

业余无线电新技术



業余無線電新技術

苏联 A. A. 庫里科夫斯基著
黃志洵等譯

人民邮电出版社

А. А. КУЛИКОВСКИЙ
НОВОЕ В ТЕХНИКЕ ЛЮБИТЕЛЬСКОГО
РАДИОПРИЕМА

ГОСЭНЕРГОИЗДАТ 1954

内 容 提 要

本书介绍改进调幅和调频收音机、电视机、录音机、扩音机的质量的各种方法和具体电路，例如怎样分别重发高、低频以改善音质，怎样在放大器中抑制失真，怎样装置无噪调谐，抗干扰检波器，本机振荡器的自动频率微调，通频带可变的中频放大器。

本书是收音机设计人员、熟练的无线电爱好者的良好读物。

业余无线电新技术

著 者：苏联 А. А. 库里科夫斯基

译 者：黄 志 洵 等

出版者：人民邮电出版社

北京东四九条13号

(北京市书刊出版业营业登记证出字第〇四八号)

印刷者：北京市印刷一厂

发 行 者：新 华 书 店

开本 787×1092 1/32 1958年11月北京第一版
印张 5 4/32 页次 82 1961年3月北京第四次印刷
印刷字数 120,000字 印数 76,021—97,040册

统一书号：15045·总837-无218

定 价：(10)0.63 元

目 录

| | |
|--------------------------|----|
| 第一章 高频系统的电路 | 1 |
| 不調諧式前置选择器 | 1 |
| 双重变频 | 9 |
| 换频器 | 16 |
| 来复式电路 | 20 |
| 中頻和音頻放大器 | 24 |
| 噪声电平最小的超短波接收机 | 25 |
| 直接放大式超再生接收机 | 35 |
| 具有超再生級的超外差接收机 | 40 |
| 第二章 高频級的电路 | 43 |
| 振蕩回路的調諧方法 | 43 |
| 輸入电路 | 47 |
| 不調諧式射頻振蕩放大器 | 48 |
| 本机振盪器 | 48 |
| 变频器 | 52 |
| 寬頻帶中頻放大器 | 56 |
| 通頻帶可變的中頻放大器 | 57 |
| 窄頻帶中頻放大器 | 60 |
| 高频級中的正回授 | 65 |
| 自动增益控制 | 70 |
| 調諧指示器的連接 | 75 |
| 本机振盪器的自动頻率微調 | 78 |
| 接收机的無噪調諧 | 79 |
| 收听电报信号 | 84 |
| 第三章 調幅信号的接收 | 87 |
| 电子管6E5C用作檢波器 | 87 |

| | |
|-----------------------------|------------|
| 陰極檢波器 | 88 |
| 干扰抑制器 | 89 |
| 抗干扰檢波器 | 92 |
| 第四章 調頻信號的接收 | 93 |
| 超再生器的应用 | 93 |
| 鑑頻器 | 94 |
| 比例鑑頻器 | 95 |
| 鑑頻器的高頻電路的两种方案 | 101 |
| 具有比例鑑頻器的接收机 | 103 |
| 調諧指示器 | 105 |
| 自动頻率微調 | 106 |
| 正交鑑頻器 | 108 |
| 具有正交鑑頻器的接收机 | 110 |
| 第五章 調幅、調頻兩用接收机 | 111 |
| 第六章 低頻放大器和揚声器 | 115 |
| 揚声器的選擇 | 116 |
| 低音頻与高音頻分別發音 | 116 |
| 揚声器特性的改善 | 117 |
| 在放大器中抑制失真 | 123 |
| 倒相器 | 125 |
| 陰極輸出器的应用 | 127 |
| 音色調整器 | 130 |
| 补偿音量調整器 | 132 |
| 防止交流声 | 132 |
| R.C. 噪声濾波器 | 134 |
| 与磁帶录音机一起工作时放大器特性的校正 | 135 |
| 拾音器特性的校正 | 135 |
| 动态式濾波器 | 137 |
| 高質量放大器 | 138 |

| | |
|---------------------------------|------------|
| 正回授的应用 | 144 |
| 經濟的電池式收音机的輸出級 | 148 |
| 低音頻重發的模倣 | 151 |
| 炭粉式送話器的連接 | 153 |
| 窄帶音頻放大器 | 154 |
| 第七章 設計接收、放大設備的基本原則 | 156 |
| 附录 | 158 |
| 1. 負壓電源的電路 | 158 |
| 2. 可以調整電壓的整流器電路 | 159 |

| | |
|---------------------------------|------------|
| 正回授的应用 | 144 |
| 經濟的電池式收音机的輸出級 | 148 |
| 低音頻重發的模倣 | 151 |
| 炭粉式送話器的連接 | 153 |
| 窄帶音頻放大器 | 154 |
| 第七章 設計接收、放大設備的基本原則 | 156 |
| 附录 | 158 |
| 1. 負压电源的电路 | 158 |
| 2. 可以調整电压的整流器电路 | 159 |

第一章 高頻系統的电路

我們先來研究一下設計收音機的若干新原理。

不調諧式前置選擇器

現在收音機大多是按照超外差电路構成的。這是由於超外差接收原理具有一些著名的優點，就是它能夠得到高的靈敏度，對相鄰波道有很高的選擇性，以及在把收音機調諧到波道中的不同頻率時，其全部特性改變得很少。

但是超外差接收法也有很多缺點。其中最主要的就是：當收音機的本機振盪器調諧在某一頻率時，變換為中頻的不僅是被接收的有用信號頻率，而且還有與有用信號頻率相差兩倍中頻的所謂“鏡像頻率”。如果有某一電台（或任何其他干擾電源）工作於鏡像頻率（鏡頻）上，那麼它就會在變頻器的輸出端產生中頻干擾；後面的中頻濾波器不能去掉這個干擾，因而它將妨礙對所選擇電台的接收。

為了避免收到鏡像頻率，在天綫和變頻器之間需要裝設一個或幾個調諧於被接收信號頻率上的振盪迴路，使鏡頻振盪不致通向變頻器。輸入迴路和高頻放大器的振盪迴路就是這樣的迴路，它們組成了所謂的前置選擇器。前置選擇器的迴路應保證主要對於鏡頻波道的選擇性，而對於相鄰波道的選擇性主要是由中頻濾波器來保證的。

由於必須設有調諧於被接收信號頻率的前置選擇器，因此在前置選擇器迴路和本機振盪器迴路（它調諧到與被接收信號頻率相差一個中頻的頻率上）之間就不得不實施複雜的同軸統調。

目前采用的方法只是在每个分波段的三个频率上保证准确的跟踪。在其他频率上，前置选择器和本机振荡器回路调谐于相互差值不等于中频的频率上。收音机的中频系统的通频带窄而增益高，所以当跟踪不准确时，只有在正确地调谐本机振荡回路、即将它调谐得正好使变频器输出端产生出能通过收音机滤波器的中频时，才能获得最大的音量。但这时前置选择器的回路是对所接收信号失调的，因而使得收音机的灵敏度降低。

当收音机工作于长波波段（即频率较低）时，这个缺点尤其显著。在这些频率上前置选择器回路的谐振曲线是很尖锐的，因而只要回路跟踪稍不准确，就会使接收机灵敏度剧烈降低。在接收较高频率时，前置选择器回路的谐振曲线较钝，因而不准确跟踪对收音机的工作影响比较微弱。最后，当接收更高频率时，前置选择器的谐振曲线已经非常平坦，以至跟踪误差已没有什么影响，然而这时前置选择器削弱镜频信号的作用已经不足以保证收音机能满意地工作了。

显然，镜频信号距被接收电台频率越远，前置选择器回路对镜频信号的削弱作用就越好。镜频与被接收电台频率相差两倍中频。因此，提高中频可以使镜频与主要接收频率的距离加大。这样就容易避免接收镜频，因而有可能使用更简单的前置选择器电路。

以前收音机主要工作于长波和中波波段。当利用 115 千赫的中频时，在这些波段中已经能够十分完善地抑制镜频波道。后来，当收音机加装短波波段时，中频提高到 465 千赫。现在，由于掌握了超短波波段，收音机中频常选用 1.6 兆赫、4 兆赫、甚至 10 兆赫。

提高中频虽然可以更好地抑制镜频，但却同时引起了一些另外的困难。在其他条件都相同的情况下，提高中频会加宽中

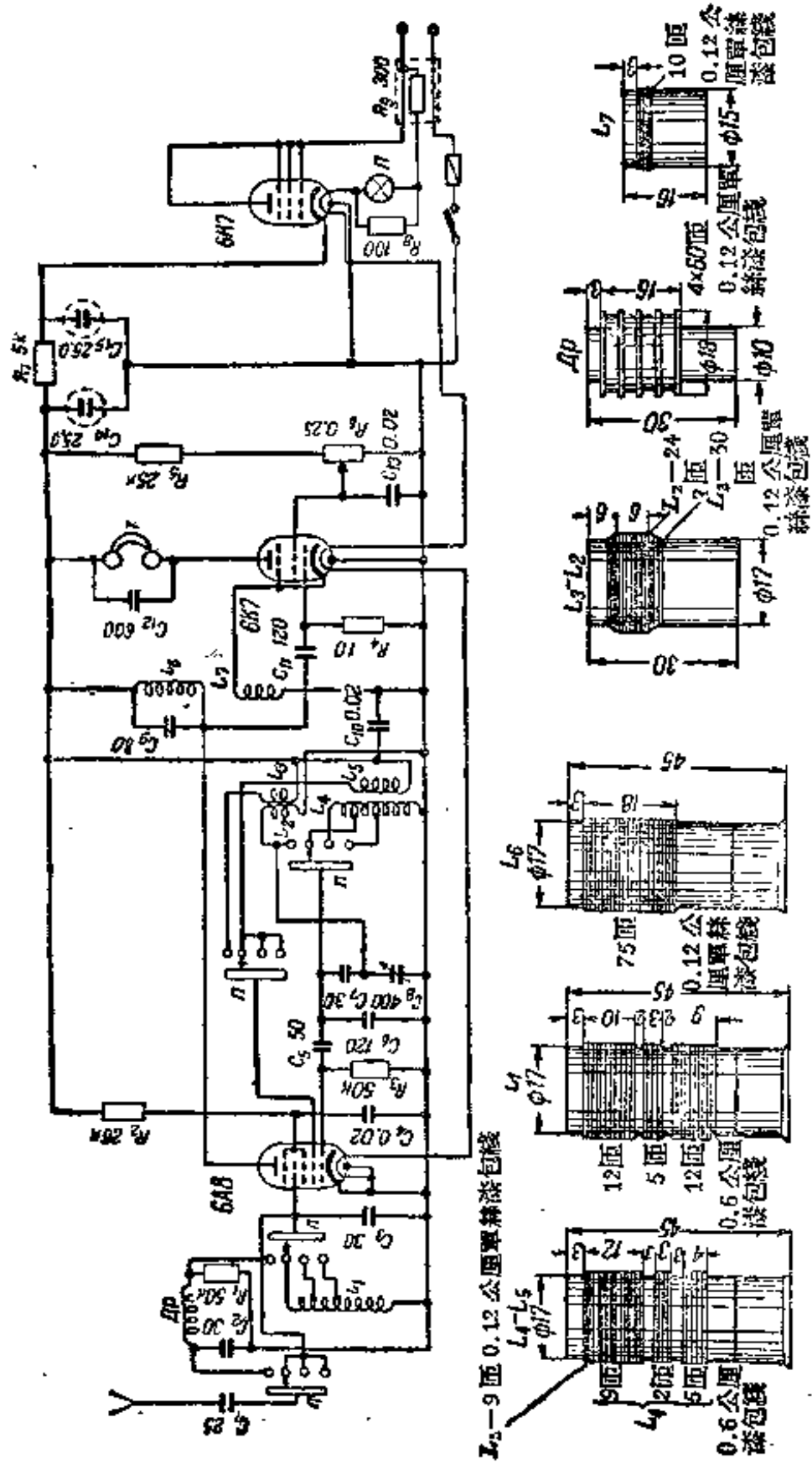


圖 1 P1-4 收音机电路圖
 繞圈 L_1 和 L_4 作間繞，上端接地，繞圈 L_5 繞在繞圈 L_4 第一段的繞圈間，繞圈 L_2 繞在繞圈 L_3 的上面，繞圈 L_7 插在繞圈 L_6 中。

頻濾波器的通頻帶。

在大多數情況下，中頻濾波器通頻帶加寬是不好的，因為這會使收音機對鄰道干擾的選擇性變壞，使干擾的作用加大。此外，提高中頻會使中頻級穩定的增益降低。提高中頻所產生的另一個很不良的後果是增加了跟蹤誤差，從而使在波段中較低頻率上的接收變壞，因為在那些頻率上前置選擇器回路的通頻帶較窄。

無線電愛好者 Б·希特羅夫在 ПП-4 收音機中成功地解決了這個矛盾（圖 1）。這個結構簡單的收音機是兩管超外差機。第一個電子管（6A8）用作變頻，第二個電子管（6K7）用作再生柵極檢波級。第三個電子管（6K7）用作整流器，因此不算在收音機本身的電路里。

ПП-4 收音機的特點是中頻較高，等於 1.9 兆赫。這就使收音機的電路大為簡化。首先，可能採用不調諧的低通濾波器作為長波和中波波段的前置選擇器。因為長波和中波波段範圍是 0.15—1.6 兆赫，兩倍中頻是 $2 \times 1.9 = 3.8$ 兆赫，收音機在長波和中波工作時的相應鏡頻信號是在從 $0.15 + 2 \times 1.9 = 3.95$ 兆赫到 $1.6 + 2 \times 1.9 = 5.4$ 兆赫的範圍內。

由此可見，鏡頻是在長波和中波波段之外。如果在收音機輸入端接上一個不調諧的濾波器，它能放進 1.6 兆赫以下的所有頻率而能阻止所有更高的頻率，那麼抑制鏡頻波道的問題就解決了。

在所講的收音機中， $C_1 C_2 L_p R_1 C_3$ 電路就是這樣的濾波器。電容器 C_1 用來使收音機和天線相耦合，而電容器 C_2 、扼流圈 L_p 和電容器 C_3 組成 Π 型低通濾波器。電阻 R_1 在這個電路中起着雙重作用。首先，它用作 6A8 的柵漏電阻。其次，電阻 R_1 是使濾波器正常工作的匹配負載。

在短波中，實現預選的方法有些不同。收音機只有幾個短波擴展波段。在這些波段里，分段繞圈 L_1 和電容器 C_2 組成的回路作為前置選擇器。選擇繞圈 L_1 的匝數使每一個擴展波段中回路均調諧於波段的中心頻率。回路的通頻帶寬至使不大的擴展波段中的所有頻率都能通過而衰減不大。同時，這樣的回路又足以削弱鏡頻。

這樣，收音機的輸入電路是不調諧的，收音機只是依靠振盪器的可變電容器 C_2 來調諧的。這就大大地簡化了整個結構，免除了回路的統調。

中頻高還能使電路在另一方面得到簡化，就是可以將長波和中波波段合而為一。

實際上，振盪器頻率等於被接收的頻率加上中頻。為了覆蓋波段 0.15—1.6 兆赫，振盪器頻率應為 $0.15 + 1.9 = 2.05$ 兆赫到 $1.6 + 1.9 = 3.5$ 兆赫。可見振盪器頻率僅改變 $\frac{2.5}{2.05} = 1.7$ 倍。但這時合併的波段寬度比通常的中波波段的寬度約高 20%，這就使得調諧稍微複雜一些，因為為了從一個電台調至另一個電台，可變電容器的轉角要比通常情況小一些。不過這個問題並不大，它完全可用較慢的緩動調諧機構來解決。

在我們所研究的電路中，用再生柵極檢波器來補償由於中頻高引起的對鄰道干擾選擇性的下降及增益的降低。用電位器 R_2 來調節檢波器電子管 6K7 簾柵上的電壓，可改變回授的數值，使本級的增益和靈敏度能保證良好的接收。再生器工作在固定的中頻上，因此它的工作狀態與接收機的調諧無關。

我們還可以注意到，在這個電路中採用了調整通頻帶的特殊方法。當接收弱信號時，為了獲得較大的增益，必須採用強回授。這時通頻帶變窄，而這正是接收弱信號時所希望的。如果接收強信號，那麼可使回授變弱，因為這時不需要高的增益，

回授的減弱使接收机通頻帶加寬，因而可使声音更为逼真。

在复杂的高級收音机中，也有利用提高中頻来簡化調諧机構的。我們已經說明：前置選擇器这样簡化后，仍然可以完全保証对鏡頻波道的選擇性。現在我們来談談这种簡化影响收音机其他特性的程度。

除了保証对鏡頻的選擇性之外，輸入回路和高頻放大級还起兩种作用：提高信号强度对于收音机电子管所产生的噪声强度的比值，以及建立为避免所謂接收的附加波道和交叉調制所必需的選擇性。

收音机中發出噪声的主要电子管是变频管。加到这电子管控制柵的信号越强，在变频器輸出端获得的信号噪声比就越大。收音机以后各級对信号和噪声作同等程度的放大，結果似乎不改变上述的比值。因此为了改善在收音机輸出端的信号强度与噪声强度的比值，必須在变频器以前，也就是在輸入电路和高頻放大器中，尽可能地放大信号。

PII-4 收音机中所用的这种型式的前置選擇器，与通常的更复杂型式的前置選擇器相比，加在变频管柵極上的信号电压显然要小得多。这就使信号强度和电子管噪声强度之比变坏。但对广播收音机而言，这种变坏只是理論上的，而实际上它几乎不影响收音的質量。

原因是这种收音机輸出端的噪声只有極小部分是出于这些电子管所产生的，主要部分是各种大气干扰和工業干扰作用的結果。这些干扰和收到的信号同样地被前置選擇器放大，因此降低前置選擇器的增益并不会使信号强度与大气及工業干扰强度的比值变坏，而仅仅使收音机的总增益減小。但增益的这种減小毫無困难地可在中頻和低頻級中得到补偿。

我們現在再来講前置選擇器的另一种功用。在收音机中常

常碰到由于高频放大器和变频器电子管特性的非线性所引起的各种讨厌的现象。当电子管的栅极上除了作用着收到的有用信号外还作用着很强的干扰电台的信号时，就会产生这些现象。如果强大的干扰频率与有用信号的频率相差很大，那么变频后这些干扰就不能通过中频滤波器而进入检波器。但由于电子管特性的非线性，这些干扰会引起哨声，此外，它的调制波会“转移”到被接收的信号上。这时当接收需要的电台时，在收音机输出端会听到干扰电台的广播；假如被接收的电台停止播音，那么干扰电台的广播就听不见了。

好的前置选择器在颇大的程度上减少了这些现象，因为它调谐于所接收的信号频率上，可以不使其他频率的干扰信号通向电子管的栅极。收音机 PП-4 中所用的简化前置选择器能使很宽波段内的各种频率通过它而加在第一个电子管的控制栅极上，因此有可能发生上述的现象。但是理论和实践证明，这些不良现象完全可以不用前置选择器，而用精确选择第一个电子管的工作状态的方法来消除。有时可能需要在天线电路中接入固定调谐的阻抗陷波器来削弱干扰电台的信号。

这样，采用提高中频以使前置选择器的结构和调整大为简化的方法，不仅可以用于上面研究的最简单的收音机，而且可以用于业余无线电爱好者的高质量接收机。

这种接收机可以B.切尔诺夫斯基制作的电唱收音两用机为例。

这种两用机的收音机是四管超外差式（图2），它的中频选为1.6兆赫。由于采用的中频高，所以就可以使用T形滤波器构成的不调谐式前置选择器，这滤波器由扼流圈 L_1 、 L_2 、 L_3 、电容器 C_1 、 C_2 、 C_3 和电阻 R_1 、 R_2 组成。第一个电子管6A7用作变频级，第二个电子管6K3和第三个电子管6B8C的五极管部

分用作中頻放大級。电子管 6B8C 的二極管部分用来檢波和获得自动增益控制电压。第四个电子管 6C5 用作低頻前置放大器。

因为这种兩用机是用来对强力广播台进行高質量接收的，所以只有五个固定調諧頻率。由于采用了不調諧式前置选择器，所以只需用調諧轉換开关換接本机振盪回路中的微調电容

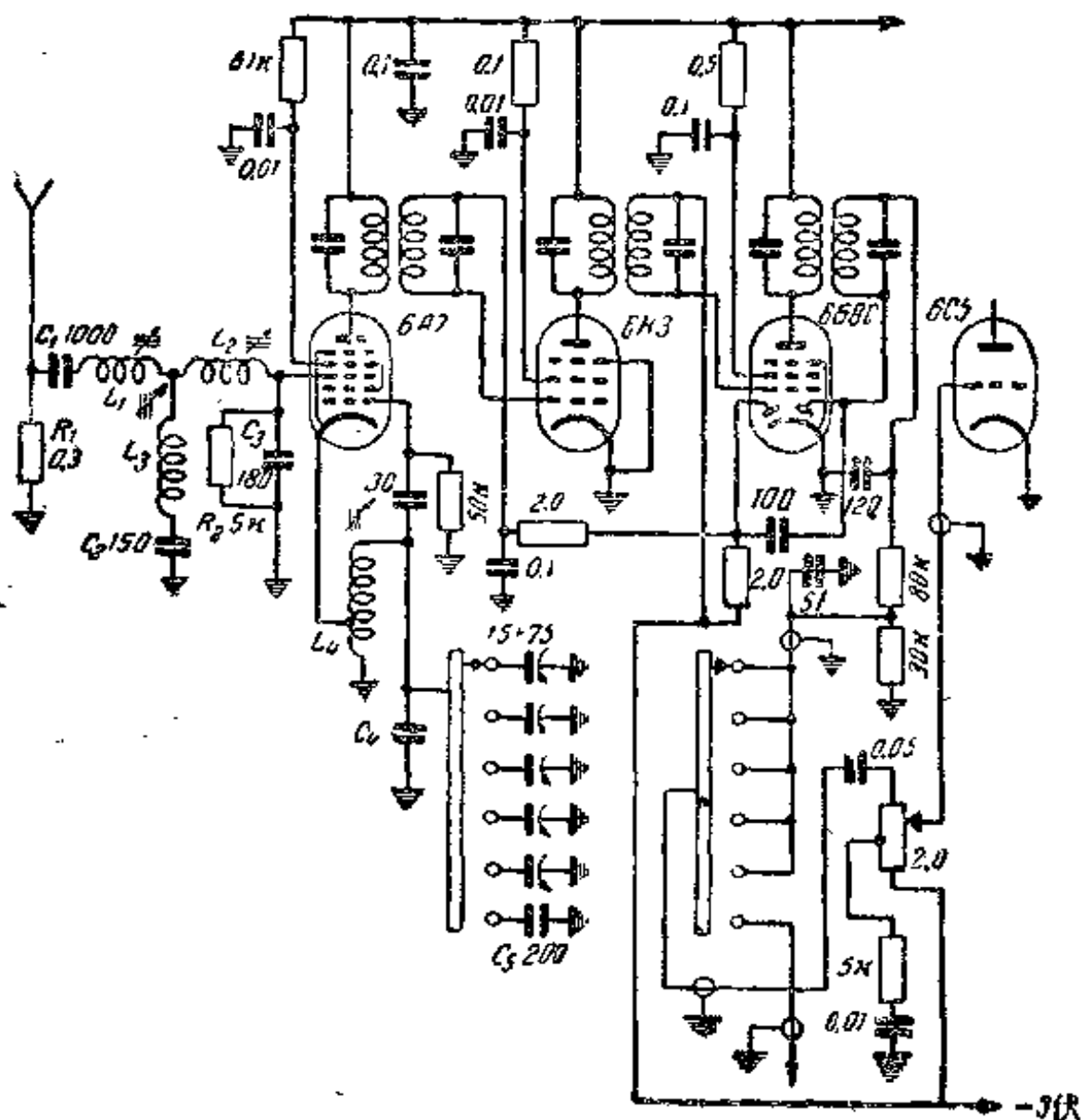


圖 2 电唱收音机的收音部分扼流圈 L_1 、 L_2 、 L_3 和本机振盪线圈 L_4 用 37×0.1 的銅組綫繞成，放在直徑为 25 毫米的聚基盒內。 L_1 、 L_2 各繞 50 匝， L_3 繞 30 匝， L_4 繞 60 匝，从接地端算起第 50 匝处抽头。

器，就能換至某一固定的調諧。開關的第6個位置用來接唱機；在這個位置時，本机振盪回路接入固定電容器 C_5 ，而在低頻放大器輸入端接入拾音器。

由於在這種電路中使用的中頻高，所以中頻放大器通頻帶顯著地加寬。在所接收電台信號足夠強和干擾電平不很高時，通頻帶加寬是沒有害處的。因為它使我們容易得到高質量的聲音傳送。在希望把通頻帶減小到正常寬度時，可利用高質量因數的中頻濾波器（例如，應用由導磁電介質做成的閉合導磁體）來得到。

我們注意到提高中頻就迫使本机振盪器工作頻率升高，因此即使在接收長波與中波電台時也必須考慮到改善本机振盪器的穩定性，特別是對於通頻帶不很寬的收音機來說更是如此。為了這個目的，在前面提到的收音機里採用了電容量為15微微法的KDK-1Ж型溫度補償電容器 C_4 。此外，本机振盪器應處在輕載的狀態，振盪回路繞圈應採用高質量因數的。電子管管座應採用陶瓷的。用這些簡單的方法就可以獲得固定調諧所需要的穩定性。

雙重變頻

前面已經說過，為了簡化前置選擇器，必須利用較高的中頻。這樣做雖然減弱了鏡頻波道干擾，但與此同時卻減少了每級穩定的增益，而更不利的是使收音機的通頻帶加寬，也就是使在接收時對鄰道干擾選擇性變壞。

為了部分地消除這些缺點，可以用高質量因數回路的中頻濾波器。但提高回路的質量因數有一定的限度，因而限制了這個方法的使用。

另一個避免提高中頻所引起那些不良後果的辦法，是像

ПН-4 收音机那样，采用正回授电路。但是正回授的应用使得在调谐收音机时必须用单独的旋钮来调节回授的大小，此外，有回授的电路是处于自激的边缘上，其工作是不稳定的。所以避免上述缺点的更有效的方法，是采用双重变频。

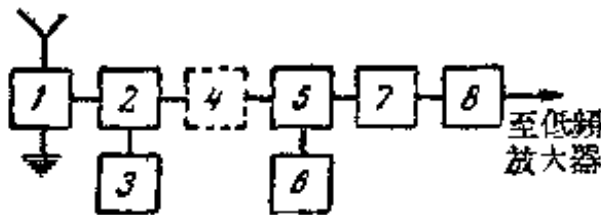


图 3 双重变频收音机的方框图

1—前置选择器；2—第一变频器；3—第一本机振荡器；4—第一中频放大器；5—第二变频器；6—第二本机振荡器；7—第二中频放大器；8—检波器

双重变频收音机的方框图如图 3 所示。在这个收音机里，前置选择器（任何一种，不一定是非调谐式的）的后面是第一变频器。在变频器的屏路中，接有调谐在第一中频上的振荡回路或带通滤波器，

第一中频通常采用较高的数值（1.2—5 兆赫）。有时专门用一级把这个中频电压放大，然后加到第二变频器的输入端，由第二变频器把它变换为较低的第二中频（通常为 465 千赫）。再往后，是普通的第二中频放大级、检波器和低频放大器。

在这个电路里，第一中频较高，因此减弱了镜频波道的干扰，并且使前置选择器的结构得以简化。第二中频较低，就使增益可以较高，同时对邻道干扰选择性也较好。

看起来，为了得到最好的效果，这种电路应该把第一中频选择得尽可能高，而把第二中频选择得尽可能低。但是实际上并不完全这样。

图 4 绘出了频率坐标轴，上面标出了第一中频 f_{np1} 和第二中频 f_{np2} 。如果我们接收频率为 f_{cu2} 的电台，那么第一变频器的本机振荡器应该这样调整，使振荡频率 f_{icm1} 比 f_{cu2} 高（或低）出一个数值 f_{np1} 。曲线 A 是前置选择器的谐振曲线。镜频 f_{sep2} 比信号频率高出第一中频的两倍，即 $2f_{np1}$ ，

它不能通过前置选择器的各个回路。

为了把第一中频变为第二中频，第二变频器的本机振荡器应该调谐在比 f_{np1} 高（或低）出数值 f_{np2} 的频率 f_{zem2} 上。和所有的变频一样，当按上面所说的那样调谐第二本机振荡器时，可以变换成第二中频的不仅仅是第一中频，而且还有第一中频的镜频 $f_{np.ном}$ ，它与 f_{np1} 相差两倍的 f_{np2} 。

这个频率 $f_{np.ном}$ 是频率 $f_{ном}$ 通过第一变频器变频后产生的， $f_{ном}$ 与被接收信号的频率也同样是相差 $2f_{np2}$ 。

显然，在前置选择器里可以采用抑制频率 $f_{ном}$ 的方法，或者用在第一中频滤波器里抑制频率为 $f_{np.ном}$ 的振荡的方法（谐振曲线 B）来避免收到频率 $f_{ном}$ 。

如果第一中频选得很高，那么第一中频滤波器的谐振曲线（曲线 B）不会很

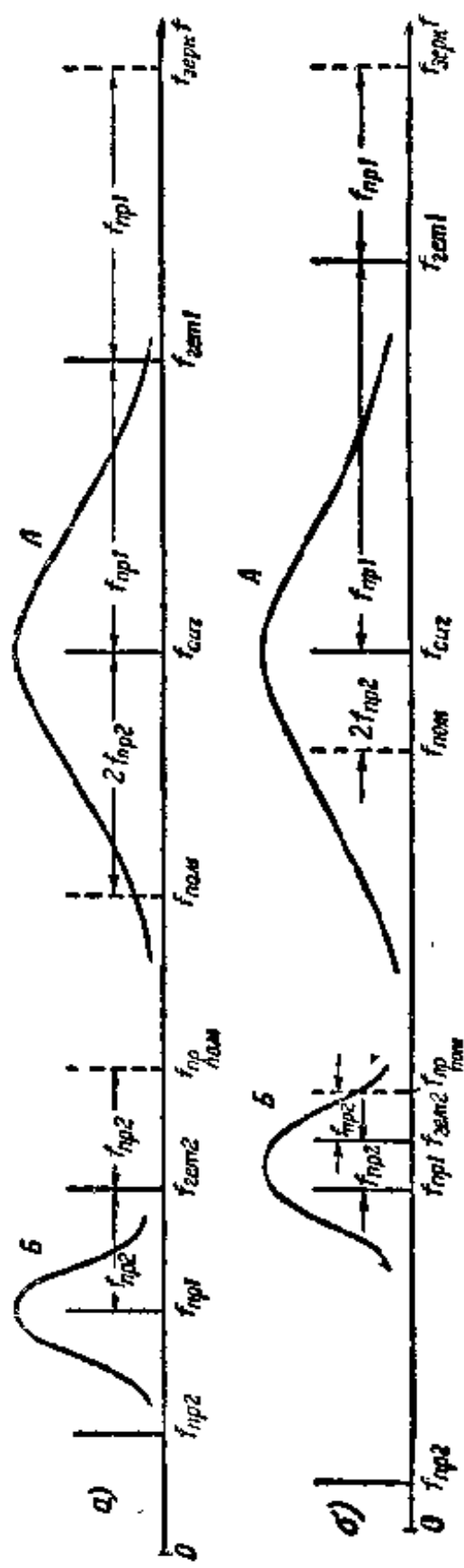


图 4 双重变频收音机中的频率关系
 a)——中频为一般数值时的情况；б)——第一中频高，第二中频低时的情况

尖銳。當第二中頻較低時，頻率 $f_{\text{ном}}$ 與頻率 $f_{\text{ош}}$ 、頻率 $f_{\text{np,ном}}$ 與頻率 f_{np1} 相差都不大。結果在第一中頻甚高而第二中頻甚低時，對頻率為 $f_{\text{ном}}$ 的信號的抑制就不夠大。這就使雙重變頻收音機里第一中頻不能選得太高（在1.2—5兆赫的範圍），而在第二中頻選得不太低（通常選為465千赫）。

由於第二變頻器調諧是固定的，因此它的結構非常簡單。至於採用了雙重變頻而使收音機變複雜這點，則完全可以因前置選擇器的簡化而得到彌補。

時常把一個不大的可變電容器接在第二變頻器的本机振盪器的回路里，使本机振盪器的頻率可以在額定值的上下改變25—30千赫。由於前置選擇器和第一中頻濾波器通常具有寬約50—60千赫的通頻帶，所以第二本机振盪器的頻率的這種改變就可以使要接收的頻率連續地改變 $\pm(25-30)$ 千赫。這樣就在波段中的任一點，建立了非常方便的擴展調諧。擴展調諧的優點首先是簡單，其次是調諧的變化量（以千赫為單位）與在波段中的哪一點進行擴展調諧無關。這樣就可以在收音機中採用一個單獨的擴展調諧的度盤，它具有以千赫為單位的不變的刻度。

使用雙重變頻收音機的經驗證明，仔細地屏蔽兩個振盪器和讓變頻器運用在所用管子最佳工作狀態，有着重要的意義。不遵守這些條件時，在收音機的輸出端會產生嘯聲。

圖5所示為雙重變頻收音機的前幾級電路，它使用B.切爾梁夫斯基的那種不調諧式前置選擇器。

我們已經研究了雙重變頻收音機最常見的方案，其第一變頻器用可調諧的本机振盪器，而第一中頻回路和第二變頻器的本机振盪器用固定調諧的。

但是還可以有另外的雙重變頻電路的方案：第一本机振盪器調諧固定，而第一中頻回路和第二變頻器的本机振盪器是可

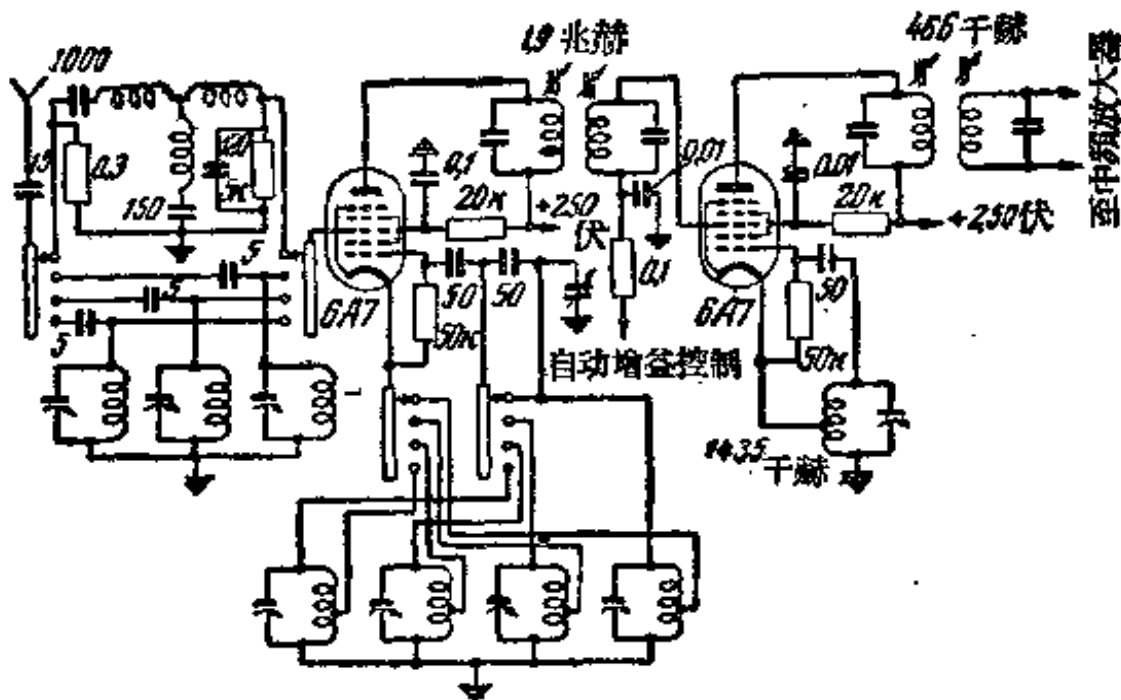


圖 5 具有不調諧式前置選擇器的雙重變頻收音機輸入部分的電路

以按照被接收的信號頻率相應地改變而調諧的。

這種型式的收音機的方框圖示於圖6。在這個電路里，在第一變頻器之前，採用寬頻帶的不調諧式前置選擇器。它讓接收波段中所有的頻率通向第一變頻器，並濾除由於第一中頻很高而處在接收頻率波段之外的鏡頻信號。

第一變頻器的本机振盪器工作在固定頻率，通常用晶体穩頻。在這些條件下，變頻器電子管的屏流中含有各種中頻成份，它們是

由進入變頻器輸入端的各种信號經變頻后得到的。第一變頻器屏路中的回路可以調諧在這些頻率中任一個上面，因而就能取

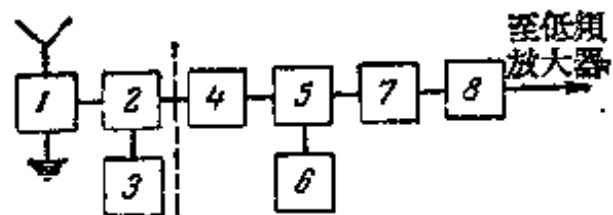


圖 6 第一本机振盪器頻率固定時雙重變頻收音機的方框圖

- 1 — 寬頻帶不調諧輸入電路； 2 — 第 1 變頻器； 3 — 第一不調諧本机振盪器；
- 4 — 可調諧的第一中頻回路； 5 — 第二變頻器； 6 — 第二可調諧本机振盪器；
- 7 — 第二中頻放大器； 8 — 檢波器

出由所需接收的电台的信号变换而来的中频振荡。第二变频器的本机振荡器应调谐得使被分离出来的第一中频变换为这个收音机的固定的第二中频，后面的各个回路都调谐在这个频率上。

实际上，这种收音机在图6虚线右边的所有部分，组成了最普通的单重变频的超外差收音机。至于虚线左边电路的功用，是把分波段的所有的被接收信号的频率，沿频率轴移至决定于第一本机振荡器频率的同一数值上。当更换波段时，前置选择器的调谐和第一本机振荡器的频率应当这样改变，以便使第一变频器屏路中的回路所调谐的第一中频波段，在所有情况下都一样。

当必须在现有的收音机的输入端补充若干级，使它适合于接收比原设计的更高的频率时，常常采用这种电路。有时高质量的短波业余通信接收机就是按这种电路装置的。在这种接收机

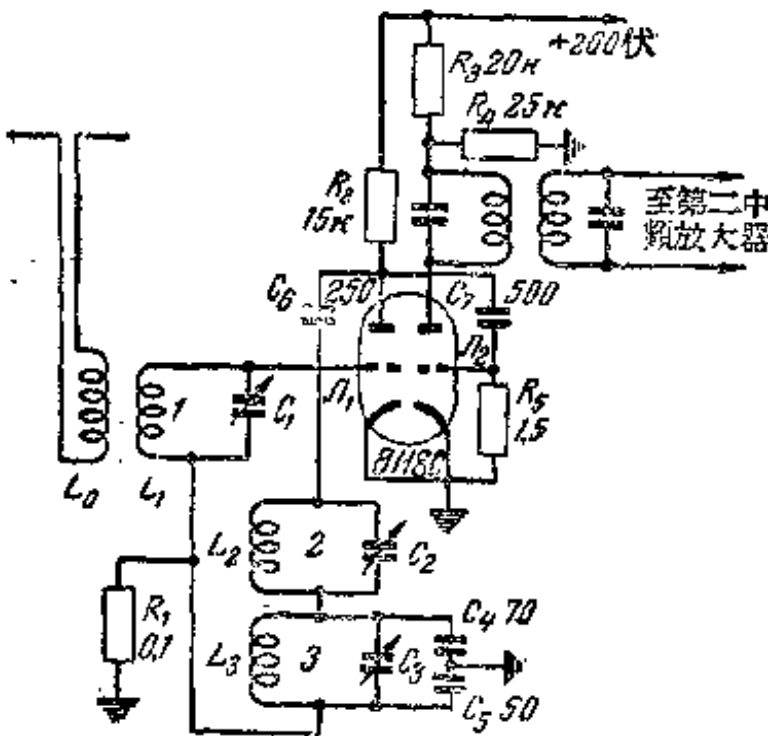


图 7 只用一个本机振荡器的超短波双重变频收音机的输入电路

中，这种电路的主要优点是可以获得高的调谐稳定性和接收机刻度校准的稳定性。这个稳定性是这样得到的：第一本机振荡器是用晶体稳定的，而连续调谐的第二本机振荡器的稳定性不很重要，因为它工作在较低的频率上。

最近，只有一

个本机振荡器的双重变频电路得到了应用。圖7的超短波收音机的輸入部分，就是这种电路的例子。在这个电路里，使用增益不大的双三极管。三极管 J_1 用作本机振荡器和第一变频器，而三极管 J_2 起第二变频器作用。

回路1調諧在被接收信号頻率上，回路2調諧在第一中頻上。在这个电路里，当收音机調諧在波段中的不同頻率上时，第一中頻就随着改变。回路3是依电容回授式电路構成的本机振荡器的回路，回授是由电容器 C_4 和 C_5 建立的。

尽管各回路的連接很复杂，但仍不难按普通电路去研究圖中的电路。实际上，被接收信号的电压是从回路1加到三极管 J_1 的栅極和陰極之間的（通过电容 C_5 ）。

回路2按照普通的并饋电路接在三极管 J_1 的屏路里。这个回路的下端經過电容器 C_4 与三极管的陰極相接。

如果考虑到回路1和回路2对本机振荡器頻率呈現很小的阻抗，那么可以認為：回路3是按普通的电容回授式本机振荡器电路（它接在三极管 J_1 的屏極和栅極之間，而电容器 C_4 和 C_5 的中点接至陰極）接成的。电阻 R_1 造成三极管 J_1 栅路的直流通路。

在这种情况下，在三极管 J_1 的栅極上作用着被接收信号的电压和本机振荡器的电压。在屏路里所形成的第一中頻电流，在回路2上产生了相应的电压，这电压和本机振荡器的电压一起經過隔直流电容器 C_6 和 C_7 加到三极管 J_2 的栅極上。在这个三极管的屏路中形成了第二中頻的振盪。屏路的負載是調諧在第二中頻上的帶通滤波器。

我們来研究当第二中頻 $f_{np2} = 4.3$ 兆赫时，这个电路里的一些頻率之間的关系。設被接收信号的頻率 $f_{cu3} = 100$ 兆赫。这时本机振荡器必須調諧在頻率

$$f_{rem} = \frac{f_{cu2} - f_{np2}}{2} = 47.85 \text{ 兆赫。}$$

在这种情况下，第一中频等于

$$f_{np1} = f_{cu2} - f_{rem} = \frac{f_{cu2} + f_{np2}}{2} = 100 - 47.85 =$$

$$\frac{100 + 4.3}{2} = 52.15 \text{ 兆赫。由第二变频器得到的第二中频}$$

$$f_{np2} = f_{np1} - f_{rem} = 52.15 - 47.85 = 4.3 \text{ 兆赫。}$$

上面所研究的电路的缺点，是当收音机调谐在不同频率时，第一中频会改变。这就需要对三个回路（输入回路、本机振荡器回路和第一中频回路）统一调谐。

换 频 器

用来扩展收音机波段的比较简单的附件——换频器，是双重变频的特殊形式，换频器的电路一般含有输入回路及带本机振荡器的变频器。换频器的输出端与现有的收音机输入端相接。

当被接收的信号频率在收音机波段之外时，换频器可以将该信号频率变换为收音机可能接收的频率。假如收音机的电路是直接放大式的，那么加上换频器以后就组成了单重变频的超外差电路，这时收音机起中频放大、检波和低频放大的作用。假如现用收音机本身是超外差式的，那么加上换频器后就组成了双重变频的电路。

过去业余爱好者曾广泛地应用换频器，以便利用中长波收音机接收短波信号。现在，换频器是用来使普通的收音机能接收公尺波的信号。

利用换频器能够实现各种样式的调谐。最流行的一种方法是换频器的输入回路及其本机振荡器可以调谐，而收音机的调

諧不變。這種情況相對於雙重變頻普通的方案。

但是也還有其他的方法，即換頻器本机振盪器的頻率不變，而換頻器的輸入回路使被接收波段中所有的信號都可通過并加到它的變頻器上，這時，在換頻器的輸出端產生對應於各種無線電信號的各種不同的中頻振盪。在這種情況下只須將與換頻器相接的收音機進行調諧。這個方案相當於圖 6 所示的雙重變頻電路。

這種調諧方法比較簡便，因為它只利用收音機調諧機構，而在換頻器中這種調諧機構就可以不要了。此外，換頻器振盪器用晶体穩頻，因而顯著地提高了接收的穩定性。但是也必須考慮到採用這種調諧方法時換頻器的輸入回路必須有很寬的通頻帶，以便使接收波段中所有信號都能加在換頻管的柵極上。在公尺波波長這不會引起什麼特殊的困難。

圖 8 是發明家 Г. 柯斯坦吉和 B. 雅科夫列夫的兩種簡單換頻器電路，如果利用任何一部能接收頻率為 10—12 兆赫的接收機，這種電路就能用來接收工作頻率在 85—87 兆赫的業餘超短波電台。在這電路中，一個電子管同時完成混頻管和本機振盪管的工作。輸入回路 L_2L_2 借助於微調電容器調諧在波段的中心頻率 86 兆赫上。本机振盪器部分是按自耦變壓器回授式構成，能夠產生頻率為 71—75 兆赫的振盪，本机振盪器回路是用可插入繞圈 L_3 繞匝的小黃銅片來調諧。

為了削弱本机振盪器的輻射，輸入回路 L_2C_1 和振盪器回路 L_3C_2 上電位為零的一點相連。

在電子管的屏路中接有第一中頻寬波段變壓器 T_p ，變頻後的振盪從其輸出端用同軸電纜接到收音機輸入端。

這種電路工作得非常可靠，能保證一般收音機具有大約 30 微伏的靈敏度。電路的調整歸結為將回路調諧在所需的頻率上。

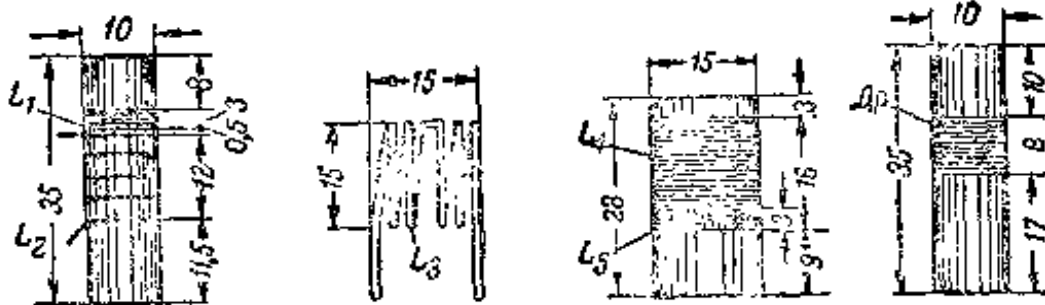
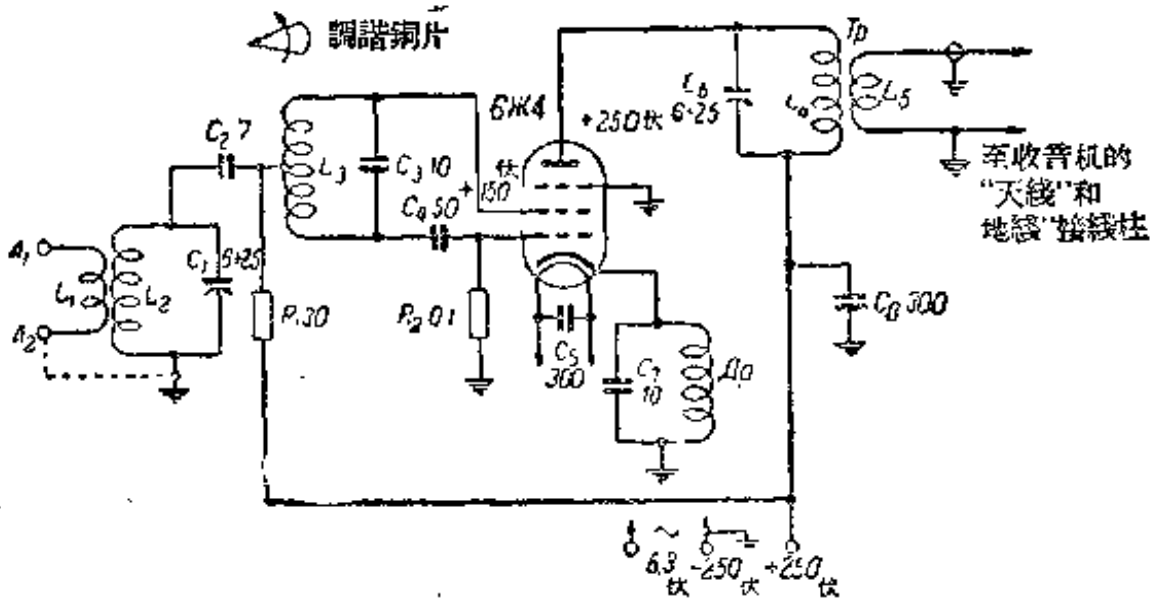
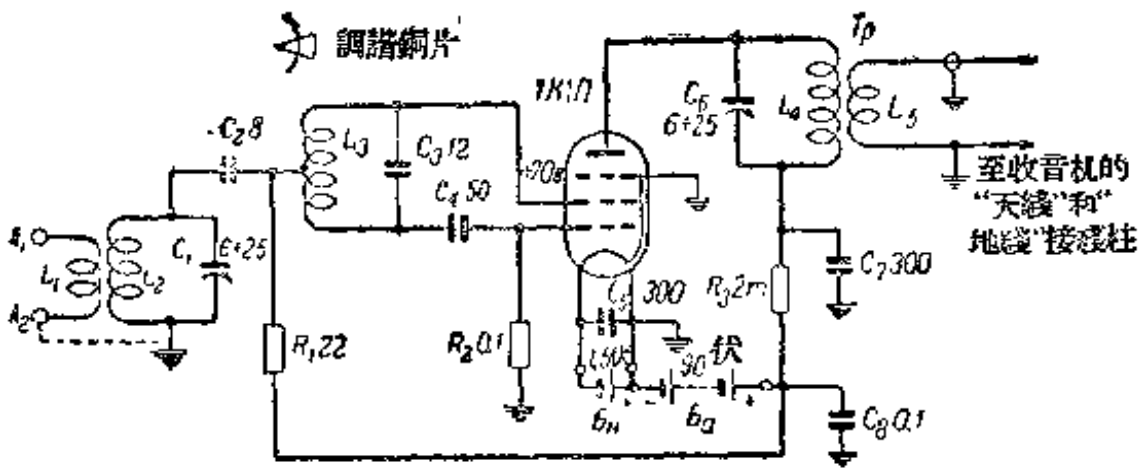


圖 8 交、直流供电的換頻器电路

綫圈 L_1 用直徑為 0.35 公厘的漆包綫繞 5 匝， L_2 用 1.0 公厘的漆包綫繞 5.5 匝， L_3 用 0.35 公厘的漆包綫繞 5 匝， L_4 用 0.35 公厘的漆包綫繞 32 匝， L_5 用 0.35 公厘的漆包綫繞 6 匝。扼流圈 L_p 用 0.35 公厘的漆包綫繞 14 匝。綫圈 L_4 繞在綫圈 L_5 的上面，靠近 L_5 接地的一端

假如換頻器裝在上述的只有一个本机振盪器的双重变频收音机上，那么換頻器就可以大大簡化。此时，可以利用收音机中的本机振盪器作为这唯一的振盪器。

圖 9 所示的換頻器是 Г. 柯斯坦吉設計的。由于作为变频所必需的非綫性元件—电子管—用晶体混頻器来代替，因此电路大为簡化。

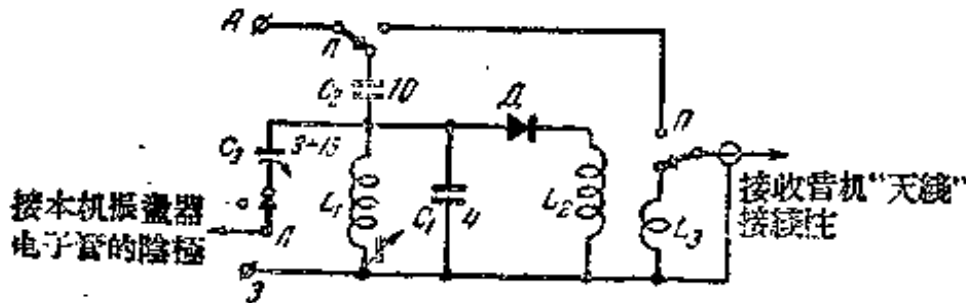


圖 9 沒有电子管的变频器电路。不用变频器进行接收时，用开关 Π 来轉換

業余无綫电爱好者对于用金屬与半导体之間的接触来檢波都很熟悉，但檢波实質上是变频的一种，因为檢波过程中高频調制振盪变为音频振盪。同样的，金屬与晶体接触点也可以很成功地在超外差接收机中用作变频。晶体混頻器在公分波接收机中已用了好几年了，因为在公分波段由于許多原因普通的电子管是不适用的。当波長較長时，很少使用晶体混頻器，因用它来变频时不仅不能把被接收的信号放大，相反地却將它衰減了 3—4 倍。但是假如这种衰減沒有特殊意义的话，那么晶体混頻器由于不須供电和尺寸很小，它还是非常方便的。

必須注意，被变频的信号的衰減量以及晶体混頻器的固有噪声电平与作用在混頻器上振盪电压的数值有关。在上述电路中，調整耦合电容器 C_1 可以改变电压的数值。改变流过晶体混頻器中的直流电流就能很方便地控制混頻器与振盪器之間的耦

合。最佳耦合相当于这电流约为0.3—0.5毫安。

工厂制有专门供变频器用的晶体混频管。但是，频率在50—60兆赫以下时，矿石机所用的晶体检波器已能良好地工作。

来复式电路

凡是同一个电子管用来完成几种不同功用的收音机电路，称为来复式电路。用一个电子管，既放大高频振荡，又放大低频振荡的电路，是最常见的来复式电路。如果注意一下信号在这种收音机里的路径就可看出：收到的高频振荡先被这电子管放大，然后进入检波器，变为音频振荡，然后再回到前面去，重新被这电子管放大。来复式电路的名称正好表示出信号在电路中的反向运动。

构成这种来复式电路是可能的，这是由于高频和音频相差很多，因而电子管对这两个频率可以使用两个负载。如果电子管工作于线性状态，那么实际上可以完全略去它们相互的影响。当收到的信号很强时，工作部分进入了电子管特性曲线的非线性区域，这时就会产生一些不良的现象。

来复式电路的原理虽早已为人们所熟知，但只是在近年来才开始在工厂出品的和业余收音机中取得广泛应用。

图10是B. 凡凯维奇制作的有三个固定调谐频率的简单直接放大式收音机。它有射频放大级、二极管检波器和音频放大级，但因为采用了来复式电路，所以它只用一个复合管——双二极—五极管6B8C。

天线经过电容器 C_1 和调谐在被接收信号频率上的输入回路 L_1 （或 L_2L_3 ） C_2 相接。信号电压从这个回路加到五极管的控制栅极。在五极管的屏路中接有回路 L_4 （或 L_5L_6 ） C_7 （它

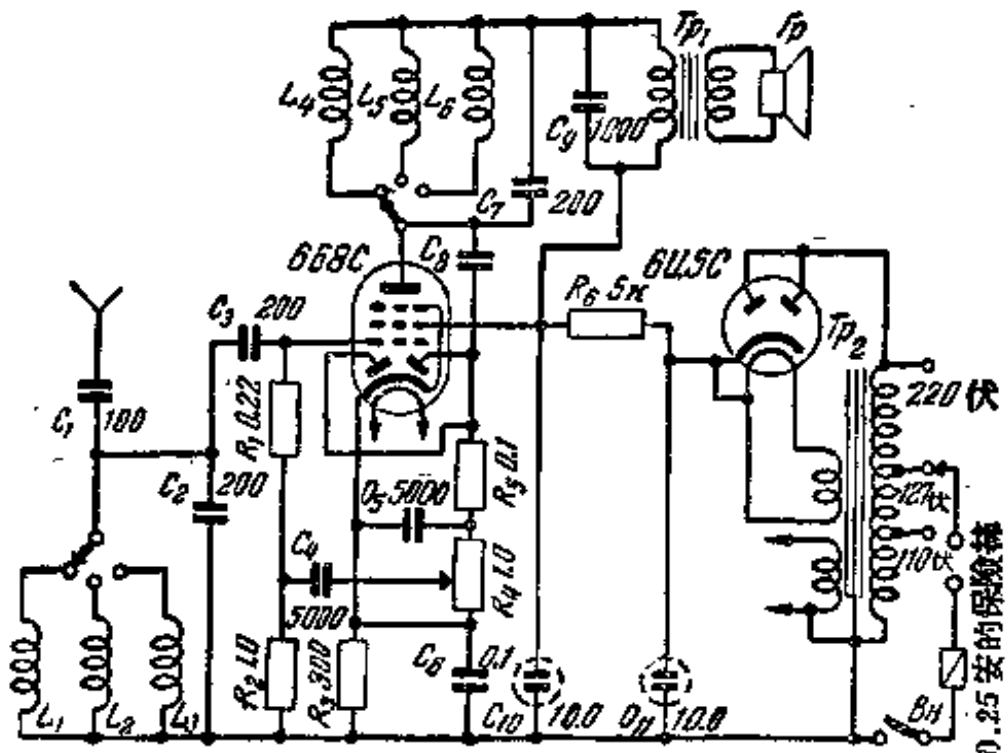


圖 10 直接放大收音机来复式电路

也調諧于信号頻率)。射頻振盪从这个回路加在用 $R_5 R_4 C_5$ 电路做負載的二極管檢波器上。音頻电压从檢波器的負載上經過电路 $C_4 R_1$ 加到五極管的控制柵極上而被它放大。五極管屏路中接有帶揚声器 T_p 的輸出变压器 T_{p1} 。为使輸出变压器不致于妨碍射頻振盪的放大，用对射頻振盪阻抗很小的电容器 C_9 把它旁路（这个电容器同时也用来調整音頻放大器的頻率特性）。电子管屏路中回路 L_4 （或 $L_5 L_6$ ） C_7 不会影响音頻振盪的放大，因为对音頻而言回路的阻抗極小。

在这电路里，有出現令人討厭的回授的危險，这样就会破坏收音机的工作。假如高頻电压能从电子管的屏路經過檢波器而和音頻电压一起加到电子管控制柵極上去，那么就会产生这种回授。为了消除这种回授，在檢波器輸出端和电子管柵極之間接入一个高頻濾波器。在圖 10 的电路中，电容器 C_6 （它对高頻阻抗很小而对音頻阻抗很大）用来旁路檢波器輸出端的高

頻电压。为了使这电容器不致把收音机的輸入端旁路，使用了电阻 R_1 。电阻 R_2 構成电子管的控制柵的直流通路。为了改善濾波作用，应当用一个 50—100 微微法的电容器来旁路电阻 R_2 。

調諧是用变换回路綫圈来进行的。綫圈用直徑为 0.15 公厘的双絲包綫迭繞在直徑为 20 公厘的架子上相隔 5 公厘的兩塊側板之間。每个綫圈由兩部分組成。把回路調諧到所需的頻率上是把它們移近和挪远的方法达到的。波長 1734 公尺的綫圈有 440 匝，波長 1141 公尺的有 300 匝，波長 344 公尺的有 84 匝。

揚声器可以选用任一种有綫广播用揚声器。屏路中的变换阻抗應該为 6—84 欧。

电源变压器 T_{P_2} 用 III-20 × 20 公厘的鉄心做成。电压为 110 伏、127 伏、220 伏的初級綫圈的相应匝数是直徑为 0.18 公厘的耐久漆包綫 908 匝加 140 匝，加直徑为 0.14 公厘耐久漆包綫 768 匝。供給 6.3 伏电压的兩個綫圈用直徑为 0.4 公厘的單絲漆包綫繞 52 匝。

来复式电路也广泛应用在簡單的超外差机里，这时用同一个电子管兼作中頻和音頻振盪的放大。圖 11 是“莫斯科人”牌收音机所用的工作良好的来复式电路。

在这个电路里，由回路 L_8, C_{13} 上所取得的中頻电压，通过电容器 C_{16} 加到电子管 6Б8С 的柵極和陰極上。这个电子管的負載是回路 L_9, C_{17} ，电压从这里加到二極管檢波器上（电子管 6Б8С 的二極管部分）。由 R_7, R_8, C_{16} 組成的电路作为檢波器的負載，音頻电压从这里回过来加到电子管 6Б8С 的柵極上。电阻 R_6 用作这个电子管对于音頻电压的屏極負載，被放大的音頻电压从这里加到輸出管 6П6С 的控制柵極上。为了

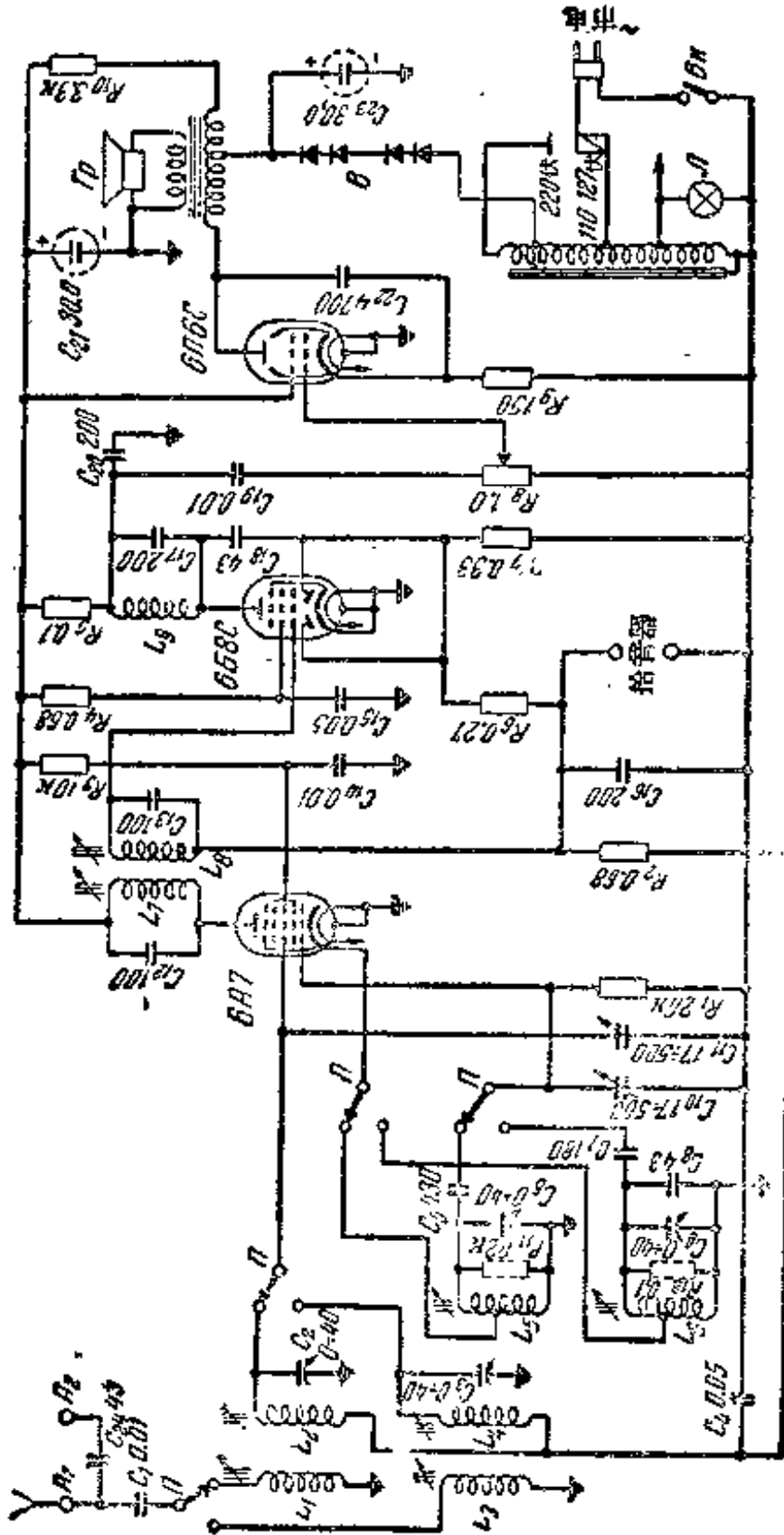


圖 11 “莫斯科人”牌超外差收音机的来复式电路

在电阻 R_5 上不产生中频电压降，电路里接有一个电容器 C_{20} ，它对音频阻抗很大，而对中频阻抗很小。电容器 C_{16} 可以防止中频电压和音频电压一道从检波器输出端跑到电子管 6B8C 的栅极上去。

来复式电路的缺点是失真比分别使用电子管的电路大一些。此外，在接收强信号时，“莫斯科人”牌收音机的自动增益控制系统在来复级电子管的控制栅极上产生很大的偏压。这时在电子管的五极管部分发生了屏极检波，因此在来复级的输出端产生了两个差不多是反相的音频电压，其中一个是从二极管检波器的输出端经过放大后而得到的，而另一个是由于屏极检波而产生的。假如音量调节器是装在电子管 6B8C 的控制栅极电路中，则当音量调节器调在某一中间位置时这两个电压几乎互相抵消。从这个位置起无论向那个方向转动调节器，接收音量都增大。此外，在这一点附近接收，失真就很严重。

如果音量调节器是像图 11 那样，装在下一个电子管的栅路里，那么在接收强信号时电子管 6B8C 会过载，因而也会引起失真。

若使自动增益控制电压不输送到来复级电子管的控制栅极上去，并且仔细地选择这个电子管的起始偏压，那么就有可能克服这个缺点。

中频和音频放大器

我们再来研究一个中频和音频放大器的组合电路。它不是来复式电路，因为它可以由开关的转换，或用作中频放大器，或用作低频放大器。这种电路在实际中得到使用是因为下面所说的一些原因。为了提高收音机的灵敏度和选择性，收音机中必须采用很多级高频放大级和中频放大级。这样，在检波器的

輸出端通常可以得到大約幾伏的音頻電壓，為了繼續放大這電壓，只要使用幾級低頻級就夠了。

然而，當使用輸出電壓很小的電唱機拾音器時，低頻放大的級數就不夠了。在這種情形下，必須利用一只在高頻級或者中頻級中工作的電子管來進行輔助的低頻放大。

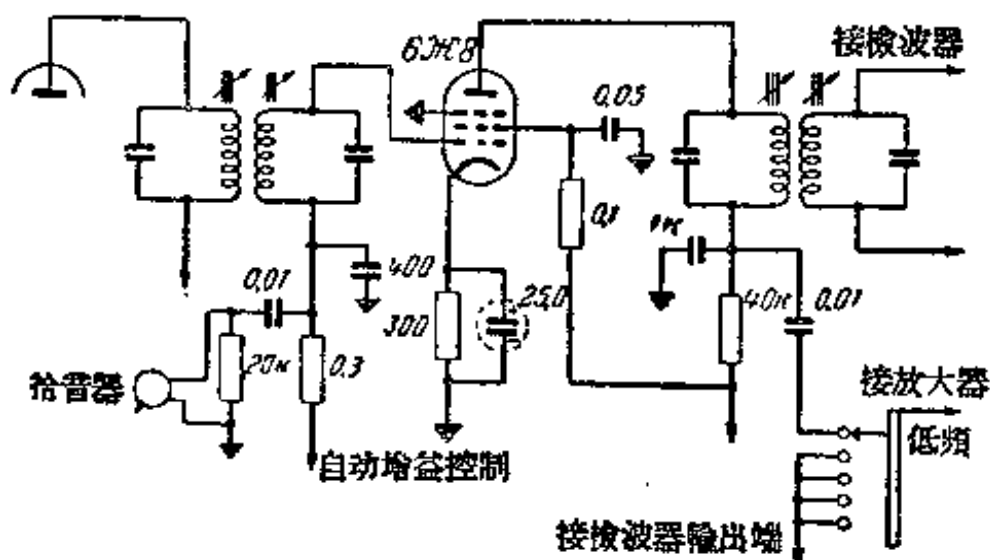


圖 12 用作中頻或音頻放大器的組合級電路

收音機 PП-5 中使用的這種電路見圖 12。圖中波段開關 П 的一組把低頻放大器的輸入端或者接到檢波器的輸出端，或者接到組合級的低頻輸出端，如果這組合級是用來放大拾音器的電壓。對這一級電路本身來說，從中頻放大轉到低頻放大用不着任何的開關。拾音器經過電容器（這是為使拾音器不致把自動增益控制電壓短路而設置的）與柵極電路中的去耦電阻並聯。除了中頻回路以外，這級的屏路中還有音頻負載——一個電阻，它對中頻而言被 0.05 電容器旁路。

噪聲電平最小的超短波接收機

近年來，無線電愛好者對遠距離接收電視廣播很感興趣。

無綫电爱好者的許多实验証明，电视广播在距离电视中心 200—250 公里的地方完全可以收到。但是，这种对超短波广播的远距离接收需要使用特別的技术設備。

首先，若所接收的信号很小，就必需提高接收机的增益。但这时各种干扰的有害影响也就非常显著了，其中工业干扰、宇宙干扰和所謂接收設備的固有噪声起着最重要的作用。

为了尽量提高有用信号功率对工业干扰和宇宙干扰功率的比值，必須用方向性尖銳的、与饋綫匹配得很好的和架設得尽可能高的天綫，并且远离工业干扰源。当然，具有尖銳方向圖的天綫應該非常精确地对准信号傳來的方向。

在滿足这些条件时，接收机的固有噪声就成为公尺波波段中無綫电接收干扰的主要形式。固有噪声就是由于电子在天綫中和在接收机电路里所有的导体与电阻中的杂乱运动以及接收机的每个电子管中从陰極飞向屏極的电子数目随時間的偶然变化所产生的变化微弱的电压。

在接收机的所有各級中都产生这些噪声，但是最麻煩的是产生在天綫中和前几級电路中的噪声。这些噪声被后面的所有各級放大，因此它們成为接收机輸出端噪声的主要部分。至于后面各級中产生的噪声，因为得到的放大較小，当前几級的增益很大时，它們没有什么影响。

固有噪声限制了可能达到的、所謂無綫电接收机的实际灵敏度，因为如果接收机的輸出端上的有用信号比噪声弱、甚至被噪声所“淹沒”的話，显然接收就不可能进行。

必須注意，在这样的情况下提高接收机的增益并不能改善灵敏度。实际上，提高增益使接收机輸出端的信号电平增加，但固有噪声也同时增大，因此它們的比值并未改变，而接收仍然不可能。因此，能够削弱接收机的固有噪声，从而可以在提高

接收机的总增益的条件下接收更微弱的信号的方法，是非常重要的。

理論指出了減少接收机固有噪声的途徑。在創立这个理論的研究工作当中，以B. И. 西福罗夫为首的苏联学者們起了很大的作用。这个理論得出了下面关于降低接收机的固有噪声的方法的一些結論。

接收机第一級本身所产生的噪声應該尽可能小，同时它的功率增益應該尽可能高，以便削弱后面各級噪声的影响。

为了減少接收机第一級的固有噪声，輸入电路要用高質量因数的回路，并且要很好地選擇它和天綫的耦合。在業余的条件下，这种耦合應該通过实验來選擇，使得在接收机的輸出端信号超过噪声最多，这样做即使增益会有些損失也沒关系。增益損失些是沒有关系的，因为这可以在以后各級中得到补偿，然而信号噪声比不好，在后面各級中是無法改善的。

其次，第一級的电子管的选择也非常要紧。由于三極管的噪声比五極管弱得多，因而第一級最好采用三極管或接成三極管的五極管。必須注意，不是所有的管子都适于这样做。电子管产生噪声的特性，用叫做噪声电阻的量来表示（噪声电阻载于电子管手册中）。当电子管用在超短波波段时，由于电子在管子里的渡越時間已經可与高频振盪的週期相比而产生的复杂过程，电子管的輸入电阻非常低。無論什么电子管的輸入电阻都随着波長的縮短而与波長平方成正比地減小，但是不同型号的电子管的比例常数不同，这些常数也列在手册里。

理論指出，为了削弱固有噪声，必須在第一級中采用噪声电阻与輸入电阻之比为最小的管子。在許多电子管里，接成三極管的6Ж1П型五極管能最好地滿足这个要求。在电视接收机中广泛应用的6Ж4型五極管所产生的噪声，比6Ж1П型五極

管强得多。

用三極管代替五極管固然減小了噪声，但同时也有产生本級自激的危險。这是因为三極管的柵極与屏極間的电容很大，因此能量会从屏極电路轉移到柵極电路，假如这一級的电压增益足够大，这种能量轉移就会引起自激振盪。

如果把采用三極管的高頻級接成傑出的苏联学者蓬奇—布魯耶維奇首先提出的柵極接地綫路，这个困难就可以解决。这种电路如圖13所示。在这电路中，三極管的柵極接地，輸入回路接在陰極和地之間，而輸出回路接在屏極和柵極之間。很明

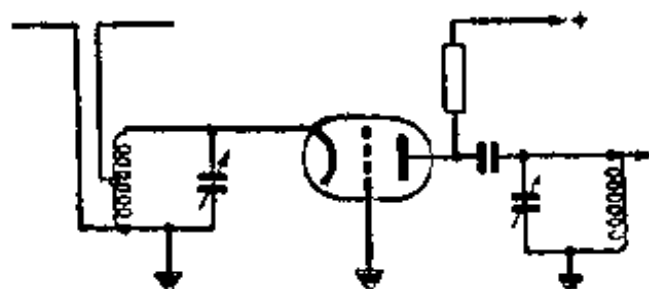


圖 13 柵極接地綫路的电路

显，在这种接法下，屏極和柵極間的極間电容与輸出回路并联，而柵極和陰極間的極間电容与輸入回路并联。这样，这些电容只影响两个回路的調諧頻率，而

不会在它們之間产生可能使电路自激的有害的正回授。在这个电路里，輸入回路和輸出回路間的正回授系由电子管的內阻和电子管屏極与陰極間的極間电容产生的。但是接地的柵極在这里起了屏蔽作用，把这个有害的电容減到很小，从而消除了自激的危險。

此外还必须指出，在柵極接地放大器电路中，除了上面所說的微弱的正回授之外，还有着很强的負回授。这个很强的負回授，是由于电子管屏流流过輸入回路并在它上面产生一个电压，这个电压是加在电子管柵極和陰極之間的。这个負回授消除了自激的危險，因而进一步提高了电路的稳定性。

可以証明，流过輸入回路的屏流的影响，是和輸入回路被

一个电阻旁路时的效果一样的，这个电阻的数值可以近似地当作 $R = \frac{1}{S}$ (S 是电子管跨导)。这个被称为栅极接地线路的输入电阻的阻值，通常约为 200—500 欧。把输入回路这样强烈地旁路的结果，是使它的通频带加宽，并且有时可以把输入回路设计成不调谐式的，那怕是需要工作在很宽的波段上。

但从削弱接收机的固有噪声的观点看来，这样小的输入电阻是有害的。它使消耗在栅极接地级中的功率增加，因而减少了这一级所能给出的功率增益。这样，按栅极接地线路构成的三极管高频放大级，固然由于使用了三极管使得它本身产生的噪声很小，但是由于这种放大级的功率增益很小，因此后面各级噪声的作用就大为显著。

现时接收机输入电路最好的方案，是采用包括两个三极管放大级的特殊电路，它可以保证固有噪声最小，并且工作得非常稳定。两级中，第一级是普通的阴极接地线路，而第二级是栅极接地线路。

在这个电路里，第一级的负载是后面的栅极接地级数值很小的输入电阻。在这种情况下，第一级的电压增益很小，并且这一级尽管是用三极管，工作却十分稳定。此外，由于使用三极管，这级只产生很弱的噪声。阴极接地电路的应用使我们可以从第一级得到高的功率增益，因而削弱了后面各级噪声的影响。

至于第二级，它不但保证第一级工作的稳定性，而且还给出足够的电压增益，并且由于使用了三极管，“产生的噪声”也很弱。

这样，我们所研究的线路最好地满足了前面所提出的要求。

现在我们再注意另一个重要的情况；它也影响接收机的固有噪声的数值。理论指出，如果在连接天线和接收机第一级电

路的饋綫中損耗越大，則固有噪声就越強。在天綫裝置得很高時，饋綫的長度很大，因而其中的損耗增加，結果固有噪声就會妨害微弱信號的接收。

為了避免這一點，放大器的前幾級必需裝設在離天綫很近的地方，放大後的信號用電纜從這幾級的輸出端送到接收機的其餘部分。但在這種情況下，產生了天綫前置放大器的輸出端必須和電纜相匹配的困難。為此，必須使放大器的輸出端等效於輸出阻抗很低，且等於電纜波阻抗的電源。

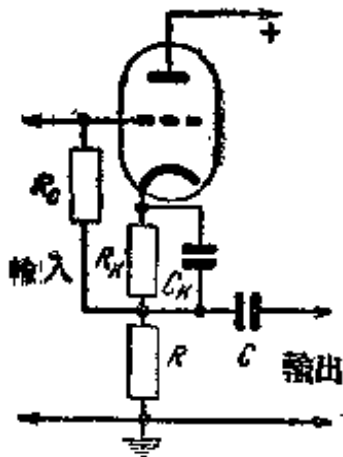


圖 14 陰極輸出器電路

於輸出阻抗很低，且等於電纜波阻抗的電源。

П. Н. 庫克先科首先提出的、所謂屏極接地放大器或陰極輸出器最好地滿足了這個要求。在陰極輸出器電路中電子管的屏極接地（對交流），而負載接在陰極電路中（圖14）。這種電路具有有趣的特性，並且廣泛地應用在各種各樣的無綫電技術設備中。

由於把負載接在陰極電路中，這一級的輸出電壓和輸入電壓相位就相同。此外，負載接在陰極電路中就使輸出電壓作用於陰極和柵極間的電路里，也就是說，這裡存在着很強的負回授。這個回授大大地減小了這一級的輸入電容，同時也增大了它的輸入電阻。此外，負回授使這級的輸出電阻大為減小（大約等於 $\frac{1}{S}$ ）；因此它能夠和電纜匹配。電阻負載的陰極輸出器的電壓放大量永遠小於1，也就是輸出電壓比輸入電壓小。由於負回授很強，在陰極輸出器中失真很小。

考慮到所有上述情況，可以認為：為了進行遠距離的電視接收，在天綫和通常的電視機之間接入專門的前置放大器是最合理的措施，這前置放大器應裝在離天綫很近的地方，並且用

普通的同軸電纜和電視機相連。前置放大器應該具有用三極管按陰極接地電路構成的第一級，用三極管按柵極接地電路構成的第二級和使用陰極輸出電路的輸出級，以便和電纜匹配。

當使用這種輸入電路時，固有噪聲電平降低很多，因此在噪聲襯音上可以接收很弱的信號。但是為了保證所需的圖象黑白對比和伴音的響度，整個接地設備應該具有足夠大的總放大量。前面所列举的這些級常常不能保證所需要的放大量，因此在柵極接地級和陰極輸出器之間還須再接入用五極管按普通的陰極接地放大器電路構成的一級。

B.切爾梁夫斯基制成的這種天線放大器見圖15。為了提高工作穩定性和進一步減小噪聲，在這個線路中對第一個電子管 J_1 的屏—柵極間電容的有害作用進行了補償。這個補償是通過和該電容並聯的補償電感線圈來實現的，線圈和這個電容調諧在通頻帶的中間頻率上。

第二級使用一個三極管 J_2 。電子管 J_1 工作在輸出級，並且它的兩個三極管並聯相接。這種接法使電子管的跨導增加，而陰極輸出器的輸出電阻減小一半，從而可以保證更好地和電纜PK-3，PK-1或PK-49相匹配。

線圈 L_1 和 L_2 是用直徑1公厘的鍍銀銅線繞在高40公厘、外徑24公厘的聚苯乙烯圓管上。在線圈管內有長30公厘的可移動的鋁芯。線圈 L_1 共4匝，繞組長9公厘； L_2 共7匝，長為17公厘，線圈 L_1 繞在線圈 L_2 的上面；在它們之間墊一層厚0.1公厘的電容器的云母層。線圈 L_1 的繞組用БФ-2牌膠黏在云母墊片上。

線圈 L_3 、 L_4 、 L_5 和 L_6 用直徑為0.31公厘的單絲漆包線繞在用任意的絕緣材料制成的、直徑為10公厘的線圈管上。線圈的電感借助於直徑為8公厘可移動的鐵芯來改變。線圈的繞

并且裝設在离天綫很近的地方（天綫桿上）。

放大器用安置在电视机附近的專用整流器供电，它与放大器之間用單獨的電纜連接。整流器不應該和放大器靠近，因为这会增加噪声电平。

电源变压器 T_p 的鉄心用 $\text{Ш-26} \times 30$ 公厘的片子作成。繞組 I 用直徑为 0.16 公厘的优等耐久漆包綫繞 2×360 匝，繞組 II 用直徑为 0.14 公厘的优等耐久漆包綫繞 2×900 匝，繞組 III 用直徑为 1.08 公厘优等耐久漆包綫繞 38 匝，繞組 IV 用 1.08 公厘优等耐久漆包綫繞 60 匝（当電纜長 30 公尺）。扼流圈 L_p 的鉄心是 $\text{Ш-20} \times 20$ 公厘，用 0.31 公厘优等耐久漆包綫將綫圈管繞滿。

把灯絲电路的导綫断开，接入安培表。用可变电阻 R_1 把灯絲电流調到 1.4 安，然后把断开处接好。

为了調諧放大器，把用来連接电视机的一段同軸電纜（長 5—10 公尺）接到它的輸出端，这電纜的另一端接上等于電纜的波阻抗的电阻作为負載，同时用一个可以測量大約 0.1 伏的高頻伏特表和它并联。放大器應該在輸出电压小于 0.2 伏的情况下进行調諧，使后面的电子管工作于綫性状态。

把信号振盪器輸出的 54 兆赫的电压加在电子管 J_2 的栅極上，同时調节綫圈 L_0 的回路，使輸出电压为最大。然后，把信号振盪器接到电子管 J_2 的陰極上，并把綫圈 L_0 的回路調諧到 51 兆赫。

其后把信号振盪器接到放大器的輸入端。这时信号振盪器的輸出端必須用能使振盪器的輸出电阻等于所用天綫的輸出电阻的一个电阻来旁路。必須注意，ГСС-6 振盪器的固有輸出电阻大約是 40 欧（在 1 伏輸出端），而 СГ-1 振盪器的固有輸出电阻大約是 80—100 欧。

綫圈 L_1 的回路調諧在 52 兆赫的頻率上，而 L_2 的回路調諧在 50 兆赫的頻率上。調諧綫圈 L_3 時需把電子管 μ_1 的燈絲電路斷開，並在電路的輸入端加上頻率為 52 兆赫的振盪電壓，這時調諧到使放大器輸出端的電壓達到最小。

綫圈裝進盒內後需要進行微調（通過盒上的一個孔，這孔在微調後把它鉗好）。

接收機的輸入端應該和從天綫放大器來的電纜相匹配。在這個條件下，通頻帶在 5 兆赫左右時，放大量等於 45—50，而在伴音波道的頻率上（56 兆赫，25 兆赫）放大量等於 20。

在設計這種放大器時需要注意，為了更好地削弱噪聲，放大器的輸入回路的質量因數應該尽可能高，而回路和天綫之間的耦合應該使輸出端的信號噪聲比最佳。但在這種條件下，輸入回路的通頻帶就可能不夠寬，不足以接收電視信號和伴音。

通常用電阻旁路回路的方法來展寬通頻帶這裡不能使用，因為這會使本身噪聲增加。因此，應該用把天綫放大器的各個回路調諧到幾個不同頻率上的辦法來展寬整個天綫放大器的通頻帶。如果這樣做還不能達到要求，那麼可以利用負回授來加寬通頻帶，這樣做對信號噪聲比的影響很小。

這種回授可以用在第一個電子管屏極和柵極之間接入一個電容和一個大電阻（幾百千歐）的方法來產生。電阻的精確數值是用實驗來選擇的。這時進行調整的步驟如下。首先，在沒有上述電阻時選擇輸入回路和天綫間的耦合，使信號噪聲比最大。然後把電阻接在屏極、柵極之間，在不改變回路與天綫的耦合的情況下選擇其數值。電阻的結構應當細而長，使得不會顯著地加大屏—柵極間電容，因而不會破壞這級的穩定工作。

最後，我們指出：正如其他噪聲一樣，當接收機通頻帶縮窄時，內部噪聲電平就降低。因此，對遠距離接收而言，電視

机的通頻帶窄一些是有好处的。这样就在使圖象清晰度稍微变坏的条件削弱了干扰，提高了电视机的增益。此外，在預定进行远距离接收的电视机里，必須使用能抗干扰的自动微調的同步扫描电路。

直接放大式超再生接收机

調頻广播、电视的伴音以及超短波业余無線電話，近来广泛地用超再生接收机来接收。这种接收机的电路与以前所用的有些不同。

超再生机的作用是基于产生受收到的信号控制的不連續的自激振盪，且振盪的增幅及減幅週期地互相交替。这种振盪的产生和停止的重复頻率叫做熄灭頻率。

接收高频信号时，超再生机的回路調諧在該頻率上，每个振盪增長的持續時間决定于刚开始增幅时高频已調信号的振幅。收到的信号越强，超再生机中产生的振盪就越快地达到最大值，这个最大值受电子管特性非綫性的限制。結果，超再生机的振盪經過檢波以后，在接收机的輸出端不仅有超音頻的熄灭电压，而且有收到的音頻电压。这样利用收到的高頻信号来控制超再生机产生的振盪的增長，超再生机便能在穩定的工作情況下得到很大的增益及很高的灵敏度。

从超再生机的工作原理可以看出，超再生机是以超音頻的頻率时而工作，时而停息。因此超再生机仅在某些瞬間受干扰的作用，而在其他瞬間則不受到干扰的影响。所以超再生接收机比其他型式的接收机更不易受干扰的作用。

当准确地調諧在信号頻率时，超再生机可以接收調幅信号。但是它也可以接收調頻信号。为此超再生机回路应当对被接收信号的中心頻率稍为失調一些。在这种情况下，被接收信号的

振盪頻率就会处在回路諧振曲綫的傾斜部份。当振盪頻率随着調制頻率而变化时，工作点就沿着回路諧振曲綫的傾斜部份移动，因此回路兩端的振盪电压便随着調制頻率而改变。这样，便得到了調幅信号，然后被超再生机檢波，就与直接接收調幅信号的情况一样。

显然，为了在頻率变化时得到足够大的振幅变化，諧振曲綫的傾斜部份就应该足够陡。这就要求回路具有高的質量因数。

大部份超再生接收机的特点是可以实行自动音量控制，这是由于输出电压与輸入电压成对数关系。但是当信号調制較深时，这就会产生非綫性失真。

超再生接收机的主要缺点是選擇性差和产生輻射而干扰其他接收机。因为超再生接收机的選擇性差，所以主要用在超短波波段，在这个波段对選擇性的要求可以不必很严格，因为电台数目不多，并且作用距离有限。但是必須指出，選擇性差和与此相应的通頻帶寬，在許多情况下这是一个优点，因为即使頻率稳定性不高的業余發射机产生較大的頻率偏移，超再生接收机也能可靠地进行接收。

超再生接收机的工作質量在很大程度上决定于熄灭頻率的選擇，因为超再生器并不对被接收的信号連續不断地进行放大。从工作原理可以看出，超再生机仅对相应于电路中振盪刚开始增長这一瞬間的信号电压的数值起作用。因此，为了不使音頻信号失真，必須在最高調制頻率的一个週期內有4—5个增幅及減幅的振盪过程。这就是說，熄灭頻率必須至少是最高調制頻率的4—5倍。它們的頻率必須有这样的关系是为了在接收机輸出端音頻电压能够与熄灭电压分开。

另一方面应注意到，將熄灭頻率提高到極限值固然改善了超再生机的灵敏度，但这时却破坏了它的選擇性。此外，为了

使超再生机正常地工作，必須讓每一个增幅振盪都能达到决定于电子管特性的非綫性的最大值。为此，在每个熄頻週期內必須至少有 10—12 个被接收的高頻信号。这就是說，所接收的信号頻率要比熄灭頻率高 10—12 倍。

根据这些理由可以得出結論，超再生接收机用在超短波波段和部份的短波波段是最合适的。这个結論与前面所討論的由于超再生接收机的選擇性不好所作出的結論相一致。

超再生电路中振盪的产生和停止是靠熄灭电压加到电子管的柵極来实现的，这个电压使电子管週期性地导电和截止。除了熄灭頻率以外，这个电压的波形也起重要作用，因为我們总是希望电子管尽可能快地由截止轉換到导电或反之。

实际上，在業余接收机中广泛采用所謂自熄式电路。在該电路中，加在电子管柵極上的熄灭电压不是由專門的振盪器产生，而是依靠电子管的柵極电流对电子管控制柵路中并联的电阻和电容充放电的过程，这时柵漏电阻是接到陰極的。这种电路的优点是簡單，但是它的缺点是难以得到具有最有利的頻率和波形的熄灭电压。

如果电子管的控制柵經 7—12 兆欧的电阻接到屏極电源的正極，熄灭电压同样能产生，这时电路的效果有显著改善。

这种接收机的典型电路是由志願支援陆海空軍协会中央無綫电俱乐部實驗室制成的，如圖 16 所示。看起来，这种电路好像是不可能自激的，因为回路接在电子管的屏極和柵極之間而沒有明显的回授。但是假如考虑到屏極与陰極之間及柵極与陰極之間有極間电容，那么不难看出，这两个串联的电容是与振盪回路并联的，电子管的陰極就接在这两个極間电容的中点，这样就構成了普通的电容回授的自激振盪电路。

这种电路的輸出端接到作为音頻放大器的广播收音机的

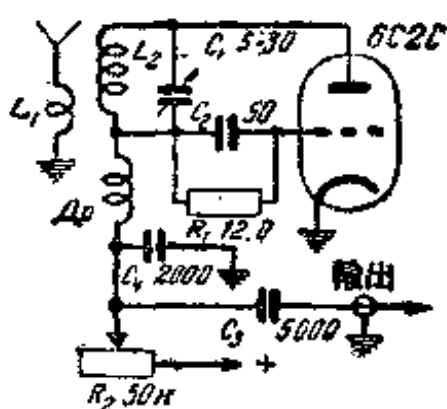


圖 16 自熄式超再生电路

繞圈 L_2 是沒有繞圈架的，用直徑為 1.5 公厘的導線繞 7 匝，繞圈的直徑為 15 公厘，匝間距離為 1.3 公厘。繞圈 L_1 用 1.5 公厘的導線繞 4 匝。繞圈 L_1 和 L_2 間的距離用實驗的方法選定。扼流圈 A_p 用 0.2 公厘的雙絲包繞在刮去導電層的半瓦炭膜電阻上繞 100 匝。

超再生振盪，產生超再生振盪時可以在揚聲器中聽到噝噝聲；然後應當檢驗是否在整個波段內所有頻率都能產生超再生。假如在波段內某點不能產生，那麼必須改變扼流圈的圈數或電容器 C_1 的電容量，改變 R_1 或 C_2 同樣也是有效的，在調到信號電台的調率時，超再生的噪聲就消失了，並聽到了信號。在接收弱信號時，必須精細地選擇與天線的耦合數值以獲得最大音量。

用專門的振盪器產生熄滅電壓的超再生電路，其效果更好。

圖 17* 所示電路中的一個電子管既用在超再生電路本身中，同時又用在熄滅電壓振盪器電路中。熄滅電壓振盪器由電子管、LC 回路及回授繞圈 L_0 所組成。

在圖 18 的電路中用另一管子 A_2 來產生熄滅電壓。這種電路雖較複雜，但能選擇超再生機的工作狀態，使它工作在最佳工作狀態。

“拾音器”塞孔上。超再生機的供電電源可與這收音機共用。為此，收音機輸出級電子管借專門的轉接器插入自己的管座內，這轉接器有與燈絲、高壓和機殼相連的引綫，超再生機的供電導綫就與這些引綫相接。上面所示的超再生機的復蓋頻率為 36—75 兆赫。電路中三極管 6C2C 可以用接成三極管的 6X3II 代替，不過這時電阻 R_2 的數值須用 2.5 兆歐。

這種電路的調整，和其他超再生機一樣，並不複雜。接上電源後，旋轉可變電阻 R_2 之旋鈕使得產生

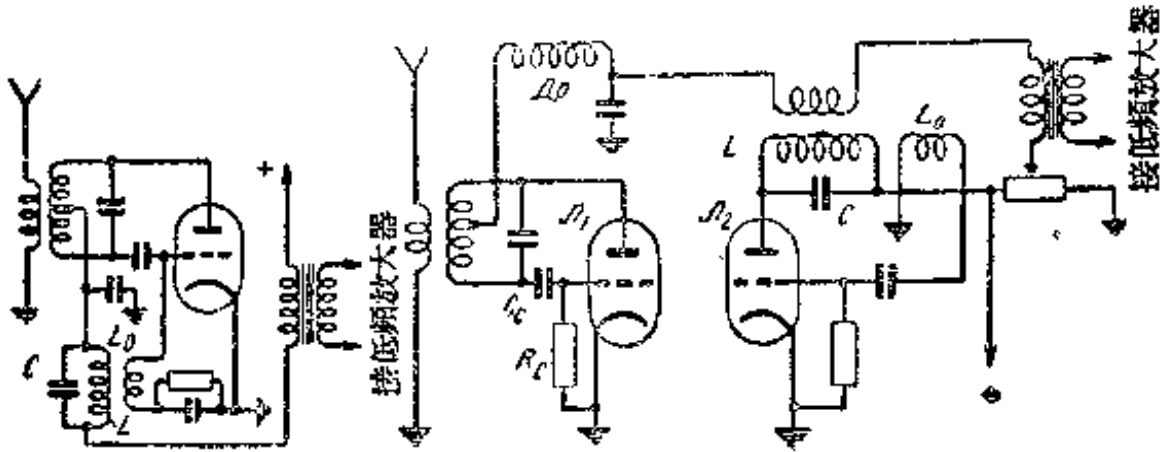


圖 17 具有專門振盪器的超再生电路

圖 18 具有單獨熄滅电压振盪器的超再生电路

以上所討論的單級超再生电路的缺点是产生輻射，因而会干扰别的接收机。另一个缺点是天綫对超再生机回路的調諧有很大的影响，这对裝置在汽車、摩托車及其他运动物体上的接收机是特別不利的。当靠近树木、楼房及其他建筑物时，天綫的参数將显著改变，因而接收机的回路会失調得很厉害，甚至使得接收成为不可能。

为了克服这两个缺点，必須在天綫与超再生級之間采用一級或几級射頻放大器。对这种放大器提出的主要要求是使天綫与超再生回路之間的寄生耦合最小。以及減弱固有噪声。

这种接收机的有趣的电路是 B. 切尔梁夫斯基設計的(見圖 19)。其中在天綫和超再生級間用双三極管 6H 15 П 構成。兩級射頻放大第一級是陰極接地电路，其負載为接在陰極电路中的回路 $C_1 L_2$ 。第二級为柵極接地电路，它的負載就是超再生回路 $L_4 C_3 C_4 C_5$ ，它們接在右边三極管的屏極电路中，并按并联饋电式电路与扼流圈 L_p 电容器 C 串联。

这种射頻放大器电路削弱了超再生級与天綫之間的寄生耦

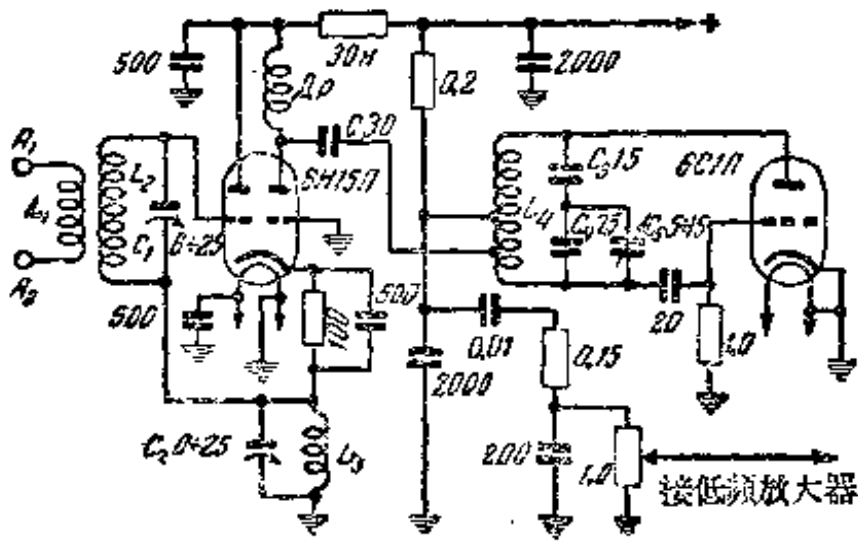


圖 19 具有射頻放大級的業余的通信用超短波超再生接收机

合。由于在这放大器的电路中采用了三极管，所以其固有噪声不大。

正如上面已经指出的，三极管的共阴极与共栅极电路的结合是接收机最好的输入电路。

在超再生级中用 6C11 管能够很好的工作。

为了在业余超短波波段内工作，线圈 L_1 有 2.75 匝，长 8 公厘；线圈 L_2 及 L_3 是 5 匝，长 30 公厘；线圈 L_4 是 5.25 匝，长 25 公厘（从线圈的屏极端算起，在第 3 匝及第 4.25 匝处引出抽头）。所有线圈都以 2 公厘的镀银导线绕在直径为 14 公厘的支架上。扼流圈 R_p 用直径为 0.25 公厘的耐久漆包线绕 40 匝，绕在数值不小于 100 千欧的半瓦炭膜电阻上。

回路 L_2C_1 与 L_3C_2 固定调谐在波段的中心频率上。改变超再生机的电容器 C_5 的电容量就可以调谐接收机。

具有超再生级的超外差接收机

以超再生级作为中频放大器与检波器的超外差电路在接收

超短波时可以得到良好的效果。

假如在普通的超再生器的前面加裝变频器，那么接收机調到任何頻率时，超再生器都在工作于固定的中頻上，这就能使其工作状态更加稳定。將中頻選擇得較信号頻率低得多，就可以使超再生器的頻帶很狹，也就是選擇性比工作在信号頻率时好。因此，就能在很大程度上克服了超再生器的主要缺点——選擇性差。此外，有了变频器还可減小超再生器的輻射，即減弱它所产生的干扰，同时也減弱了天綫对超再生机回路調諧的影响。

前面已經說过，使用回路失調的超再生器可以接收調頻信号。这时为了在頻率改变时得到足够大的振幅变化，諧振曲綫傾斜部份必須很陡。假如超再生器直接工作在射頻信号頻率，則其諧振曲綫就寬而平坦。用了超外差变频器使超再生器工作在頻率較低的中頻，就可以使諧振曲綫變窄，同时使它的傾斜部分更陡一些。

在大多数情况下，这种接收机的变频器与一般的变频器一样，而超再生器則可采用前而所說的任一种。

圖 20 示具有中頻超再生級的超短波超外差綫路。該电路的特点是高频部份仅用一个管子——双三級管 6H8C。6H8C 中的一半（圖中单独地画在下面）按电容回授振盪器电路工作，回授是靠电子管和佈綫的分佈电容完成的。6H8C 的另一半作为变频器，同时又用作中頻超再生器。因此高频部分的电路就是用一个管子的超外差振盪器。該电路中用扼流圈 A_p 代替中頻濾波器，它同时又是超再生器的屏極負載。

这种电路的灵敏度大約为 100 微伏。它可以作为电视的伴音的接收机或者用来接收調頻广播。由于这种电路很簡單，因此它不难加裝在普通的广播收音机中。此外也可以用在各种超

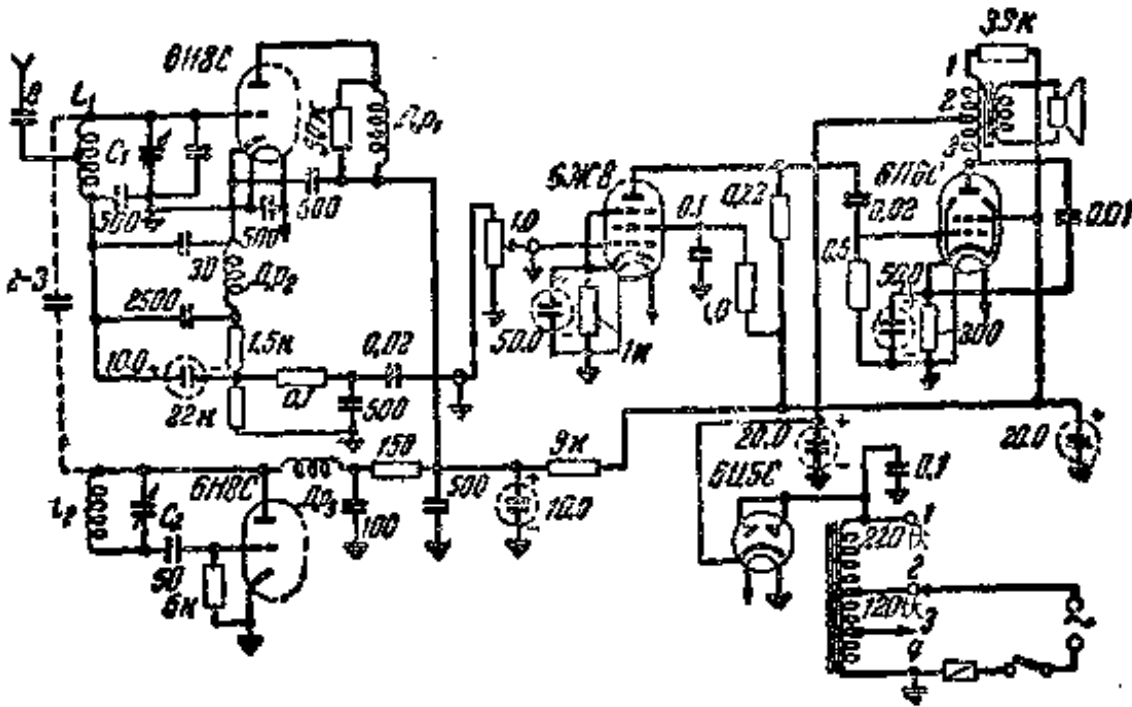


圖 20 超再生超外差機電路

短波調幅或調頻的攜帶式接收機中。

扼流圈 A_{p1} 有 20 匝，用直徑為 0.3 公厘的耐久漆包綫繞在 50 千歐的半瓦炭膜電阻上，而扼流圈 A_{p2} 及 A_{p3} 有 45 匝，用直徑為 0.15 公厘的單絲漆包綫繞在不小於 1 兆歐的半瓦炭膜電阻上。綫圈是用直徑為 1.5 公厘的漆包綫繞成，它沒有支架。用以接收電視伴音的綫圈，其直徑為 15 公厘。綫圈 L_1 有 6 匝，從第三匝處抽頭而綫圈 L_2 有 5 匝。

調諧電容採用具有三片動片和四片定片的電容器，而電容器 C_1 用其中的兩片動片和三片定片，電容器 C_2 用其中的一片動片和兩片定片。該接收機復蓋的波段為 45 兆赫到 58 兆赫。

自耦變壓器鐵心採用 $11-30 \times 16$ 公厘。由點 1 到點 2 的綫組用直徑為 0.25 公厘的耐久漆包綫繞 744 匝。從點 2 到點 3 用直徑為 0.38 公厘的耐久漆包綫繞 964 匝，點 3 到點 4 是用直徑為 0.8 公厘的耐久漆包綫繞 58 匝。輸出變壓器用

III—15×15 公厘的鉄心。初級繞組从点 1 到点 2 用直徑为 0.1 公厘的耐久漆包綫繞 150 匝，从点 2 到点 3 用直徑为 0.1 公厘的耐久漆包綫繞 2850 匝。次級繞組用直徑为 0.64 公厘的耐久漆包綫繞 60 匝。

接收机的調整很簡單。在接收机裝得正确时，接上天綫后就应当产生超再生的特殊的噪声。可以用把振盪器的电容短路的方法来檢查振盪器是否振盪，有振盪时超再生的噪声应因此而增加。其次在接收信号时，用調諧回路 L_1C_1 的方法来得到对超再生噪声的完全抑制。然后用普通方法調整这些回路的跟踪。为了便于最初的調整，可以先对电容器 C_1 和 C_2 分別調整，然后再用一个公共軸来調諧。

第二章 高頻級的电路

現在我們来研究接收机高頻系統各个部份。

振盪回路的調諧方法

振盪回路諧振頻率由熟知的公式 $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ 确定，从

这个公式中可以得到 $LC = \frac{1}{4\pi^2 f^2}$ 。

回路电容器 C 为調諧电容器电容与所謂电路电容之和，电路电容包括綫圈分佈电容、微調电容器电容、接綫电容、开关电容和与回路并联的电子管極間电容。

綫圈一定时，波段的最高頻率由調諧电容器最小电容和电路电容决定。在全波接收机的短波和超短波波段內，都希望能調到足够高的頻率。为此必須減少电路电容和調諧电容器的起始

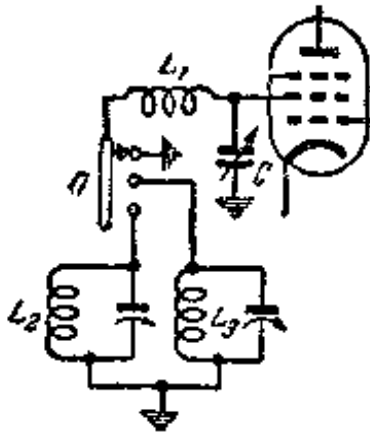


圖21 短波波段的繞圈連接電路

電容。減少電路電容的一種方法如圖21所示。在這種方法中，短波振盪回路繞圈 L_1 串接在聯接轉換開關和可變電容器 C 的接線里。在長波和中波波段內，回路中的這個繞圈實際上並不影響接收機的工作，因為短波繞圈之阻抗在低射頻時是很小的。在短波波段中，繞圈一端接地，它和可

變電容器構成普通的回路。在這接線圖中，開關接繞圈接地的一端，因此它的電容沒有加入短波回路中去。

最近在超短波接收機中，廣泛採用电感調諧，同時盡量減少回路電容數值，使整個波段內能得到比較大的 $\frac{L}{C}$ 比值。在這種調諧方法中，回路中只有電路電容，而沒有可變電容器。繞圈電感可用銅、黃銅或鋁的心子插進繞圈的方法來改變，或用接地的銅或黃銅片旋進繞圈匝間內來改變。

有時在長波、中波和短波回路中也使用電感調諧法。在這些情況下，都是用移動繞圈里的導磁介質（磁鐵礦、羰基鐵等）的鐵心來改變電感。工廠出產的接收機，為了保證單旋鈕調諧，採用鐵心調諧的特製繞圈組。在業餘的條件下，製造這些繞圈是有一定困難的，要用鐵心調諧就需用另外的方法。

在最簡單的情況下，用單個旋鈕旋轉螺絲，使鐵心旋入接收機本機振盪回路繞圈中。這樣的旋鈕能均勻地改變本機振盪頻率，從而均勻地調諧接收機，也就是使波段展寬。粗調是用普通的可變電容器組來進行。因為細調旋鈕只是改變本機振盪頻率，而不調諧預選器槽路，所以后者就必須有足夠寬的通頻帶，以便在其中能得到細調。在轉換波段時，具有可動鐵心的繞

圈仍留在本机振荡回路內，而用不同的輔助繞圈与它串接。由于其它簡單，不需用通常使用的展寬波段的复杂电路，这样的結構在短波內是很便于調諧接收机的。

在以上所研究的具有不調諧式前置選擇器的接收机中，可用上述的結構作为唯一的調諧机构，而根本不用可变电容器。这时，复盖長波和中波的寬波段是会發生困难的，因为导磁介質鉄心只能有限地改变本机振荡器的頻率。但是这些困难很容易用提高中頻的方法来解决。的确，我們已經在上面看到，在中頻为 1.9 兆赫时，为了复盖長波与中波的組合波段，只需將本机振荡器的頻率改变 1.7 倍。若中頻提高到 4—5 兆赫时，这个倍数还可以再減少。这样一来，就能制成以鉄心旋入繞圈的方式作为唯一的調諧机构的、具有長波与中波的組合波段以及短波窄波段的接收机。由于使用較高的中頻所引起的缺点，在中頻系統中采用回授或双重变频后是可以消除的。

在双重变频的接收机中，也可以使用可动鉄心来改变第二本机振荡器頻率，以扩展波段。

以上闡明，在前置選擇器通頻帶範圍內，只改变本机振荡器的頻率就能調諧接收机。这样就能实现接收机的电調諧系統。当要在离接收机若干距离处調諧接收机时，这种調諧系統特別方便。

这系統的主要部份是所謂电抗管，这个名称是表示放大管的特殊接法，它的簡圖繪在圖 22 中。高频交流电压 U_a 加在电子管屏極与陰極之間。屏路电压通过特殊电路 $Z_1 Z_2$ 加到电子管的栅極上。这个电路用电阻与电容構成(有时也采用电感)，它的数值是選擇得使栅压 U_c 对屏压 U_a 的相移为 $\pm 90^\circ$ 。电子

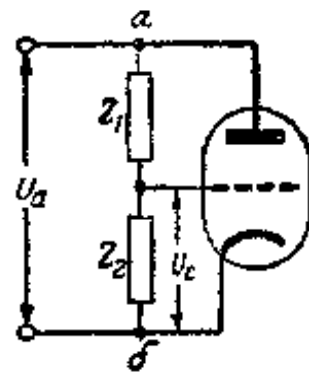


圖 22 电抗管簡圖

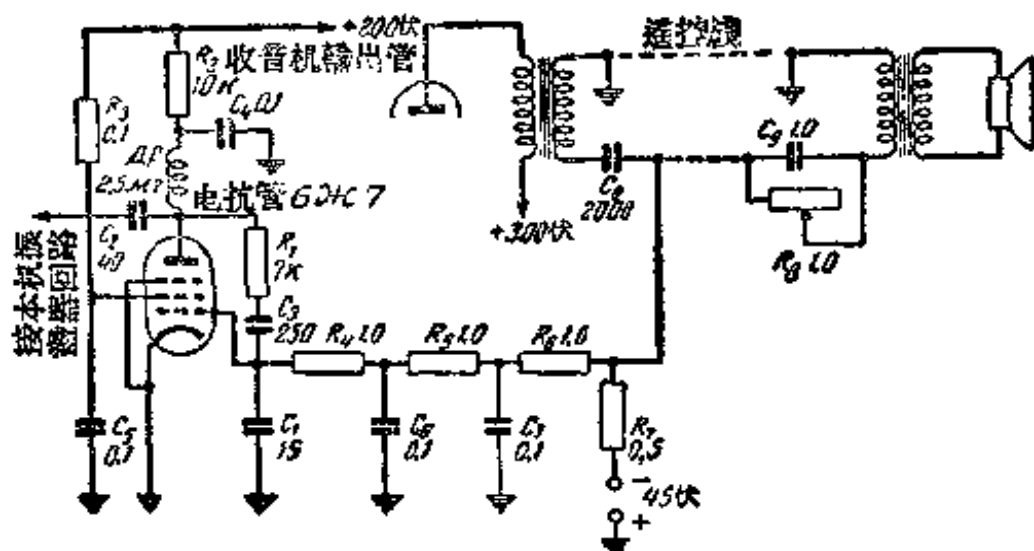


圖 23 接收机的遥控調諧全圖

管屏流的交流分量与栅压 U_c 几乎是准确地同相，因而屏流对屏压 U_a 的相移也是 $\pm 90^\circ$ 。这样一来， a 、 b 兩点之間作用着电压 U_a 和流过电流 I_a ，这电流和电压的相位差为 $\pm 90^\circ$ ，于是这电路就相当于电容（或电感）。

屏流的数值决定于电子管的跨导，因而 $\frac{U_c}{I_a}$ 的比值也决定于跨导。这就是說，当改变偏压以改变电子管的跨导时，就可以調节所得到的电容或电感的数值。如果將这电路接到本机振盪器的振盪回路內，那么在改变电抗管的栅偏压时，就可以改变本机振盪器的頻率，这就是說，在一定的範圍內調諧了接收机。

这种設備的全圖見圖 23。在这电路中，用以調諧接收机的偏压用电位器 R_7, R_8 来調节。偏压利用速接揚声器与接收机輸出端的同一根导綫加在电抗管上。

电容器 C_1, C_2 和电阻 R_1 組成圖 22 所示的 $Z_1 Z_2$ 电路。电阻 R_4, R_5, R_6 和电容器 C_6, C_7 組成偏压电路的去耦濾波器。电路的其它元件和普通电路一样。

輸入电路

目前，最常用的輸入电路是天綫經小电容器或变压器接到輸入回路的輸入电路。

天綫与回路之間是电容耦合时，有着極严重的缺点。当將接收机調諧到波段的不同頻率上时，这种电路的增益系数变化很大。

在天綫与回路之間为变压器耦合的电路中，除了接收机可調諧的輸入回路外，还有一个由天綫电容和电感構成的回路。这个回路有一个固有諧振頻率，若選擇不同的天綫綫圈电感值和將輔助电容器接入这回路时，它的固有諧振頻率就可以改变。假如天綫回路的諧振頻率低于接收頻段的最低頻率，那么这种电路的增益在波段範圍內便几乎不变。通常天綫回路正是这样調諧的。

在中頻为 110 千赫的接收机中，因長波波段的最低頻率为 150 千赫，所以不能使用。这样的电路就在这个波段內，本来需要把天綫回路調到低于 150 千赫的頻率，也就是 100—120 千赫。但是接收机的中頻为 110 千赫，因而天綫回路調諧到了中頻，这就会引起接收机自激和严重的干扰。

因此，在長波波段中都采用圖24所示的輸入电路。在这电路中，可調諧的回路用綫圈 L_1 、可变电容器 C_1 和与天綫相接的电容器 C_2 組成。电容器 C 是保护元件，用来把天綫和交流市电隔开（在使用自耦变压器饋电电路的接收机中，天綫和市电有短接的危險）。这电容器对电路高频部份的工作是沒有影响的。

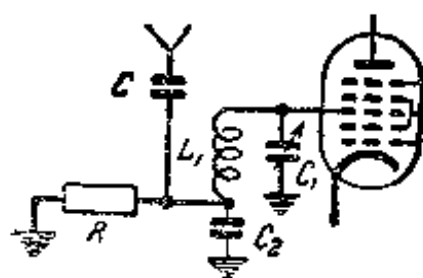


圖 24 接收机在長波波段的輸入电路

在正确选择元件数值时，这样的接收机输入电路可以使波段内的增益不变，同时也排除了调到中频的电路。

为了削弱由于电灯线、电话线以及其他类似的电路在天线上感应的低频电压的影响，把电阻 R 接在这个电路里。

不調諧式射頻振盪放大器

負載為不調諧的射頻振盪放大器能顯著地提高接收机的灵敏度，虽然它不能增加其选择性。这种放大器的优点是結構簡單（將这样的放大級加到接收机电路中时，并不需要使用附加线圈，附加可变电容器和开关）。

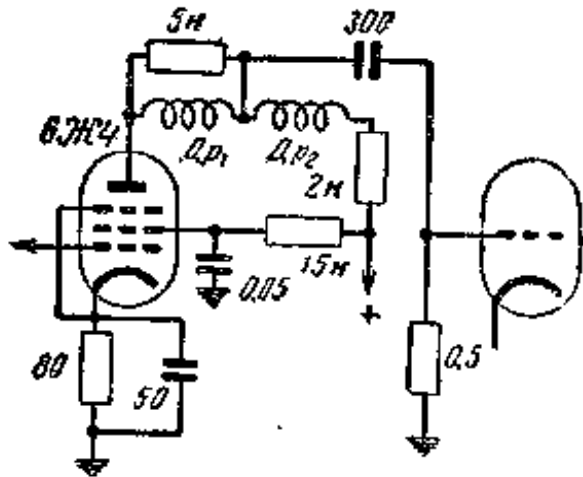


圖 25 不調諧式射頻放大器电路
扼流圈 A_{P1} 用 0.15 公厘的單絲漆包綫在半瓦 5 千歐的炭膜电阻上迭繞 80 匝。扼流圈 A_{P2} 用 0.15 公厘的單絲漆包綫在 $\frac{1}{4}$ 瓦 0.2 兆歐的炭膜电阻上繞 60 匝

只有在不調諧式放大器使用跨导大的电子管（例如 6Ж4）时它才能起显著的作用。为了在寬频段中获得均匀的增益，放大器屏路应按圖25接成。这个电路在频率为 0.1—20 兆赫时工作得十分令人滿意。

本机振盪器

現在我們来研究接收机的本机振盪器的新型电路。近年来出現了不少新型电路，由于它們不需要轉換回授电路，因此大大地簡化了綫圈和开关的結構。此外，这些电路如果裝配得好，可以获得比常用的变压器和自耦变压器回授电路更高的频率穩定度和振盪振幅的恆定性。

在固定調諧的接收機中，使用三點式電容回授本機振盪器電路（圖 26）比較方便。在這種情況下，轉換固定的調諧時，只需將預先用鐵心調到所選定的頻率的不同繞圈接入本機振盪器電路。這時，500 微微法電容器所構成的回授電路不需作任何改接。

為了激勵振盪可將產生所謂負電阻的電子管電路與回路并接，這種本機振盪器的電路也獲得了廣泛的應用。

負阻由具有下降的伏安特性的設備所產生。這就是說，當把這種設備接入任何的電路時，在這電路中電流的增加將引起負阻上壓降的減少，或反之。在普通的電阻上，電流的增加只能使其壓降增加；顯然，這樣的電阻從電路中吸收一定的能量。與此相反，負阻上電流與電壓相反的改变，証明了負阻不但不消耗它所接入的電路的能量，而是反過來，自己將能量供給電路。因此，不管負阻怎樣造成，在其中必然含有能源。通常負阻都是各種由其饋電電源中獲取能量的電子管電路。

如果這種負阻與回路并接，那么在一定的條件下，負阻供給的能量就能補償回路中的損耗。在這種情況下，回路中最初所產生的振盪不再衰減，而將在接入負阻的時間內繼續振盪。這就是說，在電路中產生了自激。

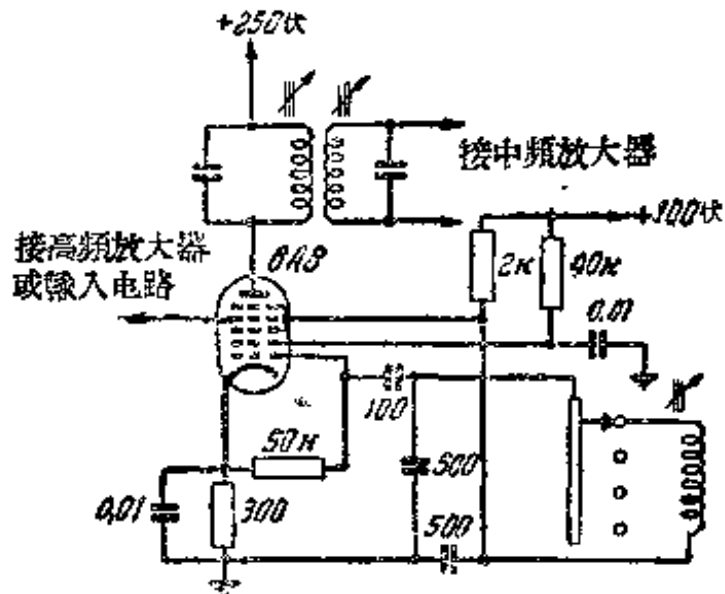


圖 26 具有簡化的固定調諧轉換開關的電容回授本機振盪器電路

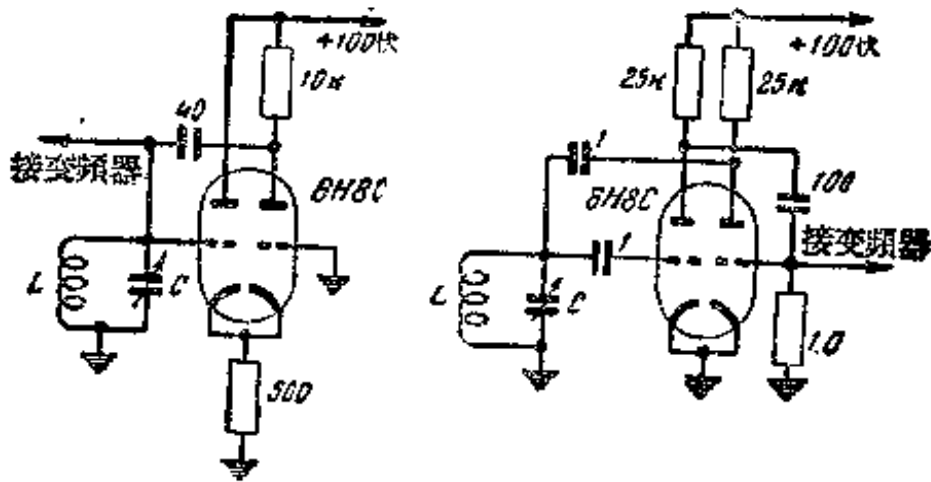


圖 27 双三极管外差振荡器电路

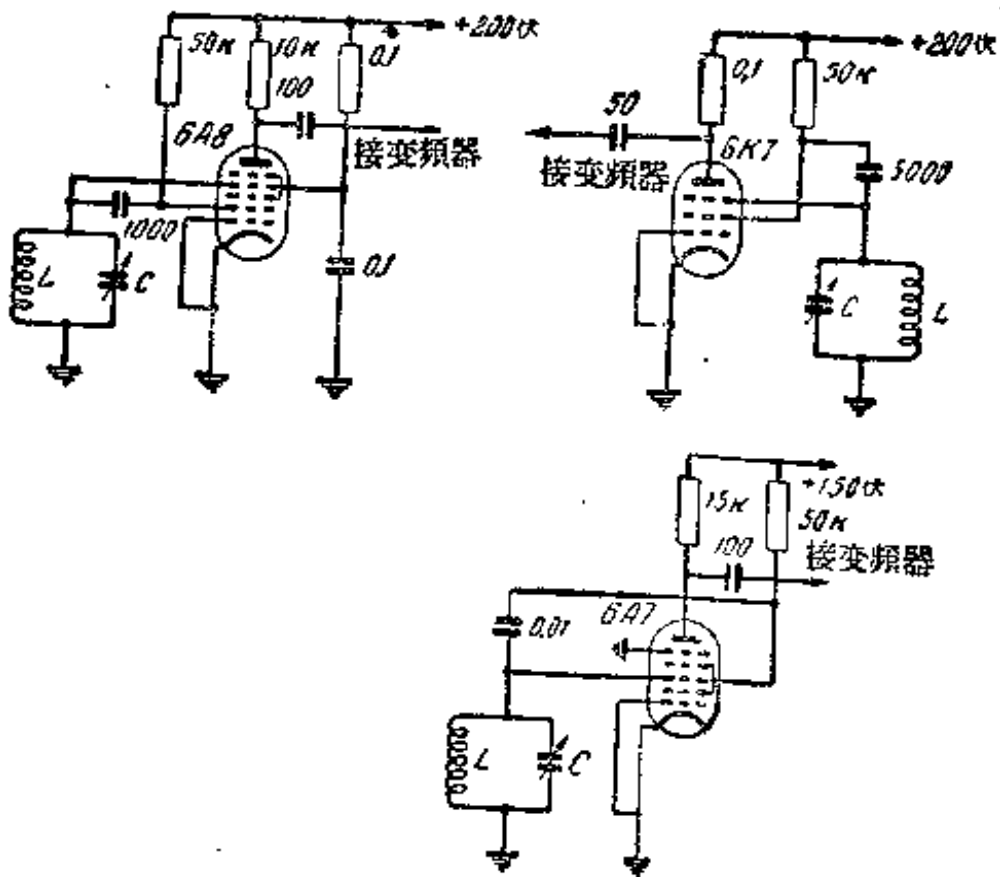


圖 28 真空管本机振荡器电路

順便指出，普通的正回授振盪器电路同样也可当作具有負阻的电路。

用双三極管特殊接成的負阻振盪器电路是值得推荐的。它的电路見圖 27 所示。它在整个業余無線电爱好者所使用的波段內，直到最高頻率，工作都很穩定。

負跨导管电路是負阻本机振盪器的变形，其負阻由处于特殊工作状态的电子管产生。在業余無線电爱好者的實踐中，广泛使用由电子管 6A8、6K7(6K3)和 6A7 按圖 28 所示的負跨导管电路接成的本机振盪器。

負跨导管电路最有趣的特点是改变电子管第一柵極的电压时（在本机振盪器电路中一般都不采用），能使本机振盪器的振盪頻率改变 4—5%。負跨导本机振盪器的这个特点成功地用来構成自动頻率微調和沒有專門的电抗管的接收机遙控調諧电路。

所有列举的本机振盪器电路都有較高的頻率穩定度，它的振幅穩定，所含諧波很少。但是，这些优点的实現在很大的程度上取决于本机振盪器的結構，其中首先是取决于它的振盪回路的結構。本机振盪器的損耗应尽量小。为此，回路繞圈应当用足够粗的导綫繞在良好介質的支架上。回路电容不应太小，因为这会使頻率穩定度变坏。为了削弱發热元件对本机振盪器頻率的影响，应使本机振盪器远离接收机的發热部份。特别是，本机振盪器塑膠管座对振盪頻率的影响最大，因此应当使用陶瓷管座。同样，为了減少發热，应适当地將本机振盪器的供电电压降低到 80—150 伏。最后，最好对本机振盪器的回路，和它的全部零件（其中也包括电子管，如果它是玻壳管，进行尽可能完善的屏蔽。本机振盪器的饋电电路用濾波器进行仔細的去耦。所有这些措施，在双重变频的接收机中尤为重要。

由气体放电的稳压器输出的高压来供电时，能使本机振荡器的频率稳定性得到显著的改善。作为这种稳压器，可以有成效地使用着火电压为 70—120 伏的氖气管。

变频器

大家知道，使用两个不同的电子管（其中一个作本机振荡器，一个作混频器）来进行变频，可以得到最好的结果。

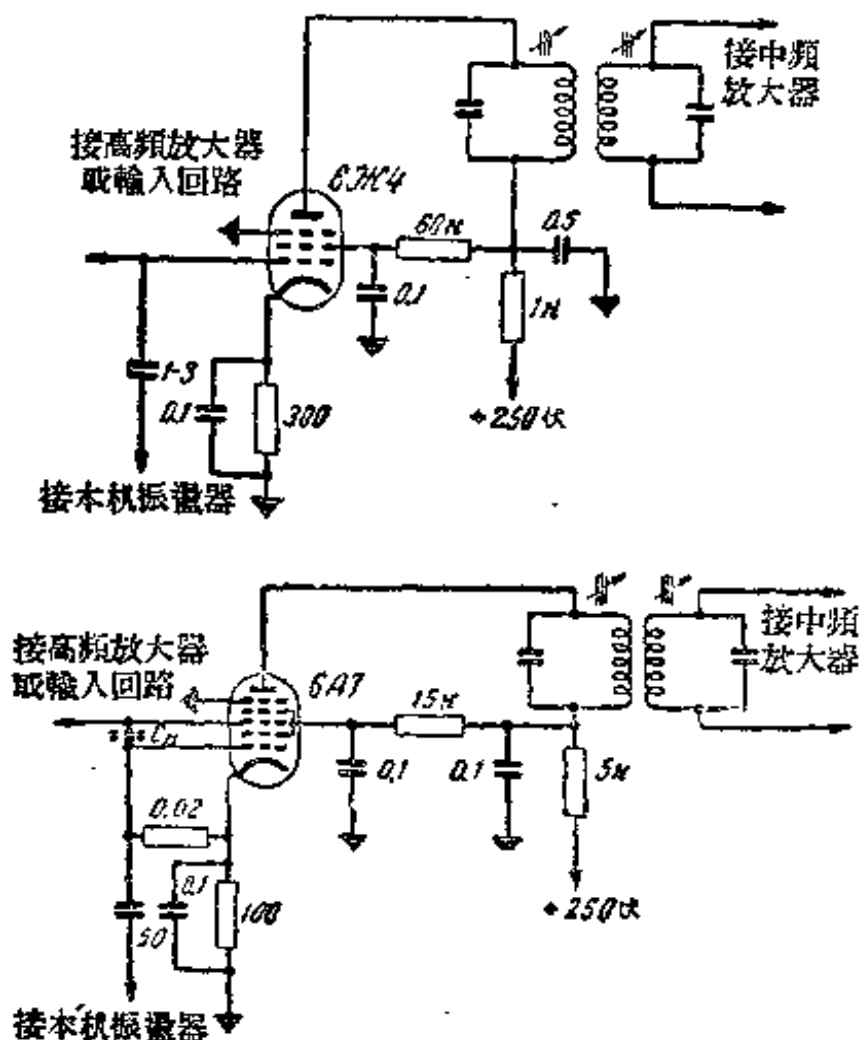


图 29 混频器电路

图 29 画出两种混频级电路。五极管 6Ж4 作为混频器工作

得很好，其变频跨导为 3 毫安/伏。在使用这个电子管时，混频级的增益比专门的混频管大到 4—7 倍。在电子管 6Ж4 的电路中，振荡电压和信号电压一起加到电子管的控制栅极。因为栅极上所需的振荡电压为 2—3 伏，所以可用一个 1—3 微微法的电容器把本机振荡器与混频器的栅极相连。这样小的电容保证使本机振荡器和信号回路的耦合很弱，这对于混频器良好的工作是很重要的。这样的电容器是两条扭绞在一起的一段绝缘导线。在调整接收机时，应当用改变扭绞导线段的长度和它的绝缘厚度来选择这电容的最佳值。在业余无线电爱好者所使用的整个频率范围内，这种类型的混频器工作得很好。

混频器也广泛地使用电子管 6A7 和 1A1П。在电路（圖29）中用虚线表示的电容器 C_{κ} ，有时需要用来中和信号回路和本机振荡器的回路之间的耦合，这个耦合是由管内的空间电荷所造成的，并且使得混频器的放大量减少。这电容器同样是用两条绝缘导线搓成，它是否需要以及它的数值的大小，要在调整电路时用试验的方法来确定。

在超短波范围内，广泛地使用三极管作为混频器，这些电路的例子在上面已经研究过了。

在用一个管子同时作为本机振荡器和混频器的变频级电路中，必须首先讨论电子管 6A7、6A10C 和 1A1П 所接成的电路。在这些管子中，帘栅极作为本机振荡器的屏极，并且用大电容对高频接地。同时本机振荡器接成三点式电感回授和“屏极”接地的电路。这样连接时，这些管子比起类似的较老的管子 6A8 和 CO—242 来可以得到较高的增益和较好的频率稳定性。必须注意，只有当本机振荡器的电压值完全一定时，上述的管子才能最好地工作，偏离这个数值会使变频器的工作急剧变坏。对于电子管 6A7 和 6A10C 来说，本机振荡器在阴极与“地”之间的

电压的最佳值为 1.4 伏。

圖 30 所示电路在使用旁热式电子管 6A7 或 6A10C 时，有一个缺点，这个缺点在使用头戴式耳机工作的短波接收机中特别显著。这个缺点是陰極不是接地而是連接繞圈的抽头，因而陰極对地有一点高频电位。在这种情况下，灯絲的交变电压將調制被接收的信号，結果在耳机中將听到妨碍接收的交流声。

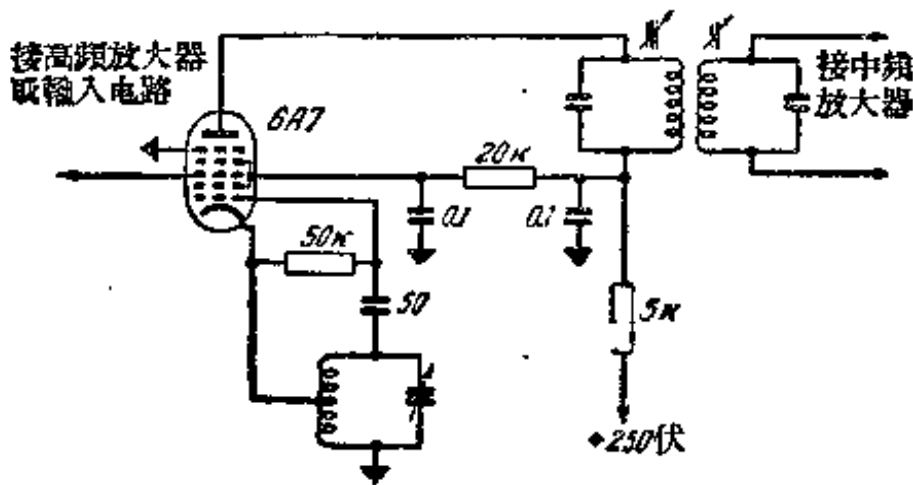


圖 30 变频級电路

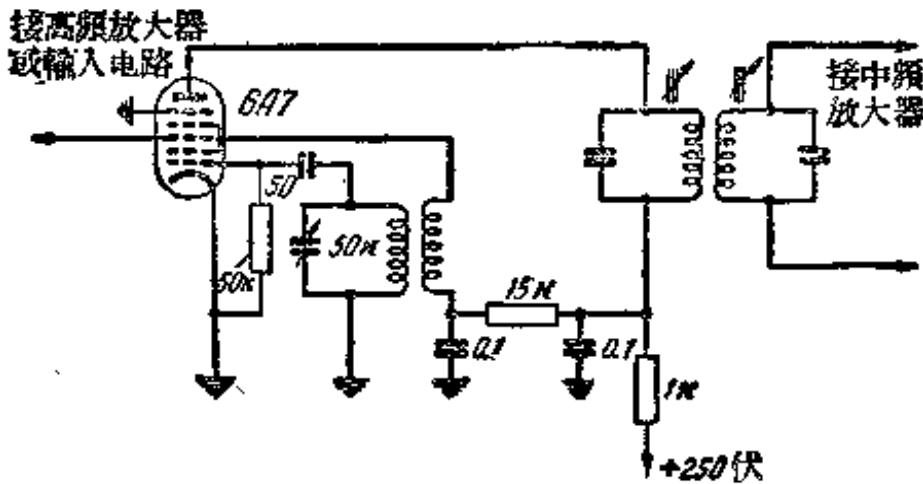


圖 31 帶有变压器回授式本机振荡器的变频級电路

为了消除这些影响，必須使变频器的陰極接地，这可以采用变压器回授的振荡器来做到。这样的电路如圖 31 所示，这

个电路和圖 30 所示电路相比的缺点是稳定性較差。

米波接收机变频器的基本电路已經示于圖 8 中。

在振盪器和混頻器的电路中使用同一个变频管时，像使用

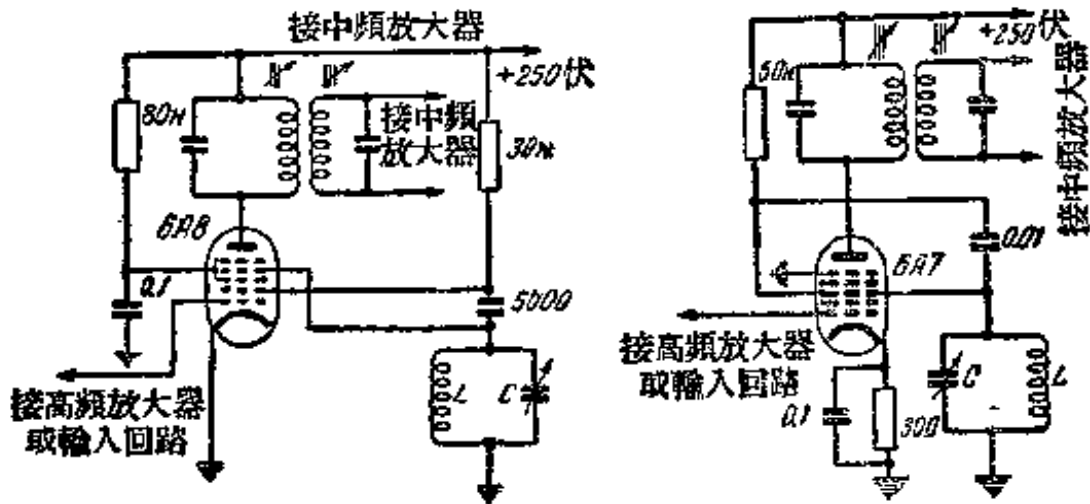


圖 32 帶有負跨导管本机振盪器的变频电路

单独的管子一样，振盪器可以接成負跨导管的电路。采用这种电路就提高了振盪器的频率稳定性，簡化了綫圈与开关的結構，此外，还使得变频管陰極可以接地。由 M. 甘茲布尔格所提出的这种电路示于圖 32。

变频級給出的增益在很大的程度上取决于振盪电压的振幅。当接收机調諧到不同的频率上时，这个电压的振幅常常剧烈地改变，結

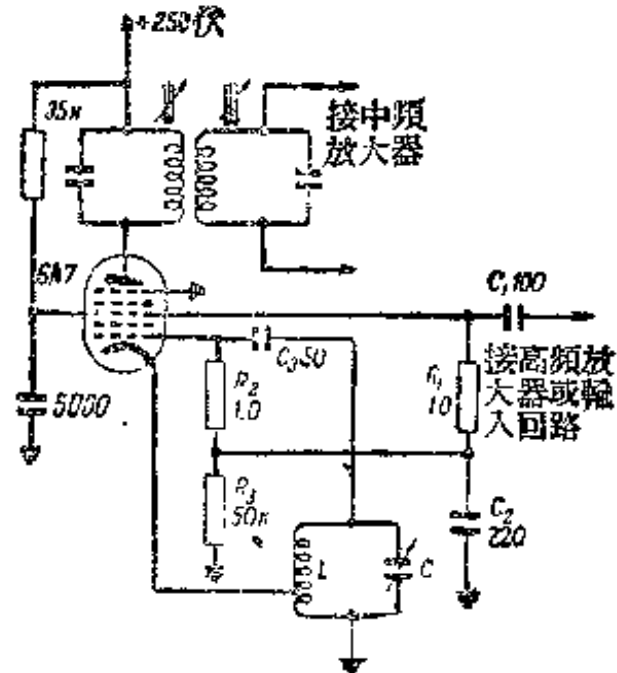


圖 33 对增益的变化(由本机振盪器电压振幅的变化所引起)进行补偿的变频电路

果变频器的增益也跟着改变，因而在波段的不同频率上接收机的灵敏度就不同了。为了削弱这个不良的现象，可以采用工程师阿彼里提出的电路，这个电路示于图33。

在这个电路中，从电阻 R_2 取得的偏压经过电阻 R_1 加到电子管6A7的信号栅上。电阻 R_2 是在本机振荡器的栅漏电路中，在这电阻上产生的直流电压决定于振荡器的振荡振幅。由于这样的连接，振荡器的振荡振幅增加时，信号栅上的偏压增加，反之亦然。振荡器振荡振幅的增加是使变频器的增益增加，而偏压的增加则使其减少。这样一来，振荡器的振荡振幅改变对变频器增益的影响就互相补偿了。显然，这个原理不仅可以用于这种电路中，而且也可以用于任何变频器电路中。

寬頻帶中頻放大器

在装制电视与调频的超外差接收机时，设计频带宽而放大量的中频放大器是相当困难的。在直接放大式接收机中，装制宽频带放大器时也产生类似的困难。为了力求简化结构和提高每一级的增益，在这种放大器中通常使用单回路来代替带通滤波器。这种放大器的所有各级回路可以调到同一个频率。在这种情况下，为了获得较宽的通频带，必须用电阻与回路并联，增加它的损耗和相应地减小其质量因数。这种放大器在通频带内各个频率的放大量是不均匀的，选择性也差，而且放大量不大。

使各级回路稍微失调，可以获得好得多的效果。在这种情况下，为了获得同样的通频带，回路的损耗可以做得小一些。这时增益增加并且放大器的选择性也变好。

为了得到最好的效果，各级回路所应调谐到的频率的选择以及各回路的通频带的选择都是很重要的。下面的表1中列出

放大器各級回路的最佳調諧頻率和它們的通頻帶的數據。在這表中， f_0 表示中間頻率，而 Δf 表示整個放大器的通頻帶寬度。

表 1

| 放大器的 總級數 | 放大級和振盪 回路的數目 | 回路的諧振頻率 (每級) | 回路的通頻帶 (每級) |
|-------------|-----------------|----------------------|----------------|
| 2 | 1 | $f_0 - 0.35\Delta f$ | $0.71\Delta f$ |
| | 2 | $f_0 + 0.35\Delta f$ | $0.71\Delta f$ |
| 3 | 1 | $f_0 - 0.43\Delta f$ | $0.5\Delta f$ |
| | 2 | f_0 | Δf |
| | 3 | $f_0 + 0.43\Delta f$ | $0.5\Delta f$ |
| 4 | 1 | $f_0 - 0.46\Delta f$ | $0.38\Delta f$ |
| | 2 | $f_0 - 0.19\Delta f$ | $0.92\Delta f$ |
| | 3 | $f_0 + 0.19\Delta f$ | $0.92\Delta f$ |
| | 4 | $f_0 + 0.46\Delta f$ | $0.38\Delta f$ |
| 5 | 1 | $f_0 - 0.48\Delta f$ | $0.31\Delta f$ |
| | 2 | $f_0 - 0.29\Delta f$ | $0.81\Delta f$ |
| | 3 | f_0 | Δf |
| | 4 | $f_0 + 0.29\Delta f$ | $0.81\Delta f$ |
| | 5 | $f_0 + 0.48\Delta f$ | $0.31\Delta f$ |

通頻帶可變的中頻放大器

在選擇接收機的通頻帶寬度時，總碰到保真度和選擇性這兩個要求之間的矛盾。為使所接收的廣播的音質尽可能好，接收機必須使尽可能多的信號頻譜成份經均勻放大后通向檢波器，也就是要使高頻部分有足夠寬的通頻帶。但在通頻帶很寬

和信号微弱的情况下，各种干扰的影响显著增加。为了削弱干扰的作用，压缩通频带常常是有利的，虽然音质会有一定程度的降低。

因此，在接收强大的信号，而干扰比较微弱时，接收机高频部份通频带应该比较宽些，以得到很高的音质。相反地，在干扰很强，和在接收微弱的信号的情况下，通频带就应该窄些。

由于这些原因，在高级收音机里通频带做成可变的。借助于和音色调节器连在一起的旋钮，收听者可以选择对当时的接收条件来说最好的频带宽度。

在工业出产的收音机里，通常是用改变一个或几个中频滤波器中互相耦合的电感线圈间的距离的方法来调节通频带。这时改变的是组成带通滤波器的

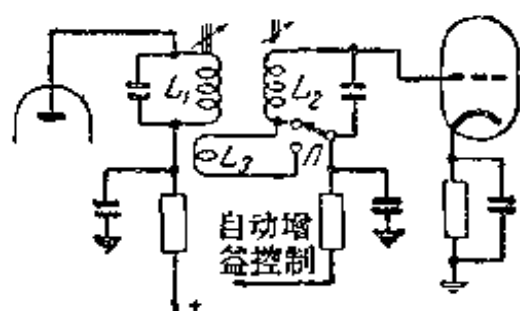


图 34 通频带可变的中频放大级电路

各个回路的耦合程度，于是改变了谐振曲线的宽度。

在业余的条件下制造带有可动线圈的中频滤波器是有困难的，因此多半是用其它的办法来改变带通滤波器的各个回路的耦合，来改变通频带的宽度。

图 34 所示为通频带可变的中频放大器的电路。线圈 L_1 和 L_2 间耦合很弱；当把开关 D 放在电路中上面位置时，放大级的通频带是窄的，开关放在下面的位置时，次级回路接入了约 3—4 圈的、绕在线圈 L_1 旁边的线圈 L_3 。由于线圈 L_3 圈数很少，接到次级回路里去不会使回路失调很多，然而回路的耦合却增加了，因而使通频带变的更宽。通频带展宽的程度取决于线圈 L_3 的圈数和线圈 L_2 的相对位置。

为了使通频带变化的范围更大，可以不仅仅在一级中频滤

波器里，而在兩級或三級中頻濾波器里裝設這種開關。

能在接收強信號時自動展寬通頻帶和在接收微弱信號時自動壓縮通頻帶的電路是很有意思的。這種電路無論在工業上或業餘無線電愛好者當中都沒有充分地掌握，因此對它來進行實驗是非常必要的。

圖 35 列出 M. 愛林魯西提出的兩種通頻帶自動調整的電路。兩個電路都是具有回授的中頻放大器。在圖 35a 電路里，由接在電子管陰極電路里的調諧在中頻上的 L, C 回路建立負回授（扼流圈 L_p 用來構成陰極的直流通路）。在圖 35b 電路中，放大級具有 R_2, C_2, R_2, C_1, R_1 的正回授電路。

在圖 35 電路里，回授壓縮了放大級的通頻帶，並且放大級的增益越高，則通頻帶壓窄得越多。這增益以及通頻帶寬度在自動增益系統作用下依被接收信號的強度而改變。在接收強信號

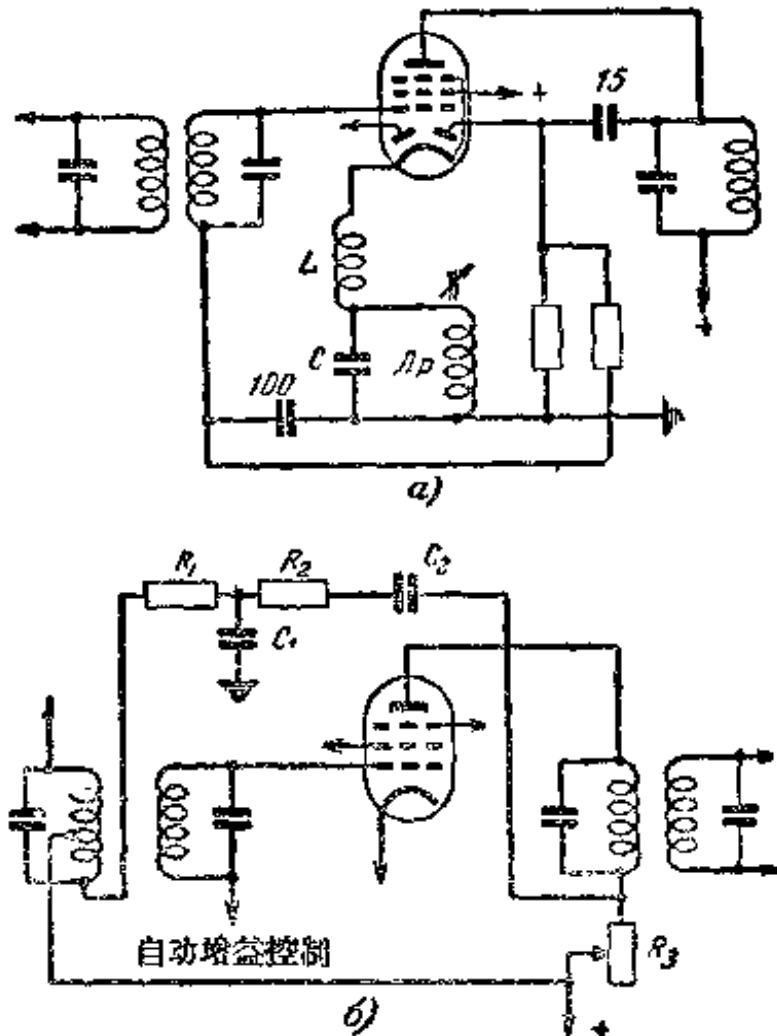


圖 35 通頻帶自動調整的中頻級電路

时，自动控制系统减少放大级的增益，因而加大通频带的宽度。在接收微弱信号时，自动控制系统使增益增加，因而通频带变的更窄。

窄频带中频放大器

如果說在电视和調頻接收机里，設計者遇到必須保証中頻放大器的通频带很寬的問題，那么在專門用来接收电报信号的接收机里，就产生了相反的任务，即通频带要很窄，这只要在中频系統里利用晶体濾波器或帶有負阻抗的濾波器（有时把它們叫做再生濾波器）就可以做到。

用于中頻放大級的最簡單的晶体濾波器电路見圖36。在这电路中 $C_2 = C_3 = 2C_1$ ； $L_1 = L_2$ ，所以回路 L_1C_1 和 $L_2C_2C_3$ 都調至諧振。可变电容器 C_H （20—30微微法）是用来中和晶体的支

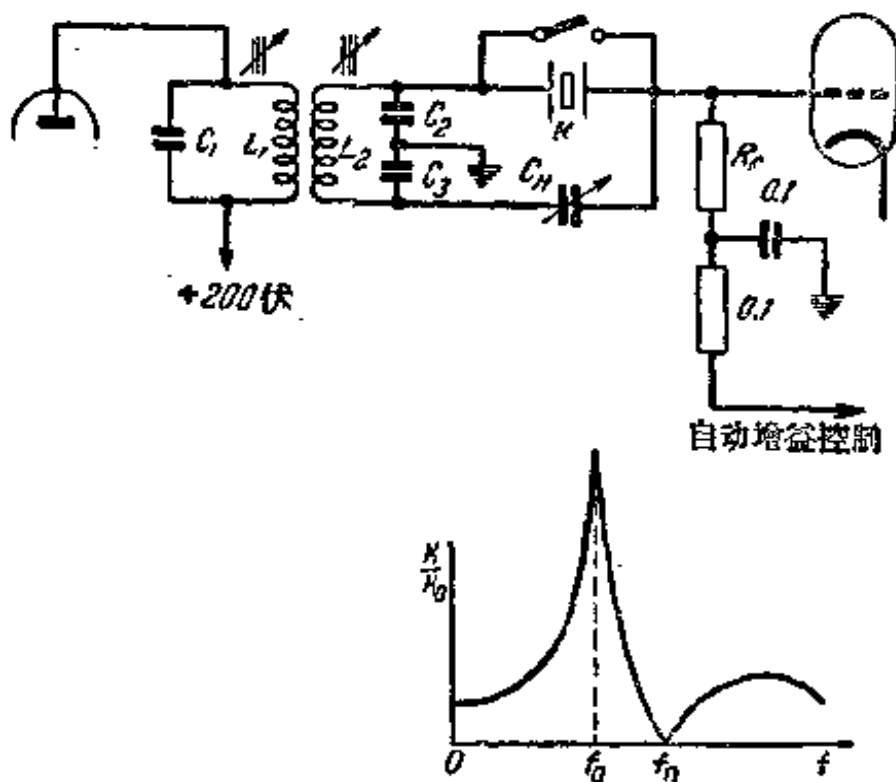


圖 36 晶体濾波器的电路和諧振曲線

架电容的，若 C_n 的大小选得合适，则流过 R_c 有两个大小相等、相位相反的电流：一个是由电容器 C_2 上电压的作用产生的，它流过晶体的支架电容；另一个电流是由电容器 C_2 上电压的作用产生的，它流过电容器 C_n 。这两个电流在 R_c 里相互抵消。晶体在这个电路里所起的作用好像是一个与 R_c 串联的、谐振曲线很窄的滤波器一样。

谐振频率 f_0 和抑止频率 f_n 就说明了按这个电路（圖 36）作成的中频放大器的谐振特性。在改变 C_n 时，谐振频率 f_0 不变，而抑止频率 f_n 却改变了，并且 f_n 可能高于、也可能低于谐振频率。

用这种谐振曲线，就使得能够接收所谓单信号电报。

大家知道，用差拍法接收等幅电报信号时，要使用一个工作频率 f_{rem} 靠近接收机中频的专门振荡器。如果被接收信号在变频之后频率为 $f_{np.out}$ ，则在接收机输出端可以听到的差拍检波的频率为 $F_1 = f_{rem} - f_{np.out}$ 。在振荡频率为 f_{rem} 时，若干扰信号在变频之后频率为 $f_{np.nois}$ ，则由这干扰信号也能产生这样的或相近的差拍检波频率 F_2 ： $F_2 = f_{np.nois} - f_{rem}$ 。

这种现象与在超外差式接收机变频器里产生镜像波道是十分相似的。如果有两个频率相近的电台，其频率相差 $f_{np.nois} - f_{np.out} = F_1 + F_2$ ，那么接收就很困难，尤其是在业余短波段里，因为那里有许多发射机在工作。

对于差拍振荡器的频率来说，没有镜像波道的接收机叫做单信号接收机。在用圖 36 所示的滤波器时，如果抑止频率 f_n 与干扰的中频相等，就能够接收单一信号，这样，改变 C_n 的大小，从而改变差拍振荡器的频率，可以使干扰大大地减弱。

上述的滤波器，可以装在任何现成的接收机里，它的缺点是谐振曲线太窄，以致使接收机调整困难，并且由于发射机和

接收机振荡器的频率可能变动，而使谐振曲线不稳定。

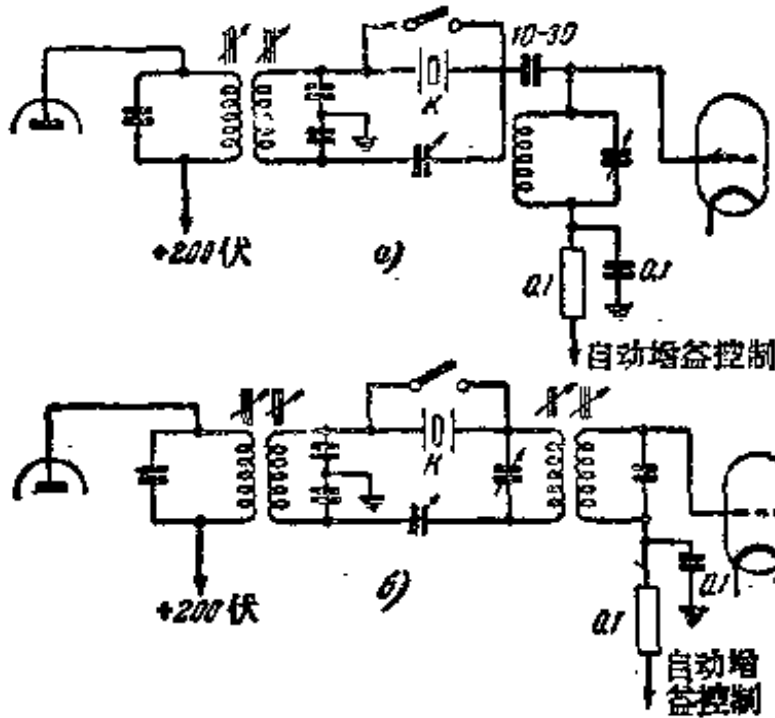


圖 37 用回路失調的方法改变谐振曲线宽窄的晶体滤波器电路

圖37所示的兩種电路，可以用使回路失調的方法来調整濾波器谐振曲线的寬窄，这个回路与晶体串联，代替电阻 R_c 。

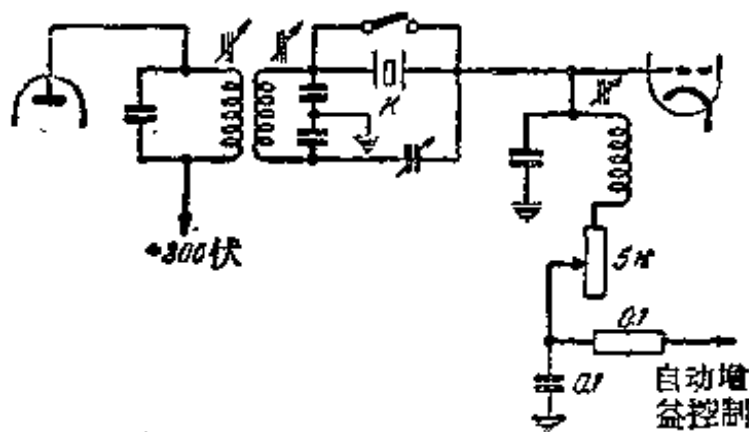


圖 38 用可变电阻改变谐振曲线宽窄的晶体滤波器电路

改变接在滤波器输出端（圖38）的电阻数值，也可以改变谐振曲线的寬窄，这个电阻最大值取5—10千欧，而且最好它的变化有指数特性。

在上述所有的电路中，都是用將晶体短路的方法来去掉晶体滤波器而使它恢复正常通頻帶。

圖 39 也是一種晶体濾波器電路，這裡晶体和中頻槽路是并聯的。回路電感應選擇得使它与固定電容 C_1 、微調電容器 C_2 以及晶体的支架電容調諧到晶体的諧振頻率，這種濾波器諧振曲綫的形狀（見圖39）与圖 36 所示的濾波器不同，它有两个抑止頻率 f_{n1} 和 f_{n2} ，改变 C_2 时，这两个抑止頻率就在一定範圍內沿着頻率軸变动。这里是用断开晶体的方法来去掉濾波器的。

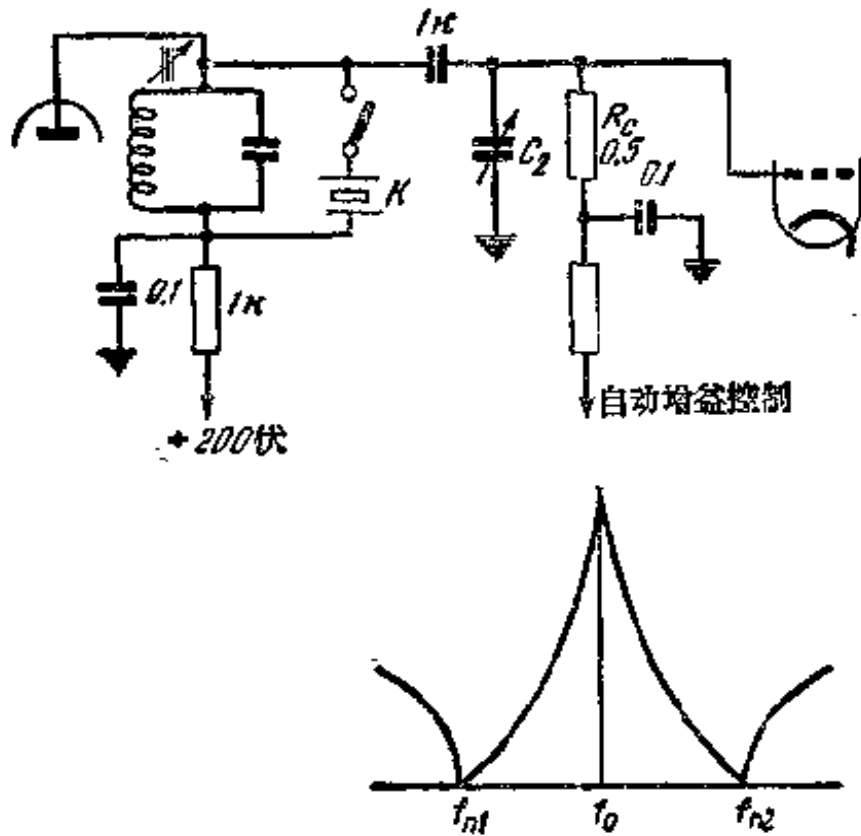


圖 39 晶体与槽路并聯的晶体濾波器電路和諧振曲綫

在上述電路中可以用普通振盪器的晶体，重要的是中頻放大器的回路應尽可能准确地調到所用晶体的諧振頻率，為了實現這樣的調諧，用最簡單的晶体振盪器是比較方便的。調諧回路時，把晶体从接收机里取出，放到振盪器里去。為了改善濾波器的工作情況，電路中最好利用高質量因數的回路。使用工

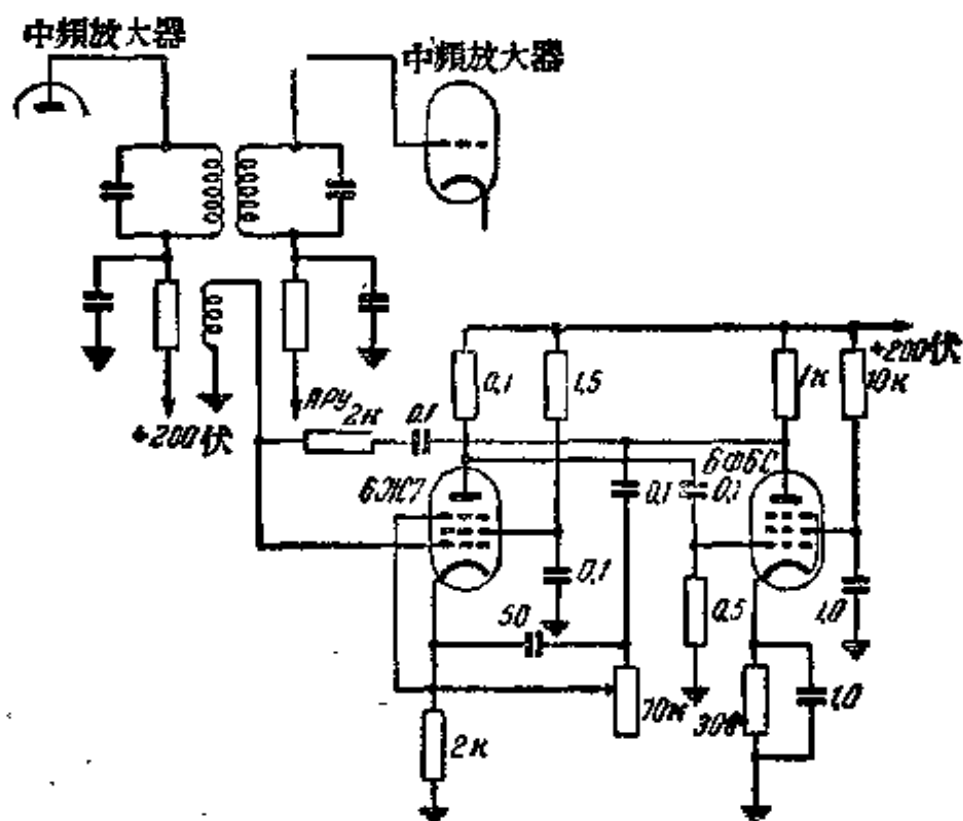


圖 40 有負电阻的窄頻帶濾波器电路

厂制造的接收机的标准中频回路时，就可以得到十分满意的结果。

除了晶体滤波器以外，在普通中频放大器的一个回路里加入负电阻，也可用来作窄频带接收。这个负电阻的数值，要选得稍小于回路总的正电阻，这样，负电阻带来的能量；不足以完全补偿回路的损耗，就不会发生自激振荡，但是回路的损耗急剧降低，通频带变得很窄。

这样的电路如图40所示，它是普通的两级放大器。在那里从第二个电子管6Φ6C的屏路加到第一个电子管6X7的栅极的是正回授电压，而加到第一个电子管阴极的是负回授电压，放大器的输入端与接收机的一个中频回路作电感耦合，耦合的大小由实验选定，在负回授电路里用数值为70千欧的可变电阻来

調整中頻的通頻帶。

以上所述是在任一振盪器的回路中加入一个补偿回路損耗的負电阻，如果振盪器电路的工作状态选择得不足以完全补偿回路中的損耗，那么就不会产生自激，但这时回路損耗很小，并且通頻帶很窄，这样就可以把不振盪（但趋近振盪）的振盪器加到中頻放大器电路里作为窄頻帶回路。圖 27 和 28 所示的振盪器电路最方便，这些电路的另件应加以改变，直到停止产生振盪，振盪器电路里的回路接入按并联饋电的中頻放大器中比較方便。把电子管与回路断开或者断开这个电子管的电源就能恢复正常通頻帶。

上述負电阻濾波器的缺点是工作不稳定，更換电子管，电源电压的变动或是回路調諧的偶然改变，都可能引起濾波器通頻帶和放大系数很大的变化，甚至有时会产生自激振盪。

接收电报信号时，除了用上述的窄頻帶中頻濾波器以外，用窄頻帶低頻濾波器也很有效（見 171 頁），但是与中頻濾波器不同，它不能排除电报的双信号接收。

高頻級中的正回授

前面講过的用引入負电阻来降低回路損耗，以提高电路增益及对鄰近波道选择性的方法，其实并不是什么新的方法，很早以前業余無線电家就在实践中采用了。实际上，可以把業余無線电家常采用的正回授看成是在回路中含有負电阻的电路，同时，为了获得这个負电阻，采用了在有回授級中工作的同一电子管。

在中頻放大級中用正回授，就可以显著地提高接收机的灵敏度和它对鄰近波道的选择性，在射頻放大器中采用正回授也同样可以提高接收机的灵敏度和改善預选特性。在变频器中利

用正回授也可以得到同样的效果。这是由于变频管的屏流和帘栅流不仅有中频成份而且还有高频成份。因此，假如在变频管的屏路或帘栅路中接有与前级回路相耦合的线圈，那么就可以产生高频回授，这种回授能改善接收机的灵敏度和预选特性。

正如已经指出的，在有自动增益控制的接收机中，在受控级中采用正回授就可以产生对频带的特殊控制。当接收弱信号时，受控级的增益升高，强的回授使通频带显著地变窄，这样就削弱了干扰对弱信号的接收的影响。相反地，当接收强信号时，受控级的增益降低，同时回授作用削弱，这就使通频带展宽，因而有助于对强信号获得优良的音质。

但是，正回授电路除了具有这些优点之外，它还有两个严重的缺点。第一个缺点是当调整正回授时，不仅改变了放大量，而且还改变了放大级的调谐。第二个缺点是正回授使接收很不稳定。由于这种不稳定，电源电压的波动，电子管的更换以及其他类似的偶然的原因，都会引起接收机的灵敏度和选择性显著地改变，甚至引起接收机的自激。下面我们将详细研究一些正回授电路，在这些电路里上述缺点大大的减少了。

图 41 所示的电路里，在放大级中用 6J17 型电子管，被放大的电压加在一个栅极上，而线圈 L 产生的回授电压加在另一栅极上，回授的调整是通过最大容量约为 50 微微法的小电容器来实现的。将信号电压及振荡电压分别加在管子的不同栅极上，就能保证调整回授时不影响调谐回路。这个电路是用于使用回授的中频级中，但这个原理也可以有效地应用在高频级中。在这电路中可以用 6A8 代替 6J17。比较新型的变频管像 6A7, 6A10C, 1A1П 的屏极与栅极之间的极间电容要大得多，因此，在这种电路中不宜用这些电子管。

如果电路的正回授用改变电子管的屏压或帘栅压的方法来

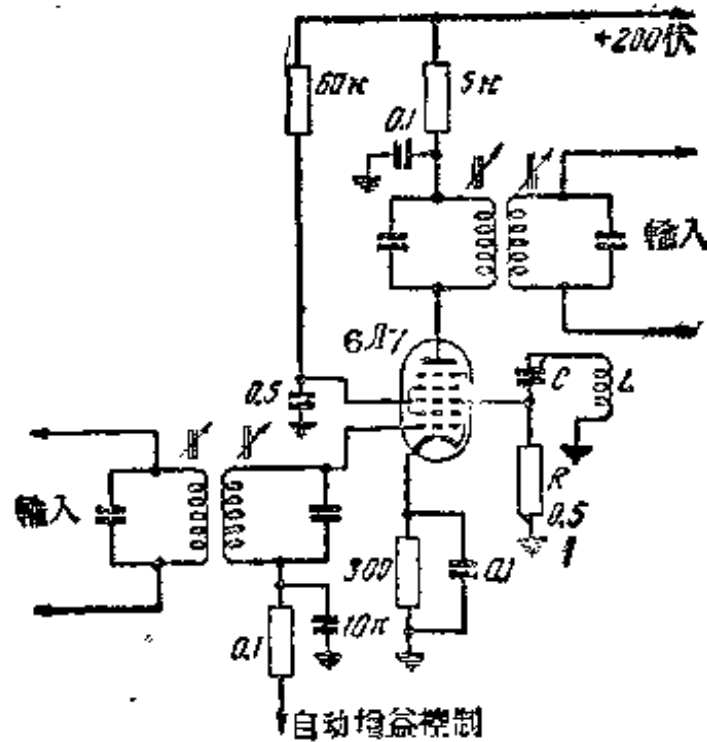


圖 41 有回授的放大級电路
 綫圈 L_1 共 25 匝，繞在帶通濾波器屏極綫圈的旁边

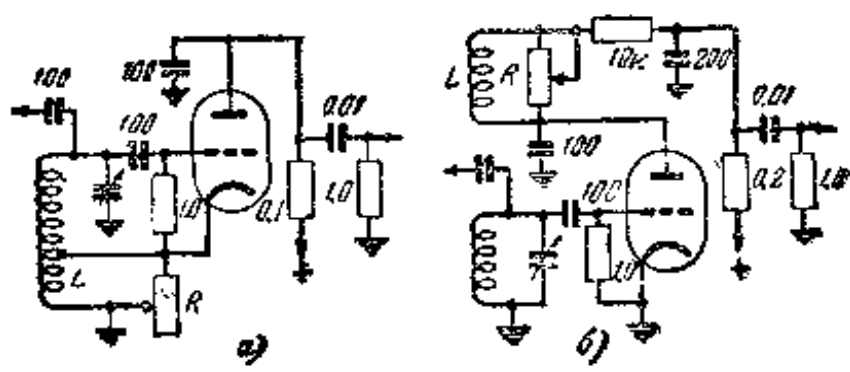


圖 42 可調節回授的电路

調整，那么也可以得到良好的結果。这种調整的例子如圖 1 所示。

圖 42 是 B.叶戈罗夫和 A.聶費多夫所提出的具有回授的，較簡單的放大电路。这里回授是通过改变回授綫圈 L 的旁路电阻 R 来調整的。电阻的数值約在 1—20 千欧范圍內。在圖 42, a

中，繞圈抽頭的位置應按照電阻的數值來選擇。

為了提高具有正回授的放大級的工作穩定性，在放大級中除了正回授之外還需要有負回授。負回授的電路與電路參數應選擇得使其能部分地補償正回授的作用。在這種情況下，如果由於某種原因使正回授增強，那麼在這同一原因的作用下負回授也增強。因此，正回授的增強在很大程度上被抵消了。因而接收機的選擇性與靈敏度不會有顯著的改變。

圖 43 表示具有正回授和負回授的柵極檢波級的電路。這里是用公共的回授繞圈，繞圈接在屏路里產生正回授，而同一繞圈通過電容器 C 接到屏路就產生負回授。在調整這種電路時須滿足當電容器 C 與繞圈 L 斷開時，電路就發生振盪；接上這個電容器，振盪就應停止，不過仍然保持足夠高的增益。

在結束關於回授這一節的時候，我們來研究一下 M. 奧布列佐夫、A. 那烏莫夫和 П. 奧布列佐夫的“圖拉”牌收音機的電路，這個收音機除了具有一些重要的特點外還有一個獨創的回授電路。И. 謝妙諾夫提出了這種收音機電路的改進，如圖 44 所示。第一個電子管 1K1П 按一般的柵極檢波電路連接，從它

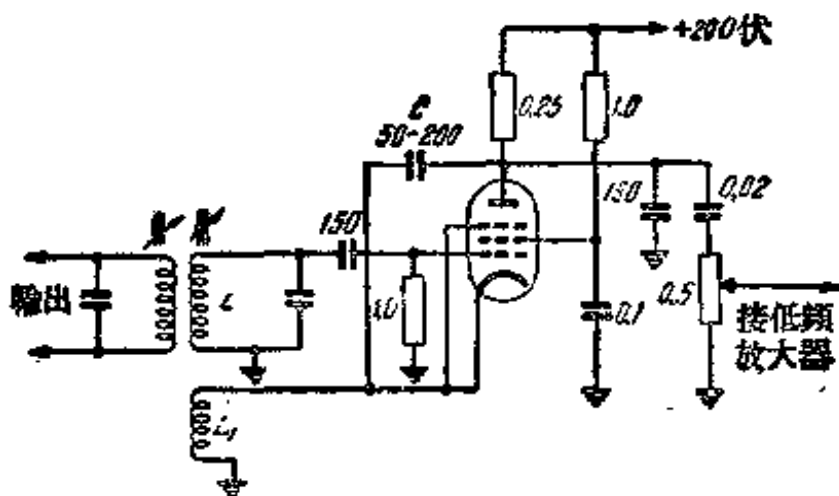


圖 43 帶有正回授和負回授的柵極檢波器電路繞圈 L_1 共 6 匝，繞在 465 千赫中頻變壓器 L 的繞匝之間

的输出端将音频电压和射频电压加到输出电子管 $2\Pi\Pi$ 的栅极上。在这个管子的屏路里除了接有输出变压器 T_p 之外，还有 $L_2 R_1$ 电路。在这个电路中产生的射频电压经过电容器 C_1 加到第一个电子管的控制极，因而产生回授。这个电路不需要专门的回授线圈或者回路的抽头，因而简化了波段开关。

适当地选择 $L_3 R_3$ 和 $R_2 C_2$ 的值，可保证这个电路在整个波段内的作用均匀。

这种电路还有一个优点，就是当收音机发生振荡时它不能接收电台，因为与产生高频振荡同时，还产生抑制被接收电台的音频振荡。这样就能防止干扰其他收音机的危险。回授用改

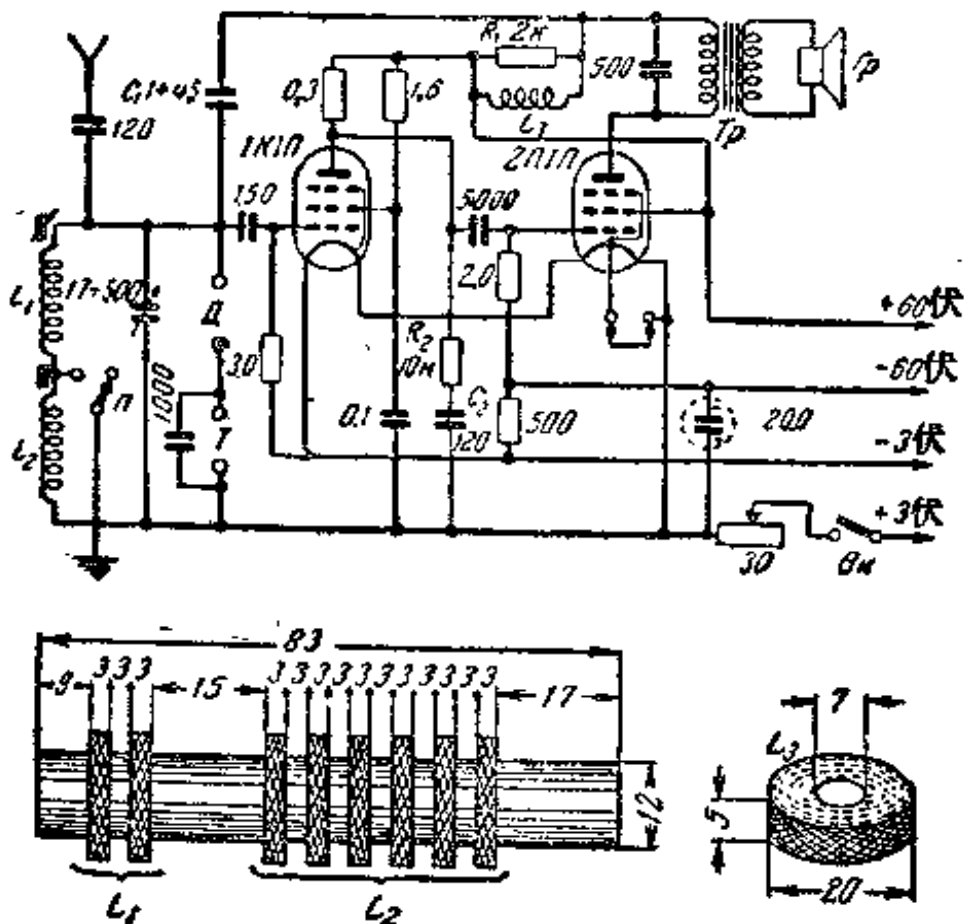


图 44 适合于爱好者的(土拉)牌接收机的变体电路和线圈结构

变半可变电容器 C_1 的电容的方法来调整。

塞孔 A 和 T 是当没有电源时用来连接检波器和耳机的。

收音机的屏路是由60伏的乙电池供电，而灯丝电路是由两节串联的手电筒电池供电。在灯丝电池输出电压降低时，可以把输出电子管灯丝的一半短路起来。上述收音机可工作800小时。

线圈的结构示于电路图44的下方。线圈 L_1 有两节，每节54匝， L_2 有六节，每节65匝， L_3 有200匝。所有的线圈都使用线径0.15公厘或0.17公厘的单丝漆包线，按照“蜂房式”或迭绕式绕在两块侧板之间。

自动增益控制

为了提高接收的质量，改进自动增益控制的作用具有重要意义。但通常的电路不能获得有效的控制，因而在最复杂的接收机里在检波器以前或检波器后都有控制电压增益的电路，来改善控制作用。这种具有自动增益控制的电路很复杂，并且常常有自激的趋势。为了简化接收机的电路和提高工作的可靠性，曾出现了一些新电路。

首先必须指出，如果在受控制级里利用6J7型电子管，同时又在振荡栅上加上控制电压，增益控制作用就可以显著地改善。这种放大级的增益在控制偏压的作用下的变化，比用普通可变互导五极管好得多。利用电子管6J7所能取得的最大增益和6K7的相同。

放大级的电路如45图所示。在图41所示的电路里也可以进行双重控制。为此只要把电阻 R_1 的下端不接“地”而接自动增益电压就行了。

在这个电路里，可以用6A8代替6J7。放大级中不允许采

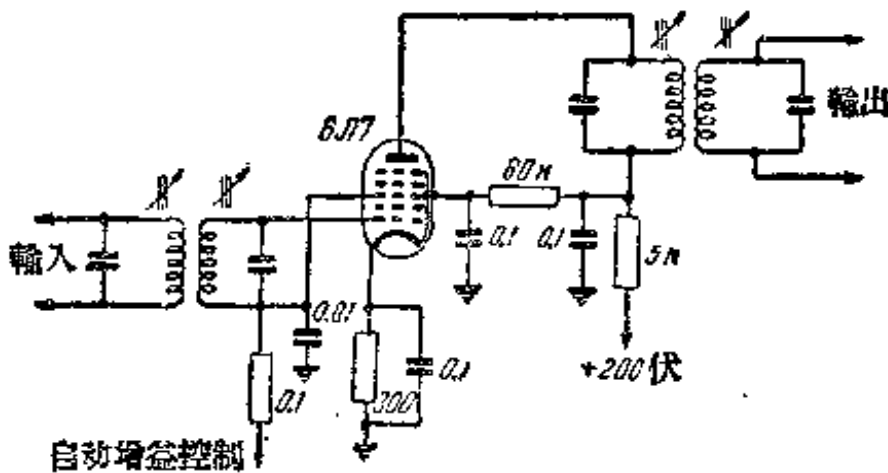


圖 45 在兩個柵極上進行自動增益控制的
用電子管 6J7 的放大級電路

用新型變頻管 6A7、6A10C 和 1A1Π，因為它們在屏極和柵極間的電容很大，可能引起放大級自激。

受控級電源電路對自動增益控制的工作有顯著影響。因為增益的控制是靠改變偏壓來完成的，所以工作點便沿着電子管的特性曲線移動互導就隨着改變了。

但是在工作點改變的同時，屏流、帘柵電流和陰極電流都起了變化。由於這些電路內有電阻存在，電流的改變就使相應電極上的電壓發生變化。電壓變化時增益控制的作用較之在電極上電壓不變的情況要小。

為了克服控制級里這些令人討厭的現象，就應該盡量降低屏路里去耦電阻的數值，帘柵供電不經過降壓電阻而是從電位器取得，並且起始偏壓也不從陰極電阻上取得而是從一個電位器取得，這個電位器的電壓受自動增益系統的影響很小。

通常使用的自動增益控制電路都把控制電壓加在檢波器以前各級。如果將控制電壓加在檢波器以後各級，可以獲得更為有效的自動控制作用。最完善的這種控制電路的方框圖見圖 46。

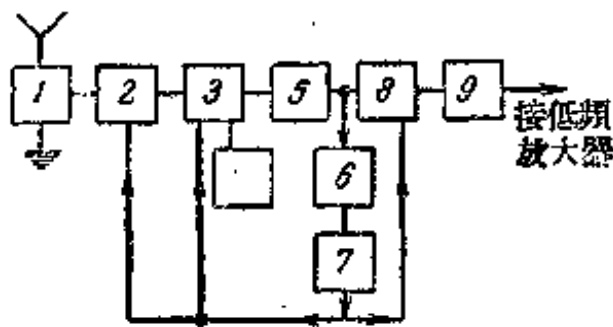


圖 46 可以在自动控制电路的檢波器以前各級和以后各級供給控制电压的自动增益控制的方框圖

- 1—輸入电路；2—高頻放大器；3—变頻器；
- 4—振盪器；5—第一中頻放大器；6—自动控制增益放大器；7—自动增益控制的檢波器；
- 8—第二中頻放大器；9—檢波器

在这个电路里用两个中頻放大器来放大被接收的信号，并且第一个中頻放大級输出的电压还送到自动增益控制系统內的放大器上。該放大器输出的电压被檢波后作为控制电压加在高頻放大級，变頻器和第一中頻放大級上。此外大約將这个电压的三

分之一供給第二中頻放大級。

向前后各級都加控制电压的自动增益控制系统，其效果非常好。这种类型接收机的控制特性見圖 47。它与一般控制特性所不同的是該特性曲綫在最大值以后就开始降落。当輸入电压从 3 微伏变为 1 伏，也就是电压改变 300000 倍时，接收机輸出端的电压仅在 3 伏和 4 伏之間变动。

虽然这种系統具有很多优点时，但是很复杂，业余接收机里用得有限。但是向前后各級供給控制电压的原理也可以用較簡單的方法来实现。为此在第一級低頻放大器上加上二分之一或者三分之一的控制电压。該系統的方框圖如圖 48。而自动控制系統的檢波器和第一級低頻放大器的电路示于圖 49。

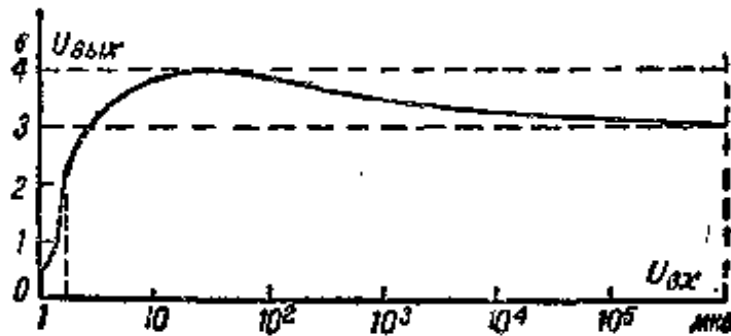


圖 47 圖 46 所示的控制系統的特性曲綫

当使用这个电路时，在第一級低頻放大級里應該用变互导管（如 6K7 或者与他类似的电子管）。利用这样的电子管可以避免非綫性失真。但是必須考慮到低頻放大器常常需接产生的电压極小的电唱机。所以

为了避免低頻放大級电子管过载，放大器第一个电子管的栅極上甚至在接收强信号时也加上很小的电压，使这时特性曲綫的非綫性几乎并不产生失真。

在一系列业余和售品收音机（例如 涅瓦-52 收音机）里，使用这种綫路的經驗証明：只要正确的选择电子管工作状态，完全可以实現在第一低頻級里控制增益而沒有任何显著的失真。

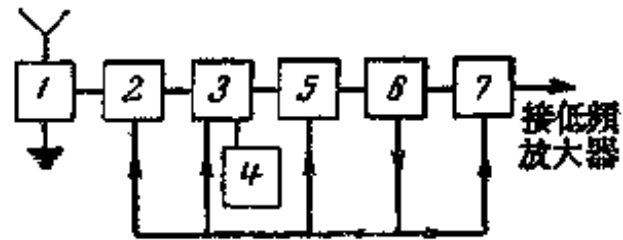


圖 48 圖 46 电路的簡化方案

- 1—輸入电路；2—高頻放大器；3—变頻器；
- 4—本机振盪器；5—中頻放大器；6—信号和自动增益控制檢波器；7—第一低頻放大級

切尔梁夫斯基設計的电唱收音二用机里的这种电路的工作特性，如圖 50 所示。正像这个特性曲綫指出的，当接收任何

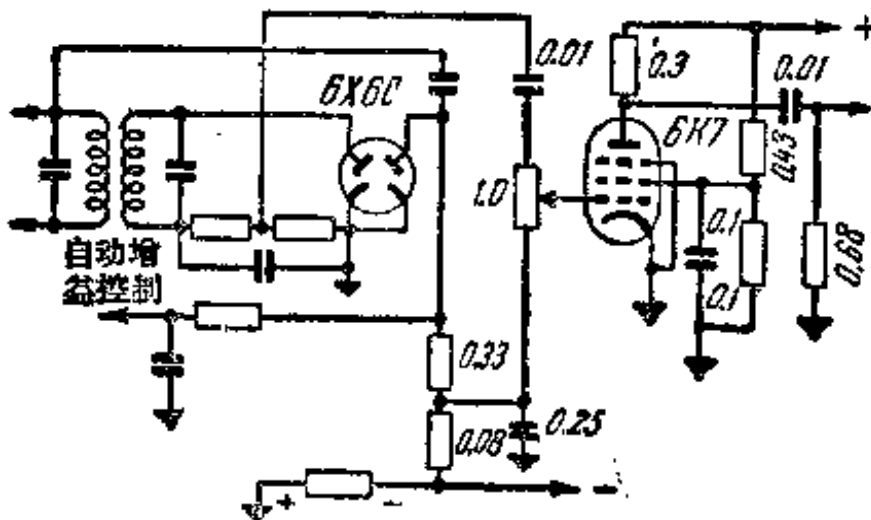


圖 49 自动控制檢波器和被控制的低頻綫路

强度的信号的时候，收音机的输出功率不超过计算值，因此大大的减少了当接收特别强的信号时，通常在输出级产生的非线性失真。

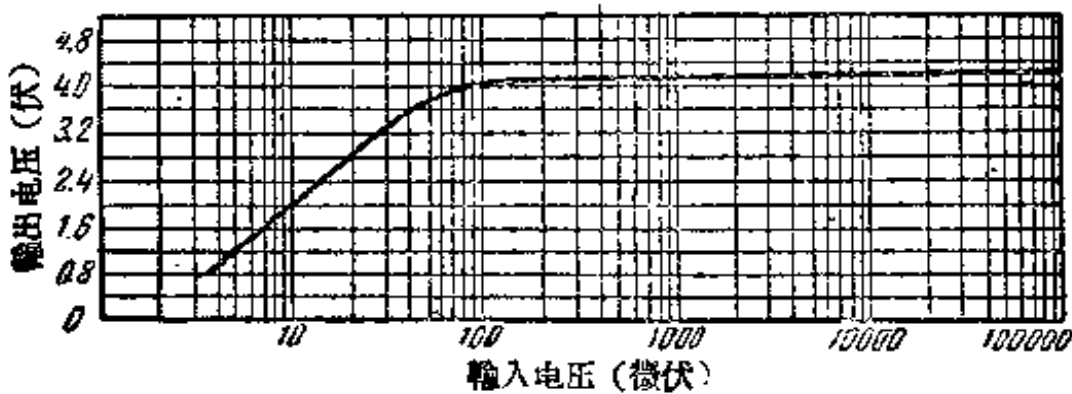


圖 50 圖 48 电路的特性曲线

在一級收音机里，最近已經开始采用有控制电压放大器的自动增益控制电路。它的典型电路見圖 51*。在这电路里电阻 R_3 、 R_4 和 R_5 接在屏压电源的“負”端和机壳之間。在电阻 R_3 上的电压降 U_3 加在电子管 \mathcal{I}_2 的栅極和陰極之間，使 \mathcal{I}_2 截止。

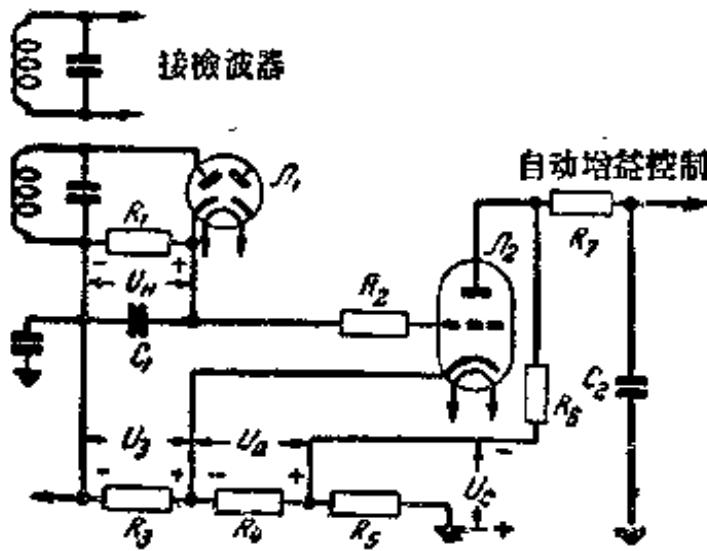


圖 51 控制电压放大器的电路

生自动增益控制系统的延迟作用。

接收信号时，在檢波器的負載 R_1C_1 上就获得了整流后的电压 U_H ，这个电压和电压 U_3 一同加在电子管 \mathcal{I}_2 的栅極电路里。 U_3 应选择得当信号足够强时电子管 \mathcal{I}_2 在 U_H 的作用下而导电，同时也能产

电子管 A_2 导电后，它将 U_{11} 放大，被放大的电压出现在电阻 R_6 上，它经过滤波器 R_7C_2 而加到被控制电子管的栅极上。这些电子管的起始偏压从 R_5 上取得，在电阻 R_4 上的电压作为电子管 A_2 的屏压 U_{11} 。

在这个电路里， R_7C_2 的一般数值大概是 0.5 兆欧和 0.5 微法，电阻 R_6 选用 30—50 千欧。电阻 R_2 、 R_4 和 R_5 选择得使电阻 R_5 上的电压降等于被控制电子管所要求的起始偏压（一般大约为 1—3 伏），在 R_2 上的电压降应建立起所需的延迟电压（一般大约为几伏）， R_4 上的电压降应该有 30—50 伏，在这线路里电阻 R_2 的作用是限止栅极电流， R_2 的数值大约为 1 兆欧。

如果电阻 R_3 、 R_4 和 R_5 接到屏路的电源线上，那么有几十伏电压降落在这些电阻上，于是接收机所有电子管上的电压也相应的降低了，因此最好专用一个小功率负压电源来供给电阻 R_3 、 R_4 和 R_5 上的电压。

調諧指示器的連接

大多数收音机的缺点是調諧指示器 6E5C 工作得不好。通常应用的指示器的接法只对檢波器负载上的电压变化有所反应，因此在接收强信号时以及在自动增益控制系统效果不好的收音机里才有良好的结果。当有作用良好的自动增益控制系统时，在調諧到电台的过程中檢波器负载上的电压变化甚微，这就难于确定按指示器来准确調諧的瞬間。

为了提高指示器的灵敏度，O. 察佐夫提出了如图 52 的电路。这个电路与普通电路的区别是电子管 6E5C 的荧光屏经过一个 $R_1 = 47$ 千欧的电阻与屏压的正极连接。这样就使指示器的灵敏度显著地提高，虽然荧光屏的光度降低了一些。

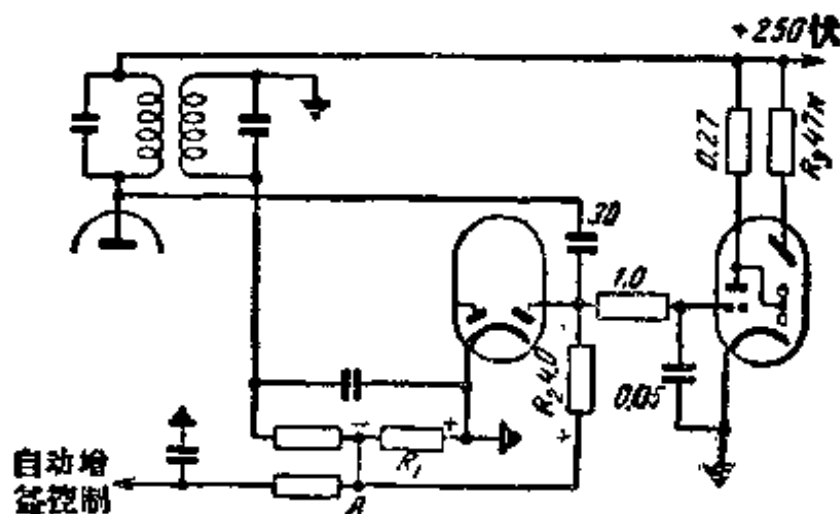


圖 52 調諧指示器 6E5C 的連接電路

在这个電路中靈敏度的附加的提高，是由于專門的二極管把從最後一個中頻變壓器的第一個回路上取下的中頻電壓進行檢波而獲得的。這個二極管的負載電阻 R_2 與信號檢波器的負載電阻 R_1 相接。因此在 A 點作用着在信號檢波器的負載和附加二極管的負載上產生的電壓的總和，因而提高了指示器 6E5C 的靈敏度。

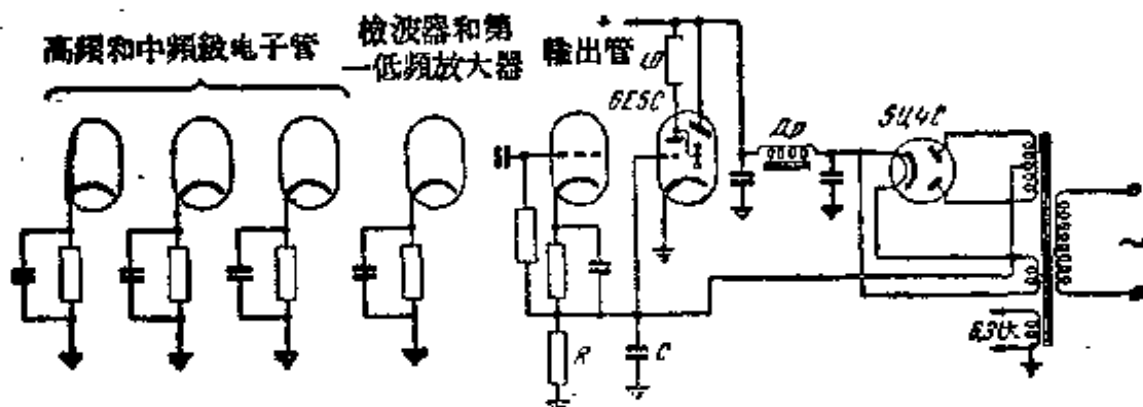


圖 53 在多管接收機里調諧指示器 6E5C 的連接電路

我們來研究一下在帶有良好的自動增益控制系統的多管收音機中為提高調諧指示器的靈敏度而應用的另一種電路，在這個電路中（圖 53）控制級的電子管用來放大加到指示器 6E5C

栅極上的直流电压。为此电子管 6E5C 栅極上的电压从繞綫电阻 R （全部受控制的电子管的陰極电流都流过它）上取下。当調諧到电台时，自动增益控制电压使受控电子管的工作点沿着管子的特性曲綫移动，同时改变了流过电阻 R 的电流。在这个情况下，多管收音机在調諧的瞬間，电阻 R 上的电压降变化較控制电压大，这就使加到电子管 6E5C 栅極上的直流电压增大。这样連接时，准确調諧的瞬間在指示器屏上表现为陰暗的扇形最大。

为了获得最好的效果，电路应该作成这样，使得仅仅是那些增益受控制的电子管的陰極电流才流过电阻 R 。为了不使电路复杂化，經過电阻 R 可以同时供电給不受控制的高頻电子管和第一低頻放大級的陰極。其它电子管的陰極应该这样地接到供电电源，使得它們的电流不流过电阻 R 。电阻 R 被一个电容为 10—15 微法的电容器有效地旁路。

为了使电子管 6E5C 的陰暗扇形完全合上，需要在它的栅極上加上大約 8 伏的电压。电阻 R 的数值应选择得使所有經過这个电阻供电的电子管的全部陰極电流在电阻上建立的起始偏压达到 8 伏，亦即

$$R = \frac{8}{\Sigma I_{*}}$$

这里 ΣI_{*} 是所有經過电阻 R 供电的全部电子管（也包括电子管 6E5C 本身在內）在起始偏压下的陰極电流的总和。

加到电子管 6E5C 栅極上的直流电压的改变与控制电压的改变之比的放大量，由下式决定

$$K = 1.2 \Sigma S \times R \approx \frac{10 \Sigma S}{\Sigma I_{*}}$$

这里 ΣS 是在起始偏压下受控制电子管的屏極特性的总跨导。

因子 1.2 是估計到陰極電流跨導比屏極電流跨導大，上面所研究的電路只能用在那些放大量 K 超過 1（多管收音機中常能滿足這點）的那些收音機里。

本机振盪器的自動頻率微調

在近代接收機中，除自動增益控制外，本机振盪器自動頻率微調也得到了應用。在業餘的條件下採用自動頻率微調並不很困難，但是絕不是在所有接收機中應用它都具有意義的。原因是當接收弱信號時，自動微調系統總是力求把接收機調諧在某一臨近較強信號的頻率上。在個別情況下，這就不得不切斷自動微調系統，結果、使用起來很不方便。因之可以認為在具有連續調諧的接收機中，最為合理的是使用頻率很穩定的振盪器來代替具有自動頻率微調的不穩定的本机振盪器。

在用按鈕式（或其他型式的）開關轉換的，固定調諧的接收機中，採用自動微調具有重要意義。這種接收機中的固定調諧時間一長會發生改變，使用自動微調系統則能補償這種變化。但是在這種情況下採用調諧穩定的回路和擴展接收機的通頻帶，就可以不用自動微調系統。當本机振盪器頻率變化不顯著時，擴展通頻帶可以消除接收的失真，並可以在收聽強力電台的廣播（僅僅在接收這種信號時才採用固定調諧）時，保證優良的音質。

自動微調通常應用在超短波電視接收機和調頻接收機中。調頻信號的檢波器是自動微調系統中不可缺少的一部分。我們將在“調頻接收”這一章中加以研究。但是必須指出，在仔細製造的米波接收機中，完全能制成頻率高度穩定的本机振盪器，因之不再需要自動微調系統。

接收机的無噪調諧

当接收强力电台的信号时，自动增益控制系统降低接收机的灵敏度，实际上几乎完全听不到各种干扰。可是，如果接收机由一个电台調諧到另一电台，不是調諧到强信号时，自动增益控制系统显著地提高接收机的灵敏度，結果接收机收到了那些干扰，因而就会听到令人討厭的、很吵杂的噪声和喀嚓声。

在現代的高質量接收机里，采用無噪調諧系統来避免这些噪声的影响。無噪調諧系統的作用在于，当沒有强信号时，它全部地或部分地使接收机的低頻放大器截止，而当接收机接收到超过某个預先規定的电平的信号时就使它导电。

現在有很多种無噪調諧系統。圖托尔斯基提出的、最簡單的电路見圖54a。这个电路的工作原理如下：用三極管 J_1 裝成的普通的低頻放大級——在沒有足够强的信号輸入时，它被从接收机自动增益控制系统得到的电压所截止，而当有足够强的信号輸入时，它因这个电压而导电。因为在接收强信号时，自动增益控制系统輸出大的負电压，欲使三極管 J_1 在强信号时导电，可用一个三極管 J_2 改变这个电压的極性来实现。电位器

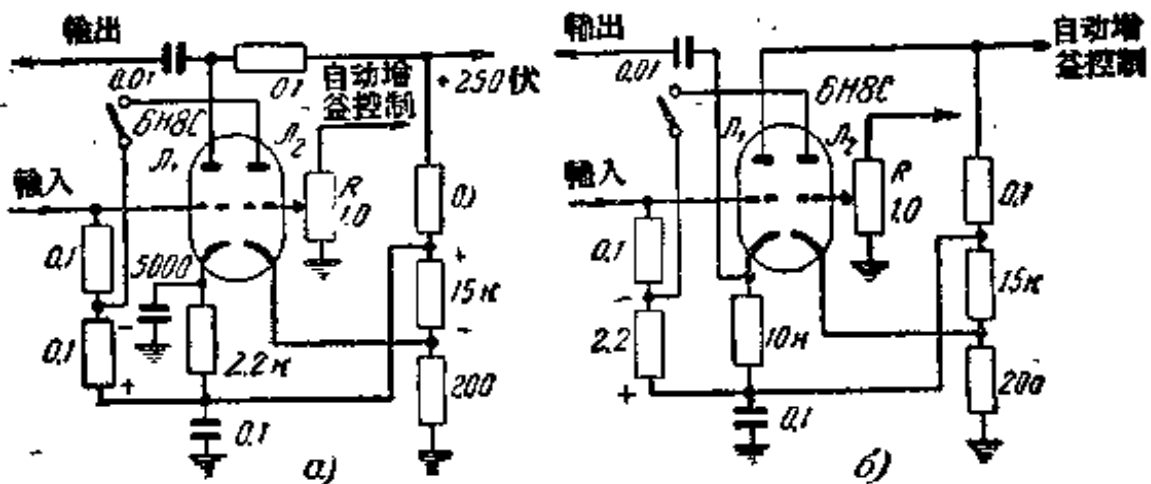


圖 54 控制低頻放大器的無噪調諧电路

R 可以調整使三極管 J_1 导电或截止时信号的强度。

如果在現有的接收机中添設这种無噪調諧系統、又希望不增加低頻增益，这时由三極管 J_1 構成的被控級可以接成陰極輸出器电路，如圖 54, 6 所示。

其它型式的無噪調諧电路見圖 55，这个电路与前面講过的电路的区别在于：在这个电路中，当沒有强信号輸入时，低頻放大器并不完全截止，但是它的頻率特性在高音頻部份降低 12—15 分貝，以減弱干扰的影响。当接收强信号时，頻率特性自动地变成平坦。

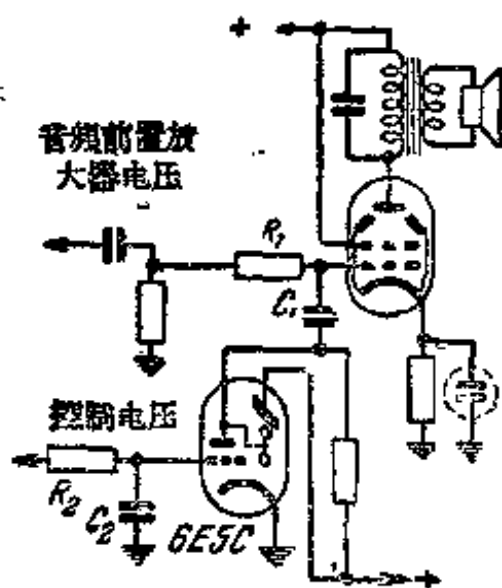


圖 55 利用电子管 6E5C 的無噪調諧电路

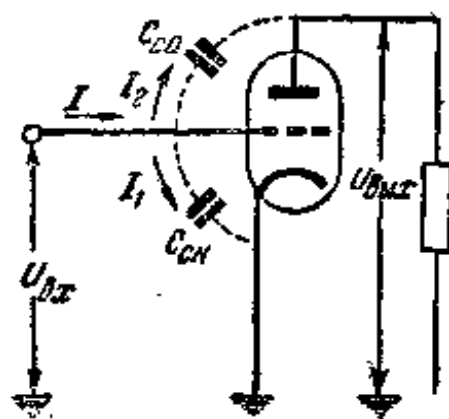


圖 56 說明电子管輸入电容定义的电路

为了获得这样的作用，在电路中使用电子管 6E5C，它同时又用作調諧指示器。这个电子管的內阻与电容器 C_1 (200—1000 微微法) 一起旁路接收机輸出級的輸入端，組成特殊的音質調节器。当沒有信号时，电子管 6E5C 栅極上的电压等于 0，它的內阻最小，因此放大器的頻率特性在高音頻部份迅速下降。当有信号輸入时，电子管 6E5C 的栅極电压成为負的，它

的内阻增加，而放大器的频率特性变平坦。由于有滤波器 R_2 C_2 ，系统对单个的脉冲干扰便不起反应。如果串接一个 0.2—0.6 兆欧的电阻 R_3 ，则当电子管 6E5C 的内阻变化时，可增加频率特性的变化。

亦可用其它原理来获得频率特性随被接收信号强度的自动变化。

我们先来看看，放大管的输入电容是由什么决定的。放大管（三极管）示于图 56。输入电压 U_{ex} 作用在栅极与阴极之间，而在板极与阴极之间作用着输出电压

$$U_{out} = KU_{ex},$$

这里 K 是放大级的放大量。

在电子管栅极与阴极之间有极间电容 $C_{c.k}$ ，在输入电压作用下，流过这个电容的电容性电流是

$$I_1 = \frac{U_{ex}}{\frac{1}{\omega C_{c.k}}} = U_{ex} \omega C_{c.k}.$$

栅极与板极之间有极间电容 C_{ca} ，加在这个电容上的电压为

$$U_{out} + U_{ex} = (K + 1)U_{ex}$$

流过这个电容的电流是

$$I_2 = \frac{U_{out} + U_{ex}}{\frac{1}{\omega C_{ca}}} = (K + 1)U_{ex} \omega C_{ca}.$$

因此，当在电子管的输入端加上电压 U_{ex} 时，在它的栅极电路中流着两个电容性电流，其总和是

$$I = I_1 + I_2 = U_{ex} \omega [C_{c.k} + (K + 1)C_{ca}].$$

这样就可以认为电子管输入端的等效电容

$$C_{ex} = C_{ox} + (K + 1)C_{ca}$$

所得的式子說明，如果电容 C_{ci} 很大，而且改变放大級的放大量（例如用改变电子管栅偏压的方法），那么，输入电容的值就能在相当寬的范围内变化。

这个現象常常利用在無噪調諧系統中。在这样的系統里，三極管的栅極和陰極經過一个 5000—10000 微微法的电容器并联在普通放大器的輸入端上。在这个三極管的栅極与板極之間接入一个 50—75 微微法的电容器以增大它的極間电容 C_{ca} 。此外，自动增益控制电压加到这个三極管的栅極上（經過栅漏电阻）。当沒有信号时，或者当接收弱信号时，自动增益控制电压等于 0，接收机高頻級的增益最大，以致在檢波器輸出端出現很强的噪声。但是这时三極管是导电的，它的輸入电容的数值很大，并且显著地旁路放大器的輸入端。当接收机調諧到强信号时，自动增益控制系統的电压降低高頻級增益，使得噪声并不显著。与此同时，自动增益控制电压把三極管截止，由于显著地减小把放大器輸入端旁路的电容，从而就建立了正常發声的条件。

这种無噪調諧电路也可以用使信号檢波器截止，而不是低頻放大器的方法来实现，例如在“列宁格勒——50”收音机中就采用这种电路。

所有上述电路都有一个共同的缺点：如果接收很强的信号时，它們都能保証十分可靠地打开放大器（或使它的頻率特性平直），当完全沒有信号輸入时，它們也都能可靠地閉鎖它（或者使高音頻部份的特性曲綫下降），可是当接收中等强度的信号时，控制电压可能为某些中間数值，并且被控放大器处于中間的“半打开”状态，这时接收將产生严重的失真。

为了避免这个討厭的現象，必須使被接收的信号强度变化

时，被控制的放大器不是渐渐地、而是突然地从閉鎖状态过渡到打开状态。如果在上述的被控制的电路与接收机自动增益控制系统的檢波器之間裝置一特殊的設備，就可以做到这点。

可以利用無綫电脈冲技术中广泛应用的触發电路作为这种設備。可是在接收机中通常是采用工作在硬自激状态的輔助振盪器，这个振盪器产生的电振盪用一个特殊的整流器整流（檢波），而整流后經濾波的电压加到上面研究过的任何一种电路中作为控制电压。接收机自动增益控制系统檢波器的輸出电压加到这个振盪器的电子管的栅極上，这个电压可以在很寬的范围内变化，并且它几乎不影响振盪器的工作，但是当加到輔助振盪器电子管栅極的自动增益控制电压达到某一定值时，振盪器即驟然停止振盪，而被控制的低頻放大器立刻突变地过渡到另一状态（打开），这样，放大器就不可能在“半打开”状态下工作。

圖57是“和平牌”收音机中所用的这种設備的典型电路，在这个無噪調諧部份中使用双二極——三極管 6Г2，它的三極管部份与回路 L_1C_1 和回授綫圈 L_2 組成振盪頻率等于 2 兆赫

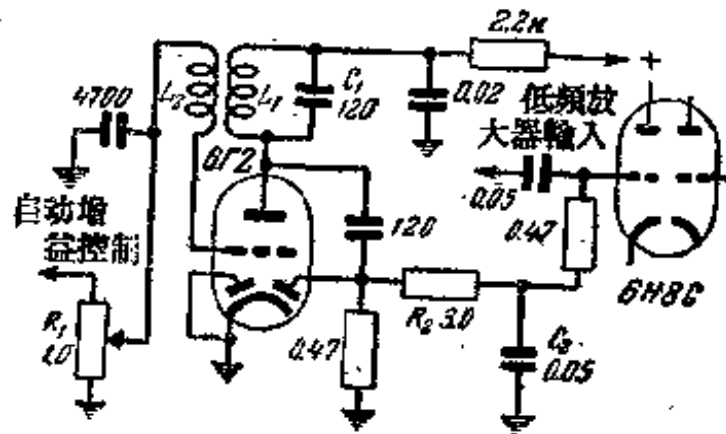


圖 57 具有輔助振盪器的無噪調諧电路

的振盪器。振盪器三極管的控制栅極經過电位器 R_1 接到收音机的自动增益控制电路。当收音机輸入端沒有信号或信号很弱时，收音机自动增益控制系统的电压等于零或者很小。而振盪器产生了高頻电压。这个电压被右边的二極管（見圖）整流，并且經过去耦电路 R_2C_2 加到三極管 6H8C（低頻放大器）的控

制柵極上，而收音机就完全閉鎖。

当信号很强而超过極限值时，自动增益控制电压使輔助振盪器停止振盪，輔助振盪器在电子管 A 柵極上所产生的附加偏压消失，收音机便打开。調整电位器 R_1 可以建立适应接收点干扰电平的、使無噪調諧系統动作的極限值。

收听电报信号

大家知道，仅仅在有特殊的設備的接收机里才能接收等幅無綫电报信号；这种設備应能保證在接收机的輸出端得到某一音調的音頻信号。

利用專門的本机振盪器是获得这样的音頻信号的主要方法（見第(72)頁），本机振盪同收到的高頻信号产生差拍，檢波后可得到音頻信号。在超外差接收机中，差拍頻率等于电报差拍振盪器的頻率与信号的中頻之差，而信号中頻則等于射頻信号頻率与变频級本机振盪器的頻率之差。这样，如果改变电报差拍振盪器的頻率、或者改变变频級本机振盪器的頻率（稍微改变接收机的調諧），則报务員听到的电报信号的音調就可以随心所欲地变化。这样就可以選擇較易分辨的信号声調。

如果接收机同时接收几个不同頻率的信号，那么通常会產生几个不同音調的音頻信号，这就可以用耳朵分出所需的信号。

通常接收机的电报差拍振盪器單獨作成一級。

当希望用具有短波波段的普通广播收音机接收电报信号时，只需添加一个差拍振盪器，也可以就利用收音机中原有的調諧指示器 6E5C。

И.巴雅諾夫提出的用 6E5C 作差拍振盪器的兩 种电路示于圖58。在这兩個电路中，当接收無綫電話时，轉換开关 A 放到位置 2，这时电子管 6E5C 当作調諧指示器工作，并且接到自

动增益控制系统。

当接收电报信号时，转换开关 Π 放到位置 1，使自动增益控制系统停止发生作用，同时该系统不会在差拍振荡器的电压

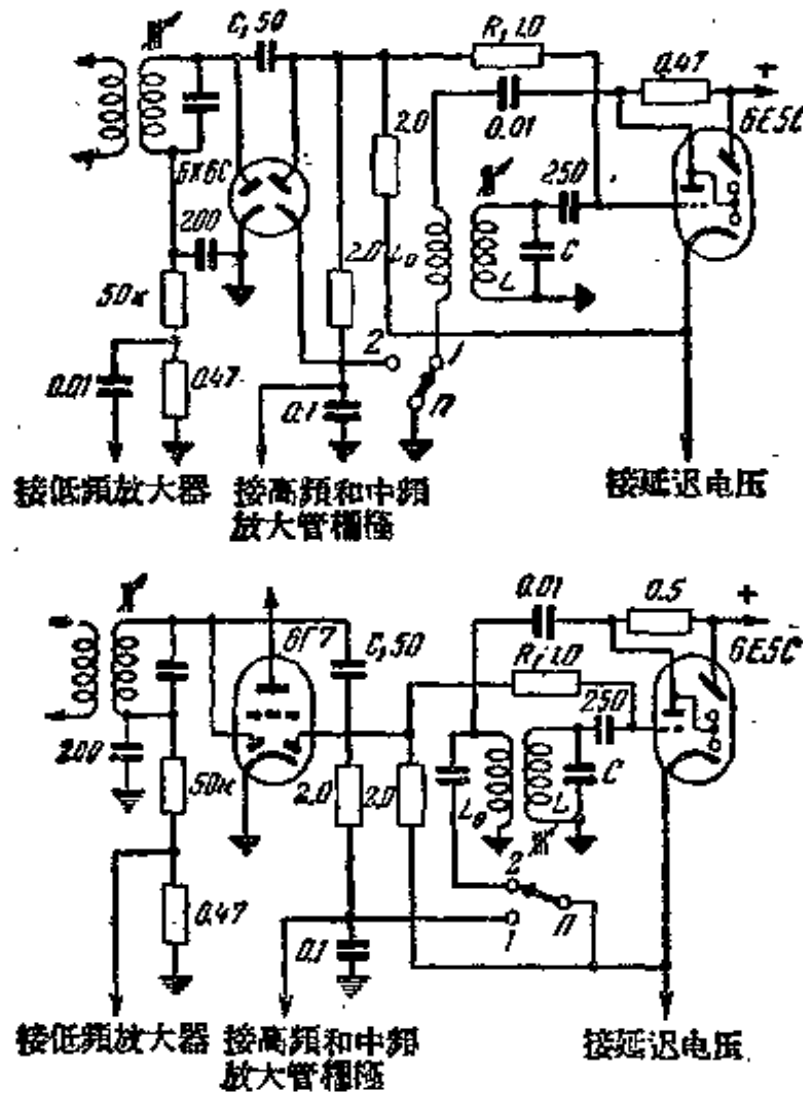


图 58 利用电子管 6E5C 作差拍振荡器的转接电路

的作用下不会降低接收机的增益。开关在这个位置时，回授线圈 L_0 接地，并且电子管 6E5C 按电报差拍振荡器电路工作，在它的栅极电路接有振荡回路 LC 。为了选择所需的频率，移动线圈 L 的铁心，即可改变振荡器的调谐。电报差拍振荡器的电压从振荡回路 LC 经过电阻 R_1 与电容器 C_1 加到二极管检波器

的屏極。

利用一級工作于自激狀態的中頻放大器作為電報差拍振盪器，是使廣播收音機適于接收電報信號的更為簡單的方法。使中頻放大級自激是很容易的，只需適當加大屏極與柵極之間的極間電容即可。在這樣的接收機中，應這樣調整變頻級的本機振盪器，使得在變頻器輸出端得到的中頻信號與放大器的自激頻率稍不相同，這樣就能形成差拍，檢波後即有音頻電報信號輸出。

在收音機中利用調制器是收聽電報信號的另一種方法，調制電壓從本機音頻振盪器加到調制器上。被接收的高頻電報信號通過調制器時，受音頻調制，檢波之後輸出音頻電報信號。

與差拍接收法不同，在音頻調制的情况下，聽到的音頻信號的音調決定于調制頻率，即決定于本機音頻振盪器的頻率，而與被接收信號的頻率和變頻級本機振盪器的頻率無關。這個接收方法的缺點是不能按音調分開接收機在同一時間收到的不同頻率的信號。但是這樣就避免了由于業餘無線電愛好者的發射機和接收機的本機振盪器頻率不穩定而引起收到的信號的音調發生變化，這在 10—14 米波段內特別顯著。

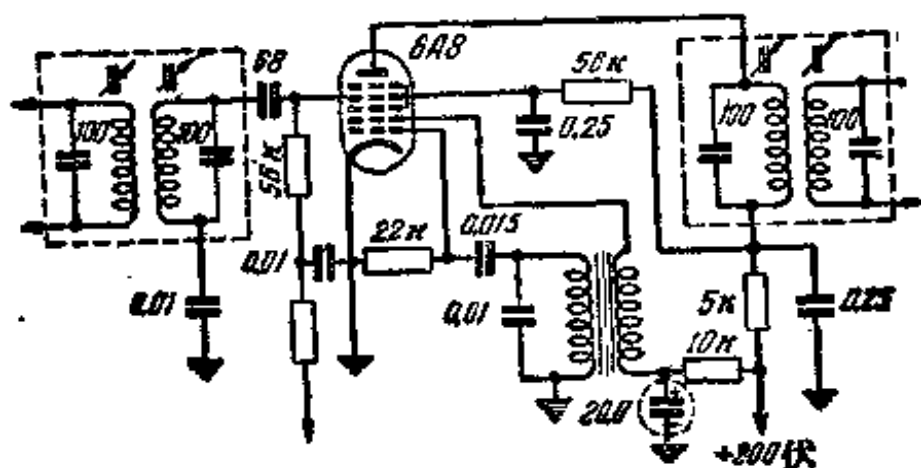


圖 59 電報信號的調制器電路

在接收机中，可以用把本机音频振荡器的电压加到接收机高频系统中任一电子管的任一电极的方法来实现高频振荡的音频调制。在用电子管 6A8 的中频放大级中进行调制的电路最方便，电子管同时用作音频振荡器，M·盖尔凯恩设计的这种型式的电路示于图 59，在这个电路中不能使用电子管 6A7 或 6A10C，因为它们的两极间电容 C_{oa} 较大，而这会使放大器工作得不稳定。

第三章 调幅信号的接收

谈到调幅信号的接收时，应该特别指出，近年来在改进一系列新的接收方法这方面进行了许多工作，特别是单边带检波。但是这些新的方法由于设备很复杂，目前业余无线电爱好者还没有条件做。至于无线电爱好者在这方面的实践中采用的新方法，为数也很少。

电子管 6E5C 用作检波器

利用电子管 6E5C 在少管接收机中作为具有回授的组合栅极检波器和调谐指示器。其接线图如图 60 所示。应该指出这种线路的调谐指示是很坏的，因为用指示器只能对功

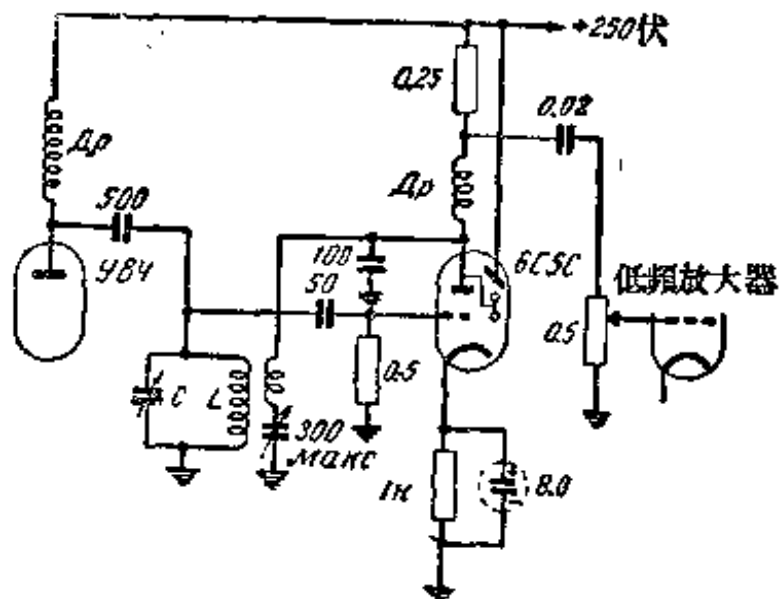


图 60 电子管 6E5C 作为再生栅极检波器和调谐指示器的电路图

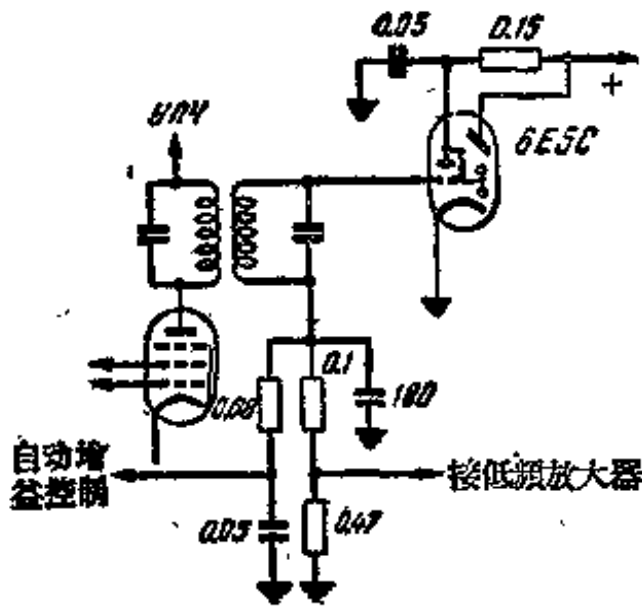


圖 61 电子管 6E5C 作为二極管檢波器和調諧指示器的电路圖

率較大和較近的电台进行調諧。

在檢波器以前有足够的增益的一般接收机里,可以利用电子管 6E5C 同时作調諧指示器和二極管檢波器 (利用电子管 6E5C 的栅極和陰極)。首先由 M. 拉杜茨基提出的这种电路示于圖 61。这里自动增益控制显然是沒有迟延的。

陰極檢波器

另一种有趣的新的綫路称为陰極檢波器。这种类型的檢波器,和二極管檢波器一样,信号失真很小,而且不怕过载。但是与二極管檢波器不同的地方是它的輸入阻抗高,对前一回路分路作用微弱,所以不会降低前級的增益和選擇性。

这种檢波器的綫路示于圖 62。这

里已調制的高頻电压通过容量为 100—200 微微法的电容器 C

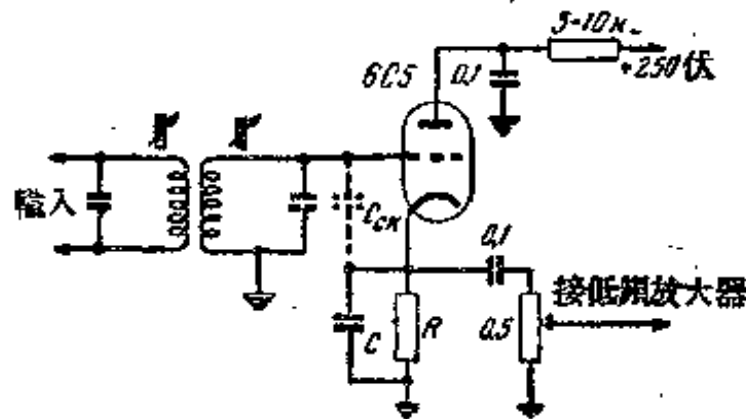


圖 62 陰極檢波器电路

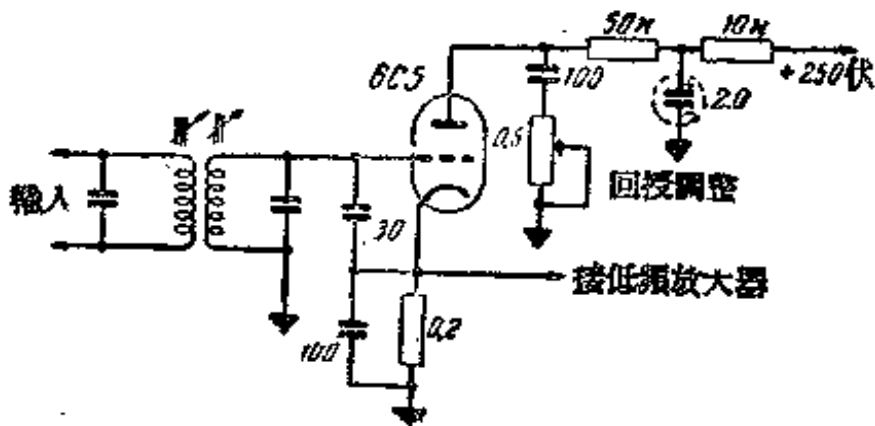


圖 63 陰極再生檢波器电路

加在三極管（例如 6C5）的柵極和陰極間。一个 0.5—0.3 兆欧的电阻 R 和电容器并联。在电阻 R 上产生的偏压把工作点移到屏流特性曲綫的下部弯曲处。因此發生了屏極檢波并在电子管的陽極电流里出現了音频成份。音频成份的电流通过电阻 R 并在它上面产生音频电压，此音频电压就加到低频放大器上。

陰極檢波器的灵敏度的数值大致上和二極管檢波器一样。

如果考虑到有極間电容 C_{cx} ，那么不难看出这个电路就是普通的屏極接地电容回授式振盪器。当减小电容 C 或增大电容 C_{cx} 时电路就开始發生振盪。这时可以用它作为再生檢波器，不过它的灵敏度比一般的柵極再生檢波器小。可調节回授的电路如圖 63。

干扰抑制器

能削弱調幅接收机脉冲干扰的电路是很有意思的。为这个目的而設計的許許多多电路里，只有最簡單的才能用在業余爱好者的實踐中。因此，最好是不需要根据收到的某一信号强度而加以調整的干扰抑制器。我們来研究能滿足这些要求的电路。

电路如图 64 的噪声抑制器，既削去噪声又削去调制电平超过 40% 的有用信号。显然，这种噪声抑制器会引使广播失真，故只适用于天线电话通信。

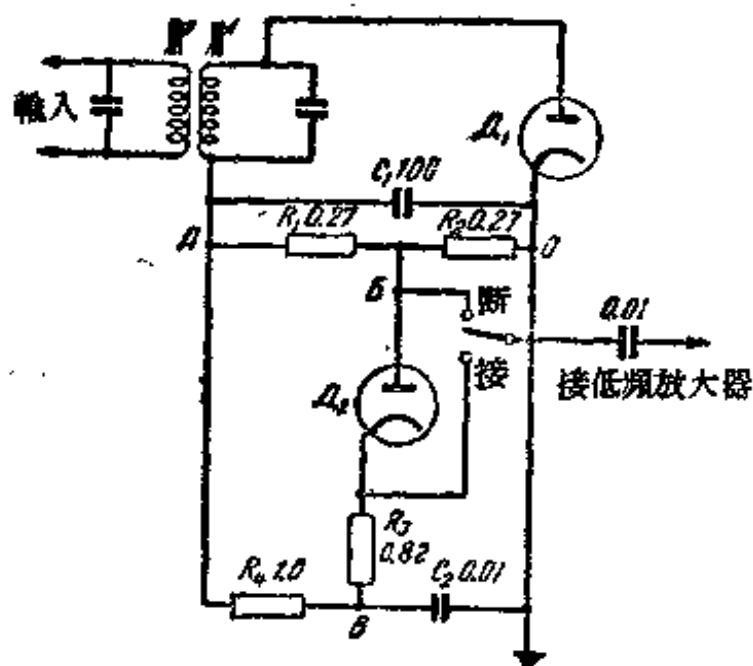


图 64 具有自动的削除干扰装置的串联噪声抑制器电路

为了了解这个电路是怎样工作的，我们假定在它的输入端加入未调制的载波电压。二极管 A_1 和电阻 R_1, R_2 及电容器 C_1 组成二极管检波器。设高频电压为这样的数值，以致电阻 R_1, R_2 上的已整流电压是 10 伏。

因为电阻 R_1, R_2 的数值相等， B 点对“地”的电位是 -5 伏。作用在电阻 R_1 上的电压加到由电阻 R_3, R_4 和二极管 A_2 所组成的分压器上。在这种情况下二极管的阴极比屏极负，二极管导电。这时 B 点对“地”的电位是 -7 伏。这个电压 (-7 伏) 对大容量电容器 C_2 充电。

现在把已调振荡加到电路上。这时 B 点的电位在自己的平均值 -5 伏附近随着已调波作相应地改变。此处由于电容器 C_2 和电阻 R_4 的数值很大， B 点的电位不能随音频而变，其数值保持 -7 伏。如果在调制过程中 B 点电位低于 -7 伏，即相当于调制电平为 40%，那么二极管 A_2 的屏极比阴极还负，二极管就截止了。

电压从二极管的阴极加到低频放大器上。在二极管截止瞬

間，放大器的輸入端經過電阻 R_3 接到電容器 C_2 (C_2 上的電壓是不變的)。因而當調制電平超過 40% 時低頻放大器和檢波器輸出端就斷開了。

顯然，當加到檢波器的高頻電壓的平均振幅改變時，電路中所有的電壓均相應地改變。因此干擾經常在 40% 調制的電平上被削去。改變電阻 $R_1 R_2$ 與 $R_3 R_4$ 的比值，這個電平也就改變。

為了斷開噪聲抑制器，可把低頻放大器的輸入端接到二極管 A_2 的屏極上。

另一種稱為並聯式的是自動建立限幅器限幅電平的噪聲抑制器電路如圖 65 所示。在該電路中限幅發生在 100% 的調制電平上。這樣就能把它應用在無線電廣播收音機中而不需裝置限幅器開關。

現在我們來研究這種噪聲抑制器的工作情況。設電阻 $R_1 R_2$ 上整流後的未調制電壓也是 10 伏，則 A 點對於“地”的電位等於 -10 伏。這個電壓經過電阻 R_3 把電容器 C_2 充電到 -10 伏。B 點電位在電阻 $R_1 R_2$ 相等的情況下等於 -5 伏。在這些條件下二極管 A_2 是截止的。

現在假設有已調的高頻電壓作用於電路。在這種情況下 B

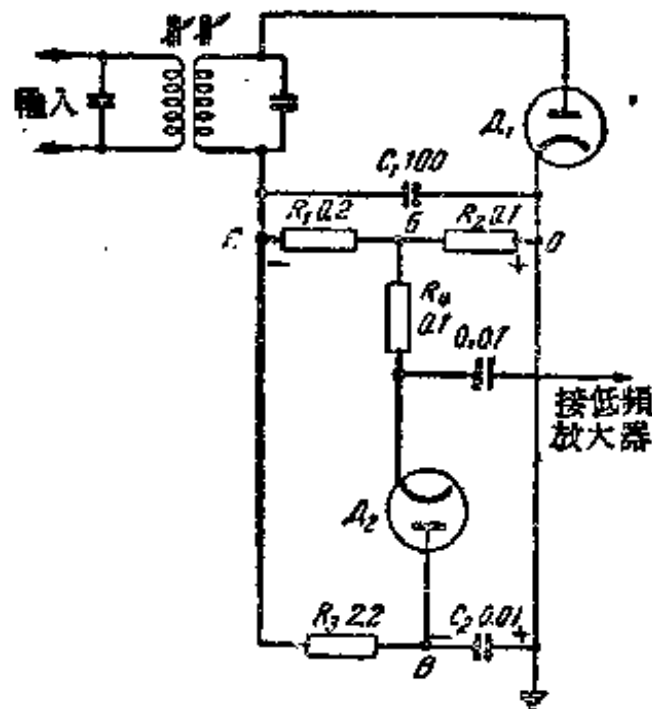


圖 65 帶有自動動作閥裝置的並聯噪聲抑制器電路

点电位圍繞它的平均值—5伏随着調制而相应地改变。由于电阻 R_2 和电容器 C_2 的数值很大， B 点电位保持不变，恒等于—10伏。在 B 点电位还未低于—10伏时二極管 A_2 保持截止。在这种状态下低頻放大器的輸入端經過电阻 R_4 接到 B 点，因此音頻电压便加在放大器輸入端上。

如果在干扰作用下 B 点电位低于—10伏（相当于100%調制电平）那么二極管 A 导电，在 R_2 上的电压將經過 $R_4 C_2$ 电路加到低頻放大器的輸入端。由于电容器 C_2 的容量很大，这个电压实际上是不变的并等于—10伏。因此，干扰脉冲將限制在100%調制电平上。

和前面一个电路一样，高頻信号振幅平均值的改变就会使所有电压成比例地改变，这并不改变限幅电平的百分数。

改变电阻 R_1 、 R_2 的比值，就能降低限幅电平。在这种情况下，接收机接收最强的信号时将产生失真，但干扰的影响是削弱了。

抗干扰檢波器

我們再来談一种由 O. 別拉維耐提出的有趣的高抗扰性檢波器的电路。

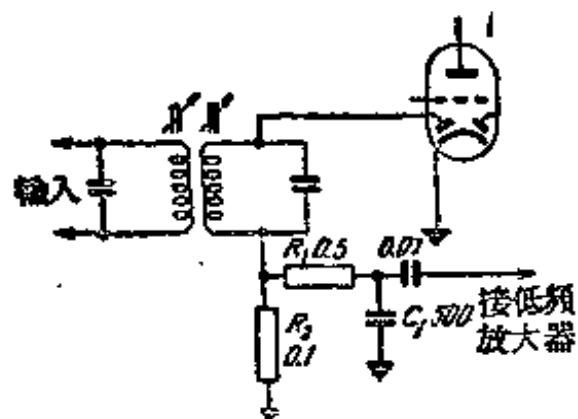


圖 66 高抗干扰性的檢波器电路

在这种电路里(圖66)，檢波器的負載是这样構成的：使輸出电压不会像为了重發最高調制頻率所需要的那样迅速的改变。和普通的檢波器相比，这种檢波器減少了脉冲干扰的影响。但是这种檢波器的灵敏度不

高，因此不得不增加接收机的总增益。虽然如此，抗干扰檢波器仍然在業余無線电爱好者中获得了广泛的应用。

第四章 調頻信号的接收

近年来电视的伴音以及高质量的本地無線电广播，愈来愈广泛地应用調頻。为此进行了許多工作，使調頻接收机的結構大大簡化，适于大批生产，并使無線电爱好者能自己制作。

超再生器的应用

前面我們已經研究过一种最簡單的調頻接收机，就是帶有超再生檢波器的單管超外差接收机。这种接收机的灵敏度高，接收干扰小，而且保證了滿意的保真度。

前面已經指出：調頻超再生接收机也可以接成直接放大式电路，这种电路中沒有將收到的信号变成中頻的变頻級。这样，为了提高灵敏度及消除在超再生級之前的輻射，必須設置高頻放大器。

直接放大式超再生电路簡化不多，但性能远不如超外差超再生电路。因为所有这些电路都要用失調的超再生回路把調頻变为調幅。为了获得足够深度的調幅，回路諧振曲綫的傾斜部分應該相当的陡削，因此整个諧振曲綫就不应当太寬。在直接放大式电路里，回路工作在較高的信号頻率上。这种回路与超外差电路里工作在較低的中頻的回路相比，其諧振曲綫要寬一些。要使回路的諧振曲綫更加窄狹和陡削，在直接放大式綫路里仅能用提高回路質量因数的方法来达到，但这是相当困难的。在超外差接收机里，由于降低为中頻，因而要得到同样的結果就容易得多了。所以在超外差超再生接收机里把調頻变为調幅便更

为有效，因而接收的音量显著地增大，而干扰显著减弱。

这里应该指出：过分地降低中频与使回路的谐振曲线变窄，同样是不行的。实际上为了在接收时不产生失真，必须使收到的调频信号的频率偏移不超出谐振曲线倾斜部分的直线范围，因此这个谐振曲线就不应该过分的狭窄。当回路具有中等数值的品质因数、中频大约选在 15—30 兆赫时，接收调频无线电广播的效果最佳。

鉴频器

超再生电路主要是用在接收机要简单的情况下。如果希望充分地利用调频的优点，使音质优点而没有干扰，那末就应该采用带有鉴频器的普通超外差式接收机。

图 67 所示是最流行的鉴频器电路。它的一个缺点是必须用阴极分开的双二极管。图 68 所示的鉴频器电路就没有这个缺

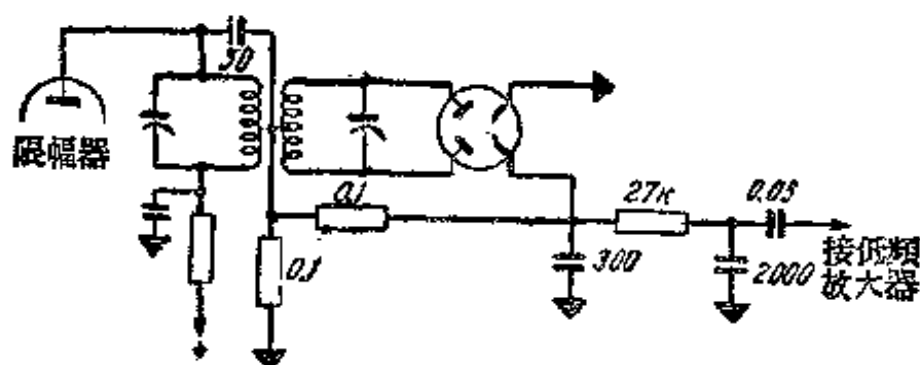


图 67 普通的鉴频器电路

点。在工作原理上这种电路与前面的电路没有什么区别，但在这个电路中回路的次级绕组分为两半，用一个 500 微微法的电容器把两半绕组连接起来。这个电容器对于高频来说将两绕组短接，对于音频来说则将它们分开。这个电容器与负载电阻并联。电路经这样改变后，两个二极管的阴极就可以连接起来，

但是不能將它們接地，这样就大大地限制了采用复合管的可能性。

普通类型的鑑頻器的輸出电压不仅与收到的振盪頻率有关，而且还与振盪振幅有关。結

果这种鑑頻器所收到的不仅有發射机發射的有用的調頻信号，而且还有由于干扰引起的有害的調幅信号，因而在接收机的輸出端可以听到噪声和喀拉声。

为了削弱干扰，在鑑頻器之前專門設置一級——限幅器。限幅器將收到的信号的幅度变化消除后，再加在鑑頻器上。

为了使限幅器正常地工作，加在它的輸入端的信号电压必須足够大（大約几伏）。因此用了限幅器就必须增加前置放大級。由于这样来提高增益以及在接收机电路里必須有限幅器，于是接收机的电路大为复杂，它的造价也很貴。

比例鑑頻器

近年来研究出一种新型的鑑頻器，叫做比例鑑頻器，它的特点是不能接收振幅变化很快的信号，所以不需要限幅器。此外，欲使这种鑑頻器正常工作，加在其輸入端的电压可以比加在限幅器輸入端之电压小得多。这就可以減小前置級的增益，使整个接收机的結構显著地簡化。

圖 69 是一种比例鑑頻器的基本电路。象通常的鑑頻器电路一样，用两个电感耦合回路，并且接得使任一个二極管都加

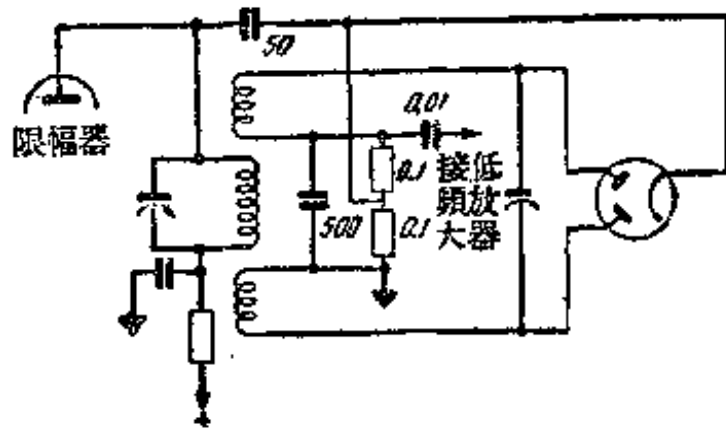


圖 68 共陰極鑑頻器电路

上从初级回路与次级回路的一半上取得高频电压的总和（经过电容器 C_4 、 C_5 、 C_6 、 C_1 、 C_2 ）。如果收到的振荡频率同回路的谐振频率一样，那么在两个二极管上的高频电压的数值就相等。当收到的频率朝某一边偏离谐振频率时，一个二极管上的电压将增加，而另一个则减小。频率向另外一边偏移时，则使在上述情况下电压减小的那个二极管的电压加大，另一个则减小。

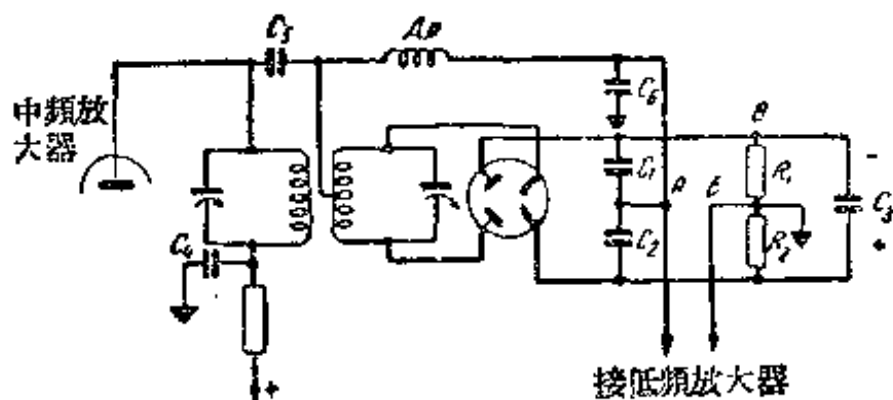


图 69 比例鉴频器基本电路

上二极管的整流电流经过次级回路线圈的上半，同时经过扼流圈使电容量不大的电容器 C_1 充电；下二极管的整流电流经过次级回路线圈的下半，并经过同一扼流圈使电容器 C_2 充电。电容器 C_1 上整流出的电压，近似地等于二极管上的高频电压振幅，而在电容器 C_2 上的电压则接近下二极管上的高频电压振幅。

用一个大电容量的电容器 C_3 （几个微法）与电容器 C_1 、 C_2 并联。这个电容器充电的电压等于电容器 C_1 与 C_2 上电压的和。因此电容器 C_3 上的电压就与收到的信号的振幅有关。但是，由于电容器 C_3 的电容很大，其上的电压和电容器 C_1 与 C_2 上的电压都不能很快地改变。这就是说电容器 C_3 上的电压决定于收到的信号振幅的平均值，而当这个振幅急剧地和迅速

地变动时，电容器 C_3 上的电压并不改变。

因此，如果信号被干扰所调幅时，在电容器 C_1 与 C_2 上合成电压决定于收到的振幅平均值，并保持不变。

将由两个相等的电阻 R_1 与 R_2 组成的分压器与这些电容器并联。这两个电阻的中点（B 点）接地而且是零电位。

设收到的信号的频率等于回路谐振频率，这时在两个二极管上加着同样数值的高频电压，而在电容器 C_1 和 C_2 上产生数值相同的整流后的电压。因此作用在这两个电容器上的合成整流电压就被平分成两半。因为电阻 R_1 与 R_2 同样也把这个电压分作两半，所以在电容器 C_1 与 C_2 的中点（A 点）和电阻的中点（B 点）之间没有任何电位差。如果信号频率不等于回路的谐振频率，那么加到二极管上的高频电压也就不再一样。同时在电容器 C_1 与 C_2 上整流出的电压也就相应地改变（一个电容器上的电压加大，而另一个减小）。在这种情况下，A 点的电位改变，而且在 AB 两点之间产生检波电压，这个电压的大小与符号都和信号频率对回路谐振频率的偏移大小和符号有关。因此，在 AB 两点之间的电压是随着调频信号相应地变化的。

这样一来，电容器 C_1 与 C_2 上的电压总和就决定于信号的平均振幅，而与噪声的调幅无关。信号频率仅仅改变在电容器 C_1 与 C_2 间的电压关系，因而也就改变了 AB 两点之间的电位差。这种检波器的名称——比例鉴频器强调了它的特点。

此外，电阻 R_1 与 R_2 对电容器 C_3 是一个分压器，在比例鉴频器电路中这两个电阻还有一个作用。它们组成一个放电电路，电容器 C_3 可以通过它缓慢地放电。如果没有这个电路，那末当收到的信号振幅减小时，电容器 C_3 上仍然存在较大的电压，这个电压使二极管截止，同时破坏了比例鉴频器的工作。

研究这种电路的工作原理，可以得出以下结论：输出电压

的数值不随收到的振盪振幅的急剧变化而变化，因为电容器 C_2 上的电压来不及跟着变化，它与收到的信号振幅的平均值有关。为了削弱这个关系，在使用比例鑑頻器的接收机电路里装有自动增益控制，控制电压从电阻 R_1 上取得，它等于电容器 C_2 上的电压的一半。

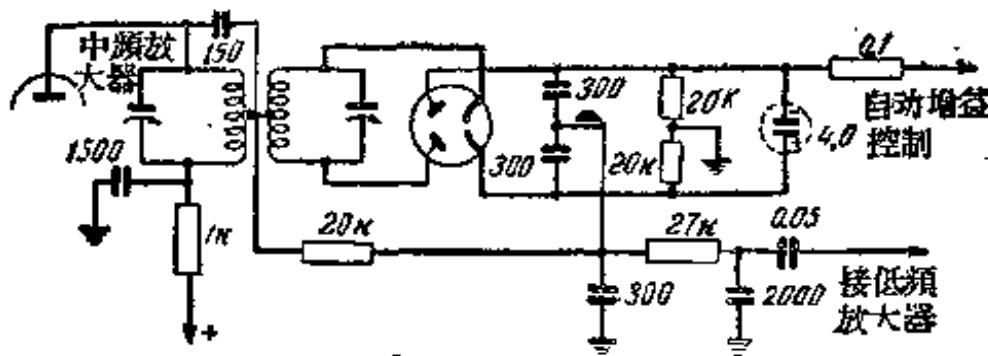


圖 70 比例鑑頻器实际电路

圖 70 所示是比例鑑頻器的实际电路。为了簡單起見，用一个 20 千欧的电阻代替扼流圈。鑑頻器的輸出电压經過由 27 千欧的电阻与 2000 微微法的电容器組成的电路加到低頻放大器上。所有的調頻接收机中都有这个电路，它是用来削弱高音频以减小干扰的。在这种情况下不致發生声音失真，因为在發射时就加重了調制频率的高频部份。

比例鑑頻器的調整如下。在輸入端加上中頻电压后，用高欧伏特表測量电阻 R_1 上的电压，即 BB 兩点間的电压(圖 69)，同时調整回路使这个电压达最大值。此后測量 AB 之間的电压，微調次級回路，使电压为零。此后，應該改变振盪频率，使它高于或低于諧振频率，同时观察 AB 之間的电压是否与频率偏移成正比地变化。对于無綫电广播收音机來說，当频率偏移为 ± 75 — 100 千赫的范围时，应有这种正比关系。获得的輸出电压与失調間的不对称性与非綫性，應該用选择相同数

值的电阻 R_1 、 R_2 和电容器 C_1 与 C_2 的方法来消除，同样也可以用调整初级回路与次级回路半个线圈之间的耦合方法来消除。

应该指出：在这种电路里限幅与回路质量因数的大小有显著的关系。如果初级与次级回路的无载质量因数是 70 或 90，而有载时是 40 或 20，则能获得最佳的限幅，从而抑制了干扰。

为了测量初级回路的质量因数，应该通过 2 微微法的电容器并联到电子管伏特计，使次级回路失调，而且从管座上拔去电子管（双二极管）。把信号发生器产生的电压加到前级电子管的栅极上后，作出这个回路的谐振曲线。求出以谐振值的 0.7 倍的电平为标准的通带宽度，把这个宽度去除谐振频率，就得到初级回路的无载质量因数。此后在调谐次级回路及插入电子管（双二极管）的情况下用同样的方法测量回路的有载质量因数。

为了决定次级回路的无载质量因数，应该断开线圈中点的接点，把电阻 R_1 与 R_2 各增大到 1 兆欧，并在初级回路上并联一个阻值约为 5 千欧的电阻。用伏特计测量在 BB 两点间的直流电压，作出次级回路的谐振曲线同时象前面所讲那样从谐振曲线求出质量因数。有载回路的质量因数用同样的方法来测

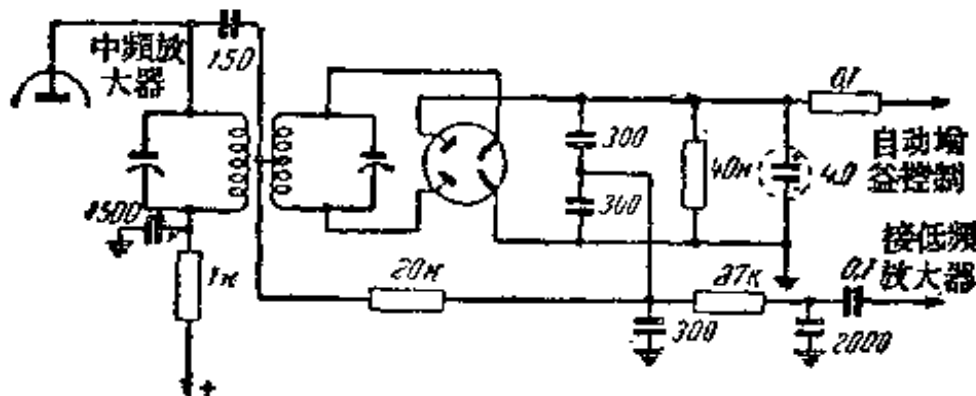


图 71 不平衡比例鉴频器电路

量，不过 R_1 与 R_2 应换成額定数值。

所研究的比例鑑頻器叫做对称鑑頻器或平衡鑑頻器。圖71是所謂不平衡比例鑑頻器电路。它与前面的电路不同之点仅是在电容器 C_2 的兩端沒有并联分压器。在不平衡电路里接地的不是这个分压器的中点，而是电容器 C_2 的一个極片接地（參看圖 69）。电路里沒有分压器而是用一个使电容器 C_2 放电的电阻来代替。由于这样連接的結果，鑑頻器輸出电压就等于电容器 C_2 上的电压。当加在鑑頻器上的电压为諧振頻率时，輸出电压是作用在电容器 C_2 上总电压的一半，而当頻率偏离諧振頻率时（偏高或偏低），輸出电压就相应的增大或减小。自动控制电压比以前的电路加大一倍，是这种电路的优点。

为了調整不平衡电路，應該与电容器 C_2 并联一个临时由两个相同的电阻組成的分压器。于是就可以象平衡电路那样进行調整，首先把伏特表接在分压器的兩端，同时調諧回路到获得最大电压，再把伏特表接到电容器 C_1C_2 的中点及临时分压器的中点之間，微調次級回路到获得零值。此后去掉临时分压器。

工作中頻 4.3 兆赫上，且接在电子管 6Ж4 的屏極电路里的比例鑑頻器的典型数据如下：

加在电子管 6Ж4 的控制柵極上的信号电压等于 0.1 伏。

电容器 C_2 上的直流电压等于 6 伏。

当調制頻率偏移 ± 75 千赫时輸出音頻电压等于 0.7 伏。

当使用小跨导的电子管时，鑑頻器的灵敏度便相应地降低。

C. 扎依采夫与 B. 克里勃遜提出一种有趣的比例 鑑頻器。这个鑑頻器是按前面研究过的平衡电路構成的，不过在电路中用双三極管的柵極与陰極代替了双二極管。这个三極管的屏極按普通的推挽放大器电路与音頻变压器相接。这种电路可以省

去一級低頻放大器。

鑑頻器的高頻電路的兩種方案

讓我們來談一下普通鑑頻器或比例鑑頻器的高頻電路的兩種方案。

普通鑑頻器電路是用小容量的電容器來連結初級和次級回路的。近來則廣泛採用如圖 72 所示的較完善的電路。在普通電路中，加在每一個二極管上的高頻電壓是從次級回路的任一半及次級上取得的高頻電壓的和。在圖 72 的電路中，加在二極管上的高頻電壓則是从次級回路任一半繞組上及與初級回路作強耦合的輔助繞組 L_3 上引出的高頻電壓。這樣連接可以省去扼流圈與連接回路的電容器。此外，改變繞組 L_3 的匝數以及同初級回路的耦合，就可以選擇在 L_3 上的電壓數值，以保證鑑頻器最有效地工作。

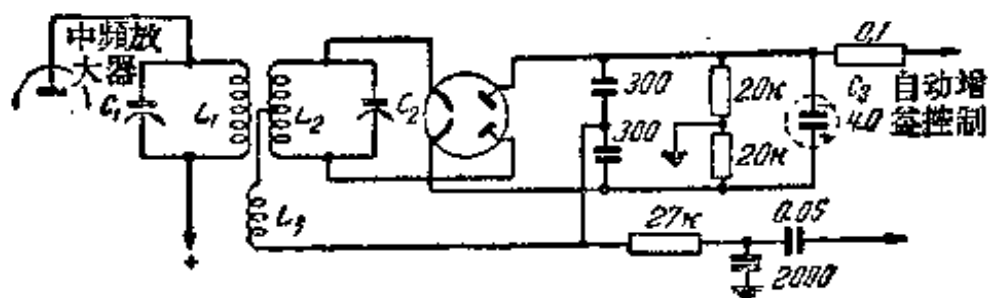


圖 72 鑑頻器電路高頻部分

選擇這種電路中繞圈 L_1L_2 及 L_1L_3 的耦合數值是很重要的。為了獲得耦合的最佳值，必須作如下的測定。

將真空管伏特表通過 2 微微法的電容器並聯在初級振盪回路 L_1C_1 上。在鑑頻器的輸出端用高阻抗的直流伏特表並聯在電容器 C_3 上。將信號發生器的輸出電壓加到電路的輸入端，使 L_2C_2 回路稍為失調，然後調整 L_1C_1 回路，使它對信號發生

器諧振，并讀出伏特表的讀數。

然后調諧次級回路 L_2C_2 (根据真空管伏特表讀數最小而知道調到諧振)，再讀出伏特表的讀數。

如果繞圈 L_1L_2 的耦合具有所需的數值，那么真空管伏特表的第一次讀數較第二次讀數約大25%。如果直流伏特表第二次的讀數比第一次約大20%，那么 L_1L_2 的耦合就达到了所需的數值。

在無綫電愛好者的實踐中做鑑頻器次級回路的中心抽头是很困难的。为了使鑑頻器輸出电压和頻率变化成綫性关系，抽头應該保證次級回路兩半繞組上的电压严格相等。为此，必須采用对称的繞圈，將繞圈分成兩半，放在初級繞圈的旁边。这种結構难以選擇鑑頻器回路間的最佳耦合，同时不能利用鉄心来調整。

B. 伊凡諾維奇提出的电路 (圖73) 就沒有这些缺点。这种电路是利用沒有抽头的一般电感耦合电路，而中心点是由两个扼流圈 L_p 組成的分压器造成的。在某些情况下，可用电阻代替扼流圈。圖73所示是在普通鑑頻器电路里采用扼流圈分压器，它同样能有效地用在比例鑑頻器电路里。还可以用另外的方法使次級繞組对称，即次級繞組的兩半繞圈用兩根导綫平行

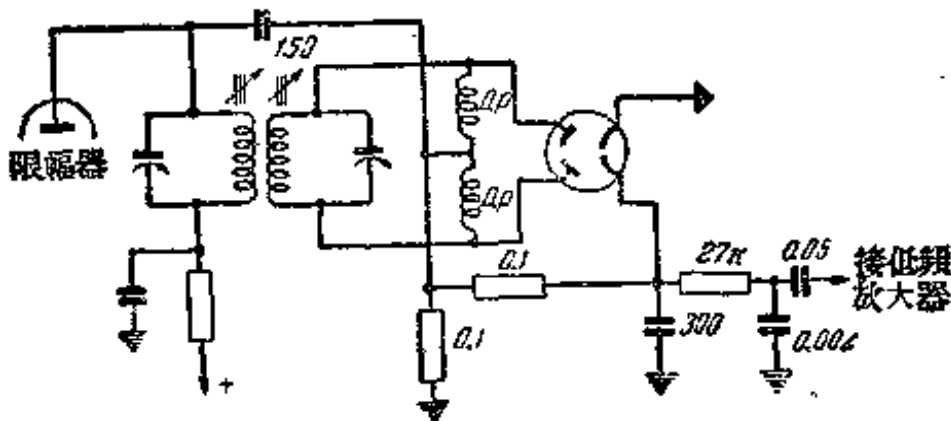


圖 73 利用扼流圈分压器获得次級回路的中心点

繞制。在這種情況下可以把次級繞組放在初級繞組一頭，同時可以用鐵心來調整。

具有比例鑑頻器的接收機

圖74電路表明使用比例鑑頻器的調頻接收機是多麼簡單。這個電路是由業餘無線電愛好者Г.柯斯坦吉，B.雅科夫列夫，E.德雷茲戈，Ю.巴諾夫及П.薩拉馬托夫共同研究出來的。這個接收機本身沒有低頻放大器和整流器。它的輸出端同廣播收音機的塞孔“拾音器”相接，也由收音機供電。

圖74中畫出變頻器、中頻放大器和比例鑑頻器。

變頻器用電子管 J_1 接成單柵變頻電路。加在這個電子管上的信號電壓從輸入回路 L_2C_1 上取得，輸入回路與天綫綫圈 L_1 用電感耦合。

本机振盪器是三点式電容回授綫路，它利用電子管 J_1 的帘柵極作為本机振盪器的屏極。振盪器的回路是由綫圈 L_3 和微調電容器 C_2 組成的，由 C_2 進行接收機的粗調。利用在本机振盪器綫圈匝間的黃銅片在0.3兆赫的範圍內進行均勻調節。借助於電容器 C_1 和 C_2 ，可以將接收機調到45—57兆赫範圍內的任一頻率上。

為了改善本机振盪器的工作，在陰極電路里接入一個回路 L_4C_3 。它的諧振頻率可以在10兆赫到17兆赫的範圍內。

輸入回路 L_2C_1 接到本机振盪器回路 L_3C_2 的零電位點，可以使天綫輻射的振盪大大減弱。

接收機的中頻等於4.5兆赫。電子管 J_2 構成中頻放大器。比例鑑頻器電路的初級回路接在中頻放大器的屏路里。

這種鑑頻器用 Π - Π 1 型鍺二極管 J_1 和 J_2 代替雙二極管。在沒有鍺二極管的情況下，比例鑑頻器里可用電子管 $6X6C$ 。

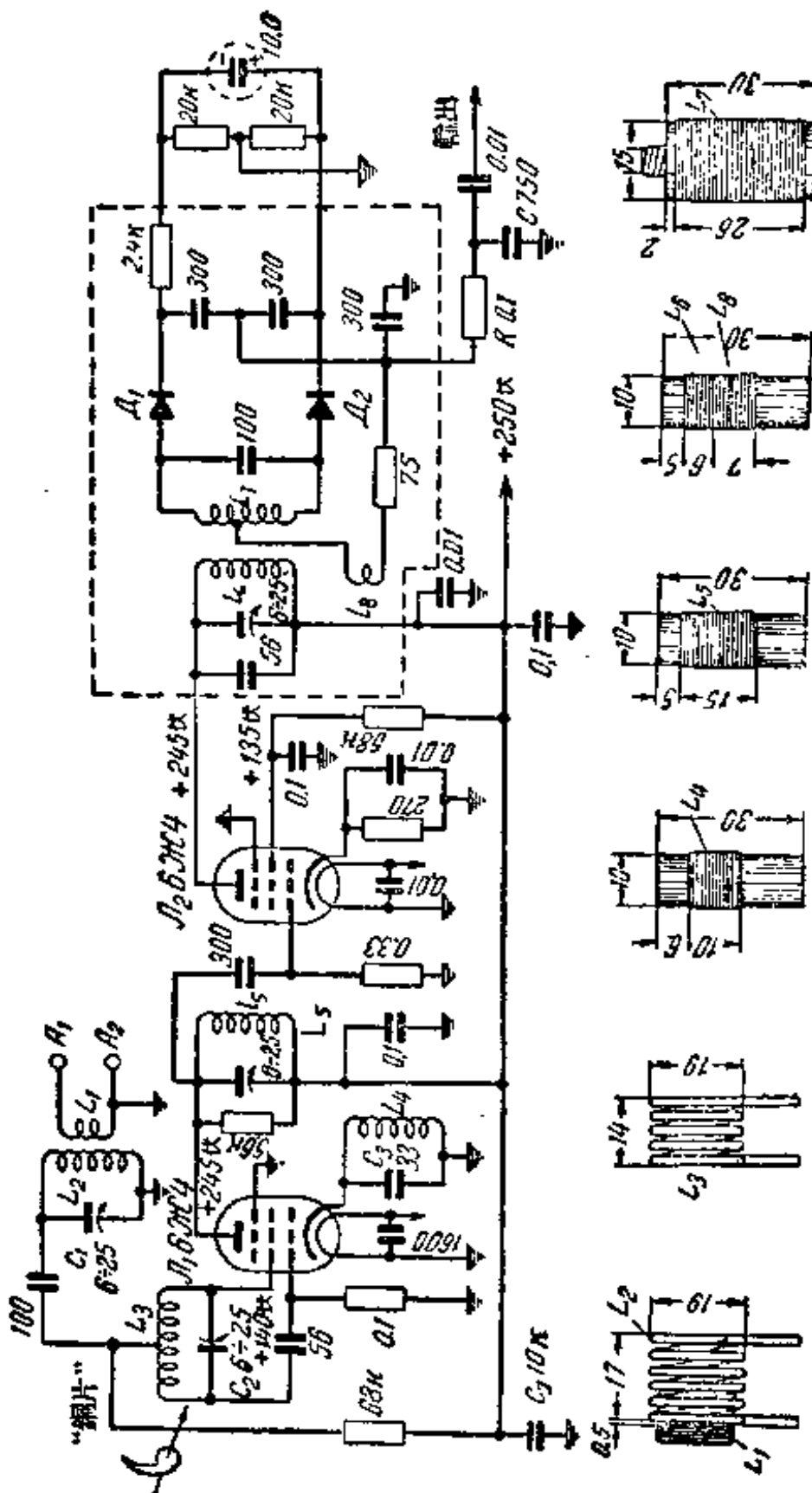


圖 74 使用比例選頻器的調頻接收機電路
 棧圈 L_1 用 0.18 公厘的單絲漆包線繞 6 匝, L_2 用直徑為 2 公厘的塗銀導線繞 5 匝, L_3 一用與 L_2 同樣導線繞 5 匝, L_4 一用 0.35 公厘的單絲漆包線繞 18 匝, L_5 一用 0.1 公厘的單絲漆包線繞 75 匝, L_6 一用 0.1 公厘的單絲漆包線繞 13 匝, L_7 一用 0.18 公厘的單絲漆包線繞 18 匝, L_8 一用 0.18 公厘的單絲漆包線繞 13 匝, 匝距為 0.18 公厘 (為了獲得這樣的匝距, 用 0.18 公厘的單絲漆包線并着一起繞, 棧圈用火棉膠粘住后, 折去 0.18 公厘的導線), 棧圈 L_8 繞在棧圈 L_6 棧圈之間。棧圈 L_7 的兩半導線用兩根導線并着繞, 一個繞圈的头接另一繞圈的尾, 而接頭處繞圈 L_8 繞圈 L_6 和 L_7 并行地裝在夾布膠片板上, 它們軸心間的距離等于 23 公厘。

RC 电路用来校准接收机的频率特性。

实验证明这种电路的接收质量很高。实验室中试验的结果如下：

当输出端电压为 0.25 伏、频移幅度为 75 兆赫时，灵敏度等于 200 微伏。

当没有调制时，噪声电平与信号电平之比等于 40 分贝。

当失调为 ± 200 千赫时，接收减弱为 26 分贝。在鉴频器以前的通频带在 3 分贝电平上时为 80 千赫，在 6 分贝的电平上时为 250 千赫，在 26 分贝的电平上时为 400 千赫。

鉴频波道的减弱等于 20 分贝。

频率等于中频的信号减弱 46 分贝。

鉴频器频率特性直线部份的宽度等于 170 千赫。

在中心频率上振幅调制的抑制等于 37 分贝，在失调 ± 75 千赫时等于 14.5 分贝。

在百分之百调制的情况下谐波系数等于 3.1%。

调谐指示器

在高质量的调频接收机里重要的是将接收机准确的调谐到被接收的信号频率。鉴频器甚至在失调较大的情况下也能实现检波，但是会产生失真。由于调谐不准确而引起的失真在低声发音时通常是不明显的，但是在大声发音时失真却很明显。这个情况使得靠听觉来调谐就有困难，所以最好使用各种精确调谐的指示器。

使用比例鉴频器和自动增益控制的接收机里装置调谐指示是很方便的。这种接收机可以采用通常的指示管 6E5C，自动增益控制电压加到它的栅极上或者像第一章所述的那样连接。

在使用普通鉴频器及限幅器的接收机里问题较为复杂。在

这种接收机的电子管 6E5C 上可加上由限幅器栅漏电阻所产生的直流电压，这个电压在調諧接收机时是会变化的。另一个方法是將电子管 6E5C 接成栅極檢波器电路而并联在中頻放大器屏路內的回路上。同样也可利用刻度盤有中心零点的灵敏的檢流計。准确的調諧相当于鑑頻器輸出端电压由某一符号的最大值变到另一个符号的最大值而通过零点的一瞬間。

自动頻率微調

調頻接收机的綫路里有鑑頻器，因此很容易实现本机振盪器的自动頻率微調。自动微調的作用基于当被接收振盪的頻率偏离鑑頻器的諧振頻率移时，在鑑頻器的輸出端除了音頻电压外还出現一直流电压，它的数值和符号决定于頻率偏移的数值及符号。把本机振盪器回路并接在电抗管上同时把鑑頻器的直流电压作为加在电抗管上的偏压，便可得到自动頻率微調系統。在这个系統里中頻的中心頻率偏离鑑頻器諧振頻率时就在鑑頻器輸出端引起一个电压，这个电压作用在电抗管上同时改变了本地振盪器的調諧，因此就使得中頻的中心頻率接近于鑑頻器的諧振頻率。

在这样的电路里重要的是加在电抗管栅極上的偏压只能是鑑頻器的直流电压，絕对不能加上音頻电压，否則就会引起不希望有的接收机本机振盪器的頻率調制。音頻电压和直流电压是用由大电阻及大电容量的电容器所組成的濾波器来分离的。

圖 75 是典型的自动頻率微調电路。这个綫路是利用双三極管 6H8C 左边一半作为本机振盪器，右边一半作为电抗管。屏路高频电压是利用电子管的極間电容 C_{ac} 而加到电抗管的栅極上。

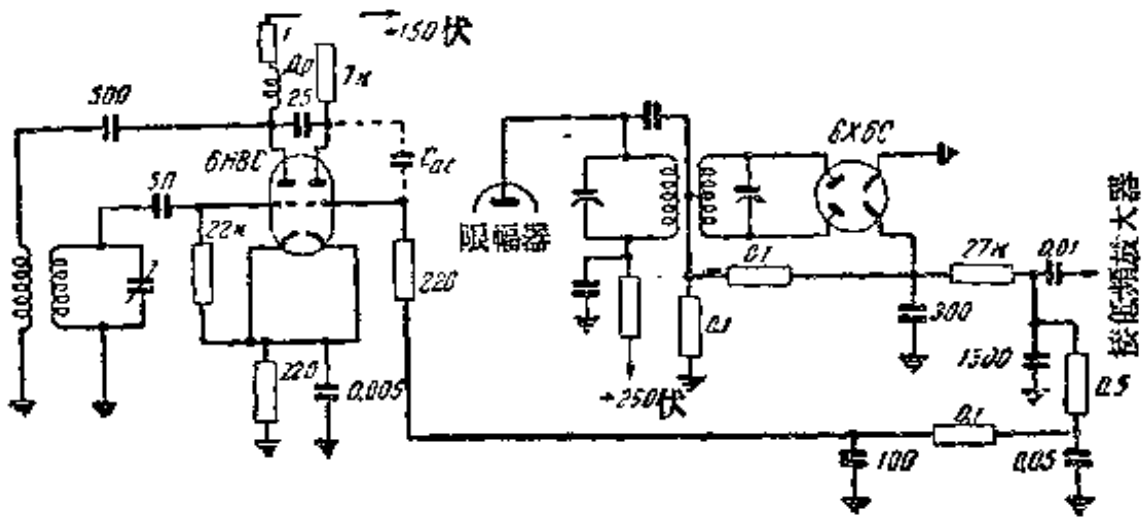


圖 75 本机振荡器的自动频率微調电路

在該电路是应用普通的鑑頻器。同样也可以使用比例鑑頻器。不平衡的比例鑑頻器是不适当的，因为这种鑑頻器輸出端甚至在准确調諧时也有直流成份。当被接收信号的强度改变时这个电压也改变，这时运用自动微調系統就会使本机振荡器频率發生偏移。如果接收机采用限幅器，以致被接收的信号强度不会变化，那么不平衡鑑頻器完全可以用于自动频率微調系統中。这时电抗管的偏压应该减小到准确調諧时鑑頻器輸出电压的直流分量。

当裝置自动频率微調系統时应该注意：为了使系統正确的工作，必須正确的选择鑑頻器輸出直流电压的極性。

有时不正确的选择这个極性，不但不能自动微調频率，本机振荡器还会严重的失調。改变控制电压的極性很是簡單，只要把鑑頻器里的中频变压器的次級繞組的兩端对調一下就行了。

自动频率微調系統最适用于对某几个电台固定調諧的接收机中。很明显，这个系統也能够用于調幅接收机中。但是在实施自动微調的时候必須在調幅接收机中加入鑑頻器，这就使得

接收机复杂化了。

正交鑑頻器

B. 柯諾里提出了一种有趣的鑑頻器的变形电路，叫做正交鑑頻器，它的电路如图 76. a 所示。这种电路与前面所研究的电路基本区别是应用多栅管 6J7 代替双二极管，同时这里回路不是用电感而是用外部的电容来耦合的。

同普通鑑頻器电路一样，这里有两个弱耦合的回路 I 和 II，都调谐到被接收信号的中心频率上。回路 I 接在前一级电子管的屏路里，从回路上取得电压加到本机振荡器电子管 6J7 的栅极。回路 II 接在这个电子管的信号栅极电路里。在这样连接的情况下，回路是经过信号栅与振荡栅之间的分佈电容而微弱的耦合。为了避免回路 I 与回路 II 发生其他一些不希望的耦

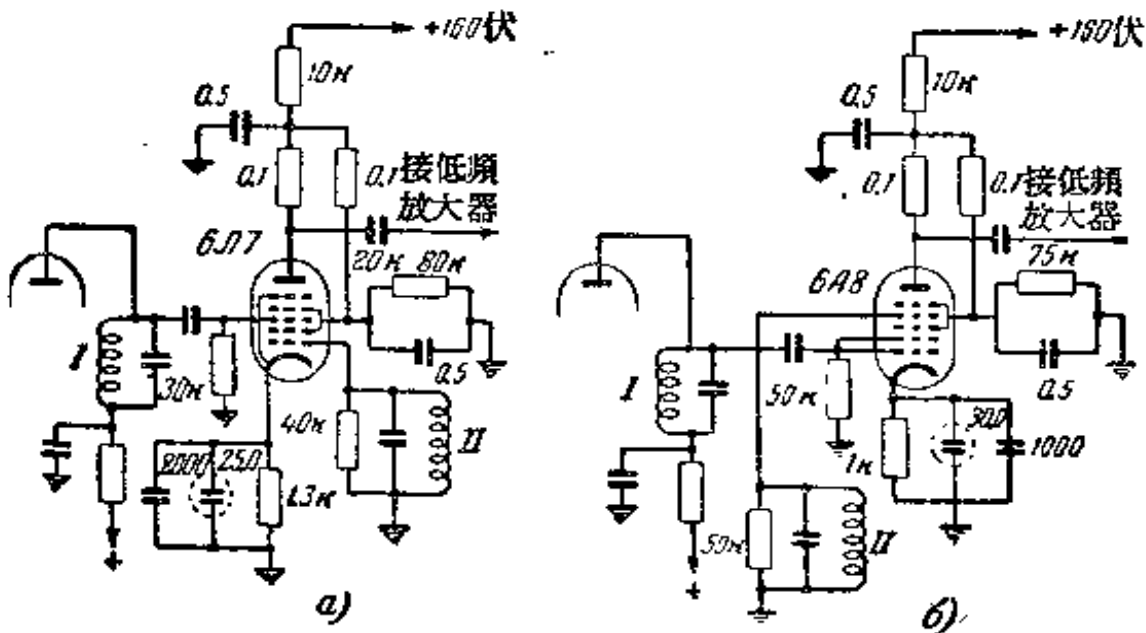


图 76 正交鑑頻器电路

合，应该很好的将其中一个与另一个屏蔽。

正如通常的鑑頻器电路一样，如果振荡频率等于回路的谐

振频率，那么在回路 I 和 II 上的电压相位便相差 90° 。这样的电压可以说它们处于正交，由此得到“正交检波器”的名称。当振盪频率朝一个方向偏离回路的谐振频率时，相移便大于 90° ，即电压接近于反相，而当频率朝另一个方向偏移时，相移小于 90° ，即电压接近于同相。

电子管 6A7 在这个电路中是工作在屏极检波状态。当信号栅及振盪栅的电压接近于同相，即振盪频率朝一个方向偏离迴路谐振频率时，电子管屏路的电流增加，当这两个电压接近于反相时（当频率偏向另一个方向时），屏流减小。所以接在屏路里的电阻上的电压在调频时是随振盪频率的改变而改变的。

如果加在这个电路输入端的电压相当大（约 2—3 伏），而帘栅极电压不大，那末电子管除了对调频检波之外还同时进行限幅，因此使得检波器对于噪声的振幅调制不起什么作用。但是应该指出要得到加在鉴频器输入端这样大的电压是困难的。通常这种电路不是工作在最佳状态，因此使用这种检波器的调频接收机比起使用自动增益控制的比例鉴频器的接收机来说对于干扰是较灵敏的。

为了使被接收的信号频率在一个大的范围内偏移时这个鉴

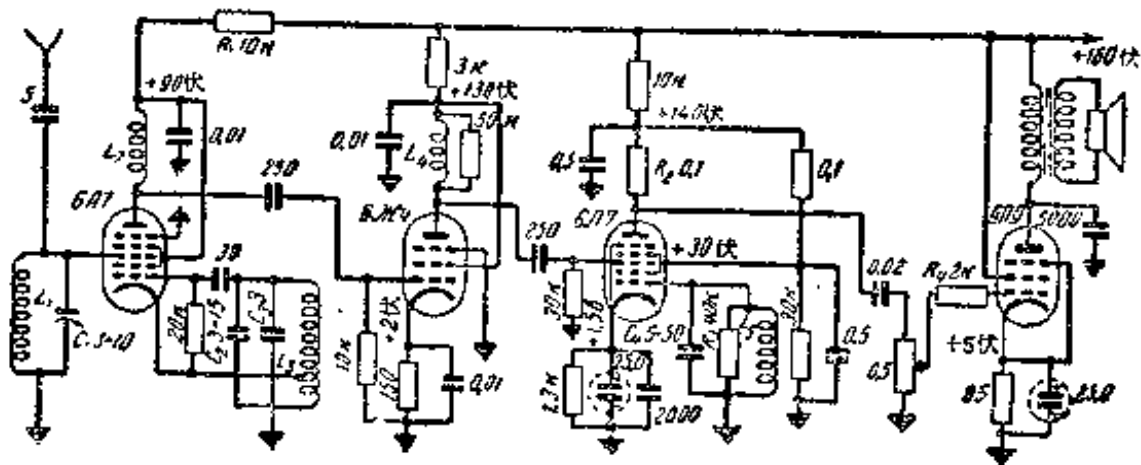


图 77 具有正交鉴频器的接收机电路

頻器的特性是一條直線，必須用選擇分路電阻的方法來選擇回路 I 及 II 的質量因數。所以電路的調准歸結為回路 I 及 II 調諧到被接收信號的中心頻率與選擇分路電阻。

圖76,6是使用電子管6A8的正交鑑頻器電路。

具有正交鑑頻器的接收機

圖77是П.特羅依茨基提出的使用正交鑑頻器的接收機電路。這是有有一級中頻放大的四管超外差接收機。變頻級用電子管6A7，而中頻放大級用電子管6Ж4。第三個電子管6П7用作正交鑑頻器。在電阻 R_2 上產生的音頻電壓被電子管6П9的輸出級放大。電阻 R_4 提高了輸出級工作的穩定性。

為了接收電視節目的伴音，接收機的繞圈數據如下。繞圈 L_1 直徑為15毫米，用1.2毫米的裸銅繞5匝，匝間距離是1毫米。繞圈 L_3 直徑相同，共4.75匝，以與 L_1 同樣的導線及匝間距離繞制。抽頭從繞圈的接地端算起1.75匝的地方抽出。繞圈 L_2 及 L_4 繞在直徑為9毫米、長25毫米且有用來調整的可移動的黃銅心子的同一個架子上。繞圈 L_2 用直徑為0.15公厘的單絲漆包線繞45匝，而繞圈 L_4 用同樣的導線繞30匝。繞圈 L_5 繞在一個用陶瓷或聚苯乙烯（高頻絕緣材料）做成的直徑為10毫米、長25毫米的架子上。它用直徑為0.25公厘的漆包線繞25匝。

電容器 C_2 由兩片定片與一片動片組成，極片的半徑是18毫米，片與片之間的距離是1.5毫米。

繞圈 L_2 L_5 、電阻 R_3 及電容器 C_4 都裝置在金屬底殼上面，其他的零件裝在底殼的下面。

接收機的調整應該從測試所有電子管的工作狀態開始。此後必須檢查本機振盪器是否工作。如果當接觸電子管6A7的振盪柵時，它的柵電壓下降到55—60伏，那麼本機振盪器正

常。否則必須提高电子管6П7的簾栅电压，減小电阻 R_1 或者把抽头移向陰極。

此后將綫圈 L_2 与 L_4 及分佈电容組成的回路調諧到10.5兆赫的中頻上。为此暫時断开回路 L_5C_4 ，但电阻 R_3 仍然接入。在电子管6Ж4控制栅上加上由信号發生器产生的頻率为10.5兆赫的調幅电压，調整綫圈 L_4 ，使接收机輸出端的电压（音量）最大。然后断开 L_1C_1 在电子管6A7的栅極上加上信号發生器产生的电压同时調整綫圈 L_2 。

在这样的調整之后，將迴路 L_5C_4 接到电子管6П7，同时用改变电容 C_4 的方法把它調諧到10.5兆赫。当旋动 C_4 时，輸出电压（音量）开始增加，以后到达最小值，最后又重新上升。电容器必須放在相应于最小音量的位置。

本机振盪器的回路 $L_3C_2C_3$ 及輸入电路 L_1C_1 通常是在接收調頻信号时按最大音量的办法来調整的。

沒有信号發生器时可以用調頻發射机的信号来进行調整。在这种情况下，回路 L_1C_1 ， $L_3C_2C_3$ ， L_2 及 L_4 应調整到音量最大，而回路 L_5C_4 調到使最小失真和在广播間息的瞬間使交流声最小。

第五章 調幅、調頻兩用接收机

由于調頻广播發射机的出現，有必要裝置一种既能接收調幅信号又能接收調頻信号的兩用接收机。这种接收机的研究遇到一系列的困难。这些困难首先是由于調幅电台是使用長波、中波和短波，而調頻却是使用超短波。

其次，調幅接收机的通頻帶在高频部份的寬度只不过是8—10千赫，然而接收調頻無線电广播的通頻帶应为160—200

千赫。此外，为了接收不同调制形式的信号，必须有不同的检波器。最后，在接收调幅信号时低频放大器的频带是4—5千赫，而在调频接收时则希望把频带扩展到12—15千赫。

所有这些都使得调幅、调频两用接收机的装置发生困难。但近年来，曾经成功地研究出不少这种多用接收机。

最简单的多用接收机是将普通调幅接收机与上述任何一种不太复杂的接收调频信号的电路（用另一套电子管）装在一个底壳上。

这样一来，实际上是把两个不同的接收机放在一起，利用公用电源、低频放大器与扬声器。将某一个接收机接入工作是通过波段开关来完成的。这种方法最简单，但是它却使得接收机的电子管数目增多，而如果利用最简单的超再生线路来接收调频广播，它不能充分利用调频制的高质量的优点。

还可以用另外的办法来解决多用的问题。制造一个全波超外差接收机，在长波、中波与短波波段内是用调幅接收，而在超短波波段时变而为调频接收机。如果不考虑超高频波段时前置选择器通频带不能窄于200千赫的话（其实通常甚至不采取任何的特别办法就可得到这样的带宽），那么这种接收机的输入电路及前面几级就没有任何特别之处。

当工作在长波、中波与短波波段时，接收机的本机振荡器能保证获得通常的中频465千赫。当工作在超短波波段时，本机振荡器频率应调到较高的频率2—8兆赫。变频器屏路以后各级中频放大器应串入中频为465千赫及中频为2—8兆赫的滤波器（图78）。

为了获得必要的增益在中频放大器里通常采用高跨导电子管。在这样情况下为了避免自激，低中频的滤波器按自耦变压器那样接到电子管的屏路里。最后一个低中频465千赫的滤波

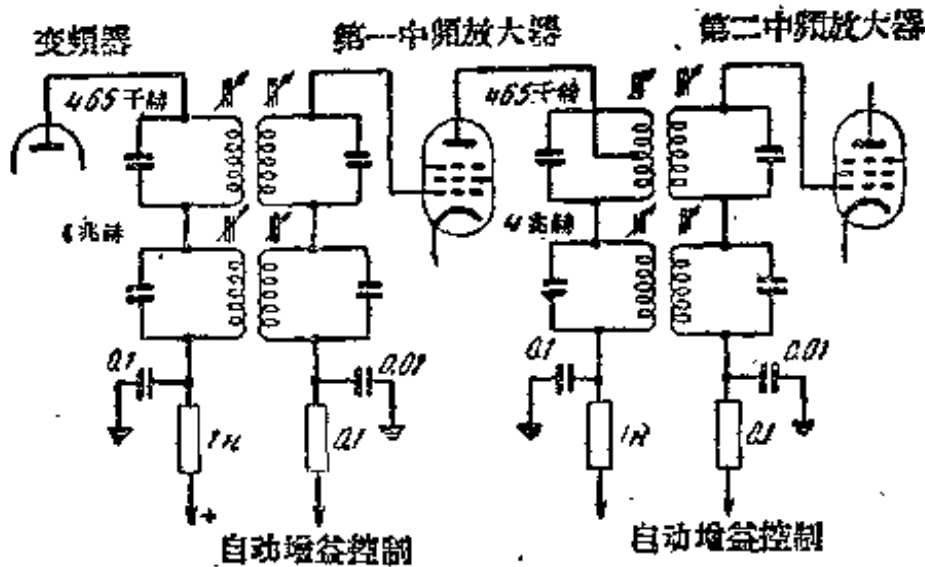


圖 78 調幅、調頻兩用接收機里，低中頻與高中頻槽路的联接電路

器是接在普通的二極管調幅檢波器電路里，而最後的一個高中頻濾波器是接在比例鑑頻器的電路里。

這樣連接以後，同一個電子管可以在接收調幅時作為窄頻帶的中頻為 465 千赫的放大器，或是接收調幅時作為寬頻帶的高中頻放大器。當放大某一個中頻時對應的一個濾波器的回路便發生諧振，而串聯的另一個濾波器回路則嚴重的失調，因此對電路的工作沒有影響。

在這樣的接收機里，為了從一種調制方式變換到另一種調制方式，除通常的波段開關而外，還須將低頻放大器的輸入端以及將自動增益控制電壓接到被控制的電子管柵極上的引綫，或是接到調幅檢波器，或是接到鑑頻器。應用寬頻帶的低頻放大器作調幅接收時，在此放大器中必須接入能去掉高音頻的濾波器。

作為一個例子，我們來研究 B. 庫什尼羅夫設計的調幅調頻兩用接收機電路（圖 79）。

接收機的輸入電路在長波、中波、短波範圍內是可調諧的，

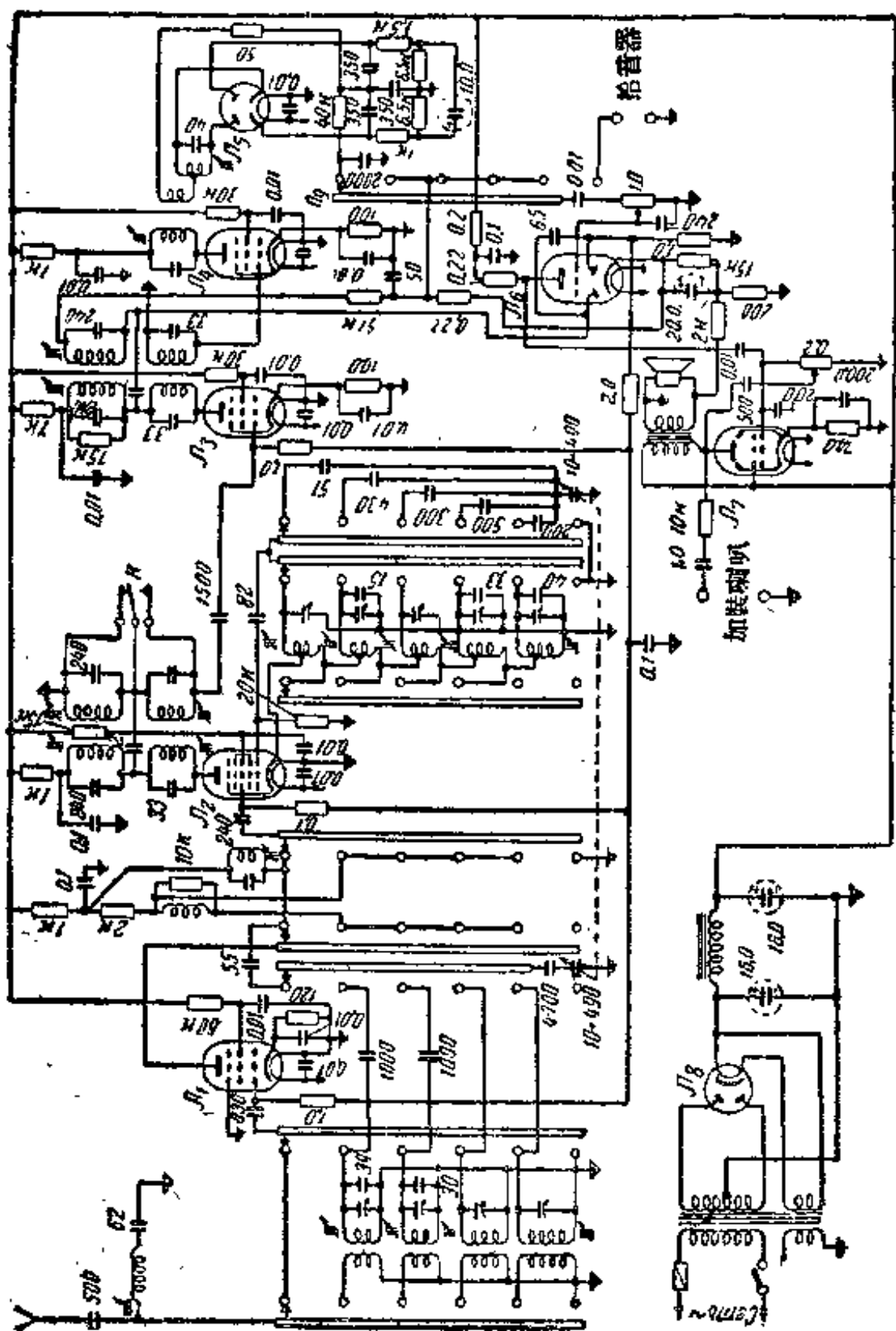


圖 79 調幅、調頻兩用接收機電路

而在超短波範圍內是不調諧的。射頻放大器的電子管 J_1 是 6K4，屏極負載是不調諧的校正電路。在超短波範圍內和校正電路一起串入一個可調諧的回路。無論在長波、中波及短波範圍內調諧輸入回路，或是在超短波範圍內調諧屏極回路，都可以利用同一組可變電容器。

變頻器是用電子管 J_2 6A7 的普通電路。這個電子管的屏路里串接着中頻為 465 千赫及 8.5 兆赫的濾波器。

中頻放大器是用電子管 J_3 6K4，在它的屏路里接入同樣的兩個濾波器。調諧到 465 千赫的濾波器的次級回路同調幅檢波器相連，在這個檢波器電路中應用雙二極三極管 J_4 6Γ2。它的第二個二極管作自動增益控制，而它的三極管部份用作前置低頻放大。

調諧到 8.5 兆赫中頻的濾波器輸出端，同電子管 6K4 的控制柵相連，這個電子管用作中頻 8.5 兆赫的輔助放大器。在這個電子管的屏路里接入比例鑑頻器的初級回路，而鑑頻器則用電子管 J_5 6X6C。

前置低頻放大器可以接到調幅檢波器或是鑑頻器的輸出端。電子管 J_6 6D6C 用作輸出級。

為了使電路的工作可靠，用與波段轉換開關相連的電鍵 K 將不需要的中頻濾波器短路。

第六章 低頻放大器和揚聲器

現代的無線電廣播電台，特別是調頻電台，播音的質量是很高的。在這種條件下，接收機發音的逼真度差不多僅由音頻部份的結構決定。目前，由於無線電聽眾們認為能逼真地傳送音樂藝術節目是無線電廣播接收機最重要的優點，所以設計家

們都非常注意低頻放大器、揚聲器以及接收機声学問題的研究。

必須着重指出，低頻系統最薄弱的環節是揚聲器。因此，一切能改善揚聲器性能的措施都有重大的意義。

揚聲器的選擇

曾經長期認為，要使揚聲器不失真地工作，它必須有足夠的功率容量。所以，為了改善低音頻的發音，在以前的設備中，通常採用大尺寸的揚聲器。

然而，近年來的研究表明：這種揚聲器有一些缺點。由於紙盆的直徑很大，它的複雜運動使重發的聲音中出現高次諧波，也就是產生了非綫性失真。此外，這種揚聲器的活動部份是諧振頻率低和衰減小的機械振盪系統。在發某些短促的聲音時，這一系統本身將振動很久，而且在電信號作用結束後持續一段長時間。這就造成了一種特殊型式的失真，這時產生失真。

為了克服這種現象，在現代的設備中，寧可用幾個小尺寸的揚聲器來代替一個大的。最簡單的方法是將這些揚聲器相互並聯在適當選定的輸出變壓器的次級繞組上。在揚聲器並聯的電路中，輸出變壓器對每個揚聲器都有單獨的繞組。

揚聲器並聯運用時，必須使它們所發的聲音在相位上一致。否則，聲音將會減弱和失真。可以用換接揚聲器音圈引綫的方法達到同相。

低音頻與高音頻分別發音

要製造一個對低音頻及高音頻振盪都能很好發音的揚聲器是很困難的。所以下面的一種方式就得到了推廣。在這種方式中，用兩個揚聲器，一個是為發低音頻而設計的，而另一個為

發高音頻而設計的。這樣就能使总的頻率特性曲綫平坦，而且也可減小瞬態失真和非綫性失真。

但這些優點在很大程度上由於下面的原因而喪失了。因為必須將這些揚聲器經過特殊的分離濾波器接到放大器的輸出端，這些濾波器用以保證輸至每一揚聲器的信號頻率正是該揚聲器的工作頻率。但這些濾波器會使揚聲器與放大器輸出端失配，使靠近分界處的中間頻率區域的總頻率特性曲綫發生畸變，並且增加失真。

因此，在放大器的輸入端、而不在其輸出端把音頻波段分成兩個頻帶的高質量發音系統是值得研究的。

在這種系統中，音頻信號一開始就進入分離設備。在這裡，它的頻譜被分成兩個頻帶。每個頻帶被專門設計的放大器放大後加到揚聲器上。這些揚聲器也是專為這一頻帶而設計的。

利用這種方式可以避免把分離濾波器接在放大器的輸出端，因而避開了此帶來的失真和揚聲器與放大器輸出端匹配的惡化。這種方式甚至還可以顯著地減小非綫性失真及特殊的組合失真。可以把接在放大器輸入端的分離濾波器的頻率特性曲綫設計成有利的形狀，用以改善整個系統在靠近頻帶分界處的中間頻率區域的工作。

這種方式雖有許多優點，但它很複雜。所以在業餘無線電愛好者的機器中，即使要求質量較高，也不用在放大器輸入端分離頻帶的方法。至於在放大器輸出端將頻帶分開的方法，雖然其結構比較簡單，但由於上述的缺點，也是不值得推薦的。

揚聲器特性的改善

下面，我們來研究改善揚聲器工作的方法。這些方法能大大地改善音質，所以在業餘無線電愛好者的實際機器中可以廣

泛采用。

揚声器匣 我們来談一談改善揚声器工作的机械方法。它們主要归結为如何正确設計接收机匣子的問題。常用的后壁敞开的匣子有严重的缺点。首先，它里面的空气对揚声器紙盆的运动的阻力很小，結果后者的諧振便很显著，惡化了接收机的頻率特性，而且很容易过载，以致引起非綫性失真。其次，这个空气阻力是随頻率及音量而变的，因而也就改变了揚声器的等效电阻，破坏了揚声器与放大器的匹配。这也会引起失真。匣内空气的容积通常在100—200赫的頻率上諧振。在体积小的匣子中，由于匣内产生的、具有某一相位的音波被外部反相音波所补偿，使得低音頻放音很坏。結果，接收机的音質与开口面至房間牆壁的距离有关。

为了克服这种討厭的現象，最近广泛采用一种特殊構造的匣子。

用后壁無孔的裝置可以使音質显著改善。...，匣内空气对紙盆的振盪有很大的阻力，因而紙盆的諧振很不明显。与此同时，低音頻的發音也就改善了。但这种方法只有在匣子的尺寸足够大时才能工作得很好。表2列出了某些...用的匣子尺寸。

表 2

| 功率 (瓦) | 工作頻率 (赫) | 电动式揚声器紙盆的直徑与深度 (公厘) | 匣子尺寸 (內部尺寸) 高×寬×深 (公厘) |
|--------|----------|---------------------|------------------------|
| 8以下 | 70—13000 | 200 80 | 400×500×260 |
| 15 | 60—10000 | 250 90 | 450×550×260 |
| 20 | 60—10000 | 300 90 | 500×600×300 |

圖 80 是裝有兩個揚聲器的箱子略圖，每個揚聲器紙盆的直徑為 150 公厘。

為了得到更好的效果，箱子的結構必須很堅硬，內部應該用柔軟的吸音材料包住。用 10 公厘膠合板時，為了避免箱壁振動，箱內應以木板加強，木板上可以膠上一層包皮，而包皮與壁間留一層空氣。

箱子前壁上在揚聲器附近開一個孔，發音效果便更好。箱子與孔的尺寸應該選擇得使揚聲器從後壁開孔發出的聲音與揚聲器前面發出的同相。這種聲學倒相設備能夠顯著地改善低音頻的發音，使揚聲器的頻率特性曲線平直。

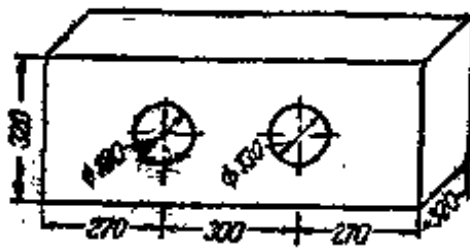


圖 80 裝兩個揚聲器的箱子

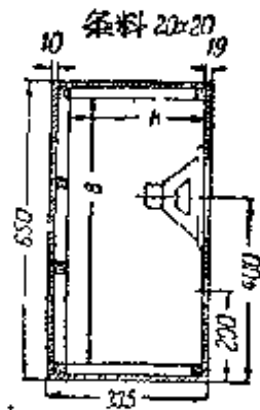
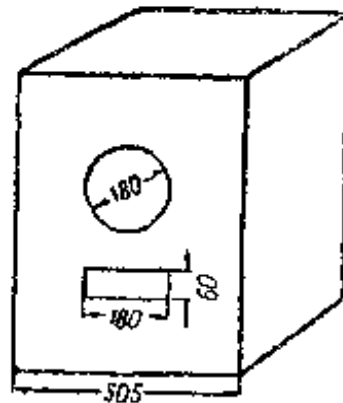


圖 81 有輔助開孔的電動式揚聲器 ДД-3 的箱子

圖 81 示裝 ДД-3 型揚聲器的箱子的尺寸。用其他型式的揚聲器時，箱子的尺寸應加以改變。為了計算箱子的尺寸，應該先確定揚聲器前開孔的面積。而箱子前開孔的面積應等於揚聲器口面積的一半。然後根據揚聲器的諧振頻率，在圖 82 中找出相應斜綫，從而求出箱子的總容積。若不知道諧振頻率則可以用下面的方法決定：以不同的音頻頻率加在揚聲器上，記下紙盆振盪最大的頻率，這就是諧振頻率（這時必須將揚聲器從箱中取出）。知道了所需的容積後，再根據揚聲器本身的容積加以修正，箱子的尺寸就不難決定了）。

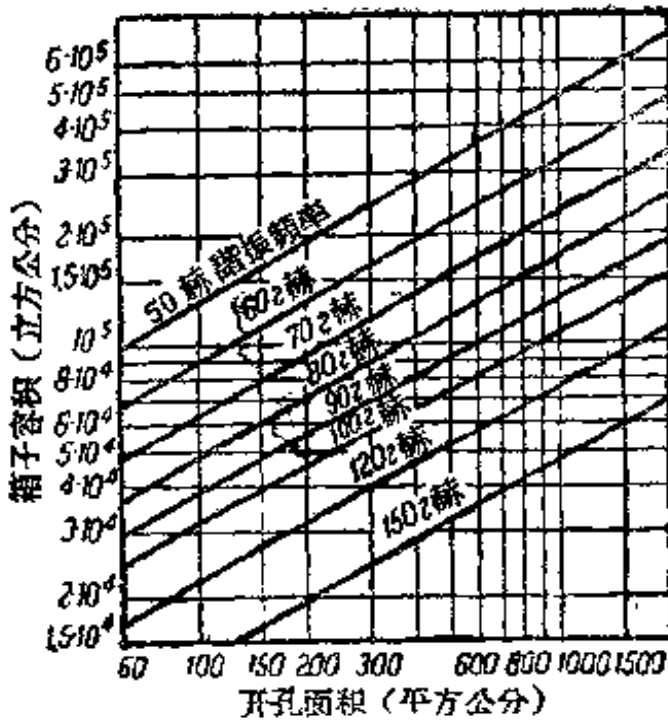


圖 82 求有附加开孔的箱子的容积的曲线

为了克服計算誤差，开孔做得較計算的大些是有益的，因为用可移动的活門調节开孔的大小能获得最好的音質。

这种箱子的結構同样也要坚固，其側面、后面的內表面上應該蒙上吸音材料。

更复杂的声学

迷宫* 的結構与上面說的簡單的声学系統的工作差不多，不过迷宫的尺寸要小些，圖83就是迷宫的構造圖，而表三給出了裝各

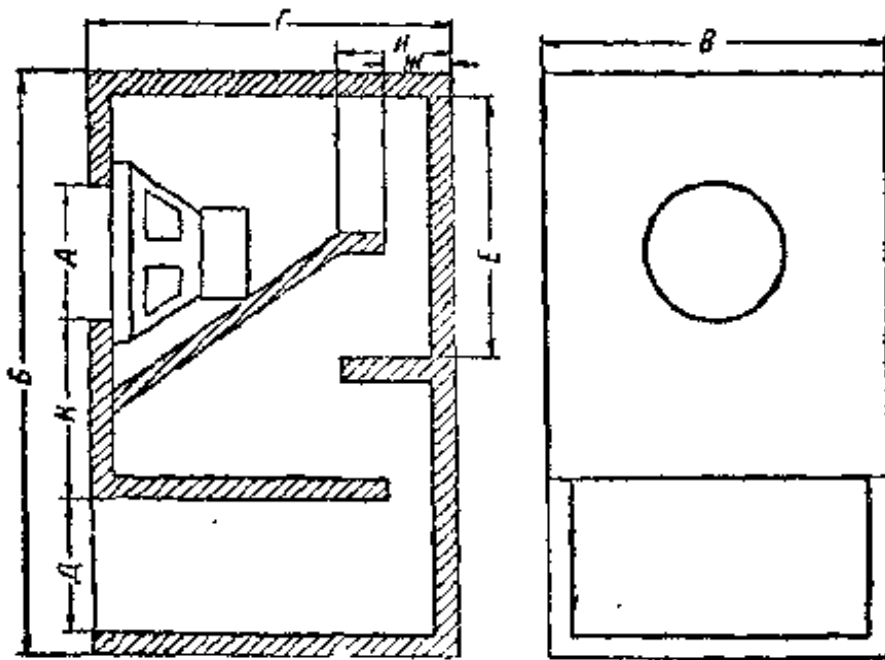


圖 83 声学迷宫的結構

种揚声器时的尺寸（單位为公厘）。

所有的迷宮內壁都应蒙上吸音材料。

表 3

| 揚声器的外直徑 | A | B | B | Г | Д | E | Ж | H | К | 材料（膠合板）厚度 |
|---------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----------|
| 200 | 160 | 425 | 350 | 290 | 75 | 240 | 65 | 125 | 95 | 10 |
| 250 | 220 | 550 | 425 | 350 | 110 | 260 | 100 | 125 | 75 | 15 |
| 300 | 260 | 700 | 525 | 420 | 150 | 340 | 145 | 155 | 127 | 18 |
| 400 | 360 | 900 | 625 | 525 | 175 | 450 | 162 | 190 | 102 | 18 |

放大器輸出阻抗的影响 放大器的輸出阻抗对揚声器的工作有很大的影响。可惜，無綫电爱好者很少考虑到这一点。

原因是放大器的輸出阻抗对揚声器起了分流作用，因而增加了所有活动部份的衰減。这就使揚声器活动系統的諧振特性变鈍。也就是說，它的頻率特性曲綫平坦了，同时減小了瞬态失真。这样改善揚声器的特性是很容易的。但仅在放大器輸出阻抗甚小于揚声器阻抗时才有可能。所以，能够減小放大器輸出阻抗的一切措施都很有意义。

为此，輸出級需要采用內阻小的电子管，即三極管、五極管或接成三極管的集射四極管。更进一步地減小放大器的輸出阻抗，可以在輸出級采用强烈的負回授。假如輸出級采用陰極輸出电路，那么輸出阻抗可以很小。

后面我們还要研究圖 95 放大器的电路，在那个电路里，特別注意減小輸出阻抗的問題。輸出級中，采用了接成三極管的功率集射四極管，同时由于强烈的負回授，放大器的輸出电阻仅 0.08 欧，这样小的輸出电阻使揚声器的作用大大改善。

利用負回授改善揚声器的工作 为了減小揚声器所产生的

失真，也可以利用特殊的回授电路，这些电路無綫电爱好者們几乎沒有使用。这些回授的作用如下。在沒有失真时，揚声器的活动系統随着加在揚声器上的电压作相应的运动。若有失真，那就意味着揚声器活动系統的振盪不与所加的电压相应。这时，在揚声器的音圈中感应出与失真相应的附加电压，若將这一电压反相加到放大器的輸入端，那么失真就可得到补偿。

这种电路如圖 84 所示。为了仅仅使失真时出現在揚声器兩端的电压加在放大器輸入端上，而不是放大器的有用輸出

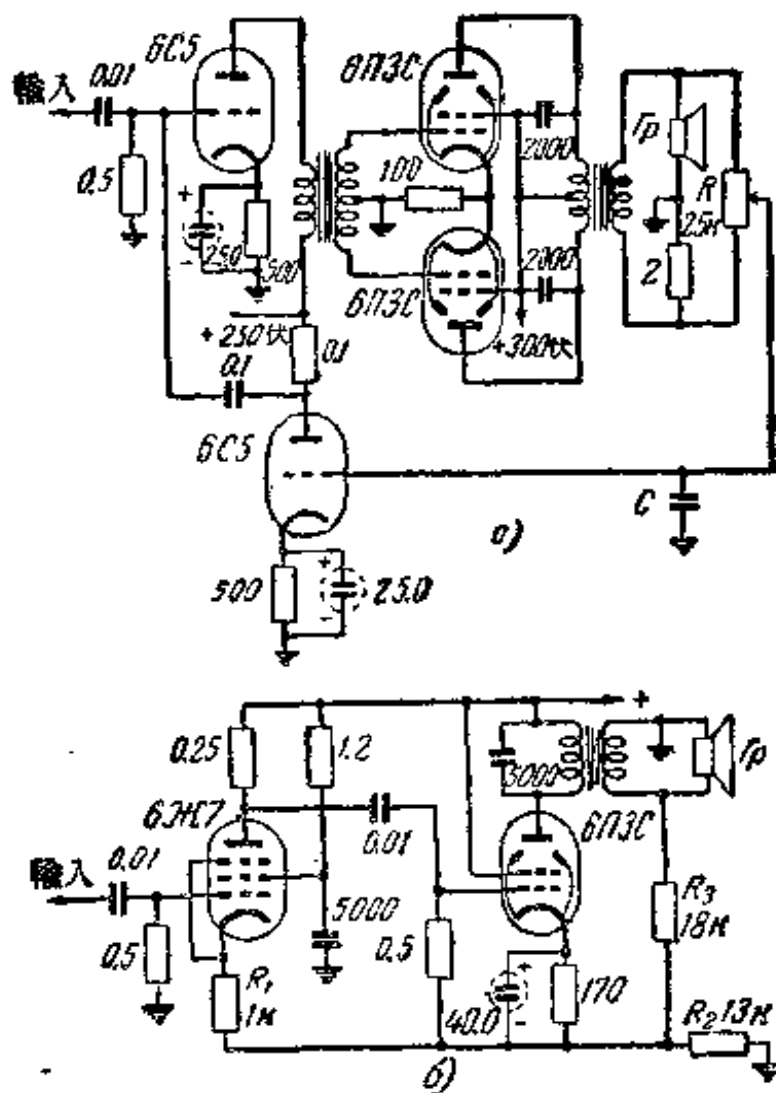


圖 84 补偿揚声器失真的負回授电路

出电压，所以利用桥式电路，桥路的平衡用电位器 R 来调节(圖 84. a)。揚声器低諧振頻率的失真最有害，所以對於各种不同的揚声器需要選擇电容器 C 的数值(範圍在500—5000微微法)。电路中下面的电子管 $6C5$ 是用来放大回授电压的。由于加到放大器輸入端的只是揚声器引起的失真电压，所以这种回授不会降低有用信号的放大量。

在另一个具有同样作用的电路(圖 84 b)中，电子管 $6П3C$ 的陰極电流在电阻 R_2 上产生一电压，同时在这电阻上还有从揚声器音圈来的电压(經過电阻 R_3)。电路元件的数值是这样选择的，若揚声器沒有失真，則上面两个电压能相互补偿。若有失真，在揚声器的繞圈里就会产生由失真所决定的电压成份，而电子管屏流則沒有这个成份，所以失真电压在 R_2 上得不到补偿。因为电阻 R_2 接在第一个电子管的陰極电路中，失真电压便加在該管子的柵極与陰極之間，因而就产生了負回授。这种回授同前面的一样，仅对揚声器的失真补偿，不会降低有效信号的放大。

在放大器中抑制失真

到目前为止，我們所談的是减小揚声器中失真的方法。現在，我們来討論如何抑制放大器本身所产生的失真。

大家知道，放大器中所产生的各种失真可以用負回授来减小，而且負回授越强，失真减小得越多。这样推論下去，似乎利用足够强的負回授，任何放大器都可以用牺牲放大量作代价以換取非常好的質量指标。但这种見解常常是錯誤的。原因是任何放大器当頻率离开通頻帶的中間頻率时，总不可避免地要产生相移，因而使得在这些頻率上不再是純正的負回授，甚至可能成为正回授。如果这些頻率的放大量足够大，而回授又很强，

那么就可能引起放大器的自激，或者使其工作不穩定。所以強烈的負回授只能用在放大量特性和相移特性配合得很好的放大器里。这种放大器即使在沒有負回授时也有相当好的質量指标。

正是如此，假若放大器产生很大的非綫性失真，那么強烈的負回授不仅不能削弱它們，相反地，失真显著增加了。因此，仅仅在失真不很大的放大器里才能应用很強的負回授。

这样看来，那种認為負回授能削弱各种失真、而且回授越強就削弱得越多的見解是正确的，但是不全面。必須時刻注意到，用以显著地改善放大器質量的強負回授只有高質量的放大器能用，这种放大器即使在沒有負回授时也有足够滿意的質量指标。反之，在低質量的放大器中只能加弱的負回授，而弱負回授不可能显著地改善放大器的工作。

从上面所說的看来，在設計高質量的放大器时，决不能將全部希望寄托在利用回授上而草率地設計放大器本身（如采用不可靠的元件以及不合理地选择电子管的工作状态等）。必須把最大的注意放在放大器元件的質量上（特別是变压器），电子管的工作状态的选择以及合理的裝配上。只有制成了質量指标較好的放大器之后，才能用強烈的負回授进一步改善它的質量指标。

使用強負回授就使回授所包括的各級处于临界的工作状况，并且不允許在这些級的电路中进行任何調节。因此，近来常把功率輸出放大器作成一個單独的机箱，这里沒有調节器，一切都是調整好了的。而所有的調节器（音量、音色等等）都放在前置放大器中，同样，前置放大器作成一個單独的机箱。

下面我們来研究功率放大器电路中的某些新的組成部分。

倒 相 器

高質量放大器的輸出級通常采用推挽电路。这是由于这种电路有許多人所共知的优点。这些优点是非綫性失真小，能补偿供电电压的脉动作用，可以使电子管在最經濟的工作状态下工作，也可以减小輸出变压器的尺寸，降低它的成本。

利用推挽电路时，加在电子管控制栅極上的必須是大小相等而相位相反的电压。这会产生某些困难，因为前面的放大級只能供給一个單相的电压。

由非推挽級过渡到推挽級最簡單而又通用的方法，是利用次級綫圈有中心抽头的級間变压器。但是，为要获得滿意的頻率特性曲綫，这个变压器必然做得很大、很重，价錢也很貴。而簡單便宜的变压器的頻率特性又很差。这促使我們采用特殊的、能供給大小相等而相位相反的电压的电阻放大器电路来代替变压器。这种电路叫作反相器或倒相器。

这些电路中的大多数仍有重大的缺点。如为了在輸出端获得相位相反而大小准确相等的电压，必須精確地选择电路中輸入电阻的数值。然后进行調整，改变电阻的数值或改变电子管在工作时的参数，使电路达到平衡。

叫做自动平衡倒相器的电路（圖85）能够克服这个缺点。电路中用两个三極管，左边的三極管电路是一般的电压放大器，它的輸出电压加到推挽輸出級一个管子的栅極上。

輸出管的栅漏电阻由电阻 R_1 、 R_2 所組成。电阻 R_2 上的音頻电压加在右边三極管的栅極上。这个三極管把电压放大，并把它相位改变 180° ，然后将放大后的电压加在推挽級中另一个管子的栅極上。这个管子的栅漏电阻由 R_2 及 R_2 所組成，而右边三極管栅極上的电压就是从电阻 R_2 上取得的。

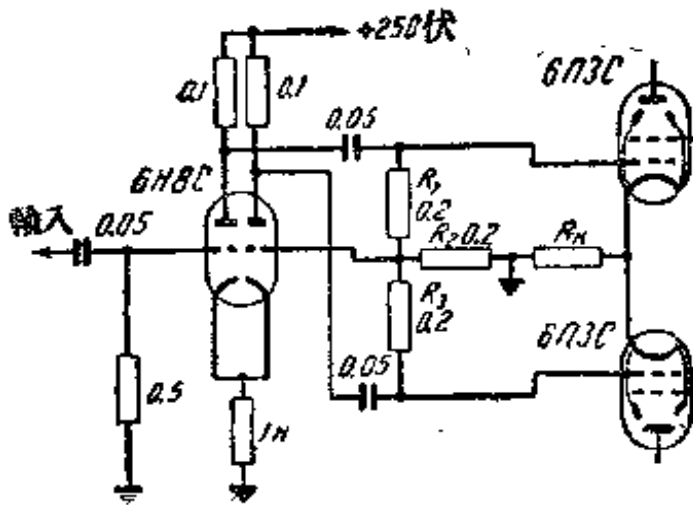


圖 85 自动平衡倒相器电路

在这样的连接下，电阻 R_2 既在右边三极管的屏路中，又在它的栅路中。这样就产生了强烈的负回授，在此回授电压的作用下，推挽级的二个管子上自动地建立起精确相等的电压。

这种电路的平衡，甚至在电阻大小、管子参数、以及电源电压显著改变时，也不会被破坏。

我們知道，在双三极管陰極电路中的偏压电阻，如同在推挽级电子管陰極电路中的偏压电阻一样，可以不用电容器旁路。这是因为在上面所指出的电阻中，流着两个管子相等而反相的屏流的交流分量，此交流分量彼此抵消，在电阻上不产生交流电压降。

应该指出，在沒有陰極电容器时，上述倒相器电路的工作，正如普通的推挽电路一样，有时候可能是不稳定的。

自动平衡倒相电路的缺点是容易自激。因此时常应用更简单的倒相电路，即所謂帶有分

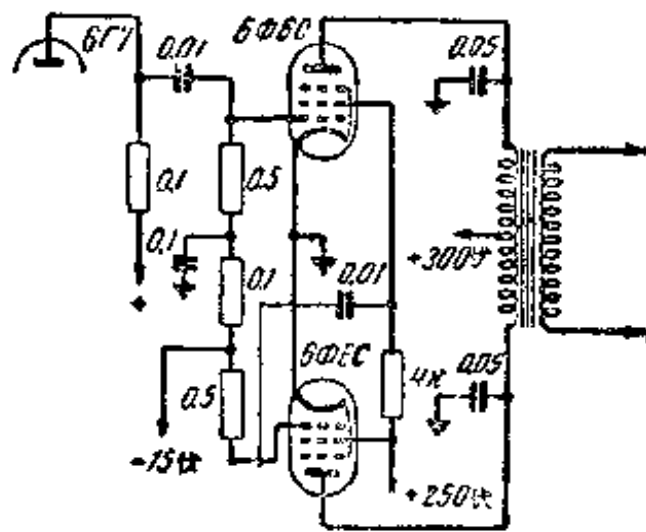


圖 86 推挽級电路

压负载的电路（圖 95）。

現在再討論一种新型的推挽电路（圖 86）。这种电路的好处就在于不需要次級有中心抽头的級間变压器，或倒相器。音頻电压从普通的末前級电压放大器的輸出端，加到推挽級上面电子管（如圖）的栅極上。在这个管子的帘栅極电路中接有一个电阻，帘栅流的交流分量就在这个电阻上产生一个反相的音頻电压。这个电压經過隔直流电容器。加到下面一个管子的控制栅上作为激励电压。这种电路除了具有显著的优点——簡單以外，缺点是难以对称，以致产生失真。

陰極輸出器的应用

許多倒相器电路的特点是輸出电阻很大。如果輸出級的兩個电子管工作在無栅流情况，亦即处在 A 类或 AB_1 类的工作状态，那这个问题倒没有什么。但如果輸出級电子管为了获得最大功率而工作在 AB_2 类或 B 类的状态，那么在某些瞬間，管子的栅極电路中將出現栅流。如果功率級电子管栅極电路中有大电阻，栅流即在此电阻上产生显著的电压降而引起失真。

这种情况使得末前級的輸出端需要用次級有中心抽头的降压級間变压器，这样可以使末前級輸出电阻降低。倒相电路的輸出电阻很大，因而不能用来激励有栅流运用的电子管。

为了不用价昂而又笨重的級間变压器，我們来研究一种特殊电路，它的輸出电阻低，并且能够用来激励有栅流运用的电子管。这种电路之所以能得到低的輸出电阻，是由于在該电路中的倒相器之后使用了陰極輸出器。

此外，陰極輸出器的輸入电容較小，能改善前級的頻率特性。这种放大器的电路如圖 87 所示。

在此放大器中，第一个管子作为自动平衡倒相器，以兩個

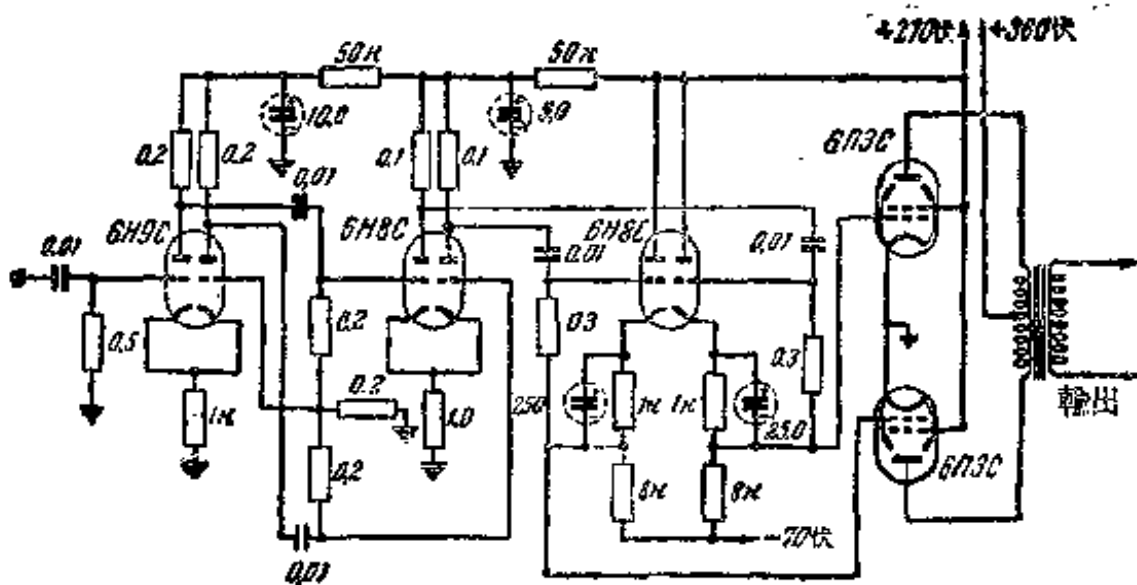


圖 87 功率級工作在 B 类的放大器线路

相等而反相的电压供給下一級，第二个管子作为普通的推挽电压放大器。后面的三極管接成陰極輸出器电路，它的輸出电压加到作为功率級的电子管 6П3C 的栅極上。在这两个管子的栅極上加有一 70 伏的偏压，使得它們工作在 B 类状态。在这样的的工作状态下，輸出級可輸出 50 瓦的不失真功率。

这里我們再来研究陰極輸出器在低頻放大器中的另一个应用。圖 88 的电路是負載接在电子管陰極电路中的功率輸出級。这样的电路具有某些可貴的特性：首先由于存在着强烈的負回授，几乎充分地消除了失真。这样就可用廉价的变压器作为輸出变压器，虽然这种变压器的頻率特性是根本不允許用在一般的輸出級电路里的。在业余爱好者的實踐中，时常应用普通的电源变压器，用它的高压繞圈作初級，灯絲繞圈作次級，变压系数可在很大範圍內改变，而对电路的工作無显著影响。

陰極輸出电路的另一优点是輸出电阻很小。这就給揚声器的工作造成了有利的条件。

最后，还必须注意电路的簡單問題。电路甚至时常沒有自

偏压电阻这个元件，因为所需的栅偏压通常就产生在初级线圈的有效电阻上了。

这个电路的缺点是需要很高的激励电压。实际上，加在每个管子栅极和阴极之间的电压等于栅极与“地”之间激励电压减去输出变压器初级线圈的一半上的电压。而后者的电压约为 100 伏，这样，为了使大约有

10—15 伏的电压加在管子的栅极和阴极之间，激励电压就需要有 100—150 伏这般大小。这就不得不在前级使用有足够功率的电子管，而从前级至输出级的传输可以利用级间变压器，也可用上面所说的那些倒相级来完成。表 4 中列的是电子管 6П3С 用于这种电路时的工作状态。

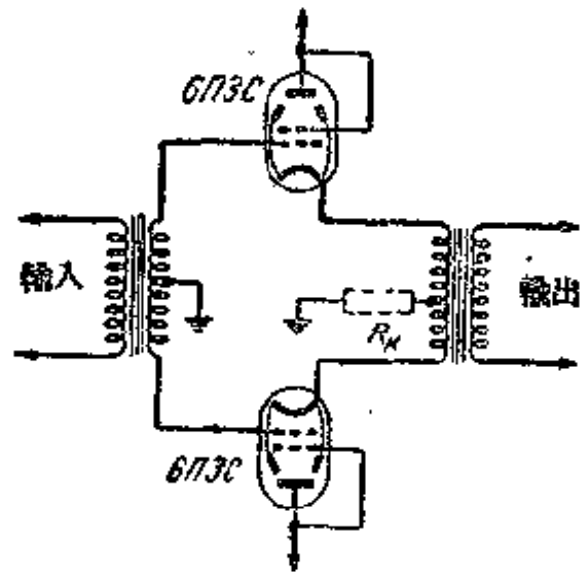


圖 88 应用陰極輸出器原理的功率輸出級电路

表 4

| 每个电子管的偏压 (伏) | 屏极电压 (伏) | 栅极与地之间电压 (振幅) (伏) | 陰極之間的負載阻抗 (歐) | 輸出功率 (瓦) |
|--------------|----------|-------------------|---------------|----------|
| -23 | +250 | 83 | 500 | 4 |
| -30 | +250 | 93 | 500 | 4 |
| -37.5 | +250 | 130 | 1000 | 4 |
| -37.5 | +250 | 170 (有栅流工作) | 1000 | 7 |

在这些工作状态下，非线性失真系数小于 0.25%，负载电阻可以增加 2—3 倍。这时功率实际上不变，但激励电压显

著地增大了。

音色調整器

現在我們來研究前置放大器的一些獨立部份。

近年來提出了很多新的音色調整電路。同時，對調整的使用有着兩種不同的方法。大多數情況下，音色控制旋鈕裝在接收機面板上，使聽者能根據各種廣播的特點來調整高音頻和低音頻的發音。在另一種結構中，音色調整器做成半可變的。這就是說音色的調整在接收機內部進行，一次調整好后不再改動，因此要考慮到使放大器的特性適應於揚聲器和房間的聲學特性、以及聽者的口味。但不管是那種情況，放大器的頻率特性必須有可能在足夠寬的範圍內改變。

這裡我們僅在許多音色調整器電路中舉出實用上較好的幾種。

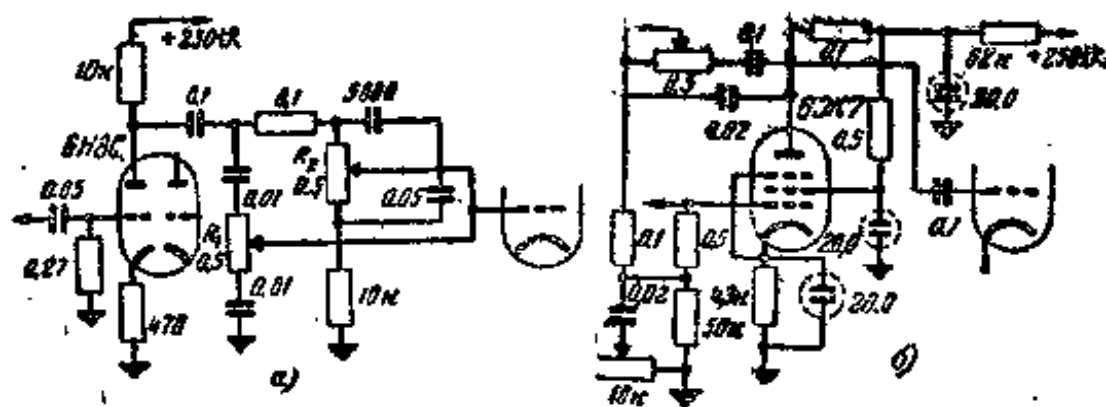


圖 89 音色調整器電路

圖 89, a 的電路雖然簡單，但工作很有效。“低音”調整器（電阻 R_2 ）能使頻率特性在 50 赫處升高或降低 ± 15 分貝，而“高音”調整器（電阻 R_1 ）可以在 10 千赫處使頻率特性產生同樣的改變。同時頻率為 1 千赫處的放大量不變。

圖 89, b 的電路利用了與頻率有關係的回授，同樣能保證

补偿音量调整器

人们听觉的特点是它对于不同音頻的灵敏度随音量而改变。因此为了使播送没有失真的感觉，必须在减小音量的同时提高放大器在高频范围和低音范围的频率响应。为了避免使无线电听众在每次改变音量时又要重新调整音色，在这里研究一种特殊的电路，它在转动音量调整器时使放大器的频率特性自动地进行必要的改变。这种电路就称做补偿音量调整器。有时为了使电路简单起见，把补偿调整器作得在减小音量时仅仅提高放大器低频端的频率特性。

圖91, a是O·赫拉巴所提出的一个最简单的补偿音量调整器电路。更为完整的电路如图91, b (这只是放大器第二级的电路，第一级示于圖89, 6中)。

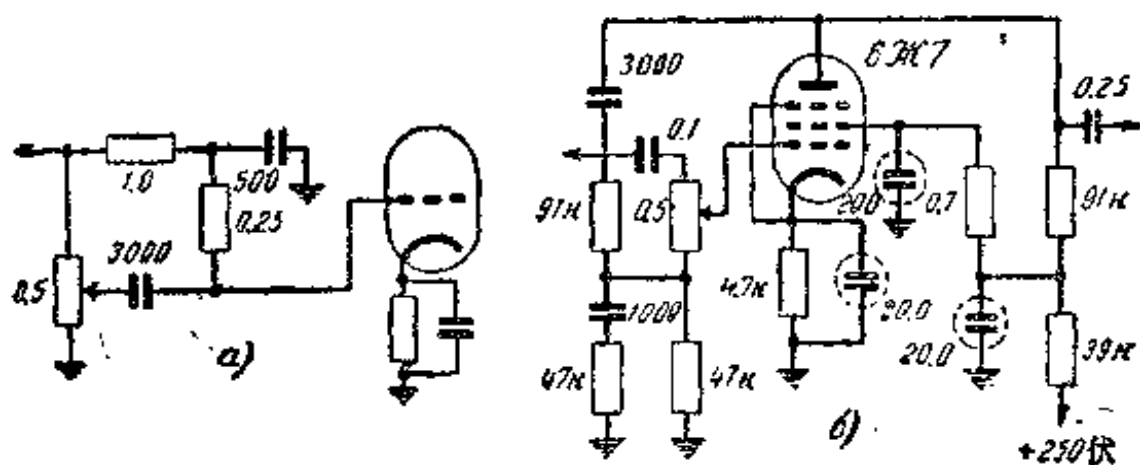


圖 91 补偿音量调整器电路

防止交流声

防止电源交流声的问题常给放大器设计师们带来很多困难。为了减弱交流声，首先必须在设计整流器时不要吝嗇，在滤波器中要用大容量的电容器及大电感的扼流圈。在放大器电

路中應該裝有去耦濾波器，其中電容器的容量應該很大。

其次，還需經常注意到：電子管的選擇起着很重要的作用。第一級最好用三極管，然而它的屏壓必須進行仔細的濾波，因為三極管很容易受屏壓脈動的影響。6X7是五極管中交流聲比較小的一種。在第一級中最好不用沒有柵帽的管子，因為這種管子產生的交流聲比較大。

利用負回授可以抑制交流聲。借助於在燈絲之間接一個抽頭接地的電位器以使燈絲電路接地的方法也很有用。選擇電位器抽頭的位置可以使交流聲的電平減小10—30分貝。減低第一個電子管的燈絲電壓（從6.3伏減到5.8伏）或者燈絲用整流後的直流供電都能得到良好的結果。

電子管燈絲和陰極之間的漏電對產生交流聲起着有害的作用。燈絲和柵極之間的漏電和柵漏電阻一起成為燈絲電壓的分壓器。因此這電壓的大部分將加在管子的柵極上。為了克服上述現象，放大器的第一級必須用高質量的絕緣介質，採用陶瓷質管座，以大容量電容器（40微法或更大）和陰極電阻並聯。如果放大器第一級陰極直接接地，而所需的柵偏壓靠柵流流過柵漏電阻（此電阻約為5—10兆歐）而得到，這樣的電路也可以得到良好的結果。例如在“波羅的海”收音機中就採用這種電路。從接在整流器正極與機殼間專門的電位器上取得的10伏左右的正電壓，加到燈絲電路上來代替燈絲電路的接地，同樣是有益的。

正確地安排電路是很重要的。為了減小交流聲，在任何情況下都不能用機殼作為一條燈絲綫或公共接地綫。燈絲電路和接地必須用單獨的導綫。每根接地綫都應接在機殼的同一個點上，而且這個點位置的選擇應該使交流聲最小。放大器輸入端與拾音器或其他信號電源的連接必須用雙綫，而且是有隔離皮

的，隔离皮与机壳相連。假使利用隔离皮作为輸入导綫之一，交流声將显著地加大。輸入变压器必須是有屏蔽的。应当特別注意，电源变压器和唱机或录音机的电动机具有較强的杂散电磁場，如果放大器的第一級电子管（即使它們是金屬壳的）和玻璃壳的輸出电子管处在这种电磁場中的話，那就可能产生交流声。因此电源变压器和电动机应离开放大器电路足够远。

RC 噪声濾波器

为了減弱干扰对無綫电接收和噪声对录音的影响，最好在放大器电路中加一个濾波器，使濾波器通过某边界值以下的一切頻率，徹底地濾掉所有更高頻率。通常这样的濾波器含有在制造和調整上要求很精确的电感綫圈，然而在业余条件下这是办不到的。因此B.切爾梁夫斯基提出的仅包含电阻和电容的濾波器是很有意义的。

这种濾波器（圖 92）是具有負回授的一級低頻放大器，此負回授在低頻和中頻范围几乎不起作用，而对超过某界限值的頻率却有显著的作用。利用不同容量的电容器可以改变这种濾波器的通頻帶（如表 5）。

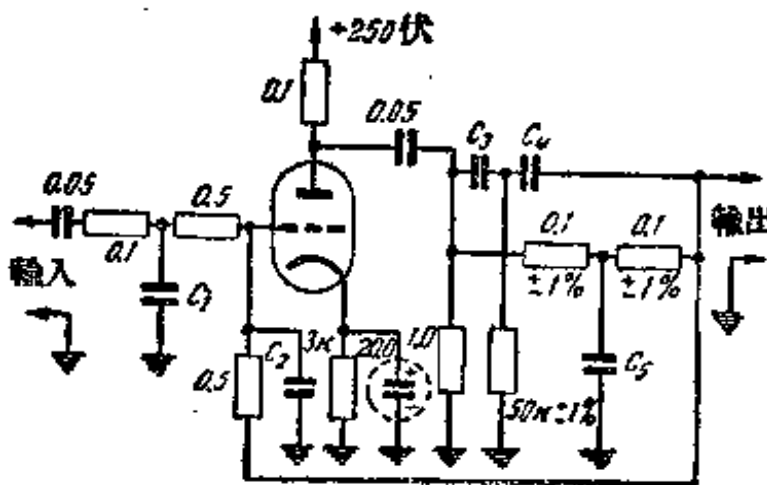


圖 92 噪音濾波器电路

表 5

| 开始減小的頻率 (赫, 減弱2分貝) | 減弱24分貝, 頻率為赫 | 电容器的容量(微微法) | | | | |
|-----------------------|-----------------|-------------|-------|-------|-------|-------|
| | | C_1 | C_2 | C_3 | C_4 | C_5 |
| 7 000 | 20 000 | 100 | — | 75 | 75 | 150 |
| 5 000 | 12 000 | 200 | 50 | 100 | 100 | 200 |
| 4 000 | 8 000 | 300 | 100 | 150 | 150 | 300 |
| 5 000 | 5 600 | 500 | 250 | 200 | 200 | 400 |
| 2 100 | 4 000 | 700 | 500 | 275 | 275 | 550 |

与磁帶录音机一起工作时放大器特性的校正

正如人們所熟知的, 在磁帶录音和放大时, 为了得到更好的效果, 放大器的頻率特性應該加以改变。如果希望用普通低頻放大器与磁帶录音机一起工作, 可以在放大器第一級与第二級之間接入一个 A. 巴格达諾夫所提出的校正电路 (圖 93),

那么就能很簡單实现上述頻率特性的改变。

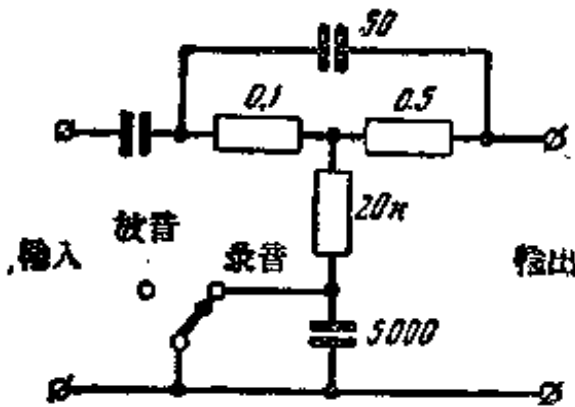


圖 93 与磁帶录音机一起工作时的校正电路

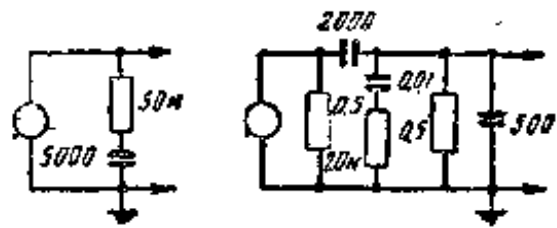


圖 94 压电式拾音器的修正电路

拾音器特性的校正

唱片录音系統的頻率特性在高頻範圍內升高, 在 6 千赫处

約达 6 分貝。在低頻範圍內頻率特性下降，在 50 赫处下降 15 分貝。为了提高放音質量，必須使这种不均匀性得到补偿，为此放音系統的頻率特性應該在頻率為 50 赫处升高 15 分貝，而在頻率為 5 千赫处下降 6 分貝。这样的頻率特性可借助于放大器中音色調整器的作用来完成。但此时“高音”和“低音”調整器將會处在極靠边的位置上，这是我們所不希望的，因为这样就沒有調整的余地了。此外，在每次从放唱片轉为听广播，或从听广播轉为听唱片时，音色調整器的位置需要有很大的变动。因此最好在拾音器內对頻率特性作必要的修正。

压电式拾音器很好地滿足了这个要求，它的頻率特性在低頻範圍急剧上升，而在高頻範圍下降。这种頻率特性的缺点是

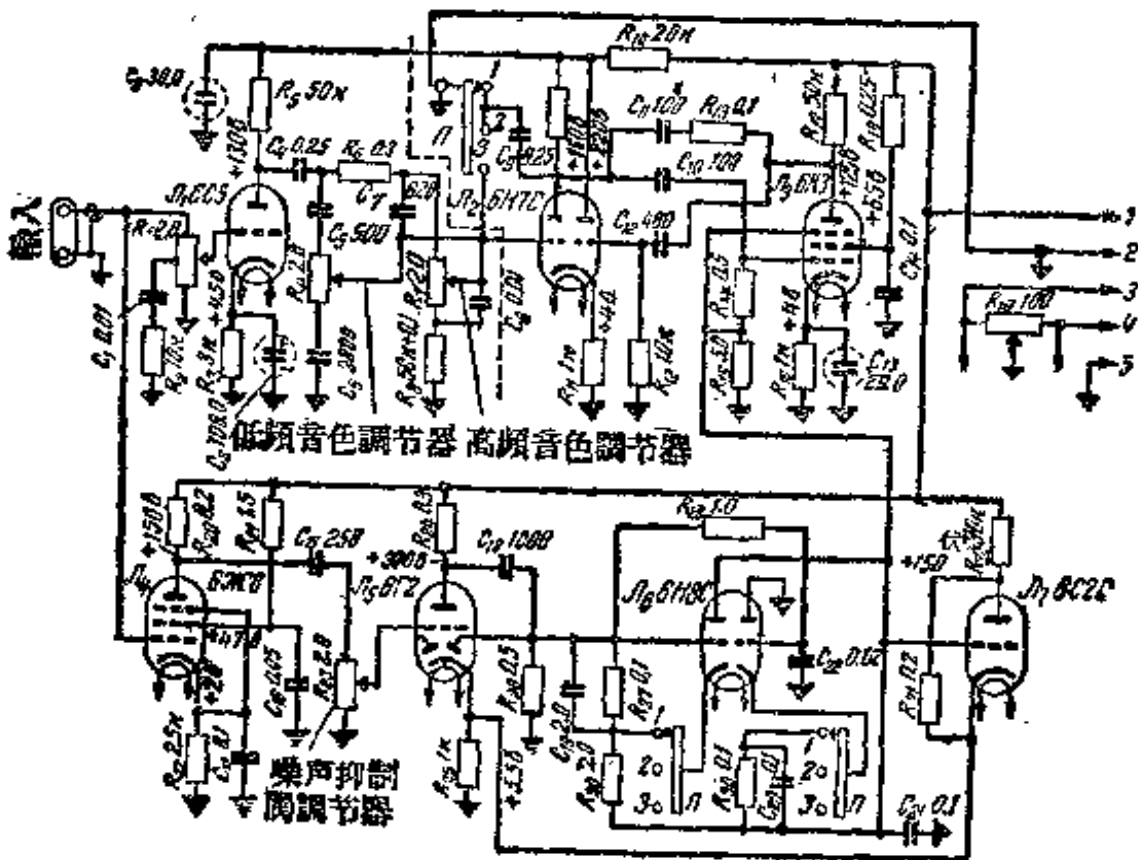


圖 95 高質量

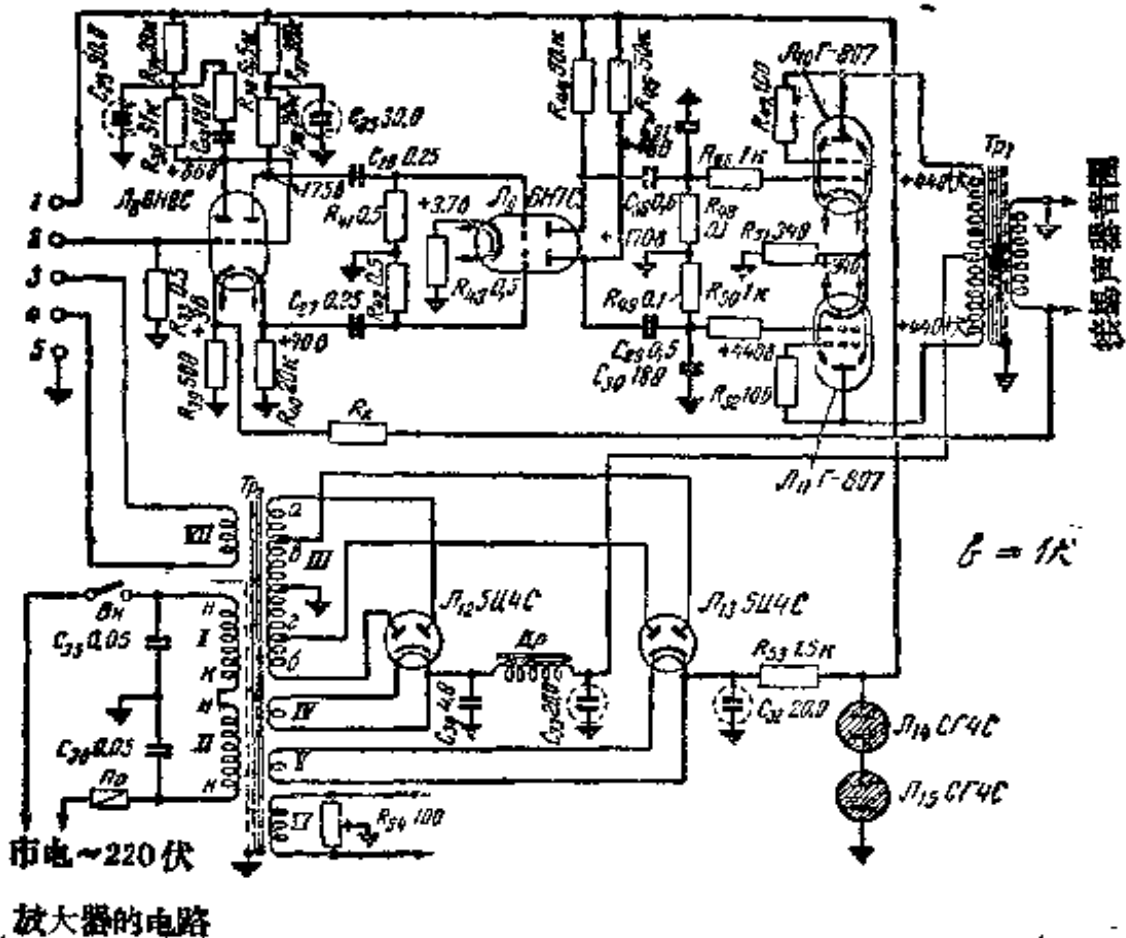
在 6—7 千赫范围内有一个尖峰。

为了使压电式拾音器的特性符合要求，最好把拾音器经过专门的修正电路后再接到放大器输入端。图 94 所示是这种电路的两个方案。

动态式滤波器

近来提出的所谓动态式滤波器具有很大意义，它能够显著地减弱在接收无线电广播和放唱片时噪音的影响。

这种装置就是一个接在低频放大器里的通频带可变的滤波器。当没有强的高音频率有用信号时，专门的自动设备使滤波器的通频带变狭。这样噪音的高频成份就不能通过放大器了。当



有强的高音頻有用信号时，自动設備加寬了濾波器的通頻帶，从而为这些信号通过放大器打开了“通路”。虽然此时高頻噪音也通过了放大器，但是在强大的有用信号的底音下这些噪声是很不显著的。

与此相同，也可以改变信号和噪音的低頻部分通过放大器的条件，使得沒有較强的有用低頻电压时，噪音的低頻部分（如交流声）不能通过放大器，而当有了較强的低頻信号电压时，低頻的“通路”便自动地打开。

在第一个这种类型的电路中，为了改变濾波器的通頻帶，利用了电抗管，它受專門的电压控制，这控制电压是由放大后的电压的高頻成份或低頻成份經過專門的延迟式檢波器整流后得到的。由于有延迟，微弱的噪音电压不会被这个檢波器整流，也不会作用于电抗管上，当較强的有用信号被整流并控制这些电抗管时，濾波器的通頻帶就改变了。

为了更可靠起見，最近有些电路采用另外的方法代替电抗管来改变濾波器的通頻帶。

这种动态濾波器电路中的一个（圖 95）將在下面研究。

高質量放大器

我們来研究 B. 切尔梁夫斯基設計的高質量放大器的电路及其結構的特点。这个放大器是按最新的方法設計的，并且結構頗为成功。它的电路見圖 95。

該放大器由兩部分組成，一部分附有音量調節器、音色調節器和动态濾波器的前置放大器，另一部分包括功率放大器和整流器。

放大器的輸出級是推挽式电路。其中采用兩個接成三極管的 $\Gamma-807$ 型集射功率四極管 Π_{10} 和 Π_{11} 。这使得輸出阻抗数值

較小，并且，由于整个功率放大器部分实施了很强的負回授(24分貝)使輸出阻抗更为減小。結果放大器的輸出阻抗只有0.08 欧，这为揚声器的工作造成了有利的条件。同时，强的回授使功率放大器本身产生的失真很小。当輸出功率为10瓦时，功率放大器的諧波失真系数只有0.3%。从15 赫到20,000 赫的通頻帶范围内，放大量的不均匀程度不超过 ± 0.5 分貝。当然，这样寬的通頻帶是不必要的，因为人耳不能感觉到比15 仟赫更高的頻率，但是，應該注意到这样寬的通頻帶就是傳輸失真極小的标志。

强回授的应用就要求更仔細地設計放大器电路和制造輸出变压器 T_{p1} ，以保証工作的穩定。

現在来詳細地研究功率放大器的电路。用电子管 \mathcal{A}_1 左边三極管作成的第一級放大器是普通的电阻电压放大器。由輸出变压器 T_{p1} 次級取得的回授电压就加在这一級电子管的陰極电路上。 R_{23}, C_{24} 支路与屏極負載电阻 R_{25} 并联。它們的作用是改善整个放大器的相位特性，当存在着强回授时，这是使工作穩定所必須的。

后面一級是具有分段負載电路的倒相器。电子管 \mathcal{A}_2 右边的三極管就工作在这一級，它有两个相等的負載电阻。其中一个負載电阻 R_{33} 接在屏路里，像普通放大級那样从 R_{33} 上取得的电压加到下一級的电子管上。另一个負載电阻 R_{40} 接在陰極电路中，从其上取得的电压与屏極电阻上取得的电压大小相等而相位相反。实际上这个电路的下面部分是一个陰極輸出器。如

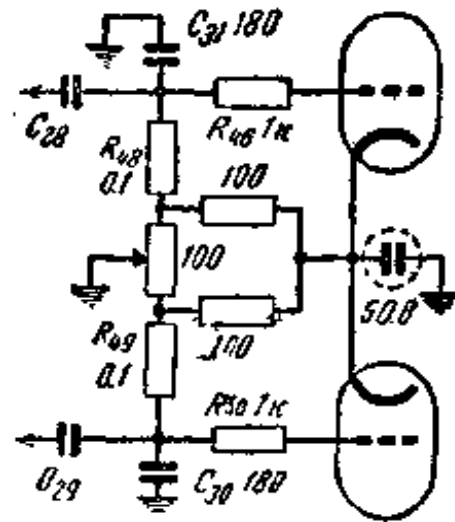


圖 96 电子管陰極电路的一个方案

果屏極和陰極負載電阻準確地相等，這種倒相器電路的工作是十分可靠的，為此在安裝時要仔細地選擇這些電阻。

有趣的是電子管 J_3 右邊三極管的陰極電位與其左邊三極管的屏極電位差不多。這就使得從左邊三極管的屏極到右邊三極管柵極的耦合可以不用一般的耦合電容器，因而改善了整個放大器的頻率和相位特性。這兩個三極管的工作狀態是這樣選擇的，使右邊三極管的柵極和陰極間能得到所需的柵偏壓。

下一級是包含電子管 J_2 的推挽式末前級電壓放大器。這個電路的對稱工作是利用 R_{43} 來保證的，當平衡破壞時，沒有被電容器旁通的陰極電阻 R_{43} 引起了負回授，使電路恢復了對稱。為了提高輸出級的穩定性，在電子管 $\Gamma-807$ 控制柵電路以及屏極、帘柵極之間接入電阻 R_{46} 、 R_{50} 、 R_{47} 和 R_{52} ，這些電阻必須是非綫性電阻。回授是這樣建立的：輸出變壓器次級綫圈的一端接地，另一端經過電阻 R_x 與電子管 J_2 左邊三極管的陰極相連。為了得到所需的回授，電阻 R_x 應當按照所用揚聲器的音圈電阻 R_s 來選擇，其公式為：

$$R_x = 1750 \sqrt{R_s}。$$

為了避免不良的低頻諧振，整流器的濾波器不用扼流圈和輸出電容器，而用電阻 R_{52} （10 瓦塗釉的）和串聯相接的氣體放電穩壓管 J_{14} 和 J_{15} 來代替。濾波器的輸出電容器是可以工作在 600 伏的紙質電容器。如果願意的話，也可以用普通電路的濾波器，但是這會使放大器的工作變壞。

為了使輸出級很對稱，將電子管 $\Gamma-807$ 的陰極電路接成圖 96 的電路是有益的。調整電位器可以削弱交流聲以及使電路精確平衡。這個平衡是以兩個電子管無信號時的直流電流相等作為標誌的。

輸出變壓器 T_{p1} 的結構對於放大器工作的穩定性有重大意

义。它的鉄心由II-32号片子疊合而成,厚 32 公厘。首先在骨架上繞两个初級繞組,然后繞上次級繞組,最后又在它的上面繞上两个初級繞組;所有这些繞組按圖 97 連接。这样的結構可以减少漏电感,而这一点是强回授放大器稳定工作所必須的。每一段初級繞組用直徑为 0.17 公厘的漆包綫繞 1000

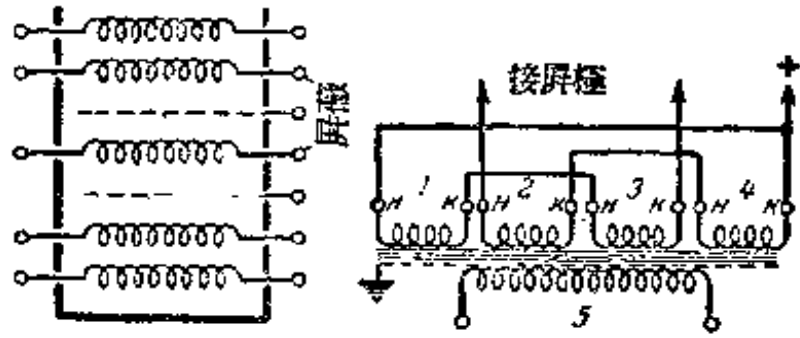


圖 97 輸出變壓器繞法和繞組的連接

匝;次級繞組是用直徑为 1.0 公厘的漆包綫繞 78 匝。

电源变变压器 T_{p2} 的鉄心由II-40号片子迭成,厚 60 公厘。繞組 I 和 II 各用直徑为 0.64 公厘的漆包綫繞 211 匝;当使用 220 伏市电时 I 和 II 串联,当使用 127—110 伏时則并联。繞組 III 用直徑为 0.35 公厘的漆包綫繞 850+850 匝; a 段和 b 段各繞 290 匝,而 c 段和 d 段各繞 560 匝。繞組 IV 和 V 是用直徑为 1.2 公厘的漆包綫各繞 10 匝,而 VI 和 VII 也是用直徑为 1.2 公厘的漆包綫各繞 13 匝。初次級間的靜电屏蔽由不閉合的箔片套作成。

前置放大器(圖 95 中用虛綫分开的部分)采用电子管 A_1 , 在 A_1 的屏極电路里接有和圖 89 相类似的音色調节电路。 $C_1 R_2$ 在低頻区域内成为音量調节器的补偿部分。

前置放大器的其余部分全部是动态噪声濾波器。显然,它不是放大器必須的一个輔助設備,必要可以省去。

动态濾波器由兩部分組成,电子管 A_2 和 A_3 構成被控制部分,电子管 A_4 、 A_5 、 A_6 和 A_7 的構成控制部分。它的作用如下:

电路的被控制部分是具有正回授和負回授的放大器，这些回授使放大器頻率特性在高頻* 区域内急剧下降。回授的强弱及高頻区頻率特性下降情况取决于电子管 J_3 的放大量。从电路的控制部分取得的控制电压加到 J_3 的第一和第三栅極上，它改变电子管 J_3 的放大量，同时也就改变了被控放大器的通頻帶。

电路的控制部分包括由 J_5 (三極管部分) 和 J_4 組成的信号放大器以及由 J_5 的二極管部分作成的信号整流器。該信号放大器的頻率特性在高頻区域是上昇的。在二極管整流电路中接有延迟电压，因而微弱的噪声电压的高頻成分不被整流，也就不会作用到被控制电路。此时被控制电路將保持窄的通頻帶，以致使噪声的高頻成分不能通过。假如足够大的、超过整流器延迟电压的高頻有用信号进入动态濾波器的輸入端，信号將被整流，整流后的电压作用到被控制电路上，这时被控放大器的通頻帶加寬，为这些有用的高頻成分通过被控放大器創造了有利条件。显然，这时噪声的高頻成分也將通过被控放大器，但它們被有用信号淹沒了。

动态濾波器电路的作用就是如此。現在我們来研究它各部分的詳細情况。

如前所述，电子管 J_2 和 J_3 用在被控制部分。在接有动态濾波器时，信号从前置放大器的輸出端加到 J_2 的左边三極管的栅極上。被这个三極管放大的信号电压通过电容器 C_9 和开关 D 的接点 (接点 1) 加向末級放大器，此外，还經過电容器 C_{10} 加到五極管 J_3 的第一栅極上。

被电子管 J_3 放大的电压又加到 J_2 左边三極管的屏極电路。同时，音频电压还从 J_3 的屏極經电容器 C_{12} 加到 J_2 右边三極管的栅極上。由于 J_2 的两个三極管具有公共的沒有被电容器旁路的陰極电阻 R_{11} ，所以用这样方法加到 J_2 右边三極管栅極

上的电压，对于 J_2 左边三极管来说就是正回授电压。

恰当地选择 J_2 和 J_3 的耦合元件，可以使 J_2 左边三极管那一级的频率特性在高频区域突然下降。放大量从 1,000 赫开始下降，到 10,000 赫下降 30 分贝。

当负的控制电压加到电子管 J_3 的第一和第三栅极时，这个电子管的放大量就减小，回授作用变弱，上述放大级*的频率特性变平。若控制电压等于 60 伏，则一直到 10,000 赫为止，频率特性都是很平的。

控制电路中， J_4 和 J_5 的三极管部分是普通的电压放大器，其频率特性的高频区域有一些上昇。放大后的电压经过电容器 C_{18} 加到 J_5 的二极管部分。延迟电压靠电阻 R_{25} 加入二极管的整流电路， R_{25} 接在 J_5 和 J_7 的公共阴极电路中。被整流后的电压经过电阻 R_{27} 和 R_{28} 加到电子管 J_3 的第一和第三栅极上，以改变被控放大器的频率特性。另外，整流后的电压还加到电子管 J_1 的栅极上，在此电压的作用下，电子管 J_7 的屏极电流减小，延迟电压降低，被整流的电压增加。这种直流电压正回授可以得到很明显的弱高频噪声的限制阈。这时，振幅超过一定电平的高频信号通过被控放大器时不产生失真。

加到电子管 J_3 控制电极上的控制电压应该是没有交流成分的。为此，采用了时间常数很大的滤波器 $R_{19}C_{21}$ 。但是，滤波器时间常数大将导致急促声音的失真。为了消除这种失真，在电路中加了电子管 J_6 一级，用以自动改变滤波器的时间常数。当出现负的已整流电压时，它就加到 J_6 左边三极管的栅极和阴极之间。这时，三极管的屏极电位高于阴极电位，三极管导电，电容器 C_{21} 很快地经过三极管充电。随后，电子管

* 譯註：指 J_2 左边三极管放大級

屏極和陰極的电位相等了，三極管截止，充电电流只好經過电阻 R_{29} ，結果時間常数增大了。当控制部分停止作用时， J_6 的右边三極管部分保證电容器 C_{21} 迅速地放电。

調整电路时，必須正确地确定电路工作的界限值。为此，需要首先把电位器 R_{23} 放在使控制电路放大量为最大的位置，而在听唱片时，應該漸漸轉动該电位器，減小放大量。当电位器活动头轉到某一位置时，噪声电平將剧烈地增長。这时，就要稍微把活动接头向噪声減小的方向轉回一些，并把它固定在这个位置上。

动态濾波器由开关 D 控制。在位置“1”，整个动态濾波器电路都接上了。在位置“2”，時間常数控制級断开，这在無綫电干扰电平較强时或者放送中心不正的唱片时都是須要的。在位置“3”，动态濾波器全部断开。

尽管上述的高质量放大器电路較复杂，如果用質量好的零件按照圖中給出的数值去裝配的話，它几乎不需要什么調整。这說明仔細地研究它的結構是不需要的。裝好后，須要檢驗电子管的工作状态，并使功率放大器的負回授电路与輸出变压器繞組的兩端作正确的連接，使之不会發生自激。假如發生自激，应將該变压器次級的端点交換一下。此外，如果輸出級安裝不当，也可能产生寄生振盪。把一个不大的氖管靠近屏極和柵極导綫（但并不直接接触），就可以查明有沒有發生自激振盪。氖管不發光，說明沒有寄生振盪。

当頻率为400赫、輸出功率为10瓦时，上述放大器的灵敏度为200毫伏。最大功率（10瓦）时噪声电平为70分貝。

正回授的应用

当設計便宜的小型低頻放大器时，希望避免使用大而貴的

大电容量的电解質电容器。这点可以利用近来作成的特殊电路来实现。

在一般的低頻放大器电路中都有 10—100 微法的电容器，用来旁通建立栅偏压的陰極电阻。假如沒有这个电容器就会产生負回授，因为屏流交流成分流过陰極电阻所产生的电压降是与放大級的輸入电压反相的。这将使作用在陰極和栅極間的电压减小。

这个負回授減小了放大器的失真，但同时使放大器的放大量也劇烈地减小。所以在电压放大器中不希望有負回授。在兩級或多級放大器中，人为的正回授可以抵偿这种負回授。

在圖98中，这种正回授是由接在兩管陰極間的电阻 R_1 建立的。电阻 R_1 的数值与电子管的型式有关，可由实验的办法选定。由于正回授电路的电阻小，所以直到100—200仟赫时分佈电容的分流作用也不影响它的工作。供电电压的变化对此放大器工作的影响和对普通放大器的影响一样。

应用正回授也可以从五極管放大器的电路中取消从帘栅極到地的旁路电容器。旁通电容器取消以后，經降压电阻供电的

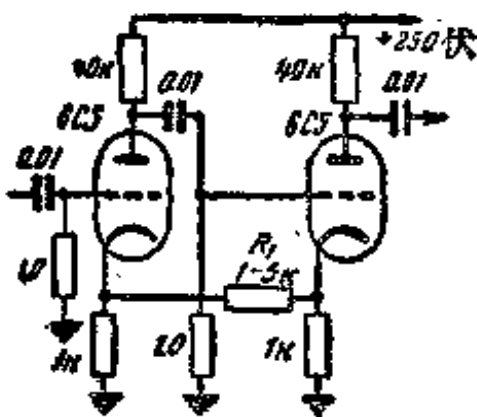


圖 98 沒有陰極电容器的兩級放大器

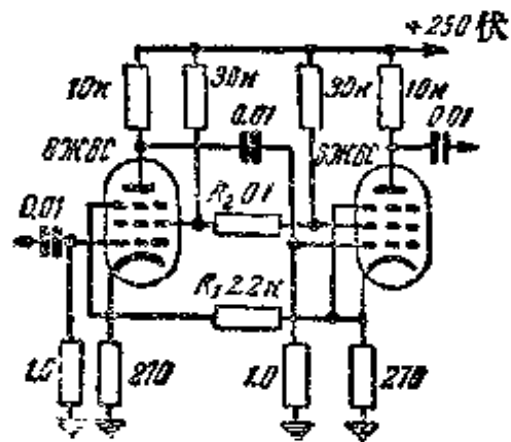


圖 99 陰極和帘栅極都沒有电容器的兩級放大器

帘栅極上將产生使放大量減小的交流电压。利用正回授可以弥补放大量的減小。

圖 99 上就画着这样的兩級放大器，無論陰極电路和帘栅極电路都沒有电容器。与前面所說的一样，連接在兩管陰極之間的电阻 R_1 产生正回授，代替了陰極电容器的作用。連接在兩管帘栅極之間的电阻 R_2 产生了另一个正回授，代替了帘栅極旁路电容器的作用。 R_2 的数值較大，所以在高频端分佈电容对它的旁路作用較明显，使放大量減小，限制了电路的通頻帶。

正回授也可以用来在高频端增寬放大器的通頻帶。在普通放大器中高频端放大量由于分佈电容的旁路作用而下降。为了补偿这种分流作用，通常是在放大器电路中接入一个專門的扼流圈，作为电子管負載的一部分，使高频端的放大量增加。也可以利用回授强度随頻率而增長的正回授来获得这种效果。最簡單的可以用电容器来实现这种正回授，因为电容器的阻抗是随頻率增高而下降的。这类电路之一見圖 100。

圖 101 上画着 E. 包利索夫設計的具有分段負載的倒相器电路（与圖 95 中用的相类似）。与前面研究过的倒相器不同，

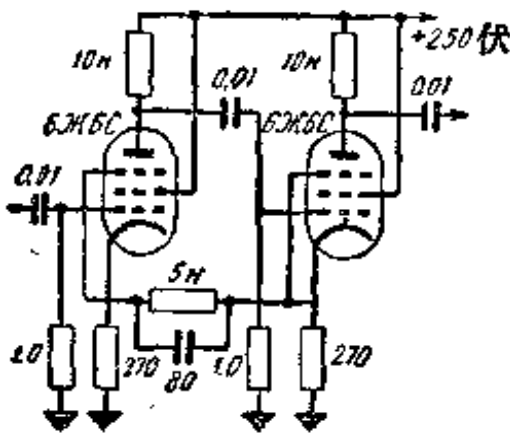


圖 100 利用正回授的高頻補償电路

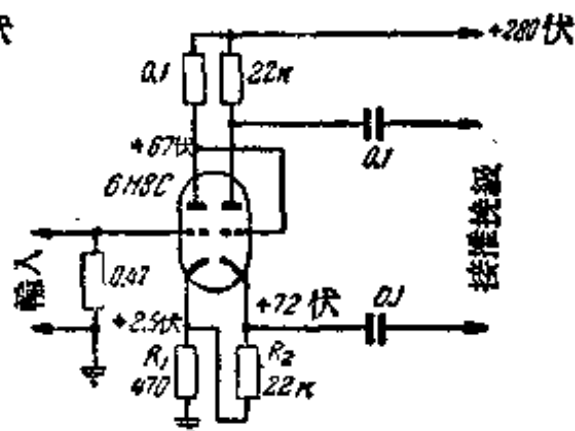


圖 101 具有正回授的倒相器电路

这里一个三极管的陰極电阻 R_2 接到另一个三极管陰極电阻 R_1 的上端，而 R_1 是沒有旁路电容器的。这样連接所产生的正回授，使电路的放大量約增加一倍。

画在圖 102 上的另一个高質量放大器是很有趣的。其中第一个 6H8C 型电子管的三极管作普通的电压放大級。它的輸出端經過特別的耦合电路和第二个 6H8C 型电子管的栅極相連接，而这个电子管的左边三极管也作成电压放大級。

电压从这一級的輸出端加到用兩只 6П6C 型电子管作成的推挽末級的上半边。

第二个 6H8C 型电子管的另一个三极管接成自动平衡的倒相器电路，实际上它是圖 85 电路的变形。电压从这个倒相器的輸出端加到推挽末級的下半边。

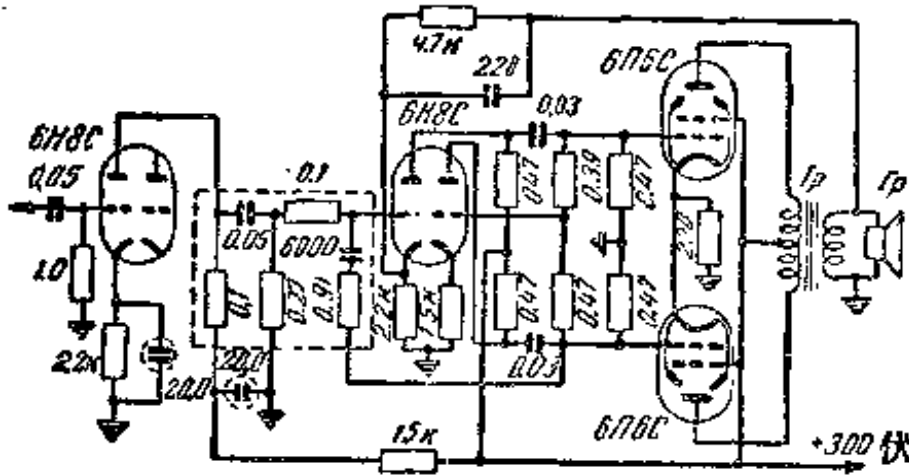


圖 102 具有正回授的高質量放大器

末前級、倒相器和推挽末級間有着中等的負回授。負回授是从輸出变压器 T_p 的次級把电压加到末前級的陰極电路而产生的。負回授电路中 4.7 千欧的电阻和 220 微法的电容器保證了所需要的回授强度，并造成稳定工作所需的相位补偿。

此外，末前級和倒相器还实施了强的正回授。把电压从輸

出級电子管柵極加到末前級电子管柵極就造成了正回授。这个正回授的强度選擇得較強，以致于負回授电路断开时，电路处于自激的邊緣。

在正回授和負回授共同作用下，放大器是十分稳定的。正負回授減小了非綫性失真和頻率失真，有如强度为 25 分貝的普通負回授的作用一样。輸出功率 5 瓦时，非綫性失真系数小于 0.7%。

很有趣的是当正确地選擇了正負回授的数值时，在理論上放大器的輸出阻抗等于零。由于調整的不准确，輸出阻抗实际上不等于零，但数值是很小的。这將显著地改善揚声器的工作。因为輸出阻抗的数值小，故可使用电感量不大的变压器而仍能保持較好的頻率特性。这意味着輸出变压器可以用截面积不大的鉄心（4—5 平方公分）和圈数不多的繞組。应该正确地選擇变换系数，使得反射到初級的負載电阻（动态的）大約为 7—10 仟欧，以便与推挽末級电子管 6Π6C 配合。为了減小分佈电感以避免电路工作不稳定，变压器应具备圖 97 那样的繞組。

經濟的電池式收音机的輸出級

用電池供电的收音机中的末級是電池能量的主要消耗者，因此提高這級工作的經濟性，就能使供电電池工作寿命更長。要提高這一級的經濟性，可以讓柵偏压随着接收信号音量的变化而变化，使得屏極直流成分、在音量低时減小，而当音量强时增加，从而使電池所消耗的功率在音量低时減小，而在音量高时增加。

圖 103 所示这种改变柵偏压的电路*是 K. 德罗茲多夫提出的。这里柵偏压电源 B_0 与音量控制器 R_2 及外加电阻 R_1 是串

联的。当改变 R_2 使音量减小时，同时也增大了电子管的负栅偏压，使得电子管的屏流减小。由于 R_1 及 R_2 数值很大，电池 B_0 供给的电流非常小，因此它的工作寿命仅决定于电池的保管期限。采用电子管 $2\Pi 1\Pi$ 时，电池 B_0 的电压大约是 9 伏，而用电子管 $CO-244$ 时大约是 4.5 伏。

这个电路的缺点是栅偏压决定于电位器 R_2 活动头的位置，而不是决定于实际的音量。在接收强大的本地电台信号时，若高频级的自动增益控制系统工作得不好，甚至把电位器 R_2 的活动头放在下面位置时，接收的音量也是很大的。由于这时在电子管的栅极上加了很大的偏压，因此放大器便产生失真。

为了克服这个缺点，必须使加到输出管的栅偏压随着实际的信号电平相应地改变，而不由改变音量控制器的活动头位置来决定，因为不同的音量可能与控制器的不同位置相当。

这种偏压的自动调整可以用图 104 的电路完成。当

没有信号时，输出管几乎被起始栅偏压所截止，屏流很小。在接收信号时，交变的音频电压从屏路加到硒整流器上，经过整流后再加到输出级电子管的栅极作为补充的正偏压。这样，电子管的工作点将随着被接收信号的强弱而自动地沿特性曲线移动，距电子管的截止点时远时近。当没有音频信号（例如在广播间歇）时，这种电路的屏流引起的损耗大大地减小。采用这种电路不仅可以节省电池，而且能够使电子管屏压比额定值高

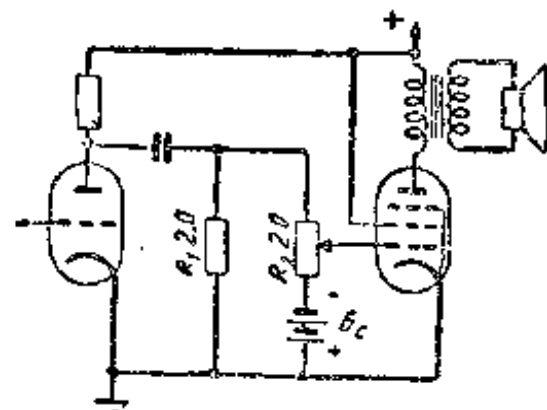


图 103 用音量控制器调整栅偏压的经济输出级电路

30%—40%，結果在信号音量最强的瞬間，相应地增加了从电池取得的功率。

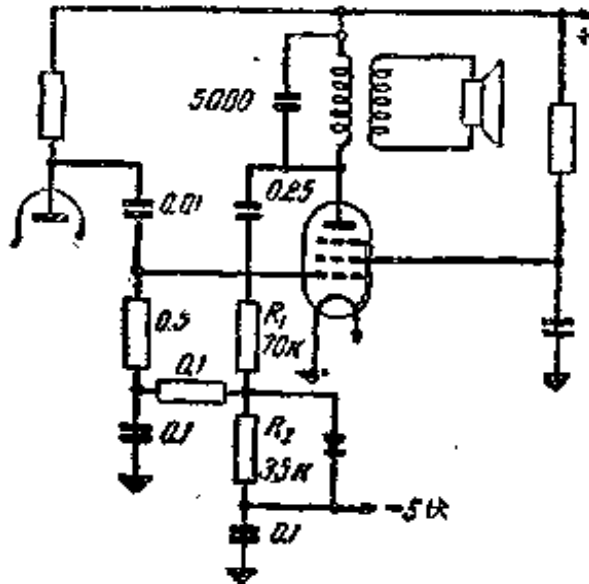


圖 104 自动調整偏压的經濟輸出級电路

电路中各元件数值只是大概的，它应该根据所采用的电子管以及电子管的工作状态而选定。如果正确地选择了电阻和起始偏压的数值，电路便沒有显著的失真。

最后，为了提高輸出級的經濟性，可以采用乙类推挽电路。

B. 切尔梁夫斯基提出的用两个五极管 2П1П 的这种电路的变形 (圖 105) 是很有意思的。这个电路在沒有信号时消耗的电流小于 1 毫安，当有音频电压时电流增加。輸出功率 1.5 瓦时电流是 30 毫安。电路的諧波失真系数不太大(輸出功率 1 瓦时为 4%，輸出功率 1.5 瓦时为 12%)。电阻 R_1 及 R_2 需要根据屏压的数值精确地选择；当屏压为 100 伏时，电阻应为 10 千欧。

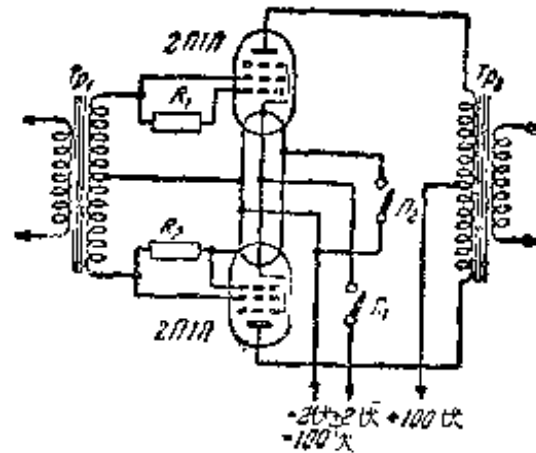


圖 105 經濟的推挽輸出級电路

为了得到良好的效果，正确地选择輸出变压器 T_{p2} 的变压系数有着重要意义。如果輸出变压器的鉄心用的是 III—20 号的矽鋼片，鉄

心的厚度是 30 公厘，那么，初級繞組應該用直徑為 0.14 公厘的漆包綫繞 800+800 匝。次級繞組的匝數（1 公厘漆包綫）必須等於 $24 \sqrt{R_n}$ ，式中 R_n 是負載電阻。

如果電子管是用 2Π1Π，電路的輸入變壓器 T_{p1} 需要採用厚度為 20 公厘、間隙為 0.1 公厘、Ш-20 號矽鋼片的鐵心。初級繞組用 0.12 公厘的漆包綫繞 2000 匝，而次級繞組是 1200+1200 匝（導綫與初級同）。

如果用開關 Ω ，斷開每個電子管的半個燈絲，那么消耗在燈絲的功率就減小一半。屏流和有用輸出功率大約也減小一半。

低音頻重發的模倣

只有把揚聲器裝在比較大的箱子里（或用反射板），低音頻才能得到很好的重發，這個要求在小型設備中是不能做到的，因此音質很壞。

但是利用人的聽覺器官的某些特點，小型設備的聲音也能得到改善。

人的聽覺器官有很顯著的非直綫性，因此在正弦波聲壓作用下，彷彿聽到了它的諧波及合聲。這種非綫性失真，在聲壓振幅大時表現得最顯著。由於在同樣的音頻功率下，振幅隨頻率減小而增大，所以這種現象在聽低音頻時作用最大。由於在低音頻人耳本身就產生很大的非綫性失真，因此人的聽覺對於無線電設備在低音頻範圍內所產生的非綫性失真的反應很弱。

在同樣的功率下，頻率較高的範圍內的聲壓比較小；聽覺器官幾乎並不引起非綫性失真。在這個頻率範圍內，甚至無線電設備產生的不大的非綫性失真，人耳也能感覺出來。

由上所述可以得出結論，低音頻音量增大的感覺，可以不

用加强这些频率在听觉器官上的作用来获得，而使低音频作用到听觉器官时在其中引起谐波来建立。为此必须使用能使低音频产生显著谐波的放大器。这些谐波频率比基音频高，故扬声器装在尺寸不大的箱内，也能够很好的重发。

工厂生产的收音机用各种方法故意造成低音频的这种非线性失真，但是这些方法在业余条件下却很难实现。有一种放大器电路对业余无线电爱好者来说有很大意义，在这个放大器中低音频的谐波是由专门的非线性级来产生的。

这种电路如图 106 所示，是 B. 切尔梁夫斯基设计的，其中第一个三极管 Π_1 用作普通的放大器。电子管 Π_2 及 Π_4 用作一般的末前级及输出级。在电子管 Π_1 的屏极与电子管 Π_2 的栅极之间接着切实有效的音色调制电路，它能够很大的范围内改

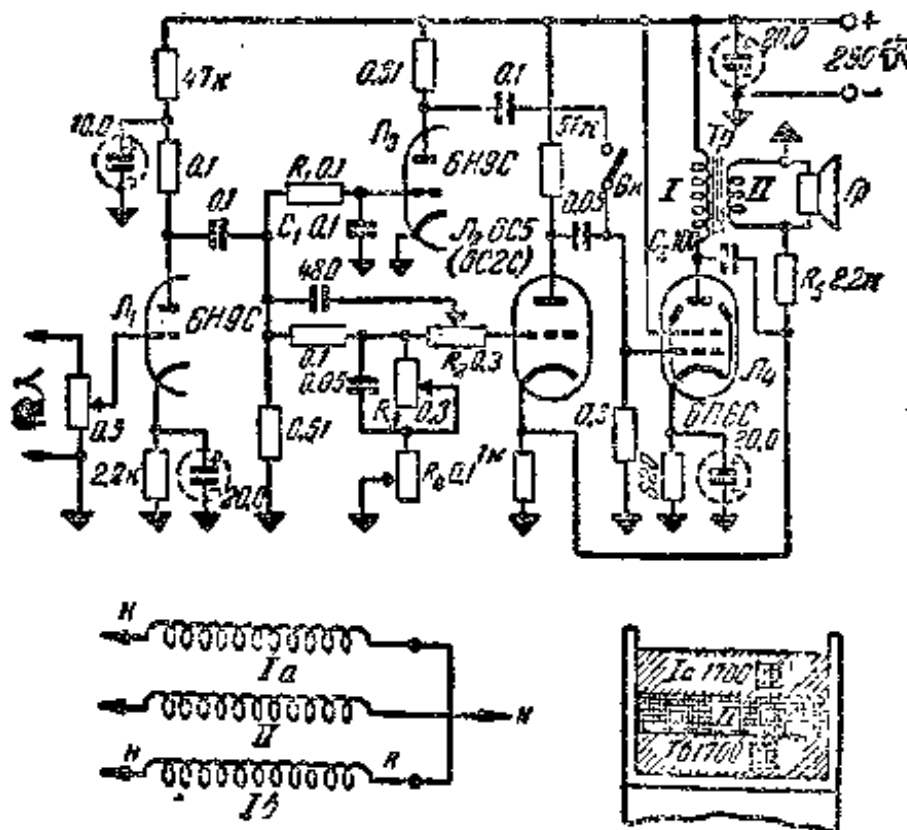


圖 105 用來模倣低音频放大器电路及輸出變壓器的構造

变放大器频率特性曲线之形状。电位器 R_2 用以调节高音频的重叠， R_4 调节中音频， R_3 调节低音频。

电压的低频成分从第一级的输出端经过滤波器 R_1C_1 加到三极管 J_3 的栅极上，这个电子管工作在非直线性状态下，因而产生很强的低音频谐波。这些谐波电压经过开关 B_k 加到输出级电子管 J_4 的栅极上。

输出级及末前级中使用负反馈。电容器 C_2 用来补偿相位特性，以提高反馈放大器的工作稳定性。反馈电路中的电阻 R_5 由公式 $R_5 = 580\sqrt{R_6}$ 决定，这里 R_6 是扬声器的音圈电阻。

输出变压器 T_p 的铁心由 11—20 号矽钢片迭成，厚度是 30 公厘。初级绕组 I 用 0.16 公厘耐久漆包线绕 3400 匝。次级绕组 II 也是用耐久漆包线绕成的。次级绕组的匝数及导线直径与扬声器音圈电阻的关系如表 6。

表 6

| 音圈电阻 (欧) | 匝 数 | 导线直径 (公厘) |
|----------|-----|-----------|
| 2 | 67 | 0.8 |
| 5 | 104 | 0.74 |
| 8 | 133 | 0.69 |
| 12 | 162 | 0.64 |

炭粉式送话器的连接

由于炭粉式送话器简单且便宜，因此它对于从事录音的业余无线电爱好者，以及规模不大的转播机和广播装置都是很合用的。但是应用炭粉式送话器不大方便之处就是它本身需要直

流电源。在全部用交流市电供电的设备中这种不方便更是特别明显。在这里为了向送话器供电不得不用单独的整流器，或者

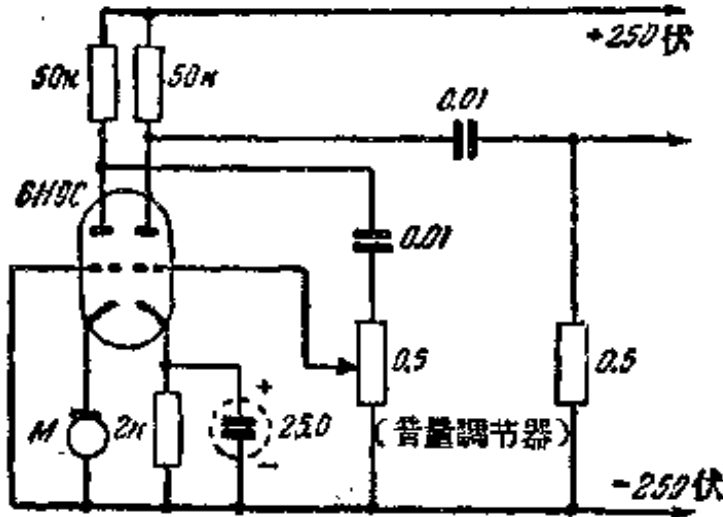


图 107 碳粉式送话器的连接线路

利用任何一个自偏压电阻上的电压降来供给，不过电阻需用大容量的电容器旁路。

用炭粉式送话器的另一个不方便的地方是要用专门的送话器变压器。

图 107 是B.切尔梁夫斯基提出的

电路，它没有这些缺点。这里送话器 M 接在第一个电子管的栅极电路中，这一级是共栅极放大器。送话器是由三极管的屏流供给的，这样就不必用专门的供电电源和送话器变压器了。第二个三极管用作下一级放大器。

窄带音频放大器

为了接收电报信号，以及在各种实验设备里，时常需要窄频带的放大——滤波器。接收电报信号时，从这个滤波器得到的通频带，比中频晶体滤波器的通频带还窄。低频滤波器的缺点，是不能进行单信号接收。

用接成桥式电路的负回授放大级作为窄频带低频滤波器最为方便。电桥在所要求的通频带内是平衡的，因此，加在放大器上的在通带内的负回授电压是不大的，放大器的放大量便不致降低，在通频带范围以外，电桥失去平衡，因此加在放大器

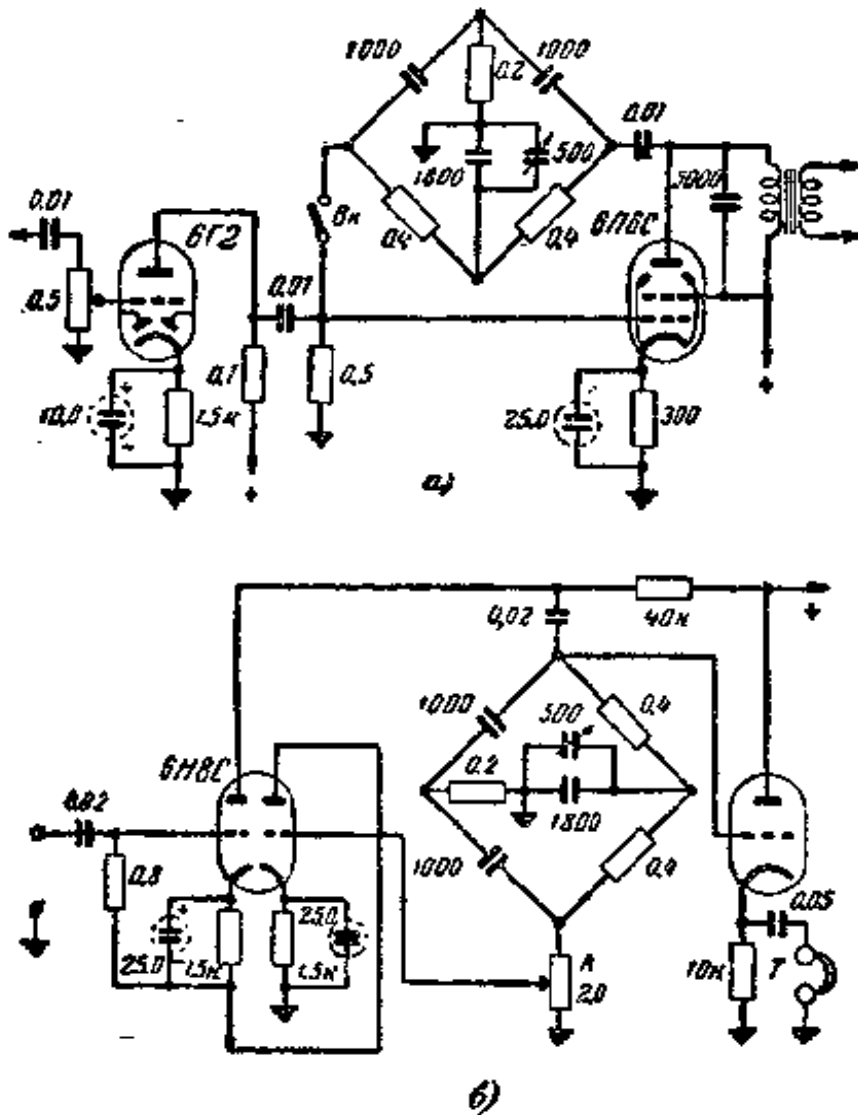


圖 108 窄頻帶的放大——濾波电路

上的負回授电压很大，使放大量降低。

这种电路如图 108, a 所示。电路中的开关 B_K 在接收电话信号时断开回授电路。可变电容器用来使电桥在 400 赫附近平衡。

上述电路的缺点是输出级电子管的负载把电桥旁路，降低了电桥的选择性。为了克服这个缺点，在电桥后面必须采用输入阻抗很高的陰極輸出器。此外，为了使濾波器的作用更好，

常常在專門的放大器中把回授电压放大。这种电路如圖 108, 6 所示。电路中左边的三極管 6H8C 用来放大回授电压。电位器 R 用来控制这个管子的放大量, 因而改变了濾波器的通頻帶。陰極輸出器的輸出功率供給耳机是足够的。如果希望得到更大的輸出功率, 必須在这級后面再加一級功率放大器。

为了使通頻帶窄, 必須在电桥电路中采用高質量的电容器 (采用紙电容器会使濾波器的選擇性显著恶化)。

第七章 設計接收放大設備的基本原則

前面談到的各种电路, 業余無綫电設計師在自己的工作中可用来創制新型的接收——放大設備。同时必須始終記住, 为了得到更好的效果不仅要選擇完善的电路, 而周密地考慮結構及仔細地安裝也有很重要的意义。电路愈复杂, 構造和調整的質量所起的作用就愈大, 这可以認為是一个定則。

我們来簡單地講一下自己設計的接收放大設備的一些基本原則。

把各級电路接成总的电路时, 必須防止产生有害的回授, 为此在供电电路及自动增益控制电路中要接入去耦濾波器。在高頻电路中的大容量电解电容器及紙电容器, 應該用几百微微法的云母电容器或陶瓷电容器来旁路。

电子管供电电路中电阻的数值, 必須保証使这些电子管得处在推荐的工作状态。这对于变频管及輸出管更为重要。破坏了变频管的工作状态, 就会出現討厭的嘯声; 而末級电子管的工作状态不正常, 就会使輸出功率減小, 非綫性失真大大增大。

为了改善自动增益控制系統的作用, 当控制电压改变时, 电路應該使加在被控制电子管上的屏压、帘栅压以及起始栅偏

压的变化尽可能小。为此，必須减小被控制电子管的屏極去耦濾波电阻(相应地增大这些濾波器的电容)；这些电子管的帘栅压最好用分压器供給；起始栅偏压宜于从接在总的供电电路中的电阻上取得。

在無綫电广播收音机中，不应当醉心于提高檢波器以前的增益(高频和中频)，因为在工业干扰与天电干扰的現有电平下，不能使用灵敏度高于 100—500 微伏的收音机。

包括几个低频級的强負回授，只有在对电路进行了仔細的計算和安裝的条件下才可以应用。否則就可能使放大器的工作不稳定或产生自激。业余無綫电爱好者應該尽可能准确地按照那些设备的說明書来进行仿制。

在選擇元件时，要尽量和原理电路中所示的数值相近。特別要注意輸出变压器。为了得到良好的低频放音，輸出变压器必須有尽可能大的电感，即鉄心截面积必須足够大，初級繞組的匝数应足够多。变压系数應該使負載(揚声器)电阻反射到初級的大小等于末級电子管所需的电阻值。初級繞組导綫的截面积應該与末級电子管的屏流相应。

为了改善高音頻的放音，必須尽量減少变压器的分佈电容和漏感。若此变压器也包括在回授电路內，那末減少分佈电容和漏感，对于提高放大器工作的稳定性也有着很大的意义。这点可以像圖 97 所示那样用分段繞法和交叉連接变压器的各段繞圈的方法来实现。

另件在机壳上的分佈應該很紧凑，使它們的接綫尽量短。在机壳上各級按照接收机电路圖上的順序排列。为了避免不良的回授，高频或低频的第一級与最后一級不应靠得很近。不同級的低频变压器不能互相靠近。为了削弱交流声，低频第一級應該远离整流器。

为了提高稳定性，本机振荡器的电子管和元件要远离灼热的元件，以保证它们能很好地冷却。本机振荡器的电子管最好采用陶瓷管座。短波及超短波的线圈最好绕在陶瓷的或聚苯乙烯的支架上。调谐电容器部份要有防震装置。收音机的机壳必须坚固。

电解电容器同样最好离开接收机的灼热部份。

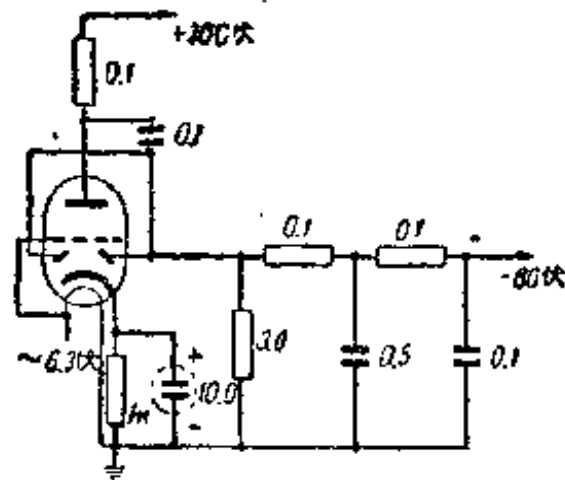
装配接收机时，要把中频及高频所有的线圈（回路）应仔细地加以屏蔽。隔离罩的直径应不小于其中的线圈直径的二倍。

接收机的机壳不能当作电子管的一根灯丝线，也不能作为地线，因为这样将会使交流声增大，并破坏工作的稳定性。电子管的灯丝电路和地线分别用两根导线，每根导线和机壳接在一点。每一级的元件要装在这一级电子管附近，它们的接地导线应该接至公共接地导线的同一点。超短波接收机的公共接地导线和高压导线通常是用宽的金属带做成的。这些金属带贴着机壳，用云母或赛璐珞衬垫把它与机壳相绝缘。这种金属带分佈电容能保证各级很好的去耦。金属带可以用绝缘的螺旋导线来代替，这种螺旋导线是绕在用硬橡胶、木料及其他绝缘材料作成的棍子上。螺旋导线装在机壳上，并且有抽头引到各级去。

附 录

1. 负压电源的电路

时常需要有一个大约几十伏的负压电源，但产生这样的电压有困难。这里画出得到这种电压的最简单的一种电路。电路中灯丝电压被双二极管——三极管的三极管部份放大，然后再经过二极管部份整流。如果需要功率较大的负压电源，可以在类



似的电路中采用双三极管 6H7C，一半作为变压器耦合放大器，另一半把屏极和栅极接在一起作为整流管。

2. 可以调整电压的整流器电路

在各种不同实验里，时常需要可调节电压的整流器。在这里所绘出的电路中，电压是用改变整流管栅极上的电压的办法，来调节的。

