

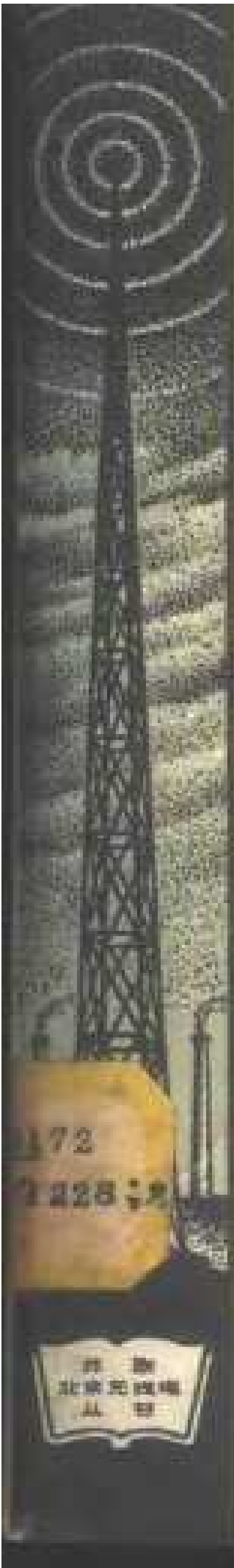
120133



收音机的参量

苏联 E. A. 列维茨著

赵大和译



172
1228

人民邮电出版社

北京人民邮电出版社
丛刊

收音机的参量

苏联 E. A. 列维敦著

梅大平译

高岩任经译校

人民邮电出版社

Е. А. ЛЕВИТИН
ПАРАМЕТРЫ РАДИОПРИЕМНИКОВ
ГОСЭНЕРГОИЗДАТ 1949

目 提 要

这本小册子讲解了收音机的各种参量，如选择性、灵敏度、输出功率、保真度等的意义，并结合这些参量说明如何判断收音机的质量。此外，还介绍了测量这些参量的方法。

本书可供无线电爱好者及收音机修理人员参阅。

收 音 机 的 参 量

著 者:	苏联 E. A. 列 維 欽
譯 者:	赵 大 和
校 者:	高 煜 傅 維 潭
出版者:	人 民 邮 电 出 版 社 北京东四区 6 条胡同 13 号
印刷者:	人 民 邮 电 出 版 社 南 京 印 刷 厂 南京太平门内大街 15 号
发 行 所:	新 华 书 店

1957年5月南京第一版第一次印刷 1-7,265册
787×1092 1/32 48页 印张3 印刷字数62,000字 定价(10)0.44元
★北京市书刊出版业营业许可证出字第〇四八号★
统一书号:15045·总614-无143

前 言

苏联无线电爱好者们对改进无线电收音设备的兴趣不断增长着，这可说明他们的无线电技术是在日益提高，而热心于这一新技术的广大群众在无线电方面的知识也是在日益加深的。

在苏联的无线电爱好者当中已经出现了许多天才的无线电机设计家。每年举办的无线电展览会上，都展出了无线电爱好者所提出的新型设备，这证明苏联无线电爱好者的技术是在不断增长着的。在无线电广播收音方面，苏联无线电爱好者早已不再限于装置简单的无线电收音机，他们已经创造出许多构造复杂和设计完善的现代收音设备，这些设备的构造新颖，且又富于创造性。

自然，在无线电爱好者创造这些新颖设备的过程中，必须仔细地研究许多技术问题，只有解决了这些问题以后，才能保证新的设备有高度的技术水平。这里，首先就要遇到的是对一架无线电收音机的电气指标或参量的评价问题。因此就有必要弄清楚所有这些参量的本质和掌握独自检查这些参量的方法。在无线电爱好者的实际工作中，由于更广泛地应用了测量仪器，因而就有可能去深入钻研如何设计和制造各种独特的无线电收音机。

本书用尽可能浅近的方式叙述了下列几方面的基本概念：即如何评定无线电收音机的电气指标；广播收音机的质量由哪些参量来决定；以及测量这些参量的方式和方法；此外，还研究了这些参量以及电路的数据和电路中个别元件之间的关系。

这些知识对无线电爱好者在制造新式构造的收音机时是有帮助的，对无线电修理部来说也很有实用价值；随着苏联无线电化区域的不断扩大，这种修理部的分佈愈来愈扩大了。

作者

目 錄

前 言

概 論

1. 收音机的參量和特性曲綫

灵敏度	(3)
复盖波段	(9)
選擇性	(10)
象频波道選擇性或对称波道選擇性	(14)
信号频率等于收音机中频时的衰减	(16)
频率穩定度	(17)
自动灵敏度控制 (APL) 特性曲綫	(18)
输出功率	(19)
非直綫性失真特性曲綫	(20)
频率特性曲綫	(22)
保真度曲綫	(24)
收音机的声压特性曲綫	(25)
人工音量控制	(28)
哼声系数	(29)
电源电压变动的影响	(30)

2. 收音机參量的測量方法和特性曲綫的画法

灵敏度的測量	(32)
复盖波段的測量	(33)
選擇性的測量	(34)

象頻波道選擇性的測量..... (36)

頻率等于中頻的信号的衰減的測量..... (37)

本机振盪器頻率穩定度的測量..... (38)

自动灵敏度控制曲綫的繪制..... (40)

輸出功率的測量..... (41)

非直綫性失真曲綫的繪制..... (43)

頻率特性曲綫的繪制..... (43)

保真度曲綫的繪制..... (44)

收音机的声压特性曲綫的繪制..... (46)

哼声系数的測量..... (49)

电源电压变动时增益穩定度的測量..... (51)

3. 收音机参量与电路元件間的关系

灵敏度..... (52)

選擇性..... (64)

象頻波道選擇性..... (68)

信号頻率等于收音机中頻时的衰減..... (71)

本机振盪器頻率的穩定度..... (73)

自动灵敏度控制特性曲綫..... (78)

輸出功率和失真..... (79)

頻率特性曲綫..... (80)

保真度曲綫..... (82)

声压特性曲綫..... (84)

人工音量控制..... (86)

哼声系数..... (86)

电源电压变动时收音机增益的穩定度..... (88)

附錄

概 論

为了判断收音机的質量，为了能鑑別各种收音机的好坏，必須規定一些能对收音机作出客观評价的原始数据。这些数据要应用規定的并且已完全确定的測量方法得到；否則所得到的数据因測量方法不同就不可能一样。

这些說明收音机电气指标的客观数据，就是收音机的各項參量和一些特性曲綫，它們都是按照統一的方法求出的，我們把它列出在下面。目前我們还没有測量收音机參量的全苏标准^①；但根据許多无綫电工業的科学研究部門和生產部門的工作經驗，已經拟定出一个全苏設計标准。在苏联，進行收音机的实际測量时，都应用这一設計标准里所說明的方法。

从收音机的电气指标的观点來看，对收音机的基本要求就在于要求收音机保証：

- 1) 能够接收微弱的电台或远地的电台；
- 2) 能够选出所需的电台，完全排除干擾接收的其他电台；
- 3) 能够使播送的声音高度保真，也就是能够准确而无失真地重新發出广播电台收音器前所播送的声音；
- 4) 能够可靠而穩定地接收收音机所調諧到的那一个电台。

为了評定收音机的这些电气質量，特規定出与这些質量相

^① 因此書系1949年出版的，当时还没有規定出固定全苏标准——譯者

对应的各种技术参量和特性曲线。

例如，所谓“灵敏度”，就是用来评定收音机接收远地电台或微弱电台信号的能力的参量。

“选择性”是说明收音机排除干扰电台的能力的参量；它又分为邻波道选择性和象频波道选择性。

收音机“频率稳定度”这一参量可以用来判定收音机工作的稳定度，以及判定收音机能够稳定接收所调谐到的电台的能力。

声音的保真质量要根据几个参量来评定：其中包括说明收音机输出端声功率的参量和说明声波在收音机中发生失真程度的参量。这些失真可分为频率失真和非直线性失真，关于它们的本质将在本书后面适当的章节中加以详细说明。此外，还必须考虑到：声音的失真不仅发生在收音机本身内，也就是当信号通过接收电路内各个部件时发生失真；而且也发生在扬声器（在这里把放大的电波最后变为声波）中。因此，为了全面地评定声音质量的好坏，收音机还需要一种关于声压方面的特性曲线。

另外也还有许多附加参量和特性曲线，可以用来判断收音机其它各方面的质量，这些质量从收听者的角度来看也很重要。

本书将说明广播收音机的主要参量和特性曲线的本质，以及测量和评定它们的方法；并对这些特性曲线与收音机的线路各元件间的关系和改善某些特性曲线的可能途径作一研讨。

下面即将介绍的这些知识主要是对超外差式收音机来说的，因为无绳电的广播收音目前广泛采用这种收音机。

熟悉了下面即將介紹的知識以後，熟練的無線電愛好者就能評定收音機的質量，並幫助他找到制作構造更完備的收音機的方法。

在這本小冊子里要介紹的收音機的參量和特性曲綫如下：

1. 靈敏度；
2. 復蓋波段；
3. 選擇性；
4. 象頻波道選擇性；
5. 對頻率等於收音機中頻的信號的衰減；
6. 頻率穩定度；
7. 輸出功率；
8. 自動靈敏度控制曲綫（即自動音量控制——譯註）；
9. 非直綫性失真；
10. 頻率特性曲綫；
11. 保真度曲綫；
12. 聲壓特性曲綫；
13. 人工音量控制曲綫；
14. 哼聲系數；
15. 收音機增益與電源電壓的關係。

1. 收音機的參量和特性曲綫

靈 敏 度

收音機接收微弱信號的能力取決於收音機綫路所能保證的增益的大小。

要使揚聲器的響度完全達到它的設計數值，就需要把一定的電功率輸入到揚聲器中。這一功率是在天綫所接收並被收音機輸出級以前各級所放大的信號的作用下，產生在收音機的輸出級中的。

想在收音機輸出端獲得一定的功率 P_{out} ，當然需要在輸

出端產生某一聲頻電壓，我們用 E_{out} ① 來表示這一電壓。接收到的信號電壓通常都以微伏計，我們用 E_{in} 來表示它。因此如果為了能在收音機輸出端，即在負載上獲得所需要的電壓， E_{out} 應比 E_{in} 大多少倍，那末收音機就應當把信號放大多少倍。

因為 E_{out} 是聲頻電壓，應當把它和輸入端的同類性質的電壓相比，即是說要和所接收信號中的調制電壓成分相比，而不是和載波電壓相比。把上面的說法加以適當修改，并用 m 表示調制係數，我們就得到整個收音機放大係數的表示式，即

$$K = \frac{E_{out}}{m \cdot E_{in}}。$$

例如，輸出電壓 E_{out} 假如是 30 伏，而輸入端的信號電壓是 100 微伏 (100×10^{-6} 伏)，調制係數 $m = 0.3$ ，那末收音機應該給出的增益為：

$$K = \frac{30}{0.3 \times 100 \times 10^{-6}} = 10^6，$$

即應當放大為一百万倍。

為了敘述簡明起見，在這個計算中並沒有把使增益減低的檢波作用考慮進去。

因此，從收音機輸入端到輸出端的增益數值就表明了收音機能接收多大強度的信號，或者說收音機接收遠地電台信號的能力如何。根據這項指標，我們就可以把各種收音機按其所能保證的增益數值來進行比較。

但是，考慮到許多實際情況，由於種種不便，使我們不得

① 以下敘述時均以 E 表示交流電壓，而以 U 表示直流電壓。

不放棄這種鑑別收音機的方法。這些不方便的地方首先是出於下列原因而引起的，即各種收音機輸出端使用的揚聲器不一樣，它們的阻抗就各不相同。這就是說，為了得到同樣的功率，在不同的揚聲器上需要加不同的電壓。輸出功率 $P_{out} = \frac{E_{out}^2}{r_{sp}}$ ，其中 r_{sp} ——揚聲器的阻抗。

例如，可能有兩種情況：1) 低阻揚聲器，音圈阻抗 $r'_{sp} = 4$ 歐姆；2) 高阻揚聲器，音圈阻抗 $r'_{sp} = 2000$ 歐姆。那末要在收音機輸出端獲得 1 瓦的功率，就要求：

在第一種情況下， $E'_{out} = \sqrt{4 \times 1} = 2$ 伏；

在第二種情況下， $E'_{out} = \sqrt{2000 \times 1} = 45$ 伏；

也就是說，在功率數值相同的條件下，用高阻揚聲器時，在輸出端所需要的電壓是用低阻揚聲器時的 22.5 倍。

如果根據收音機所給出的增益來評定它的質量，那末顯而易見，用低阻揚聲器時，收音機給出的增益只有用高阻揚聲器時的二十幾分之一，然而在這兩種情況下收音機的輸出功率是一樣的。

自然，用這種方法來評定收音機的質量，將導致對實際情況產生一種不正確的概念。

因此，我們並不根據收音機的增益來判斷它接收微弱信號的能力，而是根據它的靈敏度來判斷。

收音機的靈敏度就是為了在收音機輸出端能獲得該收音機的正常功率，所需加在它輸入端的電壓數值。

用這種方法來評定時，對所有收音機都規定了相同的條件，所以此種評定是完全公正的。

以上对灵敏度的概念所作的解释已经作了若干简化。事实上还必须考虑另外一些情况，下面我们就来谈谈这些情况。

怎样理解“收音机输入端的电压”呢？因收音机具有接着天线和地线的塞孔，而输入电压是经过天线塞孔输入到收音机中。但是收音机的输入电路通常是一个调谐到接收信号频率的谐振电路，它并不是直接和天线耦合，而是通过某种中间元件与天线耦合。因为有很多理由，都不能把天线直接和输入谐振电路连接在一起；特别是由于这样连接，将导致输入谐振电路的调谐完全取决于天线参量。当应用不同的天线时，收音机的调谐也随着改变，因为这时天线与输入谐振电路是并联的，天线的电容直接成为输入谐振电路的一部分。因此就不可能把输入谐振电路和其它谐振电路联合在一起进行调谐。另一理由是，如果把天线直接与输入谐振电路连接，那末，由于天线电阻中引起的损失很大，谐振电路的谐振特性严重恶化，就使它的品质因数降低。

被广泛地采用的输入谐振电路与天线耦合的方法有：电感耦合（图1，a）；电容耦合（图1，b）和电感电容耦合（图

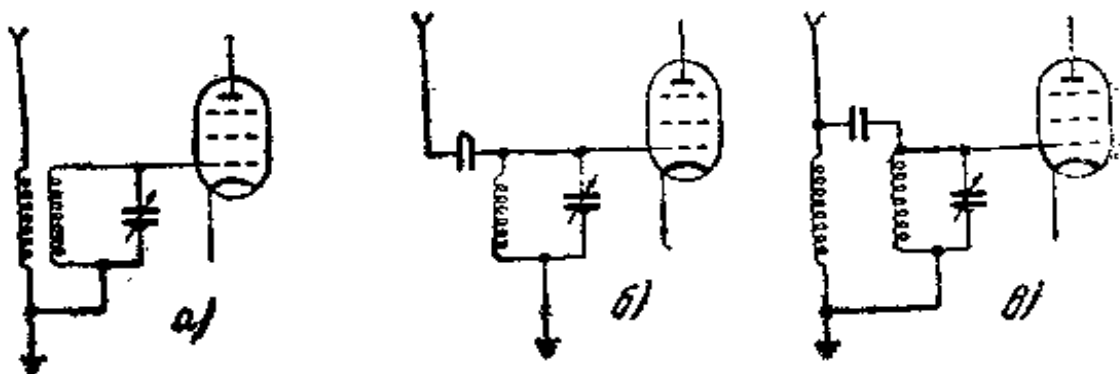


图 1. 输入谐振电路与天线耦合的线路图。

a—电感耦合；b—电容耦合，b1—电感电容耦合。

1, c)。其中每一种耦合方法都各有优点和缺点，关于这些可以详细地参阅专门的指导读物；但是它们的本质都是一样的，即是把外来信号在天线电路中所产生的电动势，经过与天线相耦合的元件传输到收音机中已调谐的输入谐振电路，并在它上面产生电压。天线愈高，所谓它的有效高度愈高，则外来电磁波在天线上产生的电动势也愈大（天线的有效高度通常是它的几何高度的60—90%）。

当输入谐振电路直接与天线耦合的情况下，收音机输入电路的简化等效电路如图2所示：由天线电容和假想的电动势电源组成的电路与输入塞孔相并联。实际上这一电动势电源是没有的，

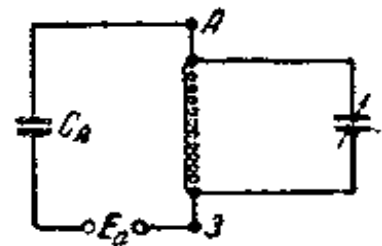


图 2. 输入电路的简化等效电路图

它就是越过天线导线的电磁波。然而图2所示的电路却与真正的实际情况等效。图3给出了两种主要耦合方式下输入电路的等效线路图，其中一种是电感耦合，另一种是电容耦合。

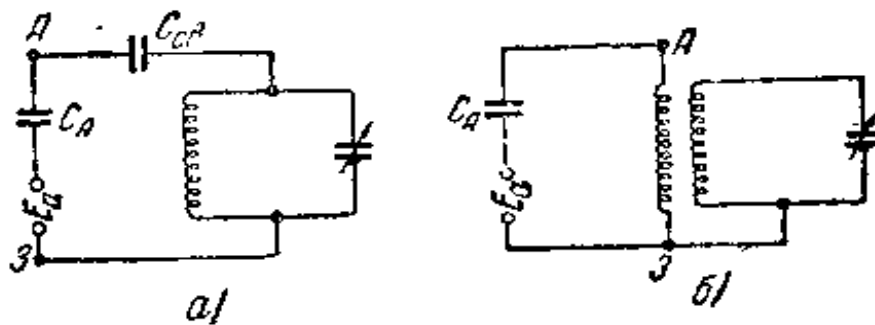


图 3. 输入电路的等效线路图
a—电容耦合；b—电感耦合。

输入电路具有谐振特性，大家知道由于这种特性就使得，当输入到谐振电路中电能的频率与谐振电路的固有频率相同

时，諧振电路中的电流就急剧增加，同时諧振电路上的电压也就增大。因此，第一个电子管栅极上的电压比加在輸入电路的电动势要大。这就是說，輸入电路具有某种“电压傳輸系数”^①，

根据以上所述，就可以給收音机的灵敏度下一个更严格的定义，收音机的灵敏度就是当收音机輸出端獲得該收音机的正常功率时，天綫上所需的电动势的数值（关于正常功率，將在下面第20頁再給它下一个确切的定义）。

灵敏度的測量單位为微伏（ 10^{-6} 伏）。收音机的灵敏度愈好，或者說愈高，那末，为了在它的輸出端獲得所需的功率，其輸入端所应輸入的电动势的微伏数就可以愈小。

应当注意，收音机的灵敏度并不是一个不变的数值；它在整个波段內都不一样。这是由于高频的增益决定于各諧振电路，而这些諧振电路的特性曲綫沿着整个波段都在改变（因諧振电路的阻抗变化，可以使各級增益也随着变动）。

此外，由于天綫电路的諧振特性在不同頻率时也不一样，因而輸入电路的电压傳輸系数随着整个波段內的頻率而变化。

收音机的灵敏度通常是由每个波段中的几个頻率來决定，并根据所得到的数据來画出整个波段的接收灵敏度曲綫。

較好的收音机在整个波段內应该具有很均匀的灵敏度。

灵敏度曲綫的画法如下：以橫軸表諧頻率（千赫）；縱軸表电压（微伏），并且其微伏数由上往下漸增。这样，在曲綫上位置較高的点表示灵敏度較好或灵敏度較高（圖4）。

① “电压傳輸係数”是收音机第一級輸入端的信号电压与天綫中的信号电动势二者之比。——譯註

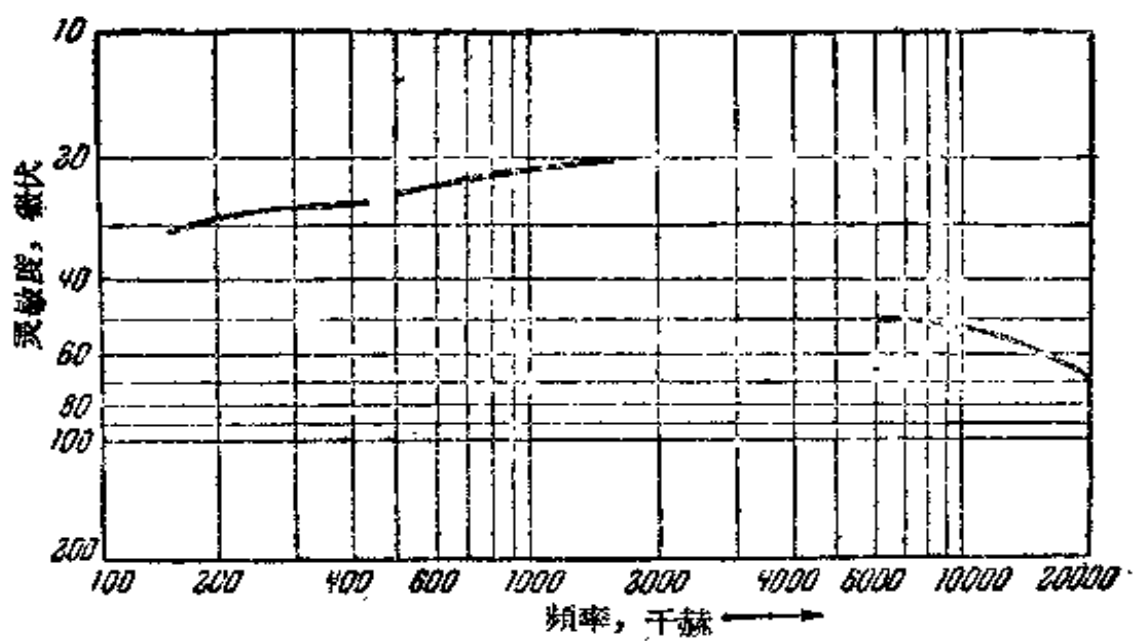


圖 4. 广播收音机的灵敏度曲线

超外差广播收音机的灵敏度大致如下表所示:

波段	灵敏度, 微伏		
	最简单收音机	中级收音机	高级收音机
长波.....	300	200	50
中波.....	300	200	50
短波.....	500	300	50

复盖波段

复盖频率的波段是收音机的基本特性参量之一, 因为它可以决定该收音机能收到那些广播电台。这种波段是以千赫或兆赫(短波时)来表示, 有时也用公尺来表示。在高放式收音机中, 长波波段的的上边界频率可能紧紧靠近中波波段的的下边界频率

率，連續地從150千赫復蓋到1500千赫。在超外差收音機中，通常都應用460千赫作為中頻，接近這一中頻的波段都應當與它有些間隔。必須這樣做的原因是由於：如果把收音機調到與中頻很接近的頻率時，收音機的工作就會不正常和不穩定。

因此，通常總把長波波段的高頻端邊界頻率保持不超過420千赫，而把中波波段的低頻端邊界頻率保持不低於520千赫。在短波波段內不需要有間隔，因為這一波段所包括的頻率與上述收音機的中頻相差很多。

選 擇 性

收音機的選擇性是表示收音機能選出所需電台的信號而不讓其它電台信號通過的能力。換句話說，收音機的選擇性乃表示，當接收某一所需電台信號的時候收音機排除其它電台的廣播信號的能力，也就是說，收音機從天綫所收進來的各種頻率的總信號中選出有用信號的能力。

選擇性決定於諧振電路的作用。在收音機中這種諧振電路愈多，它的選擇性愈高。

在高放式收音機中，選擇性僅決定於調諧到接收信號頻率的高頻諧振電路。在超外差收音機中，情況就不一樣，對於頻率接近於所接收頻率的電台來說的選擇性，主要是決定於中頻諧振電路。高頻諧振電路對超外差收音機選擇性的影響將在下面討論。

收音機的選擇性是根據它的諧振特性曲綫來判斷的。諧振曲綫是表示，當收音機調諧到一個固定的頻率時，收音機的靈敏度隨着外來信號頻率變更而改變的情況。顯然，當進入收音

机的外來信号頻率与收音机所調諧到的頻率相同时，也就是收音机調諧到所要接收的信号頻率时，灵敏度最大。随着信号頻率偏离調諧頻率，灵敏度就减小，即是說，要在收音机輸出端獲得同样的声頻功率，必須在它的輸入端送入愈來愈大的信号电压。諧振特性曲綫可以用圖解法画成曲綫的形式，其橫坐标代表頻率，縱坐标代表收音机輸出端的电压。这种特性曲綫亦可称为選擇性曲綫。

收音机的理想選擇性曲綫应当具有圖 5 所示的形狀。所接收电台的載波頻率和調制时形成的边頻，应能在分配的波道范圍(10千赫)內毫无衰減地

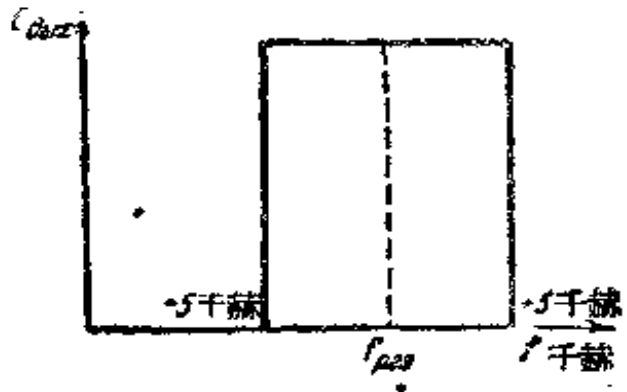


圖 5. 收音机的理想選擇性曲綫

通过。所有相鄰頻率，即在載波兩側与載頻相差超过 5 千赫的那些頻率，应当完全不能通过。事实上，選擇性曲綫不可能有这样理想的矩形，只不过在某种程度上有些接近而已。

目前，画選擇性曲綫的方法与前稍有不同：在橫坐标（相当于前述画法的頻率軸）上，以綫性比例尺标出与收音机所調諧到的諧振頻率失諧的千赫数（即和收音机諧振頻率相差的千赫数——譯者）；而在縱坐标上以对数比例尺标出灵敏度的相对减小数值^①，或頻率与收音机調諧頻率不同的电台信号衰減的倍数。并且，信号的相对衰減或灵敏度的减小，其数值以由下往

① 某一頻率上灵敏度的相对减小数值可理解为：接收該信号頻率时，需將把收音机輸入端的电压較諧振頻率时的电压提高多少倍，才能使收音机輸出端獲得正常功率。

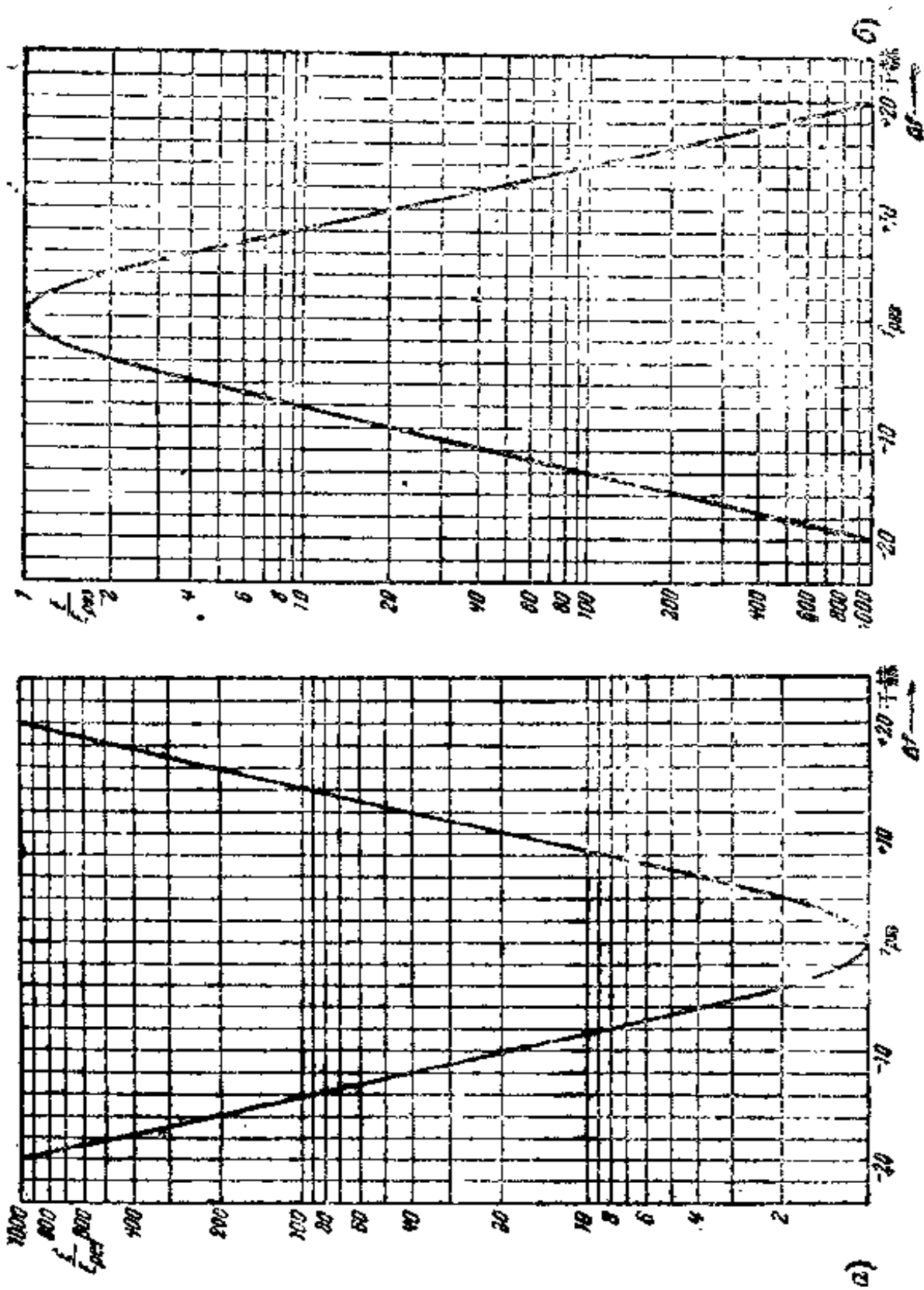


圖 6. 兩種不同方法的透率性曲線

上漸增的方式標出（圖 6, a）。

有時選擇性曲綫是用另外一種比例尺畫出；即與上述相反，灵敏度的衰減數值不是以由下往上漸增的方式，而是由上往下漸增的方式標出（圖 6, b）

選用對數比例尺來畫縱坐標，是因為這樣就可以畫出衰減範圍很大的曲綫。

只要指出了一定失諧時的相對衰減，就能夠評定收音機的選擇性。通常是指出與諧振頻率相差10千赫、20千赫，有時30千赫各點的衰減值。

圖 6 所示的情況給出了下列數字：

失諧，（千赫）.....	10	20
衰減.....	到 $\frac{1}{20}$	到 $\frac{1}{1000}$

顯然，在同樣大小的失諧下，衰減愈大，收音機的選擇性愈好。

收音機選擇性曲綫或諧振特性曲綫的形狀好壞，還要根據另一項指標——所謂高頻通帶寬度來加以鑑定。高頻通帶寬度我們在習慣上理解為諧振曲綫上相當於灵敏度減低到一半，或增益衰減達 $\frac{1}{2}$ 的兩點間的寬度。這時認為：在這一通帶範圍內的全部邊頻（用聲頻調制載波時所形成的）能夠很好地通過，而它們所受到的衰減，對收音機輸出端的發音質量說來影響極小。

一架好的收音機應當具有寬約 8 千赫的高頻通帶；還應當具有很陡峭的諧振曲綫，以便能給鄰波道（即對諧振頻率失調為10千赫的地方，這相當於諧振曲綫的寬度為20千赫）以很大

的衰減，并能給曲綫“尾部”，即失調到20千赫或失調更多的信号以最大的衰減。中級超外差收音机的滤波道衰減应不大于20倍（26分貝）（即將鄰道干擾信号減弱为 $\frac{1}{20}$ ——譯註）；高級超外差收音机則不应大于50倍（34分貝）。

上面我們所討論的選擇性是表示收音机对相鄰电台、即其頻率接近所接收信号頻率的电台來說的選擇性。对高放式收音机來說，只需研究这种選擇性就行了。在超外差收音机中，來自另外一些电台（其工作頻率与中頻有一定的关系）的干擾仍有可能，因此对超外差收音机來說，还必须引進一些附加的選擇性曲綫。

象頻波道選擇性或对称波道選擇性

超外差收音的原理可能使得一些頻率与所接收电台的頻率相差很大、但与之保持一定关系的干擾电台進入收音机。这是由于超外差收音机中的信号放大，通常不是在所接收的信号頻率上進行，而是在中頻上進行，而中頻就是本机振盪器頻率与信号頻率二者間的差頻，即

$$F_{np} = f_{zem} - f_{cuz}, \text{ 或 } F_{np} = f_{cuz} - f_{zem}。$$

一般总把本机振盪器的頻率設計得比信号頻率高出一个中頻 F_{np} （通常 $F_{np} = 460$ 千赫）。

但是可能發生这种情况，尤其是在短波上，即天綫可能接收到这样兩個电台，其頻率 f_1 与 f_2 之差为 $2F_{np}$ （圖7）。如果收音机是調諧在頻率 f_1 上，本机振盪器頻率就比信号頻率高 F_{np} ，即

$$f_{zem} - f_1 = F_{np}。$$

但这时第二个电台（干扰电台）的频率与本机振荡器频率也相差 F_{np} （ $f_2 - f_{osc} = F_{np}$ ）。这两个电台的频率对称地分布在本机振荡器频率的两边，而频率 f_2 好象是频率 f_1 反射过来的象。在这种情况下，收音机中将出现两个都具有差频为 F_{np} 的信号。这两个信号都能通过中频放大器，并且产生了相互干扰。

对接收对称频率干扰电台的衰减或者说收音机对称（或象频）波道的选择性，由收音机输入端到变频器以前的各高频谐振电路的质量或

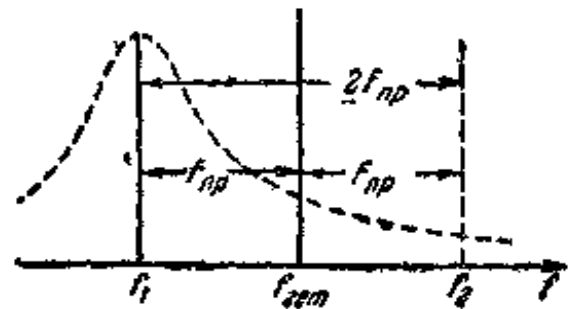


圖 7. 象頻波道的頻率分布

选择性决定。输入谐振电路应当减弱干扰电台的信号，不让它们进入变频器中。

在圖 7 中也画出了收音机输入谐振电路的谐振曲线。这一曲线说明了其频率与接收频率相差很多的那些信号，将在收音机的输入部分，即在预选器中受到了很大的衰减。象频与接收信号的频率相差愈大，在预选器中受到的衰减就愈大。从这一观点来看，采用较低的中频是不适宜的，因为中频愈高，象频波道的衰减也就愈大。

象频波道选择性是随着所接收电台的频率提高而降低；这是因为频率提高时，预选器中各谐振电路的通带宽度增加（ $\Pi = \frac{f_0}{Q}$ ； Π ——谐振电路通带， f_0 ——谐振频率， Q ——谐振电路的品质因数；当 f_0 提高时， Π 随着增宽——译注）。在长波时，中频 $F_{np} = 450$ 千赫的中级超外差收音机能将对称波道的

信号减弱为几百分之一或甚至几千分之一；在中波时，已經减小，約几十分之一或几百分之一；而短波时只有 $\frac{1}{4}$ — $\frac{1}{5}$ 左右。可見，实际上只在短波波段上才需要考慮这种对称频率的干扰。

信号频率等于收音机中频时的衰减

用超外差收音机收音时，可能出现其频率恰等于收音机中频的电台的干扰。此处也包括其二次谐波等于中频的本地电台。

产生这种干扰的原因可解释如下：天线接收了频率恰好等于该收音机中频的电台信号。如果收音机输入电路不能足够地衰减这些信号，那末这些信号就进入到变频电子管的控制栅极上。但由于变频电子管的屏路负荷正是調谐到中频的諧振电路，所以进入到变频管的干扰信号将被该电子管放大，并且以后就与有用信号一起受到整个中频级的同等程度的放大。干扰信号与来自所接收电台经过正常变频而取得的有用信号便要产生差拍作用，所得的差频经过檢波和低频放大后在收音机输出端引起了失真。

干扰信号频率不一定准确地和中频相等。即使它与中频相差1—2千赫，也会受到很好的放大，結果由于干扰电波和有用电波間發生差拍作用，除了使信号失真外，还会引起嘯声，当將本机振盪器少許失調，就可改变这种嘯声。

这种干扰只能在收音机变频器前的輸入电路中把它减弱。如果收音机中有高频放大级时，則对这种干扰的衰减还可以更大一些。

对频率等于中频的干扰信号的衰减程度，是根据在同一调谐下，要求在收音机输出端获得正常功率所需加到输入端的中频电压 E_{np} 与其频率等于收音机调谐的频率的信号电压 E_c 之比来判定，也就是根据所需的中频电压 E_{np} 与收音机中波段内该点的灵敏度之比来判定。

中频干扰的衰减程度用 $\frac{E_{np}}{E_c}$ 来表示。这一比值或以倍数表示，即有“多少倍”；或以分贝表示。

频率稳定度

对超外差收音机说来，本机振荡器的频率稳定性或稳定度具有很大的意义，特别在接收短波时尤其重要。

、如果本机振荡器频率不稳定，那末就意味着本机振荡电压的频率 f_{zem} 与信号电压的频率 f_c 之差频，即中频 F_{np} (f_{zem} 与 f_c 之差) 将相应地随着本机振荡器频率的变化而改变。但是中频放大器的谐振电路是准确调谐到额定中频，所以 f_{zem} 与 f_c 间差频的这种自动变动，就引起失真，并使增益减小，因为这时中频放大器的谐振特性曲线已不能包括已经变动了的差频两边的

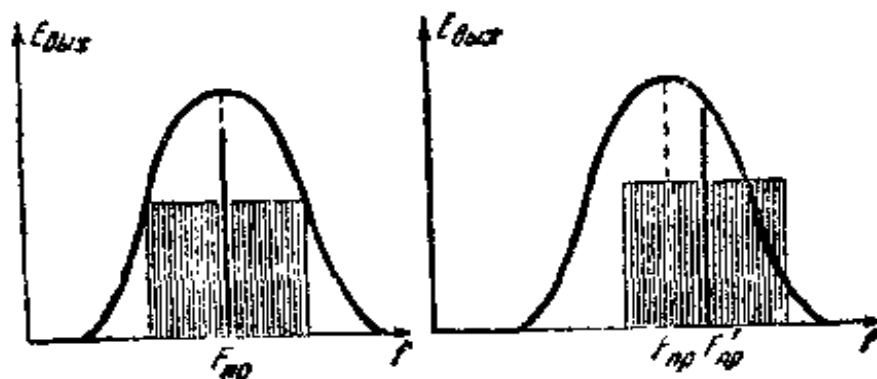


图 8. 边频带的位置图

▲—本机振荡器准确调谐的情况；●—本机振荡器失调的情况。

整个边頻帶（圖 8）。

为了保証能在短波时的穩定接收，本机振盪器应当具有这样的穩定度：即要求本机振盪器的頻率变动不致使差頻 $F'_{\text{中}}$ 移出中頻放大器通帶範圍。如果不能滿足这个要求，那末就必须随着本机振盪器頻率的漂移，随时調整收音机，以使本机振盪器的頻率恢复到它的原来数值。当然，这样就不是一架完美的收音机。

中級收音机在短波波段时，其頻率穩定度应保証不低于 0.04%。

頻率穩定度这项参量在目前是評定收音机質量时所依据的主要参量之一。但很遺憾，檢驗这种参量是有某些困难的，因为要进行此项檢驗需要用精确的外差式波長計，或采用所需頻率的晶体振盪器。

本机振盪器頻率的穩定度主要决定于下列两个因素：一个因素是收音机發热所引起的溫度变化；另一个因素是电源电压的变化。

自动灵敏度控制（APC）特性曲綫

在現代的超外差收音机中，自动灵敏度控制（簡寫为 APC）設備是一项必需的电路元件。自动灵敏度控制的功用，就是不管收音机輸入端信号强度如何，总能自动地把第二檢波器上的声頻电压，也就把低頻放大器輸入端的电压大致保持在一个电平上。自动灵敏度控制的方法是：当天綫上的信号增强时，便自动減低高頻和中頻級的增益（換句話說，就是減低收音机的灵敏度）；而当天綫上的信号微弱时，就提自动高收音机的灵

敏度。

收音机自动灵敏度控制特性曲线能指出这部分电路的工作效力达到何种程度，即表示收音机输入端信号强度发生变化时，所能保持的输出功率的恒定程度。接收短波电台时，由于衰落现象，收音机输入端信号电压数值的变化范围可能很大，这时自动灵敏度控制特性就显得特别重要。好的自动灵敏度控制能自动调节收音机的灵敏度，即调节收音机的增益（当电路中的信号微弱时就提高它的灵敏度，信号增大时减小它的灵敏度），使得收音机输出端的电压差不多保持不变。

图9就是一条典型的自动灵敏度控制特性曲线。

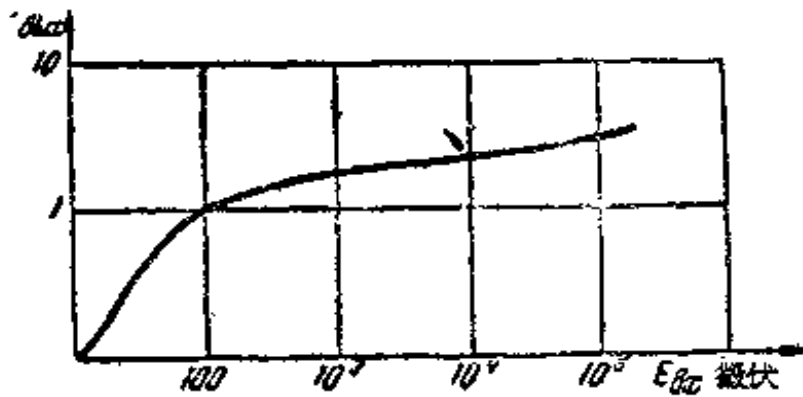


图9. 自动灵敏度控制特性曲线

在中级超外差收音机中，自动灵敏度控制通常能保证：当收音机输入端的电压变化到1000倍（从100到100000微伏）时，输出端电压变化到3—4倍。

输出功率

各种收音机根据本身的构造和用途，其输出的声频功率也是不同的。这个功率的大小由输出级中所使用的电子管的型式决定。所使用的扬声器的型式应与收音机的输出功率相适合。

在評定收音机的質量时，必然会遇到兩種輸出功率的概念：其中一种是額定功率，这是指收音机在容許的普通人耳不能分辨出的失真情況下，就是非直綫性失真等于10%的条件下，所能輸出的最大有用功率。关于失真問題將在下一節里詳細研究。

第二种輸出功率的概念是正常功率。它等于額定功率的 $\frac{1}{10}$ 。我們所以引用正常功率这一概念，是由于收音机的全部測量都是在30%調幅的情況下，即是当調幅系数 $m = 0.3$ 时進行的，而这种調幅度我們采用作正常調幅度。当調幅系数 $m = 0.3$ 时，檢波后的声頻电压的振幅应是載波电压振幅的0.3。在100%調幅，即 $m = 1$ 的情況下，声頻电压的振幅將等于載波振幅。因此， $m = 0.3$ 时的声頻电压將是100%調幅时所得声頻电压的0.3。然而輸出功率取决于声頻电压的大小，并与它的平方成正比地变化。既然被我們称为額定功率的收音机輸出端的全部功率，是在100%調幅($m = 1$)时取得的，那末由此可知，在正常調幅($m = 0.3$)情況下得到的輸出功率大致等于額定功率的 $\frac{1}{10}$ 。并采用这样大小的輸出功率作为正常輸出功率。

当測量收音机的参量时，应始終区分开那些参量与正常輸出功率有关；那些参量与額定輸出功率有关。

非直綫性失真的特性曲綫

为了保証收音机的發音質量，必須尽可能准确地把原先在發送台用來調制載波的声頻波重放出來，并不要引起任何失真。

实际上，收音机中总会發生某些失真的，其中有非直綫性

失真和頻率失真。

非直綫性失真可理解為收音機輸出端的聲波與原來用來調制所接收的高頻信號的那些聲波相比，其波形不同了。非直綫性失真係數是指基音中所含諧波的相對數值，這些諧波是由于基音在被放大的過程中發生失真而出現的。換句話說，非直綫性失真係數表明了，對於由純正弦電壓所形成的基音來說，在輸出電壓中，諧波佔有多大的百分數。這些諧波形成的原因，是由于放大電子管的特性曲綫不是理想的直綫，因此被電子管放大後的電波，其形狀總與它原來的形狀有些差別。

圖10, 6表示純正弦電波經過了具有非直綫特性的電子管放大後的形狀；圖10, a表示了，如果電子管特性曲綫是理想的直綫時，該正弦波經過放大後所具有的形狀。從以上分析可知，放大電子管特性曲綫的非直綫性引起了新的、與基頻成倍數的諧率出現，并使原來的波形發生失真，所以這種失真稱為非直綫性失真。這種失真的大小，要根據信號在特性曲綫上所佔用的曲綫的多少來決定。加在電子管柵極上的電壓愈大，則在放大電波時用到的

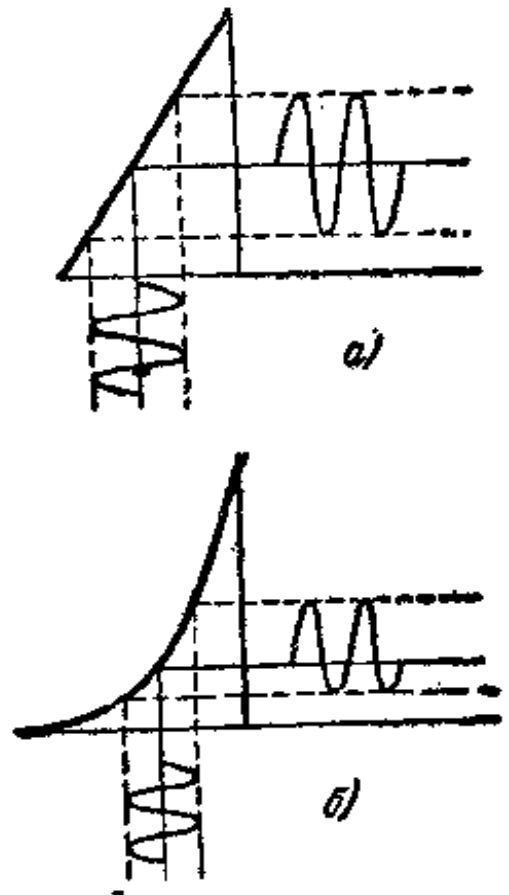
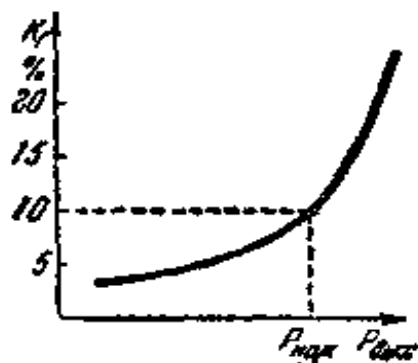


圖 10. 放大的正弦電壓
 a—電子管特性曲綫是直綫的情況；
 b—電子管特性曲綫不是直綫的情況。

电子管特性曲线上的曲线部分就愈多，因而失真也就愈大。

实际上应当认为，非线性失真仅发生在低频放大器中，因为加到高频级各电子管栅极上的高频电压，以及加到中频级各电子管栅极上的中频电压都是非常之小，所以不会遇到失真的。



为了评定收音机这一指标的質量，通常要画出失真系数 K_d 与输出功率 P_{out} 间的关系曲线或特性曲线：

即以横坐标表示在输出端测出的功率，而纵坐标上标出在对应的功率下

图 11. 非线性失真系数曲线 非线性系数的大小（图11）。通常把系数 K_d 为10%时的功率当作有用功率，或假定为“不失真”的功率。

上面已经指出，这个功率称为收音机的额定功率。廉价的交流收音机，其额定功率通常等于0.5瓦；中级收音机为1.5—2瓦；昂贵的收音机约有5瓦甚至更高一些。

频率特性曲线

进行无线电接收时会出现频率失真，这是由于声频频谱中不同频率在收音机中放大得不一样所致，即是一些频率被放大得大些，而另一些频率则被放大得小些。这种对不同频率给予不同的放大就使发送方面各种频率振幅的原有比例关系在收音机输出端不仅不能保持，反而受到破坏。

根据频率失真的程度和特征，就可以推知收音机输出端扬声器的发声特性。频率失真会使音色变化，会影响到语言的清

晰度，还会引起尖叫，使某些频率的声音加重等等。

频率失真的程度是根据收音机频率特性曲线的形状来评定。频率特性曲线是表示人耳所能听到的声频频谱内各个不同频率被放大的情形。

通常所谈到的收音机的频率特性曲线，是指收音机的低频部分的频率特性曲线，此时失真主要是发生在包括声频频谱中最低频率那一段起始曲线，以及最高声频（高于4000赫）的那一段曲线上，这是因为这两段的频率受到谐振特性的切割所致。在中部声频段上的频率失真不大。

频率特性曲线是表示：在收音机低频部分输入端（通常是拾音器塞孔）的信号电压不变时，收音机输出端电压与低频部分输入信号的频率的关系。

频率特性曲线是用以下的方法画出：在横坐标上标出声频频率；纵坐标上标出增益。如按照这种作图法，理想的频率特性曲线应当是一条直线（图12中的特性曲线1），

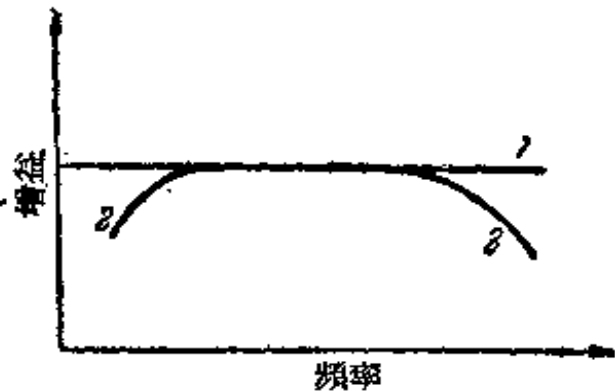


图 12. 频率特性曲线
1—理想的；2—真正的。

它表明声频频谱内所有声频的放大是相同的。但是实际上由于许多原因，这样的特性曲线不可能得到；真正的频率特性曲线差不多象图12中的曲线2那样。可以看出，曲线2在最低频率和最高频率的区域内下降，即是在这些频率上增益降低了。

频率特性曲线是由低频放大器的质量来决定。如果在某一频率范围内的增益下降不到选定的中间频率的增益的0.5以下

时，則可認為該範圍內的頻率特性曲綫是足够均匀的。通常中間頻率总选用 400 赫，在这个頻率的增益选定为 1。在大多数情况下，頻率特性曲綫在从 70- 100 赫約到 5000 赫範圍內是相当均匀或接近于直綫的。

橫坐标和縱坐标都取用对数比例尺，并且縱坐标上的增益表示为相对單位（与頻率为 400 赫的增益相比 即以 $\frac{k}{k_{400}}$ 來表示） 或从中間值开始計算以分貝表示、即頻率为 400 赫一

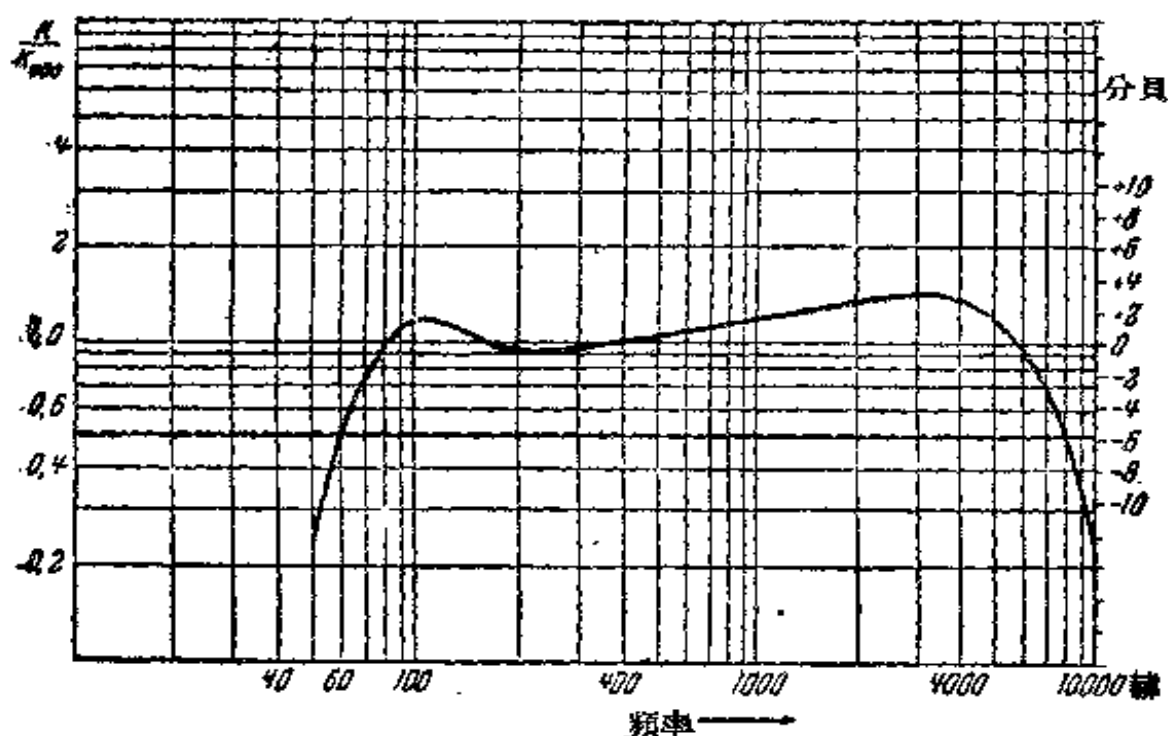


圖 13. 对数标度的頻率特性曲綫

点的增益开始算起)。在后一情况下，中間頻率为 400 赫时的增益定为 0 分貝，这时增益降低（即衰減）將以負分貝來表示，当衰減到 0.5 时，就相当于 -6 分貝（圖 13）。

保真度曲綫

上面已經指出，頻率特性曲綫是表示，在收音机低頻部分中

放大各种不同频率的均匀程度。但是，由于高频已调制信号的边带上界在收音机高频部分中已被衰减，因此也会使声频频谱内放大不同频率的均匀度遭到一些破坏。保真度特性曲线（或保真度曲线）可供判断这种偏差之用，它可理解为对整个收音机（从天线输入端到扬声器之间）来说的频率特性曲线。换句话说，保真度曲线是表明声频频谱内的各频率是怎样通过整个收音机的各级的。

保真度曲线给出了：当载波电压与调制度不变的情况下，收音机输出电压与用来在输入端调制载波信号的声频频率之间的关系。保真度曲线与前述频率特性曲线所不同的地方就在于，这条曲线的高频一端更显著地下降了。对较高调制频率的衰减程度与收音机选择性曲线的形状有很大关系，因为通带正限制了这种较高调制频率的通过。一般总希望增益顶好能维持在4000—4500赫以上才降低一半。但在长波波段内，因选择性很高，输入谐振电路的谐振特性曲线很狭窄，这时选择性曲线的影响就表现得非常显著。

收音机的声压特性曲线

上面所谈到的全部特性曲线都是电气方面的。这些特性曲线是靠测量收音机内各局部电路上的高频或低频电压而得到。

过去，由于收音机的测量技术还没有发展到象目前这样的水平，曾认为上面列举的这些特性曲线，对评定收音机的参量来说已经足够了。但是上述这些测定并没有考虑到最后的效果，也就是没有考虑到收音机的发音质量。用这样的测定不能直接看出收音机的声音对人耳所起的作用，而根据电气参量来

估計，也是很近似的。

归根到底，聲音是通過揚聲器來重發^①，因此估量發音質量的所有電氣特性曲綫，只有揚聲器能夠理想地工作，它本身不會產生失真的情況下才是真實的。實際上，揚聲器或多或少總要引起一些附加的頻率失真或非直綫性失真。由於揚聲器中許多複雜的諧振現象，它的頻率特性曲綫是不均勻的，所以對聲頻頻譜中的各個不同頻率發聲也不一樣。通常對聲頻頻譜中的最低聲頻（60—80赫以下），有時對高於6000赫的最高聲頻，揚聲器就不能很好的發聲。

由於上面所說的諧振現象，使得揚聲器的頻率特性曲綫上出現了一些高高低低的尖峯，而有時往往會出現凹谷。

目前在聲學測量技術上已經開始了很好的研究，並且在蘇聯的許多學院和企業中已在實際應用了。應用這些測量技術可以獲得關於收音機發音方面的很準確的數據。

圖14就是揚聲器的典型特性曲綫。這一條曲綫表明了，當頻率不同但振幅一樣的聲頻電壓加到揚聲器上時，揚聲器中所產生的聲壓變化情況。從這一條曲綫可以看出，在某些頻率時揚聲器所發出的聲音的音量要比其它頻率時的大得多。這種不均勻性就使這些頻率上的播送音量特別加強，有時引起突發的叫嘯聲；反之，在曲綫有凹谷的那些頻率上，聲音就很微弱。

類似於這種的頻率失真使得收音機發出來的聲音非常難

^① 廣播電台播音時，在話筒前面播送的講話或樂器演奏的聲音經過它變成電的信號，然後經過發射機，空間，收音機，最後送到揚聲器。揚聲器的任務是把電信號重新變為原來在廣播電台播送出的聲音，所以稱揚聲器的這種作用為重發，就是重新發出聲音的意思。——譯者

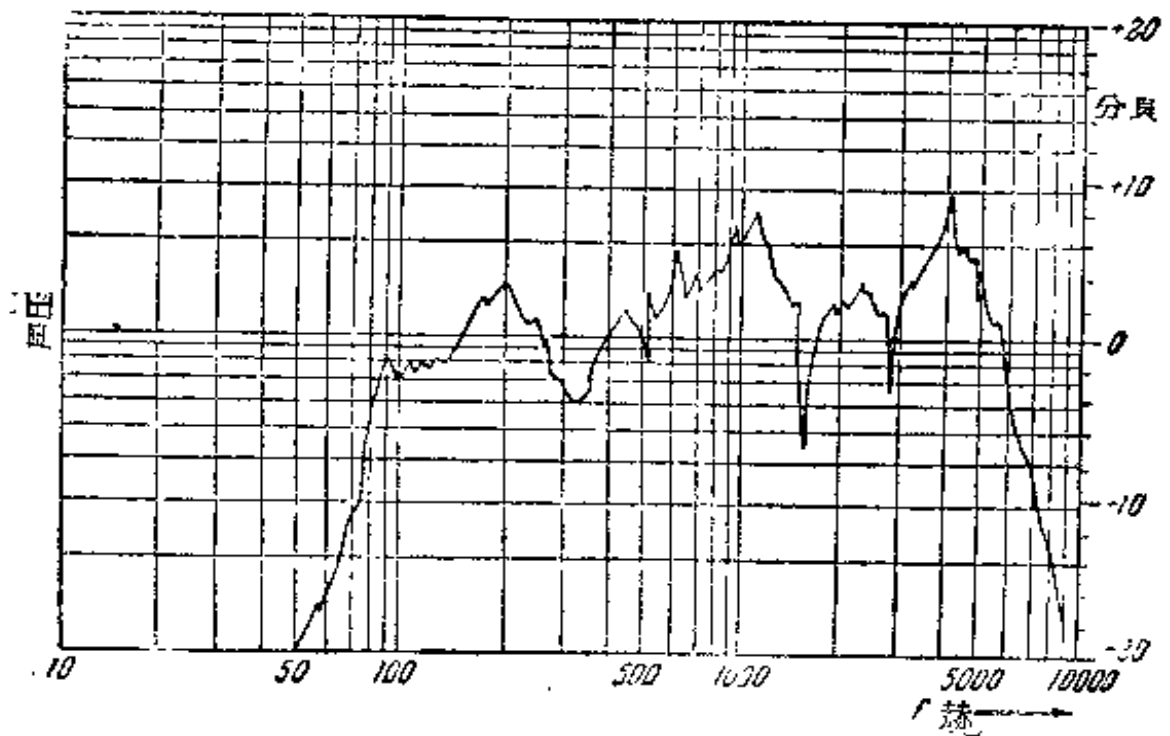


圖 14. 揚聲器的声压频率特性曲线

听。

如果考慮到在收音机本身——在它的放大器里也產生某些频率失真，这失真的大小由放大器的频率特性曲线來決定，那末很顯然，这里所研究的收音机的失真，應該是指接收放大部分的失真和揚聲器的失真之和。

研究非直綫性失真，即研究非直綫性失真系数时，所得到的情况却完全一样。根据收音机輸出电压來測定的非直綫性失真系数是电气方面的，它只考慮到放大器中由于电子管特性曲线不是直綫而引起一部分失真。但是，揚聲器也是一个非直綫性的系統，因此也会使它所發出的声波產生失真。

从整个收音机（包括揚聲器在內）的总失真的測量結果可以指出，揚聲器的非直綫性失真在某些情况下可能达到很大的

数值，有时竟超过了电气方面的非直綫性失真。因此为了作全面的估价，必須測量出总的失真系数，即收音机低頻放大器的电失真系数与扬声器的失真系数二者之和。这种总的失真有时称为收音机声学上的非直綫性失真。可以根据它來对整个收音系統（从天綫到听者的耳朵）里產生的失真作出一个較全面的評价。

因此，根据声压繪出的特性曲綫，能够对收音机的發音質量有一个全面的概念。当画这样的特性曲綫时，需要从收音机輸入端輸入被各种不同声頻所調制的高頻信号，而在輸出端确定頻率特性曲綫和量出非直綫性失真系数。但这种測量不是根据輸出端測得的电压值，而是根据用声学仪器測出的扬声器中的声压來决定。

根据声压繪出的收音机頻率特性曲綫，也具有如圖14所示的特徵。

应当指出：音質測量过程要比电气測量复雜得多；進行音質測量需要有装备很复雜的測量室，以及很复雜的測量設備。但尽管如此，这种測量还是广泛应用于苏联的工業中。

人工音量控制

为了能够随意地調节收音机的音量，收音机中必須裝有人工音量控制器。这种控制器多半是用一个可变的非綫性电阻做成。控制器的音量变化范圍应尽可能的寬一些——从最大值几乎到零。但是，实际上不可能在这样寬的范圍內实现均匀的控制，当控制器調到音量最小的位置时，虽然声音可很小，但畢竟还是可以听到声音，这是因为音量控制器有起始电阻的緣故；

因此，繼續減小音量到零時，其變化已經不是均勻，而是跳躍式了。對中級收音機來說，它的音量控制的範圍應不小于40分貝，以電壓計時不小于100倍，或以功率計時不小于10000倍。

呼 聲 系 數

在收聽無線電台的時候，收音機輸出端應當只有接收信號有調制時才聽到聲音。在沒有調制時，收音機輸出端不應當聽到任何聲音。

但是，事實上在任何一个收音機中也不能出現這種情況。在收音機輸出端的揚聲器里始終可聽到一種所謂呼聲——剩餘雜音，甚至就在被接收信號完全沒有調制時，也會或多或少地聽到這種雜音。

這種呼聲聽起來可能很小，但是當未調制的載波電壓輸入到收音機的輸入端時，聽起來就很顯著。

產生呼聲的原因有二：第一，由於收音機中有內部雜音，這種內部雜音產生在各種電路元件（高頻諧振電路、電阻）以及電子管中；第二，由於用市電供電時整流器中的濾波器未能把已整流電流的脈動完全去掉。

把沒有調制時收音機輸出端的呼聲電壓，與在其他條件不變但其輸入端輸入有調制的高頻電壓時，收音機輸出端的信號電壓之比稱為呼聲系數。必須注意：用這種方式來確定出的呼聲系數並不是一個常數，收音機輸入端的信號愈強（載波電壓愈高），呼聲系數就愈小。

測出收音機輸入端加有不同載波電壓時的呼聲系數，就可畫出呼聲的特性曲線。

哼声系数通常不容許大于1%—2%。

收音机輸出端的哼声电平所具有的意义，不僅是因为它影响到接收广播的音質；而且也因为哼声电平决定了收音机的动态范围，即是收音机可能發出的最高和最低声音間之差。

动态范围就是收音机輸出端音量最大时的輸出功率与人耳尚能分辨出的最小音量时的輸出功率之比。

顯然，可能分辨清楚的最小可聞音量应当比哼声电平要高，哼声不应当把这个声音掩盖起來。因此，如果最小可辨音量的电平等于哼声电平时，那么，很明顯，动态范围边界的一边决定于哼声电平，另一边就决定于收音机的最大不失真功率。上述这两个数值之比（其單位为分貝）就給出了該收音机的动态范围。

例如，如果哼声电压是最大輸出功率时的电压的1%，那末动态范围是40分貝。有时我們說，这时的哼声电平是-40分貝。

在交响乐隊里，最强的声音和最弱的声音之差为60分貝，在声音功率上相当于相差一百万倍。顯然，我們的收音机絕不可能准确地把这种乐隊的整个动态范围都放送出來。只有質量最高的擴大設備才能保證有这样的动态范围。

廉价交流收音机中的哼声电平將近-30分貝；在中級收音机中約为-40分貝；在一級收音机中大約为-46分貝。

电源电压变动的影响

超外差收音机受电源电压变动的影响比高放式收音机更灵敏。这是由于变频級的工作与电子管工作状态的变更有密切的关系。当屏極电源电压降低时，收音机各級的增益都要減小，

而对变频级更为灵敏。

电源电压降低也会使末级输出功率减小；非直线性失真增大，并使有用功率相应降低。

电源电压的增高超过了一定范围时，就使收音机不能正常地工作。如果高频级和中频级的增益本来已经很高，已经接近于稳定界限时，那末由于电源电压增高将使每级的增益更加提高，结果使某些级的增益大过了容许值，并超出了稳定界限。这时收音机便会发生自激，同时，失真、啸声、呼呼声以及各种伴随寄生振荡而发生的其他现象也随着出现了。

对超外差收音机说来，这种现象多半发生在中频放大器里，因为在这一级中的电子管通常总有相当大的电压放大的缘故。

其实，最重要的还是使收音机在电源电压降低时仍能保持良好的工作能力，因为这种情况在实际工作条件下最常遇到。

2. 收音机参量的测量方法和 特性曲线的画法

要准确地测量收音机的参量，需要用专门测量仪器，并需在有专门设备的实验室中进行。为了测量这些参量要用统一的方法，这样才能使同一个收音机在不同场合下测量出的结果互相符合。对不同型式的收音机来说，应用统一的测量方法，便能测出一些数据，根据所得数据可把这些收音机进行互相比较。

下面我們就來說明按照統一的方法來測量前面研究過的收音機各種參量的基本原理。

灵敏度的測量

上面已經講過，收音機的灵敏度就是：要在收音機的輸出端獲得正常功率時，在天綫上所需要的電動勢的大小。

當要測量收音機在某一個信號頻率上的灵敏度的時候，應把標準信號發生器輸出的具有這種頻率的高頻信號電壓通過等效天綫送到收音機的輸入端，並且這種高頻信號應被聲頻所調制的。在灵敏度測量以及以後所有各種測量時，都把頻率為400赫、調制度 $m=0.3$ 的調制當作正常調制。

把收音機準確調諧到信號發生器的頻率上，並將收音機的人工音量控制器放在相當於最大灵敏度的位置上。然後用有刻度的調節器（分壓器）把信號發生器輸出的電壓調到使收音機的輸出端獲得正常功率。實際上想要達到這一目的，需要把收音機輸入端的電壓調到這樣一個數值，即是在這個數值時，使並聯在收音機輸出端揚聲器音圈上的測量儀表恰好能指出有正常功率時的電壓。這個電壓的大小可用下面的公式來計算：

$$E_{\text{min}} = \sqrt{P_{\text{н.р.м}} r_{\text{г.н}}}$$

式中： $P_{\text{н.р.м}}$ ——收音機的正常功率，單位瓦；

$r_{\text{г.н}}$ ——頻率400赫時揚聲器音圈的阻抗，單位歐姆。

如果只要得到近似的計算結果，可以用 $r_{\text{г.н}}$ 中的純電阻（即音圈的直流電阻）來計算。

測量灵敏度通常總在每個波段中的幾個點，即起點、中點和終點上來進行。

上面曾經說過，標準信號發生器輸出的電壓並不直接加到收音機輸入端，當中要經過一個等效天線電路；它所具有的電容、電感和電阻與中級業餘天線相等效。我們所以要這樣連接，是為了把實際收音機天線對輸入調諧電路的影響也考慮進去。

如圖15所示的複雜電路可作為這種等效電路。圖上給出的數值與實際高度為4公尺的天線的數據相接近。

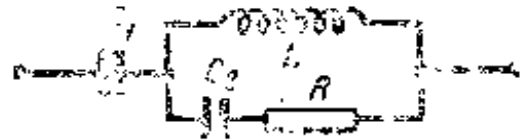


圖 15. 等效天線電路圖
 C_1 —— 60 微微法； C_2 —— 200 微微法； L —— 20 微亨； R —— 400 歐姆。

不用等效天線測得的靈敏度數值，與採用上述方法測得數值的相差很大。當沒有標準的等效天線時，容許適當簡化：即在長波和中波時可用 200 微微法的電容來代替；而在短波時則用 300 歐電阻來代替。此時所發生的誤差與標準方法比較並不太大。

復蓋波段的測量

復蓋波段要用頻率刻度很準確的標準信號發生器來測量。測量每一個分波段時，應將收音機的調諧電容器先後放在兩個位置上：第一位置是電容器的動片完全旋出，即電容為最小值 C_{min} 的位置；第二位置是動片完全旋進，即電容為最大值 C_{max} 的位置。把標準信號發生器輸出的被 400 赫聲頻調制過的信號電壓加到收音機的輸入端，並把信號發生器調准到收音機所調諧的頻率上，當電容器調到上述二位置中的任一位置上時都得作一次這種調准。在每一個點上，即可根據標準信號發生器的刻度盤記下所調諧到的頻率（這時讀出的頻率也就是收音機的

兩個調諧頻率，根據這兩個頻率，就可以測定該收音機的一個分波段（——譯者註）。

在工業出品的收音機中，由技術條件規定分波段的二邊界不應該在電容器的兩個最邊緣的位置上，而要求兩邊有些富余，即刻度的二端要各留幾度。

選擇性的測量

選擇性通常都是在每一分波段中的一點或兩點上進行測量。如果在分波段中的一點上進行測量時，那末這一點應選在分波段的中點。如果要在兩點上測量選擇性，那末這兩點應選在接近分波段邊界頻率的地方。

測量的方法如下。

用標準信號發生器把收音機調諧到需要測量它的選擇性的那個頻率上。用分壓器調信號發生器的輸出電壓大約等於收音機額定靈敏度時的電壓的二倍，并用 E'_2 代表這一電壓。此時，高頻信號是用 400 赫的聲頻調制，其調制度 $m = 0.3$ 。再用人工音量控制器，使收音機的輸出功率為正常功率 $P_{\text{нор.м}}$ 。這時的輸出電壓就等於

$$E_{\text{нстx}} = \sqrt{P_{\text{нор.м}} \gamma_{\text{св}}}。$$

然後，不變收音機的調諧，但改變信號發生器的頻率，使它與原來的諧振頻率相差約 2 千赫（假定向頻率增高的方向變動）。這時收音機輸出端的電壓將降低一些。再調節分壓器使信號發生器的輸出電壓增加，直到收音機輸出電壓增加到原來的數值 $E_{\text{нстx}}$ 為止。這時，精確地讀出信號發生器的輸出電壓 E'_2 。再以同樣的方式，使信號發生器失調到（即偏離諧振頻率——譯

者) 約为 3、4、6、8 等千赫时, 再作几次測量。每次測量时, 都要保持收音机輸出端的电压 E_{out} 不变, 并讀出信号發生器必須輸出的电压。

在諧振頻率的一边測量完畢以后, 再以同样方式在同样的几个失調頻率 (但此时已是向諧振頻率的另一方向失調) 上進行測量。如果原先頻率是增加的, 那末这次測量时, 就应逐次減低頻率。在每一点上同样要讀出需要的讀数。然后把所得到的数据列成一表, 如下表所示。随着失調頻率 Δf 的增加, 表示該点上增益的相对衰減的比值 $\frac{E'_s}{E_s}$ 也將增大。

下表的数据是从一架标准二級收音机中得到的。

$+\Delta f$	0	+1	+2	+3	+4	+5	+6	+8	+10	+14千赫
$\frac{E'_s}{E_s}$	1	1	1.1	1.33	2	3	4.5	11.5	24	120
$-\Delta f$	0	-1	-2	-3	-4	-5	-6	-8	-10	-14千赫
$\frac{E'_s}{E_s}$	1	1	1.15	1.4	2	3.2	4.9	12.5	28	130

根据这些点, 就可以画出收音机的選擇性曲綫, 或它的諧振曲綫, 它如圖16所示。在橫座标上以綫性比例尺由諧振頻率向兩边标出失調頻率 Δf , 縱座标上則以对数比例尺标出了失調时增益的相对衰減 (或者說灵敏度降低)。

在收音机諧振曲綫上找出相当于增益減小为 $\frac{1}{2}$ 时的兩点, 并量出曲綫上这两点間的寬度, 便能知道通帶寬度。圖16

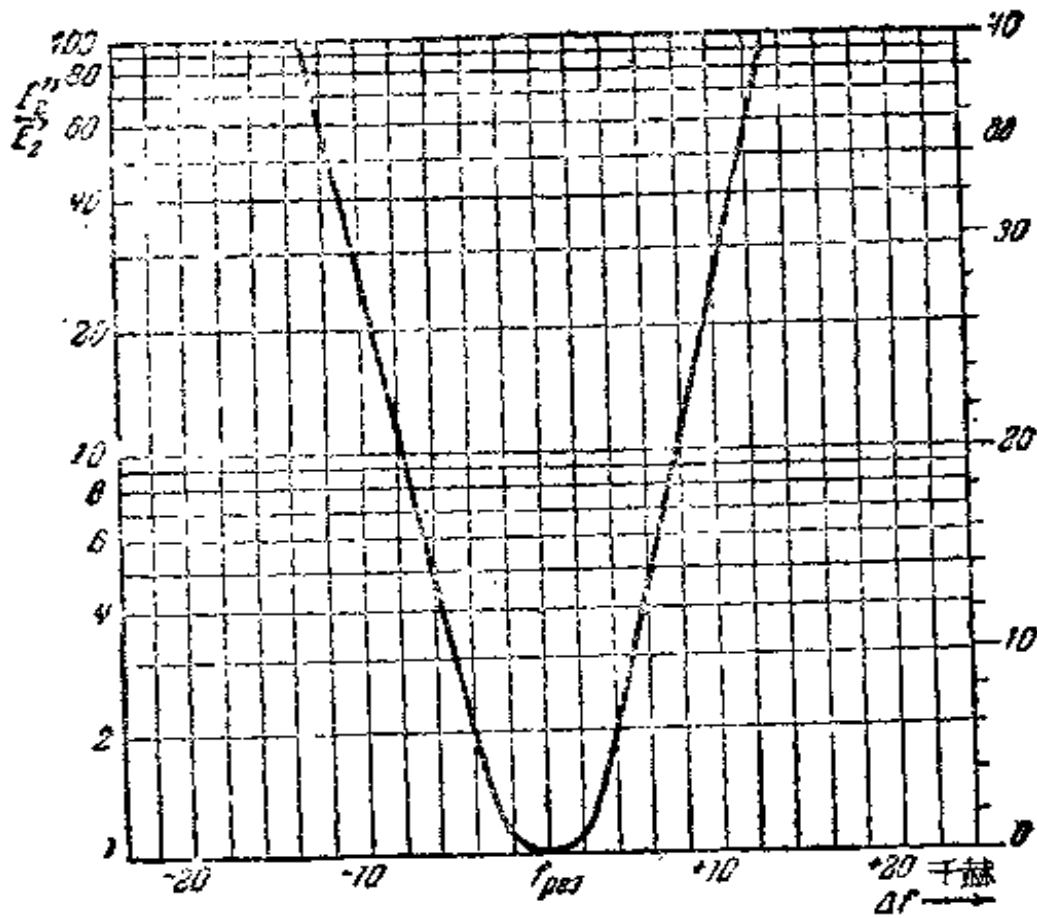


圖 16. 收音机的諧振曲綫

所示的諧振曲綫的通帶为 8 千赫。

增益的衰減值也可以用分貝來表示。圖16上右边的标度就是用分貝來表示的。

象頻波道選擇性的測量

測量出象頻波道選擇性便可知道收音机接收象頻信号（即頻率与所調諧的頻率相差 $2 F_{up}$ 的信号）的灵敏度比接收所調諧信号的灵敏度降低多少。

这种測量与灵敏度的測量相似（參看32頁）。

測量电路与前一样。

首先按照前面說过的測量選擇性的方法，測出收音機波段中我們所需要的一點的靈敏度；並記下為了要在收音機輸出端獲得正常功率時標準信號發生器所應輸出的電壓 E_c 。然後，不變收音機的調諧，但改變信號發生器的頻率，把它增加 $2F_{np}$ ，例如增加920千赫（ F_{np} 是中頻——譯註）。在這一頻率（ $f_c + 2F_{np}$ ）上利用電壓調節器（分壓器）使信號發生器的輸出電壓增高，一直到收音機輸出端重新獲得正常功率為止。

如用 $E_{c,s}$ 表示這時標準信號發生器輸出端測量出的電壓，那末象頻波道靈敏度的減低數值（或象頻信號的衰減值）可用比值 $\frac{E_{c,s}}{E_c}$ 來決定。

在一個波段內不同點上的象頻波道選擇性也不一樣，因為輸入諧振電路的諧振曲線的寬度是沿着波段而變化的。當收音機調諧到每個分波段的最高頻率上時，象頻信號的衰減最小，因為在這個分波段的最高頻率時諧振曲線的絕對寬度最寬。

因此，評定收音機的象頻波道選擇性時，通常只限定在每一個分波段的高頻端進行測量，因為已經知道，這個分波段內其它各點上的象頻信號的衰減還要大。

頻率等於中頻的信號的衰減的測量

收音機給予其頻率等於中頻的其它電台干擾的衰減可用下述方法來測定。把收音機調諧到需要測量這項參量的所接收信號頻率上，應用標準信號發生器在波段內的這一頻率上（即收音機所調諧到的頻率上——譯註）按前述方法測量出收音機的靈敏度。然後不變收音機的調諧，但將信號發生器調到頻率 F_{np} 上，並且這個信號要象測量靈敏度時一樣的方法來調制。再增加信

号發生器的輸出电压，直到收音机輸出端重新獲得正常功率为止。这时的中頻电压与上面在該波段內这一点上所測量出的灵敏度之比，即是我們所要測量的收音机对中頻干擾信号的衰減。

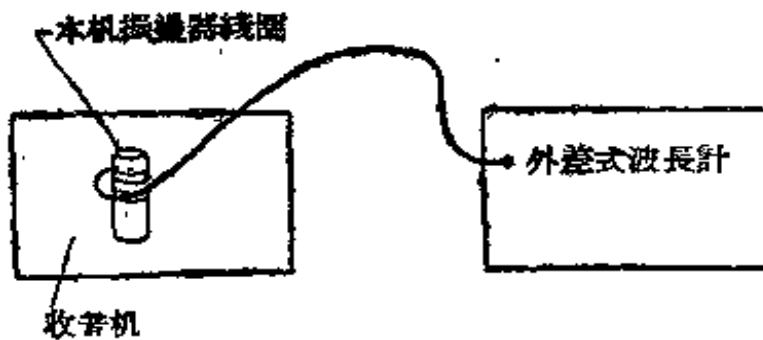
这个衰減在收音机的波段內各点上也不一样，因此这种測量通常只在条件最差的一些点上進行，也就是在長波波段內的高頻端和中波波段內的低頻端來測量，因为在这些点上，輸入諧振电路的固有頻率最接近中頻（当 $F_{np}=460$ 千赫时）。

本机振盪器頻率穩定度的測量

收音机本机振盪器頻率的穩定度，是根据如下兩個引起頻率不穩定的主要原因來測定：一个原因是收音机自身發熱的影響；另一是电源电压的变动。

頻率的穩定度要用專門的仪器——外差式波長計來測量，以便能非常准确地測量出本机振盪器的振盪頻率。

由于收音机本身發熱所引起的本机振盪器頻率的漂移，可用下法測量。把外差式波長計与收音机本机振盪器的諧振电路，或本机振盪器



屏極电路保持弱耦合。只要从本机振盪器綫圈（如果它沒有屏蔽的話）引一根導綫接到外差

式波長計的輸入端就可以了（圖17）。如果綫圈有屏蔽（即隔離）的話，可从波長計引出一條導綫連到收音机本机振盪器的

圖 17. 測量本机振盪器頻率穩定度用的綫路圖

屏極接綫上。在許多情況下，只要把波長計的引出綫在收音机的本机振盪管上繞几圈就够。接通收音机的电源后，立即進行第一次測量，測量出本机振盪器的頻率。过五分鐘后，再進行第二次測量；以后每隔5分鐘測量一次。相隔一定時間測出的兩個頻率讀數之差，就是本机振盪器頻率漂移的大小。

由于收音机接上电源后的最初几分鐘內，电子管慢慢燒热起來，本机振盪器的頻率在这几分鐘內变化相当激烈；通常在广播收音机里把測量方法簡化，以接通电源5分鐘后測出的本机振盪器的頻率作为第一个讀數，以后就以这一讀數为标准，計算出与这一点相比較的相对頻率漂移。第二个讀數是在收音机接通电源15分鐘后，也就是在第一讀數之后10分鐘測出的。

如有必要，可每隔一定時間再測定几次讀數。

本机振盪器頻率的穩定度或頻率漂移可用絕對單位表示，即以赫或千赫表示；也可用百分數表示。在后一情況下应取比值 $\frac{\Delta f}{f_1}$ 即是用

$$\frac{\text{每隔一定時間所發生的頻率漂移}}{\text{開始測量時本机振盪器的頻率}}$$

來表示。

当進行以上各次測量時，收音机的电源电压应嚴格地保持不變。

由于电源电压变动而引起的頻率漂移也用同样的电路來測量，但測量本身有些不一样。把收音机接通电源經過兩小時后，这时收音机中的溫度已經达到穩定，不再变动了。再用外差式波長計測量本机振盪器的頻率。然后在所需測量的电源电

压变动范围内，用同样方法在电源电压降低和升高的两种情况下测量出本机振荡器的频率。

自动灵敏度控制曲线的绘制

要绘制自动灵敏度控制曲线，需要知道这一控制的规定标准；或者给定测量时的大额定额。通常都是在输入信号电压达到100000微伏，或190毫伏的情况下，来测定自动灵敏度控制的作用。

测量的方法如下：在收音机输入端加上一个从标准信号发生器输出的信号，它的频率根据我们需要来选用，电压应为100000微伏，并且应用调制度 $m=0.3$ 、频率为400赫的声频来调制。调节人工音量控制器使收音机输出端达到额定输出功率（额定输出功率就是保持失真不超过10%的情况下所能获得的最大功率）时的电压 $E_{no.n}$ 。然后调节信号发生器里的分压器，使输出的高频电压逐渐降低，并在各种输入信号电压时记下收音机输出端所产生的电压的数值。

这种测量可在几个输入电压上，例如在输入电压为100000、10000、5000、1000、500、100微伏的这几个电压上进行。因此，自动灵敏度控制曲线是沿着由高电压到低电压的方向来画的，也就是从末端画到始端。如果输出电压变动剧烈，那末可以多选一些测量点，这些点可能主要是分佈在曲线的始端和输入电压较小的区域内。

所画出的自动灵敏度控制的斜度是它的工作质量的量度。曲线愈倾斜，自动灵敏度控制的作用愈好。

要评定自动灵敏度控制，可以不必画出整个特性曲线，只

要在信号最强时,即 $E_{вх} = 100000$ 微伏时测量出收音机的输出电压; 然后当输入信号微弱时再测量一次。输入电压的最低值, 对型式复杂的收音机来说, 是选用100微伏; 对中级收音机来说约选用1000微伏; 对最廉价的低级超外差收音机来说, 则选用5000微伏。

比值 $\frac{E_{вх макс} \text{时测得的 } E_{вых}}{E_{вх мин} \text{时测得的 } E_{вых}}$ 说明自动灵敏度控制的工作质量 ($E_{вх макс}$ ——最大输入电压; $E_{вх мин}$ ——最小输入电压; $E_{вых}$ ——输出电压。——译者注)。这一比值通常用分贝为单位。例如, 对某种收音机来说, 它的输入电压从100变到100000微伏时, 输出端电压的变化不应当超出10分贝, 或者说, 这种情况下收音机输出端电压的变化不应超过三倍。

输出功率的测量

上面已经说过, 非线性失真系数为10%的情况下, 收音机输出的功率称为额定功率。因为额定功率的大小只决定于低频放大器, 所以其测量方法如下: 把400赫的声频电压从声频发生器输入到低频放大器中第一个电子管的栅极上, 或输入到拾

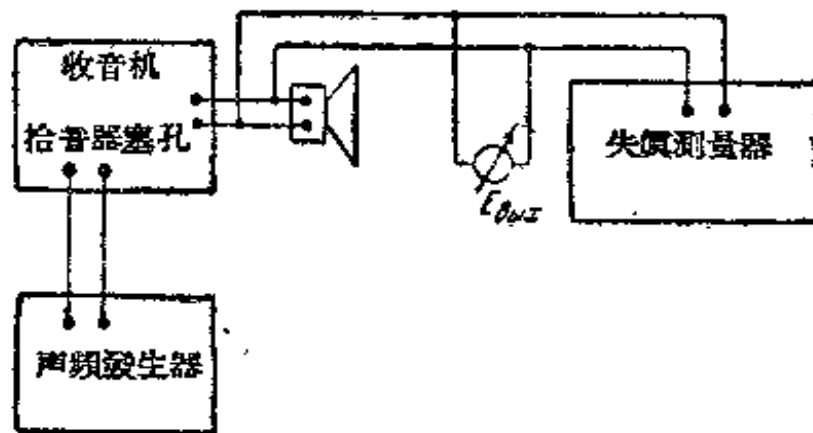


图 18. 测量输出功率和非线性失真的线路图

音器塞孔上（如果該收音机有此塞孔）；在收音机輸出端揚聲器的音圈上并聯一个輸出电压測量計和一个非直綫性失真測量器，如圖18所示。把人工音量控制器放在音量最大的位置上，調声頻發生器的輸出电压使收音机輸出端能產生需要的功率。

調到所需功率时，揚聲器音圈上的电压可按下式計算

$$E_{B_{BLX}} = \sqrt{P_{B_{BLX}} \cdot r_{BB}}。$$

在輸出端得到这一电压以后，就把它輸入到非直綫性失真測量器中，再測出非直綫性失真系数 K_f 。如果 K_f 大于 10% 时，那末表示輸出功率太大，应將它減小。根据失真系数比容許的 10% 大了多少，來适当降低輸入的声頻电压，并重新測量失真系数。如果它仍然超过 10%，那末应当把声頻發生器的电压再減低一些，重新測量失真系数，直到輸出端的失真系数等于 10% 为止。

反之，如果失真系数不到 10% 时，那末需要提高声頻放大器輸入端的电压，增加輸出功率 $P_{B_{BLX}}$ 直到非直綫失真系数等于 10% 为止。然后記下这时的輸出功率，这个功率就是被测收音机的額定功率。

如果要測量的收音机是工業生產的，那末在它的技術鑑定書中記載有工厂所能保證的額定声頻功率。在这种情况下，就不需要象上面那样選擇輸出功率，只要簡單測量一下說明書中所說的額定功率时的非直綫性失真系数就可以了。通常收音机的实际輸出功率要比技術規範中所指出的超出很多，也就是說，收音机与技術規範所規定的数值比較还有一些儲备功率。

所謂正常功率是用上述方法測出的額定功率的 0.1，当輸

出电压小到原来的 $\frac{1}{\sqrt{10}}$ 时，就得到正常功率，即

$$E_{\text{вых. норм}} = \sqrt{P_{\text{норм}} r_{\text{св}}} = \sqrt{\frac{P_{\text{ном}} r_{\text{св}}}{10}} \text{ 伏。}$$

从实际情况出发，收音机参数的测量最好从测量输出功率开始，因为必需知道这一参数后，才能测量其它各项主要参数。

非直线性失真曲线的绘制

非直线性失真曲线是在低频放大器中测定的。非直线性失真的测量可用图18所示的线路，并要在输出功率 $P_{\text{вых}}$ 的几个数值上进行。因而放大器输入端需输入不同的低频电压。要从可能足够准确地测得失真读数的最小功率值开始，一直测量到使失真系数已显著地超过容许值10%的功率值为止。

根据测量所得数据可以画出一条曲线，其形状通常如图11所示。

频率特性曲线的绘制

绘制低频放大器的频率特性曲线时，应将声频发生器的输出信号电压输入到该放大器输入端的拾音器塞孔上。把收音机的音量控制器放到最大位置，再将声频发生器的频率调到400赫上，并把它的输出电压调到能使收音机输出端能获得如前面公式所计算的正常功率。然后把声频发生器调到较低频率50赫或100赫上，再开始画此特性曲线。

测量时，应严格保持声频发生器输出端的电压不变，并应等于原先用400赫时所调到的数值。400赫这一频率是原始频率，我们的测量都以它为根据的。

改变声頻發生器的頻率，起初每次改变50赫，然后每次改变100赫、200赫，最后每次改变500赫、1000赫。每改变一次頻率，測量一次收音机輸出端的电压。通常是在50、100、150、200、300、400、500、800、1000、1500、2000、2500、3000、3500、4000、5000、6000赫諸点上進行測量。取頻率 $f = 400$ 赫时收音机的輸出电压为1，算出每一点的比值 $\frac{E_{\text{输出}x}}{E_{\text{输出}x400}}$ ($E_{\text{输出}x}$ ——收音机輸出端上的电压)；根据計算所得的数据，就可画出如圖13所示的特性曲綫。由于測量时，放大器的輸入端的电压是一直保持不变的，所以，比值 $\frac{E_{\text{输出}x}}{E_{\text{输出}x400}}$ 同时說明了該頻率时的增益与頻率为400赫时的增益之比。因此在頻率曲綫圖中，縱軸的比例尺可用二增益的比值來表示，或可以用收音机輸出端測得的两个电压的比值來表示。

低頻通帶的定义就是：頻率特性曲綫的縱座标高度为400赫时的縱座标的一半高度的兩点間所包括的頻段；或者说其增益（或輸出电压值）比400赫时的增益（电压值）小6分貝的那兩点間所包括的頻段。

進行測量时，所取的頻率并不一定要按照上面那样选法，也可以选择在另外一些頻率上進行測量，不过必須有足够多的点子才能够画出曲綫。

保真度曲綫的繪制

大家已經知道，保真度曲綫就是从天綫輸入端到揚声器音圈为止的整个收音机中的頻率特性曲綫。这一曲綫的繪制与低頻放大器頻率特性曲綫的繪制相似。測量用的綫路圖如圖19所示。

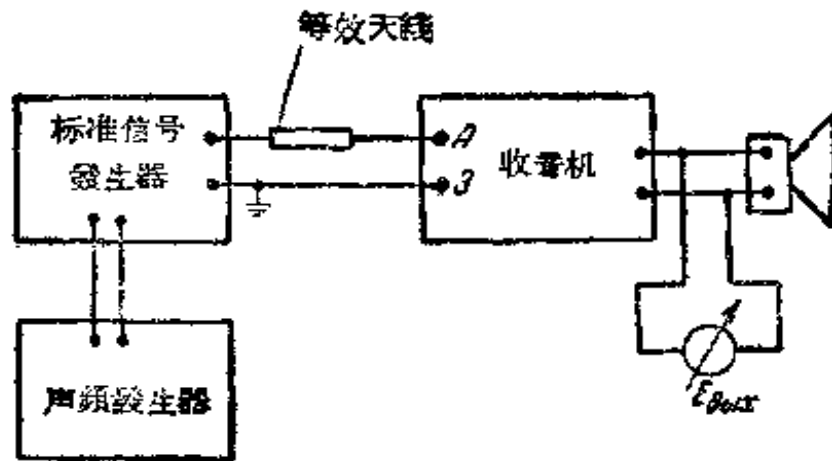


圖 19. 繪制保真度曲線的線路圖

从标准信号发生器输出的电压经过等效天线输入到收音机输入端的天线塞孔上，这个电压需要用外部音频发生器的音频来调制。高频（载频）的选择要根据希望在波段内那一点上进行测量来加以选定。通常是取频率为1000千赫的一点上来绘制保真度曲线。

为了避免遭受各种干扰和不相干的杂音的影响，从标准信号发生器输入到收音机输入端的电压，显然要比可能发生的干扰电压高一些，例如可用5000微伏的电压。从外部音频发生器把频率400赫的电压输入到标准信号发生器中，并保持调制度 $m = 0.3$ 。然后调收音机的人工音量控制调器，使收音机输出端（扬声器音圈上）能产生获得正常功率时的电压（这一输出电压 E_{out} 的大小可按上面我们已经知道了的公式算出）。在这以后，应按照适当的间隔改变音频发生器的频率，从50赫变到5000或6000赫（视收音机的质量高低而定），这时应保持调制度不变（ $m = 0.3$ ）；并且，每变一次频率就测量一次收音机输出端的电压，并记下读数。

進行此種測量后，并根據所測得的数据來画曲綫，其繪制方法和繪制頻率特性曲綫的方法完全一樣。

保真度曲綫和整個收音电路系統的頻率特性曲綫通常和低頻放大器(或低頻电路部分)的頻率特性曲綫是不同的，其區別就在于前者在較高的声頻範圍內曲綫下降。这是由于受到高頻和中頻諧振电路的影响所致，因为諧振电路的通帶对高于3000赫的調制声頻所形成的边頻就有很大的衰減。

無論是保真度曲綫，或低頻放大器的頻率曲綫，而通帶的概念，就是一段頻率範圍，其二边界的縱座標高度等于調制頻率為400赫時的縱座標高度的一半；或以分貝來表示，即增益比400赫調制時所得增益小6分貝的兩個頻率之間所包括的一段頻率範圍。

收音机的声压特性曲綫的繪制

測量收音机声压方面的參量和繪制声压特性曲綫，需要有專門設置的隔音室。

測量声压的原理如下。把收音机放在專門設置的隔音室里，將某一声頻电压，或是已調制的高頻电压輸入收音机中(輸入声頻电压时应加到收音机的低頻部分輸入端，即拾音器塞孔上——譯註)。在收音机前相距一定距离——1公尺的地方放一測試微音器(即話筒)，这个微音器應該具有直綫性的頻率曲綫。然后，在整个声頻頻譜內改变輸入声頻电压的頻率。使收音机中揚声器所發出的声音作用到微音器上，再經過專門的放大器加以放大，并把該放大器輸出端的声頻电压变化情况用适当方法記錄下來。在整个声頻頻譜內輸入到收音机的电压都要

保持不变，因此在测试放大器输出端的电压就是被测收音机声压上的频率特性曲线（图14）。

在进行测试的隔音室里需要有专门的吸音设备：墙壁和天花板都要用软性材料复盖起来；地板上要铺着地毯，以免声音从这些表面上反射回来。否则，反射回来的声音又参加到测试麦克风上，将使测量结果产生误差。如果吸音设备装置得很妥当，那末加到麦克风上的只有扬声器所发出的声音。

如果要绘制收音机低频电路系统的声压频率曲线，那末应当把声频电压加到低频放大器输入端，即加到拾音器的塞孔上。如果要画的是整个收音机的声压保真度曲线，那末应在收音机输入端输入高频电压（图20），其频率通常为1000千赫，而且要由

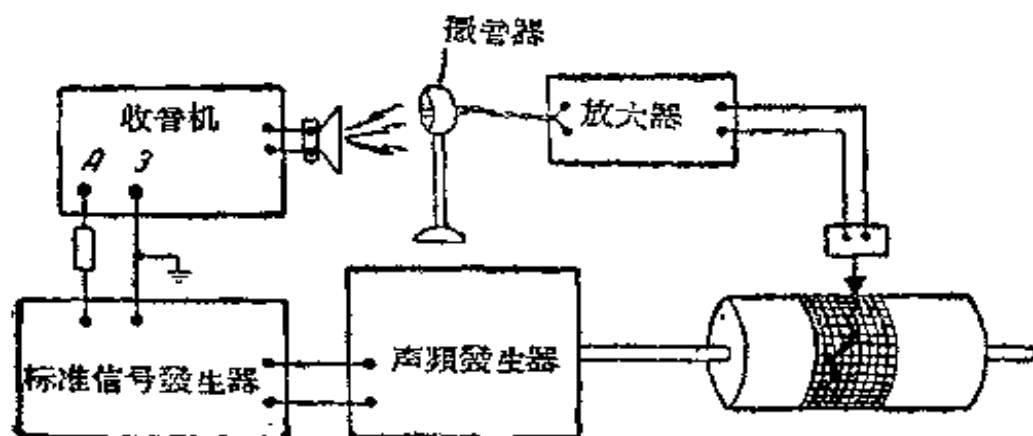


图 20. 绘制声压频率特性曲线用的线路图

声频频谱中的全部声频以 $m=0.3$ 调制度依次来调制（图20）（此处所说的依次调制，就是指图20中测量时，标准信号发生器固定在1000千赫上，另一声频发生器的声频电压输入到标准信号发生器里对1000千赫的高频电压进行调制，前面讲测试原理时曾说过测量时声频电压要在声频频谱内变化，每测一次变一次频率，因此，标准信号发生器输出的信号将是依次变化

的声压所调制过的——譯註。)。

測試的步驟如下。將頻率為400赫、其大小約0.2伏特的聲頻電壓加到拾音器塞孔上；調節音量控制器使收音機輸出端獲得必需的功率。這個功率或者是收音機的正常功率；或是所用電聲測試儀器（指微音器——譯註）必需的功率；或者也可以是某一假定的功率，例如0.1瓦。把在這一頻率和選定的功率下測得的聲壓作為原始數據，即作為零電平。然後在一個需要的頻率範圍（例如從50——5000赫）依次改變聲頻發生器的頻率；並記下對應於每一個聲頻時測試放大器輸出端的電壓；在整個測量過程中，輸入到收音機里的信號電壓應保持不變。這種聲壓頻率特性曲線的繪制方法可以是自動的或半自動的。聲頻發生器的頻率應自動地靠電動機的轉動來均勻地改變，也可以用手來均勻地調節。記錄裝置要與聲頻發生器聯在一起，俾能連續地記錄測試放大器輸出端的電壓（不同頻率時的——譯註）。這樣一來，我們就得到了一條連續的曲線，它表明了聲壓上的全部頻率特性曲線。

根據不連續的幾點來畫這種頻率特性曲線是不能表明全部變化情況的，因為曲線上個別地方的峯或谷就因此而漏掉。

繪制聲壓的保真度曲線時，測量方法與前一樣，所不同的僅在於電壓不是加到拾音器塞孔上，而是加到收音機的輸入端。在這種情況下，由標準信號發生器輸出的高頻電壓，要用外部聲頻發生器來調制。

當測定聲壓上的非直線失真時，其測量原理與上述的相似。把聲頻發生器輸出的頻率為400赫，大小為0.2伏的聲頻

电压輸入到收音机的拾音器塞孔上。調節人工音量控制器使收音机輸出端獲得相当于額定功率时的电压（該电压可用前兩說

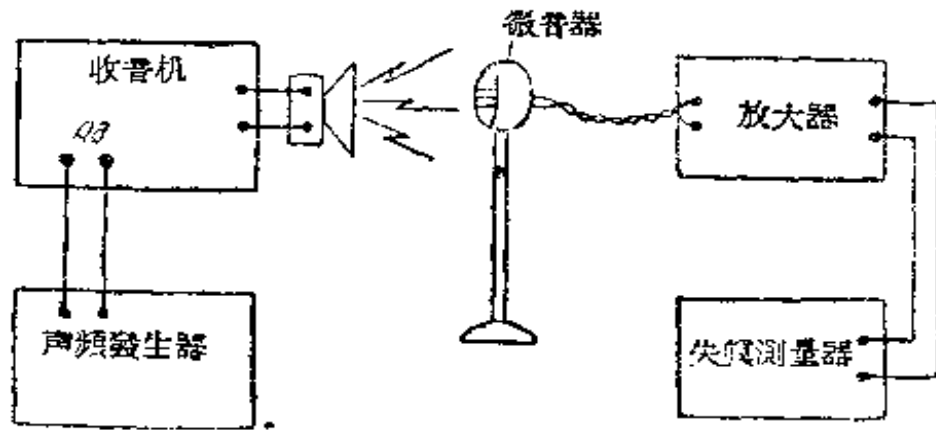


圖 21. 測量声压的非直綫失真系数用的电路圖

过的公式來計算)。这时，揚声器所發出的声波作用到微音器上，并在測試放大器輸出端測量非直綫失真。而測試放大器本身不应引起失真。其測量綫路如圖21所示。

如有必要，也可用同样方法在其它一些需要的頻率上，例如在100、250、1000和2000赫的頻率上進行測量。

为了避免由于电源頻率的二次諧波所起的影响而使測得的非直綫失真系数不大可靠，在100赫的頻率上進行測量时，不要很准确地調在这个頻率上，因为它正好是市电电源頻率（50赫）的二倍；可以調到將近100赫，例如在110赫的頻率上進行測量。

哼声系数的測量

測量哼声系数的方法有兩種。第一种是簡化的方法，是在收音机輸入端沒有信号时來測量。按这种方法測量时，要把收音机輸入端(天綫——地綫塞孔)短路；將人工音量控制放在增

益最大的位置上；然后在收音机輸出端（揚聲器的音圈上）測量出电压 E_{ϕ} 。这个电压与收音机能獲得額定功率时在其輸出端所必需的声頻电压之比，就是哼声系数 $K_{\phi} = \frac{E_{\phi}}{E_{нор.м}}$ 。

哼声系数可以用百分数表示，也可以用分貝來表示。

第二种測量方法是在收音机輸入端有信号时來測量。这种測量方法如下。把收音机調諧到某一指定的頻率上；將标准信号發生器輸出的已調制的信号輸入到收音机輸入端，这个信号的頻率应等于收音机所調諧到的頻率，其电压应調到預先假定的数值，并要稍許大于收音机的灵敏度，这是为了完全消除干擾对測量的影响所必需的。然后調節收音机的人工音量控制器使在調制度 $m=0.3$ 和調制頻率为400赫的情况下，收音机輸出端（即揚聲器的音圈上）得到相当于正常輸出功率 $P_{нор.м}$ 时的电压 $E_{нор.м}$ 。

以后，不变收音机的調諧和音量控制的位置，断开标准信号發生器的調制，再測量揚聲器音圈上的剩余电压 E_{ϕ} 。

那末，哼声系数將可表示为 $K_{\phi} = 0.3 \frac{E_{\phi}}{E_{нор.м}}$ 。

乘数 0.3 加在公式中是因为測量时所用的輸入信号是被 $m=0.3$ 的声頻所調制的。如果調制度等于100% ($m=1$)，而輸出端又是額定功率时，那末就不需要再乘上0.3了。

为了繪制哼声曲綫，即繪制哼声与載波电压的关系曲綫时，可按照上述的同样方法進行測量，所不同的在于此时須在收音机輸入端依次加上不同大小的信号电压，从相当于收音机正常灵敏度的电压开始，直到比收音机灵敏度电压大很多（約为100毫伏）时为止。这种測量与画自动灵敏度控制曲綫一

样，是在输入端的信号电压为不同数值的情况下进行，并在每一个输入电压下求出呼声系数。当进行每次测量时，收音机的人工音量控制应放在音量最大的位置上。

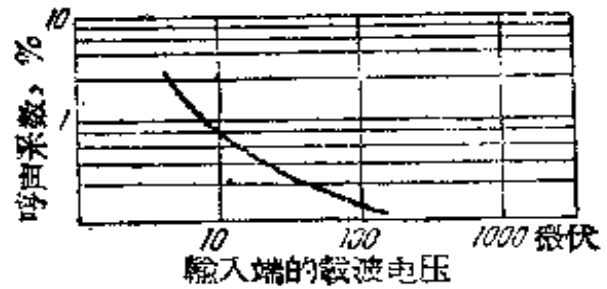


图 22. 呼声系数曲线

根据在这些点上所得的数据便可画出呼声曲线（图22）。

电源电压变动时增益稳定度的测量

当电源电压降低到低于额定值时，收音机的灵敏度和输出功率就减小；而当电源电压降到某一最小值时，收音机的本机振荡器将停止振荡。当电源电压升高时，增益也就增高，并可能产生自激。

在电源电压变动下测量收音机工作稳定性的方法如下：在电源电压为额定值时（对交流收音机来说，即是当电压为127伏或220伏时），应用我们已知的方法，在波段内选定的几点上测量出收音机的灵敏度。

然后把电源电压依次降低5%、10%、15%…，每降低一次，便按上述的同样方法测量一次收音机灵敏度。电源电压一直要降低到使增益剧烈减小，收音机停止工作为止。

再按同样方法在电源电压升高10%、15%……时测量几次收音机的灵敏度。并在测量时应检查在收音机中是否已发生自激。

另外，当电源电压降低时再测量一下“不失真”功率，也就是非直线失真系数为10%时的输出功率。

3. 收音机参量与电路元件间的关系

决定无线电收音机电气指标的各项参量与线路中采用的零件的电气数据有关，同时也和电子管的放大性能有关。

下面来讨论一下，收音机的各项参量与线路中的那些元件有关。

灵 敏 度

上面已经说过，收音机的灵敏度是由收音机的总增益决定，而总增益就是收音机各级的放大系数与输入谐振电路谐振增益的连乘积。

超外差收音机中的增益大小由下列各元件决定：

1. 输入电路 从天线塞孔到第一电子管的栅极。这里的增益完全决定于栅极电路中谐振电路的质量以及它与天线的耦合，而电压传输系数与这耦合有关。天线电路与第一电子管的栅极谐振电路间的耦合度是有一定限制的。耦合过弱就使灵敏度减低；耦合过强，收音机就失去选择性。

对于用一定形式的天线的收音机来说，其输入电路的制作非常简单；但这种情况仅在业余条件下会遇到，这时装置者装一个自己用的收音机，因他预先知道收音机是用那一种天线来接收的。但在工业生产的收音机中，要这样做就很困难，因为工业上是大量生产的，制出的收音机将来可能应用各种不同的天线来接收。

要改善电压传输系数，可以从下面几方面来考虑：

a) 天綫的电容耦合 (圖23)。在這種情況下，耦合電容量 C_{cs} 愈大，電壓傳輸係數以及收音機的靈敏度就愈高。但是增大這個電容使輸入諧振電路電容增加；如果收音機中的各諧振電路是用“同軸”調諧的話，那末這將使輸入諧振電路對其它高頻諧振電路不能同步，造成失調。通常把電容 C_{cs} 選用在10到30微微法的範圍內。如果是自己裝配的收音機，預先考慮到用一定形式的天綫來接收時，那末設計時可以把這一天綫的影響考慮進去，并稍微調整諧振電路，使電容 C_{cs} 接入後，諧振電路的調諧適能跟蹤。在這種情況下，由於電容 C_{cs} 可增加到30—50微微法，便可以顯著地提高了靈敏度。但必須記住，在這種收音機上如果改用其它天綫時，將引起某種程度的失調，所有上述優點就都消失。

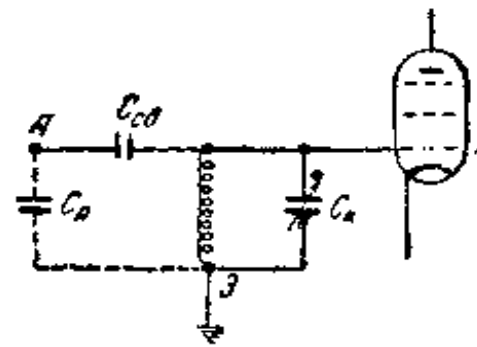


圖 23. 电容耦合時輸入端的等效線路圖

這就是工業出品的收音機中通常不用電容來耦合天綫的原因之一，因為用電容耦合時，收音機受天綫的影響很大。

電容耦合的特點就在於：電壓傳輸係數沿着波段而變化，也就是隨着頻率的降低，或者說隨着可變調諧電容器電容的增加，電壓傳輸係數逐漸降低；因此採用電容耦合時，每個分波段低頻端的增益將比同波段高頻段的增益小得多。電壓傳輸係數 K 與各電路數據之間的關係可用下式表示：

$$K = Q \frac{C_A}{C_A + C_K}$$

式中： Q ——諧振电路中綫圈的品質因數，由于天綫电路的影响，它比綫圈的固有品質因數要小一些；

C'_A ——天綫与耦合电容器的总电容

$$C'_A = \frac{C_A \cdot C_{CB}}{C_A + C_{CB}};$$

C_K ——可变电容器的电容量。

从上面的公式可以看出，增益的下降差不多与調諧电容器的电容增加成比例。

在用高频鉄粉心調諧的收音机中，上述現象就不会發生了，因为这时諧振电路的电容是固定不变的。但在这种情况下，將出現另一种情况：当鉄心插入綫圈时，也就是在分波段的低频端，諧振电路的品質因數 Q 就大一些，因此电压傳輸系数有些增大，随着电压傳輸系数增大的同时，增益也就增大了一些；而在分波段的高频段增益就减小了一些。

6) 天綫的电感耦合。当綫圈設計和繞制正确时，采用这种耦合方式全波段內可得到很均匀的增益，也就保證了电压傳輸系数在整个波段內都固定不变。

要实现上述情况，耦合綫圈电路中的固有頻率应低于該分波段的最低頻率。这就是說，例如接收長波时，天綫电路的固有頻率，也就是耦合綫圈的电感、綫圈本身的电容和天

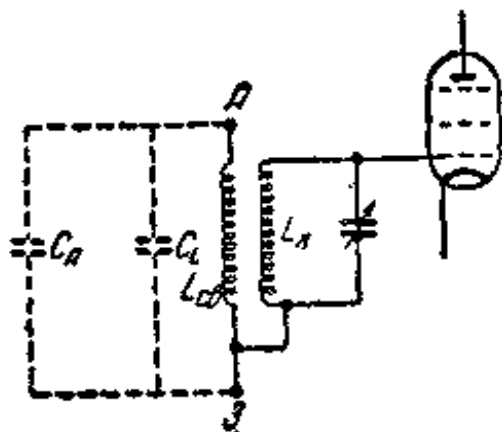


圖 24. 电感耦合时輸入端的等效綫路圖

綫电容三者（見圖24）所决定的固有諧振頻率应当低于150千赫。如果天綫电路的諧振頻率高於分波段的最高頻率（即当耦合綫圈电感很小时）时，那末电压傳輸系数將在一个很大範圍內沿着波段而变化。

最后，如果天綫电路的固有頻率落在分波段中間时，那末在該分波段內，某部分的增益將比其它部分的大得多（此处所說的某部分就是天綫固有諧振頻率所在的部分——譯者）。

上述几种情况可用圖25表明：圖25, a表示在上述三种情况

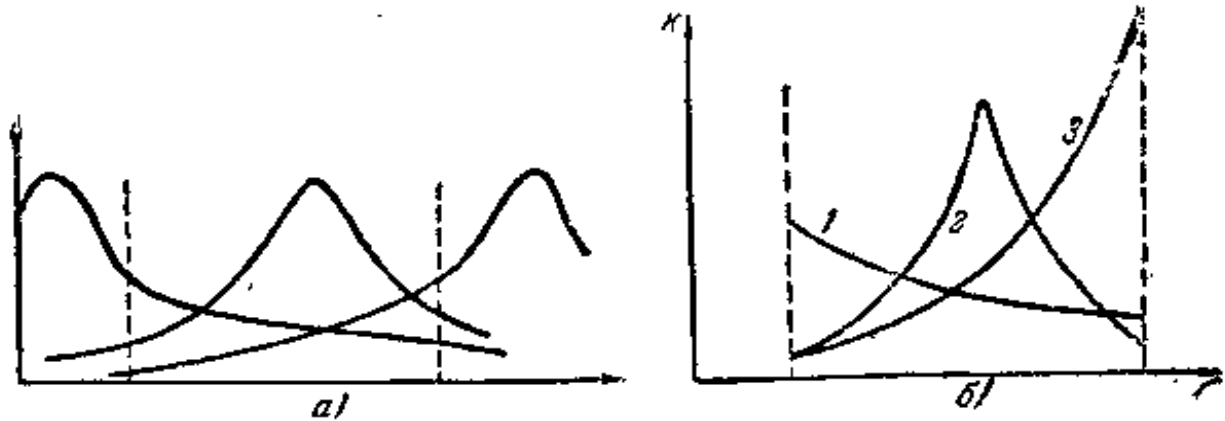


圖 25. 电压傳輸系数与天綫耦合电路的关系(虛綫表示波段的边界)

下輸入电路諧振曲綫分佈的位置；圖25, b則表明这三种情况下电压傳輸系数与頻率的关系。研究这些曲綫时应当記得，在每一个波段內，諧振电路的諧振阻抗以及增益随着接近該波段的高頻端时而增大，也即接近諧振电路的最小电容时而增大。这种情况加上天綫电路的諧振特性，將使圖25, b中的曲綫 1 变得均匀，但使曲綫 3 更加急剧地上升。

既然第 1 种情况，即輸入电路的固有頻率低于所接收頻率的情况是最有利的，所以必須尽量使耦合綫圈做得能滿足这一

要求。这就是所谓用加感天线的接收。

加强了天线的耦合，因线圈中 L_{cb} 与 L_n 间耦合很强，由天线引入到谐振电路的衰减增大，使输入谐振电路的品质因数降低，同时减低了输入谐振电路的选择性。在超外差收音机中，这对邻波道选择性的影响倒不大，因为邻波道选择性主要是由中频放大器谐振电路来决定的；但是由于天线电路的影响，将使输入谐振电路显著失调，因而引起象频波道选择性的降低。

2. 高频放大器 高频放大级的增益是由放大电子管的参量和屏路负载（即屏路中的谐振电路）阻抗所决定。

在放大电子管屏路中直接接有谐振电路的放大级，其增益可由下式决定：

$$K = \frac{S \cdot Z}{1 + \frac{Z}{R_i}}$$

式中：S——放大电子管的互导，毫安/伏；

Z——屏极谐振电路的谐振阻抗，千欧；

R_i ——放大电子管的内阻，千欧。

目前在高频放大级里，都采用高频五极管。这种电子管具有很高的内阻，因此可以认为 $K = S \cdot Z$ ，而不会有很大误差。当屏路里通过变压器接入谐振电路时，计算起来就比较复杂；不过在业余者的装制中这种情形是很少遇到的。

高频五极管的参量有很大伸缩性，随着工作状态的变更，可能在一个很宽的范围內变化。如果知道了它的参量随工作状态的变化情况，就可随意地增大或减小高频级的增益。

提高帘栅极上的电压 U_{c2} ，就能增大互导 S （因而提高增益——译者）；而只要减小帘栅电路内的串联电阻，帘栅压便可提高。但这时屏流和帘栅流将随着增大；因电子管各电极所能耗散的功率是有一定限制的，因此必须注意：提高帘栅压 U_{c2} 时，帘栅极和屏极上的耗散功率不应超过容许的数值。

采用减小控制栅极上负偏压的方法，也可以提高增益；但这时必须十分小心，因为负偏压过小就会引起栅流。

从上面的公式可以看出，如果增加谐振电路的谐振阻抗，放大级的增益可以得到提高；而谐振阻抗是随着谐振电路的品质因数提高而增大，所以为了提高增益，最根本的方法就是改善线圈的质量。

3. 变频级 变频级对收音机的总灵敏度的影响是相当大的。

变频级可由两个电子管组成，即混频管和本机振荡管；或只有一个电子管，混频作用和本机振荡作用都由同一个管子来完成。

现今，混频作用都是采用电子耦合，有时也叫做电子管内调制电子流的原理。这种原理就在于把接收到的信号和本机振荡信号分别输入到一个多栅管中的不同栅极上。这个多栅管的屏流是由从阴极飞向屏极的电子流形成的。电子在渡越到屏极的路程中穿过了本机振荡栅极，电子流便按照本机振荡频率开始脉动。然后，当它穿过信号栅极时，又受到接收信号振荡的作用。因此，电子流在到达屏极之前已被接收信号频率和本机振荡信号频率所调制了。经过分析证明，在电子管屏流中将出

現頻率為 $F_{np} = f_s - f_c$ 的成分 (F_{np} ——中頻; f_s ——本机振盪頻率; f_c ——接收信號頻率。——譯者註)。在這個多柵混頻管屏路中接入一個調諧到中頻 F_{np} 的諧振電路, 利用這個諧振電路就可以把頻率為 F_{np} 的電波分離出來, 並濾去其它不需的電波。這時, 把接收到的頻率為 f_c 的電波轉變為中頻 F_{np} 的電波, 但聲頻調制毫無變化。

這種過程無論是在二管變頻器中, 或在單管變頻器中都完全一樣。

在單管變頻器中通常採用電子管 6A8 或 6SA7; 而在二管變頻器中則用 6SA7 或舊式管 6A7 做混頻管, 而用 6C5 或 6A7 (接成三極管) 作為本机振盪管。

在變頻級中, 除了把所接收的信號頻率變為中頻以外, 還有放大作用。這就是說, 諧振電路 LC 上的中頻信號電壓 E_{np} 比

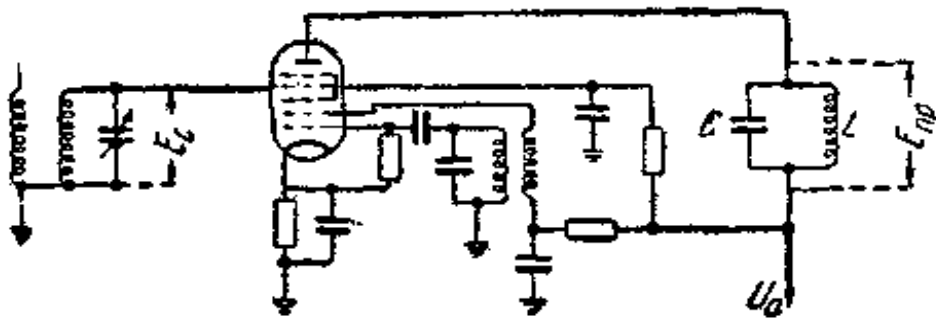


圖 26. 單管變頻級的線路圖

加在變頻器柵極上所接收的高頻信號電壓 E_c 要大 (圖 26)。比值

$$\frac{E_{np}}{E_c} = K_{np}$$

決定了變頻過程中所得的增益。

增益 K_{np} 與許多因素有關, 最重要的有下列幾個:

a) 变频级的增益与变频互导 S_{np} 的大小成比例。

根据上面所说的在多栅管中用电子耦合的变频原理可知：在变频时，混频管屏流中的中频电流成份愈多，增益也就愈大。而中频电流成份的大小却要看一个栅极（信号栅极）上的信号电压和另一栅极（本机振荡栅极）上的本机振荡电压对电子流作用的大小而定。

与放大管互导 S 相似，在变频管也引用一种新的参量——变频互导 S_{np} ，它在数值上用来表示变频管中信号栅极上加有1伏信号电压时，该管屏路中将流过若干毫安的中频电流。

变频时的增益大小等于：

$$K_{np} = \frac{S_{np} \cdot Z}{1 + \frac{Z}{R_f}}$$

式中： Z ——中频谐振电路 LC 的谐振阻抗，千欧；

R_f ——变频管的内阻，千欧；

S_{np} ——变频互导，毫安/伏。

取第一次近似值，可认为 $K_{np} = S_{np} \cdot Z$ 。

从理论上可以知道， K_{np} 的大小首先与变频管中对信号栅极来说的互导 S （如果把变频管看成是普通的放大管）成正比；其次与本机振荡器信号的振幅成正比。

并且，变频互导 S_{np} 始终比放大部分的互导 S 要小。当正确地选择变频器的工作状态下，变频互导约为放大部分互导 S 的 $\frac{1}{4}$ 到 $\frac{1}{3}$ （ $S_{np} \approx \frac{S}{4}$ ）。因此，互导 S 愈高，同时变频互导 S_{np} 也愈高，变频时的增益 K_{np} 也就愈大。

6) 变频级的增益与变频管屏路内所接的中频谐振电路的谐振阻抗成正比。这个谐振电路的阻抗Z可用下二式中的任意一式来表示:

$$Z = \omega L \cdot Q = \frac{1}{\omega C} \cdot Q ,$$

从上式可以看出: 谐振电路的阻抗与它的品质因数及调谐电容的大小有关, 在频率一定时, 电感L愈大, 电容C愈小, 则阻抗Z愈大。

改善线圈的构造, 尤其应用多心辨线来绕线圈, 就可提高谐振电路的品质因数。电容C的大小则应从更换电子管时谐振

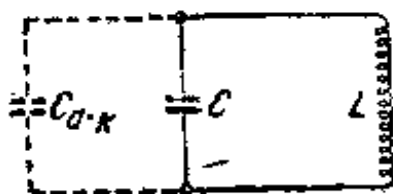


图 27. 中频谐振电路的等效线路图

电路的调谐稳定方面来选定。因为谐振电路LC应当准确地调谐到中频上, 所以必须考虑到谐振电路的电容实际上并不只是电容器C的电容, 而且包括了电子管内部的输出电容

C_{a-k} , 这个电容其实也包括了电子管屏极和其它各电极间的电容, 其等效线路如图27所示。

当更换电子管时, 电容 C_{a-k} 可能有些变化, 这将使谐振电路LC的调谐也随着改变。由固定电容C所决定的这个谐振电路的电容愈大, 则更换电子管时电容的相对变化将愈小, 因而这时谐振电路的失调也就愈小。而谐振电路失调会使阻抗Z减小, 同时也使增益减小, 此外还要使选择降低。由于上述情况, 所以选用电容C时不能过小。通常它的数值约为120微微法。在业余条件下, 这个电容C可选得很小, 但必须记住, 在

这种情况下，每次更換电子管时，必需將諧振电路 LC 重新調整一次。

e) 变频級的增益也与变频管本机振盪栅極上所加电压的振幅有关。因此要使这个电压尽可能大些。但是这种关系僅在一定範圍內才是正确的，如果本机振盪电压提得过高，不但不能得到好的結果，而且相反地却可能使增益减小。对每个变频管來說，都有一个最有利的本机振盪电压的数值。

为了使增益沿波段都很均匀，必須設法使本机振盪电压也很均匀，也就是从分波段始端調到末端时，增益不会有剧烈的变化。

用电子管 6SA7 变频时的增益与本机振盪部分工作状态的关系非常顯著，因此用这种电子管做变频管时，必須仔細選擇本机振盪部分的工作状态^①。

4. 中頻放大器 在业余收音机中和大多数工業生產的收音机中，中頻放大器通常是一样的（圖 28）。多半都用 6K7 或 6SK7 做放大管。这一級的增益可用公式來計算，計算公式和計

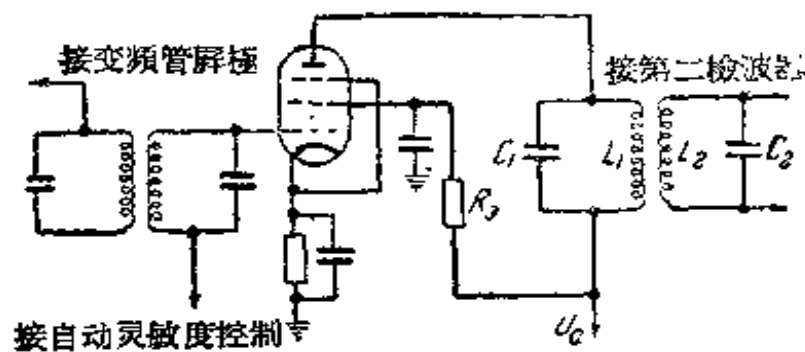


圖 28. 中頻放大級的線路圖

① 詳見苏联“无线電”雜誌1948年第10期和12期。

算高頻級增益的公式一樣（見56頁），其差別就在于这时的阻抗 Z 应该是中頻諧振电路 L_1C_1 的諧振阻抗。因此这一級也和高頻級一樣，增益是由放大管的互導和諧振电路的阻抗 Z 二者所决定。

在这一級中，可以采取同样的措施來提高它的增益，首先是把放大管調到适合的工作状态上。在这里实际效果最大的重要措施是提高帘柵电压。在上節“变频級”6)項里所說的，在負荷方面所作的措施此处仍然有效，也就是設法提高諧振电路 L_1C_1 的品質因數，并降低这个諧振电路的調諧电容，便可提高增益。

这里唯一要考慮的就是有發生振盪的危險，即中頻級的增益过高可能使中頻放大器自激；这种情况是由于屏路中諧振电路的阻抗 Z 过大所引起。

应当考慮到，諧振电路 L_1C_1 的实际品質因數，比这个諧振电路未裝在收音机上时单独測得的要小。这是由于同一中頻变压器中的次級諧振电路 L_2C_2 （接檢波器負荷的）要引入一些損耗。

在用兩級中頻放大器的情况下，中頻增益是足够大的，因此不需要用本節所講的方法來提高它的增益。相反地，每一級的增益却必須要設法降低，使它不会引起放大器的自激。为此，通常在中頻諧振电路中加進一个大的微調电容，來降低这些諧振电路的阻抗 Z 。

5. 低頻放大器 广播收音机的低頻部分是这样設計：当接拾音器工作（即放唱片——譯註）时，它的增益足够能使收音

机輸出端獲得額定功率。当接收电台时，超外差收音机中的第二檢波器总是能輸出足够的声頻电压，它比拾音器輸出的要大得多，因此低頻部分完全能保證正常的工作。

在大众化收音机中，最典型的低頻放大綫路是兩級放大器，由前置放大級和末級放大級組成。当綫路設計很正确时，这种放大器能給出足够的增益，使收音机輸出端獲得額定功率。

就整个放大器的增益來說，前置級的工作、这一級所采用的电子管型式和它所选用的工作状态起着决定性的作用。我們应用最广泛的綫路是在前置放大級里利用电子管6I7，其中放大部分是一个高 μ 三極管；或用电子管6X7，其时，把它接成一个阻容耦合放大器。在任何情況下，放大級的增益唯一决定于綫路所选用的工作状态和綫路中的各項数据。对电子管6I7來說，要解决这个問題不算困难，只要屏路負荷用很大的电阻，并尽量提高屏压就行了。

但对电子管6X7來說，除了必須選擇屏路負荷外，还要选用最佳的工作状态。因为这时把它接成阻容耦合放大器使用，与它原來的的主要工作条件（用作高頻放大）已有很大差別，所以除了其它要考慮的条件而外，还必需选用适合的工作状态。

通常对高頻放大器的电子管力求獲得尽可能大的互導，那就要增大屏流和帘柵流。但在阻容耦合放大的情況下，屏路負荷是一个高电阻，当屏流流过时，在这个电阻上面產生了很大的直流电压降，这就使得加在屏極上的实际电压降低，因而使增益減小。所以，需要減小屏流，尽可能提高加到屏極上的实

实际电压。为了达到这个目的就需要竭力降低帘栅压，这时帘栅流和屏流都减小，同时电子管的静态放大系数 μ 增高。通常在通常情况下帘栅压用23—30伏；而降低帘栅压的方法是在帘栅电路中串接一个足够大的电阻。在正确选用帘栅压的情况下，从电子管6X67中获得的增益，在接拾音器工作时用来“推动”输出级是足够大的。

输出放大级的增益决定于电子管的工作状态和屏路负载。这个屏路负载就是扬声器音圈，它经过变压器接入屏路；因此折合到屏路中的负载阻抗要由输出变压器的数据决定。

输出管的工作状态是根据输出级的主要用途，即使收音机输出端能获得所必需的输出功率来选用。用五极管做输出管，当它的帘栅压等于屏压时可得最大功率输出。如果除了要求输出功率外，还要求供电经济，那末帘栅电压就要降低一些。但这时需要注意，这样做会使得输出功率减小。因此，就必须权衡一下供电和必需输出的功率这两方面的要求，并采用一个恰当的折衷办法。

在大功率的收音机中，末级用推挽线路。这时为了获得所必需的低频增益，必须在前置级中用两个电子管接成倒相电路；或用一个电子管，通过级间变压器与末级耦合。用一个电子管的倒相电路所给出的增益，虽然在接收电台时，已经足够；但在拾音器工作时，却是不够的。

选 择 性

前面已经指出，高放式收音机的选择性是由调谐到所接收信号频率的高频谐振电路的数量和质量来决定。调谐到同一频

率的諧振串路如果多于三个时，那就在技术上引起很大的困难。因此实际上在高放式广播收音机中，所采用的諧振电路通常都不超过三个。

由于諧振曲綫的寬度沿着波段而变化（在波段內的各頻率上是不一样的——譯註），所以高放式收音机的選擇性在波段內各点上也不一样；在每一波段始端（在低頻时）的選擇性一般要好些；而在波段末端（在高頻时）的選擇性就要差些。

諧振曲綫寬度的变化，以及因此而引起的收音机選擇性的降低是由于如下原因產生的：諧振曲綫的寬度（它的通帶）是由諧振頻率与諧振电路的品質因數之比所决定，即

$$\Delta f = \frac{f}{Q}。$$

此处 Δf ——其高度相当于諧振点的最大縱座标的0.7处的曲綫寬度。在下面討論中，就取这个寬度作为标准。

如果假定諧振电路的品質因數 Q 在某一分波段內大致上是固定不变的，那末顯然，在該分波段終点，即高頻端，諧振曲綫將展寬，因为上面式中的分子加大了。实际上， Q 值在波段內并不完全固定，但所起的影响并不太大。

随着可調諧振电路数量的增多，諧振特性曲綫就变得更尖銳，但是沿整个波段的選擇性的变化情况仍是不变的。

在超外差綫路里（現在这种綫路是广播收音机的基本綫路），選擇性的問題則又是另外一种情况。前面已經說过，在超外差收音机里，对相鄰电台的選擇性主要是决定于中頻諧振

电路。因此，下面就可看出超外差收音机的选择性要好得多。

当接收频率高于收音机中频的电台时（指接收中波和短波电台，而中频 $F_{np}=460$ 千赫），超外差收音机的选择性从原则上讲总比较高些；因为对中频来说的有用信号与干扰信号间的相对频差较大，所以干扰信号就被衰减得很厉害。例如，所收某一电台的频率是1000千赫，相邻干扰电台与它相差10千赫，那末二电台的频率差总共不过1%。如果收音机的中频为460千赫，那末在中频放大器中来看，相差为10千赫的二电台，其相对频差已经不是1%，而是2.2%，也就是大了一倍（所收电台为1000千赫，干扰电台和它差10千赫，即为990千赫；则当本机振荡频率为1460千赫时，经过变频后在中频放大器中所得此二电台的频率将为 $1460-1000=460$ 千赫和 $1460-990=470$ 千赫，二者相差仍是10千赫。但对中频的相对频差等于 $\frac{10}{460} \times 100\%=2.2\%$ 。但在中频谐振电路的谐振曲线上，相差10千赫之处，曲线已下降很多。因此二者的相对频差增大了，就能更好地削弱相邻电台的干扰，所以提高了选择性。——译者注）。在短波时，这种相对频差就更大了。

当中频更低时，这种相对频差还会增大。例如，以上例中相差为10千赫的二电台来说，当 $F_{np}=110$ 千赫时，其相对频差增大到9%，也就是为天线上二信号频差的9倍。因此，中频愈低，超外差收音机的选择性愈高；但前面曾经指出，这样将使得象频波道选择降低。

然而，超外差收音机所以能获得高度的选择性，更重要的是：在超外差收音机中可以很容易地采用大量的可调谐振电

路。所有这些諧振电路都可固定地調諧在同一个頻率上，因此只要一次調好以后就可一勞永逸，而且所有中頻放大器也都能獲得形狀很好的諧振曲綫。

还可以制成帶通中頻放大器，在这种放大器中可以使諧振曲綫的頂部很寬，以便通过所需的調制边頻帶；而同时又可使曲綫的兩边很陡峭，以保證取得高度的選擇性。这种形狀的諧振曲綫已經接近于理想的柱狀曲綫了。

由两个双回路濾波器（有四个調諧到同一中頻上的諧振电路）組成的一級中頻放大的收音机应用最广，中頻諧振电路可以保證有足够高的品質因數，从而使整个系統獲得适当的選擇性。以前为提高收音机的增益和灵敏度在中頻变压器構造上所作的設施也完全适用于提高收音机的選擇性。在这种情况下，还必須要考慮每一中頻变压器中两个諧振电路耦合度的影响，耦合減弱將使諧振曲綫縮窄，就能提高選擇性，但这时使增益可能有些降低。

因此，提高超外差收音机選擇性的方法有如下几种：

1. 改善中頻放大器諧振电路的質量，用多股綫（多心綫）來繞这些諧振电路的綫圈。
2. 增加中頻放大器諧振电路的數量。
3. 在中頻变压器的諧振电路間选用最有利的耦合。
4. 采用較低的中頻。对相邻干擾电台的選擇性來看，这一方法是最有效的方法；但同时將使象頻波道選擇性劇烈下降。因此只有周密地考慮了优点和伴隨而生的缺点之后，才能应用降低中頻的方法。

象頻波道選擇性

象頻波道選擇性是超外差收音機中一項極為重要的參量。此項參數取決於收音機輸入端高頻諧振電路的質量和高頻放大級（如有倒置）的質量。這些高頻諧振電路被調到所接收信號頻率上，諧振電路的諧振曲線應能給那些頻率與所接收信號相差為二倍中頻的信號以很大的衰減。中頻 F_{np} 愈高，這些干擾信號在高頻諧振電路中受到的衰減愈厲害。從這一觀點來看，採用 $F_{np} = 460$ 千赫的中頻要比 $F_{np} = 110$ 千赫時有利得多。在長波時，即使只有一個可調諧振電路，諧振電路的諧振曲線也能很大地衰減象頻電台的信號（當中頻 $F_{np} = 460$ 千赫時），使得接收時實際上感覺不出它們的干擾作用。在中波時，諧振曲線的通帶展寬了，對象頻的衰減要比長波段時差些。但是，這時還能把象頻干擾的削弱到幾百分之一，因此實際上還能感覺不出這種干擾的影響。

在短波時就是另一種情況了。這時輸入端高頻諧振電路的諧振曲線比其它波段時要寬得多，對象頻電台的衰減要小得多，有時只能削弱幾分之一。因而象頻波道選擇性降低，由於接收了這種干擾電台的信號，就感到干擾很嚴重。對象頻波道信號的衰減不足還會引起在刻度盤上兩個地方都能調到同一個電台，即本机振盪頻率調到 $f_c = f_c + F_{np}$ 處和 $f'_c = f_c - F_{np}$ 處（圖 29）都能調到頻率為 f_c 的信號。也就是說，不論收音機正確調諧到所需電台，或是調諧到比所需電台小 $2 F_{np}$ 的頻率上，都能收到所需的電台。

產生這種情況的原因如下：當 $f'_c = f_c - F_{np}$ 時，雖然收音



圖 29. 在象頻波道上接收時的頻率分佈



圖 30. 調諧到象頻時收音機輸入諧振電路的諧振曲線

機的輸入諧振電路已經調諧到另一頻率上，即與所收信號頻率相差 $2F_{np}$ 的頻率 f'_c 上 ($f'_c = f_c - 2F_{np}$)，但因輸入諧振電路的諧振曲線很寬，足以使頻率為 f_c 的信號進入到電子管的柵極上。這種情況可以用圖30來說明。假設所接收信號頻率為 $f_c = 12000$ 千赫，那末當中頻為 $F_{np} = 460$ 千赫時，為了要接收這個電台，本机振盪頻率應為

$$f_s = f_c + F_{np} = 12000 + 460 = 12460 \text{ 千赫。}$$

在收音機中，輸入諧振電路調到 12000 千赫，而本机振盪電路調到 12460 千赫。這時輸入諧振電路的諧振曲線如圖中的實線所示。

如果這時再調諧收音機，使本机振盪器調諧到比所收電台的頻率低了一個中頻，即使 $f'_c = f_c - F_{np}$ 。顯然在本例中，本机振盪頻率應為 $f'_c = 12000 - 460 = 11540$ 千赫。既然收音機中的全部諧振電路都是同時一起調諧的，輸入諧振電路就能与本机振盪器諧振電路跟蹤，所以輸入諧振電路這時也自動地調諧到 $f'_c = f'_c - F_{np}$ ，即 $11540 - 460 = 11080$ 千赫的頻率上。此時輸入諧振電路的諧振曲線如圖中虛線所示。由圖可以看出，這一曲

綫的頻帶也把所接收电台的信号 f_c 包括進去了。現在，这一电台的信号在輸入諧振电路中顯然要比当輸入諧振电路准确調諧到頻率 f_c 上时微弱得多；但在变频管柵極上仍然还有該电台的信号电压，其大小足够能使它与本机振盪頻率混頻后得出中頻來。这样就說明：我們所要收的頻率 $f_c = 12000$ 千赫的电台，在調諧电容器的兩個位置上，也就是当收音机刻度指針調到所需电台时（此时 $f_c = 12460$ 千赫），以及調到 $f_c' = 11080$ 千赫时（此时 $f_c' = 11540$ 千赫）都能收到。

如果收音机輸入电路中所用的諧振电路的質量不高，这种現象在短波波段是完全可能發生的，也就是在刻度盤的兩個地方都能調諧到同一个电台。但是，收音时最令人討厭的还不是这种倍調諧現象，而是由于象頻波道干擾电台的竄入而引起的干擾和失真。

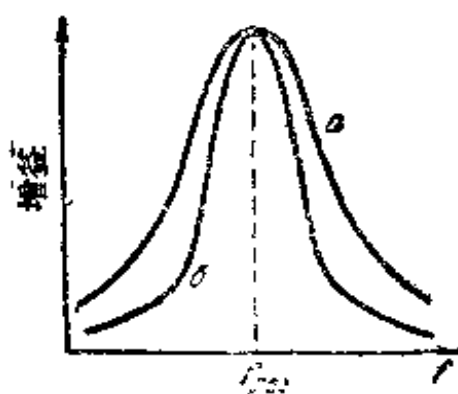


圖 31. 一个諧振电路的諧振曲綫 (a) 及两个諧振电路的諧振曲綫 (b)

收音机中的高频諧振电路的数量愈多，其品質因數愈高，則对象頻信号的衰減愈好。如果有一个諧振电路时，它的諧振曲綫具有如圖 31 中曲綫 a 所示的形狀，那末有兩個这样的諧振电路时，諧振曲綫每点的縱坐标應該为這兩個諧振电路

諧振曲綫的縱坐标的乘積，曲綫將更尖銳，它如圖 31 中的曲綫 b 所示。

提高輸入諧振电路的品質因數，也可使諧振曲綫变窄。

可見，提高象頻波道選擇性的主要方法就是增加收音机輸

入端諧振电路的数量，并提高它們的品質因数，以求收音机輸入諧振电路的選擇性提高并改善它們的諧振曲綫的形狀。

此外，也有一些專門的电路，用來抑止通过象頻波道的信号。但这些电路在广播收音机中用得很少。

信号頻率等于收音机中頻时的衰減

頻率等于收音机中頻的电台所引起的干擾，其程度輕重在波段內各点上是不同的。当收音机調諧到接近于中頻的頻率时，这种干擾就非常嚴重。例如，当中頻为460千赫时，在長波波段的高頻端，即在頻率約为400—420千赫时；而在中波波段中的低頻端，即頻率為500—520千赫时，对这种干擾的衰減最弱。

如前面所說，產生这种情况的原因是：頻率和收音机中頻相等的干擾电台的信号，只能在变频管柵極以前，即在輸入諧振电路和高頻放大器（如果有的話）里把它衰減。当收音机輸入諧振电路調諧到接近于中頻的頻率上时，例如調到400或500千赫上（此时中頻若为 $F_{np}=460$ 千赫），它們的諧振曲綫給予頻率等于中頻的干擾信号的衰減是不够的。收音机調諧的頻率离开干擾頻率（即中頻）愈远，則对干擾的衰減愈大，因而愈不能察觉这种干擾。在短波波段上，这种干擾实际上是完全不能察觉出來的。

若从尽量減小这种干擾的有害影响这方面來考慮，中頻必須选得与可能引起中頻干擾的那些电台的頻率相隔很远。現在最广泛选用的中頻是 $F_{np}=460$ 千赫，这种中頻恰好位于射頻頻譜中沒有广播电台的地方。靠近这种中頻的僅是一些專門用途的电台，通常这些电台的功率不大，因此它們对广播所引起

的干擾是很小的。

令人討厭的現象可能發生在有大功率的地方電台的地區，因為這些地方電台頻率的諧波恰好與中頻相符合。例如，莫斯科無線電台第二種節目的頻率為 232 千赫，它的二次諧波等於 464 千赫，這就是說，它非常接近大多數廣播收音機的中頻。二次諧波可能在廣播電台附近產生相當強大的電磁場，因而就在這一地區內引起如上所述的中頻干擾。

要衰減頻率等於中頻的電台干擾的一個最有效的方法，是在收音機天線電路中接入一個調諧到這一頻率的專門濾波器。這種濾波器採用兩種型式：即阻塞式和通路式。第一種型式（阻塞式）濾波器有時稱為阻波器（*ФИЛЬТРЫ--ПРОБКИ*），

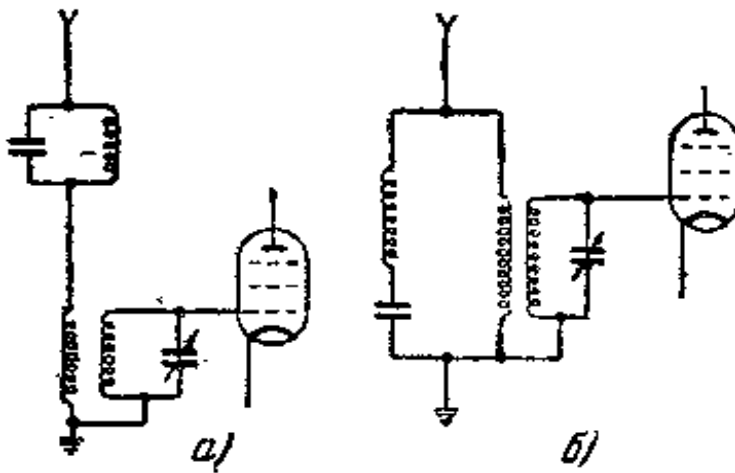


圖 32. 天線濾波器的電路圖
a——阻塞式；b——通路式

這是一個調諧到中頻的諧振電路，把它串聯在天線電路中，如圖 32, a 所示。這種諧振電路對它所調諧到的諧振頻率有很大的阻抗，因此不能使這種頻率的信號通過。

第二種型式（通路式）濾波器，它是由電感和電容串聯成的電路，也調諧到中頻上。這一電路對於它的諧振頻率的阻抗極小。把它象圖 32, b 那樣與收音機輸入端並聯，這樣就可使頻率等於中頻的干擾信號繞過收音機輸入端，由此濾波器旁路掉。

本机振荡器频率的稳定性

本机振荡器频率的稳定性决定了是否可以不需要在收音机里作局部的微调，就能收听电台，我们所以要进行微调就是因为本机振荡器的频率不稳定，因而引起失谐。所以，本机振荡器频率的稳定性也是收音机的一个主要参量。

本机振荡器频率的变化或漂移，是由于许多原因造成的。现将其中最重要的几种原因叙述如下。

1. 本机振荡器谐振电路中零件的温度影响 在开着的收音机里，由于电子管、电源变压器和二极管整流管的发热就散发出热量。受到这种热量的影响后，本机振荡器谐振电路的线圈和可变电容器也发热起来。线圈一发热，电感便增加；电容器发热后，电容也要增大，这就使谐振电路的频率发生变化，因而本机振荡器的振荡频率也就改变了。

电感和电容的变化程度是由线圈和电容器的温度系数来决定。电感的温度系数（简称为 TKH ）是表示温度变化 1°C 时，电感量变化若干。如果正常温度下的电感用 L 来表示，而温度变化 1°C 所引起的电感变化用 ΔL 表示，那末电感温度系数可由比值 $\frac{\Delta L}{L}$ 决定。电感温度系数给出的电感变化并不是以微亨或毫亨来表示的绝对数值，而是相对数值。如果温度变化为 t° 时，那末总电感变化的相对数值将是电感温度系数与温度变化度数的乘积。

电容温度系数 (TKE) 表示的方法与电感温度系数 (TKH) 是一样的，即以比值 $\frac{\Delta C}{C}$ 来表示，其中 C —— 正常温度时电容器的电容； ΔC —— 温度变化 1°C 时该电容的变化。电容器的电

容溫度係數可以是正的（這表示溫度增高時電容器的電容增大，溫度降低時電容也減小）；也可以是負的（溫度增高時電容減小，溫度降低時電容却增大）。空氣可變電容器通常都是具有正的電容溫度係數。

溫度變化愈大，即收音機發熱愈厲害，則諧振電路的電感和電容的變化愈大，因而本機振盪器頻率的变化或漂移也就愈大。本機振盪器的振盪頻率愈高，這種現象愈嚴重。這是因為在高頻時（短波時）頻率的絕對變化數值，亦即以千赫為單位的頻率漂移數值，在同樣的電感溫度係數和電容溫度係數下，比中波和長波時要大。

例如，假定在溫度變化的影響下電容變化為0.5%時引起頻率變化為0.25%；那末對頻率為10兆赫（短波）的信號來說，要產生25000赫的頻率漂移；而對頻率為1000千赫（中波）的信號來說，頻率漂移已小到前者的 $\frac{1}{10}$ ；總共只有2500赫；對頻率250千赫（長波）的信號來說，頻率漂移只有625赫了。電感溫度係數所引起的收音機的失調與所收信號頻率間的關係也和上述的情況一樣。

2. 因電子管本身發熱對本機振盪管參量和電容的影響

本機振盪管發熱時，其參量與管內的電容都發生了變化，這種變化對本機振盪頻率有很大的影響。接通電源後因電子管發熱就使它的電極間的尺寸改變，因而極間電容發生了某些變化。在收音機線路里，電子管的輸入電容是包括在諧振電路中的，這一電容改變當然也就使諧振電路的調諧改變。雖然此種極間電容的變化很小，但多少總能使本機振盪器發生一些可以察覺

的失調。在短波段，這種現象表現得最為嚴重，主要是因為可变电容器的電容較小，電子管發熱所引起的失調就變得更加顯著。

除了極間電容變化之外，因電子管發熱所引起的電極的幾何尺寸的變化，也會使電子管的參量發生某些變化，這也影響到本机振盪器的頻率，使本机振盪器失調。

電子管發熱所起的影响在接通電源后的最初幾分鐘內比較厉害，此後，電子管內的溫度穩定下來，以後的頻率漂移主要是由電路內其他元件所造成。

3. 電源電壓变化的影响 本机振盪的頻率與加在本机振盪管各電極上的電壓之間有着極其複雜的關係。在這種情況下，頻率变化的原因是由於電子管特性曲線改變、柵流变化，也可能由於振盪管所產生的振盪波形变化所致。實驗證明，對這一方面來說，帶柵漏的三點式電路是較優良的本机振盪電路之一，在電源電壓变化的情況下，它仍可保證有很高的頻率穩定度。

在同時完成混頻作用和本机振盪作用的變頻管里，对本机振盪部分的振盪頻率影响最大的就是信號柵極上的偏壓的大小。因此自動靈敏度控制電壓最好不要加到這個柵極上，因為當這一電壓改變時（起控制作用時——譯註），本机振盪器的頻率也將隨着改變。

4. 諧振電路零件中所採用的材料的介電常数的变化 諧振電路內各種零件所用材料的質量——電介質的質量，对本机振盪器頻率的穩定度有很大影响。這裡所指的材料就是：例如電子管管座、波段開關、接在諧振電路內的高頻載流導線的絕

緣物、支持這些導線用的支線架、以及可變電容器的絕緣零件等等。如果這些零件選用介電指標不高的材料制成（也就是高頻時有很大損耗，其介電常數的溫度系數很大），那麼當溫度變化時，將導致與這些介質有關的電容有很大的改變，其損耗也將增大。所有這些將使包含有這些零件的本機振盪器電路的頻率發生變化。

本機振盪器頻率的穩定度，和與它相關的收音機工作的穩定性（即在收音台當中能減小失調的程度），可以採取許多措施加以改善，其中主要的有下列幾點：

1. 採用有單獨本機振盪器的變頻電路，並在該電路中應用受自身發熱影響很小的電子管。

2. 採用電子管極間電容和參量對振盪頻率影響尽可能小的本機振盪電路。要達到這種目的的方法之一是減弱電子管與諧振電路間的耦合。但是這個問題需要很周密地考慮，因為減弱耦合將引起其它後果，例如會減弱波段內的振盪等。

3. 採用高質量零件來製造能控制本機振盪器頻率的諧振電路。這些零件首先是指線圈和可變調諧電容器。不論線圈或可變電容器都應具有最低的溫度系數。線圈要用陶瓷支架；電容器要用陶瓷絕緣；而波段開關中，用來轉換本機振盪器電路元件的部分要用陶瓷作底板；此外，本機振盪管的管座也要用陶瓷制成。本機振盪器諧振電路中的其它零件（固定電容器和半可變電容器等），也應當有相當高的質量（例如用鍍銀云母作介質的電容器，即所謂“穩定電容器”，以及空氣微調電容器等）。在諧振電路中的連接導線要採用沒有絕緣的裸線。

为当發热时絕緣材料特性就要改变。

4. 对于諧振电路內的那些受热容易改变特性的零件，要放在底板上适当的位置，必須使这些零件尽可能远离收音机里發热厉害的零件，即要远离輸出管、二極整流管、电源变压器等。要把这些零件尽可能放在收音机中通風良好的地方，因那里空气流通，溫度不会太高，并且比較穩定。

5. 在諧振电路中加進專門的零件，用來补偿因發热而產生的变化。要达到这一目的，采用陶瓷电容器效果很大。这种电容器通常称为“鈦鎳电容器”，它具有負电容溫度系数。它这种特性就是，当溫度升高时，这种电容器的电容不但不象普通电容器一样的上升，反而降低。把此种鈦鎳电容器接在諧振电路中与主电容器并联，并适当选择它的电容，就可以利用它的負电容溫度系数的特性，來补偿主电容器电容的增加和綫圈电感的增加。这种补偿作用在整个波段內并不是絕對准确的，但仍然是提高本机振盪器頻率穩定度的一个办法。

6. 設法穩定本机振盪管的电源电压。穩定整个收音机的电源电压需要采用很复雜的电路和設備。而只要穩定一个本机振盪管，或少数几个电子管的已整流的电源电压的話，应用工業制成的氦气管穩压器就非常有效。

以上所列举出的各种方法虽然都是最重要的，但仍然不可能把所有提高收音机本机振盪器頻率穩定度的方法都包括進去。要想進一步提高頻率穩定度，就要靠合理的佈綫，在其它零件中应用高質量絕緣材料，以及利用專門綫路等。

自动灵敏度控制特性曲线

自动灵敏度控制 (AVC) 特性曲线取决于所选用的自动控制电路、以及受自动控制电压作用的电子管数目。根据所选的电路，自动灵敏度控制作用可以在一有信号出现时立即开始，即在收音机输入端有很小的电压时就开始作用；或者带有延迟作用，就是当在信号到达某一数值以后，方开始作用。后一种型式的电路比较完善。

此外，自动灵敏度控制电路可以有简单式，或放大式两种。在简单式的电路里，自动灵敏度控制电压是直接由检波二极管负载上取得，也就是在这种情况下，加在被控制的电子管栅极上的电压是经过中频放大以后产生的已整流电压。在放大式自动灵敏度控制的电路里，电压经过中频放大以后，再在专门的一级中给以附加放大，然后才输入到适当的二极管中进行整流。这时二极管整流后的控制电压，在收音强度变化时所起的变化要比用简单式电路时的控制电压大得多，因此它的自动灵敏度控制特性比前者更好，即是说自动灵敏度控制曲线更加倾斜。

为了加强自动灵敏度控制的作用，还可应用比上述更复杂的电路。

自动灵敏度控制的作用也与被控放大管的各项参量有关，其中特别是与被控放大管栅极上所加偏压变化时，它的互导剧变的程度有关。这种关系愈显著，则自动灵敏度控制的作用愈好。

輸出功率和失真

收音機輸出功率的問題必須與非直綫失真問題同時研究，因為輸出功率這一概念的本身就要考慮到所容許的失真數值。既然說到額定輸出功率本身的概念，自然我們就要考慮到這是在非直綫性失真系數不超過10%的情況下，在收音機輸出端產生的聲頻功率。

收音機的輸出功率決定於末級里應用的電子管的型式、這個電子管所採用的工作狀態、輸出變壓器的質量，以及揚聲器的型式和質量。

建議採用的輸出管的工作狀態，通常都註明在它的典型特性表上；並在表上也指出了建議採用的負荷電阻的大小。

使輸出負載與輸出管的內阻匹配，是設計收音機時的主要問題。通常輸出負載（揚聲器的音圈）的電阻是很小的；而輸出管所要求的負載電阻却是很高。在這種情況下，要靠輸出變壓器來使負載與輸出管的阻抗匹配，這種變壓器需要是降壓變壓器，接有揚聲器（做它的負載）的次級繞卷是降壓繞卷。如果輸出變壓器設計得正確時，折合到初級繞卷里的負載電阻應該有最有利的數值（如特性表上所給出的），這時輸出管將輸出最大不失真功率。此外，輸出變壓器的構造應保證頻率失真最小。

關於輸出管的工作狀態可根據這樣一點來考慮選用，即輸出級中採用五極管時，當屏極電壓為某一定數值的情況下，它的輸出功率是隨着帘柵電壓增高而增大。最有利的 work 狀態通常是帘柵極上的電壓等於屏極電壓。這時加到控制柵極上的負

偏压应选得这样大，使屏极电流和帘栅电流不大于使帘栅极和屏极上的耗散功率超过容许值时的数值。这种耗散功率的数值 ($P_{耗散} = U_a \cdot I_a$) 也载明在电子管的典型特性表上。如果耗散功率超过了容许数值时，那末将使电子管的电极过热，烧毁了电子管。

当输出级采用推挽式线路时，选择工作状态时应考虑到的问题大致与上述相同。在这种情况下，输出变压器的构造简单得多，因为在这种变压器里没有直流磁化电流。输出级失真的减小，是因为这时全部偶次谐波（二次、四次等）都不存在的缘故，而且这些谐波在单管式电路中则是造成全部失真的主要部分。如果输出级工作在乙类或甲乙2类工作状态时，即工作在有栅流的时候，那末前置级设计得是否正确就很重要。因在这种情况下，前置级和末级之间必须要用变压器来耦合，因为在末级有栅流的情况下，倒相电路里就不容许采用电阻耦合了。

在用电经济的收音机中，末级工作状态的选择则不仅要考虑到能获得最大输出功率，而且主要的还要考虑到电能的耗散。考虑到这一点是非常重要的，这是由于高压电源的主要消耗就在末级。其时，选择输出管的工作状态就要特别仔细，因为在高压电路供给同样电流的条件下，不同的帘栅压和控制栅压的配合就能给出不同的输出功率。

频率特性曲线

低频放大器的频率特性曲线是由各项电路元件——变压器、电容器和电阻的数据来决定。

在低频范围内，增益降低或特性曲线下降，是由于下列原因

造成的：

a) 在綫路里有級間變壓器的情況下，因變壓器設計不正確，造成初級綫卷的電感過小。與此相類似的現象在輸出變壓器中也可能發生。

b) 在阻容耦合放大器綫路中（圖33），因耦合電容器 C_n 的電容，以及陰極電阻 R_k 的旁路電容 C_k 的電容不夠大所致。在後一種情況下，由於在低聲頻時通過電阻 R_k 形成了很強的負回授，而對高聲頻則因 C_k 的電容足夠大而能完成很好的旁路作用，這時，可能發生對低聲頻的衰減。但這種衰減也可能是由於電容 C_k 不夠；並在電阻 R_k 很大的情況下，將使得帘柵極上出現了其相位與控制柵壓相位相反的聲頻電壓所造成。

在聲頻的高頻範圍內，增益降低可能由下列幾種原因所引起：

a) 在用變壓器耦合的級中，有很大的能使級間變壓器中一個綫卷旁路的電容。在輸出變壓器中也可能發生這種情況。

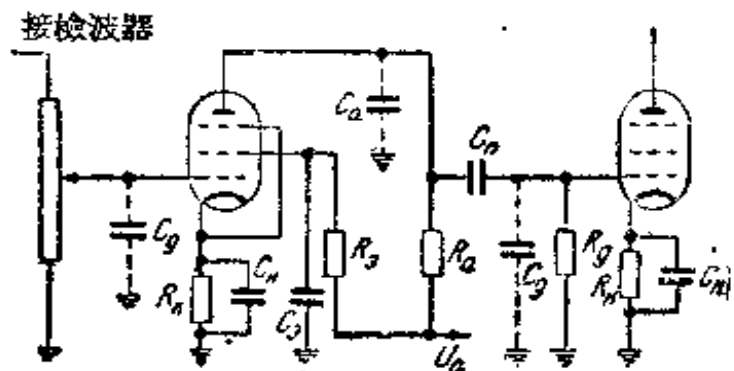


圖 33. 阻容耦合放大器綫路圖

b) 在阻容耦合的放大器中，其放大電子管的屏極電路和柵極電路里存在很大的電容（例如，專用的電容器，綫路中的佈綫電容以及如圖33中的電子管內的電容 C_k 和 C_s 等）。

c) 電子管屏極電路和柵極電路中的電阻過大，當在一般

佈置电容和电子管固有电容的数值下，在最高声頻範圍內就开始有了顯著的旁路作用。

頻率特性曲綫的这种缺陷可以根据上面分析的几种原因設法加以修正，也可以利用專門的所謂修正电路来达到修正的目的。

保 真 度 曲 綫

在檢波器以后的低頻放大器中，放大声頻电压时，所產生的頻率失真可以根据上述頻率特性曲綫來判断。但是，当天綫接收无綫电台时，產生的頻率失真則又有些不同的性質，其变化就在声頻中的高頻範圍，正如上面已經說过的，当信号通过高頻諧振电路时，由于諧振电路的通帶有一定限制，所以声頻中的高頻受到了衰減。理想的柱狀諧振曲綫應該能够通过声頻对載波調制时所形成的两个边帶。由于实际的諧振曲綫不可能得到这种形狀，所以一方面要求它能保証所需的選擇性，而同时又要求它能通过所必需的頻帶。这两个要求刚好相反，因为第

一个要求需要縮減通帶，而后一要求則需要擴展通帶。

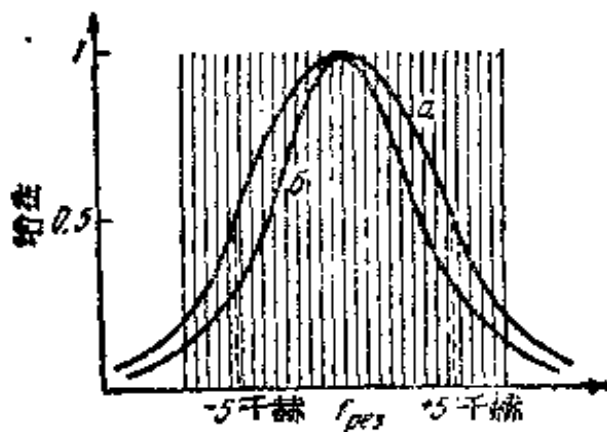


圖 34. 当諧振曲綫有不同形狀时，通过的調制边帶。

圖34表示，不同形狀的收音机諧振曲綫对調制頻率所起的影响。如果通帶为10千赫（圖34，曲綫a），那末相当于5000赫声頻的边頻帶通过諧振电路时，所受到的衰減不大于0.5；此时調

制頻譜中較高的頻率受到更大的衰減。但如果通帶总共只有 6—8 千赫，这是实际应用中常遇到的情况（如图 34，曲线 6），那末在低频放大器的輸入端，因而也就在收音机的輸出端，对高于 3—4 千赫的頻率的衰減已大于 0.5 了。当应用这样的諧振电路时，所得到的保真度曲线，其高频部分將比从拾音器塞孔上加电压时來測出的頻率特性曲线要“下降”很多。

由此可見，保真度曲线取决于收音机諧振曲线的形狀。在超外差收音机中，中頻放大器的諧振曲线有重要意义。这种曲线实质上就决定了檢波器以前的通帶宽度。收音机的輸入諧振电路僅在長波段內才起影响，因为这时諧振电路的諧振曲线通常比中頻諧振电路的要尖锐得多，可將声頻中的高频衰減得更厉害。

高频諧振电路对声頻中的低频当然不起任何影响，因为由声頻中的低频所形成的边頻离載頻很近，在那里，諧振曲线不会引起衰減。

当采用帶通滤波器时，即是把几个高频諧振电路用适当方法調諧并耦合在一起时，就能擴展整个收音机的通帶宽度，并且改善保真度曲线，而对收音机的選擇性也沒有損害。

在比較复雜的超外差收音机中，应用了通帶可以調節或可变的 中頻变压器。当需要獲得最大可能的選擇性时，可將通帶縮窄；需要有較寬的恢复声頻的頻带时（即需要有較寬的保真度曲线时），可將中頻放大器調到寬通帶上，这时，对選擇性有了一些損害。

改变了中頻变压器里諧振电路間的耦合度，就可以調節通

帶。諧振電路間的耦合愈強，中頻變壓器的諧振曲綫就愈寬。

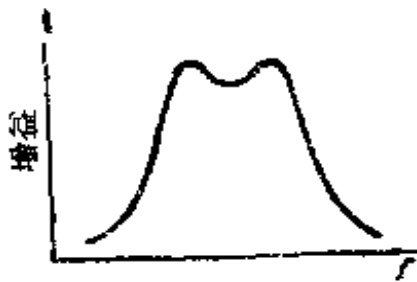


圖 35. 双峯諧振曲綫

份要儘可能的陡峭。

要均勻地改變通帶寬度，其方法是逐漸均勻地增強中頻變壓器繞圈之間的耦合度，例如設法改變它們之間的距離；但要跳躍式地改變通帶寬度時，其方法是適當接入一個由幾匝繞線組成的附加耦合繞圈，以增強耦合。後一方法比較簡單，比前一方法應用較廣。

聲壓特性曲綫

上面已經指出，收音機在電氣方面的特性指標僅能部分地決定收音機的發音質量。按照聲壓繪制出來的特性曲綫，才能全面地判別收音機恢復聲音的質量。這種曲綫考慮了所有影響發音質量的元件的作用，首先是考慮到揚聲器和機壳的影響。

所收聽到的聲音的強弱，要按照聲波作用到我們聽覺器官上的壓力來判定。如果揚聲器在放送所有頻率的聲音時都發出同樣的壓力（如果加在它上面的電壓不變），那末在放送過程中不會引起頻率失真。但在實際使用條件下，根據聲壓畫出的揚聲器的頻率特性曲綫不是一條平滑的直綫，它總有許多波浪，上面有很多個如圖36所示的尖峯和凹谷，這是由於在發聲系統中的各種元件的局部諧振所造成。

当曲线上峰与谷的幅度很小并且不太显著时，这样的频率特性曲线可认为已经相当均匀了。从声压方面来说的通带就是曲线的最高点与最低点不超过一定的数值的那一部分所包括的频率带。通常容许的不均匀度规定为 ± 8 分贝，即与平均电平相差 ± 1.5 倍的这一个范围内。这就是说，决定通带时可在频率特性曲线图上离开曲线最高点16分贝处作一条水平线（图36），

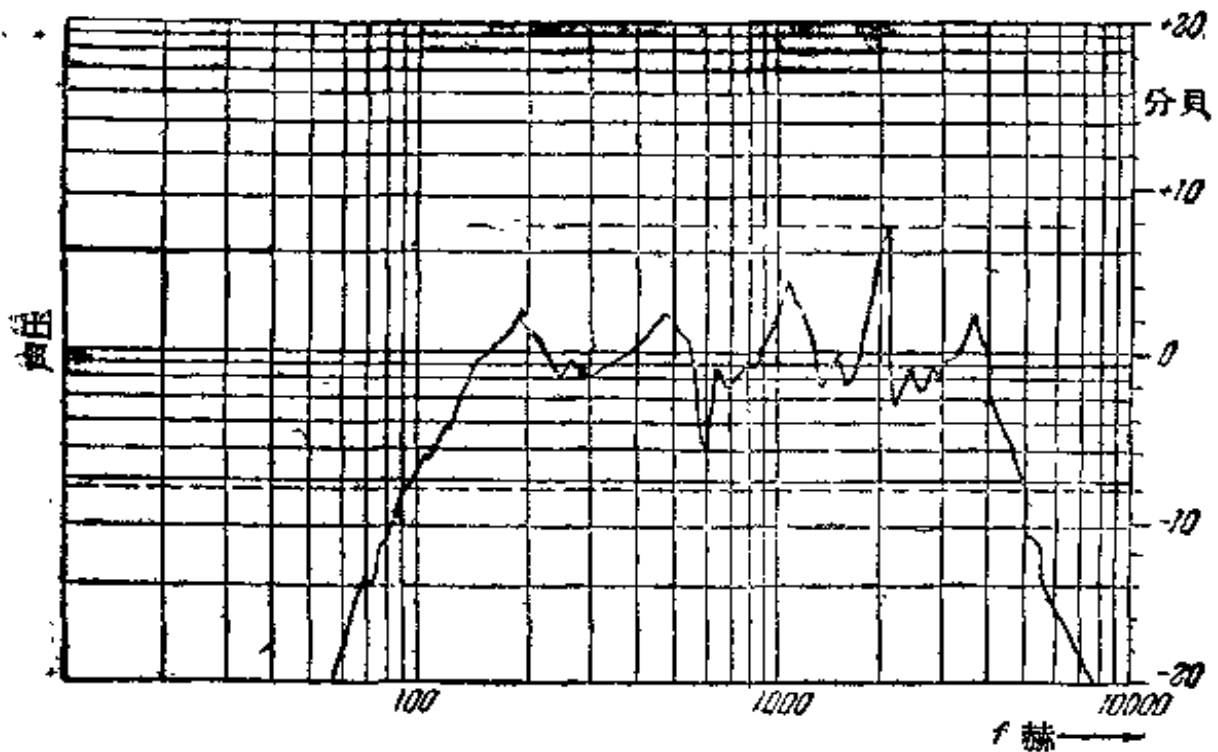


图 36. 扬声器的声压频率特性曲线

并在频率特性曲线上标出与此水平线相交的两边界点（这两个边界点的频差就是通带——译者）。有时也可规定另一种容许的不均匀度，但在大多数情况下都规定为上述数字，即16分贝。

在扬声器中本身就有许多影响发音质量的因素，这些因素如纸盆的尺寸和重量，中心装置的弹性，纸盆的材料、构造和形状，磁铁隙缝中的磁场强度等等。

除了揚聲器本身對聲壓頻率特性曲線的形狀發生影響外，收音機的機殼對頻率曲線也有很大的影響。通常增大機殼的尺寸，能改善聲頻中低音範圍的發音質量。機殼愈小，則其頻率特性曲線的左端下降愈早，即是在頻率還很高的地方就開始下降。用同樣揚聲器的同一個收音機中，用較大較厚的機殼比用既小又薄的機殼其發音質量要好。

揚聲器除了引起頻率失真外，它也是產生非直線性失真的來源。這是由於振動着的紙盆所產生的聲波里面，不僅包含激勵它的頻率，而且還包含了這些頻率的諧波，因而使得純正弦形音產生了失真。通常，在聲頻的低頻範圍內，揚聲器的非直線性失真係數增大。

人工音量控制

利用接在第一個音頻放大管控制柵極上的變阻器來進行控制的人工音量控制得到最廣泛的應用。從檢波器輸出的聲頻電壓加到這個控制器的全部電阻上，它被當作分壓器（電位器）使用，而加到第一音頻放大管控制柵極上的電壓，則是用滑臂從這個電阻上取出的一部分檢波電壓。音量變化的範圍是與電阻滑臂和它的下端（處在接近零電位的一端）之間的電阻變化範圍成比例。為了得到較寬的音量改變範圍，必須選擇這樣的變阻器，使它的滑臂和它的下端之間最小的一段電阻值儘可能的小一些。

呼聲係數

上面曾說過，呼聲是收音機中固有的雜音電壓與整流後的電流濾波不完善所生的呼聲電壓二者所形成。在某些情況下，

还必須加上通过灯絲电路發生的交流哼声。

固有雜音的來源主要是收音机的輸入部分，特別是变频級。从天綫輸入端到变频器柵極之間的增益愈大，則相对的雜音数值就愈小，这是因为有用信号电压以提高，并超过了收音机的固有雜音电平。上述增益的大小取决于輸入諧振电路的質量，輸入諧振电路与天綫間的耦合，以及整個輸入电路的电压傳輸系数。在有高频放大級的情況下，这一級的增益愈高，特別是高频放大器电子管的互導愈高，則雜音愈低。

如果中頻放大器接近于自激时，那末固有雜音会顯著增大。这时，將使收音机輸出端產生很响的令人討厭的噝噝声。

收音机輸入端的信号愈强，載频电压愈高，自动灵敏度控制电压就愈高，因而第二檢波器前的增益就变得愈低。减小变频級后面的增益和提高收音机輸入端的信号电压就能使得雜音减小。因此，随着收音机輸入端的信号的增大，收音机輸出端的雜音和哼声系数均能减小。

交流哼声——第二个雜音成份，它决定于整流器中濾波器的質量和佈綫的正确程度。

佈綫安排得不妥当，可能使柵極电路与灯絲电路的導綫間產生耦合，因而就有交流电压加到电子管的柵極，經過放大之后，在收音机輸出端就出現哼声。这种現象也可能是由电子管柵極和灯絲电路之間有漏电而引起的。

由于已整流电压濾波不良所引起的哼声与电源濾波器的質量和其中所用零件的質量有关。產生哼声的原因可能是濾波器中扼流圈的电感不足，或濾波器中电容器的容量不够。濾波器

輸出端的第二个电容器的电容数值特别重要。在整流器中滤波电容器电容足够大的情况下哼声也可能由于这些电容器有漏电而引起的，电解电容器常常会發生漏电。較大的漏电电流就引起很大的哼声，这时，大概电容器已經坏了。

电源电压变动时收音机增益的穩定度

超外差收音机的增益随着电源电压变动而变化，因为当电源电压發生变动时，收音机的各級，主要是变频級的增益就發生了变化。增益的变化特别是与本机振盪器的工作状态有关，降低电源电压將使本机振盪器的振盪减弱；如果电压降低过多，甚至会使振盪停止。因此，在电压降低时，提高收音机增益穩定的方法，是在本机振盪器中选用零件数据和工作状态时，要使得当电子管电极上加有低电压的时候，本机振盪器能够最穩定地工作。

当降低电源电压时，收音机的音量和輸出的声音功率也就降低，这不仅是由于輸出級的增益减小，同时也由于揚声器的灵敏度降低(如果揚声器是用已整流电流來励磁的話)。当电源电压降低时，所有电子管的屏流都要减小，同时揚声器中的励磁电流也就减小了；这就導致揚声器空隙中的磁場减弱，同时也就降低了揚声器的發声灵敏度，也就降低了音量。因此从这一观点出發，最好还是用永磁式的电动揚声器，因为它的灵敏度与电源电压无关。

为了避免电源电压升高时發生自激，整个收音机的增益和收音机每級的增益，不应当选用在正常电源电压时的極限值上。

附 錄

各种广播收音机的主要参量

收音机的型式	波段 (千赫)	灵敏度 (微伏)	选 择 性		$K_f=10\%$ 时的输出功率 (瓦特)
			失調10千赫 处的衰減	像 頻 波 道 衰 減	
1	2	3	4	5	6
紀錄-47 (Рекорд-47)	150—410 520—1600 4280—12100	60—150	20—26分貝	26分貝 20分貝 5分貝	不小于 0.6
里加T-755 (Рига T-755)	145—410 520—1600 4000—12500	180以下	40分貝 40分貝 35分貝	30分貝 30分貝 12分貝	2
ВЭФ-М557	150—410 518—1525 4280—12100	150—250	不低于 20分貝	10—50分貝	3
少先隊Пионер 明斯克(Минск)	150—430 520—1400 6000—18000	100以下	不低于 26分貝	40分貝	2
烏拉尔 47 (Урал 47)	150—460 520—1500 4400—15500	200以下	不低于 26分貝	12—36分貝	2
电信号 2 (Электросиг- нал 2)	150—410 520—1500 4250—8000 8550—18300	100以下	不低于 26分貝	34分貝 30分貝 140分貝 140分貝	3.5
东方(7H27) (Восток)	150—420 520—1600 4300—10000 11500—15600	150以下 400以下	34分貝	34分貝	3
涅瓦河 (Нева)	150—420 520—1500 4200—8000 9000—13000 14400—20000	50以下	不低于 26分貝	50分貝 20分貝	5

續表

收音机的型式	波 段 (千赫)	灵敏度 (微伏)	特 性		K _γ -10% 时的輸出功 率(瓦特)
			失調10% 以下 的 波	像 類 波 道 衰 減	
1	2	3	4	5	6
列宁格勒 (Ленинград)	150-410	} 180以下 } 80以下	} 不低于 } 30分貝	} 50分貝	8
	520-1500 4200-7500 擴展 31米 擴展 23米 擴展 19米				
里加 T 689 (Рига T 689)	141-439	} 120以下 } 90以下	} 不低于 } 33分貝	50分貝	5
	510-1622 3960-12270 擴展 19米 擴展 16米				
祖 國 47 (Родина 47)	150-410 520-1500 4300-12000	} 70以下	不低于 26分貝	26分貝 20分貝 10分貝	0.2
莫斯科人 (Москваи)	150-410 520-1600	} 300以下	不低于 20分貝	12分貝	0.5
AP3-49	150-410 520-1300	} 300以下	不低于 20分貝	20分貝	1

响 度 級

各种声音的响度級可以用分貝來表示。这种情况下是以人耳的聞閾作为起始級，由此此級开始取响度級的讀数。这一起始級称为“零級”。

响 度 (分貝)	声功率的 比 值	等 效 声 音
0	1	人耳的聞閾。
10	10	叶子的沙沙声。1米距离处听到的低微耳語声。
20	100	靜靜的園庭里和就座剧院在沒有观众时的声音。
30	1000	相距1米是听到的耳語声。靜室内的声音。肅靜的办公室内的声音。靜易阻的雜声。
40	10 ⁴	办公室。住宅房内的雜声。一般办公室内的声音。
50	10 ⁵	揚声器中輕微的震音。飯館里的平均雜音。窗戶敞开的办公室内的声音。
60	10 ⁶	响亮的无线电收音机的聲音。大商店里的雜音。相距1米处听到的普通講話声。
70	10 ⁷	机器房的声音。卡车的馬达声。电車內的雜声。
80	10 ⁸	揚声器很响地发音。
90	10 ⁹	喧鬧街道上的声音。管弦乐。近距离内听到的小汽車的喇叭声。暴風雨般的鼓掌声。大交响乐隊。
100	10 ¹⁰	釘榔釘的机械声音。自动驗音盤的声音。
110	10 ¹¹	气鎗的声音。鍋爐房內工作时的声音。
120	10 ¹²	相距5米处听到的航空馬达声。巨大的雷击声。
130	10 ¹³	痛楚閾。已不是人耳所能忍受的声音。

功率比値和电压比値与分貝的換算表

衰 減		← 分 貝 → +	增 益	
电压比値	功率比値		电压比値	功率比値
1.00	1.00	0	1.00	1.00
0.89	0.79	1	1.12	1.26
0.79	0.63	2	1.26	1.58
0.71	0.50	3	1.41	1.99
0.63	0.40	4	1.58	2.51
0.56	0.32	5	1.78	3.16
0.5	0.25	6	1.99	3.98
0.45	0.2	7	2.24	5.01
0.4	0.16	8	2.51	6.31
0.36	0.13	9	2.82	7.94
0.32	0.10	10	3.16	10.00
0.28	0.08	11	3.55	12.6
0.25	0.06	12	3.98	15.8
0.22	0.05	13	4.47	19.9
0.20	0.04	14	5.01	25.1
0.18	0.03	15	5.62	31.6
0.16	0.025	16	6.31	39.8
0.14	0.020	17	7.08	50.1
0.13	0.016	18	7.94	63.1

續表

衰		← 分 貝 →	增	
电压比值	功率比值		电压比值	功率比值
0.11	0.013	19	8.91	79.4
0.10	0.010	20	10.00	100.0
0.056	3.16×10^{-3}	25	17.8	316.0
0.032	10^{-3}	30	31.6	1000.0
0.018	3.16×10^{-4}	35	56.2	3.16×10^3
0.010	10^{-4}	40	100.0	10^4
0.006	3.16×10^{-5}	45	177.8	3.16×10^4
0.003	10^{-5}	50	316	10^5
0.002	3.16×10^{-6}	55	562	3.16×10^5
0.001	10^{-6}	60	1000	10^6
0.0006	3.16×10^{-7}	65	1770	3.16×10^6
0.0003	10^{-7}	70	3160	10^7
0.0002	3.16×10^{-8}	75	5620	3.16×10^7
0.0001	10^{-8}	80	10000	10^8
0.00006	3.16×10^{-9}	85	17800	3.16×10^8
0.00003	10^{-9}	90	31600	10^9
0.00002	3.16×10^{-10}	95	56200	3.16×10^9
0.00001	10^{-10}	100	100000	10^{10}