

无线电爱好者丛书

调频收音机原理与制作

俞锡良 编著

本资料由OKXIA视听皮带资源库www.okxia.cn提供

人民邮电出版社

内 容 提 要

本书比较全面地介绍了调频收音机(包括调频立体声收音机)的制式、基本工作原理、特点、各种参数的含义、电路和各参数间的关系、各分段电路原理、整机电路,以及安装、调试方法,并举出几个便于业余爱好者自己实验试装的电路。附录中还有新的部标:《调频广播接收机分类和基本参数》以及国标:《调频广播接收机测量方法》(提要)。

无线电爱好者丛书

调频收音机原理与制作

Tiaopin Shouyinji Yuanli Yu Zhizuo

俞锡良 编著

责任编辑:沈成衡

*

人民邮电出版社出版

北京东长安街27号

天津新华印刷一厂印刷

新华书店北京发行所发行

各地新华书店经售

*

开本: 787×1092 1/32 1987年3月第一版

印张: 12²⁸/₃₂ 页数: 206 1987年3月天津第一次印刷

字数: 295千字 插页: 9 印数: 1—20,000册

统一书号: 15045·总3335—无6401

定价: 2.40 元

目 录

第一章 概 述

1.1	调幅广播的音质问题	1
1.2	调频广播的方式	4
1.3	调频信号的频带	6
1.4	调频信号对相位特性的要求	9
1.5	调频广播的频率范围和传输特性	12
1.6	调频广播的抗噪声特性	16
1.7	调频广播的动态范围	23
1.8	调频广播的优缺点	25
1.9	立体声调频广播	24
1.10	辅助信道广播 (SCA)	28
1.11	调频双节目广播	29
1.12	调频收音机的电路结构和增益分配	30
1.13	调频收音机对低放部分的电声要求	34
1.14	组合机中调频调谐器的接口关系	39

第二章 调频收音机的主要参数

2.1	单声道和立体声共同的参数	41
2.2	立体声部分的参数	59
2.3	调频收音机各部分电路和主要参数的关系	68

第三章 高频电路

3.1	概述	82
-----	----------	----

3·2	输入不调谐式高频电路	83
3·3	输入调谐式高频电路	88
3·4	自动增益控制电路	91
3·5	自动频率控制电路	98
3·6	场效应管的应用	105
3·7	电调谐式调频调谐器	113
3·8	高频电路的集成化	118
3·9	频率合成、数字显示式调谐器简介	125

第四章 中频放大器

4·1	对中频放大器的要求	129
4·2	中频放大器电路	130
4·3	中频放大器的增益	133
4·4	中频放大器的稳定性	139
4·5	LC中频滤波器	143
4·6	陶瓷滤波器	150
4·7	声表面波滤波器	154
4·8	静噪调谐电路	158
4·9	调谐指示器	162
4·10	中频放大器的集成化	163

第五章 鉴频器

5·1	鉴频器的作用	181
5·2	比例鉴频器	186
5·3	相移鉴频器	197
5·4	移相乘积鉴频器	200
5·5	脉冲均值鉴频器简介	215

5·6	锁相环鉴频器简介.....	218
5·7	跟相环鉴频器简介.....	222

第六章 立体声解调器

6·1	立体声解调器的种类.....	225
6·2	立体声指示灯和单声道转换.....	228
6·3	分立元器件电子开关式立体声解调器.....	229
6·4	集成电路电子开关式立体声解调器.....	236
6·5	锁相环立体声解调器.....	241

第七章 分立元器件调频收音机整机电路和组装调试

7·1	简单调频调谐器.....	264
7·2	独立本振简单调频调谐器.....	281
7·3	输入调谐式调频调谐器.....	281
7·4	立体声调频调谐器.....	282
7·5	调频和调幅电路的组合.....	285

第八章 集成电路调频收音机整机电路和组装调试

8·1	用LA1201集成电路的调频调幅调谐器.....	292
8·2	用 μ PC1018C集成电路的调频调幅调谐器.....	297
8·3	用HA12413集成电路的调频调幅调谐器.....	300
8·4	TA系列集成电路的调频立体声和调幅调谐器*.....	303
8·5	低电压TA系列集成电路的调频立体声和调幅收音机	308
8·6	ULN2204单片集成电路调频—调幅收音机.....	315
8·7	低压TA系列单片集成电路调频—调幅收音机.....	323
8·8	AN7001单片集成电路调频立体声—调幅调谐器.....	327

8·9	TDA7000及TDA7010单片集成电路调频收音机	330
	附录一 调频收音机用的集成电路	346
	附录二 中华人民共和国电子工业部标准	
	调频广播接收机分类与基本参数SJ2597—85	355
	附录三 中华人民共和国国家标准《调频广播接收机测量方法》GB6163—85(提要)	368

第一章 概 述

1.1 调幅广播的音质问题

我们在聆听了电唱机、录音机放的乐曲和电视机的伴音后，再打开普通的调幅广播收音机，就会感到声音发闷，许多高音乐器的声音很微弱，甚至听不到了。另外，用调幅收音机收听远一些的电台时还会出现许多干扰杂音。这些缺陷，是由调幅广播制式本身的特性所决定的。

图1.1是一般调幅广播电台发射机的方框图。它发送出的信

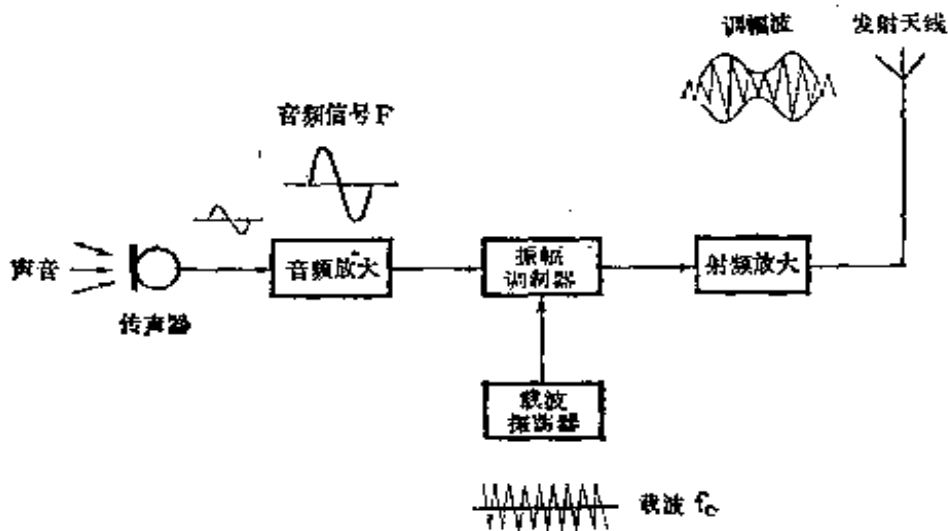


图 1.1 调幅广播电台发射机方框图

号是调幅波，就是说它的载波频率不变，而其包络波的频率和幅度则是随着音频调制信号的频率和幅度而变化。若用一个单一的音频频率 F 去调制载波 f_c 时，调幅波的频谱是由载波和上下两个对称的边带波所组成，边带波的频率是 $f_c + F$ 和 $f_c - F$ ，见图1·2。如果以某一音频频段的音频信号($F_d \sim F_g$)去调制载波时，则在载波两旁依次由低音调制波(F_d)到高音调制波(F_g)，形成对称排列的边带波，见图1·3。



图 1·2 用单频信号调制的调幅波频谱

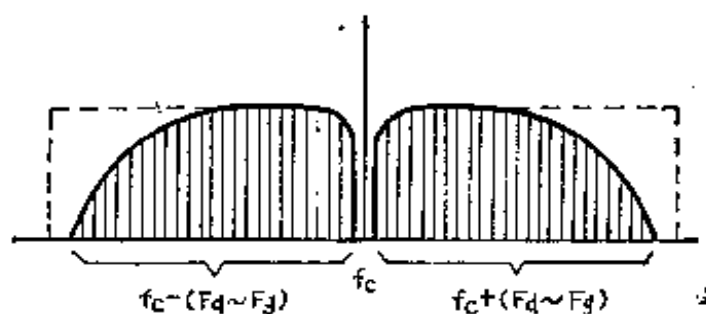


图 1·3 用 $F_d \sim F_g$ 的一段音频信号调制的调幅波频谱

调幅波的边带波，既然是按低音到高音的调制频率次序，以载波为中心左右对称分布，如果只取出中间的一小段，则将缺少高音频的调制波而感到高音不足。因此，发射机和接收机必须有足够的带宽，能够通过两边最高音调制波在内的所有边带，才可获得较满意的音质。但是，调幅电台比较拥挤，为了能多安排一些电台，国际上统一规定各电台之间的频率间隔为

9kHz，因而两个边带宽度要受到限制。但因为实际的音乐节目中高音成分的幅度比中音的小，两个电台之间的高音调制波部分有适当交叉，并不会引起明显的干扰，因此高音调制频率不需要限制到4.5kHz，而可以保留到7~8kHz。然而遗憾的是，一般普及型收音机，为了照顾选择性，避免邻近电台之间的串音，中频放大器的通带不能做得很宽，衰减6dB的通带大都只有6kHz左右；即边带波的边缘被限制在 $f_c \pm 3\text{kHz}$ 左右，所以还原后的音频信号，其高音频率只有3kHz左右了，见图1.4。这样窄的高音范围，就使得原节目中很多高音成分都听不到了，因而保真度很差。

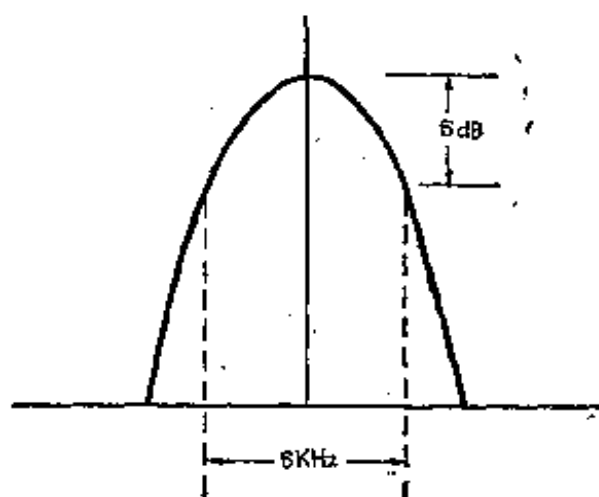


图 1.4 普及型调幅收音机中频通带

此外，调幅信号受到幅度上的杂音干扰后，杂音会随着音频信号一起被检波出来，很难分开和消除，所以抗干扰能力差。特别是夜间，中波的传播方式除地面波外，还有天波，致使许多远地电台都传送过来，使得各电台间的间隔极小，从而产生差拍哨叫，再加上天电和各种电器干扰，杂音就更多了。近年来由于调幅广播电台的不断增多和功率不断加大，相互之间的干扰日趋严重，收听的质量就愈来愈成问题。在较大城市

里的用户会有这样的体会，到了晚上有许多电台都听不清楚，并伴随着各种讨厌的哨叫杂音和串台声音。

开设调频广播，是实现高保真的声音重放，减轻电台拥挤和干扰的重要途径之一。在一些先进工业国家，调频广播已经非常普及，并早已普及双声道的立体声调频广播，且正在进一步研究多声道的立体声调频广播。

1.2 调频广播的方式

调频广播的调制方式与调幅广播不同，音频信号是对载波的频率进行调制，而调制波的幅度不变，如图 1.5。调频波的载波频率随着音频调制信号的变化而在载波中心频率（即未调以前的载波频率）两边变来变去。频率相对于载频的变化值叫作频偏。对正弦调制波来说，每秒钟频偏来回变化的次数，和音频调制频率相一致。例如音频调制频率为 1kHz，则载波频偏每秒来回改变 1 千次。而频偏的大小，则随着音频调制信号的振幅大小而定。在调频发射机中，将最大频偏限制在 ± 75 kHz。这时的调制度作为 100%。于是频偏也可按百分比表示，例如，若有一音频信号的振幅能使载波产生 ± 22.5 kHz 的最大频偏，则 $\frac{22.5}{75} = 0.3$ ，就称为 30% 的调制度。如果频偏超过 ± 75 kHz，则称为过调制。这和大家熟悉的调幅中用调幅度的百分数来表示调制度相似。但是调频的 100% 调制和调幅的 100% 调制的具体意义是不同的。

调频波的频谱和调幅波截然不同。用一个单一频率的音频波 F 去调制载波时（调频），如果调制度较深，会产生许许多多多个上下边频。这些边频频率为 $f_c \pm nF$ ，其中 n 为任意整

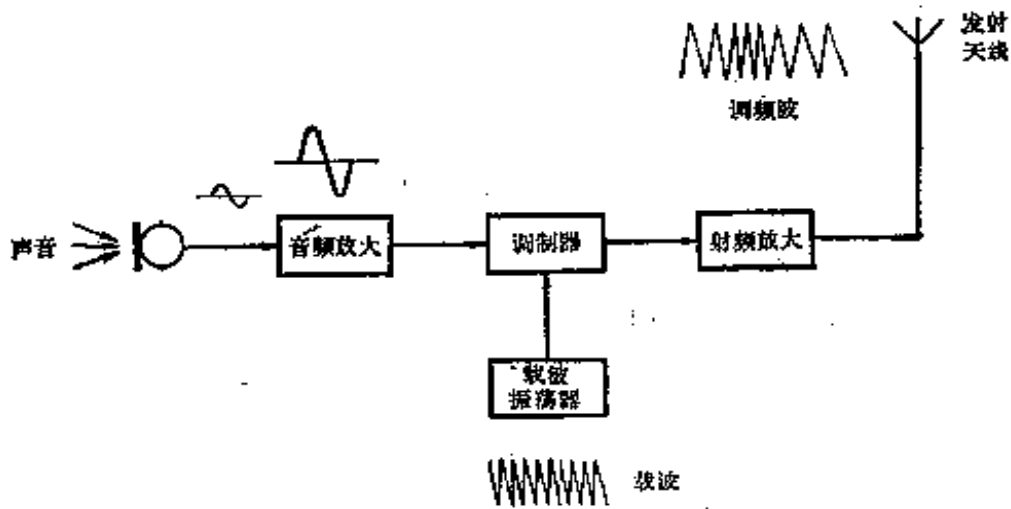


图 1·5 调频原理方框图

数，它们对称地分布在载波中心频率两旁，见图 1·6。各个相邻边频之间的频率间隔等于音频调制信号的频率，各个边频的振幅则有高有低，按一种复杂的数学规律分布。

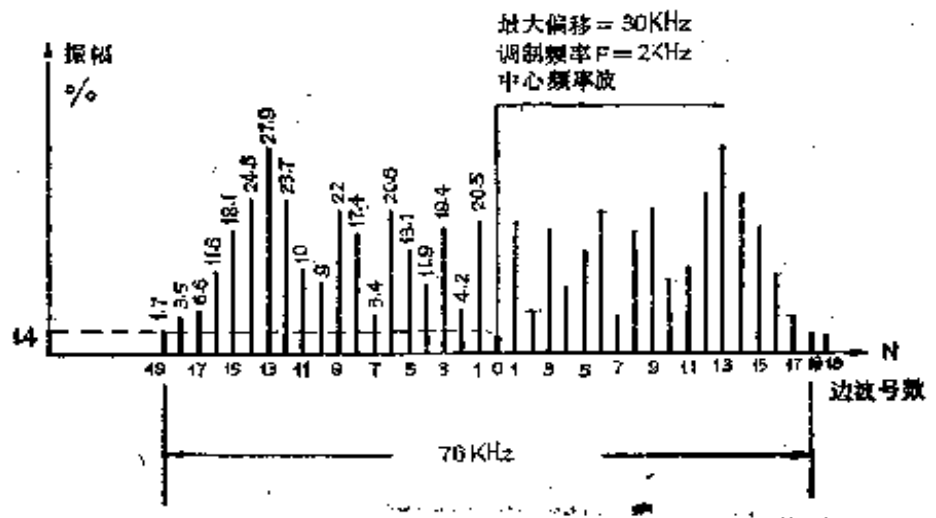


图 1·6 调频波频谱 (用单一信号调制)

若同时有几个音频信号调制载波时，则调频波的总频谱中不仅有每个音频信号本身所形成的许多对边频，而且还有那些音频信号相互之间加减的互调信号所形成的许多边频。为简单

起见，这里仅举用 F_1 和 F_2 两个音频信号来调制载波的情况为例说明。这时调频波除载波频率以外，边频成分有 $f_c \pm nF_1$ 、 $f_c \pm nF_2$ 、 $f_c \pm (pF_1 \pm qF_2)$ ，式中 n 和 p 、 q 均为任意整数。所以，若用一整段音频信号的频带调制载波时，调频波的边频波极为复杂，而且低音边频和高音边频不象调幅波那样分高低次序排列，而是各自按自己的频率间隔混合排列。其中载波的振幅在调制后总比调制前要小，其能量转移到各边带波中，输送边带波不需要另外消耗功率。因此，调频广播的功率比较节省。如果在同一地点接收到同样功率的信号时，调频广播比调幅广播能节省约 $3/4$ 的功率。

1.3 调频信号的频带

调频波中既然是高低音所调制的边频各自按自己的频率间隔混合排列，因此若取中心一段不宽的频带，只要到中心的宽度超过最高音频的第一个间隔，其中就包含了所有高低音频的上下边频成分。这样一来，即使发射机和接收机没有很宽的通带，也能还原出高低音频信号的基频，高音总是较丰富的，这是调频的特点之一。但是，并不能由此得出错误结论，认为调频机的通带就可以做得很窄了，相反，调频机的通带仍然需要很宽，而且比调幅机还要宽得多。这是因为调频机的通带窄了，会引起另一个问题，即波形失真。如前所述，音频调制波中的任一个音频频率信号波在调频波中分散为许多不同幅度的边频分量，那么，检波后还原的音频信号波形也必须把这些分量重新合成才行。如果通带窄，只取了一部分边频分量，则检波后虽然音频信号的高低频率都有了，但各音频信号的波形还是不完整的，声音就要失真了。由于调频波的边频分布太广，

如果全部收集进去，通带实在太宽，无法实现。幸而离开载波中心频率两旁较远的地方，边频波的幅度也逐渐减小，把小于未调制波幅度某一百分比的幅度分量舍去不要，对失真的影响也不大，于是通带就可以收缩许多。剩下的幅度较大的边频数目称为有效边频数，而能容纳有效边频数的频带，称为有效频带。

调频波的理论和实践都证明：有效边频的数目随着频偏大小和音频调制频率而变，频偏愈大，音频调制频率 F 愈低时，有效边频的数目愈多。通常把频偏 Δf 和调制音频 F 的比值 m 称为调制指数。

$$m = \frac{\Delta f}{F} \quad (1.1)$$

边频的数目可以用与 m 有关的式子来表示。一般舍去幅度小于未调载波幅度的10%的分量，大部分能量也能被传输，这时每边有效边频的数目 n 大致为

$$n = m + 1 \quad (1.2)$$

知道了有效边频的数目后，所需的通带就可以计算出来了。因为边频中各个调制频率的间隔为各个音频调制频率 F 本身，所以每个调制频率每边有效通带应为 $n \times F$ ，而以载波为中心包括两边的有效通带 B 则为

$$B = 2nF \quad (1.3)$$

图1.7为 F 或 Δf 保持不变时，频带宽度随 m 变化的关系。从图形以及上面一些公式中可以看出，若音频调制频率 F 不变，频偏 Δf 愈大时，调制指数 m 愈大，有效边频数 n 也愈大，故有效频带愈宽。另外，若频偏 Δf 不变，则音频调制频率 F 愈低，调制指数 m 愈大，有效边频数 n 愈多，似乎有效频带也愈宽。其实不然，我们可以举例简单计算一下就可以弄明白，设频偏固定在75kHz，试比较在音频调制频率 $F_1 = 10\text{kHz}$ 和

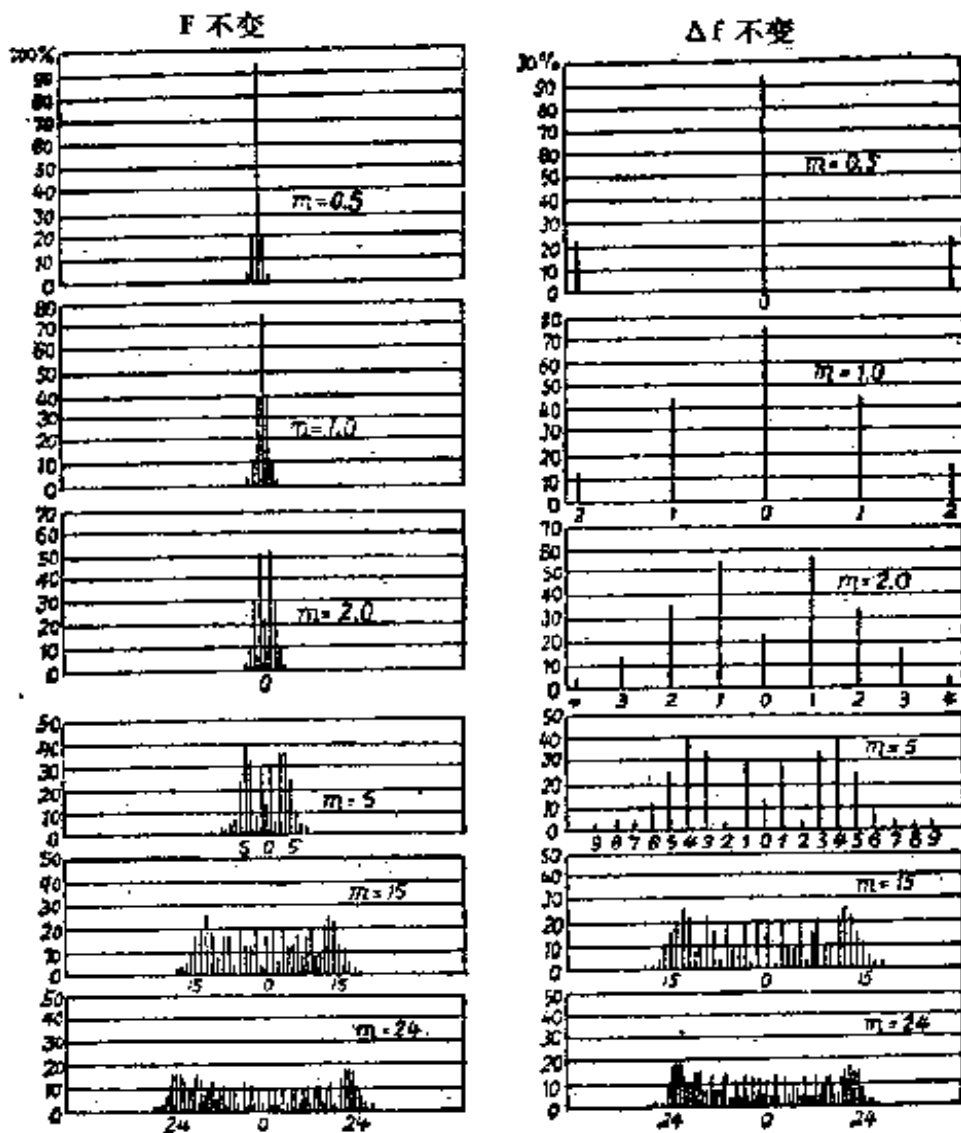


图 1.7 频带宽度随 m 变化的关系

$F_2 = 5\text{kHz}$ 两种情况下，哪一种有效频带宽？

$$(1) m_1 = \frac{\Delta f}{F_1} = \frac{75}{10} = 7.5$$

$$n_1 = m_1 + 1 = 7.5 + 1 = 8.5$$

$$B_1 = 2n_1 F_1 = 2 \times 8.5 \times 10 = 170\text{kHz}$$

$$(2) m_2 = \frac{\Delta f}{F_2} = \frac{75}{5} = 15$$

$$n_2 = m_2 + 1 = 15 + 1 = 16$$

$$B_2 = 2n_2F_2 = 2 \times 16 \times 5 = 160\text{kHz}$$

由此可见，当频偏不变，音频调制频率变低时，虽然边波数目增多，但每边频之间的距离变小，总的有效频带不但没有增宽，反而变窄了。当 m 值较大时，带宽基本上由频偏所决定。

因此，只要有满足最大频偏 ΔF_{\max} 和最高音频调制频率 F_{\max} 时的有效通带，则其他情况下都能满足。将上面式1·1~1·3结合起来，便可得到一个直接计算通带的公式

$$B = 2(\Delta f_{\max} + F_{\max}) \quad (1\cdot4)$$

在调频收音机中，规定最大频偏为 $\pm 75\text{kHz}$ ，最高调制音频为 15kHz ，代入式(1·4)，便可计算出有效通带为 180kHz 。这就是调频收音机的一般通带要求。

实际上，广播时总是有许多音频频率信号同时调制载波，这时的边频成分要比单个的音频信号调制时多得多，所占的总频带似乎也应更宽才行。但是由于发射机把全部调制信号的总频偏限制在 $\pm 75\text{kHz}$ 的最大频偏值，所以各个音频信号同时调制时，各个音频信号所分配到的频偏有所减小，于是每个频率的调制指数 m 减小，其边频总数也相应减小，而其和差组合频率所形成的边频，也会随着 m 的减小而很快地减少，所以总的调频频谱所需的通带宽度并不需要额外增加。

1·4 调频信号对相位特性的要求

上面谈到的通带问题，只是讨论了调频信号的幅度频率特性，调频信号还有另一个重要的问题是相移频率特性。我们已知调频信号的特点是， m 较大时，即使是一个单一的音频信

号，调频波的频谱中也有许许多多多个边频，两个边频之间相隔的频率距离等于该音频信号的频率。这许多边频对原来的音频信号来说是各次谐波分量的关系，好像是将音频信号分解成了许多谐波，并且各自被调制成了一个边频波一样，它们之间都保持着一定的相位关系。调频收音机不仅要有足够的通带使调频信号的有效边频分量都能通过，而且还要有线性的相移频率特性，即相位变化的倍数与频率变化的倍数要一样，才能保证调频波解调后各谐波分量之间仍然保持原来的相位关系，合成以后波形与原来的音频调制信号一样，不产生失真。如果相位关系改变，则合成的波形也就变了样，因而会产生失真。我们可以举一个简单的例子来说明。设一个只有基波和三次谐波合成的波形通过一个具有线性相移特性的网络，基波和三次谐

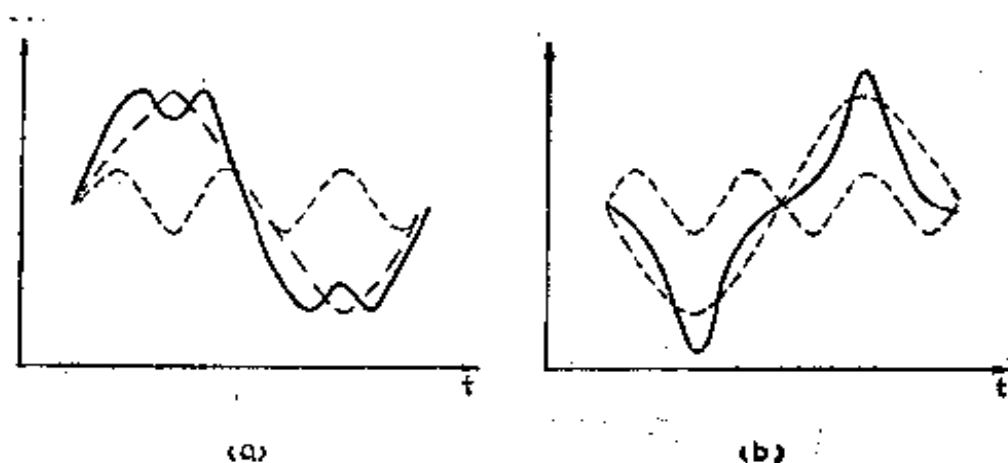


图 1·8 相移形成的失真

波的相对相位关系不变，合成波形仍与原来一样（图1·8a）。若相移不是线性的，如（b）图那样，基波的相位超前半个周期（ 180° ），和三次谐波的相对位置发生了变化，则合成的波形就与原来的大不相同，即失真了。这种失真叫作相移失真。比这个例子更复杂的调频波的情况也是一样。

直接用相移频率特性来分析问题往往很不方便。大家知道，当一个信号通过某网络而有相移时，也就是有时间的延迟，即输出信号比输入信号要延迟一点时间。我们可以用各频率的电波群通过网络的相对延迟时间 $\tau_g = \frac{\Delta\theta}{\Delta\omega}$ 来代替相移特性，称为群时延特性。相移频率特性和群时延特性的两个座标系统之间是相关的，如果相移频率特性是线性的，则群时延特性就是一条水平线，表示各频率的电波通过网络的时间延迟是一样的，如图1·9。用群时延特性来表示，由谐波合成的信号通过具有线性或非线性相移网络的情况，比较直观和简单。当由许多谐波分量合成的调频波通过群时延特性为水平线的网络时，由于对各谐波分量的相对延迟时间一样，合成后的波形就一点也不会失真；如果各频率的相对延迟时间不一样，合成波形就会和原来波形不一样，产生失真。这种失真叫作群时延失

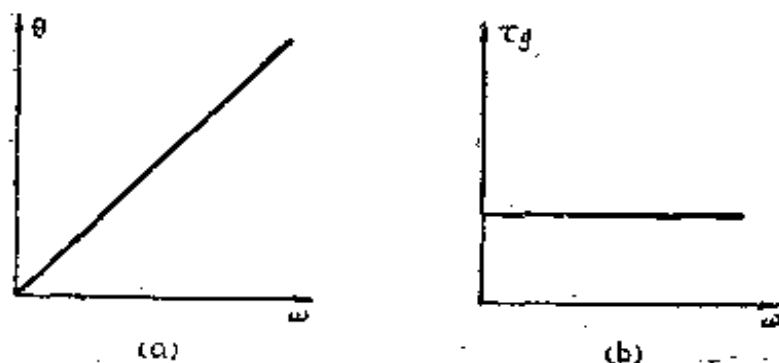


图 1·9 相移频率特性与群时延特性

真。群时延失真和相移失真只是同一个事物的不同表示方法。在调幅信号中，因为一个音频信号调制载波后只有一对边频，并没有被分成许多分量，所以对该单一频率不存在群时延失真的问题。不过对整个音频调制频谱来说，仍有群时延的问题，

但那是另一种性质的问题，对音质的危害也不象上述波形合成失真那样严重，所以在调幅收音机里较少提出相移特性的要求。

相移频率特性与幅度频率特性具有一定关系，群时延特性也与幅度频率特性有一定关系。幅频特性有矩形系数很好的通带特性曲线时，群时延特性却不平直，而馒头形的通带特性却有很平直的群时延特性，见图1·10。在调频收音机中，为了避免群时延失真，通带的幅度特性大都要做成馒头形。用一般LC网络的中频滤波器，是容易达到这样的通带特性的。陶瓷滤波器的矩形系数较好，但群时延失真却较大。现在一些新的陶瓷滤波器也改进了幅度特性，以降低群时延失真。在调幅收音机中，虽然中放的通带特性没有对群时延提出严格要求，但其幅度特性也仍然要求馒头形。那是因为调幅中放通常加有自动增益控制电路，如果矩形系数太好，在调谐过程中，整机增益在有台和无台之间，即在通带边缘处变化过于剧烈，就会产生严重的偏调失真和噪声。

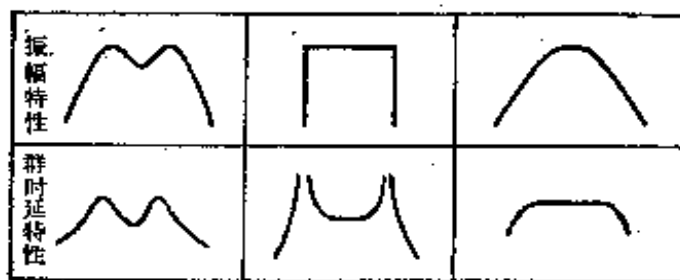


图 1·10 振幅特性与群时延特性的关系

1·5 调频广播的频率范围和传输特性

上面已经指出，一般单声道调频广播的通带需要 180kHz，

所以目前调频电台的间隔一般为200kHz，和调幅电台相比较，要宽得多了。在中波或短波广播中采用调频，每个波段可容纳的电台数就太少了，因此调频广播采用了超短波波段。

目前国际上用作调频广播的超短波频率范围约为65.8~108MHz，其中苏联和东欧某些国家采用65.8~73MHz，日本采用76~90MHz，西德采用87.5~104MHz，欧洲和非洲等国采用87.5~108MHz，美国采用88~108MHz。国际无线电管理组织把全球划分为三个广播地区，第一区为欧洲、苏联、非洲、中东地区等，规定使用频率为87.5~108MHz；第二区为南北美洲、东太平洋、北太平洋地区等，规定使用频率为88~108MHz；第三区为亚洲（中东地区除外）、澳大利亚、新西兰、南太平洋地区等，规定使用频率为87~108MHz。

我国以前采用88~108MHz，1984年制定新标准，用87~108MHz，以符合第三区频率的规定。

根据我国规定的频率范围，能包含的电台数目仍然和中波差不多。部标规定的调幅收音机中波频率范围为526.5~1606.5kHz，而中波电台的频率间隔为9kHz，因此，调幅广播电台可容纳的频道数目约为：

$$\frac{1606.5 - 526.5}{9} = 120 \text{ 个}$$

而同一地区调频电台可有：

$$\frac{108 - 87}{0.2} = 105 \text{ (个)}$$

上面的计算只是作为一种简单的估算，正确的计算应为实际的广播电台的最高频率减去最低频率除以电台间隔再加1。例如我国中波广播电台的频率现在采用9的整数倍，最低的频率是531kHz，最高的频率是1602kHz，故总共电台数有

$$\frac{1602 - 531}{9} + 1 = 120 \text{ 个}$$

为了能覆盖上述全部中波电台的频率并在边缘留有一定频率余量，部标规定收音机的中波频率范围为526.5~1606.5kHz。

调频广播因采用了超短波，所以其传输特性和中波、短波不同，它主要只能作视距传播，参看图1.11。中波主要利用地

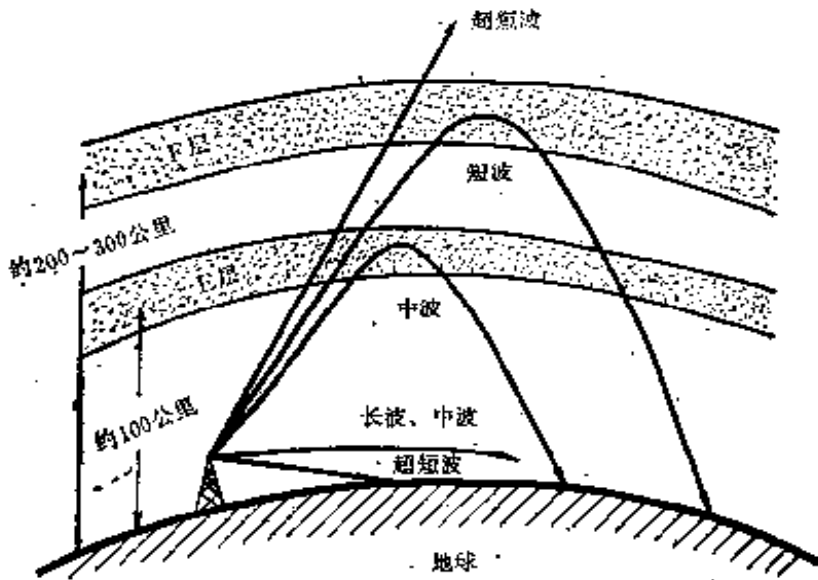


图 1·11 各种电波的传播方式

面波，可以绕地球表面传播到距离较远的地方，而且晚上还可利用电离层（E层）的反射传送得更远，传播距离一般可达五、六百公里。短波则主要靠电离层（F层）的反射传播，传输距离比中波还要远些；短波中的某些频段具有较好的传输性能，可以作全球性的广播。超短波由于波长短，不能被电离层反射，而是穿过电离层；其地面波也衰减较快，不能像中波那样绕射，故只能是直线视距传播。超短波如果遇到建筑物或高山，就被挡住，在阻挡物的背面接收不到超短波。但是超短波遇到建筑物或高山等障碍时能够反射，使得不能直接接收超短

波的阴影处可以利用反射波来接收（图1·12）。因此，一般收音机从天线收到的信号，除了直接传到的以外，还带有从各种地方反射回来的电波，这种现象称为多径传输效应。由于这些

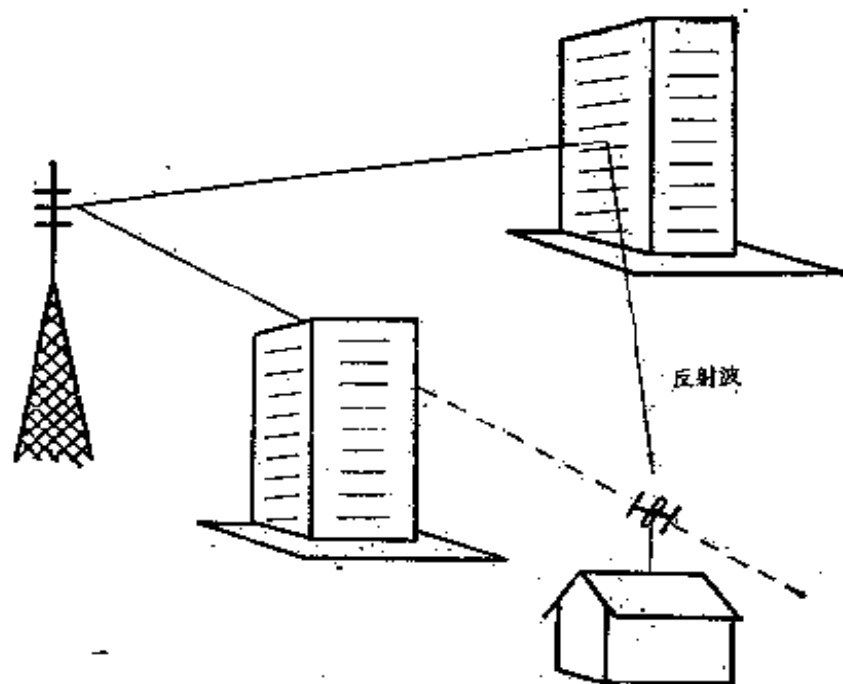


图 1·12 超短波的传播情况

电波到达的时间有先有后，如果是电视机的话就会出现重影等毛病，在调频机中也会产生声音失真和干扰。但调频接收机具有俘获特性，能将同频信号中最大的那个信号接收下来，而将其其他较小的信号排斥掉。因此，只要有较好的俘获性能，调频机就能够正常收听。这是调频广播与调幅广播相比的又一个优点。

由于超短波是直线视距传播，所以传输距离近，正常情况下一般不超过五、六十公里。为了克服这个缺点，有条件时将调频发射天线建筑在高山上，能有效地增加传输距离。

但是，正因为超短波传输距离近，相隔较远的电台，由于无空间传输干扰，便可采用小于 200kHz 的频率间隔，甚至复

用相同的频率，使用频率的利用率大为提高。这样，在87~108 MHz的频段内，全国就可以容纳几千个以上的电台。

1.6 调频广播的抗噪声特性

收听调频广播时会感到噪声比收听调幅时小得多，声音比较“干净”。第一，这是由于调频波是超短波，主要在地面上沿视线传播，受到空中各种电波干扰的机会大为减少；第二个原因是天电干扰的频谱主要在波长较长的范围内，在超短波段内较弱。此外，也还由于调频机中对噪声的抑制能力比调幅机要强得多，对于幅度上所受到的干扰能够通过限幅而消除（见图1.13）。

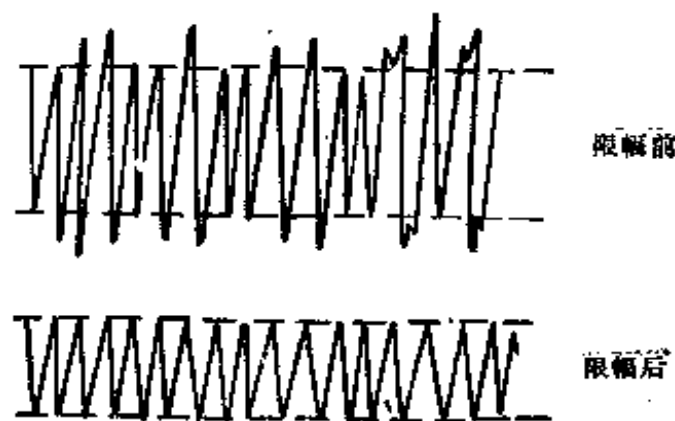


图 1.13 限幅的作用

下面我们来讨论当一个频率为 f_n 、电压为 U_n 的噪声信号和载波频率为 f_c 、电压为 U_c 的有用信号（都不加调制，并假定 $U_n \ll U_c$ ）一起进入收音机的情形。大家知道，当两个频率和振幅不同的信号相加后，会产生差拍，而形成一個调频调幅波，见图1.14。因为两个电压相加后，其合成电压的振幅是随两个电

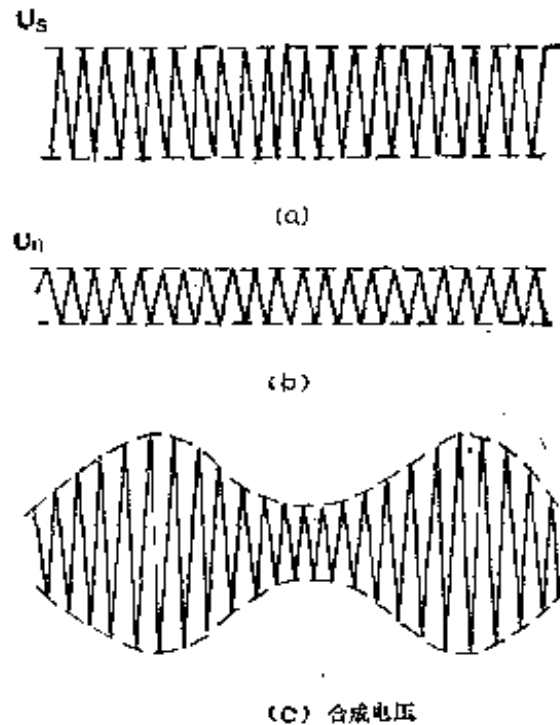


图 1.14 一个调频波和载波相加的情况

压的和（代数和）而定，因而在合成波包络上出现了幅度调制。这个调制信号频率就是两个信号频率的差 $F_n = f_s - f_n$ 或 $F_n = f_n - f_s$ ，而其调幅度 M_n 则由 $\frac{U_n}{U_s}$ 的比值所决定，即噪声电压比例大时，调幅度也加强，于是输出的噪声也增大。此外，还由于两个电压的起始相位不同，因而合成后的频率也发生变化，使原来的有用载波频率发生频率偏移，其频偏的大小近似等于 F_n 和 M_n 的乘积*。

* 由于其频率变化很快 ($f_n \cdot f_s \gg f_n$ 或 f_s)，故在图中不易看出其频率的变化。

调幅机对频率偏移部分无反应，但对包络上的调幅部分，只要其频谱落入中放通带，便能被检波出来，无法分离。而且噪声频谱是均匀的，见图1·5中的abcd部分。这种等幅噪声也称为“白噪声”。

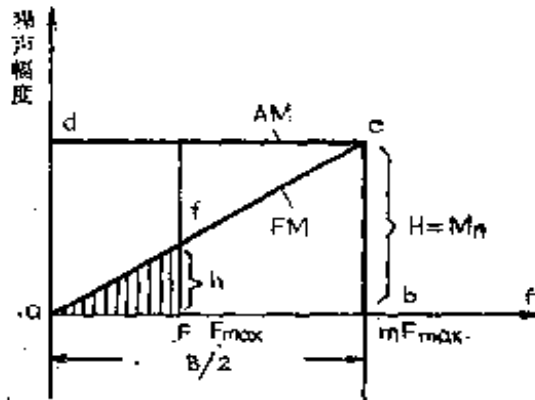


图 1·15 调频和调幅波的噪声

对调频机来说，包络上的噪声（调幅干扰）可以通过限幅加以消除，但干扰信号引起的载波频率偏移*，却能被鉴频器检出。由于其频率偏移近似等于干扰信号与有用信号的差频 F_n 及调制度 M_n 的乘积，所以当差频 F_n 逐渐加大时，频偏逐渐加深，噪声输出的幅度也逐渐加大，其噪声频谱为三角形（如图1·15中abc*），故称为三角形噪声。

噪声干扰有两种类型，一种是连续频谱的起伏噪声，如发生在元器件中的热噪声；另一种是断续的脉冲噪声，如天电或工业干扰等。在比较调频和调幅的信噪比时，这两种类型的噪声情况不同。

* 指最大频偏 Δf_{max} 等于调制频率 F_{max} ，即调频指数 m 等于1的时候。
* 图中 $\triangle abc$ 中未打影线的部分 $ebcf$ 指可以用低通滤波器滤去的。

对起伏噪声来说，噪声的平均功率与各噪声分量振幅平方的平均值成比例。根据计算表明，调幅和调频的噪声平均功率之比为 3，相当于噪声电压有效值之比为 $\sqrt{3} = 1.73$ 倍，即 $4.75dB$ 。这说明，在输出同样大小的有用信号电压时，调频机比调幅机在起伏噪声方面的信噪比要改善 4.75 分贝。

对脉冲性噪声干扰来说，在检波或鉴频输出端，调幅机与调频机的噪声平均功率比值为 4，相当于噪声电压有效值之比为 $\sqrt{4} = 2$ 倍。这表明在输出同样大小的有用信号电压时，调频机比调幅机在脉冲噪声方面的信噪比要改善 $6dB$ 。

但实际上调频广播的调制指数 m 为 5，即最大频偏 ($75k-Hz$) 是最高频率 ($15kHz$) 的 5 倍。设通过中放的最高噪声电压为 H ，鉴频以后的声频范围内的最高噪声电压为 h (通过低通滤波后)，则由图 1.15 不难求出 $\frac{H}{h} = \frac{75}{15} = 5$ ，即噪声指标

还可改善 5 倍。而调幅机的中频 $\frac{1}{2}$ 通带和低放音频通带是一样的，不能有所改善。这样一来，调频机的信噪比又比调幅机改善了 5 倍即 $14dB$ 。

总起来，在起伏噪声方面，调频机的信噪比比调幅机可改善 $4.8 + 14 = 18.8dB$ ，而在脉冲噪声方面，调频机的信噪比比调幅机可改善 $6 + 14 = 20dB$ 。

以上都是假定噪声干扰的电压远小于有用信号电压的情形。如果天线输入的有用信号电平减小，噪声电压和有用信号电压的比值接近于 1 时，情况就不同了。这时，差频信号 F_n 的调幅度 M_n 几乎接近 100%，并且在某些时候两个电压合成的振幅变化极大 (从两电压振幅之和变到两电压振幅之差)，调频机的限幅很难消除这样大的幅度变化，从而出现噪声干扰，

甚至无法收听有用信号。所以调频机的信噪比特性，不像调幅机那样随着输入信号电平的减小而均匀地逐渐变差，而是到了某一点以后便急剧变坏。这种现象称为门限效应，见图1·16。

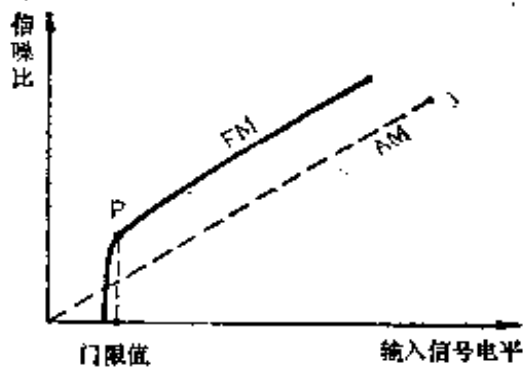


图 1·16 信噪比与输入信号电平的关系

曲线中的转折点 P 所对应的输入电平，称为门限电平。 P 点的输入功率可表示为：

$$P_{(in)} = 8KT B_n F_n$$

式中： K 为波兹曼常数 $= 1.38 \times 10^{-23} (\text{J/K})$

T 为绝对温度 $= 293\text{K}$ (室温)

B_n 为等效噪声带宽(Hz)

F_n 为整机噪声系数

由上式可见，要降低门限值，提高灵敏度，必须降低收音机的噪声系数和压缩通带。

为了进一步改善信噪比，调频广播还采用预加重的方法。如上所述，调频机的噪声输出呈现三角形的特性，随着音频频率的增高而加大，使高音部分的信噪比比低音部分差，而高音部分的噪声又恰恰是人耳最敏感的。从实践中知道，一般音乐信号中，大部分能量集中在中低频部分，高音部分能量小，幅

度低，所以信噪比更坏。为了弥补这个缺点，人们把声音信号送入发射机以前，预先将高音部分的电平适当提升，这就是“预加重”（见图1·17）。在接收时再使高音衰减——去加

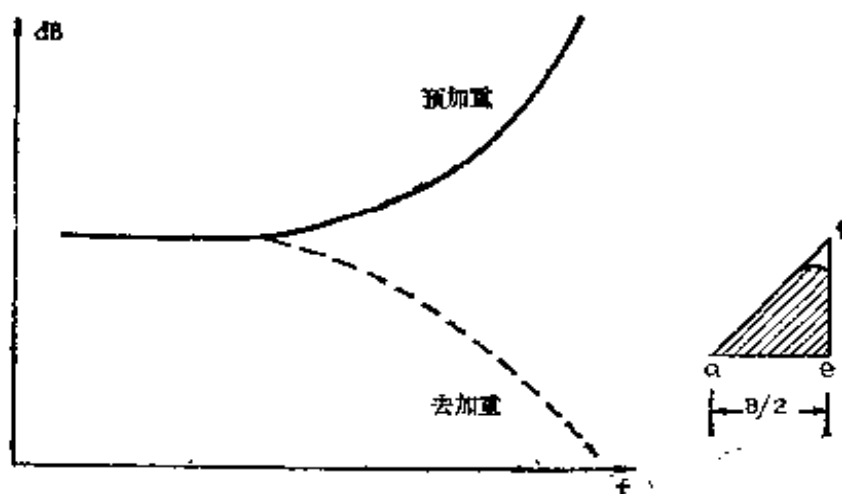
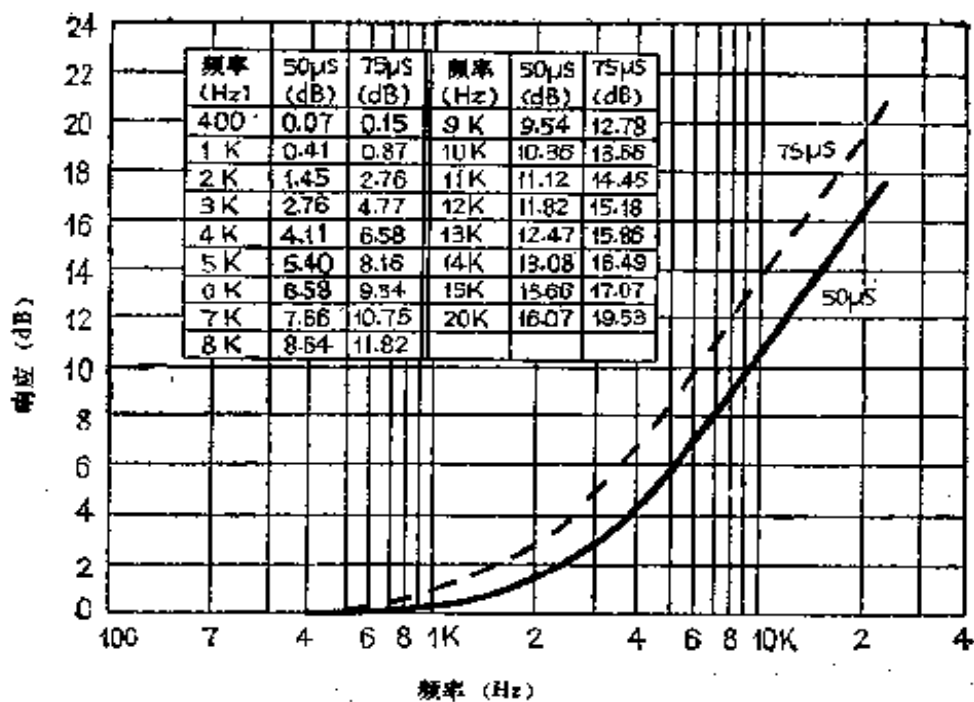


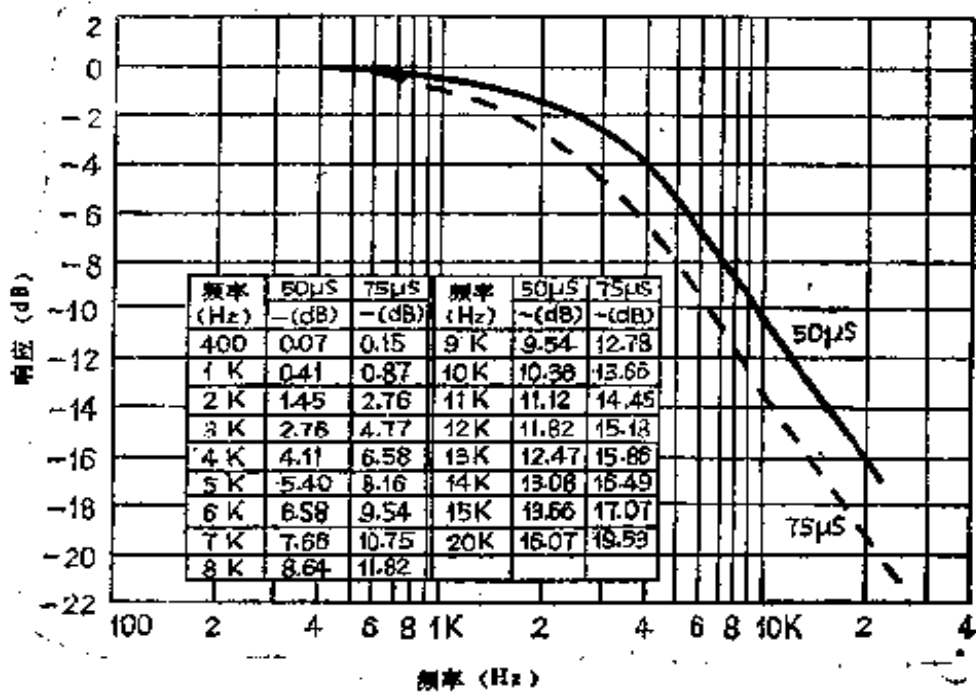
图 1·17 预加重与去加重特性

重，还原为平直的频响。正因为高音的有用信号分布少、幅度小，故适当的提升并不会产生过调制。这样一来就可有效地压低高音部分的噪声，从三角形噪声频谱上看，相当于去掉了一个尖角部分。

现在国际上常用的预加重和去加重时间常数为 $50\mu\text{s}$ ，其特性见图1·18。若以 400Hz 为 0dB ，则在 10kHz 时提升或衰减 10dB 左右。现在只有美国采用时间常数为 $75\mu\text{s}$ ，提升较多。这是由于美国当时的设备水平所限，噪声较大，故不得不提升较多以改善信噪比。但 $75\mu\text{s}$ 的提升可能对发射机和接收机有过载，或因通带受限制而引起失真。



(a) 预加重



(b) 去加重

图 1-18 国际上常用预加重去加重特性

1.7 调频广播的动态范围

广播发送机和接收机的最大和最小调制信号幅度的可能范围，称为动态范围。一般来说，最大的信号幅度决定于发射机的最大调制度，而最低的音量受到噪声电平的限制。

调幅广播时，调制度不能超过100%，否则包络线被切割，波形就要失真。但是对调频广播来说，即使频偏超过100%，即频偏大于 $\pm 75\text{kHz}$ ，只是边频份量增多和音频振幅加大，只要发送机和接收机有足够宽的通带，鉴频器的线性好、范围宽，放大器有足够的动态范围和功率余量，仍不至于引起失真。现在好的调频收音机，即使调制度达200%也能承受。所以调频比调幅动态范围的上限可以提高6分贝（当然从发送方面并不提倡200%调制），而下限的噪声电平，上面已讲过，能改善18.7或20dB。总起来说，调频的动态范围，在理论上比调幅广播可以有 $18 + 6 = 24$ 或 $20 + 6 = 26\text{dB}$ 的改善。

1.8 调频广播的优缺点

综上所述，超短波调频广播比中、短波调幅广播的优点是：调制信号的频响宽，高音丰富，电波传输稳定，抗干扰能力强，信噪比高，动态范围大，失真小，能得到高保真度的放音，并且有俘获特性。此外，载波功率利用率高，节省发射功率。调频广播不足之处是频带占得宽，传输距离近，在接收信号微弱时有门限效应。因此，要在我国普及调频广播，并保证必要的发送场强，电台的数量就要比调幅的多得多，但建立一个调频电台比建立一个调幅电台要简单和经济。

1.9 立体声调频广播

1. 概述

对立体声调频广播的基本要求之一是应具有“兼容性”。所谓兼容性是指用户的立体声收音机能收听单声道调频广播，单声道调频收音机也能收听立体声广播（只是没有立体感）。

立体声调频广播的制式很多，这里不一一介绍。下面只讲一下目前流行的双声道的制式，其基本方式如图1·19。从图中

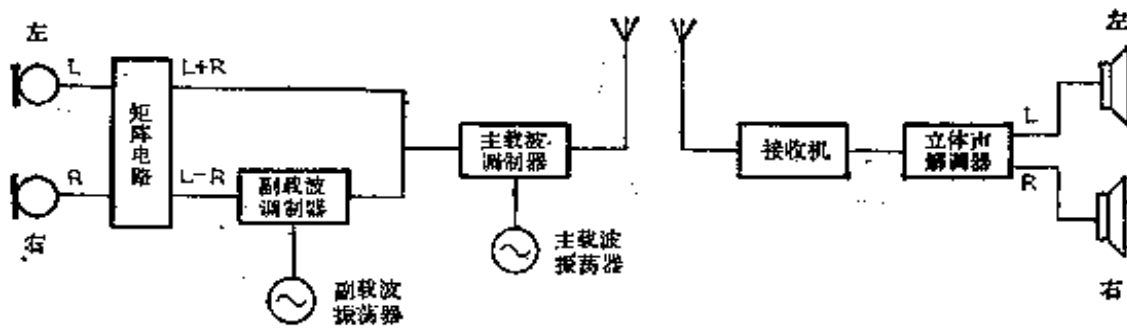


图 1·19 调频立体声广播方式之一

可看出，将左、右两声道的音频信号通过矩阵电路，合成为两者相加的和信号 ($L+R$) 及相减的差信号 ($L-R$)。其中和信号相当于普通单声道调频广播的信号，而差信号则是为了将来能在接收端解调出左、右声道信号之用。差信号先调制在一个频率比主载波低的副载波上，然后再同和信号加在一起，去调制主载波发送出去。这样，用一部发射机就够了。接收时，在接收机里，从天线到鉴频，仍和普通调频机电路一样，只是鉴频器后多加了一个立体声解调器。它能将左、右声道的信号分离出来，分别送到两套低放和扬声器去，放出立体声。如果是单声道广播信号，解调器能直接让它通过，当然也能收听。

若用没有立体声解调器的普通调频收音机去收听立体声广播时，可以接收立体声广播中的和信号，而对差信号不起作用，其效果就和收听普通单声道广播一样，这样就具备了兼容性。

在具体实施上述基本方案时，还可以有许多方法，如差信号对副载波调制时，可以用调频方式，也可以用调幅方式，而对主载波总是用调频方式。于是，根据副载波到主载波的调制方式，可以分为调频——调频制和调幅——调频制两大类。此外，一种方法是将差信号调制副载波以后，再将副载波抑制不发送，另送一个导频信号，使发送和接收取得同步，称为导频制。另一种方法则将左信号和右信号分别调幅副载波的正、负两个半周，再将副载波留一部分发送，而不用导频信号的方式，称为极化调制制等等。总之，各国设计出了多种调频制式，但目前国际上实际保留的约有三种。第一种是导频制，是美国、日本、西欧等国家和地区普遍采用的，我国也采用导频制。这种制式设备较简单，占用频带较窄，导频信号能量占调制度的比重少，只有10%，发送效率高。第二种是极化调制制，为苏联和东欧少数国家采用。这种制式保留副载波20%直接传送到接收端，在载波的上下包络分别调制了左右声道的信号。接收机中的立体声解调电路可以简化，用两只二极管就能分别检出左右信号。但由于副载波占据调制度的比重较大，因而能量分配较不经济，发送效率不大高。第三种是调频——调频制，即副载波和主载波都用调频方式，是瑞典提出的。这种方式可获得最小的主副信号串音，最适用于两个独立节目的传输，但收发设备的电路复杂，需加压缩扩张器，故目前尚未被实际采用。

2. 导频制立体声广播

导频制立体声信号的发送方式见图1.20。前已提到，为了

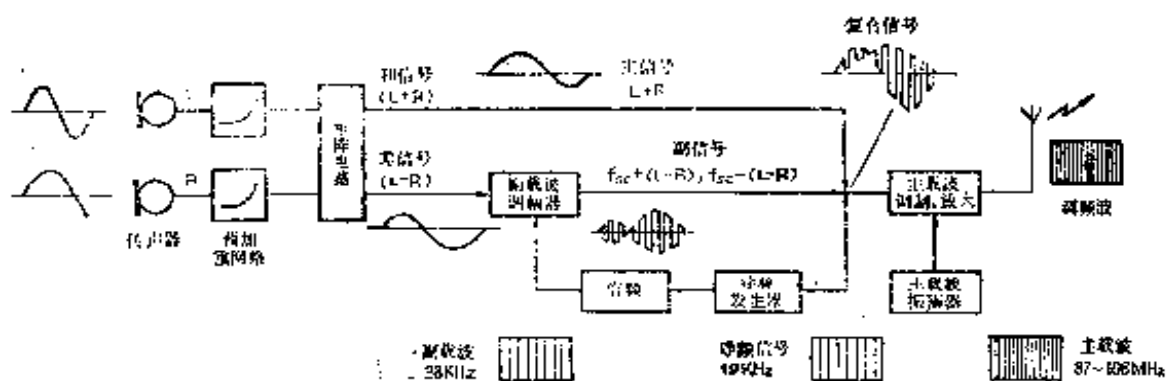


图 1-20 导频制立体声发射机方框图

达到立体声和单声道接收兼容的目的，先要将左、右声道音频信号合成为和信号和差信号。但是和信号和差信号都是音频频谱范围内的信号，如果两者混在一起，直接去调制主载波发送出去，就很难再分离出左、右声道。因此，需先将差信号对副载波进行一次调制成为副信号，使副信号的频谱范围高于和信号，以形成两个便于分离的信号。和信号称为主信号，差信号调制副载波后的调制波称为副信号，二者叠加在一起去调制主载波。在导频制中，为了节省频带宽度，副载波的调制方式选择了调幅制。因为调频广播的调制信号高音频率要求到15 kHz，所以副载波调幅后包括两个边带，有30kHz的通带就够了；如果用调频，则所占频带要宽得多。为了使副信号频段与主信号具有一定间隔，便于滤波器分离，副载波频率选择了38kHz的超音频频率。这时副信号的最低频率为 $38 - 15 = 23$ kHz，于是主副信道之间有 $(23 - 15)$ kHz = 8kHz的间隔。

此外，导频制还要将副信号中的38kHz副载波加以抑制，只发送上下两个边带。这样可以节省功率，提高发射效率，并可加深有效边带的调制度，提高信噪比，还可减少两个信道间的串音干扰。这样一来在接收端的立体声解调器要稍复杂一些，另外产生一个38kHz的副载波信号，才能对接收的副信

号解调。接收端的38kHz信号必须和发送端原来的38kHz信号同频率同相位（即所谓同步），才能保证解调的质量。如果只由接收机自己独立产生副载波信号，肯定是达不到这个要求的，所以统一由发射台送一个19kHz的导频信号，和主、副信号一起，对主载波调制后发射出去。该19kHz导频信号强迫接收端的19kHz振荡器和发射端同步，经倍频后成为38kHz的副载波。发射台的38kHz副载波也是由这个19kHz振荡器倍频而得，这样就可保证发、收之间的副载波同频同相了。根据调频广播的国际标准，19kHz导频信号的频率变化不得大于 $\pm 2\text{Hz}$ ，并且与38kHz副载波的相位差不能超出 3° 。这个导频信号频率正好落在主副信道之间8kHz空档的中点，容易被接收机中的滤波器分离出来。这样的方式比直接送38kHz作同步信号可节省发射功率。它的调制度只占用总调制度的8~10%。

由上所述，导频制立体声调频广播电台发送机的调制信号由三部分组成，其频谱用图1·21表示。从左到右，先是主信号（即和信号，40Hz~15kHz），然后是19kHz的导频信号，最后是副信号，其下边带为 $f_{sc} - (L - R)$ ，上边带为 $f_{sc} + (L - R)$ 。其中 f_{sc} 是38kHz副载波。纵座标表示调制度，100%调

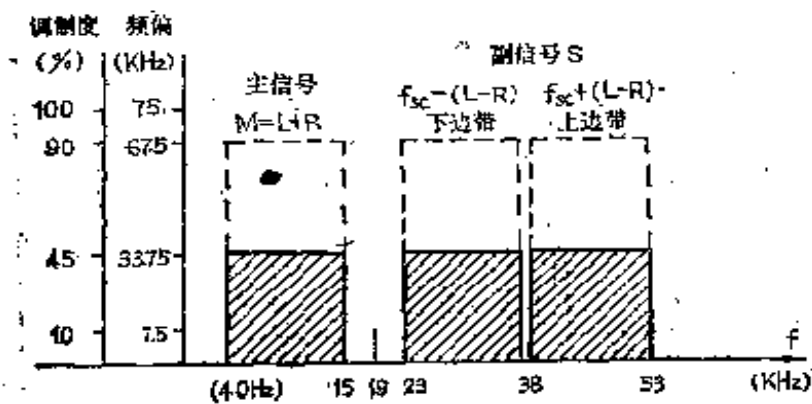


图 1·21 导频制立体声广播发射机的调制信号频谱

制度相当于 $\pm 75\text{kHz}$ 频偏，其中导频信号只占10%，主副信号同时存在时各占45%，即频偏 $\pm 33.75\text{kHz}$ 。如某一瞬间只有主信号或副信号单独存在时，则独占90%，相当于 $\pm 67.5\text{kHz}$ 频偏。被抑制后剩余的副载波不超过1%，各个部位的信号波形已在图1·20中画出。但现在也有将导频信号的调制度减小到8~9%，其中1%为残余的38kHz副载波所占，而将余下的1%增加到有用信号的调制度中。

1·10 辅助信道广播(SCA)

在导频制立体声广播系统中，还可以再附加一个67kHz的副载波来传送别的信号。由于立体声信号中已经有一个38kHz的副载波，故这个附加的副载波也叫第二副载波，其传输通道，前者称为第一副信道，后者称为第二副信道。美国已把这个第二副信道用来传送气象通报、交通情报、灾害警报，以及对旅馆和酒店放送背景音乐、传送特种节目等，称为辅助信道广播，简称SCA (Subsidiary Communication Authorisation)。其所占频谱见图1·22。为减少第二副信道对立体声第一副信道的干扰，第二副信道采用了调频方式，频偏为 ± 8

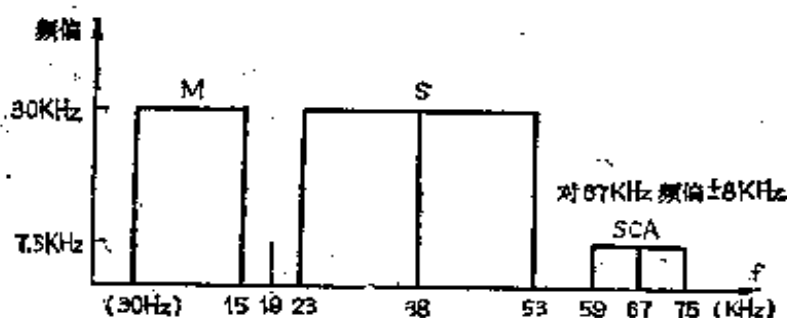


图 1·22 加有SCA的立体声广播调制信号频谱 (美国)

kHz，最高调制频率为8kHz。第二副信道对主载波的调制频偏为 $\pm 7.5\text{kHz}$ ，即调制度为10%。加入SCA后，由于导频信号和SCA信号对主载波各占去10%的频偏，故立体声信号只能占有80%（即 $\pm 60\text{kHz}$ ）的频偏。

带有SCA广播的接收机需要有解调SCA的附加装置，不同于一般的调频收音机。

我国的SCA广播制式和上述类似，第二副载波也定为67kHz，其频谱见图1·23。调制方式为调频，第二副载波的频偏为 $\pm 4\text{kHz}$ ，最高调制频率为6kHz；第二副信道对主载波的调频频偏为 $\pm 7.5\text{kHz}$ ，即10%。由于采用了压缩扩张器等技术措施，信噪比能大于65dB，非线性失真小于3%，第一副信道和第二副信道之间的串音衰减大于60dB。

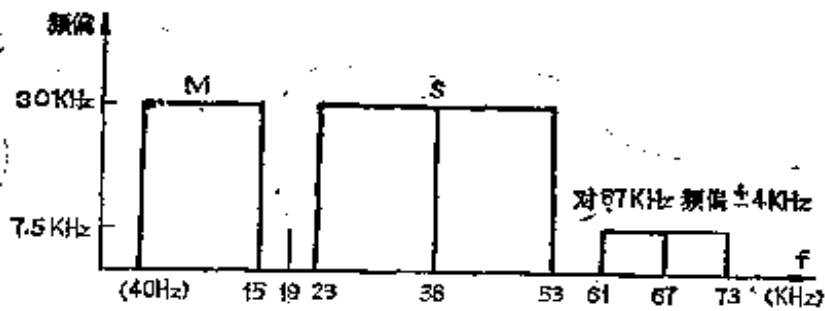


图 1·23 我国采用的，加有SCA的立体声广播调制信号频谱

1·11 调频双节目广播

在单声道调频广播系统中再附加一个副载波同时进行调频广播，称为调频双节目广播，见图1·24。

此时，主信道对主载波的最大调制度为70%（即 ± 52.5

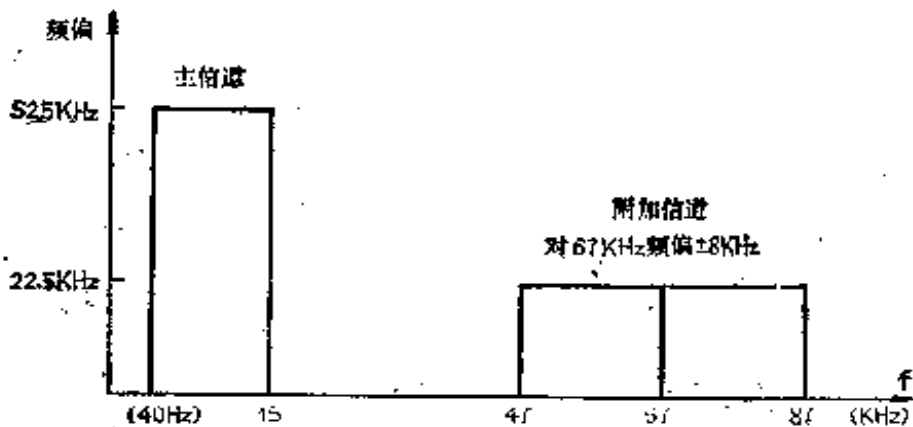


图 1-24 调频双节目广播调制频谱

kHz频偏)，预加重时间常数为 $50\mu\text{s}$ ，附加信道的副载波为67 kHz。副信道对主载波的最大调制度为30%（即 $\pm 22.5\text{kHz}$ 频偏），音频最高调制频率为10000Hz。副载波的频偏为 $\pm 8\text{kHz}$ ，预加重时间常数为 $75\mu\text{s}$ ，带宽为47kHz~87kHz。采用压缩扩张技术。这种方式，因附加信道所占的频带较宽，故广播质量好，可以供县级作中波同步广播的节目、科技节目和少数民族语言广播等。但主信道的频带受到限制，只能作单声道的调频广播了。

1.12 调频收音机的电路结构和增益分配

1. 电路组成部分

单声道调频收音机的电路方框图和超外差式调幅收音机很相似，见图1-25。从天线进入的高频信号，经过输入电路和高放电路，通过变频器将高频信号变成中频信号，进行多级的中频放大，然后检波出音频信号，最后送到低放电路。输入回路、高放和变频三个部分合在一起，总称高频电路，也称为调

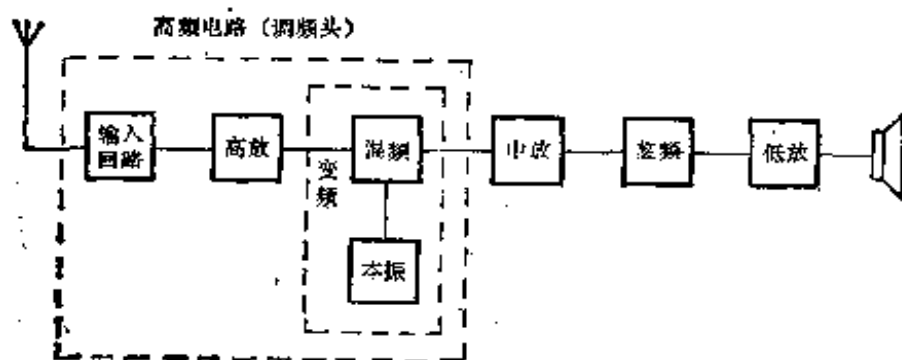


图 1·25 调频收音机方框图

频头，和电视机中把类似部分称为高频头相似。实际上调频收音机大多不单独制作，而是和调幅收音机组合在一起，共用低频放大器和扬声器，调频部分只是作为一个波段。这样的收音机一般称为调频调幅收音机，或称为FM/AM收音机。一些高级的调谐器，也有单独做成调频调谐器的。图1·26是一个单声道的调频调幅收音机方框图。

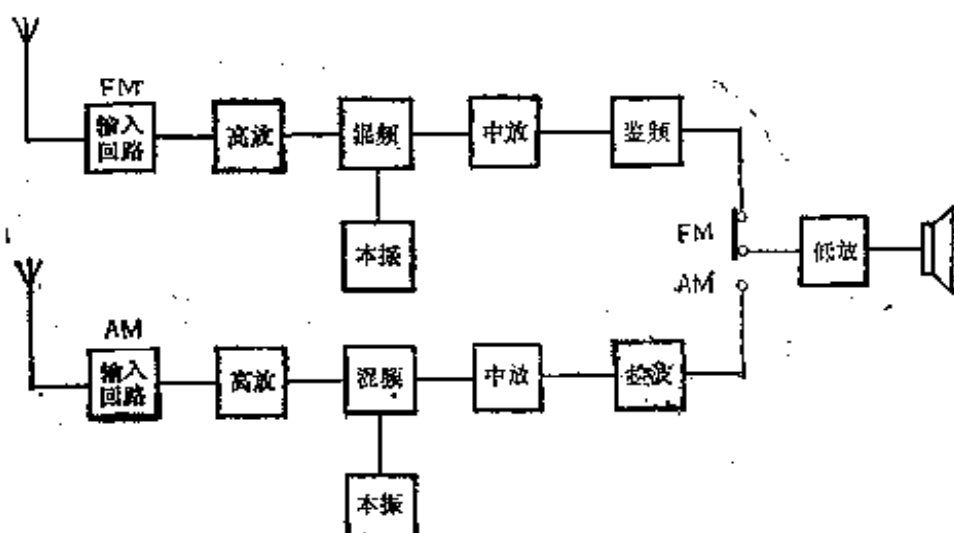


图 1·26 单声道调频—调幅收音机方框图

在一些廉价的调频调幅收音机中，为节省成本，中频电路

调频和调幅合用，见图1·27。具体电路见第七章。对比一下调频和调幅两个部分，可以看出调频部分有两个地方与调幅不同，一个是调频机不论普及机或高级机，大都带有高放。这是因为调频信号一般都比较微弱，加一级高放，能够降低噪声系数，提高信噪比。另外，由于调频机的工作频率高，天线阻抗低，输入回路对各种假信号干扰的选择性不易做好，需要加一级调谐高放来提高抗干扰性能。这样同时还可以减少本机振荡向天线端的辐射，因为调频机的频率高，和电视频道相近，本振辐射容易干扰电视机。另一个不同之处是解调部分，由于调频波的振幅是不变的，只有载波的频率发生变化，若像调幅机那样用一只二极管作幅度检波器，即使切去载波的半边波形，仍然是个等幅波，检不出音频信号。因而必须采用另一种办法，使其能对载波的频偏起反应而检出音频信号来。这种调频波的解调器叫作鉴频器。

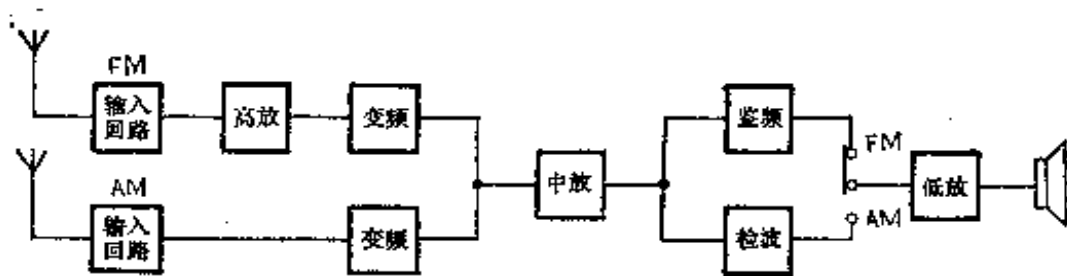


图 1·27 中放兼用的调频—调幅收音机方框图

立体声调频收音机的结构如图1·28。在鉴频器以前它和单声道的一样。鉴频以后，多了一个立体声解调器，以及分为左、右两个声道输出，需要配接两个声道的音频放大器。

调频收音机中还有一些附属电路，如自动增益控制电路、自动频率控制电路等，将在以后讨论。

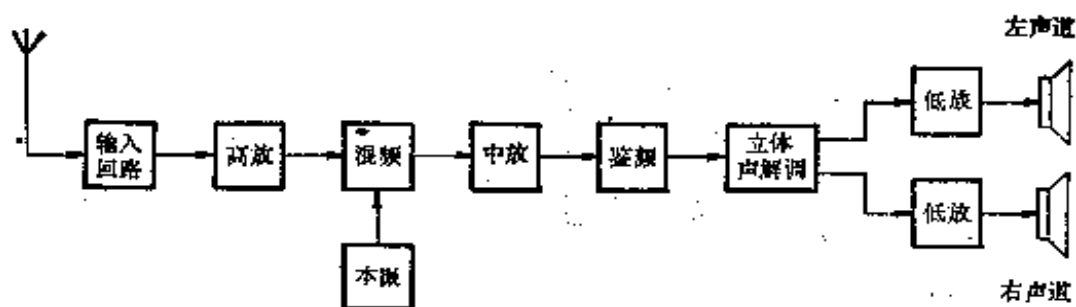


图 1·28 立体声调频收音机方框图

调频收音机的各部分增益分配大致如图1·29所示。从天线输入端到变频器中频输出，即调频头部分约有14~30dB（5~30倍）的电压增益，其中高放和变频的增益约各占一半左右，低档机的增益要高一些，而高档机因调谐回路多，增益略低一些。高放部分主要以提高信噪比和选择性，抑制各种干扰为主，不宜将增益做得过高，以免工作不稳定。中放每级约有14~20dB（5~10倍）的电压增益。随着收音机类别与高低档的不同，中放的级数有较大差别，如不包括鉴频放大器，在低档机中，一般只有1~2级中放，增益只有20~40dB左右；在中档的机器中，中放级数约有3~4级，可能有50~80dB；高档的机器中放则很复杂，要做到90~100dB的增益，使得小信号输入时便能达到中放限幅，获得较优良的性能。鉴频器（包括鉴频放大器）从中频输入到音频输出约有0~6dB（1~2倍）的电压增益。立体声解调器的增益一般为0dB左右。

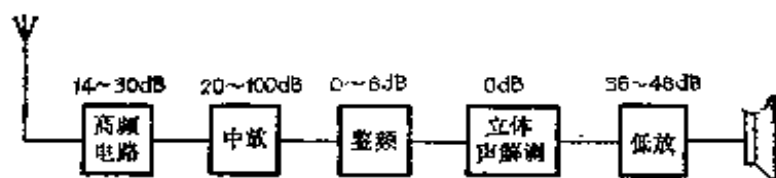


图 1·29 调频收音机增益分配情况

1.13 调频收音机对低放部分的电声要求

1. 频率特性

调频广播既然有较宽的频率特性，在低放部分的音频放大器和放声系统，也必须有与之相配合的性能。

调频和调幅广播信号解调后得到的音频信号，在低音部分所能放声的范围是一样的，而高音部分则不同。调幅广播时，在一般的收音机中，由于中放通带不宽，到了3~4kHz以上就被很快衰减，所以音频放大器在高音的频率特性方面不要求很宽，太宽了不但改善不了音质，而且增加了很多噪声。这是因为噪声大部分位于高音区域。因此，即使用一般具有双钮音调控制器的高保真放大器配合调幅接收，也不会得到满意的结果。参看图1.30的曲线图，a是中频检波输出的频率特性，它

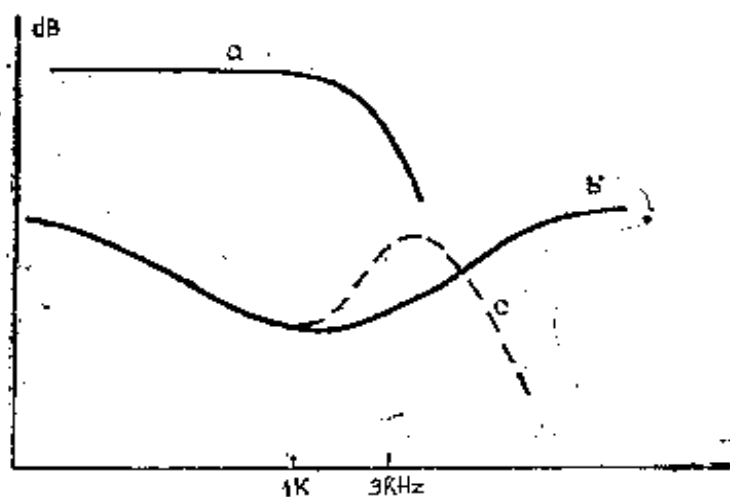


图 1.30 用高保真低放配合调幅接收时的情况

在3kHz时已有6dB左右的衰减。但一般的高保真用音调控制器（见图曲线b）在3kHz时只有1~2dB的提升，所以弥补不

了中放的高音衰减，高音不够明亮。这种音调控制器在5kHz以上提升较多，但已经没有广播的信号了，只是将噪声提升而已，真是得不偿失。所以不如将音调控制器改成图中虚线C所示的特性，在3kHz左右有较大提升，然后即行衰减。这样可以有效地补足3kHz区域的衰减，而又不增加噪声，使声音明亮干净。此外，由于高音不多，为了高、低音平衡，低音方面也不应提得过份，否则声音发闷。

调频广播的情况就不同了，高音基本上不受中放的限制，鉴频输出音频频带很宽，所以一般高保真音调控制器的特性较为适合，但是也要考虑到声电的配合关系。如果所用扬声器直径并不大，例如采用 $\phi 100\text{mm}$ 纸折环的扬声器，其低音放声频率不过到200Hz左右，则电频响不宜在200Hz以下还过分提升，增加扬声器的互调失真。再如灵敏度不太高的机器中高音的噪声较大时，也不宜将高音过分提升，否则将降低信噪比。因此，一般低档调频机中的音调，不如改成像图1·31中虚线那样，将两端适当限制，声音反而好一些。至于 f_d 、 f_g 具体数值则要看具体调频收音机的性能来定。

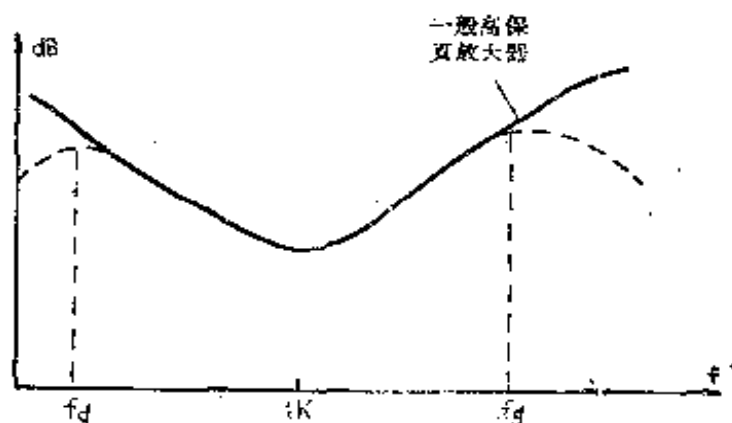


图 1·31 调频收音机低放频响与一般高保真放大器频响的比较

当调频和调幅合用音调控制器时，音调控制器的特性应以配合调频为主，所以应公用高保真式音调控制器。调幅部分的欠缺，可以采用下列办法来弥补：

(1) 在检波输出以后，加一个网络，在3~4kHz左右提升，然后开始衰减。

(2) 中波若以收听本地电台并有较好的音质为主，则不要过高的追求灵敏度和选择性，因此可适当降低灵敏度，而将中放的通带做得宽一些，例如做到10~12kHz左右。这样可以放送5~6 kHz的高音，声音好听得更多。如果还有短波波段，选择性太差了容易发生串台。为了解决这个矛盾，最好做成可变通带，采用宽、窄带转换开关，使中波和短波各得其所。

(3) 在要求不高的情况下，将低放的高音频响不要做得太宽，适当兼顾一下调频和调幅的音质。

(4) 如能采用五位以上的图示均衡器式音调控制器，则能比较理想地解决调频与调幅的矛盾。所谓“图示式”是指将音频范围内分成几个频段，然后分别加以调节，并在面板上依据各控钮位置可直观地大致了解频率特性图形。

2. 失真度

由于调频广播频响宽了，对放大器失真度的要求也提高了。因为人耳对高音区域的失真比起低音区域要敏感得多。在调幅收音时，由于削去了高音，可掩盖某些非线性失真，所以要求不太高。但在放送调频广播时，则要求放大器的失真尽量小，否则声音就很刺耳，使人烦躁。失真度最好小于5%。

3. 输出功率

晶体管放大器在其输出波形接近切顶时，谐波失真和互调

失真都急剧增大，因此要求晶体管功放比电子管功放有更多的功率裕量，以避免切顶。

在接收调频广播时，因频响比接收调幅广播时要宽得多，对失真变得十分敏感，因而调频时的功率裕量比调幅时也要求多一些。一般收音机受体积和成本的限制，功率不能做得很大，但比正常收听功率有5-10倍的裕量还是能做到的。例如台式机采用 $\phi 165$ 的扬声器，一般室内收听约用0.5~1W的功率，那么，最大有用功率（10%失真时的输出功率）应做到5W以上才好。有条件时，像组合机，有单独的放大器和音箱，则功率裕量可以做得更大些。放大器的最大输出功率只要稍低于扬声器的最大安全功率即可。这样，在正常输出放大时，扬声器有充分的推动力，并且工作于较佳的状态。我国过去扬声器的标称功率订得较低，比损坏功率尚有很多裕量，故放大器的最大输出功率可3~4倍于扬声器的标称功率。现在扬声器标称功率的新标准已经接近损坏功率，故放大器的最大输出功率基本上可等于扬声器的标称功率。

4. 输入阻抗

低放的输入阻抗是鉴频器的交流负载，其大小与鉴频效率有关，一般要求低放的输入阻抗大于 $10k\Omega$ 以上。因此，低放的前级应采用串联负反馈电路以增加输入阻抗，并把音量电位器的阻值用得大一些，例如 $47k\Omega$ 以上。如果鉴频器输出端有一级射极跟随器，然后再接低放和音量电位器，对提高鉴频效率也很有益处。

-
- 由于电子管的饱和、截止特性都比较缓和，故在过荷时其谐波失真度比晶体管的要小。

5. 放声系统

扬声器和机箱（或音箱）的好坏对放音质量有密切的关系。调频的高音频响好，所以调频机所用的扬声器对高音的要求比调幅时要高。为了保证能放出8kHz以上的声音，一般需要另加专放高音的高音扬声器，或采用宽频响扬声器。大家知道，扬声器振动部分的质量轻，其高音较好。高音扬声器的直径一般在100mm以下。但并不是说口径小的扬声器，高音都好，例如有不少小口径的扬声器是专门为袖珍式调幅机设计的，它的频响很狭，在3~5kHz有较高的峰值，以后就急剧衰减。因为这样可以代替电路上的通带和音调控制器，达到补偿中高音和削减噪音的目的。显然，这种扬声器是不适用于调频机的。

音箱中的高音主要由高音扬声器本身放音能力及辐射格栅等效果来决定的，而和箱体大小、结构无关。机箱大小主要决定低音的放音性能，这点和一般要求一样，和调频没有直接关系，不再多说。

6. 电声综合效果

一般来说，调频广播声音好听，但是实际效果如何，还要看收音机的声电处理是否得当。例如不能单独强调高音丰富，还需要有低音的平衡作陪衬。所以，要充分发挥调频机的优点，最好能有台式机或大便携机的机箱，或者是另备外接音箱。在小便携或袖珍机的情况下，扬声器不能放送低音，而且输出功率的裕量小，如片面强调高音，会使声音单调刺耳。所以在这种情况下，电路上也需适当削去高音，使声音较为柔和一些。对于大便携、台式及组合机，因高、低音都能得到重

放，对放大器的失真度和功率裕量要求就较高，否则不会起到好的效果。此外，收听立体声调频节目时，还要求左、右扬声器的位置有一定距离，只有大便携、台式或分箱式的机器才能满足这个要求。至于小便携和袖珍机最好用头戴耳机收听，以保证充分的立体感。一般来说，放大器和放音系统的质量对立体声磁带放音系统能够满足的话，也就适于调频广播的放音。

1.14 组合机中调频调谐器的接口关系

在组合机中，具有独立的调谐器、音频放大器、录音座、电唱机及音箱等。调谐器、电唱机、录音座作为音频放大器的信号源，而音箱作为终端设备。它们是分开装置的，因此产生了各部分如何联接的问题。叫做“接口关系”。具体地说，在电气方面主要是阻抗、电平等的合理配接；在机械方面则是指插头、插座等的结构标准的统一。

现在我们只讨论电气方面的接口关系。调谐器中不管调频或调幅，其音频输出信号的电平对外都应该是一样的，故不必单独考虑调频部分，统一以调谐器对外的接口关系来讨论。

音频放大器的输入插孔，分为小信号和大信号两种，小信号插孔用来接受传声器和动圈拾音器等的输出信号，大信号插孔用来接受调谐器、录音座和压电式拾音器的输出信号。

在放大器的参数标准中规定，线路Ⅱ（即大信号输入插孔）输入阻抗应大于 $50\text{k}\Omega$ ，输入电压应大于 150mV 。为了在传输过程中减小失真和提高信噪比，要求调谐器负载阻抗大于输出阻抗五倍以上。因此，调谐器的输出阻抗应小于 $5\text{k}\Omega$ ，而输出电压应大于 150mV 。

录音机的输入插孔也分为小信号的传声器输入和大信号的

线路输入两种，录音时，调谐器输出应从线路插口输入。在录音机的参数标准中规定线路输入阻抗应大于 $47\text{k}\Omega$ ，额定输入电压为 250mV ，最大输入电压为 775mV ，最小输入电压为 130mV 。因此，要求调谐器输出阻抗小于 $5\text{k}\Omega$ 仍是合适的，而输出电压应在 130mV 到 775mV 范围内。

由上可见，调谐器的输出电压最好大于 150mV ，小于 775mV ，才能适应两者的需要。我国规定为额定 0.5V ，最大 2V ，最小 0.2V 。因放大器一般有音量控制器可调节，若录音机有手控录音音量旋钮，则可以放宽调谐器的最大输出电压。调频立体声解调器，因受最大输入电压的限制，一般不超过 $300\text{mV}\sim 500\text{mV}$ ，解调器的增益约为 0dB 左右，故其最大输出电压也在这个量级。在简单的调谐器中，解调器输出后，接一个射极跟随器即可；而在讲究的调谐器中，解调输出还接有音频放大器和射极跟随器，并有音量控制，有的还装置两种输出插孔。一种为可变输出，一种为固定输出，以供和各种录音机连接的需要。

在连接的过程中，必须防止外界噪声干扰；在连线较长时，调谐器的输出一般用低阻抗传输。

录音机的偏磁干扰主要对中波波段有妨害，对调频波段因频率相差较大，影响不大。但是调频解调器泄漏的 19kHz 和 38kHz 及其谐波则和偏磁振荡频率会发生差拍哨叫，对录音产生干扰。因此，需要很好地抑制导频和副载波泄漏。其泄漏电平至少应低于信号电平 30dB 以下。

此外，调频立体声输出时还有左、右声道之分，所以在调谐器输出端和音频放大器及录音座的输入端，都必须有左、右声道的明显标记，以免接反。

第二章 调频收音机的主要参数

2.1 单声道和立体声共同的参数

1. 信噪比

收音机输出的机内噪声，限制了可听信号的最低电平。收音机输出端按规定输出的有用信号电压与输出噪声电压的比值，用dB表示，称为该收音机的信号噪声比，简称信噪比。它决定了输出信号动态范围的下限。

随着考核的目的不同，信噪比有二种含义，其测量方法也随之不同，一种是指高频载波有调制时收音机的输出信号电压与去掉调制信号时收音机所输出的噪声之比，这种信噪比称为去调制法信噪比。另一种是指载波有调制信号时收音机输出端的信号电压与滤除信号的基波后所输出的噪声电压（包括一切谐波）之比，称为滤基波法信噪比。这时，噪声中谐波成份往往占主要成分。

信噪比在不同的输入电平及不同的调制度时是不同的，故最好对于不同的调制度做一组输入输出特性曲线，通过这些曲线还可以看出其他许多参数。通常做一组频偏 ± 75 kHz 时的

输入输出曲线，作为代表，见图2·1。横座标代表从收音机天线端加入的信号电平，纵座标为扬声器端的输出电平。实线A为信号的特性，当输入信号从较小逐渐增大时，输出信号近似线性地由小到大，但到了一定大小的输入电平以后，输出信号就不再增大，表示中放已经进入限幅状态（但注意此时低放的输出大小应在饱和电平以下，不能让波形切顶），比限幅时的输出电平下降3dB的点称为限幅点。图中实线B为去调制法的噪声特性。当输入电平由小到大增加时，噪声的输出则由大到小，逐渐趋向不变，这表示机内最低可能的噪声水平。AB两条曲线之间的距离，就是信噪比。可见信噪比随着输入信号的加大而逐渐改善，但到一定门限值后就不再改善。这最后的固定的信噪比称为最大信噪比。一般用70dB_i（天线为75Ω负载时的有载端电压为870μV）中等输入电平测量出来的信噪比，来代表一般收听本地电台信号的状态。A、B曲线愈向左移，如

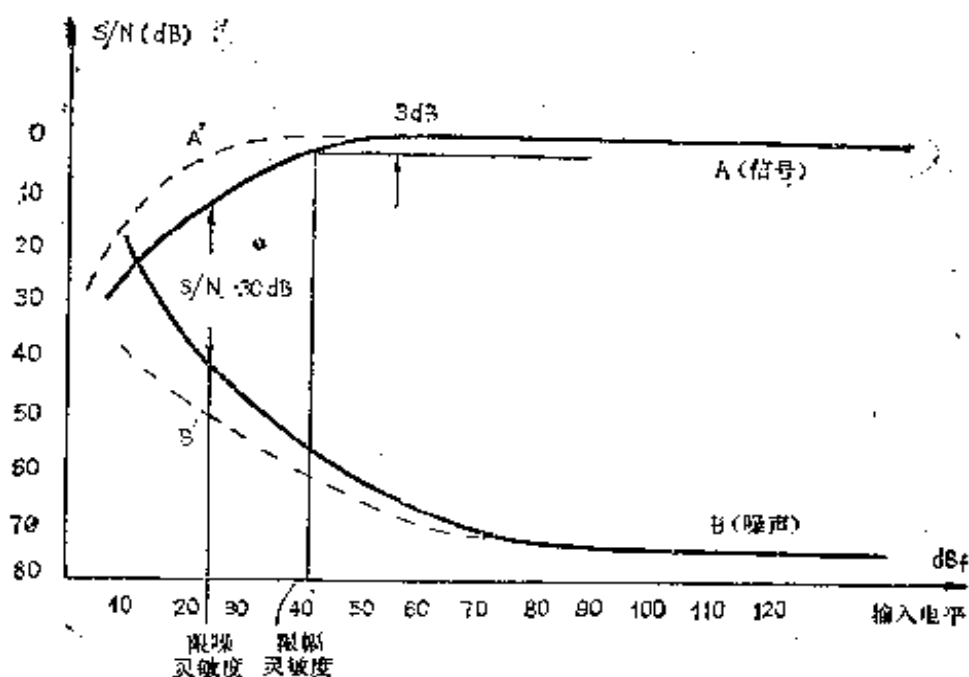


图 2-1 信噪比与输入电平的关系

图中虚线所示，表示小信号的信噪比好，性能优良。

2. 灵敏度

其意义和调幅机一样，表示接收微弱信号的能力。但由于调频机性质不同，对灵敏度的种类和测量方法也有些区别。

(1) 噪限灵敏度：使扬声器端输出的音频信号电平达到规定的标准输出功率（这个功率代表收听音量的起码要求，例如便携机为 10mW ，台式机为 50mW 等），并使去调制法信噪比为 30dB 时，天线端所需的调频输入信号电平，称为噪限声灵敏度，也称有限噪灵敏度。这个 30dB 的信噪比，是收听质量的基本要求。在调幅机中，测量灵敏度时，信噪比要求为 20dB ，对调频机来说，由于其高频响比调幅机宽得多，噪声输出的频谱也宽，故信噪比比调幅机提高一些才能达到收听质量的基本要求。

(2) 实用灵敏度：实用灵敏度是指扬声器端输出达到规定的标准输出功率，并在滤基波法信噪比为 30dB 时（大致相当于失真系数 3% ），天线端所需的调频输入信号电平。由于对波形失真系数也有所限制，这对小信号的收听质量有更实际的意义。

(3) 限幅灵敏度：当收音机的输出电平比稳定的限幅输出电平低 3dB 时，天线端所需的输入信号电平，称为限幅灵敏度。这个参数虽不明显反应接收微弱信号的能力，但对其他许多参数的性能和收听质量有较大关系。

(4) 最大灵敏度：将音量开到最大，扬声器端输出标准功率（不计信噪比）时，天线端所需的输入信号电平，称为最大灵敏度，或称绝对灵敏度。这项参数一般不列入考核项目，但能反应整机的最大增益，对设计也有参考价值。

以上几种灵敏度都可以在图2·1的输入输出特性中表现出来。在曲线A、B之间相距30dB点所对应的输入电平即为限噪灵敏度。在曲线A下降3dB点所对应的输入电平，即为限幅灵敏度；而曲线A比3dB点下降更多的部分，基本上是线性升降的线段中，能使收音机的增益在最大状态达到标准输出功率的一点所对应的输入电平，即为最大灵敏度。

(5) 灵敏度的表示方法：调频机一般使用机外天线，故灵敏度都用天线端上的电压值 μV 来表示。但是国际上存在开路电压和闭路电压（亦称有载端电压）两种表示法，尚未统一，其趋势以采用开路电压较多。我国则习惯上采用闭路电压表示。此外，天线有平衡式和不平衡式的区别，输入阻抗不同，不平衡式为 75Ω ，平衡式为 300Ω ，故同样的输入电压其功率值也就不同，给计量及互相比较带来一些麻烦。因此，现在国际上又推荐用天线端的输入功率来表示灵敏度，单位为 fW 。 f 为飞母托（femto的）简称，是 1×10^{-15} 的意思，故 $1\text{fW} = 1 \times 10^{-15}\text{W}$ 。这样一来，不论天线是何形式和阻抗，只要天线端输入功率的大小一样，则机器的灵敏度也就相同。它和电压表示法的对应关系是： $P = \frac{U^2}{R}$ ，例如 100fW 在 75Ω 天

线端的闭路电压相当于 $2.7\mu\text{V}$ ， 300Ω 时为 $5.5\mu\text{V}$ ，开路电压则加倍。

还有一种灵敏度的表示方法，叫做场强灵敏度，是用天线端的电场强度表示，单位为 $\mu\text{V}/\text{m}$ 。这种表示法较能反应实际的接收效果。因前述电压和功率的表示法，都不考虑天线的作用和形状，测量时去掉天线，直接将信号发生器接到输入电路，并假定在天线和输入电路匹配的情况下测量出来的。实际上，有的机器天线和输入回路匹配不良，或者采取不同的天线

形状，而影响了接收效果。因此，有时测量的结果虽好，而实际接收的灵敏度并不高。场强灵敏度的测法则保留原机天线，使收音机处在实际收听的状态。信号发生器通过标准天线模拟广播电台从空中发射信号。这样测出的灵敏度就基本上和实际接收的效果相接近。但场强灵敏度由于测量方法比较麻烦，并受场地的限制，不适于生产线的大批量调测，故尚未得到广泛的应用。

上述电压、功率和场强等的数值和比值，在测量中统一用电平值表示，较为方便，单位为dB，并分别以 $1\mu\text{V}$ 、 1fW 和 $1\mu\text{V}/\text{m}$ 为0dB。例如电压 $10\mu\text{V}$ 表示为 $20\text{dB}(\mu\text{V})$ ，功率 10fW 为 $10\text{dB}(\text{fW})$ ， $\text{dB}(\text{fW})$ 还可简写为 dB_f ，而场强 $10\mu\text{V}/\text{m}$ 表示为 $20\text{dB}(\mu\text{V}/\text{m})$ 等。有的信号发生器的输出电压刻度就直接用 $\text{dB}(\mu\text{V})$ 刻度表示。

3. 通频带

收音机的通频带，一般指幅频特性中从主谐振峰往下下降6dB时，高、低两端频率 f_1 和 f_2 之间的频率范围。在调频机中，由于有限幅作用，使得整机的实际有效通带随着外来的信号大小而改变。在小信号未限幅时，放大器工作于线性状态。这时，像调幅机一样，通带主要由中频放大器的调谐回路所决定如图2.2曲线a。当天线端输入信号逐渐加大，中放级开始限幅以后，情况就不同了。除了对失谐较大的信号因输入电压较小仍然作线性放大外，对于谐振频率附近的信号，因输入电压较大，进入了非线性区，使放大器的输出电压限制在一定值，相当于把中频回路的特性切平了顶部，从而加宽了通带，见图2.2b。中放后面的鉴频器中也有调谐回路，此调谐回路的通带通常比中放级调谐回路的通带要宽得多，一般在 $200\sim 300\text{kHz}$

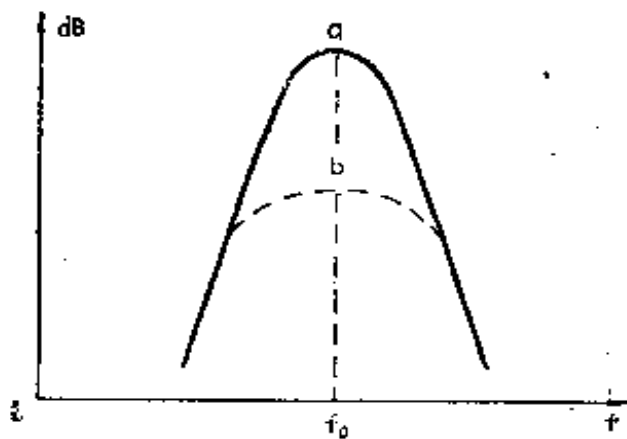


图 2-2 通频带特性

以上。而以后没有限幅了，因此限幅后的通带特性基本上由鉴频器的带宽所决定。

4. 选择性

收音机从天线端进入的许多电台信号中，选取所希望接收的电台信号，排除其他不需要的电台信号等干扰的能力，叫做选择性。不过参数标准中所说的选择性，是指排除邻近电台信号干扰的能力，是邻近波道选择性的简称。

在调频机参数中有两种选择性，一种是相隔 $\pm 200\text{kHz}$ 的失谐度来考察的选择性，称为邻台选择性；另一种是隔 $\pm 400\text{kHz}$ 的失谐度来考察的选择性，称为隔台选择性。在调幅机中只考虑邻台选择性，而调频机中增加了一个隔台选择性。这有两种意义，其一是因调频台为视距传播，可由许多独立的小区域内的广播区组成。在本区内的电台分布一般也不象调幅电台那样拥挤，其频道可尽量相隔远一些，而在各区之间的空中干扰比调幅机要小得多，邻近电台干扰的可能性较小，故只要有足够的隔台选择性就行。隔台选择性的另一个意义是，在调

幅机中,调谐特性一般只有一个峰,而调频机的调谐特性则有三个峰,见图2·3。中间的峰表示调谐于电台的中心频率,左右两旁各还有一个小峰,是由鉴频器和中放等调谐回路失谐特性所形成的S曲线两边的斜率中产生。若使用不良的陶瓷滤波器时,或者中放不稳定,偏调有自激时,边峰会与主峰差不多

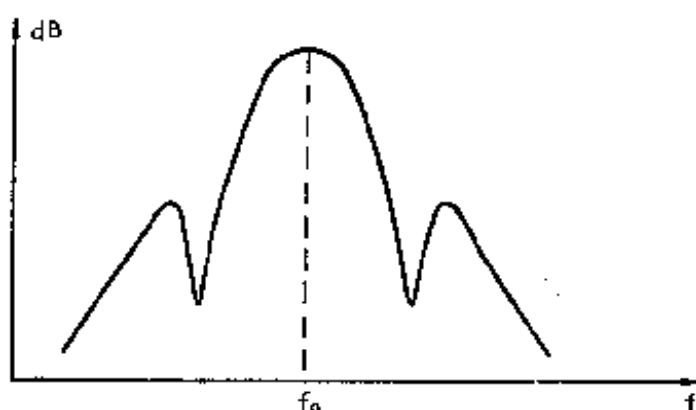


图 2·3 调频收音机的调谐特性

大,甚至还大。这些边峰的频率往往落在隔台频道以内,使隔台选择性变差,所以调频机考核了隔台选择性。也就同时可检查边峰等的扰乱程度。

选择性根据测量方法的不同,还分为单信号选择性和双信号选择性。

单信号选择性只是用一个信号输入,然后偏调 $\pm 200\text{kHz}$ 和 $\pm 400\text{kHz}$ 测量,并且输入电平小于限幅灵敏度。因此,所反应的选择性能,只是中频调谐回路的静态幅频特性,它只反映接收远台小信号输入时的选择性。但是在测量中,由于偏调,在中频特性斜率检波所引起的调幅成分的加入,以及鉴频器在偏调时对调幅抑制特性的变化,使上述单信号选择性很难测准,其测量结果易生误解。而且实际收听时并不是只进来一个有用信号,其他的干扰信号也同时会进入收音机,而且一般

以收听本地电台信号为主，输入信号已是中等输入电平。这时调频收音机已经进入限幅状态，中频的通带将展宽，所以这时对于干扰信号来说，收音机已经不是处于上述小信号所呈现的中频选择性，而变得象图2·4那样了。此外，多个电平较高的输入信号还易在前端的高频电路里产生交、互调信号，通过中

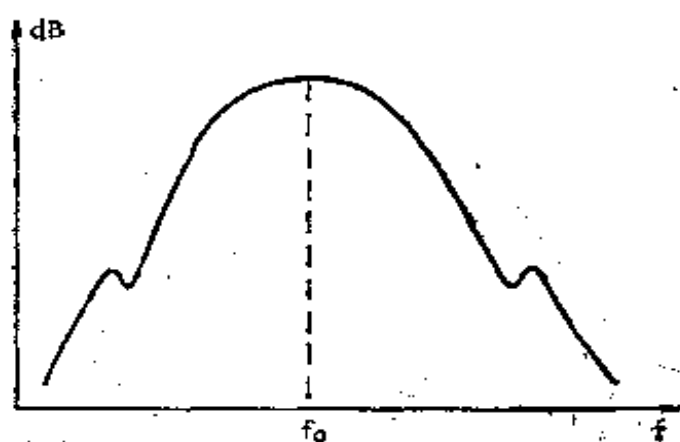


图 2·4 已进入限幅状态的选择性

放和鉴频，在输出端增加噪声干扰电平。所以，要真正反应实际收听本地电台时的选择性，必须用多个信号来测量。一般采用两个信号来测量，叫做双信号选择性。两信号中的一个信号代表有用信号，输入 70dB_i ($870\mu\text{V}/75\Omega$ 有载端电压)的中等电平。此时收音机已处于限幅状态。另外再加进一个干扰信号，频率偏离有用信号 200kHz 和 400kHz ，并使其输出电平比有用信号输出电平低 30dB ，表示其受到的干扰程度为 3% ，来观察此时的邻台和隔台的分隔能力。这种双信号选择性，才能较准确地反应实际收听时的选择性。

5. 中频抑制

表示收音机对直接从天线进入中频干扰信号时的抑制能

力。当天线端直接进入中频频率或其接近的信号，而且电平较高，高频电路对它衰减不足时，就会直接通过变频级和中放级。它与正在收听的电台信号经过变频后的中频信号很接近，因之会产生差拍哨叫，干扰正在收听的希望信号。³为了抑制这种干扰，通常，在高频电路中装置一个LC中频陷波器。此外，当输入和中频成谐波关系的信号也会和本机的中频谐波形成差拍而产生干扰。在调幅机中，因接收频率范围离中频较近，故对天线端进入中频的二倍和三倍的信号频率非常敏感，即所谓930哨叫。但在调频机中情况则不同，因接收频率比中频高得多，要到中频的8倍以上才能进入接收的频率范围，这时谐波的幅度已较小，所以对中频谐波干扰的影响也较小。

6. 镜象抑制

收音机对镜象频率干扰的抑制能力，叫做镜象抑制。在正常收听某一个电台频率 f_s 时，这时本振的频率 f_0 比外来信号高一个中频 f_i ，见图2·5。这时，如果有一个外来的干扰信号，其

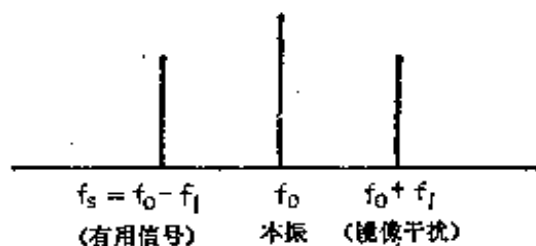


图 2·5 镜象干扰示意图

频率比本振频率 f_0 高一个中频的话，即为 $f_0 + f_i$ ，那么当它进入混频器和本振差频后，也会得出中频信号： $(f_0 + f_i) - f_0 = f_i$ 。这是一种假响应。如果镜象信号和有用信号同时进入，于是在中频放大器中便有二个中频信号，便会产生差拍哨叫等

干扰。

举例说：设正在收听的有用信号为 $f_s = 98\text{MHz}$ ，这时本振为 $f_0 + f_s = 98 + 10.7 = 108.7\text{MHz}$ ，则镜像信号的频率就是 $f_0 + f_i = 108.7 + 10.7 = 121.4\text{MHz}$ 。当 98MHz 和 121.4MHz 的信号同时进入混频器，就都会差出中频 10.7MHz 而产生哨叫。

7. 假响应抑制

收音机对某些特定频率的干扰信号，由于高频电路的非线性，与本振及其谐波差频后所形成的中频假响应的抑制能力，称为假响应抑制。

如果要收听的信号频率为 f_s ，这时本振为 $f_0 = f_s + f_i$ ，若天线端同时进入另外一些干扰信号，其频率为 $f_0 - \frac{1}{2}f_i$ 或 $f_0 - \frac{1}{3}f_i$ 等，进入混频器，和本振差频后便会得出： $f_0 - (f_0 - \frac{1}{2}f_i) = \frac{1}{2}f_i$ 或： $f_0 - (f_0 - \frac{1}{3}f_i) = \frac{1}{3}f_i$ 等信号(图2·6)。

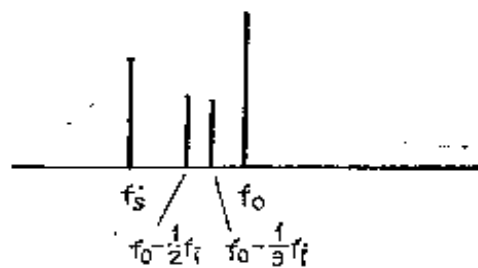


图 2·6 假响应示意图

由于混频器的非线性所产生的二次和三次谐波，上述的 $\frac{1}{2}f_i$ 及 $\frac{1}{3}f_i$ 都可能在混频器输出端形成 f_i 的中频成分，从而可以通过中放成为干扰信号。这种假响应，叫做分谐波假响应。

(如果本振低于输入信号频率, 则分谐波假响应为 $f_0 + \frac{1}{2}f_i$ 或 $f_0 + \frac{1}{3}f_i$)

例如: 设收听信号的频率为98MHz, 这时本振为: $98 + 10.7 = 108.7\text{MHz}$ 。当外来干扰信号为 $108.7 - \frac{1}{2} \times 10.7 = 103.35\text{MHz}$, 则差频为: $108.7 - 103.35 = 5.35\text{MHz}$, 再由混频器的非线性产生二次谐波: $5.35 \times 2 = 10.7\text{MHz}$, 就是中频干扰信号。

除此以外, 本地振荡频率的谐波分量, 和某些外来干扰信号也能产生中频信号。例如, 若收听的信号频率为 f_s , 本振 $f_0 = f_s + f_i$; 另有一个外来干扰信号, 其频率为 $2f_0 - f_i$, 则也能和本振的二次谐波 $2f_0$ 混频产生中频信号 $2f_0 - (2f_0 - f_i) = f_i$, 见图2·7。如果有一个外来干扰信号为 $3f_0 - f_i$, 则和本振的三次谐波 $3f_0$ 也能差出中频信号: $3f_0 - (3f_0 - f_i) = f_i$ 。上述这些干扰信号, 叫做本振谐波假响应干扰, 例如: 设收听的

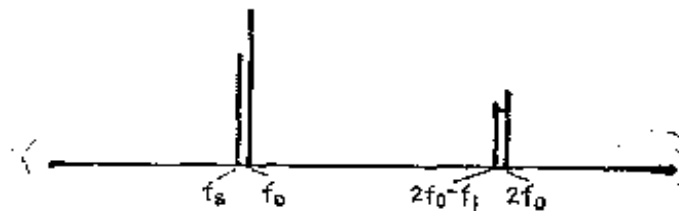


图 2·7 由于本振谐波假响应干扰

信号 f_s 为98MHz, 本振 $f_0 = f_s + f_i$, 为 $98 + 10.7 = 108.7\text{MHz}$; 另有一干扰信号 $2f_0 - f_i = 2 \times 108.7 - 10.7 = 206.7\text{MHz}$, 本振的二次谐波为: $2f_0 = 2 \times 108.7 = 217.4\text{MHz}$, 于是混频后得出差频为: $217.4 - 206.7 = 10.7\text{MHz}$, 就是中频干扰信

号。

这种本振谐波引起的假响应，当进入 $2f_0 - f_i$ 等干扰信号后，除了本振本身有较大谐波送入混频器差频产生中频外，即使本振没有谐波送入混频器，也可能由于混频器的非线性所产生的本振谐波和其混频而有假响应输出。而且混频器中的本振谐波幅度比由本振直接输入的谐波幅度要大。因此，后者所产生的假响应更是主要来源。其机理和调幅机的某些产品在短波采用本振频率二次谐波混频的情况一样。只不过那里是有意利用谐波混频。

上述这些假响应，可以用一些公式来表达：

$$\text{分谐波假响应为：} f_0 \pm \frac{1}{n} f_i \quad (1)$$

$$\text{本振谐波假响应为：} n f_0 \pm f_i \quad (2)$$

其中 n 为任意正整数。在高本振时取负号，低本振取正号。

如果公式(1)中的干扰频率 $f_0 \pm \frac{1}{n} f_i$ 通过高放和混频后，除其

基波外，再产生它的 n 次谐波，还有：

$$n(f_0 \pm \frac{1}{n}) f_i = n f_0 \pm f_i$$

变成了公式(2)中的干扰频率。这时，既可产生分谐波假响应，也可产生本振谐波假响应。

上列两式中，当 $n = 1$ 时，都成为 $f_0 \pm f_i$ （高本振取正号，低本振取负号）就是镜像干扰频率。

此外，如果输入有用信号 f_s 的同时，还输入一个等于本振频率 f_0 的干扰信号，那么，和机内的本振 f_0 一同进入混频器，也会产生两个中频，在输出端发生哨叫等干扰。

由上可见，假响应干扰所出现的频率点是很多的，但其中

$f_0 \pm \frac{1}{2}f_i$ 比起 $f_0 \pm \frac{1}{3}f_i$ 或其他干扰频率更接近于用信号频率，在输入回路和高放回路中对它几乎没有什么选择性。再加上混频管中二次谐波的振幅一般要大于三次谐波，所以 $f_0 + \frac{1}{2}f_i$ 产生的假响应输出也较大。频率为： $nf_0 \pm f_i$ 的干扰信号在输入回路和高放回路中失谐较大，其影响也较小，所以在接收机中，一般只测量 $f_0 \pm \frac{1}{2}f_i$ 这一项的抑制能力，即可代表假响应抑制的性能。

8. 交叉调制干扰

在收听所希望的电台时，另一个不希望收听电台的调制信号调制了所希望收听的载波，而产生干扰，称为交叉调制干扰。它在现象上和邻近电台干扰的区别是，当偏调时如果所接收的电台的信号逐渐消失时，干扰信号也同时随之消失的话，那么这干扰是交叉调制；如果偏调时，在所接收信号逐渐减小而干扰信号却逐渐加大，则是邻台干扰。

交叉调制干扰在调幅机中是常常出现的。其原因是：在高放或变频电路中，由于管子振幅特性的非线性，容易将某一个强电台的调制信号转移到别的电台的载波振幅上，有时以致在接收几个不同电台时都会听到某一个强电台的声音。在调频机中，从原理上讲，好象几个等幅的调频信号不会由于管子振幅特性的非线性引起交叉调制，而调幅波的幅度调制转移到了调频波的幅度调制后，经过中放限幅，也可以消除干扰。但实际上，调频接收机中的交叉调制仍然存在。这是由于进入电平较大的调频或调幅干扰信号后，由于晶体管相移特性的非线性，

使干扰信号的调制波转移为对有用载波信号的相位调制，或频率调制。这时干扰就不能被限幅器消除。还有一种可能是，和收听电台频率相离不太远的高电平调频干扰信号，它通过输入回路后，在调谐特性曲线的失谐部分引起斜率检波，转变成为调幅波，或者直接进入强大的调幅波加到高放管和变频管，通过管子基射二极管检出音频调制信号，使管子的参量随音频而变，引起管子极间电容（特别是基集电容 $C_{b'c}$ ）的变化，使所要接收的信号的载波产生相位调制，或者使本振直接产生频率调制，而将干扰载波的调制信号转移到要接收信号的载波上。此外，若比例鉴频器等的特性如有二阶曲率，当调频波转变为调频调幅波以后，也会产生象调幅机中机理一样的交叉调制。上述这些交叉调制的干扰信号附加在有用信号之中，从而降低了信噪比。

9. 射频互调干扰

二个以上的射频干扰信号在调频收音机的前端电路中由于非线性产生了新的组合信号。如果这些组合信号与所欲接收的电台信号相同或非常接近，就会对欲接收的电台信号产生干扰。这种干扰叫做互（相）调（制）干扰。一般来说，调频机中的互调比交调严重，互调的一般表达式为： $f_s = mf_1 \pm nf_2$ 。其中 f_s 为希望收听的信号， f_1 和 f_2 为干扰信号， m 、 n 为任意正整数。其中干扰比较严重的是 $f_s = 2f_1 - f_2$ 或 $f_s = 2f_2 - f_1$ 。例如设二个干扰电台的信号各为 $f_1 = 97.2\text{MHz}$ 及 $f_2 = 97.6\text{MHz}$ ，当 f_1 和 f_2 进入收音机后，由于高放或混频电路中的非线性，产生了二次谐波及差频，其中 f_1 的二次谐波和 f_2 的基波所产生的差频为： $2 \times 97.2 - 97.6 = 96.8\text{MHz}$ 。而 f_2 的二次谐波和 f_1 的基波的差频为： $2 \times 97.6 - 97.2 = 98\text{MHz}$ 。于是当接收有用信

号 $f_{1,1} = 96.8$ 或 $f_{1,2} = 98$ MHz时, 所输出的调制信号中会出现 f_1 和 f_2 所组合的调制信号干扰噪声。

从上述4个有关的频率可看出:

$f_{1,1} = 96.8$ MHz, $f_{1,2} = 97.2$ MHz, $f_{2,1} = 97.6$ MHz, $f_{2,2} = 98$ MHz, 其间隔都是0.4MHz。所以这种互调也叫做等间隔频率互调干扰。

互调干扰也可能从外来的 $2f_1$ 、 f_2 或 $2f_2$ 、 f_1 信号进入接收机后, 在高放或混频器产生差频而引起。不过这时 $2f_1$ 或 $2f_2$, 在前端各调谐回路中失谐较大, 故影响较小。但若干扰信号的电平很强时, 也不能忽视。

10. 俘获特性

调频收音机所收到的射频信号中除了由电台直接到达的信号以外, 往往还有从其他物体反射来的信号。这种多径传输的结果, 使收音机可收到同一个电台的几个信号。

调频收音机接收两个以上同频信号时, 具有选出其中电平较大的信号而抑制其他弱信号的能力, 称为俘获特性。

大家知道, 当两个以上信号通过放大器时, 如果其中一个信号很大, 使放大器达到限幅, 则电平较低的其他信号就不能通过。这是因为多个信号进入放大器时并不是各走各的路, 而是互相叠加的, 其中在最大信号的振幅使放大器处于限幅和截止那些时间内时放大器失去放大作用, 因之这时的小信号也便失去了放大作用而没有输出。这种现象称为阻塞。图2·8举出两个同频同相而幅度大小不同的信号叠加后小信号被阻塞的例子。调频收音机正是利用了这种阻塞效应, 在许多同频率信号中, 那个电平最大的信号限幅通过后, 其他较小的信号则被阻塞而排斥在外。这种现象就叫俘获。即大信号俘获了接收机。

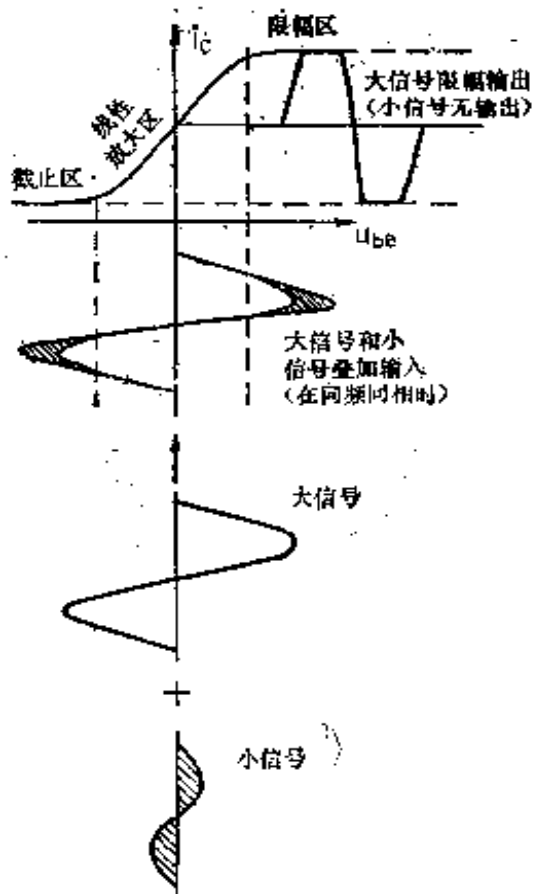


图 2·8 放大器产生“阻塞”的原理

而那个通过的大信号虽然被限幅，但其频率调制特性并未改变，仍能够被正常解调。这种俘获特性不仅能将外来同频信号加以选择，而且对机内的假响应和互调产生的同频干扰也可抑制，这是调频机特有的优点。若在调幅机中，大信号虽也可阻塞小信号，但大信号本身限幅后，调制信号也被丢失了，因此不能利用这种阻塞特性。

俘获特性用二个信号能够产生俘获现象的最小电平差来表示，叫做俘获比。其电平差越小，俘获性能就越好。

因为在不同的输入信号电平时，机器的限幅状态不一样，故俘获性能也不同。开始时随着输入信号的由小加大，限幅作用逐渐明显，俘获比指标也变好。但再继续加大输入电平后，俘获性能又逐渐有所下降，因这时二个信号都进入深度限幅的状态，放大器产生严重的非线性失真，一个信号要压住另一个大信号以及伴随的各种非线性干扰时，本身也需要有较大的强度才行。一般用中等70dB_r输入电平时测出的俘获比作为代表性的指标。

11. 调幅抑制

调频收音机在接收调频信号时，在载波幅度常会受到干扰

信号的调制。例如在传输过程中的衰落和多径效应，或运动体的颤动反射等以及发射机中的寄生调幅等所致。在接收机中，也会因通带窄，调频信号通过时，切去过多的边带分量而变成调频调幅波，或因失谐时由于谐振曲线的斜边对调频信号进行斜率检波而引起调幅波等等。上述这些调幅信号都是干扰杂音的来源，在调频机中应加以抑制。

若从天线端进入的有用载波上同时有所需的频率调制和不需要的幅度调制时，在收音机输出端频率调制信号和幅度调制信号（包括调制信号间的组合频率信号）输出电压的比值用dB表示，叫做调幅抑制比，它表示收音机对幅度干扰的抑制能力。

调幅抑制比也随输入信号电平的大小而异，当信号由小到大，限幅性能逐渐改善，但是到了很大输入信号时，放大器的工作状态趋向阻塞，产生严重的非线性失真，这又反而降低了限幅性能，调幅抑制又变差。在参数标准中，以中等信号70dB_r输入时的调幅抑制比，作为代表一般收听状态的性能。

12. 本振辐射

调频收音机工作于超高频波段，本振信号容易辐射出去，易对别的设备引起干扰。国际上对于辐射干扰电平是严格限制的。本振辐射的正规测量，要在空旷的场地用场强计在3米的距离测出其基波的辐射场强（规定不超过1mV/m）。为了适用于共用天线系统，还需在天线端测量其本振基波辐射电压，在75Ω终端时不超过1mV。

13. 调谐频率变化

调谐频率变化，是指收音机调谐于某一电台的频率以后，

由于环境、温度、电源电压、输入信号电平等的变化或机内本身元件参数的变化，时间一长使原来调谐的频率失谐的情况。

14. 声反馈

收音机扬声器的放声经过结构和空气的传递，使高频电路的元器件震动，其有关参数也随之变动，从而使经过高频电路的信号产生调频。此附加调频信号经鉴频后检出，又从低放输出，加至扬声器，形成正反馈环路，发生连续的鸣声，影响收听，这种现象称为声反馈或高频机震。

15. 刻度误差

收音机的频率度盘上的刻度和数字，与实际的接收频率往往不能完全相符，在一定范围内的误差是允许的，过大了就会使寻找电台发生困难，因此在参数标准中要规定允差。

16. 整机频率特性

是指在扬声器端输出的音频信号电压或声压与音频频率的关系。当天线端加入受振幅相同的各个音频频率调制的射频信号时，由于机内对各频率增益的差异，在输出信号中，各个音频的振幅大小不能保持一致，一般用规定的频率范围内，其输出电压或声压对参考频率（一般用中间频率1kHz）的不均匀度为多少分贝来表示。

17. 整机谐波失真

当天线端加入一个受正弦波调制的射频信号时，由于机内电路的非线性，在输出端的音频信号中，除了基波以外，还会出现二次、三次等各次谐波，称为谐波失真。一般用各次谐波

的均方根值（各个分量的平方之和再开平方根），占基波加谐波的均方根值的百分比，作为谐波失真的量度，称为谐波失真系数。谐波失真随各调制频率和调制度而异，并和输入、输出电平的大小有关。参数标准中，规定在若干个既定频率（在规定频率范围内）上，用最大频偏 $\pm 75\text{kHz}$ 调制载波，并保持收音机天线输入端的电平为 70dB_i ，使输出端为标称有用功率时的失真系数作为代表性值。

2.2 立体声部分的参数

立体声调频广播收音机的参数和要求，有一部分和上述单声道广播收音机的参数和要求完全相同，例如选择性、镜象抑制、中频抑制、假响应抑制、调幅抑制、本振辐射、调谐频率变化等等，主要由高中频电路所决定，无单声道和立体声的区别。因为高频和中频电路中的一些性能主要和载波有关，而单声道和立体声的区别主要在于调制信号的内容，对载波来说，仍然一样。

下面列出一些和立体声有关的参数项目和要求，

1. 立体声信噪比

立体声信噪比的意义和单声道一样，只不过调制信号改为立体声信号，也分为去调制法和滤基波法立体声信噪比两种测量方法，并可用输入输出特性曲线来表示。图 2.9 画出了去调制法立体声信噪比的特性。但立体声的噪声输出电平比单声道的要大，见图中的曲线 C。为便于比较，同时画出了去调制法的单声道噪声输出曲线 B，及单声道或立体声的信号输出电平曲线 A。

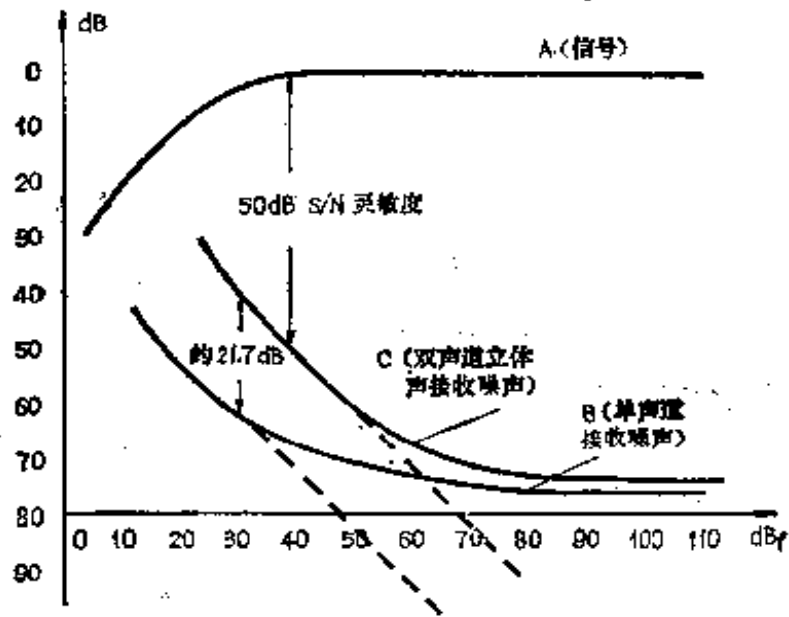


图 2-9 立体声信噪比特性

立体声时噪声输出增大的原因是：增加了立体声副信道以

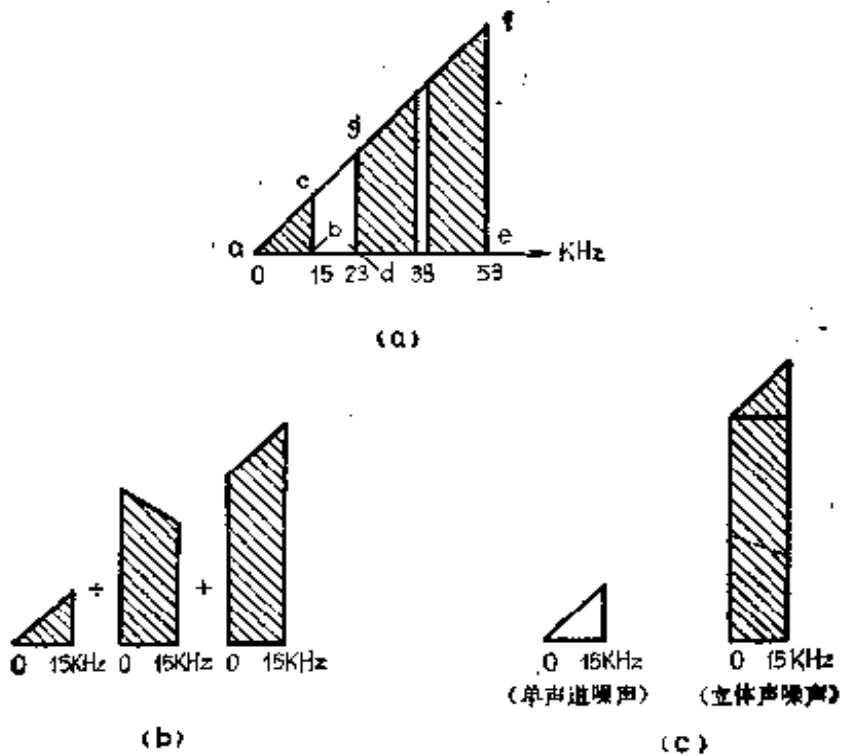


图 2-10 调频信号的噪声频谱

后，其通过的频带很宽，要到53kHz。再加上调频噪声频谱成三角形，其噪声分布见图2·10中的阴影部分，总面积为三角形 abc 加梯形 $defg$ ，而单声道时的噪声分布仅为三角形 abc 。在有预加重时，上述两者噪声功率之比为20.75dB。此外，再加上导频信号，占去了总频偏的10%，有用信号的频偏从原来单声道时的100%降到90%，所以信噪比要下降十分之一，即0.915dB。这样一来，使小信号接收时，双声道立体声信噪比要比单声道的下降 $20.75 + 0.915 = 21.7$ dB。当输入信号逐渐加大时使得立体声和单声道信噪比的差别逐渐减小，而到达一个不到6dB的较小的固定差别。

2. 立体声灵敏度

(1) 启动灵敏度：当输入的立体声信号电平高到一定值时，解调器才能转向立体声工作状态。如果输入的虽是立体声信号，但电平过低，则解调器仍保持单声道工作状态，以提高信噪比。这一门限值称为立体声启动灵敏度。立体声收音机都有一个专用的指示灯。这个灯亮时表示收到的是立体声信号，并且立体声电路已在进行工作。能使指示灯刚刚点亮的天线端立体声调频信号输入电平，即为上述启动灵敏度，也称为点灯灵敏度。

(2) 立体声限噪灵敏度和实用灵敏度：其意义和单声道灵敏度中所说明的一样，只不过调制信号改为立体声信号。

(3) 50dB信噪比灵敏度，它是指当扬声器端输出标准功率，而信噪比达到50dB时，天线端所需的立体声调频信号电平，也叫静噪灵敏度。

由于立体声收音机的音质要求较高，对高档机来说，必须在较好的信噪比条件下收听，这个指标代表收音机达到较优信

噪比的最小输入信号电平。这时接收机已进入较深的限幅状态，主要决定于机内噪声水平，如果随着输入信号电平的增大，噪声输出特性从大到小及早下降转折趋向最小，则静噪灵敏度也高。

3. 串音衰减和分离度

立体声的串音衰减参看图2·11，其定义为：当左声道加信

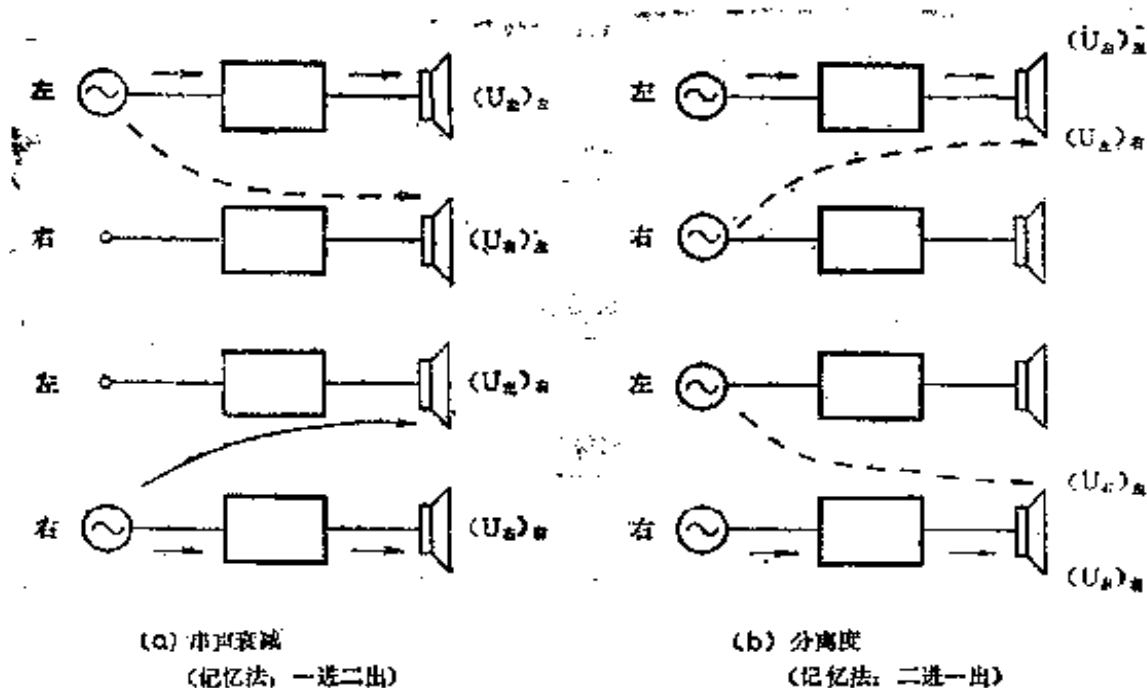


图 2·11 立体声串音衰减示意图

号时（右声道无输入），设左声道的输出电压为 $(U_L)_L$ ，右声道的输出电压为 $(U_R)_L$ ，那么 $(U_L)_L$ 与 $(U_R)_L$ 两者之比，称为左声道对右声道的串音衰减，用dB表示：

$$20 \lg \frac{(U_L)_L}{(U_R)_L}$$

（括号内 U 下脚符号 L 或 R 表示在那一个声道测出的电压，括

号外的 L 或 R 表示在那一个声道输入信号)。同样, 右声道对左声道的串音衰减为: $20 \lg \frac{(U_R)_R}{(U_L)_R}$,

立体声的分离度, 其定义为本声道输出电压 (由本声道输入信号产生的) 与由另一信道串至本声道的电压之比 (dB值)。例如当左声道有信号输入时, 在左声道输出的信号电压为 $(U_L)_L$ (这时右声道无输入), 然后于右声道加入信号, 在左声道所输出的电压为 $(U_L)_R$, 那么 $(U_L)_L$ 与 $(U_L)_R$ 两者之比称为左声道的分离度, 用dB表示:

$$20 \lg \frac{(U_L)_L}{(U_L)_R}$$

同样, 右声道的分离度为:

$$20 \lg \frac{(U_R)_R}{(U_R)_L}$$

串音衰减和分离度, 在含义上是有些区别的, 串音是指一个信号从自己传输的通道串到别的通道里去; 而分离度则指两个信号经编码和解码的过程后, 能否在各自的通道中分别传输而不相混。

在立体声调频广播中, 左右信号先编为和差信号, 再编为主、副信号, 经解调后, 又恢复为左、右信号。这过程中如果分离不佳就会在左声道输出中混有右信号。而在右声道输出中混有左信号。另外在已经分离出的左、右信号, 在左、右音频通道的传输过程中, 通过分布参数的耦合, 也还会发生互相串入对方通道的串音现象。

由于串音和分离度问题同时存在于电路之中, 所以测量结果上述两种参数大致相似, 为简化测量项目, 通常只测量分离度。测量分离度时, 因只在一个声道的输出端分别测量两个输

出电压，故还可避免由于两个声道的增益差所引起的测量结果误差。

由于历史的原因，串音和分离度的定义和测量方法各国并不一致，例如美国、日本的测量方法标准中，把上述串音衰减的定义叫做分离度，我国调频广播接收机的参数和测量方法标准中，则是和最新的IEC（国际电工委员会）和CCIR（国际无线电委员会）公告中的定义相一致的。

4. 同一性

立体声的同一性是反应左、右两个声道增益特性和相位特性的一致性。当左、右声道输入等幅同相（ $L = R$ ）信号，或等幅反相（ $L = -R$ ）信号时，则在左、右声道输出端也应呈现等幅同相信号，或是等幅反相信号。但若副载波电路性能不良，便会使左、右信号发生幅度差和相位差。即输出电平不相等，相位差不是 0° 或 180° 。

同一性用电平差和相位差所引起的综合结果来表示。当输入等幅反相的立体声（ $L = -R$ ）信号时，左、右两声道输出电压（ U_L 及 U_R ）的平均代数和，与两声道输出电压矢量（ \vec{U}_L 及 \vec{U}_R ）和的一半之比（用dB表示），即为同一性 I：

$$I = 20 \lg \frac{\frac{|U_L| + |U_R|}{2}}{\frac{\vec{U}_L + \vec{U}_R}{2}}$$

如果左、右两个声道特性完全相同，则左、右声道的输出电压完全相等，即 $|U_L| = |U_R|$ ，而两输出电压的相位相反，即为 180° ，那么上式中的分母为零，同一性为无穷大。如果有电平差或相位差，分母不为零，同一性便小于无穷大。测量电路见

图2·12, 其中 R_L 和 R_R 为左、右声道相等的负载。 R 为测量用平衡和隔离电阻, 且 $R \gg R_L$ 或 R_R , 它对电路无影响。

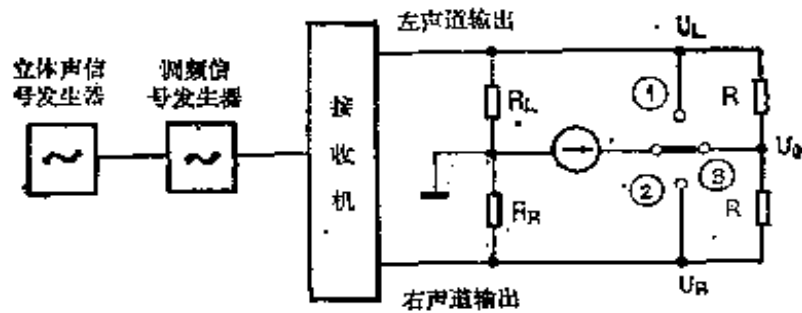


图 2·12 同一性测量方框图

I 表达式中其分子中两声道的输出电压平均代数和也可以用输入等幅同相信号时的输出电压矢量和的一半来代替, 所以在实测时, 同一性可表示为:

$$I = 20 \lg \frac{U_{OM}}{U_{OS}}$$

其中 U_{OM} 为输入等幅同相 ($L = R$) 调制信号时, 在输出端③位置测出的两个声道的矢量和的一半 (参看图2·13a), 而 U_{OS} 为输入等幅反相 ($L = -R$) 调制信号时, 在输出端③位置测出的两个声道的矢量和的一半 (图2·13b)。因 U_{OS} 的大小稍有

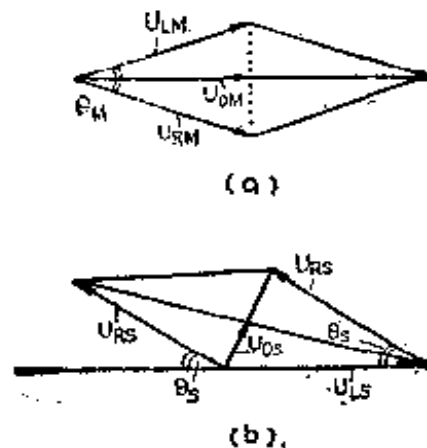


图 2·13

不同对测试结果的影响较大，并且平衡电位器在不同位置时， U_{OS} 的数值也不一样，故先要在（ $L = -R$ ）信号输入时将平衡电位器调到③位置输出最小，作为测量基准。

在实际电路中，左、右两个声道之间总是既有电平差，又有相位差，所以 U_{OS} 都大于零， I 为一个有限的数值。

左、右两声道间的相角（图2·13中的 θ_M 、 θ_S ）也可从上述测量中算出，但 θ_M 和 θ_S 不一定相等，应分别测量。在等幅同相信号输入时，在③位置测得的 U_{OM} 和在①、②位置测得 U_{LM} 和 U_{RM} ，根据任意三角形边角关系的余弦定理，可得：

$$\theta_M = \cos^{-1} \frac{4U_{OM}^2 - (U_L^2 + U_R^2)}{2U_L U_R}$$

在等幅反相信号输入时，也用同样方法得：

$$\theta_S = \cos^{-1} \frac{U_L^2 + U_R^2 - 4U_{OS}^2}{2U_L U_R}$$

上述相角也可以用相位计测量。

5. 平衡度

立体声左右声道输出一般总有电平差和相位差，在实际中，电平差对声象定位的影响较大，当左右声压差1dB时，声象移动 2.4° ，当声压差3dB时，声象移动 6.9° ，一般人的分辨力为 6° ，音乐工作者为 3° 。而相位差影响较小，故现在逐渐用只考虑电平差的指标——平衡度来代替同一性，以简化测量方法。

测量时，输入等幅反相（ $L = -R$ ）信号，分别测出左右声道的输出电压 U_L 和 U_R ，通常以左声道的输出为基准，将右声道的输出与左声道进行比较。在不同的调制频率和不同的输出电平时，因电路特性以及电位器同步程度不同，平衡度也随

调制频率和输出电平大小而异，故应以1kHz处将平衡电位器调到两路输出相同的位置为基准，然后在不同的调制频率和输出电平进行测量。在简单考察时，也可只用1kHz调制频率和固定某个输出，将平衡电位器放在标称平衡位置，测量比较两个声道输出电平。

6. 立体声谐波串音

当信号只加于一个声道，由于电路的非线性，产生了各次谐波，并且串到了别的声道去的现象叫谐波串音。主声道标准输出时的基波电压同被串声道输出的各次谐波电压总和之比，称为谐波串音，或称非线性串音，其测量方法是：在左声道加一个正弦调制的主体声信号，并调整左声道的基波输出电压为标准输出功率相应的电压，然后在右声道用选频电压表测量其各次谐波电压。然后将各次谐波电压的根均方值与基波电压相比(用dB表示)，即得谐波串音。同理，可测出右声道对左声道的谐波串音。在不同的频率时，谐波串音的程度也不同。

7. 立体声互调

立体声调制信号的频带较宽，频率成分比较复杂，再由于中放的通带特性不良，鉴频器、解调器和低放的非线性等所产生的谐波分量，使主、副信号及其谐波之间，以及各信号的谐波和导频及副载波之间容易引起互调，其差频分量可能会落在音频范围内，从而在输出端产生差拍哨叫等干扰。这种互调不仅在本通道内会发生，而且左、右通道之间也会发生。

8. 导频和副载波抑制

接收机中的导频和副载波信号，只起到解调立体声信号和

点亮指示灯的作用，本身不应在接收机输出端出现，以免引起干扰。在接收机输出端输出的有用信号电压与泄漏的导频信号和副载波信号电压的比值，称为导频和副载波抑制，用 dB 表示。

9. SCA 抑制

当采用 SCA 广播时，SCA 信号会对调频立体声的主副信道引起串音等干扰，在立体声解调器部分，需采取措施来防止。测量方法同第 8 条相似。

10. 整机立体声频率特性和谐波失真

其意义和单声道相似，只是调制信号方式不同，并需在左右两个声道分别测量。

立体声的频率特性和单声道基本相同，而谐波失真则立体声比单声道时稍大一些。

2.3 调频收音机各部分电路和主要参数的关系

以上这些参数的指标和要求，需要通过电路设计来实现，下面就讨论调频收音机中各部分电路对有关参数的影响。

我们先按高频电路、中频电路和鉴频及立体声解调电路三个部分分别讨论。

1. 高频电路

高频电路对整机指标的影响主要是提高信噪比和对各种干扰的抑制。调频收音机的灵敏度，实际上受门限效应的限制，而

门限则主要由噪声系数所决定。高放管本身的噪声系数又几乎决定了整机的噪声系数，因此要选用噪声系数小的高放管，可以提高小信号的信噪比和噪声灵敏度。

高频电路虽对邻近有用信号频率的干扰信号没有多大选择性。但这并不是说高频电路中就不要讲究选择性，这是因为它对抑制离有用信号频率较远的干扰信号具有十分重要的作用。例如中频和镜像干扰以及假响应、交调互调等干扰，必须靠高频电路加以抑制，一旦进入中放，中频滤波器就无能为力了。在高频电路中，由于工作频率 f_s 很高，不存在通带和选择性的矛盾。因通带 $B = \frac{f_s}{Q_L}$ ，在实际所能达到的回路有载品质因数

Q_L 条件下，都不会使通带过窄，故可尽一切力量去提高选择性。在高档机中，曾用增加输入回路和高放回路的数量来解决。但这些回路必须进行同轴调谐，因此可变电容器的联数很多，有的多到九联。这就使得结构十分复杂，降低了可靠性。在实用上，在输入电路和高放电路中一般各有1~2个调谐回路也基本上够了，这样结构也较为简单。

高频电路除了要提高选择性以外，还必须有线性的工作状态和能耐受大信号的较大动态范围，不宜工作于限幅状态。在参数部分曾经提到假响应及交、互调等干扰，还大都是由于高频电路中的非线性产生的。因此要选用动态范围大非线性失真小的高放管，并有合适的工作状态，必要时加入AGC电路，使高放级有较大的线性工作范围。变频级也要有合适的工作状态，本振的谐波要小，本振电压不宜过高，使混频管的跨导变化工作于线性区。

目前国际上中高档调频机在抗干扰性能上做到的水平大致为：中频抑制约90~120dB，镜像抑制约50~120dB；假响

应抑制约70~120dB。采用三联可变电容器的机器其镜象抑制可达40dB，假响应抑制可达70dB；采用四联可变电容器时，镜象抑制可达75dB，假响应抑制可达90dB。

一般的普及机中，大都采用双联可变电容器，输入回路为不调谐的宽带式，只有高放一个调谐回路，所以镜象抑制只有20dB左右，假响应抑制约只50dB左右。由于有中频陷波器，中频抑制可做到60dB左右。

对高放来说其增益的高低不是主要的，过高的放增益会减小大信号的线性动态范围，并易产生不稳定或自激，一般以保持20~30dB的增益为宜。

为了减小本振辐射，在变频级应使振荡不要过强，且要求波形失真小。现在很多采用从混频器基极注入本振的电路，它所要求的本振电压较低，故采用这种方式可降低本振输出的电压，从而对减小本振辐射也有好处。高放级对本振辐射也有抑制作用。此外，元器件排列走线也对本振辐射的大小有影响，必要时，将高频头加一个屏蔽罩，也是减小本振辐射的有效方法。

调谐频率的变化，主要因本振频率飘移而引起。因为振荡回路中的LC元件，以及周围与之有关的分布电感和分布电容等，易受时间、温度、电压和输入电平等变化的影响而改变其参数，引起频率的飘移。因此，要使工作频率稳定，关键是要设计好本振电路，选好振荡回路元件的质量。使它对于温度和电源电压的变化不敏感，减小输入信号对本振频率的牵引现象，并且在组装时，本振的元器件要远离机内发热的部分。通常加入自动频率控制(AFC)电路，也是简单有效的方法。若采用无断开装置的AFC时，控制范围不宜过宽，以免调台时拖拉现象严重和选择性下降。

高频机震和刻度误差主要和可变电容器的机械结构性能有关，薄膜可变电容器的机械牢固性和一致性较差时，这些参数的指标也较差，故需注意挑选。高档的调频机大都采用空气可变电容器。一般情况下，调频机中的高频机震比调幅机要小。

2. 中频电路

中频电路是调频收音机的核心，它提供主要增益，决定通带和对邻近电台的选择性。不论是调幅机还是调频机，整机增益和绝对灵敏度主要由中放取得。不过调幅机的绝对灵敏度过高时，噪声大，并不能改善接收的效果，而且接收近地场强较强的电台信号时，中放易产生限幅和阻塞，造成很大失真。但调频机不同于调幅机，中放能工作于限幅状态，而且有许多参数和限幅性能有关，如灵敏度、信噪比、俘获比、调幅抑制、失真度和双信号选择性等，都有赖于良好的限幅性能，才能得到改善。要提高限幅性能，就必须有充分的中放增益，使小信号输入时就能达到限幅水平。所以调频机一般有很高的绝对灵敏度，即使在普及机中也是如此。但其目的并不是为了收听远地电台而是提早限幅阈值，改善信噪比等指标。

调频机的噪限灵敏度除要求高频电路的噪声系数小以外，如果限幅早，在小信号时就能将寄生调幅干扰噪声切除，小信号的信噪比可以改善，有助于噪限灵敏度的提高。

实用灵敏度还和小信号的通带有关。这是因为调频机的通带是随着中放的限幅而变宽的，如果限幅早，在小信号时有效通带即可达到一定宽度，能使大频偏的边带分量通过，失真减小，实用灵敏度也就提高。所以实用灵敏度也同时反应了小信号的有效通带特性。

俘获特性是调频机优于调幅机的性能之一，但这时所接受

到的几个同频信号，由于传输的途径不同，到达的时间有先后，也就是存在相位差。因此，这些波形叠加后，是一个调频调幅波，且因幅度大小比较接近，有的幅度同相叠加，合成幅度很大，有的反相叠加，合成幅度很小，同时，在这些包络急剧变化瞬间，频偏也发生很大变化。再因这些电波都加有调制信号的频偏，在某些时候，还会因调制频偏的叠加而产生更大的频偏。总之，这些幅度相近、相位不同的同频信号叠加的结果，振幅的变化很大，并有很大的频偏和很宽的边带波，所以要得到无干扰的俘获特性，有赖于充分的中放增益，良好的限幅性能和较宽的通带。如果带宽不足以通过有效边带波，则通带以外的边带波增益降低，相位偏移，在输出波形中仍会产生寄生调幅，起不到良好的限幅作用。此外，由于振幅的变化极大，靠简单的限幅是不行的，需要有多级的限幅，而且要完全通过所有边带分量，往往需要好几兆赫的中放带宽。这在采用前端集中回路和集成电路多级的宽带放大器时才能符合这个要求，但在一般用放大器和调谐回路相间配置的分立器件中放电路中要达到这要求是有困难的。因为它要求的通带太宽，会影响其他参数。通常解决的办法仍是采用一般通带的多级限幅，逐步消除幅度变化，保证主要信息通过，同时，也能有效的削弱干扰分量。此外，还要求中频电路的具有较好的相位特性，以减少谐波失真和交、互调。

中放级的限幅特性对调幅抑制起着十分重要的作用。尤其是小信号调幅抑制性能的改善，主要靠中放来完成。为了保证有效的、良好的限幅效果，中放电路要具有一定的通带宽度。此外，如上所述，高、中频电路应具有线性的相位特性，以免由于相位的非线性，使载波的调幅干扰转移为调相或调频干扰，则限幅就无能为力了。

由上可见，调频机的中放，其振幅特性虽可工作于非线性状态，但其相位特性仍然需要保持线性，否则，除有上述问题以外，还会产生在第一章中所说过的群时延失真。如果相位有非线性，群时延特性不平坦，即使在中等信号输入电平时有效通带已很宽，可以使有效边带通过，但输出的调制信号波形仍然失真，需引起注意。

根据理论计算，我们知道，只要晶体管放大器的基极输入信号电压的峰值达到26mV以上，即可使输出波形开始限幅，为了使限幅有一定深度，我们假定鉴频放大器的基极输入信号电压有效值为30mV，那么天线端为限幅所需的输入信号电压和整机增益关系也可以估计出来了。

例如一般典型的二级中放的普及机，设高频电路增益为20dB，二级中放的增益为40dB，共60dB即1000倍电压放大能力，那么天线端输入 $\frac{30\text{mV}}{1000} = 30\mu\text{V}$ 时就可有效限幅。这类普及机一般限幅灵敏度低于噪限灵敏度，其绝对灵敏度能达到1~2 μV 左右，噪限灵敏度约在5 μV 左右，信噪比约为50dB左右，俘获比约为5~10dB左右，调幅抑制比约为30dB左右。

在高级机中，如果需要1 μV 左右就限幅，则整机需要更高的增益。但整机增益主要应由中放取得，至于其高频电路则由于调谐回路多，衰减大，增益比普及机还要低一些。因此，这时的中放增益需要90~100dB左右。这时限幅灵敏度往往高于噪限灵敏度和实用灵敏度，故在微弱的小信号输入时，抑制噪声的能力已较好，而有效通带也较宽，所以实用灵敏度能达到2~3 μV 左右，信噪比可达70~80dB，俘获比能达到1~2dB，调幅抑制制度能达到50dB以上。

当然，事物有其两面性，中放的限幅，会使管子的输入输

出阻抗有很大变化，易导致中频回路的失谐。因此，需要在电路上有防止失谐的措施，例如在谐振回路上并联二极管，在集电极和谐振回路之间串联电阻或采用集中调谐回路等。此外，过分的限幅，会使输出减小，甚至无输出。因为在限幅很深，输出电流很大时，如果负载上降压很多，使集电极电位低到和基极电位接近时，载流子一部分从基极流失，集电极输出就减小，不能保持原来的限幅电平而开始下跌。到了集电极电位低于基极电位时，便没有输出，形成信号自身的阻塞。出现上述过限幅时，会降低信噪比，甚至丢失信号，或者弱小的有用信号易被强大的幅度干扰信号所排挤。因此，限幅的程度需加以控制，一般在混频器输出端并联二极管，使输入到中放的电平限制在某一程度。必要时还在高放级加自动增益控制，使大信号输入时避免高放限幅并限制输出。

事实上受晶体管本身反馈的影响，中放的增益是有限度的，过高了会产生自激。要做到很高的“稳定增益”往往被许多条件所限制，在调频机中是一大技术难题。自集成电路普及以后，情况有所改善。

我们再来讨论中放通带和选择性的问题。中放既要有足够的通带，又要具有邻台选择性，这两个参数之间的矛盾，不管是调幅机还是调频机，都一样存在。只是具体情况有些不同。在调幅机中，中放通带主要影响高频信号的传输和信噪比。若要高声好，则需通带宽，但噪声输出也随着增加，噪限灵敏度下降。调幅机的接收距离远，各种天电和工业干扰又多，没有足够的选择性，串台和杂音多，很难收听弱信号电台。此外，调幅机的中放只能工作于线性状态，不能出现限幅，不论大小信号时，有效通带都由中频调谐回路所决定。因此，在一般采用单调谐回路的普及机，较难解决通带和选择性的矛盾。

为达到起码的收听要求，不得不适当压缩通带以提高选择性。在高档机中，则可采用较讲究的中频滤波器或宽、窄带开关来解决。

在调频机中，和通带有关的参数比调幅机要多。从减小信号失真，特别是减小小信号失真，以及提高俘获比和调幅抑制等方面来说，希望有较宽的通带，而在减小噪声和各种干扰，提高噪限灵敏度和信噪比等方面来说，又要求通带窄，选择性好才行。因此要考虑各种因素妥善处理通带与选择的矛盾。

一般按公式 $B = 2(\Delta F_{max} + F_{max})$ 计算得在最大频偏 $\Delta f_{max} = 75\text{kHz}$ 和最高调制音频 $F_{max} = 15\text{kHz}$ 时，所需要的通带为 180kHz 。不过在实际中设计得再窄一些也是可以的。这是因为实际上最大频偏和最高调制音频同时相遇的机会是很少的，在语言和音乐信号中，高音的幅度远小于中低音，而中低音中，也并不是所有信号都处于最大频偏，一般可按平均频偏 $\pm 50\text{kHz}$ 考虑。这时所需通带就为 $2(50 + 15) = 130\text{kHz}$ 。但立体声调制信号高达 53kHz ，因此，按频偏 $\pm 75\text{kHz}$ 时所计算得的带宽需为 $2(75 + 53) = 256\text{kHz}$ 。不过实际上中频通带也不需要如此之宽，若按平均频偏为 50kHz 计算，则带宽为： $2(50 + 53) = 206\text{kHz}$ 。据日本副岛末好氏的计算，通带只要 198kHz 便可通过边带波99%的能量。日本多以此作为立体声调频通带的依据。因此，立体声所需通带仍和单声道差不多。事实上，通带即使稍窄，只要群时延特性平坦部分能设计得较宽，失真仍是不大的。

对于普及机来说，俘获特性不能过高要求，而且普及机的增益有限，限幅性能不大好，过分加宽通带对改善俘获比也无多大意义。对于袖珍机和小型便携机来说，低音较差，为使高、低音平衡，需把高音适当切除，使声音柔和。这时高音保

留到 4 ~ 6 kHz 左右即可。因此，通带还可减到 100kHz 左右，从而在低频放大器中，也可相应地把 4 ~ 6 kHz 以上的高音切除，以减小噪声。由于调频机在中放限幅以后，有效通带能够变宽，所以在普及机中，一般以收听本地中等以上场强的电台信号为主，可不考虑小信号的通带，中频回路的固有通带设计得小于 100kHz 也是可以的。这样一来，选择性可以提高。但通带窄了以后，本振频率的变化容易使中放失调，最好加 AFC 等措施来防止。

普及机以收听本地电台为主，而且我国目前调频台还较少，但不能认为因此可以不需要选择性。虽然调频台之间直接串台的机会较少，但是工业和交通的电气干扰仍然存在，况且我国这方面尚无必要的辐射限制，干扰也不容忽视。此外，还有共用天线传输系统、中波节目调频传送、电视伴音等的干扰，以及本机的互调所产生的中频以外的杂项频率等的干扰，都需要有良好的双信号选择性来消除，以提高信噪比。

为了提高双信号选择性，除了前端电路要有好的选择性和线性，以及中放限幅性能好，对干扰信号有阻塞作用以外，对中放级静态的中频回路选择性要求更高。因为这时的放大器已工作于限幅状态，通带展宽，选择性比静态时差，而且还要使干扰信号的输出比有信号输出低 30dB，以保持干扰信号对有用信号的干扰程度为 3%，尚能达到必要的信噪比，故要求静态回路选择性高，才能达到指标要求。若采用一般单调谐回路是很难达到的。这也反应出单信号选择性不能代表收听本地电台时的实际情况。例如有时单信号选择性的指标并不错而收听时仍有串台现象。为了提高双信号选择性，有必要采用比较讲究的中频调谐回路，而采用陶瓷滤波器是解决这问题的较简单的方法。因陶瓷滤波器有较好的矩形系数，即使在限幅后特性

曲线下部仍较陡峭。偏调 $\pm 400\text{kHz}$ 时，双信号选择性不难做到 10dB 以上，或做到 20dB 左右，对普及机已可满足。但是陶瓷滤波器的通带特性不如LC滤波器圆滑，群时延失真较大。近代的陶瓷滤波器正力求有平坦的群时延特性，并已得到基本解决。声表面波滤波器的群时延特性好，选择性也在不断改进，将来也有普及的可能。

对于较高级的调频机来说，要同时追求 μV 量级的小信号时的音质，又要做到 $1\sim 2\text{dB}$ 的俘获比，以及保证立体声副信号的频响好，使不降低分离度，有时还要考虑能允许 200% 调制度不失真的动态范围，故要求通带宽，但同时又要求小信号时有高的信噪比。因此，静态的中频通带只能适当加宽，一般不超过 250kHz ，而将群时延特性做得很好，并在鉴频器采用 MHz 量级的带宽。再利用小信号时及早进入限幅，加宽有效通带，这样较能兼顾各方面的要求。若采用锁相环鉴频器，由于它本身对噪声有窄带特性，故此时中放的通带可以适当加宽，也不至降低信噪比。这样容易处理好群时延失真、俘获比和其他性能的关系。高档机因有条件采用较复杂的电路，在保证通带的同时，选择性的指标也是很高的，一般双信号选择性在 $\pm 400\text{kHz}$ 时达到 60dB 以上。在调频台密集的国家，还采用宽、窄带开关，窄带时在 $\pm 400\text{kHz}$ 时双信号选择特性可达到 $80\sim 100\text{dB}$ 以上。

由于调频机的失真在中放级是主要来源，约占整机失真的 80% ，前端高频电路约占 $5\sim 6\%$ ，鉴频器占 $8\sim 9\%$ ，立体声解调器占 5% 以下，故高档机中，采用了不少新技术来降低中放级的失真。例如，采用调频负反馈的办法，从鉴频器取出一部分信号以失真很小的调制器对本振加以调制，再负反馈给混频器，反馈量为 6dB ，使频偏减小一半，中频带宽也就几

乎压缩一半。这样就可以使其工作在中频滤波器的群时延平直部分，降低了失真。还有一种有名的方法称为无频谱的中频电路。它的办法是在中频滤波器以前，设法将其频偏抵消，于是，即使中频滤波器通带很窄，也不会对无频偏的中频信号产生失真，当信号通过中频滤波器之后，再设法使频偏恢复，然后进行宽带放大和限幅。这样一来，中放失真可降低了一个数量级，其失真度可减至0.003%。这时可采用通带很窄的中频滤波器，故选择性可做得很好，免去了宽、窄带转换开关，而一直保持窄位。

3. 鉴频和立体声解调电路

鉴频器的各种性能中最关键的是其S特性曲线的线性和动态范围。如有非线性存在，便会使解调后的音频信号失真，或产生交调、互调。S曲线的线性，以微分增益*的动态特性表示。要求微分增益特性是一条水平线。S曲线峰峰之间需有足够的宽度，才能有宽的动态范围。

鉴频器的S曲线的线性和宽度主要取决于鉴频器调谐回路的通带特性，但通带和鉴频灵敏度有矛盾，通带宽时灵敏度要降低。在普及机中，因增益有限，鉴频器需要有较高的灵敏度，故调谐回路的 Q_L 较高，通带不能很宽，一般在300kHz左右。这样就使线性和动态范围受到一定限制，但尚能满足基本要求。在档级较高的调频机中，鉴频器的灵敏度要求不高，故可设计为低 Q_L 的回路，可达1MHz左右的线性通带。

鉴频器的另一要求是中心频率的稳定，如果S曲线中心偏

* 微分增益：在一低频信号上叠加一个幅度较小的高频信号，它们通过一传输系统时，该系统对高频信号的增益将随低频信号而变化。这种现象叫做该系统的微分增益。

高，便会缩小动态范围，引起失真。因此，鉴频器的调谐回路元器件要求对温度和时间的稳定性好，以及对周围电抗变化的敏感小。

鉴频器的限幅性能对普及机也是很有用的，但对中放已有良好限幅的高档机并非必要。

整机频率特性，主要由鉴频器以后的低放电路、扬声器及机箱所决定。从天线到鉴频器，一般可以在规定的40~1500Hz音频范围内做到基本平直的特性。因为一般的中放级的通带宽窄对高频不会造成多大影响，只有鉴频输出端的去加重网络与频响有关。一般说去加重网络的时间常数应和发送台的预加重网络特性一致。但实际上，去加重网络的时间常数并不完全按理论值设计，而是根据实际需要，兼作其他频响的补偿。例如，若由于电路上的各种原因使高频损失较大时，可以将去加重网络的时间常数设计得小于 $50\mu\text{s}$ 来进行补偿。

由于鉴频器中的失真，占整机失真中的第二位，所以一些高档机中也想出不少新办法来降低失真，例如，在锁相环鉴频器中由于变容二极管的非线性容易引起附加失真，故做出了有失真校正电路的直线性环路鉴频器，称为DLLD。另外，还在鉴频器中设置了中频失真抵消电路，称为DCC。这种方法比起前述无频谱中放的电路要简单，具有普及的可能。如果把DLLD和DCC联合起来使用，效果就更好。还有一种叫线性微分增益鉴频器（简称DGL）。它和移相乘积鉴频器相仿，但把移相器用CMOS逻辑集成电路19个延时移相，可得到5MHz很宽的线性通带。

立体声解调器，目前已大都采用锁相环解调器。它的副载波同步良好，故分离度性能优良，而且其中都有交叉反串措施，能基本上消除各种原因引起的分离度下降和串音，解调器

本身的分离度可达40dB以上。但对整机来说，由于解调器以后两声道之间尚有串音的可能，分离度还会稍有降低。对一般收听来说，有20dB以上的分离度，已经足够了。

立体声平衡度，最好小于2dB，使听者对中心位置的声象位移不超过舞台宽度的7%。一般可放宽到4dB。

平衡度和解调器的性能及低放电路中两声道之间产生的电平差有关，其中解调器的不平衡度约占1dB左右。

解调器的导频点灯输入电平，对整机立体声点灯灵敏度的影响较大，而各种型号的解调器，其导频点灯输入电平颇有差别。在普及机中，需选用导频点灯电平低的解调器，以减轻中放的增益要求。

解调器还有一个最大输入电平的限制，超过这个电平就要引起失真。在前级电路上的输出电压需加以控制。

解调器也要求线性好、动态范围宽，以免引起立体声信号的谐波失真和串音，以及交、互调干扰。不过这还和中放通带，鉴频器线性和动态范围，及低放两通道的线性和元器件、布线等有关。

此外，还要求解调器所泄漏的导频、副载波及SCA输出电平要小，以减少对外界的干扰和提高信噪比。不过现代的解调器内部已有抑制措施，一般能达到较好指标，必要时可再在输出端加滤波器抑制。

在高档机中，也在解调器采取了不少新技术，例如，在高档的集成电路解调器中已经设置了导频抵消电路。这是因导频会受主、副信号的影响而发生抖动，使其重建的副载波也会发生抖动，而使解调信号引起一种失真，叫做抖动失真。采取了这种措施以后，不但导频抑制可提高到50dB，而且使解调器输出端的滤波器简化，只对38kHz滤波即可，使音频信号高

音频响上限的衰减和相位滞后问题得到解决。此外，还有一些新电路如无级取样保持式解调器、数字式直接解调器、超线性数字解调器……，都可将分离度做得高达60dB，失真也非常小。

总的说来，调频收音机的电路性能应该是：高频电路有噪声低，线性好，动态范围大，选择性高，并有适当的增益等特点，中放电路有很高的稳定增益和良好的限幅性能，有合适的静态中频通带，平宽的群时延特性，和优良的邻近波道选择性；鉴频器有良好的线性和动态范围，稳定的中心频率，以及限幅性能；立体声解调器则要求副载波同步良好，分离度好，导频电平低，最大输入电平高，线性动态范围大，导频和副载波泄漏小等。

由于不少参数之间是互相关连的，而从不同的性能要求中，又往往是互相矛盾的，所以在进行电路设计的时候，要对各项参数统筹兼顾，根据实际条件和要求，使各项参数指标相对平衡，不能突出一点而不顾其它。

第三章 高频电路

3.1 概 述

由输入电路、高频放大器和变频器组合起来的电路，称为高频电路。其作用是从由天线进入的各种信号中选出所希望接收的电台信号，经过变频后将各电台不同频率的射频调制信号变为一个统一的中频信号，而音频调制的性质不变。这样一来，中频放大器只对一个固定频率的中频信号放大，可以作到较高的增益和较好的选择性。

对高频电路的要求，上章多已谈到，总起来说，是：信噪比好，线性好，动态范围大，抗干扰能力强，工作稳定，本振辐射小，以及有适当的增益等。

根据档级的高低和对其性能要求的重点不同，高频电路结构也是多种多样的，有的很简单，有的很复杂。传统的调谐回路采用双联或多联可变电容器，其同轴统调的联数有2联、3联、一直多到9联。近年来，采用变容二极管的电调谐来取代可变电容器，使结构大为简化。从器件上看，除了采用低噪声三极管以外，近年来多采用场效应管，获得较好的性能。集成化的高频电路也已逐渐普及。

3.2 输入不调谐式高频电路

在普及式的调频收音机中，通常采用双联可变电容器构成最简单的高频电路，见图3.1。双联电容器中的一联用于本振调谐回路，一联用于高放输出端的调谐回路。输入回路则用一个固定式的谐振回路。专用于调频收音机的双联可变电容器，容量变化范围约 $3 \sim 20\text{pF}$ 左右，有空气式和薄膜式两种，为了同时适应调频和调幅的要求，大都和调幅的双联可变电容器同轴调整，称为调频调幅四联电容器。在业余条件下，也可将调幅收音机用的 $6 \sim 270\text{pF}$ 双联电容器串接一个 $20 \sim 30\text{pF}$ 的电容代用，照样能正常收听，只是频率度盘上刻度的均匀性较差而已。

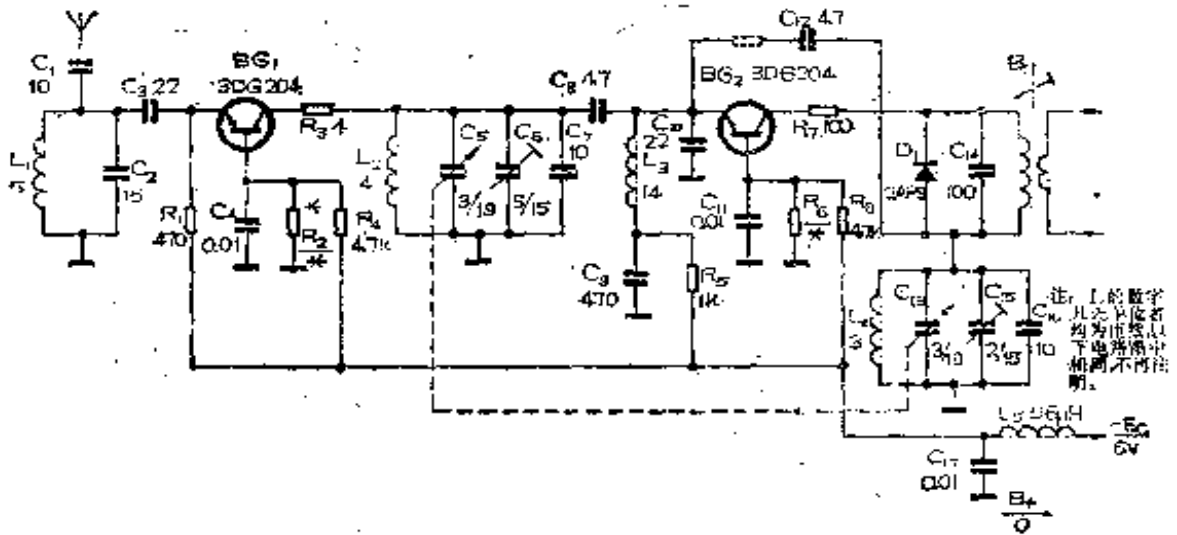


图 3.1 最简单的高频电路

调频机的天线一般采用拉杆天线，有单杆和双杆两种前者对地不平衡而后者对地平衡，见图3.2。不平衡式只要一根天线，结构简单，用得较多。平衡式的拉杆天线需要两根天线，

结构稍复杂，但接收效率高，在高档的调频机中采用。在要求简单经济的情况下，尤其是业余条件下，用一根1~2米普通塑料皮导线作天线，也能满意地接收本地电台。

拉杆天线和输入回路的耦合方法，可以采用电感耦合或电容耦合。图3·2中是电感耦合方式，图3·1中则是电容耦合方式（ C_1 是耦合电容）。电容耦合方法在天线和输入回路的匹配和传输均匀性上不如电感耦合好，但可使输入线圈结构简单，在普及机中较多采用。

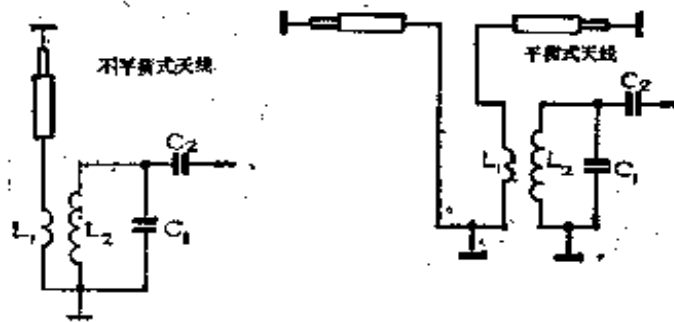


图 3·2 拉杆天线和输入回路的耦合

输入电路采用固定式谐振回路 L_1C_2 ，其谐振频率大致固定在波段的中间（98 MHz左右）。因为调频收音机的频率覆盖较窄（87~108 MHz），通常多采用两点统调，即波段两端的灵敏度较高，中间有点失调，增益较低。所以将输入回路的谐振频率调到中间，可以补偿一下波段中间的增益。由于要求输入回路能通过整个波段的信号，输入回路的谐振特性需要图3·3那样平坦的特性。这一点是降低谐振回路的有载Q值来达到的。大家知道，晶体管共基电路的输入阻抗很低，其输入电阻大约为 $\frac{26}{I_e(\text{mA})} \Omega$ 。式中 I_e 为发射极直流

工作电流，例如当 I_e 为0.5mA时，输入电阻只有 $\frac{26}{0.5} = 52 \Omega$ 。

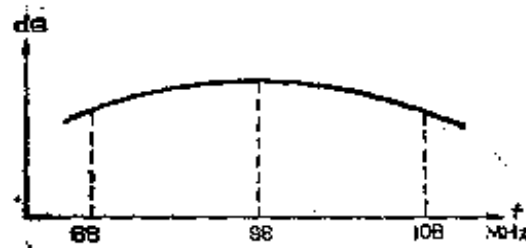


图 3·3 输入回路谐振特性

因此,当输入电路采用固定式谐振回路时,调频高放通常接成共基电路。它的低输入阻抗通过耦合电容 C_3 (参看图3·1)相当于使谐振回路 L_1C_2 并联了一个较低的阻抗。再加上天线的阻抗也较低(单根不平衡式拉杆天线的特性阻抗约为 75Ω),耦合到谐振回路的阻抗也较低,故谐振回路的有载 Q_L 值变得很低,谐振特性就较为平坦了。此外,由于共基放大器的输入阻抗低,和天线的阻抗比较接近,故可以达到较好的匹配,获得较好的传输系数。

输入回路电容 C_2 大致选在 $10\sim 30\text{pF}$,用得太大, L_1 就得很小,在结构上难于绕制; C_2 太小了则受分布电容量的影响较大,工作不稳定。调频收音机高频谐振回路中的电感量很小,线圈的结构比中波或短波可简单的多,用粗一点(如 $\phi 0.6\sim 0.8\text{mm}$)漆包铜线,绕成 $\phi 5\sim 6\text{mm}$ 左右的空心线圈即成。所需圈数在图中已标出,且要求不很严格,因为调试时还可以伸缩匝间距离来改变电感量。当然也可用可调磁芯线圈,但结构就要复杂一些,在普及机中较少应用。耦合电容 C_3 的数值要求不严,也可以用得大一些。高频放大管 BG_1 接成共基电路,除了前面说过的低输入阻抗正好符合不调谐输入回路降低 Q 值的需要,并和天线阻抗易于匹配外,由于共基极放大器的内部反馈小,工作稳定,对管子截止频率的要求也可降低。虽然在一般情况下共基极放大器的增益比共发射极放大器低一些,但若用

在接近管子截止频率的较高频段时，由于管子内部的固有反馈在共基时为正反馈，在共发时为负反馈，故共基电路比共发电路能获得相同或稍高的增益。共基电路抗阻塞性能比共发的要差，但在普及机的要求上问题不大。高放管最好采用 f_T 大于500 MHz的管子。3DG204系列管是专为调频收音机设计而且较便宜的管子。高放管工作电流通过 R_2 调到0.4~0.7 mA左右。高放管的负载是由 L_2 和 $C_5 \sim C_7$ 组成的调谐回路。耦合电容 C_8 用得很小，约3~5 pF，用以减小变频级共基电路的低输入阻抗对高放调谐回路的影响。这可使高放负载回路的有载 Q_L 值较高，有利于提高抗中频和象频等干扰的能力。一般象频衰减可做到20 dB左右。在统调时，低频端只要改变 L_2 匝间的距离（即拉、缩线圈长度），调整电感量即可；高端可调微调电容。电阻 R_1 是发射极直流稳定电阻，电阻 R_3 用以防止高放管寄生自激，以及大信号限幅时减小管子的输出电抗对槽路的影响。 L_3 和 C_9 构成中频陷波器，对10.7 MHz的中频谐振，使外来的中频信号在变频级的基极端短路，不能通过变频管放大。同时变频管输出端的中频信号也不易反馈到输入端，使变频管工作稳定。中频陷波器和高放调谐回路一起可使中频抑制达60 dB（1000倍）左右。

变频管 BG_2 同时兼作振荡与混频，也称为自激式混频器。它的电路简单，为普及机中所常用。为了便于理解，将该电路的本振和混频两部分电路分开，见图3·4。本振电路是基极接地的电容三点式振荡器，集电极输出端振荡槽路的电压通过 C_{12} 和 C_{10} 分压，反馈到 BG_2 的 be 输入端，作为再激励信号，维持振荡。有时加一个电阻和 C_{12} 串联，可使振荡电压在波段的高低端比较均匀，电容三点式振荡器，和一般中波短波常用的电感三点式振荡器比起来，其优点是工作频率高，谐波少，稳定性

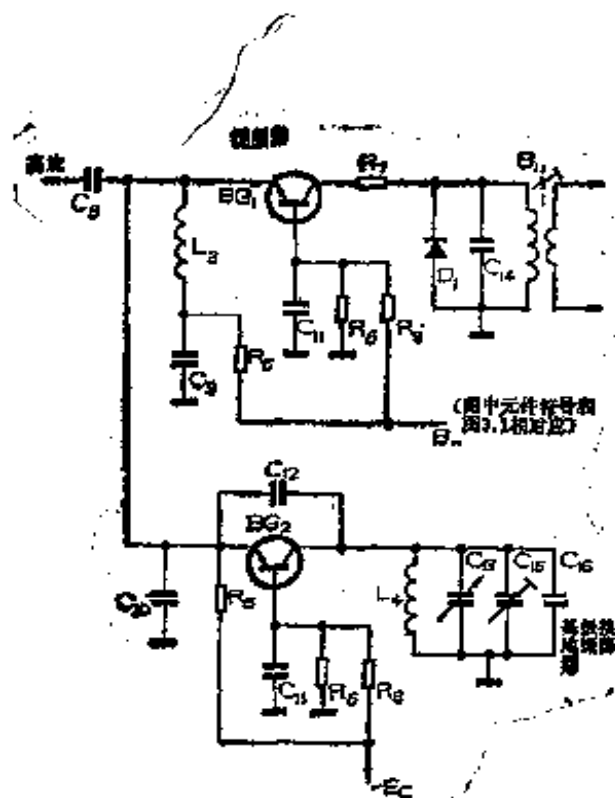


图 3·4 分管式变频电路

好,尤其适合于在超短波波段工作。混频器接成共基极电路。自高放输出的外来信号和本振信号一起加到混频管 BG_1 的发射结,经混频后的中频信号在输出端的中频调谐回路中选出,其他的杂波被滤除。在图3·1的实际电路中, $C_{13} \sim C_{16}$ 和 L_4 构成的振荡回路和 $C_{14} B_1$ 组成的中频回路都串接在 BG_2 的集电极,对振荡频率来说, C_{14} 很大,阻抗极小,和短路差不多;而 L_4 对中频来说,阻抗很小,也如同短路一样,因此,这两个回路能独自工作,互相影响不大。 C_{10} 一方面作为电容三点振荡电路中发射极对地(也即对基极)的电容,得到所需的正反馈电压和相位,以维持稳定的振荡,另外它还和 L_3 、 BG_2 的输入电抗等组成98MHz左右的并联谐振,以补偿波段中间的增益。调频波段的覆盖系数很小,采用两点统调即可,所以振荡回路内没有垫整电容。

中频变压器可用调幅机的短波振荡线圈的磁芯等材料绕

制，当槽路电容为 100pF 时，初级绕10圈，次级绕1圈。变频器的直流工作电流由 R_6 调整，调到约 $0.5\sim 0.7\text{mA}$ 左右。有时在输出端接电阻 R_7 和二极管 D_1 ，都是为了减小在大信号限幅时由于管子输出阻抗的变化而引起的中频回路失调。这时 R_7 能起隔离作用，而 D_1 在大信号时其阻值减小，加宽中频回路的通带，避免失调。同时它还限制了中频输出电压的大小，避免中放级过载。

3.3 输入调谐式高频电路

为了增强对假信号干扰的抑制能力，输入电路的谐振回路最好采用可变调谐的方式，因此需要用三联同轴可变电容器，电路见图3.5。这类调频用三联电容器大都做成单独的空气式可变电容器，与调幅可变电容器分开。输入回路做成可调谐的回路后，回路的谐振特性需要尖锐一些，故把高放输入端的耦合

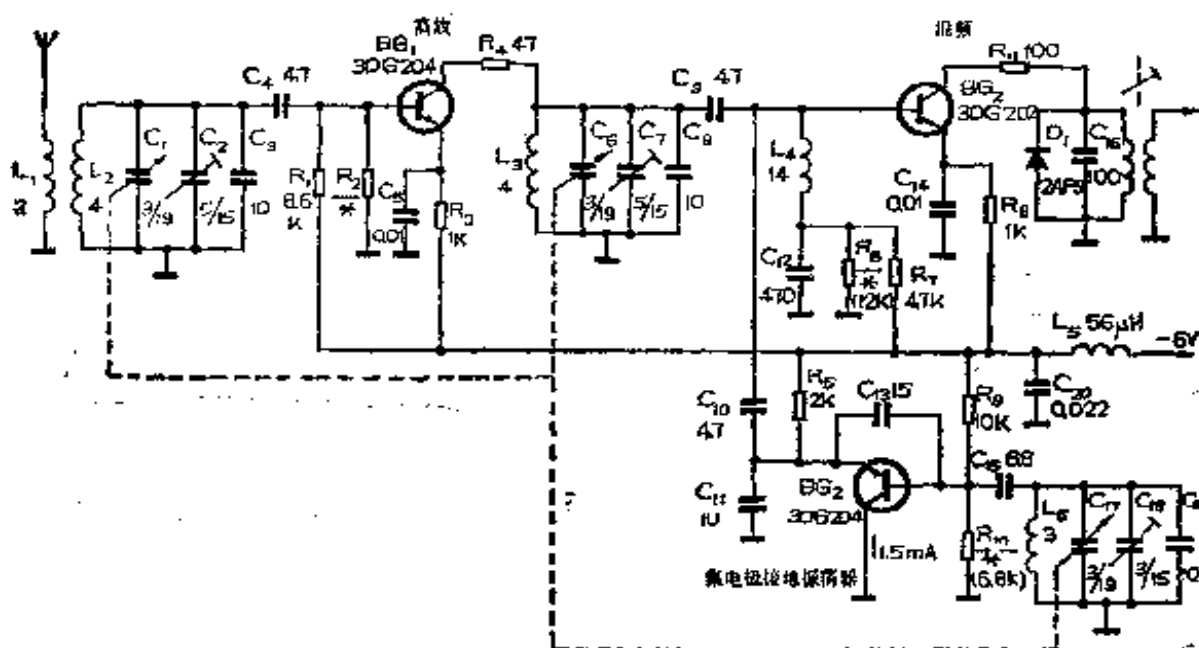


图 3.5 输入调谐式高频电路

电容减小，同时天线耦合改为电感式变压器耦合。这样就减小了回路两边的阻抗对回路的影响，提高了回路 Q_L 值。这时高放管也可接成共发射极电路，提高输入阻抗，以利于输入回路提高 Q_L 值，但对管子的截止频率要求也有所提高。

此外，在采用三联可变电容器的输入调谐式高频电路中，由于性能要求也高一些，变频电路一般多采用独立的本机振荡器。

上述图3·1的单管变频电路虽然简单，但本振和混频两者的最佳工作状态不易兼顾，互相牵制较大。因此，本机振荡器最好分离出来，组成单独的振荡器，这样，振荡电压更容易稳定，受输入信号的牵制较小，振荡和混频的直流工作点也可分别调到各自最佳的工作状态，易于获得较高的性能。本机振荡器常用两种电路，一种是图3·4示出的那种基极接地电容三点式振荡器，另一种是图3·5中的集电极接地电容三点式振荡器。这两种电路其实只是接地点不同，其原理和性能是一样的。不过集电极接地式振荡器中，其振荡回路通过小电容和管子连接，因此，振荡回路受管子参数变化的影响较小，振荡频率较为稳定。在图3·5的电路中，也由 C_{13} 和 C_{11} 构成反馈电路，在 C_{13} 上的分压加到管子 be 输入端，供给再激励以维持振荡。 R_9 和 R_{10} 为直流偏压电阻，通过调整直流工作点以及调整 C_{11} 和 C_{13} 的比例，可以改变振荡的强弱。送到混频器去的振荡电压可从振荡槽路或发射极通过小电容耦合引出。这样本振频率受输入信号的牵制影响较小。加到混频器的振荡电压大小还可通过改变耦合电容 C_{10} 来调整。

当用单独的本机振荡器时，混频器改用共发射极电路较好。这时，外来信号和本振信号都从基极注入。在超高频的调频机中，本振多采用这种基极注入方式。因为这样可使本振电

压低一些，约100mV左右即可。这对减小本振辐射有利，而且混频效率也较高。同时，共发极的混频管输入阻抗比共基极的高一些，对提高高放回路的 Q_L 值也有好处。

在一些档级较高的调频收音机，尤其是高保真调频调谐器里，为了使假响应抑制更好些，需在输入电路和高放电路里设置多个调谐回路。于是，使用了多联同轴空气可变电容器，最多的用到九联可变电容器。其中输入调谐回路用三联，高放调谐用四联，本振调谐回路用两联。这样的做法虽然假信号抑制的指标可做得很好，但结构复杂，在实用上意义也不是很大，而且还会有统调误差大、群时延特性差等副作用。因此，目前的调频调谐器里，普通的用三联，较高档的则用到四联或五联可变电容器就足够了，对假信号抑制已能达到相当好的水平，而结构也不算过于复杂。图3·6为用四联可变电容器的调谐回路分配方案，输入回路采用单调谐，而高放回路用双调谐。如果用五联，则在输入回路和高放回路都用双调谐，参看图3·26，这类电路的性能，和用双联可变电容器的电路相比优越得多，请参阅表3·1。

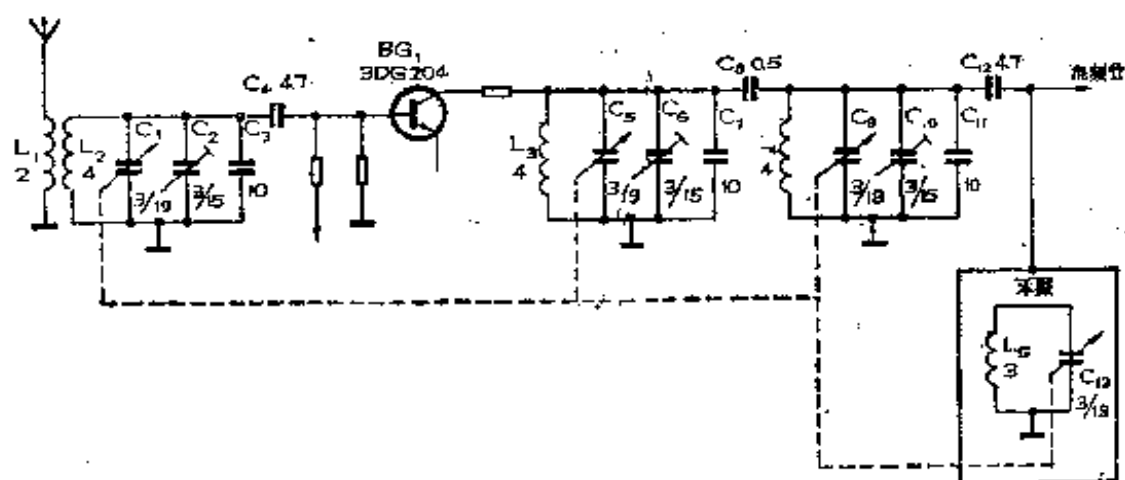


图 3·6 采用四联可变电容器问题的各调谐回路分配方案

表 3.1

使用联数*	镜像衰减	1/2中频假响应	-90dB以上的假信号个数
2 联	23dB	55dB	40以上
3 联	40dB	70dB	4
4 联	75dB	90dB	0

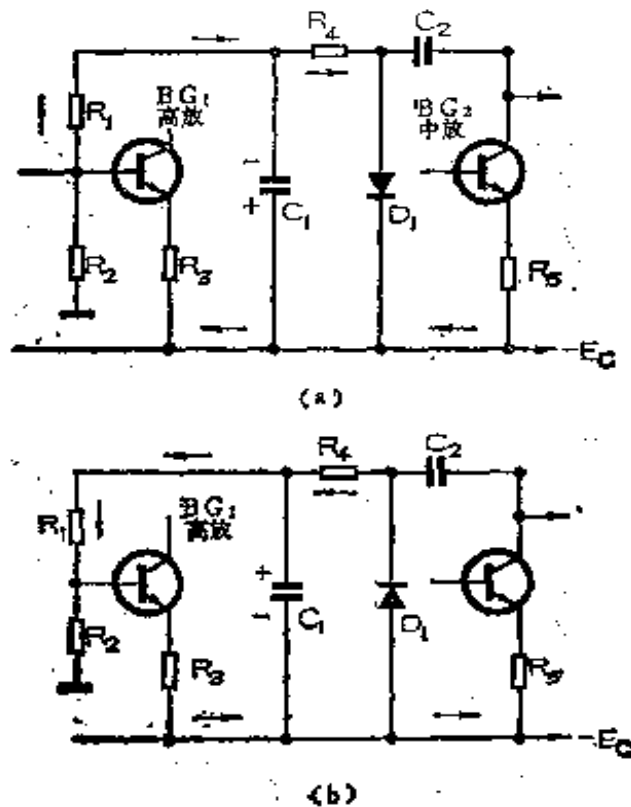
* 包括本振联

3.4 自动增益控制电路

调频收音机中自动增益控制 (AGC) 电路的原理和调幅收音机中的相似, 但目的有些不同。在调幅机中, 由于电波在空中传播的距离较远, 受到各种影响, 当到达收音机时, 有时会产生忽大忽小的所谓衰荡现象。为使中频输出信号基本稳定, 收音机的增益也需要能及时变化: 当输入信号变小时, 收音机的增益变高; 输入信号变大时, 增益变低。此外, 当接收本地电台的大信号时, 为了防止产生过载失真和限幅阻塞等毛病, 也希望整机的增益降低。总之, 调幅机的高、中频增益需要有很大的可变范围, 而且变化的速度要快, 才能跟上外来信号大小的变化。因此, 一定要在中放和高放中采用自动增益控制电路。但对于调频机来说, 情况就不一样了。因为调频电台的电波是在较近的直视距离内传播, 比较稳定, 一般不存在信号衰落现象, 而且更需要在收音机中使信号限幅以改善性能, 不用耽心会产生过载失真等问题, 所以在调频收音机中, 中频放大器即使增益做得很高, 仍不加 AGC 电路。只有在一些性能要求较高的调频收音机中, 才对高放施加增益控制。其主要目的, 是为了抑制那些过大的输入信号, 以避免高放和混频级

由于限幅而产生很多谐波分量，引起假响应和交调互调等干扰；同时是为了防止大信号输入时引起本振频率的飘移，以及防止中放级过分限幅后中放管的输入输出电抗变化过大，造成的中频回路失谐。

调频机的AGC电路，通常是从中频放大器的某一级取出信号，经过整流变成直流，反馈到高放管的基极，去控制高放管的直流工作点。如果这个反馈的附加偏置电流的方向和高放管原来的直流偏置电流的方向相反，称为反向AGC，如果相同，则称为正向AGC。通过图3·1(a)和(b)可进一步了解其工作原理。图3·7(a)示出的是反向AGC电路。在无信号时，电阻 R_1 、 R_2 决定了高放管的静态工作电流。当有外来信号时，从



(a) 反向AGC
(b) 正向AGC

图 3·7 两种AGC简图

中放级通过 C_2 取出信号，在 C_2 后面接了一个整流二极管 D_1 ，经 D_1 整流后的电流再经 R_4 、 C_1 滤波成直流，这个直流电流的电压的方向，从图中可见，极性和高放管原来的偏流（偏压）方向相反，使偏置电流（电压）被抵消一部分而减小。外来信号愈大，这个反馈电流也愈大，管子的实际工作电流也变得更小，从而降低了增益，减小了送到混频级的信号电平，达到抑制大信号的目的。如果将二极管 D_1 反一个方向，就变成正向AGC电路，见图3.7(b)。这时，反馈电流从高放管的 b 进去 e 出来，方向和原来的偏流相同。当外来信号增大时，反馈电流也大起来，和管子原有的工作电流相叠加而变得更大，也降低增益，达到抑制大信号的作用。我们知道，一般晶体三极管的增益- I_c 特性如图3.8中实线所示，在 I_c 超过最大增益点之后，增益的变化较平缓，显然不合作正向AGC的工作。所以正向AGC电路中要采用特制的管子，其特性如图中虚线所示。

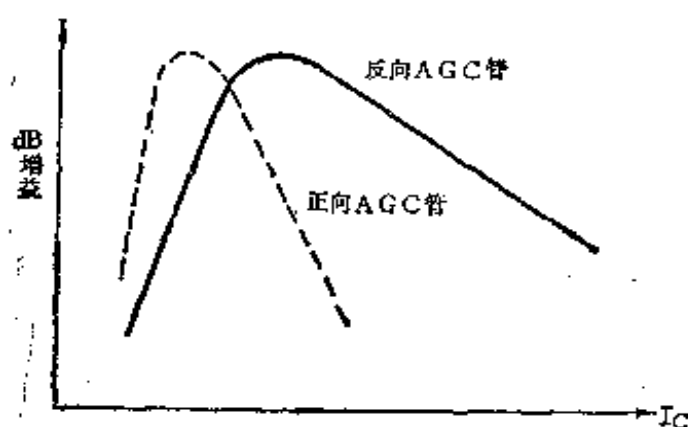


图 3.8 反向AGC管示正向AGC管的特性

由上可见，反向AGC的优点是控制功率较小，对AGC的信号源功率要求不高；缺点是容易工作在接近截止的非线性区，易产生交调互调；正向AGC则由于工作点沿着线性区移

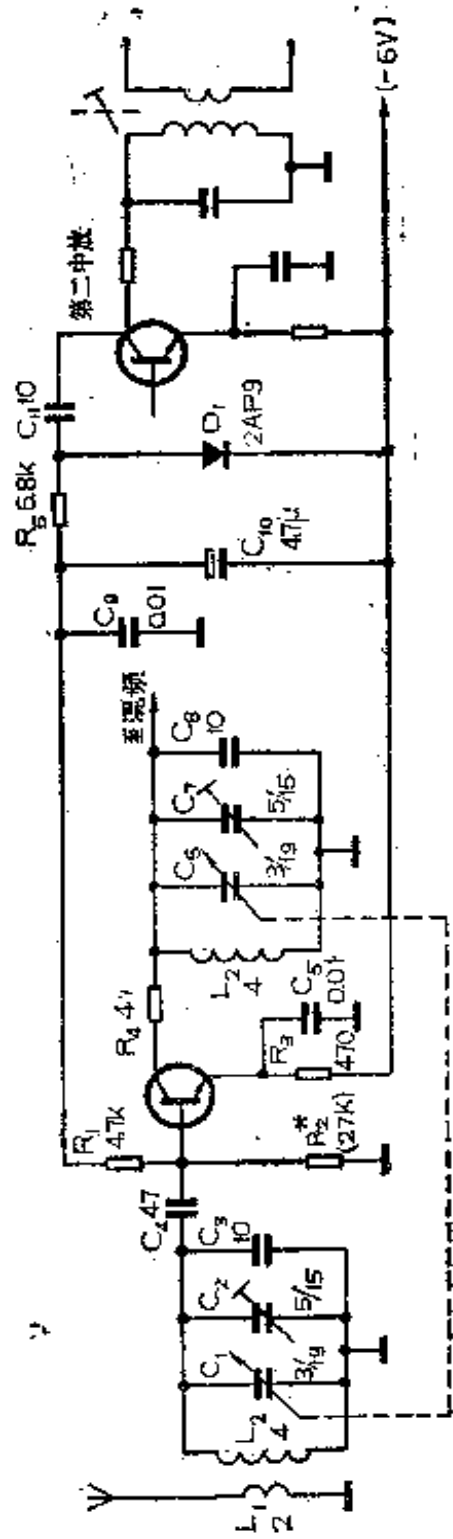


图 3-9 反向AGC电路 (高放管接成共射电路)

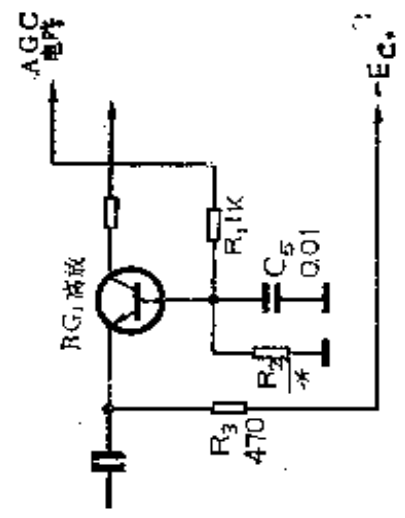


图 3-10 共基接法的高放管电路

动，有交调互调较小、输入信号的过载耐受性好和控制范围较大等优点，其缺点是需要较大的控制功率，受控管集电极的损耗大，并要有专用的正向AGC管。

现在举一个实际的反向AGC的电路（图3·9）。高放管 BG_1 采用共射极接法，发射极电阻 R_3 采用常规的数值，在无信号时先用偏流电阻 R_2 调整静态电流到0.5mA左右。当有较大的外来信号时，从中放级通过耦合电容 C_{11} 取出部分信号， C_{11} 用得较小，使得AGC电路的接入对中放输出端的调谐回路影响不大。电阻 R_5 、 C_{10} 、 C_9 构成滤波电路， C_{10} 滤除低频脉动电流， C_9 滤除高频脉动电流。电阻 R_1 是隔离电阻，如果没有它，则输入的高频信号就会直接通过 C_9 、 C_{10} 而被短路入地了。如果高放管改为共基极接法，则只要将管脚和几个元件的位置作少许变动就行，见图3·10。

下面再介绍一种正向AGC电路。它的简化原理图如图3·11。这里高放管 BG_1 的正偏压直接由AGC电路供给。从某一级

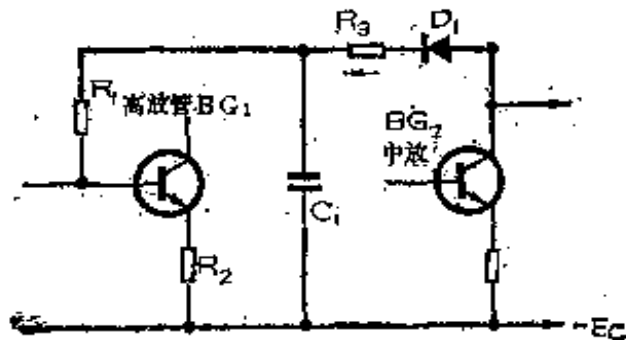


图 3·11 一种正向AGC电路原理图

中放管 BG_2 集电极的电压通过串接的二极管 D_1 和滤波电路 R_3 、 C_1 及 R_1 加到高放管的基极。当有外来信号时，中放管 BG_2 集电极在原有直流静态电压上叠加有交流信号。在集电极电压上升的半周间，经二极管 D_1 整流后，由于 R_3 、 C_1 时间常数较大，并

因电流很小， R_3 上的降压可以忽略。故在 C_1 两端的直流电压接近于中放管的脉动电流的峰值。它会高于集电极静态直流电压。也就是说，有信号时，高放管基极所加的正向偏压比无信号时提高，见图3·12（因为经过二极管 D_1 后交流信号电压的负半周不起作用）。于是其发射极电流也将随信号增强而加大。在这一电路中高放管 BG_1 的发射极电阻 R_2 用得很大，可达8-12k Ω 。所以其c、e极电压 U_{ce} 较小，高放管的动态范围很

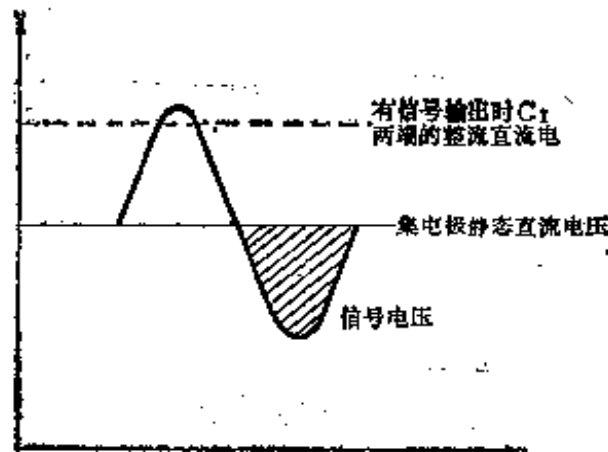


图 3·12 C_1 上的电压

小。当信号一大时高放管的 U_{ce} 就比无信号时更小了。外来信号愈大， U_{ce} 愈小，愈推向饱和区，增益降低，这就起到了抑制大信号的作用。这种电压饱和式正向 AGC 电路对管子没有什么特殊的要求。一般高频管都可用。其中饱和压降大的管子则控制作用也大一些。

图3·13是其实际电路，高放管为共基极接法，其工作原理与图3·11的一样。

这里高放管发射极电阻 R_1 用10K，集电极电流自动稳定在0.5mA左右，集电极与发射极之间的电压 V_{ce} 只1V左右。当大信号进入时， U_{ce} 变得小于1V，电阻 R_4 、 C_{11} 、 C_{12} 是滤波电路，

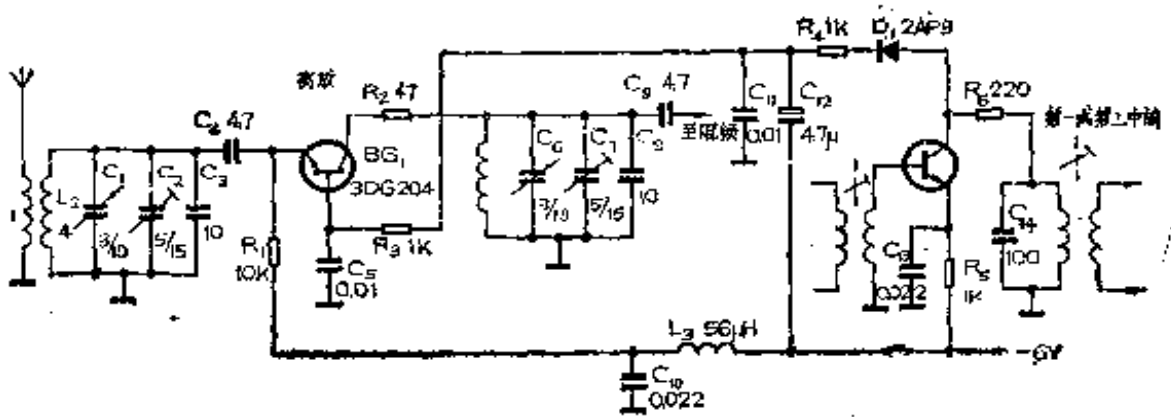


图 3·13 具体的正向AGC电路

高放管基极旁路电容 C_5 和隔离电阻 R_3 进一步起滤波电路的作用。若高放管接成共发射极，稍改电路即可，见图3·14。

由于调频收音机的AGC电路的主要目的是抑制大信号，因此AGC起动的时间不需要太早，只要在大信号电平输入时能起控制作用就行。起控的早晚，一方面可以通过调整高放管的静态电流决定，另一方面可由控制信号的强弱来决定。若从前级中放取出信号，因信号较弱，起控就晚；若从后级中放取出，信号较大，起控就较早。

此外，在不少调频收音机里，还采用了二极管限幅器，即在某些电路的调谐回路上并联一只或两只二极管，如图3·15。这也有AGC电路的作用。当信号幅度超过二极管的导通电压

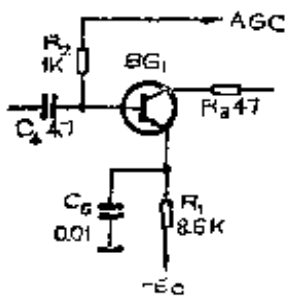


图 3·14 接成共射电路的高放电路

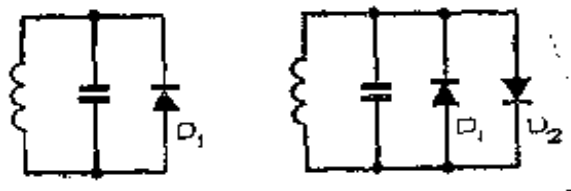


图 3·15 二极管限幅电路

时，二极管阻抗变低，将幅度限制在某一电平上，可以起到抑制大信号，减少到达后级的输入电平，降低回路 Q_L 值，加宽通带，防止回路失调等各种作用。

3·5 自动频率控制电路

在调频收音机中，自动频率控制（AFC）电路的目的，是保证本机振荡器频率的稳定。因调频机工作于超高频段，本振频率比中频高得多，而和电台信号频率比较接近，容易受外来强信号的牵引而引起本振频率的飘移，使变频器差出的中频不准确，影响收听。还有一些其他因素，如电源电压和元器件参数的变化等，都会引起本振频率的变动。为此在收听质量要求较高的调频机里，便附加了自动频率控制电路。当本振频率飘移时，它能自动校正回来；反过来，如果所接收的信号本身频率不稳定时，AGC电路也能使本振频率自动跟踪，使差出的中频保持准确。

AGC的基本原理如图3·16所示。它用一只变容二极管 D_1 并联在本振的振荡回路上，利用鉴频器输出的直流控制电压来改变变容二极管的电容量，从而微调本振的频率，达到自动控制的目的。

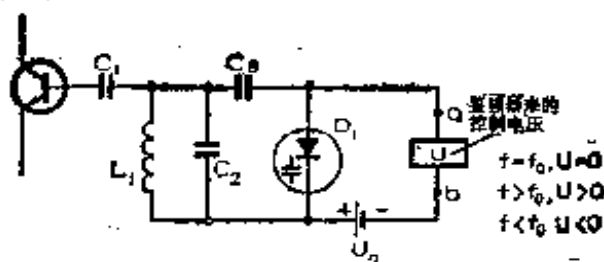


图 3·16 AGC简化原理图

变容二极管具有图3·17的特性，当加上一个反向的偏压时，它的极间电容量会随着所加反向电压的大小而改变，反向电压大时电容量变小。平时有一个固定的负偏压 U_0 ，使其有一个起始电容量 C_0 。变容二极管通过耦合电容器 C_3 加在原有的振荡回路 L_1C_2 中， D_1 的结电容作为回路电容的一部分。当收音机调谐正常时，鉴频器输出的直流电压为零，电路保持在一个稳定状态。如果本振频率因某种原因变化，则变频器差出的中频频率也变化，鉴频器也会因中频频率的变高或变低而相应地输出一个正或负的直流电压，加到变容二极管上，使其容量变大或变小，从而使本振频率恢复到原来正确的频率上来，电路重新达到稳定。因为 U_0 是决定稳定时的本振频率的，同时又与变容二极管的电容变化特性有关，尽可能使工作在特性陡峭而又线性的部分。这样能达到更有效的控制。

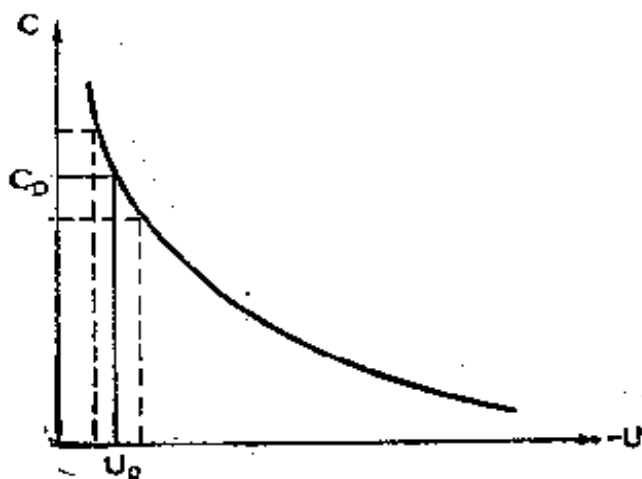


图 3·17 变容二极管一般特性

现在来看一个实际的电路例子，见图3·18。振荡管 BG_1 构成一个集电极接地电容三点式振荡电路，电感 L_1 和电容 C_6 、 C_0 、 C_7 、 C_3 、 C_2 为基本振荡回路。电容 C_3 和 C_2 又是反馈元件。 C_1 为耦合电容，将振荡电压送到混频管 BG_2 的基极。变容二极

管 D_1 通过电容 C_8 耦合到振荡回路。二极管上的固定反偏压 U_0 由电阻 R_6 和 R_8 分压取得，约 $2V$ 左右。如果电阻 R_8 改为稳压二极管2CW10，则 U_0 更稳定，效果更好。 C_9 是 R_8 的旁路电容。因为从鉴频器输出的直流电压中带有音频成分，所以还要经过滤波器（ R_7 、 C_{11} 、 C_{10} 、 R_4 等）滤成较纯净的直流电压后，才加到变容二极管上。 R_4 兼作隔离电阻，防止变容二极管被 C_{10} 等短路。

在调谐好电台以后，变频器输出正确的中频频率10.7MHz，鉴频器输出的直流电压为零。若本振频率因某种原因变高了，变频器输出的中频频率也变高，鉴频器输出一个正的电压，于是变容二极管上所加的负偏压减小（鉴频器输出的直流电压不论正负，其绝对值总是小于负偏压 $|U_0|$ 的），电容量比原来增大，使振荡回路的回路电容量增大，于是振荡频率就变低，直到和外来信号又差出正确的中频为止。反过来如果振荡频率变低，就将发生相反的控制过程。

AFC的频率控制范围应有一定限度，太宽了容易产生混台等毛病。其正负的频率控制范围，一共有500kHz~800kHz的带域就可以了。为做到这一点，应适当选择变容二极管的特性和施加的固定负偏压大小，必要时可加二极管 D_2 和 D_3 ，使直流电压的变化值限制在一定程度内。 D_2 和 D_3 的选用，根据所需限制电压的高低而定，若要限制电压低一些可用2AP系列，高一些则用2CP系列。

有了AFC后，通常还要加一个开关 K ，使AFC能接通或断开。这是因为在换台时，若不断开AFC的话，将有“拖泥带水”的调谐不灵敏的不舒适感，或发生较大的偏调噪声。在调换电台时，用开关将AFC电路断开，把 R_4 直接接到电源负极，使鉴频器输出的直流电压对变容二极管不起作用，于是调

谐电台就很方便了。等到调准电台后，再将AFC电路接通，以保持收听中的稳定。有的机器为了结构简单，也可省去这只AFC开关，这时应将AFC的频率保持范围设计得窄一些，既能起到一定的AFC作用，又不至于有过宽的拖拉现象，两者兼顾。

在组装AFC电路时，需要注意AFC的极性问题。因为在AFC电路中，变容二极管的方向，负偏压的加入，以及鉴频器输出的直流电压等都有正负极性，并和鉴频器接地的方式有关。如果极性接反，当本振频率飘移时，AFC控制的结果反而会使本振频率飘移更大。

为了使各方面的极性联接正确，我们要弄清楚它们之间的关系。为此我们先把图3.18画成简图3.19和3.20。首先以鉴频

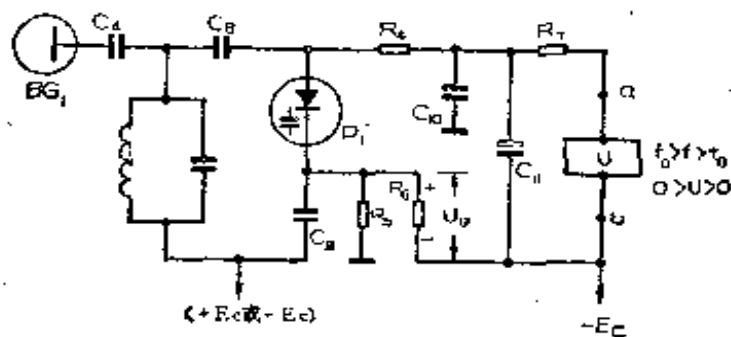


图 3·19 图3·18的简化

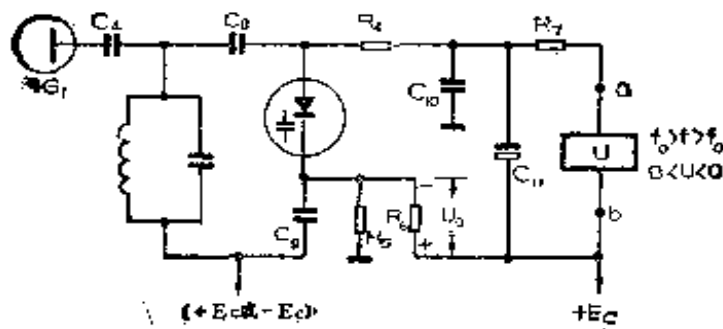


图 3·20 图3·18的简化

器的接地点交流地电位点为基准。这个接地点可以是电源负极 ($-E_c$)，或者是电源正极 ($+E_c$)，它随低频放大器的接地极性而异。另外还要看固定偏压 U_0 是怎样取得的，如果鉴频器的接地点为电源负极 ($-E_c$)，如图3·19， R_0 上的 U_0 上端为正，下端为负，才能加上负的偏压。这时，鉴频器输出的直流电压极性，必须是当振荡频率变高时，输出正的电压，和 U_0 逆向，使二极管上的负电压减小，电容变大，促使频率变低而复原。当振荡频率变低时，鉴频器应输出负的电压，和 U_0 顺向，使二极管上的负电压增加，电容变小，促使频率变高而复原。如果鉴频器的接地点是电源正极 ($+E_c$)，则在电阻 R_0 上的 U_0 上端为负，下端为正，变容二极管也必须反一个方向。这时，要求鉴频器输出的直流电压极性也必须相反，振荡频率高时为负，低时为正。

在实际调试中，应该检查一下极性是否接对，AFC 动作是否正常。方法很简单，先用电压表测量一下变容二极管上的静态负偏压 U_0 ，查看极性是否对。然后，用开关断开 AFC，接收一个电台信号后，再将开关接通 AFC，如果电台信号收听正常，并且在左右偏调电台信号时，在左右较宽的范围内都能保持电台信号，有明显的拖拉现象，则说明 AFC 的极性是对的。如果在断开 AFC 时调好电台，再接通 AFC 后电台信号没有了，则说明 AFC 接反，使振荡频率严重飘移，中频失谐，以致听不到电台的信号了。这时，只要将鉴频器的两只检波二极管 D_1 和 D_2 都反一个方向（注意电解电容 C 也要同时反一个方向），鉴频器输出的直流电压就会反过来，使 AFC 控制正常。图3·21所示为将图3·5、3·18等结合起来组成的有 AGC 和 AFC 的完整高频电路。

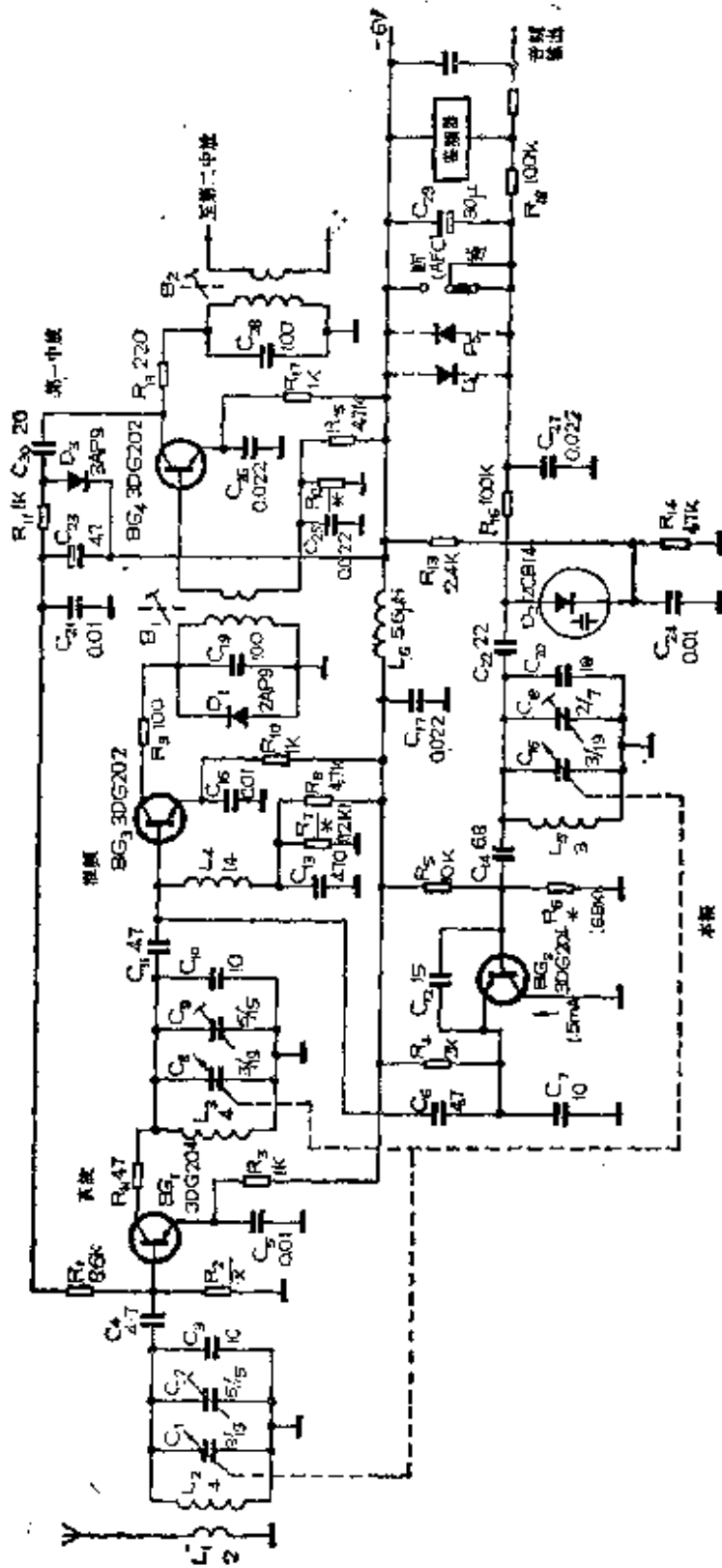


图 3·21 带有AGC, AFC的FM收音机的高频电路

3·6 场效应管的应用

在一些性能要求稍高的调频机中，高放管和混频管大多采用场效应管。因为场效应管比起一般晶体管来有许多优点，例如它有近似平方律的转移特性，有较大的动态范围，有较高的输入和输出阻抗，有较低的噪声系数等。场效应管用在调频头中可以大大减少交叉调制和组合频率干扰，提高对大信号的承受能力，减小失真，提高电路的选择性，减小假信号干扰，提高信噪比等。不过目前一些场效应管的跨导比较低，其增益比晶体管低，尤其是作混频管时其变频增益较低，需要提高中放增益来弥补。另外，要求注入的本振电压也要高一些。故在档级不太高的机器中，往往只用场效应管作高放，而用晶体管作混频。至于本振电路一般不需要采用场效应管，仍然多采用晶体管振荡器。

场效应管有结型和绝缘栅型（或称MOS型）两类。结型管在早期用得较多，而现在则多采用双栅MOS型管。我国目前生产的可用于调频头的结型场效应管有单栅结型系列（如3DJ2等）和双栅结型系列（如4DJ2等），MOS管有单栅绝缘栅型系列（如3DO2等）和双栅绝缘栅型系列（如4DO2型）等，见图3·22。MOS管的栅极是绝缘的，其输入阻抗很高，容易感应静电电压而击穿，因此在焊接时必须先将三个电极短路。但新产品的内部多加装两个反向串接的保护二极管，当感应电压超过一定限度时，二极管先击穿而短路，保护了MOS管栅极的绝缘层（参看图3·22(d)）。

双栅MOS场效应管实际上可看成是由两个单栅管接成共源共栅放大电路，见图3·22(e)。因此，漏栅反馈电容比单栅管

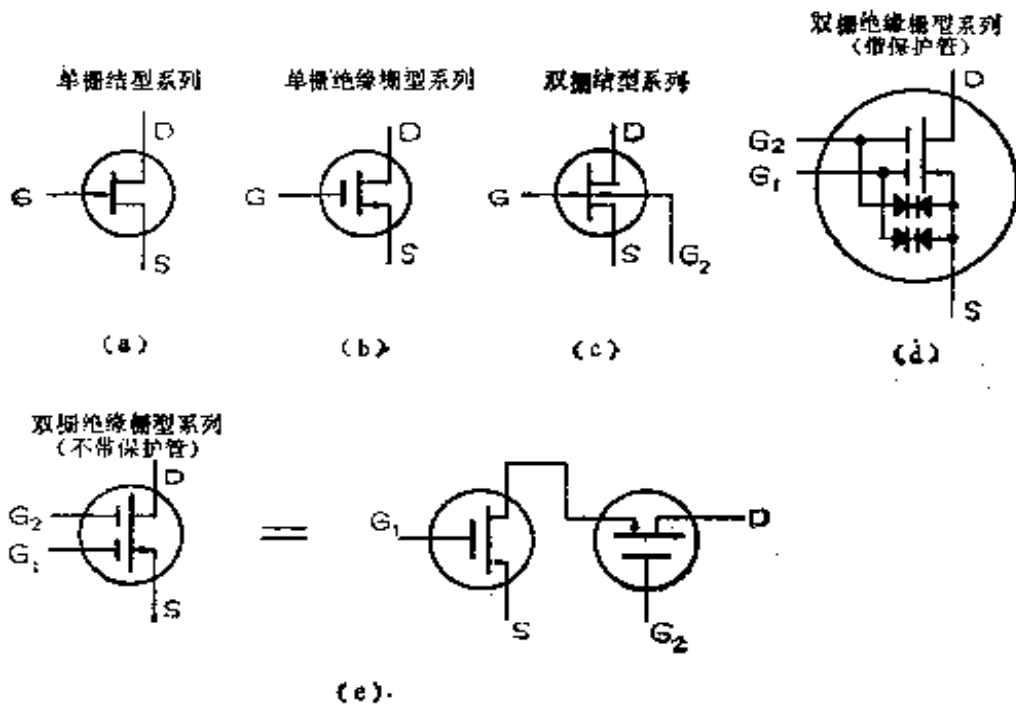


图 3·22 几种常见场效应管图形符号

要小得多，工作易于稳定。由于它有两个特性不同的栅极，设计电路时可较灵活一些。事实上，如果没有双栅MOS管时，用两个单栅MOS管接成共源共栅电路，其效果也是相似的。

图3·23和图3·24为常用的N型耗尽型单栅结型场效应管的实际高放电路，一般用N型耗尽型单栅场效应管，采用共源电路以得到较高的增益。漏极电压可低可高，按一般晶体管所用的电压即可。栅极偏置可用零偏或浅负偏。图3·23是简单的高放电路，负偏压是从源极电阻 R_2 上的降压取得的，这个源极电阻还可以改善放大器的工作线性。电容 C_5 是源极的旁路电容， R_1 是栅漏电阻，输入信号经过隔直流耦合电容 C_4 加到栅极。图3·24则增加了自动增益控制电路，AGC信号电压从中放级取出，通过二极管 D_1 整流成直流后加入栅极， R_1 、 R_2 、

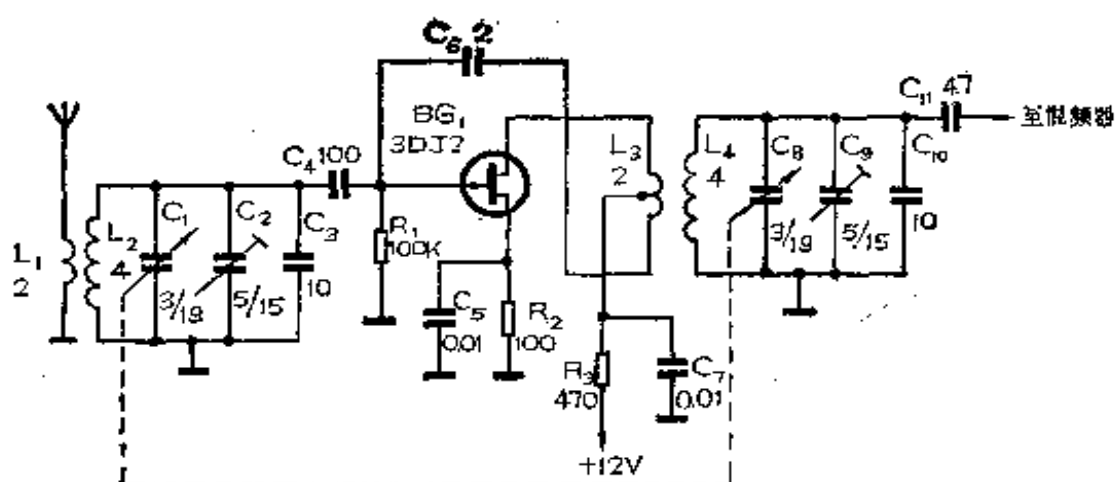


图 3·23 用结型场效应管的无AGC高放电路

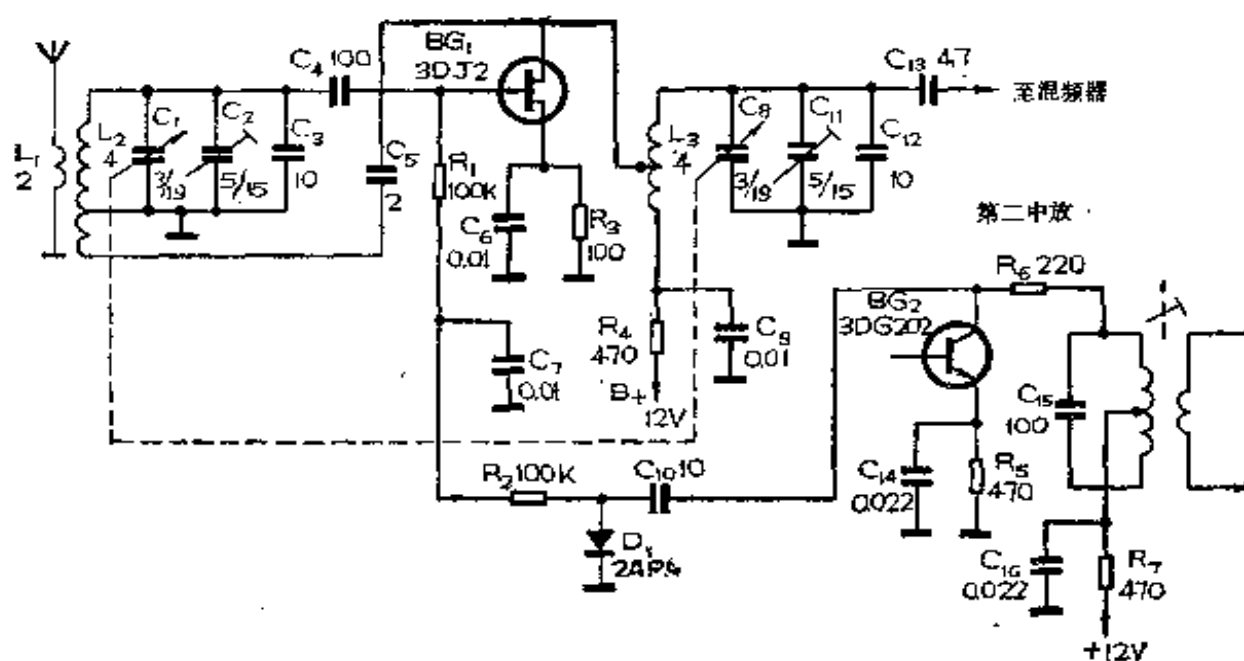


图 3·24 用结型场效应管带AGC高放电路

C_7 做为滤波器滤除高频脉动成分。 R_1 兼作为AGC电路和输入回路的隔离电阻。场效应管的AGC电路一般采用反向式，即输入信号增大时，管子的栅压变负，跨导减小，增益下降。

单栅管有一定的漏、栅内部反馈电容，如要获得较高的增益，需要加中和电路。图3·23中的 C_6 即是中和电容。中和的原

理和一般调幅收音机中的中放中和一样。图3·24的中和电容 C_5 则是从输入线圈反向加入栅极。也有采用失配法的，其原理是降低管子输入输出端的总阻抗，使之失配，从而使放大器工作较稳定。这样可以省去中和电容，使电路简单一些，但增益也低一些。

绝缘栅双栅场效应管的高放电路见图3·25和3·26。因其漏栅间内部反馈电容小，一般可不用中和电路，稍用失配法即可稳定工作。信号电压从第一栅 G_1 加入，AGC信号可从第一栅加入，也可以第二栅加入，但二者对AGC输入信号要求的大小不同，AGC特性也不一样。第一栅的跨导较高，和单栅管相似，故从第一栅加入AGC信号时控制电压可以低一些，像图3·25那样，从中放取出信号整流即可，不需要AGC放大器。此时第二栅加上几伏的直流导通电压，并加一旁路电容，使交流接地。这种控制第一栅的方法比较简单，其跨导随栅压作线性变化，控制作用比较灵活，但其转移特性比较陡，为锐截止的特性。因此，如果输入信号很大，AGC加深，控制电

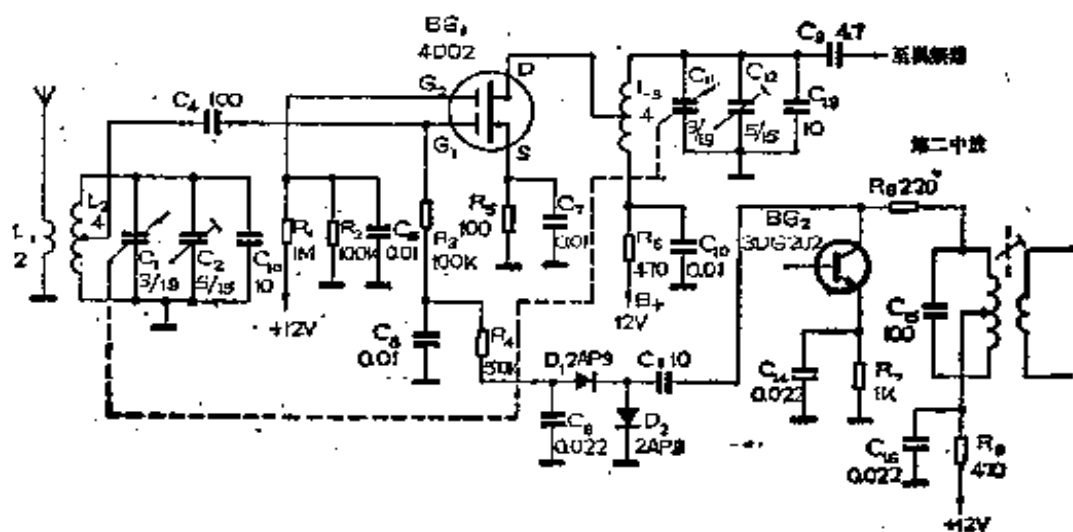


图 3·25 用MOS双栅管的高放电路之一

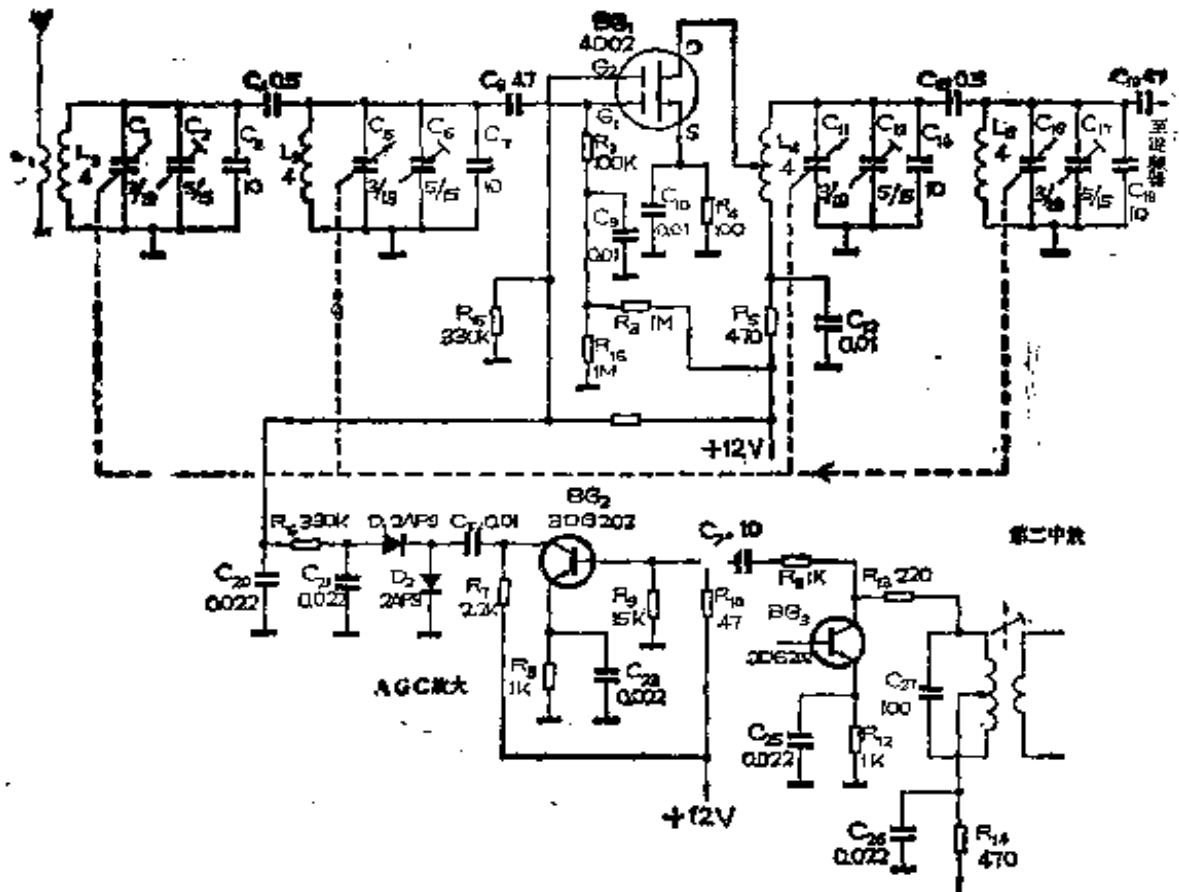


图 3-26 用MOS双栅管的高放电路之二

压绝对值大到使工作点接近夹断电压时，容易产生非线性失真和交调互调。如果 AGC 信号从第二栅加入，则因第二栅的跨导较低，需要较大的控制电压，故需再加一级 AGC 放大级，然后经倍压整流后加到第二栅去，见图3-26。这种控制方法虽然电路复杂一些，但可得到类似遥截止的特性。这只要将双栅管的电路用两只单栅管联接成共源共栅电路就容易看得明白。在图3-27中， BG_1 平时加有一定偏压，工作在放大区的范围内。当输入信号加大，AGC电压逐渐对 BG_2 加大负偏压时， BG_2 的内阻增大，降压加大，使 BG_1 的漏极电压逐渐减小。

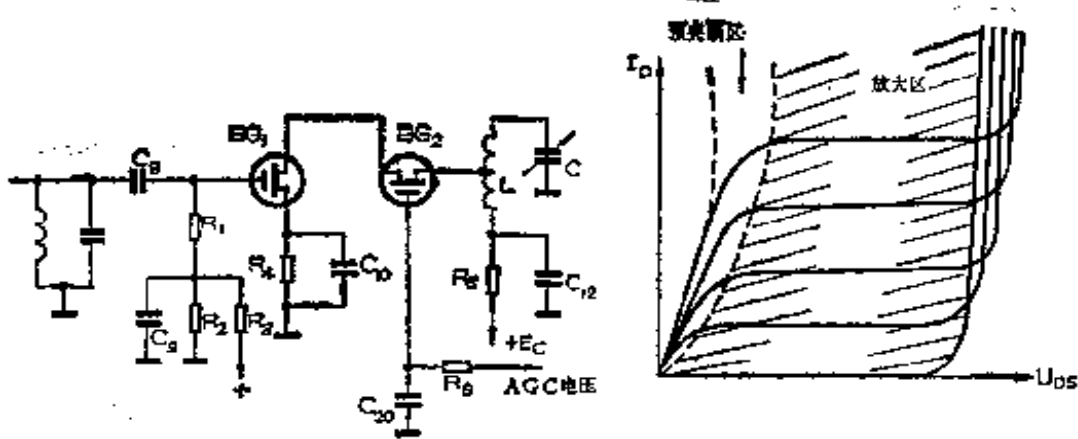


图 3·27 用两个单栅管模拟双栅场效应管的高放电路

但由于在放大区工作时，漏极电压的变化对工作电流和放大系数影响不大，故在一定期间内增益降低不多。直到 AGC 电压大到使 BG_2 管压降较大， BG_1 的漏极电压变得较小，落入预夹断区的范围内以后，工作电流开始有明显减小，增益也有较大下降。因此，AGC 的控制范围可以比单栅式大得多，具有类似“遥截止”的特性，不会很快截止而产生非线性失真和交调互调。在性能要求较高的场合，以采用第二栅 AGC 控制为好。

场效应管混频器的电路见图 3·28，这是单栅管混频器的例子，一般采用共源极电路，输入信号和本振信号都从栅极输入。这样混频效率较高，本振电压可以较低，但输入信号对本振信号牵制影响稍大。场效应管作混频时，最佳的工作状态为直流偏置电压等于夹断电压的一半，而本振电压的峰—峰值等于夹断电压。这时可获得最大的变频增益。如果本振电压过小，则变频增益降低；本振电压过大则造成输出信号失真，并出现组合频率的互调干扰。为使变频增益高和本振电压低，需要选用跨导大夹断电压小的场效应管。一般采用夹断电压较小

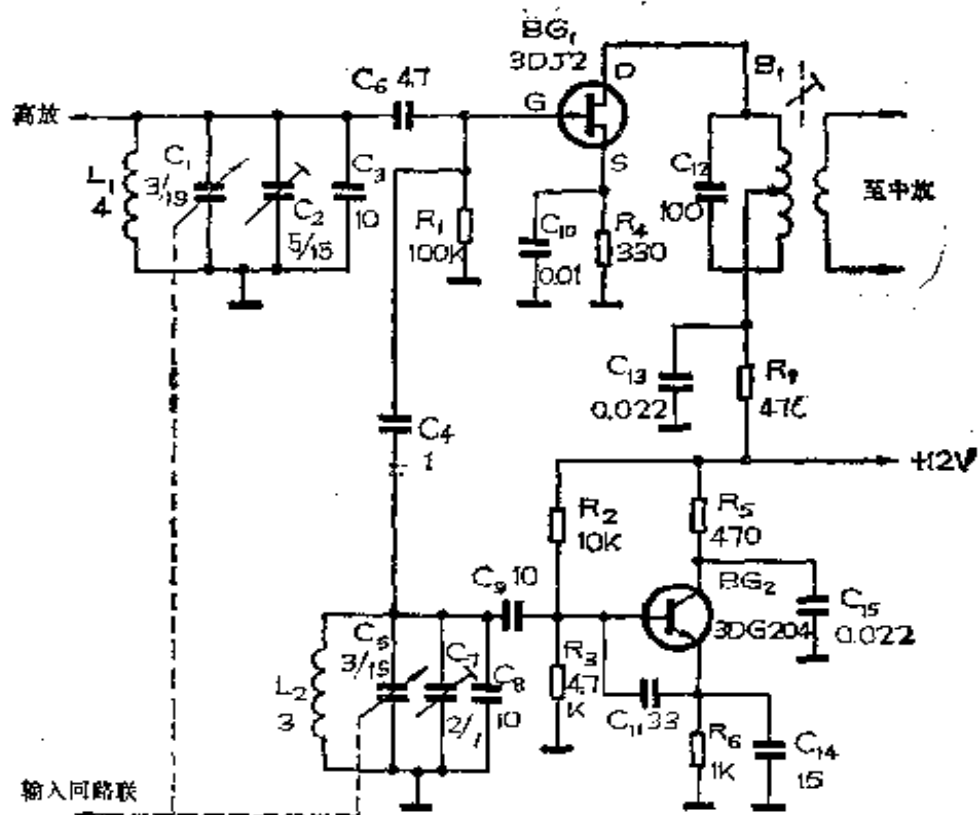


图 3·28 场效应管混频器电路

的单栅管时，只要适当加大源极电阻 R_4 ，便可获得所需的栅偏压。

在档级较高的调频调谐器中，有时采用平衡式混频器，以提高对假响应等的控制能力。图3·29为一例，这里采用两只性能相同的结型场效应管作混频器。一般是用一只具有两个特性相同管芯的复合管，接成差分式混频器。输入信号同相地加到两管栅极，而本振信号则反相地加入两管源极。 R_1 产生两管的自生栅偏压。由于本振是反相输入，使差分管的变频跨导随本振而变，故两管都有变频作用。由于输入信号对两只差分式的混频管是同相输入，在管内受到抑制，不能输出，因此，在漏极端的中频滤波器 B_1 中无输入信号基波，可以使假响应干扰得到改善。反过来，如果本振同相输入，而输入信号反相输入，

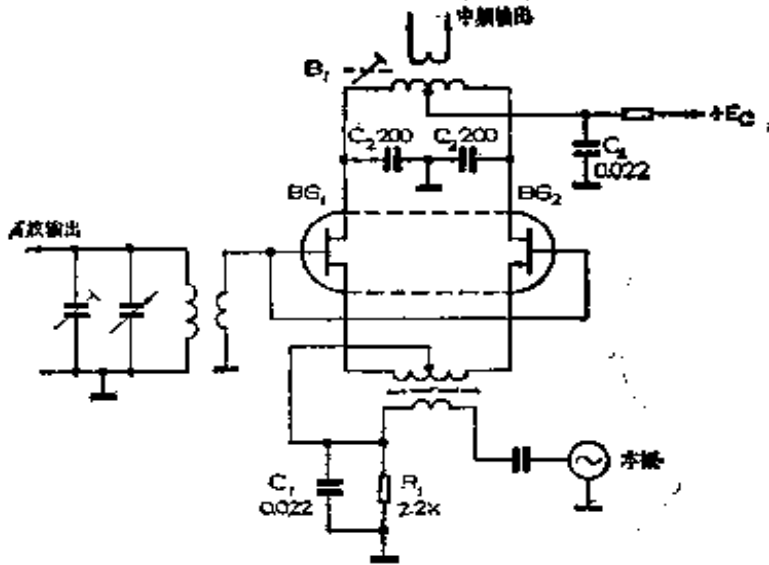


图 3·29 平衡式混频器电路

则可在混频管的输出端抑制本振输出，但输入信号不能抑制。有的机器采用多栅的复合管混频器或者双平衡差分电路混频器，同时对两种信号及假响应加以抑制。

双栅MOS管做混频时，输入信号和混频信号可以分别从两个栅极输入，以减小输入信号对本振的牵引作用。工作点和本振电压大小的选择，和上面单管讲过的一样。输入信号和本振信号各注入哪一个栅极，有两种方式。由于两个栅极的特性不同，第一栅跨导高，夹断电压小，而第二栅跨导较低，夹断电压较大，因此，如果输入信号从第一栅输入，本振信号从第二栅输入时，变频增益较高，而本振电压要求较大；当输入信号从第二栅输入，本振信号从第一栅输入时，则变频增益较低而本振电压可输小。一般信号从第一栅输入，本振从第二栅加入的方式应用较多，图3·30为这种电路的一例。因第二栅所需栅偏压较大，故除了源极自给偏压外，有时还另外在栅电路中加附加偏压。图中的 R_0 和 R_2 的分压器为 C_0 就是为此而设的。

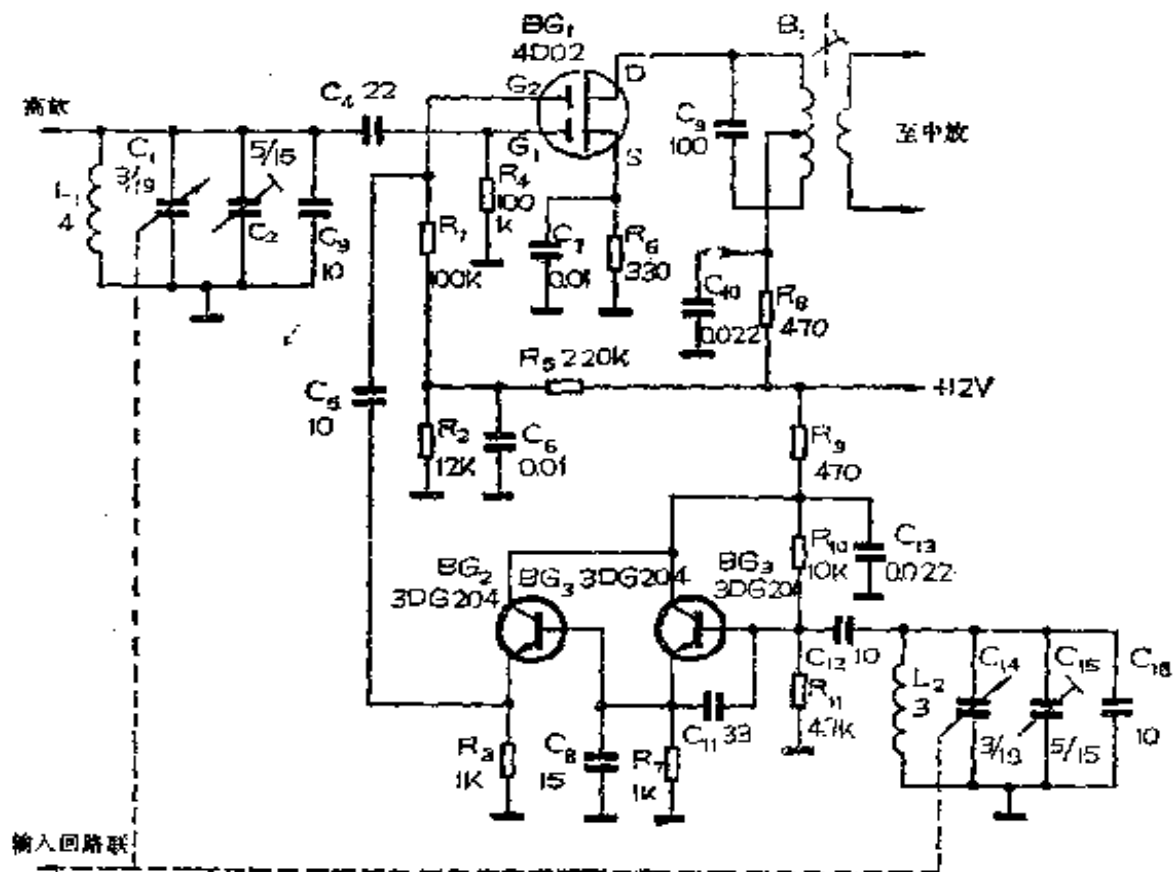


图 3·30 以双栅场效应管作混频管的混频电路

本振电路的输出端有时增加一级射极跟随器，使得和输入信号之间的隔离作用更好。这时振荡输出耦合电容 C_5 可以用得大一些，以输出较高的振荡电压。

3·7 电调谐式调频调谐器

变容二极管极间电容会随外加反向电压大小而变化的特点，它可以代替一般机械式的可变电容器，进行谐振回路的调谐。这种方式，称为电调谐，用这种调谐电路的调频调谐器

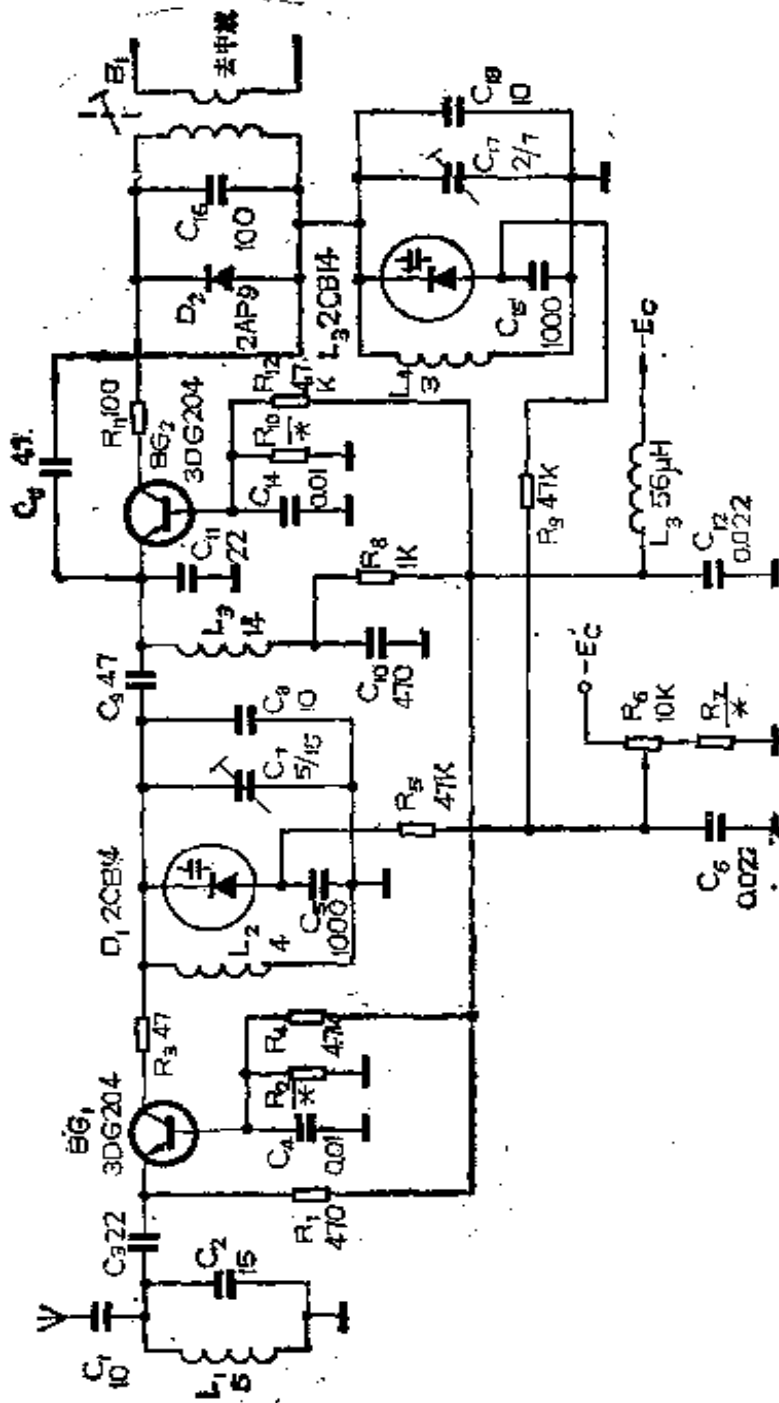


图 3-31 电调谱调频调谐器

的，具体的电路见图3·31。这是将图3·1的 C_5 和 C_{15} 用变容二极管 D_1 和 D_3 及其附属阻、容元件取代而成，其他电路元件都不变。电容器 C_5 和 C_{15} 是隔直流、且对高频交流信号旁路的电容，同时也可配合调整回路的电容变化范围。电位器 R_0 控制变容二极管的直流负偏压。由 R_5 和 R_6 作为隔离电阻之用，使高频回路不受直流控制电路的影响。 C_0 为退耦滤波电容，使各回路间没有交流串扰。电阻 R_7 用来控制负压的最小值，以取得所需的最大电容量。

以变容二极管作电子调谐时，在其特性曲线上所运用的工作区域和AFC的情况不同。在作AFC时，本振频率变化时，鉴频器输出的直流电压变化并不大，一般约 $\pm 0.5V$ 左右，为了使变容二极管有较大的电容变化，以有效地控制本振频率的变化，需将工作范围运用在特性较陡峭的部分。因变容二极管的特性在接近零偏压时，电容变化率很大，所以将固定负偏压 U_0 取得低一些，一般约 $2V$ 左右。作为电子调谐器时，情况就不同了，要求变容二极管电容变化的范围大，以便能覆盖频率范围的整个频段，并要求线性好，假响应少，所以工作区域要运用在特性曲线中间一般比较接近直线的部分，见图3·32。如

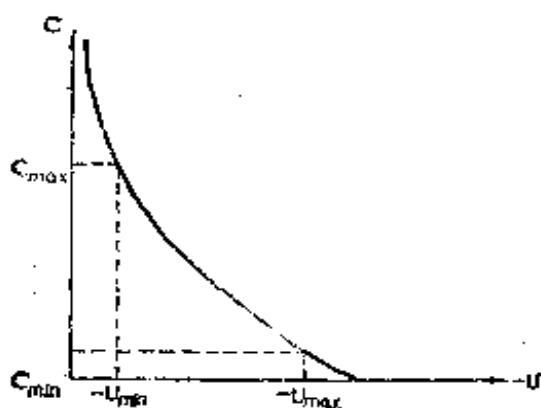


图 3·32 变容管特性

果运用在负偏压较低的区域，一方面起始容量较大，太大了以后，使得线圈圈数太少，不易制作；另一个重要方面是这区域的线性不好，容易产生交调和互调，引起失真和假响应干扰。此外，频率刻度也不均匀。但运用在线性部分时，由于电容变化率较小，为获得较小的电容量，所需负偏压较高。其最大的负偏压则受管子击穿电压的限制，变容二极管2CB14的典型击穿电压为30V。当负偏压为25V时，电容为3P，3V时为20P，这个电容范围，正好符合调频收音机所需，所以替换了可变电容器后，其他元件值都可不变，但所需负偏压要达到25V。这在电源电压不高于6V的普通收音机中是有困难的。实际上，在性能要求不太严格的情况下，可适当兼顾偏压和线性，尤其在业余制作时，不必采用另外的负偏压，而可利用原 $-E_c$ 电压作为控制电压，即将图中 $-E_c'$ 和 $-E_c$ 合在一起，用一组电源。这时起始电容较大，可不用回路中并联的固定电容 C_8 和 C_{18} ，并适当减少一些线圈线数，或将 C_8 、 C_{18} 的容量用得小一些。

在性能要求较高的场合，可以采用两只变容二极管背对背接起来代替一只使用，见图3·33。这样一来，管子的非线性对高频信号来说互相抵消，可改善交调、互调失真和假信号干扰等指标。这时对交流信号来说两管串联使用，容量减半；若要恢复原来的容量，需将每管的容量增加一倍，而负偏压则可适当减小，如果原来的 $-E_c$ 电压较高，就不要另设 $-E_c'$ 电源，而可与 $-E_c$ 合用。

在业余制作情况下，如果手头没有正规的变容二极管，也可以用普通高频管的 eb 结来代替，因为一般三极管的 eb 结或 ec 结电容也会随外加负偏压大小而改变，只是变化的范围小一点而已。如果找一些结电容较大的高频管，如3DG12等，利用

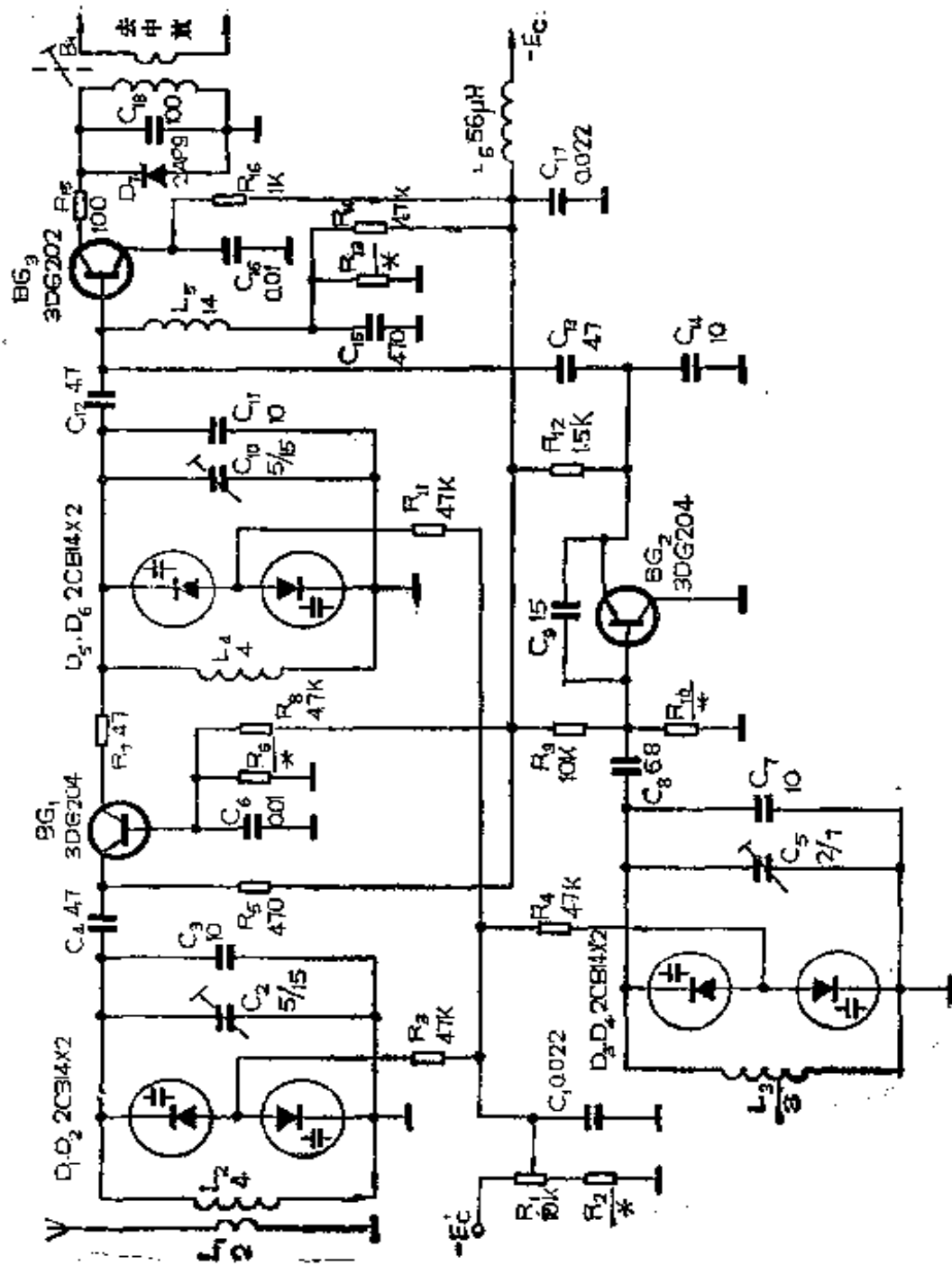


图 3-33 用两只变容管反极性相接代管单一变容管

其 eb 结电容（一般 eb 结电容比 cb 结电容大），也能覆盖一定的频率范围。在调频电台不大多数的情况下，实际上也并不需要覆盖87~108MHz的整个频率范围，只要调整到能包含本地电台的一段频率范围也就可以了。

电调谐式调频调谐器和机械调谐式调谐器相比，优点很多，例如体积小，重量轻，能经受较大的震动和冲击，可靠性好，并能防尘防潮，受环境的影响较小。另外，它的控制电压是直流的，因此电位器等控制机构可以装在任何地方，不影响谐振回路的性能，这是特别方便的。电调谐式调谐器还为现代的调谐器新技术提供了有利条件，例如频率合成数字显示、自动搜索调谐、电台预选和遥控等功能，只有在应用了变容二极管的调谐器里才能顺利实现。

变容二极管的电调谐式调谐器也有比机械式不足的地方，如它需要一定的控制电压，线性区域容量变化倍数较小， Q 值较低，线性较差，容易产生假响应和交调互调干扰。另外从目前情况看变容管的一致性较差，事先需要精选配套，否则不能统调。

3·8 高频电路的集成化

随着集成电路的发展，在一些普及式调频收音机中，高频电路也采用集成电路，但 LC 调谐回路仍然用外接分立元件。这样，电路元器件数目可以较全部用分立元件的电路减少约三分之二，组装简单，可靠性提高，而电路的稳定性也比较好。

这类集成电路较为典型的有日本东芝的TA7335P。图3·34的电路是TA7335P做的调频收音机高频电路。

从图中可看到高放管 BG_1 接成共基极放大器，其原理如同

3·2节所述；发射极电阻 R_1 用得较大， U_{ce} 电压较小，其原理也和第3·5节解释过的一样，只是没有加AGC控制电路而已。

$BG_2 \sim BG_4$ 构成混频器， BG_2 、 BG_3 接成差分电路， BG_4 是其发射极端的恒流源。本振电压经 C_1 从 BG_4 基极加入。高放输出的信号从 L_1 的抽头点直接进入 BG_2 基极，混频后的中频信号从 BG_3 输出，通过中频变压器 L_2 送到中放去。因本振为共模输入，故在混频输出端受到抑制。 BG_2 的基极端对地只经过极少的线圈，对中频的阻抗极低，如同短路，故可省去分立式电路中常见的那种串联式中频陷波器。 BG_2 和 BG_3 接成共集共基级联电路， BG_2 有电流增益， BG_3 有电压增益。因输出端对输入端的反馈很小，电路极为稳定，并且输入输出阻抗都很高，变频增益有20dB左右。 R_2 用来在大信号时减轻大信号通过 BG_4 对本振的牵制影响，以及减轻大信号引起的差分电路共模抑制比的恶化。

BG_5 是集电极接地的电容三点式振荡器，其原理在3·3节中已讲过，只是发射极电阻用恒流源 BG_6 代替，使 BG_5 的工用电流十分稳定。本振信号通过 C_1 送到混频器，振荡电压约75mV，但可在40~200mV内正常工作。 D_4 为变容二极管，作AFC之用。当反向偏压为1V时电容约3.8pF， $Q=100$ ，当AFC电压在1~3V变化时，电容的变化率为0.23。

三极管 BG_7 、 BG_8 和二极管 D_1 、 D_2 组成互补恒流源电路。这里 D_1 并联于 BG_8 发射结，由于二极管的稳压特性使 BG_8 基极偏压稳定，从而使 BG_8 的 I_{C8} 稳定。 I_{C8} 稳定也即流过 D_2 的正向电流稳定，这又促进 D_2 正向压降更为稳定，使 BG_7 基射电压稳定，又使 BG_7 的 I_{C7} 稳定。 I_{C7} 稳定反过来使通过 D_1 的电流稳定，也即 D_1 的正向压降（也就是 BG_8 的基-射偏压）稳定……这样这两路互相作用，成为一个非常稳定的恒流源。恒流值的大小

可用 R_4 来调节。 D_3 的电流由上述恒流源供给,故 D_3 的压降也很稳定。 BG_4 、 BG_5 的偏压即由 D_3 上的压降来供给。 R_6 为隔离电阻,以防本振电压被恒压电路所短路。由于这种稳流稳压措施,所以能允许电源电压在较大范围内变化。 R_3 为启动电阻,在开机时通过 R_3 产生一个偏置电流,使 BG_7 导通,然后 BG_8 也导通,于是彼此可以自偏置,进入稳定的状态。

TA7335P当 $+E_c$ 电压在2~6V次内时均能正常工作,最高为8V。在低至1.5V时本振将停振。电路总静态电流为2.5mA,最大不超过4mA。

和TA7335P类似的调频高频集成电路还有三洋的LA1180、松下AN7213等,但没有内附变容二极管。

其他类型的还有西欧的TDA1062,采用了双平衡差分乘法电路的混频器,能抑制输入信号、本振信号等的基波和谐波,以及其他假响应的输出,性能较好,图3.35为其内部电路图,封装为16脚双列插入式。

图中 BG_{12} 是高频放大管,也是共基极接法。 BG_{13} 作AGC之用。 $BG_8 \sim BG_{11}$ 是双平衡差分乘法电路混频器, BG_2 和 BG_3 是本振管,本振电压通过 BG_4 和 BG_5 缓冲放大器送到混频器的 BG_7 和 BG_{11} 。信号从第10脚输入,经 BG_{12} 放大后,在第8脚输出到外接的调谐回路,再从第3、4脚平衡输入到混频器。变频后的中频信号从第13、14两脚平衡输出到外接的中频变压器去。

双平衡差分乘法电路的混频工作原理和前述单差分电路是相似的。当本振信号加到 BG_7 和 BG_{11} 基极时, $BG_8 \sim BG_{10}$ 的跨导随本振频率而变,外来信号就和本振信号调制而产生和、差频信号,经选频网络输出所需的中频信号(一般都用差频)。下面我们来看一看其抑制外来信号和本振信号输出的原理。先设未加入本振信号,即 BG_7 、 BG_{11} 基极为同电位,两管工作状态

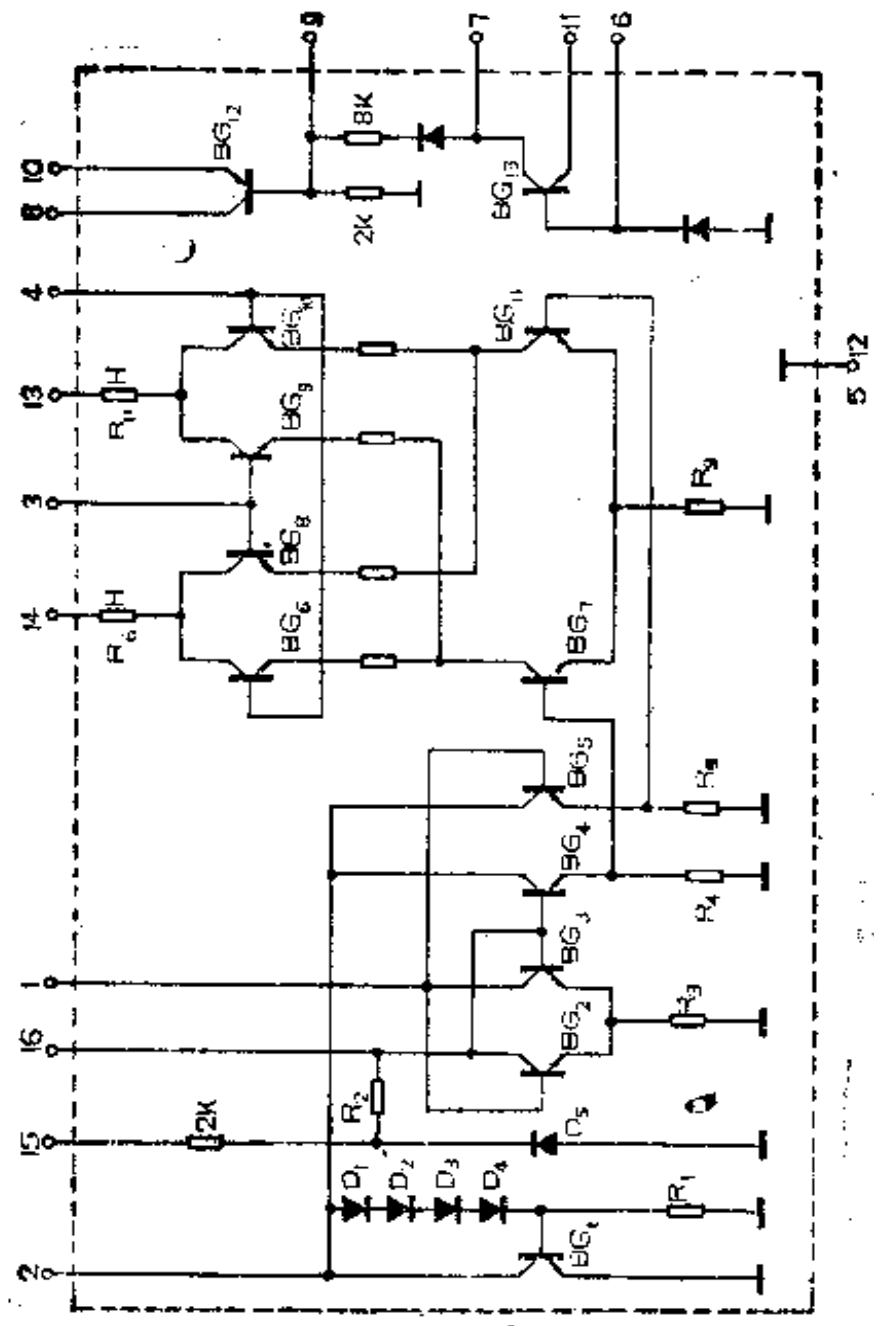


图 3-35 TDA1062内部电路图

是相同的。单看外来信号输入的情况。假如3脚为正，4脚为负，则 BG_8 和 BG_9 各引起一个电流增量，而 BG_6 和 BG_{10} 各引起一个电流减量。由于 BG_8 和 BG_9 以及 BG_6 和 BG_{10} 的集电极是并联的，所以增量和减量互相抵消，在13脚和14脚都无输出。再设不加输入信号，即 $BG_8, 9, 10$ 的工作状态都相同，只看本振信号的情况。假如 BG_7 基极为正， BG_{11} 基极为负，则 BG_8 和 BG_9 各引起一个电流增量， BG_6 、 BG_{10} 各引起一个电流减量。同理，在第13、14脚的电流也互相抵消，没有输出。

以上各为异相输入的情况，如果从3、4脚或 BG_7 、 BG_{11} 有同相干扰信号输入时，则在第13和14脚同时有电流增量或电流减量，在两脚之间为同电位，仍然没有输出交流信号，这相当于共模抑制的状态。

显然，只要双平衡差分管及其附属元件做得很对称，就能达到上述效果。当然这也只有在集成电路内才有条件。

此外也有不带高放而有前置中放的高频集成电路，如日本电气的 $\mu PC1255C$ 等，见图3·36。

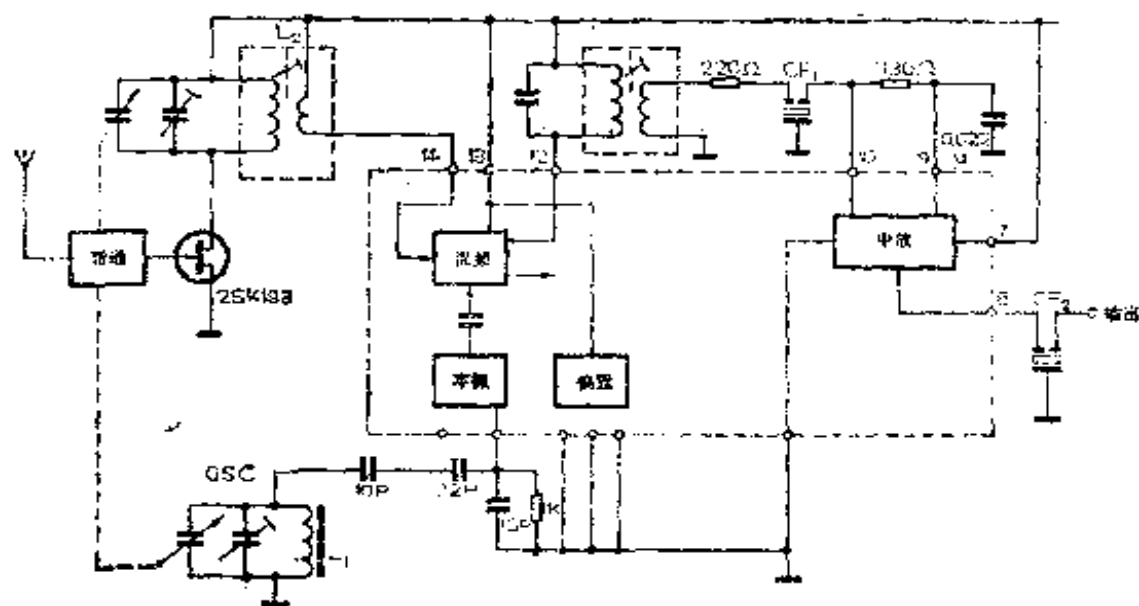


图 3·36 $\mu PC1255C$ 及其应用电路

近年来，为了能应用于低电压的调频耳机收音机，东芝生产出3V系列的新型号TA7358AP，其外形和TA7335P一样，但没有内接变容二极管，其引出脚号的作用稍有不同，参看图3·37。电源电压可在1.6V至6V范围内，典型工作电压3V，静态电流4.8mA，本机振荡器停振供电电压为0.9V。TA7358AP的内部电路和TDA1062很相似，也采用了双平衡差分乘法电路的混频器，故性能较TA7335P好，而其引出脚少，组装又比TDA1062简单。类似的还有3V系列的AN7205/S等。

最近，东芝公司又开发了1.5V系列的高频电路TA7371F，并内附变容二极管（参看第八章图8·18），松下公司也有AN7202S。

3·9 频率合成、数字显示式调谐器简介

在调频收音机的调谐器中，采用变容二极管的电调谐方式，为进一步改善调谐器的性能具备了条件。由于频道规划是按200kHz或100kHz等一定的间隔而配置的，因此，本机振荡器并不需要连续变化，可以用按上述频率间隔步进的方式，例如可用两个或几个适当频率的晶体振荡器，利用其谐波及分频、混频等方法，获得所需要的一系列本振频率。这种方式称为频率合成，这样可以得到非常稳定和准确的振荡频率。频率合成主要有两种方法，一种是直接合成法，如图3·38那样，采用几组频率可转换的晶体振荡，送入混频电路，产生出和、差频率等多种频率，然后用带通滤波器取出所需频率来。当然，这是一种原始的方法。虽然其频率很稳定和准确，但需要很多晶体振荡器和带通滤波器，非常笨重昂贵，无法在民用收音机中应用。现代的频率合成器则普遍采用间接合成法，利用锁相

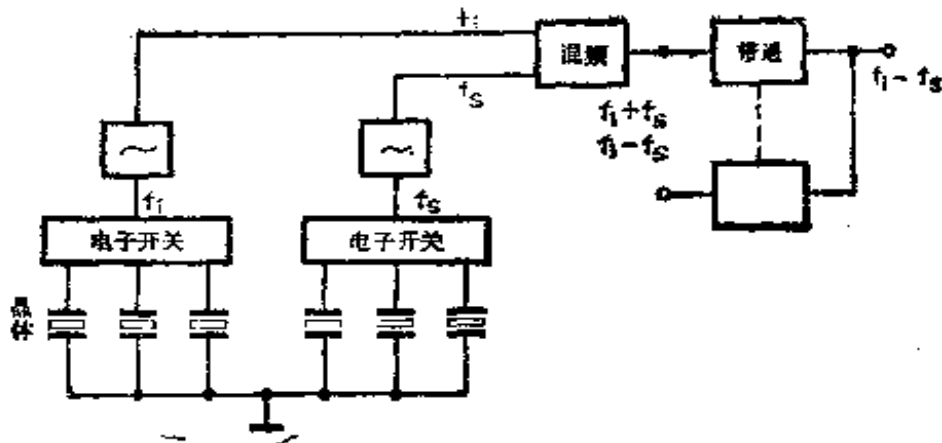


图 3·38 直接合成法频率合成方框图

技术，做成锁相式频率合成器，其原理见图3·39。这里由一个晶体基准振荡器产生标准的基准频率，送到鉴相器的一个输入端。另外作为本机振荡器的压控振荡器，经过固定分频器和可

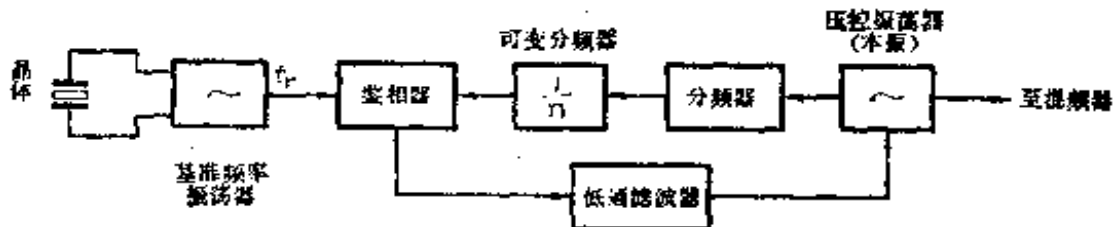


图 3·39 利用锁相环的间接频率合成器方框图

变分频器，送到鉴相器的另一个输入端。这两个信号在鉴相器中比较，如果两者频率相同，相位相差 90° ，则输出直流电压为零，不影响压控振荡器的工作，就是说压控振荡器的频率已准确锁定在晶体基准频率的某一倍数频率上了；如果两者频率不相等，由此而引起相位也发生变化，相位差大于 90° 或小于 90° 时，鉴相器将输出一个正的或负的直流电压，经低通滤波器送到压控振荡器，改变变容二极管的负压，使压控振荡器的频率

增加或减少，直到其频率达到基准频率的标准倍数而且相位相差 90° 时，鉴相器输出才为零，环路进入锁定状态。由于晶体振荡器的频率十分稳定和准确，所以被锁相环路所锁定的压控振荡器的频率也是十分稳定和准确的。

由压控振荡器输出加到混频器去的一系列本振频率，可以通过选定晶体基准振荡器的频率 f_c ，和控制可变分频器的分频比 n 来达到。例如：我国调频台的频率间隔为200kHz，广播频率范围为87~108MHz，中频频率为10.7MHz本振频率高于输入信号频率，那么可选定基准振荡频率为200kHz，而 n 在 $\frac{87+10.7}{0.2} \sim \frac{108+10.7}{0.2}$ 间变化，如取整数倍，则 n 为：489~590。那么本振可从97.8~118.6MHz之间，每隔200kHz变化，可接收频率为87.1~107.9MHz之间每隔200kHz的电台信号。以上仅仅是一个原理性的举例，实际上还要根据电台频率如何确定，才能选定 f_c 和 n ，具体的分频方法还要复杂得多。

由于现代计算机技术的进展，上述锁相频率合成器中的分频是由微计算机控制的，并且在找到电台时不一定一次就调准，而且使压控振荡器的频率能左右扫描，直到中频输出最大，给微计算机一个指令，压控振荡器的频率才固定在这准确的调谐点上。同时该电台的频率，也通过数字频率显示装置直接显示出来。

通过微机控制，还可以展现一些新的功能，如频率自动扫描，电台频率预选等。图3·40是由锁相频率合成、数字显示和微机控制的调谐器。随着大规模集成电路成本价格逐渐下降，这类新式的调谐器正逐渐普及。

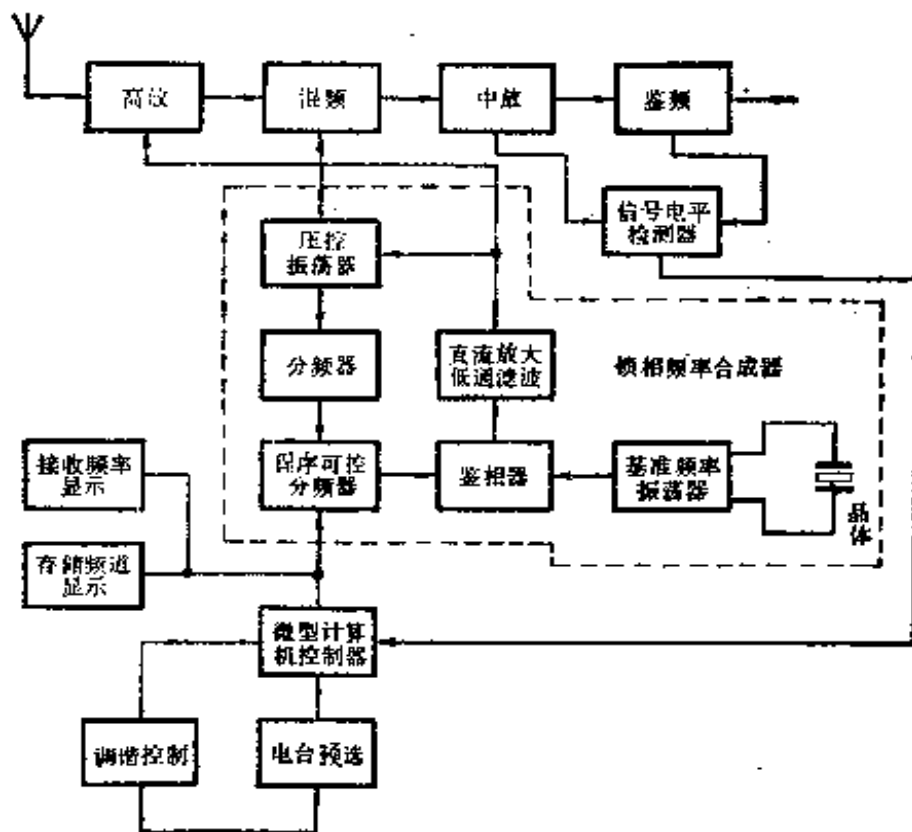


图 3-40 锁相式频率合成、数字显示的调谐器方框图

第四章 中频放大器

4.1 对中频放大器的要求

中频放大器不仅关系到整机的灵敏度和选择性等主要性能，而且它的限幅性能，对消除幅度干扰，提高信噪比，加宽有效通带，降低失真，提高俘获特性，改善调幅抑制等都起着重要的作用。因此，中放的增益希望做得高一些，使小信号进入时中放就能达到限幅。但是，放大器的增益太高了很易产生自激，产生不稳定现象，所以，需要采取措施才能提高稳定的增益。其次选择性和通频带也是有矛盾的，选择性高了，通带就窄，反之亦然。这就必须根据情况，两者兼顾，同时，还要求中放具有较好的线性相位特性，以降低群时延失真和交、互调。再一个问题是调频收音机中中放一般工作在限幅状态，因此管子的输入阻抗和输出阻抗变化较大，要使得这些管子阻抗的变化不致使调谐回路明显失谐，以及避免放大器的过限幅。这些问题都应采用一些措施加以解决。

4.2 中频放大器电路

调频中放的电路，和调幅中放在形式上很相似，只是工作频率比较高，一般都为 10.7MHz 。中放中的调谐回路有多种形式，如LC的单调谐、双调谐和多回路，以及陶瓷滤波器、声表面波滤波器等。中频放大器的级数，随档级的高低和器件种类而定，分立器件放大器最简单的可以只有一级，但一般采用二级，较高档的则有三、四级以上，而集成电路中放则一般都在三、四级以上。下面例举一些电路来说明。

图4.1是常见的普及式调频、调幅收音机中的中频放大器。这是采用二级放大，三个LC单调谐回路（即通常所说的单调

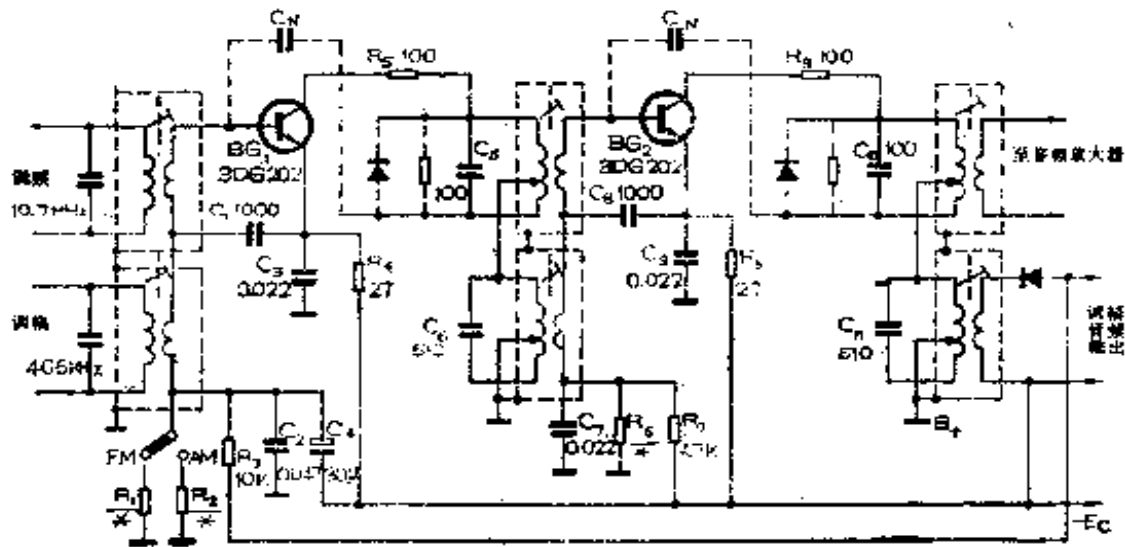


图 4.1 普及式调频-调幅收音机的中放

谐中频变压器)。调频中频变压器和调幅中频变压器串联起来，公用一只中放管。因为两者的中频频率相差较大，调幅中频为 465kHz ，其谐振回路的电感量和电容量较大，调频为 10.7MHz ，回路的电感、电容都很小，因此，调幅中频谐振回

路的电容对调频中频的阻抗很小，可视为短路，而调频谐振回路的电感对调幅中频的阻抗很小，也和短路相似，故两种回路串在一起仍能各自独立工作。电容 C_1 、 C_2 是调频中频的旁路电容，对调幅中频来说，因电容小阻抗大，影响不大。调频中频变压器的回路电容目前尚未统一，一般多在 $51\text{pF}\sim 200\text{pF}$ 的范围内选用。电容小时增益可以做得较高，但稳定性差一些、电容大时则反之。电感线圈一般可以用调幅机短波振荡线圈的磁芯绕制，在回路电容为 51pF 时约14匝， 100pF 时约10匝， 200pF 时约7匝。通常管子的输出端先接调频中频变压器，再接调幅中频变压器。因调频中频高，使其高电位端的引线短一些，工作比较稳定。有时第一级的工作电流调频与调幅发生矛盾，调频时要求大一些，以获得高的增益，调幅时则要求适当小一些，获得所需要的AGC特性。这时可用开关来转换偏流电阻 R_1 和 R_2 ，使中放管的工作电流能随波段转换而变。

中放管目前多选用专为收音机而设计的硅高频管3DG201和202系列，其截止频率 f_T 约 200MHz ，基极体电阻 $r_{bb'}$ 约 20Ω ，集基电容 $C_{ob}\leq 3\text{pF}$ 。这类管子适用于调幅变频和调频调频中放。

各中放管集电极串联的几百欧电阻，如 R_5 、 R_6 ，有时在基极也串联几十欧的电阻，其目的防止调谐回路失谐。因为信号大小变化时，特别是大信号限幅时，由于管子的工作状态和参数发生较大的变化，而使管子的输入输出阻抗也有较大的变化。其中输入、输出电容的变化会引起回路失谐。串联这些电阻后，其影响就可以减小。这些电阻还有消除寄生自激振荡的作用，可提高放大器的稳定性，但增益会有些损失。有时在调谐回路上还并联一只二极管，其作用也是在大信号时使其适当导通，阻抗变小，回路的通带变宽，从而可以减小因管子参

数变化引起调谐回路失调的影响，同时也有限幅作用，避免下级的过限幅。

在中等以上的调频机中，为了得到高的增益和好的选择性，中放的级数有3~4级以上，且采用了LC双调谐回路（双调谐中频变压器）。这时如果仍用和调幅合用中放管的形式就不易将性能做好，故多采用分离的方式，调频部分（从高频到鉴频）自成一条独立的通路。

图4·2是一个双调谐回路的中放电路例子。一般的中放用这样的三级，三级电路完全相同，构成三级中放电路。双调谐

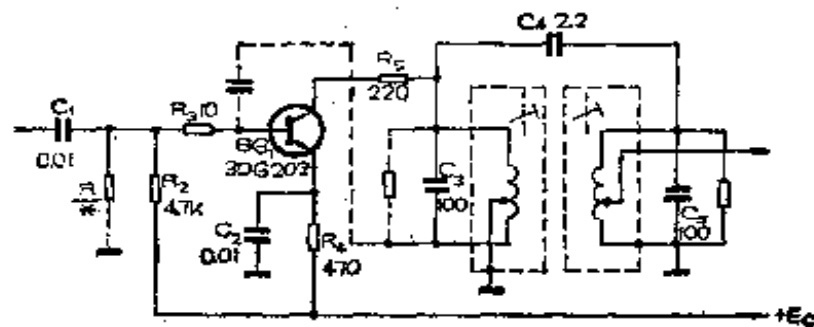


图 4·2 用双调谐回路的调频中放级

电路中放每级的增益和单调谐回路中放大致相同，但选择性较优，矩形系数较好。

上述分散的调谐回路还可以集中起来，称为多回路（或集中回路），通常有4~8个回路组成。

图4·3是四回路的例子。这时放大器可改为阻容耦合形式。这种程式可使放大器结构简单，便于集成化。更重要的是在大信号阻幅时放大器参数的变化对调谐回路的影响很小，调试也很方便。

现在调频机中多采用陶瓷滤波器或声表面波滤波器等固体滤波器。它可使电路结构简单，且不需要调试。放大器可采用阻

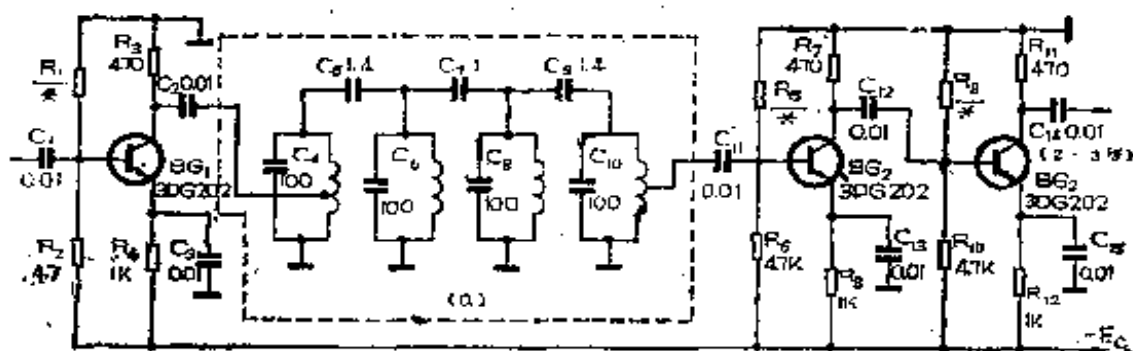


图 4·3 采用多回路的调频中放级

容放大器或集成电路，见图4·4。陶瓷滤波器还常和LC回路组合使用，以得到较理想的通带群时延特性与远频选择性。

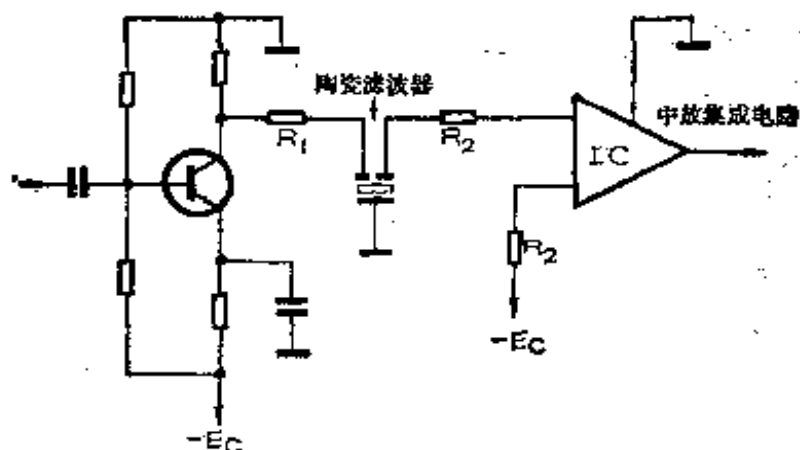


图 4·4 采用陶瓷滤波器和集成中放

4·3 中频放大器的增益

在这一节里，我们来讨论中频放大器中和增益有关的因素，以及提高增益的方法。为便于分析，图4·5中画出了一级单调谐放大器。在计算每级放大级的增益的时候，一般是指该级管子的输入端到下级管子输入端之间的增益。一级放大器的

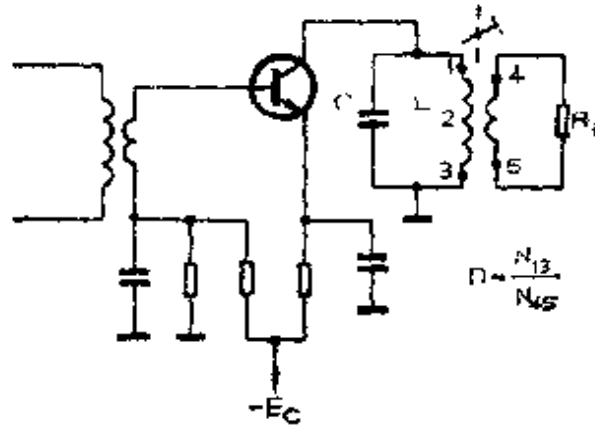


图 4.5 一级单谐振中放

电压增益 $K_v = y_{fe} R_L \approx \frac{I_c}{26} R_L$ ，如果加上中频变压器的传输系数 n ，那么每级中放增益 K_v ，即次级管子输入端的电压 U_2 和本级管子输入端的电压 U_1 之比，可用下式表示：

$$K_v = \frac{U_2}{U_1} = \frac{I_c R_L}{26n} \quad (4.1)$$

式中 I_c 为管子的静态直流工作电流， R_L 为谐振回路 1、3 端之间的等效电阻，也是管子的负载电阻， n 为中频变压器的变比：

$$n = \frac{N_{13}}{N_{45}} \quad (\text{参阅图 4.5})。这里 N_{13}、N_{45} 各为中频变压器 L_{1,3}$$

端的匝数与 4、5 端的匝数。不过在实际电路里，因放大器稳定性的要求，负载电阻只接了谐振回路等效电阻的一部分，如图 4.6。这时放大器的实际负载为 $R_L' = n_1^2 R_L$ ， $n_1 = \frac{N_{12}}{N_{18}}$ ， n_1 为初

级抽头圈数比，故 K_v 的式子改为：

$$K_v = \frac{I_c n_1^2 R_L}{26n_1} \quad (4.2)$$

式中 $n_2 = \frac{N_{12}}{N_{45}}$ ， n_2 为初次级实际负载的圈数比，在一定范围

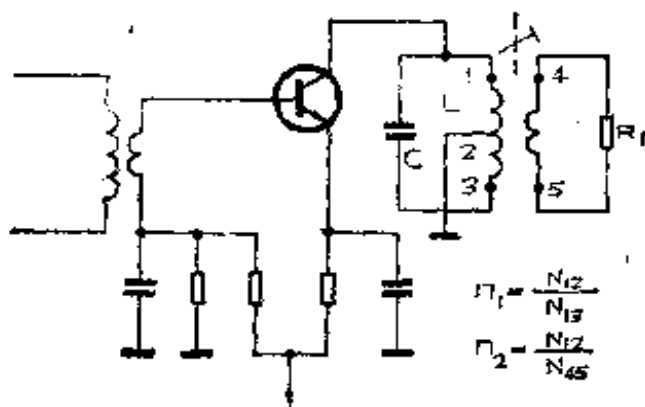


图 4·6 初级有抽头的单调谐中放

内，电压增益 K_u 和 I_a 成正比，适当加大 I_a ，便可提高增益。

现在来分析放大器的等效负载电阻 R_L 对增益的关系。从图4·6的表面上看，放大器只接着一个LC调谐回路。大家知道，纯粹无耗的LC并联回路在谐振时的阻抗等于无穷大，但实际上，由于LC元件本身有损耗，其中L中的损耗电阻 r 起主要作用（C中的损耗电阻很小，相对可忽略）。这个小电阻 r 可以等效为一个并联在LC回路1·3端的大电阻 R ，见图4·7。 R 的

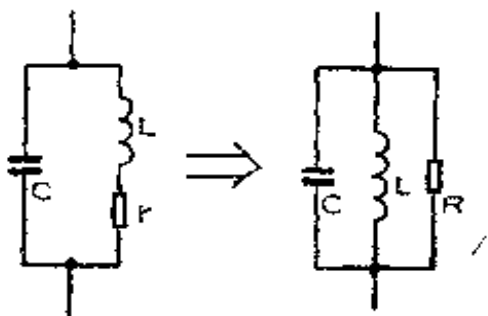


图 4·7 用并联的电阻等效串联的电阻

值应是： $R = \frac{(\omega L)^2}{r} = \left(\frac{\omega L}{r}\right)\omega L = Q_0\omega L_0$ 式中 $\omega = 2\pi f_0$ ， f_0 为中频， $Q_0 = \frac{\omega L}{r} = \frac{R}{\omega L} = R\omega C$ ，称为电感L的空载品质因数，很

容易用一种叫Q表的仪器测量出来。

因此，实际有损耗的LC回路，在并联谐振时，其谐振阻抗可近似地用电感线圈L的等效并联损耗电阻R来代表，它等于电感线圈感抗 ωL 的 Q_0 倍。线圈中的损耗电阻r愈小，则 Q_0 值愈大，其等效的并联电阻R也愈大。

在LC回路两端，除了上述等效并联电阻R以外，实际上还有另外二个并联电阻，见图4·8一个是放大管集电极对地的

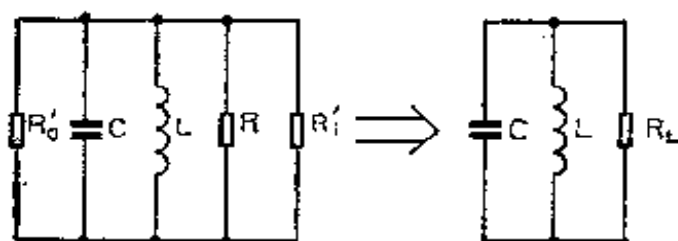


图 4·8 中放极的等效负载

输出电阻 R_0 反射到回路1·3两端的等效电阻 R_0' ， $R_0' = \left(\frac{N_{13}}{N_{12}}\right)^2$

R_0 （对图4·5来说就没有这一转化的情况），另一个是下级管子的输入电阻 R_i ，通过中频变压器反射到回路两端的等效电阻

R_i' $R_i' = \left(\frac{N_{13}}{N_{46}}\right)^2 R_i$ （此外还有管子的输出输入电容，都将折合并到回路电容C中去。）

折合并到回路电容C中去。）

所以谐振回路1·3两端的等效电阻 R_L 是R、 R_0' 和 R_i' 三电阻的并联值，即：

$$R_L = R \parallel R_0' \parallel R_i'$$

在前面 Q_0 的公式中，如用 R_L 代替R，叫做有载品质因数 Q_L ，即：

$$Q_L = \frac{R_L}{\omega L} = R_L \omega C$$

由上可见，要提高增益，可以加大负载电阻 R_L 来取得。在 R_L 的诸成份中， R_o' 数值较大，并联作用的影响较小，可以忽略， R 和 R_i' 起主要的作用。因之只要加大 R 和 R_i' 就行。要加大 R ，可以选用较大的 L 和较小的 C ，以及选用高 Q_0 值的线圈。要加大 R_i' ，主要应提高下级管的输入阻抗，其方法是下级放大器选用高电流放大系数 h_{fe} 的管子。此外，若能使 $R > R_i'$ ，则在并联的 R_i' 分支中得到的电流将比 R 中大，而 R_i' 是下级的负载，所以能把较多的能量传输到下级去。

管子的参数中，电流放大系数 h_{fe} 的大小并不对本级的增益有多大影响，这在公式4-1、4-2中已可看到了。但本级放大管的 h_{fe} 却和输入电阻和有关。当管子的 f_T 很高， r_{bb}' 较小，以及工作频率相对来说不高时，管子的输入电阻 R_i 近似为：

$$R_i \approx \frac{26}{I_c} h_{fe}$$

因此，当下级放大器的管子选用大的 h_{fe} 时，其输入电阻 R_i 也大，通过中频变压器反射到本级 LC 回路上的等效并联电阻 R_i' 也大，于是总负载电阻 R_L 也增大，使本级的增益提高。本级管子的 h_{fe} 大时，则能提高前级放大器的增益。

最后，来讨论一下中频变压器初级抽头圈数比 n_1 和初、次级实际负载的变比 n_2 变化时对放大器增益的影响（参看图4·6）。由于 n_1 和 n_2 是互相关连的，改变其中之一，两者都发生变化，使负载电阻 R_L' 和初、次级的传输系数也随着变化，而且对增益的作用两者是相反的，因此就要看谁的影响大，谁就起决定作用。我们先假设次级圈数不变，只改变初级抽头的位置。设中间抽头2向1移动， N_{12} 的圈数减小 N_{23} 的圈数增加。这时 n_2 降低，从公式4-2来看，增益应该提高，但由于 n_1 降低，则负载 R_L' 将随着减小，且是随着 n_1 的平方而减小，故它对增益降低的

影响，远比 n_2 减小对增益的提高为大。结果，增益是降低了。举例说明一下，设初级 N_{11} 为10匝， N_{12} 为6匝， N_{23} 为4匝，次级 N_{45} 为1匝，当 N_{12} 变为3匝， N_{23} 变为7匝时， n_1 从 $\frac{6}{10}$ 减到 $\frac{3}{10}$ ，而 n_2 从6减小到3即减小了 $\frac{1}{2}$ 。由于 n_2 6减至3，增益可以提高2倍。但是同时 n_1 也减小了 $\frac{1}{2}$ ， $n_1^2 = \frac{1}{4}$ ，那么增益也要降低4倍，两者综合在一起， $K_{v'} = \frac{1}{4} \cdot 2K_v = \frac{1}{2}K_v$ ，即增益总共降了 $\frac{1}{2}$ 。

我们再看初级圈数不变，只改变次级圈数的情形，当次级圈数增多时，一方面放大器在频变压器初、次级间的电压传输系数随着增大，提高了增益，但另一方面，下级放大器的输入电阻 R_i 反射到本级的 R_i' 减小，使 R_L 也减小，导致放大器的增益下降，但通常 R_i' 只是 R_L 中的一部分，当次级线圈在一定的范围内变化时， R_L 的变化没有象 n_2 的变化那样大，故由于 R_L 的减少而下降的增益，比起因 n_2 的减小而提高的增益要小，故总的增益还是变高的。调频中频变压器的次级圈数很少，一般只有1~2圈左右，因此少量增减次级圈数，对 n_2 的变化作用较大，而对 R_L 变化的影响较小，故适当增加次级圈数，放大器的增益大都是增加的。

由上可见，多级中频放大器的增益的提高，可以通过适当加大直流工作电流、选用高 Q_0 的中频变压器、提高中频变压器的初级中所占的比例 n_1 ，和适当增加次级的圈数，以及选用 h_{fe} 大的管子等来达到。

放大器的功率增益 K_p ，是指次级管子输入端的功率 $\frac{U_2^2}{R_{i2}}$ 和本级管子输入端的功率 $\frac{U_1^2}{R_{i1}}$ 之比，即，

$$K_p = \frac{U_2^2}{U_1^2} \frac{R_{i1}}{R_{i2}} = (K_u)^2 \frac{R_{i1}}{R_{i2}}$$

如果两管子的输入电阻一样，则功率增益就是电压增益的平方倍。

通常增益用分贝值表示：

$$\text{功率增益} = 10 \lg K_p = 10 \lg K_u^2 \frac{R_{i1}}{R_{i2}}$$

这里 K_p 为功率放大倍数 K_u 为电压放大倍数、 $R_{i1} \cdot R_{i2}$ 分别为该放大级的输入阻抗和下级的输入阻抗。如果 $R_{i1} = R_{i2}$ ，则功率增益 $= 10 \lg K_p = 20 \lg K_u$ ，因之一般常以电压增益来代表功率增益。

上面所讨论的问题，只是说明放大器的增益和哪些因素有关，以及如何提高增益的方法。实际上，增益是不可能无限度提高的，到了一定限度，放大器就要自激而不能正常工作，这就是下一节要讨论的稳定性问题。

4.4 中频放大器的稳定性

上面所说的放大器，只是理想状态的单方向传输的放大器，实际上，放大器还有一条反方向的传输途径，能够把输出信号的一部分反馈到输入端去。最主要的反馈通路是放大管中集电极和基极之间的电容 C_{cb} 见图4.9，这个反馈电容包括管子的极间电容 C_{cb} 和外部布线的分布电容。

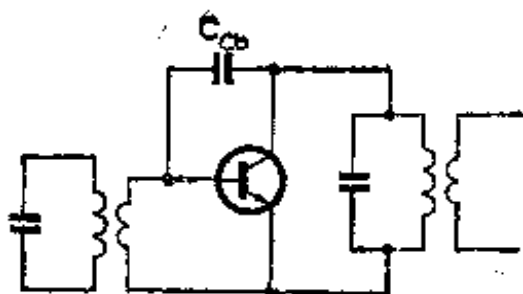


图 4-9 晶体管的c-e反馈电容 C_{cb}

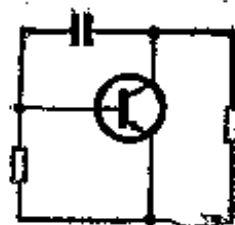


图 4-10 工作于回路谐振频率时图4-9的等效电路

放大器的输入端和输出端各有调谐于中频的 L_C 调谐回路。当信号频率等于回路的固有谐振频率时，回路呈纯电阻，见图4-10。这时反馈的相位为 90° 左右，没有满足振荡条件，不会自激。但当外加频率稍低于回路的固有谐振频率时，输入输出端的回路各呈电感性，各相当于一个等效的电感，如图4-11(a)，把它再改画一下，可成为图(b)。这是大家所熟知的电感三点

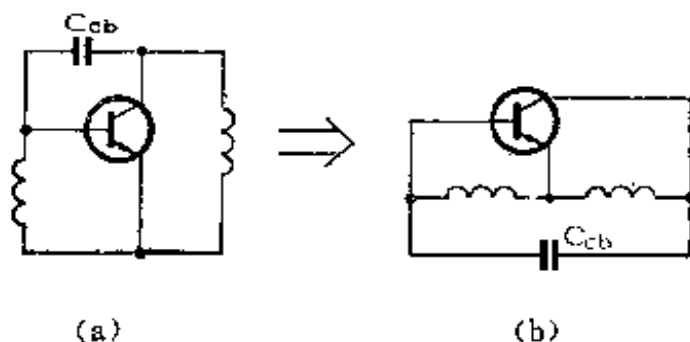


图 4-11 信号频率略低于回路谐振频率时图4-9的等效电路

式振荡器电路。当增益高到一定程度，环路的增益和相位达到起振条件，便要自激振荡。倘若外加频率比回路固有频率低得较多时，虽然回路也呈电感性，等效电路不变，但此时回路对外加频率的失谐较大，增益低落，不足以起振。所以，只有在稍稍偏低于固有频率处最易起振。有时增益高到尚未达到起振的条件，但是已经接近起振，处于不稳定状态，已不能正常工作，这时往往出现很大的噪声或啸叫声，而且调不准中心频

率。这时中放的衰减特性曲线两边不对称,右半边的选择性差,左半边好,参看图4·12。但在一般本振频率高于输入信号一个中频的超外差机中,若从天线端输入高频信号测量选择性时,

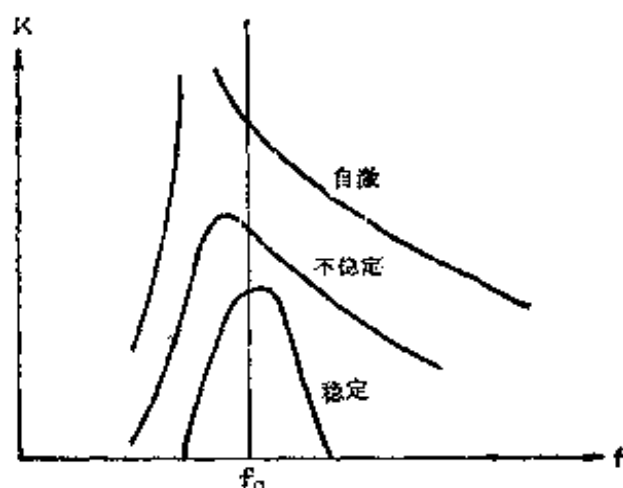


图 4·12 由于晶体管反馈引起的选择性特性不平衡

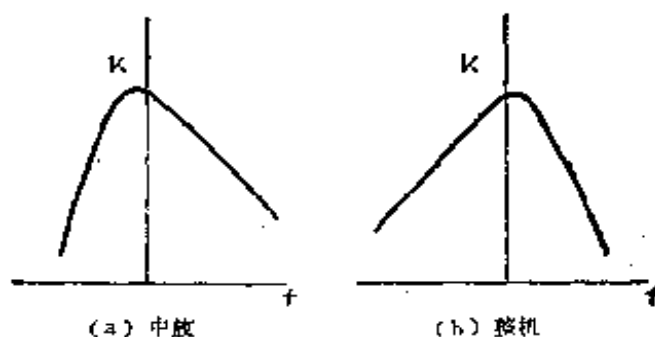


图 4·13 整机特性反相的情况

则反过来,将如图4·13 (b),呈现右半边好,左半边差。这是因为经过变频以后,上下边带对换了位置的缘故。这可说明如下,设天线输入载波信号为98MHz,测量+400kHz偏调时的选择性,这时输入信号应为 $98 + 0.4 = 98.4\text{MHz}$,为上边带,而本振为 $98 + 10.7 = 108.7\text{MHz}$,变频后得到中频为 $108.7 - 98.4 = 10.3\text{MHz}$,这相当于 $10.7 - 0.4 = 10.3\text{MHz}$,即成了中

频向 -400kHz 偏调的下边带，所测量出来的选择性，实际是中频下半边的选择性。同理，天线输入为 -400kHz ，偏调的下边带时，到了中频成为 $+400\text{kHz}$ 偏调的上边带了。所以在这种情况下，若要增加放大器的工作稳定度，必须减小反馈量或增益。减小反馈量的办法是挑选 C_{ob} 小的管子，选用适当的电路，以及采用中和电路把晶体管的 C_{ob} 作用抵消掉。

中和电路可以从单调谐回路中频变压器的初级或次级引出。从初级引出比较方便（图4·14a），但所使用的电容 C_N 小，

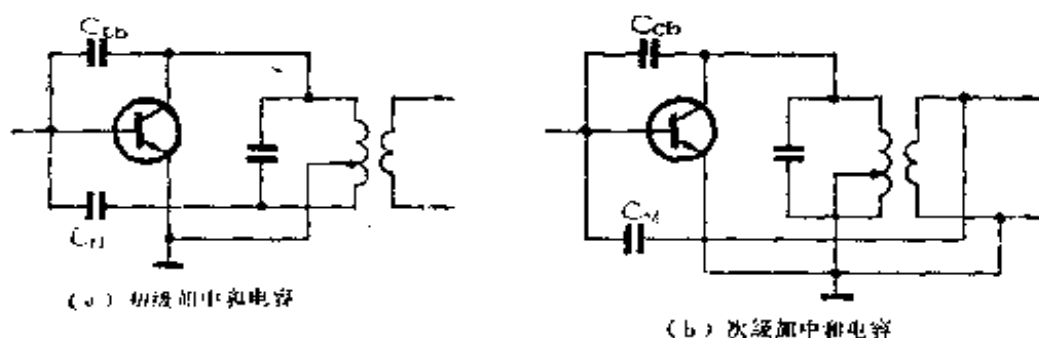


图 4·14 中和电路

有找不到需要的数值的成品。从次级引出时（图4·14b）所用的电容器 C_N 的容量较大，好找，但要注意次级的相位，不能接反。双调谐回路不宜从次级加中和电路，因它不能保证适当的相位。

减小放大器增益的办法正好和前述提高增益的办法相反，例如减小管子的工作电流，减小负载阻抗，以及减小耦合网络的传输系数等。要减小负载阻抗，可以用降低 R_L 或加初级抽头两种办法，降低 R_L 时可以加大 C 。这时 L 亦相应减小，以维持中频谐振频率不变。也可选用 Q_0 较低的 L ，于是谐振电阻 R_0 减小，总有效负载电阻 R_L 也减小。初级线圈加抽头的办法可使集电极对地的圈数减少，减小接入系数 n_1 ，使有效负载电阻

R_L' 降低。在实际电路中,放大管的集电极对地的圈数大都是只占初级总圈数的一半左右,即抽头约在线圈的中间,甚至比一半还少一些。还有一个办法是在 LC 回路上再并联一个电阻,相当于降低线圈的 Q_0 ,减少谐振电阻 R 。也可减少次级圈数降低增益。有时以上几种办法同时采用。

从上述情况可知,要加大放大器的稳定性,除了妥善中和,努力降低反馈量以外,其余各种措施,都是以降低增益为代价的。因此,增益和稳定性存在着矛盾。放大器越稳定,增益也愈低。实际上,过大的稳定度并无必要。对调频中放来说,每级尚可做到 20dB (10倍)左右的增益,不致引起不稳定。

4.5 LC中频滤波器

由 LC 回路所组成的中频滤波器(日常叫中频变压器),有单回路、双回路及多回路等三种形式,现分述于下。

1. 单回路中频滤波器

在普及式收音机中多采用单回路中频滤波器,其频率特性如图4.15所示。在谐振频率时增益最高,随着失谐的增大,增益 K 逐渐降低。

所谓选择性,对调频收音机来说,是指谐振频率处增益 K_1 (见图4.15)与失谐一个电台间隔(200kHz)或二个电台间隔(400kHz)时的增益 K_2 之比,且常用分贝表示,各个回路的分贝值加起来便是整机的选择性。所谓通频带对整机来说是指其增益比中心频率的增益 K_1 下降6dB时所包括的频率范围,即图中的 f_1 到 f_2 之间的频率宽度。至于各个回路本身的通频带,则应该比总的带宽来得宽,即其带内增益差值应小于6dB,

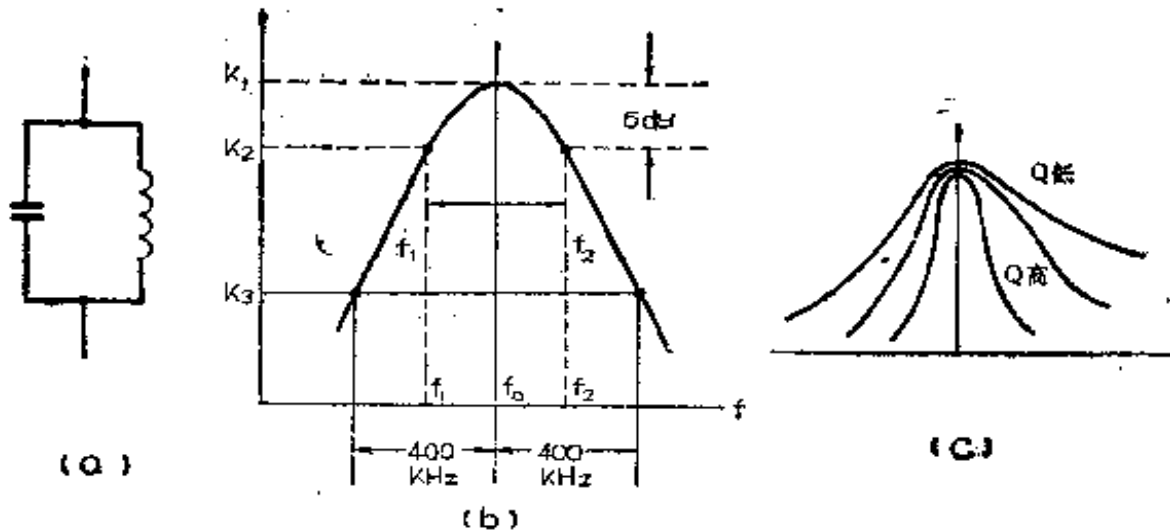


图 4.15 单回路中频变压器频率特性

使各个回路的带内增益差值加起来不超过6dB。

单调谐回路的选择性和其通频带都与回路的有载品质因数 Q_L 有关。当 Q_L 高时，选择性好，通频带窄； Q_L 低时，则反之，见图4.15 (c)。因此要根据实际情况，选用合适的 Q_L 值，使能兼顾选择性和通带。

在普及式调频机中，通常采用三个单调谐回路，其偏调400 kHz的整机选择性大致为26dB左右。自中心频率下降6dB的整机通频带大于150kHz。这时，以适当的牺牲小信号的通带，来保证必要的选择性。对于这类普及机来说，主要是以收听本地电台大信号为主，对远地电台的小信号接收质量就不作要求了，故通带可以做得稍窄一些。

单回路中频变压器的结构简单，但是通带较窄，选择性较差。

2. 双回路中频滤波器

双回路中频滤波器是用两个相同的单回路耦合起来的，耦

合可以是电感、电容或磁通等方式。图4·16是几种双回路中频变压器，图4·17是它们的选择性和通带特性。它除了取决于有载品质因数 Q_L 外，还与两个线圈的耦合程度有关。耦合程度一般用耦合因数 K 表示：

$$K = k \sqrt{Q_{L1} Q_{L2}}$$

式中 k 为两回路间的耦合系数（例如用磁耦合时 $k = \frac{M}{L}$ ， M 为互感， L 为回路电感）， Q_{L1} 和 Q_{L2} 分别为两个回路的有载品质因数，当耦合得较紧时（ k 较大）， $K > 1$ ，传输特性曲线呈

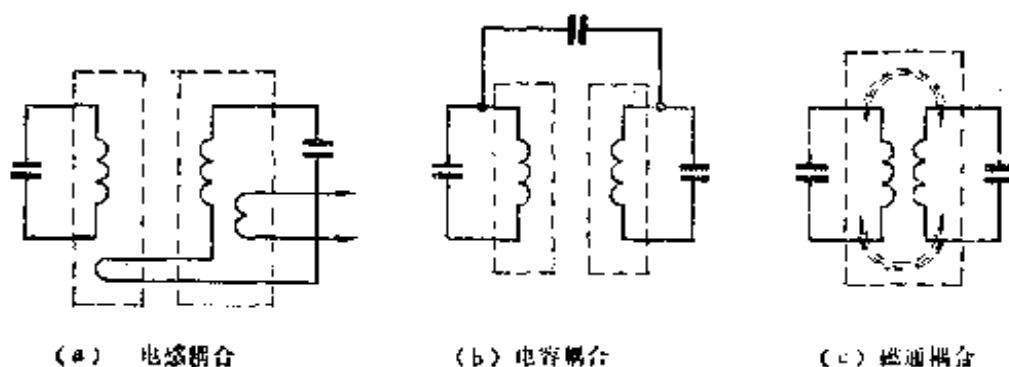


图 4·16 双回路中频变压器

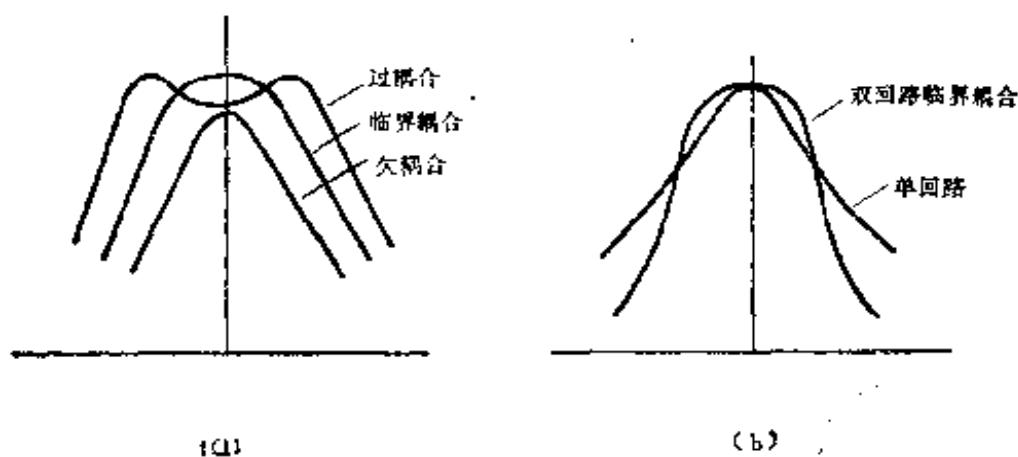


图 4·17 双回路的特性及和单回路的比较

双峰，这时称为“过耦合”，可以得到较宽的通带和较好的选择性（见图4·17a），但调试较麻烦，并且群时延特性不好，在调频机里一般不采用。当耦合较松时， $K < 1$ ，特性曲线变为单峰，称为“欠耦合”，其特性和单回路差不多。当耦合不紧不松时，特性曲线刚刚由双峰变为单峰的临界状态时， $K = 1$ ，称为“临界耦合”。这时虽然仍为单峰，但比起单回路来可以有较好的选择性和通带特性，调试也比较方便，在调幅收音机中用得较多。但是对调频收音机来说，除要求通带宽以外，还要求群时延特性好，而双调谐回路是在欠耦合状态 $K = 0.6$ 时群时延特性最好。但这时传输系数较低，通带也较窄。为了能兼顾一下各方面的特性，调频机的双回路多用在“略欠耦合”的状态，使 K 约为0.8左右。

在表4-1中举出几个不同的 Q_L 和 K 值时，一组双调谐回路的

表 4-1 调谐回路选择性比较表 (dB)

		$Q_L = 60$	单回路		双回路		
			$Q_L = 40$		$K = 0.8$	$K = 1$	
Δf (kHz)	50	1.19	0.586	0.496	0.190	0.108	0.0212
	100	3.54	1.93	2.84	1.02	1.45	0.327
	200	7.80	5.10	10.7	5.39	8.65	3.52
	400	13.2	9.98	22.0	15.2	20.1	13.2

选择性和通带的数值，并和一个单回路作了比较。从表中可看出，如果用3~4组双调谐回路，在保持通带200kHz左右时， $\pm 400\text{kHz}$ 的选择性可做到50~60dB以上，达到较好的指标。

3. 多回路中频滤波器

将许多个相同的单回路通过电感或电容耦合起来，即构成中频多回路滤波器，或称集中回路滤波器，见图4·18。多回路滤波器有许多种类，但比较经济实用的则是象图4·18中的这种

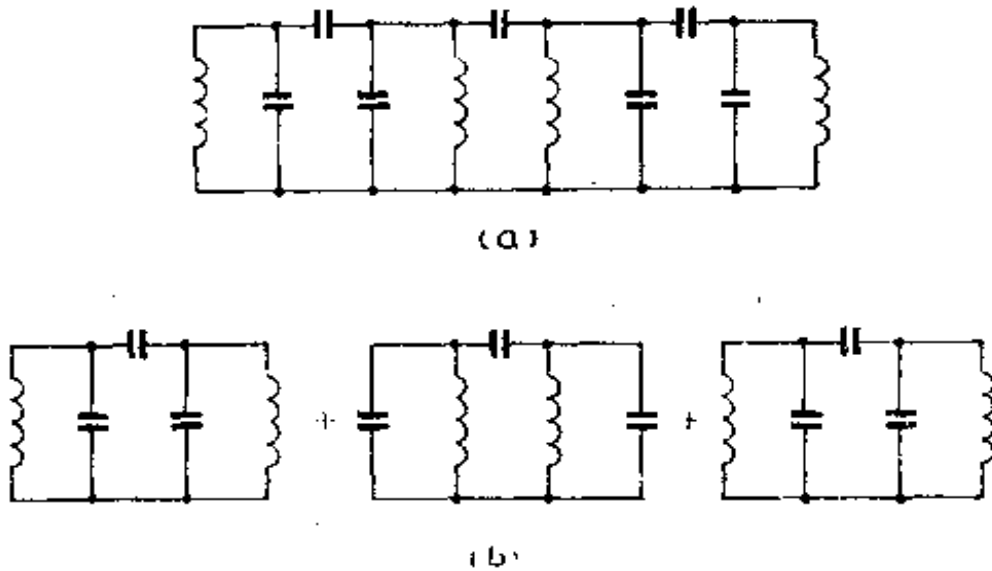


图 4·18 多回路中频滤波器

并联回路电容耦合的多回路滤波器。回路集中以后，其性质和分散的单回路或双回路不同。单回路和双回路的旁边就是放大器的输出端和输入端，放大器的输入、输出阻抗改变了回路的 Q_L 值，直接影响了选择性和通频带，且两者有矛盾，只能选定一个折中的 Q_L 值。但多回路则不同，只有两边最边上的回路直接受到晶体管输出、入阻抗的影响，并决定其通频带，而内部各回路则和外界的阻抗关系小得多，故其特性主要决定于回

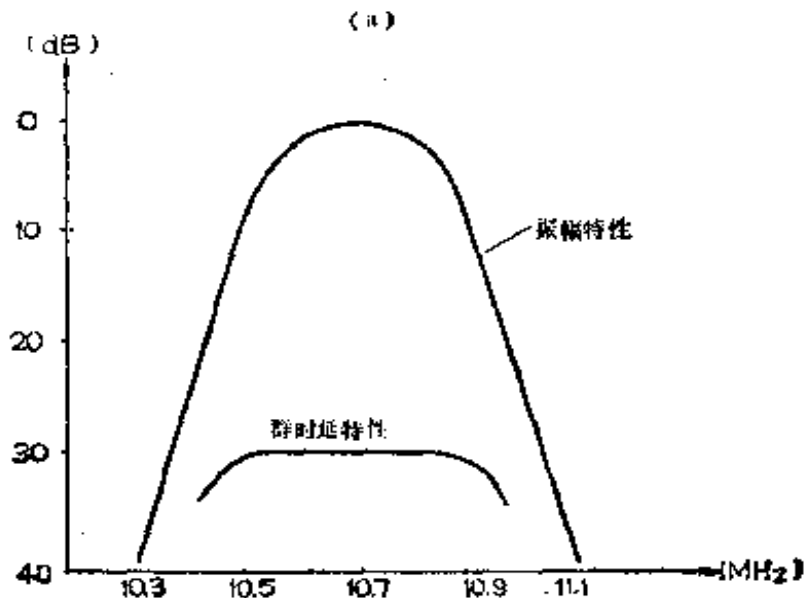
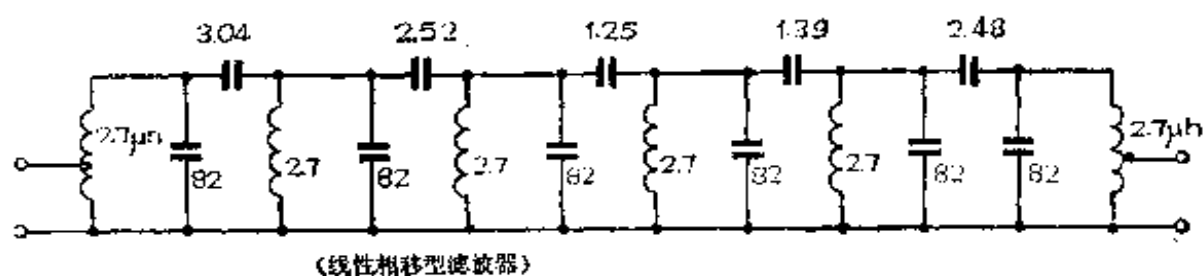
路本身的 Q_0 值。因而，有载 Q_L 值只决定通带，而选择性则可根据选用回路个数的多少来定。这样一来，选择性和通频带的矛盾可以得到缓和，设计较为自由。只要先根据通带的要求确定有载 Q_L 值，然后根据选择性的要求来确定回路数即可。回路的空载 Q_0 值，选用得愈高愈好，并不影响放大器的稳定性。因放大器稳定所要求的负载阻抗大小，已经由多回路边上回路的终端条件所决定，内部回路 Q_0 的大小，和放大器已经隔离。反过来，放大器的输入、输出阻抗的变化也不会直接影响内部回路的特性，因而不会引起失谐等毛病。

多回路还有一个特点是在同样的回路数目和通带时，比分散回路能获得较好的选择性。例如，4回路滤波器和两组双回路滤波器，其回路数相同，但前者的选择性比后者好。这个原因可以从图4·18(b)的分解图看出来。一个四回路滤波器，我们可以把它分解为三组双调谐回路，相当于有分散的6个回路的作用，所以选择性变得好一些了。但是这个效果有一个先决条件，那就是要求回路的空载品质因数 Q_0 尽量高，才能实现。如果 Q_0 不高，回路内部衰减大，则多回路的选择性比分数回路也差不多，发挥不出其优点来。不过多回路在少受放大器阻抗的影响，调谐特性比较稳定这一点上，其优越性仍是胜过分散回路的。

由于各回路本身不免有损耗存在，降低了选择性，增大了通带中的传输衰减，因而回路数不宜用得过多，否则通带衰减太大，造成输出信号微弱，而受噪声干扰，降低了信噪比。通常最多的回路数为8个左右。当然，回路数也不能太少，如果只有1个或两个回路，便和分散回路的特性一样了，通常在3~4个以上为宜。

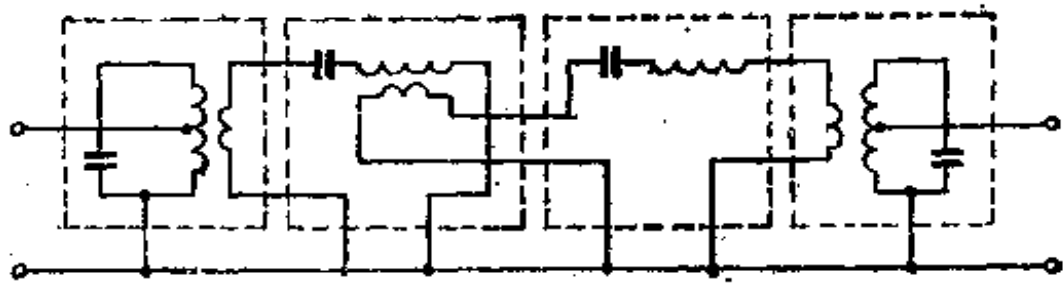
多回路的设计，一般有两种方法，即分析法和综合法，分

析法是事先设定滤波器的电路结构，然后根据传输特性要求算出滤波器的各元件数值。这种方法的优点是计算简单，但性能不够理想。综合法是按预定的传输特性，找出近似的数学表达式，并实现其相对应的电路结构及元件数值。这种方法，能够得到接近于预定要求的性能。在调频机中应用的中频滤波器，要求通带中的相位特性好，即群时延特性均匀的滤波器，如用综合法设计，可以采用相位平坦型或高斯型等逼近方法，得到较理想的结果。综合法的缺点是计算十分复杂，不过现在可以采用电子计算机先计算出一些图表手册，利用这些来设计计算就方便得多了。图4·19举出一个六回路的实例。

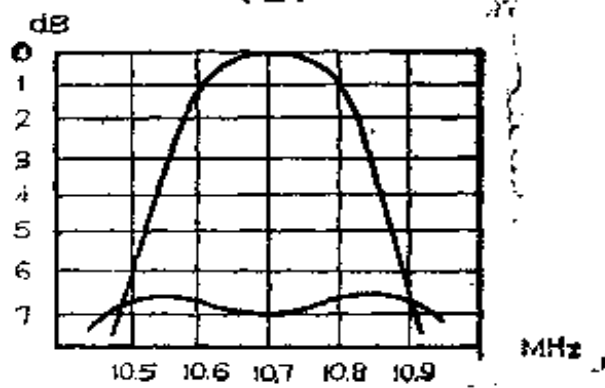


(b)

图 4·19 六回路滤波器及其特性



(a)



(b)

图 4-20 四回路滤波器

多回路滤波器还可有其他的形式，图4·20是一种两个并联和两个串联回路所组成的4回路中频滤波器，其振幅特性和群延迟特性见图(b)。

4·6 陶瓷滤波器

陶瓷滤波器有许多种类，在收音机中用得较多的是三端陶瓷滤波器，如图4·21。在锆钛酸铅陶瓷片的一个面上被复两个银层做输入和输出的电极，另一面被复一块银层作公共电极，经直流高压极化后，便具有压电效应。若将交流电压加在陶瓷片的输入端上，陶瓷片将作相应的机械震动。这种机械震动又

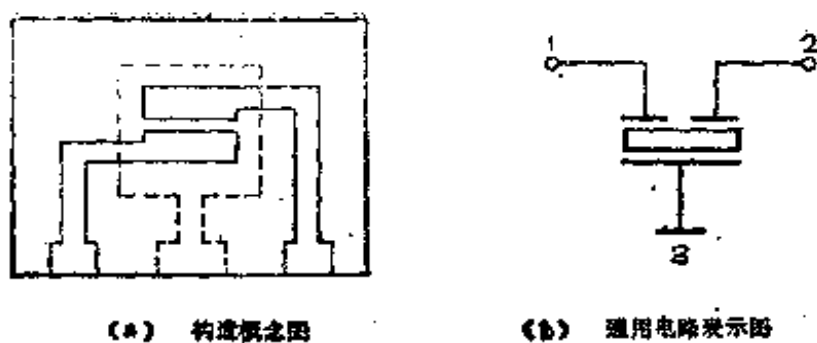


图 4-21 陶瓷滤波器

能产生交流电势，从另一端输出。一定的片子形状大小，具有一个固有机械震动频率，如果外加交流电压的频率等于陶瓷片的固有机械震动频率时，压电效应最强，输出最大，其他频率则传输系数减小，因此其作用和谐振回路相同，具有滤波特性。它的体积小，谐振频率稳定，接入电路后不需要再作调整，而且选择性好。因此，近来在收音机中被广泛采用。

陶瓷滤波器的基片形状，决定了它的谐振频率，目前调频中频 10.7MHz 用的陶瓷片大小约为 $6 \times 7\text{mm}$ 左右，厚 0.2mm 左右。由于陶瓷片是烧结而成，因而尺寸必有误差，要想做到谐振频率完全相同是困难的。例如，若厚度中有一 μm 之差，谐振频率便有 50kHz 的变化。因此，标称 10.7MHz 的滤波器，可有 $\pm 200\text{kHz}$ 的误差，通常按一定频率间隔把它分成几档，用色标区别。在一台机器中，几个滤波器只要用同一种色标，即可保证中心频率基本一致。

陶瓷滤波器可根据选择性等性能要求，做成一组或多组。图4-22为上海无线电一厂所生产的用于调频收音机 10.7MHz 中频的陶瓷滤波器，型号为LTB10.7。(a)、(b)各为内部烧结电路和封装外形，(c)、(d)为等效电路图，有二组滤波器，分别用二组LC主谐振电路来表示，(c)图中中间的电容起矫正特

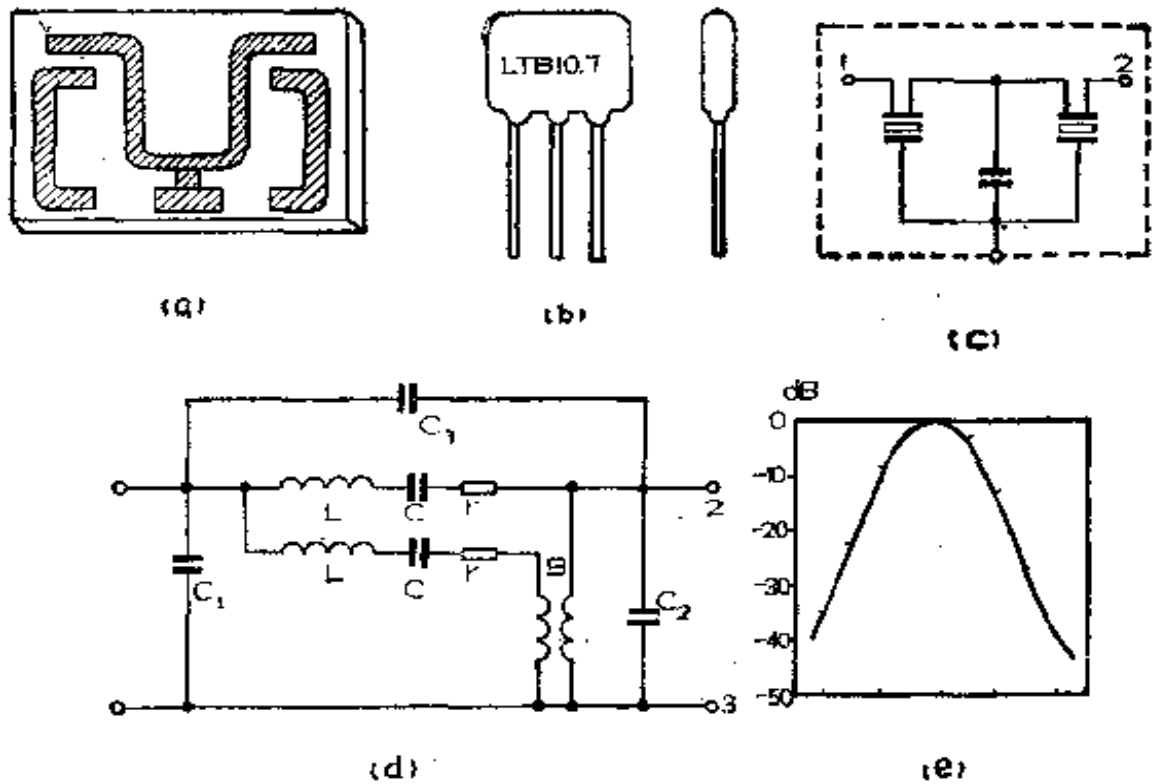


图 4-22 国产陶瓷滤波器及其等效电路

性的作用。

变压器 B 为假想的一个等效元件，因陶瓷滤波器不能导通直流。当输入端加入交流电压时，陶瓷片的两组振子的压电效应通过假想的变压器耦合到输出端。 r 为陶瓷片中的损耗电阻，比电感线圈中的损耗电阻要小，故能获得比电感线圈更高的 Q 值。电容器 C_1 、 C_2 和 C_3 为各电极之间的分布电容。由于这些分布电容的影响，除由 L 、 C 决定的谐振频率外还会产生其他的谐振频率，称为复谐振。这些复谐振会使选择性变坏，必须设法降低其峰值。整体的特性曲线见图(e)。

LTB10.7型陶瓷滤波器的性能为：

通带宽度 (-3dB) $\geq 280 \pm 50\text{kHz}$

通带插入衰减： $\leq 8\text{dB}$

通带内波动, $\leq 1 \text{ dB}$
 阻带防卫度($\pm 400 \text{ kHz}$) $\geq 30 \text{ dB}$
 阻带宽度 (-20 dB) $\leq 650 \text{ kHz}$
 输入和输出阻抗 300Ω

早期陶瓷滤波器的频率特性, 只注意了矩形系数好, 而忽略了相位特性, 即群延迟特性不平直, 使得失真很大。近期的陶瓷滤波器已经逐渐改进。图4·23示出新、老两种特性的比较。

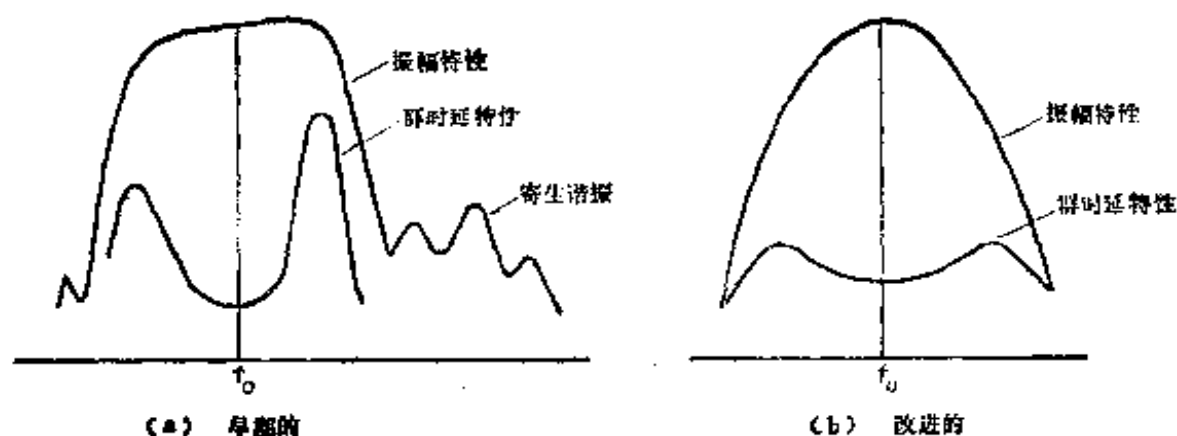


图 4·23 陶瓷滤波器的特性

较。有的机器上将LC滤波器和陶瓷滤波器混合使用, 并使LC滤波器的通带小于陶瓷滤波器, 利用LC的通带边缘圆滑的特性, 取得通带内较好的群延迟特性; 而利用陶瓷滤波器阻带较陡的特性, 得到好的选择性。陶瓷滤波器阻带中的复谐振峰, 则利用LC的阻带衰减来压制, 这样, 可以获得较好的综合特性。

陶瓷滤波器和电路连接时, 应注意阻抗匹配, 即滤波器两个终端的负载电阻应和滤波器的输入输出的特性阻抗相等或接近。避免用电抗负载, 否则, 会引起通带中起伏增大和特性曲线不对称等毛病。滤波器的输入输出特性阻抗可以事先按规定

制作，通常为几百欧到几千欧。图4·24举出联接阻容放大器的例子。滤波器的特性阻抗为 300Ω ，前面的放大管 BG_1 负载电阻 R_C 也用了 300Ω ，和滤波器的输入端的特性阻抗相匹配。这时管子本身的输出阻抗较高，可以忽略其影响。放大管 BG_2 的上下偏流电阻 R_1 、 R_2 和管子基极端输入电阻，并联起来的总电阻应为 300Ω ，使其和滤波器的输出端的特性阻抗相匹配。

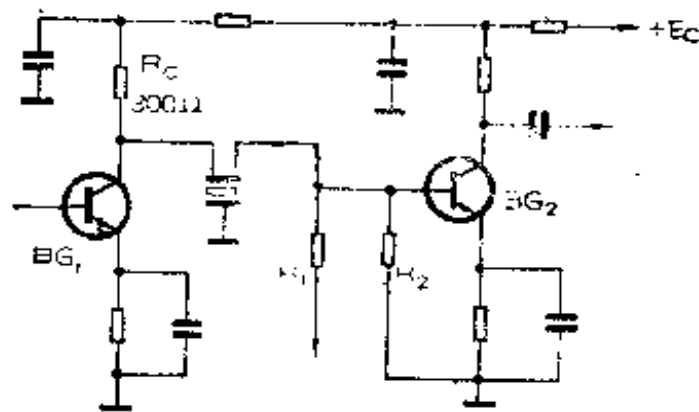


图 4·24 用陶瓷滤波器的耦合电路

4·7 声表面波滤波器

声表面波滤波器是继陶瓷滤波器之后发展起来的又一种固体滤波器，现在已经开始应用在调频收音机里。它的结构如图4·25所示。它是在压电材料（例如锆、钛酸、铅、铌酸、锂、硅酸铋、石英等）的基片上蒸镀上两组叉指状金属电极（称为叉指换能器）而成。当交流电压加到发送端叉指换能器的电极上时，由于基片的压电效应，基片材料产生弹性变形，因而基片表面产生弹性波，即声表面波。这个波沿着电极两侧传播，其中向一个方向（图上向左的方向）没有什么用处，被置于端侧

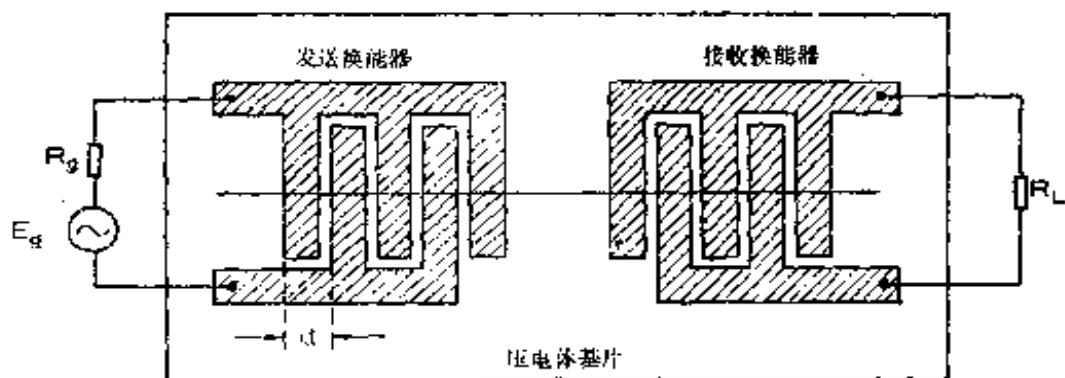


图 4·25 声表面滤波器示意图

的吸声材料所吸收；向另一个方向（图上向右）则传到接收换能器，使接收换能器两电极间产生和输入端相同的电信号，由两引出线输出。声表面波滤波器的电气等效电路如图4·26。 C_T

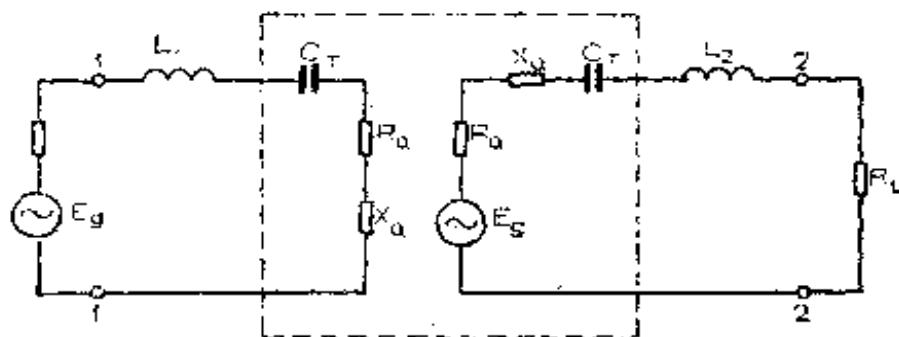


图 4·26 声表面波滤波器等效电路

为叉指换能器的极间总电容，即每一对叉指极间电容乘上叉指的对数。 R_0 是辐射电阻，即电声能量转换的等效电阻，一般在50~150Ω范围内。 X_0 为辐射电抗。 L_1 、 L_2 为外加的电感作为匹配网络，它和 C_T 调谐，通常也和滤波器封装在一起。当发送换能器外加交流信号 E_g 时，在接收换能器得到一个 E_s 的信号源，于是在负载 R_L 中就有信号电流输出。

当送入的信号波长等于 $2d$ （参看图4·25）（ $\lambda = 2d$ ）时，各叉指节所激发的面波相位相同，互相叠加，振幅最大，这时的信号频率称为谐振频率 f_0 ，并且电抗 X_0 等于零，只剩下电阻 R_0 ，这也就是滤波器在谐振时的输入、输出电阻。当送入的信号频率偏离 f_0 时，各节换能器所激发的声波依次差一个相位移，各节振幅矢量叠加的结果，随着频率的偏离程度，有时抵消一部分，有时完全抵消，所以声表面波滤波器的频率特性呈现如图4·27的梳状。在谐振频率主峰的两旁还有很多旁峰，其

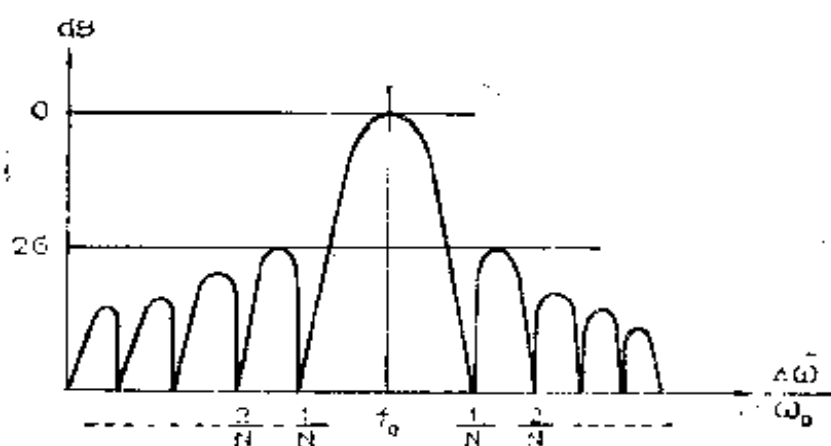


图 4·27 声表面波滤波器的特性

第一旁峰比主峰只低了26dB左右，使选择性不够理想。为了改善其特性，可以将发送换能器和接收换能器采用不同的叉指数，或者采用参差调谐等办法。如果要求作较大的改进，则常采用二种改变叉指形状的基本方法，如图4·28，一种是保持叉指宽度和间隔不变，只改变叉指的重叠长度，如图(a)。这种方法可以压低旁峰的高度，旁峰可比主峰低38dB，改善了选择性，并可减少振幅特性和群延迟特性中的纹波。另一种方法是保持叉指重叠长度不变，只改变叉指宽度和距离，如图(b)。它对加宽通带，改善群延迟特性有显著效果。将以上三种基本

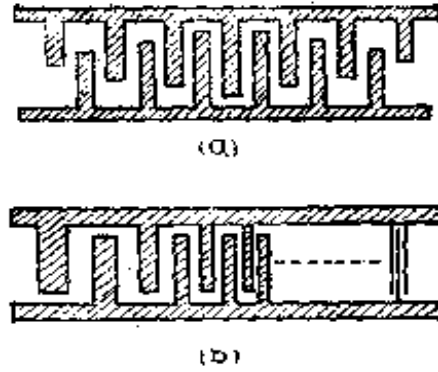


图 4.28 不等叉指声表面波滤波器

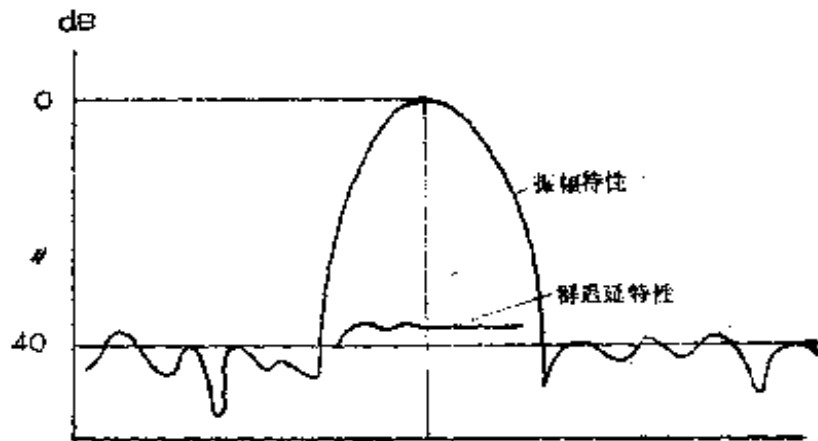


图 4.29 改进后的声表面波滤波器特性

形式组合起来，便可得到各种特性。图4.29为改进后的特性例子。此外，声表面波滤波器可以和LC滤波器组合起来使用。

声表面波滤波器的特点是，从原理上讲，它可以对所需的振幅特性和群延迟特性进行独立设计，改变发送和接受换能器之间的距离，可以自由选择群延迟特性，而对振幅特性影响不大。LC滤波器和压电陶瓷滤波器在这方面两者是互相牵连的，其中一方确定后，他方也随之确定，不易使两者都获得理想的特性。声表面波滤波器的另一优点是因其传输方式是由表面波

进行的，对于外界阻抗的影响很小，故对阻抗匹配的要求不高，使用方便。接入电路的方法和陶瓷滤波器相同。此外，声表面波滤波器象压电陶瓷滤波器一样，都是固体滤波器，体积小巧，不需要调整，故为一种很有前途的带通滤波器。

目前，声表面波滤波器尚有一些缺点，如通带衰减大，选择性还不够理想，假信号较多，正在进一步改善中。

4.8 静噪调谐电路

调频收音机增益很高，在天线没有信号输入时，音量电位器一开大，扬声器中便会听到很大的“哈哈”的噪声，这是正常现象。当有电台信号进入时，信号在收音机中限幅，噪声马上会被抑制，只听到电台广播声。但在转动调谐旋钮寻找电台的过程中，在没有电台的频率上又会发出刺耳的噪声，使人讨厌。因此，在中高档的调频收音机中，装设了一种叫做“静噪调谐”的电路，其目的是用来消除那些在寻找电台过程中所产生的噪声。

静噪调谐电路的原理见图4.30，一般是由放大器、整流器和电子开关三部分组成，附设在中放电路里。它的输入端通过

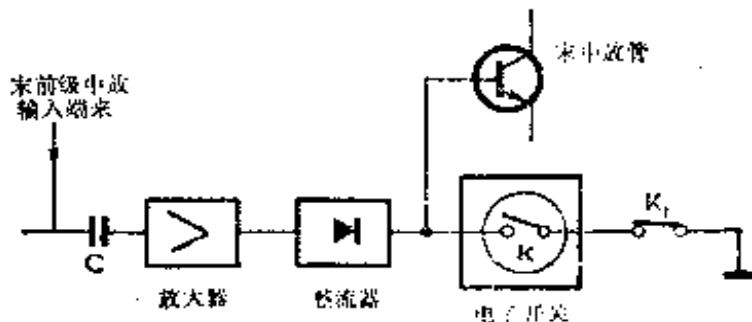


图 4.30 静噪电路方框图

小电容 C 与末前级中放的输入端耦合，而开关管 k 则接在末级中放管的基极偏压电阻端。因 C 较小，静噪电路的加入，对原来的中放工作没有多大影响。当有电台信号时，信号通过 C 经放大器放大后，整流成直流电压，去控制开关管的基极电位，使开关管断或通，从而控制末级中放管的工作。当无电台信号时，整流器无输出，电子开关通，使末级中放管基极接地，失去正偏置而截止，故也无噪声输出；当有输入信号时，整流器有输出，使开关管截止，末级中放管获得正常偏置而恢复工作，使信号能正常通过。

图4·31是实际的静噪电路的例子，当有电台信号时，从末前级中放 BG_4 的基极通过小电容 C_1 耦合出信号，经过 BG_1 放大，通过 C_3 耦合输出，经 D_1 、 D_2 倍压整流，在 R_5 、 C_4 上得到

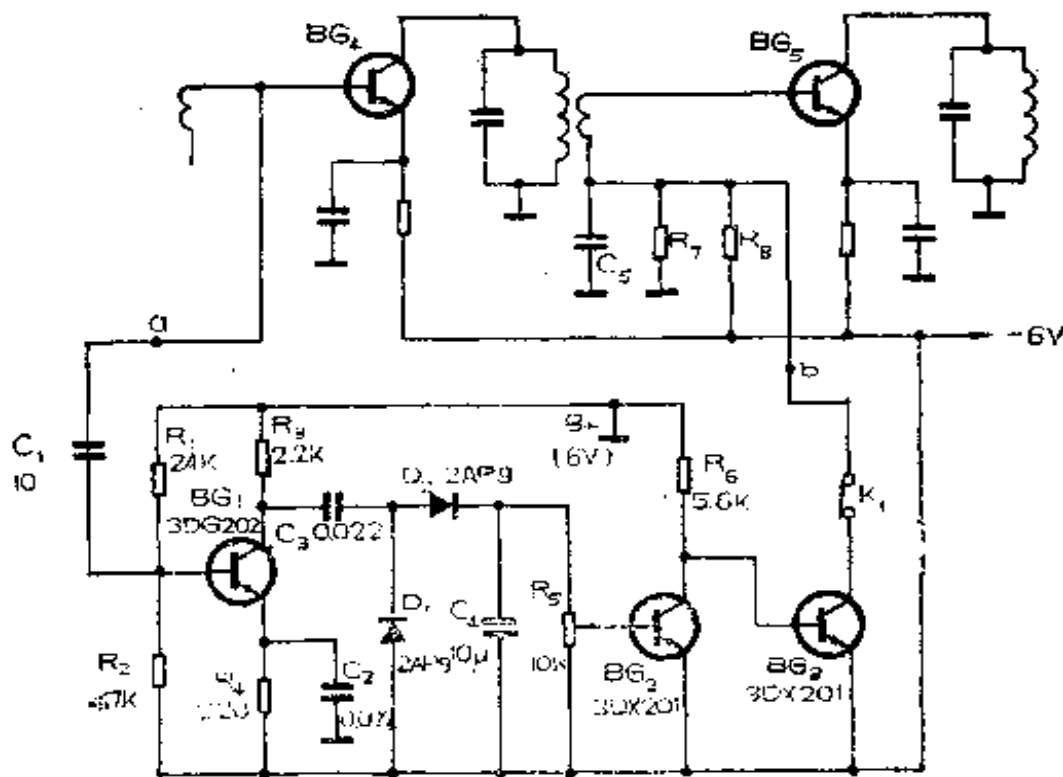


图 4·31 静噪电路

直流电压， C_4 滤去交流成分。 R_5 、 C_4 上的一部分直流电压加在 BG_2 的基极，是正向偏压，使 BG_2 导通， BG_3 截止，呈现高阻抗，对末级中放的工作没有影响。在无电台信号时，机内的噪声电压也同样被 BG_1 放大和 D_1 、 D_2 整流，在 R_5 上有一定压降，但它低于电台信号所形成的电压，不足以使 BG_2 导通，于是 BG_3 处于饱和导通状态。这时，因 BG_3 的饱和压降就等于中放管的偏压，好象下偏流电阻 R_3 被短路了一样。因此，末级中放管被截止，噪声电压就不能通过，达到了“静噪”的目的。

静噪调谐的缺点是会把一些小电台信号丢失，因为这些小电台信号的整流电流和噪声时的差不多大小，仍不足以使 BG_2 导通。如果要电台丢失少一些，则必须使静噪电路对小电台信号不起作用，但这样也同样会使较大的噪音通过，减弱了去噪的效果，两者是有矛盾的，只能适当兼顾。为此，可用电位器 R_5 调整加到 BG_2 上的直流整流电压的大小，根据实际需要来确定起控电平。另外，还可加一只手动开关 K_1 。当需要接收弱电台的信号时，用 K_1 切断电子开关管的通路，不用静噪调谐。

调整起控电平的方法还可以采用图4·32的方法，在整流电

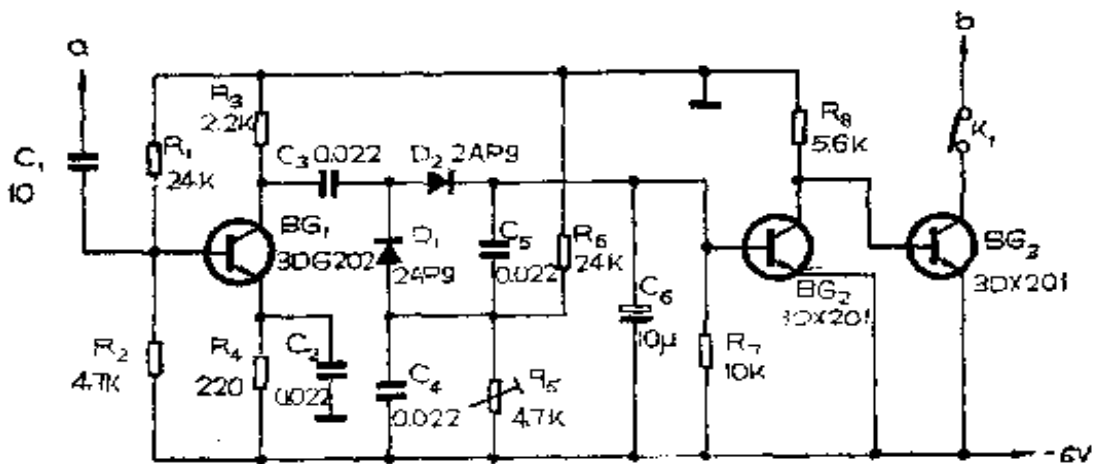


图 4·32 起控电平可调的静噪电路

路中加了 R_5 、 R_6 两只分压电阻和 C_4 、 C_5 两只高频旁路电容。 R_5 上的电压上端为正，下端为负，这个电压的一部分就加到了两个整流二极管 D_1 、 D_2 上作为正偏压，其直流通路是： R_5 上端 $\rightarrow D_1$ 正 $\rightarrow D_1$ 负 $\rightarrow D_2$ 正 $\rightarrow D_2$ 负 $\rightarrow R_7 \rightarrow R_5$ 的下端。调整 R_5 ，改变 R_5 上分压的大小，就可以改变二极管的导通阈。正偏压高时，二极管对小信号就能提前整流，但这要注意，在二极管加上正偏压时， R_7 上的正电压也同时加在三极管 BG_2 的基极，如果偏压过高，就会使 BG_2 导通，故必须控制 R_5 的电压，使 BG_2 在没有信号时处于截止状态。 BG_2 刚刚截止的临界点，也就是 BG_2 能使小电台接收的最灵敏的上限。如果要加大二极管的正偏压以提高接收小电台信号的灵敏度而又不使 BG_2 导通，可以适当减小 R_7 。这种电路适合于要求接受小电台信号比较灵敏的场合。反过来如果 D_1 、 D_2 采用2CP类硅二极管，由于硅管比锗管的导通所需电压高，则可以提高静噪的电平。如果中放的增益较高，则可以省去 BG_1 的前级放大器。

此外，开关管也可以接到低放电路来达到“静噪”目的。

图4·33就是省去前级放大器，并且是控制低放电路的静噪电路。有电台信号时， BG_1 导通， BG_2 截止。这时 BG_2 不起作

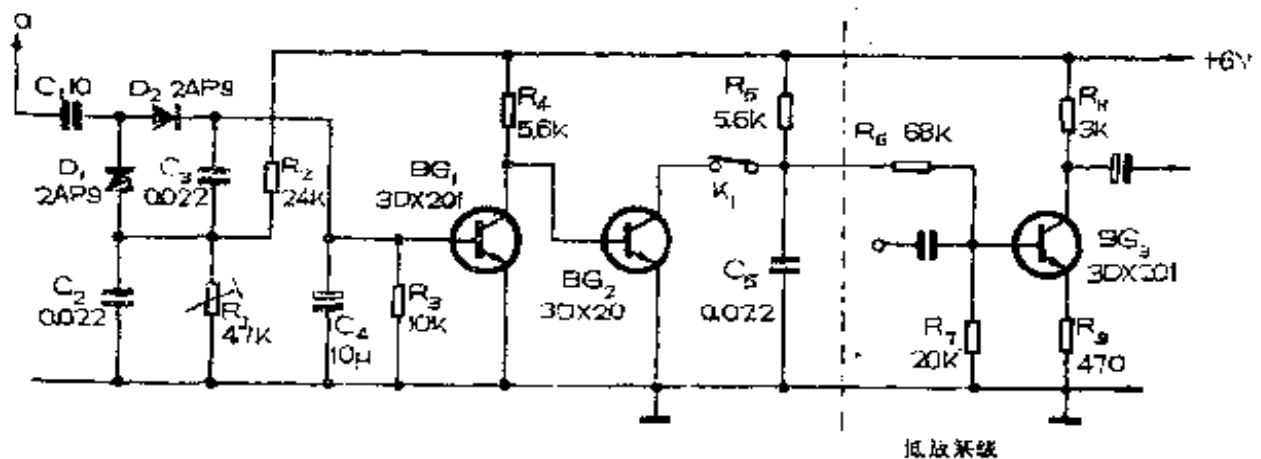


图 4·33 接在低放电路中的静噪电路

用，低放管 BG_3 的基极正偏压由 $+6V$ 通过 R_5 、 R_6 加到基极。 BG_3 正常工作。当没有电台信号时， BG_1 截止， BG_2 导通，于是 BG_3 的基极正偏压被短路而截止，噪音不能通过。

由于静噪电路本身也有噪音，要避免把这些噪音引进主电路里去。我们再回过去看图4·31~4·33的电路，对这个问题是怎样处理的。在图4·31和4·32中静噪电路的开关管不是直接接在 BG_3 的基极上，而是接在次级线圈的冷端，并利用中放管的旁路电容 C_6 来滤除静噪电路本身输出的噪音，所以噪声不会进入中放级。在图4·33中，也要避免开关管直接接在低放管的基极，但没有象中放管输入线圈冷端的条件，只好直接接在基极电路中。因此，将低放管上偏置电阻分为两节，而把开关管接在上偏流电阻 R_6 的上端，利用 R_6 作为隔离，并且 R_5 、 R_6 和 C_5 组成滤波器，滤去了静噪电路输出的噪音，不使进入低放级。

4·9 调谐指示器

调频收音机的调谐指示器，有几种程式，一种是在后级中放中通过小电容器耦合取出交流信号，经过二极管整流和 RC 滤波，接到电流表（参看图4·34），无信号时电表通过 R_2 供给

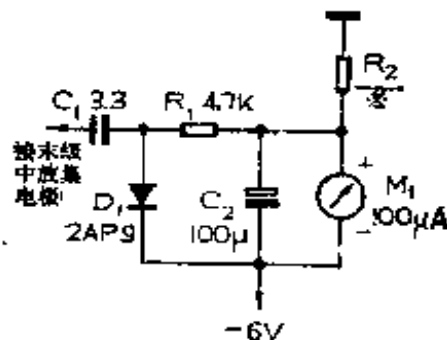


图 4·34 调谐指示器电路

一个正向直流电流，并指满度。当有信号输入时，经二极管 D_1 整流，并由 R_1C_2 滤波，供给电表一个反向电流，方向和原来的直流相反，使表针后退，表针退到最低的谷点就是调谐正确输出最大点。这样的指示方式可以和调幅收音机的调谐指示方式相一致。因为调幅机的调谐指示表一般接在带有AGC的中放管发射极电路里，当表针指示到最低谷点时，就表示正确调谐，因这时AGC最强，中放管电流最小。调频机的另一种调谐指示方式是利用鉴频器的直流输出特性，将在以后讨论。

4.10 中频放大器的集成化

调频中放要求增益高，放大器级数多，在分立元器件电路中容易产生自激，这是比较麻烦的一件事。自从中放集成化以后，这一问题就可以改善。

调频集成中放电路，根据集成电路制造技术的特点，一般做成宽带直流放大式。这样可省去不易制作的耦合电容和旁路电容。但直流放大器存在工作点容易漂移的问题，且多级的直流放大器还会互相影响而使工作点发生很大的变动。因此，大都做成工作点稳定的差分放大器，并且采用了许多稳压恒流电路来维持各级的工作点。图4.35是差分放大器单元的例子。其中 BG_1 、 BG_2 为差分放大管， BG_3 为恒流源，(a)图采用基极稳压二极管的恒流源，(b)图用镜象恒流源。

调频中频集成电路大体可分为五类：第一类是功能比较简单中频集成电路，用在早期的普及型收录机中，如松下的AN 253P，只有调频调幅的中频放大器本身。又如三洋的LA1201，只有调频调幅的中放和调幅的检波电路。LA1201的内部和外形如图4.36。

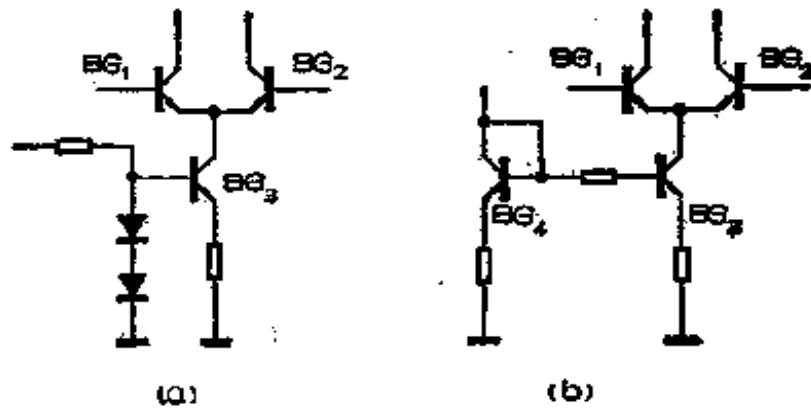


图 4·35 差分放大器单元电路

$BG_{1,2}$ 为第一级AM/FM公用的放大器,由共发和共集二级组成。 $BG_{3,4}$ 为第二级公用中放,其中加有直流负反馈。 BG_5 组成第三级,用作调幅检波和放大,也可作调频中放。由于其基极并有二极管 D_1 ,使它处于微导通状态,故作三极管检波用。 $BG_{6,7}$ 专作调频限幅用,接成共集、共基差分电路。它具有高输入阻抗及输出阻抗,内部反馈小,不易自激。 $BG_{8,9}$ 组成稳压源,给前三级放大器供电。电源在4~9伏范围内集成电路都能正常工作。

这四级放大器中,对调幅来说用前三级,共有70~87dB的增益;调频一般用第一、二、四级(也可用四级),总增益为82~98dB。各级之间都有引出脚,用以接中频滤波器或其它耦合元件。此集成电路的应用方法如图4·37。

第二类是具有调幅变频、调频中放和调幅中放的集成电路,如 $\mu PC1018C$ (日本电气产品)、AN 7213(松下产品)等。这两种电路的内电路、封装形式和引出脚都相相同,如图4·38、4·39及4·40所示。这两块电路可以互换使用。供电电压范围为2.5~6V。

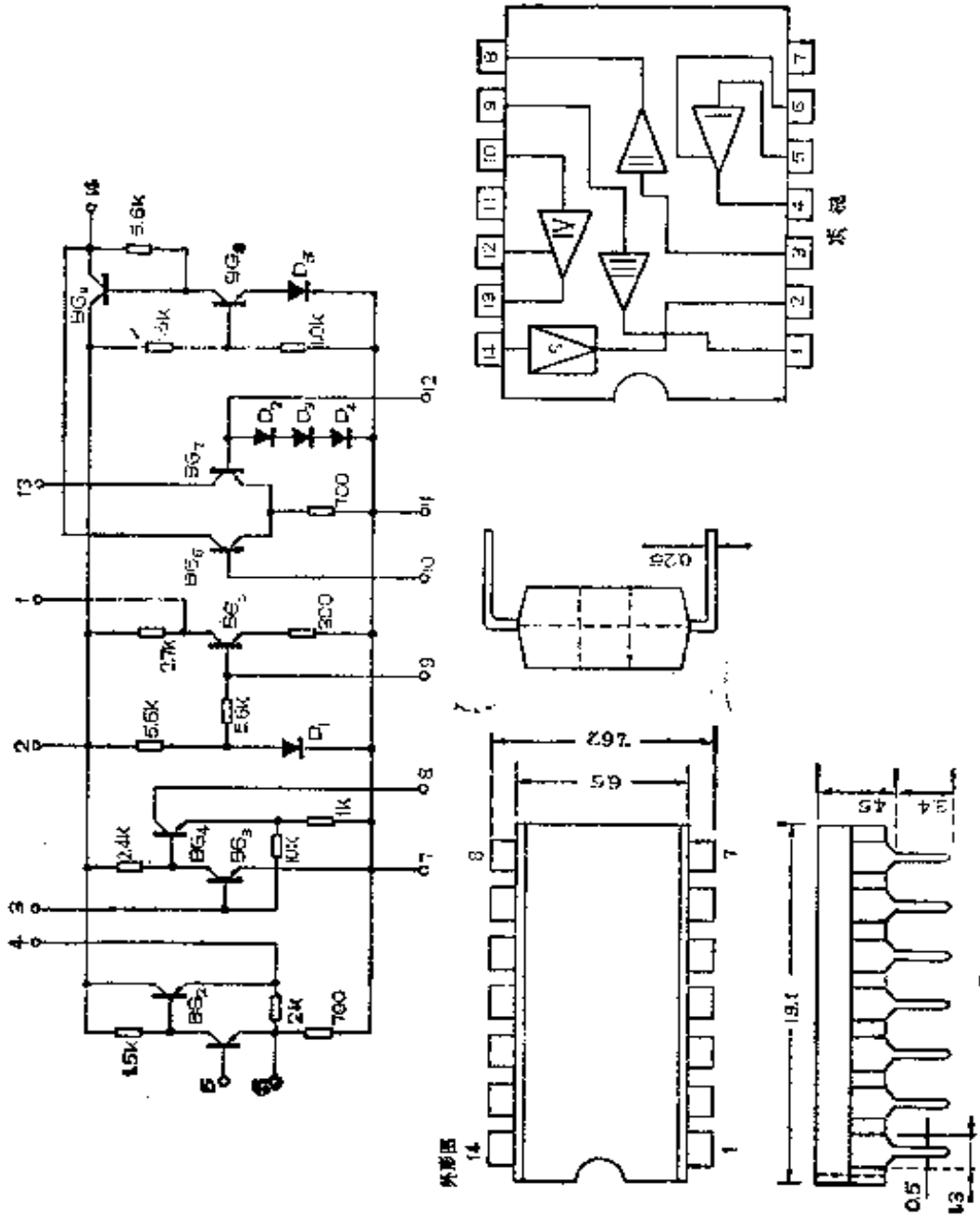


图 4·36 LA1201集成电路内电路和外形

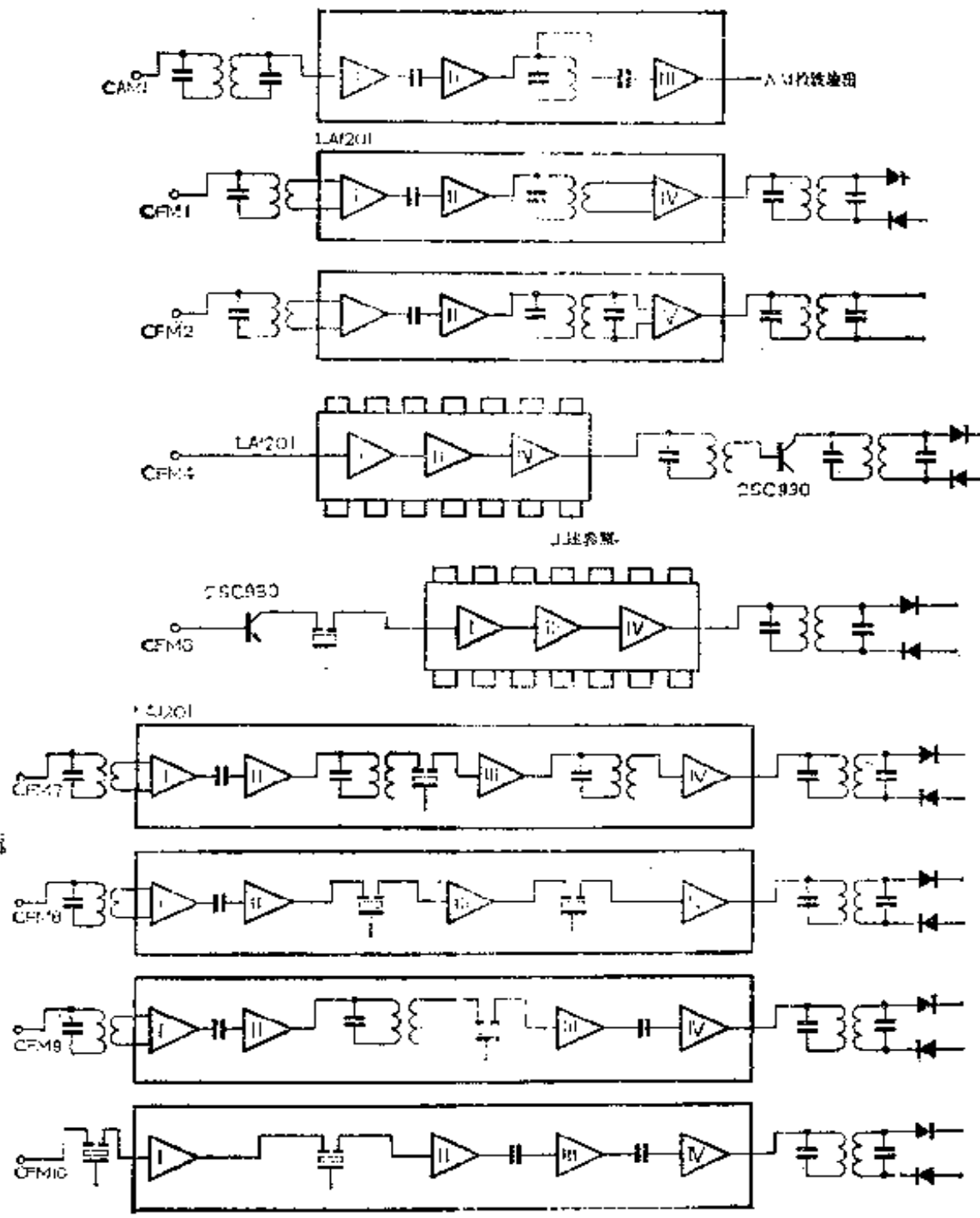


图 4·37 LA1201的应用方法

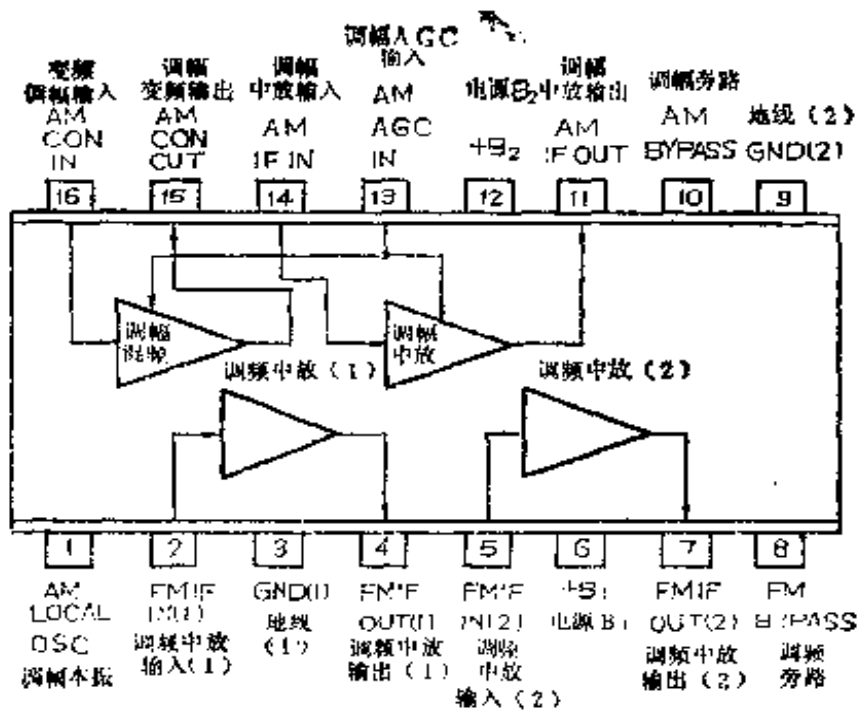


图 4.38 $\mu\text{PC1018C}$ 功能方框图

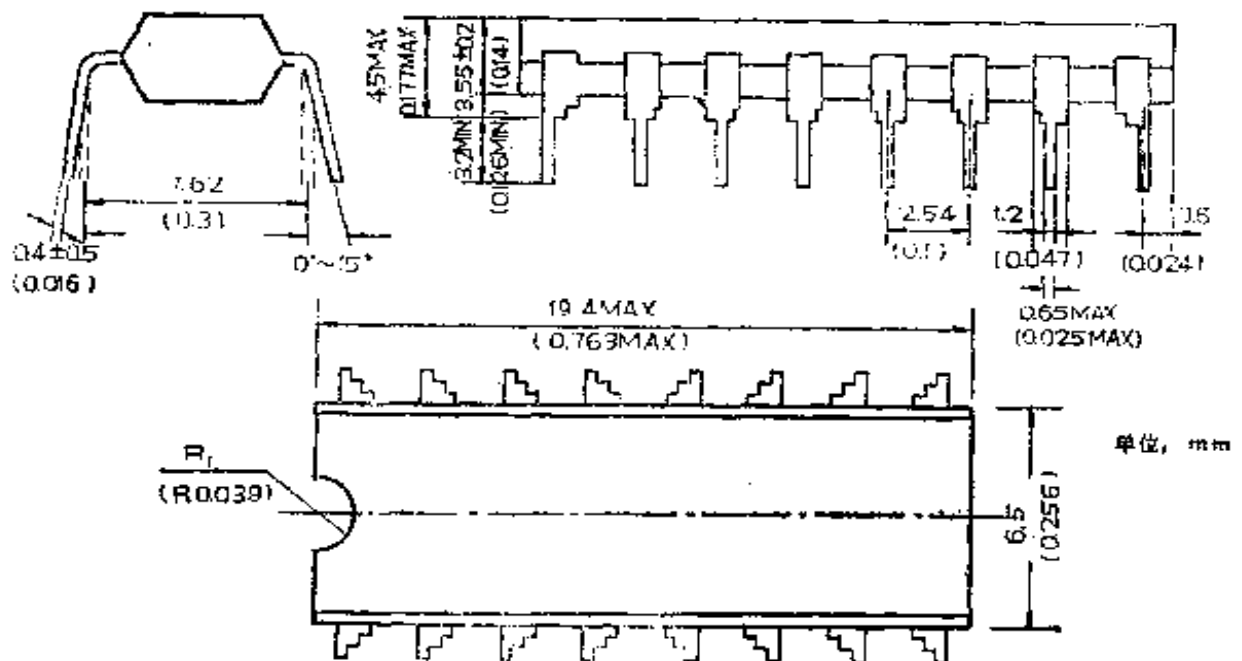


图 4.39 $\mu\text{PC1018C}$ 外形结构图

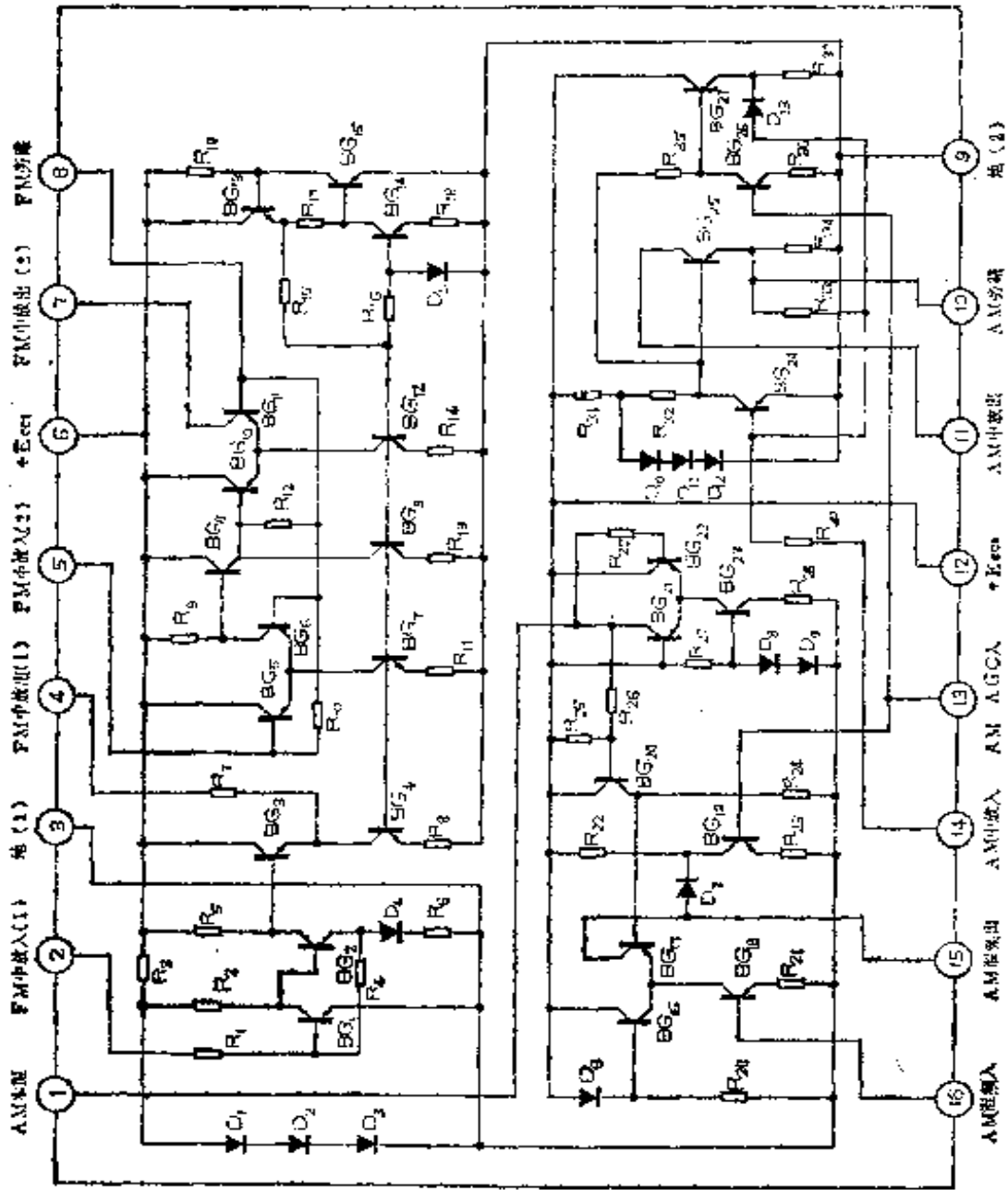


图 4-40 μ PC:018C内部电路图

图4.40中的上半部为调频中放部分。 BG_{1-3} 组成调频第一中放，2脚为其输入，4脚输出。其中 BG_{1-2} 为两级直流反馈式放大级， BG_3 为射极输出器， BG_4 为恒流源，作为 BG_3 的负载。 BG_{5-12} 为调频第二中放。其中 $BG_{5,6}$ 接成共集、共基差分放大级， BG_7 为其恒流源负载。 BG_8 为射随器， BG_9 为其恒流负载。 $BG_{10,11}$ 亦为共集、共基差放。第一中放的增益约为42dB，第二中放的增益为33dB左右，总增益约为75dB。 BG_{13-15} 和 D_3 等组成一个稳压恒流电路，供给中放电路电源。

图中下半边为调幅部分， BG_{16-18} 为差分式混频器，外来信号从16脚输入到 BG_{18} 基极。 BG_{20-23} 为本机振荡器（频率由1脚外接回路决定），从 BG_{21} 集电极输出，经缓冲放大器 BG_{22} 送到混频器中 BG_{17} 的基极。变频后的中频信号从15脚输出。变频增益约12dB左右。 BG_{24} 和 BG_{25} 为调幅中放，接成两管共发级联直流反馈式放大器。中频信号从14脚输入，11脚输出，总增益约为50dB左右。

调幅的AGC控制电压从13脚输入，分送两路：一路为 BG_{19} ，一路至 BG_{26} ，当外来信号增加到一定程度时，选使 BG_{26} 导通，使 BG_{24} 有效负载阻抗降低而增益下降。当信号再加大时， BG_{26} 趋向饱和导通， BG_{27} 正偏压不够而截止， R_{37} 上无电位差， D_{13} 导通，使 BG_{24} 基极分流。另外，还有一条起控较晚的AGC电路。在大信号时，才能使 BG_{19} 导通，并使 D_7 也导通，混频器输出端有效负载阻抗降低，使增益下降。这样和中放AGC配合起来，约有50dB良好的控制特性。

μ PC1018C中因将调频和调幅的两套电路分开，互相牵制小，故性能较好，外电路也容易配合。

第三类是具有独立的调频中放和调幅中放，并加入了调频的移相乘积鉴频器，还有调频调幅的调谐指示表驱动器。这类集

成电路型号有三洋LA1210和日立HA11251等，分别见图4·41和4·42，都采用16脚双列插入式塑封，其外形封装型式、尺寸和图4·39相似。

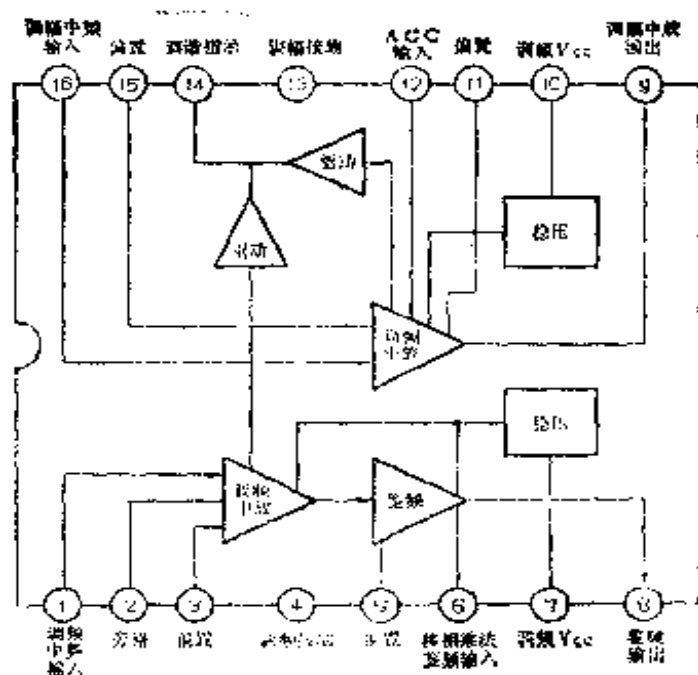


图 4·41 LA1210功能方框图

图4·43为HA11251的内部电路图。调频部分有四级中放，前三级每级都是采用平衡差分放大，加平衡射极输出。第三级输出端一路接第四级差分放大器，改为不平衡输出；另一路送到调谐指示检波电路去。（图4·43见书末）

HA11251的主要性能为：限幅灵敏度 $30\mu\text{V}$ ，信噪比77 dB，调频抑制比50dB，谐波失真0.3%，电源工作电压范围3~8V，静态电流25~36mA。

LA1210的性能也大致相同，电源工作电压为3.5~9V，无信号电流14~22mA。

这类集成电路适用于做中高档的便携机。

稍后一些，还出现HA12413，它将调频中放和调幅中放都分为二组，各有引出脚，使两组放大器的中间可以接入中频滤波器，以提高选择性。同时，还加入了调幅检波器。因此，是这类集成电路中功能较完善的。其方框图和外围元件参看第八章图8·8。

其调频部分性能为：限幅灵敏度约 $40\mu\text{V}$ ，信噪比83dB，调幅抑制比60dB，谐波失真0.3%，电源工作电压4~16V，5.5V时静态电流为11mA左右。

第四类是目前国内外中低档普及调频收音机中用得最普遍的集成电路。它内部具有调频中放、移相乘积、鉴频器、AFC驱动和调谐指示驱动电路，调幅部分则具有变频、中放、峰值检波、AGC和调谐指示驱动等，功能较为齐全，外围电路也较为简单。只是调频高频电路因工作频率高，还不能加进去。这类集成电路品种很多，其中较为典型的为东芝TA7640AP。

TA7640AP是TA7614P的改进型，16脚双列插入式塑封。图4·44为TA7640AP的功能方框图，图4·45*为内部电路图。

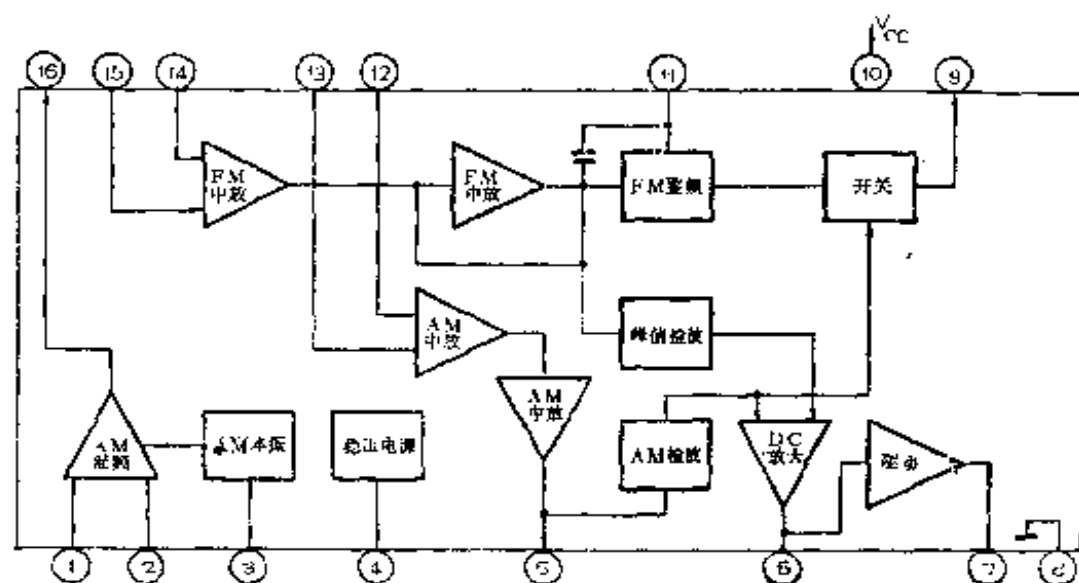


图 4·44 TA7640方框图

* 图4·45见书末

其中调频中放有六级，都接成平衡差动放大器。为便于观看，我们单独将其画出，见图4·46。其中电阻 R_{123} 跨接在四中放的输出（ BG_{123} 集电极）与三中放的输入（ BG_{107} 的基极）之间，形成负反馈电路，以提高放大器的稳定性。整个中放的增益约有60~80dB，输入100 μ V的信号时即可进入隔幅状态。

另外还有一个调谐指示电路，见图4·47。 BG_{113} 、 BG_{114} 及 BG_{401} 、 BG_{402} 为两组峰值检波电路，来自三中放和六中放的信号，经检波后的直流信号耦合到 BG_{120} 基极，经放大输出到和调幅部分合用的驱动电路，使 BG_{27} 、 BG_{24} 、 BG_{29} 等工作，接通指示灯电路而点亮。

第六级中放输出的信号送到移相乘法鉴频器，这类鉴频器的工作原理在第五章中讨论。

TA7640AP可工作在电源电压3~8V范围内，静态电流为10mA。其参数为：信噪比65dB，谐波失真0.05%，调幅抑制比38dB，信号指示灯点亮，灵敏度200 μ V，鉴频输出电压85mV。

松下公司的中频集成电路AN7223和AN7224也较为常用，都采用了18脚双列插入式塑封。其中AN7224的内部功能和TA7640AP相似，而AN7223则比TA7640AP多了调频静噪电路、调幅高放，及公共的前置低放。

AN7223的方框原理图见图4.48。电源电压范围为3~9.6V，典型工作电压为5V，静态电流约14mA，调频部分的主要性能为：限幅灵敏度约170 μ V，静噪灵敏度约300 μ V，鉴频输出电压约100mV，信噪比71dB，谐波失真0.2%，调幅抑制比60dB，静噪抑制比55dB。AN7273是其改进型。

后来，东芝公司也做出了一种和AN7223类似的新集成电路TA7758P，增加了静噪功能，其方框原理图见图4·49，采

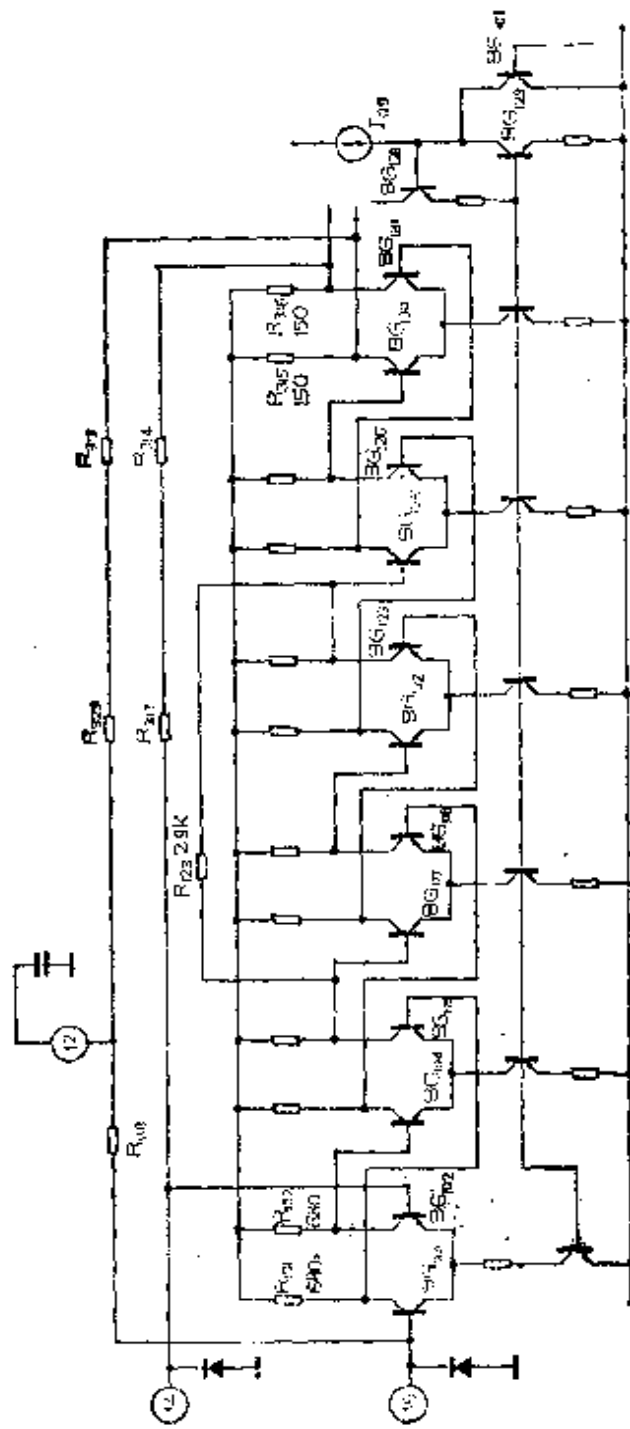


图 4-46 TA7640AP中调频中放部分

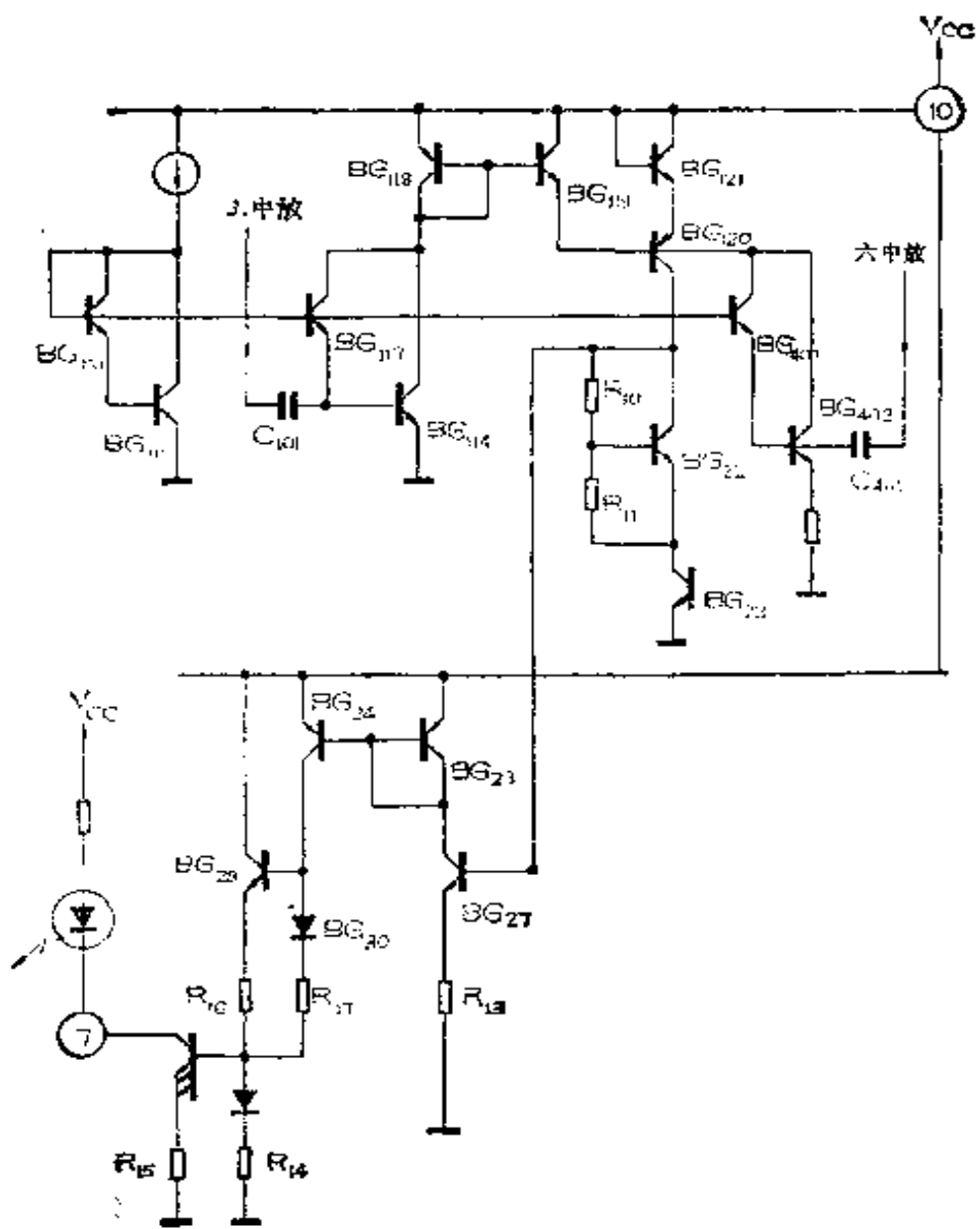


图 4·47 TA7640AP调频调谐指示电路

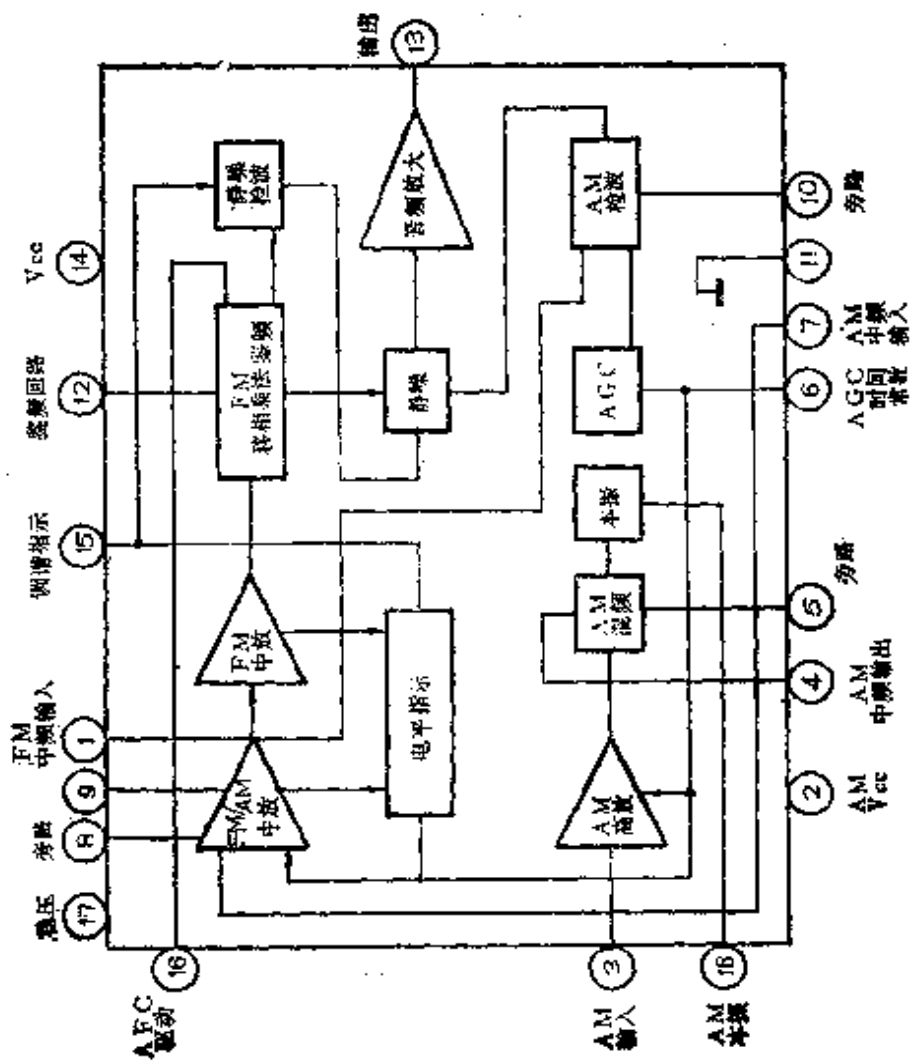


图 4-48 AN7223 方框原理图

用了20脚双列插入式塑封。

TA7758P的电源电压范围为3~8V,典型工作电压为5V,静态电流约11mA,调频部分的主要性能为:限幅灵敏度约30 μ V,鉴频输出电压110mV左右,信噪比70dB,谐波失真0.1%,调幅抑制比40dB,静噪抑制比50~80dB,静噪带宽175kHz,信号指示灯点亮灵敏度约40 μ V。

为了适用于低电压工作的调频收音机,东芝有3V系列的TA7687AP、TA7757P等中频处理器,其功能和TA7640AP相似,多了调幅高放,见图4.50。TA7757P为TA7687AP的改进型,能工作于电源电压1.7~6V,静态电流8mA。还有1.5V系列的中频处理器,如TA7765F等,其它还有松下3V系列的AN7220、AN7221、AN7227和1.5V的AN72315等。

第五类是专为高档调谐器中应用的调频中频集成电路,它

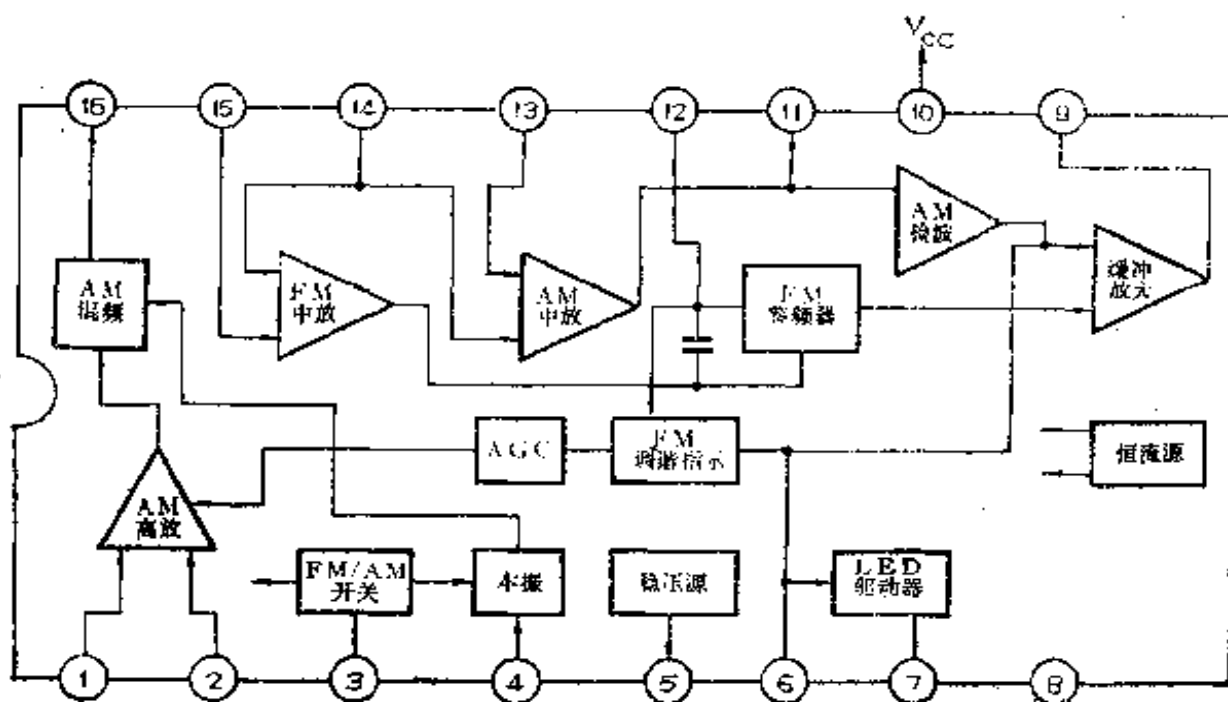


图 4.50 TA7757P方框图

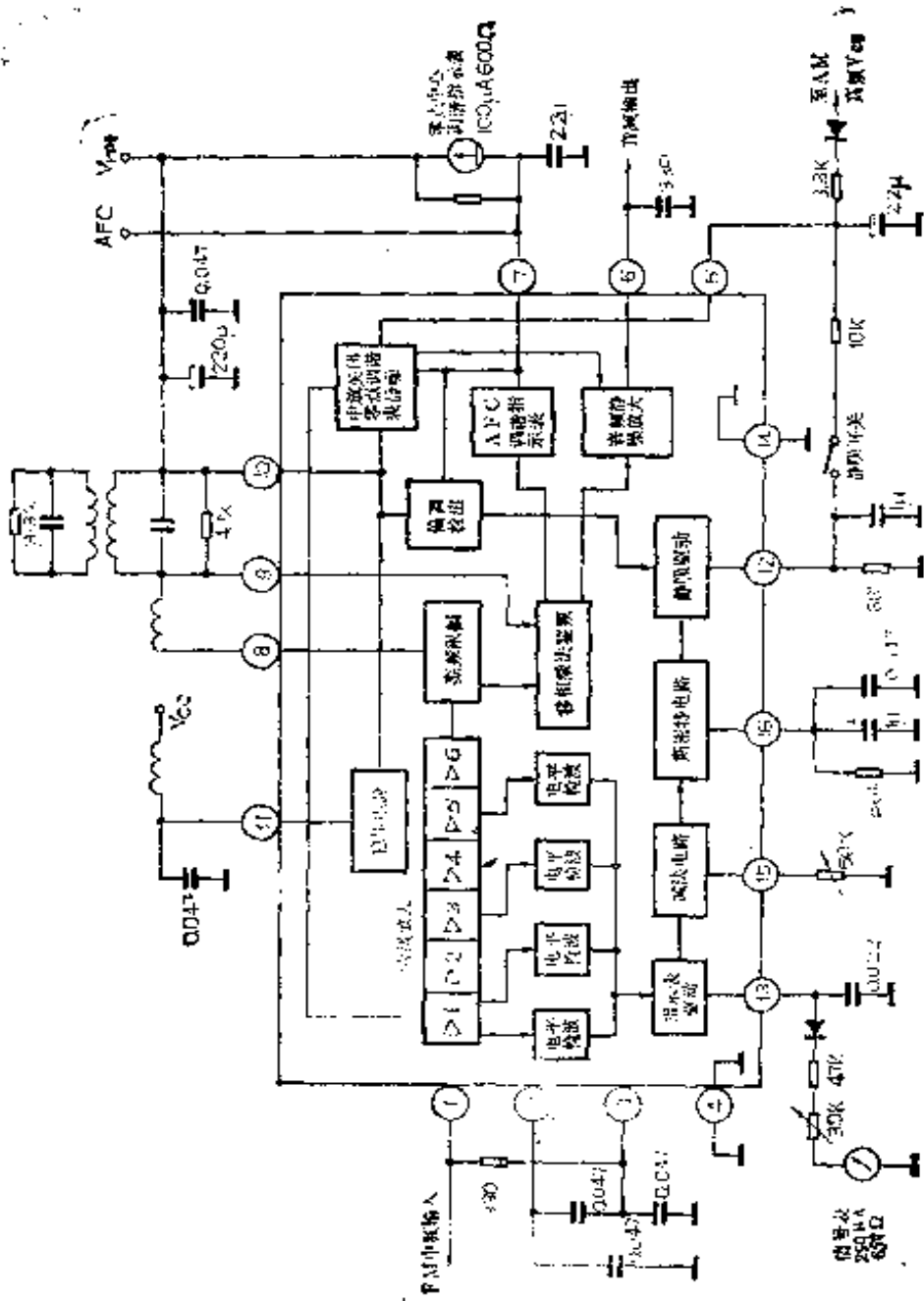


图 4-51 LA1235 方框原理和外围元件

没有调幅部分，如三洋的LA1235和日立的HA12412等都属于此类。它们都是16脚双列插入式塑封型。图4·51为LA1235的方框图，内部有调频中放、移相乘积鉴频器、音频前置放大器、幅度静噪、偏调静噪、音频信号静噪电路、信号指示表驱动电路、AFC、调谐指示表驱动电路、中放停止电路及调谐指示表零点电路等多种功能。电源电压为8—16V，无信号电流为21mA。

此电路的性能指标也很高，限幅灵敏度约 $20\mu\text{V}$ ，信噪比88dB，谐波失真0.015%，调幅抑制比60dB，静噪灵敏度 $100\mu\text{V}$ ，静噪衰减100dB，静噪带宽200Hz。鉴频后音频信号输出电平430mV。

HA12412的功能和性能与LA1235类似。

上述几种普及型多功能中频集成电路，有的甚至还包括功放，可直接配接扬声器，这种集成电路，称为单片集成电路。不过确切的说，这种单片集成电路已不属于中放集成电路范畴之内了，故将在第八章中专门介绍。

第五章 鉴频器

5.1 鉴频器的作用

鉴频器即调频检波器，也叫频率检波器或解调器。它的作用是从调频波中检出音频调制信号来。调频信号的性质和调幅信号不同，调幅信号可以通过一只二极管，将半周的波形切除，再将高频滤除，便可得到音频信号，见图5.1。调频波则只

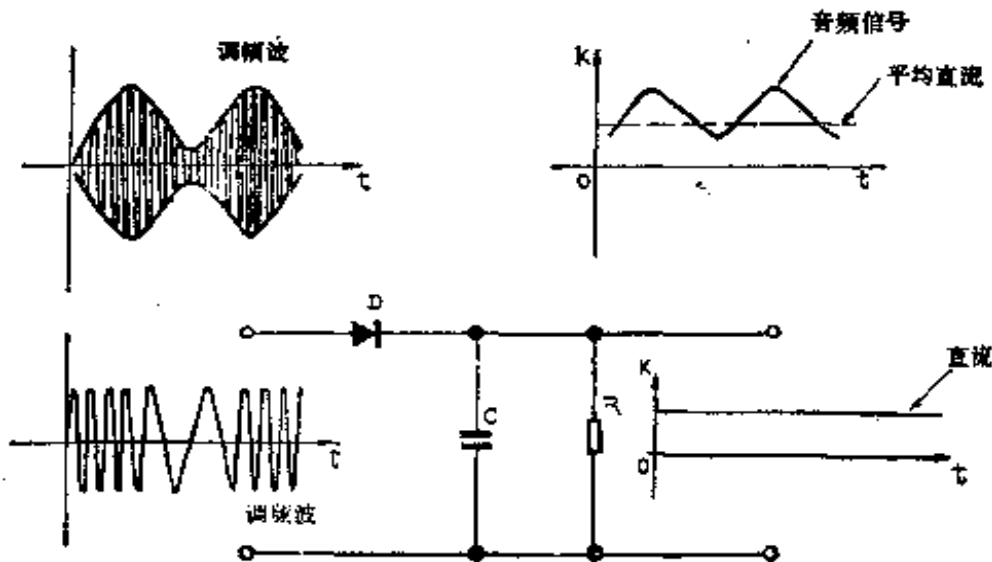


图 5.1 二极管调幅检波器电路

有载波频率的变化，没有幅度的变化，如用图5·1的电路直接进行检波，所得到的只是一个直流（见图5·1），检不出调制信号。因此对调频波的检波必须先将频率的变化，转变成与音频调制信号相应的幅度变化，见图5·2，或者变成占空系数不

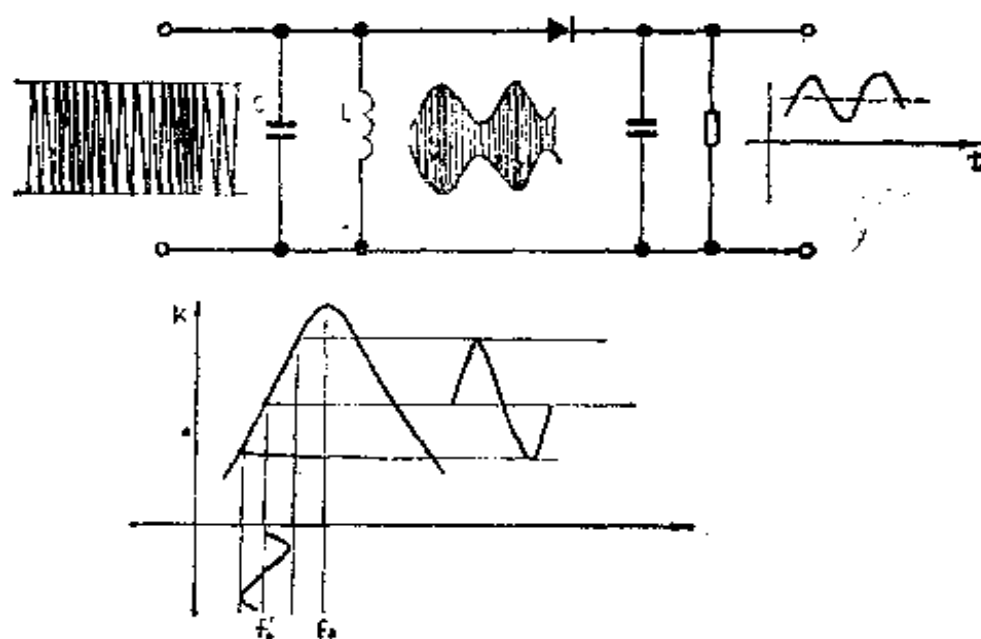


图 5·2 鉴频器工作示意图

同的脉冲系列，再经过幅度检波或脉冲的整流，才能检出音频信号。

鉴频器有许多种类，在以前电子管收音机年代，大都采用相移鉴频器。但现在的半导体调频收音机中，最常用的是比例鉴频器。近来随着集成电路的广泛应用，在集成电路的调频机中较多采用移相乘积鉴频器或锁相环鉴频器。在少数高级的调频调谐器中，还采用了其他种类的鉴频器，如相位跟踪环鉴频器、脉冲计数鉴频器、延迟线鉴频器等。本文只讨论前三种较为普及的鉴频器。

对鉴频器的主要要求是：

(1) 鉴频效率要高。在比较小的调频波输入时能解调出

较大的音频信号。同时还要灵敏度高，信噪比好。通常鉴频特性用一条S曲线来表示，见图5·3，横轴座标表示载波频偏，纵轴表示解调后音频信号的大小。S曲线的中间段直线部分是有用部分，其斜率越陡，在同样的频偏下，输出的音频信号就越

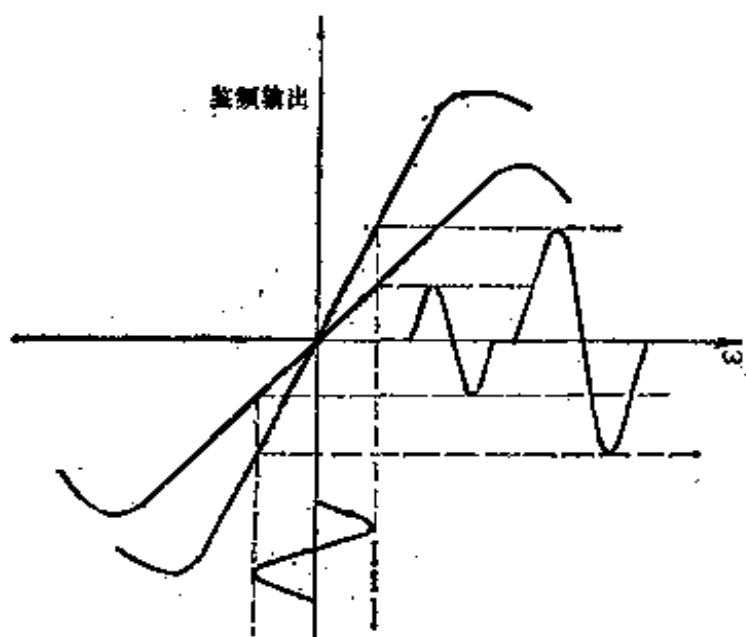


图 5·3 鉴频器特性曲线

大，即鉴频效率越高。

(2) 失真要小。鉴频器的线性要好，才能使原来的调制信号不失真地重现出来。鉴频器的线性可以通过S特性曲线中间线段的线性来判别。如果有该段曲线弯曲，便会产生失真。但是仅仅从静态的S特性曲线上并不能精确地了解曲线是否线性好。要确切了解其线性，我们还需要进行动态的考察。如果在S曲线的任一点处，每变化微小频偏时，相应的音频输出微小变化总是一定的话，则S曲线线性才是真正的好。这种微变量的音频输出对相应微变量载波频偏之比，即 $\frac{\Delta e_0}{\Delta \omega} (\Delta \omega \rightarrow 0)$ 称为微分增益。这是一个与失真有关的重要的鉴频器参数。图

5·4表示微分增益特性与S曲线线性的关系，在微分增益对载波频率变化的曲线上，便可以直接清楚地观察到鉴频器的线性与微分增益的关系。如微分增益特性是一条直线，则说明S曲线也必然是线性的；如果S曲线是弯曲的，如图中虚线所示，则微分特性也不是直线。微分增益和失真之间还可直接用量的关

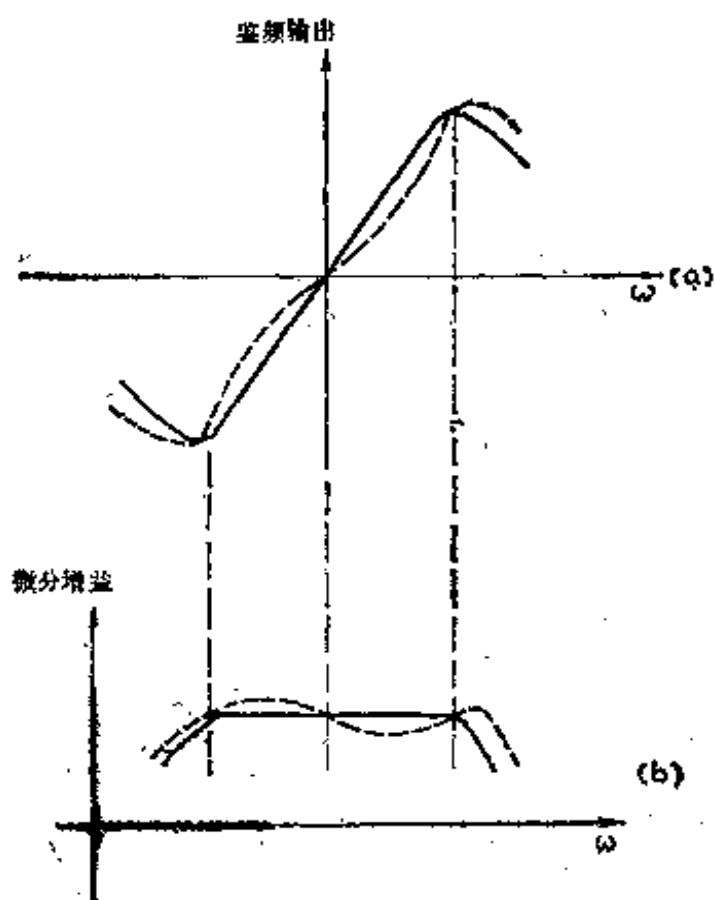
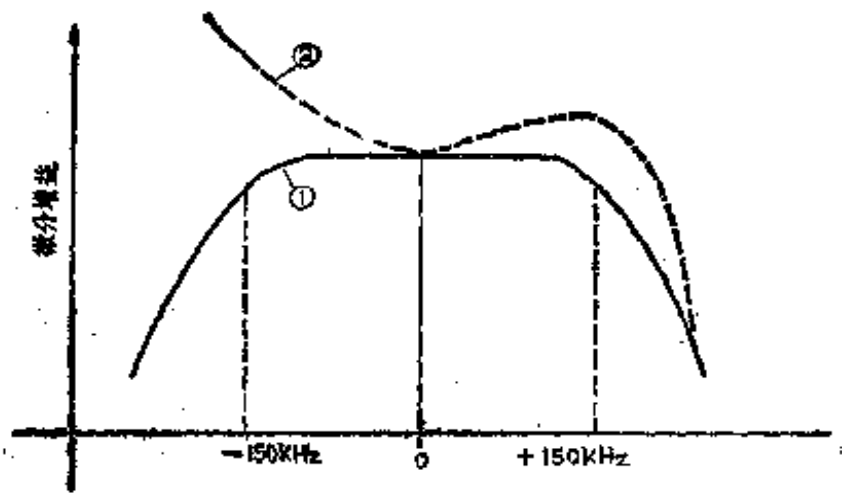


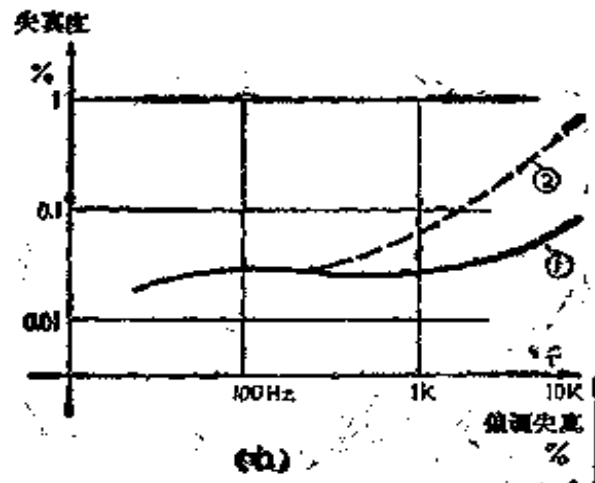
图 5·4 S曲线的线性与微分增益的关系

系表示。图5·5的实线和虚线分别表示不同的微分增益与谐波失真及偏调失真的关系。

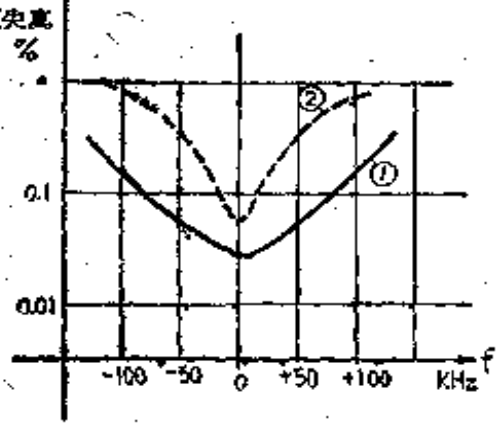
(3) 通带要足够宽。鉴频器的通带也就是S曲线中间的直线段所对应的频率范围，应比中放的通带宽一些，以保证由



(a)



(b)



(c)

图 5·5 微分增益和谐波失真及调偏失真的关系

于温度变化或调谐误差等引起中频偏移时，不致在鉴频器中产生失调。由于通带和灵敏度之间存在矛盾，在普及机中通常要求鉴频器有300kHz左右的通带就够了。即使是立体声信号也能通过。如果中放的增益不充分，过宽的通带则会使鉴频器的灵敏度降低。在高级机中，因还要配合其他一些参数性能，通带需做到1MHz左右。鉴频器解调后的音频频率特性也有所要求，单声道信号希望到20kHz能保持平直。如果通过立体声信号则还需考虑到分离度等特性，并要求解调后频响到100kHz（-3dB）的水平才好。

（4）抑制寄生调幅的能力好。虽然中频放大器的限幅作用可以抑制信号的寄生调幅，但若鉴频器中也具有调幅抑制能力，则可使整机的调幅抑制性能更好。在普及机中，中放级数较少的场合下，鉴频器本身的调幅抑制能力就更显得重要。

（5）稳定性好。主要是要求S曲线的中心频率不要随温度、信号电压大小和时间的变化而飘移。

5.2 比例鉴频器

1. 电路原理

比例鉴频器的电路见图5.6。它的工作原理可分二部分来分析：第一部分是频-幅变换器，它包括一级放大器和其输出端的鉴频线圈 $L_1 \sim L_4$ 等。这部分先将调频波转变为调频调幅波。这时载波虽仍然是调频波，但幅度有了变化，其包络相应于调制的音频信号。第二部分是调幅检波器，由二级管 D_1 、 D_2 和电阻电容等组成，它和一般调幅检波器的作用相同，将调频调幅波中的幅度变化成分检出成为音频信号，从A、B端

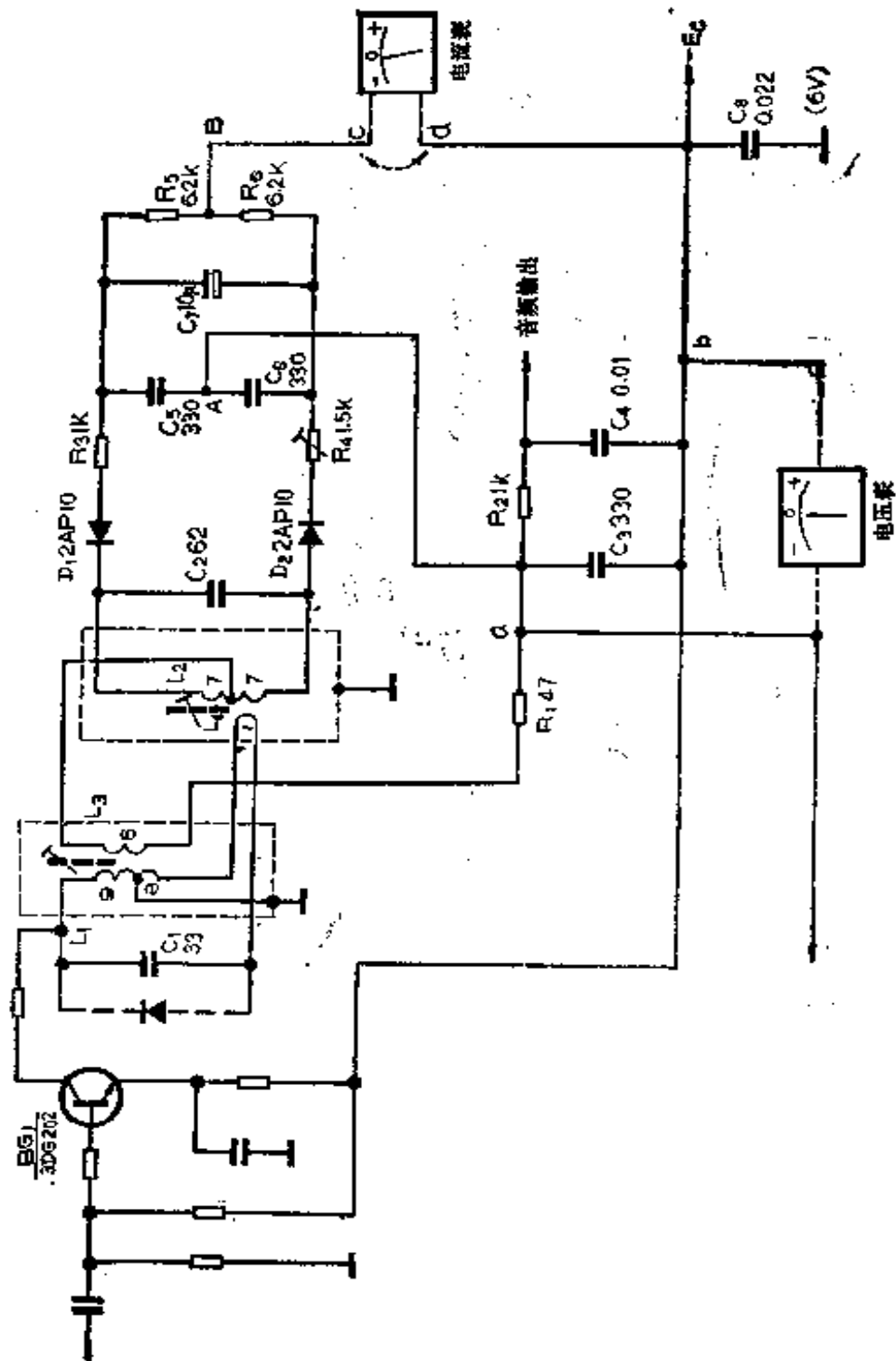


图 5·6 比例鉴频器电路

输出。下面分别说明其原理。

L_1 (包括 L_4) 和 L_2 各为初次级回路的电感, 分别和各自的回路电容 C_1 、 C_2 调谐在中频频率。 L_1 和 L_2 通过 L_4 有较弱的耦合, 而 L_1 和 L_3 则有很紧的耦合。在不同频率时, 由于 L_1 与 L_3 作紧耦合, 故 L_3 上的电压 \dot{U}_3 都和 L_1 上的电压 \dot{U}_1 同相位。 L_3 的一端接在 L_2 的中心点, 因此, 加在两个二极管上的电压 \dot{U}_{d1} 和 \dot{U}_{d2} 分别为 L_3 上的电压 \dot{U}_3 和 L_2 上的电压降 \dot{U}_2 的一半的矢量和, 它们的关系如图5·7所示。

当输入的中频信号没有频率偏移, 即 $f = f_0$ 时, L_1 中有电流 \dot{i}_1 和电压降 \dot{U}_1 。我们知道, 电感上的电压降总是导前电流 90° 的, 所以 \dot{U}_1 导前 \dot{i}_1 90° 。在次级线圈 L_2 中由 \dot{i}_1 通过 L_4 而感应出来的电动势 \dot{E}_2 也总是比 \dot{i}_1 导前 90° 的。所以, \dot{U}_1 和 \dot{E}_2 同相位。前面说过 \dot{U}_1 和 \dot{U}_3 是同相位的, 故 \dot{U}_3 和 \dot{E}_2 也是同相位。次级 L_2 、 C_2 组成的回路中, 对 \dot{E}_2 及由它所产生的电流 \dot{i}_2 来说是一个串联谐振回路, 在谐振状态下, \dot{i}_2 和 \dot{E}_2 是同相位的, 而 \dot{i}_2 流过 L_2 产生的电压降 \dot{U}_2 则仍比 \dot{i}_2 导前 90° , 所以 \dot{U}_2 和 \dot{U}_3 相差 90° , 其矢量互相垂直。因 L_3 接在 L_2 中点, 故图上 \dot{U}_3 位于 \dot{U}_2 的中点为起始点。这时加在两个二极管上的合成电压 \dot{U}_{d1} 和 \dot{U}_{d2} 相等, 见图5·7

(a)。检波后在A点和B点的电压相等, AB之间没有信号输出, 只是在电容 C_7 上充有一个直流电压。当中频信号频率有偏移, 设 $f > f_0$ 时, 这时谐振回路处于失谐状态。串联谐振回路里当频率高于谐振频率时, 阻抗呈感性, \dot{i}_2 就不和 \dot{E}_2 同相, 而是落后 \dot{E}_2 一个角度, 但 \dot{U}_2 始终和 \dot{i}_2 保持 90° , 所以 \dot{U}_2 要向顺时针方向旋转一个角度, 见图5·7(b)。于是合成电压 \dot{U}_{d1} 大于 \dot{U}_{d2} 。于是流过 C_5 的瞬时电流比流过 C_6 的瞬时电流要大, 使A点电位比起 $f = f_0$ 时要变高。但 R_5 和 R_6 两端被一只大电容 C_7 所并联, 具有很大的时间常数, 瞬时电压的变动并不会使 U_0 变

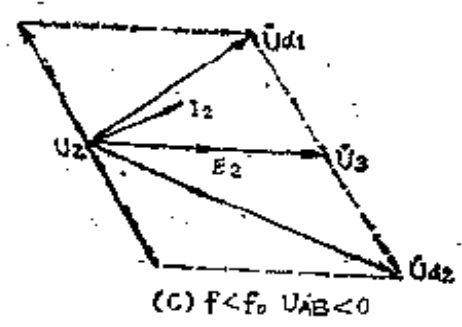
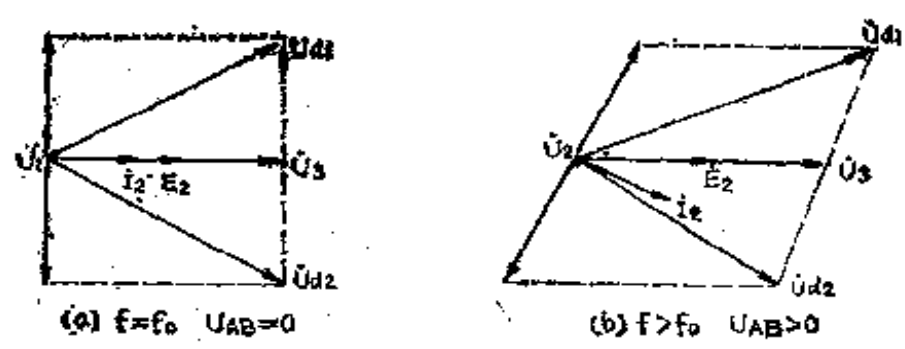
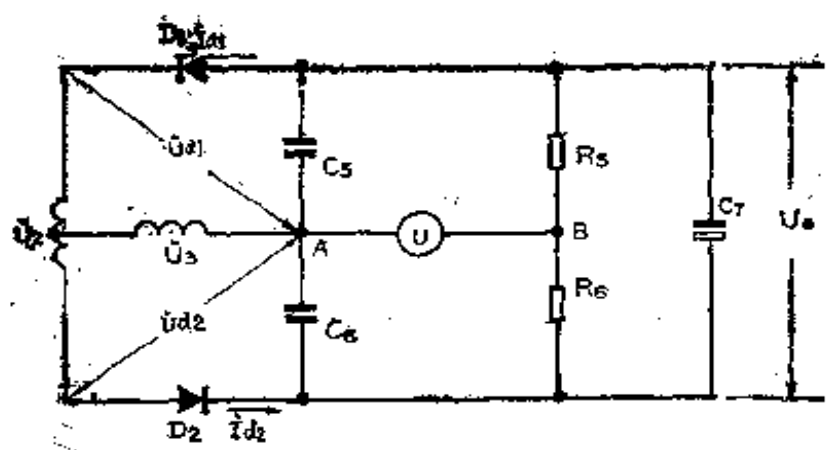


图 5-7 鉴频器中各电压的矢量关系

动，而且 R_s 和 R_o 大小相等，故 B 点电位仍不变，于是 AB 之间就有一个瞬时正电压。在一定范围内， f 比 f_0 偏离愈高，这个正电压也愈大。

反过来，当有负的频率偏移，即 $f < f_0$ 时，则次级回路也

失调，但呈容性阻抗， i_2 超前 e_2 一个角度，使 \dot{U}_2 向反时针方向转一个角度，从而使合成电压 \dot{U}_{d1} 小于 \dot{U}_{d2} ， AB 之间将出现负的瞬时电压见图5·7(c)。

由此可见， AB 之间瞬时电压的振幅大小、正负极性以及变化速度是随中频频率偏移的大小、方向、以及变化而变，也就是与调制音频信号相一致，于是完成了调频波的检波。

上述鉴频的结果可用图5·8(a)的曲线表示，就是前述的 S 曲线。这里横坐标为频率偏移，纵坐标为 A 、 B 两点间的输出电压。如果曲线的斜率愈大，则表示鉴频灵敏度愈高。通常从放大器基极中频输入到音频输出，约有6dB（2倍）左右的增益，要求峰峰之间的直线段线性好，可使输出信号失真小，峰峰之间的频率范围应有400~600kHz左右的宽度。 S 曲线两边被折弯，是因为受到初、次级调谐回路通带的限制。图5·8(b)是其调谐特性，即当改变载波中心频率时，音频输出电压有三个峰值，中间最大峰值是中频载波对准调谐回路10.7 MHz中心频率时，传输系数最大，输出音频信号也最大。而两边下降3dB的通带一般约有300kHz左右。两个小旁峰是由调谐回路阻带斜率检波所造成的。其峰值频率大致对应于 S 曲线两边斜线中间的频率。这些边峰有害无益，要求尽可能小，至少要小于中间主峰高度的 $\frac{1}{2}$ 以下。

整机的 S 曲线还与中放有关，即使鉴频器本身 S 曲线正常，如果中放不稳定，或不良的陶瓷滤波器，则整机综合的幅频特性不正常，会使综合的 S 特性不正常，而产生边峰大于主峰的现象，需要防止。

比例鉴频器不仅能鉴频，而且具有限幅作用。这是由于加了一个大电容 C_7 的缘故。因 C_7 的电容量很大，和 R_5 、 R_6 在一

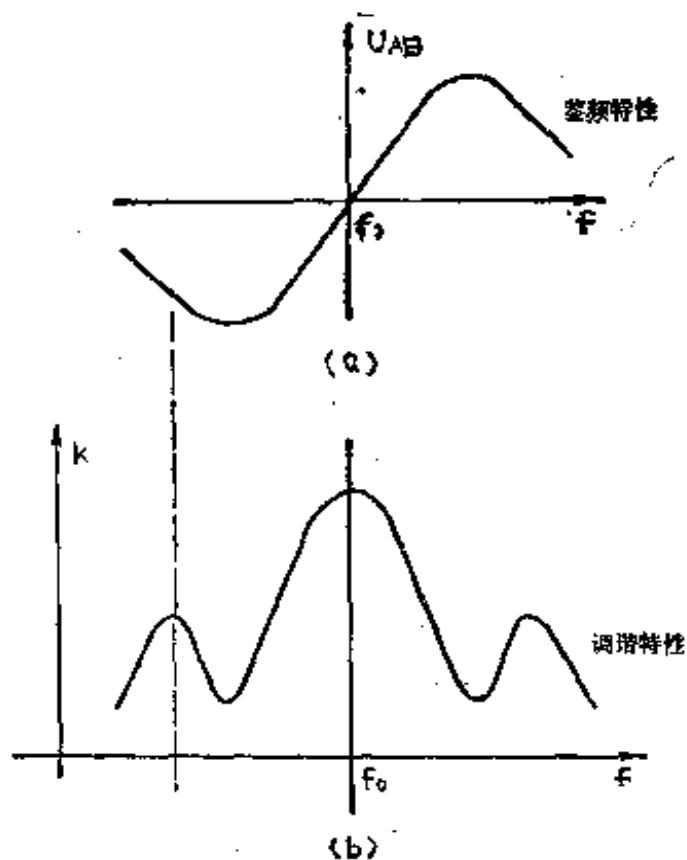


图 5.8 回路调谐特性与鉴频特性对照图

起有较大的时间常数，所以载波振幅的瞬时变化使 U_0 来不及变化而保持定值。这时，输出电压只是随 $\frac{U_{d1}}{U_{d2}}$ 的比值而变，故称为比例鉴频器。这种限幅过程也可解释为检波器的等效负载电阻的变化的结果。例如载波振幅突然变大时，由于 C_7 的充电作用相当于检波器的负载电阻变小了，使谐振回路的有载 Q_L 值降低了，于是导致鉴频器的增益降低，使输出电压仍保持不变，这就起到限幅作用。但有时这种 Q_L 的相反变化的幅度过大，也会起副作用，例如，载波振幅变大时输出电压反而下降，反之亦然。这种现象叫做“过限幅”。为了纠正过限幅，可以在检波二极管和 C_7 之间串入电阻 R_3 和 R_4 （参看图5.6），

使 C_7 只稳定检波直流电压的80%左右。由于 R_3 和 R_4 上的电压变化是与载波振幅变化相一致的，正好用来补偿过头的部分，从而使回路 Q_L 值的变化程度和载波振幅的变化程度恰如其分。电阻 R_3 和 R_4 还能减轻负载电容的变化对谐振回路的失谐作用，同时兼做调整两组二极管电路达到平衡之用，以提高对调幅抑制的性能。其中 R_4 是可变的，以便调整到最平衡状态。在简单的调频机中，不要求达到很精确的程度，故 R_3 、 R_4 都用一个固定电阻。电阻 R_1 也是用来进一步减小两个二极管不平衡的影响。

2. 电路元件的设定原则

比例鉴频器有许多优良的性能，在5·1中所提到的几点要求，如传输系数高，信噪比好，对调幅信号的抑制能力强，有较宽的通带和小的非线性失真，以及中心频率稳定等，比例鉴频器几乎都能具备。但是要全面做好这些性能并不容易。因为它们之间往往是互相牵制的。因此，在设置元件时要各方面兼顾，从传输系数高的角度来看，初、次级调谐回路的电容 C_1 和 C_2 应该用得小一些，直流负载电阻 R_5 和 R_6 用得大一些，可以提高增益。但是电容太小了容易受分布电容的影响而使增益不稳定，尤其是次级的 C_2 太小了，容易受二极管极间电容变化和负载阻抗变化的影响，使中心频率漂移，鉴频特性变坏。一般初、次级槽路电容约在27~80pF左右，且往往初级电容用得小一些，次级用得大一些。这是因为初级的分布电容影响较小，故槽路电容可以用得小一些，而次级的二极管极间电容及负载电容的变化大，故为求得中心频率稳定，宁可牺牲一点增益，而把槽路电容用得大一些。检波二极管 D_1 和 D_2 要选用极间电容小的二极管。但若 C_2 较大，则对二极管的极间电容要求

稍可降低。负载电阻 R_5 和 R_6 也不能用得太大，太大了会使调幅抑制性能下降，调幅抑制度是比例鉴频器的一项重要参数。它和各调谐回路的 Q 值和匝数比以及负载电阻大小等有关。上面提到过对调幅信号的限制作用靠的是等效负载电阻的变化，当信号幅度上升时，等效电阻变小；幅度下降时电阻变大。这样来保持负载电阻两端的电压不变。对幅度上升的变化的控制，问题是不大的，此时有载 Q_L 往小的变化没有限制；但在向小的幅度变化时，要求电路有效电阻变大即 Q_L 值变大。这时最高的 Q_L 值不可能超过调谐回路的空载 Q_0 值。放大器的增益是随 Q_L 值的提高而增大的，当 Q_L 值上限被固定后，在信号幅度下降时，放大器的增益和其输出电压不能上升到足够高度，便会使二极管截止而不能工作。因此，有载 Q_L 和空载 Q_0 之间必须有一定的距离才能保证对幅度变化可控制的范围。但有载 Q_L 定得太低则传输系数太低也不好，通常要求空载（即不加 R_5 和 R_6 时）回路 Q_0 值和有载 Q_L 之间有4倍左右的比值才好。因此，当 Q_0 确定后， R_5 和 R_6 的大小也就可以确定。一般根据实际所能达到的 Q_0 条件下， R_5 和 R_6 大致在 $4.7\sim 8.2\text{k}\Omega$ 。必须尽可能采用高 Q_0 的次级线圈，使得 R_5 和 R_6 能用到较大的数值。这样，既能得到较高的传输系数，而仍保持较好的限幅特性。

其次，再看几个线圈之间的关系。当 C_1 和 C_2 确定以后， L_1 和 L_2 的圈数也就确定了。 L_3 的圈数和 L_1 、 L_2 之间需要一定的比值。 L_1 和 L_2 是紧耦合，负载电阻的变化直接从 L_3 反射到 L_1 端，对初级的影响较大，因 L_3 端的负载电阻约只 R_5 或 R_6 的 $1/4$ ，故 L_3 圈数过多时，反射到初级回路的电阻很小，使有载 Q_L 过低。当信号向小的幅度变化，负载电阻变化大时，初级的增益提高不多，使调幅抑制特性较差。但 L_3 的圈数也不能太少， L_3 少了，从 L_1 耦合过来的电压也小，使鉴频灵敏度下降。通常 L_3 的圈数要使

得初级的空载 Q_0 和有载 Q_L 的比值约为2倍左右。即检波负载电阻从 L_3 反映到初级的电阻正好等于初级空载谐振电阻，并使电压 U_2 的一半和 U_3 的比值为0.7~0.8。这样才能较好地兼顾传输系数和限幅特性。但同时应注意在初级的 Q 值变化范围内均应符合放大器的稳定性和通带要求，要相应的调整好初级线圈的集电极到地的抽头点。

线圈 L_4 是 L_1 和 L_2 之间的耦合线圈，在普及式的调频机中，为求得较好的传输系数和调幅抑制比，它要求 L_1 和 L_2 之间小于临界耦合，耦合因数约为0.5~0.8之间为好。实际绕制时，该线圈只要半圈就够了。在高级调谐器中，为求得较宽的通带和较小的失真，耦合因数较大，在1.2左右，并具有较低的有载 Q_L 值，使通带达1MHz左右。这样，虽然传输系数降低一些，但中放级有足够的增益可补偿，仍不至降低信噪比。但 L_4 若圈数过多，耦合过紧，通带过宽，则鉴频特性的线性不好，失真较大，并且灵敏度下降，调幅抑制特性变差，调谐特性往往出现多峰现象，不易调好。

有时在初级回路 L_1 端并联一只二极管，作为改善调幅抑制的辅助措施。因为 L_1 和 L_2 虽是松耦合，但当信号幅度变小时，次级有载 Q_L 值提高，使 L_1 和 L_2 之间耦合变紧，次级阻抗反射到初级的影响变大，使初级回路的 Q_L 值和放大器增益都有些下降。这对调幅抑制是不利的，并联二极管以后，可使振幅减小时二极管内阻变大，回路 Q_L 值有些提高而得到补偿。

电容器 C_5 、 C_6 是中频滤波电容，同时又要使对音频信号包络有相当大的容抗。所以，它的值太小了滤波不良，太大了会降低音频信号的传输系数，甚至产生对角切削失真，一般用300 pF左右。

电容 C_7 的大小对限幅性能有关，要使电路有较大的时间常

数，一般用 $10\mu\text{F}$ 左右即可。

鉴频器输出的音频信号经 R_1 、 C_3 滤去中频信号，经 R_2 送到音频放大器去， R_2 和 C_4 具有进一步滤除中频的作用。

音频放大器的输入阻抗不能过低，否则传输系数很低且不均匀，最好音频放大器有 $10\text{k}\Omega$ 以上的输入阻抗，或者通过射极输出器后再接音频放大器的输入端。

R_2 、 C_4 除了起中频滤波作用外，主要是削减高音，称为去加重网络，其作用在第一章1.6节中已经说明。去加重网络的时间常数，我国采用 $50\mu\text{s}$ 。因此， R_2 和 C_4 的乘积应等于 $50\mu\text{s}$ 。例如， C_4 选用 $0.022\mu\text{F}$ 的话，那么， R_2 应为 $50\mu\text{s}/0.022\mu\text{F} = 2.2\text{k}\Omega$ ，可用标称值 $2.4\text{k}\Omega$ 。 C_4 可在 $0.01\sim 0.047\mu\text{F}$ 范围内选用，相应的 R_2 的值可在 $1\sim 5.1\text{k}\Omega$ 范围内选用。实际上在业余自制时，去加重网络不一定按标准时间常数设置，而是按整机所需的频率特性要求来选取。利用它来作整机的频率补偿之用。例如，若低放电路的高音频响较差，则可将去加重网络的时间常数设计得小一些，使高音有所提升，以补偿整机的不足。在正式产品中，由于受到互换性和与其它设备配套等问题，一般应按规定值配置。

3. 不平衡式比例鉴频器

比例鉴频器也可采用不平衡的形式，见图5.9。这里省去了图5.6中的 C_5 和 C_6 ，并将 R_5 和 R_6 合并为 R_5 ，利用 C_3 来代替 C_5 和 C_6 。其中频电流的流电路径如图中所示，以 $-E_c$ 端为基准，在 C_3 上仍有音频电压输出，其大小和平衡式的一样，只是在 $f = f_0$ 时输出端直流电压不为零，而是 $\frac{1}{2}U_0$ 。不平衡电路由于两个信号回路不平衡，其调幅抑制比稍差，但并不致坏到妨害

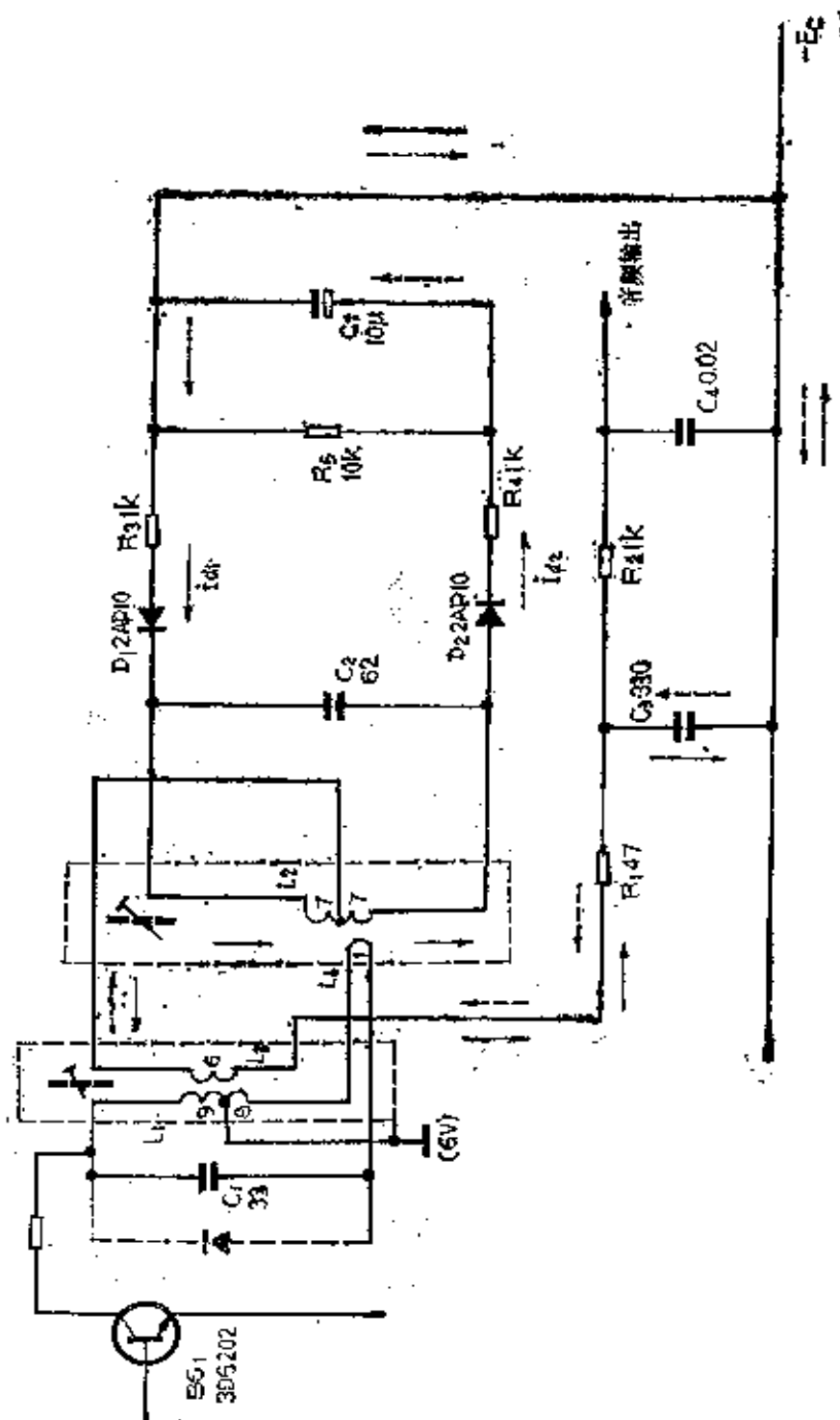


图 5.9 不平衡式比例鉴频器电路

收听的程度，故在普及机中常常采用。

4. 调谐指示

利用鉴频器输出端中含有直流成分这一特性，可以作自动频率控制和调谐指示。前者已在前面的文章中谈过。后者可用指针零位置在中间的高内阻电压表接在图5·6平衡式比例鉴频器的 ab 端，或用低内阻电流表串入 cd 之间。当准确调谐时，直流输出为0，指针在中间，调偏时因有正的或负的直流电压输出，指针就向两边摆动。对于图5·9不平衡式鉴频器，可将普通单向指示电压表或电流表接在同样地方。当调谐准确时， ab 端输出 $\frac{1}{2}U_0$ 电压， cd 间亦有相应电流。这时将电压或电流表指针校准在中间位置，那么失调时输出大于或小于静止电压或电流，指针就会向左或右摆动。

如果表头的灵敏度不够，可再加一级直流放大器。

5·3 相移鉴频器

1. 电路原理

相移鉴频器的名称曾以发明者的名字命名，称为福斯特—西利（FOSTER-SEELEY）鉴频器。这种鉴频器在1937年发明，比比例鉴频器的发明还要早10年。那时还没有调频广播，这种鉴频器用于自动频率控制领域。后来有了调频广播，那还是电子管的年代，相移鉴频器就广泛用于电子管的调频收音机中了。

电路和比例鉴频器相似，见图5·10，但二只二极管同相联

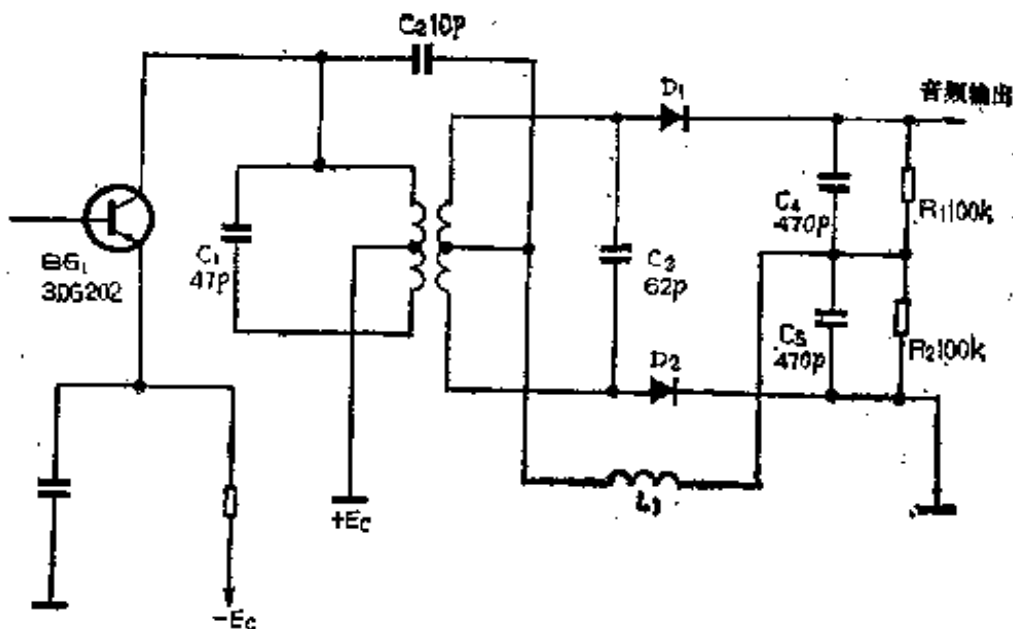


图 5-10 相移鉴频器电路

接，在二个二极管右侧没有大电容，故无限幅作用。电路的前半部分，即将调频波变为调频调幅波部分，其原理和比例鉴频器一样，有两个谐振回路，互相作松耦合。此外，初级线圈还通过一个电容 C_2 耦合到次级的中点，其作用好似比例鉴频器中的 L_3 ，于是也形成图5·7中那样的两个正交的电压。当调制信号为零，即载波无频率偏移时， \dot{U}_{d1} 和 \dot{U}_{d2} 大小一样，与 \dot{U}_3 所成角度也正好相反，故在 R_1 和 R_2 上得到的检波电压大小一样，而方向相反，输出为零。当调制信号向正或负方向变化时，载波频率也相应作正或负向偏移，于是 \dot{U}_2 也随着载波频率的偏移而向顺时针或反时针旋转，使 \dot{U}_2 和 \dot{U}_3 的矢量和产生大小的变化，通过二极管检波后，在 R_1 和 R_2 上得到的电压不同，两电压之差，就是输出的音频信号。

2. 和比例鉴频器的比较

相移鉴频器比起比例鉴频器来，在同样的输入信号，并取

同样带宽时，有如下特点：①输出电压大一倍，因而可获得较高的信噪比。②失真小，在频偏75kHz以内，前者比后者失真小一些。图5·11为两种比例鉴频器的失真与频偏的关系。其中先在频偏 $\pm 75\text{kHz}$ 时把两者的失真调到相同，然后改变频偏进行比较。③频率特性比较好一些。但相移鉴频器比起比例鉴频器有二个不足的地方：①相移鉴频器本身没有限幅能力，前面必须接专门的限幅器。②相移鉴频器输出阻抗高。比例鉴频器的输出阻抗约只 $5\text{k}\Omega$ 左右，而相移鉴频器则有 $30\text{k}\Omega$ 左右，故其后面必须接高阻抗负载，否则输出降低，影响效率。此外，阻抗高了，对于立体声复合信号来说， 53kHz 的高调制频率容易被分布电容所衰减，因而影响分离度。

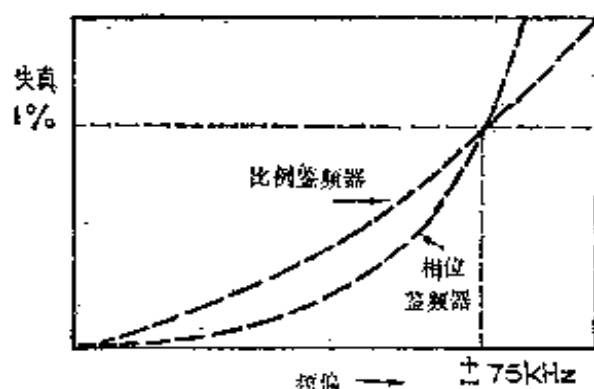


图 5·11 相移鉴频器和比例鉴频器在失真方面的比较

在电子管收音机中，相移鉴频器的这二个缺点并不重要。因为电子管中频放大器能输出较高的电压，在相移鉴频器前加一级限幅器就能解决调幅抑制问题，而低放级电子管的输入阻抗也很高，与相移鉴频器的高输出阻抗配接得正好，不会降低鉴频输出。但是在晶体管收音机中，中放级的输出电压较低，光靠一级限幅，动态范围有限，必须靠中放的多级限幅才能做

好小信号的调幅抑制性能。因此，在管子数量较少的普及机中，用相移鉴频器就不能得到良好效果。此外，一般晶体管低放电路的输入阻抗不高，难于和高输出阻抗的相移鉴频器配接。比例鉴频器具有调幅抑制能力，对前级中放限幅的要求不高，并且输出阻抗低，可以直接和一般低放级配接，只要低放级的输入阻抗做得稍高一些即可，在电路上容易实现。所以自从半导体管调频收音机问世以来，极大多数采用了比例鉴频器。

此外，比例鉴频器的有些性能虽比相移鉴频器稍差，但也已经能达到高保真的要求。所以比例鉴频器在晶体管收音机中，从普及机到高级机，都被普遍采用。

不过现在由于半导体技术的进步，中放级应用了集成电路以后，增益可做得很高，小信号输入已经能达到充分的限幅，在这种情况下，即使应用相移鉴频器，也能满足调幅抑制的要求。至于相移鉴频器输出阻抗高的问题，只要输出端接一个射极跟随器就可以达到配接要求。用于立体声调频机时，在高频响方面只要在电路上加以适当补偿，也能满足分离度的要求。所以在现代电子技术条件下，相移鉴频器在一些高级调频机里仍有应用。

5.4 移相乘积鉴频器

1. 电路原理

这种鉴频器现在被广泛用于集成电路的调频机中。这是因为其电路易于集成化，成本低，调试简单，适合于大量生产的缘故。它也叫移相同步鉴频器或移相符合门鉴频器等。其鉴频

的原理分二个过程：先把接收到的调频波将其频率变化通过移相器变成相位变化（当然这个相位变化和调制音频信号相一致）。然后将相位变化变成相应的幅度变化，从而还原出音频信号来。

图5·12表示移相乘积鉴频器的基本原理。自中放级输出的信号一路直接送到乘法器 (U_1)，另外一路经过移相器送到乘法器 (U_2)。当调频波没有频率偏移，即等于中频频率时， U_1 和 U_2 的相位差为 90° ，经过乘法器后输出的是占空比为1的脉冲波，平均电流为一直流，即无输出。以此直流电平作为基准点或零点。当频率往高或低偏移时， U_1 和 U_2 的相位差也在

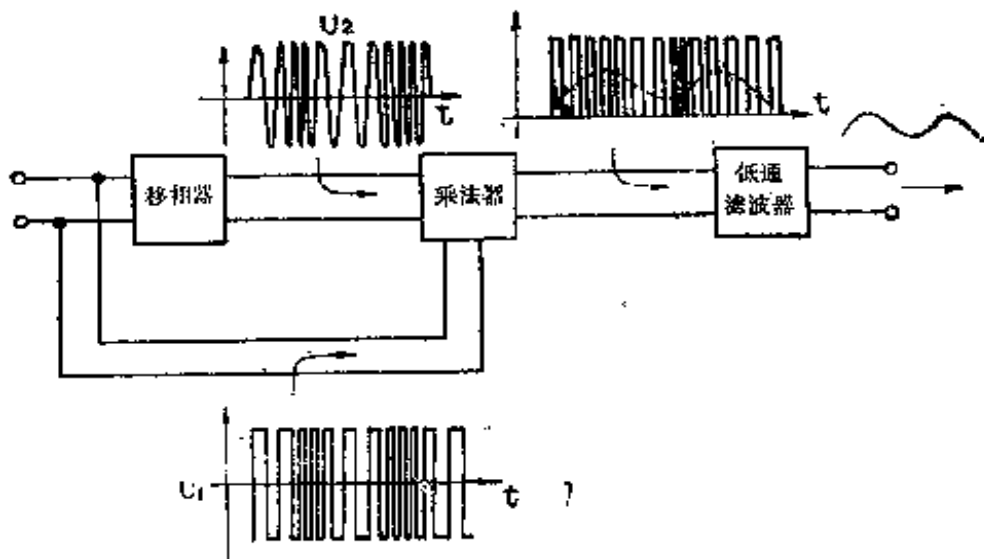


图 5·12 移相乘积鉴频器方框图

90° 上下作相应变化。于是乘法器输出脉冲的占空比也相应变化。这种变化，经过低通滤波器，整流出的平均值也随之变

• 所谓“占空比”是指脉冲波中，在一周内一个脉冲的宽度（时间）与脉冲整个周期之比。

化，而这种变化正是音频调制波。下面进一步用具体电路来说明。

电路的程式有多种，但原理基本相同。

图5·13是一个典型电路，其中移相电路由一个电感 L_1 和一个谐振回路 L_2C 组成，接在集成电路的外部。乘法器是一个双平衡差分式乘法门电路，是多功能集成电路块中的一部分。

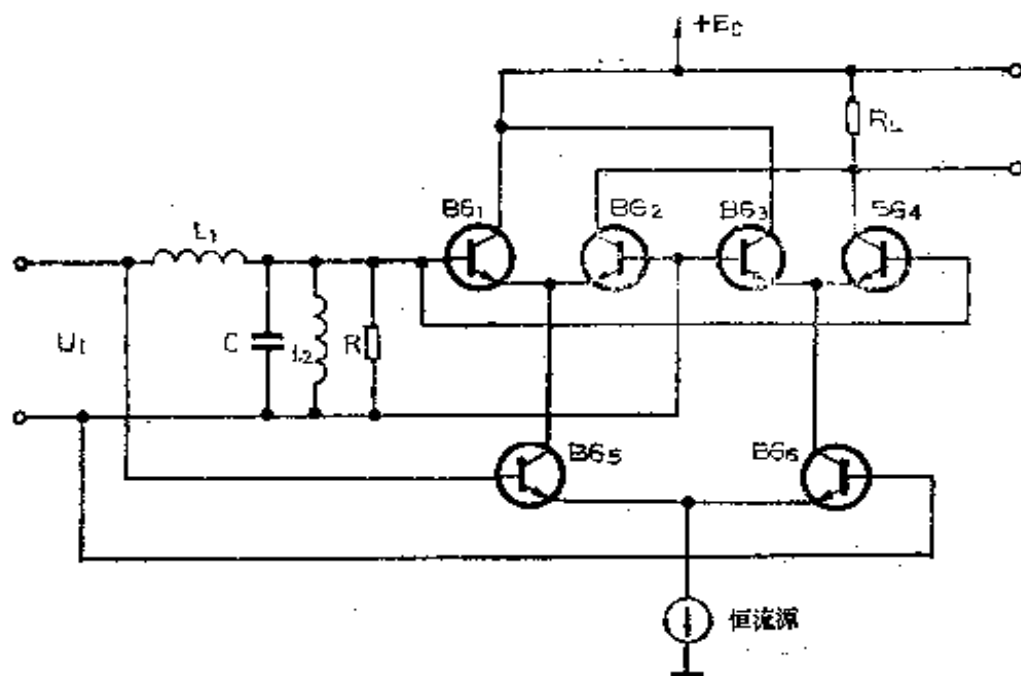


图 5·13 移相乘法鉴频器电路

我们先来说明移相电路的原理。从中频放大器输出的信号 U_1 在 L_1 以前就送到乘法器的一个与门，在 L_1 之后经过移相的电压 U_2 送至乘法器的另一个与门。 $L_1 \gg L_2$ 且 L_1 、 L_2 的并联总电感 L ($L = L_1 \parallel L_2$) 和 C 的谐振频率等于中频频率 f_0 。这时，电压 U_1 和 U_2 之间的相位差恰好是 90° 。图5·14(b)画出这时各电压之间的矢量关系。因 $L_1 \parallel L_2$ 和 C 对 f_0 谐振，所以 L_2C 回路的谐振频率略低于 f_0 ，故 L_2C 回路对 f_0 来说呈电容性，即流过 C 的电流 i_C 稍大于流过 L_2 中的电流 i_{L_2} 。因 i_C 导前 U_2 90° ， i_{L_2} 落后

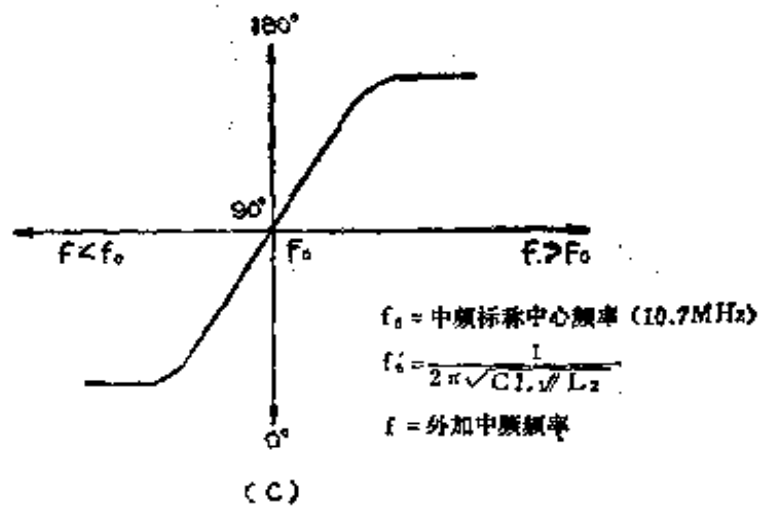
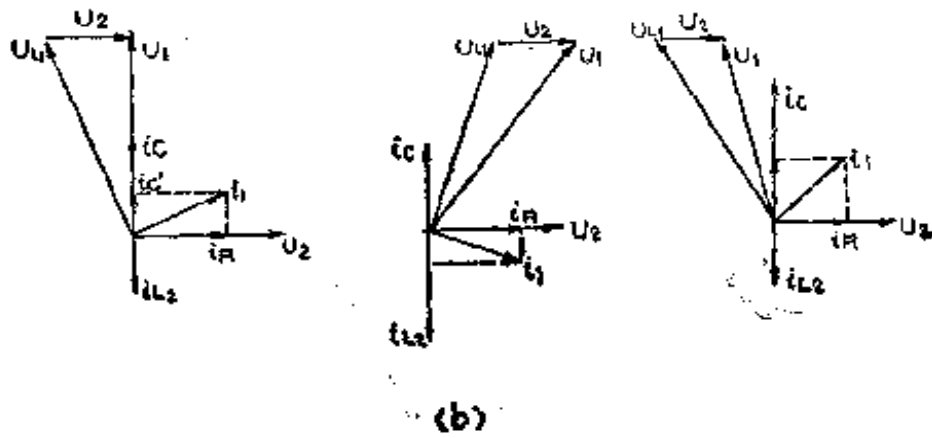
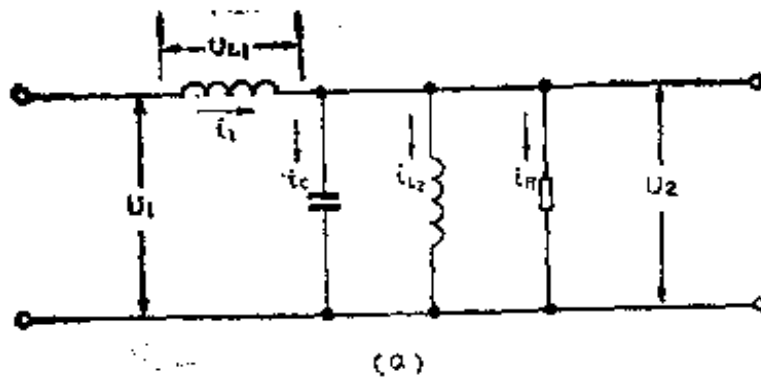


图 5·14 移相器工作原理图

U_2 90° ，两者方向相反，而 $i_C > i_{L2}$ ，所以有剩余电流 i'_C 。流过电阻 R 的电流 i_R 和 U_2 同相，由 i'_C 和 i_R 合成的总电流 i_1 超前 U_2 一个角度。当 i_1 流过 L_1 时，在 L_1 上的电压 U_{L1} 总是超前 i_1 90° ，故 U_{L1} 超前 U_2 大于 90° 。又因电压 U_1 是 U_{L1} 和 U_2 的矢量和，故只要 L_1 的值调整合适，可使 U_1 恰好超前 U_2 90° ，这是从中放来的中频频率等于 f_0 时各元件中的电压电流关系。

当中频频率往低于 f_0 偏移时， L_2 支路中的电流渐渐大于 C 支路的电流，总电流 i_1 逐渐向顺时针方向旋转，频率偏移愈低， i_1 愈滞后电压 U_2 ，但 U_{L1} 始终超前 i_1 90° ，所以合成电压 U_1 超前 U_2 的角度小于 90° 。

当中频频率高于 f_0 时， L_2C 回路呈现更大的电容性，电流 i_1 更超前电压 U_2 ，而 U_{L1} 始终超前 i_1 90° ，所以合成电压 U_1 超前 U_2 的角度大于 90° 。

总起来说，当中频频率由低到高变化时， U_1 和 U_2 的相位角在 90° 以下和以上两个方向变化。

下面我们再来讨论乘法器的工作原理。我们知道，当晶体管工作在小信号的工作状态时，输出信号随着输入信号的大小而变，起放大作用。但当它工作于大信号工作状态时，放大器的输入信号很大，当时只能起一个开关的作用。当输入正信号时管子导通，当输入负信号时管子截止，可以看作一个电子开关。在调频收音机的移相乘积鉴频器中，管子一般工作在大信号状态，这样可以获得较宽的工作范围和较好的线性（见图 5·15）。它的缺点是内部噪声较大，但收音机中不像电视机有图象干扰的麻烦，所以问题不大。

现在我们结合移相器输出电压的相位变化，来看乘法器输出电压的变化。参看图 5·16，移相前的电压 U_1 是中放直接输出的电压，已经处于限幅状态，即已成为方波，且幅度较大，

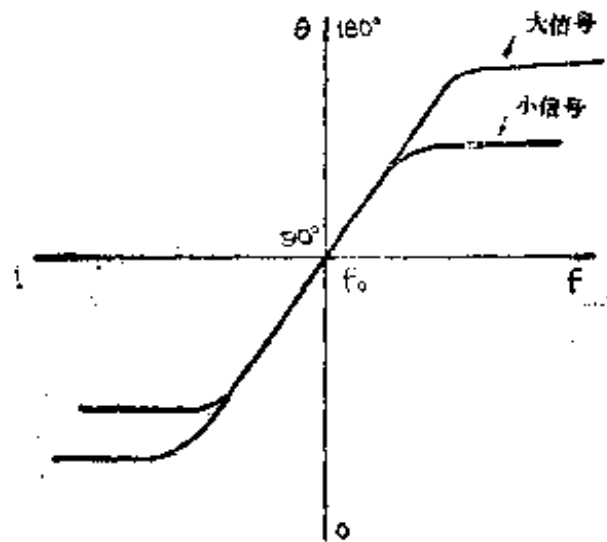


图 5·15 大、小信号时移相器的频率特性

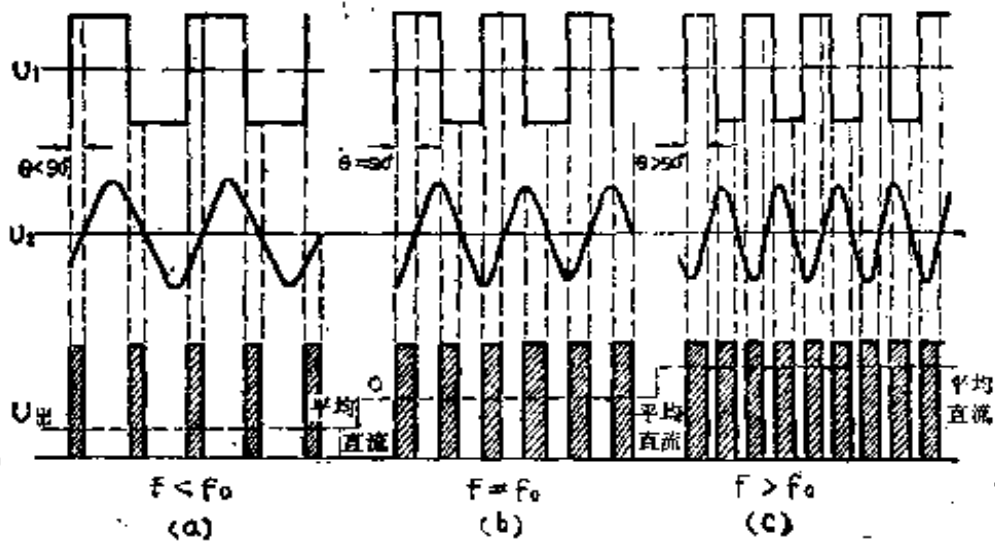


图 5·16 移相器工作波形

故它对 BG_5 和 BG_6 是一个开关电压：当 U_1 为正时， BG_5 导通 BG_6 截止；当负半周时， BG_6 导通 BG_5 截止。经过移相后的电压 U_2 加到 BG_{1-4} 的基极。 U_2 因经过调谐回路后，被滤去了

谐波，故成为正弦波，但电压仍较大， BG_{1-4} 仍工作于大信号区的开关状态，故 U_2 的作用和 U_1 的方波开关电压的作用相同。我们可以看到，当 U_1 、 U_2 都是上正下负时，虽然 BG_1 、 BG_4 、 BG_5 导通，但因 BG_3 、 BG_2 不通，故 R_L 中无电流；当 U_1 、 U_2 都是上负下正时， BG_3 、 BG_2 和 BG_6 导通，但 R_L 中亦无电流。只有当 U_1 为上正下负时，而 U_2 为上负下正时， BG_2 和 BG_5 导通，或当 U_1 为上负下正， U_2 为上正下负时， BG_4 和 BG_6 导通， R_L 中才有电流。总之，只有 U_1 和 U_2 在异号时， R_L 才能输出信号。当频率为中心频率 f_0 时， U_1 和 U_2 相差 90° ， U_1 和 U_2 同号和异号的时间相同，输出的脉冲波形如图5·16 (b)，有脉冲和无脉冲所占时间相等即占空比为1，平均直流为脉冲波高度的中点。若以此作为基准线或零线，那么当频率低于中心频率 f_0 时， U_1 和 U_2 的频率降低，且相位差小于 90° ，从图5·16 (a)中可看出 U_1 、 U_2 之间异号相遇的时间减小，故输出的脉冲变窄，占空比减小，其平均直流电压也减小，低于零线。当频率高于中心频率时， U_1 和 U_2 的频率变高，且异号相遇时间增长，见图5·16 (c)。这时输出的脉冲波形变宽，占空比增大，其平均直流电压也增大，高于零线。当中频的频率连续变化时，这些脉冲波也随着调频波频率的变化，其脉冲宽度也随着变化，经过低通滤波器，取出的平均电压也随之变化。这变化和原来的音频调制信号的电压变化相一致，于是就还原出了音频信号。这种乘法器在业余条件下，也可以用分立元器件制作。

移相乘积鉴频器也基本具备前述对鉴频器所要求的几点性能，并且结构和调试比起比例鉴频器要简单一些。移相乘积鉴频器也有调幅抑制能力。因为乘法器在大信号开关状态时，只对频率相位的变化输出相应占空比不同的脉冲串，而对于输入信号电压的变化不敏感。但若输入信号电压非常小，乘法器进

入模拟放大状态时，则输出电压也会随输入电压的变化而变化，使调幅抑制能力减低，所以要求中放级有足够的增益。

2. 移相器的形式和元件设定原则

移相乘积鉴频器的性能好坏，主要取决于移相器，而乘法器除了对大小信号的工作状态有所不同外，其电路程式对性能的影响不太大。因此，我们需要进一步讨论一下移相器的有关问题。

在上面我们已经谈到了移相器的基本原理，从图5·14(b)的矢量图可以看出，如果 L_2C 的谐振频率 f_0' 等于外来的中频频率时，则 U_1 和 U_2 在中频频偏为零时得不到 90° 的相移。因为 L_2C 谐振时，等于一个纯电阻，这时 i_1 和 U_2 同相，（参看图5.17a），而 U_{L_1} 导前 i_1 90° ，所以合成电压 U_1 和 U_2 之间必然小于 90° ，见图5·17 (b)。于是，当有频率偏移时，低于 f_0 的频移其相位变化范围小，高于 f_0 的频移，其相位变化范围大，形成两边不对称，如图5·17 (c) 所示。这时下半边的线性区域变窄，

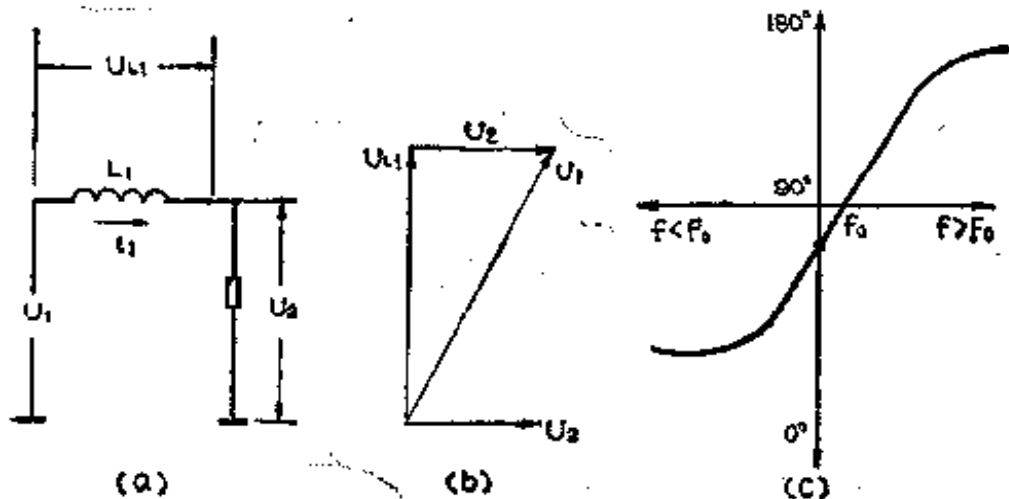


图 5·17 当信号频率等于 L_2C 的谐振频率时，相移网络的工作分析

限制了动态范围，失真增加。为此，我们要令 L_1 和 L_2 的并联值 L 和 C 的谐振频率等于中频频率，这样才能使中频在中心频率时 U_1 和 U_2 达到 90° 相移，位于 $0^\circ \sim 180^\circ$ 的中点，可以获得最大的线性动态范围，因此调试时应以大频偏失真最小为准。

当 C 选定后，并联值 L ($L = L_1 // L_2$) 也随着确定，使 $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 // L_2)C}}$ 。问题是 L_1 和 L_2 可以有任意的组合，怎样确定 L_1 和 L_2 之间的大小比例才好呢？这里又有几个问题需要考虑。

首先是， L_2C 这个谐振回路，本身具有选择性和通频带，当 L_1 和 L_2 的大小差不多时， L 和 L_2 的差别就大， L_2 和 C 回路本身的谐振频率较低，于是当 f_0 时，虽然 U_1 和 U_2 的相移是 90° ，但离 L_2C 的谐振峰较远，见图5·18。 L_2C 回路本身又是末级中放的负载，失调较大时，增益低落，因此，会造成最小失真点和最大输出点不一致。为了兼顾这两者的矛盾，最好使 L_1 远大于 L_2 ，于是 L 和 L_2 比较接近， L_2C 的回路对 f_0 失调不大。但是 L_1 太大了也不好，使输出电压大部分被 L_1 降掉，在 L_2C 回路上的电压过小，又会损害乘法器的线性。通常取 L_1 大于 L_2 的10倍

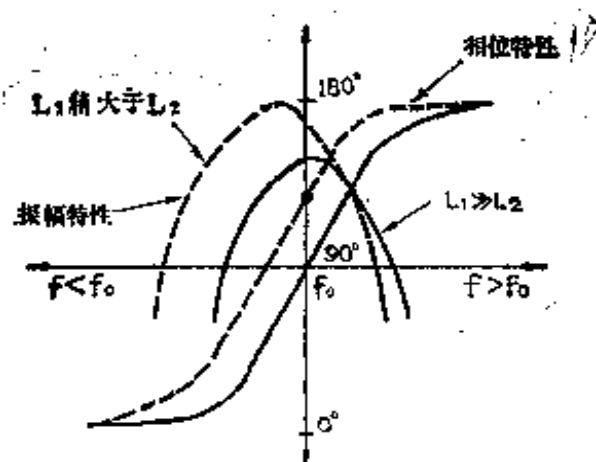


图 5·18 L_1 、 L_2 不同比例时移相器的特性

左右。但 L_2C 回路与 L_1 的分压并不是10:1，因谐振频率附近回路的电压还要升高。 L_2C 的数值和中放调谐回路相似，若 C 取100pF左右， L_2 约2 μ H左右， L_1 约20 μ H左右。

L_1 也可以用电容器，如图5·19，电容器的容量应符合 $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_1+C_2)}}$ 。这时 U_1 和 U_2 的相移为90°，但 S 曲线的方向和图5·14的相反。为了使 f_0 和 LC_2 本身的谐振频率 f_0' 接近， $C_1 + C_2$ 应和 C_2 相差不大，所以 C_1 要远小于 C_2 ，约只有几个pF。此外，还可以进一步采用相移补偿的办法来减小谐振频率与中频不能一致的矛盾。可参看图4·47，在移相电感中串入电阻电容相移补偿电路。

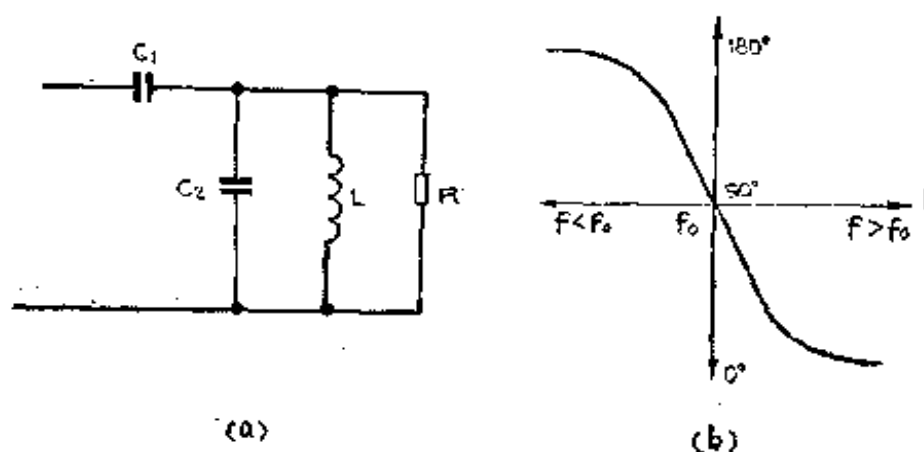


图 5·19 另一种移相网络

虽然 L 和 C 的移相作用相同，但用 L 时对中放限幅输出的高次谐波有抑制作用，可以减小对鉴频器的干扰，而用 C 时则比较简单，并且可以将 C 做在集成电路内。

移相器中除了选择合适的 L 和 C 值外，谐振回路 L_2C 或 LC_2 的有载品质因数 Q_L 值也要选择合适。并联在回路上的电阻 R 除了起前述电流的移相作用外，还起了降低 Q_L 值，加宽通带的

作用。大家知道，由 L_2C 或 LC_2 组成的单调谐回路，如果 Q_L 值较高，则通带很窄，相移的变化激烈，非线性失真大，并联了电阻后， Q_L 可适当降低，通带变宽，移相器的线性范围也变大，见图5·20。但电阻太小了也不行，会导致负载电阻太小增益过低，加到乘法器的电压幅度不够。

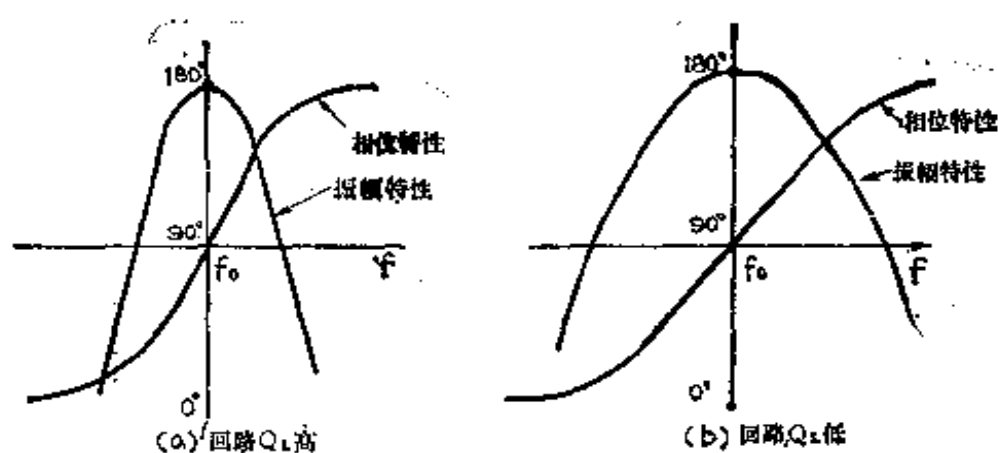
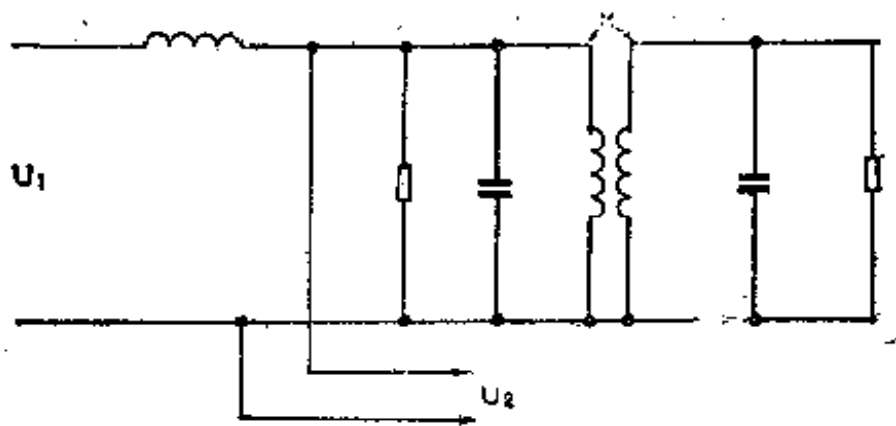


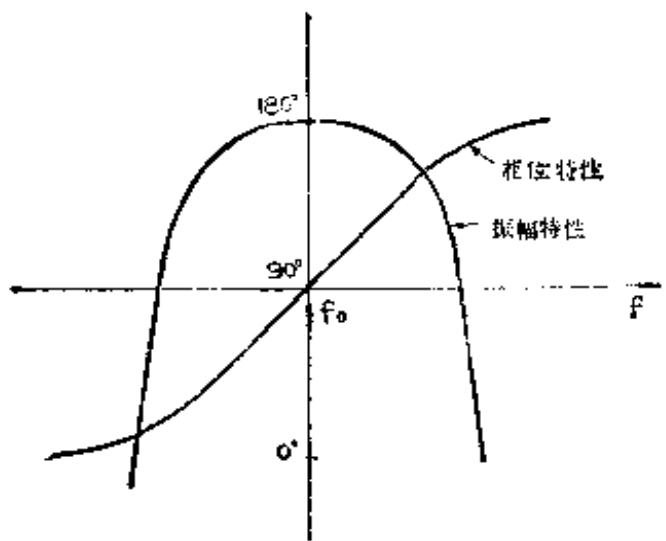
图 5·20 L_2C 回路 Q_L 对移相特性的影响

为了使增益不降低，而又能获得较宽的通带和较宽的线性移相特性，最好采用双调谐回路，见图5·21和5·22。在第四章第4·2节介绍中频回路时已经知道，双调谐回路比单调谐回路的通带宽。只要调整到合适的耦合度，双调谐回路便可得到性能良好的移相特性，失真度能够得到显著的改善。并使调谐回路谐振频率与中频频率差异的矛盾得以缓和，不一定再需补偿办法。

耦合的方式可以采用磁通耦合、电感耦合，或电容耦合。一般采用电容耦合比较方便，并且可以利用耦合电容兼作移相元件。而且左边的回路还可兼作滤除中放输出的高次谐波之用。在调试时，适当选择耦合电容值，并调整并联电阻，以获得合适的 Q_L 值，耦合因数取稍大于1，以得到良好的线性。在



(a)



(b)

图 5·21 磁耦合双调谐回路移相器

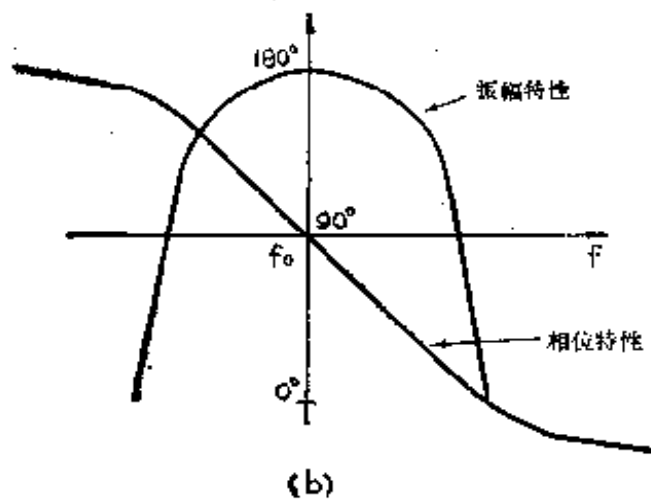
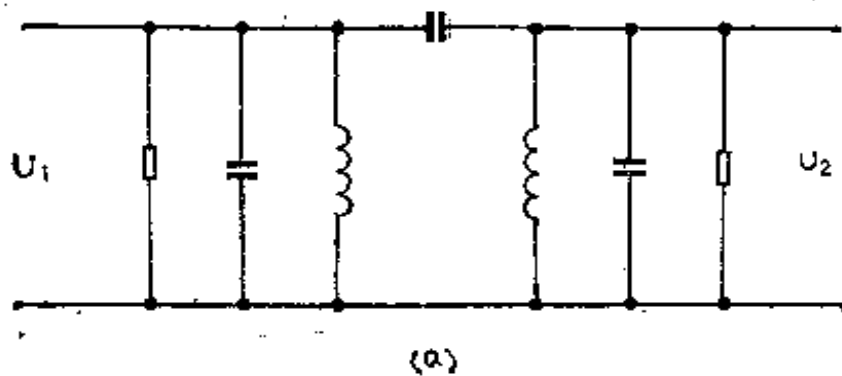


图 5·22 电容耦合双调谐回路移相器

普及机中，可将S曲线的峰峰值调为400kHz，使临近电台的干扰正好落后S曲线的两个顶端，即调谐特性的两个谷点（参看图5·8），以获得最好的临近波道选择性。在高档机中，通带还可以调得更宽一些。

图5·23是一个电容耦合双调谐电路移相器的实际例子，是集成电路ULN2204中的一部分。此移相器的原理和分析方法和图5·14和 U_2 的相似。只是移相元件为电容，当载波频率变化时， U_1 的相位变化方向和上述相反，但作用一样，其结果见图5·24。

这里的乘法器比较简单，只有 BG_1 和 BG_2 两只差分管和其

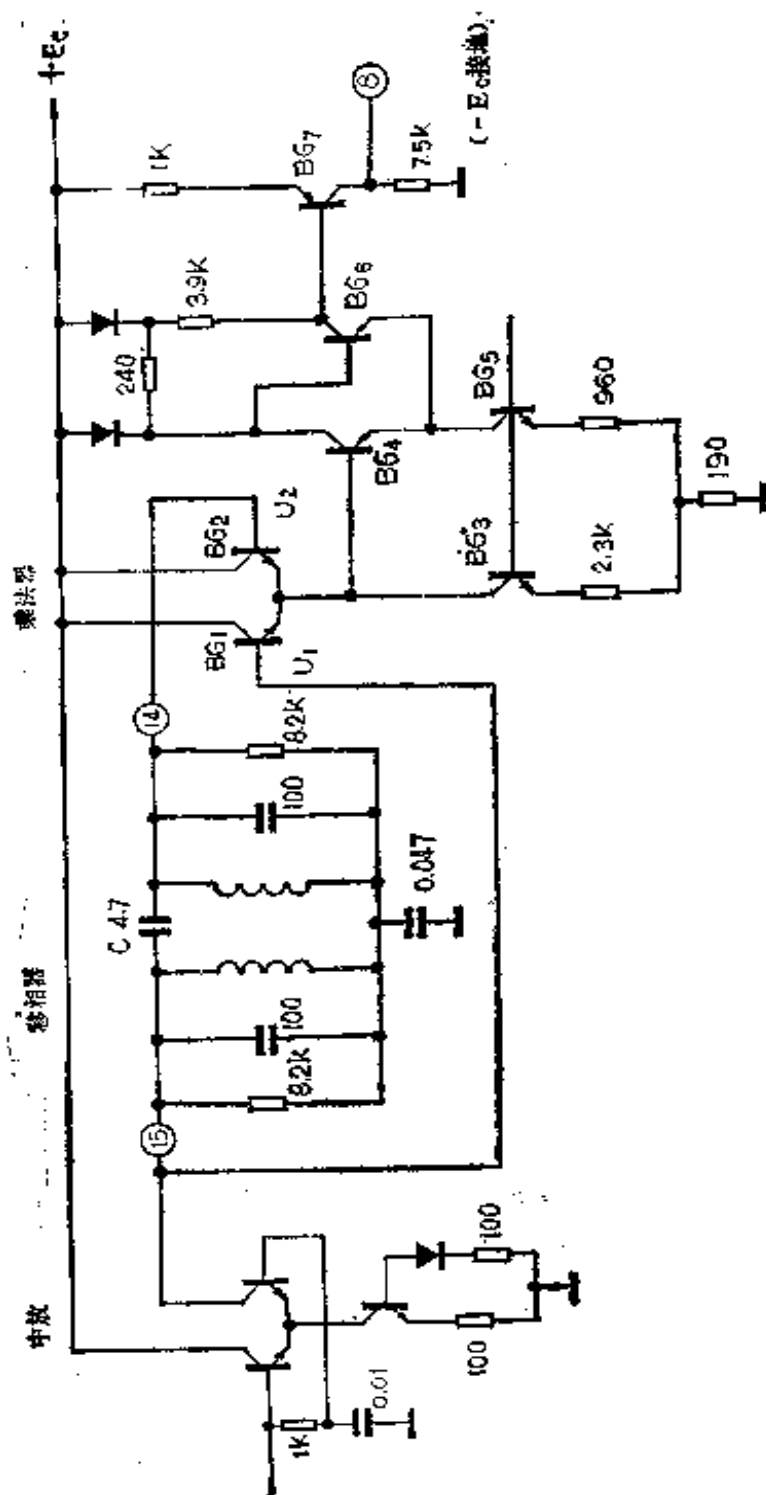


图 5.23 电容耦合双调谐回路移相器实例

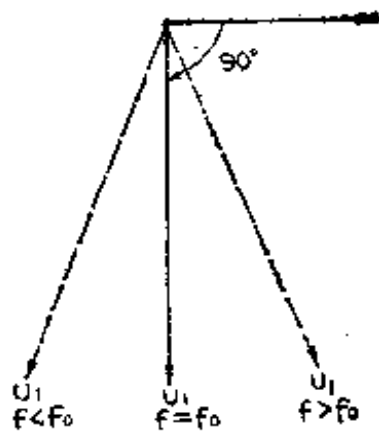


图 5.24 移相器工作矢量图

射极恒流源， BG_3 、 BG_4 和 BG_6 为斯密特触发器，也是脉冲限幅放大器。 BG_7 为平均电压检波器。移相前和移相后的两个电压 U_1 和 U_2 分别加到差分管 BG_1 和 BG_2 的基极，因为都是分别从两个调谐回路取得的电压，所以都是正弦波，但是幅度较大。因而 BG_1 和 BG_2 仍然工作在开关状态。平时，只要 U_1 和 U_2 中有一个为正时，该电压所控制的管子就导通，管压降很小，于是 $+E_c$ 的高电压加到 BG_4 的基极，使 BG_4 饱和导通， BG_6 截止，输出高电平，经 BG_7 倒相后为0电平。

只有加到 BG_1 和 BG_2 的 U_1 和 U_2 同时为负，两管都不导通时， BG_4 的基极电压很低，成为截止状态， BG_6 饱和导通，于是输出一个低电平脉冲。经 BG_7 倒相后为高电平脉冲。当 f_0 时， U_1 和 U_2 的相移为 90° ，以这时的脉冲波作为基准宽度。随着中频频率的偏移， U_1 和 U_2 相位发生变化，加到 BG_1 和 BG_2 的 U_1 和 U_2 同时为负值的时间随之发生变化，所以输出的脉冲波形的宽度也产生变化，见图5.25。由于脉冲宽度变化，故其平均电压大小也不同，且正比于音频调制信号。

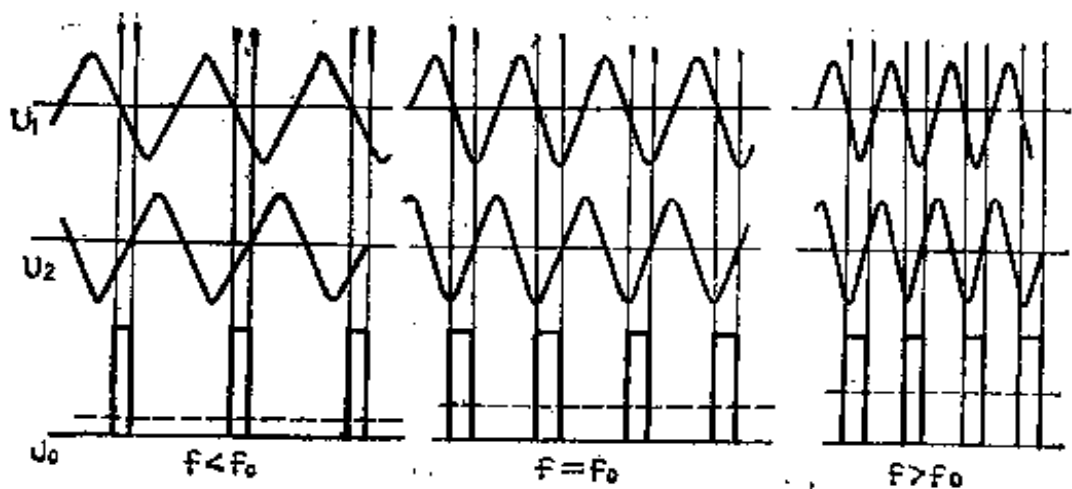
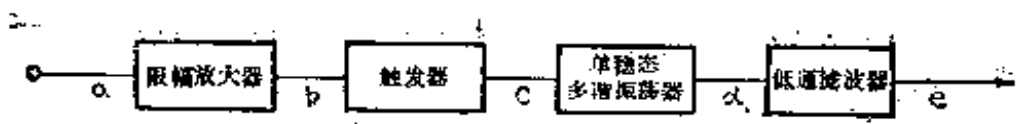


图 5.25 图5.23鉴频器工作波形图

5.5 脉冲均值鉴频器简介

将调频波的载波频率偏移变为疏密波的特性，再将疏密波变换为重复频率与其相应的等幅等宽的脉冲序列，再经低通滤波器取出其直流平均分量，就解调出音频调制信号。这种方式称为脉冲均值鉴频。其方框原理图见图5.26。中频放大器输出的信号，经过限幅放大器，整形为等幅的调频方波信号，同时，也把幅度中受到的调幅干扰去掉。然后进入触发电路（里面包含了微分电路和与非门电路，见图5.27）。触发电路中的微分电路的时间常数 (RC) 较小，当脉冲通过时，只有瞬间内 C 两端电位未变时能通过脉冲的前沿，但很快 C 便充满了电，产生与输入电压几乎相等的电压降，脉冲中大部分时间的电压被降落在电容上，不能输出。于是输出的波形成为尖头脉冲。再通过与非门电路，只让负脉冲（或正脉冲）输出，就成为半边的单极性脉冲。以此脉冲去触发一个单稳态多谐振荡器。因之每输入一个触发脉冲，便输出一个等幅等宽的脉冲波。由于



多点波形

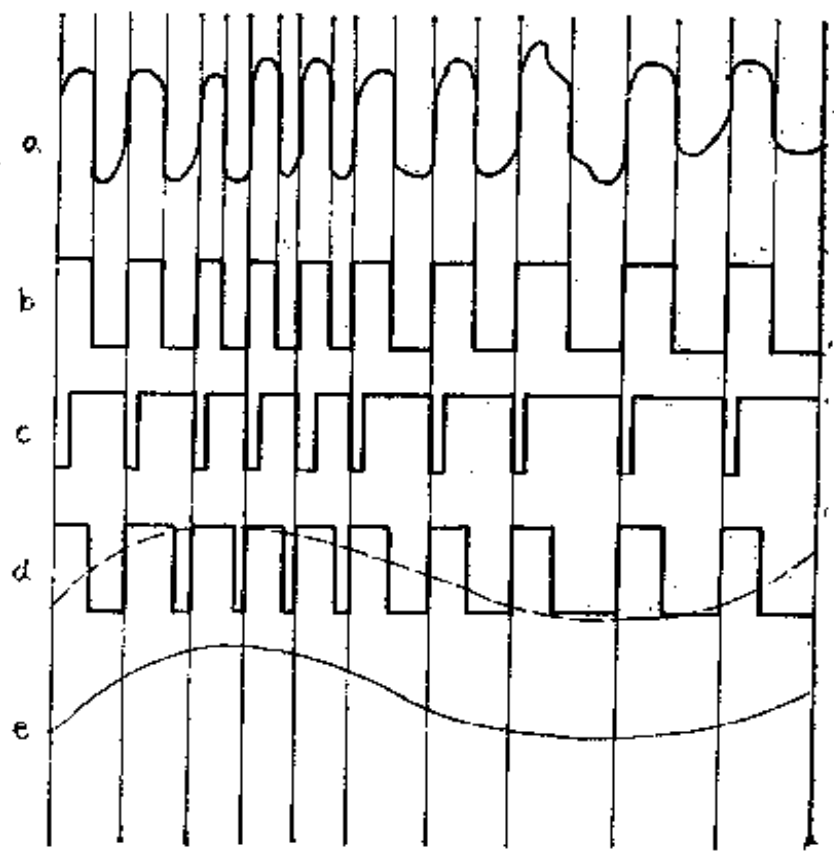


图 5-26 脉冲均值鉴别器示意图

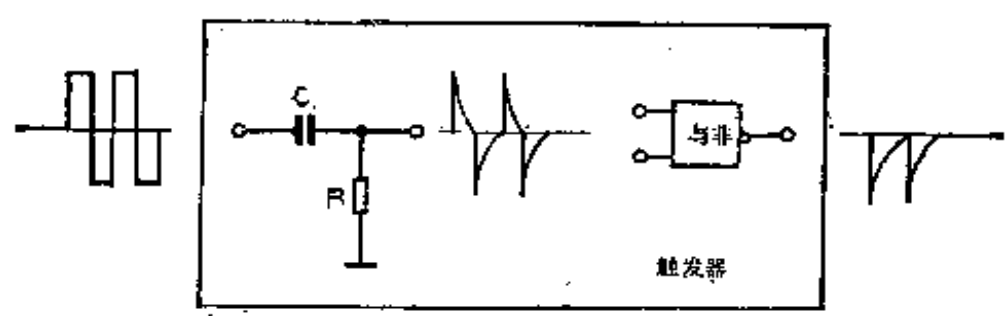


图 5-27 触发电路示意图

这些脉冲序列的重复频率是与中频信号的频偏特性相一致，在频率变高时，脉冲序列拥挤，直流分量较大，所以经过后面的低通滤波器将其直流平均值取出来，滤去高频谐波分量，就把音频调制信号解调出来了。后面这个过程和以前讲过的移相乘法鉴频器输出的，其占空系数和中频频偏相一致的脉冲序列整流为平均值，从而解调出音频调制信号的过程相似。

脉冲均值鉴频器有二个突出的优点，其一是鉴频器中没有调谐回路，所以鉴频特性不是S形，而是一条斜直线，见图5·28。它的鉴频频带很宽，微分增益特性也可做得很好，成一条很宽水平线，能通过宽阔的频带，鉴频失真很小。由于鉴频不受通带限制，还可进行两次变频，降低中频，可以减轻晶体管开关时间的限制，并可提高输出，改善信噪比等。其二是不需要调谐回路，便于做成集成电路，调试简单，可靠性高。

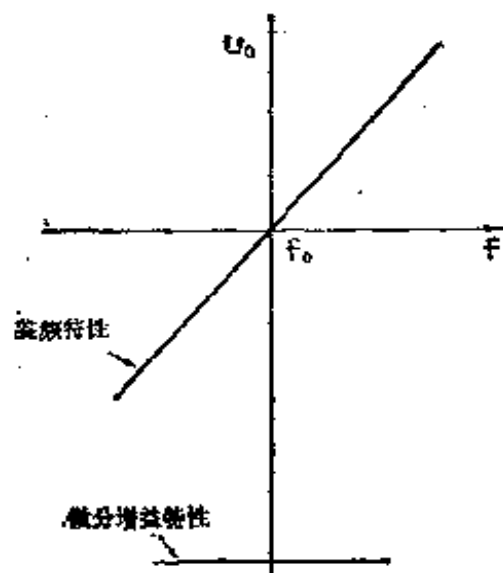


图 5·28 脉冲均值鉴频器的特性

对脉冲均值鉴频器各部分的要求是：限幅放大器的增益要高，频响要宽，使小信号输入时也能有好的限幅性能。触发

电路要稳定可靠，输出的触发脉冲时间间隔要与调频信号周期变化严格同步，否则会引起失真，并且要防止杂散电容对触发脉冲引起前后沿钝，振幅变小的影响。单稳态多谐振荡器输出的脉宽应小于最高信号频率的周期，也就是要小于触发脉冲的间隔。否则不能正常工作。所送出的脉冲序列的前后沿要陡峭，否则影响信噪比。低通滤波器应对载波频率充分衰减。

脉冲均值鉴频器因实际电路比较复杂，以前只在高档的调频机中采用，但随着集成电路的发展，也将会应用到普及机来。

5·6 锁相环鉴频器简介

1. 基本原理

这种鉴频器是应用了现代的锁相环技术，能够获得较好的性能。它最初用在高档调谐器中，随着集成电路的普及，也逐渐用在普及机中。锁相环鉴频器简写成 PLL 鉴频器，其原理方框图如图 5·29(a)。它由相位比较器（鉴相器）、低通滤波器和压控振荡器三部分组成一个环路。外来的调频信号进入相位比较器，压控振荡器也以和调频信号的载波相接近的频率送信号给相位比较器。当调频信号没有频率偏移时，若压控振荡器的频率与外来载波信号的频率有差异时，通过相位比较器输出一个误差电压。这个误差电压的频率较低，能够经过低通滤波器滤出来，再去控制压控振荡器，使振荡频率趋近于外来信号频率。于是误差信号愈来愈小，直到压控振荡器的频率和外来信号一样，压控振荡器的频率被锁定在与外来信号相同的频率上，环路处于稳定状态。

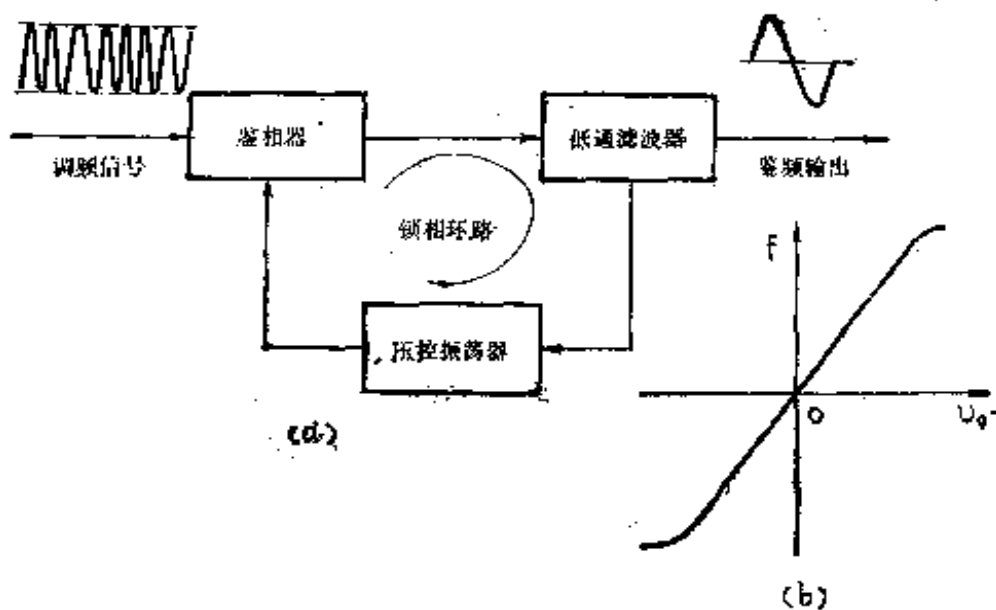


图 5.29 锁相环鉴频器方框图

当调频信号有频率偏移时，和原来稳定在载波中心频率上的压控振荡器频率相位比较的结果，相位比较器输出一个误差电压 U_0 ，如图(b)，以使压控振荡器向外来信号的频率靠近。由于压控振荡器始终想要和外来信号的频率锁定，为达到锁定的条件，相位比较器和低通滤波器向控制压控振荡输出的误差电压，必须和外来信号载波频率偏移相一致。这个从低通滤波器输出的控制电压，将根据调频中频信号的频偏的变化而变化。也就是说这一误差控制信号就是音频调制信号，于是完成了鉴频的作用。图5.30是锁相环鉴频器的特性，类似于鉴频器的S曲线。在输入无调制信号时，压控振荡器工作于 f_0 ，输出电压为零，当输入信号受调制而频率变化时，工作点的频率就沿频率轴移动，且输出音频信号。锁定的范围是有一定限度的，当两者的频率从相差很大（即未入锁的情况）到逐渐接近时，开始进入起锁定作用的范围，称为捕捉范围。而从已经锁定的范围再向频率差增大的方向变化，直到失去控制的范围，

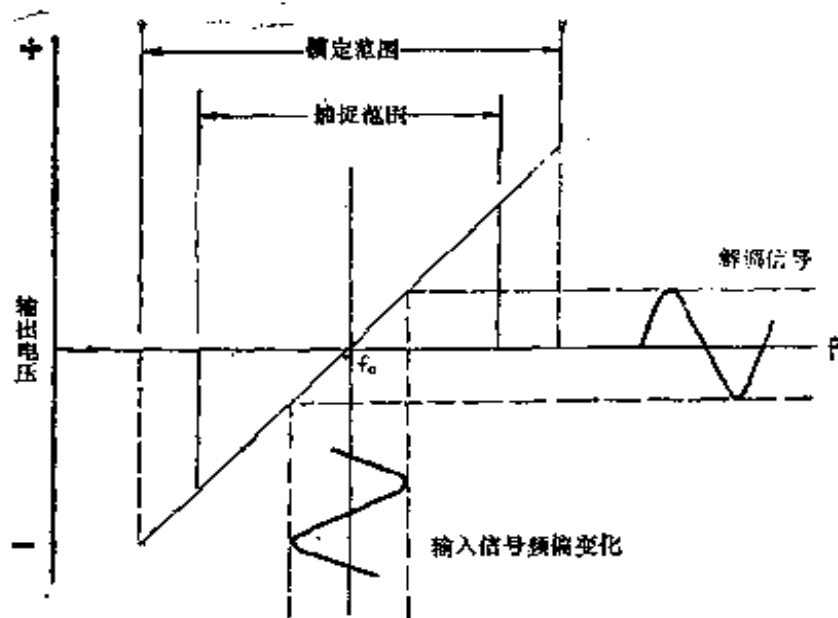


图 5.30 锁相环式鉴频器的特性

称为锁定范围，在输入信号较小时，锁定范围大于捕捉范围，从捕捉到失锁有一个滞后作用。当输入信号减小时，锁定和捕捉的范围也会相应变窄。见图5.31。

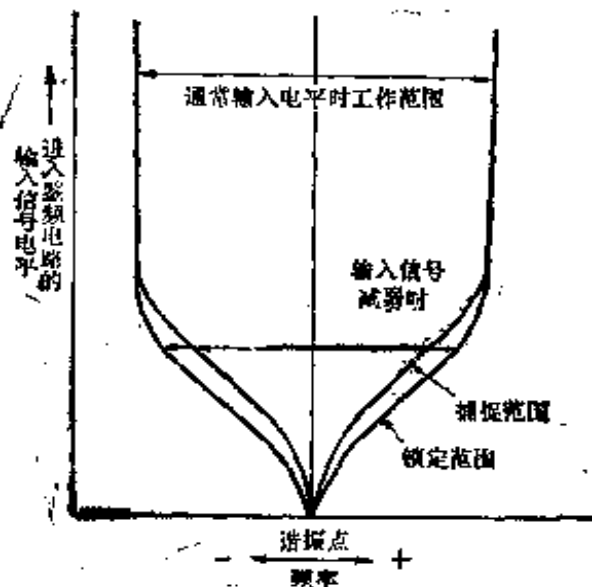


图 5.31 输入信号电平与锁定范围、捕捉范围的影响

2. 性能特点

(1) 信噪比高：在一般的接收机里，为了获得高保真度，通带不能太窄，但通带宽了又会进入更多的杂音，降低信噪比，一般的处理方法是让鉴频器的通带较宽，中放的通带比鉴频器的窄。这就是说，消除干扰的任务由中放担任。但中放通带窄了也会引起群时延特性的恶化，增大失真。而锁相环鉴频器，它既能进行高保真的解调，又具有消除干扰能力。因为压控振荡器给相位比较器的瞬时输入是一个单纯的频率，和外来信号比较后，只有输出频率比较低的误差电压，才能通过低通滤波器，而夹带在输入信号中的干扰信号，和压控振荡器的频率比较后，若输出的误差电压频率较高，就通不过低滤波器。此外，我们还可以适当控制锁定范围和捕捉范围，只保留必要的频带范围，其他不必要的干扰信号可以不予解调。所以锁相环鉴频器具有较高的抗干扰能力。这样，中放的通带也可以适当宽一些。而且信号愈小，锁定范围愈小，也能提高小信号的抗干扰能力。采用了锁相环鉴频器以后，能够降低门限，可以改善信噪比约 $5 \sim 10\text{dB}$ 。

(2) 稳定性好：由于温度、时间等的变化引起电路上的不稳定和频率变化，能够通过环路的自锁作用，自己进行调整。

(3) 具有调幅抑制的作用：由于锁相环的相位比较器就是上面移相乘法鉴频器所谈到的双平衡乘法器或其他乘法电路，它只对两个信号的频率和相位作比较，而对幅度上的变化不敏感，所以夹在输入信号中的幅度变化能被抑制，而且反馈环路本身有使幅度变化向反方向改变的趋势，故具有调幅抑制作用。

(4) 锁相环的缺点：首先压控振荡器是一个谐波振荡源，

大量谐波的振荡能量向外辐射，会引起电路的干扰，故必须很好地加以屏蔽，并使振荡电平尽量低。此外，压控振荡器的线性与鉴频的线性有关，应将振荡波形比较“干净”。如果压控振荡器有噪声，就会和输入信号中的噪声一起，加在相位比较器中解调出来。

5.7 跟相环鉴频器简介

跟相环鉴频器全名叫相位跟踪环鉴频器，简称 PTL 鉴频器。它结合了上述移相乘积鉴频器和锁相环鉴频器两者的特性，用移相器取代压控振荡器，组成一个锁相环路，见图 5.32。

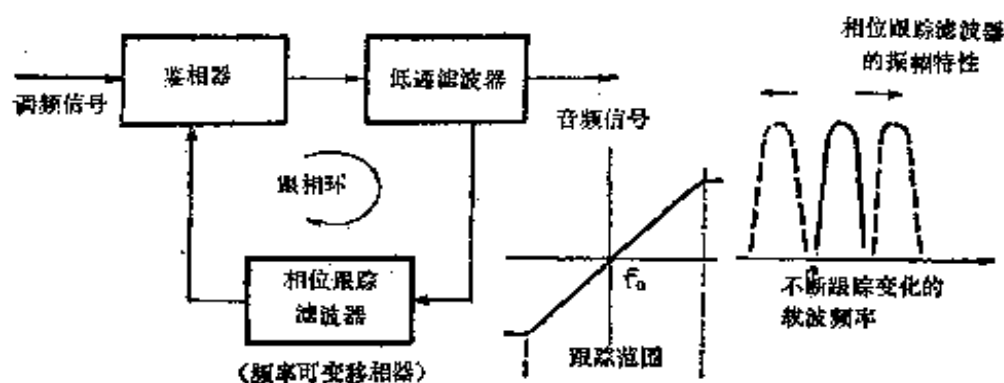


图 5.32 跟相环鉴频器

但这个移相器和前述移相乘积鉴频器的有些不同，前者移相器的调谐回路中心频率不变，因此要求该调谐回路有足够的通带，以保证鉴频的线性。但跟相环中的移相器中的调谐回路，其中心频率是可变的。它的回路中有一个变容二极管，受环路低通滤波器输出电压的控制而改变电容，因此，调谐回路的中心频率能够变化，随时跟踪外来变化着的载波频率，使与其相

同。故这个移相器也称为相位跟踪滤波器。跟相环鉴频器的工作原理和上述锁相环鉴频器相似，当外来的载波频率变化时，它和由移相器输出而来的电压因频率不同而起相位差时，鉴相器输出一个误差电压，经过低通滤波器，反馈到移相器的调谐回路，使其频率改变，使加至鉴相器的信号和载波频率一样而相位差 90° 。于是鉴相器输出的误差电压为零，环路锁定。上述在鉴相器输出的误差电压的变化，是和载波的频率偏移一致的，因此，这个误差电压就是鉴频出来的音调信号。

这个移相器由于中心频率随时能跟踪外来载波的频率偏移，所以不需要像移相乘积鉴频器的移相器那样要求宽带特性，而可以使回路的 Q_L 值尽量高，做成窄带，仍能工作在回路特性曲线中间一段线性区内，不会引起失真。反而能更好地滤除杂音，提高信噪比和抗干扰能力。图5·33是两种移相器带宽

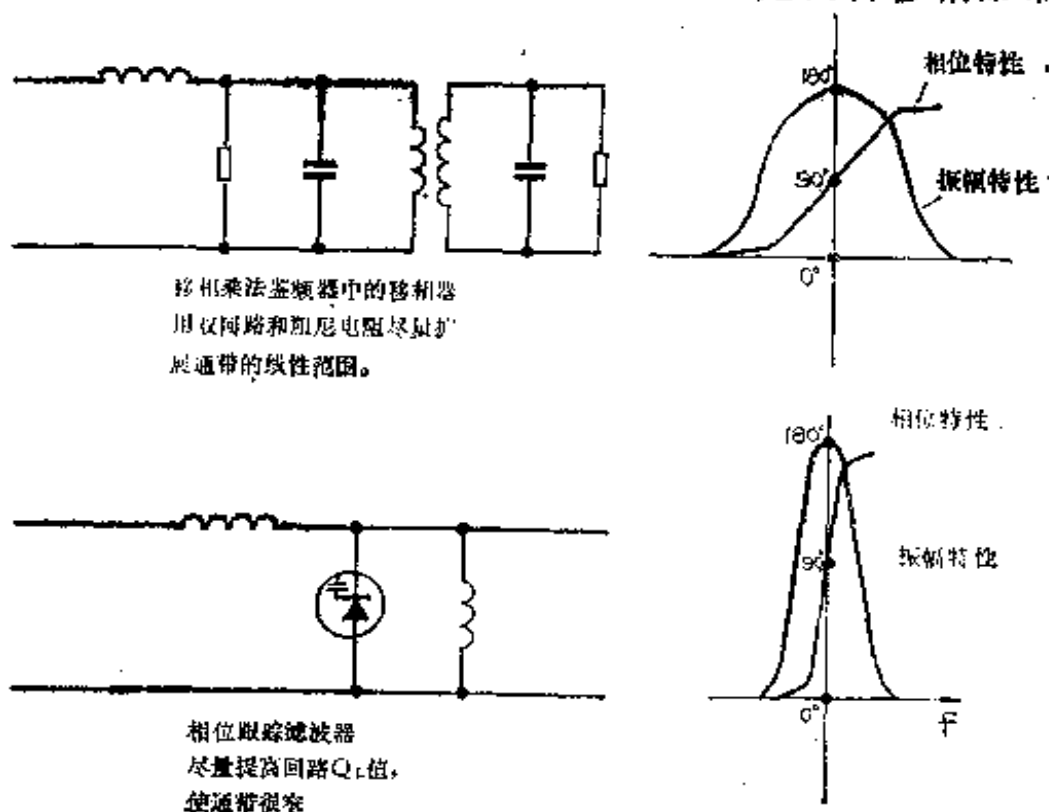


图 5·33 移相乘法鉴频器中的移相器和跟相环鉴频器中的移相器比较

的比较。

跟相环鉴频器也具有锁相环鉴频器那些优点，如信噪比好，失真小，抗干扰性能好，工作稳定，和具有调幅抑制能力。而且因没有压控振荡器，故设有振荡辐射干扰。但本身因没有振荡源，环路的信噪比受输入信号大小的影响较大。为使小信号输入时能保持输出信号良好的信噪比，必须要求环路有非常高的增益。

第六章 立体声解调器

6.1 立体声解调器的种类

在接收立体声广播时，从鉴频器输出的复合信号中，包含了主、副信号和导频信号，立体声解调器的任务是产生38kHz的副载波，并对主、副信号解调还原出左右声道的信号来。产生38kHz副载波有两种办法，一种是将立体声复合信号中的19kHz导频信号分离出来，经过放大和倍频变成38kHz信号。这种方式能保证收发两端的同步，但接收端要对19kHz有较好的选择性，和充分的增益。另一种方法是本身有一个38kHz导频信号进行强迫同步，使其产生的38kHz信号与发送端的38kHz信号完全同频同相。这种方法振荡幅度大而稳定，但在接收弱信号时，因导频信号也弱，就难以保证同步了。

需要指出的是，去加重网络必须移到解调器之后，因为如果仍然放在鉴频器后面的话，因副信号是超音频信号，它将被去加重网络中的电容器所滤掉，就解不出左、右声道的立体声信号来了。

立体声解调器主要有三种：

(1) 矩阵式；方框图见图6.1。

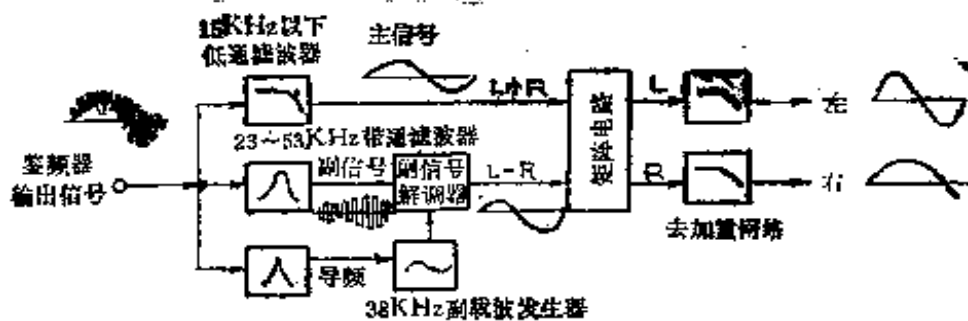


图 6·1 矩阵式立体声解调器方框图

首先将鉴频器输出的三种信号用滤波器分开，主信号 ($L+R$) 经过放大后，直接加到矩阵电路，副信号的边带波进入副信号解调器进行解调。与此同时，经19kHz带通滤波器取出的导频信号，经副载波发生器变成38kHz副载波，也加到副信号解调电路，解调出差信号 ($L-R$)，加到矩阵电路。矩阵电路将和、差信号进行和、差变换，即可分离出左右两路声频信号来。去加重网络兼作低通滤波器，加在矩阵电路之后，滤除其残余的高频成份和副载波泄漏电压，以获得不失真的音频信号。

矩阵式解调器曾经在早期采用，但因其滤波器多，成本高，且对滤波器振幅和相位特性要求较严，否则会使主、副信号产生电平差和相位差，以及导频信号和副载波信号的相位差，导致左、右声道分离度下降，因此，近来已经很少应用。但是国外仍有少数名牌产品坚持采用这种方式，不过加进很多新技术，使性能保持优良。

(2) 包络检波式：这种方式的方框图如图6·2。

主副信号放大后加到混合电路，另外用滤波器从复合信号中取出19kHz导频信号经副载波发生器变成38kHz的副载波，也送到混合电路中。当副载波加入到主、副信号之中后，产生出来的波形上下包络各呈现左右声道的音频信号，于是可用两路极

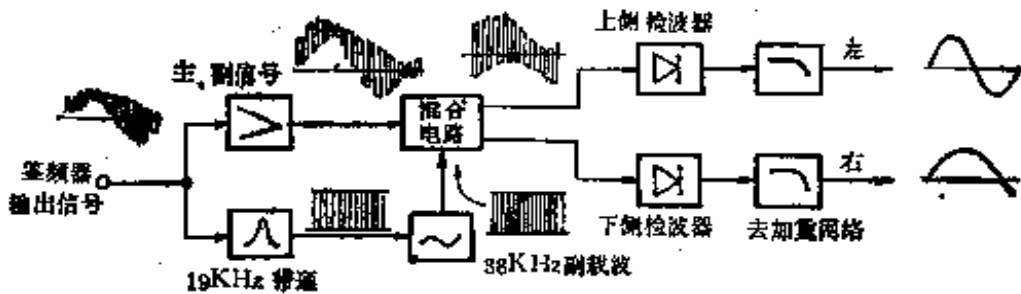


图 6·2 包络检波式立体声解调器方框图

性相反的调幅检波器，对上下包络分别检波而得到左右声道的音频信号。这种方式电路较为简单，曾为部分机器所采用过。

(3) 电子开关式：其方框见图6·3。

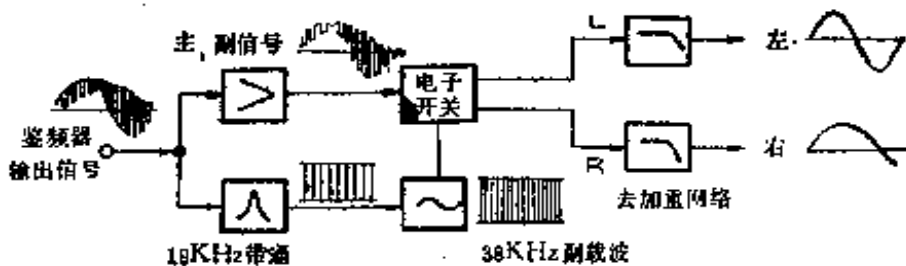


图 6·3 电子开关式立体声解调器方框图

这里主、副信号经一放大级放大后同时加到电子开关的一端开关。另外一路则由滤波器从复合信号中取出19kHz的导频信号，经副载波发生器变成38kHz副载波信号，也加到电子开关的另一端。38kHz副载波作为电子开关的控制信号快速地改变电子开关的导通路，从而改变主、副信号的瞬时流向，就能将左右声道的音频包络分离出来，然后经过去加重网络，滤去残余的副载波，将音频信号送到两路低频放大器去。

电子开关式解调器电路简单，又能达到各种性能指标，故被广泛采用。

6·2 立体声指示灯和单声道转换

立体声收音机接收下来的19kHz导频信号，除用来产生38kHz副载波外，还有二个功用：其一是经整流放大后去驱使一个小指示灯发光，表示收到的信号是立体声广播；另一个功用是去控制解调器的工作状态。

立体声调频广播由于副信号的频率较高，频带较宽，并且是调幅的，所以噪声较大。在接收弱信号时，信噪比不如单声道好。因此，收听立体声广播时要求电台信号要有一定的强度，才能得到好的信噪比。如果收到的立体声信号较弱，不如改为单声道收听好。虽然此时没有立体声感，但信噪比却可以得到改善。在现代的立体声解调器里，大都附有单声道/立体声自动转换电路。导频信号用来作为电路转换的控制信号，当收到的立体声调频信号具有足够的强度时，导频信号就能使指示灯发光，同时也使电路转向立体声收听状态。当收到的立体声调频信号很弱时，指示灯不亮，电路也自动转为单声道收听状态。此时副载波电路不起作用，只有 $L+R$ 的和信号通过解调器，左、右两声道输出的都是和信号。如果收到的是单声道调频广播，因为信号中没有导频信号，当然指示灯也不会亮，电路也就自动地处于单声道收听状态。

由于我国的调幅广播网在转播节目时是采用了调频同步转播的，其同步信号为18kHz，和立体声调频广播的19kHz导频信号很接近，所以有些对19kHz选择性不太好的调频收音机，18kHz的同步信号也能串入立体声解调器，驱使小灯发亮，易误认为是收听到立体声调频广播了。要区别真假立体声调频广播并不难，可以通过下列情形来判断：（1）所播送的时间和

节目是否符合广播节目表；（2）有无较大的噪声；（3）声音有无立体感。如果节目相符，信噪比好，有立体感，才是真正的立体声。

6·3 分立元器件电子开关式立体声解调器

这种电路在60年代到70年代初期比较流行，现在虽已大都被集成电路所取代，但对于了解原理较为方便，并对业余制作者来说，也还有实用意义。它的典型电路见图6·4。

1. 主电路

由 BG_1 组成的分离放大器的集电极电路中有一个对19kHz的谐振电路，将输入的复合信号中的19kHz导频信号分离出来，送到下级 BG_2 去，而主、副信号从发射极输出，送到开关电路去。 L_1C_5 和 L_2C_7 是19kHz的陷波器，阻止19kHz向开关电路输出。 BG_2 对19kHz进行放大，其集电极也有对19kHz谐振的LC回路，然后经过 D_1 、 D_2 的全波整流。全波整流的脉动电流中有直流和幅度很大的二次谐波即38kHz成分，以及其他的谐波。经过 C_{10} 以后，其中的直流成分被隔离，而 BG_3 的集电极负载是一个谐振于38kHz的回路，它只将所需的二次谐波，即38kHz取出来，并滤除其他杂波。这个38kHz信号就是再生的副载波，作为开关信号，经 B_3 的次级耦合到开关电路中去。

电子开关的工作原理参看图6·5（并对照图6·4）。变压器 B_3 次级的 a 、 b 两端加有38kHz的信号，这个38kHz信号的幅度较大，对四个二极管起开闭的作用，故称为开关信号。它控制着立体声信号在电路中的流向。次级的中心 C 点和 $-E_c$ 线的 d 点之间加有左、右声道的主、副信号。这个主、副信号中的

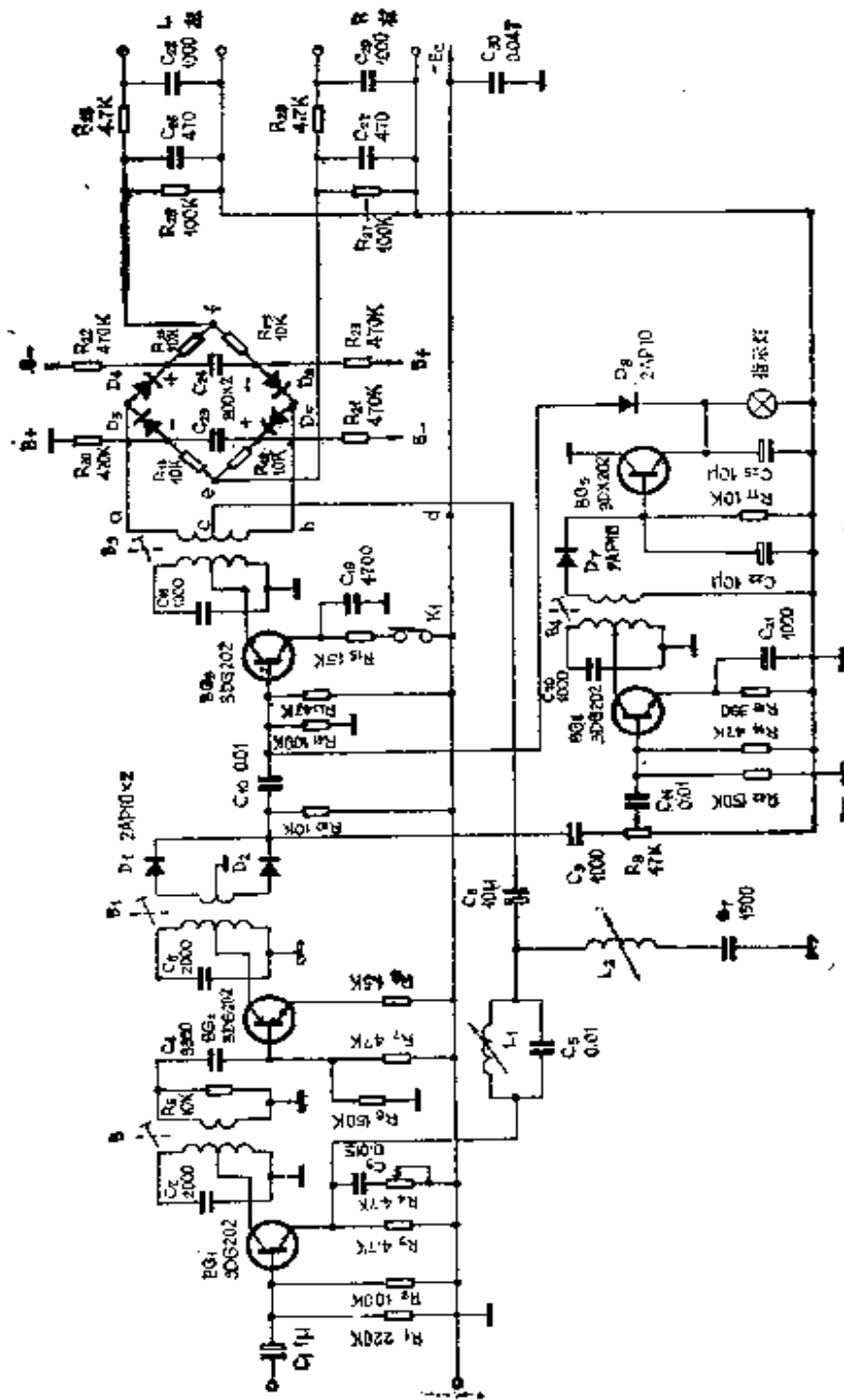


图 6-4 立体声解调器电路图

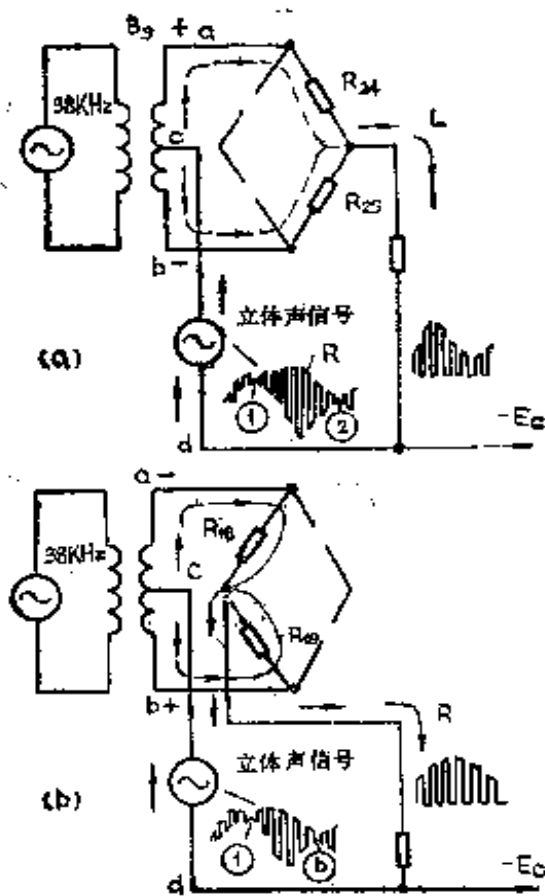


图 6.5 电子开关工作原理图

副载频也是38kHz，而幅度的包络形状则是由左、右声道的音频信号所决定，由于其中的19kHz已被分离出去，所以从包络的形状可以清楚看出两个声道信号的存在。其中要注意，每一处波形交接的地方，即图6.5中的①②标记的地方，副载波的相位要反向180°。这是能用电子开关解调出左右声道信号的基础。

当38kHz的开关信号a端为正，b端为负时，二极管 D_4 、 D_5 导通， D_3 、 D_6 阻断，立体声主、副信号电流的流向如(a)图所示，只有左声道有输出，当38kHz的开关信号上端为负，下端为正的时候，二极管 D_3 、 D_6 导通， D_4 、 D_5 阻断，立体声主、副信号的流向如(b)图所示，只有右声道有输出。

由于38kHz的正端始终对应着主、副信号中左声道的包络，而负端始终对应着右声道的包络，所以两个声道能分别输出，其关键在于38kHz的开关信号必须和立体声主、副信号中的38kHz成份要一致。如果两者在频率或相位上有较大差异，则很容易想像出，左、右声道输出中，两个声道的声音互相混淆，降低了立体声的分离度。和二极管相串联的一些电阻如 R_{18} 、 R_{19} 、 R_{24} 、 R_{25} 等是用来减轻二极管特性的差异并限制开关信号的电流之用。另外还有一个重要的作用是控制二极管的导通角。在 R_{18} 和 R_{19} 两端加一个电容 C_{23} ，以及 R_{24} 、 R_{25} 和电容器 C_{24} 组合在一起，对二极管可以形成一个负偏压。因为当二极管导通时，两个电阻上有一个电压降，在 C_{23} 和 C_{24} 上就充有一个电压，其极性如图中所示。在负半周二极管不导通时， C_{23} 和 C_{24} 向电阻放电，在电阻上始终保持着这个电压，这就是加在二极管上的负偏压。当第二个正半周来时，其电压必须大到足以克服二极管上这个负偏压以后，才能使二极管导通。这样可以减小二极管的导通时间。这样做的目的，可以改善两个通道的分离度。流通角和分离度的关系如图6·6所示。

导通角愈小，分离度愈好。但导通角太小时，输出信号也减

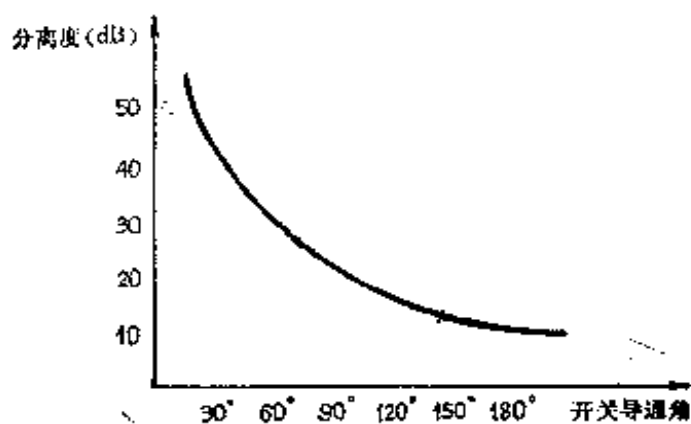


图 6·6 分离度和导通角的关系

小，两者需要兼顾一下，一般到导通角在 $60\sim 70$ 度左右即可。这时的分离度可达 30dB 左右。

由于四个二极管对 38kHz 的开关信号来说，构成了平衡电桥，在 e 、 f 两点之间，开关信号是同电位，故开关信号不会输出到两个声道的外电路去。不过实际电路中，由于电桥不可能绝对平衡总还有少量副载波泄漏出去，但要求不能超过规定的数值。

当单声道信号输入时，因无 19kHz 导频信号，因而没有 38kHz 的开关信号。这时自中点进入的单声道信号在正半周时 D_4 、 D_5 导通，负半周时 D_3 、 D_6 导通，在左、右声道中得到同样的信号，因此开关电路对单声道信号是“兼容”的。为了消除二极管起始部分的非线性对单声道信号引起的失真，往往还加一个正向偏压，通过电阻 R_{13} 、 R_{16} 及 R_{24} 、 R_{25} 供给。这样工作状态就得以改善，见图6·7。

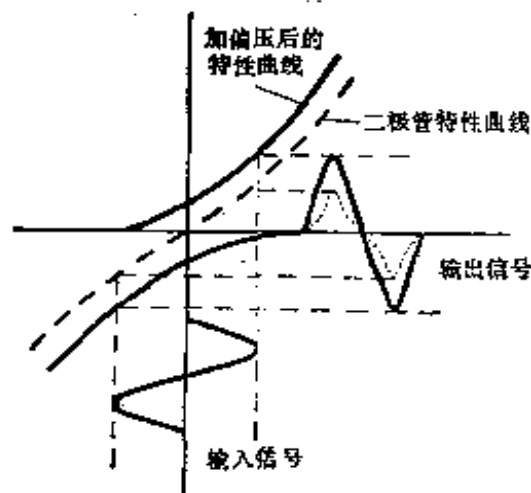


图 6·7 在电桥四个二极管上加上正偏以减小单声道时的失真

2. 附属电路

除了上述主体的立体声解调电路以外，还有一些其他的附

属电路，用以改善性能或增加某些功能，分述如下。

(1) 分离度改善电路：通常在分离放大器 BG_1 的发射极电路中（参看图6·4），串、并一些电容和可变电阻，使高端频率的负反馈减小，提高高频端增益。另一种补偿法是在输出音频信号部分采用差分对，在发射极之间进行耦合，互相给对方通道施加一个反相信号，可以抵消两声道互相混入的另一个声道的信号，见图6·8。这种方式不仅可以提高频响引起的分离度下降，而且也可以补偿其他原因引起的串音，如开关电路不对称所引起的泄漏串音和杂散耦合的串音等。

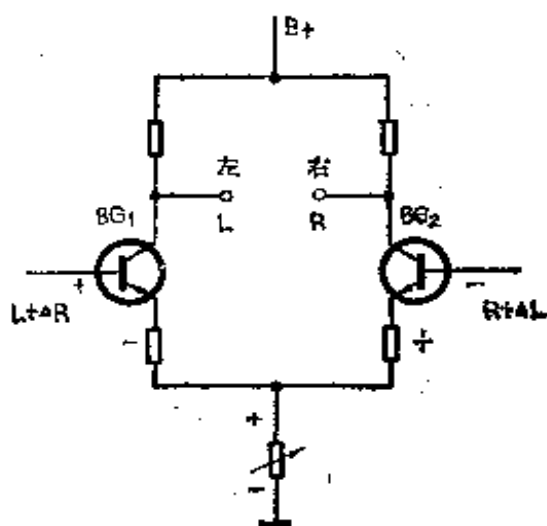


图 6·8 提高分离度的措施

这种差分电路用来改善分离度的方法，在集成电路立体声解调器中也常采用。

利用交叉反串改善分离度的原理，可以做出立体声展阔（或叫界外声象）的效果。在两声道中适当加入另一声道的反相信号（参看图6·9），使两声道各输出为 $L-\Delta R$ 和 $R-\Delta L$ ，根据矢量相加的原理，会感到声音移到两扬声器外面去了。如果再加上一些频率均衡和时延处理，则可进一步获得所谓“环

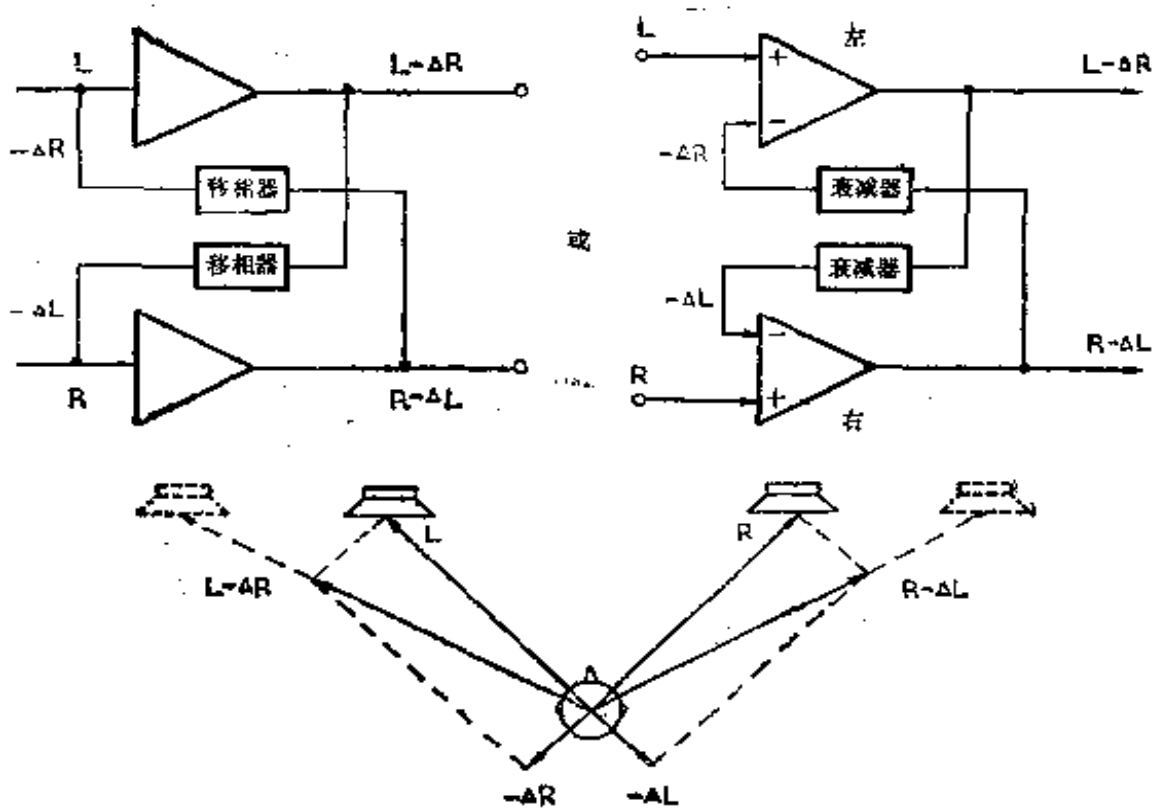


图 6.9 声象展宽原理

绕立体声”的效果，加强身历其境的感觉。

(2) 立体声和单声道转换电路及立体声指示电路：单、双声道转换的方法，有手动和自动两种，但大多数采用自动转换。

在分立元器件电路中，自动转换曾有两种方式：

①利用导频信号的强弱来自动转换的方式，(参见图6.4)。在接收单声道广播时因没有导频信号， BG_4 没有输出， BG_5 没有偏压而截止，指示灯不亮。同时 BG_5 的发射极电位等于 $-E$ ，使二极管 D_8 的负极电位低于正极电位，处于正向偏置，电阻很小，使 BG_3 的偏压很低， BG_3 不能工作。在立体声广播信号比较微弱时， BG_4 输出的导频信号小，使二极管 D_7 整流的输出也不足以使 BG_5 导通，情况和接收单声道广播时一样。在上述两种情况时 BG_3 不工作，没有开关信号输出，故只有单声道输

出。当接收的立体声信号具有足够的大小，也就是其中的导频信号具有一定的电平时， BG_4 输出的导频信号使二极管 D_7 整流后的直流电平才能使 BG_5 导通，于是 BG_5 的发射极电位接近地电位，二极管 D_8 的负极电位高于正极电位，使二极管 D_8 处于反向偏置而呈高电阻，也就是 BG_3 的下偏流电阻变大，得到较高的正偏压， BG_3 工作，有开关信号输出，能收听立体声广播。同时 BG_5 导通后，其 I_e 驱使指示灯亮，表示所接收的是立体声广播。如果改成手动转换，则只要在 BG_3 的发射极电路里串一只开关就行。当开关断开时就没有38kHz开关信号输出，便成为单声道收听。

②利用中频信号的大小控制转换，见图6·10*。办法是从末级中放输出端引出一个中频信号，经过 D_1 整流后给 BG_4 作为正偏置电压。当中频信号较弱， BG_4 也没有足够的正偏压，不能导通。而 BG_4 串接在 BG_3 的发射极电路中，故 BG_3 也不能导通，没有开关信号输出，不能起立体声解调作用，输出变成单声道信号。此时指示灯电路也不会导通，灯不亮。当中放的信号足够强时，可以保证立体声接收的质量时， BG_4 也得到足够的偏压而导通， BG_3 也工作，有开关信号输出，成为立体声接收。当 BG_3 有开关信号输出时，有一部分经 C_4 引出，经过整流加到 BG_5 ，使 BG_5 导通。这样，指示灯也有了电源通路，因而点亮。如果要改为手动转换，也可在 BG_3 的发射极电路里串一只开关 K_1 ，断开时没有38kHz开关信号输出，成为单声道收听，指示灯也不亮。

6·4 集成电路电子开关式立体声解调器

在集成电路技术发展以后，立体声解调器也随之集成化，

* 图6·10见书末。

使组装简化，性能提高。但早期的解调器，在电路结构上，仍然属于分立元器件那种传统方式，如日本三洋的 LA3301，日本电气的 μ PC585C 等。这两种都是 14 腿双列插入式塑封结构，其中具有代表性的为三洋的 LA3301，曾经流行过一时，对于了解集成电路解调器的发展过程还有一定意义，故将其介绍于下。其外形图见图 6·11。详细电路见图 6·12。其中可分为稳压

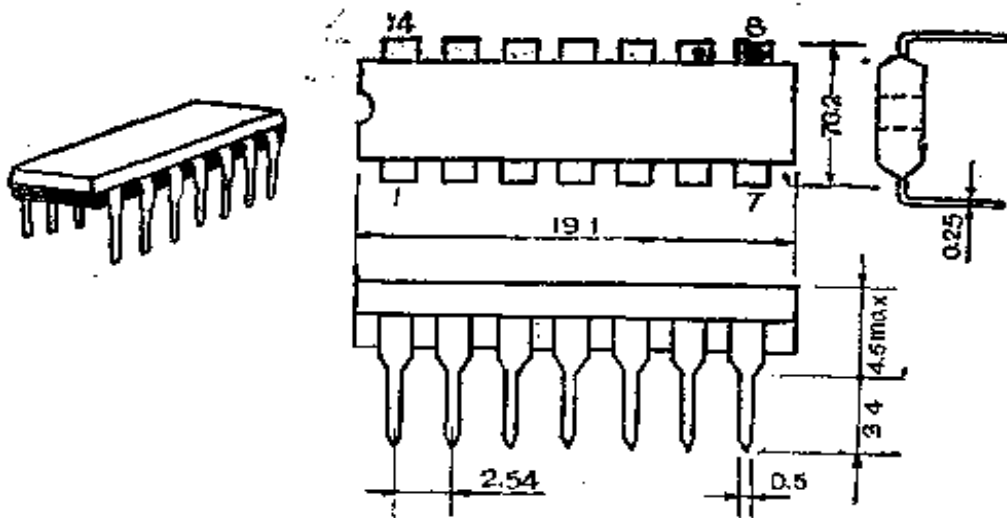


图 6·11 LA3301 立体声解调器集成电路外形图

电源、输入放大器、副载波发生器、立体声解调电路和指示灯驱动电路等几个部分。稳压电源的作用是为各部分电路提供工作电压。它首先用五只二极管 $D_1 \sim D_5$ 使三极管 $BG_1 \sim BG_3$ 有一个稳定的偏置电压，然后从这三个三极管发射极输出稳定的直流电压。其中 BG_1 的发射极电压供给倍频器 BG_8 的集电极电压和解调器中的差分对提供偏置电压； BG_2 的发射极电压为立体声指示灯驱动电路提供直流电压；三极管 BG_3 的发射极电压为解调器中乘法器 BG_{14} 的基极提供偏置电压。

复合信号从③脚输入，首先经过射极跟随器 BG_4 。这是一个缓冲级，它的输出有二条支路，一路将复合信号送入解调

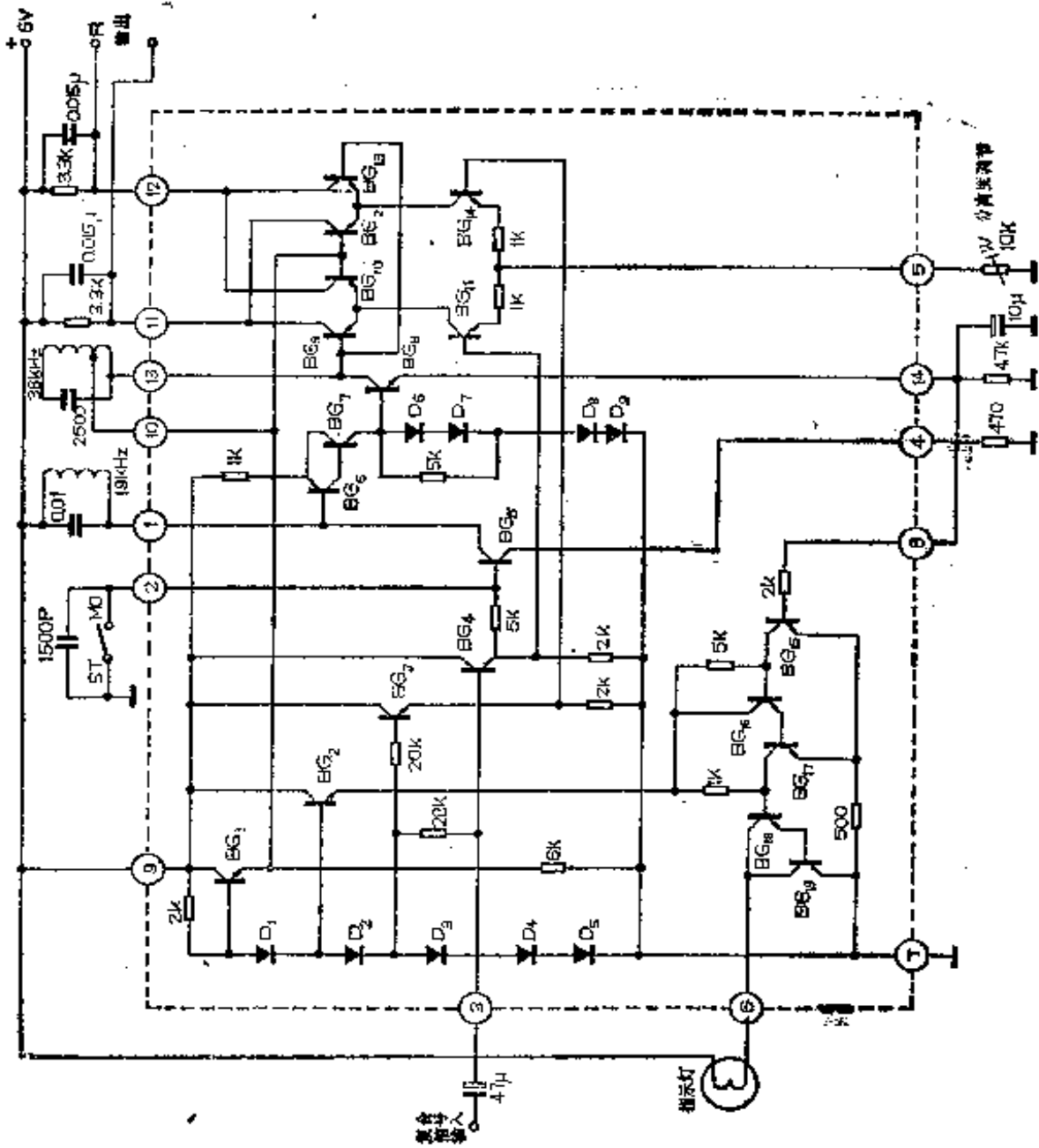


图 6·12 LA3301集成电路立体声解调器电路图

器，另一路送到由 $BG_5 \sim BG_8$ 等组成的副载波发生器。在 BG_5 的集电极电路中，有一个外接的19kHz谐振电路，将其中的19kHz导频信号分离出来，送到由 BG_6 、 BG_7 组成的高增益复合管放大器进行放大。但 BG_5 集电极的直流正电压加到了 BG_6 的基极，对 BG_6 成为反向偏置。只有在输出信号使 BG_5 的集电极电压下降的半周时， BG_6 才能工作。所以 BG_6 、 BG_7 成为半波整流放大，产生了丰富的谐波。 BG_7 的射极电路中串接有 $D_9 \sim D_{12}$ 四个二极管，又进一步保证了整流的作用，整流后的电压又加给 BG_8 进行放大。而这四个二极管的整流电压也给 BG_8 以正向偏置，使其工作。在 BG_8 的集电极电路中，有一个外接的38kHz的谐振回路，选出二次谐波38kHz的副载波信号。此信号送到由 $BG_9 \sim BG_{14}$ 组成的立体声解调器，作为开关信号。

利用集成电路中制造三极管较方便这一特点，立体声解调器由 $BG_9 \sim BG_{14}$ 组成双平衡乘法器。这样可以改善分离度和更好地抑制副载波。

副载波开关信号从 BG_9 和 BG_{13} 的基极输入，复合信号从 BG_{11} 输入， $BG_9 \sim BG_{13}$ 加了相同的正向偏置电压。 BG_{14} 则加了另一个固定正向偏置，当 BG_8 的集电极谐振回路有38kHz信号时，回路两端电压随之作正负变化。 BG_9 、 BG_{13} 和 BG_{10} 、 BG_{12} 两组管子的基极电位也有正负变化，使其交替通断，作为电子开关来控制复合信号在左右声道负载上输出的通路。当 BG_8 输出38kHz的正脉冲时， BG_9 、 BG_{13} 导通。设其所对应的复合信号中为L信号的包络，于是在L声道的负载 R_L 上有L信号输出，其通路途径为 $+E_C \rightarrow R_L \rightarrow BG_9 \rightarrow BG_{11} \rightarrow W \rightarrow$ 地；当开关信号为负半周时， BG_{10} 、 BG_{12} 导通。设其所对应的为R信号包络，则在R声道负载 R_R 中有R信号输出，其通路为： $+E_C \rightarrow R_R \rightarrow BG_{10} \rightarrow BG_{11} \rightarrow W \rightarrow$ 地。另一方面，为了消除左、

右声道互相的泄漏，在复合信号加到 BG_{11} ， L 声道有输出的同时，还通过可变电阻 W 的耦合，将一小部分复合信号送入 BG_{14} ，但相位相反。因之在 R 声道中输出一个很小的 $-\Delta L$ 信号，用来抵消在 R 声道中泄漏的 ΔL 信号。同理，在 BG_{10} 、 BG_{12} 导通， R 声道有输出的同时，在 L 声道中也输出一个 $-\Delta R$ 信号，来抵消 L 声道中泄漏的 ΔR 信号。只要调整 W ，使分离度最好。但左、右两声道的最佳点不一定重合，故要调到兼顾左右两声道都比较好的一点。双平衡乘法器具有很好的共模抑制特性，故副载波的泄漏很小。

$BG_{15} \sim BG_{19}$ 等组成斯密特触发器和指示灯驱动电路，在接收立体声信号时，有 19kHz 导频输入， BG_6 、 BG_7 有整流输出， BG_8 也有了正偏置而工作，于是 BG_8 发射极电阻上流过直流工作电流，产生一个电压降，触发 BG_{15} 使之导通， BG_{16} 、 BG_{17} 截止。因之， BG_{17} 的集电极电位上升，驱使复合管 BG_{18} 、 BG_{19} 导通，于是接通了指示灯的电源回路： $+E \rightarrow$ 指示灯 $\rightarrow BG_{18}$ 、 $BG_{19} \rightarrow$ 地，点亮了指示灯。

在 BG_5 的基极还接有一个单声道/立体声开关。当接收单声道或过弱的立体声信号时，可将开关放在单声道位置，以改善信噪比。这时， BG_5 基极直接接地而短路，副载波发生器不工作，而 $BG_9 \sim BG_{13}$ 都加同样的正偏置，全部导通，送到 BG_{11} 的单声或立体声信号在左、右路同时输出。成为单声道声音。

同时， BG_8 的发射极无直流电位， BG_{15} 无正偏置而不导通， BG_{16} 、 BG_{17} 有足够正偏置而导通， BG_{18} 、 BG_{19} 截止，指示灯无电源回路而不亮。

这类集成电路虽然比起分立元器件电路已经进了一步，但电路程式仍未脱离旧的范畴，所产生的 38kHz 开关信号与发送端的副载波不能长久保持严格的同步。另外，在外围电路中，

仍需采用线圈，使工艺上仍较麻烦，受温度气候的变化较大。故在分离度等性能上的提高受到限制，现在则几乎已被锁相环解调器所取代。

6.5 锁相环立体声解调器

这种解调器，是利用锁相环的原理，来得到一个非常稳定的并和发送端副载波能保持严格同步的开关信号，于是，可以得到很好的分离度和其他性能，所以广泛地被采用。

锁相环立体声解调器的电路比较复杂，只有采用集成电路的技术以后才能实现，但其外围电路却很简单。这类集成电路的型号很多，功能大同小异，例如适用于电源电压不太高的便携机中的解调器，如像图6·11那样14脚双列直插塑封的有史普拉格的ULN3809A，和摩托罗拉的MC1309等，图6·13为ULN3809A的功能方框图，但较为普及的则为16脚双列直插塑封的日本产品，如三洋的LA3361、东芝的TA7604AP、松下下的AN7410、日立的HA11227、东洋电具的BA1330和日本电气的 μ PC1197C等，外形见图6·14。这几个集成电路的引出脚的排列位置都一样，因此可以互换，只要稍微改变外围电路的元件数值即可。

LA3361是其中曾广为应用的集成电路，图6·15和图6·16*是LA3361的示意图和内部电路详图。它主要有输入放大器，副载波锁相环路、立体声解调电路，单声道/立体声转换电路及指示灯驱动电路等几个部分。立体声复合信号从②脚输入，经过放大后分成两路，一路送到立体声解调器，一路从③脚经 C_3 再从⑬脚分送到鉴相器1和鉴相器2。由鉴相器1、低通滤波器、直流放大器、压控振荡及分频器等组成锁相环路。压控

* 图6·16见书末

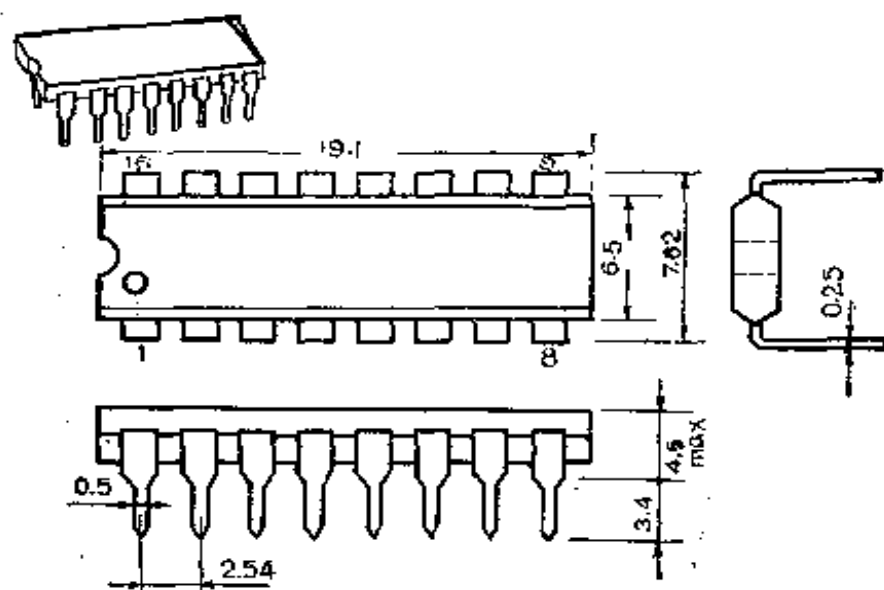
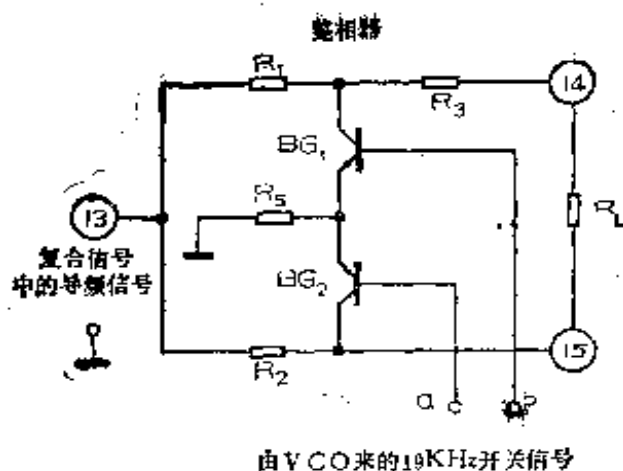


图 6·14 LA3361等集成电路外形

振荡器产生76kHz的振荡频率，经过第一次 $\frac{1}{2}$ 分频后成为38kHz，作为开关信号，再经一次 $\frac{1}{2}$ 分频，并移相滞后 90° 后，输出19kHz的信号，和由⑬脚输入的复合信号中的导频信号（19kHz），一起加到鉴相器，进行比较。若由压控振荡器及分频器产生的19kHz的频率与导频信号频率（19kHz）不相同，其相位差小于或大于 90° 的话，则鉴相器将输出一个正的或负的电压，经过低通滤波器滤除高频成分，送到压控振荡器，使其频率（经二次分频后）改变到和输入的导频信号频率相同（19kHz），并且相位相差 90° ，于是环路锁定。具体电路参看图6·17。复合信号中的导频信号和由分频器来的经分频后的压控振荡器输出信号，在鉴相器1中作比较。比较后的误差电压由⑭、⑮两脚输出送到直流放大器去。在图6·17中 R_L 代表直流放大器的输入电阻，作为鉴相器的负载。

BG_1 、 BG_2 的基极电位受压控振荡器经分频的19kHz开关信号所控制，故它们是轮流导通的电子开关。鉴相器的工作过



(15脚与BG₂C之间漏阻R₄)

图 6·17 鉴相器电路

程参看图6·18。如果19kHz的开关信号和外来的导频信号相位差为 0° 时(参看图6·18a)，设开关信号a端为正，b端为负，则BG₁阻断，BG₂导通。设此时导频信号也是正半周，则电流将从⑬脚→R₁→R₃→R_L→R₄→BG₂→R₅→地，在R_L上得到正半周的电压。当开关信号为负半周，即a端为负，b端为正时，BG₂阻断，BG₁导通。因这时导频信号也是负半周，电流从地→R₆→BG₁→R₃→R_L→R₄→R₂→⑬脚，R_L上得到的仍然是正半周的电压。

两信号继续重复上述的过程，依此类推，鉴相器输出的平均电压是正电压。

若开关信号和外来导频信号相位滞后 90° 时(图6·18b)，一开始，开关信号为负半周，即a端为负，b端为正，BG₁导通。此时导频信号已在正半周，故电流方向为⑬脚→R₂→R₄→R_L→R₃→BG₁→R₆→地，于是R_L上的电压为负半周的前半段。接着，开关信号方向转向正半周，而导频信号尚处在正半周的后半段，BG₂导通，故电流流通的方向变为⑬脚→R₁→R₃→R_L→R₄→BG₂→R₅→地，R_L上的电压为正半周的后半段。

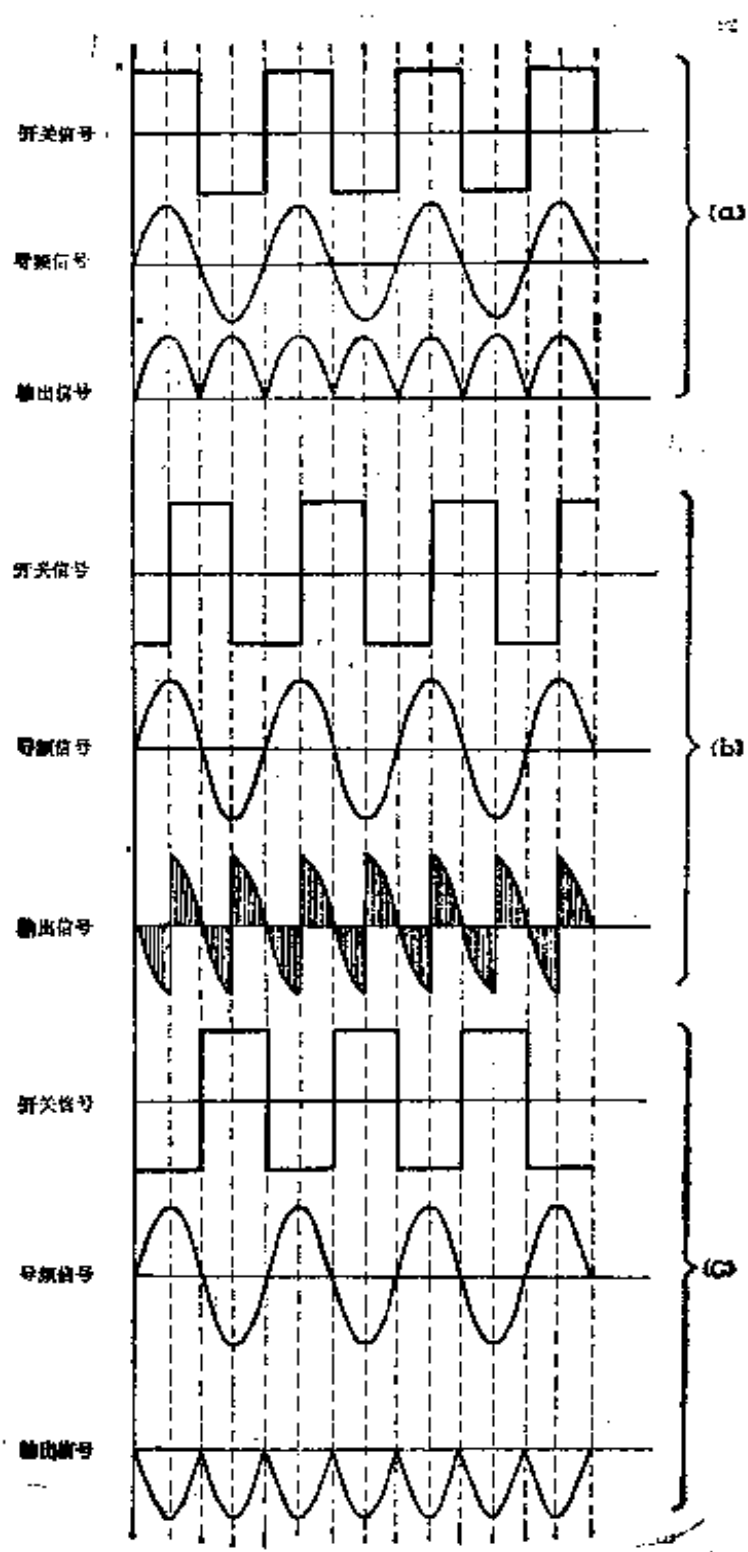


图 6·18 鉴相器工作过程

当开关信号为正半周的后半段时，导频信号方向改变为负半周， BG_2 仍导通，但电流方向又反；由地 $\rightarrow R_5 \rightarrow BG_2 \rightarrow R_4 \rightarrow R_L \rightarrow R_3 \rightarrow R_1 \rightarrow \textcircled{13}$ 脚，于是 R_2 上的电压变为负半周的前半段。在开关信号转向负半周时，导频信号已转入负半周的后半段，于是 BG_1 导通，电流从地 $\rightarrow R_5 \rightarrow BG_1 \rightarrow R_3 \rightarrow R_L \rightarrow R_4 \rightarrow R_2 \rightarrow \textcircled{13}$ 脚， R_2 的电压又成为正半周的后半段。如此重述上述过程，使鉴频器输出上下半边对称的电压，其平均直流电压为零。

当开关信号和外来导频信号的相位滞后 180° 时（图6·18c），按上述原理，不难推导出鉴相器输出的平均电压为负值。

在其他相位差时，输出的直流电压就在 0° 时的最大正电压和 180° 的最大负电压之间变化。

压控振荡器的频率和鉴相器输出的直流电压关系，如图6·19。当压控振荡器的开关频率高于外来导频频率时，鉴相器输

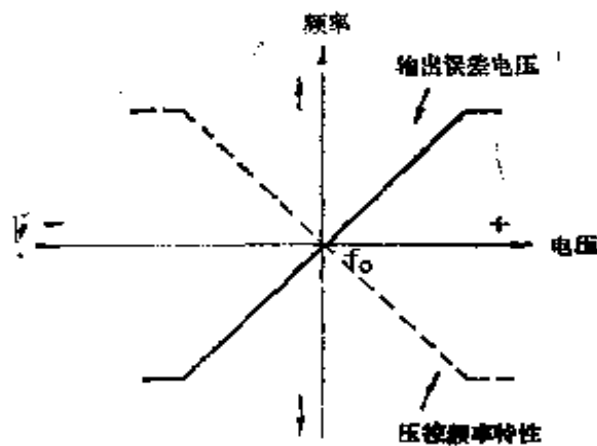


图 6·19 压控振荡器的电压频率特性

出正的电压（实线），使振荡频率变低（虚线）。当开关频率低于导频频率时，输出负的电压并使开关频率变高。只有在开关频率和外来导频频率相差 90° 时，直流放大器输出为零，振荡频

率不变，锁定在导频频率上，以保证接收机和发射机里的导频和副载波严格保持同步。

通过⑩脚上外接元件中的可变电阻 R_6 ，可以调整振荡频率，使一开始与导频信号相差不远，以便易于进入锁定状态。如果 C_9 用得比较小时，捕捉范围变宽，但压控振荡器频率的晃动也大； C_9 用得较大时则反之。第⑫脚可供检测振荡频率之用。 R_8 为缓冲电阻，用得较小时，振荡频率受外部检测计的影响较大，易产生频率不稳定。 R_8 用得过大时，则检测计的输入电平不够。接于②脚的输入隔直流电容 C_1 的大小需加注意，其电容量用得较小时，低端频响变差，使分离度下降；用得过大时，会出现“爆破”音。这种爆破音是由于内部稳压电源的变动和压控振荡器频率或外来导频频率的飘移而使锁相环路的锁定状态变动所引起。

接于③和⑬脚之间的电容是隔断锁相环路的直流之用，用得较小时，低端频响差也会使分离度恶化。环路低通滤波器的元件 C_6 、 C_7 、 R_4 接于外部，当数值用得比图中之值大时，信噪比好，但捕捉范围变窄，如果用得较小时，则反之，并且立体声的高音失真变大。

下面再讨论立体声解调系统的电路原理（参看图6·15、6·16及6·20）。分频器1输出的38kHz经过分频器3输出一个19kHz和零相位的信号，送到鉴相器2，在这里与复合信号中的导频信号19kHz相比较。当两者频率相同，且相位差为零时，鉴相器2输出的正电压最大。这个电压经过低通滤波器和直流放大器，送到施密特触发器。当输入的立体声复合信号达到一定电平，即其中导频信号19kHz信号达到一定电平时，就会使触发器触发，并使驱动器工作。触发器工作后，供给驱动器 BG_{17} （参看图6·20）基极一个正电压，使 BG_{17} 、 BG_{18} 导通，

指示灯亮。与此同时， BG_{17} 的发射极电阻上有一个正向电压加给 BG_{15} 基极，使 BG_{16} 导通。 BG_{13} 、 BG_{14} 开始工作，将38 kHz开关信号加至立体声解调器，电子开关转向“立体声”状态。

$BG_9 \sim BG_{10}$ 为双平衡乘法器式立体声解调器，其作用及原理和图6·12中的双平衡乘法器相似。不同的是图6·12中两路差分管的电阻负载换为由 BG_1 、 BG_2 和 BG_3 、 BG_4 组成的有源（恒流源）负载。从②脚输入的复合信号经 BG_{11} 的射极放大器后加到 BG_{10} 的基极， BG_{11} 发射极电阻上的电压是 BG_{10} 的正向偏置，而 BG_{12} 的发射极电阻上的电压是 BG_9 的正向偏置。

在开关信号为正脉冲时，设 a 端为正 b 端为负时， BG_9 、 BG_7 导通，若此时 BG_{10} 处在 L 信号的包络时，在 L 通道负载上经过 BG_7 、 BG_{10} 输出 L 信号。另外，在 BG_9 、 BG_{10} 的公共发射极电阻 W 上有一个 L 信号的电压降，使 BG_9 基极同时加上一个反相的 L 信号，经 BG_9 在 R 通道输出一个和 L 通道相位相反的 $-\Delta L$ 信号。可以调整 W 的大小，使这个相位相反的 $-\Delta L$ 信号和 R 通道中混入的 ΔL 信号大小相同，则互相抵消，提高了分离度。同理，在开关信号处于 a 端为负 b 端为正时，并且此时 BG_{10} 输入信号为 R 包络时，只有 R 通道的负载上经过 BG_8 、 BG_{10} 输出 R 信号，并且通过 W 的电压降在 BG_9 加一个反相的 R 信号，经 BG_9 在 L 通道输出一个 $-\Delta R$ 信号，以抵消混入 L 通道的 ΔR 信号。

W 是从⑧脚外接的可变电阻或电位器，由于 L 和 R 信号所需大小不一定相等，故调整 W 时，应兼顾 L 和 R 通道的分离度，选在适中的位置。

分离出的左、右声道信号，分别从④、⑤两脚输出。④、⑤脚外接的阻、容元件为去加重网络，时间常数为 $50\mu S$ 。每

声道外接负载电阻推荐值为 $3.3\text{k}\Omega$ ，用得较小时，输出电压降低，用得较大时，降压特性恶化。和指示灯串联的电阻 R_7 是限制点灯时的冲击电流之用，以保护集成电路不至被损坏，需用 $\frac{1}{2}W$ 电阻， R_7 用得太小时，保护作用小，而用得太小时灯的亮度降低。此外，⑩脚与⑪脚间的 C_8 为指示灯电路的低通滤波器，容量小时指示灯容易错误动作，用得大时点灯时间会延迟。

当输入为单声道的信号，没有导频信号或较弱的立体声信号时，鉴相器没有输出或很弱的输出，触发器和驱动器不工作， BG_{17} 的发射极电阻上没有正电压，电子开关电路 BG_{16} 不工作，处于单声道状态。 BG_{13} 、 BG_{14} 也不导通，集电极 a 、 b 处的电位为 $+E_c$ 的直流高电位，也就是 $BG_5\sim BG_8$ 的基极加上了较高的正向偏置，全部导通，单声道或立体声信号从左右两路输出相同的信号。这时 BG_{10} 也不能导通，故立体声指示灯也不亮。

此外，第⑨脚还可作手动控制之用。当第⑨脚输入一个直流电压 V_9 ，若 $0.7 < V_9 < 2.1\text{V}$ 时， BG_{18} 导通，管压降减小， BG_{15} 和 BG_{16} 因正偏不足而截止，电子开关便转入“单声道”状态，立体声灯也不亮；如 $V_9 > 2.1\text{V}$ ，则更进一步将使压控振荡器（VCO）停振，进入单声道工作，且可减小噪声和干扰。

立体声指示灯烧断时，与其串联的驱动器不能工作，立体声开关电路和解调器等也将都不能工作，只能处在单声道状态。必要时可在指示灯上并联一只 $15\text{k}\Omega$ 电阻，即使指示灯烧断后，驱动器仍有电源，使立体声的功能可以保持。

双平衡解调器对 19kHz 和 38kHz 都处于共模输入，故能抑

制其输出，但由于实际电路的不平衡总会有点泄漏，从而引起分离度和信噪比的降低，失真增大。最好在④、⑤输出端接入一个低通滤波器。用阻容滤波器当然比较简单，但效果较差，LC滤波器和双T滤波器的效果要好得多，但较复杂。几种输出端滤波的接法见图6·21，其中只画出一个声道的电路。

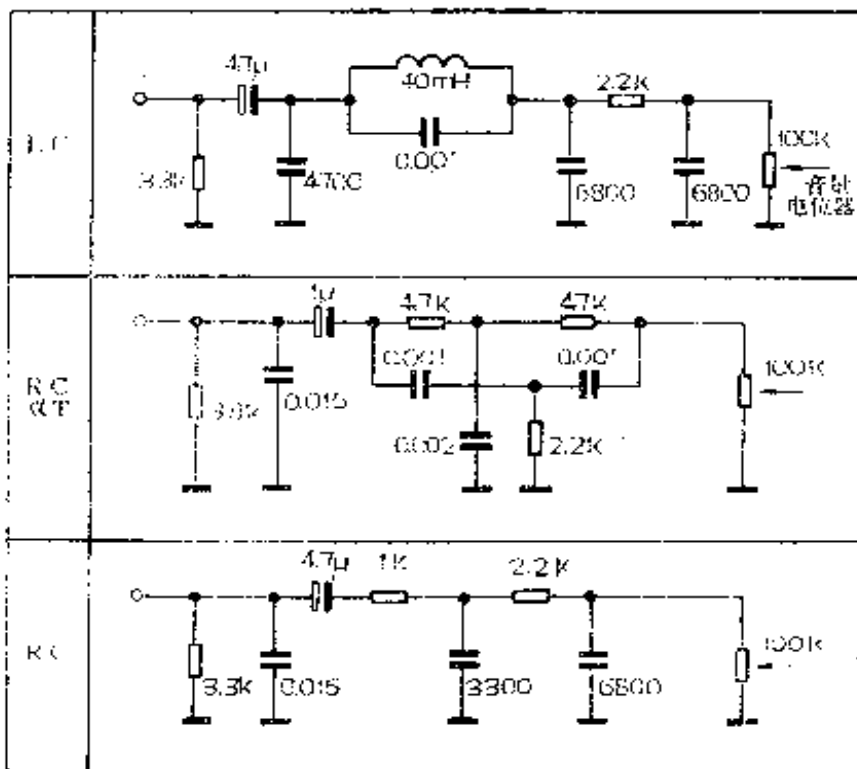


图 6·21 几种输出端低通滤波器

后来，东芝生产出了TA7343P，是TA7604AP一类解调器的改进型，简化了结构，变为9脚单列直插塑封式，可节省印制板的安装面积，而且省去了外接的分离度调整电位器，由内部电路保证分离度达到要求，简化了调试手续。TA7343AP则是TA7343P的改进型，使最大允许输入信号电压由TA7343P的550mV提高到900mV，其他性能不变。

目前，TA7343P和TA7343AP是国内外普及式收录机中

使用最为广泛的立体声解调集成电路。

TA7343AP的外型尺寸见图6·22，功能方框图见图6·23，其内部电路见图6·24。松下的AN7420N可与之互换。（图6·24见书末）

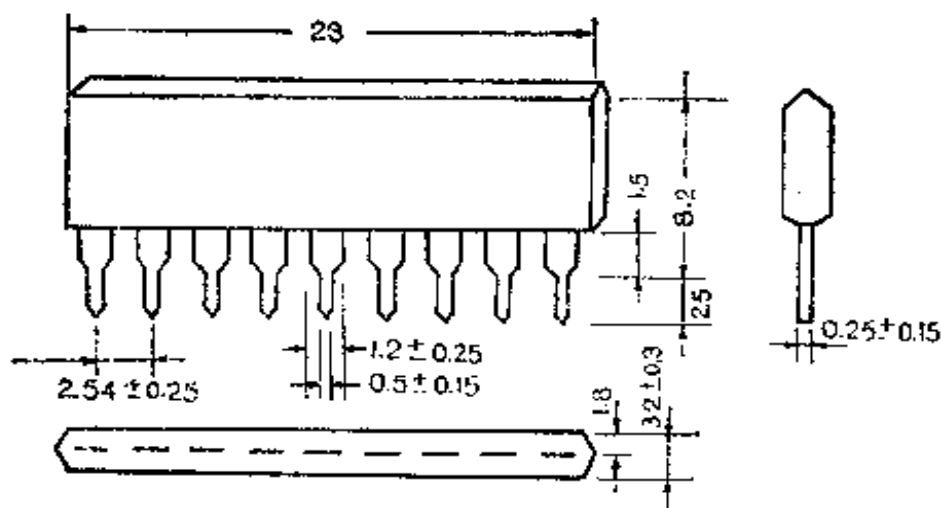


图 6·22 TA7343AP的外形尺寸

对照图6·15和图6·23可见功能并不少，只是某些引出脚省去或合并，外围电路元件也减少，而内部电路的性能则提高了。再对照图6·16和图6·24，后者的内部电路更为复杂和完善，其集成度更高，反应了集成电路技术的进步。

各部分电路的工作原理和图6·16的基本相似，但鉴相器用了双平衡差分电路。鉴相器1中， BG_{409} 、 BG_{410} 和 BG_{412} 组成镜相稳流源为鉴相器的负载。 $BG_{406} \sim BG_{408}$ 为受内部压控振荡器分频后送来的19kHz开关信号所控制的开关管。外来正确的19kHz导频信号经射极输出器 BG_{106} 、 BG_{107} 送到 BG_{401} 、 BG_{402} 的基极。 BG_{401} 、 BG_{402} 各加有 BG_{108} 、 BG_{109} 稳压的偏置。 BG_{403} 和 BG_{404} 为恒流源。19kHz开关信号的极性和输入导频信号的极性互相变化时可能遇到四种情况，参看图6·25。

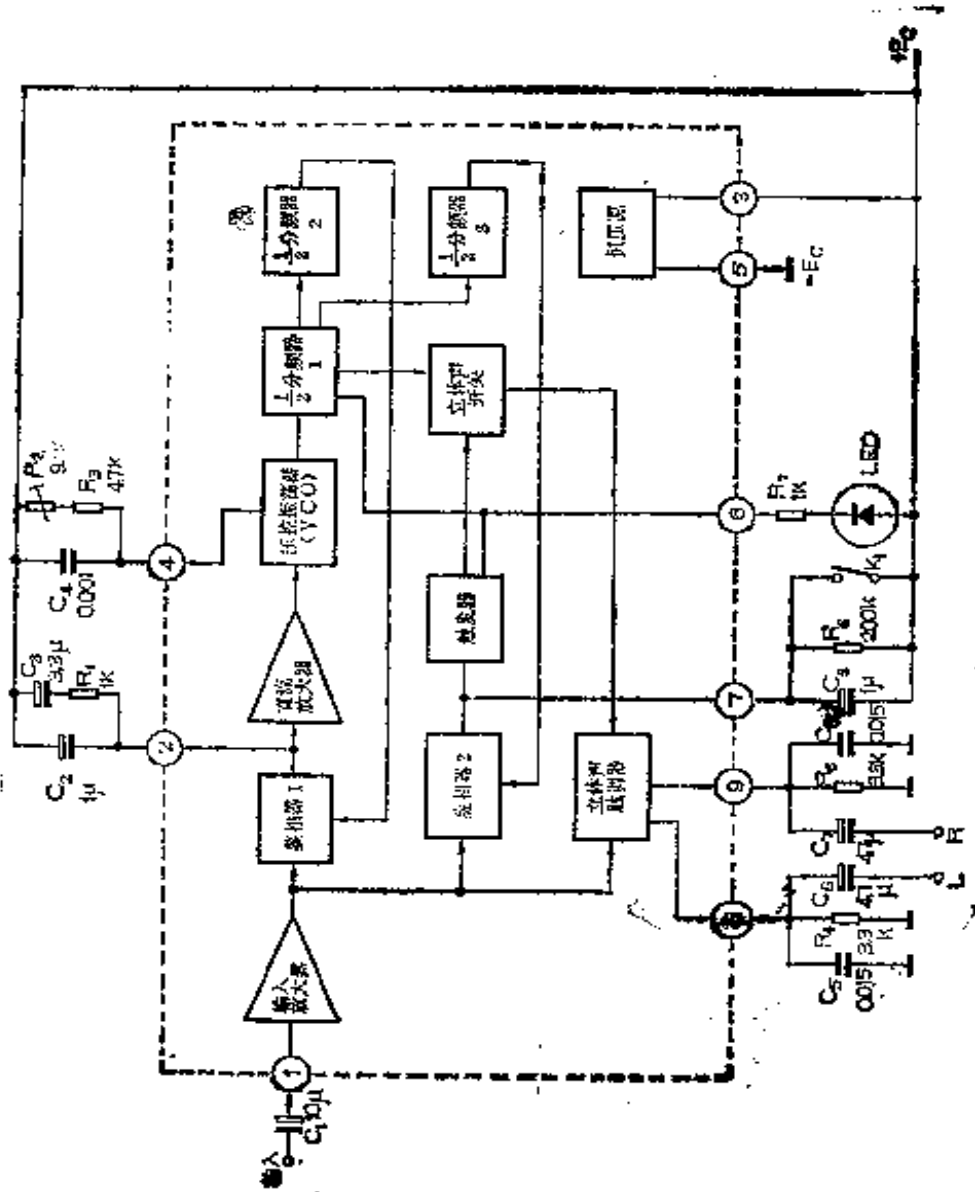


图 6·23 TA7943AP 功能方框图

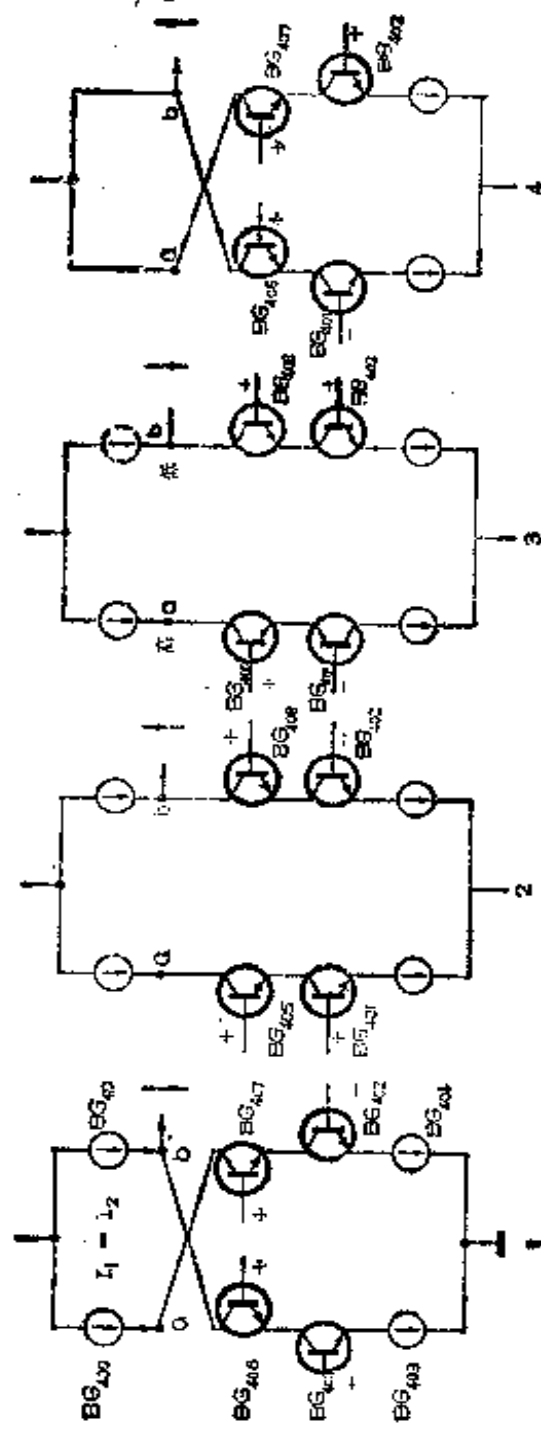


图 6-25 整流器的工作状态

在两者频率相同，而且开关频率滞后导频 90° 的正常锁定情况下，每 $1/4$ 周期上述四种状态依次变化，对照参看图6·26，第一个 $1/4$ 周期时，开关信号加到 BG_{405} 、 BG_{408} 基极的为负，加到 BG_{406} 、 BG_{407} 基极的为正。于是 BG_{406} 、 BG_{407} 导通。另外， BG_{401} 基极为正， BG_{402} 基极为负，于是 BG_{401} 支路的内阻变小， BG_{402} 支路的内阻变大。由于 BG_{402} 、 BG_{410} 是镜相恒流源，要保持两个支路的电流相等，因此 b 点电压将低于 a 点，相当于输出负信号。其输出信号的形状随导频信号的形状而变。在第二个 $1/4$ 周期时，开关电压极性反转， BG_{405} 、 BG_{408} 导通，于是 b 点为高电位， a 点为低电位，相当于输出正信号。第三个 $1/4$ 周期时，开关信号极性未变，而导频信号

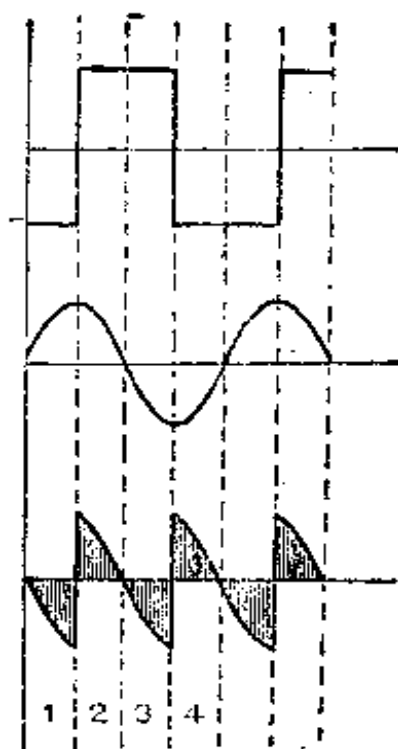


图 6·26 鉴相器正常状态的输出波形

极性则反过来， a 、 b 两点电位也反转，相当于输出负信号。在第四个 $1/4$ 周期时，开关信号极性又反过来，于是输出正信号。因此，所输出的正、负信号平均值为零，没有直流信号输入压控振荡器，其频率保持不变。如果对照一下图6·18的(b)图，两者波形完全一样，而在开关信号和导频信号的相位差为 0° 和 180° 的极端状态时，波形图也和6·18一样。当压控振荡器频率改变，和导频信号的相位发生大于或小于 90° 时，其频率校正和锁定的过程也和图6·19一样。由上可见，双平衡差分电路用作鉴相器时，其功能和图6·17那种简单的开关电路是一样的，只是在性能方面较好些，能抑制许多干扰。

鉴相器2也是双平衡差分电路，其原理相似，不再重复。

TA7343AP的外围元件的作用和其参数大小改变的影响与前面LA3361中所谈到的相似。其中单声道/立体声转换外接开关接在第7脚。当此开关合上后， $+E_c$ 电压加入，即可使压控振荡器停振，转到单声道状态。压控振荡器和频率检测，可在第6脚进行。方法是在第6脚和地之间接一个 $330k\Omega$ 电阻，频率计测棒即可并接在这个电阻两端，调节电位器 R_2 ，使频率达到 $38kHz$ 即可。

近年，日本东芝公司又生产低电压的立体声解调器，其中有3V系列的TA7342P等，工作电压可在 $1.8\sim 5V$ ，静态电流 $4.5mA$ 。其改进型TA7370P，工作电压 $1.7\sim 5V$ ，静态电流 $1.5mA$ 。更为省电，并提高了增益。这些集成电路的典型工作电压为3V，电路方框原理图和外围元件图参看图6·27和图6·28。在8·9脚输出端的负载电阻应取较高阻值以减小功耗。它们的外形尺寸和腿号功能都和TA7343AP一样。还有1.5V系列的TA7766F，其封装形式为16脚双列平放式（参看第八章图8·18）。

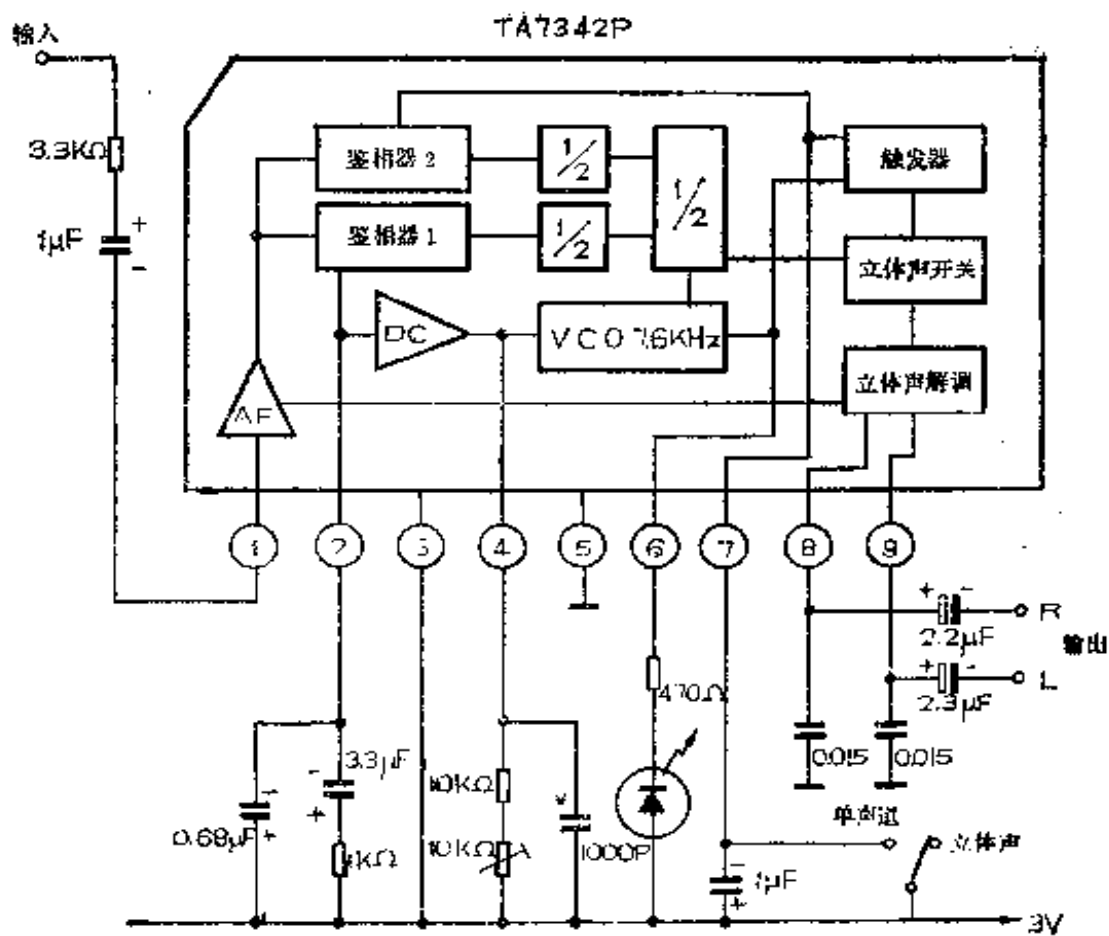


图 6·27 TA7342方框图

表6·1列出一些在较低电源电压收录机中常用的立体声解调器的型号和性能。

其它低电压系列的立体声IC解调器如松下3V系列的AN7415(塑封16脚双列直插式),AN7415S(塑封16脚双列平放式)和AN7421(塑封9脚单列直插式);1.5V系列的AN7400S(塑封18脚双列平放式)。飞利浦新开发的3V系列立体声解调器TDA7040T为塑封8脚双列平放式,塑封面积为5mm×4mm,脚宽0.4mm,脚间距1.27mm,是目前最小的立体声解调器。东芝TA7373F和TDA7040T的性能相似,封装尺寸

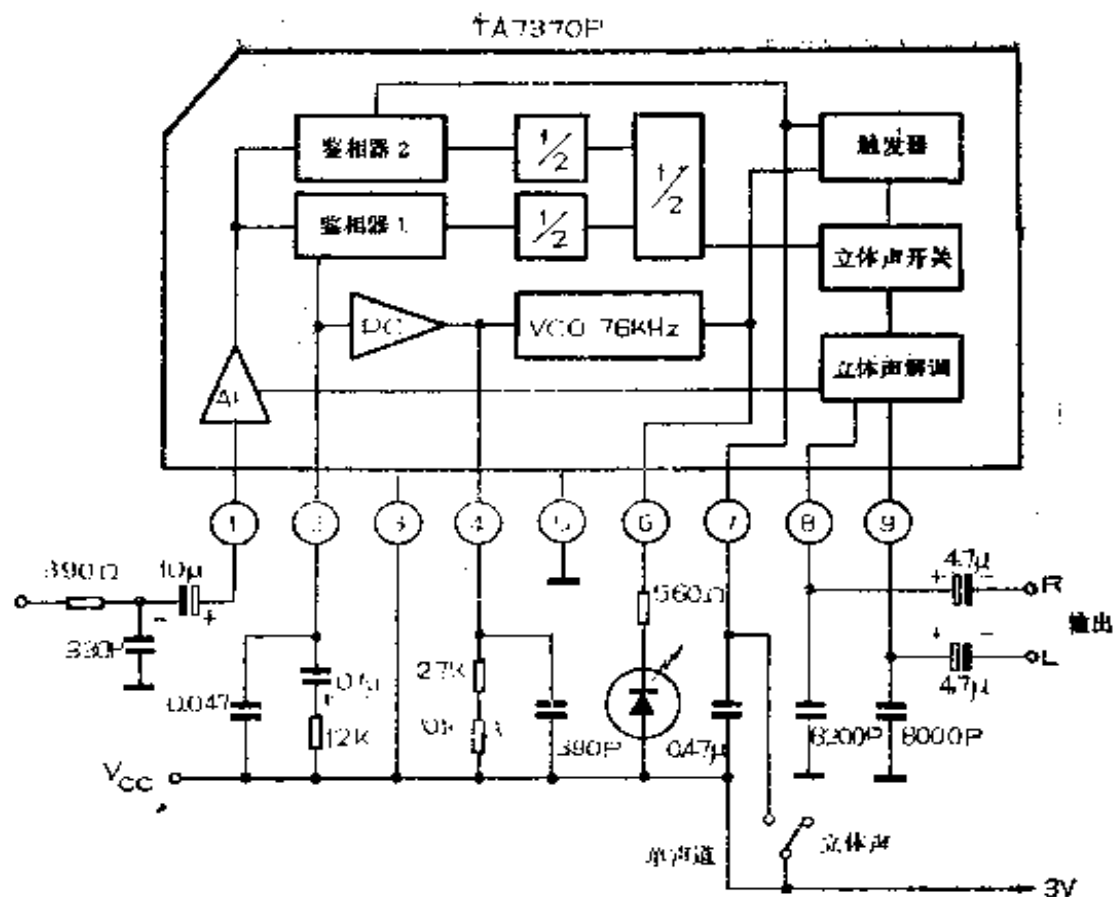


图 6·28 TA7370方框图

一样，但引出脚编号不同，不能互换。TA7373F 的最大输入信号电压为300mV，增益0dB。

表6·1列出一些电源电压较低的立体声解调器的集成电路型号和性能。

在高档的调谐器中，要求较高的性能指标，也要求用较好的立体声解调集成电路，例如三洋的LA3381、LA3390，日立的HA11223W、HA1196等。图6·29为LA3381的功能方框图。它具有前述几种解调器的功能以外，还有导频信号抵消电路，使导频泄漏很小。还有左、右声道能独立调整分离度的功

表 6.1

几种适用于较低电源电压

参数	型号 单位	LA3361 (三洋)	AN7410 N (松下)	TA7604AP (东芝)	BA1330 (东洋电具)	HA11227 (日立)	μ PC1197C (日本电气)
工作电压范围	V	3~16	3.5~12	3.5~12	3.6~14	4~16	4~16
典型工作电压	V	6	6	6	6	9	9
无信号电流	mA	8.5, 12	9, 12, 17	17, 22	10	18	12
点灯电流	mA	40	75	25	75	75	—
导频点灯电压	mV	6.5	4.5, 6, 8.5	3, 6, 10	5, 8, 10	4, 7, 11	—, 8, —
最大输入信号电压	mV	450	—	750	300	450	500
分离度 (1kHz)	dB	35, 45, —	30, 45, —	35, 45, —	30, 50, —	35, 50, —	40, 55, —
平衡度	dB	—, 0.5, 1.5	—, 1.0, +1	—, 0, +1.5	—, 2.0, +2	—, 1.5, 0.5, +1.5	—, 2.0, +2
信噪比	dB	—	—	75	80	82	86
立体声谐波失真	%	—, 0.2, 0.7	—, 0.1, 0.3	—, 0.1, —	—, 0.3, —	—, 0.2, —	—, 0.2, 0.5
导频抑制	dB	—	—	35	32	32	35
副载波抑制	dB	—	—	35	38	45	45
SCA抑制	dB	—	—	75	76	75	70
滞后	dB	—, 3.5, 6	—	5	3	4	4
捕捉范围	%	± 2.5	—	± 3	± 7	± 4	± 4
输入阻抗	k Ω	20	—	30, 45, —	40	23.5, 50, —	50
输出典型负载	k Ω	3.3	3.3	3.9	3.9	3.3	3.3
增益	dB	—, 3.6, —, 1.4, +1.2	—, 1.58, 0.57, +1.08	—, 2.3	2.5	—, 1.4	—, 1.4
封装形式 (注)		DIP-16	DIP-16	DIP-16	DIP-16	DIP-16	DIP-16

* 为输出阻抗, **为输出电压

收录机中的立体声解调器

ULN-3809A (史普拉格)	TDA7040T (飞利浦)	LA3301 (三洋)	AN7420N (松下)	TA7343AP (东芝)	TA7342P (东芝)	TA7370P (东芝)
4~16	1.8~6	4~12	3.5~12	3.5~12	0.9~2	1.6~5
9	3	6	8	8	1.5	3
—, 11, —	—, 3, 4, —	—, 7, 10, 5	—, 11, 18	—, 11, 18	—, 0.8, 1.5	—, 1.6, 3, 0
50		40	40	20	5	5
—, 9, 12, —		5, 7, 10	—, 8, 15	—, 9, 15	—	—, 9, 15
600	240**	300	900	900	250	300
30, 47, —	40	30, 45, —	36, 45, —	36, 45, —	22, 35, —	25, 33, —
—, 0, 1, 0	—, 0, 1	—, 0, 2, 2, 0	—, 0, 1, 5	—, 0, + 1.5	—, 0, + 2	—, 0, + 1.5
—	70	—	—	74	865	78
0.06	0.1	—, 0.3, 1, 0	—0.08, 0.3	0.08	0.4	0.1
35	30	—	—	34	30	30
45	50	—	—	42	50	50
75	70	55	—	70	70	70
6	—	—	12, 2, 4, —	13, 3, 5—	13—	13, 3, 5, —
± 7	± 5	—	—	± 3	± 3	± 3
15, 30, —	30	20	—	33	36	23
3.3	5*	3.3	3.3	3.3	15*	6.8*
0.6, 0.9, —		—3, 0, + 2.7	—, 0, —	—2, 0, + 2	—4, —2, 1	—1.5, 0, + 1.5
DIP-14	MFP-8	DIP-14	SIP-9	DIP-9	MFP-16	SIP-9

1. 一格中有三个数字者，左边是最小值，中间为典型值，右边为最大值；

2. 封装形式中 DIP 为双列直插塑封式，SIP 为单列直插塑封式，MFP 为塑封双列平放式，后面的数字为引出腿数目；

3. 除 LA3301 外，其余均为锁相式。

这表中各参数的意义大都在第二章中解释过，但还有两项需要说明一下，

1. 滞后：设输入解调器的导频电压逐渐增大到刚刚使立体声指示灯点亮的电压为 U_1 ，然后再逐渐降低输入电压，由于电路的滞后作用，指示灯并不会马上熄灭，直到输入电压下降到 U_2 才能使灯熄灭，这现象称为“滞后”。若将 U_1 和 U_2 之比，用分贝表示，即为表 6·1 中的滞后数据。

2. 捕捉范围：当收到发射台的导频信号时，锁相环解调器内部产生的导频信号即使其频率和发射台的导频，有偏差，只要偏差在一定范围以内，由于锁频作用，也能自动调整到相同，进入锁定状态。这种能跟踪进入锁定的频率范围，称为“捕捉范围”。它和正确的 19kHz 导频之比，用百分比表示，即为表 6·1 中的数据。而锁定以后，再调离电台信号时，由于有滞后作用，要经过一段频率范围才失锁。这段能保持锁定的频率范围，称为“锁定范围”或“保持范围”，也可以用 19kHz 之比的百分数表示。在输入信号较小时，锁定范围大于捕捉范围。

捕捉范围随导频输入电压大小而异，一般说明书中所给出的捕捉范围，其输入电压大致为 15~20mV。

能，以及独立的双声道前置音频放大器等。其性能指标为：分离度 60dB，谐波失真 0.02%，信噪比 87dB，19kHz 导频抑制 50dB，输出信号电平 970mV，点灯灵敏度 5.5mV，电源电压 8~16V，无信号时电源电流 26mA。

第七章 分立元器件调频收音机整 机电路和组装调试

以上各章已经介绍了各个局部电路的原理，将这些局部电路适当联结起来，便构成整体，但联成整体电路时，还会遇到一些局部电路中所不曾讨论到的问题。此外，虽然一般调频收音机的电路已经典型化，但实际做出成品来，性能却会有很大的差别，其关键在于元器件的正确选用，合理的组装和妥善的调试，才能获得良好的性能，下面多例举一些业余条件能制做的调频电路来说明，我们先从第一例简单的分立元器件整体电路及其组装调试方法谈起。

7.1 简单调频调谐器

在业余制作条件下，调频部分最好和调幅部分分离，从天线到鉴频，自成一个独立电路系统，这样便于组装调试。尤其是已经具有调幅收音机的情况下，如果要加装调频波段，则可以制做一块单独的调频波段印制电路板，成为一个调频调谐器，将鉴频输出的音频信号，和调幅的检波输出，经过转换开关接入低放即可。在正式产品中，只有高档的组合式音响系统才有独立的高性能调频调谐器，作为整个系统的一个部分。但

在业余制作条件下，即使是最简单的调频电路，也可以将调谐器作为调幅收音机的一个附加装置来对待。

1. 电原理图

图7·1是一个简单的调频调谐器的电路图。高频电路用两只管子，接成共基的高放和变频，可变电容器用调幅双联可变电容器串联小电容器（22pF）而成，二级中放，三个单调谐中频变压器，鉴频器采用简单的不平衡式比例鉴频器。电路原理以前各章已经讲过，一切元器件材料都很普通。（图7·1见书末）

2. 元器件选用

调频收音机中的高、中频电路是关系整机质量的极重要的部分，而高、中频电路中的元器件首先是高放管 and 变频管，要选用特征频率 f_T 高，噪声小、集电结电容 C_{ob} 小，基极体电阻 r_{bb} 小的高放管。 f_T 最好高于工作频率的5倍。就是说， f_T 要求在500MHz以上。现在国内专为调频高频电路设计的晶体管为3DG204，类似的还有3DG18C、3DG11B等。在业余制作时，若采用共基极的简单高频电路，性能要求不高时，一般 f_T 高于300MHz的许多种类的管子也大都能使用。

如果变频级用独立本振电路时，则本振管要求 f_T 高，混频管 f_T 要求可稍低些，用一般 f_T 高一些的高放管就可以了。中放和鉴频器的管子，都工作在10.7MHz， f_T 要求不高，高于50MHz即可（通常硅高频管都可达100MHz以上）。但为了得到高的稳定增益，要求管子的 C_{ob} 小于2pF及 r_{bb} 小于20Ω，可用3DG202类管子。其它可代用的管子型号也很多，就不一一列举了。

高频电路中所用的电感线圈制作非常简单，因为所需的电

感量很小。都不到 $1\mu\text{H}$ 。天线输入线圈，高放线圈、本振线圈，只要绕成 $\phi 6\text{mm}$ 左右空心线圈2-4圈即可。因为工作频率高，集肤效应大，故导线的直径不能过细，否则 Q_0 值低，选择性不好。通常采用 $\phi 0.6-1\text{mm}$ 的镀银线或漆包线。形状见图7·2(a) (所需具体匝数见第七章) 线匝之间应留有少许空隙。在

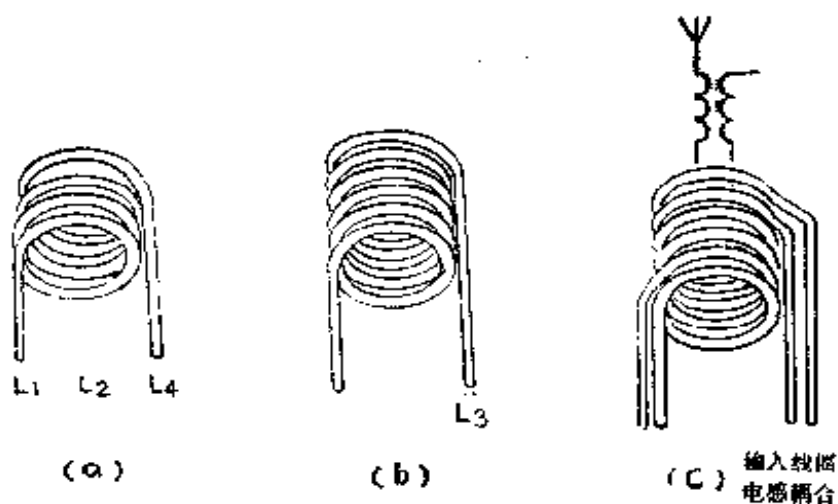


图 7·2 各种空心线圈外形

调试时可以拨动匝间距离，即可改变电感量。当天线和输入回路采用电感耦合时，把两个线圈叠绕在一起，见图7·2(c)。中频陷波线圈的电感量稍大，需要绕十多匝，但工作频率低，集肤效应比其它线圈程度轻一些，所以可以采用较细的导线，用 $\phi 0.4-0.6\text{mm}$ 即可。因其线圈较长，也可直立起来，以减小面积见图7·2(b)。

变频器输出端的中频变压器 B_1 以及中放级的各个中频变压器，工作于 10.7MHz ，都可用调幅机短波振荡线圈用的 $10\times 10\text{mm}$ 骨架，磁芯，磁帽及外罩等，用 $0.1-0.15\text{mm}$ 漆包线绕制，各线圈先绕次级，后绕初级。因为次级线圈很少，只有1~2圈，绕在里面紧贴磁芯，可以减少漏磁。至于出头顺序

没有什么特殊要求，可根据排版而定。陶瓷滤波器如果使用 2 只以上，则应保证各个中心频率一致。比例鉴频器的线圈骨架和中频变压器相同，左边接三极管的线圈，绕法和中频变压器一样，右边接二只二极管的线圈，需要双线并绕，其耦合圈为 1 匝，不要交叉，其实只有半匝多一点，参看图 7·3。

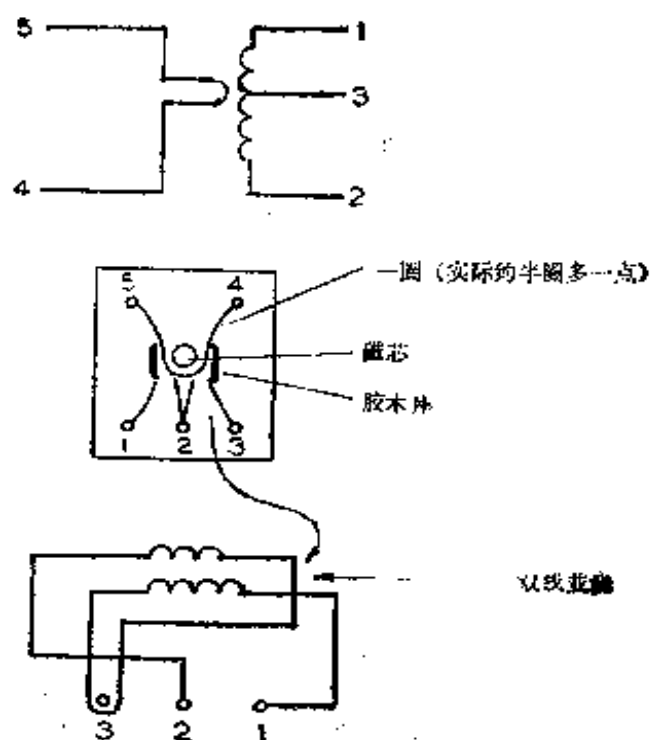


图 7·3 鉴频器调谐回路中的 L_2

作为电源滤波退耦电感，如 7·1 中的 L_5 、 L_6 、等都可用色码电感。参看图 7·4：

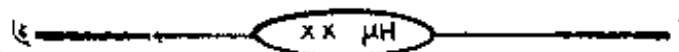


图 7·4 色码电感

电容器的种类较多，需要正确选用。调谐用的双联或三联可变电容器，有条件时最好用空气电容器，其电容量准确，同步好，寿命长，无静电噪声。如果只能用薄膜可变电容器，则应选择结构牢靠，同步误差小，静电噪声小的产品。在业余条件下，如果市场上买不到调频专用的双联可变电容器，也可以用调幅用的可变电容器，每联串联一只20~30pF的固定电容器代用，见图7·5。其缺点是频率刻度不均匀，因为调幅机用

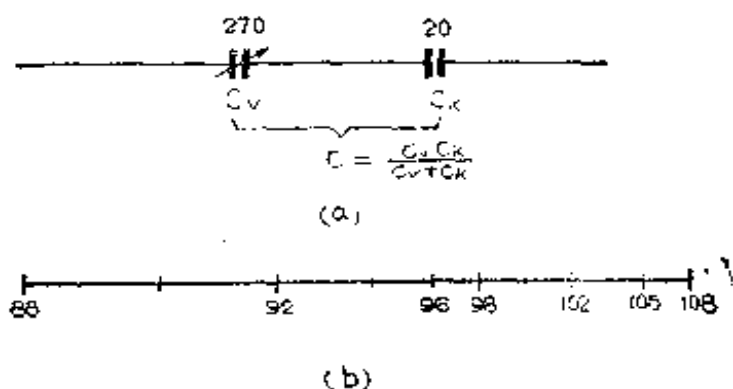


图 7·5 用一般调幅机用双联可变电容器串联一个固定小电容器后代替调频专用双联可变电容器

的可变电容器 C_V 较大，其最大容量为130~360pF，和一个20~30pF的小电容 C_K 串联后，其总电容为 $C = \frac{C_V \cdot C_K}{C_V + C_K}$ 。在频率的低频端到中间，可变电容从最大容量开始旋转逐渐减小电容量时，由于 C_V 仍比 C_K 大得多，总电容变化不大，所以频率变化很小。直到 C_V 旋转到容量和 C_K 差不多大小时，频率才有明显的变化。所以，同样的频率间隔，在低端频率处指针所走的距离很宽，高频率端则很窄，中间频率98MHz并不在频率刻度盘的中间，而是靠近高端（如图8·4b）。不过，在实用上问题

不大，因我国调频台很少，每个地区不过1~2个电台，所以不会发生找台困难等问题。微调用的半可变电容器最好选用小型瓷介微调电容器，如CCW-3型等。以前有一种在调幅机中作微调用的长方形的由两片或几片薄金属片，中间隔以云母片，用螺钉调整片间间距的微调电容，其容量易变动，从而造成失调，不宜采用。

固定电容器，在高频电路里最好采用小圆片形的高频瓷片电容器，如CCD型。尽量不要用卷绕式的电容器，如金属纸介或涤纶介质电容等。因卷绕式的电容器难免有电感成份，具有一定感抗，抵消电容的作用。此外，还要考虑到介质的高频特性，如纸介电容只能用于较低的工作频率，超高频时损耗较大。电解电容器当然更不行。

云母电容器从性能上说，可以应用，但价格高，相对体积也较大。在中放部分，因工作频率较低，也可以采用一些卷绕式的聚苯乙烯和涤纶电容器等。

电解电容器只能作为滤除电源脉动成分，或音频旁路、耦合等用，它有明显的潜布电感，因此，若要通过高频的时候，必须在电解电容器旁边再并联一只高频陶瓷电容作为高频旁路。对于电阻，在高频电路中仍然可用一般的小型炭膜电阻。

3. 印制电路中的元器件排列

当元器件选择好以后，就要开始印刷电路板的设计。这一步对性能的好坏有重大影响，下面谈谈一些基本原则。

首先电路板上元器件的排列顺序，要按电路的顺序进行，尽可能不要来回反复。图7·1的电路排板例子见图7·6。

我们先看高频电路部分，因为这部分工作频率很高，故各元器件之间的排列要紧凑，引线要短，以减小引线间的杂散耦

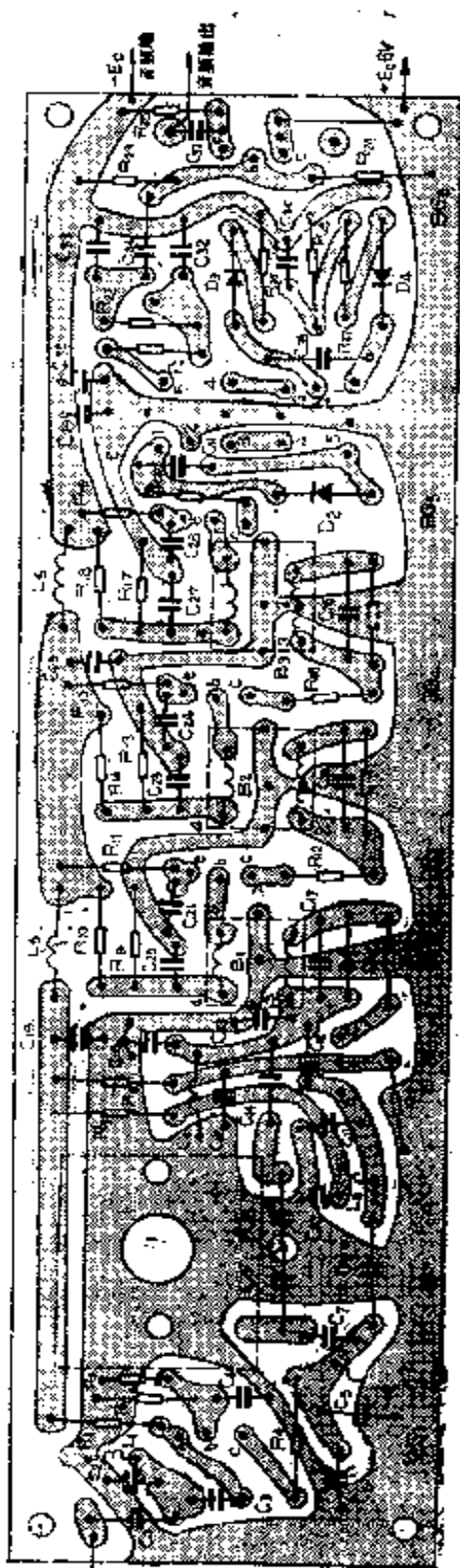


图 7-6 图 7-1 的印制电路板图

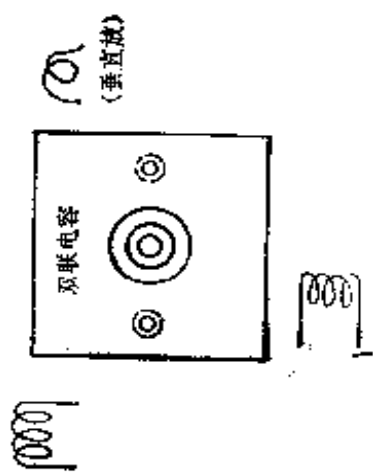


图 7-7 高频电路中三个线圈的安装方式

合和分布电容、电感。在调幅波段可忽略的某些分布参量，到了超高频的调频波段往往就有很大影响，造成自激或降低增益。但是排列紧凑，却又带来另一个不利因素，那就是容易产生元器件之间的杂散电磁耦合，影响工作的稳定，尤其是输入线圈、高放线圈和本振线圈之间，最容易产生电磁耦合。由于输入谐振回路和高放调谐回路工作于同一频率，如果两者的线圈互助靠近，磁场交连，输出信号反馈到输入端就很容易引起高放自激，不能正常工作。本振线圈若和输入线圈尤其是高放线圈靠近的话，强信号时本振频率容易被外来信号所牵引，使振荡频率不稳定。所以这三个线圈要互相分隔开。最好利用双联的地线片作为隔离，将这三个线圈分布在周围，形成三足鼎立，并最好能互相垂直，以减少磁通交连，见图7.7。这是高频

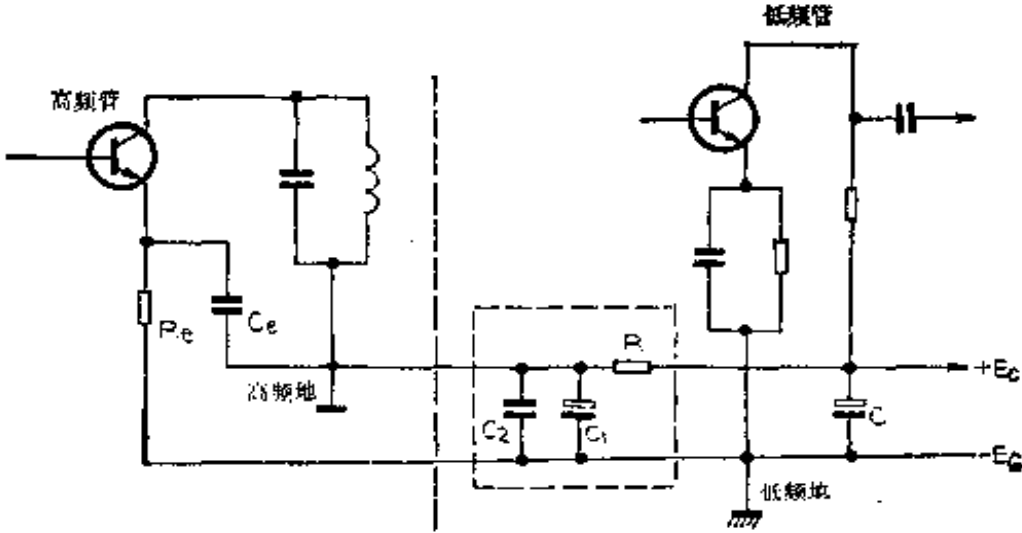


图 7.8 高频与低频电路接地极性不同时的连接

电路的排列中很关键的地方。

至于中频陷波线圈 L_3 ，因为它主要通过中频信号，它和各高频线圈之间的影响较小，并且是混频管发射结的中频通路，

因此它的位置应靠近混频管，和它串联的电容 C_{10} 的地端要接近混频管发射极旁路电容 C_{13} 的地端。

4. 印制电路中的地线

在调频收音机的印制电路中，地线的方式和走线是极重要的部分。它对调频机性能的影响比调幅机的要大得多。在高频电路部分，地线务必粗而短，如果细而长，就会形成可观的电阻和电感，在超高频段呈现较大的阻抗，易引起电路前后级的杂散耦合，使工作不稳定。所以常采用大面积地线的方式，即除了需要连接元器件的地方空出走线位置以外，其余部分全作地线。这种方式也叫“岛式”，即地线如同海洋，而其他连接点和导线都好像小岛。尤其是双联底下的那块地线，面积要尽可能大。因为这里是高放和本振两个谐振回路的公共地线，务必使地线电阻小，才能使工作稳定。

中放电路因为元件多，不便于采用“岛式”，而且工作频率也较低，所以地线可按电路顺序走线。但是其中每级的地线又应是相对独立的，即每级放大器的基极和发射极旁路电容，以及集电极地端都应连在一段相对独立的地线上，互相尽量靠近，使每级电流自成系统，使前后级之间的电流不通过公共地线耦合。可使放大器工作较为稳定。同样的道理，中放级中不要有前后连通的环路地线。

鉴频器音频输出的地线，即限幅电容 C 的接地端是接电源正极 $+E_c$ 还是电源负极 $-E_c$ ，要根据 AFC (自动频率控制) 电路的需要和低放级接地的情况而定。在普及式电路里没有 AFC ，就只考虑和低频电路取得一致就行。

如果高放、中放、鉴频和低放的接地电路的极性都是相同的话，情况就很简单，各级地线全部连通就行了。如果高频到

鉴频用的是NPN管， $+E_c$ 接地，而低放则用NPN管， $-E_c$ 接地，则高频和低频的地线不能直线相连，而是要通过一个滤波网络才能相接，如图7·8。其中 R 约几百欧， C_1 约几百微法， C_2 约0.022微法。这时，高、中频电路的地线和低放地线相碰，或与机壳、底盘相碰（一般底盘、机壳是与低放地线相连的），以免电源短路。这种电源系统的优点是高、中频电路中的谐振回路可以直接接地，元件排列和走线较简单，可减少各级之间的杂散耦合，工作较为稳定。在上述情况下，鉴频器和低放的连接可采用图7·9的方式。鉴频器输出端的地和低放地都接 $-E_c$ 。另外，再在鉴频器输出端的 $-E_c$ 和高频地（ $+E_c$ ）之间接一个小电容，作为中频通路。这个小电容 C 所接的高频地和鉴频器的 C 地线尽量靠近。在图7·6中的印刷电路里，就是按这种方式接地的。当低放也是 $+E_c$ 接地，则

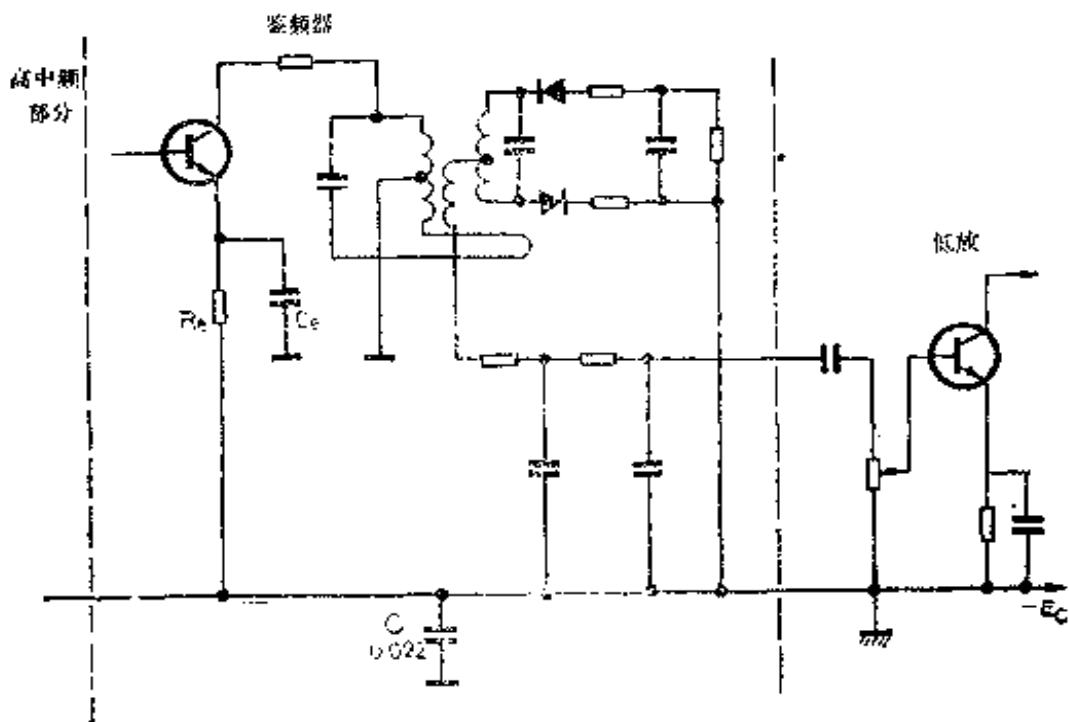


图 7·9 鉴频器和低放电路不同接地极性时的连接法

BG_6 (或 BG_7) 要改用PNP管, 并且部分电路和印刷线路稍作修改, 见图7·10。不过印刷板是做成通用的, 所以改起来很方便。但图8·6中除作图8·10的更改外, 还要把 R_{32} 、 R_{35} 的阻值互换位置, 使变容二极管 D_8 得到正确的负偏压。

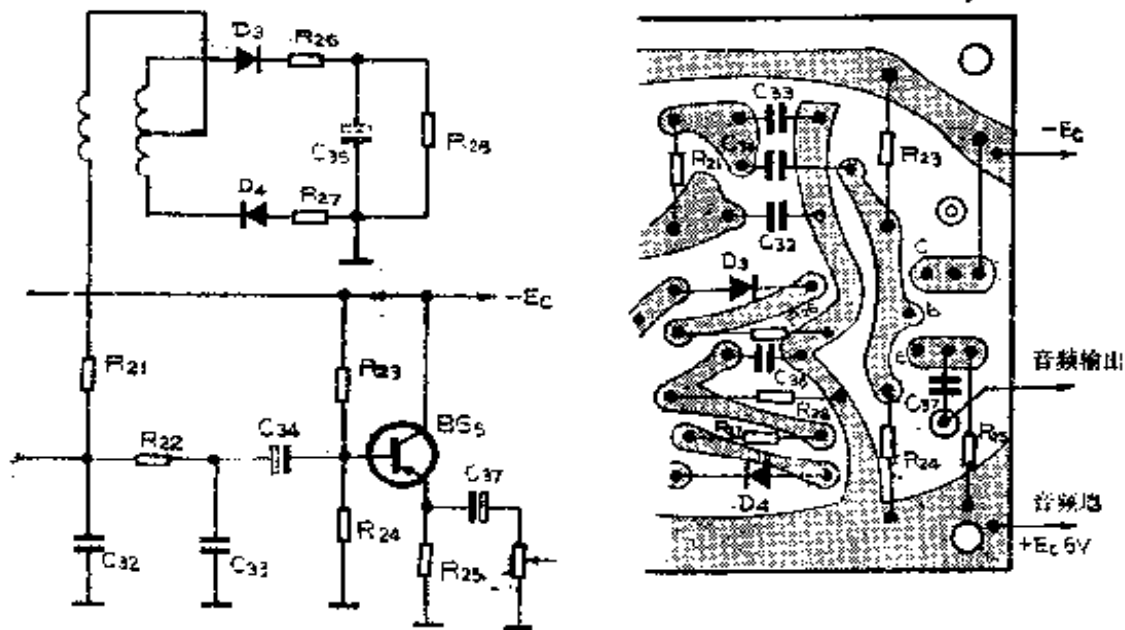


图 7·10 当低放电路为 + E_C 接地时图8-6的印制板要修改的部分

总之, 若把元器件的选用排列和地线都处理好了, 则可以说性能问题已经有了基础了。各元器件插接的引线, 也不要留得过长, 晶体管, 瓷片电容等单向引线元器件的腿长, 以离基板5mm左右为宜。电阻、色码电感、二极管等, 双向引线元器件以卧装为好, 这样引线既短, 而且装置牢靠美观, 且互相不会碰撞短路。参看图7·11(a)。如果位置所限, 需要直立组装, 则高电位端的引线应紧靠印刷板 (7-11(b))。中频变压器等的外罩接地焊点一定要和基板上的地线焊牢。

5. 调试方法

图7·1或7·8的调谐器组装完毕后, 可以与调幅收音机的低

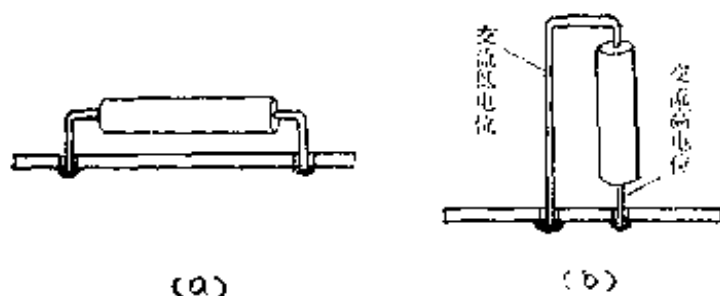


图 7·11 阻器元件的安装方式，测试方法

放部分联接起来进行调试。因调谐器的音频信号是从射极跟随器输出，故引线可以较长，而且不需要用屏蔽线。先加上直流电源，焊上合适的偏流电阻，将调谐器的各管子工作电流调到图 7·1 所示的数值附近，即可进行交流信号的调试。有条件用信号发生器等仪器来调试时当然比较方便精确。调试的顺序是从后往前进行。

(1) 鉴频器的调试

将调频信号发生器调到 10.7 MHz，调制信号为 1 kHz，频偏为 ± 22.5 kHz，输出 5 ~ 10 mV，先从鉴频管基极输入，并在低放输出端接一个示波器观察。调鉴频线圈 B_4 、 B_5 使输出最大，波形最好。然后将信号发生器改为 10.7 MHz 的调幅信号，调 B_5 使输出最小，即表示 S 曲线的中心频率已调正。此时对调幅信号的抑制能力最好。比例鉴频器通常约有 0 ~ 6 dB (0 ~ 2 倍) 的增益，即 10 mV 中频信号输入时应有 10 ~ 20 mV 的音频信号输出。并且当用调频信号输入，在中频附近左右改变频率时，音频输出信号的幅度应有如图 5·8 那样的变化，两谷之间约有 400 ~ 600 kHz 左右的距离，且小峰比大峰低 6 dB 以上。

(2) 中放级的调试

减小调频信号发生器的输出，并把它移接到中放 2 和中放

1 的基极输入端，逐级调中频变压器调到输出最大，波形最好。如果输出最大和波形失真有矛盾时，应以失真最小为准，然后再反复微调各中频变压器，使波形最好，此时输出虽有些降低，但问题不大。进行中频的调试时，信号发生器的输出大小和频偏大小对波形的失真影响很大，首先可用较大的信号和较小的频偏（30%）进行调试，波形容易调好，然后逐渐减小信号发生器的输出电压，并逐渐加大频偏，再进行调试，这时就不大容易把波形调好了。这是因为大信号输入时，中放管处于限幅状态，通带宽，工作稳定，加上频偏又较小，有效边带不多，都能通过中放，故失真小，波形稳定。在大信号输出时即使逐渐加大频偏，输出波形也能保持较小的失真。当输入信号逐渐减小时，放大管逐渐趋于线性放大区，等效通带变窄，如加大频偏，就有可能出现输出波形峰顶被切，就说明中放级的通带不够宽，某些有效边带被切除了。这时应在中频变压器初级适当并联阻尼电阻（约几 $k\Omega$ ），降低谐振回路的 Q_L 值。这样虽然略为牺牲增益，但可加宽通带，输出波形的失真就会减小。在普及机中，小信号通带也不必调得很宽，以免增益太低。如果扫频仪调试则可直观地将曲线调到最佳状态。如果中放级稳定性差，则在小信号输入时，输出波形会变成畸形或杂乱，这说明中放有自激。也可在中频变压器初级并联一个适当大小的电阻来解决。必要时应减少集电极对地之间的圈数，或减少次级圈数。

总之，中放和鉴频级的调整结果，如能在第一中放基极输入 $10\sim 20\mu V$ 的小信号，以及 $50kHz$ 以上的频偏，输出波形还能保持正弦波（有时波形上稍带均匀毛刺，这是正常杂音）的话，那么，中放和鉴频级工作才较正常。这时，将信号发生器向两边偏调 $200kHz$ 和 $400kHz$ ，进一步检查两边的选择性是否

对称。有少量的不对称是允许的，如果很不对称，而且正半边差，负半边好，则说明放大器还有不稳定现象（参看第四章稳定性），需要进一步压低增益或改善中和。

（3）高频电路的调试

将超高频信号发生器调至86MHz左右的频率，调制信号1kHz，频偏 ± 22.5 kHz，输出几百 μ V，从被调收音机天线端接入。将收音机的指针放在最低频率端，调整本振回路的线圈 L_4 ，使接收到86MHz的信号，然后再将信号发生器的频率调到109MHz，并将收音机的指针放在最高端，调整本振回路的电容 C_{16} ，使接收109MHz的信号，如此反复几次，方法和调试调幅收音机一样。至于输入回路则使其谐振在98MHz左右（有时为了弥补低端灵敏度差，可谐振在低端频率）。

高放的统调可按如下步骤进行：先输入88MHz信号，拨 L_2 的匝距，使输出最大，再输入108MHz信号，调 C_6 使输出最大，反复几次。最后双天线输入10.7MHz、中频信号，调 L_3 使输出最小，说明中频陷波器已调到对中频谐振，抑制作用最好。调整即告完毕。高频部分在调试中容易出现的故障是，本机振荡不稳定和高放自激。本振不稳定的现象是找不到覆盖点，或中间频率不连续。这时，首先要检查有无起振。可在离两端复盖点左右较远的频率处用信号发生器寻找有无输出信号，如果属于振荡频率偏高或偏低，可以调整 L_4 或 C_{16} 及 C_{18} 来解决。如果没有起振，应首先检查电路组装是否正确，然后适当调整工作电流大小和电容 C_{12} 。然后将收音机逐渐从低频端调至高频端，本地振荡频率应逐渐变高，同时也将信号发生器频率随之逐点跟踪，观察有无死点。

高放的自激表现为天线端大信号输入时有信号输出，而小信号输入时，则没有输出或噪声极大。这种毛病有时和本振的

毛病容易混淆。这可在高放的调谐回路上并联一只几百欧的小电阻试一试，如果输入信号恢复正常，这说明是高放的毛病，本振是正常的。否则，则是本振有问题。要解决高放的自激，可以适当减小高放管的工作电流，加大集电极隔离电阻 R_4 ，或更换管子，必要时重新排列元器件，尤其是改变地线走向，和加大双联电容的地线的面积等。

在正常时，中放级每级有16~20dB的增益（4~10倍），高频头有20~30dB（10~30倍）左右的增益。这样当鉴频器音频信号输出10mV时天线端输入信号约在十几 μ V到几个 μ V的灵敏度，偏调 ± 400 kHz的单信号选择性应有20dB左右。

4. 在业余条件下的调试

在业余条件下，没有仪器，调试比较困难，只好用电台信号来调试。调谐收音机，使找一个已知的本地调频电台信号，先将中频变压器和鉴频器线圈反复调到输出最大，并且失真最小（未察觉），这时表示中频的带宽已调到正常，如果输出最大和音质最好有矛盾时，则以音质为先。如果声音十分难听，说明中放不稳或通带窄，可在中频变压器初级并联几k Ω 的电阻。如果没有自激，但增益不够，可将中频变压器的 n_1 提高一些（参看第四章）。然后调本振电感和电容，使收到的电台位于已知的度盘刻度上，再调高放线圈和电容使声音最大。这样的调试虽然很粗，但并不影响收台，因为二极中放的调频机，其灵敏度对收听本地的调频台已有很富裕的增益，即使没有调到最佳状态，一般收听也是不成问题的。此外，我国调频台少，如果接收地点的周围没有其它干扰，则对选择性要求可略降低。只要将通带调宽，音质良好即可，可以牺牲一些灵敏度和选择性。当然，这是对业余条件下的变通办法。

调频收音机的天线可用一根长 1 米左右的塑料软线，也可利用调幅短波波段的拉杆天线。当然也可用高单元半波振子天线。

调频波段因覆盖系数很小，直接转动双联可变电容器，寻找电台也并不困难，故也不用走线系统，采用直拨方式。

在业余条件下调试机器，往往一开始收不到电台信号，这时最好利用一台成品的样机收到的电台信号作为检查用的信号源。首先从样机扬声器端引出音频信号接到被调试机的低放末级输入端。如有声，再从样机的鉴频输出引出音频信号，接到被调试机的低放前级输入端，检听有无声音，进行调试。整个低放正常以后，就可进行鉴频器的调试。如果一开始就把被调试的调频调谐器接到一个现成的低放（或样机的低放）则更简单。

先从样机的末级中放中频变压器的次级引出信号（因次级的阻抗低，引线后对原机的影响较小），接到被调试机的比例鉴频器放大器的输入端，调整谐振回路，使输出最大，且音质较好。再把信号逐级移到被调试机前面中放的输入端，调整中频变压器，使输出较大，音质较好。再从样机的前级中放中频变压器次级输出端引出信号，接到被调试机前级中放输入端，调整各中频变压器，使输出较大，音质较好。

中放调好后，即可试收电台信号。如高频电路正常，就能收到电台，拨动本振线圈，使调谐指针位于正确的电台频率刻度位置。拨动高放线圈，使声音最大。如果收不到电台，那么，再从样机的高放输出端引出信号，接到被调机变频器的输入端（必要时将样机的本振回路短路，以免干扰），如有信号输出，则说明高放部分有问题，应检修高放电路或更换高放管。如果还没有信号输出，则说明变频级有问题，应检查本振

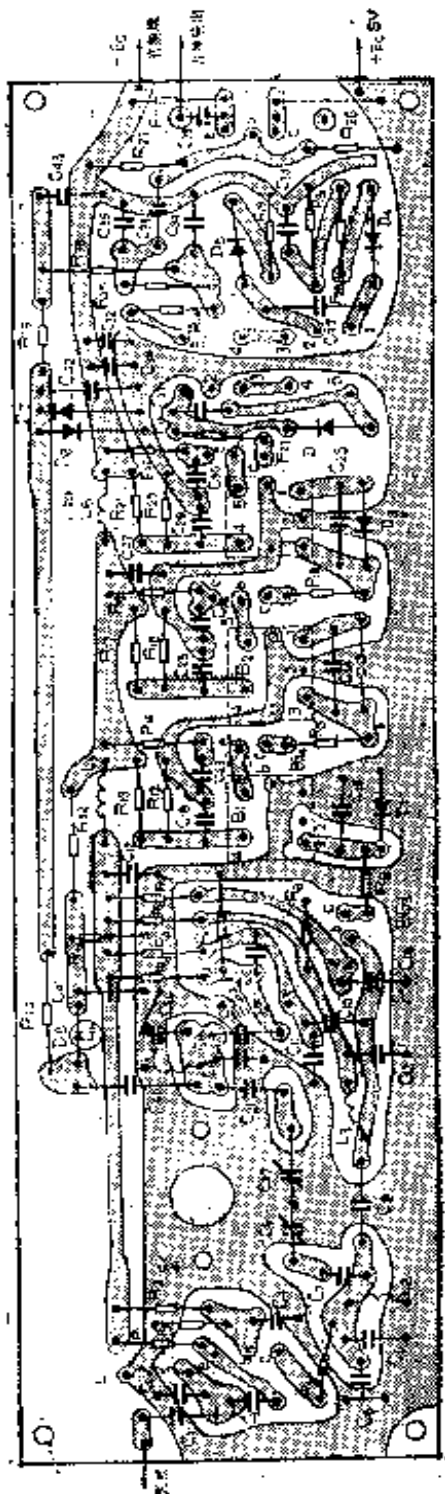


图 7·13 图7·12电路的印制电路

有无起振。可短路一下振荡回路，观察管子工作电流有无变化，如有变化，说明起振。那么也许振荡回路元件数值不对，振荡频率相差太大，应检查线圈圈数及电容质量，并可试增减振荡线圈圈数，直到找到电台信号。如果不起振，则可改变工作电流和反馈电容，或更换管子等使其起振。

经过以上同样机对比调试，能够使电路基本工作正常，收到电台信号。

7·2 独立本振简单调频调谐器

这是在图7·1的电路上稍作改进而成的，见图7·12。这里采用了独立的本机振荡器，混频用共发射极电路。这对业余制作来说，容易获得成功。本机还增加了自动频率微调电路。为了简单，不加开关，而把控制范围弄得小一些。图中 $D_{7,0}$ 二只二极管用以限制控制电压的幅度（也可省去）。电路其他部分和图7·1相似。 AFC 控制电压从鉴频输出端取出经 R_{36} 、 R_{35} 、 R_{34} 、 C_{43} 、 C_{42} 滤波后加至变容管 D_3 。（图7·12见书末）

该机的印制电路见图7·13，当低放为电源正极接地时，处理方法同图7·10。图7·13的印制电路也是通用的。组装和调试方法同前。图7·1和图7·12的电路都属于简单调频机的同一类型，其能达到的性能指标，大致为噪限灵敏度 $5\sim 10\mu\text{V}(75\Omega)$ ，偏调400kHz双信号选择性约6dB左右，像频抑制20dB左右，中等信号时调幅抑制比30dB左右。

7·3 输入调谐式调频调谐器

图7·14是稍为复杂的调频调谐器电路，也是应用以前几章

讲过的部分原理图组合而成，并加入了AGC、AFC等一些附属电路。以便于了解主体电路和附属电路的联接关系。

高频电路采用空气三联电容器调谐。故输入电路是可变调谐的，提高了抗拒像频等干扰的能力。天线输入端接入的 L_1C_1 回路，谐振于像频129.4MHz，用以提高高端镜象频率的抑制。高放和混频采用了双栅场效应管，AGC电路的控制电压来自第二中放，经过 BG_2 放大加到高放管的第二栅。本振经过缓冲级 BG_4 加到混频管的第二栅，此外本振加有AFC电路，中频放大器有三级，具有四个双调谐回路，鉴频部分则用了平衡式比例鉴频器。另外，还有 $BG_{10} \sim BG_{12}$ 等组成的静噪电路和调谐指示器。

以上这些电路原理都在前面讲过，不再重述。这类电路能做到的性能指数大致是：噪限比灵敏度约 $1 \sim 3 \mu\text{V}$ ，偏调400kHz的双信号选择性约14dB以上，像频抑制约40dB以上，中等信号的调幅抑制比36dB以上，俘获比约3dB左右。其组装调试方式和前述大致相似。

7·4 立体声调频调谐器

1. 概述

采用分立元器件立体声解调器的立体声调频收音机在现代的正式产品中已经淘汰了，但作为了解其原理及与其它电路的联接关系仍比较方便，且对业余制作来说，元器件容易买到，尚有实际意义。

立体声电路和单声道电路的区别主要在于增加了一个立体声解调器，而从天线到比例鉴频器的电路，单声道和立体声是

一样的，读者不难从以前介绍过的各种局部电路组合起来，详细电路不再重复。只是立体声通带要求比单声道略为宽一些而已。此外，不要忘记把去加重网络从比例鉴频的输出端移到立体声解调器的输出端，并且左右声道各加一套。分立元器件开关电路立体声解调器在性能指标方面如分离度等，虽然比集成电路锁相式解调器要差一些，但还能满足实际收听的基本要求。

2. 调试方法

调试立体声调频收音机时，首先也是将各管子的直流工作电流调整正常，然后进行交流调试。高频和中频电路以及鉴频器的调法和上述单声道调频收音机完全一样，只是立体声解调部分，还要调试与立体声有关的一些项目。调试的顺序也是从后往前。

1. 副载波频率的调整

对于分立元器件的立体声解调器，先由信号发生器送一个准确的19kHz信号，至解调器输入端，调整解调器中的19kHz和38kHz的谐振回路，使38kHz输出变压器的初级端输出电压最大，或立体声指示灯亮的灵敏度最高。

2. 分离度的调试

用立体声信号发生器送一个调制频率为1kHz的左信号和19kHz的导频信号，对调频信号发生器进行调制，且使左信号的频偏为 $\pm 20.25\text{kHz}$ ，导频频偏为 $\pm 7.5\text{kHz}$ ，输出电压300mV左右。将此信号接入立体声解调器输入端。这时立体声指示灯应亮，在左声道输出端应有300mV左右的音频信号。同时测量右声道输出，应有10mV左右。微调分离度调节电位器（例如图6·12中的W）使输出最小。还可略为微调解调器中的

19kHz和38kHz的变压器磁芯，使右声道输出最小。然后反过来，给右声道送调制信号，在左声道测量输出，再微调上述各个部分，使输出最小。如此反复数次，使两个声道分离度最好，有时两个声道的调试位置互相矛盾，只好采用一个折衷数值。除调制频率1kHz以外，最好在其它调制频率如100Hz、5kHz、10kHz等，也检测一下分离度。

3. 平衡度的调试

先将面板上的平衡电位器放在中间位置，即标称平衡中心位置。然后，把立体声信号发生器改为1kHz等幅、反相的左、右声道信号（ $L = -R$ 信号）和导频信号。并用此信号来调制调频信号发生器，左、右信号产生的频偏为 $\pm 67.5\text{kHz}$ ，导频频偏为 $\pm 7.5\text{kHz}$ ，调整机内的平衡电阻，使两声道输出相等，再将调制信号改为等幅同相的立体声信号（ $L = R$ 信号），再检查两声道的输出是否接近相等。如果相差很大，则解调器有问题。此外，在高低端其他的调制频率和不同的音量音调位置也检测一下平衡度。

4. 副载波泄漏调试

这主要是分立元器件开关电路不平衡造成的，要仔细调整副载波平衡电路或者更换开关二极管，必要时在输出端加滤波器。各项调好以后，解调器约有0dB左右的增益，并且不引起较大的失真。

5. 输入电平范围的检测

将立体声信号发生器输出改为1kHz等幅反相的立体声信号和导频信号，并用它来调制调频信号发生器，频偏各为 $\pm 67.5\text{kHz}$ 和 $\pm 7.5\text{kHz}$ ，改变调频信号发生器的输出电平（即解调器的输入电平），使立体声灯刚刚点亮时的输入电平，即为点灯电平。继续加大输入电平，在低放输出端（任一声道）

测量失真，开始一段失真几乎不变，直到失真开始有明显增大时，这时的输入电平即为最大允许输入电平。应控制鉴频器的输出电平，在天线输入中等以上电平的调频信号时，鉴频器的输出电平不应超过解调器的最大允许电平。

6. 在业余没有仪器的条件下，先要将整机从鉴频器到高频电路调好，能使接收单声道或立体声电台信号（必要时先将解调器跳接），然后接收一个立体声电台信号进行调试。校正副载频率时，方法和上述一样，调到立体声指示灯亮，可能左旋和右旋的灯亮点位置不同，可取两个灯亮点的中间位置。在调分离度时，则只有靠耳朵对音乐节目的分辨能力，这就要靠经验了。有的广播电台在播音前，先播送左、右声道的调试信号，那就很方便了。调整平衡度时，可接收一个单声道广播信号，将外部的平衡电位器放在标称平衡中心位置，调整机内的平衡电阻，使两边扬声器音量大小都一样，就可以了。

7.5 调频和调幅电路的组合

第二章中说过，在一般的正规产品中，调频收音机极少单独出现，总是和调幅收音机组合在一起，构成调频—调幅收音机。调频部分作为其中的一个波段而已。只是在少数情况下，才做成一个单独的调频调谐器，作为组合音响装置的一部分。除了低放部分公用外，普及型收音机中，连中频放大管也大都共用的。下面举二个简单电路来说明，调频和调幅电路的组合关系：

1. 采用LC中频滤波器的调频调幅电路：

图7.15是一个简单的调频调幅收音机（低放部分与一般调

幅机一样，这里未画出)。它具有一个调频波段和一个调幅中波波段。调频的高频电路是用两只管子接成共基式的高放和共基式的变频，两级中放，三个单调谐中频变压器，不平衡式的简单比例鉴频器。各部分的电路原理，已经在前几章里讲解过，不再重复。这里我们来注意一下调频和调幅波段如何转换。由于只有两个波段而且调频电路和调幅的高频电路各自独立，所以只要控制这两部分的直流电源就可以达到转换波段的目的了。图中的 K_{10} 即作此用。切断的位置最好在直流低电位端，如图中的发射极直流电路。这是因为高频电流不走这些通路，故开关的引线即使长一点，也不致于引起电路不稳定。

在中放部分，可以将调频和调幅高频电路的中频输出，即两个电路的中频变压器次级串联起来，省去转换开关。其中调频中频信号直接通过电容 C_{27} ，而调幅中频信号则通过 C_{28} 、 C_{29} 、 C_{30} 和调频中频变压器 B_1 的次极，加至中放管 BG_4 的发射结上。因 B_1 次极圈数很少（通常只有一圈），故衰减很小，而电容 C_{27} ，对调幅中频（465kHz）容抗较大，如同开路。在调频鉴频输出和调幅检波输出端还需要有开关转换，分别将两路音频信号送到公共低放。所以总共只要一只双刀二位开关，即可进行波段转换。要求更简单时，也可以在调幅和调频的检波输出部分各串一只较大的隔离电阻，和低放联接，如图7·16，

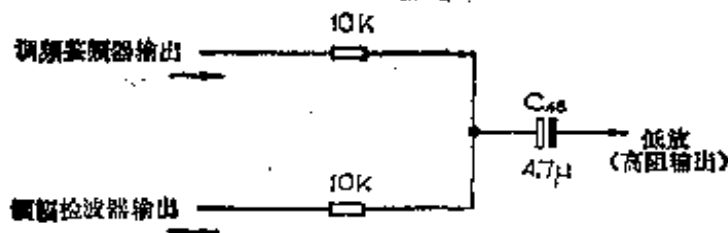


图 7·16 用一只单刀二位开关作调频/调幅转换时与公共低放的连接方法

这时虽然增益有些降低，噪声大一点，但只要低放的输入阻抗高，影响还不大。这时，波段转换只要一只单刀二位开关就行了。见书末图7·15。

在早期，由于晶体管很贵，为了节省成本，往往将调幅的变频管在调频波段时转换为第一中放管，这样可以省去一只管子，但波段开关的刀数就要增加，电路较为复杂，性能也难于提高。现在，管子的价格已经降低，故这种电路已无意义了。

2. 采用陶瓷中频滤波器的调频调幅电路

如果调频调幅中放中的滤波网络都使用陶瓷滤波器时，则不能像图7·15那样，将两个谐振回路简单地串联起来，而需要分开来装置，见图7·17。 LT_1 为调频中频陶瓷滤波器， LT_2 为调幅中频陶瓷滤波器， R_{12} 、 R_{13} 和 R_{10} 、 R_{20} 各为匹配用电阻。调频中放需要有较高的增益，故先经过 BG_4 一级放大，然后在 B_3 和 B_4 的次级将调频调幅的中频信号合起来。放大器 BG_5 、 BG_6 是公用的。 BG_6 也是调频部分的鉴频放大器，其输出端接有串接的10.7MHz和465kHz的调谐回路，分别进行鉴频和检波。其它电路和图7-1相似，不再重述。（图7·17见书末）

3. 调频、调幅多波段的转换

如果有调频、调幅中波、短波三个波段，波段开关的刀数就要增加，情况变得较为复杂。转换的方法和开关的形式可以有多种，都可以达到同样目的。现在举出三种较典型的方式：

(1) 采用两只2位波段开关的波段转换方式

这是在图7·15方式的基础上，增加一只开关单独用来转换中波和短波，见图7·18。如果短波输入回路用的是磁性天线，那么开关最少的刀位是4刀二位。其中输入电路用2把刀，本

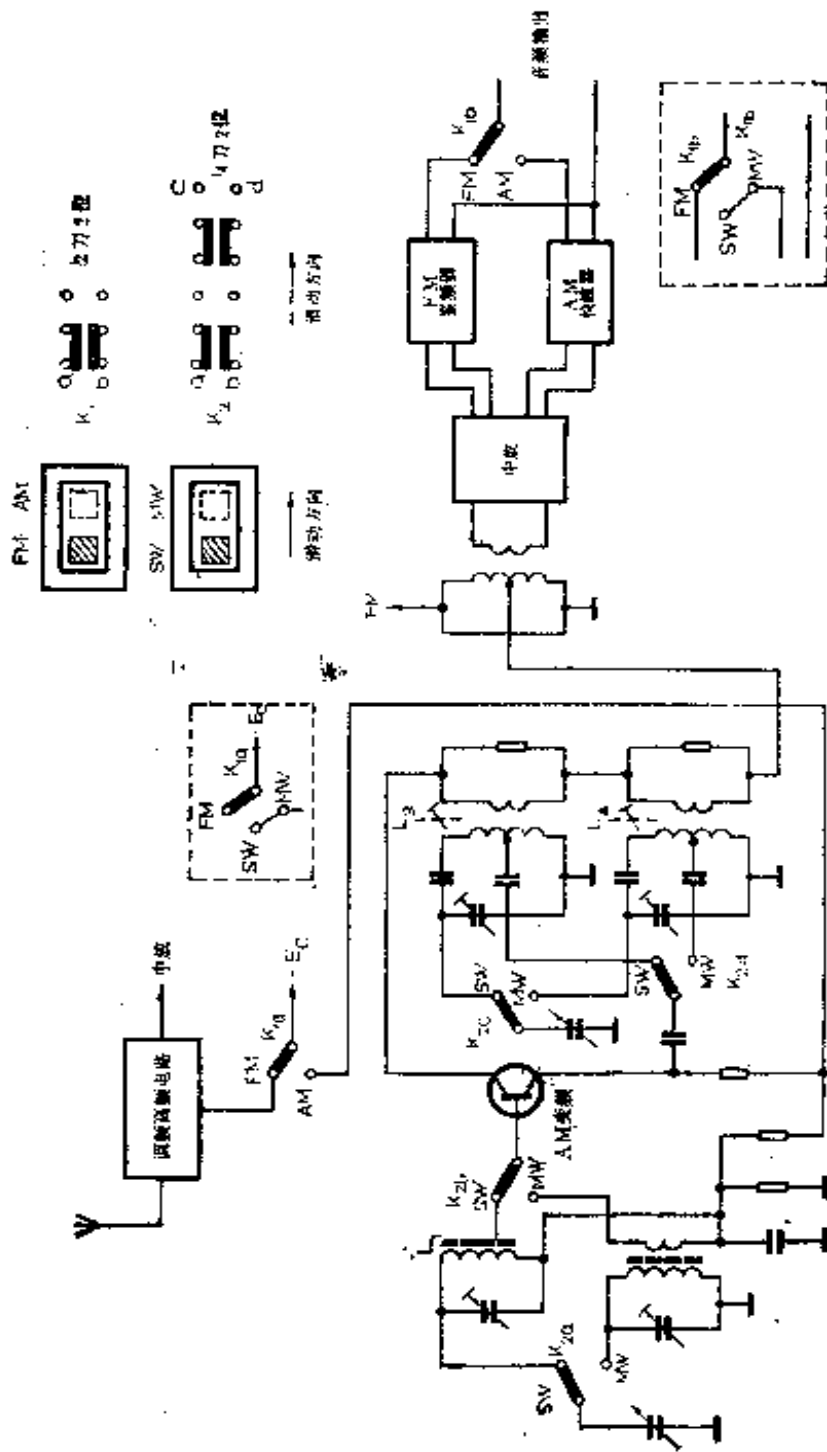


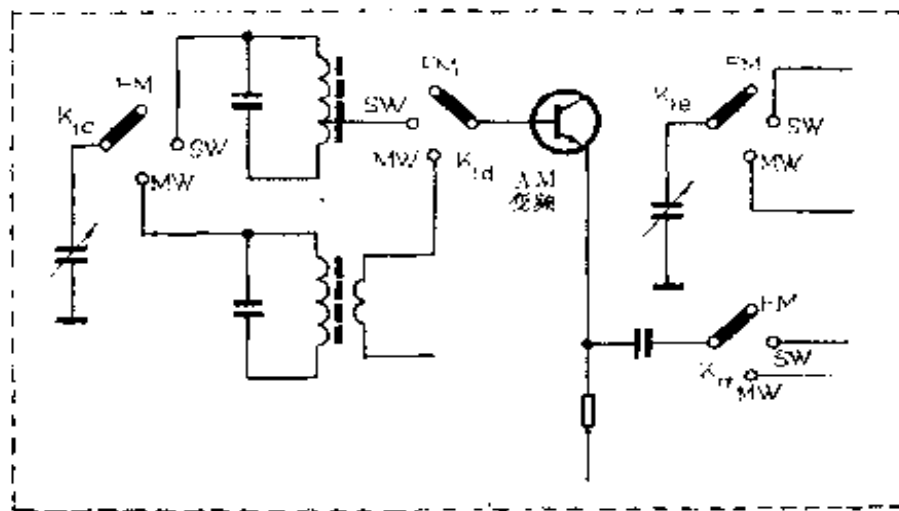
图 7-18 采用两只双位开关的被段转换方式

振电路用两把刀，而本振线圈 L_3 和 L_4 的耦合圈可以串联起来，省去1把刀转换。这样串起来还有一个好处是本振电压可以在整个波段内平稳一些。因一般情况下，频率范围内的高端振荡较强，次级线圈串联了以后，正好把另一波段的线圈作为阻尼线圈来减弱高频端的振荡。

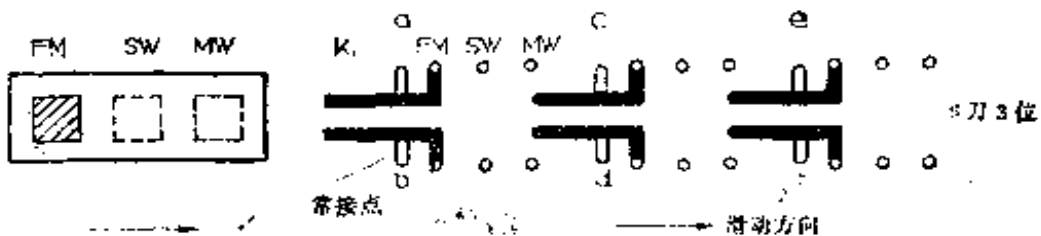
如果短波和调频都共用拉杆天线，则天线端还需要增加1把刀，就需要用6把刀二位开关了。如果还要考虑到防止吸收的短路刀，则刀数还要增加。

(2) 采用一只3位的波段开关的波段转换方式：

参看图7·19，这时最少需用6刀，其中调幅部分用4刀，



(a) 电路



(b) 6刀3位波段开关

图 7·19 用一只3位波段开关转换波段的方式

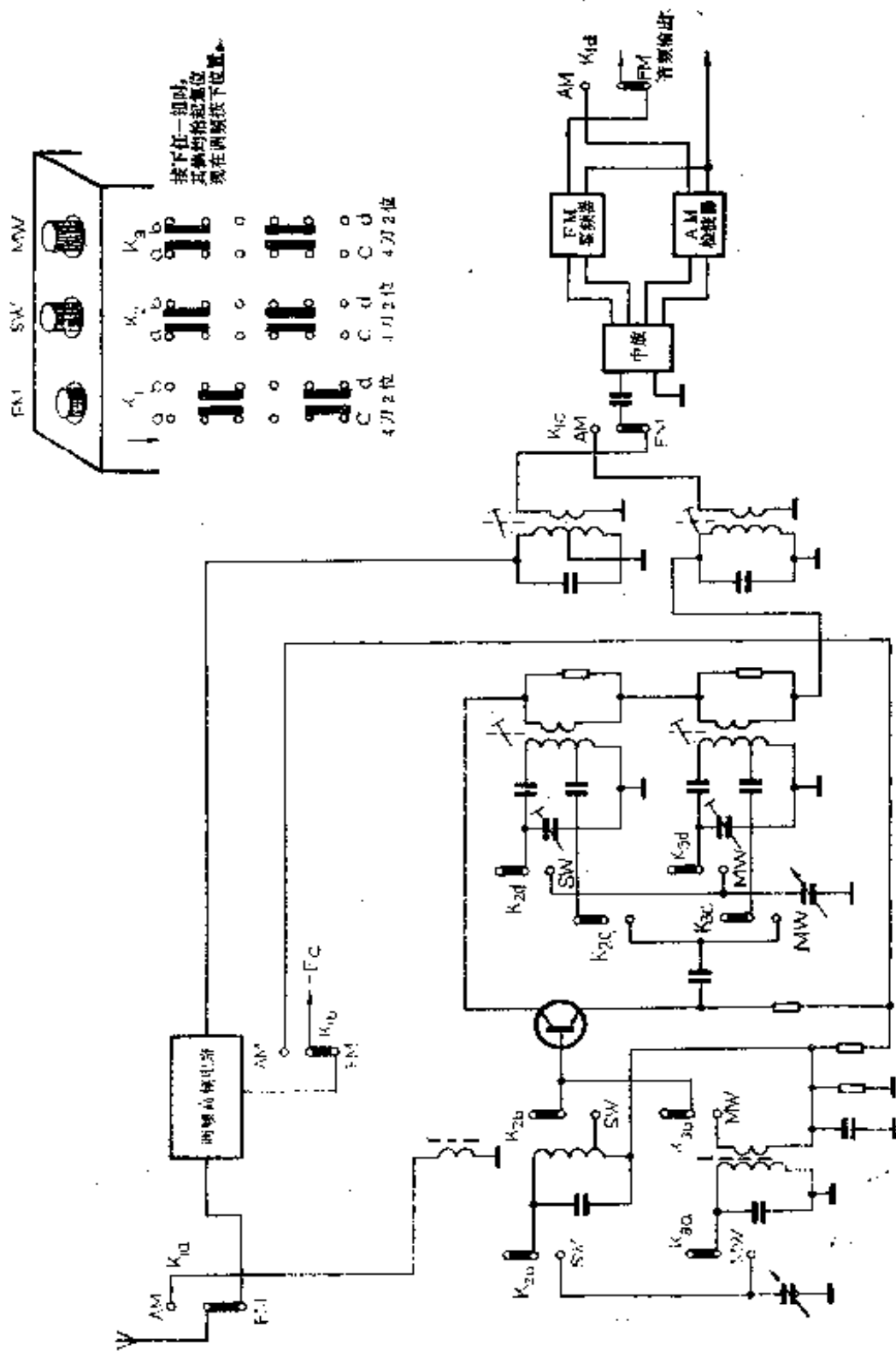


图 7·20 按键式波段开关的波段转换方式

调频、调幅的高频电路和检波输出各用 1 刀。其电路图参看图 7·17 中虚线方框内。如果共用拉杆天线，以及考虑调幅高频电路部分的短路刀，则需要 8 刀 3 位或 10 刀 3 位的波段开关。这时调频和调幅变频中频输出，也可加刀转换，输入第一中放。

(3) 采用三只按键开关的波段转换方式：

这里采用三键自锁互复位式的按键。即一个键按下去自己锁定，而其余的键都跳回原位。最简单的情况下，可用一只 2 刀 2 位和二只 4 刀 2 位按键开关，完成转换功能。如果采用三只 4 刀 2 位按键开关，则在拉杆天线和第一级中放输入处，也可以加刀转换。具体电路请参看图 7·20。

以上三种方式，从使用上的方便和合理性来说，第 (2) 种和第 (3) 种较好，第 (1) 种只是业余条件下使用。如果短波有二波段即短波 1 和短波 2，这时共有四个波段，即 FM 、 MW 、 SW_1 、 SW_2 ，应该采用第 2 和第 3 种方式。在第 2 种情况下，开关刀数不变，只是位数增加到四位，在第 3 种情况下用四个按键，更多的波段依此类推。

第八章 集成电路调频收音机 整机电路和组装调试

近年来，由于集成电路的普及，调频收音机的工业生产，已经进入了集成化的时代，业余爱好者，也对集成电路收音机的制作有较大兴趣。

下面，按集成电路种类，分别举些较典型的普及型的集成电路收音机的例子。

8.1 用LA1201集成电路的调频调幅调谐器

1. 电路及性能

在早期的产品中，受到集成电路条件的限制，除中放以外，其他部分仍是分立元器件。即使这样，也带来不少好处，因调频机的主要环节是中放部分，集成化以后，组装调试都有所简化，性能有所提高，工作也较稳定。

图8-1为用LA1201的集成电路作成的调谐器电路，调频部分的高频电路和第七章中介绍过的相同，不再重复。调频和调幅变频器输出的中频信号，在中频变压器次级串接后，从LA1201的第5脚输入。两种中频信号经第1中放放大，从第4脚

输出，经耦合电容 C_4 又从3脚输入至第2中放，放大后由第8脚输出，接串接的调频和调幅的中频变压器 IFT_2 和 IFT_5 。

其中 IFT_2 为调频中频的电容耦合双调谐回路中频变压器。它的次级信号送入第10脚，由第4级放大器放大后在13脚输出，送到比例鉴频器，解调出音频信号。另外，从 IFT_2 的初级通过 $2pF$ 电容的耦合，由二极管（1S188AM）的整流和滤波电路形成直流的AGC控制电压，送到调频高放管的基极，进行AGC控制。 IFT_5 为调幅中频单调谐中频变压器，经耦合电容 C_{11} 送入第9脚，由第3级进行三极管检波。检出的音频信号从第1脚输出经低通滤波器 R_3 、 C_2 、 C_4 对外输出音频信号。另外再经低通滤波器 R_2 、 C_1 等形成直流信号，送到第5脚对第1级放大器进行AGC控制。

5V电源 V_{CC} 从第14脚输入，经稳压电路变成3V的稳定直流电压，供给内部放大器使用外，还从第2脚输出，经波段开关分别供给调频调幅高频电路的偏置电源。

图8·1中各线圈的数据见图8·2。（图8·1见书末）

该机调频部分的性能为：当鉴频器负载为 $10k\Omega$ ，音频输出为 $10mV$ 时，最大灵敏度为 $1\mu V$ 左右，噪限灵敏度为 $1.5\mu V$ ，限幅灵敏度为 $4mV$ ，3dB带宽为 $200Hz$ ，谐波失真（ $\pm 75kHz$ 频偏）为1.4%，鉴频输出为 $60mV$ （最大）。调幅部分的性能为：最大灵敏度 $0.02mV/m$ ，噪限灵敏度为 $0.25mV/m$ ，选择性（ $\pm 10kHz$ ）约为23dB。

2. 组装与调试

该机因集成度不高，故组装、元器件排列等基本上和第7章中所说的相同。中放部分（集成电路LA1201及其有关的元器件）的印制线路参看图8·3（相当于图8·1的虚线方框以内的部分）。

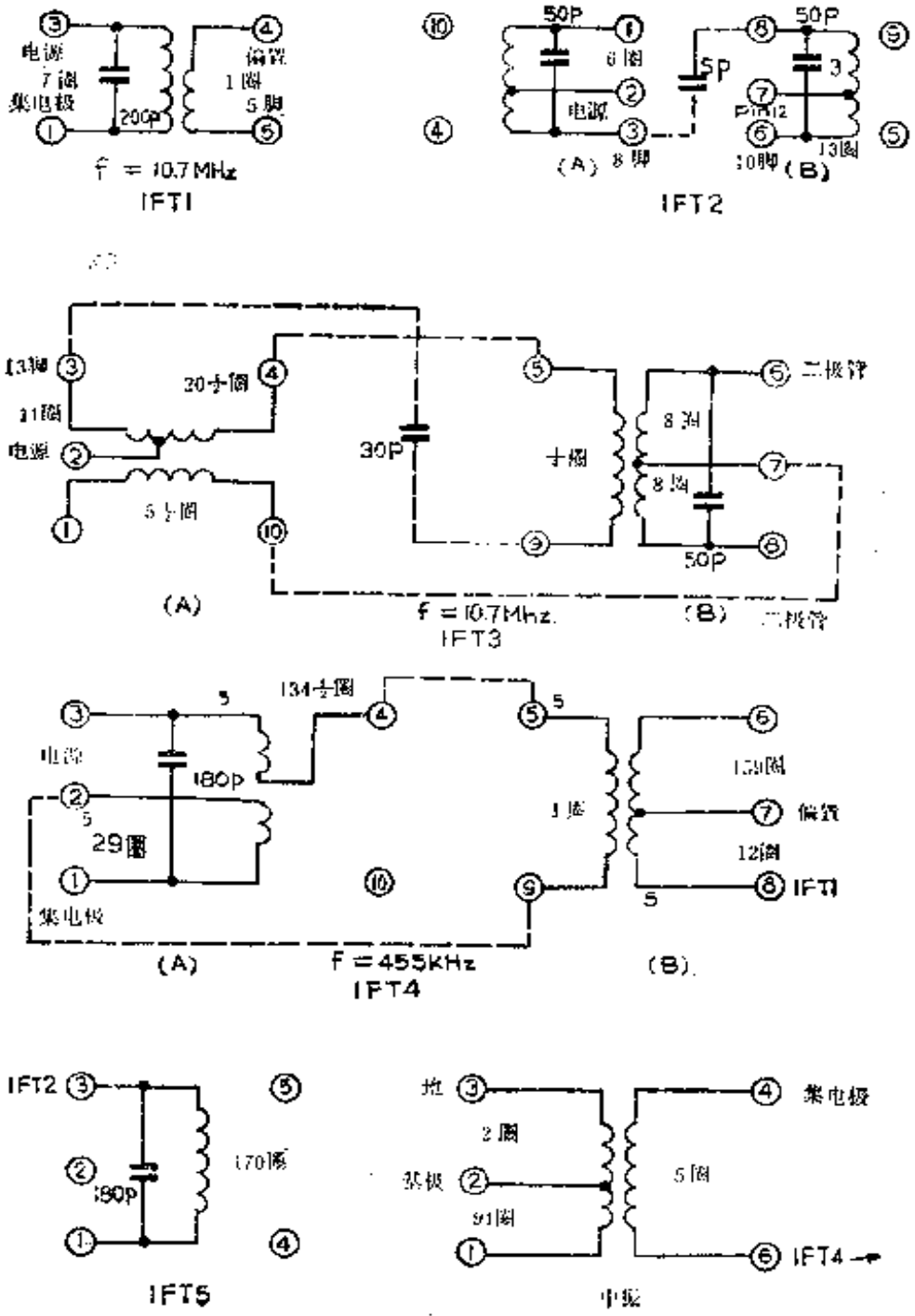


图 8-2 各线圈数据

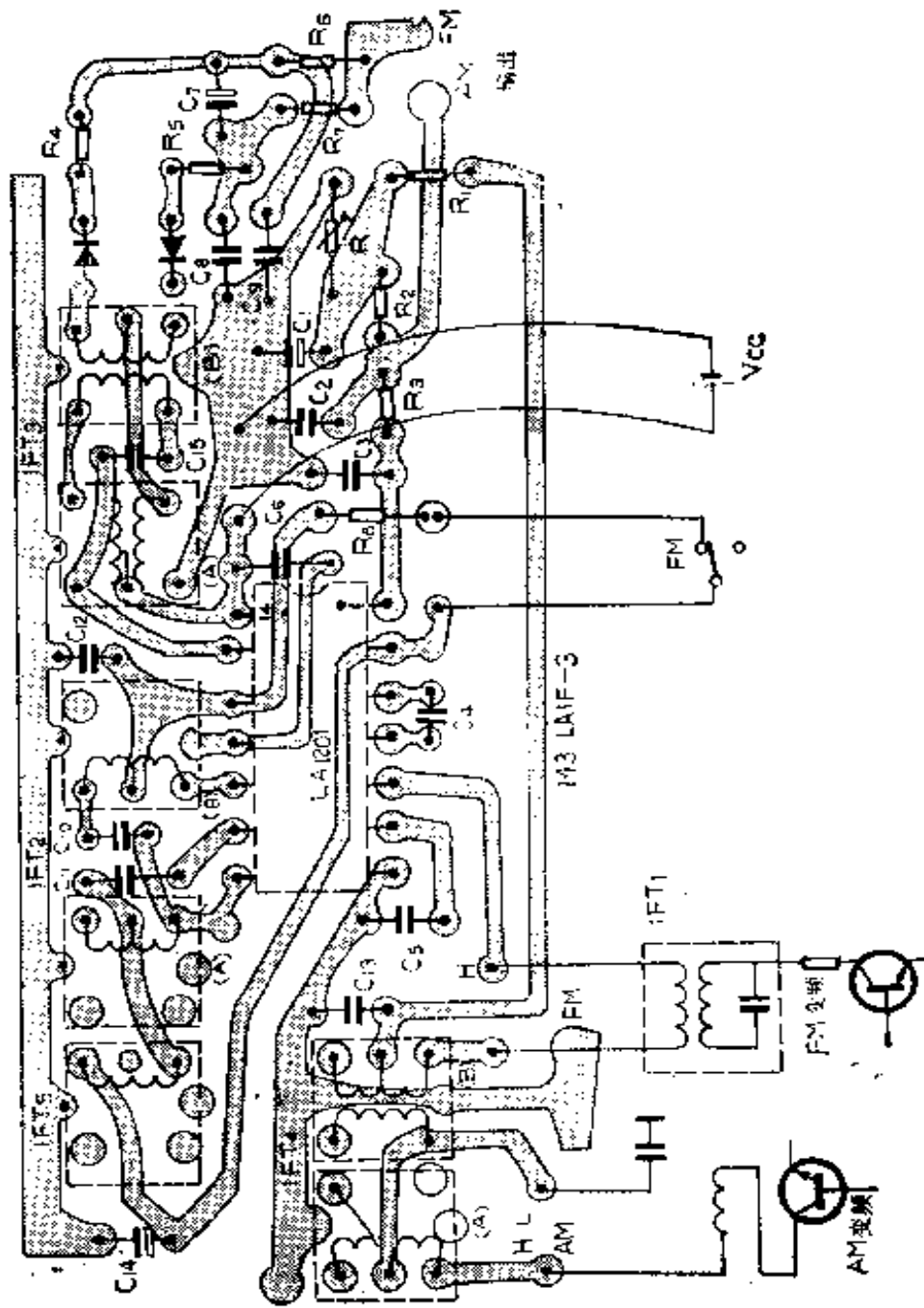


图 8·3 中放部分印制板图

集成电路的排板方法和注意事项原则上和分立元器件的相同，各中频变压器应尽量靠近有关的引出脚，前级和后级要顺序排列。接地脚和屏蔽罩应直接接地线，不要形成前后闭路地线环路。和各脚有关的旁路电容也要紧靠该脚的附近接地。地线铜箔面应尽量多留一些，宽一些，并从集成电路两侧引出腿中间穿过，使具有隔离作用。在地线和正电源线中不可将后级大信号电流和前端小信号电流相混，本系统的各组成单元的接地点应尽量靠近。为了减少干扰哨叫，磁性天线最好远离集成电路，并使中频集成电路的主轴线与磁性天线棒成 90° 排列。另外，还要尽量减小本振对中放的泄漏。一般可按照该集成电路制造厂所推荐的排列布线方法去做。集成电路安装时，腿号不要搞反，注意标记位置。引出腿不宜随意弯折，以免恢复应力而使内部引线断裂，或损坏外壳而使芯片受潮。焊接时烙铁需用 $20\sim 40$ 瓦的，不可使温度过高，时间过长。烙铁外壳应接地，以免静电感应损坏集成电路。调试时，先调整 W_1 ($50\text{k}\Omega$) 电位器，使4腿和6腿之间的直流电压为 0.5V 。注意切勿将3脚与4脚或2脚与3脚之间短路，否则会因电流过大而烧坏集成电路。此外，13脚或14脚与8脚之间的电压不得超过 10V 。

交流调试的方法和以前分立元器件中谈到过的一样，输入信号的大小，应使鉴频或检波后的输出信号有 10mV 左右的幅度为宜。

图8·14为用LA1201及陶瓷滤波器的AM/FM调谐器电路。

这时，调频的限幅灵敏度稍差，但双信号选择性优良。调频部分的性能为：

最大灵敏度约 $1.2\mu\text{V}$ ，限噪灵敏度约 3V ，限幅灵敏度约 $22\mu\text{V}$ ，失真 1.2% ， 6dB 带宽为 200kHz ，双信号选择性 (\pm

400kHz) 为29dB左右, 调幅抑制比为34dB, 信噪比为53dB。

在调试时应以陶瓷滤波器中心频率为准, 将其他LC中频变压器的调谐频率调到与其一致。

8.2 用 μ PC1018C集成电路 的调频调幅调谐器

μ PC1018C这类集成电路内部除有中放外, 因增加调幅变频电路, 使外围电路进一步简化, 而且调频中放和调幅中放是独立的, 互相不受牵制, 能获得较好的性能。但鉴频和检波仍要外接。AN7218和 μ PC1018C完全相同, 可以互换。

图8.5 (见书末) 为其电路图:

调频中频信号从第2脚输入, 经第一组放大器放大后, 从4脚输出, 经外接陶瓷滤波器再从5脚输入第2组放大器。接于5脚上的300 Ω 电阻为滤波器的匹配电阻。中频信号经第二组放大器放大后从7脚输出到外接的比例鉴频器, 解调出音频信号。

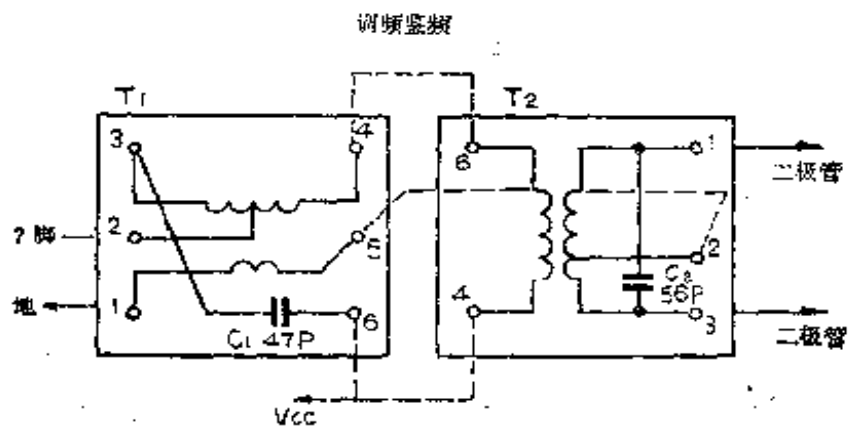
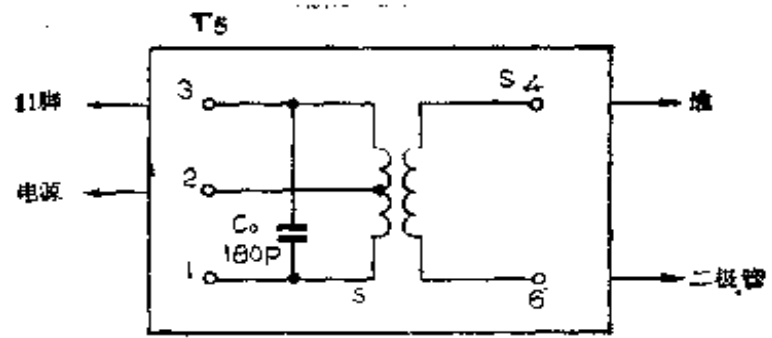
调幅高频信号从16脚输入, 1脚接本振调谐回路。由调幅混频(3)变频后的调幅中频信号从15脚输出, 经外接的中频变压器后, 从14脚输入, 进行调幅中频放大, 然后从11脚输出到外接的中频变压器和检波器, 检出音频信号。

调频鉴频和调幅检波线圈的图形和数据见图8.6。

和 μ PC1018C有关部分的印制板图见图8.7。

调试时各脚的直流电位见表8.1。

其它的直流调试和变流调试和前述LA1201的基本相同, 不再详述。



2-3	8T	1-2	6T
4-2	$5\frac{1}{2}$ T	2-3	6T
1-5	$5\frac{1}{2}$ T	4-6	1T

图 8·6 鉴频和检波线圈图和数据

表8·1

 $(V_{CC} = 6V)$

引出脚号	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
直流电压 (V)	5.3	0.7	0	2.4	3	4	3.8	3	0	0.8	5.1	5.5	0.5	0.7	5.3	0.65

8·3 用HA12413集成电路 的调频调幅调谐器

这一类集成电路没有调幅变频器，但具有独立的调频中放和移相乘积鉴频器，以及调幅中放和检波器，外围电路简单，内部中频放大电路复杂讲究，配上较好的高频电路，可以做成性能较好的中高档机。

图8·8为其电路图。

调频中频信号经陶瓷滤波器从第1脚输入，经 $FMI F(1)$ 放大器放大后，从第4脚输出，经外接的第二个陶瓷滤波器，再从6脚输入，经 $FMI F(2)$ 放大器放大后，进入移相乘积鉴频器，解调后的音频信号，经缓冲放大器从9脚输出。3脚外接有移相器的调谐回路，移相电容则做在集成电路内部。 C_{105} 为移相器的交流旁路电容。 BG_{101} 为静噪开关管，当 $FMI F(2)$ 有中频信号输出时，经内部的峰值检波器和直流放大器，从15脚输出一个直流正电压，使PNP管 BG_{101} 基极为正，管子截止，不起作用，对鉴频器的工作，没有影响。当没有中频信号或信号微弱时，15脚没有直流正电压输出， BG_{101} 导通，使鉴频器不能工作，没有信号输出，达到静噪目的。电阻 R_{110} 为静噪工作时的限流电阻，其阻值用的比规定值过小时，集成电路会被损坏，用得较大时则静噪作用减弱。

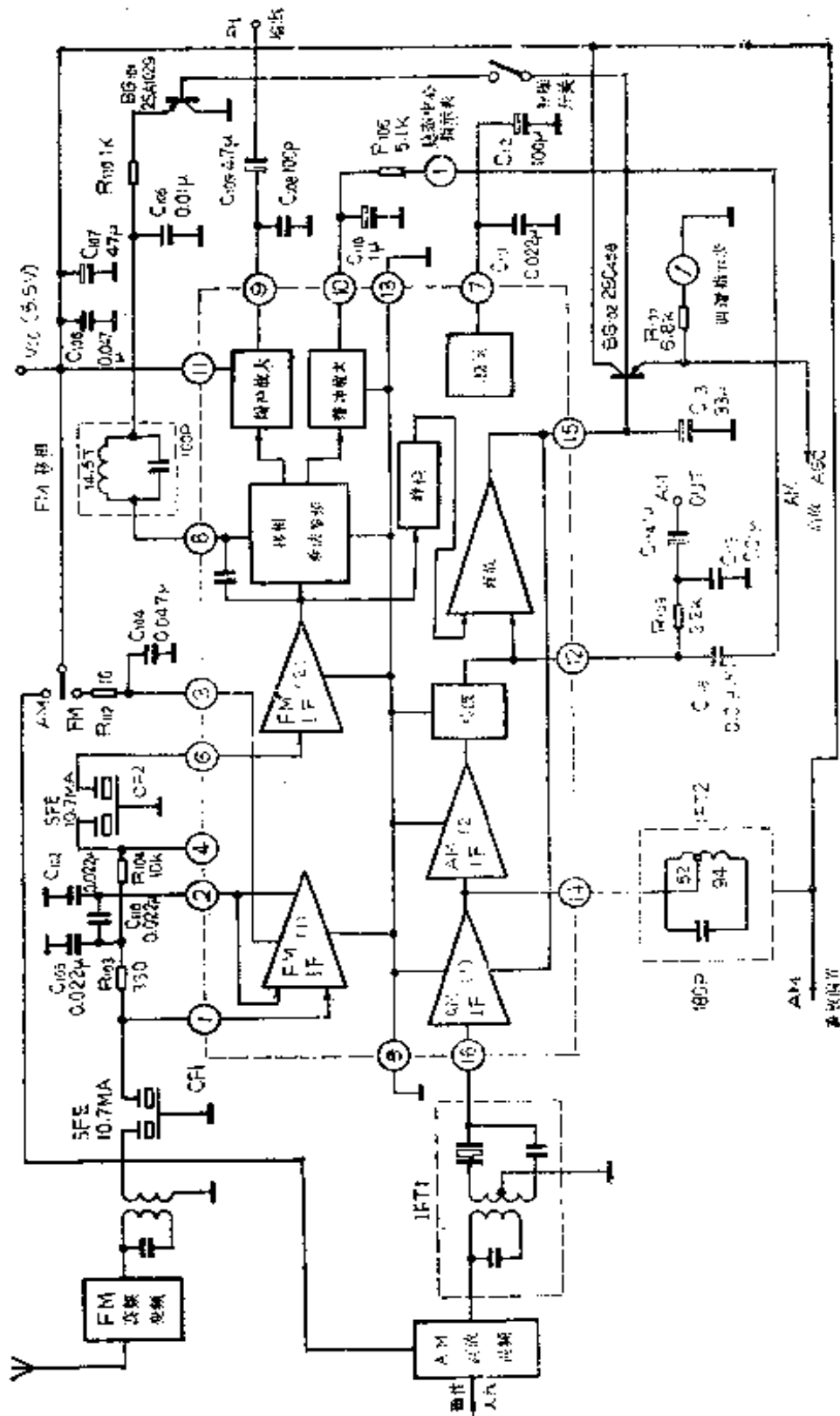


图 8-8 采用 HA12113 的 AM/FM 调谐器电路图

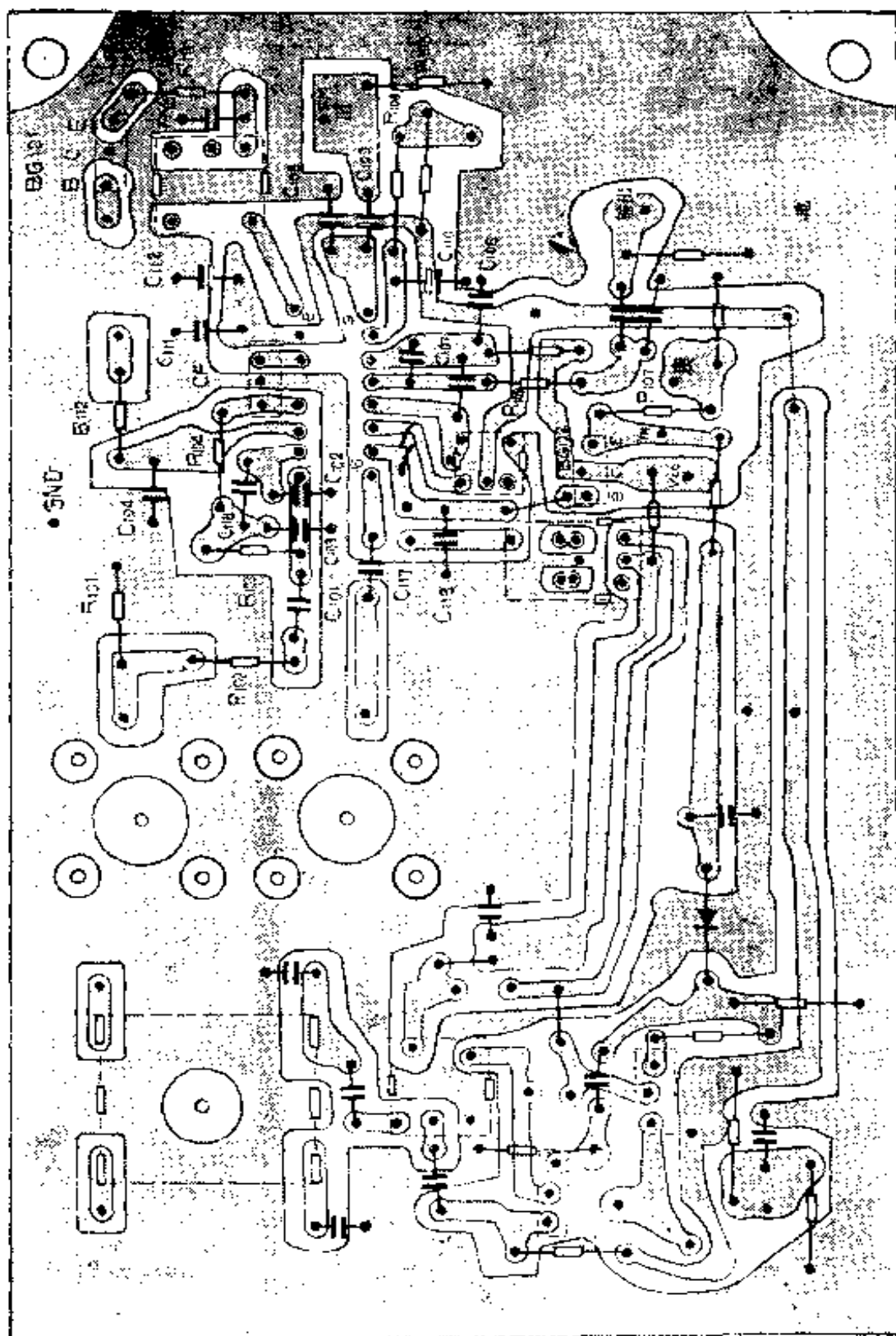


图 8·9 HA12413与其外围电路的印制电路板图

乘法器另一路输出的信号，通过放大器从10脚输出，取其直流成分，作调谐器指示驱动信号。

调幅中频信号经中频滤波器 IFT_1 后从16脚输入，经过 $AMIF(1)$ 放大，其间还从14脚接入第二个中频滤波器。从 $AMIF(2)$ 输出的信号送入检波器，音频信号从12脚输出。另一路经过直流放大器，也从15脚输出，取其直流成分，通过外接直流射极输出管 BG_{102} ，用作 AGC 控制电压和调谐指示驱动信号。

和 $HA12413$ 有关部分的印制电路板图见图8·9。

通常，这类集成电路的后面，还要联接立体声解调集成电路，成为调频立体声和调幅调谐器（可参看下节）。

8·4 TA系列集成电路的调频立体声 和调幅调谐器*

采用TA7640AP或AN7223等具有调频中放、移相乘积鉴频、调幅变频、中放和检波等多功能中频电路为中心，再配上调频高频集成电路和立体声解调集成电路的全集成化调频/调幅调谐器电路，是目前国内外较为流行的程式，其外围分立元件和组装调试都较为简单。

图8·10为三块TA系列集成电路组成的四波段调频立体声和调幅调谐器。（图8·10见书末）

拉杆天线是调频和短波通用的，二极管 D_0 为高压保护器。自天线进入的调频信号通过波段开关 K ，送到带通滤波器 $BP-$

* 注：本节部分是引用《无线电与电视》杂志1984年第2、3、4期，刘月芳、费仲兴、狄浩同志文章中有关材料编写的。有关细节请参看杂志。

F ，经BPF后进入TA7335P的第1脚。该电路的功能是FM高放及变频。其第3脚外接高放调谐回路，第7脚外接本振调谐回路，第9脚外接的100K和82K两电阻组成分压器，使内部AFC变容二极管得到所需的负偏压。变频后的中频信号自第6脚输出，经外接的中频变压器 B_7 ，送到外接的中频放大管 BG_1 的基极，放大后经陶瓷滤波器TLF送入TA7640AP的第15脚。增加一级 BG_1 的作用是补偿陶瓷滤波器的损耗，使输入TA7640-AP的中频信号电平高一些，从而提高了限幅灵敏度。集成块内部中放的输出直接进入内部的移相乘积鉴频器。移相电容做在集成电路内部，只在11脚外接移相调谐回路。鉴频后的立体声复合信号经开关电路从9脚输出。接于9脚的150pF的电容作滤除残余中频信号之用。此外，从9脚输出的信号还通过由100K的电阻及1 μ F电容组成的滤波器，供给TA7335PAFC的控制电压。另外，调频中放输出的信号，经过内部峰值检波器、直流放大器和驱动电路，使7脚外接的调谐指示发光二极管点亮。

调幅天线输入高频信号自TA7640AP，第1脚送入混频器，本振信号由内部接入混频器。第3脚为外接本振回路。混频后的中频信号自16脚输出，经外接双调谐中频变压器(B_8 、 B_9)，再从13脚输入集成电路内的中频放大器放大后，经过峰值检波，将音频信号经开关电路也在9脚输出。另一路则经直流放大器和驱动电路使调谐指示管发光。

立体声复合信号从TA7640AP第9脚输出后，又经外接的 BG_3 放大，适当提高增益(约10dB)，再送入立体声解调集成电路TA7343AP的第1脚，使导频信号幅度达到最佳输入电平(约200mV)外接的 BG_2 作为一个开关管使用，在调频时通过 K_{1-2} 将TA7640AP第2脚直流电压短路到地，使 BG_2 没有正偏

置，处于开路状态，不起作用。同时切断了调幅中放的工作。在调幅时，来自TA7640AP第2脚的正偏置电压使BG₂导通，接入由1K电阻和两个4700pF电容组成的低通滤波器，滤除多余的高音频噪声。此外，还由开关管切断内部调频通路。

解调后的左右声道音频信号分别从TA7343AP的8、9脚输出，并各经去加重网络和副载波滤波器输出。其中LC串联网络（10mH的电感与6800pF电容）为19kHz导频陷波器。

调幅检波后的音频信号也通过同样的路径，但此时K₁₋₂将 $8V + E_c$ 电压接入TA7343AP第7脚，逼使其中的76kHz压控振荡器停振，立体声解调器处于单声道接收状态，立体声指示灯也熄灭。这时从第8、9脚输出的是两声道等幅同相的音频信号。

由上述三块集成电路组成的调谐器，其性能大致如下：

调频部分：

噪限灵敏度约1.5 μ V，单信号选择性（ ± 400 kHz）约22dB，镜象抑制71dB，中频抑制76dB，谐波失真约2%，立体声点灯灵敏度2.5 μ V，分离度约39dB，通道平衡0.2dB。

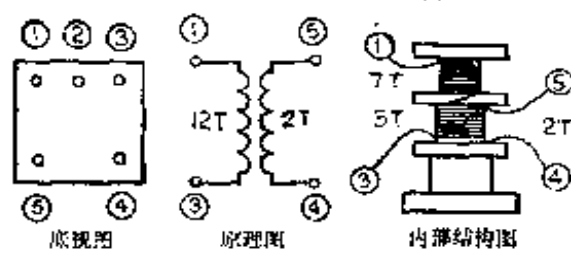
调幅部分：

限噪灵敏度：中波约0.37mV/m，短波1约30 μ V、短波2约20 μ V，信噪比44dB， ± 9 kHz单信号选择性约35dB，双信号选择性约24dB，通带5.8kHz，最大有用输入信号电平3800mV/m，谐波失真约2%。

2. 组装和调试

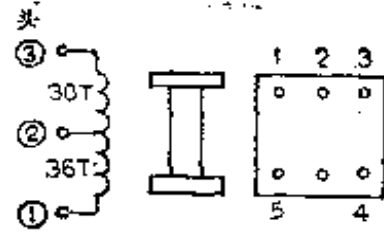
印制电路图见图8·11（见书末），各线圈绕制数据见图8·12。

装好以后先要测量三块集成电路各脚的直流电压，应接近表8·12中所列数据，但没有需要调整的元素，十分简单。



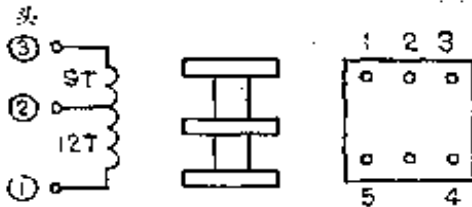
10A骨架, $\phi 0.1\text{mm}$ 漆包线

(a) B_1



10A骨架, $\phi 0.1\text{mm}$ 漆包线

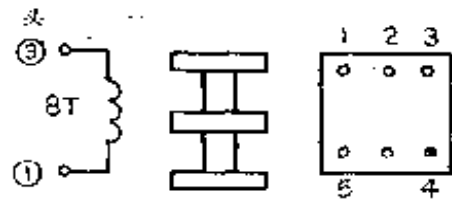
(b) B_1 中振



10A骨架, $\phi 0.1\text{mm}$ 漆包线

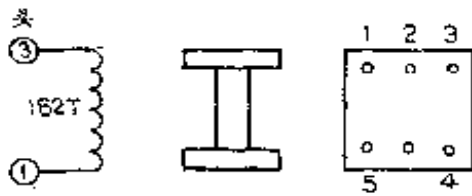
先绕9匝 (上5下4) 外面绕12匝

(c) 短振 B_1



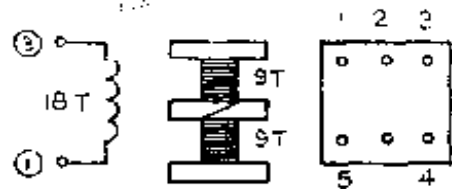
10A骨架, $\phi 0.3\text{mm}$ 漆包线

(d) B_2 板振



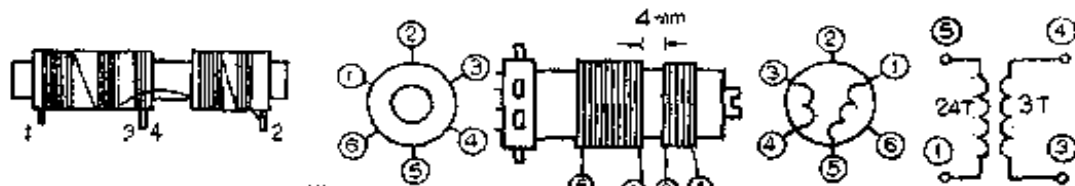
10A骨架, $\phi 0.08\text{mm}$ 线

(e) B_{10}



10A骨架, $\phi 0.1\text{mm}$ 漆包线

(f) B_{11}



MX-400-Y10x160磁棒

①-② 用 $\phi 28 \times 0.37\text{mm}$ 线
绕82圈, 分4段绕

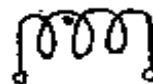
③-④ 用 $\phi 0.15\text{mm}$ 线绕6圈

(g) 中波 磁性天线 B_2

⑤-⑥: $\phi 0.44\text{mm}$, 24圈

①-③ $\phi 0.18\text{mm}$ 单丝包线 3圈

(h) B_2 短波 输入线圈



(i) 图例 (H)

⑤-① $\phi 0.59\text{mm}$ 高强度漆包线, 10圈

②-④ $\phi 0.18\text{mm}$ 单丝包线, 2圈

(j) L_1 L_2 L_3

空心 内径 $\phi 4\text{mm}$ 都用 $\phi 0.59\text{mm}$ 漆包线

L_1 -10圈 L_2 -7圈 L_3 -5圈

图 8.12 各线圈绕制数据

表 8-2

集成电路各腿的直流电压

电压(V) 腿号	型号															
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
<i>TA7335P</i>	5.2	6	6	6	0	6	5.6	0	2.4							
<i>TA7640Ap</i>	AM 1.5 FM 0	1.5	2.3	2.3	1.0 FM 0.9	1.0 FM 0.9	—	0	1.4 FM 1.5	6.6	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	6
<i>TA7343Ap</i>	AM 3.5 FM 0	6.6	8	7.1	0	—	7.4	4.0	4.0							

本机的交流调试也较简单，调频时，以陶瓷滤波器中心频率为准，先调整中频变压器 B_7 ，使输出最大，再调整鉴频线圈 B_{11} ，使输出较大，失真最小。然后调整 $TA7343AP$ 4脚外接的可变电阻 W_0 ，使导频点灯灵敏最佳。再把 AFC 开关放在 OFF 位置，调节 W_1 ，使 V_A 调到和 $TA7640AP$ 第9脚的静态电压相同。（约+1.6V左右）最后，调整 $TA7335P$ 的本振和高放调谐回路，使接收频率范围和统调达到要求。

具体方法和以前一样，不再详述，在业余条件下，可以把电台信号作为测试信号，也不难调到获得较为满意的收听效果。

如果在 $TA7343AP$ 后面接入功放集成电路，如双功放 $TA7232P(2W \times 2)$ 或 $TA7240Ap(5W \times 2)$ 便可组成完整的一架收音机。现在收音机已很少单独存在，一般和盒式录音机组成收录机。这时因磁头放音时输出信号很微弱，还需要加前置放大器。

例如可用双前置集成电路 $TA7668AP$ ，再加上电平指示发光二极管驱动器 $TA7669P$ ($5LED \times 2$)，就组成普及型全集成化的收录机电路了。

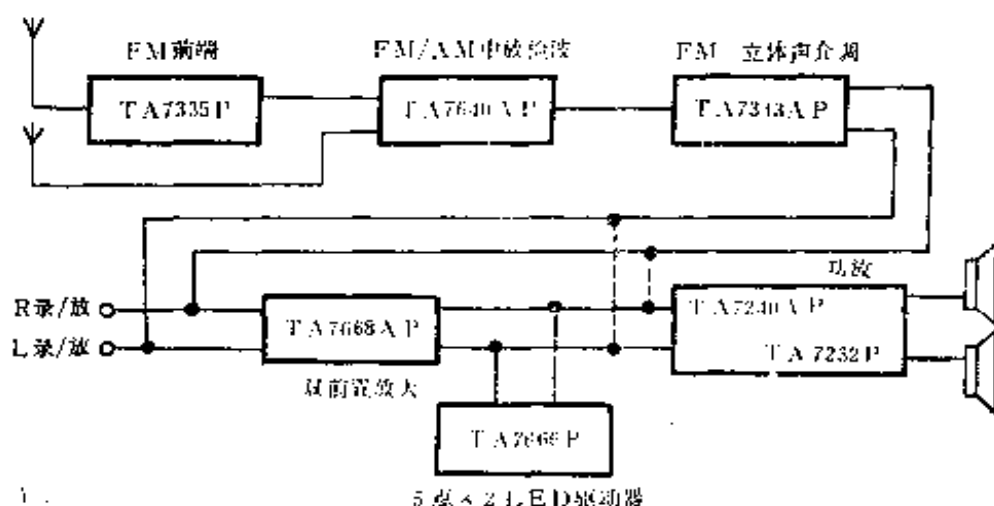


图 8·13 全集成化收音机

和上述同类型的集成电路还有其他许多厂家和型号，大同小异，不再详述。

8·5 低电压TA系列集成电路的调频立体声和调幅收音机

1. 3VTA系列调频立体声和调幅收音机

近年来曾流行了一种耳机式收音机或收放机。这种机器便于随身携带收听。因之它需要直流低压供电，以减轻重量。这就相应地要有适应于低电压的集成电路。较典型的一套东芝3VTA系列电路见图8·14。它由四块集成电路组成，其中 $TA7358AP/F$ 为调频高频电路， $TA7757P/F$ 为多功能中频电路，里

面包括调频中放、鉴频和调幅变频、中放和检波。 $TA7370P$ （或 $TA7342P/F$ ）为立体声解调器， $TA7688P/F$ 为立体声耳机驱动器（双功放）。电源电压在 $1.8\sim 5V$ 之间能正常工作，总静态电流为 $4.8+8+4.5+7=24.3mA$ 。（图8·14见书末）

调频信号经高频电路 $TA7358$ 的过程和8·4节的一样，但要求在外接本振回路中加装变容二极管，才有自动频率微调功能。从第6脚输出的中频信号，经中频变压器 B_1 加至一级外加的阻容放大器的放大（用以补偿陶瓷滤波器的损耗），再接陶瓷滤波器（ $SFE10.7MA5$ ），然后经 $0.01\mu F$ 耦合电容进入 $TA7757$ 的第15脚，从而进入 FM 中频放大器。放大后的中频信号一路送到 FM 调谐指示驱动器，给第7脚驱动外接的发光二极管作指示用。另一路送入电容移相乘法器。移相电容也是内接，移相调谐回路则由第11脚外接。鉴频出来的音频信号经缓冲放大器从第9脚输出，送到 $TA7370$ 的第1脚。经 $TA7370P$ 解调后的左、右路信号从其第8、9脚输出，通过各自的音量控制电位器分别接到耳机驱动器 $TA7688$ 的第1和16脚。放大后的左、右声道音频信号从其第7、10两脚输出。在 32Ω 耳机负载时，失真10%的输出功率每路约为 $27mW$ 。限幅灵敏度约 $1.4\mu V$ ，噪限灵敏度约 $3.5\mu V$ 。

调幅信号从磁性天线 L_3 的次级输入 $TA7757$ 的第2脚，经高放、混频后的调幅中频信号从16脚输出，经中频变压器 B_3 和陶瓷滤波器（ $SFU455B$ ）后，从13脚输入，经 AM 中频放大和检波后，通过缓冲放大器从第9脚输出音频信号，进入立体声解调集成电路 $TA7370P$ 的第1脚。从第8、9两脚输出左、右路等幅同相的音频信号。接入 $TA7688P$ 放大后输出到耳机。

各线圈数据见图8·15，印制电路图见图8·16。

本机组装调试方法和上节基本相同，集成电路各脚直流电

线圈数据 (CJ A7358AP, C A7757P)

线圈 No	用途	频率	L (MH)	C ₀ (pF)	S ₀	匝数						线径 (mm)
						①	②	③	④	⑤	⑥	
L1	FM RF	100MHz			100							0.5φ
L2	FM OSC	100MHz			100							0.5φ
L3	MW ANT	796kHz	600		250	99				17		0.07φ×3
B1	FM IFT	10.7MHz		82	85				13	2		0.08φ
B2	MW OSC	796kHz	268		75	21	155					0.08φ
B3	AM MIX	455kHz		470	45				25	3		0.05φ
B4	FM DET	10.7MHz		82	85	12	1					0.05φ
B5	AM DET	455kHz		470	45				123			0.08φ

多联可变电容器
 最大 [AM 本振—80pF 天调—100pF
 AM 本振—3.5pF 天调—3.5pF
 FC₁—2.7pF FC₂—9pF]

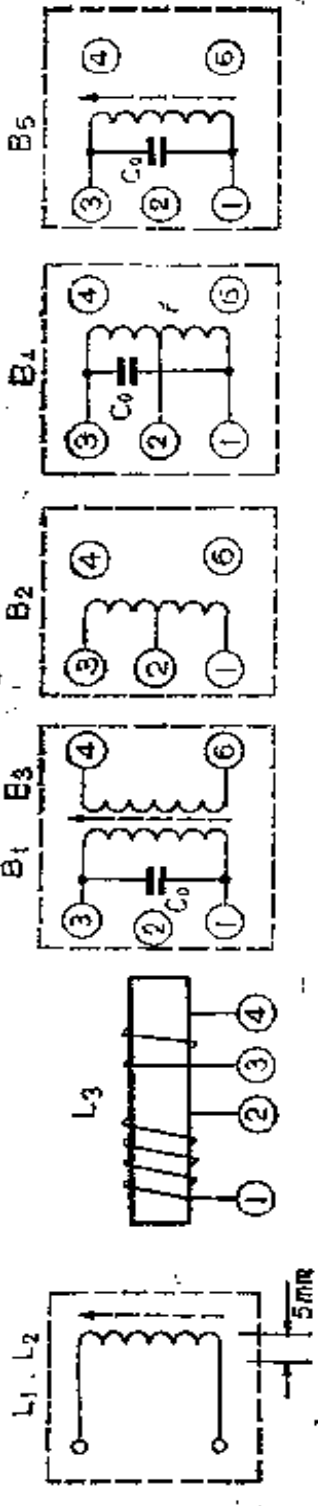


图 8-15 各线图数据

压在调频时大致如表8·3。

在上述集成电路型号中的尾号P或F，代表封装的形式，P为标准腿距2.54mm的双列(16或20腿等)，或单列(9腿等)插入式引出腿，印制板需打孔；F表示腿距只有1mm多一点的双列平放腿(俗称蜈蚣腿式)，见图8·17。配这种封装的集成块的印制板不需要打孔，但印制线很密集。在业余制作条件下，9腿以上的还是使用P型的较为方便。

此机的主要性能为：

调频部分：最大灵敏度约 $2\mu\text{V}$ ，限幅灵敏度为 $2.5\mu\text{V}$ ，信噪比63dB，调幅抑制比32dB，频响32~5000Hz，谐波失真0.33%，负载 32Ω ，最大有用输出功率23.5mW，停振供电电压1.7V，无信号电流26mA，最大输出时电流59mA。

调幅部分：最大灵敏度0.1mV/m，信噪比32dB，选择性29dB，频响60~2000Hz，谐波失真2.8%。

2. 1.5VTA系列调频立体声和调幅收音机

这是采用较新技术开发的一套低电压集成电路，只需一节电池供电，可使收音机的体积更为缩小，整机电路见图8.18，由TA7371F、TA7765F、TA7766F和TA7767F四块电路组成，电路的基本原理和3V系列的相似，不再重复。各线圈数据见图8.19。印制电路画法原则上也和图8.17相似，但这里所用集成电路为F型，即平放的蜈蚣腿，需焊接在印制板铜箔面。(图8·18见书末)

该机性能为：

调频部分：最大灵敏度约 $4\mu\text{V}$ ，限幅灵敏度约7mV，信噪比56dB，调幅抑制比28dB，分离度约25dB，频响40~6300Hz，谐波失真2.3%，负载 32Ω (耳机)，最大有用输出功率20mW，停振供电电压0.85V，无信号电流10mA，最大输出时60mA。

表8-3

型号	脚号															
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
T A7358 AP/F	2.2	3.0	3.0	3.0	0	3.0	--	2.4	3.0							
T A7757 AP/F	AM 0 FM 0.96	AM 0 FM 0.96	AM 0 FM 3.0	1.4	1.4	0	--	0	1.1	3.0	3.0	3.0	2.8	2.8	AM 2.9 FM 2.8	3.0
T A7870 AP/F	0.2	2.6	3.0	2.8	0	--	2.6	1.0	1.0							
T A7688 AP/F	1.5	1.5	1.5	1.5	0	2.2	1.5	0	3.0	1.5	2.3	2.2	3.0	1.5	1.5	1.5

2-1

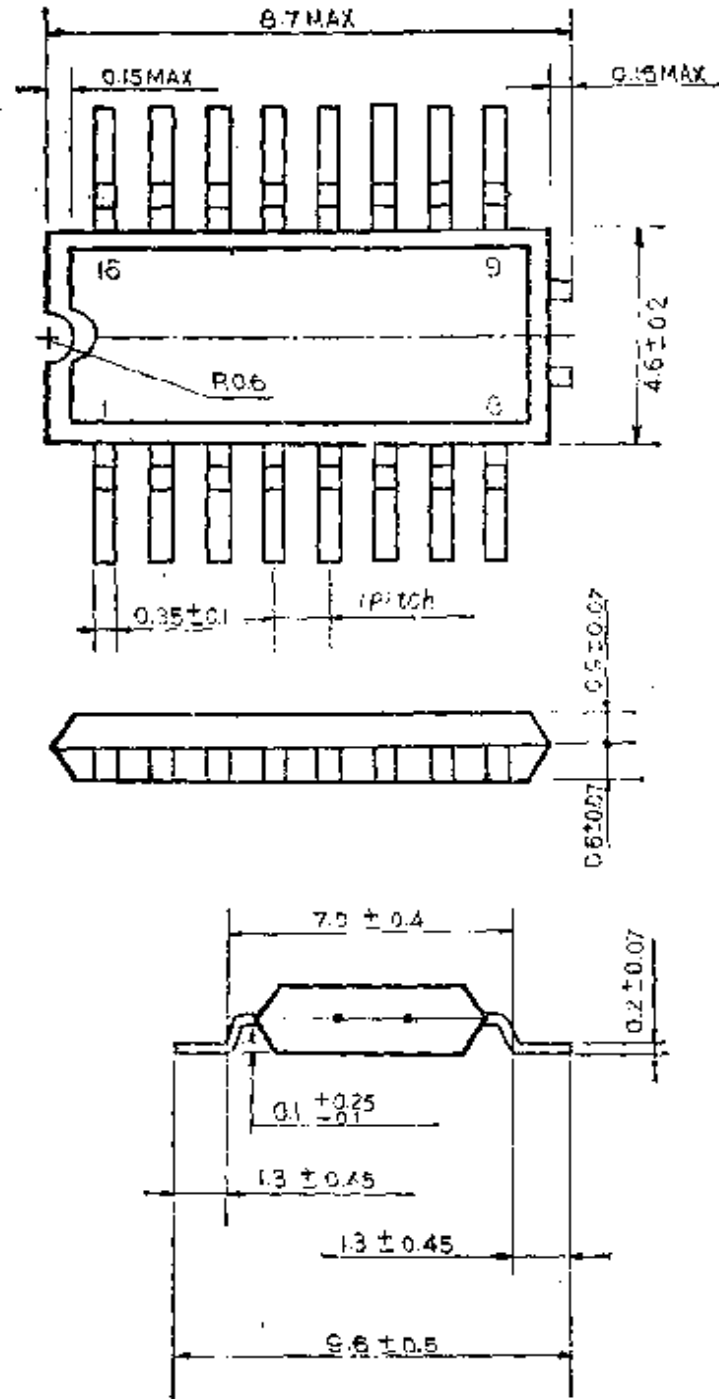


图 8·17 F式封装

线圈号	用途	频率 (Hz)	L (μH)	C ₀ (PF)	C _g	匝数						线径 (mm)
						①	②	③	④	⑤	⑥	
L ₁	FM高频	100M			100						2 1/2	φ 0.5
L ₂	FM本振	100M			100						3 1/4	φ 0.5
L ₃	MW本振	796K	268		75	21	105					φ 0.06
L ₄	MW天线	796K	600		250	93			17			φ 0.07x3
B ₁	FM中周	10.7M		32	25				13	2		φ 0.06
B ₂	AM混频	455K		470	45				129	8		φ 0.06
B ₃	FM鉴频	10.7K		22	85	12						φ 0.06
B ₄	AM检波	455K		470	45				129			φ 0.06
B ₅	解调压控振荡器	455K		470	45				125			φ 0.09

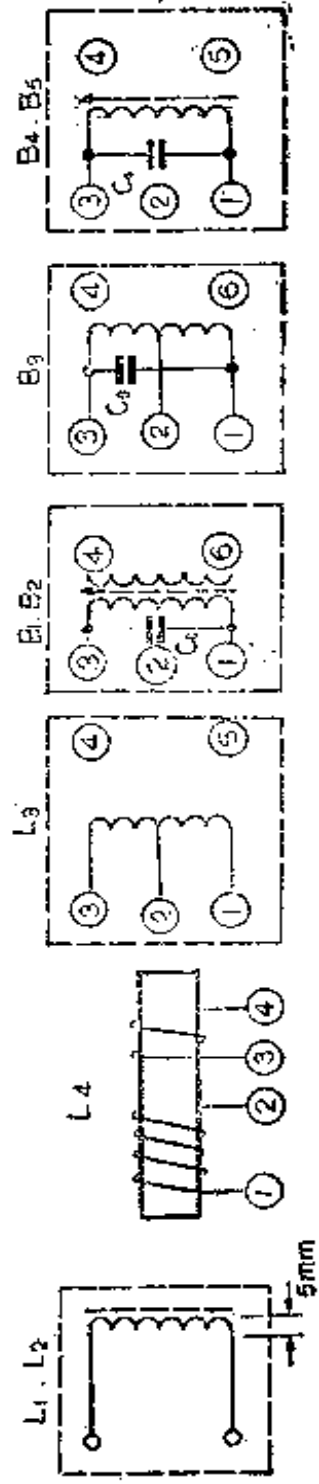


图 8-19 线圈数据

调幅部分：最大灵敏度 0.3mV/m ，信噪比 30dB ，选择性约 25dB ，频响 $78\sim 2900\text{Hz}$ ，谐波失真 5% 。

类似组合有： 3V 的 $AN7205 + AN7220/7227 + AN7415/7421 + AN7118$ ； 1.5V 的 $AN7201S + AN7231S + AN7400S + AN7100S$ 等。

8.6 ULN2204单片集成电路 调频—调幅收音机

1. 电路原理

图8.20是一个典型的单片集成电路调频—调幅收音机的例子。采用美国史普拉格ULN2204集成电路，内部电路图见图8.21。和这块集成电路可以互换的类似电路有东芝T A7613 AP、日立H A12402和西欧TDA1083等。所谓单片是指整机只用一块内部具备了从变频到功放输出的集成电路。它能够完成一台收音机的主要功能。不过大部分单片电路内仍然没有调频高频电路，需要外接，而且，目前集成电路内部还只能做一些二极管、三极管、小电阻和小电容。故所谓“单片”收音机，外部还要附加一些线圈、大电容器，和一些电阻。所以目前大多数的单片集成电路收音机，实际上仍是集成电路和分立元器件相混合的一种程式。（图8.20、图8.21均见书末）

ULN2204集成电路中，包含了调幅的变频、调频和调幅的中放、调幅检波、调频鉴频、前置低放，功放、以及稳压电源系统。其内部电路参看图8.21。调频部分自天线进入的信号先经外接的 BG_1 和 BG_2 组成的高放及变频电路。变频后的中频信号通过外接的双调谐中频变压器 FB_1 和 FB_2 ，然后进入集成电路中放输入端第2脚。调幅部分高频电路的外接元件有磁性天

线 L_7 的输入回路和本振线圈 AB_2 及其振荡回路。调幅变频后的中频输出自集成电路的4脚引出，接到第一调幅中频变压器 AB_1 ，其次级线圈则和调频中频变压器 FB_2 的次级线圈串联起来，一起送入集成电路的中放输入端第2脚。中放级的内部电路有五级共集共基差分放大器，工作稳定，是调频调幅公用的，但对调频和调幅的放大倍数不同。在调频时有较高的增益，约有70~80dB，输入40 μ V时便可达到限幅。调频鉴频部分采用了移相乘积鉴频电路，其内部电路和原理也在第五章中介绍过了（图5·23）。只不过移相电路较简单一些，用 L_5 代替了 L_6 回路，也可以改成图5·23中那样的双调谐回路。调幅检波则采用峰值检波。但两者合用了乘法器，并把外接的调频移相电路和调幅的谐振电路对称串接。在调频段，由于其中频高， AB_3 中的电容对它的容抗极小，如同短路到地；而调幅时，则中频低， L_5 和 FB_3 对它的感抗很小，和直接通过一样，所以能够分别工作。图8·22是在调频和调幅时的等效电路。

鉴频或检波后的音频信号通过第8脚输出，经过外接的音量电位器，再从9脚输入内部低放电路，从12脚输出信号，推动扬声器发声。

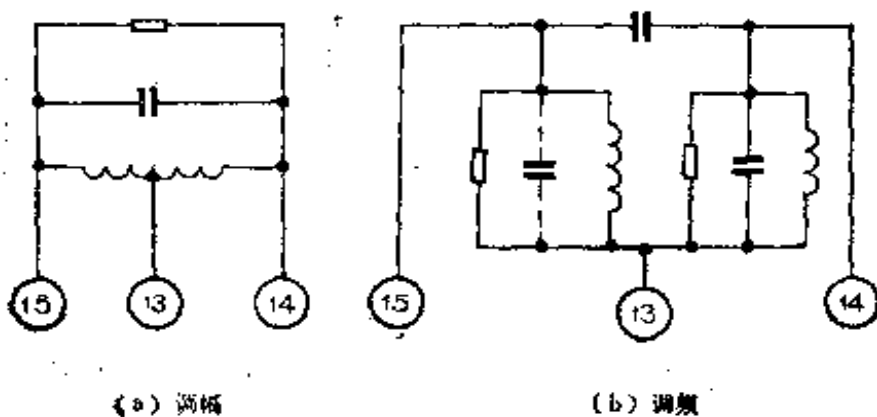


图 8·22 L_6 、 AB_3 、 FB_3 的等效电路

此外，鉴频或检波输出的信号还有一部分从内部回送到一个可变稳压电源电路。前四级中放的电源电压及调频高频电路的偏置电压（从16脚引出）除了来自 BG_{55} 的一个固定的电压外，还加上这个可变电源电路，作为调频的自动频率微调电路和调幅自动增益控制电路。其作用是当调频鉴频器输入准确的中频时，输出为基准点的直流信号，当本振频率偏移，鉴频器输入的中频高于或低于准确的中频时，反馈到可变稳压电源也有相应的正负变化，使高频电路的基极偏置随之变化。利用其基极发射极间电容的变化而改变本振频率，使本振频率的变化作相反的补偿，使回复到原来的正确值。

至于调幅时的AGC作用，则是当信号强的检波输出的直流成分控制可变稳压器，使供给中放的电源电压变低，从而降低了中放增益。反之亦然。

电路中中频部分的各电感元件数据可依表8·4所给绕制，其中 FB 为调频部分用的，中频为10.7MHz，磁芯可用国内一般短波本振线的。 AB 为调幅部分用的，中频为465kHz，可用国内一般调幅中频变压器磁心，线径用0.1mm或稍粗一些。表中1—3为初级，2为中间抽头，4—6为次级。 L_5 可用色码电感。

高频电路中的线圈绕制数据如下：

L_1 ：用 $\Phi 0.8\text{mm}$ 漆包线绕 $4\frac{1}{2}$ 圈，内径 $\Phi 5.5\text{mm}$ 。

L_2 ：用 $\Phi 0.4\text{mm}$ 线绕 $3\frac{1}{2}$ 圈，内径 $\Phi 4.5\text{mm}$ 。

L_3 ：用 $\Phi 0.5\text{mm}$ 线绕 $16\frac{1}{2}$ 圈，内径 $\Phi 4.5\text{mm}$ 。

L_4 ：用 $\Phi 0.8\text{mm}$ 线绕 $2\frac{1}{2}$ 圈，内径 $\Phi 4.5\text{mm}$ 。

表8·4

端子 匝数 编号	1—3	2—3	4—6
	FB_1	11	—
FB_2	5	—	2
FB_3	8	—	—
AB_1	110	36	10
AB_2	110	—	10
AB_3	110	55	—

L_7 : 用 $MN_{400} \Phi 10 \times 90 \text{mm}$ 磁棒, 初级105圈, 次级10圈。
其中 $L_1 \sim L_4$ 为空心线圈。

本集成电路的主要性能指标是 (电源电压6V时) :

调频波段: 噪限声灵敏度 $5 \mu\text{V}$, 限幅灵敏度 $7 \mu\text{V}$, 信噪比55dB, 假响应抑制65dB, 调幅抑制48dB, 谐波失真1.2%。

中波段: 噪限灵敏度 0.3mV/m , 信噪比40dB, 单信号选择性 ($\pm 10 \text{kHz}$) 25dB, 通带6.5kHz, 谐波失真1.2%。

最大输出功率600mW, 10%失真对输出功率400mW, 静态供电电流16mA。

2. 组装与调试

图8·23* 为图8·20的印制板组装图。其中要注意的是第13脚。因为它是高频弱电流和低频大电流的 $+E_c$ 电源供给端子, 为了防止交流的耦合而产生不稳定现象, 必须按图8·24那样, 将功放回路的 $+E_c$ 线与前级高中频的 $+E_c$ 线分开。

* 图8·23见书末

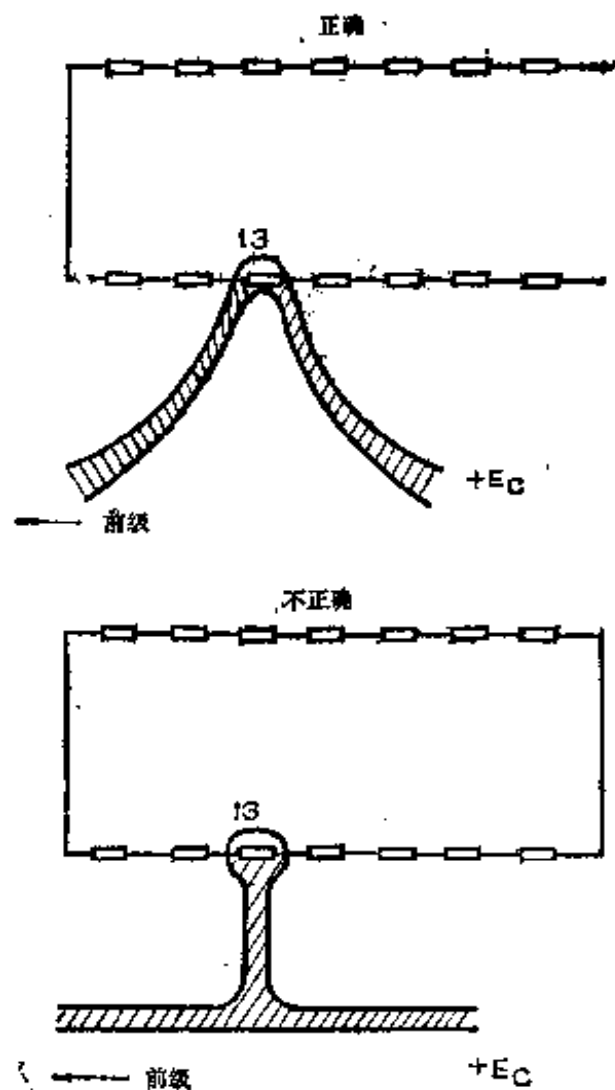


图 8.24 13脚印制电路线走法

当电源电压为 6 V 时, *ULN2204A* 的各腿直流电压参看表 8.5, 单位为 V。

第 16 腿的直流电压对整机增益的稳定性影响较大, 电压高增益高, 但噪声大, 稳定性差。要求调整到表 8.5 中所规定的范围以内。

该集成电路在出厂时已分类, 在正面印有两位数字的标记, R_{17} 、 R_{18} 可根据此数字查表 8.6 选用。

表8-5

腿号	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
FM	1.6	1.6	0	5	6	0	0	2	0	1.1	0	2.8	6	6	6	1.8~2
AM	1.3	1.3	0	6	6	1.25	1.25	1.4	0	1.1	0	2.8	6	6	6	1.45~ 1.65

表8-6

类别	电阻	$R_{17}(\Omega)$	$R_{18}(\Omega)$
	11		开路
12		6.8K	680
13		4.7K	680
21		开路	560
22		6.8K	560
23		4.7K	560
31		开路	470
32		6.8K	470
33		4.7K	470

交流调试可从天线送入中频信号,在调频段,依次调 $FB_{1\sim 3}$ 调到输出最大,反复调几次,然后微调移相回路 FB_3 ,使输出信号失真最小。调幅波段的调试基本上和分立元件的一样,调几个中频变压器和外差统调,不再作介绍。

3. 加装立体声解调电路

在上述电路基础上,若再加上一块立体声解调集成电路,

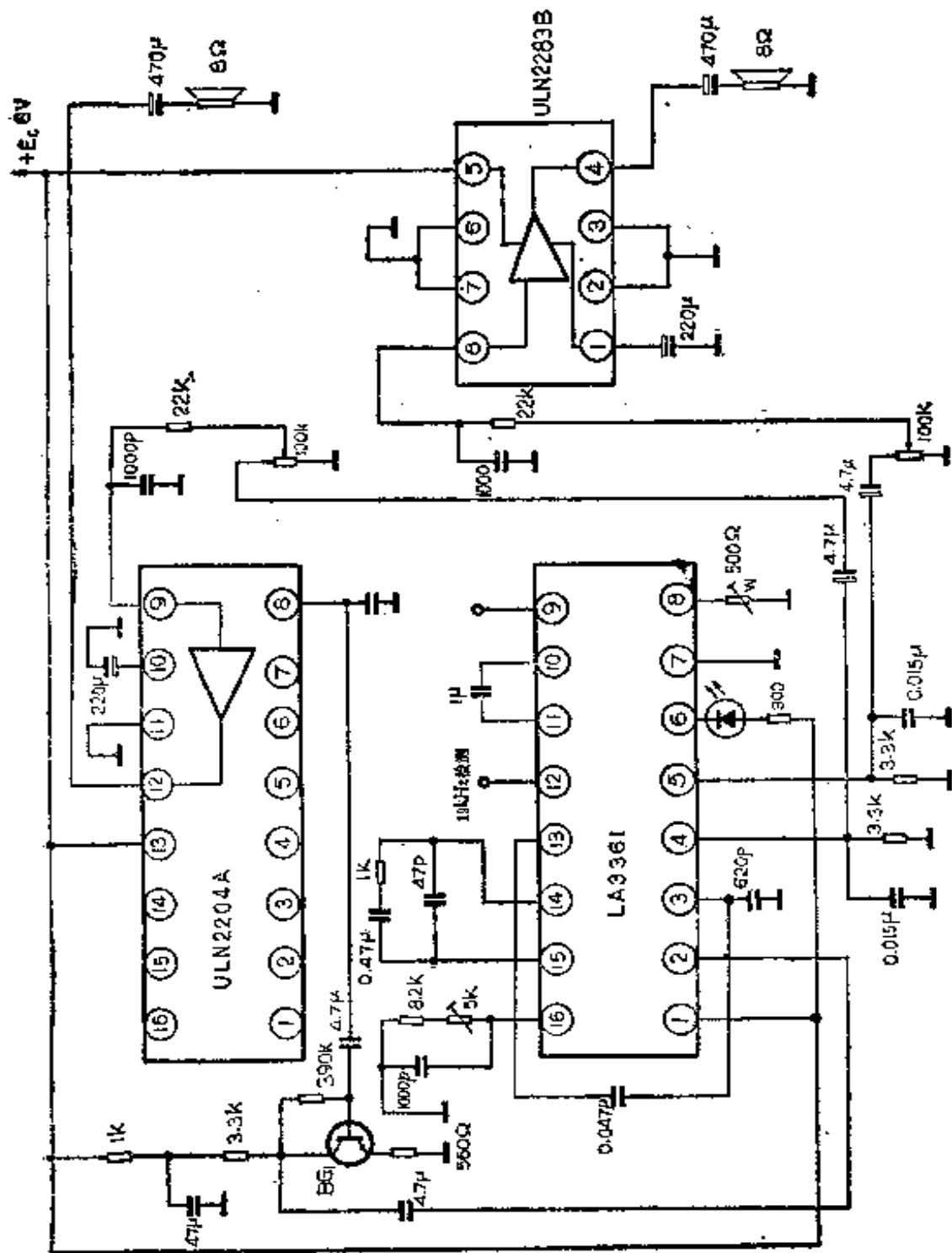


图 8.25 用ULN2204A + LA3361 + ULN2283B组成的两声道立体声收音机电路

便可接收立体声的调频广播。图8·25为加了一块LA3361及一块ULN2283B的例子。

ULN2204A鉴频后从第8脚输出的立体声复合信号,经过BG₁放大(如接收的电台信号较强,这级放大可以省去),送入LA3361的第2脚,解调以后的左、右声道信号分别从4、5脚输出。左路信号经音量电位器又返送到ULN2204A的第9脚,利用其内部的低放部分,从12脚输出端接扬声器。右路信号经音量电位器送到另加的一块低放集成电路ULN2283B。这块集成电路的特性和ULN2204A内部的低放部分基本相似,可以配对。

ULN2283B的封装外形尺寸见图8·26。

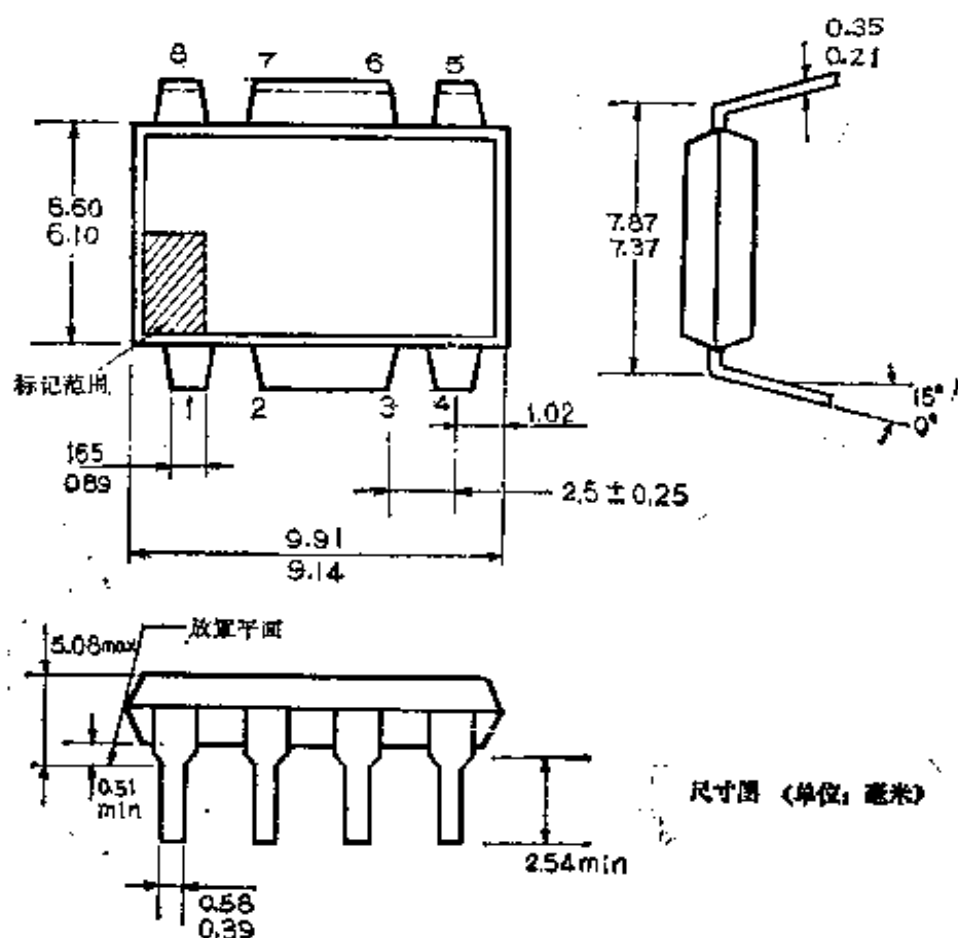


图 8·26 ULN2283B的封装外形及尺寸

它可工作在 3 ~ 15V 的电压范围。

图 8·25 只画出了加立体声的有关部分，其余部分仍和图 8·20 的相同。

调试时，只要增加对解调器的调整即可。将频率计接在 12 脚，调 16 脚处的电位器，使从 12 脚测出的频率为 19kHz（或接近 19kHz）。然后调试分离度。这时可在第 2 脚输入 200mV 左右的复合立体声信号，调第 8 脚上的电位器 W ，使其位于左、右分离度能兼顾的较好位置。最后加大输入信号，找出失真允许下的最大输入电压。然后设法控制前面电路的最大输出电压，使不超过此值。

在业余条件下，可以接收电台的立体声调频广播信号，调整 16 脚上的电位器，使接于 6 脚的导频指示灯点亮，并处在从左边旋开始亮灯处和从右边旋入时开始亮灯处的中间位置。分离度则只好凭经验来调了。

表 8·7 列出 LA3361 各脚的正常电压

脚号	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
电压(V)	6	2.2	1.8	1.1	1.1	4.5	0	0.6	1	1.3	1.3	1	1.5	1.3	1.3	1.0

8·7 低压 TA 系列单片集成电路 调频-调幅收音机

东芝 TA7747P/F 单片电路的功能和上述 ULN2204A 的相似，内部具有调频中放、鉴频、调幅变频、中放和检波，还有一个共同的低放，但工作电压更低，其电源可在 1.8 ~ 6V 范围内变化，故适用于做 3V 电源的机器。再配上一块 3V 系列

的调频高频电路的集成电路 $TA7358AP/F$ ，就构成一部 低压调频—调幅收音机，见图8·27。

从天线进入的调频信号经带通滤波器B、P、F（即像图7·1中的不调谐式输入回路），进入 $TA7358$ 的第1脚，进行高频放大，从第3脚输出。外接的 L_1 和可变电容器等为高放调谐回路，通过 $5PF$ 电容耦合到第4脚进行变频。第8脚所接 L_2 和可变电容器等为本振调谐回路。变频后的中频信号从第6脚输出，经中频变压器 B_1 再接一只陶瓷滤波器，进入 $TA7747P$ 的第2脚，进行中频放大，送入电容移相乘积鉴频器。移相电容装在集成电路内部，移相调谐回路则接在第4脚外部。解调后的音频信号经开关电路从第5脚输出，经去加重网络和音量电位器，再将音频信号送入第6脚，经低放后从第9脚输出，可直接接 4Ω 扬声器收听。在3V电压、10%失真时的输出功率为220mW， $TA7358AP$ 的静止电流为4.8mA， $TA7747P$ 的静止电流为12mA。

调幅信号则从磁性天线 L_3 进入 $TA7747P$ 的第20脚，进行变频。第17脚所接 B_2 及可变电容器等为本振调谐回路。中频信号从第19脚输出，经中频变压器 B_3 和陶瓷滤波器2，输入16脚，经中频放大器和检波，检波得到的音频信号一方面经开关电路从第5脚输出，另一方面经AGC电路输出直流电压控制中放和混频级的增益。

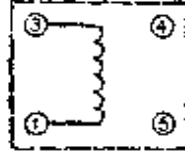
图8·28为图8·27的各线圈数据，图8·29*为印制电路图。

本机的调试方法和8—1节中所述大致相似。

本机也可以像图8·25那样，在 $TA7747P$ 后面联接3V系列的立体声解调集成块 $TA7342P$ 或 $TA7370P$ 和单路功率放大器 $TA7331P$ ，组成调频立体声收音机。 $TA7331P$ 的性能和 TA

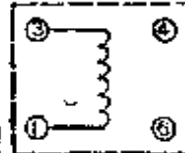
* 图8·29见书末

L₁ FM 高频线圈



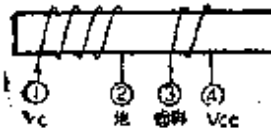
F (MHz)	L(μH)	Q ₀	匝数		线径 (mm)
	1-3		1-3	1-3	
100	0.07	100 ±	2	1/4	0.05UEW

L₁ FM 本振线圈



F (MHz)	L(μH)	Q ₀	匝数		线径 (mm)
	3-1		3-1	3-1	
100	0.05	100 ±	2	3/4	0.05UEW

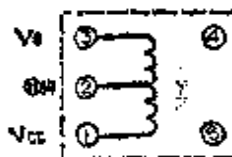
L₁ AM 天线线圈



F (kHz)	L(μH)	Q ₀	匝数		线径 (mm)
	1-2		1-2	1-2	
796	600	200	95	17	1/0.07 USTC

铁心 10mmφ × 80mm

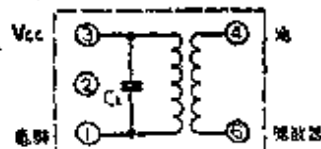
L₁ AM 本振线圈



F (kHz)	L(μH)	Q ₀	匝数		线径 (mm)
	1-3		1-3	1-2	
796	268	90	13	75	0.05UEW

MITSUMI YT 20584 或类似规格
SUMIDA 2157-2239-213A

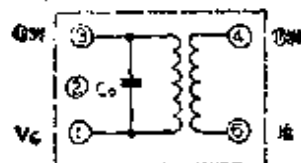
B₁ FM 中频变压器



F (MHz)	C ₀ (pF)	Q ₀	匝数		线径 (mm)
	3-1		3-1	4-4	
10.7	82	90	2	11	0.12UEW

MITSUMI YT 20580
SUMIDA 2153-414-041 (5821)

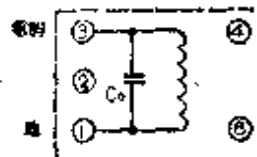
B₂ AM 中频变压器



F (kHz)	C ₀ (pF)	Q ₀	匝数		线径 (mm)
	1-3		1-3	4-6	
455	330	110	6	114	0.07UEW

MITSUMI YT 20583

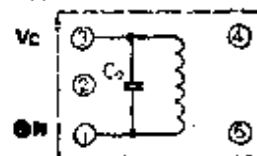
B₃ AM 检波



F (kHz)	C ₀ (pF)	Q ₀	匝数		线径 (mm)
	3-1		3-1	3-1	
455	330	105	127		0.06UEW

SUMIDA 2150-2083-091 (4839)

B₄ PM 鉴频



F (MHz)	C ₀ (pF)	Q ₀	匝数		线径 (mm)
	1-3		1-3	1-3	
10.7	150	100	10		0.12UEW

SUMIDA 2151-4096-331

7747P内部的功放相似，在电源为3V，负载为4Ω，失真为10%时的输出功率为200mW。封装外形也和TA7747P一样。图8·30为TA7331P的方框原理和外围电路图*。

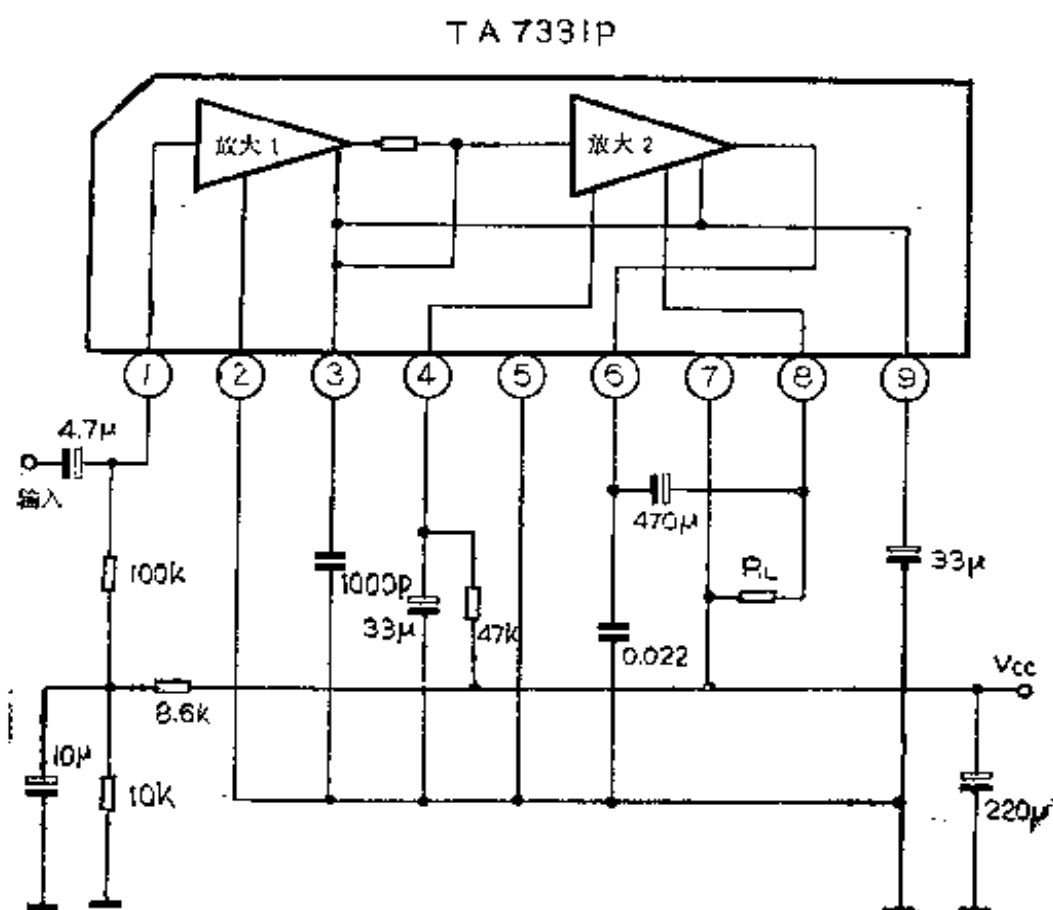


图 8·30 TA7331P方框原理和外围电路图

8·8 AN7001单片集成电路 调频立体声—调幅调谐器

松下下的AN7000和AN7001单片电路内包含了调频中放、鉴频、调谐表驱动、静噪、立体声解调、调幅变频、中放、

* 和AT7747P类似的还有1.5V的TA7781P（16脚平放式），可配用TA7371，电源范围为0.95~5V。

调频的高频电路仍需外接。调频中频信号从第12脚输入，经过放大和限幅，进入移相乘积鉴频器。这里采用了电感式移相器，16、18脚之间外接的 $18\mu\text{H}$ 为移相电感，18、17脚之间为移相调谐回路。鉴频后的立体声复合信号，经调谐表驱动电路，一路从19脚输出到外接的调谐指示表，一路进入静噪电路。从21脚输出，通过外接FM/AM转换开关K，再送入25脚到达立体声解调器。解调出的左、右立体声信号分别从第27、28脚输出，并分别通过各自的低通滤波器和放大器，接到后级电路。二个放大管的集电极端分别接有去加重网络，而两发射极之间，接有分离度调整电位器。如果需要用扬声器收听，则后面还要接功率放大器。另外，从21脚输出的立体声复合信号中的导频信号，经转换开关和LC串联谐振滤波器进入第2脚一方面送入锁相环相位比较器，和移相 90° 的19kHz信号进行相位比较，控制压控振荡器的频率，使其同步，另一方面进入立体声检波器，和内部的同相19kHz信号进行相位比较后，输出到检波器和指示灯驱动器，指示灯从29脚接通电源而点亮。当25脚输入为单声道信号或1脚外接的单声道开关接通时，解调器处于单声道状态，指示灯也不能点亮。压控振荡器的频率可在第5脚外接的电位器调整。

此外，从调频中频放大器还分别输出各种电平的信号，经电平检波器后，从23脚输出。一路通过FM/AM开关送到外接的电平指示表；另一路还通过电子开关电路给第20脚送入静噪控制信号。静噪起动电平可由50小电位器调整，另外还有手动的静噪动作或免除的开关。

从AM磁性天线输出的调幅信号在第11脚输入，本振调谐回路从第7脚接入，混频后的调幅中频信号从第8脚输出。经外接的中频滤波器送到第24脚，进行中频放大。放大后又从26

脚输出加至外接的中频变压器,其次级一路经检波器检波后,将音频信号从标记A-A经AM/FM转换开关K送入第25脚,再经立体声解调器从第27、28脚送出同幅同相的单声道信号。另一路则通过耦合电容50P接到AGC检波器,作为AGC直流驱动信号送入第9脚,经AGC放大后分别控制调幅高放和混频器的增益。

在17脚还接有偏置电压控制电路,使FM/AM波段转换时,控制集成电路内部有关电路的起动和关闭。

AN7001的性能(12V时)为:

调频时:输出电压为550~820mV;信号表指示,在输入55 μ V时,第23脚输出直流电压400mV;分离度不低于45dB;通道不平衡不大于1dB;立体声谐波失真不大于0.3%。信噪比不低于70dB。静噪带宽350~900kHz。

调幅时:当输入为30 μ V时,输出53~136mV,信噪比不低于43dB。

最高允许电源电压为14V。

8.9 TDA7000及TDA7010单片 集成电路调频收音机

1. 电路原理

TDA7000为专用于调频收音机的集成电路,内部包括变频、中放,鉴频和前置低放,除没有功放外,具有单声道调频收音机的全部功能,集成度很高。其方框原理图参看图8.33,封装外形尺寸见图8.34。

该集成电路的特点是采用70kHz的低中频。由于中频降低,可以采用阻容有源滤波器,将电阻和放大器装在集成电路

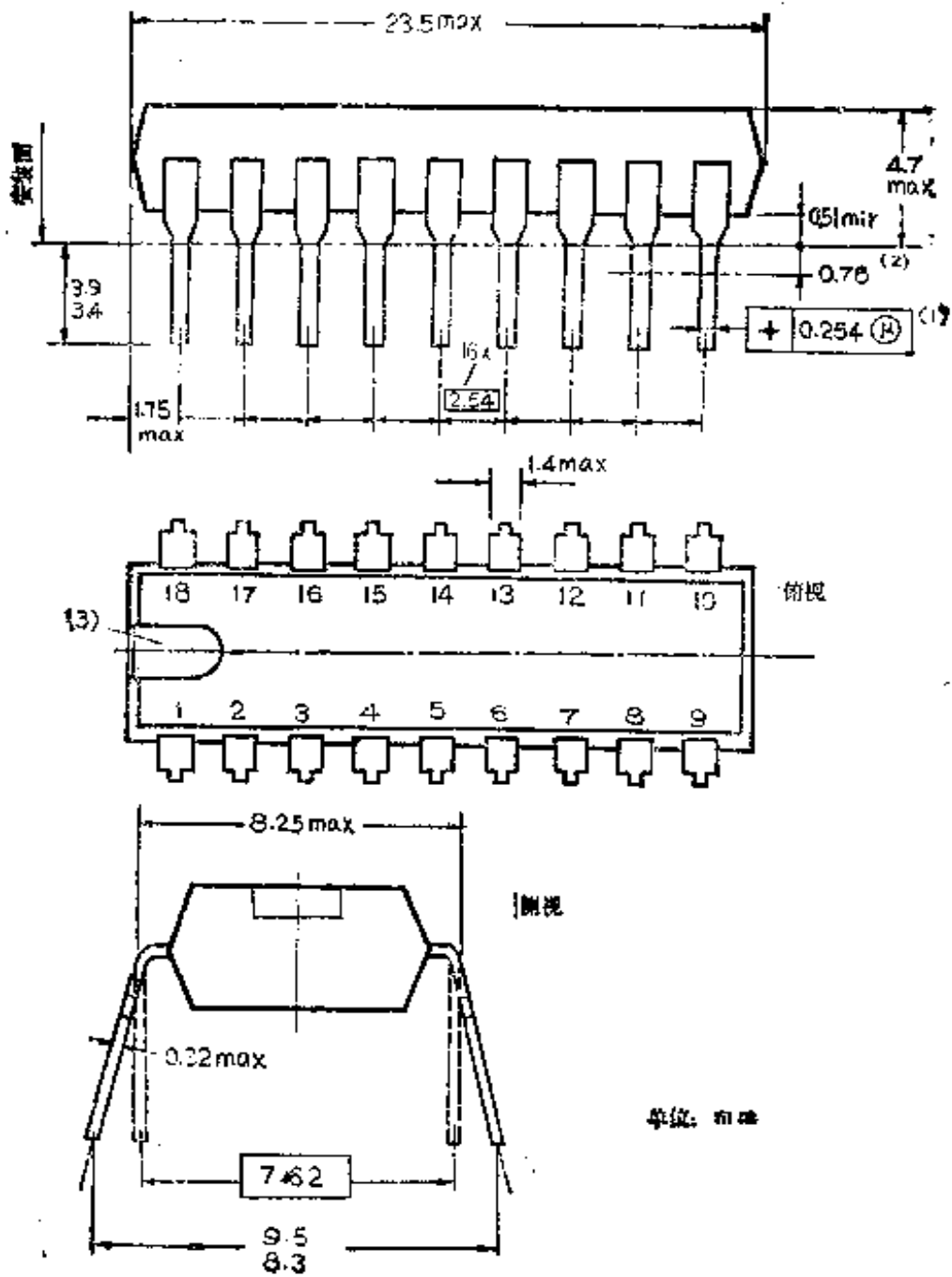


图 8-34 封装外形尺寸

这时所需通带只有 $2(15+15)=60\text{kHz}$ 。这样，即使是 70kHz 的低中频，已能够容纳足够的有效边带。这个锁频环兼有 AFC 的作用，使本振频率正确跟踪广播信号频率而变化。

AF_{1A} 和 AF_{1B} 为中频有源滤波器，其中 AF_{1A} 为阻容二阶低通有源滤波器，截止频率为 94kHz ， AF_2 为阻容带通有源滤波器，高端（低通）截止频率为 103kHz ，低端（高通）截止频率为 10.3kHz 。在 AF_{1B} 输出端，还有一节低通滤波器，截止频率为 88.4kHz ，以上三组滤波器加起来的综合特性见图 8·35。

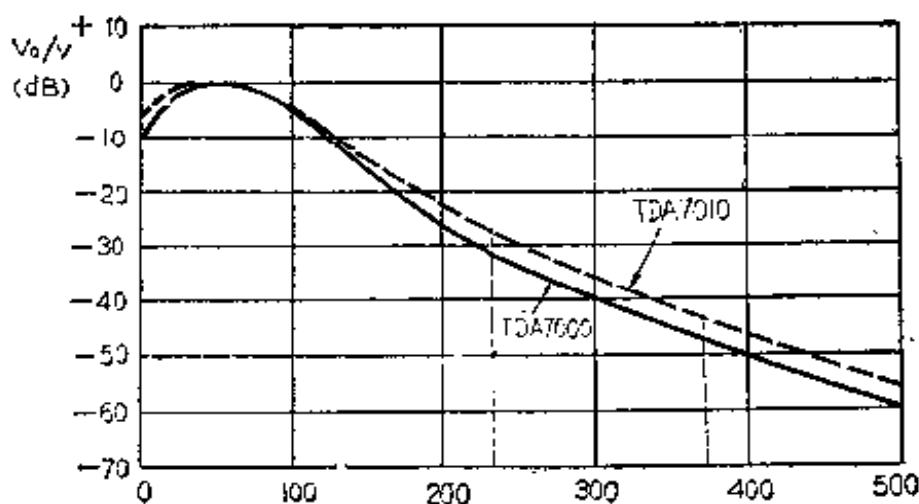


图 8·35 中频滤波特性

从图 8·35 所显示的特性，可见和一般传统所见到的两边对称的选择性曲线不一样。那么是否左半边的选择性没有了呢？其实，用了低中频之后，天线端进入的高于或低于有用信号 200kHz （邻台）以上的干扰信号，到了中频部分，都变为高于 70kHz 以上的干扰信号了，所以中频滤波器主要有低通滤波特性就行了。例如，设收听的有用信号的中心频率为 98MHz ，这时本振的中心频率为 97.93MHz ，当干扰信号为 $98\text{MHz} \pm$

300kHz 时，则混频后各变为 $98.3\text{MHz}-97.93\text{MHz} = 370\text{kHz}$ 及 $97.93\text{MHz}-97.7\text{MHz} = 230\text{kHz}$ ，（因为混频时不管二个信号的频率谁高谁低，只取其差频）。所以从图8·35的曲线上可查出370kHz的选择性为45dB（相当于+300kHz的选择性），而230kHz的选择性为35dB（相当于-300kHz的选择性）。但此时由于只在70kHz以上的一条特性曲线起作用， $\pm 300\text{kHz}$ 两边的选择性不对称，则是不可避免的。

在 AF_{1B} 带通中的那节高通滤波器，则是用来抑制那些与有用信号频率较接近的干扰信号。这时差频后的干扰频率，其中可能出现在70kHz以下，例如，98MHz—50kHz的干扰信号，它与97.93MHz差频后成为20kHz。所以中频特性的左半边也应起点选择性作用。只是频率间距很短而已。但这种和有用信号频率很接近的干扰，主要靠俘获特性来抑制。

当本振中心频率设定在高于接收信号频率70kHz工作时，情况也相似，只是正负选择性对换一下，例如 $\pm 300\text{kHz}$ 时为35dB，而-300kHz时为45dB。

中频信号经限幅放大器 LA_1 放大后，送到移相乘法鉴频器 AP_1 。信号一路直接进入乘法器，另一路经移相电路后进入乘法器。移相电路是一个全通有源滤波器，它只起移相的作用。在正确的中频时移相 90° ，在频率高于或低于正确的中频频率时，移相大于或小于 90° 。乘法器根据两信号的相位差变化，解调出与频偏相对应的调制音频信号，一路如前述反馈到本振外，一路经静噪电路和低放，从第2脚输出。

在鉴频器 AP_1 中移相后的信号还由另一支路送到相关器 AP_2 。其实这也是一个移相乘法器。当正确调谐时，在 AP_2 乘法器中所比较的两个信号，一个是原信号，一个是经两次移相 90° 的信号，所以两个信号的相位差为 180° 。这时，输出到静噪

电路的静噪控制电平最高，使静噪电路不工作，音频信号正常输出。当调谐不正确或无电台信号时， AP_2 乘法器所比较的两个信号相位小于 180° ，输出的静噪控制电平变低，于是静噪电路工作，阻止了因S曲线两边斜率所形成的边峰偏调噪声或台间噪声的输出。镜像干扰信号也可以通过静噪电路和锁频环捕捉范围的联合作用而受到抑制。内部还有一个噪声源。在失调后静噪电路工作时，这个噪声信号就自动输出。告诉人们没有调到电台或调谐不正确，用作可听的调谐指示器。利用第1脚输出的静噪控制电压，也可外接发光二极管作调谐指示，参看图8·36，当调谐正确时，1脚输出电平最高， BG_1 不能导通，灯不亮；当左右偏调时，1脚的输出电平降低， BG_1 基极电位低于发射极而导通，发光二极管点亮。 BG_1 可采用一般3AX型管子。如果使调谐正确时灯亮，可以在 BG_1 前（或后）加一级倒相器。

这个静噪电路的起动和停止具有软变化特性，没有突变噪声，而且静噪门限低于一般传统的电路。故在静噪电路工作时，尚能接收稍高于噪声水平的微弱信号。若在第1脚装置一个开关，当向第1脚注入 $20\mu A$ 左右的电流时，可使静噪电路不工作。

现将其外围元件的作用简单说明一下，其中 C_1 可调整静噪的时间常数， C_2 和 R_2 确定去加重的时间常数， C_3 增大时噪声源输出也增大，如不需要噪声源作指示，只需静寂的静噪调谐，则将 C_3 去掉即可。 C_4 为锁频环中的滤波电容，用以抑制鉴频器输出的中频谐波。它也决定锁频环的锁定时间常数，对频率特性有影响。 C_5 为电源退耦电容，必须紧接第5脚。 $C_7\sim C_{12}$ 为中频滤波器中的电容，确定各节滤波器的截止频率。 C_{17} 和 C_{18} 为鉴频器移相电路中的电容，现在都按中频为 $70kHz$ 而设定。

如中频不为70kHz, 则 $C_7 \sim C_{12}$ 、 C_{17} 和 C_{18} 都相应改变。 C_{14} 为输入电路中的退耦电容, 须有短捷的公共地, 以保证低阻的通路, 防止本振或中频电路与 C_{14} 之间有感性或容性的耦合。 C_{15} 为限幅放大器 LA_1 直流反馈的去耦电容。 $C_{19} \sim C_{21}$ 为本振回路中的电容, 其值取决于接收频率范围和可变电容器的容量。图8·36中为用普通小型调幅双联代用 C_{20} 的情况。 L_1 为本振线圈, 可用 $\phi 0.8$ 漆包线绕2~3匝 $\phi 5$ 的空心线圈即可。 C_{22} 、 C_{23} 、 L_2 为射频带通滤波器, 用来抑制高电平的调幅广播或电视信号。 L_2 用 $\phi 0.8$ 漆包线绕4匝 $\phi 5$ 的空心线圈。以上两组调谐回路都是按频率范围为87~108MHz设定的。 C_{22} 、 L_2 也可省去, 而将 C_{23} 改为220pF。

R_1 为静噪开关限流电阻。 R_2 为音频输出负载电阻, 其值对音频输出电平有影响。在电源为4.5V时, R_2 应大于22k Ω , 9V时应大于47k Ω 。

该集成电路具有较高的增益, 限幅灵敏度为1.5 μ V, 噪限灵敏度为5.5 μ V, 信噪比60dB, 单信号选择性+300kHz为45dB, -300kHz为35dB, 调幅抑制比50dB, 自动频率控制范围为 ± 300 kHz。在频偏 ± 22.5 kHz时谐波失真为0.7%, 频偏 ± 75 kHz时为2.3%, 音频3dB带宽10kHz, 音频输出电压为75mV (负载为22k Ω 时), 电源电压范围是2.7~10V, 典型电压是4.5V, 供电电流8mA。第6脚振荡电压为250mV。

2. 组装和调试

TDA7000适用于做袖珍调频收音机, 在第2脚输出端再加一个低放管, 就可用耳机收听, 或加一个功放集成电路接扬声器收听。图8·36是接耳机收听的电路, 在集成电路2脚输出端加了一级低放, 用低阻或高阻耳机收听, 在图8·36中分别用

A、B两图表示用两种耳机的方式。如音量不够用，也可增加第二级低放。 BG_2 可采用3DX或3DG型各种管子， h_{fe} 最好大于100以上。 L_3 为防止音频输出中的高频成分反馈到高频电路而发生自激之用。如无自激，可以省去。印制板图见8·37，是按低阻耳机方式画的，但不难改成高阻耳机方式。印制板中的电路是各种方式可通用的。因调频机一般在中放限幅下收听，音频输出大小基本不变，故只要事先调整好音量，可省去音量电位器。当然，装一个音量电位器使用更随意。

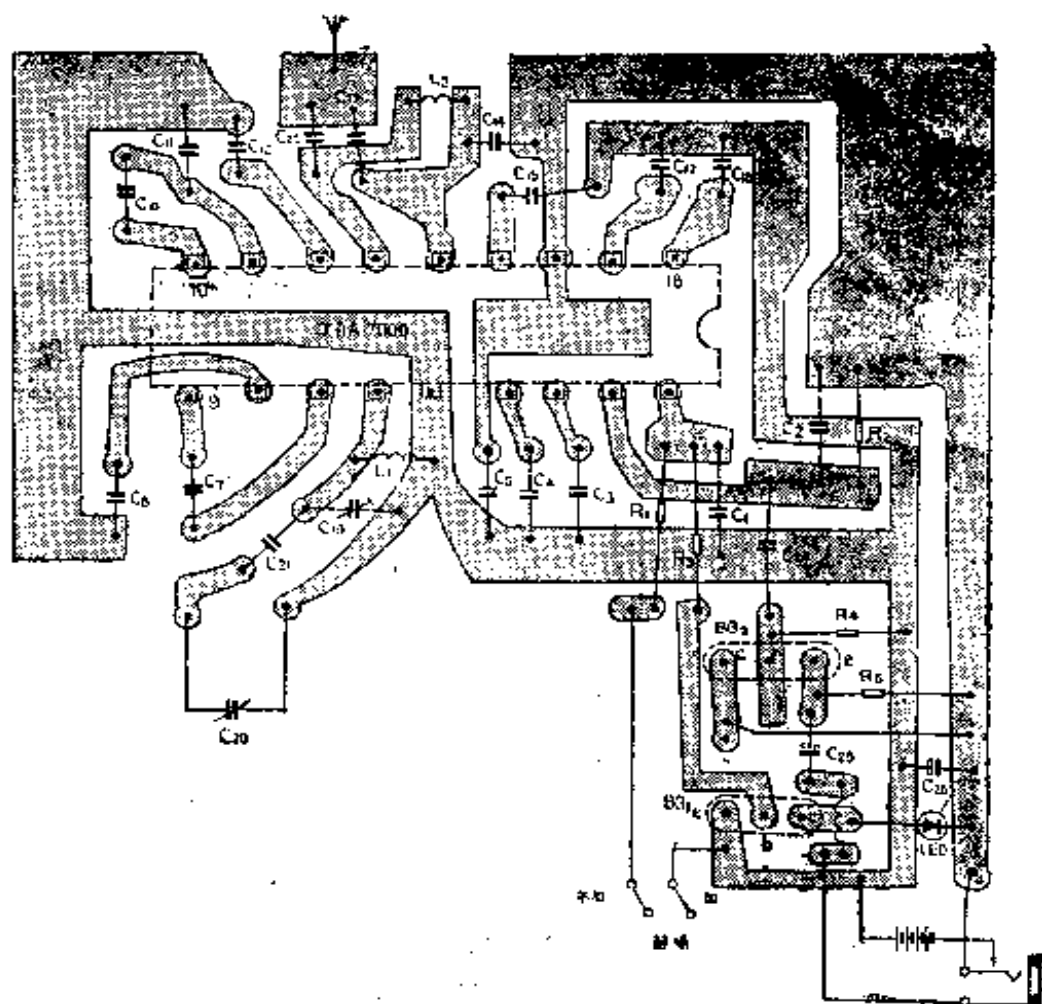


图 8·37 用TDA7000装的袖珍调频收音机印制板图

这种单片机调试最简单，只要将本振电路的 L_1 和 C_{10} 调到合适的接收频率范围就行了。

3. $TDA7010$ 集成电路

还有一种在 $TDA7000$ 基础上小型化的集成电路 $TDA7010$ ，见图8·38，其外形尺寸见图8·39。引出脚减为16个。

若将图8·38和图8·33的引出脚按顺序比较，可以看出，第1脚和第2脚的功能两者一样，从第3脚起就不同。 $TDA7010$ 取消了 $TDA7000$ 的第3脚和噪声源，于是 $TDA7010$ 从第3~8脚的功能相当于 $TDA7000$ 的第4~9脚，依此移位。此外， $TDA7010$ 还取消了 $TDA7000$ 的第10脚和 C_{10} ，将中频有源滤波器中的 $AF1B$ 由 $TDA7000$ 的带通改为高通，于是 $TDA7010$ 从第9~16脚的功能相当于 $TDA7000$ 的第11~18脚，依此移位。

$TDA7010$ 的中频有源滤波器，其中 $AF1A$ 仍为二阶低通滤波器，截止频率改为125kHz， $AF1B$ 简化为高通滤波器，截止频率为8.9kHz，最后一节低通滤波器，截止频率改为73.7kHz，三组滤波器加起来的综合特性见图8·35中的虚线。由于简化后比 $TDA7000$ 少一组低通滤波器，故选择性也稍差，高频信号偏调+300kHz的选择性为43dB，偏调-300kHz的选择性为28dB。

其他外围元件除序号改变外，作用原理和 $TDA7000$ 中讲过的完全相同，不再重述。

$TDA7010$ 的电气性能除选择性以外，其他和 $TDA7000$ 完全相同。

4. $TDA7000$ 或 $TDA7010$ 由于只需要改变本振频率，便可调谐电台，所以为采用变容二极管电调谐，提供了方便的条件。图8·40为 $TDA7000$ 第5、6脚的本振调谐回路改为电调

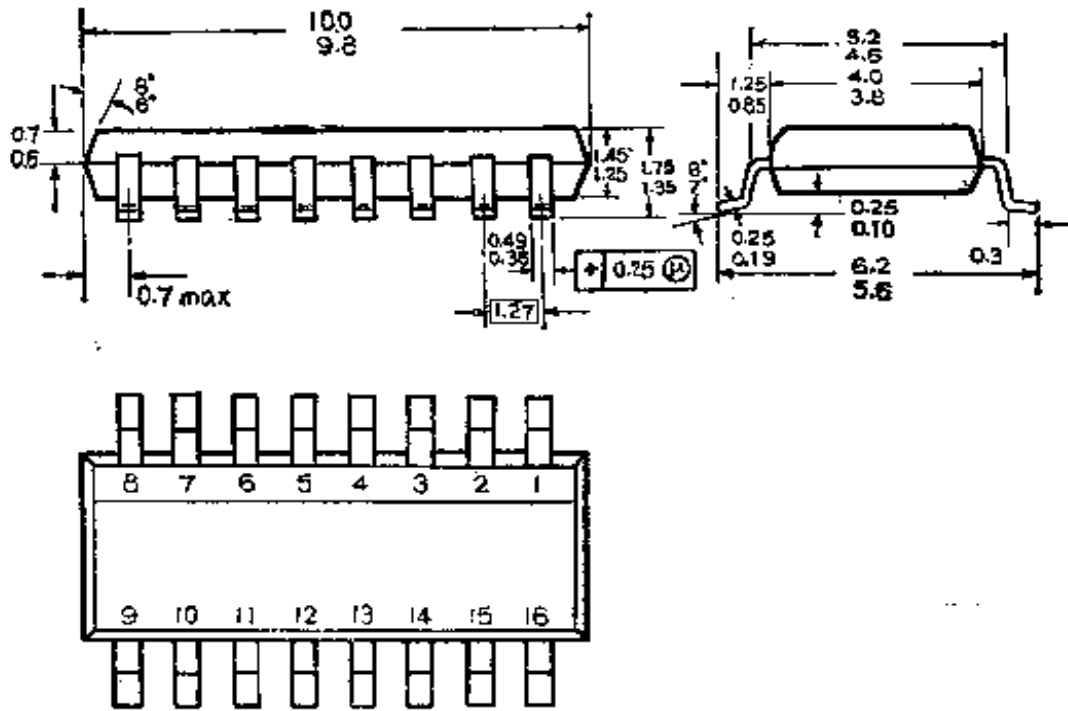


图 8-39 TDA7010外形尺寸

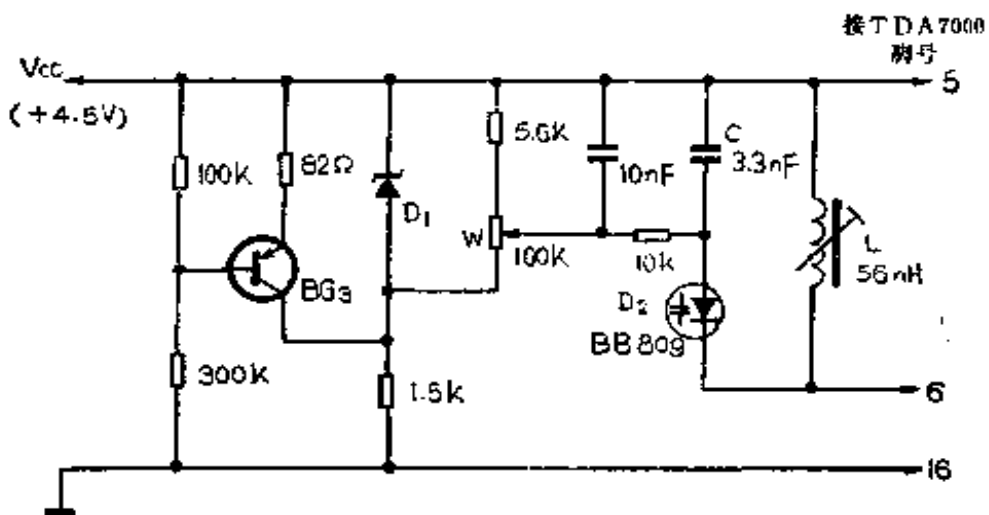


图 8-40 电调谐电路 (只画出本振调谐部分)

谐的方式， BG_3 和稳压二极管 D_1 组成3V左右的恒压源，作为变容二极管 D_2 的电源。调节电位器 W ，便可改变加到 D_2 上的反电压，使其容量变化，本振频率也就随着改变。变容二极管也可用2CC3或2CB14等， D_2 采用不同的管型时，可改变 C 的容量和 L 的匝距来达到所需的接收频率范围。

5. $TDA7000$ 或 $TDA7010$ 加上一块立体声解调集成电路，也能成为立体声调频收音机。图8·41为 $TDA7000$ 加了立体声解调集成电路 $TA7342P$ 及小型双功放集成电路 $TDA7050$ 的立体声收音机电路（用耳机收听）。（图8·41见书末）

$TDA7000$ 或 $TDA7010$ 组成立体声调频收音后，带来一个新的问题是，因立体声的副载频为38kHz，其二次谐波为76kHz，和调频中频的70kHz很接近，二者很易引起差拍哨叫的干扰。因此，最好把调频中频的频率略提高一些，使差拍声超出可听频率以外。这只要改变中频有源滤波器、鉴频器和相关器所外接的电容器数值就行了。设要使中频改变 n 倍，则将应外接电容值乘以 $\frac{1}{n}$ 倍即可。此外，因立体声通带要求比单声道宽，故最好适当加宽通带，这可在中频滤波器的外接电容值所乘的 $\frac{1}{n}$ 中将 n 适当加大。

有的业余家将中频改为120kHz，频率提高了 $n = \frac{120}{70} = 1.7$ 倍，考虑到立体声通带宽，将 n 加大到2，于是中频滤波器的各电容值均应乘以 $\frac{1}{2}$ ，所以将图8·33中有源滤波器 AF_{1A} 中的 C_7 改为1600P， C_8 改为82P，使 AF_{1A} 的低通截止频率改为200kHz。 AF_{1B} 中 C_{10} 改为160pF， C_{11} 改为1600pF，于是带通滤波器 AF_{1B} 的低端（高通）截止频率为24kHz，高端（低通）

的截止频率为210kHz。最后一节低通滤波器中 C_{12} 改为68pF，其截止频率为159kHz。在鉴频器和相关器中，则仍乘以 $\frac{1}{1.7}$ ，将 C_{17} 改为200pF， C_{18} 改为130pF。

$TA7342P$ 已在前面介绍过，这里不再重述。现在已多被 $TA730P$ 所取代，虽然某些性能略差些，但耗电小，增益高。

$TDA7050/T$ 、 $TDA7050/T$ 是超小型双功放，可做立体声耳机驱动器，或接成BTL作单声道收听。它可以不用外围元件，使用十分简单，其功能方框图见图8·42，外形封装尺寸见图8·43。它的电源电压范围为1.6~6V，典型工作电压为3V，静态电流3.2mA。负载为32Ω耳机时，每只功放在10%失真时的输出功率为35mW。电压增益为26dB，输入阻抗为2MΩ。

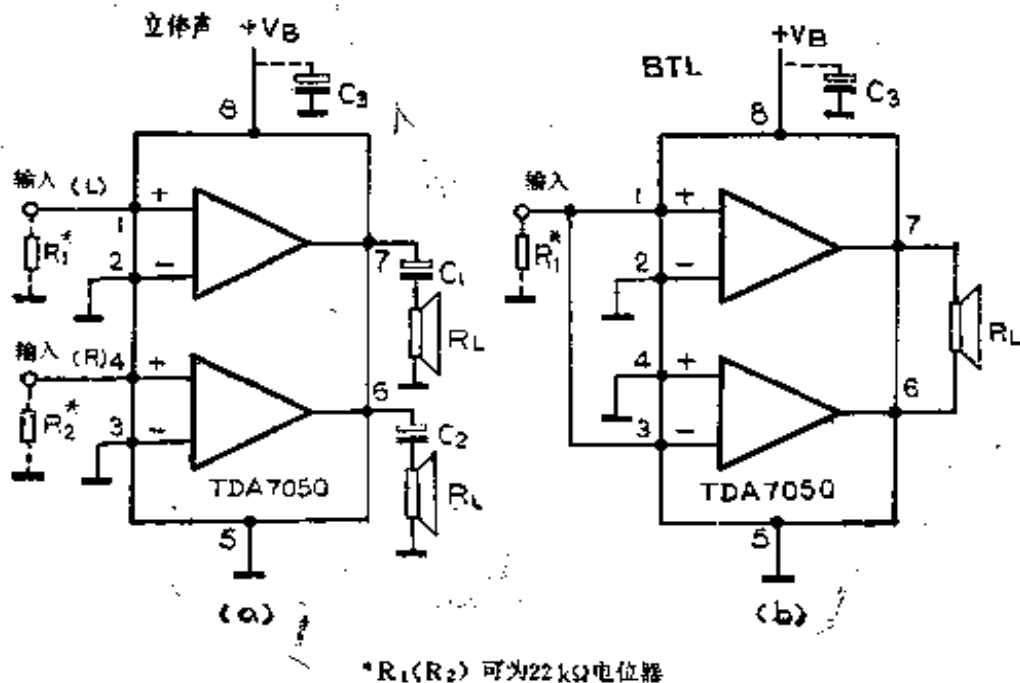


图 8·42 $TDA7050$ 方框图

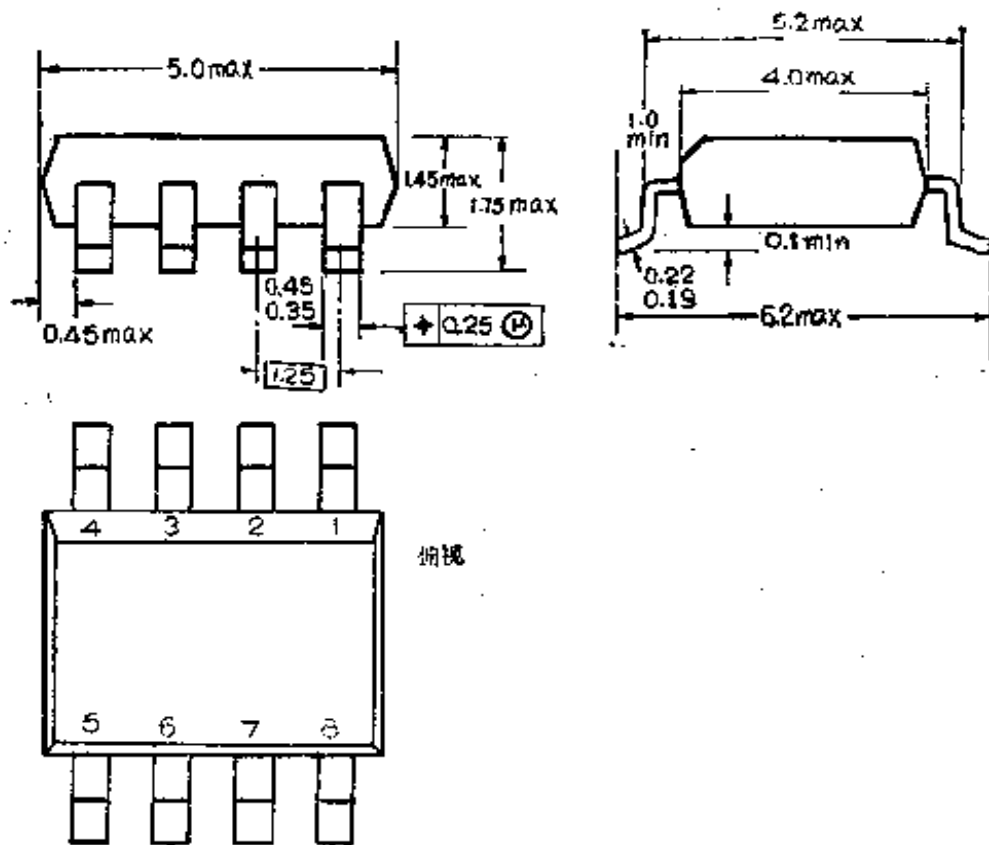


图 8·43 TDA7050外形尺寸图

由于TDA7000的电源电压适用于4.5V（若用3V，在电池用旧，电压下降时性能较差。），故三块集成电路都用了4.5V。这时，TDA7050的输出功率为75mW。

图8·44为图8·41的印制电路图。此机只要调试一下本振频率范围，其他没有什么可调，十分简单。近年飞利浦又有可工作于3V的TDA7020、TDA7021T，中频改为76kHz，以改善立体声接收。它们与TDA7040T、TDA7050T组合可配套成小型3V立体声收音机。

附录一 调频收音机用的集成电路

1·1 调频收音机中常用的集成电路分类

这本书中所讨论的集成电路，大多数选择对国内有较大影响的品种，并且国内已有许多工厂引进生产和国产化。现按功能类别示例于图附 1。

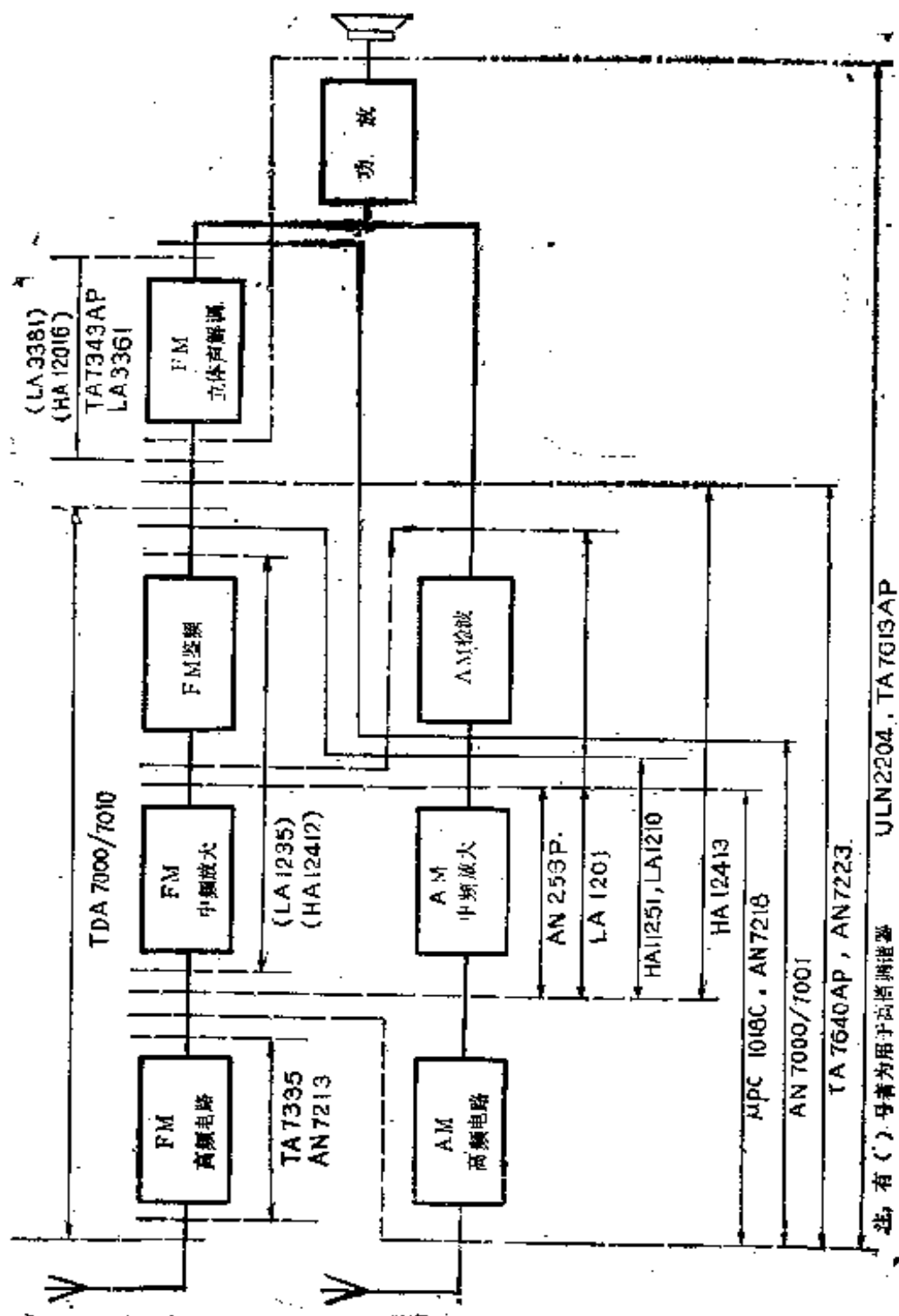
表附 1 为国外型号和国内生产型号的对照表，表附 2 为这些国内型号中首部字母所代表的厂家。

表附 3 为部分国外用于调频收音机的集成电路型号，其中包括旧型号和新型号。本书所介绍的型号，一般为该厂同类产品中经过改进后的新的型号。表附 4 为其部首字母所代表的厂家。

1·2 集成电路的选用常识

1. 类型的选择

调频收音机用集成电路根据用途的不同，分为家用收音机和汽车收音机用两类，其工作电压和性能特点有所不同，有的



图附 1

表附 1

用 途	国外集成电路型号	国产同类集成电路型号	
FM高频电路	TA7335P	CD7335P	
FM/AM中频电路	AN260	XG260	
	AN7223	XG7223	
	LN1201	FD301	FY1201
	LA1205	SF1205	
	TA7640AP	CD7640AP	
	TDA1220A	FS1220	XG1220
	μ PC1018C	BH1018C FD303 FS1018C FY1018C	NT1018C SF1018C SL1018C TB1018C
立体声解调器	AN7410	SF7410	XG7410
	LA3301	FY3301	SF3301
	LA3361	5G3361	SF3361
		BG565 FD503 FY3361 NT3361	SL3361 TB3361 XG3361
单片电路	AN7000	XG7000	
	AN7001	XG7001	
	ULN2204A	BGD2204	FS2204
		BH2204	SL2204

表附 2

字 母	厂 家	字 母	厂 家
5G	上海元件五厂	FY	8331厂 (皖南绩溪)
BG	北京半导体器件研究所	NT	南通晶体管厂
BGD	同上	SF	上海无线电七厂
BH	北京半导体器件三厂	SL	上海半导体器件十六厂
CD	无锡江南无线电厂(742厂)	TB	天津半导体器件厂
FD	苏州半导体器件总厂	XG	四川新光电子工厂(879厂)
FS	4433厂 (贵州都匀)		

表附 3

FM高频电路	FM中频电路		
AN7201S	AN205	CA3012	HA11123
AN7205	AN278	CA3013	HA11225
AN7213/S	AN377	CA3014	HA12411
AN7216/S	AN7246/S	CA3028	HA12412
AN7244/S	AN7256	CA3041	HA12418
AN7254	AN7258	CA3042	LA1111P
BA4402	AN7270	CA3043	LA1130
LA1180	AN7275S	CA3065	LA1140
TA7335P	AN7277	CA3075H	LA1150
TA7358AP/F	BA401	CA3076	LA1160
TA7364P	BA402	CA3089E	LA1222
TA7371F	BA403	CA3189E	LA1230
TA7407P	BA404	CA3209	LA1231/N
TDA1602	CA2111AE/Q	HA1137W	LA1232
TDA7211	CA3002	HA1201	LA1235
ULN2243A	CA3005	HA1211	LA1270/M
μPC1255C	CA3006	HA1350	LM3075
		HA1355	LM3089

续表

LM3189	TBA480/Q	μ PC1200V	HA11251
M51173 P	TBA750	μ PC1208C	HA12413
MC1350	TBA770	μ PC1211V	LA1201
MC1351	TCA3089	μ PC1222C	LA1205
MC1355P	TCA3189	μ PC1245V	LA1210
MC1356	TDA1047	FM/AM中频电路	LM389N
MC1357P	TDA1093		LM1821
MC1358P	TDA1200	AN203	LM1868
MC1375P	TDA1576	AN210	TA1002
MC3310	TDA4200	AN217P	TA7303P
MC3357P	ULN2111A	AN253P	TA7614AP
SL604	ULN2136A	AN260P	TA7640AP/F
SN76642	ULN2208V	AN261	TA7687AP/F
SN76643	ULN2209	AN265	TA7757P/F
SN76669	ULN2211	AN277	TA7758P
SN76675	ULN2243A	AN366P	TA7765F
SN76676	ULN2289A	AN1253	TAA991D/Q
SN76678	ULN3189	AN7218	TCA440
SN76689	ULN3803	AN7220	TDA1047
TA302P	ULN3804	AN7221	TDA1220A/B/L
TA7051P	ULN3859A	AN7222N	TDA2220
TA7060AP	ULN3889A	AN7223	TDA5700/Q
TA7061BP	μ A720PC	AN7224	TDA5701/Q
TA7072P	μ A753TC	AN7227	TDA7220
TA7130P	μ A2136DC/PC	AN7231S	TEA5570
TA7302P	μ A3075DC/PC	AN7266	ULN2240A
TA7303P	μ PC555H	AN7273	ULN2241A
TA7321P	μ PC577H	AN7274	ULN2242A
TA7404P	μ PC1004	BA4210	ULN3804A
TA7704P	μ PC1028H	BA4220	ULN3840A
TA7761P/F	μ PC1163H	BA4224	μ A721PC
TAA661	μ PC1167C2	HA1123	μ A757DM/DC
TBA120A/S	μ PC1198H	HA11211	μ PC27C

续表

μPC577H	HA1367	SL758	ULN3810A
μPC1018C	✓ HA11223	SL1310DG/DP	ULN3812A
μPC1202G	HA11227	SN76104	μA767DC/PC
立体声解调器			
AN115	HA12003	SN76105	μPC554C
AN211	HA12016	SN76111	μPC585C
AN271	HA12018	SN76113	μPC587C2
AN262/L	HA12026	SN76115	μPC758 DC/PC
AN363/N	LA3300	SN76116	μPC768
AN7400S	LA3301	TA7155	μPC1026C
- AN7410/N*	LA3310/N	TA7156	μPC1161C3
- AN7411	LA3311	TA7157P/AP	μPC1173C
AN7414	LA3350	TA7323P	μPC1186
AN7415/S	LA3360	TA7342P/F	μPC1187V
AN7417	LA3361	TA7343P/AP	μPC1197C
AN7418/S	LA3365	TA7370P/F	μPC1223C
AN7420N	LA3370	TA7373F	μPC1227V
AN7421	LA3375	TA7401AP	μPC1235C
AN7470	LA3380	TA7604P/AP	μPC1310PC
AN7471S	✓ LA3381	TA7624	μPC1320C
AN7472S	✓ LA3390	TA7766F	μPC55411
BA1310	LM1310	TCA290A	单片电路
BA1320	LM1800A	TCA1005A	AN7000
BA1330	LM1870	TCA4500	AN7001
BA1335	LM4500A	TCA4510	CX20029
CA758	M5132P	TDA1005	CX20090
CA1310A	M5153P	TDA7040	CX20091
CA1395	MB4102	TDA7230	CXA1019M
CA3090A/Q	MB4103	TEA1330	HA12402
CA3195	MC1304	TEA5580	LM1868N
HA1156W	MC1305	ULN2110A	TA7613F
✓ HA1196	MC1309	ULN2244A	TA7747P/F
	MC1310P	ULN2245A	TA7781F
	MC1357	ULN3809A	

续表

TBA570A/AQ	TDA7021	AN6135	Mf1011
TDA1083	噪声消除电路	AN6136	TA7324P
TDA1574		HA11219	TA7362P
TDA7000	AN101	LA2100	TDA1001A
TDA7010	AN6130N	LA2101	μPC1176C
TDA7020	AN6132S	LA2110	

表附 4

字 母	厂 家
AN	松下 (日)
BA	东洋电具 (日)
CA	美国无线电 (RCA) (美)
CX	索尼 (日)
HA	日立 (日)
LA	三洋 (日)
LM	国家半导体 (NSC) (美)
M	三菱 (日)
MB	富士通 (日)
SL	普利斯 (英)
SN	德克萨斯 (美)
TA	东芝 (日)
TAA	欧洲电子联盟
TBA	德律风根 (西德)
TCA	西门子 (西德)
TDA	汤姆逊 (法)
	菲利浦 (荷兰)

续表

字 母	厂 家
	SGS (意) 麦拉迪 (英) 普利斯 (英) 莫托罗拉 (美) NSC (英) 等 等
ULN	斯普拉格 (美)
μ A	仙童 (美)
μ PC	日本电气(NEC)(日)

可以通用。

在家用收音机的集成电路中，又有高低档之分，要根据本机的经济和性能要求选择合适的集成电路。在普及机中以选用型号新、功能多的集成电路为好。在高档的调谐器中，则以选用性能指标高的专用分部集成电路为好。

2. 工作电压：

调频高中频（包括解调器）的集成电路，其工作电压随用途而异，在家用普及式收音机中，其集成电路的典型工作电压大致分为三类，第一类属于低电压，约1.5~4.5V，多用于电池式小型收音机中，这类集成电路要求低电压性能好，耗电小。第二类为中等电压，约5~9V范围，多用于9~12V的交直流便携式收音机中，第三类工作电压较高，约10~16V范围，多用于交流供电的中高档调谐器。这些电压的范围，主要

是用来配合低放的工作电压，因为输出功率主要由电源电压和扬声器阻抗所决定。在不同的输出功率系列中，也相应的有各种不同的高中频集成电路的电压系列。

而在汽车机中，所用的高中频集成电路，则一般为适应汽车电池12V左右的电压范围，或稍低于这个电压。

3. 安全：

集成电路内部有一定的功率耗散限度，以及能承受的 highest 电压和最大电流。如果超过功耗限度，集成电路便被烧坏。如果超过最高电压，集成电路有被击穿的危险。

在高中频集成电路中，一般问题不大，只要不超过规定的最高电压，因信号电流较小，不会发生损坏，但最好不要在接近最高限额电压下工作，易发生自激或意外损坏等情况。

在带有功放的单片集成电路中，则要特别注意功放级的安全，在使用电源电压和扬声器的阻抗时，不可超过所规定的最大功耗。即使电源电压不超过规定，还要注意电流不超过最大电流的规定。这有二方面的意义：其一是超过些电流，集成功放将不按线性工作，集成电路功放和分立器件功放一样，不会因扬声器阻抗无限制降低而输出电流无限制增大，到了一定程度，便趋向饱和，其 h_{FE} 随电流增大而减小，不能线性放大，失真很大，不能使用。其二是当电流过大时，若集成电路承受不了功耗，便要烧坏。

有的集成电路还规定了最大允许输入信号电压，这也有二种意义：其一是输入信号电压超过规定时，内部不能线性工作，产生失真。其二是过大的输入电压，也会有击穿集成电路，或引起很大电流烧坏集成电路的危险。

其它方面已在书中介绍过，不再重复。

附录二 中华人民共和国电子 工业部部标准

调频广播接收机分类与基本参数

SJ2597-85

本标准适用于调频广播接收机对电气性能的要求，但不包括特殊机种和签订协议的产品。

1. 调频广播接收机的分类：

本标准的极限指标除某些通用者外，分为 A、B、C 三类，其中灵敏度、抗干扰、立体声等部分即 3~13 和 19~25 共 22 项，应保持同类设计，保真度部分即 14~16 项，也应保持同类设计，而 14~16 项与上述 22 项之间，既可同类对应设计，也可异类交叉设计，根据产品具体情况，合理选配，调频调幅接收机中，调频部分的类别，原则上应和调幅部分相一致。

表：调频广播接收机的基本参数和测量条件

序号	基本参数	极限指标和要求			单位	测量条件	备注	
		A类	B类	C类				
1	频率范围	87~108			MHz	测量频率：在频率范围 极限位置 频偏： $\pm 22.5\text{kHz}$	输入电平：小于限幅电 平 调谐方法：输出最大 输出功率：不大于标称 有用功率	—
2	中频频率	10.7 ± 0.3			MHz	测量频率： 10.7MHz 附近 频偏： $\pm 22.5\text{kHz}$ 调谐指针： 98MHz 左右	输入电平：小于中频限 幅电平 调谐方法：输出最大 输出功率：不大于标称 有用功率	—
3	有限噪声 灵敏度	—	20	40	μV	测量频率：88、98、 108MHz 频偏： $\pm 75\text{kHz}$ 信噪比： 30dB （去调 制法）	调谐方法：噪声最小 输出功率：标准输出功 率 音 调：窄带位置	—

续表

序号	基本参数	极限指标和要求			单位	测量条件	备注	
		A类	B类	C类				
4	实用灵敏度	10	—	—	μV	测量频率: 88、98、108MHz 频偏: $\pm 75\text{kHz}$ 信噪比: 30dB(滤波法)	—	
5	信噪比 (不计权)	56	46	36	dB	测量频率: 98MHz 频偏: $\pm 75\text{kHz}$ (去调制法)	输入电平: 70dBf 调谐方法: 失真最小 输出功率: 标称有用功率 音调: 平直位置	70dBf 用 75 Ω 负载 端电压表示时为 870 μV 。
6	双选择性	20	产品标准规定		dB	测量频率: 98MHz 频偏: $\pm 400\text{kHz}$ 频偏: $\pm 22.5\text{kHz}$	输入电平: 70dBf 调谐方法: 失真最小 输出功率: 标称有用功率 音调: 窄带位置	—

续表

序号	基本参数	极限指标和要求			单位	测量条件	备注	
		A类	B类	C类				
7*	镜像抑制	40	14	—	dB	输入电平: 小于限幅电平 调谐方法: 噪声最小 输出功率: 标准输出功率 音调: 窄带位置 测量频率: 88、108MHz 取指标误差 一点 频偏: $\pm 22.5\text{kHz}$ (单信号法)	—	
8	假响应抑制	50	32	产品 标准 规定	dB	测量频率: 98MHz 频偏: $\pm 22.5\text{kHz}$ (已调信号法)	只测量 $f = f_0 \pm \frac{f_i}{2}$ (f_0 为本振频率, f_i 为中频, 高本振测 $f_0 - \frac{f_i}{2}$, 低本振测 $f_0 + \frac{f_i}{2}$)	
9	俘获比	3	产品 标准 规定	—	dB	测量频率: 98MHz 频偏: $\pm 22.5\text{kHz}$	输入电平: 70dBf 调谐方法: 失其最小 输出功率: 标准输出功率 音调: 平直位置	可做调接收机, 使 俘获比最好。

* A类调谐器第7项要求50dB

续表

序号	基本参数	极限指标和要求			单位	测量条件	备注
		A类	B类	C类			
10	调幅抑制	35	24	20	dB	测量频率: 98MHz 调制频率: 1kHz, 频偏: $\pm 75\text{kHz}$ 调制频率: 400Hz, 调幅度: 30% (同时调制法)	1. 如限于仪器条件, 也可改为 400Hz; 频偏 $\pm 75\text{kHz}$ 和 1000Hz; 调幅度和 30% 进行测量, 并在测量结果中说明。 2. 可微调信号发生器, 使调幅抑制比最大。
11	调谐频率变化	30	90	120	kHz	测量频率: 98MHz 频偏: $\pm 75\text{kHz}$ (AFCT工作)	输入电平: 70dBf 调谐方法: 失真最小 输出功率: 标准输出功率 时间: 开机 1~30 min
12	高频机震	-3	0	+3	dB	测量频率: 机震最大位置 频偏: $\pm 22.5\text{kHz}$	输入电平: 70dBf 调谐方法: 输出最大 输出功率: 标称有用功率 音调: 平直位置

续表

序号	基本参数	极限指标和要求			单位	测 量 条 件	备 注
		A类	B类	C类			
13	刻度误差	±1	±2	—	MHz	测量频率: 98MHz附近 频 偏: ±22.5kHz 指针位置: 98MHz刻 度中心位置	如无 98MHz 刻度时, 指针可放在附近有数字刻度的中心位置。
14	最大有用功率	产品标准规定			W	输入电平: 70dBf 调谐方法: 失真最小 失真度: 10% 音 调: 平直位置	—
15*	整机频率特性 (对 1kHz 的下降)	80~10000	200~5600	500~4000	Hz	测量频率: 98MHz 调制频率: 测量范围的 音频频率 频 偏: ±22.5kHz (直接调制法)	1. 用 50μS 预加重 特性修正 2. 也可用刻期 ± 法 测量
		63~12500	140~6300	315~4500			
		40~15000	100~8000	250~5000			
	电压	≤3	≤6	≤10	dB		
	声压	产品标准规定					

* A类调谐器第15项要求 ±1.5dB, 第16项要求 1.0%。

续表

序号	基本参数	极限指标和要求			单位	测量条件	备注
		A类	B类	C类			
16*	整机谐波失真电压 电压 声压	3	7	10 —	%	测量频率: 98MHz 调制频率: 1倍频程优选 选测且频率及16项音频范围内两端极限频率 频率: ±75kHz 输入电平: 70dBf 测量方法: 失真最小 输出功率: 标称有用功率 音调: 平直位置	1. 调制频率最高不超过5kHz 2. 离两端极限频率以内间距等于或小于 $\frac{1}{3}$ 倍频程的优选频率点免测。
17	灵敏度	不劣于第3项标称值的2倍			倍	有载交流电源电压降低到标称值的80%; 有载直流电源电压降到标称值的75%。 测量频率: 88, 98, 108 MHz 频率: ±75kHz 信噪比: 30dB (去调制法)	—

* A类调谐器, 第16项要求1.0%。

续表

序号	基本参数	极限指标和要求			单位	测量条件	备注	
		A类	B类	C类				
18	降压稳定性	在全频率范围内输出不小于标准输出功率,且在标准输出功率时,不应有自激哨叫声				输入电平: 70dBf 调谐方法: 输出最大音 调; 各种位置	1. 只测量直流和交流 直流两用机 2. 电源内阻和调幅接收机参数标准中的规定相同	
19	点灯灵敏度	30	60	120	μV	测量频率: 88, 98, 108 MHz 调制信号: 立体声 (L-R) 信号 频 偏: $\pm 67.5 kHz$ 导频频偏: $\pm 7.5 kHz$	立体声指示灯刚亮时的输入电压	—
20	50dB信噪比灵敏度	80	—	—	μV	测量频率: 88, 98, 108 MHz 调制信号: 立体声 (L-R) 信号 频偏: $\pm 67.5 kHz$ 导频频偏: $\pm 7.5 kHz$	调谐方法: 噪声最小 输出功率: 标称有用功率 信噪比: 50dB 音 调: 平直位置	—

续表

序号	基本参数	极限指标和要求			单位	测量条件	备注
		A类	B类	C类			
21*	立体声 信噪比 (不计权)	54	42	36	dB	测量频率: 98MHz 调制信号: 立体声 (L = -R) 信号 频率偏: ±67.5kHz 导频频率偏: ±7.5kHz 输入电平: 70dBf 调谐方法: 失真最小 输出功率: 标称有用功 率 音调: 平直位置	—
22*	分离度	27	20	16	dB	测量频率: 98MHz 调制信号: 立体声 L或 R信号 频率偏: ±20.25kHz 导频频率偏: ±7.5kHz 输入电平: 70dBf 调谐方法: 失真最小 输出功率: 标准输出功 率 音调: 平直位置	1. 测量 $\frac{(U_L)_L}{(U_R)_R}$ 和 $\frac{(U_L)_R}{(U_R)_L}$ 2. 具有不可断开的 立体声电路时, 分离度的要求暂为产 品标准中规定。 3. 可微调接收机, 使分离度最大。
23	平衡度	2	4	产品 标准 规定	dB	测量频率: 98MHz 调制信号: 立体声 (L = -R) 信号 频率偏: ±67.5kHz 导频频率偏: ±7.5kHz 输入电平: 70dBf 调谐方法: 失真最小 输出功率: 左声道标称 有用功率 平衡调整器: 标称平 衡位置 音调: 平直位置	—

• A类调谐器第21项要求57dB, 第22项要求30dB。

续表

序号	基本参数	极限指标和要求			单位	测量条件	备注
		A类	B类	C类			
24	导频和副载波抑制	40 46	产品标准规定	—	dB	测量频率: 98MHz 调制信号: 立体声 (L - R) 信号 频率偏: $\pm 67.5\text{kHz}$ 导频频率偏: $\pm 7.5\text{kHz}$	如无选频表时, 可加 200Hz 高通滤波器, 测量综合泄漏, A类要求为 40dB。
25	辅助信道 (SCA) 抑制	55	—	—	dB	测量频率: 98MHz 调制信号: 立体声 (L - R) 信号 频率偏: $\pm 60\text{kHz}$ SCA副载频: 67kHz(内加调制频率 2.5kHz, 频率偏: $\pm 4\text{kHz}$) SCA频率偏: $\pm 7.5\text{kHz}$ 导频频率偏: $\pm 7.5\text{kHz}$	输入电平: 70dBf 调制方法: 失真最小 输出功率: 标称有用功率 音调控制器: 平直位置

2. 调频广播接收机的基本参数

调频广播接收机的基本参数及测量条件以表列出，单声道接收机的参数和指标为1~18项，立体声接收机的参数和指标为19~25项。组合机原则上应将高低频部分连成整体测量。单独生产的调谐器可免去第12和14项。

3. 正常的测试大气条件及对电源的要求

除特别规定者外，所有接收机均在下列大气环境和电源条件下，按国标GB××××-××“调频广播接收机测量方法”进行测量，各项参数应不劣于本标准表中所规定的极限指标和要求。

环境温度：15~35℃

相对湿度：45~75%

大气压力：86~106kPa。

电源电压：直流电压允许变化±5%

交流电压允许变化±3%

电源频率：50Hz

附录A 测量条件的补充规定和说明 (补充件)

A.1 灵敏度中所列电压值，均为75Ω负载时的有载端电压。如负载为其他阻值时，按下式换算：

$$U = U_0 \sqrt{\frac{R}{75}} \quad (A1)$$

式中：U₀为75Ω时有载端电压。

R 为实际所用的负载电阻。

A.2 调制频率除特别规定者外，均为1kHz。频偏，均指有用信号的频偏。

A.3 调谐方法中，噪声最小若与信噪比最好有矛盾时，可按信噪比最好来调谐。

A.4 标准输出功率和调幅接收机的参数标准中所规定的相同，见表A1。如果输入为小于限幅电平，频偏为 ± 22.5 kHz，而音量电位器在最大位置仍不能达到原订标准输出功率时，该项参数可以降低一个档级的标准输出功率测量。在BC类中，小于限幅电平也可用实测限噪灵敏度的输入电平代替，频偏改为 ± 22.5 kHz后不改变输入电平。

表A1

标称有用功率 (mW)	50~100	150~250	500~5000	>5000
标准输出功率 (mW)	5	10	50	500

A.5 标称有用功率系列见表A2。可按低于最大有用功率和所用扬声器标称功率的适当倍数，在产品标准中合理规定。

表A2

标称有用功率 系列(W)	A 类	B 类	C 类
	5	0.5	0.05
10	1.0	0.10	
25	2.0	0.25	

A.6 音调的平直位置，是指音调控制器调到低放的音频频响在规定音频范围内为平直的位置。在无争议时，也可改

为音调双抬位置，音调的窄带位置，为音调控制器的双切位置，亦可调到信噪比有利位置，以上均在产品标准中规定，并在测量结果中说明。

A.7 平衡电位器，除第23项放在标称平衡位置外，其余各项可调到左右声道平衡位置，在无争议时也可放在标称平衡位置。

A.8 整机频率特性中的音频范围系列，原则上和标称有用功率系列相对应，可根据具体情况在产品标准中规定。为使电压频率特性和声压频率特性基本相关，要求所用扬声器的谐振频率应低于或接近所选用的音频范围的下限频率。

A.9 立体声接收机的标称和最大有用功率，以每个声道分别表示和测量。

A.10 立体声接收机测量时，1~18项仍和单声道测法相同，只在左声道输出端测量，有“单声道/立体声”开关时，放在“单声道”位置，19~25项立体声项目，须同时测量左右声道，并取其中较差的数值。

A.11 交直流收音机测量时，除第18项采用直流外，其余项目应在交流状态进行。

A.12 测量时仪器连接机内的芯线和地线位置，可在产品标准中规定。

A.13 本振辐射参照国标“广播接收机干扰特性测量方法”和“广播接收机干扰特性限值”执行。

A.14 还有其他一些参数和要求，如调制交流声，剩余交流声，音频机震，自激振荡，电源消耗以及各种外接插口等，可根据情况需要，在产品标准中规定。其中调制交流声的测量方法，在调频调幅接收机中的调频和调幅波段，统一按“调频广播接收机测量方法”进行。

附录三 中华人民共和国国家标准

《调频广播接收机测量方法》

GB6163-85(提要)

第一篇 总 则

1. 适用范围:

本标准适用于工作频率在87~108MHz的单声道和立体声调频广播接收机进行性能测量的标准测量方法。

2. 名词术语:

- 2.1 除特殊指出外,电压、电流值均用有效值表示。
- 2.2 功率、电压和场强的电平值用分贝表示,见表1。
- 2.3 载频:是瞬时频率的平均值或未经调制的频率。
- 2.4 瞬时频偏:是已调载频信号的瞬时频率与载频之差。
- 2.5 峰值频偏:是瞬时频偏的最大值。
峰—峰频偏,应表示为 $\pm \times \times \text{kHz}$

表 1

电平表示法

电平种类	0 dB 值	符 号
功 率	$1\text{fW} = 1 \times 10^{-15}\text{W}$	dB (fW) (简称为dBf)
电 压	$1\mu\text{V} = 1 \times 10^{-6}\text{V}$	dB (μV)
场 强	$1\mu\text{V/m} = 1 \times 10^{-6}\text{V/m}$	dB ($\mu\text{V/m}$)

2.6 系统最大频偏：是指所研究的系统规定的最大峰值频偏，我国规定为 $\pm 75\text{kHz}$ 。

2.7 标准调制频率：为 1kHz 。

优选的调制频率见表2。

2.8 标准调制度：30%

2.8.1 标准单声道调制度

100%调制度对应于 $\pm 75\text{kHz}$ 频偏

30%调制度对应于 $\pm 22.5\text{kHz}$ 频偏。

2.8.2 标准立体声调制度：

以立体声复合信号的调制度为100%，对应于 $\pm 75\text{kHz}$ 频偏，其中：导频信号占10%，对应于 $\pm 7.5\text{kHz}$ 频偏，主副信号的合成信号（包括主信号或副信号单独存在时）占90%，对应于 $\pm 67.5\text{kHz}$ 频偏。左信号或右信号单独存在时占45%，对应于 $\pm 33.75\text{kHz}$ 频偏。主副信号的调制度为30%时，是以 $\pm 67.5\text{kHz}$ 为100%而言，故为 $\pm 20.25\text{kHz}$ 。

2.9 标准测试频率：

测试一点时，定为 98MHz ，

测试三点时，定为 88 、 98 、 108MHz

2.10 标准输入信号电平：

规定为 70dBf

2.11 标准负载：

表2

优选的调制频率

单位: Hz

优选 频率	倍频程的间隔			优选 频率	倍频程的间隔			优选 频率	倍频程的间隔		
	1	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{3}$		1	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{3}$		1	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{3}$
16	✓	✓	✓	160			✓	1600			✓
18				180		✓		1800			
20			✓	200			✓	2000	✓	✓	✓
22.4		✓		224				2240			
25			✓	250	✓	✓	✓	2500			✓
28				280				2800		✓	
31.5	✓	✓	✓	315			✓	3150			✓
35.5				355		✓		3550			
40			✓	400			✓	4000	✓	✓	✓
45		✓		450				4500			
50			✓	500	✓	✓	✓	5000			✓
56				560				5600		✓	
63	✓	✓	✓	630			✓	6300			✓
71				710		✓		7100			
80			✓	800			✓	8000	✓	✓	✓
90		✓		900				9000	-		
100			✓	1000	✓	✓	✓	10000			✓
112				1120				11200		✓	
125	✓	✓	✓	1250			✓	12500			✓
140				1400		✓		14000			
160			✓	1600			✓	16000	✓	✓	✓

测量电性能时应用阻值等于扬声器标称阻抗的纯电阻代替。

测量声性能时，按扬声器的标称阻抗计算。

对于调谐器，一般可用 $100\text{K}\Omega \pm 5\%$ 的电阻和 $1000\text{pf} \pm 5\%$ 的电容并联做负载。

2.12 标准输出功率：

一般可用 5mw 、 10mw 、 50mw 和 500mw 等几种，根据接收机所选定的标称有用功率而定。

2.13 标准模拟天线：

测量时需把接收机的天线断开，将相应的标准模拟天线接在调频信号发生器与接收机之间。

设： R_r 为接收机的标称输入阻抗(Ω)

R_t 为调频信号发生器的内阻(Ω)

U 为加到接收机上的输入信号电压(μV)

E 为调频信号发生器的开路电压(μV)

则常用的标准模拟天线有以下几种形式：

2.13.1 单信号标准模拟天线

a. $R_t = R_r$ (不平衡)

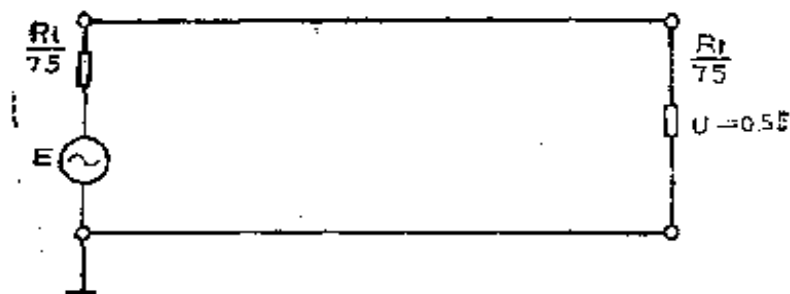


图 1

b. $R_t < R_r$ (不平衡)

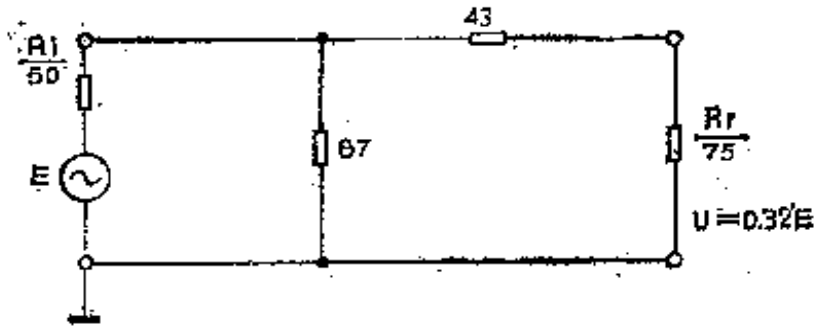


图 2

c. $R_i < R_r$ (平衡)

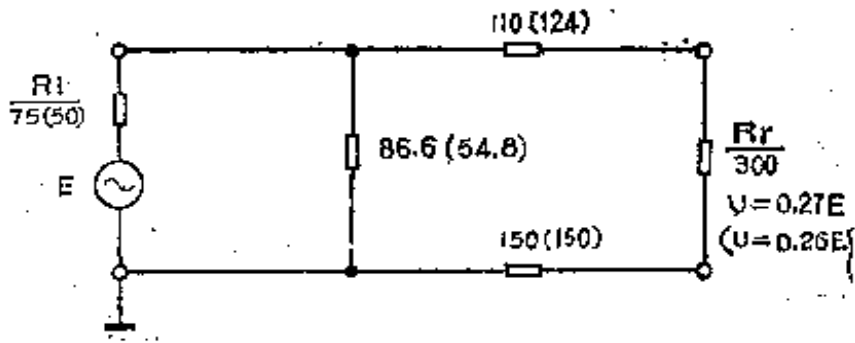


图 3

d. 不平衡——平衡变换器

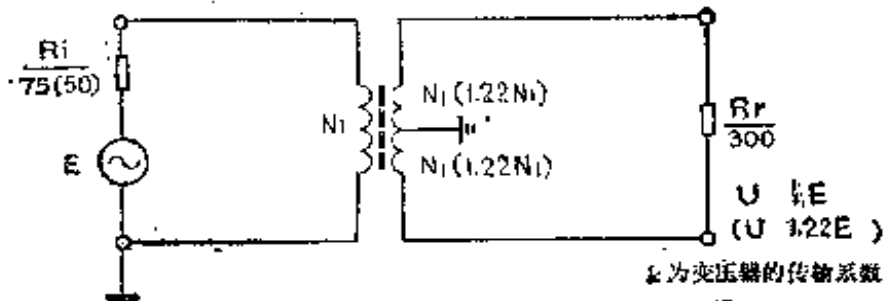


图 4

2·13·2 双信号标准模拟天线:

a. $R_i = R_r$ (不平衡)

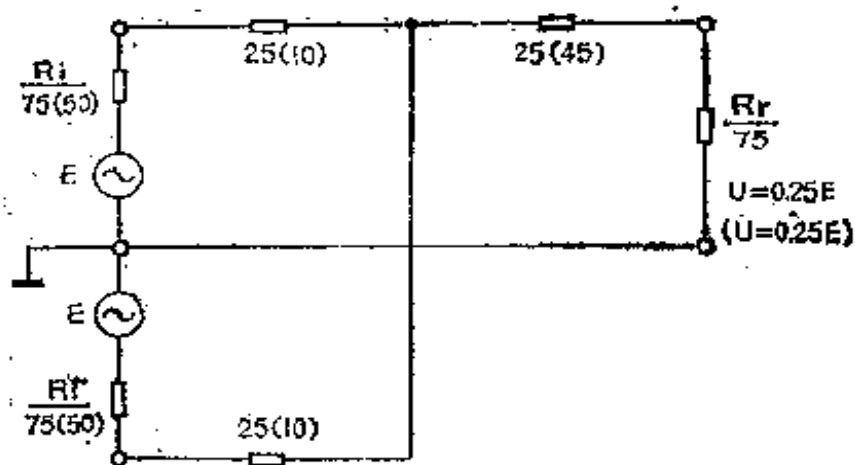


图 5

b. $R_i < R_r$ (不平衡) 同图 5, 见括号内数字。

c. $R_i < R_r$ (平衡)

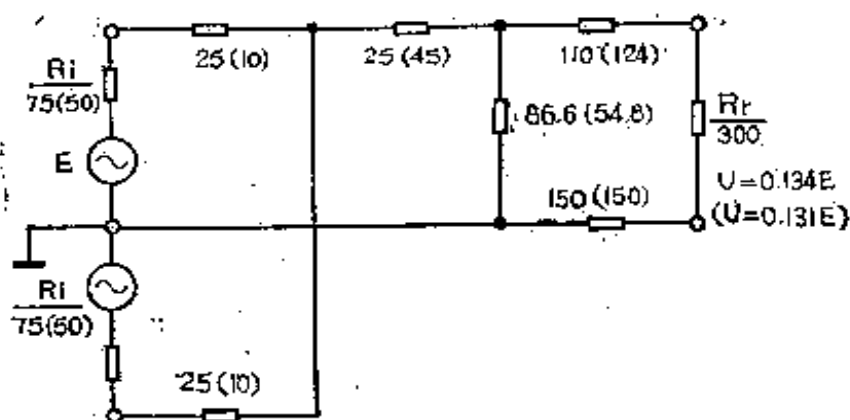


图 6

(以上详细计算方法参看标准原文)

2.14 音调控制器:

除另有规定者外, 一般放在平直位置, 即使音频频响在标称频率范围内尽可能平坦。也可放在音调电位器的机械中心位置。

2.15 调谐方法:

根据情况选用下述调谐方法之一:

a. 按输出失真最小

- b.按输出噪声最小
- c.按音频输出最大
- d.加大频偏使正负半周对称削波
- e.采用调谐指示器等
- f.按调幅抑制比最大

2·16 予加重：50 μ s（频率特性参看图1.18）

2·17 标准测试条件：

- a.标准测试频率为98MHz。
- b.标准调制频率为1kHz，在立体声测量时，标准调制信号为立体声（ $L = -R$ ）信号。
- c.音调控制器在平直位置。
- d.音量控制器使输出为标准输出功率。
- e.平衡控制器使两声道在1kHz时输出相等，（但应在音量控制器定位后进行）并以左声道的输出为基准。
- f. AFC、响度、静噪等开关应断开，如不能断开，应在测试结果中说明。
- g.环境温度、相对湿度和大气压力符合规定值（参看附录2）
- h.测试场所：周围无电磁场干扰，最好在屏蔽室内。有关声性能的测量应在有电磁屏蔽的消声室内进行。
- i.电源电压和频率符合规定值（参看附录2）

3.测试总电路（略）

4.测量仪器（略）

5.测量条件（略）

第二篇 灵 敏 度

6. 信噪比:

为接收机在一定的输入信号电平下, 输出端的信号电平与噪声电平之差。

6.1 去调制法:

表示随机噪声对接收信号的影响。

测试电路如图 7

(1) 开关 K 先在 1 位置, 调频信号发生器的载波频率为 98MHz。调制频率 1kHz, 频偏 ± 75 kHz, 输入电平 $70dB_f$, 接收机音调平位, 按失真最小调谐, 调节音量, 使输出为标称有用功率相应的电压 U_1 。

(2) 去调制, 并将开关放到 2 位置, 记下噪声输出电压 U_2 , U_1 和 U_2 之比, 用分贝表示, 即为信噪比。

(3) 测量还可在其他输入电平、频偏以及不同的音调位置下重复进行。

6.2 滤基波法:

表示调制噪声和失真对接收信号的影响。

测试电路如图 7, K 固定在 2 位置。

(1) 先按 6.1 (1) 条件和方法调谐接收机。

(2) 保留调制信号, 用失真仪测量失真, 对 1kHz 调谐, 使输出最小, (如为自动失真仪则不需调谐)。测得的失真百分数 (其中包含噪声), 换算为分贝值, 即为信噪比。

7. 灵敏度:

7.1 有限噪声灵敏度:

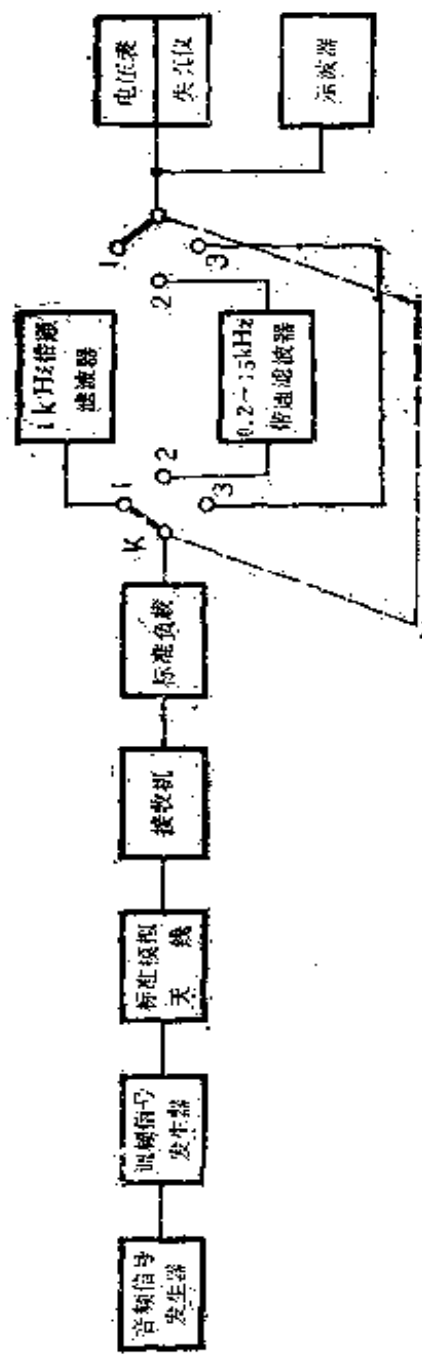


图 7

为接收机在标准输出功率，并用去调制法测得信噪比为规定值时，天线端所需最小输入信号电平。

测试电路如图 7。

(1) 调频信号发生器的载波频率为 88、98、108MHz，调制频率 1kHz，频偏 $\pm 75\text{kHz}$ ，接收机音调窄位，按噪声最小调谐，调节音量，使输出为标准输出功率。

(2) 改变输入电平及接收机的音量，使输出保持标准输出功率，而用去调制法测得的信噪比为 30dB，此时的输入信号电平即为有限噪声灵敏度。

(3) 测量还可在其他测量频率、频偏及信噪比下重复进行。

7.2 实用灵敏度：

为接收机在标准输出功率，并用滤基波法测得信噪比为规定值时，天线端所需最小输入信号电平。

测试电路如图 7，K 固定在 2 位置。

(1) 调频信号发生器的载波频率为 88、98、108kHz，调制频率 1kHz，频偏 $\pm 75\text{kHz}$ ，接收机的音调平位，按失真最小调谐，调节音量，使输出为标准输出功率。

(2) 改变输入信号电平及接收机的音量，使输出保持标准输出功率，而用滤基波法测得的信噪比达到 30dB（相当于失真 3%），此时的输入信号电平即为实用灵敏度。

(3) 测量还可在其他测量频率、频偏及信噪比下重复进行。

7.3 场强灵敏度。

为接收机在标准输出功率，并用去调制法或滤基波法测得信噪比为规定值时，天线端所需的最小电场强度。

测试电路如图 8。

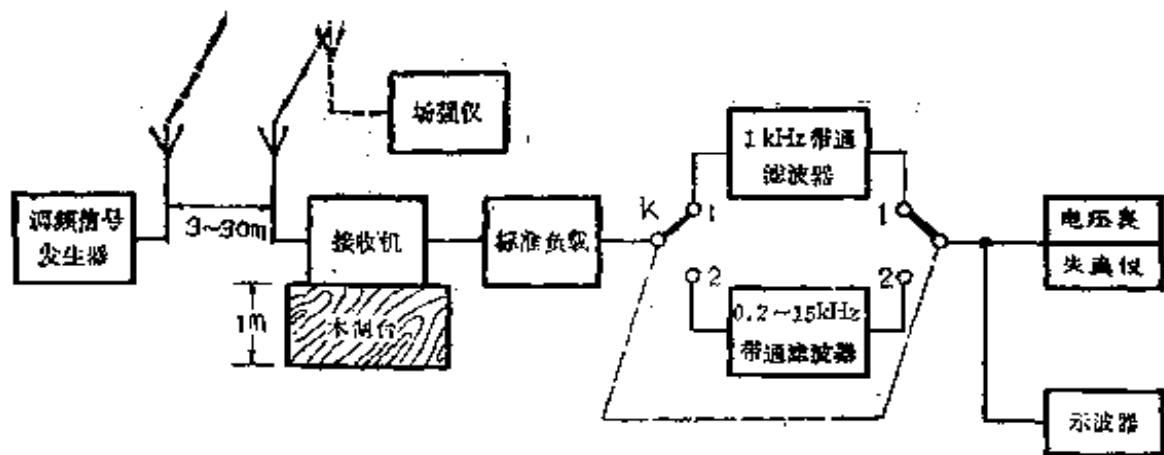


图 8

(1) 测试应在空旷的场地进行，调频信号源发射水平极化波，载波频率为88、98、108MHz，调制频率1kHz，频偏 $\pm 75\text{kHz}$ ，接收机音调平位，按噪声最小调谐，同时调整接收机拉杆天线的方向和长度，使音频输出最大。

(2) 改变信号源的场强和接收机的音量，使输出保持标准输出功率，按去调制法或滤基波法测得的信噪比为30dB时，用场强仪取代接收机，并将场强仪的天线放在原接收机天线的同一位置上，测出该处的场强，即为场强灵敏度。

(3) 测量还可在其他测量频率，频偏及信噪比下重复进行。

7.4 限幅灵敏度：

为接收机的音频输出比标准输入信号电平下产生的输出低3dB时的输入信号电平。

测试电路如图7，K固定在1位置。

(1) 调频信号发生器的载波频率为98MHz，调制频率1kHz，频偏 $\pm 75\text{kHz}$ ，输入电平70dB_f，接收机按失真最小调谐，调节音量，使输出为标准输出功率，然后，不改变音量，逐步减小输入电平，直到输出下降3dB，此时的输入电平，即为限幅灵敏度。

8. 输入输出特性:

为音频输出电压和噪声对射频输入信号电平的关系所表示的曲线,能显示很多特性。

测试电路如图 7。

(1) K 先在 1 位置,调频信号发生器的载波频率为 98MHz,调制频率 1kHz,频偏 ± 75 kHz,输入电平 70dB_f,接收机音调平位,按失真最小调谐。

(2) 将输入电平放到 100dB_f,调节音量,使输出不大于 1/3 最大有用功率,然后减小输入电平到 0dB_f,测量信号输出电压,再去掉调制,将 K 放在 2 位置,测量噪声输出电压,由此逐渐增大输入电平,逐点测量其音频输出和噪声输出电压,绘成曲线。

当接收机由于输入电平改变而失谐时,应重新调谐。

第三篇 抗 干 扰

9. 双信号选择性:

为接收机存在有用信号,而邻近频道干扰信号的输出比有用信号输出低 30dB 时,干扰信号输入电平与有用信号输入电平之差。

测试电路如图 9, K 固定在 2 位置。

(1) 先将干扰信号的输出电平调到零,有用信号载波频率为 98MHz,调制频率 1kHz,频偏 ± 22.5 kHz,输入电平 70dB_f,接收机音调窄位,按失真最小调谐,调节音量,使输出为标准输出功率。

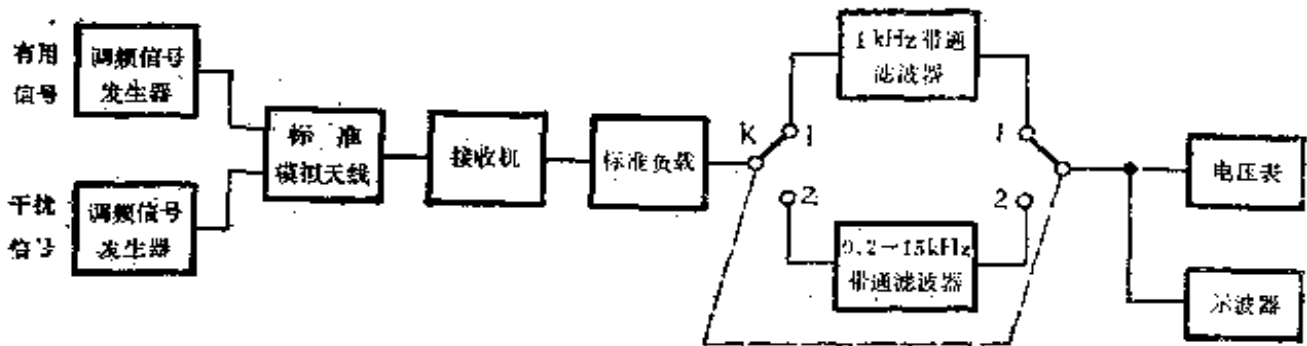


图 9

(2) 去掉有用信号的调制，将干扰信号加上调制频率 1kHz ，频偏 $\pm 22.5\text{kHz}$ ，并将干扰信号载波频率调离有用信号频率 $\pm 400\text{kHz}$ ，调节干扰信号电平，使接收机干扰输出比标准输出功率低 30dB ，这时，干扰输入电压与 70dB_f 相当的电压之比，用分贝表示，即为 $\pm 400\text{kHz}$ 的双信号选择性。

(3) 测量还可在其他频率、频偏和输入电平下重复进行。

10. 中频抑制：

为接收机产生相同的音频信号输出电平时，天线端直接进入中频频率信号的输入电平与调谐信号输入电平之差。

测量电路如图 7， K 固定在 1 位置。

(1) 调频信号发生器的载波频率为 88MHz ，调制频率 1kHz ，频偏 $\pm 22.5\text{kHz}$ ，输入电平小于限幅灵敏度（或实测有限噪声灵敏度），接收机音调窄位，按噪声最小调谐，调节音量，使输出为标准输出功率，记下此时信号发生器的输出电压 U_1 。

(2) 将信号发生器的频率调到标称中频频率附近，并微调频率，使接收机音频输出最大，调节输入电平，使接收机的

输出仍为标准输出功率，此时信号发生器的输出电压 U_2 和 U_1 之比，用分贝表示，即为中频抑制。

(3) 测量还可在其他频率下重复进行。

11. 镜象抑制：

11.1 单信号法：

为接收机产生相同音频信号输出电平时，单独进入镜象信号的输入电平与调谐信号的输入电平之差。

测试电路如图7， K 固定在1位置。测量方法同10，只是把信号发生器的频率由中频频率移到镜象频率上即可，主要测量88MHz和108MHz两点频率处，其中指标较差的为准。

11.2 双信号法：

为接收机已在收听有用信号时，镜象载频和有用载频产生1kHz拍频，且输出比标准输出功率低30dB时，镜象信号输入电平与有用信号输入电平之差。

测试电路如图9， K 固定在1位置。

(1) 先将干扰信号输出电平调到零，按9(1)条件和方法调谐接收机。

(2) 将有用信号输出调到零，在干扰信号加调制频率为1kHz，频偏 ± 22.5 kHz，且将干扰信号频率调到镜象频率上，微调频率，使音频输出最大。

(3) 然后去掉干扰信号的调制，并加入无调制的有用信号，微调干扰信号的频率，使产生1kHz的拍频，再调节干扰信号的电平，使拍频输出电压比有用信号输出电压低30dB，这时，干扰信号输入电压和有用信号输入电压之比，用分贝表示，即为双信号镜象抑制。

(4) 测量还可在其他频率、频偏和输入电平下重复进

五。

12. 假响应抑制:

为接收机产生相同音频输出电平时, 假响应信号的输入电平与调谐信号的输入电平之差。

通常测量具有代表性的干扰频率

$$f_n = f_0 \mp \frac{1}{2}f_i = f_s \pm \frac{1}{2}f_i$$

式中 f_0 为本振频率, f_s 为有用信号频率, f_i 为中频频率。

测试电路如图7, K 固定在1位置。

(1) 调频信号发生器的载波频率为98MHz, 其他条件和方法同10(1), 记下此时的输入信号电压 U_1 。

(2) 将信号发生器的频率改为 $(98 + \frac{10.7}{2})$ MHz, (高本振时), 增大输入电平, 并微调信号频率, 使音频输出最大, 调节输入电平, 使输出为标准输出功率, 此时, 输入电压 U_2 与 U_1 之比, 用分贝表示, 即为假响应抑制。

(3) 测量还可以在其他假响应频率下重复进行。

13. 俘获比:

为调频接收机在接收两个同频信号时, 两信号交替俘获接收机的输入电平之差的平均值。

测试电路如图9, K 固定在2位置。

(1) 先按9(1)条件和方法调谐接收机。但音调平位。

(2) 去掉有用信号的调制, 将干扰信号也调到98MHz, 信号电平为60dBf, 微调干扰信号频率, 使接收机输出的拍频不大于200Hz。

(3) 将有用信号重新加上调制, 调节干扰信号电平, 使音频输出比标准输出功率低 1 dB, (此时有用信号俘获接收机) 记录此时干扰信号的输入电平为 A (dB), 继续增加干扰信号电平, 使接收机的音频输出下降 30dB, (此时干扰信号俘获接收机) 再记下干扰信号的输入电平为 B (dB), $\frac{B-A}{2}$

即为俘获比。这样的测法可以免除两台信号发生器之间的电压刻度误差。

测量中可微调接收机的频率, 使俘获比最佳。

(4) 测量还可在其他输入信号电平下重复进行。

14. 调幅抑制:

14.1 同时调制法:

表示接收机在输入的一个载波信号上同时有调频调幅的调制时, 调频输出电平与调幅输出电平 (包括两调制信号的互调成分) 之差。

测试电路如图 7, K 固定在 2 位置。

(1) 调频信号的载波频率为 98MHz, 先只加调制频率 1 kHz, 频偏 ± 75 kHz, 输入电平 70dB_r, 接收机音调窄位, 按失真最小调谐, 调节音量, 使输出为标准输出功率。

(2) 对载波再加上 400Hz 的调幅, 调幅度 30%, 然后用调谐式失真仪滤除 1kHz 频率 (不能用高通式自动失真仪), 所测得的失真度, 用分贝表示, 即为调幅抑制比。

精确的测量应采用选频电压表选出 400Hz、600Hz、1400 Hz, 取其根均方值。

测量中可以微调信号发生器的频率, 使调幅抑制比最佳。

(3) 测量还可在其他频偏和输入电平下重复进行。

14.2 顺序调制法:

表示调频接收机先后单独进入调频和调幅信号时, 调频输出电平与调幅输出电平之差。

测试电路如图 7, K 固定在 1 位置。

(1) 调频信号发生器的载波频率为 98MHz, 调制频率 1 kHz, 频偏 ± 75 kHz, 输入电平 70dBf, 接收机音调窄位, 按失真最小调谐, 调节音量, 使输出为标准输出功率相应的电压 U_1 。

(2) 然后, 将调制改为调幅, 调幅度 30%, 不改变接收机的状态, 测得此时的输出为 U_2 , U_1 和 U_2 之比, 用分贝表示, 即为调幅抑制比。

(3) 测量还可在其他频偏和输入电平下重复进行。

15. 调谐特性:

表示在调谐频率的两边改变输入信号的频率时, 和音频输出电平变化的关系, 因和 AFC 有关, 故应在有无 AFC 情况下分别进行测量。

测量电路如图 7, K 固定在 1 位置。

(1) 调频信号发生器的载波频率为 98MHz, 调制频率 1 kHz, 频偏 ± 22.5 kHz, 输入电平为低于限幅电平 (当 AFC 不可断开时, 为小于 AFC 起控电平), 接收机音调平位, 按噪声最小调谐, 然后加大输入信号电平为 70dBf, 加上 AFC, 调节音量, 使输出为标准输出功率。

(2) 以调谐频率为中心, 向一个方向偏调信号频率, 记录相应的音频输出电平, 直到偏调到使输出急骤衰减为止, 然后再从远离调谐频率的地方向中心频率靠拢, 记录相应的输出电平, 直到调谐中心频率。

- (3) 再作另一方向的调谐特性。
- (4) 将结果绘成曲线，可以看出AFC保持和引入范围。
- (5) 断开AFC，重复上述测试。
- (6) 测量还可在其他中心频率和输入电平下重复进行。

16. 射频互调

射频互调的测试图如图9，即与测双信号选择性时的相同。

- (1) 先按9 (1) 条件和方法调谐接收机。
- (2) 将两信号发生器分别调到两个干扰频率 f_1 和 f_2 上，并使 f_1 和 f_2 满足下列关系：

$$f_1 = f_s \pm \Delta f$$

$$f_2 = f_s \pm 2\Delta f$$

式中 f_s 为接收机的调谐频率， Δf 为等频率间隔（两式的加减号应取同号）。

再将离调谐频率较远的那个干扰信号加上1kHz调制，频偏 ± 22.5 kHz，微调载波频率，使接收机音频输出最大，同时改变两信号发生器的电平，但始终保持两信号发生器的电平相等，使互调干扰的输出等于标准输出功率，此时干扰输入电压与70dB_i相当的电压之比，用分贝表示，即为三阶互调干扰。

- (3) 测量时，频率间隔 Δf 应从400kHz到2.2MHz，
- (4) 测量还可在其他调谐频率和输入电平下重复进行。

第四篇 保 真 度

17. 整机电压谐波失真：

为接收机的调制信号在输出端出现的总谐波分量占总信号

的百分比。需按各种参变因数分别测量。

17.1 调制频率改变时的失真：

测试电路如图 7， K 固定在 2 位置。

(1) 调频信号发生器的载波频率为 98MHz，用音频信号发生器外调制，调制频率先为 1kHz，频偏 ± 75 kHz，输入电平 70dB_f，接收机音调平位，按失真最小调谐，调节音量，使输出为标称有用功率。

(2) 保持频偏和输出功率不变，将调制频率在规定的音频范围内按优选频率点改变，测量失真。当调制频率低于 300Hz 时，应去掉 0.2~15kHz 带通，此时为避免交流声的影响，最好采用高通式自动失真仪或选频表。

(3) 测量还可在其他频偏及音调位置下重复进行。

17.2 频偏改变时的失真：

测试电路如图 7， K 固定在 2 位置。

(1) 先按 17.1 条件和方法调谐接收机。

(2) 然后不改变调制频率，将频偏从 ± 22.5 kHz 逐步增大，测量输出信号的谐波失真。

(3) 测量还可在其他的调制频率和输入电平下重复进行。

17.3 输入信号电平改变时的失真：

测试电路如图 7， K 固定在 2 位置。

(1) 先按 17.1 条件和方法调谐接收机。

(2) 保持调制频率和频偏不变，将输入电平由 10dB_f 逐步加大，逐点测量谐波失真。

(3) 测量还可在其他调制频率和频偏下重复进行。

17.4 输出功率改变时的失真：

测试电路如图 7， K 固定在 2 位置。

(1) 先按17·1条件和方法调谐接收机。

(2) 保持频偏和输入电平不变，改变音量，测量不同输出功率时的谐波失真。

(3) 测量还可在其他调制频率和频偏下重复进行。

17·5 偏调失真：

由于调谐不准确而引起的失真。也以输出端出现的总谐波分量在总信号中所占的百分比表示。

测试电路如图7，*K*固定在2位置。

(1) 先按17·1条件和方法调谐接收机，但输出为标准输出功率。

(2) 保持频偏和输入电平不变，将输入信号频率向调谐频率两边偏调，并调节音量，使输出保持不变，测量各偏调频率点上的失真。

(3) 测量还可在其他调制频率、频偏及输入电平下重复进行。

(4) 因和AFC有关，故宜在断开和接通AFC时分别测量。

18. 整机声压谐波失真：

表示调制频率与接收机在扬声器端发出的声压失真之间的关系。

方法和17·1相似，但需用声学仪器测量。

19. 最大有用功率：

为接收机的输出信号达到失真10%时的输出功率。

测试电路如图7，*K*固定在2位置。

(1) 先按17·1条件和方法调谐接收机。

(2) 调节音量, 使谐波失真达到10%, 此时的输出功率即为最大有用功率。

(3) 测量还可在其他调制频率和频偏下重复进行。

20. 整机电压频率特性:

为接收机在规定的音频频率范围内输出电平的不均匀度。

20.1 预加重法:

测试电路如图7, K固定在2位置, 但在音频信号发生器与调频信号发生器之间接入一个 $50\mu\text{S}$ 预加重网络, 并去掉 $0.2\sim 15\text{kHz}$ 带通滤波器。

(1) 先按17.1条件和方法调谐接收机, 然后将调制频率改为 100Hz , 频偏改为 $\pm 15\text{kHz}$, 调节音量, 使输出 $1/4$ 或 $1/10$ 标称有用功率。

(2) 将调制频率从 50Hz 连续变到 15000Hz , 测量相应的输出电平。并在规定的音频范围内查出不均匀度, 用分贝表示。

(3) 测量还可在其他音调位置上重复进行。

20.2 直接调制法:

测量方法同上, 但不插入预加重网络, 频偏 $\pm 22.5\text{kHz}$ 保持不变, 测出整机频率特性, 再用标准的 $50\mu\text{S}$ 预加重曲线去校准。

21. 整机声压频率特性:

表示调制频率与接收机从扬声器发出的声压之间的关系, 测法和20相似, 但需用声学仪器自动测量。

第五篇 其它性能

22. 交流声

22.1 调制交流声:

为接收机调谐到有用载波信号时, 80Hz调制信号的输出电平与去调制输出的交流声电平之差。

测试电路如图7, K 固定在3位置。

(1) 调频信号发生器的载波频率为98MHz, 调制频率1kHz, 频偏 ± 22.5 kHz, 输入电平70dB_f, 接收机音调平位, 按失真最小调谐, 调节音量, 使输出为标称有用功率, 再把调制频率改为80Hz, 记下此时的输出电压 U_1 。

(2) 去调制, 用频谱分析仪测量交流声各分量, 计算其根均方值 U_2 , 或经400Hz低通滤波器测量总的交流声输出电压 U_2 , U_1 和 U_2 之比, 用分贝表示, 即为调制交流声。

测量时应改变电源插头方向, 使调制交流声最大。

(3) 测量还可在其他输入电平及音调位置上重复进行。

但若音调在提升位置时, 应将80Hz输出保持在标称有用功率, 以避免切幅。

22.2 剩余交流声:

为音量控制器关到最小, 标称有用功率相应的电平与交流声输出电平之差。

测量时应改变交流电源插头方向, 使剩余交流声最大。

23. 单信号哨叫:

为接收机标准输出功率电平与中频成谐波关系的干扰信号

和接收机中频谐波所形成的1kHz拍频输出电平之差。

测试电路如图7，K固定在1位置。

(1) 调频信号发生器的载波频率为98MHz，调制频率1kHz，频偏 $\pm 22.5\text{kHz}$ ，输入电平70dB_f，接收机音调平位，按失真最小调谐，使输出为标准输出功率相应的电压 U_1 。

(2) 去调制，信号发生器的频率着重在中频的8次(85.6MHz)、9次(96.3MHz)和10次(107MHz)频率附近，接收机在相应的频率处调谐，找出有拍频的地方，再微调频率，使差拍为1kHz，(使1kHz带通后的输出为最大)测出此时的输出电压 U_2 ， U_1 与 U_2 之比，用分贝表示，即为单信号哨叫。

(3) 测量还可在其他输入电平上重复进行。

24. 自激振荡：

接收机的功能件在各种使用状态和各个插座对外连接时，都不应有自激或不稳定现象，用仪器和耳听检查。

25. 音频机震：

接收机的音频放大器发声时，受机箱等机械震动后不应引起微音效应，也不应有其他机械或电磁的振动声，用耳听检查。

26. 高频机震：

为接收机标称有用功率电平与机震临界抑制点的输出电平之差，或机震临界抑制点，能使输出为标称有用功率的频偏与 $\pm 22.5\text{kHz}$ 频偏之比，用分贝表示。

测试电路如图7，K固定在1位置。

(1) 调频信号发生器输入70dB_f的无调制信号，接收机

音调平位，音量最大，在易产生的频率处找到机震，然后关小音量，到临界抑制点（机震输出功率比标称有用功率低30dB），再用1kHz调制，频偏 $\pm 22.5\text{kHz}$ 的信号调谐，标称有用功率与此时的输出功率之比，用分贝表示，即为高频机震抑制。

（也可在机震临界抑制时使输出为标称有用功率的频偏与22.5kHz频偏之比，用分贝表示。）

（2）测量还可在其他输入电平和不同音调位置重复进行。

27. 频率范围：

用信号发生器输入电平小于限幅电平，1kHz调制，频偏 $\pm 22.5\text{kHz}$ ，在接收机的指针起止两极端位置上调谐，然后用频率计测出信号发生器的准确频率，即为接收机能接收的频率范围。

28. 中频频率：

用信号发生器输入电平小于中频限幅电平，1kHz调制，频偏 $\pm 22.5\text{kHz}$ ，调谐在接收机的实际中频频率上，再用频率计测量信号发生器的频率，即为中频频率。

29. 调谐指示的准确度

调频信号发生器的载波频率为98MHz，用1kHz调制，频偏 $\pm 22.5\text{kHz}$ ，输入电平70dBf，接收机先按调谐指示器调谐，然后按失真最小调谐，用频率计测量信号发生器两次的频率，其频率之差即为调谐指示器的准确度。

测量还可在其他测量频率和输入电平上重复进行。

30. 刻度误差:

接收机的指针放在标称频率刻度中心, 按27条件和方法调谐, 然后用频率计测出信号发生器的准确频率, 与接收机标称频率刻度之差, 即为刻度误差。

31. 调谐频率的变化:

表示接收机由于时间、温度、电源电压、输入电平等因素变化而引起的调谐频率漂移, 要根据不同的参变因素来分别测量。

先按29的条件和方法按失真最小调谐接收机, 然后分别改变物理因素, 当输出变化时, 重新微调信号发生器, 再准确调谐, 用频率计测出其每次改变后的信号频率, 直到稳定。查出最大的频率变化范围。

以上27~31项如用准确数字式信号发生器, 则可免去另外的频率计。

32. 自动频率控制特性

除采用15调谐特性的方法测量外, 还可用频率计直接测量本机振荡频率的变化来表示。

33. 本振辐射, 按国标“广播接收机干扰特性测量方法”执行。

第六篇 立 体 声

34. 立体声信噪比

接收机在一定的输入信号电平下, 用立体声信号调制时,

输出端的信噪比。

34.1 去调制法：

表示随机噪声对接收立体声信号的影响。

测试电路如图10。

(1) K_2 先在1位置，调频信号发生器的载波频率为98 MHz，调制频率1 kHz，调制信号为立体声 ($L = -R$) 信号，频偏 ± 67.5 kHz，导频频率19 kHz，频偏 ± 7.5 kHz，输入电平70 dB_I，接收机音调平位，按失真最小调谐，调节音量，使输出为标称有用功率相应的电压 U_1 ，并调平衡，使两声道输出相等。

(2) 去掉立体声信号调制，但保留导频调制， K_2 放到2位置，测量输出的噪声电压为 U_2 ， U_1 与 U_2 之比，用分贝表示，即为立体声信噪比。

(3) 测量还可在其他输入电平、频偏和音调位置下重复进行。

34.2 滤基波法：

表示调制噪声和失真对接收立体声信号的影响。

测试电路如图10。 K_2 固定在2位置。

(1) 先按34.1 (1) 条件和方法调谐接收机。

(2) 保留调制信号和导频信号的调制，用失真仪测量失真，对1 kHz调谐，使输出最小(如为自动失真仪则不需调谐)，测得的失真百分率，换算为分贝值，即为信噪比。

(3) 测量还可在其他输入电平、频偏及音调位置下重复进行。

35. 立体声灵敏度：

35.1 立体声点灯灵敏度

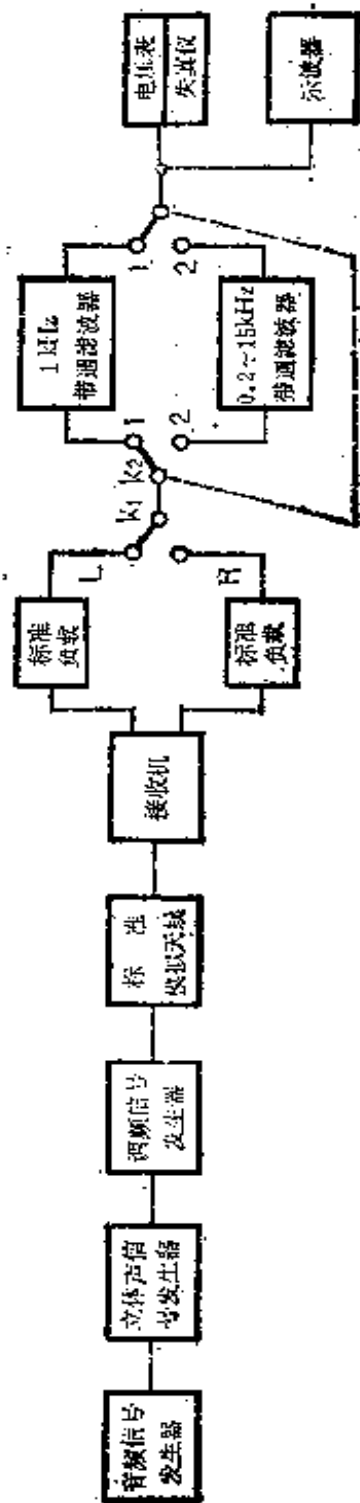


图10

表示接收机在接收立体声调制的调频信号时，立体声指示灯刚刚点亮时所需最小输入信号电平。

测试电路如图10。

(1) 测试条件同34，但输入电平由小到大逐渐增加，直到立体声指示灯点亮，此时的输入电平即为立体声点灯灵敏度。

(2) 必要时可测量点灯灵敏度时的立体声信噪比。

(3) 测量还可在其他输入信号频率上重复进行。

35.2 立体声噪限灵敏度：

表示接收机在标准输出功率，并用去调制法测得的立体声倍噪比为规定值时，天线端所需最小输入信号电平。

测试电路如图10，方法和7.1相似，但改用立体声信号调制。参照34.1进行。

35.3 立体声实用灵敏度：

表示接收机在标准输出功率，并用滤基波法测得的立体声信噪比为规定值时，天线端所需最小输入信号电平。

测试电路如图10，方法和7.2相似，但改用立体声信号调制，参照34.2进行。

35.4 50dB信噪比灵敏度

测试电路如图10。

(1) 测量条件和方法同35.2相似，当输出的信噪比为50dB时，所需的输入信号电平即为50dB信噪比灵敏度。

(2) 测量还可在其他信号频率上重复进行。

36. 分离度：

为接收机分别加上立体声L、R的调制信号时，在同一声道出现的输出电平之差。

测试电路如图10, K_2 固定在2位置。

(1) 载波频率98MHz, 调制频率1kHz, 调制信号为立体声 ($L = -R$) 信号, 频偏 $\pm 20.25\text{kHz}$, 导频19kHz, 频偏 $\pm 7.5\text{kHz}$, 输入电平70dB_i, 接收机音调平位, 按失真最小调谐, 调节音量, 使L声道输出为标准输出功率, 调节平衡, 使两声道输出相等。

(2) 用L信号调制, 在L声道测量输出电压 U_1 , 再改用R信号调制, 在L声道测量输出电压 U_2 , U_1 和 U_2 之比, 用分贝表示, 即为L声道的分离度。

(3) 再用R和L信号分别调制, 在R声道依同法测量R声道的分离度。

测量时可微调信号发生器的频率, 使分离度最佳。

(4) 测量还可在其他调制频率、频偏和输入电平下重复进行。为减免导频泄漏对测量的影响, 带通滤波器对导频须有足够衰减。

37. 非线性串音:

为接收机输入一个声道的立体声调制信号, 在该声道输出的基波电平与另一声道输出的谐波电平之差。

测试电路同10, K_2 固定在2位置。

(1) 测试条件同36(1), 先送立体声L信号, 在L声道使输出为标准输出功率相应的电压 U_1 , 再用失真仪在R声道测量谐波总合分量的电压为 U_2 , U_1 和 U_2 之比, 用分贝表示, 即为L对R声道的谐波串音。

(2) 送立体声R信号, 依同法测量R对L声道的谐波串音。

(3) 测量还可在其他的调制频率下重复进行。

38. 平衡度:

为接收机在两声道输入同频同幅的调制信号,在不同的音量位置和调制频率时,两声道的输出电平之差。

38.1 左右声道的增益差:

测试电路同图10, K_2 固定在 2 位置

(1) 和34.1 (1) 相同条件和方法调谐接收机,使输出为标准输出功率,调节平衡,使两声道输出相同。

(2) 然后仅改变音量,测量不同输出功率时,每个声道的输出电压,以L声道为基准,算出两声道的电压比,用分贝表示,即为随音量而变的增益差。

38.2 左右声道的频率特性差:

测试电路如图10, K_2 固定在 2 位置。

(1) 测试条件和方法同38.1,但保持音量不变,仅改变调制频率,测量每个声道输出电压,计算方法同上。

(2) 测量还可在其他输入电平、频偏、输出功率及音调位置下重复进行。

38.3 在简单测量时,可将平衡电位器放在标称平衡位置,只用1kHz调制的立体声 ($L = -R$) 信号,在上述条件及标称有用功率输出时,测量两声道的平衡度。

39. 立体声的同一性:

为接收机两声道用等幅同相和等幅反相的立体声信号调制时,两声道输出信号的矢量和之比,用分贝表示。

测试电路如图11。

(1) K 先在 1 位置,按34.1(1) 条件和方法调谐接收机。

(2) K 改放在 3 位置,在立体声 ($L = -R$) 信号时,

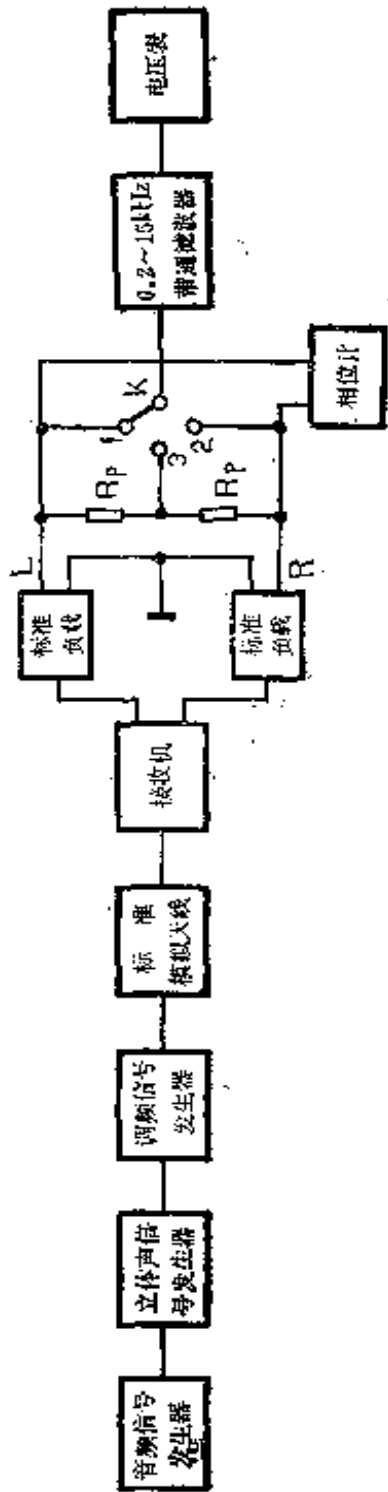


图11

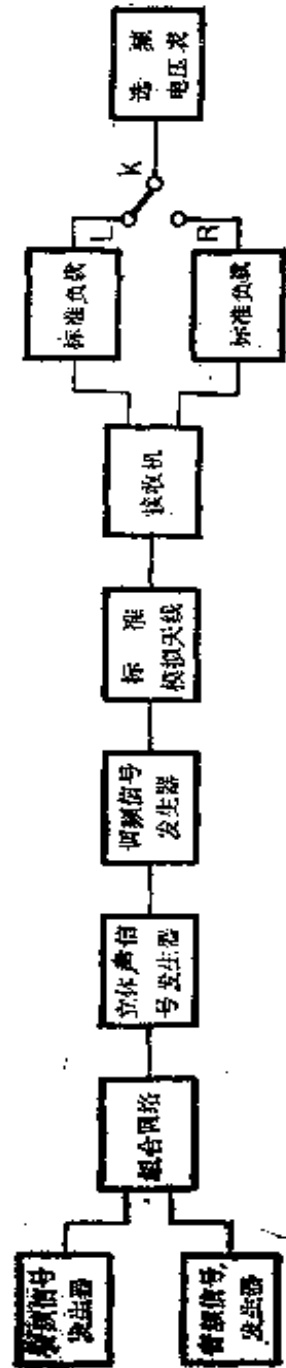


图12

调节平衡，使输出最小，然后用立体声 ($L = R$) 信号调制，调节音量，使输出电压 U_1 相应于标称有用功率，再改用立体声信号 ($L = -R$) 调制，测得输出电压 U_2 ，则 U_1 与 U_2 之比，用分贝表示，即为立体声同一性因数。

(3) 用公式计算两声道的相位差，或用相位计直接测量。

(4) 测量还可在其他调制频率、输出功率、输入电平下重复进行。

40. 立体声的互调

40.1 通道内的立体声互调

为接收机用两个不同频率的音频信号同时调制一个声道时，标准输出功率电平与每个声道输出端出现的差频电平之差。

测试电路如图12。

(1) 先按34.1 (1) 条件和方法调谐接收机，并调到标准输出功率相应的电压 U_1 。

(2) 将一个音频信号从600Hz变到14800Hz，另一个音频信号从800Hz变到15000Hz，使频率始终比前一个高200Hz，且保持两信号的频偏各为 $\pm 33.75\text{kHz}$ ，用选频表测量左右声道的200Hz的电压 U_2 等， U_1 和 U_2 等之比，即为通道内的立体声互调。

(3) 测量还可在其他的输入电平、频偏及立体声信号下重复进行。

40.2 超声分量引起的互调

为接收机标准输出功率电平与调制频率的谐波和导频或副载频之间引起互调，而在输出端出现的1kHz拍频电平之差。

测试电路如图10，但 K_2 固定在1位置。

(1) 先按34.1 (1) 条件和方法调谐接收机，并调到标

准输出功率相应的电压 U_1 。

(2) 然后将调制频率依次变到13kHz、10kHz和6.67kHz用选频表或1kHz带通，测量1kHz的互调输出电压 U_2 ，并微调调制频率，使 U_2 最大， U_1 与各个 U_2 之比，用分贝表示，即为超声分量引起的互调。

41. 导频、副载频及其谐波的抑制

为接收机标称有用功率输出电平与上述超声输出电平之差。

测试电路如图10， K_2 固定在2位置。

(1) 先按34.1(1)条件和方法调谐接收机，并调到标称有用功率相应的电压 U_1 。

(2) 去调制，仅保留导频调制，用选频表测量两声道输出端上的导频、副载频及其谐波电压 U_2 等。 U_1 与 U_2 等之比，用分贝表示，即为导频、副载频及其谐波的抑制。

(3) 测量还可在其他立体声信号调制下重复进行。

42. SCA抑制

为接收机的标称有用功率输出电平与SCA干扰输出电平之差。

测量电路如图13。

(1) 先将SCA信号发生器输出置零，主载波频率为98MHz，调制信号为1kHz的立体声($L = -R$)信号，频偏 ± 60 kHz，输入电平70dBf，接收机音调平位，按失真最小调谐，并调到标称有用功率相应的电压 U_1 ，然后去掉信号调制，仅保留导频调制。

(2) SCA发生器输出的第二副载频为67kHz，用音频

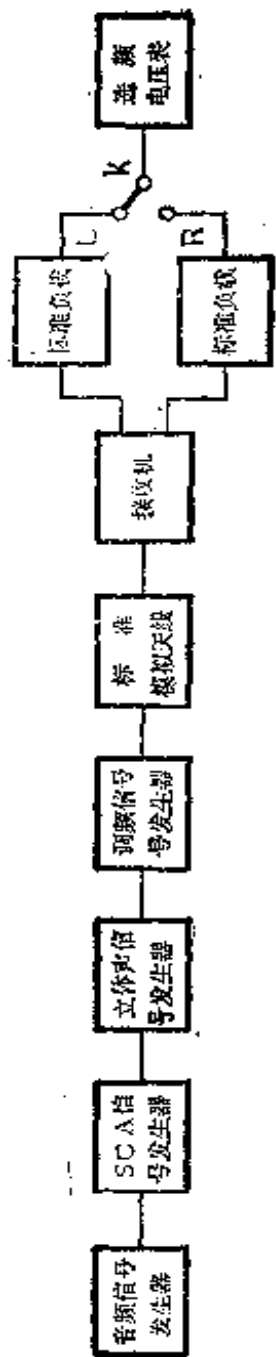


图18

信号2.5kHz调频，频偏 $\pm 4\text{kHz}$ ，送入调频信号发生器，对主载波的频偏为 $\pm 7.5\text{kHz}$ ，用选频电压表测量两声道输出的2.5kHz信号电压 U_1 和 U_2 之比，用分贝表示，即为SCA抑制。

(3) 测量还可在其他输入电平下重复进行。

43. 其他：

立体声的整机谐波失真和频率特性等测量方法和17、20等相似，只要把调制信号改为立体声信号即可。