

调幅调频接收机的设计

苏联N. A. 耶拿利等著

杨洪毅 俞峰 译

人民邮电出版社

調幅調頻接收机的設計

苏联 K. A. 舒茨科依

張 鴻 聽

余 玲 譯

張 鈞

人民邮电出版社

К. А. ЦУЦКОЙ
 ПРОЕКТИРОВАНИЕ
 РАДИОПРЯЕМНИКОВ
 АМПЛИТУДНО-
 И
 ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫХ
 СИГНАЛОВ
 ГОСЭНЕРГОИЗДАТ 1958

本書首先敘述了調幅和調頻的無線電接收機的一般原理、結構和對這些接收機的主要要求。其次介紹了設計無線電接收機的技术要求，以及怎樣選擇接收機各部分的電路。然後討論了接收機各部分電路的計算方法。

本書可以作為中等無線電技術學校學生的參考書，也可以供高等學校無線電接收專攻的學生，以及從事無線電接收機設計工作的工程技術人員參考。

調幅調頻接收機的設計

著者：張聯英、A. 什 裝 科 依
 譯者：張鴻德 余 玲 張 鈔
 出版者：人 民 郵 電 出 版 社

北京東四條大街13號

（北京郵政管理局代辦，郵政特准掛號零售）

印刷者：北 京 中 印 刷 一 廠
 發行者：新 華 書 店

56.757 1092 1/32 1959年11月北京第一版
 兵後7632 頁數115 1959年11月北京第一次印刷
 印字數：166,000字 印數1—2,700冊

統一書號：15045·總1086-類295

定價：(10) 0.94 元

序 言

接收机的設計是以闡述無綫电接收机和它的各級工作原理的無綫电接收設備的教科書为基础的。由于教科書里沒有談到設計無綫电接收机的特点，所以學生們在選擇接收机的电路、在各級間分配參量、計算各級和綜合特性曲綫的时候，就遇到了很大的困难。

中等無綫电工業技术學校的學生們需要有这样的一本参考書，它应当包括有選擇無綫电接收机电路的一般方法、分配各級參量的标准、闡述選擇各級电路的一般方法和它們的全部計算过程，以及計算綜合特性曲綫的方法。本書就是企圖滿足这方面的要求的一个嘗試。

書里列举了計算調幅和調頻的超外差接收机就是通信接收机、干綫通信用接收机和广播接收机的方法。

本書沒有談到直接放大式接收机的計算問題，因为目前很少使用它們。但是書里引用的資料可以用来計算用二極管檢波器的直接放大式接收机。

低頻放大器的計算通常是單獨討論的，因此書里只談了这类放大器的初步計算方法。

作者在关于放大器穩定度問題的許多著作里提出了穩定增益系数的条件，本書在計算接收机的放大級的时候，引用了上述条件。

鏡頻波道的選擇性是采用一般教科書里所沒有的公式來計算的。因此，在附录里給出了輸入裝置和高頻放大器等对鏡頻波道的選擇性的公式的推导。

本書闡述問題的方式是力求使學生能根据給与他們的技术課題独立地來選擇和討論接收机和各級的电路，能进行全部計算并求出接收机的主要特性曲綫。

作 者

目 录

序言

第一章 調幅和調頻無線电接收机的概述和对它們的主要要求	1
1-1 調幅和調頻無線电接收机的概述	1
1-2 对調幅和調頻接收机的主要要求	6
第二章 設計無線电接收机的技术要求及其初步計算	16
2-1 設計專業通信無線电接收机的技术要求	16
2-2 設計無線电广播接收机的技术要求	18
2-3 無線电接收机电路类型的選擇	20
2-4 电子管类型的選擇	21
2-5 中頻的選擇	22
2-6 通頻帶的計算	24
2-7 实际灵敏度的計算	28
2-8 增益系数的計算及其在接收机各系統的分配	31
2-9 选择性和通頻帶不均匀性的指标在各系統間的 分配	37
2-10 射頻系統的回路衰減和級数的确定	41
2-11 中頻系統的回路衰減和級数的确定	49
2-12 自动增益調整的初步計算	54
2-13 低頻系統級数的确定	55
2-14 無線电接收机簡圖的組成	56
2-15 通信接收机的初步計算举例	58
第三章 輸入裝置的計算	67
3-1 輸入裝置概述	67
3-2 輸入电路的選擇	69
3-3 用頻帶工作的輸入回路的計算	71
3-4 用固定頻率工作的輸入回路的計算	74

3-5	自耦变压器耦合的輸入裝置的計算	74
3-6	变压器耦合的輸入裝置的計算	78
3-7	串联电感耦合的輸入裝置的計算	80
3-8	諧振綫耦合的輸入裝置的計算	82
3-9	使回路具有最小噪声系数的变换系数和輸入裝置的傳輸系数的計算	86
3-10	回路和天綫用电容耦合的輸入裝置的計算	87
3-11	回路和天綫用內电容耦合的輸入裝置的計算	89
3-12	回路和天綫用电感耦合的輸入裝置的計算	93
3-13	回路与天綫用双电容和电感耦合的双回路輸入裝置的計算	98
3-14	对等于中頻的干扰頻率的选择性的計算和阻抗陷波器的計算	102
第四章	高頻放大器的計算	107
4-1	概述	107
4-2	电路的选择	108
4-3	計算高頻放大級的原始数据	111
4-4	自耦变压器耦合的放大級的計算	112
4-5	直接耦合的放大級的計算	116
4-6	串联电感耦合的放大級的計算	119
4-7	共柵極和直接耦合的放大級的計算	121
4-8	共柵極和諧振綫耦合的放大級的計算	124
4-9	变压器耦合的放大級的計算	128
4-10	桥接电路耦合的放大級的計算	130
4-11	放大級的电阻和旁路电容器的計算	134
4-12	射頻系統的增益系数、諧振曲綫和对鏡頻波道的选择性的計算	136
4-13	应用負回授来提高放大級对等于中頻頻率的选择性	139
第五章	中頻放大器的計算	140
5-1	概述	140

5-2	电路的选择	141
5-3	滤波器回路电容量的选择和电感量的计算	142
5-4	滤波器第一回路的耦合回路的选择	144
5-5	计算中频放大级的原始数据	145
5-6	具有带通滤波器的放大级的计算	146
5-7	具有调谐到不同中频的两个串联带通滤波器的放大级的 计算	147
5-8	具有可变通频带的放大级的计算	148
5-9	集中选择级的计算	151
第六章 变频器的计算		154
6-1	概述	154
6-2	电路的选择	155
6-3	原始数据	155
6-4	复合管变频器的计算	156
6-5	具有单独本机振荡器的变频器的计算	159
6-6	本机振荡器电路的选择	160
6-7	回路统调的计算	166
6-8	扩展调谐的计算	172
6-9	在分波段任何点上的扩展调谐的计算	175
6-10	产生交扰哨声的频率的确定	177
6-11	中频系统的增益系数、谐振曲线和对相邻波道的选 择性的计算	178
第七章 二极管检波器的计算		180
7-1	概述	180
7-2	二极管检波器的计算	181
7-3	半导体检波器	185
7-4	阴极射线调谐指示器工作状态的计算	186
7-5	未调制电报信号的听觉接收	188
第八章 频率检波器的计算		189
8-1	概述	189

8-2	頻率檢波器電路的選擇.....	190
8-3	限幅器的計算.....	191
8-4	鑑頻器的計算.....	198
8-5	比例檢波器的計算.....	202
第九章	自動增益調整的計算.....	206
9-1	延遲式自動增益調整電路的計算.....	206
9-2	延遲和放大自動增益調整整流器輸出電壓之直流 分量的自動增益調整電路的計算.....	211
9-3	被調整管的帘柵極和控制柵極的電源.....	215
第十章	接收機的綜合特性曲線的計算.....	215
附錄	219
	在大失諧時對鏡頻波道的選擇性.....	219
	參考文獻.....	223

第一章 調幅和調頻無線電接收機的 概述和對它們的主要要求

1-1. 調幅和調頻無線電接收機的概述

無線電接收設備是由下列部分組成的，

1. 天線饋線裝置；
2. 無線電接收機；
3. 終端機。

本書所闡述的只是超外差式無線電接收機的計算和設計方法。天線饋線裝置和終端機的計算和設計不包括在無線電接收機的設計任務之內。

調幅和調頻無線電接收機分為兩大類：專業接收機和廣播接收機。

專業無線電接收機是用來接收無線電報信號、無線電話信號或者用來接收這兩種信號。它分為干線接收機和通信接收機。

干線無線電接收機用於遠距離無線電通信（莫斯科——伯力，莫斯科——巴庫等）。這種接收機都是固定式的，並且安裝在工業干擾電平很小的城郊的專門無線電接收中心內。

為了可靠地通信，在晝夜的不同時刻應當使用不同的波長，而接收機本身是用兩付或三付分集式天線〔天線間的距離為 $(5-10)\lambda$ 〕來進行接收的。它們的輸出端接到一個負載上。用分集式天線接收時，可避免信號的衰落，因為當一付天線的信號場強減小的時候，另一付天線的信號場強增加，因此負載上的信號值差不多是不變的。

干綫接收机是固定式的。它們的綫路和結構比較复杂，能够保証在远距离上进行可靠的無綫电通信。它們的工作波段通常是3—25兆赫。干綫接收机灵敏度的單位用微伏来表示。無綫电话信号的通頻帶是4—5千赫，而無綫电报信号的通頻帶小于1千赫。

通信接收机可以用于不同距离上的通信。利用这类接收机可以进行飞机与飞机、飞机与机場、船艦与船艦、船艦与港口之間的無綫电通信。

通信接收机安装在飞机、船艦和汽車等上面。

通信接收机的工作波段是1—500兆赫。在近距离进行通信的时候，使用高于20—30兆赫的頻率，而在远距离进行無綫电通信的时候，使用比較低的頻率。

不需要进行調諧来寻找的通信使用具有固定頻率和晶体振蕩器的無綫电接收机来完成。

根据不同的用途，通信接收机的灵敏度用几个微伏和几十微伏来表示。

广播接收机按照它的电气指标和声学指标分成好几級。高质量接收机应当具有下列特点：灵敏度高(大約25到50微伏)；選擇性好；通頻帶是可变的；高、低音頻能分別单独調整，并且能發出立体声(这一点可以在接收机机匣的前面和側面裝几个电动揚声器来实现)。

等級比較低的接收机相应地有比較低的电气指标和声学指标。

广播接收机有下列的結構样式，

1. 落地式 (只有电唱收音兩用接收机)；
2. 台式 (电唱收音兩用接收机和接收机)；
3. 汽車用的接收机；

4. 携帶式（旅行用接收机）。

所有的現代广播接收机都用鍵式波段开关，波段如下：

長波	150—415 千赫（2000—722.9米），
中波	520—1600 千赫（577—187.5米），
短波	3.95—12.1兆赫（75.9—24.8米），
超短波（YKB）	64.5—73 兆赫（4.65—4.11米）。

为了調譜接收机方便起見，把短波和超短波的波段各分为两个或者三个扩展波段。

高級广播接收机的中頻在長波、中波、短波时是465千赫，在超短波时是8.4兆赫；較低等級的广播接收机的中頻則是110—115千赫。

在長波、中波和短波上进行广播时，采用調幅制，而在超短波上采用調頻制。因此，現代广播接收机應該能够接收調幅信号和調頻信号。广播接收机的电源用交流电或者用蓄电池和干电池。

現代調幅和調頻接收机通常都采用超外差式电路。这种电路可以分为两种：一次变频电路和二次变频电路。

一次变频的超外差接收机具有可以放大不同頻率电压的三个系統：

1. 由輸入裝置和高頻放大器組成的射頻系統（放大信号的載頻电压）；

2. 由变频器和中頻放大器組成的中頻系統（放大中頻电压）；

3. 由低頻放大器組成的低頻系統（放大低頻电压）。

二次变频的超外差接收机有四个系統。它的中頻系統被分为：1) 第一中頻系統，2) 第二中頻系統。

圖 1-1 是一次变频的超外差接收机的簡圖。被天綫接收的

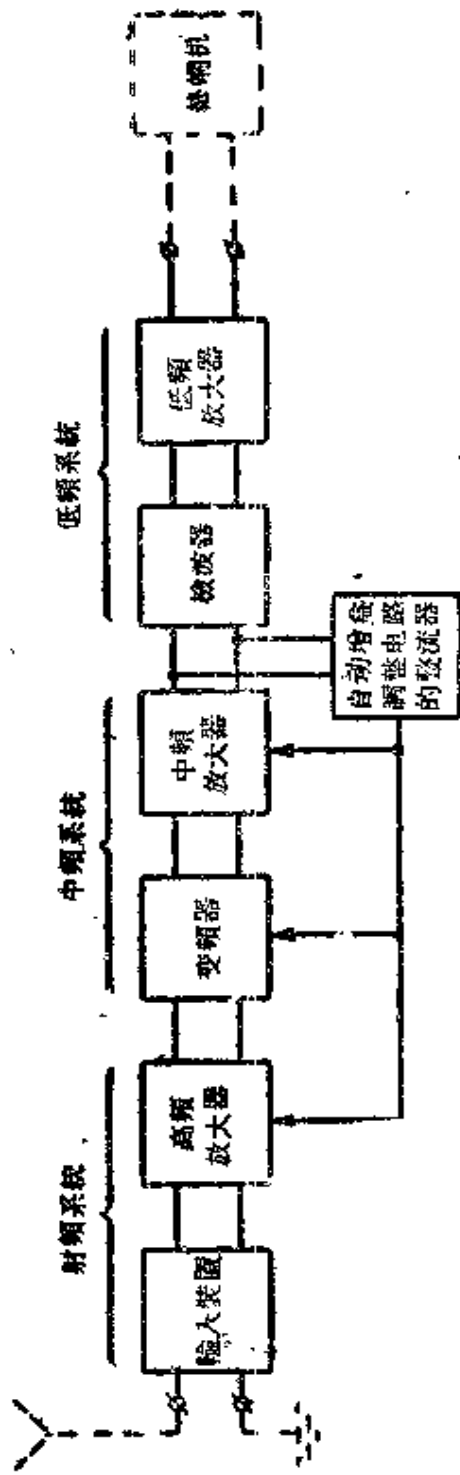


圖 1-1 一次變頻的超外差式接收機的簡圖

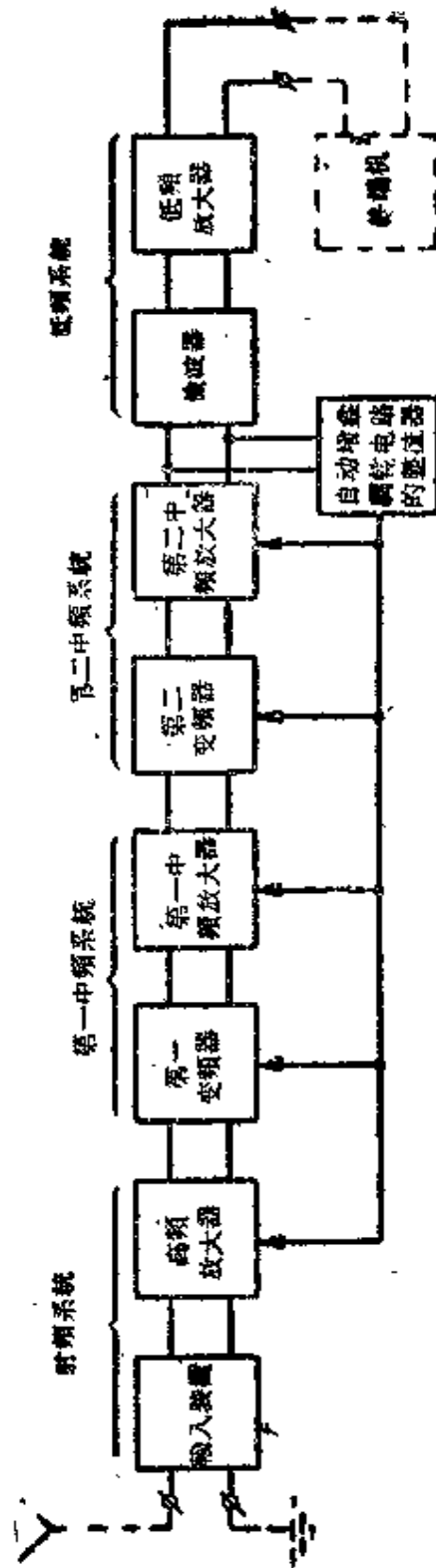


圖 1-2 二次變頻的超外差式接收機的簡圖

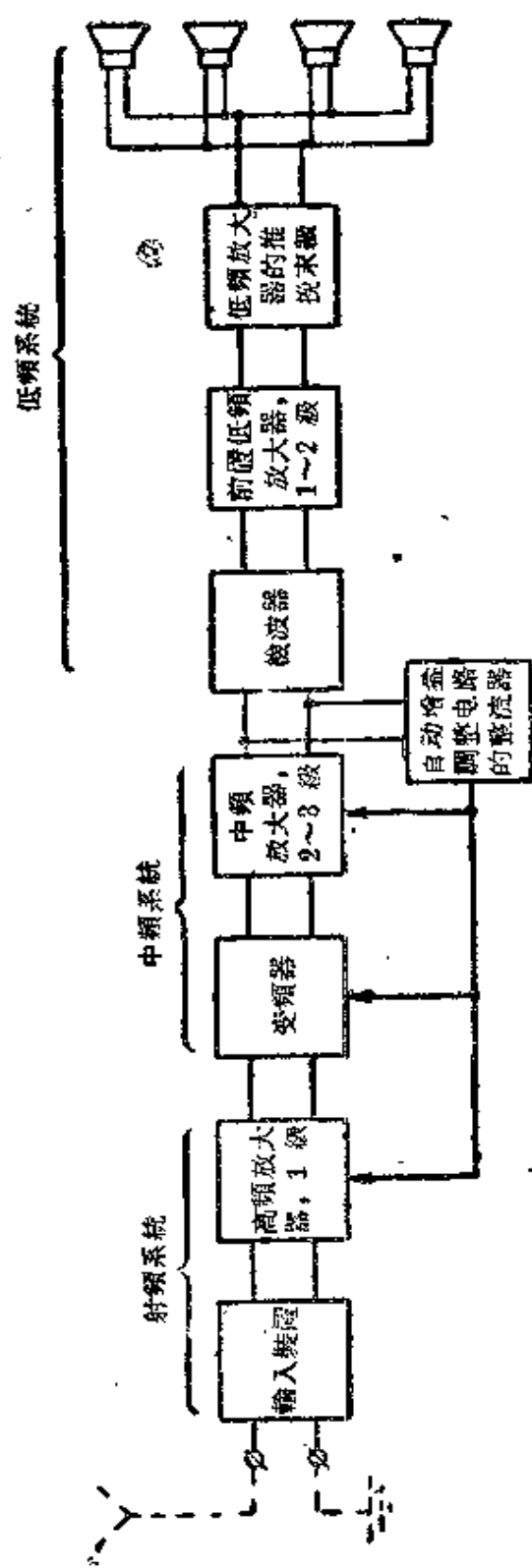


圖 1-3 高質量廣播接收機的簡圖

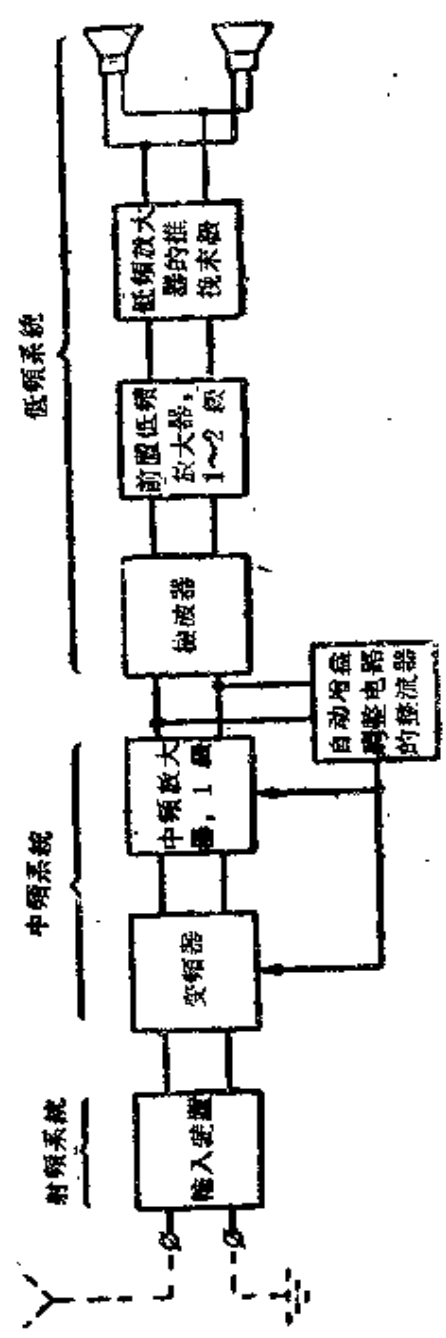


圖 1-4 中等廣播接收機的簡圖

信号的載頻在这个电路中变成中頻（它对一切被接收的頻率都是一样的）。

当对鏡頻波道的選擇性提出很高的要求时，則采用二次变频电路（圖1-2）。天綫所接收的信号的載頻在这个电路中由第一变频器把它变成第一中頻（它比第二中頻大許多倍）。第二变频器有一个用固定頻率工作的本机振蕩器，它把第一中頻变成較低的中頻——第二中頻。这样一来，由于第一中頻高，所以对鏡頻波道的選擇性好，又由于第二中頻低，所以对相隣波道的選擇性也很好。因此采用二次变频电路，可以利用高中頻和低中頻的优点。

但是二次变频电路有以下缺点：可能产生大量的交扰哨声和由第二变频器产生的第二个鏡頻波道。实际上这种电路是很少使用的。

广播接收机大都采用一次变频电路。高質量的广播接收机必定有一級高频放大器，兩、三級中頻放大器和能帶动三、四个电动式揚声器的推挽末級。

高質量广播接收机簡圖如圖 1-3 所示。

中等接收机和便宜的普及型接收机沒有高频放大器。它們有一級中頻放大器和帶动一、二个电动式揚声器的單臂末級。这类接收机的簡圖如圖 1-4 所示。

1-2. 对調幅和調頻接收机的主要要求

对任何無綫电接收机的主要要求如下：灵敏度高；選擇性好；接收頻帶多；輸出功率或輸出电压高；保真度好；自动增益調整性能好；工作稳定可靠；用电节省；操縱方便；絕緣强度和机械强度高；体积小；重量輕；成本低和适宜于大量生产和成批生产。

按照接收机的特定用途还可以提出許多补充要求；例如要求能在 -60 — $+60^{\circ}\text{C}$ 的溫度变化下工作；在气压降低的条件下工作；以及良好的防潮性能等。

实际灵敏度和額定灵敏度 实际灵敏度是指：足以使輸出端得到超过接收机固有噪声功率（或电压）若干倍的額定功率（或电压）的天綫中的最小电动势数值。

短波和超短波接收机用实际灵敏度来表示。

使輸出端得到額定功率或电压的天綫最小电动势叫做接收机的“額定灵敏度”或簡称为“灵敏度”。

中波和長波接收机用額定灵敏度来表示。

接收机的实际灵敏度（微伏）等于

$$E_A = \frac{1}{8} \sqrt{R_A B (N + t_A - 1) \gamma}, \quad (1-1)$$

式中 R_A ——天綫电阻，欧姆；

B ——接收机的噪声帶，兆赫；

N ——接收机的噪声系数；

$t_A = \frac{T_A}{T}$ ——天綫的相对噪声溫度；

T_A ——天綫的有效噪声溫度；

T ——天綫的室內溫度；

γ ——輸出端的信号功率与噪声功率之比。

在表 1-1 中所列举的是为保証可靠地接收所必須的功率比

$$\gamma = \left(\frac{P_{CIA}}{P_{tu}} \right)_{обл\lambda_0}$$

天綫的相对噪声溫度 $t_A = \frac{P_A}{P} = \frac{T_A}{T}$ 表示；天綫的額定噪声功率比室溫条件下等效天綫的額定噪声功率大若干倍。

t_A 值与輸入頻率有关，也和定向天綫对宇宙射綫源的定向

表 1-1

接 收 种 类	γ	γ , 分貝
無線电报:		
听觉接收	0.5—4.0	3—6
用波紋机接收	4—25	6—14
印字接收	10—100	10—20
調幅通信的無線电话	15—100	12—20
調幅無線电广播	50—10 ²	17—30
調频無線电广播	3—10	5—10

有关。

t_A 在 30—120 兆赫頻率上的平均值可以用近似的經驗公式求出来

$$t_A = \frac{1.8 \times 10^6}{f^2 (\text{兆赫})} \quad (1-2)$$

如果頻率大于 120 兆赫, t_A 的值可以認為等于 1。

不同頻率的噪声系数的近似值列入表 1-2 中。

表 1-2

工作頻率 f , 兆赫	工作波長 λ , 米	N	N , 分貝
≤ 30	≥ 10	2—5	3—7
60	5	4—6.5	6—8
100	3	6.5—16	8—12
500	0.5	10—32	10—15

天綫在特高頻时的阻抗, 半波天綫通常是 70 欧姆; 而环形天綫約为 300 欧姆。反射器和檢波器的存在降低了天綫的阻抗。

各种类型的天线阻抗列在表 1-3 中。

表 1-3

天 线 类 型	天线阻抗, 欧姆
半波天线	70
带反射器的半波天线	60
带反射器和天线引向器的半波天线	20—30
环形天线	300
带反射器的环形天线	250
带反射器和检波器的环形天线	80—120

在波段内接收机灵敏度的变化是由于下列各种数值的变化而引起的：输入装置传输系数的变化；高频放大级的增益系数的变化（分波段内回路的谐振阻抗随频率的增高而增大）和本机振荡器电压幅度的变化（这种变化使变频器的变频跨导发生相应的变化）。

在接收已调制波信号时，输出功率和输出电压与调制系数有关。因此，我们在标准调制系数 $m=0.3$ 和调制频率 $F=400$ 赫（广播接收机），或 $F=400$ 赫，或 1000 赫（干线接收机和通信接收机）时确定灵敏度。因为接收机的输出电压与调制系数成正比，而功率与输出电压的平方，即调制系数的平方成正比，所以在 $m=1$ 时功率将是最大。因此，与标准调制系数 $m=0.3$ 相应的输出电压等于

$$U_{\text{вых}} = 0.3(U_{\text{вых}})_{\text{н.к.с.}}$$

而正常的输出功率等于

$$P_{\text{вых}} = 0.3^2(P_{\text{вых}})_{\text{н.к.с.}} \approx 0.1(P_{\text{вых}})_{\text{н.к.с.}}$$

于是，接收机的正常功率等于额定功率的十分之一。

为了得到不失真的接收，必须把 $U_{\text{а.с.}} \approx 2-5$ 伏的中频电

压加到幅度檢波器的輸入端和頻率檢波器的限幅器的輸入端上。

接收机的灵敏度（接收机天綫中的电动势 E_d ）便等于

$$E_d = \frac{U_{ex, \theta}}{K_{npuek}} \quad (1-3)$$

式中 K_{npuek} ——高频和中频系統的总增益系数。

因此，接收机的灵敏度决定于它的高频系統的增益系数。

采用增加接收机高、中频系統增益系数的办法并不能使灵敏度無限制地增加，因为随着这一系数的增加将会引起接收机固有噪声的增大，而噪声会妨害对弱信号的接收。这样一来，接收机的固有噪声限制了灵敏度。在長波、中波和短波上限制广播接收机灵敏度的不是固有噪声，而是工业干扰和天电干扰。

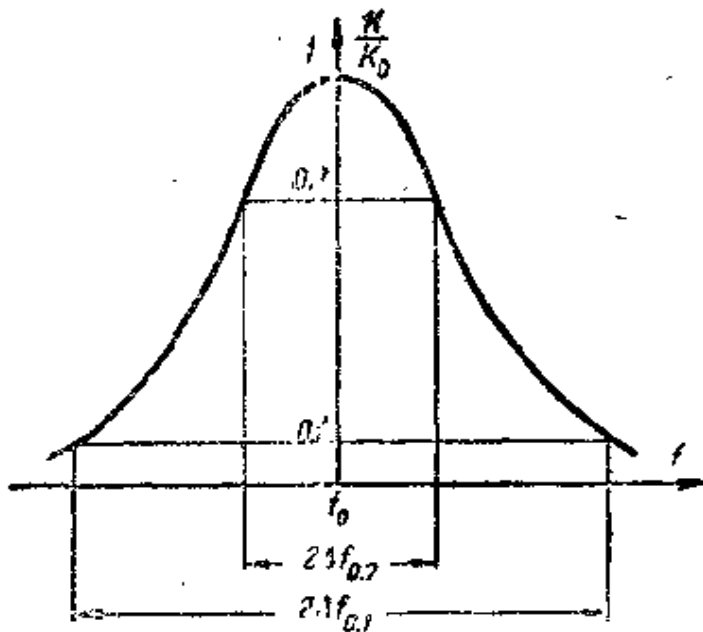


圖 1-5 接收机的諧振曲綫

选择性。 选择性是这样一個参数，它表示在接收机的調諧不变时，而輸入信号的頻率向接收机調諧頻率的兩边变动时，接收机增益降低的程度。

接收机的选择性用接收机高频系統的选择性曲綫和諧振曲綫来表示。

接收机的选择

性曲線是根据实验得来的，因为信号的频谱很复杂，要计算它是很困难的。所以在设计接收机时要计算接收机高频部份的谐振曲线，根据它就可以判断选择性。

接收机的谐振曲线和选择性曲线只在低调制频率（400—1000 赫）时是一致的。

对于较高的调制频率来说，接收机的谐振曲线和选择性曲线是不同的。这是因为谐振曲线是当一个未调制的正弦波信号加到接收机输入端时计算出来的，并且表示当该信号频率变化时接收机增益系数的变化情况。

接收机的选择性曲线则表示当其载频变化时，其已调信号的增益系数的变化情况。

图 1-5 是接收机的谐振曲线。谐振曲线往往用矩形系数来表示：

$$K_{n,a} = \frac{2\Delta f_a}{2\Delta f_{0.7}}, \quad (1-4)$$

式中 $2\Delta f_a$ ——衰减到 a 分之一时的通频带。矩形系数越接近于 1，谐振曲线就越好，因为在这种情况下它接近于矩形。

变频器前各级对相邻波道和镜频波道的选择性随着频率的增加而变坏，而这些级的通频带却加宽了，并且回路的谐振阻抗也增加了，从而提高了它们的增益（图 1-6）。

在选择性和通频带之间存在着反变的关系：选择性越好，通频带越窄，或者反过来也对。通常对相邻波道和镜频波道的选择性是按最坏的情况——在每一分波段的最高频率时来计算的。

广播接收机对相邻波道的选择性是按照失谐 10 千赫计算出来的。所有接收机对镜频波道的选择性是按照失谐相当于接

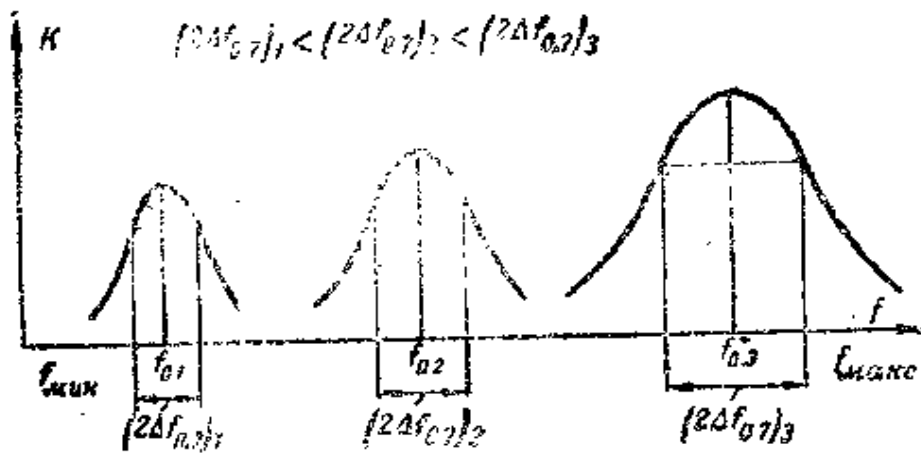


圖 1-6 变频器前各级的选择性和通频带与波腹量的各个频率的关系

收机的兩倍中頻的情况計算出来的。

对相隣波道的選擇性是由接收机的射頻系統和中頻系統來确定的。对選擇性有影响的主要是中頻系統。在頻率高于1—2兆赫的时候，射頻系統有相当寬的通頻帶，所以它已經不影響相隣波道的選擇性，而后者完全是由中頻系統來确定的。

对鏡頻波道的選擇性只由射頻系統來确定。

被接收的波段 大多数接收机的波段是很寬的，它被分为几个分波段。某些接收机用几个固定頻率工作，从而可以进行不用調譜的通信。

接收机应当能調到規定波段的任何頻率上，同时在調譜过程中，它的各項主要指标不应当变化得大于規定标准。

輸出功率，輸出电压 輸出功率或輸出电压是由終端負載的种类來确定的。电动式揚声器所需要的輸出功率为0.1—10瓦；高阻話筒所需要的輸出电压为30—60伏。

保真度 保真度用幅度失真和非綫性失真來表示。这些失真值越小，保真度就越高。

專業接收机的幅度失真用电压的保真度曲綫（就是在固定

調制系数下表示。接收机输出电压与調制頻率間关系的曲綫) 来表示 (圖 1-7)。

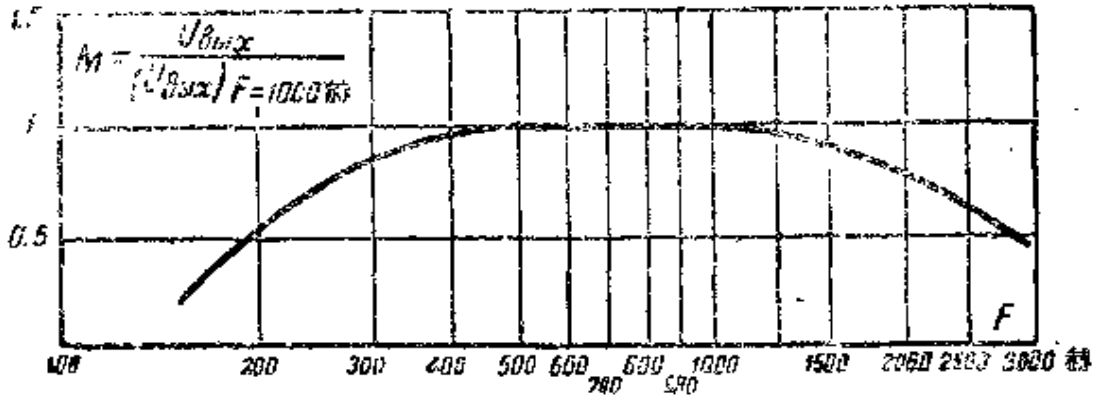


圖 1-7 用相對值 $\frac{U_{s_{bx}}}{(U_{s_{bx}})_{F=1000 \text{ 赫}}}$ 表示的电压保真度曲綫

中頻放大級、檢波器和低頻放大級对电压保真度曲綫的性質有強烈的影响。變頻器以前的各級只在長波上有影响，在中波上影响不大。对于語言保真度來說，專業接收机應該通过 200—3000 赫的頻帶。电压保真度曲綫在頻帶的兩端通常需要下降一半，即 6 分貝。

广播接收机的幅度失真用声压保真度曲綫来表示。这个保真度曲綫是由电压保真度曲綫和一个或多个揚聲器的振幅特性曲綫相加而成的 (圖 1-8)。因此，声压保真度曲綫表示整个接收机的幅度失真的狀況。

为了使語言和音乐的放音逼真动听，高質量广播接收机應該通过 60—6500 赫的頻帶；而中等的接收机應該通过 100—4000 赫的頻帶。声压保真度曲綫的不均匀性 (即頻率失真系数兩極限值的絕對值之差) 通常給定为 $| (M_{xp})_{06} | = | (M_{xp_1})_{06} | - | (M_{xp_2})_{06} | = 14$ 到 18 分貝。

高質量接收机的各中頻放大級的通頻帶是可变的，可以从

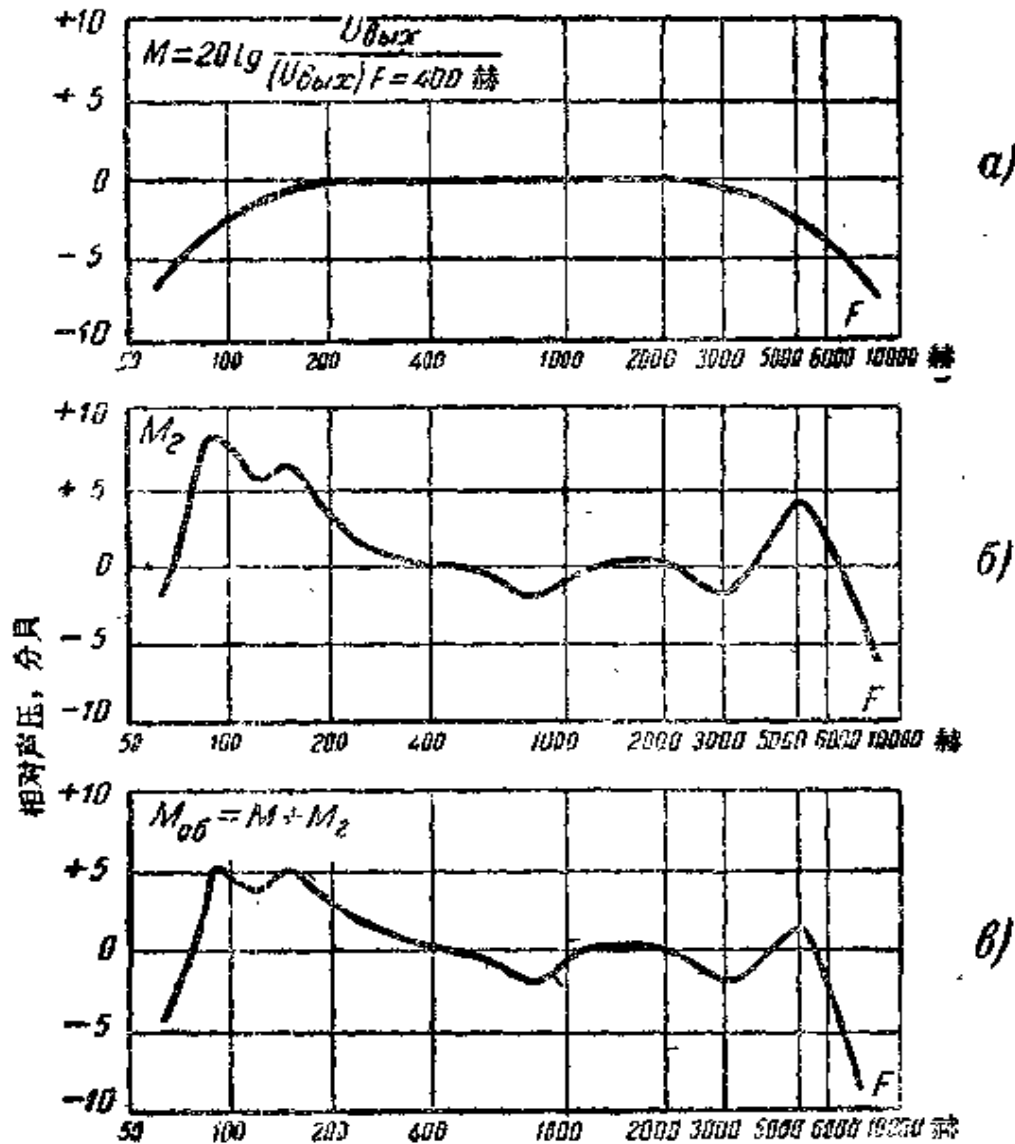


图 1-8 接收机的声压保真度曲线

6 千赫变到 13 千赫，从而在沒有干扰时可以靠加寬通頻帶來獲得高質量的接收。

高質量的超短波广播接收机应该通过 60 到 10000—12000 赫的頻帶。

非直线性失真 非直线性失真表示，在信号以正弦波调制

时，接收机输出端上出现频率为 $2F$ ， $3F$ ， $4F$ ……的谐波。这主要是由于低频放大器末级的特性曲线是非线性的缘故。非线性失真用非线性失真系数来表示。

$$K_f = \frac{\sqrt{U_{m2}^2 + U_{m3}^2 + U_{m4}^2 + \dots}}{U_{m1}}, \quad (1-5)$$

式中 U_{m1} 、 U_{m2} 和 U_{m4} ——二次、三次和四次谐波的输出电压的振幅。

专业接收机和中等广播接收机的非线性失真系数不能大于 10%，而高质量广播接收机的非线性失真系数不能超过 5%。

自动增益调整 接收机的自动增益调整可以在输入电压剧烈变化时，大大地减少输出电压的变化。

专业接收机的输入电压变化值约为 10^3 — 10^5 ，输出电压的变化值约为 1.1—3。通常，高质量广播接收机的输入电压变化值为 10^3 ，而输出电压变化值为 4。中等广播接收机的输入电压变化值为 20，输出电压变化值为 4。

工作的稳定性和可靠性 如果接收机满足这些条件，即：1) 它不自激并没有自激的条件；2) 它的参数在电源工作状态、湿度、温度、气压、震动等变化时变化很小，它就能够稳定而可靠地工作。

用电节省 节省电源的要求主要是对携带式的电池接收机提出来的，所有携带式收发信电台的重量主要都决定于电池的重量，而电池的重量归根到底还是决定于电台工作的持续时间长短。

操纵方便 操纵方便要求满足下列条件：1) 控制旋钮的数量少并配置得当；2) 有波长和频率标得清楚的度盘；3) 更换分波段的指示清楚。

飞机接收机通常具有遥控装置。旋钮放在操纵板上并且用

彈性軸與接收機連接起來。

絕緣強度和機械強度 接收機的絕緣強度和機械強度取決於它的另件和組件，以及整個接收機構造的絕緣強度和機械強度。

對於通常在惡劣氣象和氣候條件下工作的通信接收機，在絕緣強度和機械強度方面要提出特殊的要求。

體積小和重量輕 通信接收機（飛機用和攜帶式的）以及攜帶式廣播接收機通常要求體積小和重量輕。

成本和適合於大量生產和成批生產 接收機的電路和構造應當滿足電氣要求和使用要求，同時接收機也應當適宜於大量生產或者成批生產。使用標準零件和組件就可以降低接收機的成本，並且使它更加適宜於大量生產。因此在計算和設計的時候，應當儘可能地使用標準零件和組件。

第二章 設計無線電接收機的技术要求及其初步計算

2-1. 設計專業通信無線電接收機的技术要求

設計專業通信無線電接收機，需要提出下列數據：

1. 接收機的用途（干擾用或通信用）。
2. 接收機的裝置地點（固定式的，飛機上用的，船艦的，汽車的和攜帶式的等等）。
3. 工作種類（電話、電報）。
4. 調制種類（調幅、調頻、調制指數和最大頻率偏移）。
5. 上端的調制頻率 F_{max} （千赫）。
6. 頻率範圍（千赫或兆赫）。

7. 分波段数和分波段系数。

8. 在所有分波段, 其比值 $\gamma = \frac{P_{c.max}}{P_{B.min}}$ 时, 实际灵敏度不劣于 $B_{c.max}$ 。〔实际灵敏度用有效值 (微伏) 表示。〕

9. 在失谐为 Δf (千赫) 时, 所有分波段上对相邻波道的选择性不劣于 S_{coco} (分贝) 或者斜形系数。

10. 所有分波段上对镜频波道的选择性不劣于 S_{sep} (分贝), 或在每个分波段上都指出对镜频波道的选择性。

11. 对等于中频频率的干扰选择性不劣于 S_{mpc} (分贝)。

12. 负载的种类 (听筒、电动式扬声器、印字电报机等) 及其阻抗 (欧姆)。

13. 输出功率 P_{out} (瓦) 或者输出电压 U_{out} (伏)。

14. 非线性失真的允许值 Δ_f (%)。

15. 在衰减 M (分贝) 时, 频率 $F_{min} - F_{max}$ 的电压保真度曲线。

16. 天线的参数 (阻抗的电阻分量和电抗分量) (欧姆)。

17. 馈线的类型和参数 (二线式馈线或同轴馈线, 特性阻抗, 欧姆), 馈线长度 (米), 及其衰耗 (分贝/米)。

18. 自动增益调整:

输入电压 a (分贝) 的变化。

输出电压 b (分贝) 的变化。

19. 接收种类: a) 有微调的; b) 不进行调谐的和无微调的。

20. 发射机和本机振荡器的最大可能频率漂移 Δf_{usp} 和 Δf_{rem} (千赫) 或其相对变化 $\frac{\Delta f}{f}$ (无微调接收的)。

21. 对自动频率微调的要求。

22. 人工增益调整 (改变输出电压的电平)。

23. 电子管的类型。

24. 一次电源的种类 (蓄電池, 干電池, 交流市電, 飞机或船艦的机上电源) 及其参数 (蓄電池和干電池的容量, 电源电压, 电压的容許改变值)。

25. 消耗功率不大于 P (瓦)。

26. 結構上的要求: a) 环境溫度的变化; б) 气压的变化; в) 湿度的变化; г) 振动 (是否必需阻尼); д) 外廓尺寸; е) 控制裝置; ж) 便于大量或者成批生产。

27. 安全技术的要求。

根据接收机的用途不同还可以提出其它补充要求。

2-2. 設計無線电广播接收机的技术要求

1. 接收机的結構类型 (落地式, 台式, 汽車用, 携帶式)。

2. 頻率范围 (千赫或兆赫)。

3. 分波段数和分波段系数。

4. 調制种类 (調幅、調頻、調制指数和最大頻率偏移)。

5. 上端調制頻率 $F_{\text{макс}}$ (赫)。

6. 分波段在比值 $\gamma = \frac{P_{\text{с.вых}}}{P_{\text{ш.вых}}}$ 下的灵敏度或实际灵敏度,

長波波段 } 不劣于 $E_{A1}, E_{A1 \text{ реально}}$
中波波段 }

短波波段不劣于 $E_{A2}, E_{A2 \text{ реально}}$

超短波波段不劣于 $E_{A3}, E_{A3 \text{ реально}}$

[实际灵敏度用有效值 (微伏) 表示。]

7. 在失諧 $\Delta f = \pm 10$ 千赫时, 在所有分波段上对相隣波道的選擇性不劣于 $S_{\text{сосед}}$ (分貝)。

8. 各分波段对鏡頻波道的選擇性:

長波波段不劣于 $S_{\text{зеркал}}$ (分貝),

中波波段不劣于 $S_{\text{зепк2}}$ (分貝),

短波波段不劣于 $S_{\text{зепк3}}$ (分貝),

超短波波段不劣于 $S_{\text{зепк4}}$ (分貝)。

9. 对等于中頻頻率的干扰的選擇性不劣于 $N_{\text{нр,м}}$ (分貝)。

10. 接收机的中頻:

① 有短波波段时, $f_{\text{нр}} = 465$ 千赫;

② 無短波波段时, $f_{\text{нр}} = 110 - 115$ 千赫。

超短波波段的中頻通常都取 8.4 兆赫。

11. 电动式揚声器的数目, 它們的功率、音圈阻抗和振幅-頻率特性曲綫或总的頻率失真系数。

12. 輸出功率 $P_{\text{вых}}$ (瓦)。

13. 非线性失真的允許值 K_f (%)。

14. 在頻率失真系数 ΔF (分貝) 或不均匀性 $M_{\text{нер}}$ (分貝)

下, 頻率 $F_{\text{мин}} - F_{\text{макс}}$ 範圍內的声压保真度曲綫。

15. 接收机的通頻帶:

窄頻帶通常为 6 千赫;

寬頻帶为 13 千赫。

通頻帶的調整通常是平滑的或步进的。

16. 天綫參量及其在波段中的改变量。

17. 自动增益調整:

輸入电压改变量 a (分貝);

輸出电压改变量 p (分貝)。

18. 人工增益調整 (輸出电压电平的变化範圍)。

19. 低頻放大器頻率特性曲綫的变化範圍。

a) 在低頻域 (分貝);

б) 在高頻域 (分貝)。

20. 拾音器塞孔处的灵敏度 (毫伏)

21. 电子管的类型。

22. 一次电源的种类（蓄电池、干电池、交流市电）及其参量（蓄电池和干电池的容量、电源电压、电压的允许改变值）。

23. 消耗功率不大于 P (瓦)。

24. 结构要求：a) 外形尺寸；b) 控制装置；c) 匣子的加工；r) 便于大量或成批生产。

25. 安全技术要求。

根据接收机的等级还可以提出其它一些补充要求。

2-3. 无线电接收机电路类型的选择

专用接收机电路的选择应当从解决使用一次变频或二次变频的问题开始。在对镜频波道的选择性提出很高的要求的情况下，应当采用二次变频。但是如果用改善高频系统回路质量的办法可能使一次变频对镜频波道有良好的选择性时，那么，最好使用一次变频。

采用二次变频可以取得很高的对镜频波道的选择性，但是同时在波段里会产生大量的交扰噪声，并使接收机的电路和结构大大地复杂起来。因此，只有在不能保证所要求的镜频波道选择性的时候，才应当使用二次变频。

为了使振荡频率非常稳定，使用具有单独本机振荡器的变频电路。

专业接收机各个系统的级数通常是这样的：高频放大器不多于三级；中频放大器不多于四到五级；低频放大器不多于三级。使用多于三级的低频放大器是非常困难的，因为这要使用多节可变同轴电容器，以致使体积增大，使接收机的结构和调整复杂起来，并使它的工作稳定性降低。

广播接收机都使用一次变频电路。它的电路和级数由接收机的等级来决定。高级接收机在长波波段和中波波段上都用双回路输入装置，以保证对在两个波道具有良好选择性时，使分波段内具有均匀的通频带；此外还有一级高频放大器；两到三级中频放大器；两级前置低频放大器和推挽末级。

中级接收机没有高频放大器，有一级中频放大器，一到二级前置低频放大器和单臂末级。

2-4. 电子管类型的选择

如果在设计接收机的技术要求中没有提出电子管的型号，那末就应当从下面各点来考虑选择电子管。接收机各级中最好少用不同型号的电子管。这一点对便携式通信接收机特别重要，因为在野地条件下，少用型号不同的电子管对准备备份电子管是有利的。

对于固定式干线通信接收机和广播接收机来说这个要求没有多大的意义。

为了使各放大级取得高的稳定的增益，应当选择这样类型的电子管，即它们有最大的下列比值

$$\frac{S}{C_{a.c} + C_{n.a}}, \quad (2-1)$$

式中 $C_{n.a}$ ——管座电容，对金属管等于 0.01 微微法，对指形管等于 0.017 微微法。

在特高频上如果使用输入阻抗尽可能大的电子管，便可以使输入电路具有比较大的传输系数，并使放大级具有比较大的增益系数。电子管的输入阻抗随着频率的升高而迅速下降，它可用下式求出来。

$$R_{BX} = \frac{1}{g_{BX}} = \frac{K \text{ 千欧} \cdot \text{兆赫}^2}{(f \text{ 兆赫})^2} \quad (2-2)$$

式中 K ——决定电子管输入阻抗的系数，与电子管的类型有关；在手册中有说明（参阅表 2-1）。

为了使特高频接收机具有比较小的噪声系数和比较高的实际灵敏度，必须在前几级中使用比值

$$\frac{R_{us}}{R_{BX}}, \quad (2-3)$$

最小的电子管

式中 R_{us} ——电子管等效噪声阻抗。

在表 2-1 和 2-2 中列举了系数 K 的值和电子管等效噪声电阻 R_{us} 的值。

对携带式接收机必须选择消耗功率尽可能小的电子管。

表 2-1

电子管型号	K , 千欧·兆赫 ²	电子管型号	K , 千欧·兆赫 ²
6C1Ж	160×10^3	6Ж4П	7×10^3
6C1П	160×10^3	6К1Ж	200×10^3
6Ж1Ж	200×10^3	6К1П	46×10^3
6Ж1П	70×10^3	6К3	20×10^3
6Ж3	13×10^3	6C5Д	200×10^3
6Ж3П	37×10^3	1К1П	36×10^3
6Ж4	7×10^3		

2-5. 中频的选择

中频值根据下列理由来选择：

1. 中频不应当在接收机的频带范围内。
2. 中频不应当与某一大电力发射机的频率相同。下列的频

表 2-2

电子管型号	R_{in} , 欧姆	电子管型号	R_{in} , 欧姆
6Ж1	720	6Ж1П	13 000
6Ж1 (接成三极管)	1 220	6Ж3	11 000
6Ж4 (用作混频管)	2 300	6Ж5	4 000
6Ж1П	1 800	6С2С	960
6Ж1П (接成三极管)	385	6С2П	210
6Ж1П (用作混频管)	7 520	6С3П	125
6Ж2П	4 170	6Ж4П	470
6Ж3П	1 650	6Ж1П	480
6Ж3П (用作混频管)	6 600	6Ж2П	1 600
6Ж7	1 400	6Ж15П	470

率符合这个条件：110—115；463—467；620—630；1200；1600；1900；2200；4500；8400 千赫。

3. 随着中频的增加，应当发生下列各种现象：

- a) 对镜频波道的选择性增加；
- б) 通频带加宽；
- в) 电子管的输入阻抗减小，因而对回路的旁路作用增大；
- г) 中频放大器的稳定度变坏。
- д) 级的增益由于回路谐振阻抗的减小而减小。

4. 随着中频的减小，应当发生下列各种现象：

- a) 对镜频波道的选择性降低；
- б) 通频带压缩；
- в) 电子管输入阻抗增加，因而对回路的旁路作用减小；
- г) 中频放大器的稳定度变好；
- д) 由于回路谐振阻抗增大，级的增益增大。

5. 为了在检波器输出端很好地滤去中频，应当满足下列条

件:

$$f_{np} \geq 10 F_{\max}, \quad (2-4)$$

式中 F_{\max} ——最高的調制頻率。

如果对鏡頻波道的選擇性提出很高的要求，那就应当選擇較高的中頻。

上面所列举的要求都是互相矛盾的。因而在選擇中頻時，应当採取妥善的解決辦法。

2-6. 通頻帶的計算

確定接收機通頻帶的方法如下:

1. 先確定被接收信號的頻譜寬度，它應當能通過高頻和中頻系統加到檢波器的輸入端。

a) 在調幅時信號的頻譜寬度等於

$$2\Delta f_c = 2F_{\max}. \quad (2-5)$$

б) 在振幅鍵控時，信號的頻譜寬度等於:

$$2\Delta f_c = 0.8nN, \quad (2-6)$$

式中 $2\Delta f_c$ ——單位為赫;

n ——高次雜波 (通常 2—3 次) 的次數;

N ——標準五單位制電報以每分鐘計算的通報速度 (每分鐘 250—350 字)。

в) 在按正弦規律變化的調頻時，信號頻譜的寬度等於

$$2\Delta f_c = 2F_{\max}(1 + \psi_m + \sqrt{\psi_m}), \quad (2-7)$$

式中 $\psi_m = \frac{\Delta f_{\max}}{F_{\max}}$ ——調制指數;

Δf_{\max} ——頻率的最大變化幅度。

對廣播發射機來說調制指數為:

$$\psi_m = \frac{75}{15} = 5.$$

c) 在按矩形規律变化的頻率鍵控时，信号的頻譜寬度等于

$$2\Delta f_c = 2F \sqrt{\frac{200}{\pi} \psi_m + \psi_m^2}, \quad (2-8)$$

式中 $F = 0.4nN$

2) 如果接收机用于接收不同种类的信号，則应根据每一种信号来計算頻譜寬度，并取其中的最大者；或者选定能在中頻系統內轉換的接收机的两个通頻帶。

2. 对于在接收过程中能对电台进行微調的接收机來說，接收机的通頻帶应选得等于信号的頻譜寬度，

$$2\Delta f_n = 2\Delta f_c. \quad (2-9)$$

3. 对無微調的接收机來說（这种接收机在制造时經過最初調諧以后，使用过程中不需要再作額外的微調，便可进行可靠的接收），通頻帶应寬于發射机、接收机本机振荡器頻率和中頻系統諧振頻率的漂移值。

如果接收机內沒有自动頻率微調(AFC)，那么通頻帶应等于：

$$2\Delta f_n = 2\Delta f_c + K(2\Delta f_{nep} + 2\Delta f_{osc} + 2\Delta f_{msu}), \quad (2-10)$$

式中 K ——頻率漂移吻合系数，是指發射机、本机振荡器和中頻系統的頻率同时偏离額定值的頻率漂移而言；

Δf_{nep} 、 Δf_{osc} 和 Δf_{msu} ——發射机、本机振荡器和中頻系統的頻率对額定值的最大可能漂移值。

公式(2-10)中的系数 2 是由于發射机、本机振荡器和中頻系統的頻率可能向額定值的兩边漂移。

無微調接收机的通頻帶如圖 2-1 所示。

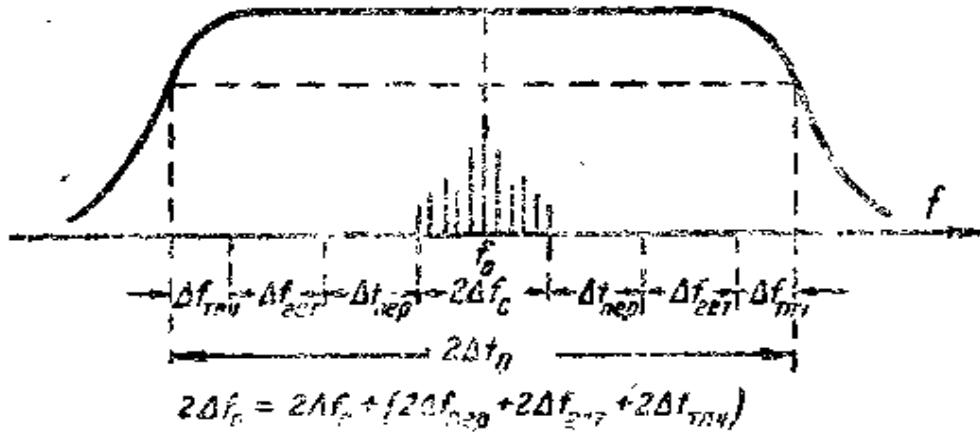


圖 2-1 無帶通接收机的通頻帶

在表 2-3 中列举了各种發信电台的相对頻率变化值 $\frac{\Delta f}{f_0} =$

$a_{n.p.0}$

表 2-3

电 台 种 类	$\frac{\Delta f}{f_0} = a_{n.p.0}$
固 定 式 电 台	$(3-10) \times 10^{-5}$
移 动 式 电 台	$(1-5) \times 10^{-4}$
广 播 电 台	$(3-5) \times 10^{-5}$

本机振荡器频率的相对变化約为 $a_{rem} = (1-5) \times 10^{-4}$ ，而晶体本机振荡器频率的相对变化約为

$$a_{rem} = 5 \times 10^{-5}.$$

中頻系統频率的相对变化約为 $a_{m.v.} = (1-5) \times 10^{-5}$ 。

对額定值的最大可能頻率漂移等于

$$\Delta f = a f_0. \quad (2-11)$$

考虑到發射机、本机振荡器的頻率漂移和中頻系統諧振频率的漂移后得到的中頻等于；

$$\begin{aligned} f'_{np} &= f_{\text{ср}} + \Delta f_{\text{ср}} - (f_{\text{нр}} + \Delta f_{\text{нр}}) + \Delta f_{\text{мш}} = \\ &= f_{\text{нр}} + \Delta f_{\text{ср}} + \Delta f_{\text{мш}} - \Delta f_{\text{нр}}. \end{aligned}$$

因此，当频率 $\Delta f_{\text{ср}} + \Delta f_{\text{мш}}$ 和 $\Delta f_{\text{нр}}$ 的漂移方向不同时，中频对额定值的漂移最大。

当系数 $K=1$ 时，所有频率向一个方向漂移的可能性是很小的。因此取 $K=1$ 时，就使得通频带比要求的大，从而增大了干扰对接收机的影响，并降低了它对相邻波道的选择性。在计算通频带时，通常取系数 K 等于 0.3—0.7。

对于有自动微调的接收机来说，通频带应选得等于：

$$2\Delta f_n = 2\Delta f_o + \frac{K}{K_{\text{АПЧ}}} (2\Delta f_{\text{нр}} + 2\Delta f_{\text{ср}} + 3\Delta f_{\text{мш}}), \quad (2-12)$$

式中 $K_{\text{АПЧ}}$ ——自动微调系数。

自动微调系数等于：

$$K_{\text{АПЧ}} = 10-20.$$

在接收机内使用自动频率微调，可以大大地压缩通频带，从而减少了干扰对接收机的影响，并提高了它对相邻波道的选择性。但是采用自动频率微调使得接收机的结构和在工厂制造时调整与调谐接收机的手续复杂化起来。

4. 对不调谐的接收机和无微调的接收机来说（在按接收机的度盘进行调谐后，或接通固定调谐后就能稳定地接收），所取通频带的宽度应能使接收机在发射机、本机振荡器、中频系统的频率对其额定值的一切可能漂移的情况下进行接收。这些频率对额定值的漂移取决于：1) 不稳定因素的作用；2) 发射机和接收机的度盘刻度误差；3) 由于调谐机构和度盘装置结构的空隙使得用度盘调整发射机和接收机的频率时所引起的误差。

在不调谐接收和无微调接收时，通频带应等于：

$$2\Delta f_n = 2\Delta f_c + K(2\Delta f'_{rep} + 2\Delta f'_{iem} + 2\Delta f_{msu}), \quad (2-13)$$

式中 $\Delta f'_{rep}$ 和 f'_{iem} ——对额定值的可能产生的最大频率漂移；这一频率漂移是由于不稳定因素和收、发信机的度盘刻度误差和频率调整的误差所引起的。

2-7. 实际灵敏度的计算

在短波，米波和分米波等波段工作的接收机，具有与馈线匹配的调谐天线。

为了计算这些接收机的实际灵敏度，必须求出接收机的噪声系数。接收机的噪声系数主要由第一级确定，比值 $\frac{R_{in}}{R_{ex}} = R_{in}g_{ex}$ 越小，噪声系数也越小。

当输入装置与馈线匹配时，第一级噪声系数等于

$$N_0 = 2 + 4R_{in}g + \frac{4g_{ex}}{g}. \quad (2-14a)$$

当输入回路的总变换系数（它未必总是等于匹配时的总变换系数）为某一数值时，会得到最小噪声系数，并且它等于

$$N_{min} = 1 + 2R_{in}g + 2\sqrt{R_{in}g\left(1 + R_{in}g + 4\frac{g_{ex}}{g}\right)}, \quad (2-14b)$$

式中 R_{in} ——所选第一级电子管的等效噪声阻抗，千欧姆；

$g = g_x + g_{ex}$ ——回路的总电导，毫姆欧 = $\frac{1}{\text{千欧姆}}$ ；

g_x ——回路在谐振频率上的电导，毫姆欧；

g_{ex} ——电子管的输入电导，毫姆欧。

当 $g_x \ll g_{ex}$ 时（特高频时就是这样），公式(2-14b)简化为，

$$N_{min} = 1 + 2R_{in}g_{ex}\left(1 + \sqrt{1 + \frac{5}{R_{in}g_{ex}}}\right). \quad (2-15)$$

在 $\epsilon_x \ll \epsilon_{ox}$ 时最小噪声系数与比值

$$\frac{R_{ui}}{R_{ox}} = R_{ui} \epsilon_{ox}$$

的关系图如图 2-2 所示。保证输入回路具有最小噪声系数的总变换系数的求法见 § 3-14。

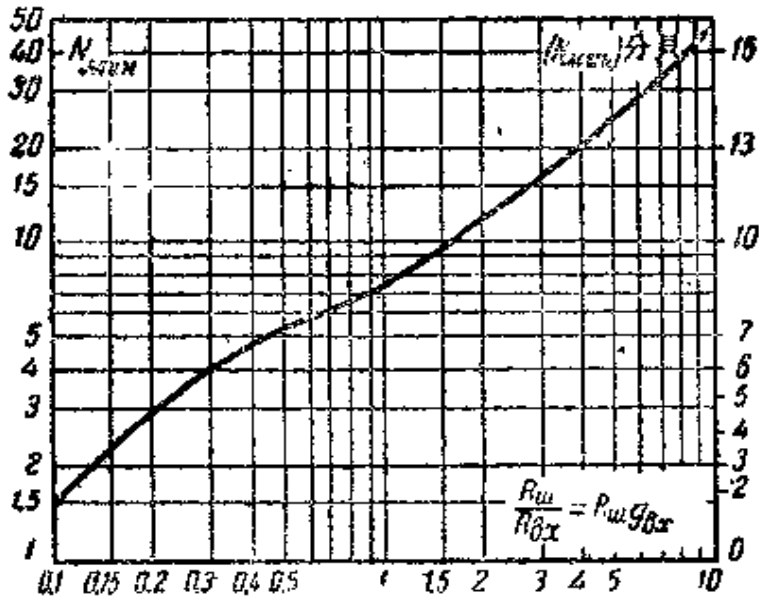


图 2-2 在 $\epsilon_x \ll \epsilon_{ox}$ 时最小噪声系数与比值 $\frac{R_{ui}}{R_{ox}} = R_{ui} \epsilon_{ox}$ 的关系图

如果馈线很长，那就应该计算它的噪声系数，而后求出接收机的总噪声系数。

馈线的噪声系数等于

$$N_{fd} = \frac{1}{K_{pfd}} \quad (2-16)$$

馈线额定功率的传输系数（当馈线与接收机输入端匹配时）等于

$$K_{pfd} = 10^{-0.1\beta l} \quad (2-17)$$

式中 β ——馈线衰减因数，分贝/米；

l ——馈线长，米。

饋綫額定功率的傳輸系数与数值 βl 的关系圖如圖 2-3 所示。

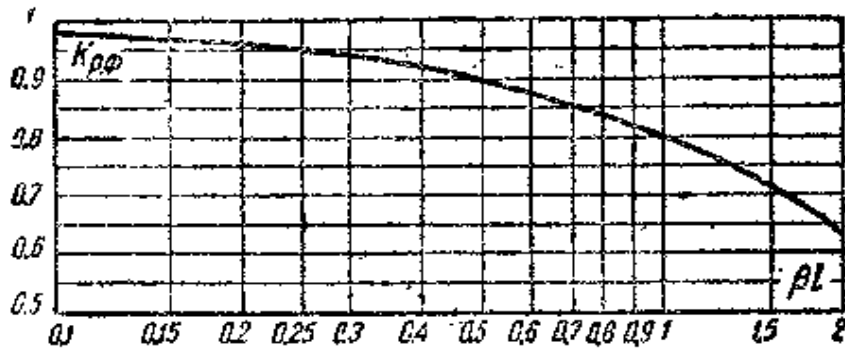


圖 2-3 饋綫額定功率的傳輸系数与数值 βl 的关系圖

接收机的总噪声系数等于

$$N'_{M.N} = \frac{N_{\text{жнн}}}{K_{p\phi}} \quad (2-18)$$

根据公式(1-1)接收机的实际灵敏度等于

$$E_{A.\text{реалн}} = \frac{1}{8} \sqrt{R_A B (N'_{\text{жнн}} + t_A - 1) \gamma}, \quad (2-19)$$

式中 $E_{A.\text{реалн}}$ ——微伏(有效值);

R_A ——給定的天綫輸入阻抗, 欧姆;

B ——噪声的頻帶, 兆赫;

$t_A = \frac{T_A}{T}$ ——天綫的相对噪声溫度;

$\gamma = \frac{P_e}{P_{\text{ш}}}$ ——給定的接收机輸出端的信号功率和噪声功率之比。

具有多級中頻放大器与双耦合回路的接收机的噪声頻帶等于

$$B = 1.1 \times 2 \Delta f_n. \quad (2-20)$$

如果用等效天綫来計算实际灵敏度, 象通常所做的那样, 則当 $t_A = 1$ 时公式(2-19)具有如下形式

$$E_{A.pearson} = \frac{1}{8} \sqrt{R_A B N_{\text{ш}} \gamma} \quad (2-21)$$

当所得到的实际灵敏度比给定的灵敏度坏时，应该降低噪声系数，为此第一级应该选择另一种比值 $\frac{R_{ш}}{R_{\text{св}}}$ 较小的电子管。

实际灵敏度应该等于

$$E_{A.pearson} = \frac{(E_{A.pearson})_{задан}}, {K_{\text{зан}}}, \quad (2-22)$$

式中 $K_{\text{зан}}$ ——增益的安全系数，通常等于 1.5—3。

增益的安全系数考虑了如下的因素：1) 电子管互导值的参差不一；2) 电源电压的变化；3) 气候条件和大气条件的影响；4) 灵敏度的测量误差；5) 生产安全量。

专用接收机的增益安全系数 $K_{\text{зан}} = 2-3$ ；而无线电广播接收机的 $K_{\text{зан}} = 1.5-2$ 。

接收机的噪声系数，也就是固有噪声使取得较大的实际灵敏度受到了限制。只有灵敏度为 25—50 微伏的高质量广播接收机，才需要计算实际灵敏度。

对于灵敏度为 100—200 微伏和更坏一些的接收机来说，计算实际灵敏度没有意义，因为这些接收机的电子管很少，增益也不大，所以接收机的固有噪声对它的灵敏度不可能起限制作用。对这种接收机就简单地根据灵敏度来衡量它。

如果这种接收机的天线输入阻抗 R_A 没有给定，那末对长波和中波可以取为 30 欧姆，而对短波可以取为 400 欧姆。

2.8. 增益系数的计算及其在接收机各系统的分配

为使检波器正常地工作，必须在它的输入端加上一定大小的载频电压。

表 2-4 中列举了各种檢波器的輸入电压值和輸出电压值。差不多在一切接收机中都采用二極管檢波器，而柵極檢波器則很少使用；并且多用在簡單的电子管接收机中。

接收机在檢波器以前，即在高頻和中頻系統的增益系数，根据檢波器的輸入电压(可以从表 2-4 中选取)和各分波段的給定灵敏度或实际灵敏度来計算：

$$K_{\text{проект}} = K_{\text{пр}} \cdot K_{\text{инт}} = \frac{U_{\text{мд.вх}}}{\sqrt{2} E_{\text{д.реал.н}}}, \quad (2-23)$$

式中 $E_{\text{д.реал.н}}$ ——由公式(2-22)得到的实际灵敏度，或 $E_{\text{д}} = E_{\text{н.реал.н}}$ ——給定的灵敏度。

表 2-4

調幅信号的檢波		調頻信号的檢波			
檢波器类型	輸入电压 振幅值 $U_{\text{мд.вх}}$, 伏	檢波器 类型	电压振幅值		檢波特性曲 线的斜率 $S_{\text{д}}$ 毫伏/千赫
			輸入电压 $U_{\text{мд.вх}}$, 伏	輸出电压 $U_{\text{мд.вхт}}$, 伏	
二極管直綫性檢波器	2—5	超頻器	2—4	1.0—2.0	10—30
柵極直綫性檢波器	0.1—0.2	比例檢波器	0.05—0.1	0.3—0.5	4—6
柵極平方律檢波器	0.025—0.1				

在各种不同电路类型的接收机的各系統中分配增益系数的方法如下。

A. 一次变频接收机

为了使接收机的参数与频率、波段和对鏡頻波道的高度选择性没有关系，中頻系統的增益系数 $K_{\text{инт}}$ 应该是射頻系統的增益系数 $K_{\text{пр}}$ 的 50—1000 倍。

用接收机的增益系数来表示的中頻系統的增益系数等于

$$K_{\text{тлч}} = \sqrt{\frac{(K_{\text{прием}})_{\text{макс}}}{a}}, \quad (2-24)$$

式中 $(K_{\text{прием}})_{\text{макс}}$ ——由公式(2-23)得到的接收机的最大增益;

$$a = \frac{K_{\text{трч}}}{K_{\text{тлч}}} = 0.001 - 0.02 \text{——兩系統的增益系数比。}$$

对于灵敏度在 50 微伏内的接收机, 增益系数比 $a = 0.01 - 0.02$; 而对于灵敏度大于 50 微伏的接收机, 则 $a = 0.001 - 0.01$ 。
射頻系統的增益系数等于

$$K_{\text{трч}} = a K_{\text{тлч}}. \quad (2-25)$$

其他分波段的射頻系統的增益系数用下式计算出来

$$K_{\text{трч}} = \frac{(K_{\text{прием}})_{\text{макс}}}{K_{\text{тлч}}}. \quad (2-26)$$

表 2-5 和 2-6 中举出了接收机和它的各个系統的增益系数的数值。

表 2-5

$U_{\text{мд ax}} = 3 \text{ 伏}; K_{\text{зоп}} = 2$							
$E_{\text{д. реал.}}$ 微伏	$K_{\text{прием}}$	$K_{\text{трч}}$			$K_{\text{тлч}}$		
		$a = 0.001$	0.01	0.02	0.001	0.01	0.02
5	8.5×10^5	—	92	130.5	—	9200	6525
10	4.25×10^5	—	63.3	92	—	6500	4600
50	8.5×10^4	—	29	41.2	—	2900	2060
100	4.25×10^4	6.5	29.6	29.2	6033	2060	1455
200	2.125×10^4	4.6	14.6	20.6	4560	1450	1033

由表 2-5 和 2-6 可知, 灵敏度不同的接收机的增益系数大约为 20000—1300000, 而射頻系統和中頻系統的增益系数分别

表 2-6

$U_{\text{mod. ex}} = 3 \text{ 伏}; K_{\text{zap}} = 3$							
E.A. 实际值, 微伏	$K_{\text{прием}}$	$K_{\text{прп}}$			$K_{\text{тнч}}$		
		$a = 0.001$	0.01	0.02	0.001	0.01	0.02
5	1.28×10^6	—	113	160	—	11300	8000
10	6.4×10^5	—	80	113	—	8000	5650
50	1.28×10^5	—	36.5	50.6	—	3680	2530
100	6.4×10^4	8	25.4	35.8	8000	2540	1790
200	3.2×10^4	5.7	17.9	25.3	5660	1790	1270

为 5—160 和 1000—11000。

Б. 二次变频接收机

第二中频系统决定着接收机的通频带和对相邻波道的选择性。因此，它的增益系数要选得为第一中频系统的增益系数的 7—20 倍。

第二中频系统的增益系数可以用接收机的增益系数来表示，它等于

$$K_{\text{тнч}_2} = \sqrt[3]{\frac{(K_{\text{прием}})_{\text{макс}}}{bc}}, \quad (2-27)$$

$$b = \frac{K_{\text{тнч}_1}}{K_{\text{тнч}_2}} = 0.05 - 0.15,$$

$$c = \frac{K_{\text{прп}}}{K_{\text{тнч}_2}} = 0.005 - 0.015.$$

第一中频系统的增益系数等于

$$K_{\text{тнч}_1} = bK_{\text{тнч}_2}. \quad (2-28)$$

射频系统的增益系数等于

$$K_{\text{прп}} = aK_{\text{тнч}_2}. \quad (2-29)$$

其他分波段的射頻系統的增益系数可用下式計算出来

$$K_{mpv} = \frac{(K_{npn\mu\mu})_{max}}{K_{m\mu\mu_1} K_{m\mu\mu_2}} \quad (2-30)$$

表 2-7 中举出了接收机和它的各个系統的增益系数的数值。

表 2-7

$U_{m\theta.vx} = 3$ 伏; $K_{zap} = 3$; $b = 0.1$; $c = 0.01$				
$E_{A.pearabny}$ 微伏	$K_{npn\mu\mu}$	K_{mpv}	$K_{m\mu\mu_1}$	$K_{m\mu\mu_2}$
5	1.28×10^6	10.9	109	1090
10	6.4×10^5	8.6	86	860
20	3.2×10^5	6.8	68.4	684
50	1.28×10^5	5	50.4	504

由表 2-7 可知，灵敏度不同的接收机在各系統的增益系数如下：

- 1) 射頻系統为 5—11;
- 2) 第一中頻系統为 50—110;
- 3) 第二中頻系統为 500—1100。

各系統增益系数的已知值將在選擇級数时准确地确定。

低頻系統的增益系数应根据末級輸入电压的振幅来計算。

末級輸入电压的振幅等于：

在單臂放大級时

$$U_{mc} = \frac{44.6}{S} \sqrt{\frac{P_{\sim}(1+\alpha^2)}{\eta_{mp}\alpha R_z}}, \quad (2-31)$$

式中 U_{mc} ——伏，而 η_{mp} ——輸出变压器的效率

($\eta_{mp} = 0.8-0.9$);

P_{\sim} ——給定的（要求的）輸出功率，瓦；

$\alpha = \frac{R_a}{R_i}$ ——負載因數（對三極管是 3—5；對五極管是 0.08—0.12）；

S ——電子管互導，毫安/伏；

R_i ——電子管的內阻，千歐。

對於用 A 類狀態工作的推挽級的一個支路來說，

$$U_{m\sigma} = \frac{31.6}{S} \sqrt{\frac{P_{\sim}(1+\alpha^2)}{\eta_{mp}\alpha R_i}} \quad (2-32)$$

對於用 AB₁ 類狀態工作的推挽級的一個支路來說，

$$U_{m\sigma} \approx \frac{40}{S} \sqrt{\frac{P_{\sim}(1+\alpha^2)}{\eta_{mp}\alpha R_i}} \quad (2-33)$$

低頻系統的增益係數等於

$$K_{max} = \frac{U_{m\sigma}}{U_{m\sigma_{\text{檢}}}} \quad (2-34)$$

振幅檢波器的音頻輸出電壓等於

$$U_{m\sigma_{\text{檢}}} = m K_{\sigma} U_{m\sigma} \quad (2-35)$$

式中 K_{σ} ——檢波器的傳輸係數，等於 0.5—0.8；

m ——調制度，通常為 0.9。

由表 2-4 得到鑑頻器的輸出音頻電壓 $U_{m\sigma_{\text{檢}}}$ 等於 1—2 伏，而比例檢波器的音頻輸出電壓等於 0.3—0.5 伏。如果需要接收視又能接收調幅信號，又能接收調頻信號，則在計算低頻系統的增益係數時，必須取檢波器輸出電壓的最小值。

末級推挽的低頻系統的增益係數，用倒相級的一個支路來計算。

如果需要能夠使用拾音器時，低頻系統的增益係數，應該根據輸出檢波器電壓和拾音器電壓中較小的一個電壓，即拾音

器窄孔的灵敏度来计算。

2-9. 选择性和通频带不均匀性的指标在各系统间的分配

专用接收机用3兆赫以上的频率工作，因此射频系统的通频带比接收机的通频带要宽。所以射频系统对邻波道选择性和接收机的通频带的影响很小。

在频率失真系数 $M_{\sigma, \text{мкч}} = 0.7-0.8$ ，即-3--(-2)分贝的、低频系统振幅-频率特性曲线的高音频区域内，不均匀性一般是不大的。

在专用接收机中，为了取得所要求的选择性和通频带不均匀度，需要给接收机各系统分配一定的任务，具体安排如下：

- 1) 取得对邻波道的选择性——由射频系统完成；
- 2) 取得对相邻波道的选择性——由中频系统完成；
- 3) 通频带的不均匀性问题——在中频和低频系统内解决，窄通频带时在射频系统内解决。

调幅时中频系统在高音频上的频率失真系数等于

$$(M_{\text{мкч}})_{\text{об}} = M_{\text{об}} - (M_{\text{мрч}})_{\text{об}} - (M_{\sigma, \text{мкч}})_{\text{об}}, \quad (2-36)$$

式中 $M_{\text{об}}$ ——给定的接收机频率失真系数，分贝；

$(M_{\text{мрч}})_{\text{об}}$ ——射频系统的频率失真系数，分贝 ($M_{\text{мрч}} < 1$)；

$(M_{\sigma, \text{мкч}})_{\text{об}}$ ——低频系统的频率失真系数，分贝 ($M_{\sigma, \text{мкч}} < 1$)。

如果在各分波段都能满足下列条件时，可以使射频系统的频率失真系数为零。这个条件是：

$$\frac{f_{\text{нз.мкч}}}{2\Delta f_{\text{н}}} \geq (300-500). \quad (2-37)$$

如果不能满足这个条件，则射频系统的频率失真系数应当等于-1--(-2)分贝。

在接收调频信号时，射频和中频系统不会产生调制频率

(音频)失真。这两个系统只会产生对频率检波器特性曲线的直线部分有影响的振幅失真。各系统的通频带越窄，频率检波器的特性曲线的直线部分就越小，检波器的振幅特性曲线也就越坏。为了使频率检波器在给定频率偏移时得到直线性的特性曲线，必需使射频和中频系统以最小的失真让信号的全部频谱通过。因此，射频系统和中频系统对调频信号的通频带根据衰减为3分贝，即电平为0.7来确定。

接收机通频带的频率失真系数等于

$$M_{\delta\delta} = M_{mpu(\delta\delta)} + M_{mny(\delta\delta)} = -3 \text{ 分贝}, \quad (2-38)$$

由此得到

$$(M_{mny})_{\delta\delta} = -3 \text{ 分贝} - (M_{mpu})_{\delta\delta}. \quad (2-39)$$

计算中频系统的频率失真系数时，应该取

$$(M_{mpu})_{\delta\delta} = -(0.5-0.8) \text{ 分贝}.$$

如果射频系统的通频带很宽，足以满足(2-37)的条件，则射频系统的通频带的频率失真系数应该取为零。

对于具有二次变频的接收机来说，为了取得所要求的选择性和通频带不均匀度，需要给各系统分配不同的任务，具体安排如下：

- 1)取得对第一镜频波道的选择性——由射频系统完成；
- 2)取得对第二镜频波道的选择性——由第一中频系统完成；
- 3)第一中频的频率是相当高的，因而对相邻波道的选择由第二中频系统来决定；
- 4)通频带的不均匀性问题——在第二中频和低频系统解决，以及在第一中频系统解决一部分。

第二中频系统在高音频上的频率失真系数可用下式计算出来：

$$(M_{mnv_2})_{\text{dB}} = M_{\text{dB}} - (M_{mpv})_{\text{dB}} - (M_{mnv_1})_{\text{dB}} - (M_{mv})_{\text{dB}}. \quad (2-40)$$

可以取第一中頻系統的頻率失真係數為 0 或者 -1 -- - 2 分貝。

第二中頻系統的通頻帶對調頻信號的頻率失真係數等於

$$(M_{mnv_2})_{\text{dB}} = -3 \text{ 分貝} - (M_{mpv})_{\text{dB}} - (M_{mnv_1})_{\text{dB}}. \quad (2-41)$$

這裡應該取

$(M_{mpv})_{\text{dB}} = -(0.5-0.8)$ 分貝； $(M_{mnv_1})_{\text{dB}} = -(0.8-1)$ 分貝。

廣播接收機射頻系統的通頻帶，只是在短波和超短波波段上才比較寬。在長波和中波波段上，射頻系統的通頻帶和接收機的通頻帶相差不大。在長波和中波波段上，對相鄰波道的選擇性主要由中頻系統決定；而部分地由射頻系統來決定，但在短波和超短波波段上則主要由中頻系統決定。因為一般要求在所有波段上的對相鄰波道的選擇性是相同的，所以應該認為它是由中頻系統決定的。因而長波和中波波段的相鄰波道的選擇性要比給定值大一些，就是說將有一些富裕。

高級和中級接收機的通頻帶是可變的(由 7 到 13 千赫)；而低級接收機的通頻帶等於 8 千赫。短波和超短波波段上通頻帶由中頻系統和低頻系統決定；而在長波和中波波段上決定通頻帶的還有射頻系統。當輸入裝置為單回路時，通頻帶的不均勻性將在長波上最大。

高質量廣播接收機在中波和長波上都採用雙回路的輸入裝置，以便得到頻率失真小的通頻帶。採用雙回路輸入裝置時，高頻放大級的可變電容器應接到帶通濾波器的第一回路上，而放大器的板路中應接入一個電阻。這樣一來，便在採用同軸可變電容器組的情況下接成雙回路輸入裝置以及沒有選擇性和頻

率失真的非諧振放大器。

广播接收机的低频系统是由低频放大系统和扬声器组成的。低频系统在高音频段的频率失真系数等于

$$(M'_{\text{нчч}})_{\text{дб}} = (M_{\text{а.ччч}})_{\text{дб}} + (M_{\text{а.л}})_{\text{дб}}, \quad (2-42)$$

其中 $(M_{\text{а.ччч}})_{\text{дб}}$ ——低频放大器在高音频上的频率失真系数，分贝；

$(M_{\text{а.л}})_{\text{дб}}$ ——扬声器在高音频上的频率失真系数，分贝。

低频放大器的频率失真系数是在高、低音频调整器调到中间位置时求出来的，因为在中间位置上振幅-频率特性曲线最均匀。可以认为在高音频上这一频率失真系数等于-2—(-3)分贝。

把扬声器的振幅-频率特性曲线叠加起来便可以求得它们的频率失真系数，或者在技术要求中指出。

对广播接收机来说，为了取得所要求的选择性和通频带不均匀度，需要给各系统分配一定任务，具体安排如下：

- 1) 取得对镜频波道的选择性——由射频系统完成；
- 2) 取得对相邻波道的选择性——由中频系统完成。

射频系统的频率失真系数规定如下。

由输入装置形成的射频系统，在长波上为-3—(-4)分贝；在中波上为-2—(-3)分贝；在短波上为0—(-1.5)分贝。由双回路输入装置和非调谐放大器组成的射频系统，在中波和长波上为-2—(-3)分贝。

中频系统的频率失真系数取为-3—(-5)分贝。

接收机在长波、中波和短波上的频率失真系数等于

$$M_{1\text{дб}} = \left\{ (M_{\text{нчч}_1})_{\text{дб}} + (M_{\text{нчч}_2})_{\text{дб}} + (M'_{\text{нчч}})_{\text{дб}} \right\} \leq \left| (M_{\text{а.двчч}})_{\text{дб}} \right|,$$

$$\begin{aligned}
 M_{\text{шдб}} &= | (M_{\text{мрв}_2})_{\text{дб}} + (M_{\text{мнв}})_{\text{дб}} \\
 &\quad + (M'_{\text{мнв}})_{\text{дб}} | \leq | (M_{\text{задан}})_{\text{дб}} |, \\
 M_{\text{шдб}} &= | (M_{\text{мрв}_3})_{\text{дб}} + (M_{\text{мнв}})_{\text{дб}} \\
 &\quad + (M'_{\text{мнв}})_{\text{дб}} | \leq | (M_{\text{задан}})_{\text{дб}} |.
 \end{aligned}
 \quad (2-43)$$

接收机在所有波段上的频率失真系数，在带回路输入装置时应小于给定值。在频率低于250千赫的长波波段上，有比其他波段大的频率失真系数是允许的。

2-10. 射頻系統的回路衰減和級數的確定

如果射頻系統在各波段的频率失真系数已經选定，射頻系統各回路的等效衰減（即考慮到电子管分流作用的衰減），是按照最坏情况（在各波段的最高频率）下的鏡頻波道選擇性和按照接收机在最坏情况（在各波段的最低频率）下的通頻帶來确定的。此外，我們还要根据給定的高频放大器的不同級數來求射頻系統各回路的等效衰減。

A. 根据給定的各波段鏡頻波道的選擇性來求回路的等效衰減

最簡單的射頻系統是由輸入裝置構成的，而比較复杂的射頻系統則包括輸入裝置和若干級高频放大器。

在确定射頻系統的回路对鏡頻波道而言的等效衰減之前，應該确定每一波段最高频率时的失諧系数（在各波段的最高频率上对鏡頻波道的選擇性最差）：

$$X = \frac{f_{\text{нв. макс}}}{f_{\text{нв. макс}} + 2f_{\text{нр}}}, \quad (2-44)$$

式中 $f_{\text{нв. макс}}$ ——分波段的最高频率。

只有当本机振盪器的频率大于信号频率时，公式(2-44)才是正确的。如果本机振盪器的频率低于信号频率（这种情况很少見，只在接收机采用固定調諧时才会有），那末分母上应

該用負号代替正号。

大失譜的範圍相当于下列的失譜系数的数值，

$$\left. \begin{array}{l} X < 0.9, \\ X > 1.1. \end{array} \right\} \quad (2-45)$$

小失譜的範圍相当于下列的失譜系数的数值，

$$0.9 < X < 1.1. \quad (2-46)$$

在低中頻时 (在 $f_{\text{н.о.макс}} \gg f_{\text{нр}}$ 时)，通常在特高頻上得到小失譜的範圍。

对于各失譜範圍，要用相应的公式来计算回路对鏡頻波道選擇性而言的等效衰減。

当射頻系統由單回路輸入裝置組成时，保証对鏡頻波道具有選擇性的該回路的等效衰減因数为，

在大失譜时

$$d_{\text{э.сепк}} = \frac{|1 - X^2|}{S_{\text{сепк}} X^2}, \quad (2-47)$$

式中 $S_{\text{сепк}}$ ——給定的对鏡頻波道的選擇性 (相对数值)，

在小失譜时

$$d_{\text{э.сепк}} = \frac{4f_{\text{нр}}}{f_{\text{н.о.макс}}} \frac{1}{\sqrt{S_{\text{сепк}}^2 - 1}}. \quad (2-48)$$

当射頻系統由用双电容耦合的双回路輸入裝置 (帶通濾波器) 組成，且 $\beta = \frac{K}{d_0} = 1$ 时，能保証对鏡頻波道具有選擇性的該系統的回路的等效衰減为：

大失譜时

$$d_{\text{э.сепк}} = \frac{|1 - X^2|}{1.41 X^2 \sqrt{S_{\text{сепк}}}}, \quad (2-49)$$

小失譜时

$$d_{\text{с.сепк}} = \frac{4f_{\text{нр}}}{f_{\text{н0.макс}}} \frac{1}{1.414 \sqrt{S_{\text{сепк}}^2 - 1}}, \quad (2-50)$$

双回路输入装置主要用于广播接收机的长波和中波上，因为在这些波段上，如果镜频波道的选择已经给定，则不可能获得频率失真系数小的通频带。

当射频系统由单回路输入装置和高频放大器组成时，该回路能保证对镜频波道具有选择性的等效衰减为：

大失谐时

$$d_{\text{с.сепк}} = \frac{|1 - X^2|}{\sqrt{S_{\text{сепк}} X^{n_1 + 1}}}, \quad (2-51)$$

式中 $n_1 = n + 1$ ——射频系统的回路数，它等于高频放大器的级数 n 加上输入装置的回路数。

小失谐时

$$d_{\text{с.сепк}} = \frac{4f_{\text{нр}}}{f_{\text{н0.макс}}} \frac{1}{\sqrt[2]{S_{\text{сепк}} - 1}}. \quad (2-52)$$

当射频系统由用双电容耦合的双回路输入装置 ($\beta = 1$) 和高频放大器组成时，该回路能保证对镜频波道具有选择性的等效衰减为：

大失谐时

$$d_{\text{с.сепк}} \approx \frac{|1 - X^2|}{\sqrt[2]{2S_{\text{сепк}} X^{n_1 + 4}}}. \quad (2-53)$$

小失谐时应该这样来分配双回路输入装置和高频放大器之间的对镜频波道的选择性，要使得输入装置和高频放大器的回路等效衰减差不多相等。令 $n_1 = n$ ，可用公式(2-52)求出高频放大器的回路等效衰减。双回路输入装置的回路等效衰减可由公

式(2-50)求出来。

5 根据接收机的通频带和射频系统在各波段的频率失真系数

$M_{mp\kappa} < 1$ 来确定回路的等效衰减

回路等效衰减是用对应于分波段最低频率的分波段的最窄通频带来确定的。

为保证得到给定的频率失真系数，单回路输入装置的回路等效衰减应当等于

$$d_{p.n} = \frac{2\Delta f_n}{f_{n\partial.жкк} \sqrt{\frac{n_1}{\sqrt{\frac{1}{(M_{mp\kappa})^2} - 1}}}}} \quad (2-54)$$

如果是双回路输入装置，则应该在输入装置和高频放大器之间分配射频系统的频率失真系数：

$$(M_{mp\kappa})_{\partial\delta} = (M_{a.y})_{\partial\delta} + (M_{y\sigma\kappa})_{\partial\delta}, \quad (2-55)$$

式中 $(M_{a.y})_{\partial\delta}$ ——输入装置的频率失真系数，分贝；

$(M_{y\sigma\kappa})_{\partial\delta}$ ——高频放大器的频率失真系数，分贝，它在不调谐的级上等于零。

输入装置和高频放大器的频率失真系数，应该这样选择，要使得输入装置和高频放大器的回路等效衰减大致相同。若 $n_1 = n$ ，高频放大器的回路等效衰减可由公式(2-54)决定。双回路输入装置的回路等效衰减等于

$$d_{p.n} = \frac{2\Delta f_n}{f_{n\partial.жкк}} \frac{1}{1.41 \sqrt{\frac{1}{M_{a.y}^2} - 1}}} \quad (2-56)$$

在所列的全部公式中，不带脚标 $\partial\delta$ 的 $S_{зepк}$ 和 $M_{mp\kappa}$ 的数值都是相对值，而带有脚标 $\partial\delta$ 的 $(S_{зepк})_{\partial\delta}$ 和 $(M_{mp\kappa})_{\partial\delta}$ 的数值都是用分贝表示的值。

相对值用分贝表示时等于

$$A = 10^{\frac{A_{dB}}{20}} \quad (2-57)$$

分贝值用相对值表示时等于

$$A_{dB} = 20 \lg A \quad (2-58)$$

表 2-8 中列出了相对值与分贝值的换算表。

表 2-8

衰 减 电 压 比	分 贝	放 大 电 压 比	衰 减 电 压 比	分 贝	放 大 电 压 比
1.00	0	1.00	0.13	18	7.94
0.89	1	1.12	0.11	19	8.91
0.79	2	1.26	0.10	20	10.00
0.71	3	1.41	0.056	25	17.8
0.63	4	1.58	0.032	30	31.6
0.56	5	1.78	0.018	35	56.2
0.5	6	1.99	0.010	40	100
0.45	7	2.24	0.006	45	177.8
0.4	8	2.51	0.003	50	316
0.36	9	2.82	0.002	55	562
0.32	10	3.16	0.001	60	1000
0.28	11	3.55	0.0006	65	1770
0.25	12	3.98	0.0003	70	3160
0.22	13	4.47	0.0002	75	5620
0.2	14	5.01	0.0001	80	10000
0.18	15	5.62			
0.16	16	6.31			
0.14	17	7.08			

B. 回路等效衰减的选择

各波段的回路等效衰减由下列不等式决定

$$d_{3.36\mu\text{K}} > d_{\text{D}} > d_{3.3\text{K}} \quad (2-59)$$

当 $d_3 < d_{3,sep}$ 时，对鏡頻波道的選擇性將大于給定值；而当 $d_3 > d_{3,u}$ 时，頻率失真系数將小于选定值。因此，这样选定的回路等效衰減数值，將完全滿足对射頻系統的对鏡頻波道選擇性和頻率失真系数的要求。

如果在計算回路等效衰減时出現了 $d_{3,sep} < d_{3,u}$ 的情况，那末应当使射頻系統取更大的頻率失真系数 M_{mpu} ，并从确定中頻系統的頻率失真系数着手，重新进行全部計算。

当頻率大于 3 兆赫时，在大多数情况下都可以使射頻系統的頻率失真系数等于零。于是，回路等效衰減只根据給定的对鏡頻波道的選擇性来确定。

所得到的回路等效衰減，不應該小于表 2-9 中所列举的数值。

表 2-9

波 段	d_x	Q_x	d_3	Q_3
長 波	0.1—0.05	10—20	0.1—0.05	10—20
中 波	0.025—0.0167	40—60	0.025—0.0167	40—60
短 波	0.0125—0.01	80—100	0.0167—0.0125	60—80
特高频	0.01—0.005	100—200	0.04—0.02	25—50

表 2-9 中举出了回路衰減和回路等效衰減的平均值。

电子管的輸入阻抗和輸出阻抗，随着頻率的提高而显著地減小，使回路出現了明显的旁路現象，并且提高了回路的衰減。

如果計算时出現了回路等效衰減小于表 2-9 中所列数值的的情况，那就是說在制作上不能达到这些数值，因而在已选定的高频放大器的級数下，不能取得給定的对鏡頻波道的選擇性。

所以必須增加一級高頻放大器。

在射頻系統的回路等效衰減確定之後，需要首先的是射頻系統是否取得了必要的增益系數。

從確定射頻系統的回路等效衰減中，可以知道高頻放大器的級數。

現在我們來求輸入裝置的傳輸系數和高頻放大級的增益系數。

輸入裝置的傳輸系數（在饋綫與它匹配的情況下）等於

$$K_{oc} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_{ex}}{R_p}}, \quad (2-60)$$

式中 $R_{ex} = \frac{K}{f_{н.д.мгк}^2}$ —— 電子管的輸入阻抗，

R_p —— 饋綫的特性阻抗。

輸入裝置在匹配狀態下工作時，其傳輸系數可從表 2-10 中選取。

表 2-10

波 段	$K_{огр}$	
	單回路輸入裝置	雙回路輸入裝置
長波	2—3	1.5—2.5
中波	4—6	3—5
短波	3—5	—

高頻放大級的增益系數為

$$K_{огр_{n1}} = \frac{10^2 m_1 m_2 S}{2\pi f_{н.д.мгк} d_0 C_{э.мгк}}, \quad (2-61)$$

式中 m_1 和 m_2 —— 放大管板極端和下一級電子管輸入端的變換系數，是在初步計算中給定的；

S ——毫安/伏;

$f_{\text{но.кин}}$ ——兆赫;

$C_{\text{э.макс}}$ ——微微法。

回路的最大等效电容 $C_{\text{э.макс}}$ 是由調諧电容器的电容和电路电容組成的。由于頻率范圍不同，最大等效电容量也不同。表 2-11 中举出了各种接收机的电容量的平均值。

表 2-11

接收机种类,	$C_{\text{э.макс}}$ 微微法
短波通信接收机	120—150
特高频通信接收机	40—60
广播接收机:	
1) 長波、中波和短波的	550
2) 超短波的和特高频的	15—40

放大級的增益系数應該等于或小于穩定的增益系数:

$$K_{\text{уст}} \leq K_{\text{уст}} = 12.6\gamma \sqrt{\frac{S}{f_{\text{но.макс}}(C_{\text{а.с}} + C_{\text{н.а}})}}, \quad (2-62)$$

式中 γ ——依放大器級数而定的系数 ($n=1$ 时 $\gamma=0.45$; $n=2$ 时 $\gamma=0.31$; $n=3$ 时 $\gamma=0.27$; $n=4$ 时 $\gamma=0.26$);

S ——毫安/伏;

$f_{\text{но.макс}}$ ——兆赫;

$C_{\text{а.с}}$ ——微微法;

$C_{\text{н.а}}$ ——管座电容; 金屬管为 0.01 微微法; 指形管为 0.017 微微法。

如果不能滿足(2-62)的要求, 那就意味着用共陰極的放大

級不可能穩定地工作，因而為了取得要求的放大倍數，必須採用橋式電路或者用其它型式的電子管。

射頻系統的增益係數等於

$$K_{mpu} = (K_{00})_{0.9} K_{0.9041}^n, \quad (2-63)$$

式中 n ——高頻放大器的級數，在確定射頻系統的回路衰減時選定。

射頻系統的增益係數是在按系統分配增益數量時選定的。如果所得增益係數比所選定的小，那就應該增加高頻放大器的級數，並應重新進行全部計算；或者選用互導大的電子管，並重新再次計算增益係數。如果所取得的射頻系統的增益係數比需要的大，那就應該減掉一級高頻放大器，並從頭進行計算。

射頻系統的增益係數，大致上應該等於按照系統所分配的數值。

2-11. 中頻系統的回路衰減和級數的確定

中頻系統各級採用的帶通濾波器是由臨界耦合相當於廣義耦合係數

$$\beta = \frac{K}{d_0} = 1$$

時的兩個在同一頻率上調諧的雙耦合回路組成的。

在廣義耦合係數下，帶通濾波器可以取得上部平坦的單峯諧振曲線。

在 $\beta = 1$ 的情況下採用具有諧振曲線的帶通濾波器的好處如下：

1. 簡化工厂對濾波器的調諧，因為只要根據最大諧振電壓來調諧；

2. 簡化修理接收机时对濾波器的調諧；
3. 簡化接收机根据檢波器輸入端的最大載頻对电台的調諧；
4. 在确保選擇性的条件下可以得到所需要的通頻帶。

在高質量广播接收机中，可調通頻帶是用下列方法取得的，就是移动濾波器綫圈的相互位置，也就是增加 β 的数值，使通頻帶加寬并使諧振曲綫出現双峯。

并不是在中頻系統的所有濾波器中都調整它的通頻帶，因此有可能使中頻系統取得頂峯基本平坦的总諧振曲綫。

首先在 $\beta=1$ 时計算高質量广播接收机的帶通濾波器，而后在 $\beta>1$ 时計算若干个帶阻濾波器，以使中頻系統具有更寬的通頻帶。这一节中举出了当 $\beta=1$ 时进一步計算帶通濾波器的方法。

中頻系統的回路等效衰減，根据該系統所选定的頻率失真系数 M_{mnu} 和給定的对相隣波道的選擇性 S_{coco} 来确定。我們还要根据所給定的不同的中頻放大器的級数 n ，来确定中頻系統的回路等效衰減。

A. 能保證接收机在选定的頻率失真系数下得到通頻帶的回路等效衰減等于

$$d_{o.m} = \frac{2\Delta f_n}{f_{np}} \frac{1}{1.41 \sqrt[4]{n_2} \sqrt{\frac{1}{(M_{mnu})^2} - 1}}, \quad (2-64)$$

式中 $n_2 = n + 1$ —— 中頻系統的帶通濾波器的数目，等于中頻放大器的級数 n 加上变频級的濾波器。

B. 能保證对相隣波道的選擇性的回路等效衰減等于

$$d_{\beta, \text{соед}} = \frac{2\Delta f_{\text{соед}}}{f_{\text{нр}}} \frac{1}{1.41 \sqrt{\frac{n_2}{V S_{\text{соед}}^2} - 1}} \quad (2-65)$$

回路等效衰減 d_{β} 由下列不等式选定:

$$d_{\beta, \text{соед}} > d_{\beta} > d_{\beta, \text{нр}} \quad (2-66)$$

如果 $d_{\beta} < d_{\beta, \text{соед}}$, 对相鄰波道的選擇性將大于論定值; 而当 $d_{\beta} > d_{\beta, \text{нр}}$, 則頻率失真系数將小于选定值。

这样选定的回路等效衰減, 將使中頻系統获得十分滿意的对相鄰波道的選擇性和頻率失真系数。

如果計算回路等效衰減时 $d_{\beta, \text{соед}} < d_{\beta, \text{нр}}$, 則就应该使中頻系統取更大的頻率失真系数, 并重新进行計算。

选定的回路等效衰減, 不应小于表 2-12 中所举出来的数值。

对于通信接收机來說, 給定的往往不是对相鄰波道的選擇性, 而是矩形系数。矩形系数在 $\beta = 1$ 时为

$$K_{n_{0.1}} = \frac{2\Delta f_{0.1}}{2\Delta f_{0.7}} = \sqrt{\frac{\frac{n_2}{V 10^2} - 1}{\frac{n_2}{V 2} - 1}} \quad (2-67)$$

$$K_{n_{0.01}} = \frac{2\Delta f_{0.01}}{2\Delta f_{0.7}} = \sqrt[4]{\frac{\frac{n_2}{V 10^4} - 1}{\frac{n_2}{V 2} - 1}} \quad (2-68)$$

这时, 中頻系統的回路等效衰減, 只由接收机的通頻帶和頻率失真系数来确定。

用于接收調幅和調頻信号的接收机, 有两个不同的中頻, 即接收調幅信号的低中頻和接收調頻信号的高中頻, 它保証有接收这类信号所必需的通頻帶。

表 2-12

中頻, 千赫	d_{κ}	Q_{κ}	d_{β}	Q_{β}
110—115	0.1—0.05	10—20	0.1—0.05	10—20
463—467	0.0125—0.01	80—100	0.02—0.0143	50—70
620—630	0.0125—0.01	80—100	0.02—0.0143	50—70
1200; 1600 1900; 2200	0.0125—0.01	80—100	0.025—0.0167	40—60
4500; 8400	0.0125—0.01	80—100	0.033—0.02	30—50

中頻系統各級應該能够放大具有兩個不同頻率的信号电压。要做到这一点，就要在电子管的板極电路中接入两个串联的帶通濾波器，并把它們分別調諧到高、低中頻。

中頻系統对于高、低中頻的回路等效衰減是用上面所述的方法来計算的。

具有二次变频的接收机有两个中頻系統：高中頻的第一中頻系統和低中頻的第二中頻系統。

第二中頻系統的回路等效衰減用上述方法計算。第一中頻系統的回路等效衰減根据第二鏡頻波道的選擇性 $S_{sep\kappa_2}$ 进行計算。

如果第二鏡頻波道的選擇性沒有給定，那就令它等于或大于給定的第一鏡頻波道的選擇性。

在 $\beta = 1$ 时第一中頻系統的回路等效衰減等于

$$d_{\beta, sep\kappa_2} = \frac{|1 - X^2|}{1.41x \sqrt{S_{sep\kappa_2}}}, \quad (2-69)$$

式中 $n_3 = n + 1$ ——第一中頻系統的回路數，等于第一中頻系統放大器的級數加上第一變頻回路。

中頻系統各級的增益系數計算如下。

中頻放大級的增益系數在 $\beta = 1$ 時等于

$$K_{02n_3} = \frac{10^3 S}{4\pi f_{np} d_3 C_3}, \quad (2-70)$$

式中 S ——毫安/伏；

f_{np} ——兆赫；

C_3 ——帶通濾波器各回路的等效電容，初步計算時取它等于 100—300 微微法。

級的增益系數應該等于或者小于穩定的增益系數：

$$K_{02n_3} \leq K_{ycm} = 12.6 \gamma \sqrt{\frac{S}{f_{np}(C_{a.o} + C_{n.a})}}, \quad (2-71)$$

式中 S ——毫安/伏；

f_{np} ——兆赫；

C ——微微法。

如果級的增益系數大于穩定的增益系數，那末應該用不完全接入板極回路的辦法來減少增益系數；給板極回路選定一個適當的變換系數，以使一級的增益系數小于穩定的增益系數。

增大帶通濾波器各回路中的電容量，也可以減少放大級的增益系數。

變頻器的增益系數在 $\beta = 1$ 時等于

$$K_{02n_4} = \frac{10^3 S_{np}}{4\pi f_{np} d_3 C_3} = \frac{S_{np} K_{cyt_{n_4}}}{S}, \quad (2-72)$$

式中 S_{np} ——變頻管或混頻管的變頻跨導，毫安/伏。

在使用變頻管時（變頻管起兩個作用：作混頻器和本機振蕩器），變頻跨導可從手冊中查到。

用上極管和五極管作混頻器時，變頻跨導由下式決定

$$S_{\pi p} = \frac{S}{A}, \quad (2-73)$$

式中 S ——電子管在加大狀態下的互導。

中頻系統的增益係數等於

$$K_{\pi n} = K_{0\pi n} K_{0g\pi n_1}^n, \quad (2-74)$$

式中 n ——中頻放大器的級數。

如果中頻系統所得到的增益係數，小於按系統分配增益它所應該有的增益係數，那就應該增加中頻放大器的級數，並重新進行全部計算，或者選用大互導電子管，並重新計算增益係數。

如果中頻系統的增益係數，比所要求的增益係數大得多，那就應該減掉一至二級中頻放大器，並重新進行全部計算。

中頻系統的增益係數，應該大致等於按系統分配接收機的增益係數時所應該有的數值。第一和第二中頻系統的增益係數可以用類似的方法計算。

2-12. 自動增益調整的初步計算

計算自動增益調整就能說明用哪種自動增益調整電路（延遲式自動增益調整電路或同時有延遲和放大作用的自動增益調整電路）和增益調整所控制的高頻和中頻電路的級數。自動增益調整計算如下。

我們首先求出可調電壓的絕對值

$$U_p = E_1(p-1), \quad (2-75)$$

式中 E_1 ——延遲電壓，等於電子管在選定狀態下的起始柵偏壓；

p ——輸出電壓的變化。

根据电子管的特性曲线，我們得到負偏压 $E_c = E_c$ 时的最大互导 S_{1max} ，負偏压为 $E_c + U_p$ 时的最小互导 S_{1min} 。然后我們求出被調各电子管的最大互导之积和最小互导之积，并根据兩者之比来确定接收机的输出电压的变化率：

$$\alpha = p \cdot \frac{(S_1 S_2 S_3 \cdots S_n)_{max}}{(S_1 S_2 S_3 \cdots S_n)_{min}} \quad (2-76)$$

如果所得到的数值 α 等于或者大于給定数值，那就是說，选定的被調級的級数能保証在使用延迟式自动增益調整电路时具有給定的增益調整范围。

如果所得到的数值 α 比給定的数值大得多，那就表示說，可以减少被調整的級数；或者不减少級数，而使接收机取得較好的增益調整范围。

如果所得到的数值 α 小于給定的数值，那说明这样多的被調級数不能在采用延迟式自动增益調整电路时具有給定的增益調整范围。在这种情况下或是增加被調級数，或是采用有延迟作用和能放大自动增益調整电路的整流输出电压直流分量的自动增益調整电路。这种电路在初步計算中暫不討論。

2-13. 低頻系統級数的确定

在 § 2-8 中曾求出了低頻系統的前置放大器的电压增益系数。根据这个增益系数和选定的电子管型式确定前置放大器的級数。应该考虑到在倒相級中总是采用 6H8 或 6H9 型的双三極管。

首先計算出所选定的电子管一級的增益系数。

用三極管时增益系数为

$$K = \mu_{1-3} \alpha \quad (2-77)$$

式中 $\alpha = \frac{R_a}{R_i} = 4-5$ —負載係數；

R_a ——板路負載的阻抗；

R_i ——電子管的內阻。

用五極管時一級的增益係數為

$$K = S\alpha R_i; \quad (2-78)$$

式中 $\alpha = 0.08-0.12$ 。

低頻系統的增益係數（前置放大器的增益係數）為

$$K_{m\omega} = K_1 K_2 K_3。 \quad (2-79)$$

低頻系統的增益係數大致應該等於確定低頻系統的增益係數時 (§ 2-8) 所得到的數值。如果低頻系統的增益係數與要求的數值相差太大，那就需要改變前置放大器的級數。

如果在高音頻域和低音頻域調整頻率特性和使用負回授，那就應該把低頻系統的增益係數增加2—3倍。在採用推挽末級時，前置放大器的級數根據倒相級的一條支路來計算。

2-14. 無線電接收機簡圖的組成

無線電接收機的簡圖是在初步計算的基礎上組成的，它們與圖 1-1-1-4 中所示的簡圖相似，表示出每一系統的級數和特征。

A. 射頻系統

- 1) 輸入裝置（單回路的或雙回路的）；
- 2) 高頻放大器——級數。

B. 中頻系統

- 1) 變頻級（有單獨本机振盪器或者用變頻管兼作本机振盪）；
- 2) 中頻放大器——級數。

如果是二次变频接收机，那是指两个中频系统的级数。

Е. 低频系统

- 1) 检波器 (振幅的或频率的) ;
- 2) 前置放大器——级数;
- 3) 末级放大器 (单端式或推挽式)。

Г. 接收机的调整

- 1) 自动增益调整 (延迟式或延迟、放大式);
- 2) 自动频率微调。

在接收机的简图组成之后，为了便于进一步计算起见，最好把初步计算中得到的一切数据集中起来，列入表 2-13, 2-14 和 2-15 中。根据这些表中的数据进行最后的计算，修订初步计算中得到的数值。

高频系统的数值

表 2-13

分 波 段	输入装置		高频放大器		射 频 系 统		
	电 路		电子管类型		K_{mpu}	M_{mpu}	d_s
	K_{av}	M_{av}	级数				
			K_{yav_1}	M_{yav}			
1							
2							
3							

中頻系統的數值 表 2-14

變頻器和本機振蕩器的 電子管類型	
中頻放大器的電子管類 型	
K_{mnv}	
M_{mnv}	
$2M_n$	
K_{nv}	
K_{ynv_1}	
d_3	
自動增益調整電路	

低頻系統的數值 表 2-15

前置放大 器的電子 管類型	
末級放大 器的電子 管類型	
末級放大 器的電路	
K_{mvv}	
M_{mvv}	

2-15. 通信接收機的初步計算舉例

初步計算通信接收機的原始數據是：

1. 接收機的用途——通信用。
2. 安裝地點——飛機。
3. 工作種類——電話。
4. 調制種類——調頻，調制指數 $\psi_m = 5$ 。
5. 高調制頻率 $F_a = 3000$ 赫。
6. 頻率範圍 140—145 兆赫。
7. 分波段數——1。
8. 實際靈敏度在 $\gamma = 3$ 時不差於 5 微伏。
9. 矩形係數 $K_{n0.1} \leq 2$ 。
10. 對鏡頻波道的選擇性不劣於 $S_{sep} = 40$ 分貝。
11. 負載種類——听筒，總阻抗為 125 歐姆。
12. 輸出電壓 $U_{out} = 5$ 伏。

13. 非线性失真的容許值 $K_f \leq 10\%$ 。

14. 频率为 200—3000 赫，衰减 $M = 6$ 分貝时的电压保真度曲线。

15. 天线阻抗 $R_A = 75$ 欧姆。

16. 饋线类型 PK—1；饋线的特性阻抗为 75 欧姆，饋线长为 3 米，饋线的衰减 $\beta = 0.073$ 分貝/米。

17. 自动增益调整：

输入电压的变化 $a = 3000$ ，

输出电压的变化 $n \leq 2$ 。

18. 接收种类——無微調的接收。

19. 發射机频率的相对变化 $a_{nep} = \frac{\Delta f_{nep}}{f} = 10^{-4}$ 和本机振

盪器频率的相对变化 $a_{rem} = \frac{\Delta f_{rem}}{f} = 2 \times 10^{-4}$ 。

20. 电子管类型——选择。

無綫电接收机电路类型的选择 因为給定的对鏡頻波道的选择性的不大，所以可以采用一次变频电路。

这样就大大地簡化了接收机的电路和結構，从而也使交扰噪声大大地减少了。

为使本机振盪器的频率具有較高的稳定性，我們选用帶单独本机振盪器的变频器电路。

电子管类型的选择 为使接收机具有最小的体积（这对于飞机用接收机來說是非常重要的）。我們采用了指形管。

为了便于更換和儲备电子管起見，在所有的級上都用了 6Ж1П型銳截止高频五極管。我們选用这种电子管的理由如下：

1. 比值

$$\frac{S}{C_{a,e} + C_{n,a}} = \frac{5.2}{0.025 + 0.017} = 124 \text{ 毫安/伏} \cdot \text{微微法} \quad (2-1)$$

比較大，可以得到較大的穩定增益係數。

2. 輸入阻抗足夠大：

$$R_{ex} = \frac{K}{f^2} = \frac{7 \times 10^4 \text{千歐} \cdot \text{兆赫}^2}{(145 \text{兆赫})^2} = 3.33 \text{千歐。} \quad (2-2)$$

3. 比值

$$\frac{R_{in}}{R_{ex}} = \frac{1800}{3330} = 0.54 \quad (2-3)$$

比較小，從而使得噪聲係數較小，而接收機的实际靈敏度較大。

中頻的選擇 我們選用的中頻為 $f_{np} = 4500$ 千赫，因為這種數值的中頻可以保證達到給定的對鏡頻波道的選擇性、給定的矩形係數和通頻帶。

通頻帶的計算 求出信號頻譜的寬度：

$$\begin{aligned} 2\Delta f_c &= 2F_{max} (1 + \psi_m + \sqrt{\psi_m}) \\ &= 2.3(1 + 5 + \sqrt{5}) = 49.4 \approx 50 \text{千赫。} \end{aligned} \quad (2-7)$$

確定發射機和本機振盪器的頻率的变化：

$$\begin{aligned} \Delta f_{nep} &= a_{nep} f_{max} = 10^{-4} \times 145 = 0.0145 \text{兆赫} = 14.5 \text{千赫，} \\ \Delta f_{zem} &= a_{zem} (f_{max} + f_{np}) = 2 \times 10^{-4} \times (145 + 4.5) \approx 30 \text{千赫。} \end{aligned} \quad (2-11)$$

對於中頻系統，我們取頻率的相對变化 $a_{mny} = 5 \times 10^{-5}$ ，並求出其頻率的变化：

$$\Delta f_{mny} = a_{mny} f_{np} = 5 \times 10^{-5} \times 4500 = 0.225 \text{千赫。} \quad (2-11)$$

令頻率漂移的吻合係數 $K = 0.6$ ，我們確定接收機的通頻帶：

$$\begin{aligned} 2\Delta f_r &= 2\Delta f_c + K(2\Delta f_{nep} + 2\Delta f_{zem} + 2\Delta f_{mny}) \\ &= 50 + 0.6(2 \times 14.5 + 2 \times 30 + 2 \times 0.225) = 103.5 \text{千赫。} \end{aligned} \quad (2-10)$$

实际靈敏度的計算 設若 $\varepsilon_n \ll \varepsilon_{ex}$ ，我們首先求出與輸入裝置的總變換係數的既定值相當的最小噪聲係數：

$$N_{\text{мин}} = 1 + 2 \frac{R_{\text{вн}}}{R_{\text{вх}}} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{5}{\frac{R_{\text{вн}}}{R_{\text{вх}}}}} \right)$$

$$= 1 + 2 \times 0.54 \left(1 + \sqrt{1 + \frac{5}{0.54}} \right) \approx 5.55. \quad (2-15)$$

因为饋綫不長，所以可以取饋綫的噪声系数等于 1，而接收机的噪声系数將等于第一級的噪声系数。

設 $B = 1.1 \times 2 \Delta f_n = 1.1 \times 103.5 = 114$ 千赫和 $t_A = 1$ ，我們求得接收机的实际灵敏度

$$E_{\text{А.реалън}} = \frac{1}{8} \sqrt{R_A B N_{\text{мин}} \gamma}$$

$$= \frac{1}{8} \sqrt{75 \times 0.114 \times 5.55 \times 8} \approx 1.5 \text{ 微伏}. \quad (2-21)$$

接收机的实际灵敏度应该为給定值的 2—3 倍。現在我們检查一下是否滿足这个条件：

$$E_{\text{А.реалън}} = \frac{(E_{\text{А.реалън}})_{\text{задан}}}{3} = \frac{5}{3} = 1.66 \text{ 微伏} (\approx 1.5).$$

(2-22)

可見，选定的电子管和通頻帶可以保証有給定的实际灵敏度。

增益系数的計算和在接收机各系統間的分配 我們选择鑑頻器作頻率檢波器。为了使限幅器正常地工作，根据表 2—4 必需在限幅器的輸入端上加上一个振幅为 3 伏的电压。我們求得接收机的增益系数：

$$K_{\text{прех}} = \frac{U_{\text{пор.вх}}}{\sqrt{2} E_{\text{А.реалън}}} = \frac{3}{\sqrt{2} \times 1.5 \times 10^{-6}} = 1.42 \times 10^6.$$

(2-23)

設 $\alpha = 0.01$, 求得中頻系統的增益係數:

$$K_{mny} = \sqrt{\frac{K_{npuey}}{\alpha}} = \sqrt{\frac{1.42 \times 10^6}{0.01}} = 11900 \approx 12000. \quad (2-24)$$

射頻系統的增益係數為

$$K_{npy} = \alpha K_{mny} = 0.01 \times 12000 = 120. \quad (2-25)$$

為了確定低頻系統的增益係數, 首先必須求出輸出功率:

$$P_{\sim} = \frac{U_{mny}^2}{R_{15}} = \frac{3.5^2}{125} \approx 0.1 \text{瓦}.$$

為了縮小輸出變壓器的體積, 我們把末級電子管接成三極管。電子管 6Ж1П 接成三極管時, 其參數如下: $S = 6$ 毫安/伏和 $R_1 \approx 10$ 千歐。

設 $\alpha = 5$ 和輸出變壓器的效率 $\eta_{mp} = 0.8$, 我們得到末級輸入電壓的振幅:

$$U_{mo} = \frac{44.6}{S} \sqrt{\frac{P_{\sim}(1+\alpha^2)}{\eta_{mp}\alpha R_1}} = \frac{44.6}{6} \sqrt{\frac{0.1(1+5^2)}{0.8 \times 5 \times 10}} \approx 1.9 \text{伏}. \quad (2-31)$$

由表 2-2 中找出鑑頻器的輸出電壓, 我們得到低頻系統的增益係數:

$$K_{mny} = \frac{U_{mc}}{U_{n.300V}} \approx \frac{1.9}{2} \approx 1. \quad (2-34)$$

可見, 不必用前置放大器, 而末級就可以直接用檢波器工作。

選擇性和通頻帶的不均勻性在接收機各系統間的分配狀況如果滿足不等式(2-37), 射頻系統通頻帶的頻率失真係數將等於零(分貝)。

現在我們來檢查一下, 看是否滿足該不等式,

$$\frac{f_{\text{max}}}{2\Delta f_n} = \frac{140000}{103.5} = 1350 \gg 300-500 \quad (2-37)$$

因为满足了不等式(2-37)的要求，所以我们可以取射频系统通频带的频率失真系数为零。

根据式(2-39)我们计算出 $M_{\text{npv}} = 3$ 分贝。对镜频波道的选择性由射频系统决定。射频系统的通频带比较宽，因此矩形系数将只由中频系统决定。

射频系统的回路衰减和级数的确定 我们给定高频放大器为两级。这时射频系统回路的数目 n_1 就等于 3。

我们得到

$$X = \frac{f_{\text{max}}}{f_{\text{max}} + 2f_{\text{np}}} = \frac{145}{145 + 2 \times 4.5} = 0.94. \quad (2-44)$$

因为满足了相当于小失谐的条件

$$0.9 < X < 1.1, \quad (2-46)$$

所以回路衰减可以用公式(2-52)求出来。为了求出回路衰减，需要把给定的对镜频波道的选择性(分贝)换成相对值，即 $(S_{\text{зепк}})_{\text{дб}} = 40$ 相当于 $S_{\text{зепк}} = 100$ 。

如果数值 $S_{\text{зепк}} = 100$ ，我们得到回路等效衰减，

$$\begin{aligned} d_s &= \frac{4f_{\text{np}}}{f_{\text{max}}} \sqrt{\frac{1}{S_{\text{зепк}}^2 - 1}} \\ &= \frac{4 \times 4.5}{145} \sqrt{\frac{1}{100^2 - 1}} = 0.027. \end{aligned} \quad (2-52)$$

根据表 2-7 中的数据来看所求得的回路等效衰减是满足要求的。

我们根据选定的高频放大器的级数来求出高频系统的增益系数。我们首先求出输入装置的传输系数和高频放大器一级的

增益系数。

当输入装置与馈线匹配时，输入装置的传输系数为

$$K_{\text{вв}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_{\text{вв}}}{R_{\text{ф}}}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{3330}{75}} = 3.3. \quad (2-60)$$

从表 2-11 中查到电容量 $C_{\text{э.макс}} = 35$ 微微法，并给定 $m_1 m_2 = 1$ ，我们有：

$$K_{\text{оувч}_1} = \frac{S}{2\pi f_{\text{мин}} d_{\text{э}} C_{\text{э.макс}}} = \frac{5.2 \times 10^{-3}}{6.28 \times 140 \times 10^6 \times 0.027 \times 35 \times 10^{-12}} = 6.25. \quad (2-61)$$

我們得到放大級的穩定增益系数：

$$K_{\text{уст}} = 12.6\gamma \sqrt{\frac{S}{f_{\text{макс}}(C_{\text{п.с}} + C_{\text{п.а}})}} = 12.6 \times 0.31 \sqrt{\frac{5.2}{145(0.025 + 0.017)}} = 3.6. \quad (2-62)$$

因为得到的穩定增益系数小于一級的增益系数，即 $K_{\text{уст}} < K_{\text{оувч}_1}$ ，所以放大級采用蝶式同轴电容器的桥式电路。这种电路在平衡时不会产生自激，因此級的增益系数在初步的近似計算中仅由电子管的互导和回路的諧振阻抗来决定。

射頻系統的增益系数

$$K_{\text{мрч}} = K_{\text{вв}} K_{\text{оувч}_1}^2 = 3.3 \times 6.25^2 \approx 129 (> 120). \quad (2-63)$$

所得到的 $K_{\text{мрч}}$ 的数值完全合适。

中頻系統的回路衰減和級数的确定 当相当于 $\beta = 1$ 的临界耦合时，我們在中頻系統中采用具有單峯諧振曲線的帶通滤波器。

如果設中頻放大器的級数 $n = 3$ ，則中頻系統中的帶通濾

波器的數目將是 $n_2 = n + 1 = 4$ 。

我們將根據接收機的通頻帶和頻率失調係數 ($M_{mnv} = -3$ 分貝, 即 $M_{mnv} = 0.7$) 來求出回路等效衰減:

$$d_{2.3} = \frac{2\Delta f_n}{f_{np}} \frac{1}{1.41 \sqrt[4]{\frac{n_2}{\sqrt{\frac{1}{M_{mnv}^2} - 1}}}}} = \frac{103.5}{4500} \frac{1}{1.41 \sqrt[4]{\frac{4}{\sqrt{\frac{1}{0.7^2} - 1}}}}} \approx 0.025. \quad (2-64)$$

根據表 2-9 來看所得到的濾波器回路衰減滿足要求。

現在我們來求中頻系統的矩形係數:

$$K_{n0.1} = \sqrt[4]{\frac{n_2 \sqrt{10^2 - 1}}{2 - 1}} = \sqrt[4]{\frac{4 \sqrt{10^2 - 1}}{2 - 1}} = 1.84 (< 2). \quad (2-67)$$

因為矩形係數與給定的相符, 所以說選定的中頻放大器的級數是正確的。

我們將根據選定的中頻放大器的級數求出中頻系統的增益係數。

設帶通濾波器各回路的電容量 $C_p = 100$ 微微法, 我們得到中頻放大器一級的增益係數為:

$$K_{0.1n_1} = \frac{10^{-8} S}{4\pi f_{np} d_{2.3} C_p} = \frac{5.2 \times 10^{-8}}{12.56 \times 4.5 \times 10^6 \times 0.025 \times 100 \times 10^{-12}} = 38. \quad (2-70)$$

現在我們求出一級的穩定增益係數:

$$K_{20m} = 12.67 \sqrt{\frac{S}{f_{np}(C_{a.o} + C_{n.a})}}$$

$$= 12.6 \times 0.27 \sqrt{\frac{5.2}{4.5(0.025 + 0.017)}} = 17.9. \quad (2-71)$$

一級的穩定增益的條件沒有達到。因此為了降低級的增益，我們採用不完全接通板極回路的電路。取 $K_{0ynv_1} = 15 (< 17.9)$ ，我們得到必需的變換係數：

$$m = \frac{15}{38} \approx 0.4.$$

變頻器的增益係數為

$$K_{0nv} = \frac{S_{np}}{S} K_{0ynv_1} = \frac{5.2}{5.2} \times 15 = 3.85. \quad (2-72)$$

中頻系統的增益係數為

$$K_{mnv} = K_{nv} K_{0ynv_1}^n = 3.85 \times 15^3 \approx 13000 (> 12000). \quad (2-74)$$

所得到的 K_{mnv} 的數值完全合適。

自動增益調整的計算 設 $E_c = E_s = -1.8$ 伏，我們得到調整電壓的絕對值：

$$U_p = E_s(p-1) = 1.8(2-1) = 1.8 \text{ 伏}. \quad (2-75)$$

根據 6Ж1П 型電子管的特性曲線，我們得到混頻管和放大管的互導的數值：

在 $E_c = -1.8$ 伏時，

$$S_{np, \max} = \frac{5.2}{4} = 1.3 \text{ 毫安/伏}; \quad S_{\max} = 5.2 \text{ 毫安/伏};$$

在 $E_c + U_p = -1.8 + (-1.8) = -3.6$ 伏時，

$$S_{np, \min} = 0.38 \text{ 毫安/伏}; \quad S_{\min} = 1.5 \text{ 毫安/伏}.$$

如果把所有的級都加以調整，那末我們得到輸入電壓的變化值，

$$\alpha = \rho \frac{(S_1 S_2 S_3 \cdots S_n)_{\max}}{(S_1 S_2 S_3 \cdots S_n)_{\min}} = 2 \frac{1.3 \times 5.2^6}{0.33 \times 1.6^6} \approx 3400 (> 3000). \quad (2-76)$$

因为所得到的输入电压的变化值大于给定值，所以选定的被调级的数目，保证在采用延迟式自动增益调整电路时具有足够的增益调整范围。

根据初步计算构成了接收机的简图，同时把全部计算数据列入表 2-13, 2-14 和 2-15 中，于是接收机的初步计算到此为止。以后接收机的各级将根据初步计算所得到的数据进行全面的计算。

第三章 输入装置的计算

3-1. 输入装置概述

输入装置是供天线馈线装置与接收机第一电子管输入端进行耦合用的。

输入装置的重要作用是：

1. 能把有效信号从天线传输到第一电子管输入端；
2. 能衰减对接收有害的干扰，即通过镜频波道进入的干扰和与中频相等的频率的干扰。

输入装置既能用调谐的和与馈线匹配的天线工作，也能用非调谐天线工作。调谐天线具有固定的参数，而非调谐天线的参数随波段频率而变化。因此，计算对调谐天线和非调谐天线的输入装置的方法将是不同的。

专用接收机的输入装置通常在与馈线匹配的状态下工作，而馈线本身又是与调谐天线匹配的。

广播接收机的输入装置在长波、中波和短波上用非调谐天线工作；而在超短波上用调谐天线工作。

调谐的，有方向性的和与馈线匹配的天线使用在短波和超短波上；而非调谐天线使用在长波，中波以及短波上。

对无论用调谐天线，或者非调谐天线的输入装置有以下共同要求：

- 1) 电压传输系数尽可能大；
- 2) 具有需要的通频带；
- 3) 对镜频波道和与中频相等频率的选择性，尽可能大。

对用非调谐天线工作的输入装置还有以下两点补充要求：

- 1) 天线使回路失谐的数值尽可能小；
- 2) 沿波段的电压传输系数的尽可能稳定。

根据回路与天线馈线装置耦合的种类划分输入装置的种类，

接收机里输入装置采用如下电路：

A. 用调谐天线时采用：

- 1) 自耦变压器耦合的电路；
- 2) 变压器耦合的电路；
- 3) 串联电感耦合的电路；
- 4) 谐振线耦合的电路。

B. 用非调谐天线时采用：

- 1) 回路与天线用电容耦合的电路；
- 2) 回路与天线用内电容耦合的电路；
- 3) 回路与天线用电感耦合的电路；
- 4) 回路与天线用电感耦合的双回路输入电路。

提高输入装置对与中频相等的频率的选择性的办法是把阻抗陷波器接入天线电路。只有当输入装置的分波段频率接近于

中頻，而且輸入裝置不能保證所需的選擇性時，才這樣做。

廣播接收機的中頻接近於長波波段的最高頻率和中波波段的最低頻率。因此，在這些波段上通常把阻抗陷波器接入天線電路。

3-2. 輸入電路的選擇

輸入電路根據給定的頻帶、給定的天線型式（調諧的或非調諧的）和饋線類型（對稱的或非對稱的——同軸的）來選擇。

用對稱饋線時使用輸入端對稱的變壓器耦合的輸入電路。

用非對稱饋線時使用如下電路：自耦變壓器耦合電路；串聯電感耦合電路和諧振線耦合電路。這些輸入電路的輸入端，都是不對稱的。

自耦變壓器耦合的輸入電路用在 350 兆赫以下的頻率上。

變壓器耦合的輸入電路用在低於 150 兆赫的頻率上。在更高的頻率上不能採用這種電路，因為它不能使線圈間得到要求的耦合係數。

串聯電感耦合的輸入電路用在從 200 到 500 兆赫的頻率上，而且在固定頻率上工作。對固定頻率的調諧是用改變電感的方法來完成的。

諧振線耦合的輸入電路用在從 350 到 1000 兆赫頻率上。在與饋線匹配狀態下工作的特高頻輸入裝置可以在與天線通頻帶寬度相等的頻帶上工作，因為只有在天線通頻帶的範圍內，天線與饋線的匹配才會令人滿意。

在特高頻上，電子管的輸入阻抗是很小的。因此，為了減少電子管輸入阻抗對回路的旁路作用，電子管應當接到部分回路上。這樣一來還可以減少由於電子管的輸入電容的參差不一而在更換新電子時影響回路的調諧。

特高頻的輸入裝置只在與饋綫匹配的狀態下工作。如果要求有最小的噪聲系數，那末對於這個系數找出一個总的變換系數，並且根據這個變換系數與匹配時的變換系數的比值可以求出輸入裝置的傳輸系數。

在 20—30 兆赫以下的頻率上用非調諧天綫工作的輸入電路，根據下列條件選定：即在波段里各頻率上的傳輸系數比較均勻；具有所需要的通頻帶；以及天綫回路對輸入回路參數的影響不大。

回路與天綫用電容耦合的輸入電路的傳輸系數是隨着波段頻率的提高而成平方地增大。所以只有當輸入回路所覆蓋的分波段不大，或者設計低質量的接收機要求輸入裝置結構簡單時，才採用這種電路。

回路與天綫用內電容耦合的輸入電路用縮短的天綫工作（天綫回路的頻率高于分波段的最高頻率），它的傳輸系數在分波段里比較均勻，頻率升高時傳輸系數增加不大。

用內電容耦合的輸入裝置以用小電容天綫（鞭狀天綫）工作時效率為高。

用普通大尺寸天綫工作時，輸入裝置只在長波和中波上具有比較大的傳輸系數，而在短波上傳輸系數不大。但是用不大的小電容天綫工作時，不論在長波和中波，或者短波上傳輸系數都是很大的。

當傳輸系數在分波段里的不均勻性相同的條件下，回路與天綫用內電容耦合的輸入裝置的傳輸系數要比回路與天綫用電感耦合的輸入裝置的傳輸系數大一些。

回路與天綫用電感耦合的輸入裝置用加長天綫（天綫回路的頻率低于分波段的最低頻率）工作；它的傳輸系數在分波段里比較均勻，頻率上升時降低不多。傳輸系數在短波波段上最大。

从結構上来看，回路与天綫用內电容耦合的电路，比回路与天綫用电感耦合的电路簡單，因为电路中的耦合元件是电容器。

当要求輸入裝置具有頻率失真系数不大的通頻帶，而对鏡頻波道和与中頻相等的干扰頻率有比較大的選擇性时，在頻率从 150 千赫到 1.6 兆赫的广播接收机內使用双回路輸入裝置。

3-3. 用頻帶工作的輸入回路的計算

原始的計算数据是：

1. 輸入頻帶 $f_{\text{мин}} - f_{\text{макс}}$;
2. 分波段数目;
3. 分波段系数;
4. 电子管的輸入电容 $C_{\text{вх}}$ 。

計算程序如下。

在技术要求中沒有規定所要求的分波段数目时，應該确定这个数目并求出分波段系数。

首先我們求出波段系数

$$K_0 = \frac{f_{\text{макс}}}{f_{\text{мин}}} \quad (3-1)$$

如果給定了不同的分波段数目 n ，我們得到分波段系数

$$K'_{n0} = \frac{f_{n\partial.\text{макс}}}{f_{n\partial.\text{мин}}} = \sqrt[n]{K_0} \leq 3. \quad (3-2)$$

在分波段数目小时，分波段系数增大，从而增大了每个分波段的調譜密度(增大刻度每一度的千赫数)，并使接收机对电台的調譜复杂化。

为了使各分波段的复盖有些余裕(即相互有些重疊——譯註)應該增大分波段系数

$$K_{n\sigma} = (1.04 - 1.06) K'_{n\sigma} \quad (3-3)$$

上述确定分波段数和分波段系数的方法是“重叠式”波段划分法。

当必需把波段分成各分波段间有一定空隙时，则需要给定一些不同的分波段系数，采用选择法进行划分。

我们根据表 3-1 来选择同轴多速可变电容器(最好是标准的)。

表 3-1

f , 兆赫	0.15—1.5	1.5—6	6—30	30以上
$C_{\kappa.макс}$, 微微法	500	150—250	50—150	30—50
$C_{\kappa.мин}$, 微微法	10—15	8—12	6—10	3—7

带有超短波波段的广播接收机有一个两速电容量不同的双速可变电容器。供长波、中波和短波用的一速，其电容为 $C_{\kappa.макс} = 500$ 微微法；而供超短波用的一速，其电容为 $C_{\kappa.мин} = 30 - 50$ 微微法。

表 3-2

波 段	$(C_0 + C_M)$, 微微法	C_0 , 微微法
长 波	25—30	15—20
中 波	15—20	5—10
短 波	8—15	1.0—1.5
超短波	5—7	0.5—1.0

从表 3-2 中找出佈线电容 C_M 和线圈的固有电容 C_0 ，我们求出微调电容器的平均电容：

$$C_{н.ср} = \frac{C_{к.макс} - K_{нд}^2 C_{к.мин}}{K_{нд}^2 - 1} - C_{сх}, \quad (3-4)$$

式中： $C_{сх} = C_0 + m_2^2(C_{эл} + C_{вх})$ ——电路电容；

$C_{вх}$ ——电子管输入电容；

m_2 ——电子管输入端的变换系数。

在长波、中波和短波上电子管输入阻抗是很大的，而对回路的旁路作用很小。因此在这些波长上电子管输入端总是直接接到回路上，并且 $m_2 = 1$ 。

在短波波段的高频段，特别是在超短波上电子管的输入阻抗是很小的。

为了减少电子管输入阻抗对回路的旁路作用，把电子管接到回路的一部分上，而这时 $m_2 < 1$ 。

通常给定 m_2 的数值为 0.5—0.8。变换系数 m_2 的数值越小，电子管与回路的耦合也减弱得越厉害，从而降低了回路的等效电容和更换电子管时因电子管输入电容的参差对回路调谐的影响，也减少了回路的总衰减。

微调电容器的平均电容量应该为正值，并且不小于 3—10 微微法，从而可以用它的变化来平衡所定的电路电容量可能产生的误差。

如果所得的电容量 $C_{н.ср}$ 是负值，并且太小的话，那就应该另选一种同轴可变电容器，即另外选择电容量 $C_{к.мин}$ 和 $C_{к.макс}$ ，或者适当地改变前面的计算，给出较小的波段系数 $K_{нд}$ 。

各分波段的回路线圈的电感为：

$$L = \frac{253 \times 10^2 (K_{нд}^2 - 1)}{(C_{к.макс} - C_{к.мин}) f_{нд.макс}^2}, \quad (3-5)$$

式中 L ——微亨； $f_{нд.макс}$ ——兆赫； $C_{к}$ ——微微法。

3-4. 用固定頻率工作的輸入回路的計算

原始的計算數據是：

- 1) 工作頻率 f_0 ;
- 2) 電子管輸入電容 C_{ex} 。

計算程序如下。

我們選定回路電容 C_0 約為 5—30 微微法，並求出回路的等效電容：

$$C_0 = C_0 + C_{\kappa} + m_2^2(C_{\kappa} + C_{ex})。 \quad (3-6)$$

回路線圈的電感等於

$$L = \frac{253 \times 10^2}{C_0 f_0^2}, \quad (3-7)$$

式中 L ——毫亨； f_0 ——兆赫； C_0 ——微微法。

3-5. 自耦變壓器耦合的輸入裝置的計算

電子管不完全接到回路上的、自耦變壓器耦合的輸入電路如圖 3-1 所示。輸入裝置用調諧的和與饋線匹配的天線工作。

原始的計算數據是：

- 1) 分波段頻率 $f_{\text{н.д.мич}} - f_{\text{н.д.макс}}$ 或固定頻率 f_0 (兆赫)；
- 2) 饋線的特性阻抗 $\rho_{\text{л}} = \frac{1}{\epsilon_{\text{л}}}$ (歐姆)；
- 3) 饋線長度 (米)；
- 4) 饋線的衰減 β (分貝/米)；
- 5) 電子管輸入電導 $\epsilon_{\text{ex}} = \frac{1}{R_{\text{ex}}}$ (姆歐)；
- 6) 回路等效衰減 d_0 ；
- 7) 回路電感 L (微亨)；
- 8) 電子管輸入端的變換係數 m_2 。

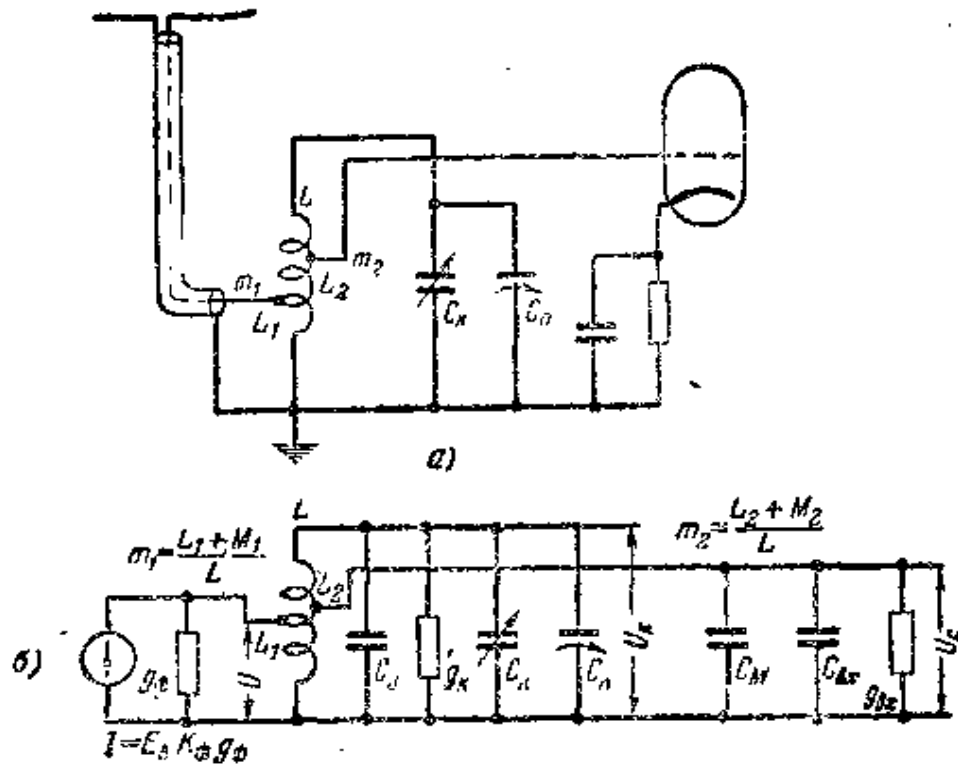


圖 3-1. a—电子管不完全接到回路上的、自耦变压器耦合的輸入电路；b—等效电路。

計算程序如下。

如果輸入裝置應該在頻率範圍內工作，那末就應以分波段的中心頻率來計算輸入裝置。

如果沒有給出电子管的輸入电导，那就應該把輸入电导求出來，

$$g_{ax} = \frac{f^2}{K}, \quad (2-2)$$

式中 $g_{ax} = \frac{1}{R_{ax}}$ (兆姆欧)； f ——兆赫； K ——決定电子管輸入电导并載明在手冊中的系数，千欧·兆赫²(參看表 2-1)。

輸入裝置与饋綫匹配时回路的衰減为

$$d_k = \frac{d_0}{2} - \rho m_2^2 g_{ax}, \quad (3-8)$$

式中 $\rho = 2\pi f L$, $m_2 = \frac{L_2 + M_2}{L}$,

f ——兆赫; L ——微亨; g_{ax} ——姆欧。

回路的谐振电导为

$$g_k = \frac{d_k}{2\pi f L}, \quad (3-9)$$

考虑到电子管输入电导的旁路作用时回路的谐振电导为

$$g = g_k + m_2^2 g_{ax}. \quad (3-10)$$

如果不等式 $g_k \ll m_2^2 g_{ax}$, 那就有

$$g = m_2^2 g_{ax}. \quad (3-11)$$

为保证回路和馈线间得到匹配所需的变换系数:

$$m_{10} = \frac{L_1 + M_1}{L} = \sqrt{\frac{g}{g_{\phi}}}. \quad (3-12)$$

当 $g_k \ll m_2^2 g_{ax}$ 时,

$$m_{10} = m_2 \sqrt{\frac{g_{ax}}{g_{\phi}}}. \quad (3-13)$$

如果 m_{10} 的数值等于或者大于 1, 那末匹配是不可能的。

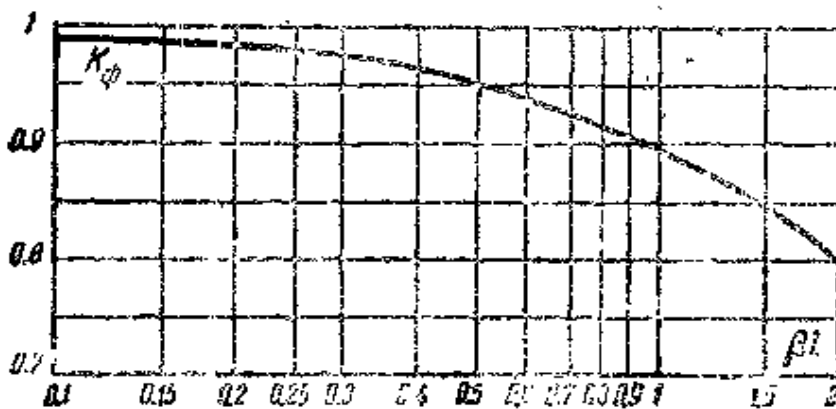


图 3-2 表示馈线的电压变换系数与 βl 之间的关系的曲线图

为了获得匹配必需减小 m_2 的数值，并且从头进行全部计算。

饋线的电压传输系数为

$$K_{\phi} = 10^{-0.05\beta l} \quad (3-14)$$

K_{ϕ} 与数值 βl 的关系曲线如图 3-2 所示。

匹配时输入装置在谐振频率上的传输系数等于

$$K_{oc} = \frac{m_2}{2} \sqrt{\frac{g_{\phi}}{g}} K_{\phi} \quad (3-15)$$

当 $g_x \ll m_2^2 g_{ex}$ 时，

$$K_{oc} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{g_{\phi}}{g_{ex}}} K_{\phi} \quad (3-16)$$

在频率范围内工作的输入装置是用分波段中心频率来计算
的；电子管的输入电导也是用分波段中心频率来求得的。由于
回路电导和电子管输入电导的改变，输入装置和饋线之间将在
分波段的边端频率上发生失配现象。这种失配现象会使传输系
数产生不显著的变化，因为匹配不是临界的：

$$K_o = K_{oc} \frac{2\alpha}{1+\alpha^2}, \quad (3-17a)$$

式中 $\alpha = \frac{m_1}{m_{1c}}$ ，

由此可以看出，在失配一倍时，传输系数仅减少 20%。

电子管的输入电导与分波段频率的平方成正比。因此，在
分波段中心频率上匹配时，电子管的输入阻抗（电压就是从这个
阻抗上取下来加到电子管栅极上的）随着频率增加而同时减小，
并且按照公式(3-13)将产生失配，这使得输入装置的传输系数
有不很显著的下降。

输入装置在分波段的任意频率上的传输系数等于

$$K_0 = K_{oc} \frac{f_{cp}}{f} \frac{2a}{1+a^2},$$

式中 K_{oc} ——当变换系数为 $(m_{1c})f_{cp}$ 时在分波段中心频率上匹配的传输系数。

如果把用频率表示的变换系数 $(m_{1c})f$ 和 $(m_{1c})f_{cp}$ 用电导来表示，我們得到：

$$a = \frac{(m_{1c})f_{cp}}{(m_{1c})f} = \frac{f_{cp}}{f}.$$

把数值 a 代入 K_0 的公式中，我們得到：

$$K_0 = K_{oc} \frac{2}{1 + \left(\frac{f}{f_{cp}}\right)^2}. \quad (3-176)$$

根据这个公式可以计算出输入装置在分波段边端频率上的传输系数。为了使输入装置在分波段里有比较均匀的传输系数，需要在分波段的中心频率上取得匹配。

3-8. 变压器耦合的输入装置的计算

电子管不完全接入回路的、变压器耦合的输入电路如图3-3所示，它用调谐的和与馈线匹配的天线工作。

原始计算数据是与上面自耦变压器耦合的输入装置相同。

计算程序如下。

如果输入装置应该在频率范围内工作，那就应该根据分波段的中心频率来计算输入装置，而电子管的输入阻抗也应在分波段中心频率上求出来。

输入装置与馈线匹配时，回路衰减用公式 (3-8) 来求。

回路的谐振电导用公式 (3-9) 来求，

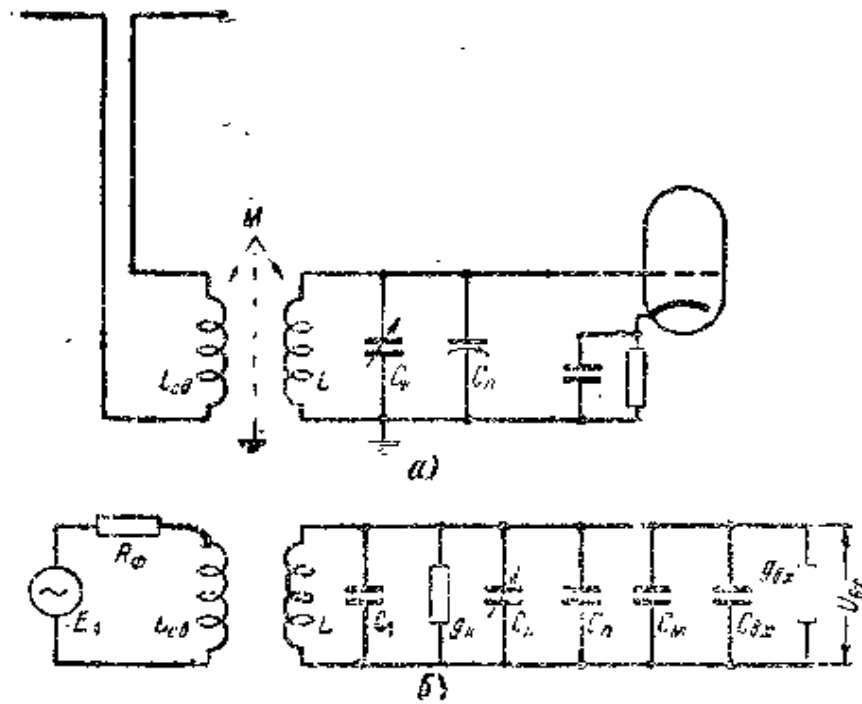


圖 3-3 a—电子管不完全接到回路上的、变压器耦合的输入电路；
b—等效电路。

$$g_k = \frac{d_k}{2\pi f L}$$

考虑到电子管输入电导的旁路作用的回路等效电导用公式(3-10)来求：

$$g = g_k + m_2^2 g_{sx}$$

考虑到电子管输入电导的旁路作用的回路衰减为

$$d = 2\pi f_0 L g \tag{3-18}$$

耦合线圈(线圈损耗忽略不计)的电感等于

$$L_{c0} = \frac{\rho_{\phi}}{2\pi f_0} \tag{3-19}$$

式中：L——微亨；f₀——兆赫；ρ_φ——欧姆。

取得匹配的耦合系数为

$$K_c = \sqrt{2d} \tag{3-20}$$

保証与饋綫取得匹配的互感等于

$$M_c = K_c \sqrt{L_{co} L} \quad (3-21)$$

匹配时輸入裝置在諧振頻率上的傳輸系数用公式 (3-15) 來求:

$$K_{00} = \frac{m_2}{2} \sqrt{\frac{g_p}{g}} K_{\beta}$$

分波段边端頻率上的傳輸系数用公式 (3-176) 來求:

$$K_{\omega} = K_{00} \frac{2}{1 + \left(\frac{f}{f_{op}}\right)^2}$$

3-7. 串联电感耦合的輸入裝置的計算

用串联电感耦合的輸入电路如圖 3-4 所示, 它用調諧的和与饋綫匹配的天綫工作。

原始的計算数据是:

- 1) 工作頻率 f_0 , 兆赫;
- 2) 饋綫的特性阻抗 $\rho_{\beta} = \frac{1}{g_{\beta}}$, 欧姆;
- 3) 饋綫長度, 米;
- 4) 饋綫衰減, 分貝/米;
- 5) 电子管輸入电导 $g_{ax} = \frac{1}{R_{ax}}$, 姆欧;
- 6) 电子管輸入电容 C_{ax} , 微微法;
- 7) 等效的回路衰減 d_{ω} 。

計算程序如下。

首先选定补充电容量 C_{ω} 。

小补充电容量可以增大諧振傳輸系数; 提高回路的等效衰減, 从而加寬了通頻帶, 降低了选择性和增大了更換电子管时由于各电子管輸入电容参差不一而引起的影响。

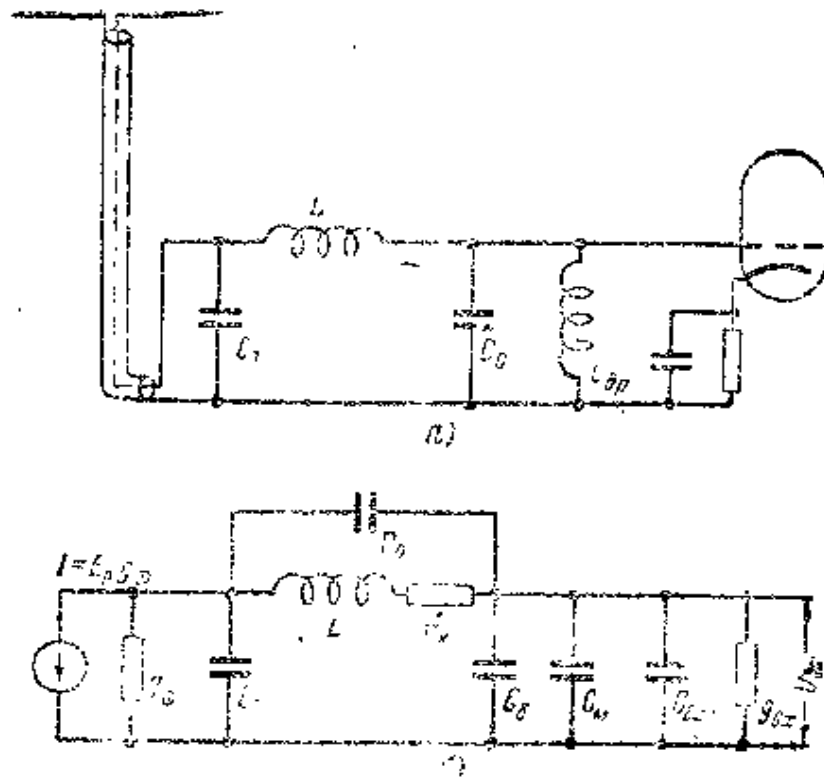


圖 3-4 a—用串聯電感耦合的輸入電路；
b—等效電路。

常用 C_2 的數值取為 5—20 微微法。為了使諧振傳輸系數得到最大值，應該取 $C_2 = 0$ 。

我們得到電容量：

$$C_2 = C_2 + C_M + C_{0\pi} \quad (3-22)$$

式中 C_M ——佈線電容(約 2—4 微微法)。

現在我們來確定保證與饋線得到匹配的電容量 C_1 。

$$C_1 = C_2 \sqrt{\frac{\epsilon_d}{\epsilon_{0\pi}}} \quad (3-23)$$

回路的等效電容為

$$C_3 = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} + C_0 \quad (3-24)$$

其中 C_0 ——線圈的固有電容，約為 0.5—2 微微法。

于是我們得到保證匹配的变换系数，

$$m_1 = -\frac{C_2}{C_1 + C_2}, \quad (3-25)$$

$$m_2 = -\frac{C_1}{C_1 + C_2}. \quad (3-26)$$

綫圈电感用公式(3-7)来求，

$$L = \frac{253 \times 10^2}{C_0 f_0^2}.$$

我們用公式(3-8)来求回路的衰減，

$$d_x = \frac{d_p}{2} - 2\pi f_0 L g_{ex}.$$

扼流圈电感为

$$L_{op} = (10-20) L. \quad (3-27)$$

饋綫的电压傳輸系数用公式(3-14)来求，

$$K_{\phi} = 10^{-0.05 \beta l};$$

或者根据圖 3-2 中的曲綫圖来确定。

在諧振頻率上匹配时的傳輸系数用公式(3-16)来求，

$$K_{ex} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{g_{\phi}}{g_{ex}}} K_{\phi}.$$

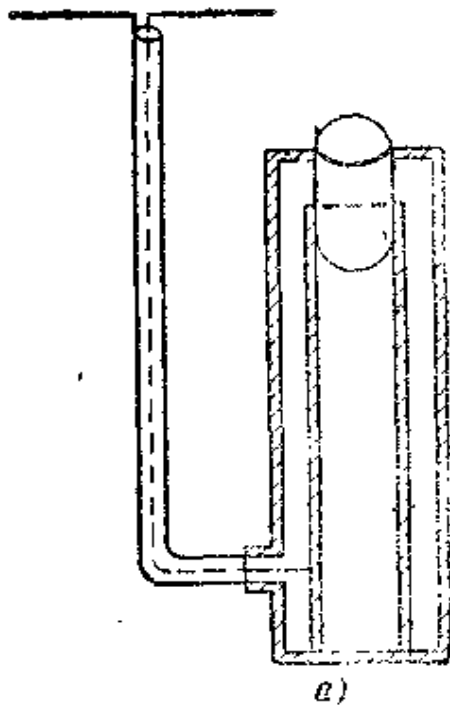
3-8. 諧振綫耦合的輸入裝置的計算

圖 3-5 是諧振綫耦合的輸入电路，它用調諧的和与饋綫匹配的天綫工作。

原始的計算数据与串联电感耦合的輸入裝置相同。

計算程序如下。

由于制作上的原因，外圓柱的內徑和內圓柱的直徑 d ，應該选得使得它們便于与塔形管連接。



在直徑比 $\frac{D}{d} = 3.6$ 時得到的諧振綫衰減最小。这个比值不是临界值，当它在 2.3—6.2 的範圍內变化时，最小的諧振綫衰減的变化不大于 10%。

諧振綫在最佳直徑比 $\frac{D}{d} = 3.6$

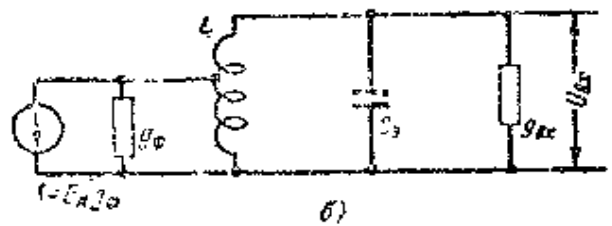


圖 3-5 a—諧振綫閉合的輸入电路；b—等效电路。

时的特性阻抗等于 $\rho = 77$ 欧姆。

我們求出綫的特性阻抗：

$$\rho = 138 \lg \frac{D}{d}. \quad (3-28)$$

我們得到波長：

$$\lambda_0 = \frac{3 \times 10^4}{f_0},$$

式中 λ_0 —厘米； f_0 —兆赫。

諧振綫的長度为

$$l = \frac{\lambda_0}{2\pi} \operatorname{arctg} \frac{1.6 \times 10^5}{\rho f_0 C_{ex}}, \quad (3-29)$$

式中， l 和 λ_0 —厘米； ρ —欧姆； f_0 —兆赫；

C_{ex} —微微法。

与諧振綫电容和电子管輸入电容等效的回路电容为：

$$C_0 = \frac{1}{2} \left(C_{0x} + \frac{1.6 \times 10^5}{f_0 \rho} \sin^2 \theta \right), \quad (3-30)$$

式中: $\theta = 2\pi \frac{l}{\lambda_0}$; f_0 —兆赫; ρ —欧姆; C 和 C_{0x} —微微法。

等效回路的电感用式(3-7)来求:

$$L = \frac{258 \times 10^2}{C_0 f_0^2}.$$

谐振线单位长度内的电阻等于

$$R_1 = 0.83 \times 10^{-4} \sqrt{f_0} \frac{1 + \frac{D}{d}}{D}, \quad (3-31)$$

式中 R_1 —欧姆/厘米; D 和 d —厘米; f_0 —兆赫。

谐振线的衰减为

$$d_A = \frac{R_1 \lambda_0}{2\pi \rho}, \quad (3-32)$$

式中 R_1 —欧姆/厘米; ρ —欧姆; λ_0 —厘米。

谐振线的谐振电导为

$$g_A = \frac{d_A}{3.28 f_0 L}, \quad (3-33)$$

式中 g_A —姆欧; f_0 —兆赫; L —微亨。

包括电子管电导在内的谐振线电导为

$$g = g_A + g_{0x}. \quad (3-34)$$

考虑到电子管电导的谐振线的衰减为

$$d = d_A + 2\pi f_0 L g_{0x},$$

式中 f_0 —兆赫; L —微亨; g_{0x} —姆欧。

保证与馈线匹配的变换系数用式(3-12)来求:

$$m_{10} = \sqrt{\frac{g}{g_0}}.$$

从諧振綫閉合端到饋綫与內圓柱的連接点的距离为

$$l_1 = \frac{\lambda_0}{2\pi} \arcsin \left[m_1 \sin \left(2\pi \frac{l}{\lambda_0} \right) \right]. \quad (3-35)$$

諧振綫的等效衰減为

$$d_0 = 2d. \quad (3-36)$$

得到的等效的諧振綫衰減值不应大于給定值。

饋綫的电压傳輸系数用式(3-14)

$$K_\phi = 10^{-0.05\beta l}$$

或圖 3-2 中的曲綫圖來求。

在諧振頻率上匹配时的傳輸系数用公式(3-15)來求:

$$K_{\phi 0} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{K_\phi}{g}} K_\phi.$$

輸入裝置的通頻帶为

$$2\Delta f = f_0 d_0. \quad (3-37)$$

如果諧振綫耦合的輸入裝置应该在波段範圍內工作,那末应该用式(3-29)來求最長波長和最短波長的諧振綫長度;并且用式(3-176)來求分波段边端頻率上的傳輸系数。在計算分波段中心頻率上的傳輸系数时,也应该根据中心頻率來求电子管的輸入电导。

为了与波段复盖相适应地改变諧振綫的長度,需要在構造上研制出具有短路条的諧振綫。当輸入裝置不需要經常進行調諧时,可以使用接点式短路条;如果需要經常調諧时,可以应用無接点式短路条。

如果把电子管接到諧振綫的一部分上,則必須选定电子管輸入端的变换系数 m_2 和找出电子管輸入电容和輸入电导在諧振綫端的变换值;

$$C'_{ex} = m_2^2 C_{ex};$$

$$g'_{ex} = m_2^2 g_{ex}.$$

当把电子管接到諧振綫端上时，計算方法相同，但是要把数值 C_{ex} 和 g_{ex} 換成 C'_{ex} 和 g'_{ex} 。

匹配时的傳輸系数用式(3-15)来求，但需要乘以 m_2 ：

$$K_{os} = \frac{m_2}{2} \sqrt{\frac{g_{\phi}}{g}} K_{\phi}.$$

从諧振綫短路端到电子管和內圓柱的連接点的距离用公式(3-35)来求，但要用 m_2 来代替公式中的 m_1 。

3-9. 使回路具有最小噪声系数的变换系数和輸入

裝置的傳輸系数的計算

在必須得到最小噪声系数的情况下，輸入回路的总变换系数由下式确定

$$M_{n.u} = M_c \sqrt{1 + \frac{1}{R_{us}g} \left(1 + 4 \frac{g_{ex}}{g}\right)}, \quad (3-38)$$

式中 $M_{n.u} = \frac{m_{1,n.u}}{m_2}$; $M_c = \frac{m_{1c}}{m_2}$.

$$g = g_n + g_{ex}.$$

当 $g_n \ll g_{ex}$ 时，

$$M_{n.u} = M_c \sqrt{1 + \frac{5}{R_{us}g_{ex}}}. \quad (3-39)$$

如果 $R_{us}g_{ex} = \frac{R_{us}}{R_{ex}} > 5$ ，那末 $M_{n.u} = M_c$ 。

因此在这种情形下，滿足大傳輸系数和小噪声系数的两个总变换系数是一致的。

如果 $\frac{R_{us}}{R_{ex}} < 5$ ，則 $M_{n.u} > M_c$ ，而为了得到最小噪声系数，

总变换系数应该大于以取得匹配和得到大增益系数为条件的变换系数。

为了得到最小的噪声系数，我们选定 $M_{n.u.}$ ，而这就使得输入装置和馈线在一定程度上失去匹配，并使输入装置的传输系数略有减小。

两个总变换系数之比等于

$$\frac{M_{n.u.}}{M_c} = \frac{\frac{m_{1n.u.}}{m_2}}{\frac{m_{1c}}{m_2}} = \frac{m_{1n.u.}}{m_{1c}} = a_0$$

匹配时输入装置的传输系数，根据公式(3-17a)等于

$$K_0 = K_{0c} \frac{2a}{1+a^2}$$

在 $R_{\text{ввх}} > 5$ 时，增大输入回路的总变换系数，可以在输入装置传输系数略有减少时得到最小噪声系数。

如果输入装置在波段范围内工作，则应该在分波段的中心频率上，就是在 $\omega_{\text{ср}} = \sqrt{f_{\text{нп}} f_{\text{пк}}}$ 时，确定 $M_{n.u.}$ ，并且求出输入装置在分波段边端频率上的传输系数。

3-10. 回路和天线用电容耦合的输入装置的计算

图 3-6 是回路和天线用电容耦合的输入电路。

原始的计算数据是：

- 1) 分波段的边端频率是 $f_{\text{нп.мин}} = f_{\text{нп.макс}}$ ，兆赫；
- 2) 回路电感 L ，微亨；
- 3) 回路等效衰减 d_0 ；
- 4) 天线的平均参数 $C_{\text{ср}}$ ，微微法； $r_{\text{ср}}$ ，欧姆；天线参数的参差系数 q_1 和 q_0 (其数值约为 1.5--2)。

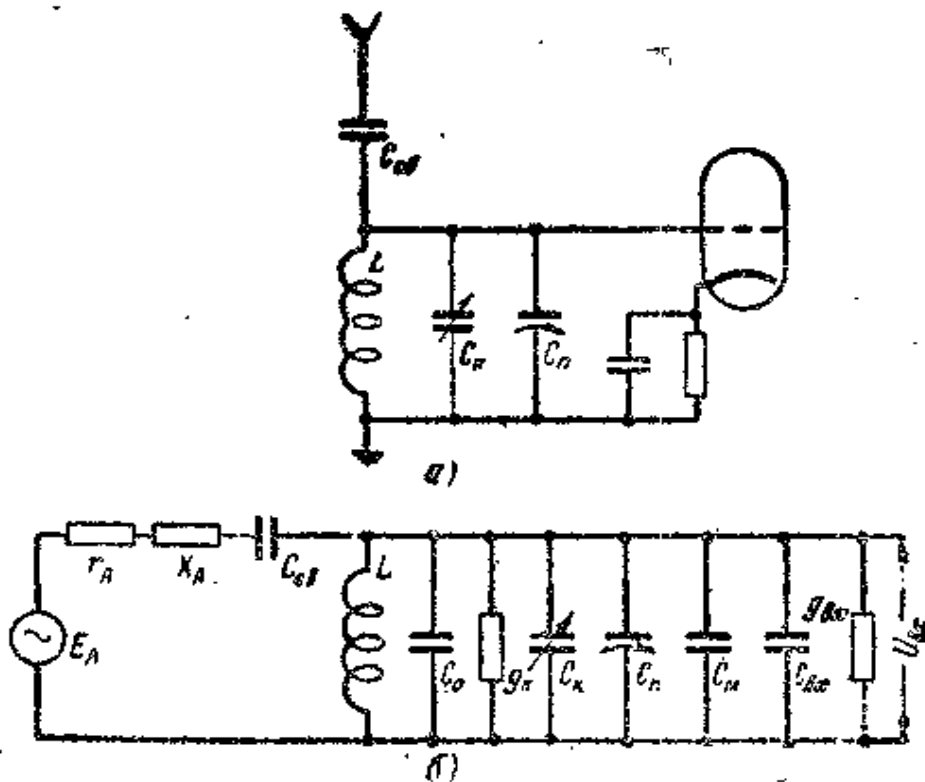


圖 3-6 a—回路與天綫用電容耦合的輸入電路，
b—等效電路。

每一個分波段的計算程序如下。

我們以天綫對回路調諧的影響很小為條件，求出耦合電容器的電容量：

$$C_{001} = \frac{10^8}{2\pi f_{\text{нд. макс}}} \sqrt{\frac{d_0 C_A}{L} \frac{q_0}{q_0 - 1}}, \quad (3-40)$$

式中， f —兆赫， C_A —微微法； L —微亨。

我們預先確定 C_{02} 的數值

$$C_{02} = \frac{10^6}{2} \sqrt{\frac{d_0}{(2\pi)^2 f_{\text{нд. макс}}^2 L r_A g_r}}, \quad (3-41)$$

式中： C_{02} —微微法； f —兆赫； L —微亨； r_A —歐姆。

然後以天綫對回路衰減的影響很小為條件，求出耦合電容

器的电容量，

$$C_{002} = \frac{C_{02} C_A}{C_A - C_{02}} \quad (3-42)$$

从两个已知电容量 C_{001} 和 C_{002} 中选定一个比较小的，
 $C_{00} < C_{001}$ 和 $C_{00} < C_{002}$ 。

在 C_{00} 的值已经选定的时候，可以认为 $d \approx d_0$ 。

于是得到天线电容和耦合电容器电容串联起来的合成电容量：

$$C_0 = \frac{C_{00} C_A}{C_{00} + C_A} \quad (3-43)$$

如果选定 C_{00} 等于 C_{002} ，作为比较小的电容，那末这时
 $C_0 = C_{002}$ 。

输入装置的传输系数为

$$K_0 = \frac{C_0 L (2\pi f)^2}{d_0 [1 + 10^{-6} C_0 L (2\pi f)^2]} \cdot 10^{-6}, \quad (3-44)$$

式中： f ——用来确定传输系数的分波段频率，兆赫； C_0 ——微微法； L ——微亨。

传输系数是在各个分波段的最低、中心和最高这三种频率上计算出来的；并且假定回路等效衰减在分波段内是常数。

3-11. 回路和天线用内电容耦合的输入装置的计算

图 3-7 是回路和天线用内电容耦合的输入电路。电容器 C_{yx} 与天线串联，用来提高天线回路的固有频率，也就是缩短天线回路的固有波长。

电容器 C_{yx} 同时是接收机输入端的保护电容器。天线回路与输入回路用电容器 C_{00} 来耦合。电阻 R 用来把偏压加到电子管的栅极上。它的数值比电容器 C_{00} 在分波段最小频率上的容抗大 9 倍。

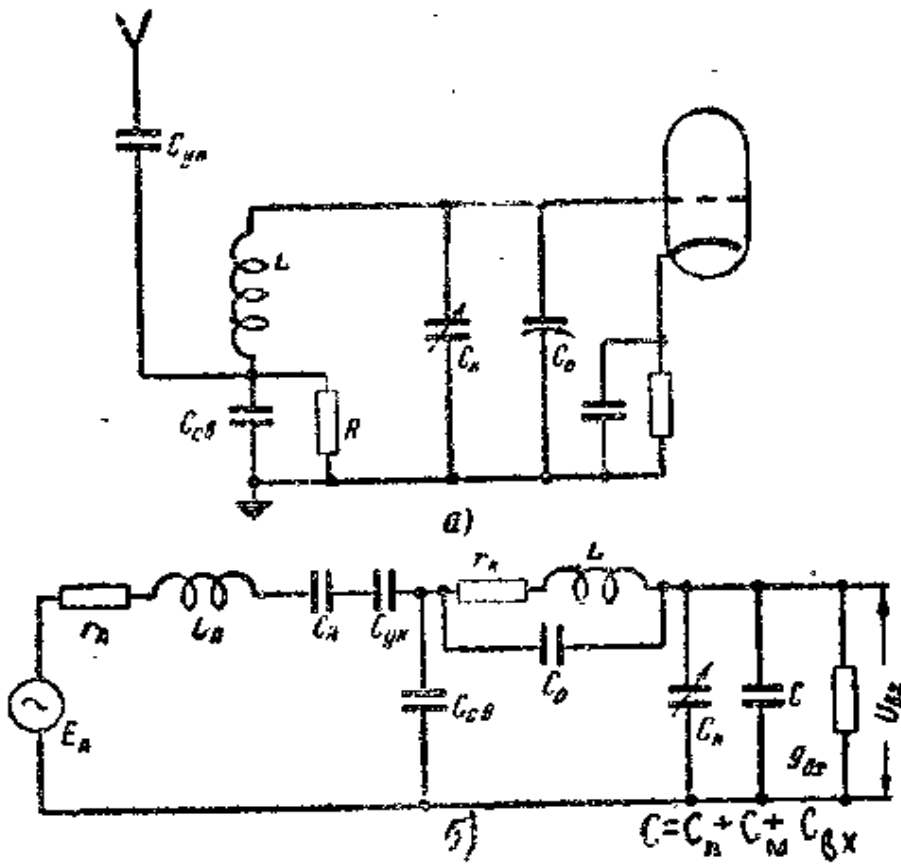


圖 3.7 a—回路与天綫用內电容耦合的輸入电路;
б—等效电路。

原始的計算数据是:

- 1) 分波段边端頻率 $f_{пд.мин} - f_{пд.макс}$, 兆赫;
- 2) 分波段系数 $K_{пд}$;
- 3) 中頻 $f_{пр}$, 千赫;
- 4) 回路的最大等效电容 $C_{э.макс}$, 微微法;
- 5) 回路等效衰減 $d_э$;
- 6) 傳輸系数的均匀性系数

$$M_f = \frac{K_{f_{мин}}}{K_{f_{макс}}} \geq 0.6;$$

- 7) 考虑到天綫回路对輸入回路失諧的容許影响的数值 a_Δ

($\alpha_1 \leq 1$);

8) 天线的平均参数 L_A , 微亨; C_A , 微微法和 f_A ; 天线参数的参差系数 $q = 1.5 - 2$ 。

每一个分波段的计算程序如下。

我们求出保证使传输系数具有给定的均匀性系数的天线缩短系数

$$K_n = q \sqrt{\frac{1 - \frac{M_f}{K_{nq}^2}}{1 - M_f}} \quad (3-45)$$

再求出保证使对载频波道的选择性不显著降低的天线缩短系数

$$K_s = q \sqrt{1 + \delta \left[\frac{f_{np}}{f_{нд.макс}} + \left(\frac{f_{np}}{f_{нд.макс}} \right)^2 \right]} \quad (3-46)$$

从所得的数值中必须取最大的 K 。

缩短电容器的电容为

$$C_{yx} = \frac{C_A}{K^2 \left(\frac{f_{нд.макс}}{f_A} \right)^2 - 1} \quad (3-47)$$

如果 $f_A \gg f_{нд.макс}$, 其中 $f_A = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_A C_A}}$, 那末 C_{yx} 的值是

良值。这就是说应该取电容 $C_{yx} = \infty$ 。

这时天线的保护电容器的电容量取为

$$C_{yx} \geq 10 C_A \quad (3-48)$$

在这种情况下, 天线的缩短系数将大于所要求的最小值

$$K = \frac{f_A}{f_{нд.макс}}$$

于是得到耦合电容器的电容量:

$$C_{ce} = \sqrt{\frac{C_1 C_{\text{н.н.а.к.с.}} \varphi(K_{\text{н.д.}}, K)}{2a_{\Delta} d_0}}, \quad (3-49)$$

式中

$$C_1 = \frac{C_A C_{yx}}{C_A + C_{yx}}$$

$$\varphi(K_{\text{н.д.}}, K) = n - \frac{1}{K_{\text{н.д.}}^2 m}$$

$$n = q \frac{1 + \frac{C_A}{C_{yx}}}{1 + q \frac{C_A}{C_{yx}}}$$

$$m = q \frac{1 + \frac{1}{q} \frac{C_A}{C_{yx}}}{1 + \frac{C_A}{C_{yx}}}$$

已得到的值 C_{ce} 使天线的有效电阻对回路的衰减影响不大, 因此可以认为 $d \approx d_0$ 。

输入装置的传输系数为

$$K_0 = \frac{p_c}{d_0 \left[1 - \left(\frac{f}{f_{\text{н.д.н.а.к.с.}} K} \right)^2 \right]}, \quad (3-50)$$

式中 $p_c = \frac{C_1}{C_{ce}}$ —— 电容的耦合系数。

传输系数是在各分波段的最低、中心和最高这三种频率上计算出来的, 并且认为回路等效衰减在分波段内是常数。

阻抗 R 根据下列条件求得。

$$K \geq \frac{0.1}{2\pi f_{\text{н.д.н.а.к.с.}} C_{ce}}$$

3-12. 回路和天綫用电感耦合的輸入裝置的計算

圖 3-8 是回路和天綫用电感耦合的輸入电路。

在長波、中波和短波上使用無不定向的 Γ 形或 T 形天綫。这些天綫是非調譜天綫，并且只有当它的参数在工作波段內不發生剧烈变化的条件下才能令人滿意地工作。

在頻率 $f \leq 1.7 f_A$ 的範圍內，天綫的电阻 r_A 变化很小，而电抗 X_A 的变化与串联回路中的差不多。

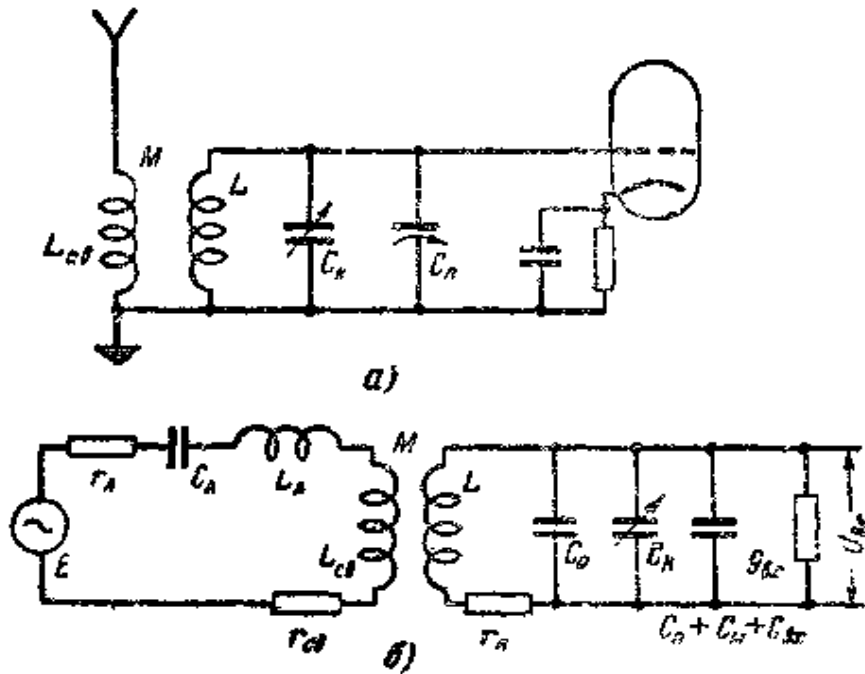


圖 3-8 a—回路与天綫用电感耦合的輸入电路；b—等效电路。

因此在頻率 $f \leq f_A$ 時可以用 L_A 、 C_A 和 r_A 串联組成的等效电路来代替天綫，它們的数值应当等于：

$$L_A = 20 \text{ 微亨}; C_A = 100 - 300 \text{ 微微法}; r_A = 25 \text{ 欧姆};$$

$$f_A = 2 - 3.56 \text{ 兆赫}; h_0 = 4 \text{ 米}.$$

因此，当計算在低于 $1.7 f_A = 1.7 (2 - 3.56) = 3.4 - 6$ 兆赫的頻率上，即長波和中波上工作的輸入裝置時，天綫可以用

具有上述参数的等效电路代替。在频率 $f > 1.7f_A$ 时，天线阻抗 r_A 和 X_A 变化很大。

研究各类天线的结果表明，在 5—10 兆赫范围内电抗为电容性，其数值为 $|X_A| \leq 1000$ 欧姆，而有效电阻的数值为 $r_A = 10—200$ 欧姆。

在 15—20 兆赫范围内，电抗不论具有电容性或电感性，其数值均为 $|X_A| < 500$ 欧姆，而有效电阻的数值为 $r_A = 100—300$ 欧姆。

为了使输入装置有效地工作，必需把耦合线圈的电感量选得使它在分波段的最低频率上能平衡天线的电容量。

回路与天线用电感耦合的输入装置在长波和中波上的计算方法与短波上的计算方法是不同的。

A. 回路与天线用电感耦合的输入装置在长波和中波上的计算

原始计算数据是：

- 1) 分波段的边端频率 $f_{\text{н.д.мин}} - f_{\text{н.д.макс}}$ ，兆赫；
- 2) 分波段系数 $K_{\text{н.д.}}$ ；
- 3) 线圈电感 L ，微亨；
- 4) 回路等效衰减 d_0 ；
- 5) 天线的平均参数 L_A ，微亨； C_A ，微微法和 r_A ，欧姆；

天线参数的参差系数 q_L, q_C, q_r

计算程序如下。

首先求出在天线参数变化时，保证使天线回路的频率低于分波段最低频率的耦合线圈的电感量：

$$L_{\text{св}} = \frac{253 \times 10^2 q_L q_C}{(K_A f_{\text{н.д.мин}})^2 C_A} - L_A \quad (3-51)$$

式中： $L_{\text{св}}$ ——微亨； f ——兆赫； C_A ——微微法； K_A ——天线的加长系数，等于 0.6—0.8。

如果給定了耦合繞圈的衰減 $d_{ca} = 0.01 - 0.03$ ，那麼我們便可以求出它在分波段的最低頻率上的電阻：

$$r_{ca} = d_{ca} 2\pi f_{\text{н.н.}} L_{ca} \quad (3-52)$$

式中： r_{ca} ——歐姆； f ——兆赫； L_{ca} ——微亨。

天線回路的電阻等於：

$$r_{A.4} = (r_A + r_{ca}) q_r \quad (3-53)$$

天線回路的衰減將等於：

$$d_{A.4} = \frac{r_{A.4} q_i}{2\pi f_{\text{н.н.}} (L_{ca} + L_A)} \quad (3-54)$$

式中： r ——歐姆； f ——兆赫； L ——微亨。

匹配耦合系數最低值等於：

$$K_{c.\text{н.н.}} = (1 - K_A^2) \sqrt{\frac{d_{ca}}{d_{A.4}}} \quad (3-55)$$

由於天線回路的影响使回路等效衰減增加25%的耦合系數的最大值將等於：

$$K_1 = \frac{1}{2} K_{c.\text{н.н.}} \quad (3-56)$$

保證回路具有容許諧振頻移（此諧振頻移是由於天線回路的無功成分造成的）的耦合系數等於

$$K_2 = \frac{2}{K_A} \sqrt{\frac{d_{ca} (q_i^2 q_c^2 K_{\text{н.н.}}^2 - K_A^2) (1 - K_A^2)}{q_i^2 q_c^2 K_{\text{н.н.}}^2 - 1}} \quad (3-57)$$

從結構上來考慮，耦合系數應該為

$$K_3 \leq 0.6 - 0.7 \quad (3-58)$$

從已得到的三個耦合系數中選擇最小的一个。

與天線平均參數对应的天線回路的中心頻率為

$$f_{0.A.4} = \frac{159}{\sqrt{(L_{ca} + L_A) C_A}} \quad (3-59)$$

式中： $f_{0.A.4}$ ——兆赫； L ——微亨； C_A ——微微法。

輸入裝置的傳輸係數等於，

$$K_0 = \frac{K}{d_0 \left(1 - \frac{f_{0.4.4}^2}{f^2} \right)} \sqrt{\frac{L_n}{L_{c0}}} \quad (3-60)$$

傳輸係數是在各分波段的最低、中心和最高這三個頻率上計算出來的。並且假定回路等效衰減在分波段內是常數。

回路衰減等於

$$d_n = \frac{d_0}{1 + \left(\frac{K}{K_{\text{смин}}} \right)^2} \quad (3-61)$$

5. 回路和天綫用電感耦合的輸入裝置在短波上的計算

原始計算數據是：

- 1) 分波段邊緣頻率 $f_{\text{н.д.мин}}$ —— $f_{\text{н.д.макс}}$ ，兆赫；
- 2) 綫圈電感 L ，微亨；
- 3) 回路等效衰減 d_0 ；
- 4) 天綫參數 X_A 和 r_A ，歐姆。

計算程序如下。

首先求出耦合綫圈的電感：

$$L_{c0} = \frac{X_A}{2\pi f_{\text{н.д.мин}}} \quad (3-62)$$

式中： L ——微亨； $f_{\text{н.д.мин}}$ ——兆赫； X_A ——歐姆。

如果沒有給出 X_A 的數值，那麼對於分波段最低頻率可以取其等於 100—600 歐姆，於是

$$L_{c0} = \frac{16-100}{f_{\text{н.д.мин}}} \quad (3-63)$$

在選定這樣的 L_{c0} 的數值後，最大的介入失諧頻率將等於天綫容抗下的 $f_{\text{н.д.макс}}$ 。

用天綫電路使回路具有容許失諧的耦合係數等於

$$K_1 \leq \sqrt{d_3 \left(1 - \frac{X_A}{2\pi f_{\text{нд.макс}} L_{\text{св}}} \right)}, \quad (3-64)$$

式中: f ——兆赫; $L_{\text{св}}$ ——微亨; X_A ——欧姆。

如果没有给出 X_A 的数值, 那么, 对于分波段的最高频率可以取其等于 100—200 欧姆, 于是

$$K_1 \leq \sqrt{d_3 \left(1 - \frac{16-32}{f_{\text{нд.макс}} L_{\text{св}}} \right)}. \quad (3-65)$$

能使天线电路的电阻对回路衰减影响不大的耦合系数等于

$$K_2 \leq \frac{1}{2} \sqrt{\frac{d_2 r_A}{2\pi f_{\text{нд.мин}} L_{\text{св}}}}. \quad (3-66)$$

如果 r_A 的数值没有给出, 那末可以取其等于 50—200 欧姆, 于是

$$K_2 \leq (2.5-5) \sqrt{\frac{d_2}{\pi f_{\text{нд.мин}} L_{\text{св}}}}. \quad (3-67)$$

从两个已知值 K_1 和 K_2 中选择较小的一个。

输入装置的传输系数将是

$$K_0 = \frac{K}{d_0} = \frac{2\pi f \sqrt{L L_{\text{св}}}}{\sqrt{r_A^2 + X_A^2}}, \quad (3-68)$$

式中: f ——兆赫; L ——微亨; r_A 和 X_A ——欧姆; K ——耦合系数。

如果没有给出 r_A 和 X_A 的数值, 那末在 5—10 兆赫频率上取平均值为 $r_A = 125$ 和 $X_A = 500$ 欧姆; 而 15—20 兆赫频率上取平均值为 $r_A = 200$ 欧姆和 $X_A = 150$ 欧姆; 得:

在 5—10 兆赫频率上

$$K_0 \approx 0.2 \times 10^{-2} \frac{K}{d_0} f \sqrt{L L_{00}} \quad (3-69)$$

在 15—20 兆赫频率上

$$K_0 \approx 0.4 \times 10^{-2} \frac{K}{d_0} f \sqrt{L L_{00}} \quad (3-70)$$

传输系数是在各个波段的最低、中心和最高这三个频率上计算出来的；并且假定回路等效衰减在分波段内是常数。

回路衰减等于

$$d_K = \frac{d_0}{1 + \left(\frac{K}{2K_2}\right)^2} \quad (3-71)$$

3-13. 回路与天线用双电容和电感耦合的

双回路输入装置的计算

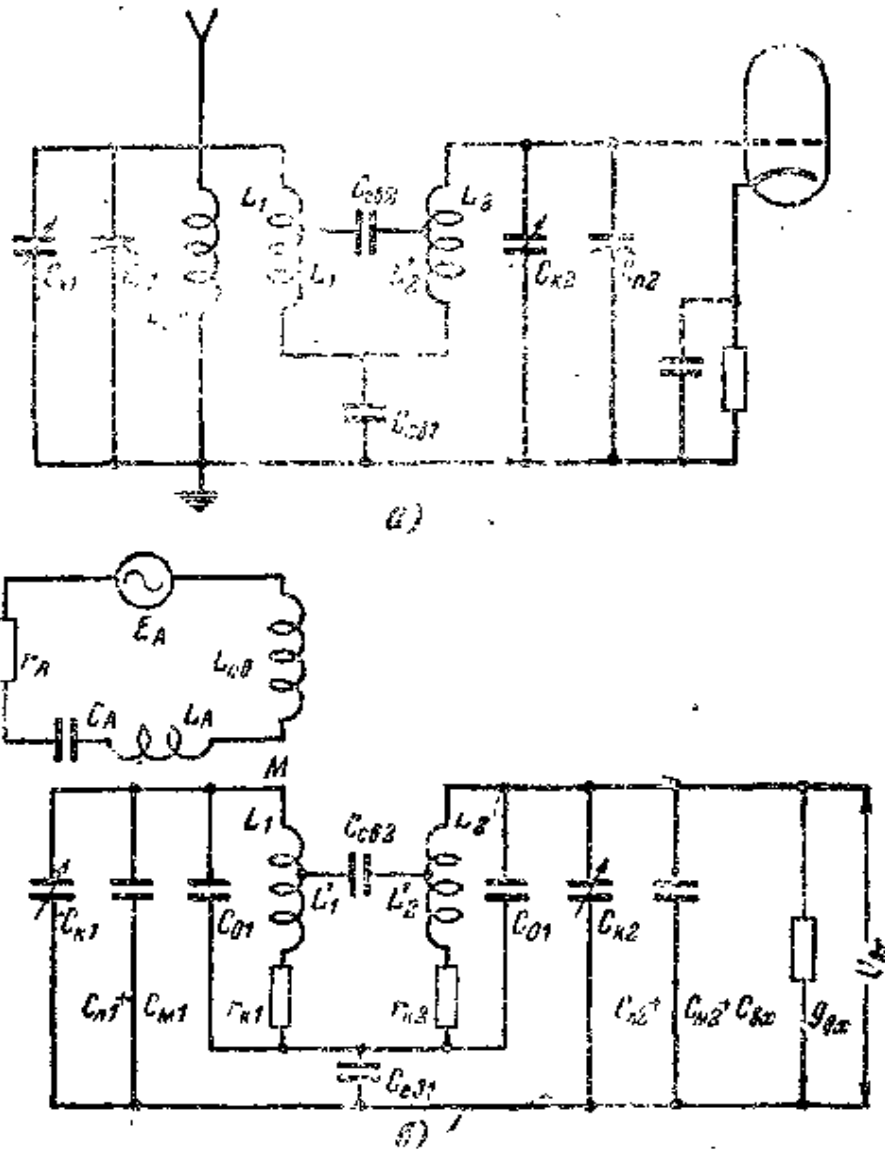
如果适当地选择广义耦合系数 $\beta = \frac{K}{d_0}$ ，那末双回路输入装置能使分波段的通频带接近于常数，因而能获得很高的选择性。

为了使带通滤波器具有不变通频带，必须使广义耦合系数 β 按照一定的规律随分波段频率的增加而减小。

只要在带通滤波器中使用混合耦合，就可以使广义耦合系数 β 与频率具有这种关系。

图 3-9 所示为回路与天线用双电容（就是内耦合电容和不完全的外耦合电容）和电感耦合的双回路输入电路。

在带通滤波器中采用不完全的外电容耦合，只是由于在这种耦合下可以得到数值比较大的耦合电容 C_{02} ，而在制作上又很容易做到这一点。但是在采用外电容耦合时，要想得到很小的耦合电容 C_{02} ，在制作上是很难做到的。



■ 3-9 a—回路与天线用包括内耦合电容的互电容耦合和互电感耦合的双回路输入电路；b—等效电路。

用内电容耦合和不完全的外电容耦合的带通滤波器的广义耦合系数等于：

$$\beta = \frac{K_1 + K_2}{d_0} = \frac{1}{d_0} \left(C_{01} + \frac{m^2 C_{01} C_{02}}{C_0} \right), \quad (3-72)$$

式中： K_1 ——内电容耦合的耦合系数；
 K_2 ——不完全外电容耦合的耦合系数；

C_0 ——回路的等效电容；

C_{c01} ——内电容耦合电容器的电容；

C_{c02} ——不完全外电容耦合电容器的电容；

$$m = \frac{L'_1 + M_1}{L_1} \text{——变换系数。}$$

随着频率的增加，回路的等效电容减少，这就使外电容 C_{c02} 的耦合作用增强，而内电容 C_{c01} 的耦合作用减弱。

如果适当地选择电容量 C_{c01} 和 C_{c02} ，就可以得到按照所要求的规律，随着分波段频率的增加而减少的广义耦合系数 β 。

原始计算数据是：

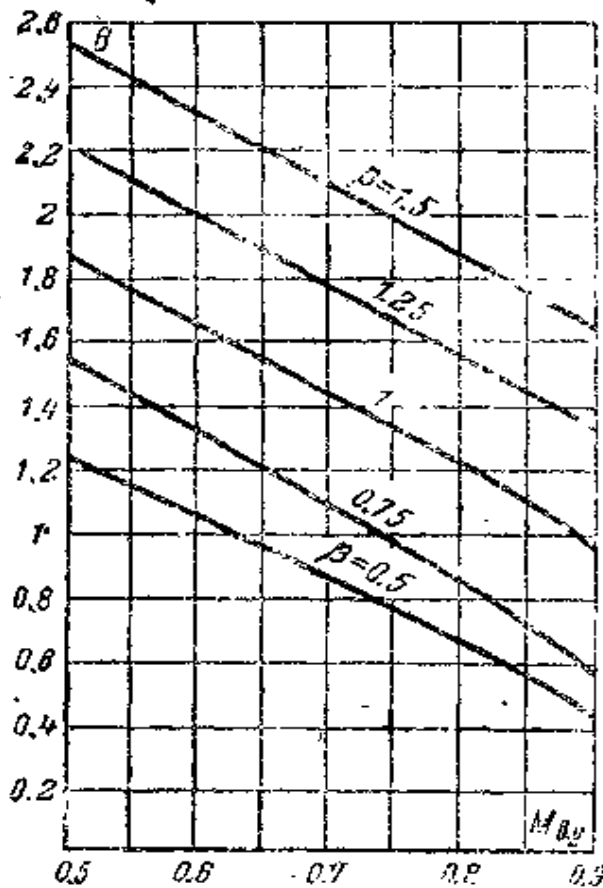


圖 3-10 系数 β 的曲线图

1) 分波段的边端频率 $f_{\text{н.д.мин}} - f_{\text{н.д.макс}}$ ，千赫；

2) 分波段系数 $K_{\text{н.д}}$ ；

3) 回路的最小等效电容 $C_{\text{н.д.мин}}$ ；

4) 通频带 $2\Delta f_{\text{н}}$ ，千赫；

5) 频率失真系数 $M_{\text{с.д}}$ ；

6) 天线的平均参数 $L_{\text{д}}$ ，微亨； $C_{\text{д}}$ ，微微法； $r_{\text{д}}$ ，欧姆；天线参数的参差系数 q_L, q_C, q_r 。

计算程序如下。

我们选定在分波段最低频率上的广义耦合系数

$\beta_1 = 1.3 - 1.5$ 。当 β_1 是这个数值时，在整个分波段范围内可以得到略有双峰的良好谐振曲线和数值很小的回路等效衰减。

根据选定的数值 β_1 和频率失真系数 $M_{\theta, \beta}$ ，可以从图 3-10 上找出系数 B_1 的数值。

求出在分波段最低频率上的回路等效衰减

$$d_{\beta 1} = \frac{2\Delta f_n}{f_{n0, \text{min}} B_1} \quad (3-73)$$

带通滤波器回路的等效衰减 $d_0 = \frac{1 + \beta^2}{d}$ ，由于广义耦合系数 β 的减少，会随分波段频率的增高而减小，而这就减小了回路间的反射电阻。

在 $K_{n0} = 3$ 时，在分波段最低频率上的回路等效衰减，大约是最高频率上的 1.5 倍。

如果给定在分波段最高频率上的回路等效衰减 $d_{\beta 2} = \frac{d_{\beta 1}}{1.5}$ ，我们得到分波段最高频率上的系数 B_2 为

$$B_2 = \frac{d_{\beta 1}}{d_{\beta 2}} \frac{B_1}{K_{n0}} \quad (3-74)$$

根据从图 3-10 上找出系数 B_2 的值，就可以找出分波段最高频率上的广义耦合系数 β_2 。

内耦合电容器的电容为

$$C_{c01} = \frac{(K_{n0}^4 - 1) C_{\theta, \text{max}}}{d_{\beta 2} \left(K_{n0}^2 \frac{d_{\beta 1}}{d_{\beta 2}} \beta_1 - \beta_2 \right)} \quad (3-75)$$

不完全外耦合电容器的电容

$$C_{c02} = \frac{1}{m^2} \frac{K_{n0}^2}{K_{n0}^4 - 1} \frac{d_{\beta 1}}{d_{\beta 2}} \left(K_{n0}^2 \beta_2 \frac{d_{\beta 2}}{d_{\beta 1}} - \beta_1 \right) C_{\theta, \text{max}} \quad (3-76)$$

变换系数 $m = \frac{L_1 + M_1}{L_1} = \frac{L_2 + M_2}{L_2}$ 的数值要选择得使 C_{c0}

≥2 微微法。

回路与天线的电感耦合用 § 3-12 中所講的方法計算。

在式(3-55)和(3-57)中應該取 $d_{01} = d_{02}$ 。

分波段最低和最高頻率上的傳輸系数等于

$$K_{01} = \frac{\beta_1}{1 + \beta_1^2} \frac{K}{d_{01} \left(1 - \frac{f_{A.4}^2}{f_{\text{н.д. макс}}^2} \right)} \sqrt{\frac{L}{L_{08}}}, \quad (3-77)$$

式中 K ——天线电路与初級回路的耦合系数 [公式(3-54), (3-55)和(3-56)];

$$K_{02} = \frac{\beta_2}{1 + \beta_2^2} \frac{K}{d_{02} \left(1 - \frac{f_{A.4}^2}{f_{\text{н.д. макс}}^2} \right)} \sqrt{\frac{L}{L_{08}}}, \quad (3-78)$$

傳輸系数是在各分波段的边端頻率上計算出来的。

3-14. 对等于中頻的干扰頻率的选择性的

計算和阻抗陷波器的計算

当射頻系統对于和中頻相等的干扰的頻率的选择性不好时，这一干扰將进入变频器，被中頻系統放大以后，在接收机的輸出端上产生与接收机調諧無关的接收干扰。

如果射頻系統对于和中頻相等的干扰頻率的选择性很差，那末或者在接收机輸入端上使用阻抗陷波器，或者在高頻放大級里，在等于中頻的頻率上采用一个很强的負回授，这样就能显著地提高射頻系統对于这个頻率的选择性。

下面將計算射頻系統在等于中頻的頻率上的选择性，講述阻抗陷波器的工作原理和計算方法。由輸入裝置組成的射頻系統在等于中頻的頻率上的选择性等于：

在小尖譜时

$$S_{npom} = \left| 1 + \frac{1 - \left(\frac{f_{np}}{f}\right)^2}{2 \cdot d_3} \right|^2; \quad (3-79)$$

在大失諧時

$$S_{npom} = \frac{\left| 1 - \left(\frac{f}{f_{np}}\right)^2 \right|}{d_3 \left(\frac{f}{f_{np}}\right)^3}; \quad (3-80)$$

式中 f —— 在 f_{np} 附近的分波段邊端頻率。

由輸入裝置和高頻放大器組成的射頻系統在等于中頻的頻率上的選擇性等于：

在小失諧時

$$S_{npom} = \left[\sqrt{1 + \frac{1 - \left(\frac{f_{np}}{f}\right)^2}{2 \cdot d_2}} \right]^{n+1}; \quad (3-81)$$

式中 n —— 高頻放大器的級數；

在大失諧時

$$S_{npom} = \frac{f_{np}}{f} \left[\frac{\left| 1 - \left(\frac{f}{f_{np}}\right)^2 \right|}{d_3 \frac{f}{f_{np}}} \right]^{n+1}. \quad (3-82)$$

由雙回路輸入裝置組成的射頻系統在等于中頻的頻率上的選擇性等于：

在小失諧，並且 $\beta \ll 1$ 時

$$S_{npom} = \frac{\sqrt{(1 - \alpha_{npom}^2 + \beta^2)^2 + 4\alpha_{npom}^2}}{1 + \beta^2}; \quad (3-83)$$

式中 $\alpha_{\text{прож}} = 2 \cdot \frac{1 - \frac{f_{\text{пр}}}{f}}{d_0}$;

在 $\beta \gg 1$ 时

$$S_{\text{прож}} = \frac{V(1 - \alpha_{\text{прож}}^2 + \beta^2)^2 + 4\alpha_{\text{прож}}^2}{2\beta}; \quad (3-84)$$

在大失諧时

$$S_{\text{прож}} = \frac{1}{1 + \beta^2} \left[\frac{1 - \left(\frac{f}{f_{\text{пр}}}\right)^2}{d_0 \left(\frac{f}{f_{\text{пр}}}\right)^2} \right]^2. \quad (3-85)$$

由双回路輸入裝置和高頻放大器組成的射頻系統在等于中頻的頻率上的選擇性等于:

在小失諧而 $\beta \leq 1$ 时

$$S_{\text{прож}} = \frac{V(1 - \alpha_{\text{прож}}^2 + \beta^2)^2 + 4\alpha_{\text{прож}}^2}{1 + \beta^2} (V1 + \alpha_{\text{прож}}^2)^n; \quad (3-86)$$

在 $\beta \gg 1$ 时

$$S_{\text{прож}} = \frac{V(1 - \alpha_{\text{прож}}^2 + \beta^2)^2 + 4\alpha_{\text{прож}}^2}{2\beta} (V1 + \alpha_{\text{прож}}^2)^n; \quad (3-87)$$

在大失諧时

$$S_{\text{прож}} = \frac{1}{\left(\frac{f}{f_{\text{пр}}}\right)^2 (1 + \beta^2)} \left[\frac{\left| 1 - \left(\frac{f}{f_{\text{пр}}}\right)^2 \right|}{d_0 \frac{f}{f_{\text{пр}}}} \right]^{n+2}. \quad (3-88)$$

在等于中頻的頻率上的選擇性是在各分波段的最接近中頻的頻率上計算出來的。

如果某些分波段在等于中頻的頻率上的選擇性低于給定的

数值，那么在這些分波段上接收機的輸入端應該使用阻抗陷波器，或者在高頻放大級中，在等於中頻的頻率上使用負回授，其計算方法見第四章。

在中頻 $f_{np} = 465$ 千赫相等的頻率上，在長波波段的最高頻率 $f_{no. maxo} = 415$ 千赫和中波波段的最低頻率 $f_{no. min} = 520$ 千赫上，廣播接收機的選擇性是很低的。因此在這些分波段上，需要在接收機的輸入端使用阻抗陷波器，

或者在高頻放大級

中，在等於中頻的頻率上使用負回授。阻抗陷波器通常用在射頻系統僅由輸入裝置組成的廣播接收機中。

現在我們來看看阻抗陷波器的的工作原理（其電路如圖3-11所示）。這個電路能使頻率等於中頻的電壓完全衰減。

為了使陷波器的輸出電壓等於零，必須滿足下列電壓恒等

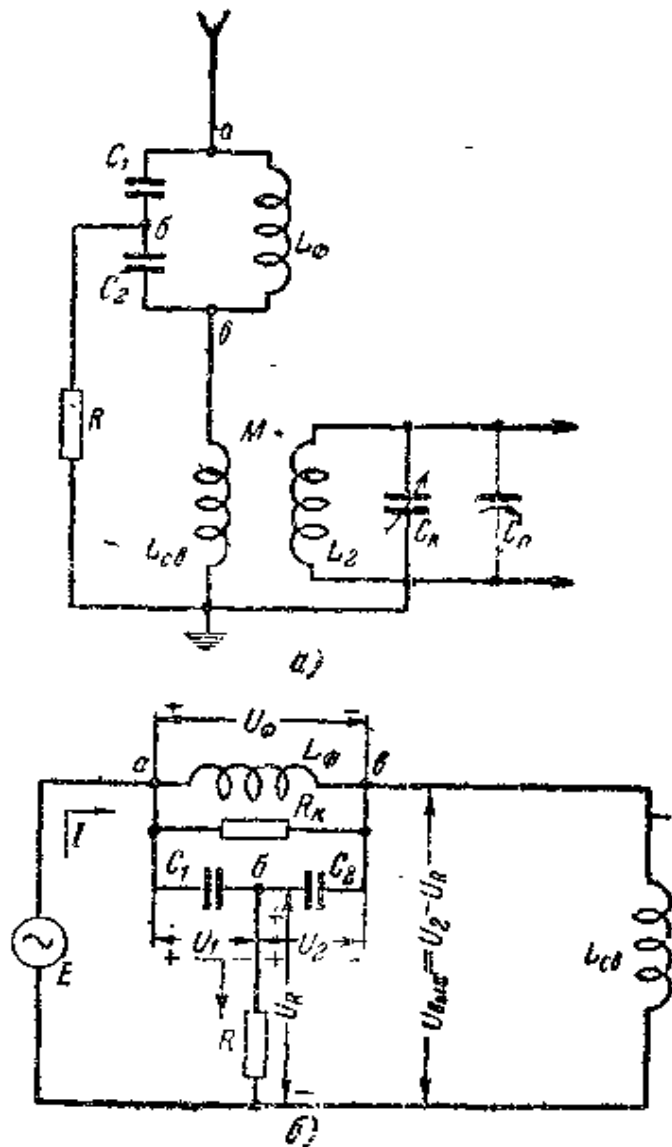


圖 3-11

a—阻抗陷波器電路；b—等效電路。

式:

$$|U_R| = |U_2|。$$

在陷波器的电容量相等的时候，就是 $C_1 = C_2 = C$ 时，将得到下列电压恒等式:

$$|U_1| = |U_2|。$$

于是得到

$$|U_1| = |U_R|。$$

电流 I 经过回路 ab 点和电阻 R 时产生电压降:

$$U_1 = I R_{\kappa_{ab}} \text{ 和 } U_R = IR。$$

回路在 ab 两点间的阻抗等于

$$R_{\kappa_{ab}} = m^2 R_{\kappa} = \left(\frac{1}{2}\right)^2 R_{\kappa} = \frac{R_{\kappa}}{4} = \frac{1}{4} \frac{L_{\phi}}{C} = \frac{L_{\phi}}{2C r_{\phi}}，$$

式中 r_{ϕ} ——陷波器线圈的电阻。

电压 U_1 和 U_R 用电流和阻抗表示时，得到:

$$I \cdot \frac{L_{\phi}}{2C r_{\phi}} = IR，$$

由此

$$R = \frac{L_{\phi}}{2C r_{\phi}}。$$

把分子和分母同乘以 ω_{np} ，得到:

$$R = \frac{\omega_{np} L_{\phi}}{2C \omega_{np} r_{\phi}} = \frac{Q}{2C \omega_{np}} = \frac{Q}{4 \times \frac{C}{2} \omega_{np}} = \frac{R_{\kappa}}{4} = R_{\kappa_{ab}}。$$

(3-89)

计算阻抗陷波器的方法如下。

如电容量 $C = C_1 = C_2$ 给定为 500—1000 微微法，则由式

(3-7) 可以求出陷波器的电感量，

$$L = \frac{253 \times 10^3}{\frac{C}{2} f_{np}}。$$

若按繞圈的制作要求取定了回路的品質因數，則可由式(3-89)求出陷波器的阻抗，

$$R = \frac{Q}{2C\omega_{np}}。$$

第四章 高頻放大器的計算

4-1. 概 述

高頻放大器的主要作用有三種：1) 放大信號電壓；2) 取得對鏡頻波道和等於中頻的頻率選擇性；3) 提高信號/噪聲比。

放大級電子管在A類狀態下工作。加到電子管柵極上的電壓的振幅，不應該進入有柵極電流的部分，並且要在電子管特性曲線的直線部分。

對高頻放大器的要求如下：

1. 增益係數盡可能大；
2. 對鏡頻波道和等於中頻的頻率的選擇性盡可能好；
3. 保證所需要的通頻帶；
4. 滿足所要求的頻帶復蓋；
5. 工作穩定；
6. 固有噪聲盡可能小。

在高頻上高頻放大級中使用五極管，因為它們的電容量 C_{jc} 很小，而互導很大。

在特高频上为了减少固有噪声常使用三极管，因为三极管的噪声阻抗小，而输入阻抗较大。

高频放大器的特点由下列各点来表明：

1. 电子管的输入和输出共用一个电极；
2. 回路和电子管板极电路的耦合种类；
3. 板极电路的馈电方式。

广泛使用的电子管共极电路是共阴极电路和共栅极电路。

在放大级内使用下列的耦合电路：

1. 自耦变压器耦合电路（频率在350兆赫以下时使用）；
2. 直接耦合电路（频率在100兆赫以下时使用）；
3. 串联电感耦合电路（在200—500兆赫内的固定频率上工作时使用）；
4. 共栅极和直接耦合电路（频率在50—350兆赫时使用）；
5. 共栅极和谐振线耦合电路（频率在350—1000兆赫时使用）；
6. 变压器耦合电路（频率在100兆赫以下时使用）；
7. 桥接电路（频率在25—350兆赫时使用）。

板极电路的电源可以用并联馈电的，也可以用串联馈电的。在并联馈电时通过电路的只有板极电流的高频分量，而在串联馈电时通过电路的是电子管板极电流的高频分量和直流分量。

提高放大级对等于中频的频率的选择性，是通过给放大级以中频负回授的办法来实现的。

4-2. 电路的选择

高频放大级的电路应根据所给定的频率范围来选择。当频率在20—25兆赫以上时，为了取得最大的增益系数，放大级

的一切电路都应在放大管输出阻抗与下一级电子管的输入阻抗相匹配的状态下工作。

像在输入装置中一样，放大级中的匹配也不是临界的，而小范围内的失配实际上对增益系数没有影响。放大级的增益系数由于失配而产生的变化，可以用式 (3-17a) 计算出来。

由于回路谐振阻抗的增加，放大级的增益系数会随着分波段频率的增高而增加。在由一个分波段变换到另一个频率较高的分波段时，回路谐振阻抗显著降低，这就显著地降低了放大级的增益系数。因此，对于频率在 350 兆赫以下的多波段放大级来说，应该采用变压器或自耦变压器耦合电路。这种电路在变换分波段时，可以在频率较低的分波段上用减影回路与电子管耦合的方法来均衡放大级的增益系数。

直接耦合的放大级电路的特点是，在变换到频率较高的分波段时，增益系数显著降低，因为这时回路的谐振阻抗显著降低。这种电路的增益系数比其他的电路大，但是它的稳定增益系数较小。

为了使放大级在分波段中具有比较均匀的增益系数，采用了变压器耦合电路，并且把板极电路的谐振频率选择得低于分波段最低频率。

串联电感耦合的放大级电路在固定频率上使用。对这个频率的波初调谐是用改变电感来实现的。

如果要接收机的噪声系数很小而实际灵敏度很高时，放大级就应采用直接耦合的用三极管工作的共栅极电路，这种电路的最大缺点是电子管的输入阻抗小。

谐振线耦合的用塔形管工作的共栅极电路，既可以在固定频率上使用，又可以在频带上使用。谐振线的调谐是用谐振线内可以改变谐振线长度的跨接棒来进行的。在跨接棒上有一个

耦合环，放在板极电路的电流波腹处，与跨接桥的位置无关。移动跨接桥时，改变了用自耦变压器来耦合馈线和阴极电路的变换系数，从而使输入装置失配。由于输入装置的匹配不是临界的，所以输入装置的传输系数可以在小范围内变化。

放大器的桥接电路在平衡时可以用电子管的极间电容来消除寄生的正回授，这就为在噪声系数小和实际灵敏度高的情况下使用三极管提供了可能性。桥接电路的增益系数比一般的放大电路要低一些，但是桥接电路不会产生自激。当共阴极放大电路不能保证所要求的稳定增益系数时，可以采用这种电路。

为了选定共阴极的放大级电路，必须根据稳定增益的条件来求得变换系数的数值：

$$K_0 = 10^{-3} S m_1 \frac{2\pi f_{\text{но. макс}} L}{d_0} \leq 12.6 \gamma \sqrt{\frac{S}{f_{\text{но. макс}} C_{\text{а.о.э}}}}, \quad (4-1)$$

式中：S——毫安/伏；f——兆赫； $C_{\text{а.о.э}} = C_{\text{а.о}} + C_{\text{н.а}}$ ——微法；

$C_{\text{а.о}}$ ——电子管的极间电容；

$C_{\text{н.а}}$ ——管坐电容（金属管为0.01微微法，指形管为0.017微微法）；

γ ——与放大器级数有关的系数（在 $n=1$ 时 $\gamma=0.45$ ； $n=2$ 时 $\gamma=0.31$ ； $n=3$ 时 $\gamma=0.27$ ； $n=4$ 时 $\gamma=0.26$ ）；

$R_{\text{к. макс}} = \frac{2\pi f_{\text{но. макс}} L}{d_0}$ ——板极电路的谐振阻抗，千欧；

$m_1 = \frac{L'_2 + M'_2}{L_2}$ ——电子管板极的变换系数。

求式(4-1)中 m_1 的解，得到：

$$m_1 \leq \frac{2 \times 10^3 d_{97}}{f_{\text{нр. макс}} L V f_{\text{нр. макс}} C_{\text{а.с.э}} S}, \quad (4-2)$$

式中： f ——兆赫； $C_{\text{а.с.э}}$ ——微微法； S ——毫安/伏。

为了电子管的输出阻抗不致使回路等效衰减增加 25% 以上，必须满足下列条件：

$$m_1^2 \frac{R_{\text{к. макс}}}{R_{\text{вых}}} \leq 0.25,$$

由此

$$m_1 \leq \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{к. макс}}}}, \quad (4-3)$$

在高频时 $R_{\text{вых}} = R_i$ ，而在特高频时 $R_{\text{вых}} = (5-12) R_{\text{эк}}$ 。

在两个已得到的数值 m_1 中取较小的一个。应当指出，如果放大级没有匹配好的话，随着变换系数 m_1 的减少，放大级的稳定性和选择性都得到改善，但增益系数却降低了。

如 $m_1 < 1$ ，则可以采用自耦变压器或变压器耦合的放大级电路；如 $m_1 \geq 1$ ，则可以采用直接耦合的放大级电路。

4-3. 计算高频放大级的原始数据

计算用任意电路耦合的高频放大级的原始数据如下：

- 1) 分波段频率 $f_{\text{нр. мин}} - f_{\text{нр. макс}}$ 或固定频率 f_0 ，兆赫或千赫；
- 2) 回路等效衰减 d_0 ；
- 3) 回路电感量 L ，微亨（对串联电感耦合的放大级来说要计算这一数据）；
- 4) 电子管种类及其工作状态： $E_c, I_k, E_g, I_g, E_a, I_a$ 和互导 S ，毫安/伏；
- 5) 放大管的输出电导 $G_{\text{вых}}$ 和下一级电子管的和输入电导

R_{ex2} , 姆欧;

6) 放大管的輸出电容 C_{ax1} , 極間电容 $C_{a,c}$ 和下一級电子管的輸入电容 C_{ax2} ; 微微法 (在共柵極电路中电子管的極間电容是 $C_{a,\kappa}$);

7) 放大級电路;

8) 变換系数 m ; (在用自耦变压器或变压器耦合的电路上使用);

9) 佈線电容 C_{p1} 或 C_{p2} 和 C_{p3} ; 微微法;

10) 中頻 f_{kp} , 兆赫或千赫;

11) 高频放大器的級数;

12) 电源电压 B , 伏。

4-4. 自耦变压器耦合的放大級的計算

圖 4-1 是自耦变压器耦合和不完全耦合下一級电子管輸入端的放大級电路。

在 10--15 兆赫以下的頻率上作为放大級負載的电子管輸入阻抗比回路的諧振阻抗大若干倍而和放大管的輸出阻抗相等。因此在这些頻率上, 下一級电子管輸入端与放大管輸出端匹配不起来, 所以下一級电子管的輸入端接到整个回路上, 从而在这种情况下增大了放大級的增益系数。

放大級的計算程序如下。

如果沒有給出电子管輸入和輸出阻抗, 那么就应把它們求出来。

下一級电子管的輸入电导可用式(2-2)来求,

$$R_{ex2} = \frac{f^2}{K_2^2} \circ$$

放大管的輸出电导等于

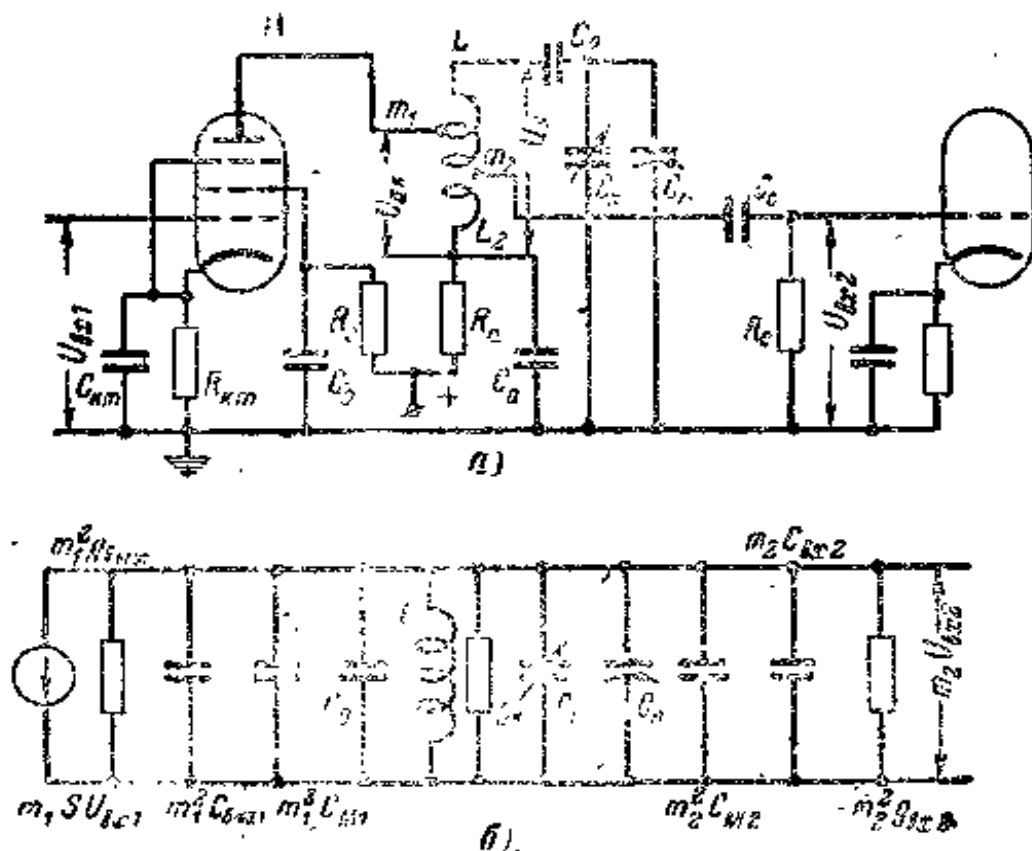


图 4-1

a—自耦变压器耦合和不完全耦合下一级电子管输入端的放大极电路；
 b—等效电路。

$$S_{ovx1} = \frac{S_{ox1}}{5-12} = \frac{f^2}{(5-12)K_1} \quad (4-4)$$

式中： S_{ovx1} 、 S_{ox1} 和 S_{ov2} ——兆姆欧； f ——兆赫； K ——决定电子管输入电导的系数，千欧·兆赫²（参看表 2-1）。

下一级电子管输入端的变换系数在匹配时为：

$$m_{2c} = \frac{L_2 + M_2}{L_2} = \sqrt{\frac{m_1^2 S_{ovx1} + S_k}{S_{ox2}}} \quad (4-5)$$

式中 $S_k = \frac{1}{R_k} = \frac{d_3}{2\pi f_0 L}$ ——回路的谐振电导。

通常在特高频时 $S_k \ll m_1^2 S_{ovx1}$ ，于是

$$m_{20} = m_1 \sqrt{\frac{g_{obx1}}{g_{ox2}}} \quad (4-6)$$

如果放大級在分波段範圍內工作，那么就應該在分波段的中心頻率上進行計算。

當回路電導不能忽略不計時，應該在分波段中心頻率上計算出它的數值

$$g_{\kappa.cp} = \frac{d_p}{2\pi f_{\kappa0.cp} L}$$

放大級匹配時的增益係數為

$$K_{oc} = \frac{10^{-3} m_1 S}{2 \sqrt{(m_1^2 g_{obx1} + g_{\kappa.cp}) g_{ox2}}} \quad (4-7)$$

式中： S ——毫安/伏； g ——姆歐。

通常在高頻時 $g_{\kappa.cp} \ll m_1^2 g_{obx1}$ ，於是

$$K_{oc} = \frac{10^{-3} S}{2 \sqrt{g_{obx1} g_{ox2}}} \quad (4-8)$$

這些公式中的輸出和輸入電導都是在分波段中心頻率上確定的。

由於電子管的輸出和輸入電導與分波段頻率的平方成正比地增加，所以在分波段上放大級中的匹配不會遭到破壞。

放大級匹配時的增益係數與分波段頻率的平方成反比。放大級增益係數與分波段頻率具有這種關係，是由於電子管的輸出和輸入電導隨頻率的增高而增加，但匹配不會遭到破壞。

分波段邊端頻率上放大級的增益係數 K_0 等於

$$K_0 = K_{oc} \left(\frac{f_{cp}}{f} \right)^2 \quad (4-9)$$

回路的衰減等於

$$d_{\kappa} = \frac{d_3}{2} - 2\pi f_{\text{н.д.ср}} L m_1^2 g_{\text{обл}x1}. \quad (4-10)$$

如果放大級在比較低的頻率上工作，且 $g_{\kappa} \gg m_1^2 g_{\text{обл}x1}$ ，那麼增益係數等於

$$K_{\text{oc}} = \frac{10^{-3} S}{2 \sqrt{g_{\kappa} g_{\text{обл}x2}}}, \quad (4-11)$$

式中 g_{κ} 和 $g_{\text{обл}x2}$ 是在分波段中心頻率上求出來的。

放大級在分波段邊端頻率上的增益係數便等於

$$K_0 = K_{\text{oc}} \frac{2 \left(\frac{f}{f_{\text{ср}}} \right)^2}{1 + \left(\frac{f}{f_c} \right)^2}. \quad (4-12)$$

如果放大級在比較低的頻率上工作，而 $g_{\kappa} > m_1^2 g_{\text{обл}x1}$ ， $g_{\text{обл}x1} = \frac{1}{R_i} = g_i$ 和 $g_{\kappa} \gg g_{\text{обл}x2}$ ，那末放大級中就不能取得匹配，而變換係數要根據工作穩定和使電子管電導對回路的旁路作用較小等條件來選定。如回路等效衰減 $d_3 = d_{32}$ ，則

$$d_{\kappa} = d_{32} - 2\pi f_{\text{н.д.макс}} L g_{i0}$$

回路在頻率 $f_{\text{н.д.макс}}$ 上的等效衰減因數為

$$d_{31} = d_{\kappa} + 2\pi f_{\text{н.д.макс}} L g_i.$$

在給定變換係數 $m_2 \leq 1$ 時，我們得到放大級在分波段邊端頻率上的增益係數：

$$K_{01} = 10^{-3} S \frac{2\pi f_{\text{н.д.макс}} L}{d_{31}} m_1 m_2,$$

$$K_{02} = 10^{-3} S \frac{2\pi f_{\text{н.д.макс}} L}{d_{32}} m_1 m_2, \quad (4-13)$$

式中 S ——毫安/伏； $f_{\text{н.д.}}$ ——兆赫； L ——微亨。

在頻率較低的分波段上，使所取變換係數 m_1 的數值小於

稳定条件下的变换系数，这样，在变换波段时，可以均衡于大级的增益系数。

虽然如此，每个分波段中的增益仍然是不均的（因为增益系数随分波段内的频率而上升）。

栅漏电阻等于

$$R_c \geq \frac{10}{\varepsilon_{ax2}} \quad (4-14)$$

栅极电路隔流电容器的电容量等于

$$C_c \geq \frac{1.3}{f_{no. max}} \varepsilon_{ax2} \quad (4-15)$$

回路隔流电容器的电容量为

$$C_p = (10-20) C_{n. max} \quad (4-16)$$

4-5. 直接耦合的放大级的计算

图 4-2 是直接耦合的放大级电路。

图 4-2, a 中所示为直接耦合和串联馈电的放大级电路。在这个电路中必需接入一个电阻 R_c ，用它来把负电压加到电子管栅极上。电阻 R_c 旁路回路（特别是在频率低于 2 兆赫时），从而使放大级的增益降低，通频带加宽，并使选择性变坏。

此级的等效电路如图 4-2, b 所示。

图 4-2, b 是一个直接耦合和并联馈电的放大级电路。在这个电路中沒有电阻 R_c ，而扼流圈电感也比回路电感大若干倍，它差不多对回路的调谐沒有影响。扼流圈的固有电容包括在回路的总电容内。如在频带上工作，则变换波段时必需轉換不同的扼流圈，以便在波段的较高频率上减少扼流圈的固有电容；或者使用小固有电容的特别制作的扼流圈。这种电路级的等效电路如图 4-2, c 所示。

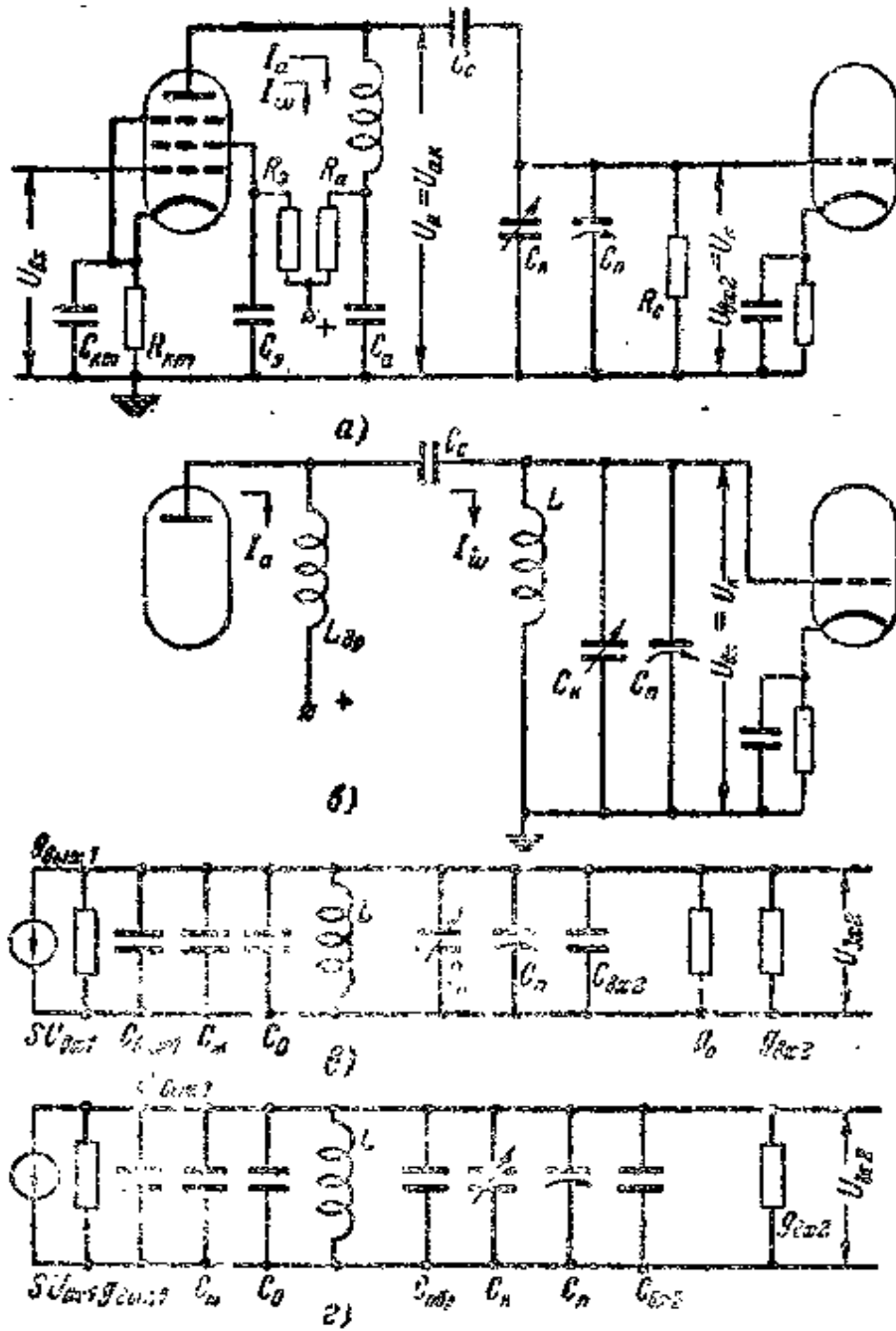


圖 1-2 a) 一階真空管中取諧波的放大級電路；b) 直接耦合和串聯
 耦合的放大級電路；c) 一等效電路；d) 一等效電路。

放大級的計算程序如下。

直接耦合的放大級只有在板極電路的變換系數等於或大於 1 的條件下，才能穩定地工作。

級的增益系數等於

$$K_0 = \frac{10^{-3}S}{g_{обл\lambda 1} + g_k + g_{ex2}}, \quad (4-17)$$

式中 S ——毫安/伏； g ——姆歐。

電子管的輸出和輸入電導與頻率的平方成正比，而回路的諧振電導與頻率成反比。因此，一級的增益系數將隨頻率的增高而減小。

在高頻上，如 $g_k \ll (g_{обл\lambda 1} + g_{ex2})$ ，一級的增益系數等於

$$\begin{aligned} K_0 &= \frac{10^{-3}S}{g_{обл\lambda 1} + g_{ex2}} = \frac{10^{-3}S}{g_{ex2} + g_{ex1}} = \frac{10^{-3} \times 0.1S}{g_{ex2}} = \\ &= \frac{10^{-4}SK_{\text{ком.кин}}^2}{f^2}, \end{aligned} \quad (4-18)$$

式中 $K_{\text{ком.кин}}^2$ ——手冊中所示決定電子管輸入阻抗的系數（參看表 2-1）；

S ——毫安/伏。

在較低頻率上 $g_{обл\lambda 1} = \frac{1}{R_i} = g_i < g_k$ 和 $g_k \gg g_{ex2}$ 。

這樣，一級的增益系數主要取決於回路的諧振電導，並隨頻率的升高而增加。

如給定回路等效衰減 $d_2 = d_{g2}$ ，則求得在頻率 $f_{\text{нд.кин}}$ 上的回路衰減：

$$d_k = d_{g2} - 2\pi f_{\text{нд.кин}} L g_i,$$

在頻率 $f_{\text{нд.кин}}$ 上回路等效衰減等於

$$d_{g1} = d_k + 2\pi f_{\text{нд.кин}} L g_s.$$

在分波段边缘频率上一级的增益系数

$$K_{01} = \frac{10^{-3} S 2\pi f_{\text{нд. мин}} L}{d_{01}},$$

$$K_{02} = \frac{10^{-3} S 2\pi f_{\text{нд. макс}} L}{d_{02}}, \quad (4-19)$$

式中 S ——毫安/伏; $f_{\text{нд}}$ ——兆赫; L ——微亨。

栅漏电阻可用式(4-13)求出,

$$R_c \geq \frac{10}{g_{0x2}}, \quad \text{当 } g_{0x2} > g_k + g_{0ux1} \text{ 时}$$

和

$$R_c \geq \frac{10}{g_k}, \quad \text{当 } g_k > g_{0x2} + g_{0ux1} \text{ 时。}$$

隔流电容器的电容量等于,

在串联馈电路时

$$C_c \geq \frac{1.6}{f_{\text{нд. мин}}}$$

$$\sqrt{g_{0x2}^2 + [2\pi f_{\text{нд. мин}} (C_{k, \text{ макс}} + C_n + C_m + C_{0x})]^2} \quad (4-20)$$

在并联馈电路时

$$C_c \geq \frac{1.6}{f_{\text{нд. мин}}} (g_{k, \text{ мин}} + g_{0x2}) \quad (4-21)$$

并联馈电路的扼流圈的电感量

$$L_{0p} = (10-20) L_k \quad (4-22)$$

4-6. 串联电感耦合的放大级的计算

图 4-3 是串联电感耦合的放大级电路。

计算程序如下。

匹配时电子管板极回路和下一级电子管输入端之间的总变换系数等于

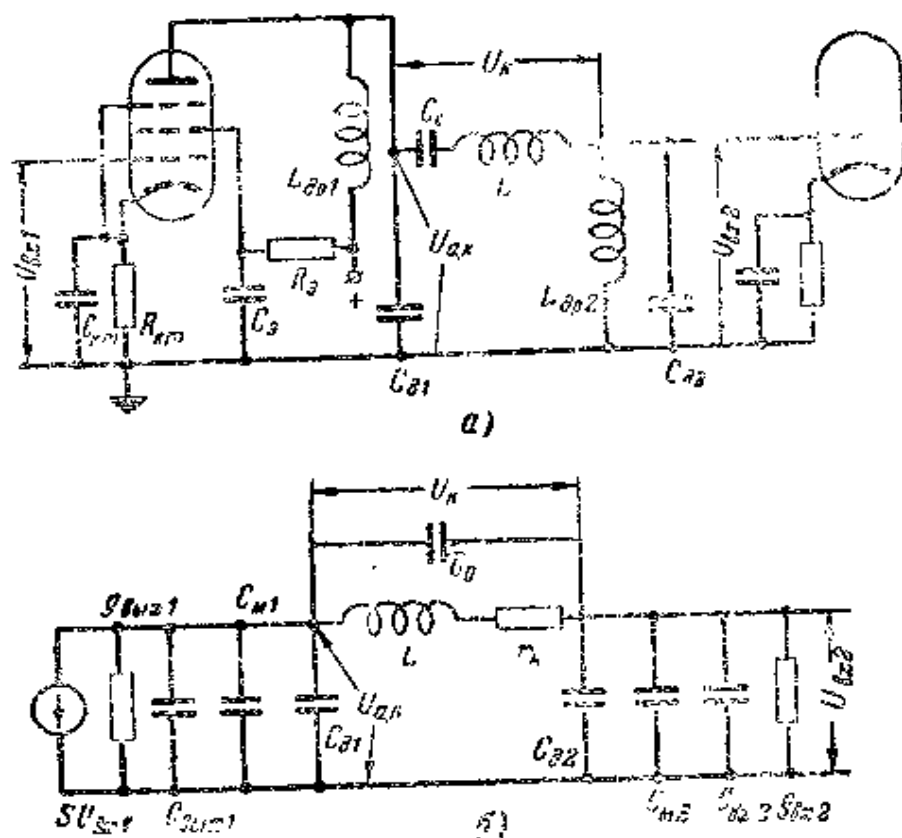


圖 4-8 a—串聯電感耦合的放大級電路；b—等效電路。

$$M_c = \frac{m_1}{m_2} = \sqrt{\frac{S_{ax2}}{S_{gk1}}} \quad (4-23)$$

如給定電容量 $C_1 > C_{gk1} + C_{g1}$ ，得到：

$$C_2 = M_c C_1 \quad (4-24)$$

附加電容器的電容量等於

$$C_{g1} = C_1 - (C_{gk1} + C_{g1}) \quad (4-25)$$

$$C_{g2} = C_2 - (C_{gk2} + C_{g2}) \quad (4-26)$$

回路的等效電容量用式(3-24)來求：

$$C_g = \frac{C_1^2}{C_1 + C_2} + C_0$$

式中 C_0 綫圈的固有電容量(約0.5—2微微法)。

线圈的电感量用式(3-7)来求:

$$L = \frac{253 \times 10^3}{C_a f_0^2}$$

匹配时增益系数用式(4-8)来求:

$$K_{oc} = \frac{10^{-3} S}{2V \epsilon_{ax1} \epsilon_{ax2}}$$

根据(4-1)的条件放大级的增益系数应该等于或者小于稳定增益系数:

$$K_0 \leq K_{yom}$$

扼流圈的电感量为

$$L_{o,1} = L_{opt} \geq (10 \sim 20) L \quad (4-27)$$

隔流电容器的电容量

$$C_c \geq (10 \sim 20) C_1 \quad (4-28)$$

回路衰减用式(4-10)来求:

$$d_x = \frac{d_x}{2} = 2\pi f_0 [Lm]^2 \epsilon_{ax1}$$

4-7. 共栅极和直接耦合的放大级的计算

图4-4是共栅极和直接耦合的放大级电路。

级的计算程序如下。

电子管的输入电导

$$\epsilon_{ax} = S \quad (4-29)$$

电子管的输出电导

$$\epsilon_{ax} \approx g_{o,k}$$

电子管的输入电容

$$C_{ax} \approx C_{c,n} \quad (4-30)$$

电子管的输出电容

$$C_{обвх} \approx C_{a.c} + C_{a.k.э}, \quad (4-31)$$

式中 $C_{a.k.э} = C_{a.k} + C_{n.a}$

$C_{n.a}$ ——管座电容：指形管为 0.24—0.3 微微法，而五极管 6Ж4 和 6Ж8 接成三极管用时约为 1 微微法。

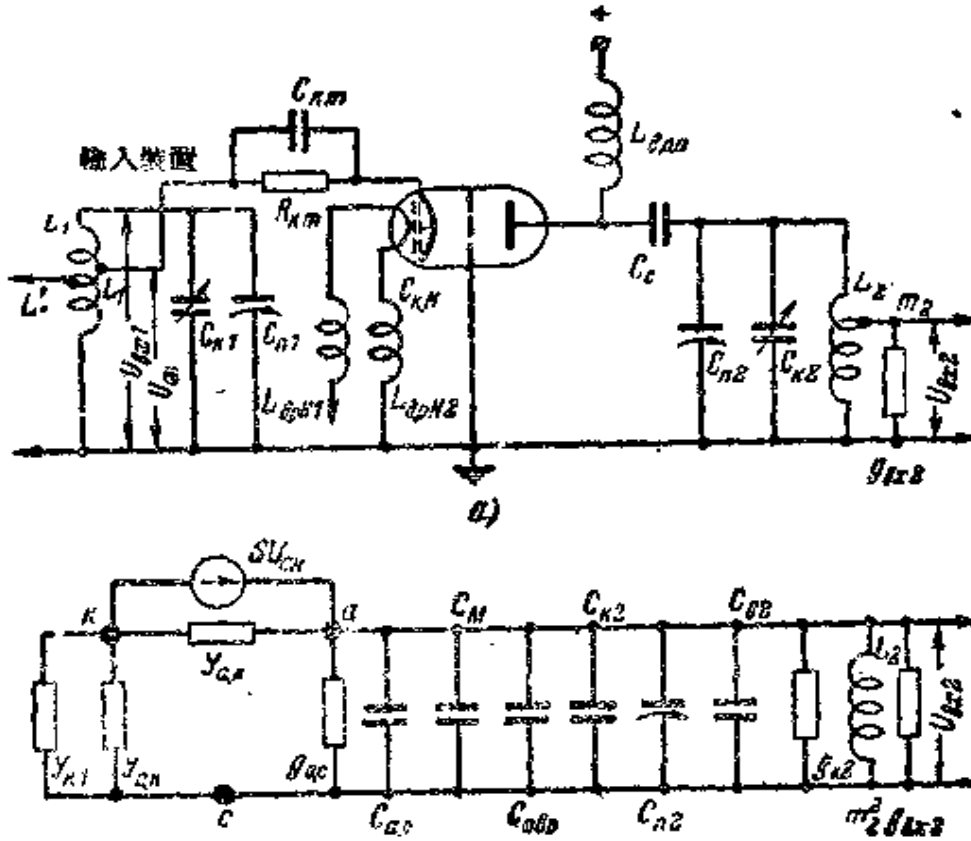


圖 4-4 共極極和直接耦合的放大級電路
a—等效電路。

根據式(4-5)在匹配時的變換系數等於

$$m_{20} = \sqrt{\frac{g_k + g_{a1}}{g_{a2}}}$$

匹配時級的增益系數用式(4-7)來求，

$$K_{oc} = \frac{10^{-8} S}{2 \sqrt{(g_{m1} + g_r) g_{m2}}}$$

匹配时每个回路中的稳定增益系数为:

在一級时

$$K_{yom} = 0.4 \frac{S}{\omega_0 C_{a.k.2}} \quad (4-32)$$

而二級时

$$K_{yom} = 0.4 \frac{S}{\omega_0 C_{a.k.2}} - \frac{1}{2} \quad (4-33)$$

为了使放大級稳定地工作, 应该满足下列条件

$$K_o \ll K_{cm}$$

如果没有满足这一条件, 那就应该把电子管的板極接到回路的一部分上。

表 4-1 中列出了电子管的極間电容和管座电容的数值。

表 4-1

电子管接法	电子管类型	$C_{a.k.}$, 微微法	$C_{n.a.}$, 微微法
五極管 (接成三極管用)	6Ж4	2.13	0.94
	6Ж1П	4.0	0.24
	6Ж2П	1.76	0.24
	6Ж3П	2.9	0.24
三極管	6Н16П	0.5	0.32
	6Н3П	~0.5	~0.3
	6С2П	0.85	~0.3

由于接地柵極的屏蔽作用, 电子管在共柵極电路中的極間电容量不等于共陰極电路中的極間电容量 $C_{a.k.}$ 。

如果放大級在分波段范圍內工作, 則增益系数应该用式 (4-6), (4-9), (4-10), (4-11) 来計算。

隔流电容器的电容量和板极扼流圈的电感量用式(4-15), (4-27)来求,

$$C_c \geq \frac{1.6}{f_{\text{н.д.м.н}}} \varepsilon_{\text{ок.2}},$$

$$L_{\text{оп}} \geq (10-20) L.$$

灯丝电路中扼流圈的电感量应选择这样的数值, 使得灯丝——陰極电容量对回路电容量没有影响。

为此, 由 $\frac{L_{\text{оп.н.}}}{2}$ 和 $C_{\text{н.к}}$ 所构成的回路的频率至少应该比分波段的最低频率低 $2/3-4/5$ 。

因此, 灯丝扼流圈的电感量应该等于

$$L_{\text{оп.н.}} = L_{\text{оп.н.}} = 2 \times \frac{253 \times 10^3}{C_{\text{н.к}} f_{\text{н.д.м.н}}^{3-5}} \quad (4-34)$$

4-8. 共栅极和諧振线耦合的放大级的计算

圖 4-5 是用塔形管的共栅极和諧振线耦合的两级放大器电路。板极諧振器与下一级电子管的栅极諧振器用耦合环耦合。在放大管的板极电路中有一个耦合諧振器系统, 象普通的耦合回路一样, 耦合諧振器具有形状良好的諧振曲线。

板极諧振器被放大管输出电导所旁路, 而与它相耦合的下一级电子管的栅极諧振器则被电子管的输入电导旁路, 结果使两个諧振器具有不同的衰减。

要使增益系数与通频带之积为最大值, 諧振器间的耦合应选定为临界耦合, 这样两个耦合諧振器就具有单峰諧振曲线。

计算程序如下。

根据制作要求板极和陰極回路的圆筒直径应该选择得便于与塔形管连接。

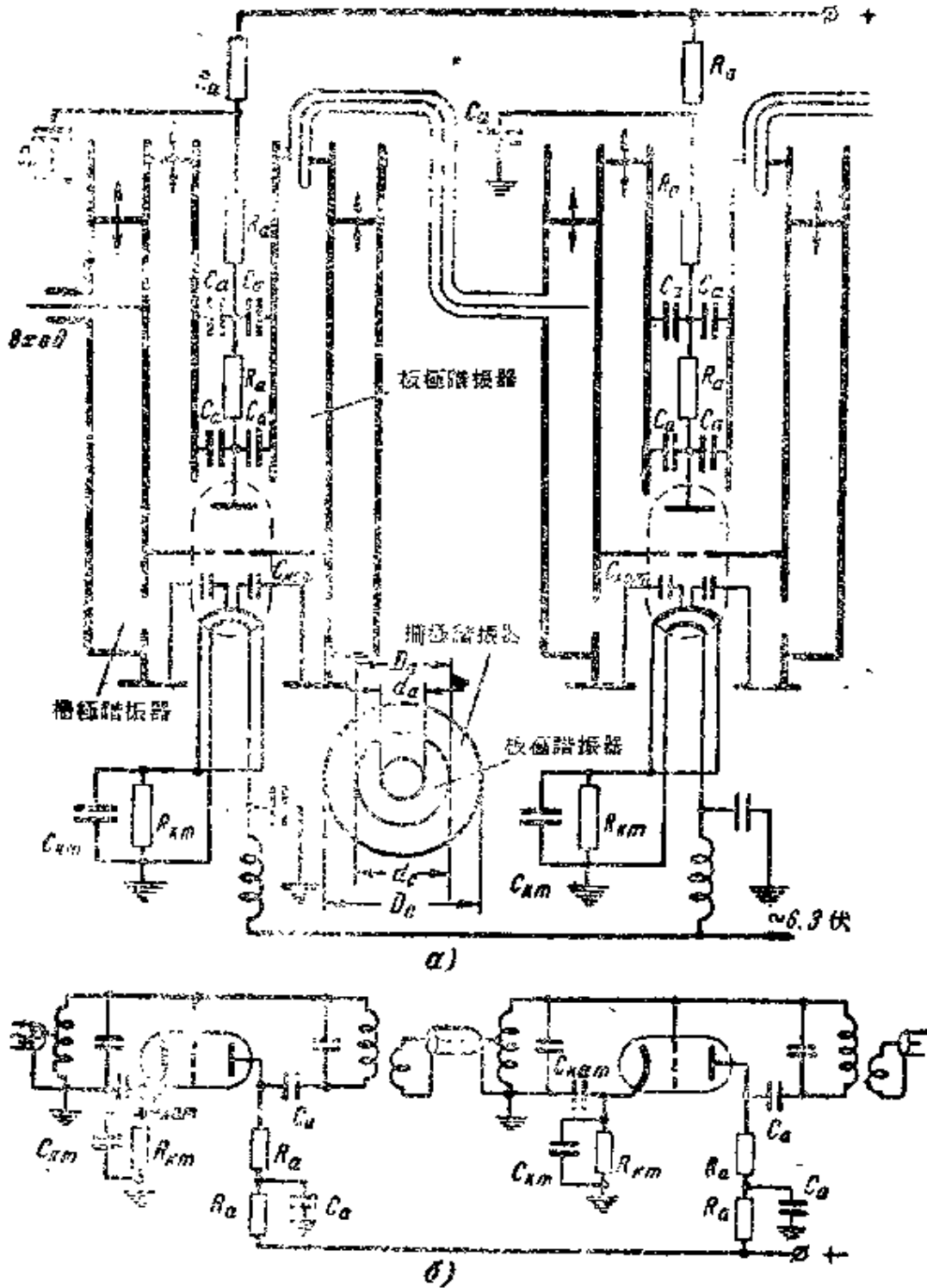


圖 4-5 a—共柵極和諧振線耦合的兩級放大器電路；b—等效電路

在諧振器的直徑之比 $\frac{D}{d} = 3.6$ 時，諧振綫的衰減最小（參看 § 3-8）。

我們用式 (3-28) 來求柵極和板極的諧振綫的特性阻抗：

$$\rho_c = 138 \lg \frac{D_c}{d_c}; \quad \rho_a = 138 \lg \frac{D_a}{d_a}.$$

求得波長

$$\lambda_0 = \frac{3 \times 10^8}{f_0},$$

式中 λ_0 —厘米； f_0 —兆赫。

現在我們可以用式 (3-29) 來求柵極和板極的諧振綫的長度：

$$l_c = \frac{\lambda_0}{2\pi} \arctg \frac{1.6 \times 10^5}{\rho_c f_0 C_{cx}},$$

$$l_a = \frac{\lambda_0}{2\pi} \arctg \frac{1.6 \times 10^5}{\rho_a f_0 C_{ax}},$$

式中 l 和 λ —厘米； ρ —歐姆； f_0 —兆赫； C —微微法。

等效回路中，與諧振綫和電子管的電容量等效的電容量用式 (3-30) 來求：

$$C_{p.c} = \frac{1}{2} \left(C_{cx} + \frac{1.6 \times 10^5}{f_0 \rho_c} \frac{\theta}{\sin^2 \theta} \right),$$

式中 $C_{cx} \approx C_{c.k}$

$$C_{p.a} = \frac{1}{2} \left(C_{ax} + \frac{1.6 \times 10^5}{f_0 \rho_a} \frac{\theta}{\sin^2 \theta} \right),$$

式中 $C_{ax} \approx C_{a.c} + C_{a.k}$ ； $\theta = 2\pi \frac{l}{\lambda_0}$ ； f —兆赫； ρ —歐姆。

等效回路中的電感量用式 (3-7) 來求：

$$L_c = \frac{253 \times 10^2}{C_{p.c} f_0^2},$$

$$L_a = \frac{253 \times 10^3}{C_{a,a} f_0^2}$$

諧振綫單位長度內的电阻用式(3-31)來求:

$$R_1 = 0.83 \times 10^{-4} \sqrt{f_0} \left(1 + \frac{D}{d} \right)^{-1}$$

式中 R_1 —欧姆/厘米; D 和 d —厘米; f_0 —兆赫。

諧振綫的衰減用式(3-32)來求:

$$d_{x,c} = \frac{R_1 \lambda_0}{2\pi \rho_c}; \quad d_{x,a} = \frac{R_1 \lambda_0}{2\pi \rho_a}$$

式中 R_1 —欧姆/厘米; ρ —欧姆; λ_0 —厘米。

諧振綫的諧振电导可用式(3-33)來求:

$$g_{x,c} = \frac{d_{x,c}}{6.28 f_0 L_c}; \quad g_{x,a} = \frac{d_{x,a}}{6.28 f_0 L_a}$$

考慮到电子管的电导时, 諧振綫的电导可用式(3-34)來求:

$$g_c = g_{x,c} + g_{ex2}; \quad g_a = g_{x,a} + g_{ex1}$$

式中 $g_{ex2} = S_2$ —下一級电子管的輸入电导。

考慮到电子管的电导时, 諧振綫的衰減为:

$$d_c = d_{x,c} + 2\pi f_0 L_c g_{ex2};$$

$$d_a = d_{x,a} + 2\pi f_0 L_a g_{ex1}$$

式中 f_0 —兆赫; L —微亨; g —姆欧。

与下一級电子管的柵極諧振器耦合的板極諧振器是該放大級的放大管的板極負載。因为兩級中的諧振器和电子管是一样的, 所以临界耦合系数將等于

$$K_{nep} = \sqrt{\frac{d_c^2 + d_a^2}{2}} \quad (4-35)$$

耦合环的結構計算是很困难的, 因此用实验的方法来選擇它。

放大級在临界耦合时的增益系数等于

$$K_0 = \frac{U_{ax2}}{U_{ax1}} = \frac{1,47 \times 10^3 S}{2\pi f_0 \sqrt{C_{p,c} C_{p,u}}} \sqrt{d_c^2 + d_u^2} \quad (4-36)$$

式中 S —毫安/伏； f_0 —兆赫； C —微微法。

为了使放大器稳定地工作，应该满足条件 $K_0 \leq K_{yem}$ ，其中 K_{yem} 可用式(4-32)，(4-33)求出来。

放大级的通频带等于

$$2\Delta f_{0,9} = f_0 \frac{d_c + d_u}{\sqrt{2}} \quad (4-37)$$

如果放大级应该在频带范围内工作，那么就应用式(3-29)求出最长波和最短波的谐振线的长度。在这种情况下放大级在波段中心频率上的匹配，必须用在这个频率上所得到的 \mathcal{E}_{ax1} 和 \mathcal{E}_{ax2} 来实现。在分波段边缘频率上的增益系数用式(4-9)来求。

4-9. 变压器耦合的放大级的计算

图4-6是变压器耦合的放大级电路。

放大级的计算程序如下。

如给定的回路衰减 $d_0 = d_{02}$ ，则我们得到在频率 $f_{no,max}$ 上的回路衰减：

$$d_x = d_{02} - m^2 2\pi f_{no,max} L \mathcal{E}_1,$$

式中 $m = m_1 = \frac{M}{L}$ — 在 § 4-2 中得到的耦合系数。

回路在 $f_{no,min}$ 上的等效衰减等于

$$d_{01} = d_x + m^2 2\pi f_{no,min} L \mathcal{E}_1.$$

当板极电路的固有频率比 $f_{no,max}$ 高得多时，放大级在分波段边缘频率上的增益系数等于

$$S_{11} = \frac{m \cdot 2\pi f_{\text{中}} \mu_{\text{中}} L \times 10^{-3}}{d_{21}}$$

$$K_{11} = \frac{4m \cdot 2\pi f_{\text{中}} \mu_{\text{中}} I_1 \times 10^{-2}}{d_{21}} \quad (4-38)$$

式中 S —毫安/伏; J —安赫; I_1 —微亨。
 耦合线圈的电感量

$$L_{c2} = \left(\frac{m}{K} \right)^2 L_1 \quad (4-39)$$

式中 $K=0.4-0.6$ —线圈间的耦合系数。

在频率较低的分波段上, 把耦合系数选得小于稳定条件下

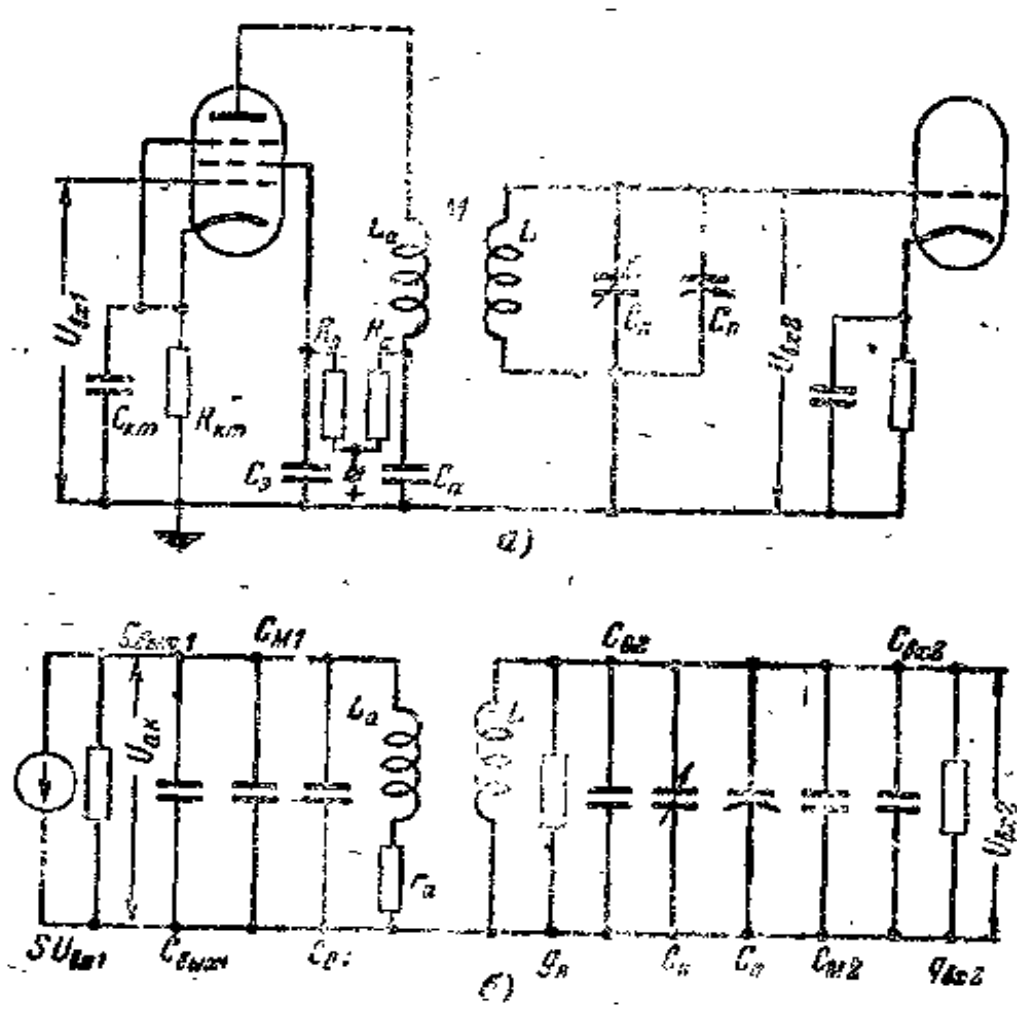


圖 4-6 a—变压器耦合的放大级电路; b—等效电路

的耦合系数，这样，在变换波段时，可以均衡放大级的增益系数。但是，即使如此，每一分波段内的增益系数仍然是不均衡的（因为增益系数随分波段频率而增大）。

如果使板极电路的固有频率等于

$$f_{a,u} = (0.6-0.8) f_{\text{нв.нчм}}, \quad (4-40)$$

那么在分波段内就可以得到比较均匀的增益系数。

从式(3-7)耦合线圈的电感量等于

$$L_{c\theta} = \frac{253 \times 10^2}{C f_{a,u}^2},$$

式中 $C = C_a + C_{\text{обл.к}} + C_{\text{ш.л}}$ ； C_a —接入板极电路用来降低此电路的谐振频率的附加电容器；这个电容器的电容量通常取为200—500微微法。

级的增益系数等于

$$K_0 = \frac{10^{-2} m S}{\left| \left(\frac{f}{f_{a,u}} \right)^2 - 1 \right|} \cdot \frac{2\pi f L}{d_0}, \quad (4-41)$$

式中 S —毫安/伏； f —兆赫； L —微亨。

线圈间的耦合系数等于

$$K = m \sqrt{\frac{L}{L_{c\theta}}}. \quad (4-42)$$

耦合系数应符合结构制作上的需要，即不应大于0.6。

如果耦合系数大于0.6，那就要增大 $L_{c\theta}$ ，并减少 C_a ，以便使板极电路的固有频率保持不变。

4-10. 桥接电路耦合的放大级的计算

图4-7, a 是与输入回路的公共中点耦合的放大级桥接电路。从此电路中可以看出，与输入回路的公共中点耦合的放大

級是共陰極放大級和共柵極放大級之間的中間級。共柵極放大級有以下兩個缺點：

1. 輸入阻抗小，這就使輸入回路被嚴重地旁路，使回路的品質因數降低，因而降低了前一級的增益系數或者說降低輸入裝置的傳輸系數；

2. 增益系數大時，放大級可能產生自激現象。

與輸入回路的公共中點耦合的放大級沒有這些缺點。在此

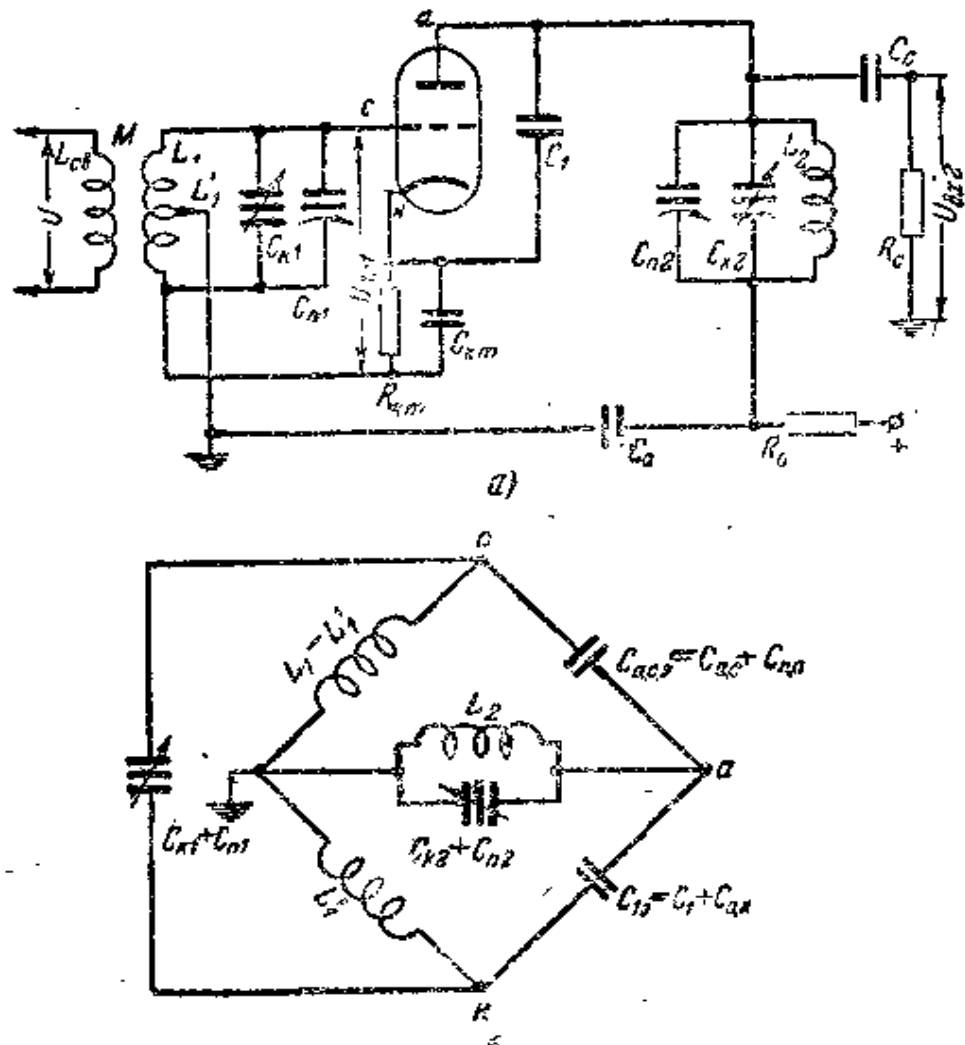


圖 4-7 a—與輸入回路的公共中點耦合的放大級接電路；b—等效電路。

放大級中只有回路的下面部分及电子管的小輸入阻抗旁路。与輸入回路的公共中点耦合的放大級电路可以看作是一个电桥，栅極和板極回路接到电桥的对角線上（圖 4-7, 6）。

如果回路間沒有直接耦合；即沒有正回授的話，那末当电桥平衡时，輸出回路的电压不会加到輸入回路上，这样就避免了放大器产生自激的可能性。电桥是靠接在电子管的板極和陰極之間电容器 C_1 来平衡的。

为了組成放大級的桥接电路，必須使用蝶式同軸可变电容器。

普通同軸电容器的动片与机壳相連接，从而使桥接电路的平衡遭到破坏。

放大級的增益系数等于

$$K_0 = \frac{U_{e2}}{U} = \frac{M}{L_1} S R_{K2} \frac{R_{K2}}{m^2 R_{K1} + R_{K2}}, \quad (4-43)$$

式中 $R_{K1} = \frac{2\pi f_0 L_1}{d_{g1}}$ —— 栅極回路的諧振阻抗；

$R_{K2} = \frac{2\pi f_0 L_2}{d_{g2}}$ —— 板極回路的諧振阻抗；

$$m = \frac{L_1 + M_1}{L} \approx \frac{L'}{L};$$

M —— 綫圈 L_{1e} 和 L_1 間的互感数。

通常取变换系数 $m = 0.2 - 0.3$ 。在这种情况下，与公共中点耦合的放大級的增益系数与共陰極放大級的增益系数的区别將是很小的：

$$K_0 \approx \frac{M}{L} S R_{K2}. \quad (4-44)$$

为了平衡电桥，电容器 C_1 的电容量应该等于

$$C_1 = C_{a.e.} \frac{1-m}{m} - C_{a.z.} \quad (4-45)$$

电容器 C_1 通常采用半可变电容器，因为这样可以在各电子管产品的极间电容差参不一时使桥接电路得以平衡。

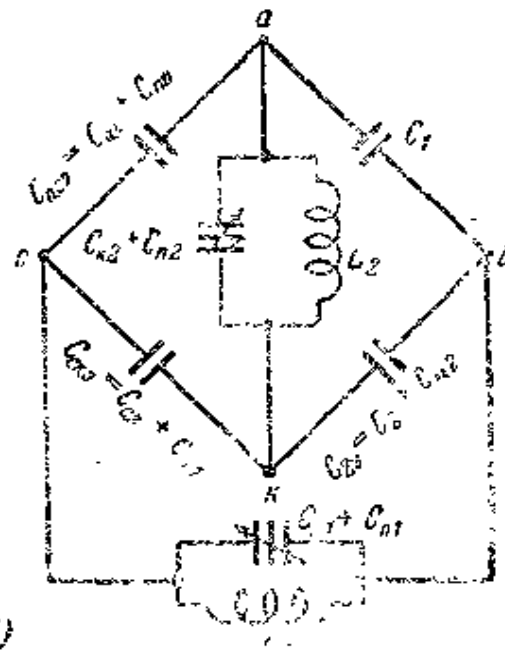
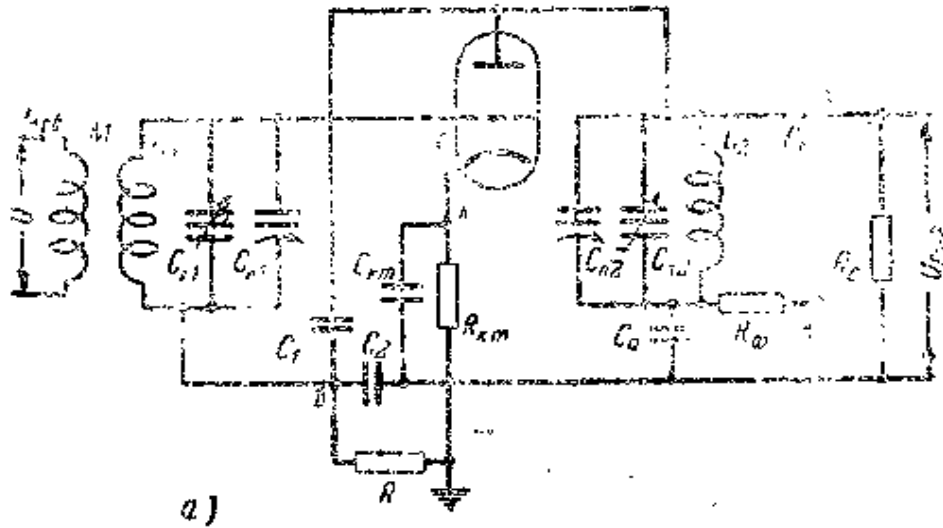


圖 4-8 a—放大級的电容性桥接电路；b—等效电路

圖 4-8, a 是放大級的電容性橋接電路。此電路可以看作是一個對角綫上接有柵極和板極回路的電橋 (圖 4-8, b)。當電橋平衡時, 放大級將沒有正回授。因而放大級不會自激。

放大級的增益係數等於

$$K_0 = \frac{U_{ax2}}{U} = \frac{M}{L} \cdot \frac{C_{20}}{C_{c.k.0} + C_{20}} \cdot SR_{k2}, \quad (4-46)$$

式中 $C_{20} = C_2 + C_{M2}$,

$C_{c.k.0} = C_{c.k} + C_{M10}$ 。

為了取得較大的增益, 必須使電容器的電容量等於 (3-5) $C_{c.k.0}$ 。

為了平衡電橋, 電容器 C_1 的電容量應該等於

$$C_1 = \frac{C_{a.c.0}}{C_{c.k.0}} C_{20}. \quad (4-47)$$

電容器 C_2 通常採用半可變電容器, 這就可以在測定佈綫電容有誤差和電子管極間電容有參差時使橋接電路取得平衡。

4-11. 放大級的電阻和旁路電容器的計算

電子管陰極上的偏壓電阻等於

$$R_{km} = \frac{|E_c|}{I_k} \quad (4-48)$$

式中 E_c ——偏壓;

I_k ——電子管的陰極電流。

帘柵極電路的降壓電阻

$$R_g = \frac{E - E_g}{I_g}, \quad (4-49)$$

式中 E ——電源電壓;

E_g ——電子管的帘柵壓;

I_g ——帘柵流。

板路中去耦变压器的电阻通常等于

$$R_a = 1-3 \text{ 千欧} \quad (4-50)$$

所计算的电阻的数值都取为最接近于标准值的整数。

电阻的类型根据耗散功率来选择：

$$P_{\text{pas}} = I^2 R = \frac{E^2}{R} \leq P_R,$$

式中 P_R ——电阻的额定功率。

陰極电路中旁路电容器的电容量：

用五極管时

$$C_{km} \geq 2 \times 10^3 \times \frac{S}{f_{\text{нд. мин}}}, \quad (4-51)$$

用三極管时

$$C_{km} \geq 2 \times 10^3 \times \frac{S}{\left(1 + \frac{R_k}{R_i}\right) f_{\text{нд. мин}}}, \quad (4-52)$$

式中 C_{km} ——微微法； S ——毫安·伏； R_k ——控制回路的諧振阻抗； R_i ——电子管的內阻； $f_{\text{нд. мин}}$ ——兆赫。

帘柵極电路中的旁路电容器的电容量等于

$$C_o \geq 3.5 \times \frac{C_{\text{н.б}}^2}{C_{\text{а.с}} + C_{\text{н.а}}}, \quad (4-53)$$

式中 $C_{\text{а.с}}$ ——管坐电容量（金屬电子管为 0.01 微微法，指形管为 0.017 微微法）。

表 4-2 中所列举的是各种电子管的帘柵極电路中的旁路电容器的最小电容量。

电子管板極电路中的旁路电容器的电容量为：

$$C_o \geq \frac{16 \times 10^3}{f_{\text{нд. мин}} R_a}, \quad (4-54)$$

式中 C_o ——微微法； f ——兆赫； R_a ——千欧。

表 4-2

电子管类型	C_{0c} , 微法	C_{ac} , 微法	最小的微法
6K2 12K2	0.003	6.0	9 700
6K4 12K4	0.005	8.5	16 800
6K7	0.005	7.0	11 400
6K9C	0.005	4.75	5 460
6K1П	0.0035	5.5	2 550
6B8C	0.003	4.0	3 120
1K1П	0.01	3.5	910
6X3	0.003	7.0	13 150
6X4	0.015	11.0	17 000
6X1П	0.02	4.0	870
6X2П	0.02	4.1	910
6X3П	0.025	6.5	2 020
6X4П	0.035	5.5	2 950

所计算的电容量都取为最近似于标准值的整数。

在高频放大器回路中只能使用耗损和电感都很小的陶瓷电容器和云母电容器。

所选择的电容器应具有这样的工作电压，即 $E \leq E_{\text{раб}}$ 。

4-12. 射頻系統的增益系数、諧振曲綫和

对鏡頻波道的選擇性的計算

射頻系統的增益系数是在每个分波段的边端頻率上用公式(2-63)計算出来的：

$$K_{\text{мрч}} = K_{00\gamma} K_{0\gamma\sigma\sigma\sigma}^n$$

射頻系統的增益系数的最小值应当近似于或略大于初步計算出来的增益系数。

射頻系統的諧振曲線是在每個分波段的邊端頻率上根據下列公式繪出來的：

在小失諧範圍內，對單回路輸入裝置和高頻放大器來說，

$$A = \frac{1}{[\sqrt{1+\alpha^2}]^{n+1}}, \quad (4-55)$$

式中 $\alpha = \frac{2\Delta f}{d_0 f_0}$;

n ——高頻放大器的級數。

在小失諧範圍內對雙回路輸入裝置和高頻放大器來說

$\beta \ll 1$ 時

$$A = \frac{1+\beta^2}{\sqrt{(1-\alpha^2+\beta^2)^2+4\alpha^2}} \frac{1}{(\sqrt{1+\alpha^2})^n}, \quad (4-56)$$

$\beta \gg 1$ 時

$$A = \frac{2\beta}{\sqrt{(1-\alpha^2+\beta^2)^2+4\alpha^2}} \frac{1}{(\sqrt{1+\alpha^2})^n}. \quad (4-57)$$

當射頻系統僅由一個輸入裝置組成時，系統的諧振曲線要根據公式(4-55)、(4-56)、(4-57)在 $n=0$ 時繪制。在臨界耦合時在小失諧範圍內，具有雙耦合諧振器耦合的放大器的射頻系統，它的諧振曲線是用下列公式來計算的：

$$A = \frac{1}{\sqrt{1+\alpha^2}} \frac{1}{\left(\sqrt{1+\frac{\alpha^4}{\beta}}\right)^n}. \quad (4-58)$$

根據已得的數據繪出射頻系統的諧振曲線。

射頻系統對鏡頻波道的選擇性，是按最壞的情況，也就是在每個分波段的最高頻率上計算出來的。

具有單回路輸入裝置和高頻放大器的射頻系統對鏡頻波道的選擇性等於：

在小失諧的情況下

$$S_{sep\kappa} = \left[\sqrt{1 + \left(\frac{4f_{np}}{d_0 f_0} \right)^2} \right]^{n+1}, \quad (4-59)$$

在大失諧的情況下

$$S_{sep\kappa} = \frac{|(1 - X^2)^{n+1}|}{d_0^{n+1} X^{n+2}}, \quad (4-60)$$

具有雙回路輸入裝置和高頻放大器的射頻系統對鏡頻波道的選擇性，在小失諧時用公式(3-84)和(3-85)來計算，

在 $\beta \leq 1$ 時

$$S_{sep\kappa} = \frac{V(1 - \alpha_{np}^2 + \beta^2)^2 + 4\alpha_{np}^2}{1 + \beta^2} (V + \alpha_{np}^2)^n,$$

在 $\beta \geq 1$ 時

$$S_{sep\kappa} = \frac{V(1 - \alpha_{np}^2 + \beta^2)^2 + 4\alpha_{np}^2}{2\beta} (V + \alpha_{np}^2)^n,$$

式中 $\alpha_{np} = \frac{4f_{np}}{d_0 f_0}$

在大失諧時

$$S_{sep\kappa} = \frac{|(1 - X^2)^{n+1}|}{d_0^{n+1} X^{n+2} (1 + \beta^2)}, \quad (4-61)$$

式中 $X = \frac{f_0}{f_0 + 2f_{np}}$

當射頻系統僅由輸入裝置組成時，射頻系統對鏡頻波道的選擇性是用上述公式在 $n=0$ 時計算出來的。

如果射頻系統由輸入裝置和用雙耦合諧振線耦合的放大器組成時，則它對鏡頻波道的選擇性，在臨界耦合下並為小失諧時等于

$$S_{\text{срн}} = V \sqrt{1 + \alpha_{np}^2} \left(\sqrt{1 + \frac{\alpha_{np}^4}{4}} \right)^n \quad (4-62)$$

在大失諧時

$$S_{\text{срн}} \approx \frac{|(1 - X^2)^{2n+1}|}{2^n d_{\text{с}}^{2n+1} X^{2n+2}} \quad (4-63)$$

射頻系統對等于中頻頻率的選擇性的計算見 § 3-14。

4-13. 應用負回授來提高放大級對等于中頻頻率的選擇性

在等于中頻的頻率上應用負回授的辦法，可以顯著地提高放大級對於此頻率的選擇性。

為了在等于中頻的頻率上獲得負回授，必須在放大級電子管的陰極上接入一個對中頻調諧的並聯回路。它的阻抗對所有的頻率都很小，而對中頻則非常大。當強大的負回授作用在放大級上時，它就會使放大級在此頻率上的增益系數顯著地降低。

放大級在等于中頻的頻率上的增益系數等于：

$$K' = \frac{K}{1 + S_{\kappa} R_{\kappa, \kappa}} \quad (4-64)$$

式中 S_{κ} —— 電子管陰極電流的互導；

$R_{\kappa, \kappa} = \frac{2\pi f_{np} L}{d_{\kappa}}$ —— 陰極回路在頻率 f_{np} 上的諧振阻抗；

K —— 放大級在等于中頻的頻率上的增益系數。

放大級對等于中頻的頻率的選擇性等于

$$S_{np, \text{сн}} = \frac{K}{K'} = 1 + S_{\kappa} R_{\kappa, \kappa} \quad (4-65)$$

通常 $S_{\kappa} R_{\kappa, \kappa} \gg 1$ ，於是

$$S_{\text{прош}} = S_{\kappa} R_{\kappa. \kappa} = S_{\kappa} \frac{2\pi f_{np} L}{d_{\kappa}} \quad (4-66)$$

从公式(4-66)中可以看出,为了取得較大的選擇性必須降低陰極回路的衰減。

因为陰極回路的衰減 $d_{\kappa} > 0$, 所以不能使 $S_{\text{прош}} = \infty$ 。

第五章 中頻放大器的計算

5-1. 概 述

中頻放大器的主要作用是:

1. 放大中頻信号电压;
2. 取得对相鄰波道的選擇性。

放大級电子管在 A 类状态下工作。加到电子管柵極上的信号电压的振幅, 不应该进入柵流区, 并且应当不超出电子管特性曲綫的直綫部分。下一級电子管柵極上的信号电压振幅应当最大。

对中頻放大器有下列要求:

1. 增益系数尽可能大;
2. 对相鄰波道的選擇性尽可能好;
3. 在給定的頻率失真系数下保証有所需的通頻帶;
4. 在更換电子管时通頻帶要穩定;
5. 工作穩定。

在中頻放大級內采用極間电容小, 互导和內阻大的高頻五極管。

中頻通頻帶通常在 0.11—12 兆赫的範圍內。通頻帶与調制种类和接收方法(有微調; 無微調; 不調諧和無微調)有关。

在頻率調制時通頻帶最寬。

在放大級中採用下列電路：

1. 直接與濾波器第一回路耦合的電路；
2. 用自耦變壓器與濾波器第一回路耦合的電路；
3. 具有兩個串聯的對不同中頻調諧的帶通濾波器的電路；
4. 通頻帶可調的電路；
5. 集中選擇性（多節帶通濾波器）的電路。

在中頻放大器中使用單峰諧振曲線，從而可以使接收機對電台進行精調。濾波器回路間的耦合是臨界耦合。

在濾波器回路中採用固定電容器。濾波器回路的調諧使用磁介質的鐵心。

5-2、電路的選擇

中頻放大級的電路是根據給定的對相隣波道選擇性的數值即根據矩形系數來選擇的。

在對相隣波道的選擇性不好時，在放大級中使用用電感耦合的雙回路帶通濾波器的電路。在穩定度滿足要求和電子管內阻對回路的旁路作用小時，採用與濾波器第一回路直接耦合的電路。如果不能滿足這個條件，就使用用自耦變壓器與濾波器第一回路耦合的電路。

具有兩個串聯的對不同中頻調諧的帶通濾波器的電路，用於接收調幅和調頻信號的接收機中。採用這種電路便能使接收機對兩個不同的中頻在同一个放大器內放大。

通頻帶可調的電路通常用於高質量的廣播接收機中。

集中選擇性的電路在需要對相隣波道得到很高的選擇性時使用。這種電路能夠得到近似于矩形的諧振曲線，即得到接近

于 1 的矩形系数。

5-3. 濾波器回路电容量的選擇和电感量的計算

濾波器回路电容器的电容量根据下列条件来选择，

1. 取得最大的穩定增益系数；
2. 換电子管时具有穩定的通頻帶。

根据得到最大增益系数的条件，便可求出濾波器回路电容器的电容量。

具有双回路帶通濾波器的放大級的穩定增益系数等于，

$$K_{nom} = 12.6 \gamma \beta \sqrt{\frac{S}{f_{np} C_{a.o.o}}}, \quad (5-1)$$

式中 $\beta = \frac{K}{d_a}$ —— 总耦合系数；

K —— 濾波器繞圈間的耦合系数。

如果把具有双回路帶通濾波器的放大級的穩定系数与單回路放大級的穩定系数比較一下，便可以看出兩者只相差一个 β 值。

令具有双回路帶通濾波器的放大級的增益系数等于穩定增益系数 (5-1 式)，我們有，

$$\frac{\beta}{1+\beta^2} S R_k = \frac{\beta}{1+\beta^2} S \frac{10^3}{2\pi f_{np} C_{a.o.o} d_a} \leq 12.6 \gamma \beta \sqrt{\frac{S}{f_{np} C_{a.o.o}}}$$

求 $C_{a.o.o}$ 的解，得到，

$$C_{a.o.o} \geq \frac{12.6}{(1+\beta^2) \gamma d_a} \sqrt{\frac{S C_{a.o.o}}{f_{np}}}. \quad (5-2)$$

因为在 $\beta=1$ 时各放大級中使用具有單峯諧振曲線的帶通濾波器，所以

$$C_{\text{э.н}} \geq \frac{6.3}{\gamma d_0} \sqrt{\frac{S C_{\text{a.c.s}}}{f_{\text{нп}}}}, \quad (5-3)$$

式中 $C_{\text{э.н}}$ ——微微法； S —— $\frac{\text{毫安}}{\text{伏}}$ ； $C_{\text{a.c.s}}$ ——微微法；
 $f_{\text{нп}}$ ——兆赫。

对具有双耦合回路的放大器来说，更换电子管的通频带的增加不大于 10% 的条件是：

$$C_{\text{э.н}} \geq 3\Delta C Q_0, \quad (5-4)$$

式中 $\Delta C = \sqrt{\Delta C_{\text{вых1}} \Delta C_{\text{вх2}}}$ ；

$\Delta C_{\text{вых1}}$ 和 $\Delta C_{\text{вх2}}$ ——电子管输出电容和输入电容的参差系数。

这个条件是 A. A. 柯罗索夫提出来的。

表 5-1 中列出了电子管输入电容和输出电容的相对参差系数。

为了得到最大的稳定增益系数和稳定的通频带，滤波器回路的等效电容量 C_0 应当在两个已知值 $C_{\text{э.н}}$ 和 $C_{\text{э.н.н}}$ 中选择较大的一个：

$$\left. \begin{aligned} C_0 &\geq C_{\text{э.н}}, \\ C_0 &\geq C_{\text{э.н.н}} \end{aligned} \right\} \quad (5-5)$$

带通滤波器回路的等效电容等于

$$C_0 = \sqrt{C_{01} C_{02}} \approx \frac{C_{01} + C_{02}}{2} \quad (5-6)$$

式中 $C_{01} = C_{\kappa 1} + C_{\text{вых1}} + C_{\mathcal{M}1} + C_{013}$

$C_{02} = C_{\kappa 2} + C_{\text{вх2}} + C_{\mathcal{M}2} + C_{02}$ 。

滤波器各回路的电容量和电感量应当相等，于是

$$C_{\kappa 1} = C_{\kappa 2} = C_{\kappa}, \quad C_{01} = C_{02} = C_0$$

及

$$L_1 = L_2 = L,$$

把滤波器回路的等效电容量代入公式 (5-6) 中，求 C_{κ} 的

表 5-1

电子管的类型	$C_{GX, HON}$ 微微法	$\frac{\Delta C_{GX}}{C_{GX}}$	$C_{GUX, HON}$ 微微法	$\frac{\Delta C_{GUX}}{C_{GUX}}$
6K3 12K3	6.0	0.2	7.0	0.26
6K4 12K4	8.5	0.2	7.0	0.3
6K1П	3.4	0.2	3.0	0.3
6Ж1П	4.3	0.116	2.2	0.136
6Ж2П	4.3	0.116	2.3	0.13
6Ж3П	1.8	0.28	6.5	0.2
6Ж8 12Ж6	6.0	0.18	7.0	0.26
6Ж3	8.5	0.2	7.0	0.3
6Ж4	11.0	0.2	5.0	0.3

解，得到：

$$C_K \approx C_0 \frac{C_{GUX1} + C_{M1} + 2C_0 + C_{M2} + C_{G12}}{2} \quad (5-7)$$

濾波器線圈的電感量由公式 (3-7) 求出，

$$L = \frac{253 \times 10^3}{C_0 f_{np}^2}$$

5-4. 濾波器第一回路的耦合電路的選擇

在選擇濾波器第一回路與電子管板路耦合的電路時，必須根據具有穩定的增益和電子管的輸出電阻不使回路衰減的增加大於 25% 等條件來求出變換系數。

根據公式 (5-1) 在 $\beta=1$ 時保證具有穩定增益的變換系數等於：

$$m_1 \leq \frac{4 \times 10^8 d_0 \gamma}{f_{np} \sqrt{L} \sqrt{C_{a.c.o}} \sqrt{S}} \quad (5-8)$$

式中 f_{np} ——兆赫； $C_{a.c.o}$ ——微微法； S ——毫安/伏；
 L ——微亨。

根据公式(4-3)保证使回路衰减的增加不大于25%的变换系数等于：

$$m_1 \leq \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_i}{R_k}} \quad (5-9)$$

从两个已得到的数值中取较小的一个。

如果已选定的数值 $m_1 \geq 1$ ，那就是说滤波器的第一回路可以直接接到电子管的板路中。

5-5. 计算中频放大级的原始数据

计算放大级的原始数据是：

1. 一个中频 f_{np} 或两个中频 f_{np1} 及 f_{np2} ，兆赫或千赫；
2. 带通滤波器的等效衰减 d_0 ；
3. 滤波器回路的电感 L ，微亨；
4. 电子管的类型和它的工作状态： $E_c, I_k, E_0, I_0, E_a, I_a$ 和互导 S ，毫安/伏；
5. 放大管的内阻 R_i ，兆欧；
6. 放大管的输出电容及极间电容和下一级电子管的输入电容；

$C_{c.p1}, C_{a.c}$ 和 $C_{c.p2}$ ，微微法；

7. 放大级的电路；
8. 变换系数 m_1 ；
9. 布线电容 C_{n1} 和 C_{n2} ，微微法；
10. 中频放大级加上变频级的数目；

11. 电源电压。

5-6. 具有帶通濾波器的放大級的計算

如上所述，中頻放大器的帶通濾波器各回路間的耦合是臨界的，那相當於廣義耦合係數 $\beta = \frac{k}{k_0} = 1$ 。

帶通濾波器的諧振曲線具有一個比較平坦的峯頂。

圖 5-1 是帶有帶通濾波器的放大級電路。

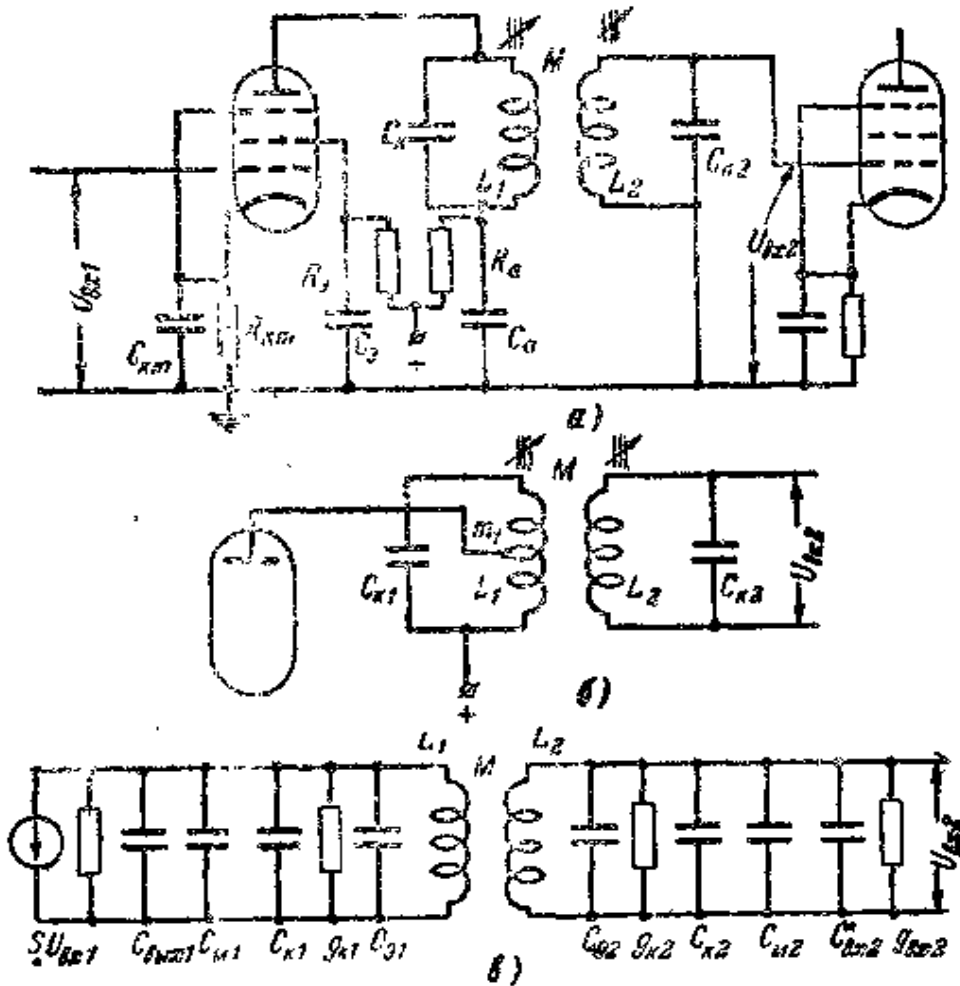


圖 5-1 a—帶有帶通濾波器的放大級電路；b—帶有帶通濾波器并用自耦變壓器與濾波器第一回路耦合的放大級電路；c—等效電路。

計算程序如下。

在 $\beta=1$ 時放大級的增益係數等於

$$K_0 = 10^{-3} S \frac{\alpha f_{np} L_{m1}}{d_0}, \quad (5-10)$$

式中 f_{np} ——兆赫； L ——微亨； S ——毫安/伏。

濾波器線圈間的耦合係數

$$K_{np} = d_0. \quad (5-11)$$

濾波器線圈之間的互感

$$M = K_{np} L, \quad (5-12)$$

5-7. 具有調諧到不同中頻的兩個串聯帶通

濾波器的放大級的計算

圖 5-2 是具有兩個串聯的對不同中頻調諧的帶通濾波器的放大級電路。低中頻帶通濾波器與電子管的板極相接，而高中

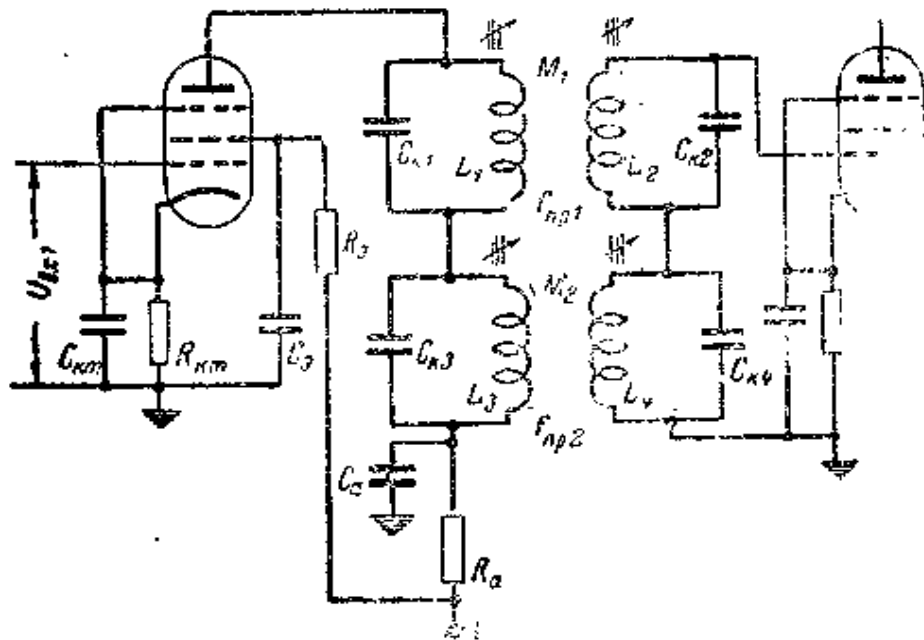


圖 5-2 具有兩個串聯的對不同中頻調諧的帶通濾波器的放大級電路

頻帶通濾波器与板路濾波器 $C_n R_n$ 相接。

对低中頻而言，第二濾波器的阻抗是很小的，只有第一濾波器是电子管的負載。

具有两个串联濾波器的放大級应当根据公式 (5-10)、(5-11) 和 (5-12) 对每个中頻来計算。

濾波器的諧振阻抗是不一样的，低中頻濾波器的諧振阻抗比高中頻濾波器的諧振阻抗大。所以在低中頻上放大級的增益系数要比在高中頻上大。

5-8. 具有可变通頻帶的放大級的計算

在高質量的广播接收机中，在变频級和第一中頻放大級中使用可調的通頻帶。

如果接收机的通頻帶是可变的，那末就可以在信号强和干扰电平小时依靠通頻帶的加寬来获得高質量的接收，而在信号弱和干扰电平大时依靠通頻帶的压縮来获得滿意的接收。

通頻帶調整电路分为兩类：平滑調整电路和步进調整电路。

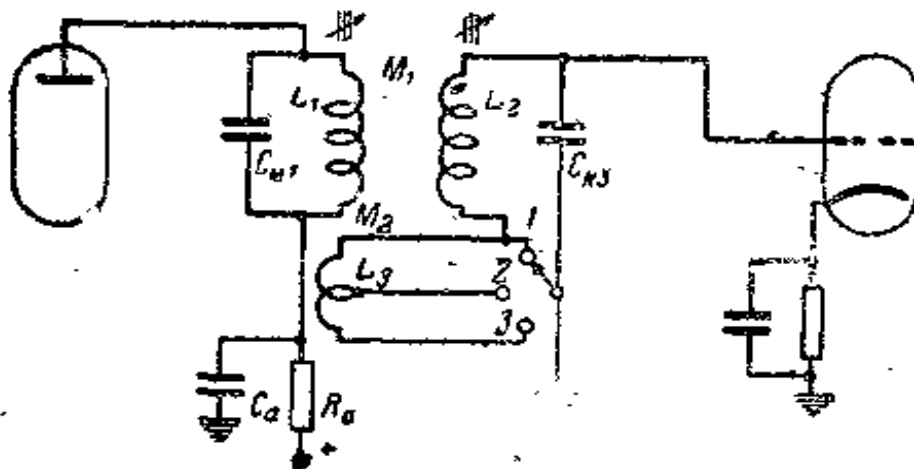


圖 6-5 具有可变通頻帶的放大級电路

各級通頻帶的平滑調整是用移近濾波器繞圈，也就是增強繞圈間耦合的辦法來實現的。

放大級通頻帶的步進調整是按圖 5-3 的電路用接入附加繞圈 L_3 的部份匝數的辦法來實現的，繞圈 L_3 是一個匝數不多的繞圈，它繞在繞圈 L_1 的旁邊，與繞圈 L_2 串聯。

當轉換開關放在位置 1 上時，繞圈 L_3 與繞圈 L_2 不串聯，通頻帶只由繞圈 L_1 和 L_2 之間的耦合來決定。當轉換開關放在位置 2 上時，繞圈 L_3 與繞圈 L_2 串聯，而通頻帶則由於濾波器回路間的耦合增強而加寬。

由於 $L_3 \ll L_2$ ，所以繞圈 L_3 接入第二回路實際上不會引起失諧。

當轉換開關放在位置 3 上時，通頻帶會由於耦合的繼續增強而更加加寬。

可變通頻帶放大級的計算程序如下。

首先用公式 (5-10)、(5-11) 和 (5-12) 計算出 $\beta=1$ 時窄通頻帶放大級，而後再計算出寬通頻帶放大級。

我們得到數值

$$\alpha = -\frac{(2\Delta f_n)_{\text{н}}}{d_s f_{\text{н}}}. \quad (5-13)$$

為了使中頻系統的諧振曲線在寬通頻帶時接近於單峯曲線，必須選擇放大級（在其中調整通頻帶）通頻帶的頻率失真係數為

$$(M_{\text{гнчл}})_{\text{дб}} = \frac{(M_{\text{мпчл}})_{\text{дб}}}{n+1}, \quad (5-14)$$

式中 n ——中頻放大器的級數。

根據數值 α 和 $M_{\text{гнчл}}$ ，從圖 5-4 的曲線圖中便可以找到濾波器的諧振曲線和廣義耦合係數 $\beta > 1$ 。

放大級的增益係數等於，

$$K_0 = \frac{\beta}{1 + \beta^2} 10^{-3} S \frac{2\pi f_{np} L_{m1}}{d_0}, \quad (5-15)$$

式中 S ——毫安/伏; f_{np} ——兆赫; L ——微亨。

濾波器綫圈間的耦合系数为

$$K = \beta d_0. \quad (5-16)$$

濾波器綫圈之間的互感按公式 (5-12) 等于

$$M = KL$$

当通頻帶平滑調整 (这种調整是用改变一个綫圈对另外一个綫圈的位置来实现的) 时, 我們求出寬通頻帶上的值 β 、 K_0 、 K 和 M 。数值 K 將适用于移近的綫圈, 而数值 K_{np} 适用于分开的綫圈。

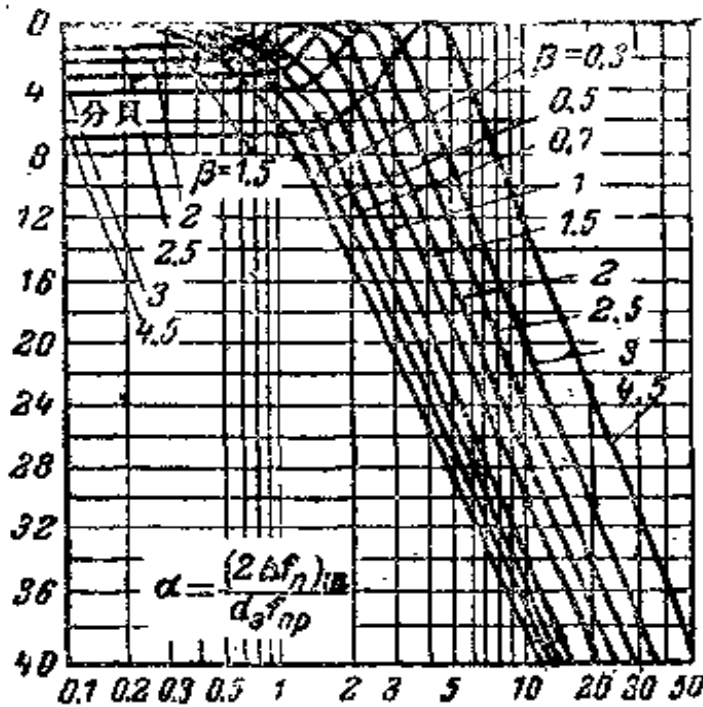


圖 5-4 双回路帶通濾波器的广义諧振曲綫

在步进調整通頻帶时, 我們在寬通頻帶上求出的值还是 β 、 K_0 、 K 和 M , 并且求得頻帶的几个数值上的 β 、 K 和 M 。在这种情况下广义耦合系数为两个系数之和:

$$K_{0\beta} = K_{np} + K = \beta_{0\beta} d_0, \quad (5-17)$$

式中 $K_{np} = d_0$ ——窄通頻帶时所求得的耦合系数;

$$K = \frac{M_2}{\sqrt{L_1 L_2}} \text{——綫圈 } L_1 \text{ 和 } L_2 \text{ 之間的耦合系数,}$$

β_{00} ——接通线圈 L_3 时的广义耦合系数。它是在宽通频带时从圖 5-4 的曲線中求出来的。

根据公式 (5-17) 线圈 L_1 和 L_3 之间的耦合系数等于

$$K = d_3(\beta_{00} - \beta_{kp}). \quad (5-18)$$

线圈 L_1 和 L_3 之间的互感量等于:

$$M_2 = K \sqrt{L_1 L_3}. \quad (5-19)$$

5-9. 集中选择级的计算

集中选择滤波器通常用于变频级。中频系统对相邻波道的选择性基本上是由这一滤波器来确定的。所以这一级就叫做集中选择级。

集中选择滤波器接到变频器的板极电路中，这就使得相邻波道的干扰电台的信号在进入中频放大器第一电子管的栅极之前大大地减弱，并且消除了在中频放大器中由于交扰调制所引起的干扰。

集中选择级的电路如圖 5-5 所示。在此电路中滤波器是由 4 节（第一和最后的半节和三整节）组成的。

计算顺序如下。把中频系统通频带的频率失真系数平均地分配到系统的各级上。根据公式 (5-14) 集中选择变频级的频率失真系数等于

$$(M_{ny})_{\text{об}} = \frac{(M_{mny})_{\text{об}}}{n+1}. \quad (5-20)$$

我们假定对相邻波道的选择性是由集中选择滤波器来确定的。

滤波器回路的品质因数等于

$$Q \geq 1.4 \cdot \frac{f_{np}}{\Delta f_n}, \quad (5-21)$$

式中 Δf_n ——接收机通频带的一半。

从 (5-21) 条件中选择 Q 值时，必须考虑到线圈结构的可能性。

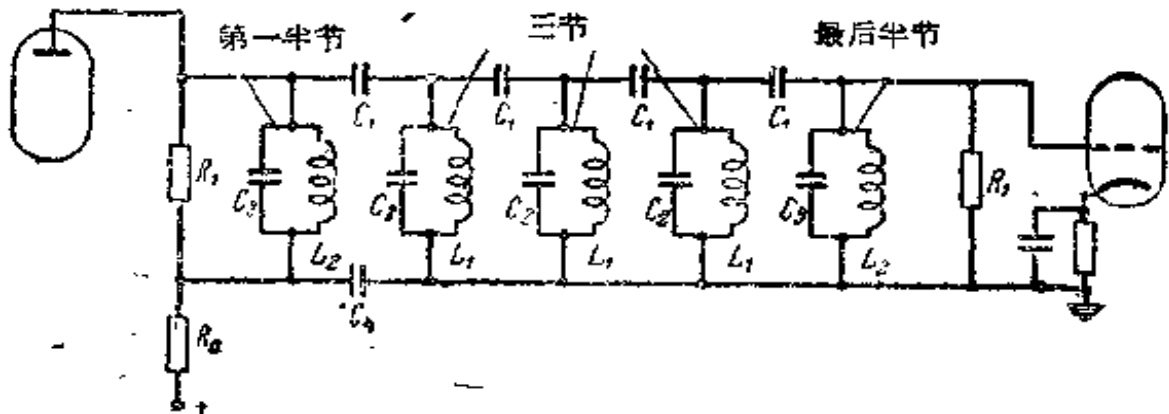


圖 5-5 集中选择级的电路

广义衰减

$$\delta = \frac{f_{np}}{Q\Delta f_n} \quad (5-22)$$

对相邻波道的相对失谐等于

$$X_c = \frac{\Delta f_c}{\Delta f_n} \quad (5-23)$$

式中 Δf_c ——相邻波道的失谐。

根据数值 δ ， X_c 和 $X_c=1$ (对应于一半通频带的相对失谐)，我们从圖 5-6, a 的图表中得到一节滤波器的频率失真系数 M_1 (分贝) 和对相邻波道的选择性 S_1 (分贝)。

我們得到滤波器的节数：

$$n_{3\delta} = \frac{(S_{0000\delta})_{0\delta}}{S_{1\delta\delta}} \quad (5-24)$$

滤波器的频率失真系数等于

$$M_{\phi\delta\delta} = n_{3\delta} M_{1\delta\delta} \leq M_{n\phi\delta\delta} \quad (5-25)$$

如果频率失真系数大于容许值，那就应当另外取一个品质因数并重新进行计算。

根据 δ 和 m_{ω} 的值我们从图 5-6, 6 的图表中得到系数 a 。通常取输入和输出的电阻值 $R_1 = 50 - 150$ 千欧。

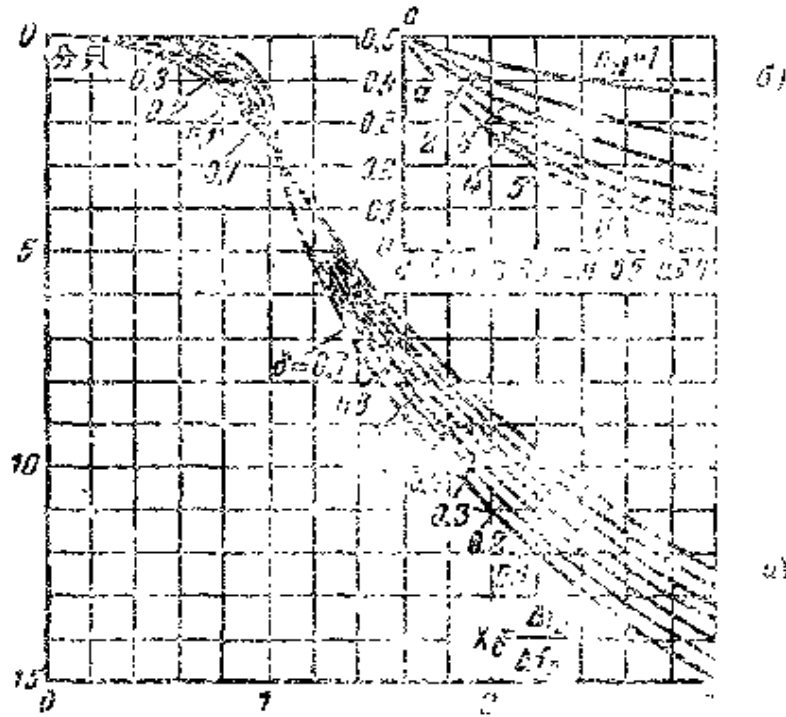


图 5-6 a—单节滤波器的广义阻抗曲线；a—确定滤波器使输入系数与图 5-6 相同

变频级的增益系数等于

$$K_{c, \omega} = S_{cp} R_1 a, \quad (5-26)$$

式中 S_{cp} ——变频跨导，毫安/伏；

R_1 ——千欧。

外耦合电容器的电容量等于

$$C_1 = \frac{1.6 \times 10^6}{f_{cp} R_1}, \quad (5-27)$$

式中 C_1 ——微微法； f_{cp} ——千赫； R_1 ——千欧。

回路电容器的电容量

$$C_2 = \frac{1.6 \times 10^5}{\Delta f_n R_1} = 2C_1 \quad (5-28)$$

$$C_3 = 0.5 C_2 \quad (5-29)$$

回路电感量等于

$$L_1 = \frac{1.6 \times 10^5 \Delta f_n R_1}{f_n^2} \quad (5-30)$$

式中 L_1 ——微亨； Δf_n ——千赫； R_1 ——千欧。

$$L_2 = 2 L_1 \quad (5-31)$$

取隔流电容器 C_3 的电容量为 0.01—0.1 微法。

滤波器的谐振曲线是根据与 δ 相应的曲线计算出来的，方法是把从图 5—6 a 的纵坐标上取下来的数值乘以 n_{3n} ，把从横坐标上取下来的数值乘以 Δf_n 。

滤波器各节之间的耦合只应用耦合电容器 C_1 来实现。为了消除回路之间的寄生耦合，每个线圈都应放在隔离罩中，隔离罩应当与接收机的底架很好地连接起来。

滤波器中使用高品质因数的回路是合适的。回路的品质因数越高，所得到的矩形系数就可能越好。为了使回路得到高品质因数，应当使用铁芯铝合金或硅基铁做的罐形铁心和陶瓷电容器 C_1 、 C_2 和 C_3 。

第六章 变频器的计算

6-1. 概 述

变频器把各种不同载频的已调制信号或键控信号变成固定中频的电压，而包络线的频率和形状保持不变。

本机振荡器回路应当这样调谐，即在旋转调谐旋钮时使射频系统的频率和本机振荡器的频率之差对任何信号载频而言都要等于中频 $f_s - f_c = f_{np}$ 。用回路统调的办法便可以得到这样的频率差。

用变频管和混频管进行变频。变频管（复合管）起两个作用，即作本机振荡器用和作使本机振荡器振荡与信号振荡混频的混频器用（电子管 6A7、6A2Π、6Н1Π 和 1A1Π）。混频管只能使本机振荡器振荡和信号进行混频，因而需要单独的本机振荡器。任何三极管或五极管都可作混频管用。

混频级又分成两种类型：一种是单栅式，即信号和本机振荡器的电压都加到电子管的一个栅极上；另一种是双栅式，即信号和本机振荡器的电压分别加到电子管的不同栅极上。

6-2. 电路的选择

变频器电路的选择与接收机的类型有关。对本机振荡器频率的稳定度要求不很高的广播接收机中，可用复合管做变频器。使用复合管可以简化变频器的结构和使接收机减少一只电子管。

在对本机振荡器频率的稳定度要求很高的干线通信接收机中，需要使用混频管变频器和单独的本机振荡器。

当干线接收机对本机振荡器频率的稳定度要求不高时，也可以用复合管做混频器。

6-3. 原始数据

计算变频器的原始数据是：

1. 中频 f_{np} 或两个中频 f_{np_1} 和 f_{np_2} （兆赫或千赫）；
2. 带通滤波器的等效衰减因数 d_s 或集中选择滤波器的数

据：

3. 濾波器回路的电感 L ，微亨；
4. 用变频管的变频級电路或用混頻管和单独本机振蕩器的变频級电路；
5. 变频管的类型及其工作状态或混頻管和振蕩管的类型及其工作状态；
6. 內阻 R_i 或 R_{inp} （千欧）和变频跨导 S_{np} （毫安/伏）；
7. 电源电压，伏。

6-4. 复合管变频器的計算

用复合管 6A7 和 1A1H 的变频器电路如图 6-1 所示。本机振蕩器是按电感回授的三点式电路连接的。

計算順序如下。

从公式 (5-9) 中得到保証回路衰減因數不大于 25% 的变换系数：

$$m_1 \leq \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_{inp}}{R_{ik}}}$$

式中 $R_{inp} = (1.5-2) R_i$ ——变频管或混頻管的內阻。

如果 $m_1 \gg 1$ ，那么就是說，濾波器的第一回路就可以直接接到电子管的板路中。我們选择类似于中頻放大級的帶通濾波器。

在 $\beta = 1$ 时变频器的增益系数等于

$$K_{avn} = 10^{-3} S_{np} \frac{\pi f_{np} L m_1}{d_0}, \quad (6-1)$$

式中 S_{np} ——变频跨导，毫安/伏；

f_{np} ——兆赫；

L ——微亨。

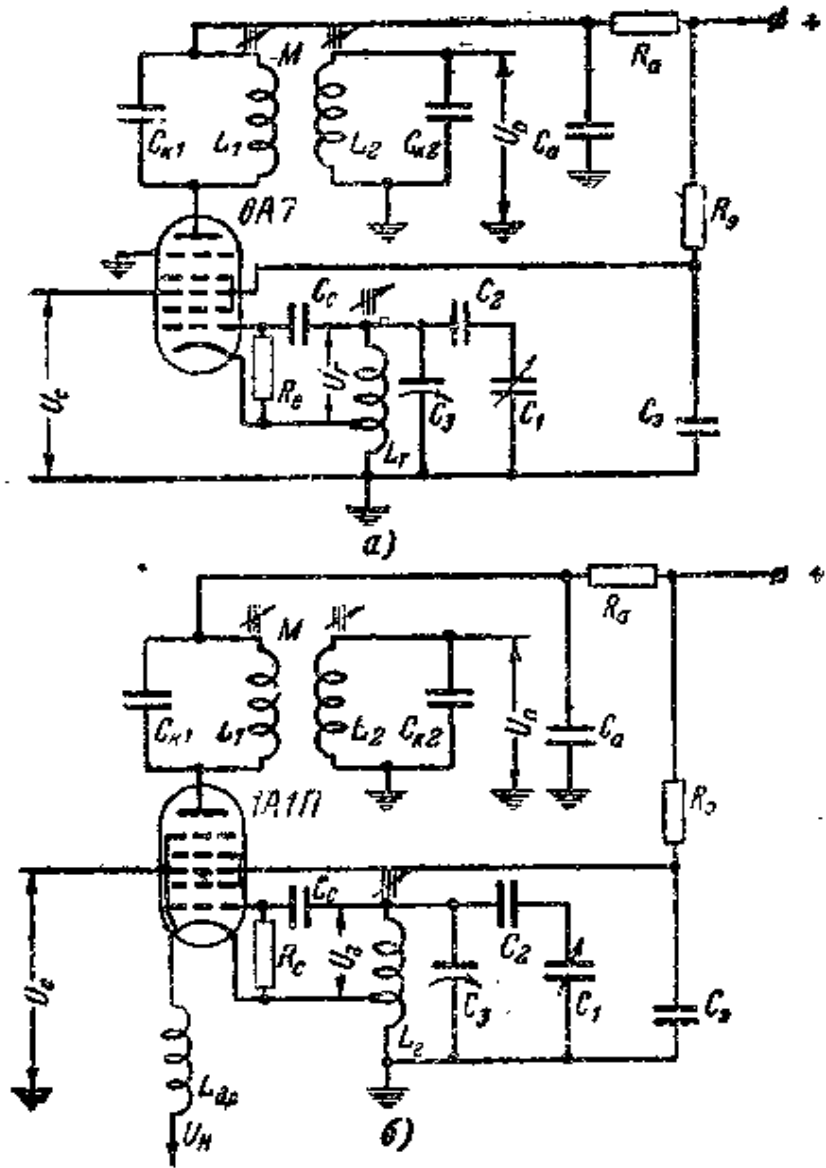


圖 6-1 用复合管的变频器电路：
 a--用 6A7 电子管； b--用 1A1Π 电子管。

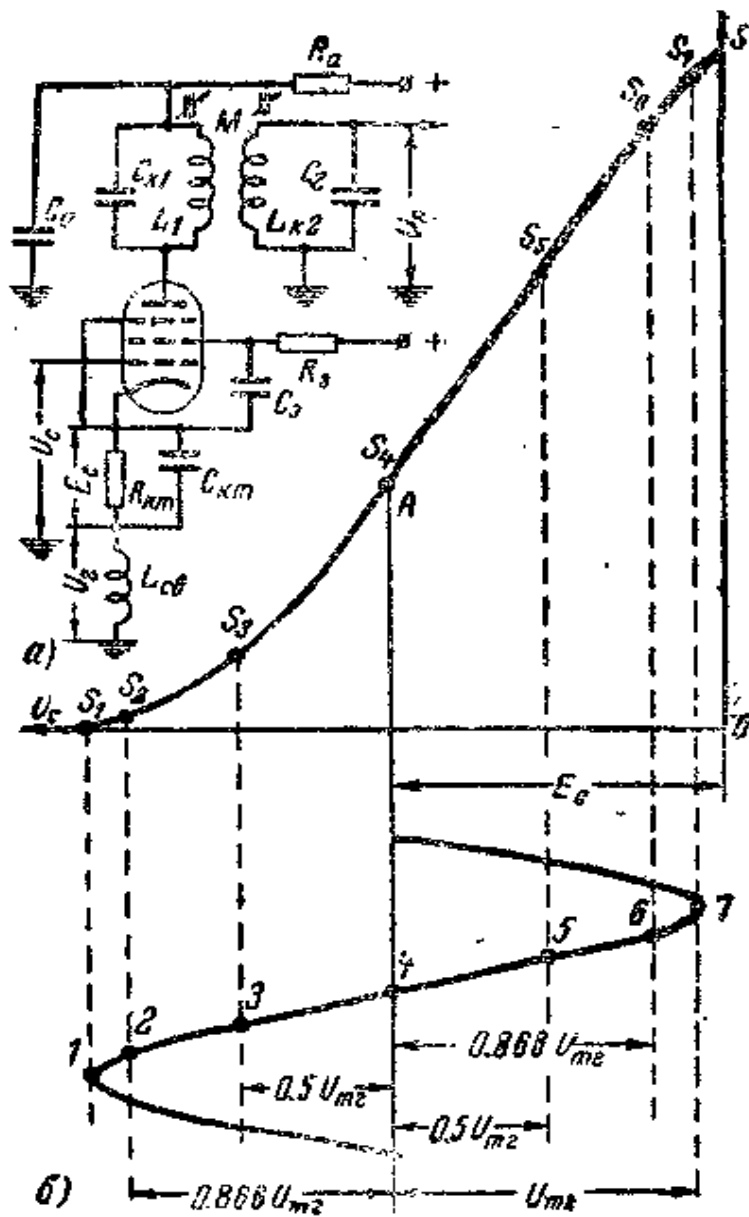


圖 5.2

а—五極管混頻器的電路；б—表示求 S_1 — S_7 數值的方法的曲綫圖—用以按圖解法確定混頻器的參數。

如果变频器中使用集中选择滤波器，那么增益系数就用公式(5-26)来求。

6-5. 具有单独本机振荡器的变频器的计算

高频五极管的单栅变频器电路如图 6-2, a 所示。为了减弱混频器栅极回路和本机振荡回路之间的耦合，信号电压要加到电子管的栅极上，而本机振荡器的电压通过耦合线圈 L_{cs} 加到电子管的阴极电路中。

计算顺序如下。

变频跨导可以按照表示电子管的互导与第一栅极电压之关系的特性曲线 $S(U_c)$ (图 6-2, b) 用图解法计算出来。

在这个特性曲线上我们根据偏压 E_c 来选择工作点 A，要选得使本机振荡器电压的振幅 $U_{ms} < E_c$ 佔有整个的特性曲线，而不进入正的区域。

我们在特性曲线 $S(U_c)$ 上标出七个点，如图 6-2, b 所示，而求出七个跨导值。

变频跨导等于

$$S_{np} = \frac{1}{12} [(S_7 - S_1) + (S_5 - S_3) + \sqrt{3} (S_6 - S_2)]. \quad (6-1)$$

为了获得最大变频跨导值，必须使 S_1 , S_2 和 S_3 等于零，而 S_5 , S_6 和 S_7 最大。如果在板流的截止点上工作，便可以达到这个要求。但是由于这种状态下工作会出现高次谐波，而高次谐波会使干扰噪声增多，所以最好不采用这种工作状态。

如用图解法计算变频跨导，一下就可以求出变频跨导、栅偏压和本机振荡器电压的振幅。

混频管的内阻等于：

用五极管时

$$R_{i np} = (1.5-2) R_i;$$

用三極管时

$$R_{i np} = (3-4) R_i. \quad (6-2)$$

从公式(5-9)中我們得到保證回路衰減不大于25%的变换系数:

$$m_1 \leq \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_{i np}}{R_k}}.$$

如果 $m_1 \geq 1$, 那就是說, 濾波器的第一回路可以直接接入电子管的板路中。

我們使用类似于中頻放大級的帶通濾波器。

变頻器的增益系数在 $\beta = 1$ 时等于

$$K_0 = 10^{-3} S_{np} \frac{\pi f_{np} L}{d_0} m_1,$$

式中: S_{np} ——毫安/伏; f_{np} ——兆赫; L ——微亨。

如果在变頻器中使用集中选择濾波器, 那么增益系数可用公式(5-26)来求。

在柵路中帶有諧振綫的三極管混頻器可用类似的方法計算。本机振蕩器的电压是用一根電綫(它的一端与本机振蕩器相連, 另一端与自耦变压器相連)加到柵極电路中的(圖6-3)。

6-6. 本机振蕩器电路的选择

接收机本机振蕩器是自激振蕩器; 对它們有下列的要求:

- 1) 在波段的各頻率上振蕩稳定;
- 2) 有足以使变頻管和混頻管正常工作的振蕩电压和分波段里电压的变化最小;
- 3) 振蕩的頻率稳定和諧波最少。

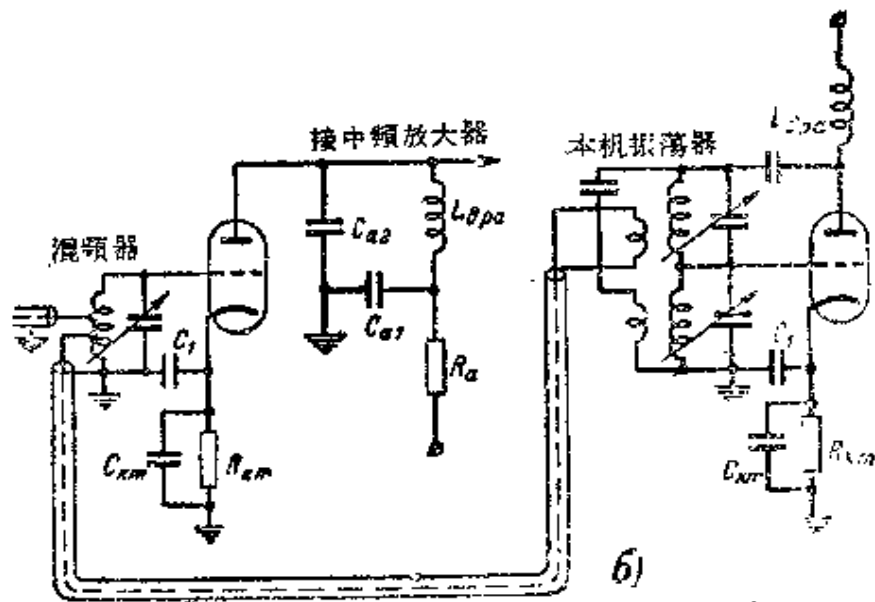
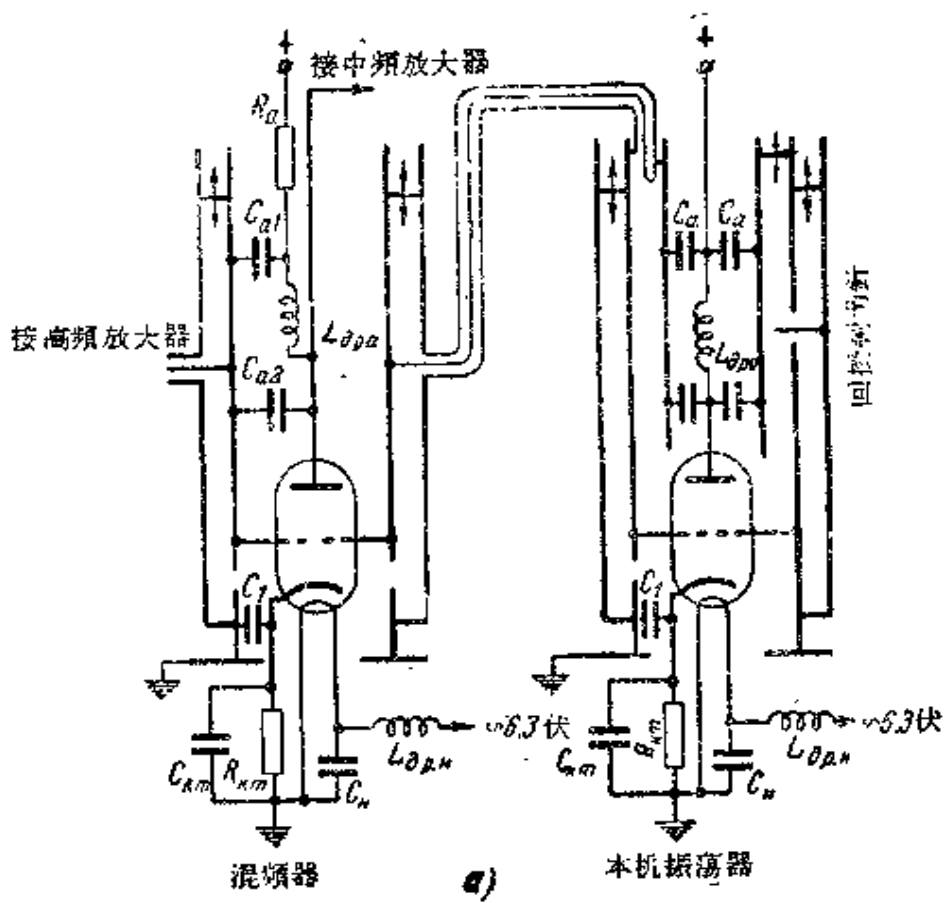


图 6-3 a—带同轴谐振管的真空三极管的混频器和本机振荡器电路；b—等效电路

用自耦变压器回授的本机振荡器的三点电路如图 6-1 a 和 6 所示。用直热式电子管时 (图 6-1 b)，在灯丝电路里必须有一个扼流圈，以便使部分本机振荡器的线圈在高频时不致短路。本机振荡器的三点电路具有良好的频率稳定度，并且要用一个带抽头的线圈。

用复合管时，基本上使用自耦变压器回授的本机振荡器三点式电路；三点电路在不大于 50—70 兆赫的频率时工作得很好。

图 6-3 所示为三极管混频器电路和带谐振线的三极管本机振荡器电路。带谐振线的三极管本机振荡器电路用于 350 到 1000 兆赫的频率上。使用谐振线就保证了频率的高度稳定，温度的变化对频率漂移不会有严重的影响。

振荡频率由板极线的长度来决定。阴极线要调到低于振荡的频率上，它的调谐不是临界的。

本机振荡器的回授是用调节针来实现的。这个针与阴极线外管焊接起来，并且它的一部份接入板极线的腔中。这个针在回路中能产生电感回授，电感回授是用调节它升入板极线空腔的深浅来调整的。如果把调节针与管子绝缘起来，那么在线路间便能产生电容回授。在这种情况下调整回授的大小是把调节针沿自己的轴移动来实现的。

由于保证带谐振线的本机振荡器的自偏压有困难，便使用了阴极偏压。

用电感回授的本机振荡电路如图 6-4 所示。这个电路中要求有产生回授用的第二线圈。三点电路的频率稳定度比电感回授电路的要高一些。电感回授电路在频率不高于 15—25 兆赫的频率时采用。

频率稳定度高的电容回授的本机振荡器电路如图 6-5 所示。

回路的左支路是由电容 C_1 和电感 L_2 串联组成的（电容 C_2 由于它的数值很小故忽略不计），在工作频率上我们得到一个随频率而变化的感抗，它比用电容回授的三点式本机振荡器电路的回路中的这一支路的感抗要变化得剧烈一些。因此这种本机振荡器电路具有固定频率的能力，能保证频率具有高度的稳定性。

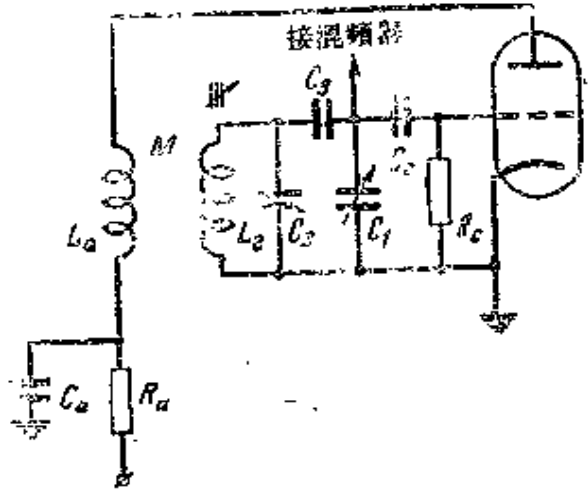


图 6-4 用电感回授的本机振荡器电路

如果在电子管栅极和阴极之间并联一个电容器 C_4 ，电容器 C_4 与电容器 C_1 和 C_2 串联，这种情况也会影响到频率稳定度的提高。采用这种接法，可以减少电子管的动态输入电容和栅阴极之间的电导对回路频率和品质因数的影响。

当接收机使用固定调谐时，本机振荡器接电容回授的三点

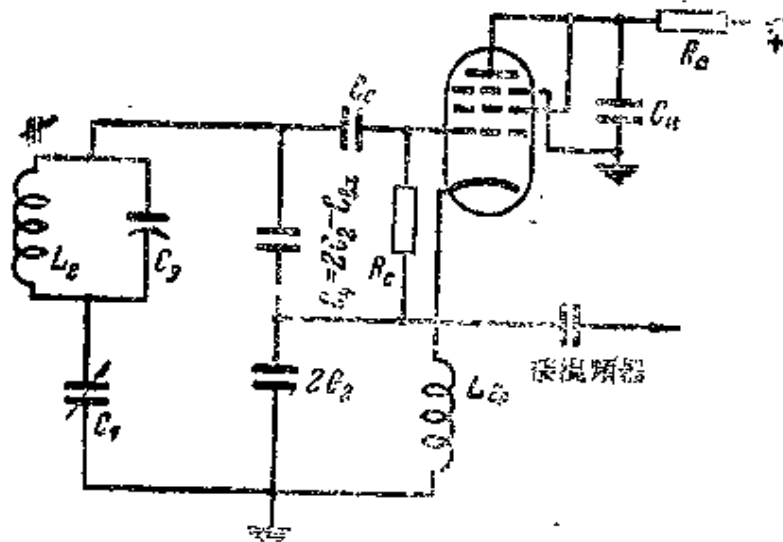


图 6-5 稳定度高的电容回授的本机振荡器电路

电路连接。这种电路同如图 6-5 所示的电路的区别就是它没有电容器 C_1 。本机振荡器回路的起始调谐是用线圈的铁心来实现的。只须转换每个线圈的一端便可转换固定调谐。

近来负电阻本机振荡器电路得到了广泛的使用。在这种电路中把产生负电阻的电子管电路与回路并联以激励振荡。负电阻可以在下降伏安特性曲线的电子管电路中得到。负电阻的数值等于 $R = -\frac{du}{di}$ ，并由下降伏安特性曲线的倾斜角来决定。

把负电阻与回路并联起来，我们得到总电导

$$g_k - g_{comp} = g_0 \quad (6-3)$$

从这个公式可以看出，当 $|g_{comp}| \geq g_k$ 时，总电导等于零或为负值。由于负电阻把补偿回路耗损的电能送入回路中来，因而回路中便产生振荡。

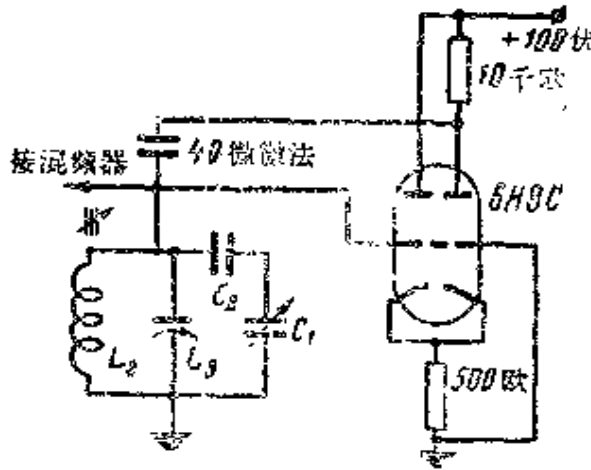


图 6-6 用双三极管产生负电阻的本机振荡器电路

正回授本机振荡器也可以看作是一个负电阻振荡器。

用电子管 6H8C 装制成的负电阻本机振荡器电路如图 6-6 和 6-7 所示。用高频五极管 6K7 或 6K3 装制成的负跨导本机振荡器电路如图 6-8 所示。这电路也具有负电阻，负电阻是在

电子管的特殊工作状态下取得的。回路直接接入抑制栅极的电路中，而且经过一个电容器接到帘栅电路中。这些栅极上的交变电压在相位上是比较接近的。

帘栅电压瞬时值的增加同时也会引起抑制栅电压的增加，

这就导致电子管板流的增大和帘栅流的减小。因而帘栅极和陰

極之間是負的。如果回路并联在电子管的帘栅极与陰極之間，就会引起变频級的自激。

負跨导电路可以用改变电子管第一栅电压的办法使振荡频率在

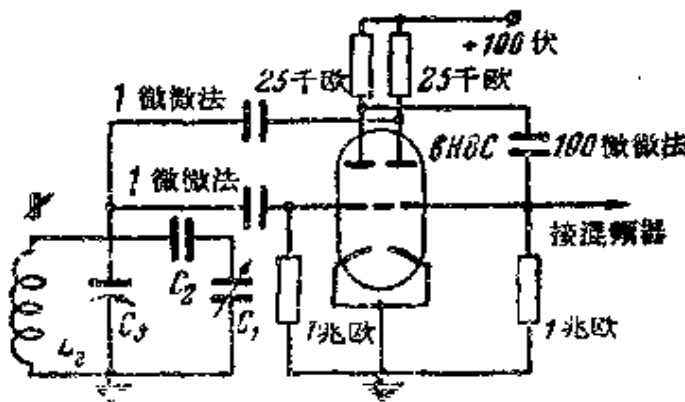


圖 6-7 用双三極管产生負电阻的本机振荡器电路的变形。

±2—5%的範圍內变化。

負跨导本机振荡器的这种特性可以用来进行自动频率微調，其方法是把来自鑑頻器的电压加到电子管的第一栅極上。

一切負电阻本机振荡器电路都能产生稳定度高的振荡频率，振幅稳定的电压和少量的諧波。

在所有的本机振荡器电路中都应当使用品質因数尽可能高的回路，以使频率具有很高的稳定度。为了减小本机振荡器回路中的耗損必須使用陶瓷电容器，帶陶瓷定片支柱的可变同軸电容器和陶瓷管座。

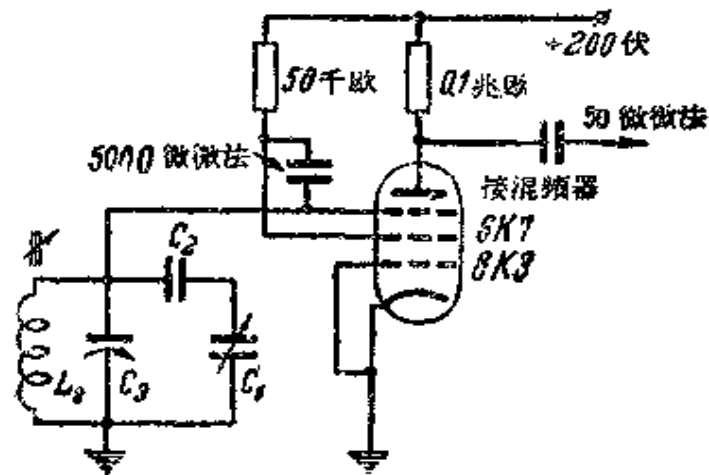


圖 6-8 高频五極管負跨导本机振荡器的电路

負电阻本机振蕩器电路可以在高频上工作，但只要用一个無抽头的綫圈，从而，簡化了綫圈的結構和分波段的轉換裝置，因为回授电路不需要轉換。

本机振蕩器的自振状态可以用無綫电發信設備教程中所講明的自激振蕩器的計算方法来計算。

本机振蕩器中所用的小功率电子管的特性曲綫是不够理想的，所以自振状态的計算还須用試驗的方法来校正。

本机振蕩器电子管柵路的时间常数 $\tau_c = C_c R_c$ 应当小于本机振蕩器回路的时间常数

$$\tau_c = \frac{2L_2}{r} = \frac{2}{\omega_{\nu, \max} c d} = \frac{1}{\pi f_{\nu, \max} c d},$$

$$C_c R_c < \frac{1}{\pi f_{\nu, \max} c d}, \quad (6-4)$$

式中 $f_{\nu, \max}$ ——本机振蕩器的最大頻率。

电阻 R_c 使本机振蕩器回路旁路，所以希望这个电阻的数值尽可能的大。

电容器 C_c 的电容量为电子管輸入电容 $C_{c, \kappa}$ 的 5—10 倍。

于是根据公式(6-4)得到，

$$R_c < \frac{10^3}{(5-10)C_{c, \kappa} \pi f_{\nu, \max} c d}, \quad (6-5)$$

式中： R_c ——千欧； $C_{c, \kappa}$ ——微微法； $f_{\nu, \max}$ ——兆赫。

根据回路的統調条件来計算本机振蕩器的回路元件。

6-7. 回路統調的計算

在現代的接收机中用附加电容器来統調回路。用这种統調回路的方法时，可以使用这样的可变同軸电容器，它在輸入裝置，高频放大器和本机振蕩器中的各連的电容量是一样的。在

本机振荡器回路中接入附加电容器，以便获得一个等于本机振荡器的频率和输入装置及高频放大器的谐振频率之差的固定中频。

适当选择本机振荡器回路的电感和附加电容器的电容量，只能够在每一分波段的三个频率上得到准确的回路统调。在分波段的其它频率上回路的统调就被破坏了，此时本机振荡器的频率和射频系统的谐振频率之差也不等于中频了。

接收机是根据检波器输入端的最大信号电压进行调谐的。

射频系统比中频系统的谐振曲线更宽。所以检波器输入端的最大电压将与中频系统的准确调谐相对应。在这种情况下射

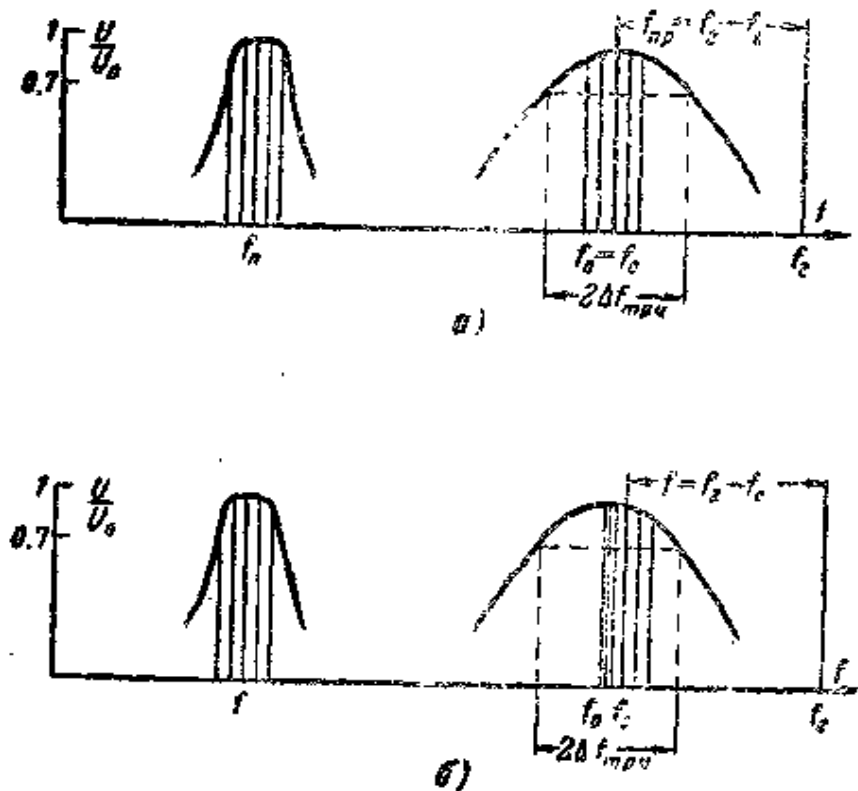


圖 6-9 射頻系統和中頻系統的調諧圖

a——对統調點的調諧圖；b——对分波段任意點的調諧圖

頻系統在與三個統調頻率不相等的頻率上將會產生某些失諧。

因而回路統調的最大誤差值由射頻系統的通頻帶來決定。

射頻系統和中頻系統對統調頻率和分波段其他頻率的調諧圖如圖 6-9 所示。

統調的允許誤差如下：

$$\Delta f = (f_c + f_{np}) - f_i \leq \frac{1}{4} 2\Delta f_{npч} \quad (6-6)$$

輸入裝置、高頻放大器和本機振蕩器等回路的電路如圖 6-10, a 所示。本機振蕩器回路的微調電容器通常和回路的電感并聯。

計算的原始數據是：

- 1) 分波段的邊端頻率 $f_{пд.мин}$ —— $f_{пд.макс}$ ，兆赫；
- 2) 中頻 f_{np} ，兆赫；
- 3) 射頻系統回路的電感 L ，微亨。

計算順序如下①。

求出準確統調的頻率：

$$\left. \begin{aligned} f_1 &= \frac{f_{пд.макс} + f_{пд.мин}}{2}, \\ f_2 &= f_1 - \frac{\sqrt{3}}{4} (f_{пд.макс} - f_{пд.мин}), \\ f_3 &= f_1 + \frac{\sqrt{3}}{4} (f_{пд.макс} - f_{пд.мин}). \end{aligned} \right\} \quad (6-7)$$

求出準確統調頻率的輔助值：

① 在本節下面所舉的全部公式中 f 都以兆赫為單位， L 以微亨為單位， c 以微微法為單位。

$$\left. \begin{aligned}
 a &= f_1 + f_2 + f_3, \\
 b^2 &= f_1 f_2 + f_2 f_3 + f_1 f_3, \\
 c^2 &= f_1 f_2 f_3, \\
 d &= a^2 - 2 f_{np}, \\
 l^2 &= \frac{b^2 d - c^2}{2 f_{np}}, \\
 m^2 &= ad + f_{np}^2 - b^2 + l^2, \\
 n^2 &= \frac{f_{np}^2 l^2 + c^2 d}{m^2}.
 \end{aligned} \right\} \quad (6-8)$$

求出本机振荡器回路的电容量 C_2 和 C_3 以及电感量,

$$C_2 = \frac{25330}{L n^2}, \quad (6-9)$$

$$C_3 = \frac{25330}{L(l^2 - n^2)} - (C_0 + C_M), \quad (6-10)$$

$$L_2 = L \frac{l^2}{m^2} \frac{C_2}{C_2 + (C_S + C_0 + C_M)}. \quad (6-11)$$

电容器 C_3 是半可变电容器, 以便能补偿所取 佈线电容和 线圈的固有电容的误差, 以及补偿电容器 C_2 的电容量的参差。电容器 C_3 的电容量的平均值应当等于从公式 (6-10) 中所求出的数值。

如果给出分波段的几个频率值, 便可按下式求出统调的曲线:

$$\Delta f = f_1 - (f_{n0} + f_{np}) = m \sqrt{\frac{f_{n0}^2 + n^2}{f_{n0}^2 + l^2}} - (f_{n0} + f_{np}). \quad (6-12)$$

三点统调曲线如图 6-10, 6 所示。统调的最大绝对误差 $|\Delta_1 f|$, $|\Delta_2 f|$, $|\Delta_3 f|$ 和 $|\Delta_4 f|$ 是可能存在的, 并且彼此不相等。

如果用准确统调频率 f_1 , f_2 和 f_3 来代替 f_{n0} , 那么公式

(6-12)可以做檢査用；在這種情況下 $\Delta f = 0$ 。

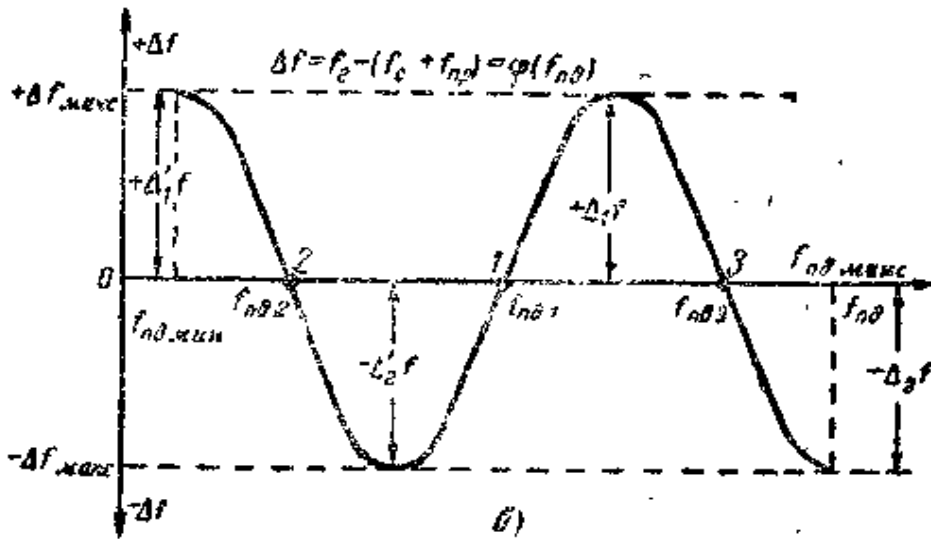
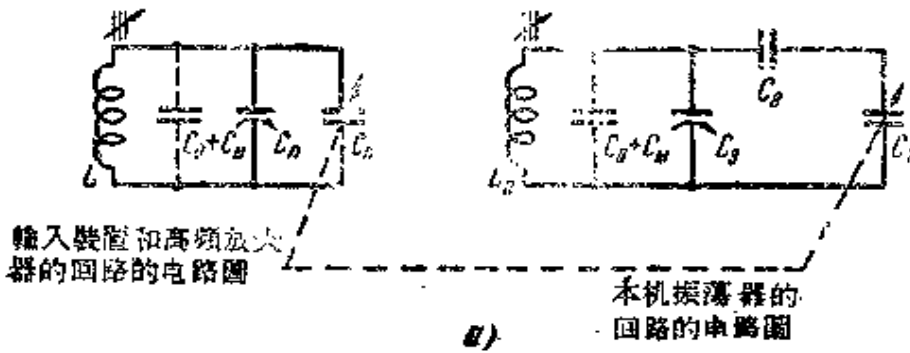


圖 6-10 a——輸入裝置，高頻放大器和本机振蕩器的電路；
b——三點統調曲線。

在計算統調時應當注意，必須計算到有效數字不得小於 5 位，否則，便得不到所要求的統調。

統調的允許誤差可用公式(6-6)來求。

電平為 0.7 的射頻系統的通頻帶用下列公式來求：

對單回路輸入裝置的射頻系統來說

$$2\Delta f_{mpu} = d_a f_{nd, max} V^{\sqrt{2+1}} \sqrt{2-1} \quad (6-13)$$

式中 n ——高频放大器的级数。

对双回路输入装置的射频系统来说，在第一次近似计算中，可以认为通频带由双回路输入装置来确定：

$$2\Delta f_{mp\alpha} \approx 1.41 d_a f_{n0.к.п} \quad (6-14)$$

在 $f_{np} \ll f_{n0}$ 的情况下，可以去掉本机振荡器回路中的电容器 C_2 ，在分段波的两点上进行调整。

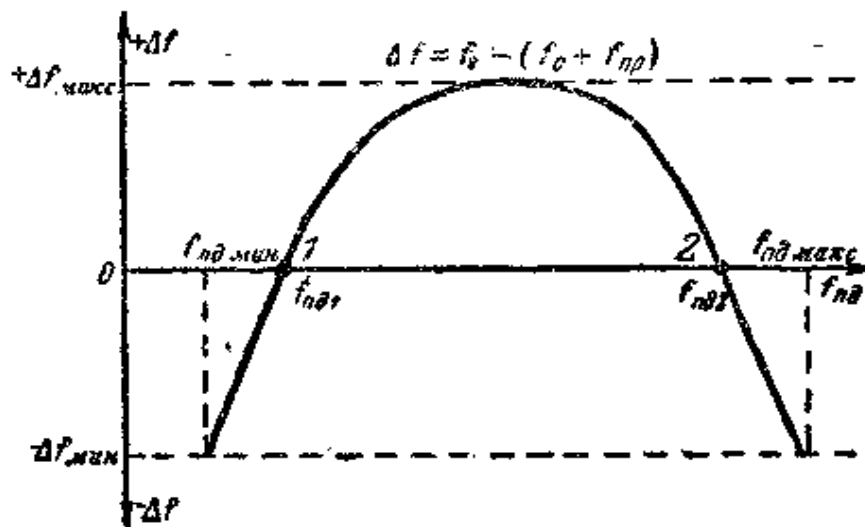


圖 6-11 兩點統調曲線

計算順序如下。

求出准确統調頻率：

$$\left. \begin{aligned} f_1 &= f_{n0.мин} + \frac{f_{n0.макс} - f_{n0.мин}}{4}, \\ f_2 &= f_{n0.макс} - \frac{f_{n0.макс} - f_{n0.мин}}{4}. \end{aligned} \right\} \quad (6-15)$$

求出輔助系数。

$$\alpha = \left(\frac{f_1 + f_{np}}{f_2 + f_{np}} \right)^2 \quad (6-16)$$

求出微調电容器的平均电容量和本机振荡器回路的电感量：

$$C_3 = \frac{25330}{L(1-\alpha)} \left(\frac{\alpha}{f_1^2} - \frac{1}{f_2^2} \right) - (C_0 + C_M); \quad (6-17)$$

$$L_0 = \frac{25330}{(f_1 + f_{np})^2 \left(C_3 + C_0 + C_M + \frac{25330}{f_1^2 L} \right)}. \quad (6-18)$$

如果給出分波段的几个頻率值，便可按下式計算出統調曲綫。

$$\Delta f = \frac{159}{\sqrt{L_0 \left(C_3 + C_0 + C_M + \frac{25330}{f_{n0}^2 L} \right)}} - (f_{n0} + f_{np}). \quad (6-19)$$

兩点統調曲綫如圖 6-11 所示。統調的允許誤差可由公式 (6-6) 來確定。

6-8. 擴展調諧的計算

在廣播接收機中為了便于在短波波段上進行調諧，使用了擴展調諧系統或半擴展的調諧系統，這種調諧是用各分波段共用的可變同軸電容器來進行的。

對短波的無線電廣播電台來說，其頻帶寬度為 200—300 千赫。

表 6-1 中列舉了無線電廣播電台的波段。

這種調諧把波段的一個短波部分“擴展”到整個的度盤上。半擴展調諧是把二至三個短波段“擴展”到整個的度盤上。在半擴展調諧時，短波分波段的數目減少，但是調諧密度增大（度盤的一度為 1 千赫）。

擴展調諧和半擴展調諧是用下列方法實現的：用給回路串聯和并聯電容器的方法來減小射頻系統各回路和本機振盪器回路的頻率之重疊係數。

擴展調諧的射頻系統回路和本機振盪器回路的電路如圖

6-12 所示。射頻系統回路和本機振盪器回路的电路是一样的。为了获得統調，必須使射頻系統的回路和本機振盪器回路所复蓋的頻帶相同，而其頻率偏移为一个中頻，即 $f_s = f_c + f_{np}$ 。

表 6-1

波 段		波段的边端频率, 兆赫	波段的頻帶寬度 $\Delta f_{\text{пов}}$, 千赫
長	波	0.15—0.415	265
中	波	0.52—1.6	1080
短 波	49米	6.0—6.2	200
	41米	7.0—7.3	300
	31米	9.5—9.7	200
	25米	11.7—11.9	200
	19米	15.1—15.4	300
	16米	17.7—18.0	300
	13米	21.5—21.7	200
11米	25.5—26.6	1000	
超	短 波	66—72	6000

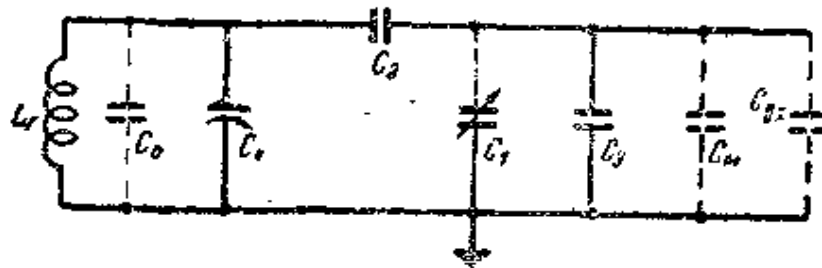


圖 6-12 扩展調諧的射頻系統回路和本機振盪器回路的电路

因此，在射頻系統回路中使用了和本機振盪器回路中相同的电容量，但射頻系統回路的电感量应当大于本机振盪器回路的电感量。在这种情况下就可以在一点上得到統調。由于波段系数很小以及分波段的頻率为中頻的若干倍，所以統調誤差就很小了。

計算的原始数据是:

1. 扩展分波段的端頻率

$$f_{нд.мин} - f_{нд.макс}, \text{ 兆赫};$$

2. 可变电容器的电容量

$$C_{к.макс}, \text{ 微微法。}$$

計算順序如下。

我們給定微調电容器的平均电容量 $C_4 = 7-15$ 微微法, 并求出电容量

$$C_{24} = C_4 + C_0, \quad (6-20)$$

式中 C_0 —— 本机振蕩器綫圈的固有电容。

我們給定并联电容器的电容量 $C_3 = \left(\frac{1}{4} - \frac{1}{5}\right) C_{к.макс}$ 并求出电容量

$$C_{23} = C_3 + C_4 + C_{02}. \quad (6-21)$$

我們給定回路的最小电容量 $C_{мин} = 60-120$ 微微法。我們便可求出本机振蕩器的扩展分波段系数

$$K_{нд.2} = \frac{f_{нд.макс} + f_{пр}}{f_{нд.мин} + f_{пр}}. \quad (6-22)$$

串联电容器的电容量等于

$$C_2 = \frac{C_{1макс} + C_{03}}{K_{нд.2}^2 C_{мин} + C_{01}} - 1. \quad (6-23)$$

本机振蕩器回路的电感

$$L_2 = \frac{25330}{C_{мин} (f_{нд.макс} + f_{пр})^2}. \quad (6-24)$$

射頻系統回路的电感

$$L_1 = \frac{25330}{C_{м.н} f_{нд.н.с.}^2}. \quad (6-25)$$

如果几个扩展分波段具有相同的分波段系数，那么 C_2 , C_3 和 C_4 的电容量对所有的扩展分波段来说都是一样的。而变换的只是本机振荡器的线圈。

如果几个扩展分波段具有不同的分波段系数，那么对每个分波段来说，都必须计算本机振荡器回路的电容，以及本机振荡器回路的和射频系统回路的电感。

扩展调谐要求本机振荡器频率具有很高的稳定度，因为当用接收机的度盘调谐电台时，本机振荡器频率的很小漂移都会引起显著的调谐误差。因此为了提高频率的稳定度，应当使用频率稳定度高的本机振荡器，以及在回路中使用陶瓷电容器。

6-9. 在分波段任何点上的扩展调谐的计算

在短波上射频系统的通频带是相当宽的。只要稍微改变本机振荡器的频率，就可以在频带宽为 200—300 千赫的范围内调谐接收机，而不用重调射频系统的回路。

本机振荡器频率变化不大时，可用改变本机振荡器回路电感的办法来完成，而改变本机振荡器回路的电感是用移动附加线圈（它与本机振荡器的线圈并联）里的铁心来实现的。

在接收机的度盘上，除了标上接收机的分波段以外，还有一个用调谐指示器的刻度表示的附加度盘，而调谐指示器与移动线圈（它与本机振荡器的线圈并联）铁心的旋钮是连在一起的。

当接收机在分波段的任何部分上调谐时，可以用移动附加线圈铁心的办法，把这一部分“扩展”到整个补充的度盘上。这种扩展调谐的方法能使一个短波波段在任意点进行扩展调谐。

在分波段任意点进行扩展调谐的本机振荡器电路如图

6-13 所示。

計算的原始数据是：

1. 分波段的边端頻率 $f_{\text{н.д.мин}}$ — $f_{\text{н.д.макс}}$ ，兆赫；
2. 頻帶寬度 $\Delta f_{\text{н.д.ч}}$ ，千赫。

計算順序如下。

我們首先計算短波波段的回路統調 (§ 6-7)，根據計算結果求出本机振盪器綫圈的电感 L_1 。然后我們給定附加綫圈的最小电感

$$L_{\text{д.мин}} = (4-6) L_1 \quad (6-26)$$

我們求出比值

$$\alpha = \frac{\Delta f_{\text{н.д.ч}}}{f_{\text{н.д.мин}}} \quad (6-27)$$

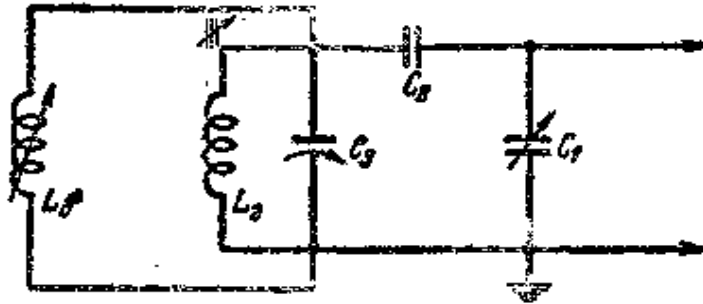


圖 6-13 在分波段任意点上扩展調諧的本机振盪器

我們求出本机振盪器回路的最小等效电感

$$L_{\text{д.мин}} = \frac{L_{\text{д.мин}} L_1}{L_{\text{д.мин}} + L_1} \quad (6-28)$$

附加电感的最大电感量等于

$$L_{\text{д.макс}} = \frac{L_{\text{д.мин}}(1+2\alpha)L_1}{L_1 - L_{\text{д.мин}}(1+2\alpha)} \quad (6-29)$$

当进行附加綫圈結構的計算时，必須这样选择綫圈架的直徑和鉄心的类型，使当鉄心抽出时，綫圈的电感等于 $L_{\text{д.мин}}$ ；当鉄心放进时，綫圈的电感等于 $L_{\text{д.макс}}$ 。

在分波段內本机振盪器回路电感的相对变化仍是不改变的，所以扩展調諧段將随着分波段频率的提高成正比地加寬。

如果在分波段的最高频率上进行計算，即取比值为 $\frac{\Delta f_{\text{в.д.ч.}}}{f_{\text{пд.макс}}}$ ，那么扩展調諧段將随着分波段频率的减小而变窄，而在分波段起始处將变得比要求的更小。

如果將小电容可变电容器与本机振盪器的可变电容器并联，那么在分波段的任意一点上都可以进行扩展。在这种情况下扩展調諧段將随频率的提高而迅速地加寬。

这就是这种方法
的缺点，所以在分波
段的任意点上进行扩
展調諧都不采用改变
本机振盪器回路电容
的方法。

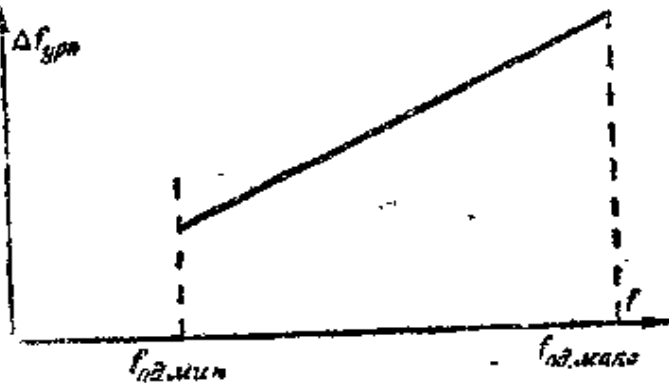


圖 6-14 分波段中扩展調諧段宽度的关系

扩展調諧段宽度的
变化在分波段上
等于

$$\Delta f_{\text{вп.н}} = \frac{L_{\text{д.макс}} - L_{\text{д.мин}}}{2L_{\text{д.мин}}} f_{\text{пд}}, \quad (6-30)$$

式中 $L_{\text{д.макс}} = \frac{L_{\text{д.макс}}L_2}{L_{\text{д.макс}} + L_2}$

圖 6-14 表示分波段中的扩展調諧段宽度的关系。

6-10. 产生交扰嘯声的频率的确定

当本机振盪器的諧波和信号組合后产生接近于中頻的組合频率时，便会出现交扰嘯声。这时組合频率与中頻产生差拍，經過檢波以后便分离出音频的差頻。

在接收机的調諧頻率上也可能出現交扰嘯声

$$f_c = \frac{p \pm 1}{q - p} f_{np}, \quad (6-31)$$

式中 p 和 q ——与本机振盪器頻率和信号頻率的諧波次数相当的任意正整数。

如果在頻率 f_c 上沒有电台工作，那么也將沒有交扰嘯声。

当不大于五次的信号和本机振盪器的諧波組合时，在每个分波段上都要計算交扰嘯声。

6-11. 中頻系統的增益系数、諧振曲綫和对相

諧波道的選擇性的計算

中頻系統的增益系数等于

$$K_{mn\mu} = K_{on\mu} K_{0gn\mu}^n. \quad (6-32)$$

中頻系統的增益系数应当等于或稍大于初步計算出来的增益系数。

当濾波器回路之間具有最佳耦合时，中頻系統的諧振曲綫等于

$$A = \frac{1}{\left(\sqrt{1 + \frac{\alpha^4}{4}} \right)^{n+1}}, \quad (6-33)$$

式中 n ——中頻放大器的級数。

如果中頻系統的通頻帶是可变的，則需要計算它的寬通頻帶的諧振曲綫：

$$A = \left(\frac{2\beta}{\sqrt{(1 - \alpha^2 + \beta^2)^2 + 4\alpha^2}} \right)^n \cdot \frac{1}{\left(\sqrt{1 + \frac{\alpha^4}{4}} \right)^p}, \quad (6-34)$$

式中 p ——具有固定通頻帶的中頻系統的級数；

m ——用增加濾波器回路間耦合 ($\beta > 1$) 來加寬通頻帶的中頻系統的級數。

中頻系統 (包括變頻級的集中選擇濾波器和中頻放大級的具有臨界耦合的雙回路濾波器在內) 的諧振曲線等于

$$A = A_{c.u} \frac{1}{\left(\sqrt{1 + \frac{\alpha^4}{4}} \right)^n}, \quad (6-35)$$

式中 $A_{c.u}$ ——集中選擇濾波器的諧振曲線, 它的計算見 § 5-9。

根據已得的數據, 可以畫出中頻系統的諧振曲線。

中頻系統對相鄰波道的選擇性在窄通頻帶時 (在具有可變通頻帶的中頻系統時) 可由下式求出:

$$S_{c.u.e.d} = \left(\sqrt{1 + \frac{\alpha_c^4}{4}} \right)^{n+1}, \quad (6-36)$$

式中 $\alpha_c = \frac{2\Delta f_c}{d_s f_{np}}$;

Δf_c ——對相鄰波道的失諧。

具有集中選擇濾波器的中頻系統對相鄰波道的選擇性可由用公式 (6-35) 計算出來的諧振曲線來決定。

中頻系統的矩形系數可以根據它的諧振曲線計算出來:

$$K_{n0.1} = \frac{2\Delta f_{0.1}}{2\Delta f_{0.7}}; \quad (6-37)$$

$$K_{n0.01} = \frac{2\Delta f_{0.01}}{2\Delta f_{0.7}}. \quad (6-38)$$

第七章 二極管檢波器的計算

7-1. 概 述

在無線電接收機中都使用二極管檢波器，因为它有下列优点：

1. 檢波时几乎沒有失真；
2. 在强信号时不怕过荷，而且工作很好。

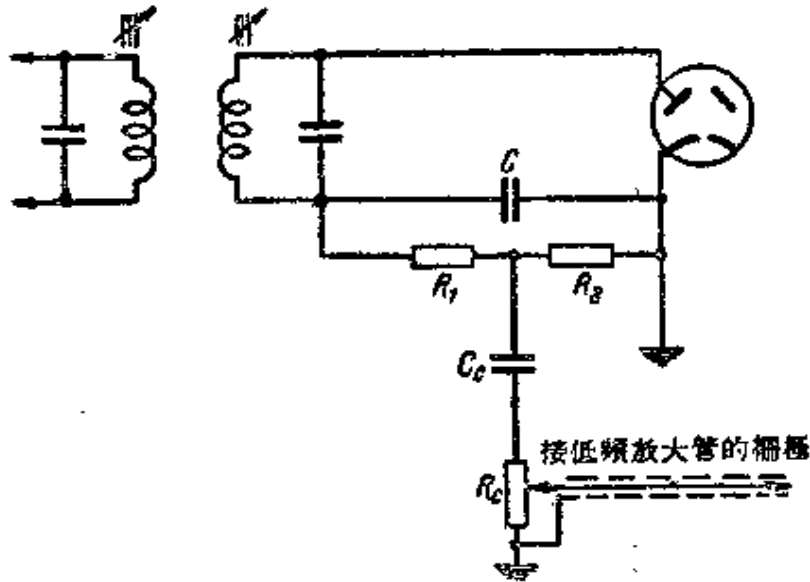


圖 7-1 双二極管的串聯檢波器的电路

二極管信号檢波器是按串聯电路連接的，而自动增益調整的檢波器是按并聯电路連接的。半导体二極管可以代替电子管二極管。

双二極管的串聯檢波器电路如圖 7-1 所示。左边的二極管用作信号檢波，而右边的二極管用作自动增益調整的整流器。經常使用复合管，如双二極五極管或双二極三極管（圖 7-2）。

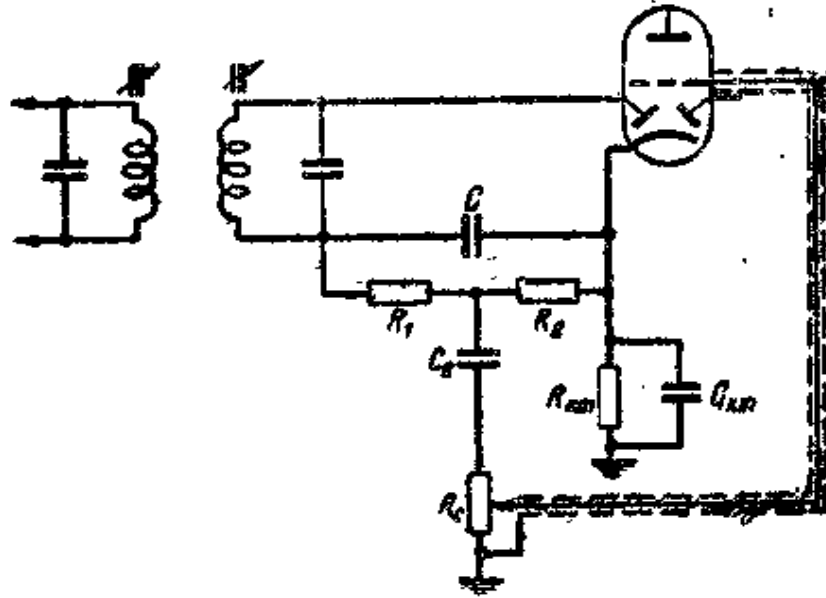


圖 7-2 雙二極三極管的串聯檢波器的電路

在檢波器的輸出端接有接收機輸出功率的人工調整器，它能使輸出功率從零均勻地變到最大。

對二極管檢波器有下列要求：

1. 電壓傳輸係數盡可能大；
2. 輸入阻抗盡可能大；
3. 幅——頻失真最小；
4. 非線性失真最小。

為了減小檢波器對回路的旁路作用，檢波器要接到回路的一部份上。

7-2. 二極管檢波器的計算

計算的原始數據是：

1. 低音頻和高音頻

F_{H} 和 F_{G} ，赫；

2. 中頻 f_{M} ，千赫；

3. 最大的調制度 m_{maxc} (通常 $m_{maxc} = 0.8 - 0.9$)。

計算順序如下。

給定檢波器的負載電阻

$$R_{\mu} = R_1 + R_2 = (0.2 - 0.8) \text{兆歐。} \quad (7-1)$$

求出變換係數，在此係數下回路衰減由於檢波器輸入阻抗的緣故增加一個數值 $d_{\theta\mu} = (0.15 - 0.25) d_{\pi}$;

$$m = \frac{U_1 + M}{L} = 10^3 \sqrt{\frac{(0.15 - 0.25) d_{\pi} \cdot E_{\mu}}{4\pi f_{np} L}}; \quad (7-2)$$

式中 R_{μ} ——兆歐； f_{np} ——兆赫； L ——微亨。

如果 $m \geq 1$ ，那麼可以把檢波器接到整個回路上。

應當指出，變換係數隨着檢波器負載電阻的增大而增大。

我們求出檢波器的負載電阻 R_1 和 R_2

$$\left. \begin{aligned} R_1 &= (0.15 - 0.8) R_{\mu}, \\ R_2 &= (0.85 - 0.2) R_{\mu}. \end{aligned} \right\} \quad (7-3)$$

隨着電阻 R_2 的增大和電阻 R_1 的減小，檢波器的傳輸係數增大，中頻電壓的濾波係數減小，電阻 R_c 對電阻 R_2 的旁路作用增加，因此非線性失真則由於直流和音頻交流的負載電阻之間的差別而增大。

所以在高質量的廣播接收機中，為了減少檢波器的非線性失真，常取 $R_1 > R_2$ ，此時檢波器的傳輸係數降低。要這樣地選擇放大管柵極的漏洩電阻，以使檢波器在負載被旁路的條件下沒有非線性失真：

$$R_c = \frac{R_2^2}{(1 - m_{maxc})(R_1 + R_2)}. \quad (7-4)$$

電阻 R_c 的値應不大於 2 兆歐，因為當 R_c 大於 2 兆歐時，放大管可能閉鎖。

當從電阻 R_2 上還有已整流電壓加到陰極射綫調諧指示器

上时，这个音频电阻要被放大管的漏洩电阻 R_c 和陰極射綫調諧指示器的濾波器电阻 $R_{c\phi}$ 旁路（圖 7-3）。

根据这种情况我們給定放大管的漏洩电阻約为 1—2 兆欧，并求出陰極射綫調諧指示器的濾波器的电阻值：

$$R_{c\phi} = \frac{R_c}{R_c(1 - m_{\text{max}}) \frac{(R_1 + R_2)}{R_2} - 1} \quad (7-5)$$

陰極射綫調諧指示器濾波器的电阻值应不大于 3—5 兆欧。

如果計算时，电阻值为負，那就是說需要增大放大管的漏洩电阻或减小电阻 R_2 。

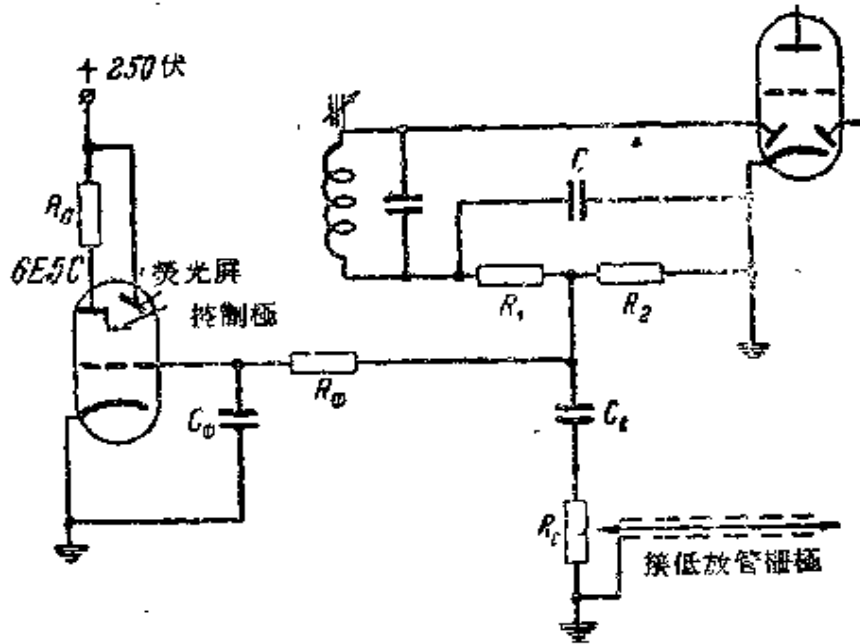


圖 7-3 陰極射綫調諧指示器的连接圖

以沒有非綫性失真为条件求出檢波器負載的电容值

$$C_1 \leq \frac{\sqrt{1 - m^2_{\text{max}}}}{2\pi f_{\text{max}} R_{\text{max}} m_{\text{max}}} \quad (7-6)$$

并以具有最大的电压傳輸系数为条件求出

$$C_2 \geq 10 C_{\text{анодн}}. \quad (7-7)$$

必須这样地選擇檢波器負載的電容量，使其滿足 (6-7) 和 (7-7) 的兩個條件

$$\begin{aligned} C < C_1; \\ C > C_2. \end{aligned}$$

我們得到截止角，

$$\theta = \sqrt{\frac{3\pi}{R_{\text{н}} S}}. \quad (7-8)$$

式中 S ——二極管特性曲線的互導。

調制中心頻率的電壓傳輸係數等於

$$K_{\theta} = \cos \theta \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \quad (7-9)$$

隔流電容器的電容量等於

$$C_c \geq \frac{1.6}{F_{\text{мин}} R_c}. \quad (7-10)$$

最大的音頻電壓

$$U_{m\Omega} = K_{\theta}^{\text{ан}} U_{m\Omega. \text{вх}}. \quad (7-11)$$

中頻電壓的濾波係數（電阻上的中頻電壓與檢波器輸入端的中頻電壓之比）在功率調整器的游標位於上邊的位置時等於

$$K_{\phi} \approx 2\pi f_{\text{нр}} R_1 C \frac{C_2}{C_{\text{анодн}}}, \quad (7-12)$$

式中 $C_2 = C_{2.н} + C_{2.к} + C_{2.с}(1 + K_{\text{гн}})$;

$C_{2.н}$ ——連接電子管柵極與功率調整器的隔離導線的電容；通常

$C_{2.н} = 20 - 50$ 微微法，而 $K_{\text{гн}} = 10 - 80$ 。

濾波係數應當不小於 50。為了增加濾波係數，應給電阻 R_2 並聯一個 15 - 25 微微法的電容器。

低音頻的頻率失真系数

$$M_{\kappa} = \frac{K_0}{K_{\kappa}} = \sqrt{1 + \frac{1}{(2\pi F_{\kappa} C_c R_c)^2}} \quad (7-13)$$

高音頻的頻率失真系数等于

$$M_{\omega} = \frac{K_0}{K_{\omega}} = \sqrt{1 + \left(\frac{2\pi F_{\omega} C_{\theta} R_2}{1 + \frac{R_2}{R_1}} \right)^2} \sqrt{1 + \left(\frac{2\pi F_{\omega} C R_{i\theta}}{1 + \frac{R_{i\theta}}{R_{\kappa}}} \right)^2} \quad (7-14)$$

式中 $R_{i\theta} = \frac{\pi}{S\theta}$ 。

根据这些頻率失真系数便可繪出檢波器的幅-頻特性曲綫。

7-3. 半导体檢波器

最近，在無線电接收机中已开始使用半导二極管来进行檢波。半导体二極管与电子管二極管相比有下列优点：

1. 不需要灯絲电源；
2. 尺寸小；
3. 極間电容小 (0.5—1 微微法)；
4. 特性曲綫的斜率大；
5. 机械强度好。

半导体檢波器的缺点是：

1. 参数的特性数据不一致；
2. 参数随溫度变化；
3. 反向电阻低并且不稳定。

半导体二極管的檢波过程与电子管二極管的檢波过程的区别在于前者有反向电流，因而有反向內阻 R_{iobp} 。反向电流虽然很小，但在檢波器輸入电压周期的大部份時間內都有反向电

流通过，并在负载电阻上产生一个电压，其极性与正向电流所产生的电压相反，从而增大了截止角，减小了已整流电压和检波器的输入电阻。

锗二极管的输入电阻等于

$$R_{\text{вх}} = \frac{R_{\text{доб}} R_{\text{н}}}{2R_{\text{доб}} + 3R_{\text{н}}} \quad (7-15)$$

半导体检波器的输入电阻比电子管检波器的小。

输入电压小时（小于 80 毫伏），由于反向电流的原因，可能产生较大的非线性失真。所以为消除非线性失真，应当把不小于 0.2 伏的电压加到检波器的输入端上。

应当根据最小反向内阻的最大值来选择振幅检波器、自动增益调整整流器和频率检波器的锗二极管。

检波器的输入电阻应当是这样的，即它不会使回路品质因数显著降低。

在回路谐振阻抗大，而检波器输入电阻小的情况下，应当把检波器接到回路的一部份上，以减小旁路作用。

如果回路的谐振阻抗不大，那么可以使用输入电阻小，也就是反向内阻小的检波器。

半导体二极管 ДГ-113，ДГ-115 和 ДГ-117 的最小反向内阻大约为 300—500 千欧。二极管 ДГ-118 的最小反向内阻约为 60—250 千欧。

7-4. 陰極射綫調諧指示器工作状态的計算

無線电接收机的自动增益调整防碍准确地調諧电台。这是因为当接收机对电台的調諧不准确时，由接收机回路失諧所引起增益的减小被自动增益调整作用来补偿了。所以接收机的不准确調諧不会使信号的音量降低，而只会由于已調制信号的一

个边頻被抑制使信号产生非綫性失真。

为了使接收机能对电台准确地調諧采用了光調諧指示器，它能在断开低頻放大器（輸出功率調整器的游标放在下边的位置上，圖7-3）时，找到工作电台，从而消除了寻找电台时大量出現的各种干扰的影响，因为在沒有信号时，自动增益調整不工作，并且接收机的增益最大。

陰極射綫調諧指示器 $6E5C$ 可以作为光調諧指示器来使用。在标准状态下这种指示器的板压和板阻为，

$$E_a = 250 \text{ 伏 和 } R_a = 1 \text{ 兆欧。}$$

在指示器的栅極上須加上大小与給定的接收机灵敏度相适应的已整流电压，以使得陰暗扇面角等于 $15-30^\circ$ 。

当接收机輸入端的信号迅速增大时，指示器就可能产生溢越现象。自动增益調整的作用越差，这种现象也越明显。

陰暗扇面（用度計量）与电子管 $6E5C$ 的栅極电压的关系如圖7-4所示。

与接收机灵敏度相应的电子管的栅压应当等于 -3 到 -5 伏。

指示器栅路滤波器用来分离电压的直流分量，这一分量与載頻电平成正比，而与調制度無关。

按下列各件选择滤波器的电容量

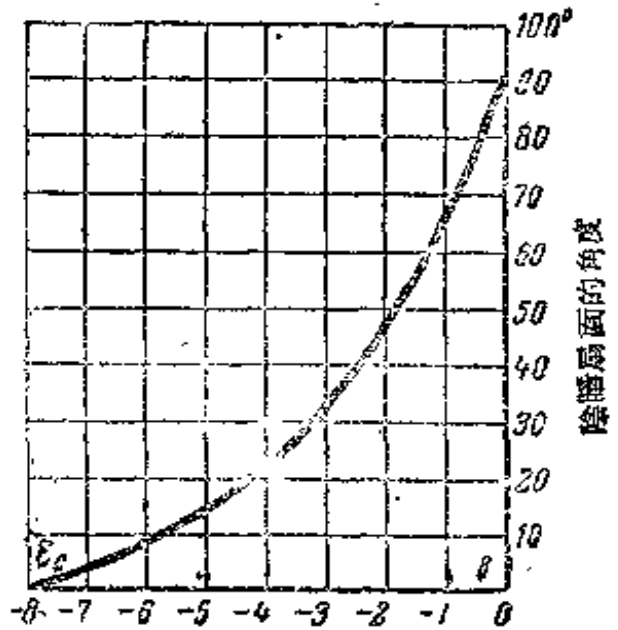


圖 7-4 陰暗扇面（用度計量）与电子管 $6E5C$ 的栅極电压的关系

$$C_{\phi} = \frac{0.05 - 0.1}{R_{\phi}}, \quad (7-16)$$

式中 C_{ϕ} ——微法； R_{ϕ} ——兆欧

7-5. 未調制电报信号的听觉接收

在接收机中有差頻振蕩器或調制器时，便可以接收未調电报信号。

在使用差頻振蕩器时，它的振蕩与信号的中頻混合产生差拍。經過檢波后得到等于信号中頻 f_{np} 和差頻振蕩器频率 $f_{m.t.}$ 之差的拍頻。

$$F_{\phi} = f_{np} - f_{m.t.}$$

只要改变差頻振蕩器的频率或者中頻（稍微变动接收机的調譜即可改变中頻），就可以改变可听见的电报信号的音調。

当同时接收几个具有相近載頻的电报时，这些电台的音頻信号將具有不同的音調，这就便于区分出所需的信号。差頻振蕩器裝成单独的一級，而它的电压加到中頻放大器的末級上。

在使用調制器时，电报信号經過調制器受到音頻調制。經過檢波器以后便可得到固定音頻的电报信号。

中頻放大器的末級被当做調制器使用时，从音頻振蕩器来的电压就加到这一級上。这一电压可以加到放大管的抑制柵上。

通常用一个电子管来作調制器和音頻振蕩器。为此使用 6H1H 型三極——七極管（七極管的極間电容 $C_{a.c.} = 0.006$ 微微法）和 6A8 型七極管（極間电容 $C_{a.c.} = 0.06$ 微微法）最合适。極間电容量小时就可以实现級的穩定放大。七極管 6A7、6A10C、6A2U 的極間电容分别为 0.13，0.13 和 0.3 微微法。这样大的極間电容不能保証級的穩定放大。

第八章 頻率檢波器的計算

8-1. 概 述

頻率檢波器把調制信號從調頻信號中分出來。頻率檢波器分成兩類：頻率——幅度檢波器和頻率——相位檢波器或者簡單地說相位檢波器。

頻率幅度檢波器把信號頻率的变化變成相應的電壓振幅的变化，這種变化是由振幅檢波器來檢波的。屬於這類檢波器的有鑑頻器和比例檢波器。

相位檢波器把信號頻率的变化變成兩個電壓間相應相移的变化，這兩個電壓從兩個柵極上控制多柵管的板流，從而決定着板流的直流分量與頻率的关系。屬於這類檢波器的有相位檢波器和同步相位檢波器。

對頻率檢波器的主要要求如下：

1. 檢波特性和曲線的直線性要能保證在最大頻移時，進行不失真的檢波；
2. 增益係數（即檢波器輸出端音頻電壓與輸入端調頻電壓之比）儘可能大；
3. 最大限度地抑制寄生調幅；
4. 檢波器的靈敏度儘可能大（能在輸入電壓小的情況下工作，而同時保證增益係數大和寄生調幅的抑制效果好）。

大多數的情況下使用鑑頻器或比例檢波器。

鑑頻器的傳輸係數小於1，並需要一個抑制寄生調幅的設備。

比例檢波器能抑制寄生調幅是因為檢波器的輸入電阻隨信

号电压振幅的变化而变化，以及能改变濾波器回路的品質因数，从而均衡了从濾波器到檢波器的信号电压的振幅。

檢波器輸入电阻能随信号电压振幅来变化是由于檢波器的負載被电容大的电容器旁路，因此負載电压很少随時間变化。負載电压决定着檢波器的起始工作点，这一工作点几乎是固定不变的。随着信号振幅的增大，截止角也將增大，这就会降低檢波器的傳輸系数和輸入电阻。因而信号电压的振幅变化会使傳輸系数和輸入电阻（使濾波器回路旁路的电阻产生相反的变化，而所有这一切都会大大地衰减輸出端上的寄生調制。

比例檢波器的优点是：

1. 灵敏度高；
2. 增益系数大；
3. 不用限幅器便能抑制寄生調制。

8-2. 頻率檢波器电路的选择

鑑頻器需要一个限幅器，为了使限幅器能有效地工作必須在其輸入端加上不小于 1—2 伏的信号电压。所以接收机的增益系数应当相当大。

比例檢波器不需要限幅器而且灵敏度高。使它正常地工作只要在中頻放大器末級的輸入端加上一个 0.05—0.1 伏的电压就行了，因此接收机的增益系数只要为使用鑑頻器时的 $\frac{1}{10}$ — $\frac{1}{20}$ 就行了。

但是应当指出，調諧比例檢波器比鑑頻器更困难。把比例檢波器調整得能强烈地抑制寄生調制也是特別困难的。

在鑑頻器和比例檢波器中可以采用半导体二極管作檢波器，以減少接收机中电子管的数目和降低电源所消耗的功率。

为了使频率检波器很好地工作，必须用参数相同的半导体二极管。

8-3. 限幅器的计算

限幅器能消除调频信号的寄生调制。它是中频放大器的一级，它的电子管是在与截止栅流和板流相应的限幅状态下工作的。为了获得很大的栅流，在电子管的板极和帘栅极上加上降低一些电压，并且当加到帘栅极上的电压比加到电子管板极上的电压大一些时，限幅效果更好。

通常当电子管的帘栅压为 20—30 伏，板压为 10—15 伏时，五极管可以在限幅级工作。

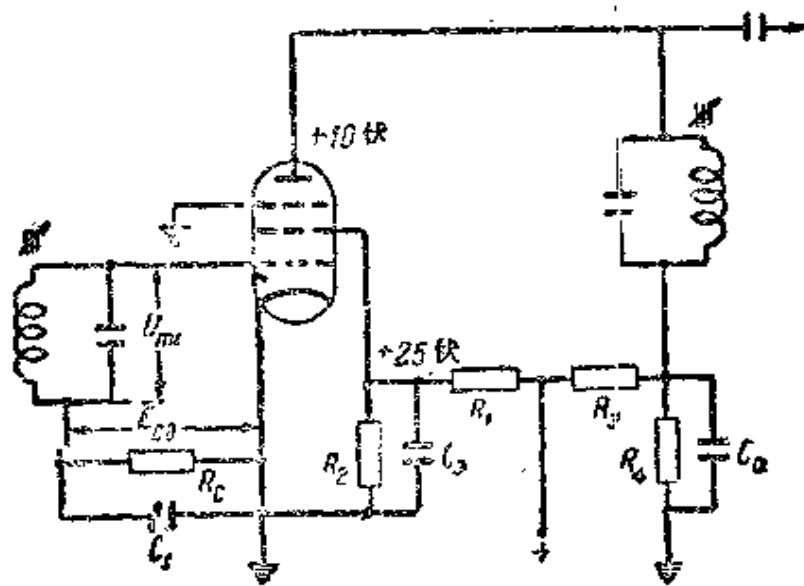


图 8-1 截止板流和栅流的限幅器电路

用截止板流和栅流的限幅器电路如图 8-1 所示。

计算程序如下。

为了有效地限幅，我们选用了钨截止电子管。最合适的电子管是 6Ж8、6Ж3、6Ж1П、6Ж2П 和 6Ж3П。在板压和帘栅压

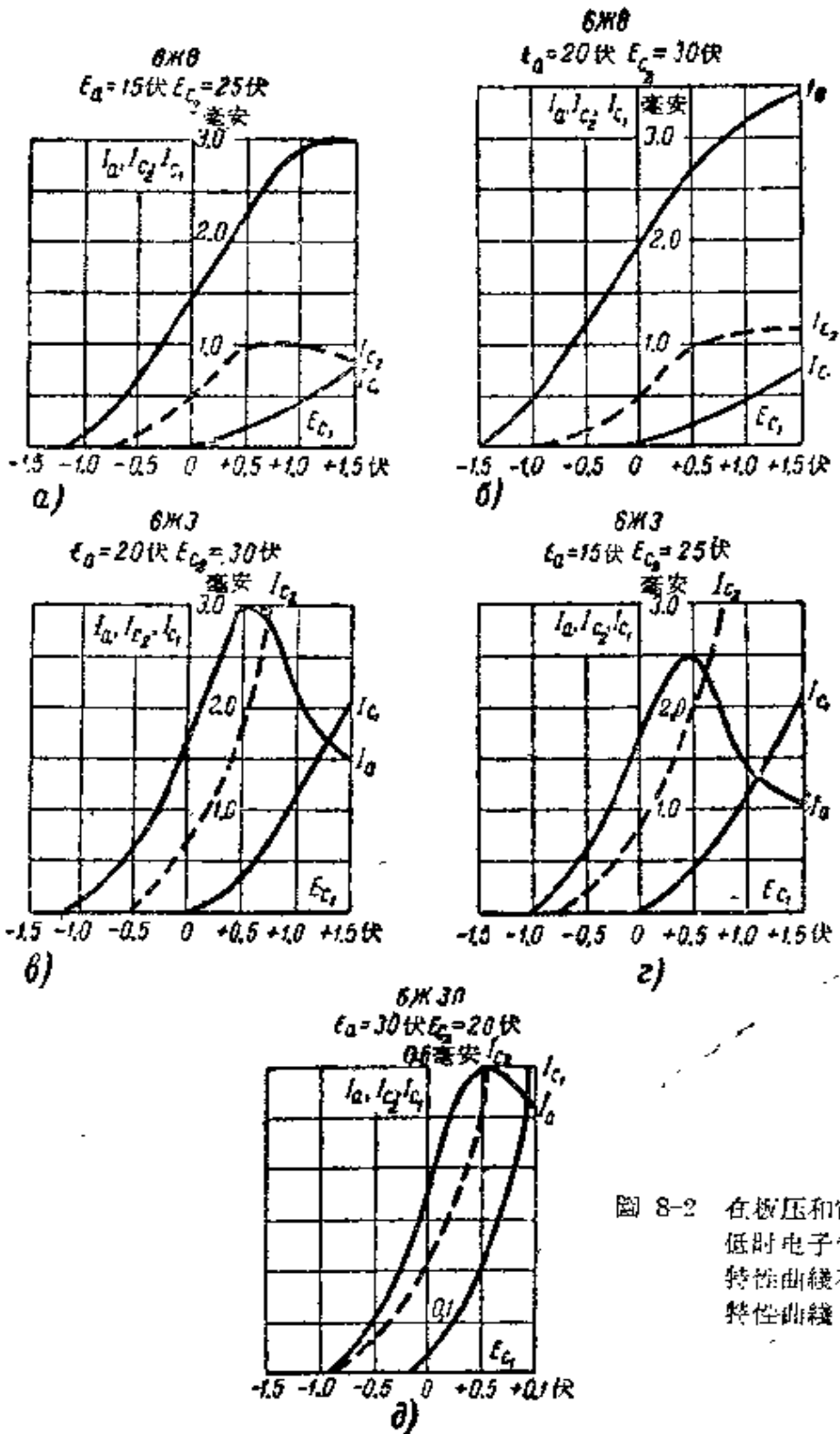


圖 8-2 在板压和帘栅压降低时电子管的板栅特性曲线和帘栅特性曲线

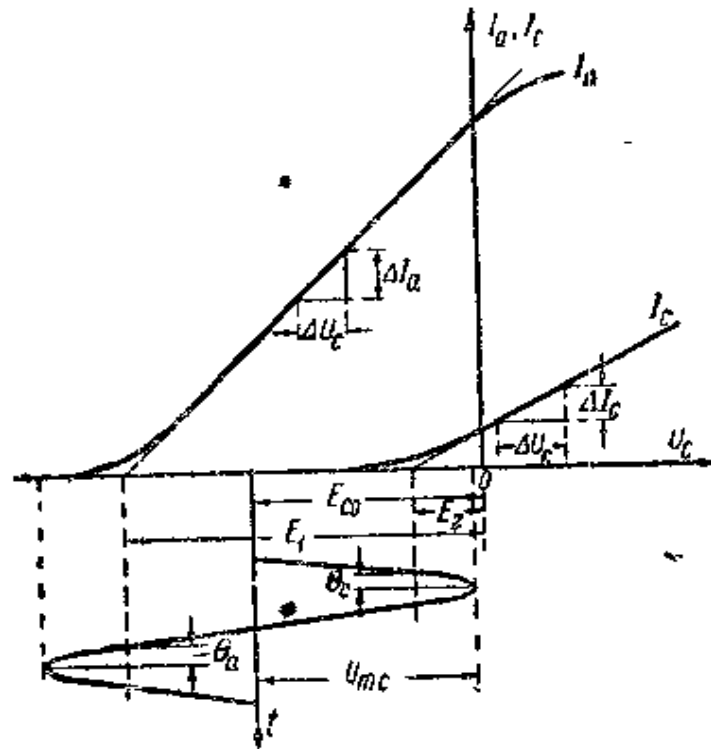


圖 8-3a 限幅器控流和板流特性曲線的理想化

降低時繪出板流和柵流的特性曲線。

在板壓和帘柵壓降低時，電子管6Ж8、6Ж3和6Ж3П的板流和柵流，以及帘柵流的特性曲線如圖8-2所示。

理想的板流和柵流特性曲線如圖8-3a所示。

電子管柵路的工作與二極管相似，而此電路的截止角只由電阻 R_c 和柵流特性曲線的互導 S_c 來

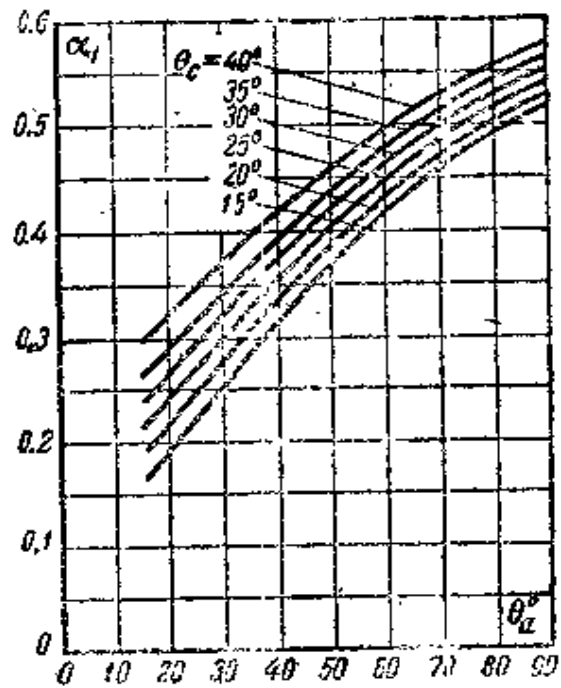


圖 8-3b 平頂脈沖的分解系數圖

決定。

根據板流和柵流的特性曲線我們得到板流和柵流的互導：

$$S = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_c} \quad (8-1)$$

$$S_c = \frac{\Delta I_c}{\Delta U_c} \quad (8-2)$$

我們在數值從 50 到 200 千歐的電阻 R_c 的幾個值上計算柵流截止角。

$$\theta_c = \sqrt{\frac{3\pi}{S_c R_c}} \quad (8-3)$$

我們求出電阻 R_c 的所選值之 $\cos \theta_c$ 。

把計算結果列入表 8-1 中。

表 8-1

R_c				
θ_c				
$\cos \theta_c$				

當振幅不同的信號加到電子管的柵極上時，我們可以求出由柵流脈沖所產生的電子管的柵偏壓 E_{c0} ：

在 E_2 為負值時

$$E_{c0} = U_{mc} \cos \theta_c + E_2, \quad (8-4a)$$

在 E_2 為正值時

$$E_{c0} = U_{mc} \cos \theta_c - E_2. \quad (8-4b)$$

計算結果列入表 8-2 中。

我們求出板流的脈沖：

$$I_{a, \text{max}} = S(U_{mc} + E_1 - E_{c0}), \quad (8-5)$$

式中 E_1 和 E_{c0} 是電壓的絕對值。

表 8-2

U_{mc} 伏	在不同数值的 R_c 和 $\cos \theta_c$ 时的 E_c				
	$R_c \cos \theta_c$	$R_c \cos \theta_c$	$R_c \cos \theta_c$	$R_c \cos \theta_c$	$R_c \cos \theta_c$
0.25					
0.5					
0.75					
1					
2					
4					
6					

从圖 8-3, a 中, 在 E_2 为負值时, 我們可求出 $\cos \theta_a$:

$$E_1 - E_{c0} = U_{mc} \cos \theta_a$$

$$E_{c0} - E_2 = U_{mc} \cos \theta_c$$

由此得到

$$E_{c0} = U_{mc} \cos \theta_c + E_2$$

把 E_{c0} 代入第 1 式并求出它对 $\cos \theta_a$ 的解, 我們得到:

$$\cos \theta_a = \frac{E_1 - E_2}{U_{mc}} - \cos \theta_c \quad (8-6a)$$

在 E_2 为正值时

$$\cos \theta_a = \frac{E_1 + E_2}{U_{mc}} - \cos \theta_c \quad (8-6b)$$

截止角 θ_a 只能小于 90° 。

从板流和柵流的特性曲綫中取 E_1 和 E_2 后, 我們求出 $\cos \theta_a$ 。

設 $\theta_a > 90^\circ$, $\theta'_a = 180 - \theta_a$, 我們得到板流一次諧波的平頂脉冲的分解系数:

$$\alpha_1 = \frac{1}{2\pi} \frac{2\theta'_a - 2\theta_c + \sin 2\theta_c - \sin 2\theta'_a}{\cos \theta_c - \cos \theta'_a} \quad (8-7)$$

一次諧波板流平頂脉冲的分解系数可以从平頂脉冲分解系数表（見無綫电發信設備教科書）或圖(8-36)中查到。板流一次諧波的振幅等于

$$I_{m1} = I_{a, \max} \alpha_1 \quad (8-8)$$

用 U_{mc} 的下列数值：0.25, 0.5, 0.75, 1, 2, 4 和 6 伏来計算 I_{m1} 。

計算每个 R_c 数值的結果列入表 8-3 中。

表 8-3

$R_c, \cos \theta_c, \theta_c$						
U_{mc} , 伏	E_{c0} , 伏	$I_{0, \max}$ $= S(U_{mc} + E_1 - E_{c0})$	$\cos \theta_c =$ $= \frac{E_1 - E_2}{U_{mc}} - \cos \theta_c$	$\theta'_a = 180 - \theta_a$	α_1	$I_{m1} =$ $I_{a, \max} \alpha_1$
0.25						
0.5						
0.75						
1						
2						
4						
6						

根据表 8-3 的数据画出 I_{m1} 和 U_{mc} 的曲綫圖(圖 8-4)来。从圖中可以选择出一个能获得最有效限幅的 R_c 来。

当輸入电压为負半週时，偏压依靠电容器 C_c 通过电阻 R_c

放电来维持。这个电路的时间常数应当等于：

$$\tau_c = C_c R_c = 15-20 \text{ 微秒。} \quad (8-9)$$

由此我們得到：

$$C_c = \frac{(15-20) \times 10^3}{R_c}, \quad (8-10)$$

式中 C_c ——微微法； R_c ——千欧。

現在我們來計算帘柵極和板極电路的分压器。帘柵电路分压器的計算方法如下。

求出帘柵——陰極間的电阻

$$R_{i3} = \frac{E_3}{I_3} \quad (8-11)$$

为了获得与帘柵流的变化（它是由偏压的变化造成的）关系不大的帘柵压，我們使分压器的下边电阻等于

$$R_2 = \frac{R_{i3}}{4-8} \quad (8-12)$$

我們求出分压器下部的等效电阻：

$$R_3 = \frac{R_{i3} R_2}{R_{i3} + R_2} \quad (8-13)$$

求出分压器的上边电阻：

$$R_1 = R_3 \left(\frac{E}{E_3} - 1 \right), \quad (8-14)$$

式中 E ——电源电压。流过分压器的总电流等于

$$I_3 = \frac{E}{R_1 + R_3} \quad (8-15)$$

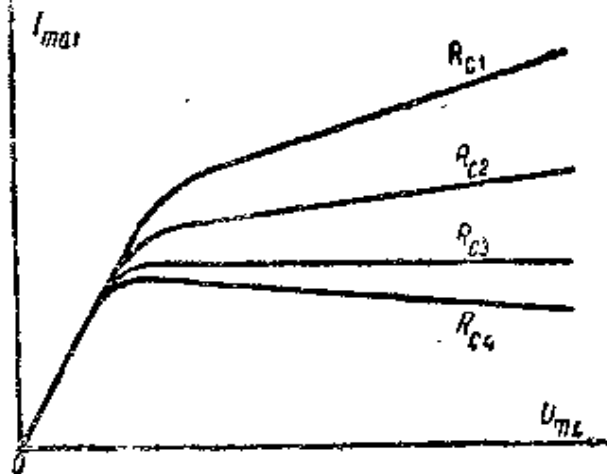


圖 8-4 限幅器的特性曲線

分压器电阻上的耗散功率

$$P_1 = I_0^2 R_1, \quad (8-16)$$

$$P_2 = \frac{E_0^2}{R_2}. \quad (8-17)$$

旁路电容器的电容量等于

$$C_0 = \frac{16 \times 10^6}{f_{np} R_0}, \quad (8-18)$$

式中: C_0 ——微微法; f_{np} ——兆赫; R_0 ——千欧。

根据耗散功率来选择电阻的类型。

板极分压器用类似的方法计算。

8-4. 鉴频器的计算

鉴频器电路如图 8-5 所示。

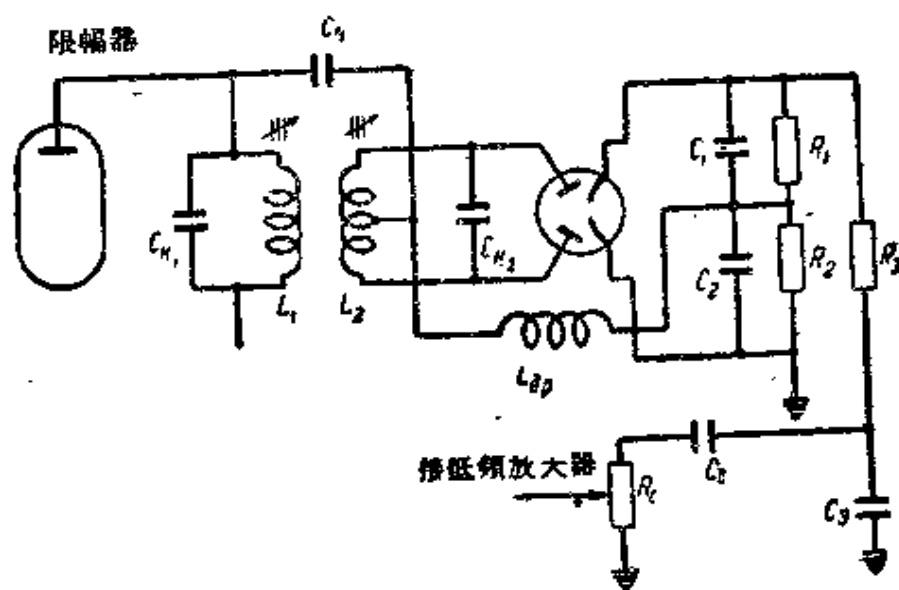


图 8-5 鉴频器电路

计算的原始数据是:

1. 滤波器回路的等效衰减 d_0

2. 中頻 f_{np} , 兆赫;
3. 最大頻移 Δf_{max} , 千赫;
4. 最大調制頻率 F_{max} , 千赫;
5. 二極管的類型及其互導 S , 毫安/伏;

計算程序如下。

根據濾波器回路的等效衰減，我們求出保證鑑頻器特性曲線具有直線部分所必需的廣泛耦合系數，

$$\beta = 3 \frac{\Delta f_{max}}{d_0 f_{np}}, \quad (8-19)$$

式中 Δf_{max} ——最大頻移。

濾波器線圈之間的耦合系數等於

$$K = \beta d_0. \quad (8-20)$$

給定檢波器負載電阻 $R_1 = R_2 = 100 \sim 120$ 千歐，根據非線性失真最小的條件求出使負載分流的電容器的電容量：

$$C_1 = C_2 = \frac{2.4 \times 10^5}{R_1 F_{max}}, \quad (8-21)$$

式中 C ——微微法； R_1 ——千歐和 F_{max} ——千赫。

由公式(7-8)求截止角：

$$\theta = \sqrt{\frac{3.7}{R_1 S}}$$

檢波器的傳輸系數等於

$$K_0 = \cos \theta. \quad (8-22)$$

給定濾波器初級電路的電容器的電容量

$$C_{K1} = 21 \text{ 微微法；}$$

而求出濾波器初級電路的等效電容量

$$C_{01} = C_{K1} + C_{\text{вых1}} + C_{\text{в1}}, \quad (8-23)$$

式中 $C_{\text{вых1}}$ ——限幅器電子管的輸出電容。

为了使滤波器的两个回路都得到同样的等效电容，次级电路的回路电容器的电容应等于

$$C_{K2} = C_{\partial 1} - C_{M2} - C_{\partial}, \quad (8-24)$$

式中 C_{∂} ——二极管板极之间的电容。

限幅器回路的谐振阻抗为

$$R_K = \frac{10^3}{d_0 \times 2\pi f_{np} C_{\partial 1}}, \quad (8-25)$$

式中 R_K ——千欧； f_{np} ——兆赫； $C_{\partial 1}$ ——微微法。

从图 8-4 中取得在限幅状态下限幅器电子管板流的一次谐波振幅值后，我们求得回路的一次谐波的电压振幅，

$$U_{m\partial 1} = I_{m\partial 1} R_K. \quad (8-26)$$

如果给定了不同的频偏值，我们便能计算鉴频器的半个特性曲线，

$$U_{max} = U_{m\partial 1} \cos \theta \psi(\alpha, \beta), \quad (8-27)$$

式中 $\psi(\alpha, \beta) = \frac{\sqrt{4 + (\beta + 2\alpha)^2} - \sqrt{4 + (\beta - 2\alpha)^2}}{2\sqrt{(1 + \alpha^2 - \beta^2)^2 + 4\beta^2}}$ 。

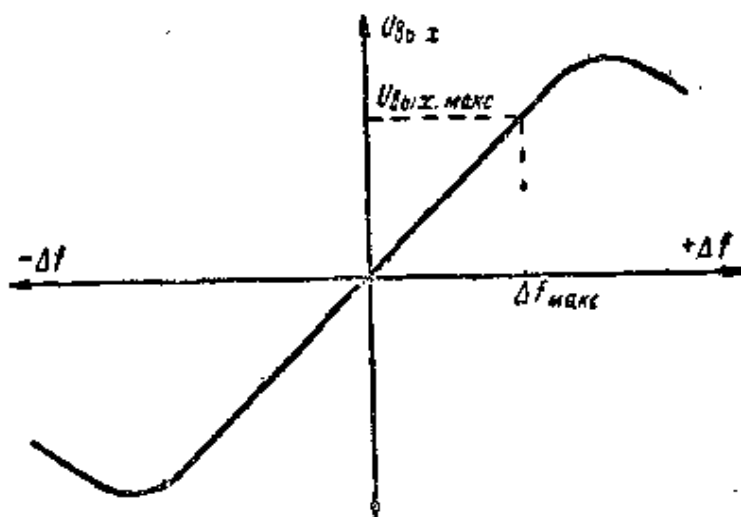


图 8-6 鉴频器的特性曲线

此处
$$\alpha = \frac{2\Delta f}{d_0 f_{np}}$$

計算結果記入表 8-4 中。根據表 8-4 中數據劃出鑑頻器的特性曲線 (圖 8-6)，它是一條對稱於 Δf 之正負值的曲線，而從曲線上可以得到在最大頻率偏移時的最大輸出電壓。

表 8-4

Δf , 千赫					
α					
$\varphi(\alpha, \beta)$					
$U_{m \text{ max}}$					

濾波器回路的電感用公式 (3-7) 來求：

$$L_1 = L_2 = \frac{253 \times 10^2}{C_{31} f_{np}^2}$$

扼流圈電感的大小應該是這樣的，即它不應使初級回路的電感旁路：

$$L_{op} \geq 10 L_k \tag{8-28}$$

以中頻電壓在電容器上的電壓降落小為條件來求耦合電容器 C_4 的電容量：

$$C_4 = \frac{(3-5) \times 10^4}{f_{np} R_k} \tag{8-29}$$

式中 C_4 ——微微法， f_{np} ——兆赫， R_k ——千歐。

在鑑頻器的輸出端接有一個由電阻 R_3 和電容器 C_3 串聯組成的預先失真校正電路。此電路的振幅頻率特性曲線是下降的。

發射機內借助人為地造成預先失真，即造成上升的調幅調頻的特性曲線。這個電路的時間常數是 50 - 100 微秒。

發射機內引入預先失真是由下列原因。

在語言和音乐的頻譜中能量的分配是不均匀的。高音頻時頻譜組成部分的振幅比中音頻時小。但从發射机到接收机輸入端的途中，附加在信号上的噪声和干扰均匀分佈在整个頻譜上，結果使接收机輸出端的信号噪声比，在高調制音頻上要比在中調制音頻上小。

發射机的預先失真可以使接收机輸出端对一切頻率都得到一样的信号噪声比，而振幅頻率失真在接收机內用电路 $R_3 C_3$ 校正。

电阻 R_3 的值应当这样选择，即不致于使鑑頻器輸出端的音頻电压劇烈下降：

$$R_3 \leq 0.2 R_c. \quad (8-30)$$

調頻無線电广播中發射机的預先失真电路的时间常数应等于 75 微秒。

鑑頻器內預先失真校正电路的电容器 C_3 的电容量应等于

$$C_3 = \frac{75 \times 10^3}{R_3}, \quad (8-31)$$

式中 C_3 —— 微微法； R_3 —— 千欧。

8-5. 比例檢波器的計算

圖 8-7 是比例檢波器的电路。

原始計算数据是：

1. 中頻 f_{cp} ，兆赫；
2. 最大頻率偏移 Δf_{max} ，千赫；
3. 最高調制頻率 F_{max} ，千赫；
4. 二極管类型及其互导 S ，毫安/伏。

实验証明，如果在回路 $L_1 C_{x1}$ 和 $L_2 C_{x2}$ 之間的广义耦合系数为

用公式 (8-32) 求广义耦合系数 β 的数值。给定滤波器初级电路的电容器的电容量

$$C_{\kappa 1} = 24 - 36 \text{ 微微法,}$$

并用公式 (8-23) 来求滤波器初级电路的等效电容:

$$C_{\vartheta 1} = C_{\kappa 1} + C_{\text{分布}1} + C_{\text{外}1}.$$

为了使滤波器的两个电路得到一样的等效电容, 次级电路的回路电容器的电容用公式 (8-24) 来求:

$$C_{\kappa 2} = C_{\vartheta 1} - C_{\text{分布}2} - C_a.$$

用公式 (8-25) 来求滤波器初级电路的谐振电阻:

$$R_{\kappa} = \frac{10^2}{d_2 \times 2\pi f_{np} C_{\vartheta 1}}.$$

用公式 (3-7) 来求滤波器的回路电感:

$$L_1 = L_2 = \frac{253 \times 10^2}{C_{\vartheta 1} f_{np}^2}.$$

取线圈电感 L_3 等于

$$L_3 = (0.5 - 0.6) L_1. \quad (8-35)$$

用滤波器参数和线圈 L_3 的品质因数来表示公式 (8-33) 中的电压, 并求线圈 L_1 和 L_3 之间的互感 M_1 的解, 得出:

$$M_1 = \frac{\beta V \sqrt{L_1 L_3}}{(0.6 - 0.7) 2Q_3}, \quad (8-36)$$

式中 Q_3 ——线圈 L_3 的品质因数; 可取其等于 50—80。

电阻 R_3 和 R_4 是对称的。它们能使电路对称, 并以此来减少多余的调幅。这些电阻的数值是从 200 到 1000 欧姆, 用试验的方法来选择。

电阻 R_c 使二极管的电流的顶峰平滑, 从而在信号电平很大时大大地降低了由于电路的不对称而产生的剩余调幅。

电阻 R_c 的数值在 30—50 千欧范围内选择。

电容器 C_1 、 C_2 和 C_4 的电容约为 300 微微法。由 $C_5 R_5$ 组成的预先失真校正电路用公式 (8-31) 来计算。

由电容器 C_3 和电阻 R_1 和 R_2 组成的电路的时间常数应该是 0.1—0.2 秒。因此电容器 C_3 的电容等于

$$C_3 = \frac{0.1-0.2}{R_1 + R_2} \cdot 10^3, \quad (8-37)$$

式中 C_3 ——微法； R ——千欧。

给出不同的频偏值后，我们来计算比例检波器的特性曲线：

$$U_{max} = S U_{mc} Q_0 \frac{1}{2\pi f_{np} C_{01}} \cos\theta \psi(\alpha, \beta), \quad (8-38)$$

式中 S ——下一级中频放大器的电子管互导；

U_{mc} ——下一级中频放大器的电子管栅极上中频电压的振幅（通常 $U_{mc} = 0.05-0.1$ 伏）；

Q_0 ——滤波器初级电路的等效品质因数。

$\cos\theta$ 的大小由检波器的互导与 $R_1 + R_2$ 的乘积决定。由图 8-8 用 $S(R_1 + R_2)$ 可以求出 $\cos\theta$ 。计算结果列入表 8-4 中。根据该表中的数据我们可画出比例检波器的特性曲线。

比例检波器的增益系数约为 5—7。在载频上比例检波器把寄生调幅抑制到约为 $\frac{1}{40-60}$ ，而在 ± 75 千赫上失谐时——约为 $\frac{1}{10-15}$ 。

当下一级中频放大器电子管输入端的中频电压从 20 毫伏变到几伏时，抑制寄生调幅的范围仍然有效，并且增益系数不变。

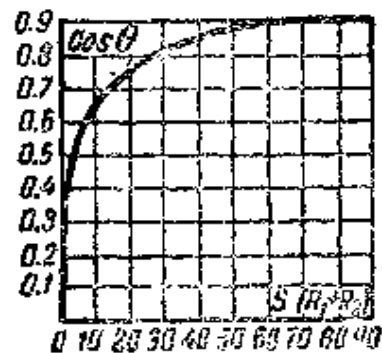


图 8-8 求 $\cos\theta$ 的曲线图

第九章 自动增益調整的計算

9-1. 延迟式自动增益調整电路的計算

延迟式自动增益調整电路 (圖 9-1) 的延迟电压同时是所有被調电子管的起始偏压。这个电压是由流过 R_k 的接收机的总电流产生的。

原始計算数据是:

1. 載頻輸入电压的变化率

$$a = \frac{E_{A.макс}}{E_{A.мин}}$$

2. 輸出电压的容許变化率

$$p = \frac{U_{вых.макс}}{U_{вых.мин}}$$

3. 被調电子管的型号和数目。

計算程序如下。

求出必需的增益变化率

$$\begin{aligned} \frac{K_{макс}}{K_{мин}} &= \frac{U_{вых.мин}}{E_{A.мин}} / \frac{U_{вых.макс}}{E_{A.макс}} = \frac{E_{A.макс}}{E_{A.мин}} \frac{U_{вых.мин}}{U_{вых.макс}} \\ &= \frac{a}{p} \end{aligned} \quad (9-1)$$

自动增益調整的整流器應該产生一个可調电压 U_p ，以便使增益从 $K_{макс}$ 变到 $K_{мин}$ 。現在我們就来求这个电压。

为此必須根据相当类型的电子管的曲綫 $S = \varphi(E_c)$ 画出被調各級电子管的互导的乘积 $S_1 S_2 S_3 \cdots S_n = \varphi(E_c)$ 的曲綫 (圖 9-2)。如果变频器也在被調之列，那末在乘积中也应包括变频跨导 S_{np} 。

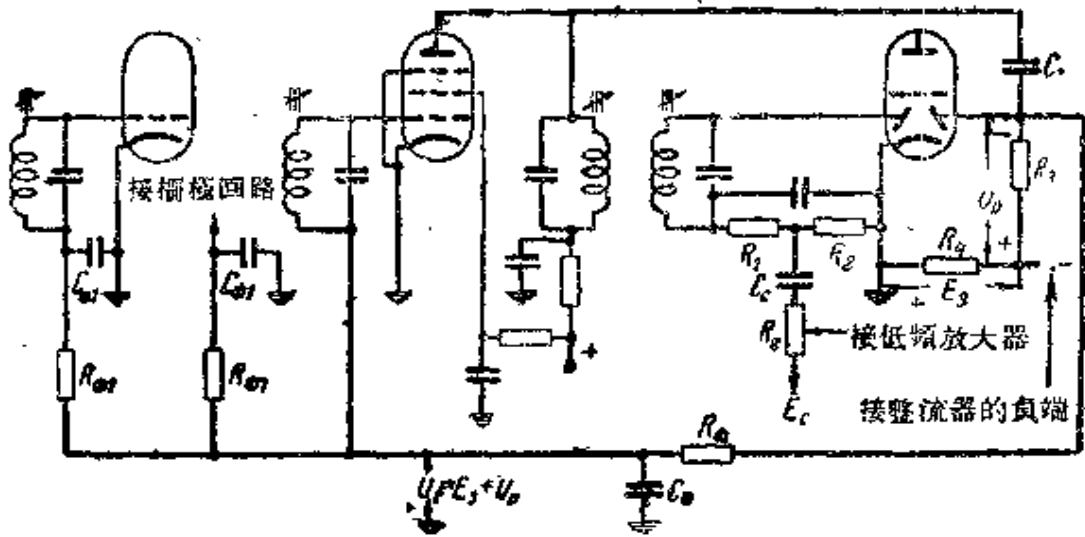


圖 9-1 延遲式自动增益調整电路

为了表示互导积的巨大变化，圖 9-2 中的縱坐标是用对数比例尺表示，而橫坐标是用直綫比例尺表示。

如給定起始偏压 E_c 等于延迟电压 E_3 ，則从圖 9-2 中用这一偏压求出 $(S_1 S_2 S_3 \dots S_n)_{\text{макс}}$ 。

因为增益与电子管互导成正比，所以从公式 (9-1) 將得出

$$(S_1 S_2 S_3 \dots S_n)_{\text{мин}} = \frac{(S_1 S_2 S_3 \dots S_n)_{\text{макс}}}{\frac{a}{p}} \quad (9-2)$$

从圖 9-2 中可根据 $(S_1 S_2 S_3 \dots S_n)_{\text{мин}}$ 的数值求出最大偏压 $E_{c \text{ макс}}$ 和可調电压 U_p 。

求出自动增益調整整流器輸入电压之最小振幅 $U_{\text{т.ок.мин}}$ ，它相当于接收机輸入端的最小电压，并等于所給定的灵敏度，

$$U_{\text{т.ок.мин}} = E_3 = \frac{U_p}{p-1} \quad (9-3)$$

如果 $U_{\text{т.ок.мин}}$ 的数值大于 $|E_3|$ ，那就是說接收机的輸入

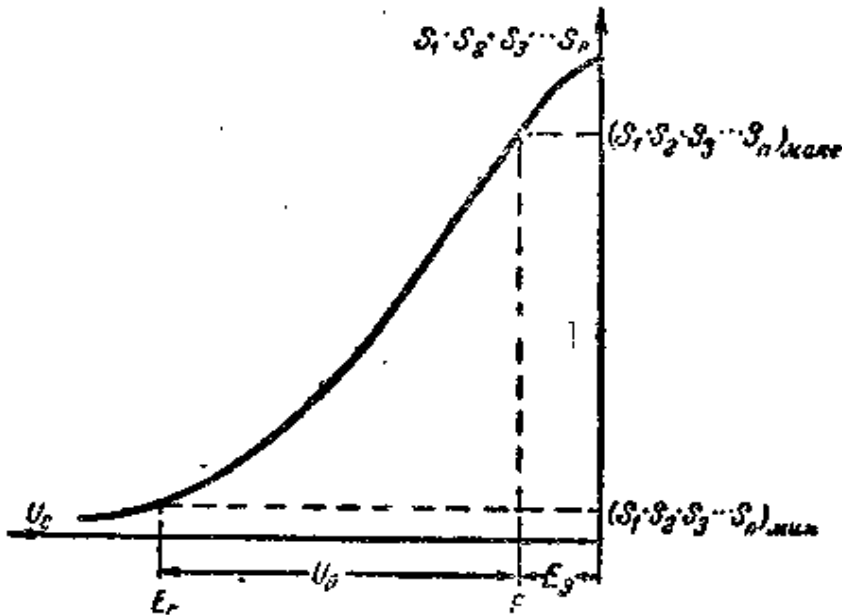


圖 9-2 在偏压变化时各电子管互导乘积变化曲线形状

电压和输出电压不能达到规定的变化率。在这种情况下应该使用延迟—放大式自动增益调整电路。

接收机自动增益调整的特性曲线用下式来求

$$E_A = E_{A.min} = \frac{(S_1 S_2 S_3 \dots S_n)_{max}}{(S_1 S_2 S_3 \dots S_n)} \left(1 + \frac{U_p}{E_a} \right), \quad (9-4)$$

式中 $E_{A.min}$ ——给定的接收机灵敏度。

给出不同数值的 U_p ，根据 $U_{max} = E_a + U_p$ 的数值从圖 9-2 中求出 $(S_1 S_2 S_3 \dots S_n)$ 的对应值，而后用公式 (9-4) 来计算 E_A 的数值。

信号检波器的输出声压 (在 $m=0.3$ 时) 等于 $U_{max} = 0.3 U_{max} K_d$ 。

为了计算方便起见，最好把所有的计算值列入表 9-1 中。

用表 9-1 中的数据画出自动增益调整特性曲线 (圖 9-3)。

为了能够表示出 E_A 的巨大变化，圖的横坐标轴取对数比例

表 9-1

U_p	$E_3 + U_p = U_{max}$	$S_1 S_2 S_3 \dots S_n$	U_A	$U_{max} = 0.3 U_{max} K_D$

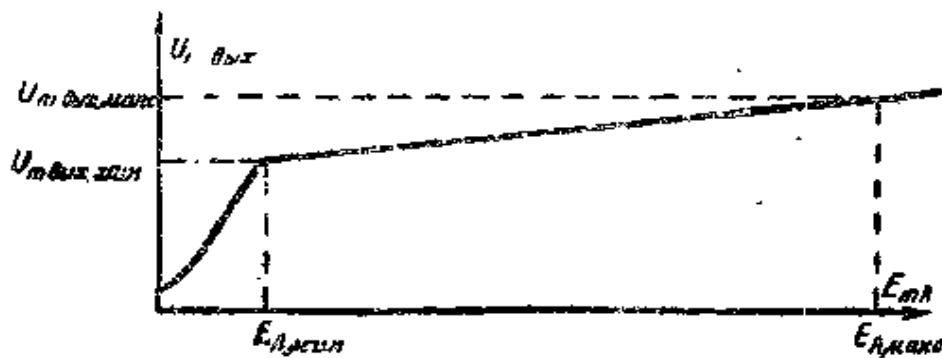


圖 9-3 自动增益调整特性曲线的形状

尺，而縱坐标則取直綫比例尺。

因为自动增益调整整流器的輸入电压等于檢波器的輸入电压，而此电压又与檢波器的輸出电压成正比，所以我們可以以縱坐标来表示檢波器輸出电压的变化。

在表 9-1 中沒有小于 $E_{A.min}$ 的 E_A 值。因为檢波器輸出电压的变化与 E_A 成正比，所以它的减小与 E_A 的减小成綫性关系。

应该考虑到横坐标是用对数比例尺表示的，因此特性曲线的一部分將用对数曲线来表示，并且不通过坐标原点。

圖 9-3 上应该标出 $E_{A.min}$ 、 $E_{A.max}$ 、 $U_{max.min}$ 和 $U_{max.max}$ 各点。

自动增益调整滤波器的时间常数应具有这样的数值，能使

自动增益调整非常迅速地动作，而同时还不会产生信号解调现象。

自动增益调整滤波器的时间常数对电话接收机来说取为

$$\tau_{\phi} = C_{\phi} R_{\phi} = 0.02 - 0.2 \text{ 秒}, \quad (9-5)$$

而对于电报接收机来说则取为

$$\tau_{\phi} = 0.01 - 1 \text{ 秒}. \quad (9-6)$$

为了消除彼调整级的自激现象接入一个辅助滤波器 $R_{\phi 1}$ $C_{\phi 1}$ ，其时间常数为

$$\tau_{\phi 1} = C_{\phi 1} R_{\phi 1} = 0.1 \tau_{\phi}. \quad (9-7)$$

辅助滤波器的电容量应根据下列条件选择

$$C_{\phi 1} \geq 100 C_{ex}, \quad (9-8)$$

式中 C_{ex} — 电子管的输入电容。

为了简化射频系统回路的转换电路和消除电子管栅极电路在转换连接时的断电现象，自动增益调整电压和偏压用图 9-4 中的电路传输。

C_2 的电容量根据下列条件选择

$$C_2 \geq 20 C_{ex}. \quad (9-9)$$

电阻 R_2 应具有这样的数值，以便消除对回路的显著旁路现象。

在频率最低的分波段上回路的谐振阻抗最大。因此应该在这个分波段上选择 R_2 的数值：

$$R_2 \geq 10 R_{k. \text{ макс.}}. \quad (9-10)$$

为了提高自动增益调整整流器的输入阻抗，负载电阻要有 1—1.5 兆欧，而 C_1 的电容量约为 50—100 微微法。

自动增益调整整流器的输入阻抗等于

$$R_{ex} \approx \frac{1}{3} R_2. \quad (9-11)$$

自动增益调整整流器接到滤波器初级电路上，而检波器接到次级电路上。这样连接检波器和自动增益调整整流器时，可以使滤波器电路得到比较均匀的旁路，结果得到的回路衰减是相当一致的，从而提高了滤波器谐振曲线的形状在回路可能失谐时的稳定性。

在这样连接检波器和自动增益调整整流器时，加到它们输入端上的电压在 $\beta=1$ 时将是相同的，因为

$$U_2 = \beta U_1 \quad (9-12)$$

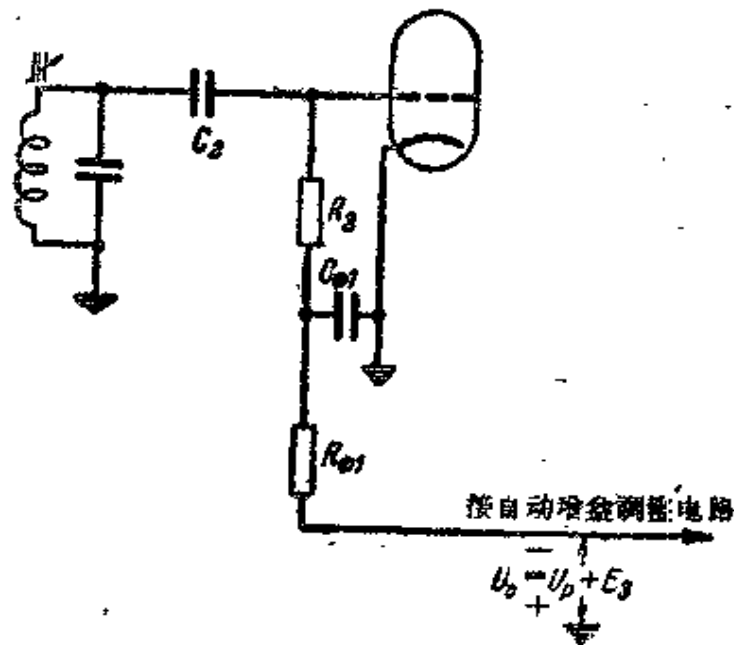


圖 9-4 把自动增益调整电压和偏压加到射频系统电子管栅极上的电路

9-2. 延迟和放大自动增益调整整流器输出电压之直流分量的自动增益调整电路的计算

圖 9-5 是一个不同于延迟式自动增益调整电路的电路，其不同之处在于这个电路在自动增益调整整流器之后用直流电压放大器来放大直流分量。

在直流电压放大器电路中，电阻接到板极电源的负电路上，而流过电阻的是接收机全部电子管的板极和帘栅极电路的总电流，它很少受自动增益调整工作的影响。几十伏板极电压都消耗在这些电阻上。

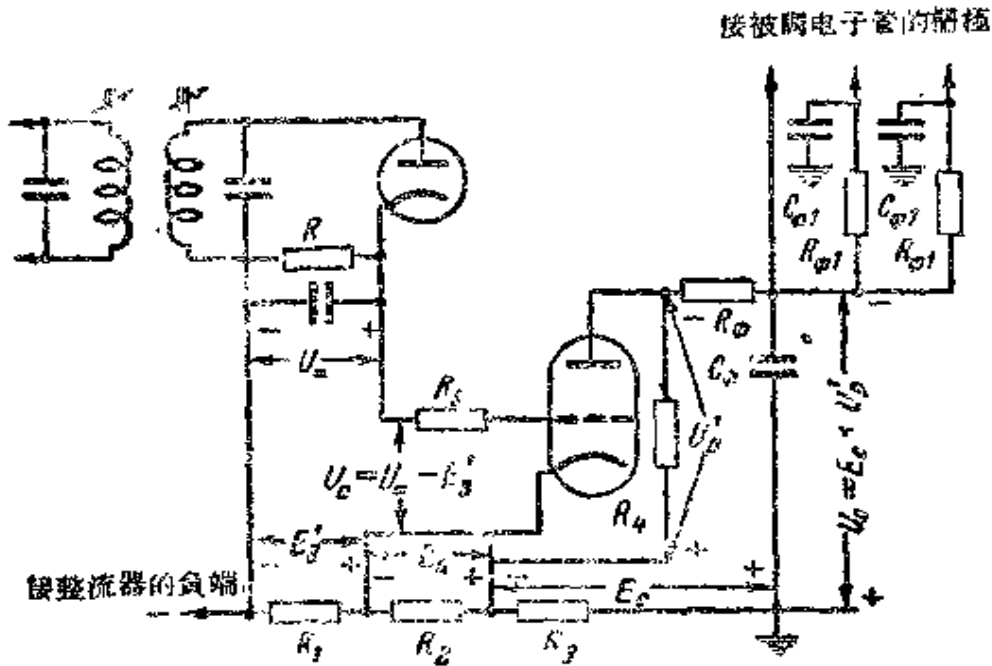


图 9-45 延迟放大式自动增益调整整流器输出电压的直流分量的自动增益调整电路

使用对接收机底座为负的小功率电源可以减小板压值。

电阻 R_1 是用来获得延迟电压的。电阻 R_2 是用来取得板压的。从电阻 R_3 上取下全部被调整电子管的起始栅偏压。电阻 R_4 是直流放大器的板极负载。

电路的工作原理如下。在信号弱时自动增益调整整流器负载电阻上的已整流电压是很小的，而三极管被负延迟电压闭锁，因为

$$U = -|U_3'|$$

三极管的电流将等于零，而负载电阻 R_4 上的调整电压 U_p 也

將等于零。这时加到被調管柵極上的只有从电阻 R_3 上取下来的起始偏压 E_c 。

在信号强时 $U = > |E'_3|$ ，三極管啓开，而流过电阻 R_4 的將是由这个电阻的电压降 $U_p = I_a R_4$ 所产生的板流。加到被調管柵極上的除了起始偏压之外，还有調整电压 U_p 。

电阻 R_6 是在已整流电压的数值很大时用来限制柵流的，其数值約为 1 兆欧。

圖 9-6 是自动增益調整直流电压放大器的工作圖。

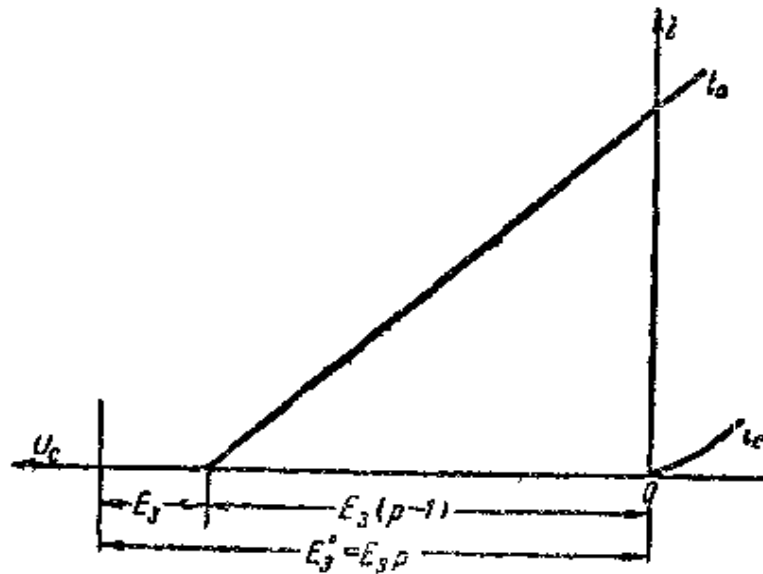


圖 9-6 直流电压放大器的工作圖

原始計算数据和延迟式自动增益調整电路相同。

自动增益調整整流器的計算方法也和延迟式自动增益調整整流器相同。

用圖 9-2 可求出調整电压 U'_p 的必要值。这个电压應該在三極管板極負載的电压为 $E_{A, макс}$ 的情況下从电阻 R_4 上取得。

求出直流电压的增益系数，

$$K_{н.н} = \frac{U'_p}{E_3(p-1)}, \quad (9-13)$$

式中 $E_s = I_{\text{об.м.к.}} R_0$

直流电压放大器的计算从选择三极管开始。最好是根据接收机其余各级中所用的同类电子管来选择三极管。

电子管的增益系数根据下列条件来求

$$\mu \geq \frac{E_p + (5-10) \text{ 伏}}{E_s - (p-1) \mu} \quad (9-14)$$

取自电阻 R_2 的三极管板压等于

$$E_a = E_s (p-1) \mu \quad (9-15)$$

根据流过电阻 R_1 、 R_2 和 R_3 的接收机总电流 $I_{\text{об.м.к.}}$ 来求电阻 R_2 ：

$$R_2 = \frac{E_a}{I_{\text{об.м.к.}}} = \frac{E_s}{I_{\text{об.м.к.}}} (p-1) \mu \quad (9-16)$$

板极负载电阻等于

$$R_4 = \frac{R_1}{\frac{\mu}{K_{\text{нз}}} - 1} \quad (9-17)$$

式中 三极管的 μ 和 R_1 是在栅压为零和板压为若干伏时得到的。

其次求出电阻 R_1 和 R_3 ：

$$R_1 = \frac{E_s \rho}{I_{\text{об.м.к.}}} \quad (9-18)$$

$$R_3 = \frac{E_s \epsilon}{I_{\text{об.м.к.}}} \quad (9-19)$$

用公式(9-5)、(9-6)和(9-7)来计算滤波器 $R_{\phi} C_{\phi}$ 和 $R_{\phi 1} C_{\phi 1}$ 。

如果要得到最大增益，板极负载电阻必需根据下列条件选择：

$$R_4 = \frac{E_a - (5-10) \text{ 伏}}{I_0} = \frac{E_s (p-1) \mu - (5-10) \text{ 伏}}{I_0} \quad (9-20)$$

式中 I_0 ——三極管在柵压为零和柵压为 5—10 伏时的板流。

9-3. 被調整管的帘柵極和控制柵極的电源

为了保証自动增益調整良好地工作，必須使得当被調整管的控制柵極的調整电压 U_p 变化时，帘柵压 E_s 和起始偏压 E_c 不發生变化。

随着接收机輸入端信号电压的增大，調整負电压 U_p 的絕對值也增大，結果減小了被調管的陰極电流和板流电流。

如果被調整管的帘柵極用压降电阻供电和用陰極电阻来取得起始偏压，那末陰極电流和帘柵电流的減少会使偏压 $|E_c| = I_k R_{cm}$ 降低和使帘柵压 $E_s = E - I_s R_s$ 增大，这里 E ——电源电压。

偏压絕對值的减小和电子管帘柵压的增大会引起互导的增大，而阻碍互导的减小，但是在自动增益調整工作时互导是应当減小的。

接收机总电流在接入电源負电路的电阻上产生一个电压降（它同时是延迟电压），利用这个电压降来使被調整管得到一个不受自动增益調整工作影响的柵偏压。

如果被調整管帘柵压經過一个其中的总电流比帘柵流大 2—4 倍的分压器，那么这个电压也可以不受自动增益調整工作的影响。

第十章 接收机的綜合特性曲綫的計算

当接收机各个系統的計算完畢之后，必須計算綜合特性曲綫。

接收机高頻系統 在每个分波段的边端頻率上的增益系数

(檢波器以前的增益系数), 可以用公式(2-23)来計算:

$$K_{\text{прдем}} = K_{\text{прч}} K_{\text{мнч}}.$$

我們利用与延迟电压相当的檢波器輸入电压 $U_{\text{мд.сз}}$ 来計算出接收机在每个分波段的边端頻率上的灵敏度:

$$B_{\text{А.реалльн}} = \frac{U_{\text{мд.сз}}}{\sqrt{2} K_{\text{прдем}}}. \quad (10-1)$$

接收机在每个分波段的边端頻率上的諧振曲綫, 是用射頻系統的諧振曲綫和中頻系統的諧振曲綫相乘的方法画出来的(圖10-1), 两种諧振曲綫的計算方法參看 § 4-12 和 6-11。

利用接收机的諧振曲綫可以求出接收机对相鄰波道的选择性和諧振曲綫在每个分波段的边端頻率上的頻率失真系数, 也就是接收机高频部分的頻率特性。

低频放大器的頻率特性可以給定, 也可以計算出来。

如果接收机和低频放大器的諧振曲綫的頻率失真系数用分貝表示, 那末可以把各对应頻率下的頻率失真系数相加, 来求出接收机的电压保真度曲綫(圖10-2)。

对广播接收机來說, 要計算声压保真度曲綫, 并且要利用电压保真度曲綫和电动式揚声器的幅頻特性曲綫兩者(圖10-2)来求出它的不均匀性。

調頻接收机的电压保真度曲綫只由低频放大器决定, 而声压保真度曲綫應該由低频放大器和揚声器兩者决定。

如果保真度曲綫的頻率失真系数同号, 那么它的不均匀性由最大的頻率失真系数决定。

对鏡頻波道和等于中頻的頻率的选择性的計算方法參看 § 4-12 和 4-13。

每个分波段的統調曲綫的計算方法參看 § 6-7。

自动增益調整的特性曲綫的計算方法參看 § 9-1。

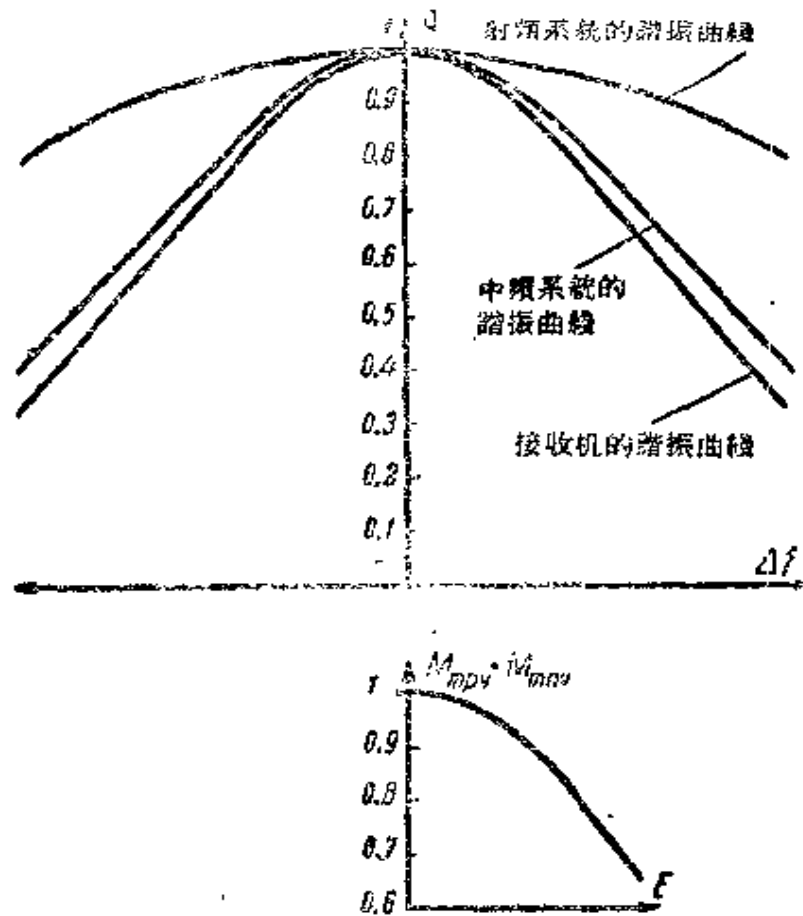


圖 10-1 接收機的諧振曲線

接收機所消耗的功率的計算方法如下。

各電子管的板極和帘柵極電路所消耗的功率等於：

$$P_a = E_a(I_{a1} + I_{a2} + I_{a3} + \dots + I_{g1} + I_{g2} + I_{g3}), \quad (10-2)$$

式中 E_a ——接收機底盤和電源正極之間的板極電壓；

I_{a1} , I_{a2} 和 I_{a3} ——電子管的板極電流；

I_{g1} , I_{g2} 和 I_{g3} ——用降壓電阻供電時電子管帘柵極電路中的電流或者用分壓器供電時電路中的總電流。

接在負電源電路上用來取得起始偏壓和延遲電壓的電阻 R_c 所消耗的功率等於

$$P_c = I_{c6u}^2 R_c, \quad (10-3)$$

式中 $I_{общ}$ ——接收机的总电流。

高压消耗的总功率

为

$$P_{аоб} = 1.2 (P_a + P_c), \quad (10-4)$$

式中系数 1.2 考虑了由于电子管的板极和帘栅极电流的参差所必需的备分功率。

高压电源的电压为

$$E = E_a + I_{общ} R_o. \quad (10-5)$$

电子管的灯丝电路在并联时所消耗的功率等于

$$P_n = 1.2 E_n (I_{n1} + I_{n2} + I_{n3} + \dots), \quad (10-6)$$

而在串联时为

$$P_n = 1.2 I_n (E_{n1} + E_{n2} + E_{n3} + \dots + E_{nb}), \quad (10-6)$$

式中 I_n ——电子管的灯丝电流；

E_n ——每一只电子管的灯丝电压；

$E_{n.б}$ ——整流管或降压电阻上的电压降。

接收机所消耗的总功率为

$$P_{\Sigma} = P_{аобщ} + P_n. \quad (10-7)$$

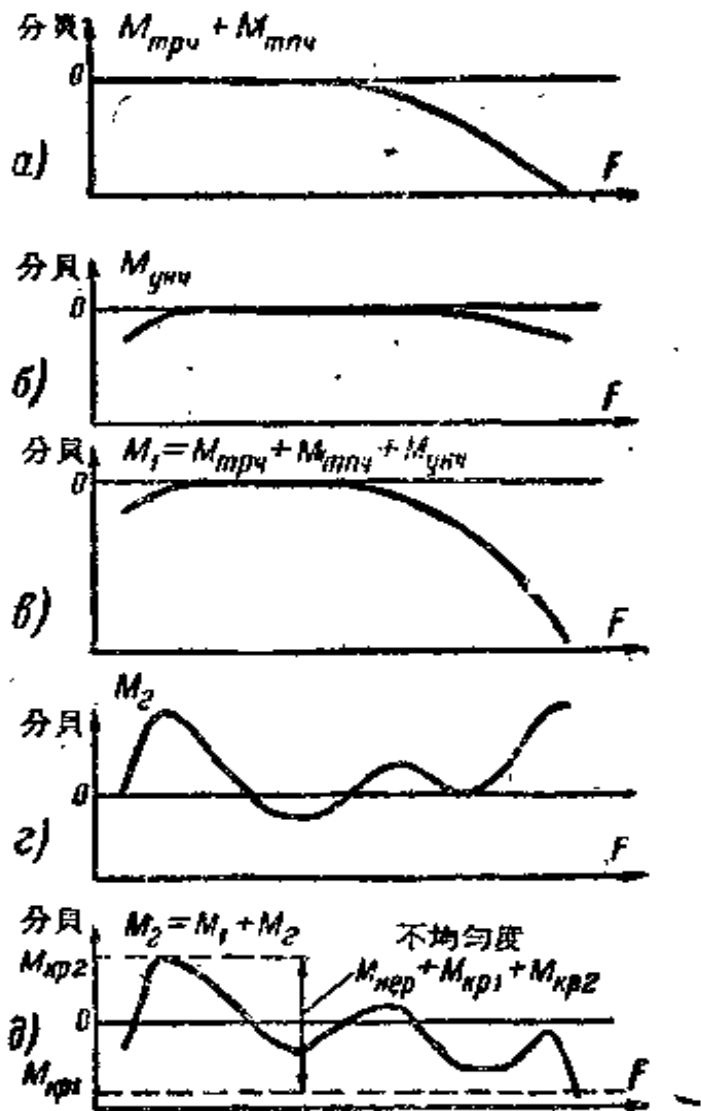


图 10-2 接收机的电压和声压的保真度曲线

附 录

在大失諧时对鏡頻波道的選擇性

回路的选择性表示，在回路的电容器上的諧振时的电压究竟比失諧时的电压大多少倍：

$$S_{\text{зєрх}} = \frac{U_0}{U} = \frac{e_0 Q_0}{e A}, \quad (\text{II-1})$$

式中 U_0 和 U ——分别为諧振时和失諧时回路电容器上的电压；

e_0 和 e ——分别为諧振时和失諧时引入回路的电动势；

Q_0 ——回路的等效品質因數(諧振傳輸系数)；

$$A = \frac{Q_0 X}{\sqrt{1 + Q_0^2 \left(\frac{1 - X^2}{X} \right)^2}} \text{——失諧时回路的傳輸系数；}$$

$$X = \frac{f_0}{f_0 + 2f_{np}} \text{——失諧系数。}$$

所謂大失諧是指失諧系数为 $X > 1.1$ 或 $X < 0.9$ 的失諧。

在大失諧时，如果 $1 \ll Q_0^2 \left(\frac{1 - X^2}{X} \right)^2$ ，則回路的傳輸系数將等于：

$$A = \frac{X^2}{|1 - X^2|}. \quad (\text{II-2})$$

把公式 (II-2) 代入公式 (II-1) 后，得到：

$$S_{\text{зєрх}} = \frac{e_0 Q_0}{e} \frac{|1 - X^2|}{X^2}. \quad (\text{II-3})$$

現在讓我們來求大失諧時輸入裝置對鏡頻波道的選擇性。
為此，我們要確定諧振時和失諧時引入回路的電動勢。

回路與天線用電感耦合的輸入裝置（圖 3-8），如果不考慮天線電路諧振的情況，我們得到：

$$e_0 = I_A \omega_0 M = \frac{E_A}{\omega_0 L_{cs}} \omega_0 M = \frac{M}{L_{cs}} E_A,$$

$$e = I_A \omega M = \frac{E_A}{\omega L_{cs}} \omega M = \frac{M}{L_{cs}} E_A.$$

回路與天線用電容耦合的輸入裝置（圖 3-6），

$$e_0 = -\frac{C_0}{C_0 + C'_0} E_A = e,$$

式中 C'_0 ——回路的等效電容。

內電容耦合的輸入裝置（圖 3-7），

$$e_0 = I_A \frac{1}{\omega_0 C'_0} = \frac{E_A}{\frac{1}{\omega_0 C_{cs}}} \frac{1}{\omega_0 C'_0} = E_A \frac{C_{cs}}{C'_0};$$

$$e = I_A \frac{1}{\omega C'_0} = \frac{E_A}{\frac{1}{\omega C_{cs}}} \frac{1}{\omega C'_0} = E_A \frac{C_{cs}}{C'_0}.$$

式中 $C'_0 = \frac{C_{cs} C_y}{C_{cs} + C_y}$.

當 $m_{10}^2 R_{ex} \gg \omega L_1$ 時，在匹配狀態下工作的自耦變壓器耦合的輸入裝置（圖 3-1）

$$e_0 = I_A m_{10}^2 R_{ex} = e.$$

可見，在諧振時和失諧時引入回路的電動勢相等，即

$$e = e_0, \quad (\text{II-4})$$

把 (II-4) 代入 (II-3) 後，得到：

$$S_{\text{зепк}} = Q_0 \frac{|1 - \lambda^2|}{\lambda^2}. \quad (\text{II-5})$$

現在讓我們來求大失諧時高頻放大級對鏡頻波道的選擇性。為此，我們要求出諧振時和失諧時引入回路的電動勢。

變壓器耦合的放大級（圖 4-6）：

$$e_0 = I_a \omega_0 M; \quad e = I_a \omega M.$$

直接耦合的放大級（圖 4-2）：

$$e_0 = I_a \omega_0 L; \quad e = I_a \omega L_1.$$

在匹配狀態下工作的自耦變壓器耦合的放大級（圖 4-1）：

$$e_0 = I_a \omega_0 I_1'; \quad e = I_a \omega I_1.$$

在諧振時和失諧時引入回路的電動勢 e 不相等。

把引入回路的電動勢的值代入式(Π-3)後，我們便得到在大失諧時任何高頻放大級電路對鏡頻波道的選擇性之一般表達式，

$$S_{sepK} = \frac{\omega_0}{\omega} Q_0 \frac{|1 - X^2|}{X^2}.$$

因為 $\frac{\omega_0}{\omega} = X$ ，所以

$$S_{sepK} = Q_0 \frac{|1 - X^2|}{X}. \quad (\text{Π-6})$$

公式(Π-5)和(Π-6)的區別僅為分母的乘冪不同。當 $X < 1$ 時，輸入裝置對鏡頻波道的選擇性比放大級大，而當 $X > 1$ 時則相反。

應用五極管的放大器的工作穩定度

根據涅塊斯特准則，全部回路都調到諧振時，放大器的穩定度最差。

當 $f \ll$ 兆赫且回路調到諧振時，具有單回路和耦合回路的放大級的穩定增益係數等於，

$$K_{\text{оусм}} = \gamma \sqrt{\frac{S}{\omega_0 C_{\text{a.e.}}}}, \quad (\text{II-7})$$

$$K_{\text{оусм}} = \gamma \beta \sqrt{\frac{S}{\omega_0 C_{\text{a.e.}}}}, \quad (\text{II-8})$$

式中 $\beta = \frac{K}{d_0}$ ——广义的耦合系数。

表 II-1 中示出了系数 γ 与级数 n 的关系。

表 II-1

n	1	2	3	4	5	6	$n \rightarrow \infty$
γ	0.45	0.31	0.27	0.26	0.25	0.24	0.22

参 考 文 献

- Сифоров В. И., Радиосредные устройства, Воениздат, 1954.
- Колосов А. А., Резонансные системы и резонансные усилители, Связьиздат, 1949.
- Исюмов Н. М., Радиоприем, Воениздат, 1954.
- Куликовский А. А., Частотная модуляция в радиовещании и радиосвязи, Госэнергоиздат, 1947.
- Куликовский А. А., Болошин И. А. и Потрясай В. Ф., Основы учебного проектирования радиоприемников, Госэнергоиздат, 1956.
- Славяев А. П., Радиолокационные приемники (расчет и проектирование), "Советское радио", 1952.
- Лебелев В. Д., Радиоприемные устройства, Связьиздат, 1956.
- Баркан В. Ф., Жданов В. К., Радиоприемные устройства, Оборонгиз, 1956.
- Быков Ю. С., Валитов Р. А., Гуткин И. С. (под ред. проф. Левина Г. А.), Задачник по курсу радиоприемных устройств, Госэнергоиздат, 1947.
- Лейтес Р. Д., Руководство по курсовому проектированию радиовещательных приемников супергетеродинного типа, Связьиздат, 1954.
- Лабутин В., Расчет многосекционного фильтра, "Радио", 1956, №12.
- Щуцкой К. А., Курсовое и дипломное проектирование радиоприемников, изд. ВСТС, 1953.
- Щуцкой К. А., Автоматическая регулировка усиления, "Радио", 1951, № 10.
- Щуцкой К. А., Расчет емкости блокировочных конденсаторов, "Радио", 1956, № 4.
- Щуцкой К. А., Исследование обратных связей в усилителях за счет проходной емкости, Кандидатская диссертация, май, 1955.