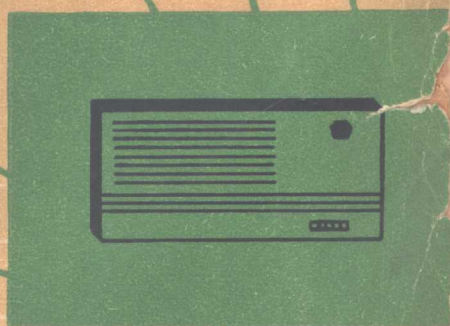


晶体管收音机的基本电路



上海市科学技术編譯館

晶体管收音机基本电路



上海人民广播电台出版

晶体管收音机的基本电路

上海市科学技术編譯館編

*

上海市科学技术編譯館出版

(上海南昌路59号)

商务印书館上海厂印刷 新华书店上海发行所发行

*

开本850×1155毫米 1/32 印张5 字数160,000

1966年2月第1版 1965年2月第1次印刷

印数1—60,000

編号 15·363 定价(科四) 0.65元

用于长、中、短三波段的自振荡混频器

B. J. Curl

«Mullard Tech. Communications» 1961, 8, pp. 366~376 (英文)

引 言

本文介绍的混频器,只用一只晶体管 AF 115。这只晶体管兼作混频和振荡之用。其频率范围为:

- | | |
|--------------|----------------|
| 第 1 波段(长波) | 160~280 千赫 |
| 第 2 波段(中波) | 540~1640 千赫 |
| 第 3 波段(短波 1) | 5.8~13.0 兆赫 |
| 第 4 波段(短波 2) | 12.07~26.47 兆赫 |

这四个波段,经过设计,只用两个振荡线圈。一个线圈用于第 1 和第 2 波段。当开关转到第 1 波段时,线路里就接进了一只固定电容器,从而改变了工作频率。另外一个线圈用于第 3 和第 4 波段。振荡器的基频用于第 3 波段混频,用于第四波段的,是它的二次谐波分量。这样的安排既减少了所用元件的数目也减少了开关的需要,同时,又减少了接线。此外,在第 4 波段上,振荡器基频和天线调谐回路谐振频率之间的差别也比较大,因此减少了天线回路所引起的振荡器频率的牵引现象。

混频器的电源电压设计为 -7 伏,电流的消耗约 1.6 毫安左右。第 1、第 2 波段用的是铁氧体棒状天线而第 3、第 4 波段则用标称阻抗为 400 欧的天线来把信号输入到混频器。混频器的中频变压器调谐在 470 千赫,它是设计来直接接到标准晶体管六管收音机的第一级中频放大器的基极电路上去的。

电路概述

混频器的电路见图 1 所示。晶体管 AF115 接成发射极接地电路。集电极电流由偏置电阻 R_1 、 R_2 及发射极的稳定电阻 R_3 固定为 1 毫安。

振荡调谐电路由可变电容 $C16$ 、线圈 $L5A$ (第 1、第 2 波段) 及 $L6A$ (第 3、第 4 波段) 组成。各微调电容及固定电容用来调出四个波段所需频率范

圈。电容器 $C17$ 及 $C19$ 在第 1 波段上是和起主要作用电容器 $C16$ 并联的, 这是在第 1 波段中获得振荡频率的常用的方法。在第 1 及第 2 波段, 集电极和发射极的耦合线圈是 $L5B$ 及 $L5C$, 在第 3 及第 4 波段是 $L6B$ 及 $L6C$ 。天线及振荡电路的频率范围如表 1 所示。

表 1 天线及振荡电路的频率范围

波 段	天线部分的频率范围	振荡电路频率范围
1	160~280 千赫	630~750 千赫
2	540~1640 千赫	1010~2110 千赫
3	5.8~13.0 兆赫	6.27~13.47 兆赫
4	12.07~26.47 兆赫	12.54~27.94 兆赫

电容器 $C12$ 在第 3 和第 4 波段起退耦作用(使 R_3 退耦), 在第 1 及第 2 波段时增加了一个电容 $C11$ 。集电极耦合线圈离集电极较远的一端接到中频变压器的初级线圈, 中频变压器由 $C10$ 调谐在 470 千赫上。中频变压器的次级线圈可以直接接到第一级中频晶体管的基极电路上。

天线电路由四只线圈组成, 每一个波段一只线圈, 由主电容器 $C1$ 及有关微调电容调谐。电容器 $C1$ 和振荡部分的调谐电容器 $C16$ 是连动的。每一个线圈有一个耦合线圈, 用以把输入信号耦合到晶体管的基极。耦合线圈的另一端接到基极偏置电阻 R_1 及 R_2 的连接点。基极的旁路电容 $C5$ 为信号频率电流提供一条通地的低阻抗通路。开关转到第 1 和第 2 波段时, 电容 $C2$ 接入, 增加了旁路电容的值。发射极和基极旁路电容的某些组合, 有可能使晶体管的输出电阻变为负的, 为了保证输入电阻永远为正, 在第 3、第 4 波段上, 当发射极电容为 2200 微微法时, 旁路电容的值限制在 1000 微微法以下。由于在第 1 波段和第 2 波段上需要较高的旁路电容以保证信号电路有低阻抗的通地路径, $C2$ 只有在这两个频段上才接入。也可以把旁路电容在 4 个波段都固定为 0.01 微法, 这样, 晶体管的输出电阻可以是负 500 千欧, 由于 500 千欧比所用负载电阻大十倍, 晶体管输出电阻和负载电阻并联以后将永远取正值。虽然没有测量过, 估计是不会遇到什么不稳定的问题的。当混频器开关转到第 2 波段时, 发现有必要把第 1 波段的调谐线圈短路, 因为这个线圈加上它的微调电容器和它的杂散电容能够在第 2 波段的频率上起振从而吸取一部分输入信号的能量。

在第 3 和第 4 波段上, 外部天线的输入信号由开关接到有关调谐线圈的耦合线圈上。第 1 和第 2 波段的线圈是绕在铁氧体棒状天线上面的。

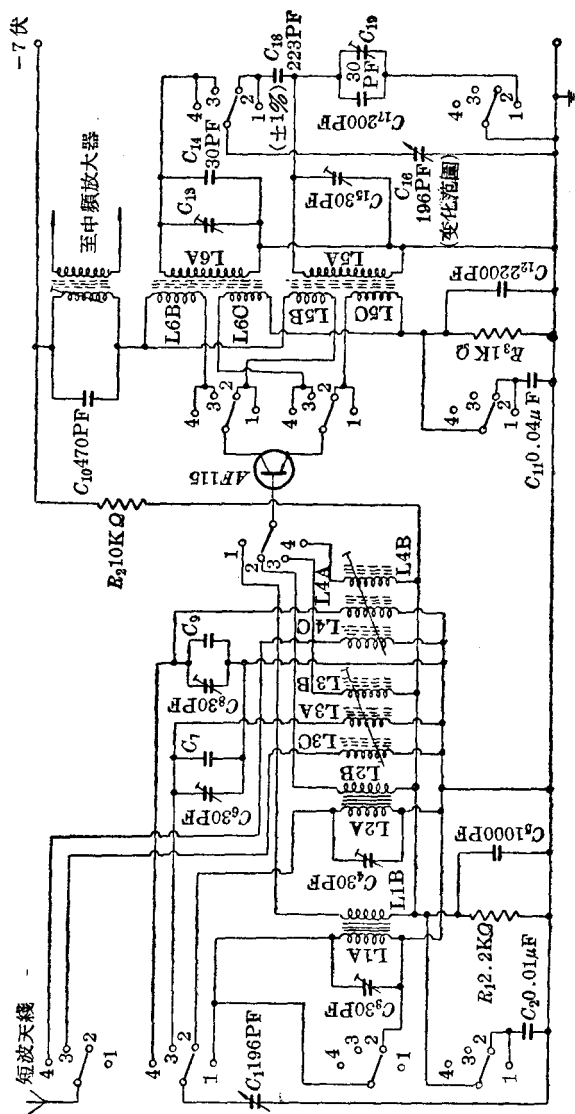


图1 混频级的电路图 (图中所有开关都是连动的)

振荡电路的设计

基本的振荡电路见图2。晶体管接成基极接地电路。为了清楚起见,直流偏置网络在图中没有画出,只画了振荡电路的基本元件。

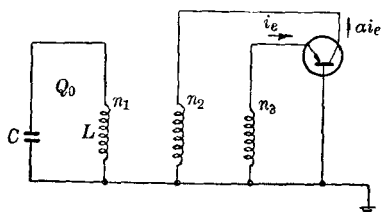


图2 振荡器的基本电路

调谐线圈的电感量 L 是由调谐电容 C 的值及所需复盖的频率范围所决定的。在第1及第2波段, L 的值是173微亨,在第3及第4波段, L 的值是2.57微亨。与此相应的 Q_0 值,即谐振时的 Q 值,在630千赫时为160,在6.27兆赫时为100。集电极耦合线圈的圈数是根据每个线圈的最低工作频率计算的。在最低频率时,维持振荡最为困难,因为在这一频率点,调谐电路的动态电阻最低。

振荡器的等效电路如图3所示。等效电路引入了一个电阻,代表调谐电路的损耗;所有线圈都折算成为一个单一的抽头的线圈;变压器假定是没漏感的理想变压器;晶体管则由一输入电阻及一输出电流发生器代替。

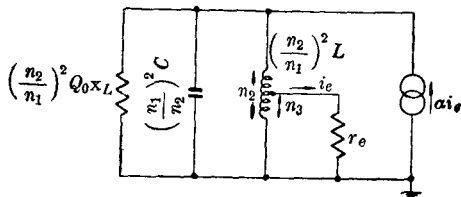


图3 图2的等效电路

由于电路的工作频率远低于晶体管的截止频率,晶体管的输入电阻近似地等于发射极电阻 r_e ,输出阻抗很大故它的影响可以忽略。输出电流发生器产生一个等于 αI_e 的电流,其中 I_e 是小信号发射极电流, α 是晶体管电流增益 I_c/I_e ,它的数值近似地等于1。在1毫安电流时, r_e 的值是25欧。为了使振荡器在供电电压降到标称值的一半的时候还能振荡(这时集电极电流等于0.5毫安),在计算集电极耦合线圈的圈数的时候假定 r_e 的值是50欧(当 I_e 以毫安表示的时候, r_e 等于 $25/I_e$)。发射极耦合线圈的圈数要选择得使由晶体管输入电阻加于调谐电路的负载不致太大。这一点是很重要的,因为只有使整个电路的 Q 值尽可能的高,才能维持电路的频率稳定度。

图4的等效电路中,进一步简化掉了调谐变压器。这个简化的等效电路只有在调谐电路谐振时才能成立。工作 Q 值, Q_w 等于:

$$Q_w = \frac{R_B}{R_B + R_A} Q_0$$

亦即：

$$Q_w = \frac{n_1^2 r_e Q_0}{n_1^2 r_e + n_3^2 Q_0 X_L}$$

式中 n_1 和 n_3 分别是調諧綫圈及发射极耦合綫圈的圈数； X_L 是調諧綫圈在所考虑的工作頻率时的电抗。

在波段的高頻端 r_e 等于它的最低值 25 欧时， Q_w 的值最小。对于第 1 及第 2 波段的綫圈， Q_0 等于 80， X_L 在 2110 千赫时等于 2280 欧， n_1 等于 72 (n_1 的值由所需电感量决定)。如果 $n_3=1$ ， $Q_w=33.3$ 。

同样，第 3 及第 4 波段的綫圈， $Q_0=125$ ， X_L 在 13.47 兆赫时等于 217 欧， $n_1=28$ 。如果 $n_3=2$ ， $Q_w=20$ 。振荡器具有这样的工作 Q 值时，其頻率稳定度是可以令人滿意的。

从图 4 可以看出，晶体管集电极电流分成两路，一路流经 R_A ，一路流经 R_B 。 R_A 代表調諧电路所引起的阻尼， R_B 代表晶体管的輸入电阻。这些电阻在图中都已折算到集电极电路（假定变压器是理想变压器）。如果要維持振荡，晶体管的输出电流 αI_e 必須大得足以让一个电流 I_e 重新进入到晶体管的发射极。这就是說， R_B 中必須有一个电流 $I_e (n_3/n_2)$ 流过 R_B ，而余下来的流经 R_A ，其中， n_2 是集电极耦合綫圈的圈数。如果假定 $\alpha=1$ ，电流的分配将如下式所示：

$$I_e \left\{ \frac{(n_2/n_1)^2 Q_0 X_L}{(n_2/n_1)^2 Q_0 X_L + (n_2/n_3)^2 r_e} \right\} = \frac{n_3}{n_2} I_e$$

即：

$$n_2 = n_3 + \frac{n_1^2 r_e}{n_3 Q_0 X_L}$$

为了保証在整个頻段范围内維持振荡，并且也为了保証当供电电压降到标称值的一半的时候能够維持振荡， n_2 是根据綫圈的最低工作頻率計算的，同时 r_e 也采取 50 欧的数值。

对于第 1 和第 2 波段的綫圈， $Q_0=160$ ， $X_L=685$ 欧（在 630 千赫时）， $n_3=1$ ，所以：

$$n_2 = 1 + \frac{72^2 \times 50}{1 \times 160 \times 685} = 3.37 \text{ 圈}$$

对于第 3、第 4 波段的綫圈， $Q_0=100$ ， $X_L=101$ 欧（在 6.27 兆赫时）， $n_3=2$ ，所以：

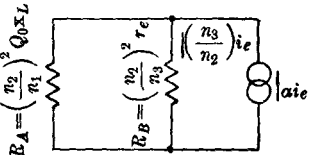


图 4 图 3 在諧振时的等效电路

$$n_2 = 2 + \frac{28^2 \times 50}{2 \times 100 \times 101} = 3.96 \text{ 圈}$$

对于第 1、第 2 波段,集电极耦合线圈用 4 圈,发射极耦合线圈用 1 圈,调谐线圈用 72 圈。这个线圈(用壶形磁芯)的性能颇令人满意。第 3、第 4 波段的线圈绕在一个简单的线圈架上,集电极耦合线圈用 4 圈,发射极耦合线圈用 2 圈,调谐线圈用 28 圈。这个线圈只有当集电极耦合线圈增加到 9 圈后才能很好地工作。理论计算结果和实际所需要的圈数不同,发生这一差异的原因是:

(1) 在计算中假设变压器是理想变压器。当线圈的圈数很小时,漏电感对变压器的特性影响很大;

(2) 晶体管中有相移差生,使谐振电路有一定程度的失调,因此电路中实际的阻抗值比计算中所用的值来得小;

(3) 发射极的去耦电容器在发射极电路中引起一些衰减和相移;

(4) α 的实际值比 1 为小;

(5) 晶体管的输入阻抗,在计算中认为它是等于 r_e 的,实际上由于晶体管的基极电阻而略有增加。

在第 3 和第 4 波段,集电极耦合线圈用 9 圈是很合适的。

天线电路的设计

第 1 和第 2 波段

第 1 和第 2 波段用的天线电路如图 5 所示,其谐振时的等效电路见图 6。天线线圈绕在铁氧体棒上。耦合线圈的圈数选择得使天线电路和晶体管的输入阻抗(约等于输入阻抗平均值的 3/4)之间在波段的高频端取得功率匹配。输入阻抗低于平均值的晶体管的总增益小,但是失配较小。输入阻抗高于平均值的晶体管的总增益大,但失配较大。因此,各晶体管增益不同的影响可以减小。用这样的匹配时,给晶体管馈电的源电阻在 200 千赫,也就是在第 1 波段的中心频率时是 1 千欧;在 1 兆赫,也就是第 2 波段的中心频率时是 600 欧。这些阻值接近于最佳噪声特性所要求的数值。

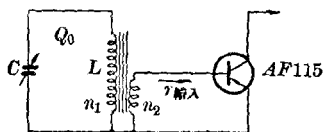


图 5 第 1 和第 2 波段用的天线基本电路

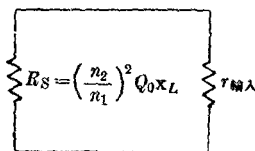


图 6 图 5 在谐振时的等效电路

晶体管 AF115 的输入阻抗在第 1 波段的高频段(280 千赫)是 2 千欧, 在第 2 波段的高频段(1640 千赫)是 1.2 千欧。因此, 在第 1 波段的 280 千赫时, 反射到基极耦合线圈(图 6 中的 R_s)的天线调谐电路的阻抗的值应该是 0.75×2 千欧 = 1.5 千欧。在第 1 波段, 调谐线圈的电感量是 3.38 毫亨, 线圈的圈数(n_1)是 235, $Q_0 X_L$ 在 280 千赫时是 358 千欧($Q_0=60$)。因为

$$R_s = \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 Q_0 X_L$$

(式中 n_2 是基极耦合线圈的圈数)

因此:

$$n_2 = n_1 \left(\frac{R_s}{Q_0 X_L} \right)^{1/2}$$

$$R_s = 1.5 \text{ 千欧}, \quad n_1 = 235,$$

$$n_2 = 235 \left(\frac{1500}{358,000} \right)^{1/2} = 15.2 \text{ 圈}$$

在第 1 波段上, 基极耦合线圈用 15 圈可以得到良好的结果。

在第 2 波段上, 调谐电路反射到基极耦合线圈的阻抗值等于 0.75×1200 欧 = 900 欧。调谐线圈的电感量是 385 微亨, $n_1=82$, $Q_0 X_L$ 在 1640 千赫时等于 476 千欧($Q_0=120$), 因此:

$$n_2 = 82 \left(\frac{900}{476,000} \right)^{1/2} = 3.6 \text{ 圈}$$

由于线圈较长, 漏电感比较高, 这一点使变压器的实际匝数比增加。基极耦合线圈要用 5 圈才满足 82:3.6 的电气匝数比。

第 3 和第 4 波段

第 3 和第 4 波段的天线线圈要设计得在使用 400 欧源阻抗天线的情况下, 镜频抑止率在第 3 波段的高频段有 18 分贝, 在第 4 波段的高频段有 16 分贝的值。

第 3 和第 4 波段用的天线的基本电路如图 7 所示, 其在谐振时的等效电路示于图 8。在等效电路中, 所有阻抗都已折算到基极耦合线圈。晶体管 AF115 在第 3 波段的高频段即 13 兆赫处的输入阻抗是 300 欧, 在第 4 波段

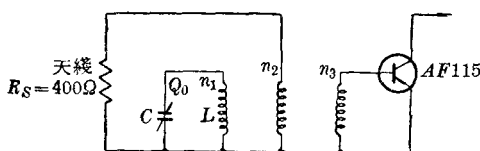


图 7 用于第 3、第 4 波段的基本天线电路

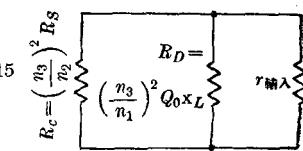


图 8 图 7 电路谐振时的等效电路

的高頻端即 26.47 兆赫處是 200 歐。天線源阻抗和晶體管的輸入阻抗相匹配，調諧回路和基極耦合線圈之間的匝數比調整得使其工作 Q 值能滿足所設計的鏡頻抑止率的需要。這種匹配方法保證天線源電阻到晶體管輸入電阻的功率轉移為最大，同時也滿足了 Q 值的要求。

鏡頻抑止率和工作 Q 值 Q_w 的關係如下：

$$\text{鏡頻抑止率} = \left\{ 1 + Q_w^2 \left(\frac{f_i}{f_o} - \frac{f_o}{f_i} \right)^2 \right\}^{1/2}$$

式中 f_o 是電路所調諧的頻率， f_i 是鏡象頻率。設 $4f$ 是調諧頻率和鏡象頻率之差，且 $4f \ll f_o$ ，則：

鏡頻抑止率 $\doteq \left\{ 1 + \left(\frac{2\Delta f Q_w}{f_o} \right)^2 \right\}^{1/2}$ 。此值是電壓比，可用分貝表示為：

$$\begin{aligned} \text{鏡頻抑止率} &= 20 \log_{10} \left\{ 1 + \left(\frac{2\Delta f Q_w}{f_o} \right)^2 \right\}^{1/2} \text{ 分貝} \\ &= 10 \log_{10} \left\{ 1 + \left(\frac{2\Delta f Q_w}{f_o} \right)^2 \right\} \text{ 分貝} \end{aligned}$$

從上式可得：

$$Q_w = \frac{f_o}{2\Delta f} \left\{ \log^{-1} \left(\frac{\text{鏡頻抑止率}}{10} \right) - 1 \right\}^{1/2}$$

這裡， $4f$ 等於收音機中頻的兩倍， f_o 是每一波段的最高頻率。在第 3 頻段， $f_o = 13.0$ 兆赫， $4f = 0.94$ 兆赫，鏡頻抑止率 = 18 分貝，因此， $Q_w = 54.3$ 。在第 4 頻段， f_o 是 26.47 兆赫， $4f$ 是 0.94 兆赫，鏡頻抑止率是 16 分貝，因此， $Q_w = 87.3$ 。

折算到基極耦合線圈的天線線圈電阻 R_D (見圖 8) 為：

$$R_D = \left(\frac{n_3}{n_1} \right)^2 Q_o X_L$$

式中 n_1 是調諧線圈的圈數， n_3 是基極耦合線圈的圈數。

因為天線和晶體管的輸入電阻是匹配的，這個天線線圈的有效阻值上加了 $1/2 r_{in}$ (二分之一輸入電阻)，因此：

$$\frac{Q_w}{Q_o} = \frac{1/2 r_{in} R_D}{R_D + 1/2 r_{in}} \times \frac{1}{R_D} = \frac{r_{in}}{2R_D + r_{in}} = \frac{r_{in}}{2(n_3/n_1)^2 Q_o X_L + r_{in}}$$

從上式容易得出：

$$n_3 = n_1 \left\{ \frac{r_{in} (Q_o - Q_w)}{2Q_w Q_o X_L} \right\}^{1/2}$$

在第 3 波段，調諧線圈的电感量是 3.05 微亨， n_1 是 28， Q_o 是 124， X_L 在 13 兆赫是 249 歐。所需 Q_w 是 54.3， r_{in} 是 300 歐，因此， $n_3 = 2.55$ 圈，同樣，在第 4 波段，線圈的电感是 0.71 微亨， n_1 是 12， Q_o 是 170， X_L 是 118 歐。所

需 Q_w 是 87.3, r_{in} 等于 200 欧, 因此, $n_3 = 0.82$ 圈。

和前面一样, 由于漏电抗的缘故, 圈数分别要增加到 3.5 圈及 1.5 圈才能得到所需要的电气匝数比。

为了使天线和晶体管之间得到功率匹配, R_0 (图 8) 必须等于 r_{in} , 即:

$$\left(\frac{n_3}{n_2}\right)^2 R_s = r_{in}$$

式中 n_2 是天线耦合线圈的圈数。

从上式可得:

$$n_2 = n_3 \left(\frac{R_s}{r_{in}} \right)^{1/2}$$

在第 3 波段, $n_3 = 3.5$, $R_s = 400$ 欧, $r_{in} = 300$ 欧, 因此 $n_2 = 4.04$ 圈。在第 4 波段, n_3 是 1.24, R_s 是 400 欧, r_{in} 是 200 欧, 因此 $n_2 = 1.76$ 圈。为了线圈绕起来方便, 天线耦合线圈用 3.5 及 1.5 圈, 工作得也很好。

第一级中频变压器的设计

混频级的输出是设计来直接接入标准晶体管六管收音机第一级中频放大器的基极上的。中频放大器的输入阻抗一般假定为 777 欧。为了保证收音机中频级的稳定系数达到 4, 第一中频级晶体管的输入加上 235 欧, 这个电阻由第一中频变压器的电阻损耗及混频晶体管的输出电阻所组成。AF115 的输出电阻是很高的 (在 470 千赫时近似为 5 兆欧), 可以忽略。因此, 馈电给第一级中频的源电阻只有变压器损耗一项。

混频级的输出部分示于图 9。由于晶体管的输出电阻很高, 集电极电路里可以用很高的负载值。负载用 50 千欧是比较合适的。混频级的负载由变压器损耗电阻及与之并联的第一中频管的输入电阻组成。

混频级输出电路的等效电路如图 10 所示。图中第一中频晶体管的输入电阻已画到混频晶体管的集电极电路里。混频晶体管的电阻性负载是 50 千欧。

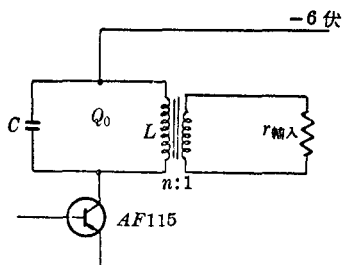


图 9 混频级的输出电路

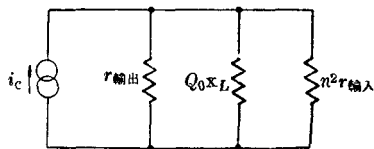


图 10 图 9 电路在谐振时的等效电路

因此：

$$\frac{n^2 r_{in} Q_0 X_L}{n^2 r_{in} + Q_0 X_L} = 50,000$$

因为輸入到第一中頻晶体管的源电阻是 235 欧，所以：

$$\frac{Q_0 X_L}{n^2} = 235$$

假定 $r_{in} = 777$ 欧，从上两式可以得出

$$n = 16.7; \quad Q_0 X_L = 65.5 \text{ 千欧}$$

中频变压器的初級线圈是 109 圈，电感量是 240 微亨，次級线圈是 6.5 圈。初級线圈用 470 微微法电容器調諧，在 470 千赫时， Q_0 值为 100。中频变压器的实际 n 值是 16.8， $Q_0 X_L$ 是 71 千欧。

当中频变压器的次級接上晶体管后，混频晶体管集电极的負載是 53.6 千欧。当自动音量控制发生作用时，第一中頻級的輸入电阻增加，当輸入电阻变为无限大时，混频晶体管的負載将为 71 千欧。

当中频晶体管的輸入电阻为 777 欧时，中频变压器的工作 Q 值是 75。中频变压器的帶寬因此是 6.3 千赫。当自动音量控制起作用，輸入电阻增至无限大时，工作 Q 值等于諧振时的 Q 值(100)，中频变压器的帶寬下降至 4.7 千赫。如果需要，只要增加线圈的电感并减小 Q_0 的值，帶寬可以做得大一些而不必改变电路的阻抗，($Q_0 X_L$ 的乘积和匝数比不变)，改变了电感以后，調諧电容器的值也要相应地改变到和新电感值諧振所需要的数值。

稳定第 2 波段的措施

上述中频变压器的設計对第 1、第 3、第 4 波段是适用的。但是，对于第 2 波段，用这种中频变压器可能会有某种形式的不稳定現象产生。为了防止这种不稳定現象，对中频变压器作一些修改可能是必要的。

混频級可能被大的輸入信号触发到不希望有的振荡状态。这种情况，在第 2 波段上只有在两个頻率上发生，那就是当天綫电路調諧到两倍或三倍于中間頻率的时候。当信号大得足以使晶体管飽和的时候，在集电极和基极电路之間发生能量的轉移从而产生振荡。这种振荡一直持續到供电电压断开或天綫、振荡器或中频調諧电路短路为止。大信号不一定要某一固定頻率，它也可以是由干扰脉冲所产生的。在某些情況下，为了不發生寄生振荡，天綫电路可能必須失調于中頻諧波(离开中頻諧波) 100 千赫之多。

产生这种寄生振荡的因素有好几个。其中最主要的一个因素，也是这里所要考虑的一个因素是集电极电路里的負載电阻的数值（相对于中頻而言

的)。集电极电路里用的电阻愈大，振荡愈易于维持。因此，为了避免不稳定现象，可以采用较低的负载电阻，但是减低了负载，混频级的转换增益也相应降低。用一个不加旁路电容的低电阻和集电极串联可以增加负载的允许值，但是由于它有降低增益的副作用，所以这个电阻不能超过 500 欧。

另一种方法是，在中频变压器的两端加一只二极管。二极管上加以偏压，偏压的大小选择得使二极管在变压器两端出现足以使晶体管饱和的信号之前导通。这样，晶体管的转换增益没有降低，电路完全也可以稳定。因为二极管还可以用来提供自动增益控制作用，所以没有给出专门的电路，因为这方面的设计要看自动增益控制电路的设计如何而定。

用第一种方法时，用来防止不稳定现象所需要的串联电阻（当集电极负载不同时）如图 11 所示。图中所示的电阻是恰好能防止不稳定

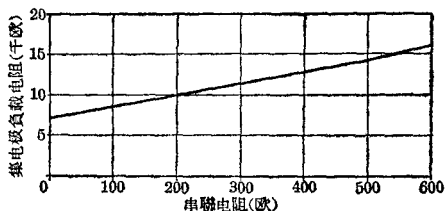


图 11 防止振荡所需串联电阻和负载电阻的关系

现象的串联电阻的值。在实际中，所用电阻还要加上一点安全系数，因为晶体管的参数是不尽相同的。从图中可以看出，当集电极负载电阻为 14 千欧时，

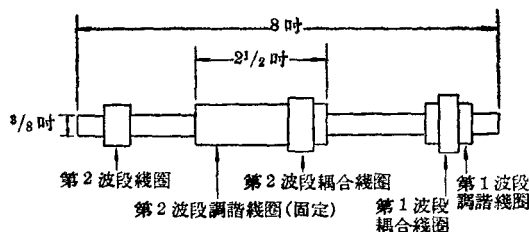


图 12 第 1 和第 2 波段的天线线圈 (图中第 2 波段线圈可以移动)

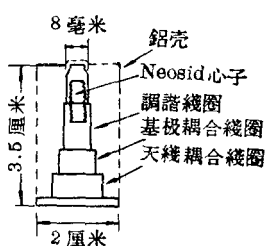


图 13 第 3 和第 4 波段的线圈，耦合线圈密绕在调谐线圈的接地端

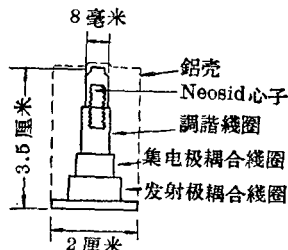


图 14 第 3 和第 4 波段的振荡线圈，耦合线圈密绕在调谐线圈的接地端

表 2

第 1 和第 2 波段用线圈的数据

线圈	圈数	电感量 (微亨)	Q_0	调谐电容 (微微法)	频率 (千赫)	备 注
第1、第2波段 天线线圈	第 1 波段调谐线圈 L_{1A}	235	3380	60	96	绕在铁氧 体棒上, 见图 12
	第 1 波段耦合线圈 L_{1B}	15				
	第 2 波段调谐线圈 L_{2A}	82	385	120	24	
	第 2 波段耦合线圈 L_{2B}	5				
第1、第2波段 振荡线圈	调谐线圈 L_{5A}	72	173	160 80	333 29.5	630 2110
	集电极耦合线圈 L_{5B}	4				
	发射极耦合线圈 L_{5C}	1				

第 3、第 4 波段线圈数据

线圈	圈数	线圈规格 (英规)	电感量 (微亨)	Q_0 值	调谐电容 (PF)	频率 (兆赫)	说明
第 3 波 段天线 线圈	调谐线圈 L_{3A}	28	24	3.05	100 121	228 57	6.0 12.0 见图13
	基极耦合线圈 L_{3B}	3.5	36				
	天线耦合线圈 L_{3C}	3.5	36				
第 4 波 段天线 线圈	调谐线圈 L_{4A}	12	20	0.71	117 170	208 52	13.0 26.0 见图13
	基极耦合线圈 L_{4B}	1.25	20				
	天线耦合线圈 L_{4C}	1.5	20				
第3、第4波段 振荡线圈	调谐线圈 L_{6A}	28	24	2.57	100 125	250 54	6.27 13.47 见图14
	集电极耦合线圈 L_{6B}	9	24				
	发射极耦合线圈 L_{6C}	2	24				

中 频 变 压 器

线圈	圈 数	电 感 量	Q_0 值	调 谐 电 容	频 率
中频变压器初级	109	240 微亨	100	470微微法	470 千赫
中频变压器次级	6.5				

串联电阻可以用 470 欧的。但是, 为了保险起见, 负载电阻应该减低到 12 千欧。因此, 当中频变压器的次级线圈空载时, 负载电阻的最大值是 12 千欧。

当次级线圈接上负载以后 (第一级中放晶体管的输入阻抗), 负载电阻是 12 (Q_w/Q_0) = 9 千欧。用这个负载电阻代替 53.6 千欧后, 损失的增益是 $10 \log_{10} (53.6/9) = 7.75$ 分贝。

如果不用串联电阻, 负载电阻的最大值是 7 千欧, 加上保险系数后是 6 千欧。中频变压器的次级负载接上通常的负载以后, 这个负载电阻跌到 6 (Q_w/Q_0) = 4.5 千欧。这时, 增益的损失是 $10 \log_{10} (53.6/4.5) = 10.8$ 分贝。

如果用了 470 欧的串联电阻, 由于此电阻的存在, 增益将稍大于 7.75 分贝。因此, 不论用不用串联电阻, 10~11 分贝的变换增益损失是不能避免的。

如果在第 2 波段用了低的负载电阻, 在中频变压器的初级有必要抽一头以供接第 1 及第 2 波段振荡线圈的集电极绕组之用。这样, 第 1 波段和第 2 波段就可以用同样的负载, 两个波段的变换增益也就差不多。

线圈的数据

电路中所用线圈的实际数据见表 2。

性能

对本文所述的混频器作了一些测量以了解它的实际性能。下文所列出的一些数字都是平均值。各波段所用的中频变压器都是本文前面所介绍的那种中频变压器, 并且没有采用防止第 2 波段不稳定现象的措施。所有测量 (除了牵引现象的测量以外) 都是在天线和振荡电路完全调整好 (没有跟踪误差) 的情况下进行的。

增益

混频级的增益可由下式算出:

$$\text{增益} = 10 \log_{10} \frac{P_o}{P_i} \text{ 分贝}$$

式中 P_o 是中频变压器次级输送至 777 欧负载的功率, P_i 是从天线获得的最大有用功率。

第 2、第 3、第 4 波段上的平均增益如表 3 所示。第 1 波段的增益没有列出, 因为它和第 2 波段相似。从表中可以看出, 随着频率的变化, 增益从 38 分贝变化到 15 分贝左右。

表 3 增益的平均值

波 段	頻率(兆赫)	增益(分貝)
2	1.0	38
3	6.0	19.5
3	12.0	20
4	13.0	15
4	26.0	17

灵 敏 度

把混頻級輸出接至标准六管收音机上时,发现要在收音机有 50 毫瓦的輸出,第一中頻晶体管的基极大約要有 500 微伏的信号(調制度 30%)。在第 1 波段和第 2 波段,測量了收音机輸出 50 毫瓦时,混頻晶体管基极所需的信号电平;在第 3 和第 4 波段,測量了收音机輸出 50 毫瓦时通过 400 欧輸入到天綫耦合綫圈所需的信号电平。測量結果列于表 4。

表 4 灵敏度(收音机輸出 50 毫瓦所需的信号电平)

波 段	頻率(兆赫)	混頻晶体管基极处的信号电平 (微伏,有效值)	通过 400 欧輸入到天綫 耦合綫圈的信号电平 (微伏,有效值)
1	0.2	10	—
2	1.0	10	—
3	6.0	—	48
3	12.0	—	25
4	13.0	—	65
4	26.0	—	36

信号噪声比

把混頻級接到收音机上以后,測量产生 20 分貝信噪比所需的信号輸入电平。把用頻率为 400 赫、調制度为 30% 的輸入信号所得到的輸出和用未經調制的載波所得的輸出进行了比較。調节通过 400 欧饋到天綫輸入处的輸入信号电平,使輸出功率之比为 20 分貝。只对第 3 和第 4 波段作了信噪比的測量,測量所得結果示于表 5。