

晶体管收音机的特殊电路

上海无线电二厂 编

上海人民出版社

晶体管收音机的特殊电路

上海无线电二厂 编

上海人民出版社出版

(上海绍兴路5号)

新华书店上海发行所发行 上海市印刷三厂印刷

开本 787×1092 1/32 印张 2.875 字数 60,000

1972年10月第1版 1972年10月第1次印刷

印数 1—220,000

书号: 15·4·289 定价: 0.17 元

目 录

一、频率微调电路	1
附 单层线圈的结构计算	8
二、短波增益提升器	10
三、二次自动增益控制电路	17
四、本地、远程开关	22
五、来复级和自动音频限幅器	24
六、滑动甲类功率放大器	31
七、无变压器的低频放大器	37
八、音调控制电路	50
附录 超外差式收音机统调的计算	74

一、频率微调电路

晶体管收音机的短波段, 由于频率较高, 调谐旋钮若稍有转动, 就会使不少电台滑过去, 因此, 准确地调谐电台就比较困难, 而且频率越高, 调谐工作就越不容易控制。为了解决这个问题, 方法之一是给短波段附加一个“频率微调”装置。图 1-1 所示的频率微调电路是由附加的电容 C_1 (约 5.1 pF 的固定电容) 和 C_2 (约 1.5/3 pF 的微调电容) 串联后再并接在振荡回路中组成的。调谐电台时, 可先粗调, 即调节调谐旋钮, 找到所需要的电台声音; 然后再细调, 即调节频率微调旋钮, 使欲收听的电台声最响为止, 获得准确调谐。

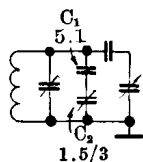


图 1-1 频率微调电路

频率微调装置所能调节的频率范围 Δf 可由下式确定:

$$\Delta f \doteq \frac{f \Delta C}{2C} \quad (1-1)$$

式中, f ——调谐旋钮固定不动时所对应的振荡频率;

C ——对应于 f 频率时的振荡回路的总电容;

ΔC —— C_1 和 C_2 串联后的最大容量和最小容量之差。

若设 $C_{2\max}$ 和 $C_{2\min}$ 分别为 C_2 的最大容量和最小容量, 则由图 1-1, 显然有:

$$\Delta C = \frac{C_1 C_{2\max}}{C_1 + C_{2\max}} - \frac{C_1 C_{2\min}}{C_1 + C_{2\min}} \quad (1-2)$$

例如: $f = 12 \text{ MHz}$, $C = 30 \text{ pF}$, $C_1 = 5.1 \text{ pF}$

$$C_{2\max} = 3 \text{ pF}, \quad C_{2\min} = 1.5 \text{ pF}$$

$$\begin{aligned} \text{则: } \Delta C &= \frac{C_1 C_{2\max}}{C_1 + C_{2\max}} - \frac{C_1 C_{2\min}}{C_1 + C_{2\min}} \\ &= \frac{5.1 \times 3}{5.1 + 3} - \frac{5.1 \times 1.5}{5.1 + 1.5} \approx 0.74 \text{ pF} \end{aligned}$$

$$\text{因此: } \Delta f = \frac{f \Delta C}{2C} = \frac{12 \times 0.74}{2 \times 30} = 150 \text{ kHz}$$

为了使短波段的电台调谐能象调谐中波段电台时一样方便、准确,在有些较高级的晶体管收音机中一般并不采用上述简单的频率微调装置,而是应用波段展阔的方法。因为对短波广播来说,其电台绝大部分都集中在米波段范围内,所以,波段展阔往往是以每一米波段为一个独立的短波展阔波段,这种波段的频率覆盖系数非常小,因而,在调谐电台时,要比调谐中波的电台还要方便。波长(米)与频率的关系请参看

表 1-1。

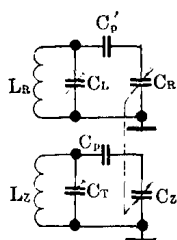


图 1-2 展阔波段的
输入和振荡回路

图 1-2 所示的是展阔波段的输入回路和振荡回路。这种展阔波段的统调计算方法如下:

由于这种波段的频率覆盖系数很小,因此,一般可以按二点统调来设计回路。于是,图 1-2 所示回路中的三个参量(L_R 、 C_L 和 C_P' 以及 L_Z 、 C_T 和 C_P)可以取定一个。通常,晶体管收音机都是调节 L_R (L_Z) 和 C_L (C_T) 的,因此,可取定 C_P' 和 C_P ,并且既可取得 $C_P' = C_P$,也可取得 C_P' 略大于 C_P 。

1. 输入回路的计算

(1) 给定: 波段的最低频率 $f_{\min}$ 和最高频率 $f_{\max}$ 。

表 1-1 波长(米)与频率对照表(仅供参考)

波长(米)	国际波段范围(频率 MHz)
120	2.20~2.60
90	3.23~3.88
75	3.70~4.30
60	4.75~5.06
49	5.95~6.20
41	7.10~7.30
31	9.50~9.78
25	11.70~11.98
19	15.10~15.45
16	17.70~17.90
13	21.45~21.75
11	25.60~26.10

(2) 已知: 双连的最小容量 $C_{R \min}$ 和最大容量 $C_{R \max}$ 。

(3) 先计算出波段覆盖系数的平方值:

$$k^2 = \frac{f_{\max}^2}{f_{\min}^2} \quad (1-3)$$

(4) 继而计算出 m_R 和 n_R :

$$m_R = \frac{C_{R \max} C'_P}{C_{R \max} + C'_P} \quad (1-4)$$

$$n_R = \frac{C_{R \min} C'_P}{C_{R \min} + C'_P} \quad (1-5)$$

(5) 再求出并联在线圈 L_R 两端的总电容 C'_L (包括线圈的分布电容 C_0 和布线电容 C_M 等):

$$C'_L = \frac{m_R - k^2 n_R}{k^2 - 1} \quad (1-6)$$

$$C_L = C'_L - (C_0 + C_M) \quad (1-7)$$

式中, 中波段时 $C_0 + C_M$ 约 10~20 pF; 短波段时 $C_0 + C_M$ 约 8~15 pF。至于 $C_0 + C_M$ 的估计误差可由微调电容 C_L 来补偿。

必须指出的是, 如果计算出的 C_L 很小 (中波时 $< 20 \text{ pF}$, 短波时 $< 15 \text{ pF}$), 则需要另选较大的 C'_P 和 C_P 重新计算。

(6) 最后求出 L_R :

$$L_R = \frac{25330}{f_{\max}^2 (n_R + C'_L)} \quad (1-8)$$

或

$$L_R = \frac{25330}{f_{\min}^2 (m_R + C'_L)} \quad (1-9)$$

式中, n_R, C'_L ——单位为 pF ;

$f_{\max}, f_{\min}$ ——单位为 MHz ;

L_R ——单位为 μH 。

2. 振荡回路的计算

(1) 二点统调的频率分别取为:

$$f_1 \doteq f_{\min} + \frac{1}{6} (f_{\max} - f_{\min}) \quad (1-10)$$

$$f_2 \doteq f_{\max} - \frac{1}{4} (f_{\max} - f_{\min}) \quad (1-11)$$

(2) 求出分别对应于 f_1, f_2 的输入回路的总电容 C_1, C_2 :

$$C_1 = \frac{25330}{f_1^2 L_R} \quad (1-12)$$

$$C_2 = \frac{25330}{f_2^2 L_R} \quad (1-13)$$

(3) 求出分别对应于 f_1, f_2 的输入回路的双连电容容量 C_{R1}, C_{R2} :

$$C_{R1} = \frac{C'_P (C_1 - C'_L)}{C'_P - (C_1 - C'_L)} \quad (1-14)$$

$$C_{R2} = \frac{C'_P (C_2 - C'_L)}{C'_P - (C_2 - C'_L)} \quad (1-15)$$

(4) 求出对应于 C_{R1} 、 C_{R2} 的振荡联的容量 C_{Z1} 、 C_{Z2} ：如果双连是等容的，则 $C_{Z1}=C_{R1}$ ， $C_{Z2}=C_{R2}$ ，如果双连是不等容的（差容的），则必须从双连的角度 φ° 和容量 pF 的关系中分别找出相应于 C_{R1} 、 C_{R2} 所对应的角度的 C_{Z1} 、 C_{Z2} ，如图 1-3 所示。

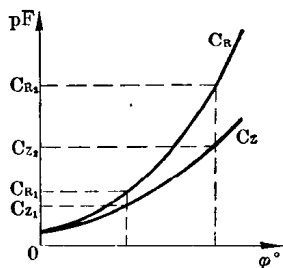


图 1-3 差容双连的 $\varphi^\circ \sim \text{pF}$ 曲线

(5) 求出 m 和 n ：

$$m = \frac{C_{Z1}C_P}{C_{Z1} + C_P} \quad (1-16)$$

$$n = \frac{C_{Z2}C_P}{C_{Z2} + C_P} \quad (1-17)$$

(6) 求出对应于 f_1 、 f_2 的振荡频率的覆盖系数的平方值：

$$k_z^2 = \left(\frac{f_2 + f_0}{f_1 + f_0} \right)^2 = \frac{f_{z2}^2}{f_{z1}^2} \quad (1-18)$$

式中， f_0 ——中频频率，晶体管收音机中为 465 kHz。

(7) 求出 C'_T (包括线圈自身电容和分布电容在内的并联在 L_Z 两端的总电容)

$$C'_T = \frac{m - k_z^2 n}{k_z^2 - 1} \quad (1-19)$$

$$C_T = C'_T - (C_0 + C_M) \quad (1-20)$$

式中，振荡回路的 $C_0 + C_M$ 可取得与输入回路的相同，同样，

此估计误差可由微调电容 C_T 来补偿。

(8) 求出 L_Z ：

$$L_Z = \frac{25330}{f_{z2}^2 (n + C'_T)} \quad (1-21)$$

或

$$L_z = \frac{25330}{f_{z1}^2(m + C'_T)} \quad (1-22)$$

现具体举一例说明。如某一特级收音机的第六波段为 25m 的展阔波段，其频率范围为 $f_{\min} = 11.28 \text{ MHz}$ ， $f_{\max} = 12.2 \text{ MHz}$ ，双连 $C_{R\min} = 10 \text{ pF}$ ， $C_{R\max} = 510 \text{ pF}$ ，因此：

$$k^2 = \left(\frac{f_{\max}}{f_{\min}} \right)^2 = \left(\frac{12.2}{11.28} \right)^2 \doteq 1.17$$

为了使接线简单化和降低成本，本波段可与其它波段共用垫整电容 C'_P 和 C_P 。取定 $C'_P = 56.3 \text{ pF}$ ， $C_P = 49.5 \text{ pF}$ ，于是：

$$m_R = \frac{C_{R\max} C'_P}{C_{R\max} + C'_P} = \frac{510 \times 56.3}{510 + 56.3} = 50.6 \text{ pF}$$

$$n_R = \frac{C_{R\min} C'_P}{C_{R\min} + C'_P} = \frac{10 \times 56.3}{10 + 56.3} = 8.5 \text{ pF}$$

$$C'_L = \frac{m_R - k^2 n_R}{k^2 - 1} = \frac{50.6 - 1.17 \times 8.5}{1.17 - 1} = 239 \text{ pF}$$

估计： $C_0 + C_M = 20 \text{ pF}$ ，因此：

$$C_L = C'_L - (C_0 + C_M) = 239 - 20 = 219 \text{ pF}$$

所以可用 CYX-1 型 200 pF 与 5/25 的微调电容并联。

$$L_R = \frac{25330}{f_{\max}^2(n_R + C'_L)} = \frac{25330}{12.2^2 \times (8.5 + 239)} = 0.687 \mu\text{H}$$

取二点统调的频率分别为： $f_1 = 11.3 \text{ MHz}$ ， $f_2 = 12 \text{ MHz}$ ，则：

$$C_1 = \frac{25330}{f_1^2 L_R} = \frac{25330}{11.3^2 \times 0.687} = 288.7 \text{ pF}$$

$$C_2 = \frac{25330}{f_2^2 L_R} = \frac{25330}{12^2 \times 0.687} = 255.8 \text{ pF}$$

$$C_{R1} = \frac{C'_P(C_1 - C'_L)}{C'_P - (C_1 - C'_L)} = \frac{56.3 \times (288.7 - 239)}{56.3 - (288.7 - 239)} = 410 \text{ pF}$$

$$C_{R2} = \frac{C'_P(C_2 - C'_L)}{C'_P - (C_2 - C'_L)} = \frac{56.3 \times (255.8 - 239)}{56.3 - (255.8 - 239)} = 24.5 \text{ pF}$$

由于所采用的双连是差容的，查曲线（见图 1-4）可得对应于

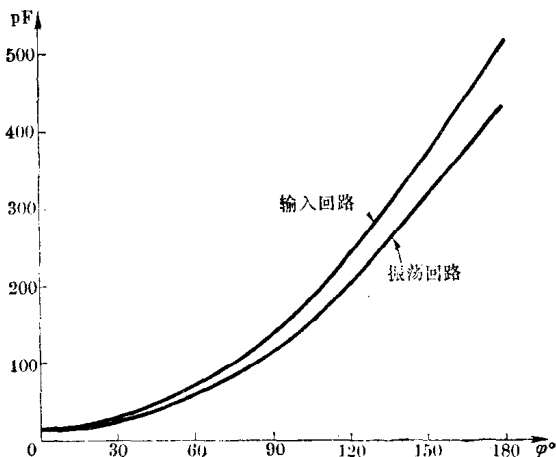


图 1-4 CB-3-450 型差容三连可变电容器的 $\varphi^\circ \sim \text{pF}$ 关系曲线

C_{R1} 、 C_{R2} 相应的角度的振荡联的 C_{Z1} 、 C_{Z2} 分别为：

$$C_{Z1} = 356 \text{ pF} \quad (\text{对应于 } 160^\circ \text{ 处})$$

$$C_{Z2} = 24 \text{ pF} \quad (\text{对应于 } 25^\circ \text{ 处})$$

因此，

$$m = \frac{C_{Z1}C_P}{C_{Z1} + C_P} = \frac{356 \times 49.5}{356 + 49.5} = 43.5 \text{ pF}$$

$$n = \frac{C_{Z2}C_P}{C_{Z2} + C_P} = \frac{24 \times 49.5}{24 + 49.5} = 16.2 \text{ pF}$$

$$k_z^2 = \left(\frac{f_{Z2}}{f_{Z1}} \right)^2 = \left(\frac{12 + 0.465}{11.3 + 0.465} \right)^2 = 1.122$$

$$C'_T = \frac{m - k_z^2 n}{k_z^2 - 1} = \frac{43.5 - 1.122 \times 16.2}{1.122 - 1} = 207.8 \text{ pF}$$

$$C_T = C'_T - (C_0 + C_M) = 207.8 - 20 = 187.8 \text{ pF}$$

所以,可用 160 pF、10 pF 和 5/25 微调电容三者并联。

$$L_z = \frac{25330}{f_{z2}^2(n+C'_T)} \\ = \frac{25330}{12.465^2 \times (16.2+207.8)} = 0.727 \mu\text{H}$$

附 单层线圈的结构计算

设计一架晶体管收音机,常常电路是大同小异的,但线圈则是根据不同的双连电容器和不同的频率波段而不同。这里介绍一种设计方法,

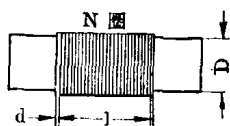


图 1-5 单层线圈

它主要适用于短波线圈(参考图 1-5)。

(1) 已知: 线圈电感量 L , 线圈管直径 D (或脱胎后线圈的内径), 铁芯导磁率 μ (若不用铁芯则 $\mu=1$)。

(2) 选定线圈绕好后应有的长度 l 。

(3) 按下列步骤计算线圈圈数 N 和所用的导线直径 d :

① 求出空心线圈的电感量

$$L_0 = \frac{L}{\mu} \quad (1-23)$$

② 求出线圈圈数

$$N = 7 \times \sqrt{\frac{L_0 \left(\frac{l}{D} + 0.44 \right)}{D}} \quad (1-24)$$

式中, L_0 ——单位为 μH ;

l ——单位为 cm ;

D ——单位为 cm 。

③ 求出每厘米线圈长度可绕的圈数 $N_0 = \frac{N}{l}$ 。

④ 按表 1-2 查出对应的所需导线的直径 d 。

现举一例说明。

(1) 某一短波天线线圈: $L=2.89 \mu\text{H}$, $\mu=1.7$, $D=0.6 \text{ cm}$, 选定线圈长度 $l=0.6 \text{ cm}$, 则:

$$L_0 = \frac{L}{\mu} = \frac{2.89}{1.7} \approx 1.7 \mu\text{H}$$

$$N = 7 \times \sqrt{\frac{L_0 \left(\frac{l}{D} + 0.44 \right)}{D}} = 7 \times \sqrt{\frac{1.7(1+0.44)}{0.6}}$$

$$= 15.2 \text{ 圈 (实际 16 圈)}$$

$$N_0 = \frac{N}{l} = \frac{15.2}{0.6} = 25.4 \text{ 圈}$$

查表 1-2 可得, $d=0.35 \text{ mm}$ (实际用 0.35 mm)。

(2) 振荡线圈: $L=2.35 \mu\text{H}$, $\mu=1.7$, $D=0.6 \text{ cm}$, 选定线圈长度 $l=0.9 \text{ cm}$ (因考虑要间绕), 则:

$$L_0 = \frac{2.35}{1.7} = 1.39 \mu\text{H}$$

$$N = 7 \times \sqrt{\frac{1.39 \left(\frac{0.9}{0.6} + 0.44 \right)}{0.6}} = 14.77 \text{ 圈 (实际 15 圈)}$$

$$N_0 = \frac{15}{0.9} = 16.7 \text{ 圈}$$

查表 1-2 可得, $d=0.55 \text{ mm}$ (实际用 0.35 mm , 因间绕)

表 1-2 N_0 与 d 的关系

N_0 (圈)	d (mm)	N_0 (圈)	d (mm)	N_0 (圈)	d (mm)	N_0 (圈)	d (mm)	N_0 (圈)	d (mm)
222.0	0.03	58.8	0.15	27.0	0.33	14.9	0.62	9.8	0.96
181.8	0.04	55.6	0.16	25.6	0.35	14.5	0.64	9.4	1.00
153.8	0.05	52.6	0.17	23.8	0.38	13.9	0.67	8.9	1.04
133.3	0.06	50.0	0.18	22.2	0.41	13.5	0.69	8.6	1.08
117.6	0.07	47.6	0.19	20.4	0.44	12.8	0.72	8.3	1.12
105.3	0.08	44.4	0.20	19.2	0.47	12.5	0.74	8.1	1.16
95.2	0.09	42.6	0.21	18.5	0.49	12.0	0.77	7.8	1.20
83.3	0.10	39.2	0.23	17.9	0.51	11.6	0.80	7.5	1.25
76.9	0.11	36.4	0.25	17.2	0.53	11.2	0.83	7.2	1.30
71.4	0.12	32.2	0.27	16.7	0.55	10.9	0.86	7.0	1.35
66.7	0.13	30.3	0.29	16.1	0.57	10.4	0.90	6.8	1.40
62.5	0.14	28.6	0.31	15.6	0.59	10.1	0.93	6.5	1.45

二、短波增益提升器

短波增益提升器, 简称为“提升器”, 它是一种由电容和电感组成的串联谐振回路装置, 如图 2-1 所示的电路中的 C_T 和 L_T 。它谐振于中频频率。当接收短波段时将它并接在变频管的发射极与地之间, 可提高变频(中频)增益 3~5 倍。2J8-1 型和 403 型等晶体管收音机中均采用了这种提升器装置。

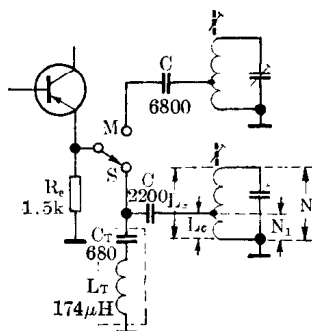


图 2-1 加提升器的振荡回路

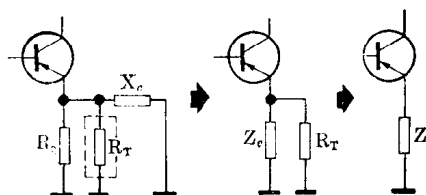


图 2-2 变频级发射极加接了提升器后的等效阻抗原理图

提升器的作用原理和计算方法如下:

在一般情况下, 变频管对于中频频率 f_0 来说, 发射极仍有一定的负反馈阻抗:

$$Z_e = R_e \parallel x_c = \frac{R_e}{\sqrt{1 + \left(\frac{R_e}{x_c}\right)^2}} \doteq x_c \quad (\text{通常 } x_c \ll R_e) \quad (2-1)$$

式中,

$$x_c = \frac{1}{2\pi f_0 C} \quad (2-2)$$

它使变频级的增益损失了不少。

当提升器谐振在 $f_0 = 465 \text{ kHz}$ 时, 其电阻为:

$$R_T = \frac{1}{Q} \sqrt{\frac{L_T}{C_T}} = \frac{2\pi f_0 L_T}{Q} \doteq \frac{2.9 L_T}{Q} \quad (2-3)$$

式中, L_T ——单位为 μH ;

R_T ——单位为 Ω ;

Q —— L_T 的 Q 值。

R_T 与 Z_e 并联后的阻抗为:

$$Z = Z_e \parallel R_T = \frac{R_T}{\sqrt{1 + \left(\frac{R_T}{Z_e}\right)^2}} \doteq R_T \quad (\text{通常 } R_T \ll Z_e) \quad (2-4)$$

显然, $Z < Z_e$ 。实际上, 总是设计得使 $R_T \ll x_c$, 这就使变频级对 f_0 的负反馈减少了, 于是变频级的增益便获得了提升。

假定 R_i 和 G_0 分别为变频级无负反馈 (即设 $Z_e = 0$) 时的输入阻抗和变频增益, 晶体管的中频电流放大系数为 β (对于 3AG1C、D、E 等高频管, 可近似地用它的低频 β 代), 则当 $Z_e \neq 0$, 但未加提升器时的变频增益为:

$$G \doteq G_0 \frac{R_i}{R_i + \beta x_c}$$

加接提升器后的变频增益为:

$$G_T \doteq G_0 \frac{R_i}{R_i + \beta R_T}$$

因此, 加接提升器后的变频增益提高了 A 倍:

$$A = \frac{G_T}{G} = \frac{R_i + \beta x_c}{R_i + \beta R_T} \quad (2-5)$$

将 (2-3) 式代入上式并移项, 可得:

$$Q = \frac{2.9 A \beta L_T}{\beta x_c - (A - 1) R_i} \quad (2-6)$$

式中, L_T ——单位为 μH ;

R_i ——单位为 Ω 。

讨论

1. 由(2-5)式可知, 当 $R_T=0$ 时提升量 A 达到最大值 $A_{\max}$ 。但提升器本身不可能做到 $R_T=0$, 因此, 加接提升器后的最大提升量由下式确定:

$$A_{\max} < 1 + \frac{\beta x_c}{R_i} \quad (2-7)$$

2. 由(2-5)式可知, 在晶体管和振荡回路参数已定的情况下, 若要获得 $A \uparrow$, 则要求 $R_T \downarrow$, 这时由(2-3)式可知, 要求 $Q \uparrow$ 、 $L_T \downarrow$ 、 $C_T \uparrow$ 。

Q 的影响: 从(2-3)式看出, 当 L_T 不是很大时, 只要不高的 Q 就可使 $R_T \ll x_c$ 而使提升量接近 $A_{\max}$ 。此后, 再把 Q 提高 2 倍, A 也不过增加很少。因此提升线圈的 Q 值不必做得很高, 并且可以不用铁粉芯。一般 $Q \geq 20$ 已经够了。

L_T 的影响: L_T 不能取得过大, 也不能取得过小。 L_T 过大时, 一方面使提升量 A 减少, 另一方面, 在不使用铁粉芯的情况下, L_T 大, 线圈的自身电容 C_0 增加, 将引起波段高端频率较大的变化; 但是如果 L_T 过小则将引起低端频率的较大变化。 L_T 是与振荡线圈的抽头并联的, 若设振荡线圈的总匝数为 N , 抽头匝数为 N_1 (如图 2-1 所示), 令 $n = \frac{N}{N_1}$, 则加提升器的结果由于 L_T 的影响会使振荡回路电感量 L_Z 减少到 L'_Z :

$$L'_Z = \frac{n^2 L_T L_Z}{n^2 L_T + L_Z} \quad (2-8)$$

从而使振荡频率 f_Z 上升到 f'_Z 。要求接提升器后 f_Z 的相对变化不大于 η , 即:

$$\frac{f'_z - f_z}{f_z} \leq \eta$$

若忽略线圈自身电容 C_0 对 f_z 的影响 (在波段频率低端是正确的), 则上式可由下式代替:

$$\sqrt{\frac{L_z}{L'_z}} - 1 \leq \eta$$

由此得到:

$$L'_z \geq \frac{L_z}{(1+\eta)^2}$$

将(2-8)式代入上式, 整理后便可得:

$$L_T \geq \frac{L_z}{n^2[(1+\eta)^2 - 1]} \quad (2-9)$$

若要求加提升器后 $\eta = 0.05 \sim 0.1\%$ 。这时(2-9)式可简化为:

$$L_T \geq \frac{L_z}{2n^2} \times 10^3 \sim \frac{L_z}{n^2} \times 10^3 \quad (2-10)$$

(2-9)式又可改写成:

$$\eta = \sqrt{1 + \frac{L_z}{n^2 L_T}} - 1 \quad (2-11)$$

提升器的电容 C_T 由下式求得 (对于 $f_0 = 465 \text{ kHz}$ 情形):

$$C_T = \frac{118000}{L_T} \quad (2-12)$$

式中, C_T ——单位为 pF;

L_T ——单位为 μH 。

提升线圈的自身电容 C_0 的影响: C_0 与振荡线圈抽头并联会使振荡回路对应于 f_z 的总电容 C 增加到 C' :

$$C' = C + \frac{C_0}{n^2} \quad (2-13)$$

从而使 f_z 减少到 f'_z 。同样, 如果忽略 L_T 对 f_z 的影响 (在波段的高频段是正确的), 可以得到:

$$C_0 \leq \left[\frac{1}{(1-\eta)^2} - 1 \right] n^2 C \quad (2-14)$$

上式移项后又可得:

$$\eta = 1 - \sqrt{1 + \frac{C_0}{n^2 C}} \quad (2-15)$$

例如:

1. 设某晶体管收音机短波振荡部分的有关数据如下:

$$R_0 = 1.5 \text{ k}\Omega$$

$$C = 2200 \text{ pF}$$

$$L_z = 11.7 \text{ } \mu\text{H}$$

$$n = \frac{N}{N_1} = \frac{30}{3} = 10$$

$$\beta = 60$$

$$R_i = 1.8 \text{ k}\Omega$$

则由(2-2)式:

$$x_c = \frac{1}{2\pi f_0 C} = \frac{1}{6.28 \times 465 \times 10^3 \times 2200 \times 10^{-12}} \\ \approx 157 \Omega \quad (\ll R_0 = 1500 \Omega)$$

由(2-7)式:

$$A_{\max} < 1 + \frac{\beta x_c}{R_i} = 1 + \frac{60 \times 157}{1800} = 6.2 \text{ 倍 (16 db)}$$

由(2-10)式:

$$L_T \geq \frac{L_z}{2n^2} \times 10^3 \sim \frac{L_z}{n^2} \times 10^3 \\ = \frac{11.7}{2 \times 10^2} \times 10^3 \sim \frac{11.7}{10^2} \times 10^3 = 59 \sim 117 \text{ } \mu\text{H}$$