

晶体管收音机的特殊电路

上海无线电二厂



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

(第二版)

上海人民出版社

内 容 提 要

本书是第二版，比第一版的内容增加了将近一倍左右。内容有：频率微调电路；短波增益提升器；二次自动增益控制电路；本地、远程开关；来复级和自动音频限幅器；滑动甲类功率放大器；音调控制电路；无变压器的低频放大器；晶体管收音机用稳压电源；其它。

本书还附有超外差式收音机统调的计算和晶体管收音机用的几种低频放大电路。

本书可供从事收音机工作的工人、技术员和广大工农兵无线电爱好者参考。

晶体管收音机的特殊电路

上海无线电二厂

(第二版)

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 上海市印刷四厂印刷

开本 787×1092 1/32 印张 6 字数 126,000

1972年10月第1版 1974年8月第2版 1974年8月第1次印刷

印数 1—500,000

统一书号：15171·88 定价：0.36元

列宁语录

理论要变为实践，理论要由实践来鼓舞，由实践来修正，由实践来检验。

毛主席语录

努力办好广播，为全中国人民和全世界人民服务。

修订版前言

近年来,晶体管收音机的品种日新月异,质量亦在精益求精,不少晶体管收音机采用了一些新的特殊电路以提高收音机的性能。

遵循伟大领袖毛主席关于“努力办好广播,为全中国人民和全世界人民服务”的教导,为了适应我国广播事业迅速发展的需要,为了更好地在各兄弟单位、收音机工作者以及广大工农兵无线电爱好者之间进行交流,不断提高对收音机电路的认识和实践,我们编写了《晶体管收音机的特殊电路》一书。现在这一本是修订后的第二版。

本书以一些晶体管收音机为例,对几种特殊电路作了较为全面的分析。书中,对于每一种特殊电路除了定性说明其工作原理外,还定量地说明其计算设计方法;内容力求通俗易懂,实用可靠。

这次修订对第一版中的差错作了改正,对各种特殊电路的设计公式作了进一步的推导,并且充实了若干新内容,篇幅增加了将近一倍左右,以期本书更能适合从事晶体管收音机设计工作的工人、技术员参考。

不少读者对本书的第一版提出了许多宝贵的意见和建议,对我们修订帮助很大,在此,我们表示衷心的感谢。

但是,由于我们的思想水平和业务水平远远跟不上日益发展的广播事业,本书虽经修订,我们仍殷切期望广大工农兵读者能继续对书中的错误和缺点提出意见。

一九七四年四月

目 录

一、频率微调电路	1
〔附〕 单层线圈的结构计算	9
二、短波增益提升器	12
三、二次自动增益控制电路	25
四、本地、远程开关	38
五、来复级和自动音频限幅器	40
六、滑动甲类功率放大器	48
七、音调控制电路	56
八、无变压器的低频放大器	95
九、晶体管收音机用稳压电源	117
十、其它	148
附录 1 超外差式收音机统调的计算	155
附录 2 晶体管收音机用的几种低频放大电路	171

一、频率微调电路

几乎所有的晶体管收音机在调谐电台时都是采用改变双连可变电容器的容量来完成的。但是当接收短波时，由于频率较高，调谐旋钮（它带动双连可变电容器 C_z ）只要稍有转动，就会有几十到几百千赫的频率变化，致使不少电台漏掉。因此，单靠调谐旋钮来寻找电台就比较困难，而且频率越高就越不容易控制。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 5.1pF 的固定电容）和 C_2 （约 1.5/3pF 的微调电容）串联后再并接在振荡回路中组成的。改变 C_2 便可使振荡频率在一定的范围内变化，从而达到微调电台的目的。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，然后再微调，即调节频率微调旋钮（它带动微调电容 C_2 转动），使欲收听的电台声最响为止，从而获得准确调谐。

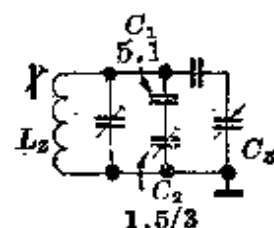


图 1-1 频率微调电路

频率微调装置所能调节的频率范围 Δf 可由下式确定：[*]

[*] 根据 $f = \frac{1}{(2\pi)^2 LC}$ ，当微调电容 C_2 从最大容量变到最小容量时，振荡回路总电容从 C 减少到 $C - \Delta C$ ，而振荡频率则从 f 增加到 $f + \Delta f$ ，因此有：

$$\frac{(f + \Delta f)^2}{f^2} = \frac{\frac{1}{(2\pi)^2 L(C - \Delta C)}}{\frac{1}{(2\pi)^2 LC}} = \frac{C}{C - \Delta C}$$

（下转第 2 页）

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

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 时的振荡回路的总电容量;

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

$C_{2\max}$ 与 C_1 串联的容量为 $\frac{C_1 C_{2\max}}{C_1 + C_{2\max}}$, $C_{2\min}$ 与 C_1 串联的容量为 $\frac{C_1 C_{2\min}}{C_1 + C_{2\min}}$, 因此:

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

例如: $f = 12\text{MHz}$, $C = 30\text{pF}$, $C_1 = 5.1\text{pF}$, $C_{2\max} = 3\text{pF}$, $C_{2\min} = 1.5\text{pF}$, 则:

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

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

由上例看出, 振荡回路总容量变化 $\Delta C = 0.74\text{pF}$ 时, 在 12MHz 附近振荡频率可变化 150kHz 左右。此时, 频率微调旋钮便需要转动 180° , 而对于带动可变电容转动的调谐旋钮一般只能转动很小很小的角度。

又, $\frac{(f+\Delta f)^2}{f^2} = \left(1 + \frac{\Delta f}{f}\right)^2 = 1 + \frac{2\Delta f}{f} + \frac{\Delta f^2}{f^2} \doteq 1 + \frac{2\Delta f}{f} \quad (\because \Delta f \ll f)$,

因此, $1 + \frac{2\Delta f}{f} = \frac{C}{C - \Delta C}$,

亦即, $\frac{2\Delta f}{f} = \frac{C}{C - \Delta C} - 1 = \frac{\Delta C}{C - \Delta C} \doteq \frac{\Delta C}{C} \quad (\because \Delta C \ll C)$

所以, $\Delta f \doteq \frac{f\Delta C}{2C}$ 。

上述的频率微调装置使用时比较麻烦，这是因为要调节二个旋钮。为了克服这个缺点，并且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这种频率微调电路，而是应用波段展阔的方法，这时不需要附加的微调旋钮，调谐电台也和其它波段一样，共用一只带动可变电容器转动的旋钮。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，在整个波段内包括的广播电台不多，因而，在调谐电台时比调谐中波电台还要方便。波长(米)与频率(MHz)的关系请参看表 1-1。

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	3.23~3.38
75	3.70~4.30
60	4.75~5.03
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

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，一般可以按两点统调来设计回路。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

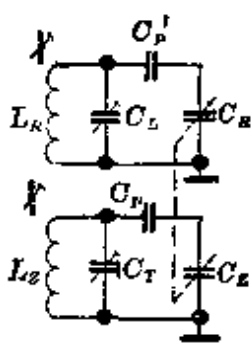


图 1-2 展频波段的
输入和振荡回路

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} 。

(2) 可变电容的最小容量 $C_{R\min}$ 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) 继而算出 $C_{R\max}$ 与 C'_P 的串联值 m_R 以及 $C_{R\min}$ 与 C'_P 的串联值 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 (包括线圈的自身电容 C_0 和布线电容 C_M 等):

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

外加并联在线圈 L_R 两端的电容 C_L 为:

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

式中, $C_0 + C_M$ 约 $8 \sim 20 \text{pF}$ 。由于 $C_0 + C_M$ 是估计的, 与实际可能有误差, 因此 C_L 通常都用半可变微调电容来补偿 $C_0 + C_M$ 的估计误差; C_L 的值应该在所选用的微调电容的最小和最大容量值之间。

必须指出的是, 如果计算出的 C'_L 很小 ($< 15 \text{ pF}$), 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, m_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) 两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_1 等于 C_{R1} 与 C'_P 串联后再与 C'_L 并联, 即:

$$C_1 = \frac{C_{R1} C'_P}{C_{R1} + C'_P} + C'_L$$

由此可得:

^[*] 参阅附录 1。

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

同理:

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

(4) 求出对应于 C_{R1} 、 C_{R2} 的振荡连的容量 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 1-4 是两种差容可变电容器的实测 $\varphi^\circ \sim$ pF 曲线。

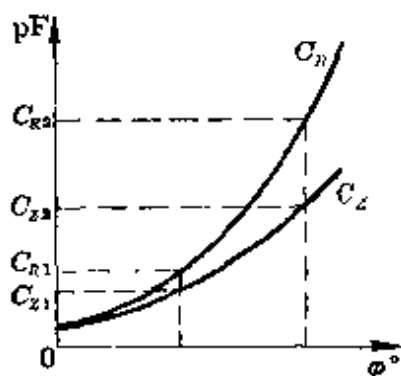


图 1-3 差容双连的 $\varphi^\circ \sim$ pF 曲线

(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:

$$k_z^2 = \left(\frac{f_2 + f_0}{f_1 + f_0} \right)^2 = \frac{f_{Z2}^2}{f_{Z1}^2} \quad (1-18)$$

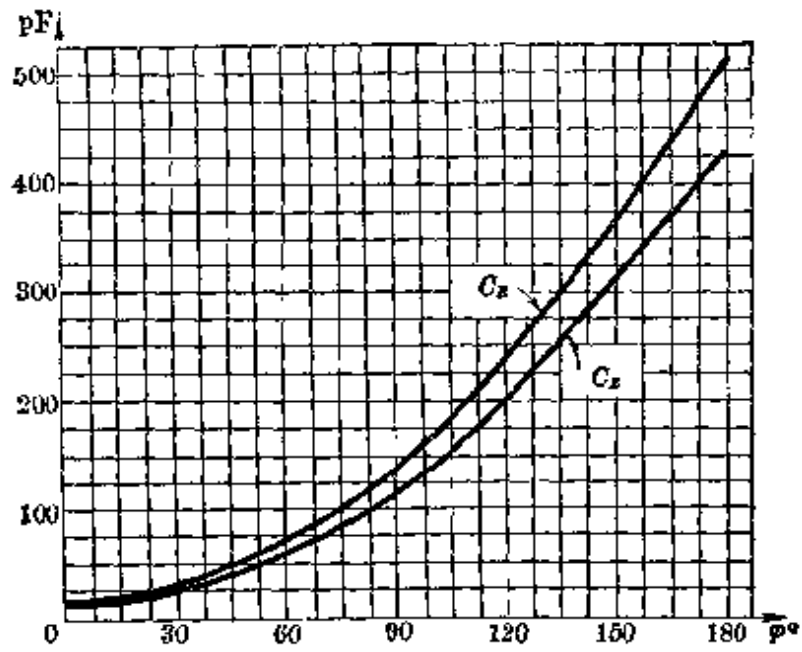
式中, f_0 ——中频频率, 晶体管收音机中为 465kHz。

(7) 求出 C'_T (包括线圈自身电容和布线电容在内的并联在 L_Z 两端的总电容):

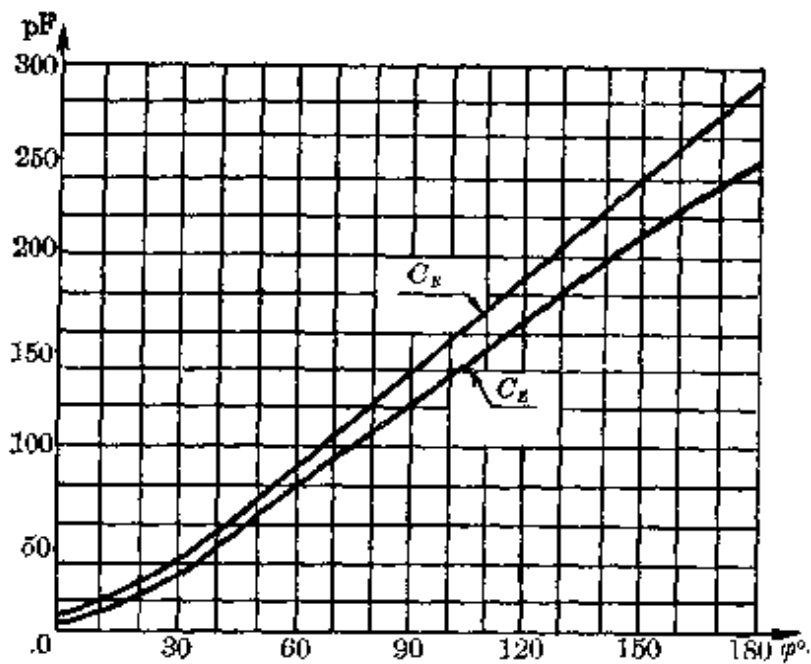
$$C'_T = \frac{m - k_z^2 n}{k_z^2 - 1} \quad (1-19)$$

外加并联在 L_Z 两端的电容 C_T 为:

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



(a) CB-3-450 型差容三连可变电容器的 $\varphi^\circ \sim pF$ 关系曲线



(b) 宇宙 CB-2X-250 差容双连可变电容器的 $\varphi^\circ \sim pF$ 关系曲线

图 1-4

式中, 振荡回路的 $C_0 + C_M$ 可取得与输入回路的相同或较小。同样, 此估计误差可由微调电容 C_T 来补偿, 而 C_T 的容量值应该在所选用的微调电容最小与最大值之间。

(8) 求出 L_z :

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

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 25 米的展阔波段，其频率范围为 $f_{\min} = 11.28\text{MHz}$, $f_{\max} = 12.2\text{MHz}$ 。采用 CB-3-450 型差容三连可变电容器, $C_{R\min} = 10\text{pF}$, $C_{R\max} = 510\text{pF}$, 因此:

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

为了使接线简单化和降低成本, 本波段与其它波段共用一只垫整电容 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 200pF 与 $5/25$ 的微调电容并联来代替 C_L 。

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

取两点统调的频率分别为: $f_1 = 11.3\text{MHz}$, $f_2 = 12\text{MHz}$,

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

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

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

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

由于所采用的三连是差容的，查曲线[见图 1-4(a)]可得对应于 C_{R1} 、 C_{R2} 相应角度的振荡连的 C_{Z1} 、 C_{Z2} 分别为：

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

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

因此：

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

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

$$k_Z^2 = \left(\frac{f_{Z2}}{f_{Z1}} \right)^2 = \left(\frac{f_2 + f_0}{f_1 + f_0} \right)^2 = \left(\frac{12 + 0.465}{11.3 + 0.465} \right)^2 = 1.122$$

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

估计： $C_0 + C_M = 20 \text{ pF}$ (同输入回路)，因此：

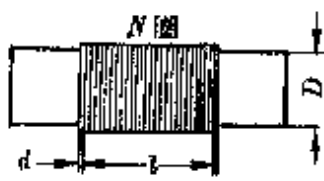
$$C_T = C'_T - (C_0 + C_M) = 207.8 - 20 = 187.8 \text{ pF}$$

所以，可用 160 pF 、 10 pF 和 $5/25$ 微调电容三者并联来代替 C_T 。

$$L_Z = \frac{25330}{f_{Z2}^2 (n + C'_T)} = \frac{25330}{12.465^2 \times (16.2 + 207.8)} = 0.727 \mu\text{H}$$

[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，



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 $\mu=1$)。

图 1-5 单层线圈 (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 。

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

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:

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

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

$$= 15.2 \text{ 圈 (实际 16 圈)}$$

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

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

(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:

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

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

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

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

二、短波增益提升器

短波增益提升器，简称“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。

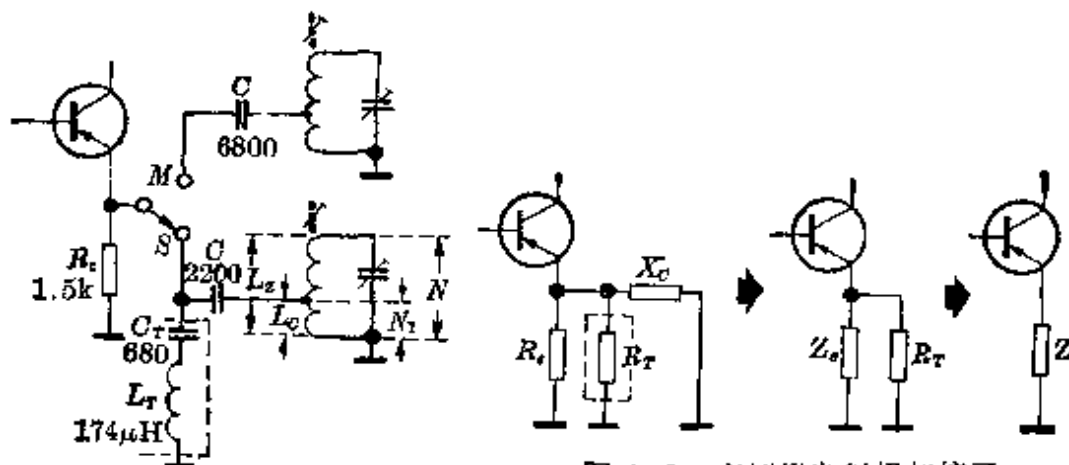


图 2-1 加提升器的振荡回路

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

在一般情况下，由于振荡线圈抽头与发射极的耦合电容 C 不可能取得很大，它对中频频率 f_0 有一定的容抗 X_c ：

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

变频管发射极对 f_0 的阻抗 Z_e 为 R_e 与 X_c 并联，即：

$$Z_e = \frac{R_e}{\sqrt{1 + \left(\frac{R_e}{X_c}\right)^2}} \approx X_c \quad (\text{通常 } X_c \ll R_e)$$

正是由于 X_C 的存在, 它对 f_0 有一定的负反馈量, 因此使变频级的增益损失不少。

提升器是设计成串联谐振于 $f_0 = 465 \text{ kHz}$ 的, 当中频频率为 465 kHz 时, 提升器谐振, 此时, 提升器的阻抗最小且为纯电阻, 其阻值为:

$$R_T = \frac{2\pi f_0 L_T}{Q} = \frac{6.28 \times 465 \times 10^3 \times L_T \times 10^{-6}}{Q} \\ \doteq \frac{2.9 L_T}{Q} \quad (2-2)$$

式中, L_T ——单位为 μH ;

R_T ——单位为 Ω ;

Q —— L_T 的 Q 值。

R_T 与 X_C 并联后的阻抗为:

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

实际上, 设计提升器时总是使 $R_T \ll X_C$, 这就使变频级发射极对 f_0 的接地阻抗下降了许多, 亦即对 f_0 的负反馈减少了, 于是变频级的增益便获得了提升。

提升器的设计方法

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 , 则当 $Z_e = X_C$ (未加提升器) 时的变频增益为^[1]:

$$G_0 = \frac{R_i G_0}{\sqrt{R_i^2 + (\beta X_C)^2}}$$

加接提升器后, 变频级发射极总阻抗变为 $Z \doteq R_T$, 于是变频增益为^[1]:

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

因此, 加接提升器后, 变频增益提高了 A 倍:

$$A = \frac{G_T}{G_0} = \frac{\sqrt{R_i^2 + (\beta X_c)^2}}{R_i + \beta R_T}$$

令

$$a = \sqrt{1 + \left(\frac{\beta X_c}{R_i}\right)^2} \quad (2-3)$$

A 又可表达如下:

$$A = \frac{a R_i}{R_i + \beta R_T} \quad (2-4)$$

将(2-2)式代入上式并移项, 可得:

$$Q = \frac{2.9 A \beta L_T}{(a - A) R_i} \quad (2-5)$$

式中, L_T ——单位为 μH ;

R_i ——单位为 Ω 。

讨 论

1. 由(2-4)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, 提升器的提升量是有一定限度的, 它的最大提升量由(2-4)式当 $R_T = 0$ 时确定:

$$A_{\text{max}} < a \quad (2-6)$$

2. 由(2-4)式可知, 在晶体管 and 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(2-2)式看出, 要求 $Q \uparrow$, $L_T \downarrow$ 。

Q 的影响: 参考(2-2)式, 当 L_T 不是很大时, 只要不高的 Q 就可获得很小的 R_T 而使提升量接近 A_{max} 。此后, 再把 Q

提高许多, 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, 一方面要相应地增大 Q , 另一方面, 在不使用铁芯的情况下, L_T 大, 线圈的自身电容 C_0 将增加。从下面的讨论可知, 这将引起波段高端频率较大的变化; 而 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 $n = \frac{N}{N_1}$, 则由于加接提升器的结果, L_T 的影响会使振荡回路总电感量 L_Z 减少到 L'_Z (2);

$$L'_Z = \frac{bn^2 L_T L_Z}{bn^2 L_T + L_Z} \quad (2-7)$$

式中,

$$b = 1 - \frac{f_0^2}{f_Z^2} \quad (2-8)$$

其中, f_0 ——提升器的谐振频率, 亦即中频频率;

f_Z ——振荡频率。

由于 L_Z 减少到 L'_Z , 从而使振荡频率 f_Z 上升到 f'_Z 。若要求加接提升器后 f_Z 的相对变化不大于某个百分数 (并用 η 表示这个百分数), 则:

$$\frac{f'_Z - f_Z}{f_Z} \leq \eta$$

如果忽略提升线圈自身电容 C_0 对 f_Z 的影响 (在波段频率的低端是正确的), 上式便可由下式代替:

$$\sqrt{\frac{L_Z}{L'_Z}} - 1 \leq \eta$$

由此得到:

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

将(2-7)式代入上式,整理后便可得:

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

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

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

(2-9)式又可改写成:

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

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' :

$$C' = C + \frac{C_0}{n^2}$$

从而使 f_z 减少到 f'_z 。同样, 如果忽略 L_T 对 f_z 的影响(在波段频率的高端是正确的), 可以得到:

$$C_0 \leq \left[\frac{1}{(1-\eta)^2} - 1 \right] n^2 C \quad (2-13)$$

上式移项后又可得:

$$〔*〕 C_T = \frac{25330}{f^2 L_T} = \frac{25330}{0.465^2 L_T} = \frac{118000}{L_T}。$$

$$\eta = 1 - \sqrt{\frac{1}{1 + \frac{C_0}{n^2 C}}} \quad (2-14)$$

由上述讨论可知（实验也证实了这个结论——见表 2-1）提升器的 L_T 和 C_0 对振荡频率的影响是相反的，并且有相互抵消的趋向。当 f_z 低时， L_T 的影响是主要的，它使 $f_z \uparrow$ ；当 f_z 高时， C_0 的影响是主要的，它使 $f_z \downarrow$ ；结果是高、低端频率处 η 较大，中间频率处 η 变小。

例如：

1. 设某晶体管收音机短波振荡部分的有关数据如下：

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

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

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

$$n = \frac{N}{N_1} = \frac{40}{5} = 8$$

$$R_1 = 1.8 \text{ k}\Omega$$

变频管采用 3AG1C，其特征频率 $f_T = 40 \text{ MHz}$ ，若它的低频 $\beta_0 = 60$ ，则其中频 β 为：

$$\begin{aligned} \beta &= \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + \frac{\beta_0^2 f_0^2}{f_T^2}}} = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + \beta_0^2 \frac{(0.465)^2}{(40)^2}}} \\ &= \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + 0.00013 \beta_0^2}} = \frac{60}{\sqrt{1 + 0.00013 \times 60^2}} \doteq 50 \end{aligned}$$

由(2-1)式：

$$\begin{aligned} X_c &= \frac{1}{2\pi f_0 C} = \frac{1}{6.28 \times 465 \times 10^3 \times 2200 \times 10^{-12}} \\ &\doteq 157 \Omega \quad (\ll R_c = 1500 \Omega) \end{aligned}$$

由(2-6)式：

$$A_{\max} < a = \sqrt{1 + \left(\frac{\beta X_c}{R_i}\right)^2} = \sqrt{1 + \left(\frac{50 \times 157}{1800}\right)^2} = 4.4 \text{ 倍}$$

对于短波段, 由于 $f_z \gg f_0$, 于是:

$$b = 1 - \left(\frac{f_0}{f_z}\right)^2 \doteq 1$$

因此由(2-10)式:

$$\begin{aligned} L_T &\geq \frac{L_z}{2n^2} \times 10^3 \sim \frac{L_z}{n^2} \times 10^3 \\ &= \frac{11.7}{2 \times 8^2} \times 10^3 \sim \frac{11.7}{8^2} \times 10^3 = 92 \sim 184 \mu\text{H} \end{aligned}$$

由(2-12)式:

$$C_T = \frac{118000}{L_T} = \frac{118000}{92} \sim \frac{118000}{184} = 1272 \sim 641 \text{ pF}$$

现取 $C_T = 680 \text{ pF}$, 则:

$$L_T = \frac{118000}{680} = 174 \mu\text{H}$$

这时:

$$\begin{aligned} \eta &= \sqrt{1 + \frac{L_z}{bn^2 L_T}} - 1 \doteq \sqrt{1 + \frac{L_z}{n^2 L_T}} - 1 \\ &= \sqrt{1 + \frac{11.7}{8^2 \times 174}} - 1 \doteq 1.0005 - 1 = 0.05\% \end{aligned}$$

由(2-13)式, 并设 $C = 50 \text{ pF}$, 则:

$$\begin{aligned} C_0 &\leq \left[\frac{1}{(1-\eta)^2} - 1 \right] n^2 C \\ &= \left[\frac{1}{(1-0.0005)^2} - 1 \right] \times 8^2 \times 50 = 1.8 \text{ pF} \end{aligned}$$

提升线圈的自身电容 C_0 越小越好。这就要求线圈用蜂房式绕制。

由于这种提升器的 $A_{\max} < 4.4$ 倍, 因此 A 不能取得 ≥ 4.4 。若取 $A = 3$, 则由(2-5)式:

$$Q = \frac{2.9A\beta L_T}{(a-A)R_i} = \frac{2.9 \times 3 \times 50 \times 174}{(4.4-3) \times 1800} \doteq 30$$

若取 $A=4$, 则要求:

$$Q = \frac{2.9 \times 4 \times 50 \times 174}{(4.4-4) \times 1800} \doteq 145$$

实际的提升器数据为:

$$C_T = 680 \text{ pF}$$

$$L_T = 174 \mu\text{H}$$

$$Q = 35$$

L_T 用 0.1mm 纱包线在直径为 5mm 的塑料支柱上蜂房绕 156 圈, 线圈阔度为 4mm, 如图 2-3。

由 (2-2) 式:

$$R_T = \frac{2.9L_T}{Q} = \frac{2.9 \times 174}{35} = 14 \Omega$$

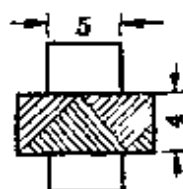


图 2-3 实际的提升器线圈

上面已算出:

$$a = \sqrt{1 + \left(\frac{\beta X_c}{R_i}\right)^2} = \sqrt{1 + \left(\frac{50 \times 157}{1800}\right)^2} = 4.4$$

由 (2-4) 式:

$$A = \frac{aR_i}{R_i + \beta R_T} = \frac{4.4 \times 1800}{1800 + 50 \times 14} \doteq 3.1 \text{ 倍 (10 dB)}$$

以上计算的实验结果列于表 2-1。

表 2-1 提升器的实验数据

短波: $C=2200\text{pF}$, $\gamma=8$, $L_z=11.7\mu\text{H}$; $L_T=174\mu\text{H}$, $C_T=680\text{pF}$, $Q=35$						
原来频率 f_z (kHz)	2491.43	3484.02	4444.86	4491.95	5491.92	6504.65
加提升器后频率 f'_z (kHz)	2492.60	3484.67	4444.23	4490.96	5489.21	6499.66
$f'_z - f_z$ (kHz)	1.17	0.65	-0.53	-0.99	-2.71	-4.99
$\eta = (f'_z - f_z) / f_z$ (%)	0.047	0.019	-0.013	-0.022	-0.049	-0.077
提升量 (db)	10	10	10	10.5	11	10.5
中波: $C=6800\text{pF}$, $n=11$, $L_z=120\mu\text{H}$; $L_T=174\mu\text{H}$, $C_T=680\text{pF}$, $Q=35$						
原来频率 f_z (kHz)	998.31	1055.31	1276.65	1482.40	1675.01	1880.97
加提升器后频率 f'_z (kHz)	1002.33	1058.92	1279.64	1483.65	1673.91	1877.15
$f'_z - f_z$ (kHz)	4.02	3.61	2.98	1.25	-2.00	-3.82
$\eta = (f'_z - f_z) / f_z$ (%)	0.402	0.34	0.24	0.77	-0.12	-0.20
提升量 (db)	1.0	1.2	1.2	1.5	1.2	1.0

从实验结果看出,理论计算与实际基本符合。

2. 中波没有必要加提升器。这是因为中波段时由于频率较低,发射极耦合电容 C 用得较大(一般为 $6800\text{pF} \sim 0.01\mu\text{F}$),它对 $f_0 = 465\text{kHz}$ 的容抗已经很小了($\leq 50\Omega$)。例如某晶体管收音机中波振荡部分的数据为: $C = 6800\text{pF}$, $L_z = 120\mu\text{H}$, $n = \frac{88}{8} = 11$,所用变频管同上例,则:

$$X_c = \frac{1}{2\pi f_0 C} = \frac{1}{6.28 \times 465 \times 10^3 \times 6800 \times 10^{-12}} \doteq 50\Omega$$

最大可能的提升量为:

$$A_{\max} < \sqrt{1 + \left(\frac{\beta X_c}{R_i}\right)^2} = \sqrt{1 + \left(\frac{50 \times 50}{1800}\right)^2} \doteq 1.7 (4.5\text{db})$$

如果把上述短波提升器用于此中波,则提升量仅有:

$$A = \frac{\alpha R_i}{R_i + \beta R_T} = \frac{1.7 \times 1800}{1800 + 50 \times 14} \doteq 1.2 (2\text{db})$$

这时,波段频率低端处($f_z = 535 + 465 = 1000\text{kHz}$)的相对频率变化 η 很大,即:

$$b = 1 - \frac{f_0^2}{f_z^2} = 1 - \left(\frac{465}{1000}\right)^2 \doteq 1 - 0.22 = 0.78$$

$$\eta = \sqrt{1 + \frac{L_z}{bn^2 L_T}} - 1$$

$$= \sqrt{1 + \frac{120}{0.78 \times 11^2 \times 174}} - 1 \doteq 0.004 (0.4\%)$$

表 2-1 的实验结果也完全证实了这一结论。

假如要使 $\eta \leq 0.01\%$, 则要求提升线圈电感量为:

$$L_T \geq \frac{L_z}{2bn^2} \times 10^3 = \frac{120 \times 10^3}{2 \times 0.78 \times 11^2} \doteq 520 \mu\text{H}$$

这时,若取 $A = 1.4 (3\text{db})$, 则要求 L_T 的 Q 为:

$$Q = \frac{2.9 A \beta L_T}{(a - A) R_i} = \frac{2.9 \times 1.4 \times 50 \times 520}{(1.7 - 1.4) \times 1800} \approx 200$$

最后必须指出, 在使用提升器时应注意, 当 C_T 取定时, L_T 只能小于或等于计算值, 不要大于计算值, 例如, 当 $C_T = 680 \text{ pF}$ 时, L_T 只能小于或等于 $174 \mu\text{H}$ 而不要大于 $174 \mu\text{H}$ 。由于 C_T 与耦合电容 C 串联后的容量为 $C'_T = C_T \parallel C = 680 \parallel 2200 \approx 520 \text{ pF}$, 当 $L_T \approx 227 \mu\text{H}$ 时, 便与 C'_T 谐振于 $f_0 = 465 \text{ kHz}$, 但这时是 L_T 与 C'_T 并联谐振, 接于变频管发射极将使发射极对 f_0 的阻抗很大, 结果提升器不仅失去作用, 相反使变频增益损失极大。

[1] 图 2-1 所示的是变频电路。所谓变频就是把从输入回路接收到的微弱的讯号电压 v_R 和由振荡器产生的足够大幅度的振荡电压 $v_z (v_z \gg v_R)$ 同时加到变频管的射基间, 由于 v_z 的幅度足够大, 它致使变频管工作在非线性状态, 结果两个频率(振荡频率 f_z 和讯号频率 f_R) 在射基间进行混频而产生新的频率, 其中一种频率 $f_0 (f_z - f_R)$ 便是所需要的中频频率, 这中频频率的电压经变频管放大后由集电极负载 R_L (中周) 取出。

由于变频器输入讯号的频率与输出有用的讯号(中频)的频率不同, 变频器增益的表示方法也与其它放大器的表示方法不同。变频器的增益通常用变频增益 G 来表示。变频增益定义为变频管基极的输入讯号 v_R 变化 Δv_R 时在集电极负载 R_L 上产生多少中频讯号 v_{oc} 的变化 Δv_{oc} 。若用 G_0 表示无负反馈的变频增益, 则:

$$G_0 = \frac{\Delta v_{oc}}{\Delta v_R}$$

引进变换系数 k , 并定义为变频器射基间 Δv_R 与振荡讯号混频后产生多少中频电压 Δv_{cb} , 即:

$$k = \frac{\Delta v_{cb}}{\Delta v_R}$$

k 与振荡电压的大小以及管子的工作状态有关。因此:

$$G_0 = \frac{k\Delta v_{oc}}{\Delta v_{ob}} = \frac{k\Delta i_{o0}R_L}{\Delta i_{ob}R_i} = \frac{k\beta R_L}{R_i}$$

式中, β ——中频电流放大系数;

R_i ——中频 f_0 对应于变频级实际工作状态下的输入阻抗。

由于短波时耦合电容 C 用得不大, 它对 $f_0 = 465\text{kHz}$ 存在一定的容抗 X_C , 变频级便对 f_0 有串联负反馈, 这时输入阻抗变为:

$$Z_{iC} = \sqrt{R_i^2 + (\beta X_C)^2}$$

于是变频增益变为:

$$\begin{aligned} G_C &= \frac{k\beta R_L}{Z_{iC}} = \frac{k\beta R_L}{\sqrt{R_i^2 + (\beta X_C)^2}} = \frac{k\beta R_L}{R_i} \cdot \frac{R_i}{\sqrt{R_i^2 + (\beta X_C)^2}} \\ &= \frac{R_i G_0}{\sqrt{R_i^2 + (\beta X_C)^2}} \end{aligned}$$

同理, 由于加接提升器后变频级的发射极总阻抗变为 R_T , 它的输入阻抗则变为:

$$Z_{iT} = R_i + \beta R_T$$

因此, 变频增益变为:

$$G_T = \frac{k\beta R_L}{Z_{iT}} = \frac{k\beta R_L}{R_i + \beta R_T} = \frac{R_i G_0}{R_i + \beta R_T}$$

[2] 在图 2-1 所示的变频电路中, 短波段时由于振荡频率较高, 耦合电容 C 可看成短路。另外, L_T 与 L_Z 之间无互感, 而 L_1 与 L_C 的互感为 M , 耦合系数 $k=1$ 。于是短波振荡线圈抽头与 L_T 并联的等效电路可表示成图 2-4。

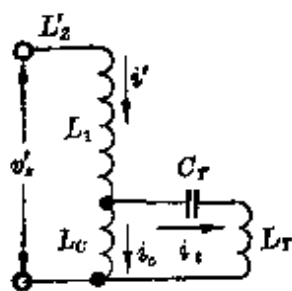


图 2-4 L_T 与 L_Z 抽头并联的等效电路

设加接提升器后, 由于 L_T 的影响使总电感 L_Z 变为 L'_Z , 此时的总振荡电压为 v'_z , 流过 L'_Z 的电流为 i' , 则:

$$v'_z = j\omega L'_Z i' \quad (1)$$

但是, 根据图 2-4 又有:

$$\begin{aligned} v'_z &= j\omega(L_1 i' + L_C i_c + i' M + i_c M) \\ &= j\omega[L_1 i' + L_C i_c + (i' + i_c)k\sqrt{L_1 L_C}] \\ &= j\omega[L_1 i' + L_C i_c + (i' + i_c)\sqrt{L_1 L_C}] \end{aligned} \quad (2)$$

而
$$j\omega L_C i_c = j\omega L_T i_t - j \frac{i_t}{\omega C_T} = j\omega \left(L_T - \frac{1}{\omega^2 C_T} \right) i_t$$

由上式可得:

$$\begin{aligned} i_c &= \left(\frac{L_T}{L_C} - \frac{1}{L_C \omega^2 C_T} \right) i_t = \left(\frac{L_T}{L_C} - \frac{L_T}{L_C \omega^2 C_T L_T} \right) i_t \\ &= \left(\frac{L_T}{L_C} - \frac{L_T}{L_C} \frac{\omega_0^2}{\omega^2} \right) i_t = \frac{L_T}{L_C} \left(1 - \frac{f_0^2}{f^2} \right) i_t \end{aligned} \quad (3)$$

式中, f_0 ——提升器的谐振频率, 即收音机的中频频率;

f ——振荡频率 f_{z0}

若令:
$$b = 1 - \frac{f_0^2}{f^2} \quad (4)$$

并把它代入(3)式, 则得:

$$i_t = \frac{L_C i_c}{b L_T} \quad (5)$$

另外,
$$i' = i_t + i_c = \frac{L_C i_c}{b L_T} + i_c = \left(1 + \frac{L_C}{b L_T} \right) i_c$$

于是,
$$i_c = \frac{i'}{1 + \frac{L_C}{b L_T}} \quad (6)$$

将上式代入(2)式, 得:

$$\begin{aligned} \dot{v}_2 &= j\omega \left[L_1 i' + L_C \frac{i_c}{1 + \frac{L_C}{b L_T}} + \left(i' + \frac{i'}{1 + \frac{L_C}{b L_T}} \right) \sqrt{L_1 L_C} \right] \\ &= j\omega i' \left[L_1 + \frac{b L_C L_T}{b L_T + L_C} + \left(1 + \frac{b L_T}{b L_T + L_C} \right) \sqrt{L_1 L_C} \right] \end{aligned} \quad (7)$$

比较(1)式和(7)式, 有:

$$L'_2 = L_1 + \frac{b L_C L_T}{b L_T + L_C} + \frac{2b L_T + L_C}{b L_T + L_C} \sqrt{L_1 L_C}$$

把 $L_1 = \left(\frac{n-1}{n} \right)^2 L_2$ 和 $L_C = \frac{L_2}{n^2}$ 代入上式, 有:

$$\begin{aligned} L'_2 &= \left(\frac{n-1}{n} \right)^2 L_2 = \frac{b L_T \frac{L_2}{n^2}}{b L_T + \frac{L_2}{n^2}} + \frac{2b L_T + \frac{L_2}{n^2}}{b L_T + \frac{L_2}{n^2}} \cdot \sqrt{\left(\frac{n-1}{n} \right)^2 L_2 \cdot \frac{L_2}{n^2}} \\ &= \left[1 - \frac{2}{n} + \frac{1}{n^2} + \frac{b L_T}{b n^2 L_T + L_2} + \frac{2b n L_T}{b n^2 L_T + L_2} + \frac{L_2}{n(b n^2 L_T + L_2)} \right. \\ &\quad \left. - \frac{L_2}{n^2(b n^2 L_T + L_2)} \right] L_2 \end{aligned}$$

由于振荡线圈抽头总是设计得 $n \gg 6$ (通常 $n = 7 \sim 14$), 因此上式中第 2 项与第 3 项比较可忽略第 3 项; 第 4 项与第 5 项比较可忽略第 4 项; 第 6 项与第 7 项比较可忽略第 7 项。这样, 上式可简化为:

$$L'_z \doteq \left[1 - \frac{2}{n} + \frac{2bnL_T}{bn^2L_T + L_z} + \frac{L_z}{n(bn^2L_T + L_z)} \right] L_z$$

又因为设计时总是有 $L_T \gg L_z$ 以及短波时 $f_z \gg f_0$, 故 $b \doteq 1$, 上式最后一项亦可忽略。这样:

$$\begin{aligned} L'_z &\doteq \left(1 - \frac{2}{n} + \frac{2bnL_T}{bn^2L_T + L_z} \right) L_z = \left[1 - \frac{2}{n} \left(1 - \frac{bn^2L_T}{bn^2L_T + L_z} \right) \right] L_z \\ &= \left[1 - \frac{2}{n} \left(\frac{bn^2L_T + L_z - bn^2L_T}{bn^2L_T + L_z} \right) \right] L_z = \left(1 - \frac{2}{n} \cdot \frac{L_z}{bn^2L_T + L_z} \right) L_z \\ &= \left[\frac{bn^2L_T - nL_z - 2L_z}{n(bn^2L_T + L_z)} \right] L_z = \left[\frac{bn^2L_T}{n(bn^2L_T + L_z)} + \frac{(n-2)L_z}{n(bn^2L_T + L_z)} \right] L_z \end{aligned}$$

忽略上式中的第 2 项, 最后便可得到:

$$L'_z \doteq \frac{bn^2L_T L_z}{bn^2L_T + L_z}$$

三、二次自动增益控制电路

收音机中需要有自动增益控制(AGC)以使所接收的电台讯号强度变化较大时输出变化较小。收音机中的自动增益控制几乎都是控制高频部分的增益的。

怎样达到自动控制?就是说,哪些因素对高频部分的放大器增益影响较大?

首先,放大管的电流放大系数 β 是主要的,而 β 与放大器的工作点(集电极电流 I_c)有关。图3-1是高频管3AG1B~E的 β 与 I_c 的关系曲线。由曲线看出,在一定范围内, $I_c \downarrow$ 时, $\beta \downarrow$ 得较快,当 $I_c > 1\text{mA}$ 时, β 变化较少。因此自动改变放大器的 I_c 可以获得AGC。选择不同的 I_c 会得到不同的AGC特性。

其次,放大器的负载阻抗 R_L 也是重要的,当 $R_L \downarrow$ 时,增益 \downarrow 。晶体管收音机的高频放大部分的负载通常都采用中频

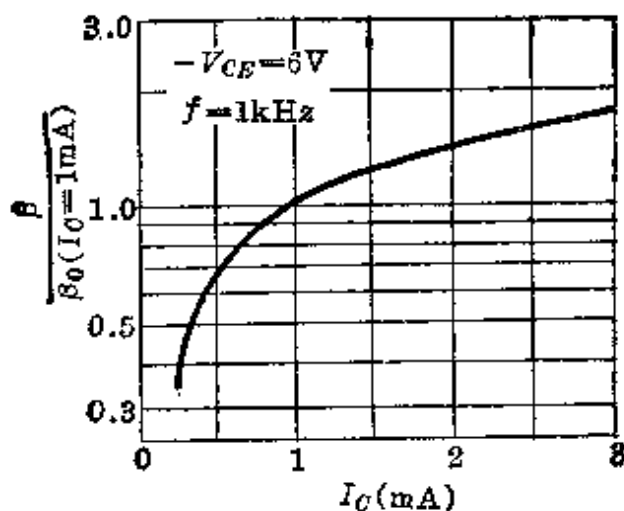


图3-1 3AG1B~E $\beta \sim I_c$ 关系曲线

变压器,这时 R_L 与中频变压器的 Q 值有关, $Q \downarrow$ 时, $R_L \downarrow$ 。因此自动改变中频变压器的 Q 也能获得 AGC 。

此外,改变前后级之间的耦合度可以使讯号在这二级之间受到不同程度的衰减,从而改变整个高频部分的增益。耦合度减弱,衰减增强,总增益就下降。因此,自动改变级间耦合度同样能获得 AGC 。

除了高频的 AGC 之外,也可以用控制音频的办法来获得 AGC 。

通常,我们把上述第一种控制 I_o 的方法称为 AGC ,而把其它各种方法统称为二次 AGC 。

要完成自动增益控制,就必须有自动变化的电压(或电流)源。检波二极管负载上的直流电压分量是随输入讯号的强弱而变化的,因此它是很理想的 AGC 源。在晶体管收音机中,所有上述的 AGC ,它们的源都从这里取得。

对 AGC 的基本要求是:输入讯号小时不起作用或者作用极小,以保证对弱讯号的接收灵敏度足够高;但对较强讯号到很强讯号之间则应有理想的作用,如图 3-2 所示。

图 3-3 所示的是一般具有二级中频放大晶体管收音机的

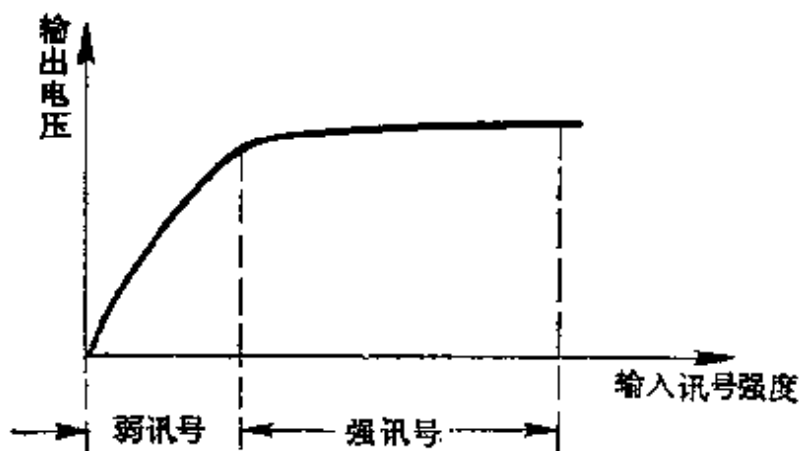


图 3-2 理想的 AGC 作用曲线

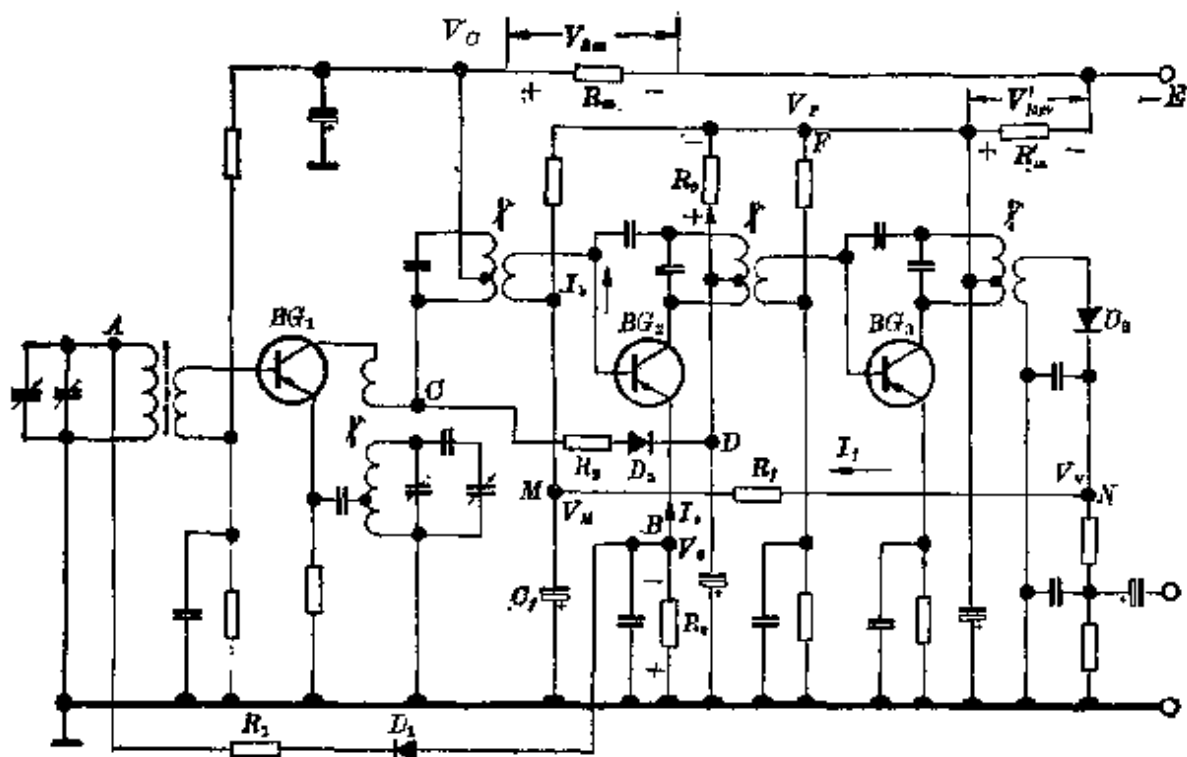


图 3-3 AGC 和二次 AGC 电路

高、中频部分。AGC 的作用是由二极管 D_3 检波后将直流电压分量通过 R_7 加到第一中放级的基极来实现的。根据图中 D_3 的接法，检波后的直流分量是自 N 点流入地的，因此 V_N 对地为正。当输入讯号增大时， $V_N \uparrow$ (变正)， V_M 也 \uparrow (变正)，即第一中放管射基偏压 $V_{be} \downarrow$ ，引起 $I_c \downarrow$ ， $\beta \downarrow$ ，从而使第一中放级的增益下降；当输入讯号减弱时， $V_N \downarrow$ ， V_M 也 \downarrow ，即 $V_{be} \uparrow$ ，引起 $I_c \uparrow$ ， $\beta \uparrow$ ，从而使第一中放级的增益上升，于是就起到了 AGC 的作用。

AGC 起作用的早、迟^[*]与 R_6 、 R_7 以及所取的 I_c 大小有关：

(1) 当 I_c 、 R_6 一定时， $R_7 \downarrow$ ，则在同一 V_N (V_N 相同，表示输入讯号强度也相同) 情况下， $I_7 \uparrow$ ， I_7 与决定工作点 I_c 的基

[*] 我们把在同一输入讯号场强情况下输出较小的 AGC 控制特性称为 AGC 起作用早，把输出较大的特性称为 AGC 起作用迟，如图 3-7 所示。

极偏流 I_b 方向相反, 因此 $I_b \downarrow$ 得多, I_c 也 \downarrow 得多, 输出电压就减少得多。这意味着 AGC 起作用早。反之则反。图 3-4 是一组这种情形的实验曲线。

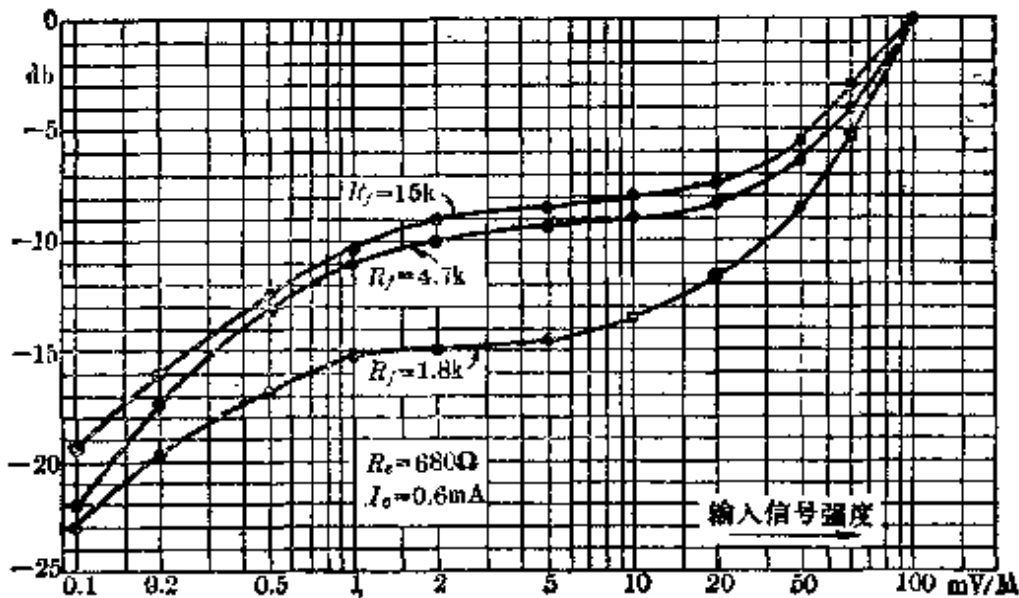


图 3-4 I_c, R_e 一定时对不同的 R_f 所作的实验 AGC 曲线

(2) 当 R_e, R_f 一定时, I_c 取得小, 则 I_c 在 R_e 上的压降 V_e 也小, 决定 I_c 的 V_{be} 也小, 因此 V_{re} 也小, 这样, 要求 AGC 开始起作用的 V_N 也小。这就意味着 AGC 起作用早。反之则反。图 3-5 是一组这种情形的实验曲线。

(3) 当 I_c, R_f 一定时, R_e 小, 则 V_e 也小, 相应地 V_{re} 也小, 因此, 对开始起 AGC 作用的 V_N 要求也小。这便意味着 AGC 起作用早。反之则反。图 3-6 是一组这种情形的实验曲线。

对于具有二级中频放大的晶体管收音机, 通常可取 $R_f = 2.7 \sim 15k\Omega$, $R_e = 390\Omega \sim 1k\Omega$, $I_c = 0.3 \sim 0.7mA$ 。

由图 3-4~3-6, 可得出图 3-7 所示的典型 AGC 曲线。由图看出:

(1) 输入讯号场强 $\leq 1mV/M$ 时, 输出电压与输入场强

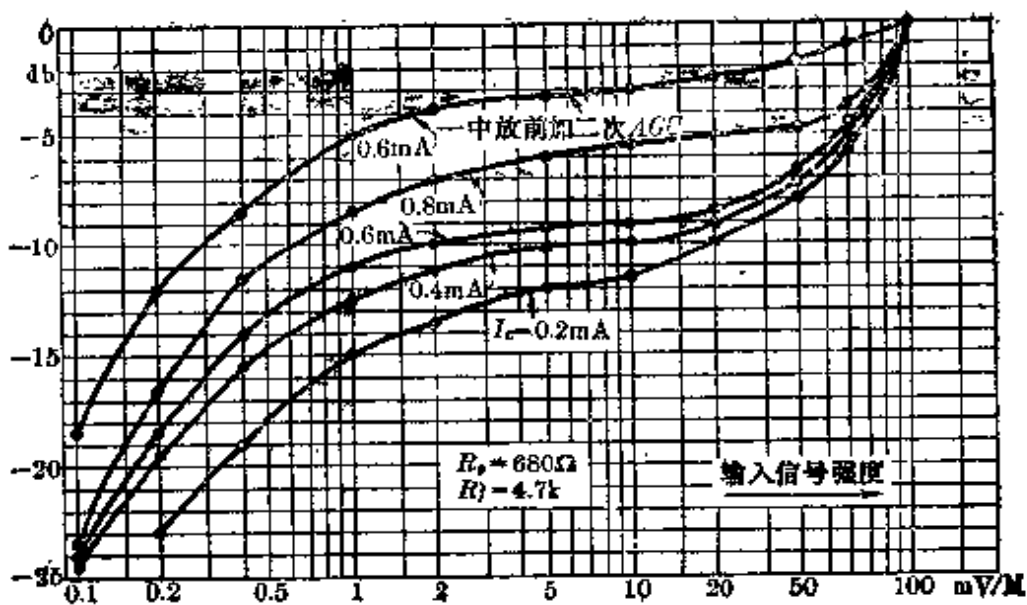


图 3-5 R_L, R_f 一定时对不同的 I_c 所作的实验 AGC 曲线

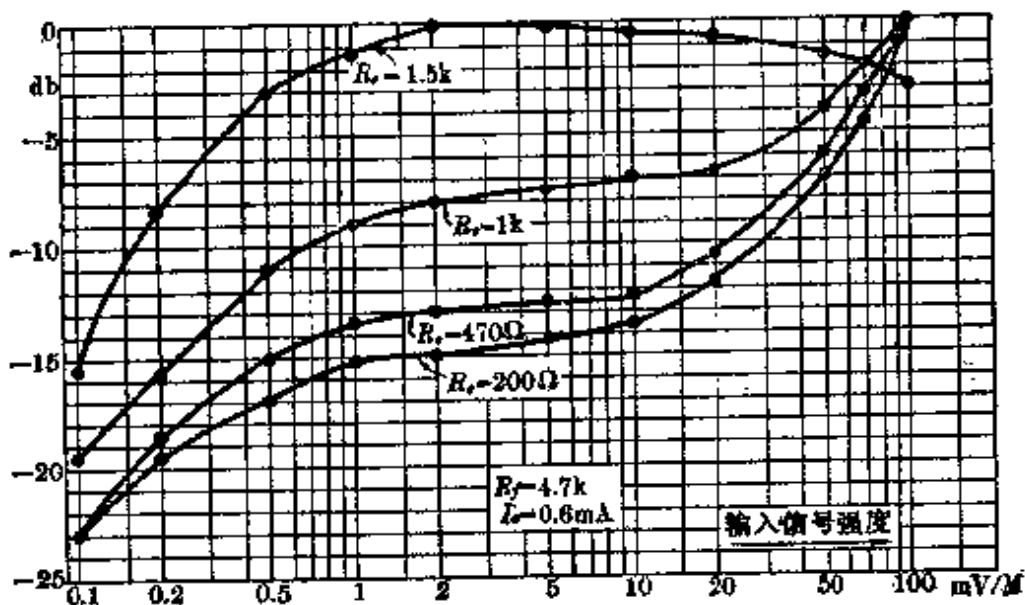


图 3-6 I_c, R_f 一定时对不同的 R_L 所作的实验 AGC 曲线

基本上成正比例变化。

(2) AGC 起作用早, 则中等强度讯号的增益较低, 反之则反。

(3) AGC 起作用早, 被控制管将因 AGC 作用而截止得早(在较小输出时就截止了, 图 3-7 中 C 点——30mV/M 为截

止点), 结果在输入场强 $>30\text{mV/M}$ 之后便失去 AGC 作用, 输出电压又与输入电压成正比例变化, 使总的 AGC 变差(测试的 AGC 数据较大), 反之则反。

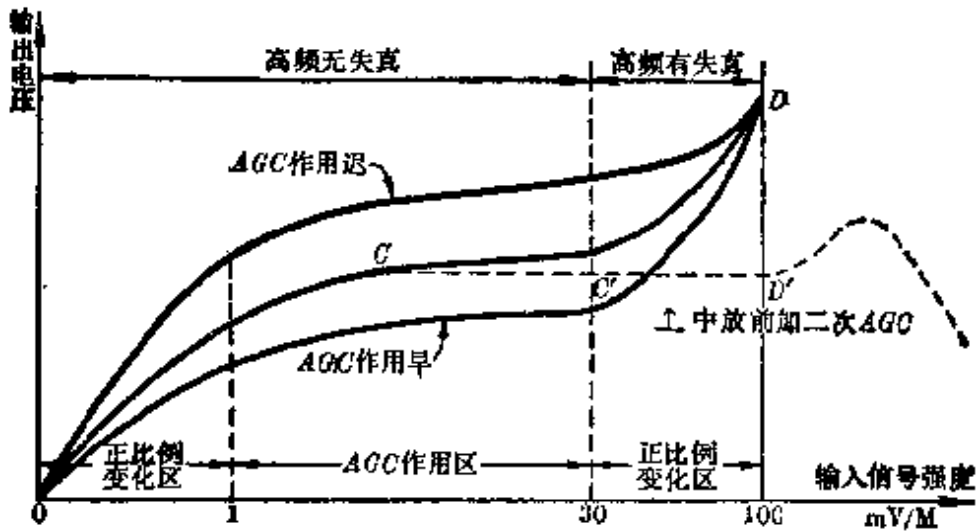


图 3-7 典型 AGC 曲线

(4) AGC 作用区都在 $1\text{mV/M} \sim 30\text{mV/M}$ 之间。

(5) 被控制管(第一中放级)开始截止的场强都在 30mV/M 左右。当场强 $\leq 30\text{mV/M}$ 时, 高频不会产生“截止”失真; 当场强 $>30\text{mV/M}$ 之后, 随着场强的增加, 由于被控制管的截止而产生的失真变大。

(6) 被控制管(第一中放级)前面加二次 AGC, 便可把 $30 \sim 100\text{mV/M}$ 之间成正比例变化的上升曲线 $C' \sim D$ 拉平成 $C' \sim D'$ 。这时, 由第一中放级产生的“截止”失真可获得明显的改善。但是, 当输入讯号场强大于 100mV/M 之后, AGC 曲线又会逐渐上升, 第一中放级仍可能产生“截止”失真; 同时由于这时候第一中放级的输出讯号很强, 有可能使第二中放级也产生“截止”失真。比较理想的 AGC 曲线至少应该做到输入场强在 $1 \sim 200\text{mV/M}$ (当然, 再大些更好) 之间保持输出

电压平坦。为此,可以:

(1) 第一中放级前加二次 AGC, 把输入第一中放级基极的讯号衰减到不致使第一中放级截止的程度;

(2) 同时可以把第一中放级的工作点 I_0 调得大些以提高其截止点;

(3) 第一中放级的 I_0 提高之后, 其输出讯号更强, 这时第二中放级可能会产生“截止”失真。为了避免这种情况, 应在可能情况下把第二中放级的工作点 I_0 调得尽量大, 并在它的输入前面和第一中放级的输出之间加二次 AGC, 把输入第二中放级的强讯号衰减到不致使第二中放级截止的程度。

图 3-14 就是基于上述想法而设计的二级中频放大电路, 详细说明见后所述。

我们再看图 3-3 中, 电容 C_f 的作用是滤除检波后的交流成分, 使它不交到第一中放级 (BG_2) 的基极。 C_f 的数值可由下式选取:

$$C_f \gg \frac{1}{2\pi f_D R_f}, \text{ 或 } C_f \approx \frac{5 \sim 10}{2\pi f_D R_f}$$

式中, f_D ——检波器输出的最低频率, 常取 $f_D = 50\text{Hz}$ 。

例如, $R_f = 4.7\text{k}\Omega$, $f_D = 50\text{Hz}$, 则:

$$C_f \approx \frac{(5 \sim 10) \times 10^{-3}}{6.28 \times 50 \times 4.7} = 30 \sim 60 \mu\text{F}$$

可选用标称值电解电容 $30\mu\text{F}$ 或 $50\mu\text{F}$ 。

由上述讨论可见, 在具有二级中放的晶体管收音机中, 只用一种简单的 AGC 电路是不够的, 当讯号很强 (大于 50mV/M) 或者在强电台附近收听时, 收音机可能产生严重“截止”失真且调不好 (这就是通常所说的高频阻塞现象), 影响正常收听, 严重时甚至无法收听。因此, 二级中放的晶体管收音机中

常常设有二次 AGC 电路以改善这种不希望有的现象。一种常用的二次 AGC 电路是改变回路 Q 值。这种方法是在回路两端并联一个可以自动变化的电阻, 当此电阻大时, 它对回路的影响小, Q 值降低得少, 增益高; 当此电阻很小时, 它对回路的影响大, Q 值降低得多, 增益下降得也多。图 3-3 中的 R_1 、 D_1 和 R_2 、 D_2 都是这种二次 AGC 电路。

R_1 、 D_1 对交流讯号来说是并联在输入回路两端的, 而 R_2 、 D_2 则并联在第一个中放级回路的抽头两端。当无讯号或小讯号时, 第一中放级的集电极电流 I_c 自下至上流过 R_0 和 R_c , 在它们的两端产生了都是下正上负的偏压。由于 D_1 是经 R_1 接于输入回路的 A 点和第一中放级的 B 点之间的, 并且 A 点为直流零电位, B 点对 A 点(即直流对地)为负电位, 这时 D_1 处于反向偏置, 电阻很大, D_1 、 R_1 对输入回路的影响小, 回路的 Q 值几乎不变, 因而对小讯号几乎不起衰减作用。 D_2 则通过 R_2 接于第一个中周的 C 点和第一中放级的 D 点之间。为了获得良好的 AGC 曲线必须在无讯号输入时使 $V_0 \geq V_F^{(*)}$,

[*] 在只使用 R_2 、 D_2 的二次 AGC 电路中, 当 V_0 与 V_F 取得不恰当, 即当 $V_0 < V_F$ 时, 输入讯号强度的增加不能使 D_2 处于 0 或正向偏置, 因此输入讯号增加到使第一中放管截止之后, 随着讯号的继续增加, 输出电压也增加, 一直到输入讯号电压 $\geq V_F - V_0$ 时, D_2 开始导通, 对回路才开始起影响作用, 这时随着输入讯号 \uparrow , $Q \downarrow$, $R_L \downarrow$, 增益 \downarrow , 输入讯号越大, 增益也 \downarrow 得多, 这样, 就会出现如图 3-8 所示的 AGC 曲线反转的现象。这是应该避免的, 因为这种情况还可能会出现“截止”失真。但是当满足在无讯号输入时, $V_0 \geq V_F$, 则输入讯号进一步增加时, D_2 可处于正向偏置, 阻抗进一步下降, 使 Q 进一步 \downarrow , R_L 进一步 \downarrow , 增益进一步 \downarrow , 因此就不会出现 AGC 反转现象。

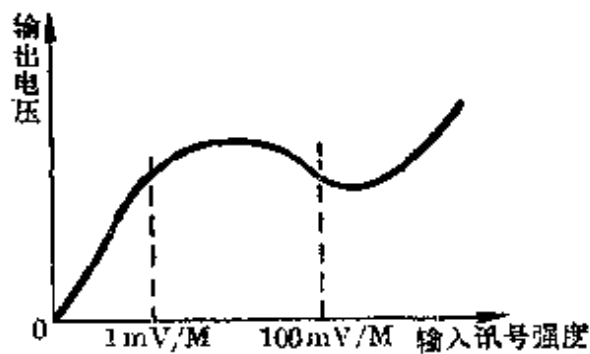


图 3-8 AGC 曲线反转

即应使 $V_{R_m} \geq V'_{R_m}$ (可调节 R_m 和 R'_m 的大小来达到)。这样, 在无讯号或小讯号时, C 点对 D 点的电位是负的, D_2 也处于反向偏置, 电阻很大, R_2 、 D_2 对中频回路的影响也很小, 因而对小的中频讯号也几乎没有衰减。随着讯号的增强, 由于 AGC 的作用, BG_2 的 $I_{c2} \downarrow$, R_e 、 R_c 上的压降也减小, 即 D_1 、 D_2 的反向偏压降低, 它们呈现的电阻便减少, 于是对回路的影响变大, 使回路 $Q \downarrow$, $R_L \downarrow$, 级的增益下降, 起到了二次 AGC 的作用。

对于二级中放但无高放级的晶体管收音机, 一般只用一种二次 AGC 电路, 即通常都采用 R_2 、 D_2 电路, 并且可以省掉 R_2 (把 R_2 短接)。但是对于具有高放级的晶体管收音机, 则最好二者均采用, 并且 R_1 不接输入回路而接高放回路, 这样效果更好。此时, 高放级便不必加控制工作点的 AGC , 这就避免了可能因此而引起的失真。

图 3-9 所示的是某一晶体管收音机的二次 AGC 电路。图中, 二次 AGC 电路 R_1 、 D_1 所串接的电阻 R_1 是可调的, 调节此电阻便可改变二次 AGC 的特性。调节 R_1 至适当值时, 可使输入讯号在 100mV/M 至 1mV/M (变化 40db) 的范围内输出一直保持不变 (0db), 即 AGC 曲线是平坦的。当输入讯号小于 1mV/M 时, 随着输入讯号的减小, 输出电压也逐渐下降。

图 3-10 是改变级间耦合度的二次 AGC 电路, 这种控制电路可加在第二中放级的输入与第一中放级的输出之间。无讯号或小讯号时调节 W 使 D_1 处于正向偏置, 这时电阻很小, 级间耦合较强, 增益损失较少。输入讯号 \uparrow 时, $V_N \uparrow$ (变正), $V'_N \uparrow$ (变正), D_1 偏压 \downarrow , 电阻 \uparrow , 级间耦合 \downarrow , 增益 \downarrow , 起到二次

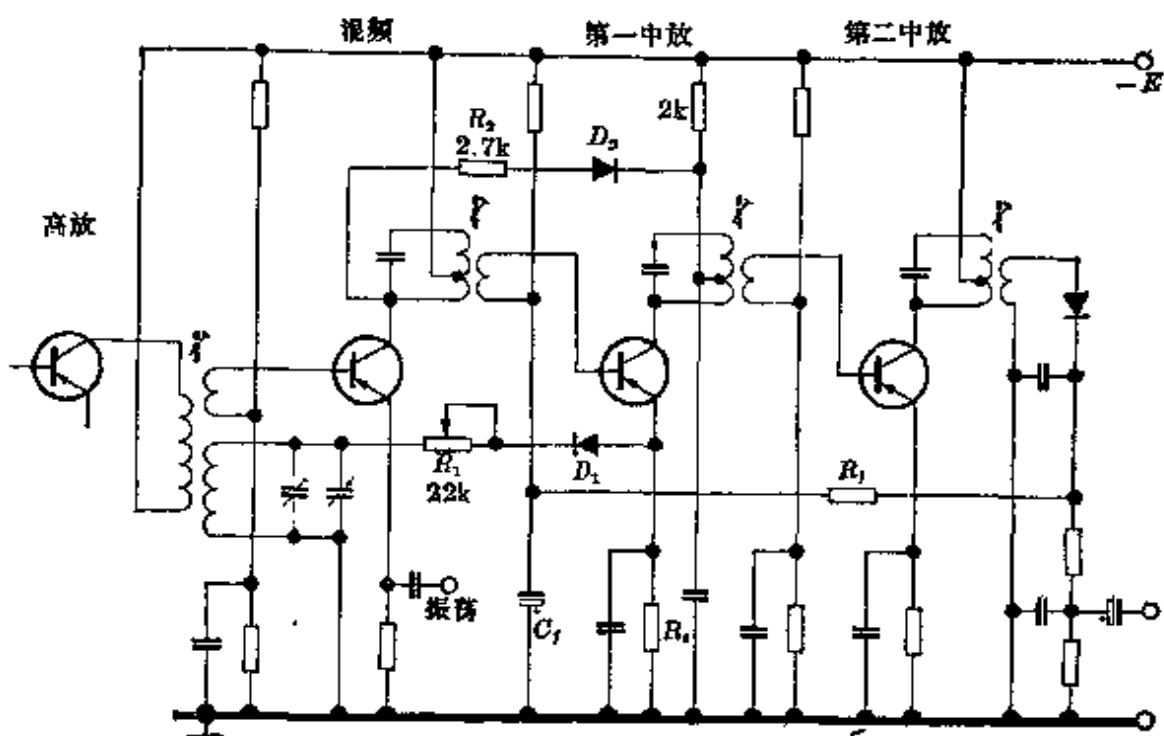


图 3-9 具有高放级的二次 AGC 电路

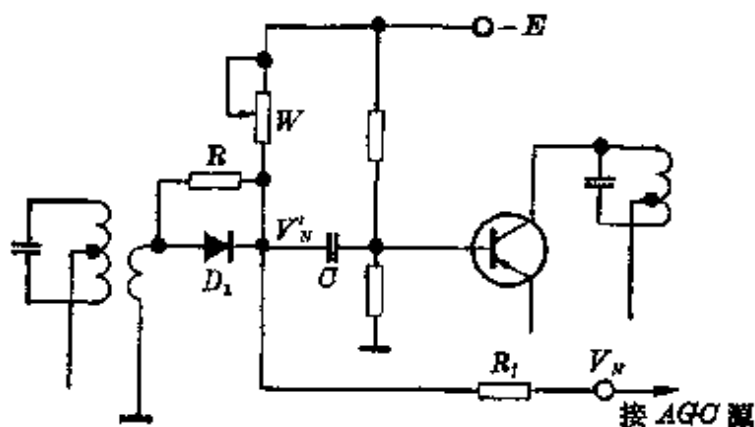


图 3-10 改变级间耦合度的二次 AGC 电路

AGC 作用。调节 W 和 R 可获得所需要的 AGC 特性。这种二次 AGC 电路的缺点是：当输入讯号 \uparrow 时， D_1 的阻抗变大，反射到前级中频负载的阻抗 \uparrow ，中周回路的 $Q \uparrow$ ，通带变窄使放音变劣。

图 3-11 是同时控制二级中放增益的 AGC 电路。第一中

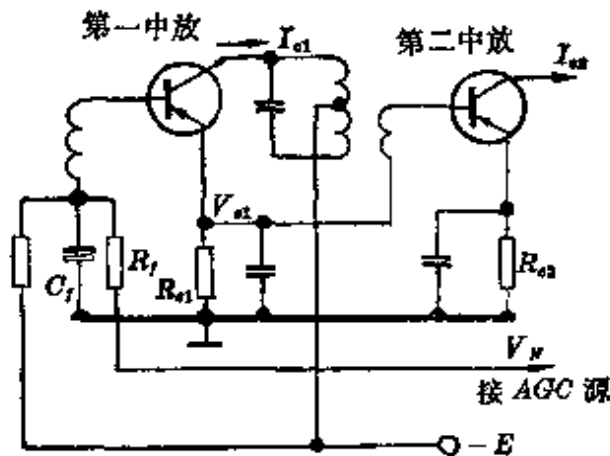


图 3-11 同时控制二级中放增益的 AGC 电路

放级加有 AGC 源，第二中放级的基极直接接到第一中放级的发射极电阻 R_{e1} 上，当输入讯号增强时， $I_{c1} \downarrow$ ， $V_{e1} \downarrow$ (变正)，使第二中放级的射基偏压 \downarrow ， $I_{c2} \downarrow$ ，第二中放级增益亦和第一中放级增益一起下降。第二中放级所需的工作电流 I_{c2} 靠调节 R_{e2} 获得。这种 AGC 电路的缺点是更容易产生第二中放级的“截止”失真。

图 3-12 所示的二次 AGC 电路由 R 、 C 、 D 组成，不必用 AGC 源。它在调频接收机中用得较多，在晶体管收音机中应用极少。当无讯号或小讯号时集电极电流 I_c 在 R 上产生一个上正下负电压 V_R ，它使二极管 D 处于反向偏置，对讯号几乎无旁路作用。当 BG 管的输出讯号电压 $\geq V_R$ 时， D 开始导通，这时电阻变小，对讯号有旁路作用，从而使输出电压下降，达到了二次 AGC。通常 R 、 D 接在变频级输出端。调节 R 可获得不同的 AGC 特性。

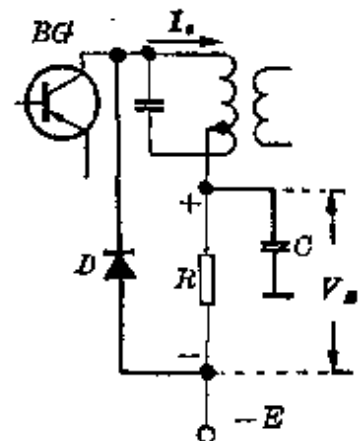


图 3-12 不接 AGC 源的二次 AGC 电路

图 3-13 是控制音频讯号的一种二次 AGC 电路。无讯号和小讯号时， V'_y 对地为负， D_2 不通，对检波后的音频讯号

不起衰减作用。输入讯号↑时, V_N 变小, 当输入讯号很强时 V_N' 反过来对地为正, D_2 导通, 音频讯号被旁路, 使输出电压下降。调节 W 可获得不同的 AGC 特性。

图 3-14 所示的二级中频放大器电路(前接通常收音机的一级变频输出)与其它电路的不同主要在于: (1) 加了二组

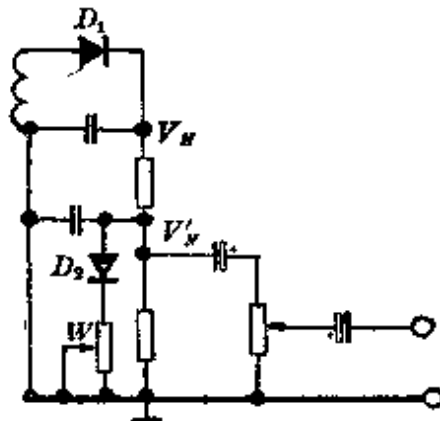


图 3-13 控制音频的二次 AGC 电路

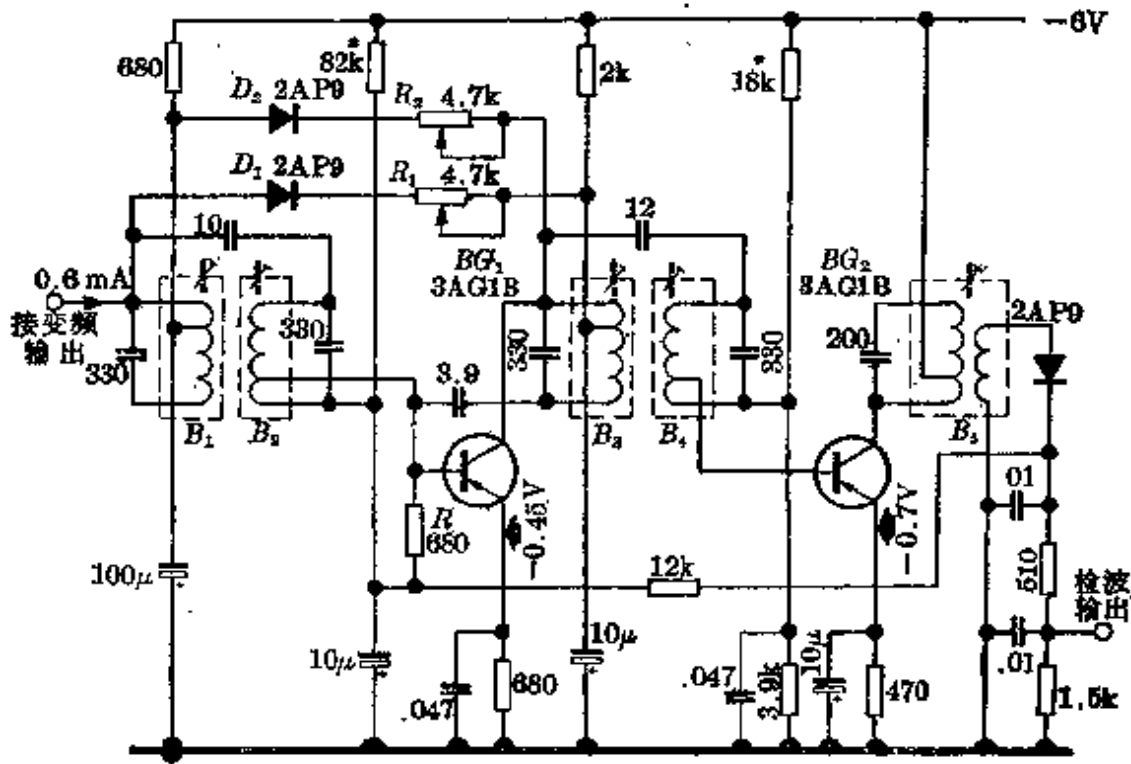


图 3-14 加有二组二次 AGC 的二级中频放大器电路
中周型号: B_1, B_3 —TTF-2-7; B_2, B_4 —TTF-2-8; B_5 —TTF-2-9
管子型号: 3AG1B

二次 AGC 电路；(2) 第一中放级和第二中放级的工作电流都调得较大；(3) 第一中放级基极线圈二端并联了一只 $R=680\ \Omega$ 的电阻。

电路的主要优点如下：

(1) 由于加了二组二次 AGC，调节 R_1 、 R_2 至适当值可使输入讯号场强在 200mV/M (甚至更大些) 至 1mV/M 之间变化时，输出保持不变。

(2) 由于二组二次 AGC 分别设置在第一中放级和第二中放级的输入端前面，且该二级工作点都调得较大，因此能够在 200mV/M (甚至更大些)，60% 调制的输入场强情况下放大器不产生“截止”失真。

(3) 由于第一中放级的基极线圈两端并联了一个 $R=680\ \Omega$ 的电阻，消除了第一中放级因 AGC 作用引起输入阻抗变化对前级中周通带的影响(不接 R 时，讯号越强，第一中放级的 I_b 越小，输入阻抗越大，使其前面二只中周的 $Q\uparrow$ ，通带变窄)，同时消除了强输入讯号时可能出现的“双峰”现象。

(4) 通带较宽(输入场强 0.5mV/M 时，二边衰减 6db 的整机通带 $\geq 9\text{kHz}$) 并且输入场强越强，通带越宽；这是由于 D_1 、 D_2 作用的结果。这正是我们所需要的。

(5) 由于采用二级双调谐中周，使整机偏调 $\pm 10\text{kHz}$ 的选择性有 $\geq 30\text{db}$ 。二级双调谐的耦合电容取得较大 (10pF 和 12pF) 是为了获得宽的通带而用的。

对于图 3-14，在业余条件下，没有调试仪表，这时可取消第二组二次 AGC (D_2 、 R_2)，同时把 R_1 短路。

四、本地、远程开关

本地、远程开关，简称“远近开关”，它的设置主要是为了解决晶体管收音机在小讯号时所需要的高灵敏度和强讯号时应避免的阻塞之间的矛盾。

有些晶体管收音机，检波级前的高频、中频总增益做得较高，因此，即使采用了二次 AGC 电路仍不能有效地抑制过强的讯号，尤其是在收听本地很强的讯号时收音机可能出现阻塞现象而影响正常收听。对于一些用管子较少的来复式收音机，灵敏度过高时更容易产生这种现象。

为了解决这个问题，一种办法是接收强讯号时将接收讯号尽量衰减到不出现阻塞的程度。可是，这便使接收远地弱电台讯号时的灵敏度大为下降。因此，采用既能使强讯号时不出现阻塞，又能使弱讯号时灵敏度不受损失的“远近开关”装置，通过人工控制，从而获得满意的收听效果就显得十分必要的了。

2J8 型晶体管收音机中的远近开关如图 4-1 所示。

当接收本地强电台讯号时，双连远近开关 $K_{1a, b}$ 拨至“近”处，此时，高频部分在中波段的基极线圈的两端并接了一个电阻 R_1 ($120\ \Omega$)，高频讯号便受到了相当大的衰减（小讯号时衰减约 15 db 左右），这是由于 R_1 与变频级的输入阻抗并联后使讯号产生了分流的缘故。 R_1 越小，则讯号被衰减得越多。低频部分的控制电路是在检波级后的负载电阻 ($2\ \text{k}\Omega$) 与音量控

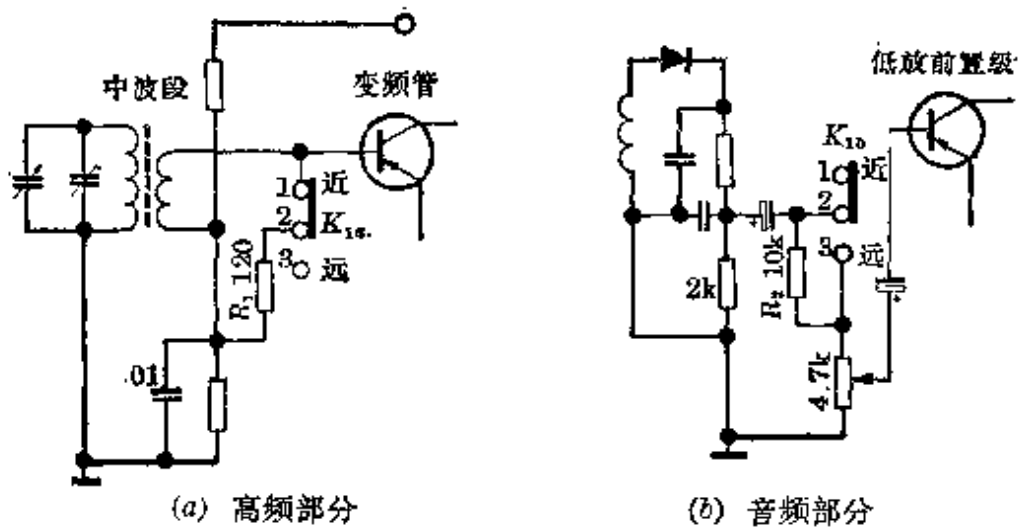


图 4-1 2J8 型晶体管收音机中的本地、远程开关装置

制电位器(4.7 k Ω)上端之间串接入一个阻值为 10 k Ω 的电阻 R_2 , 它可使低频讯号约有 6~10 db 的衰减, 这是由于 R_2 与音量控制电位器串接后使讯号被分压的缘故。 R_2 越大, 则讯号被衰减得越多。

当接收远地弱电台讯号时, 双连远近开关 $K_{1a,b}$ 拨至“远”处, 弱小讯号便能无衰减地被放大。

当电池使用日久后电压下降较多时, 由于电池内阻的增加, 在接收本地强电台讯号而音量电位器又置于最大的位置时, 有些收音机的工作便会不稳定, 出现“卜、卜、卜”的音频振荡叫声, 此时, 把“远近开关”拨至“近”处即可改善这种现象。

当然, 不是任何收音机的“远近开关”都象上述的那样。有些收音机的“远近开关”是用来改善放音质量的。当收听本地电台广播时对选择性的要求不高, “远近开关”拨至“近”处把中频放大器的中频通频带加宽, 改善了放音的频率特性, 因而改善了放音质量。当接收远地弱讯号电台时, 音质变得不是最主要的, 却要求有较好的选择性, 使干扰与噪声都较小, 放音比较清晰, 这时只要把“远近开关”拨至“远”处即可。

五、来复级和自动音频限幅器

来复级在这里所指的是第二中放后的中频讯号经检波出来的音频讯号不是直接送到一般的低频放大器放大，而是经电容耦合再送回第二中放管的基极进行低频放大，因此，第二中放就同时放大中频和音频讯号。

图5-1所示的是403型晶体管收音机中的来复级和AGC电路。图中，经第二中放级放大后的讯号是在检波后经由电容 C_{24} 、 C_{23} 再送回到第二中放基极进行音频放大的。

我们知道，一个晶体管既放大中频讯号又放大音频来复讯号时，被放大的音频讯号要比中频讯号大得多，这样一来，中频放大器的工作状态便受音频讯号的控制。随着音频讯号

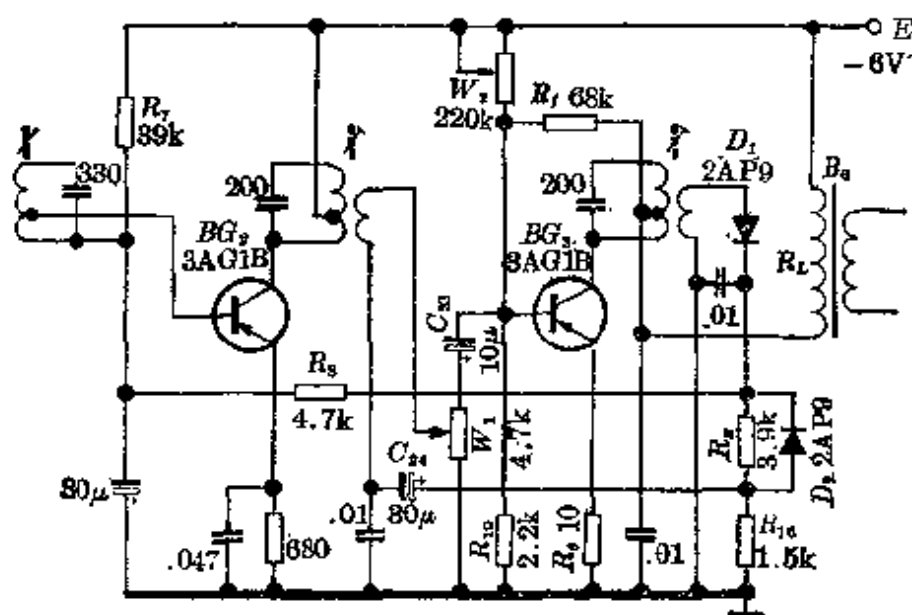


图5-1 403型晶体管收音机的来复级和AGC电路

的变化,中频讯号被上下来回驱动。由图 5-2 可看出,若音频讯号不大于曲线(1),则来复级的工作状态不会进入截止区,工作是正常的。当音频讯号大于曲线(1),例如增大到曲线(2)时,中频讯号便被驱动进入晶体管的截止区,此时,在音频讯号回到 a 点之前中放级就没有中频讯号输出,喇叭也即无声。当音频讯号回到 a 点之后,中放级又恢复正常工作,喇叭重新发出讯号声音。这种“截止——恢复工作——截止——恢复工作……”的过程是随着音频讯号的不断变化而不断发生的,于是喇叭便不断发出“卜、卜、卜……”的自激振荡叫声,这种现象称为来复级工作的不稳定。这种不稳定现象是由于送回到中放管基极放大的音频讯号超过了来复级能正常工作的最大“动态范围”的缘故。

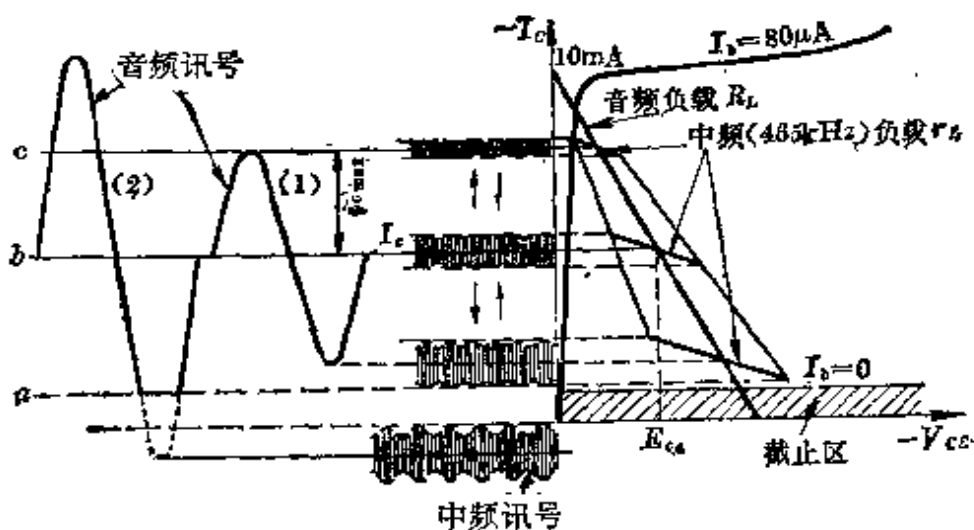


图 5-2 来复级工作状态的曲线(正包络检波)

为了使来复级能正常工作,就必须控制来复音频讯号幅度的大小,使放大后的电流讯号不超过曲线(1)。

我们定义来复级的最大动态范围是:送回中放管基极放大的这样一种最大音频电压,在这个电压作用下,输出讯号还

不会将中频讯号驱动到截止区去。若用 v_m 来表示这个电压的有效值, 则根据定义, 有:

$$v_m = \frac{\dot{i}_{im} R_i}{\sqrt{2}} = \frac{\dot{i}_{c \max} R_i}{\sqrt{2} \beta} \doteq \frac{I_c R_i}{\sqrt{2} \beta} \quad (5-1)$$

式中, \dot{i}_{im} ——送回来复级基极放大的最大音频电流, 幅值;

$\dot{i}_{c \max}$ ——来复级集电极输出的最大音频电流, 幅值;

I_c ——来复级直流工作点电流;

β ——来复级晶体管的低频电流放大系数;

R_i ——对应工作状态的来复级晶体管的输入阻抗。

为了不使来复音频讯号在最大值时把中频讯号驱动到饱和区及保证其工作在直线性的放大区以减少失真, 工作点 I_c 必须取为:

$$I_c \leq \frac{0.7 I_{CM}}{2} \quad (5-2)$$

式中, I_{CM} ——半导体器件手册中给出的最大集电极电流, 对于 3AG1B 等高频管, 通常都是 10 mA。因此, 来复级的工作点必须取得 $I_c \leq 3.5 \text{ mA}$ 。

设计来复级, 应该尽量提高它的动态范围 v_m , 同时也要有足够的增益和较小的失真; 这与所选的工作点 I_c 有密切关系。 I_c 取得大, 有用的输出讯号幅度增加, 增益也增加。这时从(5-1)式看来, 似乎动态范围 v_m 增加了, 其实不然, 因为当 $I_c \uparrow$ 时, $R_i \downarrow$, 并且这二者基本上成反比例变化:

$$R_i \doteq \frac{26 \beta}{I_c}$$

式中, I_c ——单位 mA;

R_i ——单位 Ω 。

因而在(5-1)式中, 这二者的影响相互抵消; 当 $I_c \uparrow$ 时, β 也 \uparrow ,

因此 v_m 应该是 ↓ 的。 I_c 也不能取得过小，否则由于来复级同时放大中、音频讯号会使增益下降许多。通常可取 $I_c = 1 \sim 3.5 \text{ mA}$ 之间。

最佳音频负载 R_L 为：

$$R_L = \frac{E_{ce}}{I_c} \quad (5-3)$$

式中， $E_{ce} = E - I_c(R_e + r)$ 为晶体管集射之间的直流电压；

r ——集电极直流负载电阻或变压器初级线圈的直流电阻；

R_e ——发射极总的直流电阻；

E ——电源电压。

将(5-3)式代入(5-1)式，有：

$$v_m = \frac{R_L E_{ce}}{\sqrt{2} \beta R_L} \quad (5-4)$$

由上式可知，要使 $v_m \uparrow$ ，可以提高 E_{ce} (403 型晶体管收音机电路中晶体管发射极仅采用一只小电阻 $R_e = 10 \Omega$ ，就是为了这个目的) 和减小 R_L 。

为了把来复音频讯号限制在由(5-1)式或(5-4)式确定的最大动态范围之内从而稳定来复级的工作状态，比较有效的措施是应用由二极管和电阻并联组成的“自动音频限幅器”。限幅器中的二极管称为“自动音频限幅二极管”。

图 5-3 所示的就是由限幅二极管 D_2 和电阻 R_e 组成的自动音频限幅器作用原理图。

其限幅作用过程如下：

如图 5-3(a) 所示。当无讯号输入时，有一不大的电流 I 自地向上流经 R_{10} 、 R_e 、 R_8 、 R_7 到电源负端，此电流在电阻 R_e 上产生约 0.15 V 左右的下正上负的电压，使 D_2 处于正向偏

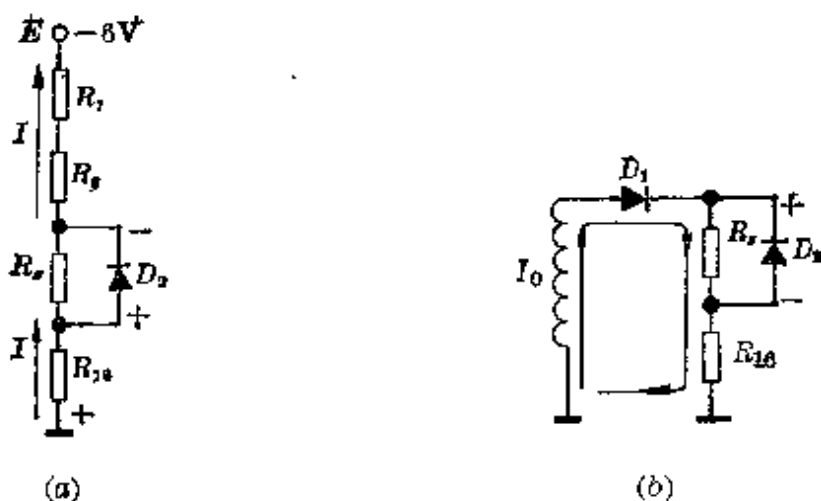


图 5-3 自动音频限幅器作用原理图

置, 二极管 D_2 呈现的电阻很小。当有讯号输入时, 检波后的平均直流 I_0 , 如图 5-3(b) 所示方向流动, 它在电阻 R_9 上产生的压降则是上正下负的。在小讯号时, I_0 很小, D_2 仍能处于正向偏置状态, 呈现出的电阻很小, 因此限幅作用很小, 检波后的音频讯号几乎全部被送回到来复中放管的基极放大。然而, 随着输入讯号的增大, I_0 亦增大, D_2 的正向偏压便逐渐减小, 它呈现的阻抗便增大, 限幅作用也就逐渐增大。当输入讯号大到一定程度时, D_2 被反向偏置, 其呈现出的阻抗很大, 于是限幅作用就很大。输入讯号最强时, D_2 与 R_9 并联的阻值就是 R_9 的阻值, 限幅作用达到最大。这样一来, 检波后的音频讯号便大部分被 D_2 、 R_9 限制了, 只有其中一部分才被送回到来复级中放管的基极放大。因此, 只要适当选取 R_9 的阻值, 就能使来复的讯号不超出该级的最大动态范围。

除了上述的提高 E_{cc} 、减小 R_L 以及应用“限幅器”之外, 还可以利用负反馈来提高 v_m , 使来复级的工作状态在任何情况下都能维持稳定。图 5-1 中的 R_6 (10Ω) 电阻不用大电容旁路便有串联负反馈作用, R_7 接于集基之间则有并联负反

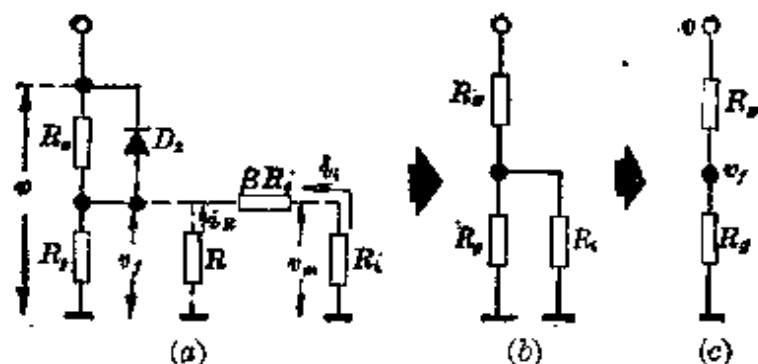


图 5-4 加负反馈后来复级输入阻抗的变化

馈作用。由于加了负反馈，来复级的输入阻抗便发生了变化。在图 5-4 中：

v ——检波后可能达到的最大交流音频电压，一般二级中放的线路可达 600 mV 左右。

v_f ——加串联负反馈 R_s 后 v_m 提高到 v_f 。加了串联负反馈 R_s 后，来复级的输入阻抗由 R_i 提高到 $(\beta R_s + R_i)$ ，然而，流过晶体管原来的 R_i 的电流 i_i 是不变的，亦即 R_i 两端的电压 v_m 是不变的，因此有：

$$\begin{aligned} v_f &= i_i (\beta R_s + R_i) \\ &= \frac{I_c}{\sqrt{2} \beta} \cdot R_i \left(1 + \frac{\beta R_s}{R_i} \right) = \left(1 + \frac{\beta R_s}{R_i} \right) v_m \end{aligned} \quad (5-5)$$

R 与 R'_i ——加接了并联负反馈 R_f 后，来复级的输入阻抗便减少到 R'_i ，并且为原来输入阻抗的 $\frac{1}{1 + \frac{\beta R_L}{R_f}}$ 倍，即：

$$R'_i = R \parallel (\beta R_s + R_i) = \frac{\beta R_s + R_i}{1 + \frac{\beta R_L}{R_f}} = \frac{1 + \frac{\beta R_s}{R_i}}{1 + \frac{\beta R_L}{R_f}} \cdot R_i \quad (5-6)$$

然而，并联负反馈的结果使讯号源提供的电流增加了 i_R ，如图 5-4(a) 所示，但 v_f 不变。参考图 5-1 和图 5-4，有：

$$\bar{R}_g = R_{10} \parallel W_1 \parallel R_{16} \quad (5-7)$$

为了使音量控制电位器 W_1 (同时控制音频和中频讯号) 开到最大时仍能保证来复级工作稳定, W_1 应取最大值。另外:

$$R'_g = R'_i \parallel R_g \quad (5-8)$$

最后, 由图 5-4(c) 便可得:

$$R_e = \left(\frac{v}{v_f} - 1 \right) R'_g \quad (5-9)$$

现以 403 型晶体管收音机的来复级为例说明其设计方法。来复级晶体管采用 3AG1B, 其 $I_{OM} = 10 \text{ mA}$ 。电源电压用 $E = 6 \text{ V}$, 输入变压器的初级直流电阻 $r = 100 \Omega$, 取 $R_e = 10 \Omega$, $R_f = 68 \text{ k}\Omega$ 。为了充分发挥一只来复管的作用, 使其有最高增益, 取工作点为最大允许值, 即:

$$I_o = \frac{0.7 I_{OM}}{2} = \frac{0.7 \times 10}{2} = 3.5 \text{ mA}$$

$$E_{ce} = E - I_o(R_e + r) = 6 - 3.5 \times (100 + 10) \doteq 5.6 \text{ V}$$

$$R_L = \frac{E_{ce}}{I_o} = \frac{5.6}{3.5} \doteq 1600 \Omega$$

若设 $I_o = 3.5 \text{ mA}$ 时 $\beta = 80$, 这时:

$$R_u \doteq \frac{26\beta}{I_o} = \frac{26 \times 80}{3.5} \doteq 600 \Omega$$

因此:

$$v_m = \frac{R_u E_{ce}}{\sqrt{2} \beta R_L} = \frac{600 \times 5.6}{1.4 \times 80 \times 1600} \doteq 19 \text{ mV}$$

$$v_f = \left(1 + \frac{\beta R_e}{R_f} \right) v_m = \left(1 + \frac{80 \times 10}{600} \right) \times 19 \doteq 44 \text{ mV}$$

$$R_p = R_{10} \parallel W_1 \parallel R_{16} = 2.2 \text{ k} \parallel 4.7 \text{ k} \parallel 1.5 \text{ k} \doteq 750 \Omega$$

$$R'_i = \frac{1 + \frac{\beta R_o}{R_i}}{1 + \frac{\beta R_L}{R_f}} R_i = \frac{1 + \frac{80 \times 10}{600}}{1 + \frac{80 \times 1600}{68000}} \times 600 \approx 480 \Omega$$

$$R'_o = R_o \parallel R'_i = \frac{750 \times 480}{750 + 480} \approx 300 \Omega$$

$$\therefore R_z = \left(\frac{v}{v_f} - 1 \right) R'_o = \left(\frac{600}{44} - 1 \right) \times 300 = 3.78 \text{ k}\Omega$$

可采用 3.9 k Ω 的电阻。

六、滑动甲类功率放大器

图 6-1 所示的是甲类与滑动甲类功率放大器的输出波形。图中, R_L 是一般甲类功率放大器的最佳交流负载, I_0 是其工作电流, 它的最大正弦波输出功率系由曲线(1)确定的, 并且 I_0 并不随输出功率的大小而变化。当输出波形大于曲线(1), 如曲线(2)时, 便会产生削波失真, 输出功率就受到了限制。为了提高输出功率, 首先必须减小负载阻抗至 R'_L , 同时, 工作点 I_0 必须增加至 I'_0 。若此时仍按一般甲类功率放大器设计, 则由于静态工作电流 I'_0 很大, 对晶体管的耗散功率的要求就很高, 而且效率也很低。因此, 如能设计一种线路, 它的负载为 R'_L , 而静态工作电流仍取 I_0 , 当讯号增大至曲线(3)时, 能自动地把 I_0 调节到 I'_0 , 而在小讯号时, 工作点也自动地减小, 于是, 就既可以提高输出功率, 又可以减少对管子的耗散功率的要求, 同时效率也提高了。“滑动甲类”就是这样工作的。

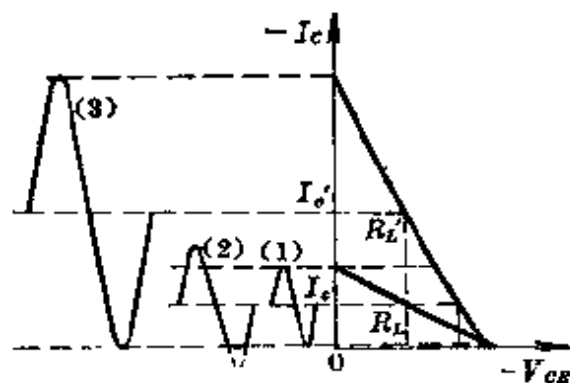


图 6-1 甲类与滑动甲类功率放大器的输出波形

这个过程非常迅速。此后，由于 C_{31} 的充电电压与电源电压数值相等、方向相反，电位器 W_4 便无电流流过，因此，在无讯号输入时二极管 D_3 两端的电压就是晶体管 BG_4 基极对地的静态偏压 V_b ，方向如图 6-3 中所示。此时 D_3 处于反向偏置。

若设： R_w ——电位器 W_4 的某个电阻值；

Z_c ——电容器 C_{31} 的容抗；

ω ——工作角频率；

则当有输出交流讯号电压 v_L (幅值) 时，它在 W_4 上产生的压降 v_w (幅值) 为：

$$v_w = \frac{v_L R_w}{\sqrt{R_w^2 + Z_c^2}} = \frac{v_L}{\sqrt{1 + \left(\frac{Z_c}{R_w}\right)^2}} = \frac{v_L}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega C_{31} R_w}\right)^2}} \quad (6-1)$$

令：

$$m = \frac{1}{\omega C_{31} R_w} \quad (6-2)$$

则：

$$v_w = \frac{v_L}{\sqrt{1 + m^2}} \quad (6-3)$$

当 v_L 为正半周，即 v_w 为正半周时，它的作用是加强了 D_3 的反向偏置，因此，线路按甲类状态工作。当 v_L (因而 v_w) 为负半周，且 $v_w \geq V_b$ 时，线路便开始“滑动”。当线路处于“滑动”状态工作时，应满足下式：

$$V_b + V_b^i = v_B \quad (6-4)$$

式中， V_b ——基极对地的直流静态偏压，它近似地为：

$$V_b \doteq \frac{I_c R_i}{\beta} \quad (6-5)$$

v_B ——输入讯号电压(幅值)；

$$v_B \doteq \frac{I_c R_i}{\beta} \quad (6-6)$$

I_c 、 I_c' ——见(6-10)式说明；

R_i ——对应工作状态的晶体管输入阻抗；

β ——晶体管的电流放大系数；

V_b' ——整流后的平均直流 I_d 在电阻 $R_f = R_{17} \parallel R_{18} \parallel R_i$ 上产生的压降。若设 V_d 是整流后的平均直流电压， r_D 为 D_3 的正向电阻，则：

$$V_b' = \frac{V_d R_f}{R_f + R_w + r_D} = \frac{V_d}{1 + \frac{R_w + r_D}{R_f}} \quad (6-7)$$

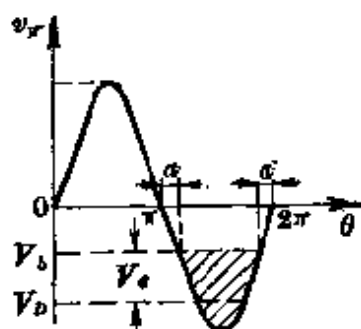


图 6-4 计算 V_d 的原理图

参看图 6-4, 有:

$$V_d = V_D - V_b = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi+\alpha}^{2\pi-\alpha} (-v_w) \sin \theta d\theta$$

由于

$$V_D = V_b + V_d = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} (-v_w) \sin \theta d\theta = \frac{v_w}{\pi} \doteq 0.33 v_w$$

因此,

$$\begin{aligned} V_d &= V_D - V_b = 0.33 v_w - V_b = \frac{0.33 v_L}{\sqrt{1+m^2}} - V_b \\ &= \frac{0.33 I_c' R_L}{\sqrt{1+m^2}} - \frac{I_c R_i}{\beta} \end{aligned} \quad (6-8)$$

将上式代入(6-7)式, 便得:

$$V_b = \frac{1}{1 + \frac{R_w + r_D}{R_f}} \left(\frac{0.33 I_c' R_L}{\sqrt{1+m^2}} - \frac{I_c R_i}{\beta} \right) \quad (6-9)$$

把(6-5)式、(6-6)式及(6-9)式代入(6-4)式, 并利用 $m^2 \ll 1$ (见讨论1)及大讯号时 $R_w \gg r_D$, 整理后即可得:

$$R_w = \left(\frac{0.33 \beta R_L}{R_i} - 1 \right) \left(\frac{R_f}{1 - \frac{I_c}{I_c'}} \right) \quad (6-10)$$

式中, I_c ——万用表测量得到的功率放大管静态集电极电流;
 I_c' ——万用表量得的功率放大管对应 v_L (或规定的额定功率)的集电极电流。

讨 论

1. 从(6-2)式和(6-9)式可知, $\omega \uparrow$ 时, $m^2 \downarrow$, 在相同的 v_L 情况下, $V_b \uparrow$, 即 $V_b + V_b' \uparrow$ 。这意味着 $\omega \uparrow$ 时, 平均基极偏压往上移动了, 这将使平均电流 $I_c \uparrow$, 结果造成高频上部弯曲失真; 相反 $\omega \downarrow$ 时, $V_b + V_b' \downarrow$, $I_c \downarrow$, 造成低频的下削波失真, 如图6-5所示。这是应该避免的。如果我们使(6-9)式中的 $m^2 \ll 1$, 则 m^2 便可从(6-9)式中略去, V_b 就可认为与 m (因而与 ω) 无关。实际上, 只要取在最低频率 ω_D 时有 $m^2 \leq 0.1$ 便

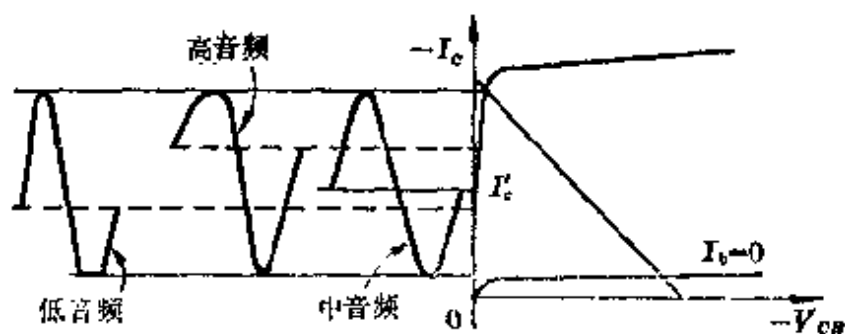


图 6-5 高频上部弯曲和低频下部削波失真

可以了。由(6-2)式有

$$\left(\frac{1}{\omega_D C_{31} R_W}\right)^2 \leq 0.1$$

近似地:

$$\frac{1}{\omega_D C_{31} R_W} \leq \frac{1}{3}$$

于是有:

$$C_{31} \geq \frac{3}{\omega_D R_W} = \frac{3}{2\pi f_D R_W} \quad (6-11)$$

由于在最大讯号输出时 v_L 与 E 一起加在 C_{31} 上, 即 C_{31} 两端将承受 $2E$ 的电压, 因此其耐压必须大于 $2E$ 。

2. 为了完全消除输出讯号对输入端的影响, 电容 C_{30} 必须取得足够大, 即要求:

$$\frac{1}{\omega_D C_{30}} \leq \frac{R_{17} \parallel R_{18}}{10}$$

因此:

$$C_{30} \geq \frac{10}{\omega_D (R_{17} \parallel R_{18})} = \frac{10}{2\pi f_D (R_{17} \parallel R_{18})} \quad (6-12)$$

如果电容 C_{30} 用得不够大, 就有可能出现低音频的再调制振荡。

3. 由(6-10)式可知, 在其它参数不变情况下, 所用管子的 β 大时, 为达到同样的输出功率并要求相同的 I_c , 则要求有较大的 R_W ; 反之, 所用管子的 β 小时, 则要求较小的 R_W 。为了使输出讯号 v_L 不被 R_W 分流, 要求 $R_W \geq 10R_L$ 是需要的。由(6-10)式有:

$$\left(\frac{0.33 \beta R_L}{R_i} - 1\right) \left(\frac{R_f}{1 - \frac{I_c}{I_v}}\right) \geq 10R_L$$

由上式便可得:

$$\beta \geq \frac{R_i}{0.33 R_L} \left(1 + \frac{1 - \frac{I_o}{I'_c}}{R_f} \cdot 10 R_L \right) \quad (6-13)$$

上式可作为选择管子 β 的依据, 当 $\beta <$ 上式的计算值时, 一方面功放级的功率增益本身减少, 同时 R_w 对 R_L 的分流作用增加使增益进一步下降, 这时我们说功放管“滑动”不起来了。

4. 对于同一个晶体管, 在其它参数不变情况下, $R_w \downarrow$ 时 I'_c 将 \uparrow , 反之则反。因此 R_w 需用电位器调节。

现以 403 型晶体管收音机中的滑动甲类功率放大器为例说明其设计方法。

参考图 6-1, 设 $R_L = 75 \Omega$, $I_o = 15 \text{ mA}$, $R_{17} = 330 \Omega$, $R_{18} = 390 \Omega$, 150 mW 输出时 $I'_c = 75 \text{ mA}$, $R_f = 200 \Omega$, 则:

$$R_f = R_{17} \parallel R_{18} \parallel R_i = 330 \parallel 390 \parallel 200 \approx 95 \Omega$$

由(6-13)式:

$$\begin{aligned} \beta &\geq \frac{R_i}{0.33 R_L} \left(1 + \frac{1 - \frac{I_o}{I'_c}}{R_f} \cdot 10 R_L \right) \\ &= \frac{200}{0.33 \times 75} \times \left(1 + \frac{1 - \frac{15}{75}}{95} \times 10 \times 75 \right) \approx 51 \end{aligned}$$

取 $\beta = 70$ 。于是:

$$\begin{aligned} R_w &= \left(\frac{0.33 \beta R_L}{R_i} - 1 \right) \left(\frac{R_f}{1 - \frac{I_o}{I'_c}} \right) \\ &= \left(\frac{0.33 \times 70 \times 75}{200} - 1 \right) \left(\frac{95}{1 - \frac{15}{75}} \right) \approx 910 \Omega \end{aligned}$$

考虑到大批生产时功放管 β 的不一致性, R_w 的阻值也就要求不同, 因此需用一只半可调电位器 W_4 调节。调节方法是: 不论管子 β 为何值, 均使 150 mW 输出时 $I_c = 75$ mA。

取 $f_D = 200$ Hz, 则由 (6-11) 式:

$$C_{31} \geq \frac{3}{2\pi f_D R_w} = \frac{3}{6.28 \times 200 \times 910} \approx 2.65 \mu\text{F}$$

可采用 $3 \mu\text{F}/15$ V 的电解电容器。

由 (6-12) 式有:

$$C_{30} \geq \frac{10}{2\pi f_D (R_{11} \parallel R_{18})}$$

$$= \frac{10}{6.28 \times 200 \times (330 \parallel 390)} \approx 50 \mu\text{F}$$

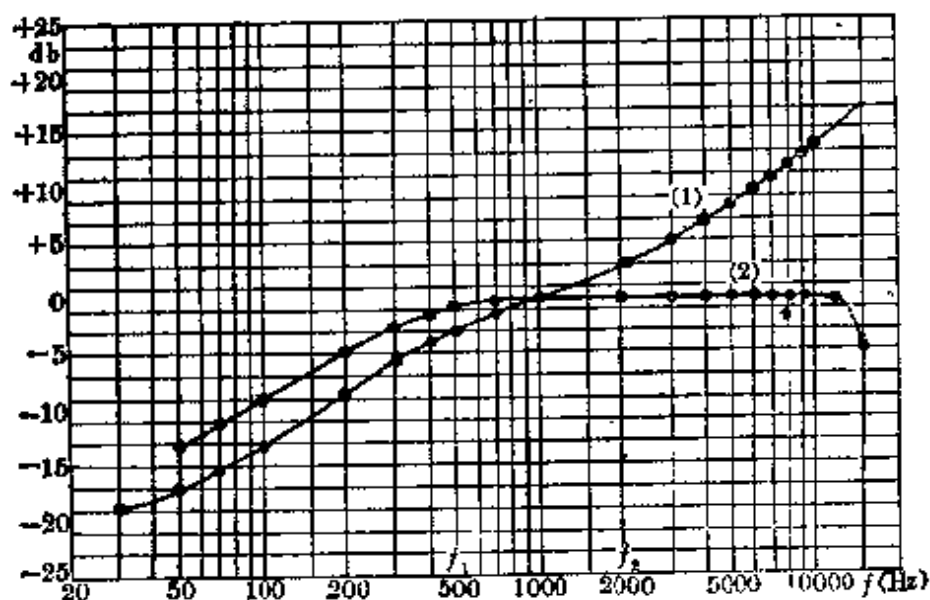
本机采用 $100 \mu\text{F}$ 的电解电容。

七、音调控制电路

为了改善放音质量，给收音机的低频放大器加上可调的音调控制电路是很有必要的。这是由于：

(1) 当收听一般电台广播节目时，收音机的中频放大器通频带都较窄，具有二级中频放大器的收音机，二边衰减 6db (2 倍) 的整机通频带约为 5~8kHz。这也就是说，电台播送的节目经收音机中频放大器放大之后，检波还原成音频讯号时，2500Hz (通带 5kHz 时) 的讯号会衰减 6db，即使通频带做到 8kHz，检波后的 4kHz 讯号也会下降 6db。为了弥补这方面的损失，要求低频放大器有高音提升，否则，放音质量将受到很大影响，声音觉得沉闷。

(2) 唱片的录音特性如图 7-1 和表 7-1 所示。从表及特



(1) 密纹唱片的录音特性；(2) 粗纹唱片的录音特性

图 7-1 唱片的录音特性曲线

表 7-1 唱片的录音特性

频率 f (Hz)	30	50	70	100	200	300	400	(f_1) 500	700	1k	2k	(f_2) 2.12k
密纹 (db)	-18.6	-17	-15.3	-13.1	-8.8	-5.5	-3.8	-3	-1.2	0	+2.6	+3
粗纹 (db)		-13	-11	-9	-5	-2.5	-1	-0.5	0	0	0	0
频率 f (kHz)	3	4	5	6	7	8	9	10	12	14	15	
密纹 (db)	+4.7	+6.6	+8.2	+9.6	+10.7	+11.9	+12.9	+13.7	+15.3	+16.6	+17.2	
粗纹 (db)	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	-5

性曲线可以看出,密纹唱片的录音特性是低音衰减、高音提升的,粗纹唱片则低音衰减、高音平坦。这两者均要求采用低频放大器来提升低音。

(3) 对于不同种类的喇叭和喇叭箱,它们的放音频率特性也是各不相同的,于是,对低频放大器频率特性的要求也就各不相同了。

由此可见,不同的情况对于低频放大器频率特性的要求是不同的。因此没有可调音调控制的低频放大器是不可能满意地重现多种类型节目的。

由表 7-1 或图 7-1 可知,这里所指的提升与衰减都是对中间频率(1000 Hz)而言的。其中, $f_1=500$ Hz 处对 1000 Hz 有 -3 db 的衰减,此后对每一倍频程约有 -6 db 的衰减; $f_2=2120$ Hz 处对 1000 Hz 有 $+3$ db 的提升,此后对每一倍频程约有 $+6$ db 的提升。通常, f_1 称为低音衰减(或提升)的转折频率; f_2 称为高音提升(或衰减)的转折频率。

对可调音调控制电路的基本要求是:有足够的高、低音提升量和高、低音调节范围;但是同时要求高、低音从最提升位置变化到最衰减位置过程中,中间频率(1000 Hz)的幅度变化必须小于 3 db,因为只有在这样的条件下,高、低音的调节过程才不会影响声音响度的大小。

由上所述,所谓高、低音提升都是指将中音(1000 Hz)衰减一个常数而言的,因此常常需要增加一至二级放大以弥补音调网络的增益损失。

音调控制电路一般有三种形式:衰减式、负反馈式和衰减负反馈混合式。

衰减式:调节范围可做得较宽,但会带来一定的失真。这

是因为音调调节时其输入阻抗在变化，这相当于前级的输出负载阻抗在变化，而负载阻抗不同，要求级的工作电流也不同，但级的工作状态却往往是固定不变的，因此，当调节范围足够大且输入讯号又足够强时便会产生一定的失真。

负反馈式：调节范围因受最大负反馈量的限制（否则在某些频率上要产生自激振荡，使工作不稳定）而较小，但失真较小。

衰减负反馈混合式：调节范围可以做得最宽且失真小，然而电路却较复杂。

(一) 衰减式音调控制电路

1. 串联衰减式 RC (高音) 提升网络

这种提升网络的等效电路如图 7-2 所示。图中，讯号源是等效电压发生器， v_s 是讯号电压， i_s 是相应的讯号电流， R_s 是讯号源内阻， R_i 是下级的输入阻抗， v_i 是送至下级被放大的讯号电压。

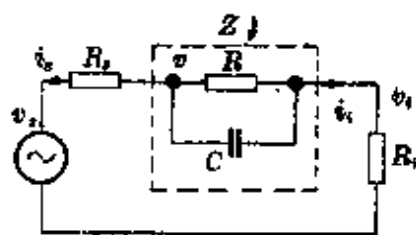


图 7-2 串联衰减式(分压式) RC 高音提升网络

假定 v 对于各种频率都是相等的，当频率很高时， C 的容抗 X_C 很小，可视为短路，于是 R 与 X_C 并联的阻抗 Z 可视为零，这时 $v_i = v$ ， v 全部加在 R_i 上，输出最大；当频率变低时， X_C 变大， Z 也变大， v 在 Z 与 R_i 间分压，使 $v_i < v$ ，输出下降；频率很低时， X_C 可视为开路，这时 $Z = R$ ， v_i 最小，输出也最小。因此高音对于低音便有了提升。提升的倍数决定于 R 与 R_i 的比值，这个比值越大，提升得就越多。电容 C 则由高音提升的转折频率确定。

下面进一步分析这种网络。

设 f 为工作频率, 则 C 的容抗 X_c 为:

$$X_c = \frac{1}{2\pi fC}$$

R 与 C 并联的复数阻抗 \dot{Z} 为:

$$\dot{Z} = \frac{R(-jX_c)}{R-jX_c} = \frac{R}{1+j\frac{R}{X_c}} = \frac{R}{1+j2\pi fCR}$$

因此,

$$Z = \frac{R}{\sqrt{1+(2\pi fCR)^2}} \quad (7-1)$$

由上式可见, Z 与 f 有关, $f \uparrow$ 时, $Z \downarrow$, 反之则反。此外,

$$v_s = i_s(R_s + \dot{Z} + R_t) \quad (7-2)$$

若设 $R_s \ll \dot{Z} + R_t$, 则

$$v_s \doteq v = i_s(\dot{Z} + R_t) \quad (7-3)$$

这时, 不管 f 为何, 也不管 Z 随 f 如何变化, $\dot{Z} + R_t$ 二端的输入讯号电压(都为 $v = v_s$) 保持不变而与 R_s 无关, 因此 $v = v_s$ 为恒压源。在这种情况下, Z 随 f 变化而变化时, v_i 也变化, 因而输出电压也变化, 并且 $f \uparrow$, $Z \downarrow$, $v_i \uparrow$, 输出电压 $v_o \uparrow$, 反之则反。

假使 R_s 与 $\dot{Z} + R_t$ 比较不可忽略, 则 $\dot{Z} + R_t$ 二端的输入电压 v 便不能看成恒压源, 因为这时虽然 v_s 对各种 f 是相等的, 但当 Z 变化时 i_s (i_s) 变化, $i_s R_s$ 也变化, 于是 $v = v_s - i_s R_s$ 也变化, 并且当 $f \uparrow$ 时, $Z \downarrow$, $i_s \uparrow$, $i_s R_s \uparrow$, $v \downarrow$, 与恒压源相比 v_i 也 \downarrow , 结果 v_o 也 \downarrow , 这就意味着高音提升量 \downarrow ; R_s 越大, 高音提升量越小。因此这种高音提升网络要求前面的讯号源为恒压源, 即 R_s 越小越好, 至少要求:

$$R_s \leq \frac{\dot{Z}_{\min} + R_t}{2} \doteq \frac{R_t}{2}$$

当 $R_s = \frac{R_i}{2}$ 时, 高音提升量损失 3 db。所以, 这种提升网络的输入端接射极输出器是比较理想的。

为了分析方便, 我们假定 v_s 为恒压源。设最高放音频率为 f_s , 由 (7-1) 式可知, 当 f 很高 (f_s , 通常取 20 kHz) 时, $Z \rightarrow 0$, 这时,

$$v_s \doteq i_i R_i = v_{i0} \quad (7-4)$$

其它频率时, Z 不为零, 这时 R_i 的输入电压 v_i 由 (7-3) 式确定, 即:

$$v_i = i_s R_i = v_s - i_s Z \quad (7-5)$$

由 (7-4) 式和 (7-5) 式便可得高音对其它频率的相对提升量 \dot{A}_p 为:

$$\dot{A}_p = \frac{v_{i0}}{v_i} = \frac{v_s}{v_s - i_s Z} = \frac{1}{1 - \frac{i_s}{v_s} Z} \quad (7-6)$$

但是由 (7-3) 式,

$$\frac{i_s}{v_s} = \frac{1}{Z + R_i}$$

上式代入 (7-6) 式, 得:

$$\begin{aligned} \dot{A}_p &= \frac{1}{1 - \frac{Z}{Z + R_i}} = \frac{R_i + Z}{Z + R_i - Z} = \frac{R_i + Z}{R_i} \\ &= 1 + \frac{Z}{R_i} = 1 + \frac{1}{R_i} \cdot \frac{R}{1 + j(2\pi fCR)} \\ &= \frac{1 + j(2\pi fCR) + \frac{R}{R_i}}{1 + j(2\pi fCR)} = \frac{\left(1 + \frac{R}{R_i}\right) + j(2\pi fCR)}{1 + j(2\pi fCR)} \end{aligned}$$

因此:

$$A_g = \sqrt{\frac{\left(1 + \frac{R}{R_i}\right)^2 + (2\pi fCR)^2}{1 + (2\pi fCR)^2}} \quad (7-7)$$

(7-7)式就是最高放音频率 f_g 对低于 f_g 的任何其它频率的提升量公式。当 f 很低(最低放音频率 f_d ,一般取为20Hz)时, $(2\pi fCR) \rightarrow 0$,这时 A_g 最大,由(7-7)式得:

$$A_{g\max} \doteq 1 + \frac{R}{R_i} \quad (7-8)$$

(7-8)式就是串联衰减式 RC 高音提升网络的高音提升量基本计算公式。由于设计时通常都是给定高音提升量 A_g (以下,所有的 A_g 都指 $A_{g\max}$)来求 R 的,因此(7-8)式需化为:

$$R = (A_g - 1) R_i \quad (7-9)$$

例如,下一级的输入阻抗 $R_i = 2\text{k}\Omega$,要求 $A_g = 10$,则

$$R = (A_g - 1) R_i = (10 - 1) \times 2 = 18\text{k}\Omega$$

由(7-7)式还可看出:当 $f = f_2 = \frac{1}{2\pi RC}$ 时,由于

$$(2\pi f_2 CR) = \frac{2\pi RC}{2\pi RC} = 1$$

而 $\left(1 + \frac{R}{R_i}\right)^2$ 又总是 $\gg 1$ 的,因此(7-7)式变成:

$$A_{g_2} = \sqrt{\frac{\left(1 + \frac{R}{R_i}\right)^2 + 1}{1 + 1}} \doteq \frac{1 + \frac{R}{R_i}}{\sqrt{2}}$$

上式表示 f_g 对 $f_2 = \frac{1}{2\pi RC}$ 的提升量,它比对 f_d 的提升量减少了 $\frac{1}{\sqrt{2}}$ (-3db),也就是说, f_2 对 f_d 的提升量为 $\sqrt{2}$ (+3db)。我们把 $f_2 = \frac{1}{2\pi RC}$ 的频率称为高音提升的转折频率。通常,可调音调控制电路总是设计得提升与衰减

特性完全对称，衰减时与 f_a 比较衰减 3 db 的转折频率仍取 f_2 。比较图 7-1 或表 7-1 的唱片录音特性，应取 $f_2 = 2120 \text{ Hz}$ 。

若用 $f = 2f_2 = \frac{2}{2\pi RC}$ 代入 (7-7) 式，可得：

$$A_p \doteq \frac{1 + \frac{R}{R_i}}{\sqrt{5}}$$

上式表明在 f 等于二倍转折频率时对 f_a 有 7 db 左右的提升量。如果将 $f = 3, 4, 5, \dots$ (倍) f_2 分别代入 (7-7) 式，可分别得到对 f_a 的提升量为 10 db、12 db、14 db、……左右。因此当取 $f_2 = 2120 \text{ kHz}$ 时，这种高音提升网络的提升特性正好与图 7-1 所示的密纹唱片录音特性的高音部分完全一致；而 $f = 1000 \text{ Hz}$ 以下的低频部分则是一条平坦的直线。

综上所述，可得出这种高音提升网络的设计方法：

(1) 由给定的高音提升量 A_p 和已知的下一级输入阻抗 R_i ，按 (7-9) 式求出 R ；

(2) 由规定的转折频率 f_2 和 R 求电容 C ：

$$C = \frac{1}{2\pi f_2 R} \quad (7-10)$$

当 f_2 的单位取 kHz， R 的单位取 $k\Omega$ 时，

$$C = \frac{1}{2\pi f_2 R \times 10^3 \times 10^3} = \frac{10^{-6}}{6.28 f R} \doteq \frac{16 \times 10^{-8}}{f_1 R} \text{ (F)}$$

或者，

$$C = \frac{16 \times 10^4}{f_1 R} \text{ (pF)} \quad (7-11)$$

当取 $f_2 = 2.12 \text{ kHz}$ 时，把它代入上式，得

$$C = \frac{16 \times 10^4}{2.12 R} \doteq \frac{73}{R} \times 10^3 \text{ (pF)} \quad (7-12)$$

例如, $R=18\text{ k}\Omega$, 则

$$C = \frac{73}{18} \times 10^3 = 4050 \text{ pF}$$

2. 并联衰减式 RC (低音)提升网络

这种低音提升网络的等效电路如图 7-3 所示。图中, 讯

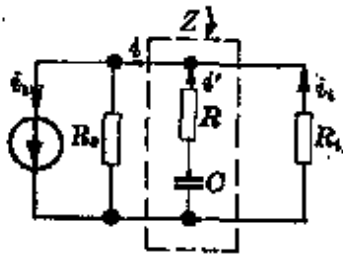


图 7-3 并联衰减式(分流式) RC 低音提升网络

号源是等效电流发生器, i_s 是前级的输出讯号电流, R_s 是讯号源内阻, R_L 是下级的输入阻抗。

由于提升网络(RC)与 R_L 并联, 依靠 i' 与 i_i 的分流来获得低音提升, 因此讯号源不能是低内阻的恒压源; 假如是恒压源, 则对于任何频率, R_L 二

端的电压都不变, i_i 也不变, 输出电流也就不变, 因而没有任何提升。这种并联衰减式低音提升网络要求由高内阻的恒流源来激励, 即要求 $R_s \gg R_L$, 这时 i_s 在 R_s 上的分流作用可忽略不计, $i_s \approx i_i$ 便为恒流源。现在假定 $i_s = i_i$ 为恒流源, 当 $f \uparrow$ 时, R 与 C 的容抗 X_C 串联阻抗 $Z_L \downarrow$, 这一支路的电流 $i' \uparrow$, i_i 则 \downarrow , 于是输出减少, 这意味着高音衰减了, 相对地低音便获得提升。为使讯号源为恒流源, 可把这个低音提升网络置于图 7-2 所示的高音提升网络之后, 因为图 7-2 中的 R 总是 $\gg R_L$ 的, 这样, 高音提升网络对低音提升网络便可看成恒流源。当低音提升网络的讯号源不是恒流源, 即不满足 $R_s \gg R_L$ 时, 低音提升量将受损失。例如当 $R_s = 2R_L$ 时, 低音提升量将损失 3db。所以要求 $R_s \gg 2R_L$ 是完全必要的。

下面, 对这种提升网络的进一步分析是以 $i_s = i_i$ 为恒流源

作前提的。R 与 X_C 的串联复数阻抗 \dot{Z} 为:

$$\dot{Z} = R - jX_C = R - j\frac{1}{2\pi fC}$$

$$Z = \sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{2\pi fC}\right)^2} \quad (7-13)$$

当频率很低 ($f_d = 20 \text{ Hz}$) 时, $X_C \rightarrow \infty$, $Z \rightarrow \infty$, i_s 全部流入 R_i , 即 $i_s = i_{iA}$ 。在其它频率时, i_i 为:

$$i_i = \frac{\frac{\dot{Z}R_i}{\dot{Z} + R_i} i_s}{R_i} = \frac{\dot{Z} i_s}{\dot{Z} + R_i}$$

由上式便可得 f_d 对其它频率的提升量 A_d 为:

$$A_d = \frac{i_{iA}}{i_i} = \frac{i_s}{i_i} = \frac{\dot{Z} + R_i}{\dot{Z}} = \frac{\left(R - j\frac{1}{2\pi fC}\right) + R_i}{R - j\frac{1}{2\pi fC}}$$

$$= \frac{R + R_i - j\frac{1}{2\pi fC}}{R - j\frac{1}{2\pi fC}}$$

$$A_d = \sqrt{\frac{(R + R_i)^2 + \left(\frac{1}{2\pi fC}\right)^2}{R^2 + \left(\frac{1}{2\pi fC}\right)^2}}$$

$$= \frac{R + R_i}{R} \sqrt{\frac{1 + \left[\frac{1}{(R + R_i)2\pi fC}\right]^2}{1 + \left(\frac{1}{2\pi fCR}\right)^2}}$$

通常, 总是有 $R_i \gg R$, 因此上式又可简化为:

$$A_d \doteq \left(1 + \frac{R_i}{R}\right) \sqrt{\frac{1}{1 + \left(\frac{1}{2\pi fCR}\right)^2}} \quad (7-14)$$

这就是 f_d 对其它频率的提升量公式。当 f 为 $f_0 = 20 \text{ kHz}$ 时,

$\frac{1}{2\pi f_0 CR} \rightarrow 0$, 这时 A_d 最大, 由 (7-14) 式, 有:

$$A_{d \max} = 1 + \frac{R_i}{R} \quad (7-15)$$

上式即为这种低音提升网络的基本设计公式。由于通常设计时都是给定低音提升量 A_d (以下所有 A_d 都指 $A_{d \max}$) 来求 R 的, 因此 (7-15) 式改写为:

$$R = \frac{R_i}{A_d - 1} \quad (7-16)$$

例如, $R_i = 2 \text{ k}\Omega$, 要求 $A_d = 10$, 则

$$R = \frac{2000}{10 - 1} \doteq 220 \Omega$$

从 (7-14) 式还可看出, 当 $f = f_1 = \frac{1}{2\pi RC}$ 时,

$$A_d = \left(1 + \frac{R_i}{R}\right) \frac{1}{\sqrt{2}}$$

这表示在 f_1 处对高音有 3 db 的提升, f_1 就称为低音提升的转折频率。在 $f = 2f_1$ 处, $A_{d2} = \left(1 + \frac{R_i}{R}\right) \frac{1}{\sqrt{1.25}}$, 这时对高音只有 1 db 的提升。 f 再大时, 频响曲线变成平坦的了。如果分别用 $f = \frac{1}{2} f_1$ 、 $\frac{1}{3} f_1$ 、 $\frac{1}{4} f_1$ ……代入 (7-14) 式可分别得到对高音的提升量为 7 db、10 db、12 db……左右。因此, 如果取 $f_1 = 500 \text{ Hz}$, 则这种低音提升网络的提升特性正好与图 7-1 所示的密纹唱片录音特性的低音部分对应相反, 这正是我们所需要的; 而 1000 Hz 以上则是一条平坦的曲线。

综上所述, 可得出这种网络的如下设计方法:

(1) 由给定的低音提升量 A_d 和已知的下一级输入阻抗

R_i , 按(7-16)式求出 R_i ,

(2) 由规定的转折频率 f_1 和 R , 求 C ;

$$C = \frac{1}{2\pi f_1 R} \doteq \frac{0.16}{f_1 R} (\mu F) \quad (7-17)$$

式中, R ——单位为 $k\Omega$;

f ——单位为 kHz , 若取 $f_1 = 0.5 kHz$, 则

$$C = \frac{0.16}{0.5 R} = \frac{0.32}{R} (\mu F) \quad (7-18)$$

例如, $R = 0.22 k\Omega$, 则

$$C = \frac{0.32}{0.22} = 1.45 \mu F$$

(二) 负反馈式音调控制电路

1. 并联负反馈

一种最简单的并联负反馈式音调控制电路的等效电路如图 7-4 所示。图中, 虚线方框内代表晶体管 BG , β 为它的电流放大系数, R_L 为交流负载阻抗, R_i 为输入阻抗, R_f 为负反馈网络。

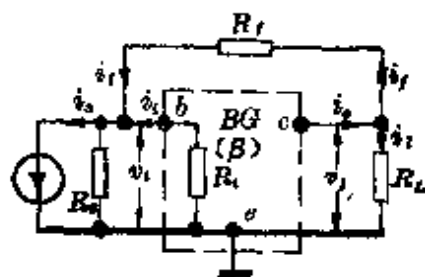


图 7-4 晶体管一级并联负反馈放大器的等效电路

由于这种负反馈是并联式的, 其作用过程与图 7-3 (低音提升网络) 的作用过程相似, 图 7-4 中的负反馈电流 i_f 与图 7-3 中的 i' 等效, 因此, 讯号源要用等效电流发生器来分析。

现在假定输入端接恒流源, 即 i_s 是恒定的。

设未加 R_f 时的输入电流为 i_{s0} ; 加 R_f 后, 由于在 R_f 支路中有 i_f 的讯号电流负反馈, 输入晶体管基极的讯号电流变为 $i_b = i_{s0} - i_f$ 。若将并联负反馈网络 R_f 设计得使高音和中音或

低音和中音无负反馈, 则低音或高音的提升量为:

$$A_d \text{ (或者 } A_g) = \frac{i_o}{i_i} = \frac{i_f + i_i}{i_i} = 1 + \frac{i_f}{i_i}$$

式中,

$$\begin{aligned} \frac{i_f}{i_i} &= \frac{\frac{v_i + v_i}{R_f}}{i_i} = \frac{v_i}{i_i} \cdot \frac{1 + \frac{v_i}{v_i}}{R_f} \\ &= \frac{R_i}{R_f} \left[1 + \frac{(i_o - i_f) R_L}{i_i R_i} \right] = \frac{R_i}{R_f} \left[1 + \frac{R_L}{R_i} \left(\beta - \frac{i_f}{i_i} \right) \right] \end{aligned}$$

因此,

$$\frac{i_f}{i_i} = \frac{R_i + \beta R_L}{R_f + R_L}$$

所以:

$$A_g = A_d = 1 + \frac{R_i + \beta R_L}{R_f + R_L} \approx 1 + \frac{\beta R_L}{R_f} \quad (7-19)$$

(当 $R_f \gg R_L$, $\beta R_L \gg R_i$ 时)

或者:

$$R_f = \frac{R_i + \beta R_L}{A_d - 1} - R_L \approx \frac{\beta R_L}{A_d - 1} \quad (7-20)$$

(7-19)式和(7-20)式是一级并联负反馈的计算公式。如果负反馈包括几级, 例如从喇叭负载反馈至激励级的基极, 这时上二式仍然适用, 不过 R_L 应该用喇叭阻抗 R_y 代替, 而 β 应该用下式代:

$$\beta = \frac{i_y}{i_i} \quad (7-21)$$

式中, i_y ——在指定的输出功率 P_y (或电压 v_y) 时对应的从喇叭输出的讯号电流:

$$i_y = \sqrt{\frac{P_y}{R_y}} \quad \text{或} \quad i_y = \frac{v_y}{R_y} \quad (7-22)$$

i_i ——激励级基极无负反馈时的输入电流。

2. 串联输入-并联输出负反馈对

这种负反馈对的交流等效电路可以画成如图 7-5 所示, 图中:

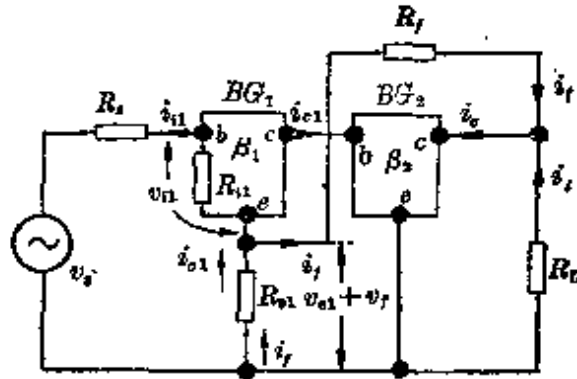


图 7-5 串联输入-并联输出负反馈对

β_1 、 β_2 ——晶体管 BG_1 和 BG_2 的电流放大系数;

i_{i1} —— BG_1 的基极输入讯号电流;

v_{i1} —— BG_1 的射-基间输入讯号电压;

R_{i1} —— BG_1 在无负反馈时的输入阻抗;

R_{e1} —— BG_1 发射极串联负反馈电阻;

i_{c1} —— BG_1 集电极输出讯号电流;

R_f ——并联负反馈网络;

i_o —— BG_2 的输出电流;

R_L —— BG_2 的交流负载阻抗。

由于输入级是串联负反馈, 从下面分析可知, 其作用过程与图 7-2 串联衰减式 RC 高音提升网络的作用过程相似, 因此输入讯号源用等效电压源。

现在假定把 R_{e1} 短路, R_f 取消, 即电路无负反馈, 这时 BG_1 的输入电流和电压分别为 i_{i1} 和 v_{i1} 。接上 R_{e1} 和 R_f 后,

输入电压变为:

$$v_s = v_{i1} + v_{e1} + v_f$$

其中:

$$v_{i1} = i_{i1} R_{i1}$$

$$v_{e1} = i_{e1} R_{e1}$$

$$v_f = i_f R_{e1} = \frac{i_c R_L (R_f + R_{e1})}{R_L + R_f + R_{e1}} \cdot R_{e1} = \frac{i_c R_L R_{e1}}{R_L + R_f + R_{e1}}$$

可见, 加了这种负反馈后, 输入讯号电压必须从 v_{i1} 提高到 $v_{i1} + v_{e1} + v_f$, 输出电压才能达到无负反馈时的一样; 若输入讯号电压为恒定的, 则当 R_f 对某个频率 f' 呈现阻抗最小、负反馈最深时, 在 BG_1 射基间所分得的输入电压 v_{i1} 便最小, 输出也最小, 于是获得其它频率对 f' 的提升, 提升量 A_c 或 A_p 由下式确定:

$$\begin{aligned} A_c (A_p) &= \frac{v_{i1} + v_{e1} + v_f}{v_{i1}} \\ &= 1 + \frac{v_{e1}}{v_{i1}} + \frac{v_f}{v_{i1}} \\ &= 1 + \frac{i_{e1} R_{e1}}{i_{i1} R_{i1}} + \frac{i_c R_L R_{e1}}{R_L + R_f + R_{e1}} \\ &= 1 + \frac{\beta_1 R_{e1}}{R_{i1}} + \frac{\beta_1 \beta_2 R_L R_{e1}}{R_{i1} (R_L + R_f + R_{e1})} \quad (7-23) \end{aligned}$$

式中, $\beta_1 \beta_2 = \frac{i_c}{i_{i1}}$ 为二级总电流放大倍数, 它忽略了放大器直流偏置元件对讯号电流的分流损失。(7-23)式也适用于 R_f 取自喇叭输出端的情形。这时 $\beta_1 \beta_2$ 应由 $\beta = \frac{i_y}{i_x}$ 代替, R_L 由喇叭阻抗 R_y 代替。

(三) 设计举例

1. 最简单的高音衰减式音调控制电路

图 7-6 是这种音调控制电路, 它的等效电路与图 7-3 相当, 图 7-3 中的 R_o , 这里是 BG 的输出阻抗, 图 7-3 中的 R_i , 这里则是 BG 的等效负载阻抗 R_L 。设 $R_L = 2 \text{ k}\Omega$, 欲使 $f_g = 3500 \text{ Hz}$ 时的衰减量 $A'_g = 4 (12 \text{ db})$, 则根据 (7-16) 式, 电容 C 对 3500 Hz 的容抗应为:

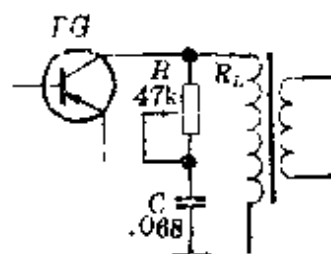


图 7-6 最简单的高音衰减式(分流式)音调控制电路

$$X_c = \frac{R_L}{A'_g - 1} = \frac{2000}{4 - 1} \approx 700 \Omega$$

因此,

$$C = \frac{1}{2\pi f_g X_c} = \frac{1}{6.28 \times 3500 \times 700} \approx 0.068 \mu\text{F}$$

如果将电位器 R 与 C 串接, 便可对高音的衰减量进行调节。为了使 R 在最下端(高音不衰减位置)时, 放大器增益不受损失, 可选 $R \geq 10R_L = 10 \times 2 = 20 \text{ k}\Omega$ (用 $22 \text{ k}\Omega$ 或 $47 \text{ k}\Omega$ 电位器)。

这种音调控制电路的缺点是: 当 R 在衰减位置时, 1000 Hz 的中音频讯号也要衰减 6 db 左右。

2. 并联负反馈高音衰减式音调控制电路

图 7-7 所示的电路是这种形式的音调控制电路的一种, 它是在 2J8-1 型晶体管收音机中采用的。

当双连开关 K_{10} 拨至 1、2 点时, 电容 C_1 并接在晶体管 BG_1 的基集之间, 从而形成一级并联负反馈。由于 C_1 对高音

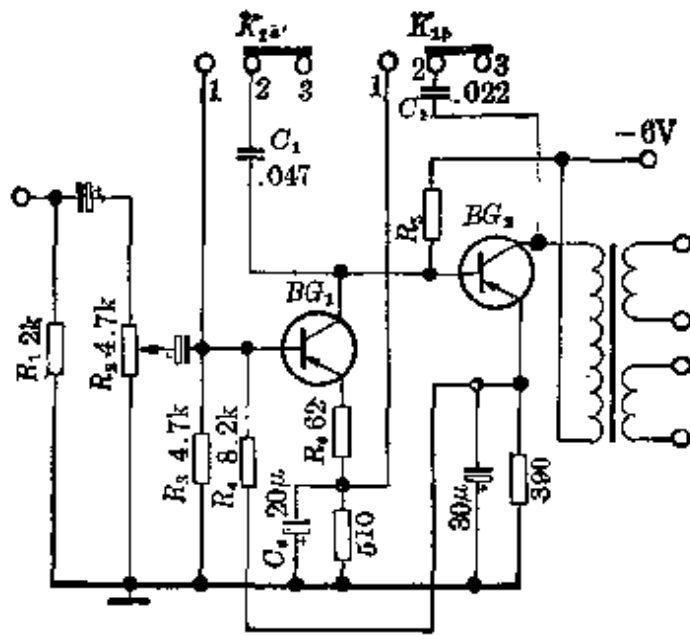


图 7-7 2J8-1 型晶体管收音机中的音调控制电路

的容抗比对低音的容抗小，高音的负反馈就较低音的深，因此，高音对低音便相对衰减了。

当双连开关 K_{10} 拨至 1、2 点时，电容 C_2 并接在晶体管 BG_2 的集电极与晶体管 BG_1 的发射极之间，由于 BG_1 的发射极旁路电容 C_1 用得不很大，它对不很高的音频讯号仍有一定的容抗，使它和 C_2 一起能形成串联输入-并联输出负反馈对。

若设 $\beta_1 = \beta_2 = 50$ ， BG_1 在实际线路中的输入阻抗 $R_{i1} \approx 1k$ ，即

$$R_{i1} = R_1 \parallel R_2 \parallel R_3 \parallel R_4 \parallel (\tau_{i1} + \beta_1 R_6) \approx 1k\Omega$$

式中， τ_{i1} —— BG_1 本身的输入阻抗；又设 BG_1 的负载阻抗

R_{L1} 为：

$$R_{L1} = R_5 \parallel \tau_{i2} \approx \tau_{i2} \approx 200\Omega$$

式中， τ_{i2} —— BG_2 的输入阻抗；最后，设 BG_2 的等效负载

$$R_L = 500\Omega，则当 K_{10} 在 1、2 点时，f_v = 3500Hz$$

的绝对衰减量 A'_g 可参考(7-9)式, 即:

$$A'_g = 1 + \frac{\beta_1 R_L + R_{r1}}{R_{f1} + R_L}$$

式中, R_{f1} —— C_1 对 3500 Hz 的容抗, 它等于:

$$R_{f1} = \frac{0.16}{f_g C_1} = \frac{0.16}{3.5 \times 0.047} \doteq 1 \text{ k}\Omega$$

因此,

$$A'_g = 1 + \frac{50 \times 200 + 1000}{1000 + 200} \doteq 10 \text{ (倍) (20 db)}$$

当 K_{1b} 在 1、2 点时, $f_g = 3500 \text{ Hz}$ 的绝对衰减量 A''_g 由(7-23)式决定:

$$A''_g \doteq 1 + \frac{\beta_1 R_{ce}}{R_{r1}} + \frac{\beta_1 \beta_2 R_L R_{ce}}{R_{r1} (R_{L2} + R_{f2} + R_{ce})}$$

其中,

$$R_{f2} = \frac{0.16}{3.5 C_2} = \frac{0.16}{3.5 \times 0.022} \doteq 2.1 \text{ k}\Omega$$

为 C_2 对 3500 Hz 的容抗, 而

$$R_{ce} = \frac{0.16}{3.5 C_e} = \frac{0.16}{3.5 \times 20} = 2.3 \Omega$$

为 C_e 对 3500 Hz 的容抗。因此:

$$A''_g \doteq 1 + \frac{50 \times 2.3}{1000} + \frac{50 \times 50 \times 500 \times 2.3}{1000 \times (500 + 2100 + 2.3)} \doteq 2 \text{ (6 db)}$$

于是总的衰减量 A_g 为:

$$A_g = A'_g A''_g = 10 \times 2 = 20 \text{ (26 db)}$$

必须指出, 由于这种音调控制电路是并联负反馈式的, 要求讯号源是高阻抗的恒流源。不然的话, 测试结果将与计算结果不符合。图 7-7 所示的 2J8-1 型晶体管收音机的音调控制电路, 从整机测试结果只有 10~12db, 这是因为检波负载

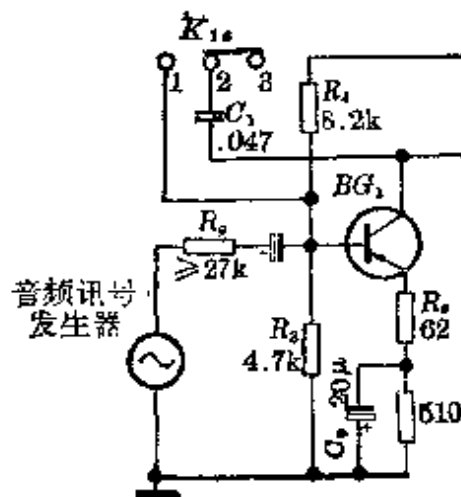


图 7-8 图 7-7 音调控制电路的测试原理图

不高的缘故。如果把音量控制电位器 R_2 与 BG_1 输入端断开，代之以 $R_p \geq 27\text{k}\Omega$ 和音频讯号发生器，并保持输入电流不变，如图 7-8 所示，这时， 3500Hz 的衰减量可达 26db 左右。

3. 衰减式高、低音分别可调音调控制电路

图 7-9 所示的是衰减式高、低音分别可调音调控制电路。图中，电位器 W_1 是高音调节器， W_2 是低音调节器，此电路的高音提升 $A_g = 10$ (20db)，衰减 $A'_g > 4$ (12db)；低音提升 $A_d = 10$ (20db)。

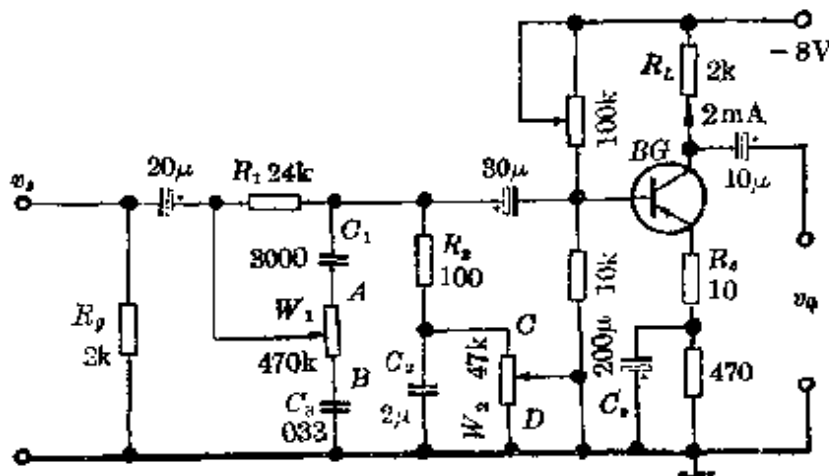


图 7-9 衰减式高、低音分别可调音调控制电路

电路的工作原理与设计方法如下:

(1) 高音 当电位器 W_1 的中心抽头往上移至 A 点时, 电容 C_1 对高音的阻抗很小, 对中、低音的阻抗则很大, 因此, R_1 、 C_1 便组成了如图 7-2 所示的高音提升网络。

若设 BG 的输入阻抗 $R_i = 2.8 \text{ k}\Omega$, 则根据 (7-9) 式和 $A_g = 10$ 的要求, 有:

$$\begin{aligned} R_1 &= (A_g - 1) R_i = (10 - 1) \times 2.8 \\ &= 25.2 \text{ k}\Omega (\text{可用 } 24 \text{ k}\Omega) \end{aligned}$$

取转折频率 $f_2 = 2.12 \text{ kHz}$, 由 (7-12) 式得:

$$C_1 = \frac{73}{R_1} \times 10^3 = \frac{73}{24} \times 10^3 \approx 3000 \text{ pF}$$

当电位器 W_1 的中心抽头往下移时, 低音仍保持原来衰减量不变, 高音却开始受到 W_1 阻值的衰减。当 W_1 的抽头移至 B 点时, 如果不接电容 C_3 , 则高音的原来提升量应全部被衰减掉, 这就要求:

$$W_1 \geq 10R_1 = 10 \times 24 = 240 \text{ k}\Omega$$

可采用阻值为 $220 \text{ k}\Omega$ 或 $470 \text{ k}\Omega$ 的指数式 (Z 型) 电位器。

然而, 由于电路还应满足当 W_1 的中心抽头移至 B 点后对高音有衰减量 $A'_g > 4$ 的要求, 因此, 电路中必须接入电容 C_3 , C_3 应对高音有旁路作用而对中、低音则阻抗很大。它可以这样来确定:

当 W_1 的中心抽头至 B 点时, 对 1000 Hz 的衰减量 A 不大于 1.5 倍 (3 db), 此时电容 C_3 对 $f = 1000 \text{ Hz}$ 讯号呈现的容抗 Z 应为:

$$Z \geq \frac{R'_g}{A-1}$$

式中,

$$R'_g = \frac{R_g(R_1 + R_4)}{R_g + R_1 + R_4} \doteq R_g$$

因此:

$$Z \geq \frac{2000}{1.5 - 1} \doteq 4000 \Omega$$

故而,

$$C_3 \leq \frac{0.16}{fZ} = \frac{0.16}{1 \times 4} = 0.04 \mu\text{F}$$

可采用 $0.033 \mu\text{F}$ 的标称值电容。

这时, 电容 C_3 对高音 ($f_g = 20 \text{ kHz}$) 讯号呈现的容抗 Z' 为:

$$Z' = \frac{0.16}{f_g C_3} = \frac{0.16}{20 \times 0.033} = 0.25 \text{ k}\Omega$$

因此, 高音对 1000 Hz 的衰减量 A'_g 为:

$$A'_g = 1 + \frac{R_g}{Z'} = 1 + \frac{2}{0.25} = 9 (19 \text{ dB})$$

(2) 低音 当电位器 W_2 中心抽头移至 D 点时, 电容 C_2 对低音的容抗很大, 于是在电阻 R_2 支路上低音无分流; 然而, 电容 C_2 对高、中音的容抗却很小, 因此, 高、中音便被 R_2 分流而衰减了。这样 R_2 、 C_2 便形成了如图 7-3 所示的低音提升网络。当 W_2 的中心抽头移至 C 点时, 电容 C_2 被 W_2 短路, 这时低音也与高、中音一样均被 R_2 等量地分流而受到衰减。

根据电路的要求, 低音 f_d 的提升量 $A_d = 10$, 因此:

$$R_2 \doteq \frac{R_1}{A_d - 1} = \frac{2800}{10 - 1} = 310 \Omega$$

$$C_2 = \frac{0.16}{f_d R_2} = \frac{0.16}{0.5 \times 0.31} \doteq 1 \mu\text{F}^{(*)}$$

(*) 按此计算的实验结果看来, 高音提升量与衰减量均与计算值一致, 但低音误差较大, 按此计算数据的实测低音提升量 $A_d = 15 \text{ dB}$ 。这是由于晶体管 BG 的发射极旁路电容 C_e 用得不够大的缘故。由计算和实验结果证实了这一点, 即使想做到 $A_d = 17 \text{ dB}$, C_e 需用到 $\geq 850 \mu\text{F}$ 。因此, 实际电路中我们采用 $R_2 = 100 \Omega$, $C_2 = 2 \mu\text{F}$ 。

为使 W_1 的抽头移至 D 点时低音不受损失, 要求满足:

$$W_2 \geq 10R_1 = 10 \times 2.8 = 28 \text{ k}\Omega$$

可采用阻值为 $47 \text{ k}\Omega$ 的指数式 (Z 型) 电位器。

图 7-10 是图 7-9 电路的音调控制特性原理图。

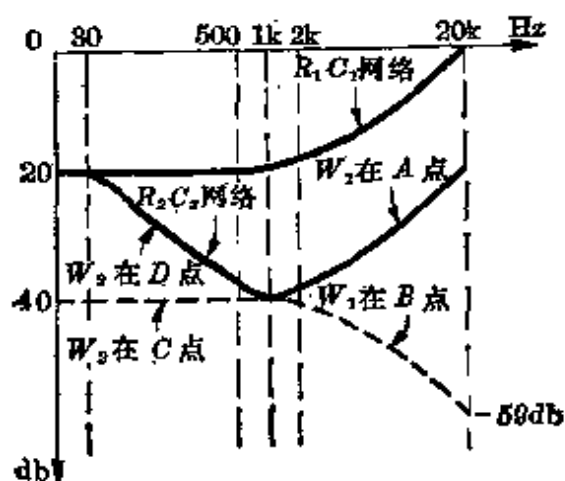


图 7-10 图 7-9 所示音调控制电路的频率响应特性原理图

按图 7-9 电路数据的实验结果如下:

(1) 增益: 对 1000 Hz , 输出电压 $v_o = 7.8 \text{ mV}$, 输入电压 $v_i = 21 \text{ mV}$, 因此增益 $v_o/v_i = 7.8/21 = 0.37 (-11 \text{ db})$ 。

(2) 失真: 高、低音调控制调节到频率响应平坦位置, 并保持输出电压 $v_o = 100 \text{ mV}$, 有:

频率 (Hz)	30	50	80	100	200	400	800		
失真 (%)	0.8	0.75	0.7	0.56	0.68	0.72	0.72		
频率 (kHz)	1	2	3	4	5	7	10	15	20
失真 (%)	0.65	0.68	0.72	0.7	0.7	0.7	0.7	0.7	0.7

(3) 频率响应: 以 1000 Hz 输出 7.8 mV 为 0 db , 有:

频率 (Hz)	20	30	50	80	100	200	400	600	800	
高、低音提升 (db)	+20	+19	+17	+15	+12.5	+8	+3.5	+1.5	0	
测试方法	保持输入电压不变									
高、低音衰减 (db)	-6.5	-5	-3.5	-3	-2.5	-2.2	-2	-2	-2	
测试方法	保持输入电压不变									
频率 (kHz)	1	1.5	2	3	4	5	7	10	15	20
高、低音提升 (db)	0	0	+1.5	+3.5	+5.5	+7	+9.5	+12	+16	+19
测试方法	保持输入电压不变									
高、低音衰减 (db)	-2	-2	-2.5	-4.5	-6	-7	-9.5	-12	-15	-17
测试方法	保持输入电流不变									

上表画成频率响应曲线如图 7-11 实线所示。

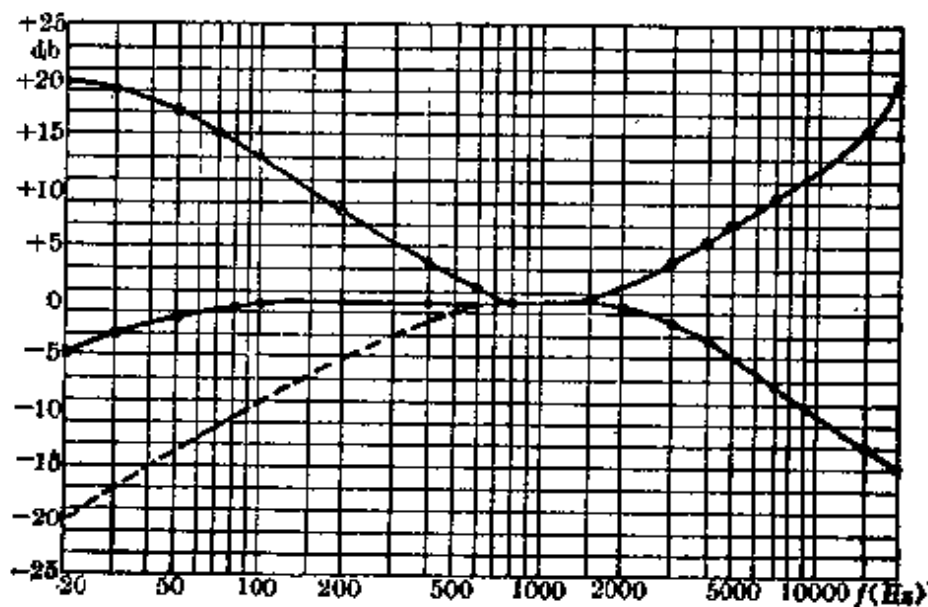


图 7-11 图 7-9 电路数据的实测音调控制特性曲线

由图 7-11 可见, 图 7-9 电路的音调控制特性的低音部分几乎无衰减作用。这种控制特性已能满足一般使用。如果需要有低音衰减, 可以增加一只 $0.22\mu\text{F}$ 的电容器并把图 7-9 的有关部分电路改成图 7-12 所示的接法。当 W_2 抽头在

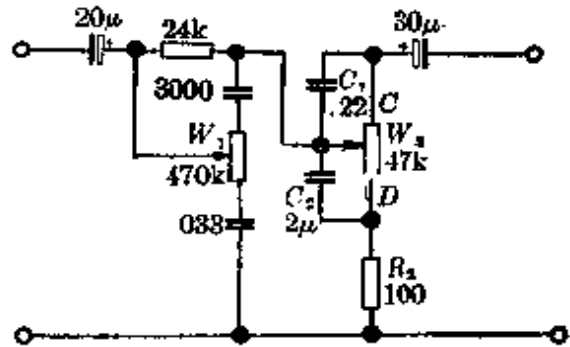


图 7-12 图 7-9 的改进电路
(低音有衰减)

C 点时, 电路和图 7-9 一样, 高、中音被 C_2 旁路, 但低音不旁路, 因此是低音提升位置; 抽头逐渐往下移时, 由于 C_1 的作用, 高、中音的衰减量不变, 而低音却被逐渐增大的 W_2 阻值所衰减 (C_1 对低音则始终看成开路的); 当抽头移至 D 点时, 低音一方面与中、高音等同被 R_2 (100Ω) 旁路, 同时还被 W_2 的最大阻值衰减, 结果低音控制的衰减曲线往下移, 如图 7-11 中虚线所示。

4. 衰减、负反馈混合式高、低音分别可调音调控制电路

图 7-13 所示的电路是这种音调控制电路的一种。图中, 电位器 W_1 是低音控制器, W_2 是高音控制器。当 W_1 位于 A 点, W_2 位于 C 点时是高、低音提升位置。这时, 电容 C_1 对输入讯号的高音部分可以看成是短路的, 高音通过 C_1 、 R_4 加到晶体管 BG 的基极予以放大, 因此, 对高音来说增益最高, 不受衰减。随着频率的 \downarrow , C_1 容抗 \uparrow , 衰减 \uparrow 。当频率为中、低音时电容 C_1 的容抗很大, 可视为开路, 因此中、低音受 $R_1 + R_3$ 的大阻值的衰减而增益很低。这样, $R_1 + R_3$ 和 C_1 便形成了如图 7-3 所示的高音提升网络, 其频率响应特性如图 7-14 中

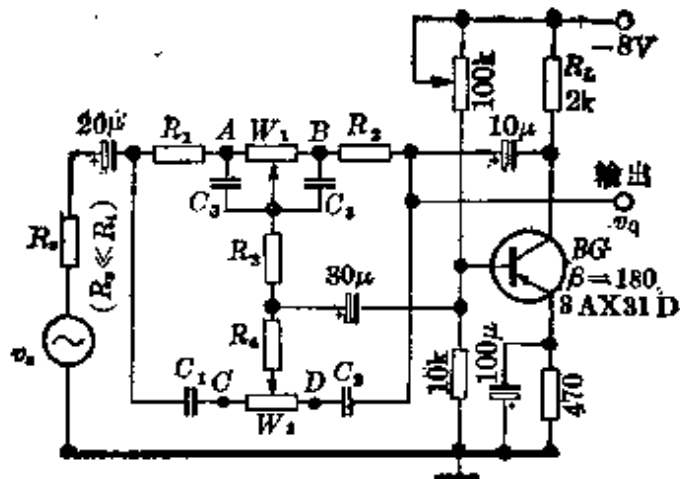


图 7-13 衰减、负反馈混合式高、低音分别可调音调控制电路

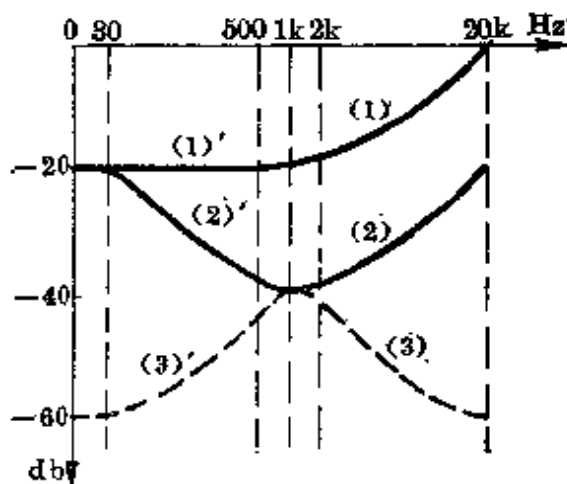


图 7-14 图 7-13 电路的音调控制特性

(1) ~ (1)' 曲线。

与此同时，由于电容 C_2 的容量取得适当，它对高、中音都能视为短路，而对低音则呈开路，因此，在 R_2 的支路中，对高、中音便有较深的负反馈而对低音则几乎无负反馈。这样， R_2 支路的并联负反馈网络便形成了低音提升网络。

由此可见，当 W_1 在 A 点、 W_2 在 C 点时，低音受到 $R_1 + R_3$ 的一次衰减，高音也因负反馈受到一次衰减，而中音则同时受到 $R_1 + R_3$ 和负反馈的二种衰减，结果便形成高、低音提升，特性如图 7-14 中 (2) ~ (2)' 曲线。

当 W_1 的中心抽头往 B 点方向移动时, 低音受到逐渐增大的 W_1 阻值的进一步衰减, 同时, 低音的负反馈将逐渐起作用, 高、中音则由于 C_2 的作用而保持不变。当 W_1 的中心抽头移至 B 点时, 低音受到最大限度的衰减, 且负反馈最深, 高、中音则仍维持在原有的衰减量和负反馈量。这样, 便形成了低音衰减, 特性如图 7-14 中 (3)' 曲线。

当 W_2 的中心抽头往 D 点方向移动时, 高音受到逐渐增大的 W_2 阻值的衰减, 同时, 电容 C_2 支路的负反馈逐渐起作用 (C_2 支路的负反馈设计得只对高音起作用, 而对中、低音不起作用), 当 W_2 的中心抽头移至 D 点时, 高音就受到最大限度的衰减, 且负反馈也最深, 于是, 便形成了高音衰减, 特性如图 7-14 中 (3) 曲线。

这种音调控制电路的设计方法如下:

若要求: 高音提升量 $A_p = 10$ (20 db)

低音提升量 $A_d = 10$ (20 db)

高音调节范围 $\Delta A_p = 100$ (40 db)

低音调节范围 $\Delta A_d = 100$ (40 db)

现采用 3AX31D 晶体管, $\beta = 180$ (当 $I_c = 2\text{mA}$ 时), $R_4 = 2\text{k}\Omega$ 。

(1) 由高音提升量 A_p 求 $R_1 + R_3$:

$$R_1 + R_3 = (A_p - 1) R_4 = (10 - 1) \times 2 = 18\text{k}\Omega$$

$$C_1 = \frac{73}{R_1 + R_3} \times 10^3 = \frac{73}{18} \times 10^3 \doteq 4000\text{pF}$$

可采用 3900 pF 的标称值电容器。

(2) 低音提升 由上而的工作原理解析已知, 低音提升量 A_d 即为 W_1 的抽头移至 A 点时, 在 R_2 支路中的高、中音

负反馈量。对于这一支路的高、中音负反馈等效电路如图

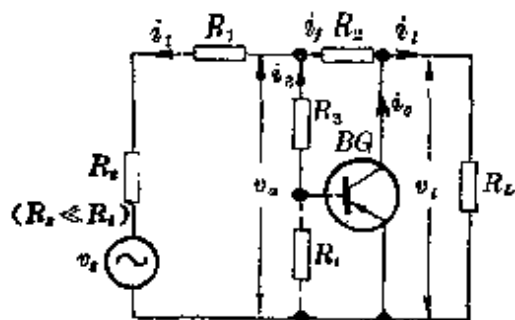


图 7-15 R_2 支路对高、中音
负反馈的等效电路

7-15 所示。由图可见，负反馈电压不是 v_1 而是 v_a 。设未加负反馈时输入到晶体管 BG 的基极电流为 i_3' ，加了负反馈后的基极电流为 i_3 ；又取：

$$R_1 \ll R_3 + R_L \quad (7-24)$$

这时 i_f 就可不考虑 R_3 支路的分流；同时假定讯号源为恒压源，于是有：

$$i_3'(R_1 + R_3 + R_L) = i_3(R_1 + R_3 + R_L) + i_f R_1$$

式中，

$$\begin{aligned} i_f &= \frac{v_1 + v_a}{R_2} = \frac{i_1 R_L + i_3(R_3 + R_L)}{R_2} \\ &= \frac{(i_o - i_f) R_L + i_3(R_3 + R_L)}{R_2} \\ &= \frac{i_3}{R_2} \left[\left(\beta - \frac{i_f}{i_3} \right) R_L + (R_3 + R_L) \right] \end{aligned}$$

上式整理后可得：

$$\frac{i_f}{i_3} = \frac{\beta R_L + R_3 + R_L}{R_2 + R_L}$$

因此，低音提升量 A_{d1} 为：

$$\begin{aligned} A_{d1} &= \frac{i_3'}{i_3} = \frac{R_1 + R_3 + R_L + \frac{i_f}{i_3} R_1}{R_1 + R_3 + R_L} \\ &= 1 + \frac{(\beta R_L + R_3 + R_L) R_1}{(R_1 + R_3 + R_L)(R_2 + R_L)} \end{aligned}$$

令

$$A = R_1 + R_3 + R_4 \quad (7-25)$$

并利用 $R_1 \ll R_3 + R_4$, 即 $R_1 + R_3 + R_4 \doteq R_3 + R_4$, A_{d1} 又可写成:

$$A_{d1} \doteq 1 + \left(1 + \frac{\beta R_L}{A}\right) \frac{R_1}{R_3 + R_4} \quad (7-26)$$

如果要求 A_d 较大, 负反馈很深, R_2 便很小。这时必须考虑 R_2 对 R_L 的分流作用; 此外, 还要考虑到 R_2 支路中 W_1 的抽头在 A 点时对低音也有少量的负反馈, 这样一来, (7-26) 式应修正为:

$$A_d = \frac{A_{d1}}{A_{d2}} A_{d2} \quad (7-27)$$

式中, A_{d2} 为 R_2 对 R_L 的分流系数, 它由下式确定:

$$A_{d2} = \frac{\dot{i}_o}{\dot{i}_i} = \frac{\dot{i}_i + \dot{i}_f}{\dot{i}_i} = 1 + \frac{\dot{i}_f}{\dot{i}_i}$$

而

$$\begin{aligned} \frac{\dot{i}_f}{\dot{i}_i} &= \frac{\frac{v_i + v_o}{R_2}}{\frac{v_i}{R_L}} = \frac{R_L}{R_2} \left(1 - \frac{v_o}{v_i}\right) = \frac{R_L}{R_2} \left[1 + \frac{\dot{i}_o}{\beta} \frac{(R_3 + R_4)}{\dot{i}_i R_L}\right] \\ &= \frac{R_L}{R_2} \left[1 + \frac{\dot{i}_o}{\dot{i}_i} \frac{(R_3 + R_4)}{\beta R_L}\right] = \frac{R_L}{R_2} \left[1 + \frac{A_{d2} (R_3 + R_4)}{\beta R_L}\right] \end{aligned}$$

因此,

$$A_{d2} = 1 + \frac{R_L}{R_2} \left[1 + \frac{A_{d2} (R_3 + R_4)}{\beta R_L}\right]$$

上式整理后便可得:

$$A_{d2} = \frac{1 + \frac{R_L}{R_2}}{1 - \frac{R_3 + R_4}{\beta R_2}} \quad (7-28)$$

(7-27) 式中的 A_{d2} 为 R_2 支路中 W_1 的抽头在 A 点时对

最低放音频率 f_d (或指定的低音提升频率) 的负反馈量, 它为 A_{d1} 表达式中的 R_2 以及 A_{d2} 表达式中的 R_2 用 R_{2d} 代替后 A_{d1} 与 A_{d2} 的乘积:

$$A_{dd} = \left[1 + \left(1 + \frac{\beta R_L}{A} \right) \frac{R_1}{R_{2d} + R_L} \right] \left[\frac{1 + \frac{R_L}{R_{2d}}}{1 - \frac{R_3 + R_4}{\beta R_{2d}}} \right] \quad (7-29)$$

式中, R_{2d} 为 W_1 的最大阻值与 C_3 对 f_d 的容抗 X_{C3} 之并联阻抗:

$$R_{2d} = \frac{W_1}{\sqrt{1 + \left(\frac{W_1}{X_{C3}} \right)^2}} \doteq X_{C3} \quad (\text{因为通常都有 } W_1 \gg X_{C3})$$

由于 $X_{C3} = \frac{1}{2\pi f_d C_3}$, 而 C_3 由低音提升的转折频率 f_1 和 R_2

确定为 $C_3 = \frac{1}{2\pi f_1 R_2}$, 因此:

$$R_{2d} \doteq \frac{1}{2\pi f_d C_3} = \frac{f_1}{f_d} R_2 \quad (7-30)$$

因为 $f_1 \gg f_d$, 故 $R_{2d} \gg R_2$; 又 R_2 、 R_L 、 R_4 通常都是同数量级的; 此外假定 $\beta R_{2d} \gg R_3 + R_4$, 这样 (7-29) 式中的 $\left[1 + \frac{R_L}{R_{2d}} / 1 - \frac{R_3 + R_4}{\beta R_{2d}} \right]$ 便近似地等于 1。最后, 为了使 R_1 支路的传输特性与 R_2 支路的负反馈特性一致 (有相同的转折频率), 要求

$$C_3 = \frac{0.16}{f_1 R_1} = \frac{0.16}{f_1 R_2} \quad (7-31)$$

因此:

$$R_1 = R_2 \quad (7-32)$$

综上所述, (7-29) 式最后可简化为:

$$\begin{aligned}
 A_{dd} &\doteq \left[1 + \left(1 + \frac{\beta R_L}{A} \right) \frac{R_2}{R_{2d}} \right] \\
 &= 1 + \left(1 + \frac{\beta R_L}{A} \right) \frac{R_1 f_d}{f_1 R_2} = 1 + \left(1 + \frac{\beta R_L}{A} \right) \frac{f_d}{f_1} \quad (7-33)
 \end{aligned}$$

当 $f_1 = 500 \text{ Hz}$, $f_d = 20 \text{ Hz}$ 时, $\frac{f_d}{f_1} = \frac{20}{500} = \frac{1}{25}$, 这时 (7-33) 式变为:

$$A_{dd} = 1 + \frac{1 + \frac{\beta R_L}{A}}{25} \doteq 1 + \frac{\beta R_L}{25A} \quad (7-34)$$

将 (7-26)、(7-28) 和 (7-34) 式代入 (7-27) 式, 并利用 $R_1 = R_2$, 便可得到:

$$A_d = \frac{2 + \frac{R_L}{R_2} + \frac{\beta R_L}{A}}{\left(1 + \frac{\beta R_L}{25A} \right) \left(1 - \frac{R_3 + R_4}{\beta R_2} \right)} \quad (7-35)$$

或者, 当给定 A_d 求 R_2 时, 把上式移项便可得:

$$R_2 = \frac{R_L + A_d \left(1 + \frac{\beta R_L}{25A} \right) \frac{A}{\beta}}{A_d \left(1 + \frac{\beta R_L}{25A} \right) - \left(2 + \frac{\beta R_L}{A} \right)} \quad (7-36)$$

(7-36) 式的分母必须 > 0 , 即:

$$A_d \left(1 + \frac{\beta R_L}{25A} \right) - \left(2 + \frac{\beta R_L}{A} \right) > 0$$

由此得:

$$A_d > \frac{2 + \frac{\beta R_L}{A}}{1 + \frac{\beta R_L}{25}} \quad (7-37)$$

上式说明, 在管子的 β 及负载 R_L 已定以及 A_d 给定 (因而 A 便确定) 的情况下, 只要接上 R_2 (但 $R_2 \ll R_3 + R_4$), 低音提升

量必然大于由(7-37)式右边确定的数值。(7-37)式也可用下式表达:

$$\beta < \frac{A_d - 2}{\frac{R_L}{A} - \frac{A_d R_L}{25A}} \quad (7-38)$$

上式表明,当 A 和 R_L 已定情况下,若只要求 A_d 一定,则管子的 β 必须小于由该式右边确定的数值,并用满足这一条件的 β 代入(7-36)式求 R_2 。例如,若 $A = R_1 + R_3 + R_4 = 20 \text{ k}\Omega$, $R_L = 2 \text{ k}\Omega$, 要求 $A_d = 10$, 则

$$\beta < \frac{10 - 2}{\frac{2}{20} - \frac{10 \times 2}{25 \times 20}} = \frac{8}{0.1 - 0.04} \doteq 84$$

若取 $\beta = 70$, 则

$$\begin{aligned} R_2 &= \frac{2 + A_d \left(1 + \frac{\beta R_L}{25A}\right) \frac{A}{\beta}}{A_d \left(1 + \frac{\beta R_L}{25A}\right) - \left(2 + \frac{\beta R_L}{A}\right)} \\ &= \frac{2 \times 10 \times \left(1 + \frac{70 \times 2}{25 \times 20}\right) \times \frac{20}{70}}{10 \times \left(1 + \frac{70 \times 2}{25 \times 20}\right) - \left(2 + \frac{70 \times 2}{20}\right)} \doteq 1.54 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

现在我们取 $\beta = 180$, $R_L = 2 \text{ k}\Omega$, $f_1 = 0.5 \text{ kHz}$, $f_d = 20 \text{ Hz}$; 另外,上面已算出 $R_1 + R_3 = 18 \text{ k}\Omega$, $A = R_1 + R_3 + R_4 = 18 + 2 = 20 \text{ k}\Omega$, 于是由(7-37)式有

$$A_d > \frac{2 + \frac{\beta R_L}{A}}{1 + \frac{\beta R_L}{25A}} = \frac{2 + \frac{180 \times 2}{20}}{1 + \frac{180 \times 2}{25 \times 20}} \doteq 11.6$$

取 $A_d = 13$ (22 db), 则由(7-36)式可算得:

$$R_2 = \frac{R_L + A_d \left(1 + \frac{\beta R_L}{25A}\right) \frac{A}{\beta}}{A_d \left(1 + \frac{\beta R_L}{25A}\right) - \left(2 + \frac{\beta R_L}{A}\right)}$$

$$= \frac{2 + 13 \times \left(1 + \frac{180 \times 2}{25 \times 20}\right) \times \frac{20}{180}}{13 \times \left(1 + \frac{180 \times 2}{25 \times 20}\right) - \left(2 + \frac{180 \times 2}{20}\right)} = 1.88 \text{ k}\Omega$$

可采用 $1.8 \text{ k}\Omega$ 。

C_3 由转折频率 f_1 和 R_2 确定。当 $f_1 = 0.5 \text{ kHz}$ 时, C_3 由 (7-18) 求得:

$$C_3 = \frac{0.32}{R_2} = \frac{0.32}{1.8} = 0.18 \mu\text{F}$$

可用 $0.22 \mu\text{F}$ 。

$$R_1 = R_2 = 1.8 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = (R_1 + R_2) - R_1 = 18 - 1.8 = 16.2 \text{ k}\Omega$$

可用 $15 \text{ k}\Omega$ 。

(3) 高音调节范围 ΔA_g 高音调节范围可用 W_2 抽头在 D 点时对 f_g 的衰减量(即原来的提升量 A_g)和 W_2 抽头自 C 移到 D 时整个负反馈电路对 f_g 的负反馈变化量 $\Delta A'_g$ 的乘积来表达:

$$\Delta A_g = A_g \Delta A'_g$$

先设 C_2 支路的负反馈网络未加上, 并要求当 W_2 抽头移至 D 点时, 原来全部的高音提升量 A_g 都被 W_2 衰减掉, 这时必须满足

$$W_2 \geq 10(R_1 + R_3) = 10 \times 18 = 180 \text{ k}\Omega$$

可采用阻值为 $220 \text{ k}\Omega$ (或 $470 \text{ k}\Omega$) 的对数式(D型)电位器。

现在考虑 C_2 支路的负反馈。设 W_2 的抽头移动时, BG

的输出讯号电流 i_c 不变, 则当 W_2 抽头往 D 点移动时, R_2 支路中的反馈电流便被 C_2 支路分流而减少, 从而 R_2 支路的高音负反馈量也减少, 但 C_2 支路 (R_4) 的高音负反馈量则增大。当 W_2 的抽头移至 D 点时, R_2 支路的高音负反馈量将减至最小, 而 C_2 支路的高音负反馈量则最大。一般, 当 W_2 抽头移至 D 点时, R_2 支路的高音负反馈电流 i_f 取得远小于 C_2 支路中的高音负反馈电流, 亦即此时认为在 R_2 支路中高音无负反馈。这就是说, 当高音控制电位器 W_2 的抽头在 C 点时, C_2 支路 (R_4) 无负反馈, 只有 R_2 支路中有 A_d 的高音负反馈量; 当 W_2 的抽头在 D 点时, R_2 支路变成无负反馈, 而 C_2 支路的高音负反馈量为 $1 + \frac{\beta R_L + R_i}{R_4 + R_L}$, 因此, W_2 抽头自 C 移到 D 时高音负反馈量变化为:

$$\Delta A'_g = \frac{1 + \frac{\beta R_L + R_i}{R_4 + R_L}}{A_d}$$

于是, 高音调节范围 ΔA_g 为:

$$\Delta A_g = \frac{A_g}{A_d} \left(1 + \frac{\beta R_L + R_i}{R_4 + R_L} \right) \quad (7-39)$$

或者,

$$R_4 = \frac{(\beta R_L + R_i) - \left(\frac{\Delta A_g A_d}{A_g} - 1 \right) R_L}{\frac{\Delta A_g A_d}{A_g} - 1} \quad (7-40)$$

$$= \frac{(180 \times 2 + 2) - \left(\frac{100 \times 13}{10} - 1 \right) \times 2}{\frac{100 \times 13}{10} - 1} \doteq 770 \Omega$$

可采用 750Ω 。

电容 C_2 的计算方法如下:

当 W_2 的抽头移至 D 点时, 整个负反馈网络的等效电路如图 7-16 所示(不是仅仅对最高放音频率)。其中 R_f 等效于图 7-15 对高、中音的负反馈网络;

R_f 的负反馈量为 $1 + \frac{\beta R_L + R_1}{R_f + R_L}$, 而图

7-15 电路的负反馈量[参照(7-26)式]为

$1 + \left(1 + \frac{\beta R_L}{A}\right) \frac{R_1}{R_2 + R_L}$, 这二种负反馈量是等效的, 它们相

等, 因此,

$$1 + \left(1 + \frac{\beta R_L}{A}\right) \frac{R_1}{R_2 + R_L} = 1 + \frac{\beta R_L + R_1}{R_f + R_L}$$

由此得:

$$R_f = \frac{\beta R_L + R_1}{\left(1 + \frac{\beta R_L}{A}\right) \frac{R_1}{R_2 + R_L}} - R_L \quad (7-41)$$

将已算出的各有关数据代入上式便可得到:

$$R_f = \frac{180 \times 2 + 2}{\left(1 + \frac{180 \times 2}{20}\right) \times \frac{1.8}{1.8 + 2}} - 2 \approx 36 \text{ k}\Omega$$

C_2 应该由高音衰减(或提升)的转折频率 f_2 及 R_f 来确定。当 $f_2 = 2.12 \text{ kHz}$ 时,

$$C_2 = \frac{73}{R_f} \times 10^3 = \frac{76}{36} \times 10^3 \approx 2050 \text{ pF}$$

可采用 2000 pF 或 2200 pF 。

(4) 低音调节范围 ΔA_d ΔA_d 可用下面二部分衰减量的乘积来表达:

① W_1 的抽头移至 B 点时对低音的负反馈量 a :

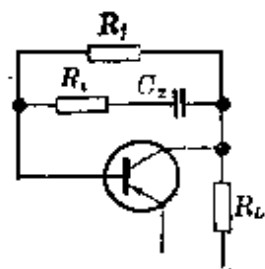
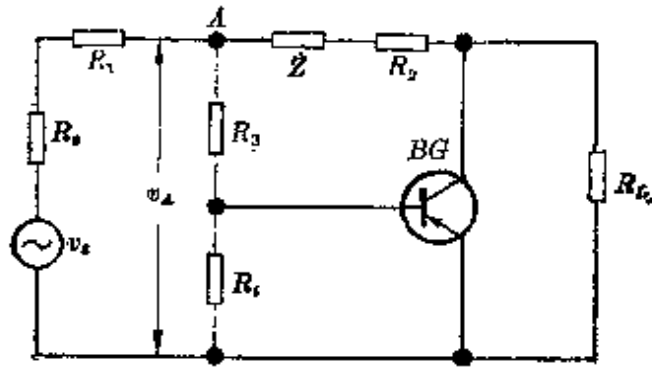


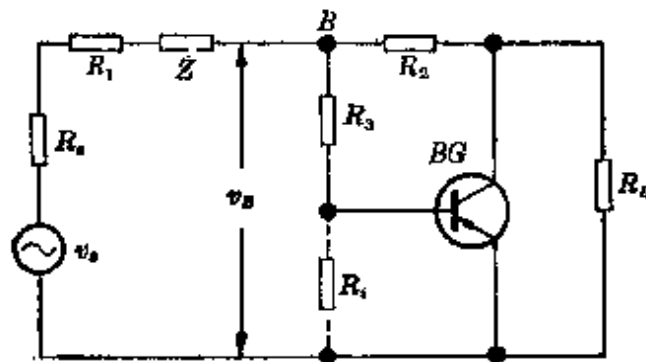
图 7-16 W_2 的中心抽头移至 D 点时整个负反馈网络的等效电路

$$a \approx 1 + \frac{\beta R_L + R_1}{R_2 + R_3 + R_L} = 1 + \frac{180 \times 2 + 2}{1.8 + 15 + 2} = 19.3$$

② W_1 的抽头移至 A 点和 B 点时对低音的相对衰减量 b, b 可由下述方法确定:



(a) W_1 中心抽头在 A 点



(b) W_1 中心抽头在 B 点

图 7-17 确定 b 的等效电路

参照图 7-17。当 W_1 抽头在 A 点时, v_s 在 $R_3 + R_4$ 二端分得的压降为 v_A :

$$v_A = \frac{\dot{Z} + R_2 + R_L \parallel R_3 + R_4}{R_1 + (\dot{Z} + R_2 + R_L \parallel R_3 + R_4)} v_s \approx v_s$$

(因为 $\dot{Z} + R_2 + R_L \parallel R_3 + R_4 \gg R_1$)

W_1 的抽头在 B 点时, v_B 为:

$$v_B = \frac{R_3 + R_4 \parallel R_2 + R_L}{R_1 + \dot{Z} + (R_3 + R_4 \parallel R_2 + R_L)} v_s$$

$$\doteq \frac{R_2 + R_L}{R_1 + \dot{Z} + R_2 + R_L} v_s \quad (\text{因为 } R_3 + R_4 \gg R_2 + R_L)$$

上二式中, \dot{Z} 为 W_1 与 C_3 对最低放音频率 f_d 的容抗 X_{C3} 之并联复数阻抗:

$$\dot{Z} = \frac{W_1}{1 + j \frac{W_1}{X_{C3}}}$$

而

$$X_{C3} = \frac{160}{f_d C_3} \quad (\text{k}\Omega) \quad (7-42)$$

式中, f_d ——单位为 Hz;

C_3 ——单位为 μF 。

b 可由下式确定:

$$b = \frac{v_A}{v_B} = \frac{R_1 + R_2 + R_L + \dot{Z}}{R_2 + R_L} = \frac{2R_1 + R_L + \frac{W_1}{1 + j \frac{W_1}{X_{C3}}}}{R_2 + R_L}$$

$$= \frac{(2R_1 + R_L) \left(1 + j \frac{W_1}{X_{C3}}\right) + W_1}{(R_2 + R_L) \left(1 + j \frac{W_1}{X_{C3}}\right)}$$

$$= \frac{W_1 + 2R_1 + R_L + j \frac{W_1(2R_1 + R_L)}{X_{C3}}}{R_2 + R_L + j \frac{W_1(R_2 + R_L)}{X_{C3}}}$$

因此:

$$b = \sqrt{\frac{(W_1 + 2R_1 + R_L)^2 + \left(\frac{W_1}{X_{C3}}\right)^2 (2R_1 + R_L)^2}{(R_2 + R_L)^2 + \left(\frac{W_1}{X_{C3}}\right)^2 (R_2 + R_L)^2}}$$

考虑到 $W_1 \gg 2R_1 + R_L$ 和 $X_{C3} \gg 2R_1 + R_L$, 上式可简化为

$$\begin{aligned}
 b &\doteq \sqrt{\frac{W_1^2 + \left(\frac{W_1}{X_{C3}}\right)^2 (2R_1 + R_L)^2}{(R_2 + R_L)^2 + \left(\frac{W_1}{X_{C3}}\right)^2 (R_2 + R_L)^2}} \\
 &\doteq W_1 \sqrt{\frac{1}{(R_2 + R_L)^2 + \left(\frac{W_1}{X_{C3}}\right)^2 (R_2 + R_L)^2}} \\
 &= X_{C3} \sqrt{\frac{1}{(R_2 + R_L)^2 + \left(\frac{X_{C3}}{W_1}\right)^2 (R_2 + R_L)^2}} \\
 &= \frac{X_{C3}}{R_2 + R_L} \sqrt{\frac{1}{1 + \left(\frac{X_{C3}}{W_1}\right)^2}} \quad (7-43)
 \end{aligned}$$

如果我们取

$$W_1 \geq 3X_{C3} \quad (7-44)$$

这时 (7-43) 式中 $\left(\frac{X_{C3}}{W_1}\right)^2 \ll 1$, 可以忽略, b 为最大, 并且:

$$b_{\max} \doteq \frac{X_{C3}}{R_2 + R_L} \quad (7-45)$$

与此相应的 ΔA_g 也最大:

$$\Delta A_{g\max} = ab_{\max} \quad (7-46)$$

如果 ΔA_g 是规定的, 则:

$$b = \frac{\Delta A_g}{a} \quad (7-47)$$

然后把上式确定的 b 代入 (7-43) 式, 便可求得 W_1 的阻值:

$$W_1 = \sqrt{\frac{1}{\left[\frac{X_{C3}}{b(R_2 + R_L)}\right]^2 - 1}} \cdot X_{C3} \quad (7-48)$$

若取 $f_d = 20 \text{ Hz}$, C_3 已算出为 $0.22 \mu\text{F}$, 因此:

$$X_{C3} = \frac{160}{f_d C_3} = \frac{160}{20 \times 0.22} \doteq 36.5 \text{ k}\Omega$$

$$b_{\max} = \frac{X_{c3}}{R_2 + R_L} = \frac{36.5}{1.8 + 2} = 9.6$$

$$\Delta A_{g \max} = ab_{\max} = 19.3 \times 9.6 = 184 (44 \text{ db})$$

$$W_1 \geq 3X_{c3} = 3 \times 36.5 = 109.5 \text{ k}\Omega$$

可用 $100 \text{ k}\Omega$ 对数式 (D 型) 电位器。

若取定 $\Delta A_g = 100$, 则

$$b = \frac{\Delta A_g}{a} = \frac{100}{19.3} = 5.2$$

$$W_1 = \sqrt{\frac{1}{\left[\frac{X_{c3}}{b(R_2 + R_L)}\right]^2 - 1}} \cdot X_{c3}$$

$$= \sqrt{\frac{1}{\left[\frac{36.5}{5.2 \times (1.8 + 2)}\right]^2 - 1}} \times 36.5 = 23.5 \text{ k}\Omega$$

可采用 $22 \text{ k}\Omega$ 对数式 (D 型) 电位器。

通过上述计算, 此实验电路的具体数据如图 7-18 所示。

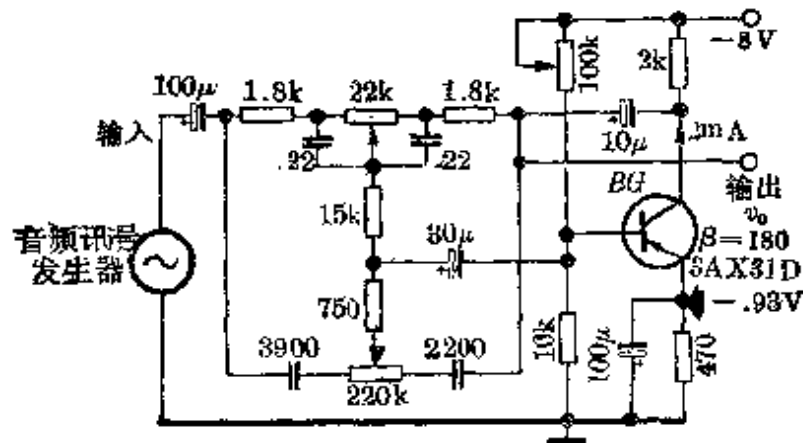


图 7-18 图 7-13 电路的测试电路

测试结果如下:

- (1) 增益 音频讯号发生器输出讯号 1000 Hz , 电压 $v_i = 13 \text{ mV}$, 这时测试电路的 $v_o = 10 \text{ mV}$, 因此, 增益为 0.77 。

(2) 失真 高、低音调控制器调节到频率响应为平坦位置, 保持 $v_o = 100 \text{ mV}$, 频率范围从 $20 \text{ Hz} \sim 20 \text{ kHz}$, 失真系数 $< 0.5\%$ 。

(3) 音调控制特性如图 7-19 所示(实测)。

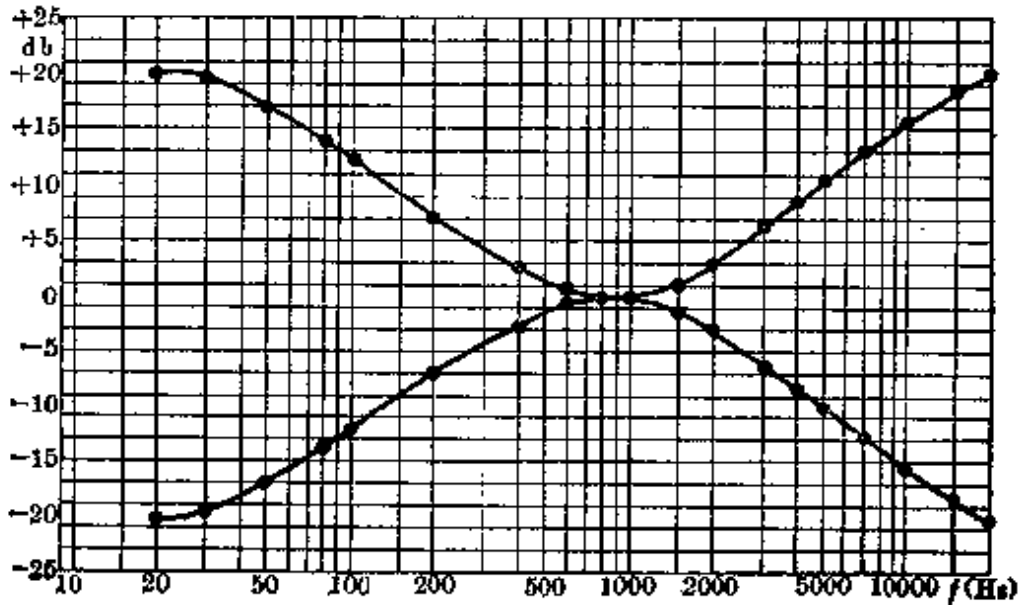


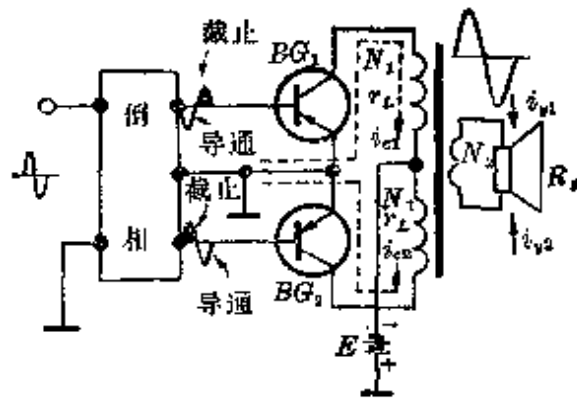
图 7-19 图 7-18 的音调控制特性(实测)

八、无变压器的低频放大器

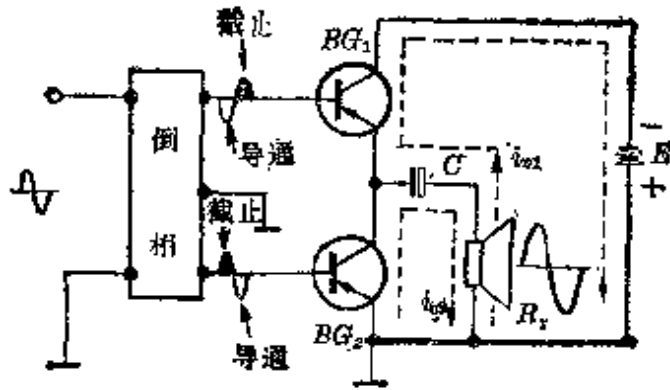
图 8-1(a)、(b)、(c) 是几种功率放大器电路。

图 8-1(a) 是通常的用输出变压器电路, BG_1 、 BG_2 用导电性相同的晶体管, 电路的输入端要求有幅度相等、相位相反的倒相讯号。当讯号为正半周时, 对应的三极管基极趋向正的偏压而截止, 当讯号为负半周时, 对应的三极管基极趋向负的偏压而导通, 这时在导通管的集电极便有被放大的讯号电流输出, 并通过输出变压器耦合到负载 R_y 上。在讯号的一个周期内, BG_1 、 BG_2 轮流工作, 输出电流方向如图所示。由于二管是轮流工作的, 即有 i_{c1} 时无 i_{c2} , 有 i_{c2} 时无 i_{c1} , i_{c1} 、 i_{c2} 方向相反, 它们在变压器次级感应的电流 i_{y1} 、 i_{y2} 的方向也相反, 这二个相反方向的半周讯号迭加, 结果便形成一个完整的与输入讯号相似但被放大的正弦波讯号。由图可看出, BG_1 、 BG_2 共用一个电源 E , 并且它们的集射电压 E_{ce} 都等于 E , 这叫做二管并联供电。二管的负载阻抗完全相等且各为 r_L , 总负载阻抗 R_L 为二管负载的串联, 即: $R_L = \left(\frac{N_1 + N_1}{N_1}\right)^2 r_L = 4r_L$ 。最后通过输出变压器初、次级圈数变换使 R_L 与负载 R_y 相匹配。在理想情况下, 放大器的输出功率为 $P_y = \frac{\left(\frac{E}{\sqrt{2}}\right)^2}{r_L} = \frac{E^2}{2r_L}$ 。

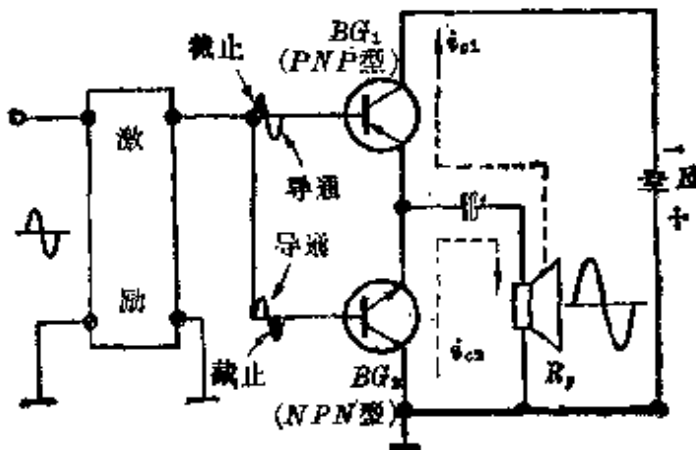
图 8-1(b) 是无输出变压器 (OTL) 但用相同导电性的



(a) 用输出变压器的功率放大器电路



(b) OTL(用相同导电极性管子)功率放大器



(c) 互补对称功率放大器

图 8-1

二管子组成的功率放大器电路，它的工作原理与图 8-1(a) 一样，在输入讯号的一个周期内，二管轮流工作并各有电流 i_{o1} 、 i_{o2} 输出，方向如图中所示，因此在负载 R_v 上能迭加出完整的正弦波来。由图可看出，二管亦共用一只电源 E ，但二管对 E 是串联联接的(串联供电)。如果企图把电路接成图 8-2

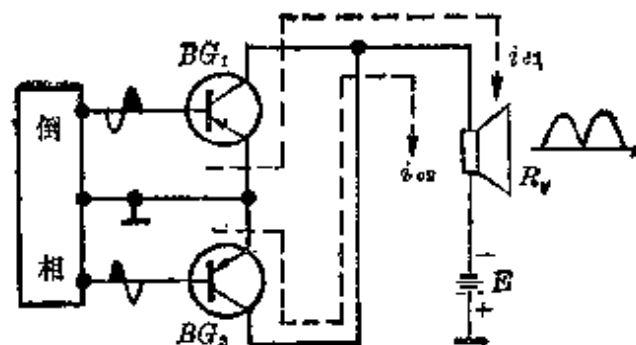


图 8·2 并联供电时 OTL 电路的输出波形

所示的并联供电电路，则在输入讯号的一个周期内，二管轮流工作，同时各输出方向相同的讯号电流到负载 R_v 上，结果波形迭加成单一方向的脉动波。因此图 8-1(b) 电路只能采用串联供电，而不能并联供电；当然，二管各自使用一组自己的独立电源(双电源供电)是可以的。由于采用串联供电，每个管子的 $E_{ce} = \frac{1}{2} E$ ，因此这种电路与并联供电的图 8-1(a) 相比，在 E 相同并要求输出功率 P_v 也一样时，要求输入端的激励电流大一倍，所以图 8-1(b) 的增益要比图 8-1(a) 的低。由图 8-1(b) 还可看出， BG_1 的负载是 R_v ， BG_2 的负载也是 R_v ，二管的负载是并联的，总负载阻抗等于 R_v 。显然，图 8-1(b) 的总负载阻抗比图 8-1(a) 的总负载阻抗小 $\frac{1}{4}$ 。正是由于这个缘故，图 8-1(b) 电路才有可能不用输出变压器而直接接一般喇叭作负载。放大器的输出功率在理想情况下为 $P_v =$

$\left(\frac{E}{2\sqrt{2}}\right)^2 = \frac{E^2}{8R_y}$ 。由于二管导电极性相同, 电路的输入端也和图 8-1(a) 一样需要倒相讯号。

图 8-1(a) 和 (b) 的输入端所要求的倒相讯号可由输入变压器或者分负载式倒相器提供。当采用输入变压器时, 必须注意, 图 8-1(a) 电路的输入变压器次级可采用中心抽头方式, 因为该二管发射极一起接地, 二管的基极有相同的对地直流电位; 图 8-1(b) 电路时, 输入变压器便不能采用中心抽头而必须把次级线圈分开独立的二个绕组, 这是因为二管接成串联, 它们的发射极对地电位不一样, 在要求二管有相同的 I_c 情况下, 二管的基射间偏压应相等, 这样二管的基极对地电位便不一样, 因此, 基极供电应分开独立的二组, 如图 8-3 所示。这种激励方式需用较多的元件。

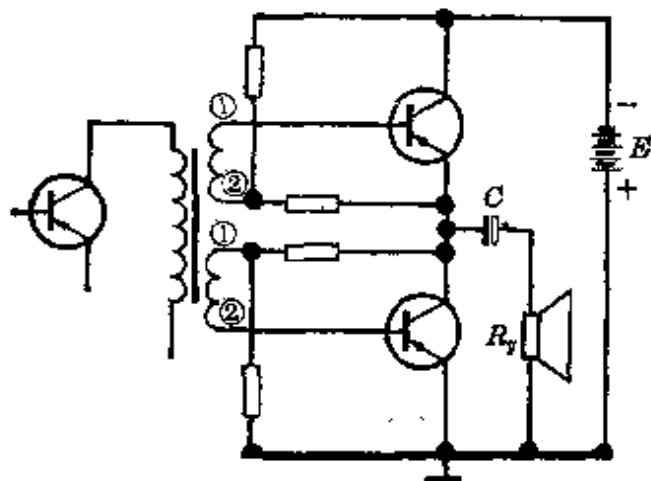


图 8-3 用输入变压器倒相的 OTL 电路

分负载倒相器的 OTL 电路如图 8-4 所示。分负载倒相是利用三极管放大器的输出讯号在集电极和发射极有 180° 的相位差, 这是倒相所需要的; 并且当集电极电阻 R_c 取得与发射极电阻 R_e 相等时输出电压幅度也近似相等。但是由于

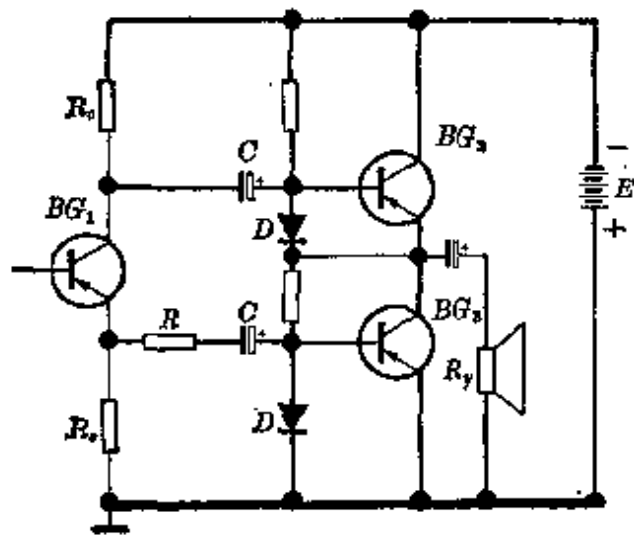


图 8-4 用分负载倒相器的 OTL 电路

R_0 、 R_e 为二个讯号源,同时集电极输出阻抗较发射极输出阻抗高,使得二个激励源内阻不一样,所提供的激励功率也不一样。当末级要求高阻抗激励时, R_0 、 R_e 必须取得较大,这时 c 极输出阻抗将比 e 极输出阻抗高得多,为了使 c 极和 e 极的输出阻抗相等以提供相同的讯号功率,需要在 e 极输出端串接一只平衡电阻 $R \doteq R_0$ 。但是若功放级要求低阻抗激励时, R_0 和 R_e 同时取得足够小, c 极和 e 极输出阻抗基本上决定于 R_0 和 R_e , 这时 R 便可不用。二极管 D 是用来改善失真的,若不用二极管,则当讯号正半周时,对应的功放管截止,讯号给耦合电容 C 充电(充电电压方向与图中 C 的极性相同),讯号越大充电电压越高,这个电压迭加在该功放管基射之间,使之处于深截止状态,当负半周讯号来时, C 二端的充电电压来不及放电仍使功放管处于深截止状态,因此产生严重失真。接了二极管之后,当讯号的正半周增大到等于或大于二极管二端偏压时, D 便导通,内阻很小 C 两端的电压便不再随讯号增加而上升,并且当讯号的负半周到来之前 C 二端所充的电

压可以通过 D 放电, 结果使功放管不致处于深截止状态, 因而改善了失真。不过, 由于这种线路的倒相级 (BG_1) 处于射极输出器工作状态, 电压增益接近一, 要求前面有足够的增益。因为上述种种原因, 此电路在收音机中应用极少。

图 8-1(c) 是采用一对导电性对应相反的“互补管”的功率放大器, 其中 BG_1 为 PNP 型三极管, BG_2 为 NPN 型三极管。由于二管导电性相反, 在输入讯号的一个周期内, 二管轮流工作, 自动完成倒相, 因此这种电路不需要倒相讯号。根据电路的这种作用, 常称它为“单端推挽电路”或“互补对称电路”。

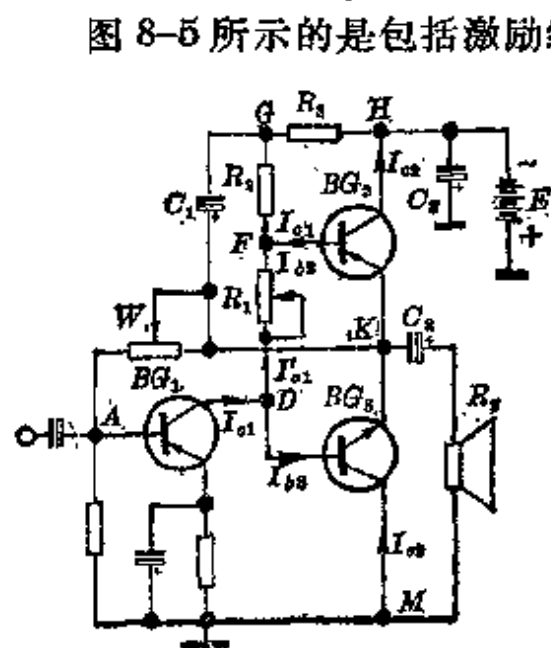


图 8-5 无变压器的低频放大电路
(互补对称电路)

合的典型的无变压器的低频放大器电路。无变压器的功率放大器也和有变压器的一样会出现交越失真。我们知道, 通常的锗晶体管开始有集电极电流的起始射基偏压 V_{be0} 约为 $0.12V$, 而硅管的 V_{be0} 约为 $0.6V$ 。如果象图 8-1(c) 那样, BG_1 、 BG_2 的基极接在一起不给予一定的偏压, 则输入讯号电压在

V_{be0} 以下一段的时间里集电极将无讯号输出, 两个管子的这种输出讯号在负载 R_L 上迭加的结果就不是与输入讯号相似的正弦波而出现如图 8-6 所示的交越失真。为了消除交越失真, 必须给图 8-5 的 BG_2 、 BG_3 一定的静态电流, 即给它们一

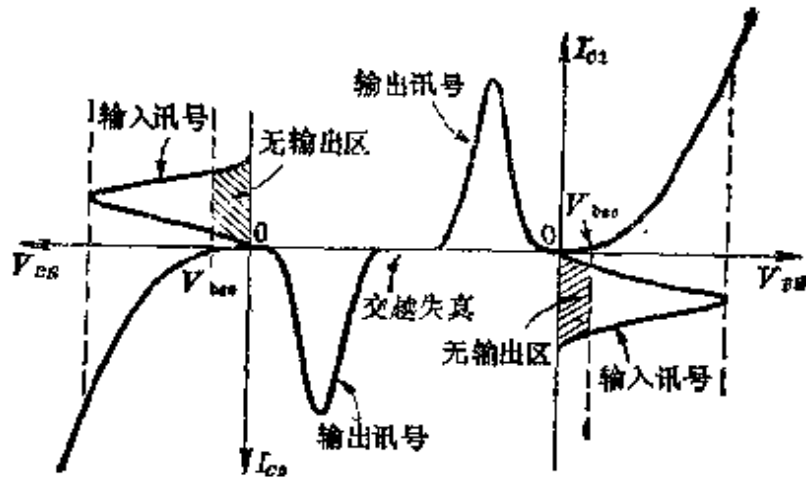


图 8-6 输出讯号的交越失真

定的射基偏压 V_{be0} ，这可在二管的基极间接入一只电阻（图 8-5 的 R_1 ）来获得。 BG_1 的集电极电流 I_{c1} 部分流过 R_1 并在它二端产生电压降 V_{DF} ，此电压降即可作为 BG_2 、 BG_3 二管的射基偏压。当 BG_1 的工作点 I_{c1} 取定之后，调节 R_1 便可调节偏压 V_{DF} ，并且当 $R_1 \uparrow$ 时， $V_{DF} \uparrow$ ，即二管的 $V_{be0} \uparrow$ ，使 $I_{c2} \uparrow$ 。因此装置和调试这种放大器时， R_1 必须自零阻值开始调节，更不能让 R_1 断开，否则将造成 V_{DF} 很大，使 I_{c2} 很大而烧坏功放管。

由于 BG_2 、 BG_3 为串联供电，为了使二管工作对称，必须调节到 K 点对地电压为电源电压的一半 $\left(\frac{E}{2}\right)$ ，这可调节 W 来达到。调节 W 时 I_{c1} 随着变化， I_{c1} 流过 $R_9 + R_8$ 并在它二端产生的压降 V_{FH} 也变化，只需要调节到 $V_{FH} \approx \frac{E}{2}$ ， V_K 便 $\approx \frac{E}{2}$ 了。

调整电路时，通常先调 W 使 K 点对地电压为 $\frac{E}{2}$ ，然后调节 R_1 使 V_{DF} 为要求的偏压值；反复调节几次即可。当 BG_2 采用锗 PNP 管， BG_3 采用锗 NPN 管时， V_{DF} 约为 $0.4 \sim$

0.65 V; BG_2 采用锗 PNP 管, BG_3 采用硅 NPN 管时, $V_{DF} \approx 0.7 \sim 1$ V; BG_2 采用硅 PNP 管, BG_3 采用硅 NPN 管时, $V_{DF} \approx 1.2 \sim 1.8$ V。有时, 无论怎样调节 W 都调不到 $V_K = \frac{E}{2}$, 这可能有二种情况: (1) V_K 调不小, 始终 $> \frac{E}{2}$, 甚至接近电源电压 E 。这是 BG_1 的集电极电流 I_{c1} 太小的缘故。可以检查: W 是否坏了(开路); BG_1 基极有无短路现象; BG_1 发射极电阻是否开路; BG_1 是否良好。(2) V_K 调不大, 始终 $< \frac{E}{2}$, 甚至接近零。这多数为 BG_1 的集电极电流 I_{c1} 太大的缘故。可以检查: BG_3 是否 $c-e$ 间已击穿; W 是否坏了(短路); BG_1 基极有无开路现象; BG_1 是否好的。

由于 BG_2 、 BG_3 二管所要求的基基偏压 V_{DF} 总是远小于 $\frac{E}{2}$ 的, 因此 R_1 总是远小于 $R_2 + R_3$, 而 R_2 又总是选得比 R_3 大得多, 于是, D 、 G 间的讯号电压就可认为与 F 、 G 间的讯号电压相等, 这样, BG_2 和 BG_3 便由同一讯号源 R_2 激励, 激励讯号相等。 C_1 、 R_3 是为了使原来工作在共集电极状态的 BG_2 、 BG_3 变成共发射极状态以提高放大器的功率增益而加的, 其中 C_1 对最低放音频率 f_D 的容抗 $\left(\frac{1}{2\pi f_D C_1}\right)$ 应远小于 R_3 。假使不接 C_1 , 则 BG_1 的输出讯号自 D 点流过 R_1 、 R_2 、 R_3 至 H 点, 并通过退耦电容 C_3 或电源 E 至地 (M 点), 因此 BG_1 的输出讯号(即 BG_2 、 BG_3 的输入讯号)都是加在 BG_2 、 BG_3 的基集之间的; 而经 BG_2 、 BG_3 放大后的讯号则取自 K 点和地之间的 R_y 上, K 点是二管的发射极公共接点, M 点(通过 C_3 或电源 E)与 H 点连通则是集电极, 即输出讯号取自二管的射集之间; 二管的集电极是输入、输出讯号的公共电极, 因

此电路为共集电极组态。加上 C_1 之后，由于 $\left(\frac{1}{2\pi f_D C_1}\right) \ll R_3$ ， G 点的讯号电位被 C_1 短接至二管的发射极公共接点 K ，这样， BG_1 的输出讯号便加在 BG_2 、 BG_3 的基射之间了，而 R_y 上的输出讯号和不加 C_1 时一样取自二管的射集间，结果变成发射极为输入、输出讯号的公共电极，因此电路变成共发射极组态。

当 D 点（即 F 点）的讯号为正半周时，这正半周讯号迭加在 BG_2 的射基之间使它的发射结处于反向偏置而截止，然而这正半周讯号迭加在 BG_3 的射基之间却使它的发射结处于顺向偏置而导通，亦即 BG_1 的输出讯号正半周是加在 BG_3 的射基之间被放大的。这个正半周讯号经 BG_3 放大后由电容 C_2 耦合到负载 R_y 上。同理，当 BG_1 的输出讯号负半周时， BG_3 截止而 BG_2 导通，这个负半周讯号由 BG_2 放大后被 C_2 耦合到 R_y 上。结果，在负载 R_y 上就获得一个完整的经放大的正弦波讯号。

图 8-5 中， BG_1 的偏流电阻 W 不是接电源 E 的负端，而是接到 BG_2 和 BG_3 的公共输出端的 K 点，这样可以获得自动稳定放大器工作点的效果。如由于某种原因， BG_1 的电流 $I_{c1} \uparrow$ ， V_{DF} 也 \uparrow ，而 $V_{DF} = V_{be2} + V_{be3}$ ，因此 $V_{be2} \uparrow$ ， $V_{be3} \uparrow$ ，这将使 $I_{c2} \uparrow$ 。但是， $V_{HK} = V_{HF} + V_{FK}$ ，而 $V_{FK} = V_{be2} < V_{DF} \ll V_{HF}$ ($\because R_2 + R_3 \gg R_1$)，即 $V_{HF} \gg V_{FK}$ ，因此 $V_{HK} \doteq V_{HF}$ ，即 F 点对地电压 V_F 和 K 点对地电压 V_K 近似相等： $V_F \doteq V_K$ 。当 $I_{c1} \uparrow$ 引起 $V_{DF} \uparrow$ 时， H 、 F 间的电压 V_{HF} 也 \uparrow ，但是由于 $(R_2 + R_3) \gg R_1$ ， D 、 F 间的电压变化量 ΔV_{DF} （从而也是 BG_2 的 V_{be2} 变化量 ΔV_{be2} ）将远小于 H 、 F 间的电压变化量 ΔV_{HF} ，而 I_{c1}

的变化使 V_F 变为 V'_F , V_K 变为 V'_K , 并且 $V'_F = V_F + \Delta V_{HF}$, $V'_K = V_K + \Delta V_{HF} + \Delta V_{be2}$, 因此可以认为 $V'_F \approx V'_K$ ($\because \Delta V_{be2} \ll \Delta V_{HF}$)。由于 BG_1 采用 PNP 型锗管, I_{c1} 是自 D 点流向 H 点的, 因此, 当 $I_{c1} \uparrow$ 时, $V_{FH} \uparrow$, V_F 则 \downarrow (变正), V_K 当然亦将 \downarrow (变正), 这将使 A 点对地的电位减少 (变正), 于是 BG_1 的电流 $I_{c1} \downarrow$, $V_{DF} \downarrow$, $I_{c2} \downarrow$, 从而自动稳定了放大器的工作点。

上面已经讲过, OTL 电路的二个功放管为串联供电, 每管集射间有效电压只有 $\frac{E}{2}$, 因此与有输出变压器的功率放大器相比在相同输出功率情况下要求激励电流大一倍, 增益是较低的。图 8-7 所示的电路是针对图 8-6 电路的这个缺点

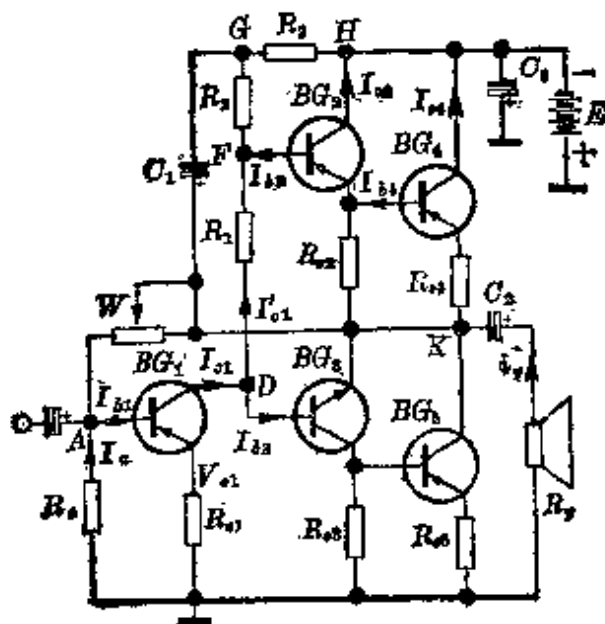


图 8-7 复合互补对称电路

而改进的。图 8-7 中, BG_2 、 BG_4 二只 PNP 型晶体管直接耦合组成复合管, 它们的作用等效于图 8-6 中的 BG_2 ; BG_3 为 NPN 型管, BG_5 为 PNP 型管, 它们也直接耦合, 其作用等效于图 8-6 中的 BG_3 。图 8-7 一般称为复合互补对称电路。它的工作原理

与图 8-6 一样, 但前者的增益较后者高, 要求 BG_1 的输出电流则比后者小。

图 8-7 中, R_1 、 R_2 、 R_3 、 C_1 和 W 的作用与图 8-6 同。 R_{e4} 、 R_{e5} 是为了稳定 BG_4 、 BG_5 工作状态用的。 R_{e2} 和 R_{e3} 的作用如下: R_{e2} 和 R_{e3} 取得适当时一方面可以使 BG_2 、 BG_3 获

得更大一些的静态工作电流以改善交越失真，同时又保证 BG_4 、 BG_5 的静态电流不因增加了 I_{c2} 而增加到所要求的电流以上，即保证 BG_4 、 BG_5 有不过大的适当的静态射基偏压。当要求 I_{c4} 一定时，相应的 V_{be4} 便确定了，这时若要求增加 I_{c2} 可以减少 R_{e2} 和 R_{e3} 。此外，由于 BG_4 的输入讯号取自 BG_2 的发射极而 BG_5 的输入讯号取自 BG_3 的集电极，因此 BG_2 的输入阻抗较 BG_3 的高，使得 BG_2 从输入端吸收的激励功率小于 BG_3 吸收的激励功率，影响到 BG_4 、 BG_5 的激励功率也不一样；为了使二组复合管有接近相等的输出，有时可取 $\beta_2 > \beta_3$ ，或者使 $R_{e2} < R_{e3}$ 。也可以在 BG_3 的发射极与 K 点之间串接一只电阻以提高 BG_3 的输入阻抗；这时， BG_2 的集电极与 H 点之间也必须串接一只与上述相同数值的电阻以平衡二管的工作状态。

下面，我们参照图 8-7 的复合互补对称电路来讨论其设计方法：

(1) 最大正弦波输出功率 P_y 可由下式预先估算^[*]：

[*] 从未级 (BG_4 、 BG_5) 看，管子集射间的有效电压为 $\frac{E}{2} - V_{ces4}$ ，因此能输出较大的最大正弦波电压。但是实际上放大器能输出的最大正弦波电压不决定于末级，还受 BG_2 集射间有效电压 E_{ce1} 的限制， E_{ce1} 为：

$$E_{ce1} = \frac{1}{2}E - V_{be3} - V_{ces1} - V_{e1}$$

最后，能从负载 R_y 上输出的最大正弦波电压还要受 BG_4 的饱和压降 V_{ces4} 的限制。考虑到上述各种因素，在负载 R_y 上的等效有效电压 E_y 只有：

$$E_y = E_{ce1} - V_{ces4} = \frac{1}{2}E - V_{be3} - V_{ces1} - V_{e1} - V_{ces4}$$

令

$$E_s = V_{ces4} + V_{be3} + V_{ces1} + V_{e1} \quad (1)$$

则

$$E_y = \frac{E}{2} - E_s$$

末级功放管能输出的最大正弦波电流 i_y (有效值) 为：

(下转第 106 页)

$$P_v = \frac{aE^2}{8R_v} \quad (8-1)$$

式中, E ——电源电压, 单位 V;

R_v ——负载阻抗, 单位 Ω ;

而

$$a = \left(\frac{1 - \frac{2E_s}{E}}{1 + \frac{R_{e4}}{R_v}} \right)^2 \quad (8-2)$$

其中,

$$E_s = V_{ces4} + V_{be3} + V_{ces1} + V_{e1} \quad (8-3)$$

式中, V_{ces4} —— BG_4 的饱和压降, 手册中可查出。一般, 输出电流 I_o 越大饱和压降也大, I_o 小, 饱和压降也小。例如 3AX81:

$$\begin{array}{lll} I_o = 250 \text{ mA} & 100 \text{ mA} & 20 \text{ mA} \\ V_{ces} \leq 0.65 \text{ V} & \leq 0.4 \text{ V} & \leq 0.25 \text{ V} \end{array}$$

$$i_v = \frac{E_v}{\sqrt{2}(R_v + R_{e4})} = \frac{\frac{E}{2} - E_s}{\sqrt{2}(R_v + R_{e4})} = \frac{E - 2E_s}{2\sqrt{2}(R_v + R_{e4})} \quad (2)$$

因此, 负载 R_v 上能输出的最大正弦波功率 P_v 为:

$$\begin{aligned} P_v &= i_v^2 R_v = \left[\frac{E - 2E_s}{2\sqrt{2}(R_v + R_{e4})} \right]^2 R_v \\ &= \left[\frac{E \left(1 - \frac{2E_s}{E} \right)}{2\sqrt{2} R_v \left(1 + \frac{R_{e4}}{R_v} \right)} \right]^2 R_v = \frac{E^2}{8R_v} \left(\frac{1 - \frac{2E_s}{E}}{1 + \frac{R_{e4}}{R_v}} \right)^2 \end{aligned}$$

令

$$a = \left(\frac{1 - \frac{2E_s}{E}}{1 + \frac{R_{e4}}{R_v}} \right)^2 \quad (3)$$

便得到:

$$P_v = \frac{aE^2}{8R_v} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} 3AD6, \quad I_o &= 2A \quad \leq 1A \\ V_{ces} &\leq 0.8V \quad \approx 0.3 \sim 0.5V \end{aligned}$$

饱和压降也可由管子的输出特性曲线或饱和区域输出特性曲线查得,如图 8-8 所示。

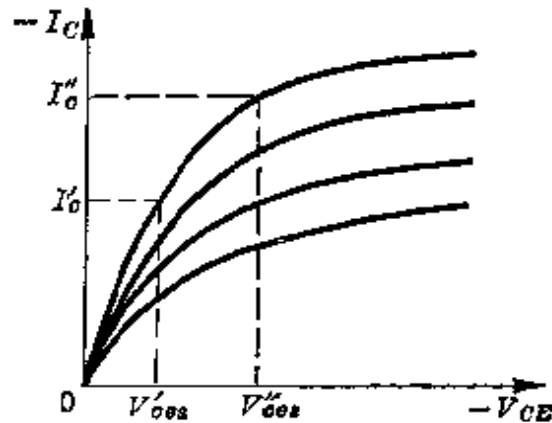


图 8-8 由输出特性曲线求 V_{ces}

V_{be3} —— BG_3 的静态射基偏压,若用锗 NPN 管, V_{be3} 可取 $0.1 \sim 0.2V$,若用硅 NPN 管,可取 $0.7 \sim 0.9V$;

V_{ces1} —— BG_1 的饱和压降,由于 BG_1 的 I_o 比较小,若用锗管可取 $0.02 \sim 0.1V$,用硅管可取 $0.5 \sim 1V$ 。

V_{e1} —— I_{c1} 在 R_{e1} 上的压降:

$$V_{e1} = I_{c1} R_{e1}$$

R_{e3} ——末级功放管的发射极接地电阻(由于此电阻与负载 R_L 串联,不宜用得过大,否则,功率损失便大,通常取 $R_{e4} = R_{e5} = 0.5 \sim 1\Omega$)。

(2) 选择静态直流工作点 I_{c2} 和 I_{c4} :

为了减小交越失真,应使晶体管 BG_2 、 BG_3 、 BG_4 、 BG_5 有一定的静态工作电流。由于 BG_2 、 BG_3 一对互补管的输入特性差异较大,更容易产生失真;为使失真小,通常应取 I_{c2} 大些,例如取 $4 \sim 8mA$ 。而 $I_{c4} = 3 \sim 6mA$ 。

(3) 确定 R_{e2} (R_{e3}):

若设 BG_4 、 BG_5 的电流放大系数相同, 且为 β_4 , 则先按下式求出晶体管 BG_4 的静态基极电流 I_{b4} :

$$I_{b4} = \frac{I_{c4}}{\beta_4} \quad (8-4)$$

然后, 在 BG_4 的输入特性曲线上找出对应于 I_{b4} 的射基偏压 V_{be4} , 则

$$V_{be4} = I_{c2}R_{e2} - I_{c4}R_{e4} \approx I_{c2}R_{e2} \quad (\because R_{e4} \ll R_{e2})$$

故
$$R_{e2} \approx \frac{V_{be4}}{I_{c2}} \quad (8-5)$$

R_{e3} 可取得 $\geq R_{e2}$, 由实验确定。

(4) 确定 BG_1 的直流工作点 I_{c1} :

对应于最大正弦波输出功率 P_y , 末级功率放大管的输出电流有效值 i_y 可由下式计算:

$$i_y = \frac{E - 2E_s}{2\sqrt{2}(R_y + R_{e4})} \quad (8-6)$$

于是 BG_4 的输入讯号电流 i_{b4} 应为

$$i_{b4} \approx \frac{i_y}{\beta_4} \quad (8-7)$$

然后, 在 BG_4 的输入特性曲线上找出对应于 i_{b4} 的基极讯号电压 v_{be4} , 则要求 BG_2 的输出讯号电流 i_{o2} 为:

$$i_{o2} \approx i_{b4} + \frac{v_{be4} + i_y R_{e4}}{R_{e2}} \quad (8-8)$$

若设 BG_2 的电流放大系数为 β_2 , 则要求 BG_2 基极输入讯号电流 $i_{b2} = \frac{i_{o2}}{\beta_2}$ 。考虑到 R_1 的分流, BG_1 的输出讯号电流 i_{o1} 应取得略大于 i_{b2} 。取定 i_{o1} 之后, BG_1 的直流工作点 I_{c1} 便可确定了。

$$I_{c1} \geq \sqrt{2} i_{c1} + I_{ces1} \quad (8-9)$$

式中, I_{ces1} —— BG_1 的反向饱和电流。

(5) 选取 R_1 、 R_2 、 R_3 ;

先计算 BG_2 、 BG_3 的基极静态电流 I_{b2} 、 I_{b3} :

$$I_{b2} \doteq I_{b3} \doteq \frac{I_{c2}}{\beta_2} \quad (8-10)$$

然后, 分别由 BG_2 、 BG_3 的输入特性曲线上找出对应于 I_{b2} 、 I_{b3} 的基极直流偏压 V_{be2} 、 V_{be3} , 则有

$$R_1 \doteq \frac{V_{be2} + V_{be3} + V_{be4}}{I_{c1} - I_{b3}} \quad (8-11)$$

$$R_2 + R_3 \doteq \frac{\frac{E}{2} - (V_{be2} + V_{be4})}{I_{c1}} \quad (8-12)$$

要求 $R_2 \gg R_3$, 可取:

$$R_3 = \frac{R_2 + R_3}{5 \sim 10} \quad (8-13)$$

(6) 确定 C_1 、 C_2 ;

若设 f_a 为最低放音频率, 则:

$$C_1 \geq \frac{5}{2\pi f_a R_3} \quad (8-14)$$

若要求在频率 f_a 处, 输出下降 ≤ 3 db, 则:

$$C_2 \geq \frac{1}{2\pi f_a R_y} \quad (8-15)$$

(7) 计算 W .

取定 R_a 和 R_{e1} 后, 便可计算出 W 。一般 $R_a/R_{e1} \approx 5 \sim 50$ 倍, 这个比值越小, 对电源电压变动及热的直流工作点稳定性则越好, 然而, 耗电却增加, 同时若 R_a 取得过小的话, 放大器的增益要下降。 R_{e1} 也不宜取得过大, 否则 V_{e1} 大, E_s 大, 影

响最大正弦波输出功率。根据 $I_{b1} \doteq \frac{I_{c1}}{\beta_1}$ ，并在 BG_1 的输入特性曲线上找出对应于 I_{b1} 的 V_{be1} ，于是有：

$$R_{e1} \doteq \frac{V_{e1}}{I_{e1}} \quad (8-16)$$

$$V_A = V_{be1} + V_{e1} \quad (8-17)$$

$$I_c = \frac{V_A}{R_a} \quad (8-18)$$

$$W = \frac{\frac{E}{2} - V_A}{I_c + I_{b1}} \quad (8-19)$$

我们以一具体例子说明：

参考图 8-7 所示的电路，其中 BG_1 用 3AX31D ($\beta_1 = 70$)， BG_2 用 3AX31B ($\beta_2 = 80$)， BG_3 用 3DG6 (NPN 型硅管， $\beta_3 = \beta_2 = 80$)， BG_4 、 BG_5 用 3AD6 ($\beta_4 = \beta_5 = 50$)， $E = 24 \text{ V}$ ， $R_y = 8 \Omega$ ， $R_{e4} = R_{e5} = 0.5 \Omega$ 。

(1) 取 $V_{ce4} = 0.4 \text{ V}$ ， $V_{be3} = 0.7 \text{ V}$ ， $V_{ce1} = 0.02 \text{ V}$ ， $V_{e1} = 0.2 \text{ V}$ ，则

$$\begin{aligned} E_s &= V_{ce4} + V_{be3} + V_{ce1} + V_{e1} \\ &= 0.4 + 0.7 + 0.02 + 0.2 \doteq 1.3 \text{ V} \end{aligned}$$

$$a = \frac{\left(1 - \frac{2E_s}{E}\right)^2}{\left(1 + \frac{R_{e4}}{R_L}\right)^2} = \frac{\left(1 - \frac{2 \times 1.3}{24}\right)^2}{\left(1 + \frac{0.5}{8}\right)^2} \doteq 0.7$$

$$P_y = \frac{aE^2}{8R_y} = \frac{0.7 \times 24^2}{8 \times 8} \doteq 6.3 \text{ W}$$

(2) 取 $I_{c4} = 6 \text{ mA}$ ， $I_{c2} = 5 \text{ mA}$ 。

(3) 于是，

$$I_{b4} \doteq \frac{I_{c4}}{\beta_4} = \frac{6}{50} = 0.12 \text{ mA}$$

查 3AD6 输入特性曲线 ($V_{ce} = 5 \text{ V}$) 有 $V_{be4} \doteq 0.1 \text{ V}$, 因此:

$$R_{e3} = R_{e2} \doteq \frac{V_{be4}}{I_{c2}} = \frac{0.1}{5} \times 10^3 = 20 \Omega$$

(4) 求 I_{c1} : 对应 $P_y = 6.3 \text{ W}$ 时输出电流的有效值 i_y 为:

$$i_y = \frac{E - 2E_s}{2\sqrt{2}(R_y + R_{e4})} = \frac{24 - 2 \times 1.3}{28 \times (8 + 0.5)} = 0.9 \text{ A}$$

$$i_{b4} \doteq \frac{i_y}{\beta_4} = \frac{900}{50} \doteq 18 \text{ mA}$$

查 3AD6 输入特性曲线 ($V_{ce} = 5 \text{ V}$), 有 $v_{be4} \doteq 0.44 \text{ V}$,

$$i_{c2} = i_{b4} + \frac{v_{be4} + i_y R_{e4}}{R_{e2}} = 18 + \frac{0.44 + 0.9 \times 0.5}{0.5} = 63 \text{ mA}$$

$$i_{b2} = \frac{i_{c2}}{\beta_2} = \frac{63}{80} \doteq 0.8 \text{ mA}$$

考虑到 R_1 的分流损失, 取 $i_{c1} = 1 \text{ mA}$; 此外, 取 $I_{ce01} = 0.3 \text{ mA}$, 则:

$$I_{c1} \geq 1.4i_{c1} + I_{ce01} = 1.4 \times 1 + 0.3 = 1.7 \text{ mA}$$

取 $I_{c1} = 2 \text{ mA}$ 。

$$(5) \text{ 由于 } I_{b2} \doteq I_{b3} \doteq \frac{I_{c2}}{\beta_2} = \frac{5}{100} = 0.05 \text{ mA}$$

分别查 3AX31B 的输入特性曲线 ($V_{ce} = 1.5 \text{ V}$) 和 3DG6 的输入特性曲线 ($V_{ce} = 3 \text{ V}$), 可得 $V_{be2} \doteq 0.12 \text{ V}$, $V_{be3} \doteq 0.7 \text{ V}$, 因此:

$$R_1 = \frac{V_{be2} + V_{be3} + V_{be4}}{I_{c1} - I_{b3}} \doteq \frac{0.12 + 0.7 + 0.1}{2 - 0.05} \times 10^3 = 470 \Omega$$

(可用 $1 \text{ k}\Omega$ 半可调电位器调节)。

由于 R_1 二端的压降要求为 $V_{R1} = V_{be2} + V_{be3} + V_{be4} = 0.12 + 0.7 + 0.1 = 0.92 \text{ V}$, 而 2CP 型硅二极管的正向压降约

0.7V, 2AP型锗二极管的正向压降约0.2V, 因此可利用一只2CP二极管和一只2AP9二极管串联代替 R_1 , 这时二只串联二极管二端的压降约为0.9V, 并且它几乎与 I_{c1} 的变化无关, 起到了稳定 D 、 F 间电压的作用, 因而也就稳定了 I_{c3} 和 I_{c4} 。

$$R_2 + R_3 \approx \frac{\frac{E}{2} - (V_{be2} + V_{be4})}{I_{c1}}$$

$$= \frac{12 - (0.12 + 0.1)}{2} \times 10^3 \approx 5.9 \text{ k}\Omega$$

可用 $R_2 = 5.1 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 750 \Omega$ 。

(6) 若取最低放音频率 $f_d = 50 \text{ Hz}$, 则:

$$C_1 \geq \frac{5}{2\pi f_d R_3} = \frac{5}{6.28 \times 50 \times 750} \approx 21 \mu\text{F}$$

可用 $50 \mu\text{F}/15 \text{ V}$ 或 $100 \mu\text{F}/15 \text{ V}$ 电解电容。

$$C_2 \geq \frac{1}{2\pi f_d R_4} = \frac{1}{6.28 \times 50 \times 8} \approx 400 \mu\text{F}$$

可用 $500 \mu\text{F}/15 \text{ V}$ 或 $1000 \mu\text{F}/15 \text{ V}$ 电解电容。

$$(7) \quad I_{b1} \approx \frac{I_{c1}}{\beta_1} = \frac{2}{70} = 0.03 \text{ mA}$$

查3AX31输入特性曲线($V_{ce} = 1.5 \text{ V}$), 有 $V_{be1} \approx 0.12 \text{ V}$, 于是

$$R_{e1} \approx \frac{V_{e1}}{I_{c1}} = \frac{0.2}{2} \times 10^3 = 100 \Omega$$

$$V_A = V_{be1} + V_{e1} = 0.12 + 0.2 = 0.32 \text{ V}$$

取 $R_a = 5.1 \text{ k}\Omega$, 则:

$$I_a = \frac{V_A}{R_a} = \frac{0.32}{5.1} \times 10^{-3} \approx 0.06 \text{ mA}$$

$$W = \frac{\frac{E}{2} - V_A}{I_c + I_{b1}} = \frac{12 - 0.32}{0.06 + 0.03} \times 10^3 \approx 130 \text{ k}\Omega$$

可用 220 kΩ 半可调电位器调节。

以上计算结果列于附录 2 中附图 2-4 的 7W 无变压器低频放大器电路。

图 8-9 所示的电路是由六只晶体管组成的无变压器放大电路。电源电压用 9V，负载 8Ω，其最大正弦波功率约 700 mW，最大输出功率约 1.2W。电路中的互补管 (BG₄) 采用锗 NPN 型 3BX6 (与 3AX31B 配用)，因此 D、F 间偏压只要求 0.5~0.65 V 左右，本电路在上列管子的参数情况下调节到

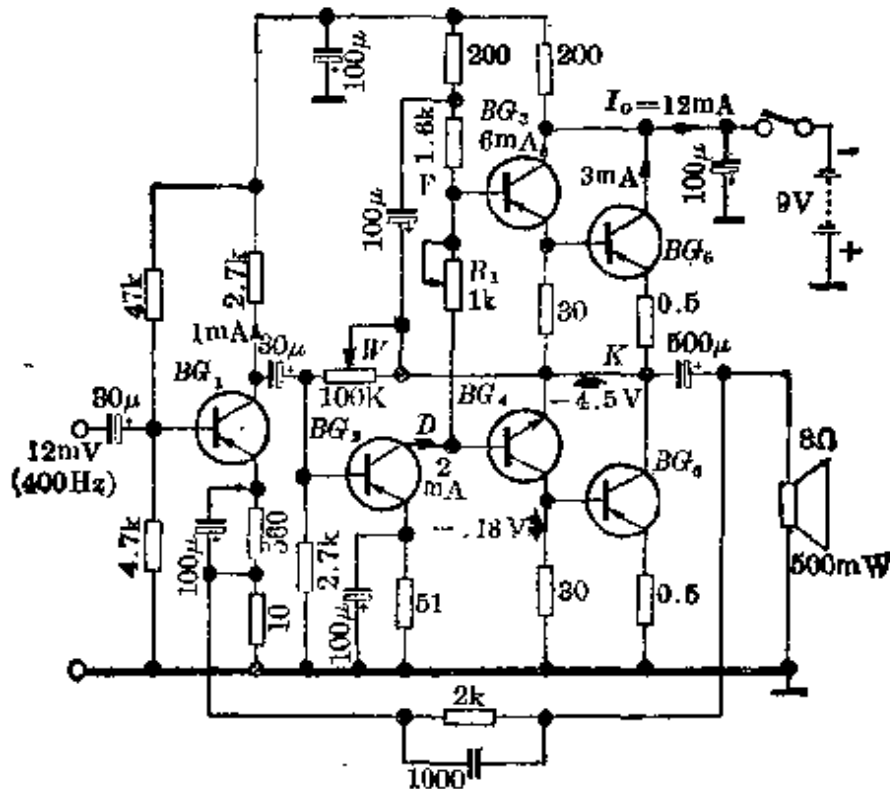


图 8-9 一种复合互补对称放大器的实际电路

- | | |
|----------------------------------|---------------------------------|
| BG ₁ : 3AX31D (β=100) | BG ₂ : 3AX31D (β=30) |
| BG ₃ : 3AX31B (β=30) | BG ₄ : 3BX31 (β=30) |
| BG ₅ : 3AX81B (β=40) | BG ₆ : 3AX81B (β=40) |

$$V_{DF} = 0.6 \text{ V}.$$

电路的主要特点与调整:

- (1) 频率响应: $20 \text{ Hz} \sim 20 \text{ kHz} < \pm 1 \text{ db}$;
- (2) 失真度: (500 mW 输出, $20 \text{ Hz} \sim 20 \text{ kHz}$) $< 2\%$;
- (3) 灵敏度: (500 mW 输出, 400 Hz) 约 12 mV ;
- (4) 末级一对功放管 3AX81B 必须加散热装置;
- (5) 电路的调整: 先调节 W (100 k 电位器), 使 K 点对地电位为 $\frac{E}{2}$ (4.5 V), 然后调节 R_1 (1 k 电位器) 使总电流 $I_0 = 12 \text{ mA}$ 左右; 反复二、三次调节 W 与 R_1 使满足要求为止。

图 8-10 所示的电路是图 8-9 电路的改进电路。它主要是改进了热稳定性。比较二种电路可知: 图 8-9 中的 R_1 在图 8-10 中由二极管 D_1 、电阻 R'_1 、 R''_1 以及热敏电阻 R'''_1 代替了。

图 8-10 所示的电路是图 8-9 电路的改进电路。它主要是改进了热稳定性。比较二种电路可知: 图 8-9 中的 R_1 在图 8-10 中由二极管 D_1 、电阻 R'_1 、 R''_1 以及热敏电阻 R'''_1 代替了。

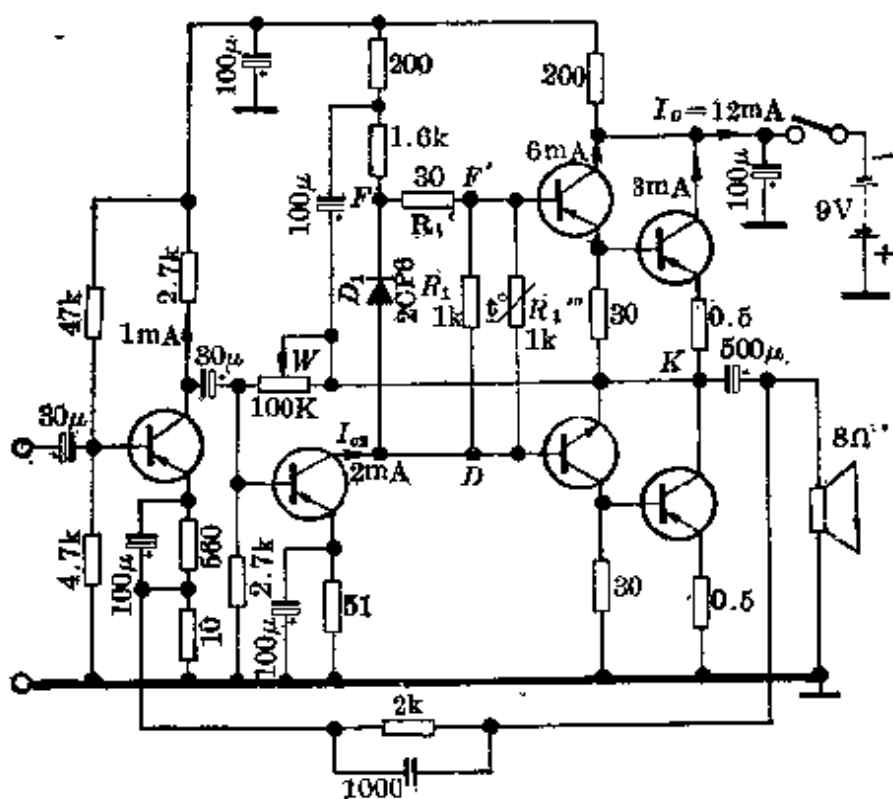


图 8-10 图 8-9 的改进电路 (晶体管全部同图 8-9)

D_1 是硅二极管 2CP6, 它能把 V_{DF} 稳定在 0.7V 左右。由于 V_{DF} 只要求 0.6V, 因此必须用电阻 R'_1 把 0.7V 电压分压。此外, 热敏电阻的阻值是随温度的上升而减少的, 因此, 由于温度的上升引起 I_{c2} 上升, 使 V_{DF} 上升时, R'_1 的阻值是减少的, 它使 V_{DF} 下降, 因而起到了热稳定的作用。

电路的其它参数及性能指标与图 8-9 电路相同。

图 8-11 所示的是某一晶体管收音机的低频放大器电路, 由四只晶体管组成三级直接耦合互补对称电路。

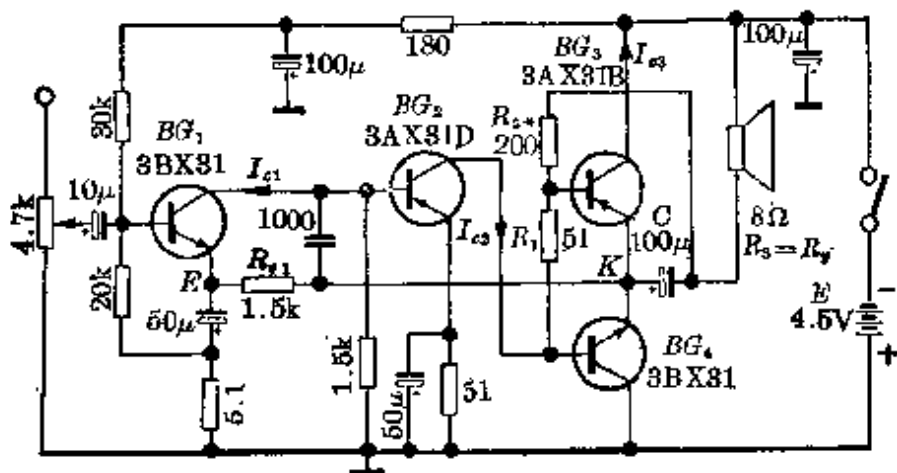


图 8-11 三级直接耦合互补对称低频放大器电路

由图中可知, 由于喇叭不是直接接地而是接到电池 E 的负端, R_2 接于喇叭的另一端, 这便与图 8-5 电路的直流供电相同, 然而, 由于 BG_2 管的输出交流讯号仍加在晶体管 BG_3 和 BG_4 的基射之间, 因此可以省掉 R_3 和 C_1 。电路输出级的工作点是靠调节电阻 R_2 来达到的。

此低频放大器电路的工作点稳定措施是用发射极负反馈法, 即由晶体管 BG_1 的发射极电阻 R_{e1} (1.5kΩ) 来完成的。 R_{e1} 不是直接接到电源的负端, 而是接于晶体管 BG_3 、 BG_4 的发射极公共点 (K 点), 因此, 若由于某种原因使 I_{c1} 上升, 将引起

I_{c3} ↑, 于是 I_{c3} 更要激增, 但是当 I_{c3} ↑时, K 点对地的电位却在减少(变正), E 点(晶体管 BG_1 的发射极)电位亦下降(变正), 从而使 I_{c1} ↓、 I_{c3} 也 ↓, 于是 I_{c3} 便随着很快地下降, 达到了稳定工作点的目的。

若晶体管 BG_2 采用 NPN 型的管子, 则 BG_2 的发射极电阻 ($51\ \Omega$) 应改接电源负端, BG_3 、 BG_4 应互调位置, 喇叭应改接地, 电容 C 的极性亦应反过来接。这时, 当 I_{c3} ↑时, K 点对地的电位将变负, 于是晶体管 BG_1 必须改用 PNP 型的管子, 才能采用原来的发射极负反馈法的接法不变; 假如 BG_1 不改用 PNP 型管子而仍用 NPN 型管, 则发射极负反馈法的接法不但不能起到稳定工作点的目的, 反而使整个放大器的工作稳定性恶化。若 BG_1 、 BG_2 均采用 NPN 型或 PNP 型的管子, 则电路应作相应的更动接法, 并且稳定放大器工作点的措施不能采用发射极负反馈接法而应改用如图 8-5 所示的基极负反馈接法。

图 8-11 所示电路的最大正弦波输出功率约为 $150\ \text{mW}$, 这时的输入灵敏度约为 $15\ \text{mV}$ ($1000\ \text{Hz}$)。

V_{be} ——调整放大管 BG 的射基电压(由基极电流 I_b 确定)。

可见,电路的输出电压由稳压管的稳定电压 E_z 决定并近似地等于 E_z 而不可调节;又由于输出电压与 BG 的集电极串联联接,因此称这种稳压电路为串联固定式。

输出电压的稳定度决定于 E_z 的稳定度和 V_{be} 的变化量。设输出电流从零到 I_o 变化时, E_z 变化了 ΔE_z , V_{be} 变化了 ΔV_{be} , 则 E_o 的变化量 ΔE_o 为:

$$\Delta E_o = \Delta E_z + \Delta V_{be} \quad (9-2)$$

而

$$\Delta E_z \doteq R_z (I_{w \max} - I_{w \min}) \quad (9-3)$$

式中, R_z ——稳压二极管的动态电阻(手册中给出);

$I_{w \max}$ ——流过稳压管的最大电流(当 I_b 最小,即 $I_o = 0$ 时);

$I_{w \min}$ ——流过稳压管的最小电流(当 I_b 最大,即 I_o 满载输出时);

ΔV_{be} ——则根据 I_o 和 BG 的电流放大系数 β 可查输入特性曲线而得。

由上二式看出,要 ΔE_o 小,要求 $\Delta I_w = I_{w \max} - I_{w \min}$ 小,而 ΔI_w 与输入电压 E_i 的变化量 $\Delta E_i = E_{i \max} - E_{i \min}$ ($E_{i \max}$ ——输出电流为零时的输入电压, $E_{i \min}$ ——输出电流最大时的输入电压)及 I_b 的变化量 $\Delta I_b = I_{b \max} - I_{b \min}$ 有关; ΔE_i 是由变压器的总直流电阻和整流方式以及所采用的整流管特性(主要是大电流时的正向压降)决定的,因此,要 ΔI_w 小, ΔI_b 要小,这就要求 BG 的 β 要大。

图 9-1 电路的稳压部分和 20W 型小功率稳压二极管的特性如图 9-2 所示。由图 9-2(b) 可见,稳压管的特性要求当

工作电流 $I_w \geq$ 最小稳定电流 $I_{z\min}$ (约 1mA) 时才能起稳压作用; 同时 I_w 又必须 \leq 最大稳定电流 $I_{z\max}$ (手册中给出), 否则将缩短稳压管的使用时间, 甚至烧毁。 I_w 在 $I_{z\max}$ 和 $I_{z\min}$ 范围内变化时 E_z 变化极小。

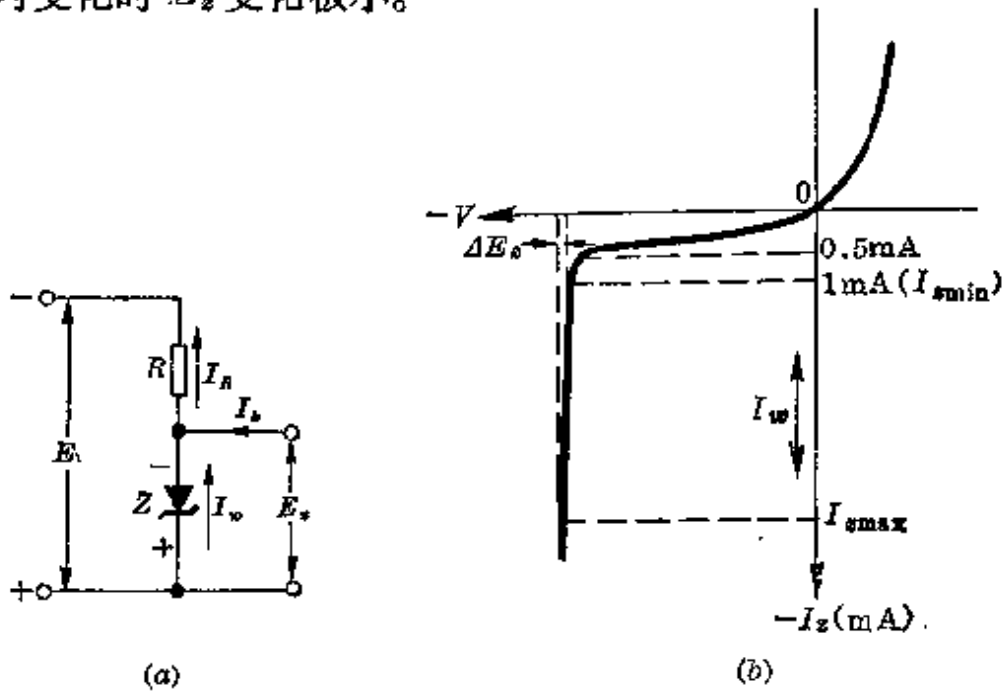


图 9-2 稳压原理和稳压管特性

图 9-3 是调整放大部分。我们知道, 晶体三极管有一个可贵的性质是它的集射电压 V_{ce} 可自动调整, 当接上负载后, 随着电流 I_o 的增加 V_{ce} 会自动下降, 而 I_o 减少时, V_{ce} 会增加。也就是说, 如果 E_o 是稳定的, 则 $I_o \uparrow$ 、 $E_i \downarrow$ 时, V_{ce} 也 \downarrow , 反之则反。只要输入电压 E_i 的最小值 $E_{i\min}$ 能满足下式:

$$E_{i\min} = E_o + V_{ce\min} \geq E_o + (2 \sim 4) V_{ces} \quad (9-4)$$

(式中, V_{ces} ——BG 的饱和压降), E_i 的变化便只引起 V_{ce} 变化而不会影响 E_o 。但是, 当 $E_i < E_o + V_{ces}$ 时, E_i 继续 \downarrow 将使

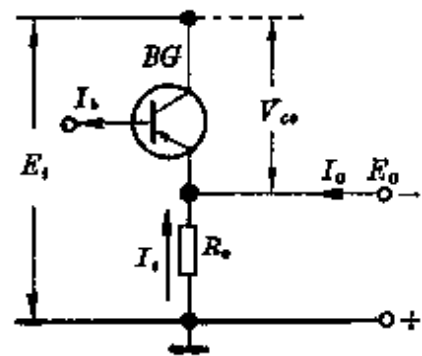


图 9-3 调整放大

E_c 亦↓。当然,如果 E_c 不是稳定的,则即使满足(9-4)式,当 E_c 变化时, V_{ce} 变化, E_c 也要变化,并且 E_c ↑时, V_{ce} ↑, E_c 亦↑,反之则反。所以 BG 起着调整电压的作用。 BG 同时又是电流放大器。 $2CW$ 型小功率稳压管的最大稳定电流 (I_{cmax}) 通常只有十几毫安到几十毫安,这个电流远不能满足一般晶体管收音机的要求,一般晶体管收音机对电流的要求视输出功率大小而为 $100\sim 500\text{mA}$,因此必须用三极管把 I_b 放大到所需要的输出电流 I_o 。设 BG 的电流放大系数为 β ,则:

$$I_{bmax} = \frac{I_o}{\beta}$$

如果要求输出电流较大, β 又不很高,一级电流放大不够时,可采用图 9-4 所示的二级复合串接放大。这时

$$I_{bmax} \approx \frac{I_o}{\beta_1\beta_2}$$

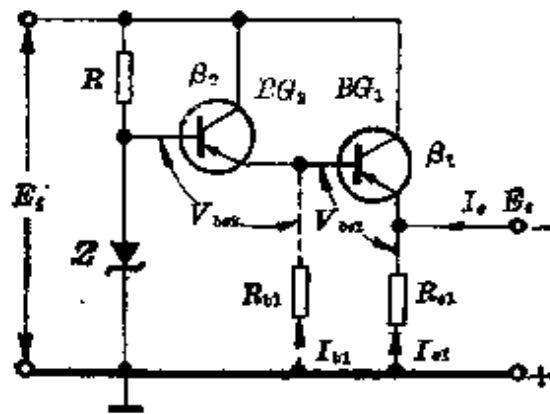


图 9-4 二级复合串接放大电路

图 9-3 中的 R_c 和图 9-4 中的 R_{c1} 、 R_{b1} 是这样考虑确定的:

R_{b1} : 三极管在大电流连续工作时,集电结温度要升高,这时反向电流 I_{cbo} ↑,结果引起 BG_1 的 I_{c1} ↑,影响 E_c 的稳定度。通常,当结温上升到 75°C 时, I_{cbo} 约可比常温增加 30 倍。不

过, 由于晶体管收音机的输出电流是脉动的, 因此可取 $I_{obo\max} \doteq (10 \sim 30) I_{obo}$ 。为了削弱 I_{obo} 对 E_o 稳定度的影响, 在图 9-4 中可取流过 R_{b1} 的电流 $I_{b1} \geq I_{obo1\max} \doteq (10 \sim 30) I_{obo1}$ ($I_{obo1} = \frac{I_{ceo1}}{\beta_1}$), 这样, BG_1 的 I_{c1} 主要由 I_{b1} 产生的 BG_1 基极偏压确定, I_{obo1} 的变化对 I_{c1} 的影响将显著减小。根据要求, 有:

$$I_{b1} \doteq \frac{E_o}{R_{b1}} \geq (10 \sim 30) I_{obo1} \doteq (10 \sim 30) \frac{I_{ceo1}}{\beta_1}$$

由此:

$$R_{b1} \leq \frac{\beta_1 E_o}{(10 \sim 30) I_{ceo1}} \quad (9-5)$$

当 β_1 、 β_2 不是十分高, 同时 I_o 也不很大时, R_{b1} 往往被省去。

图 9-3 中的 R_o 和图 9-4 中的 R_{e1} : 这二个电阻都是泄放电阻, 它们在电源无外接负载时, 使 BG_1 有一定的泄放电流, 这个电流预先产生一定的射基偏压 $V_{be1} + V_{be2}$, 可使在满载输出时 $V_{be1} + V_{be2}$ 的变化小些, 从而达到减少输出电压变化的目的。 R_o 或 R_{e1} 取得小, E_o 变化小, 但耗电增加。通常可取泄放电流为 $5 \sim 20 \text{ mA}$ 。由此得:

$$R_{e1} \leq \frac{E_o}{5 \sim 20} \times 10^3 \quad (9-6)$$

若考虑到稳压电源输出端与收音机接在一起, 收音机也就是电源负载, 只要收音机的无讯号总电流 $\geq 5 \sim 20 \text{ mA}$, R_o 或 R_{e1} 也可省去。

综上所述, 可得图 9-1 电路的计算方法如下:

1. 给定输出电压 E_o 和最大输出电流 I_{oo}
2. 选择稳压管: 稳定电压等于或略大于输出电压, 即

$$E_s \doteq E_o + (0.3 \sim 0.5) \text{ V}$$

这里, $0.3 \sim 0.5 \text{ V}$ 是考虑到调整放大管的射基压降而增加的;

动态电阻 R_z 越小越好;

最大稳定电流越大越好。

3. 确定最小输入电压: 一般功放管的饱和压降 $V_{ces} \leq 1 \text{ V}$ 左右, 参考(9-4)式, 我们取

$$V_{ce \min} = (2 \sim 4) V_{ces} = (2 \sim 4) \text{ V}$$

这样,

$$E_{i \min} \geq E_o + (2 \sim 4) \text{ V} \quad (9-7)$$

$V_{ce \min}$ 取得过大, 增加调整放大管的功耗, $V_{ce \min}$ 取得过小则 E_o 的稳定度变差。

4. 确定稳压管的限流电阻 R_z : 由于整流部分存在内阻, I_o 变化时 E_i 也变化, 因而 I_w 也变化, 并且, 当 $I_o = 0$ 时, $I_b = I_{b \min}$, $E_i = E_{i \max}$, $I_w = I_{w \max}$; 当 $I_o = I_{o \max}$ 时, $I_b = I_{b \max}$, $E_i = E_{i \min}$, $I_w = I_{w \min}$; 同时假定在这种情况下 E_z 是稳定不变的; 则根据上述原则, 有:

$$I_{w \min} = I_R - I_{t \max} = \frac{E_{i \min} - E_z}{R} - I_{b \max} \geq I_{z \min}$$

由此得:

$$R \leq \frac{E_{i \min} - E_z}{I_{z \min} + I_{b \max}} = \frac{V_{ce \min}}{I_{z \min} + \frac{I_o}{\beta}} \quad (9-8)$$

当 $\frac{I_o}{\beta}$ 较小 (例如 $\leq 1 \text{ mA}$) 时, $I_{z \min}$ 可取手册中给出的稳定电流值; 当 $\frac{I_o}{\beta}$ 较大 (几毫安到十几毫安以上) 时, $I_{z \min}$ 可允许取得更小些, 但无论如何 $I_{z \min}$ 必须取得 $\geq 1 \text{ mA}$ 。

5. 确定最大输入电压 $E_{i \max}$: 根据条件 $I_{w \max} \leq I_{z \max}$, 同

上理可得:

$$E_{t, \max} \leq (I_{z, \max} + I_{b, \min}) R + E_s$$

近似地:

$$E_{t, \max} \leq I_{z, \max} R + E_s \quad (9-9)$$

6. 选择整流管:

$$\text{最大整流电流 } I_d \geq \frac{I_o}{2};$$

$$\text{反向击穿电压 } V_r \geq \sqrt{2} v_2 \doteq \sqrt{2} \times \frac{E_{t, \max}}{1.2} \doteq 1.2 E_{t, \max}$$

[参考(9-11)式]。

7. 选择调整放大管:

$$\text{集射反向击穿电压 } BV_{ceo} > E_{t, \max} - E_s;$$

$$\text{最大集电极耗散功率 } P_{CM} \geq V_{ce, \min} I_o;$$

$$\text{最大集电极电流 } I_{CM} \geq I_o;$$

β 宜取大些, 但 I_{ceo} (或 I_{cbo}) 应越小越好。

8. 按(9-6)式计算泄放电阻 R_{eo} 。

9. 计算电源变压器参数。参照图 9-5, 图中各符号的意义如下:

i_1, i_2 ——初、次级电流有效值;

v_1, v_2 ——初、次级电压有效值;

N_1, N_2 ——初、次级线圈圈数;

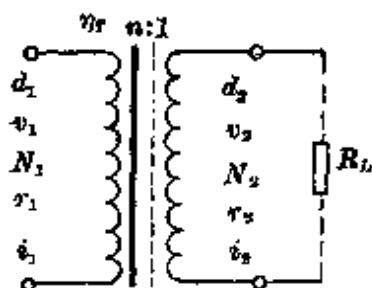


图 9-5 电源变压器参数

r_1 、 r_2 ——初、次级线圈的直流电阻；

n ——初、次级电压比： $n = \frac{v_1}{v_2}$ ；

d_1 、 d_2 ——初、次级线圈导线直径；

R_L ——次级负载阻抗；

η_T ——变压器的效率。

变压器的计算步骤如下：

(1) 确定总直流电阻 r ：它等于次级直流电阻 r_2 与初级反射至次级的直流电阻 $\left(\frac{r_1}{n^2}\right)$ 之和，即：

$$r = r_2 + r_1 \left(\frac{v_2}{v_1}\right)^2 \quad (9-10)$$

考虑到整流输出负载为容性以及线圈存在直流电阻 r ，因此上式中的 v_2 为：

$$v_2 \approx \frac{E_{i \max}}{1.2 \sim 1.3} \quad (9-11)$$

为了能有效地稳定 E_o ，要求由(9-9)式确定的 $E_{i \max}$ 还必须满足下式：

$$E_{i \max} \geq E_{i \min} + 2V_d + i_2 r$$

式中， V_d ——整流管的正向压降(手册中给出)，而 i_2 为：

$$i_2 = 1.57 I_o \quad (9-12)$$

因此：

$$r \leq \frac{E_{i \max} - E_{i \min} - 2V_d}{1.57 I_o} \quad (9-13)$$

(2) 变压器的效率 η_T 由下式确定：

$$\eta_T \geq \frac{R_L}{R_L + r} \quad (9-14)$$

式中， R_L ——次级负载阻抗；

$$R_L = \frac{v_2}{i_2}$$

(3) 变压器的次级功率 P_2 :

$$P_2 = i_2 v_2 \quad (9-15)$$

(4) 初级功率 P_1 :

$$P_1 = \frac{P_2}{\eta_T} \quad (9-16)$$

(5) 平均功率 P :

$$P = \frac{P_1 + P_2}{2} \quad (9-17)$$

(6) 初级电流 i_1 :

$$i_1 = \frac{P_1}{v_1} \quad (9-18)$$

(7) 由 i_1 、 i_2 查表 9-9 得出对应的初、次级线径 d_1 、 d_2 。

(8) 铁芯截面积 S 可近似地由下式确定:

$$S = a \times b \geq \sqrt{P} \quad (9-19)$$

式中, P ——单位为 W;

S ——单位为 cm^2 。

(9) 求出每伏圈数 T_v :

$$T_v = \frac{5 \times 10^5}{BS} \quad (9-20)$$

式中, B ——单位为高斯;

S ——单位为 cm^2 。

对于 0.35 ~ 0.5 mm 厚的 D42 硅钢片, 磁感应强度 B 可取 11000 ~ 13500 高斯。

(10) 初、次级圈数:

$$N_1 = v_1 T_v \quad (9-21)$$

$$N_2 = \frac{v_2 T_v}{\eta_T} \quad (9-22)$$

现在,根据图 9-1 电路举一具体例子计算:

1. 给定 $E_o = 9\text{ V}$, $I_o = 400\text{ mA}$ 。
2. 选择稳压管 2CW2, 其主要参数如下:

$$E_z = 8 \sim 9.5\text{ V}^{[*]}$$

$$I_{z\text{max}} = 29\text{ mA}$$

3. 取 $V_{ce\text{min}} = 3\text{ V}$, 则

$$E_{i\text{min}} = E_o + V_{ce\text{min}} = 9 + 3 = 12\text{ V}$$

4. 若取 BG 的 $\beta = 90$, 同时取 $I_{z\text{min}} = 5\text{ mA}$, 则

$$R \leq \frac{V_{ce\text{min}}}{I_{z\text{min}} + \frac{I_o}{\beta}} = \frac{3 \times 10^3}{5 + \frac{400}{90}} \approx 320\ \Omega \quad (\text{用 } 270\ \Omega)$$

5. $E_{i\text{max}} \leq I_{z\text{max}}R + E_z = 29 \times 10^{-3} \times 270 + 9$
 $= 16.9\text{ V}$ (取 $E_{i\text{max}} = 15\text{ V}$)

6. 选择整流管: 四只 2CP21A, 它的主要参数如下:

$$I_a = 300\text{ mA} > \frac{I_o}{2} = \frac{400}{2} = 200\text{ mA}$$

$$v_f \geq 100\text{ V} \gg 1.2E_{i\text{max}} = 1.2 \times 15 = 18\text{ V}$$

[*] 当稳压管 2CW2 的稳定电压实测较低时(例如只有 8.4 V), 为达到输出 $E_o = 9\text{ V}$ 电压, 可用一只硅二极管 2CP10 与 2CW2 串联使用。由于硅二极管是利用其正向特性作为稳压的(稳定电压约 0.7 V), 因此连接方向应与 2CW2 相反, 如图 9-6 所示。这样串联使用之后, 总的稳定电压为稳压管 2CW2 的实测稳定电压加 0.7 V 左右。

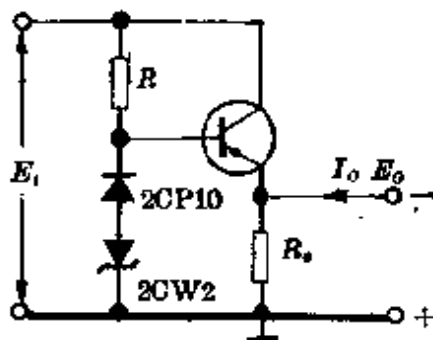


图 9-6 2CP 与 2CW2 串联使用

$$V_d \leq 1.2 \text{ V} \quad (\text{实际约为 } 0.7 \text{ V})$$

7. 选择调整放大管: 3AD6, 其主要参数如下:

$$BV_{ceo} \geq 24 \text{ V} > E_{o, \max} - E_o = 15 - 9 = 6 \text{ V}$$

$$P_{CM} = 1 \text{ W}$$

而在电路中的实际功耗为

$$V_{ce \min} I_o = 3 \times 0.4 = 1.2 \text{ W}$$

因此必须加适当的散热装置。

$$I_{CM} = 1 \text{ A} > I_o = 0.4 \text{ A}$$

$$\beta \geq 90$$

8. 计算 R_e :

$$R_e \leq \frac{E_o \times 10^3}{5 \sim 20} = \frac{9 \times 10^3}{5 \sim 20} = 1.8 \sim 0.45 \text{ k}\Omega$$

(采用 $R_e = 1 \text{ k}\Omega$)

9. 计算变压器参数:

(1) 总直流电阻应满足下式:

$$r \leq \frac{E_{i, \max} - E_{i, \min} - 2V_d}{1.57I_o} = \frac{15 - 12 - 2 \times 0.7}{1.57 \times 0.4} = 2.6 \Omega$$

(2) 确定效率 η_T :

$$v_2 \approx \frac{E_{i, \max}}{1.2 \sim 1.3} = \frac{15}{1.2 \sim 1.3} = 12.5 \sim 11.5 \text{ V}$$

(取 $v_2 = 12 \text{ V}$)

$$R_L = \frac{v_2}{i_2} = \frac{12}{1.57 \times 0.4} = 16 \Omega$$

$$\eta_T \geq \frac{R_L}{R_L + r} = \frac{16}{16 + 2.6} = 0.86 \quad (\text{取 } \eta_T = 0.9)$$

(3) 次级功率 P_s :

$$P_s = i_2 v_2 = 1.57 \times 0.4 \times 12 = 0.628 \times 12 \approx 7.8 \text{ W}$$

(4) 初级功率 P_1 :

$$P_1 = \frac{P_2}{\eta_T} = \frac{7.8}{0.9} \approx 8.7 \text{ W}$$

(5) 平均功率 P :

$$P = \frac{P_1 + P_2}{2} = \frac{7.8 + 8.7}{2} \approx 8.2 \text{ W}$$

(6) 初级电流 i_1 :

$$i_1 = \frac{P_1}{v_1} = \frac{8.7}{220} \approx 40 \text{ mA}$$

(7) 初、次级线径:

$i_1 = 40 \text{ mA}$, 查表 9-9 得

$$d_1 = 0.14 \text{ mm}$$

$i_2 = 1.57 I_o = 1.57 \times 0.4 = 0.628 \text{ A}$, 查表 9-9 得

$$d_2 = 0.56 \text{ mm}$$

考虑到晶体管收音机特点, 输出电流是脉动的, 可取:

$$d_1 = 0.12 \text{ mm}, \quad d_2 = 0.51 \text{ mm}$$

(8) 铁芯截面积 S :

$$S = a \times b \geq \sqrt{P} = \sqrt{8.2} \approx 2.8 \text{ cm}^2$$

$$(\text{可用 } S = a \times b = 1.6 \times 2.0 = 3.2 \text{ cm}^2)$$

(9) 每伏圈数 T_v (取 $B = 11500$):

$$T_v = \frac{5 \times 10^5}{BS} = \frac{5 \times 10^5}{11500 \times 3.2} \approx 13.5 \text{ 圈}$$

(10) 初、次级圈数:

$$N_1 = v_1 T_v = 220 \times 13.5 \approx 3000 \text{ 圈}$$

$$N_2 = \frac{v_2 T_v}{\eta_T} = \frac{12 \times 13.5}{0.9} = 180 \text{ 圈}$$

以上计算结果示于图 9-7, 表 9-1 是实验结果。

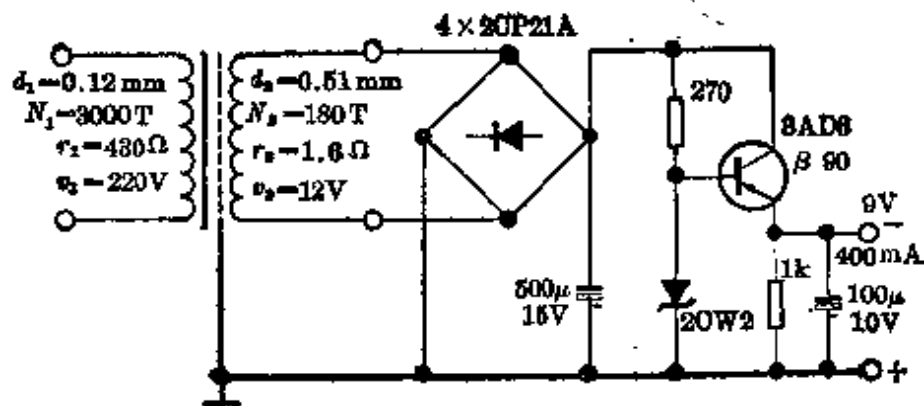


图 9-7 简单稳压电源电路 (9 V, 400 mA)

表 9-1 图 9-7 的实验结果

I_0 (mA)	空 载	100	200	300	400	500
E_0 (V)	8.90	8.70	8.62	8.55	8.50	8.40
E_1 (V)	15.5	15.0	14.0	13.0	12.2	12.0
E_z (V)	9.01	8.85	8.78	8.78	8.78	8.75
V_{be} (V)	0.11	0.22	0.26	0.36	0.38	0.44
I_w (mA)	23	19	15	12	8	6

(二) 串联可调式稳压电源

以上介绍的稳压电源的优点在于线路简单, 无调节元件。它的缺点则是输出电压不可调节而由稳压管的稳定电压 E_z 决定。图 9-8 所示的是输出电压可以调节的串联可调式稳压电源电路。电路的工作原理如下:

稳压二极管 Z 接在 BG_1 的发射极与地之间, BG_1 的发射极电压便被稳定了。假定由于外接电路的负载阻抗减少, 使输出电流增加到 I_0 时, 输出电压 E_0 也下降了(变正), 这将使 $V_{b1} \downarrow$ (变正), 但 E_z 不变, 于是 $V_{be1} \downarrow$, $I_{c1} \downarrow$, $I_{11} \downarrow$, $V_{RC} \downarrow$, 结果 $V_{c1} = E_z - V_{RC} \uparrow$ (变负); 在要求相同的 I_0 情况下 V_{be2} 一定,

因此当 $V_{c1} \uparrow$ (变负) 时, V_{e2} 即 E_o 亦将 \uparrow (变负), 电路起到稳定输出电压的作用。

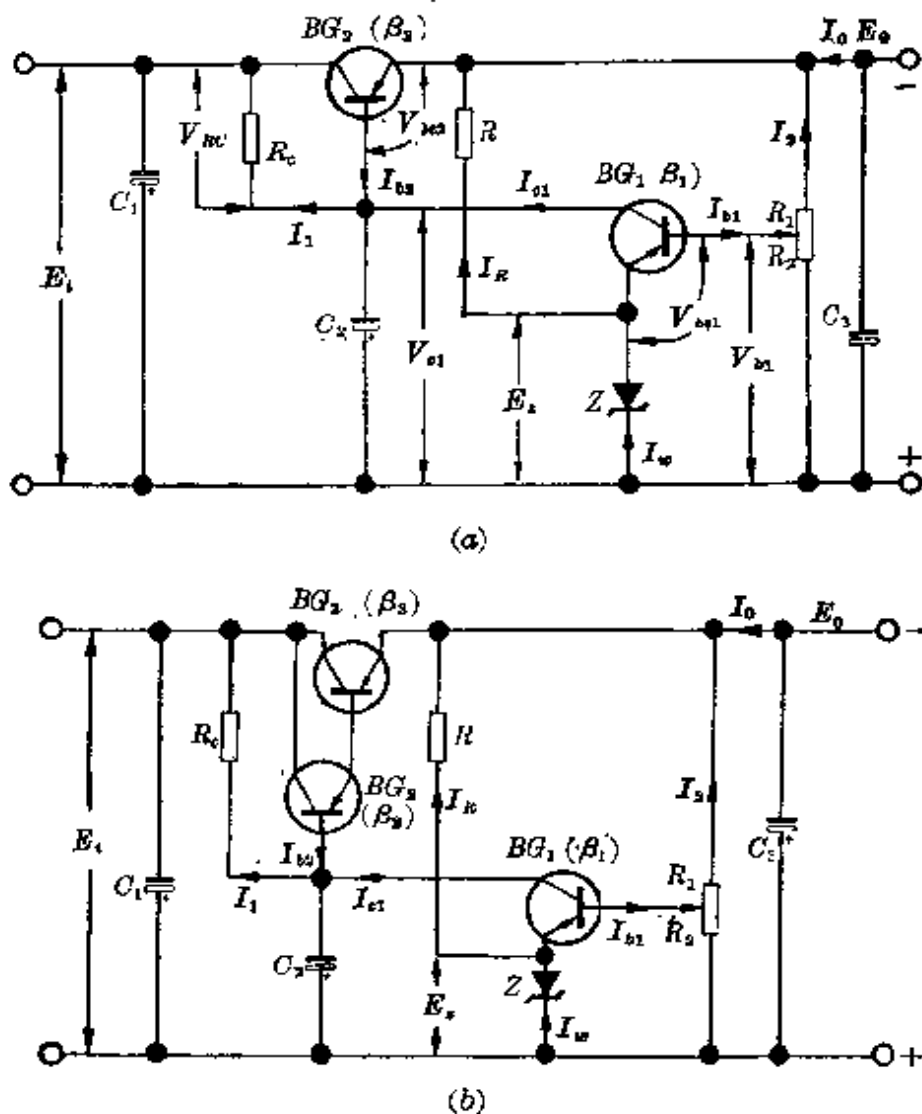


图 9-8 串联可调式稳压电源电路

参考图 9-8(a) 和图 9-8(b), 显然输出电压 E_o 为:

$$E_o \approx I_2(R_1 + R_2)$$

上式中, 假定了 $I_{b1} \ll I_2$ (为了尽量减少 I_{b1} 对 V_{bc1} 稳定度的影响, 设计时总是取 $I_2 \gg I_{b1}$ 的); 此外,

$$V_{bc1} = E_z + V_{bc2}$$

以及

$$V_{bc1} \approx I_2 R_3$$

即
$$I_2 \doteq \frac{V_{b1}}{R_2}$$

因此, 输出电压为:

$$E_o = \frac{R_1 + R_2}{R_2} V_{b1} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} (E_z + V_{be1}) \quad (9-23)$$

可见, 改变 R_1 或 R_2 便可变化 E_o 的大小从而达到可调节输出电压的目的。

由(9-23)式可得到 E_o 的变化量 ΔE_o 为:

$$\Delta E_o = \frac{R_1 + R_2}{R_2} (\Delta E_z + \Delta V_{be1}) \quad (9-24)$$

式中,
$$\begin{aligned} \Delta E_z &\doteq R_z (I_{w \max} - I_{w \min}) \\ &= R_z [(I_R + I_{c1 \max}) - (I_R + I_{c1 \min})] \\ &= R_z (I_{c1 \max} - I_{c1 \min}) \\ &= R_z \Delta I_{c1} \end{aligned} \quad (9-25)$$

同时, ΔV_{be1} 也是决定于 ΔI_{c1} 的, $\Delta I_{c1} \uparrow$, ΔV_{be1} 也 \uparrow 。可见, 要减少 ΔE_o , 最主要的就应该尽量减少 I_{c1} 从空载到满载时的变化量 ΔI_{c1} , 从下面讨论可知, 提高调整管 BG_2 的 β_2 和减少 E_i 的变化量都可以减少 ΔI_{c1} 。因此采用图 9-8(b) 的电路, 其 ΔE_o 比图 9-8(a) 的小。

最后, 从(9-24)式看出, 要进一步减少 ΔE_o , 可提高 $\frac{R_1 + R_2}{R_2}$ 的比值, 这相当于提高 E_z , 即采用 E_z 较高的稳压管。通常选取 $E_z = 0.5 \sim 0.8 E_o$ 的稳压管。

现在假定 E_o 已被稳定, 则只要保持在满载时有

$$E_{i \min} \geq E_o + (2 \sim 4) V$$

输入电压 E_i 的变化就会被 BG_2 自动调整, 即 $E_i \uparrow$ 时, $V_{ce2} \uparrow$, $E_i \downarrow$ 时, $V_{ce2} \downarrow$, E_i 的变化便不会影响 E_o 。

综上所述, 可得图 9-8 电路的计算方法如下:

1. 给定 E_o (最大输出电压 $E_{o\max}$ 及最小输出电压 $E_{o\min}$) 和 I_o ;

2. 取 $E_{i\min} = E_{o\max} + (2 \sim 4) V$;

3. 选取 BG_1 的最小集电极电流 $I_{c1\min}$ 。

为了简化电路, 这里没有采用补助电源, R_o 直接接输入电源电压 E_i , 而 E_i 由于整流器内阻的缘故, 输出电流 I_o 变化时也是变化的, 并且:

空载时: $I_{b2} = I_{b2\min}$

$I_{c1} = I_{c1\max}$

$E_i = E_{i\max}$

满载时: $I_{b2} = I_{b2\max}$

$I_{c1} = I_{c1\min}$

$E_i = E_{i\min}$

应选取 $I_{c1\min} > I_{ce01} + I_{b2\min}$, 一般可取:

$$I_{c1\min} = 0.5 \sim 2 \text{ mA}$$

4. 确定 R_o :

要求满载时, 即 $E_i = E_{i\min}$, $I_{b2} = I_{b2\max}$ 时, 调整管射基电压能提供 $I_{b2\max}$ 的电流, 因此必须有下式成立:

$$E_{i\min} - R_o (I_{b2\max} + I_{c1\min}) \geq E_{o\max} + V_{be2\max}$$

近似地: $E_{i\min} - R_o (I_{b2\max} + I_{c1\min}) > E_{o\max}$

由此得:

$$R_o \leq \frac{E_{i\min} - E_{o\max}}{I_{c1\min} + \frac{I_o}{\beta_2}} \quad (9-26)$$

5. 确定 BG_1 最大集电极电流 $I_{c1\max}$ 和最大输入电压 $E_{i\max}$:

同上理由, 必须满足:

$$E_{i \max} - (I_{b \min} + I_{c1 \max}) R_c \geq E_{o \max} + V_{be2 \min}$$

近似地: $E_{i \max} - I_{c1 \max} R_c > E_{o \max}$

或者:

$$E_{i \max} > R_c I_{c1 \max} + E_{o \max} \quad (9-27)$$

上式中, $E_{i \max}$ 和 $I_{c1 \max}$ 需选定一个; 一般可选定 $I_{c1 \max}$ 。考虑到 E_i 是变化的, 因此需取

$$I_{c1 \max} = 2 \sim 3 \left(I_{c1 \min} + \frac{I_o}{\beta_2} \right) \quad (9-28)$$

6. 确定 R_c :

为了能有效地稳定 E_z , 必须使

$$I_{c1 \min} + I_R \geq I_{z \min}$$

$$I_{c1 \min} + \frac{E_{o \min} - E_z}{R} \geq I_{z \min}$$

由此得:

$$R \leq \frac{E_{o \min} - E_z}{I_{z \min} - I_{c1 \min}} \quad (9-29)$$

当估计到 $\Delta I_{c1} = I_{c1 \max} - I_{c1 \min}$ 较小时 [例如采用图 9-8(b) 电路], $I_{z \min}$ 可取手册中给出的稳定电流值; 当估计 ΔI_{c1} 较大时 [采用图 9-8(a) 电路], 则 $I_{z \min}$ 可取得更小些, 但无论如何必须取 $I_{z \min} \geq 1 \text{ mA}$ 。

为了保证稳压管安全工作, 还必须有:

$$I_{c1 \max} + I_R \leq I_{z \max}$$

$$I_{c1 \max} + \frac{E_{o \max} - E_z}{R} \leq I_{z \max}$$

由此得:

$$R \geq \frac{E_{o \max} - E_z}{I_{z \max} - I_{c1 \max}} \quad (9-30)$$

7. 选管:

$$BG_1: P_{CM} \geq (E_{o\max} - E_z) I_{c1\max} \quad (9-31)$$

$$BG_2: P_{CM} \geq (E_{t\min} - E_{o\min}) \frac{I_o}{\beta_3} \quad (9-32)$$

$$BG_3: P_{CM} \geq (E_{t\min} - E_{o\min}) I_o \quad (9-33)$$

$$I_{CM} \geq I_o$$

8. 电源变压器:

设计方法同串联固定式稳压电路。

9. C_1 取 $500 \sim 2000 \mu\text{F}$, C_2 取 $100 \mu\text{F}$, C_3 取 $100 \mu\text{F}$ 左右。

下面是具体计算的例子:

1. 给定 $E_o = 6 \sim 15 \text{ V}$ ($E_{o\min} = 6 \text{ V}$, $E_{o\max} = 15 \text{ V}$), $I_o = 500 \text{ mA}$ 。

选择稳压管应取其稳定电压 $E_s < E_{o\min}$ (6 V), 因此可选用 2CW12;

$$E_z = 4 \sim 5.5 \text{ V (实测为 } 5 \text{ V)}$$

$$\text{稳定电流 } I_s = 10 \text{ mA}$$

$$\text{最大稳定电流 } I_{s\max} = 45 \text{ mA}$$

$$\text{动态电阻 } R_o \leq 50 \Omega$$

2. 取 $E_{t\min} = E_{o\max} + 3 \text{ V} = 15 + 3 = 18 \text{ V}$ 。

3. 取 $I_{c1\min} = 1 \text{ mA}$ 。

4. 确定 R_o : 采用图 9-8(b) 电路, $\beta_2 = 50$, $\beta_3 = 90$, 因此:

$$R_o \leq \frac{E_{t\min} - E_{o\max}}{I_{c1\min} + \frac{I_o}{\beta_2\beta_3}} = \frac{(18 - 15) \times 10^3}{1 + \frac{500}{50 \times 90}} = 2.7 \text{ k}\Omega$$

(或用 $10 \text{ k}\Omega$ 半可调电位器调节)

5. 确定 $I_{c1\max}$ 和 $E_{t\max}$:

$$I_{c1 \max} = (2 \sim 3) \left(I_{c1 \min} + \frac{I_o}{\beta_2 \beta_3} \right)$$

$$= (2 \sim 3) \left(1 + \frac{500}{50 \times 90} \right) = 2.22 \sim 3.33 \text{ mA}$$

取 $I_{c1 \max} = 2.5 \text{ mA}$ 。

$$E_{t \max} > R_c I_{c1 \max} + E_{o \max}$$

$$= 2.7 \times 10^3 \times 2.5 \times 10^{-3} + 15 = 21.9 \text{ V}$$

取 $E_{t \max} = 23 \text{ V}$ 。

6. 确定 R ：

为了使 $E_o = E_{o \max} = 15 \text{ V}$ 时 I_w 不会太大，取 $I_{z \min} = 3 \text{ mA}$ ，则

$$R \leq \frac{E_{o \min} - E_z}{I_{z \min} - I_{c1 \min}} = \frac{(6-5) \times 10^3}{3-1} = 500 \Omega$$

但，
$$R \geq \frac{E_{o \max} - E_z}{I_{s \max} - I_{c1 \max}} = \frac{(15-5) \times 10^3}{45-2.5} = 240 \Omega$$

取 $R = 390 \Omega$ 。

7. 选管：

$$BG_1: (E_{o \max} - E_z) I_{c1 \max} = (15-5) \times 2.5 = 25 \text{ mW}$$

因此可用低频小功率管 3AX31D，它的 $P_{CM} = 100 \text{ mW}$ ， $I_{CM} = 30 \text{ mA}$ 。

BG_1 的 β_1 应越大越好，因为当 $\beta_1 \uparrow$ 时，相同的 ΔI_{c1} 引起的 ΔI_{b1} 小， ΔV_{b1} 也小，有利于稳定 E_o 。这里取 $\beta_1 = 70$ 。

$$BG_2: (E_{t \min} - E_{o \min}) \frac{I_o}{\beta_3} = (18-6) \times \frac{500}{90} = 53 \text{ mW}$$

(用 3AX31D)

$$BG_3: (E_{t \min} - E_{o \min}) I_o = (18-6) \times 0.5 = 6 \text{ W}$$

(用 3AD6 或 3AD30，并附加良好的散热装置)

8. 变压器参数的确定:

整流管选用 $4 \times 2CP21A$

$$i_2 = 1.57 I_o = 1.57 \times 0.5 = 0.785 \text{ A}$$

$$r \leq \frac{E_{i \max} - E_{i \min} - 2V_d}{i_2} = \frac{23 - 18 - 2 \times 0.7}{0.785} = 4 \Omega$$

(取 $r = 3.5 \Omega$)

$$v_2 = \frac{E_{i \max}}{1.2 \sim 1.3} = \frac{23}{1.2 \sim 1.3} = 17.8 \sim 19 \text{ V}$$

(取 $v_2 = 18 \text{ V}$)

$$R_L = \frac{v_2}{i_2} = \frac{18}{0.785} = 23 \Omega$$

$$\eta_T \geq \frac{R_L}{R_L + r} = \frac{23}{23 + 3.5} = 0.87 \quad (\text{取 } \eta_T = 0.9)$$

$$P_2 = i_2 v_2 = 0.785 \times 18 = 14 \text{ W}$$

$$P_1 = \frac{P_2}{\eta_T} = \frac{14}{0.9} = 15.6 \text{ W}$$

$$P = \frac{P_1 + P_2}{2} = \frac{14 + 15.6}{2} = 14.8 \text{ W}$$

$$S \geq 1.1 \sqrt{P} = 1.1 \sqrt{14.8} \approx 4.3 \text{ cm}^2$$

(实际用 D42, $S = a \times b = 2 \times 2.5 = 5 \text{ cm}^2$)

取 $B = 11000$, 则

$$T_v = \frac{5 \times 10^5}{BS} = \frac{5 \times 10^5}{11000 \times 5} = 9.1 \text{ 圈/V}$$

$$N_1 = v_1 T_v = 220 \times 9.1 = 2030 \text{ 圈}$$

$$N_2 = \frac{v_2 T_v}{\eta_T} = \frac{18 \times 9.1}{0.9} = 180 \text{ 圈}$$

(实际为 $N_1 = 2055$ 圈, $N_2 = 175$ 圈)

$$i_1 = \frac{P_1}{v_1} = \frac{15.6}{220} \approx 70 \text{ mA}$$

$$d_1 = 0.19 \text{ mm} \quad (\text{实际使用 } 0.21 \text{ mm})$$

$$d_2 = 0.64 \text{ mm} \quad (\text{实际使用 } 0.74 \text{ mm})$$

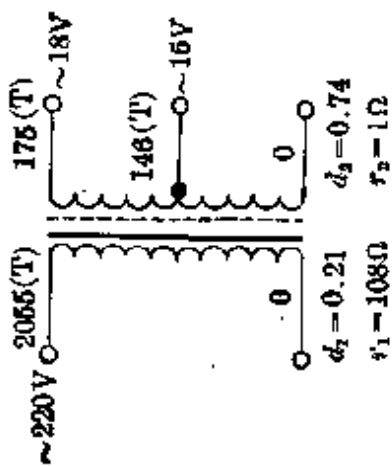
变压器的实际数据如图 9-9 所示, 稳压电源电路的实际数据示于图 9-10, 实验结果列于表 9-2。

图 9-10 电路的调整方法如下: 由于各管 β 不一定为所取值, β 不同 R_c 将有所不同, 故可用 $10 \text{ k}\Omega$ 半可调电位器调节。先调节 $1 \text{ k}\Omega$ 电位器使 $E_o = E_{o, \max} = 15 \text{ V}$, 然后调节 R_c 使 $I_{c1} = 2.5 \text{ mA}$ 。必须特别注意, 调节 I_{c1} 时表棒不能脱开, 否则三只管子都有烧坏的危险。

若输出电压只要求 15 V , 则 2CW12 可改用 2CW1 或 2CW15, 同时 R 改用 $680 \sim 820 \Omega$, I_{c1} 仍调至 2.5 mA 左右。若输出只要求 12 V , 则变压器次级可接 146 圈处, 这时 $v_2 = \sim 15 \text{ V}$, 稳压管用 2CW1 或 2CW15, R 用 $680 \sim 820 \Omega$, $I_{c1} = 2.5 \text{ mA}$ 。

图 9-11 是 $3 \sim 6 \text{ V}$, 200 mA 稳压电源实用电路, 稳压二极管采用二只硅二极管 2CP 串联, 硅二极管有比较陡的正向特性, 当电流较大时, 电流在一定范围内变化其二端电压几乎不变, 因此可用来代替稳压二极管。用 2CP 时, 它的接法应该和 2CW 相反。由于电流 I_o 较小, 整流管可用 $I_a \geq 100 \text{ mA}$ 的 2CP 整流管。3AX81B 需加散热片, 若用一对并联使用更好, 但是二管 β 必须一致。图中, 电阻 $R = 5.1 \Omega$ 是保护电阻, 接了它之后, 输出端偶然短路, 调整管 3AX81B 不致烧毁。

图 9-12 是 $12 \sim 24 \text{ V}$ 1 A 稳压电源, 表 9-4 是实验结果。必须指出, 若输出电压为 24 V , 3AD30 也可改用 3AD6 (附良好的散热装置)。整流输出电压 $E_{t, \max} = 37 \text{ V}$, $E_{t, \min} = 28 \text{ V}$,



铁芯: D42 $S = 20 \times 25 \text{ mm}$

图 9-9 6~15 V、500 mA 电源变压器数据

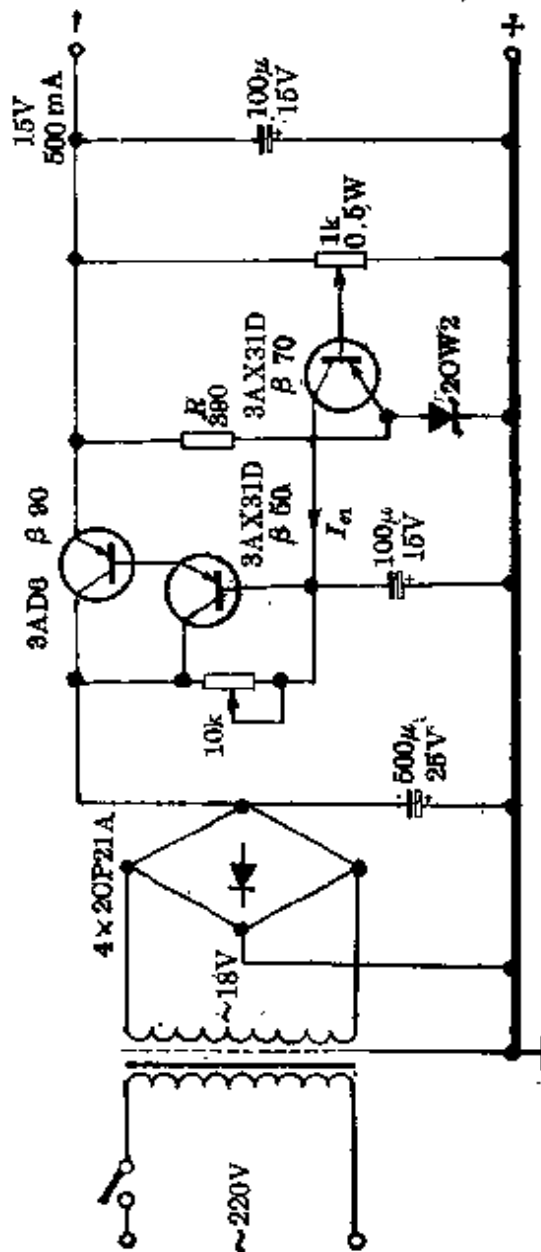


图 9-10 6~15 V、500 mA 稳压电源电路(变压器数据见图 9-9)

表 9-2 6~15V 稳压电源的实验结果

I_o (mA)	空载	100	200	300	400	500	600	~200 V (600mA)	~180 V (600mA)
E_o (V)	6	5.98	5.90	5.90	5.90	5.90	5.90	5.90	5.90
	9	9	8.98	8.92	8.90	8.85	8.80	8.80	8.80
	12	12	11.95	11.90	11.80	11.75	11.70	11.70	11.60
	15	14.95	14.85	14.80	14.75	14.70	14.68	14.20	13.60
E_i (V)	23.5					18	18		

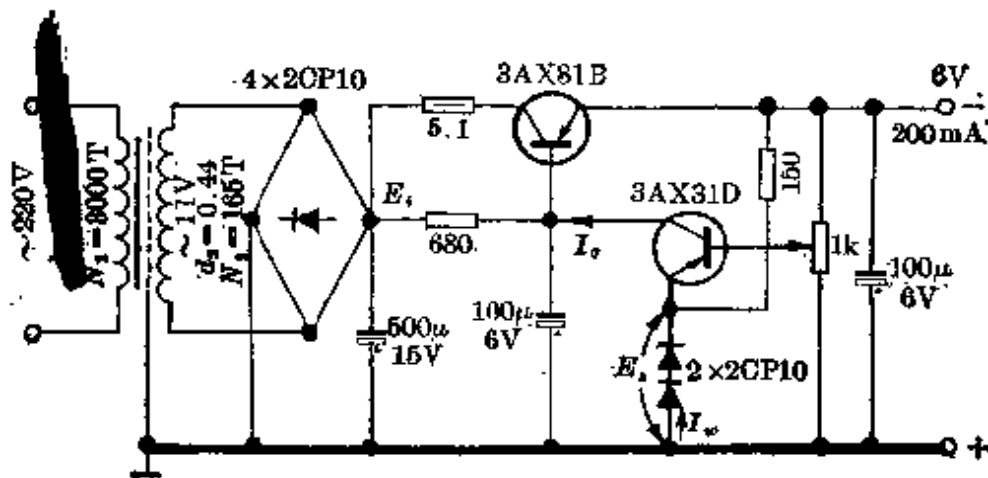


图 9-11 3~6V、200mA 稳压电源

铁芯材料: D42

铁芯截面: $S=a \times b=12 \times 16\text{mm}$

表 9-3 3~6V 稳压电源的实验结果

I_o (mA)	空载	50	100	150	200
E_o (V)	3	2.98	2.95	2.91	2.89
	4.5	4.47	4.40	4.38	4.30
	6	5.95	5.89	5.84	5.78
E_s (6V 时)	1.56V	1.55V	1.54V	1.53V	1.52V
I_o (6V 时)	9.3 mA				4.6 mA
I_w (6V 时)	20 mA				14 mA
E_i (6V 时)	13.3 V	12.7 V	12.2 V	11.6 V	11 V

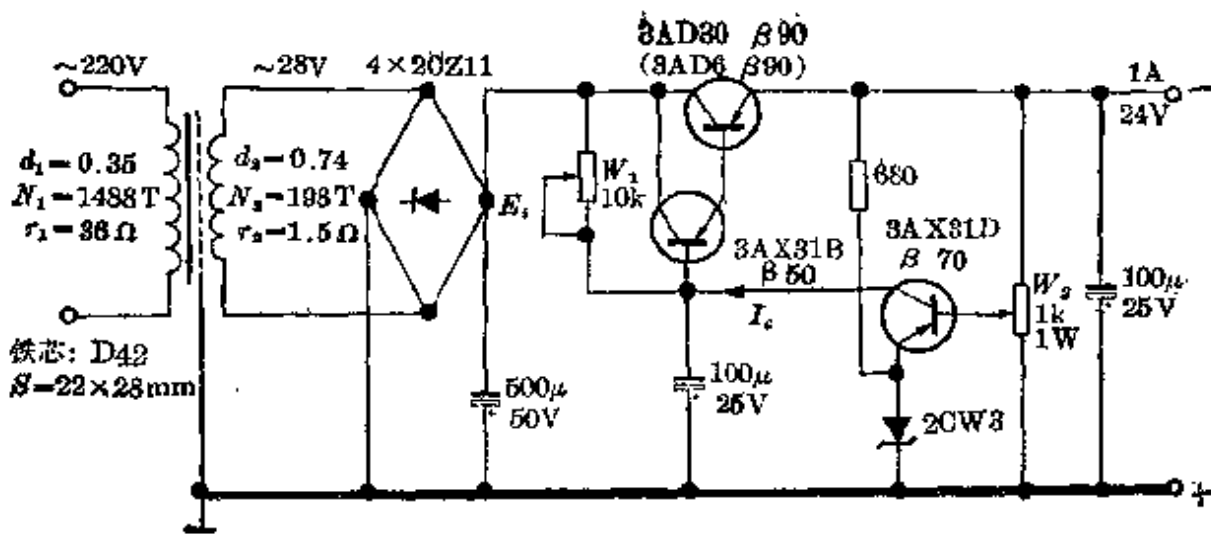


图 9-12 12~24 V、1 A 稳压电源

表 9-4 12~24 V 稳压电源实验结果

I_o (mA)	空载	200	400	500	600	700	800	900	1000
E_o (V)	24	23.85	23.64	23.50	23.40	23.40	23.40	23.2	23.00
	18	17.9	17.8	17.7	17.65	17.6	17.6	17.6	17.6
	15	15	15	14.9	14.9	14.8	14.8	14.7	14.7
	12	12	12	11.95	11.95	11.90	11.90	11.90	11.85
E_i (V)	37								28

因此当 $E_o = 12 \text{V}$ 时, 3AD30 的管子:

$$BV_{ce0} \geq E_{o\max} - E_o$$

$$= 37 - 12 = 25 \text{V}$$

满载输出时, 管子的功耗为

$$P_{CM} = (E_{i\min} - E_o) I_o$$

$$= (28 - 12) \times 1 = 16 \text{W}$$

当输出电压 $E_o = 24\text{V}$ 时,

$$\begin{aligned} BV_{oso} &= 37 - 24 \\ &= 13\text{V} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P_{CM} &= (28 - 24) \times 1 \\ &= 4\text{W} \end{aligned}$$

电路调整方法如下: 先调节 W_2 使 $E_o = 24\text{V}$, 再调节 W_1 使 $I_o = 2.5\text{mA}$ (空载时)。

下面是几种简单稳压电路及其实验结果。

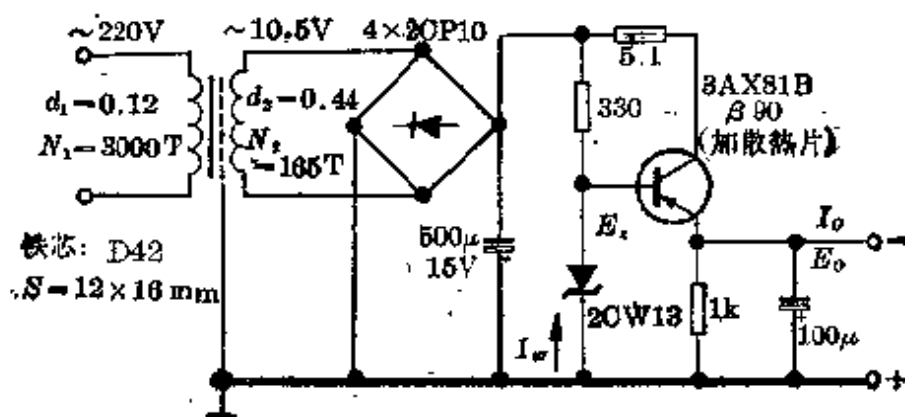
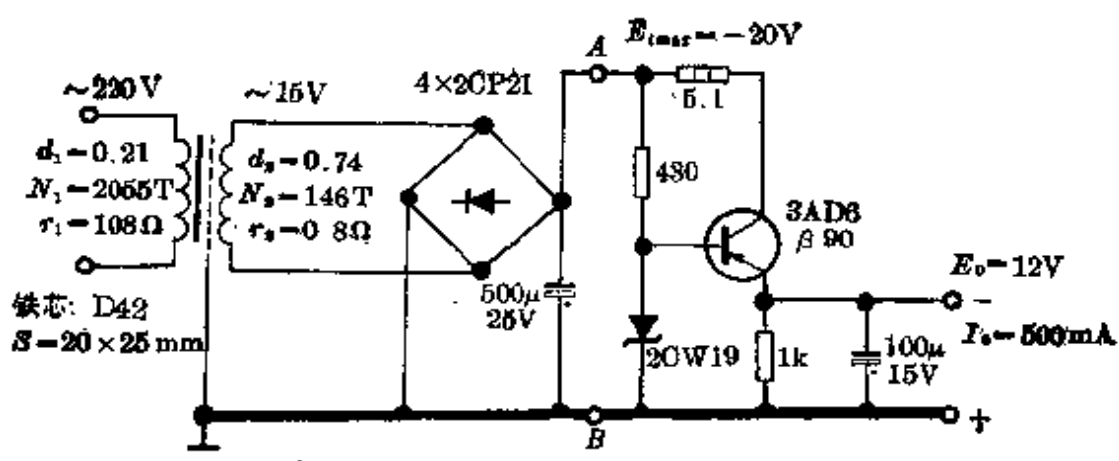


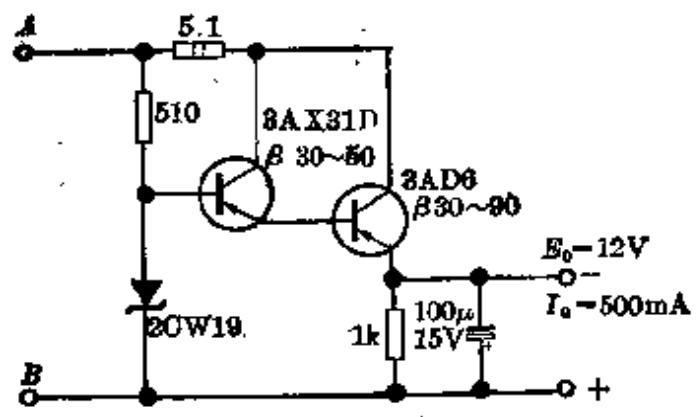
图 9-13 6V、200mA 简单稳压电源

表 9-5 6V、200mA 电源实验结果

I_o (mA)	空 载	50	100	150	200
E_o (V)	5.95	5.87	5.82	5.81	5.81
I_w (mA)	25	22.2	20	17.9	16.2
E_z (V)	6.08	6.06	6.07	6.03	6.02



(a) 一级

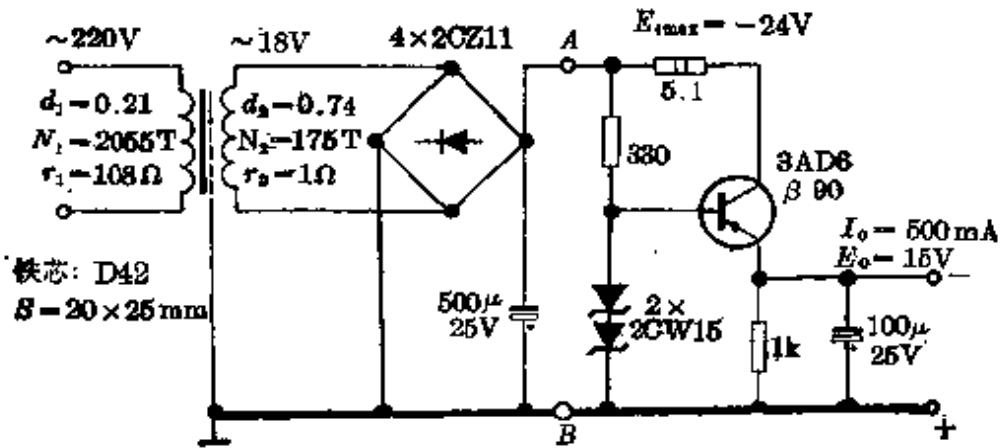


(b) 二级

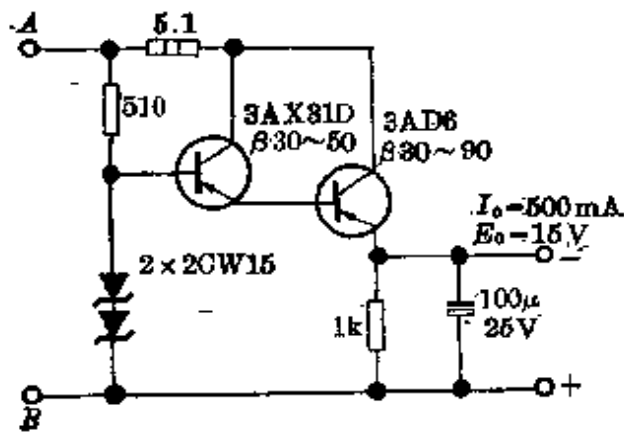
图 9-14 12V、500mA 简单稳压电源电路

表 9-6 12V、500mA 电源实验结果

I_o (mA)	空载	100	200	300	400	500	600
E_o (V)	一级	12.5	12.4	12.2	12.05	11.95	11.85
	二级	12.4	12.2	12.1	12	11.9	11.7



(a) 一级



(b) 二级

图 9-15 15V、500mA 简单稳压电源电路

表 9-7 15V、500mA 电源实验结果

I_o (mA)		空载	100	200	300	400	500	600	700	800	900	1000
E_o (V)	一级	16.4	16.2	16.0	15.5	15.4	14.9	14.8	14.4	14.0	13.8	11.8
	二级	16.2	15.8	15.6	15.6	15.2	15.0	14.3	14.6	14.5	14.4	14.2

减少交流声

50 Hz 的交流市电经单相桥式整流后,除了有一定平均直流电压输出外,还有二倍于 50 Hz 即 100 Hz 的脉动波纹电压,图 9-1 中的 C 和图 9-8 中的 C_1 能把波纹电压降低到一定限度。 C (或 C_1) 可按下列原则选择,即:使 C 对 100 Hz 的容抗 \ll 整流输出的负载阻抗 R'_L :

$$\frac{1}{\omega C} \ll R'_L$$

或

$$C \gg \frac{1}{\omega R'_L}$$

通常可取:
$$C \geq \frac{10}{\omega R'_L} = \frac{10}{6.28 \times 100 R'_L}$$

式中,
$$R'_L = \frac{E_{t \min}}{I_o}$$

因此,
$$C \geq \frac{16000 I_o}{E_{t \min}} \quad (9-34)$$

式中, I_o ——单位为 A;

$E_{t \min}$ ——单位为 V;

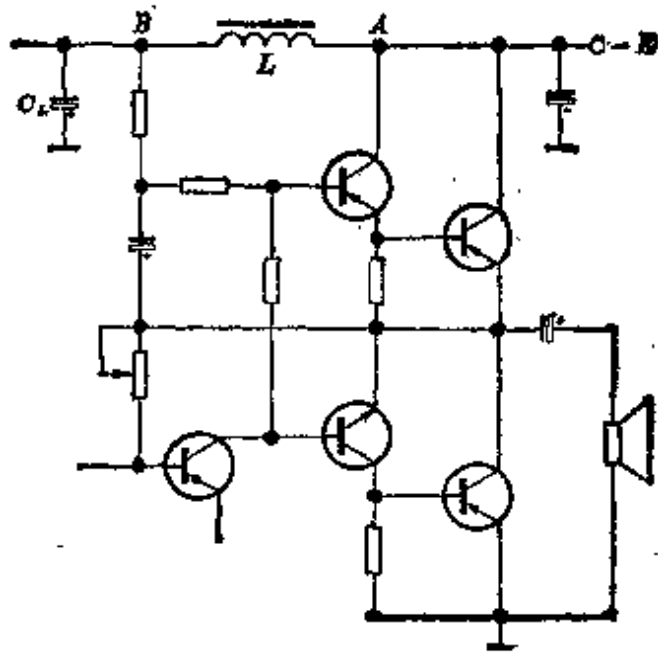
C ——单位为 μF 。

例如, $E_{t \min} = 18 \text{ V}$, $I_o = 0.5 \text{ A}$, 则

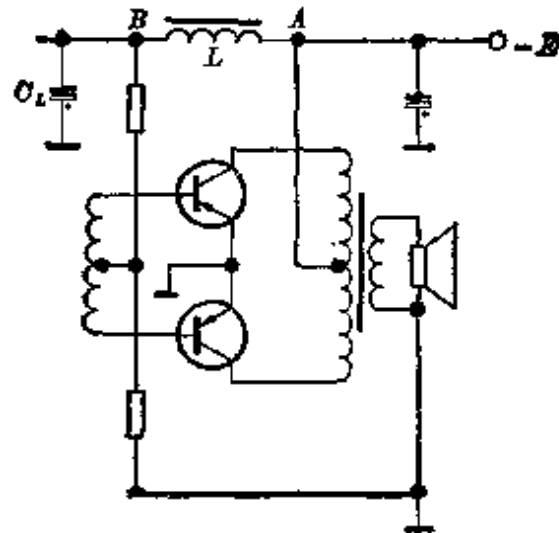
$$C \geq \frac{16000 \times 0.5}{18} = 440 \mu F \quad (\text{用 } 500 \mu F / 25 \text{ V})$$

C 越大波纹电压越小。

图 9-8 中的 C_2 、 C_3 可把波纹电压进一步降到最低限度。即使如此,当放大器的低音提升量较大时,仍可能出现讨厌的交流嗡声。此时可以在放大器中加一只扼流圈 L , 如图 9-17 所示,即把扼流圈接在功放管的集电极与基极偏流电阻之间,



(a) 无变压器电路(L接法)



(b) 有变压器电路(L接法)

图 9-16 用扼流圈减少交流声

并且其它各级的电源也都取自 B 点, L 可用一般市售小型晶体管收音机用的输入变压器初级线圈, 也可以用电子管收音机用的输出变压器初级线圈。 C_L 用 $500 \sim 1000 \mu F$, 越大越好。

整流电源的变压器一般都在初级与次级线圈之间加静电隔离。这可在初、次级之间包一层不短路(不要相接, 留 $1 \sim$

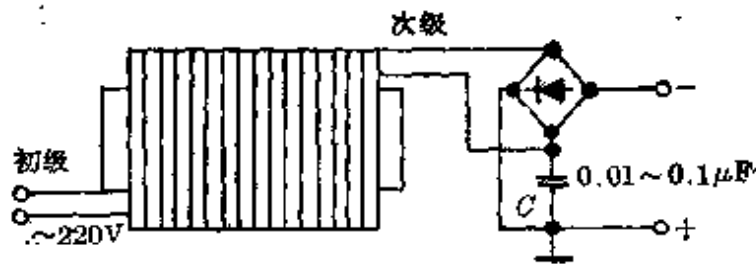


图 9-17 消除调制交流声的一种办法

2 mm 的缝隙)的薄铜皮,然后自铜皮引出一根接线接收音机的地。

如果变压器是购买现成的,往往可能无静电隔离装置,这时会产生调制交流声,即不收电台广播时听不到交流声,一旦接收电台广播就同时伴有交流嗡声。这时可在次级线圈的里端(靠初级线圈的一端)接一只 $0.01 \sim 0.1 \mu F$ 的电容至收音机的地,如图 9-17。如果自制变压器,并考虑有指示灯绕组,可把这个绕组安置在变压器的初、次级之间,而绕组的一端通地。这样,绕组就起了静电隔离作用,同样可消除调制交流声,如图 9-18 所示。

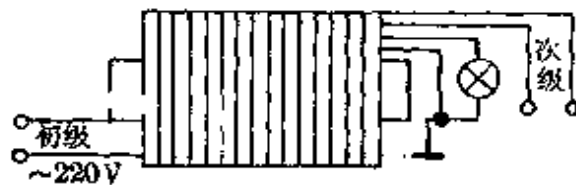


图 9-18 消除调制交流声的另一种办法

还有可能出现另一种交流声,即无论有无电台广播都发出嗡声,但用手摸机座(收音机的地)嗡声即消失或大为减轻。这时可把 220 V 进线的地线(用电笔检试不发火亮的一根)与收音机的地相连接便可消除。在这种情况下,电源插头必须用三孔的以便做好火线与地线记号,使用时不致插错,不然的话将使收音机带高压电!

表 9-8 漆包线数据表

导线直径 (mm) 近似英规 (线号) 载流量 (mA) (电流密度 2.5 A/mm ²) 每米直流电阻 (R _m) (Ω/M)	0.06	0.07	0.08	0.09	0.10	0.11	0.12	0.13	0.14	0.15	0.16
	46	45	44	43	42	41	40	39	39		38
	7.0	10.0	13.0	16.0	20	25	29				50
导线直径 (mm) 近似英规 (线号) 载流量 (mA) (电流密度 2.5 A/mm ²) 每米直流电阻 (R _m) (Ω/M)	0.17	0.18	0.19	0.20	0.21	0.23	0.25	0.27	0.29	0.29	0.31
	37	64		36	35	34	33	32	31	31	30
	0.77		0.62	79	87		124	145	165		190
导线直径 (mm) 近似英规 (线号) 载流量 (mA) (电流密度 2.5 A/mm ²) 每米直流电阻 (R _m) (Ω/M)	0.33	0.35	0.38	0.41	0.44	0.47	0.49	0.51	0.55	0.59	0.62
	29	240	28	27	26		25		24		23
			284	320	390			500	600		
导线直径 (mm) 近似英规 (线号) 载流量 (mA) (电流密度 2.5 A/mm ²) 每米直流电阻 (R _m) (Ω/M)	0.64	0.67	0.69	0.72	0.74	0.80	0.86	0.90	0.93	1.00	
	790			22		21		20		19	
		0.0497		995		1260		1590		1960	
导线直径 (mm) 近似英规 (线号) 载流量 (mA) (电流密度 2.5 A/mm ²) 每米直流电阻 (R _m) (Ω/M)						0.0348		0.0275		0.0224	
		0.0604		0.0524		0.0424		0.0335		0.0271	

十、其 它

(一) 简单的短波增益提升器

图 10-1 所示的电路是 2J8 型晶体管收音机的中、短波振荡回路。图中，波段开关在短波 1 位置上。由图可看出：当接收短波段时，中波的振荡线圈与 C_{11} (430 pF) 串联并接在变频管发射极电阻 R_4 二端，这就是短波增益提升器。提升器中，

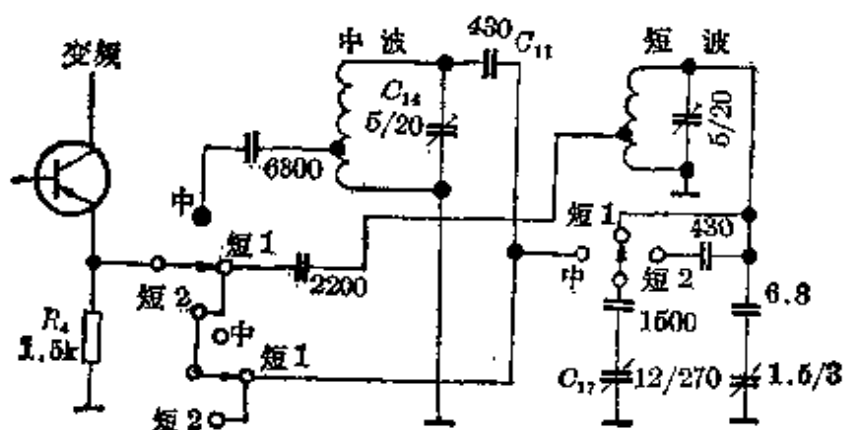


图 10-1 2J8 的中、短波振荡回路 (波段开关在短波 1 位置上)

电感线圈并联着微调电容 C_{14} (5/20)，这相当于增加了提升线圈的自身电容，它会影响短波的频率范围，但这种影响仍在允许的范围之内。使用 2×270 pF 双连可变电容器时，中波振荡线圈的电感量 $L \approx 180 \mu\text{H}$ ，而 $C_{11} = 430$ pF，它们的串联谐振频率为：

$$f = \sqrt{\frac{25330}{LC_{11}}} = \sqrt{\frac{25330}{180 \times 430}} \approx 0.47 \text{ MHz} (470 \text{ kHz})$$

由于 f 不谐振在 465 kHz，因此这种提升器的提升量只有

6db 左右,但它很简单,不需要另加电容和电感元件。

接收中波段时,实际使用的垫整电容 C_P 为 C_{11} 和 C_{17} 串联:

$$C_P = C_{11} \parallel C_{17} = \frac{430 \times 1500}{430 + 1500} \approx 330 \text{ pF}$$

2J9 型晶体管收音机也有这种短波增益提升器。

(二) 短波倍频振荡电路

有二个短波的收音机,常常短波 2 是利用短波 1 的二次谐波(倍频)作为振荡频率的。在这种情况下,短波 2 不需要另外有自己独立的振荡部分而利用短波 1 的已有元件,使结构简单、成本下降。

通常设计这种振荡回路有二种方法:一种是完全利用短波 1 的振荡元件,另一种是改变垫整电容。若采用前一种方法,则二个短波段的频率划分要受到一定限制而不能获得最佳结果。下而让我们举一个具体例子来说明。

设计二个连续的短波段,要求频率范围不狭于 2.2~12 MHz。

根据要求,2.2 MHz 和 12 MHz 分别为频率度盘上的最低和最高标志频率,实际上还需要有余量;考虑到这点,需取最低频率为 $f_1 \approx 2.1 \text{ MHz}$,最高频率为 $f_2 \approx 12.5 \text{ MHz}$ 。

(1) 如果二个波段划分为短波 1 从 2.2 MHz~某个频率 f_2 ,短波 2 则从 $f_2 \sim 12 \text{ MHz}$ 。这时完全利用短波 1 的振荡元件是不行的。因为短波 1 的实际最低接收频率 $f_1 = 2.1 \text{ MHz}$,对应的最低振荡频率为 $f_{1z} = f_1 + f_0 = 2.1 + 0.465 = 2.565 \text{ MHz}$ 。 f_{1z} 的二次谐波(倍频)为 $2f_{1z} = 2 \times 2.565 = 5.130$

MHz。这就是短波 2 的最低振荡频率。因此短波 2 最低接收频率 $f_2'' = 2f_{1z} - f_0 = 5.130 - 0.465 = 4.665$ MHz。这样可取短波 2 的最低标志频率 $f_2 = 4.8$ MHz。既然短波 2 的最低度盘标志频率为 4.8 MHz，短波 1 的最高度盘标志频率也应取 $f_2 = 4.8$ MHz。考虑到应有余量，可取短波 1 的最高实际接收频率 $f_2' = 5 \sim 5.5$ MHz。即使我们取 $f_2' = 5.5$ MHz，对应的最高实际振荡频率也仅有 $f_{2z}' = f_2' + f_0 = 5.5 + 0.465 = 5.965$ MHz。其倍频为 $2f_{2z}' = 2 \times 5.965 = 11.930$ MHz。因此，短波 2 的最高实际接收频率只有 $f_3' = 2f_{2z}' - f_0 = 11.930 - 0.465 = 11.465$ MHz。这样，频率度盘的标志频率只能取 11 MHz，不能达到 12 MHz 的最佳要求。

(2) 假如我们先取定 $f_3' = 13$ MHz (最高标志频率 $f_3 = 12$ MHz)，这时对应的振荡频率为 $2f_{3z}' = f_3' + f_0 = 13 + 0.465 = 13.465$ MHz。这样，要求短波 1 的最高振荡频率为 $f_{2z}' = \frac{2f_{3z}'}{2} = \frac{13.465}{2} = 6.7325$ MHz。最高接收频率为 $f_2' = f_{2z}' - f_0 = 6.7325 - 0.465 = 6.2675$ MHz。于是可取短波 1 的最高度盘标志频率为 $f_2 = 6$ MHz。既然如此，同时应该要求短波 2 的最低度盘标志频率亦为 $f_2 = 6$ MHz。这时短波 2 的最低接收频率可取为 $f_2'' = 5.8$ MHz 左右。相应的振荡频率为 $f_{2z}'' = f_2'' + f_0 = 5.8 + 0.465 = 6.265$ MHz。因此要求短波 1 的最低振荡频率 $f_{1z}'' = \frac{f_{2z}''}{2} = \frac{6.265}{2} = 3.1325$ MHz。这样，短波 1 的最低接收频率为 $f_1 = f_{1z}'' - f_0 = 3.1325 - 0.465 = 2.6675$ MHz。最低标志频率只能取 $f_1 \geq 2.8$ MHz ($>$ 规定的 2.2 MHz)，也不能达到最佳要求。

(3) 假如取 $f_1' = 2.1$ MHz， $f_2' = 6.2675$ MHz ($f_2 = 6$

MHz), 则短波 2 的 $f_2'' = 2(f_1' + f_0) - f_0 = 2f_1' - f_0 = 2 \times 2.1 + 0.465 = 4.665 \text{ MHz}$ 。 $f_3' = 13 \text{ MHz}$ ($f_3 = 12 \text{ MHz}$)。这时短波 1 的最低和最高度盘标志频率为 2.2 MHz 和 6 MHz。因为短波 2 最低实际接收频率 $f_2'' = 4.665 \text{ MHz}$, 最低标志频率只能取 $f_2 = 4.8 \text{ MHz}$ 左右。这样, 短波 1 高端接收频率与短波 2 低端接收频率过多地重合了, 这也不是最佳结果; 如果短波 2 的低端标志频率从 6 MHz 开始, 则此 6 MHz 的标志点将在短波 2 度盘的中间位置左右, 这以下没有标志频率点子, 度盘将显得十分难看。

(4) 在这种情况下, 比较好的频率划分只能是: 短波 1 为 2.3~5.5 MHz; 短波 2 为 5.5~12 MHz。这时短波 1 的实际接收频率约为 2.2~5.9 MHz, 短波 2 为 5.3~12.5 MHz。虽然如此, 仍然有不足之处: 一方面未达到最低标志频率为 2.2 MHz 的要求; 另一方面把短波广播电台较密集的 49 米波段 (5.95~6.20 MHz) 放在短波 2 的频率低端去, 而晶体管收音机的短波灵敏度却几乎都是低端较低、高端较高的。

如果接收短波 2 时, 把原来短波 1 的 C_{P1}' 改变, 如图 10-2 所示, 便可以克服上述缺点。这时可以做到短波 1 的实际接收频率为 2.1~6.3 MHz; 短波 2 的实际接收频率为 5.8~12.9 MHz。度盘标志频率分别为 2.2~6 MHz, 6~12 MHz (具体计算方法可参阅附录 1 中 403 型短波的计算)。

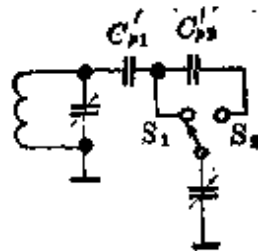


图 10-2 改变 C_P 的倍频振荡电路

(三) 振荡回路中垫整电容的二种接法对频率范围及三点统调的关系

如图 10-3 所示, 垫整电容 C_P 在振荡回路中的接法有二种, 对于二种不同接法, 计算及实验结果是不同的。例如 403 型收音机的中波, 双连为 $2 \times 365/12$, 取频率范围为 $\Delta f = 520 \sim 1650 \text{ kHz}$, 三点统调频率为 600 kHz 、 1000 kHz 、 1500 kHz ,

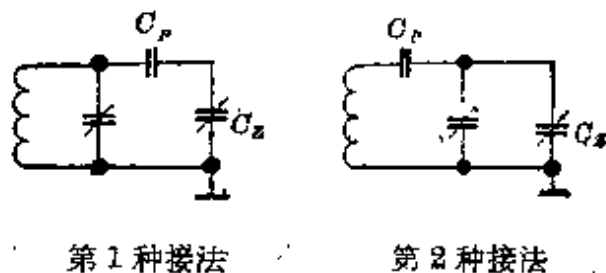


图 10-3 本机振荡回路中 C_P 的二种接法

计算结果是: 第 1 种接法的 $C_P = 385 \text{ pF}$, 第 2 种接法的 $C_P = 368 \text{ pF}$ (具体计算见附录 1)。表 10-1 是对同一只双连在同一架收音机上所做的实验结果。

比较表 10-1 可以得出如下结论:

1. 比较序号 (1)、(2) 或 (6)、(7) 可知, (1)、(2) C_P 的接法相同, Δf 也一样, 仅 C_P 的容量不同。(1) C_P 大, (2) C_P 小。结果在 1000 kHz , C_P 小时出现铁失谐, 统调点往频率高端移。因此, 当高、低二统调频率点 (600 kHz 和 1500 kHz) 统调好之后, 中间统调频率点不统调, 例如铁失谐时可增大 C_P , 铜失谐时可减少 C_P 。

2. 比较序号 (1)、(3) 或 (6)、(5) 可知: (1)、(3) C_P 的接法相同, 容量也一样, 但 Δf 不一样。(1) 的 Δf 窄, (3) 的 Δf 宽。结果在 1000 kHz , Δf 宽时出现铜失谐, 统调点往频率低

表 10-1 C_P 的二种接法对频率范围及各点统调的关系实测结果
 (每次重新拉好频率范围,同时重新统调好 600 kHz 和 1500 kHz)

序号 → C_P 的接法 → C_P 的大小 (pF) → 接收频率范围 (kHz) → (Δf) 测量频率 (kHz) ↓	(1) 第 1 种 390 520~1650 失谐情况 (db) ↓	(2) 第 1 种 380 520~1650 失谐 (db) ↓	(3) 第 1 种 390 515~1680 失谐 (db) ↓	(4) 第 2 种 390 520~1650 失谐 (db) ↓	(5) 第 2 种 390 515~1680 失谐 (db) ↓	(6) 第 2 种 390 525~1640 失谐 (db) ↓	(7) 第 2 种 360 520~1650 失谐 (db) ↓
600	0	0	0	0	0	0	0
700	铁 4	铁 2	铁 3.5	铁 2.8	铁 2.2	铁 3.2	铁 4.5
800	铁 2.8	铁 4	铁 2.2	铁 1.8	铁 1	铁 2.5	铁 4
900	铁 1.5	铁 2.8	0	0	铜 0.3	铁 0.8	铁 3
950	0	铁 1.8	0	0	铜 1.2	0	铁 2
1000	0	铁 1	铜 1	铜 1	铜 2.2	0	铁 1
1050	铜 0.8	0	铜 1.8	铜 2	铜 3	铜 1	0
1100	铜 2	0	铜 3	铜 3.5	铜 3.5	铜 1.5	0
1200	铜 3	铜 0.5	铜 3.2	铜 3	铜 4	铜 2.3	铜 0.2
1300	铜 2.8	铜 1	铜 3	铜 2.2	铜 4	铜 2	铜 0.5
1400	铜 1.5	铜 0.5	铜 1.8	铜 0.4	铜 2.5	铜 1	0
1500	0	0	0	0	0	0	0

处移。因此,当高、低二统调频率点统调好之后,中间统调频率点不统调时也可以不改变 C_p ,而可以这样处理:铜失谐时把 Δf 重新拉得窄一些,铁失谐则拉得宽些。

3. 比较序号(1)、(6)或(3)、(4)可知:(1)、(6) C_p 的容量相同,但接法不同, Δf 也不一样,(6)的 Δf 比(1)的 Δf 窄。结果 1000 kHz 处的统调情况是一样的。因此,如果二种接法所用的 C_p 容量相等,则第 2 种接法时, Δf 必须拉得比第 1 种接法的窄,才能获得相同的三点统调情况。假如二种接法的 C_p 相等, Δf 也拉得一样,则由比较序号(1)、(4)和(3)、(5)可知,第 2 种接法时在 1000 kHz 附近会出现铜失谐或铜失谐更严重。

4. 比较序号(2)、(7)可知,(2)、(7) C_p 的接法不同,容量也不同,但 Δf 拉得一样,这时三点统调却是一致的。因此,如果二种接法的 Δf 拉得一样宽,则第 2 种接法的 C_p 必须用得比第 1 种接法的小,才能得到相同的三点统调。

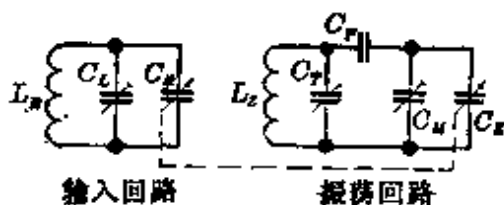
5. 因此,当双连可变电容器本身的覆盖^[*]较小时,宜采用第 2 种接法,这时 Δf 可以拉得窄些以利三点统调。若双连本身的覆盖较大,则可采用第 1 种接法,这时可把 Δf 拉得宽些,使之有更宽裕的频率范围的余量。

6. 以上各条结论同样适用于其它任何频率的波段。

[*] 双连可变电容器本身的覆盖指最大容量 C_{max} 与最小容量 C_{min} 之比:
 C_{max}/C_{min} 。

[附录 1] 超外差式收音机统调的计算

所谓统调的计算,就是计算输入回路和振荡回路的元件数值,即计算附图 1-1 中输入回路的 L_R 和 C_L , 振荡回路的 L_Z 、 C_T (或 C_M) 和 C_P , 以便使振荡回路的振荡频率在所设计的波段范围内的三个频率上 (f_{s1} 、 f_{s2} 、 f_{s3}) 与输入回路的谐振频率 (f_{i1} 、 f_{i2} 、 f_{i3}) 分别相差一个中频 (f_m), 使振荡回路与输入回路在这三个频率上准确统调。



附图 1-1 一般情况的超外差统调回路

我们知道, LC 回路的谐振频率 f 与回路的总电感量 L 和总电容量 C 有如下关系:

$$f^2 = \frac{1}{(2\pi)^2 LC} \quad (1)$$

式中, f ——单位为 Hz, L ——单位为 H, C ——单位为 F。但是收音机中高频常用的单位为: f ——MHz, C ——pF ($1\text{pF}=10^{-12}\text{F}$), L —— μH ($1\mu\text{H}=10^{-6}\text{H}$)。将 L 用 μH 为单位, C 用 pF 为单位代入(1)式, 有:

$$f^2 = \frac{1}{(6.28)^2 \times 10^6 \times 10^{12} LC} = \frac{0.02533 \times 10^{-18}}{LC} = \frac{25330 \times 10^{-12}}{LC}$$

$$(10^6 f)^2 = \frac{25330}{LC}$$

这里, f 的单位仍为 Hz。若 f 的单位用 MHz ($1\text{MHz}=10^6\text{Hz}$), 则最后一式又可写为:

$$f^2 = \frac{25330}{LC} \quad (2)$$

统调的计算,通常都是先算出满足频率覆盖的输入回路参数 L_R 和 C_L , 然后再计算振荡回路的参数 L_Z 、 C_T (或 C_M) 和 C_P 。然而,实际调试(统调)收音机时却又总是反过来,先调整振荡回路,使振荡频率范围能

满足所要求的波段频率覆盖,然后再调整输入回路参数使在要求的频率范围内,高、低二点频率统调。

振荡回路的调整(拉频率范围):先把双连可变电容器转到最大容量位置(全部旋入),调节振荡线圈的电感量 L_z 以获得最低频率,然后双连在最小容量位置(全部旋出),调节并联在线圈或双连二端的微调电容 C_T 或 C_M 以获得最高频率,这样反复调节几次。

输入回路的调整(统调):在低端统调频率 f_1 上调节 L_R 使输出最大,然后在高端统调频率 f_2 上调节 C_L 使输出最大,这样反复调节几次。一般情况下,中间统调频率 f_3 不必进行调试而由计算的垫整电容 C_P 自动保证。

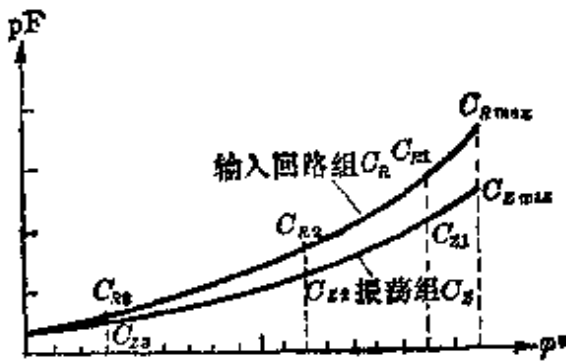
工厂中,“铜铁棒”是进行统调工作的必要工具。“铜铁棒”是在一根绝缘小棒二端各系上一块铜和一块铁(铁也可用一段30mm左右的磁棒代替)构成的。收音机是否统调好了,全靠“铜铁棒”检查,即分别用“铜”和“铁”接近输入回路线圈,若在这二种情况下输出都比原来下降,说明已统调好了,若铜失谐(表现为“铜”接近线圈时输出比原来上升)则 L_R 或 C_L 偏大,需减少些(f_1 处失谐调 L_R , f_2 处失谐调 C_L),反之,铁失谐(“铁”接近线圈时输出上升),说明 L_R 或 C_L 偏小,需增大些。这是因为铁会使线圈电感量增加,而铜会使电感量减少的缘故。

下面我们介绍一种统调的计算方法。

说明:

(1) 本计算公式是由一般形式的振荡回路到特殊的振荡回路推出的,因此它适用于振荡回路不同接法的计算。

(2) 本计算公式既适用于双连可变电容器为等容量变化曲线的,也适用于双连可变电容器为不等容(差容)的。但是计算后一种情形时,必须知道或先测量并作出差容可变电容器的角度 φ° 与容量pF的关系曲线,如附图1-2。



附图1-2 差容式可变电容器的 $\varphi^\circ \sim pF$ 关系曲线

一、输入回路的计算公式

已知量:

f_{\min} ——波段的最低频率;

f_{\max} ——波段的最高频率;

$C_{R\min}$ ——双连输入回路的最小容量;

$C_{R\max}$ ——双连输入回路的最大容量。

参见附图 1-1。计算公式如下:

(1) 波段的频率覆盖系数平方值 k^2 ;

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

(2) 输入回路线圈二端的总并联电容 C'_L (包括各种杂散电容): 根据(3)式, 有:

$$f_{\max}^2 = \frac{25330}{L_R(C_{R\min} + C'_L)}$$

$$f_{\min}^2 = \frac{25330}{L_R(C_{R\max} + C'_L)}$$

上二式相除:

$$\frac{f_{\max}^2}{f_{\min}^2} = \frac{C_{R\max} + C'_L}{C_{R\min} + C'_L} = k^2$$

由上式便可得到

$$C'_L = \frac{C_{R\max} - k^2 C_{R\min}}{k^2 - 1} \quad (4)$$

实际并接在线圈 L_R 二端的电容为 C_L :

$$C_L = C'_L - C_{\text{杂散}} \quad (5)$$

而

$$C_{\text{杂散}} = C_0 + C_M$$

式中, C_0 ——线圈本身的电容(自身电容, 短波很小, 中波约 $5 \sim 10 \text{ pF}$);

C_M ——布线电容(有关的接线短时较小, 接线长则大, 一般可估计 $5 \sim 15 \text{ pF}$)。

(3) 输入回路线圈的电感量 L_R :

$$L_R = \frac{25330}{f_{\min}^2 (C_{R\max} + C'_L)} \quad (6)$$

二、振荡回路计算公式的推导

已知量：取定的三点统调频率 f_1 、 f_2 、 f_3 和对应的三个振荡频率 f_{z1} 、 f_{z2} 、 f_{z3} ，而 $f_{z1} = f_1 + f_0$ ， $f_{z2} = f_2 + f_0$ ， $f_{z3} = f_3 + f_0$ ， $f_0 = 465 \text{ kHz}$ （中频频率）。

可直接算出的量：对应于 f_{z1} 、 f_{z2} 、 f_{z3} 的双连振荡连的容量 C_{z1} 、 C_{z2} 、 C_{z3} 。先算出输入回路连对应于 f_1 、 f_2 、 f_3 的容量 C_{R1} 、 C_{R2} 、 C_{R3} ：

$$C_{R1} = \frac{25330}{f_1^2 L_R} - C'_L \quad (7)$$

$$C_{R2} = \frac{25330}{f_2^2 L_R} - C'_L \quad (8)$$

$$C_{R3} = \frac{25330}{f_3^2 L_R} - C'_L \quad (9)$$

由于输入回路的谐振频率分别为 f_1 、 f_2 、 f_3 时，振荡回路的振荡频率便分别对应为 f_{z1} 、 f_{z2} 、 f_{z3} ，因此 C_{R1} 与 C_{z1} 、 C_{R2} 与 C_{z2} 、 C_{R3} 与 C_{z3} 是分别对应同一角度的。所以，如果双连是等容的，则 $C_{z1} = C_{R1}$ 、 $C_{z2} = C_{R2}$ 、 $C_{z3} = C_{R3}$ ；如果双连是差容的，则可由算得的 C_{R1} 、 C_{R2} 、 C_{R3} 从附图 1-2 中查对应同一角度的 C_{z1} 、 C_{z2} 、 C_{z3} 。

现在假定 C_1 、 C_2 、 C_3 为对应 f_{z1} 、 f_{z2} 、 f_{z3} 时振荡回路的总电容量，则可对振荡回路列出如下电容方程（参考附图 1-1）：

C_1 ： C_{z1} 与 C_M 并联为 $C_{z1} + C_M$ ，然后与 C_P 串联为：

$$\frac{(C_{z1} + C_M)C_P}{(C_{z1} + C_M) + C_P}$$

再与 C_T 并联，因此：

$$C_1 = \frac{(C_{z1} + C_M)C_P}{(C_{z1} + C_M) + C_P} + C_T \quad (10)$$

同理：

$$C_2 = \frac{(C_{z2} + C_M)C_P}{(C_{z2} + C_M) + C_P} + C_T \quad (11)$$

$$C_3 = \frac{(C_{z3} + C_M)C_P}{(C_{z3} + C_M) + C_P} + C_T \quad (12)$$

此外,由基本公式(2),有:

$$C_1 = \frac{f_{23}^2}{f_{21}^2} C_3$$

$$C_2 = \frac{f_{23}^2}{f_{22}^2} C_3$$

令

$$k_{231}^2 = \frac{f_{23}^2}{f_{21}^2} \quad (13)$$

$$k_{232}^2 = \frac{f_{23}^2}{f_{22}^2} \quad (14)$$

则:

$$C_1 = k_{231}^2 C_3 \quad (15)$$

$$C_2 = k_{232}^2 C_3 \quad (16)$$

由(10)式-(11)式=(15)式-(16)式,并令

$$H = C_M + C_P \quad (17)$$

有:

$$\frac{(C_{z1} - C_{z2})(H - C_M)C_P}{(C_{z1} + H)(C_{z2} + H)} = (k_{231}^2 - k_{232}^2)C_3 \quad (18)$$

同理,由(10)式-(12)式=(15)式- C_2 ,得:

$$\frac{(C_{z1} - C_{z3})(H - C_M)C_P}{(C_{z1} + H)(C_{z3} + H)} = (k_{231}^2 - 1)C_3 \quad (19)$$

引进常数符号:

$$A = \frac{k_{231}^2 - 1}{k_{231}^2 - k_{232}^2} \quad (20)$$

$$B = \frac{C_{z1} - C_{z3}}{C_{z1} - C_{z2}} \quad (21)$$

由(19)式、(18)式便可得:

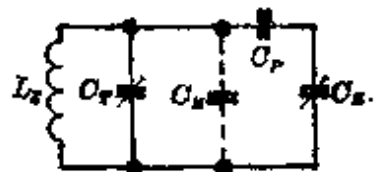
$$H = \frac{BC_{z2} - AC_{z3}}{A - B} \quad (22)$$

由(17)式:

$$C_P = H - C_M$$

讨论振荡回路的四种特殊情形:

(1) 假定 $C_M = 0$, 附图 1-1 的振荡回路变成附图 1-3 所示。 C_M 主要影响波段频率高端(双连 C_2 在小容量位置), 这时 C_2 与 C_M 先并联后再与 C_P 串联的值和 C_3 与 C_P 先串联



附图 1-3 $C_M = 0$

后再与 C_M 并联的值相差无几 (因为 $C_P \gg C_M$)，因此可把本来与 C_x 并联的实际布线电容 C_M 近似地移到 C_T 一边去。在这种情况下，

$$C_P = H$$

引进常数符号

$$a = \frac{C_{z1} C_P}{C_{z1} + C_P} \quad (23)$$

$$b = \frac{C_{z3} C_P}{C_{z3} + C_P} \quad (24)$$

由 $\frac{(10) \text{式}}{(11) \text{式}} = \frac{C_1}{C_2} = k_{z31}^2$ 便可得到

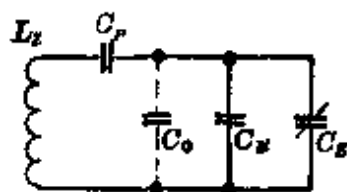
$$C'_T = \frac{a - b k_{z31}^2}{k_{z31}^2 - 1} \quad (25)$$

$$C_T = C'_T - C_{\text{杂}}$$

振荡线圈的电感量为：

$$L_z = \frac{25330}{f_{z3}^2 (b + C'_T)}$$

(2) 假定 $C_T = 0$ ，附图 1-1 的振荡回路变成附图 1-4 所示。同(1)



附图 1-4 $C_T = 0$

道理，这时本来与线圈并联的线圈自身电容 C_0 可近似地移到 C_M 一边。引进常数符号：

$$h = \frac{C_{z1} + H}{C_{z3} + H} \quad (26)$$

参考(1)的方法，便可得：

$$C'_M = \frac{C_{z1} - k_{z31}^2 h C_{z3}}{k_{z31}^2 h - 1} \quad (27)$$

$$C_M = C'_M - C_{\text{杂}}$$

$$C_P = H - C'_M$$

$$L_z = \frac{25330}{f_{z3}^2 C_0}$$

式中，

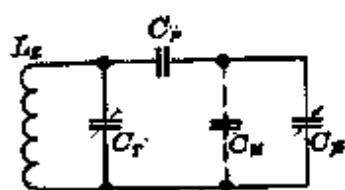
$$C_0 = \frac{(C_{z3} + C_M) C_P}{C_{z3} + H} \quad (28)$$

(3) $C_M \neq 0$ ，但作为已知量，一般可估计为 $5 \sim 15 \text{ pF}$ 。这时附图 1-1 的振荡回路变成附图 1-5 所示。其中 C_M 画成虚线连接，表示在实

际电路中没有这个电容，它仅代表布线电容的估计值。引进常数符号：

$$m = \frac{(C_{z1} + C_M)C_P}{C_{z1} + H} \quad (29)$$

$$n = \frac{(C_{z3} + C_M)}{C_{z3} + C_M} \quad (30)$$



附图 1-5 $C_M \neq 0$

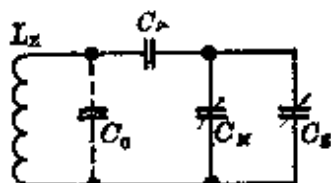
参考(1)方法，可得：

$$C'_T = \frac{m - nk_{z31}^2}{k_{z31}^2 - 1} \quad (31)$$

$$C_T = C'_T - C_0 \quad (\text{由于 } C_M \text{ 已估计在计算式中})$$

$$L_z = \frac{25330}{f_{z3}^2(n + C'_T)}$$

(4) $C_T \neq 0$ ，但作为已知量，这时 $C_T = C_0$ 。一般中波振荡线圈的 $C_0 \approx 5 \sim 10 \text{ pF}$ 。附图 1-1 的振荡回路可画成附图 1-6 所示。这种特殊情形的计算比较复杂。由(10)、(12)式及(15)式，可以解得：



附图 1-6 $C_T \neq 0 (C_T = C_0)$

$$C_M = F - R \quad (32)$$

式中，

$$R = \sqrt{F^2 - G} \quad (33)$$

$$F = \frac{C_{z1} + rH - H - C_{z3}r}{2(k_{z31}^2 - 1)} \quad (34)$$

$$G = \frac{C_{z1}H - C_{z3}rH - S}{k_{z31}^2 - 1} \quad (35)$$

$$S = qr - P \quad (36)$$

$$r = k_{z31}^2 \frac{C_{z1} + H}{C_{z3} + H} \quad (37)$$

$$P = C_0(C_{z1} + H) \quad (38)$$

$$q = C_0(C_{z3} + H) \quad (39)$$

$$C_P = H - C_M$$

$$L_z = \frac{25330}{f_{z3}^2 C_3}$$

式中，

$$C_3 = \frac{(C_{z3} + C_M)C_P}{C_{z3} + H} + C_0 \quad (40)$$

三、具体计算的例子

1. 403型晶体管收音机中波段的计算

已知: $f_{\min} = 520 \text{ kHz}$, $f_{\max} = 1650 \text{ kHz}$ 。

采用双连为等容 2×365 ; $C_{R\min} = C_{S\min} = 12 \text{ pF}$, $C_{R\max} = C_{S\max} = 365 \text{ pF}$ 。

取三点统调频率分别为:

$$f_1 = 600 \text{ kHz}$$

$$f_2 = 1000 \text{ kHz}$$

$$f_3 = 1500 \text{ kHz}$$

计算:

$$k^2 = \frac{f_{\max}^2}{f_{\min}^2} = \left(\frac{1650}{520}\right)^2 = 10.05$$

$$C'_L = \frac{C_{S\max} - k^2 C_{R\min}}{k^2 - 1} = \frac{365 - 10.05 \times 12}{10.05 - 1} = 27 \text{ pF}$$

$$C_L = C'_L - C_{\text{杂散}} = 27 - 15 = 12 \text{ pF}$$

(可用 $5/20 \text{ pF}$ 微调电容以补偿 $C_{\text{杂散}}$ 的估计误差)

$$L_R = \frac{25330}{f_{\min}^2 (C_{R\max} + C'_L)} = \frac{25330}{0.52^2 \times (365 + 27)} \\ = 239 \mu\text{H} \text{ (实际使用 } 238 \mu\text{H)}$$

由三点统调频率计算得:

$$C_{R1} = \frac{25330}{f_1^2 L_R} - C'_L = \frac{25330}{0.6^2 \times 239} - 27 = 267 \text{ pF}$$

$$C_{R2} = \frac{25330}{f_2^2 L_R} - C'_L = \frac{25330}{1^2 \times 239} - 27 = 79 \text{ pF}$$

$$C_{R3} = \frac{25330}{f_3^2 L_R} - C'_L = \frac{25330}{1.5^2 \times 239} - 27 = 20 \text{ pF}$$

由于所用双连为等容的, 故:

$$C_{Z1} = C_{R1} = 267 \text{ pF}, \quad C_{Z2} = C_{R2} = 79 \text{ pF}, \quad C_{Z3} = C_{R3} = 20 \text{ pF}$$

计算几个常数:

$$k_{Z31}^2 = \frac{f_{Z3}^2}{f_{Z1}^2} = \frac{(1.500 + 0.465)^2}{(0.600 + 0.465)^2} = 3.4$$

$$k_{Z32}^2 = \frac{f_{Z3}^2}{f_{Z2}^2} = \frac{(1.500 + 0.465)^2}{(1.000 + 0.465)^2} = 1.8$$

$$A = \frac{k_{z31}^2 - 1}{k_{z31}^2 - k_{z32}^2} = \frac{3.4 - 1}{3.4 - 1.8} = 1.5$$

$$B = \frac{C_{z1} - C_{z3}}{C_{z1} - C_{z2}} = \frac{267 - 20}{267 - 79} = 1.314$$

$$H = \frac{BC_{z2} - AC_{z3}}{A - B} = \frac{1.314 \times 79 - 1.5 \times 20}{1.5 - 1.314} = 396 \text{ pF}$$

四种特殊振荡回路的具体计算:

(1) $C_M = 0$, 则 $C_P = H = 396 \text{ pF}$, 计算常数

$$a = \frac{C_{z1} C_P}{C_{z1} + C_P} = \frac{267 \times 396}{267 + 396} = 160$$

$$b = \frac{C_{z3} C_P}{C_{z3} + C_P} = \frac{20 \times 396}{20 + 396} = 19$$

$$C'_T = \frac{a - bk_{z31}^2}{k_{z31}^2 - 1} = \frac{160 - 19 \times 3.4}{3.4 - 1} = 39.4 \text{ pF}$$

$$C_T = C'_T - C_{\text{杂数}} = 39.4 - 15 = 24.4 \text{ pF}$$

(可用 $7/30 \text{ pF}$ 拉线微调电容以补偿 $C_{\text{杂数}}$ 的估计误差)

$$L_z = \frac{25330}{f_{z3}^2 (b + C'_T)} = \frac{25330}{1.965^2 \times (19 + 39.4)} = 112 \mu\text{H}$$

(2) $C_T = 0$, 则计算常数

$$h = \frac{C_{z1} + H}{C_{z3} + H} = \frac{267 + 396}{20 + 396} = 1.59$$

$$C'_M = \frac{C_{z1} - k_{z31}^2 h C_{z3}}{k_{z31}^2 h - 1} = \frac{267 - 3.4 \times 1.59 \times 20}{3.4 \times 1.59 - 1} = 36.1 \text{ pF}$$

$$C_M = C'_M - C_{\text{杂数}} = 36.1 - 15 = 21.1 \text{ pF}$$

(可用 $7/30 \text{ pF}$ 拉线微调电容以补偿 $C_{\text{杂数}}$ 的估计误差)

$$C_P = H - C'_M = 396 - 36.1 = 360 \text{ pF}$$

$$C_s = \frac{(C_{z3} + C'_M) C_P}{C_{z3} + H} = \frac{(20 + 36.1) \times 360}{20 + 396} = 48.4 \text{ pF}$$

$$L_s = \frac{25330}{f_{z3}^2 C_s} = \frac{25330}{1.965^2 \times 48.4} = 135 \mu\text{H}$$

从上面二种特殊情况的计算可知, 若在保证这二种情况下均能有相同的三点统调, 则第(2)种情形所用的 C_P 要比第(1)种的小; 换句话说, 在使用相同的双连可变电容器和要求相同的频率范围情况下, 把微调电容并接在振荡线圈二端所用的 C_P 比微调电容并接在双连二端的

大,这时才能保证二种情况下有相同的三点统调。

(3) $C_M \neq 0$, 假定 $C_M = 15 \text{ pF}$, 则

$$C_P = H - C_M = 396 - 15 = 381 \text{ pF}$$

计算常数:

$$m = \frac{(C_{z1} + C_M)C_P}{C_{z1} + H} = \frac{(267 + 15) \times 381}{267 + 396} = 162$$

$$n = \frac{(C_{z3} + C_M)C_P}{C_{z3} + H} = \frac{(20 + 15) \times 381}{20 + 396} = 32.1$$

$$C'_T = \frac{m - nk_{z31}^2}{k_{z31}^2 - 1} = \frac{162 - 32.1 \times 3.4}{3.4 - 1} = 22.1 \text{ pF}$$

$$C_T = C'_T - C_0 = 22.1 - 5 = 17 \text{ pF}$$

$$L_z = \frac{25330}{f_{z3}^2(n + C'_T)} = \frac{25330}{1.965^2 \times (32.1 + 22.1)} = 122 \mu\text{H}$$

实际电路中: C_P 用标称值云母电容 390 pF

C_T 用 $7/30 \text{ pF}$ 拉线微调电容

L_z 实际测得为 $123.5 \mu\text{H}$

(4) $C_T \neq 0$, 假定 $C_T = C_0 = 8 \text{ pF}$, 则计算常数:

$$p = C_0(C_{z3} + H) = 8 \times (267 + 396) = 5304$$

$$q = C_0(C_{z3} + H) = 8 \times (20 + 396) = 3328$$

$$r = k_{z31}^2 \frac{C_{z1} + H}{C_{z3} + H} = \frac{3.4 \times (267 + 396)}{20 + 396} = 5.4$$

$$S = qr - p = 3328 \times 5.4 - 5304 = 12676$$

$$G = \frac{C_{z1}H - C_{z3}rH - S}{k_{z31}^2 - 1} = \frac{267 \times 396 - 20 \times 5.4 \times 396 - 12676}{3.4 - 1}$$

$$= 20880$$

$$F = \frac{C_{z1} + rH - H - C_{z3}r}{2(k_{z31}^2 - 1)} = \frac{267 + 5.4 \times 396 - 396 - 20 \times 5.4}{2 \times (3.4 - 1)}$$

$$= 396$$

$$C_M = F - \sqrt{F^2 - G} = 396 - \sqrt{396^2 - 20880} = 29 \text{ pF}$$

$$C_P = H - C_M = 396 - 29 = 367 \text{ pF}$$

$$C_3 = \frac{(C_{z3} + C_M)C_P}{C_{z3} + H} + C_0 = \frac{(20 + 29) \times 367}{20 + 396} + 8 = 51.2 \text{ pF}$$

$$L_z = \frac{25330}{f_{z3}^2 C_3} = \frac{25330}{1.965^2 \times 51.2} = 128 \mu\text{H}$$

2. 403型晶体管收音机短波1、2的计算

(1) 短波1的计算:

取 $f_{\min}=2.1\text{ MHz}$, $f_{\max}=6.2\text{ MHz}$

$$k^2 = \frac{f_{\max}^2}{f_{\min}^2} = \frac{6.2^2}{2.1^2} = 8.7166$$

$$C'_L = \frac{C_{R\max} - k^2 C_{R\min}}{k^2 - 1} = \frac{365 - 8.7166 \times 12}{8.7166 - 1} = 33.745\text{ pF}$$

$$C_L = C'_L - C_{\text{杂数}} = 33.75 - 15 = 18.75$$

(可用 5/20 pF 微调电容)

$$L_R = \frac{25330}{f_{\min}^2 (C_{R\max} + C'_L)} = \frac{25330}{2.1^2 \times (365 + 33.745)} \\ = 14.405\text{ }\mu\text{H} \quad (\text{实际使用 } 14\text{ }\mu\text{H})$$

取三点统调频率: $f_1=2.2\text{ MHz}$, $f_2=4\text{ MHz}$, $f_3=6\text{ MHz}$

$$C_{R1} = \frac{25330}{f_1^2 L_R} - C'_L = \frac{25330}{2.2^2 \times 14.405} - 33.745 = 329.563\text{ pF}$$

$$C_{R2} = \frac{25330}{f_2^2 L_R} - C'_L = \frac{25330}{4^2 \times 14.405} - 33.745 = 76.156\text{ pF}$$

$$C_{R3} = \frac{25330}{f_3^2 L_R} - C'_L = \frac{25330}{6^2 \times 14.405} - 33.745 = 15.1\text{ pF}$$

$$k_{231}^2 = \frac{f_{23}^2}{f_{21}^2} = \frac{6.465^2}{2.665^2} = 5.8850$$

$$k_{232}^2 = \frac{f_{23}^2}{f_{22}^2} = \frac{6.465^2}{4.465^2} = 2.0964$$

$$A = \frac{k_{231}^2 - 1}{k_{231}^2 - k_{232}^2} = \frac{5.8850 - 1}{5.8850 - 2.0964} = 1.2894$$

$$B = \frac{C_{R1} - C_{R3}}{C_{R1} - C_{R2}} = \frac{329.563 - 15.1}{329.563 - 76.156} = 1.2409$$

$$H = \frac{BC_{R2} - AC_{R3}}{A - B} = \frac{1.2409 \times 76.156 - 1.2894 \times 15.1}{1.2894 - 1.2409} \\ = 1580\text{ pF}$$

令 $C_M=5\text{ pF}$ 和 $C_P=1500\text{ pF}$ (实际使用 1500 pF), 则

$$H = 1505\text{ pF}$$

$$n = \frac{(C_{R1} + C_M)C_P}{(C_{R1} + C_M) + C_P} = \frac{(328.4 + 5) \times 1500}{(328.4 + 5) + 1500} = 272$$

$$n = \frac{(C_{z2} + C_M)C_P}{(C_{z2} + C_M) + C_P} = \frac{(15+5) \times 1500}{(15+5) + 1500} = 19.7$$

$$C'_T = \frac{m - nk_{z21}}{k_{z21}^2 - 1} = \frac{272 - 19.7 \times 5.885}{5.885 - 1} = 31.7 \text{ pF}$$

$$C_T = C'_T - (C_{z2} - C_M) = 31.7 - 10 = 21.7 \text{ pF}$$

(可用 7/30 pF 拉线微调电容)

$$L_z = \frac{25330}{f_{z3}^2(n + C'_T)} = \frac{25330}{6.465^2 \times (19.7 + 31.7)}$$

$$= 11.7 \mu\text{H} \quad (\text{实际使用 } 11.9 \mu\text{H})$$

(2) 短波 2 的计算:

为了简化结构和节省成本, 本机短波 2 的振荡采用与短波 1 共用振荡线圈及并联微调电容, 波段频率的转换借助于改变垫整电容 C_P 。

由上面的计算, 有:

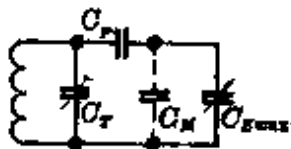
$$L_z = 11.7 \mu\text{H}, \quad C'_T = 31.7 \text{ pF}, \quad C_M = 5 \text{ pF}$$

给定短波 2 的频率范围 6~12 MHz, 取最小讯号频率 $f_{\text{min}} = 5.8$ MHz, 则最小振荡基波为:

$$f_{z\text{min}} = \frac{1}{2}(5.8 + 0.465) = 3.1325 \text{ MHz}$$

此时振荡回路的最大总电容为:

$$C_{\text{max}} = \frac{25330}{f_{z\text{min}}^2 L_z} = \frac{25330}{3.1325^2 \times 11.7} = 218.5 \text{ pF}$$



附图 1-7 计算 C_P 的原理图

在给定 L_z 和 C'_T 的情况下, 为要得到 $f_{z\text{min}} = 3.1325 \text{ MHz}$ 的振荡频率, 垫整电容 C_P 应满足下式(参考附图 1-7):

回路的最大总电容为:

$$C_{\text{max}} = \frac{(C_{z\text{max}} + C_M)C_P}{C_{z\text{max}} + C_M + C_P} + C'_T$$

上式移项后即可得:

$$\begin{aligned} C_P &= \frac{(C_{z\text{max}} + C_M)(C_{\text{max}} - C'_T)}{(C_{z\text{max}} + C_M) - (C_{\text{max}} - C'_T)} \\ &= \frac{(365 + 5)(218.5 - 31.7)}{(365 + 5) - (218.5 - 31.7)} = 377 \text{ pF} \end{aligned} \quad (41)$$

实际电路中采用一只云母电容 (C'_P) 与短波 1 的垫整电容 $C'_P =$

1500 pF 串联来获得短波 2 所需的 C_P 。 C_P^* 可按式(41)计算[参考(41)式]:

$$C_P^* = \frac{C_P' C_P}{C_P' - C_P} = \frac{1500 \times 377}{1500 - 377} = 503 \text{ pF}$$

可采用 510 pF 或 560 pF 的标称值电容。若采用 $C_P^* = 510 \text{ pF}$, 则:

$$C_P = \frac{C_P' C_P^*}{C_P' + C_P^*} = \frac{1500 \times 510}{1500 + 510} \doteq 380 \text{ pF}$$

这时实际测得 $f_{\min} = 5.8 \text{ MHz}$ 。若采用 $C_P^* = 560 \text{ pF}$, 则:

$$C_P = \frac{1500 \times 560}{1500 + 560} \doteq 408 \text{ pF}$$

这时实际测量得 $f_{\min} = 5.74 \text{ MHz}$ 。我们在实际电路中采用 560 pF 与 1500 pF 串联来获得短波 2 所需的 C_P 。

验算最大讯号频率 f_{\max} : 由于振荡回路的最小总电容为:

$$C_{\min} = \frac{(C_{Z\min} + C_M) C_P}{(C_{Z\min} + C_M) + C_P} + C_P' = \frac{(12+5) \times 40.8}{(12+5) + 40.8} + 31.7 \doteq 48.1 \text{ pF}$$

因此, 最大振荡频率的基波为:

$$f_{g\max} = \sqrt{\frac{25330}{C_{\min} L_Z}} = \sqrt{\frac{25330}{48.1 \times 11.7}} \doteq 6.7 \text{ MHz}$$

所以

$$f_{\max} = 2f_{g\max} - f_0 = 2 \times 6.7 - 0.465 = 12.9 \text{ MHz} > 12 \text{ MHz}$$

在这种情况下, 统调应反过来, 先计算振荡回路后计算输入回路。

取三点统调频率 $f_1 = 6 \text{ MHz}$, $f_2 = 9 \text{ MHz}$, $f_3 = 12 \text{ MHz}$, 则:

$$f_{z1} = \frac{f_1 + 0.465}{2} = \frac{6 + 0.465}{2} = 3.2325 \text{ MHz}$$

$$f_{z2} = \frac{f_2 + 0.465}{2} = \frac{9 + 0.465}{2} = 4.7325 \text{ MHz}$$

$$f_{z3} = \frac{f_3 + 0.465}{2} = \frac{12 + 0.465}{2} = 6.2325 \text{ MHz}$$

振荡回路对应于 f_{z1} 、 f_{z2} 、 f_{z3} 的总电容为:

$$C_1 = \frac{25330}{f_{z1}^2 L_Z} = \frac{25330}{3.2325^2 \times 11.7} = 204 \text{ pF}$$

$$C_2 = \frac{25330}{f_{z2}^2 L_Z} = \frac{25330}{4.7325^2 \times 11.7} = 95.5 \text{ pF}$$

$$C_3 = \frac{25330}{f_{z3}^2 L_Z} = \frac{25330}{6.2325^2 \times 11.7} = 55 \text{ pF}$$

因为双连是等容的，因此，对应于 f_{z1} 、 f_{z2} 、 f_{z3} 的输入回路双连电容的容量分别为：

$$C_{R1} = C_{z1} = \frac{C_P(C_1 - C'_T)}{C_P - (C_1 - C'_T)} - C_M = \frac{377 \times (204 - 31.7)}{377 - (204 - 31.7)} - 5 = 312 \text{ pF}$$

$$C_{R2} = C_{z2} = \frac{C_P(C_2 - C'_T)}{C_P - (C_2 - C'_T)} - C_M = \frac{377 \times (95.5 - 31.7)}{377 - (95.5 - 31.7)} - 5 = 71.8 \text{ pF}$$

$$C_{R3} = C_{z3} = \frac{C_P(C_3 - C'_T)}{C_P - (C_3 - C'_T)} - C_M = \frac{377 \times (55 - 31.7)}{377 - (55 - 31.7)} - 5 = 19.8 \text{ pF}$$

$$k_{RS1}^2 = \frac{f_3^2}{f_1^2} = \frac{12^2}{6^2} = 4$$

$$k_{RS2}^2 = \frac{f_3^2}{f_2^2} = \frac{12^2}{9^2} = 1.78$$

$$A_R = \frac{k_{RS1}^2 - 1}{k_{RS1}^2 - k_{RS2}^2} = \frac{4 - 1}{4 - 1.78} = 1.351$$

$$B_R = \frac{C_{R1} - C_{R2}}{C_{R1} - C_{R3}} = \frac{312 - 19.8}{312 - 71.8} = 1.216$$

$$H_R = \frac{B_R C_{R2} - A_R C_{R3}}{A_R - B_R} = \frac{1.216 \times 71.8 - 1.351 \times 19.8}{1.351 - 1.216} = 447 \text{ pF}$$

设 $C_{MR} = 17 \text{ pF}$ ，则：

$$C_{PR} = H_R - C_{MR} = 430 \text{ pF} \quad (\text{实际使用 } 430 \text{ pF})$$

$$m_R = \frac{(C_{R1} + C_{MR})C_{PR}}{C_{R1} + H_R} = \frac{(312 + 17) \times 430}{312 + 447} = 187$$

$$n_R = \frac{(C_{R3} + C_{MR})C_{PR}}{C_{R3} + H_R} = \frac{(19.8 + 17) \times 430}{19.8 + 447} = 33.9$$

$$C'_L = \frac{m_R - n_R k_{RS1}^2}{k_{RS1}^2 - 1} = \frac{187 - 33.9 \times 4}{4 - 1} = 17.1 \text{ pF}$$

$$C_L = C'_L - (C_{杂散} - C_{MR}) = C'_L - (C_0 + C_{MR} - C_{MR}) \\ = C'_L - C_0 = 17.1 - 10 = 7.1 \text{ pF}$$

(可用 3/10 pF 微调电容器)

$$L_R = \frac{25330}{f_3^2(n_R + C'_L)} = \frac{25330}{12^2(33.9 + 17.1)} = 3.45 \mu\text{H}$$

(实际使用 3.18 μH)

8. 采用倍频振荡的短波段的计算

所用双连同上;

给定波段频率范围为 3.9~12 MHz。取 $f_{\min}=3.8$ MHz, $f_{\max}=12.4$ MHz, 则:

$$k^2 = \frac{f_{\max}^2}{f_{\min}^2} = \left(\frac{12.4}{3.8}\right)^2 = 10.63$$

$$C'_L = \frac{C_{R\max} - k^2 C_{R\min}}{k^2 - 1} = \frac{365 - 10.63 \times 12}{10.63 - 1} = 24.65 \text{ pF}$$

$$C_L = C'_L - C_{\text{表数}} = 24.65 - 15 = 9.65 \text{ pF}$$

(可用 5/20 pF 微调电容)

$$L_B = \frac{25330}{f_{\min}^2 (C_{R\max} + C'_L)} = \frac{25330}{3.8^2 \times (365 + 24.65)} = 4.5 \mu\text{H}$$

(实际使用 4.48 μH)

取三点统调频率为: $f_1=4$ MHz, $f_2=8$ MHz, $f_3=12$ MHz, 则

$$C_{R1} = \frac{25330}{f_1^2 L_B} - C'_L = \frac{25330}{4^2 \times 4.5} - 24.65 = 327.2 \text{ pF}$$

$$C_{R2} = \frac{25330}{f_2^2 L_B} - C'_L = \frac{25330}{8^2 \times 4.5} - 24.65 = 63.3 \text{ pF}$$

$$C_{R3} = \frac{25330}{f_3^2 L_B} - C'_L = \frac{25330}{12^2 \times 4.5} - 24.65 = 14.43 \text{ pF}$$

$$k_{231}^2 = \frac{(f_{z3}/2)^2}{(f_{z1}/2)^2} = \left(\frac{f_{z3}}{f_{z1}}\right)^2 = \left(\frac{12.000 + 0.465}{4.000 + 0.465}\right)^2 = 7.78$$

$$k_{232}^2 = \frac{(f_{z3}/2)^2}{(f_{z2}/2)^2} = \left(\frac{f_{z3}}{f_{z2}}\right)^2 = \left(\frac{12.465}{8.465}\right)^2 = 2.17$$

$$A = \frac{k_{231}^2 - 1}{k_{231}^2 - k_{232}^2} = \frac{7.78 - 1}{7.78 - 2.17} = 1.209$$

$$B = \frac{C_{R1} - C_{R3}}{C_{R1} - C_{R2}} = \frac{327.2 - 14.43}{327.2 - 63.3} = 1.185$$

$$H = \frac{BC_{z2} - AC_{z3}}{A - B} = \frac{1.185 \times 63.3 - 1.209 \times 14.43}{1.209 - 1.185} = 2399 \text{ pF}$$

为了计算方便, 可令 $C_M=0$, 这样, $C_P=H=2399$ pF

(实际使用 2400 pF)

$$\alpha = \frac{C_{z1} C_P}{C_{z1} + C_P} = \frac{327.2 \times 2400}{327.2 + 2400} = 287.9$$

$$b = \frac{C_{12}C_P}{C_{23} + C_P} = \frac{14.43 \times 2400}{14.43 + 2400} = 14.34 \text{ pF}$$

$$C'_T = \frac{a - bk_{231}^2}{k_{231}^2 - 1} = \frac{287.9 - 14.34 \times 7.78}{7.78 - 1} = 26.02 \text{ pF}$$

$$C_T = C'_T - C_{\text{杂散}} = 26.02 - 15 = 11.02 \text{ pF}$$

(可用 5/20 pF 微调电容)

$$L_2 = \frac{25330}{\left(\frac{f_{23}}{2}\right)^2 (b + C'_T)} = \frac{4 \times 25330}{(12.465)^2 \times (14.34 + 26.02)} = 15.9 \mu\text{H}$$

(实际使用 15.6 μH)

[附录 2] 晶体管收音机用的几种 低频放大电路

一、7W 无变压器低频放大电路

附图 2-1 所示电路是附图 2-4 7W 无变压器低频放大器的前级, 它与本书无变压器的低频放大器部分中所计算的 24V 放大器一起组成附图 2-4 的完整电路。

本书无变压器的低频放大器部分中已算出: $W = 130 \text{ k}\Omega$, $i_{c1} = 1 \text{ mA}$ (以下改用 i_{c4} ; 同样, β_1 改用 β_4 , I_{c1} 改用 I_{c4}), 喇叭负载 $R_v = 8 \Omega$, R_v 上对应最大正弦波功率的输出电流 $i_v = 0.9 \text{ A}$; 现采用: $\beta_4 = 70$, $\beta_3 = 110$, $\beta_2 = 100$, $\beta_1 = 150$ 。

由于 BG_4 的集电极输出讯号电流要求 $i_{c4} = 1 \text{ mA}$, 因此要求其基极输入讯号电流为:

$$i_{b4} = \frac{i_{c4}}{\beta_4} = \frac{1 \times 10^{-3}}{70} \approx 14 \mu\text{A}$$

BG_4 在 $I_{c4} = 2 \text{ mA}$ (本书无变压器的低频放大器部分中已算出) 时的输入阻抗(去掉 W 的负反馈)为 $r_{i4} \approx 1.6 \text{ k}\Omega$, 因此 BG_4 的基极输入讯号电压为:

$$v_{b4} = i_{b4} r_{i4} = 14 \times 10^{-6} \times 1.6 \times 10^3 = 22 \text{ mV}$$

从喇叭负载 R_v 到 BG_4 基极之间的总电流放大倍数 β 为:

$$\beta = \frac{i_v}{i_{b4}} = \frac{900 \times 10^{-3}}{14 \times 10^{-6}} \approx 64 \times 10^3$$

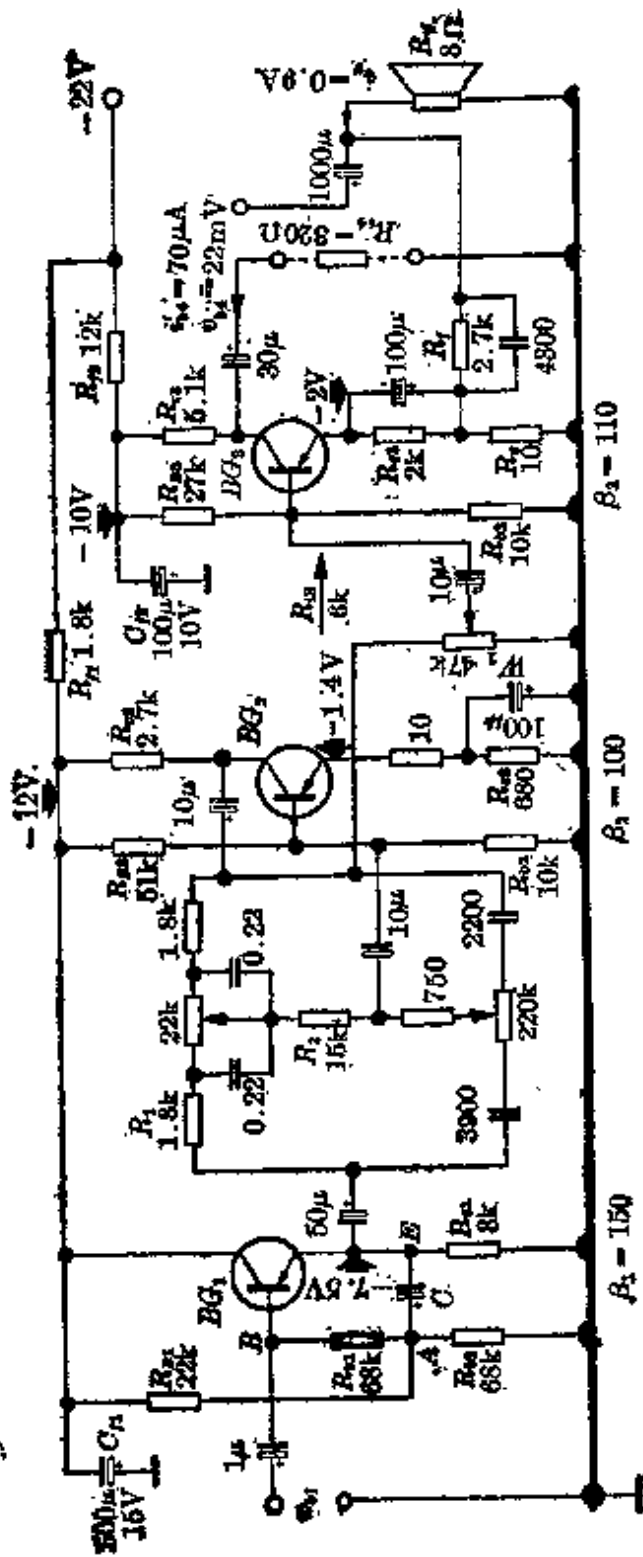
所以 W 引起的负反馈量为 m_4 [参考(7-19)式]:

$$m_4 = 1 + \frac{r_{i4} + \beta R_v}{W + R_v} = 1 + \frac{1600 + 64 \times 10^3 \times 8}{130 \times 10^3 + 8} \approx 5$$

由于 W 的并联负反馈, BG_4 的激励电流应增加到 i'_{b4} :

$$i'_{b4} = m_4 i_{b4} = 5 \times 14 \times 10^{-6} = 70 \mu\text{A}$$

同时, BG_4 的输入阻抗减少 m_4 倍, 即:



附图 2-1 7W 无变压器低频放大(前级)电路

$$R_{i4} = \frac{r_{i4}}{m_4} = \frac{1600}{5} = 320\Omega$$

考虑到 R_{c3} 和 BG_4 直流偏置元件的分流作用, i_{c3} 应取 $80\mu\text{A}$ 。 i_{c3} 的幅值为

$$\Delta I_{c3} = \sqrt{2} i_{c3} = 1.4 \times 0.08 = 0.112 \text{ mA}$$

因此, BG_3 的直流工作点 I_{c3} 为:

$$I_{c3} \geq I_{c303} + \Delta I_{c3} = 0.3 + 0.112 = 0.412 \text{ mA} \quad (\text{取 } I_{c3} = 1 \text{ mA})$$

BG_3 集射间的工作电压 E_{ce3} 要求为:

$$\begin{aligned} E_{ce3} &\geq V_{ce30} + \sqrt{2} v_{b4} = 0.5 + 1.4 \times 22 \times 10^{-3} \\ &= 0.53 \text{ V} \quad (\text{取 } E_{ce3} = 2 \text{ V}) \end{aligned}$$

若取定 BG_3 的电源电压 $E_0 = 10 \text{ V}$, 则:

$$R_{c3} + R_{e3} \leq \frac{E_0 - E_{ce3}}{I_{c3}} = \frac{10 - 2}{1} \times 10^3 = 8 \text{ k}\Omega$$

取 $R_{c3} = 5.1 \text{ k}\Omega$, $R_{e3} = 2 \text{ k}\Omega$, 而

$$R_{f2} = \frac{22 - E_0}{I_{c3}} = \frac{22 - 10}{1} \times 10^3 = 12 \text{ k}\Omega$$

$$C_{f2} \geq \frac{10}{2\pi f_d R_f}$$

取 $f_d = 20 \text{ Hz}$, 则:

$$C_{f2} \geq \frac{10}{6.28 \times 20 \times 12 \times 10^3} = 6.6 \mu \quad (\text{用 } 100\mu/10\text{V})$$

BG_3 的 $\beta_3 = 110$, 因此它的基极输入电流 i_{b3} 要求为:

$$i_{b3} = \frac{i_{c3}}{\beta_3} = \frac{80 \times 10^{-6}}{110} = 0.7 \mu\text{A}$$

BG_3 无负反馈时输入阻抗 $r_{i3} = 1.7 \text{ k}\Omega$ 。取 $R_e = 10 \Omega$, 负反馈电阻 $R_f = 2.7 \text{ k}\Omega$, 则由 R_e 和 R_f 产生的负反馈量 m_3 为[参考(7-23)式]:

$$m_3 \doteq 1 + \frac{\beta R_e R_v + \beta_3 R_f R_e}{R_f r_{i3}}$$

式中, β 为 R_v 至 BG_3 基极的总电流放大倍数:

$$\beta = \frac{i_v}{i_{b3}} = \frac{900 \times 10^{-3}}{0.7 \times 10^{-6}} = 1.3 \times 10^6$$

故 $m_3 \doteq 1 + \frac{1.3 \times 10^6 \times 10 \times 8 + 110 \times 2700 \times 10}{2700 \times 1700} = 24$

由于这种负反馈的结果使 BG_3 的输入阻抗增加到:

$$R_{i3} = m_3 r_{i3} = 24 \times 1.7 = 41 \text{ k}\Omega$$

BG_3 的基极输入电压为:

$$v_{b3} = i_{b3} R_{i3} = 0.7 \times 10^{-6} \times 41 \times 10^3 = 29 \text{ mV}$$

由于 BG_3 的输入阻抗较大, 设置在它前面的音量控制电位器可采用 $47 \text{ k}\Omega$ (Z 型)。

由于音量控制器在前置级后面 (前置级包括 BG_1 和 BG_2 二管子), 前置级的设计必须同时满足二个要求

1. 对输入端灵敏度的要求: 要求输入电压 $v_{b1} \leq 80 \text{ mV}$ 时能达到最大正弦波功率 (6.3 W) 输出;

2. 音量控制在前置级后面对提高讯杂比有利, 但同时要求前置级的动态范围要足够宽。根据晶体管收音机检波输出的音频电压最大可达 $600 \text{ mV} \sim 1 \text{ V}$, 电唱机唱头输出电压最大亦可达 1 V , 因此, 要求 BG_1 的动态范围 $v_{b1 \max} \geq 1 \text{ V}$, 即当 $v_{b1 \max} \geq 1 \text{ V}$ 时 BG_2 能不失真地输出。考虑到余量, 取 $v_{b1 \max} = 1.5 \text{ V}$ 。

下面分别讨论这二种情形的设计方法:

1. 从对灵敏度的要求确定 BG_1 、 BG_2 的 β_1 和 β_2 : 先取 $R_{c2} \geq 2 \text{ k}\Omega$ (取最小值 $R_{c2} = 2 \text{ k}\Omega$), 则 BG_2 的输出电流应为:

$$\begin{aligned} i_{c2} &= i_{b3} + \frac{v_{b3}}{R_{b3}} + \frac{v_{b3}}{W_1} + \frac{v_{b3}}{R_{c2}} \\ &= 0.7 \times 10^{-6} + \frac{29 \times 10^{-3}}{10 \times 10^3} + \frac{29 \times 10^{-3}}{47 \times 10^3} + \frac{29 \times 10^{-3}}{2 \times 10^3} \\ &= (0.7 + 2.9 + 0.6 + 14.5) \times 10^{-6} = 18.7 \mu\text{A} \quad (\text{取 } i_{c2} = 20 \mu\text{A}) \end{aligned}$$

又取 $R_{e1} = 3 \text{ k}\Omega$, $R_{i1} \geq 200 \text{ k}\Omega$, 则 BG_1 的输入电流 i_{b1} 为:

$$i_{b1} = \frac{v_{b1}}{R_{i1}} = \frac{80 \times 10^{-3}}{200 \times 10^3} = 0.4 \mu\text{A}$$

已知音调控制网络衰减 100 倍 (对 1000 Hz , 请参见本书音调控制电路), 因此要求:

$$\frac{\beta_1 \beta_2}{100} \geq \frac{i_{c2}}{i_{b1}} \quad \text{即} \quad \beta_1 \beta_2 \geq \frac{100 i_{c2}}{i_{b1}} = \frac{100 \times 20}{0.4} = 5000$$

实际使用 BG_1 为 3 AG1B 高频管, $\beta_1 = 150$, BG_2 为 3 AX31E , $\beta_2 = 100$, 故:

$$\beta_1\beta_2 = 150 \times 100 = 15000 \quad (> 5000)$$

当 $\beta_1\beta_2 = 15000$ 时, 实际需要的 i_{b1} 为:

$$i_{b1} = \frac{100 i_{c2}}{\beta_1\beta_2} = \frac{100 \times 20 \times 10^{-6}}{15000} = 0.13 \mu\text{A}$$

考虑到二级前置放大器直流偏置元件的分流, 实际需要的 i_{b1} 约为 $0.2 \mu\text{A}$ 。

BG_1 的输入阻抗在理想情况下为:

$$R_{i1} = \beta_1 [R_{e1} \parallel (R_1 + R_3 + R_{e2})]$$

式中, R_{e2} 为 BG_2 的输入阻抗, 取 $R_{e2} > 2 \text{ k}\Omega$ (为了使 $R_{e2} > 2 \text{ k}\Omega$, BG_2 发射极加有不旁路的 10Ω 串联负反馈电阻), 于是:

$$R_{i1} = 150 \times [3 \parallel (1.8 + 15 + 2)] \approx 350 \text{ k}\Omega$$

若不加任何措施, BG_1 的偏置电阻 R_{b1} 、 R_{b2} 会使输入阻抗下降。为此, 把 R_{b1} 分成二只, R_{b1} 自电源接于二只 R_{b1} 的公共接点 A , 同时在 BG_1 射极输出端 E 和 A 之间接一只电容 $C = 1 \mu$ 。由于射极输出器的输入、输出电压同相位且幅度基本相等, 接了电容 C 之后, A 、 E 二点电位相同, 而 A 、 B 二点电位因为 C 的作用也有相同的相位和基本相等的幅度, 因此可认为 A 、 B 间无讯号电流流过, 结果 BG_1 的交流输入阻抗便不受直流偏置元件影响而接近 R_{i1} 。附图 2-1 的实际输入阻抗约 $250 \text{ k}\Omega$, 因此实际需要的输入电压 v_{b1} 为:

$$v_{b1} = i_{b1} R_{i1} = 0.2 \times 10^{-6} \times 250 \times 10^3 = 50 \text{ mV} \quad (< 80 \text{ mV})$$

2. 从 $v_{b1\text{max}} = 1.5 \text{ V}$ 的条件来确定 BG_1 、 BG_2 的工作状态:

$$v_{c1\text{max}} \approx v_{b1\text{max}} = 1.5 \text{ V}$$

BG_1 的输出阻抗 R_{o1} (按收音机的讯号源考虑, 并取讯号源内阻 $R_s = 5.1 \text{ k}\Omega$):

$$R_{o1} = \frac{R_{i1} + R_s}{\beta_1} \parallel R_{e1} = \frac{250 + 5.1}{150} \parallel 3 \approx 1.1 \text{ k}\Omega$$

$$i_{c1} = \frac{v_{c1\text{max}}}{R_{o1}} = \frac{1.5}{1.1 \times 10^3} = 1.37 \text{ mA}$$

BG_2 集电极直流工作电流为:

$$\begin{aligned} I_{c1} \approx I_{e1} &\geq \sqrt{2} i_{c1} + I_{cso1} = 1.4 \times 1.37 + 0.3 \\ &= 2.2 \text{ mA} \quad (\text{取 } I_{c1} = 2.5 \text{ mA}) \end{aligned}$$

BG_1 的电源电压 E_0 应满足下式:

$$\begin{aligned} E_0 &\geq I_{c1}R_{c1} + \sqrt{2}v_{c1\max} + v_{ces1} \\ &= 2.5 \times 10^{-3} \times 3 \times 10^3 + 1.4 \times 1.5 + 0.5 \\ &= 10.1V \quad (\text{取 } E_0 = 12V) \end{aligned}$$

确定 BG_2 的工作状态: 音调衰减 100 倍, 因此, BG_2 基极输入电压 $v_{b2\max}$ 为:

$$\begin{aligned} v_{b2\max} &= \frac{v_{c1\max}}{100} = \frac{1.5}{100} = 15 \text{ mV} \\ i_{b2\max} &= \frac{v_{b2\max}}{R_{i2}} = \frac{15 \times 10^{-3}}{2 \times 10^3} = 7.5 \mu\text{A} \end{aligned}$$

BG_2 最大输出电流 $i_{c2\max}$ 可达

$$i_{c2\max} = \beta_2 i_{b2\max} = 100 \times 7.5 \times 10^{-6} = 0.75 \text{ mA}$$

由于 BG_2 输出接音量控制电位器 W_1 , 当 W_1 移动时, 其交流负载 R_L 会变化, 如附图 2-2 所示。在按附图 2-1 接法情况下, 当音量开足时 $R_L = R_{L\min}$ 为最小:

$$R_{L\min} = R_{c2} \parallel W_{1\max} \parallel R'_{i3}$$

式中, $R'_{i3} = R_{i3} \parallel R_{b3} \parallel R_{e3} = 41 \parallel 10 \parallel 27 \approx 6 \text{ k}\Omega$

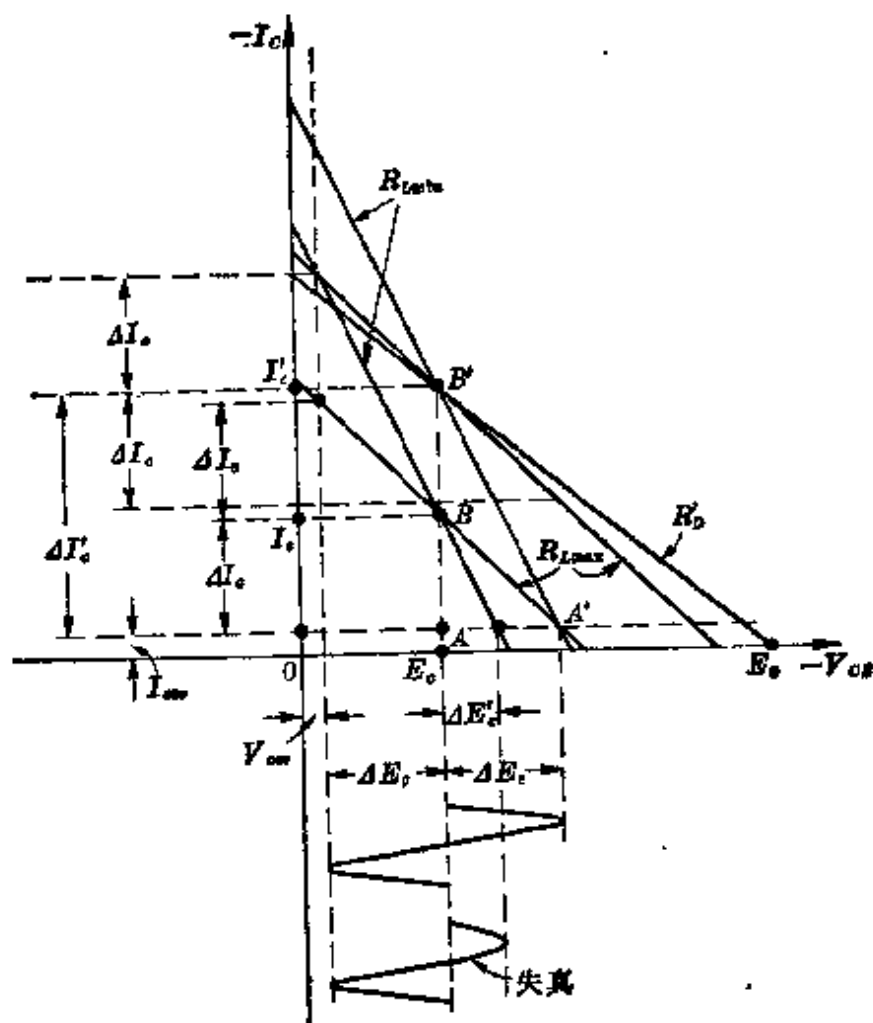
音量关到最小时, $R_L = R_{L\max}$ 为最大:

$$R_{L\max} = R_{c2} \parallel W_{1\min}$$

这时, 若按 $R_{L\max}$ 设计所要求的 I_c ($I_c = I_{c02} + \sqrt{2}i_{c2\max}$) 和 E_c ($E_c = V_{ces2} + \Delta E_c = V_{ces2} + \sqrt{2}i_{c2\max}R_{L\max}$), 则当 $R_L = R_{L\min}$ 时电压动态范围 ΔE_c 将减少到 $\Delta E'_c$ 。然而 BG_2 的输出讯号电压 v_i 在 $R_L = R_{L\min}$ 和 $R_L = R_{L\max}$ 时变化却很小 (例如, 当 $R_{L\min} = 0.7 \text{ k}\Omega$, 实际测得 $v_i = 0.5 \text{ V}$, 则当 $R_{L\max} = 1.4 \text{ k}\Omega$ 时, $v_i = 0.6 \text{ V}$); 由于 ΔE_c 减少, 在强讯号输入时往往引起失真。相似地, 如果按 $R_{L\min}$ 设计所要求的 E_c 和 I_c , 则当 $R_L = R_{L\max}$ 时电流动态范围将减少。

设计 BG_2 的工作状态时, 必须保证 W_1 无论在什么位置上都能满足电压、电流动态范围 ΔE_c 、 ΔI_c 在所要求的动态范围以上。为此, 可以首先认为 v_i 不变 (或取最大可能的 v_i 值), 并按 $R_{L\max}$ 算出要求的 ΔE_c 和 E_c 以及对应的 I_c , 然后由 $R_{L\min}$ 来确定能满足要求的静态工作电流 I'_{c0} 。设计方法如下: 参考附图 2-2, 为了使 $R_L = R_{L\min}$ 时仍能有原来要求的

ΔE_c , 必须把 R_{Lmin} 由原来的 AB 线平行移动到 $A'B'$; $A'B'$ 和 BB' 交点 B' 对应的 I'_c 即为所要求的 I'_c 。可见, 输出端接音量控制器的放大级, 其工作电流应比不接音量控制器的的大。最后由给定的电源电压 E_c 和 B' 点确定直流负载 R'_D 。



附图 2-2 确定负载变化的级的工作状态原理图

由附图 2-2, 取:

$$\Delta I_c \geq \sqrt{2} i_{c2max} = 1.4 \times 0.75 = 1.05 \text{ mA} \quad (\text{取 } \Delta I_c = 1.1 \text{ mA})$$

而

$$\Delta E_c = \Delta I_c R_{Lmax}$$

以及

$$\Delta E_c = \Delta I'_c R_{Lmin}$$

因此,

$$\Delta I'_c = \frac{R_{Lmax}}{R_{Lmin}} \Delta I_c$$

上面计算中曾提出要求 $R_{c2} \geq 2\text{k}\Omega$, 现取 $R_{c2} = 2.7\text{k}\Omega$, 则

$$R_{L\max} = R_{c2} \parallel W_{1\max} = 2.7 \parallel 47 = 2.55\text{k}\Omega$$

$$R_{L\min} = R_{c2} \parallel W_{1\max} \parallel R'_{e2} = 2.7 \parallel 47 \parallel 6 = 1.8\text{k}\Omega$$

故
$$\Delta I'_c = \frac{R_{L\max}}{R_{L\min}} \Delta I_c = \frac{2.55}{1.8} \times 1.1 = 1.56\text{mA}$$

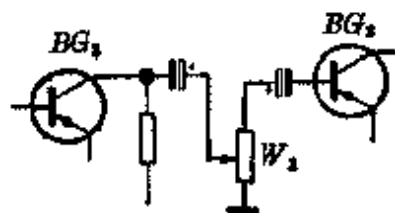
$$I'_c = I_{csc2} + \Delta I'_c = 0.3 + 1.56 = 1.86\text{mA} \quad (\text{取 } I'_c = 2\text{mA})$$

$$\Delta E_c = \Delta I'_c R_{L\min} = 1.56 \times 1.8 = 2.8\text{V}$$

$$E_c \geq V_{ces2} + \Delta E_c = 0.5 + 2.8 = 3.3\text{V} \quad (\text{取 } E_c = 5\text{V})$$

$$R'_D = \frac{E_0 - E_c}{I'_c} = \frac{12 - 5}{2 \times 10^{-3}} = 3.5\text{k}\Omega$$

$$R_{c2} \leq R'_D - R_{c2} = 3.5 - 2.7 = 0.8\text{k}\Omega \quad (\text{用 } R_{c2} = 680\Omega)$$



由上分析可推知, BG_2 输出端的音量控制电位器 W_1 不能接成附图 2-3, 否则强讯号输入时音量关小使 ΔE_c 变得很小很小而产生严重失真。

附图 2-3 音量控制电位器的另一种接法

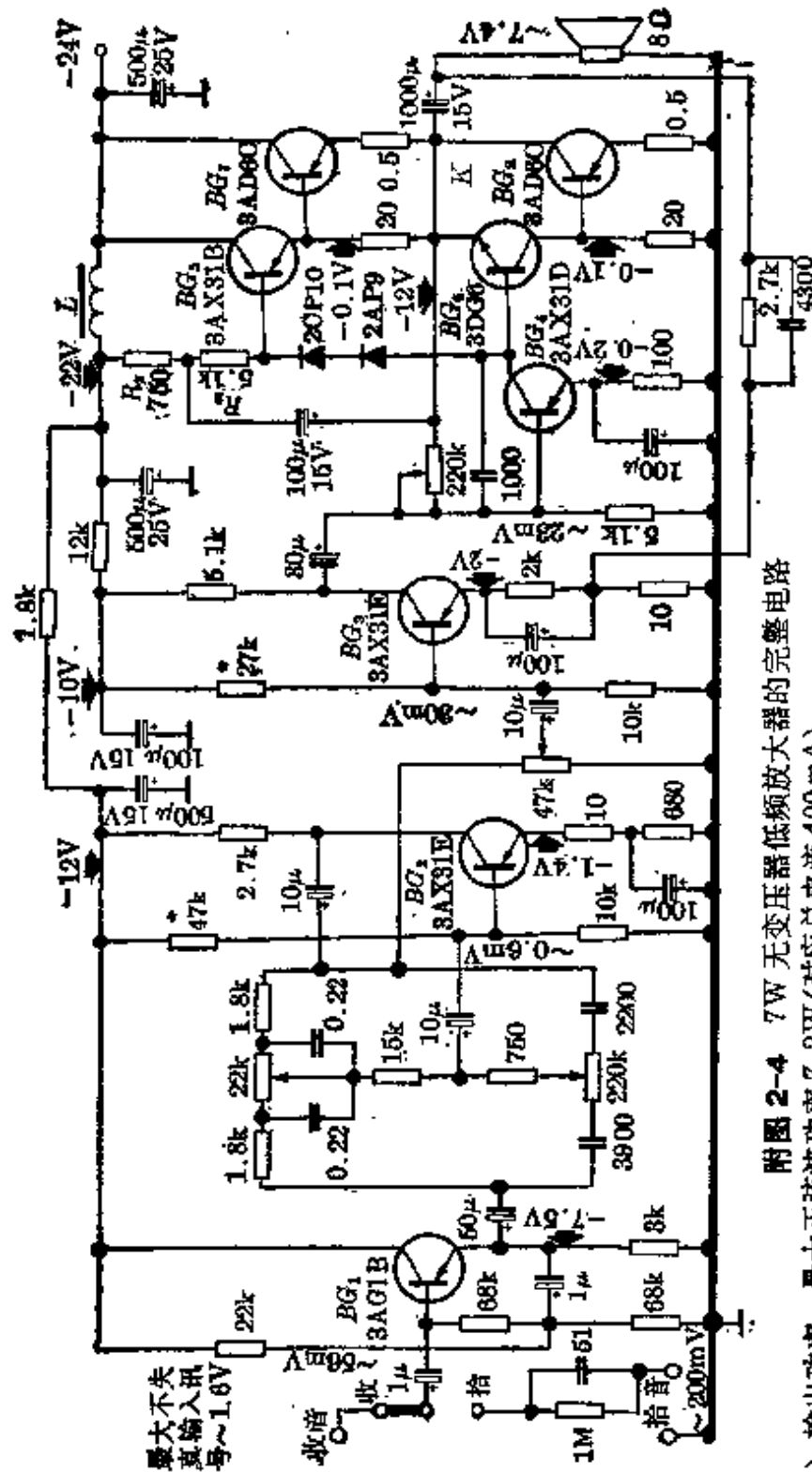
附图 2-4 是完整的 7W 无变压器低频放大器电路, 该电路的实验数据见附图 2-4 的下注。

附图 2-4 电路的说明:

(1) 由于采用了二只二极管稳压, 使 BG_6 、 BG_8 二基极间偏压几乎与 BG_6 的集电极电流无关而稳定在 0.9V 左右, 因此, 电路的调整便十分简单。 $BG_1 \sim BG_9$ 五只管子的工作状态的建立只需要调节 220k Ω 电位器使 K 点对地电压 V_K 为 12V 即可。放大器调整好之后, 各级发射极对地电压应在图中标明的数值附近。如果出现 V_K 调不到 12V, 则可参考本书无变压器的低频放大器部分所述方法检查。

(2) 电路中采用了扼流圈 L , 它可用一般晶体管收音机用的输入变压器初级线圈或普通电子管收音机用输出变压器初级线圈, 要求线圈的直流电阻 r_d 小些较好, 而电感量则越大越好。本电路所用的 L 参考数据为: $r_d = 280\Omega$, 电感量 $\geq 1.5\text{H}$ 。采用 L 主要为了消除交流声。扼流圈 L 亦可用一只 270 Ω 的电阻代替。

(3) 由于输出功率较大, 末级功放管 3AD6C 须加良好的散热装置。



附图 2-4 7W 无变压器低频放大器的完整电路

(1) 输出功率: 最大正弦波功率 7.2W (对应总电流 400 mA)

最大输出功率 12W (对应总电流 600 mA)

(2) 失真 (音调控制器在频率响应平坦位置上, 输出电压 4V):

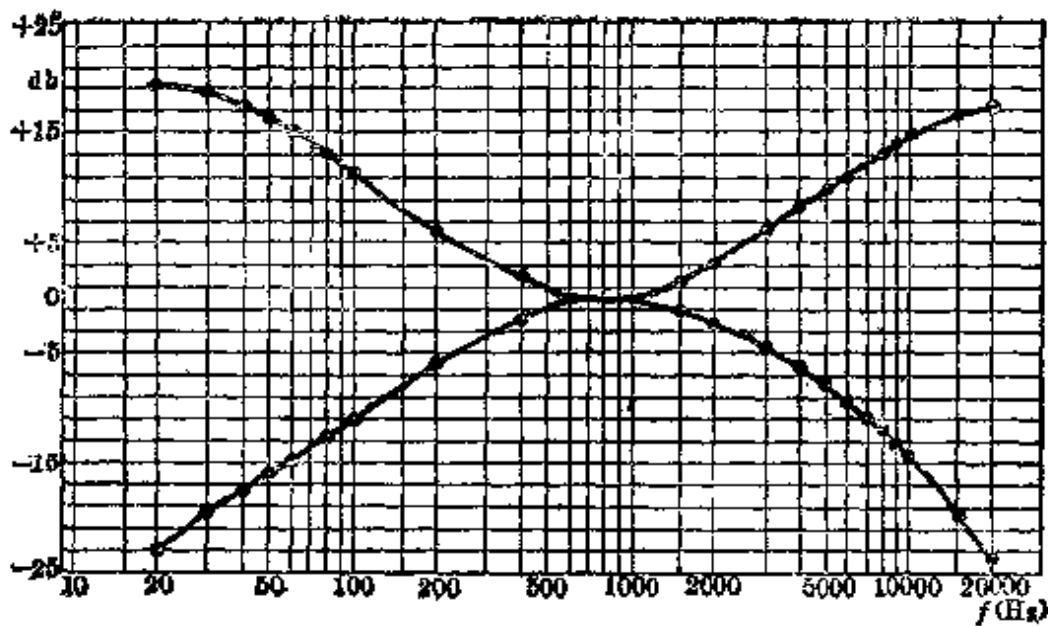
f (Hz): 50 60 80 100 200 400 600 800 1k 1.5k 2k 3k 4k 5k 6k 7k 8k 10k 12k 15k

失真 (%): 0.8 0.7 0.7 0.7 0.7 0.7 0.7 0.7 0.8 0.8 0.85 0.85 0.85 0.85 0.85 0.85 0.85 0.9 0.9 0.9

(3) 7W 输出时, 各级基极输入讯号电压 (1000 Hz) 示于附图 2-4 中

(4) 频率响应和音调控制特性如附图 2-5 所示

(5) 线路中所用各管 β : BG_1 150, BG_2 100, BG_3 110, BG_4 70, BG_5 , BG_6 80, BG_7 , BG_8 50
各管适用的 β 范围: BG_1 70~180, BG_2 70~150, BG_3 70~120, BG_4 50~100, BG_5 , BG_6 60~120, BG_7 , BG_8 40~80
线路中所用各管的反向电流 I_{rev} : BG_1 110 μA , BG_2 220 μA , BG_3 200 μA , BG_4 180 μA , BG_5 300 μA , BG_6 300 μA , BG_7 , BG_8 400 μA .



附图 2-5 附图 2-4 所示 7W 低频放大器的频响和音调控制特性

(4) 当喇叭负载改用 $R_L=4\Omega$ 时, 最大正弦波输出功率将可达 12W, 最大输出功率可达 25W。与此相应, 电路中 R_3 应由原来的 5.1k Ω 改为 2.7k Ω , R_2 应由原来的 750 Ω 改为 300 Ω ; 同时末级一对功放管也需改用 3AD30C, 并加散热装置。最后, 重新调整 220k Ω 电位器, 使 $V_E=12V$ 。其它可不必更动。

(5) 各级 β 的要求已列于电路中。这里特别要指出一点: 选取 BG_5 和 BG_6 时, 必须使 $\beta_5 \geq \beta_6$, 而不允许 $\beta_5 < \beta_6$, 否则失真将增大。通常情况下, β_5 可大于 β_6 的 20~30%。例如 $\beta_6=50$, 则 β_5 可以在 50~70 之间选取。

二、2~4W 无变压器低频放大器电路

电路如附图 2-6 所示。

放大器性能如下:

- (1) 音调调节范围: 低音(80Hz): +13db ~ -13db
 高音(10kHz): +14db ~ -14db
- (2) 失真: 80Hz~10kHz: <2% ($R_L=8\Omega$ 时, 1W 测量;
 $R_L=4\Omega$ 时, 2W 测量)
- (3) 最大正弦波功率: $R_L=8\Omega$ 时 2W (对应总电流为 200mA)

- $R_y=4\Omega$ 时 4W (对应总电流为 380 mA)
- (4) 最大功率: $R_y=8\Omega$ 时 4W (对应总电流为 400 mA)
 $R_y=4\Omega$ 时 7W (对应总电流为 650 mA)
- (5) 无讯号总电流: 20 mA
- (6) 低频灵敏度: 收音时: <50 mV
拾音时: <200 mV

三、1W 无变压器低频放大器电路

电路如附图 2-7 所示。

放大器性能如下:

- (1) 音调控制特性: 100 Hz: $-12 \sim +12$ db
10 kHz: $-12 \sim +12$ db
- (2) 失真: 500 mW 输出时: 80 Hz: $<2\%$
100 Hz ~ 10 kHz: $<1.2\%$
- (3) 拾音器插口灵敏度: 收音: 500 mW 输出时 ≤ 35 mV
拾音: 500 mW 输出时 ≤ 150 mV

四、2W 有变压器低频放大器电路

电路如附图 2-8 所示。

1. 放大器的主要性能如下:

- (1) 频响和失真 (高低音调同时位于提升位置并输出 500 mW 和 1W 测量)

频率(Hz)	80	100	200	400	1k	2k	3k	4k	5k	6k	7k	
频响(db)	+10.5	+9.5	+6	+1.5	0	+2	+4	+6	+8	+10	+12	
失真	0.5W	2.5	1.9	0.85	0.8	1.5	1	0.6	0.9	0.8	1.2	1.5
	(%) 1W	3.2	2.2	1.1	1.1	2.2	1.5	1.0	0.95	0.95	2	2.75

(2) 音调调节范围: 低音(100 Hz): +9.5db~ -9.5db

高音(5000 Hz): +8db~ -8db

(3) 最大正弦波输出功率(400 Hz 测):

2.56W(对应总电流为 300 mA)

最大输出功率(400 Hz 测):

4W(对应总电流为 500 mA)

(4) 低频灵敏度: 收音时 <20 mV

拾音时 <80 mV

(5) 各管 β 及适用范围:

BG_1 90(70~150), BG_2 80(70~150), BG_3 50(40~80),

BG_4 70(50~100), BG_5 , BG_6 , 60(50~80)

2. 输出、输入变压器数据:

输入变压器(B_1):

先绕次级 ①~②~③, 用 0.17mm 线双线平乱绕 450T×2

后绕初级 ④~⑤, 用 0.17 mm 线平乱绕 1400T

铁芯型号: D42, XE 型

铁芯截面: 8×12.5 mm

输出变压器(B_2):

先绕次级 ④~⑤, 用 0.44 mm 线平乱绕 100T

后绕初级 ①~②~③, 用 0.35 mm 线双线平乱绕 180T×2

铁芯型号: D42, XE 型

铁芯截面: 8×12.5 mm

3. 电路也可以使用 $E=15V$ 的电源电压。这时只要把第一只退耦电阻 $R_7=75\Omega$ 改为 270 Ω 即可, 其它元件不用改动。当 $E=15V$ 时, 放大器的主要性能除输出功率之外, 其它与使用 $E=12V$ 时差不多, 输出功率为:

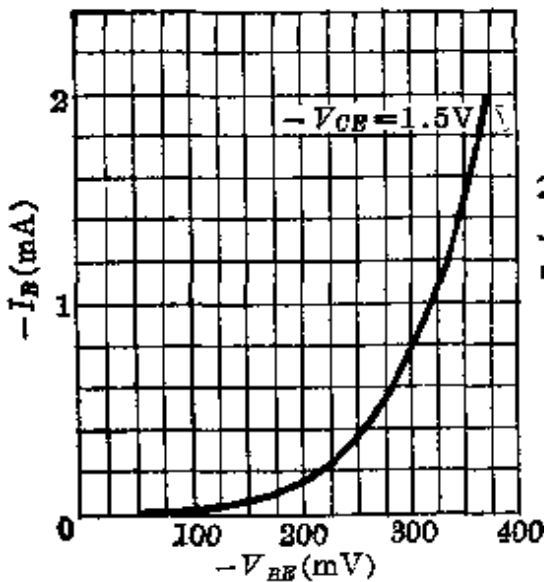
最大正弦波输出功率: 4W(对应总电流为 500 mA)

最大输出功率: 7.5W(对应总电流为 750 mA)

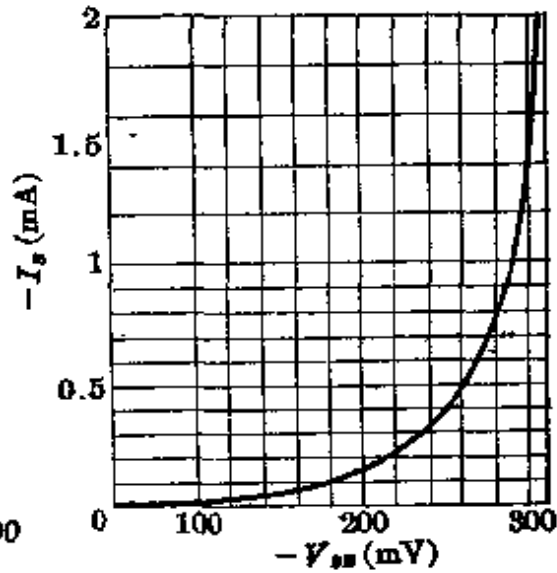
1344

一九七五年一月卅一日

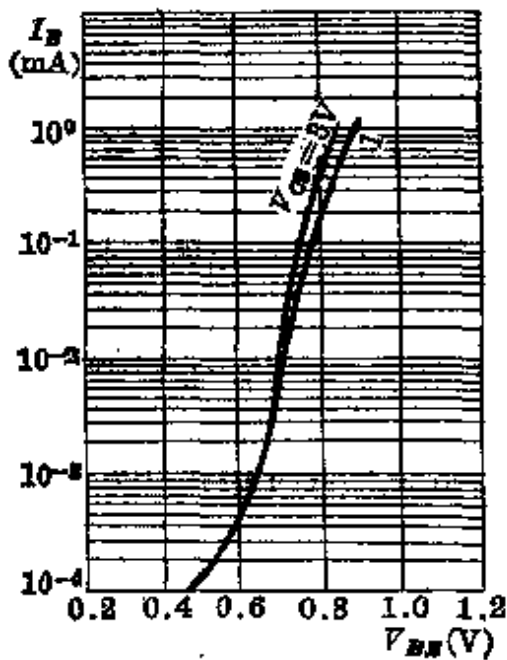
[附] 3AX31, 3AX81, 3DG6, 3AD6
四条输入特性曲线



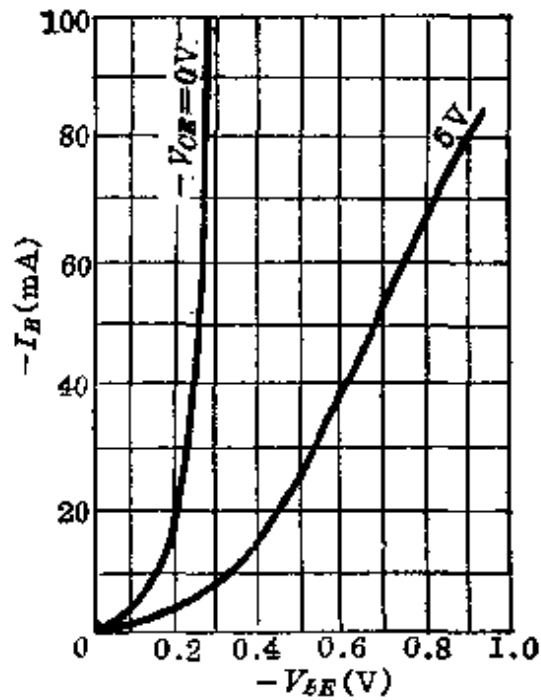
3AX31 输入特性曲线



3AX81 输入特性曲线



3DG6 输入特性曲线



3AD6 输入特性曲线