

晶体管谐振放大器

Н. И. 奇斯佳科夫著

徐介元译

高等教育出版社

统一书号 K15010·1199

定 价 羊 0.17

晶体管谐振放大器

И. И. 奇斯佳科夫著

徐介元译

高等教育出版社

本书系根据苏联邮电出版社 1964 年出版的 Н. И. 奇斯佳科夫 (Чистяков) 著的“晶体管谐振放大器” (Транзисторные резонансные усилители) 一书译出的。

本书比较系统地综述了晶体管谐振放大器里的一些问题, 可供读者学习“无线电接收设备”晶体管谐振放大器部分时参考。

本书可作为高等学校无线电技术专业“无线电接收设备”课程的教学参考书。

晶体管谐振放大器

Н. И. 奇斯佳科夫著

介元译

北京中书刊出版业营业及许可证出字第 119 号

高等教育出版社出版(北京沙滩后街)

人民教育印刷厂印装

新华书店北京发行所发行

各地新华书店经售

统一书号 K15010·1199 开本 853×1168 1/32 印张 1²/₁₆

字数 23,000 印数 0,001—2,200 定价 (7) 元 0.17

1966 年 3 月第 1 版 1966 年 3 月北京第 1 次印刷

序

奇斯佳科夫(Н. И. Чистяков)、西多罗夫(В. М. Сидоров)和麦尔尼科夫(В. С. Мельников)著的《无线电接收设备》(Учебно-приёмные устройства Связьиздат, 1958 г.)一书是在八年以前写的, 它供邮电学院学生用作学习本课程的教材。那个时期无线电接收机的放大元件的主要类型还是电子管, 而晶体管线路的理论和计算方法还研究得不够。因此, 那本书中几乎没有注意到晶体管谐振放大器, 书中给予这问题的简单说明现在已经大大过时了。

现在设计和制造最新的接收机时用晶体管比用电子管的多得多。因此, 在无线电接收设备课程中晶体管放大器理论的阐述就占有更大的篇幅。相应地就有必要给学生这一部分的补充教材, 这本小册子就是为了这一目的而准备的。它不妄想对晶体管谐振放大器的所有计算和设计问题作完整的说明, 但它的内容对学生在学习无线电接收设备的这个部分时有一些帮助。

目 录

序.....	iv
§ 1. 三极管的等效电路和放大器参量.....	1
§ 2. 谐振放大器线路.....	3
§ 3. 双向自耦变压器耦合线路的分析.....	5
§ 4. 内部反馈对于谐振放大器特性的影响.....	12
§ 5. 放大器的稳定性.....	18
§ 6. 内部反馈的中和.....	22
§ 7. 变压器耦合的放大级线路.....	25
§ 8. 带有频带滤波器的放大级.....	28
本书所用俄文下角一览表.....	31

§ 1. 晶体管的等效电路和放大器参量

在线性状态下,即在比较小的输入和输出交变电流 i_1 和 i_2 及输入和输出交变电压 u_1 和 u_2 的情况下,可把晶体管作为一个线性四端网络来研究。相应地它可用电子器件课程中所讨论的各种不同线性参量系统(z, y, h, k, a, d)来表示。

计算高频放大器线路时,通常利用 y 参量及与它相应的大家熟悉的图 1a 形式的等效电路。有时也采用图 1b 所示的 h 参量的等效电路,虽然它稍不方便。这两种参量系统可以根据下列公式相互换算:

$$y_{11} = \frac{1}{h_{11}}; \quad y_{12} = -\frac{h_{12}}{h_{11}}; \quad y_{21} = \frac{h_{21}}{h_{11}}; \quad y_{22} = h_{22} - \frac{h_{12}h_{21}}{h_{11}};$$

$$h_{12} = -\frac{y_{12}}{y_{11}}; \quad h_{21} = \frac{y_{21}}{y_{11}}; \quad h_{22} = y_{22} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{11}}.$$

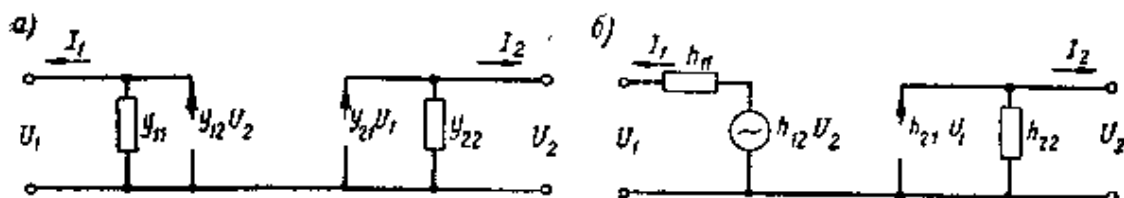


图 1

本书中采用 y 参量系和与之相应的图 1a 的线路。大家知道,放大电子管的等效电路也有完全相似的形式,且 y_{21} 相应于跨导 S , y_{22} 相应于内电导 $\frac{1}{R_i}$ 与电容 C_{ak} 的并联, y_{11} 相应于栅极-阴极电容和有功输入电导, y_{12} 相应于过渡电容 C_{ac} 的电纳。

实际电路中用得最广泛的是有共发射极的晶体管接法。在这种情况下,对于晶体管可用于放大线路的频率范围而言,参量 y_{11} , y_{12} 和 y_{22} 的等效电路有图 2 所示的形式。

与放大电子管的跨导等效的参量 y_{21} 按下式与频率相关联:

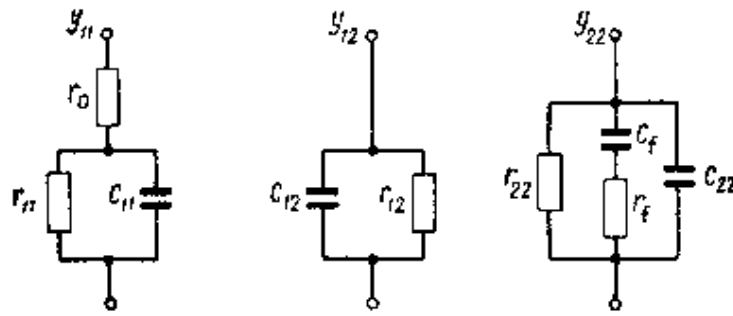


图 2

$$y_{21} = \dot{S} = \frac{S_0}{1 + j\omega\tau_s} \quad (1)$$

为了分析和计算放大器线路, 将导纳 y_{11} 化成

$$y_{11} = \frac{1}{R_1} + j\omega C_1 \quad (2)$$

的形式较为方便, 其中 R_1 和 C_1 与频率有关, 但是在放大器的通频带范围内可以把它们近似地看作常数。

由关系式

$$y_{11} = \frac{1}{r_0 + \frac{r_{11} \cdot \frac{1}{j\omega C_{11}}}{r_{11} + \frac{1}{j\omega C_{11}}}} = \frac{1}{R_1} + j\omega C_1$$

不难得到换算公式

$$R_1 = \frac{(r_0 + r_{11})^2 + (\omega C_{11} r_{11} r_0)^2}{r_0 + r_{11} + \omega^2 C_{11}^2 r_0 r_{11}^2};$$

$$C_1 = C_{11} \frac{r_{11}^2}{(r_0 + r_{11})^2 + (\omega C_{11} r_0 r_{11})^2}.$$

为了分析和计算方便起见, y_{22} 的表示式也可写成

$$y_{22} = \frac{1}{R_2} + j\omega C_2, \quad (3)$$

并且象前一情况那样, R_2 和 C_2 在通频带范围内算作几乎不变。用串联的 r_f 和 C_f 换算成并联电路的一般换算方法, 可得

$$\frac{1}{R_2} = \frac{1}{r_{22}} + r_f \frac{(\omega C_f)^2}{1 + (\omega C_f r_f)^2};$$

$$C_2 = C_{22} + \frac{C_f}{1 + (\omega C_f r_f)^2}.$$

下面例举的现在生产的高频晶体管的数据表示了上述线路和公式中含有的这些参量的数量级:

$$r_0 = 75 - 100 \Omega;$$

$$r_{11} = 0.75 \text{ k}\Omega \text{ (晶体管 П403, П411A)} - 1.8 \text{ k}\Omega \text{ (П6Г, П14)};$$

$$C_{11} = 3500 \text{ pF (П6Г)}; 2300 \text{ pF (П14)}; 200 - 400 \text{ pF (П402, П411A, П403)};$$

$$C_{12} = 30 \text{ pF (П6Г, П14)}; 6 \text{ pF (П402, П403)}; 1.4 \text{ pF (П411A)};$$

$$r_{12} = 1 - 2 \text{ M}\Omega \text{ (П6Г, П14)}; 0.6 \text{ M}\Omega \text{ (П411A)}; 0.3 \text{ M}\Omega \text{ (П402)}; 0.1 \text{ M}\Omega \text{ (П403)};$$

$$r_{22} = 10 - 30 \text{ k}\Omega \text{ (与晶体管的工作状态有很大关系)};$$

$$C_{22} = 80 \text{ pF (П6Г)}; 30 \text{ pF (П14)}; 10 - 20 \text{ pF (П402, П403)}; 3 \text{ pF (П411A)};$$

$$r_f = 5 \text{ k}\Omega \text{ (П14)}; 3.5 \text{ k}\Omega \text{ (П402)}; 1.5 \text{ k}\Omega \text{ (П411A)};$$

$$C_f = 20 \text{ pF (П14)}; 7 \text{ pF (П402)}; 1 \text{ pF (П411A)};$$

$$\tau_s = 0.3 \mu\text{s (П6Г)}; 0.09 \mu\text{s (П14)}; 0.015 - 0.025 \mu\text{s (П402, П403)}; 0.004 \mu\text{s (П411A)}.$$

跨导 S_0 与工作状态有关, 约为 $50 - 120 \text{ mA/V}$ 。

§ 2. 谐振放大器线路

接收机的高频和中频放大器应该对很窄的信号频谱有足够大的放大量。同时它应尽可能不放大频率高于或低于信号所占频带范围的不相干振荡(干扰)。换句话说, 它应具有频率选择性。解决这个问题最常用的方法是采用调谐于信号频率的振荡回路作为

放大元件(晶体管或电子管)的负载。

晶体管的输出电导和输入电导都比较大,因此将它直接接入谐振回路会显著地增加回路的衰减,并相应地降低选择性。为了避免这一点,采用回路与晶体管的不完全耦合。图 3a 中画出的是用得最广泛的回路按双向自耦变压器联接的一种线路。图 3b 所示是级间有变压器耦合的线路,其比较大的优点是晶体管基极电路中的分压器电阻 $R_{\beta 1}$ 和 $R_{\beta 2}$ 不旁路振荡回路。具有双回路频带滤波器的放大级线路见图 3c 所示,其中振荡回路 1 和 2 通过自耦变压器与两晶体管耦合。回路 1 和 2 之间也还可有一些中间振荡回路,即这线路中的频带滤波器可以不只是双回路的,也可以是

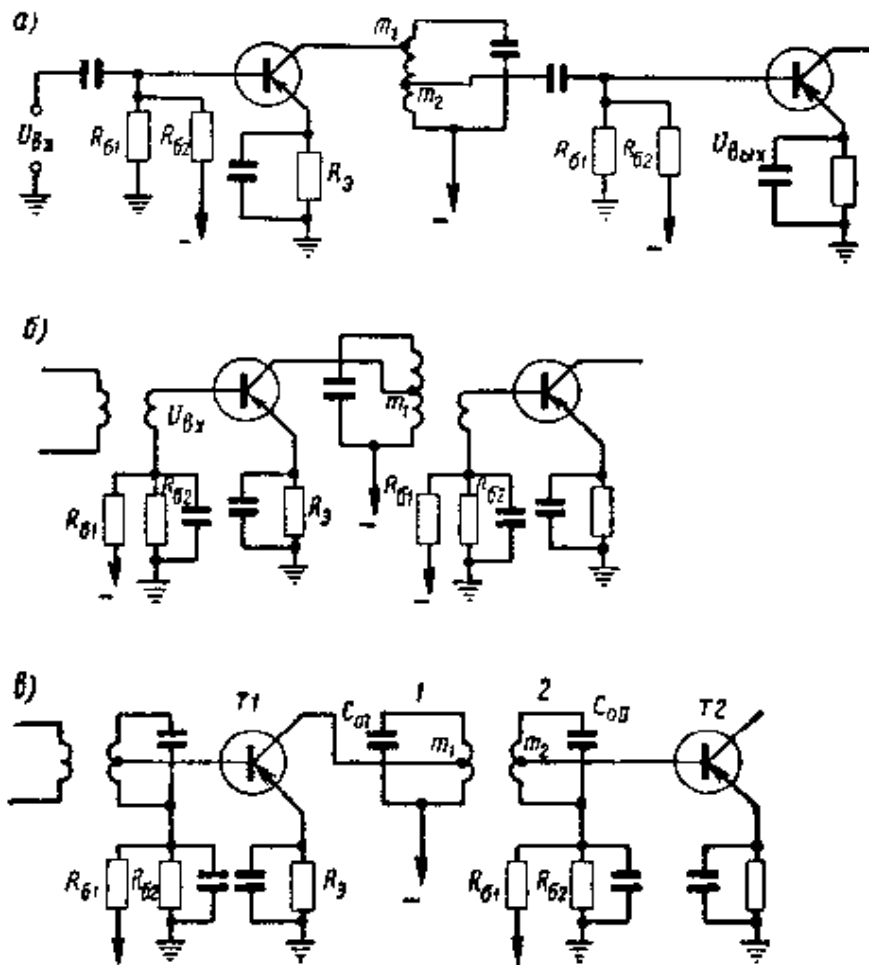


图 3

多回路的。在实践中还采用带有石英谐振器的滤波器和机械滤波器。

馈电电路电阻 R_{G1} , R_{G2} , R_s 是根据电子管放大器课程中讨论过的方法去选择的。

用得最广泛的是晶体管的共发射极接法(图3),但在超短波放大级中还采用共基极线路(图4),因为在这种线路中晶体管能在相当宽的频率范围内保证放大。

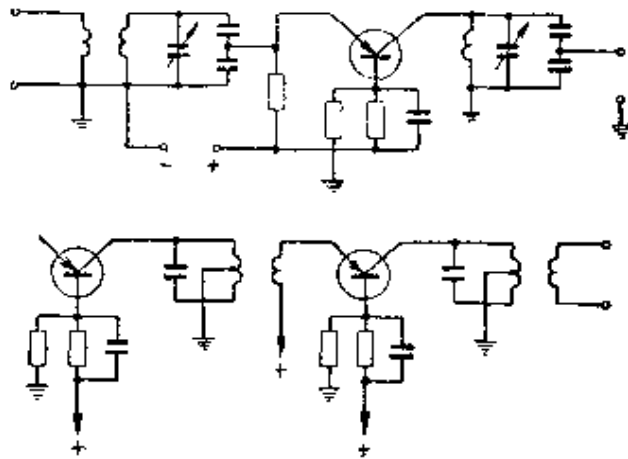


图 4

§ 3. 双向自耦变压器耦合线路的分析

用图 1a 的等效电路代替图 3a 线路中的晶体管,并根据公式(2)和(3)对导纳 y_{11} 和 y_{22} 进行变换,则得图 5 形式的等效电路,这一电路考虑了适用于高频交变电流的公式(1)。在这个电路中没有考虑由晶体管集电极电路到基极电路的内部反馈的影响,这个内部反馈在图 1a 中表现为电流源 $y_{12}U_{RLIX}$ 。在现代高频晶体管中这种反馈的影响不大,在一级近似中可以把它忽略。以后在校正分析中所得结果时, y_{12} 的作用将得到补充的说明。

在图 5 中, R_0 是振荡回路中的等效损耗电阻; m_1 和 m_2 是接入系数; C_0 是电容器、线圈和装配连接的总电容。

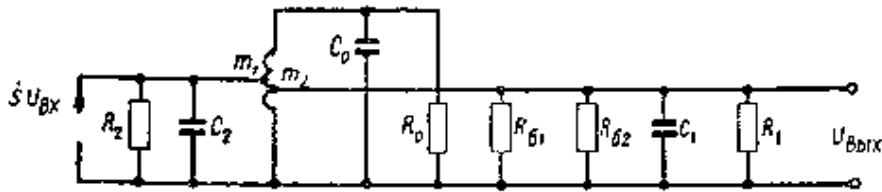


图 5

将电阻和电容由初级和次级电路折算到与振荡回路的整个线圈并联的电路中去, 即得图 6 的电路。

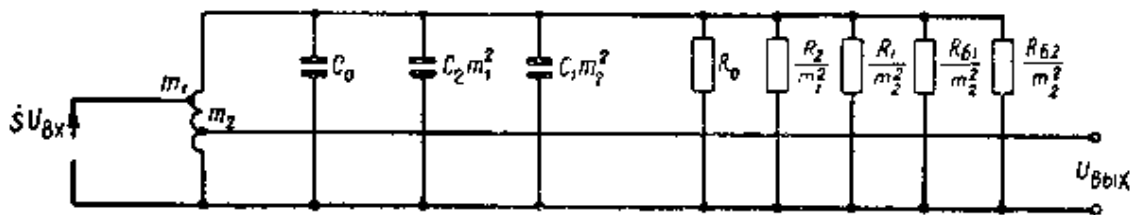


图 6

把回路的总电容表示为

$$C = C_0 + C_2 m_1^2 + C_1 m_2^2, \quad (4)$$

总电导表示为

$$\frac{1}{R_0} = \frac{1}{R_0} + \frac{m_1^2}{R_2} + \frac{m_2^2}{R_1} + \frac{m_2^2}{R_{61}} + \frac{m_2^2}{R_{62}}. \quad (5)$$

与此相应, 可以把等效电路画成图 7a 的形式。

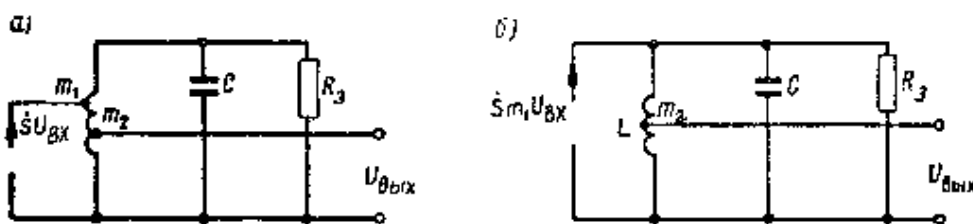


图 7

电流源 $\dot{S}U_{BX}$ 也可折算到回路的最高端, 折算后电路具有图 7b 的形式。振荡回路上的电压可以按欧姆定律确定为电流源 $\dot{S}m_1 U_{BX}$ 与回路的总阻抗 Z_0 的乘积。放大器的输出电压 U_{BBX} 是回路电压的一部分, 它与接入系数 m_2 成比例, 即

$$\dot{U}_{BBX} = \dot{S}m_1 U_{BX} \dot{Z}_0 m_2.$$

这里

$$\dot{Z}_s = \frac{\rho}{d_s - jy}, \quad (6)$$

式中

$$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}} = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C};$$

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}};$$

$$d_s = \frac{\rho}{R_s} \text{ 是总的衰减};$$

$$y = \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \approx \frac{2\Delta f}{f_0};$$

$$\Delta f = f - f_0.$$

据此, 复数放大系数

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_{\text{max}}}{U_{\text{rx}}} = m_1 m_2 \dot{S} \dot{Z}_s. \quad (7)$$

因为 m_1 和 m_2 是常数, \dot{K} 的模数和相位与频率的关系决定于总的阻抗 Z_s 与频率的关系, 即决定于回路的谐振特性和跨导 \dot{S} 与频率的关系。

通常在所考虑的频率范围内可以忽略 \dot{S} 的变化。因此可以认为放大器的放大系数和相位 φ 的变化的频率特性实际上与振荡回路的谐振曲线和相移频率特性相同。的确, 如果 $S \approx$ 常数, 则放大系数的相角

$$\varphi = -\operatorname{arctg} \frac{y}{d_s}.$$

放大系数的模

$$K = \frac{Sm_1 m_2 \rho}{\sqrt{d_s^2 + y^2}}.$$

谐振时 ($y=0$)

$$K = K_0 = \frac{Sm_1 m_2 \rho}{d_s}. \quad (8)$$

相对放大系数

$$\frac{K}{K_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{y}{d_0}\right)^2}}$$

这是谐振曲线的一般方程式。

考虑到式(5), 可将公式(8)表示为下列形式:

$$K_0 = Sm_1m_2R_0 \quad (9)$$

或者写成

$$K_0 = \frac{Sm_1m_2}{g_0 + m_1^2g_2 + m_2^2g_1}, \quad (10)$$

式中

$$g_0 = \frac{1}{R_0}; \quad g_2 = \frac{1}{R_2}; \quad g_1 = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_{\sigma 1}} + \frac{1}{R_{\sigma 2}}$$

确定了回路与晶体管的最佳耦合后, 可以得到放大系数的最大值。为了求得 m_1 的最佳值, 将式(10)对 m_1 进行微分并令导数等于零, 然后对 m_1 求解所得的方程, 结果有

$$m_{1\text{opt}} = \sqrt{\frac{g_0 + m_2^2g_1}{g_2}} \quad (11)$$

将 $m_{1\text{opt}}$ 代入式(10)中, 并用 K_{m1} 表示相应的 K_0 值, 则得

$$K_{m1} = \frac{Sm_2}{2\sqrt{g_2(g_0 + m_2^2g_1)}} \quad (12)$$

当 $m_1 = m_{1\text{opt}}$ 时, 回路的总衰减

$$d_0 = \frac{\rho}{R_0} = 2\rho(g_0 + m_2^2g_1) \quad (13)$$

同样, 对 m_2 的最大值研究公式(10), 可得到

$$m_{2\text{opt}} = \sqrt{\frac{g_0 + m_1^2g_2}{g_1}} \quad (14)$$

这时最大谐振放大系数等于

$$K_{m2} = \frac{Sm_1}{2\sqrt{g_1(g_0 + m_1^2g_2)}} \quad (15)$$

而回路的总衰减

$$d_0 = 2\rho(g_0 + m_1^2 g_2). \quad (16)$$

如果振荡回路没有固有的损耗($g_0 = 0$), 则从式(12)和式(15)可得相同的值:

$$K_{\text{max}} = \frac{S}{2\sqrt{g_1 g_2}}. \quad (17)$$

在这种情况下, 适当地挑选两个耦合系数中任何一个(m_1 或 m_2)的数值, 则不论另一个耦合系数有什么数值, 均可得到同样的最大放大量。

当 $g_0 > 0$ 时, 在 $m_2 = 1$ 的条件下 K_{m_1} 有最大值, 它等于

$$K_{m_1 \text{max}} = \frac{S}{2\sqrt{g_2(g_0 + g_1)}}.$$

相应地

$$d_0 = 2\rho(g_0 + g_1).$$

在 $m_1 = 1$ 的条件下 K_{m_2} 有最大值, 它等于

$$K_{m_2 \text{max}} = \frac{S}{2\sqrt{g_1(g_0 + g_2)}}. \quad (18)$$

这时

$$d_0 = 2\rho(g_0 + g_2).$$

不难看出, 如果 $g_1 > g_2$, 则 $K_{m_1 \text{max}} > K_{m_2 \text{max}}$ 。因此, 当 $g_1 > g_2$ 时, 为了得到最大的放大量, 回路与下一级输入端应该采用全耦合($m_2 = 1$)而 m_1 则根据式(11)来选定。如果 $g_2 > g_1$, 则反过来应采用 $m_1 = 1$, 而 m_2 则根据式(14)选定。但是当回路的固有损耗比较小时($g_1 \gg g_0 \ll g_2$), $K_{m_1 \text{max}}$ 与 $K_{m_2 \text{max}}$ 之间的差别不大, 那时在 g_1 和 g_2 差别悬殊时, 总衰减, 也即谐振曲线的尖锐程度和放大级的选择性将相应地有很大的不同。

从 § 1 最后引出的数据可以看出, g_1 比 g_2 大很多倍。因此当 $m_2 = 1$ 时, 放大器的谐振曲线将比 $m_1 = 1$ 时的宽好几倍, 因此它

的选择性也低得多。根据这一理由，通常是以采用 $m_1=1$ 而不用 $m_2=1$ 较为合算，稍为牺牲一点放大量就能显著地改善选择性。

如果得到高的选择性特别重要，那么对总衰减 d_0 就应有适当的限制。这个限制可以用减小 m_1 和 m_2 的办法来实现。根据式(4)，选择较小的接入系数 m_1 和 m_2 从放大器频率稳定性的观点来看也是合理的，因为这可使总电容 C 较少地与晶体管电容 C_1 和 C_2 发生关系。后两个电容与晶体管的工作状态有关，例如在用改变基极或集电极直流电压的方法来调节放大量时，这两个电容会有很大的变化，从而影响了谐振频率。

我们将要求 d_0 不大于回路固有衰减 $d_0 = \rho g_0$ 的 n 倍。如果这时 $n > 2$ ，那末由式(13)和(16)可以看出，可以从这一方面或另一方面 (m_1 或 m_2) 来保证最佳耦合，但是不得不减小另一个接入系数。

也有解决这个问题的第二个方案，这时两个接入系数都选得小于最佳值。比较一下这两个方案是很有趣的。如果 $n < 2$ ，则最佳接法就根本不能实现。

先假定 $n > 2$ 并取 $m_1 = m_{1\text{opt}}$ ，在式(13)中置 $d_0 = nd_0$ ，即

$$n\rho g_0 = 2\rho(g_0 + m_2^2 g_1).$$

由此可得

$$m_2 = \sqrt{\frac{n-2}{2} \frac{g_0}{g_1}}.$$

这时从式(11)得

$$m_{1\text{opt}} = \sqrt{\frac{n}{2} \frac{g_0}{g_2}}.$$

将求得的 m_2 值代入式(12)中，我们得到

$$K_{m1} = \frac{S}{2} \sqrt{\frac{n-2}{n} \frac{1}{g_1 g_2}}. \quad (19)$$

若取 $m_2 = m_{2\text{opt}}$ 并将 $d_0 = nd_0$ 代入式(13)中，同样可得

$$m_1 = \sqrt{\frac{n-2}{2} \frac{g_0}{g_2}}; \quad m_{2\text{опт}} = \sqrt{\frac{n}{2} \frac{g_0}{g_1}}. \quad (20)$$

将求得的 m_1 值代入式(15)中, 则得与式(19)符合的 K_{m_2} 值。

为了估计在接入系数的上述选择情况下, 与相应于最大放大量的一方全部接入时相比放大量的损失, 我们来比较一下在 $m_2 = m_{2\text{опт}}$ 的条件下两种情况下的放大量, 第一种情况是 $m_1 = 1$, 第二种情况是根据式(20)选择 m_1 。

将由条件(20)求得并与式(19)相等的 K_{m_2} 值除以式(18)的数值, 我们即得到

$$\frac{K_{m_2}}{K_{m_2\text{макс}}} = \sqrt{\frac{n-2}{n} \left(1 + \frac{g_0}{g_2}\right)}.$$

如果 $g_0 \ll g_2$, 那么

$$\frac{K_{m_2}}{K_{m_2\text{макс}}} = \sqrt{\frac{n-2}{n}}. \quad (21)$$

举一个例, 如果取 $n = 2.2$, 那么按这个公式可得到 0.3。若 $n = 3$, 则得约 0.6, 若 $n = 5$, 则得约 0.8。

在第二个方案中也取 $d_s = nd_0$, 但是现在让我们扩大 n 的可能值范围, 只认为 $n > 1$ 。

考虑到式(5),

$$g_s = ng_0 = g_0 + m_1^2 g_2 + m_2^2 g_1. \quad (22)$$

根据式(10), 这时放大系数等于

$$K_0 = \frac{Sm_1 m_2}{ng_0}. \quad (23)$$

从式(22)求得 m_1 ,

$$m_1 = \sqrt{\frac{(n-1)g_0 - m_2^2 g_1}{g_2}}. \quad (24)$$

因此

$$K_0 = \frac{Sm_2}{ng_0} \sqrt{\frac{(n-1)g_0 - m_2^2 g_1}{g_2}}.$$

用一般的方法不难证明, 当

$$m_2 = \sqrt{\frac{(n-1)g_0}{2g_1}} \quad (25)$$

时, K_0 有最大值。

将式(25)代入式(24)中, 得到用于选择 m_1 的公式:

$$m_1 = \sqrt{\frac{(n-1)g_0}{2g_2}} \quad (26)$$

在已求得的 m_1 和 m_2 值的条件下, 从公式(23)得

$$K_0 = \frac{n-1}{2n} \frac{S}{\sqrt{g_1 g_2}}$$

将这个数值除以匹配时的最大放大量, 后者在 $g_1 \gg g_0 \ll g_2$ 的条件下可以认为大约等于式(17), 我们得到

$$\frac{K_0}{K_{\text{max}}} = \frac{n-1}{n} \quad (27)$$

式(27)的比值常常比式(21)的比值大。因此, 在用上述方法限止回路总衰减时不应该企图对一个接入系数选取最佳值并减小另一个接入系数, 而以根据式(25)和(26)选择 m_1 和 m_2 更为有利。

§ 4. 内部反馈对于谐振放大器特性的影响

上一节中, 放大器的分析没有考虑内部反馈, 在图 1a 的晶体管等效电路中这种反馈表现为电流源 $y_{12}\dot{U}_2$ 。若考虑到这个电流源, 则晶体管基极电路中的全电流将等于

$$\dot{I}_1 = \dot{U}_1 y_{11} + y_{12} \dot{U}_2 \quad (28)$$

不难证明, 在图 8 形式的线路中会有上式的电流, 这个线路因此也是考虑到反馈的放大器等效线路。

由式(28)可以确定晶体

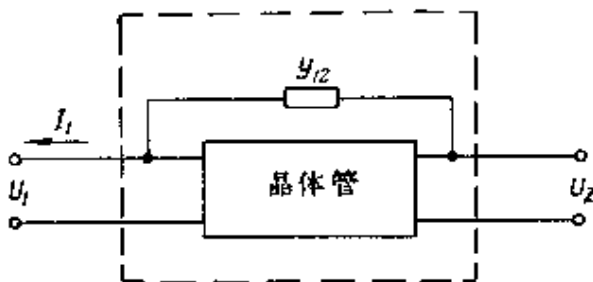


图 8

管的输入导纳。根据欧姆定律

$$\dot{y}_{\text{BX}} = \frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_{\text{BX}}} = y_{11} + y_{12} \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} \quad (29)$$

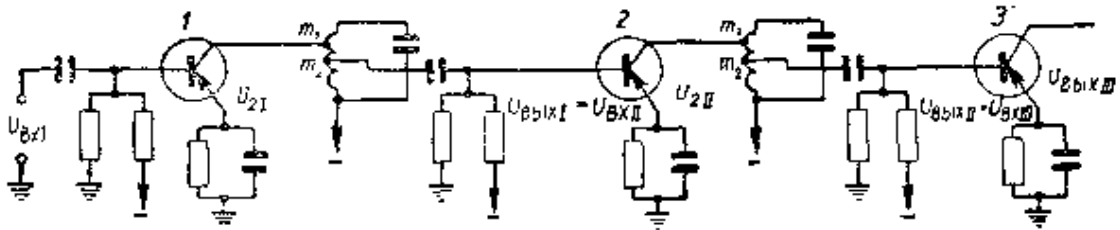


图 9

图 9 表示几个相同的放大级的串联。在这电路中试取第一级为例来加以讨论。每一级的等效电路将具有与图 5 相同的形式，其仅有的差别只是在元件 $C_1 R_1$ (即 y_{11}) 上的输出电路中根据式 (29) 加上了相应的等效反馈导纳

$$\dot{y}_{\text{oc}} = y_{12} \frac{\dot{U}_{2\text{II}}}{\dot{U}_{\text{BXII}}}$$

按另一种方式，既然 $\dot{U}_{2\text{II}} = \frac{\dot{U}_{\text{BXII}}}{m_2} m_1$ ，而且 $\frac{\dot{U}_{\text{BLIXII}}}{\dot{U}_{\text{BXII}}} = \dot{K}_{\text{II}}$ 是第二级的放大系数，所以

$$\dot{y}_{\text{oc}} = y_{12} \frac{m_1}{m_2} \dot{K}_{\text{II}} \quad (30)$$

假定在一级近似中认为所有各放大级实际上相同，并把根据图 2 的 y_{12} 值，即

$$y_{12} = \frac{1}{r_{12}} + j\omega C_{12}$$

以及式 (7) 的 K_{II} ，式 (6) 的 \dot{Z}_0 和式 (1) 的 \dot{S} 代入式 (30) 中，结果我们得到

$$\dot{y}_{\text{oc}} = \left(\frac{1}{r_{12}} + j\omega C_{12} \right) \frac{m_1}{m_2} \cdot \frac{S_0}{1 + j\omega \tau_s} \cdot \frac{m_1 m_2 R_0}{1 + j\alpha} \quad (31)$$

这里 $\alpha = \frac{y}{d_0}$ 。

反馈元件的时间常数用 $\tau_{oc} = r_{12}C_{12}$ 表示。由 §1 中列出的数据可见, $\tau_{oc} > \tau_s$ 。消去式(31)分母中的虚部, 得到

$$y_{oc} = S_0 R_s m_1^2 \omega C_{12} \frac{\left(j + \frac{1}{\omega \tau_{oc}}\right)(1 - j\omega \tau_s)(1 - j\alpha)}{(1 + \omega^2 \tau_s^2)(1 + \alpha^2)}.$$

把这个导纳分解成有功分量(电导)和无功分量(电纳)

$$y_{oc} = g_{oc} + jb_{oc},$$

这里

$$g_{oc} = S_0 R_s m_1^2 \omega C_{12} \frac{\left(\omega \tau_s + \frac{1}{\omega \tau_{oc}}\right) + \alpha \left(1 - \frac{\tau_s}{\tau_{oc}}\right)}{(1 + \omega^2 \tau_s^2)(1 + \alpha^2)}; \quad (32)$$

$$b_{oc} = S_0 R_s m_1^2 \omega C_{12} \frac{\left(1 - \frac{\tau_s}{\tau_{oc}}\right) - \alpha \left(\omega \tau_s + \frac{1}{\omega \tau_{oc}}\right)}{(1 + \omega^2 \tau_s^2)(1 + \alpha^2)}.$$

由此可见, 由于存在着反馈, 在所研究的那一级的输出电路中出现的附加导纳可以分成以不同形式依赖于频率的四个分量, 这四个分量在图 10 所示的这一级的完整等效电路中表示在虚线方框中。

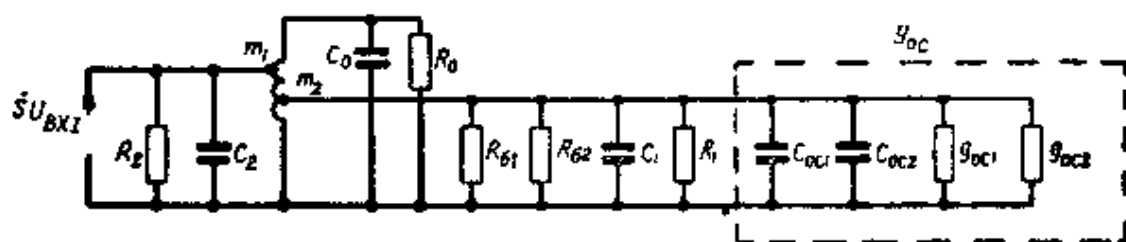


图 10

这时

$$C_{oc1} = C_{12} \frac{S_0 R_s m_1^2 \left(1 - \frac{\tau_s}{\tau_{oc}}\right)}{1 + \omega^2 \tau_s^2} \frac{1}{1 + \alpha^2}; \quad (33)$$

$$C_{oc2} = -C_{12} \frac{S_0 R_s m_1^2 \left(\omega \tau_s + \frac{1}{\omega \tau_{oc}}\right)}{1 + \omega^2 \tau_s^2} \frac{\alpha}{1 + \alpha^2};$$

$$g_{oc1} = S_0 R_0 m_1^2 \omega C_{12} \frac{\omega \tau_s + \frac{1}{\omega \tau_{oc}}}{1 + \omega^2 \tau_s^2} \frac{1}{1 + \alpha^2};$$

$$g_{oc2} = S_0 R_0 m_1^2 \omega C_{12} \frac{1 - \tau_s}{\tau_{oc}} \frac{\alpha}{1 + \omega^2 \tau_s^2}.$$

图 11 中的曲线表示出这些数值与 α 之间的依赖关系, 也就是在某一定比例尺下表示这些量与振荡频率和接在下一级 (这里是第二级) 集电极电路中的振荡回路的谐振频率的差别的依赖关系。

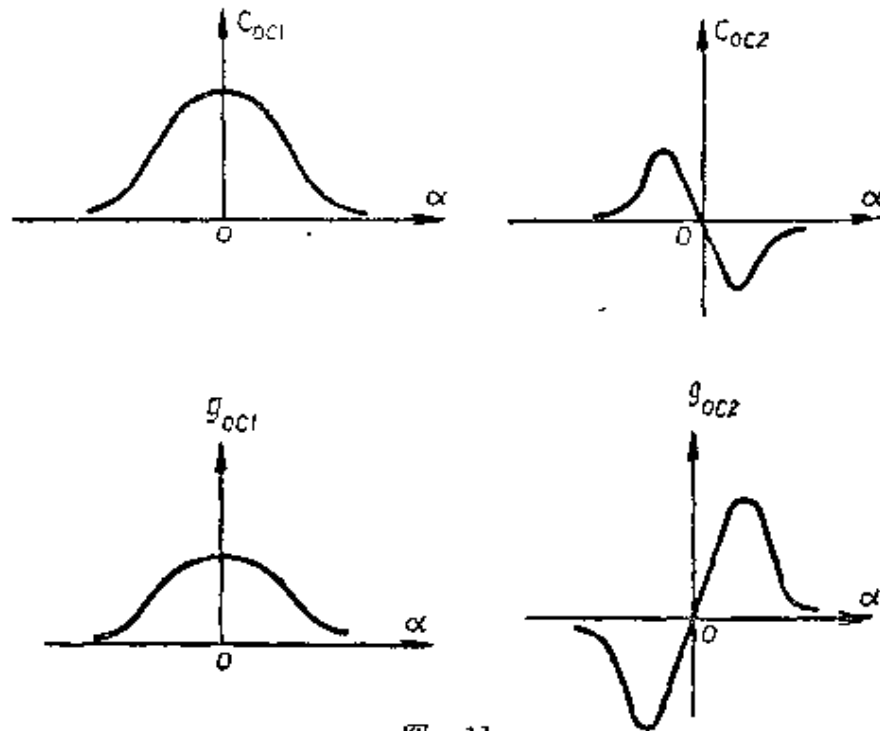


图 11

类似的现象在电子管放大级中也可观察到。由于级的内部反馈可以认为是纯电容的而且在工作频率范围内跨导的复数性通常几乎不会出现, 那么相应地就有 $\tau_{oc} \approx \infty$ 和 $\tau_s \approx 0$, 即 $C_{oc2} \approx 0$ 和 $g_{oc1} \approx 0$ 。但是电子管放大器中就有 C_{oc1} 和 g_{oc2} , 它们会影响电子管放大器的特性就象它们影响晶体管放大器的特性一样。

显然, 在振荡回路上(图 10) 接上一些性能在谐振频率附近急剧变化的元件(图 11) 必然会影响有些回路作为组成部分的放大

级的频率特性。现在我们来研究最可能出现的特殊情况下的这个影响,这时图9线路第一级的回路(图10中就有这种回路)连同它所包括的所有另件和装配连接的固有电容以及下一级输入电容一起大致调谐在与下一级集电极电路中的回路相同的频率上。

如果 C_{oc1} , C_{oc2} , g_{oc1} 和 g_{oc2} 在所有被放大振荡的频率内不变,那么所研究的这一级的放大系数的频率特性曲线将如图12上实线所示的形状。实际上,只要频率一变得高于或低于谐振频率, C_{oc1} 都要减小。结果是当频率降低时回路的总电容将减小,共谐振频率则将升高。因而,振荡频率与回路谐振频率之间的实际失谐比频率降低的数值大。与此相应,放大量将下降得更多,如图12a 纵坐标轴左面的虚线所示。

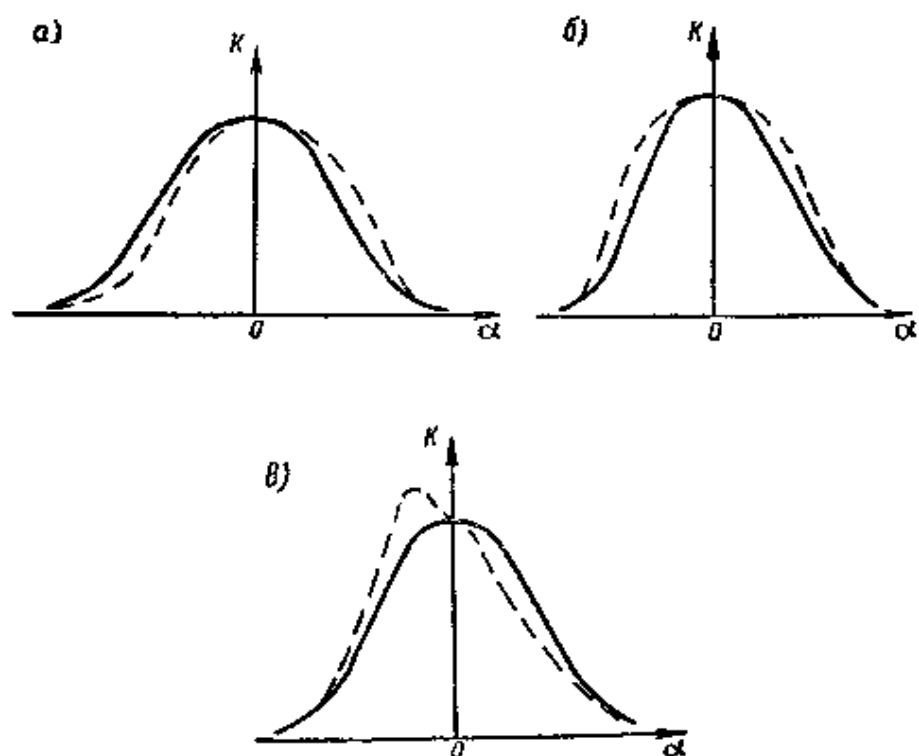


图 12

当频率增高时,就象上面的情况那样,总电容也将减小,回路的谐振频率将增高,也就是回路好象部分地调谐在变化的振荡频

率上。结果是振荡频率与回路的谐振频率之间的实际失谐减小了,因而放大量下降得更加慢了,如图 12a 上纵坐标轴右面的虚线所示。

谐振时,电容 C_{oc2} 等于零,而当被放大的振荡的频率降低时它增大了,此时回路的谐振频率降低了,因而相对于谐振的实际失谐变得小了一些,所以放大量比没有反馈时的大一些,如图 12b 上纵坐标轴左面的虚线所示。当失谐相当大时, C_{oc2} 又变小,中止了对谐振频率的影响,因而也中止了对放大量的影响。

当频率增高时,电容 C_{oc2} 在数值上的变化与前一情况相同,但为负值,因此,它不是加大而是减小回路的总电容。结果是回路的谐振频率不是降低了而是增高了,这又一次使失谐减小,因而使放大量加大(图 12c 上纵坐标轴右面的曲线)。

由此可知,晶体管输入电容 C_{oc} 的影响表现为使放大器谐振曲线的顶部展宽。

不论振荡频率向回路的谐振频率那一边偏离,电导 g_{oc1} 总是减小。这时回路的品质因数就会增大(其总衰减减小),放大系数也相应地增大。

当失谐足够大时,回路的电纳占优势, g_{oc} 就不起作用。这样看来,这个因素的影响和 C_{oc2} 的影响一样,表现为使放大量在谐振频率的左边和右边都升高一些(图 12d 上的虚线)。

电导 g_{oc2} 在低于谐振频率时是负的,因此它减小了回路总衰减而使放大量提高,就象图 12e 左面的虚线所示。高于谐振频率时 g_{oc2} 是正的,因而降低了放大量(右面的虚线)。

从图 12 看得出, C_{oc1} 和 g_{oc2} 引起谐振特性曲线的不对称变化,但是,因为它们的作用方向是相反的,就能部分地互相抵消。 C_{oc2} 和 g_{oc1} 在谐振点两边引起了放大量的增加。由于上述各因素的综合作用,总谐振特性曲线就可能不同于无反馈时得到的特性

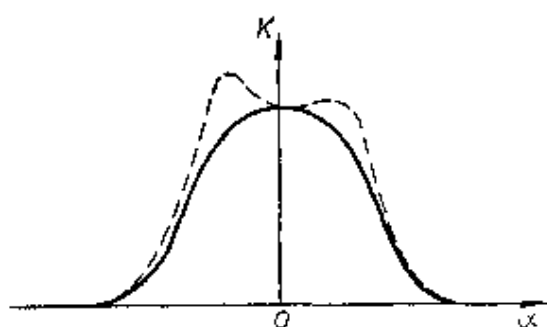


图 13

曲线,就象图 13 中的虚线不同于实线那样。根据具体条件,它们间的差别可以比图 13 所示的小得多,但是在个别情况下差别也可能更大些。

以前已经指出,在电子管放大器中 $C_{oc2} \approx 0$ 和 $g_{oc1} \approx 0$, 即谐振曲线只有图 12a 和 b 形状的变化。

§ 5. 放大器的稳定性

图 14 上用虚线画出了 g_{oc1} 和 g_{oc2} 的曲线, 而实线是它们的

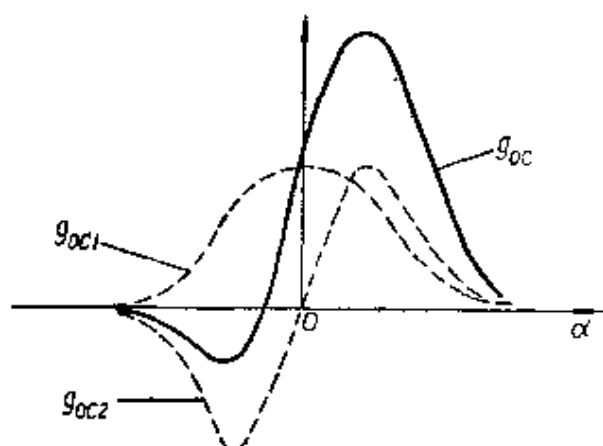


图 14

和, 这是第二级晶体管总的输入电导 g_{oc} 。在相应于一定频率的负 α 值下, 电导 g_{oc} 是负的。在这频率下, 第一级振荡回路的衰减减小。在某些情况下它可能是负的。

在实际情况下放大器的振荡回路不是精确地调谐在一个频率上的。这有几个原因。

首先是要得到这样的调谐比较困难, 其次没有必要这样作, 再就是因为由于晶体管的特性和温度的变化, 由于各个元件老化以及其他原因, 调谐要变化。其中完全有这样的可能: 回路正是调谐在总衰减为负的那个频率上, 何况这个频率与谐振频率很接近。

负衰减振荡回路中会自激振荡, 即放大器变成振荡器而失去作用。

为了避免自激, 设计时应该把放大器的参数选择得使总衰减

保持为正的。

无自激是放大器工作的必要条件，但它不能算是正常放大的充分条件。如果回路总衰减不变成负的而减小得很厉害，那么由于某些原因而引起参数的进一步较小变化时，自激也是可能的。换句话说，应该有充分的余量来保证无自激。

另一方面，即使根本不会发生自激，衰减的剧烈减小会导致通频带变窄，使信号有很大的失真。此外还会导致放大系数的巨大变化。所以稳定性的充分条件是反馈对回路的衰减起很小的影响。

根据式(33)，输入电导等于

$$g_{oc} = g_{oc1} + g_{oc2} = \frac{S_0 R_3 m_1^2 \omega C_{12}}{1 + \omega^2 \tau_s^2} \frac{a + b\alpha}{1 + \alpha^2}$$

式中

$$a = \omega \tau_s + \frac{1}{\omega \tau_{oc}}; \quad b = 1 - \frac{\tau_s}{\tau_{oc}} \quad (34)$$

现在我们来求 g_{oc} 的负的最大值，并用 g_{orp} 来表示它。将 g_{oc} 对 α 进行微分，令导数等于零，得下列方程式：

$$\alpha^2 + 2 \frac{a}{b} \alpha - 1 = 0.$$

当 $\alpha < 0$ 时， g_{oc} 为负。负的解是

$$\alpha = - \left[\frac{a}{b} + \sqrt{\left(\frac{a}{b}\right)^2 + 1} \right].$$

这时

$$g_{orp} = - \frac{S_0 R_3 m_1^2 \omega C_{12}}{1 + \omega^2 \tau_s^2} \frac{\gamma}{2},$$

式中

$$\gamma = \frac{b^2}{a + \sqrt{a^2 + b^2}}.$$

将 a 和 b 值代入后，得到

$$\gamma = \frac{\left(1 - \frac{\tau_s}{\tau_{oc}}\right)^2}{\omega\tau_s + \frac{1}{\omega\tau_{oc}} + \sqrt{\left(\omega\tau_s + \frac{1}{\omega\tau_{oc}}\right)^2 + \left(1 - \frac{\tau_s}{\tau_{oc}}\right)^2}} \quad (35)$$

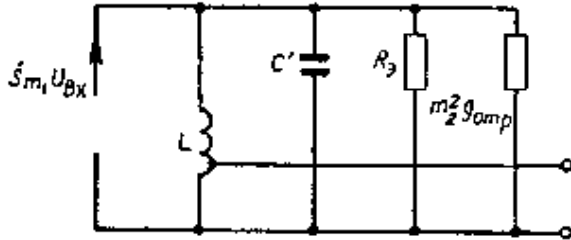


图 15

如果象图 6 线路变换成图 7 的形式那样将图 10 加以变换, 那么在 $g_{oc} = g_{orp}$ 的条件下它会有图 15 的形式。这里电容 C' 包括折算了的

电容 C_{oc1} 和 C_{oc2} 。

回路的总电导

$$\frac{1}{R'_s} = \frac{1}{R_s} + m_2^2 g_{orp} = \frac{1}{R_s} - m_2^2 \frac{S_0 R_s m_1^2 \omega C_{12}}{1 + \omega^2 \tau_s^2} \frac{\gamma}{2}$$

我们希望电导 $\frac{1}{R'_s}$ 与原来电导 $\frac{1}{R_s}$ 的差别不超过 κ_{oc} 倍 (κ_{oc} 叫做不稳定性系数)。如果它接近于 1, 那么这就意味着输入电导对回路的频率特性影响很小。 κ_{oc} 愈大, 则反馈对放大器的通带和放大系数引起的变化也愈大。由此可见, 稳定条件为

$$\frac{1}{R'_s} \geq \frac{1}{R_s \kappa_{oc}}$$

或写成另一形式

$$\frac{1}{R_s} - m_2^2 \frac{S_0 R_s m_1^2 \omega C_{12}}{1 + \omega^2 \tau_s^2} \frac{\gamma}{2} \geq \frac{1}{R_s \kappa_{oc}}$$

这个不等式不难化成

$$\frac{S_0^2 R_s m_1^2 m_2^2}{1 + \omega^2 \tau_s^2} \leq \frac{2(\kappa_{oc} - 1)}{\kappa_{oc}} \frac{S_0}{\omega C_{12} \gamma}$$

根据式(1)

$$\frac{S_0}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau_s^2}} = S,$$

式中 S 是在被放大振荡的频率上跨导的模数。另外, 根据式(9)

$$S^2 m_1^2 m_2^2 R_3^2 = K_0^2.$$

因此, 放大级的稳定条件可以表示为

$$K_0 \leq \sqrt{\frac{2(\kappa_{oc} - 1)}{\kappa_{oc}} \frac{S}{\omega C_{12} \gamma}}. \quad (36)$$

所得到的公式对于电子管放大器也是正确的, 而且既然在这种情况下 $\tau_s \approx 0$ 和 $\tau_{oc} \approx \infty$, $\gamma = 1$ 。式(36)中的 C_{12} 用阳极-栅极电容 C_{ac} 代替。

由式(36)看出, 为了得到较大的放大量应该采用跨导 S 较大和电容 C_{12} 尽量小的晶体管。

公式(35)指出, 当 $\tau_s = \tau_{oc}$ 时得到 $\gamma = 0$, 根据式(36), 这时在任何放大量下都能保证稳定, 也就是说这时反馈不会引起自激。但是, §1 内所列的晶体管真实参量数据指出, 实际上不会有这种情况, 因为比值 $\frac{\tau_s}{\tau_{oc}}$ 有 0.005—0.04 的数量级。实际上可以有

$1 - \frac{\tau_s}{\tau_{oc}} \approx 1$, 所以

$$\gamma \approx \frac{1}{\omega \tau_s + \frac{1}{\omega \tau_{oc}} + \sqrt{\left(\omega \tau_s + \frac{1}{\omega \tau_{oc}}\right)^2 + 1}}.$$

不难证明, 当 $\omega = \frac{1}{\sqrt{\tau_s \tau_{oc}}}$ 时 γ 有比较钝的最大值, 这时

$$\gamma_{\max} = \frac{1}{2\sqrt{\frac{\tau_s}{\tau_{oc}}} + \sqrt{1 + 4\frac{\tau_s}{\tau_{oc}}}}.$$

在用公式(36)计算稳定放大量时, 可代入式内的正是这个数值, 它约为 0.7—0.9, 这将相应地保证稳定性有最大的余量。当 $\omega = \frac{1}{\tau_s}$ 时, 这相当于晶体管可以应用的频率范围的最高部分, γ 减小到 0.4 左右。

由 § 1 内列出的数据可以看出, 电容 C_{12} 比电子管的过渡电容大 300—1000 倍 [高频五极管的 C_{ac} 的数量级为 $(3-6) \times 10^{-3}$ pF]。同时, 晶体管的跨导约为 10—20 倍于电子管的跨导。所以根据式(36), 在不稳定性系数相同的条件下, 从稳定性的观点出发, 晶体管放大级的极限放大系数, 在现有参数的情况下, 约为利用电子管时的 $\frac{1}{5}$ 。

§ 6. 内部反馈的中和

有害的反馈可以用人为地产生的相反的反馈去补偿。如果用这样的方法消除了内部反馈, 则原则上就不会有条件(36)对放大量所加的限制。在实际情况下, 由于系统的某些参数的天然不稳定性, 两个相反的作用的相互完全补偿就可能被破坏。尽管如此, 总还可以做到反馈的大大衰减, 依靠这一点可以得到比较大的放大系数。

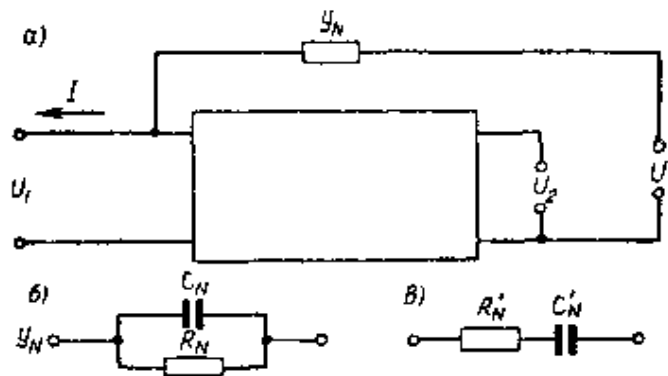


图 16

图 16a 上画出的放大器线路附加了一个人为电路, 它包含一个具有导纳 y_N 的元件和一个电压源 U' 。这电路中的电流等于

$$\dot{I}' = (\dot{U}_1 + \dot{U}') y_N.$$

这一电流加在电流(28)上, 结果晶体管输入电路中的总电流将等于

$$\dot{I}_1 = \dot{U}_1(y_{11} + \dot{y}_N) + y_{12}\dot{U}_2 + \dot{y}_N\dot{U}'.$$

如果满足

$$y_{12}\dot{U}_2 + \dot{y}_N\dot{U}' = 0 \quad (37)$$

的条件, 则得到

$$\dot{I}_1 = \dot{U}_1(y_{11} + \dot{y}_N),$$

所以晶体管输入导纳将等于

$$\dot{y}_{\text{in}} = \frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_1} = y_{11} + \dot{y}_N.$$

这是一个复数导纳, 其有功分量(电导)影响放大器输入电路内振荡回路的衰减而无功分量(电纳)则应在调谐回路到所需频率时加以考虑。但是在这种情况下没有反馈, 输入电导是正的, 它不会引起放大器的不稳定。

条件(37)可以写成

$$\dot{U}' = -\dot{U}_2 \frac{\dot{y}_{12}}{\dot{y}_N}.$$

这里

$$\dot{y}_{12} = \frac{1}{r_{12}} + j\omega C_{12} = \frac{1}{r_{12}}(1 + j\omega\tau_{oc}).$$

如果 $\dot{y}_N = g_N(1 + j\omega\tau_N)$, 则

$$\dot{U}' = -\dot{U}_2 \frac{1}{r_{12}g_N} \frac{1 + j\omega\tau_{oc}}{1 + j\omega\tau_N}.$$

当 $\tau_N = \tau_{oc}$ 时, 中和反馈的条件具有如下的形式

$$\dot{U}' = -\dot{U}_2 \frac{1}{r_{12}g_N}, \quad (38)$$

这个条件很容易满足, 即补偿电压 \dot{U}' 应该与 \dot{U}_2 成正比, 只是相位相反。为此, 反馈元件 \dot{y}_N 应该接成电阻 $R_N = \frac{1}{g_N}$ 和电容 $C_N = \frac{\tau_N}{R_N} = \tau_{oc} \frac{1}{R_N}$ 并联的形式(图 166)。

在有限的频带内, 图 166 的一段电路可用电阻 R'_N 和电容 C'_N 串联的等效电路代替 (图 166)。这电路的优点是中和电路不构成放大器输出电路和输入电路间的电气耦合。

可以保证补偿电压与电压 \dot{U}_2 相位相反的中和线路的三种方案见图 17 所示。在所有这三种方案中, 中和电路都由电容和电阻构成。在实践中常常不企图精确地符合补偿内部反馈的条件, 并且不用电阻而只接入电容就可得到足够满意的结果。晶体管新产品的质量很高, 在多数情况下允许根本不用中和, 因为这时所得到的稳定放大量已足够大。

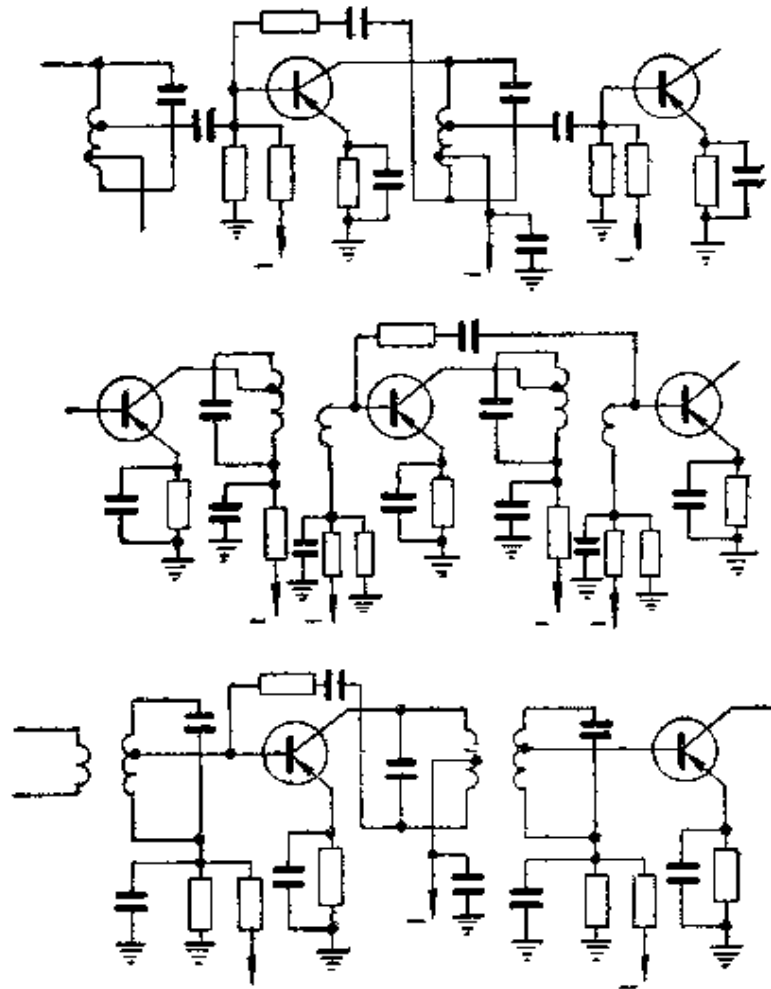


图 17

§ 7. 变压器耦合的放大级线路

在无线电设备中常会遇到图 36 的线路。为了研究方便起见，用图 18a 的等效电路去代替它，然后根据 § 3 中变换图 3a (图 5、6、7) 时的理由把它表示成图 18b 的形式，唯一的不同只是输出电路在现有情况下不折算到振荡回路上。以后我们将采用下列符号：

$$C' = C_0 + C_2 m_1^2; \quad \frac{1}{R'} = g_0 + m_1^2 g_2 \quad (39)$$

$$\left(g_0 = \frac{1}{R_0}; \quad g_2 = \frac{1}{R_2} \right).$$

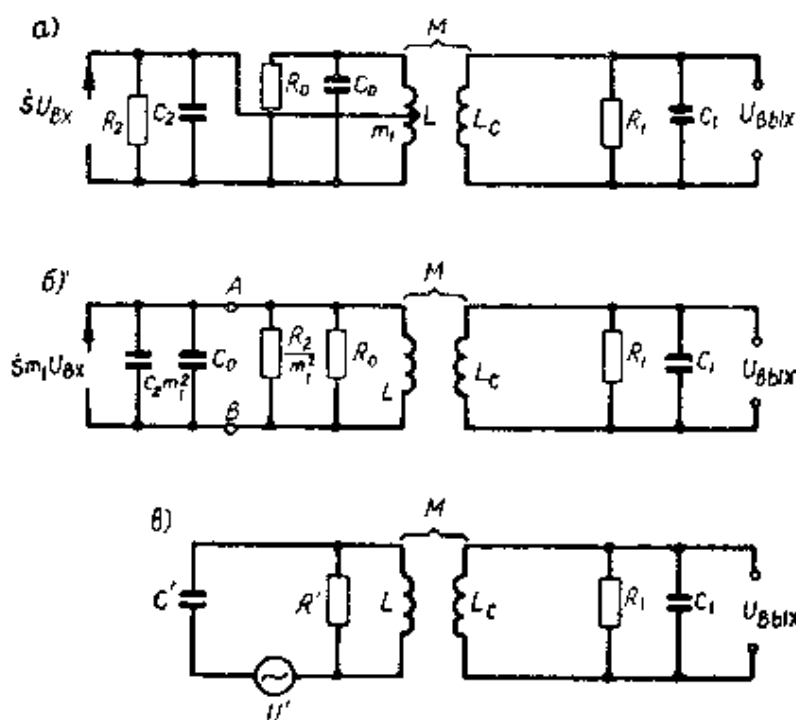


图 18

因为耦合线圈 L_c 的电阻很小，可以不予考虑。AB 两点左边的电路用等效发电机代替后，得到图 18c 的线路。

这里

$$\dot{U}' = Sm_1 \dot{U}_{BX} \frac{1}{j\omega C'}.$$

根据基尔霍夫方程求得电路图 18a 次级回路中的电流

$$I_{\text{вых}} = \dot{U}' \frac{j\omega M}{Z_1 Z_2 + \omega^2 M^2},$$

式中 Z_1 和 Z_2 是初级和次级回路的阻抗:

$$\dot{Z}_1 = \rho(d' + jy); \quad \dot{Z}_2 = j\omega L_c + \frac{1}{g_1 + j\omega C_1}; \quad d' = \frac{\rho}{R'}$$

这一级的输出端电压

$$\dot{U}_{\text{вых}} = \dot{U}' \frac{j\omega M}{Z_1 Z_2 + \omega^2 M^2} \frac{1}{g_1 + j\omega C_1}$$

把 U' 的值代入上式, 求得复数放大系数的表示式为

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{U}_{\text{вх}}} = \frac{S m_1 \frac{1}{j\omega C'} j\omega M}{\left(\dot{Z}_1 + \frac{\omega^2 M^2}{\dot{Z}_2}\right) \left(j\omega L_c + \frac{1}{g_1 + j\omega C_1}\right) (g_1 + j\omega C_1)}$$

或以另一形式表示为

$$\dot{K} = \frac{S m_1 \frac{M}{L} \frac{L}{C'}}{\left(\dot{Z}_1 + \frac{\omega^2 M^2}{\dot{Z}_2}\right) (1 - \omega^2 L_c C_1 + j\omega L_c g_1)} \quad (40)$$

分母的第一个因子是图 18a 电路中振荡回路的阻抗 (串联回路时的) 与从次级回路引入的阻抗之和。后者的有功分量, 使回路的衰减从 d' 增加到某一个 d_0 值, 其无功分量则在回路调谐到所需频率时被补偿了。这时

$$\dot{Z}_1 + \frac{\omega^2 M^2}{\dot{Z}_2} = \rho(d_0 + jy);$$

$$d_0 = \frac{\rho}{R'} + \frac{R_{\text{вх}}}{\rho}; \quad (41)$$

$R_{\text{вх}}$ 是从耦合电路引入振荡回路的电阻。

§ 3 中已指出过, 从放大器调谐的稳定性出发, 通常不允许从

晶体管电路给回路引入大的电抗, 因而 $\frac{L}{C'} \approx \rho^2$ 。与此相应, 式(40) 可以表示为

$$\dot{K} = \frac{Sm_1 \frac{M}{L} \rho}{d_s + jy} \frac{1}{1 - \omega^2 L_c C_1 + j\omega L_c g_1}$$

$\frac{1}{\sqrt{L_c C_1}} = \omega_c = 2\pi f_c$ 是耦合电路的谐振角频率。

将 $\frac{f}{f_c}$ 表示为 $\frac{f}{f_c} = x_c$, 放大系数的模等于

$$K = \frac{Sm_1 \frac{M}{L} \rho}{\sqrt{d_s^2 + y^2}} \frac{1}{\sqrt{(1 - x_c^2)^2 + (\omega L_c g_1)^2}}$$

为了避免放大系数强烈地依赖于可能变化的电容 C_1 , 最好是保证满足不等式 $x_c^2 \ll 1$ 或 $x_c^2 \gg 1$ 的条件。为了得到较大的放大系数, 用 $x_c^2 \ll 1$, 即 $f_c > f$ 的方案更为恰当。这可借选择足够小的耦合电感 L_c 的办法来完成。分母中的 $(\omega L_c g_1)^2$ 那一项同时也减小了。

在所建议的情况下 ($x_c^2 \ll 1$)

$$K \approx \frac{Sm_1 \frac{M}{L} \rho}{\sqrt{d_s^2 + y^2}} \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega L_c g_1)^2}}$$

谐振时 ($y=0$)

$$K_0 = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega L_c g_1)^2}} \frac{Sm_1 \frac{M}{L} \rho}{d_s} \quad (42)$$

从耦合电路引入振荡回路的总阻抗

$$\dot{Z}_{\text{总}} = \frac{\omega^2 M^2}{\dot{Z}_2} = \frac{\omega^2 M^2}{j\omega L_c + \frac{1}{g_1 + j\omega C_1}} = \omega^2 M^2 \frac{g_1 + j\omega C_1}{1 - \omega^2 L_c C_1 + j\omega L_c g_1}$$

因为 $x_c^2 \ll 1$,

$$\dot{Z}_{\text{BH}} \approx \omega^2 M^2 \frac{g_1 + j\omega C_1}{1 + j\omega L_c g_1}$$

消去分母中的虚部,再分解出共有功分量,得到

$$R_{\text{BH}} = \omega^2 M^2 g_1 \frac{(1 + \omega^2 L_c C_1)}{1 + (\omega L_c g_1)^2} \approx \omega^2 M^2 \frac{g_1}{1 + (\omega L_c g_1)^2}$$

以另一种形式来表示,则因为 $\omega L = \rho$, 所以

$$R_{\text{BH}} = \left(\frac{M}{L}\right)^2 g_1 \frac{\rho^2}{1 + (\omega L_c g_1)^2}$$

与此相应,引入衰减

$$d_{\text{BH}} = \frac{R_{\text{BH}}}{\rho} = \left(\frac{M}{L}\right)^2 g_1 \frac{\rho}{1 + (\omega L_c g_1)^2}$$

考虑到这个结果以及式(41)和式(39),公式(42)化成了

$$K_0 = \frac{S \rho m_1 \frac{M}{L} \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega L_c g_1)^2}}}{\rho \left[g_0 + m_1^2 g_2 + \frac{\left(\frac{M}{L}\right)^2}{1 + (\omega L_c g_1)^2} g_1 \right]}$$

如果引入符号

$$m_2 = \frac{\frac{M}{L}}{\sqrt{1 + (\omega L_c g_1)^2}}, \quad (43)$$

则得到

$$K_0 = \frac{S m_1 m_2}{g_0 + m_1^2 g_2 + m_2^2 g_1}. \quad (44)$$

这个公式与对图 3a 的自耦变压器线路所得到的表示式(10)相同,这样就容许将 § 3 中叙述的某些论点推广到现有的情况上来。

§ 8. 带有频带滤波器的放大级

分析图 3b 放大级时,应该利用与前面几种情况相同的方法,

先画出其等效电路。这时候晶体管 T_1 的输出电容附加到滤波器的第一(输入)回路的固有电容上, 结果是总电容等于

$$C_I = C_{0I} + C_2 m_1^2.$$

同样地滤波器的第二(输出)回路的总电容

$$C_{II} = C_{0II} + C_1 m_2^2.$$

相应的电阻也同样地加以折算, 在这之后两个回路的总损耗电导就等于

$$g_{\Sigma I} = \frac{1}{R_{\Sigma I}} = \frac{1}{R_{0I}} + \frac{m_1^2}{R_2};$$

$$g_{\Sigma II} = \frac{1}{R_{\Sigma II}} = \frac{1}{R_{0II}} + \frac{m_2^2}{R_1}.$$

式中 R_{0I} 和 R_{0II} 是两回路固有的等效损耗电阻。

此外, 象图 7a 线路变换成图 7b 那样, 用等效电流源代替 T_1 并对之进行换算, 得到图 19a 的等效电路。

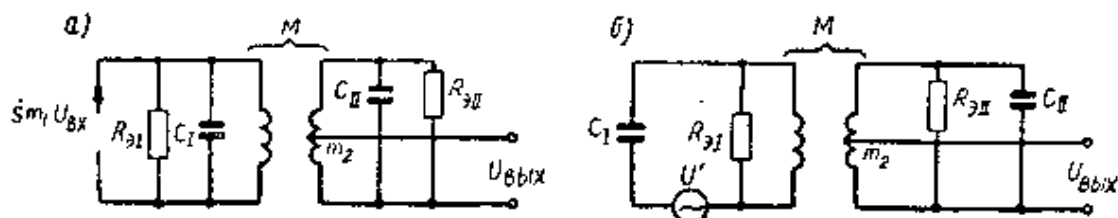


图 19

象图 18b 变换成图 18c 的线路那样, 再将电流源用等效电动势来代替, 则得图 19b 的线路, 其中

$$\dot{U}' = \dot{S} m_1 \dot{U}_{Bx} \frac{1}{j\omega C_I}.$$

第二回路的端电压可以确定为 $\dot{U}_{II} = \dot{U}' K_{\Phi}$, 式中 K_{Φ} 是频带滤波器的传输系数, 它是考虑了下述条件而确定的, 即输入和输出振荡回路的衰减分别等于:

$$d_1 = \rho_1 g_{\Sigma I} \quad \text{和} \quad d_2 = \rho_2 g_{\Sigma II},$$

式中 $\rho_1 = \frac{1}{\omega_0 C_I}$ 和 $\rho_2 = \frac{1}{\omega_0 C_{II}}$.

ω_0 是滤波器的谐振频率。

这一级的输出电压

$$\dot{U}_{\text{BLIX}} = m_2 \dot{U}_{\text{I}} = \dot{S} m_1 \dot{U}_{\text{BX}} \frac{1}{j\omega C_I} \dot{K}_\Phi m_2.$$

因此, 复数放大系数等于

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_{\text{BLIX}}}{\dot{U}_{\text{BX}}} = -j \dot{S} m_1 m_2 \frac{1}{\omega C_I} \dot{K}_\Phi.$$

由此可知, 放大级的相位-频率特性与滤波器的相位-频率特性的差别只是固定的移动 $\frac{\pi}{2}$ 角和复数跨导 \dot{S} 的相位。后者在放大器的通带范围内可以认为实际上不变。

考虑到

$$\frac{1}{\omega C_I} = \frac{f_0}{f} \rho_I,$$

可以写出放大系数的模的公式

$$K = \frac{f_0}{f} S \rho_I m_1 m_2 K_\Phi. \quad (45)$$

这时在通带内以及邻近频带内通常可以认为 $\frac{f_0}{f} \approx 1$ 。不难看出, 这样的分析不仅对双回路频带滤波器是正确的, 而且对更复杂的多回路及其他滤波器(例如, 石英滤波器或机械滤波器)也都是正确的。在一般情况下这些滤波器的输入和输出端用自耦变压器接法。公式(45)对于电子管放大器也是正确的。

本书所用俄文下角一览表

下 角	俄 文 意 义	中 文 意 义
ак	анод-катод	阳极-阴极
ас	анод-сетка	阳极-栅极
б	база	基极
вн	вносимое	引入
вх	вход	输入
вых	выход	输出
макс	максимум	最大值
опт	оптимальный	最佳的
ос	обратная связь	反馈
э	эквивалентный	等效的