

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

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

北京市书刊出版业营业许可证出字第 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 850 × 1168 $1/32$ 印张 $1\frac{2}{16}$

字数 23,000 印数 0,001—2,200 定价 (7) 羊 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. 晶体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 1б 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:

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

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

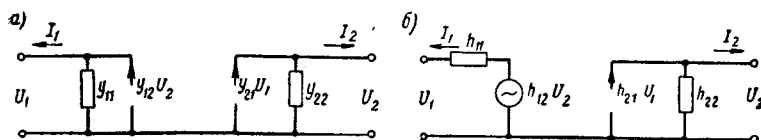


图 1

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:

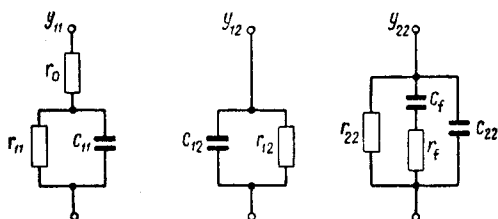


图 2

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

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:

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

$$r_{11} = 0.75 \text{ k}\Omega \text{ (晶体管 } \Pi 403, \Pi 411\text{A)} - 1.8 \text{ k}\Omega \text{ (}\Pi 6\Gamma, \Pi 14\text{)};$$

$$C_{11} = 3500 \text{ pF (}\Pi 6\Gamma\text{)}; 2300 \text{ pF (}\Pi 14\text{)}; 200 - 400 \text{ pF (}\Pi 402, \Pi 411\text{A, } \Pi 403\text{)};$$

$$C_{12} = 30 \text{ pF (}\Pi 6\Gamma, \Pi 14\text{)}; 6 \text{ pF (}\Pi 402, \Pi 403\text{)}; 1.4 \text{ pF (}\Pi 411\text{A)};$$

$$r_{12} = 1 - 2 \text{ M}\Omega \text{ (}\Pi 6\Gamma, \Pi 14\text{)}; 0.6 \text{ M}\Omega \text{ (}\Pi 411\text{A)}; 0.3 \text{ M}\Omega \text{ (}\Pi 402\text{)}; 0.1 \text{ M}\Omega \text{ (}\Pi 403\text{)};$$

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

$$C_{22} = 80 \text{ pF (}\Pi 6\Gamma\text{)}; 30 \text{ pF (}\Pi 14\text{)}; 10 - 20 \text{ pF (}\Pi 402, \Pi 403\text{)}; 3 \text{ pF (}\Pi 411\text{A)};$$

$$r_f = 5 \text{ k}\Omega \text{ (}\Pi 14\text{)}; 3.5 \text{ k}\Omega \text{ (}\Pi 402\text{)}; 1.5 \text{ k}\Omega \text{ (}\Pi 411\text{A)};$$

$$C_f = 20 \text{ pF (}\Pi 14\text{)}; 7 \text{ pF (}\Pi 402\text{)}; 1 \text{ pF (}\Pi 411\text{A)};$$

$$\tau_s = 0.3 \mu\text{s (}\Pi 6\Gamma\text{)}; 0.09 \mu\text{s (}\Pi 14\text{)}; 0.015 - 0.025 \mu\text{s (}\Pi 402, \Pi 403\text{)}; 0.004 \mu\text{s (}\Pi 411\text{A)}.$$

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 $R_{\delta 1}$ 和 $R_{\delta 2}$ 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 3b 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

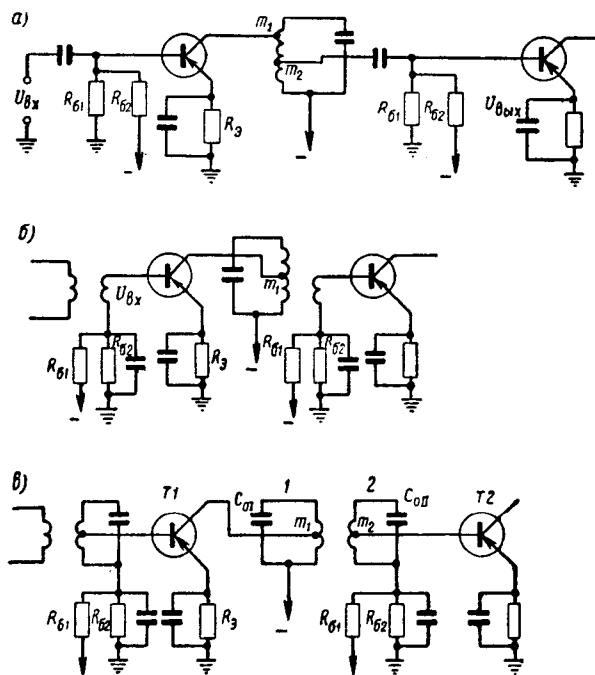


图 3

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_{61} , R_{62} , R_0 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。

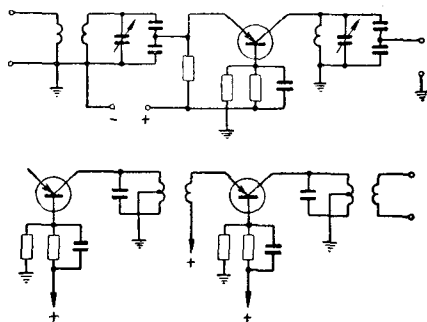


图 4

§ 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 $y_{12}U_{\text{BEX}}$ 。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。

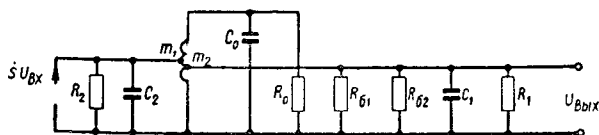


图 5

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。

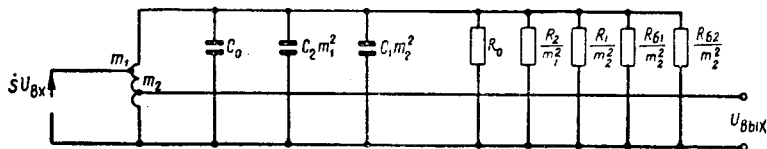


图 6

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

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

与此相应, 可以把等效电路画成图 7a 的形式。

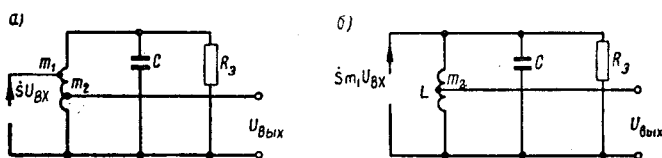


图 7

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_g 的乘积。放大器的输出电压 U_{BbIX} 是回路电压的一部分, 它与接入系数 m_2 成比例, 即

$$\dot{U}_{BbIX} = \dot{S}m_1 U_{BX} \dot{Z}_g m_2.$$

这里

$$\dot{Z}_0 = \frac{\rho}{d_0 + jy}, \quad (6)$$

式中

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

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

$$d_0 = \frac{\rho}{R_0} \text{ 是总的衰减;}$$

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

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

据此, 复数放大系数

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_{\text{BIX}}}{U_{\text{BX}}} = m_1 m_2 \dot{S} \dot{Z}_0. \quad (7)$$

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_0 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

$$\varphi = -\arctg \frac{y}{d_0}.$$

放大系数的模

$$K = \frac{S m_1 m_2 \rho}{\sqrt{d_0^2 + y^2}}.$$

谐振时 ($y=0$)

$$K = K_0 = \frac{S m_1 m_2 \rho}{d_0}. \quad (8)$$

相对放大系数

$$\frac{K}{K_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{y}{d_3}\right)^2}}.$$

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:

$$K_0 = Sm_1 m_2 R_0 \quad (9)$$

或者写成

$$K_0 = \frac{Sm_1 m_2}{g_0 + m_1^2 g_2 + m_2^2 g_1}, \quad (10)$$

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

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

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

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

当 $m_1 = m_{1\text{онт}}$ 时, 回路的总衰减

$$d_3 = \frac{\rho}{R_0} = 2\rho(g_0 + m_2^2 g_1). \quad (13)$$

同样, 对 m_2 的最大值研究公式(10), 可得到

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

这时最大谐振放大系数等于

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

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 $d_s=nd_0$,即

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

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

$$K_{m1}=\frac{S}{2}\sqrt{\frac{n-2}{n}\frac{1}{g_1g_2}}. \quad (19)$$

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

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

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 $m_2 = m_{2\text{онт}}$ 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

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

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

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

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

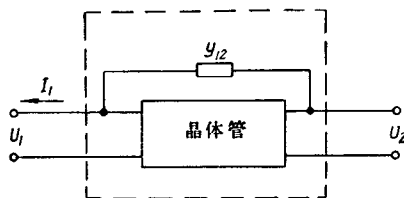


图 8

管的输入导纳。根据欧姆定律

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

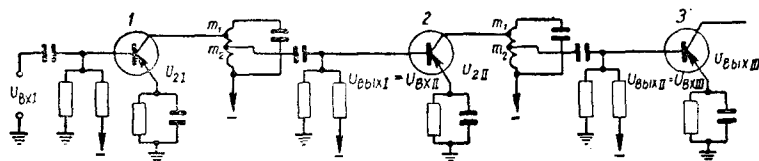


图 9

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

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

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

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

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 $\dot{Z}_s$ 和式 (1) 的 $\dot{S}$ 代入式 (30) 中，结果我们得到

$$\dot{y}_{oc} = \left(\frac{1}{r_{12}} + j\omega C_{12} \right) \frac{m_1}{m_2} \cdot \frac{S_0}{1 + j\omega \tau_s} \frac{m_1 m_2 R_3}{1 + j\alpha}. \quad (31)$$

这里 $\alpha = \frac{y}{d_s}$.