晶体管高頻放大器的
理論和計算基础

苏联 Д. Н. 沙皮罗著

肖　人譯

人民邮电出版社

前　言

晶体管（半导体三极管）的特点是輸入阻抗小，內部回授很强，甚至在較低的頻率上小信号参量也有复数特性，由于这些原因，不得不改变許多习惯概念和修改在电子管无綫电技术发展时期所創造的、并已熟练掌握的分析和計算无綫电工程电路的方法。对許多无綫电电路来說，創立新的計算方法还落后于晶体管生产方面的发展。对于采用晶体管会有显著优点的設备来說，上述情况就阻碍了它們在該种設备中的应用。

例如，晶体管在高頻放大器中的运用情况正是这样。数年以前，安装这种放大器时，只能利用外部綫性元件来中和晶体管的內部回授。但是，考虑到晶体管参量有很大偏差，通常必須对每級进行专門的单独微調以获得准确中和，因此对大量生产，甚至成批生产来說，不能采用中和法。此外，在使用情况下，由于周围环境溫度、供电状态和放大器調諧頻率等等发生变化而引起晶体管参量的改变，中和的准确度便被破坏。目前，工业上已經掌握了截止頻率达几百兆赫的晶体管的生产，这就可能在 100 兆赫和更高的頻率范围內制造固定調諧頻率和可变調諧頻率的高頻放大器而不需中和。根据期刊上发表的大量論文可以判定，各国都在广泛研究和制作这种放大器。不过，目前还沒有能够促进和加速这种放大器广泛用于实际的完善理論和有价值的工程計算方法。

本书的內容有助于充实上述問題。书中叙述作者 1956 到 1960 年期間对这一問題所作的許多研究。虽然书中所討論的問題范围很广，但远不能认为已討論了全部問題。例如，书中根本沒有討論可变調諧頻率的放大器，装有相互失調回路的放大器，选定不同放大器級中晶体管工作状态的問題以及保証自动增益控制的問題等等。虽然如此，作者相信，从其現有的編排来看，本书不論对实习工程师或对高等院校的教师、研究生和学生来說，仍是一本有用的参考书籍。

目　　录

第一章 高頻放大器的稳定系数

1.1 高頻放大器稳定性理論的現状和摆在这一领域的研究人員面前的任务

設計高頻（接收信号和中頻）放大器和解决大多数技术問題时一样，也常会遇到許多困难。例如，企图从每級中得到尽可能大的增益和力图保証放大器稳定性之間的矛盾，就属于所遇到的困难。放大器的稳定性是指：当放大器的工作状态、放大器件的参量和电路元件在生产和运用中发生实际可能的变化时，它的主要特性的稳定性。这种矛盾的本质如下。

任何放大器件在它的工作頻段內，均能保証大于1的功率增益系数；因此，利用放大器件，采用正回授，从原理上可以制成自激振蕩器，也就是制成增益系数任意大的放大器（欠激自激振蕩器）。在很多情况下，制作振蕩器时，不需要采用外部回授；靠內部回授（即輸出电路与輸入电路通过同一放大器件耦合）就完全够了；只要在放大器件的輸出端和輸入端有适当形式的負載。假若用这种方法可使电路自激的話，那就可以說，放大器件在該頻率上具有潜在不稳定性。

的确，通頻带是随着增益增大而減小的，不过，增益和通頻带宽度之間的矛盾是另一个問題。如果假定，通頻带可以任意窄，只要它足够稳定我們就能滿意，則我們所重視的增益和稳定性之間的矛盾就以最单純的形式出現。

为获得更大的增益，放大器的工作越接近于自激点，則电路元件参量的偶然变化对增益系数和通頻带的影响就越强烈。因此，在放大器中，照例不用外部正回授。当放大器件有潜在不稳定性时，如果不用外部元件来中和內部回授，則从一級中可以得到的最大增益系数便受远离自激点的要求的限制。

由于稳定性和远离自激点之間有上述关系，这两个概念常常被同等看待，这就使研究者走向不正确的道路，阻碍了理論的发展。为了避免上述錯誤，应当記住，放大器接近自激（指工作頻率上的自激，不是指寄生頻率上的自激）本身幷沒有危险；而危害在于，这时电路元件参量变化对放大器特性的影响加强；同时，应将自激起点看成为出現这种影响加强的极端情况。从这一观点出发，在具有小信号复数参量的放大器件的一般情况下，使放大器非常远离自激的这种內部回授也可能是有危害的。

远离自激仍然是稳定性的首要和必要条件，稳定性理論应当从研究这种远离自激的情况开始。

在电子管放大器中，常常把远离自激的要求放在一边，这是因为，現代高頻五极管具有跨路电容很小，而經过这些电容的回授只在增益很大时才开始有影响，而由于下列理由应該避免这样大的增益。当增益很大时，在接收信号頻率（高頻）的放大器中，以后各級的交叉失眞很大；在窄通带中頻放大器中，为在更换电子管时使調諧頻率不变，需要相当大的回路电容（这也是稳定性問題之一，当不存在回授时，这問題也就沒有了）；在寬通带中頻放大器中，回路的品质因数很小，因此不希望有較大的增益。在这些情况下，当根据其他理由选定了放大器的所有参量以后，只限于对远离自激进行驗算。因此，从远离自激的意义上看，电子管放大器稳定性理論本身，在电子管放大器理論中，可以作为与其他部分根本沒有联系的独立部分来討論。

晶体管放大器中的情况就不是这样。当增益相当小时，經过晶体管（三极管）的回授已經开始强烈影响放大器的工作。因此，要把与这种影响有关的稳定性的要求提到首位，幷且全部計算应基于这点进行。因而，稳定性理論不再是单独的理論，应当作为晶体管放大器理論中所有其余各部分的基础。所以，稳定性理論应当能选定稳定度的明显定量特性，能論証稳定性标准，以及能根据預定的稳定度提出放大器的最簡单的工程計算方法。

为了闡明在现代理論中高频放大器（一般地說，特别是用晶体管的放大器）的稳定性理論对上述要求滿足到何种程度，我們来討論书刊上就这一問題所发表的最受重視的著作。

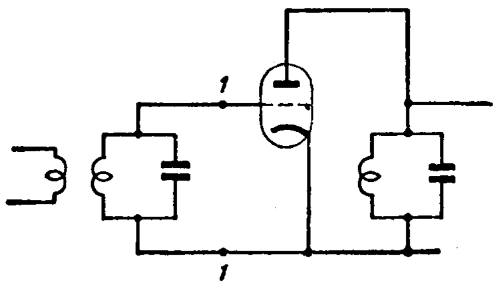

图 1.1　諧振放大器的輸入級

广大苏联无綫电专家所熟知的电子管高频放大器的稳定性理論，是B. И. 西福罗夫在1930—1931年間提出的[1]。按照这种理論，可以根据在1—1点之間（图 1.1）測出的放大器輸入导納（計及輸入回路）中的电导分量 $\mathrm{Re}Y_{\text{вх}}$ 来判定多級諧振放大器的稳定性。这时，可以采用稳定系数[2,83頁]

$$K_y=\frac{R_э}{R_э'} \tag{1.1}$$

作为稳定性（首先理解为远离自激）判据，式中 $R_э$——未計及回授影响时放大器輸入回路的諧振电阻，而 $R_э'$——所有振蕩回路的失調配合得最不好并計及回授时的同一輸入回路的諧振电阻。

西福罗夫指出，在某一稳定系数 K_y 下，具有相同回路（包括輸入回路）的多級諧振放大器一級的稳定諧振增益系数，可以求出如下：

$$K_{0.ycm}=\begin{cases}\sqrt{\dfrac{2(1-K_y)S}{\omega C_{ca}}} & \text{当}n=1\text{时},\\ \sqrt{\dfrac{2K_y(1-K_y)S}{\omega C_{ca}}} & \text{当}n\to\infty\text{时},\end{cases} \tag{1.2}$$

式中　S——特性跨导，C_{ca}——电子管的柵极-板极电容，n——級数。

西福罗夫建議，将稳定系数 K_y 选为0.8—0.9[2,85頁]。式

(1.1)所定义的稳定系数具有明显的物理意义。0.8—0.9 的标准只是根据"为了保証很高的稳定性必須将 K_y 的数值选得尽可能接近于 1"的論点，未經充分論証而提出的；但从增益观点来看，把它选得"非常接近于 1"是不适宜的。这一标准毕竟經受了多年的实践检驗。用式(1.2)进行工程計算是相当簡单和方便的。正由于这种原因，人們才肯定西福罗夫的工作有很大的实际意义。

但在 1949 年，A. A. 科罗索夫評論了这一工作，指出它只討論經过管內板极-柵极电容的回授的影响，沒有揭露自激頻率和放大器調諧頻率之間的关系，也未考虑超高頻波段的特点[3,348頁]。

科罗索夫提出，当要判定諧振放大器的稳定性（仍然首先理解为远离自激）时，应根据波德 (H. W. Bode) 所闡明的回授放大器的一般理論[4]，从分析"回授环的传輸系数" $K\beta$ 出发，将放大器的稳定系数定义为[3,361 頁]：

$$G=\frac{K_0}{K_0'}=\frac{R_{0e}}{R_{0e}'}=1-K_0\,\beta_0, \tag{1.3}$$

式中 K_0——沒有回授时的增益系数，K_0'——有回授时的增益系数，R_{0e} 和 R_{0e}'——沒有和有回授时回路的諧振电阻，而 $K_0\beta_0$——$\mathrm{Im}(K\beta)$等于零时的 $K\beta$ 值。他仍将稳定系数 G 的标准取为先前的 0.8—0.9，对此数值沒有加以任何論証。

科罗索夫特别分析了經过公共电源的回授的影响問題，对于具有$n=2m+1$ 級的諧振放大器板路中去耦濾波器导出了时間常数 τ 的表达式：

$$\tau \geqslant \frac{K_1^m}{\omega}\sqrt{\frac{R_B}{m_a R_{0e}}\cdot\frac{1}{1-G}}, \tag{1.4}$$

式中 K_1——一級的諧振增益系数，

m_a——回路接入板路的分接系数，

R_B——公共电源的內阻。

这一表达式虽然引人注目，但在原理上沒有很大的意义，因为 τ 的增大与增益系数的减小无关，所以从这一观点来看，G 接近于

1，只受滤波器电容的体积和价格的限制。

科罗索夫曾对放大器的所有回路調到同一频率的情况，研究了經板极-柵极电容回授的影响。这时，他导出 n 級諧振放大器中一級的稳定諧振增益系数的表达式：

$$K_0=\begin{cases}\sqrt{\dfrac{2(1-G)S}{\omega C_{ca}}} & \text{当 } n=1 \text{ 时，}\\ \sqrt{\dfrac{0.5(1-G)S}{\omega C_{ca}}} & \text{当 } n\to\infty \text{ 时。}\end{cases} \tag{1.5}$$

可以看出，如果认为西福罗夫的 K_y 和科罗索夫的 G 是一样的話，那末当 $n=1$ 时式(1.2)和(1.5)便是一样的。从式(1.3)中的 $\dfrac{R_{0e}}{R'_{0e}}$ 来判断，这种一致性事实上是存在的，但是科罗索夫对于这一点未作任何說明。当 $n\to\infty$ 时，式(1.2)和(1.5)就不相同，科罗索夫也沒有說明其原因。关于同样調諧所有回路是否就是西福罗夫談到的“最不好的失調組合”的問題，未曾研究。

A. A. 庫里科夫斯基[5]企图将这两种方法进行比較，但也只限于根据从輸入导抗① 的实数分量判定电路稳定性时有关严格性的一般考虑，并未涉及上面所提出的問題，这些問題迄今仍然沒有闡明。大概这些問題还沒有引起研究者的重視，因为式(1.5)和(1.2)之間的差別沒有大到有重要实际意义的程度，尤其考虑到选定 K_y 和 G 时有很大的任意性，因此科罗索夫所得到的結果被用来証实西福罗夫的研究結果和証实西福罗夫所完成的理論的正确性。

西福罗夫和科罗索夫只研究了諧振放大器，不过，他們所得到的 $K_{0\,ycm}(K_0)$ 的表达式在計算其他型式的放大器的实践中也能使用。

A. M. 申杰罗維契[6]企图应用西福罗夫的方法来分析具有成对耦合回路的带通放大器，他引用西福罗夫的著作时写道：任何諧振放大器的稳定性条件由下列表达式决定

① 导抗——用以泛指电阻、电导、电抗、电納阻抗和导納。

$$R_{c\kappa}|G_1|<1-K_y,\tag{1.6}$$

式中 $R_{c\kappa}$——折合到第一級控制柵极上的第一級輸入回路的諧振电阻，

G_1——放大器第一个电子管中模量最大的輸入导納：

$$G_1=-\frac{S\omega C_{ca}R_{a\kappa}}{2},\tag{1.7}$$

$R_{a\kappa}$——折合到第一个电子管板极的第一級板极回路的諧振电阻，

C_{ca}——柵极-板极电容。

但是，不难看出，式(1.6)与(1.1)并不一致，所以在这里引用西福罗夫的著作是沒有根据的。式(1.6)和(1.3)也不符合。由此可見，申杰罗維契在研究中引入了新的稳定系数的定义。在确定 G_1 的数值时，容許有些誤差：根据式(1.7)，G_1 不是第一个电子管中模量最大的輸入导納，而是这导納的模量（在这里，說"絕对值"較好）最大的負电导分量。

申杰罗維契得到n級放大器中一級的最大稳定增益系数：

$$K=\begin{cases}\eta\sqrt{\dfrac{2(2-3K_y+K_y^2)}{3-2K_y}\cdot\dfrac{S}{\omega C_{ca}}} & \text{当 } n=1,\ \eta\leqslant1 \text{ 时},\\[2ex] \dfrac{1+\eta^2}{2}\sqrt{2(1-K_y)\dfrac{S}{\omega C_{ca}}} & \text{当 } n=1, \eta\geqslant1 \text{ 时},\\[2ex] \dfrac{1+\eta^2}{2}\sqrt{\dfrac{2(2-3K_y+K_y^2)}{1-(1-K_y)(1+\eta^2)}\cdot\dfrac{S}{\omega C_{ca}}} & \text{当 } n\geqslant2, \eta\geqslant1 \text{ 时},\end{cases}\tag{1.8}$$

式中 η——回路之間的耦合参量。

根据式(1.8)，他得到結論："用来計算单回路放大器稳定性的表达式，只在回路之間有临界耦合时才适用于計算双回路放大器。当使用同一种电子管时，从耦合大于临界值的双回路放大器中得到的稳定增益可以远大于諧振曲綫有容許畸变（$\eta\leqslant\eta_м$）的单回路放大器的稳定增益；在四級放大器中，其增益可能到 1.4 倍；在二級放

大器中，可到1.8倍；而在一級放大器中，則到3.5倍”。換句話說，整个放大器的得益約3—4倍。虽然由上面关于式(1.6)和(1.7)的說明，这个結論值得怀疑（如果稳定系数的定义不同，是否还可能比較），但这一結論是受到重視的。此外，式(1.8)比式(1.2)和(1.5)复杂得多。

中杰罗維契和科罗索夫均沒有給出容許的 K_y 的新标准。

晶体管的出現，引起对高頻放大器稳定性問題的新兴趣。曾經发現，由于晶体管的輸入导納較大和正反作用参量（Y_{21} 和 Y_{12}）的复数特性，电子管放大器的稳定性理論和相应的計算方法，不能直接用于晶体管放大器。这里順便指出，在超高頻范围內，电子管在这一方面的性能与晶体管在較低頻段內的性能相类似，但現有的电子管放大器的稳定性理論是属于較低的射頻的。科罗索夫指出西福罗夫著作中的这个缺点是正确的[3，248頁]。遺憾的是，对于这个問題，科罗索夫本人引入理論中的新方法是很少的，因为他处处假設跨导 S 是純实数，虽然他在原始表达式中，用 Y_{ca} 来表示反作用导納，幷强調指出这一数値在一般情况下有复数特性，但轉到推导計算式时，仍取 $Y_{ca}=i\omega C_{ca}$[3，351 頁]。

必須把現有的稳定性理論加以綜合，幷将它推广到具有任意复数参量的放大器件的情况。在期刊中，刊載有各国专家所写的許多有关这一問題的文章。

C. E. 法里科維契[7]研究諧振放大器的方法，大体上是仿效科罗索夫，他取稳定系数为

$$m_y=1-K\beta, \tag{1.9}$$

但在这里，对 $K\beta$ 的理解与科罗索夫的不同，$K\beta$ 是指 $\arg(K\beta)$ 等于 0 或 π 时的 $\mathrm{mod}(K\beta)$，$\arg(K\beta)$ 等于 0 或 π 要看 0 相位还是 π 相位对放大器負載或增益系数有更严的限制而定。因此，在法里科維契的稳定系数的定义中，含有某一新的意义。事实上，如果 $\arg(K\beta)=\pi$，那末回授是負的，放大器一般不能自激。但是作者发現，在这种情况下仍需要限制 $\mathrm{mod}(K\beta)$ 的数值。不过法里科維契沒有

进一步发展这一問題。

法里科維契从晶体管的簡化等效电路(图 1.2)，求出諧振放大器的級稳定諧振增益系数如下：

$$K_0=\left[(1-m_y)\frac{\alpha_0}{\sqrt{1+\gamma^2}}\cdot\frac{1+X_0^2}{\sqrt{1+a^2}}\cdot\frac{r_\kappa}{r}\right]^{\frac{1}{2}},\tag{1.10}$$

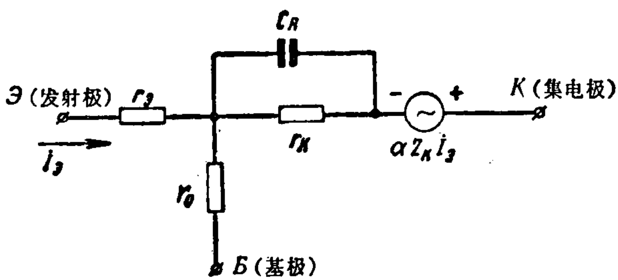

图 1.2 法里科維契使用的晶体管等效电路

式中 α_0——晶体管的低頻 α 值；$\gamma=f/f_{\kappa p}$，$f_{\kappa p}$——晶体管的临界頻率；X_0——当 $\arg(K\beta)=\psi-\mu-2\nu-2\varphi$ 等于 0 或 π 时的广义失調 $X=Q_э\left(\frac{f}{f_0}-\frac{f_0}{f}\right)$值，$Q_э$——計及晶体管所引入的损耗时回路的等效品质因数，$\psi=\operatorname{arc\,tg}a$，$a=\omega_0C_\kappa r_\kappa$，$\mu=\operatorname{arc\,tg}\gamma$，$\nu=\operatorname{arc\,tg}\ \gamma\alpha_0r_0/[(1+\gamma^2)(r_э+r_0)-\alpha_0r_0]$，$\varphi=\operatorname{arc\,tg}X$；在共基极电路中 $r=r_0$，而在共发射极电路中 $r=r_э$。

在图 1.2 的电路能够相当准确地描述晶体管性能的那些有限范围内，从式(1.9)得到的式(1.10)显然正确。但是，这一表达式是很复杂的。

法里科維契在文章的最后，对回路在晶体管輸入和輸出电路中的分接系数的选择进行了分析，并得出結論：当两个晶体管对回路的总阻尼作用为某一程度时，应当适当选定这些分接系数，使前面晶体管輸出側的阻尼作用和后面晶体管輸入側的阻尼作用相同。由式(1.10)可以看出，当已知 m_y 和 $Q_э$ 的数值时（当已知通频带时），K_0 与上述分接系数无关，所以这种分析是有矛盾的。法里科維契

在他的这一部分分析中，没有保証 m_y 不变，因此这种分析未必正确。

法里科維契提出 m_y 的数值和电子管技术中的一样，取为 0.8—0.9，仍然没有論証。

在用 П-形等效电路表示三极管的情况下，庫里科夫斯基将諧振放大器的稳定系数[8,259 頁]取为

$$K_y = \frac{G_u + G_{\text{вх.ос}}}{G_u + G_{\text{вх}}}, \tag{1.11}$$

式中 G_u——信号源导納的电导分量，

$G_{\text{вх}}$ 和 $G_{\text{вх.ос}}$——不考虑和考虑回授时晶体管輸入导納的电导分量。

如果考虑到沒有回授的三极管輸入电路对輸入回路有分路作用，并只将这种輸入回路的諧振电阻理解为 $R_э$，那末尽管外表有差别，式(1.11)和式(1.1)实质上是一致的。不过，庫里科夫斯基却建議取 $K_y = 0.7—0.8$，对这一点也沒有作任何論証。

庫里科夫斯基利用晶体管的混合 П-形等效电路(图 1.3)，近似认为，$G_{\text{вх.ос}}$ 在輸出回路通频带的左边界上具有最小值，这样就可忽略 Y_{21} 和 Y_{12} 的复数特性。他认为信号源的內阻 r_u 是純电阻，这也是一种非常粗略的近似。結果，他得到远离自激的稳定性条件，其形式如下：

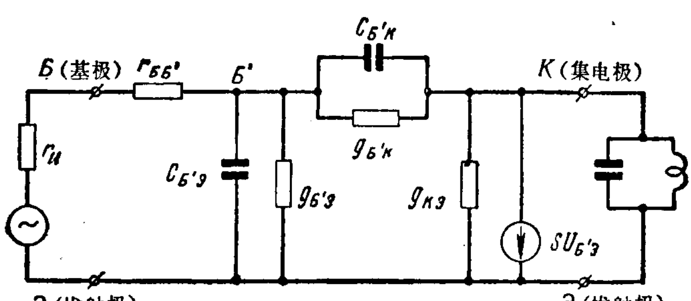

图 1.3 庫里科夫斯基使用的晶体管的混合 П-形等效电路

$$SR_0\frac{\omega C_{B'K}-g_{B'K}}{\frac{1}{r_u+r_{BB'}}+g_{B'э}+g_{B'K}}\leqslant 2(1-K_y), \qquad (1.12)$$

式中 R_0——輸出回路諧振时的等效电阻。由于图 1.3 的电路的应用范围有限以及分析时做了上述假定，所以式(1.12)的实用价值不大。此外，庫里科夫斯基与法里科維契不同，他沒有导出稳定增益系数的表达式，也沒有分析晶体管与輸入和輸出回路的耦合选择問題。总之，法里科維契关于不但必須限制正回授，而且还要限制負回授的想法，一点也沒有发展。

E. Ф. 沃罗比約夫[9]提出的目标是：得到放大器不存在自激的条件和导出負輸入电导（晶体管的）达到最大値时的失調表达式；同时，这条件和表达式要比法里科維契和庫里科夫斯基所导出的更直观和更适合工程实际应用。他把諧振放大器的稳定系数定义为

$$K_y=\frac{g_{вх.к}+G_{вх.мин}}{g_{вх.к}}, \qquad (1.13)$$

式中 $g_{вх.к}=n_{вх}^2/R_{oe}$——折合到晶体管輸入端的輸入回路的电导，$n_{вх}$——輸入回路接入晶体管輸入电路的接入系数的倒数，$G_{вх.мин}$——晶体管輸入电导的最小值。

显然，式(1.13)不符合于前面列举的那些稳定系数定义中的任何一个，但作者仍建議他的稳定系数 K_y取为早先的标准（0.8—0.9)。

沃罗比約夫将晶体管表示为以 Y-参量表征的四端网絡的形式，得到一級諧振放大器不存在自激时的稳定条件：

$$\frac{R_{oe}^2[Xe(Y_{12}Y_{21})]^2}{[g_{22}R_{oe}+n_{вых}^2][|Y_{12}Y_{21}|+Re(Y_{12}Y_{21})]}-2g_{11}R_{oe}<2n_{вх}^2(1-K_y), \qquad (1.14)$$

式中 Y_{12}、Y_{21}、g_{11}、g_{22}——晶体管的参量，$Re(Y_{12}Y_{21})$和 $Xe(Y_{12}Y_{21})$——$Y_{12}Y_{21}$ 的实部和虚部，R_{oe}——輸入和輸出回路諧振时的等效电阻，$n_{вых}$——輸出回路接到晶体管輸出电路的接入系数的倒

数。

由于使用了 Y-参量，式(1.14)要比式(1.12)和(1.10)更普遍一些，后两式是从适用于有限频率范围的等效电路得到的，但它們比較簡单一些。此外，沃罗比約夫和庫里科夫斯基一样，既沒有导出稳定增益系数的表达式，也沒有分析耦合（即选定 $n_{\text{вх}}$ 和 $n_{\text{вых}}$大小的問題）。

Ю. Л. 西蒙諾夫分析晶体管諧振放大器的稳定性时，一次是仿效科罗索夫，将稳定系数定义为 K_0/K_0' 之比[10]；另一次是仿效西福罗夫，将計及晶体管分路作用的稳定系数定义为 $R_э/R_э'$ 之比。在这两种情况下，他在預定的 K_y 下对 n 級諧振放大器中一級的諧振增益系数得到相同的表达式：

$$K_0=\begin{cases}\sqrt{2\,(1-K_y)\dfrac{r_{12}}{r_{21}}F_0} & \text{当 } n=1 \text{ 时},\\[2ex] \sqrt{2K_y(1-K_y)\dfrac{r_{12}}{r_{21}}F_0} & \text{当 } n=\infty \text{ 时},\end{cases}\tag{1.15}$$

式中 $F_0=\dfrac{1+\omega_0^2\,\tau_{12}\tau_{21}+\sqrt{(1+\omega_0^2\tau_{12}^2)\ (1+\omega_0^2\tau_{21}^2)}}{\omega_0^2(\tau_{12}-\tau_{21})^2}$， ω_0——放大器的調諧頻率，$\tau_{12}=r_{12}C_{12}$, $\tau_{21}=L_{21}/r_{21}$，$r_{12}, C_{12}, r_{21}, L_{21}$——晶体管的参量，与标准 Y-参量的关系如下：

$$Y_{12}=\frac{1}{r_{12}}+\mathrm{i}\omega C_{12},\ Y_{21}=\frac{1}{(r_{21}+\mathrm{i}\omega L_{21})}.$$

式(1.15)的优点在于，在电子管放大器的个别情况下$\left(\dfrac{1}{r_{21}}=S,\right.$ $L_{21}=0$，$C_{12}=C_{ca}$，$r_{12}=\infty$)，它們就变成式(1.2)。不过，实际使用式(1.15)是非常复杂的。有关耦合的問題，西蒙諾夫和沃罗比約夫一样，也沒有进行分析。

J. G. 林維和 L. G. 欣普夫[12]以及 A. P. 斯德倫[13]得到結論：参量满足

$$|Y_{21}Y_{12}|+\mathrm{Re}(Y_{21}Y_{12})\leqslant 2\,g_{11}g_{22}\tag{1.16}$$

条件的有源非自激綫性四端网絡就下列意义来說是絕对稳定的，即

当不存在外部回授时，从輸入端和輸出端接到这种网絡上的負載不論为那种組合均不能导致自激。斯德侖[14]由此出发，研究放大級的稳定系数，并将它定义为

$$K_y=\frac{2(g_{11}+g_г)(g_{22}+g_н)}{|Y_{21}Y_{12}|+\mathrm{Re}(Y_{21}Y_{12})}, \tag{1.17}$$

式中 $g_г$ 和 $g_н$——电源和負載的导納的电导分量，这两个导納是有源四端网絡（放大器件）的輸入和輸出导納。这样定义的稳定系数，在自激点上等于 1，当远离自激点而进入不存在自激的范围内时，就无限制地增长。

斯德侖进一步指出，在給定的稳定系数下，放大器件在单級放大器中所保証的最大功率增益系数可确定如下：

$$G_{макс}=\frac{4|Y_{21}|^2}{D_0}\left\{\sqrt{0.5\,K_y[|Y_{12}Y_{21}|+\mathrm{Re}(Y_{12}Y_{21})]}-\sqrt{g_{11}g_{22}}\right\}^2, \tag{1.18}$$

式中 D_0——D 的最小值，

$$D=\{B_1B_2-0.5\,K_y[|Y_{21}Y_{12}|+\mathrm{Re}(Y_{21}Y_{12})]+\mathrm{Re}(Y_{12}Y_{21})\}^2+$$
$$+\{B_1G_2+B_2K_y[|Y_{21}Y_{12}|+\mathrm{Re}(Y_{21}Y_{12})]^2\frac{1}{2\,G_2}-\mathrm{Im}(Y_{12}Y_{21})\}^2 \tag{1.19}$$

是 B_1 和 B_2 的函数；$B_1=b_{11}+b_г$，$B_2=b_{22}+b_н$，$G_2=g_{22}+g_н$；$b_г$、$b_н$——电源和負載的电納分量，$g_н$——負載导納的电导分量。

斯德侖所給出的稳定系数的定义与西福罗夫提出的定义以及庫里科夫斯基和西蒙諾夫为晶体管放大器明确規定的定义相比未必具有任何优越性；同时，斯德侖对他所定义的 K_y 也沒有推荐一个标准。但是，В. И. 穆龙切夫[15]在分析中和回授的晶体管放大器中所需的中和精确度問題时，使用斯德侖的稳定系数。他将分子和分母的位置互換以后，写成

$$S=\frac{|Y_{12}Y_{21}|+\mathrm{Re}(Y_{12}Y_{21})}{2\,\mathrm{Re}Y_{11}\mathrm{Re}Y_{22}}, \tag{1.20}$$

并称这个量为潜在不稳定系数。

上面对我們认为最重要的有关高频放大器稳定性理論和晶体管高频放大器計算方面的一些研究工作做了簡述，根据所給出的稳定系数，可以总結如下。

1．目前，还沒有关于高频放大器稳定系数的一般定义，即沒有适用于任何型式，使用任意放大器件（具有复数小信号参量）的放大器的稳定系数定义。必須給出这样的定义，同时最好保留广泛用在电子管放大器技术上的西福罗夫的稳定系数的传統性。

2．大多数研究者傾向于把他們所引入的稳定系数只作为远离自激的量度，而未考虑当放大器件的小信号参量有复数特性时，甚至在离自激很远时，放大器也可能不稳定（指放大器件和电路的其他元件的参量偶然变化时，放大器的特性强烈改变）。提出新的稳定系数的定义时，应当避免这种錯誤。

3．直到目前，还沒有一个人論証过容許稳定系数的标准，甚至也沒有一个人提出过論証的方法。鑑于要引入新的稳定系数的定义，就必須塡补这一空白点。

4．到目前为止，对于具有給定稳定系数的晶体管高频放大器，还沒有建立一套非常簡单和完整的工程計算方法；不同作者所提出的計算式均非常复杂，不能解决实际設計时所产生的一切問題。因此还必須創立这种工程計算的方法。

1.2　放大器件的分析方法和等效电路的选定

考虑到第 1.1 节中所述的內容，我們开始先分析被理解为放大器远离自激的稳定性，稍后，再更广泛地理解稳定性。

以解析方法解决有关放大器稳定性的問題，总是以研究放大器的簡化电路为基础。画这种簡化电路时，可以忽略大多数、甚至全部寄生参量，而用綫性元件組成的放大器件的等效电路来代替放大器件（电子管和晶体管等）。忽略了寄生参量，就只能判断寄生参量不起主要作用的频段內的稳定性，而无法查明在較高（寄生）频率上发生自激的可能性，这种自激通常要用实驗方法查明。用具有