高頻放大器

理論和計算

苏联 В. И. 西福罗夫著
陳章 何振亞等譯

人民邮电出版社

高 頻 放 大 器

（理論和計算）

苏联 В. И. 西福罗夫著
陈 章 何振亞 等 譯

人 民 郵 电 出 版 社

В·И·СИФОРОВ

УСИЛИТЕЛИ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

ОБОРОНГИЗ 1939

本書較詳細系統地分析了調諧放大器和頻帶放大器。介紹了这兩种放大器的分类和对它們提出的要求；講述了这兩种放大器的設計原理和計算步驟，並用实际例子加以說明。最后一章簡要地分析了无綫电接收中的失眞問題。

本書緒論和第一、二章由陈永彬、謝家奎、許宗藩三同志合譯，第三章由何振亞同志譯，第四章由陈章同志譯。

高頻放大器（理論和計算）

著　者:	苏联 В.И. 西福罗夫
譯　者:	陈章　何振亞　等
出版者:	人民邮电出版社 北京东四区6条胡同13号
印刷者:	人民邮电出版社南京印刷厂 南京太平路戸部街15号
發行者:	新華書店

書号:无132 1957年3月南京第一版第一次印刷1—5,270册

850×1168 1/32 129頁 印張 $8\frac{2}{32}$ 插頁1 印刷字数195千字 定价(10)1.4元

★北京市書刊出版業營業許可証出字第〇四八号★

前　　言

本書是为高等工業学校学生学習“无綫电接收設备”教程中高頻放大器各章时用的課外参考書。它的內容符合于上述教程的章節，該教程是作者在以烏里楊諾夫（列寧）命名的列寧格勒电工学院中講授的。

本書講授調諧放大器和頻帶放大器的理論和計算。与过去出版的拙著“調諧放大器”（*КУБУЧ*，1932年）和“頻帶放大器”（*ОНТИ*，1936年）相較，它有很多修改和补充。

作者認为，本書不僅对高等工業学校的学生有用，而且对通信学院的学生，从事于設計、試驗和維护无綫电接收設备的工程师、技朮員、实驗員和熟練的業余无綫电愛好者也是有用的。*А.Б*格里依才尔瑪副教授曾帮助閱讀校样，謹在此表示感謝。

作　者。

緒　　論

放大器是用來在不改变电流頻率的条件下提高电能源功率的設备。使用电子管的放大器具有最大的实际用途。圖1表示了这种放大器的一般原理圖。其中具有內电势E和內阻Z_{BH}的电能源通过四端網絡A_0与放大器的电子管I的控制栅極連接起來，电子管I的板極負載是四端網絡A_1。四端網絡A_0及A_1通常是由电阻r、电感L和电容C組合而成，它們用來从电源傳輸能量到电子管的栅極和由板極电路傳輸电能到下級电子管的栅極或有效負載（末級的）。

由于利用了电子管放大器，供給到四端網絡A_1的交流电功率大于供給到四端網絡A_0的功率。放大器中包括电子管I和四端網絡A_1的部分我們称之为**放大級，或簡称級。**級的輸入端是电子管的控制栅極，而輸出端則是下級电子管的控制栅極或末級有效負載的連接点。当要獲得大的輸出功率时，就采用几个放大級。組成四端網絡A_0的电路我們称之为放大器的輸入电路。

虽然按实質而言所有放大器都是功率放大器，但放大器仍然可以分为**电压放大器**和**功率放大器**。在电压放大級中，供給到它的輸入端（即电子管的栅極）的功率是極微小的。由它的輸出端輸出的功率也非常微小。在功率放大級中，其輸出功率相当大（例如可以

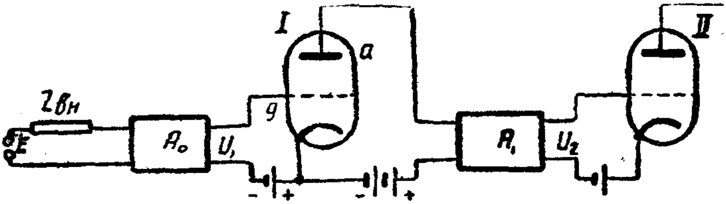

圖 1.　放大器的一般原理电路

供給一个或几个揚声器），供給到它輸入端的功率也可能很大。

本書中討論的是电压放大器。在电压放大器中，为了避免在每級的輸入和輸出端消耗功率，在电子管的栅極上加一个負的直流电压——**栅偏压**。电压放大器的基本指标为：1）放大系数$K=\frac{U_2}{U_1}$和 2）頻率特性$K=\Phi(f)$。放大系数表明該級由輸入傳送到輸出过程中电压增大到多少倍。这里通常对功率比不感兴趣，感兴趣的只是电压比。頻率特性表示放大系数对輸入端所加正弦电压頻率的依从关系。它表明在怎样的頻率范圍內，放大器具有提高电压的能力。

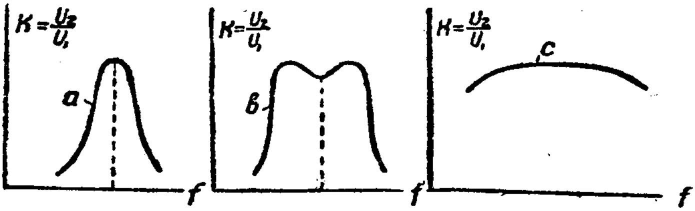

圖 2. 高頻放大器的頻率特性

电压放大器可以划分成两类：1）高頻放大器和2）低頻放大器。高頻放大器又可以按各种特征來分类。按其頻率特性可以分为調諧的、頻帶的和非周期性的。調諧放大器和頻帶放大器的用途在大多数情况下都可以归結为狹頻帶的电压放大。非周期性放大器的用途是在寬闊的頻帶內放大电压。圖 2 中表示調諧放大器（曲綫 a）、頻帶放大器（曲綫 b）和非周期性放大器（曲綫 c）的頻率特性。頻帶放大器与調諧放大器的区别在于前者具有更为接近理想矩形的諧振曲綫。

調諧及頻帶放大器是本書討論的对象，它們广泛的应用在現代的无綫电接收設备中。在測量仪器中，在進行各种实驗研究时，也經常应用这两种放大器。調諧放大器的主要应用范圍是在諧振式的和超外差式的接收机中作接收信号的高頻放大之用。頻帶放大器主要是用在超外差式接收机中作中頻放大之用。

目　　錄

第三章 頻帶放大器

第 一 章

电子管的輸入阻抗及輔助原理

§1. 振盪回路及其參量

振盪回路是調諧放大器和頻帶放大器的主要元件之一，它用于輸入电路和以后所有各級中。振盪回路是由电阻 r、电感 L 和电容 C 組成的（圖 3）。假定有一个正弦的电势 E 作用于回路，則电流

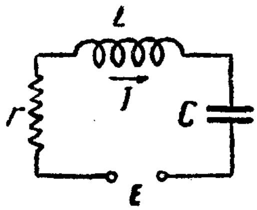

圖 3. 电振盪回路

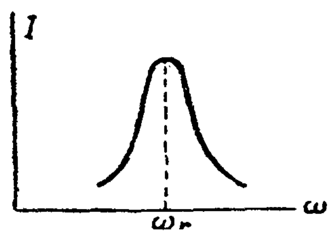

圖 4. 振盪回路的諧振曲綫

I 將是：

$$I=\frac{E}{\sqrt{r^2+\left(\omega L-\frac{1}{\omega C}\right)^2}}.$$

在圖 4 中表示了电流 I 对所加电压頻率的依从关系。这条曲綫称为諧振曲綫。当諧振时，即 $\omega L=\frac{1}{\omega C}$ 时，电流 I 具有最大值。用 I_r 表示諧振时的电流，求比值 $\frac{I}{I_r}$，得：

$$\frac{I}{I_r}=\frac{r}{\sqrt{r^2+\left(\omega L-\frac{1}{\omega C}\right)^2}}=\frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{\omega L-\frac{1}{\omega C}}{r}\right)^2}}.$$

上式中的表示式$\dfrac{\omega L-\dfrac{1}{\omega C}}{r}$可改寫成:

$$\frac{\omega L-\dfrac{1}{\omega C}}{r}=\frac{1-\dfrac{1}{\omega^2 LC}}{\dfrac{r}{\omega L}}=\frac{1-\dfrac{\omega_r^2}{\omega^2}}{\dfrac{r}{\omega L}}=\frac{\left(1-\dfrac{\omega_r}{\omega}\right)\left(1+\dfrac{\omega_r}{\omega}\right)}{\dfrac{r}{\omega L}}.$$

这里ω_r是諧振角頻率,等于$\dfrac{1}{\sqrt{LC}}$。假如外加电势E的頻率与回路的諧振頻率相差不大,那么可以認为$1+\dfrac{\omega_r}{\omega}\approx 2$,$\dfrac{r}{\omega L}\approx\dfrac{r}{\omega_r L}$。由此

$$\frac{\omega L-\dfrac{1}{\omega C}}{r}\approx\frac{2\left(1-\dfrac{\omega_r}{\omega}\right)}{\dfrac{r}{\omega_r L}}=\frac{2}{\delta}\cdot\frac{f-f_r}{f}\approx\frac{2}{\delta}\cdot\frac{f-f_r}{f_r}\approx\frac{2\Delta_1 f}{\delta f},$$

这里$\delta=\dfrac{r}{\omega_r L}$,$\Delta_1 f=f-f_r$。$\delta$的大小等于在回路中的有功功率与无功功率的比值,以后我們將称之为回路的**衰減系数**。顯然,$\Delta_1 f$的数值表明回路对作用于其上的电动勢頻率的失調。采用δ及$\Delta_1 f$之后,諧振曲綫的方程式可寫成下面的形式:

$$y=\frac{I}{I_r}=\frac{1}{\sqrt{1+\left(\dfrac{2\Delta_1 f}{\delta f}\right)^2}}. \tag{1}$$

衰減系数δ是振盪回路的重要参量之一。它說明諧振的尖銳性。由方程式(1)可以看出,δ越小,諧振曲綫越尖銳,因为当δ很小时,甚至連極微小的失調$\Delta_1 f$都会使回路中的电流減小很多(对諧振电流而言)。

衰減系数的倒数$Q=\dfrac{1}{\delta}$称为**回路的諧振系数**。顯然,回路的

諧振系数$Q=\dfrac{\omega_r L}{r}$，它等于諧振时回路中的电感或电容上的电压与外加电动势的比。回路元件在諧振时的电抗称为回路的**特性阻抗**，以ρ來表示。顯然，

$$\rho=\omega_r L=\frac{1}{\omega_r C}=\sqrt{\frac{L}{C}}\ .$$

就δ解(1)式，可得：

$$\delta=\frac{1}{\sqrt{\left(\dfrac{I_r}{I}\right)^2-1}}\cdot\frac{2\,\Delta_1 f}{f}=\frac{1}{\sqrt{d^2-1}}\cdot\frac{\Delta f}{f},\qquad (2)$$

这里$d=\dfrac{I_r}{I}$表明諧振时的电流为失調时电流的多少倍，而Δf則是失調的兩倍。有了諧振曲綫（圖5），很容易利用在$\dfrac{1}{d}$电平上的一条平行于橫座标軸的直綫AB來求得Δf。我們称Δf为取自电平$\dfrac{1}{d}$上的**通頻帶寬度**或簡称**通頻帶**。(2)式把衰減系数δ、相对通頻帶$\dfrac{\Delta f}{f}$和截取該頻帶的电平联系了起來。特别是当电平$\dfrac{1}{d}=\dfrac{1}{\sqrt{2}}\approx 0.7$时，$\delta=\dfrac{\Delta f}{f}$。換言之，**振盪回路的衰減系数等于在0.7电平上的相对通頻帶。**

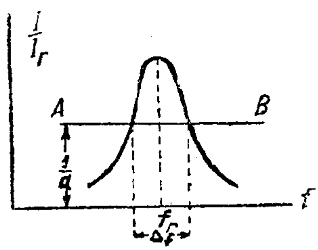

圖 5. 振盪回路的諧振曲綫

§2. 电阻和电抗的串联和并联的互相轉換

以后我們常常需要解决下列各种問題。已知电阻r与电抗x的串联电路（圖6a），要求把它变成R与X并联的等效电路(圖6b)。这样就要以已知的r及x來求出R及X。此时若圖6a及6b中兩电路的总阻抗一样，則我們將認为它們是等效的。

为了解决所提出的問題，我們按照圖6a和6b的电路來求得ll兩点間的复数形式的总導納。这时我們有：

$$\dot{y}=\frac{1}{\dot{z}}=\frac{1}{r+jx}=\frac{r-jx}{r^2+x^2}=\frac{r}{r^2+x^2}-j\frac{x}{r^2+x^2}\text{（对圖6}a\text{）}$$

$$\dot{Y}=\frac{1}{R}+\frac{1}{jX}=\frac{1}{R}-j\frac{1}{X}\text{（对圖6}b\text{）。}$$

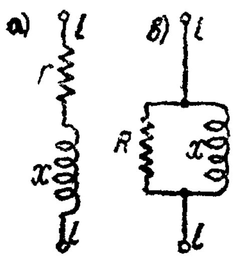

圖 6、电阻和感抗的串联和并联

假如 $\dot{y}=\dot{Y}$，也就是：

$$\left.\begin{aligned}R&=\frac{r^2+x^2}{r},\\X&=\frac{r^2+x^2}{x},\end{aligned}\right\}\qquad(3)$$

則兩种綫路將是等效的。

（3）式解决了提出的問題。利用它們可以由串联的 r 及 x 求得并联的R及X。通常在串联电路中电阻 r 远小于电抗 x，卽$r\ll x$。在这些条件下，（3）式就簡化为：

$$\left.\begin{aligned}R&=\frac{x^2}{r},\\X&=x\ ,\end{aligned}\right\}\qquad(4)$$

卽兩種电路的电抗是相等的，而并联电路的电阻等于串联电路的电抗的平方除以串联电路的电阻。

例如，若是 r 与L串联，則串联电阻r可变換成与电感L并联的电阻R：

$$R=\frac{\omega^2L^2}{r}\ .\qquad(5)$$

同样，对于圖7的电路，以 $x=\frac{1}{\omega C}$ 代入公式(4)中可得：

$$R=\frac{1}{\omega^2C^2r}\text{。} \qquad (6)$$

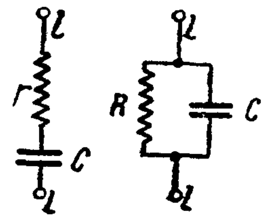

圖 7. 电阻和容抗的串联和并联

利用(5)和(6)可以反过來解决这样的問題，即以并联的R和L或C來求出串联的r。

現在我們运用已獲得的(5)和(6)式來决定由同时具有电抗和电阻的电感和电容所構成的并联振盪回路的阻抗(圖8)。ll两点間在諧振时的阻抗称为**回路的諧振阻抗**，并以Z_r表示之。为了决定Z_r，电感支路用并联的L和$\frac{\omega^2L^2}{r_L}$來代換，而电容支路以并联的C和$\frac{1}{\omega^2C^2r_C}$來代換；这样就得到与圖8电路等效的圖9电路。当諧振时，LC支路由于电流諧振的关系，其阻抗將等于无限大，因此回路的諧振阻抗 Z_r 將等于$\frac{\omega_r^2L^2}{r_L}$和$\frac{1}{\omega_r^2C^2r_C}$二支路的阻抗，即

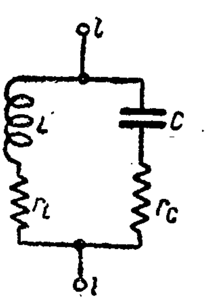

圖 8. 振盪回路

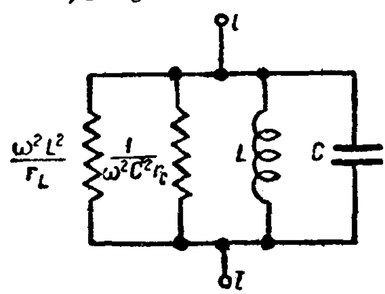

圖 9. 振盪回路的等效电路

$$Z_r=\frac{1}{\frac{r_L}{\omega_r L^2}+r_C\,\omega_r^2C^2}=\frac{1}{(r_L+r_C)\frac{1}{\omega_r^2L^2}}=\frac{\omega_r^2L^2}{r_L+r_C},$$

或用ρ^2來代替$\omega_r^2L^2$，而r_L+r_C用r來表示，可得：

$$Z_r=\frac{\rho^2}{r}=\rho\frac{\rho}{r}=\rho\,Q=\frac{\rho}{\delta}\ .\tag{7}$$

公式（7）在諧振放大器和頻帶放大器的理論中有着重要的意义，因为回路的諧振阻抗z_t在很大程度上决定了放大器設备的各种基本質量指标。

§3. 耦合回路理論；戴維南定理

在高頻放大器中往往必須采用耦合电路。圖10中表示兩个电感耦合的电路。对每个电路寫出克希霍夫方程式，得：

$$\left.\begin{aligned}\dot z_1\dot I_1+j\,\omega M\dot I_2&=\dot E,\\ \dot z_2\dot I_2+j\,\omega M\dot I_1&=0,\end{aligned}\right\}$$

这里 $\dot z_1=r_1+j\left(\omega L_1-\dfrac{1}{\omega C_1}\right)$，$\dot z_2=r_2+j\left(\omega L_2-\dfrac{1}{\omega C_2}\right)$，$M$是$L_1$和$L_2$綫圈之間的互感量。

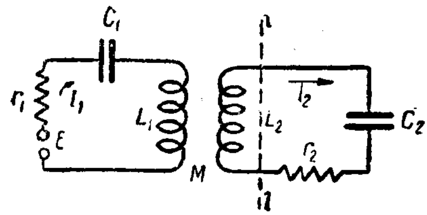

圖 10. 兩个成电感耦合的电路

对$\dot I_1$解这联立方程式，得：

$$\dot I_1=\frac{\dot E}{\dot z_1+\dfrac{\omega^2M^2}{\dot z_2}}\ .$$

可把这个公式解釋为对初級回路的歐姆定律。公式右边的分子是外加的电勢，而分母則是初級回路中考慮到次級作用的总阻抗。分母中的第一項是初級回路自身的阻抗，而第二項可以認为是次級反射至初級的阻抗。这第二項就称为反射阻抗。將$\dot z_2$以其展开式r_2+jx_2代替（这里r_2和x_2是次級回路的电阻和电抗），可得：

$$\dot z_{BH}^{*}=\frac{\omega^2M^2}{\dot z_2}=\frac{\omega^2M^2}{r_2+jx_2}=\frac{\omega^2M^2}{z_2^2}r_2-j\,\frac{\omega^2M^2}{z_2^2}x_2\ ,$$

---

* 脚註$_{BH}$代表反射——譯註。

这里 $z_2=\sqrt{r_2^2+x_2^2}$ 是次級回路的总阻抗。这样，次級回路的作用可以用接入初級电路內的反射电阻和电抗來代替：

$$\left.\begin{aligned} r_{вн} &= \frac{\omega^2 M^2}{z_2^2} r_2 , \\ x_{вн} &= -\frac{\omega^2 M^2}{z_2^2} x_2 . \end{aligned}\right\} \tag{8}$$

上述关于反射阻抗的公式对于高頻放大器的理論有很重要的意义。

利用戴維南定理对研究許多放大器理論問題有很大的帮助。这个定理可表述如下：**假如綫性电路系統(圖11.a)的輸入端作用着电压$\dot{U}_1$而輸出端的負載阻抗为$\dot{Z}$ 則輸出端的电流 $\dot{I}$ 等于：**

$$\dot{I}=\frac{\dot{E}'}{\dot{Z}_{вых}+\dot{Z}} , \tag{9}$$

這里$\dot{E}'$是當負載$\dot{Z}$断开时（即开路时）所獲得的輸出端电压（圖11.b），而$\dot{Z}_{вых}$是當輸入端短路时在輸出兩端間的阻抗(圖11.c)。

換言之，戴維南定理确定：由具有內电势$\dot{E}'$和內阻抗$\dot{Z}_{вых}$，且其負載为$\dot{Z}$的發电机所組成的等效电路圖11.d可以代替圖11.a的电路。

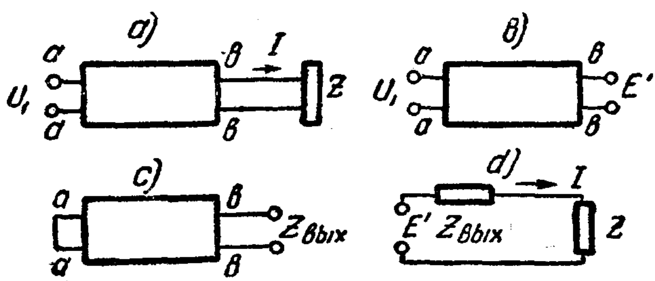

圖 11.　說明戴維南定理的电路

現在我們运用戴維南定理來决定耦合电路（圖10）中次級回路的电流I_2。沿 ll 綫將这个电路分成兩部分，对左面应用戴維南定理。这样，圖10中的电路可以用圖12中的电路來代替，其中內电动势E'是次級电路开路时 ll 兩点間的电压。

顯然，$E'=I_1\omega M=\frac{E}{\sqrt{r_1^2+x_1^2}}\omega M$。在圖12中用反射阻抗來代替 $r_1L_1C_1$回路对$r_2L_2C_2$的作用时，得到：

$$I_2=\frac{E'}{\sqrt{(r_2+r_{BH})^2+(x_2+x_{BH})^2}}$$

$$=\frac{E\omega M}{z_1\sqrt{\left(r_2+\frac{\omega^2M^2}{z_1^2}r_1\right)^2+\left(x_2-\frac{\omega^2M^2}{z_1^2}x_1\right)^2}},$$

这里 $z_1=\sqrt{r_1^2+x_1^2}$ 是$r_1L_1C_1$回路的总阻抗。

假如改变x_2，即使次級調諧，則在符合下列条件时，次級电流將是最大：

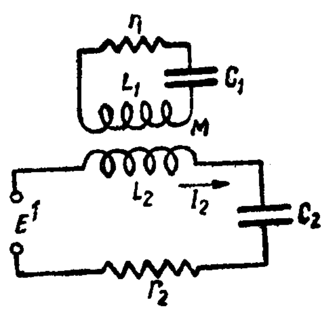

圖 12. 兩个耦合回路的等效电路

$$x_2-\frac{\omega^2M^2}{z_1^2}x_1=0, \tag{10}$$

因为只有在这个条件下，I_2式中的分母才具有最小值。用I_{2max}表示电流的最大值，將有：

$$I_{2\,max}=\frac{E\omega M}{z_1r_2+\frac{\omega^2M^2}{z_1}r_1}. \tag{11}$$

当变更M，即初級和次級回路間的耦合时，$I_{2\,max}$也將因而改变。在某一定耦合的情况下，次級电流达到可能达到的最大值，此值以$I_{2\,max\,max}$來表示之。这种耦合称为**最佳耦合**。將$I_{2\,max}$的表示式对M