

中频放大器

修訂本

苏联 M. И. 伏林 著

謝 处 方 等 譯

人 民 郵 電 出 版 社

第三版序

在“中頻放大器”第三版中增加了以下材料：放大器中脉冲延时的詳細計算，“波导式反饋”的分析，和帶有內設电容器的特种电子管管座的描述。改写了关于选择电子管和放大器計算举例等章节。在这些章节中考虑了工业中正在生产的一些新型电子管，也照顾到所有新試制的电子管朝着有限型号过渡的总趋向，主要是趋向采用指形管和超小型管，也趋向于采用鍻二极管。

在准备这一版付印的手稿时，作者在本书的許多章节中引入了修正和补充說明，其中包括无綫电专家們提出的意見和希望，以及本书德文版(VEB Technik, Berlin, 1954)編者所作的一系列注解。

作者对曾向本书提出批評、建議和意見的所有同志致以深深的感謝，他們的意見有助于提高本书这一版和以前各版的质量。

M. 伏林

1956 年，1 月

目 录

第三版序

緒 論

第一章 頻带放大器原理及計算公式的推导

1-1 多級单迴路放大器的綫路	6
1-2 迴路調到諧振的多級单迴路放大器	9
1-3 迴路成对失調的多級单迴路放大器的諧振曲綫方程	14
1-4 临界失調情况下的多級单迴路放大器	18
1-5 小失調情况下的多級单迴路放大器	19
1-6 大失調情况下的多級单迴路放大器	20
1-7 迴路調諧在三个頻率上的多級单迴路放大器	21
1-8 多級双迴路放大器的綫路和諧振曲綫	25
1-9 在松耦合、临界耦合和紧耦合情况下的多級双迴路放大器	28
1-10 混合綫路的多級放大器	30
1-11 負反饋的放大器	32

第二章 頻带放大器的技术計算

2-1 問題的提出	35
2-2 放大系数的計算	37
2-3 迴路电容的大小	37
2-4 电子管的选择	42
2-5 选择性的計算	48
2-6 放大器迴路的計算	54
2-7 各种頻带放大器系統的概述	58
2-8 通頻带为 8 千赫的放大器計算举例	62
2-9 通頻带为 8 兆赫的放大器計算举例	64
2-10 通頻带为 20 兆赫的放大器計算举例	64

第三章 放大器基本參量的选择

3-1 問題的提出	67
3-2 在傳輸声音信号的頻率失真	67

1965.12.9
4002081

3-3 电报和脉冲信号通过放大器的情况	76
3-4 計算放大器过渡特性的方法	82
3-5 建立时间的計算	88
3-6 放大器的相位特性的影响	91
3-7 放大器中脉冲延緩时间的計算	92
3-8 对輸入信号波形的影响	99
3-9 过渡特性的冲击現象	101
3-10 放大器必要的通頻带和选择性的決定	104
3-11 中頻的选择	108
3-12 中頻放大器的主要参数計算举例	110

第四章 屏蔽和去耦电路

4-1 基本定义和物理概念	114
4-2 电場屏蔽的原理	117
4-3 磁場屏蔽的原理	121
4-4 磁場和电場的屏蔽	124
4-5 穿出屏蔽罩的导綫的影响	127
4-6 导綫的去耦和滤波	129
4-7 滤波网络的装置	131
4-8 放大器的屏蔽	134

第五章 放大器內諧振曲綫的失真和反饋作用

5-1 放大器內不希望有的反饋現象	135
5-2 沿灯絲供电电路的反饋作用	141
5-3 計算帘柵电路內的隔流电容器	151
5-4 沿鈹板与柵极供电电路的反饋作用	154
5-5 放大器总結構和安裝	160
5-6 单迴路放大器中諧振曲綫的不对称	170
5-7 反饋作用的确定和削弱	181
5-8 超高頻的反饋	186
献	188

緒 論

极大数目的近代接收机都是按照超外差式线路作成的。不管超外差式无线电接收机的用途和频段如何，变频的方法如何，有没有高频放大器、自动增益控制和自动频率微调，也不管它的线路和结构的多样化，中频放大器总是超外差式接收机的主要部分，因为它决定接收机最重要的参量：灵敏度、通频带和选择性。

中频放大器是“高频”放大器或“谐振放大器”的特例，他的特征为调谐固定、增益大以及通频带固定不变。常常还把它称做“频带放大器”，以此来着重指出通频带是作为放大器的主要参量。

早在超外差式接收机问世以前好久，便已开始了高频放大器的理论研究，频带放大器的理论就是他们的继续和发展。

苏联和外国学者们对涉及高频放大的个别研究提供了成百篇文章。我们只来指出其中苏联作者们的一些重要著作，在这些著作中系统地阐述了所讨论的这一无线电技术分支的理论基础和计算。

这些著作可以分成两类。

第一类著作给出在稳态工作状况下谐振放大器和频带放大器的理论和计算。从1929年出版的A. И. 别尔格“（放大器的）无线电工程计算基础”一书开始起，在高频放大器稳态工作状况的理论和计算的领域内，一系列的有系统的著作丰富了苏联的无线电技术。属于这些著作的有：1932年出版的B. И. 西福罗夫的“谐振放大器”（在这书中头一次分析了放大器的稳定性问题），1934年出版的Л. Б. 斯烈冰的“无线电接收机的理论和计算”，1936年出版的B. И. 西福罗夫的“频带放大器”，1937年出版的A. A. 科罗索夫的“无线电接收机计算基础”，1939年出版的H. И. 齐斯恰柯夫的“谐振放大器和预选器”以及1949年出版的A. A. 科罗索夫的“谐振放大器”。

第二类著作讨论了放大器中的非稳态过程。由发表于

1933 年的 H. H. 克雷洛夫的著作开始，并由 A. B. 阿盖也夫、Ю. Б. 可勃扎列夫、О. Б. 魯利耶和 A. H. 舒金的著作繼續下去的对在諧振和頻帶放大器中的非穩态过程的研究，以 1948 年出版的 C. И. 耶夫恰諾夫“接收放大器綫路中的瞬变过程”一书而告完成，在这本书中問題分析得很全面，远远超过所有以往的許多著作。

从这些簡短的概述可以看出：发生在直綫性系統（包括中頻放大器在內）中的电的过程，現在理論上已被探究得很詳尽。

可是在文献里缺乏系統性的有关放大器的工程計算、設計和調整的参考材料。在我們的文献中，有关放大器的屏蔽和消除反饋的問題也闡明得不够。在本书中試图来弥补上述的缺陷。

工作在頻率极其不同的，从几十千赫的低頻到几百兆赫的超高频的放大器，显然，也具有各种不同的結構和各种不同的参量。由于这种差别，在近代的文献中出現了放大器技术上的两个方面：应用于无綫电报、无綫电话和无綫电广播接收机中的狭頻帶放大器技术以及应用于脉冲和电视接收机中的宽頻帶放大器技术。尽管这两方面存在着原則性的差别，在本书中作者給出統一的計算方法，它适用于任何类型的无綫电接收机的中頻放大器。

本书是为无綫电工业的工程技术人员写的，他們的实际工作常常要求迅速解決問題，因之沒有可能深入到过程的复杂的数学解釋中去。考虑到这点，作者試图尽可能來簡化計算，給出图表和詳細例子并采用尽可能少的符号，因为了解这些符号通常要費很大的劲。在放大器中沒有計算的部分（屏蔽、反饋），給出簡单的物理概念，这些概念使在結構設計时能够作出預先的草案，并使后来的实验容易进行。

超外差接收机的中頻放大器用于放大固定的頻帶，并在最大程度上削弱其余頻率。放大系数对頻率的依賴关系 $K(f)$ 可表明放大一系列基本指标：最大放大系数 K_0 ，諧振（中間）頻率 f_0 ，通頻特性。

引用通用諧振曲線 $A(f) = \frac{K(f)}{K_0}$ 來比較不同增益的放大器和

增益與頻率間的關係不同的各種放大器是很方便的，用通用諧振曲線可以分別討論與增益有關的和與放大器選擇性有關的問題。

圖 0.1 是放大器的諧振曲線。我們用 Δf_A 來表示由諧振曲線縱座標值 A 決定的任意頻帶。我們規定把 $\Delta f_{0.7}$ 叫作通頻帶， $\Delta f_{0.7}$ 是指在邊界頻率得到的增益為最大增益的 70% 時的頻帶。

顯然，級數不同、線路不同、調諧情況不同的放大器，其指標放大量、通頻帶和選擇性也不相同。要比較各種放大器的指標，就必須選定一些對所有被比較的放大器都可認為相同的基本參量，然後才可看出，當線路、級數和調諧情況改變時，放大器的其餘指標會怎樣變化。數量的和質量的比較結果，是和作比較時所選用的放大器的不變的基本參量有關的。

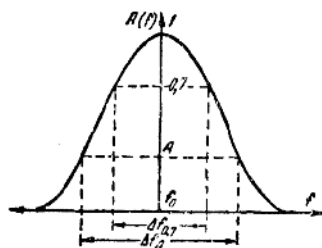


圖 0-1 放大器的諧振曲線

我們以比較兩種簡單的線路來作為例子：第一種為每一電子管鉅極都直接聯有一個單迴路的四級諧振放大器，所有迴路都調到諧振；第二種為具有臨界耦合的雙迴路帶通濾波器的四級放大器。由諧振放大器的基本原理[文獻 1、2、3]就可以知道，當採用內阻很大的電子管時，第一種線路的各級放大系數 $K_0 = SR_s$ ；而第二種線路 $K_0 = 0.5 SR_s$ ，這裡 S —電子管跨導， R_s —迴路總的等效諧振阻抗。比較上面的兩個公式，通常便可得出結論：第一種線路的每級的放大為第二種線路的两倍，因而第一種線路的四級的放大就應該為第二種線路的 $2^4 = 16$ 倍。當被比較的放大器電子管跨導和迴路諧振阻抗 R_s 都相同時，這個結論是正確的。

在上述計算中，取 S 和 R_s 作為不變的參量。但是，假如用同

一种电子管来比較各种放大器是完全合理的，那么就不应该在相同的迴路諧振阻抗下来进行比较，因为 R_s 的选择决定于放大器的另一些指标，故不能取为基本参量。

这两种綫路也可按另一种方式来比較。比方說保持不变的不是迴路的諧振阻抗 R_s ，而是放大器的通頻帶 $\Delta f_{0.7}$ 。那末由一种綫路轉換到另一种綫路，由一种級数轉換到另一种級数，就必須改变迴路的 R_s 。正如下面的計算所指出的那样，在这种情况下，第一种綫路的单級增益，不是第二种綫路（其他条件相同）的两倍，而最大不过是 1.4 倍。四級放大的差别还要更显著。这时已經不是第一种綫路的放大为第二种的 16 倍，相反的，第二种綫路的放大比第一种大 35%。

上面两个例子，給出直接相反的结果，表面看来是正确的，但同时却可从这里得到不同的物理概念，并作出关于不同方案的优点和缺点的正确或不正确的結論。当問題提得很明确时，頻帶放大器的理論及从其中导出的公式应该直接回答涉及基本指标的 实际問題，而不容許作别的解释。

我們回过来看一下最简单的单級单迴路諧振放大器的放大系数的公式 $K_0 = SR_s$ ，并分析一下是否可以用它得出对下列实际問題的回答：

- a) 单級放大对通頻帶的依賴关系怎样？
- 6) 单級放大对放大器諧振頻率的依賴关系怎样？
- b) 单級放大对迴路电容的依賴关系怎样？

对各种具体方案进行了計算，并搞清了哪一种增益为最大后，便可得出这些問題的正确解答。但要想不去計算各种方案而得出詳尽的回答，显然应该列出 K_0 对通頻帶 $\Delta f_{0.7}$ 、放大器諧振頻率 f_0 和迴路电容量 C 的依賴关系。为此，我們进行下列代換：

$$K_0 = SR_s = \frac{S_p}{d_s} = \frac{S}{\omega_0 C d_s} = \frac{S f_0}{2 \pi f_0 C \Delta f_{0.7}} = \frac{S}{2 \pi C \Delta f_{0.7}},$$

由此可知，当所有其他条件都相同时：

- 1) 单級放大与通頻带成反比,
- 2) 单級放大与諧振頻率完全无关,
- 3) 单級放大与所选用的迴路电容量 C 成反比。

从“頻带放大器”的名称就可知道它的基本指标是通頻带和放大系数。本书对頻带放大器的原理的讲述,首先是要得出放大系数对通頻带、級数、綫路和放大器調諧情况等的依賴关系的結論。

現在我們来看,应该怎样来比較各种頻带放大器的选择性。在諧振放大器的一般理論中,通常用比例 $\frac{K_0}{K_1} = \frac{1}{A(f_1)}$ 来决定选择性,即当对 f_0 有一定的失諧时,放大减少到几分之几,这里 K_0 —諧振时的放大, K_1 —頻率为 f_1 时的放大,而 $A(f) = \frac{K(f)}{K_0}$ —諧振曲綫方程式。这种把选择性說成与通頻带无关的定义,常常会引导到不正确的物理概念,因为它容許我們去比較原則上不能相比較的各种方案,即比較通頻带不同(用途不同)的放大器。

假如从一定的通頻带 $\Delta f_{0.7}$ 出发(图 0.2),那么任何方案的放大器的諧振曲綫都应该在 $a\delta$ 两点重合,在通頻带的范围外,兩側

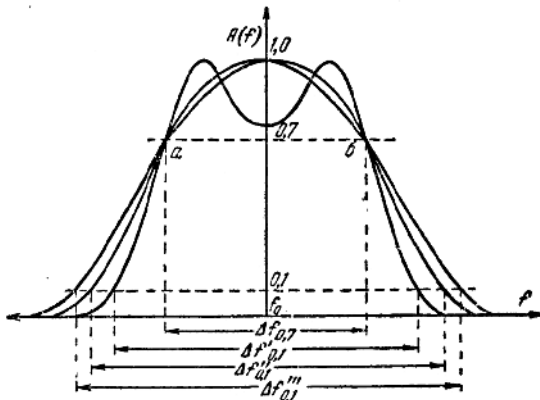


图 0-2 具有相同通頻带的各种放大器的諧振曲綫

的坡度却不相同。在这种情况下，可以很方便地用矩形系数 K_n 的值来确定放大器的选择性， K_n 为相应于某种削弱时的频带与通频带之比。在干扰被削弱到 10 倍和 100 倍时的矩形系数：

$$K_{n0.1} = \frac{\Delta f_{0.1}}{\Delta f_{0.7}} \text{ 及 } K_{n0.01} = \frac{\Delta f_{0.01}}{\Delta f_{0.7}}$$

对同一个 $\Delta f_{0.7}$ 算出的矩形系数的值，直接说明了该放大器系统的选择性。以下将讨论怎样引出 K_n 对放大器级数、线路和调谐情况等的依赖关系。

从理论上分析各种放大器系统的结果，就能确定，在其他条件相同时，放大器的基本指标唯一地取决于级数及放大器的系统。这一结论导致按图表计算放大器的简便方法，这些图表将在本书第二章中讨论。

要采用这种计算，就必须对放大器的基本要求有明确的概念，这些基本要求首先取决于通过放大器的电话、电报和脉冲信号的性质。本书第三章将讨论这些问题，第一章主要是对放大器中的过渡过程作简化分析。

放大器的参量及其谐振曲线在很大程度上决定于放大器中是否存在寄生反馈，反馈的大小完全决定于整个放大器的线路和结构，决定于各别元件彼此间的屏蔽。对于屏蔽，去耦电路，以及在放大器中发生寄生反馈的途径及其消除方法等问题的详细分析将在本书的其余各章内叙述。

第一章 频带放大器原理及计算 公式的推导

1-1. 多级单回路放大器的线路

多级单回路频带放大器由 n 个单回路级构成，各级的线路是一样的，调谐方法可能相同，也可能不同。图 1—1 和 1—2 示电子管

飯极电源为串饋和并饋的单級綫路的几种电路。在綫路 a 中，迴路电容由集总电容 C_0 、电子管电容和安装杂散电容等构成，在綫路 b 中沒有集总电容 C_0 ，迴路电容仅仅由电子管电容和安装杂散电容构成。

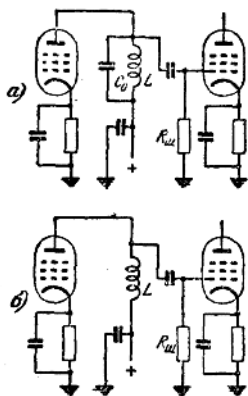


图 1-1 电子管飯极为串联饋电的单迴路頻帶放大器的綫路。
 a ——迴路中有集总电容
 b ——迴路中无集总电容

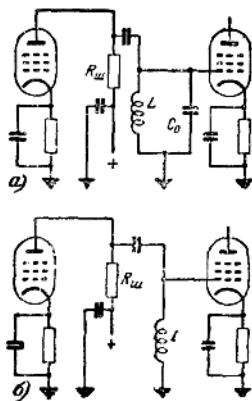


图 1-2 电子管飯极为并联饋电的单迴路頻帶放大器的綫路。
 a ——迴路中有集总电容
 b ——迴路中无集总电容

图 1-3 是交流等效电路，四种不同綫路放大器的等效电路都相同。在等效电路中， L —迴路总电感，由迴路綫圈的电感、全部接綫电感（也包括电子管引綫电感）构成； C —迴路总电容，等于与电感 L 并联的全部电容量的总和； R_s —一并联迴路的总有效諧振阻抗，由接在迴路中的欧姆电阻，迴路中损耗的等效电阻以及电子管輸入电阻等构成。

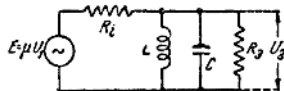


图 1-3 单迴路放大器的等效电路

这种或那种綫路的采用决定于放大器的工作条件及其計算。在中间頻率 f_0 比較低，通頻帶 $\Delta f_{0.7}$ 比較窄的情况下，通常采用图 1-

1, α 的线路, 因为在这种情况下线路中必然有集总电容 C_0 , 而计算所得的 R_m 的数值是这样大, 以致当它被接入电子管板极电路中的时候, 大部分板极电压都降落在它的上面。

当中间频率较高和通频带 $\Delta f_{0.7}$ 较宽时, 从计算得出 $C_0=0$, 而 R_m 大约为数百欧。在这种情况下可以采用图 1-1, δ 或图 1-2, δ 的线路, 并且图 1-2, δ 的并联供电线路在安装上还有某些好处 (在 § 5-4 中将加以分析)。

工作频率 f_0 高的和通频带 $\Delta f_{0.7}$ 宽的放大器, 宜采用图 1-4 所示的初次级绕组匝数相同的双线并绕的变压器线路。在这种线路中, 因为变压器绕组是双线并绕的, 所以初次级绕组间的耦合就非常大, 约 80—90%。图 1-5, α 是该级交流电的完整等效线路。在该图中, M —初次级绕组间的互感, L_s —漏感, C_1 和 C_2 —图 1-3 所示总电容量的两个部分, 分别接在初次级绕组上。

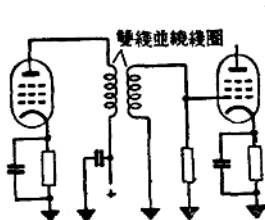


图 1-4 具有双线并绕变压器的单回路放大器线路图

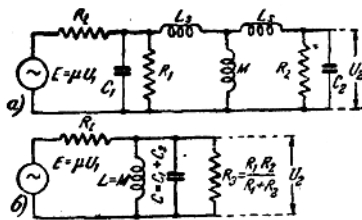


图 1-5 双线并绕变压器的单回路放大器等效电路

在绕组间耦合系数较大的情况下, $M \gg L_s$ 。这就容许我们在无损于实际精确度的前提下, 忽略 L_s , 将等效电路简化为如图 1-5, δ 所示的线路, 该线路与所有其他的单回路放大器的线路是类似的。

双线并绕变压器的线路的作用与所有其他线路完全一样, 但在前级板极和下级栅极之间却能省去级间耦合电容。这就简化了结构, 对于用指型管装就的小型放大器来说, 这种简化特别重要。由于在前级板极和下级栅极之间没有级间耦合电容, 在图 1-4 的线路内,

鉍-柵电路中的接綫电容也就比图 1-1 和 1-2 所示的各种 綫路小。

在双綫并繞的綫圈中，相邻各匝間存在着很大的电子管鉍极电源的直流电压。在避免綫圈损坏和老化而选择导綫的絕緣和它們的浸漬方法时，應該考虑到这点。

除了已經討論过的各种綫路以外，有时采用图 1-2,б 的綫路，在这綫路里扼流圈和鉍极电路中的电阻 R_m 并联。在寬頻帶的放大器中，这个扼流圈就直接繞在非綫繞电阻 R_m 的外面，作为鉍流直流分量的通路。在大多数情況下，在綫路中引入这个附加的綫繞零件是不必要的，因为在电阻 R_m 上的一些鉍极电压的降落几乎不影响放大器的工作。但当 R_m 的計算值很大时，最好采用图 1-4 的双綫并繞綫路来代替附加的扼流圈，因为后者使生产复杂化并降低迴路調諧的稳定性。

按照討論过的任一种綫路构成的多級单迴路放大器，其諧振曲綫 $A(f) = \frac{K(f)}{K_0}$ 只与級数及放大器調諧系統有关，而与綫路的类型无关，下面是常用的单迴路放大器的調諧系統：

1. 放大器所有迴路都調諧在同一个頻率 f_0 上。
2. 放大器迴路对称于中間頻率 f_0 成对失調。
3. 放大器迴路調諧在三个頻率。

1-2. 迴路調到諧振的多級单迴路放大器

最简单的頻帶放大器是由 n 个根据上述綫路中的任一种构成的，調到諧振的单迴路級构成的。

为了引出这种放大器的諧振曲綫方程式，我們来研究一下单独的一級。图 1-6 示为放大級的两种等效电路。在等效电路 a 中，电阻 r 与迴路电感串联。这一电路相当于通頻帶非常窄的級，在这样的放大級內，采取一切办法来减小迴路中的耗損，結果耗損主要是集中在电感綫圈里。在电路 b 中，电阻 R 与电感和电容并联。这一电路相当于通頻帶非常寬的級。为了加寬通頻帶，这里的迴路和电

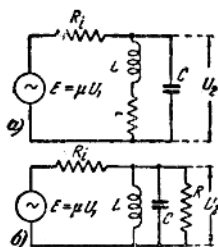


图 1-6 单迴路放大级諧振曲
线方程的导引

阻并联，而电阻值远小于并联电阻以前迴路的諧振阻抗。

在任何频率，这两种线路的放大系数都等于：

$$K(f) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{\mu Z}{R_i + Z}$$

这里 Z —在任意频率 f 的迴路总阻抗。由这一关系得出结论，放大系数总是随 Z 的增大而增长，但不和 Z

成正比；总是随 R_i 的增大而下降，但不和 R_i 成反比。

为了弄清 $K(f)$ 与频率 f 的关系，我们把上述方程写成：

$$K(f) = \frac{\mu Z}{R_i + Z} = \frac{\mu}{R_i} \frac{Z R_i}{R_i + Z} = S Z',$$

这里 $Z' = \frac{Z R_i}{R_i + Z}$ 是该迴路和电子管内阻 R_i 并联后的阻抗。由这一关系得出结论，放大系数正比于 Z' 。 Z' 因某种原因所引起的变化会使 $K(f)$ 成正比地变化，只有 Z' 因 R_i 变化而变化的情况是例外，因为 Z' 不仅与 R_i 有关；当 μ 恒定时，跨导 S 也与 R_i 有关。

后一个等式和图 1-6 的等效线路并不相符，因为在图 1-6 上可以看出，实际的线路中并没有 Z' ，内阻 R_i 也不是与迴路阻抗 Z 并联，而是与它串联。因此我们把便于决定放大器諧振曲线的阻抗 Z' 称为“假想阻抗”。

当諧振时，假想阻抗 Z' 达到极大值 $Z'_{\max}$ ，而放大系数等于：

$$K_0 = S Z'_{\max}.$$

化成无量纲的等式，单级諧振曲线方程可写成：

$$A(f) = \frac{K(f)}{K_0} = \frac{Z'}{Z'_{\max}}.$$

于是，单级放大器的諧振曲线就决定于假想阻抗 Z' 与频率的关系。

在中频放大器中，一般只采用高频五极管，其内阻 $R_i \gg Z$ ，考

考虑到这一点便得到

$$A(f) = \frac{Z}{Z_{\max}}$$

現在我們來求 Z 的大小。

在綫路 a 中，

$$Z = \frac{1}{j\omega C + \frac{1}{r + j\omega L}} = \frac{r + j\omega L}{j\omega C r + 1 - \omega^2 LC}$$

或者，在考慮耗損小的諧振迴路 $r \ll \omega L$ 時，

$$Z = \frac{j\omega L}{j\omega C r + 1 - \omega^2 LC}$$

在綫路 b 中，

$$Z = \frac{1}{j\omega C + \frac{1}{j\omega L + R} + \frac{1}{R}} = \frac{j\omega LR}{j\omega L + R - \omega^2 LCR}$$

我們來求 $Z_{\max}$ 的大小。諧振時 $\omega^2 LC = 1$ 。由此在綫路 a 中，

$$Z_{\max} = \frac{L}{Cr} = R_s;$$

在綫路 b 中，

$$Z_{\max} = R.$$

綫路 a 的諧振曲綫方程

$$A(f) = \frac{Z}{Z_{\max}} = \frac{j\omega Cr}{j\omega C r + 1 - \omega^2 LC} = \frac{1}{1 + j \frac{\omega^2 LC - 1}{\omega Cr}};$$

綫路 b 的諧振曲綫方程

$$A(f) = \frac{Z}{Z_{\max}} = \frac{j\omega L}{j\omega L + R - \omega^2 LCR} = \frac{1}{1 + j \frac{\omega^2 LC - 1}{\omega L} R}.$$

考虑到

$$\frac{\omega^2 LC - 1}{\omega Cr} = \frac{\omega^2 LC - 1}{\omega L} R = \frac{y}{d_s},$$

这里 $y = \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega \omega_0} = \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}$ — 相对失调;

$d_s = \omega_0 C r = \frac{\omega_0 L}{R}$ — 迴路的总等效衰减, 在轉化成模数之后,

便得到对于两种等效线路相同的諧振曲綫方程, 其形式为:

$$A(f) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{y}{d_s}\right)^2}} \quad (1-1)$$

十分明显, 通頻带为中等数值的放大級的諧振曲綫也由这同一方程来决定, 这些級的迴路衰减决定于数值不相上下的迴路中所有元件 (电感、电容, 并联电阻) 的有效损耗。

当放大器中所用电子管内阻 R_i 与迴路阻抗 Z 可以比較时, 諧振曲綫方程仍旧不变。这时只要考虑 R_i 有条件的并联作用, 因为它会影响迴路衰减 d_s 的大小。

方程 (1-1) 中的 y 值用起来很不方便。因此, 在实际計算中采用近似值

$$y = \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} = \frac{f^2 - f_0^2}{f_0 f} = \frac{f - f_0}{f_0} \cdot \frac{f + f_0}{f} \approx \frac{\Delta f \cdot 2 f_0}{f_0^2} = \frac{2 \Delta f}{f_0},$$

这里 $\Delta f = f - f_0$ — 頻率增量。

当頻率增量 Δf 較小时, 采用 y 的近似值所引入的誤差小到可以不計。在頻率增量 Δf 比較大的情况下, 利用 y 的近似值在計算結果中得到的失真以后将在不对称諧振曲綫那章中加以分析。

多級放大器諧振曲綫等于各級諧振曲綫的乘积。迴路調到諧振的 n 級单迴路放大器的諧振曲綫方程

$$A(f) = \left[\frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{y}{d_s}\right)^2}} \right]^n \quad (1-2)$$

由此式可以看出, 諧振曲綫的形状完全决定于迴路的等效衰减 d_s 和級数 n , 因而放大器的通頻带也完全决定于这两个参量。

我們来求一下为了得到指定的通頻带 $\Delta f_{0.7}$ 所需的 d_s 值。对

相应于 $y_{0.7} \approx \frac{\Delta f_{0.7}}{f_0}$ 的通頻帶的边界頻率來說，按定义，諧振曲綫纵座标等于 $A(f) = 0.7$ 。

将这个数值代入式 (1-2) 便得到：

$$\left[\sqrt{1 + \left(\frac{\Delta f_{0.7}}{d_s f_0} \right)^2} \right]^n = 1.4.$$

将此式对 d_s 求解，便有

$$d_s = \frac{\Delta f_{0.7}}{f_0} \psi_1(n), \quad (1-3)$$

这里

$$\psi_1(n) = \frac{1}{\sqrt{\frac{n}{2} - 1}}$$

——仅仅由級数 n 决定的函数，其值随 n 的增加而增加，

上面討論过的放大器的放大 $K_0 = (SR_s)^n$ 。以 $\frac{1}{\omega_0 C d_s}$ 代 R_s ，并将 d_s 用公式 (1-3) 代替便得到

$$K_0 = \left(\frac{S}{2\pi C \Delta f_{0.7}} \right)^n \cdot \left(\sqrt{\frac{n}{2} - 1} \right)^n = \frac{K_{r1}^n}{\varphi_1(n)}, \quad (1-4)$$

这里

$$K_{r1} = \frac{S}{2\pi C \Delta f_{0.7}} \quad (1-5)$$

——一个单迴路級可能給出的放大，假定該单迴路級具有与整个放大器同样大小的通頻帶。这个数值以下我們将称它为单元放大。必須記住，单元放大不是从放大器的一个級得到的放大，后者显然应等于 $\frac{K_{r1}}{\sqrt{\frac{n}{2} - 1}}$ 。

函数

$$\varphi_1(n) = \left(\frac{1}{\sqrt{\frac{n}{2} - 1}} \right)^n = [\psi_1(n)]^n \quad (1-6)$$

只决定于級数 n ，并随 n 的增加而急剧增长。

为了决定表征放大器选择性的矩形系数 $K_{n0.1}$ 和 $K_{n0.01}$ ，将数