

低频电路与音响的原理和设计



丁钟琦 王照明

湖南科学技术出版社

低频电路与音响的原理和设计

丁钟琦 王照明

责任编辑：陈清山

湖南科学技术出版社出版

(长沙市展览馆路14号)

湖南省新华书店发行 湖南省地质测绘印刷厂印刷

*

1986年7月第1版第1次印刷

开本：787×1092毫米1/16 印张：19.25 字数：475,000

印数：1—5,200

统一书号：15204·173 定价：3.60元

征订期号：湖南新书目86—7(26)

内 容 提 要

本书介绍了电子管与晶体管的放大、整流、稳压等电路的原理和设计，还介绍了话筒、扬声器、光电器件、音箱、立体声广播和立体声电影的原理、计算及有关音响技术问题。

本书通俗易懂，联系实际，便于自学，可供有关专业的大专院校和中等专科学校师生以及电影、无线电技术工作者参考。

前 言

本书第一篇讨论电子管、晶体管低频电路。鉴于目前尚有不少领域（如电影院、广播站、电子仪器及其他场合）还使用电子管电路，而晶体管方面的著作已大量出版发行，故本书重点介绍了电子管电路，而对晶体管电路只用了一章的篇幅。第二篇介绍了音响技术。在这两篇中还交叉介绍了高质量低放、立体声技术以及话筒、光电器件、扬声器、助音箱、音调控制等辅助电路的原理与设计问题。这是取得良好的音响效果所不可缺少的。

本书从实用角度出发，着重基本原理的讨论及具体设计步骤的阐述。对于整机设计，以电影双频道放大器为例，介绍得比较仔细，并且作出了样机，进行了实验验证。此外，我们还介绍了三频道放大器、立体声技术（包括立体声广播、光学立体声电影、磁性立体声电影、电影院声学及音响技术等）。

本书的原理叙述及数学分析比较细致，易于自学；工程设计步骤详细明确，比较适用。

本书王照明同志编著的部分经丁钟琦同志审校，全书由程应森同志校。在本书编写过程中，曾得到湘潭大学张学孚老师的帮助，特此致谢。

由于我们水平有限，错误之处在所难免，敬希读者勿吝批评指正。

湖 南 大 学 丁钟琦

湖南省电影学校 王照明

目 录

第一篇 低频电路

第一章 绪 论	(1)
§ 1.1 概 述	(1)
§ 1.2 放大器的指标	(2)
第二章 电真空器件	(11)
§ 2.1 电子的发射	(11)
§ 2.2 空间电荷效应	(12)
§ 2.3 二极管的二分之三次方定律	(13)
§ 2.4 真空二极管的参数	(14)
§ 2.5 三极管中控制栅极的作用和电位的分布情况	(16)
§ 2.6 四极管帘栅极的作用及管内电位分布状况	(17)
§ 2.7 抑制栅极的作用及五极管内的电位分布状况	(18)
§ 2.8 束射四极管	(19)
§ 2.9 电子管内的电流	(20)
§ 2.10 多极管的静态特性	(21)
§ 2.11 三、四、五极管的静态参量	(23)
§ 2.12 光电变换器	(25)
第三章 电压放大器	(34)
§ 3.1 放大器的分析—图解法	(34)
§ 3.2 放大器的分析—等效电路法	(41)
§ 3.3 放大器的输入输出阻抗	(43)
§ 3.4 电阻放大器	(46)
§ 3.5 电阻放大器的设计	(53)
§ 3.6 变压器放大器	(58)
§ 3.7 变压器放大器的设计	(68)
§ 3.8 其他类型放大器	(75)
§ 3.9 阻容放大器的频率扩展	(81)
§ 3.10 输入信号的混合	(85)

第四章 功率放大器	(87)
§ 4.1 甲类左三极管功率放大器	(87)
§ 4.2 甲类左三极管功率放大器的计算	(92)
§ 4.3 甲类五极管功率放大器	(96)
§ 4.4 甲类五极管功率放大器的计算	(100)
§ 4.5 电子管的并、串联运用	(103)
§ 4.6 甲类推挽功率放大器及其计算	(105)
§ 4.7 乙类及甲乙类推挽放大器	(112)
§ 4.8 乙类推挽放大器的计算	(119)
§ 4.9 甲乙类推挽放大器的计算	(124)
§ 4.10 推挽放大器的激励	(129)
§ 4.11 功率放大器推动级的计算	(131)
第五章 反 馈	(135)
§ 5.1 反馈对放大倍数的影响	(135)
§ 5.2 反馈对放大器输入、输出阻抗的影响	(138)
§ 5.3 反馈对其他特性的影响	(141)
§ 5.4 反馈放大器的稳定性	(143)
§ 5.5 常用负反馈电路	(145)
§ 5.6 阴极输出器	(146)
第六章 整流与稳压	(149)
§ 6.1 整流器的基本工作原理	(149)
§ 6.2 半波整流	(150)
§ 6.3 全波整流	(152)
§ 6.4 充气二极管整流	(155)
§ 6.5 滤波器的作用和分类以及设计滤波器应考虑的一般问题	(156)
§ 6.6 电感滤波器	(157)
§ 6.7 电容滤波器	(158)
§ 6.8 感容滤波器	(162)
§ 6.9 其他滤波器	(165)
§ 6.10 小功率整流器的设计	(167)
§ 6.11 稳压器的的工作原理与设计	(173)
第七章 整机设计	(180)
§ 7.1 整机设计步骤	(180)
§ 7.2 整机设计举例	(187)
附 录 音调控制电路	(197)
第八章 整机电路分析	(202)
§ 8.1 603-A型低频放大器	(202)
§ 8.2 双频道及三频道放大器	(210)
第九章 低频放大器的结构设计与调试	(217)
§ 9.1 整机结构设计	(217)

§ 9.2	放大器的安装和调试	(217)
§ 9.3	603-A型放大器的调试	(227)
§ 9.4	双频道、三频道放大器的调试	(230)
第十章	晶体管单元电路的原理与设计	(233)
§ 10.1	概 述	(233)
§ 10.2	晶体管的交流小信号参数及等效电路	(234)
§ 10.3	前置放大器	(235)
§ 10.4	甲类功率放大器	(239)
§ 10.5	乙类推挽放大器	(241)
§ 10.6	无变压器乙类推挽功率放大器	(242)
§ 10.7	负反馈放大器	(244)

第二篇 电声器件与音响技术

第十一章	音响技术	(247)
§ 11.1	立体声广播	(247)
§ 11.2	立体声电影	(255)
§ 11.3	电影还音用倒相式音箱的设计	(257)
§ 11.4	LC 分频器的匹配条件	(260)
第十二章	电声器件	(263)
§ 12.1	动圈式传声器的结构和工作原理	(263)
§ 12.2	电容传声器	(263)
§ 12.3	驻极体传声器	(265)
§ 12.4	直接辐射式扬声器	(266)
§ 12.5	电动式号筒扬声器	(269)
§ 12.6	双频带组合式扬声器的设计	(271)
§ 12.7	扬声器基本参数的测量	(276)
§ 12.8	电影院扬声器的使用	(277)
§ 12.9	电唱机	(279)
第十三章	电影院的声学设计	(283)
§ 13.1	电影院的音质要求	(283)
§ 13.2	观众厅的形体和尺度	(286)
§ 13.3	观众厅的混响控制和吸声处理	(290)
§ 13.4	观众厅清晰度的测试	(295)

第一篇 低频电路

本篇以电子管电路为主，晶体管电路放在第十章讨论。

第一章 绪 论

§ 1.1 概 述

顾名思义，用电子器件将电信号放大的设备称为电子放大器。现代常用的电子放大器有电子管放大器、晶体管放大器。

放大器是一个用直流电源供电的、有输入输出两对端子的网络（简称两对端网络或四端网络）如图 1.1 所示。管子从直流电源中汲取能量，依靠其栅极或基极的控制作用将直流能量转变为交流能量，使输出信号大于输入信号，最后从负载上输出信号。因此，放大器的放大作用并不违反能量守恒定律。

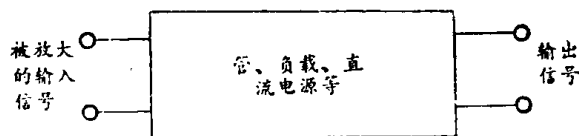


图1.1 放大器示意图

电子放大器种类很多，可按不同方法来区分。按工作频率的不同，放大器有如下几种：

1. 直流放大器 放大直流电流、直流电压或变化十分缓慢的电流、电压的放大器称为直流放大器。其工作频率从零至某一定值。

2. 低频放大器，工作频率较低，为人耳可听到的音频范围（20~20000赫兹）。因为放大器要通过一个频率范围较宽的信号，故其负载不能用选频电路，只能用无选频特性的电阻、变压器等作为负载。

3. 视频放大器 这种放大器的最低工作频率约为20赫，最高频率为电视信号的频率（约6兆赫）。它能够放大较陡的脉冲信号，故又称为脉冲放大器。

4. 高频放大器 它工作在很高的固定频率上（或工作于较窄的频率范围内）。因工作频率固定，故采用选频电路作负载。

本书主要讨论低频放大器。

假若一个放大器着重于放大电压，则称为电压放大器；若着重于放大功率则称功率放大器；若着重放大电流，则称电流放大器。对于电子管放大器，我们只讨论电压及功率放大器¹⁾。

低频放大器按负载的性质常有如下几种电路：

1. 电阻放大器 其负载为电阻。

2. 变压器放大器 其负载为变压器。

1) 当然，功率放大器中的电流和电压都可能被放大；也可能只有电压或电流被放大。

3. 扼流圈放大器 其负载是扼流圈。

上述三种放大器中，以第1、2种用得最多，其具体电路及性能下面将详细介绍。

§1.2 放大器的指标

放大器的好坏是用一系列指标来衡量的。放大器的主要指标如下：

一、放大倍数

放大器输出电压 $U_{出}$ 与输入电压 $U_{入}$ 之比叫电压放大倍数，它用 K 表示

$$K = \frac{U_{出}}{U_{入}} \quad (1.1)$$

放大器输出功率 $P_{出}$ 与输入功率 $P_{入}$ 之比叫功率放大倍数，它用 K_P 表示

$$K_P = \frac{P_{出}}{P_{入}} \quad (1.2)$$

类似地，可定义电流放大倍数

$$K_I = \frac{I_{出}}{I_{入}}$$

实用中，常把 K_P 变为 K_P 的常用对数乘以10并用 S_P 表示。

$$S_P = 10 \lg K_P \quad (1.3)$$

S_P 的单位为分贝 (dB)。例如， $K_P = \frac{P_{出}}{P_{入}} = 1.26$ ，即 $P_{出}$ 比 $P_{入}$ 增加0.26倍，则

$S_P = 10 \lg 1.26 \approx 1 \text{ dB}$ 。以分贝表示的放大倍数常称为增益。

由以上叙述可知，若放大器的输出功率为输入功率的1.26倍，则功率增益约为1分贝。

人耳对声音刺激的感觉与刺激功率的对数成正比，刺激功率增加26%，则感觉度增加一级（约一个分贝）。将分贝应用于电工学中，给计算带来不少方便，因为用对数后，可将乘法运算变为加法运算。

因功率正比于电压或电流的平方，故

$$10 \lg \frac{P_{出}}{P_{入}} = 10 \lg \frac{U_{出}^2}{U_{入}^2} = 10 \lg \frac{I_{出}^2}{I_{入}^2}$$

式中 $U_{出}$ 、 $I_{出}$ 是输出电压、电流； $U_{入}$ 、 $I_{入}$ 分别是输入电压、电流。因此可得

$$\begin{aligned} \text{分贝数} &= 10 \lg \left(\frac{U_{出}}{U_{入}} \right)^2 = 2 \times 10 \lg \frac{U_{出}}{U_{入}} = 20 \lg K \\ &= 10 \lg \left(\frac{I_{出}}{I_{入}} \right)^2 = 2 \times 10 \lg \frac{I_{出}}{I_{入}} = 20 \lg K_I \end{aligned}$$

可见，用电压、电流之比计算分贝数时，分贝数为比值的常用对数乘以20。这样，电压放大倍数 K 的分贝数 S_U 为

$$S_U = 20 \lg K \text{ (dB)} \quad (1.4)$$

当 $U_{出}$ 为 $U_{入}$ 的1.12倍（即 $U_{出}$ 比 $U_{入}$ 增加12%）时，电压增益 $S_U = 20 \lg 1.12 = 1 \text{ dB}$ 。

有时要由分贝数求比值 K_P 或 K ，则由式 (1.3)、(1.4) 可得

$$K_P = 10^{\frac{S_P}{10}}$$

$$K = 10^{\frac{S_U}{20}}$$

由此可知, 某数 A 的分贝数 S_A 为负数时, $A < 1$; 反之, 小于1的数 A 变为分贝数时, 分贝数为负。

一般来说, 交流放大器的输入、输出电压之大小及相位均不相同, 故电压放大倍数 K 为复数。

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_{出}}{\dot{U}_{入}} = K e^{j\varphi}$$

即 $\dot{K}$ 包含模 K 及相角 φ 。

对于 n 级多级放大器(图1·2), 其

总电压放大倍数 $\dot{K}_{\Sigma}$ 为

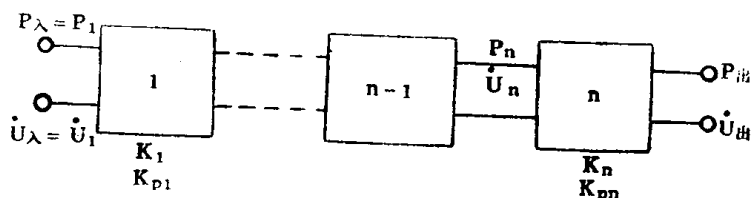


图1·2 多级放大器

$$\dot{K}_{\Sigma} = \frac{\dot{U}_{出}}{\dot{U}_{入}} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} \cdot \frac{\dot{U}_3}{\dot{U}_2} \cdots \frac{\dot{U}_{出}}{\dot{U}_n}$$

式中 $\dot{U}_{入}$ 、 $\dot{U}_{出}$ 、 $\dot{U}_1$ 、 $\cdots$ $\dot{U}_n$ 等如图1·2所示。

由此可见

$$\dot{K}_{\Sigma} = \dot{K}_1 \dot{K}_2 \cdots \dot{K}_{n-1} \dot{K}_n \quad (1.5)$$

式中 $\dot{K}_1$ 、 $\dot{K}_2$ 、 $\cdots$ $\dot{K}_n$ 分别为第1、2 $\cdots$ n 级的电压放大倍数。

因

$$\dot{K}_1 = K_1 e^{j\varphi_1}, \quad \dot{K}_2 = K_2 e^{j\varphi_2} \cdots \cdots,$$

$$\cdots \cdots, \quad \dot{K}_n = K_n e^{j\varphi_n}$$

故

$$\begin{aligned} \dot{K}_{\Sigma} &= K_1 K_2 \cdots K_n e^{j\varphi_1} e^{j\varphi_2} \cdots e^{j\varphi_n} \\ &= K_{\Sigma} e^{j\varphi_{\Sigma}} \end{aligned} \quad (1.6)$$

式中 $K_{\Sigma} = K_1 K_2 \cdots K_n$ 为 $\dot{K}_{\Sigma}$ 的模, $\varphi_{\Sigma} = \varphi_1 + \varphi_2 \cdots \cdots + \varphi_n$ 为 $\dot{K}_{\Sigma}$ 的相角。

可见, 对于多级放大器, 总放大倍数为各级放大倍数的积, 而总的相角为各级放大器的相角之和。因为

$$K_{\Sigma} = K_1 K_2 \cdots K_n \quad (1.7)$$

故

$$\begin{aligned} 20 \lg K_{\Sigma} &= 20 \lg K_1 K_2 \cdots K_n \\ &= 20 \lg K_1 + 20 \lg K_2 + \cdots + 20 \lg K_n \end{aligned}$$

于是

$$S_{U\Sigma} = S_{U1} + S_{U2} + \cdots + S_{Un} \quad (1.8)$$

即总电压增益(dB)为各级电压增益(dB)之和。图1·2中总功率放大倍数 $K_{P\Sigma}$ 为

$$K_{P\Sigma} = \frac{P_{出}}{P_{入}} = \frac{P_2}{P_1} \cdot \frac{P_3}{P_2} \cdots \frac{P_{出}}{P_n}$$

式中 $P_{出}$ 、 $P_{入}$ 、 $P_1 \cdots P_n$ 如图1·2所示。由此可见

$$K_{P\Sigma} = K_{P1} K_{P2} \cdots K_{Pn} \quad (1.9)$$

* 此处我们采用符号法, U 表示正弦量(包括正弦量及余弦量)的复数形式, 其大小或模为 U , 相角为 φ 。

即总功率放大倍数为各级功率放大倍数 K_{P1} 、 K_{P2} ... K_{Pn} 之积。

由式(1.9)可得

$$\begin{aligned} 10 \lg K_{P\Sigma} &= 10 \lg K_{P1} K_{P2} \cdots K_{Pn} \\ &= 10 \lg K_{P1} + 10 \lg K_{P2} + \cdots + 10 \lg K_{Pn} \end{aligned}$$

于是

$$S_{P\Sigma} = S_{P1} + S_{P2} + \cdots + S_{Pn} \quad (1.10)$$

即总功率增益(dB)为各级功率增益(dB)之和。

二、输入信号

表1-1

输入信号源	电压大小
话 筒	3mV
电 唱 机	100mV
接收机的检波器	500~1000mV
光电元件	0.25~40mV

低频放大器的输入信号大小视信号来源而定,常见的信号来源见表1-1。

有时一个放大器有多个信号来源,如电影还音放大器可放大从光电、话筒、唱机来的输入信号。

实际输入信号不是一个纯正弦波,例如风琴所发出的低音C之波形如图1.3所示。理论与实践证明,图1.3所示波形是由许多不同频率的正弦波分量组成的。任何周期性重复的(即有周期 T 的)非正弦波形可以分解为许多不同频率的正弦波或余弦波之和。如图1.4所示频率为 ω 的正弦波①与频率三倍于 ω 的正弦波②迭加,合成波如图1.4之波形3。因此可以说波形3可分解为基波(波形1)与三次谐波¹⁾(波形2)。



图1.3 风琴所发低音C之波形

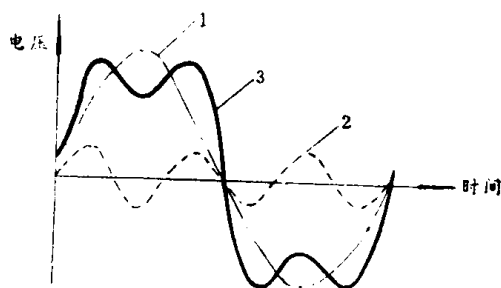


图1.4 非正弦波3可分解为正弦波1和2

按照傅里叶原理,任一非正弦周期波形 $y = f(x)$ 可分解为许多不同频率的正弦分量之和:

$$\begin{aligned} y = f(x) &= A_0 + A_1 \sin x + B_1 \cos x + A_2 \sin 2x + B_2 \cos 2x + \cdots \\ &\quad + A_n \sin nx + B_n \cos nx \end{aligned} \quad (1.11)$$

式中 $x = \omega t$ (t 为时间), $\omega = 2\pi f$ (f 为频率, ω 为角频率); $\sin x = \sin \omega t$ 、 $\cos x = \cos \omega t$ 称为基波, $\sin 2\omega t$ 、 $\cos 2\omega t$ 称为二次谐波, $\cdots \sin n\omega t$ 、 $\cos n\omega t$ 称为 n 次谐波;而 A_0 为波形 $f(x)$ 的平均(直流)分量, A_1 为分量 $\sin x$ 的幅度, B_1 为 $\cos x$ 的幅度, $\cdots A_n$ 为 $\sin nx$ 的幅度, B_n 为 $\cos nx$ 的幅度。 A_0 、 $A_1 \cdots A_n$ 、 B_n 等可以如下求出:

在式(1.11)两端同乘以 dx ,并在区间 $0 \sim 2\pi$ 积分得

$$\int_0^{2\pi} y dx = \int_0^{2\pi} A_0 dx + \int_0^{2\pi} A_1 \sin x dx + \int_0^{2\pi} B_1 \cos x dx + \cdots + \int_0^{2\pi} A_n \sin nx dx + \int_0^{2\pi} B_n \cos nx dx$$

因正、余弦函数是周期函数,在 0 及 2π 处之值相等,故式中右边第2项开始的诸积分为零,而有

1) 谐波是简谐波(单一频率的正弦波或余弦波)的简称。

$$\int_0^{2\pi} y dx = A_0 \int_0^{2\pi} dx$$

$$A_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} y dx \quad (1.12)$$

在式(1.11)两边同乘以 $\sin x dx$ 并由 $0 \sim 2\pi$ 积分得

$$\int_0^{2\pi} y \sin x dx = \int_0^{2\pi} A_0 \sin x dx + \int_0^{2\pi} A_1 \sin^2 x dx + \int_0^{2\pi} B_1 \cos x \sin x dx + \dots$$

$$+ \int_0^{2\pi} B_n \cos nx \sin x dx$$

式中右边第一项为零, 第三项起之各项为零, 只有第二项不为零, 故

$$\int_0^{2\pi} y \sin x dx = A_1 \int_0^{2\pi} \sin^2 x dx = A_1 \int_0^{2\pi} \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2x \right) dx$$

$$= A_1 \int_0^{2\pi} \frac{1}{2} dx = A_1 \pi$$

$$\text{于是 } A_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} y \sin x dx \quad (1.13)$$

若式(1.11)两边同乘以 $\cos x dx$ 并由 $0 \sim 2\pi$ 积分得

$$B_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} y \cos x dx \quad (1.14)$$

类似地

$$A_2 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} y \sin 2x dx \quad (1.15)$$

$$B_2 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} y \cos 2x dx \quad (1.16)$$

$$A_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} y \sin nx dx \quad (1.17)$$

$$B_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} y \cos nx dx \quad (1.18)$$

例1-1 有周期性正弦半波如图1.5所示, 求前四项的幅度。

解 图1.5所示波形的表示式为

$$\begin{cases} i = I_m \sin x & (x \text{ 在 } 0-\pi \text{ 区间内}) \\ i = 0 & (x \text{ 在 } \pi-2\pi \text{ 区间内}) \end{cases}$$

由式(1.12)有

$$A_0 = \frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{\pi} I_m \sin x dx + \int_{\pi}^{2\pi} 0 dx \right]$$

$$= \frac{I_m}{2\pi} \int_0^{\pi} \sin x dx = \frac{I_m}{2\pi} [-\cos x]_0^{\pi}$$

$$= \frac{I_m}{2\pi} [-(\cos \pi - \cos 0^\circ)]$$

$$= \frac{I_m}{2\pi} [-(-1 - 1)] = \frac{I_m}{2\pi} \cdot 2 = \frac{I_m}{\pi} = 0.318 I_m$$

由式(1.13)有

$$A_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (I_m \sin x) \sin x dx = \frac{I_m}{\pi} \int_0^{\pi} \sin^2 x dx$$

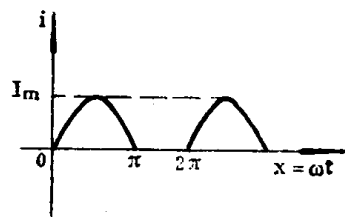


图1.5 周期为 2π 的半波正弦脉冲

$$\begin{aligned}
 &= \frac{I_m}{\pi} \int_0^{\pi} \left[\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2x \right] dx = \frac{I_m}{\pi} \left[\int_0^{\pi} \frac{1}{2} dx - \int_0^{\pi} \frac{1}{2} \cos 2x dx \right] \\
 &= \frac{I_m}{\pi} \cdot \frac{1}{2} \left[x \right]_0^{\pi} - \frac{1}{4} \left[\sin 2x \right]_0^{\pi} = 0.5 I_m
 \end{aligned}$$

由式(1.14)有

$$\begin{aligned}
 B_1 &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_m \sin x \cos x dx = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_m \sin 2x dx \\
 &= \frac{I_m}{2\pi} \left[-\frac{1}{2} \cos 2x \right]_0^{\pi} = 0
 \end{aligned}$$

类似地, 可算出 $A_2 = 0$, $B_2 = -0.2$; $A_3 = 0$, $B_3 = 0$; $A_4 = 0$, $B_4 = -0.04 I_m$ 。

$$i = 0.318 I_m + 0.5 I_m \sin \omega t - 0.2 I_m \cos 2\omega t - 0.04 I_m \cos 4\omega t + \dots$$

由此可见, 周期性波形可分解为平均分量、基波(ω)、无数高次谐波分量之和, 谐波次数越高, 幅度越小, 故高次谐波项常常可以不考虑。

尽管输入信号是非正弦波, 但在分析、研究及测试放大器时, 通常均用单一频率正弦波形作输入信号, 以得到放大器对此频率正弦波的反应, 综合放大器对各不同频率正弦波的反应, 便可获得放大器对实际包含多频分量之输入信号的反应, 这样作是很方便的。

三、失真

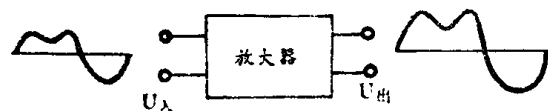


图1.6 理想放大器

理想放大器的输出信号波形应与输入信号波形一致, 只是大小不同而已(图1.6)。这称为无失真。由于实际输入信号一般为非正弦波, 包含很多谐波, 要输出信号不失真, 必须满足以下条件:

1) 输出信号包含输入信号的全部频率分量, 并且对各频率分量的幅度放大同样的倍数。若输出中缺少了输入中的一个或几个分量, 则迭加后之波形将与输入波形不同。如果某些分量放大太大, 某些分量放大太小, 破坏了原输入波形中各分量的比例关系, 则各分量迭加而得的输出信号波形便与输入波形不同, 从而发生失真。

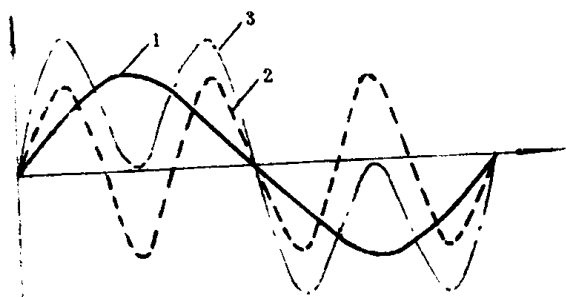


图1.7

如图1.4中的波形3加到放大器输入端, 放大器对三次谐波2的放大比对基波1的放大倍数大, 以致输出波形中2之幅度与1之幅度相等, 此时波1、2迭加后的波形如图1.7中曲线3, 将它与原输入信号(图1.4中波形3)相比较, 不难看出失真很大。

2) 输出波形中不出现新的频率分量。若输出比输入多一个或几个频率分量, 则迭加所得输出波形便不是输入波形了。

3) 输出信号中各频率分量的相位关系应与输入信号一致。

例如, 输入信号是图1.8曲线1, 它包含基波2及三次谐波3。当它通过放大器后, 若三次谐波相位变化 90° , 而基波无相移, 则合成曲线为1', 有失真。若基波也有相移 30° , 则不发生失真。这是因为此时相移正比于频率:

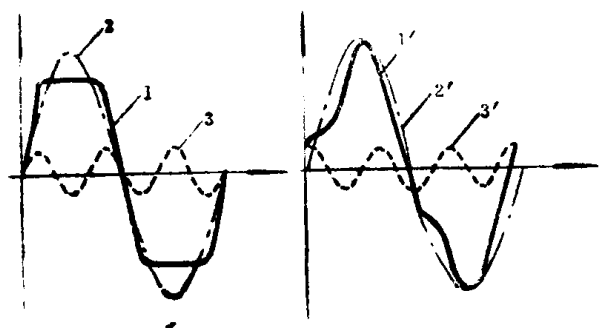


图1.8 相位失真

$$\varphi_1 = \frac{\pi}{6} = \omega \Delta t, \quad \varphi_3 = 3 \times \frac{\pi}{6} = 3\omega \Delta t$$

基波分量与三次谐波间的相位关系未变。两分量之时移 Δt 相等（均为 $\frac{\pi}{6\omega}$ ），迭加后仍为原来的波形。

一般而言，若 $u_{\text{入}}$ 包含 n 个频率分量：

$$u_{\text{入}} = \sum_{k=1}^n U_{mk} \sin(k\omega t) \quad (k \text{ 为谐波次数}) \quad (1.19)$$

如果每一分量的幅度 U_{mk} 被放大 k 倍，相移为 φ_k ，则输出电压为

$$u_{\text{出}} = \sum_{k=1}^n kU_{mk} \sin(k\omega t + \varphi_k) \quad (1.20)$$

若相移与频率成正比，即

$$\varphi_k = k\omega \Delta t \quad (1.21)$$

则

$$u_{\text{出}} = \sum_{k=1}^n kU_{mk} \sin[k\omega(t + \Delta t)] \quad (1.22)$$

将此式与 $u_{\text{入}}$ 比较，可看到输出波形不失真，只不过对 $u_{\text{入}}$ 有了时间差 Δt 。这就证明了相移正比于频率时，各分量间的相位关系不变，输出波形才不会失真。

若不满足上述条件，输出波形便会失真。故失真分为三种：

1. 非线性失真

它是由放大管的特性曲线非直线性所引起的。非线性元件会产生新的频率，条件2)得不到满足，会产生失真。对此，以电子管为例加以解释。

非线性失真可以从图1.9直观地看出。图中 $i_a - u_g$ 曲线为电子管的动态特性曲线（见§3.1）， $u_{\text{入}}$ 为正弦波，栅极总电压 $u_g = E_g + u_{\text{入}}$ ， E_g 为起始栅压。图中将 $u_g - t$ 波横画以便作出 $i_a - t$ 波形。当 $u_{\text{入}} = 0$ 时， $u_g = E_g$ 位于点1， i_a 为 i_{aQ} （点1'）。 $u_{\text{入}}$ 为最大值时， u_g 在点2，相应的 i_a 为 i_{a2} （点2'）……如此点点对应地得出 i_a ，即可连接1'2'…各点得出 $i_a - t$ 曲线。由 i_a 的波形看到， i_a 上大下小，不再是正弦波，因此会包含很多原先没有的谐波分量。

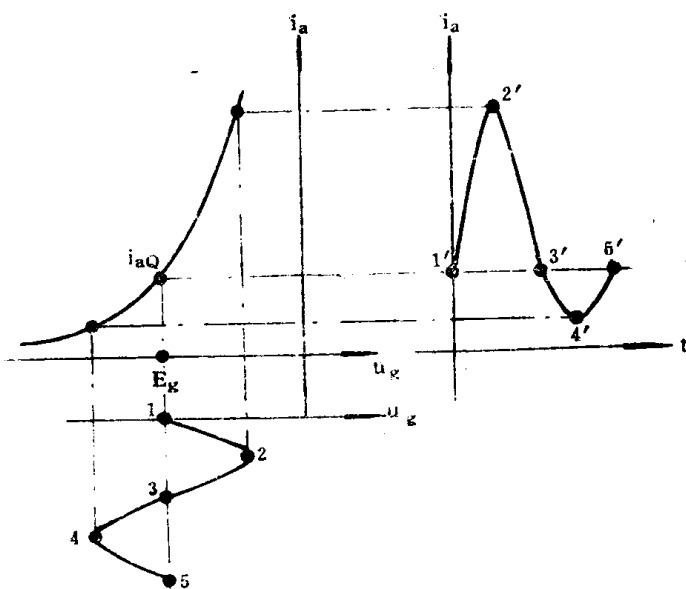


图1.9 电子管特性曲线的非线性所引起的波形失真

由此可知，正弦波 $u_{\text{入}}$ 通过非线性元件（电子管）后，波形会失真，出现了新的频率分量。这从数学上看就更加清楚。若 $i_a - u_g$ 为直线，即

$$i_a = au_g \quad (1.23)$$

这里 a 为常数，即直线的斜率。当

$$u_g = E_g + u_{\text{入}} = E_g + U_m \sin \omega t$$

时， $i_a = a(E_g + U_m \sin \omega t) = aE_g + aU_m \sin \omega t$

由此可见, u_g 是角频率为 ω 的正弦波, i_a 也是频率为 ω 之正弦波, 不出现新的频率分量, 没有失真。

若 $i_a - u_g$ 为曲线, 例如 i_a 与 u_g 呈平方关系

$$i_a = au_g^2 \quad (1.24)$$

则
因
故

$$\begin{aligned} i_a &= a(E_g + U_m \sin \omega t)^2 = a(E_g^2 + 2E_g U_m \sin \omega t + U_m^2 \sin^2 \omega t) \\ \sin^2 \omega t &= \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\omega t \\ i_a &= aE_g^2 + 2aE_g U_m \sin \omega t + aU_m^2 \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\omega t \right) \end{aligned} \quad (1.25)$$

这时 i_a 中出现了 ω 以外的二次谐波 (2ω) 分量, 产出了新的频率。 i_a 的波形与 u_g 不再相同。

2. 频率失真

放大器中有电抗元件 (如变压器等), 它们对不同频率的阻抗不同, 故放大器对不同频率的放大倍数可能不同, 从而不满足条件1), 而使波形失真, 这种失真称为频率失真。

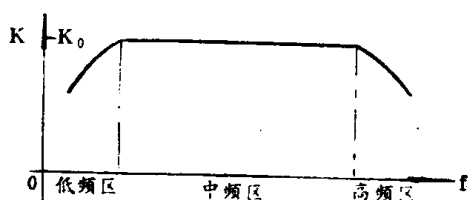


图1.10 典型放大器的频率特性

放大器的电压放大倍数 K 与频率 f 的关系称为频率特性曲线。典型的放大器频率特性如图1.10所示, 在低频端及高频端放大倍数 K 均比中频区 K 的放大倍数 K_0 小 (详细证明见第三章)。为了衡量频率失真的大小, 可引入频率失真系数 M :

$$M = \frac{K_0}{K} \quad (1.26)$$

式中 K 为任意频率时的放大倍数。 K 与 K_0 相比越小, 则频率失真越大, M 也越大, 故 M 可衡量频率失真的大小。 $M = 1$, 则无失真。

对于多级放大器, 由式 (1.5) 知总放大倍数为

$$K_{\Sigma} = K_1 K_2 \cdots K_n$$

中频区的总放大倍数 $K_{0\Sigma}$ 亦为各级中频区放大倍数 $K_{01}, K_{02}, \cdots, K_{0n}$ 之积:

$$K_{0\Sigma} = K_{01} K_{02} \cdots K_{0n}$$

由此可得总频率失真系数 M_{Σ} 为

$$\begin{aligned} M_{\Sigma} &= \frac{K_{0\Sigma}}{K_{\Sigma}} = \frac{K_{01}}{K_1} \cdot \frac{K_{02}}{K_2} \cdots \frac{K_{0n}}{K_n} \\ &= M_1 M_2 \cdots M_n \end{aligned} \quad (1.27)$$

即总频率失真系数与各级频率失真系数之积。

若用分贝表示 M :

$$M(\text{dB}) = 20 \lg M \quad (1.28)$$

则由式 (1.27) 有

$$\begin{aligned} 20 \lg M_{\Sigma} &= 20 \lg M_1 M_2 \cdots M_n \\ &= 20 \lg M_1 + 20 \lg M_2 + \cdots + 20 \lg M_n \end{aligned}$$

$$\text{即} \quad M_{\Sigma}(\text{dB}) = M_1(\text{dB}) + M_2(\text{dB}) + \cdots + M_n(\text{dB}) \quad (1.29)$$

此式说明, 总频率失真系数的分贝数为各级频率失真系数的分贝数之和。

3. 相位失真

由于放大电路中的元件产生相移 (例如电抗元件移相 90°), 致使输出信号中各频率分量间的相位关系与输入信号中各频率分量间的相位关系不同, 这就破坏了条件3), 从而发生失真, 这种失真称为相位失真。

相位失真与频率失真一同发生，并且两者有密切的联系，因为它们是由同一些电抗元件产生的。频率失真很小时，相位失真也很小。

应当指出，只有在输入信号是多频的情况下，才会产生频率失真及相位失真。

因人耳不能分辨相位（例如，相差 180° 的两个信号人耳听来是相同的），故相位失真对语音放大器而言不重要。但是在要重现波形的场合（如电视信号放大器），相位特性就很重要了。

四、频 带

电压放大倍数变化不超过3分贝（或其他规定值）的频率范围，即最大最小 K 之比小于 $\sqrt{2}$ （或其他值）的频率范围，称为放大器的频带。低频（亦称音频）放大器的最宽频带为20~20000赫，实际放大器的频带不需要这么宽，很多试验证实，100~5000赫即有满意的品质，只要听清时，300~2500赫就够了（如电话）。

表1—2列出的一些数据可供参考。

五、输入及输出阻抗

从放大器输入端向右看，“入”的阻抗称为输入阻抗 Z_{λ} （见图1·11），它为

$$Z_{\lambda} = \frac{\dot{U}_{\lambda}}{\dot{I}_{\lambda}}$$

有时要求 Z_{λ} 与信号源内阻抗匹配，以便 Z_{λ} 上得到最大功率；而有时却要求它远大于内阻抗，以便 Z_{λ} 上得到最大电压。对多级放大器，下级输入阻抗是前级负载的一部分，故设计时应知道输入阻抗，输入阻抗应作为放大器的一个指标。

从放大器输出端向左看，“入”的阻抗称为输出阻抗 $Z_{\text{出}}$ （见图1·11）。 $Z_{\text{出}}$ 可以这样求出：将输出负载断开，加一电压 $\dot{U}_{\text{出}}$ ，求出或测出对 $\dot{U}_{\text{出}}$ 的反应 $\dot{I}_{\text{出}}$ ，即可算出

$$Z_{\text{出}} = \frac{\dot{U}_{\text{出}}}{\dot{I}_{\text{出}}} \quad (1.31)$$

放大器的输出阻抗也就是放大器的内阻抗 Z_i ，它是放大器的一个重要参数。当放大器接上负载时，放大器相当于信号源，放大器的输出阻抗就是信号源的内阻抗。有时要求 $Z_{\text{出}}$ 小，以便负载上得到大的电压；有时要求 $Z_{\text{出}}$ 等于负载阻抗，以便负载得到最大功率。

六、稳定性

放大器的稳定性包含几个方面：

1. 工作稳定、不自激振荡（见后）。

2. 输出电压稳定。因为放大器有内阻抗 $Z_{\text{出}}$ （图1·12），负载电阻 R_f 变化时，电流 $\dot{I}_f$ 会变化，于是 $Z_{\text{出}}\dot{I}_f$ 变化， R_f 上的电压 $\dot{U}_f = \dot{\varepsilon} - Z_{\text{出}}\dot{I}_f$ ，而信号电势 $\dot{\varepsilon}$ 是不变的，因此 $\dot{U}_f$ 变化，使负载上的输出电压不稳定。实际放大器的 R_f 是经常变化的，例如有线广播站的负载

视用户喇叭数而定，而用户数是经常变动的。此时若 $\dot{U}_f$ 随负载变化，则声音忽大忽小，这是不

表1—2

类 别	低频Hz	高频Hz
一级广播	50	10k
二级广播	80~100	5k
电 影	50~80	7k~10k
录 音	80~100	5k

(1.30)

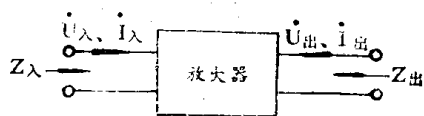


图1·11 放大器的输入输出阻抗

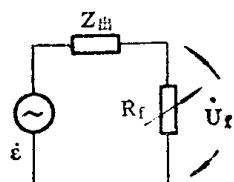


图1·12 负载波动引起 U_f 变化

好的。因此要求当 R_L 变化时, $\dot{U}_L$ 的变化很小。显然 Z_{out} 越小, $\dot{U}_L$ 之变化越小。

空载 ($R_L = \infty$) 时负载上的输出电压 $\dot{U}_\infty$, 与正常最大负载 (称为额定负载) 时输出电压 $\dot{U}_A$ (称为额定电压) 之比 $\dot{U}_\infty/\dot{U}_A$ 可衡量输出电压之稳定性, 此比值越接近于1, 输出电压就越稳定。对有线广播站扩大机的末级, $\dot{U}_\infty/\dot{U}_A$ 约为1.25~1.4。

3. 放大倍数的稳定性。管子衰老后或更换管子后参数变化, 电源电压变化、放大电路元件 (电感、电容、电阻等) 随温度变化均可使放大器的放大倍数变化。多级放大器中, 此问题更重要。一级变化一点, 总变化就会很大, 例如一级的 K 减小10%, 即 $\frac{K - \Delta K}{K} = \frac{90}{100}$, 假如有4级, 并且每级的 K 相等, 那么4级的总放大倍数 $K_z = K_1 K_2 K_3 K_4 = K^4$, K_z 的变化是 $\left(\frac{K - \Delta K}{K}\right)^4 = \left(\frac{90}{100}\right)^4 = 65.6\%$, 即减小了34.4%, 这是很可观的数值。考虑到增益的不稳定性, 设计时必须使增益有一定的富余量。一级的富余量可取20%。

七、输出功率

输出功率是放大器的重要指标。输出功率 P_{out} 与负载电阻 R_L 及 R_L 上的电压 (有效值) U_L 有以下关系

$$P_{out} = \frac{U_L^2}{R_L}$$

可见电压 U_L 越大, P_{out} 越大。但 U_L 之大小受失真的限制, 因为 U_L 太大时, 工作在电子管特性曲线非线性很厉害的部分, 非线性失真就很大。

通常认为非线性失真不超过容许值的最大输出功率, 是放大器的额定输出功率。

低频放大器的额定输出功率从几分之一瓦到几十千瓦甚至几百千瓦, 视放大器的用途而异。

八、效率

效率 η 也是功率放大器的一个重要指标。 η 定义为

$$\eta = \frac{P}{P_0}$$

式中 P_0 为电源供给的功率, P 为低频有用功率。