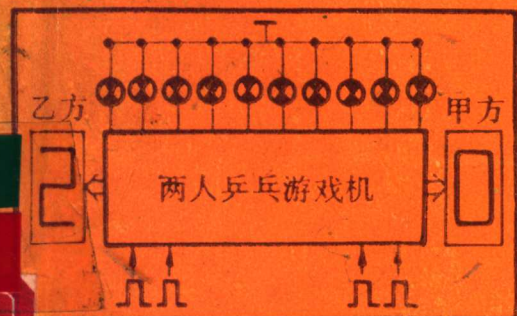
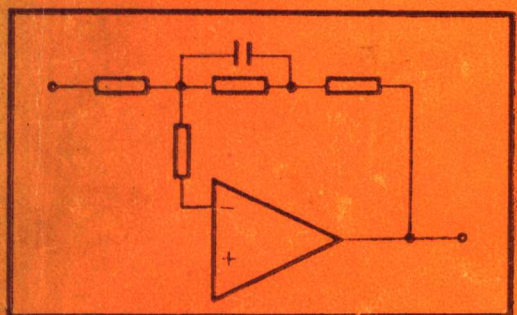
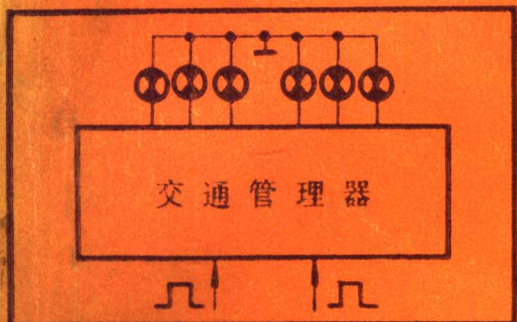
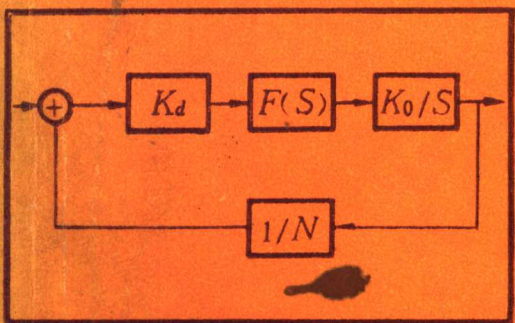




电子线路 课程设计

汪时贤 李毓明 编
屠元 蒋璇

航空工业出版社

电子线路课程设计

汪时贤 李毓明 编
屠元 蒋璇

航空工业出版社

1990

内 容 提 要

本书是编者在汇总了多年来开展课程设计的基础上为“电子线路”课程的课程设计所编写的指导书。全书共分低频模拟电路的设计、高频模拟电路的设计及数字逻辑电路的设计三部分,包含的14个课题均经过教学实践,可供灵活选择。此外,另附有常用器件型号及主要参数、数字集成电路简介,为开展课程设计教学提供方便。本书可作为电子工程类专业及相近专业的教材或参考书,也可作为课堂理论教学和有关选修课的参考书。

电 子 线 路 课 程 设 计

汪时贤 李毓明 编
屠元 蒋璇

航空工业出版社出版发行
(北京市和平里小关东里14号)
—邮政编码: 100029—
全国各地新华书店经售
南京航空学院印刷厂印刷

1990年5月第1版	1990年5月第1次印刷
开本: 787×1092毫米 1/16	印张: 14.25
印数: 1—3150册	字数: 355千字

ISBN 7-80046-231-5/TN·010

定价: 3.00元

前 言

“低频电子线路”、“高频电子线路”及“数字逻辑电路”是工科院校电子类、电气类各专业的重要专业基础课；也是实用性、工程性较强的技术基础课。而相应的课程设计，是上述课程不可缺少的重要教学环节。本书就是为这些课程的课程设计所编写的指导书，也可作为课堂理论教学和有关选修课的参考书。

课程设计教学应达到如下要求：

1. 巩固和加深对基本电子线路的理解，并适当拓宽学生在电子线路领域的知识面。
2. 初步掌握小型模拟系统和数字系统的设计、计算方法。能根据系统的技术指标，论证、拟定设计方案；选用合适的电路型式并进行工程计算及选择电路的元器件。
3. 培养独立组织实验方案、正确选择、使用实验仪器的能力，提高对功能电路和系统的安装、调整、测试技术，以及综合运用所学理论知识解决实际问题的能力。
4. 在可能条件下，培养使用微型计算机分析和设计电子线路的能力。

为达到上述要求，在设计课题选择时，我们主要考虑的因素如下：

1. 课题内容应符合教学要求；应与相应课程的理论教学内容基本相符。在此基础上，可进行适当的深化与拓宽。
2. 课题内容的难度应该适当，以便学生通过努力在规定时间内得以完成设计。同时，课题内容也应多样化，以使不同层次、不同水平、不同兴趣的学生有选择的余地。
3. 课题内容应具有较强的实践性，让学生有较多的机会进行调整、测试，从而锻炼动手能力。同时，也应有一定的实用性，以利于调动学生对课程设计的积极性。
4. 课题内容应适当反映电子技术领域中的新知识，尽量应用新的器件。

根据上述原则，本书提供“低频模拟电路”设计课题五个，“高频模拟电路”设计课题三个以及“数字逻辑电路”设计课题六个，共计十四个课题。这些课题均经过教学实践，可供灵活选择。

本书共分四个部分，第一部分为低频模拟电路的设计：有 RC 有源带通滤波器、函数波形发生器、8 瓦扩音机、桥路放大器、直流稳压电源等五个课题，这些课题既注重理论性，也注重实用性，某些课题还配以微型计算机辅助分析。大部分课题采用了通用及专用模拟集成电路来组成电路系统。

第二部分为高频模拟电路的设计：有电视图象中频放大器（包括视频检波器）、小型等幅波发射机、高频程控数字频率合成器等三个课题。这些课题是综合性的高频电子线路系统，具有较强的工程实用性。有的课题还能深化与扩展课堂所学知识，培养综合应用模拟电路、数字电路及微机等基础课程的能力。

第三部分为数字逻辑电路的设计：有数字测频计、具有校时功能的数字闹钟、2 的补码变换器、串行码数字锁、十字路口交通控制器、两人乒乓游戏机等六个课题。在讨论课题的同时，并介绍了两种设计数字系统的方法，它们是：设计数字系统的试凑法和自上而下

的设计方法。

上述三部分课题能较好地满足各种不同情况下的教学要求，具有一定的难度、广度。各课题间也有差别，适应于不同专业或不同层次的学生要求。

第四部分是附录，简要介绍模拟电路器件和数字集成电路的有关知识，为开展课程设计教学提供方便。

每个设计课题以一周时（40学时）为宜，各校可视具体情况安排教学，既可以是集中课时进行，也可以是分散学时进行。

本书是在汇总了南京航空学院电子工程系多年来开展课程设计的基础上编写的。由李毓明编写第一部分的课题一、二、三；屠元编写第一部分的课题四、五及附录一；汪时贤编写第二部分；蒋璇编写第三部分及附录二。由汪时贤负责本书的组织工作。

本书由清华大学吴白纯副教授、孙昌龄副教授审稿，并提出宝贵的修改意见。北京航空航天大学赵燕同老师也给本书书稿提出了宝贵意见，在此向他们表示衷心的感谢。

由于编者水平有限，书中一定会有错误与不妥之处，欢迎广大读者和同行批评指正。

编 者

1989.6

目 录

第一部分 低频模拟电路的设计	(1)
课题一 8 瓦扩音机的设计.....	(1)
课题二 函数波形发生器的设计.....	(21)
课题三 RC 有源带通滤波器的设计.....	(27)
课题四 桥路放大器的设计.....	(46)
课题五 直流稳压电源的设计.....	(58)
第二部分 高频模拟电路的设计	(71)
课题一 电视图象中频放大器(包括视频检波器)的设计.....	(71)
课题二 小型等幅波发射机的设计.....	(93)
课题三 高频程控数字频率合成器的设计.....	(106)
第三部分 数字逻辑电路的设计	(127)
课题一 数字测频计.....	(127)
课题二 具有校时功能的数字闹钟.....	(136)
课题三 2 的补码变换器.....	(143)
课题四 串行码数字锁.....	(166)
课题五 十字路口交通管理器.....	(179)
课题六 两人乒乓球游戏机.....	(187)
附录一 常用器件型号及主要参数	(196)
附录二 数字集成电路简介	(210)

第一部分 低频模拟电路的设计

“低频电子线路”课程是电子工程类各专业的学生学习其它专业基础课和专业课的重要基础。也是一门实践性较强的课程。

本部分包括五个课题：RC有源带通滤波器，函数波形发生器，8瓦扩音机，桥路放大器和直流稳压电源。

这五个课题均有一定的实用性，某些课题还结合了计算机的应用。这些课题都要经过设计计算（或上机计算）、安装、调整、测试，使之性能符合技术指标要求。因而有利于培养学生的实验技术、动手能力以及解决实际问题的能力。

课题一 8瓦扩音机的设计

扩音机不仅仅是音响设备，这类放大器还广泛应用于控制系统和测量系统中。

掌握低频放大电路的工作原理、工程计算方法以及对各项技术指标的测试方法，也是学习电子线路的基础。

计算机的应用，使放大器幅频特性的计算简便可行。并可计及运算放大器的有限增益带宽积，使理论分析更符合实际情况。

一、技术指标

输出功率 P_o 为 8 W。

负载阻抗 R_L 为 $8\ \Omega$ 。

-3 dB 通频带 $f_L \sim f_H$ 为 80 Hz ~ 6000 Hz。

非线性失真系数 $\gamma \leq 1\%$ （在 1 kHz 满功率时）。

对音调控制要求：通常以 1 kHz 为 0 dB，要求在 100 Hz 和 10 kHz 处有 ± 12 dB 的调节范围。

对不同输入信号的灵敏度：话筒一般为 5 mV，拾音一般为 100 mV，收音一般为 20 mV。

二、设计计算

根据技术指标，先对整机电路作出安排：确定级数、各级的主要功能及各级增益分配，然后对各级电路进行具体的设计计算。

要求在 8 欧姆的负载上输出 8 瓦的功率，考虑到留有一定的裕量，取 $P_o = 10$ W 来设计。

$P_o = 10$ W，此时的输出电压 V_o 为

$$V_o = (P_o R_L)^{\frac{1}{2}} \approx 9\text{ V}$$

在放大器的设计计算中,通常将电压和放大倍数 A_v 都用 dB 数来表示。要将 9V 用 dB 表示,首先得规定 0 dB 的标准。目前通常是在 $600\ \Omega$ 负载上有 1 mW 功率时的电压作为 0 dB,即 0 dB 时的电压为

$$V = (600/1000)^{\frac{1}{2}} = 0.7746\text{ V}$$

所以 9 V 用 dB 来表示为

$$(9\text{ V})\text{dB} = 20 \lg(9/0.7746) = 21.3\text{ dB}$$

同理,也可将放大器的输入电压用 dB 表示,即

话筒: $(5\text{ mV})\text{dB} = 20 \lg(0.005/0.7746) = -43.8\text{ dB}$

收音: $(20\text{ mV})\text{dB} = 20 \lg(0.02/0.7746) = -31.8\text{ dB}$

拾音: $(100\text{ mV})\text{dB} = 20 \lg(0.1/0.7746) = -17.8\text{ dB}$

以话筒为例,要使输入为 5 mV (-43.8 dB) 的信号放大到有 9 V (21.3 dB) 输出,所需总放大倍数为

$$A_v = 9\text{ V}/5\text{ mV} = 1800\text{ 倍}$$

或 $A_v = 21.3 - (-43.8) = 65.1\text{ dB}$

根据总增益的要求,扩音机一般可由下列三级组成:

前置放大级,可兼作频率均衡级;

音调控制级,作高、低音调调节用;

功率输出级,输出足够的功率以推动负载工作。

扩音机中各级增益的分配和输入输出电压大小如图 1-1-1 所示。

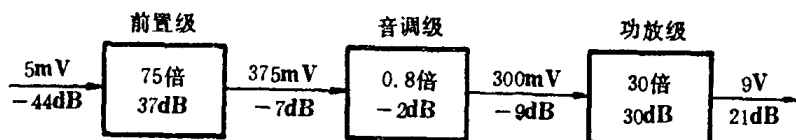


图 1-1-1 扩音机中各级增益分配

功率放大级决定了整机的输出功率 P_o 、非线性失真系数 γ 、以及 -3 dB 带宽的下限频率 f_L (保证上限频率 $f_H = 6000\text{ Hz}$ 一般不成问题)。功放级采用负反馈以改善其性能。负反馈弱,增益大,但对性能的改善程度也差;负反馈强,则反之。兼顾之,功放级电压增益 A_v 一般取 30 倍。

音调控制级决定了整机的音调控制性能。该级电压增益不是主要的,一般取中频①增益 $A_0 = 1$ 倍(也便于电路设计计算)。考虑到电路中的损耗,实际 $A_0 \approx 0.8$ 倍。

前置放大级决定了整机的灵敏度。因此应有足够大的增益,并且能适应不同的输入信号。

整机的电原理图如图 1-1-2 所示。

(一) 功率放大级

使用了一块功率集成块 TDA2030,其引出脚的排列及性能见附录一。

① 中频在此指中音频,即音调中的中音。

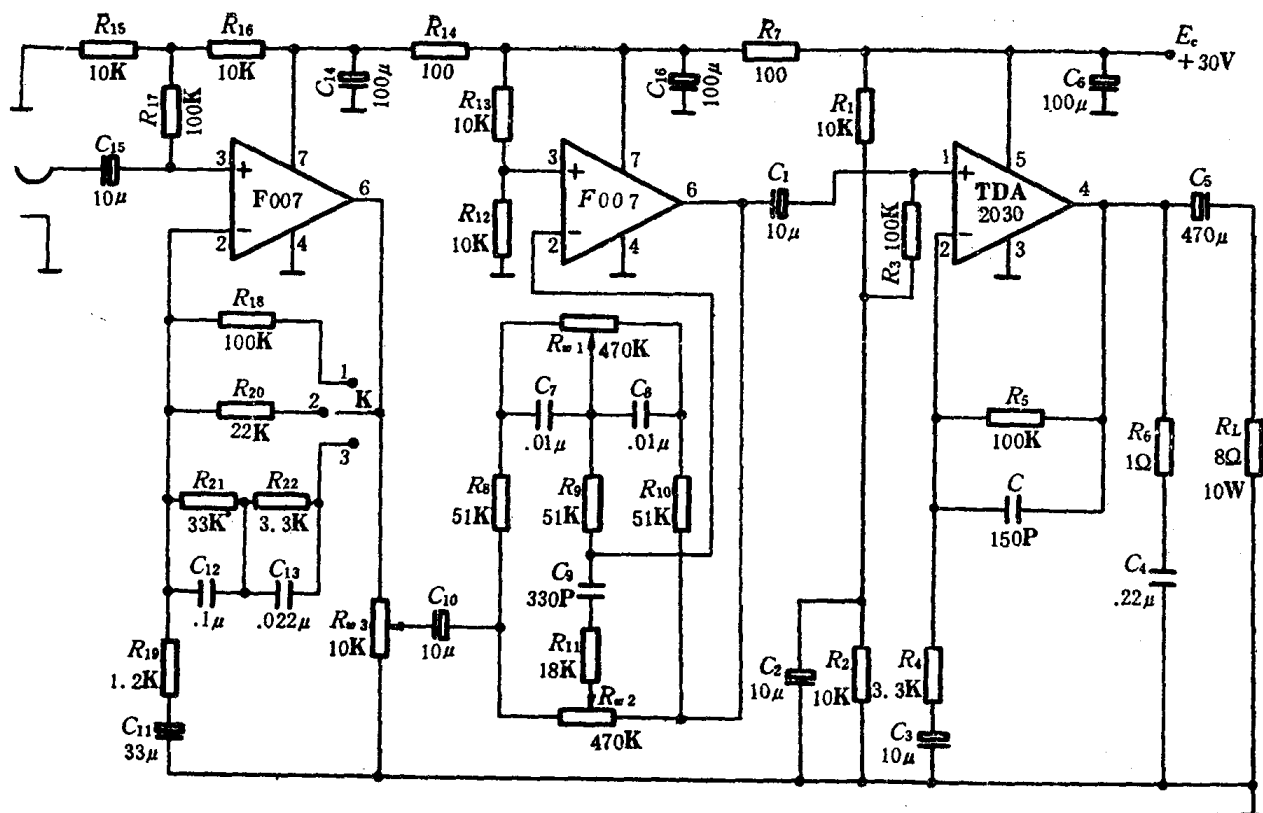


图 1-1-2 整机电路原理图

1. 直流偏置电路及偏置电阻的确定

TDA2030 既可用正负对称的双电源供电（此时它的两个输入端和输出端的直流电位均为零），也可用单电源供电。本电路中用单电源 $+E_c$ 供电。由于用单电源供电，所以 TDA2030 输出端的直流电位为 $E_c/2$ ，通过反馈电阻 R_5 使反相输入端的直流电位亦为 $E_c/2$ 。为使同相端与反相端的直流电位对称，采用 R_1 和 R_2 分压取得 $E_c/2$ 的电压经过 R_3 加到同相端。

偏置电阻通常为几 $k\Omega$ ~几百 $k\Omega$ 。阻值太小，电源能量损耗大；阻值太大，集成块的漂移电流的影响将不可忽略。在此取 $R_1=R_2=10\text{ k}\Omega$ ， $R_3=100\text{ k}\Omega$ ， C_2 为旁路电容。

本级与前级之间采用电容耦合，以免前后级的直流工作状态彼此影响。

2. 交流工作状态及元件参数计算

本级电路采用同相输入，接入 R_3 以保证有适当高的输入电阻。

R_4 、 R_5 、 C_3 组成交流负反馈电路。为使反相端和同相端的直流电阻对称，应有

$$R_5 = R_3 + R_1 \parallel R_2 = 105\text{ k}\Omega$$

取 $R_5=100\text{ k}\Omega$ 。

同相输入放大器的增益为

$$A_v = 1 + (R_5/R_4)$$

本级要求 $A_v=30$ 倍，为此要求

$$R_4 = R_5 / (A_v - 1) = 3.45\text{ k}\Omega$$

取 $R_4=3.3\text{ k}\Omega$ 。

隔直电容 C_3 的大小应满足在下限频率 ($f_L=80\text{ Hz}$) 上的容抗远小于 R_4 ,
取 $C_3=10\text{ }\mu\text{F}/16\text{ V}$ 。

输出耦合电容 C_5 的容量应满足 f_L 的要求,
即 $C_5 \geq 1/(2\pi f_L R_L) = 250\text{ }\mu\text{F}$

取 $C_5=470\text{ }\mu\text{F}/32\text{ V}$ 。

R_6 、 C_4 和 C 均用来消除自激, 同时 TDA2030 管脚与外电路的连接线应尽可能短。
耦合电容 C_1 应满足

$$C_1 \gg 1/(2\pi f_L R_3)$$

取 $C_1=10\text{ }\mu\text{F}/32\text{ V}$ 。

电源电压 E_c 应满足

$$E_c \geq 2\sqrt{2}V_o = 25.5\text{ V}$$

考虑到集成块内部管子上的压降, 取 $E_c=30\text{ V}$ 。

负载电流最大值 I_{Lm} 为

$$I_{Lm} = \sqrt{2}V_o/R_L \approx 1.6\text{ A}$$

因为 TDA2030 的末级工作状态接近乙类, 所以额定输出时电流的直流分量为

$$I_s = 0.319I_{Lm} \approx 0.5\text{ A}$$

(二) 音调控制级

根据对音调控制的要求, 本级电路的幅频特性 (又称音调控制曲线) 应如图 1-1-3 所示。图中还给出了近似的折线和相应的转折频率 f_1 、 f_2 、 f_3 、 f_4 。

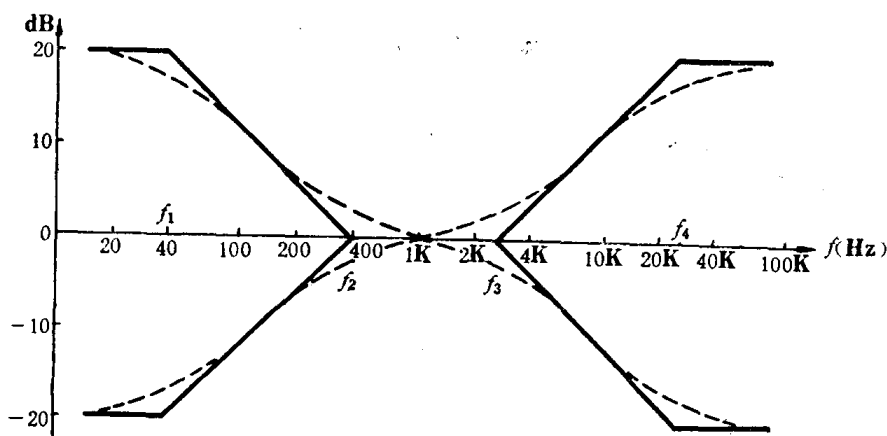


图 1-1-3 音调控制曲线

音调控制级有多种电路型式, 这里仅介绍常用的反馈型电路, 如图 1-1-2 中所示。

R_{w1} 为低音调节电位器, R_{w2} 为高音调节电位器。有源器件用集成运放 F007, 其性能见附录一。

1. 直流偏置电路

F007 通常用 $\pm 15\text{ V}$ 电源供电, 这里我们仍用单电源供电。为保证同相端和反相端直流电位对称, 与功放级一样用电阻 R_{12} 和 R_{13} 分压取得 $E_c/2$ 加到运放的同相输入端, 并且取

$$R_{12}=R_{13}=10\text{ k}\Omega$$

本级与前后级之间均采用电容耦合。

2. 工作状态及元件参数计算

(1) 低频①($f < 1 \text{ kHz}$) 时的情况

由于电容 C_9 的容量较小, 在低频时可看成为开路, 因此本级电路可简化为如图 1-1-4 所示。

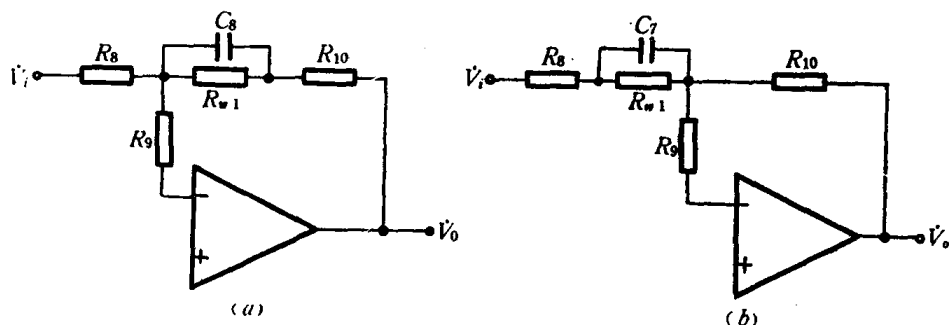


图 1-1-4 音调控制级低频时的简化电路

(a) 低频提升 (b) 低频衰减

图(a)为电位器 R_{w1} 滑臂在最左端, 对应于低频提升最大的情况。图(b)为电位器 R_{w1} 滑臂在最右端, 对应于低频衰减最大的情况。

① 低频提升

图 1-1-4(a) 所示电路是个一极一零系统, 它的增益函数为

$$A = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = - \frac{R_{10} + R_{w1}}{R_8} \cdot \frac{1 + j\omega/\omega_2}{1 + j\omega/\omega_1}$$

式中 $\omega_1 = 1/(C_8 R_{w1})$, $\omega_2 = (R_{w1} + R_{10})/(C_8 R_{w1} R_{10})$

A 的幅频特性如图 1-1-5 所示。

当频率较低 ($f \leq f_1$) 时, 电容 C_8 近似为开路, 此时的增益为

$$A_L = (R_{w1} + R_{10})/R_8$$

当 f 升高时, C_8 容抗减小。当 f 接近中频 ($f \geq f_2$) 时, C_8 近似为短路, 此时的增益为

$$A_0 = R_{10}/R_8$$

技术指标要求以中频增益 $A_0 = 1$ (0 dB), 在 100 Hz 处有 $\pm 12 \text{ dB}$ 的调节范围。因为低频提升曲线在

$f_1 \sim f_2$ 的频率范围内, 随 f 的增加, A 以 -6 dB/倍频程 降低, 因此可算得

$$f_2 = 400 \text{ Hz}$$

由 ω_1 和 ω_2 表示式可写出

$$f_2/f_1 = (R_{w1} + R_{10})/R_{10} = A_L$$

低频最大提升量 A_L 一般取为 10 倍, 因而得

$$f_1 = f_2/A_L = 40 \text{ Hz}$$

电阻 R_8 、 R_{10} 、 R_{w1} 通常取几 $\text{k}\Omega \sim$ 几百 $\text{k}\Omega$, 阻值过大, 运放漂移电流的影响将不可忽

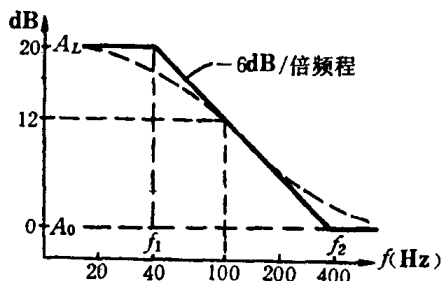


图 1-1-5 低频提升幅频特性

① 低频在此指低音频, 即音调中的低音。

略；阻值太小，流过它们的电流将超出运放的输出能力。在此

取 $R_{w1}=470\text{ k}\Omega$

由 $A_0=R_{10}/R_8=1$ 可知 $R_8=R_{10}$ ，代入 A_L 的表示式得

$$R_8=R_{10}=R_{w1}/(A_L-1)=52\text{ k}\Omega$$

取 $R_8=R_{10}=51\text{ k}\Omega$ 。

取 $R_9=R_8=R_{10}=51\text{ k}\Omega$

由 $\omega_1=1/C_8R_{w1}$ 可求得

$$C_8=1/\omega_1R_{w1}=1/(2\pi f_1R_{w1})=0.0085\text{ }\mu\text{F}$$

取 $C_8=0.01\text{ }\mu\text{F}$ 。

② 低频衰减

若取图 1-1-4(b) 电路中的电容

$$C_7=C_8=0.01\text{ }\mu\text{F}$$

则低频衰减的转折频率与低频提升的转折频率相同，而低频端最大衰减倍数为 $1/10$ （即 -20dB ）。

(2) 高频①($f>1\text{ kHz}$) 时的情况

此时电容 C_7 和 C_8 可看成短路， R_{w1} 因此也被短路，于是本级电路可简化成图 1-1-6。

上图中 R_8 、 R_9 和 R_{10} 为星形连接，将它们转换成三角形连接，则得图 1-1-7

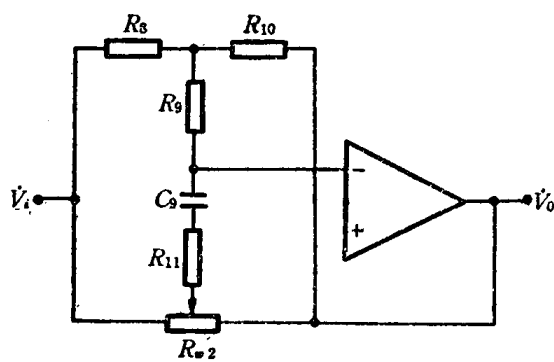


图 1-1-6 音调控制级高频时的简化电路

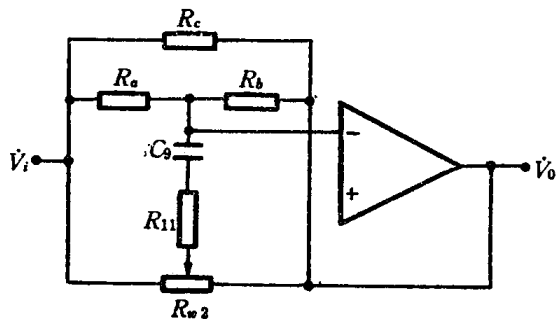


图 1-1-7 图 1-1-6 的等效电路

其中

$$R_a=R_8+R_9+(R_8R_9/R_{10})$$

$$R_b=R_9+R_{10}+(R_9R_{10}/R_8)$$

$$R_c=R_8+R_{10}+(R_8R_{10}/R_9)$$

因为已取 $R_8=R_9=R_{10}=51\text{ k}\Omega$ ，所以

$$R_a=R_b=R_c=3R_8=153\text{ k}\Omega$$

因为 R_c 跨接在电路的输入端和输出端之间，对控制电路无影响，故可将它略去。

当 R_{w2} 滑臂处于最左端时为高频提升最大，等效电路如图 1-1-8(a) 所示。当 R_{w2} 滑臂处于最右端时为高频衰减最大，等效电路如图 1-1-8(b) 所示。

① 高频在此指高频，即音调中的高音。

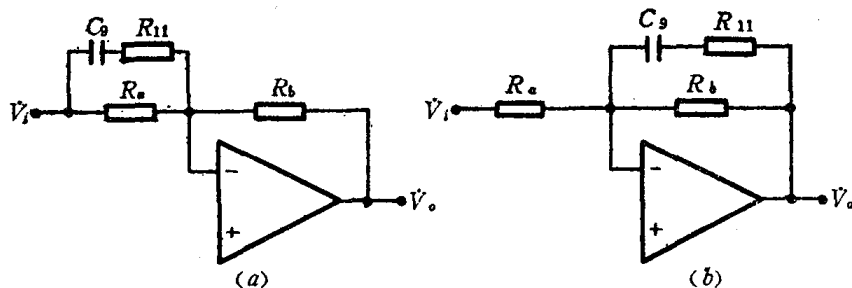


图 1-1-8 高频提升和衰减时的等效电路

(a) 高频提升 (b) 高频衰减

因为当 R_{w2} 滑臂处于最左端或最右端时, R_{w2} 对控制电路无影响, 故在等效电路中已略去。

① 高频提升

由图 1-1-8 (a) 得其增益函数为

$$\dot{A} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = -\frac{R_b}{R_a} \cdot \frac{1+j\omega/\omega_3}{1+j\omega/\omega_4}$$

式中 $\omega_3 = 1/[(C_9(R_a + R_{11}))]$, $\omega_4 = 1/(C_9 R_{11})$

$\dot{A}$ 的幅频特性如图 1-1-9 所示。

在中频 ($f \leq f_3$), 电容 C_9 可看成开路, 此时的增益为

$$A_0 = R_b/R_a = 1$$

在高频 ($f > f_4$), C_9 可看成短路, 此时增益为

$$A_H = R_b/(R_a \parallel R_{11})$$

技术指标要求以中频增益 $A_0 = 1$ (0 dB), 在 10 kHz 处有 ± 12 dB 的调节范围。由此算得

$$f_3 = 2.5 \text{ kHz}$$

由 ω_3 和 ω_4 表示式可写出

$$f_4/f_3 = (R_{11} + R_a)/R_{11} = A_H$$

高频最大提升量 A_H 一般也取为 10 倍, 因而得

$$f_4 = A_H f_3 = 25 \text{ kHz}$$

由 $A_H = (R_{11} + R_a)/R_{11}$ 可求得

$$R_{11} = R_a/(A_H - 1) = 17 \text{ k}\Omega$$

取 $R_{11} = 18 \text{ k}\Omega$ 。

由 $\omega_4 = 1/(C_9 R_{11})$ 可求得

$$C_9 = 1/2\pi f_4 R_{11} = 354 \text{ pF}$$

取 $C_9 = 330 \text{ pF}$ 。

音调电位器 R_{w2} 的阻值就取 R_{w1} 的值, 即

取 $R_{w2} = 470 \text{ k}\Omega$ 。

② 高频衰减

与高频提升等效电路相比较, 由于 $R_a = R_b$, 其它元件值也相同, 所以高频衰减的转折

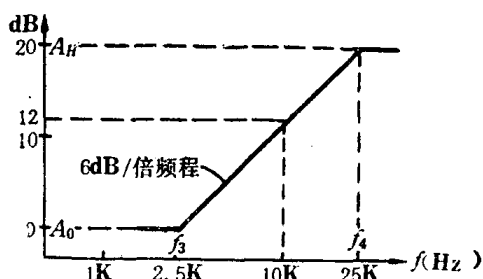


图 1-1-9 高频提升幅频特性

频率与高频提升的转折频率相同，而高频最大衰减为 $1/10$ (即 -20 dB)。

(三) 前置放大级

技术指标中给定的输入信号有三种，因而要求扩音机对不同输入信号有不同的灵敏度。此外还有一些特殊要求。

拾音 拾音通常是指用电唱机放唱片时，由电唱机中拾音器所输出的信号。录制在唱片上的音乐信号，由于技术和工艺上的原因，往往进行了一些预失真处理。一般是对信号中的低频部分作了一定的衰减，而对高频部分则作了一定的提升，如图 1-1-10 中预失真处理曲线

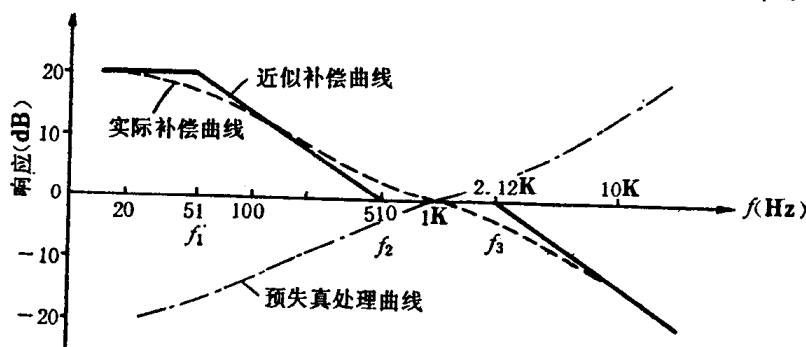


图 1-1-10 预失真处理及补偿曲线

所示。因此将唱片重新放送出来时，就要对这种预失真进行相应的补偿，才能恢复音乐信号的原来面目。由于目前唱片的转速有四种，即 78 、 45 、 $33\frac{1}{3}$ 和 $16\frac{2}{3}$ 转/分，而电唱机中所用拾音器又有电磁型和晶体型等几种，因此所要求的补偿是不一致的。对于转速为 $33\frac{1}{3}$ 转/分的唱片，且拾音器为电磁型的而言，所要求的补偿应符合 RIAA (Record Industry Association of America) 所规定的特性，如图 1-1-10 中实际补偿曲线所示。

设计电路时，实际补偿曲线常用四段折线来近似，如图 1-1-10 中近似补偿曲线所示。近似补偿曲线有三个转折频率分别为 51 Hz 、 510 Hz 和 2120 Hz ，斜线的斜率为 $20\text{ dB}/十倍频程$ 。对于其它转速的唱片，按 RIAA 所规定的补偿特性是不一样的^①。一些高级的扩音机分别对不同转速的唱片采用不同的补偿电路，并用波段开关来分别选用，在此就不再介绍。

具有这种补偿的放大电路称为频率均衡电路，简称 EQ (Equalizer) 电路。

对于晶体拾音器，由于其本身的频率特性非常接近于图 1-1-10 中的实际补偿特性，因此就可以不再进行补偿。这时就要求放大器具有近于平坦的频率特性。

电磁型和晶体型唱头的频率特性如图 1-1-11 所示。

它们的性能如表 1-1-1 所示。

一般电磁型唱头应用于中档电唱机，晶体型唱头应用于普通电唱机。

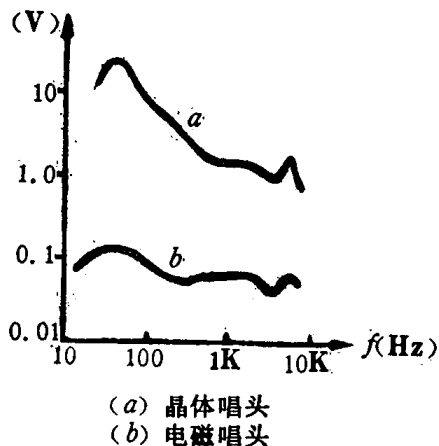


图 1-1-11 电磁型和晶体型唱头的频率特性

^① 磁带录音时 also 进行预失真处理，故放音时也要补偿。但补偿特性与唱片不同，另有标准。

表 1-1-1 电磁型和晶体型唱头的性能

唱 头	输出电压	频率响应	大输入时的失真	寿 命	价 格	EQ 电路
电 磁 型	几十 mV	20 Hz~20 kHz	中	长	较贵	RIAA
晶 体 型	0.5~2V	100 Hz~8 kHz	大	短	廉	不要

话筒和收音 话筒是指直接由话筒将声音信号转换后输出的电信号。收音是指收音机中检波后输出的电信号。对于这些信号，扩音机通常应当具有比较平坦的频率特性，以便高保真地放大。

前置放大级的电路如图 1-1-2 中所示。选择开关 K 与 1、2、3 端相连接分别对应于话筒、收音、拾音输入。有源器件仍采用 F 007，单电源供电，因此仍要用 R_{15} 和 R_{16} 分压取得 $E_c/2$ 通过 R_{17} 加到运放的同相端。 R_{15} 、 R_{16} 、 R_{17} 的取值同功放级的 R_1 、 R_2 、 R_3 ，即

$$\begin{aligned} \text{取} \quad R_{15} &= R_{16} = 10 \text{ k}\Omega \\ R_{17} &= 100 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

信号由同相端输入，因为同相输入运放的输入电阻高，受不同信号源的影响小。

1. 话筒输入 (K 与 1 相连)

在整机电路安排时已确定本级的输出电压为 375 mV (见图 1-1-1)。

话筒的信号电压为 5 mV，因此要求本级增益 $A=75$ 倍。即

$$\begin{aligned} A &= (R_{18} + R_{19}) / R_{19} = 75 \\ \text{取} \quad R_{18} &= R_{17} = 100 \text{ k}\Omega \\ \text{则} \quad R_{19} &= R_{18} / (A - 1) = 1.35 \text{ k}\Omega \\ \text{取} \quad R_{19} &= 1.2 \text{ k}\Omega. \end{aligned}$$

隔直电容 C_{11} 的容抗在下限频率 ($f_L=80 \text{ Hz}$) 上仍应远小于电阻 R_{19} ，在此

$$\text{取} \quad C_{11} = 33 \mu\text{F} / 16 \text{ V}$$

2. 收音输入 (K 与 2 相连)

收音信号电压为 20 mV，因此要求本级增益 $A=19$ 倍。即

$$\begin{aligned} A &= (R_{20} + R_{19}) / R_{19} = 19 \\ \text{由此得} \quad R_{20} &= R_{19} (A - 1) = 21.6 \text{ k}\Omega \\ \text{取} \quad R_{20} &= 22 \text{ k}\Omega. \end{aligned}$$

在话筒和收音输入的情况下，因为反馈网络为纯电阻性，因此若将运放当作理想器件，则放大器具有平坦的频率特性。

3. 拾音输入 (K 与 3 相连)

在此仅讨论拾音器为电磁型的情况。

前已指出，当电磁型拾音器输入时，要求按 RIAA 规定的特性对放大器进行频率补偿。设计过程如下。

由图 1-1-10 已知实际补偿特性曲线可用四段折线来近似。它的三个转折频率分别为 $f_1=51 \text{ Hz}$ ， $f_2=510 \text{ Hz}$ ， $f_3=2120 \text{ Hz}$ 。要实现这一具有两个极点和一个零点的特性，可以

在运放的反馈电路中接入 C_{12} 、 R_{21} 和 C_{13} 、 R_{22} 共四个元件，如图 1-1-2 中所示。其增益函数为

$$A=1+\frac{R_{21}+R_{22}}{R_{19}}\cdot\frac{1+j\omega/\omega_2}{(1+j\omega/\omega_1)(1+j\omega/\omega_3)}$$

式中 $\omega_1=1/(C_{12}R_{21})$

$$\omega_2=1/(C_{12}+C_{13})(R_{21}\parallel R_{22})$$

$$\omega_3=1/(C_{13}R_{22})$$

考虑到 $\omega_3\gg\omega_1$ ，即 $C_{13}R_{22}\ll C_{12}R_{21}$ ，并让 $C_{13}\ll C_{12}$ ， $R_{22}\ll R_{21}$ 则 ω_2 的表示式可简化为

$$\omega_2\approx 1/(C_{12}R_{22})$$

中频 ($\omega_2<\omega<\omega_3$) 时的增益为

$$A_0=1+\frac{R_{21}+R_{22}}{R_{19}}\cdot\frac{\omega_1}{\omega_2}\approx 1+\frac{R_{22}}{R_{19}}$$

已知电磁拾音信号电压为 100 mV，要求本级输出电压为 375 mV，从而确定中频增益为

$$A_0=375/100=3.75 \text{ 倍}$$

进而可求得

$$R_{22}=(A_0-1)R_{19}=3.3 \text{ k}\Omega$$

由 $\omega_3=1/C_{13}R_{22}$ 得

$$C_{13}=1/(2\pi f_3 R_{22})=0.0227 \mu\text{F}$$

取 $C_{13}=0.022 \mu\text{F}$ 。

由 $\omega_2=1/(C_{12}R_{22})$ 得

$$C_{12}=1/(2\pi f_2 R_{22})=0.095 \mu\text{F}$$

取 $C_{12}=0.1 \mu\text{F}$ 。

由 $\omega_1=1/C_{12}R_{21}$ 得

$$R_{21}=1/(2\pi f_1 C_{12})=31.8 \text{ k}\Omega$$

取 $R_{21}=33 \text{ k}\Omega$ 。

4. 音量调节电路

为了对整个放大器增益或输出功率进行调节，在前置级后面加了一个增益调节电位器 R_{w3} ，并取 $R_{w3}=10 \text{ k}\Omega$ 。电容 C_{10} 起隔直和耦合作用，其容抗在下限频率上应远小于 R_{w3} 的电阻，取 $C_{10}=10 \mu\text{F}$ 。

(四) 去耦电路

图 1-1-2 所示整机电原理图中的 C_6 为去耦电容， R_7 、 C_{16} ， R_{14} 、 C_{14} 为 RC 去耦电路。它们的作用是避免各级电路之间通过电源内阻产生寄生耦合而自激。

在本电路中去耦电阻 R_7 、 R_{14} 取的较小，为 100Ω ，以免其上直流压降过大，从而保证两个运放的电源电压接近 30 V。去耦电容的容量应满足在下限频率上其容抗远小于去耦电阻值，本电路中取用 $100 \mu\text{F}/32 \text{ V}$ 。

三、各级放大器的幅频特性计算

(一) 功率放大级

本级幅频特性的 f_L 主要由 C_5 和 R_L 决定。

$$f_L \approx 1/(2\pi C_5 R_L) \approx 42 \text{ Hz}$$

f_H 主要由 C 和 R_5 决定。

$$f_H \approx 1/(2\pi C R_5) \approx 10 \text{ kHz}$$

由 TDA 2030 的性能参数 ($A_v=30 \text{ dB}$, $P_e=12 \text{ W}$, $R_L=4 \Omega$ 时 $f_H \approx 140 \text{ kHz}$) 可知, 在 $f \leq 10 \text{ kHz}$ 的范围内, TDA 2030 可看作是理想器件。因此功放级的增益函数

$$A_v = \left(1 + \frac{R_5 \parallel \frac{1}{j\omega C}}{R_4} \right) \cdot \frac{R_L}{R_L + \frac{1}{j\omega C_5}}$$

$$A_v = \left(1 + \frac{R_5}{R_4} \right) \left[\frac{1 + j\omega(R_4 \parallel R_5)C}{1 + j\omega R_5 C} \right] \frac{1}{1 - j \frac{1}{\omega R_L C_5}}$$

在 $\omega \approx 1/R_5 C$ 附近, $\omega(R_4 \parallel R_5)C \ll 1$

$$A_v \approx \left(1 + \frac{R_5}{R_4} \right) \frac{1}{(1 - jf_L/f)(1 + jf/f_H)}$$

模

$$A_v = \left(1 + \frac{R_5}{R_4} \right) / \sqrt{[1 + (f_L/f)^2][1 + (f/f_H)^2]}$$

计算幅频特性的程序请读者自编。

(二) 音调控制级

若将 F 007 当作理想器件, 则理想的音调控制曲线如图 1-1-3 所示。

若考虑到 F 007 的有限增益带宽积 (开环增益 $A_d \approx 86 \text{ dB} = 20000$ 倍, 带宽 $BW \approx 7 \text{ Hz}$), 则本级增益的计算公式推导如下。

本级是反相端输入。反相放大器的简化电路如图 1-1-12 所示。

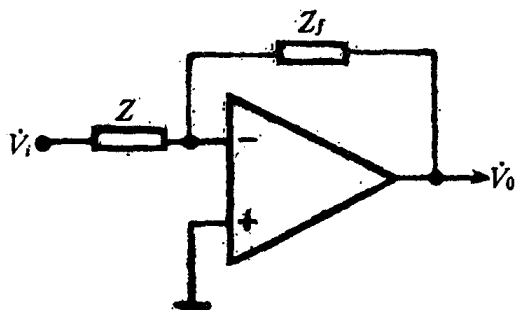


图 1-1-12 反相放大器简化电路

若从电压并联负反馈的角度来求电压增益 $\dot{A}_{vf} = \dot{V}_o / \dot{V}_i$, 则可导出

$$\dot{A}_{vf} = - \frac{Z_f}{Z + Z_f} \cdot \frac{\dot{A}_d}{1 + \dot{A}_d [Z / (Z + Z_f)]} \quad (1-1-1)$$

式中

$$\dot{A}_d = A_d / (1 + jf/BW) \quad (1-1-2)$$

令反馈系数

$$\dot{F}_b = Z / (Z + Z_f) \quad (1-1-3)$$

则

$$\dot{A}_{vf} = (\dot{F}_b - 1) \frac{\dot{A}_d}{1 + \dot{A}_d \dot{F}_b} \quad (1-1-4)$$

反馈系数 $\dot{F}_b$ 的计算

1. 低频 ($f \leq 1 \text{ kHz}$)

(1) 低频提升

将图 1-1-12 与图 1-1-4(a) 相比较, 则由 (1-1-3) 式可得在低频提升时的反馈系数为