

目 录

基 础 篇

超星浏览器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

前 言

第一章 电路图中没有注明的制作技术	3
1.1 制作之前的准备	3
(1) 购买元器件时的注意事项	3
(2) 集成电路和大规模集成电路的使用	5
(3) 印制电路板的使用	3
(4) 必要的工具	7
(5) 电烙铁的选择	10
1.2 布线技术	12
(1) 输入线与输出线不能靠近	12
(2) 电平差大的导线不能靠近	13
(3) 小信号接地与大信号接地的区别	14
(4) 电源接地线应按电路板分别集中	16
(5) 电源用电解电容器应考虑电流方向	17
(6) 电流回路应尽量小	18
1.3 元器件的安装	20
(1) 电源电路、功放电路应远离微弱信号电路	20
(2) 双晶体管 and 场效应管应尽量靠近安装	21
(3) 容易受温度影响的元器件应远离热源	23
(4) 进行热设计时应考虑空气的流通	25
(5) 元器件的安装应考虑便于使用	27

第二章 运算放大器的使用方法	30
2.1 运算放大器简介	30
(1) 什么叫做运算放大器	30
(2) 封装方式	30
(3) 单、双、四运算放大器	32
(4) 原型和复制型产品	33
(5) 运算放大器的互换性	33
(6) 电源供电方式	33
2.2 运算放大器的基本工作原理	36
(1) 理想运算放大器的工作原理	36
(2) 实际的运算放大器	39
(3) 参数的设定	41
第三章 晶体管和晶体二极管的使用方法	44
3.1 晶体管的种类及外形	44
(1) 晶体管的种类	44
(2) 外壳及引线的安装	46
(3) 晶体管的互换性	48
3.2 晶体管的基本工作原理	49
(1) 基极电压、电流与集电极电流的关系	49
(2) 放大电路的基本形式	51
3.3 晶体二极管的使用	53
(1) 基本特性	53
(2) 二极管的种类及其基本使用方法	55
第四章 电阻器和电容器的使用方法	59
4.1 电阻器的使用方法	59
(1) 电阻器的种类及其使用方法	59
(2) 色码的读法	62
(3) 电阻值	63
(4) 额定功率	65

(5) 可变电阻器与半可变电阻器	67
4.2 电容器的使用方法	69
(1) 电容器的种类与用途	69
(2) 电容量的表示方法	74
(3) 耐 压	76

制 作 篇

第一章 电源电路的设计	81
1.1 跟踪电源的电路设计	82
(1) 基准电压发生电路	83
(2) 分压电路	84
(3) 误差放大电路	86
(4) 输出短路保护电路	89
(5) 控制电路	90
(6) 负端稳压电路的设计	92
1.2 散热回路的设计	94
1.3 稳压电路的应用	95
(1) NiCd电池充电器	95
(2) 转换型稳压电路	97
(3) 功率晶体管(T_{r3} 、 T_{r3}')的小型化	97
附录1 提高电容器耐压的方法	99
第二章 h_{FE} 测试仪的设计	101
2.1 三极管的基本工作原理	101
(1) I_C-V_{BE} 特性	102
(2) I_C-V_{CE} 特性	103
(3) $h_{FE}-I_C$ 特性	104
(4) h_{FE} 测定的基础知识	104
(5) 简易型 h_{FE} 测试仪	105

附录2 无极性(非极性)电容器的制作方法	107
2.2 h_{FE} 测试仪的设计	108
(1) 控制电路的设计	109
① 恒流电路	109
② 恒压电路	110
③ I_B 控制用运算放大器的外围元器件	111
④ 仪表放大器	112
(2) 除法电路的设计	114
① NJM4200	114
② 在四象限乘法器中的应用	114
③ 除法电路的基本结构	118
(3) 实际的除法电路	118
第三章 功率放大器的设计	122
3.1 低电压工作的功率放大器电路分析	122
(1) BA515的电路组成	123
① 直流工作	124
② 无功电流的确定	125
③ 增益的求法	126
④ 最低工作电压的讨论	127
⑤ 自 举	128
3.2 低电压工作的功率放大器的设计	129
(1) 全电路的构成	130
① 使用晶体管的注意事项	131
(2) 电路设计	131
① 偏置电路	131
② 初级差分放大电路	133
③ 第二级差分放大电路	134
④ 输出级	135
⑤ 反馈电路	138



⑥ 增益的计算	139
⑦ 本电路的特性	141
第四章 有源滤波器的设计	143
4.1 滤波器基础	143
(1) 各种滤波器的传输特性	143
(2) 可变状态型滤波器	146
(3) 互导型放大器在滤波器中的应用	148
4.2 滤波器的设计	149
(1) 互导型放大器LM13600	149
(2) 滤波器的组成	151
(3) 滤波器的规格	152
4.3 具体设计	152
(1) 滤波电路	152
(2) 输入缓冲放大器	153
(3) 滤波器部分	154
(4) β 电路(VCA)	156
(5) 电压-电流转换电路	158
① I_c 控制用电压-电流转换电路	158
② Q 控制用电压-电流变换电路	159
第五章 图示均衡器的设计	162
5.1 图示均衡器的工作原理	163
(1) 图示均衡器的基本组成	164
(2) 提升量与下降量	164
(3) 波峰(或波谷)的锐度 Q	165
5.2 采用半导体电感的图示均衡器	166
(1) 半导体电感	166
(2) 使用半导体电感的图示均衡器的组成	167
5.3 图示均衡器用集成电路	167
(1) 专用图示均衡器集成电路的种类	167

(2) M5226	168
5.4 10段图示均衡器的设计	170
(1) 谐振频率与Q的设定	170
(2) 谐振电路的设计	171
(3) 外围电路的设计	173
附录3 介质损耗与损耗角正切($\tan\delta$)	175
第六章 卡拉OK混频器的设计	177
6.1 概 要	177
6.2 语音消除电路	178
(1) 基本原理	178
(2) 电路的组成	179
(3) 电路的设计	180
① 差动放大器	180
② 低通滤波器(LPF)	181
③ 加法器(1)中 R_5 、 R_6 、 R_7 的确定	183
④ 加法器(2)	184
6.3 话筒输入放大器	185
(1) TA7325P的使用方法	185
(2) 电路设计	186
6.4 其他部分	189
(1) 辅助放大器	189
(2) LEVEL/PANPOT调整	190
(3) 混频放大器	191
6.5 结 尾	193
(1) 使用方法	193
第七章 环绕立体声接续器的设计	195
7.1 环绕立体声的概况	195
7.2 缓冲放大器的设计	197
(1) 具体设计	197

7.3 BBD部分的设计	199
(1) BBD概要	199
(2) 具体设计	201
7.4 低通滤波器的设计	202
(1) 滤波器的种类	203
(2) 切比雪夫滤波器的设计方法	204
(3) 低通滤波器(LPF ₁)的设计	207
(4) 低通滤波器LPF ₂	210
7.5 倒相器的设计	211
7.6 结束语	212
第八章 双通道对讲机的设计	215
8.1 双线变换电路	215
(1) 双线变换原理	216
① 从IN到I/O	217
② 从I/O到OUT	217
③ 从IN到OUT	218
(2) 电路设计	219
附录4 喇叭的使用方法	222
8.2 话筒输入放大器与喇叭输出放大器	223
(1) 关于TA7628P	223
(2) 话筒输入放大器的设计	225
(3) 功率放大器的设计	227
(4) 波纹滤波器	229
附录5 防止振荡	230
8.3 结束语	231
(1) 调整方法	231
附录6 集成电路未使用脚的处理方法	233
第九章 带有振荡器的失真率计的设计	236
9.1 失真率检测基础	236

(1) 什么叫失真率	236
(2) 失真率的检测方法	239
(3) 失真率计的结构	240
8.2 振荡器的设计	241
(1) 振荡电路的设计	241
(2) 输出电平调整与输出缓冲放大器	245
8.3 失真率仪的设计	245
(1) 输入电平调整与输入放大器	245
(2) 陷波滤波器	247
(3) 量程转换与输出放大器	250
8.4 失真率仪的调整与使用	252
(1) 调整	252
(2) 使用方法	254
(3) 失真率仪的特性	255



超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

基 础 篇

超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

第一章 电路图中没有注明 的制作技术

在制作电子电路时，应按电路图制作，然而实际上完全按照电路图进行制作是不行的。其原因在于，实际的印制电路板布线线条具有电阻和电感量，在元器件与线路之间，存在着寄生容量。并且，电阻和电容若按电路图上所标的数值选取，也并非理想状况。

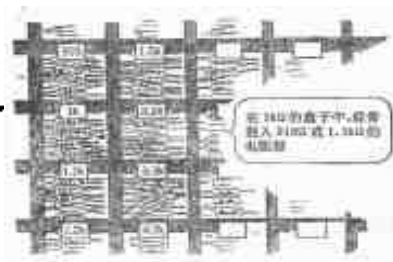
问题是，如何使这种非理想的电阻、电容能使其误差忽略不计。电路图中未标出的注意事项，对于行家而言不必顾虑，而对于初学者来讲，则是必须搞清楚的，因此，本章将对这些应该注意的事项予以介绍。

1.1 制作之前的准备

(1) 购买元器件时的注意事项

例如日本的秋叶原之类的元器件商店，几乎都是由顾客自选的自助式商店。在这类商店中，电阻、电容等元器件基本上都是以各种不同参数排列在用隔板隔开的盒子之中的。在每个盒子中，盛放着数十只，乃至数百只相同参数的产品，顾客可以根据自己的需要从中选取。但是这时应注意防止如图1-1所示的，相邻的产品盒中不同参数的产品相互混入。例如，在盛有 $1\text{k}\Omega$ 电阻器的盒子中，混入了几只 $1.1\text{k}\Omega$ 或 910Ω 的产品。而这些混入的产品大约都是顾客在取货时，不慎弄

错了



超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！



图1-1 相邻产品盒内电阻器的混入

因而, 顾客在购买元器件时, 必须自己确认产品上所标明的参数。就是说, 应该看清产品的色码, 以免顾客回家之后发现产品参数值弄错而成笑话。

此外, 还经常发现在所出售的旋钮上缺少固定螺钉, 因此顾客在选购旋钮时, 不仅要注意其设计式样和尺寸, 而且还应确认所带的螺钉齐全之后, 才能购买(见图1-2)。

图1-2 购买旋钮时的注意事项

虽然是极为少有, 然而也会在商店里遇上一些废品。作者曾经将电池盒买回家, 要使用时才发现, 正负两端均安装着正向端子, 不能使用。顾客在购买电池盒时, 如果仔细地注意挑选, 即可避免这类问题。

如上所述，在以自选方式购买元器件时，一定要自己仔细确认产品没有什么问题之后，才能购买，否则将会后悔。

(2) 集成电路和大规模集成电路的使用

在开始制作电路之前，要先将元器件集中起来。如果此时操作处理不当，则可能会造成产品损坏或产品性能恶化。

值得注意的是C-MOS集成电路和大规模集成电路。人身上积累的静电，当我们脱衣服或触摸车门时，感到有电击，这证实了静电的存在。这种静电，当空气越干燥时，其电压也越高，可达几千伏到几万伏。由于所流过的电流极小，所以通常不会发生人身安全问题。由于C-MOS型集成电路和大规模集成电路承受浪涌电压^①的能力低，容易受到静电损坏(图1-3)。在购买C-MOS型集成电路和大规模集成电路时，一定要将其插入到黑色导电海绵中，或装入导电性袋子之中，或用铝箔包裹。



图1-3 集成电路和大规模集成电路应防止静电

对于以上要求，也许有人过于神经质，最近研制的集成电路，由于其抗静电破坏能力增强，实际上不必过分担心集

① 浪涌(Surge)：指瞬时过大的电压、电流。

成电路的静电破坏问题。当用手拿集成电路时，只要注意不用手指触摸电路引线即可。

使用本复制品
请尊重相关知识产权!

另外，对于C-MOS之外的双极型集成电路^④（运算放大器、温度放大器、专用集成电路及其他电路）来讲，其耐静电的能力比C-MOS集成电路强一些。但是也有的产品耐静电能力较弱，应该注意。



对于小规模集成电路和大规模集成电路来讲，虽然不会因为跌落在地板上等机械性冲击而造成损坏，但是仍然可能会引起可靠性的下降或性能的恶化，因此必须极力避免这类情况的发生（图1-4）。

图1-4 防止发生机械性冲击

（3）印制电路板的使用

无论是通用型还是腐蚀型基板，均必须覆有铜箔，以在铜箔的表面上焊接上元器件。如果铜箔上附着着灰尘或油污，则会使焊锡的附着力下降。

这时应注意，不要使手上的油脂等附着在铜箔表面上。虽然这样要求，但也难免铜箔被触摸，因此在制作电路之前，

④ 双极(Bipolar)集成电路：内部等效电路是由双极型晶体管组成的集成电路。大多数线性集成电路，或TTL电路均属于此类型。

操作者必须用肥皂洗手，去除油污。

在加工操作过程中，如果铜箔上沾有油污，可以用酒精加以除去。如果没有酒精，也可以使用橡皮进行除油处理。

如果使用的是长期放置不用的电路板，在铜箔的表面上会有一层薄薄的铜锈。可以使用金属刷、砂纸将其除去。如果没有这类材料，可用涂有牙膏的布，强烈地擦磨铜箔，也可获得良好的焊接效果。

如图1-5所示，有些电路板带有插入端子，以便将其插入到插座之中。这类电路板的端子部分，绝不允许用手触摸或用铅笔涂抹。而且，不仅是端子部分，对于高阻抗电路来讲，即使是一般的电路，也必须防止手摸或用铅笔涂抹。

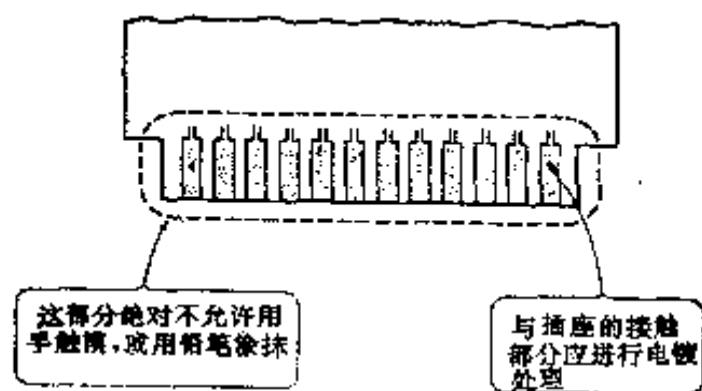


图1-5 电路板的边缘、连接器部分处理时的注意事项

在两个端子或电路线路之间，如果存在着手摸过的油污或铅笔芯粉，会造成绝缘电阻下降。并且，就端子部分而言，又会造成接触电阻增大。虽然这对数字电路来讲，不会形成什么危害。然而，对于模拟电路来讲，则会成为意想不到的故障的原因。

(4) 必要的工具

即使有了电路图和齐备的元器件，如果没有工具，也无

法进行电路制作。那么，应该准备什么工具呢？

下面简单介绍各种工具的使用情况。

电烙铁(图1-6(a)):

对于必须焊接的电路制备来讲，电烙铁是不可缺少的工具。详细情况将在后面介绍。

钳子(图1-6(b)):

钳子的作用在于切断电阻和电容器等元器件的过长的引线。由于要处理的元器件很小，所以小孔型钳子要比大孔型的使用起来更为方便。

无线电钳子(图1-6(c)):

与电烙铁和钳子一样，是必不可少的工具。主要用来夹住元件，或弯曲引线。与钳子一样，小型无线电钳子使用起来方便。

镊子(图1-6(d)):

在夹住小型元件和进行布线时，如果有镊子则是十分方便的。特别是在焊接时，如果用手直接握住元件，则会烫手，而如果使用无线电钳子，则又难以夹住。在选择镊子时，要注意其尖端部分要整齐，弹性应适当。

改锥(图1-6(e)):

在制作电路板时并不需要改锥，但在将电路板或元器件安装在外壳中，或安装外壳时，则是十分需要的。改锥分为 \oplus 和 \ominus 形两类，最好各自准备2~3只。

精密改锥(图1-6(f)):

这种改锥也称仪表改锥。它是能够分解眼镜框架的，其尖端很小。这种改锥也分为 \oplus 和 \ominus 形状两种，其中以 \ominus 形的更为方便实用。

六角扳手(图1-6(g)):

如果旋扭螺钉为六角螺钉时，就得使用这种六角扳手，经常使用的是小型六角扳手。

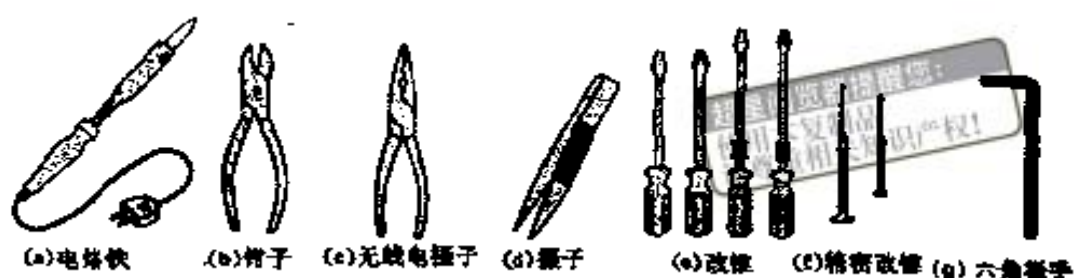


图1-6 各种工具(I)

锉刀(图1-7(a)):

进行外壳加工和电路板切割时，可使用这种锉刀将其断面部分锉齐。按照锉刀断面的不同，可以分为平锉(■)、圆锉(●)、半圆锉(◐)、矩形锉(▨)和三角锉(▲)等。使用得最多的是平锉、半圆锉和圆锉三种。如有可能，可按加工的孔径大小分别准备2~3只。

手摇钻(图1-7(b)):

手摇钻是对印刷电路板和外壳开孔时，不可缺少的工具。其钻头直径从1mm以下直到10mm左右，规格齐全。在进行印制电路板打孔时，配备1mm和1.5mm的钻头；在对外壳进行加工时，配备3mm和6mm的钻头即可满足需要了。另外，可选用小型电钻为印制电路板打孔，这种小型电钻使用起来十分方便。

铰刀(图1-7(c)):

铰刀主要用于对钻孔进行扩张。当缺乏所需直径的钻头时，使用铰刀能够将钻孔扩大成所需较大口径的孔，使用起来十分方便。

钢锯(图1-7(d)):

当可变电阻器或旋转式开关^⑨的转轴太长时，或者当电路板太大时，可以用这种钢锯将其切割。

使用本复制品
请尊重相关知识产权!

老虎钳(图1-7(e)):

当切断电位器或旋转式开关轴时，用它来夹紧转轴。

印制电路板铣刀

它是一种用于加工电路板的专用铣刀，用它，可以进行比使用钢锯更快速而且整齐的切割。

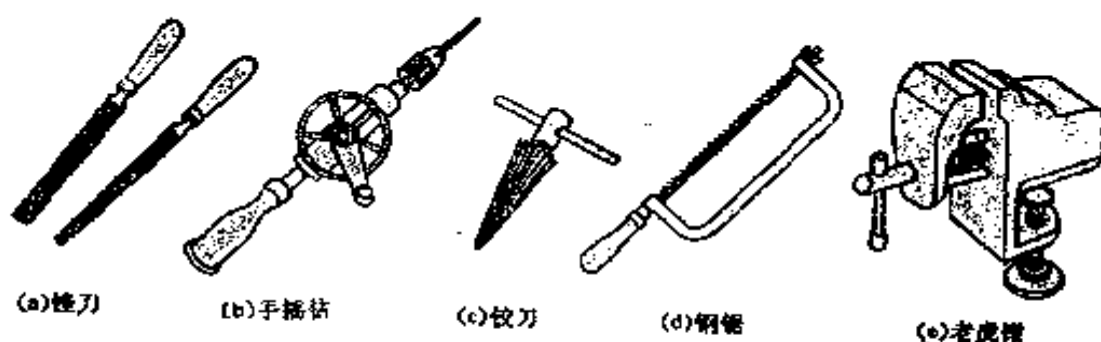


图1-7 各种工具(2)

(5) 电烙铁的选择

在选择电烙铁时，最重要的是应选择合适的耗电功率值。常用电烙铁的功率为10~100W左右，在特殊情况下，也有使用几百瓦的。当然，功率值越大，高温时的热容量也就越大。在制作电子电路时，没有必要使用功率过大的电烙铁。根据元器件的尺寸大小可知，其焊点将是很小的，所以一般使用20~30W的电烙铁也就足够了。如果烙铁的功率超过上述范围，就会形成超过需要的高温状态，往往会造成耐热性不良的元器件的损坏。

- ⑨ 旋转开关 (Rotary Switch): 通过转轴的旋转来切换接触点的开关。不是开和关两种动作，而是从多(组)接点中选择一(组)接点进行工作。

除了电烙铁功率值之外,烙铁头的形状也是很重要的。烙铁头形状如图1-8所示。一般其前端应尽量细为好,图中的(c)、(d)、(e)类产品使用起来比较方便。

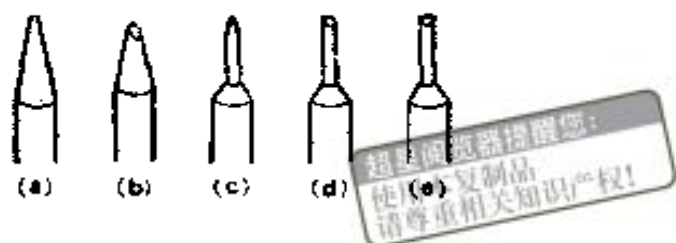


图1-8 烙铁头的种类

烙铁头的材料为铜,但应选用表面镀锡的。如果不镀锡,则烙铁头的氧化是很厉害的,于是烙铁头的斜度将会迅速变坏,寿命也会缩短。

并且,电烙铁的加热器以陶瓷式加热器^①为好。与金属加热器相比,陶瓷加热器的寿命长,绝缘性能也好。如果绝缘性不良,当交流100V(日本市电)漏电时,被焊接集成电路就会损坏。

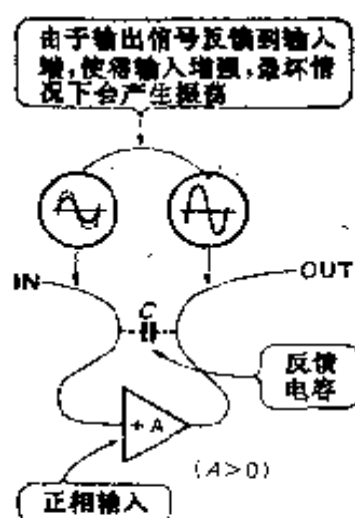


图1-9 输入输出相互耦合造成的故障现象

① 陶瓷加热器 (Ceramic Heater): 发热体 (镍丝) 传热部分为陶瓷的加热器。

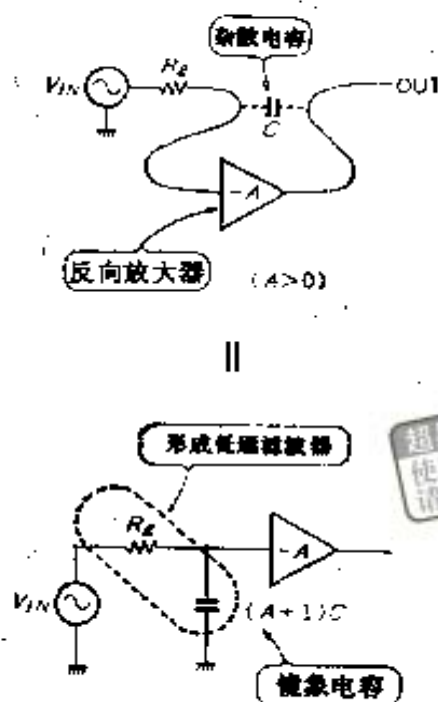


图1-10 镜像效应使高频特性恶化

1.2 布线技术

(1) 输入线与输出线不能靠近

无论是印制电路板中的线路，还是用导线形成的布线，其输入与输出均不得靠近，这是一条原则。当输入与输出之间的增益低时，问题尚不严重。然而，当增益高时，就可能产生悲剧性的结果。

如图1-9所示，正相放大器的输入与输出靠近时，会在其间产生杂散电容。这样一来，在此电容的影响下，输出信号返回到输入端，形成正反馈，随之就会产生振荡。此振荡与输入信号无关，即使没有输入信号了，也会继续这种振荡。振荡频率由正相放大器的电路组成和杂散电容的大小等决定。实际上，其振荡频率大多在1MHz以上。而且，随着杂散容量值的变化，即使没产生振荡，也将使电路工作变得不

稳定，或使性能恶化。

当放大器为逆相放大器时，如图1-10所示，由于镜象电容的影响^①，使得高频特性变坏。逆相放大器的增益为 A ，如果设输入与输出端之间的杂散容量为 C ，则由于镜象效应的影响，从输入端可以看到，在输入端与地之间增加了 $(A+1)C$ 的容量。希望信号源阻抗 R_g 应很小，然而，如果该阻抗 R_g 大时，则 R_g 与镜象容量 $(A+1)C$ 之间将形成一个低通滤波器(LPF)，使高频性能下降。作为极端情况，如果设 $A=60\text{dB}$ ， $R_g=10\text{k}\Omega$ ， $C=1\text{pF}$ ，则截止频率为 15.9kHz 。

如上所述，放大器的输入与输出，无论是正相还是逆相条件下，均不得靠近，特别是当增益高时，或在宽频带放大器中，要予以注意。而且对于多级放大器来讲，也同样需要注意。

(2) 电平差大的导线不得靠近

与放大器的输入和输出一样，不仅同一系统的导线，而且即使是传输独立信号的导线，其电平差大时(30~40dB以下)，也不得靠近。并且，即使一方只有直流电流通过，如果它的电压较高时，或电流较大时，也不得靠近弱信号导线。

如图1-11所示，当两条导线靠近时，若在①导线上传输 $1\text{V}_{\text{p-p}}$ 的电源脉动电压(50Hz)，在②导线上传输 $1\text{mV}_{\text{p-p}}$ 的微弱信号，则两者之间的电平差也将达到1000倍(60dB)。由于电源波动时，频率不高，所以静电耦合的影响可以忽略不计，然而由于电磁耦合作用，①导线上的电源波动将会串漏到②

① 镜象电容(Mirror Capacitor)：由镜象效应的作用而产生的输入与地之间的电容 $(A+1)C$ 。

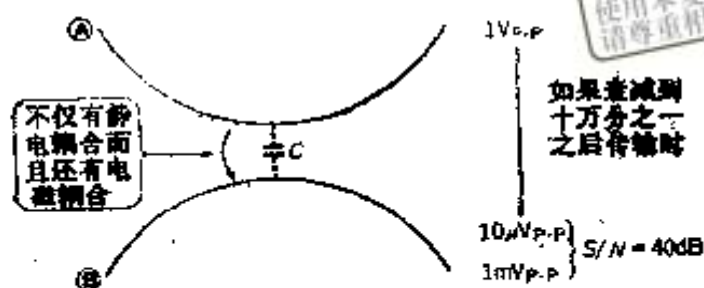


图1-11 电平差大的导线靠近时

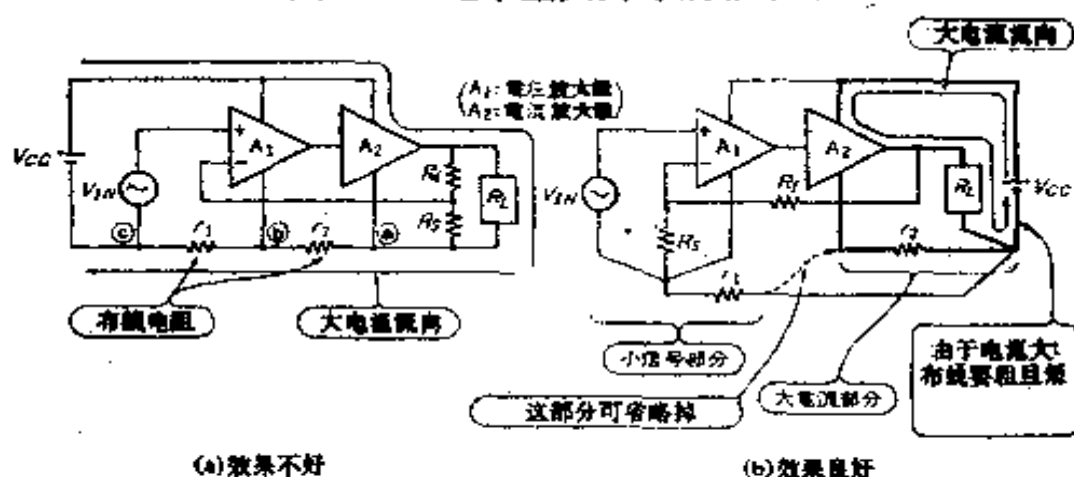


图1-12 接地布线方法

导线中。此串漏即使为④电压振幅值的10万分之一，而其数值也将达到 $10\mu V_{p.p}$ 。另一方面，导线⑤的信号振幅为 $1mV_{p.p}$ ， S/N 仅达到40dB^①。

本实例只是引起性能恶化的情况，然而，随着情况的不同，还可能产生振荡等异常现象。

(3) 小信号接地与大信号接地的区别

在小信号电路与大信号电路共存的电路中，必须分开接地。

其典型实例为功率放大器。只要是功率放大器，其输

① S/N (Signal Noise Retion)，信号值与噪声值之比，通常取对数，以dB表示。

入端处理的就是小信号，而另一方的输出端则流过的是大电流。功率放大器可以包括电压放大级（输入级）和电流放大级（输出级）两部分。下面我们来讨论一下如何进行接地布线问题。

首先，将不良的例子示于图1-12(a)。 R_f 、 R_e 为反馈电阻， r_1 、 r_2 为布线电阻。从负载流出的大电流按照④→⑤→③的顺序流过，返回到电源 V_{CC} 。于是，由于有大电流流过 r_1 、 r_2 ，则会在其上产生电压降。

例如，设电流为1A， $r_1+r_2=10\text{m}\Omega$ ，则在④—③之间产生10mV的电压。另一方面，若设 V_{IN} 为100mV，则它的1/10电压作为误差成分而被叠加，因此而绝不可能进行正常工作。

即使没有达到上述影响程度，对于立体声放大来讲，也会招致信号发生畸变和交调失真的恶化。因此，对于功率放大集成电路来讲，一般都是把小信号接地与大电流接地分离开来，采用分别接地。

如图1-12(b)所示，设计时应不使大电流流过布线电阻，以防止出现不良的影响。如功放级和负载，大电流流过部分应与电源直接布线，并且小电流部分也应集合在一起，直接与电源布线。经过这样处理，小信号线与大电流线被完全分离，因而不会出现图1-12(a)所示的不良现象。

或如图中虚线所示，即使将集中于一点的小信号接地与功率放大级的接地汇聚在一起，也不会产生不良的影响。

以上是以功率放大器为例来说明的，然而不仅限于功率放大器，凡是处理小信号和大电流的电路，均必须遵守上述原则。并且，有大电流流过的回路，要使用粗导线（或宽导电线路），以便减小布线电阻。

(4) 电源接地线应按电路板分别集中

当电路较简单时，相对于电源来讲，应将首先供电的电路集中成一个结点，但是如果电路复杂时，则被分成几块电路板。通常由于电源为一个，可用图 1-13 所示的两种布线方式。

首先，图(a)为布线不正确时的情况。其中， r_{1a} 、 r_{2a} 、 $\dots\dots r_{Na}$ 、 r_{1b} 、 r_{2b} 、 $\dots\dots r_{Nb}$ 为布线电阻， I_1 、 I_2 、 $\dots\dots I_N$ 分别为电路板1、电路板2、 $\dots\dots$ 、电路板 N 的电源电流。若按此布线方法，则靠近电源的布线电阻将会有更多的电流流过，比如 r_{1a} 上流过的电流包括从 I_1 到 I_N 的全部电流， r_{2a} 上通过的电流包括从 I_2 到 I_N 的电流。

现在假定末端电路板 N 的电流 I_N 发生较大的变动，这样

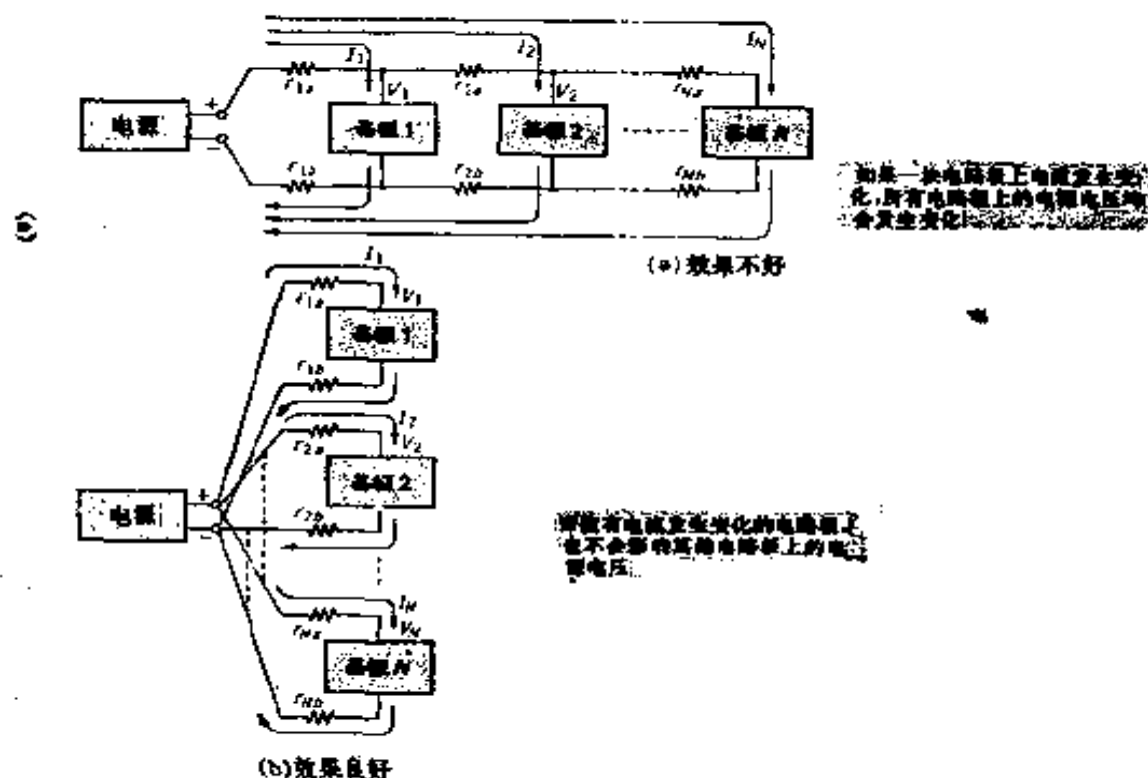


图1-13 多块电路板时的电源接地布线

一来, I_N 将会流经 r_{1a} 、 r_{2a} , 从而产生压降, 加在电路板1和电路板2上的电源电压 V_1 、 V_2 也将发生变化。

这种情况不仅限于 I_N , 若按图(a)所示的布线方式, 无论哪个电路板上的电流发生变化, 也都会影响其他的所有电路板, 其结果造成各电路板之间交调失真的增加。最坏时, 还可能引起电路工作发生故障。这是以电路+端的情况说明的, 若为-端, 其情况也是一样的。

与此对应, 图(b)为正确布线时的情况, 即各电路板电源接地布线各自分别直接与电源相接。这样, 各电路板存在着布线电阻, 即使电流发生变化, 也会产生电压下降。然而其电压变化也仅仅集中发生在电流产生变化的那块电路板上, 而不会影响到另外的电路板。

(5) 电源用电解电容器应考虑电流方向

电源电路由变压电路(变压器)、整流电路(二极管)、滤波电路(电解电容器)组成。从该电源电路与负载电路相连接。此时, 即使连接方式相同, 若布线的顺序有误, 也不可能获得理想的电源效果。

为便于理解, 将电源电路按图1-14所示绘制。首先是不正确的情况, 通往负载的布线从整流二极管输出, 并且, 除了通往负载电路的布线之外, 通往滤波电容器的布线也从整流二极管引出。

若按此布线方式, 负载电流不经过滤波电容器而直接流到负载电路中, 所以往往不可能得到所期望的电源效果。这种倾向将随着负载电流的增大、滤波电容器容量的增加, 以及从整流二极管到滤波电容器的布线的变细及增长, 而变得越加突出。

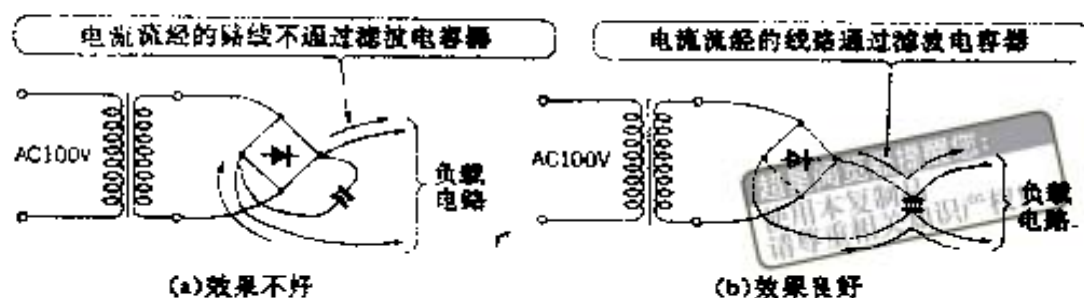


图1-14 电源电路的布线方法

图1-14(b)所示的电路不会发生上述不良现象。这种电路中通往负载电路的布线是经过一只滤波电容器之后，从整流二极管引出的。这样一来，由于负载电路必须经过滤波电容器，因此，不会产生图1-14(a)中所发生的不良现象。

以上情况可说是设计电流流向时应当遵循的办法，并且，这种设计方法不仅对于滤波电容器适用，而且对于电源旁路电容器^⑤也是同样适用的。

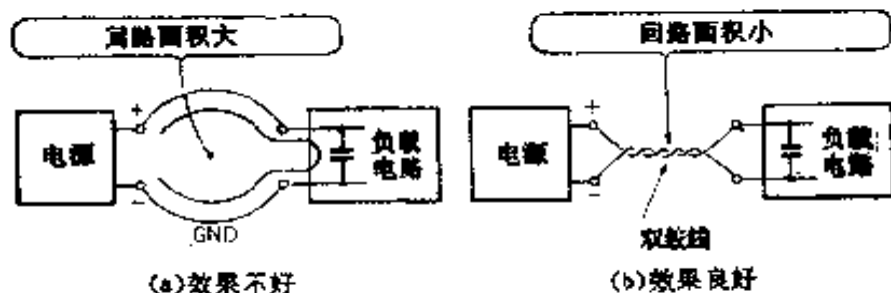


图1-15 防止电源电路形成回路

(6) 电流回路应尽量小

电流回路的范围太广泛，然而，其设计方法则很简单。当设计电流的流向时，如果有去路，那么必然也就有回路。

⑤ 电源旁路电容器：指连接在电源与地之间的电容器。使用这种电容器的目的在于消除电源电路的公共阻抗，使电路工作稳定。

应尽量减小它的去路与回路所构成的电流回路面积。这一规则无论对于电源电路，还是对于信号电路都是适用的。

电源电路的情况见图1-15。图1-15(a)为不正确的情况，其中电流的往返线路所构成的回路非常大。若电源电路的回路大时，该回路等可能对其他电路产生不良的影响。

图1-15(b)是小回路时的情况，这样一来，由于回路小，对其他电路的影响也就会变得相当小。将两条电线扭在一起，称为绞合线。即使没有这种绞合线，只要使两条导线保持平行也多少有一些效果。

当为信号电路时，图1-15中的电源被更换为放大电路1，将负载电路更换成放大电路2，其余部分完全相同。此时，若按图1-15(a)设计，则该回路容易受到外来噪声的影响。

电源旁路电容器的采用，也可以被看作是为了减小电流回路而采取的措施。如图1-16所示，即使电源采用直流供电，就高频电流而言，也会形成由集成电路和旁路电容器所构成的回路。因此应尽量缩小此回路，旁路电容器应靠近集成电路。

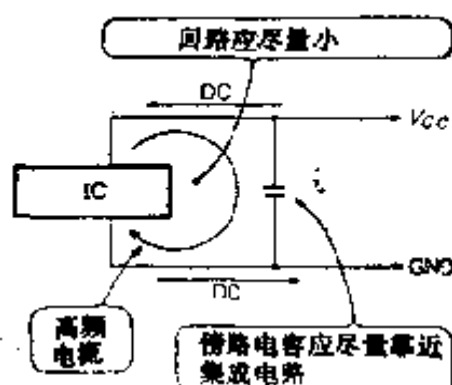


图1-16 连接旁路电容器时的注意事项

1.3 元器件的安装

(1) 电源电路、功放电路应远离微弱信号电路

微弱信号电路处理的信号强度是非常小的(1mV以下),所以极容易受到外界的影响。



路和功率电路所处理的信号电平大,所以受影响。在电源电路中,最大的噪声源是器上具有几V_{p-p}的回路电压是很常见的,不能忽视。并且,功率电路中所处理的信号也可达到几十伏至100V以上,电流也常常高达几安培。

如果将微弱信号电路放置在电源电路和功率电路附近时,噪声会串入到微弱信号电路中,应让这些电路保持尽量远的距离。

图1-17 将各单元电路集中在一起的方案

图1-17是将微弱信号电路、小信号、中信号电路、功率放大电路以及电源电路集中在一块底板的设计方案。这样,

微弱信号电路远离电源电路(特别是变压器)、功率放大电路,不易受到影响。

图1-18所示,变压器必然存在着漏磁通。该漏磁通在所示方向上产生严重的影响。因此,即使不变,若改变其安装的角度,则将会使得所产生的影响发生变化。微弱信号电路不允许安置在变压器的漏磁磁力线的方向上。

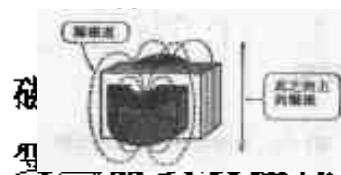


图1-18 变压器的漏磁通

(2) 双晶体管和场效应管应尽量靠近安装

从原理上讲,半导体是一种对温度非常敏感的器件。对于工作不良的直流放大器来讲,即使仅吹一口气,也有可能使得输出产生偏离。

在以晶体管、场效应管的特性相同作为设计条件的电路中,希望其芯片温度尽量保持一致。若从电路制作的角度考虑,则必须使这些器件在安装时尽量靠近,以进行相互之间的热结合。

图1-19所示的极普通的功率放大器即为一例。在此电路中,必须处于热平衡的器件有 FET_1 与 FET_2 , Tr_1 与 Tr_2 , Tr_4 与 Tr_5 , Tr_6 、 D_1 与 Tr_7 、 Tr_8 。

首先,应考虑初级差分放大电路中的 FET_1 与 FET_2 。它们之间的性能差异将被放大,然后从输出之中反映出来,所

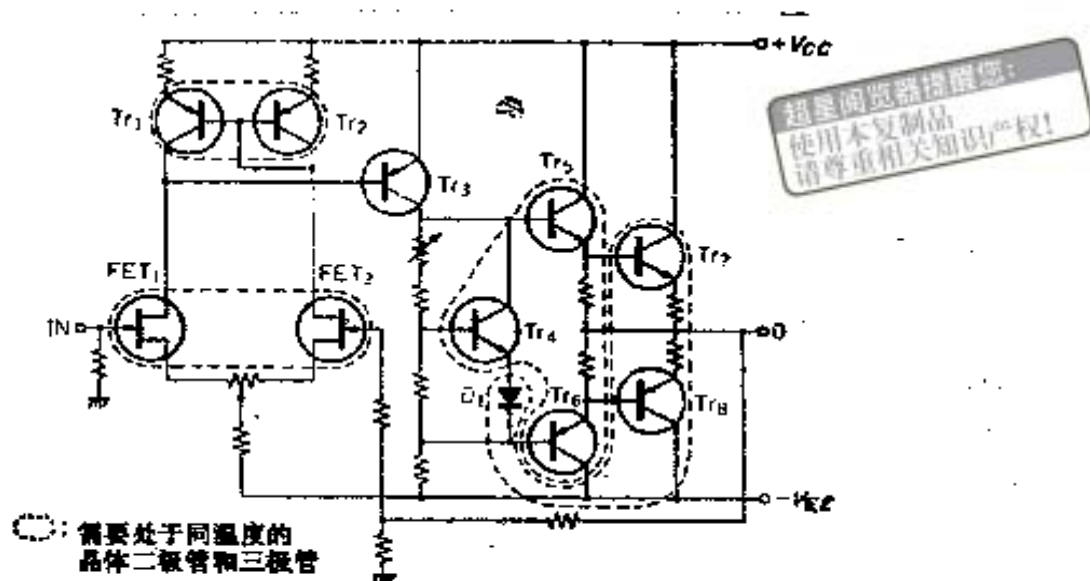


图1-19 典型的直流功率放大器

以最理想的办法是使用双场效应管^⑤（双晶体管）。如果没有条件使用这类器件时，如图1-20所示，应将两个器件尽量靠近安置，用环氧树脂粘结剂将其外壳粘贴在一起，以便于进行热耦合。

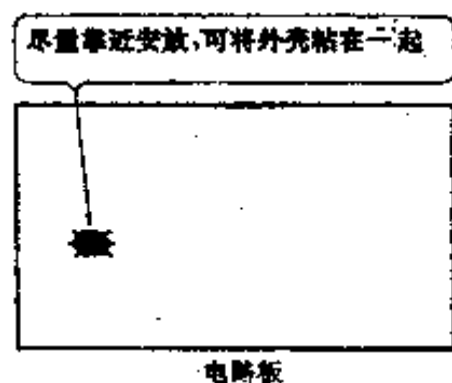


图1-20 小信号晶体管或场效应管的热耦合

- ⑤ 双晶体管和场效应管：指在一个封装之中，含有两只晶体管或场效应管的器件。由于处于同一封装之中，因此两只管子之间的热平衡是十分良好的。

其次，应考虑电流镜象电路④中的 T_{r1} 与 T_{r2} 也必须进行热耦合。总之，上述两只管子的安置相隔越近越好。

T_{r4} 与 T_{r5} 、 T_{r6} 、 D_1 与 T_{r7} 、 T_{r8} 的作用在于使偏压稳定化（使空载电流⑤保持一定）。 T_{r5} 、 T_{r6} 还并非那么严重，而 T_{r7} 、 T_{r8} 比温度相当高，如果热耦合不恰当，则最严重的是热散逸⑥， T_{r7} 、 T_{r8} 被热破坏。

图1-21所示，将 D_1 安装在 T_{r7} 、 T_{r8} 上。此时，粘合剂将其粘结在一起。并且，由于 T_{r7} 、 T_{r8} 都处于同一温度下，因此，无论将 D_1 安装在 T_{r7} 或 T_{r8} 上都是可以的。

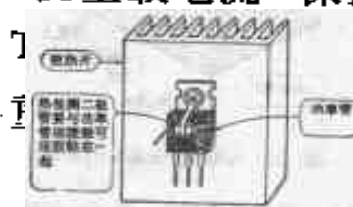


图1-21 与功率管的热耦合

(3) 容易受温度影响的元器件应远离热源

上节中已经介绍，成对的晶体管或场效应管需要进行热

- ④ 电流镜象 (Current Mirror)：指利用特性相同的晶体管中，如果 V_{BE} 相等，则 I_C 也相等这一特征，而获得与输入电流相同的折返输出电流的电路。
- ⑤ 空载电流 (Idle Current)：指无信号时的静态电流。
- ⑥ 热散逸 (Thermal Runaway)：随着电流的增大，温升增加，而此温度的上升，又将促使电流增长，形成循环。最严重时，将引起器件产生热破坏。

耦合,而将其尽量远离热源也是同样重要的(除去图1-21所示场合之外)。而且,这一原则不仅限于半导体,对于所有容易受温



热源 2 电路板上的元器件安装情况。①为成为 ②为必须具有双特性的一对晶体管(初级差分放大器用晶体管等)、③聚苯乙烯电容器。

图1-22 电路板上元器件的安装

②使一对晶体管进行热耦合,然而,即使进行一定程度的热耦合,也不能说是十分完全的,因此希望极力减少周围环境的变化。所以,必须尽量远离热源①。

③为聚苯乙烯电容器,虽然不必与其他元件配对安装,但由于它不耐热,所以应离开热源一定的距离。电容器与其他元件相比,其热稳定性较差,而其中又以聚苯乙烯电容器尤为突出。

温度上升的程度将随设计方法而异,而一般情况下,发热的器件有以下几种:

☆晶体管(功率晶体管、即使是小信号晶体管也将消耗较多的电功率)。

☆集成电路(功率集成电路、电源集成电路、ECL^①、S-TTL及其他)。

☆电阻器(功耗大的品种)。

☆电源变压器。

与配对晶体管或FET不同,如②聚苯乙烯电容器,其耐热性差,也不应靠近热源。这类不应靠近热源的元器件有:

☆电解电容器

☆有机薄膜电容器(尤其是聚苯乙烯电容器)

☆发光二极管(LED^③)

☆聚氯乙烯被覆的导线

需要使参数保持高精度的电路、模拟电路(指数、对数、乘除等)电路、微小信号放大电路等必须远离热源。

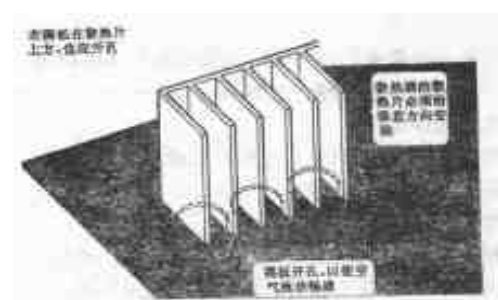
(4) 进行热设计时应考虑空气的流通

在功率电路中,必须考虑散热方法。只是安装散热片不一定能满足需要,若不考虑空气的流通,则不可能获得预想的散热效果,最坏情况下,则可造成器件的损坏。

所制作的电路最后将放入外壳中,从散热考虑,最有效的办法是将功率管之类的热源或将散热片安装在外壳之外。观察专业厂家制造的仪器,往往可看到采用了以上处理方法;从背面观察,就可发现有功率管或散热器。另有一种办法,是以机器的外壳代替散热器,直接将功率管安装在其上。当将功率管安装在机壳上时,必须注意晶体管的电极绝不能与

① ECL(Emitter Coupled Logic):采用共发射极差分电路的逻辑电路。由于晶体管工作在未饱和区,所以速度快,但功耗也就大,不宜用于高逻辑电平电路。

③ 发光二极管LED(Light Emitting Diode):发光二极管,它分为发出可见光和红外光两类,详见3.3二极管一节的叙述。



超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

图1-23 散热片的安装方法

机壳相接触。

也可将散热片安装在机壳之中，如图1-23所示，应在散热片的上下方开孔。若不如此，空气无法流通，从散热片散发出的热量不易散失，造成散热效率的下降。

散热片应沿垂直方向安装。即使是同一散热器，如果其散热片沿水平方向安装，将会造成散热效果的下降（等效热阻增大^⑩）。

在底板上上有发热元件时，也必须考虑空气的流通。若容易受热影响的元件位于同一底板上，而将其底板竖直安放时，必须将发热元件安装在上部。如果将发热元件安装在下部时，热空气上升，将会对其他元件产生不良影响（参见图1-24）。

⑩ 热阻 (Thermal Resister)：表示热传导难易程度的参数，单位 ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$)，当功耗为 1W ，使温度上升 1°C 时，其热阻为 $1^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 。

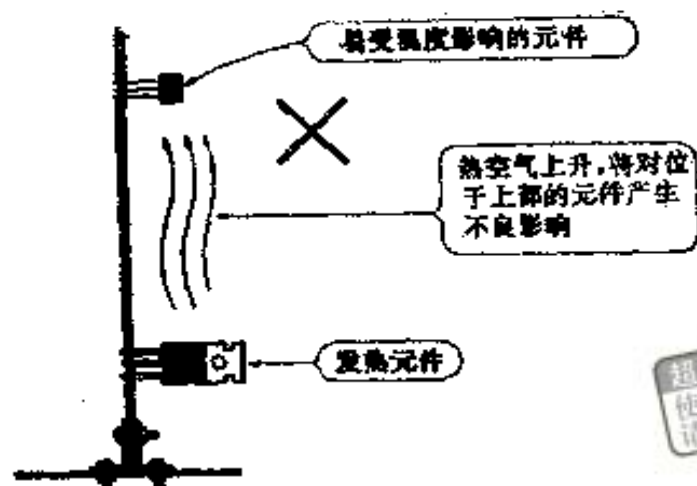


图1-24 底板垂直安放时的不良影响

(5) 元器件的安装应考虑便于使用

在设计印制电路板线路时，应考虑元件的尺寸和布线。此时，自然应注意“1.2布线技术”一节所讲的要领，然而对初学者来讲，容易犯以下错误：

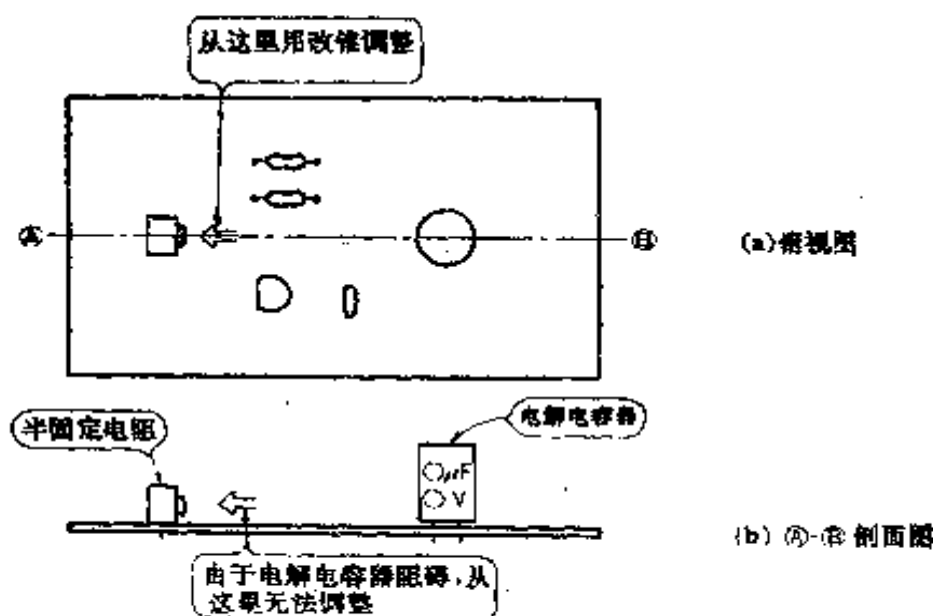


图1-25 安装横向调整的可变电阻器时，应考虑调整时的情况

当使用可变电阻器从横向进行调整时，如果在它的轴向方向上有高的元件，会非常难以调整，这种情况如图1-25所示。使用改锥进行调整时，受到电解电容器阻碍，而无法调整。因此，在其轴方向上不能安装高尺寸的元件。

另外，与元器件的安装不同，如图1-26所示，为了将电路板安装在机器底板上，需要在电路板上开安装孔，如果在安装孔周围没有留下相当余量的区域，则安装用的金属零件将会与电路图形铜箔发生短路，从而成为预想不到的故障发生原因。

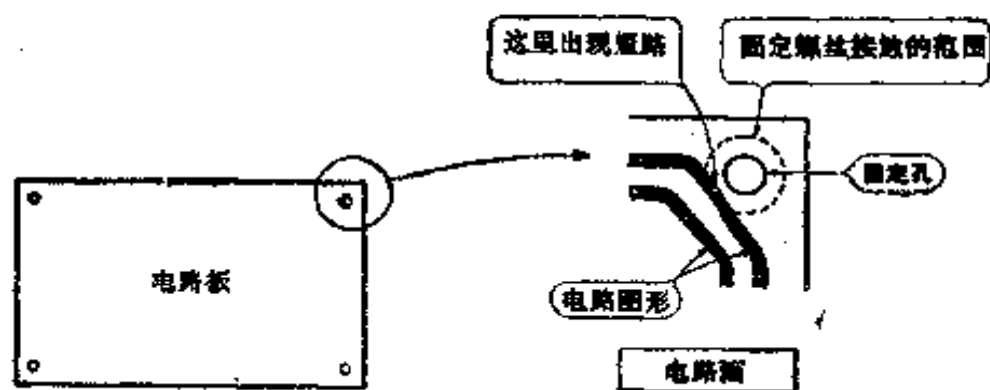


图1-26 注意电路板安装孔附近的电路图形

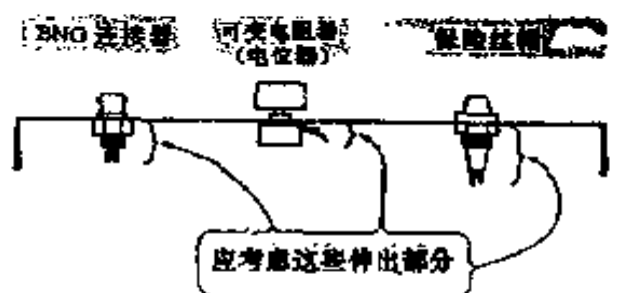


图1-27 将元件装入机壳时的注意事项

在完成元器件安装之后，不仅应考虑电路板，而且还应考虑装入机壳中的元件的放置问题。由于安装在前后面板上

的元件(如可变电阻器、开关、发光二极管、连接器、插座、保险丝盒等),或多或少地会向机壳内部延伸(如图1-27),若在机壳上开孔之后,才考虑如何安装这类元件,就可能会发生元件之间相碰的问题。

超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

第二章 运算放大器的 使用方法

超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

2.1 运算放大器简介

(1) 什么叫做运算放大器

数字电路即为TTL或C-MOS逻辑电路，而谈到模拟电路，首先就应想到运算放大器。但是，这里讲的运算放大器是怎样一个器件呢？

简而言之，运算放大器是具有两个输入端，一个输出端，以极大的放大率将两输入端之间的电压放大之后，传递到输出端的一种放大器。

如果以电路符号来表示运算放大器，则如图2-1，可表示为三角形。它的两个输入部分分别叫做非倒相输入(IN^+)和倒相输入(IN^-)。它以极大的放大率将倒相输入端与非倒相输入端之间的电压放大，然后从输出端(OUT)输出。

(2) 封装方式

上面介绍了运算放大器的简单概念。如果了解了它的外形情况，就容易根据图象来做判断。

各种运算放大器的外形照片和内部电路分别示于照片2-1~2-3和图2-2中。

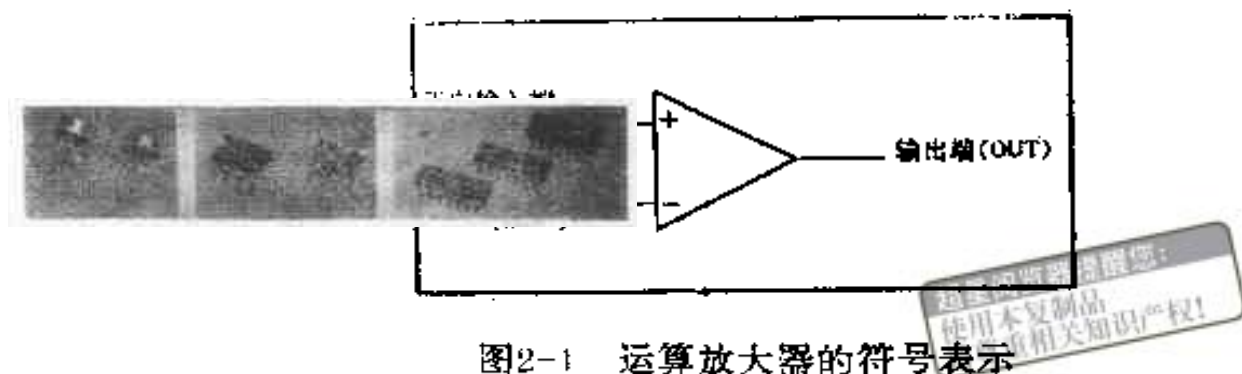


图2-1 运算放大器的符号表示

照片2-1 CAN8
引线封装

照片2-2 DIP8
封装引线

照片2-3 DIP14
引线封装

管壳封装(CAN型)

照片2-1、图2-3(a)是一种最老的形式,为管壳封装,外壳为金属制的。由于封装成本高,目前,除有高可靠和特殊性能要求的少数型号之外,已经不大使用这种封装方式了。这种管壳封装方式中,引线数多为8条。引线的编号,一般以凸起处为第8引线;从底部看,按顺时针方向,分别为1、2、…8引线(图2-3(a))。

双列式8引线封装(DIP-8)

照片2-2、图2-3(b)为双列式(Dual Inline Package)8引线方式。封装材料为塑料,目前一般使用的运算放大器以这种方式为主。引线编号,从上看,按反时针方向,一例为1~4,另一例为5~8引线。通常第一引线处都有一个凹缺记号(图2-3(b))。

双列式14引线封装(DIP-14)

照片2-3、图2-3(c)为14引线双列式,它是基本的双列8

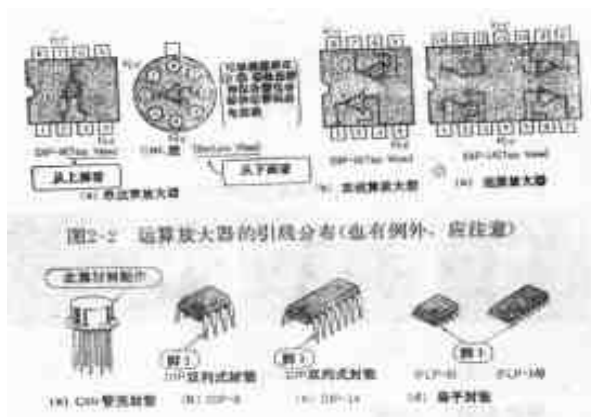


图2-3 各种封装形式

引线方式的引线增加后的产品。这种类型是在一个封装中装入了多个运算放大器电路。

一般业余爱好者使用的运算放大器的封装，可以说均为以上三种形式。此外，也有使用陶瓷材料和扁平形封装的，其目的分别在于使器件小型化和提高可靠性。

(3) 单、双、四运算放大器

在一个封装之中，放入一个运算放大器电路的称为单(Single)运算放大器；放入两个运算放大器电路者称为双(Dual)运算放大器；放入4个运算放大器电路者，称为四(Quad)运算放大器。使用四运算放大器的电路，比使用单、双运算放大器组装的电路板，面积可变得更小。

在几乎所有的封装中，若为单运算放大器，则使用管壳

型封装或8引线双列式封装；若为双运算放大器，则使用8引线双列式封装；若为4运算放大器，则使用14引线双列式封装。并且，在一般情况下，引线的分配一般是通用的，如图2-3。尽管也有例外，对业余爱好者使用的运算放大器来讲，可能只会使用以上几种封装方式。因此，弄清这种引线的分布方式，将非常方便。

对单运算放大器来讲，有的产品可利用剩余的①、⑤、⑧引线进行外部相位补偿^①或进行位移调整^②。

(4) 原型和复制型产品

有的厂家制造的运算放大器其内部等效电路和特性几乎与另外厂家生产的运算放大器完全相同。将最早生产厂家的产品称为原型产品，而将此之外的厂家生产的产品称为复制型产品。复制品越多的运算放大器，说明其应用越广泛。

例如极为受用户欢迎的一种运算放大器4558，其原型厂家为Raytheon公司，RC4558或RM4558为其正式的型号名称。与此相对应，复制型具有负有盛名的RC/RV/RM/TL4558(TI)、MC4558(Motorola)、SE/NE4558(Signetics)、 μ PC4558(日电)、HA17558(日立)、TA75558(东芝)、NJM4558(新日本无线)等。从这些型号名称可以知道，大致采用了相似的编号。并且其性能也完全相同或具有几乎完全相同的性能。

(5) 运算放大器的互换性

互换性是指能否用其他的产品来更换某种产品。例如在

- ① 相位补偿 (Phase Compensation)：通过相位超前或滞后，以使电路稳定。
- ② 位移 (offset)：指无输入时出现的输出位移，位移的调整是指输入为零时，将输出也调为零。

某一电路中，欲使用前面所讲的Raytheon公司的RC4558，然而在不可能弄到这种产品时，不必受此限制，使用复制型4558并没有什么差别，能够获得与原型器件相同的效果。这样，复制型的数量越多，越能简便而廉价地得到这种器件，得到稳定地供货[●]。

在使用没有复制品的运算放大器的电路中，如果弄不到这种运算放大器怎么办呢？即使此时，也可查看数据手册，如果能弄到具有相似特性的运算放大器，则即使在性能方面有所差异，在一般情况下，也能正常使用。

如果连相似特性的运算放大器也没有时，只要没有运算

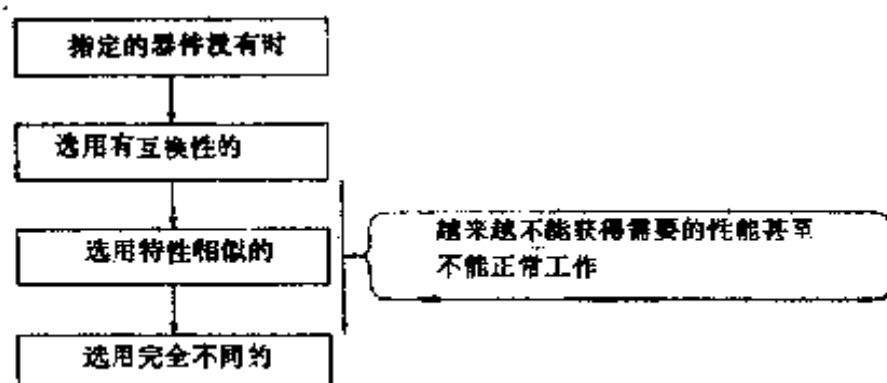


图2-4 当指定的运算放大器没有时

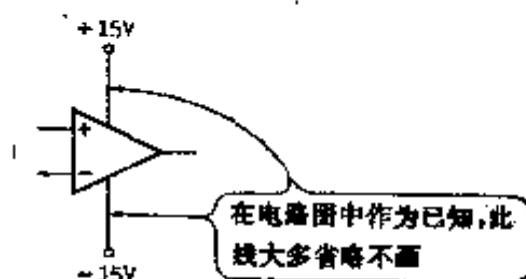


图2-5 运算放大器的电源线

● 供货(Delivery)：指元器件的供应。

放大器特性方面的特别严格的要求，也可以使用性能相当不同的运算放大器。以上情况见图2-4。

顺便指出，本书制作篇中所使用的运算放大器，即使是非指定的运算放大器，一般都能获得几乎一样的工作效果。

(6) 电源供电方式

运算放大器的电源，如图2-5所示，一般采取 $\pm 15\text{V}$ 供电。在电路图中，由于电源电压是众所周知的，为使电路图简化，一般都将此电源线省略掉了。

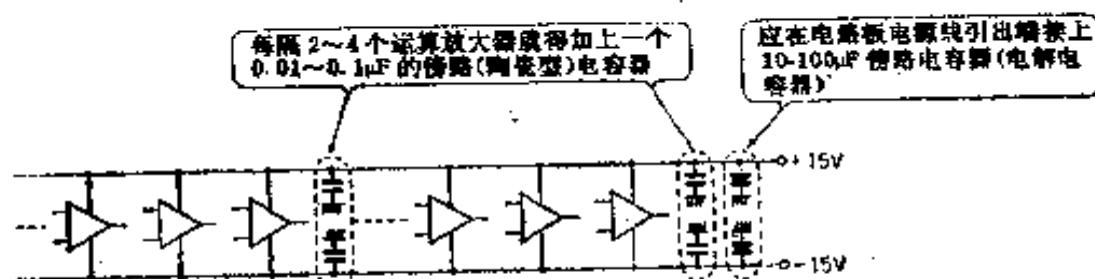


图2-6 旁路电容器的连接方式

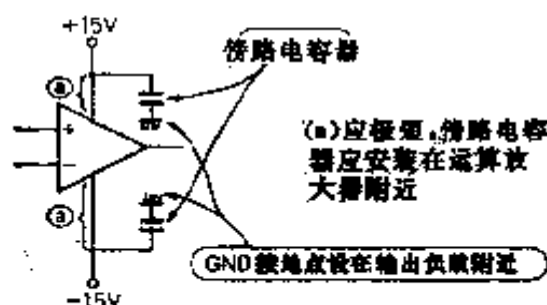
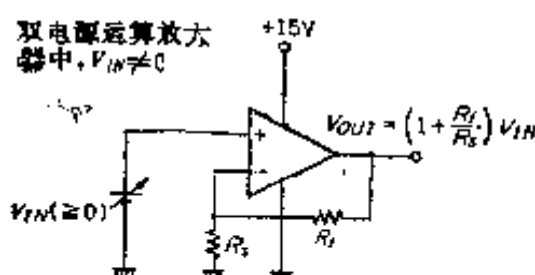


图2-7 旁路电容器的分布

在实际布线时，由于存在着印制电路线路铜箔阻抗的影响，所以必须接入旁路电容器。如图2-6所示，每2~4个运算放大器就得加接一个高频旁路电容器(陶瓷型，0.01~0.1μF)及在电源线的连接处也要接入一个电解电容器(10~100μF)。当其所处理的频率较高时(大约100kHz以上)，每一



超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

图2-8 单电源运算放大器的应用

个运算放大器处，接入一个旁路电容器。此时，如图2-7所示，旁路电容器的安装必须尽量靠近运算放大器的电源端。

运算放大器的电源电压一般为 $\pm 15\text{V}$ ，实际上，在稍低的电压下也能工作。多数情况下，在 $\pm 10\text{V}$ 时就可正常工作，有的产品即使在 $+5\text{V}$ 以下也能正常工作。

并且，如果能稳定地提供偏压，即使采取单电源供电也能工作，而如果使用单电源运算放大器时，如图2-8所示，能制作采用单电源，在 $V_{IN}=0\text{V}$ 下能正常工作的电路。当然，将单电源运算放大器工作在双电源下，是允许的。

2.2 运算放大器的基本工作原理

(1) 理想运算放大器的工作原理

关于运算放大器的概念，前面虽然已经介绍过了，这里再稍微详细地介绍一下。

由于运算放大器的增益①极高，所以不能在两输入端子之间加上输入信号，而一定要用作反馈放大器②。这种运算

- ① 增益(Gain)：输出信号大小与输入信号大小之比，称为增益，也称为放大率、放大倍数。
- ② 反馈放大器(Feedback Amplifier)：指从输出端向前一级加以负反馈的放大器。处理音频以下频率的放大器，除特殊情况之外，均为反馈放大器。

放大器基本上可分为图2-9所示的非倒相放大电路和图2-10所示的倒相放大电路两类。

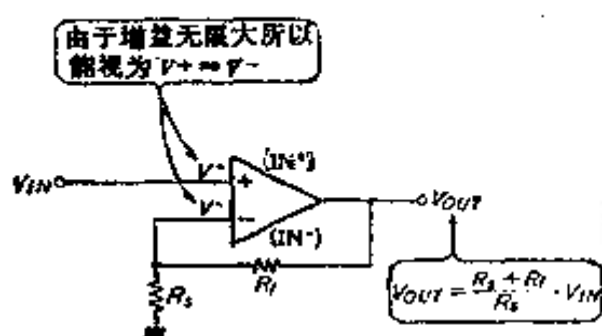


图2-9 非倒相放大电路

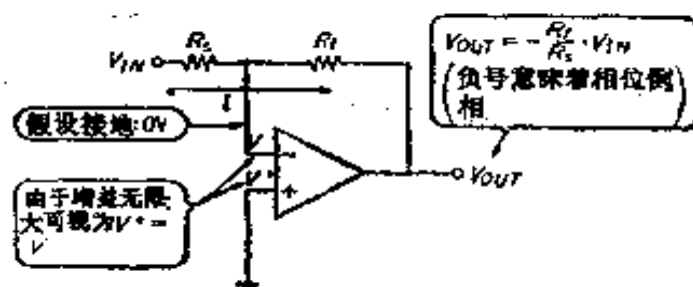


图2-10 倒相放大电路

(a) 非倒相放大电路

首先，我们来讨论非倒相放大电路。设 IN^+ 端和 IN^- 端的电压分别为 V^+ 和 V^- ，并认为运算放大器的增益为无限大，则为要获得有限的输出电压，则 $V^+ = V^-$ 。这点则是运算放大器工作中的一大特征。在此前提下，分析电路工作就能变得十分简单。根据此特征，输入与输出的关系为：

$$(V^+ =) V_{IN} = \frac{R_S}{R_f + R_S} \cdot V_{OUT} (=V^-)$$

$$V_{OUT} = \frac{R_f + R_S}{R_S} \cdot V_{IN}$$

(b) 倒相放大电路

下面我们来分析倒相放大电路。 $V^+ = V^-$ ，这点是与非

倒相放大电路情况相同的, 所以 $V^- = 0V$ 。这样, 尽管有输入信号, 然而 IN^- 端子处为 $0V$ 。恰似接地, 所以被叫做假想接地。于是, 若讨论流经 R_s 、 R_f 的电流 I , 则由于运算放大器的输入电流为 0 , 则

$$I = \frac{V_{IN}}{R_s} = -\frac{V_{OUT}}{R_f}$$

据此, 可得出输入与输出的关系

$$V_{OUT} = -\frac{R_f}{R_s} \cdot V_{IN}$$

可见, 非倒相放大电路和倒相放大电路, 是从对应于输入, 其输出是否倒向这一事实出发而得名的。

超星浏览器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

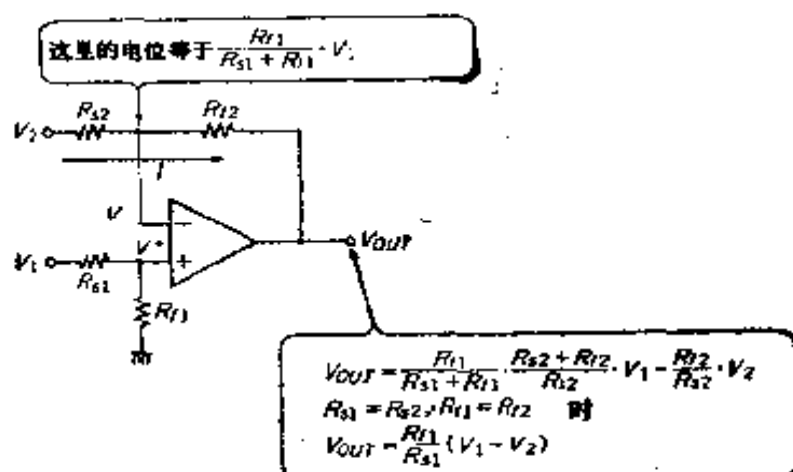


图2-11 差分放大电路

(c) 差分放大电路

如图2-11所示, 可将两个这种放大电路组合成差分放大电路。 IN^+ 端的电压 V^+ 由 R_{s1} 和 R_{f1} 分压而得

$$V^+ = \frac{R_{s1}}{R_{s1} + R_{f1}} \cdot V_1 (= V^-)$$

流经 R_{s2} 和 R_{f2} 的电流 I 为

$$I = \frac{V_2 - V^-}{R_{s2}} = \frac{V^- - V_{OUT}}{R_{f2}}$$

由上述两式可得

$$V_{OUT} = \frac{R_{f1}}{R_{s1} + R_{f1}} \cdot \frac{R_{s2} + R_{f2}}{R_{s2}} \cdot V_1 - \frac{R_{f2}}{R_{s2}} \cdot V_2$$

其中, 如设 $R_{s1} = R_{s2}$, $R_{f1} = R_{f2}$, 则

$$V_{OUT} = \frac{R_{f1}}{R_{s1}} \cdot (V_1 - V_2)$$

即差分放大器能够获得与 V_1 和 V_2 之差成正比的输出。

(2) 实际的运算放大器

以上所述均是理想的运算放大器的情况。实际上, 运算放大器的增益不可能无限大, 有电流向 IN^+ 、 IN^- 端子流入 (或流出), 并且其电流不一定相等。即使无信号时, V^+ 、 V^- 之间也有一定的电压。

(a) 输入偏置电流 (I_B) 的影响

如果运算放大器的输入级由晶体管构成, 要使电路能正常工作, 应有偏置电流 (基极电流) 流过。该输入偏置电流流经反馈电阻时, 会产生压降, 从而造成输出误差。

在图2-12电路中, 尽管无输入, 但是在输出端也会出现位移电压 V_{OFFSET} 。此 V_{OFFSET} 为:

$$V_{OFFSET} = I_B^- \cdot R_f - \left(1 + \frac{R_f}{R_s} \right) \cdot R_c \cdot I_B^+$$

由于 $I_B^- \approx I_B^+$, 设 $R_c = R_s // R_f$ (R_s 与 R_f 并联的值), 则 $V_{OFFSET} = 0$, 输入偏流的影响消失。并且, 采取 C 耦合, 将电容器与 R_s 串联时, 若设 $R_c = R_f$, 则 $V_{OFFSET} = 0$ 。

对于采用场效应管构成输入级的运算放大器, 由于输入偏流几乎可以忽略不计, 不必产生过去的顾虑。但是, 对于采用场效应管输入的运算放大器来讲, 如果温度上升 10°C ,

则输入偏流将增高两倍，因此，这种运算放大器必须避免在高温情况下使用。

(b) 输入位移电流(I_{I0})的影响

在前项中，设 IN^+ 端、 IN^- 端的输入偏流 I_B^+ 、 I_B^- 相等，但实际上二者之间多少有些不同， I_B^+ 与 I_B^- 之差被叫做输入位移电流。

当设定常数，而使输入偏流不致产生影响时，因输入位

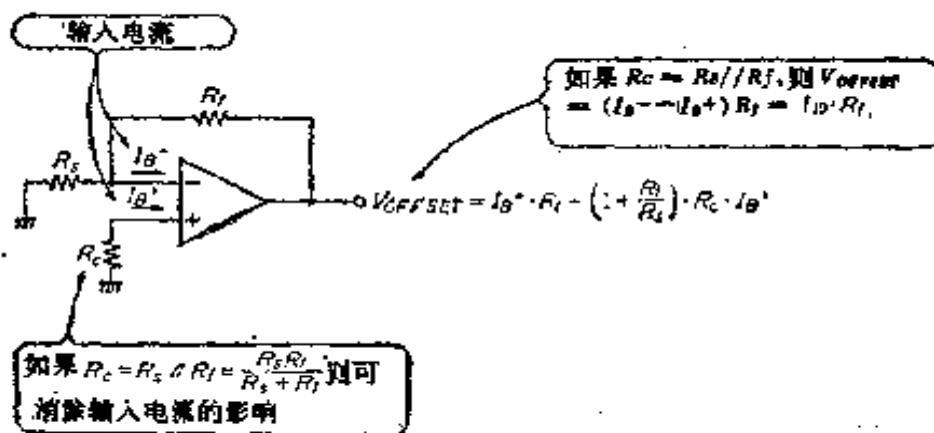


图2-12 输入偏流、输入位移电流的影响

移电流 I_{I0} 所造成的输出位移电压 V_{OFFSET} 为：

$$V_{OFFSET} \approx I_{I0} \cdot R_f$$

它与 R_s 和 R_c 无关，于是对于通用双极型输入运算放大器来讲， R_f 的上限值为100kΩ，希望 R_f 值更大时，应使用场效应管输入运算放大器。

(c) 输入位移电压(V_{I0})的影响

在造成输出误差的原因中，有输入偏流，输入位移电流，还有输入位移电压。

如图2-13所示，虽然没有信号，然而工作时宛如在输入端加上了 V_{I0} 的电压。因此，在输出端出现了增益倍数的 V_{I0} 电压。这与输入偏流和输入位移电流不同，不能通过电阻值

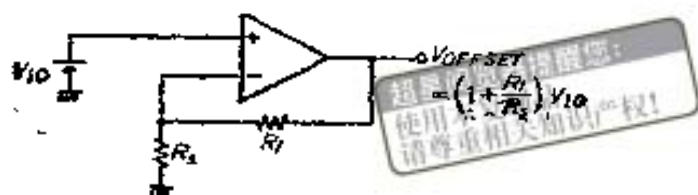


图2-13 输入位移电压的影响

的设定来减小其影响。

因此，对单运算放大器来讲，一般具有偏位移电压调节端子，如图2-14所示，接入可变电阻，可以将位移调整为0。

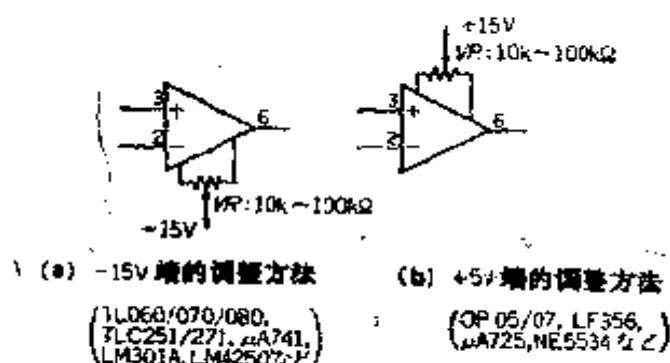


图2-14 单运算放大器的位移电压调整方法

(3) 参数的设定

现在来分析图2-15所示的非倒相放大电路。以此电路制作增益10(20dB)的放大电路时，增益 A_v 为：

$$A_v = 1 + \frac{R_f}{R_s}$$

因此， A_v 与 R_s 、 R_f 的绝对值无关，可由其比值决定。

(a) 当反馈电阻过小时

现设 $R_s = 1\Omega$ 、 $R_f = 9\Omega$ ，计算出 $A_v = 10$ 。那么在实际使用运算放大器，采用上述电阻值时，看看是否能获得增益为10的放大电路。

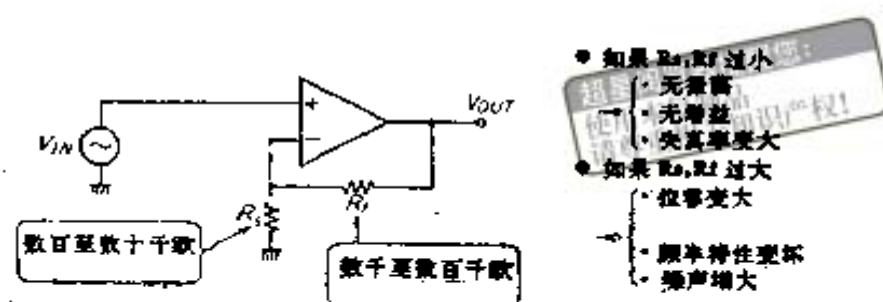


图2-15 反馈电阻的范围

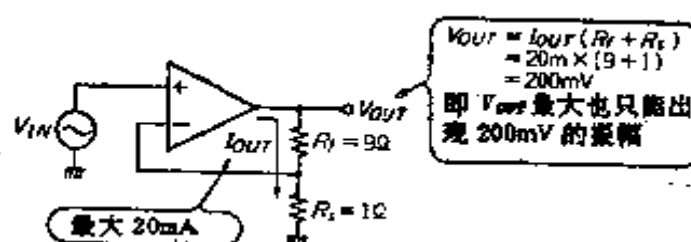


图2-16 反馈电阻过小时

回答是否定的。其原因在于，对于运算放大器来说， $R_s + R_f$ 是负载，若 V_{OUT} 出现振幅，则与此相对应的电流将流经 R_s 、 R_f 。一般的运算放大器的输出电流不超过 20mA。若按此计算， V_{OUT} 仅会出现振幅为 200mV 左右的信号 (图2-16)。

并且，由于开环增益与负载电阻成正比，则开环增益大大下降，不仅得不到必要的增益 (这里为 10)，而且失真率也大大增加。

(b) 反馈电阻过大时

那么设 $R_s = 1\text{M}\Omega$ 、 $R_f = 9\text{M}\Omega$ ，情况又将如何呢？这样一来，前述情况不存在了。此时，无论增益，还是振幅均可获得需要的数值。

然而，现在又会出现其他的问题。流经 IN^- 端子的输入偏流的影响不能完全忽略不计， V_{OUT} 出现输出位移，最坏

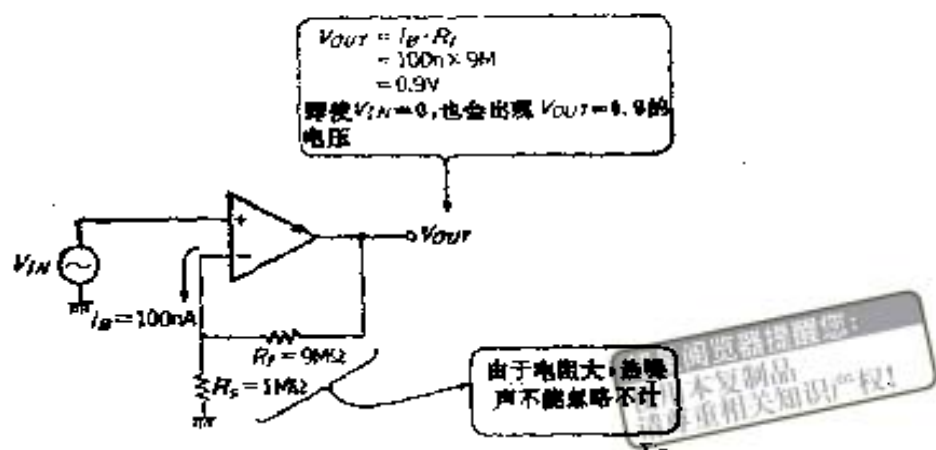


图2-17 反馈电阻过大时

情况下输出将出现饱和现象❶ (图2-17)。

寄生电容的影响也不能忽视, 当信号频率增高时, 增益将失常, 电阻引起的热噪声❷的影响增加, 输出噪声会增大。

(c) 反馈电阻适当的范围

如上所述, R_s 、 R_f 的值存在着一个适当的区域, 这个区域通常为几百欧至几百千欧。通常, 选取 $R_s + R_f$ 为几千欧至几十千欧 (图2-15)。

这一阻值范围不仅适用于非倒相放大电路, 而且对于倒相放大电路或差分放大电路也是适用的。但是, 在这种情况下, 从输出端到 IN^- 端之间的反馈电阻值 (图2-10的 R_f 、图2-11中的 R_{f2}) 应在几千欧以上。

- ❶ 饱和 (Saturation): 指电路工作超出线性区域, 即使有输入, 其输出已经不再随输入而成比例地变化。此时, 输出电压接近 V_{cc} 或 V_{EE} 。
- ❷ 热噪声 (Thermal Noise): 指即使电阻器上没有电流流过, 在电阻器上所发生的噪声。

$$V_N = \sqrt{4kT \Delta f R} \quad (V_{\text{rms}})$$

k : 玻尔兹曼常数 (1.38×10^{-23})

T : 绝对温度 (K)

Δf : 噪声频谱 (Hz)

R : 电阻 (Ω)

成分为白噪声 (频谱范围内噪声不变)。

第三章 晶体管和晶体二极管的使用方法

超星数字图书馆提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

即使采用运算放大器，也能进行模拟电路的设计，然而从发展的眼光来看是不足的。若离开分立器件晶体管和晶体二极管，仍然是无法讨论模拟电路的。

本章将简要地从电性能及其他方面来讨论晶体管和晶体二极管。

3.1 晶体管的种类及外形

(1) 晶体管的种类

晶体管的种类有几十种或更多，而且还在继续增加。就其工作原理而言，无论何种晶体管均是相同的。然而，之所以会有上述那么多的品种，其原因在于按照不同的用途，其性能和外形各异。并且随着电子技术的发展，晶体管的性能和可靠性等指标还在不断提高，成本在下降。

若按用途的不同分类，晶体管大致可分为：

- ① 通用型晶体管
- ② 低频小功率放大管
- ③ 低频大功率放大管
- ④ 高频小功率放大管
- ⑤ 高频大功率放大管
- ⑥ 小功率开关管

⑦ 大功率开关管

但是, 这些晶体管之间的界限并不一定十分明确, 所以存在着如何划分其界限的问题, 并且, 有的晶体管一只管子具有几种功能。

① 通用型晶体管

是指一般用途的晶体管, 价格也最便宜, 但不能适应特殊的使用要求。换言之, 这种通用晶体管在性能方面无法满足特殊性能需要。

② 低频小功率和大功率放大晶体管

主要是指用以放大从直流到音频带^①信号的晶体管。现在的低频管多数也能使 f_T ^②达到100MHz以上。在小功率放大用晶体管中, 有噪声特别小的低噪声晶体管。

③ 高频小功率和大功率放大用晶体管

这种管子是用来放大高频信号的。若为小功率放大管, 它的 f_T 可从几百兆赫到几千兆赫。若为大功率放大器, 则在所规定的频率下, 能获得几瓦的输出。主要用于频率在几百千赫至几兆赫以上高频信号的功率放大。

④ 小功率和大功率开关晶体管

规定晶体管“开关”动作所用的时间(上升时间^③ t_r 、下降时间^④ t_f 、存贮时间^⑤ $t_{r,s}$)和减小饱和电压^⑥, 是这类晶

① 音频带: 指人耳可以听见的频带, 大致为20~20kHz。

② f_T (Transition Frequency): 指 $h_{fe} = 1$, 即基极电流变化与集电极电流变化量相等时的频率。

③ 上升时间(Rise Time)、下降时间(Fall Time)、存贮时间(Stage Time): 在基极上加上理想化的脉冲电流时, 与此对应, 集电极电流也将变化, 此时的集电极电流上升所需的时间, 下降时所需的时间, 以及从基极电流消失到集电极电流开始下降各自的时间。

④ 饱和电压(Saturation Voltage): 指管子饱和状态下, 集电极与发射极之间的残留电压。详见后述(2.2晶体管的基本工作)。

晶体管的特点。大多数这类管子不给出 f_T 参数值。

(2) 晶体管封装



比，其外壳的种类要多得多。这的外壳，参见照片3-1至照片3-4。三极管有5~6条腿；还有的完全不同。

照片3-1的TO-92型是最一般的形状，在制作篇的叙述中也指出这种外形的晶体管是使用最多的。通用晶体管和小功率放大用晶体管采用这种外形的是相当多的。

照片3-2为片状管，其特征在于尺寸非常小，而且为适

应表面安装技术的需要，采取无引线结构。对于最近发展起来的高密度组装产品(摄象机、耳机或立体声音响等)可说是必须使用的。但是，对业余爱好者来讲，由于尺寸太小，又没有引线，使用不便，因此，本书中根本不使用这种管子。

照片3-3的TO-220型外形多用于集电极功耗^②为几瓦至60瓦的功率管。必须带散热器使用，在散热片上开有安装孔。

照片3-4的TO-3型为集电极功耗在40~200W的功率管所使用的外壳。带有*号的是管壳型，曾经以这种管壳式为主流产品，然而，由于制造成本和安装方面的困难，现在以模塑型为主流产品了。

图3-1为各种外壳引线的分布图。TO-92型产品将打有标志的一面朝向自己，几乎都是从左开始为发射极、集电极和基极。

大部分TO-220、TO-3(塑封)型管子都是与TO-92型相反，将打有标志的一面朝向自己，从右数起为发射极、集电极和基极。但是这里应注意，安装在散热器上的片状部分是与集电极相连的。因此，在将管子安装在散热器上时，必须

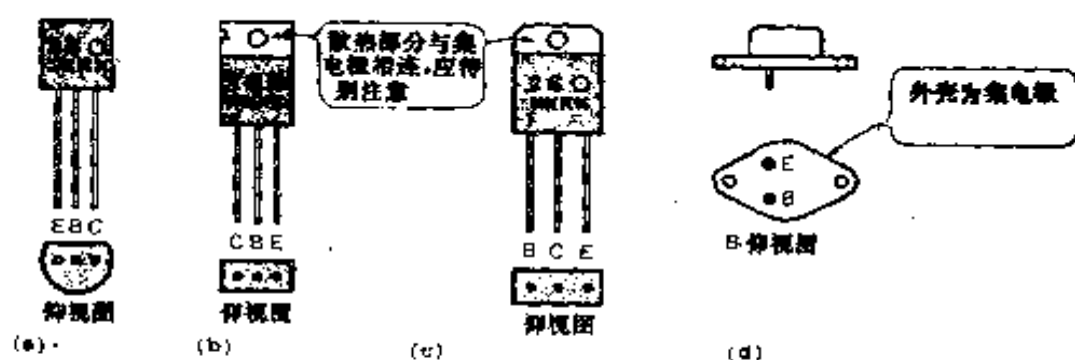


图3-1 各种外壳的引线分布

② 集电极功耗 (Collector Dissipation): 指晶体管所耗散的功率 ($V_{CE} \times I_C$)。这里指结温25℃时的最大值。

进行绝缘处理。

TO-3(管壳)型产品如图所示,这类产品如无特别的要求,其集电极端子亦为金属外壳。

上面所讲的情况对于绝大部分晶体管均适合。然而,有的管子具有与之完全不同的形状和引线分布。因此,在实际使用时,应该弄清各种管子的引线分布情况。

(3) 晶体管的互换性

超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

在其种类要比运算放大器多得多的晶体管中,弄不到所需要的管子的情况要比运算放大器为多。由于用途方面的原因,有时是不能相互替换的。最简单的方法是查阅最新版本的晶体管互换表。

必须知道的是,互换表中所指出的,仅限于最大额定值^①、电性能等几乎所有的指标均有互换性的产品。而在实际应用时,多数情况下只要一部分参数有互换性也就可以了。

在最大额定值方面,多数情况下,只要管子具有超出需要值的一定余量即可。此时,可以用以替换额定值低的晶体管。对管子的最大额定值的要求是,与实际应用电路中的最大值相比,管子的电压、电流额定值应高20%;功率额定值应有两倍的余量。

表3-1是管子的性能参数。对原来使用的晶体管来说,新管子的特性参数须满足该表中所列出的条件。其实有时即使没有一个参数能满足条件,也能正常地工作,该表只能是一个大致的参考。

^① 最大额定值:指晶体管上所加的电压、电流、功率及温度的最大值。在这些额定的条件中,不能同时满足两个以上。

表3-1 选择有互换性晶体管之前的注意事项

与原晶体管的比较	特性项目
相同	f_T, C_{oe}
相同或更高	β_{FZ}
相同或更低	V_{CEsat}, NF, I_{CBO} I_{CIS}, I_{CIS}, I_f

3.2 晶体管的基本工作原理

(1) 基极电压、电流与集电极电流的关系

为了了解晶体管的基本工作原理，现在讨论图3-2所示电路。

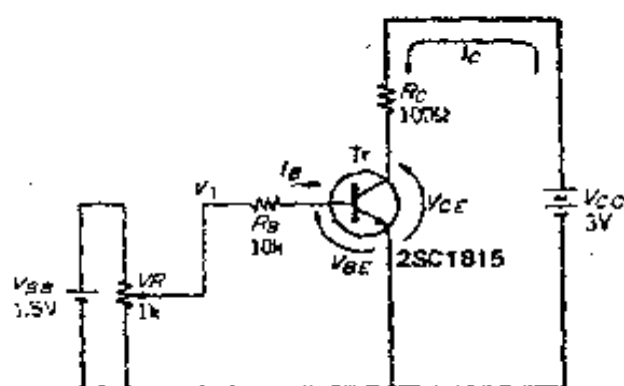


图3-2 分析晶体管 $V_{BE} - I_C$ 特性的电路

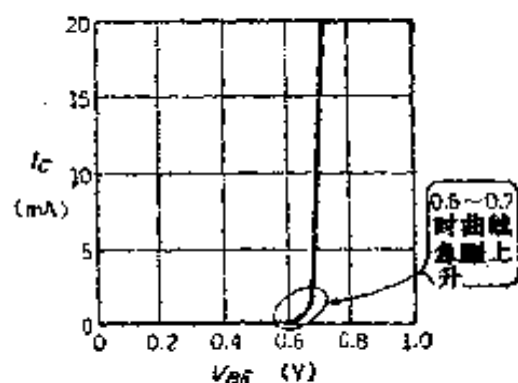


图3-3 晶体管的 $V_{BE} - I_C$ 特性

① V_{BE} 与 I_C 的关系：开始时，将可变电阻器旋转到最低位置， $V_{BE} = 0V$ 。从此状态开始逐渐旋转可变电阻，使 V_{BE} 增大，于是来讨论流经晶体管的电流 I_C 如何变化。

图3-3是 V_{BE} 与 I_C 的关系。由此可见，在 $0.6 \sim 0.7V$ 处，

I_C 将开始急剧变化, 如果 V_{BE} 稍微增大一点, 就会招致 I_C 大幅度地上升(若 V_{BE} 增加18mV, 则 I_C 将增大两倍)。

如果要使 I_C 仅仅保持适当的数值, 则必须使 V_{BE} 维持在0.6~0.7V左右。

图3-4是可变电阻器的旋转角与各部分电压、电流值之间的关系。可变电阻器的抽头电压 V_1 为与转角成正比的电压。然而, V_{BE} 不会比0.7V大多少。假如将 $V_{BE}=1.5V$ 的电压直接接到晶体管的基极上, 则 V_{BE} 当然也就是1.5V。这样一来, 晶体管会立即被损坏, 所以这是绝不能允许的。即使是像功率管那样的承受能力强的晶体管, 上述规则也是适用的。

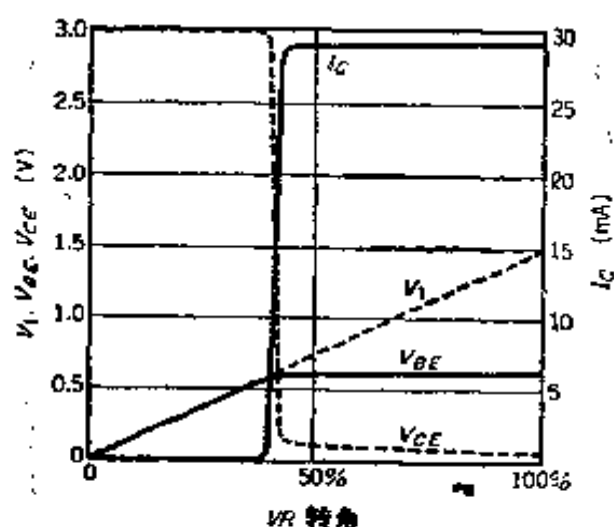


图3-4 各部分电压/电流与可变电阻转角的关系

随着 I_C 的增加, R_C 上的压降变大, 于是 V_{CE} 将减小。如果 V_{CE} 降到0.1V时, I_C 将不可能再上升。晶体管的这种状态被称为饱和状态, 将有 I_C 存在, 但未进入饱和的情况称为主动状态。

② I_B 与 I_C 的关系: 下面, 以下式来表示 I_B 与 I_C 的关系:

$$I_C = h_{FE} \cdot I_B$$

若将 I_B 看成是输入电流， I_C 为输出电流，则 h_{FE} 可看成是放大率，将 h_{FE} 叫作(发射极接地)电流放大系数。

h_{FE} 的数值在几十至几千范围内。只要不是极微弱的小电流或大电流(如对2SC1815来讲，约 $10\mu A$ 以下，和 $100mA$ 以上)，则即使 I_C 变化， h_{FE} 也不会怎么变化。

然而，如果晶体管进入饱和区，则 h_{FE} 将会急剧变小，小到10以下或者1以下。于是，当其使晶体管进行线性工作时，只能应用主动区而不能进入饱和区。

(2) 放大电路的基本形式

上面我们讨论了直流静态特性，下面再来看放大电路的情况。基本的放大电路分为发射极接地、集电极接地和基极接地三类。可以说，不管是多么复杂的放大电路，信号系统均是由这三类电路组合而成的。这里仅介绍发射极接地和集电极接地电路，由于基极接地电路并不像其他两种电路那样普遍使用，所以以后有机会再来讨论。

① **发射极接地电路：**发射极接地电路是使用得最多的形式，基本电路如图3-5所示。也经常使用在发射极电阻 R_E 上并联电容器 C_E ，使发射极进行交流接地的方法，发射极接地的名字就是由此而获得的。

输入与输出的关系可用下式表示：

$$V_{OUT} = -\frac{R_C}{r_e + R_E} V_{IN}$$

如果使用 C_E ，则对交流而言， $R_E = 0$ ，于是增益 A_v 可以自由大约在 $0 \sim 1000$ 倍之间选定。假如，使用 C_E ，设 $R_E = 0$ ， $R_C = 2.6k\Omega$ ， $I_E = 1mA$ ，则 A_v 变成100倍(40dB)。

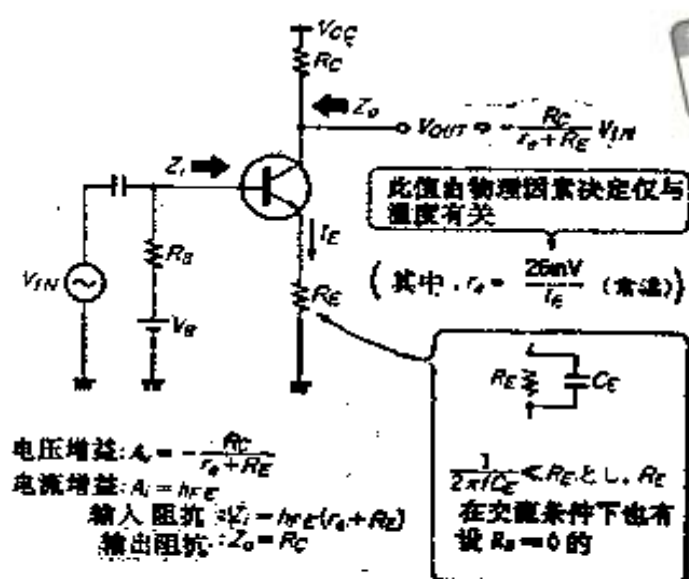


图3-5 发射极接地电路

发射极接地电路的特点在于能够简单地获得高增益。然而，被放大后的信号是以倒相方式出现在集电极上的，由于集电极与基极之间的电容量造成密勒效应的影响，其频率特性不如其他电路。究竟有多大程度的影响？这将取决于增益 A_v ，高频区的截止频率为 $1/A_v$ 。

② **集电极接地电路：**仅次于发射极接地电路而大量应用的是集电极接地电路，通常称为射极跟随器。基本电路形式见图3-6。由于集电极对交流接地，因此得名。

电压增益约为 1，输入与输出的波形相同。此外，这种电路的特点在于，输入阻抗 Z_i 高，输出阻抗 Z_o 低，例如若设 $R_B = 10\text{k}\Omega$ ， $I_E = 5\text{mA}$ ， $h_{FE} = 200$ ，则输入阻抗为 $2\text{M}\Omega$ ，输出阻抗为 5.2Ω 。但是，从实际的信号源一方所观察到的阻抗为 $Z_i // R_B$ ，由于 R_B 的影响大，所以在基极电流所造成的电压下降所允许的范围内， R_B 必须尽量大。

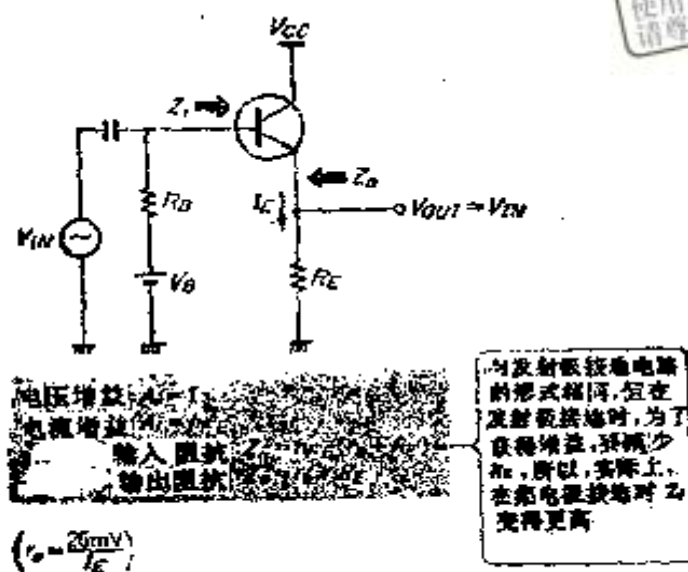


图3-6 集电极接地电路(射极跟随器)

3.3 晶体二极管的使用

(1) 基本特性

① 正向特性

为了了解二极管的基本工作情况,我们来分析图3-7所示的电路。

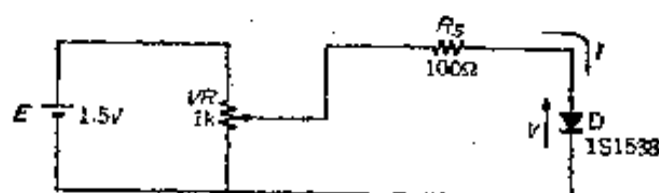


图3-7 研究二极管 $V-I$ 特性的电路

首先,将可变电阻器旋转到最低位置,使 $V=0V$ 。从这一状态开始,旋转可变电阻器,使 V 缓慢增大,则如图3-8所

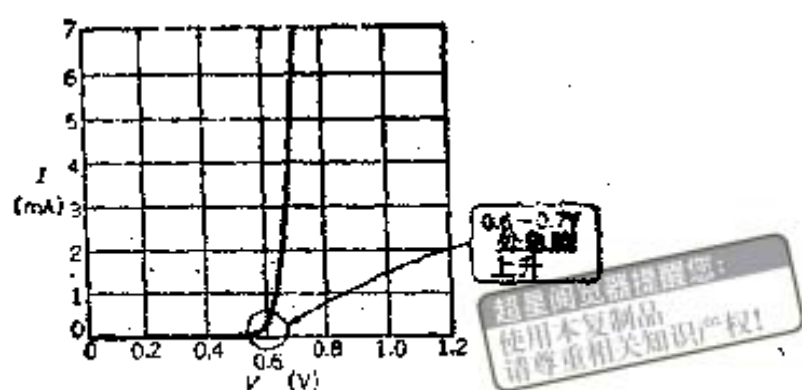


图3-8 $V-I$ 特性

示, 在 $V=0.6\text{V}$ 处, I 将急剧上升。即使再旋转可变电阻器, V 值也在 $0.6\sim 0.7\text{V}$ 左右, 而不会超过这一数值。

如果仔细地研究图3-8曲线, 注意到正是电流值多少有所差别(若减小 R_s , 也可能使电流大致相同), 但与图3-3的晶体管 $V_{BE}-I_C$ 的特性曲线几乎相同。这是因为两者都是采用硅制作的。

与晶体管的情况一样, 如果有适当的电流流过二极管, 则其两端的电压一定为 $0.6\sim 0.7\text{V}$ (此电压叫作 V_F)。如果设 $R_s=0$, 并将可变电阻调到最上端(二极管上直接加上电源电压 E), 则二极管被损坏, 所以这是绝不能允许的。

② 反向特性

将电源电压 E 更换为负电压, 如果高于 1.5V 时, 研究将会出现什么情况。

将此情况示于图3-9。二极管仅允许在一个方向上有电流流过, 但是, 实际上也会有很小的反向电流。并且, 如果在负方向上使 V 增大时, 存在着电流突然变大的时刻。如果此电流不被限制, 则二极管将被破坏。

以上基本情况对所有二极管都是适用的(也有部分二极管例外)。在何种情况下二极管工作呢? 这将随二极管的种类

和用途而异。

超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

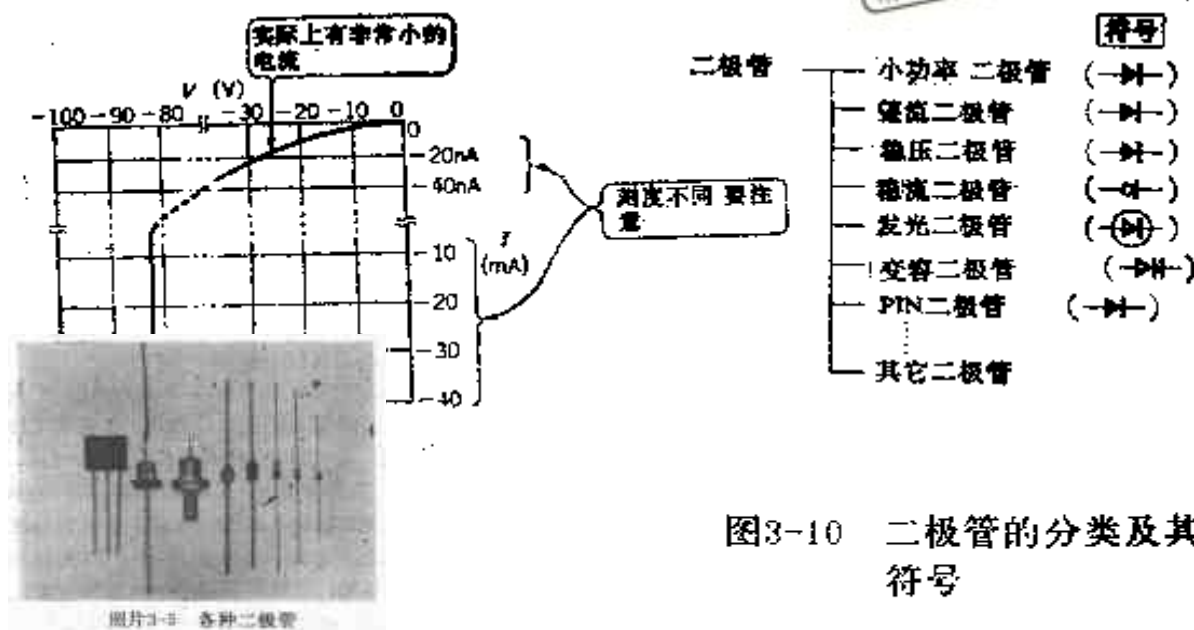


图3-10 二极管的分类及其符号

(2) 二极管的种类及其基本使用方法

如图3-10所示，与晶体管相比，二极管按功能用途的分类是能很清楚地区分的，并且，其种类也很多。照片3-5为各种二极管的外观情况。

① 小功率二极管：小功率二极管是用于小信号检波、开关或产生偏压等的品种，是二极管中最基本的品种。利用

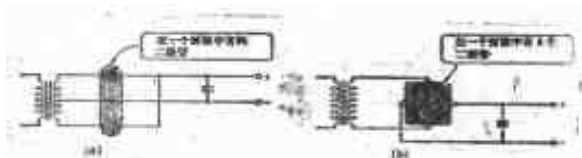


图3-11 全波整流电路

其单向导通的性质，或利用正向电流流过时产生的 V_F 。

② 整流二极管：整流二极管与小功率二极管相比，其电流容量将大幅度增加。它利用电流单向导通的性质，对交流电源进行整流。有的品种将两个或四个器件制作在一个封装之内，这类器件便于用在全波整流⑦的中心抽头式(图3-11(a))和桥式整流(图3-11(b))电路中。

③ 恒压(齐纳)二极管：恒压二极管是一种能使图3-9中的电流急剧增加时的电压保持恒定的二极管。这种二极管具有即使电流发生变化，电压也保持恒定这一特性。此时的电压叫做齐纳电压，一般为5~24V。

使用方法如图3-12所示，与图3-7相比，二极管的极性是反向使用的。根据上述可知，这种二极管应工作在 $V-I$ 特性的恒压区域。即使因 E 变化而使流经ZD的电流 I_Z (称谓齐纳电流)变化，一般情况下，ZD两端的电压 V_Z 也保持恒定。

④ 恒流二极管：恒流二极管正是因其电流恒定而得名。而实际上，如图3-13所示，由于FET的作用而使之成为恒压电路。当然，二极管两端所加电压即使发生变化，其电流也不会变化。此电流值常为100 μ A至几毫安。

⑦ 全波整流：利用交流的正半周和负半周的整流方式，叫作全波整流。与此对应，仅利用半周的整流叫做半波整流。

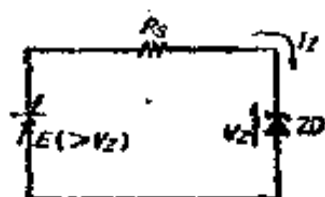


图3-12 恒压二极管的使用方法



图3-13 恒流二极管的等效电路

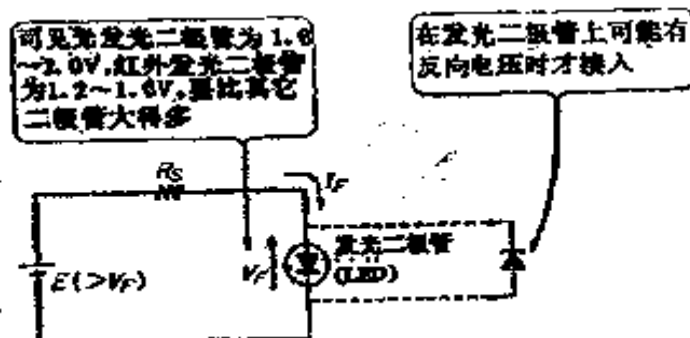


图3-14 发光二极管的使用方法

⑤ **发光二极管**：发光二极管(LED)顾名思义，是能发光的二极管，具有可发红、绿、黄、橙各种颜色以及红外光的各类品种。

使用方法如图3-14所示，只有正向电流流过^④，使用时应注意两点：其一是与通常的二极管 $V_F=0.7V$ 相对应，发光二极管的 V_F 有的高达 $1.2\sim 2.0V$ （可见光发光二极管： $1.6\sim 2.0V$ ；红外光发光二极管： $1.2\sim 1.6V$ ），这是因为制作发光二极管的材料不是硅，而是GaP、GaAsP、GaAlAs等。其二是，这种管子的反向耐压非常低，只有几伏。因此，在加上反偏压时，应在其上反向并联一只小功率二极管，这就能将最高反向电压控制在 $0.7V$ 。

⑥ **变容二极管**：变容二极管(Varicap)是通过改变反

④ 正向电流 (Forward Current)：由正向负极流动的电流 (A \rightarrow K)。

偏压来控制两端之间电容量的一种二极管。可应用于电子调谐和AFC^①中。用于调频场合，其容量最大为几十微微法；若用于调幅场合，最大为几百微微法。

使用方法如图3-15所示。由于等效电路中 R_g 与C并联，所以 R_g 值必须十分大。

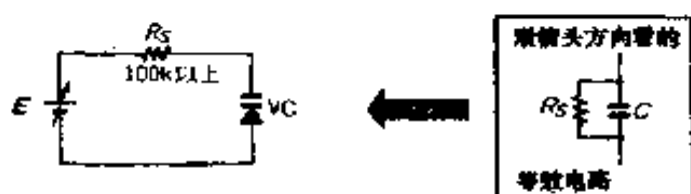


图3-15 变容二极管的使用方法

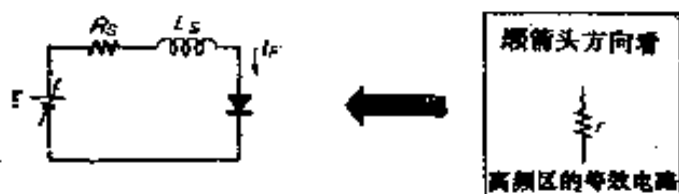


图3-16 PIN二极管的使用方法

⑦ PIN二极管：PIN二极管是一种随着正向电流值的变化，高频电阻发生变化的二极管，可用于高频信号的转换和衰减。

使用方法见图3-16。当 $I_F = 10\text{mA}$ 时， r 可变为 10Ω 。如设 $I_F = 0$ ，则 $r = \infty$ 。实际上，由于在高频条件下，两端子之间的电容量不能忽略不计，受到一定的限制。

① 自动频率控制 (AFC)：自动频率调整的意思，能防止因漂移等原因造成的频率偏离。

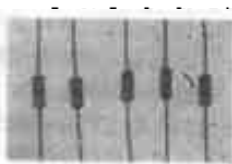
第四章 电阻器和电容器的使用方法

超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重知识产权！

在设计电路时，要着眼于集成电路和晶体管等有源器件，而电阻器和电容器之类的无源元件往往被忽略。电路中，对功能和性能起支配作用的是有源器件，然而，如果不正确选择元件，有源器件10%的有用性能也发挥不出来。总性能能够充分发挥出来，无源元件则用。



照片4-1 碳膜电阻器



照片4-2 实芯电阻器

4.1 电阻器的使用方法

(1) 电阻器的种类及其使用方法

按电阻体的材料种类不同，可分为以下5类：

- ① 碳膜电阻器
- ② 实芯电阻器
- ③ 金属膜电阻器
- ④ 金属氧化膜电阻器



电阻器

照片4-4 金属氧化膜电阻器

⑤ 线绕电阻器

这些电阻器的外形见照片4-1~4-5；而其特点见表4-1。

照片4-5 线绕电阻器

当前使用得最多的是碳膜电阻器。这种电阻器价廉，易获得，而且性能也适用。在本书的制作篇中，除特殊场合之外，均使用这种碳膜电阻器。

一般来讲，这种碳膜电阻器不能用于高精度场合，所以象滤波器的时间常数电路之类，必须具有高精度，应该使用金属膜电阻器。另外，在所处理的信号是十分微弱的电路里，虽然它对精度没有特殊要求，但由于金属膜电阻器的电流噪声小，因此也应使用金属膜电阻器。

碳膜和金属膜电阻器有允许功耗不可能大的缺点。若使用金属氧化膜电阻器或线绕电阻器，就能承受更大的功率。其中，金属氧化膜电阻器主要用于中功率，而线绕电阻器则主要用于大功率的场合。在高频电路或环境条件恶劣的场合，

表4-1 电阻器的种类及其特点

种 类	阻 值 (Ω)		功 耗 (W)		精 度 (%)		温 度 系 数 (ppm/ $^{\circ}\text{C}$)		特 点		征 点
	最低	最高	最低	最高	最低	最高	最低	最高	优 点	缺 点	
碳膜电阻器	1	10M	1/8	2	± 1	± 5		(± 1000)	价廉 易获得	不能获得高精度 不阻燃 不耐浪△电压	
实芯电阻器	2.2	22M	1/8	2	± 5	± 20		(± 1000)	价廉 可得高阻值 耐浪△电压	不能获得高精度 电流噪声大	
金属膜电阻器	0.2	10M	1/8	2	± 0.05	± 5	± 5	± 350	高精度 温度特性好 稳定性好 电流噪声小	价高 不耐浪△电压	
金属氧化膜电阻	0.2	500k	1/4	10	± 2	± 10		(± 350)	耐环境变化	不耐浪△电压 不能获得高阻值	
线绕电阻器	0.01	250k	1/2	600	± 0.05	± 10	± 50	± 350	电流噪声最小 耐浪△电压	高频特性差 (有电感) 不能获得高阻值	

应该用金属氧化膜电阻器。在电流噪声要求严格的电路及需要处理冲击电压和要求低电阻值的地方,应使用线绕电阻器。

除了表4-1中所列举的电阻器之外,还有电阻器陈列。这种产品是将多只电阻器组装在一个封装之中,其外形有单封装(SIP)和双列式封装(DIP)。其特点是阻值的相对误差非常小,而且电阻温度系数几乎是一致的。

(2) 色码的读法

目前出品的电阻器,其阻值几乎均以色码方式表示。如果不会阅读色码,就不可能知道其阻值,不能选择元件。

图4-1为色码表,可供初学者查阅。

在电阻体上标有4条色带,而其中只有一条色带与其余的色带之间的间隔宽。以这条色带为右侧,然后从左边开始读取颜色。

左边第一条颜色(第一行)为1~9;从左边数起第2条颜色(第二行)为0~9。第3条颜色(第3行)为指数部分,根据这些颜色码确定是几十欧还是几百欧,右边第一条色带表示误差。

颜色	第1行	第2行	第3行	第4行
黑	--	0	00Ω	--
棕	1	1	000Ω	±1%
红	2	2	0.0kΩ	±2%
橙	3	3	00kΩ	--
黄	4	4	000kΩ	--
绿	5	5	0.0MΩ	--
蓝	6	6	--	--
紫	7	7	--	--
灰	8	8	--	--
白	9	9	--	--
金	--	--	--	±5%
银	--	--	--	±10%

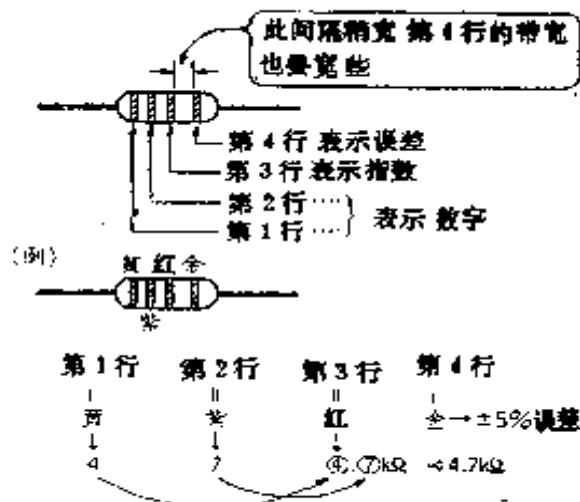


图4-1 电阻器色码的阅读方法

现举一例来说明，有一只从左开始的色带为“黄紫红金”的电阻器。首先，第一行色带为黄色，即表示“4”。由于第2行为紫色，则说明是“7”。第3行为红色，则为0.0kΩ。

由此，将“4”、“7”按顺序代入“0.0kΩ”的位置，即成为4.7kΩ。由于第4条的金色，即表示电阻器的误差为±5%。即这只电阻器为4.7kΩ的产品，误差为±5%。假如第3行颜色为橙色，则电阻值为47kΩ；如若为茶色，则阻值为470kΩ。

通常，我们在组装电路时所使用的电阻器的阻值精度大多为±5%，只在特殊部分才使用±1%或±2%的，以及更高精度的电阻。

对于高精度电阻器而言，有的产品的色带不是4条，而是5条。此时，表示数字部分的色带为1~3行，第4行为指数部分，第5条为误差。其阅读方法与4条色带的产品基本相同，而表示指数部分的颜色只有一条。例如，“4.7kΩ±1%”时，即为“黄紫黑茶黑”。若为47kΩ，则第4行为红色，若为470Ω时，则为黑色。若为“茶黑黑黑”颜色时，即成为“100Ω±1%”。

(3) 电阻值

在进行电路设计时，往往需要使用各种各样阻值的电阻器，但实际能弄到手的，则可能是有限的几种阻值的电阻器。

一般容易到手的阻值如表4-2所示。该表所列的阻值为同一数量级的电阻器中的电阻器品种，实际的阻值应为该表中数值的 10^N 倍($N=0, 1, 2, 3, 4$ 等)。

例如，若为0kΩ范围，对E24系列来讲，具有从1~9.1kΩ的阻值；对于E12系列来讲，具有从1~8.2kΩ，每隔一个数值去掉一个E24系列所示数值的阻值。爱好者所采用的阻值，不

表4-2 E24系列和E12系列的阻值表

电阻值 ($\times 10^3 \Omega$)	E24 系列	E12 系列	电阻值 ($\times 10^3 \Omega$)	E24 系列	E12 系列
1.0	○	○	3.3	○	○
1.1	○		3.6	○	
1.2	○	○	3.9	○	○
1.5	○		4.3	○	
1.6	○	○	4.7	○	○
1.8	○		5.1	○	
2.0	○	○	5.6	○	○
2.2	○		6.2	○	
2.4	○	○	6.8	○	○
2.7	○		7.5	○	
3.0	○	○	8.2	○	○
			9.1	○	

论是对E24系列，还是对E12系列均没有特别的意义。因此，可采用E24系列所示的阻值。

E24系列之外的阻值较难买到，因此应根据E24系列中的阻值来组成电路。但是，在 10Ω 以下或 $100k\Omega$ 以上时，E12系列阻值的产品是容易获得的。

对于专业厂家来讲，4倍于E24系列的E96系列和其他特殊的电阻器，也都有可能被使用。但从成本和交货期的角度来考虑，则是可能避免使用这些系列的产品的。希望只采用E12系列的产品就能组成所需的电路。

例如，如图4-2所示，打算用运算放大器制作增益为5倍的非倒相放大器，于是必须设 $R_f:R_i=4:1$ 。

此时，由于上述比例为4:1，不能简单地理解为 $4k\Omega:1k\Omega$ 。这是因为，在E24系列中没有 $4k\Omega$ 的电阻值。如果采用最靠近的阻值，则应选 $3.9k\Omega$ ，于是增益为4.9倍，稍微有一些误差。

此时，只要能正确地选择 R_f 与 R_i 之比即可。若选 $R_f=12k\Omega$ ， $R_i=3k\Omega$ ，或者选 $R_f=3k\Omega$ ， $R_i=750\Omega$ ，则增益正好为5倍。

另外, 若为5:1的比例, 则可有7.5kΩ/1.5kΩ、10kΩ/2kΩ、11kΩ/2.2kΩ、12kΩ/2.4kΩ、15kΩ/3kΩ、18kΩ/3.6kΩ等不同阻值的组合方式; 若为7:1时, 可选9.1kΩ/1.3kΩ; 若为8:1时, 可选16kΩ/2kΩ、24kΩ/3kΩ; 若为9:1时, 可选18kΩ/2kΩ、27kΩ/3kΩ的组合方式。

对电路来讲, 大多数情况下, 电阻值之比要比其绝对值更为重要, 因此, 只要头脑中有此概念, 只采用E24系列已能基本满足需要了。迫不得已时, 可将几只电阻器进行串并联处理, 就能获得所希望的阻值。

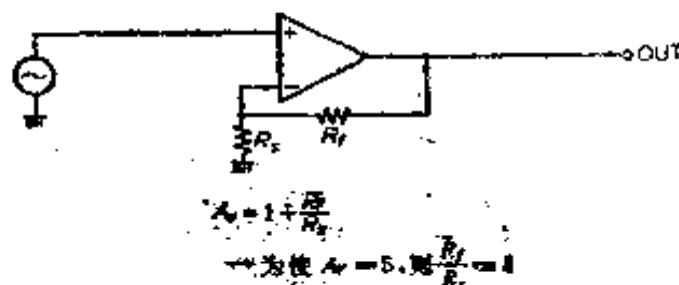


图4-2 非倒相放大电路

(4) 额定功率

若在电阻器的两端加上电压, 或电阻器上有电流流过时, 此电阻器上必然会有功率消耗。电阻器上的功率 P 为:

$$P = \frac{E^2}{R} = I^2 R \quad (\text{W})$$

其中, E : 电阻器两端的电压(V)

I : 流过电阻器的电流(A)

R : 电阻值(Ω)

此功率将完全转变成为热量, 散发到大气之中(图4-3)。

而且, 即使直流电压为0V(电流为0A), 而其上若加有交流信号, 则其上也有功耗。此时, 上式中的 E 的单位应变

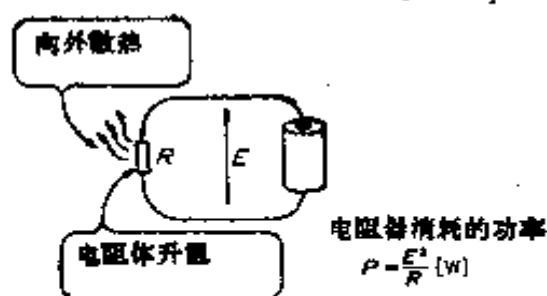


图4-3 电阻器的功耗

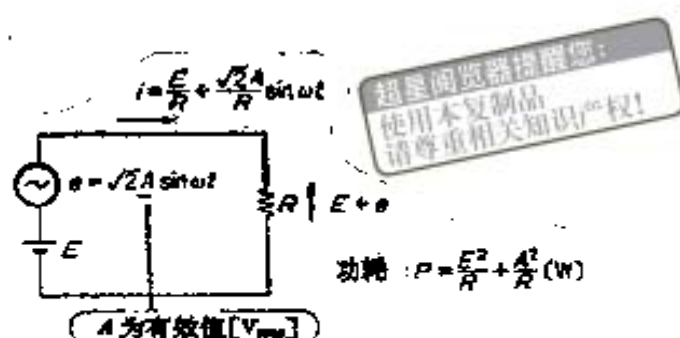


图4-4 在电阻器上有交流电流通过时

为有效值 $[V_{rms}]$ 或 I 的单位变为有效值 $[A_{rms}]$ ，其计算方法不变。下面，我们来分析电阻器上同时加有直流和交流（脉动电流）时的情况。如图4-4所示，假设在电阻器上加有直流电压 E 和交流电压 $e = \sqrt{2} A \sin \omega t$ 形成的脉动电流。此时，电阻器上的功耗 P 为：

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T e i dt = \frac{E^2}{R} + \frac{A^2}{R}$$

即为直流电压产生的功耗与交流电压产生的功耗之和。这些功耗将使电阻器在此过程中发热。其温升将由功耗与电阻器所具有的热阻的乘积值决定。此热阻与电阻器的额定功率值密切相关，额定功率值越大，其热阻值越小。即对于同样的功耗来讲，额定功率值越大，则温升也就越小。

若分析功耗与额定功率值的关系，绝对不能允许功耗超过额定功率值。进而若再考虑到电阻器的发热问题，则必须将其功耗控制在额定功率值的1/2以下。其理由在于，如果功耗与额定功率值相同时，温升将变高（用手触摸时，将烫手），电阻器的寿命和可靠性将下降，并且对周围环境也将造成十分不良的影响。

(5) 可变电阻器与半可变电阻器



照片4-6 可变电阻器 照片4-7 半可变电阻器(碳膜型) 照片4-8 半可变电阻器(金属陶瓷型)

还是半可变电阻器，均是指其阻值可定值的电阻器。照片4-6~4-9为可变的照片。除此之外，还有各种类型的



照片4-9 半可变电阻器(线绕型)

图4-5 可变电阻器与半可变电阻器

图4-6 可变电阻器的特性曲线

从电路图来看，图4-5所示有三个端子，滑触头可从②移动到①。例如我们来讨论端子1与端子2之间的电阻 r_a ，则当滑触头在②处时，其阻值为0；当动臂移动到①时，端子1与端子3之间的阻值等于 r_{ab} 。

在可变电阻器中，按照滑触头的位置，即转角与阻值之

间的关系，作出了各种曲线。图4-6即为这种特性曲线。曲线B表示转角与阻值是成正比的。在图4-5中，若滑触头的位置处于③与④的中点位置，则 $r_a = r_b = 1/2 r_{ab}$ 。曲线A是按照阻值呈指数形式增长的方式设计的。曲线D的变化速度要比曲线A的更快。与曲线A、D相反，曲线C、E是按阻值呈现对数形式增长而进行设计的。以B直线为对称轴，曲线C、E与曲线A、D相互对称。并且，半可变电阻器其阻值多数按曲线B的规律变化。

半可变电阻器的种类：根据电阻体的种类不同，可分为三类：

- a. 碳膜半可变电阻器
- b. 金属陶瓷型半可变电阻器
- c. 线绕半可变电阻器

碳膜型半可变电阻器的价格最便宜，然而其性能则最差，尤其是温度系数随阻值而变化，没有一定的规律可循。与碳膜型半可变电阻器相近的，还有实芯型半可变电阻器。

金属陶瓷型半可变电阻器是使用金属陶瓷电阻膜作为电阻体的一种半可变电阻器。温度系数为 $\pm 100 \sim 300 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ 。

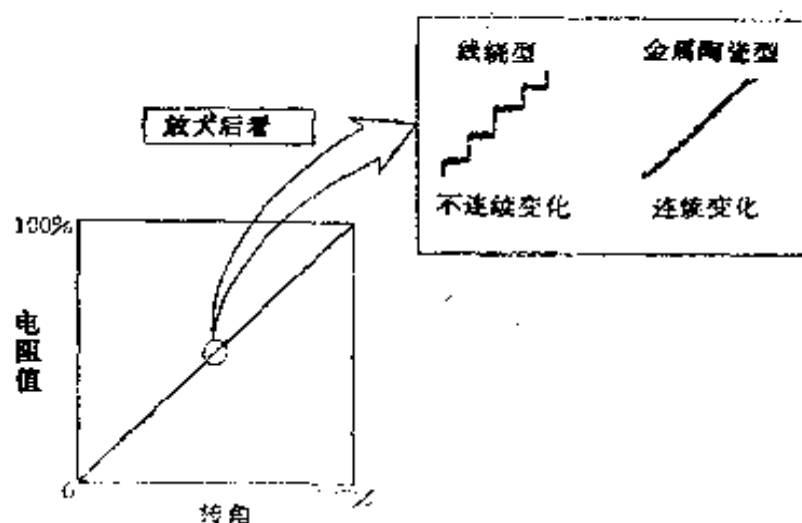


图4-7 与旋转角对应的阻值变化放大图

除了一般的单旋转型产品之外，还有10~20圈的多旋转型产品。这类产品能进行精确设计，主要用于模拟电路的微调部分。

线绕型半可变电阻器的价格最贵，但温度特性最好(可达到 $\pm 20\text{ppm}/^\circ\text{C}$ 以下)，因此，最适合用于高精度场合。然而，如图4-7所示，其分辨率不良，不能进行精确设计。



照片4-10 铝电解电容器



照片4-11 铝电解电容器



照片4-12 有机薄膜电容器

容器的使用方法

类与用途

容器也有各种各样的类型。与电阻器按照不同用途进行分类。照片4-10~

照片4-14所示，为几种典型的电容器。

电容器大致可以分为：



超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

照片4-13 金属化有机薄膜电容器

照片4-14 陶瓷电容器

- ① 铝电解电容器
- ② 钽电解电容器
- ③ 有机薄膜电容器
- ④ 金属化有机薄膜电容器
- ⑤ 陶瓷电容器
- ⑥ 其他

① 铝电解电容器(照片4-10)：简称为电解电容器的，就是指的这种铝电解电容器。其特点可以归纳为小型、大容量。但是频率特性和温度特性不良，漏电流和 $\lg \delta$ 、介质损耗大等，作为电容器性能不如其他种类的电容器良好。

这种电容器的用途，主要是利用其大容量特性，用于电源滤波。此外，也可用于需要大中容量的场合。作为一个大概的界限，通常在 $0.1 \sim 1 \mu\text{F}$ 以上的电容器，可使用电解电容器；而在此容量以下者，可使用其他类型的电容器。

由于这种电容器的频率特性不良，所以不宜用于信号频率超过 100kHz 的场合。而且，由于漏电流大，因此也不宜用于 S/H^① 电路、时间常数电路和积分电路^②。

① S/H (Sample & Hold) 电路：通过控制电路的作用，按照输入信号原封不动地输出(采样期间)、或维持恒定(保持期间)的电路。

② 积分电路：使信号产生积分的电路，频率特性为低于 -6dB/oct 的直线。

如在耐压为50V或100V的电解电容器上，加上1V或2V电压使用的情况那样，若耐压与实际工作电压相差甚远时，会对电容器带来不良影响，所以应当加以避免。

② **钽电解电容器**(照片4-11)：也可简称钽电容器，但不能简单地看成是铝电解电容器的高性能化。这种电容器的价格高，而且不可能获得几百微法以上的大容量。

在容量于上述范围之内，又由于铝电解电容器的性能不良，而不能使用的时候，才使用这种钽电解电容器。例如，三端稳压器的输入输出旁路电容器、微弱信号电路的耦合及时间常数电路等。

即使称为高性能，也是相对于铝电解电容器而言的。由于性能不如有机薄膜电容器，所以能够使用有机薄膜电容器的场合，还是使用这种电容器为好。

③ **有机薄膜电容器**(照片4-12)：在有机绝缘薄膜的两面贴上电极箔，然后卷绕成圆筒状即可制成这种有机薄膜电容器。按照绝缘膜的种类，可分别称为聚酯电容器(涤纶电容器)、聚苯乙烯电容器、聚丙烯(PP)电容器、聚碳酸酯电容器等。

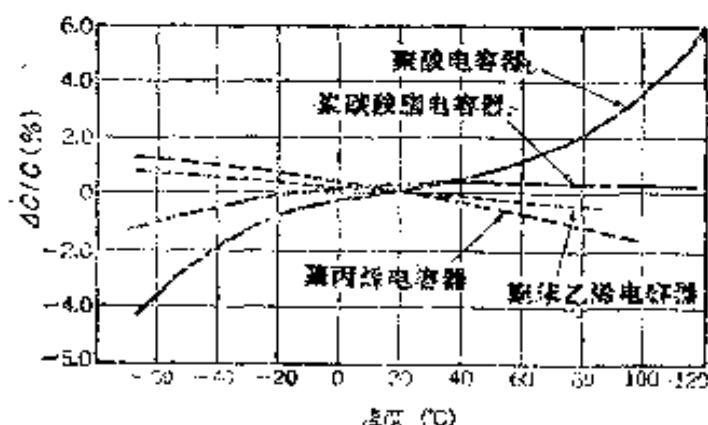


图4-6 各种有机薄膜电容器的容量温度特性

这种电容器的特点是 $\lg \delta$ 和介电吸收^⑥小,绝缘电阻高,只要是容量符合要求,就能使用在一般的模拟电路中。图4-8给出了各种有机薄膜电容器的温度特性,由此图可知,聚苯乙烯电容器的温度特性最好,所以在精度要求高的场合,可使用这种聚苯乙烯电容器。

④ **金属化有机薄膜电容器(照片4-13)**:有机薄膜电容器绝缘膜的两面有电极箔,而这种金属化有机薄膜电容器则是在薄膜上,蒸发上铝等金属,以取代上述电极箔,做成电极。由于此结构特点,较之有机薄膜电容器更加可以实现大容量和小型化。

在性能方面,除绝缘电阻之外,与有机薄膜电容器基本相同,而最大的差别就在于金属化薄膜电容器具有自愈功能。所谓自愈功能,是指电容器电极中的某部分发生短路时,电极金属会熔化蒸发掉,电容器的性能从而恢复。

这种金属化薄膜电容器的用途与有机薄膜电容器相同,常用于希望获得更加大容量或小型化的场合。但是,这种电容器在其两端所加电压极低,串联有高电阻,流过大交流电流时,或在调谐电路^⑦中使用,受到限制。

⑤ **陶瓷电容器(照片4-14)**:陶瓷电容器是一种介质为陶瓷材料的电容器,其频率特性十分优良。而且,具有耐热性好、性能稳定等特点。

按照介质的种类可分为:

(a) 低介电常数型(温度补偿用)

(b) 高介电常数型

⑥ 介电吸收:即使将带电电容器短路,如果一旦开路,又将出现电压的现象。

⑦ 调谐电路:根据 L 、 C 的串并联谐振原理,实现特定频率选择的电路。

(c) 半导体型

按此类型顺序,越往下,越可获得小型、大容量的产品。

低介质常数型陶瓷电容器,其容量温度系数被严格控制,除了温度系数平直的产品之外,还有各种正温度系数的和负温度系数的产品(图4-9)。为了达到温度补偿的目的,必须选择具有与此目的相适应的温度系数。这种陶瓷电容器常常用作晶振电路⑤、A/D变换⑥及V/F变换⑦电路中的积分电容器等。

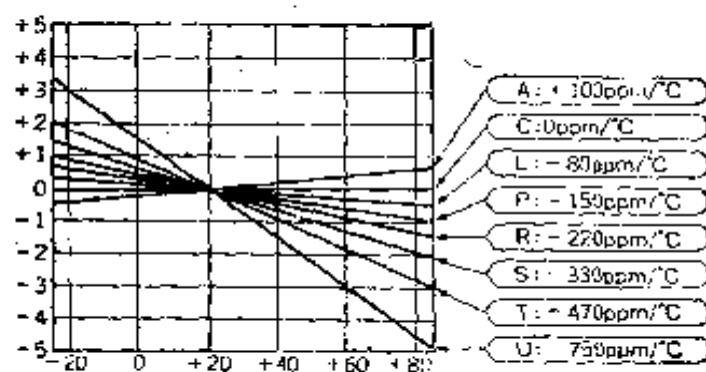


图4-9 温度补偿型陶瓷电容器的温度特性

高介质常数型和半导体型是指容量误差很大,并且温度特性呈非线性变化的陶瓷电容器。它们不能使用在高精度场合,其主要用途为高频电路、旁路电容、噪声抑制电路等。最近,叠层陶瓷电容器⑧发展很快,可使这类电容器越来越小型化,甚至可以获得100 μ F的大容量陶瓷电容器。

- ⑤ 晶振电路: 使用石英晶体确定其振荡频率的振荡电路,频率特性较好。石英表就利用了这种电路。
- ⑥ A/D变换: 指将模拟信号变换成为数字信号。其逆过程叫做D/A变换。
- ⑦ V/F变换: 指将电压变换为频率。
- ⑧ 叠层电容器: 采取将绝缘膜与电极相互交替重叠结构的电容器。这种电容器能实现小型、大容量化。

⑥·其他电容器：作为不属于上述分类范围之中的电容器，还有使用纸为介质的纸介电容器、云母为介质的云母电容器、采用双电层原理的双电层电容器^①等。特别是双电层电容器，它的容量能够达到1F以上，所以作为存贮后备^②。近年来，使用量得到迅速扩大。图4-10给出了日本电气公司出品的双电层电容器的规格，以供参考。

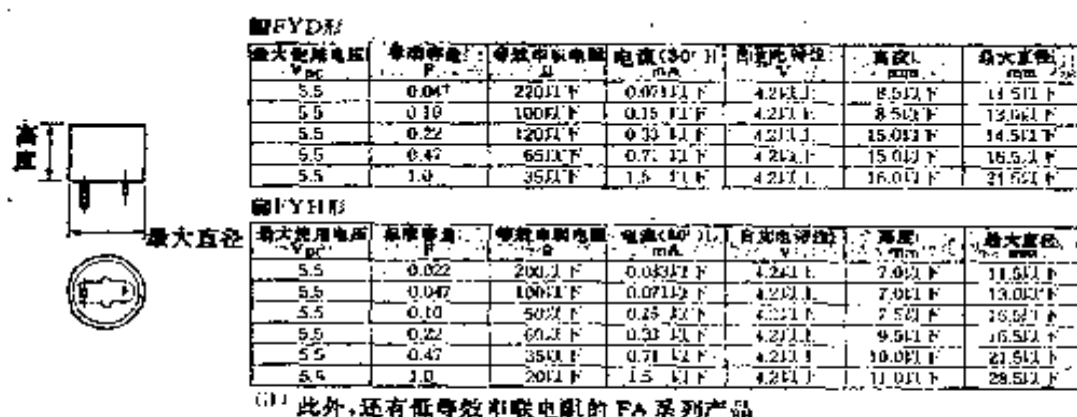


图4-10 双电层电容器规格(日本电气公司)

(2) 电容量的表示方法

电容器的容量与电阻器不同，不能使用色码表示，但是除采用直接表示电容量的方法之外，还有很多别的表示方法。对于大容量电解电容器来讲，一般采用直接表示电容量的方法，而1μF以下的电容器则常常采用其他的表示方法。

- ① 双电层电容器：若使不同两种相态(如液体与固体)相互接触时，其界面处将有⊕和⊖电荷在极短的距离内相对排列，这种现象叫做双电层，利用这种双电层的电容器叫做双电层电容器。这种电容器可获得极大的容量(1F以上)。
- ② 存贮后备：是指只是在存贮器上(静态RAM)加上电压，使得即便切断电源，数据也不会消失的现象。这时的维持电流非常小。

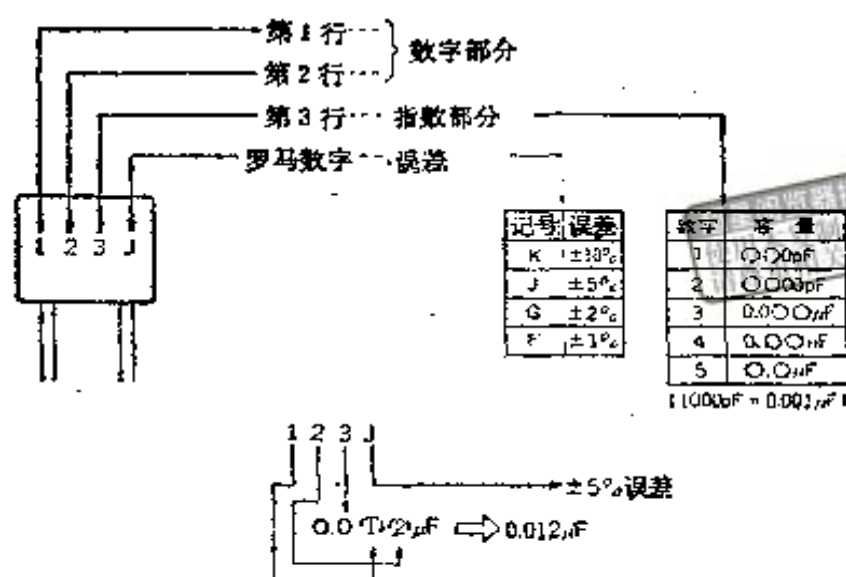


图4-11 电容器的表示方法

这种表示方法如图4-11所示，采用三位数字和一个罗马字母表示。但对陶瓷电容器来讲，文字部分也可采用两个罗马字表示，后者表示温度系数。

在三位数字中，左边的两位表示容量数字部分。最后一位为指数部分。该指数部分决定容量为几百微微法或是几千微微法。

现在我们来讨论三位数字为“123”的电容器的容量值。由于左边的两位数字直接表示数字部分，即“12”，第三位数字“3”即表示“ $0.0 \times \times \mu\text{F}$ ”，因此将“12”代入上述 $\times \times$ 符号处，结果就成了“ $0.012\mu\text{F}$ ”。如果第三位数字为“2”，则容量为“ 1200pF ”；若第三位数字为“4”，则容量为“ $0.12\mu\text{F}$ ”。

对于 1000pF 数量级的电容器来讲，其容量也可直接表示，如 470pF 的电容器，即可表示为“471”，也可表示为“470”。

当其容量值小于 1000pF 时，则不能用三位数字表示其容

量，而是直接表示。例如，470pF的产品表示为“47”，若为1pF时，则表示为“1”。

使用本复制品
请尊重相关知识产权!

电解电容器的容量值表示方法是采用直接表示法。

在这类电容器中，能够获得的容量值一般有表4-2所列的E12系列，除此之外的容量值是不易简单获得的。而且，对电解电容器来讲，通常再将E12系列的容量值分为6类(1、1.5、2.2、3.3、4.7、 6.8×10^N)。

(3) 耐 压

讲到电容器的耐压问题时，不仅仅电解电容器有耐压问题，而且对于其他电容器也是适用的。

首先来讨论问题较为突出的电解电容器的耐压问题。由于这种电容器具有极性，因此外加直流电压的极性绝不能弄错。由于这类电容器必须标明其耐压值，因此即使是瞬时值，也不准超过其耐压值。如果外加电压超过耐压值，或加上了反向电压，则将会随着一声“叭”的响声发生，同时电解液将喷出(称为击穿)。所加电压极性弄错，而电压不高时，即使没有达到击穿，也会导致漏电流极增，使电路无法正常工作(图4-12)。

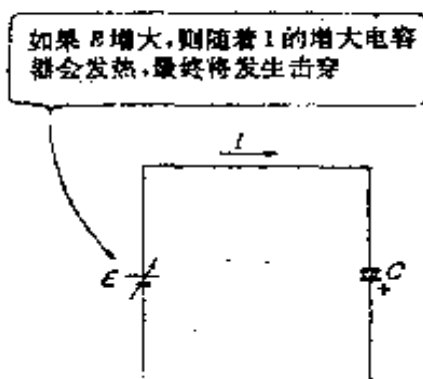


图4-12 电解电容器上加以反向电压时

钽电解电容器也与铝电解电容器一样，用极性与耐压特性来表征。这种电容器对于极性接反，或对于超过耐压值的承受能力比铝电解电容器更差。因此，希望在使用钽电解电容器时，要比使用铝电解电容器时更为慎重。

其他的薄膜电容器或陶瓷电容器的情况又怎样呢？这些电容器没有极性，但也有耐压的问题。这些电容器的耐压值，有的是直接表示在电容器上，也有的是以符号表示。

种类	容量范围	耐压范围	温度范围	其他特性
铝电解电容器	0.1 μ ~1000 μ F	6~50V	-40~+85℃	极性、自愈性
钽电解电容器	0.1 μ ~100 μ F	6~50V	-40~+85℃	极性、自愈性
薄膜电容器	数据	6~50V	0~+55℃	非极性、自愈性
	聚丙烯	0.1 μ ~100 μ F	0~+55℃	非极性、自愈性
陶瓷电容器	数据	6~50V	0~+55℃	非极性、自愈性
	瓷质	0.1 μ ~100 μ F	0~+55℃	非极性、自愈性
其他电容器	数据	6~50V	0~+55℃	非极性、自愈性
	其他	0.1 μ ~100 μ F	0~+55℃	非极性、自愈性

* 耐压值在(AA)条件下。
* 表中数据为各种电容器的典型值，并非所有电容器的值。

氧化薄膜电容器的耐压可达到50V。当(脉动电压时，按其最大瞬时值)时，电容器的耐压值符合要求之后方可使

用。如表4-3所示，随着种类的不同，其最低耐压值将发生变化。容量小于1000pF时，可考虑为50V；当容量超过1000pF时，耐压可能为25V或12V。因此，当其外加电压超过以上值时，必须弄清所用电容器的实际耐压值。

表4-3 各种电容器的特性

超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

制 作 篇

超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

第一章 电源电路的设计

在第一章中，先研究可以称作电路心脏的电源电路。并首先讨论在今后的制作与试验中将经常使用的 $0 \sim \pm 18V$ 、 $1A$ 的跟踪电源●(Tracking Regulator)。

在稳压电路中，最简单的是图1-1所示的三端稳压器●。在此情况下，输出电压、电流仅从所确定的数值中选取，也有电压值可变的集成电路，或通过若干外加电路，使电压、电流能变化的集成电路。

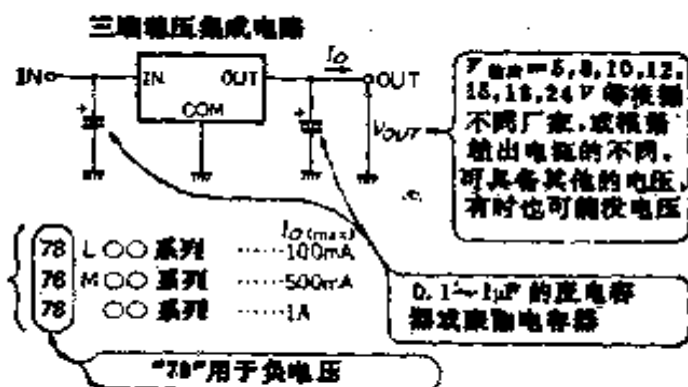


图1-1 三端稳压器集成电路的使用方法

- 跟踪电源(Tracking Regulator)：为具有多输出的电源。这种电源如果使一个主设定电源输出工作，则其他输出也随之跟踪工作。跟踪意味着与电车的轨道(线路)意思相同。这里所制作的电源中，由于负输出电压跟踪正电压工作，所以能获得其绝对值相同，极性相反的两组输出。
- 三端稳压器：为具有三端子的稳压电源集成电路。具有正电压输出和负电压输出型产品。输出电压固定，具有 $2.6 \sim 24V$ 的产品。电流容量一般为 $0.1A$ 、 $0.5A$ 、 $1A$ 等类型。

其中,由于设计上的自由度大,应用面广,所以采用运算放大器与晶体管组合而成的稳压电路。完成后的电路见图1-2。

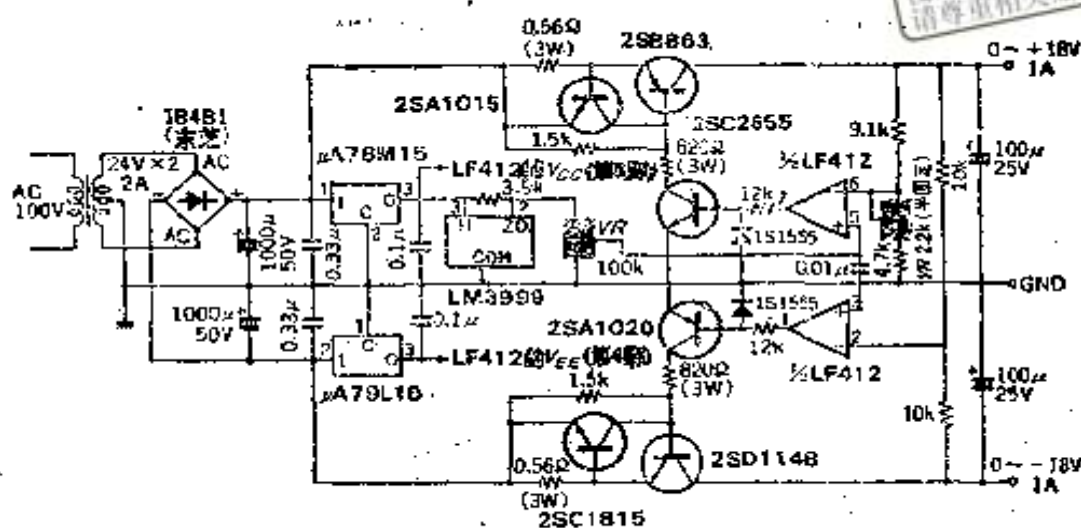


图1-2 0±18V、1A跟踪电源

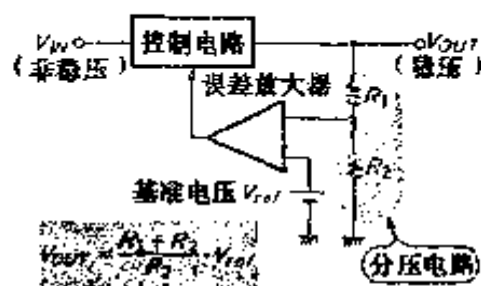


图1-3 稳压电路的基本组成

1.1 跟踪电源的电路设计

跟踪电源必须具备正负两组电路,其构成大致一样。因此,首先讨论正电路部分,而其负电路部分则以不同之处为重点,加以简要说明。图1-3所示为稳压电路的基本组成情况。将基准电压与输出电压的分压部分相对比,加上反馈电路,使它们相等,稳压电路见图1-4。此电路与图1-3基本相

同。其中，增加了输出短路保护电路③。

浏览器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

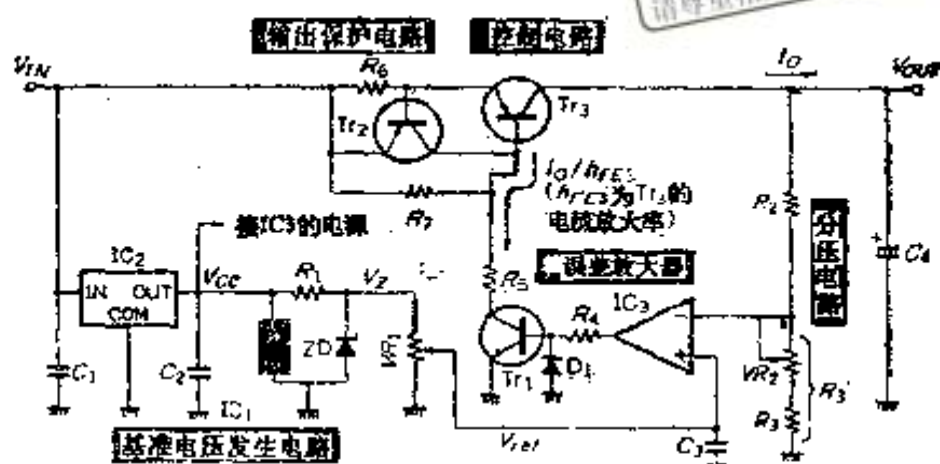


图1-4 稳压电路的组成(正电路部分)

(1) 基准电压发生电路

① IC_1 的选择：基准电压 V_{ref} 为输出电压 V_{OUT} 的基准，电路选用基准电压专用的IC LM3999。LM3999如图1-5所示，其内部具有加热器和齐纳二极管。由于它的内部温度保持恒定，因此，相对于环境温度变化，其温度特性非常稳定。

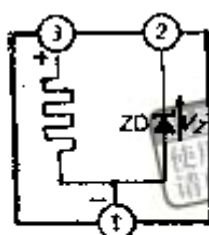
② IC_2 的选择与 C_1 、 C_2 值：运算放大器的电源，使用 $\pm 15V$ 的三端稳压器IC $\mu A78M15$ 。温度上升时，在IC上仅有十几毫安的漏电流。接通几秒钟后，在LM3999上，有大电流通过。电路采用0.5A型的产品。

C_1 、 C_2 可按厂家的推荐值选用， $C_1=0.33\mu F$ 、 $C_2=0.1\mu F$ 。此电容器是为了防止三端稳压器在高频区（几百千赫至几兆赫）发生寄生振荡而放置的。这种电容器应使用频率特性良好的云母电容器或钽电容器，以便能够充分降低高频下的阻抗值。

- ③ 输出短路保护电路：在稳压电路中，由于存在输出短路等造成大电流流过的缺点，所以为保护晶体管，而采用这种控制输出电流的保护电路。



最高电压：36V



加热器

电特性(注)

参 数	条 件	最低	一般	最高	单位
反向击穿电压	$0.6\text{mA} \leq I_R \leq 10\text{mA}$	6.6	6.95	7.3	V
反向击穿电压随电流的变化	$0.6\text{mA} \leq I_R \leq 10\text{mA}$		8	20	mV
反向动态阻抗	$I_R = 1\text{mA}$		0.6	2.2	Ω
反向击穿温度系数	$0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$		0.0002	0.0005	%/ $^\circ\text{C}$
RMS噪声	$10\text{Hz} \leq f \leq 10\text{kHz}$		7		μV
长期稳定性	稳定度： $22^\circ\text{C} \leq T_A \leq 28^\circ\text{C}$ 、1000小时、 $I_R = 1\text{mA} \pm 0.1\%$		20		ppm
温度稳定器	$T_A = 25^\circ\text{C}$ ，静止空气， $V_S = 30\text{V}$		12	18	mA
温度稳定器电压				36	V
变化0.05%的加热时间	$V_S = 30\text{V}$ ， $T_A = 25^\circ\text{C}$		5		秒
起始电流	$9 \leq V_S \leq 40$ ， $T_A = 25^\circ\text{C}$		140	200	mA

注：这些特性适应于加30V的温度稳定器，并且 $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$ 。

图1-5 LM3989的等效电路及电特性

③ R_1 、 VR_1 值： R_1 的阻值是由LM3999的 Z_1 中流过的电流 I_Z 所决定的。由数据表可查得LM3999的齐纳二极管的齐纳电流 I_Z 为0.6~10mA。这里若选 $I_Z=2\text{mA}$ ，则 $V_Z=6.95\text{V}$ 。

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_Z}{I_Z} = \frac{15 - 6.95}{2\text{mA}} = 4.03\text{k}\Omega \rightarrow 3.9\text{k}\Omega$$

流过 VR_1 的电流应远远小于 I_Z ，但若太小，则稳定性会恶化。如果流过的电流过大，则齐纳二极管的齐纳电流会太小，不利于电压的稳定，这里取 $VR_1=100\text{k}\Omega$ 。

(2) 分压电路

由于运算放大器的 IN^+ (非反转输入)与 IN^- (反转输入)电压相等，则输出电压 V_{OUT} 与基准电压 V_{REF} 的关系为：

$$V_{OUT} = \left[1 + \frac{R_2}{R_3'} \right] \cdot V_{REF}$$

当 V_{REF} 达到最大($V_{REF}=V_Z$)时， V_{OUT} 可达到18V，而实际上 V_Z 达到6.6~7.3V。所以必须满足：

$$\left[1 + \frac{R_2}{R_3} \right] \times 6.6 \geq 18\text{V} \rightarrow \frac{R_2}{R_3} \geq 1.727$$

$$\left[1 + \frac{R_2}{R_3 + VR_2} \right] \times 7.3 \leq 18\text{V} \rightarrow \frac{R_2}{R_3 + VR_2} \leq 1.466$$

并且，对于 R_2 、 R_3' 来讲，与 VR_1 一样，必须考虑稳定性和发热的问题，一般允许流过几百微安至几毫安的电流。综合以上条件，设

$$R_2 = 9.1\text{k}\Omega, R_3 = 4.7\text{k}\Omega$$

$$VR_2 = 2.2\text{k}\Omega (\text{半可变电阻器})$$

并且，如果此电阻变化时，会使输出电压漂移，所以 R_2 、 R_3 应采用金属膜电阻器， VR_2 应使用金属陶瓷型产品。

(3) 误差放大电路

① IC_3 的选择: 旋转 VR_1 , IN^+ 端的阻抗变化。如果为场效应管输入运算放大器^①, 则可忽略输入偏流。按表1-1, 选用低偏置型 LF412 场效应管输入运算放大器。此时, 若采用高偏置运算放大器, 则即使采用基准电压下的高稳定性产品, 也是没有意义的。表1-2是 LF412 的特性, 以供参考。

表1-1 各种场效应管输入运算放大器的偏压特性

型 名	厂 家	电路数	输入偏压 V_{IO} (mV)		输入偏压温度系数 $\Delta V_{IO}/\Delta T$ ($\mu V/^\circ C$)		参 考
			典型	最大	典型	最大值	
LF355/356	NS	1	3	10	5		
LF411	NS	1	0.2	2	7	20	低偏压型
LF412	NS	2	1	3	7	20	低偏压型
LF441	NS	1	1	5	10	20	低偏压型
LF442	NS	2	1	5	7		低偏压型
TL060~066	TI	1~4	3	15	10		低功耗型
TL070~075	TI	1~4	3	10	10		低噪声型
TL080~084	TI	1~4	5	15	10		
TL092/094	TI	2/4	5	15	10		单电源运算放大器
TL0271~4	TI	1~4		10			L型 10.7 $\mu V/^\circ C$, M型 5 $\mu V/^\circ C$
CA3130	RCA	1	8	15	10		耐压 $\pm 7.5V$

(V_{IO} , $\Delta V_{IO}/\Delta T$ 是各种集成电路的近似值)

② V_{OUT} 的温度特性:

V_{OUT} 的温度系数为:

$$\frac{\partial V_{OUT}}{\partial T} = \left[1 + \frac{R_2}{R_3'} \right] \cdot \left[\frac{\partial V_Z}{\partial T} + \frac{\partial V_{IO}}{\partial T} \right]$$

① 场效应管输入运算放大器: 为采用场效应管组成输入端的运算放大器。其特点为输入偏流几乎为0。

表1-2 LF412的特性

绝对最大值

	LF412A	LF412
电源电压	±22V	±18V
差分输入电压	±30V	±30V
输入电压范围	±10V	±10V

静态特性

符号	参数	状态		LF412A			LF412			单位
				最低	平均	最高	最低	平均	最高	
V_{OS}	输入补偿电压	$R_2 = 10 \text{ k}\Omega, T_A = 25^\circ\text{C}$			0.5	1.0		1.0	3.0	mV
$\Delta V_{OS}/\Delta T$	补偿电压温度系数	$R_2 = 10 \text{ k}\Omega$			7	10		7	20	$\text{mV}/^\circ\text{C}$
I_{OS}	输入补偿电流	$V_S = \pm 15\text{V}$	$T_I = 25^\circ\text{C}$		25	100		25	100	pA
			$T_I = 70^\circ\text{C}$			2		2		nA
			$T_I = 125^\circ\text{C}$			25		25		nA
I_S	静态输入电流	$V_S = \pm 15\text{V}$	$T_I = 25^\circ\text{C}$		50	200		50	200	pA
			$T_I = 70^\circ\text{C}$			4		4		nA
			$T_I = 125^\circ\text{C}$			50		50		nA
R_{in}	输入电阻	$T_I = 25^\circ\text{C}$			10^{12}			10^{12}		Ω
A_{VOL}	大信号电压增益	$V_S = \pm 15\text{V}, V_O = \pm 10\text{V}, R_L = 2\text{k}\Omega, T_A = 25^\circ\text{C}$		50	200		25	200		V/mV
		Over Temperature		25	200		15	200		V/mV
V_O	输出驱动电压	$V_S = \pm 15\text{V}, R_L = 10\text{k}\Omega$		± 12	± 13.5		± 12	± 13.5		V
V_{CM}	输入共模电压范围			± 15	$+19.5$ -16.5		± 11	$+14.5$ -11.5		V
										V
CMRR	共模抑制比	$R_2 \leq 10\text{k}\Omega$		80	100		70	100		dB
PSRR	电源电压抑制比			80	100		70	100		dB
I_S	电源电流				3.8	5.8		3.8	5.8	mA

⑥

$$= \left[1 + \frac{9.1\text{k}}{4.7\text{k} + 1.1\text{k}} \right] \cdot (34.8\mu + 20\mu)$$

$$= 0.14\text{mV}/^\circ\text{C}$$

设 R_3' 位于 V_{R_2} 中点位置, 则

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial V_Z}{\partial T}: & \text{LM3999 的温度系数 } [V/^\circ\text{C}] \\ \frac{\partial V_{IO}}{\partial T}: & \text{LF412 的输入偏压温度系数 } [V/^\circ\text{C}] \end{aligned} \right\} \text{最大值}$$

此值为 $V_{OUT} = 18\text{V}$ 时的最大值, 亦典型值, 如果 $V_{OUT} < 18\text{V}$, 则其值将更小。

③ R_1 、 R_5 和 C_3 : R_1 、 R_5 是为了在出现故障时, 限制过

大的电流流过 D_1 、 T_{r1} 和 IC_3 而设置的。

如果设流过 R_5 的最大电流为 $20\text{mA} \left(\approx \frac{I_{O(\max)}}{h_{FE3(\min)}} \right)$, 则

$$R_5 \leq \frac{V_{IN(\min)} - 2V_{BE} - V_{CE(\text{sat})}}{I_{R5(\max)}} = \frac{19 - 2 \times 0.7 - 0.3}{20 \times 10^{-3}}$$

$$= 865\Omega$$

根据上式 $R_5 = 820\Omega$, 并且最大功耗 P_{R5} 为:

$$P_{R5} = \frac{[V_{IN(H)} - 2V_{BE} - V_{CE(\text{sat})}]^2}{R_5}$$

$$= \frac{(34.2 - 2 \times 0.7 - 0.3)^2}{820} = 1.28\text{W}$$

从发热角度考虑, 额定功率可确定为功耗的2~4倍, 这里设为3W。

并且, 如设流过 R_4 的最大电流 $I_{R4(\max)}$ 为 $1\text{mA} (\geq I_{R^3}(\max)/h_{FE1(\min)})$, 则

$$R_4 < \frac{V_{OM}}{I_{R4(\max)}} = \frac{12}{1\text{mA}} = 12\text{k}\Omega$$

(V_{OM} : IC_3 的最大输出电压[V])。

C_3 是为了降低 IC_3 的 IN^+ 端的阻抗, 减小噪声而设置的。按照经验, $C_3 = 0.01\mu\text{F}$ 。

④ T_{r1} 、 D_1 : 如果不使用 T_{r1} , 则 IC_3 的输出能够直接驱动 T_{r3} (此时, IC_3 的 IN^+ 与 IN^- 端的输入互换), 则 IC_3 要求与 V_{IN} 值相同的耐压(正侧), 所以采用 T_{r1} , 能使得即使在一般耐压下也能工作。 T_{r1} 所要求的额定参数值如下:

$$V_{CEO} \geq V_{IN(\max)} = 38\text{V}, \quad (V_{IN(\max)} \text{将后述})$$

$$I_C(\max) \geq \frac{V_{IN(\max)}}{R_5} = \frac{38}{820} = 46.3\text{mA}$$

$$P_C(\max) \geq \alpha \cdot \frac{V_{IN^2(H)}}{4R_5} = 1.5 \times \frac{34.2^2}{4 \times 820} = 0.53\text{W}$$

($P_C(\max)$ 按 $T_a=25^\circ\text{C}$ 考虑时, $\alpha=1.5$)

能满足此额定值的晶体管, 可选用 2SC2655($V_{CE0}=50\text{V}$ 、 $I_C(\max)=2\text{A}$ 、 $P_C(\max)=900\text{mW}$)。

D_1 是为了在从外部向输出端加上超过 V_{OUT} 的电压值时, 防止 T_{r1} 的B-E之间加上过大的反向电压, 使 T_{r1} 遭到损坏而设置的。应该注意, 晶体管B-E之间的反向电压, 不管是何类型的管子, 也仅仅只有几伏。 D_1 所需要的额定参数如下:

$$V_R(\max) \geq V_{BE} = 0.7\text{V}$$

$$I_F(\max) \geq \frac{V_{OM}}{R_4} = \frac{12}{12\text{k}} = 1\text{mA}$$

这里使用IS1555($V_R(\max)=30\text{V}$ 、 $I_F(\max)=100\text{mA}$)。

(4) 输出短路保护电路

该电路的作用在于, 当 I_O 超过规定值时, R_6 的电压下降, 使 T_{r2} 导通, 限制 T_{r3} 的基极电流通过, 以防止 I_O 超过前述规定值。

① R_6 的计算: 由于 $I_O(\max)$ 的影响, R_6 上的电压下降为 $V_{BE(ON)}$, 所以

$$R_6 = \frac{V_{BE(ON)}}{I_O(\max)} = \frac{0.6}{1} = 0.6\Omega \rightarrow 0.5\Omega$$

$$P_{R6} = \frac{V_{BE}^2}{R_6} = \frac{0.7^2}{0.5} = 0.9\text{W} \rightarrow 3\text{W}$$

② T_{r2} 的选择: T_{r2} 所要求的额定参数值为:

$$V_{CE0} \geq 2V_{BE} = 2 \times 0.7 = 1.4\text{V}$$

$$I_O(\max) \geq \frac{V_{IN(\max)}}{R_5} = \frac{38}{820} = 46.3\text{mA}$$

$$P_O(\max) \geq \alpha \cdot 2V_{BE} \cdot \frac{V_{IN(H)}}{R_5} = 1.5 \times 2 \times 0.7 \times \frac{34.2}{820}$$

$$=87.6\text{mW}$$

这里选用 2SA1015 ($V_{CE0}=50\text{V}$ 、 $I_c(\text{max})=150\text{mA}$ 、 $P_c(\text{max})=400\text{mW}$)。

(5) 控制电路

通常, T_{r3} 多使用NPN晶体管。如电路所示,使用PNP晶体管时,即使电压降落($V_{IN}-V_{OUT}$)为0.3V,电路也能工作。

这是由于,对NPN晶体管来讲,至少 $V_{BE}+V_{CE(\text{sat})}$ 才能达到1V的电压降,然而,对PNP晶体管而言,仅 $V_{CE(\text{sat})}$ 即可达到此数值。如果将 V_{OUT} 固定不变,而将 V_{IN} 设定为必须的最小限度,则与使用NPN晶体管时的情况相比,能够使损耗降至非常小。

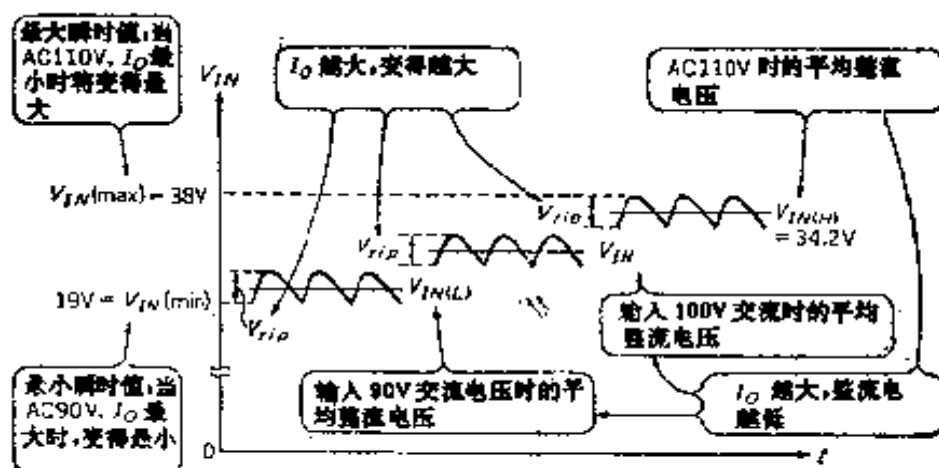


图1-6 整流之后的电压波形

① V_{IN} : V_{IN} 为整流电路的输出电压。由于不是恒定电压,所以将随AC110V电压和 I_O 的变化而变化,如图1-6所示,成为脉动电压②。其中,尤其重要的是最小瞬时值 $V_{IN}(\text{min})$,

② 脉动(Ripple):即使使交流电流整流,也不可能使其完全变为直流,而仍残留着交流成分。这种交流成分叫做脉动电流。

当AC90V、 I_o 为最大，处于脉动波谷时， V_{IN} 为最小。此时，稳压电路必须工作，此电压如下：

$$V_{IN}(\min) \geq V_{OUT}(\max) + V_{BE} + V_{CE(sat)} \\ = 18 + 0.7 + 0.3 = 19V$$

对最大额定值和散热器的计算来讲， $V_{IN}(\max)$ 和 $V_{IN(DD)}$ 十分重要。即使是对于能给出同于 $V_{IN}(\min)$ 的整流电路，上述 $V_{IN}(\max)$ 和 $V_{IN(DD)}$ 也会随着所使用的晶体管的特性、整流方式和滤波电容器容量等值的变化而变化。虽不能一概而论，但当使用全波整流电路所要求的变压器、滤波电容器时，一般为：

$$V_{IN}(\max) = 2 \cdot V_{IN}(\min) = 2 \times 19 = 38V$$

$$V_{IN(DD)} = 0.9 \cdot V_{IN}(\max) = 0.9 \times 38 = 34.2V$$

② T_{r3} 的选择：用于控制电路的晶体管 T_{r3} 所要求的额定值如下：

$$V_{CEO} \geq V_{IN}(\max) = 38V$$

$$I_C(\max) \geq I_o(\max) = 1A$$

$$P_C = V_{IN(DD)} \cdot I_o(\max) = 34.2 \times 1 = 34.2W$$

关于 V_{CEO} 、 $I_C(\max)$ ，从降额定使用①的角度来考虑，必需为上述值的1.2倍。如果 P_C 没有余量，则应尽量使用足够大的散热器， $P_C(\max)$ 应为 P_C 的2~4倍。因此， T_{r3} 可选用2SB863($V_{CEO} = 140V$ ， $I_C(\max) = 10A$ 、 $P_C(\max) = 100W$ 、 $T_J = 150^\circ C$)。

③ R_7 和 C_4 ： R_7 是为了即使在 $I_C = 0$ 时，使 T_{r1} 上有一定的电流通过而设置的。若设此电流为0.5mA，则

① 额定值下降(Derating)：从可靠性和寿命考虑，并不希望器件工作于满额定情况下，所以必须留有一定的余量。这叫做降额定使用。

$$R_7 = \frac{V_{BE}}{I} = \frac{0.7}{0.5 \times 10^{-3}} = 1.4 \text{ k}\Omega \rightarrow 1.5 \text{ k}\Omega$$

此阻值是非严格性的，故且将 R_7 去掉电路也能工作。

C_4 是为了在高频区阻抗下降时，使电路能稳定地工作而设置的。如果重新绘成图1-7所示电路，即使是称为稳压电路，也是十分良好的放大电路。然而，如果 C_4 太小，则会产生振荡。

超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

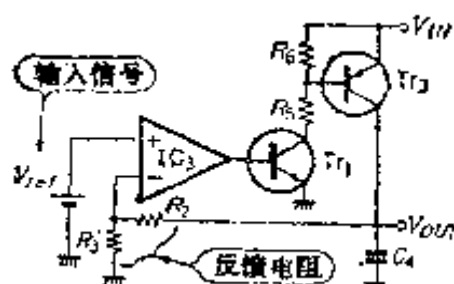


图1-7 稳压电路为直流放大电路

C_4 的容量值与控制晶体管的 f_T 、放大器的级数等控制回路的组成有关。于是，不能一概由输出电流量决定。例如，如前所述，如果由 IC_3 的输出能够直接驱动 T_{13} ，则不会有由于 T_{13} 的作用所产生的换态，因此 C_4 值可以取较小的数值。并且，以计算方式所求得的 C_4 值是不够实用的，而以实验方式确定为宜。这里取 $C_4 = 100 \mu\text{F}$ 。

(6) 负端稳压电路的设计

负端基本上与正端的情况相同，如图1-8所示，为了驱动电路，以接地为基准电位，而改变分压电路的接续端。当然，当其希望正负端能独立变化时，与正端时的情况一样，作为基准电压，也将分压电路的接续端定为接地点。

① $R_4' \sim R_7'$ 、 $C_1' \sim C_4'$ 的数值：上述数值能按照正端

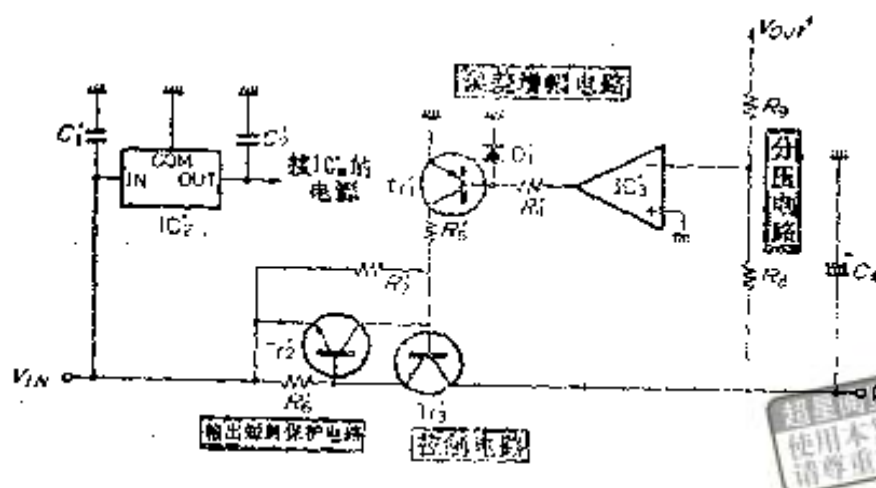


图1-8 稳压电路的组成(正端)

相同的方法求得, 其值也与正端一样。

② IC_2' 、 IC_3' 、 $Tr_1' \sim Tr_3'$ 、 D_1' : IC_2' 为 +15V 的三端稳压器。输出电流为几毫安, 因此选 $\mu A79L15$ 。由于 IC_3' 是采用两输入 IC_3 , 所以与 IC_3 相同。 $Tr_1' \sim Tr_3'$ 采用 $Tr_1 \sim Tr_3$ 的互补型产品^②。 D_1' 与 D_1 相同, 均采用 1S1555。

③ R_8 、 R_9 的计算

R_8 与 R_9 的接点电位, 通过运算放大器的反馈作用, 而成为 0 电位, 则

$$\begin{aligned} \frac{R_9}{R_8 + R_9} \cdot V_{OUT} + \frac{R_8}{R_8 + R_9} \cdot V_{OUT} \\ = 0 \rightarrow V_{OUT} = -\frac{R_9}{R_8} V_{OUT} \end{aligned}$$

V_{OUT} 跟踪 V_{OUT} , 为使 $V_{OUT} = V_{OUT}$, 可使 $R_8 = R_9$, 这里设 $R_8 = R_9 = 10k\Omega$ 。并且, 由于 R_8 、 R_9 必须是高精度产品, 所以应使用误差小于 $\pm 2\%$ 的金属膜电阻器。

② 互补 (Complementary): 如晶体管中的 NPN 与 PNP, 场效应管中的 Pch 与 Nch, 系指性能相同, 而极性相反的产品, 也称为相辅对称。

1.2 散热回路的设计

晶体管内部所产生的热量将按照外壳→绝缘片→散热器→空气的顺序散失掉。虽然也有部分热量是通过外壳直接向空气散失，但这与经过散热器散失的热量相比是极少的。如果忽略这部分散失的热量，则其热等效回路如图1-9所示。即可将热等效回路的热源代换成为电流源，温度代换成为电位，热阻代换为电阻器，其计算方法可以与电路的情况完全相同。

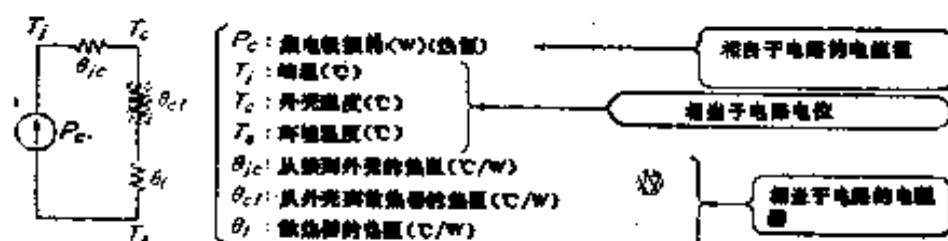


图1-9 晶体管上安装散热器

散热器的热阻，首先应求出从晶体管的连接部到空气之间的热阻，然后求得从连接部到外壳之间的热阻和绝缘片的热阻。

① 求从 T_{r3} 的连接部到空气之间的热阻 θ_{ja} ：如果设最高环境温度 $T_a(\max)$ 为 55°C ，则由图1-9，得到：

$$\theta_{ja} = \frac{T_j(\max) - T_a(\max)}{P_c} = \frac{150 - 55}{34.5} = 2.78^\circ\text{C/W}$$

② 求从 T_{r3} 的连接部到外壳之间的热阻 θ_{jc} ： θ_{jc} 大致由晶体管的外壳决定， $P_c(\max)$ 越大，则 θ_{jc} 越小。

$$\theta_{jc} = \frac{T_j(\max) - 25}{P_c(\max)} = \frac{150 - 25}{100} = 1.25^\circ\text{C/W}$$

③ 求从 T_{r3} 的外壳至散热器之间的热阻 θ_{ca} ：为了使外

壳(与集电极相连)与散热器绝缘,而加进绝缘片,因此, θ_{cf} 为外壳到绝缘片之间的热阻、绝缘片本身的热阻、绝缘片与散热片之间的热阻之和,其值见表1-3所示。 T_{r3} 外壳为TO-3型,因此,如果使用时采用在云母绝缘片上涂以传热复合物^②,则 $\theta_{cf}=0.3\sim0.4^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 。

④ 求散热器的热阻 θ_f

$$\begin{aligned}\theta_f &= \theta_{ja} - (\theta_{jc} + \theta_{cf}) = 2.78 - (1.25 + 0.35) \\ &= 1.18^{\circ}\text{C}/\text{W}\end{aligned}$$

即必须使用热阻在 $1.18^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 以下的散热器。安装散热器时,必须使散热片沿垂直方向安装。应注意不能妨碍空气的流动。

表1-3 外壳与散热器的热阻

外壳形状	TO-3		TO-220	
	无	有	无	有
传热复合物	无	有	无	有
无绝缘片	0.2	0.1	0.4	0.2
有绝缘片	云母 (25~75 μ)	0.6~ 0.8	0.3~ 0.4	1.0
	有绝缘片 (25~75 μ)	1.2	0.6	1.4
	聚四氟 乙烯	1.5	0.8	1.7

1.3 稳压电路的应用

过去能设计图1-1所示的电路,但若将电路作一些改变,则能够增加新的功能。

(1) NiCd电池充电器

对NiCd电池进行充电时,最简单的办法是如图1-10所

② 传热复合物:为了减小接触电阻而采用的。它是为了填平目光看不见的微小凹凸不平而采用的,也叫做热复合物,其典型材料为硅油。

示, 在输出端串联上电阻器, 然后与电池相连接。此时, 输出电压 V_{out} 增高的一方, 稳流特性变好, 所以需要额定功率大的 R 。

若为单 3 型 (7 号) 电池, 则电流容量为 500mAh。厂家推荐的充电条件为 $50\text{mA} \times 15\text{h}$, 所以 $I_{CH} = 50\text{mA}$ 时, 宜采取 15 小时的充电时间。

输出短路保护电路的输出特性如图 1-11(a) 所示, 所以利

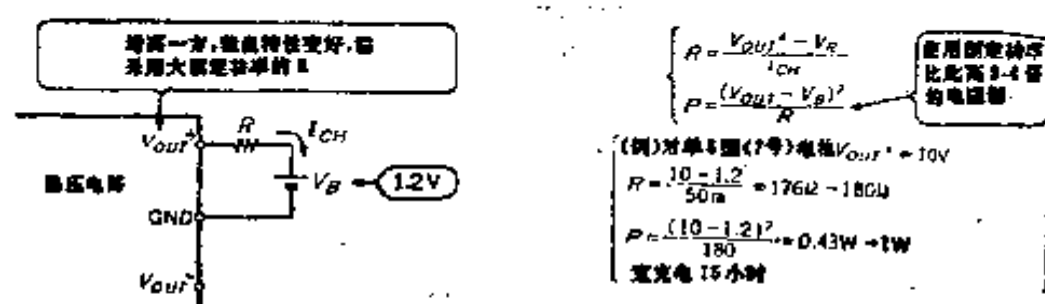


图 1-10 简易型 NiCd 电池充电电路

用此稳流特性的一部分, 可以得到图 1-11(b), 即将 R_6' 与电流检测用电阻 R_6 串联, 使得输出短路保护电路开始工作时的电流与充电电流相等。

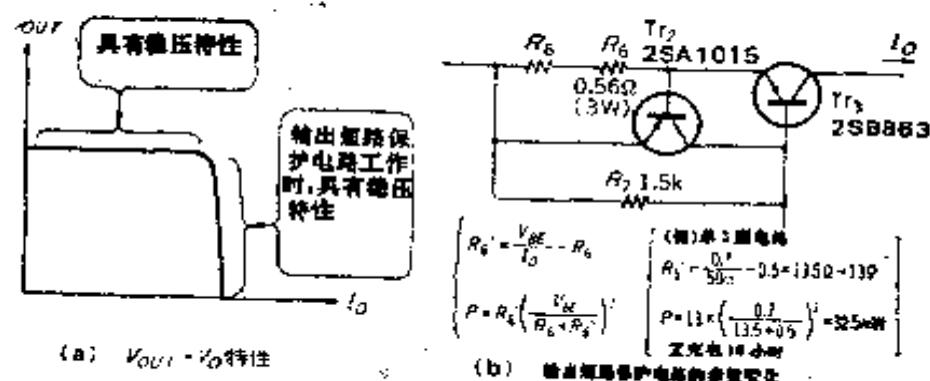


图 1-11 利用输出短路保护获得稳流特性

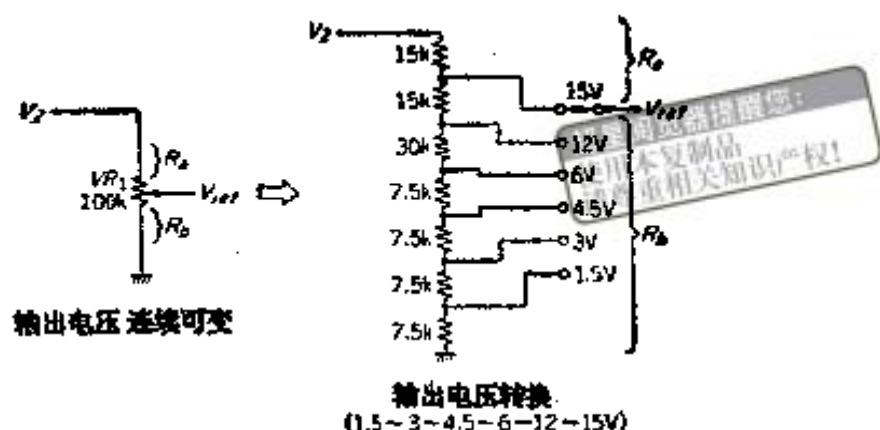


图1-12 以可变电阻为开关转换电压

(2) 转换型稳压电路

如图1-12所示，若将 VR_1 的一部分变为转换开关，则能变换输出电压。这里给出的参数值在1.5—3—4.5—6—12—15V之间变换。

如设 $V_Z - V_{ref}$ 之间的电阻为 R_a ， V_{ref} 与接地之间的电阻为 R_b ，则输出电压 V_{OUT} 为

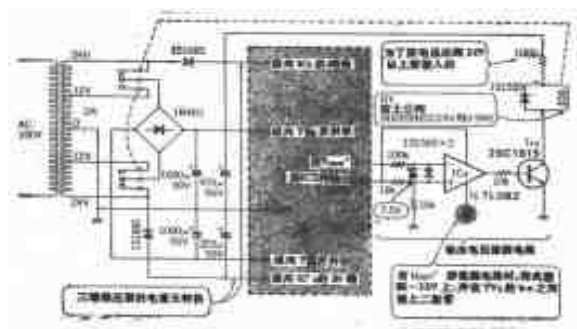
$$V_{OUT} = 18 \times \frac{R_b}{R_a + R_b}$$

其转换开关可用短路型开关^①。

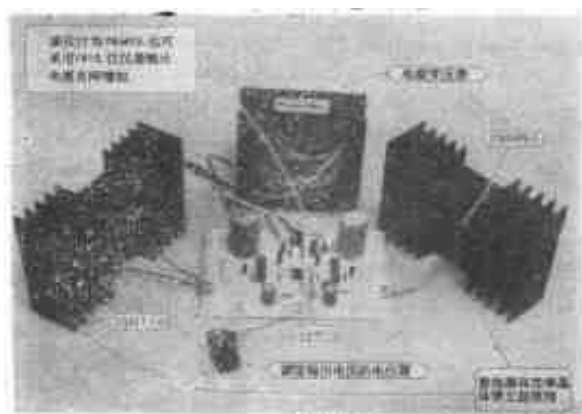
(3) 功率晶体管(Tr_3 、 Tr'_3)的小型化

如本电路所示，在其输出电压 V_{OUT} 可在0~18V之间变化的电路中，控制用的功率管和散热器无须增大。这是因为，输入电压 V_{IN} 的加入与 V_{OUT} 的大小无关。因此，在 $V_{OUT} = 0$ ， $I_D = \text{最大}$ 时，功率管的功耗达到最大。

① 短路型开关：指在转换开关端子的瞬间，与相邻双方接点相接触（短路），与此同时，进行转换。



超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！



降低功耗的电路

在图 1-10 中， V_{OUT} 检测电路。一旦 V_{OUT} 减小到一定值 (7.5V) 以下时，使用继电器将变压器的抽头转换到低电压一方。 IC_1 的 IN^+ 端加上 7.5V 偏压， V_{OUT} 为 7.5V 以上时，

IC的输出为“L”，所以 Tr_4 为关，RY也为关，则在整流二极管上加上 $24V \times 2$ 的电压。根据此电路， Tr_3 、 Tr_4 的功耗减半，所以可使功率管和散热器小型化。

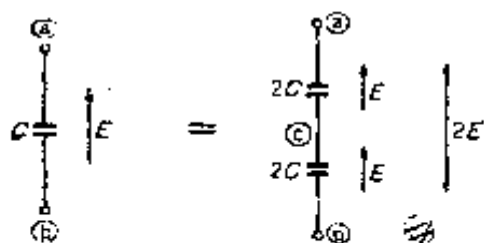
附录1 提高电容器耐压的方法

如果将电压提高到某一定程度之上时，电容器的耐压就将成问题。若获得具有足够耐压的电容器，则自然不会出现什么麻烦。由于难以获得或由于价格急剧上升等原因，经常必须考虑采取其他办法来解决这一问题。

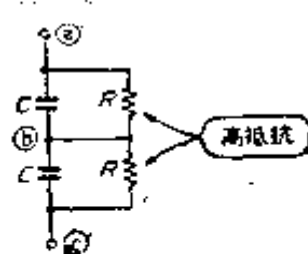
此时，通过更改电路或在电路上另下功夫，即使使用低耐压水平的电容器，也不会出现问题。当其不能采取上述办法时，也可以使用多个电容器，当作一个看起来是提高了耐压的电容器使用。

图A为其原理图。为提高耐压，将两倍容量的电容器串联起来使用。如果设这种电容器的耐压为 E ，若将两只这种电容器串联时，则两只电容器的总耐压变成 $2E$ ，相当于其耐压提高了一倍。并且，由于两只电容器的串联，因而其总容量减少了一半，即与原来的一只电容器的容量相等。

同样，当其希望使电容器的耐压提高到原耐压的3倍时，可以将3只容量为最终希望值3倍的电容器串联使用。



图A 提高电容器耐压的办法



图B 实用的方法

然而，实际上按照图A处理是不行的。其原因在于，不

能保证两只电容器的连接点(⑤点)的电位为两端电位(④、⑥点)的一半,随着两只电容器的绝缘电阻出现误差,上述电位会发生很大变化。

为了防止上述问题的出现,如图B所示,必须分别在各电容器两端并联上高阻值电阻器。这样一来,表现绝缘电阻值与上述高阻值电阻相同,因此,⑤'点的电位可以设定为④'和⑥'点之间的中点电位,而且两电容器串联后的总的耐压也能符合希望,提高了一倍。

但是,这种办法也带来了很大的副作用。表现绝缘电阻会极大降低,这样会大大影响其应用。在实际应用中,常将这种办法用于电源滤波电路,此时如果 R 为高阻值,则可以忽略不计,但电阻的耐压和功耗应充分注意。

第二章 h_{FE} 测试仪的设计

作为最基本的半导体器件是三极管。三极管有NPN和PNP两类，具有从片状三极管①之类的小型产品到功率管那样的大型产品。按其用途，又具有高频用、开关用等多种类型的三极管。这里讨论的涉及到这类三极管的基本工作原理，设计直流放大系数 h_{FE} 测试仪，介绍直流除法电路。

2.1 三极管的基本工作原理

三极管的直流基本工作原理见图2-1。共发射极电路是以基极输入，集电极输出的发射极接地形式。此外，还有基极接地②和集电极接地(射极跟随器)，而其中又以发射极接地方式使用得最多，是一种典型方式，因此我们来讨论发射

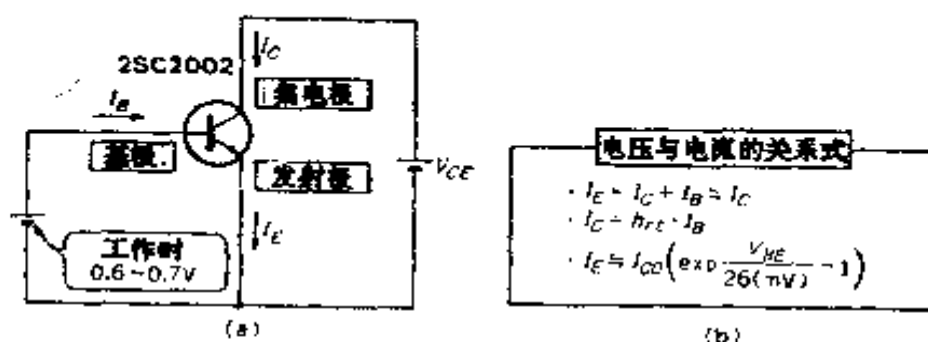


图2-1 三极管的直流基本情况(发射极接地)

- ① 片状三极管：它有表面安装用二极管之称。
- ② 基极接地电路：共基极(接地)，以发射极输入，集电极为输出的电路。输出阻抗高，输入阻抗低，频率特性好，电流增益在1以下。

极接地方式。下面以小信号三极管2SC2002为例，来讨论其典型特性。

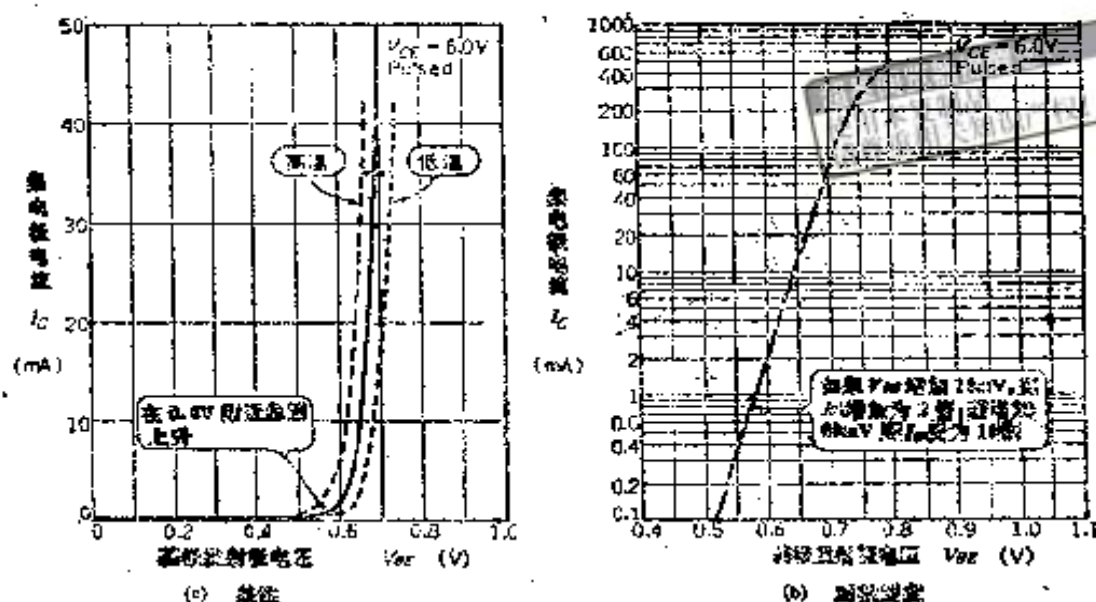


图2-2 I_C-V_{BE} 特性

(1) I_C-V_{BE} 特性

图2-2所示为三极管的基极与发射极之间加上电压时的集电极电流 I_C 。如图(a)所示，与二极管 $V-I$ 特性一样，在 V_{BE} 为 0.6V 附近， I_C 将急剧上升，然后即使 I_C 再增长， V_{BE} 也几乎不再增大。其中，重要之点在于，只要是三极管的工作正常，则它的 V_{BE} 就一定在 0.6~0.7V 附近。当 $V_{BE} \leq 0.5V$ 时，电流几乎消失，如果 $V_{BE} \geq 1V$ 时，管子将损坏。但是，当功率管中有大电流通过时，也可能出现 $V_{BE} \geq 2V$ 。

如果按对数刻度方式描绘 V_{BE} ，则如图2-2(b)所示成为直线。从图可知，如果 V_{BE} 增至 60mV，则 I_C 将增大 10 倍。

V_{BE} 具有温度特性，其温度系数约为 $-2mV/^\circ C$ ，即对于同一 I_C ，温度越高， V_{BE} 越小；若温度越低，则 V_{BE} 变得越

大。由于温度系数为 $-2\text{mV}/^{\circ}\text{C}$ ，因此，如果固定 V_{BC} 不变，温度变化 30°C ，则电流将变化10倍。

三极管的 V_{BE} 的反向耐压，不随种类而异，由于低至几伏，所以在加上反向 V_{BE} 的电路中，必须对此加以保护。图2-3即为一例，在基极与发射极之间接上二极管，使得 V_{BE} 的反向电压不会超过二极管上的正向电压 V_F 。

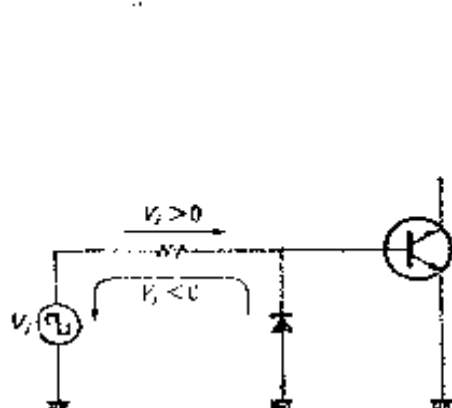


图2-3 基极-发射极结的保护

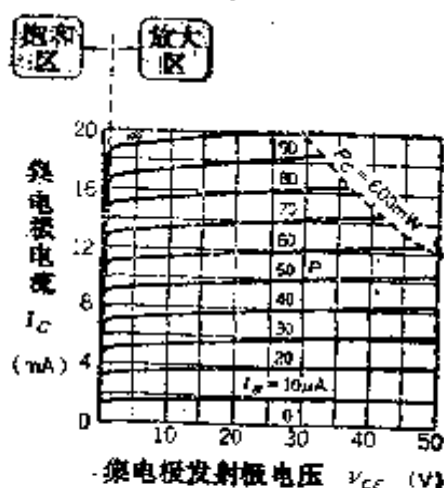


图2-4 I_C-V_{CE} 特性

(2) I_C-V_{CE} 特性

这是以 I_B 为参量，将集电极-发射极之间的电压 V_{CE} 与 I_C 的关系，以图表的方式表示而得到图2-4。此图表明，例如设 $V_{CE}=30\text{V}$ ，若 $I_B=50\mu\text{A}$ ，则将会有 $I_C=10\text{mA}$ 的电流流过（图中P点）。并且，集电极功耗 $P_C=600\text{mW}$ 线表示该三极管的集电极功耗的最大额定值，如果管子工作在此区域之外，则将会因超过最大额定值而被破坏。

三极管的工作区域可分为有源区和饱和区。当其三极管处于一般的线性工作（放大、偏量等）时，则工作在有源区；当处于开关工作状态时，则使用在饱和区。

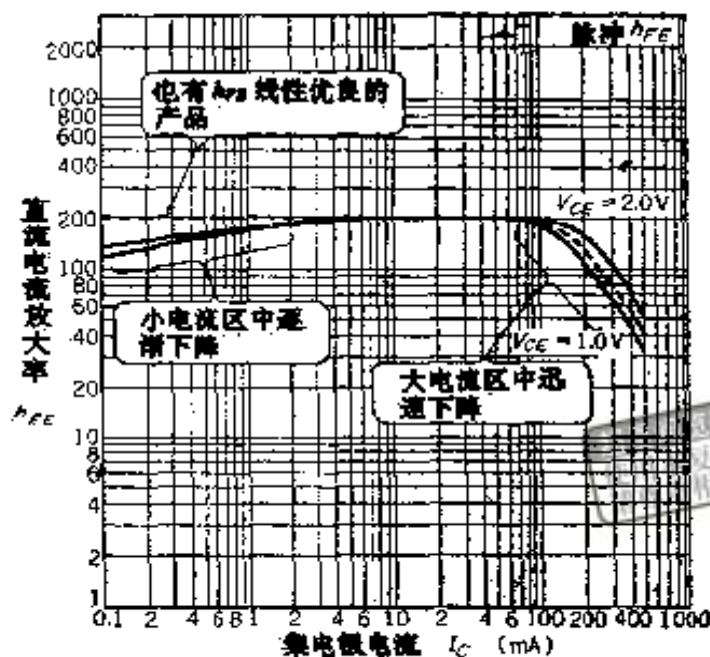


图2-5 $h_{FE}-I_C$ 特性

(3) $h_{FE}-I_C$ 特性

h_{FE} 为定义成 $\frac{I_C}{I_B}$ 的电流放大系数。 h_{FE} 与 I_C 有关,其关系如图2-5所示。从总体趋向看,在小电流区 I_C 略有下降;在大电流区,则 I_C 将迅速下降。 h_{FE} 的大小在几十至几千范围内。即使是同一型号的三极管,其值也有相当大的误差。因此,通常按照 h_{FE} 的大小将同型号的三极管精细分类。

(4) h_{FE} 测定的基础知识

这里设计的 h_{FE} 检测仪是将 h_{FE} 变换成电压,将此输出连接在数字式电压表上,读出 h_{FE} 值。当然也可以与数字面板仪表或指针式电压表一体化。

如果有波形记录器②,则可以在显像管画面上显示图2-

② 波形记录仪:能将电压-电流特性描绘在显像管的画面上的测试仪。不仅限于三极管,而且能观察所有的有源、无源元件的电压-电流特性。

7所示的 I_C-V_{CE} 特性，所以通过波形记录器可以读取 h_{FE} 。例如，由于通过此P点的曲线为 $I_B=50\text{mA}$ 的曲线，则

$$h_{FE} = \frac{I_C}{I_B} = \frac{10\text{mA}}{50\mu\text{A}} = 200$$

h_{FE} 为 I_C 与 I_B 之比，只要知道 I_C 和 I_B 即可，最简单的办法是图2-6所示的办法。以固定偏压①方式，向基极提供电流，测试此时的 I_C 和 I_B 。为要测得 I_B ，不能使用电流表，这是因为 I_B 的数值相当小，难以用电流表测定。上述办法非常简单且实用。

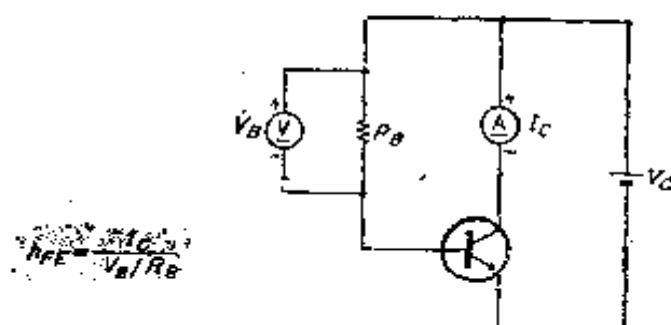


图2-6 最简单的 h_{FE} 测定方法

(5) 简易型 h_{FE} 测试仪

图2-7所示，可采取上述设想的，能够测定NPN/PNP两种三极管的简易型 h_{FE} 测试仪。它能够设定 $I_B=10\mu\text{A}$ 、 $1000\mu\text{A}$ 和 1mA 三个阶段，如果按[mV]单位读取 V_{OUT} ，则就能直接读出 h_{FE} 。

例如，讨论测定 h_{FE} 的三极管的情况。如果按照 $I_B=100$

① 固定偏压：如图2-6所示，用一只电阻器从电源为基极取得偏压的方法。虽然电路简单，但稳定性和误差均不良，所以在放大器等场合几乎都不采用。

μA 的量程(由于电源电压为 5V , V_{BE} 稳定为 0.7V , $R_B=43\text{k}\Omega$, 则 $I_B=\frac{(5-0.7)}{43\text{k}}=100\mu\text{A}$)进行测定, 则 $h_{FE}=250$, 于是

$$I_C = h_{FE} \cdot I_B = 250 \times 100\mu\text{A} = 25\text{mA}$$

$$V_{OUT} = I_C \cdot R_C = 25\text{mA} \times 10 = 250\text{mV}$$

由于可按 $[\text{mV}]$ 单位读取 V_{OUT} , 则 h_{FE} 为 250。

这种电路有如下缺点:

- ① V_{CE} 随 h_{FE} 的大小不同而异
- ② 如硅和达林顿三极管^③, 如果 V_{BE} 不同, 则不能使用。

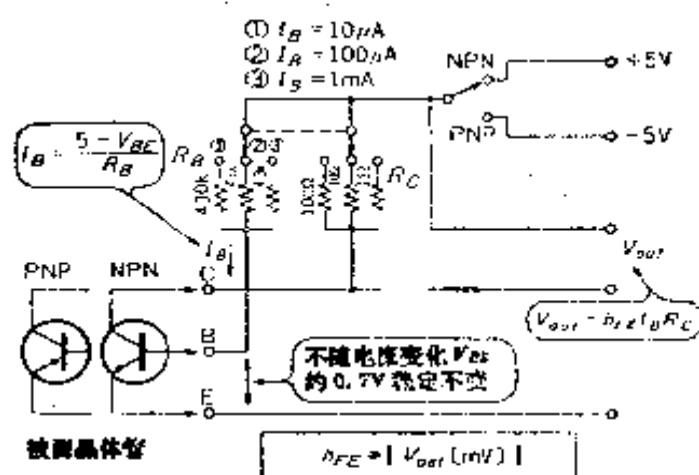
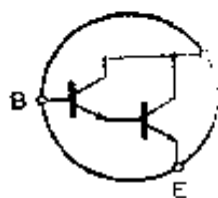


图2-A 达林顿三极管

图2-7 简易型 h_{FE} 测试仪

- ③ 不能在 I_C 稳定不变的情况下测定

首先, 只要管子工作在饱和区, h_{FE} 不会怎么变化, 因此

①项不会成为大问题; 如果取代 R_E , 制作恒流电路, 则不会随 V_{BE} 的不同, 而能使 I_B 达到设定值, 因此②项的问题 能获

- ③ 达林顿三极管, 外形与一般晶体管相同, 内部如图2-A所示, 两只三极管按达林顿方式连接, 于是 V_{BE} 为一般晶体管的两倍, h_{FE} 高达几千至几万。

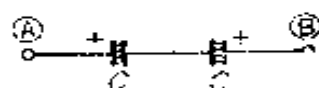
得解决。然而，只是③项在不做大的改动的情况下是难以避免的。但是，在进行实际电路设计时，往往需要知道决定 I_C 大小的 h_{FE} 值，并且厂家的技术数据中也有 h_{FE} 的数值。

附录2 无极性(非极性)电容器的制作方法

采用电解电容器，可以得到小型且大容量，但由于存在着 \oplus 、 \ominus 极性，所以在外加电压极性发生变化时，不能直接使用。

此时，如图C所示，如果将两只电解电容器按同一极性相互连接的方式进行串联，则能使其无极性化。由于是串联方式，则①-③之间的容量自然应为一只电容器的1/2。

此时必须注意，如果按照①-③之间有极性的方式使用，



图C 电解电容器的无极性(非极性)化

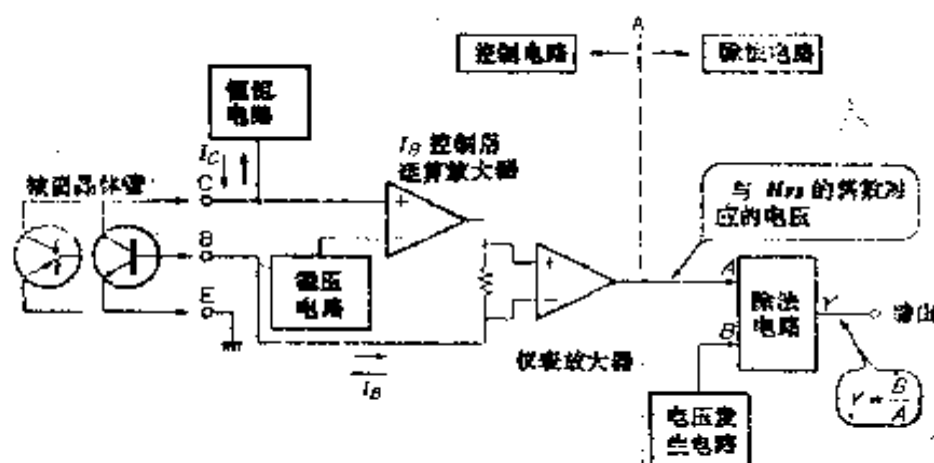
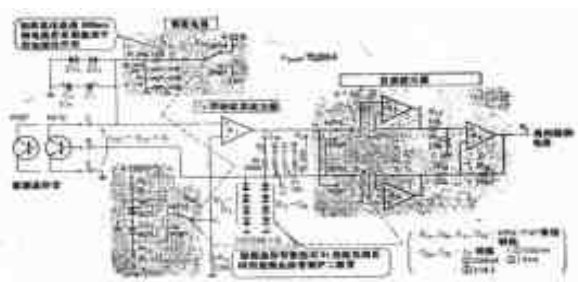


图2-8 h_{FE} 测试仪的方框图



则当电容器的极性与外加电压极性相反时，电容器的性能将量减小。使用钽电解电容器，以固能连接成为无极性方式。

图2-9 控制电路

2.2 h_{FE} 测试仪的设计

图2-8是为了弥补图2-7的缺点而设计的 h_{FE} 测试仪。虚线A的左侧为向被测晶体管提供所需 V_{CE} 、 I_C 的控制电路。同时，检测出与 I_B 相对应的 $1/h_{FE}$ ，将其变换成为电压值输出。右侧为除法电路，计算 h_{FE} 。据此，可以完全克服图2-7中的三个缺点。

设计时，应考虑能够在 $V_{CE}=5V$ (恒定)、 $I_C=500mA$ 、 $100mA$ 、 $10mA$ 、 $1mA$ 条件下进行测定。要使 V_{CE} 维持稳定，这是由以下情况所决定的，即 V_{CE} 即使变化，而 h_{FE} 也不应出现很大变化。如果 V_{CE} 变大，则因发热而使 h_{FE} 变化。并且，若要测定功率管，则能测出更大的 I_C 值。这样一来，电

源负荷也将变大, 因此 V_{CE} 维持为5V。

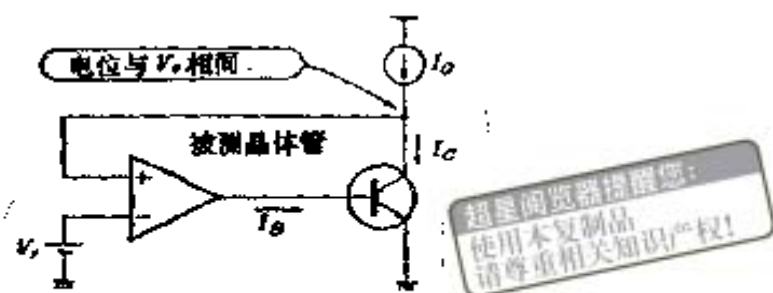


图2-10 I_B 控制原理

(1) 控制电路的设计

图2-9为具体电路。图2-10是 I_B 的控制原理。

在图2-10中, 由于运算放大器的 IN^+ 端与 IN^- 端的电位差为0, 则被测晶体管的集电极电位为 V_r , 并且 $I_o = I_c$ 。反之, 若 $I_o > I_c$, 则 IN^+ 端的电位会上升, 运算放大器的输出上升。这样, I_o 增加, 从而 I_c 也将上升。当 $I_o < I_c$ 时, 进入与此相反的工作状态。如上所述, 运算放大器会控制 I_B , 使得 V_{CE} 、 I_c 达到所规定的数值。

① 恒流电路

② $R_1 \sim R_4$ 的计算: 即使是恒流电路, 其两端电压也是一定的, 是由单一电阻所确定的。电阻值通过下式, 由设定电流 I_o 与电压决定。

$$R_1 \sim R_4 = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_o}$$

其中, $I_o = 500、100、10、1\text{mA}$, $V_{CE} = 5\text{V}$, 则

$$R_1 = \frac{15 - 5}{500 \times 10^{-3}} = 20\Omega, \quad R_2 = \frac{15 - 5}{100 \times 10^{-3}} = 100\Omega$$

$$R_3 = \frac{15 - 5}{10 \times 10^{-3}} = 1\text{k}\Omega, \quad R_4 = \frac{15 - 5}{1 \times 10^{-3}} = 10\text{k}\Omega$$

并且,由各电阻所消耗的功率为:

$$P_{R_1 \sim R_4} = I_O^2 \cdot R_{1 \sim 4}$$

$$P_{R_1} = (500\text{mA})^2 \cdot 20\Omega = 5\text{W},$$

$$P_{R_2} = (100\text{mA})^2 \cdot 100\Omega = 1\text{W}$$

$$P_{R_3} = (10\text{mA})^2 \cdot 1\text{k} = 0.1\text{W},$$

$$P_{R_4} = (1\text{mA})^2 \cdot 10\text{k}\Omega = 0.01\text{W}$$

由于从发热的角度来看,额定功率必须设定为功耗的2~4倍以上,所以 R_1 的额定功率应定为10W、 R_2 为3W、 R_3 为1/4W。如果再降低电源电压,则可以选择小额定功率的电阻器。

⑥ 关于 ZD_3 、 ZD_4 与 C_1 、 C_2 : ZD_3 、 ZD_4 是为了防止即使是瞬间,由于某种原因使得 A_1 的 IN^+ 端达到+7~8V或-7~8V以下而设置的。如果没有 ZD_3 、 ZD_4 ,则由于电源闭合时间的影响, A_1 闭锁而不能正常工作。

这里所使用的齐纳二极管(ZD)上的电压必须比 ZD_1 、 ZD_2 上的电压更高,所以要有一定的余量,将齐纳电压设为5.6V,选用05Z5.6型产品。在ZD上一般没有电流通过,然而,有可能瞬间出现最大值为 $400\text{mA} \left(= \frac{V_{CC} - V_Z}{R_5} \right)$ 的电流。

但其通过的时间极短,即使没有特定的功率ZD也无妨。

C_1 、 C_2 是为防止异常振荡的出现而设置的。根据经验,容量可选 $10\mu\text{F}$,选用高频特性良好的钽电解电容器。并且,由于NPN/PNP管子所加电压的极性的变化,可将两只电容器对接使用。

⑦ 恒压电路

⑧ ZD_1 和 R_6 的确定:由于设定 $V_{CE} = 5\text{V}$,则必须获得5V的电压。于是应选用05Z5.1的 ZD_1 。此ZD的齐纳电压标称



值为5V，误差范围为4.8~5.4V。于是，并非准确的5V也没多大问题。如果希望能准确获得5V时，ZD₁可选用齐纳电压更高一些的05ZD5.6型产品。R₁₁为可变电阻器，可将V_r分压获得所需的电压值。

R₉的作用在于，用来确定通过ZD₁的电流。由于05Z5.1型产品的推荐齐纳电流I_Z为5mA，则

$$R_9 = \frac{V_{CC} - V_Z}{I_Z} = \frac{15 - 5.1}{5 \times 10^{-3}} = 1.98 \text{ k}\Omega \rightarrow 2 \text{ k}\Omega。$$

⑥ ZD₂与R₁₀：当其被测晶体管为PNP型时，必须使V_r = -5V，为此，与正侧一样，由ZD产生-5V，ZD₂与R₁₀的确定方式同于ZD₁和R₉。

③ I_B控制用运算放大器的外围元器件

① R₅~R₈的计算：由于I_B的通过，使得在此电阻器的两端产生电压(V_a)。h_{FE}小时，自然I_B将会增大，上述V_a也将增大。由于运算放大器的最大输出振幅为12V，则设最小可测h_{FE}为10，则此时V_a为10V。于是，R₅~R₈为：

$$R_{5 \sim 8} = \frac{V_a}{I_C / h_{FE}(\text{最小})}$$

$$R_5 = \frac{10}{500 \times 10^{-3} / 10} = 200 \Omega, R_6 = \frac{10}{100 \times 10^{-3} / 10} = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_7 = \frac{10}{10 \times 10^{-3} / 10} = 10 \text{ k}\Omega, R_8 = \frac{10}{1 \times 10^{-3} / 10} = 100 \text{ k}\Omega$$

据此，V_a与h_{FE}的关系为：

$$V_a = \frac{100}{h_{FE}} \quad (\text{V})$$

⑦ D₁~D₈：在实际测量时，应充分注意不要弄错被测晶体管的极性和h_{FE}测试仪的极性转换开关。如果没有这种三极管，则被测晶体管将会在过高的V_{BE}反向电压下被损坏。

的输出 V_b 为:

$$V_b = V_a = \frac{100}{h_{FE}} \quad [V]$$

⑥ $A_2 \sim A_4$: 可以预料, 被测晶体管的 I_B , 即 A_1 的输出电流将相当小 (10A 以下)。如果 A_2 、 A_3 的输入偏流 \bullet 大, 则将

采用场效应管输入运算放大器。这里输入的通用场效应管输入运算放大器

放大器的输入偏置电流在常温下非常幅度增加(10℃时约增加两倍),所以发热元件。

[illegible]

表2-1(注) NJM4200特性

● **输入偏流**：指流入到运算放大器 IN^+ 、 IN^- 端(流出)的电流。并且，将此电流之差叫做输入偏置电流。

(2) 除法电路的设计

如果用运算放大器来实现除法电路, 结构会较繁杂; 但由于最近出现了廉价的专用集成电路, 这样做已经不成问题了。这里使用的是NJM4200(JRC), 其特性参见表2-4。

① NJM4200

这种集成电路为乘法、除法专用集成电路, 内部结构见图2-12。如果考虑到 $V_{BE(Q1)} \sim V_{BE(Q2)} \sim V_{BE(Q3)} \sim V_{BE(Q4)}$ 回路, 则

$$V_{BE(Q1)} + V_{BE(Q2)} = V_{BE(Q3)} + V_{BE(Q4)}$$

晶体管的 V_{BE} 与 I_C 的关系为:

$$V_{BE} = V_T \ln \frac{I_C}{I_S}$$

$V_T (= k_T/q)$: 热电压, 在常温下约为26mV,

I_S : 反向饱和电流, 通常情况下为 $10^{-13} \sim 10^{-18}A$, 将其代入前式, 则

$$V_T \cdot \ln \frac{I_{C1}}{I_{S1}} + V_T \ln \frac{I_{C2}}{I_{S2}} = V_T \ln \frac{I_{C3}}{I_{S3}} + V_T \ln \frac{I_{C4}}{I_{S4}}$$

$$\rightarrow I_{C1} \cdot I_{C2} = I_{C3} \cdot I_{C4}$$

(同一芯片上, $I_{S1} \sim I_{S4}$ 相等)

于是,

$$I_{C3} = \frac{I_{C1} \cdot I_{C2}}{I_{C4}}$$

能够完成电流的乘法和除法。这种集成电路在本电路中最容易受温度的影响, 所以在安装时必须尽量远离热源。

② 在四象限乘法器^⑤中的应用

- ⑤ 四象限乘法器: 这是指两个输入信号同时加在正负两端的乘法器。与此对应, 当一个信号仅为正或负时, 称为二象限, 如果两个信号其双方仅为正或负时, 称为一象限。

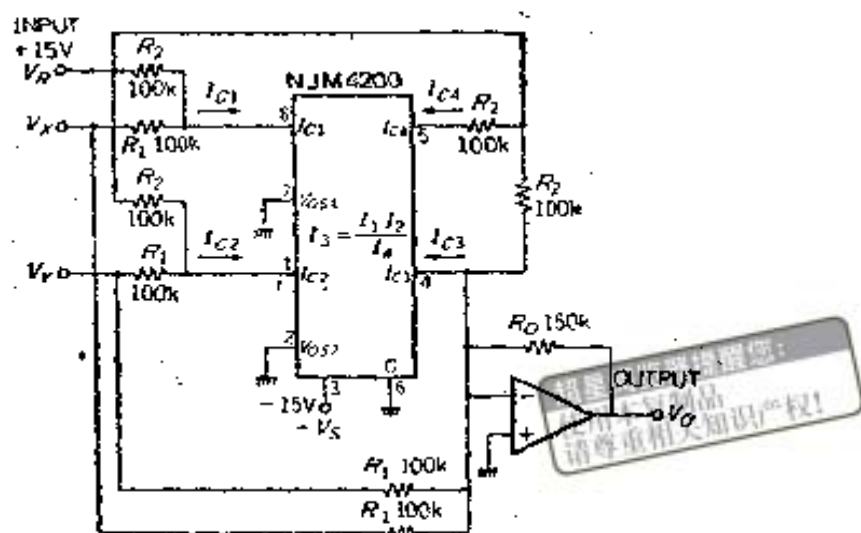


图2-13 在四象限乘法器中的应用

四象限乘法电路见图2-13。由于电流输入点处于0电位，则各部分电流分别为：

$$I_{C1} = \frac{V_Y}{R_1} + \frac{V_R}{R_2},$$

$$I_{C2} = \frac{V_Y}{R_1} + \frac{V_R}{R_2},$$

$$I_{C3} = \frac{V_X}{R_1} + \frac{V_Y}{R_1} + \frac{V_R}{R_2} + \frac{V_O}{R_O}$$

$$I_{C4} = \frac{V_R}{R_2},$$

若将其代入 $I_{C3} = \frac{I_{C1} \cdot I_{C2}}{I_{C4}}$ ，则

$$V_O = \frac{R_O R_2}{R_1^2} \cdot \frac{V_X V_Y}{V_R}$$

可完成 V_X 与 V_Y 的乘法运算。如果 I_{C1} 、 I_{C2} 、 I_{C4} 不是正值，则不能工作，所以 V_R 为正电压，即使 V_X 、 V_Y 为负值，也能使 I_{C1} 、 I_{C2} 为正值，而正常工作。

关于具体的参数设定问题，由于各电流在 $50\sim 250\mu\text{A}$ 范围内，能够保证集成电路的线性，所以要使电流进入此范围内。图中的电路参数的确定原则是，应使 V_x 、 V_y 在 $\pm 10\text{V}$ 的范围内变化，输入与输出电压之间的关系为：

$$V_o = \frac{150\text{k} \cdot 100\text{k}}{(100\text{k})^2} \cdot \frac{V_x V_y}{15} = \frac{1}{10} \cdot V_x V_y$$

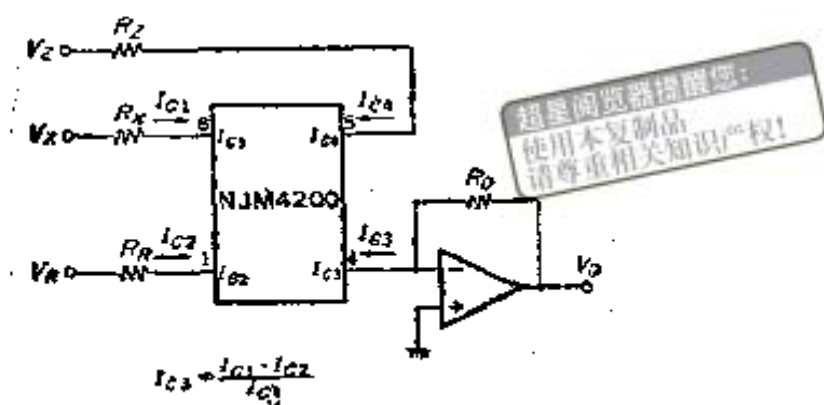


图2-14 除法电路的基本结构

③ 除法电路的基本结构

由于除法电路不能像乘法电路那样，简单地完成四象限工作，所以定为一象限工作，基本连接方式如图2-14所示。 V_Z 、 V_X 、 V_R 必须全部为正值。输入输出之间的关系如图所示。

$$V_o = \frac{R_o \cdot R_z}{R_x \cdot R_R} \cdot \frac{V_x V_R}{V_z}$$

控制电路的输出 V_b 为 V_Z 的输入。

④ R_Z 、 R_X 、 R_R 的计算：为简化，如果设 $V_x = V_R = +15\text{V}$ ，则为使 I_{C1} 、 I_{C2} 在 $50\sim 250\mu\text{A}$ 的范围内， R_X 、 R_R 必须为：

$$50\mu\text{A} \leq \frac{V_x}{R_x} \leq 250\mu\text{A} \longrightarrow 60\text{k}\Omega \leq R_x \leq 300\text{k}\Omega$$

$$50\mu\text{A} \leq \frac{V_R}{R_R} \leq 250\mu\text{A} \rightarrow 60\text{k}\Omega \leq R_R \leq 300\text{k}\Omega$$

为了使计算简化, 设 $R_x = R_R = 150\text{k}\Omega$,

并且, 在 $h_{FE} = 10 \sim 1000$ 范围内, V_z 变化达 $0.1 \sim 10\text{V}$, 所以在此整个范围内, I_c 难以达到 $50 \sim 250\mu\text{A}$, 于是, 如果按中心的 $V_z = 1\text{V}$ ($h_{FE} = 100$) 考虑, 则

$$50\mu\text{A} \leq \frac{V_z}{R_z} \leq 250\mu\text{A} \rightarrow 4\text{k}\Omega \leq R_z \leq 20\text{k}\Omega$$

由此, 设 $R_z = 10\text{k}\Omega$ 。

⑥ 由除法电路所得的输入输出关系: 如果设 $\frac{R_o R_z}{R_x R_R} \cdot$

$V_y V_R = K$, 则

输入输出关系可表示为

$$V_o = K \cdot \frac{1}{V_z}$$

由于 V_z 等于控制电路的输出 V_b , 则

$$V_o = K \cdot \frac{1}{V_b} = \frac{K \cdot h_{FE}}{100}$$

如图2-7所示, 若以直接读取 V_o (mV) 的方式来表示 h_{FE} , 则必须设

$$V_o = \frac{h_{FE}}{1000}$$

于是, 根据上述二式可求得

$$K = \frac{1}{10}$$

⑦ R_o 的计算: 由于知道必须的 K 值, 则可求得 R_o :

$$R_o = K \cdot \frac{R_x R_R}{R_z} \cdot \frac{1}{V_x \cdot V_R} = \frac{1}{10} \cdot \frac{150\text{k} \cdot 150\text{k}}{10\text{k}}$$

$$\frac{1}{15 \times 15} = 1k\Omega$$

超星浏览器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

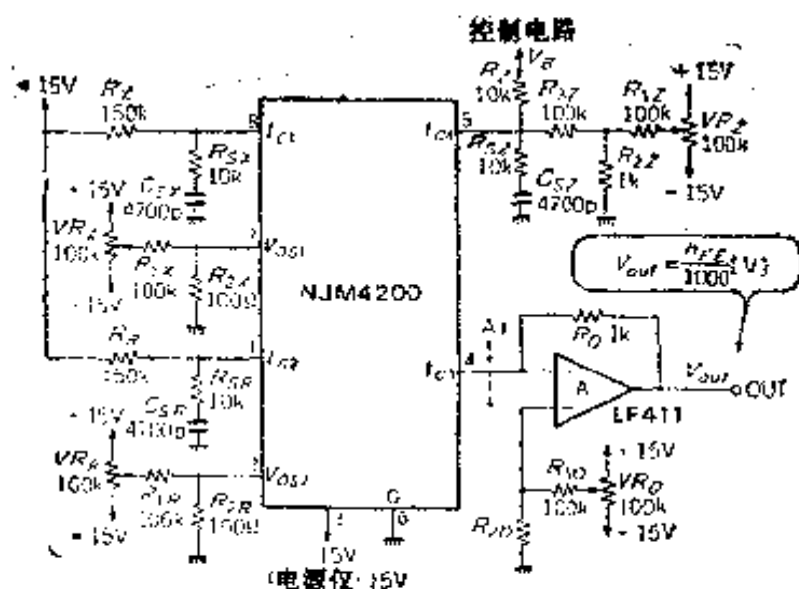


图2-15 实际的除法电路

(3) 实际的除法电路

在实际电路中，还必须设置偏置调整及在输入部分设置，由CR组成的低通滤波器LPF，图2-15为包括这些部分的电路。

② 外部运算放大器的选择：由于NJM4200电路的输出为电流输出，因此，为了不至产生误差，应采取可以忽略输入偏流的场效应管输入型运算放大器。并且，由于其中的偏置也会影响运算误差，则选用低偏置型LF411 (NS)。LF411的输入偏压为2mV(最大)。

⑥ 偏置调整电路：为了控制其中的无用功耗，设偏置调整用的半可变电阻器 VR_X 、 VR_R 、 VR_Z 、 VR_O 为 $100\text{k}\Omega$ 。

关于 R_{1X} 、 R 和 R_{2X} 、 R ，由于NJM4200的偏置电压为 10mV 最大)，则为了进行补偿，必须设

$$\frac{R_{2X,R}}{R_{1X,R} + R_{2X,R}} \cdot V_{CC} \geq 10\text{mV}$$

设 $V_{CC} = 15\text{V}$ ，则设

$$R_{1X} = R_{1R} = 100\text{k}\Omega, R_{2X} = R_{2R} = 100\Omega$$

关于 $R_{1Z} \sim R_{3Z}$ ，按照合成控制电路输出的关系，必须设：

$$\frac{R_{1Z}}{R_{1Z} + R_{2Z}} \cdot \frac{R_Z}{R_{3Z}} \cdot V_{CC} \geq 10\text{mV}$$

为了不影 R_Z 和 R_{3Z} ， R_{3Z} 应选取得更大一些，可定为 100Ω 。于是，得到：

$$\frac{R_{2Z}}{R_{1Z} + R_{2Z}} \cdot \frac{10\text{k}}{100\text{k}} \cdot 15 \geq 10\text{mV}$$

此， $R_{1Z} = 100\text{k}\Omega$ ， $R_{2Z} = 1\text{k}\Omega$ 。

关于 R_{1O} 和 R_{2O} ，由于LF411的偏置电压为 2mV ，则

$$\frac{R_{2O}}{R_{1O} + R_{2O}} \cdot V_{CC} \geq 2\text{mV},$$

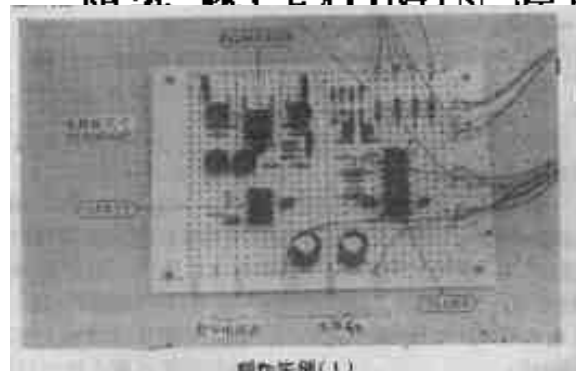
此， $R_{1O} = 100\text{k}\Omega$ ， $R_{2O} = 47\Omega$ 。

⑦ 输入部分的低通滤波器LPF：若 $I_{C1} \sim I_{C4}$ 的范围超过 $50 \sim 250\mu\text{A}$ ，则可能使工作出现不稳定。防止出现这种情况的办法，是采用由CR组成的低通滤波器(LP F)。在本电路中， I_{C3} 、 I_{C4} 超出上述范围，为了安全，不仅在脚5处，而且也在脚1、8处接上LPF。厂家推荐的C、R值为 $10\text{k}\Omega$ 和 100pF 。

请尊重知识产权！
如有侵权，请联系删除！

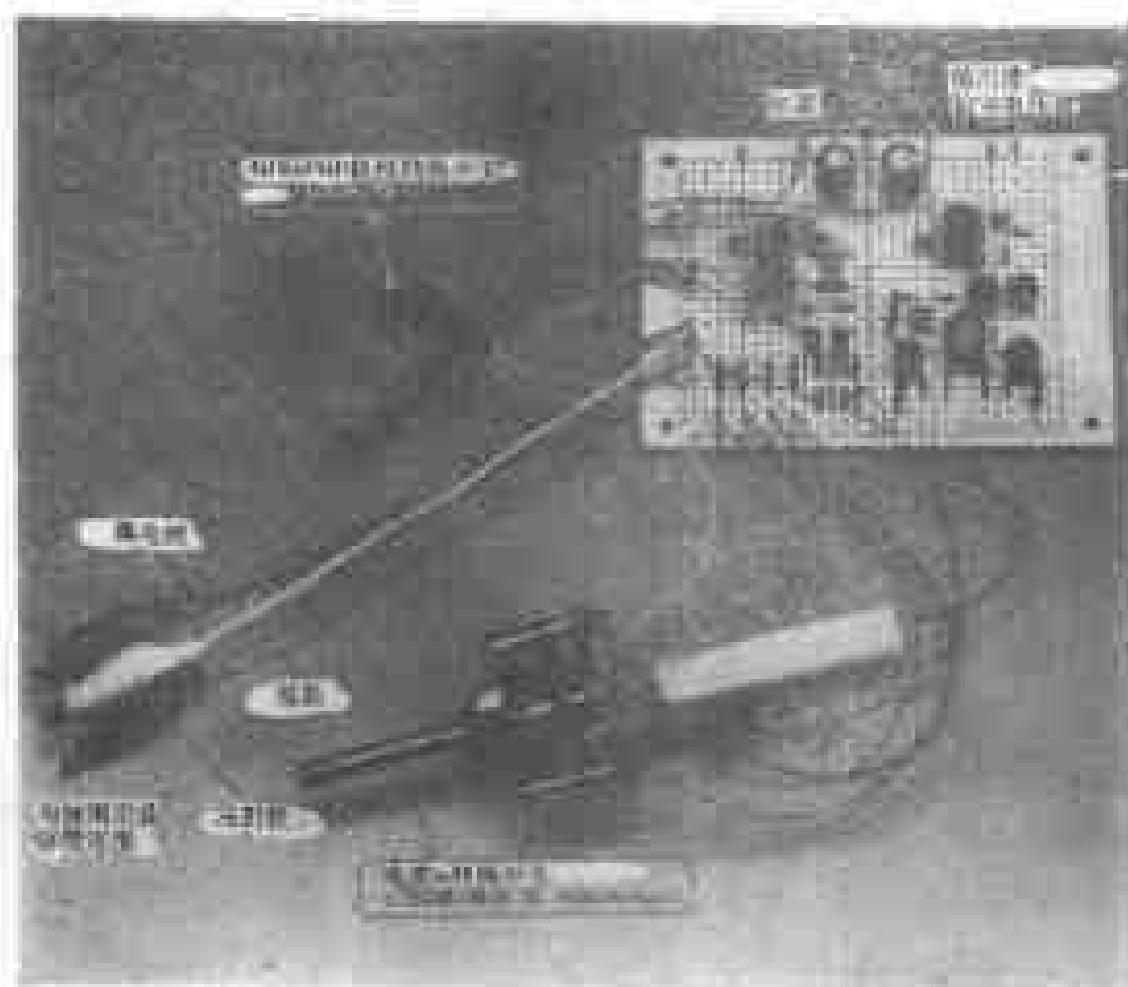
④ 偏置调整法：偏置的调整按下述次序进行：

- 调整 VR_X ，使脚 8 的电压为 0，
- 调整 VR_R ，使脚 1 的电压为 0，
- 断开 R_X 的 V_{CC} 和 R_Z 的 V_b ，将其相互连接，加上1~10 V电压，调整 VR_Z ，使 V_{OUT} 不变化。
- 断开NJM4200的脚 4（图2-15虚线），用1~10 Ω 的电阻将脚 4 与地相连接，调整 VR_O ，使 V_{OUT} 为0。



之后，将布线还原。与除法电路（图2-15）相结合，就能制法为，将极性转换开关打到待测晶体一端，将集电极电流调节到设定值，输出接到数字电压表等上，若按[mV]单位读取，即可成为 h_{FE} 值。

实际测试时，当 $h_{FE} < 1000$ 时，误差在 $\pm 10\%$ 之内，若 $h_{FE} > 1000$ 时，误差将逐渐增大。其原因在于除法电路的误差增加所致



制作实例(2)

第三章 功率放大器的设计

第三章采用现在已通用的低压工作的功率集成电路。本章，前部分为集成电路等效电路分析；后部分参照此电路分析进行的电路实际设计。

3.1 低电压工作的功率放大器电路分析

BA515的性能见表3-1，外围电路见图3-1，内部等效电路见图3-2。这种集成电路为3V下工作的功率放大器。最低工作电压为1.5V。并且，当负载为4Ω时，能够获得230mW (THD=10%)的输出。

表3-1 BA515的性能

● 电压源 (T_a=25℃, V_{CC}=3V, R_L=4Ω, f=1kHz)

项 目	符号	最低	适用	最大	单位	条 件
无信号电流	I _Q	—	12	—	mA	—
电压增益	A _v	33	36	39	dB	R _{MS} =270Ω
额定输出功率	P _{OUT}	180	230	—	mW	THD=10%
失真率	THD	—	0.4	2.0	%	P _O =50mW
输出噪声电压	V _{NO}	—	0.1	1.0	mV _{rms}	R _L =0Ω
输入阻抗	R _{IN}	10	20	—	kΩ	—
信放去除率	RR	25	40	—	dB	R _L =0Ω, f=100Hz
工作初始电压	V _S	1.5	—	—	V	V _O =50mV
ALC TR 基极电流	I _{BOFS}	—	—	1	μA	—
ALC TR 基极电流	I _{BON}	1.0	—	—	mA	—

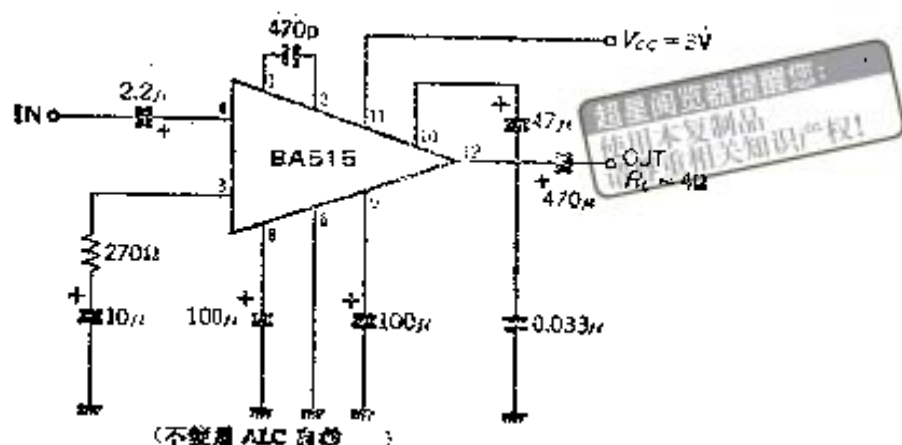


图3-1 BA515的使用方法

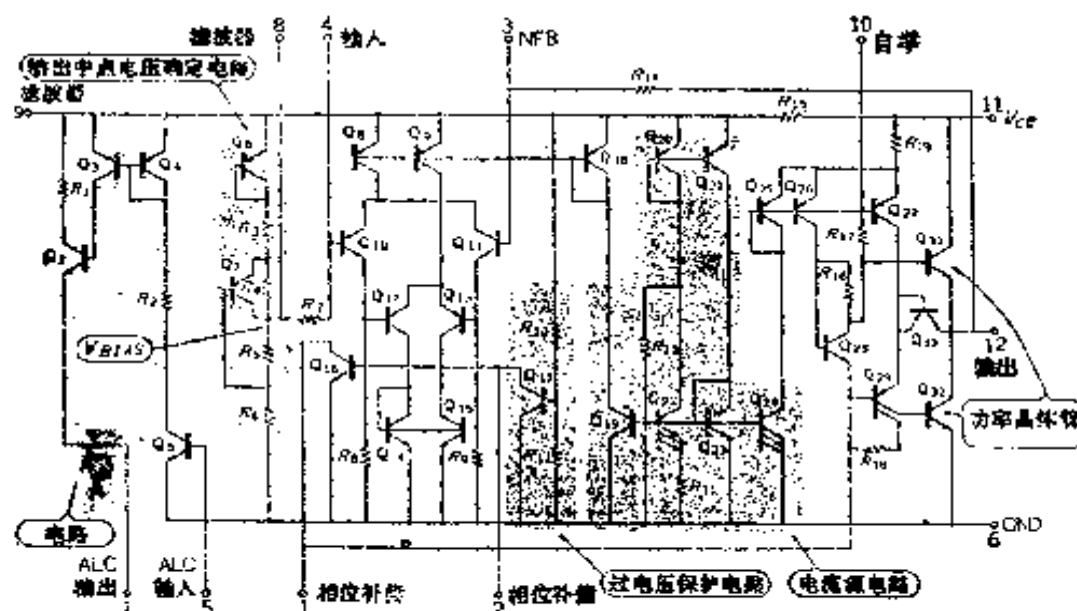


图3-2 BA515的等效电路

(1) BA515的电路组成

内部等效电路如图3-2所示。其中，也包括外围电路元件，为了容易理解，将其改画成图3-3。此图略去了ALC电路和过压的保护电路。

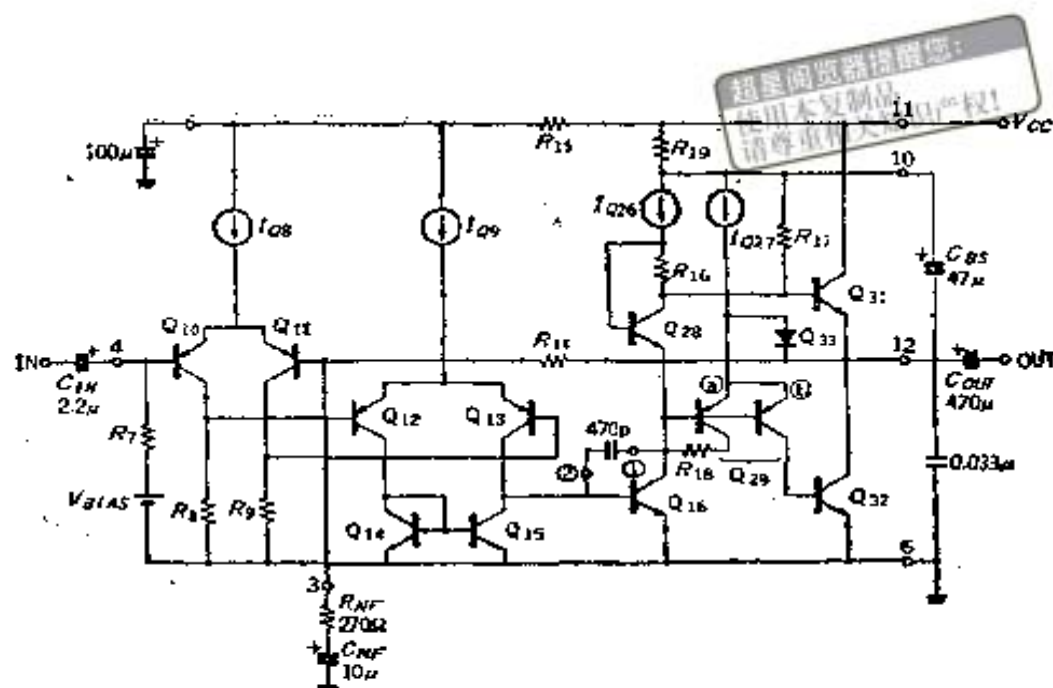


图3-3 为便于了解内部等效电路的简化电路

输入级为PNP晶体管 Q_{10} 、 Q_{11} 组成的差分放大器。成为电阻负载。第二级也为PNP晶体管差分放大器，由 Q_{12} 、 Q_{13} 组成。其负载为由电流密勒 Q_{14} 、 Q_{15} 组成的有源负载①，与下级的激励晶体管 Q_{16} 相连。 Q_{28} 、 Q_{29} 、 Q_{31} 、 Q_{32} 、 Q_{33} 为输出级， Q_{31} 、 Q_{32} 为功率晶体管。

① 直流工作

Q_{10} 的基极由 V_{BIAS} 偏置，因此， Q_{11} 的基极也与之同电位。另外，从输出加反馈到 Q_{11} 的基极。但是，由 C_{NF} 将直流隔断，因此，形成全反馈②。于是，输出电位与 V_{BIAS} 相等。并且，此 V_{BIAS} 随电源电压 V_{CC} 的大小而变化。在正常工作区内，设定 V_{BIAS} 大约为 $1/2V_{CC}$ ，输出一般为上下对称限幅，以便使其获得最大的输出。

由于在平衡状态下采用差分放大器，所以 Q_{10} 、 Q_{11} 的工作

- ① 有源负载：相对于电阻器之类的无源元件，而以晶体管之类的有源器件为负载。实际上，多为电流密勒负载。
- ② 全反馈：指输出的100%全都被反馈。

电流分别为 $1/2 I_{Q80}$ 。同样, Q_{12} 、 Q_{13} 为 $1/2 I_{Q99}$, Q_{14} 、 Q_{15} 的工作电流也为相同值。并且, Q_{16} 中流过 I_{Q26} 。

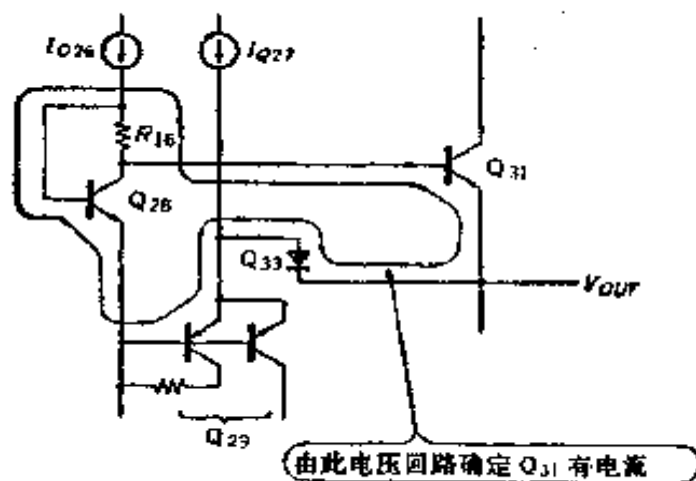


图3-4 无源电流回路

② 无功电流的确定

图3-4为输出级中与无功电流相关的部分。通过图中所示的电压回路,即以输出电位 V_{OUT} 为起点, $(V_{OUT}) \sim V_{BE(Q31)} \sim V_{R15} \sim V_{BE(Q28)} \sim V_{BE(Q29)} \sim (V_{OUT})$ 回路来确定 Q_{31} 的电流。

由于此回路为闭环,所以其电压之和为0,可表示如下:

$$V_{BE(Q31)} + V_{R15} + V_{BE(Q28)} + V_{BE(Q29)} + V_F(Q33) = 0$$

然而,晶体管 V_{BE} 与集电极电流 I_C 的关系可表示为:

$$V_{BE} = V_T \ln \frac{I_C}{I_S}$$

其中, V_T : 热电压(常温下为26mV);

I_S : 集电极反向饱和电流。

将符号也考虑进去,以此式代入前式,并整理之后得:

$$V_T \ln \left(\frac{I_{C(Q31)} \cdot I_{C(Q29)}}{I_{C(Q28)} \cdot I_{C(Q33)}} \cdot \frac{I_{S(Q28)} \cdot I_{S(Q33)}}{I_{S(Q31)} \cdot I_{S(Q29)}} \right) + I_{Q26} \cdot R_{15} = 0$$

使用集成电路时,式中“ $\frac{I_{S(Q28)} \cdot I_{S(Q33)}}{I_{S(Q31)} \cdot I_{S(Q29)}}$ ”部分几乎不变。由于

$$I_{C(Q28)} = I_{Q26}$$

$$I_{C(Q29)} = \frac{I_{C(Q32)}}{h_{FE(Q32)}} \approx \frac{I_{C(Q31)}}{h_{FE(Q32)}}$$

$$I_{C(Q33)} = I_{Q27}$$

即可从理论上确定 $I_{C(Q31)}$ 。由于不知道电流和阻值，因此其值还不能清楚地确定。实际上，由于全电流 $I_O = 12$ mA，可以推论出 $I_{C(Q31)}$ 大约为 10 mA。

③ 增益的求法

首先应求出最新的开环增益^① A_{V0} 。初级差分放大器的电压增益 A_{V1} ：

$$A_{V1} = \frac{R_{s39} // (h_{ie(Q12,13)} \cdot \frac{V_T}{I_{Q9}/2})}{\left[\frac{V_T}{I_{Q4}/2} \right]}$$

式中，分子 $()$ 内为 Q_{12} 、 Q_{13} 的输入电阻，分母 $[\]$ 内为 Q_{14} 、 Q_{15} 传递电导 g_m 的倒数。并且，第二级差分放大器的传递电导^② GM_2 为：

$$GM_2 = \frac{2}{V_T / (I_{Q9}/2)}$$

分子中的 2 是由于 Q_{14} 、 Q_{15} 的电流密勒使得电流变化两倍所致。从驱动晶体管 Q_{16} 到输出部分为电流放大器，其电流增益 A_{i13} 为：

$$A_{i13} = h_{fe(Q18)} \cdot h_{fe(Q31,32)}$$

其中，由于 Q_{28} 成为电平漂移， Q_{29} 成为电流密勒，所以增益变为 1。根据以上情况，接有负载电阻 R_L 时的开路增益 A_{V0} 为：

① 开环增益：指放大器不加反馈使用时的增益，与此对应，当加上反馈使用时的增益称为闭环增益。

② 传递电导：指相对于输入信号电压变化时，输出电流的变化， $\frac{\partial i_{out}}{\partial V_{in}}$

$$A_{V0} = A_{V1} \cdot G_{M2} \cdot A_{13} \cdot R_L = h_{fe(Q12, Q13)} h_{fe(Q16)} h_{fe(Q31, Q32)} \\ \times \frac{R_{8,9}}{R_{8,9} + h_{fe(Q12, Q13)} \cdot (2V_T / I_{Q9})} \cdot \frac{I_{Q8}}{V_T} \cdot R_L$$

现若设 $h_{fe(Q12, Q13)} = 50$, $h_{fe(Q16)} = h_{fe(Q31, Q32)} = 100$, $R_{8,9} = 10\text{k}\Omega$, $I_{Q8} = I_{Q9} = 100\mu\text{A}$, $R_L = 4\Omega$, 则 $A_{V0} = 67\text{dB}$ 。

并且, 闭环增益由 R_{NF} 和 R_{14} 之比确定:

$$A_V = 1 + \frac{R_{14}}{R_{NF}}$$

从表3-1可知, 由于 $A_V = 33\text{dB}$ ($=44.7$ 倍), 所以可倒推算出 R_{14} 为 $11.8\text{k}\Omega$ 。

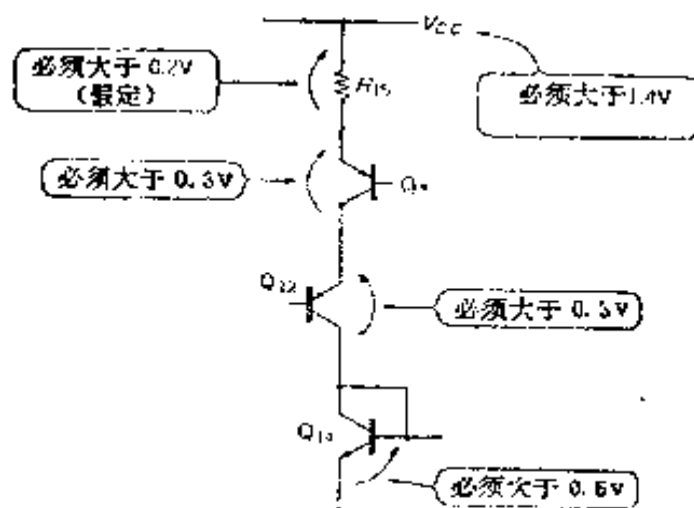


图3-5 最低工作电压计算实例

④ 最低工作电压的讨论

最低工作电压基本上是由电路构成所决定的。在电路组成中, 最重要的是, 电源电压 V_{CC} 与地之间, 在级联方式下, 因晶体管的 V_{BE} 、 V_{CE} 与电阻所形成的电压降的大小。为了使电路能正常工作, 至少必须满足 $V_{BE} = 0.6\text{V}$, $V_{CE} = 0.3\text{V}$ 。

在图3-3中, 若按照 $V_{CC} \sim R_{15} \sim Q_9 \sim Q_{12} \sim Q_{13} \sim \text{地}$ 的途径, 则下式成立:

$$V_{CC} = V_{R15} + V_{CE(Q9)} + V_{CE(Q12)} + V_{BE(Q14)} \\ = V_{R15} + 2V_{CE} + V_{BE}$$

为了使这部分电路能工作，如设 $V_{R15} = 0.2V$ ，则至少 V_{CC} 应为 $1.4V$ 。这可从图3-5中得到了了解。这里所表示的途径仅为一例。实际上，在所有途径中，具有必不可少电压的途径决定着最低的工作电压。

另一个重要的问题是 V_{BIAS} 值。它一般为 $1/2V_{CC}$ ，然而在降压时， V_{BIAS} 值变成能够使电路在最低电压下工作的数值。 Q_{10} 、 Q_{14} 的基极电位与 V_{BIAS} 相等，但与 V_{CC} 之间所必须的电压大约在 $1V$ 以上($V_{R15} + V_{CE(Q9)} + V_{BE(Q10)}$ ， $V_{R19} + V_{CE(Q26)} + V_{R16} + V_{BE(Q31)}$ 等)。与此对应，与地之间所必须的电压在 $0.3V$ 以上($-V_{R(Q33)} + V_{BF(Q29)} + V_{BE(Q16)}$ ， $-V_F(Q34) + V_{CE(Q29)} + V_{BE(Q32)}$)，所以，相对于 V_{CC} 而言， V_{BIAS} 按图3-6所示规律变化。

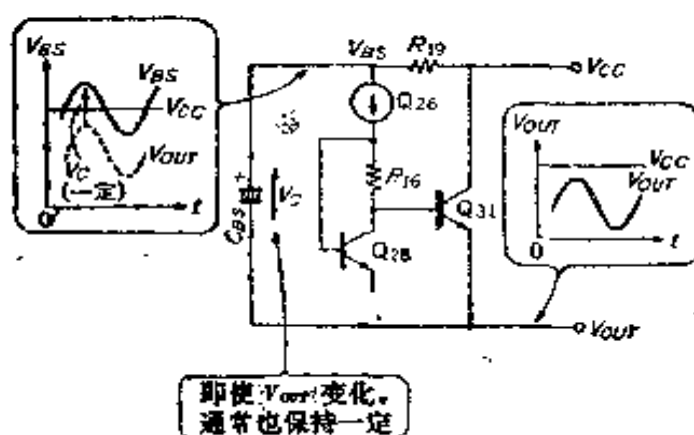
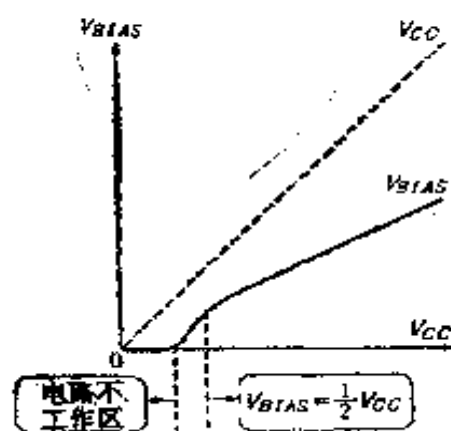


图3-6 V_{BIAS} 与 V_{CE} 的关系 图3-7 C_{BS} 对大振荡输出波形的影响

⑤ 自举

当其没有自举电容器 C_{BS} 时，即使有信号，能忽略与 V_{CC} 之间的电位差中电阻器所造成的压降，其输出电压 V_{OUT} 也将不会低于 $V_{BE(Q31)} + V_{CE(SAT)}(Q26)$ 。此数值大约在 $1V$ 左右。当电压高时，没有什么问题，然而在电压降到 V_{CC}

=3V时，由于此电压损耗的影响，将使最大输出大为下降。

为防止这种现象的发生，而使用了 C_{BS} 。如图3-7所示。即使 V_{OUT} 发生变化，通常 C_{BS} 上的电压 V_C 也将保持不变。所以，如果 V_{OUT} 增高，则与此对应， V_{BS} 也将增高，恰似 V_{CC} 仅仅增高了 V_{OUT} 的数值，结果， V_{OUT} 与 V_{CC} 之间的电位差达到 $V_{CE(sat)}(Q31)$ 。 C_{BS} 的存在对于输出波形的影响见图3-8所示。

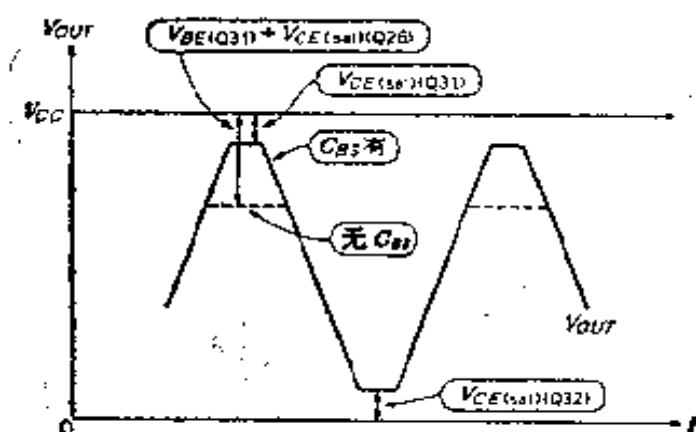


图3-8 自举电容器的作用

3.2 低电压工作的功率放大器的设计

下面我们来讨论采用分立晶体管进行低电压下工作的功率放大器的设计。但是，即使原封不动地制作BA515电路，也难以获得理想的性能。这是因为，像集成电路那样，在同一芯片上的晶体管具有相同的性能，然而，对于分立晶体管来说，即使型号相同，其性能也不可能一样，其所处的温度也不同。并且，不可能像集成电路那样，采用大量的晶体管。有的电路适合采用集成电路，而有的电路则适合采用分立晶体管。

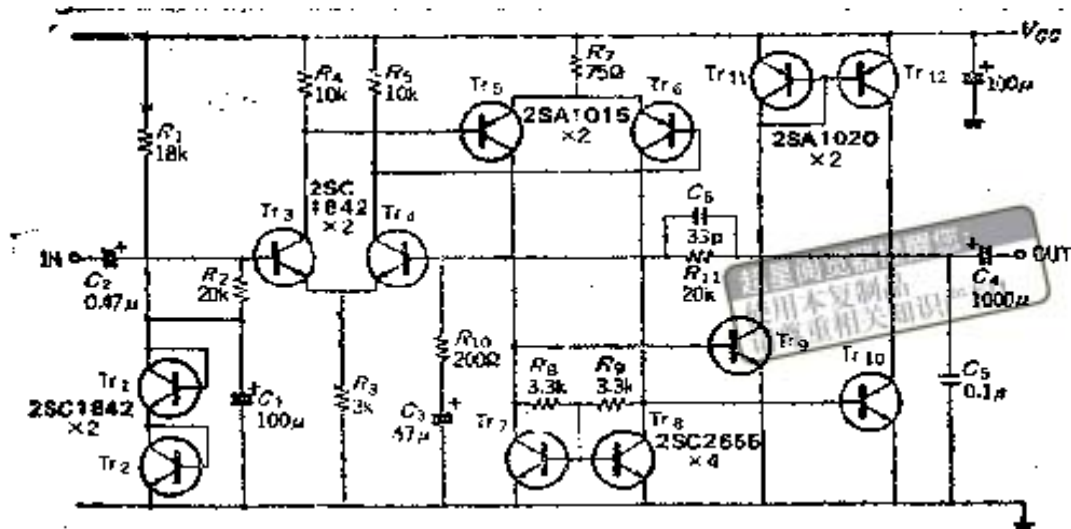


图3-9 完整的低电压工作的功率放大器电路图

(1) 全电路构成

考虑了前述情况而完成的电路见图3-9。电源电压以3V为基准，最低工作电压在1.5V以下。

Tr_1 、 Tr_2 是为了获得偏置电压，而把晶体管连接成为二极管使用的。这样所形成的电压与输出直流电位相等。

Tr_3 、 Tr_4 为输入级的差分放大器电路，由NPN晶体管组成。 Tr_5 、 Tr_6 为第二级差分放大电路，采用PNP管构成。采用PNP管的原因在于，当电源电压变化时，应使工作电压保持不变。如果第二级也采用NPN管，则必须将与 R_7 相当的部分更换成为恒流电路。

关于 $Tr_7 \sim Tr_{10}$ ，当无信号时， Tr_7 和 Tr_9 ， Tr_8 和 Tr_{10} 为配对电流密勒；当有信号时，相对于 Tr_7 、 Tr_8 的电流， Tr_9 、 Tr_{10} 的电流将呈现指数形式变化规律，所以电路由A类变为B类^②。

Tr_{11} 、 Tr_{12} 为电流密勒，是为了获得上端振幅。

② A类、B类：在推挽电路中，当无信号时，流经负载的最大电流的1/2，流经输出级者称为A级；当流经输出级的电流为0或非常小时，称为B级。A级的特点是不会产生交叉失真、开关失真，B级的特点是电源效率高。

功率放大器的输出电位,所以一般为 $1/2V_{CC}$ 。在 V_{CC} 变化时,放大器的工作电流会发生变化,所以通过与下述初级差分放大电路的相互兼顾,得到两只二极管的电压。于是,与 V_{CC} 对应, V_{BIAS} 按图3-11所示曲线变化。因此,在 $V_{CC}=2.4\sim 2.5V$ 时,输出成为上下对称削波。当 $V_{CC}=3V$ 时,在下端首先产生削波,如最终的数据所示,由于得到足够的输出值,所以可按上述办法处理。

(a) Tr_1 、 Tr_2 的选择: 原本仅要获得 V_{BE} 或 V_F , 也可使用二极管, 但由于应尽量与初级差分放大电路的 V_{BE} 相等, 所以选用与 Tr_3 、 Tr_4 相同的产品。

(b) R_1 的计算: 根据同样的理由, 由于流经 Tr_1 、 Tr_2 的电流希望与 Tr_3 、 Tr_4 中的电流相同, 所以

$$R_1 = \frac{V_{CC} - 2V_{BE}}{I} = \frac{3 - 2 \times 0.6}{100\mu A} = 18k\Omega$$

(关于 $I=100\mu A$ 的问题, 见后述)

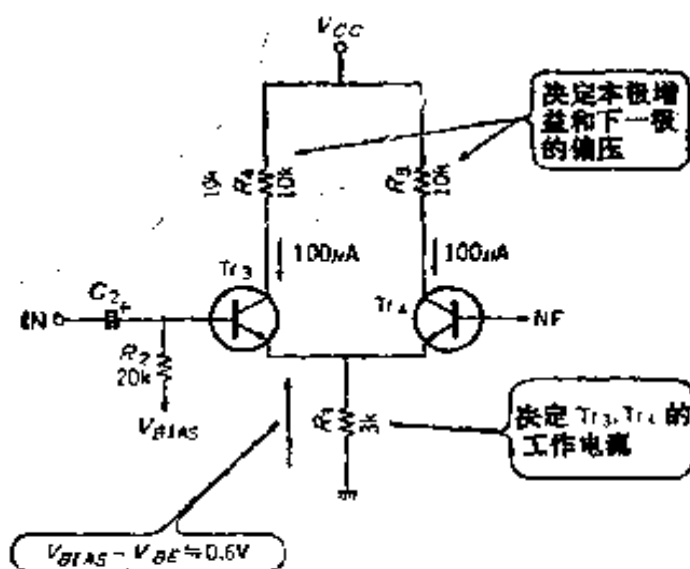


图3-12 初级差分放大电路

(c) C_1 的计算: 当使用交流接续器时, 为了不在 V_{BIAS}

上产生波纹，而接入 C_1 。如果要使 V_{BIAS} 中的波纹成分比 V_{CC} 的波纹成分减少50dB($\approx 1/316$)，则 C_1 的数值应为：

$$C_1 \geq \frac{1}{2\pi(f/316)R_1} = \frac{1}{2\pi(50/316) \times 18k} \geq 55.9\mu F$$

取 $100\mu F$ 。

如果使用恒压电源时，则不需要接入 C_1 。并且，即使 $C_1=0$ ，也可采用 R_1 和 T_{r1} 、 T_{r2} 的工作电阻 r_e ，使得波纹产生衰减，此时的衰减率 α 为：

$$\begin{aligned} \alpha &= 20 \log \left[\frac{2r_e}{R_1 + 2r_e} \right] = 20 \log \left[\frac{2 \times (V_T/I)}{R_1 + 2 \times (V_T/I)} \right] \\ &= 20 \log \left[\frac{2 \times (26m/100\mu)}{18k + 2 \times (26m/100\mu)} \right] = -31dB \end{aligned}$$

② 初级差分放大电路

(a) T_{r3} 、 T_{r4} 的选择：由于放大器的全部噪声由 T_{r3} 、 T_{r4} 决定，所以应采用低噪声晶体管2SC1842($V_{CE0} = 35V$ 、 $I_{C(max)} = 100mA$ 、 $P_{C(max)} = 250mW$ 、 $h_{FE} = 200 \sim 1200$)。 T_{r1} 、 T_{r2} 也与之相同。

当期望获得低噪声时，设定工作电流从 $100\mu A$ 左右到 $1mA$ 。这里选择 $100\mu A$ 。

(b) R_3 、 R_4 、 R_5 的计算：如图3-12所示， R_3 决定了 T_{r3} 、 T_{r4} 的工作电流。 R_3 两端的电压 V_{R3} 不随 V_{CC} 而变化，约为 $0.6V$ ，所以，

$$\begin{aligned} R_3 &= \frac{V_{R3}}{I_{C(T_{r3})} + I_{C(T_{r4})}} \\ &= \frac{0.6}{100\mu + 100\mu} = 3k\Omega \end{aligned}$$

R_4 、 R_5 决定了该级的增益，从下级的偏压和降压工作这两个方面考虑，必须使其上的电压降为 $1V$ 。于是， R_4 、 R_5 为：

$$R_4 = \frac{V_{R_4}}{I_{C(T_{r3})}} = \frac{1}{100\mu} = 10k\Omega$$

$$R_5 = \frac{V_{R_5}}{I_{C(T_{r4})}} = \frac{1}{100\mu} = 10k\Omega$$

超星浏览器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

(c) R_2 、 C_2 的计算： R_2 为功率放大器的输入阻抗。如果其值太大，则受 T_{r3} 基极电流影响的电压降 $\left(\frac{I_{C(T_{r3})}R_2}{h_{FE}(T_{r3})}\right)$ 将变大，所以这里设 $R_2=20k\Omega$ 。

C_2 为输入耦合电容器。若设低频区的截止频率为20Hz，则

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_L R_2} = \frac{1}{2\pi \times 20 \times 20k} \approx 0.4\mu F$$

由此，设 $C_2=0.47\mu F$ 。

③ 第二级差分放大电路

(a) T_{r5} 、 T_{r6} 的选择：与 T_{r3} 、 T_{r4} 的工作电流相比， T_{r5} 、 T_{r6} 的工作电流相当大，所以选用 h_{FE} 大的晶体管，以便不致影响 T_{r3} 、 T_{r4} 的工作。这里选用2SA1015($V_{CE}=50V$ ， $I_{C(max)}=150mA$ ， $P_{C(max)}=400mW$ ， $h_{FE}=70\sim 700$)。

这一级的工作电流决定着最后一级的偏流。如果这偏流增大，则无功电流将增加；如果该偏流减小，则产生交叉失真⑥，通常，此类功率放大器选取偏流为几毫安。这里考虑到此因素，由实验确定为 $I_{C(T_{r5})}=I_{C(T_{r6})}=2mA$ 。

(b) R_7 的计算： R_7 决定着 T_{r5} 、 T_{r6} 的工作电流。在 R_7 的两端，所加上的电压为 R_4 、 R_5 电压降减去 V_{BE} 之后的数值，所以，

⑥ 交叉失真：B类推挽电路中，每半周期晶体管将导通和截止，在此未完全导通之时所产生的失真。

$$R_7 = \frac{V_{R4, R5} - V_{BE}}{I_{C(T16)} + I_{C(T15)}} = \frac{1 - 0.7}{2\text{mA} + 2\text{mA}} = 75\Omega$$

④ 输出级:

(a) 工作分析:

直流工作: 如图3-13所示, 由于 T_{17} 与 T_{18} 的 V_{BE} 相等, 则 $I_{C(T17)} = I_{C(T18)}$ 。并且, T_{17} 与 T_{18} 的 h_{FE} 十分大, 如果 I_B 十分小, 则 R 上仅有 I_B 流过, 所以 T_{17} 、 T_{18} 的集电极电位与 V_{BE} 相等。于是, T_{19} 与 T_{10} 也与 T_{17} 、 T_{18} 的 V_{BE} 相等, 其结果, $I_{C(T17)} = I_{C(T18)} = I_{C(T19)} = I_{C(T10)}$ 。

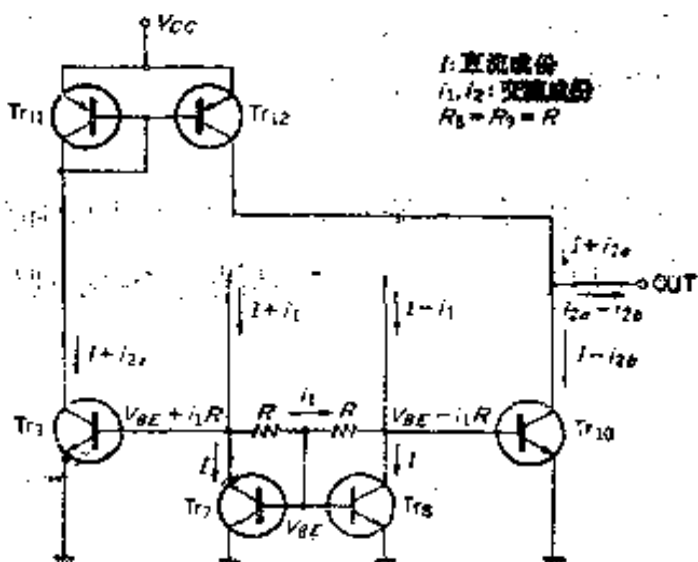


图3-13 输出级的工作情况

上述情况是在 $T_{17} \sim T_{10}$ 的特性完全相同时得出的, 但是实际上, 分立晶体管并非如此, 在 $I_{C(T17)} \sim I_{C(T10)}$ 之间可能存在着结构性的误差。为了能对上述误差有所抑制, 如上所述, 应选用同一批量的晶体管。并且, 前面假定的“ T_{17} 、 T_{18} 的 h_{FE} 十分大”这一情况, 在实际中, 其 h_{FE} 值是有一定限制的, 所以将在 R 上产生压降, 则 T_{19} 、 T_{10} 的电流

将变大。

交流工作：图3-13中的小写 i 表示信号成分。如果输入电流变化 $\pm i_1$ ，则如图所示， $V_{BE}(Tr_9, Tr_{10})$ 的变化为 $\pm i_1 R$ ，即 Tr_9 、 Tr_{10} 的输入电压信号为 $i_1 R$ 。晶体管的输出电流与输入电压的关系如图3-14所示，所以当 $V_{BE} \gg i_1 R$ 关系成立时，则有

$$i_2 = \frac{I R}{V_T} \cdot i_1$$

上式表示图3-13的小信号电流增益。

但是，如果 $V_{BE} \gg i_1 R$ 的关系不能成立时，就不能认为上式中的 I 是一定的， I 将相对于 V_{BE} 成指数形式增加。其结果，输出电流也将随 i_1 的增大成指数形式变化，如图3-15所示。

在如此获得的输出电流中， Tr_9 的输出将随 Tr_{11} 、 Tr_{12} 的电流密勒而出现反转， Tr_{10} 的输出被直接接到输出端。

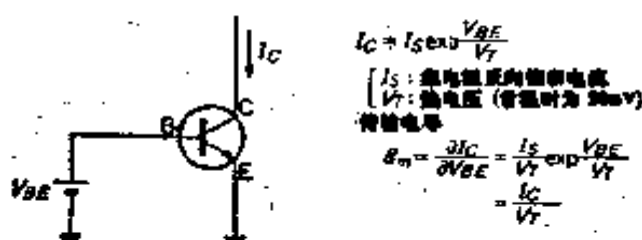


图3-14 晶体管的传输特性

(b) $Tr_7 \sim Tr_{10}$ 的选择：首先求出流过 Tr_{10} 的最大集电极电流(峰值) $I_{C(Tr_{10})}(\max)$ 。如设 V_{CC} 的最大值为3.5V， Tr_1 的饱和电压 $V_{CE(sat)} = 0$ ，则

$$I_{C(Tr_{10})}(\max) = \frac{V_{CC}(\max)}{2R_L} = \frac{3.5}{2 \times 4} = 438\text{mA}$$

R_L ：负载电阻(4Ω)

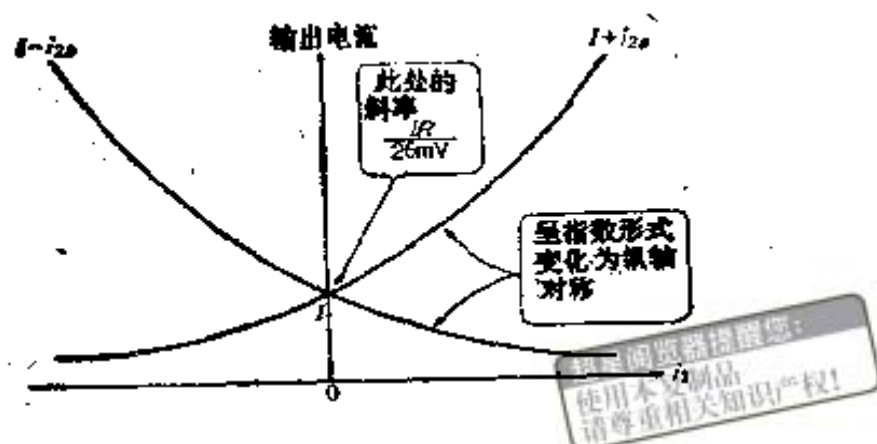


图3-15 I_1 与输出电流的关系

由于集电极-发射极电压随输出电压而变化, 则最大功耗 $P_{C(T_{10})}(\max)$ 为:

$$P_{C(T_{10})}(\max) = \frac{1}{4\pi^2} \cdot \frac{[V_{CC}(\max)]^2}{R_L}$$

$$= \frac{1}{4\pi^2} \cdot \frac{3.5^2}{4} = 77.6\text{mW}$$

与此对应, 对于 T_{10} 来讲, 其最大集电极电流与 T_{10} 的相同, 但集电极-发射极之间的电压不随输出变化, 而保持一定 ($V_{CC} - V_{BE}$), 所以最大功耗为:

$$P_{C(T_{10})}(\max) = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{CC}(\max)}{2R_L} \cdot (V_C(\max) - V_{BE})$$

$$= \frac{1}{2} \cdot \frac{3.5}{2 \times 4} \times (3.5 - 0.7) \simeq 613\text{mW}$$

其数值将比 T_{10} 时更大。并且, 按最大额定值所确定的集电极损耗为温度 25°C 时的数值, 所以当设最高环境温度 $T_a(\max)$ 为 50°C 时,

$$P_{C(T_{10})} T_a = 50^\circ\text{C}(\max) = \frac{T_j(\max) - T_a}{T_j(\max) - T_a(\max)}$$

$$= \frac{150-25}{150-50} \times 613\text{m} = 766\text{mW}$$

据此, $T_{r7} \sim T_{r10}$ 中, 考虑到应有一定的余量, 必须的额定值为

$$I_c(\text{max}) \geq 500\text{mA}$$

$$P_c(\text{max}) \geq 800\text{mW}$$

此外, 作为所要求的特性是 h_{FE} 大, $V_{CE(sat)}$ 小, 具有互补对等。根据这些条件, 这里选取 2SC2655 ($V_{CC} = 50\text{V}$, $I_c(\text{max}) = 2\text{A}$, $P_c(\text{max}) = 900\text{mW}$, $h_{FE} = 70 \sim 240$)。并且, T_{r11} 、 T_{r12} 使用互补的 2SA1020。

(c) R_8 、 R_9 的计算

如果此电阻值过大。则因 T_{r7} 、 T_{r8} 的 I_B 影响而产生电压降, 与 T_{r7} 、 T_{r8} 的电流相比, $T_{r9} \sim T_{r12}$ 的无功电流变得过大。并且, 如果反之过小时, 会招致开环增益不足, 输出晶体管的驱动能力下降, 因此, 通常该电阻选取为几千欧。这里通过实验确定为 $R_8 = R_9 = 3.3\text{k}\Omega$ 。

(d) C_4 、 C_5 : C_4 为输出耦合电容器。如果低频区的截止频率设为 40Hz , 则

$$C_4 = \frac{1}{2\pi f_B R_L} = \frac{1}{2\pi \times 40 \times 4} = 1000\mu\text{F}$$

C_5 为振荡抑制电容器。通过计算求得此容量值并不现实, 通常是由实验加以确定。按经验, 可在 $0.033 \sim 0.22\mu\text{F}$ 之间选取, 这里定为 $0.1\mu\text{F}$ 。

⑤ 反馈电路

(a) R_{10} 、 R_{11} 的计算: 整个功率放大器的闭环增益 A_v 由 R_{10} 与 R_{11} 之比决定,

$$A_v = 1 + \frac{R_{11}}{R_{10}}$$

其中, 如果设 $A_v = 40\text{dB}$ (100倍), 则

$$\frac{R_{11}}{R_{10}} = A_v - 1 = 100 - 1 = 99$$

如果开环增益不太大, 则 A_v 变小, 所以设为 $\frac{R_{11}}{R_{10}} = 100$ 。

由于从偏置的角度考虑, 希望 R_{11} 与 R_2 相等, 所以 $R_{10} = 200\Omega$, $R_{11} = 20\text{k}\Omega$ 。

(b) C_3 的计算与 C_6 : C_3 与 R_{10} 所组成的时间常数决定着低频区的截止频率 f_c 。若设 $f_c = 20\text{Hz}$, 则

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_c R_{10}} = \frac{1}{2\pi \times 20 \times 200} \approx 39.8\mu\text{F}$$

由此, 选 $C_3 = 47\mu\text{F}$ 。

C_6 与 C_5 一样, 其作用在于防止产生振荡, 也可以从 C_5 定量块确定 C_6 的容量值。然而, 由于与实际情况不符 (由于器件的性能误差、分布容量等影响), 所以实际上仍应通过实验来确定 C_6 的数值, 这里选取 33pF 。

⑥ 增益的计算

(a) 开环增益 A_{vo} 的求法: 首先求出初级差分放大电路的增益 A_{v10}

如果选取 $h_{fe}(T_{15}, T_{16}) = 300$,

$$\begin{aligned} \text{则 } A_{v1} &\approx \frac{R_4 R_5 // [h_{fe}(T_{15}, T_{16}) \cdot (V_T / I_C(T_{15}, T_{16}))]}{V_T / I_C(T_{13}, T_{14})} \\ &= \frac{10\text{k} // [300 \times (26\text{m}/2\text{m})]}{26\text{m}/100\mu} \approx 10.8\text{倍} \end{aligned}$$

然后是第二级差分放大电路, 这里求出相对输入电压的输出电流, 即传输电导 GM_{21}

$$GM_2 \approx \frac{I_o(T_{r5}, T_{r6})}{V_T} = \frac{2m}{26m}$$

$\approx 76.9ms$ (西门子公司)

下面求得 $T_{r7} \sim T_{r13}$ 中的小信号电流增益 A_{i3} 为

$$A_{i3} = \frac{I_o(T_{r7}, T_{r8}) \cdot R_{s,9}}{V_T} = \frac{2m \times 3.3k}{26m}$$

≈ 254 倍

由上可得到整个开环增益 A_{v0} 为

$$A_{v0} = 2 \cdot A_{v1} \cdot GM_2 \cdot A_{i3} \cdot R_L = 2 \times 10.8 \times 76.9m \times 254 \times 4 = 1688 \text{ 倍 (64.5dB)}$$

(b) 闭环增益 A_v : 如果考虑 A_{v0} , 则 A_v 为

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{A_{v0}}{1 + [R_{10}/(R_{10} + R_{11})] \cdot A_{v0}} \\ &= \frac{1688}{1 + [200/(200 + 20k)] \times 1688} \\ &= 95.3 \text{ 倍 (39.6dB)} \end{aligned}$$

若 $A_{v0} - A_v$ (dB) 越大, 则失真率越小, 但容易发生振荡。通常, 在高保真立体声放大器中, 选取 $A_{v0} - A_v$ 之差在 40dB 以上, 然而, 在这种轻便式功率放大器中, 可取 20dB 左右。这里取 25dB (计算值)。

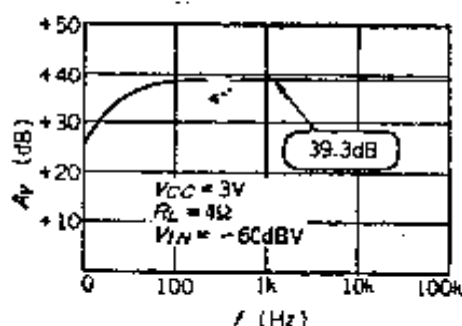


图3-16 频率特性

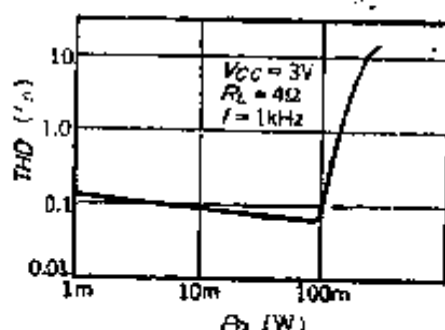
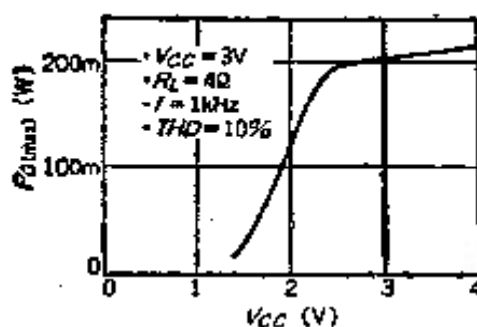
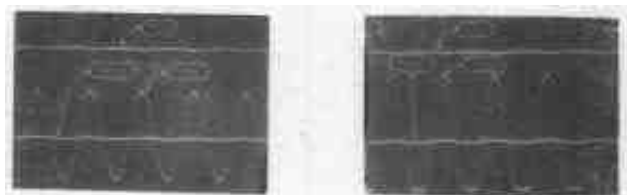


图3-17 输出功率与失真率的关系



超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！



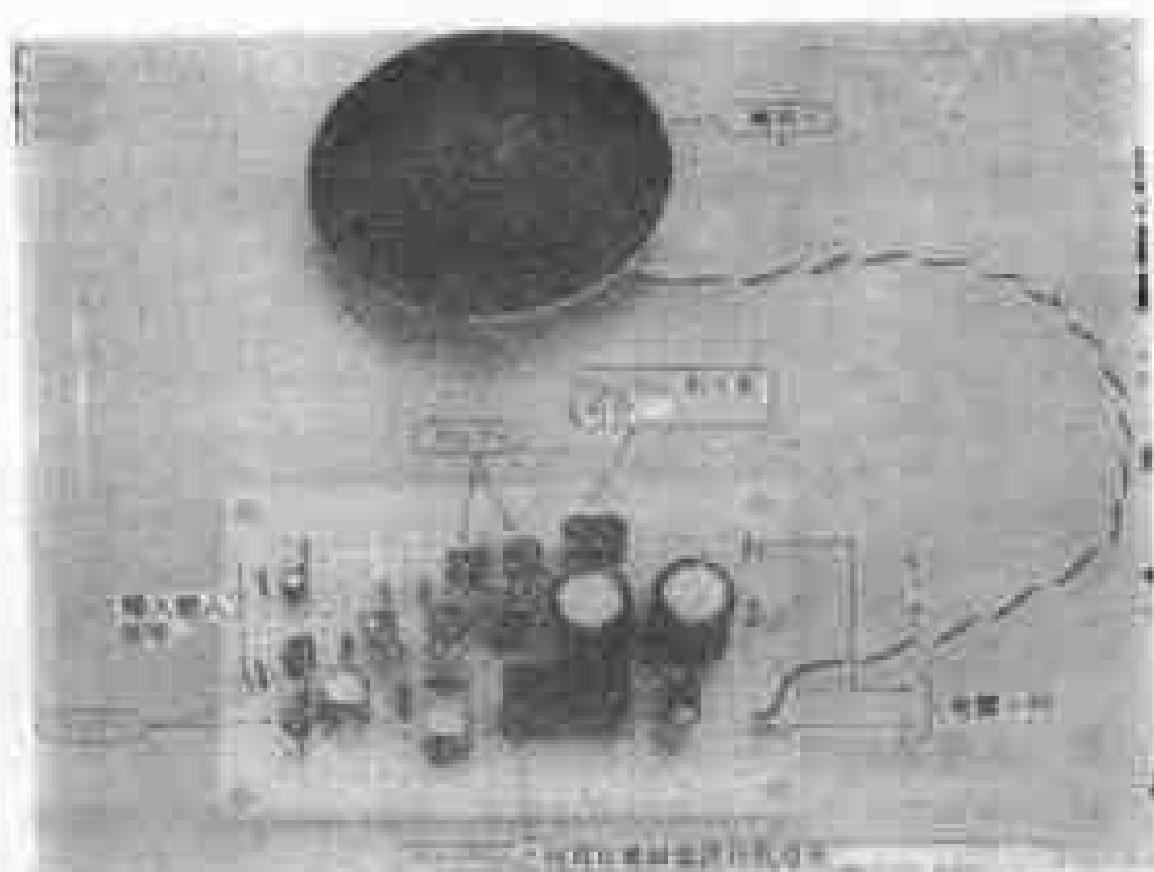
源电压与输出功率的关系

⑦ 本电路的特性

图3-16至图3-18是本电路的特性。图3-16为增益与频率的关系， $f \approx 1kHz$ 时， $A_v = 39.3dB$ 。图3-17为高次谐波失真率与输出特性的关系。当 $THD = 10\%$ 时，可得 $P_o = 200mW$ 。如果使中点输出电压为 $1/2V_{CC}$ 时，将会获得更大的输出功率。图3-18为最大输出功率与电源电压的关系。可看出，电路在 $V_{CC} = 1.4V$ 时也能够工作。并且，在 $V_{CC} = 2.5V$ 附近，曲线出现转折，这是因为，在此处成为上下对称波形削顶。

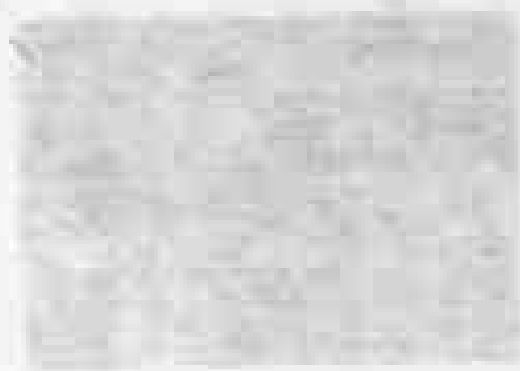
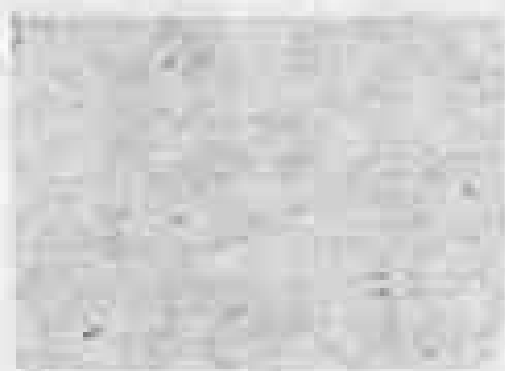
照片3-1 $P_o = 100mW$ 时的
输出波形

照片3-2 $P_o = 200mW$ 时的
输出波形



制作实例

本例是根据《电子技术》一书中的“声控开关”电路制作的。该电路利用声音信号来控制开关的通断，具有结构简单、使用方便的特点。制作时，首先根据电路图准备好所需的元器件，如电阻、电容、晶体管、继电器等。然后，按照电路原理图进行布线，注意元器件的极性。最后，接通电源进行测试，调整电路参数，使其能灵敏地响应声音信号并可靠地控制开关。



第四章 有源滤波器的设计

滤波器的种类很多，一般分为模拟式与数字式两种，其中模拟式滤波器又可分为有源滤波器 and 无源滤波器。还有按特性或按电路结构等分类的。本书将介绍有关滤波器的基础知识和实际电路的设计。

4.1 滤波器基础

滤波器是指使某特定的频率信号通过或者被阻拦的器件。

图4-1 概念性地示出了滤波器的频率特性。(a)为低通滤波器(LPF)，它仅使低频信号通过，而高频信号被阻止；(b)为高通滤波器(HPF)，与低通滤波器相反，它允许高频信号通过，而使低频信号被阻止；(c)为带通滤波器(BPF)，它仅允许特定频带内的信号通过，其它的频率信号被阻止；(d)为带阻滤波器(BEF)，与带通滤波器相反，它将阻止特定频带内的信号通过，而使其他频率的信号通过。带阻滤波器也往往被称为陷波滤波器。

(1) 各种滤波器的传输特性

可以将滤波器看成是一个黑盒子，若要了解输入 V_i 与输出 V_o 的关系，则可以表示为：

$$\frac{V_o}{V_i} = H \cdot T(s)$$

H 为增益, $T(s)$ 为决定滤波器工作的传输函数。

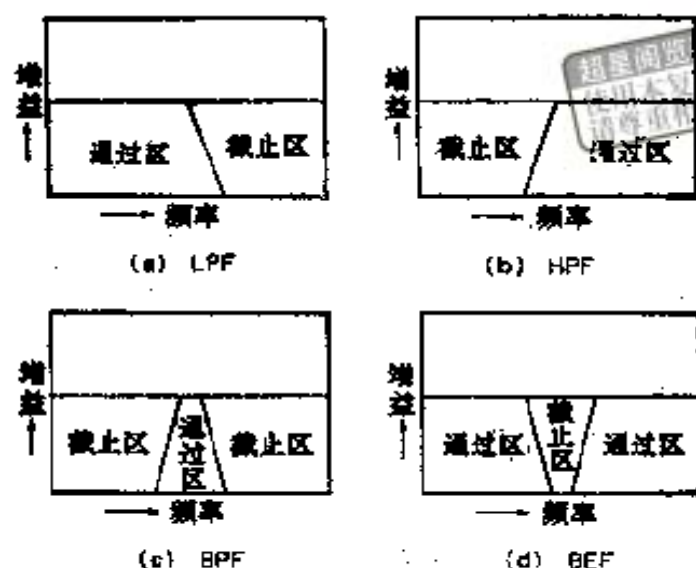


图4-1 各种滤波器的频率特性

以下,就2次滤波器来说明其传输函数的一般式。

① 低通滤波器

低通滤波器传输函数的一般式为:

$$T(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + (\omega_0/Q)s + \omega_0^2}$$

此式中,分母中 s 的指数最大值(这里为2)表示滤波器的次数。

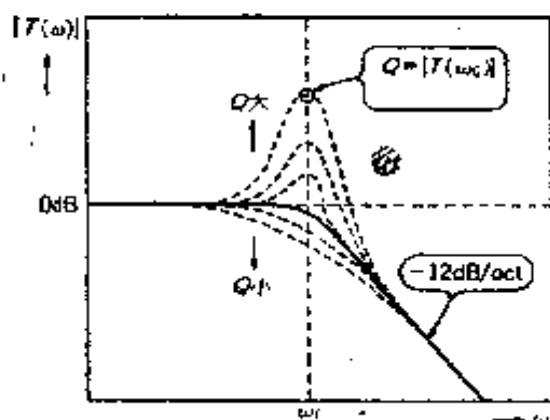


图4-2 2次低通滤波器的特性

与此对应的是图4-2, 在 $\omega < \omega_0$ 的平坦部分处, 增益变为0dB, 在高于 ω_0 处, 向着 ω 高的方向上, 增益接近 -12dB/oct 直线。在 ω_0 附近的情况与 Q 大为不同。将 $s \rightarrow j\omega$ 代入进行计算可知, Q 表示 $\omega = \omega_0$ 的增益, 例如, 当 $\omega = \omega_0$ 时, 若设增益为 -3dB ($1/\sqrt{2}$), 则 $Q = 1/\sqrt{2}$ 。

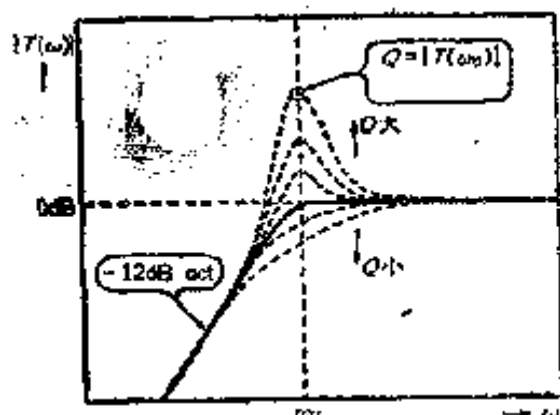


图4-3 2次高通滤波器特性

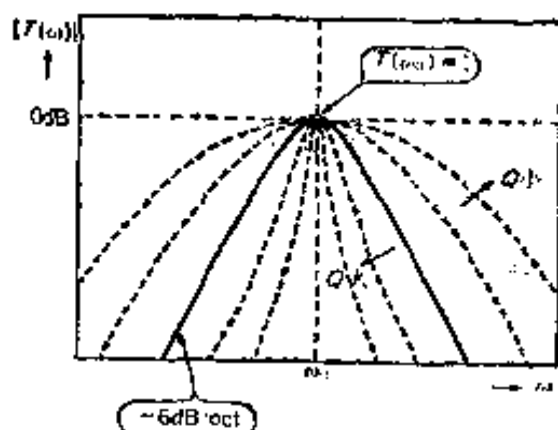


图4-4 2次带通滤波器特性

② 高通滤波器

高通滤波器的传输函数的一般式为

$$T(s) = \frac{s^2}{s^2 + (\omega_0/Q)s + \omega_0^2}$$

与此对应的为图4-3, 其特征是, 低通滤波器特性中, 以 $\omega = \omega_0$ 的轴为对称轴, 将左右交换而成。

③ 带通滤波器

带通滤波器的传输函数的一般式为

$$T(s) = \frac{\frac{\omega_0}{Q}s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}$$

① -12dB/oct 指如果频率变为2倍(或1/2), 则具有衰减12dB的特性。通常 n 次低通滤波器, 高通滤波器, 具有 $6n\text{dB/oct}$ 的斜率。

与此对应的是图4-4, 当 $\omega > \omega_0$, $\omega < \omega_0$ 时, 接近于按 -6dB/oct 衰减的直线。 $\omega = \omega_0$ 时, 与 Q 无关, 增益变为1, Q 与 $\omega = \omega_0$ 附近的峰值曲线的尖锐程度相关, 特意将 ω_0/Q 称为带宽。

④ 带阻滤波器

带阻滤波器传输函数的一般式为

$$T(s) = \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + (\omega_0/Q)s + \omega_0^2}$$

与此对应的是图4-5, $\omega = \omega_0$ 时增益为0 (不出现输出信号), $\omega > \omega_0$, $\omega < \omega_0$ 时, 增益变为1。 Q 表示 $\omega = \omega_0$ 附近的倾斜度, 与带通滤波器工作时一样, ω_0/Q 叫做带宽。

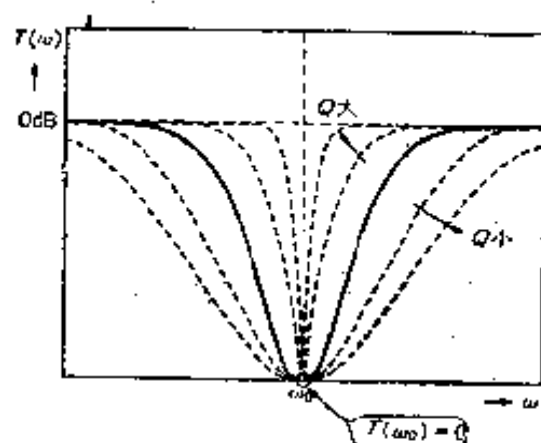


图4-5 2次带阻滤波器特性

(2) 可变状态型滤波器

通常, 滤波器的一个输入对应也具有一个输出。然而, 如使用可变状态滤波器时, 则能同时获得几个特性不同的输出。

例如, 以图4-6所示的可变状态型滤波器为例来讨论, 它的三个运算放大器的输出 V_1 、 V_2 、 V_3 , 分别为

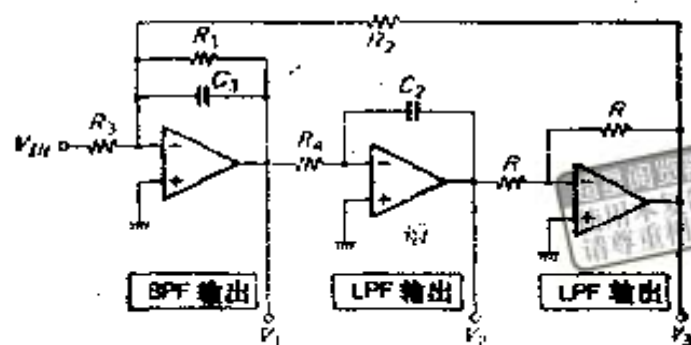


图4-6 可变状态型滤波器的组成

$$V_1 = -\frac{R_1}{R_3} \cdot \frac{\frac{1}{C_1 R_1} s}{s^2 + \frac{1}{C_1 R_1} s + \frac{1}{C_1 C_2 R_2 R_4}}$$

$$V_2 = \frac{R_2}{R_3} \cdot \frac{\frac{1}{C_1 C_2 R_2 R_4}}{s^2 + \frac{1}{C_1 R_1} s + \frac{1}{C_1 C_2 R_2 R_4}}$$

$$V_3 = -V_2$$

与前述的一般式相对比可知， V_1 为带通滤波器的输出， V_2 、 V_3 为低通滤波器的输出， V_3 与 V_2 相位相反。

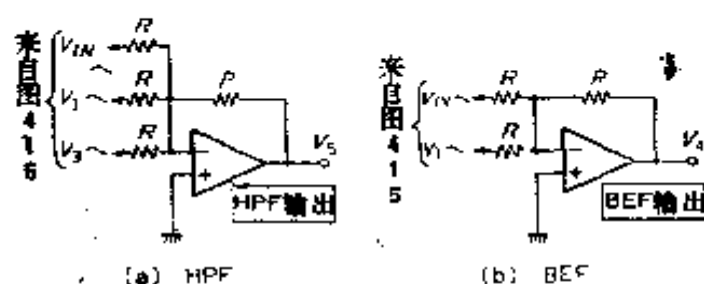
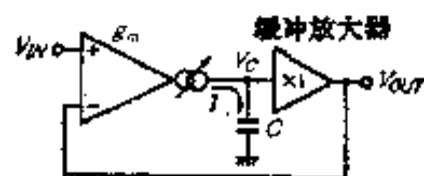
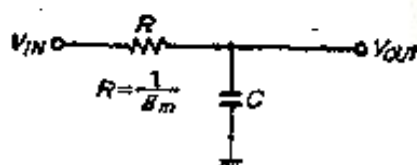


图4-7 增加带阻滤波器输出和高通滤波器输出

而且，如图4-7所示，若增加一个运算放大器，则也可以获得(a)高通滤波器输出，(b)带阻滤波器输出。



||



超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

图4-8 互导型放大器组成的低通滤波器

可变状态型滤波器的特征在于，能够同时得到多个不同特性。此外，器件灵敏度^②也低，能得到高稳定Q等特征。

(3) 互导型放大器在滤波器中的应用

当其希望改变滤波器的截止频率时，通常是控制电阻部分，然而如果不使用可变电阻器去控制电阻量，是相当困难的。此时，若使用互导型放大器^③，则可以从外部采用电压或电流简单地控制截止频率。图4-8为一次低通滤波器的组成。此时的传输函数为：

$$T(s) = \frac{\frac{g_m}{C}}{s + \frac{g_m}{C}}$$

用 $1/g_m$ 代换由CR组成的一次低通滤波器中的R之后形成的电路与前述电路相同。在互导型放大器中，能够简单地控制

② 器件的灵敏度：相对于设计值，当实际上器件值产生误差时，将会影响传输特性。希望器件的灵敏度低为好。

③ 互导型放大器：指能够改变互导 g_m 的电压输入电流输出型放大器。

g_m , 因而可以控制截止频率 f_c (此时, 为 $g_m/2\pi C$)。

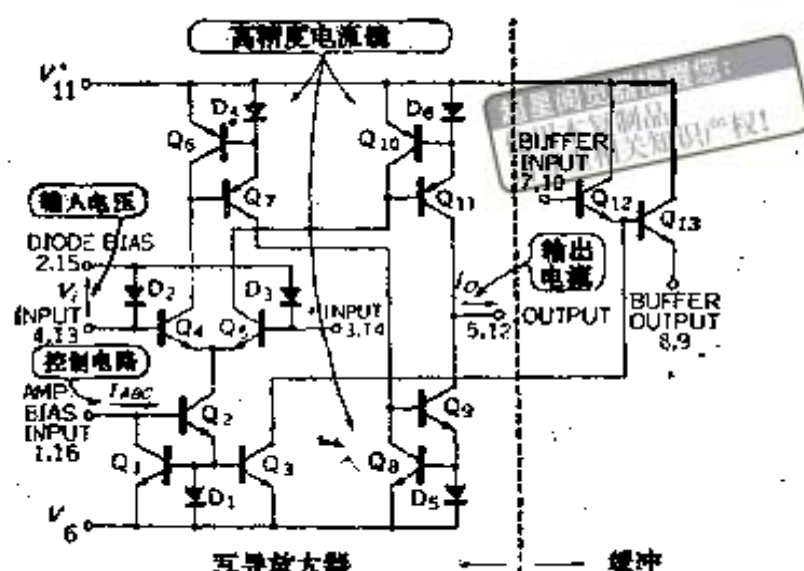


图4-9 LM13600的内部等效电路

4.2 滤波器的设计

如最初所述, 这里讨论下述滤波器的设计。这种滤波器, 相对于一个输入, 可以同时获得LPF、HPF、BPF、BEF的输出, 并且可以从外部通过电压来控制频率与Q值。这种滤波器可以通过以下方法来实现, 即在可变状态滤波器中, 使用互导型放大器, 将电路分为四级。

(1) 互导型放大器LM13600

NS公司制造的这种集成电路, 在互导型放大器中包括缓冲放大器^①, 具有两路输入, 除了滤波器之外, 也可以用

① 缓冲放大器: 输入阻抗高, 输出阻抗低, 电压增益为1(0dB)的放大器后级的影响不会传递到前级。按需要, 也包括电压增益 >1 的产品。

在VCA、VCO、VCF调制器、乘法器等方面。其内部

表 4-1。

M13600的电性能

15V, $I_{AOC} = 500 \mu A$, $T_o = 25^\circ C$)

能够通过流经脚1、16的电流来控制 g_m 。

$$g_m = \frac{I_{ABC}}{2V_T}$$

I_{ABC} : 流入脚1、16的控制电流

$V_T (=kT/q)$: 热电压、在常温下约26mV。

并且, 缓冲放大器成为达林顿射极跟随器, 使第一级射极跟随器的工作电流与差分放大器的电流动, 以扩大动态范围^①。D₂、D₃是减小失真的二极管, 如果用十几千欧的电阻直接在 V_{CC} 与脚2、15之间, 则可降低失真。此时, 必须注意不要招致不均匀性的增加。

(2) 滤波器的组成

图4-10为采用互导放大器, 得到LPF、HPF、BPF、BEP各输出的滤波器的组成。

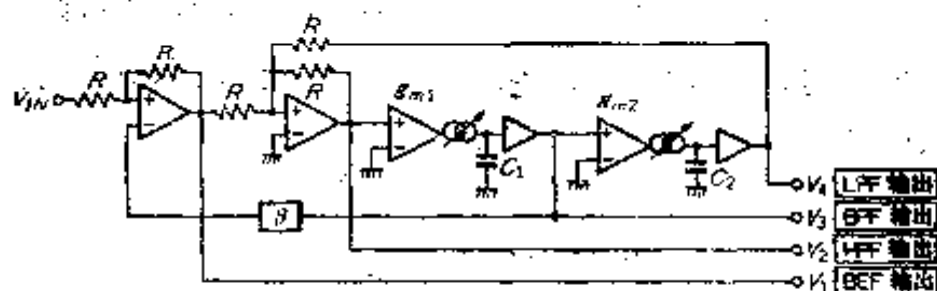


图4-10 使用互导放大器的可变状态滤波器

输入 V_{IN} 到各输出($V_1 \sim V_4$)的传输函数如下:

$$T_1(s) = \frac{s^2 + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}{s^2 + 2\beta\frac{g_{m1}}{C_1}s + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}$$

$$T_2(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2\beta\frac{g_{m1}}{C_1}s + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}$$

① 动态范围, 正常工作的最小电平与最大电平之比。

$$T_3(s) = \frac{\frac{g_{m1}}{C_1}s}{s^2 + 2\beta \frac{g_{m1}}{C_1}s + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}$$

$$T_4(s) = \frac{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}{s^2 + 2\beta \frac{g_{m1}}{C_1}s + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}$$

据此，如果设 $g_{m1} = g_{m2} = g_m$, $C_1 = C_2 = C$, 则

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{g_m}{C}$$

$$Q = \frac{1}{2\beta} \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \cdot \frac{g_{m2}}{g_{m1}} = \frac{1}{2\beta}$$

(3) 滤波器的规格

能够同时获得LPF、HPF、BPF、BEF各输出，能够从外部通过电压控制频率 f_0 和 Q ，并且还可以决定 f_0 和 Q 的可变范围：

$$f_0 = 20\text{Hz} \sim 20\text{kHz}$$

$$Q = 0.5 \sim 5$$

4.3 具体设计

(1) 滤波电路

其基本组成如前所示(图4-10)，而在设计实际电路时，必须注意以下问题：

首先，按图4-10所示，如果信号源电阻 $\textcircled{1}$ 不能比 R 小许多，则会产生误差，所以必须在输入端增设缓冲放大器。并

$\textcircled{1}$ 信号源电阻，信号电压的内阻。

且，由于其中所使用的互导放大器LMB600的允许输入小，所以信号必须经过衰减之后再输入。而且，由于Q值也可以通过改变电压加以控制，所以 β 电路为电压控制放大器(VCA)。图4-11为考虑了上述情况之后的电路。图中的常数为设计完成之后的数值。

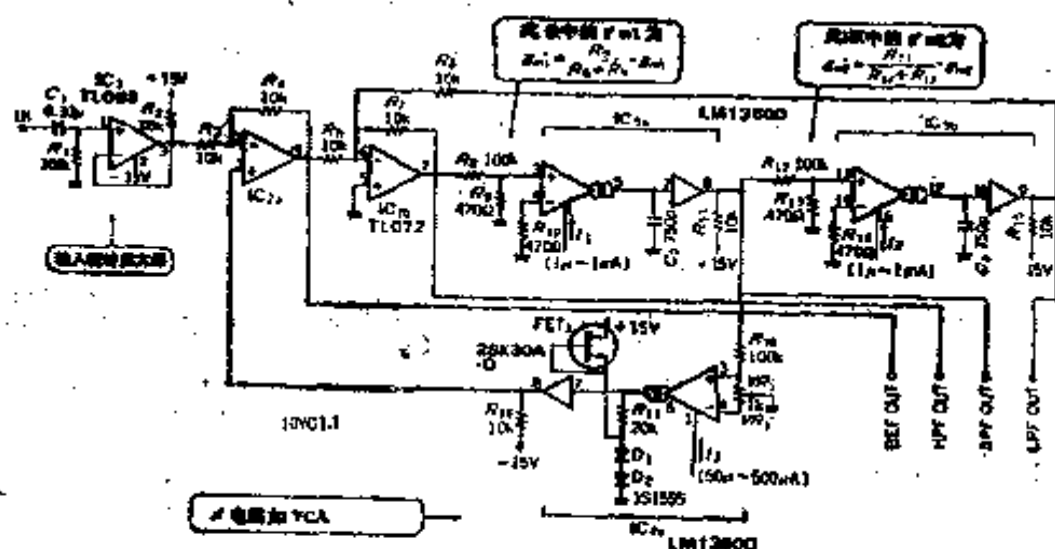


图4-11 滤波器电路

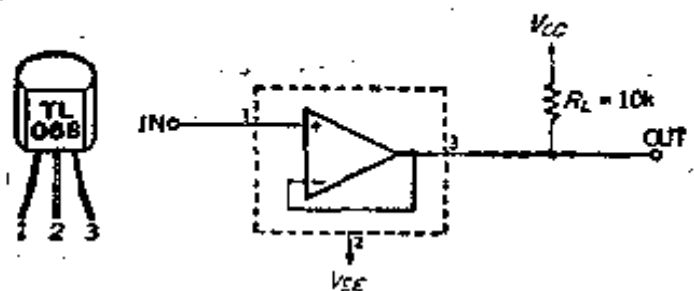


图4-12 TL068使用方法

(2) 输入缓冲放大器

- ① IC₁: 用于IC₁的运算放大器，可选用通用型产品，

但为了简单, 选用TL068。如图4-12所示, 此集成电路为三端型电压输出器^① 专用场效应管输入型运算放大器, 只有IN、OUT、V_{EF}三端子。由于通过R_L提供V_{CC}, 所以必须连接上R_L。

② C₁、R₁、R₂的计算: R₁为IC₁的偏置电阻, 成为输入阻抗, 所以设R₁=100kΩ。C₁为输入耦合电容器, 它与R₁一起组成低频区的时间常数, 所以如果设该频率为5Hz, 则

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f R_1} = \frac{1}{2\pi \times 5 \times 100k} \approx 0.32\mu F$$

取C₁=0.33μF。

R₂为兼作向IC₁提供电源的负载电阻, 厂家推荐的数值为10kΩ, 所以设R₂=10kΩ。

(3) 滤波器部分

① IC₂、IC₃: 由于IC₂可选用通用型运算放大器, 所以考虑到高频特性和低噪声性能, 选用TL072。并且, 如前所述, IC₃选用LM13600。

② R₃、R₄、R₅、R₆、R₇: 为了计算的方便, 选用完全相同的数值, 这里选为10kΩ。如果此值变大, 则将招致不均匀性和噪声的增加; 如果太小, 则会造成失真率的恶化和最大输出的降低。

③ R₈、R₉、R₁₂、R₁₃的确定: 从失真率的角度考虑, 希望将LM13600的输入电压控制在10mV_{r.m.s}以下。如果使电流流经降低失真用的二极管, 则在保证低失真率的情况下, 可使LM13600的输入电压达到几十mV_{r.m.s}。然而, 如果这样使

① 电压输出器: 为电压增益为1的放大器。可用于阻抗变换等。可以通过运算放大器的IN⁻端子与输出相连接来实现。

用LM13600, 则会造成不均匀性的增加, 因此, 这里不能这样使用。如果设标准输入电压为 $1V_{rms}$, $R_8=R_{12}=100k\Omega$, $R_9=R_{13}=470\Omega$, 则LM13600的输入电压成为 $4.7mV_{rms}$, 其数值是适当的。如果将衰减率取得更大一些, 则在保证低失真率的情况下, 可工作在更大的输入电压下。然而, 小电平时的S/N会恶化。

④ 互导 g_m 的范围: LM13600的控制电流的良好 I_1 、 I_2 线性区为 $5\sim 500\mu A$ 。然而, 由于其动态范围不够, 所以向上下方向扩展, 如果控制电压达到 $1\mu A\sim 1mA$, 则 g_m 范围为:

$$g_m = \frac{I_{1,2}}{2V_T} = \frac{1\mu}{2 \times 26m} \simeq 19.2\mu S (\text{最小})$$

$$= \frac{1m}{2 \times 26m} \simeq 19.2mS (\text{最大})$$

于是, 包括 $R_{8,9}$ 和 $R_{12,13}$ 的互导 g'_m 为:

$$g'_m = \frac{R_{9,13}}{R_{8,12} + R_{9,13}} \cdot g_m = \frac{470}{100k + 470}$$

$$\times 19.2\mu \simeq 89.8nS (\text{最小})$$

$$= \frac{470}{100k + 470} \times 19.2m \simeq 89.8\mu S (\text{最大})$$

⑤ C_2 、 C_3 的计算: 为了简化, 如设 $C_2=C_3=C$, $g'_{m1}=g'_{m2}=g'_m$ (即 $I_1=I_2$), 则

$$f_0 = \frac{g'_m}{2\pi C}$$

于是, 为使 f_0 能设定在 $20Hz\sim 20kHz$ 之间, g'_m 应处于 $89.8n\sim 89.8\mu S$, 所以

$$C = \frac{g'_m}{2\pi f} = \frac{89.8n}{2\pi \times 20} \left[= \frac{89.8\mu}{2\pi \times 20k} \right] = 714pF$$

因此, 设为 $C_2=C_3=750pF$ 。 f_0 与 I ($=I_1=I_2$) 的关系为:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C} \cdot \frac{R_{9,13}}{R_{8,12} + R_{9,13}} \cdot \frac{I}{2V_T} = \frac{1}{2\pi \times 750P} \\ \times \frac{470}{100k + 470} \times \frac{I}{2 \times 26m} \approx 1.91 \times 10^7 \cdot I$$

⑥ R_{10} 、 R_{11} 、 R_{14} 、 R_{15} ：为了减小不均匀性， $R_{10,14}$ 应与从 IN^+ 端所看到的电阻值相同，取 $R_{10} = R_{14} = 470\Omega$ 。 $R_{11,15}$ 为构成LM13600输出缓冲器的射极跟随器负载电阻，它决定着工作电流。若设此工作电流为1.5mA，则

$$R_{11,15} = \frac{|V_{EE}|}{I} = \frac{15}{1.5m} = 10k\Omega$$

(4) β 电路(VCA)

这是指设反馈率为 β 的反馈电路(β 电路)，而由于通过电压控制此 β ，所以实际上成了 β 电路。这样一来， A_v 等于 β 。于是， Q 与 A_v 的关系为

$$Q = \frac{1}{2A_v}$$

① 关于 IC_{4a} ：与滤波器部分一样，这里也使用LM13600，然而只使用单通道。

② R_{16} 、 R_{17} 、 VR_1 的计算：由于要使 Q 在0.5~5之间变化，则 A_v 为在1~0.1变化。

于是， A_v 为

$$A_v = \frac{VR_1'}{R_{16} + VR_1'} \cdot g_m R_{17} = \frac{VR_1'}{R_{16} + VR_1'} \cdot \frac{I_3 R_{17}}{2V_T}$$

(其中， VR_1' 为 IN^+ 端与GND之间的电阻)

与滤波器部分相同的理由， R_{15} 、 VR_1' 的值与 $R_{8,12}$ 及 $R_{9,13}$ 的值相同。但由于实际上为了便于调整不均匀性， VR_1' 采用可变电阻器，所以取 $R_{16} = 100k\Omega$ ， $VR_1 = 1k\Omega$ (VR_1' 约500 Ω)。

由于 A_v 从1~0.1, 变化10倍, 所以 I_3 的变化幅度达10倍。如果设 I_3 为500~50 μ A, 则 R_D 为

$$R_D = A_v \cdot \frac{R_{15} + V R_1'}{V R_1'} \cdot \frac{2V_T}{I_3} = 1 \times \frac{100k + 500}{500} \times \frac{2 \times 26m}{500\mu}$$

$$\left[= 0.1 \times \frac{100k + 500}{500} \times \frac{2 \times 26m}{50\mu} \right] = 20.9k\Omega$$

所以, 取 $R_D = 20k\Omega$ 。

因此, Q 与 I_3 的关系为

$$Q = \frac{1}{2} \cdot \frac{R_{15} + V R_1'}{V R_1'} \cdot \frac{2V_T}{R_D I_3} = \frac{1}{2} \times \frac{100k + 500}{500}$$

$$\times \frac{2 \times 26m}{20k} \cdot \frac{1}{I_3} = \frac{2.61 \times 10^{-4}}{I_3}$$

③ 关于 D_1 、 D_2 、场效应管、 R_{13} ：在场效应管FET₁构成的恒流电路中, D_1 、 D_2 中流过的电流是一定的, D_1 的正极为 $2V_F$ (1.2~1.4V)的+端, 使得输出的不均匀性变小。这是因为, 输出缓冲器为两级达林顿射极跟随器, 所以输出端电压仅仅比输入电压低 $2V_{BE}$ 。

为了使 D_1 、 D_2 的工作电阻值远远小于 R_D , 则必须满足下式:

$$2 \cdot \frac{V_T}{I_{DSS} \textcircled{1}} \ll R_D$$

这里, FET₁采用 $I_{DSS} = 1mA$ 的2SK30A-O

如果设 $R_D = 20k\Omega$ 时, 则上式的k左端=52 Ω , 右端=20k Ω , 可知上式是充分成立的。

D_1 、 D_2 采用通用型小信号 1S1555。并且, R_{13} 与 $R_{11,15}$ —

① I_{DSS} : 为场效应管的栅与源短路时, 流经漏极的电流。

样, 为 $10\text{k}\Omega$ 。

(5) 电压-电流转换电路

如果按图4-11, 则可通过电流来控制 f_0 和 Q , 但是采用电流控制方法十分不便, 所以采用电压来实现控制。这即为电压-电流转换电路。如图4-13所示, 这种转换电路是由运算放大器与晶体管组合而成的。

① f_0 控制用电压-电流转换电路

希望使 f_0 控制电压 V_{C1} 与 f_0 的关系满足下式

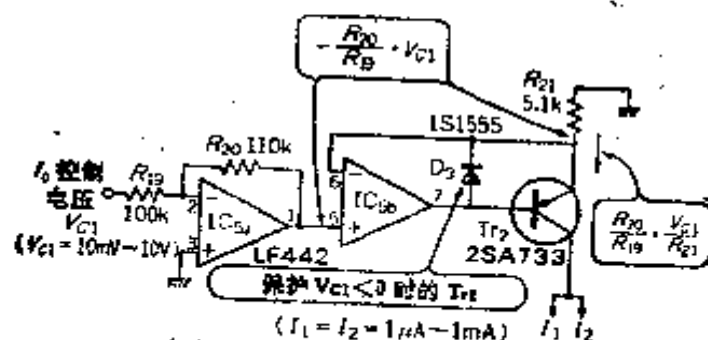
$$f_0 = 2 \times 10^3 \cdot V_{C1} (\text{Hz})$$

为此, 根据滤波器的 f_0 与 I 的关系, 可使 I 与 V_{C1} 的关系满足下式:

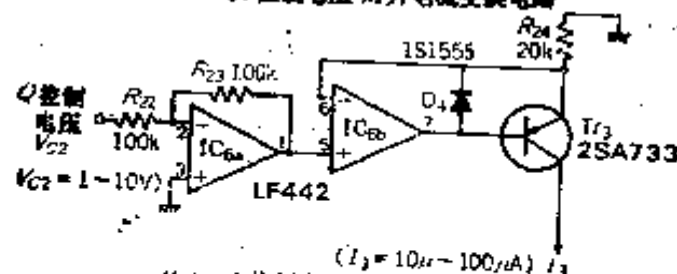
$$I = 1.05 \times 10^{-4} \cdot V_{C1}$$

另外, 本电路中的 V_{C1} 与 I_1 、 I_2 的关系可表示为:

$$I_1 = I_2 = \frac{1}{2R_{21}} \cdot \frac{R_{20}}{R_B} \cdot V_{C1}$$



(a) f_0 控制电压-对开电流变换电路



(b) Q 控制电压-电流变换电路

图4-13 电压-电流转换电路

于是, 可满足 $\left(\frac{1}{2R_{21}}\right) \cdot (R_{20}/R_{19}) = 1.05 \times 10^{-4}$ 。

(a) R_{19} 、 R_{20} 、 R_{21} 的计算:

由 LM13600 的内部等效电路可知, T_{r2} 的集电极电位为 $V_{EE} + 2V_{BE}$ (约 $-13.6V$), 所以当电流最大时, T_{r2} 的发射极电位可比其集电极电位高 $V_{CE(sat)}$ 以上。实际上, 受到运算放大器最大振幅的限制, 当 $I_1 = I_2 = 1mA$ 时, T_{r2} 的发射极电位为 $-10V$, 于是

$$R_{21} = \frac{10}{2 \times 1m} = 5k\Omega$$

因此, R_{19} 、 R_{20} 的关系为

$$\frac{R_{20}}{R_{19}} = 1.05 \times 10^{-4} \times 2R_{21} = 1.05 \times 10^{-4} \times 2 \times 5k = 1.07$$

于是, 取 $R_{19} = 100k\Omega$, $R_{20} = 110k\Omega$

(b) IC_1 、 T_{r2} 、 D_3 如果不均匀性大, 当 V_{c1} 小 (f_0 低) 时, 则其误差将变大, 所以 IC_1 应选用低偏移电压型场效应管输入运算放大器的 LF422。并且, 由于基极电流成为产生误差的重要原因, 所以 T_{r2} 应选用 h_{FE} 大的晶体管。这里选用 $h_{FE} = 200 \sim 600$ 的 2SA733。 D_3 是用来在出现失误而造成 $V_{c1} < 0$ 时, 保护 T_{r2} 的。如果没有此 D_3 , 则由于 B-E 之间加上过大的反向电压而被损坏。 D_3 可采用通用性产品, 可与 D_1 、 D_2 一样使用 1S1555。

② Q 控制用电压-电流转换电路

设 Q 控制电压 V_{c2} 与 Q 的关系为

$$Q = \frac{5}{V_{c2}}$$

根据 β 电路的 Q 与 I_3 的关系 ($Q = 2.61 \times 10^{-4}/I_3$), 可将 I_3 与 V_{c2} 的关系设定为

$$I_3 = 5.22 \times 10^{-5} \cdot V_{c2}$$

于是，可满足 $(1/R_{24}) \cdot (R_{23}/R_{22}) = 5.22 \times 10^{-5}$ 。

可以按照与 f_0 控制用的电压-电流变换电路时完成相同的办法来求得。

最后，将本电路中 $f_0 = 1\text{kHz}$ ， $Q = 1$ 时的各种滤波器特性示于图4-14。在带阻滤波器中，即使 $f = f_0$ ，增益也不会变成 $0 (-\infty\text{dB})$ ，这是由于 CR 的误差和运算放大器的开环增益并非无限大，以及在 LM13600 中，产生失真 (0.01~0.1%) 所致。并且，照片 4-1、4-2 给出了此时使输入信号频率从

各种滤波器的输出波形。

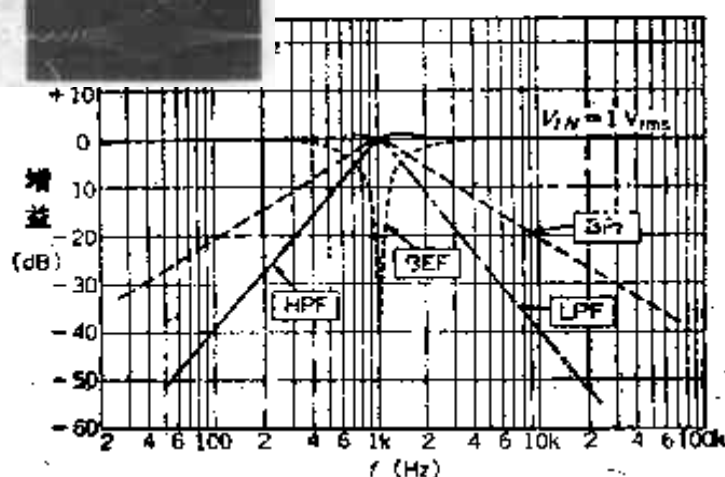
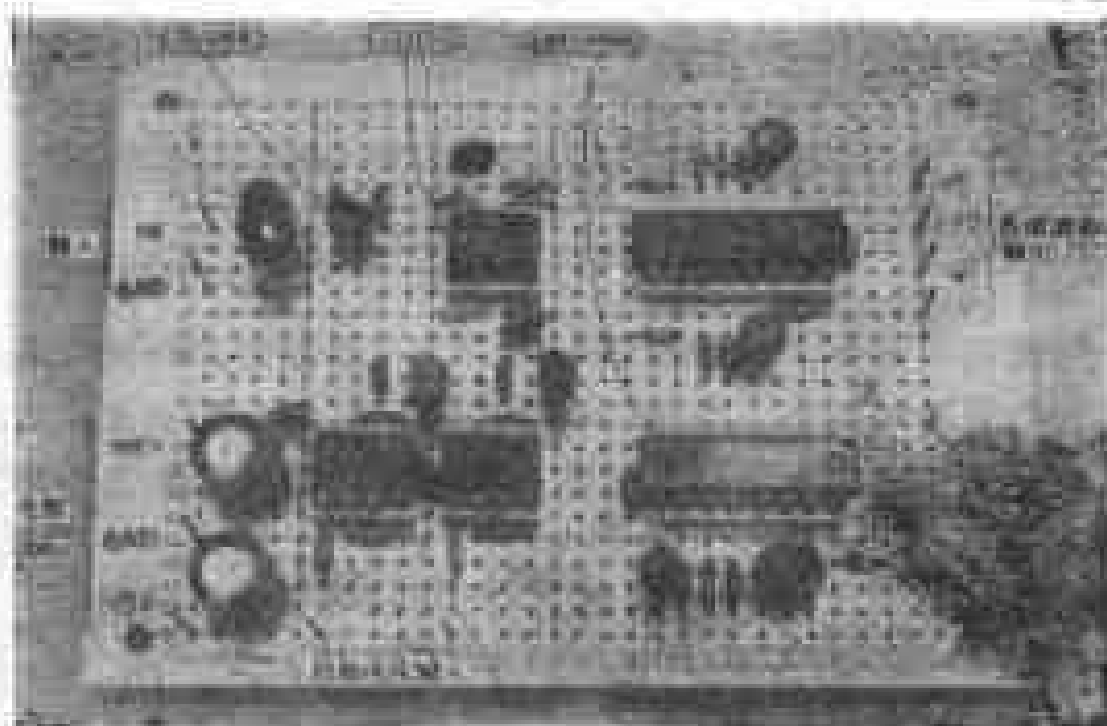


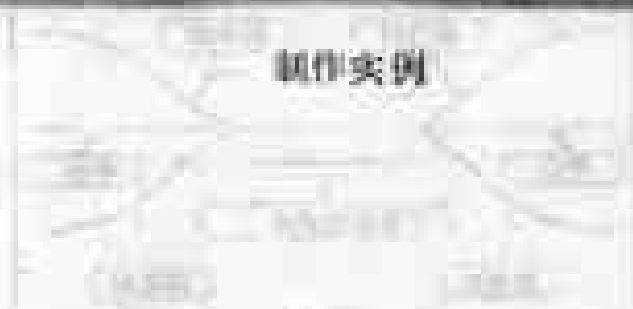
图4-14 各种滤波器的特性(实测值)

照片4-1 高通与低通滤波器的输出波形

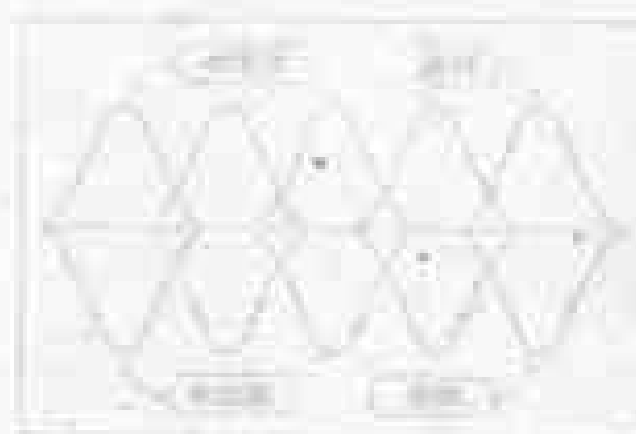
照片4-2 带阻与带通滤波器的输出波形



制作实例



经纬线交叉点示意图



经纬线交叉点示意图

第五章 图示均衡器的设计

使用本复制品
请尊重相关知识产权!

现在，立体声音质调整电路中，一般都控制有低音高音音调的图示均衡器。简单的均衡器已经可以装配在盒式收录机或耳机式立体声机中，这是由于出现了图示均衡器专用集

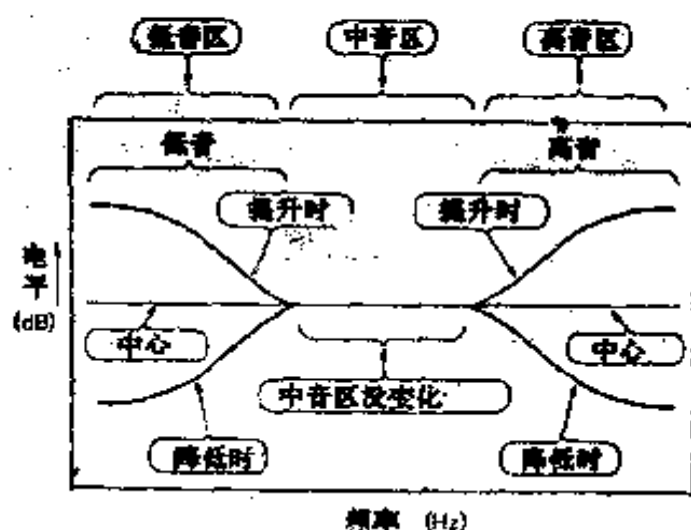


图5-1 音调控制特性

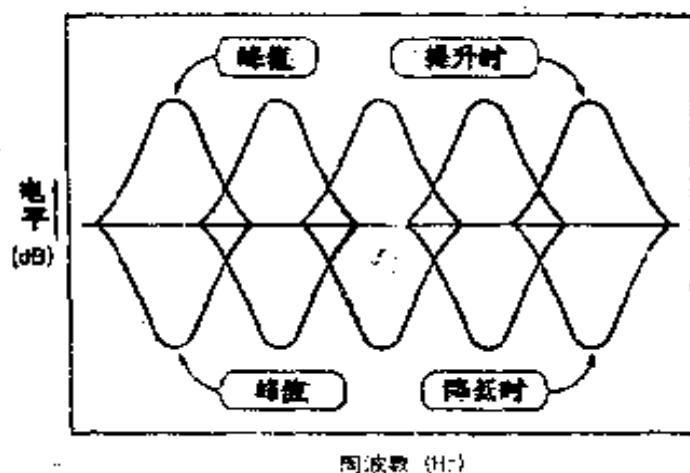


图5-2 图示均衡器特性

成电路，从而能够简单地制作出图示均衡器的结果。本章将根据图示均衡器的工作原理，运用专用集成电路，来进行实际的图示均衡器的设计。

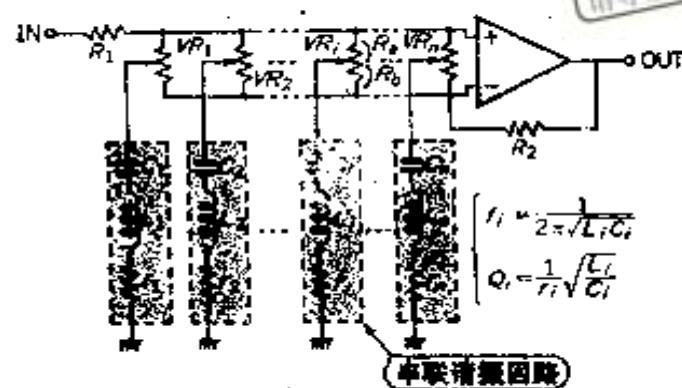


图5-3 图示均衡器的基本组成

5.1 图示均衡器的工作原理

图5-1是过去所使用的音调控制器的特性。根据此图可知，在进行音调控制时，中音区电平是不变的，而低音或高音时是分别通过提升或降低低音区和高音区的电平来实现的。

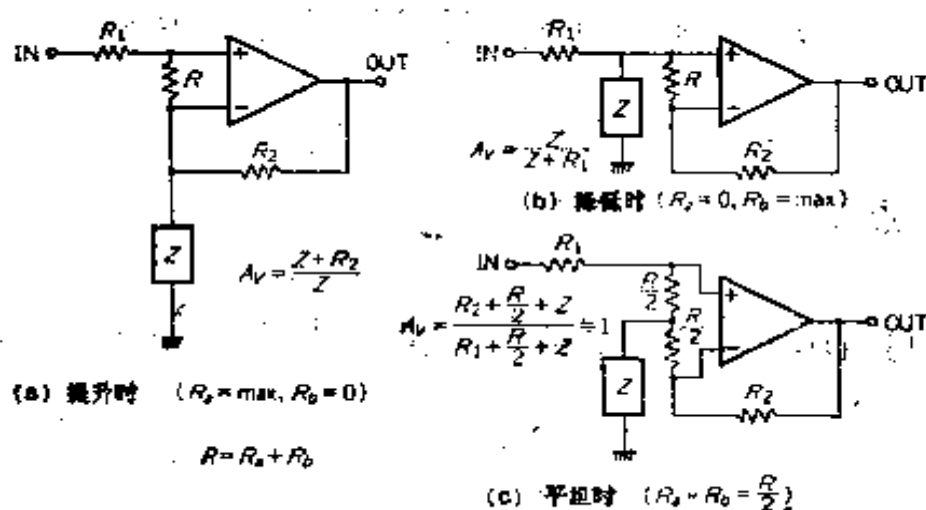


图5-4 各种情况的分析

与此对应，如图5-2所示，图示均衡器（以下简称均衡器）是通过改变某特定频带来实现音调控制的。因此，与音调控制器相比，能够实现更为精细的音质调整。

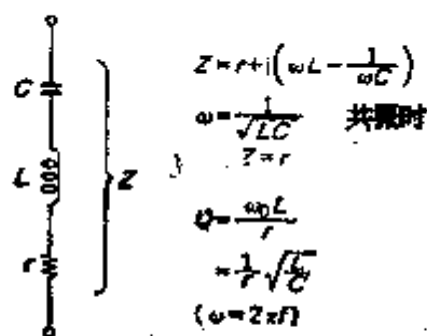


图5-5 串联谐振电路

(1) 图示均衡器的基本组成

图5-3是图示均衡器的基本结构。图5-4是将一个谐振电路抽出，分别给出电平提升、降低和平坦条件的情况，其中Z为串联谐振电路^①。

(2) 提升量与下降量

如图5-5所示，串联谐振电路的阻抗可表示为：

$$Z = r + j \left[\omega L - \frac{1}{\omega C} \right]$$

而在谐振点 ($\omega = 1/\sqrt{LC}$) 时，则

$$Z = r$$

于是，图5-4中，可以设 $Z = r$ ，此时的提升与下降量为：

① 串联谐振电路：系指电容C与电感L串联而成的电路。在谐振频率处

$\left(f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \right)$ 合成阻抗为0。

$$A_v = \begin{cases} \frac{r+R_2}{r} [\text{倍}] = 20 \log \frac{r+R_2}{r} (\text{dB}) \cdots \cdots \text{提升时} \\ \frac{r}{r+R_1} [\text{倍}] = 20 \log \frac{r}{r+R_1} (\text{dB}) \cdots \cdots \text{下降时} \end{cases}$$

超星浏览器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

(3) 波峰或波谷的锐度Q

图5-2的波峰(或波谷)的锐度可表示为Q

$$Q = \frac{f_0}{f_1 - f_2}$$

其中, f_0 为谐振频率

f_1, f_2 为-3dB处的频率。

因此, Q可表示为

$$Q = \frac{\omega_0 L}{r}$$

由于 $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$, 结果

$$Q = \frac{1}{r} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

从前, 是将其看成是一个串联谐振电路。然而实际上, 如图5-3所示, 有一系列的串联谐振电路。因此, 仅对此串联谐振电路所对应的频率数目, 就能进行提升或降低。

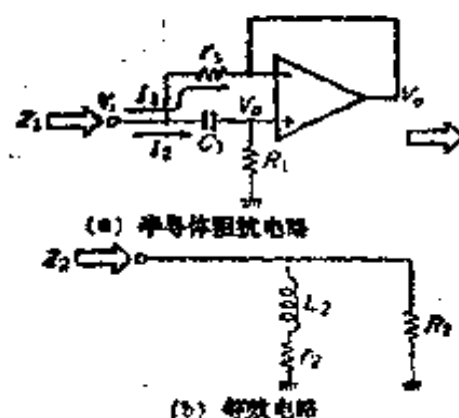


图5-6 半导体电感的工作原理

5.2 采用半导体电感的图示均衡器

(1) 半导体电感

超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

如果使用普通电感来做串联谐振电路的电感，当电路处于低频时，就需要使用电感量相当大的电感器。于是，尺寸变大，并且易染上交流声，而且又很难获得性能良好的电感器，于是在图示均衡器中，通常就采用半导体电感器^①。

如图5-6(a)所示，半导体电感由运算放大器和CR构成，其等效电路见图5-6(b)。从输入端来看半导体电感，其输入阻抗 Z_1 为

$$Z_1 = \frac{1 + sC_1R_1}{1 + sC_1r_1}r_1$$

另外，等效电路的阻抗 Z_2 为

$$Z_2 = \frac{1 + s(L_2/r_2)}{1 + s(L_2/R_2)}r_2$$

因此，为了使两式恒等，则必使

$$R_2 = R_1, \quad r_2 = r_1, \quad L_2 = C_1R_1r_1,$$

如按图5-5考虑，由于 $R_2 \gg r_1$ ，则 R_2 可以忽略不计，于是， L_2 对应于 L ， r_2 对应于 r 。即图5-5中的 L 与 r ，能够用图5-6(a)的电路取代，于是

$$L = C_1R_1r_1$$

$$r = r_{10}$$

① 半导体电感器：指将CR与运算放大器等有源器件组合，等效地构成的电感器。这种电感器能够获得一般无源电感器所不可能获得的高感量和高Q值。

(2) 使用半导体电感的图示均衡器的组成

在图5-3的串联谐振电路中, 如果使用半导体电感, 则成为图5-7。将 $L_i = C_i R_i r_i$ 代入图5-3中的 f_i 和 Q_i 中, 则谐振频率 f_i 和 Q_i 为

$$f_i = \frac{1}{\sqrt{2\pi C_{Ai} C_{Bi} R_i r_i}}$$

$$Q_i = \sqrt{\frac{C_{Bi}}{C_{Ai}}} \cdot \frac{R_i}{r_i}$$

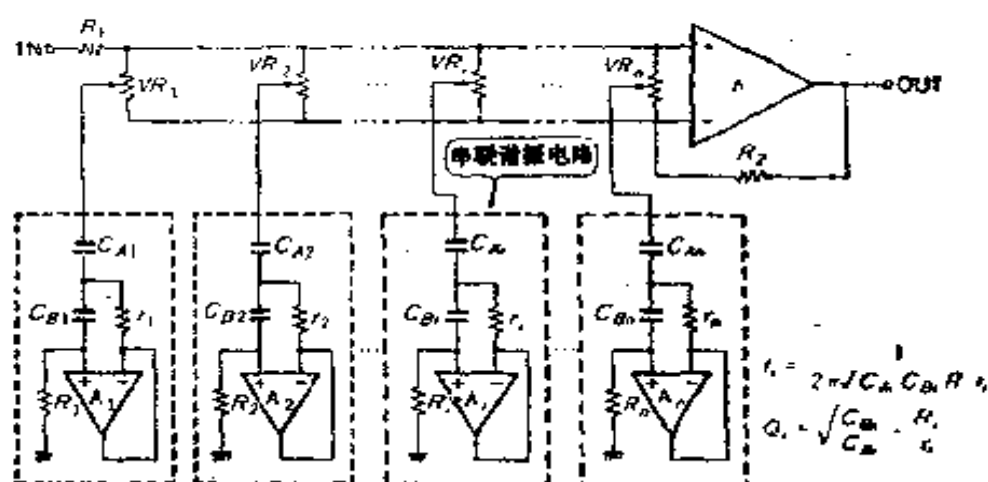


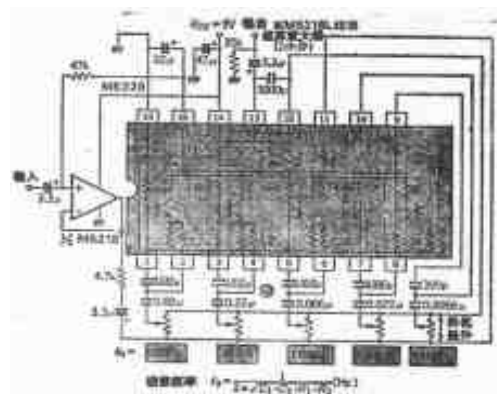
图5-7 使用半导体电感的图示均衡器

5.3 图示均衡器用集成电路

这里将音频分成10个区域, 设计10段图示均衡器。电路可以使用运算放大器进行制作, 但需要使用11个运放电路, 使用图示均衡器专用集成电路就简单多了。

(1) 专用图示均衡器集成电路的种类

5 段图示均衡器用集成电路, 主要有M5226/27(三菱)、TA7796(东芝)、BA3812及LA3600(三洋)等。7 段图示均衡



超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

图5-8 采用M5226集成电路的 5 器件图示均衡器

器集成电路，主要有M5229(三菱)，LA3605(三洋)等。

这些集成电路，其内部的基本结构均如图5-7所示。若为 5 段图示均衡器，则 $A_1 \sim A_n$ 共用 5 个运放器件。然而，这部分大为简化，并不用运算放大器，而几乎都是使用射极跟随器。

这里可使用比较通用的M5226进行电路设计。图 5-8 为使用这种M5226的情况。图5-9、图5-10是使用 TA7796 和 BA3812制作 5 段图示均衡器的电路。

(2) M5226

M5226为三菱公司的图示均衡器专用集成电路，这是一种比较老式的集成电路，与其他集成电路相比有一些不足之

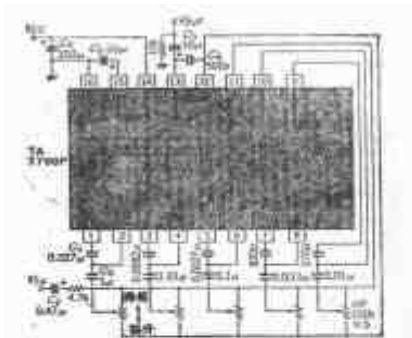


图5-9 用TA77例时

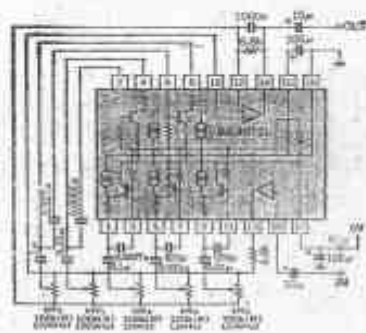


图5-10 用BA3812的5段图示均衡器

处。从易于获得的角度考虑，选用了它。

图5-8是其内部等效电路和组成5段图示均衡器时的电路图。此时，构成半导体电感的是射极跟随器。

谐振频率数共有108Hz、343Hz、1.08kHz、3.43kHz、10.8kHz等5个，提升和降低电平量约达 $\pm 10\text{dB}$ 。平坦时的高次谐波失真率为0.01%，提升或降低时，失真率将会增大。其中提升时失真率为0.08%；降低时为0.4%（均为 $f=1\text{kHz}$ ，

）。

图示均衡器的设计

以制作5段图示均衡器，使用2只1示均衡器。这种电路见图5-11。

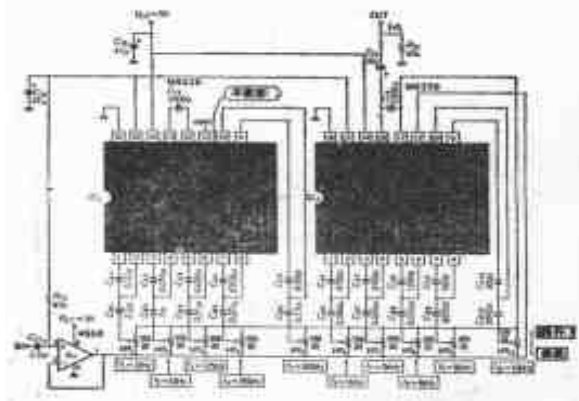


图5-11 10段图示均衡器

(1) 谐振频率与Q的设定

在图示均衡器中，谐振频率的设计是非常重要的。如果设定错误，会造成听觉上的不自然。

此谐振频率的设定点,是按照对数刻度,等间隔地分割音频区^①确定的。如果从便于理解的角度讲,可以按等比序列设定谐振频率数。图5-8为5段图示均衡器实例,相邻频率之比为3倍。

10段图示均衡器,是上述相邻频率比产生变化而已。设中心频率为1kHz,如果其两侧,可以每两倍(1/2倍)设定一个谐振频率,设定频率为31Hz、63Hz、125Hz、250Hz、500Hz、1kHz、2kHz、4kHz、8kHz、16kHz共10个。

Q越大,对于其他频率区的影响将会越小,而与相邻频率之间的联系也将变坏,频率特性曲线上会产生弯曲。通常情况下,5段图示均衡器可选 $Q=1\sim 2$;10段图示均衡器可选 $Q=2\sim 4$ 。现在设 $Q=2$,而且每个均衡器的Q值都应是相等的。

(2) 谐振电路的设计

如上所述,谐振频率与Q可以用下式表示:

$$f_i = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_{Ai}C_{Bi}R_i r_i}}$$

$$Q = \sqrt{\frac{C_{Bi}}{C_{Ai}} \cdot \frac{R_i}{r_i}}$$

当使用M5226时, $R_i=68k\Omega$, $r_i=1.2k\Omega$,可以计算出 C_{Ai} 、 C_{Bi} 。

将以上两式作为联立方程式,求解 C_A 、 C_B ,则可得以下两个算式:

$$C_{Ai} = \frac{Q_i}{2\pi f_i R_i}$$

① 音频区:系指人耳可以听见的频率范围,虽然每个人的听觉是有差异,一般为20Hz~20kHz。

$$C_{Bi} = \frac{1}{Q_i} \frac{1}{2\pi f_i r_i}$$

式中, 将设定 $R_i = 68k\Omega$, $r_i = 1.2k\Omega$ 时的 $Q_i (=2)$ 和 f_i 代入, 进行计算即可求得 C_{Ai} 、 C_{Bi} 。

超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

① C_{A1} 、 C_{B1} 的计算 ($f_1 = 31\text{Hz}$)

$$C_{A1} = \frac{2}{2\pi \times 31 \times 68k} \approx 0.151(\mu\text{F})$$

$$\therefore C_{A1} = 0.15\mu\text{F}$$

$$C_{B1} = \frac{1}{2} \times \frac{1}{2\pi \times 31 \times 1.2k} \approx 2.14(\mu\text{F})$$

$$\therefore C_{B1} = 2.2\mu\text{F}$$

② C_{A2} 、 C_{B2} 的计算 ($f_2 = 63\text{Hz}$)

$$C_{A2} = \frac{2}{2\pi \times 63 \times 68k} \approx 0.0743(\mu\text{F})$$

$$\therefore C_{A2} = 0.075(\mu\text{F})$$

$$C_{B2} = \frac{1}{2} \times \frac{1}{2\pi \times 63 \times 1.2k} \approx 1.05(\mu\text{F})$$

$$\therefore C_{B2} = 1\mu\text{F}$$

③ C_{A3} 、 $C_{B3} \sim C_{A10}$ 、 C_{B10} 的计算: 下面按完全相同的方式可计算出 C_{A3} 、 $C_{B3} \sim C_{A10}$ 、 C_{B10} 。略去其计算式, 仅将结果列出:

$$C_{A3} = 0.039\mu\text{F}, C_{B3} = 0.51\mu\text{F} \quad (f_3 = 125\text{Hz})$$

$$C_{A4} = 0.018\mu\text{F}, C_{B4} = 0.27\mu\text{F} \quad (f_4 = 250\text{Hz})$$

$$C_{A5} = 9100\text{pF}, C_{B5} = 0.13\mu\text{F} \quad (f_5 = 500\text{Hz})$$

$$C_{A6} = 4700\text{pF}, C_{B6} = 0.068\mu\text{F} \quad (f_6 = 1\text{kHz})$$

$$C_{A7} = 2400\text{pF}, C_{B7} = 0.033\mu\text{F} \quad (f_7 = 2\text{kHz})$$

$$C_{A8} = 1200\text{pF}, C_{B8} = 0.016\mu\text{F} \quad (f_8 = 4\text{kHz})$$

$$C_{A9} = 560\text{pF}, C_{B9} = 8200\text{pF} \quad (f_9 = 8\text{kHz})$$

$$C_{A0}=300\text{pF}, \quad C_{B0}=3900\text{pF} (f_{30}=16\text{kHz})$$

如果计算值为半值时, 可以采用多个电容器获得其值。即使 Q 稍许离开设定值, 对听觉也并没有什么影响, 所以可使 Q 偏离, 以使 f 不出现偏离, 而恰好获得良好电容器的数值。

④ $VR_1 \sim VR_m$: 此值取决于谐振电路(C_{A1} 、 C_{B1} 、 R_i 、 r_i)的阻抗值, 取 $10\text{k} \sim 100\text{k}\Omega$ 。根据厂家的数据手册, 这里取 $100\text{k}\Omega$ 。

变化曲线必须使用B型的, 若不如此即使旋钮处于中心位置, 频率特性也不能平坦。

(3) 外围电路的设计

① A_i

A_i 为输入缓冲运算放大器, 没有此放大器, 则有可能得不到预期的特性。这种放大器与一般的音频用运放相同, 即为低噪声、低失真率等。这里采用作为音频OP放大器广泛使用的4558。

② C_{11} 、 R_{11}

由于 R_{11} 决定着输入阻抗, 阻值必须高于一定值, 这里取 $R_{11}=47\text{k}\Omega$ 。

C_{11} 为输入耦合电容器, 它与 R_{11} 一起确定了低频区域的范围。截止频率 f_c 应远远低于 $f_1=31\text{Hz}$, 如果设为 $f_c=1\text{Hz}$, 则

$$C_{11} = \frac{1}{2\pi f_c R_{11}} = \frac{1}{2\pi \times 1 \times 47\text{k}} \approx 3.39\mu\text{F}$$

取 $C_{11}=3.3\mu\text{F}$ 。

① 截止频率: 与平坦部分相比, 电平下降 $-3\text{dB}(1/\sqrt{2})$ 时的频率。

③ C_{12} 、 R_{12} 的计算

C_{12} 为输出耦合电容器， R_{12} 的作用在于使输出电位维持在0电位。由于 R_{12} 为脚13的负载，所以设为10~100k Ω 。这里取 $R_{12}=47\text{k}\Omega$ 。

C_{12} 受 R_{12} 与输出负载的合成值影响，并决定着低频端的截止频率。通常，由于连接在输出端的负载为10~100k Ω ，所以如果设与 R_{12} 的合成值为10k Ω ，低频端截止频率为2Hz，则

$$C_{12} = \frac{1}{2\pi f(R_{12} // R_L)} = \frac{1}{2\pi \times 2 \times 10^3} \approx 7.95[\mu\text{F}]$$

取 $C_{12}=10\mu\text{F}$ 。

④ C_{13} 、 C_{14}

此电容器是用来进行相位补偿^①的，它会使音频之外的高频部分衰减。这里采取厂家推荐的1000pF。如果此值过小，则可能会产生振荡。并且，高频端的截止频率是由脚12~13之间内含放大器4.7k Ω 反馈电阻和1000pF反馈决定的。

$$f_c = \frac{1}{2\pi CR} = \frac{1}{2\pi \times 1000\text{p} \times 4.7\text{k}} \approx 33.9[\text{kHz}]$$

虽然没有使用IC₁内的放大器，然而，IC₁上也要加电源电压，所以必须要有 C_{13} 。

⑤ C_{15} 、 C_{16}

C_{15} 为电源退耦电容器， C_{16} 为电源旁路电容器。通常，这种用途所使用的容量为10 μ ~100 μ F。厂家推荐值为 $C_{15}=22\mu\text{F}$ ， $C_{16}=47\mu\text{F}$ 。但由于与IC₁、IC₂的15脚连接，并共同退耦，所

① 相位补偿：由于电容器的影响，出现相位超前或滞后，以使得电路工作稳定。

以 C_{15} 的容量应加倍, 取 $C_{15}=C_{16}=47\mu\text{F}$ 。

星闻浏览器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

附录3 介质损耗与损耗角正切

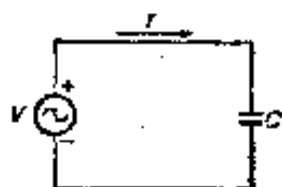
表示电容器性能的参数有介质损耗和损耗角正切($\tan\delta$)。如图D所示, 在电容器上加上交流电, 如果对其电压和电流作出坐标图, 则得到图E。若为理想的电容器, 则 I 比 V 相位超前 90° , 即 $I_R=0$, $\delta=0$ 。实际上, 如图所示, 其相位的超前小于 90° 。

因此, I_R 与 V 的乘积为功耗, 即介质损耗。如此介质损耗度为 W , 则 W 可表示为 $W=I_R \cdot V=I \cdot V \sin\sigma$ 。由于一般情况下 δ 角非常小, 则 $\sin\delta \approx \tan\delta$, $W=I \cdot V \tan\delta$ 。

此 $\tan\delta$ 称为损耗角正切, 将上式变形为

$$\tan\delta = \frac{W}{I \cdot V}$$

$\tan\delta$ 随着介质损耗的增大成比例地增加。

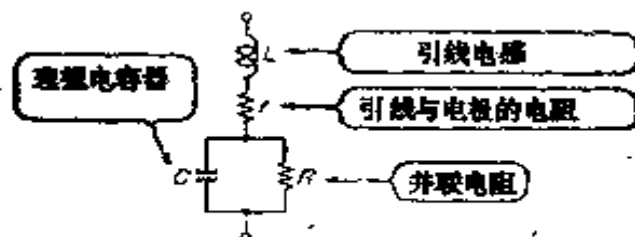


图D 电容器上加上交流电时



图E 电压与电流的关系

实际上, 电容器的等效电路如图F所示, 此图中,

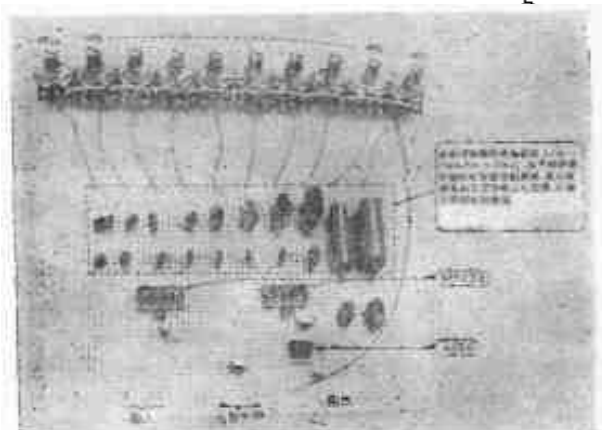


图F 实际电容器的等效电路

$$\frac{1}{\omega CR} + \omega Cr$$

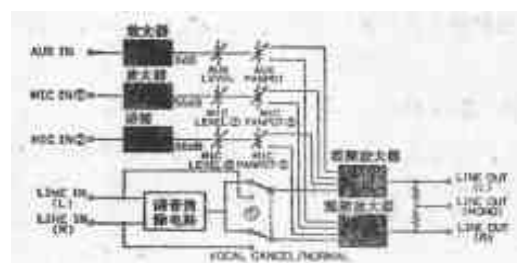
困难，但若介电损耗或损耗角正容器的情况。

超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！



制作实例

第六章 卡拉OK混频器的设计



用的麦克风混频器。用于卡拉OK，自音乐源中的语言声音，而代之以用话筒也可以用作一般的麦克风混频器。

6.1 概 要

本混频器是加在立体声前置放大器与功率放大器之间使用的。图6-1为其方框图。

图6-1 整体方框图

首先是输入。“输入”为立体声前置放大器输出信号的端子。由于输入信号非常小，电路通过输入放大器将信号放大56dB。

电路除了话筒输入之外，还设置了辅助输入(AUX)。为了补偿后级的损耗，通过放大此辅助输入信号的AUX放大器

将获得6dB的增益。

输入放大器和辅助放大器的输出，通过调节音量的电平电位器和决定左右扬声器声音定位的混频电位器，以左右分开的信号，分别进入混频放大器。

由“输入”来的歌曲信号在语音消除 (Vocal Cancel) 电路中除去语言信号后，被引入混频放大器中。在混频放大器中，将除去了语言信号的输入信号与话筒①，话筒②及辅助信号进行混频，作为线路输出。

电路还设有语音消除电路短路开关，以便停止处理卡拉OK用信号，而作为一般的话筒混频器使用。

6.2 语音消除 (Vocal Cancel) 电路

该电路可去掉歌曲信号中人的语音，而保留伴奏和背景合唱。

(1) 基本原理

在一般的立体声歌曲信号中，语言定位在中心，各种乐器相对于中心来讲，定位在不与中心重叠的靠右或靠左的位置。而且，背景合唱或节拍等均广泛地分布，没有明显的定位感觉。

根据上述立体声音乐信号的性质，应去掉中心定位信号，即左右声道中的同振幅、同相位的信号。但是，仅仅如此仍有问题，这是因为在乐器中如贝司之类低音乐器不太具有定位感，所以常常被录制在中心处。这样一来，与语言一起，低音也可能被消除掉了。为了防止这一问题的产生，对于语言频率成分之下的频率，即使是定位于中心位置的声音，也要加以保留。

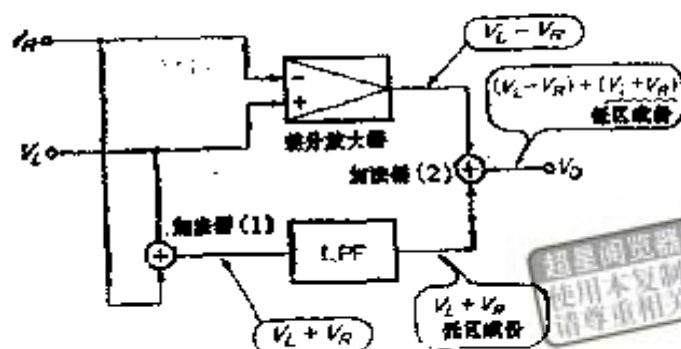


图6-2 语音消除电路方框图

(2) 电路的组成

在实际电路中，消除左右声道信号之差部分，信号就变成单声信号了。同相位成分①被抵消而变小，反相位成分②被相加而变大，同振幅同相位的，则完全抵消变为0。

在中心定位信号中，为不消除低频成分，应将低频同相位信号叠在左、右声道的相差信号之上。

根据以上叙述，输入输出关系如下：

$$V_O = (V_L - V_R) + \underbrace{(V_L + V_R)}_{\text{仅低音成分}}$$

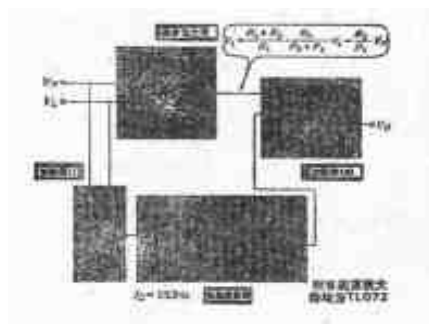
其中 V_O 为输出； V_L 为左声道输入； V_R 为右声道输入。

即在中高音区域为 $V_L - V_R$ ，在低音区域为 $(V_L - V_R) + (V_L + V_R)$ 。经计算，低音区为 $2V_L$ ， V_R 消失，在低音区，几乎 $V_L = V_R$ ，所以不会有什么问题。

图6-2是满足上式的方框图。 V_L 与 V_R ，在差动放大器中为 $V_L - V_R$ ，而在加法器(1)中，则为 $V_L + V_R$ 。加法器(1)的输出通过低通滤波器(LPF)，滤除掉高中频成分，保留低频成分。在加法器(2)中，此低频成分与差动放大器的输出相加，在输出中出现 $V_L - V_R$ 与 $V_L + V_R$ 的低频成分之和。

① 同相位：系指两个信号的相位相等。

② 反相位：系指两个信号的相位相隔 180° 。



超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

图6-3 语言消除电路

(3) 电路的设计

如果将图 6-2 的方框图做出更具体的电路图。则成为图 6-3。

① 差动放大器：

从 V_L 和 V_R 得出 $V_L - V_R$ ，即为此差动放大器，由运算放大器构成。其输出 V_I 可表示为：

$$V_I = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot V_L - \frac{R_2}{R_1} \cdot V_R$$

如果设 $R_1 = R_3$, $R_2 = R_4$, 则

$$V_I = \frac{R_2}{R_1} (V_L - V_R)$$

② $R_1 \sim R_4$ 确定方法

这里由于设增益为 1, $R_1 \sim R_4$ 的值相等。如果 R_1, R_3 减小, 则输入阻抗变低, 因此, 设 $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 100\text{k}\Omega$ 。

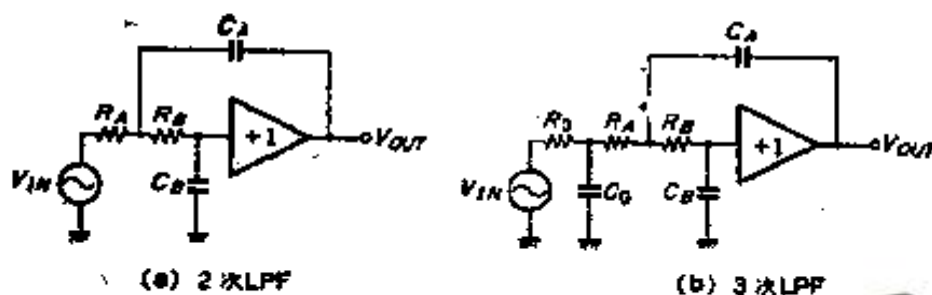


图 6-4

超星浏览器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

⑤ 关于 A_{T1}

由于并不要求高保真度，在音频运算放大器中，使用广泛采用的TL072。

② 低通滤波器(LPF)

人的声音频谱^②大约分布在150Hz~1kHz，并且1~3kHz的能量很低，低通滤波器的截止频率 f_c 定在150Hz。

低通滤波器是具有最大平坦特性的巴特沃兹型^③的，采取3级组成。之所以采取3级方式，是由于若为2级方式，可能出现中音衰减不足；而若为4级以上方式，必须使用两只运算放大器，使电路变得复杂。

低通滤波器的组成采取通常的Sallen-Key型，图6-4所示为其基本组成。(a)为2级低通滤波器，(b)为3级低通滤波器，4级以上的低通滤波器是将(a)和(b)相互组合而成的。这里采取的是(b)所示方式，并且，图6-1是可获得巴特沃兹特性的电容器组合情况。

首先，根据图6-4(b)。按 $f_c = 150\text{Hz}$ ，求出各参数。

- ② 频谱：表示信号中所包含的特定频率的电平，横坐标为频率值，纵坐标为电平值。
- ③ 巴特沃兹型：是滤波器特性的一种，其增益最大平坦，是一种最普通的类型，此外，还有相位最平坦的贝塞尔型和具有陡峭肩特性的切比雪夫型。

表6-1 获得巴特沃兹特性的电容器值

次数	无源	1级		2级		3级		4级	
n	C_0	C_1	C_2	C_1	C_2	C_1	C_2	C_1	C_2
2		1.414C	0.707C						
3	1.392C	3.546C	0.202C						
4		1.082C	0.924C	2.613C	0.383C				
5	1.354C	1.753C	0.421C	3.236C	0.309C				
6		1.035C	0.966C	1.414C	0.707C	3.863C	0.258C		
7	1.336C	1.531C	0.488C	1.604C	0.623C	4.494C	0.222C		
8		1.019C	0.981C	1.203C	0.831C	1.800C	0.555C	5.126C	0.195C

$$R = R_0 = R_1 = R_2, \quad f = 1/(2\pi CR)$$

④ R_O, R_A, R_B 的确定

在表6-1中, 设 $R_O = R_A = R_B$, 根据与 R_5, R_6, R_7 之间的关系, 这里取 $R_O = R_A = R_B = 56k\Omega$ 。

⑤ C_O, C_A, C_B 的求法

首先, 求出表6-1中所使用的 C 值。

$$C = \frac{1}{2\pi fR} = \frac{1}{2\pi \times 150 \times 56k} = 0.0189(\mu F)$$

然后, 如果参看表6-1的次数 $n = 3$ 栏, 则

$$C_O = 1.392C$$

$$C_A = 3.546C$$

$$C_B = 0.202C$$

于是, 如果计算 C_O, C_A, C_B , 则有以下结果:

$$C_O = 1.392 \times 0.0189\mu = 0.0264[\mu F]$$

$$C_A = 3.546 \times 0.0189\mu = 0.0672[\mu F]$$

$$C_B = 0.202 \times 0.0189\mu = 3830[pF]$$

⑥ 向 $R_8, R_9, R_{10}, C_1, C_2, C_3$ 代换

R_A, R_B 和 C_O, C_A, C_B 代入 R_9, R_{10} 和 C_1, C_2, C_3 中, 设电容器容量值为实际值, 则

$$R_8 = R_9 = R_{10} = 56k\Omega$$

$C_1=0.027\mu\text{F}$, $C_2=0.068\mu\text{F}$, $C_3=3900\text{pF}$ 。

此值为信号源电阻为0时的数值，与此相对应，在图6-3中，驱动低通滤波器的信号源电阻为 $R_5//R_6//R_7$ ， R_8 的值是从 R_0 中去掉 R_5 的数值之后获得的。由于尚未求得 R_5 、 R_6 、 R_7 ，所以首先来确定 R_8 ，设 $R_8=51\text{k}\Omega$ 。由此，设定 $R_5//R_6//R_7=5\text{k}\Omega$ 。

④ 关于 A_2

A_2 与 A_1 组合，选定为双重型TL072。

图6-5是低通滤波器部分的计算机模拟结果。 f_c 有所下降，其原因在于电容器的容量值比计算值大所致。

⑤ 加法器(1)中 R_5 、 R_6 、 R_7 的确定

加法电路为各种电阻器组合而成。但如前所述，必须设定 $R_5//R_6//R_7=5\text{k}\Omega$ 及以下条件，也就是若 R_5 、 R_6 与 R_7 相同或 R_5 、 $R_6<R_7$ 时，如果 V_L 、 V_R 的信号源电阻并不是太小，则混合作用不良，交调失真将会增大，低通滤波器的 f_c 漂移。相反，如果 R_5 、 $R_6\gg R_7$ 时，上述缺点可被克服，必须用 A_3 进行放大，这在特性上是不利的。因此，取 R_5 、 R_6 与 R_7 之比为10左右为宜。

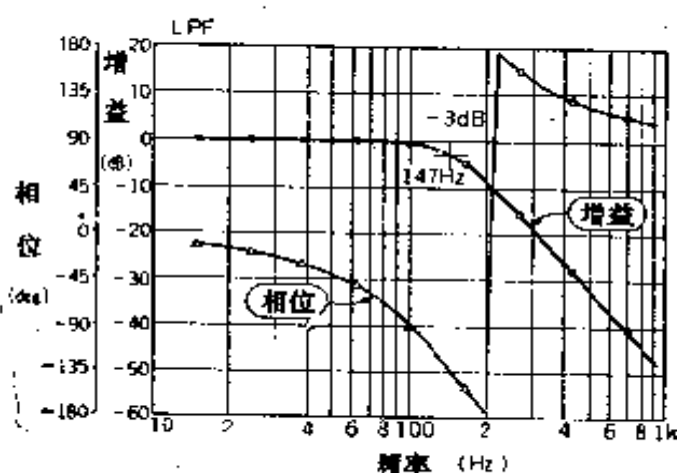


图6-5 低通滤波器的特性

超星阅读器提醒您：
请妥善保管您的文件

并且，由于 R_5 、 R_6 与 R_1 、 R_3 相并联，而决定其输入阻抗，所以希望 R_5 、 R_6 在几十 $k\Omega$ 以上。根据以上条件，这里设定

$$R_5 = R_6 = R_7 = 5.6k\Omega。$$

电路的衰减率 α 为

$$\alpha = \frac{R_7}{R_5 + R_6 // R_7} = \frac{5.6k}{51k + 51k // 5.6k} = 0.09$$

而且，并联值为

$$R_5 // R_6 // R_7 = 51k // 51k // 5.6k = 4.59[k\Omega]$$

x_1 10ms/div, y_1 0.5V/div, $V_L = V_R$ (同振幅、同相位)

照片6-1 声音消除电路的输入输出波形

④ 加法器(2)

它把输出 V_L 与 V_R 之差的 A_1 与仅输出同相低频部分的 A_2 相结合，是一种普通的反转放大型加法器。

② R_{11} 、 R_{13} 的确定

由于 A_1 的输出增益为1方式传输，所以必须设 $R_{11} = R_{13}$ ，这里定为100 $k\Omega$ 。

③ R_{12} 的计算

由于在加法器(1)中， $\alpha = 0.09$ 倍，衰减，为了对其补偿， A_2 的输出必须获得增益。其增益将由 R_{12} 与 R_{13} 之比 $\alpha (= R_{13}/R_{12})$ 决定，所以

$$R_{12} = \alpha R_{13} = 0.09 \times 100k = 9[k\Omega]$$

超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识版权！

由此, $R_{12}=9.1k\Omega$ 。

③ 关于 A_3 : A_3 与 A_1 和 A_2 一样, 选取TL072。

为供参考, 设 $V_R=V_L$, 在50Hz~5kHz的范围内, 对频率进行扫描时的波形见照片6-1。可以看出, 在低频区中, 增益为2, 达到高频区时, 信号将变小。

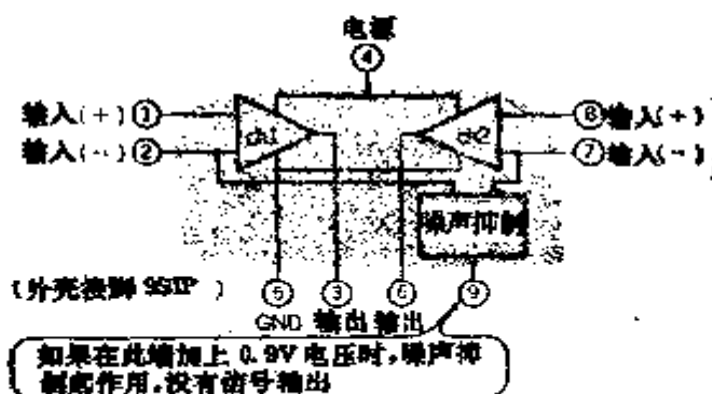


图6-6 TA7325P的内部方框图

6.3 话筒输入放大器

话筒输出电压比其他信号电平(LINE、AUX等)低(-70dB●), 必须将此电压放大到与其他电平相同的数量级, 达到50dB左右。由于连接在后一级的混频电位器的损耗为6dB。所以放大设为56dB。

由于输入信号非常小, 输入放大器应具有低噪声特性。一般的运算放大器不能适用, 最好选用专门开发的集成前置放大器。这里考虑到特性、可操作性和价格等因素, 选用TA7325(东芝)。

(1) TA7325P的使用方法

此放大器是作为双通道前置放大器设计的, 输入换算噪

● dBm: 设 600Ω 电阻消耗 1mW 功率时的电压(0.775V_{rms}) 为 0dBm 的单位。

声^①为 $1\mu V_{rms}$ ($R_s = 2.2k\Omega$)。它使用单电源供电, 工作电压范围广达 $7\sim 18V$, 所以使用方便。由于开环增益高达 $100dB$, 因此失真率很低。其电特性见表6-2, 内部方框图见图6-6。图6-7是用于RIAA^②均衡放大器的实例。

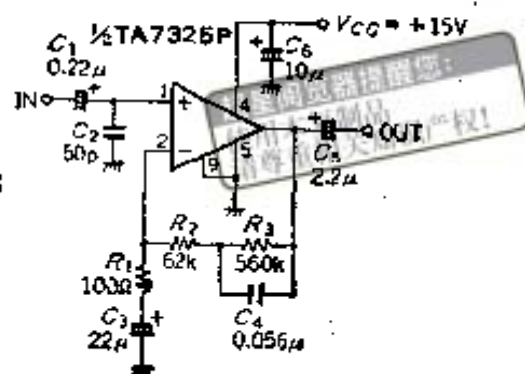
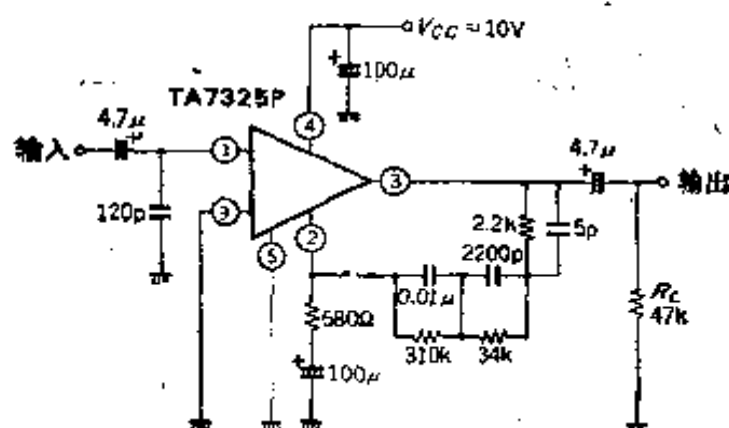


图6-7 RIAA均衡放大器的应用实例

图6-8 输入放大电路

(2) 电路设计

在其他部分, 为了向运算放大器供电, 使用 $\pm 15V$ 的电源电压, $V_{CC} = +15V$, 电路图见图6-8。

① C_1 、 C_5 的计算

C_1 为输入耦合电容器, 由表6-2可知, TA7325的输入阻抗 R_{IN} 为 $100k\Omega$, 所以如果低频截止频率为 $10Hz$, 则

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f R_{IN}} = \frac{1}{2\pi \times 10 \times 100k} = 0.159[\mu F], \text{ 所}$$

以设 $C_1 = 0.22\mu F$ 。

- ① 输入换算噪声电压: 按照放大器的放大率计算放大器的输出噪声电压值。
- ② RIAA均衡器放大器: 补偿录音机的频率特性, 而恢复平坦频率特性的放大器。

表6-2 TA7325P电性能

电性能 (通常情况下 $V_{CC} = 10V$ 、 $f = 1kHz$ 、 $R_K = 600\Omega$ 、 $R_L = 10k\Omega$ 、 $T_a = 25^\circ C$)

项 目	符 号	测 定 条 件	最小	标准	最大	单 位
电源电压	I_{CC}	$V_{IN} = 0$	—	5.5	8.5	mA
电压增益	C_{ro}	$C_f = 100\mu F$, $R_f = 0$	—	100	—	dB
最大输出电压	V_{om}	$THD = 0.5\%$, NAB EQ	2.0	2.8	—	V_{rms}
输入换算噪声电压	V_{NI}	$R_K = 22k\Omega$, $BPF = 15Hz \sim 30kHz$ $f = 1kHz$ 时的增益进行 换算	—	1.0	2.5	μV_{rms}
输入电阻	R_{IN}	$V_o = 1V_{rms}$	—	100	—	k Ω
声道隔离度	CH_{sep}	$f = 10kHz$, $R_K = 22k\Omega$, $V_o = 1V_{rms}$	—	70	—	dB
波纹抑制	$R \cdot R$	$f = 100Hz$, $V_{IN} =$ $1V_{rms}$ 无CB	—	50	—	dB
噪声衰减量	$M \cdot R$	$V_g = 1V$, $V_o = 1V_{rms}$ 为0dB,	—	80	—	dB

C_s 为输出耦合电容器。连接下一级的负载电阻随电平和混频电位器的位置变化, 最低在 $10k\Omega$ 以上。若设低频截止频率为 $10Hz$, 则

$$C_s = \frac{1}{2\pi f R_L} = \frac{1}{2\pi \times 10 \times 10k} = 1.59[\mu F]$$

因此, 取 $C_s = 2.2\mu F$

② R_1 、 R_2 、 R_3 的计算

TA7325P的输出电位 $V_{OUT(OC)}$ 随 R_2 和 R_3 变化, 可表示为

$$V_{OUT(DC)} = 1.4 + 10\mu \times (R_2 + R_3)$$

其中, R_2 、 R_3 以外的参数是由电路确定的, 由于从动态范围的角度考虑, 希望将输出电位设在 $(1/2)V_{CC}$, 所以

$$R_2 + R_3 = \frac{V_{OUT(DC)} - 1.4}{10\mu} = \frac{1/2 \times 15 - 1.4}{10\mu} = 610[\text{k}\Omega]$$

另一方面, 由于 R_1 为 TA7325P 的输入端 IN^- 的信号源电阻, 从噪声的角度考虑, R_1 应尽量小。但是, 如果 R_1 太小, 必须增大 C_3 的容量, 这里设 $R_1 = 100\Omega$ 。

由于必要的增益 G_v 为 56dB, 因此 R_2 为

$$G_v = 20\lg \left[1 + \frac{R_2}{R_1} \right] \rightarrow R_2 = R_1 (10^{G_v/20} - 1) \\ = 100 \times (10^{56/20} - 1) = 63[\text{k}\Omega]$$

取 $R_2 = 62\text{k}\Omega$ 。

于是, $R_3 = 610\text{k} - R_2 = 610\text{k} - 62\text{k} = 548[\text{k}\Omega]$

则取其附近值, $R_3 = 560\text{k}\Omega$ 。

③ C_3 、 C_4 的计算

由于进入输入放大器的声音信号频率在 150Hz 以上, 所以不希望将频率特性延伸到不必要的低频端。使截止频率为 100Hz, 如果按 R_1 和 C_3 决定的时间常数设计此频带限制, 则

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f R_1} = \frac{1}{2\pi \times 100 \times 100} = 15.9[\mu\text{F}]$$

据此, 设 $C_3 = 22\mu\text{F}$ 。

并且, C_4 使 R_3 交流短路, 它的作用在于在频带内, 保持一定的必要增益。直到充分低的频率, 阻抗都必须低于 R_3 。如果设此低频值为 5Hz, 则

$$C_4 = \frac{1}{2\pi f R_3} = \frac{1}{2\pi \times 5 \times 560\text{k}} = 0.0568[\mu\text{F}]$$

所以设 $C_4=0.056\mu\text{F}$ 。

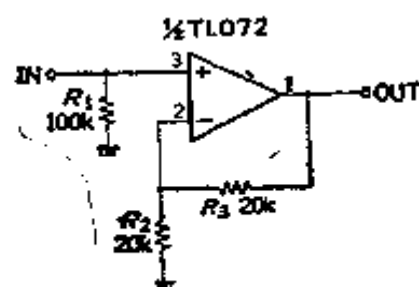


图6-9 AUX放大器电路

超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

④ C_2 、 C_6

C_2 的作用在于在超高频率区域内能稳定地工作。由于推荐值为 50pF ，所以设 $C_2=50\text{pF}$ 。

C_6 为电源退耦电容器，一般使用几 μF 到 $100\mu\text{F}$ 的容量值，这里设 $C_6=10\mu\text{F}$ 。

6.4 其他部分

(1) 辅助放大器

它是为了补偿混频电位器的损耗和作为缓冲而接入的。它将带来与损耗相当的 6dB (2倍)的增益。

电路采用TL072的非反转放大电路(如图6-9所示)。

① R_1 的确定

由于 R_1 构成输入电阻，所以必须取高阻值，这里设 $R_1=100\text{k}\Omega$ 。

② 关于 R_2 、 R_3

由于增益为 6dB (2倍)，所以可设 $R_2=R_3$ ，设为 $R_2=R_3=20\text{k}\Omega$ 。

并且，无须特别使用负反馈隔直流电容器(与 R_2 串联)和

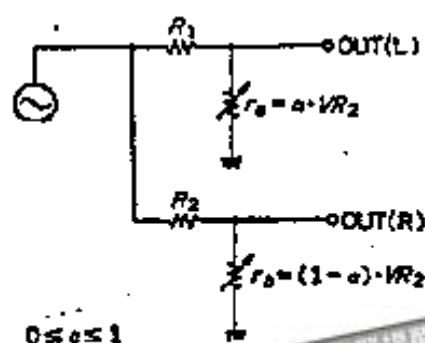
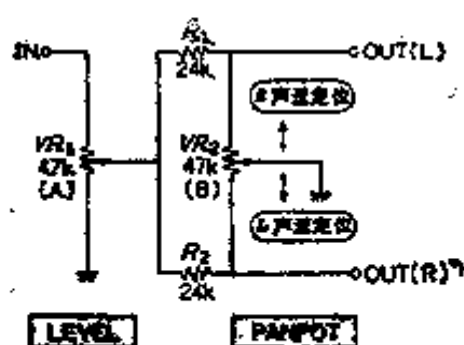


图6-10 LEVEL/PANPOT调整电路

图6-11 PANPOT等效电路

输出耦合电容器。这是由于增益低，输出端不会产生偏压的缘故。

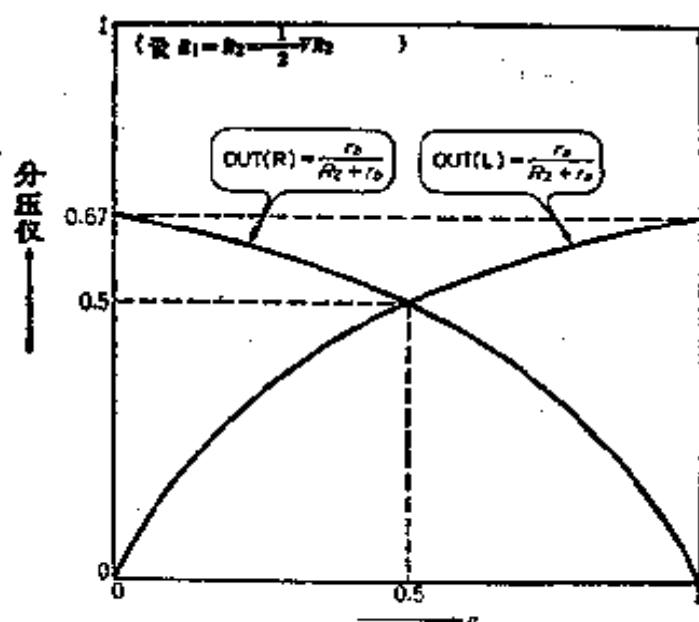


图6-12 PANPOT转动时的分压比变化

(2) LEVEL/PANPOT调整

PANOPT调整，除乐器演奏者之外，是会不熟悉的。当用立体声再生装置进行话筒混频时，如果话筒信号进入左声道，则话筒声音定位在左声道；如果进入右声道，则话筒

声音定位在右声道，如果同时进入左右声道，则话筒声音定位于中心位置。旋转旋钮，进入此左右声道的音量会连续地变化，能够使声音的定位位置在左声道、中心、右声道之间连续调整，这就是PANPOT的作用。

图6-10是这部分电路。为了便于理解，将PANPOT从中抽出示于图6-11。旋转 VR_2 ，可以使在0~1之间变化，由此能使OUT(L)和OUT(R)中出现的信号大小发生变化，其情况示于图6-12， $\alpha=0.5$ 时，左右声道的输出相等，声音定位在中心位置。

① VR_1 的确定

从图6-10的输入(IN)端所观察到的电阻，必须至少保证为 $10k\Omega$ ，所以 VR_1 必须大于 $10k\Omega$ ，这里使用 $47k\Omega$ (A曲线)。过大(超过 $100k\Omega$)，由于容易染上噪声，所以应防止。

② R_1, R_2, VR_2 的确定

VR_1 与 R_1, R_2 的并联值必须大于 $10k\Omega$ ，而且，希望 R_1, R_2 为 VR_2 的 $1/2$ ，所以设为 $R_1=R_2=24k\Omega, VR_1=47k\Omega$ (B曲线)。

当LEVEL为最大，PANPOT在中心位置时的损耗为6dB。

(3) 混频放大器

作为采用简单的反转放大器构成的加法器，其增益对于

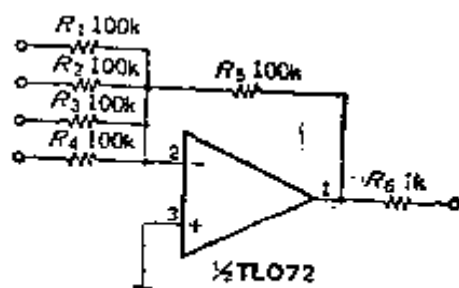


图6-13 反转放大器电路

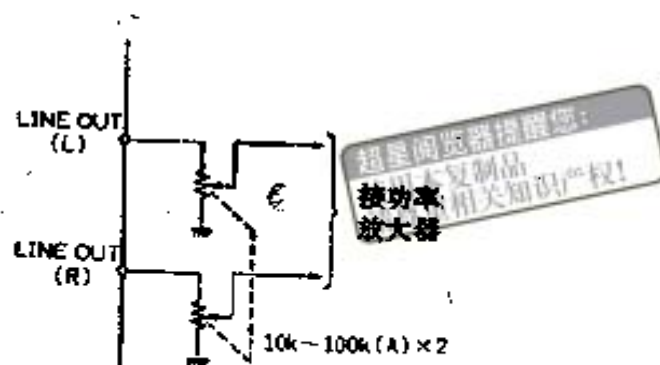


图6-15 简单的主调节电位器的安装方法

6.5 结 尾

如果把所设计的各部分电路综合成一起，则得图6-14。各部分设计中没有涉及，而用电阻与混频放大器输出连接，此结点作为MONO输出。此电阻值如果太小，作为OP放大器的负载，将过大；如果此值过高，则会导致输出阻抗增加。由于LINE OUT(L)/(R)的输出阻抗为 $1k\Omega$ ，则设此电阻为 $2k\Omega$ ，以使MONO OUT输出阻抗也为 $1k\Omega$ 。

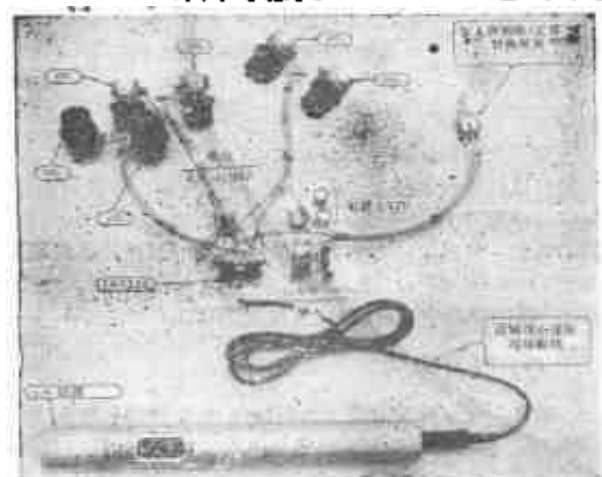
(1) 使用方法

通常，将立体声前置放大器接向本卡拉OK混频器的LINE IN，而将LINE OUT连到功率放大器输入端。此外，也可把录音机、CD唱机、盒式收录机的LINE OUT等直接输入到LINE IN。在单声道时，功放器从MONO OUT连接。

由于本混频器没有主调节电位器，所以要使用功率放大器的电位器。在没有功率放大器电阻器时，在本混频器与功率放大器之间，如图6-15所示，接上电位器。

如果 S_1 倒向NORMAL一侧，则输入信号原封不动地输出；如果 S_1 倒向VOCAL CANCEL一侧，则声音消除信号出现在输出端，此时，输出变成单声道的。

话筒接在MICIN⑤或②，适当调整LEVEL和PANPOT。



制作实例

如原理部分所述，也仅消除中心位
寸，或左右移动时不能完全消除。
反射成分多，因此很难消除。在此
基于本原理是不可能的。

超星浏览器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

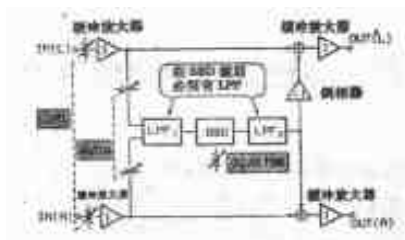
第七章 环绕立体声接续器的设计

过去仅仅在电影和音响系统中使用的环绕立体声装置，现在也应用在TV·VTR等设备中了。这里来讨论环绕立体声接续器的设计。不是作为环绕立体声处理机，而是作为接续器，未必是采用一般的4喇叭构成的环绕立体声，而如过去那样，采用两只喇叭简单地组成。而且作为电池推动，容易处理。

7.1 环绕立体声的概况

过去，在一般双声道立体声系统中，喇叭是在前方按左右分布的，其声像位于两喇叭的中间。然而实际上，听到的声音除了直接从声源传来之外，还可听到来自墙壁和天花板等的反射的间接声。间接声音在其性质上将有几毫秒至几十毫秒的时间迟后，而且以反相位成分为主。对于环绕立体声，这种间接声音的作用将十分重要。它是基于将直接声音另作处理设计的，其前提是使用两只喇叭进行处理，所以也让喇叭发出间接声音，即从双声道输入信号，制作出间接声音信号，再与原信号叠加处理。

环绕立体声接续器方框图示于图7-1。从输入端输入的信号，经LEVEL进行电平调整，进入缓冲放大器。此缓冲放大器的输出在LPF、BBD、LPF₂中进行必要的时间延迟，通过DEPTH进行环绕效应的强度调整，通过DELAY TIME进行延迟时间调整。



超星浏览器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

图7-1 环绕立体声接续器的方框图

被延迟后的信号，在右声道中与原来的信号相叠加；而在左声道中，经倒相器产生反转，然后再与原信号叠加。也许只有左声道反相，而感到发生变化，但重要的是左右声道中重叠的延迟信号相互是反相的，两方进入倒相器，则不会产生环绕立体声效果。当然，仅右声道进入是没问题的。

如前所述，电路采用电池供电。目前使用的BBD电源电压分别为3V、5V、-15V三种，所以从其中选用电压最低的3V电源电压。这种BBD即使是用3V电源，而实际上在1.8~5V之间，都能正常工作，因此不必特殊采用稳压电路，直接使用两只干电池即能工作。



图7-2 由运算放大器组成的缓冲电路

7.2 缓冲放大器的设计

缓冲放大器是一种以电压增益为1，高输入阻抗、低输出阻抗为特征的放大器，主要用于阻抗变换。如果使用运算放大器，则如图7-2所示，能够非常简单地组成缓冲放大器，至于设计，则主要在于运算放大器的选择。

然而，在电源电压为3V时也能工作的运算放大器并不多，而且价格也高，所以这里我们选择了由分立器件组成的缓冲器电路，如图7-3所示，从简单的射极跟随器或源极跟随器直到差动放大器电路，具有各种各样的方式。但低电压工作时，而且从电路简单的角度考虑，这里我们采用图(a)的射极跟随器构成缓冲电路。

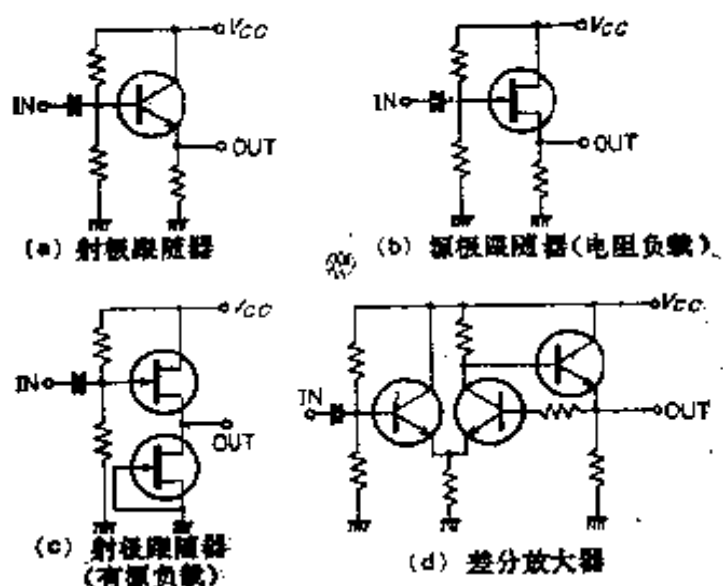
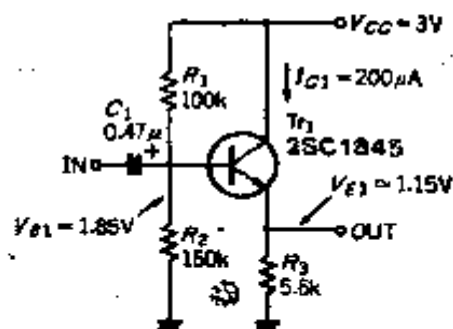


图7-3 采用分立器件的缓冲电路

(1) 具体设计

图7-4是采用这种电路的缓冲电路。电源电压低至3V，



超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

图7-4 缓冲电路

希望尽量扩大动态范围，因此，设计成 Tr_1 的基极电位与发射极电位的中点等于 $(1/2)V_{CC}(=1.5V)$ 。如果从输入端看，希望基极电位等于 $(1/2)V_{CC}$ ，而如果从输出端看，则希望发射极电位等于 $(1/2)V_{CC}$ ，因此取它们的中间值。于是，如果设 V_{BE} 为 $0.7V$ ，则 Tr_1 的基极电位 V_{B1} 与发射极电位 V_{E1} 分别为：

$$V_{B1} = \frac{1}{2} V_{CC} + \frac{1}{2} V_{BE} = \frac{1}{2} \times 3 + \frac{1}{2} \times 0.7 = 1.85[V]$$

$$V_{E1} = \frac{1}{2} V_{CC} - \frac{1}{2} V_{BE} = \frac{1}{2} \times 3 - \frac{1}{2} \times 0.7 = 1.15[V]$$

① R_3 的设定

流到射极跟随器的电流，一般选 $100\mu A \sim 5mA$ 。这里是电池供电，所以希望尽量选定小电流。然而，如果电流过小，将会使得推动下级的能力下降，所以如果设为 $200\mu A$ ，则

$$R_3 = \frac{V_{E1}}{I_{C1}} = \frac{1.15}{200\mu} = 5.75[k\Omega]$$

取其接近值，则设定为 $5.6k\Omega$ 。

② R_1 、 R_2 的设定

如果忽略 Tr_1 的基极电流不计，则必须用 R_1 、 R_2 对 V_{CC} 进行分压，其分压值为 V_{B1} ，即

$$[R_2/(R_1+R_2)] \cdot V_{CC} = V_{B1}$$

从输入阻抗考虑, R_1 、 R_2 越大越好, 然而, 如果太大, 则会使得由于 T_{r1} 的基极电流造成的 R_1 上的压降变得不可忽视, 所以通常选取在几十千欧至几百千欧之间。按此条件, 这里选取 $R_1 = 100\text{k}\Omega$, $R_2 = 160\text{k}\Omega$ 。

此时的输入阻抗 R_{i1} 大致等于 R_1 与 R_2 的并联值,

$$R_{i1} = R_1 // R_2 = 100\text{k} // 160\text{k} = 61.5\text{k}\Omega$$

③ C_1 的计算

C_1 为输入耦合电容器。如果设低端截止频率为 5Hz , 则

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_c (R_1 // R_2)} = \frac{1}{2\pi \times 5 \times 61.5\text{k}} \\ = 0.518[\mu\text{F}] \rightarrow 0.47\mu\text{F}$$

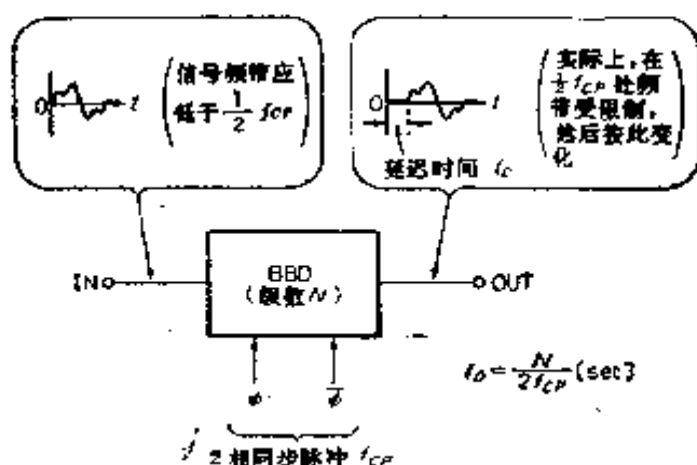
④ T_{r1} 的选取

由于电压电流均很小, 所以对 T_{r1} 的最大额定值的要求不太严格, 可随便选用什么型号的器件。由于 R_1 比较大, 因此希望使用 h_{FE} 大的管子, 这里选用小信号电压放大用的 2SC1845 ($V_{CE0} = 120\text{V}$, $I_C = 50\text{mA}$, $h_{FE} = 580$)。

7.3 BBD 部分的设计

(1) BBD 概要

BBD 是典型的电模拟延迟器件, 是 Bucket Brigade Device (桶斗式电荷耦合器件) 的缩写。这来源于以下动作, 即把贮存在电容器中的电荷比喻为盛入桶中的水, 它按斗链式依次传递到下一级。目前最通用的 BBD 是松下电子有限公司制作的产品, 延迟时间随系列不同而异, 从最小的 0.0075ms 到最大的 204.8ms 都有。



超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

图7-5 BBD的基本使用方法

如图7-5所示, BBD有输入端和输出端, 使用时, 器件上加有两相同步脉冲。若设BBD的级数为 N , 同步脉冲频率为 f_{CP} , 则延迟时间 t_D 可表示为

$$t_D = N / 2 f_{CP} (\text{秒})$$

N 是固定的, 如果使 f_{CP} 变化, 则能够使 t_D 变化。

不限于BBD, 对信号进行取样①时, 必须把信号频带限制在取样频率的 $\frac{1}{2}$ 以下, 如果有超过此频率的信号进入时, 将会成为折叠畸变②, 发生刺耳的噪声。

由于在输出中也含有不需要的成分, 所以输出也应按照取样频率的 $\frac{1}{2}$ 的频率进行频带限制。取样频率为 f_{CP} 。

① 取样: 按照一定的周期, 对时间连续的模拟信号进行取出, 此周期的倒数叫做取样频率。

② 折叠畸变: 对模拟信号取样时, 如果有取样频率 f_s 的 $\frac{1}{2}$ 以上的频率成分时, 则信号频率成为 $f_s - f$, 并与 $\frac{1}{2} f_s$ 以下的信号相重叠, 从听觉上可以感到有混入被信号调制的噪声。

(2) 具体设计

在此环绕立体声接续器中，最关键的是BBD部分。按照这一用途，必要的延迟时间为10~40ms。电路的构成，如图7-6所示，是由BBD和推动它工作的同步脉冲发生器/激励器构成。

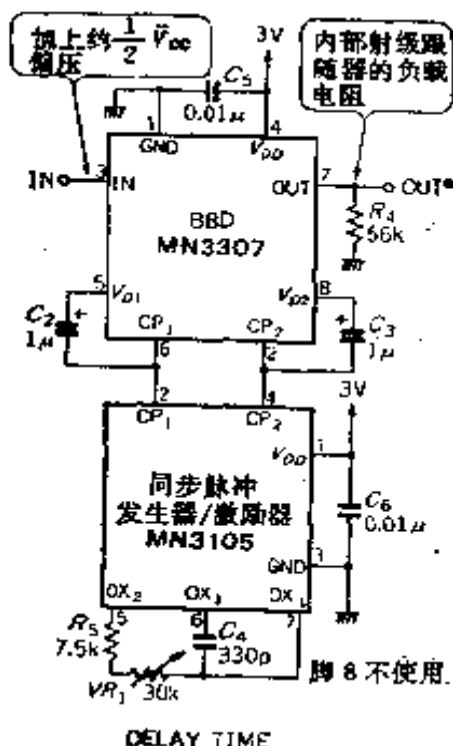


图7-6 BBD的电路图

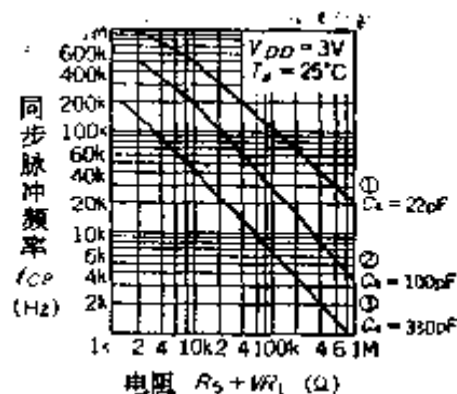


图7-7 MN3105的振荡频率

① BBD选择

按照延迟时间为10~100ms的条件，如果电源电压为3V，则选用MN3307，也可使用MN3308，但此时必须将同步脉冲频率提高一倍。

② 关于同步脉冲发生器/激励器

由于有产生两相同步脉冲的专用集成电路出售，使用起来很方便。此MN3105中，振荡部分为CR组成的四级倒相

振荡电路，也可以从外部输入。

③ 关于 R_4 、 C_2 、 C_3

R_4 成为BBD内部源跟随器的负载电阻， C_2 、 C_3 的作用在于输入与各同步脉冲同相位的脉冲。厂家推荐值为， $R_4=56\text{k}\Omega$ ， C_2 、 C_3 为 $1\mu\text{F}$ ，因此这里也使用这些数值。

④ R_5 、 VR_1 、 C_4 的决定

首先，由必要的延迟时间求出同步脉冲频率。如果设延迟时间为 $10\sim 40\text{ms}$ ，则MN3307的级数为1024级，所以

$$f_{CP}(\text{最小}) = \frac{1024}{2 \times 40\text{m}} = 12.8[\text{kHz}]$$

$$f_{CP}(\text{最大}) = \frac{1024}{2 \times 10\text{m}} = 51.2[\text{kHz}]$$

与此对应，MN3105的振荡频率特性如图7-7所示，由此图可知 f_{CP} 覆盖 $12.8\sim 51.2\text{kHz}$ 的范围。例如，以③曲线为例， $C_4=330\text{pF}$ ，在 R_5+VR_1 大约为 $7.5\sim 40\text{k}\Omega$ 的范围内， f_{CP} 的数值如前所述。

由此，设 $R_5=7.5\text{k}\Omega$ ， $VR_1=30\text{k}\Omega$ ， $C_4=330\text{pF}$ 。如若这样， R_5+VR_1 的最大值必然为 $37.5\text{k}\Omega$ ，还不足 $40\text{k}\Omega$ 。

⑤ C_5 、 C_6

C_5 、 C_6 均为电源旁路电容器。由于MN3307和3105上都有过渡电流流过，所以在 V_{DD} 和GND的端子附近接有 $0.01\mu\text{F}$ 的电容器。

7.4 低通滤波器(LPF)的设计

BBD的输入输出都在 $(1/2)f_{CP}$ 处，频带被限制。换言之，在BBD的前后，必须接上能阻止 $(1/2)f_{CP}$ 以上频率的低通滤波器。此滤波器如果简单地采用一次谐波无源滤波器

或2次谐波有源滤波器, 则其衰减量不够, 必须使用高次谐波滤波器。

(1) 滤波器的种类

超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

如果滤波器的谐波次数越高, 除了有LPF/HPF等的区别之外, 主要还有巴特沃兹型、贝塞尔型、切比雪夫型不同的截止特性。

以同一谐波次数的低通滤波器为例, 图7-8给出了不同振幅特性。

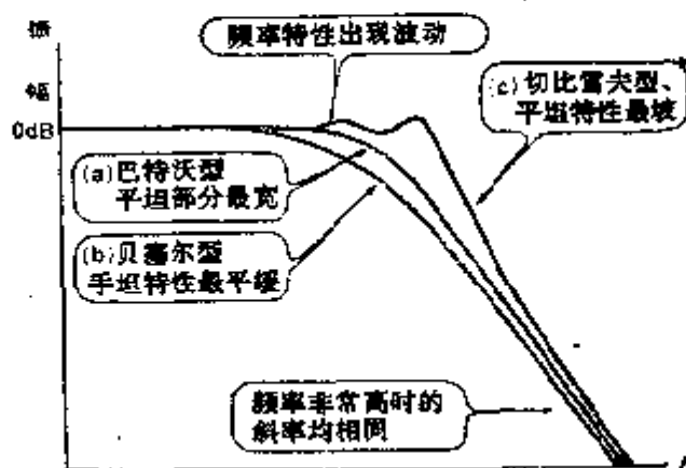


图7-8 不同的LPF振幅特性

巴特沃兹型, 其振幅特性的平坦部分最宽, 用于声音消除最多, 具有介于贝塞尔型和切比雪夫型的中间性质。

贝塞尔型, 其平坦特性最平缓, 不能期待获得良好的振幅特性, 然而相位特性最接近于直线, 所以群延迟①特性优良。常用于波形传输和延迟等化②。

① 群延迟: 以频率对相位进行微分而得的, 若群延迟特性平坦, 则能忠实地进行波形传递。

② 延迟等化: 当群延迟具有 f 特性时, 加入补偿 f 特性, 整体上进行平坦的群延迟。

切比雪夫型，其平坦特性最峭，所以在同谐波次数的滤波器中，具有最高的衰减率，但是会产生其他滤波器中所没有的平坦部分处的频率特性波动，并且相位特性也最差。它是将衰减率视为最重要参数时所使用的一种滤波器。在切比雪夫型中，作为它的变形型，如图7-9所示，有逆切比雪夫型和联立切比雪夫型。

本环绕立体声接续器件，应尽量减少BBD所造成的重叠畸变，所以选用切比雪夫滤波器。

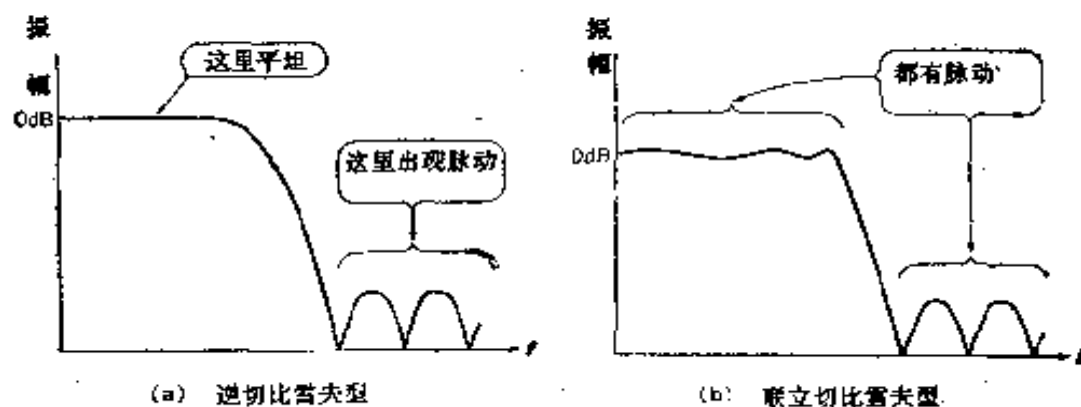
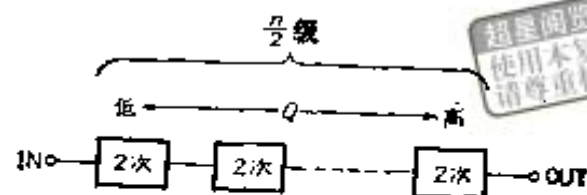


图7-9 逆切比雪夫型和联立切比雪夫型滤波器的振幅特性

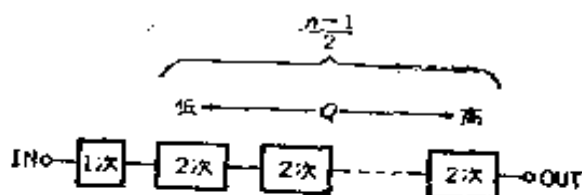
(2) 切比雪夫滤波器的设计方法

不仅限于切比雪夫滤波器，在高次谐波滤波器中，如图7-10所示，成为两次谐波滤波器，或者一次与二次谐波滤波器的组合。Q值在前级低，而越是后级，Q值越高。这是因为，如果在前级的Q值高，则在这里会产生限幅。例如，图7-11所示，为2次×4级构成的8次谐波滤波器。

一次谐波滤波器可采用无源滤波器，然而二次谐波滤波器则必须使用有源滤波器。图7-12所示为经常使用的二次谐



(a) n 为偶数时



(b) n 为奇数时

图7-10 n 次谐波滤波器的构成方式

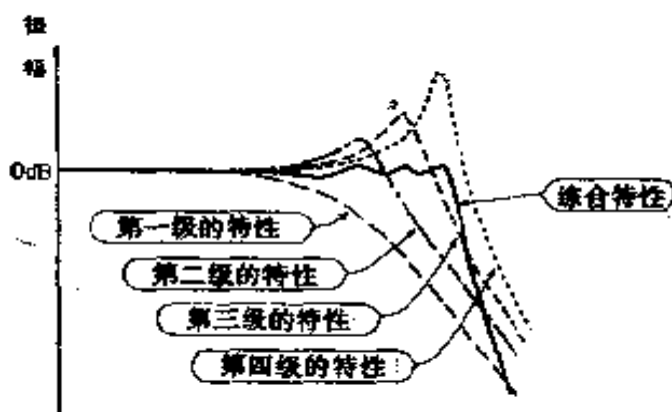


图7-11 8次谐波切比雪夫滤波器的各级振幅特性

波有源滤波器基本电路。此外，还有其他一些类型，从器件灵敏度及其他原因考虑，以此电路最为优越。

在设计高次谐波滤波器时，对这种2次谐波滤波器进行参数设定，使之具备所需的角频率 ω 和 Q 值，可进行串联。表现切比雪夫特性的 ω 和 Q 值列于表7-1。脉动越大，则频率特性越峭，而与此同时， Q 值也增大，因此，实际上难以制作。

另一方面, 脉动越大, Q 值可以越小, 特性接近于巴特沃兹随谐波次数而定, 而以 $0.5 \sim 2\text{dB}$ 为宜。

表7-1 切比雪夫滤波器的 Q 和 ω 值

0.5dB	3	0.6255	1.0688	1.7063									
	4		0.5969	0.7051	1.0313	2.9299							
	5	0.3623	0.6905	1.1779	1.0178	4.5437							
	6		0.3982	0.6835	0.7681	1.0106	1.0115	6.5089					
	7	0.2562	0.5055	1.0950	0.8227	2.5759	1.0080	8.8422					
	8		0.2967	0.6766	0.5989	1.6108	0.8510	3.4662	1.0059	11.536			
	9	0.1984	0.3954	1.0606	0.6727	2.2128	0.8885	4.4781	1.0046	14.559			
	10		0.2372	0.6735	0.4878	1.5349	0.7293	2.8917	0.9087	5.6084	1.0037	17.987	
1dB	2		1.0500	0.9565									
	3	0.4942	0.5971	2.0176									
	4		0.5286	0.7845	0.9932	3.5600							
	5	0.2895	0.6562	1.3988	0.9941	5.5538							
	6		0.3532	0.7608	0.7468	2.1977	0.9553	8.0012					
	7	0.2054	0.4800	1.2967	0.8084	3.1554	0.8963	10.901					
	8		0.2651	0.7530	0.5938	1.5564	0.5538	2.7776	0.9971	14.244			
	9	0.1593	0.3773	1.2601	0.6623	2.7119	0.8805	5.529	0.9976	18.007			
	10		0.2121	0.7495	0.4760	1.8639	0.9024	6.9419	0.7214	3.5609	0.9981	22.273	
2dB	2		0.9072	1.1286									
	3	0.3689	0.9414	2.5511									
	4		0.4707	0.9295	0.9607	4.5935							
	5	0.2183	0.6270	1.7752	0.9756	7.7284							
	6		0.3161	0.9015	0.7301	2.8451	0.9828	10.456					
	7	0.1553	0.4609	1.6460	0.7971	4.1131	0.9872	14.266					
	8		0.2377	0.8924	0.5720	2.5330	0.8425	5.5867	0.9952	18.778			
	9	0.1206	0.3627	1.5991	0.6540	3.5387	0.8744	7.2503	0.9921	23.735			
	10		0.1906	0.8382	0.4668	2.4138	0.5976	9.1030	0.7154	4.6638	0.9936	29.225	

(ω 以 1 为基准)

从此表可知, 若为 5 次谐波, 脉动大小为 0.5dB , 则可制作图 7-13 所示的参数的滤波器。但是, 各 ω 值按 1 进行归一化处理, 所以此值必须乘以实际的频率值。而且, $\omega = 1$ 时的衰减率并非 -3dB , 而是脉动值 (如脉动值为 0.5dB , 则即为 -0.5dB)。

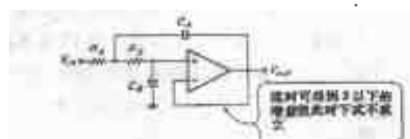


图7-12 二次谐波切比雪夫滤波器的基本型 (正反馈型)



图7-13 5次谐波切比雪夫滤波器的参数 (脉动值0.5dB)

超星浏览器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

(3) 低通滤波器(LPF₁)的设计

输入BBD的信号频率必须在同步脉冲频率 f_{CP} 的 $1/2$ 以下。如前所述，最低频率为12.8kHz，所以，连接在BBD前后的低通滤波器LPF₁，LPF₂必须各自滤掉6.4kHz以下的频率。

由于希望尽量将不必要的频带急剧地衰减掉，所以采取切比雪夫型。谐波次数越高，则越峭，但电路将会变得复杂，Q值也增高，所以采取5次谐波。切比雪夫型的缺点，在于其相位特性不佳，但它能将脉动抑制到0.5dB的小数值，使其性能接近于巴特沃兹型，使其稍微变好一些。

当输入信号频率 $f=6.4\text{kHz}$ 时，信号必须充分衰减，所以

截止频率 f_0 定为3kHz。据此，在6.4kHz时，能获得-45dB的衰减。由于5次谐波时，脉动为0.5dB，所以基本结构如图7-13所示。并且，二次谐波滤波器的基本型采用图7-12的正反馈型。在此电路中，当设 $R_A=R_B=R$ 时，如果用 ω_0 和 Q 表示 C_A 、 C_B ，则

$$C_A = \frac{2Q}{R\omega_0}, \quad C_B = \frac{1}{2QR\omega_0}$$

LPF₁的电路如图7-14所示。这里的缓冲电路也采用射极跟随器。

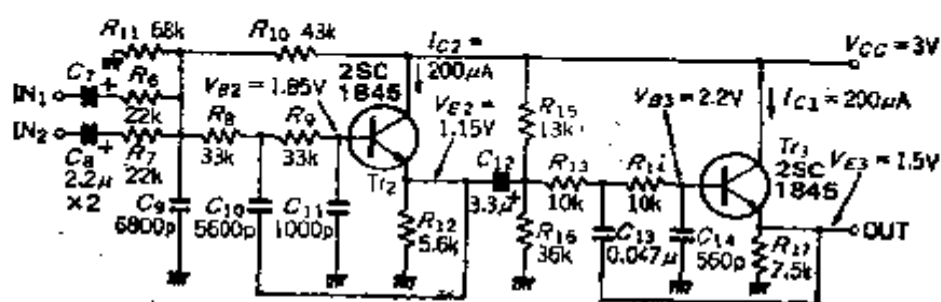


图7-14 低通滤波器LPF₁的电路

① R_6 、 R_7 、 C_9 计算

这部分相当于图7-13的一次谐波滤波器。设 $R_6=R_7$ ，根据图7-13所示条件，由于 $f_0=3\text{kHz}$ ，则时间常数为

$$C_9 R_6 = C_9 R_7 = \frac{1}{0.3623 \times 2\pi \times 3k} \approx 146[\mu\text{s}]$$

R_6 、 R_7 、 C_9 可满足此条件，中间不加入缓冲电路，而直接与 R_6 连接，所以希望尽量减小 C_9 的阻抗。 R_6 、 R_7 构成输入阻抗，所以不能太小。这里采取 $R_6=R_7=22\text{k}\Omega$ ， $C_9=6800\text{pF}$ 相组合。另外，此时的时间常数为 $C_9 R_6 = C_9 R_7 = 145\mu\text{s}$ 。

② R_8 、 R_9 、 C_{10} 、 C_{11} 的计算

这部分与图7-13中的二次谐波滤波器(1)相当。由于刚才讲到的理由，希望一定程度上将 R_8 取得大一些，因此设 R_8

$=R_9=33\text{k}\Omega$ 。于是, 采用前述式子, 根据图7-13条件, 能够求出 C_{10} 、 C_{11} :

$$C_{10} = \frac{2 \times 1.779}{33\text{k} \times 0.6905 \times 2\pi \times 3\text{k}} = 5485[\text{pF}] \rightarrow 5600\text{pF}$$

$$C_{11} = \frac{1}{2 \times 1.1779 \times 33\text{k} \times 0.6905 \times 2\pi \times 3\text{k}} = 988[\text{pF}] \rightarrow 1000\text{pF}$$

③ R_{13} 、 R_{14} 、 C_{13} 、 C_{14} 的计算

这部分相当于图7-13的二次谐波滤波器(2)。这里如果设 $R_{13}=R_{14}=10\text{k}\Omega$, 则能够求出 C_{13} 、 C_{14} :

$$C_{13} = \frac{2 \times 4.544}{10\text{k} \times 1.0178 \times 2\pi \times 3\text{k}} = 0.04737[\mu\text{F}] \rightarrow 0.047\mu\text{F}$$

$$C_{14} = \frac{1}{2 \times 4.544 \times 10\text{k} \times 1.0178 \times 2\pi \times 3\text{k}} = 574[\text{pF}] \rightarrow 560\text{pF}$$

④ R_{10} 、 R_{11} 、 R_{15} 、 R_{16} 的计算

按照缓冲器中的 Tr_1 同样的考虑方式, R_{10} 、 R_{11} 产生基极缩压, 即设定满足下式的 R_{10} 、 R_{11} :

$$\frac{R_{11}}{R_{10} + R_{11}} \cdot V_{CC} = V_{B2} (=1.85\text{V})$$

为了不影响滤波器的性能, 此值应尽量大, 但如果太大, 则不能忽视 Tr_2 的基极电流所造成的在 R_1 、 R_9 、 R_{10} 上的压降, 所以这里取 $R_{10}=43\text{k}\Omega$, $R_{11}=68\text{k}\Omega$ 。

关于 R_{15} 、 R_{16} , 由于BBD的偏压为 $(1/2)V_{CC}$, 则按, $V_{E3}=(1/2)V_{CC}$ 加偏压, 即应满足:

$$\frac{R_{16}}{R_{15} + R_{16}} \cdot V_{CC} - V_{BE} = V_{B1} = \frac{1}{2}V_{CC}$$

这里设 $R_{15} = 13\text{k}\Omega$, $R_{16} = 36\text{k}\Omega$ 。因此,

$$V_{E3} = \frac{36\text{k}}{13\text{k} + 36\text{k}} \times 3 - 0.7 = 1.50(\text{V})$$

超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

⑤ R_{12} 、 R_{17} 的计算

与缓冲器中的 Tr_1 时的情况一样, 流经 R_{12} 、 R_{17} 中的电流若为 $200\mu\text{A}$, 则可按下式求得 R_{12} 、 R_{17} :

$$R_{12} = \frac{V_{E2}}{I_{C2}} = \frac{1.15}{200\mu} = 5.75[\text{k}\Omega] \rightarrow 5.6\text{k}\Omega$$

$$R_{17} = \frac{V_{E3}}{I_{C3}} = \frac{1.5}{200\mu} = 7.5[\text{k}\Omega]$$

⑥ C_7 、 C_8 、 C_{12} 的计算

如果在听觉频带中, C_7 、 C_8 的阻抗不能远远地小于 R_6 、 R_7 , 则滤波器特性会产生误差。如果在 5Hz 处, 其阻抗的大小与 R_6 、 R_7 相等, 则

$$C_{7,8} = \frac{1}{2\pi f R_{6,7}} = \frac{1}{2\pi \times 5 \times 22\text{k}} = 1.45[\mu\text{F}]$$

因此, 设 $C_{7,8} = 2.2\mu\text{F}$ 。

并且, 如果设低端截止频率为 5Hz , 则

$$C_{12} = \frac{1}{2\pi f_c (R_{15} // R_{16})} = \frac{1}{2\pi \times 5 \times (13\text{k} // 36\text{k})} = 3.33[\mu\text{F}]$$

因此, 取 $C_{12} = 3.3\mu\text{F}$ 。

⑦ 关于 Tr_2 、 Tr_3

这里所要求的特性完全与 Tr_1 相同, 于是, Tr_2 、 Tr_3 也采用 2SC1845。

(4) 低通滤波器 LPF_2

在由 BBD 输出的输出信号中包含有以同步脉冲频率为

中心的折叠成分,所以LPF₂的作用在于去掉这种折叠成分。通常,在BBD的输入中,不含有6.4kHz以上的信号,所以滤波器的特性和截止频率可与LPF₁时相同。于是,电路也可与LPF₁的相同,而不同之处仅在于输入成为一个系统。

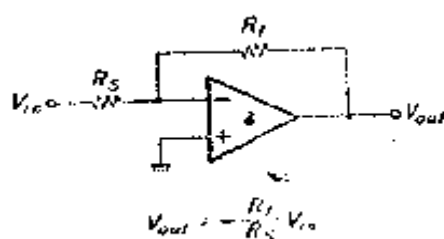


图7-15 采用运算放大器的倒相器

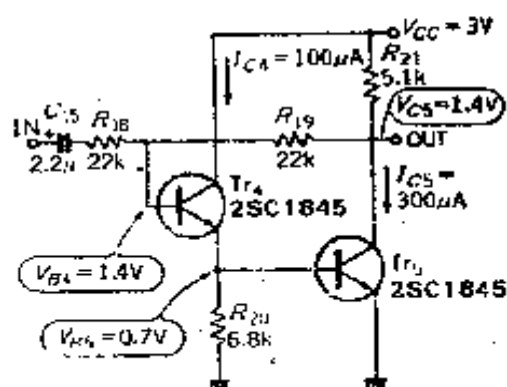


图7-16 采用晶体管的倒相器

7.5 倒相器的设计

倒相器也与缓冲器时的情况一样,如果使用运算放大器,如图7-15所示,能够简单地构成,但这也仍然可以采用分立晶体管组成。此电路图示于图7-16。倒相器的基本动作是,输入电压上升→ V_{B1} 上升→ V_{B2} 上升→ I_{C2} 增大→ V_{C2} 下降, R_{18} 和 R_{19} 与图7-15中的 R_i 和 R_f 相对应。

① R_{18} 、 R_{19} 的决定

为使增益为-1,可设 $R_{18}=R_{19}$,由于 R_{18} 组成此电路的输入阻抗,则希望阻值高,如果 R_{19} 的阻值高,则会产生对 T_{14} 的基极电流的影响,因此,这里设 $R_{18}=R_{19}=22\text{k}\Omega$ 。

② R_{20} 、 R_{21} 的计算

R_{21} 决定了 T_{14} 的工作电流。如果设 $I_{C4}=100\mu\text{A}$,则

$$R_{20} = \frac{V_{BE}}{I_{C1}} = \frac{0.7}{0.1} = 7[\text{k}\Omega]$$

超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

因此，得 $R_{20} = 6.8\text{k}\Omega$ 。另外， R_{21} 决定了 T_{r3} 的工作电流，如果设此电流为 $300\mu\text{A}$ ，则

$$R_{21} = \frac{V_{CC} - 2V_{BE}}{I_{C3}} = \frac{3 - 2 \times 0.7}{300\mu} = 5.33[\text{k}\Omega]$$

因此，设 $R_{21} = 5.1\text{k}\Omega$ 。

③ C_{15} 的计算

如果设低频端的截止频率为 5Hz ，则

$$C_{15} = \frac{1}{2\pi f_c R_{18}} = \frac{1}{2\pi \times 5 \times 22\text{k}} = 1.45[\mu\text{F}]$$

因此，设 $C_{15} = 2.2\mu\text{F}$ 。

④ 关于 T_{r4} ， T_{r5}

这里所要求的特性也与 $T_{r1} \sim T_{r3}$ 相同，所以使用的晶体管也一样采用 2SC1845。

7.6 结 束 语

将前面所设计的各部分加以组合，并将一些不足部分加以补充，作出整体的电路图，如图 7-17 所示。图 7-1 的加法器如图中的 * 1 所示，按照单纯的电阻组成的混频方式工作。如若这样，在双通道工作时，在延迟时间和信号的一定条件下，信号被消除，有可能不出现，所以如图中 * 2 所示，接入防止出现此现象的电路。这样容易产生低音。

整个电路消耗电流为 2mA ，所以即使使用单 3 型 (7 号) 的锰干电池也能使用 200 小时以上。

LEVEL 调整整体电平值，DEPTH 调整环绕效果的作用程度。如果将 DEPTH 调到 0，则变成通常的双通道立体声。DELAY TIME 的作用前调整延迟时间，由于随着源的种类和

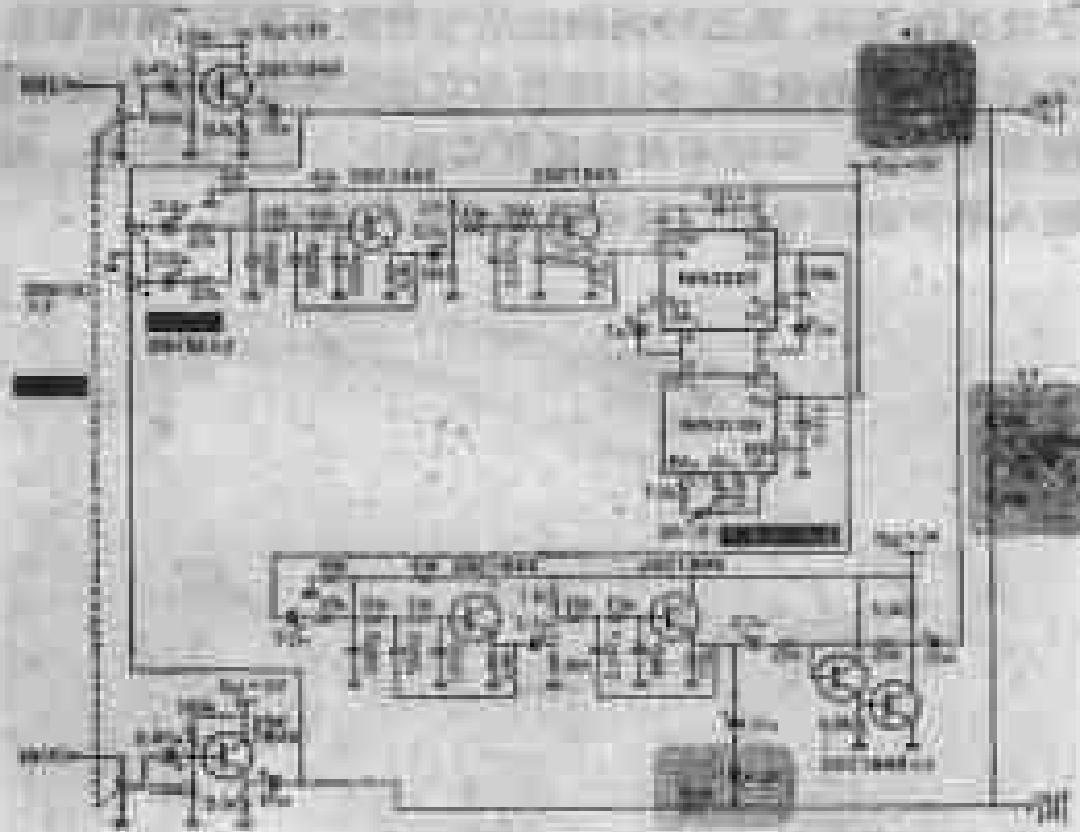
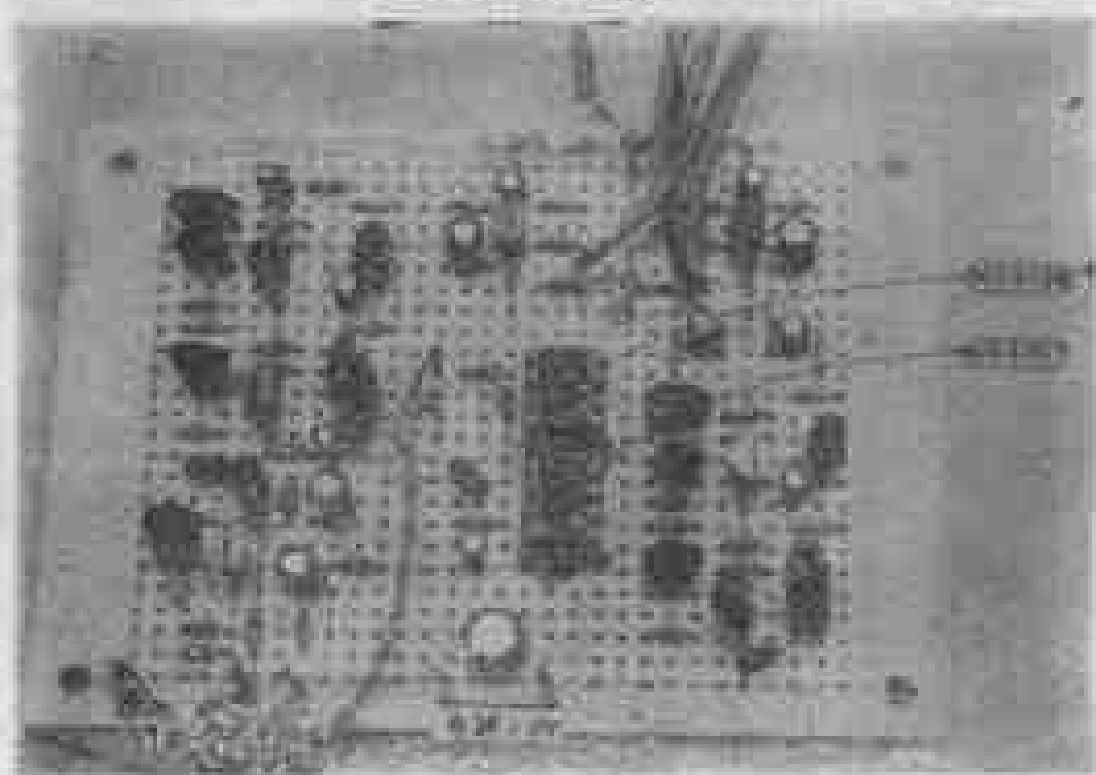
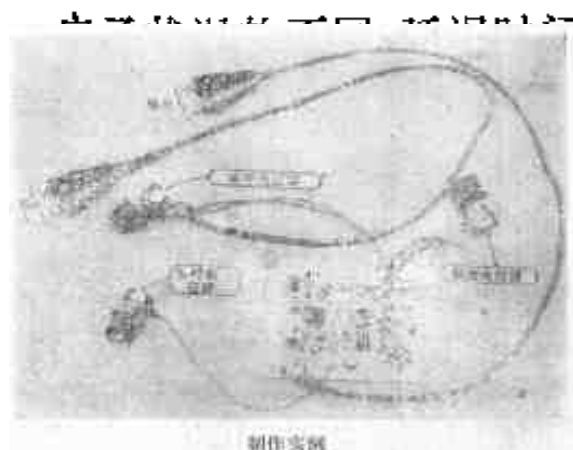


图7-17 全电路图





的最结值将发生变化,要调整在自
续器为双通道环绕立体声处理器,
定位在头脑中,还向外扩展。而且
有模拟立体声的效果。

超星浏览器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

第八章 双通道对讲机的设计

最简单的对讲机是一方在讲话时，另一方只能听着，而不能同时说话(单通)。最近，完全像电话那样，能同时通话的双通道对讲机已成为主流产品。为要制作双通道对讲机，话器和受话器独立方式来实现，但我们这里讨论用两条导线实现的双



图8-1 最简单的同时通话型对讲机。

8.1 双线变换电路

如果要用两条导线方式最简单地实现双通道对讲机，有图8-2所示的方法。这种电路的缺点在于同 SP_1 、 SP_2 一样，来自 MIC_1 、 MIC_2 的音量相等。就是说，能以相同的音量听见自己说话的声音和通话对方说话的声音。

图8-1 最简单的同时通话型对讲机

图8-2 使用两条导线实现
图8-1功能的方法(之一)

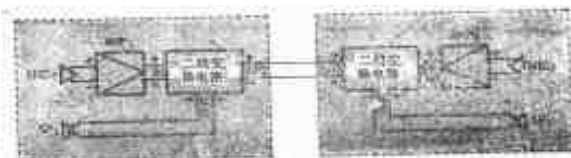


图8-3 用两条导线实现图8-1功能的方法(之二)

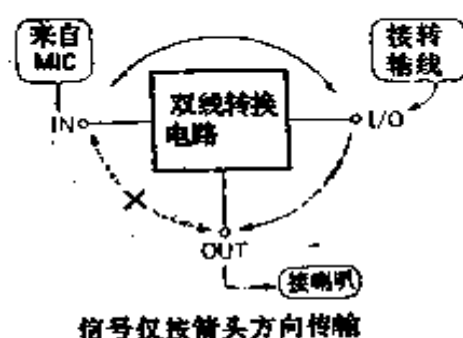


图8-4 信号的传输方式

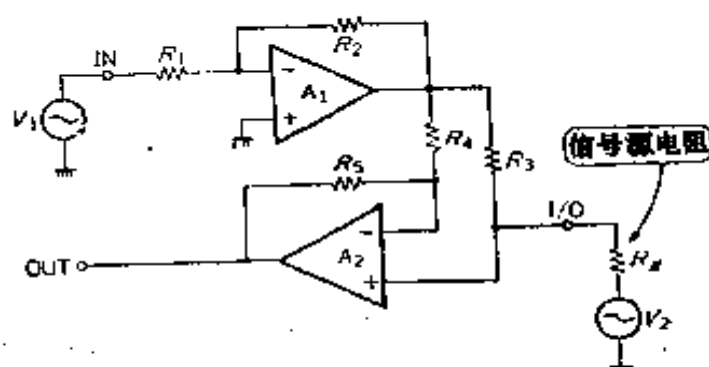


图8-5 双线变换电路原理

在这种状态下声音非常难听，如果不将话筒与喇叭充分远离，则会产生啸叫声^①，不很实用。

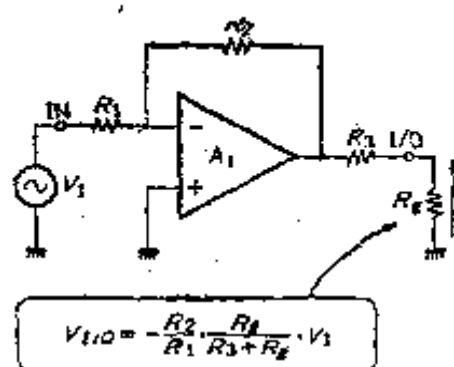
本对讲机，如图8-3所示，采用两线变换电路，此时即使为两线式，也不会产生上述啸叫。

(1) 双线变换电路原理

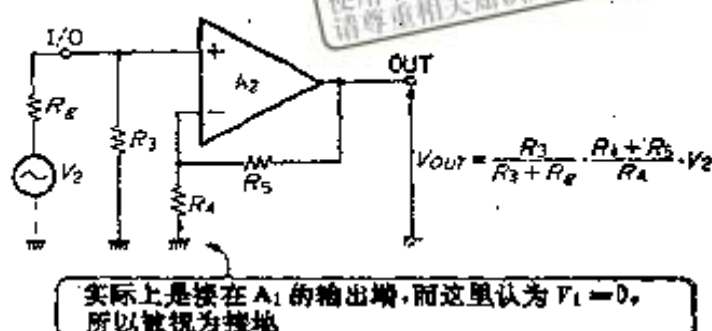
图8-5所示，为将两线变换电路作为黑盒子考虑时的信号传输途径。信号从IN传向I/O，和从I/O传向OUT，但不能从IN传到OUT。话筒与IN相连，传输线与I/O相连，喇叭与OUT

① 啸叫声：从输出端输出的声音被反馈到输入端，而产生的异常声音。在这里，来自喇叭的声音返回到MIC处，并被放大，然后从喇叭输出，再次进入喇叭，……如此不断反复，产生异常声音。

相连，话筒的音声被传到传输线，但不会传到喇叭上，而喇叭上只有从传输线传来的信号。



$$V_{I/O} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R_g}{R_3 + R_g} \cdot V_1$$



实际上是接在 A_1 的输出端，而这里认为 $V_1 = 0$ ，所以被视为接地。

图8-6 从IN到I/O的等效电路

图8-7 从I/O到OUT的等效电路

此双线变换电路原理见图8-5。差分放大器仅放大差分信号②，而同相信号③不会被放大。由于这难以理解，因此，分成从IN到I/O、从I/O到OUT、从IN到OUT的动作三部分来讨论。

① 从IN到I/O

将图8-5中， V_1 信号输出到I/O端子的动作部分抽出示于图8-6。在由 A_1 、 R_1 、 R_2 组成的反转放大电路中，其输出经 R_3 和 R_g 分压后出现在I/O端子上。如果设I/O端子处的电压为 $V_{I/O}$ ，则 $V_{I/O}$ 为：

$$V_{I/O} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R_g}{R_3 + R_g} \cdot V_1 \quad (1)$$

此时，与 A_2 的动作无关。

② 从I/O到OUT

同样，将图8-5中， V_2 信号输出到OUT端子的动作部分抽出等效地示于图8-7。 R_3 、 R_4 的连接点被看成是接地的。由

- ② 差分信号：相对于某基准信号而相位相反的信号。
- ③ 同相信号：相对于某基准信号，而相位相同的信号。

于图8-5中的 V_1 认为为0，则 A_1 的输出当然也为0，如果 A_1 的输出阻抗非常低，则这样考虑没有什么误差。于是，OUT端子处的电压，由 R_3 、 R_8 对 V_2 分压，并经过 A_2 、 R_4 、 R_5 组成的非反转放大器放大之后所得。

如果设OUT端子电压为 V_{OUT} ，能按下式表示：

$$V_{OUT} = \frac{R_3}{R_3 + R_8} \cdot \frac{R_4 + R_5}{R_4} \cdot V_2 \quad (2)$$

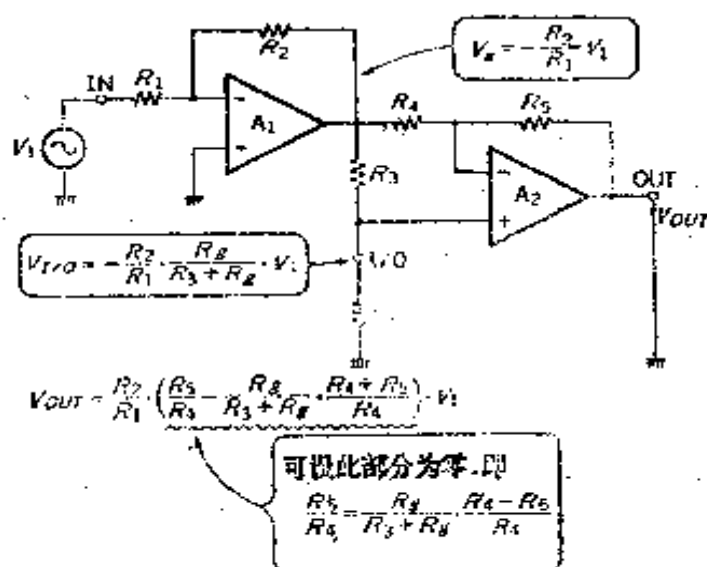


图8-8 IN到OUT的电路

③ 从IN到OUT

为了便于理解，将图8-5中 V_1 信号直到输出在OUT端子的部分见图8-8。首先，将 V_1 经由 A_1 、 R_1 、 R_2 组成的反转放大器进行放大。如果设此输出为 V_x ，则可表示为：

$$V_x = -\frac{R_2}{R_1} \cdot V_1$$

将此 V_x 经 R_3 和 R_8 分压之后，被输出于 A_2 的 IN^+ 端子处。此电压与前面所求得的 V_{110} 相同，于是， A_2 的输出，即OUT端的电压 V_{OUT} 为：

$$V_{OUT} = \frac{R_4 + R_5}{R_4} \cdot V_{I/O} - \frac{R_5}{R_4} \cdot V_d$$

$$= \frac{R_2}{R_1} \cdot \left(\frac{R_5}{R_4} - \frac{R_5}{R_3 + R_5} \cdot \frac{R_4 + R_5}{R_4} \right) \cdot V_i \quad (3)$$

如果考虑到最初的条件, 则从IN到OUT的信号不能传输, 所以上式为0。为满足此条件, 可设为:

$$\frac{R_5}{R_4} = \frac{R_5}{R_3 + R_5} \cdot \frac{R_4 + R_5}{R_4} \quad (4)$$

这样, 信号从IN到I/O, 从I/O到OUT传输, 而不能从IN向OUT传输。

(2) 电路设计

对讲机应考虑使用电池供电, 设计在+6V下工作。电路图见图8-9。如果要采用单电源提供偏压, 则与图8-5的基本电路稍有不同。 $R_1 \sim R_5$ 相当于基本电路的 $R_1 \sim R_5$, 而基本电路中的 R_R , 在这里相当于 R_3 。这是因为, 实际上如果将两个双线变换电路的I/O端子对应相连接时, 一方的信号源, 将成了另一方的 A_1 的输出电压和 R_3 的串联电阻。

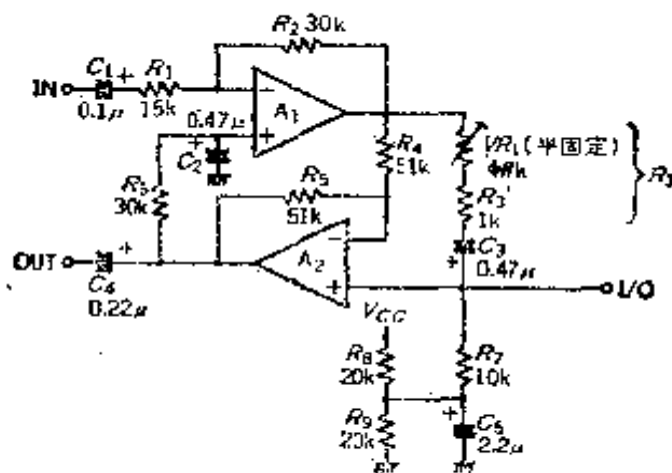


图8-9 双线变换电路的设计

① R_1 、 R_2 、 C_1 的确定

如前所述, 由于 $R_3=R_g$, 所以当其在IN端子上的信号与I/O端子处输出的信号相同时, 可以由(1)式设 $2R_1=R_2$ 。这里使用的阻值选为几千欧至几百千欧, 这里选 $R_1=15\text{k}\Omega$ 、 $R_2=30\text{k}\Omega$ 。

这里处理的信号是音频信号, 所以如果不必要地展宽频带宽度, 则将难以听到声音。由于人的发音频谱大约在150Hz~3kHz之间, 所以低频端按 $f_c=100\text{Hz}$ 截止。于是 C_1 为:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_c R_1} = \frac{1}{2\pi \times 100 \times 15\text{k}} = 0.106[\mu\text{F}]$$

这里设 $C_1=0.1\mu\text{F}$ 。

② R_4 、 R_5 的确定

加在IN端子上的信号仅在I/O端子处输出, 而在OUT端子处不会出现。为此, 必须满足前述的(4)式。如若这样, 则 $R_3=R_g$, 结果必须是 $R_4=R_5$ 。于是, 这里设 $R_4=R_5=51\text{k}\Omega$ 。

③ R'_1 、 VR_1 、 C_3 的确定

由于两个双线变换电路的I/O端子之间的距离相距几米以上, 所以只要 R_3 的阻值较大, 则信号电阻也就增大, 于是就容易染上噪声。另一方面, 由于两倍于 R_3 的阻值为 A_1 的负载, 所以如果 R_3 的阻值太小, 就不可能起激励作用。从前述的第一方面考虑, 希望 R_3 在几百欧以下; 而从第二方面考虑, 则希望 R_3 在几千欧以上, 这里设 $R_3=1\text{k}\Omega$, $VR_1=4.7\text{k}\Omega$ (半可变)。

如设截止频率为100Hz, 则 C_3 为

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_c R_3} = \frac{1}{2\pi \times 100 \times (1\text{k} + 4.7\text{k}/2)} = 0.475[\mu\text{F}]$$

取 $C_3 = 0.47 \mu\text{F}$ 。

④ R_7 、 R_8 、 R_9 、 C_5 的确定

由于电路为 +6V 单电源供电， R_7 、 R_8 、 R_9 及 C_5 的作用是提供偏压。 R_7 比 R_3 大，然而过大，则由于 C_5 的时间常数的影响，会使接通电源的时间拉长，所以这里设 $R_7 = 10\text{k}\Omega$ 。

通常 R_8 、 R_9 的阻值选为 $10\text{k}\Omega \sim 100\text{k}\Omega$ ，从动态范围的角度考虑，希望偏压为 $1/2V_{CC}$ ，所以这里设 $R_8 = R_9 = 20\text{k}\Omega$ 。

根据 C_5 和 $R_7 \sim R_9$ 所决定的时间常数必须要远远低于信号频带的下限值，如果将此设为 20Hz ，则

$$C_5 = \frac{1}{2\pi f (R_7 // R_8 // R_9)} = \frac{1}{2\pi \times 20 \times (10\text{k} // 20\text{k} // 20\text{k})} \\ = 1.59 [\mu\text{F}]$$

因此，设 $C_5 = 2.2 \mu\text{F}$ 。如果 C_5 随 R_7 而增大，则由于电源接通时间会拉长，因此不能盲目地增大。

⑤ R_6 、 C_2 、 C_4 的确定

R_6 向 A_1 提供偏压。通常其阻值为 $10 \sim 100\text{k}\Omega$ 。这里与 R_7 相同，设为 $30\text{k}\Omega$ 。

R_6 与 C_2 组成的时间常数必须远远低于信号频带范围，如果将此低频设为 10Hz ，则

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f R_6} = \frac{1}{2\pi \times 10 \times 30\text{k}} = 0.53 [\mu\text{F}]$$

因此，设 $C_2 = 0.47 \mu\text{F}$ 。

C_4 与下一级的输入阻抗有关，其作用在于使低频截止。如果设下一级的输入阻抗为 $10\text{k}\Omega$ ，低端截止频率为 100Hz ，则

$$C_4 = \frac{1}{2\pi f_c R_{iN}} = \frac{1}{2\pi \times 100 \times 10\text{k}} = 0.159 [\mu\text{F}]$$

这里设 $C_4 = 0.22 \mu\text{F}$ 。

⑥ 关于 A_1 、 A_2

即使仅为单电源供电，如本电路所示，如提供中点偏压，则必须使用单电源用的OP放大器^①。并且电源电压低达+6V（若为双电源，则为±3V），对于通用OP放大器4558或TL072来讲，固然它的最大输出会下降，可是也能够正常工作。

附录4 喇叭的使用方法

超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

像立体声设备、收录机及电视机等，喇叭已深入到了人们的生活之中。从直径大至1m，小至几cm，喇叭的种类十分繁多。特殊的喇叭有电动式喇叭和陶瓷喇叭。而当前所使用的喇叭几乎都是电动式喇叭。

喇叭的符号如图G所示。如图所示，喇叭有⊕、⊖极之分。当其外加电压极性与喇叭的极性相同时，纸盆将向外振动。即Ⓐ接正电压，Ⓑ接负电压时，纸盆向外振动；当Ⓑ接正，Ⓐ接负电压时，纸盆将向内振动。由于实际上外加的是交流信号（声音信号），在一秒钟内，其极性将变换几十次到1万次，因此，我们的耳朵能听到喇叭发出的声音。

按理喇叭的极性必须按照指定的方式连接。然而，当在一个放大器上只连接一只喇叭时，可以不必特别注意极性。与此相对应，如立体声设备，当使用两只以上的喇叭时，则必须严格按极性连接。

喇叭必须装入箱内使用。如像电视机、收录机及收音机等，不使用喇叭箱，也可使用机壳。如图H所示，当仅只用喇叭时，从喇叭前面发出的声音将干涉从背面发出的声音，可能导至完全没有低音。

① 单电源用OP放大器：如果不必使用正负电源，则使用单电源工作，是一种允许输入为0V的OP放大器。



图G 喇叭符号



图H 仅使用喇叭时

最后是关于进入喇叭的信号问题。此信号中，直流分量必须为0。可以采用电容器与功率放大器的输出相连接。当直接将喇叭与功率放大器的输出相连时，可能会有100mV的直流电压，这是能够允许的。但如果超过此数值，则动态范围和不失真率会下降。当直流电压过高时，甚至会烧坏音圈，导致喇叭的损坏。

8.2 话筒输入放大器与喇叭输出放大器

这里采用6V工作的磁带录音机用的IC TA7628P(东芝)。这是一种前置放大器和功率放大器两种的输出集成电路。

(1) 关于TA7628P

这种IC的方框图见图8-10。内部由前置放大器、录音缓

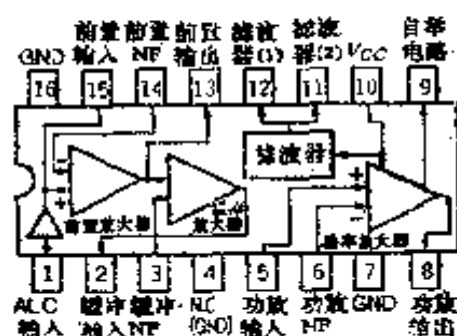


图8-10 TA7628P的方框图

表8-1 TA7628P的电性能

1. 在特定条件下 $V_{CC}=6V$, $f=1kHz$, $T_a=25^\circ C$

项 目	符 号	测 量 条 件	最 小	标 准	最 大	单 位
● 全电路						
无信号时的电源电流	I_{CCQ}	$V_{CC}=3.5V$	7	—	—	mA
无信号时的取源电流	I_{CCQ}	$V_{CC}=6V$	9	—	30	mA
● 前置放大器						
开环电压增益	G_{VOL}		55	70	—	dB
闭环电压增益	G_{V1}		—	40	—	dB
最大输出电压	V_{OUT1}	$THD \leq 1\%$	—	0.2	—	V _{rms}
输入电阻	R_{IN1}		24	30	—	k Ω
输入噪声电压	V_{NI}	$R_s=0$	—	1.4	2.5	μV_{rms}
● 前置放大器与缓冲放大器						
闭环电压增益	G_{V2}	前置放大器 $G_V \approx 40dB$ 缓冲放大器 $G_V = 20dB$	—	60	—	dB
最大输出电压	V_{OUT2}	$THD \leq 3\%$	1.5	1.7	—	V _{rms}
输出噪声电压	V_{NO2}	$R_s=0$, $G_{V2}=60dB$	—	1.2	2.5	mV _{rms}
ALC 效 应	ALC ₁	$V_{IN} = -60dBm \sim -20dBm$	—	2	—	dB
ALC 范 围	ALC ₂	$THD \leq 1\%$ 的范围	—	60	—	dB
● 功率放大器						
开环电压增益	G_{VOL}		60	70	—	dB
闭环电压增益	G_{V1}		—	40	—	dB
最大输出功率	P_O	$R_L=8\Omega$, $THD=10\%$	0.5	0.6	—	W
输出噪声电压	V_{NO1}	$R_s=0$, $G_V \approx 40dB$	—	0.3	1.0	mV _{rms}

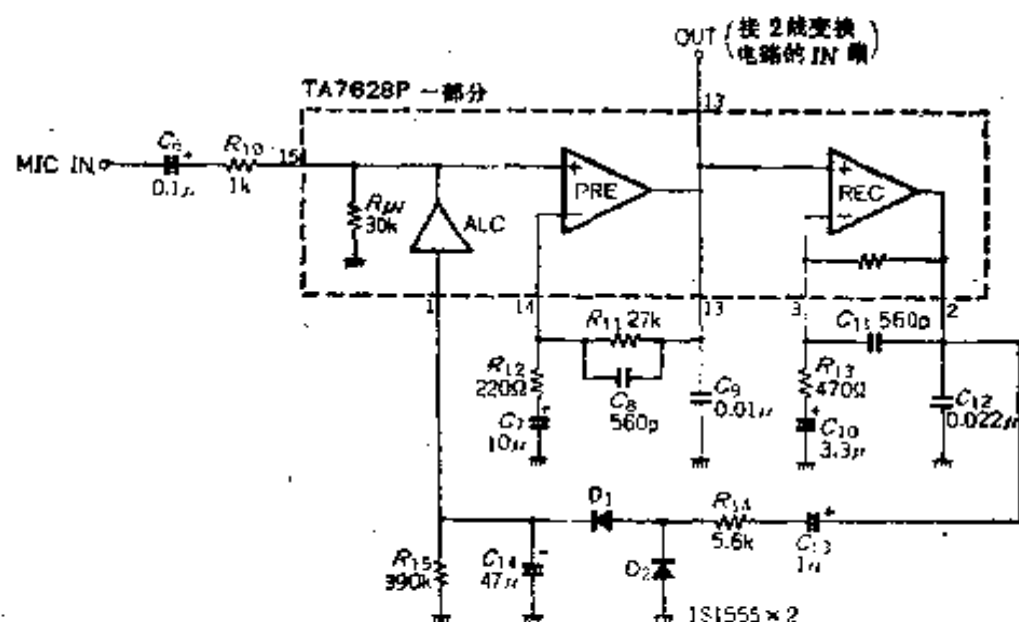


图8-11 MIC放大器电路

冲放大器、功率放大器、ALC^⑤电路等构成。

这里将前置放大器用作输入放大器，以功率放大器驱动喇叭。这里，如果把民用专用集成电路用于其他场合，则能够比采用通用集成电路进行组装更为简便地组成电路。

电性能见表8-1，前置放大器的增益可达40dB。功率放大器的增益可达40dB，输出0.6W。

(2) 话筒输入放大器的设计

输入放大器的电路图见图8-11所示，通过放大和ALC。输入放大器的输入输出特性如图8-12所示。动态范围得到扩展。

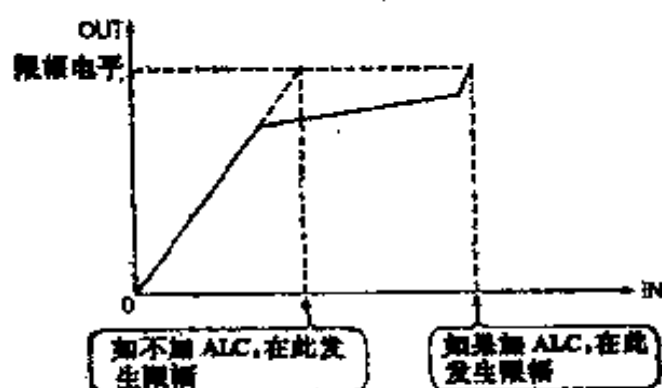


图8-12 MIC放大器的输出输入特性

① 输入放大器

$\langle C_6, R_{10} \rangle$

R_{10} 的作用在于改善ALC的效果，如果其阻值小，则ALC

⑤ ALC：为自动电平控制的英文略写 (Automatic Level Control)。对于动态范围大的信号来讲，对于大振幅信号而言，应降低增益，而对小振幅信号而言，应提高增益进行放大。

没有效果；如果阻值太大，则热噪声变得不可忽视，因此，这里设 $R_{10}=1k\Omega$ 。

C_6 为输入耦合电容器，如果设低端截止频率为 $100Hz$ ，则

$$C_6 = \frac{1}{2\pi f_c (R_{1N} + R_{10})} = \frac{1}{2\pi \times 100 \times (30k + 1k)} \\ = 0.051(\mu F)$$

考虑到 R_{1N} 的误差，设 $C_6=0.1\mu F$ 。

$\langle R_{11}, R_{12}, C_7 \rangle$

在输入放大器中，必须具有 $40\sim 50dB$ 的增益。这里如果设为 $40dB$ ，则按厂家推荐的数值， $R_{11}=27k\Omega$ 、 $R_{12}=220\Omega$ 。并且，如果设低端截止频率为 $100Hz$ ，则

$$C_7 = \frac{1}{2\pi f_c R_{12}} = \frac{1}{2\pi \times 100 \times 220} = 7.23(\mu F)$$

由此，设 $C_7=10\mu F$ 。

$\langle C_8, C_9 \rangle$

它们都是防止振荡电容器。厂家推荐 $C_8=560pF$ ， $C_9=0.01\mu F$ ，则这里照此值选用。

② REC放大器(R_{13} 、 $C_{10}\sim C_{12}$)

本电路中，即使不进行录音，自动电平控制也将起作用，因此，必须具备REC放大器。这部分无须进行特殊的设计，可以直接采用厂家推荐的电路。 R_{14} 的作用在于确定增益， C_{11} 和 C_{12} 是为了防止振荡而采用的。

③ ALC电路(D_1 、 D_2 、 R_{14} 、 R_{15} 、 C_{13} 、 C_{14})

将REC放大器的输出进行检波，使之成为直流，按此电压进行自动音量控制。这样，功能并非单一的部分，可按照生产厂家推荐的电路进行制作。由于厂家是经过反复的研究



超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

图8-13 功放电路

之后才确定的这些参数，若不经仔细考虑就改变参数，会产生预想不到的故障（中断振荡，过度的振荡异常及其他）。这部分最好也按厂家推荐的电路。

(3) 功率放大器的设计

功率放大器部分的电路图参见图8-13。

① R_{19} 、 C_{17} 的决定

在功率放大器中，必要的增益为40dB，生产厂家推荐的增益40dB时的 R_{19} 为220Ω。为了提高增益，宜减小 R_{19} ；为要减小增益，则应增加 R_{19} 。但是，如果所设定的增益高于厂家推荐值太多，可能会招致失真率上升；如果低于厂家的推荐值太多，则可能会出现振荡，所以应防止增益出现大的变化。如果设低频端的截止频率为100Hz，则

$$C_{17} = \frac{1}{2\pi f_c R_{19}} = \frac{1}{2\pi \times 100 \times 220} = 7.23(\mu F)$$

因此，设 $C_{17} = 10\mu F$ 。

② 关于 R_{18} 、 C_{18} 、 C_{21}

这些 C 、 R 均是为了防止出现振荡而采用的，厂家的推

荐值为 $R_{18}=6.2\text{k}\Omega$ 、 $C_{16}=680\text{pF}$ 、 $C_{21}=0.082\mu\text{F}$ ，所以采用上述数值。并且， C_{21} 选用低温特性良好的云母电容器。

③ 关于 C_{19} 、 C_{20}

C_{19} 用于自举电路。输出级的单端推挽上端即使为NPN晶体管，也是为了使饱和电压小于 V_{BE} ，以提高输出功率。即使不知道内部电路，也能从截止频率推算出 C_{19} 的容量。这里按照厂家推荐，取 $C_{19}=47\mu\text{F}$ 。

C_{20} 为输出耦合电容器。若设负载电阻 R_L （喇叭阻抗）为 8Ω ，低频端截止频率为 100Hz ，则

$$C_{20} = \frac{1}{2\pi f_c R_L} = \frac{1}{2\pi \times 100 \times 8} = 199(\mu\text{F})$$

因此，取 $C_{20}=220\mu\text{F}$ 。

④ 关于 R_{16} 、 C_{16}

它们组成隔断不必要的高频成分的高通滤波器(HPF)。在厂家推荐的电路中，采用 $C_{16}=1000\text{pF}$ ，而不需要 R_{16} 。但是，根据作者的实验证实，如果没有 R_{16} ，虽然功率放大器也能正常工作，但若与双线变换电路等其他部分相组合，则将会在 V_{R2} 阻值调到最大时，发生高频振荡。所以 R_{16} 是从实验出发而加上的，这里选其阻值为 $3.3\text{k}\Omega$ 。

⑤ 关于 R_{17} 、 C_{15}

R_{17} 的作用在于为功率放大器加上正常偏压。由于考虑到与IC内部电路之间的兼容，所以按厂家推荐，选为 $51\text{k}\Omega$ 。

C_{15} 是输入耦合电容器。由于功率放大器的输入电阻 R_{IN} 大小不明（一般在 $10\sim 100\text{k}\Omega$ ），所以选取 $10\text{k}\Omega$ 。如果设低端截止频率为 100Hz ，则

$$C_{15} = \frac{1}{2\pi f_c (R_{17} // R_{IN})} = \frac{1}{2\pi \times 100 \times (51\text{k} // 10\text{k})}$$

$$=0.19(\mu\text{F})$$

因此，选 $C_{15}=0.22\mu\text{F}$ 。

⑥ 关于 VR_2

VR_2 是音量调节电位器。通常使用 $10\sim 100\text{k}\Omega$ 的产品。这里选用 $20\text{k}\Omega(\text{B})$ ，只要属于此范围，选取多大的数值均可。

(4) 波纹滤波器

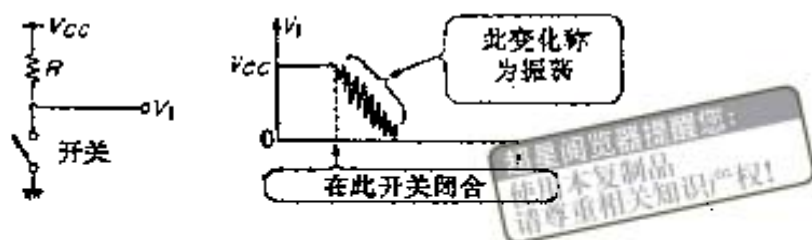
除前置放大器、功率放大器以外，还需要有波纹滤波器用的电容器。其作用在于，当电源中出现脉动成分时，不使其在输出信号中出现。集成电路的第11、12脚与地之间的电容器即为这种电容器。生产厂家推荐值约为 $100\mu\text{F}$ 、 $330\mu\text{F}$ 。这是用于磁带录音机时的数值，这里不使用马达，所以可取其一半至 $1/10$ 容量。因此，分别选取 22 、 $47\mu\text{F}$ 。

附录5 防止振荡

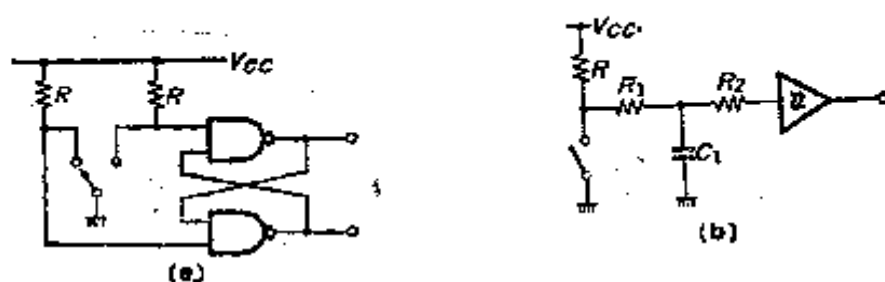
当使开关或继电器等的机械触点闭合(或转换)时，一定随之会产生振荡现象。如图I所示，在电源与开关之间存在着电阻器的电路中，一旦开关闭合时，在闭合的瞬间，其输出电压 V_1 并不会成为0电平，将会在一定的时间(数十毫秒)，发现过渡性的变化，最后才变为0电平。这种变化称为振荡现象。根据用途的不同，一旦出现振荡，就会产生误动作。

为了防止这种振荡的产生，常采用图J所示的方法。图(a)采用双稳态电路，这是一种最实用的方法，必须使用ON-ON型开关。 R 一般为数千欧至数十千欧。也可以使用NOR取代NAND。

图(b)为采用施密特电路方式，由 R_1 和 C_1 组成的LPF吸



图I 振荡的产生

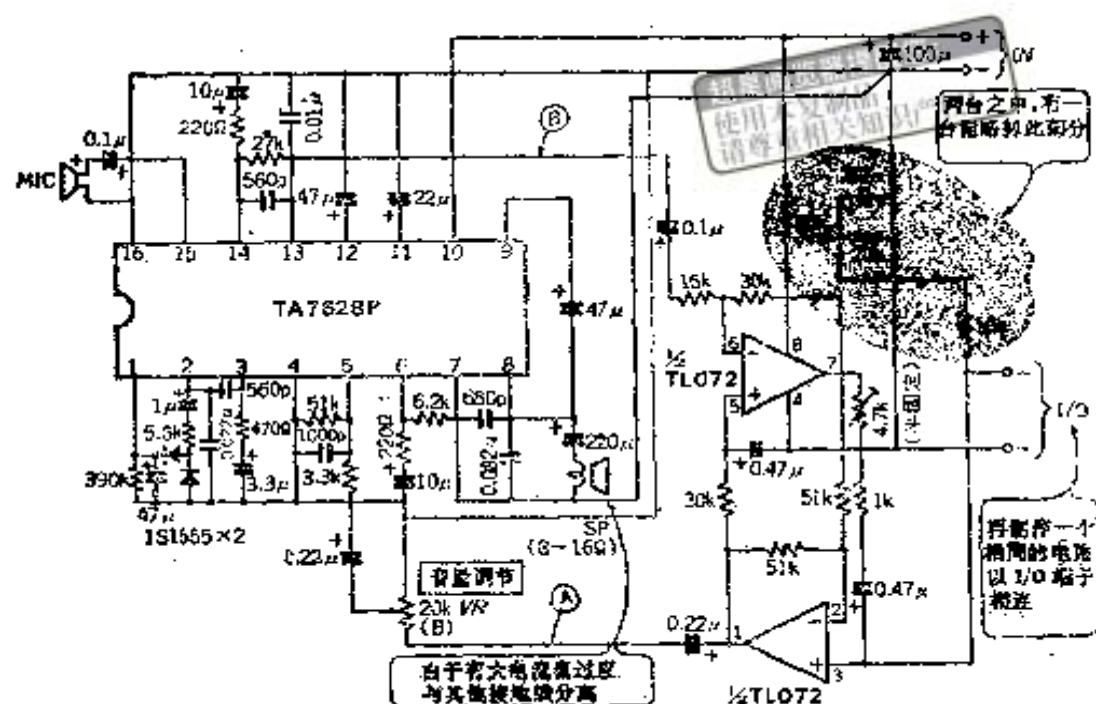


图J 振荡的防止

收其振荡，用施密特电路进行波形整形。开关动作由 ON-OFF 方式完成。在实用性方面不如图(a)所示方式。 R_1 、 C_1 的时间常数在100ms以上。 R_2 的作用在于保护施密特电路的输入，阻值设定为数千欧， $R+R_1R_2$ 为数十千欧。

8.3 结 束 语

对讲机的完整电路见图8-14。由于本电路的输出放大器的接地线(第7腿、 C_H 、SP 连接线)中有大电流流过，必须与其他的接地线分离，直接与电源相连接。特别是输入放大器所处理的信号微弱，增益又很高，所以若具有与此接地线共同的阻抗，则不能正常工作。并且，两台中的一台可以从另外一台获得偏压，所以可省略掉偏置电路(R_7 、 R_8 、 R_9 、 C_5)。



$$C_{10} = \frac{1}{2\pi f_c (R_{12} \parallel R_{IN})} = \frac{1}{2\pi \times 100 \times (51 \text{ k} \parallel 10 \text{ k})} = 0.19 (\mu\text{F})$$

图8-14 完整电路

(1) 调整方法

必须具备示波器和低频信号发生器。

首先，将两台对讲机的I/O端子相互连接，4.7kΩ半可变电阻器(VR_1)作为中心点，用示波器监测图8-14的④点，并且将⑤点切断。

调整方法如下:

① 将来自低频信号发生器的信号(-30dBV , $f=1\text{kHz}$)输入到一个对讲机的③点中; 而将另一对讲机的③点与接地点相连。

② 调整 VR_1 , 使得在这种状态下输入信号一方的④点的振幅降到最小。

③ 将输入信号一方的③点与GND相连，将信号输入到与GND相连的一方的③点。

④ 按第②项相同办法调整。

进行①~④的步骤的调整，则双方本身的信号在④点上出现。

如没有检测器时，不截断③点，直接从MIC输入声音，小。进入MIC中的声音不仅限于



照片8-1 送话方与受话方的信号电平差异

最后，将两台机器相互连接，从一方输入信号时的④点和不输入方的④点所得波形如照片8-1所示。由此照片可知，输入信号一方的④点处几乎不出现信号；而在不输入信号的一方则出现大信号。

附录6 集成电路未使用脚的处理方法

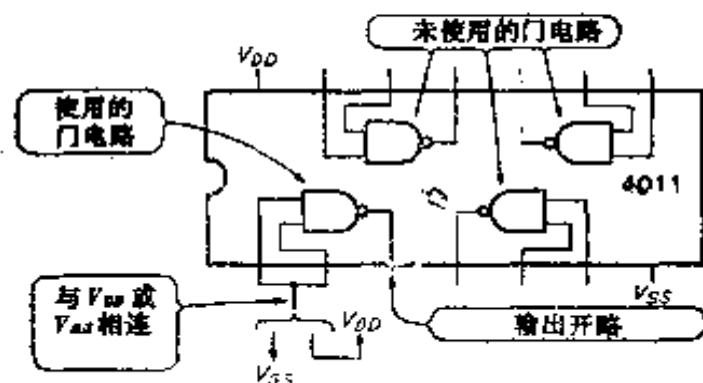
当使用通用C-MOS逻辑集成电路时，会有未使用的引线脚。如果空着，则有可能成为意想不到的故障原因。

(1) C-MOS集成电路

C-MOS集成电路，由于具有输入阻抗极高的特征，一旦输入脚开路，就将会染上噪声，成为电路误动作的原因。

例如，如图K所示，在4011集成电路的4个NAND门中，只使用了三个。这样一来，就会有一个门未被使用。如图所示，它的输入与 V_{DD} 或 V_{SS} 相连接。这个未被使用门也可为其他的门，并且两个输入中的一方为 V_{DD} ，而另一方可为 V_{SS} 。重要的是输入不能开路。

这种情况不仅限于门电路，而且在触发器、计数器、模



图K C-MOS的未使用脚的处理

拟开关等场合也是一样的。并且，不仅标准 C-MOS (4000/4500 系列)，而且 HC-MOS 等所有的 C-MOS IC 均是如此。

(2) TTL

在 TTL 电路中，如果输入开路，这相当于设输入为“H”。于是，输入可以开路。由此必须设定输入电平，使得其输出成为“H”。

如图 L 所示，当有未使用的 NOR 门电路时，两个输入都为“L”，以使其输出成为“H”。但是，如触发器，输出为 Q、 \bar{Q} 时，双方均不为“H”，所以无论何方均可。

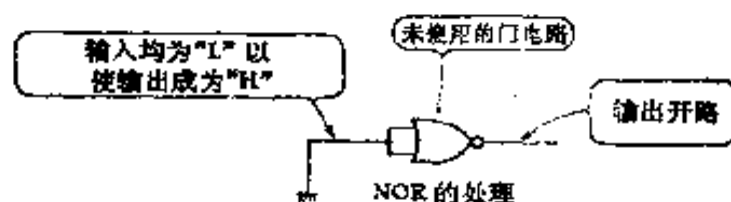


图 L TTL 电路未使用脚的处理



图 M 运算放大器的未使用的脚的处理

(3) 运算放大器

经常存在双运算放大器仅使用一个放大器，或四运算放大器中仅使用 3 个时的情况。这样，就会有一个运算放大器电路空着。此时，如图 M 所示， IN^+ 端子接地，而 IN^- 端子与输出端相连。当其这种情况不能实现时， IN^+/IN^- /输出端可

以全部开路，这样一来，有时会对其他电路有些影响。

并且，即使没有未使用的电路，对于单个运算放大器而言，具有补偿调整和相位补偿脚（多数场合为脚①、⑤、⑧），当这些脚不使用时，处于开路状态。

超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

第九章 带有振荡器的失真率计的设计

超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

在音频放大器的各种特性中，失真率是最基本的特性之一。这里我们着眼于采用简单的电路来实现失真率计，讨论这种失真率计的设计。由于失真率计要与振荡器配对使用，考虑到使用上的方便，设计成内部包含有振荡器。

9.1 失真率检测基础

(1) 什么叫失真率

如电路入门书中所述，按照傅里叶级数，所有的周期性函数均可以用其基波和倍频正弦波级数表示，即如果设周期函数为 $v(t)$ ，则

$$v(t) = A_1 \sin \omega t + \sum_{n=2}^{\infty} A_n \sin (n\omega t + \phi_n)$$

其中， $A_1 \sin \omega t$ 为基波， $A_n \sin n\omega t$ 为 n 次谐波。将此高次谐波与向量和之比称为失真率(Distortion)，若设失真率为 D ，则

$$D = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} A_n^2}}{\sqrt{A_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} A_n^2}}$$

例如，讨论三角形波时，如果将三角形波进行傅里叶展开，则

$$v(t)_{tri} = \sin \omega t + \sum_{n=2}^{\infty} \frac{(-1)^n}{(2n+1)^2} \sin (2n+1)\omega t$$

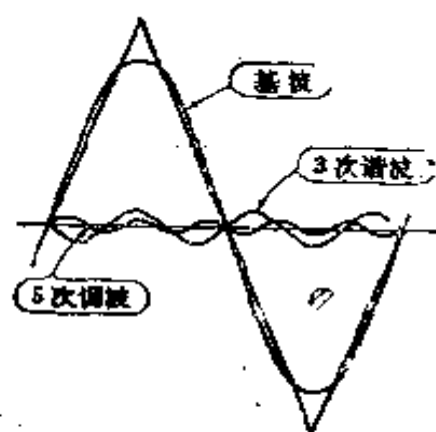
超星阅览器
使用本复制品
请尊重相关知识产权!

(设基波振幅为 1, 进行归一化)

根据此式可知, 三角形波可看成是由振幅为 1 的基波与振幅为 $1/9$ 的三次谐波、振幅为 $1/25$ 的 5 次谐波……相互叠加而成的。由此, 失真率 D_{tri} 为

$$D_{tri} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left[\frac{(-1)^n}{(2n+1)^2} \right]^2}}{\sqrt{1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} \left[\frac{(-1)^n}{(2n+1)^2} \right]^2}} \approx 0.12 (12\%)$$

其波形见图 9-1。



此图仅画出 5 次以下谐波, 如果再将 7, 9, 11 次谐波叠加, 即可得到三角波, 基波之外为失真成分

图 9-1 三角形波的成分

当讨论放大器的失真率时, 如果在输入端输入正弦波, 则输出端得到将此正弦波放大 3 倍数的正弦波。由于波形中也包含有高次谐波, 因此, 这高次谐波成分所占的比例称为失真率。并且, 对于正弦波振荡器来讲, 本来应该产生纯粹的正弦波, 然而多少总会包含一些高次谐波, 这就造成了失真。

失真率的单位通常以 (%) 表示。但根据场合的不同, 也

有使用(dB)表示^①的。

全高次谐波失真率与噪声失真率的区别：

前面所说的失真率，是作为周期信号中的高次谐波成分所占的比例而定义的，所以也可称之为全高次谐波失真率^② (THD: Total Harmonic Distortion)。

超星阅读器提示：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

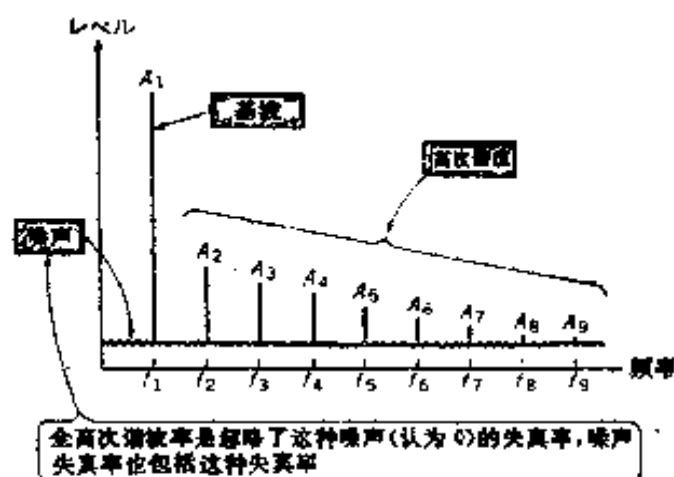


图9-2 考虑了失真率的频率特性

另外，在实际测定失真率时，一般是除了高次谐波之外，还连同噪声也一起测量。将此高次谐波成分和噪声成分叠加而得的失真率称为噪声失真率(Noise Distortion)。

当噪声远远小于高次谐波时，全高次谐波失真率约等于噪声失真率。如若不是这样，则全高次谐波失真率小于噪声失真率。考虑了失真率的频率特性见图9-2。

全高次谐波失真率与噪声失真率的区别如上所述。然而，从习惯上讲，不怎么使用噪声失真率这一名词。即使在指噪

- ① dB表示：取常用对数后乘以20或10所得的数值，不仅是失真率，而且电压比、电流比的dB表示为 $20\log A$ ，功率比的dB表示为 $10\log A$ 。
- ② 全高次谐波失真率：由于是将全部高次谐波成分叠加，所以称之为全高次谐波失真率。也常常称为高次谐波失真率。

声失真率时，多半也是写作全高次谐波失真率。本书也遵照这一习惯，以后除特别说明，提到失真率时，均指噪声失真率，使用THD缩写字母表示。

(2) 失真率的检测方法

由于失真率的定义是指，信号中含有基波之外的成分的多少，所以测定用陷波滤波器^③除去基波之后的信号大小，与信号源的大小之比即可得到其失真率。

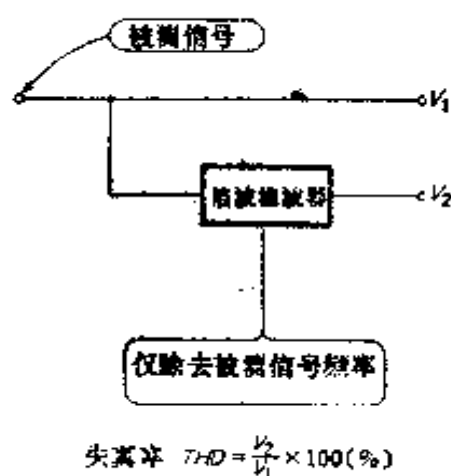


图9-3 失真率的测定原理

失真率的测定原理见图9-3。设被测信号的大小为 V_1 ，使用陷波滤波器滤除基波之后的信号大小为 V_2 ，则失真率THD为：

$$THD = \frac{V_2}{V_1} \times 100(\%)$$

此时，被测信号的频率必须与陷波滤波器的陷波频率完全一致。

③ 陷波滤波器：对其特定频率成分进行衰减的滤波器。

(3) 失真率计的结构

失真率计的组成见图9-4。如开头所述,是指包含振荡器的失真率计。这样作的目的在于除去使用方便之外,还因为可以同样设定振荡器的频率和陷波滤波器的陷波频率^①。如若不这样,也得使用其他振荡器,这样一来,将使得陷波器的设计变得十分困难。

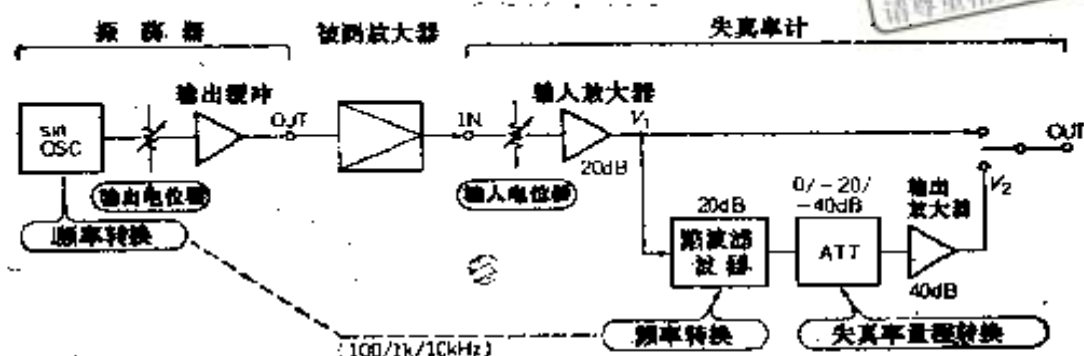


图9-4 失真率计的结构

振荡器设计成100/1k/10kHz三角频率可以变换,通过VR可调整输出电平,通过缓冲放大器输出输入到失真率计中。在这里首先进行输入电平调整,经输入放大器放大20dB,然后经过陷波滤波器,除去基波,其他成分放大20dB。

通常,在测定失真率时,多数都小于1%,由于陷波滤波器的输出将比输入小得多,所以陷波滤波器本身具有增益,而且输出放大器也具有40dB的增益。如果失真率高,则陷波滤波器的输出增大,因此,这时用ATT(衰减器)加以衰减。衰减率设计成可在0/-20/-40dB之间转换,这就成为失真率量程转换。

^① 陷波频率,指使用陷波滤波器衰减的频率。也包括零频率。

失真率可以按照含有基波的陷波滤波器之前的信号与输出放大器的输出信号值之比求得。设陷波滤波器的增益为 A_1 (倍), ATT的衰减率为 A_{11} (倍), 输出放大器的增益为 A_2 (倍); 若设输入放大器的输出为 V_1 , 输出放大器的输出为 V_2 , 则失真率 $THD(\%)$ 为

$$THD = \frac{1}{A_1 A_2 A_{11}} \cdot \frac{V_1}{V_2} \times 100(\%)$$

假如, 由于 $A_1=10$, $A_2=100$, 如果设 $A_{11}=1/10$ 时, $V_1=5V_{rms}$, $V_2=1.5V_{rms}$, 则

$$THD = \frac{1}{10 \times 100 \times 1/10} \times \frac{1.5}{5} \times 100 = 0.3\%$$

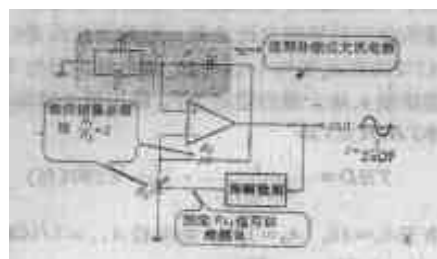
9.2 振荡器的设计

(1) 振荡电路的设计

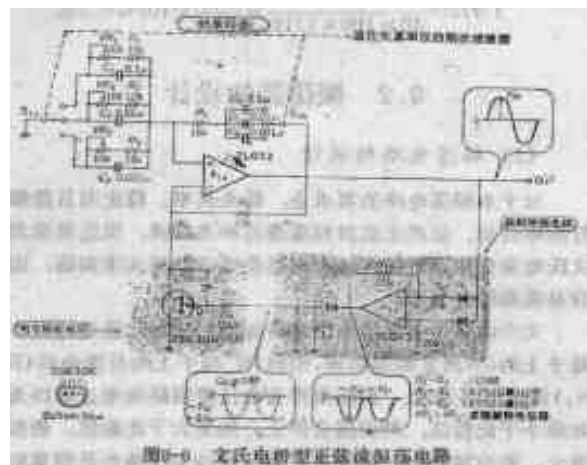
对于本振荡电路的要求是, 低失真率、稳定而且能够进行频率转换。虽然正弦波振荡器的种类很多, 但这里采用了文氏电桥型振荡电路, 这种电路能够简单地实现振荡, 而且容易获得低失真率。

文氏电桥型基本的振荡电路如图9-5所示。通过接在 IN^+ 端子上的 CR 决定振荡频率, 而由 IN^- 端子上的反馈电路(R_f 、 R_s)满足振荡条件。振荡条件为负反馈回路的增益维持为3。如果小于此数值, 则振荡会停止, 如果大于此数值, 则振幅增大, 输出被限幅。通常要正确地保持振荡条件是困难的, 所以设置振幅检测电路, 由此限制 R_{sc} 。

实际电路如图9-6。为要低失真率, 必须减小控制可变电阻回路的振荡检测电路的输出电压波纹, 这里在振幅检测电



超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！



基本的文氏电桥振荡器

路中，采用简单的全波整流电路。可变电阻电路采用FET漏源的极间电阻。

① 文氏电桥元件 ($R_1 \sim R_4$, $VR_1 \sim VR_3$, $C_1 \sim C_3$) 的

计算

设定频率为 100/1k/10kHz 3 点, 图 9-5 中, 如 $R=16\text{k}\Omega$, 则

$$C_{f=100\text{Hz}} = \frac{1}{2\pi f R} = \frac{1}{2\pi \times 100 \times 16\text{K}} \\ = 0.0995(\mu\text{F})$$

$$C_{f=1\text{kHz}} = \frac{1}{2\pi \times 1\text{k} \times 16\text{k}} = 0.00995(\mu\text{F})$$

$$C_{f=10\text{kHz}} = \frac{1}{2\pi \times 10\text{k} \times 16\text{k}} = 0.000995(\mu\text{F})$$

为此, 设 $R_4=16\text{k}\Omega$, $C_1=C_4=0.2\mu\text{F}$, $C_2=C_5=0.01\mu\text{F}$, $C_3=C_6=0.001\mu\text{F}$ 。

$VR_1 \sim VR_3$ 为频率调整用半可变电阻器, 它们与陷波滤波器的频率相配合使用, 选用易调整和稳定性能良好的多次转动式电位器^⑥。考虑到陷波滤波器的陷波频率的误差, 这里设 $R_1=R_2=R_3=12\text{k}\Omega$, $VR_1=VR_2=VR_3=10\text{k}\Omega$ 。

由于上述这些元件确定了频率值, 所以必须有精度要求。 $R_1 \sim R_4$ 选用 $\pm 2\%$ (G 级) 以下的金属膜电阻器, $C_1 \sim C_6$ 使用 $\pm 5\%$ (J 级) 以下的聚苯乙烯电容器。

② R_5 、 R_6

由于设运算放大器的闭路增益为 3, 则如果设 FET₁ 的漏-源极间电阻为 r_{DS} , 则必须设

$$\frac{R_5}{R_6 + r_{DS}} + 1 = 3$$

由于 r_{DS} 容易控制在几百欧至几十千欧之间, 所以设 r_{DS} 为 $1\text{k}\Omega$, $R_5=10\text{k}\Omega$, $R_6=3.9\text{k}\Omega$ 。

⑥ 电位器: 一般称为多次转动型半可变电阻器, 与一般的半可变电阻相比, 能进行微调, 而且老化和温度特性也优良。

③ 振幅检测电路

A_{1b} 、 D_1 、 D_2 、 $R_9 \sim R_{11}$ 为简易全波整流电路，其后是滤波电路，如果设二极管的正向电压为 V_F ，则在 D_1 、 D_2 的作用下，当 A_{1a} 的输出在 $-V_F \sim +V_F$ 的范围内， A_{1b} 的输出为0。当 A_{1a} 的输出超过 V_F 时， A_{1b} 成为增益为 R_{10}/R_9 的倒相放大器；当 A_{1a} 的输出低于 $-V_F$ 时， A_{1b} 成为增益为1的电压跟随器^①，结果，在 A_{1b} 的输出端出现负的全波整流波形。对此再进行负值峰值检波，以获得直流电压。

$\langle R_9 \sim R_{11} \rangle$

由于 A_{1b} 的输出负时的增益为1，所以正时的增益必须为-1。为此，必须使 $R_9 = R_{10}$ 。因此设 $R_9 = R_{10} = 20\text{k}\Omega$ ，并且与此相吻合， $R_{11} = 20\text{k}\Omega$ 。

$\langle D_1 \sim D_3 \rangle$

由于 $D_1 \sim D_3$ 处理的是大信号，所以无须 V_F 特别小，选用小信号用的二极管1S1588。

$\langle R_{12}, C_8 \rangle$

此时间常数越大，失真率也就越小。但太大，则会产生副作用，所以根据经验设为1秒，取 $R_{12} = 1\text{M}\Omega$ ， $C_8 = 1\mu\text{F}$ 。

$\langle \text{运算放大器} \rangle$

由于即使在10kHz时也要产生振荡，所以希望采用宽带放大器，这里选用FET输入型低噪声运算放大器TL072。其他的运算放大器也同样选用TL072。

④ 可变电阻电路

这是一种利用FET的 r_{DS} 随栅电压变化原理的电路，从漏电极将交流反馈加在栅极上时，失真率减小，使工作稳定。

① 电压跟随器：增益为1的放大器。射极跟随器、源极跟随器也都是电压跟随器的一种。可作为阻抗变换器使用。

由于一般情况下, R_7 、 R_8 采用 $100\text{k}\Omega$, 所以这里选 $R_7 = R_8 = 100\text{k}\Omega$ 。并且, 由于 R_7 的时间常数要远小于最低振荡频率(100Hz), 如果设为 1Hz , 则

$$C_7 = \frac{1}{2\pi f R_7} = \frac{1}{2\pi \times 1 \times 100\text{k}} = 1.59[\mu\text{F}]。$$

这里取 $C_7 = 2.2\mu\text{F}$ 。

(2) 输出电平调整与输出缓冲放大器

图9-7为此部分, VR_4 为输出电平调整, A_{2a} 为缓冲放大器。

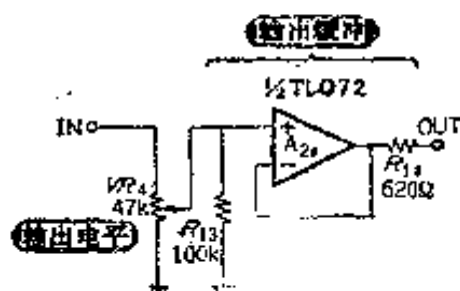


图9-7 输出电平调整与输出缓冲放大器

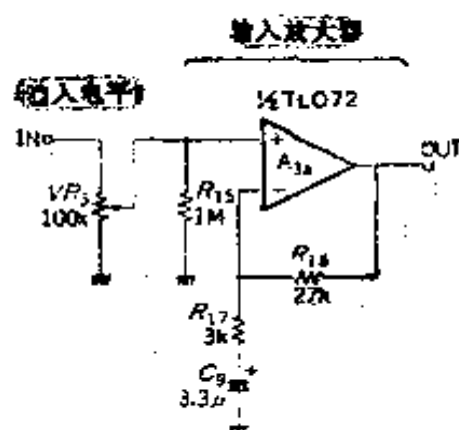
由于 VR_4 、 R_{13} 为 A_{1a} 的负载, 因此, 必须在 $10\text{k}\Omega$ 以上, 这里设 $VR_4 = 47\text{k}\Omega$, $R_{13} = 100\text{k}\Omega$ 。 R_{13} 本可不使用, 但能防止由于某种原因而使 A_{2a} 的 IN^+ 端开路。 R_{14} 能防止接上容性负载(屏蔽线等)时, 产生振荡, 其阻值必须在几百欧至几千欧之间。这里取接近于一般振荡器的输出阻抗 600Ω 的 620Ω 。

9.3 失真率仪的设计

(1) 输入电平调整与输入放大器

这部分的作用在于, 将输入信号调整到适当的电平值。输入放大器的增益越大, 则能测定越小的信号, 但如果处理

的信号太小，则会造成交流声^②等，因此，这里设为20dB。此部分电路如图9-8所示。



超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

图9-8 输入电平调整与输入放大器

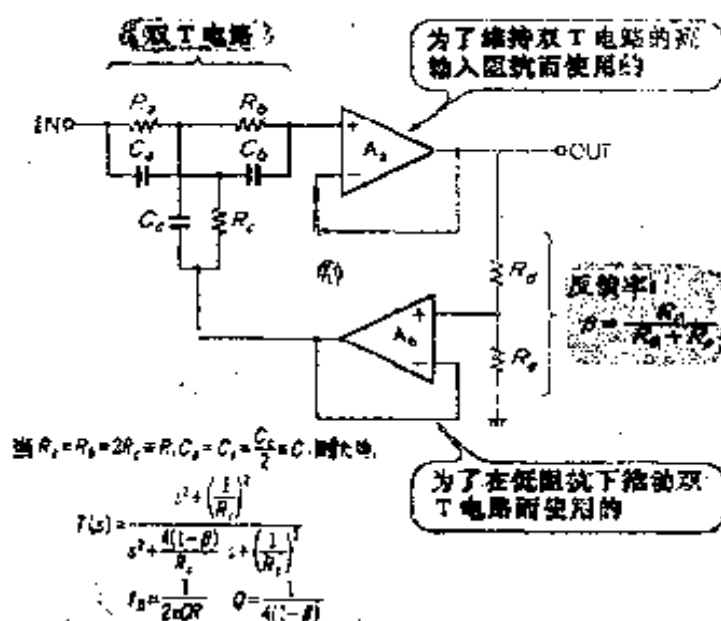


图9-9 采用双T的陷波滤波器

① VR_5 与 R_{15} ：失真仪的输入阻抗，随着 VR_5 位置不同，最大时等于 VR_5 ；最小时为 $VR_5 // R_{15}$ 。为了不致影响被测系

② 交流声：为交流100V电压所造成的线性噪声，频率为50Hz或60Hz。

统, 上述输入阻抗应取得尽量大些为宜。但如果太大, 容易染上噪声, 所以这里取 $V R_5 = 100\text{k}\Omega$, $R_{15} = 1\text{M}\Omega$ 。

② R_{16} 、 R_{17} 、 C_9 的计算: 为要使输入放大器的增益达到 20dB (10倍), 必须设 $(R_{16} + R_{17})/R_{17} = 10$, 由于此串联电阻也成为负载, 所以设 $R_{16} = 27\text{k}\Omega$, $R_{17} = 3\text{k}\Omega$ 。

由于输入信号频率最低可为 100Hz, 所以如设截止频率为 20Hz 时,

$$C_9 = \frac{1}{2\pi f_c R_{17}} = \frac{1}{2\pi \times 1 \times 100\text{k}} = 1.59[\mu\text{F}]$$

由此, 设 $C_9 = 3.3\mu\text{F}$ 。

(2) 陷波滤波器

此陷波滤波器的作用在于滤去基波, 其基本电路见图 9-9。双 T 本身具有陷波特性, 但由于仅仅如此, Q 值将低于 0.25, 所以为了提高 Q 值而通过 A_1 加以反馈。这样, Q 变成 $1/(1-\beta)$ 倍。

陷波滤波器的频率特性如图 9-10。 Q 值越大, 则波谷越陡, $2f_0$ 的衰减率 α 变小。于是, 从失真率的定义出发考虑, Q 越大, 测试误差越小, 但 Q 值越大, 器件的灵敏度越高。并且, 调整也变成临界状态。图 9-11 给出了 α 、 Q 与 $\beta (= R_d / (R_d + R_s))$ 的关系。如果设 $\alpha = 0.3\text{dB}$ 为允许范围, 则 $Q = 2.5$, 此值应是比较适当的。

实际电路如图 9-12, 通过改变频率值, 对双 T 进行转换, 并设定 C/R 的误差, 使之能调整与 R_c 相当的阻值。在此级中, 希望增益为 20dB, 所以 A_{12} 并非电压跟随器, 而成为非倒相放大器。

① 双 T 电路的计算: $(R_{18} \sim R_{20}$ 、 $V R_6$ 、 $C_{10} \sim C_{12}$ 计算 (f_n

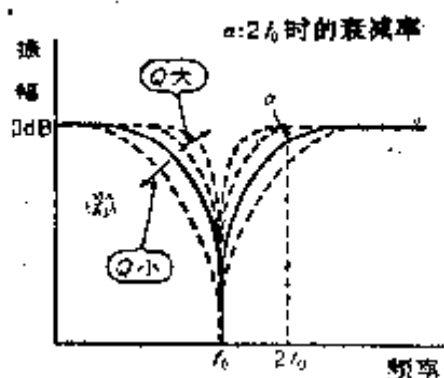


图9-10 陷波滤波器的频率特性

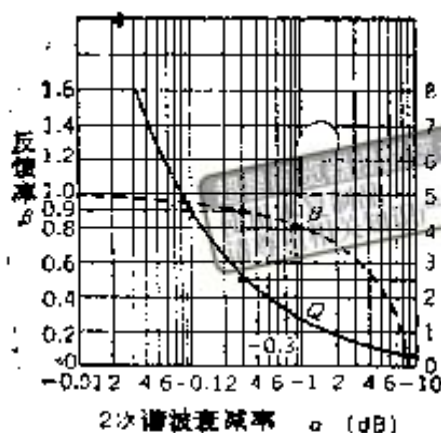


图9-11 陷波滤波器的反馈率 β 、 Q 与衰减率 α 的关系

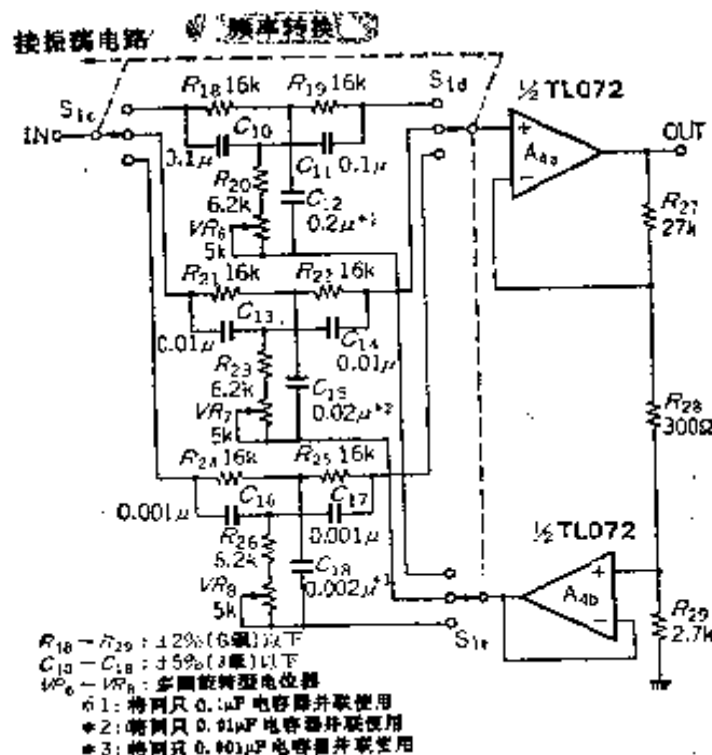


图9-12 陷波滤波器电路

$= 100\text{Hz})$ ，如图9-9所示，由于确定双T的频率值的式子与文氏电桥时的情况，所以采用同一常数，设 $R_{18} = R_{19} = 16\text{k}\Omega$ ， $C_{10} = C_{11} = 0.1\mu\text{F}$ 。由此，

$$R_{20} + VR_5 = \frac{R_{18+19}}{2} = \frac{16k}{2} = 8[k\Omega]$$

$$C_{12} = 2C_{10}, C_{11} = 2 \times 0.1\mu = 0.2[\mu F]$$

因此，考虑到对应于误差的可变范围，取 $R_{20} = 6.2k\Omega$ ， $VR_5 = 5k\Omega$ ，并且，由于一般 C_{12} 并非 $0.2\mu F$ ，因此将两只 $0.1\mu F$ 电容器并联使用。

如果这部分的元器件精度不高，无论怎样调整也不可能获得预期的衰减，因此 $R_{18} \sim R_{20}$ 应选用精度高于 $\pm 2\%$ 的金属膜电阻； $C_{10} \sim C_{12}$ 应选用精度高于 $\pm 5\%$ 的聚苯乙烯电容器，甚至希望使用同一批量的产品（通常如果集中一次在同一商店购买时，即为同一批量的产品）。并且如果不使用多圈旋转型电位器，则也不易调整。

〈关于 $R_{21} \sim R_{23}$ 、 VR_7 、 $C_{13} \sim C_{15}(f_0 = 1kHz)$ 及 $R_{24} \sim R_{26}$ 、 VR_8 、 $C_{16} \sim C_{18}(f_0 = 10kHz)$ 〉：

基于相同的原因，仅将电容器容量减小到 $1/10$ 或 $1/100$ 。于是得到 $R_{21} = R_{22} = R_{24} = R_{25} = 16k\Omega$ 、 $R_{23} = R_{26} = 6.2k\Omega$ 、 $VR_7 = VR_8 = 5k\Omega$ 、 $C_{13} = C_{14} = 0.01\mu F$ 、 $C_{15} = 0.02\mu F$ 、 $C_{16} = C_{17} = 0.001\mu F$ 、 $C_{18} = 0.002\mu F$ 。

② $R_{27} \sim R_{29}$ 的计算：

为使 A_{4a} 成为增益 $20dB$ （10倍）的非反转型放大器，则必须满足以下条件：

$$\frac{R_{27} + R_{28} + R_{29}}{R_{28} + R_{29}} = 10$$

并且，由于前述在 $2f_0$ 处的衰减率 α 为 0.3 ，则由图9-11曲线查得 $\beta = 0.9$ ，因此，

$$\frac{R_{29}}{R_{28} + R_{29}} = 0.9$$

若满足以上二式，将串联电阻值组合成为几十千欧，则

$R_{27}=27\text{k}\Omega$ 、 $R_{28}=300\Omega$ 、 $R_{29}=2.7\text{k}\Omega$ 。

并且，由于 A_{40} 的增益误差与直接测定误差相关，因此这部分电阻也选用精度高于 $\pm 2\%$ 的金属膜电阻器。

(3) 量程转换与输出放大器

① 量程转换电路($R_{30}\sim R_{32}$):

量程转换电路如图9-13。考虑到实用性，将失真率的量程设为0.1、1.0、10%三档。

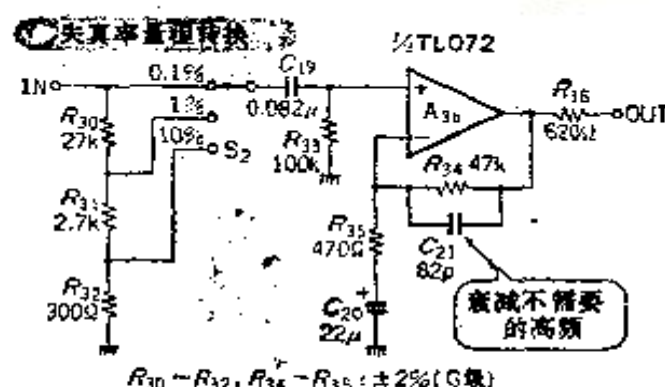


图9-13 量程转换与输出功率

由于陷波滤波器增益为20dB，如后所述，输出放大器具有40dB的增益，所以这里若不衰减信号，则选0.1%的量程；如果使信号衰减为1/10或1/100，则选1.0或10%的量程，即通过变换转换开关可以把信号变为1、1/10、1/100倍，因而可使 $R_{30}:R_{31}:R_{32}=90:9:1$ 。于是 $R_{30}=27\text{k}\Omega$ 、 $R_{31}=2.7\text{k}\Omega$ 、 $R_{32}=300\Omega$ 。若此比例关系一乱，则会造成直接测量误差，这里也应选用误差小于 $\pm 2\%$ 的金属膜电阻。

② 输出放大器:

由于陷波滤波器的输出将基波滤掉了，因此一般情况下的电平是相当小的，于是要通过输出放大器将其放大。由于陷波滤波器的增益为20dB，如要获得0.1%的量程，应具有

40dB的增益。

〈 R_{33} 与 C_{19} 的计算〉:

R_{33} 的作用在于为运算放大器 A_{3b} 加上偏压, 其阻值为输出放大器的输入电阻, 所以这里取 $100k\Omega$ 。如果设低端截止频率为 $20Hz$, 则

$$C_{19} = \frac{1}{2\pi f_c R_{33}} = \frac{1}{2\pi \times 20 \times 100k} = 0.0796[\mu F]$$

于是选 $C_{19} = 0.082\mu F$ 。

〈关于 $R_{34} \sim R_{36}$ 〉

由于希望得到40dB的增益, 则

$$\frac{R_{34} + R_{35}}{R_{35}} = 100$$

这里选 $R_{34} = 47k\Omega$ 、 $R_{35} = 470\Omega$ 。于是, $(R_{34} + R_{35})/R_{35} = 101$ 。如果考虑到运算放大器的开环增益不可能无限大以及电阻器的阻值误差等因素, 上述选择是合适的。而且, 这里也应选取误差小于2%的金属膜电阻器。

由于 R_{35} 的作用与 R_{14} 相同, 所以与 R_{14} 一样, 设定为 620Ω 。

〈 C_{20} 、 C_{21} 的计算〉:

如果设低端截止频率为 $20Hz$, 则

$$C_{20} = \frac{1}{2\pi f_c R_{35}} = \frac{1}{2\pi \times 20 \times 470} = 16.9[\mu F]$$

于是选取 $C_{20} = 22\mu F$ 。

C_{21} 的作用在于滤掉无用的高频, 如果设高端截止频率为 $40kHz$, 以便在测定 $10kHz$ 失真率时, 不会影响2次、3次谐波(在普通放大器中, 2次、3次谐波成分较多), 则

$$C_{21} = \frac{1}{2\pi f_c R_{34}} = \frac{1}{2\pi \times 40k \times 47k} = 84.7[pF]$$

于是选取 $C_{21} = 82pF$ 。

9.4 失真率仪的调整与使用

如果将每部分所设计的电路汇集在一起, 则如图9-14所示。这里将电源旁路电容器省掉了。本测试仪选用金属外壳。

(1) 调整

本失真率测试仪的调整是非常重要的, 不经调整几乎是不能使用的。因而要花费充分的时间进行仔细的调整。并且在调整时, 要在铝板等操作台上进行, 以消除交流声的影响。

首先, 将 S_1 打到1kHz档, S_2 打到10%档, S_3 打到CAL方, 将 VR_4 调到最大值, 将半可变电阻 ($VR_1 \sim VR_3$ 、 $VR_6 \sim VR_8$) 全部调到中点位置, 并将OSC OUT与DIST IN串联, 将交流电压表接在OUT端, 用示波器一边监视, 一边进行调整。

① 调 VR_5 , 使OUT电压 $V_{OUT} = 0.5V_{rms}$, 然后将 S_3 打到MEAS一方。

② 将 VR_2 与 VR_7 交替旋转, 以使 V_{OUT} 变为最小。此时, 若 V_{OUT} 小于 $0.5V_{rms}$, 则将 S_2 打到1%档。再进行相同的调整。如果更小于 $0.5V_{rms}$, 则将 S_2 打到0.1%档, 然后再进行同样的调整。

③ 即使旋转 VR_2 、 VR_7 , V_{OUT} 也不会再变小时, 将 S_3 打到CAL一方, 使 V_{OUT} 变为 $5V_{rms}$ 。

④ 将 S_3 打回MEAS方, 再重复进行②的调整步骤, 直到即使旋转 VR_2 、 VR_7 , V_{OUT} 也不会再变小为止。

当进行以上调整时, 最终 S_2 在0.1%档处, V_{OUT} 将小于 $3V_{rms}$ 。此时的波形成为去掉了基波的失真波形。这种调整用文字叙述简单, 但实际操作起来却十分麻烦, 如果忽视, 则不可能获得所期望的性能。而且, 如果 V_{OUT} 变小, 容易受到

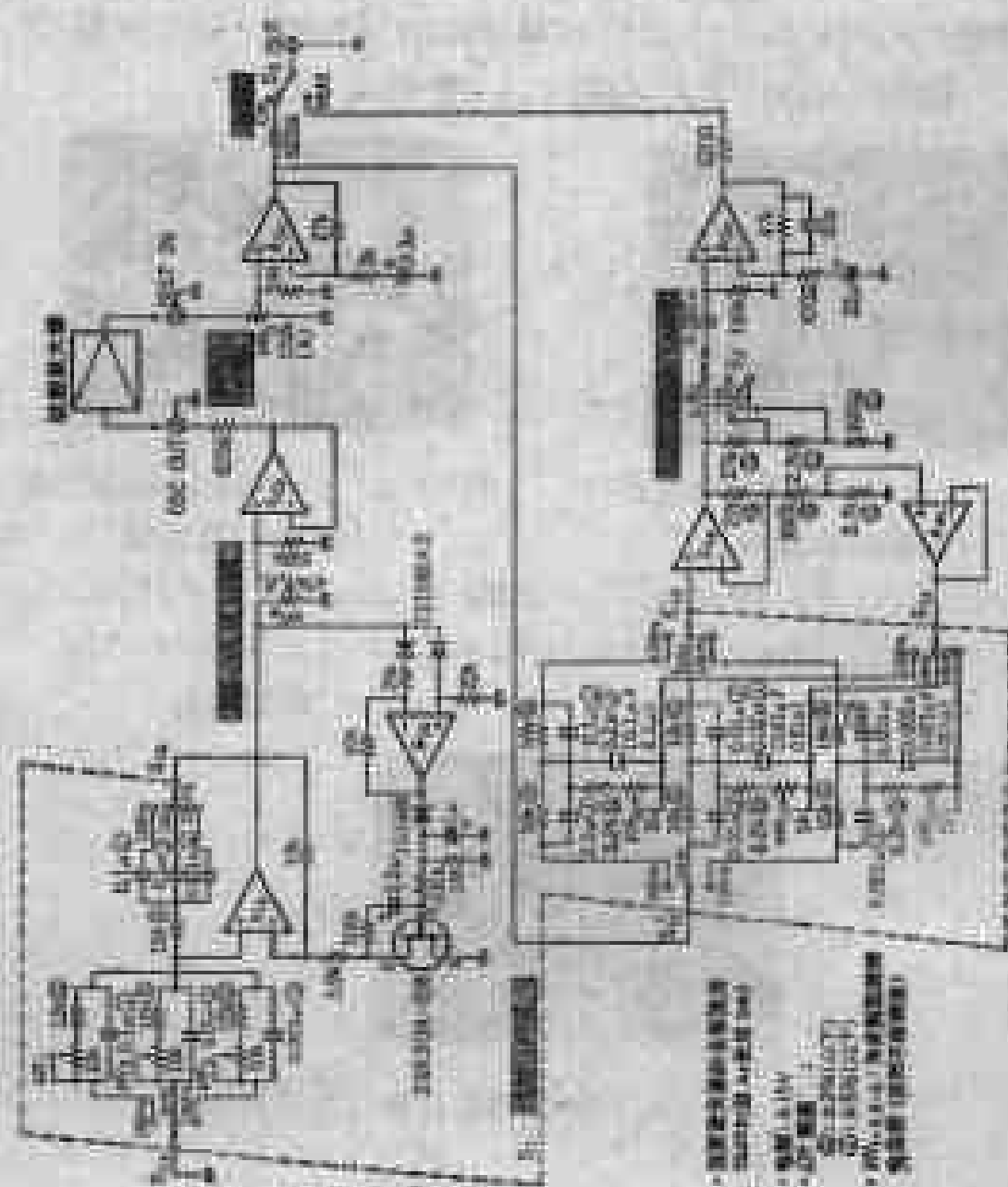


图 9-11 全电路图

交流声的影响, 所以要进行可靠的接地处理。

图9-13是进行频率调整时的情况, 100Hz和10kHz的调整
 七相 00Hz时的调整时, 将 S_1 打到100Hz
 / R_2 行10kHz时的调整时, 将 S_1 打到10
 kHz档, 调整 VR_3 和 VR_8 , 使得 V_{OUT} 变得最小。

超星阅读器提醒您：
 使用本复制品
 请尊重相关知识产权！



照片9-1 $f = 100\text{Hz}$ 时的输出波
 形和失真波形

$X: 5\text{ms/div}, Y: 1\text{V/div}$

$V_o = 1.45V_{\text{rms}}, THD = 0.053\%$
 (无滤波器)

照片9-2 $f = 1\text{kHz}$ 时的输出波
 形和失真波形

$X: 0.5\text{ms/div}, Y: 1\text{V/div}$

$V_o = 1.45V_{\text{rms}}, THD = 0.031\%$
 (无滤波器)

照片9-3 $f = 10\text{kHz}$ 时的输出波形与失真波形

$X: 50\mu\text{s/div}, Y: 1\text{V/div}$

$V_o = 1.40V_{\text{rms}}, THD = 0.037\%$ (无滤波器)

(2) 使用方法

如图9-14所示, 将欲测定失真率的放大器(被测放大器)

的输入端与本测试仪的OSC OUT相接,而将被测放大器的输出端与DIST IN相连。通过OSC OUTPUT LEVEL调整被测放大器的输入电平,使之达到适当数值。并由 S_1 选择要测定的频率。实际测定时,按以下步骤进行:

① 将 S_3 打到CAL一方,旋转 VR_5 ,使 $V_{OUT}=5V_{rms}$ 。如不满 $5V_{rms}$ 时,将 VR_5 调到最大。这样调整之后,将调整后的 V_{OUT} 设定为 $V_{OUT(CAL)}$ 。

② 将 S_2 打到10%档, S_3 打到MEAS一边,读取 V_{OUT} 。此时,如果 $V_{OUT} \leq 0.5V$,则将 S_2 打到1%档。而如果 $V_{OUT} < 0.5V$,则将 S_2 打到0.1%档。将由此获得的 V_{OUT} 设定为 $V_{OUT(MEAS)}$ 。

③ 失真率THD可由下式求得:

$$THD = \frac{V_{OUT(MEAS)}}{V_{OUT(CAL)}} \times DR[\%]$$

DR: 失真量程, 为10、1、0.1。

例如, 设 $V_{OUT(CAL)}=5V_{rms}$, S_2 为0.1%量程, $V_{OUT(MEAS)}=3.5V_{rms}$, 则

$$THD = \frac{3.5}{5} \times 0.1 = 0.07[\%]$$

(3) 失真率仪的特性

在本测试仪的特性中较重要的特性是振荡器的失真率和陷波滤波器的特性。它们都会直接影响着能够测得的最低失真率。振荡器的失真率, 当 $f=100\text{Hz}$ 时, $THD=0.053\%$; 当 $f=1\text{kHz}$ 时, $THD=0.031\%$; 当 $f=10\text{kHz}$ 时, $THD=0.037\%$ 。并且, 其输出电压分别为 $1.45V_{rms}(100\text{Hz})$ 、 $1.45V_{rms}(1\text{kHz})$ 、 $1.40(10\text{kHz})$ 。此时的波形分别示于照片9-1

至9-3。而陷波滤波器的频率特性如图9-15所示。它为从 A_{3a} 的输入直到 A_{4a} 的输出特性。无论是何频率下,相对于平坦部分,都能获得 -76dB (相当于失真率 0.016%)。

将本测试仪和专业生产厂家的测试仪对被测放大器的失真率(1kHz 时)进行实际测定,所得数据见图9-16。能测定的最低失真率将比振荡器的失真率稍大一些,达到 0.044% 。如果被测放大器的实际失真率小于这个数字时,采用本测试仪能获得此数值。此外,几乎与专业厂家的产品完全一致,达到了预期的目标。

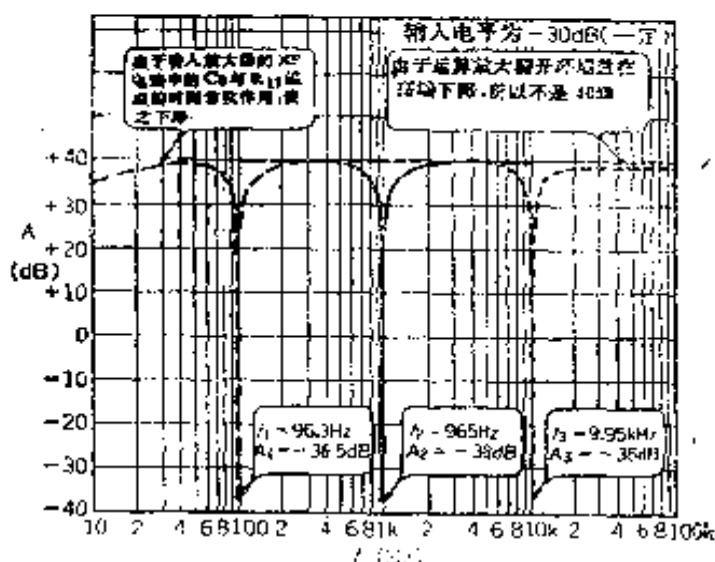
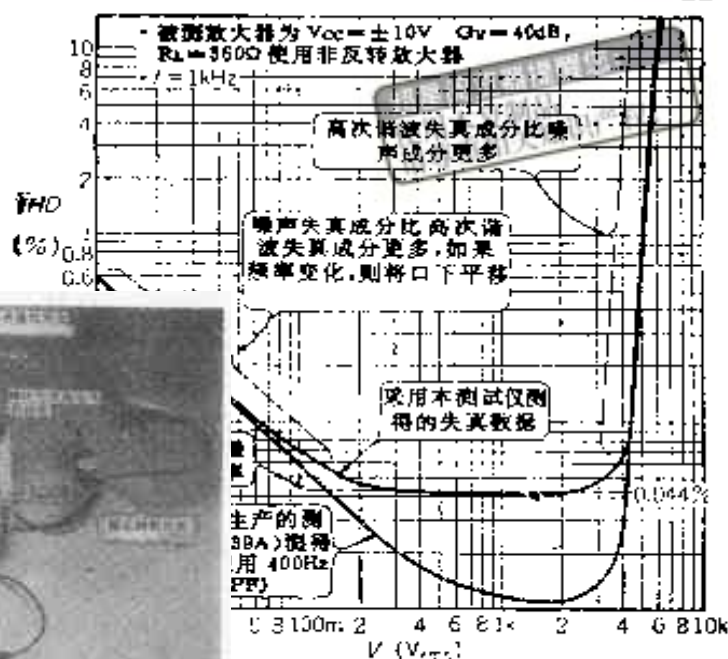


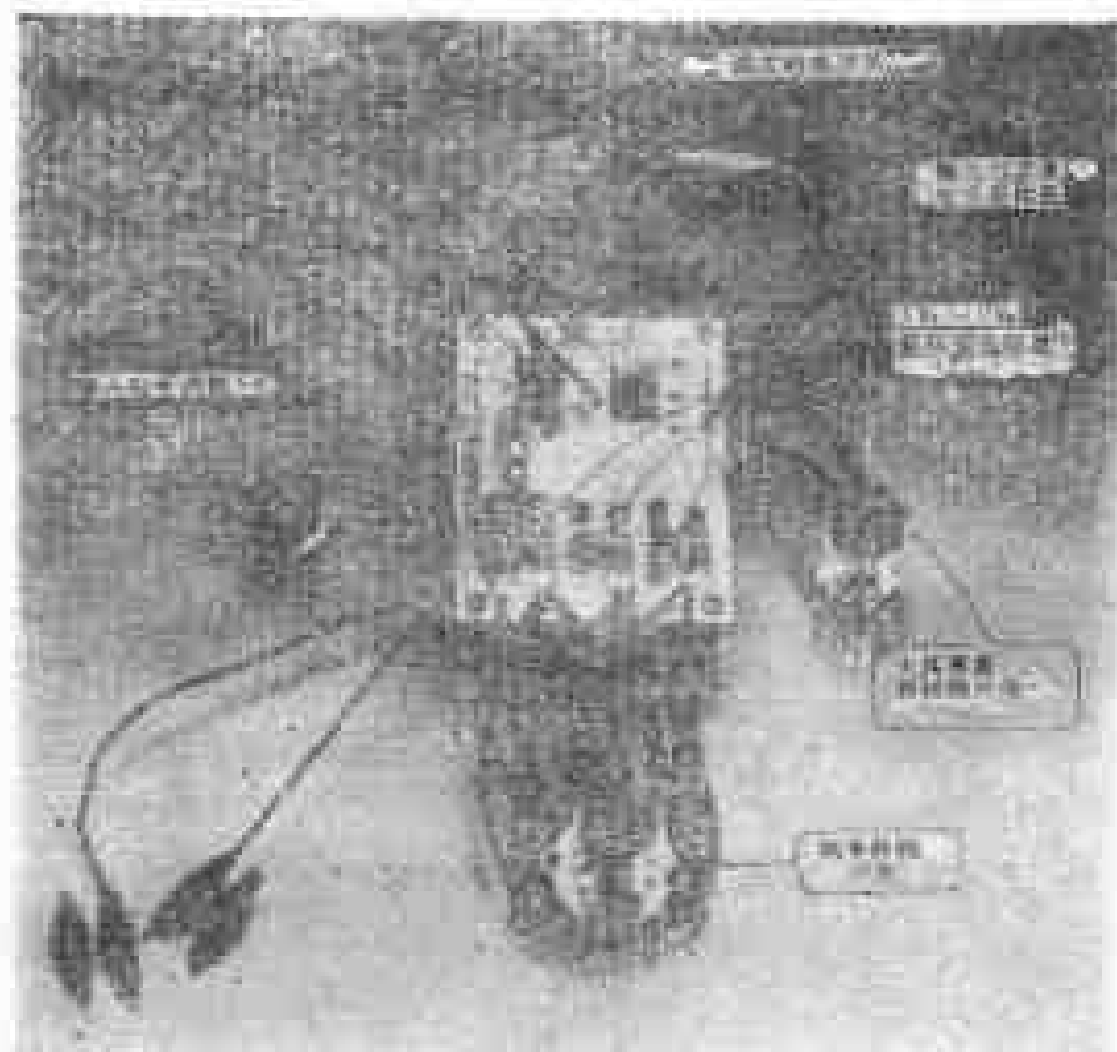
图9-15 输入放大器~陷波滤波器的频率特性



制作实例(1)



仪与专业厂家的测定仪的数据比较



制作实例(4)