

怎样使用 运算放大器

[英] E.A. 帕尔 著

翟钰 叶治政 译

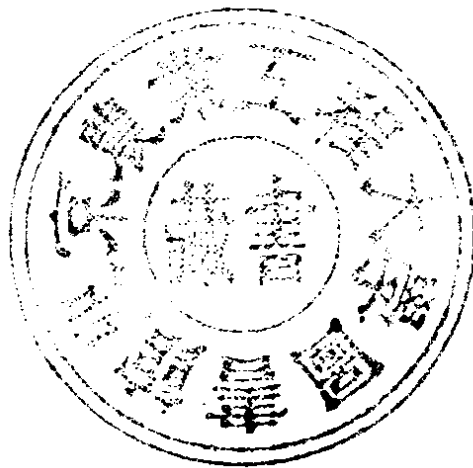
何金茂 校

7A 72.7
9

怎样使用运算放大器

【英】E. A 帕尔

翟 钰 叶治政 译
何金茂 校



人民邮电出版社

2567/03

内 容 简 介

本书主要介绍如何使用运算放大器。书中以通俗易懂的形式，结合实用介绍了各种运算放大电路的原理和应用。内容由浅入深，分为运算放大器、基本电路、振荡器、音频电路、滤波器、其它电路、常用运算放大器、电源、安装提示和故障检查等九章，既有电路理论知识，又有具体实践知识，而且适于自学、便于实践。书中许多电路具有实用价值。

本书可供有关大专院校师生、从事电子技术的工程技术人员、无线电业余爱好者学习参考。

HOW TO USE OP AMPS

E. A. Parr

BERNARD BABANI (publishing) LTD

1982

怎样使用运算放大器

[英] E. A. 帕尔

翟钰 叶治政 译

何金茂 校

责任编辑：李振刚

人民邮电出版社出版

北京东长安街27号

河北邮电印刷厂印刷

新华书店北京发行所发行

各地新华书店经售

开本：787×1092 1/32 1985年12月第一版
印张：4.75 页数：76 1985年12月第一次印刷
字数：109千字 印数：1—8,000册

统一书号：15045·总3134-有5443

定价：1.00元

译 者 序

本书以通俗易懂的语言介绍运算放大器的基本知识和它的各种应用。书中不仅提供了大量的具有实用价值的典型电路，还介绍了许多实践知识和调试经验。书中介绍的设计、计算方法简捷实用，具有一定特色。它既是一本学习运算放大电路的入门书，又是一本运算放大电路的应用手册。既可供从事电子技术的工程技术人员和有关大专院校师生参考，也可作为自学电子技术的读者和广大业余爱好者的自学读物。

书中虽然采用的是国外运算放大器型号，但可根据第七章中提供的参数指标，很方便地找到国内相对应的型号，除个别运算放大器外，国内均有类似产品可供选用，而且国外一些常用型号，如741等，国内已有正式产品。

本书第一、二、三、七、九章由翟钰译出，第四、五、六、八章由叶治政译出，全书由何金茂教授审校。

由于译者水平有限，译文中不妥和错误之处在所难免，欢迎读者批评指正。

1983年8月

怎样使用运算放大器

运算放大器也许是电子工程师用得最多的集成电路。以一个普通晶体管的价格就可买到一个由几百个“元件”组成，并具有很高的增益和已知特性的集成电路。因而运算放大器就成了从音频电路到工业控制的各种实用电路的基本组成部件。

本书可作为设计各种运算放大器的入门书，它既是一本运算放大器的电路集，又是一本设计、计算的参考书。书中尽量避免采用数学的分析方法，以便广大的读者、工程师或业余爱好者学习。

书中分为：运算放大器、基本电路、振荡器、音频电路、滤波器、其它电路、常用运算放大器、电源、安装提示和故障检查等九章。

致 谢

我要衷心感谢允许我采用在“应用无线电”、“电子学”和“无线电设计师”刊物上以我的名义发表过的资料的编辑们、无偿提供技术援助和数据、图表的得克萨斯仪器公司和无线电标准元件公司。

最后，还要感谢我的妻子艾尼逊(*Alison*)，她把我的潦草的手稿整理、打印成清晰工整的本文。

Andrew Parr

1982.4

目 录

第一章 运算放大器	(1)
1.1 引言	(1)
1.2 直流放大器	(1)
1.3 运算放大器的术语	(5)
1.3.1 直流增益 (AVD)	(5)
1.3.2 单位增益带宽 (BW)	(5)
1.3.3 上升速率 (SR)	(6)
1.3.4 输入失调电压 (V_{I0})	(6)
1.3.5 失调电压温度系数 (∞V_{I0})	(7)
1.3.6 输入基极偏置电流 (I_{IB})	(7)
1.3.7 输入失调电流 (I_{I0})	(7)
1.3.8 共模抑制比 ($CMRR$)	(7)
1.4 稳定性	(8)
1.5 调零	(9)
1.6 保护	(10)
1.7 封装	(11)
1.8 比较器	(12)
第二章 基本电路	(14)
2.1 引言	(14)
2.2 反相放大器	(14)
2.2.1 原理说明	(14)
2.2.2 设计一个反相放大器	(16)
2.3 同相放大器	(17)

2.3.1	原理说明	(17)
2.3.2	设计一个同相放大器	(17)
2.4	缓冲放大器	(18)
2.5	差分放大器	(19)
2.6	模拟计算机	(20)
2.6.1	引言	(20)
2.6.2	加法器和减法器	(21)
2.6.3	积分运算	(22)
2.6.4	微分器	(25)
2.6.5	乘法器和除法器	(26)
2.7	交流放大器	(30)
2.8	施密特触发器	(32)
2.9	增大电流输出	(36)
2.10	正/负极性放大器	(38)
第三章	振荡器	(42)
3.1	引言	(42)
3.2	施密特触发电路振荡器	(42)
3.3	函数发生器	(45)
3.4	压控振荡器	(45)
3.5	文氏电桥振荡器	(48)
3.5.1	引言	(48)
3.5.2	实际文氏电桥振荡器	(49)
3.5.3	幅度稳定的文氏电桥振荡器	(50)
3.6	正交振荡器	(51)
3.7	晶体振荡器	(53)
第四章	音频电路	(54)
4.1	引言	(54)

4.2	现场电话	(54)
4.3	音频混合器	(56)
4.4	功率放大器	(58)
4.5	音频前置放大器	(59)
4.6	沙声抑制器	(63)
4.7	转盘噪声滤波器	(63)
4.8	音调控制器	(64)
4.9	电平压缩器	(65)
4.10	婴儿报警器	(68)
4.11	电话监听器	(70)
4.12	噪声发生器	(72)
第五章	滤波器	(73)
5.1	引言	(73)
5.2	低通滤波器	(73)
5.2.1	简单低通滤波器	(73)
5.2.2	典型低通滤波器	(74)
5.3	高通滤波器	(75)
5.3.1	简单高通滤波器	(75)
5.3.2	典型高通滤波器	(76)
5.4	带通滤波器	(77)
5.4.1	引言	(77)
5.4.2	单级放大带通滤波器	(77)
5.4.3	两级带通滤波器	(79)
5.5	陷波滤波器	(79)
5.5.1	引言	(79)
5.5.2	单级放大陷波滤波器	(80)
5.5.3	两级放大可调陷波滤波器	(80)

5.5.4	Q值可调陷波滤波器	(81)
5.6	实际问题	(82)
第六章	其它电路	(84)
6.1	引言	(84)
6.2	窗口检测器	(84)
6.3	电压—电流和电流—电压变换器	(87)
6.4	斜波电路	(88)
6.5	相位超前电路	(90)
6.6	峰值拣选器	(91)
6.7	抽样和保持	(92)
6.8	温度计	(93)
6.9	温度控制器	(95)
6.10	精密检波器	(97)
6.11	光电子学	(99)
6.11.1	光敏电阻	(99)
6.11.2	光电二极管	(101)
6.11.3	光耦合	(102)
6.12	线性欧姆表	(105)
6.13	低电流表	(106)
6.14	运算放大器的测试器	(108)
6.15	随动系统	(110)
第七章	常用运算放大器	(113)
7.1	引言	(113)
7.2	运算放大器	(114)
7.2.1	741	(114)
7.2.2	301	(115)
7.2.3	702	(115)

7.2.4	709	(117)
7.2.5	308	(118)
7.2.6	725	(118)
7.2.7	748	(119)
7.2.8	531	(120)
7.2.9	3130	(121)
7.2.10	3140	(122)
7.2.11	ICL7611	(123)
7.2.12	其它运算放大器	(124)
7.3	双运算放大器	(124)
7.4	四运算放大器	(125)
7.5	比较器	(126)
7.5.1	710比较器	(126)
7.5.2	311比较器	(126)
第八章	电源	(128)
8.1	引言	(128)
8.2	运算放大器的电源	(128)
8.2.1	电池组	(128)
8.2.2	不稳压电源	(128)
8.2.3	稳压管稳压	(130)
8.2.4	集成稳压器	(131)
8.2.5	单电源工作	(132)
8.2.6	直流—直流变换器	(133)
8.3	运算放大器组成的电源	(134)
8.3.1	串联稳压器	(134)
8.3.2	并联稳压器	(134)
第九章	安装提示及故障检查	(137)

9.1	安装提示	(137)
9.2	故障检查	(139)

第一章 运算放大器

1.1 引言

运算放大器也许是电子工程师用得最多的集成电路。以一个普通晶体管的价格就可买到一个由几百个“元件”组成的并具有很高增益和已知特性的集成电路。因而运算放大器就成了从音频电路到工业控制的各种实用电路的基本组成部件。

对许多人来说，运算放大器和741是一个可以互相替换的术语，但是实际上，741只不过是整个运算放大器家族里最普通的一员。本书可作为设计一般运算放大器的入门书，它既是一本运算放大器应用电路集，又是一本设计计算的参考书。书中尽量避免采用数学分析的方法，以便广大的业余爱好者学习。

1.2 直流放大器

用分立元件设计直流放大器是很困难的，其原因并不难看出。例如图1.1中，有一个简单的直流放大器，加入输入信号 V_{in} ，输出为 V_{out} 。遗憾的是，这个电路可能成为一个温度计，而是一个很差的放大器。

第一级晶体管 TR_1 和所有的晶体管一样，其特性与温度有关。最主要的特性是，温度每变化 1°C 将引起基极和发射极间

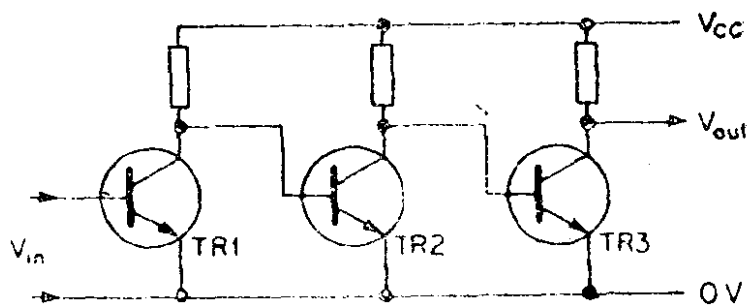


图 1.1 简单的直流放大器

的电压 V_{BE} 改变 $2mV$ ，温度每改变 $10^{\circ}C$ 而引起集电极和发射极间的穿透电流 I_{CEO} 改变1倍。这些影响在晶体管 $TR1$ 集电极产生的电压变化，与输入信号 V_{in} 引起的电压变化是难以区别的。因为直流放大器常用来放大几个毫伏数量级的输入电压，所以上述输出电压受温度影响的情况显然是不能允许的。

因此大多数直流放大器都是由图 1.2 所示的长尾对组成。 $TR1$ 和 $TR2$ 是一对特性完全相同的晶体管，并由一块公共散热片保持两个管子的温度相同。在理想电路中， $TR1$ 和 $TR2$ 的 V_{BE} 及 I_{CEO} 随温度的变化将完全相同，两者刚好相互抵消，从而使输出电压 V_{out} 只与输入电压 V_{in} 有关。

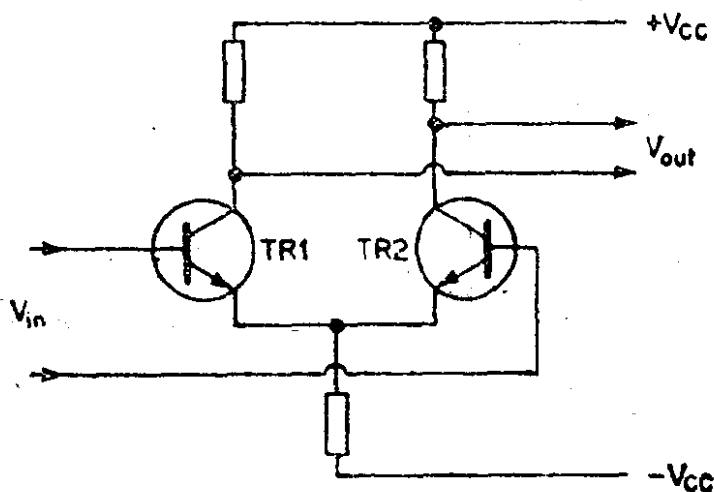


图1.2 长尾对电路

即使采用配好对的晶体管设计一个高增益的直流放大器，也要做大量细致的工作，然而生产高增益的直流放大器，采用集成电路是理想的，^④可由生产厂很快完成。在一个芯片上所有晶体管都有完全相同的特性，而芯片的体积很小，这就保证了芯片上所有元件具有相同的温度。所以用集成电路可以做成增益很高和受温度影响极微的直流放大器。

第一个集成电路(IC)的直流放大器是709，它是在本世纪60年代中期由菲尔基德(Fairchild)提出的(在私人笔记中提到过709，它是我使用过的第一个集成电路，也是我所损坏的第一个，使雇主化费了18英镑。15年后的今天，同样一个芯片却只值50便士)。用现在的水平来看，709还存在许多不足之处，因而产生了运算放大器的整个家族。其中最常用的是作为通用元件来描述过的741。

一个直流放大器的芯片，其最简单的形式如图1.3所示，正好有六个连接端。正电源($+V_{CC}$)、负电源($-V_{CC}$)和输出端是显而易见的。还有两个用“+”和“-”表示的输入端，它相当于图1.2中两个晶体管的基极。它们分别叫作同相输入端和反相输入端，这还得作一些解释。

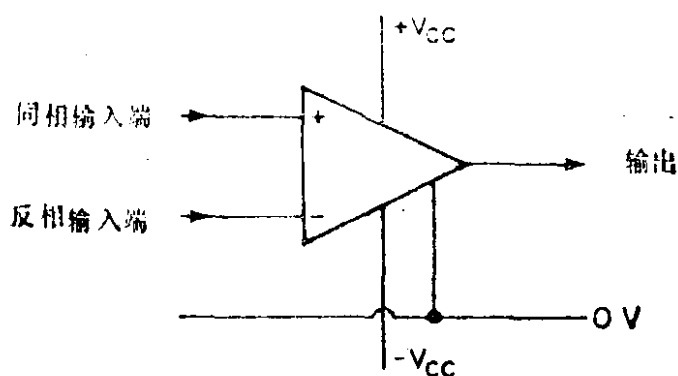


图 1.3 直流放大器的方块图

这个放大器放大两个输入端之间的电压。设“ $-$ ”输入端接 $0V$ ，输入信号加到“ $+$ ”输入端，如图1.4(a)所示。这样就会发现输出信号的极性和输入信号相同。如果把输入端反过来接，也就是把输入信号加到“ $-$ ”端，而在“ $+$ ”端接 $0V$ ，如图1.4(b)所示，这时输出信号的极性将和输入信号相反。所以，“同相”和“反相”是指输入信号的极性相对于由它引起的输出信号的极性而言的。

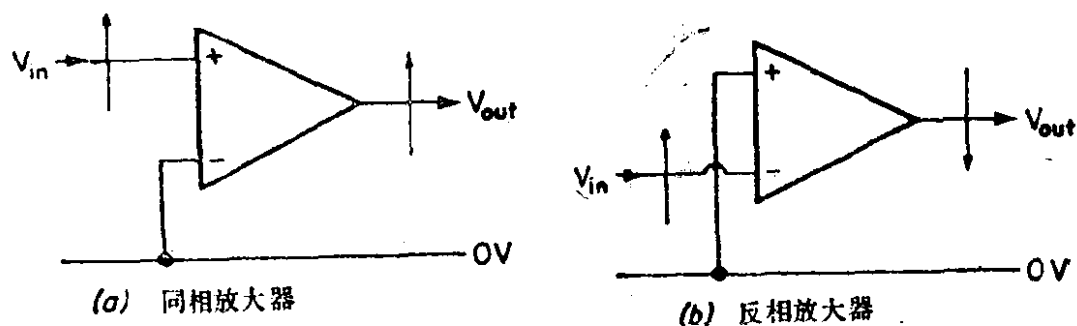


图 1.4 反相和同相连接

直流放大器的特点是具有很高的增益，如普通741的典型值是200000。正常情况下使用 $\pm 15V$ 电源，所以输入电压即使小于 $1mV$ 也会引起输出饱和。实际上就象我们将要看到的那样，所有直流放大器总是把高增益的组件连成负反馈使用，以获得所需的结果。

直流放大器用于测量、音频电路、滤波器设计和工业生产的控制中。它们已成为万用的器件、一种特殊的放大器，741型可能是最为成功和应用最广泛的一种。

早期的（非集成电路）直流放大器曾广泛应用于模拟计算机，并称之为运算放大器，因而“运算放大器”以后就成了所有直流放大器的名称。在本书中我们简称运放器（Op Amp）。

1.3 运算放大器的术语

在我们要使用运算放大器时，必须具备从众多的可用的集成电路中进行挑选的能力。为此，下面介绍用来描述运算放大器的一系列术语。

1.3.1 直流增益 (AVD)

它可能是一个最重要的术语，定义为输出电压的变化与输入电压变化之比值（一个典型值为30000）。通常用V/mV表示这个比值，如增益为30000，可表示为30V/mV。有时增益也用dB表示，定义为

$$AVD = 20 \log_{10} (V_{out} / V_{in}) \quad \text{分贝(dB)}$$

1.3.2 单位增益带宽 (BW)

任何一个运算放大器都有一个相似于图 1.5 的频率响应，并且可以用多种方式定义。常用的一种方法是引用增益下降到 1 时的频率。如图 1.5 中 A 点所示，将该点的频率称为单位增益带宽。在音频放大电路的设计中引用 -3dB 两个点之间的频

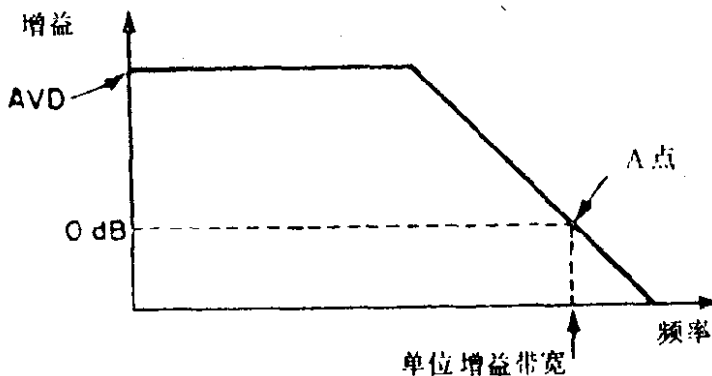


图 1.5 直流放大器的频率响应

率为带宽，但在运算放大器的设计中，相对而言， -3dB 带宽的意义不大，因为闭环增益总是比开环增益低得很多。

1.3.3 上升速率 (SR)

如果将一个阶跃波加到放大器的输入端，而且这个阶跃波足以使输出饱和，输出将按图1.6所示的斜线的形式变化。这个斜线的斜率取决于放大器的电路，我们把这个斜率称为上升速率。741的上升速率为 $1\text{V}/1\mu\text{s}$ 。高速放大器的上升速率为 $100\text{V}/\mu\text{s}$ 的数量级。

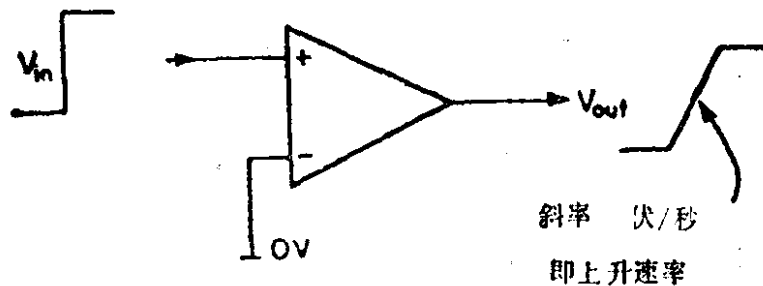


图 1.6 上升速率

1.3.4 输入失调电压 (V_{IO})

在图1.7中标出了所有相应的输入和输出电流。设 $V_1 = V_2 = 0\text{V}$ 。按理 V_{out} 也应为零，但实际上由于微小的制造偏差，将使输出电压 V_{out} 有一个正或负的值。如果缓慢的改变 V_1 ，直到

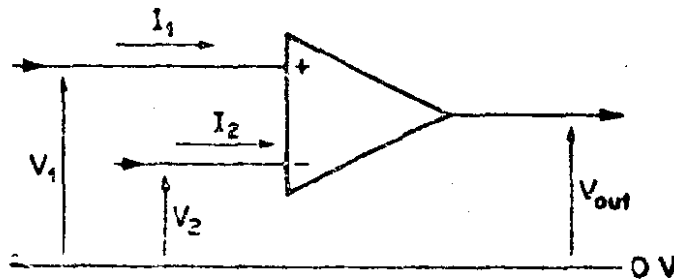


图 1.7 失调电压和失调电流的定义

使 V_{oi} 为零，这时 V_1 和 V_2 之差就是输入失调电压。741的失调电压约为 $2mV$ ，实际上是一个十分小的数值。

1.3.5 失调电压温度系数 ($\propto V_{IO}$)

实际上， V_{IO} 不是一个主要的特性，因为它可以用调零电位器消除。而通常最为关心的是 V_{IO} 随着温度的改变而变化多少。这个变化用 $\propto V_{IO}$ 表示，其典型值为几个 $\mu V/^\circ C$ 。

1.3.6 输入基极偏置电流 (I_{IB})

长尾对中的晶体管需要供给基极电流，所以在图1.7中当 $V_1=V_2=0$ 时，而 I_1 和 I_2 将不为零。我们把 V_1 和 V_2 都为零时的 I_1 和 I_2 的平均值定义为基极偏置电流。741的典型值为 $0.1\mu A$ 。

1.3.7 输入失调电流 (I_{IO})

图1.7中，即使 $V_1=V_2=0$ ， I_1 和 I_2 也不会相等，所以把 I_1 和 I_2 之间的差值定义为失调电流。741的典型值为 $20nA$ 。而且 I_{IB} 和 I_{IO} 都与温度有关，但在大多数电路中，这个影响可以忽略。

1.3.8 共模抑制比 (CMRR)

一个理想的直流放大器只能放大“+”输入端和“-”输入端之间的电压，即差模电压，而对具有共同模式的电压，即共模电压就毫无反应。图1.7中当 $V_1=9V$ 、 $V_2=9.001V$ ，或 $V_1=0V$ 、 $V_2=1mV$ 时，它们的输出电压将是相同的。实际上由于生产中的偏差，将引起放大器在一定程度上对 $9V$ 的共模电压有所响应。

首先，我们必须定义共模增益。如图 1.8 所示将“+”输入端和“-”输入端短接。并加入输入电压。则共模增益定义为

$$ACM = \frac{V_{out} \text{的变化}}{V_{in} \text{的变化}}$$

上式中采用信号变化量就避免了前面定义过的失调电压产生的影响。

在 1.3.1 节中，我们已定义过直流增益 AVD 。于是共模抑制比为

$$CMRR = \frac{AVD}{ACM}$$

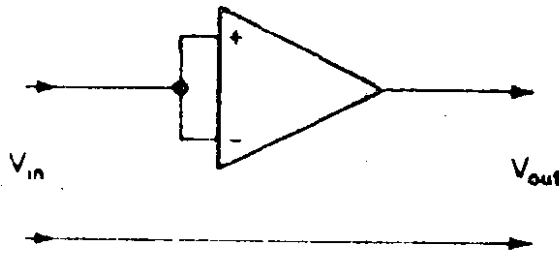


图 1.8 共模增益的定义

通常 $CMRR$ 很大，所以常用分贝表示。741 的 $CMRR$ 为 90dB。

1.4 稳定性

有些集成电路运算放大器，在高频时有能产生很高增益的频率响应，由于这个原因，许多运算放大电路可能变成运放振荡器。分析稳定性的数学方法虽然很多（如著名的奈奎斯特图和

波德图)，但都超出了本书的范围。幸好还有几种可用的经验方法

第一种，显而易见，使用者可选用不特别好的运算放大器，如741型的运算放大器。这种运算放大器在芯片上装有一个电容器，因而它们的频率响应能按照预定的方式下降，(741的-3dB点低到10Hz，但是在40kHz时，这个器件仍然具有可用的增益，而它的单位增益在1MHz)。这样的器件称得上是绝对稳定的，工作不正常的现象是很少见的。

如果没有可能采用绝对稳定的放大器，也可用一个带有补偿端子的运算放大器来代替。这样的运算放大器具有电路内部点的引出端，可供使用者根据需要的频率响应进行联接。图1.9所示就是这种运用的两个例子，709型用两个电容和一个电阻，308型只用一个电容，其中电阻、电容补偿元件的数值由生产厂在数据表中提供。

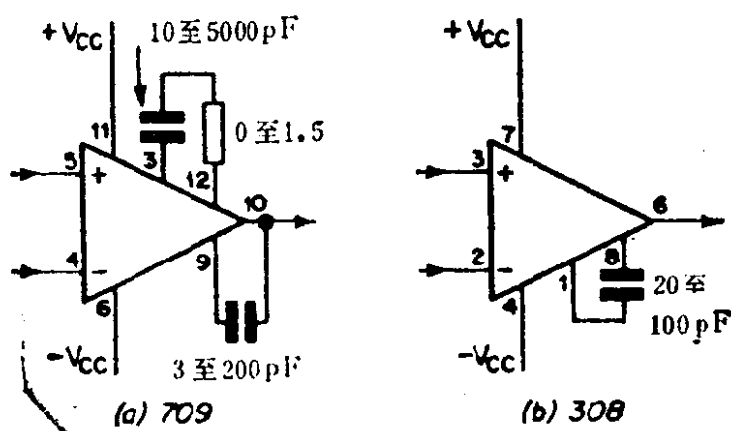


图 1.9 外部频率补偿

1.5 调零

在1.3节中我们已经看到运算放大器有几个毫伏的输入失调电压。在增益很低和交流应用时，这个失调电压影响不大，

但当放大信号电压时，这个失调电压就必须加以消除。

许多运算放大器都有从内部引出的调零端，典型的是图 1.10(a) 所示的 741。可用一个外接电位器对放大器进行调零。务必注意，若把调零端接到 0V 或接到正电源，则 741 必遭损坏。

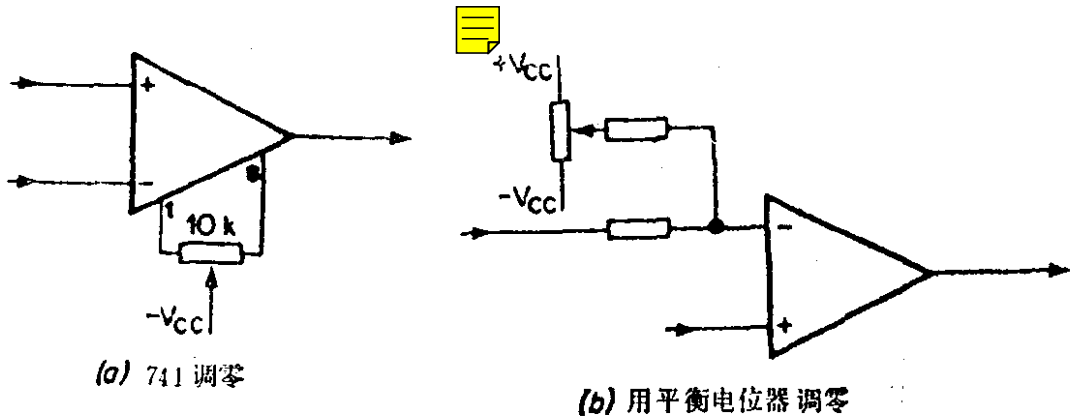


图 1.10 直流放大器的调零

还有一种方法，它适用于第二节中所述的反向工作方式，就是如图 1.10(b) 所示的那样，用一个电位器和一个电阻加入平衡电压。即使具有调零端，但在需要一个精确放大器时，这个方法是很有用的，因为这样产生的零输出是很稳定的。

1.6 保护

集成电路运算放大器有很好的保护，最新产品几乎固若金汤。尤其是 741，可避免短路、甚至能够经受得住电源反接以及插入插座时将管脚插错的考验。

某些运算放大器，在两个输入端之间加入较高电压（约为 5 伏）时有可能损坏。这时可在两个输入端之间接入两个二极管来保护，如图 1.11(a) 所示。正常工作时两个二极管截止，对电路不起作用。如果一个输入端上承受的电压超过电源的范

围时，多数的运算放大器将被损坏。如有可能，再增加两个二极管，如图1.11(b)所示。

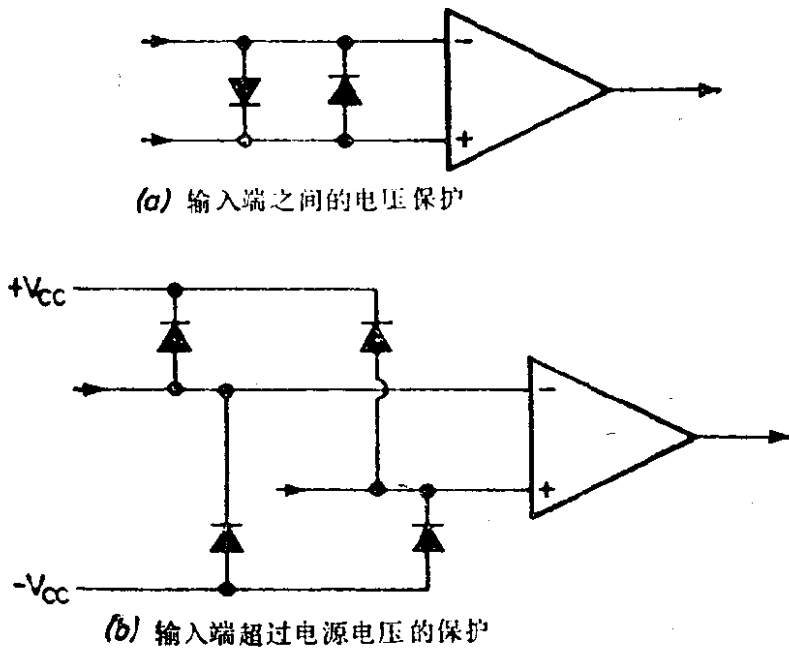


图 1.11 直流放大器的保护

场效应管 (FET) 运算放大器和金属氧化物半导体 (CMOS) 一样是容易损坏的，使用时应防止静态损坏。

1.7 封装

许多运算放大器的封装都有相当程度的一致性。第一个运算放大器是图1.12(a)所示的709，这种结构已发展为741的8脚双列直插式封装 (DIL)，如图1.12(b)所示。与709兼容的这种封装形式，实际上已被采用为标准形式。

各地的生产厂都采用了如图1.12(b)所示的结构，只有1和8脚为了个别的功能 (如调零和校正) 而略有改变。几乎所有的运算放大器都用同样位置的插脚作为输入端、电源和输出端。这就大大简化了设计工作，当你原来选错了运算放大器

时，就可很容易用更好规格（或价廉）的运算放大器代替。

早期的运算放大器采用图1.12(c)所示的8个管脚的T05型封装。这种封装已经被双列直插型（DIL）大量取代，只有少量用于转换座上。

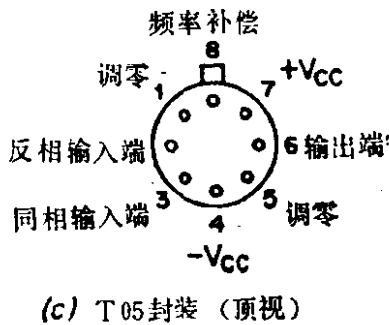
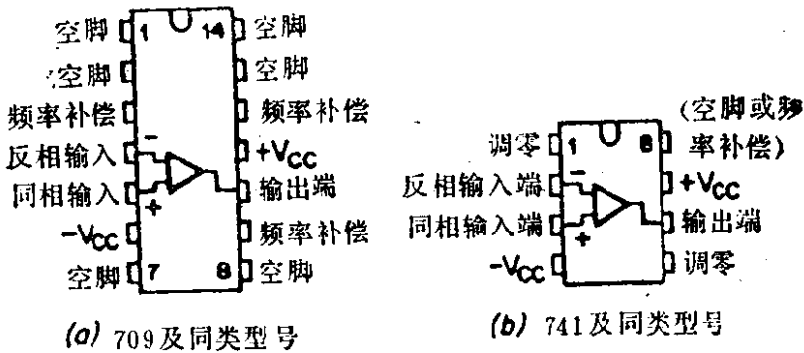


图 1.12 封装

1.8 比较器

与运算放大器密切相关的是比较器。这是一个用来比较两个输入电压大小的高增益直流放大器。它具有如图1.13(b)所示的响应特性。但是比较器的关键是速度，大多数的开关速度约为100毫微秒。

比较器有类似于运算放大器的失调，一般情况下1.3节中所讨论的术语也适用于比较器。一个典型的比较器是LM311。

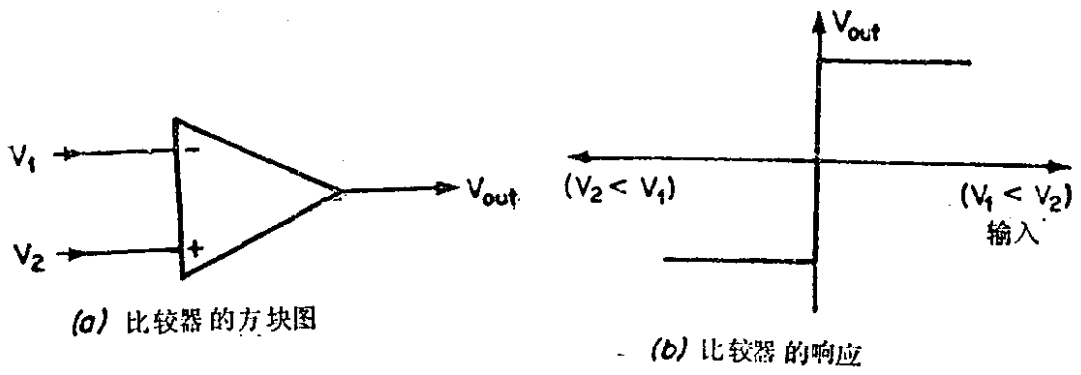


图 1.13 比较器

第二章 基本电路

2.1 引言

本书将介绍许多应用运算放大器的实际电路。这一章主要阐述基本单元电路，并给出设计的原理。虽然我们对741作过介绍，但采用任何一种运算放大器当然也是可行的。

2.2 反相放大器

2.2.1 原理说明

典型的运算放大电路是反相放大器，如图2.1所示。由于这个运算放大器本身具有很高的增益，所以要使输出电压保持在正、负电源电压范围以内，两个输入端（2点和3点）之间的电压应在 $1mV$ 以内。从实用的观点来看，可以说 $R1$ 和 $R2$ 的接点

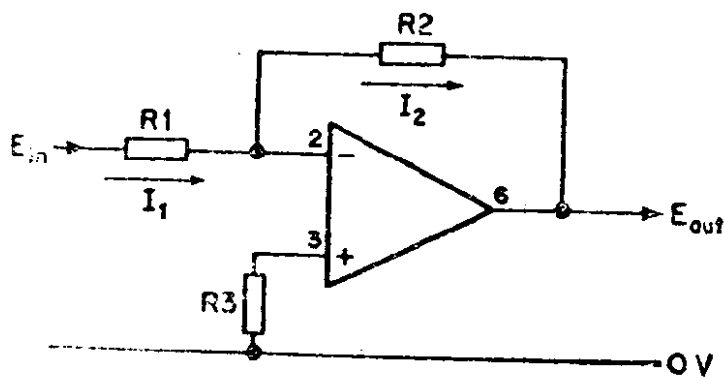


图 2.1 实际的反相放大器

就是OV。习惯上把这个点称为“虚地”，从而大大简化了电路的设计。

现在我们可以很容易地求出 I_1 ，因为

$$I_1 = \frac{E_{in}}{R_1}$$

同样 I_2 为

$$I_2 = \frac{E_{out}}{R_2}$$

由于 $I_2 = -I_1$ ，我们可以写出

$$\frac{E_{in}}{R_1} = -\frac{E_{out}}{R_2} \quad \text{或} \quad \frac{E_{out}}{E_{in}} = -\frac{R_2}{R_1}$$

上式中负号表示反相（也就是正极性输入信号时，给出一个负极性的输出信号）。

这是一个有趣的结论，因为这个公式中没有出现放大器的增益，而这个电路的增益只取决于 R_1 和 R_2 。实际上，如果放大器的增益很高，而闭环增益相对较低时，这个结论是正确的。完整的表达式是

$$\frac{E_{out}}{E_{in}} = -\frac{R_2}{R_1 + (R_1 + R_2)/A}$$

式中 A 为放大器的增益（典型值为20000）。从实用的观点看，式中 $(R_1 + R_2)/A$ 一项是可以忽略的。

☐ 以上的分析中，我们忽略了基极偏置电流。它们为几百个毫微安数量级，并引起失调。这个失调通常很小，当使2点和3点对地的阻抗相等时，可把这个失调减到最小，即

$$R_3 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

由放大器的失调电压或输入失调电流引起的任何剩余失调，在需要时可用调零电位器加以消除。

这个闭环放大器的输入阻抗近似为 R_1 。

2.2.2 设计一个反相放大器

如需要一个增益比较低，输入电压约在 $100mV$ 以上的放大器，它的设计过程是比较简单的。可从备用的元件中选用阻值合适的 R_1 、 R_2 和 R_3 。按照粗略的经验可选 R_1 约为 $10K$ ，从而定出 R_2 和 R_3 。

对于输入电压较低和有较高增益的反相放大器，就要考虑得稍微仔细些，可按下列校验表进行。

1. V_{I0} 不是特别重要的，因为它可以被消除，而温度引起的 V_{I0} 的变化往往倒是危险的。要在料想得到的温度范围内（拿不准时用 $30^{\circ}C$ ）计算出输入失调电压的温度系数 $\propto V_{I0}$ 。如果不再选用更好的放大器，则这个 $\propto V_{I0}$ 与你要输入的信号之比应至少小于 $1/10$ 。

2. 验算基极偏置电流产生的失调（ $I_{IB} \cdot R_1$ ）是否比输入信号更小。如不能满足，可减小 R_1 或选用更好的放大器。只有在比较小的失调时，才能用调零电位器加以消除。

3. 确定 R_1 后再利用所给出的公式计算 R_2 ，并验算温度变化引起的失调电流 $\propto I_{I0}$ 。等效失调为： $\propto I_{I0} \cdot R_2$ 。若大于要求时，可选更好的放大器或减小 R_1 重新开始验算。

4. 如前所述，计算 R_3 。

上述分析是假设用低阻信号源加于 R_1 。如果不是这样， R_1 应该用（ $R_1 + R_s$ ）代替，其中 R_s 为信号源内阻，否则就要用一个具有高输入阻抗的缓冲级。

2.3 同相放大器

2.3.1 原理说明

图2.2为一典型的同相放大器。和2.2节中所说的同样理由，我们可以认为2点和3点对地的电压是相等的。通过简单的分析，2点电压为

$$E_1 = E_{out} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

由于 $E_{in} = E_1$

$$E_{in} = E_{out} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

或

$$\frac{E_{out}}{E_{in}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

为了把基极偏置电流产生的失调减到最小， R_3 应这样选择，即

$$R_3 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

同相放大器的输入阻抗是非常高的。

2.3.2 设计一个同相放大器

2.2.2节中的步骤1至4既适用于反相放大器也适用于同相放大器。

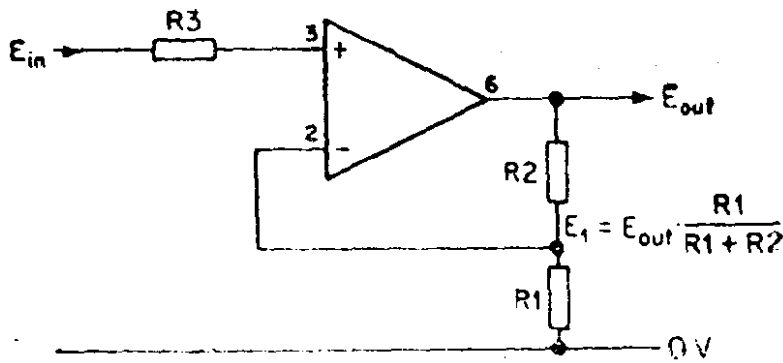


图 2.2 实际同相放大器

2.4 缓冲放大器

图2.3为同相输入的单位增益放大器。它的作用就象一个“超级”的射极跟随器，并有很高的输入阻抗。在需要缓冲的场合，它是一个非常有用的电路。大多数的应用电路中，设计的唯一限制就是 $\propto V_{io}$ 。

采用带有场效应管(FET)输入的放大器时，缓冲级的效果更为突出。

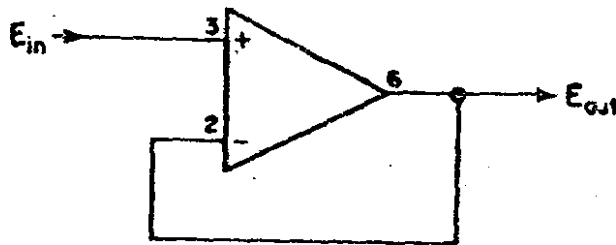


图 2.3 单位增益缓冲级

2.5 差分放大器

差分放大器适用于需要放大两个电压之差的场合，其电路如图2.4所示。

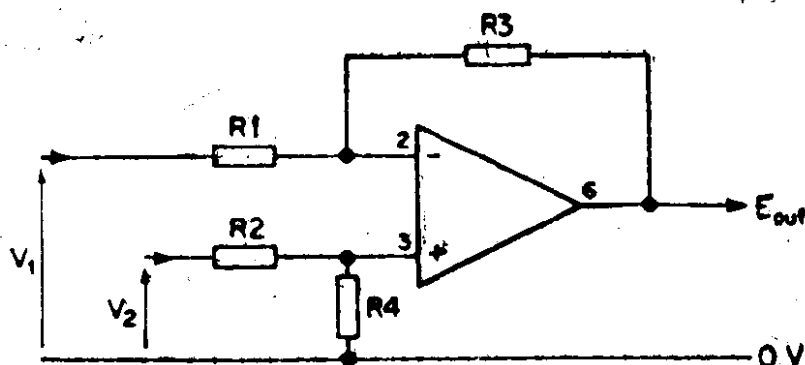


图 2.4 差分放大器

若 $R_1 = R_2 = R_a$ 、 $R_3 = R_4 = R_b$ ，则输出电压为

$$E_{out} = -\frac{R_b}{R_a}(V_1 - V_2)$$

注意，一定要使两端输入电阻相同、 R_3 和 R_4 的阻值也要相同。这是电路正常工作所不可缺少的。若4个电阻都相同，这个电路就成为单位增益差分放大器。

差分放大器广泛用来消除低电平信号中的共模噪声，如热电偶、应变仪等。为了最大限度的抑制共模噪声，应采用精密电阻以保证 $R_1 = R_2$ 和 $R_3 = R_4$ 。

从 V_2 看进去的输入阻抗可简化为 $R_2 + R_4$ 。从 V_1 看进去的输入阻抗是随着输入信号的电平而改变的，大约为 R_1 。从而可见，信号源 V_1 和 V_2 的内阻抗必须远远低于 R_1 与 R_2 。

2.6 模拟计算机

2.6.1 引言

也许，模拟计算机的历史是对集成电路冲击的一个很大的嘲讽。在50年代计算机就已分裂为两种性质不同的类型。第一种是数字计算机，它采用二进制逻辑门完成计算任务。第二种就是使用运算放大器的模拟计算机。

数字计算机的基本指令很有限（参见本作者所著《微处理机入门》，Bernard Babani有限公司出版，并发行，书号为NO. Bp72），而且这些早期的计算机是很慢的。因此要运算包含微分和积分的问题有很大的困难。

模拟计算机用电压表示变量，而且这些变量可以连续变化。使用运算放大器可以很容易的完成微积分的运算，所以建立起了一个研究过程中的系统模型。若要建立一个化工厂的模型，就要取得所有变量间的数学关系式（流量、压力、温度等）。例如我们在放大器的输出端用1-5伏的电压表示100-500°C的温度。模型建立后就用来研究和测试。

在50年代和60年代时模拟计算机就已很普及，但是受到当时技术水平的很大限制。电子管运算放大器的惊人的漂移和晶体管性能的改变都需要非常仔细的设计。然而大多数工程设计单位和大学都保藏着模拟计算机，并由一批工程师管理，因为这些机器不但都是庞然大物而且还变化无常。

由于集成电路的价格低、体积小，最主要的是工作稳定，使得直流放大器变得更为合用，本来它的出现应该引起模拟计算机的一场革命。然而集成电路技术把数字计算机的速度大大

地提高了，使得在极短时间内就能完成一个很复杂的数学计算。

现在，模拟计算机几乎象“渡渡鸟”一样被载入史册*，这是很痛心的，因为建立一个过程的模型，对我们是很有教益的事。不管怎样，模拟计算机的技术还是很有用的，下面所述的这些电路除了可进行计算外，还有许多用途。例如，加法器就是4.3节中音频混频器的基本电路。

2.6.2 加法器和减法器

模拟计算机中是用电压表示变量的。为了综合各种信号首先需要的是加法器。这可由图2.5所示的电路来完成，它是2.2节中的反相放大器的变型。

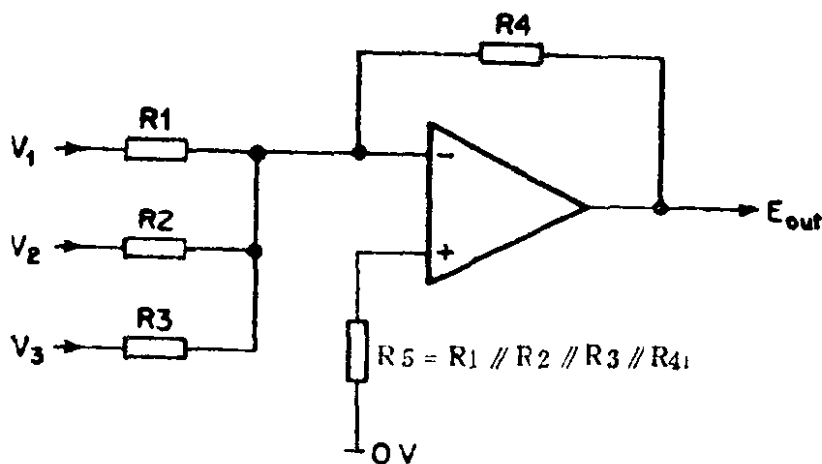


图 2.5 加法器

它的一般表达式为

$$E_{out} = - \left(\frac{R_4}{R_1} V_1 + \frac{R_4}{R_2} V_2 + \frac{R_4}{R_3} V_3 \right)$$

所有电阻相等时为

*译者注：渡渡鸟是一种巨鸟，现已绝迹。

$$E_{out} = -(V_1 + V_2 + V_3)$$

注意负号。在模拟计算机中必须留心符号。在任何一点需要反相时，可用一个单位增益反相器。

减法运算可用一个信号反相的加法运算或2.5节介绍的差分放大器来完成。

任一常数相乘的乘法运算可用具有准确增益的同相放大器或反相放大器来完成。

例如一个联立方程为

$$3X - Y = 4$$

$$2Y - 3X = 1$$

这里我们希望求出X和Y。将上式整理为

$$Y = 3X - 4$$

$$X = (2Y - 1) / 3$$

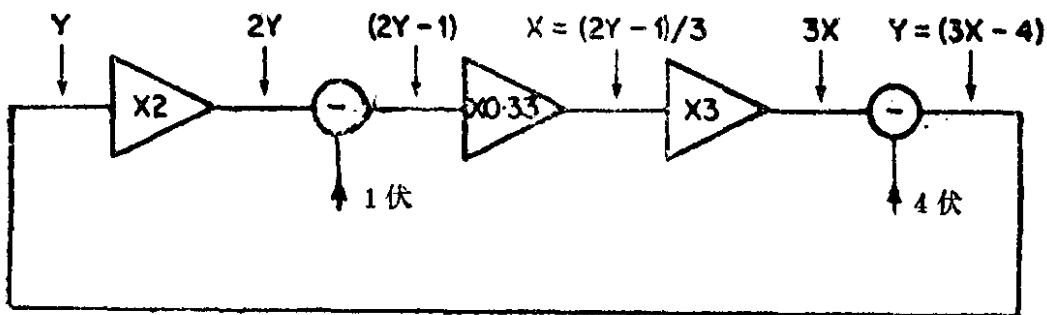


图 2.6 联立方程的求解

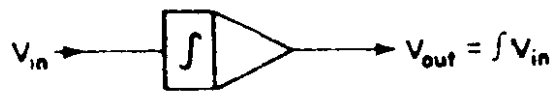
考查图2.6电路就会看到，这个电路符合上式方程，并在接通电路后，将保持X处的电压等于3伏、Y处电压等于5伏；即 $X = 3$ 、 $Y = 5$ 为这个联立方程的解。

2.6.3 积分运算

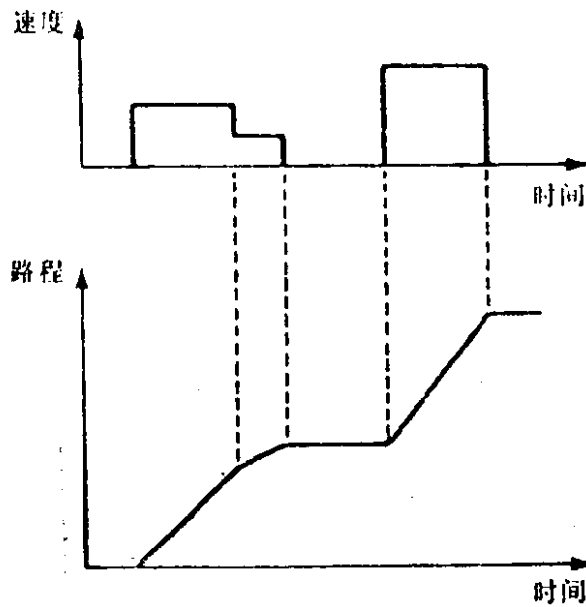
积分是微积分学中的一种运算，它可用来计算一个连续变化信号的结果。通过考查汽车速度与路程之间的问题，就可对

积分运算有较好的理解。若汽车以120公里/小时的恒定速度行驶，那么1小时行驶120公里是毫无问题的！但是由于交通停顿和速度限制等原因，使汽车的速度不断改变，而速度和路程的关系就变得难以计算了。

按数学的观点说，路程是速度的积分。设图2.7(a)表示一个积分器。其中“ \int ”是积分运算符号。当输入端上加入一个正比于速度的信号（譬如来自时速表）时，输出电压就会告诉我们行驶了多么远，如图2.7(b)所示。



(a) 积分器符号



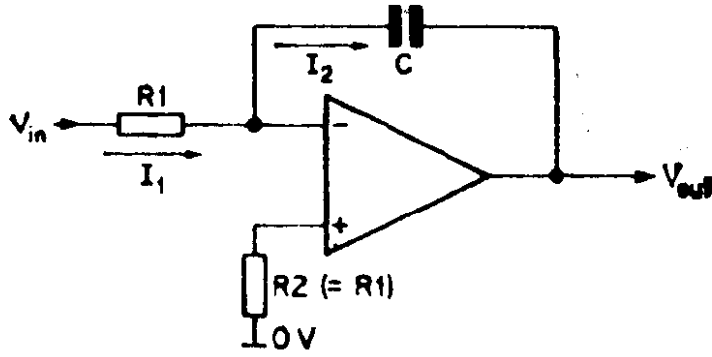
(b) 速度的积分就是路程

图 2.7 积分器

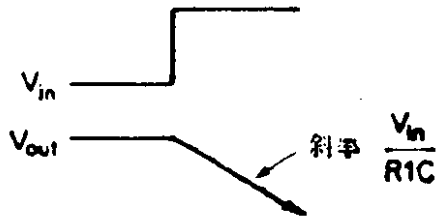
用一个电容作为反馈支路就构成一个积分器，如图2.8(a)所示。如前所述反相输入端为虚地， I_1 和 I_2 相等。可得

$$I_1 = \frac{V_{in}}{R_1}$$

$$I_2 = -\frac{dV_{out}}{dt} C$$



(a) 积分器电路



(b) 电路运算过程

图 2.8 理想积分器电路

由于

$$I_1 = I_2$$

$$\frac{V_{in}}{R_1} = -\frac{dV_{out}}{dt} C$$

或

$$V_{out} = -\frac{1}{R_1 C} \int V_{in} dt$$

不习惯微积分符号的读者可以依靠图2.8(b)更好地了解。我们输入一个阶跃电压 V_{in} ，输出就以每秒 V_{in}/R_1C 伏的速率下降。

图2.9是一个实用的积分器。采用图中所给的参数时，输入1伏阶跃电压，输出电压就以1伏/秒的速率变化。实际上调零电位器RV1不仅是调零，而且用它可以平衡掉输入基极偏置电流，如电路没有得到平衡，基极偏置电流就会被积分。

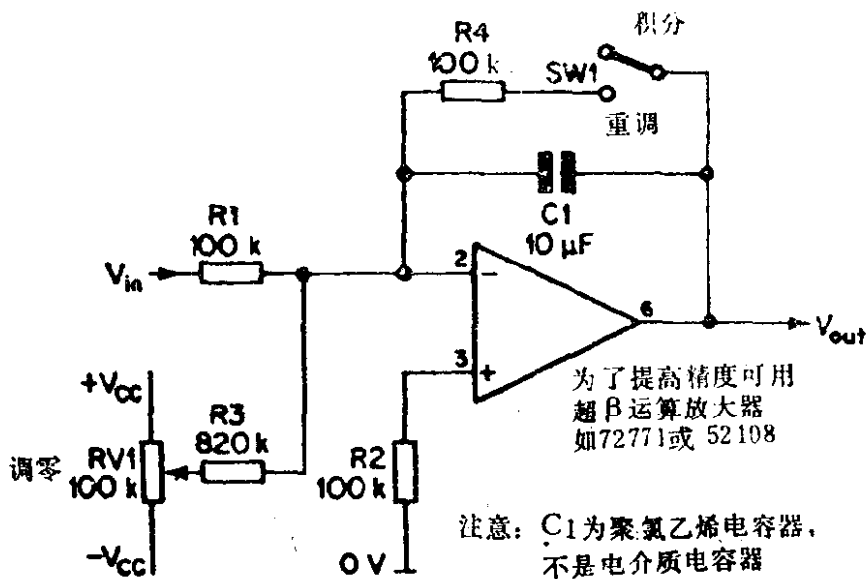


图 2.9 实用的积分器电路

因此要调节RV1直到使 V_{out} 稳定在0伏。实际上这是不可能实现的，但调节RV1可使漂移减到最小。使用前还要用开关SW1使C1放电。

2.6.4 微分器

微分是微积分学中的运算之一，用来确定改变着的信号的变化速率，类似于从一个汽车的速度度的观察中求出它的加速度。

图2.10为微分器的电路。用相似于上节的计算可得

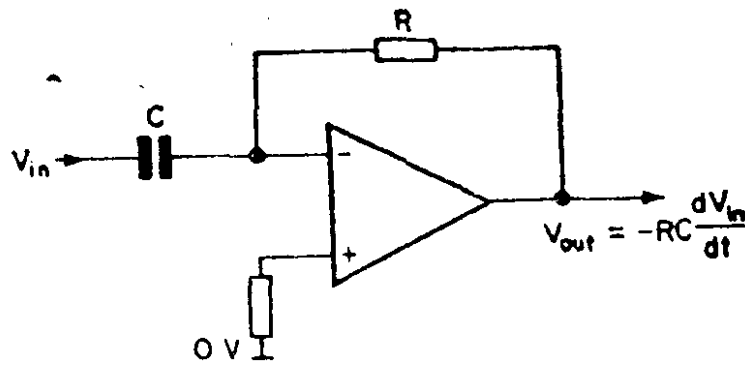


图 2.10 微分器电路

$$V_{out} = -RC \frac{dV_{in}}{dt}$$

实际上微分器并未广泛应用，这是因为增益随着频率上升而使得它易于接受干扰和产生不可预测的振荡。图2.11(a)是一个实际的微分器电路。R1和C1组成微分电路，其中R2和C2是为了限制高频增益而加入的。这些参数按式

$$R1C1 = R2C2$$

选用。

图2.11(b)为它的频率特性，频率上升到

$$f = \frac{1}{2\pi R1C1}$$

以前表示为微分器的特性，频率再上升，增益又下降，最大增益为R1/R2。

2.6.5 乘法器和除法器

模拟计算机淘汰的原因之一，是难以完成精确的乘法和除法运算。乘法器和除法器的电路比较复杂，即使采用集成运算放大器，也只能表示出一个原理电路。

最简单的乘法器采用一个脉冲宽度和脉冲幅度的调制器，

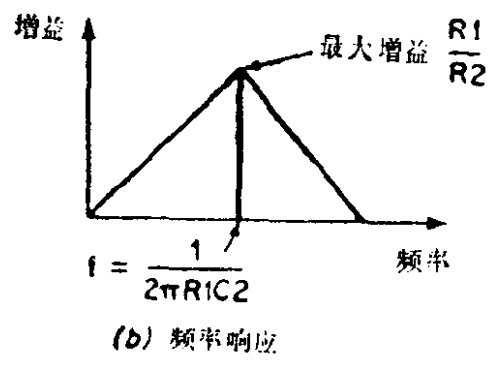
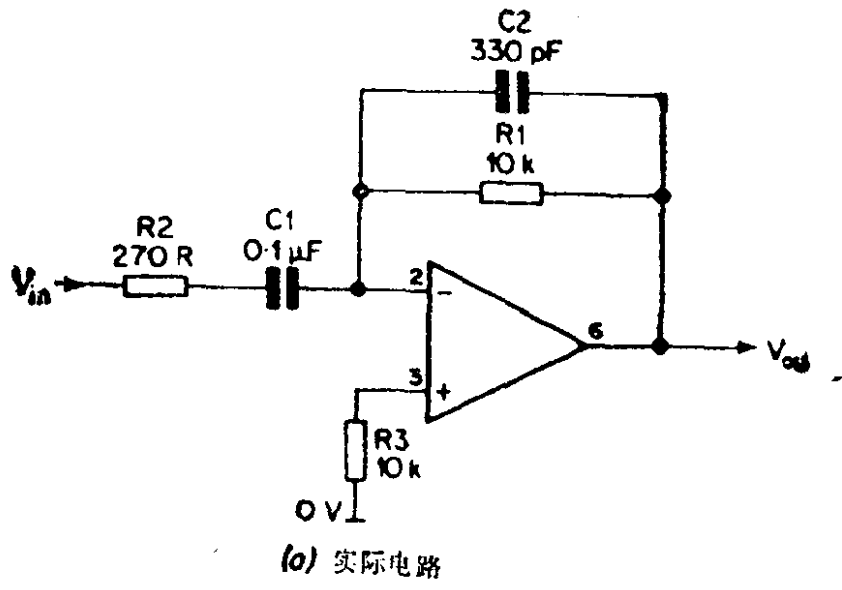


图 2.11 实际微分器

以方框图的形式表示于图2.12。这个电路从锯齿波发生器开始，锯齿电压和第一个输入电压X同时加到比较器。比较器的输出是一个固定频率的方波，且宽度正比于X，用这个方波开启晶体管TR1。

TR1的集电极接到缓冲放大器的输出端，因此集电极电压或者等于0伏，或等于第二个输入电压Y。产生一个固定频率的反相脉冲串，脉冲的宽度正比于X、幅度正比于Y。通过一个简单的滤波器就可得到正比于XY的输出电压。

第二种，也是较快的一种，是利用流过二极管的电流和二

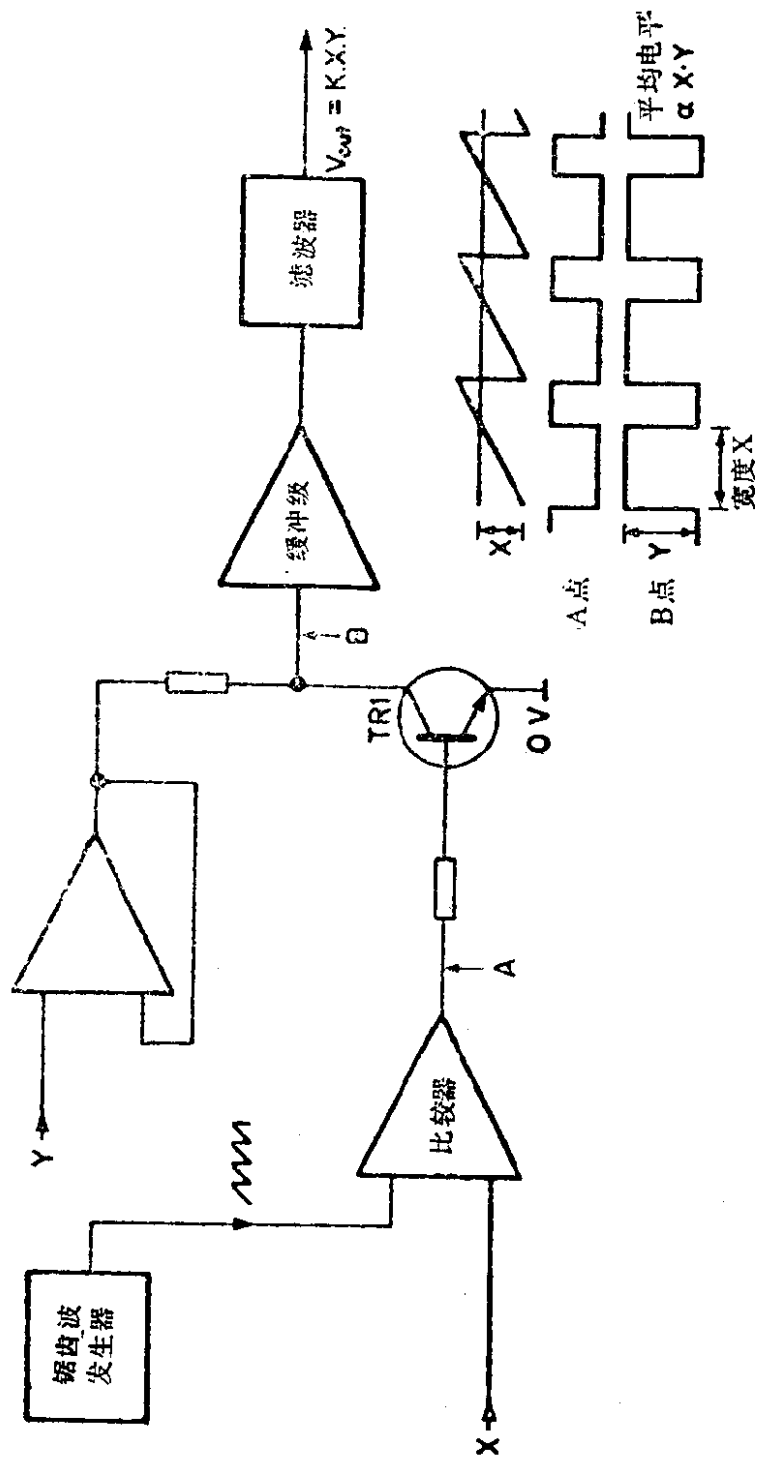


图 2.12 乘法器电路

极管两端电压降的关系

$$I = Ae^{BV} \quad \text{式中 } A \text{ 和 } B \text{ 都是常数}$$

应用电压变电流的放大器和电流变电压的放大器以及二极管就可做成对数和反对数放大器。由于输入电压转换为相应的对数值，乘法运算就由加法器和一个反对数级来完成，如图 2.13 所示。实际上已有集成电路的模拟乘法器，它大大简化了电路设计；典型的模拟乘法器为 CA3091。

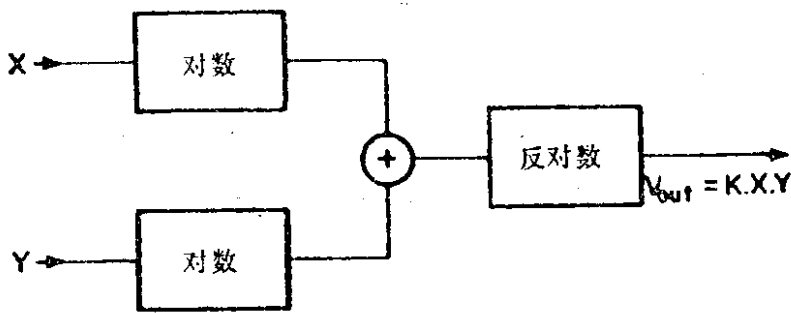


图 2.13 利用对数反对数放大器的乘法器

除法运算就更为复杂。一种简单的方法是在放大器的反馈支路中采用一个乘法器，如图 2.14(a) 所示。也可用图 2.14(b) 所示的对数/反对数放大器。如能采用现成的专用集成除法器，

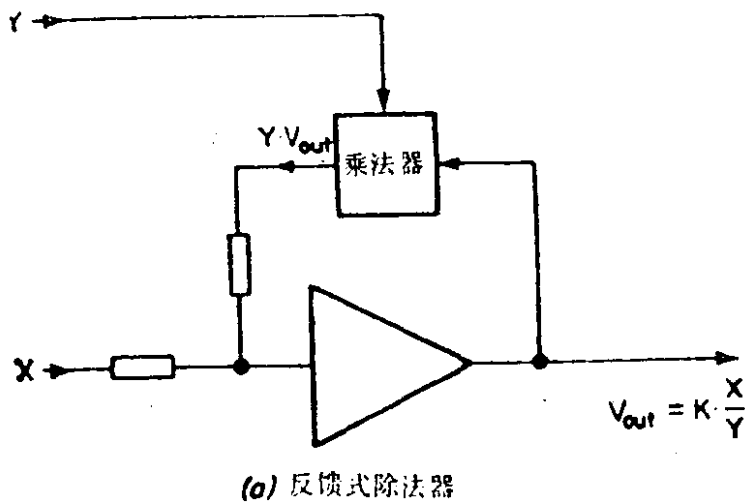
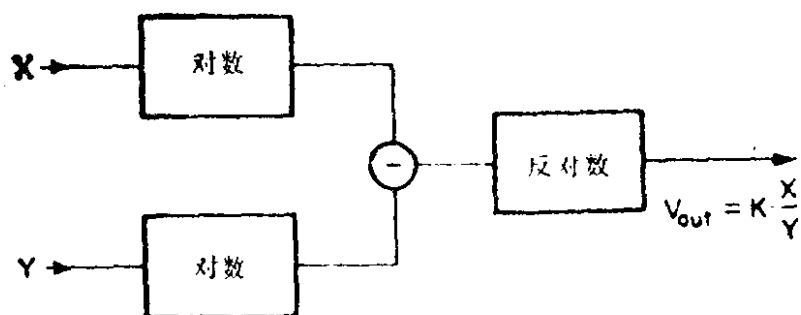


图 2.14



(b) 对数 反对数放大器除法器

图 2.14 除法电路

就可解除设计中的所有繁琐工作。

上述电路只能对两个都是正的电压进行乘或除的运算，是一个单一象限的电路。实际上符号的组合有四种可能(十电压、十电压；十电压、一电压；一电压、十电压；一电压、一电压)。能够运算所有符号组合的电路称为四象限乘法器。它的设计成功是运算放大器通用性的又一成就。可是它已超出了本书的范围。

2.7 交流放大器

交流放大器可在2.2节中介绍的反相放大器和2.3节中介绍的同相放大器的基础上组成。通常要求交流放大器工作在单一电源，因此下述电路中的电源就是常用的15伏到30伏的单一电源。

图2.15为一个简单的反相放大器。这个电路由 R_1 和 R_2 供给偏置， C_2 为同相端的去耦电容， R_4 维持输出电压在电源电压和 0 伏的中点。如前所述，增益取决于 R_3 和 R_4 。 C_1 决定低频响应，在需要的最低频率时， C_1 的阻抗应远远低于 R_3 。高频响应取决于放大器本身。粗略的看，输入阻抗近似为 R_3 。

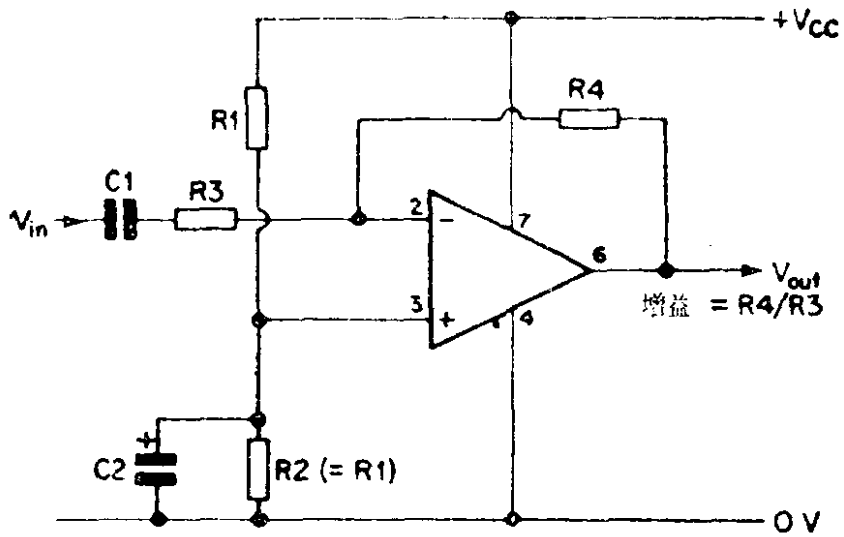


图 2.15 反相交流放大器

不管怎样，一般总是优先采用同相放大器作为交流放大器，因为它有高输入阻抗和低的信号噪声比。图2.16为一个普通的电路。电路由R1和R2提供偏置，如前所述，增益取决于R3和R4。通常R1和R2应采用高值电阻（例如470K）以保持高输入阻抗。实际上输入阻抗就是R1和R2的并联值。低频响应取决于C1和C2，但是由于R1和R2是高阻值，而R4相对的是一

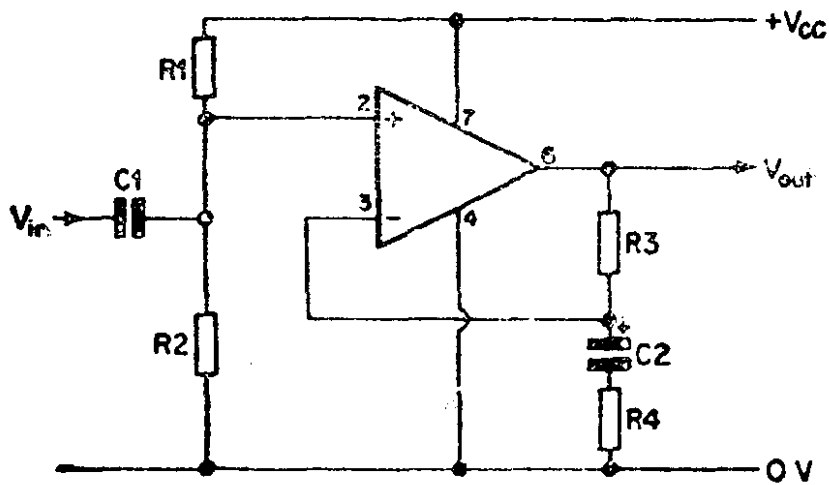


图 2.16 同相交流放大器

个低值电阻，所以在大多数放大器中C2起决定性的作用。C2的选择是这样的，即在所需的最低频率时，它的阻抗要比R4低。

需要很高输入阻抗的场合，可以采用图2.17所示的自举电路。如前所述，由R1和R2提供偏置，增益取决于R3和R4。由R3提供同相输入端的偏置，但是由于两个输入端上的信号幅度和相位都相等，所以输入阻抗非常高。一次近似的输入阻抗为

$$R_{in} = \frac{\text{放大器的开环增益}}{\text{闭环增益}} \times R_3$$

所有上述这些放大器对直流失调效应的增益为1，所以这里就不需要调零装置。

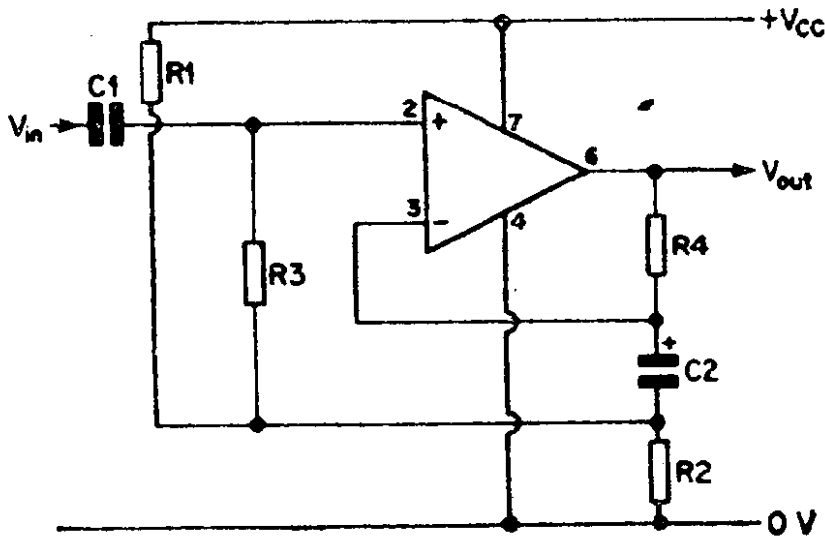


图 2.17 自举交流放大器

2.8 施密特触发器

施密特触发器广泛应用于逻辑和其它数字系统中，通常它把缓慢变化的信号变换为陡峭的开关信号。由于这个电路内部

设计了一个相当大的回差，因而它具有滞环特性。图2.18很好的说明了这个特性。从图可见，输出电压或者等于正电源电压、或等于负电源电压，在上限触发电压 UTP 和下限触发电压 LTP 上发生翻转。这个回差在相当大的程度上防止了数字系统输出的反跳。

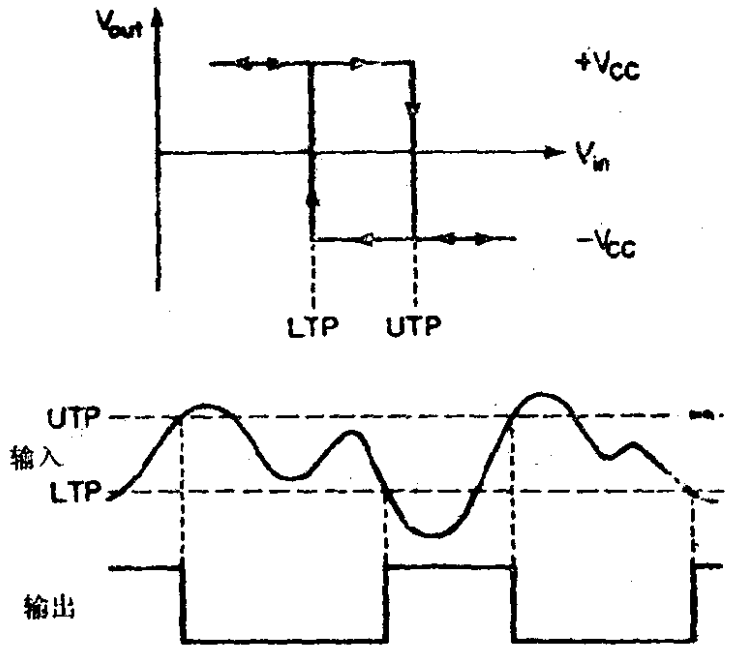


图 2.18 施密特触发器的滞环特性

已有集成电路的施密特触发器（如7414），但它们的触发电压是固定的。图2.19是由一个运算放大器和两个电阻构成的可调触发电压的通用施密特触发器。

设 V_{in} 高于 UTP ，输出电压将等于负电源电压（用 $-V_{cc}$ 表示），而同相输入端（点3）的电压为

$$-V_{cc} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

显然这就是 LTP ，输入电压必须降低到这个电平以下时电路才发生翻转，从而输出上升到正电源电压 $+V_{cc}$ 。当输入信号低于

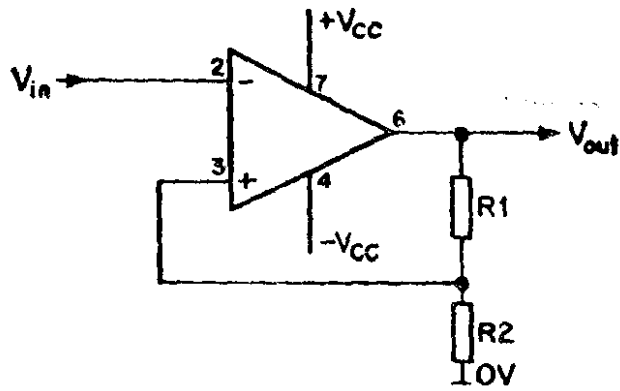


图 2.19 基本对称的施密特触发器

*LTP*时，点 3 的电压为

$$+V_{cc} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

这就是 *UTP*，而回差就是 *LTP* 和 *UTP* 之间的差值。

由于正负电源电压相等(通常都是这样)，所以 *UTP* 和 *LTP* 对称于零伏。滞环电压就是触发电压的两倍。如需要不对称的响应时，可采用图 2.20 电路，图中 *R2* 接在由电位器 *PV* 提供的电压 V_2 上。关键是 *PV* 的阻值要比 $R_1 + R_2$ 低于 10 倍，以保证 V_2 恒定。

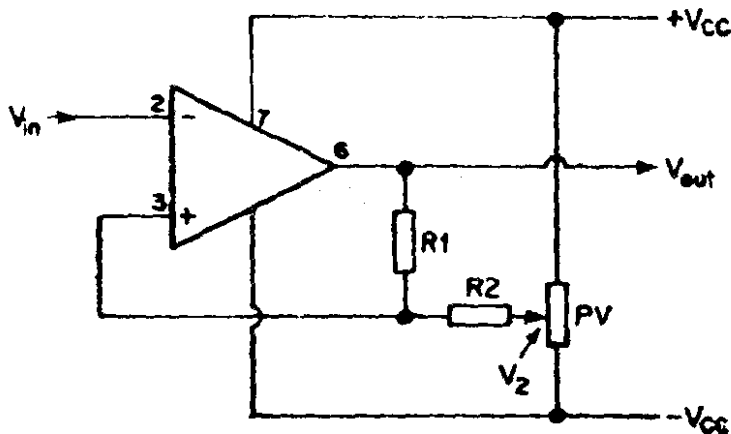


图 2.20 不对称施密特触发器

这个电路的数学表达式比较复杂，但它的 UTP 为

$$\frac{R_1 V_2 + R_2 (+V_{CC})}{R_1 + R_2}$$

LTP 为

$$\frac{R_1 V_2 - R_2 (-V_{CC})}{R_1 + R_2}$$

要特别注意上述等式中的正确极性。

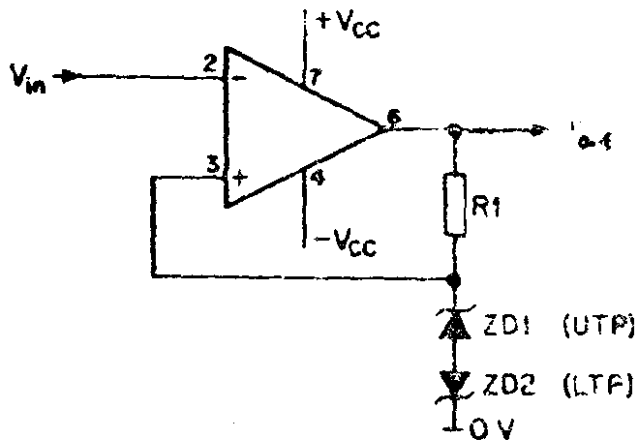


图 2.21 稳压二极管决定触发电平

如果所用的电源不是特别稳定的，则触发电压也就很不稳定。要有稳定的触发电压就要采用稳压二极管，图2.21就是这种电路的简单例子，图中 $DZ1$ 决定了 UTP 、 $DZ2$ 决定了 LTP 。图2.21电路只能有一个高于0伏的 UTP 和低于0伏的 LTP 。图2.22是一个改进电路，它能提供相同极性的 UTP 和 LTP 。这个电路的工作原理是不难看出的，但稳压管的偏置电阻 R_2 、 R_3 的值应远远低于 R_1 的值。这个问题不大，因为 R_1 必须供给同相输入端一个极小的电流。显然， $DZ2$ 决定 UTP 、 $DZ1$ 决定 LTP 。

应该注意，有些放大器（著名的709）进入饱和时具有闭锁现象。这样的放大器不能用作施密特触发电路。

在3.3节（函数发生器）中将介绍一个同相输入端的施密

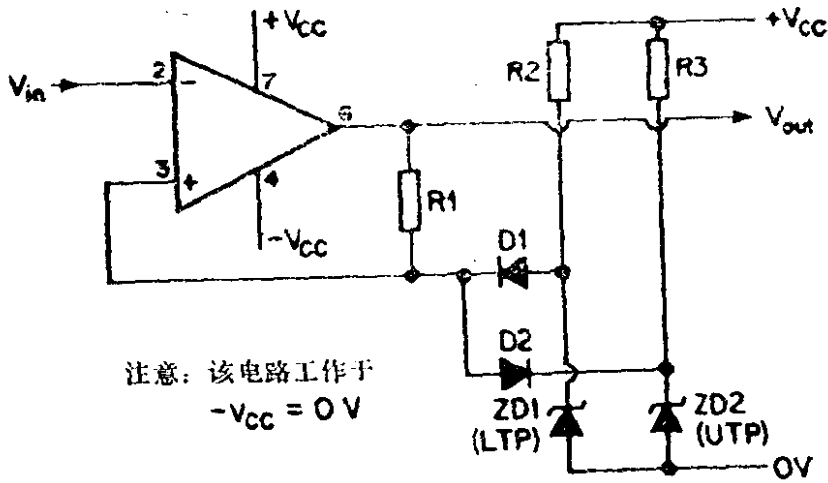


图 2.22 同极性的UTP和LTP

特触发器，用作振荡器的一部分。

2.9 增大电流输出

大多数的运算放大器可提供或吸收的电流只能达到10mA。在许多电路中这已足够使用了，但是有时也需要有更大的电流。采用一些附加元件就可得到更大的电流输出。

最简单的电路是用一个NPN和一个PNP晶体管接成的两个射极输出器，如图2.23所示。为了得到更大的电流可以采用晶

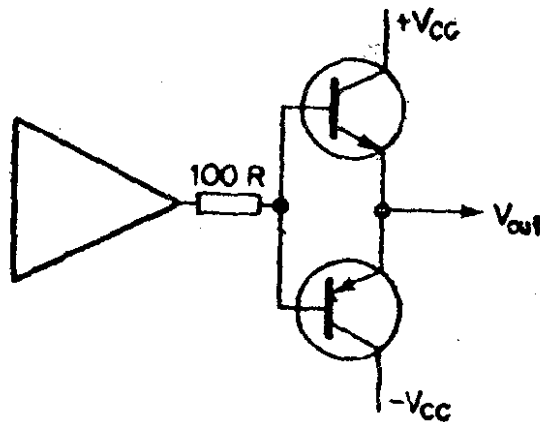


图 2.23 扩大电流输出

晶体管接成的复合管，这可由四个分立晶体管组成，或用二个集成复合管，如TIP121(NPN)或TIP126(PNP)。应当注意，使用辅助晶体管后，将使有用的输出范围在每个方向上都减小1伏左右（复合管约为1.5伏）。

如采用了辅助晶体管，非常重要是从两个晶体管的射极连接点上引出反馈，如图2.24所示。这样才能保证电路正常工作。如从运算放大器输出端引出反馈，就会引起一些奇特的效应！

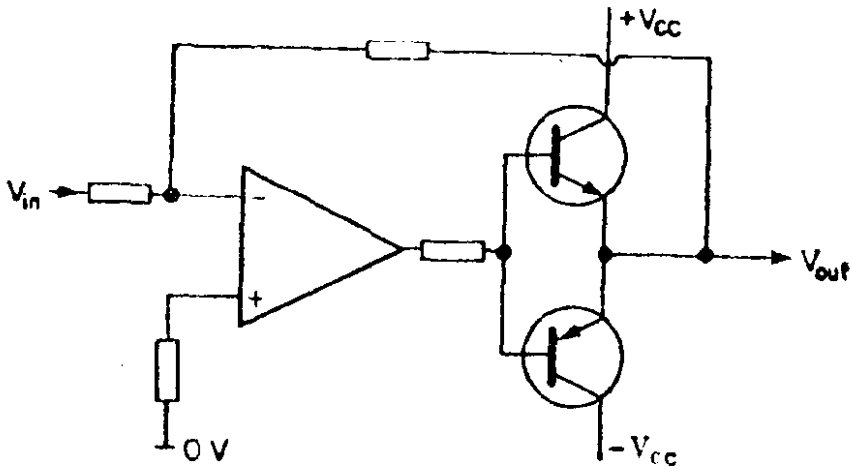


图 2.24 反馈的连接

在后面的音频电路部分将会看到图2.23的变型电路，它们成为有用而且简单的音频放大器。

晶体管的选择主要取决于电流增益。由于运算放大器能够提供或吸收 10mA 的电流，因此若图2.23电路中晶体管的 β 为20时（对功率晶体管来说这是一个合理的数值），我们就可驱动一个 200mA 的负载。采用一个 β 为1000的复合管是容易做到的，从理论上来说，应该驱动一个 10A 的负载，然而由于种种原因这是不可能实现的！输出晶体管要耗散大量的热量，最大的耗散发生在输出电压为0伏和电源电压的中间值。例如我们用 $\pm 15\text{V}$ 的电源驱动一个 500mA 的负载，输出电压在 7.5V 时输出晶

体管的功耗最大。电流为 250mA 时功耗约为 2W 。多数情况下，需要加装各种散热片。

若用大电流时，应该特别注意采用合理的回线，如图2.25所示。绝不允许几个安培的电流在印制板线路上流过！在特殊情况下，可以采用输出级与运算放大器分开供给电源的办法。

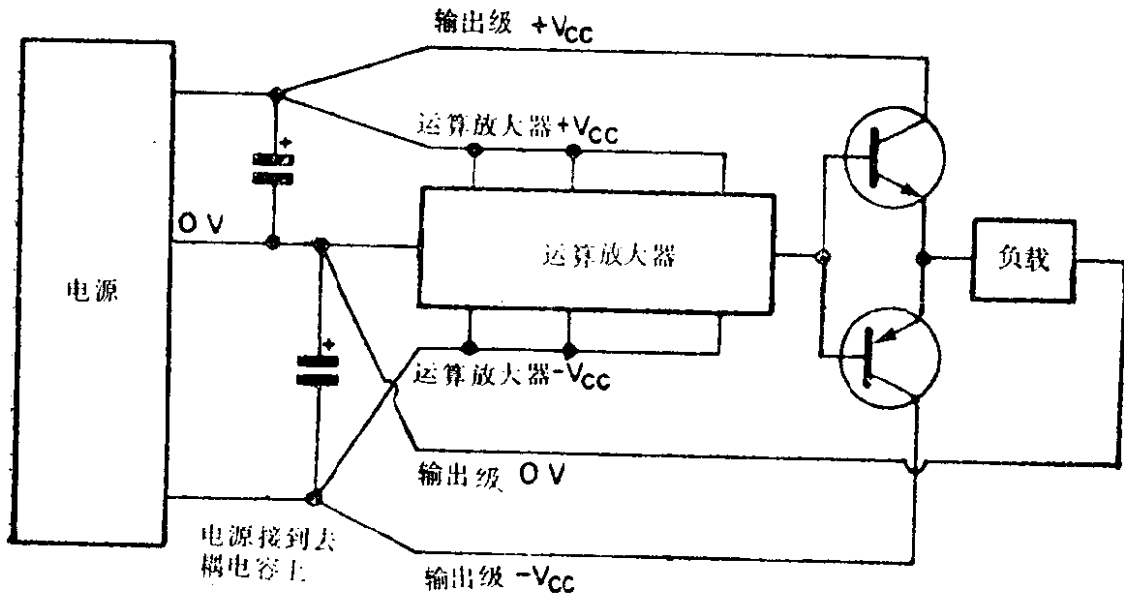
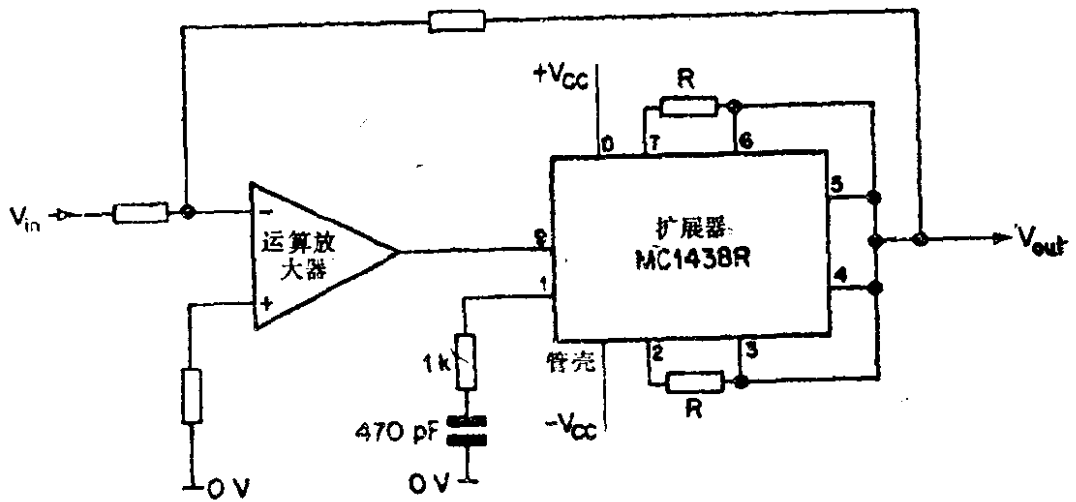


图 2.25 大电流负载的电源连接

需要中等电流（到 300mA ）时，有一个较好的解决办法是采用从一些生产厂得到的集成电路电流扩展器(MC1438R)。接线如图2.26所示，这样做易于增大输出电流。前面有关反馈的说明仍然适用，应该从集成电路扩展器的负载一边引出反馈。问题是采用这个方法需要花较多的钱。

2.10 正/负极性放大器

图2.27是一个反相放大器和一个同相放大器的巧妙组合。当接点闭合时，这个放大器与2.2节中的单位增益放大器相同。



R 决定电流极限
 $R = \infty$ 100 mA
 $R = 33\Omega$ 300 mA

图 2.26 集成电路电流扩展器

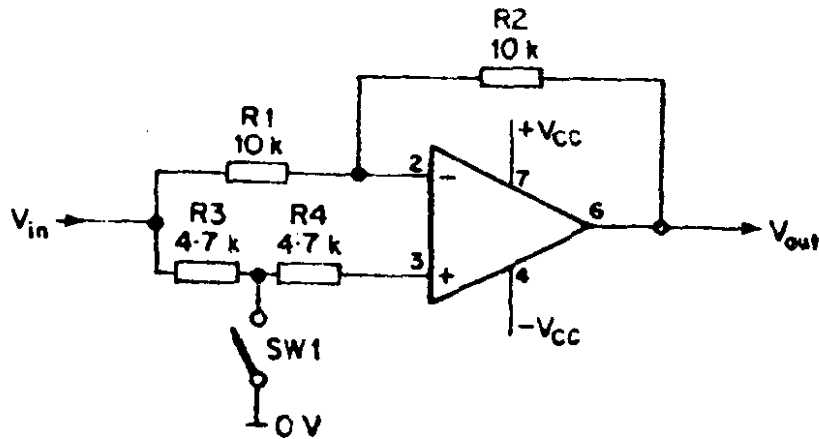
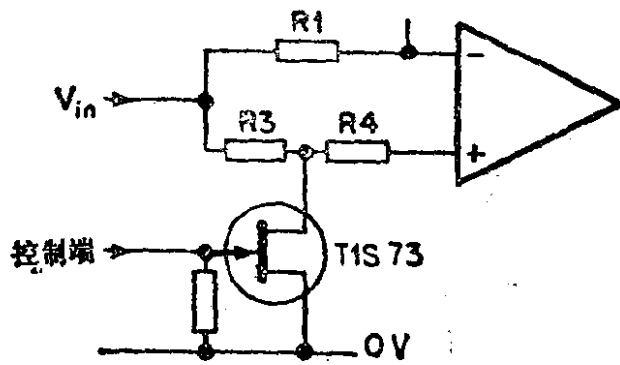


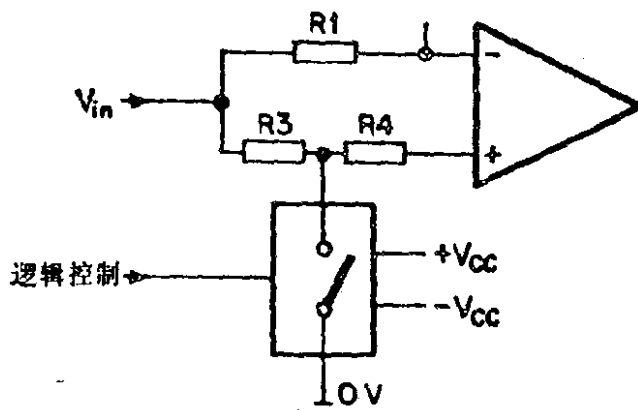
图 2.27 反相/同相放大器

接点断开时这个放大器实际上变成电压跟随器，也就是单位增益的同相放大器。

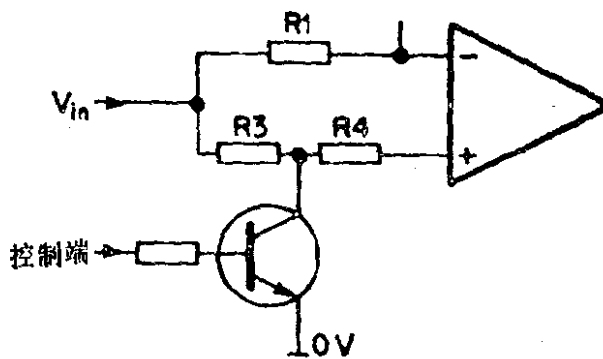
图2.27中的接点可以是一个简单的继电器的触点或者是一个开关，也可以采用电子开关。图 2.28 (a) 用了一个场效应管 FET。栅极正偏时场效应管漏极和源极之间呈现低电阻，使 R3 和 R4 的接点为 0V。栅极电压为低于夹断电压的负电压时，场效应管断开。关键是要采用一个低值 R_{DS} (接通) 的场效应管



(a) FET 开关



(b) CMOS 开关



(c) 晶体管开关

图 2.28 反相/同相放大器的开关

FET。另一种场效应管的开关是 **CMOS** 模拟开关，如 4016 或 7502，后一种使用简单，只要 $\pm 15V$ 电源和 $0V$ 到 $10V$ 的栅极信号。图 2.28(b) 表示一个由 **CMOS** 逻辑门电路驱动的 7502。

4016和7502都是四门器件，用作上述开关电路时，在器件里还剩余3个门没有用。

如果输入电压的极性恒定，可采用一个晶体管作为接点。图2.28(c)用一个简单的2N3704（或其它通用晶体管）把 R_3 和 R_4 的连接点接通到0V。当反相方式运算时，这个晶体管引入约为0.2V的小失调，对于0V到15V的输入范围来说，这个失调一般是允许的。

几乎任何一个运算放大器都可用于这个电路，只需注意，保证输入基极偏置电流不要引起不允许的失调。上述给出的这些数据适合于大多数通用运算放大器。

这个电路广泛应用于工业控制系统，用来把单极性的数字输出变换为模拟输出（即数模转换器）。这个电路也用于双极性信号驱动的检测器，因为它具有由一个极性检测器驱动的电子开关。在3.4节中这个电路用作电压控制振荡器的基础。

第三章 振荡器

3.1 引言

振荡器可用分立元件或数字集成电路来制作，但当需要大幅度的输出电压或输出特殊的波形时，采用运算放大器来制作振荡器就比较容易。本章将介绍几种由运算放大器构成的常用振荡电路。

3.2 施密特触发电路振荡器

任何一个反相输入的施密特触发电路，只要在输出端到输入端之间连接一个电阻，并在输入端到 0V (地) 之间接入一个电容，就变成了一个振荡器，如图 3.1 所示。输入电压将按照指数规律在 UTP 和 LTP 之间上升和下降，而输出电压在两个输出电平之间变化。振荡周期取决于电源电压、 R 、 C 之值以及 UTP 和 LTP 的大小。

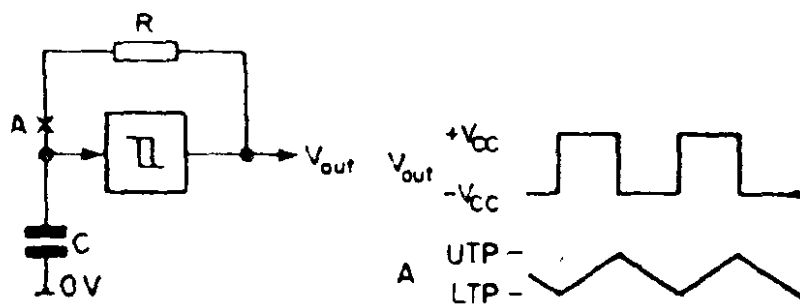


图 3.1 施密特触发电路振荡器

图3.2是一个实际的施密特触发电路振荡器。这是带有附加计时电阻和电容的 2.8 节中介绍过的简单施密特触发器。周期的计算有些复杂,但当 R_1 和 R_2 的大小始终保持图中所给出的数值时,计算就可简化。这时,周期只取决于 R 和 C ,其大小为

$$T = 2.2 \times C_1 \times R_3 \text{秒}$$

频率为

$$f = \frac{1}{2.2 \times C_1 \times R_3} \text{ Hz}$$

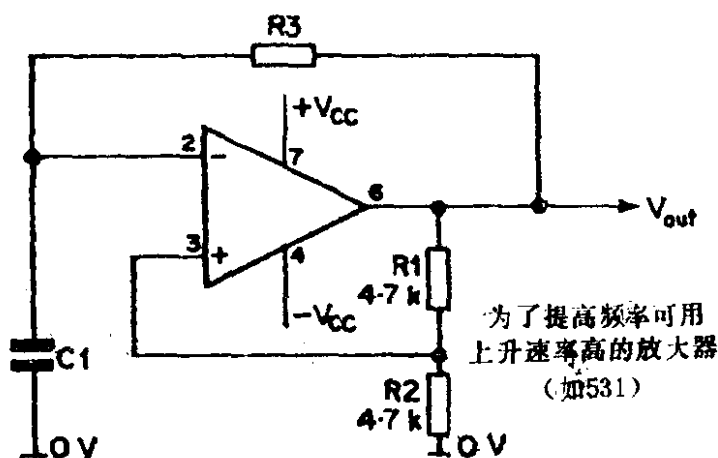


图 3.2 实际施密特触发电路振荡器

这个电路可以输出两种波形。在运算放大器的输出端,可以得到振幅等于正、负电源电压之差的方波,而在反相输入端可以得到幅度约为正、负电源电压之差的75%的指数曲线波形。

改变 R 和 C 的大小将改变周期,不改变指数曲线波形的幅度,只改变斜率。

改变 R_1 和 R_2 的大小,输出电压的周期及其指数曲线波形的幅度都改变,而斜率不变。可见把 R 变为可变电阻、把 R_1 和 R_2 也变为可变电阻,并把滑动头连接到同相输入端,如图3.3那样,就可得到一个用途很广的振荡器。

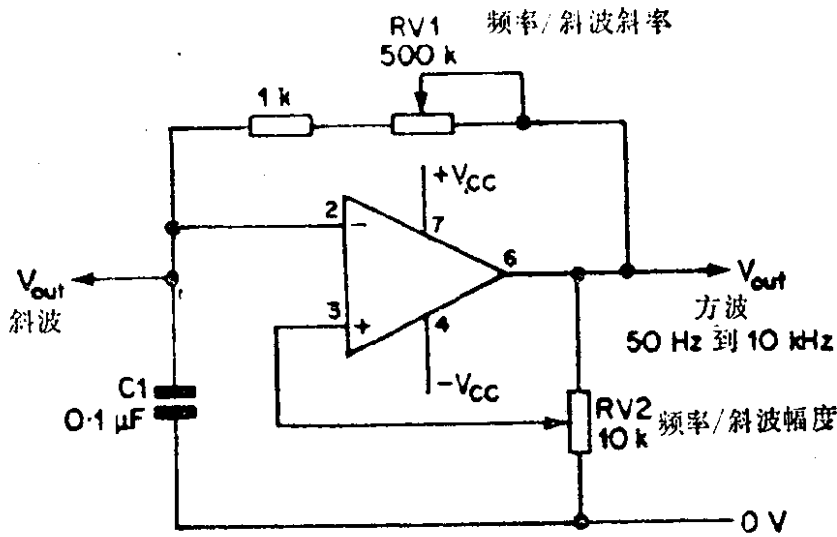


图 3.3 多用途施密特触发电路振荡器

如图3.4那样加入两个附加二极管就可改变这个振荡器的占空比。因为C通过D1和 R_a 充电，通过D2和 R_b 放电，使占空比改变，所以对周期影响不大。

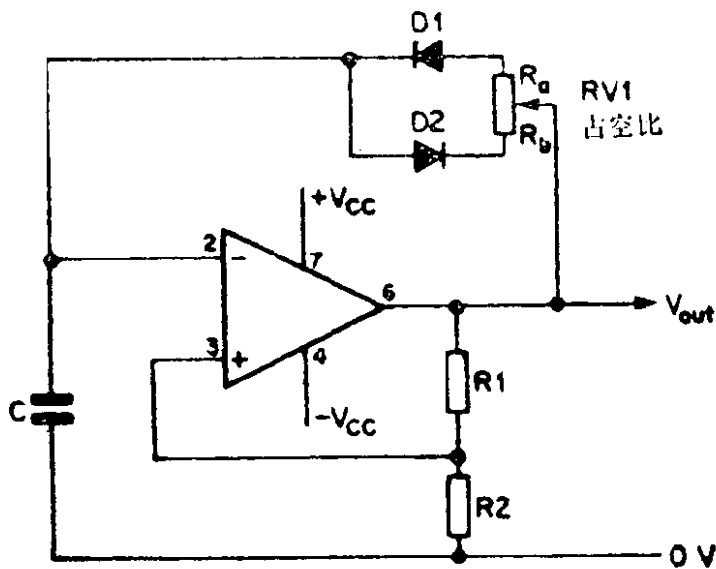


图 3.4 可变占空比

如果使用748运算放大器，这个施密特触发电路振荡器的工作频率可达50kHz以上。应该注意，有些放大器（著名的

709) 进入饱和时具有闭锁现象。这样的放大器既不能用于施密特触发器也不能用于施密特触发电路振荡器。

3.3 函数发生器

上节所说的电路是一个实用的振荡器，但只能产生指数曲线的输出波形。加入一个附加放大器时就可得到真正的斜波输出。

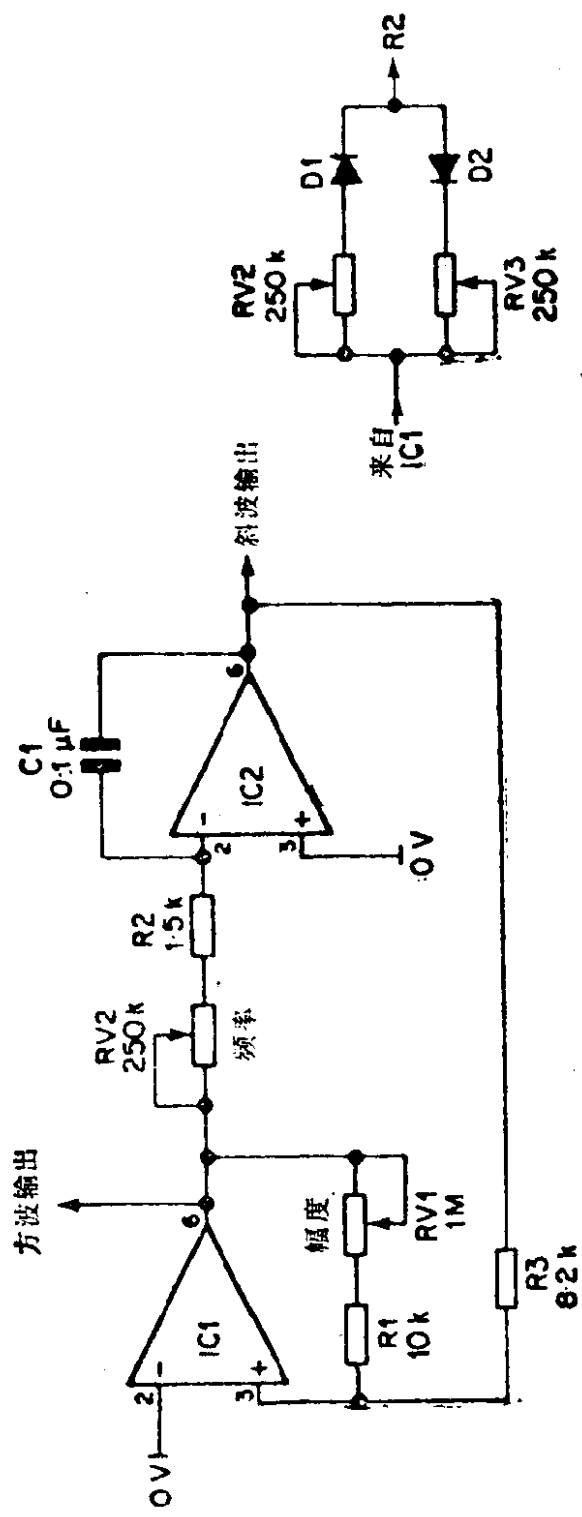
这个电路如图3.5所示。 IC_1 是一个施密特触发器，输入信号通过 R_3 加到同相输入端。这种接法和2.8节的施密特触发器不同之处是，由于需要组成一个振荡电路，把它接成了同相输入电路。

IC_1 的输出是正电源电压还是负电源电压，决定于 IC_2 的输出电压。 IC_2 接成一个积分器，它的上升速率取决于 R_2 、 RV_1 和 C_1 。 IC_2 的输出电压在 IC_1 的 UTP 和 LTP 之间斜坡上升和下降。

RV_1 和 RV_2 都可调节振荡频率。 RV_1 可以调节振幅，但斜率不变。 RV_2 可以调节斜率，但幅度不变。因此这两种调节对输出波形有相当程度的控制作用。再加两个二极管和 RV_3 就可分别调节上升速率和下降速率，如图3.5(b)所示。

3.4 压控振荡器

把上节的振荡器和2.10节的正/负极性放大器结合起来就可作成一個精致的电压控制振荡器。它的电路如图3.6所示。 IC_2 是一个积分器、 IC_3 是上节所述的施密特触发器。施密特触发器的上限和下限触发电压由稳压二极管 ZD_1 和 ZD_2 固定(参见2.8节)。



(a) 基本电路

(b) 减少和增加斜率的控制

图 3.5 函数发生器

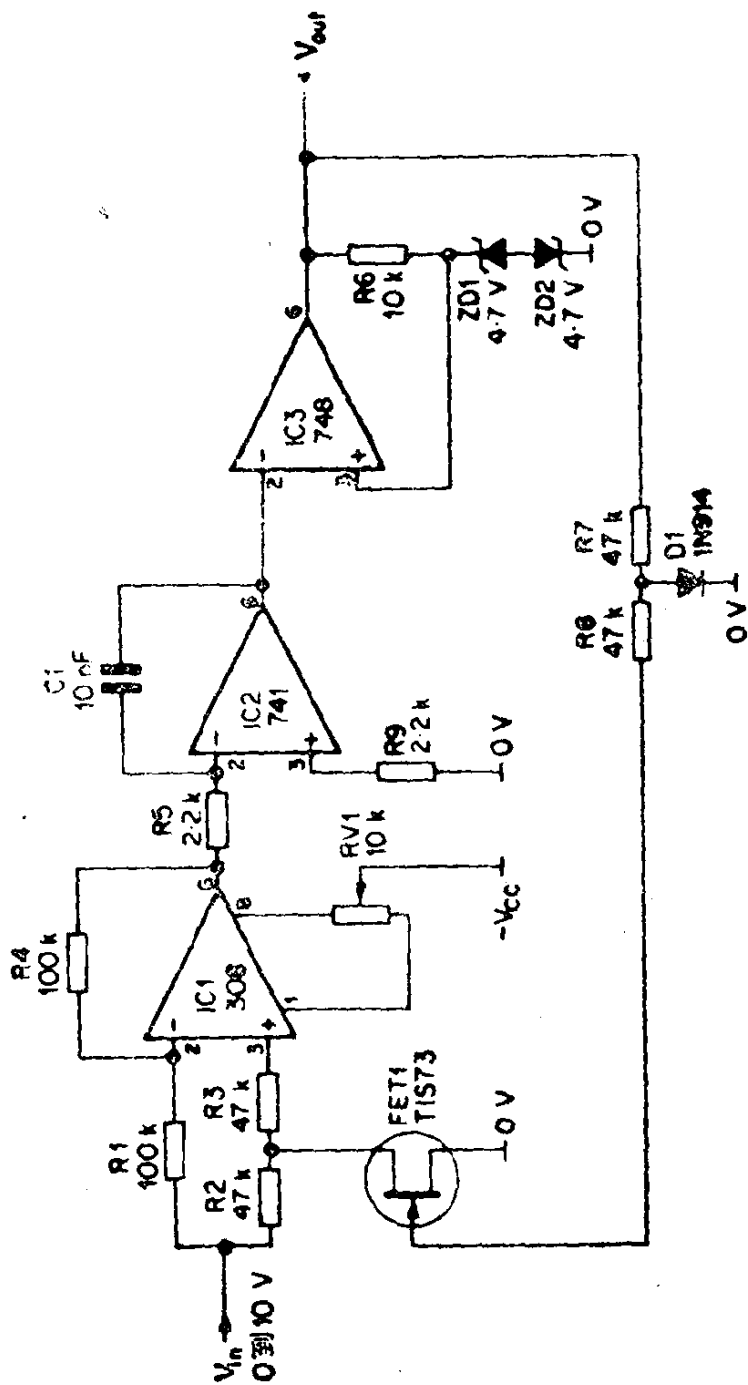


图 3.6 电压控制振荡器

IC_1 接成正/负极性放大器，外加控制电压作为它的输入，放大器输出电压的极性取决于场效应管 FET_1 。 IC_3 的输出电压控制 FET_1 ，因此 IC_1 的输出是 $+V_{i_n}$ 或 $-V_{i_n}$ 而取决于 IC_3 的输出信号。

IC_1 的输出电压加到积分器 IC_2 。因此这个电路就形成了类似于3.3节的振荡器。输入电压愈高，则 IC_2 输出电压上升或下降的就愈快，因而振荡频率就增高。实际上，输入电压和频率之间是一个很好的线性关系，采用图中所给的参数时，这个电路将工作在50Hz到10kHz的范围内。

如果要使这个电路在低于50mV的 V_{i_n} 时工作，则输入失调电压可用附加的 RV_1 平衡掉。如果要使这个电路工作在高频时，则应采用有较高上升速率的放大器作为 IC_1 和 IC_3 。

3.5 文氏电桥振荡器

3.5.1 引言

要做一个输出任意纯的正弦波振荡器是相当困难的。产生振荡的条件是放大器的总相位移必须为360度，增益恰好为1。上述第一个条件是不难实现的，但是第二个条件通常是在允许放大器的某些部分进入饱和而使波形有相当失真的条件下实现的。

这一章（包括以后）的正弦波振荡器，采用多种方法去控制总的闭环增益，并在不同程度上成功地避免了波形失真。

下面的两个振荡器建立在图3.7所示文氏电桥原理的基础上。这个电路的特点是只有在某一个特定频率上 V_{i_n} 和 V_{o_n} 才是同相。如果把文氏电桥作为放大器的正反馈网络，则在这一个频

定频率上将产生振荡。

为了简化计算,使 $R_1 = R_2 = R$, $C_1 = C_2 = C$, 这时振荡频率为

$$f = \frac{1}{2\pi RC} \text{ Hz}$$

如果需要改变频率,可用双联线性电位器改变 R_1 和 R_2 。

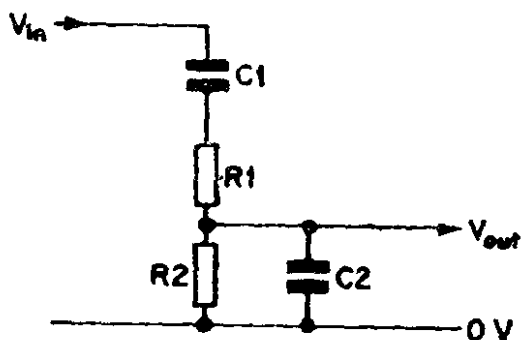


图 3.7 文氏电桥

3.5.2 实际文氏电桥振荡器

图3.8是一个最简单的文氏电桥振荡器。 R_1 、 R_2 、 C_1 和 C_2 提供上面所说的正反馈。用灯泡LP1稳定振荡幅度。这个灯泡的电阻随着灯丝温度上升而迅速增大,灯泡和电阻RV1/ R_3 决定放大器的闭环增益。

如果输出幅度增大,则通过灯泡的电流也增大,由于灯丝

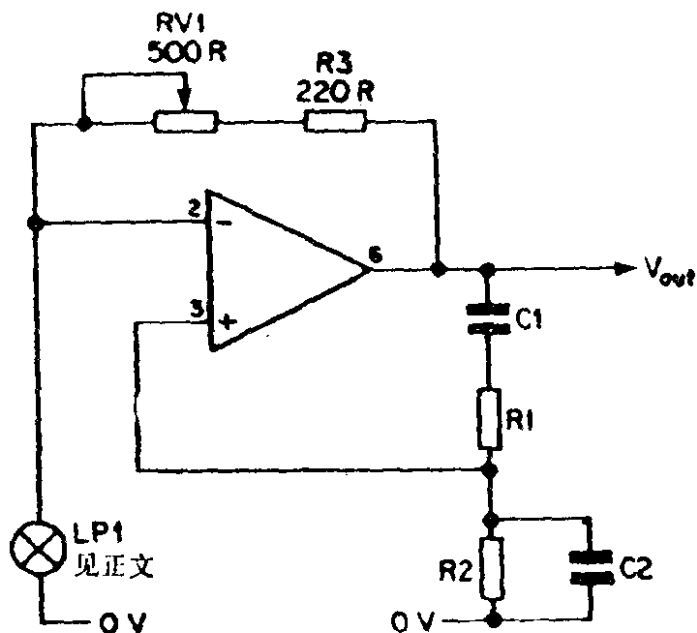


图 3.8 简单的文氏电桥振荡器

的温度增高引起灯泡的电阻增大。从而使放大器的增益和输出电压的幅度下降。

所以，这个电路的振荡频率取决于反馈网络，振幅取决于RV1。虽然LP1的热时间常数意味着要化几秒钟的时间才能使这个电路稳定下来，但放大器不进入饱和就保证了输出波形的纯洁。

这个电路可以工作在 $\pm 6V$ 到 $\pm 15V$ 的任何电源，但这个电源必须是稳压的。应该选择额定电压约为电源电压的1.5倍，额定电流在 $40mA$ 左右的灯泡LP1。

3.5.3 幅度稳定的文氏电桥振荡器

上节所述的振荡器是采用灯泡来稳定输出电平。在较好的电路中，如图3.9所示，是采用场效应管FET来完成同样的功能。

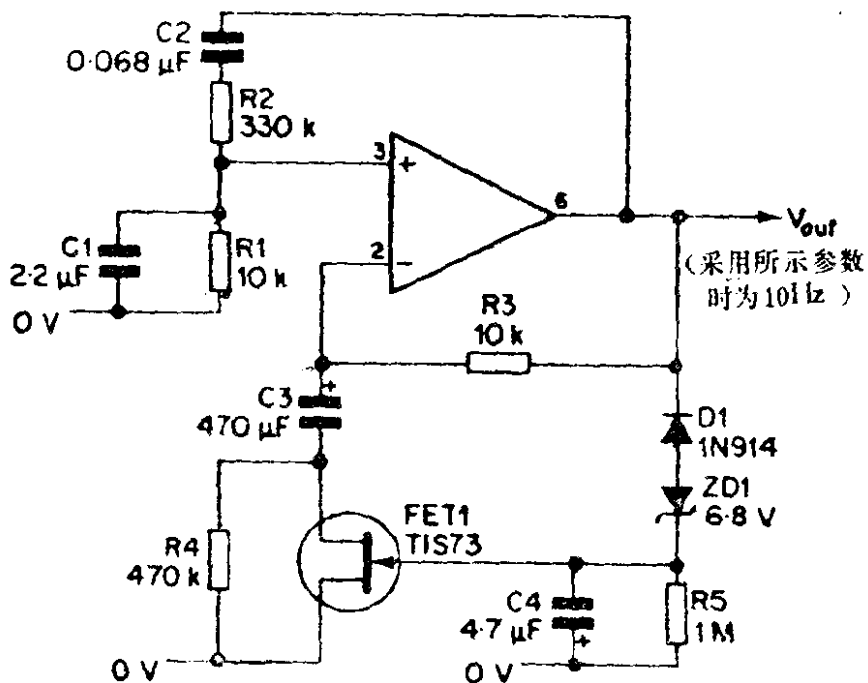


图 3.9 稳幅的文氏电桥振荡器

文氏电桥包括如前所述的 R_1 、 R_2 、 C_1 和 C_2 。为了得到最好的结果， R_2 应约为 $30 \times R_1$ 、 C_1 约为 $30 \times C_2$ 。完整的方程式为

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 \times R_2 \times C_1 \times C_2}} \text{ Hz}$$

放大器的增益取决于 R_3 和 FET_1 的导通电阻与 R_4 的并联电阻。当输出波形的负峰值小于 ZD_1 的电压时， C_4 通过 R_5 放电， FET_1 的漏极和源极之间呈现低电阻。当输出波形的幅度超过 ZD_1 的电压时 C_4 反方向充电， FET_1 的漏极和源极之间的电阻增大。从而减小放大器的增益和输出波形的幅度。因此这个电路的输出电压的峰—峰值稳定在两倍 ZD_1 的电压值上。

3.6 正交振荡器

所有积分器都可把一个正弦波转换为一个余弦波。这相当于使相位超前 90° 。5.2.2节中的低通滤波器导致相位延迟 90° 。把积分器和低通滤波器以反馈形式连接起来，当闭环增益为1时，在滤波器的截止频率上便产生振荡。

图3.10给出了两个实际电路，一个适用于低频，另一个适用于高频。有趣的是只要闭环增益比1大时，振荡频率便不受 R_3 和 C_3 的影响。 ZD_1 和 ZD_2 稳压管起限幅器的作用，因截去波形的尖峰而减小闭环增益。 IC_1 低通滤波器和它的有关元件能够有效地消除失真，从而给出了很纯的正弦波和余弦波。

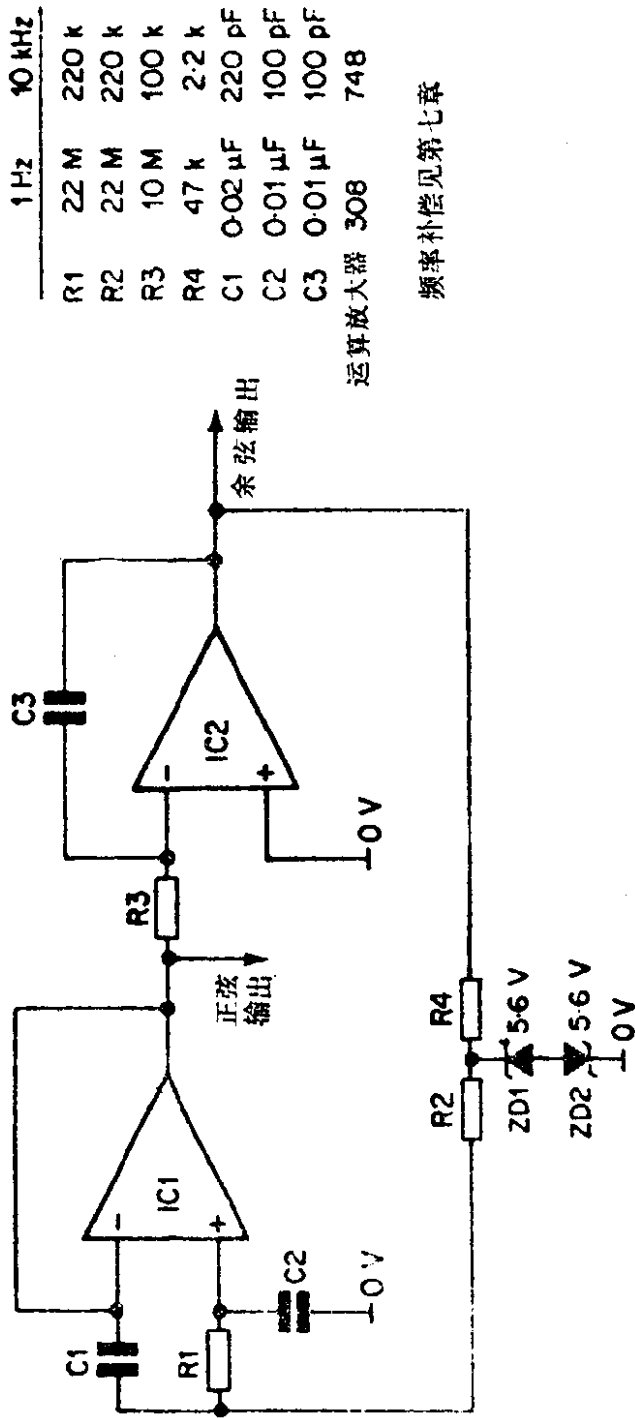


图 3.10 正弦振荡器

3.7 晶体振荡器

用一个并联谐振型晶体和一个放大器可以组成一个晶体控制的方波振荡器。电路如图3.11所示。这个振荡电路在晶体呈现最小阻抗的频率上产生振荡。这时晶体工作在它的基波频率上。值得注意的是大多数的射频(RF)晶体通常工作在某些谐振频率上,而在这个电路中将工作在其标明频率的某些分频上。

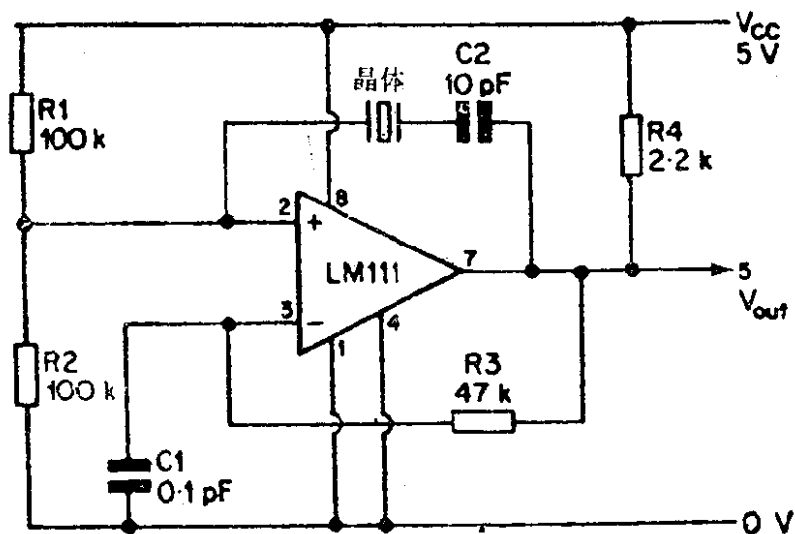


图 3.11 用比较器的晶体振荡器

其中的放大器必须具有高频增益和高的转换速率。因此应该采用LM111或LM311作为比较器。

第四章 音频电路

4.1 引言

由于运算放大器的频率特性能够由负反馈控制，因而使它容易适用于音频电路。本章就运算放大器在音频电路中许多不同的应用，一一加以叙述。

4.2 现场电话

在许多场合，如野外运动日、车辆调度、工业生产指挥等等，都需要一种简单的通信联络。本节介绍一种廉价的通用电话电路。它和一般的婴儿报警器不同，电路两端无需按讲话按钮就能通话。

图4.1是现场电话的基本电路。每一端都有一支话筒、扬声器和通过串联电阻接到一根两芯电缆上的放大器。由于两只

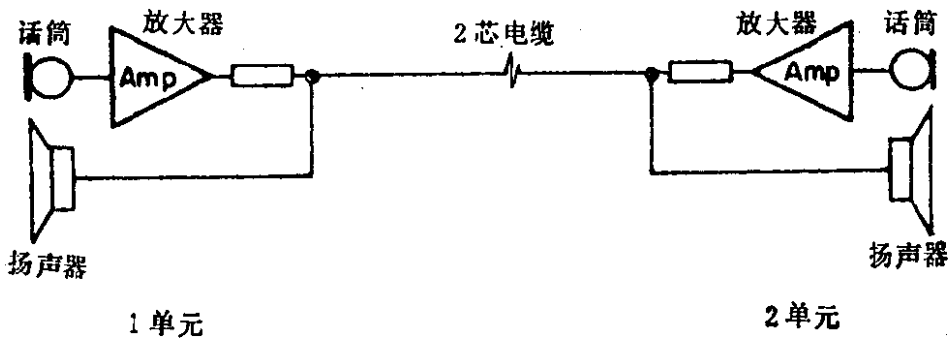


图 4.1 现场电话的方框图

扬声器都和线路连接，以致使用任何一只话筒时，两只扬声器都能发声。因此在自己的听筒里能听到自己的声音，这种情况和家用电话机一样。串联电阻可避免两端的放大器相互影响而引起输出下降。

图4.2是其中一端的详细电路图，两端是相同的。话筒和扬声器是邮电局用的标准手持送受话器，它可从任何一个剩余物资商店买到。电阻R1为碳精话筒提供偏置电流。IC1接成标

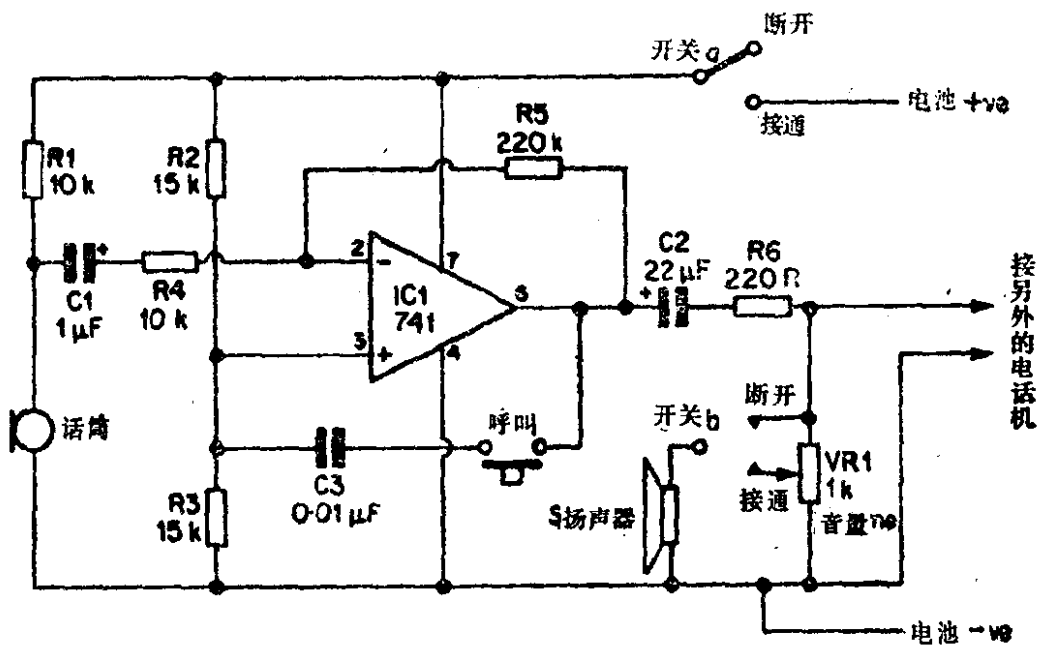


图 4.2 电话机一端的电路

准的倒相放大器，其增益由R4和R5决定。放大器输出端通过串联电阻R6和线路连接。扬声器的音量由VR1调节。

在一对现场电话中，附加一个呼叫装置，使用时就更加方便。当按下呼叫按钮时，通过C3就把IC1变成了振荡器。注意，由于扬声器直接连在线路上，所以即使对方断开电源，但只要按下呼叫按钮，对方仍可收到呼叫信号。

作者作为一个生产控制设备的顾问，曾在一段时间内，使

用过一对这样的电话。可以说，在几公里长的电缆上，这种电话工作可靠，而且有很大的使用价值。

4.3 音频混合器

音频混合器的作用是将几个信号源进行混合。对“迪斯科”组曲之类，混合器是必不可少的，因为那里需将几个唱片和盒式磁带的录音连同无线电中的音乐节目混合在一起送入一个功率放大器。

图4.3是混合器的电路。图中画出了四个输入信号源，当然也能接入任何合理数目的信号。把 IC_1 作为一个加法器， $R_1 \sim R_4$ 相连的接点为虚地点。因此输出电压就是电位器 $RV_1 \sim RV_4$ 滑动触点上信号的总和。

$RV_1 \sim RV_4$ 调整各自的电平。要作为一个真正的专业上所需的设备，还应采用滑动触点控制器。需要时，可改变 R_5 值以调节总的增益。采用图上所给的元件值时，电路的增益为1，如果四个输入信号的电平相差很大，则 $R_1 \sim R_4$ 的阻值可以不同。

R_6 和 R_7 把电路偏置于电源电压的中间值， C_5 消除电源噪声的影响。 C_1 至 C_4 把输入信号中的交流分量耦合到输入电阻上，并阻止直流电流流过输入电位器的滑动头。

741和709有相当大的噪声，如需要混合低电平的信号，应当尽量不用它们。可以买到专用的音频运算放大器(如748)，价钱并不贵，噪声电平却非常低。

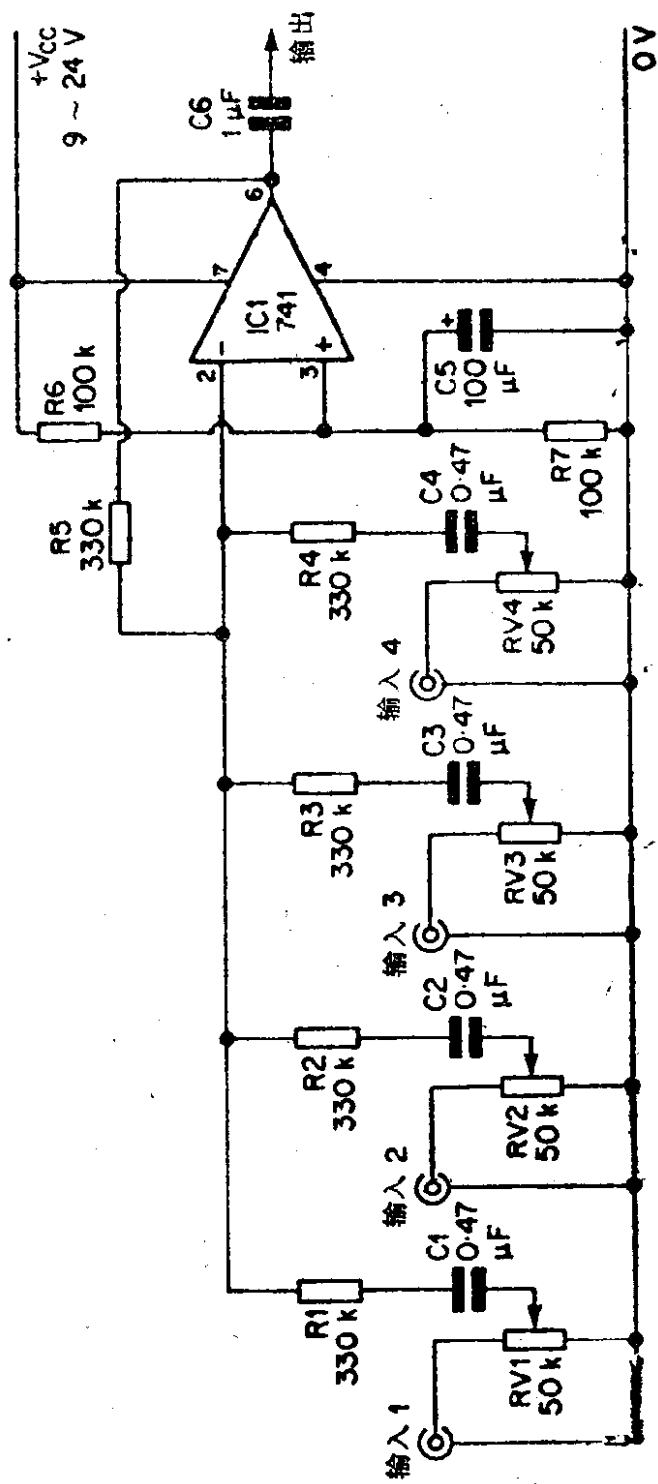


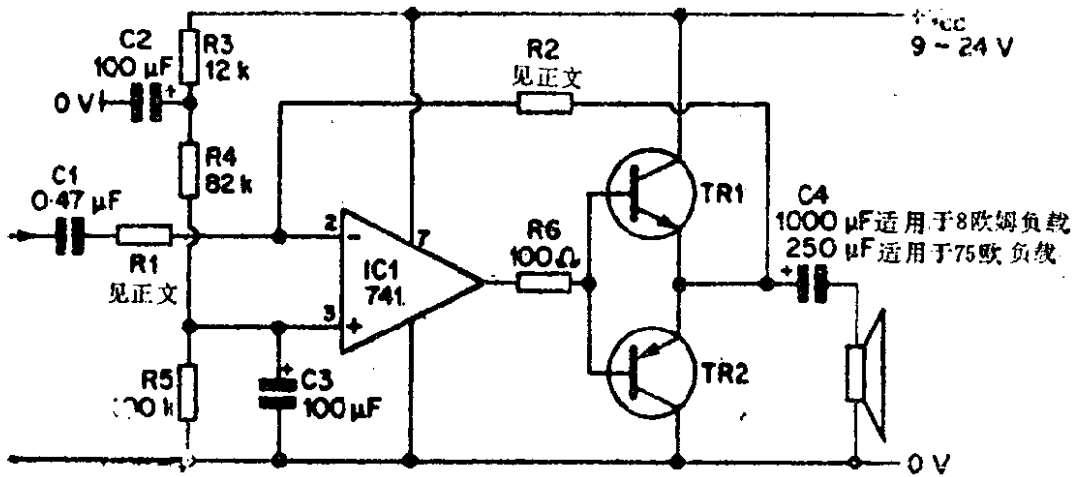
图 4.3 音频混合器

4.4 功率放大器

假如要使功率放大器有高保真度的品质，那么它的设计是一项相当专门的技术。但有适当品质的简单功率放大器可由运算放大器和少量附加的元件组成。

图4.4所示的简单功率放大电路，基本上就是在2.9节叙述过的大电流级，只是为了交流工作，稍微重新安排了一下。这一级的增益由R1和R2决定，并且按输入信号最大时，输出信号不超过电源电压的原则来选择R1和R2。例如，输入信号峰到峰之间电压为0.5伏，电源电压为24伏，最大增益为20/0.5等于40倍，相应地选取R1=10K和R2=390K，就比较合适。应当记住，输入信号是用峰到峰之间的值来表示，而不是有效值。掌握下列公式是比较有用的。

$$V_{\text{峰-峰}} = 2 \times \sqrt{2} V_{\text{有效值}} \text{ (近似等于 } 3 \times V_{\text{有效值}} \text{)}$$



- TR1 TIP110 适用于8欧负载
BD131 适用于75欧负载
- TR2 TIP115 适用于8欧负载
BD132 适用于75欧负载

图 4.4 简单的功率放大器

注意, R_2 是从 TR_2 的发射极接点引出,以减小 V_{BE} 压降引起的影 响。 TR_1 和 TR_2 应当安装在合适的散热片上。

最大输出功率将取决于电源电压和扬声器的阻抗。采用一个24伏的电源电压和一个8欧姆的扬声器时,最大输出功率约为6瓦。在2.9节已经说过,和电源有关的布线,应绝对避免输入信号和电源噪声之间发生相互干扰。否则,在极端的情况下,放大器会转变为振荡器!另外,当输出大音量时,电源要提供几百毫安的电流,因此电源应设计成具有1安培的容量并有足够容量的滤波电容器。

4.5 音频前置放大器

一个音频放大器通常是由两级组成:一级前置放大器和一级功率放大器。放大器的输入来自各种各样的信号源,例如磁带录音机的放音装置、电唱机的拾音器、收音机的频率调谐器等等。这些信号源有不同的电压幅度和不同的特性。前置放大器的用途,就是要输出一个不受信号源影响的固定特性的信号。这种规格化的信号再送到功率放大器进一步放大。

通常信号源有如下五种:

a. 用于高质量电唱机的磁性拾音器。这种拾音器输出信号较小,幅度约为2毫伏,达到美国唱片工业协会(RIAA)的标准。因为太复杂,在这里不讨论美国唱片工业协会的重现曲线以及它的来源,但应充分注意到,磁性拾音器需通过前置放大器加以补偿,以便在功率放大器输入端有一个平坦的频率特性。

b. 高质量的陶瓷拾音器。这种拾音器输出约为25毫伏,并有一个基本平坦的频率特性。然而它的不足之处是有一个很

高的信号源阻抗。

c. 高输出陶瓷拾音器。多用于廉价的电唱机里，输出一个可以用的，但保真度不高的信号。这种拾音器输出阻抗高，输出信号幅度约为250毫伏。

d. 收音机的频率调谐器。差不多所有频率调谐器的输出都具有比较平坦的频率特性，输出幅度约为100毫伏。

e. 磁带录音机的放音装置。虽然磁带放音头的输出需要作较大的补偿，但这种补偿一般都在磁带放音装置内部进行。因此磁带录音机放音装置的输出信号类似于具有平坦的频率特性、幅度为100毫伏的收音机频率调谐器的输出信号。

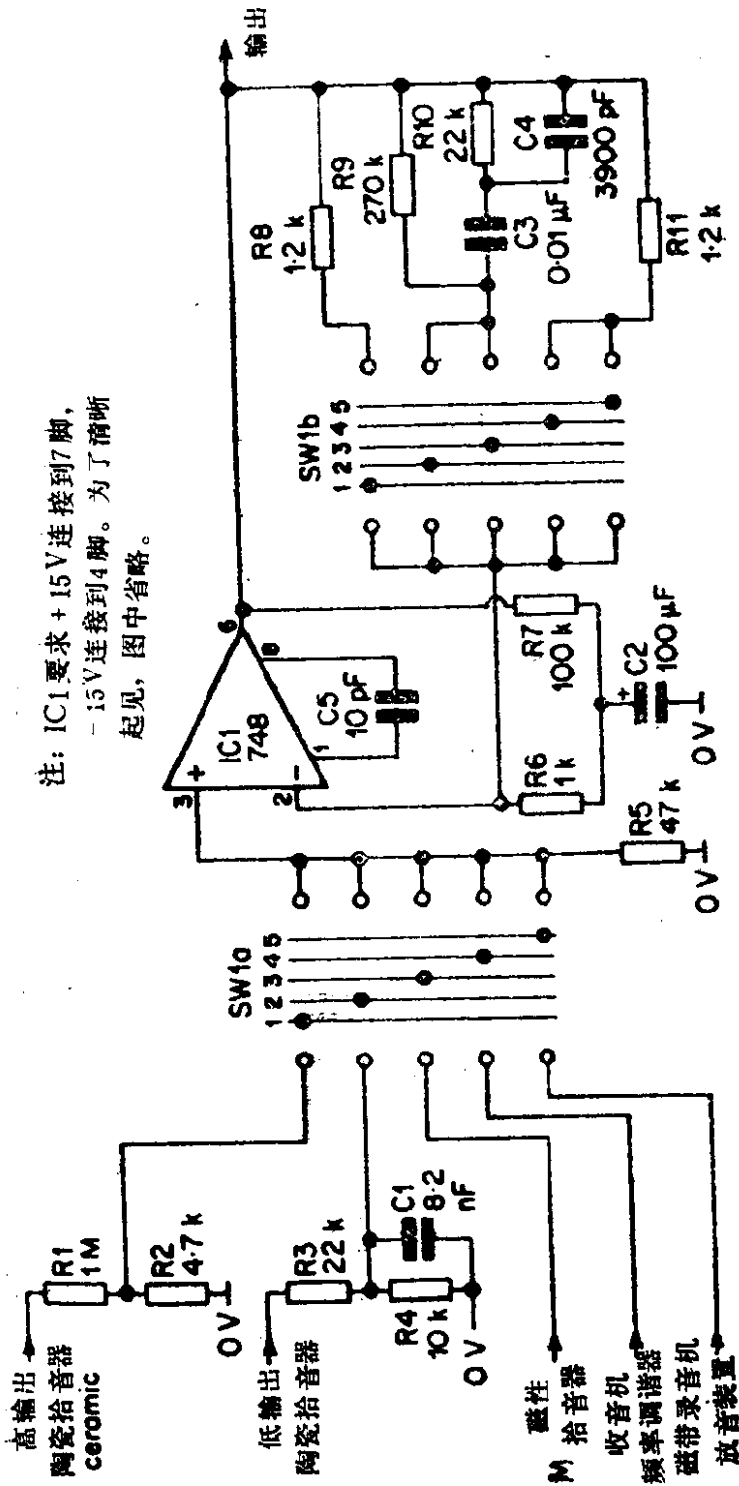
前置放大器所涉及的信号源种类繁多，而且特性又差别很大。但是采用运算放大器形成的负反馈时，这个问题就可迎刃而解。

图4.5是一个实用的前置放大电路。这个电路的核心是748集成运算放大器。这里选用748而不是741，这是由于它有较好的频率特性和较低的噪声。然而，对于进行实验来说，741还是能够胜任的。

放大器接成同相的方式（这种接法噪声低，参看2.7节），为了使直流电压增益为1，用R5、R6和R7偏置放大器。因此失调的影响可以忽略。对交流信号来说，电容器C2的阻抗很低，当没有通过开关SW16加入反馈时，放大器的交流增益非常高。

为了说明用途，电路中画出了5个输入信号源。实际上用户可根据自己的设备需要，只要安装很少的几个输入端。双连开关SW1a和SW1b供选择信号源和必要的反馈，以获得合适的增益和频率特性。

收音机频率调谐器和磁带收音装置的输入最简单，可先



注: IC1要求 +15V 连接到7脚,
-15V 连接到4脚。为了清晰
起见, 图中省略。

图 4.5 音频前置放大器

讨论它们。这时开关选在 4 和 5 的位置。由于它们的频率特性是平坦的，所以 SW1b 选择 R11 进行反馈。增益由 R11 和 R6 的比值决定，C2 在音频范围内为低阻抗。使用图中所标的元件值时，电路的增益约为 2 倍。

对于磁性拾音器，开关选在 3 的位置。由于 R9、R10、C3、C4 的作用，得到一个下降的美国唱片工业协会的特性。常用的 2.5 毫伏的拾音器，在频率特性的平坦部分，前置放大器输出信号将达 200 毫伏。

陶瓷拾音器的信号源阻抗很高。这对高输出陶瓷拾音器没有什么问题，因为 R1 和 R2 组成的简单衰减器为拾音器提供了一个高阻抗的负载。通过 R8 进行反馈，以获得一个平坦的频率特性。

然而，对低输出陶瓷拾音器来说，就存在这个问题。如果要获得一个基本平坦的频率特性，同样需要有一个高阻抗负载。可惜，R5 阻值不能太大，因为它会改变放大器的偏置电流，导致噪声增大；若用一个类似于 R1、R2 的简单分压器网络，就会使信号衰减到不能容许的低电平。如果陶瓷拾音器接一个低阻抗负载，则低频以接近美国唱片工业协会的曲线方式衰减。电路中用 R3、R4 作为一个低阻抗负载，并由电容 C1 补偿频率特性，使它和磁性拾音器的频率特性非常相似。与上述磁性拾音器一样，通过 R9、R10、C3、C4 进行反馈。

在图 4.5 里，开关有五种选择位置，大多数放大器只需要其中三种（磁带放音信号源、电唱机和收音机频率调谐器）。假如只用于一种信号源，开关 SW1a 和 SW1b 就可省略。由于放大器 IC1 的输出不受主放大器的音量和音调控制的影响，因此 IC1 的输出也能用于磁带录音设备。

下面三节详细叙述与前置放大器相配合的实用“附加”电

路。

4.6 沙声抑制器

沙声抑制器是一个简单的低通滤波器，它与5.2节叙述的电路相似。图4.6是沙声抑制器的实用电路。使用图上所标的元件值时，该电路能抑制5kHz以上的频率。这一电路能有效地消除加工不良的磁带所产生的吱吱声、噼啪声和爆裂声，而不至于过分地影响重现的真实性。

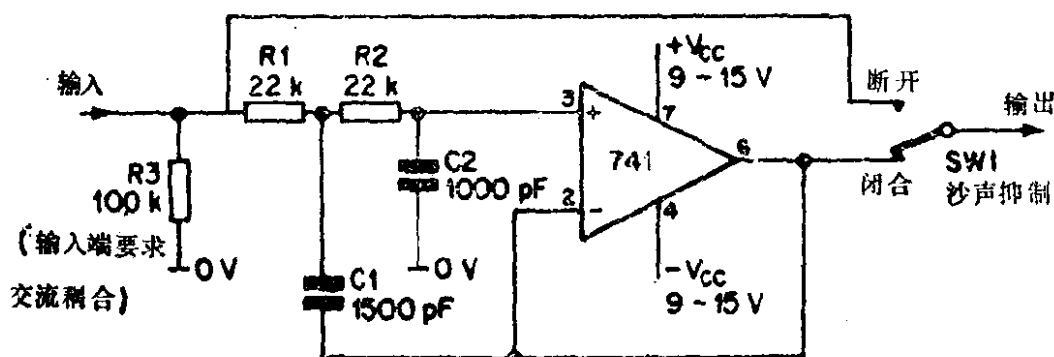


图 4.6 沙声抑制器

4.7 转盘噪声滤波器

廉价电唱机的传动机构，通常是直接驱动转盘。用于高保真度设备的传动机构是皮带驱动，比较这两种驱动方式，直接驱动会使马达的隆隆声耦合到放大器。采用类似于图4.7的滤波器就能较大程度地消除隆隆声。

这种转盘噪声滤波器电路和5.3节叙述的高通滤波器相似。使用图中所标的元件值时，该电路能抑制50赫芝以下的所有频率成分。

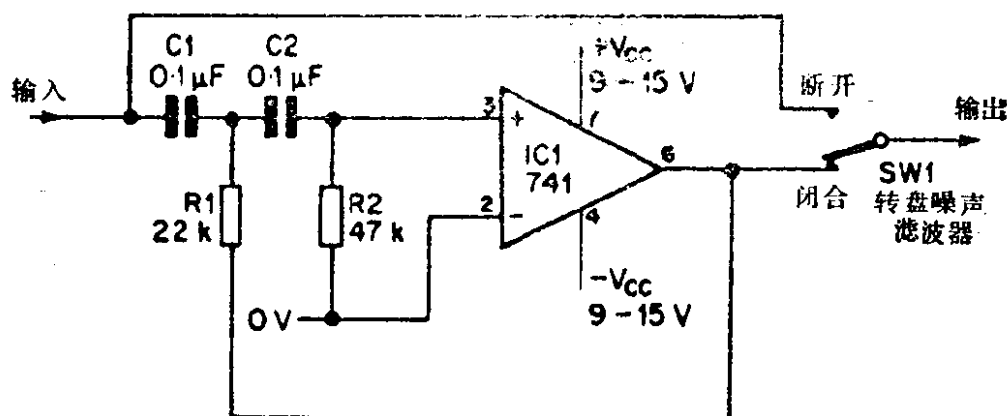


图 4.7 转盘噪声滤波器

4.8 音调控制器

负反馈能够精确地决定放大器的增益。在放大器反馈电路中使用与频率有关的网络，分别采用高音和低音调节，就可以有效地进行音调控制。

有许多可用的音调控制电路（事实上，关于音调控制的内容可以写整整一本书！），最普通的一种是图4.8电路。虽然同相放大器具有较低的噪声（参看2.7节），但为了设计方便，该电路还是以反相放大器为基础。而且音调控制通常是接在前置放大器后面，该处的信号电平已经相当高，因而放大器的噪声可以略而不计。

初看起来图4.8电路似乎是不允许的，但实际上它是由图4.9(a)和(b)两个简单电路组合而成。在图4.9(a)中，RV1是高音控制。这是一个简单的反相放大器，其增益由RV1调节。图中的C1使得该电路在高频时有较高的增益。若用图中所标的元件值时，该电路开始作用的频率在1kHz以上。

在图4.9(b)中，RV2以及和它毗连的元件作低音控制。和

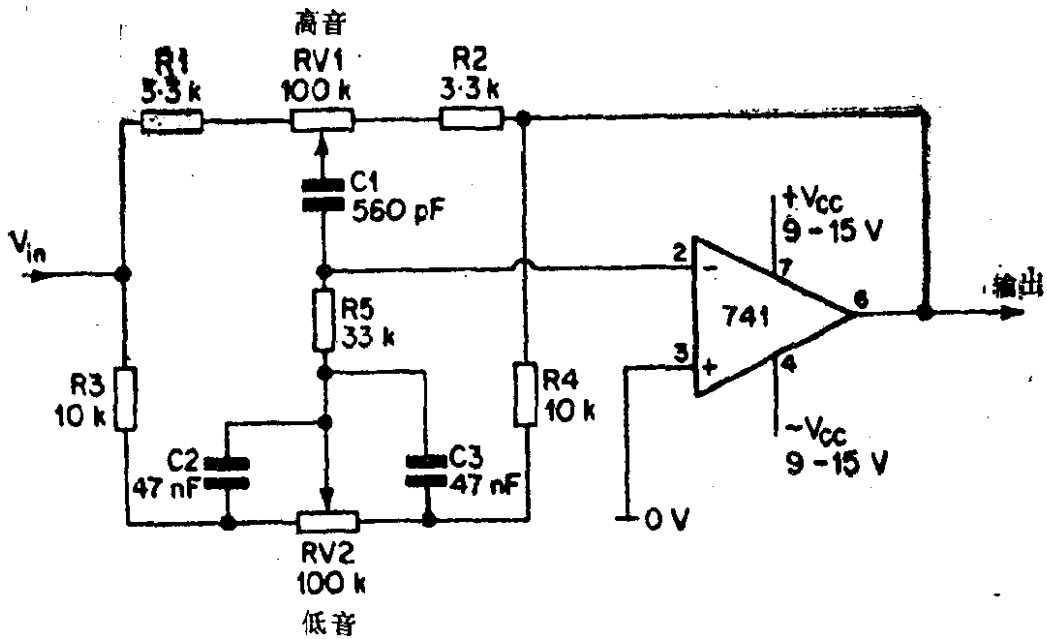


图 4.8 音调控制器

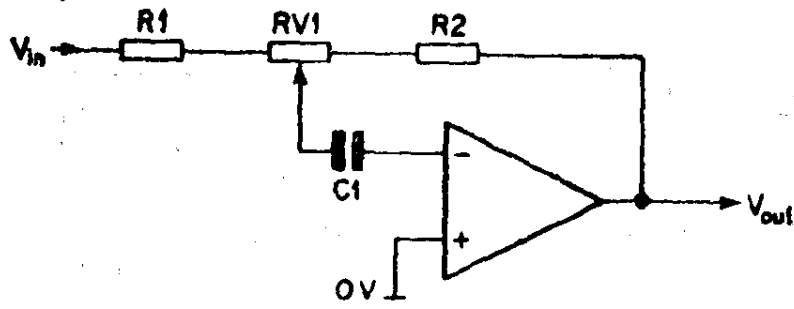
高音控制相似,它也是一个简单的放大器,增益由 $RV2$ 决定。图中 $C2$ 和 $C3$ 在高频时将 $RV2$ 旁路,所以低音控制只有在低频时起作用。使用图中标的元件值时, $RV2$ 在 $1kHz$ 以下开始作用。

由图4.9(a)和(b)两个电路组成图4.8的音调控制电路。 $C1$ 和 $R5$ 的接点是相加点,从而给出图4.10所示的组合频率特性曲线。

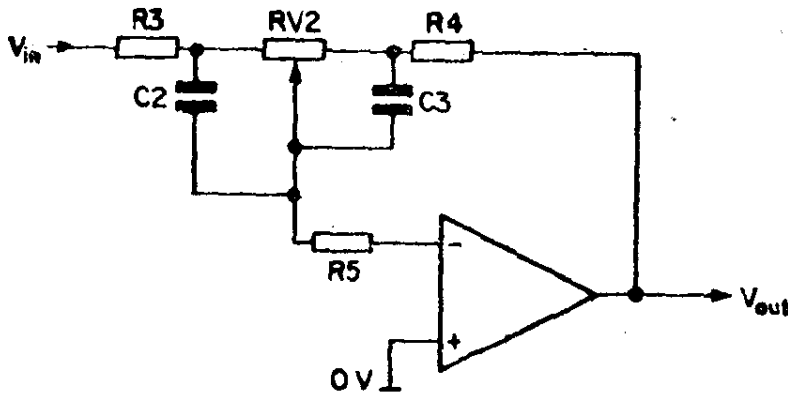
4.9 电平压缩器

电平压缩器,是在输入信号覆盖范围很宽时所用的一种自动增益控制电路。当然,它也适用于扩音系统和磁带录音电平的调整。

图4.11为电平压缩器的电路,输入信号在2毫伏到200毫伏的范围之内,它将给出200毫伏左右的恒定输出电平。该电路



(a) 高音部分



(b) 低音部分

图 4.9 音调控制器的分解

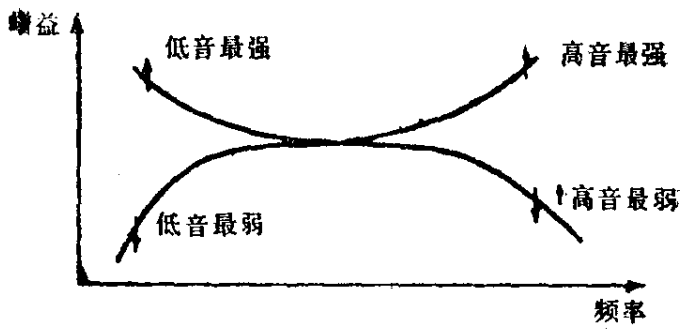


图 4.10 音调控制的作用

注: +V_{cc}连接到IC1~3的7脚, 0伏接到4脚, 为清楚起见, 图中省略。

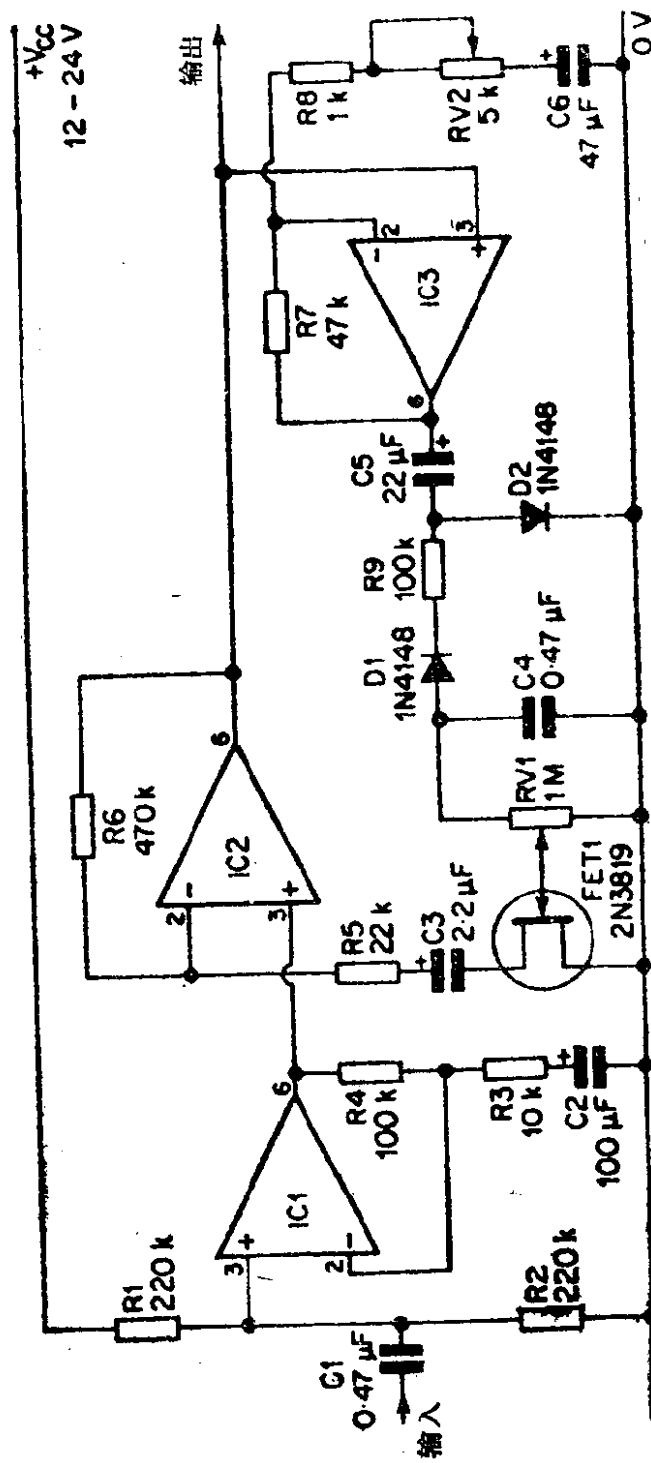


图 4.11 电平压缩器

对输入电平的增加响应快，而对输入电平的减小响应慢。众所周知，快跃升，慢衰减，正是任何自动增益控制（AGC）系统的正常要求。通过C1将输入信号耦合到IC1，它是普通的交流放大器，其增益为10。IC1的输出连接到另一个交流放大器IC2，它的增益由R6、R5和场效应管FET1的漏极——源极电阻值决定。场效应管呈现的阻抗越高，IC2的增益越低。下面将会看到，场效应管的栅极电压是受信号电平控制的。

输出电压由IC3监控，其增益由RV2调节。IC3用C5交流耦合输出，并由D2恢复为直流，使得在R9上得到的信号对称于零伏左右。由D1和C4检波后所得的电压加到场效应管FET1的栅极。如果输出电平上升，FET1的栅压更负，使漏极——源极电阻增大，IC2的增益下降，补偿了信号电平的变化。

如果输出电平下降，C4将通过RV1放电，使漏极——源极电阻减小，并使IC2的增益增加，在输入信号变化的情况下，输出电平仍保持恒定。跃升时间由R9、C4决定，下降时间由RV1、C4决定。RV1和RV2调节电路稳定时的输出电平。

对于实验者来说，图4.11电路是够理想的，但是还可以使用自动增益控制集成电路，以简化电路设计。一个典型的芯片是图4.12所示的76020。它的工作原理与图4.11电路相似。如果输出电压的峰值超过了RV1滑动点的电压，则电容器C4通过D1和R3充电，在C4上出现一个正电压，削弱输入信号，使输出电平下降。76020的上升/下降时间比在内部已经固定。

4.10 婴儿报警器

婴儿报警器对有幼小儿童的家庭是必不可少的。该装置由两芯电缆连通的主控放大器和小型话筒组成，因而主控放大器

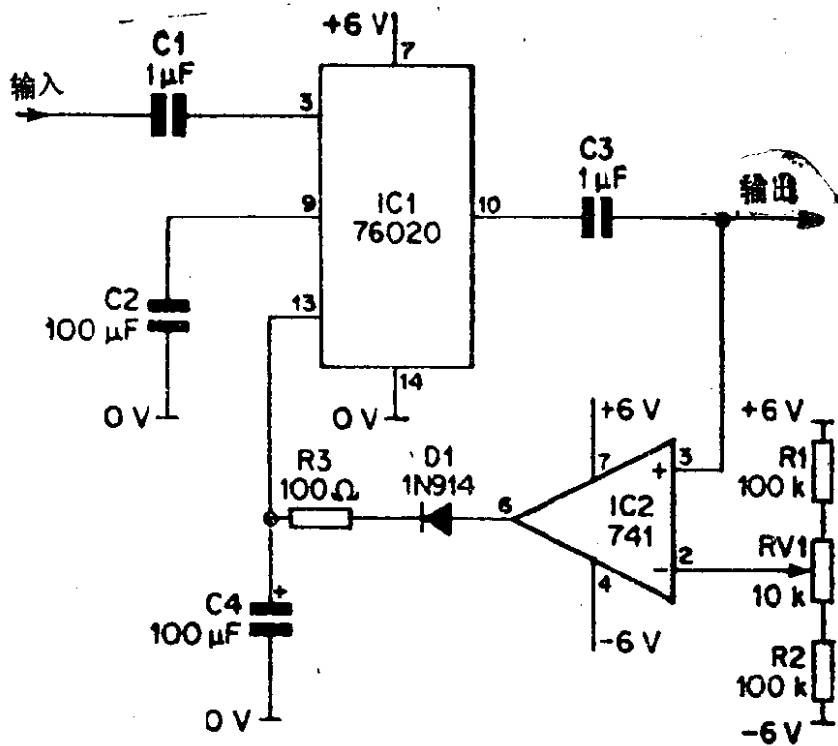


图 4.12 集成电路电平压缩器

能收听到安放有微型话筒的儿童活动室中的声音，对讲装置同样可以通过主控放大器向遥控单元通话，婴儿报警器已有现成的产品，但是下文所叙述的装配婴儿报警器的部件，仅是一般婴儿报警器价格的一小部分，其中最昂贵的部分是它的外壳。

图4.13是婴儿报警器的原理电路。主控单元中有一个音频放大器（用AMP表示）、一个喇叭和通话用的开关PB1。在受控地点只有一只话筒。有趣的是动圈式话筒和喇叭的结构基本上相同，廉价半导体收音机中用的小型喇叭既可作为喇叭，也可作为一个简易话筒。为了经济实惠、在图4.13电路中LS1和LS2就是用廉价的喇叭既作话筒又作喇叭的。

PB1在正常的位置时，LS1作为话筒连在放大器的输入端，LS2作为喇叭连在放大器的输出端。此时，声音是从遥控点传到主控点。如果按下PB1，LS1则连到输出端，LS2连到输入端。

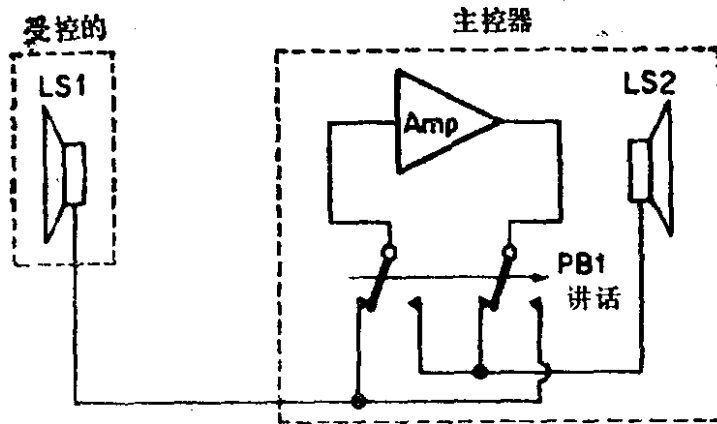


图 4.13 婴儿报警器

这样声音就从LS2（作为话筒）传到LS1（作为喇叭）。

图4.14是放大器本身的电路。这是一个普通的音频放大器，它采用2.7节和2.9节所述的电路。为了减小放大器的噪声，IC1是用同相接法。用RV1调整IC1的增益，作为音量控制。IC2是固定增益的反相放大器。TR1和TR2将电流放大后去驱动低阻抗的负载LS1和LS2。

这个电路是依靠主控单元中一只9伏电池工作的。在静态时电流损耗最小，但有声音时损耗最大。因此电池寿命随使用情况而定，但PP3型电池的典型寿命是几个小时。如果需要的话，也可以采用类似8.1节所述的简单供电电源。

4.11 电话监听器

电话监听器能让许多人同时听到一个电话里的对话。按邮局的规定，禁止将它连接到电话电缆上，但是可以从电子业余品商店买到感应拾音器，它是由匝数很多的线圈固定在橡胶吸头上所构成。它能吸附在电话机上，由电磁感应拾取话音。每一个电话机的最佳吸附位置，似乎都不一样。通常最好的地方

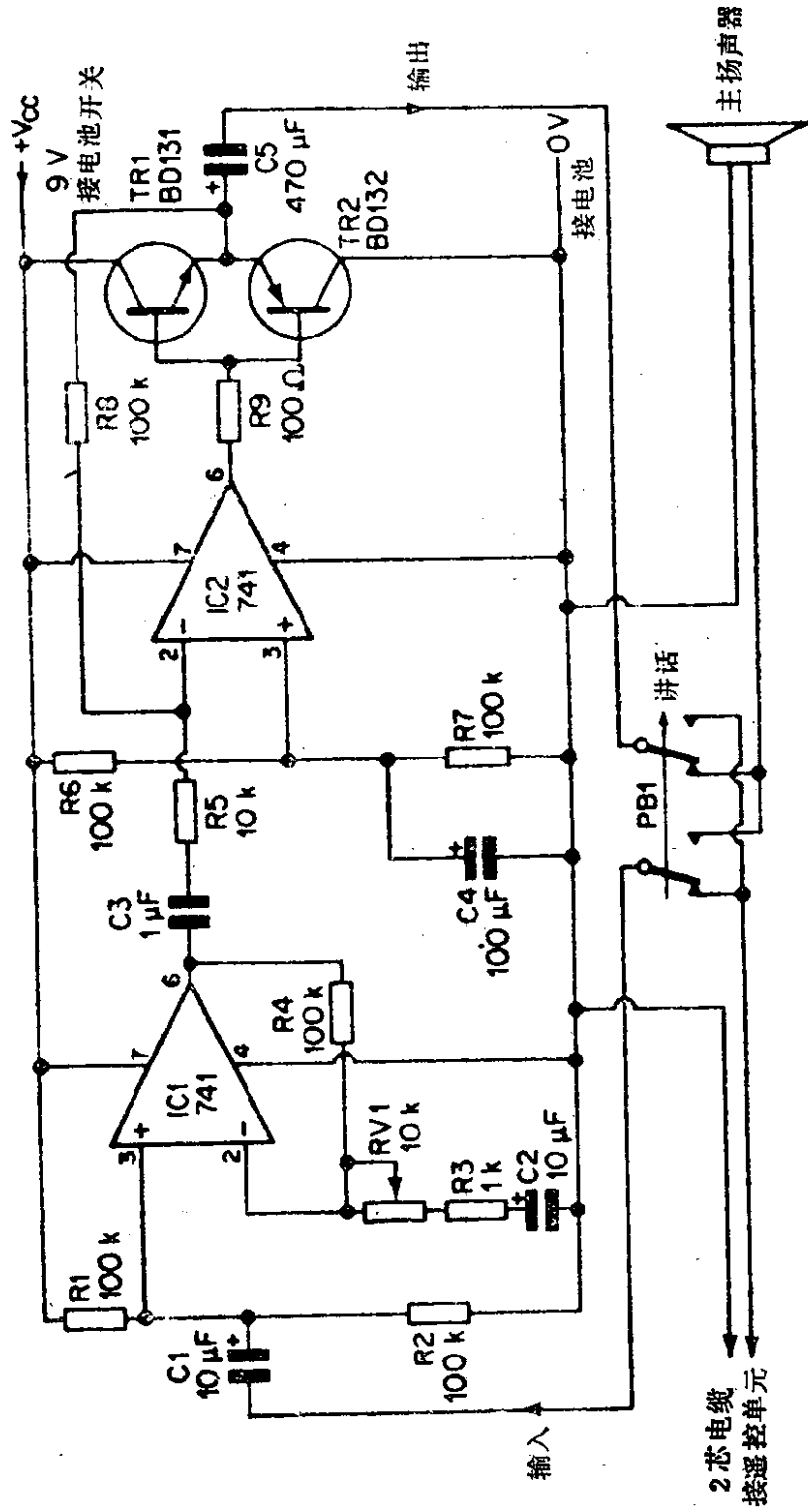


图 4.14 婴儿报警器和电话监听器中的音频放大器

是在送受话器附近，或在电话机底座边上。

将感应吸头连接到图4.14放大器的输入端，据上节所述，用一个廉价的喇叭接到放大器的输出。使用时，要非常小心地调节音量控制器和选择监听器的位置，以防止电话机的话筒拾取放大的了的话音。否则，如不小心，电话机和监听器都将发出刺耳的啸叫声。

4.12 噪声发生器

噪声是音频电路设计者通常要设法避免的。然而，噪声发生器却是许多音响效果（蒸汽机、汽笛、刮风、下雨等等）所必需的。图4.15是简单而实用的噪声发生器的电路。

噪声由TR1产生。当晶体管的发射结反向偏置超过5伏时，它的作用象一个齐纳二极管。如果偏流非常低，则由此引起的齐纳电压颇有噪声。

TR1产生的噪声交流耦合到IC1，IC1接成一个高增益的放大器，放大器输出噪声的幅值约为2伏。

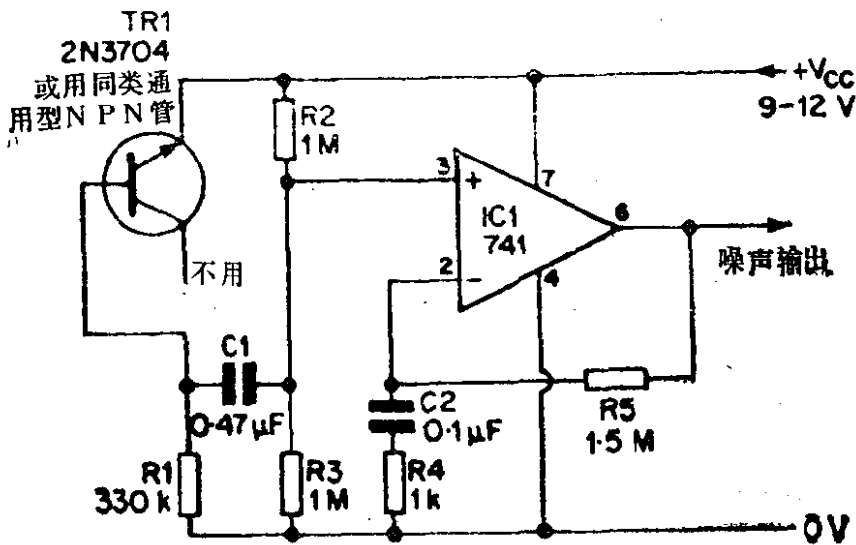


图 4.15 噪声发生器

第五章 滤波器

5.1 引言

由电容和电感网络所构成的无源滤波器具有许多实际用途。然而，电感体积大，价格高，制造也较为困难。采用运算放大器和具有选频特性的负反馈支路能够设计出只用电阻和电容的滤波器。

令人遗憾的是，滤波器的设计是涉及高等数学如拉普拉斯变换和函数变换的技术性很强的课题。下文在描述滤波器时，做法是尽量采用简单易懂的方法，少用数学方法，并且也只给出电路结构框图。读者如需了解更多的细节，可参考具有更完整分析的专业书籍。

5.2 低通滤波器

5.2.1 简单低通滤波器

图5.1为最简单的低通滤波器。电容 C 对直流呈现无穷大的阻抗，如2.2节所述，该滤波器的低频增益由 R_1 和 R_2 决定。当频率升高时，电容 C 的阻抗下降，从而导致增益下降。截止频率为



$$f = \frac{1}{2\pi CR_2}$$

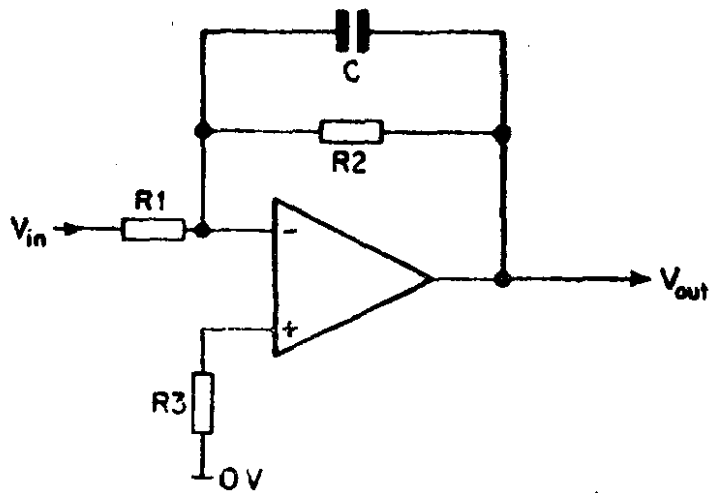


图 5.1 简单低通滤波器

5.2.2 典型低通滤波器

图 5.2 为典型的采用运算放大器组成的低通滤波器。其低频增益为 1。为了简化计算，令 R_1 和 R_2 相等， C_1 的电容量为 C_2 的两倍。则其截止频率为：

$$f = \frac{\sqrt{2}}{4\pi RC}$$

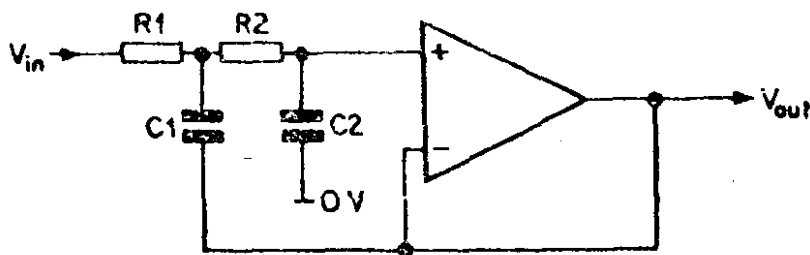


图 5.2 典型低通滤波器

式中 $R_1 = R_2 = R$ ， $C_2 = C$ 和 $C_1 = 2C$ 。

满足上述关系时，滤波器被称为临界阻尼，它的截止特性曲线比 5.2.1 节中的简单滤波器要陡得多，如果 C_1 不是 C_2 的两倍，则截止频率为：

$$\gamma = \frac{1}{2\pi R \sqrt{C_1 \cdot C_2}} \quad \text{式中 } R_1 = R_2 = R$$

频率响应曲线的峰值是高还是低，与 C_1 和 C_2 之值有关，如图5.3所示。

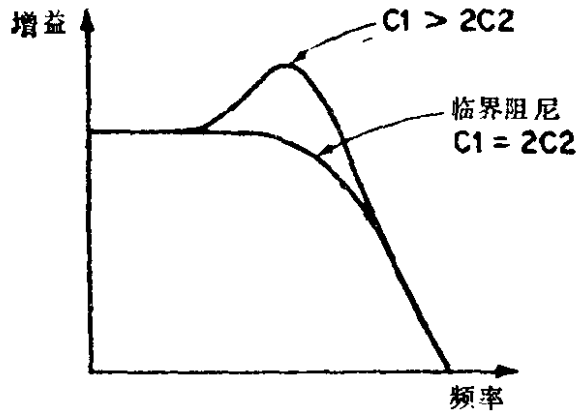


图 5.3 低通滤波器特性曲线

类似于图5.2的低通滤波器，是音频沙声抑制器的基础。

5.3 高通滤波器

5.3.1 简单高通滤波器

图5.4为最简单的高通滤波器。在高频时增益由 R_1 、 R_2

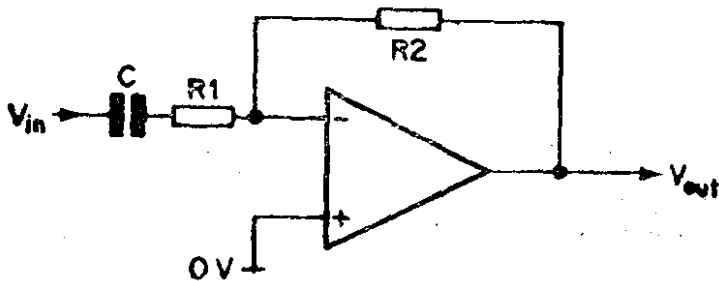


图 5.4 简单高通滤波器

(和放大器本身)决定。在低频时,电容 C 的容抗增加,引起滤波器增益的下降。其截止频率为

$$f = \frac{1}{2\pi CR_1}$$

注意:高频增益将受放大器本身有限的带宽影响而减小。

5.3.2 典型高通滤波器

图5.5电路和图5.2低通滤波器的电路结构相似,仅是电容和电阻交换了位置。理论上选择电路元件时应选 C_1 和 C_2 相等, R_2 为 R_1 的两倍。其截止频率为

$$f = \frac{\sqrt{2}}{4\pi RC}$$

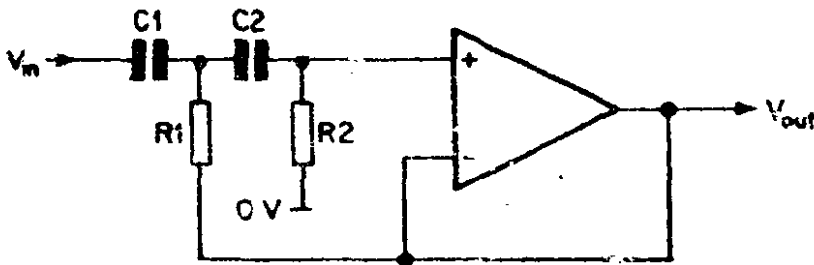


图 5.5 高通滤波器

式中 $C_1 = C_2 = C$, $R_1 = R$ 和 $R_2 = 2R$ 。

$C_1 = C_2 = C$ 时的通用公式为

$$f = \frac{1}{2\pi C \sqrt{R_1 \cdot R_2}}$$

R_1 和 R_2 的比值决定图5.6特性曲线的截止频率。

高通滤波器广泛地应用于音频电路中,作为转盘噪声滤波器。

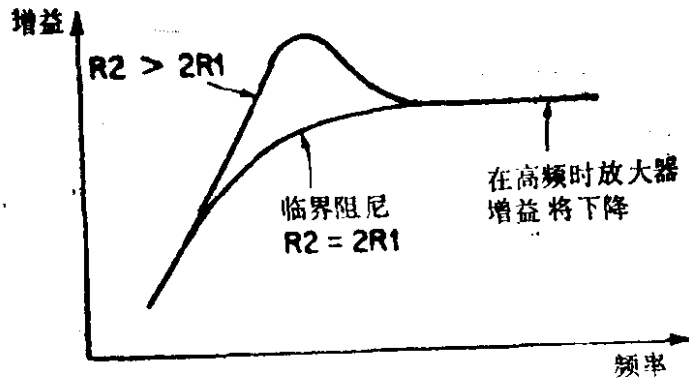


图 5.6 高通滤波器的特性曲线

5.4 带通滤波器

5.4.1 引言

顾名思义，带通滤波器应能通过某一段特定的频率信号，并能滤去高于或低于这段频率的信号。带通滤波器的特性，可简单地用中心频率和中心频率与 -3dB 带宽的比值(用 Q 表示)这两个参数来详细说明。 Q 值越高，图 5.7 特性曲线的形状就越陡。

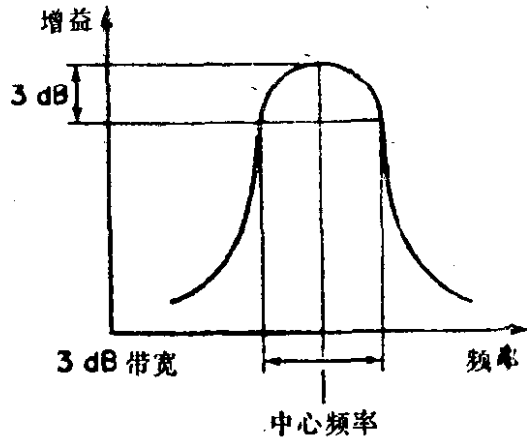


图 5.7 带通滤波器

5.4.2 单级放大带通滤波器

图 5.8 电路被广泛地用作带通滤波器。为了简化计算， R_1 、 R_2 、 R_3 应该相等(用 R 表示)， C_1 、 C_2 应相等(用 C 表示)。

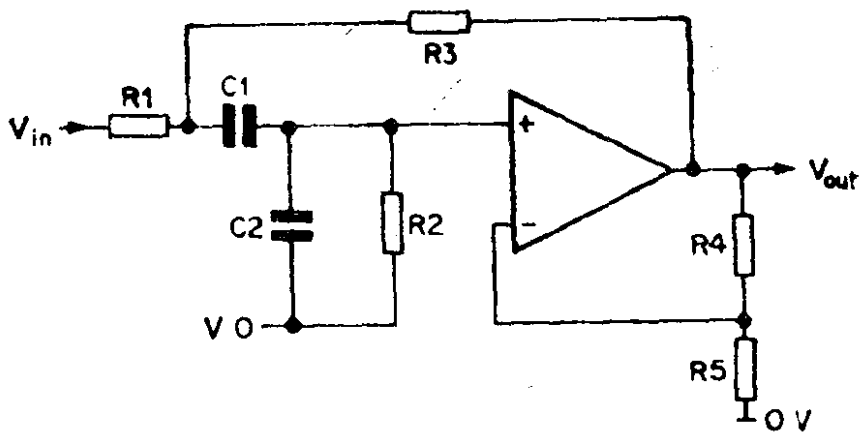


图 5.8 单级放大带通滤波器，电路之一

其中心频率为：

$$f_o = \frac{\sqrt{2}}{2\pi RC}$$

电路的 \$Q\$ 值由 \$R_4\$ 和 \$R_5\$ 决定

$$Q = \frac{R_5 \sqrt{2}}{4R_5 - R_4}$$

图5.9为另一单级交流放大器的电路。选择元件时，应使 \$R_1\$ 和 \$R_2\$ 相等（用 \$R\$ 表示），\$R_3\$ 应等于 \$2R\$，\$C_1\$ 和 \$C_2\$ 应相等（用 \$C\$ 表示）。方程式比较简单

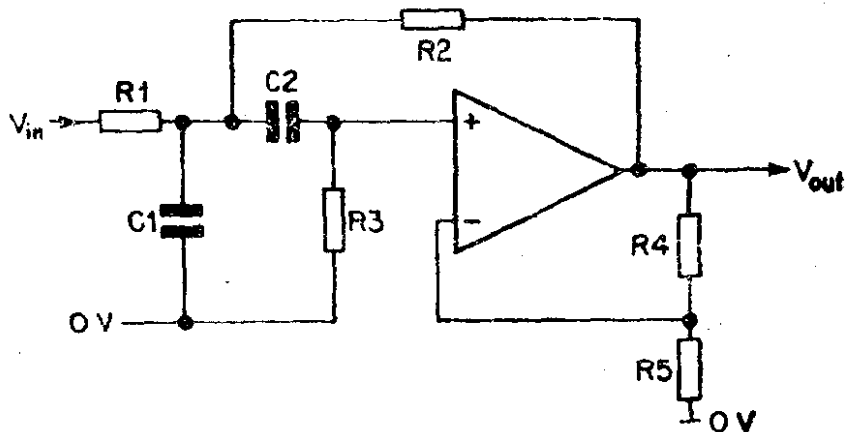


图 5.9 单级放大带通滤波器，电路之二

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

$$Q = \frac{R5}{2R5 - R4}$$

5.4.3 两级带通滤波器

图5.10电路虽然用了两级放大器，但它比上节所述的那些电路更易于理解。第一级（IC1）是与5.2.1节相类似的低通滤波器，第二级（IC2）是高通滤波器，其原理和5.3.1节所述相同。中心频率由下式决定。

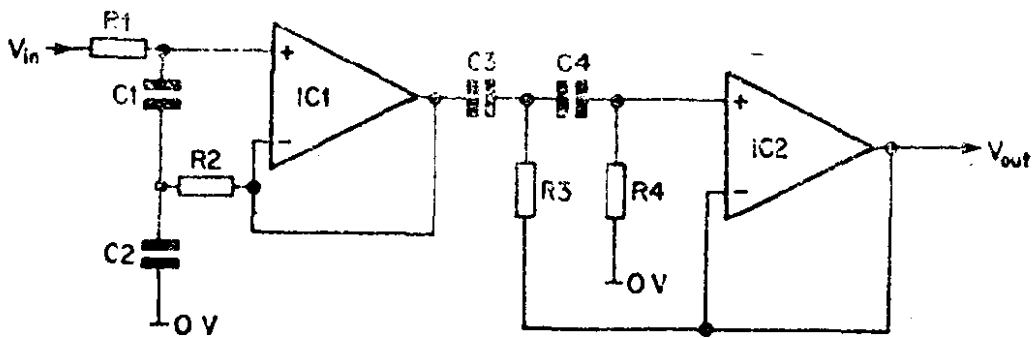


图 5.10 两级带通滤波器

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

式中 $R1 = R2 = R3 = R4 = R$ 和 $C1 = C2 = C3 = C4 = C$ 。

带宽由5.2.1节和5.3.1节所描述的截止频率来决定。如果上述 R 和 C 的等式不成立，则高、低截止频率需分别确定。

5.5 陷波滤波器

5.5.1 引言

陷波滤波器和带通滤波器的作用相反，它用来抑制一个频

带。陷波滤波器一般是用于抑制灵敏的音频电路和测量仪表中50Hz电源的嗡嗡声（除英国、中国等国家外都为60Hz）。陷波滤波器的中心频率和Q值用相似带通滤波器的方法来定义。

5.5.2 单级放大陷波滤波器

图5.11为Q值很高的陷波滤波器。为了简化设计，元件值应这样选择：

$$R_1 = R_2 = R$$

$$R_3 = \frac{R}{2}$$

$$C_1 = C_2 = C$$

$$C_3 = 2C$$

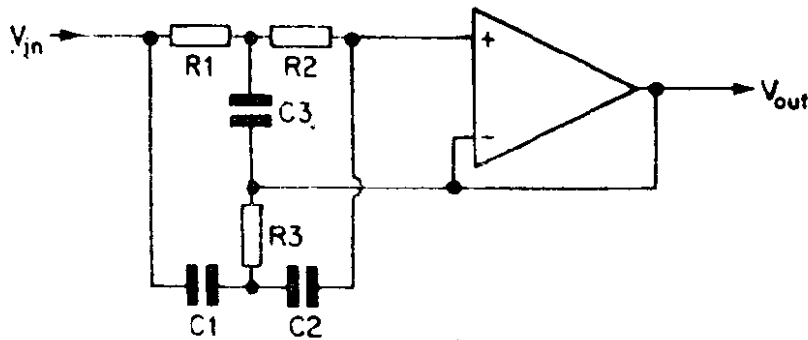


图 5.11 高Q陷波滤波器

如果上述条件满足，则中心频率为

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

5.5.3 两级放大可调陷波滤波器

6.5.2节电路是窄带陷波，但如需要把它变成可调的就有困难。图5.12可用一只可变电容C1进行调节。C1一般取几百

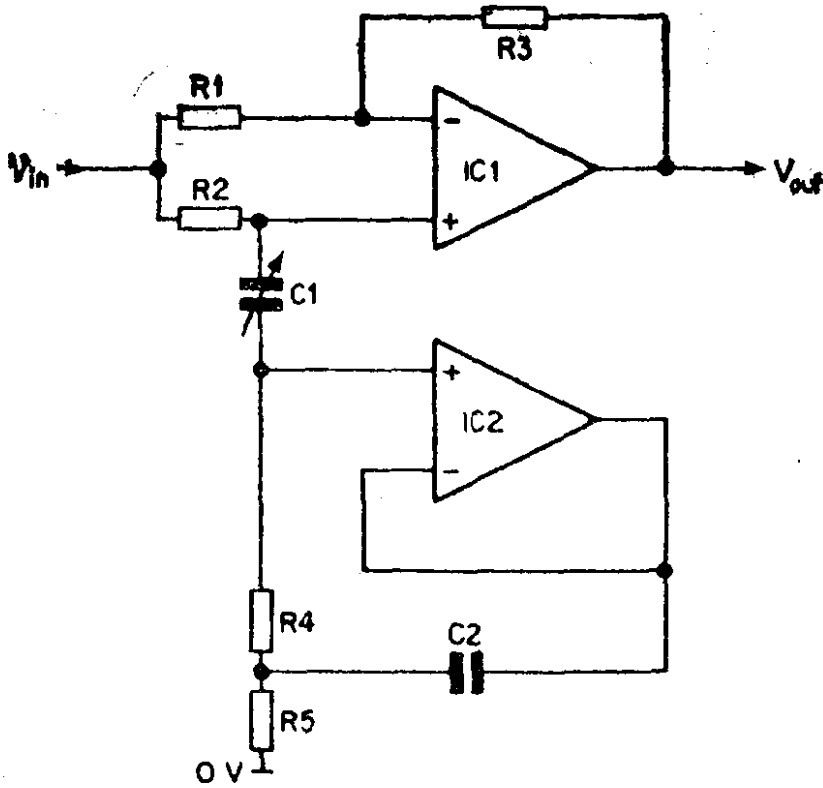


图 5.12 可调陷波滤波器

皮法， $C2$ 一般取几个微法。通常，采用下面的电阻等式能使设计简化：

$$R1 = R2 = R3 = R$$

$$R4 = R5 = R/2$$

中心频率为：

$$f_o = \frac{1}{\pi R \sqrt{C1 \cdot C2}}$$

5.5.4 Q值可调陷波滤波器

图5.13为用一电位器来改变陷波滤波器的 Q 值，而又不影响中心频率的电路。电位器可用任一合理的阻值，电路的 Q 值由 R_a/R_b 的比值决定。通常，下面这些等式必需满足，即：

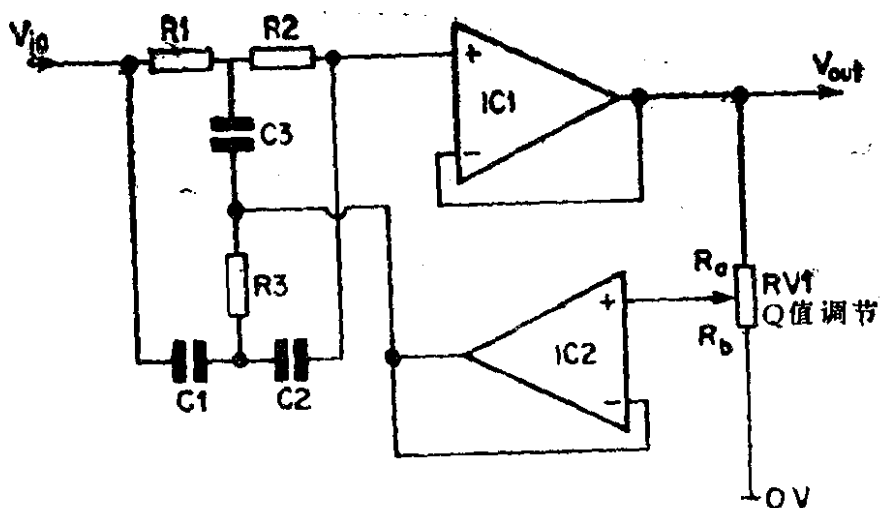


图 5.13 Q 值可调的陷波滤波器

$$R1 = R2 = R$$

$$R3 = R/2$$

$$C1 = C2 = C$$

$$C3 = 2C$$

中心频率为：

$$f_o = \frac{1}{2\pi RC}$$

Q 值可调的陷波滤波器在低电平的测量仪表中是很实用的。

5.6 实际问题

在上述所有的方程式中，曾作了一些忽略这是显而易见的。电阻单位必须是欧姆，电容单位为法拉，计算的结果为赫兹（对老年读者讲为每秒周数！）。

在等式中采用精密电阻（最大误差为1%）和高精度小公差电容。在方程中，电阻和电容值常常需要二的倍数或除以二，这样在整个电路中最好采用一个数值的电阻和电容，把它

们并联或串联，以获得所需要的数值。

常常发现，没有固定数值的电阻电容能给出所需要的频率。把电阻串联比可变电阻好。虽然这是粗糙的，但这是滤波器设计实践中的一个已成事实。另外，精密线绕电阻或薄膜电阻都可得到所需要的阻值。虽然这对一家一户讲是昂贵而不现实的，但对大批生产来讲，经济上是可行的。由于线绕电阻存在固有电感，故只能用于低频电路。

第六章 其它电路

6.1 引言

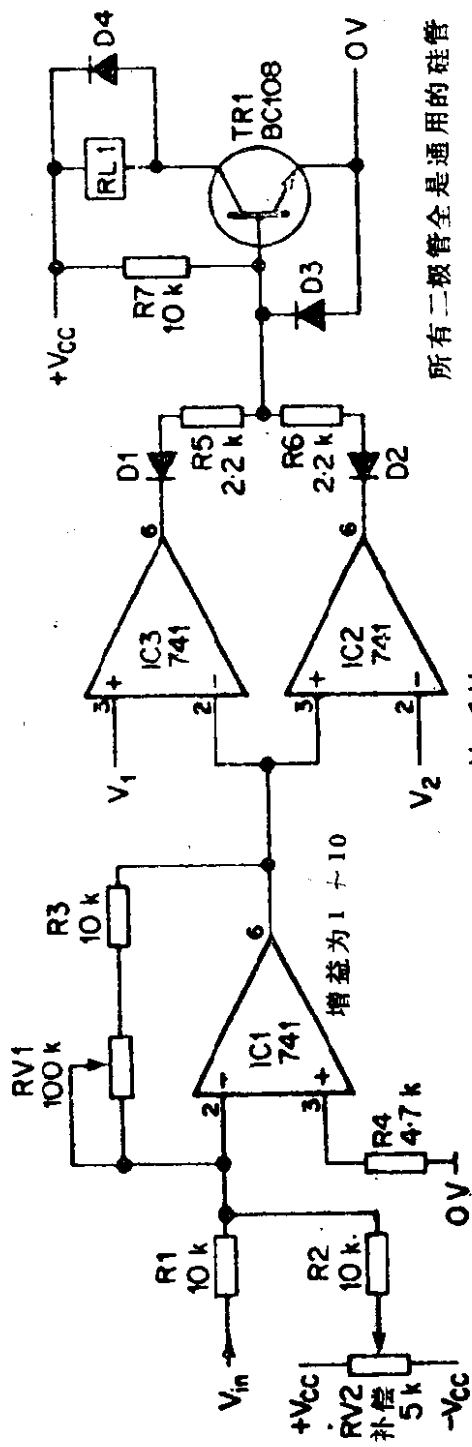
前面各节中的电路可以简单明显的进行分类,如“音频电路”或“滤波器”等。本节新叙述的电路,虽然不易分类,但在说明运算放大器的通用性方面是很有用的。

6.2 窗口检测器

窗口检测器是指示输入电压是否在特定范围内的一种电路。它用于工业控制系统,当被测量(温度、液面等)超出标准的电平时,便发出一个报警信号。此外,它还可作为自动测试仪的一部分,完成从电阻到电源的自动检测。

图6.1(a)为窗口检测器电路,它具有图6.1(b)所示的特性。当输入电压值在 V_1 和 V_2 之间时,输出端的继电器绕组获电而吸合。如果输入电压高于 V_1 或低于 V_2 ,继电器将释放。 V_1 和 V_2 决定这个“正确”的范围,它们可以是任意数值或极性(当然, V_1 是比 V_2 更正的电压)。

IC1是简单的反相放大器,它的输出和 V_1 、 V_2 的合理数值比较后,产生一个小的差值电压以便进行检测。IC1的增益由RV1调整。如果需要检测的是大电压顶部的一小段范围,可在RV2上加一补偿电压(例如,当正确范围为5V到5.5V, RV2可用来冲消掉5V,当IC1的增益为20时,就可把0.5伏的范围



所有二极管全是通用的硅管
 所有集成电路的7脚接源 + V_{cc}
 4脚接电源

$V_2 < V_1$
 (a) 窗口检测器电路

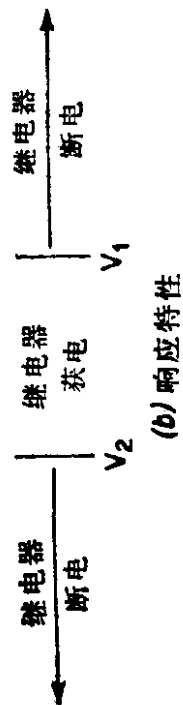


图 6.1 窗口检测器

在IC1的输出端放大到10伏)。

IC1的输出加到IC2的同相输入端和IC3的反相输入端。这些放大器没有负反馈，因此是满增益工作。在此条件下，其输出不是正的就是负电源电压值，它由IC1的输出和 V_1 或 V_2 比较而定。

IC2和IC3的输出接到TR1的基极。当IC1的输出是在 V_1 和 V_2 之间时，IC2和IC3的输出将为正，电源经R7供给TR1基极偏流，使TR1导通。如果IC1的输出比 V_1 更正或比 V_2 更负，其相应的输出将为负电源电压，并通过R5或R6使TR1截止。于是，输入若超出预定范围，则继电器RL1将因断电而释放。

图6.2给出了可作为 V_1 和 V_2 电源的三种方法。注意到由于IC1是接成反相放大器(加有补偿电压)，故电压 V_2 对应于加在R1上的触发电压的最大值， V_1 对应于触发电压的最小值。在电源电压不稳定时(例如，蓄电池供电)，用稳压管电源是较好的。

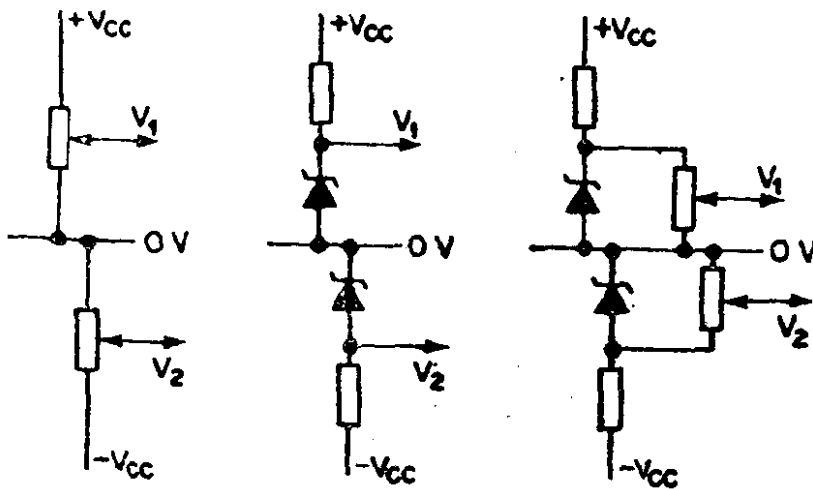


图 6.2 窗口检测器的基准电压

6.3 电压—电流和电流—电压变换器

因为电流环路能很好地抑制噪音，所以要将电压通过电缆传送到任何距离之外，都希望把它变换为电流，而在接收端再逆变为电压。此外许多工业传动机构和仪表也要求电流输入。

在图6.3(a)电路中，输入电压加在IC1的同相输入端。负载接在放大器输出和反相输入端之间，并通过R1接地。放大器输出电流I流过负载和R1，产生一个 $I \cdot R1$ 电压加在反相输入端。

因 $V_1 = V_{in}$
 故 $I = \frac{V_{in}}{R1}$ 它完全与负载无关。

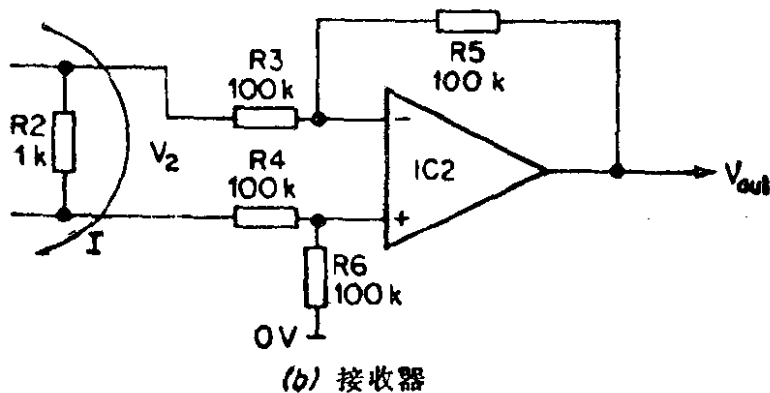
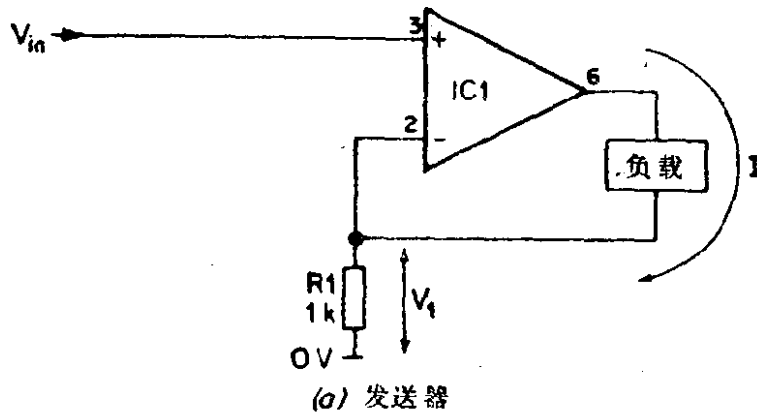


图 6.3 电压/电流/电压变换器

该电路的输出电流完全取决于输入信号，而和负载无关。

如果需要的话，在输入端可用图6.3(b)电路将电流转换为电压。电流流过电阻 R_2 就能产生电压 V_2 。为了抑制共模干扰，该电压接到差分放大器（见2.5节）后，输出 V_{out} 电压。

若 $R_1=R_2$ 和 $R_3\sim R_6$ 都相等，则整个电路的增益为1， $V_{out}=V_{in}$ 。

6.4 斜波电路

电动机的驱动电路中，为了避免电流过载或机械变形，常需要对加速度加以限制。5.2.1节所述的低通滤波器能给出指数特性，更巧妙的解决办法是采用图6.4的电路。它的输出电压在 $V_{out}=-V_{in}$ 以前是按恒定斜率变化的。它的特性可综合为图6.5所示。

如C1需要大容量可采用背靠背接法的钽电解电容

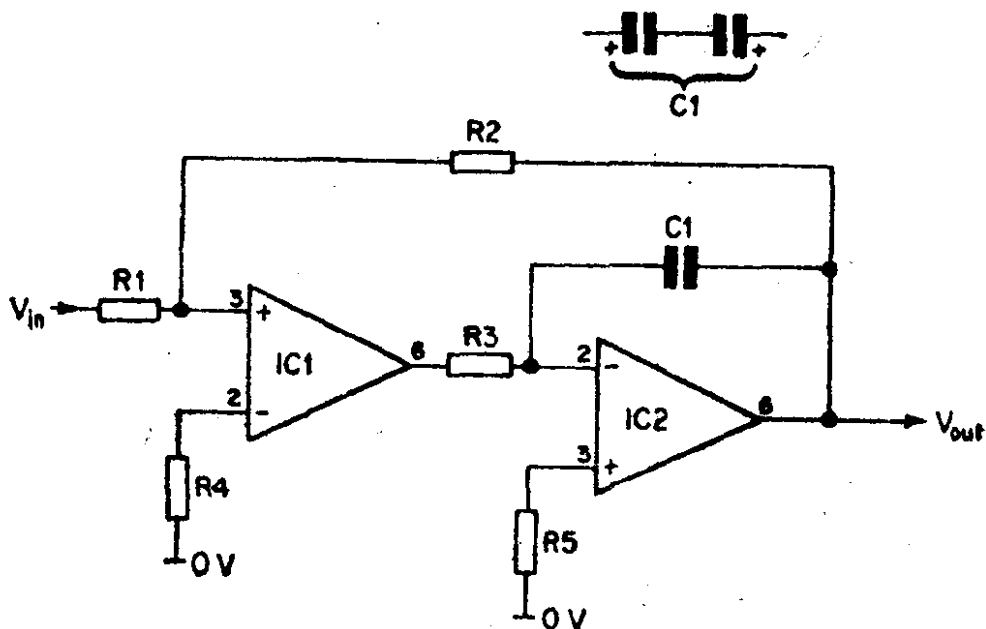


图 6.4 斜波电路

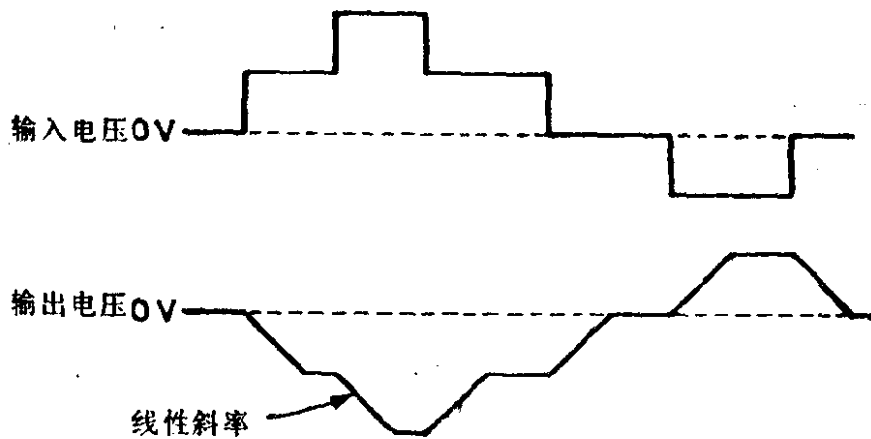


图 6.5 斜波电路的特性曲线

图6.4中IC1用作比较器，将 V_{out} 与 V_{in} 进行比较。若IC1同相输入端为正，则IC1的输出电压将为正的电源电压。同理，若同相输入端为负，则IC1输出将为负的电源电压。

R_1 和 R_2 决定电路的增益，增益等于1时， R_1 等于 R_2 。

IC1将在 $V_{out} = -V_{in}$ 时得到平衡。

IC2用作积分器，加到 R_3 上的输入电压不是正电源电压就是负电源电压。设 V_{in} 大于 $-V_{out}$ ，则加到 R_3 的输入将是正电源电压， V_{out} 将按线性方式变化，一直到 V_{out} 重新等于 $-V_{in}$ 为止。同理，如果 V_{in} 小于 $-V_{out}$ ，我们仍可得到按线性变化的 V_{out} ，一直到再一次平衡为止。当 $V_{out} = -V_{in}$ 时，IC1的输出名义上虽为零伏，但实际上它将对积分器的失调电流进行高频随机补偿。

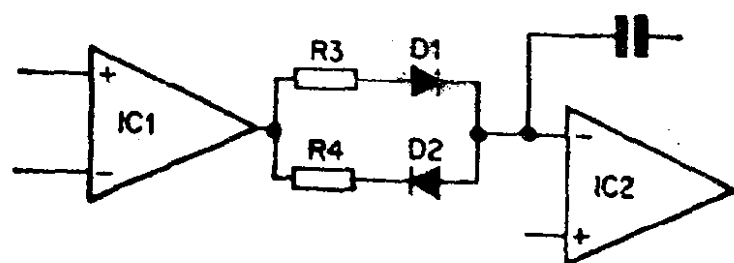
这个电路的增益可简单地表示为 $-R_2/R_1$ 。

输出的变化率为

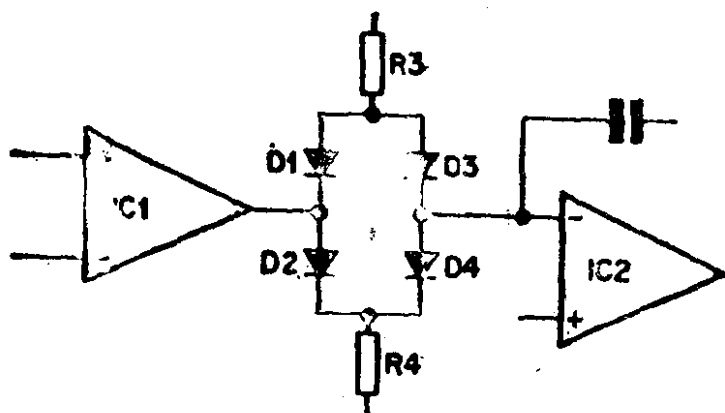
$$\frac{V}{R_3 \cdot C_1} \quad \text{伏/秒}$$

式中 V 为电源电压(设等于 $\pm V$)， R_3 用欧姆表示， C_1 用法拉表示。当然， R_3 换成兆欧，同时 C_1 换成微法也可。

若要求上升率和下降率不同时，可采用图6.6(a)和(b)



(a) 第一种电路



(b) 第二种电路

图 6.6 斜度不等的斜波电路

所示的电路。在每一种情况下， R_3 决定负向输出斜率， R_4 决定正向斜率，斜率仍可用上式计算。图6.6(b)的优点是 V_1 和 V_2 不需要等于电源电压，可从别处得到。

6.5 相位超前电路

相位超前电路差不多和斜波电路相反。它用在输出稳定到终值以前产生一“突跳”，如图6.7(b)所示。对于启动带有大惯性负载的电动机是很有用的。

电路如图6.7(a)所示。在稳态条件下，它和标准反相放大器一样。增益由 R_1 、 R_2 、 R_3 决定，但是，当输入变化时，由于 C_1 使反馈滞后，将引起输出突跳。当 C_1 充电后，输出返回

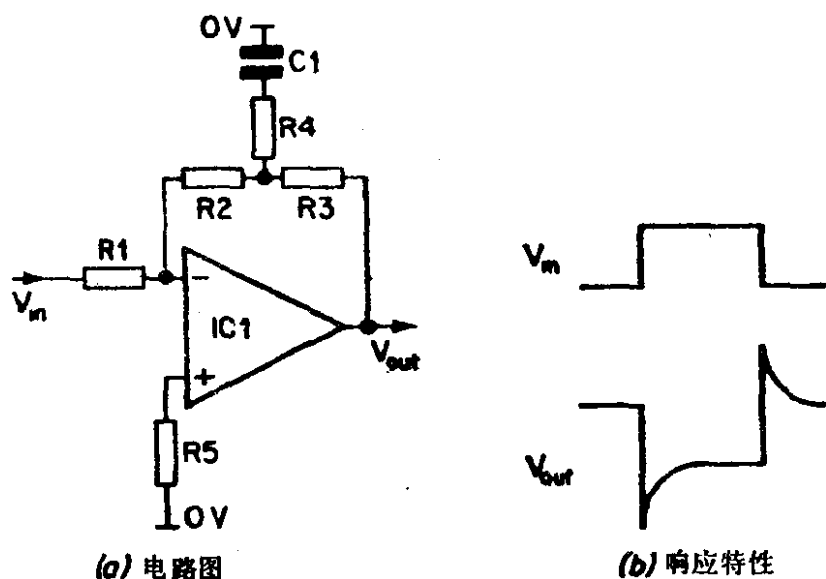


图 6.7 相位超前电路

到稳定值。突跳的高度由 R_4 、 R_2 和 R_3 之比决定，而宽度则由 C_1 和 R_2 、 R_3 、 R_4 的并联值的乘积决定。

6.6 峰值拣选器

图6.8电路可用来储存变化着的信号的峰值。因此它在音频电平指示器和控制仪表的许多方面是很实用的。

如果输入电压大于输出电压，则 IC_1 的输出将对电容 C_1 正向充电，一直充到输出和输入相等为止。当输入电压下降， IC_1 的输出变负， D_1 截止， C_1 放电。 C_1 上电压（和输出电压相等）就是输入电压的最大值。

由于 IC_2 输入偏置电流的影响，电容 C_1 上电压将缓缓地下降。如果要求长时间存储时， IC_2 应采用场效应管放大器。如果接上 R_1 ，电容 C_1 上电压将按固定速率下降，最大值的指示时间可超过几秒（实际时间由 R_1 、 C_1 时间常数决定）。

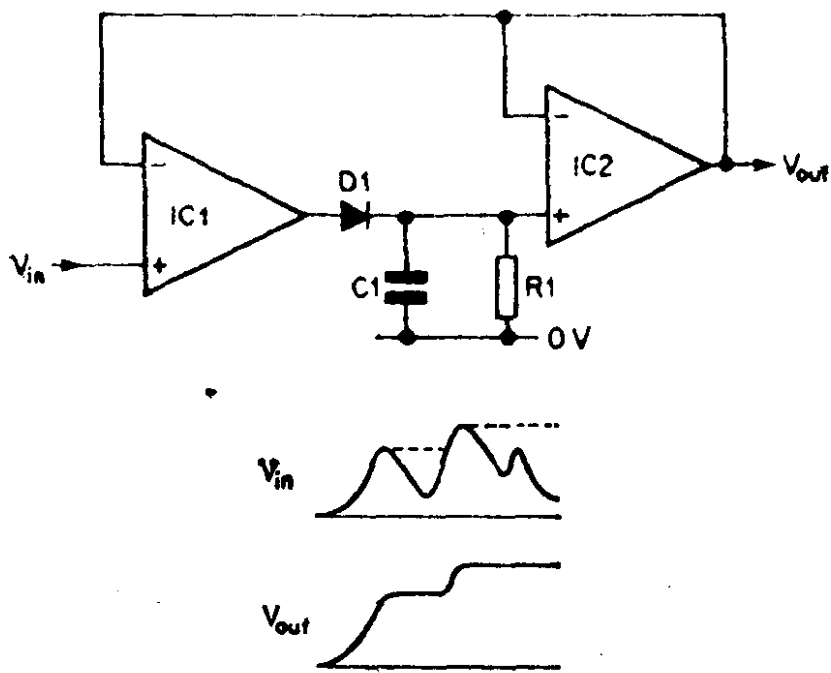


图 6.8 峰值拣选器

如果D1反接，电路就储存输入电压的最小值（最负值）。

6.7 抽样和保持

抽样和保持电路是6.6节所述峰值拣选器的变形电路。抽样和保持是用来“冻结”一个变化着的信号以便抽样打印图形的，然后对得到的稳定电压进行测量不会有误差。

图6.9是它的原理电路。如前节所述，当开关SW1闭合时，电容C1上电压和输出电压等于输入电压。如果SW1打开，C1将保持开关打开瞬间的电压。在抽样保持电路中，SW1是常开的，它用短暂的闭合去获得抽样。

SW1可以是任一类型的开关。常用舌簧继电器（它还可用在其他方面），但用场效应管做成的固体开关是比较理想的。图6.10是采用普及型4016CMOS开关的电路。该电路允许储存

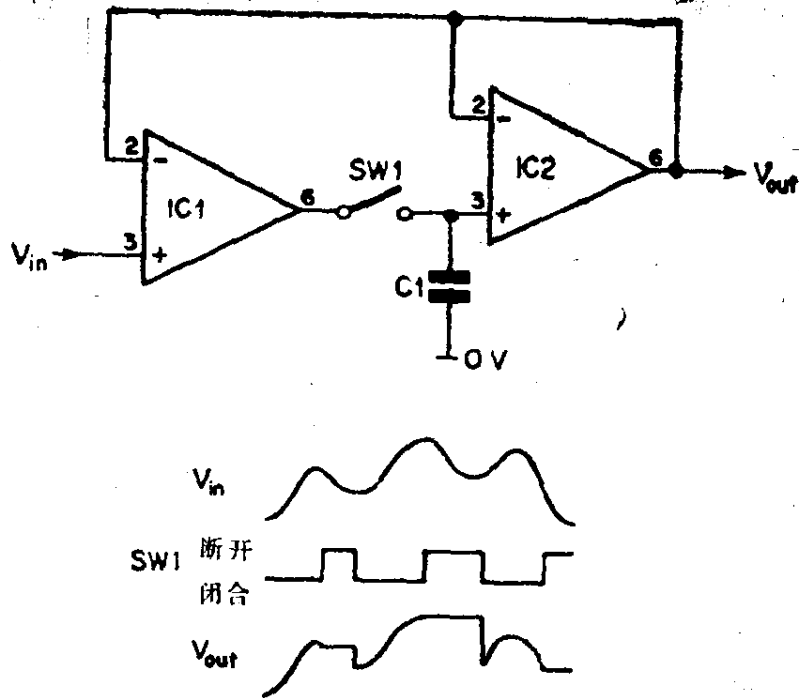


图 6.9 抽样和保持

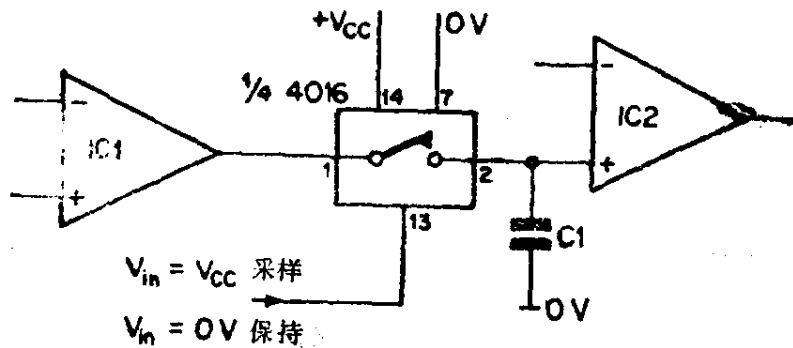


图 6.10 用4016作抽样开关

的电压在 1 伏到 14 伏之间。还可以买到更贵的开关(例如 7502)，它需用双电源。

6.8 温度计

正在导电的晶体管基极—发射极间的电压约为 0.5 伏，其

值与流过的电流大小有关。但是该电压还与温度有关，对于每一个晶体管它是按 $2\text{mV}/^{\circ}\text{C}$ 变化。这种变化特性是制造通用温度计的基础。

图6.11为温度计电路。TR1是温度探头，由R1、R2和RV1供给偏置而处于导电状态。最后得到的基极—发射极电压加到IC1的同相端，IC1接成同相放大器，增益可调，约为50。反相输入端通过R4、R3和RV2加上负0.5伏左右的偏置。

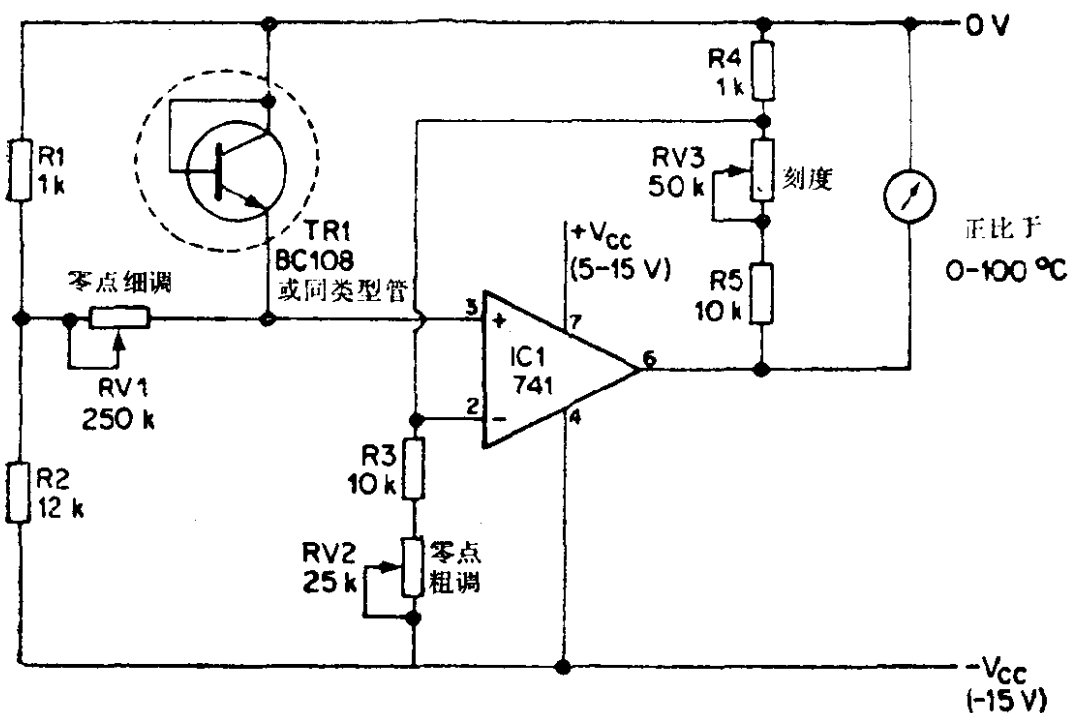


图 6.11 温度计

RV2作零点粗调用，RV1通过改变流过TR1的电流起零点细调作用。校准零点时，探头应浸入熔化冰中，调整RV1和RV2使表头读数为零。

然后再把探头浸入沸水中，调节RV3使表头上的电压为10伏。温度为0—100°C时，表头读数为0—10伏。

温度计可以校正为任何温度范围，但要记住温度超过150°C时，晶体管将会损坏。

因同相输入端的偏置取自负电源电压，故-15伏电源应采用高稳定度电源。正电源可以在5伏到15伏之间选取，不需要特别的稳定。

如果探头装在离开电路相当远的地方，则应接入差分放大器IC2如图6.12所示，以便削弱共模噪音效应。

6.9 温度控制器

6.8节温度计是利用晶体管的 V_{BE} 压降来测量温度的。另一种方法是用大温度系数的热敏电阻，图6.13就是用热敏电阻作传感器的温度控制器。

随着温度升高，热敏电阻阻值将减小，典型器件的阻值在室温时约为10千欧左右，温度到100°C时，阻值减小到只有100欧姆左右。由于它的特性是非线性的，故用它制造温度控制器比作温度测量更为合适。

图6.13是用热敏电阻 $Th1$ 进行温度检测的， $Th1$ 将温度变换为电压加在放大器的同相端。它的偏置由RV1决定。如果温度下降， $Th1$ 的阻值将增加， $Th1$ 上电压升高。放大器输出正电压，TR1导通，RL1获电而闭合。RL1的触点接通加热炉、循环泵或诸如此类的控制电路。温度上升时，放大器输出将变为零伏，TR1截止，电阻R6提供滞后作用以阻止继电器的颤抖。

R1、 $Th1$ 、RV1比较电桥必需用稳定电压源供电，该电源由R7和ZD1提供。ZD1是精选过的稳定电压为5.6伏的稳压管，这时它的温度系数实际上等于零。

可以买到很多种温度范围的热敏电阻，使用得当时，控制精度优于2°C是能达到的。

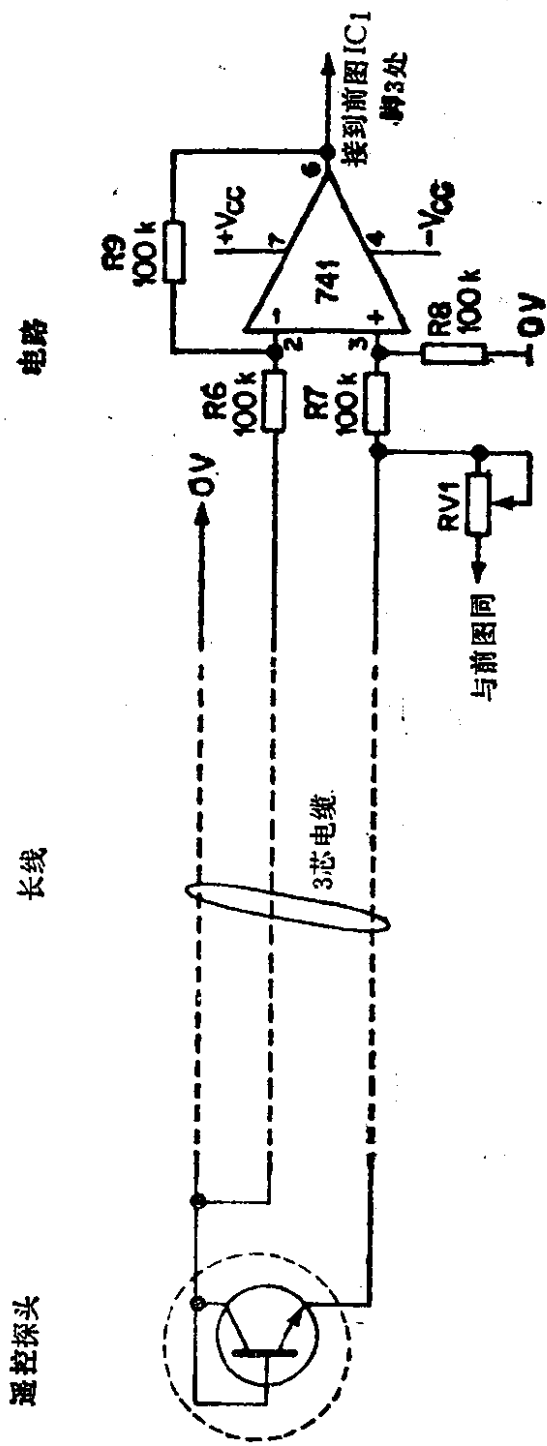


图 6.12 具有遥控传感器的温度计

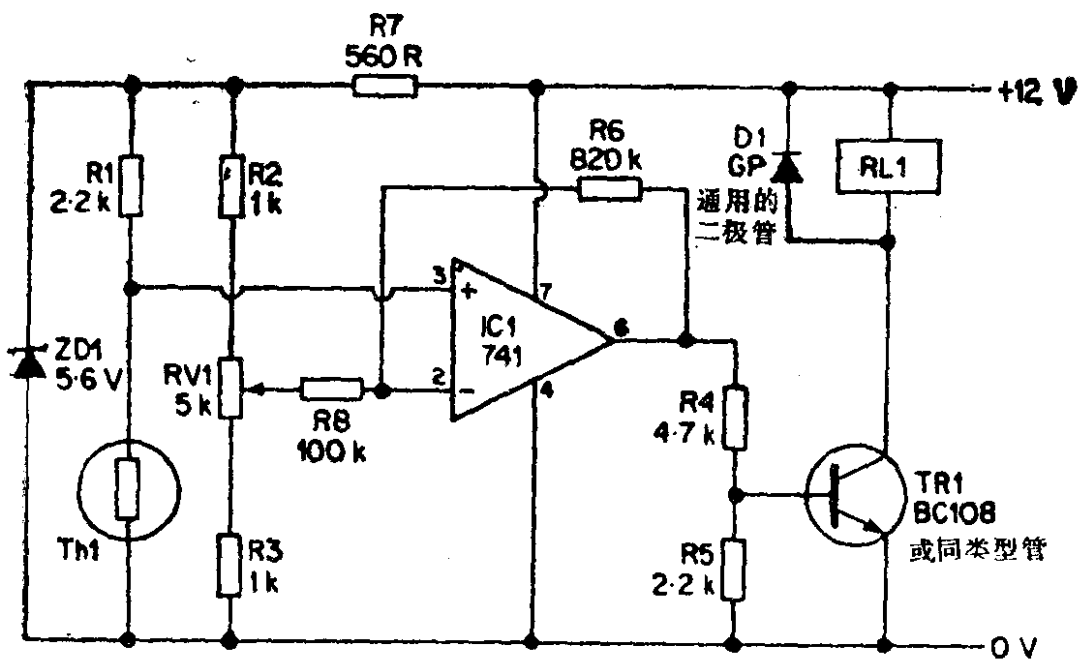


图 6.13 温度控制器

6.10 精密检波器

它和用于电源的普通桥式整流器相似，可以把交流信号变换为直流信号。这样做，在电路中虽引入了两只二极管的压降（约1.5V），这对于作电源用来说仍然是十分满意的，但用于测量或小信号的检波是不能容许的。

如果二极管接在放大器的负反馈支路，则二极管的管压降就被运算放大器的开环增益所削弱。虽然有许多能得到理想检波的办法，但下述的电路可能是最容易理解的。

首先我们必须研究图6.14中的半波检波器。这是包含 D_1 、 D_2 及 R_1 等于 R_2 的普通反相放大器。当 V_{in} 为负半周时，由 2.2 节中论证的要点可得 $V_{out} = -V_{in}$ 。注意此时放大器的实际输出电压将比 V_o 偏移一个二极管压降。于是在负半周输入期间，可得到一个不含二极管压降的正半周输出电压。

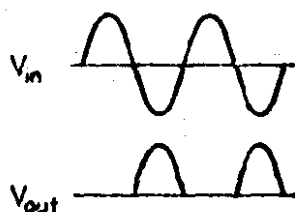
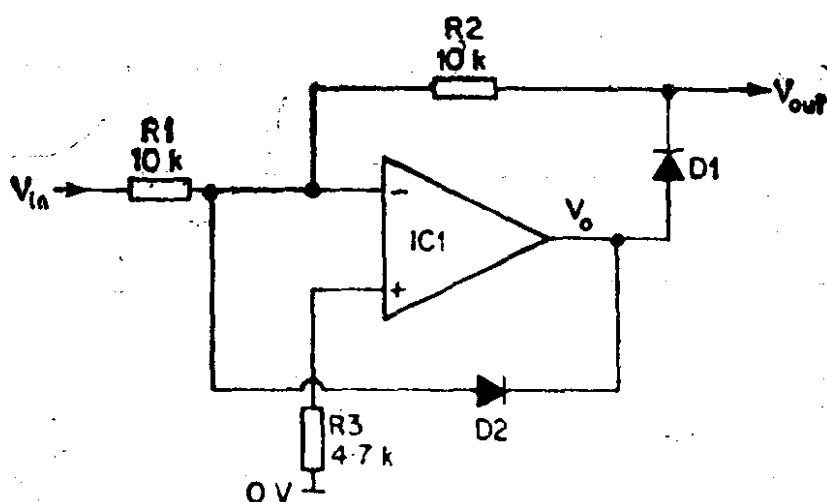


图 6.14 半波检波器

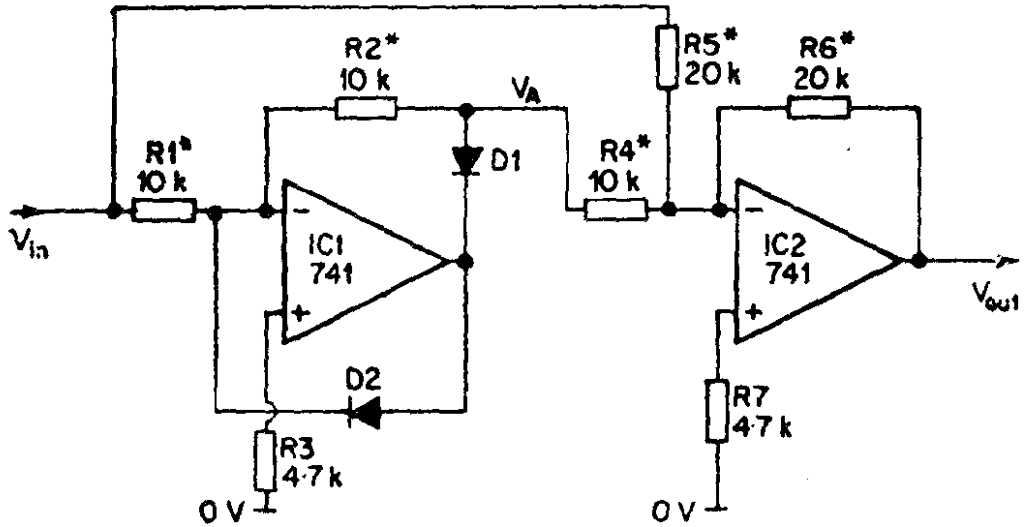
当输入为正半周时，放大器输出为负， $D1$ 反偏。二极管 $D2$ 阻止放大器进入饱和状态，保持 $IC1$ 输出为负 0.8 伏左右。现在 V_{out} 是通过 $R2$ 到虚地端，故得输出电压为零。可见输出电压的一个完整周期是输入信号的半波检波。

图 6.15 为用加法放大器做全波检波器的电路， $IC1$ 为半波检波器，除 $D1$ 、 $D2$ 的接法与图 6.14 相反，输出为负外，其余与图 6.14 相同。 $IC2$ 为普通反相加法器，对输入电压 V_{in} 和 $IC1$ 的输出进行求和。注意，因 $R5 = R6 = 2R4$ 。故 V_{out} 为

$$V_{out} = -(V_{in} + 2V_A)$$

当 V_{in} 为正半周时，因 $V_A = -V_{in}$ ，故 $V_{out} = V_{in}$ 。当 V_{in} 为负半周时，因 $V_A = 0$ ，故 $V_{out} = -V_{in}$ ，即输出为正。

输出信号是输入信号的理想的全波检波型式，它不包括二



●表示精密电阻

图 6.15 全波检波器

极管压降。

电路的最高工作频率主要决定于IC1的转换速率。当输入过零时，IC1的输出不得不摆动在两个二极管压降之间。如这段时间与波形的周期相比是可观的话，则在过零点时波形畸变。如采用高转换速率的放大器，则工作频率可以超过200kHz。

6.11 光电子学

6.11.1 光敏电阻

光敏电阻(LDR)是最廉价的光传感器，它广泛地应用于许多方面。当光照从暗到亮时，它的电阻值变化范围可从100到1，因而它被应用于简单的电路中。

图6.16为用光敏电阻作为防盗警报器部件的电路。在正常

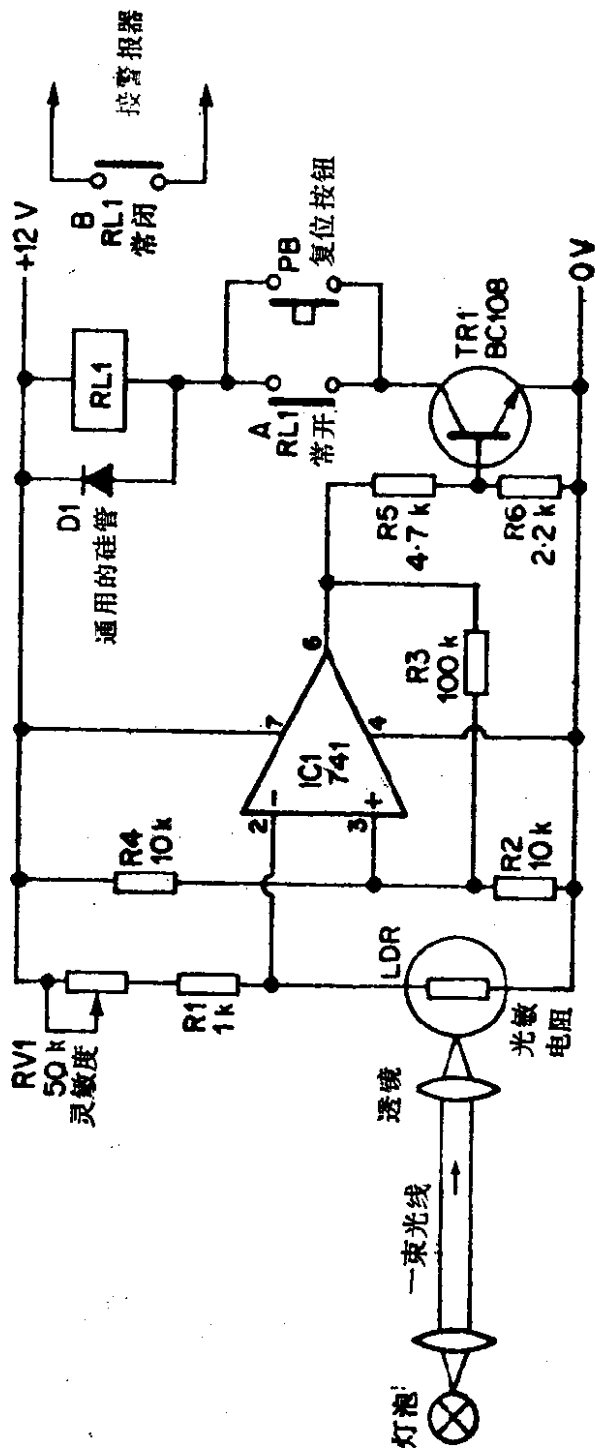


图 6.16 光敏电阻防盗报警器

情况下，灯泡LP1的光线是照射在光敏电阻上的。当光照射时，光敏电阻LDR为低电阻，在它上面得到的低电压加在IC1的反相输入端。运算放大器是接成施密特触发器，R2和R3决定上限触发电压（UTP）和下限触发电压（LTP）。当光照射光敏电阻时，IC1的输出为正，TR1导通，继电器RL1获电而吸合。

当光线中断时，光敏电阻阻值升高，加在反相输入端的电压就高于上限触发电压（UTP），IC1输出变为零伏，TR1截止，RL1断电而释放。RL1一旦释放，由于常开接点A使RL1保持在断电状态，因接点B为常闭，故警铃发声。最初RL1是用手按按钮PB1获电而闭合的。

可变电阻RV1用于调整电路的灵敏度。为了获得最大变化范围，光敏电阻（LDR）和灯泡（LP1）应位于会聚透镜或抛物柱面镜的焦点上。如果将光敏电阻与R1和RV1交换位置，则继电器将在光线中断时获电而闭合。

6.11.2 光电二极管

光电二极管是普通二极管工作于反向偏置*。通常有少量泄漏电流流过它，但用作光电二极管时，它的泄漏电流变化应和光强成线性关系。图6.17电路可将泄漏电流的变化转变为有用的电压，该电压可用电表读出或送到上节所述的施密特触发器。

IC1的反相输入端是虚地，但输入电流是从PDI上取得，而不象通常那样从电压和电阻上取得。为了保持虚地，流过R1的电流和输出电压的关系为：

$$V_{out} = I_D \cdot R_1$$

* 应将普通二极管遮光外壳去掉，才能作为光电二极管用。

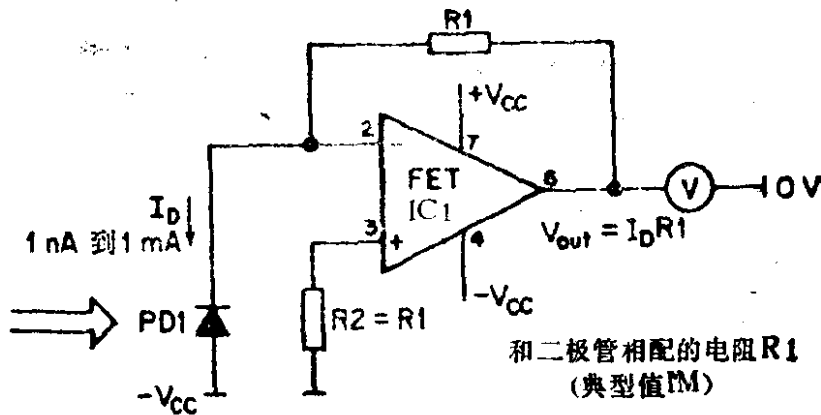


图 6.17 光度计

所以，电阻 R_1 决定了电路的增益。

因为涉及的电流是很小的（典型值为 $1nA$ 到 $1mA$ ），故需要使用低输入偏置电流的放大器。电路采用场效应管作输入级的放大器特别合适。

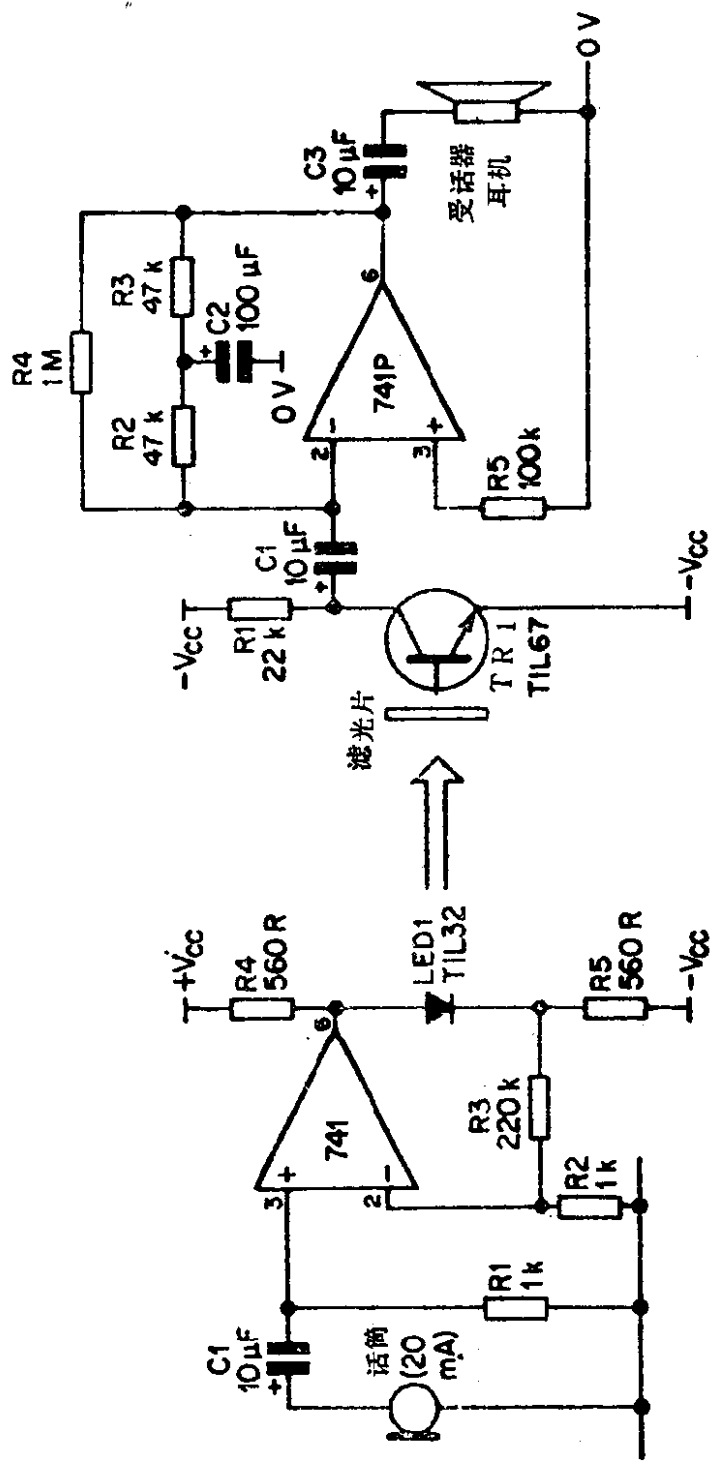
6.11.3 光耦合

最新的光传感器是光敏晶体管。和光敏二极管相似，晶体管中泄漏电流的变化与入射光有关。然而，光敏晶体管中的泄漏电流变化量比光敏二极管大得多。

作为使用光敏晶体管的示例，图 6.18(a) 和 (b) 表示一个光耦合的通话实验电路。没有人认为此方案比 4.2 节所述的现场电话有任何好处，但它是一个有趣的“娱乐”电路。

图 6.18(a) 为送话器，它实质上是一个把电压变为电流的变换器，将话筒上的电压变化量变成流过红外发光二极管 (LED) 的电流变化量。对应于 $20mV$ 的信号，流过二极管的电流变化量为 $20mA$ 。

图 6.18(b) 是接收机。与上一节所述的电路一样，是一个工作于虚地的放大器。由于 C_1 的隔直流作用，故只有交流变化



(b) 接收器

(a) 送话器

图 6.18 光耦合

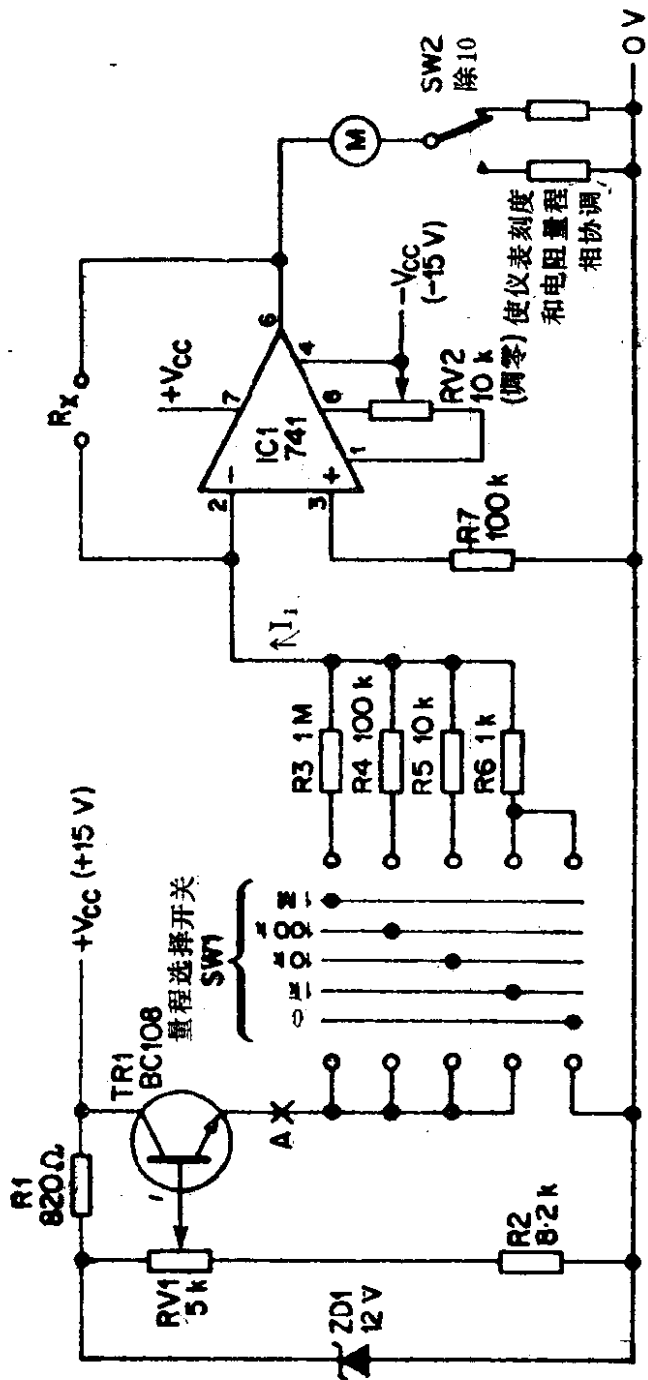


图 6.19 线性欧姆表

量被放大。 R_4 用于调节增益， R_2 、 R_3 和 C_3 供给直流偏置（由于泄漏电流流过高阻 R_4 会产生很大的失调，故 R_4 是不能作为通路）。 C_2 保证交流增益不受影响。

LED_1 和 TR_1 应放在抛物柱面镜的焦点上。事实上，手电筒就是构成这一电路的有用实例。由于玻璃阻挡红外线，故玻璃镜片应该去掉。为了获得最高灵敏度，*Wrattan 88A*滤光片应放在 TR_1 的前面。它阻挡可见光，让红外线没有损耗地通过。

6.12 线性欧姆表

大多数万用表都有欧姆刻度，但都是非线性的刻度。本节所叙述的电路能以线性刻度测量10欧到1兆欧的电阻。图6.19基本上是一个反相放大器，用被测电阻 R_x 作为反馈电阻。

TR_1 和 RV_1 组成一简单电压源，从A点输出10伏电压。流过量程电阻 R_A 的电流为：

$$I_1 = \frac{10}{R_A}$$

按正常的分析，同样的电流将流过被测电阻 R_x ，得输出电压为：

$$V_{out} = -I_1 \cdot R_x = -10 \frac{R_x}{R_A}$$

即电压和电阻 R_x 成线性比例关系。举例来说， R_A 选100K和 R_x 为56K，我们就能在0—10伏的电表或万用表的合适量程上测得5.6伏的输出电压。

量程电阻是1K、10K、100K、1M四个精密电阻，给出4档量程，读数最高可达1M。1K量程的下限数值由组件741所能

提供的最大电流（约10mA）决定，量程的上限值由泄漏电流决定。采用低泄漏电流的运算放大器，上限数值容易做到高于1M。对于阻值低于100欧姆的被测电阻，输出电压在1伏以下，可用测量仪表上的量程转换开关来更好地测量。图6.19中“除10”开关SW2就起此作用。

校准是简单的。将SW1转到零位置，高阻值电阻（约500K）接到 R_x 处，SW2放在“除10”位置。然后调节RV2使仪表上读数为零。

RV1是校准满刻度的，可用万用表或精密电阻来校准。用万用表时，RV1是简单地调到A点输出为10伏。用精密电阻校准时，将精密电阻接到 R_x 处，开关SW1选择在相应的量程上。然后调节RV1使仪表上读数为相应的数值。RV1应调整到对所有量程都是合适的。

6.13 低电流表

大多数廉价的万用表都有电流刻度，但这些万用表只能测量大于几毫安的电流。图6.20电路能将万用表量程扩展到低于 $10\mu A$ 。

IC1是场效应管运算放大器（具有低的偏流），从 V_{in} 到 V_{out} 的增益为50（可由R1和R2调定）。流过仪表的电流为：

$$I_{out} = 50 \cdot \frac{V_{in}}{R_s}$$

满刻度时，待测电流流过选定的量程电阻，得到的电压选定为5mV。对于选定满刻度时

$$I_{out} = \frac{50 \times 5 \times 10^{-3}}{250} A = 1mA$$

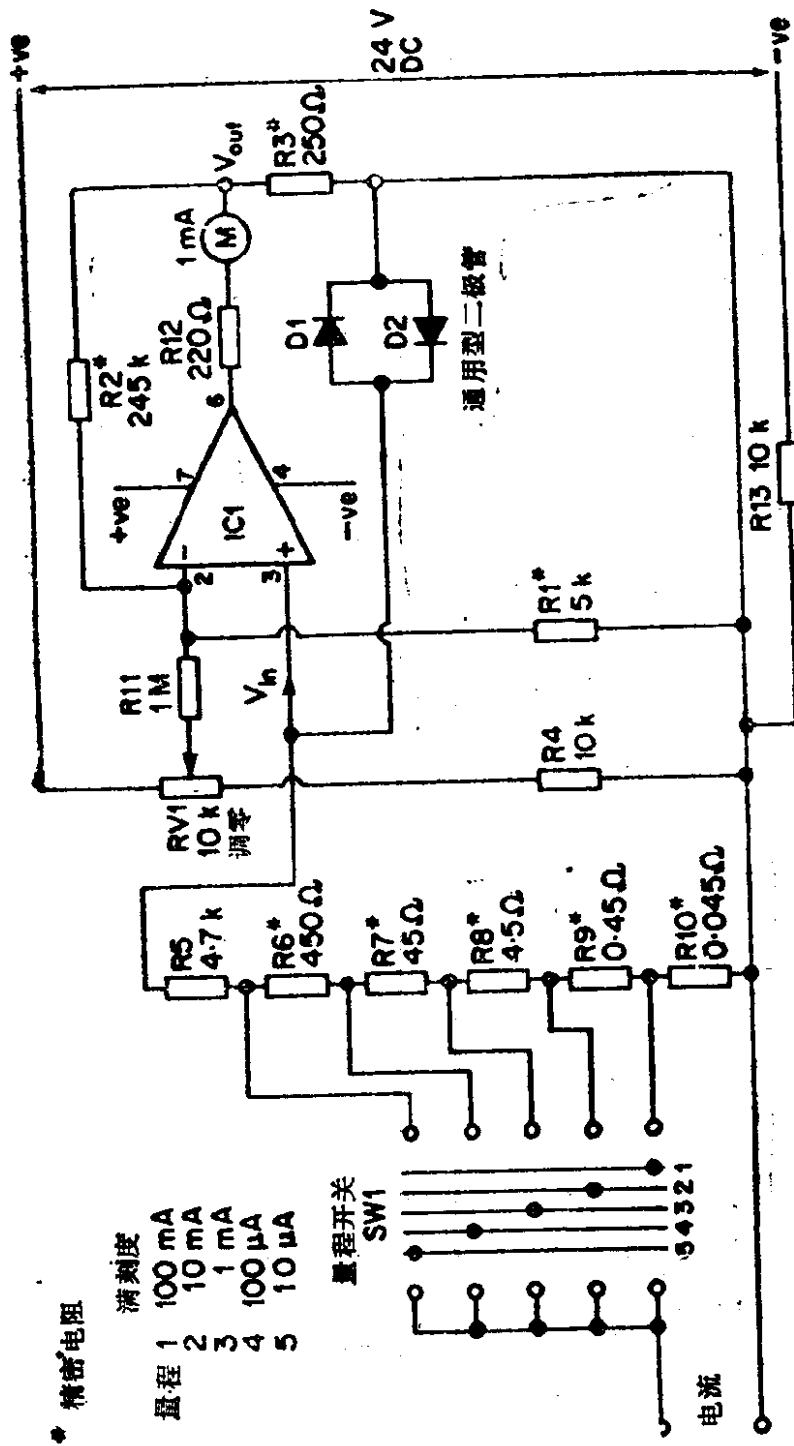


图 6.20 微安表

因此 1mA 满量程的电表在每一量程上都能正确地读数。

$RV1$ 用于仪表校零， $D1$ 、 $D2$ 是作为防止大电流的保护二极管。

6.14 运算放大器的测试器

如果要大量地使用运算放大器，拥有一个测试盒是实用的。一般说来，运算放大器要么工作正常，要么全部损坏，因此简单测试行或不行就足够了。图6.21就是这样的电路。

$IC2$ 是被测放大器，接成增益约为0.8的反相放大器。 $IC1$ 是采用到处都可买到的555组件组成的振荡器，其周期为1秒（有关555时基组件，可参看作者编的题为集成电路555一书，可从Bernard Babani有限公司（该公司出版）买到，书号为No.BP44）。输出电压在电源电压之间振荡并加到被测放大器的输入电阻上。如果 $IC2$ 工作正常，那么它的输出电压将在离电源电压不到一伏的范围内摆动。这是考虑到由于某些放大器进入饱和时会引起闭锁。

鉴于某些CMOS放大器只能输出 1mA 左右电流，故 $IC2$ 的输出驱动同相电压跟随器 $IC3$ 。如果741和同类型的放大器作为被测组件 $IC2$ ，则 $IC3$ 可省略。

两只发光二极管是接在 $IC3$ 的输出端。当有振荡输出时，它将交替地发光，指示被测放大器 $IC2$ 工作正常。

由于在运算放大器之间，管脚具有互换性，故该电路能测试所有常用的集成运算放大器。

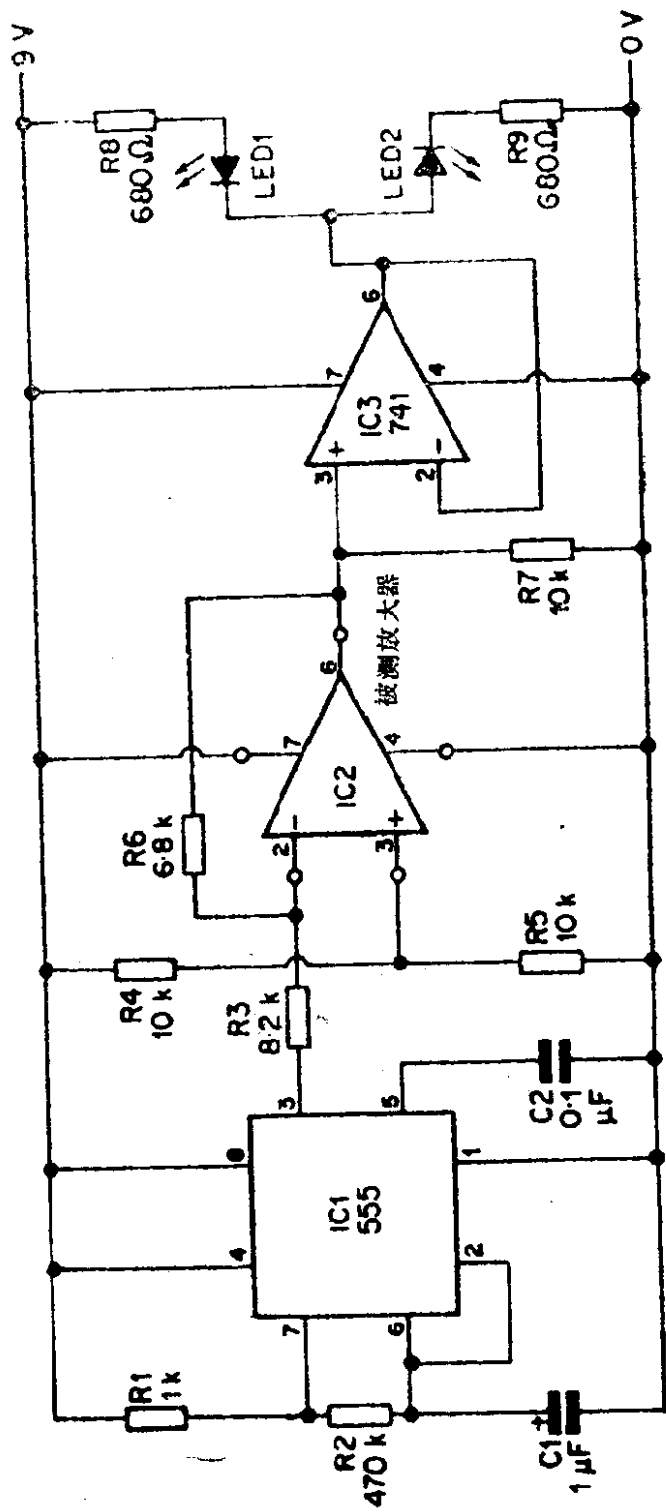


图 6.21 运算放大器的测试器

6.15 随动系统

下面两个随动系统是位置控制系统。它们的输入端包含有手动输入度盘和被驱动到相同位置的遥控指示单元。与此相似的位置控制器，广泛地用于遥控指示和空中旋转器中。

两个随动系统都用简单的电位器来测量输入单元的位置（称发送器或 T_x ）和遥控单元（称接收器或 R/C ）的位置。电位器两端分别接+12伏电源和-12伏电源，故电位器滑动触头上的电压表示传动轴的角度。

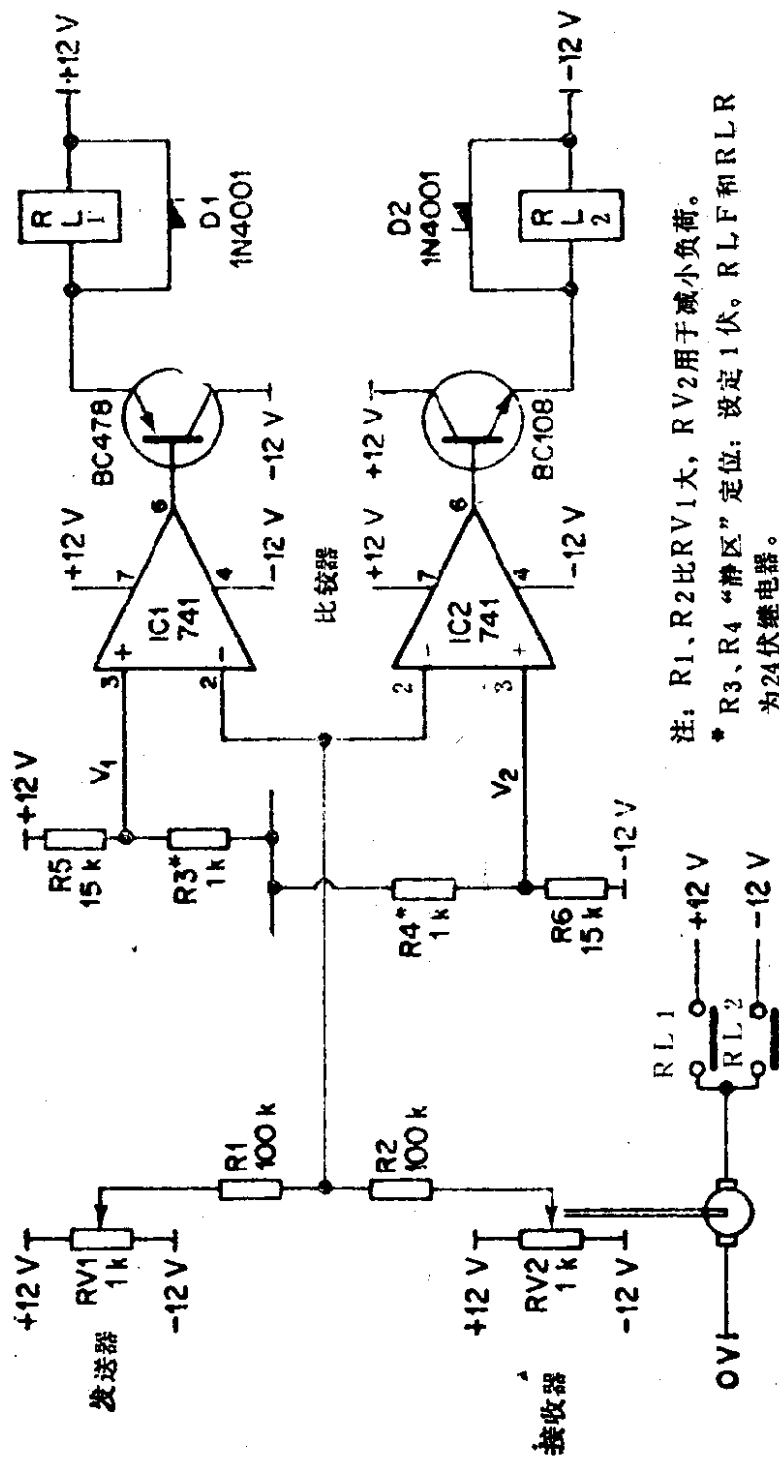
图6.22中电路为班克—班克（*Bang-bang*）随动系统，由于它是最简单的，故任何人都能制成它！图中 RV_1 和 RV_2 是 T_x 和 R/C 电位器，加有相反的电势。如 T_x 调到+4伏，也就是说 R/C 将为-4伏，电阻 R_1 和 R_2 相接点上的电压为零。

IC_1 和 IC_2 是比较器，把加在 R_1 和 R_2 上的电压和由 R_3 、 R_4 和 R_5 、 R_6 设定的触发电压进行比较。（ V_1 、 $-V_2$ ）表示该电路的静区范围。 IC_1 驱动 RL_1 ， RL_1 驱动电动机顺时针转动。 IC_2 驱动 RL_2 ， RL_2 驱动电动机反时针转动。

一旦发送器从与接收器对称处调到大于静区电压，电路将使 RL_1 或 RL_2 获电而闭合，驱动接收器直到发送器和接收器重新对称为止。接收器就是这样跟随发送器动作的。

班克—班克随动系统能很好的工作，但静区电压的设置要求是很严格的。它与负载的惯性和变速箱的齿轮比有关。因此 $R_3\sim R_6$ 的阻值是建议的数值，在应用时，需加以调整。

改进的随动系统将降低电动机的电压以得到小的接收机行程。这将克服班克—班克随动系统产生振荡的倾向，使它能在高于最高速度下使用。具有这种特性的随动系统称为比例随动



注：R1、R2比RV1大，RV2用于减小负荷。

* R3、R4“静区”定位：设定1伏。RL1和RL2为24伏继电器。

图 6.22 班克—班克随机系统

系统，图6.24是一个最初用于讲解原理而设计的典型电路。初看起来至少可以这样说，这个电路是鼓舞人心的，图6.23的方框图就是一个很好的说明。

TX和R/C相加产生的误差信号，它正比于要跟踪的距离。这个误差信号通过功率放大器去控制电动机电压。同时，将要求的电动机速度和实际的电动机速度（通过转速计测得）进行比较，产生一误差信号去降低或升高实际电动机的电压。这能明显地削弱电路产生振荡的趋势。在原来的电路中，轨道车电动机用作主要的驱动马达，电池供电的小玩具马达用于速度调节。

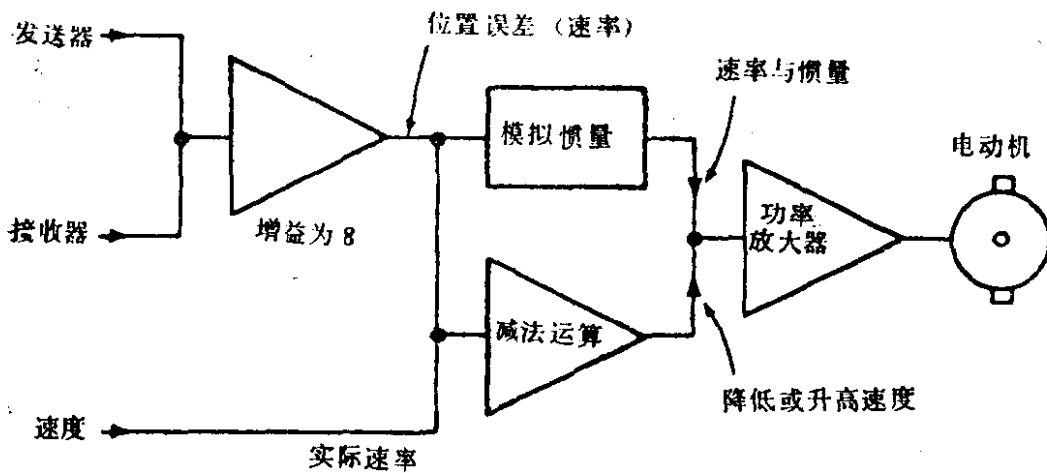


图 6.23 速度反馈方框图

VR5是零点控制器，用于消除任何不对称。VR1为增益控制。VR2为速率校准，当电动机无载运行时，调节VR2使误差放大器的输出为零伏。VR3设定速度增益。VR1和VR3应多次校准到有最好的响应特性且没有过调量。

比较图6.23和图6.24，就容易理解完整电路图中每一集成电路的用途。IC3和C2是作为示范时，模拟重负载惯性的。

第七章 常用运算放大器

7.1 引言

本章可作为常用运算放大器的简要手册。除有用频率范围这一术语外，其它所用术语都是1.3节中定义过的。有用频率范围是和使用情况有关的从属数据，而不是特定的增益/频率关系。

虽然许多公司都生产着想象中芯片完全相同的运算放大器，但是在汇编本章的数据时，却发现他们的数据竟有惊人的差别。因此这里引用的数据都是典型值。

还有一点要注意的是广泛地采用了尾标，例如741C、741N、741S等。这些尾标通常表示在一个或几个特性上的严格区别或技术上的改进。

生产厂家的编号使人眼花缭乱，但首标通常如下：

模拟器件公司 (Analog Devices)	AD
<i>仙童</i> Fairchild 公司	LM、 μ A和U
Ferranti 公司	ZN
Intersil 公司	ICL
Motorola 公司	MC和MLM
Mullard 公司	UL
National 公司	LM
RCA 公司	CA
Signetics 公司	LM、N和NE

得克萨斯仪器公司 (Texas Instruments) SN72或SN52

这些首标与器件的类型以及表示温度范围和封装型式的各式各样的尾标结合在一起构成标号, 如

ICL741CTY

7.2 运算放大器

7.2.1 741

电源电压	$\pm 3V$ 最小、 $\pm 18V$ 最大
最大差模输入电压	30V
开环增益	106dB
输入电阻	2M Ω
失调电压	2mV
失调电流	20nA
基极偏置电流	80nA
上升速率	0.5V/ μ s
失调电压温度系数	5 μ V/ $^{\circ}$ C
共模抑制比 (CMRR)	90dB
有用频率范围	10kHz

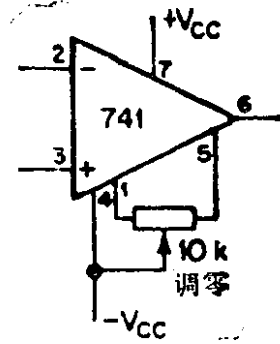
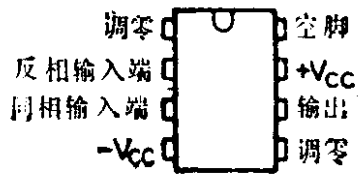
注:

物美价廉, 一般用途的放大器;

绝对稳定;

有许多带尾标的同类产品, 如741C、741N、741S (即低噪声、高上升速率);

不能把调零端短路到0V。



运算放大器741

7.2.2 301

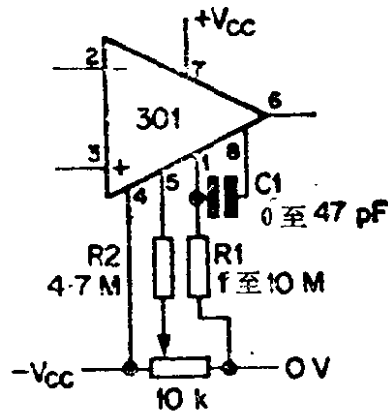
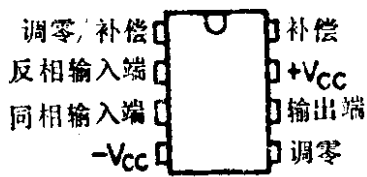
电源电压	$\pm 5V$ 最小、 $\pm 18V$ 最大
最大差模输入电压	30V
开环增益	106dB
输入电阻	2M Ω
失调电压	2mV
失调电流	3nA
基极偏置电流	70nA
上升速率	1V/ μ s
失调电压温度系数	5 μ V/ $^{\circ}$ C
共模抑制比 (CMRR)	90dB
有用频率范围	50kHz

注:

与741相似, 常有外接频率补偿, 如图所示。

7.2.3 702

电源电压	$\pm 6V$ 最小、 $\pm 12V$ 最大
最大差模输入电压	5V
开环增益	80dB

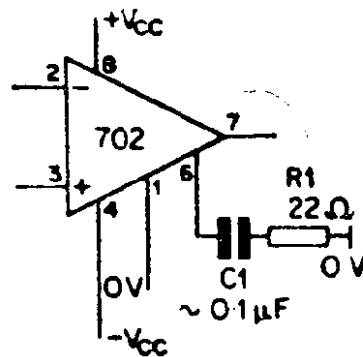
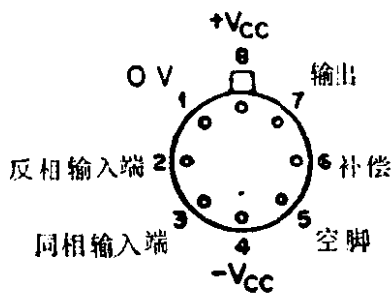


运算放大器301

输入电阻	50k
失调电压	0.7mV
失调电流	0.2 μ A
基极偏置电流	2 μ A
上升速率	4V/ μ s
失调电压温度系数	3 μ V/ $^{\circ}$ C
共模抑制比 (CMRR)	95dB
有用频率范围	10MHz

注:

是一个早期的运算放大器，比现在的质量低；
需接外部频率补偿；
有很高的频率响应。



运算放大器702

7.2.4 709

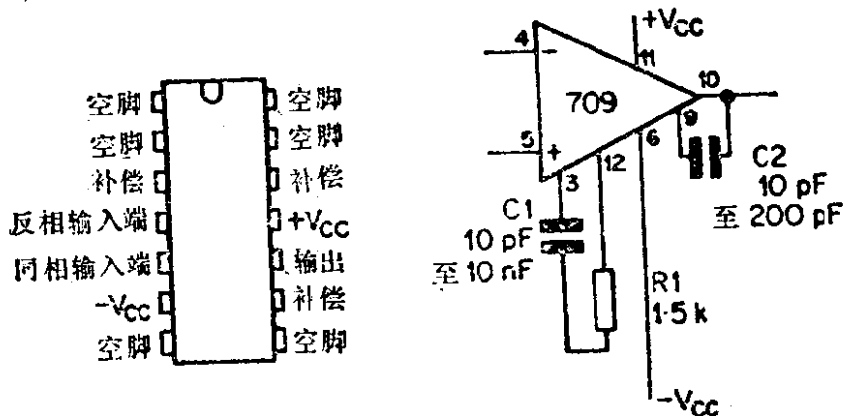
电源电压	$\pm 9V$ 最小, $\pm 18V$ 最大
最大差模输入电压	5V
开环增益	93dB
输入电阻	250k Ω
失调电压	2mV
失调电流	0.1 μA
基极偏置电流	0.3 μA
上升速率	10V/ μs
失调电压温度系数	4 $\mu V/^{\circ}C$
共模抑制比 (CMRR)	90dB
有用频率范围	1MHz

注:

原始的集成运算放大器, 比现在的质量低;
会阻塞, 当输出达到离电源电压1.5V以内时, 就明显的
趋于阻塞;

用于高频时难以稳定;

外部频率补偿, 如图所示。



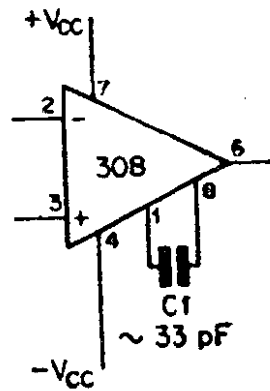
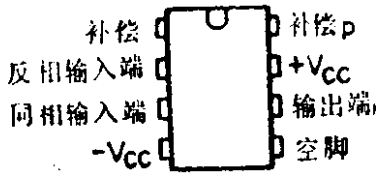
运算放大器709

7.2.5 308

电源电压	$\pm 2V$ 最小、 $\pm 18V$ 最大
最大差模输入电压	30V
开环增益	102dB
输入电阻	40M Ω
失调电压	7mV
失调电流	1nA
基极偏置电流	5nA
上升速率	0.2V/ μ s
失调电压温度系数	5 μ V/ $^{\circ}$ C
共模抑制比 (CMRR)	100dB
有用频率范围	10kHz

注:

低漂移, 作仪表放大器;
外部频率补偿, 如图所示。



运算放大器308

7.2.6 725

电源电压	$\pm 4V$ 最小、 $\pm 20V$ 最大
------	---------------------------

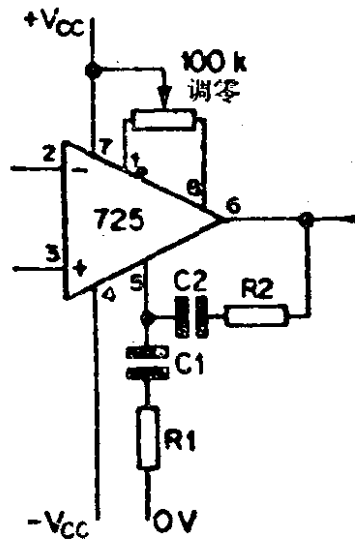
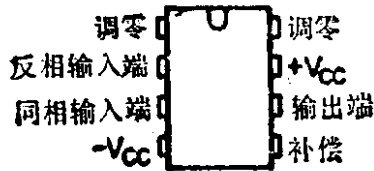
最大差模输入电压	5V
开环增益	127dB
输入电阻	1.5MΩ
失调电压	2mV
失调电流	1.2nA
基极偏置电流	80nA
上升速率	0.25V/μs
失调电压温度系数	2μV/°C
共模抑制比 (CMRR)	115dB
有用频率范围	1MHz

注:

高性能, 低漂移, 具有相应的高价格;

外部频率补偿, 如图所示。

- C1 50 pF 至 0.01 μF
- C2 0 至 0.1 μF
- R1 100 Ω 至 10 k
- R2 100 Ω 至 1 k



运算放大器725

7.2.7 748

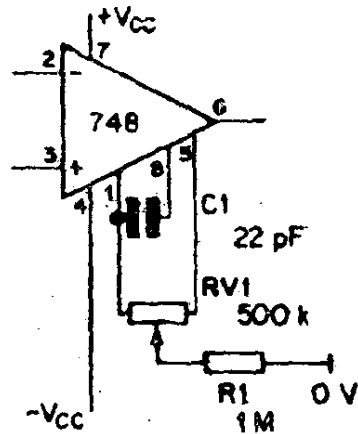
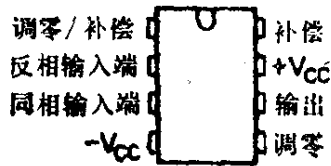
电源电压

±3V 最小、±18V 最大

最大差模输入电压	30V
开环增益	106dB
输入电阻	2MΩ
失调电压	2mV
失调电流	20nA
基极偏置电流	80mA
上升速率	0.5V/μs
失调电压温度系数	5μV/°C
共模抑制比 (CMRR)	90dB
有用频率范围	50kHz

注:

与741相似, 有外部频率补偿;
低噪声。



运算放大器748

7.2.8 531

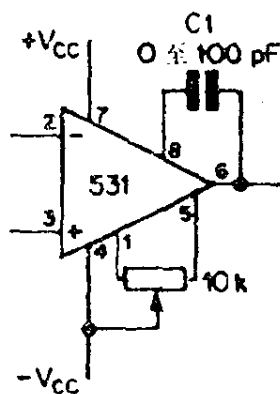
电源电压	±5V最小, ±20V最大
最大差模输入电压	15V
开环增益	96dB

输入电阻	20MΩ
失调电压	2mV
失调电流	50nA
基极偏置电流	400nA
上升速率	35V/μs
失调电压温度系数	10μV/°C
共模抑制比 (CMRR)	100dB
有用频率范围	>1MHz

注:

非常快的上升速率和大的频率范围;

外部频率补偿。



运算放大器531

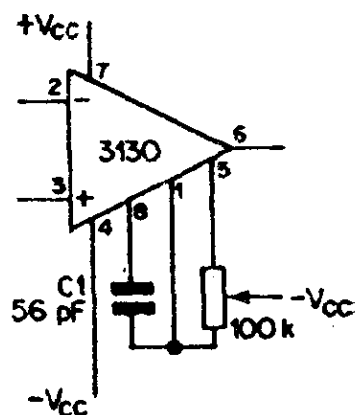
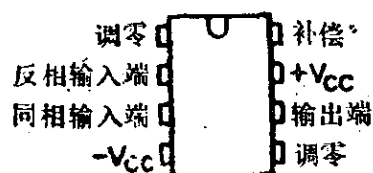
7.2.9 3130

电源电压	±3V最小、±8V最大
最大差模输入电压	8V
开环增益	110dB
输入电阻	实际为无穷大
失调电压	8mV

失调电流	0.5PA
基极偏置电流	5PA
上升速率	10V/ μ s
失调电压温度系数	10 μ V/ $^{\circ}$ C
共模抑制比 (CMRR)	80dB
有用频率范围	50kHz

注:

MOS场效应管放大器;
外部频率补偿;
可在 $-V_{CC}=0V$ 时工作。



运算放大器3130

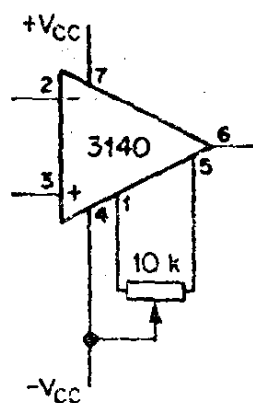
7.2.10 3140

电源电压	$\pm 2V$ 到 $\pm 15V$
最大差模输入电压	8V
开环增益	100dB
输入电阻	实际为无穷大
失调电压	5mV
失调电流	0.5PA

基极偏置电流	15PA
上升速率	10V/ μ s
失调电压温度系数	8 μ V/ $^{\circ}$ C
共模抑制比 (CMRR)	90dB
有用频率范围	50kHz

注:

内部补偿MOS场效应管放大器, 类似741。



运算放大器3140

7.2.11 ICL7611

电源电压	$\pm 0.5V$ 到 $\pm 8V$
最大差模输入电压	15mV
开环增益	100dB*
输入电阻	实际为无穷大
失调电压	12mV
失调电流	0.5pA
基极偏置电流	1PA
上升速率	0.5V/ μ s*
失调电压温度系数	25 μ V/ $^{\circ}$ C

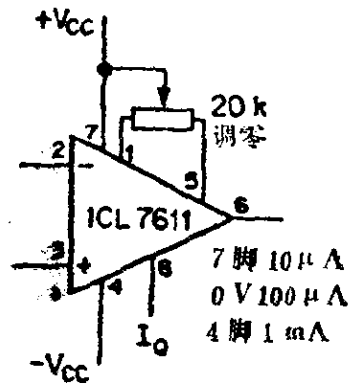
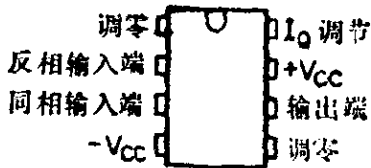
共模抑制比 (CMRR) 90dB*

有用频率范围 10kHz*

* 取决于 I_0 值

注:

具有可调耗损功率的CMOS放大器;
非常低的电源电压。



运算放大器 ICL7611

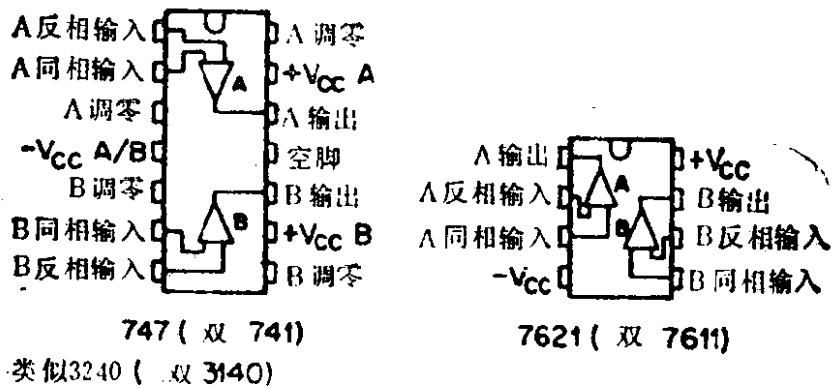
7.2.12 其它运算放大器

- 101 类似301;
- 201 类似301;
- 108 类似308;
- 208 类似308;
- 459 741的低噪声的改型, 有严格的增益规格;
- 3030 相似于709的14脚运算放大器, 具有非标准的管脚。

7.3 双运算放大器

双运算放大器很少有统一的标准。最通用的是747, 它是

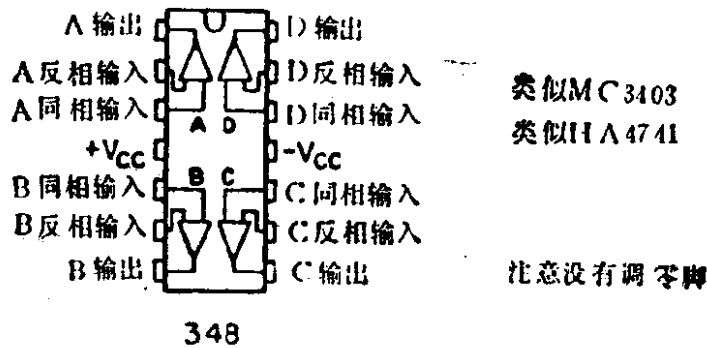
一对在14脚双列直插封装里的741。



双运算放大器

7.4 四运算放大器

四运算放大器几乎没有统一的标准，而且都比它们单个的弟兄们的技术条件差。放大器之间的信号隔离是一个问题。741的四运算放大器的改型是348，如下图所示。



四运算放大器

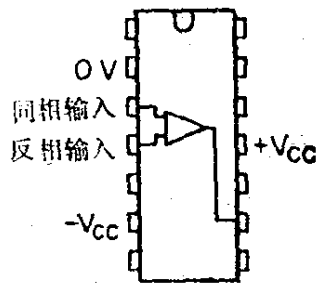
7.5 比较器

7.5.1 710比较器

电源电压	+12V、-6V
输出电平	+3V、-0.5V
开关时间	100nS

注:

原始的比较器，尽管它是不对称的电源电压，但还广泛应用。



710比较器

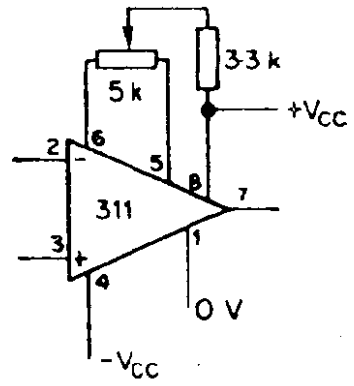
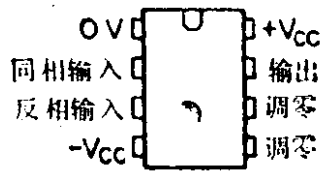
7.5.2 311比较器

电源电压	单电源	可到36V
	双电源	可到±18V
集极开路输出		可达40V
输出电流		40mA
开关时间		100nS

注:

近代的比较器:

适用于TTL和CMOS输出。



311比较器

第八章 电 源

8.1 引言

运算放大器对电源有特殊的要求，它需要双电源供电，一个正电源和一个负电源。这种电源可以从本节所述的许多电源中获得。

8.2 运算放大器的电源

8.2.1 电池组

如果电源电压允许减小到 ± 9 伏，采用简单的双电池组是合适的。在大多数电路中，运算放大器本身取用的电流和电路其余部分所取用的电流相比较是可以略而不计的。如果采用双电池组供电，则两个电源都应该用开关控制。

8.2.2 不稳压电源

如果电源本身不是用作运算放大器的调零或基准电压的一部分，则运算放大器基本上不受电源电压变化的影响。在这些要求不严格的场合，简单的变压器/整流器/电容器电路就能满足需要。图8.1为采用变压器具有分离绕组和中心抽头的多种可能的电路。无论用何种电源电压，都应采取正常的防电击措施。

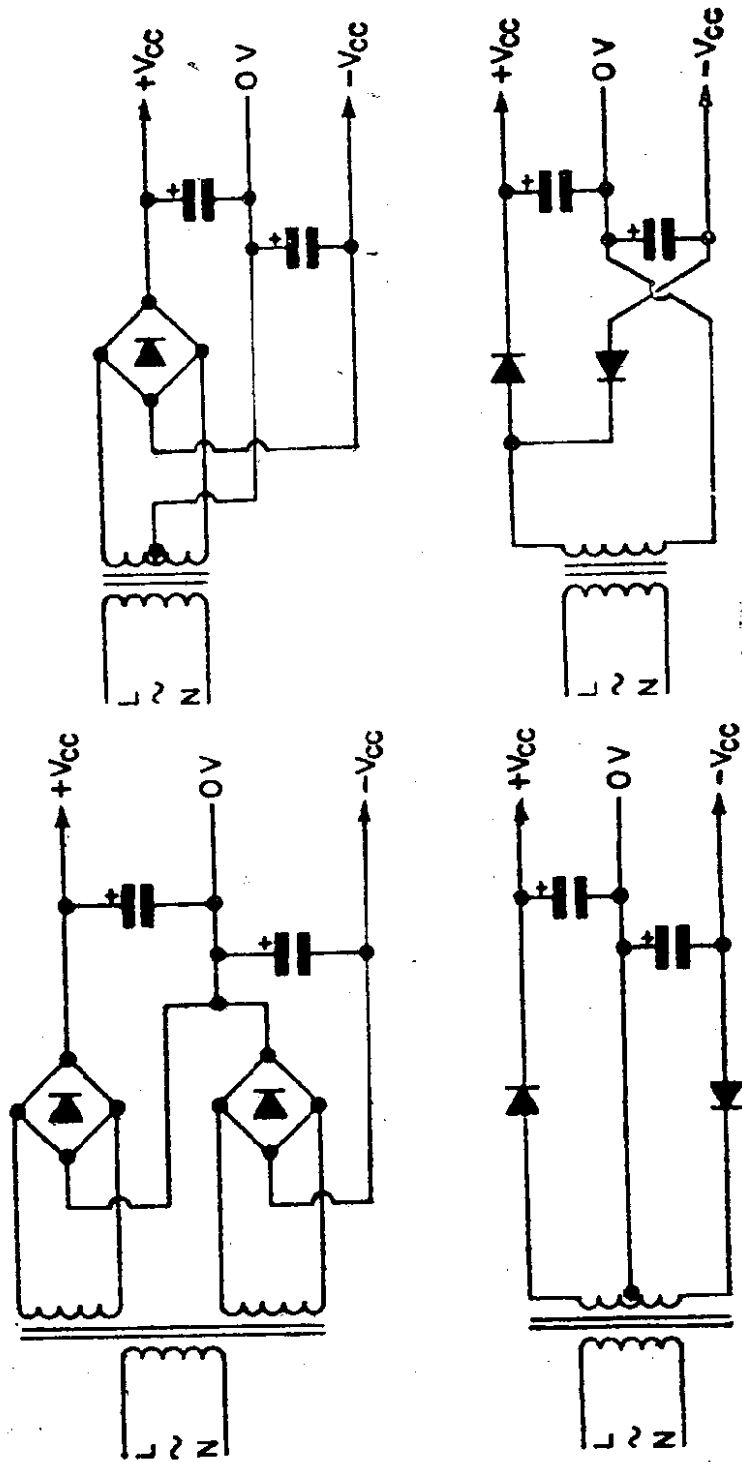


图 8.1 用各种变压器组成的双电源

8.2.3 稳压管稳压

图8.2(a)为用两只稳压二极管组成的简单价廉的稳压电源，它用于包含几个运算放大器的电路中。输入电压可从图8.1中的任一电路上取得。也可用几个稳压管来分解单一的电源电压，如图8.2 b 所示。

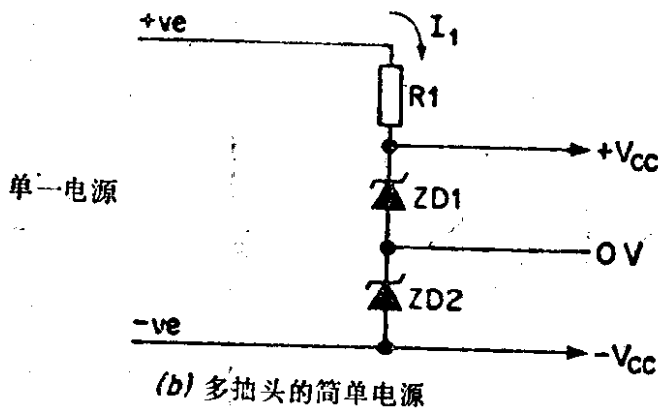
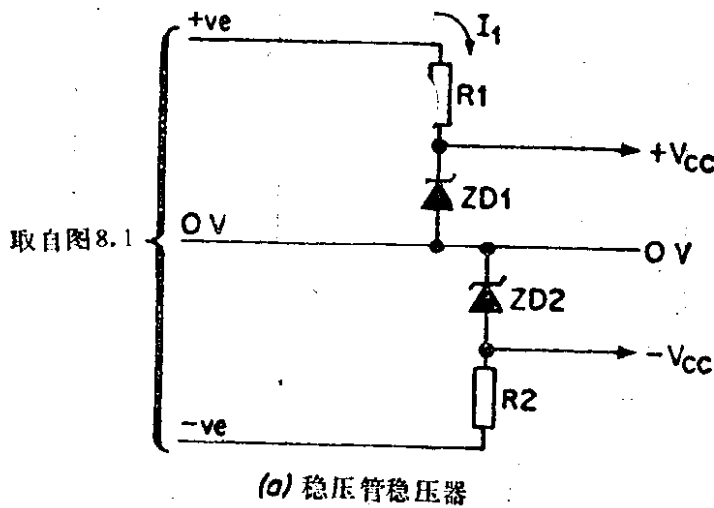


图 8.2 稳压二极管电源

电阻 R_1 和 R_2 决定稳压管的偏置电流， R_1 和 R_2 的选择应使 I_1 大于最大的负载电流。在空载条件下，所有的 I_1 电流将流过稳压管，此时稳压管的功耗为 $I_1 \cdot V_Z$ 瓦。所以最小负载电流就

决定稳压管所要求的瓦数。

8.2.4 集成稳压器

在只有专业设计师才能用分立元件制成稳压电源的地方，采用集成稳压器，使得电源的设计工作大大地简化。集成稳压器特别适合作为运算放大器的电源，这是不奇怪的。

图8.3为最有用的、电流可达到50mA的RC4195型稳压器。与运算放大器相似，它是八脚双列直插封装，具有限流和过热截

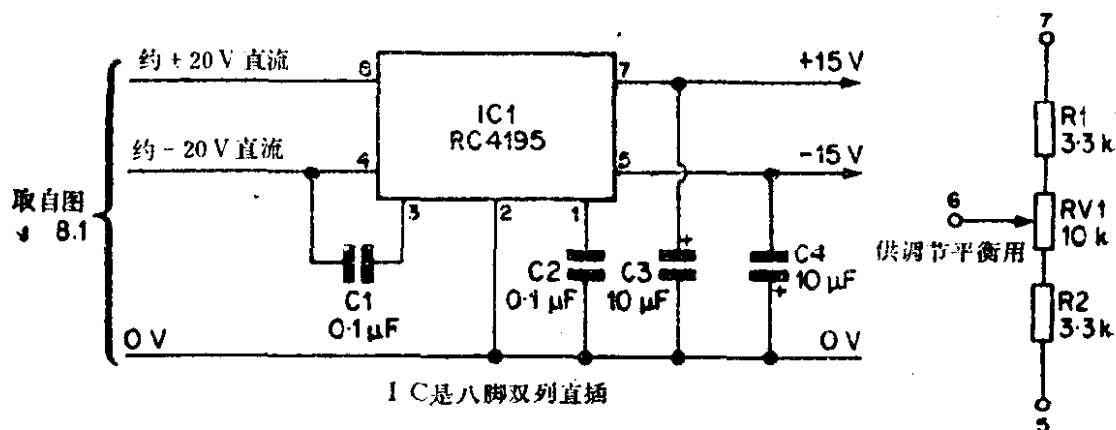


图 8.3 集成稳压器电路

止保护。如有必要，可用它的第6脚来平衡两个输出电压，如果需要采用不对称的电源电压，则第6脚可用来使两个输出电压产生偏移。

图8.3为实用的小电流系统，每一路输出电流只在50mA范围以内。对于较大的系统，必须采用正电源和负电源分开的稳压器。最通用的稳压器是78系列（正电源）和79系列（负电源）。在大多数情况下，如需要 ± 15 伏电源，就应采用7815和7915。

图8.4为用7815和7915组成的简易电路，它所需的外部元件最少。78和79系列稳压器能供给1安培电流，将能满足任一

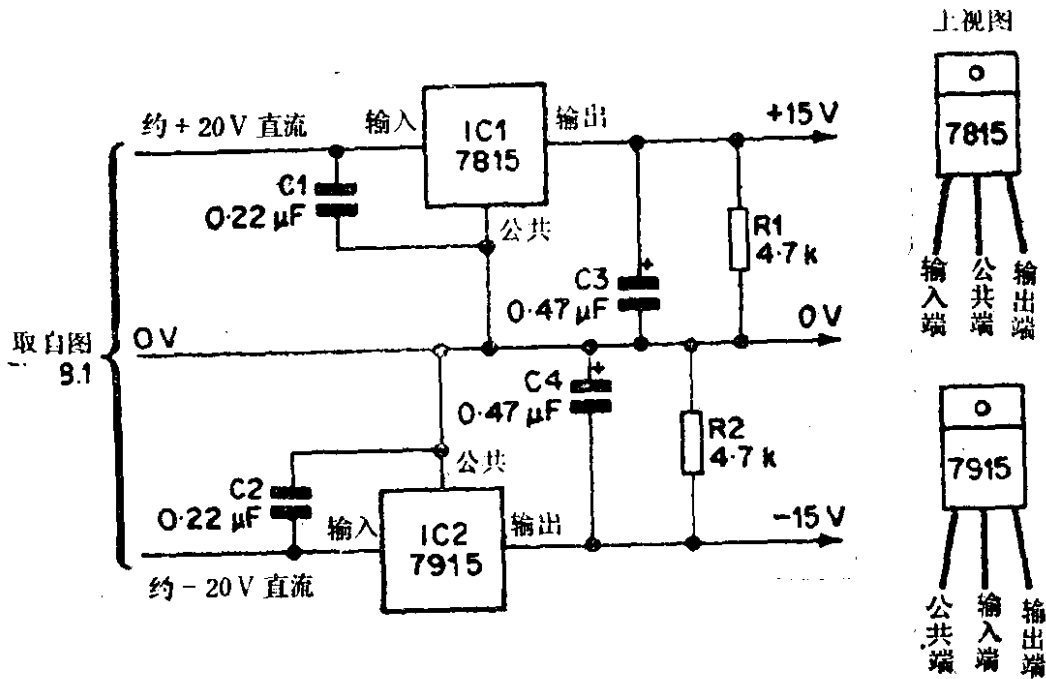


图 8.4 1安培的电源

合理系统的需要。尽管它们具有内部过热保护电路，但当工作电流接近它的极限电流时，还需要加装散热片。

8.2.5 单电源工作

运算放大器需要双电源是公认的一件麻烦事，但稍加改动就能使许多电路工作于单电源回路。如第四章的大多数音频电路就是用电阻分压器提供的伪中点电源回路和图8.2(b)的多抽头稳压管电源。

幸而流过中点回路的电流比电源回路的电流小得多，大多数电流都是从正电源回路流出，流回到负电源回路。

中点回路电源常用图8.5(a)那种简单的电阻分压器提供。电容C₁和C₂用来消除大的瞬变电流相互间的影响。用图8.5(c)增益为1的运算放大器组成的电压跟随器，可得到更大的中点回路电流(可达15mA)。用自给偏置的集成电路音频功率放

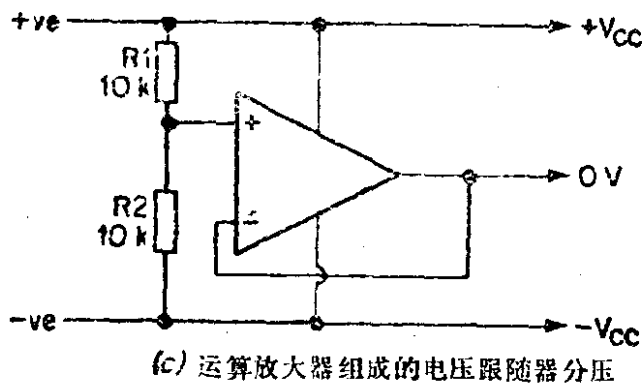
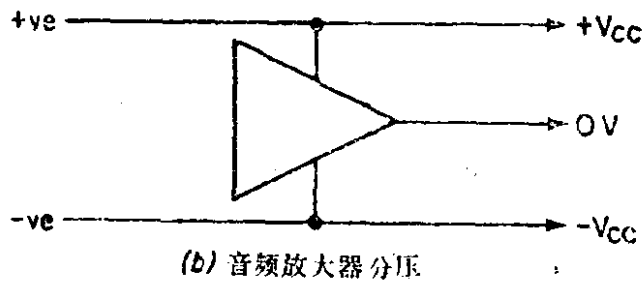
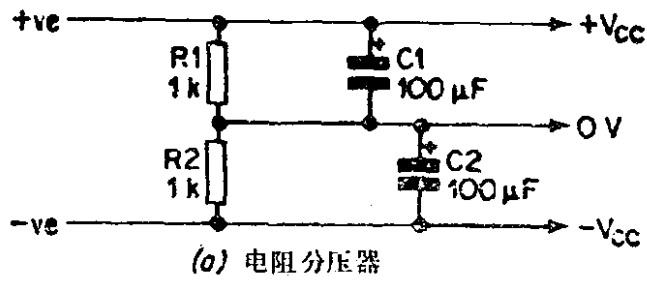


图 8.5 多抽头的单电源

大器可获得更大的中点回路电流。它能将输出自动偏置到电源回路的中点。图8.5(b)为它的典型电路。必须注意，采用集成电路的音频放大器比买一个具有两个次级绕组的变压器价钱更昂贵。因此图8.5(b)虽然技术上是行得通的，但经济上是不合算的。

8.2.6 直流—直流变换器

运算放大器经常与逻辑电路一起使用，所以经常同时需要

5V、+15V和-15V的电源。常用一只5V的电源，再用一只5V电源供电的直流一直流变换器来提供运算放大器所需的电源。虽然直流一直流变换器能自制，但加密封套的直流一直流变换器能以很合理的价格买到（在写本书时，约为5英镑）。用一个商品化的5伏电源供电的变换器比做三个电源更便宜。

8.3 运算放大器组成的电源

8.3.1 串联稳压器

虽然电源容易由专用集成电路构成，但许多有能力的人还是喜欢制作他们自己的电源。对于这些人，运算放大器为他们提供现成的误差放大器。

图8.6为电压从5伏调到24伏，输出电流为1安培的可调电源。IC1用741，它在输入电源电压下工作，它的输出供给复合管TR1的基极电流。IC1把RV1上的电压和齐纳稳压管ZD1上的电压进行比较，从而调整TR1基极的电流，使RV1滑动触点上的电压等于ZD1上的电压。

TR2和R5组成限流保护。如R5两端电压升高到0.8伏左右，TR2导通，使ZD1短路，从而使输出电压降低。所以R5的阻值决定电路的极限工作电流。过电流时，发光二极管LED1将发亮。

8.3.2 并联稳压器

鉴于负载上最大和最小电流的差值需要流过调整管。故并联稳压器用在负载电流基本稳定的场合。图8.7为并联稳压器的典型电路。

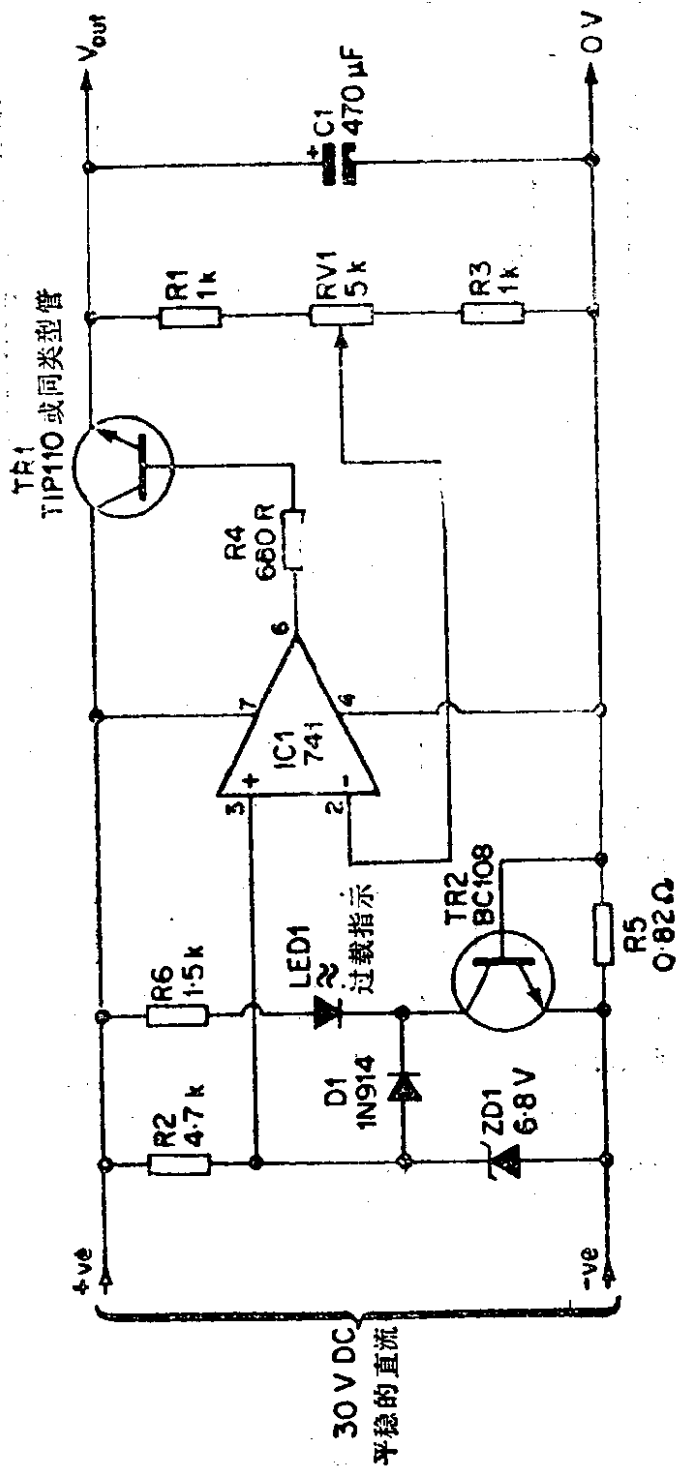


图 8.6 串联稳压电源

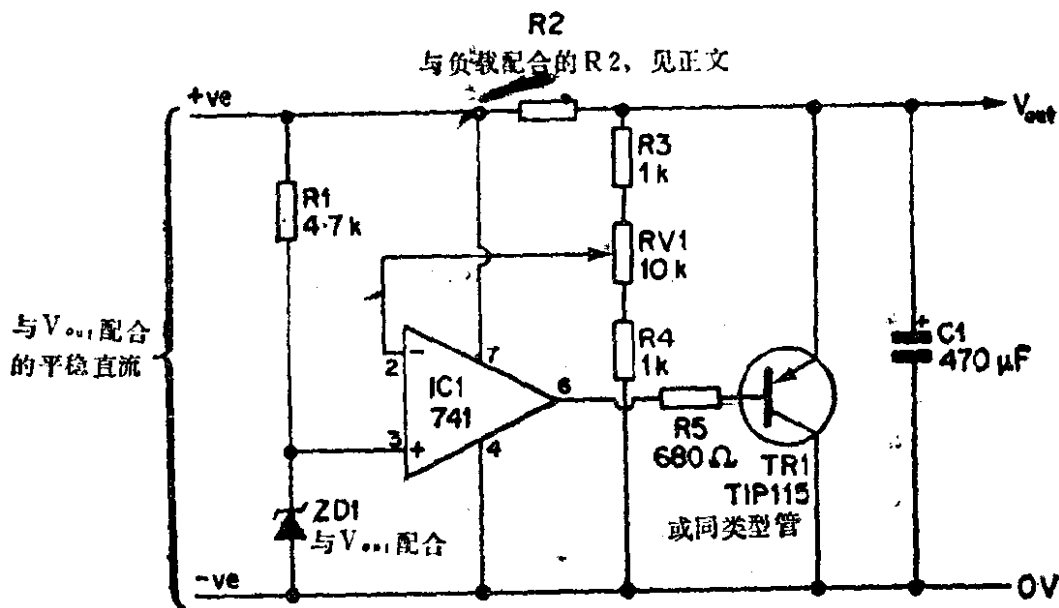


图 8.7 并联稳压器

R_2 两端的电压降由负载电流和 TR_1 的发射极电流决定。 IC_1 把 RV_1 滑动触点上电压和稳压管 ZD_1 上电压进行比较，进而控制 TR_1 的发射极电流。该电路就是这样补偿负载电流的变化从而保持输出电压的稳定。

如果负载电流相当稳定，则通过 TR_1 的电流是很小的， TR_1 就可采用小功率晶体管。但是，必须注意，随着负载电流的减少， TR_1 上的功耗将上升，当负载断开时， TR_1 上功耗最大。如果 TR_1 用小功率晶体管，则断开并联稳压器的开关应安置在稳压器和变压器/整流器之间。因为并联稳压器中电阻 R_2 具有自动限流作用，故不需过流保护。

第九章 安装提示及故障检查

9.1 安装提示

用集成电路组成任何电路的最简单方法是采用节距为 0.1 英寸的插座板。几乎所有的电子元件(包括双列直插封装)都是在 0.1 英寸的方格内作成, 因此可组成一个清晰整齐的布置图。图 9.1 为 6.8 节温度计的布置图。

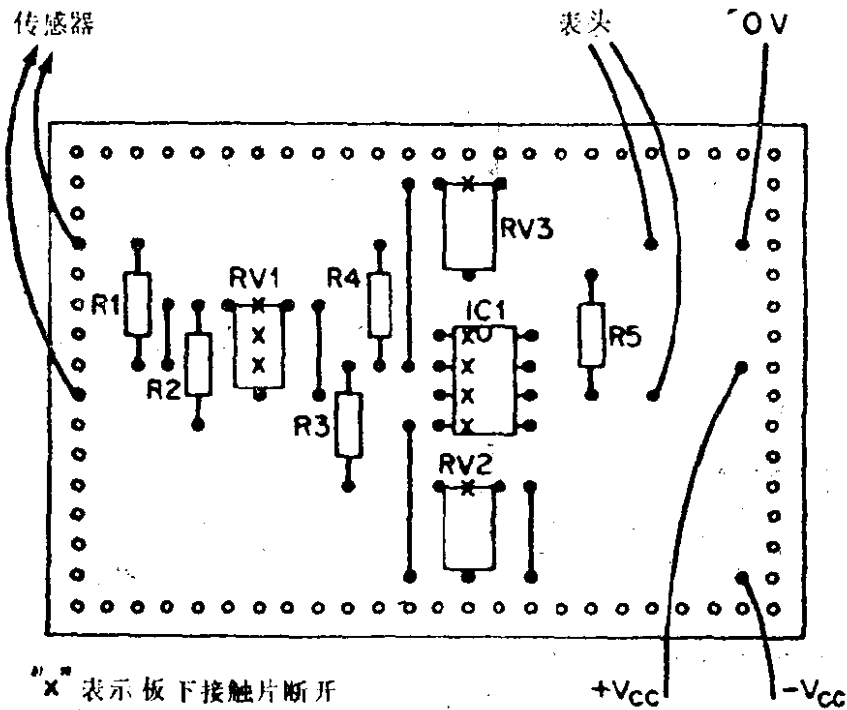
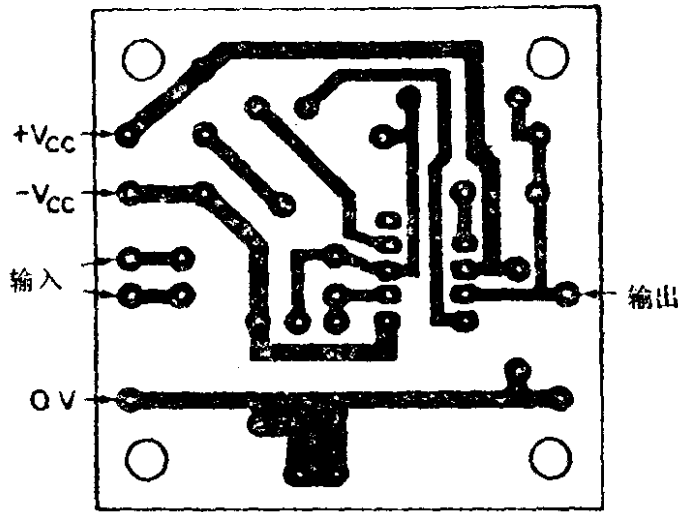


图 9.1 插入式实验板布置实例

另一种方法是用一块印刷电路板, 它专为设计运算放大器用, 可以从许多供应厂商那里得到, 典型的是无线电标准元件

公司生产的板，如图9.2所示。用它可构成几乎是任何一种运算放大器电路，使电路具有内行人常见的安排。

我们大力提倡所有集成电路都使用插座。这样不仅便于寻找故障，而且对在电路中已经焊过又取下来的有故障的运算放大器的芯片，即使在保险期内，大多数供应商也都决不给予调换。



顶视图, 实物尺寸

图 9.2 通用运算放大器板 (承无线电标准元件公司许可)

运算放大器是固若金汤的集成电路之一，但要特别小心带有场效应管的运算放大器。应该采取简单的预防静态损坏的措施，就是把这种印刷电路板放在一块接地的铝箔片上，并用接地的电烙铁焊接，而且当所有元件都已固定在自己的位置上时，再插入场效应管放大器。

第一次接通电路之前必须对焊接时的飞溅物、印刷线条间是否分开以及集成电路芯片是否插错等很快的进行查看。每次都要这样做！

9.2 故障检查

集成电路组成的电路发生故障时，大多数人总是认为运算放大器的芯片是坏的。应该强调的是坏集成电路是非常非常少的，通常坏芯片不是自然地、而是人为的使其淘汰了。因而发现电路有故障时，并不提倡首先就去更换集成电路，这样可能轻易的导致另外一批集成电路的损坏。

寻找故障的第一步应该细心地直观检查，即使是对以前工作过的电路也要这样做。主要检查的是接触不良、元件短路、线条断裂以及类似的等等问题。对一个新装好的电路要检查焊点飞溅物、线条没有分开以及那些容易发生的错误，如一个连接线和插孔脱离，或二极管管脚插错（一个常见的毛病是将双列直插集成电路插错！）。

如果直观检查没有问题，该是拿出万用表的时候了（每一个电子工程师应该有一个表，不管这个表是多么粗陋！）。首先检查有无电源电压和它的稳定性。如果这些都是正确的，那就检查每个集成电路上的电源电压（在最多有8个脚的运算放大器中，正电源在第7脚上，负电源在第4脚上）。

下一件事是检查输入端和输出端上的电压。根据不同的电路，这些值将大小不等，但在所有采用负反馈的运算放大器中，按一般法则，两个输入端上的电压应该是相同的。在有高值电阻的电路中，万用表可以成为电路的负载，稍有一些常识就该会用这样的表。

如果这些电压没有问题，现在就是更换集成电路的时候了。假若象前面建议的那样，已经采用了插座，调换就很简单。如果已经装成了6.14节的运算放大器的测试器，可测试一

下换下来的运算放大器。如果没有测试器，就用另一个运算放大器代替。

应当注意，零点、增益可调的许多电路，容易在调节不当时使输出电压一直停留在正电源或负电源电压，或者零点不动。这是由于电位器的滑动头被固定在一个末端或另一个末端上。一个好经验是在第一次接通电路之前就把电位器滑动头放在中间的位置上。