

为:

$$0 = \frac{v_x}{R_f} + \frac{v_1}{R} + \frac{v_2}{R} \quad (6.11)$$

现在已经得到了一个以 v_x 表示的 v_{out} 的方程式[方程(6.9)], 以及一个以 v_1 和 v_2 表示的 v_x 的方程式[方程(6.11)], 这些方程分别与方程(6.7)和方程(6.6)相同, 这表明如图 6.13 所示将两个分立运放电路级联起来, 不会影响各级的输入-输出关系。联立方程(6.6)和方程(6.7), 或者方程(6.10)和方程(6.11), 就得到级联运放电路的输入-输出关系为:

$$v_{out} = \frac{R_2}{R_1} \frac{R_f}{R} (v_1 + v_2)$$

因此, 级联电路表现为一个求和放大器, 但是输入和输出没有相位反转。通过仔细选取电阻值, 可以对两个输入电压的和进行放大或者衰减。如果选取 $R_2 = R_1$ 和 $R_f = R$, 那么同样可以实现 $v_{out} = v_1 + v_2$ 的放大电路。

6.5 运放的更详细模型

从根本上说, 可以将运放看成压控电压源, 其中, 运放的输出由受控电压源提供, 而受控电压源的控制电压为输入端两端的电压。图 6.14 给出了一个合理的实际运放模型的原理框图, 它含有一个电压增益为 A , 输出电阻为 R_o , 输入电阻为 R_i 的受控源。表 6.1 给出了几种常见运放的典型参数值。

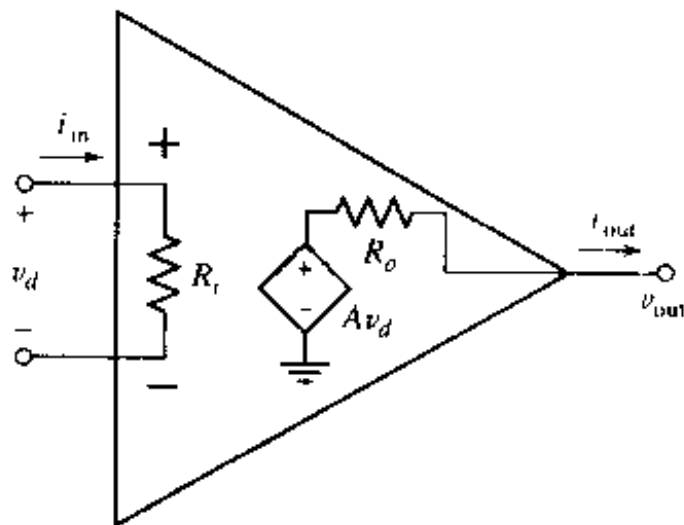


图 6.14 运放的更详细模型

参数 A 称为运放的开环电压增益, 典型的范围为 $10^5 \sim 10^6$ 。注意到, 表 6.1 列出的所有运放都具有非常大的开环电压增益, 尤其与例题 6.1 中的同相放大电路的电压增益 11 相比较时更是如此。要记住运放本身的开环电压增益和特定运放电路的闭环电压增益之间的区分。本例中的回路指的是在输出管脚和反相输入管脚之间的外部电路, 可以是一段导线, 一个电阻, 或者是其他元件, 这取决于不同的实际应用。

$\mu A741$ 是一种很常见的运放, 20 世纪 60 年代由仙童 (Fairchild) 公司首先制造出来。它的特性参数如下: 开环电压增益为 200 000, 输入电阻为 $2 \text{ M}\Omega$, 输出电阻为 75Ω 。为分析理想运放模型对实际器件的特性的近似程度, 下面重新来看一下图 6.3 中所示的反相放大电路。

表 6.1 几种不同运放的典型参数值

型号	$\mu A741$	LM324	LF411	AD549K	AD515A
说明	一般用途	低功耗 四运放封装	低失调,低漂移 JFET 输入	超低输入偏置电 流	精密低功耗输入
开环增益 A	2×10^5 V/V	10^5 V/V	2×10^5 V/V	10^6 V/V	2×10^4 V/V
输入电阻	2 M Ω	—	1 T Ω	10 T Ω	10 T Ω
输出电阻	75 Ω	—	~1 Ω	~15 Ω	~15 Ω
输入偏置电流	80 nA	45 nA	50 pA	75 fA	300 fA(max)
输入失调电压	1.0 mV	2.0 mV	0.8 mV	0.15 mV	0.4 mV
PSpice 模型*	✓	✓	✓		

* 表示 PSpice 的学生试用版 9.1 包含了这种器件。

例题 6.3 对图 6.14 所示的 $\mu A741$ 运放模型,使用恰当的参数,分析如图 6.3 所示的反相放大电路

首先,把图 6.3 中代表理想运放符号用本节所述的更详细模型表示,得到如图 6.15 所示的电路。

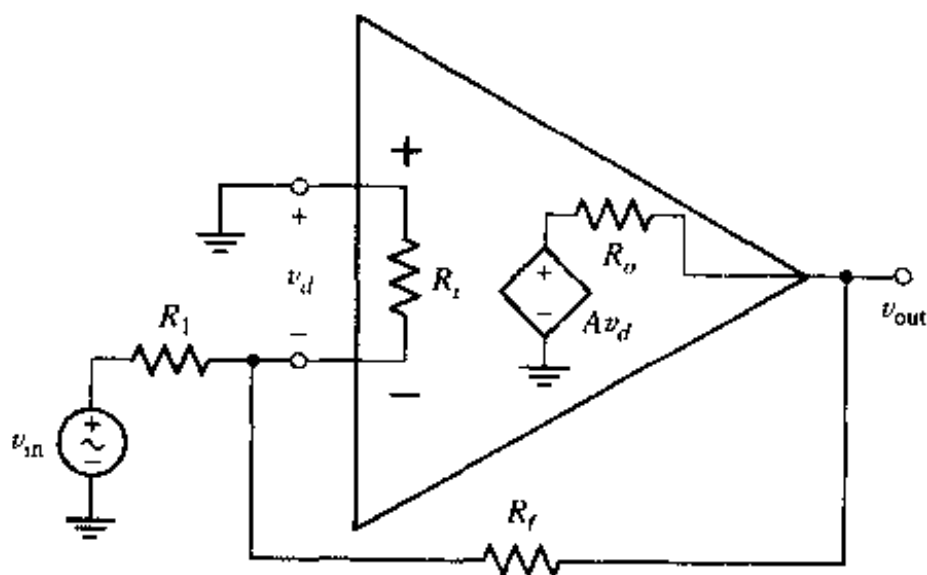


图 6.15 使用更详细的运放模型后重画的反相放大电路

注意,这里不能再使用理想运放规定,因为这时并没有使用理想运放模型。因此,列出两个节点方程:

$$0 = \frac{-v_d - v_{in}}{R_1} + \frac{-v_d - v_{out}}{R_f} + \frac{-v_d}{R_i}$$

$$0 = \frac{v_{out} + v_d}{R_f} + \frac{v_{out} - Av_d}{R_o}$$

进行一些直接但有些繁琐的代数运算后,可以消去 v_d ,联立上面两个方程,可以得到下面以 v_{in} 表示的 v_{out} 的表达式:

$$v_{out} = \left[\frac{(R_o + R_f)}{R_o - AR_f} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_f} + \frac{1}{R_i} \right) - \frac{1}{R_f} \right]^{-1} \frac{v_{in}}{R_1} \quad (6.12)$$

代入 $v_m = 5 \sin 3t \text{ mV}$, $R_1 = 4.7 \text{ k}\Omega$, $R_f = 47 \text{ k}\Omega$, $R_o = 75 \Omega$, $R_i = 2 \text{ M}\Omega$ 和 $A = 2 \times 10^5$, 得到:

$$v_{out} = -9.999\ 448 v_m = -49.997\ 24 \sin 3t \text{ mV}$$

把上面的结果与采用理想运放模型得到的表达式相比较 ($v_{out} = -10v_m = -50 \sin 3t \text{ mV}$), 可以看到, 理想运放是一个相当精确的模型。而且采用理想运放模型后, 极大地简化了电路分析中的代数运算。注意到, 如果允许 $A \rightarrow \infty$, $R_o \rightarrow 0$, $R_i \rightarrow \infty$, 那么方程(6.12)就成为采用理想运放模型时所得到的结果。

练习

6.3 设运放开环增益 A 和输入电阻 R_i 为有限值, 输出电阻 R_o 为零, 对于图 6.3 中的运放, 给出用 v_m 表示的 v_{out} 的表达式。

答案: $v_{out}/v_m = AR_f R_i / (R_f R_i + R_1 R_i + R_1 R_f - AR_1 R_i)$

6.5.1 理想运放规定的推导

前面已经看到, 理想运放模型对于实际器件特性的近似非常精确。事实上, 使用上面的有限开环增益, 有限输入电阻和非零输出电阻的更详细模型, 可以直接推导出前面的两个理想运放规定。

参看图 6.14, 实际运放开环电路的输出电压可以表示为:

$$v_{out} = A v_d \quad (6.13)$$

重新整理该方程, 可得到 v_d , 它有时被称为差分输入电压, 可以写成:

$$v_d = \frac{v_{out}}{A} \quad (6.14)$$

应该想到, 实际运放的输出电压 v_{out} 的幅度应该有一个限制。下一节将说明必须给运放提供一个外部直流电压, 以给内部的电路提供电源。这个外部电压就表示了 v_{out} 的最大幅度, 其典型值为 $5 \text{ V} \sim 24 \text{ V}$ 。如果用 $\mu\text{A}741$ 的开环增益 2×10^5 除以 24 V , 就得到 $v_d = 120 \mu\text{V}$ 。尽管它不为零, 但是和输出电压 24 V 相比较, 这么小的值实际上可以视为零。理想运放具有无穷大的开环增益, 所以无论 v_{out} 有多大, 总有 $v_d = 0$, 由此可以得出理想运放规定 2。

理想运放规定 1 表述为: “没有任何电流流入两个输入端”, 下面来推导它。参看图 6.14, 运放的输入电流为:

$$i_m = \frac{v_d}{R_i}$$

前面已经知道, 通常情况下, v_d 是一个非常小的电压。从表 6.1 可以看到, 典型运放的输入电阻非常大, 从 $\text{M}\Omega$ 甚至到 $\text{T}\Omega$! 代入 $v_d = 120 \mu\text{V}$ 和 $R_i = 2 \text{ M}\Omega$, 可计算出输入电流为 60 pA , 这是一个非常小的电流, 需要用专门的电流表(称为皮安培表)来测量它。从表 6.1 可以看到, $\mu\text{A}741$ 的典型输入电流(更确切的术语是输入偏置电流)只有 80 nA , 与典型运放电路中的其他电流相比, 可以将该电流视为零, 现代运放(例如 $\text{AD}549$)甚至具有更小的输入偏置电流。因此, 可以得出结论, 理想运放规定 1 是非常合理的假定。

从前面的讨论可以很清楚地看到理想运放具有无限大的开环增益和无限大的输入电阻, 却还没有考虑运放的输出电阻, 而它往往对实际的电路产生影响。参看图 6.14, 可以看到:

$$v_{out} = Av_i - R_o i_{out}$$

因此,非零的 R_o 值使得输出电压变小了,随着输出电流的增大,其影响将更为明显,所以,理想运放规定输出电阻为零。 $\mu A741$ 的最大输出电阻为 75Ω ,而许多现代运放(例如 AD549 和 AD515A)甚至具有更小的输出电阻。

6.5.2 共模抑制

运放有时称为差分放大器,因为输出与两个输入端之间电压差成正比。这就是说,如果把相同的电压接到两个输入端,那么输出电压将为零。运放的这种能力是它吸引人的特性之一,称为共模抑制。图 6.16 所示电路的输出电压为:

$$v_{out} = \frac{R_f}{R} (v_2 - v_1)$$

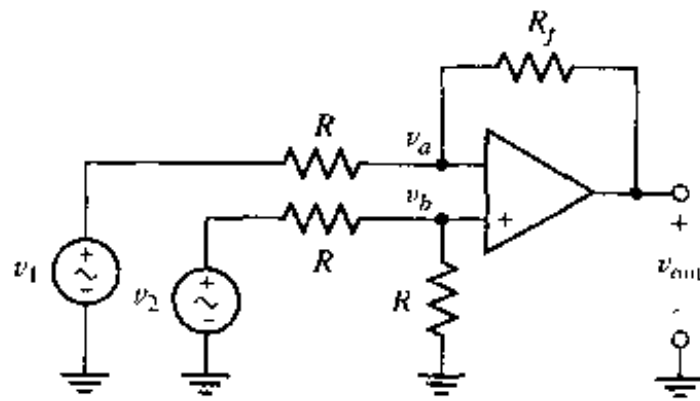


图 6.16 由运放组成的差分放大器

假定 $R_f = 10 \text{ k}\Omega$ 和 $R = 1 \text{ k}\Omega$,那么该放大电路的电压增益为 10。如果 $v_1 = 2 + 0.3 \sin 3t \text{ V}$ 和 $v_2 = 2 \text{ V}$,那么其输出将为 $3 \sin 3t \text{ V}$ 。 v_1 和 v_2 之间共有的 2 V 部分将不被放大。

6.5.3 负反馈

前面已经知道,运放的开环增益非常大,理想情况下为无限大。但是,在实际的情况下,它的值与制造商给出的典型值会有所不同。例如,温度对于运放性能有几方面明显的影响,所以,在 -20°C 的天气时运放的特性与在阳光充足的温暖天气时的特性可能很不一样。而且,在不同时候制造的运放也会有所不同。如果要设计一个电路,其输出电压为开环增益乘以其中一个输入端的电压,那么在合理精度范围内预测此时的输出电压将变得很困难,因为它可能会随环境温度而变化。

解决这些潜在问题的一种方法是采用负反馈,负反馈是将输入减去输出的一小部分的过程。如果因为某些因素改变了电路的特性使得输出趋于增加,那么同时输入也将减小。太强的负反馈将抑制任何有用的放大,但是适当小的反馈可以增加稳定性。一个负反馈的例子是我们用手靠近火焰时的过程,越靠近火焰,从手传来的负反馈信号将越大。然而,如果负反馈的比例过大,会使得我们对热量生厌而远离火焰,直至冻坏为止。正反馈是把输出的一部分加回到输入的过程,一个典型的例子是用麦克风直接对着扬声器,开始时非常微弱的声音将很快地被反复放大直到系统发出刺耳的尖声。正反馈往往导致系统不稳定。

本章讨论的所有电路都通过输出和反相输入端之间的电阻来引入负反馈,这样的输出和输入之间的回路将减小输出电压对开环增益精确度的依赖程度(正如在例题 6.3 中所看到

的), 不必精确测量所用的每个运放的开环增益。当开环增益 A 有一些小的改变时将不会对电路的工作产生明显影响; 当 A 对运放所处环境敏感时, 负反馈也增加了系统的稳定性。例如, 当由于周围温度的变化使得 A 突然增大时, 将产生更大的负反馈电压加到反相输入端上, 这样就减小了差分输入电压 v_d , 因此输出电压 $A v_d$ 将变小。要注意的是, 电路的闭环增益总是比开环增益小, 这正是为增加稳定性和减小对参数变化敏感程度所付出的代价。

6.6 实际考虑

6.6.1 饱和

到目前为止, 都把运放看成纯线性电路, 而且假定它的特性与接入电路的方式无关。实际上, 必须给运放提供电源以使其内部电路工作, 如图 6.17 所示。接到 V^+ 端的正电压的典型范围为 $5\text{ V} \sim 24\text{ V}$, 接到 V^- 端的负电压与接到 V^+ 端的正电压大小相同, 使用单电源或两个大小不同的正负电压源供电的情况比较少见。运放电路的制造商通常会给出一个最大电源电压, 超过这个电压将损坏内部的晶体管。

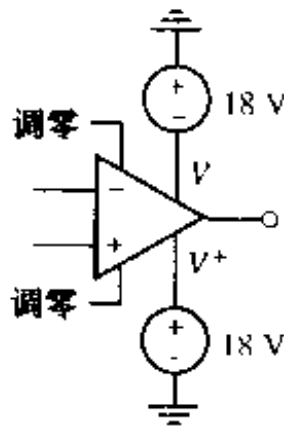
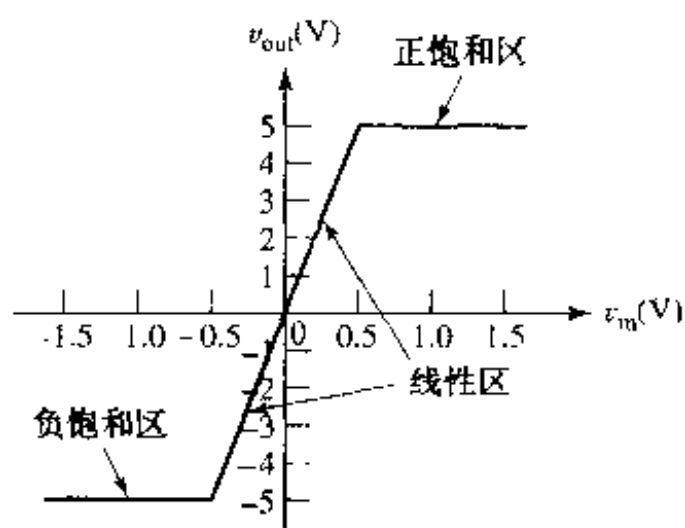


图 6.17 接有正负电压源的运放。这里以两个 18 V 电源为例, 注意各电源的极性

在设计运放电路时, 电源电压的选取是个重要的考虑因素, 因为它限定了运放最大可能的输出电压^①。比如考虑一个具有闭环增益为 10 的同相运算放大电路, 以 $\pm 5\text{ V}$ 电源供电, 到目前为止, 都是假定 $v_{\text{out}} = 10v_{\text{in}}$, 而不管 v_{in} 的值是多大。图 6.18 给出了这个电路实际测出的输入-输出特性曲线图, 从图中立即可以看到, 该电路的最大输出电压为 5 V 。对于理想运放, 如果 $v_{\text{in}} = 1\text{ V}$, 可能会想到输出为 10 V , 但很显然实际上并不是这样的。

图 6.18 说明了一种很重要的非线性现象, 称为饱和。这种现象用来说明实际运放的输出不能超过其电源电压大小。例如, 选取一个 9 V 电压源和一个 -5 V 电压源来驱动运放, 那么运放的输出电压将被限制在 -5 V 到 9 V 之间。运放的输出为限制在正负饱和电压范围内的线性响应。作为一般原则, 在设计运放电路时总是避免进入饱和区, 这就需要根据闭环增益和最大输入电压来仔细选取运放的工作电压。

^① 在实际中, 往往会发现输出电压比电源电压小 1 V 左右。



6.6.2 输入失调电压

正如现在所看到的,在使用运放时,需要注意几个问题。特别需要指出的非理想特性是:即使是在两个输入端短接时,实际的运放也可能具有非零输出。这时的输出值称为失调电压,使输出恢复为零所需的输入电压称为输入失调电压。参看表 6.1,可以看到,输入失调电压的典型值为几个毫伏或者更小。

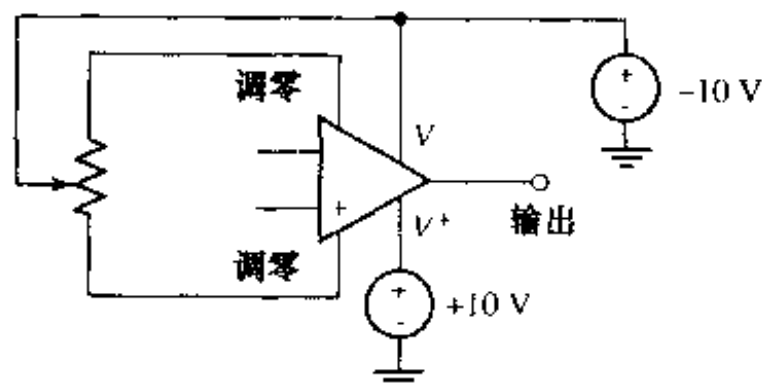


图 6.19 为得到零输出电压的一个参考校准电路。作为例子,这里选取电源电压为 $\pm 10\text{V}$,而对于实际电路最后所采用的电源电压可以根据情况来选取

大多数运放都提供了两个管脚,标为“调零 (offset null)”,或者“平衡 (balance)”,可以把它们接到一个可变电阻器上来调整输出电压。可变电阻器是一种三端器件,通常用在收音机的音量控制之类的应用中,它有一个环形旋钮,通过旋转它来改变电阻的阻值;另外,它还有三个接线端。如果只使用变阻器两端,那么不管旋钮的位置在哪里,它的电阻是固定的。如果使用中间的接线端和两端的其中一个接线端,则可变电阻器的阻值依赖于旋钮位置。图 6.19 给出了用于校正运放输出电压的电路,在设备制造商的说明中通常会给出几种校准电路。

6.6.3 封装

现代运放有各种不同的封装,根据应用环境的不同采用不同的封装形式,有些类型的封装更适合于高温环境。因为封装形式不同,所以在印刷电路板安装集成电路的方式也有好几种。图 6.20 给出了美国国家半导体公司 (National Semiconductor) 制造的 LM741 的几种不同封装形式。管脚旁边标注的“NC”表示该管脚“无连接”。图中给出了几种标准的封装形式,很多集成电路都具有这些封装形式;有时,集成电路实际的管脚数比所需要的要多。

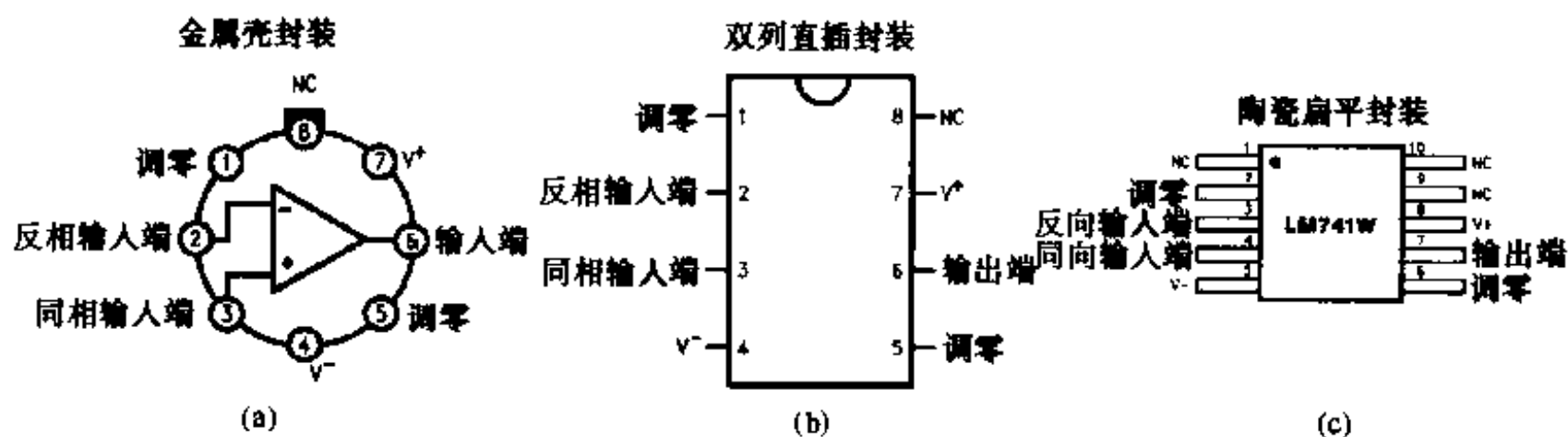


图 6.20 运放 LM741 的几种不同封装形式。(a)金属壳封装(Metal Can Package);(b)双列直插封装;(c)陶瓷扁平封装

6.6.4 PSpice 仿真

在估算运放电路的输出时,PSpice 是一种很有用的工具。它采用了更详细的,因此可以估算出小的输入电流和电压。不过后面将看到,通常情形下,采用理想运放模型的结果与 PSpice 的仿真结果符合得很好。

当用 PSpice 对运放电路进行仿真时,要记住必须把正负直流电源连接到运放上。尽管 PSpice 中的模型中含有失调(offset null)管脚,但是 PSpice 并没有用到这些管脚,所以它们通常都是悬空的(即未连接)。

表 6.1 给出了 PSpice 学生测试版本所包含的几种运放,而 PSpice 商业版本包含了其他更多的运放。

计算机辅助分析

用 PSpice 仿真图 6.3 所示的电路。如果运放采用 $\pm 15\text{ V}$ 直流电源供电,确定电路开始进入饱和状态的输入电压大小。将 PSpice 计算出的增益和用理想运放模型估算出的结果进行比较。

首先,用原理图绘制工具画出该反相放大电路如图 6.21 所示。要注意的是,需要用两个 15 V 直流电源给运放供电。

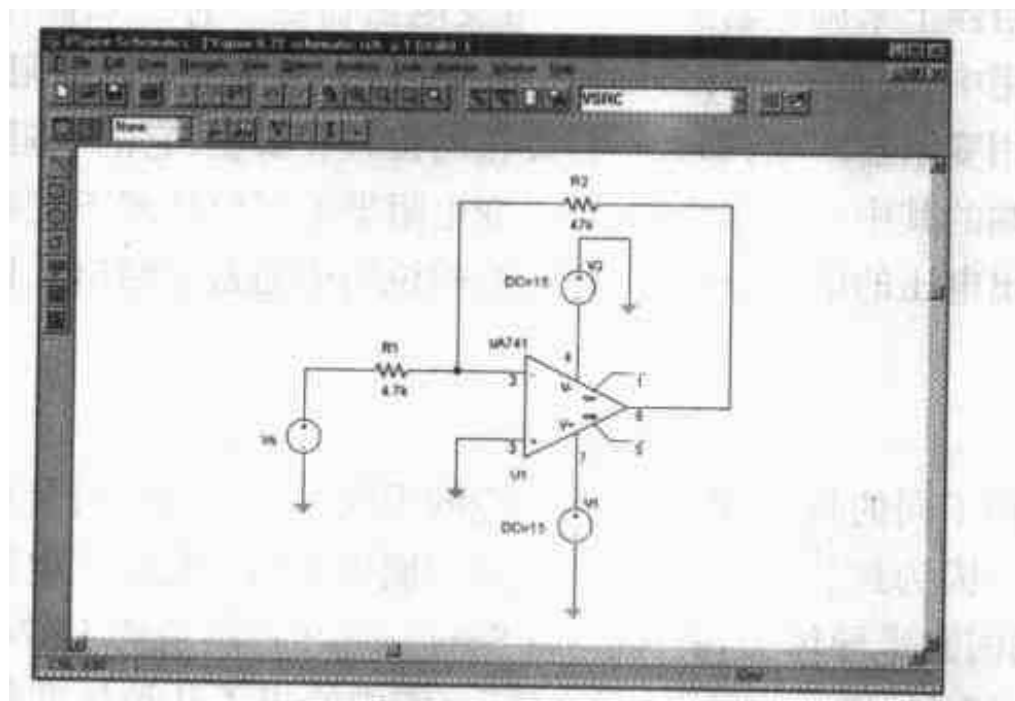
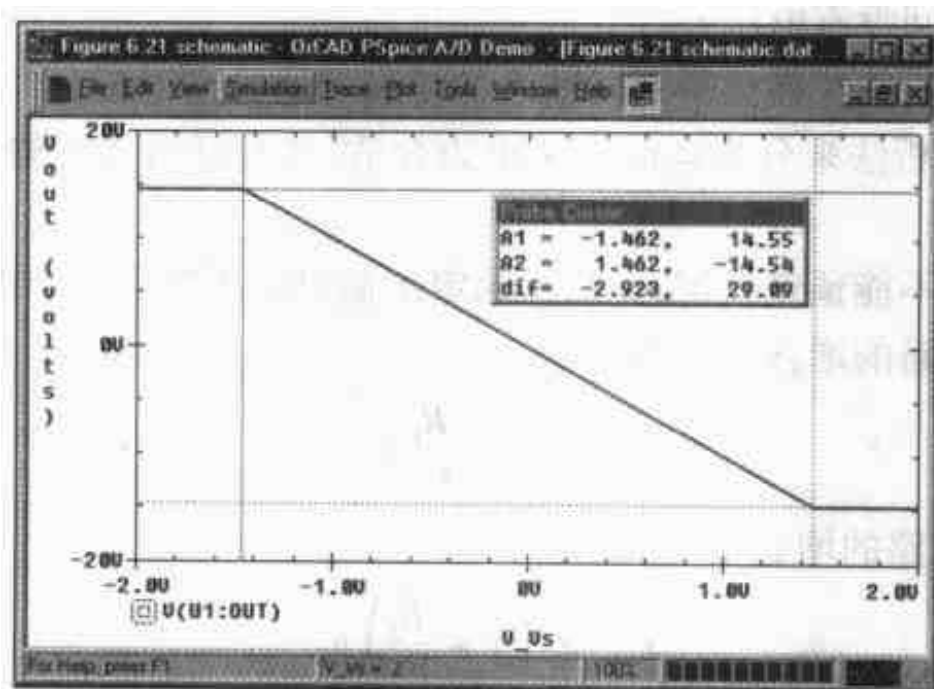


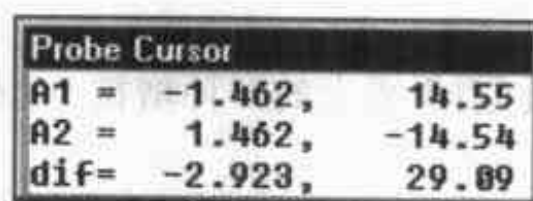
图 6.21 用原理图绘制工具画出图 6.3 所示的反相放大电路

前面用理想运放模型估算出该放大电路的增益为 -10 , 于是, 对 $5 \sin 3t \text{ mV}$ 的输入, 输出电压为 $-50 \sin 3t \text{ mV}$ 。但是, 其中隐含的一个假定是, 任何输入电压均将放大 -10 倍。事实上, 这只对小的输入电压成立, 如果输入电压增加到某个值, 输出将饱和, 此时输出电压接近于电源电压。

图 6.22(a) 给出了 $-2 < V_s < 2 \text{ V}$ (略大于用正负电源电压除以增益所得到的范围) 时的直流扫描分析结果。



(a)



(b)

图 6.22 (a) 运放电路的输出电压, 其中产生了饱和, 并用指针工具 (cursor tool) 画出了饱和起始点; (b) 放大的探测光标窗口

用指针工具 (cursor tool) 可以看到, 放大器的输入-输出特性在相当大的输入电压范围内确实是线性的, 这个线性范围大约为 $-1.462 < V_s < +1.462 \text{ V}$ 。为清晰起见, 重画出指针窗口 (cursor window), 如图 6.22(b) 所示。这个线性范围略小于正负电源电压除以增益所得到的范围, 在该范围以外运放的输出为饱和, 这时输出基本不依赖于输入电压。因此, 在这两个饱和区域, 电路并不表现为放大器。

增加指针位数 (Tools, Options, Number of cursor digits) 到 10, 可以看到, 当输入电压为 $V_s = 1.0 \text{ V}$, 输出电压为 $-9.995 483 40$, 其数值比采用理想运放模型求得的 -10 V 略小, 与例题 6.3 中采用的分析模型得到的值 $-9.999 448$ 也略有不同。尽管如此, 采用 PSpice μA741 模型算出的值与采用前面两种分析模型求得的值最多相差万分之几, 这表明对于现代集成运放电路, 理想运放模型是一种相当精确的近似。

练习

6.4 仿真本章中提到的所有其他的运放电路, 并将它们与采用理想运放模型估算的结果

相比较。

6.7 小结与复习

- 在分析理想运放电路时,必须用到以下两个基本规定:
 1. 没有任何电流流入两个输入端。
 2. 两个输入端之间没有电压差。
- 对运放电路的分析往往需要得到以输入各量表示的输出电压。
- 一般采用节点分析法来分析运放电路更为合适,并且通常先从输入端开始往输出端分析更好一些。
- 运放的输出电流不能预先设定,必须在确定出输出电压之后才能求出来。
- 反相运算放大电路的增益由下式给出:

$$v_{\text{out}} = -\frac{R_f}{R_1} v_{\text{in}}$$

- 同相运算放大电路的增益由下式给出:

$$v_{\text{out}} = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) v_{\text{in}}$$

- 几乎总有一个电阻将运放的输出管脚和它的反相输入管脚连接起来,构成电路的负反馈,以增加电路的稳定性。
- 理想运放模型基于以下的近似:无限大的开环增益 A ,无限大的输入电阻 R_i ,以及零输出电阻 R_o 。
- 在实际电路中,运放的输出电压范围受实际供电电源电压的限制。

习题

1. 参看图 6.23,计算电压 v_{out} 。
2. 如图 6.24 所示电路,需要 R 的值为多大,使得传送到 $10 \text{ k}\Omega$ 电阻的功率为 150 mW ?

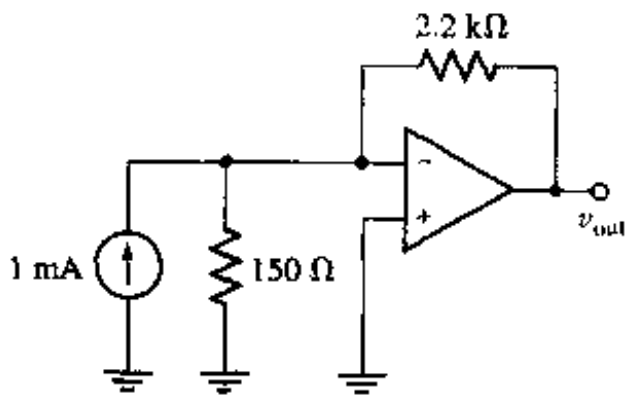


图 6.23

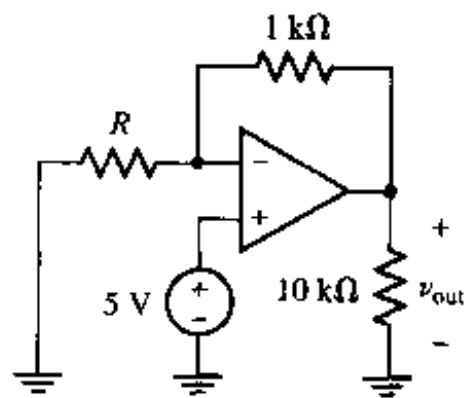


图 6.24

3. 当有人在 20 英尺远处拍手掌时,某麦克风可以输出 0.5 V 电压。有一个专门的电子开关,其戴维南等效电阻为 670Ω ,需要 100 mA 电流来触发。设计一个电路,把该麦克风和开关连接起来,使得当有人拍手掌时开关触发。

4. 对于图 6.25 所示电路, 求出以 v_i 表示的 v_{out} 表达式。
 5. 对于图 6.26 所示电路, 计算电压 V_1 。

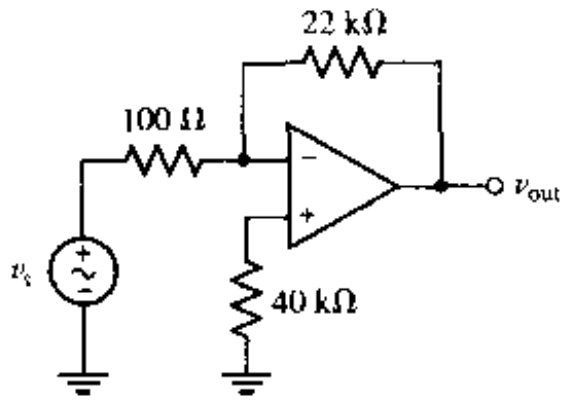


图 6.25

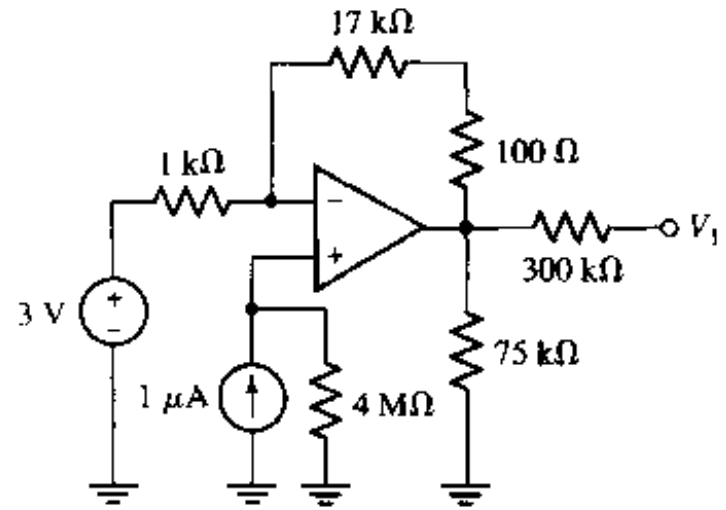


图 6.26

6. 对于图 6.27 所示电路, 计算电压 V_2 。
 7. 如图 6.28 所示电路, 求出 v_{out} 的表达式, 并给出 $t = 3$ 秒时它的值。

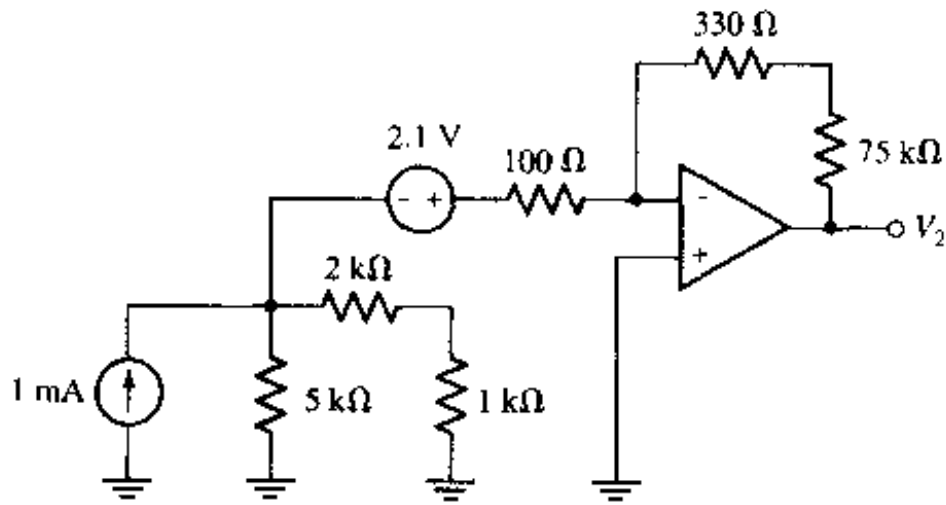


图 6.27

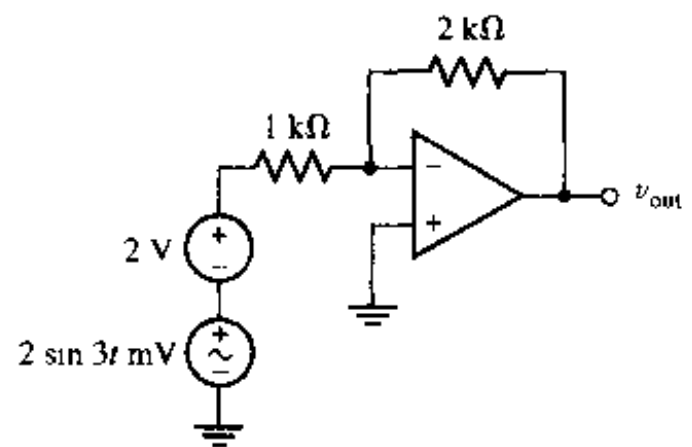


图 6.28

8. 如图 6.29 所示电路, V_{in} 取值多少使得输出电压为 18 V?

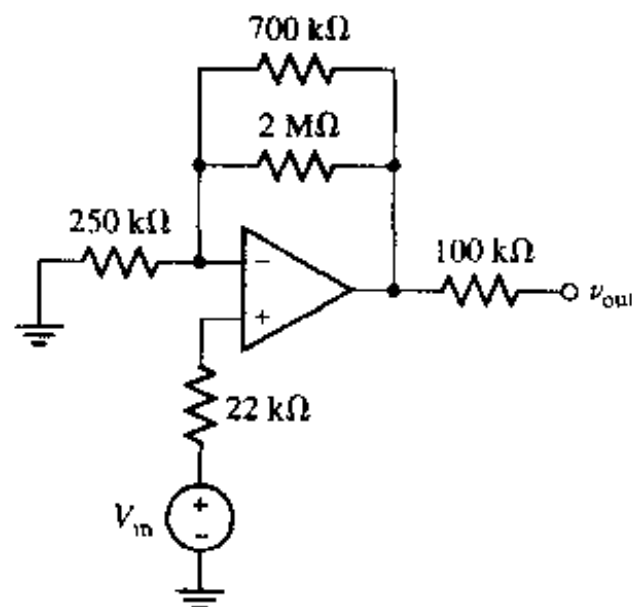


图 6.29

9. 在图 6.30 中, 选取 R_1 和 R_f 的值使得 $v_{out} = 23.7 \cos 500t \text{ V}$ 。
 10. 在图 6.31 所示电路, 不使用电源变换, 给出 v_{out} 的表达式。

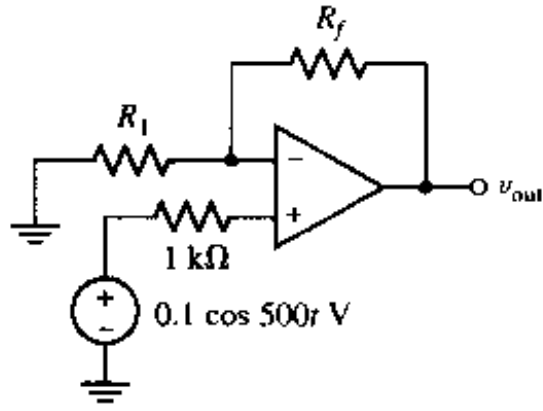


图 6.30

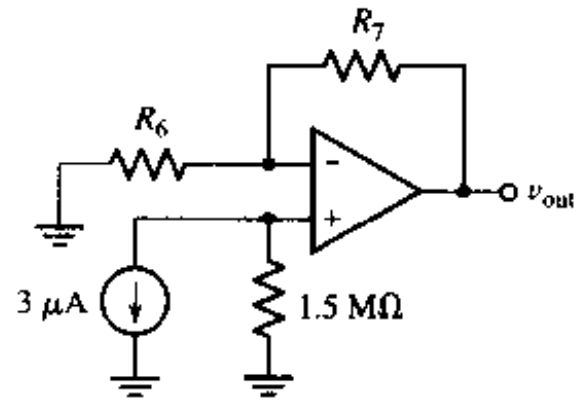


图 6.31

11. 参看图 6.32 中的电路, (a) 如果 $V_A = 0, V_B = 1 \text{ V}, R_A = R_B = 10 \text{ k}\Omega, R_1 = 70 \text{ k}\Omega, R_2 = \infty$ 和 $V_{out} = 8 \text{ V}$, 那么 A 和 B 哪一个端是同相输入端? 解释原因; (b) $V_A = 10 \text{ V}$ 和 $V_B = 0 \text{ V}$ 。如果 B 是反相输入端, 选取 R_A, R_B, R_1 和 R_2 的值得到输出电压为 20 V ; (c) $V_A = V_B = 1 \text{ V}, R_1 = 0 \text{ k}\Omega$ 和 $R_2 = \infty$ 。如果测出 V_{out} 为 1 V , 那么 A 和 B 那一个端是反相输入端? 请解释。
 12. 如图 6.33 所示运放电路, 计算 v_{out} 。

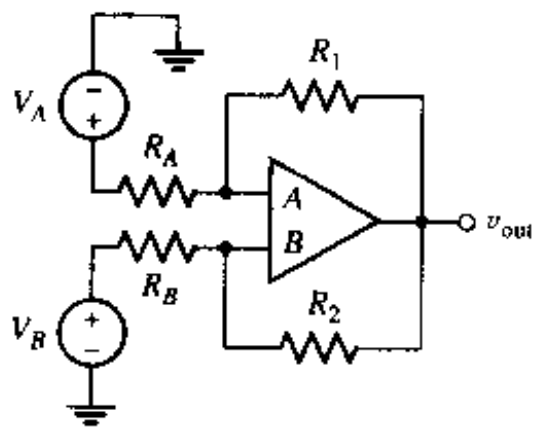


图 6.32

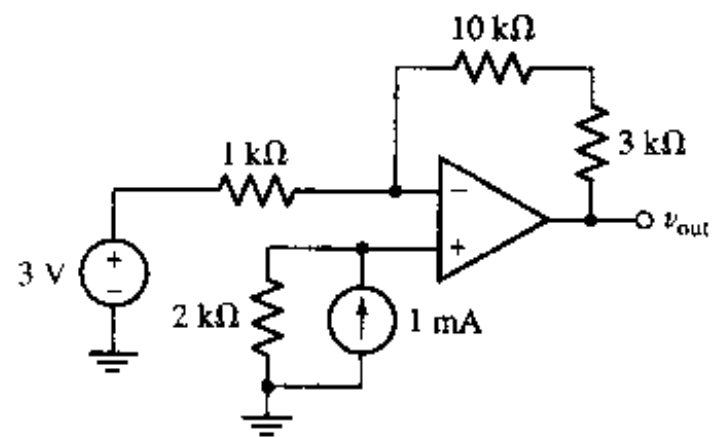


图 6.33

13. 如果图 6.34 所示电路中 $v_i = 5 \sin 3t$, 计算 $t = 0.25 \text{ s}$ 时的 v_{out} 。
 14. 对于图 6.34 中的电路, 采用合适的电路分析方法来计算 v_{out} 。

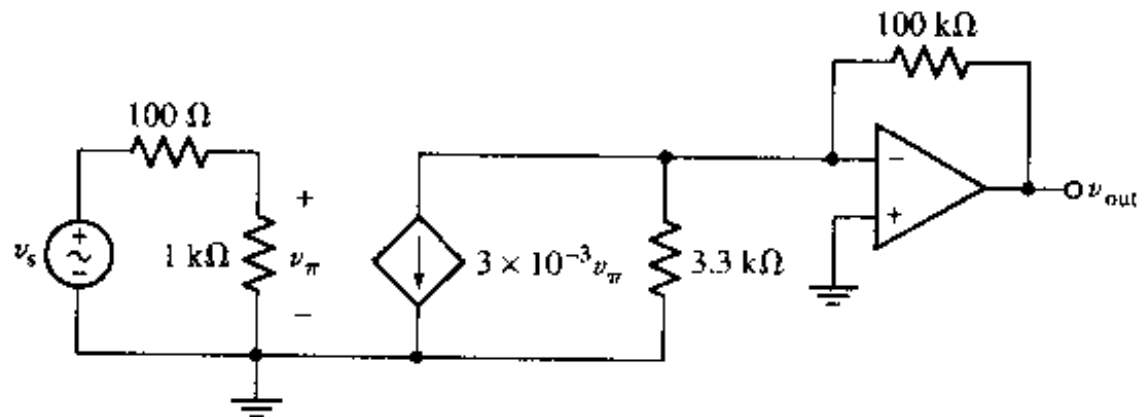


图 6.34

15. 在图 6.35 中, 用 $27 \mu\text{A}$ 电源替换 $3 \mu\text{A}$ 电源, 计算 v_{out} 。

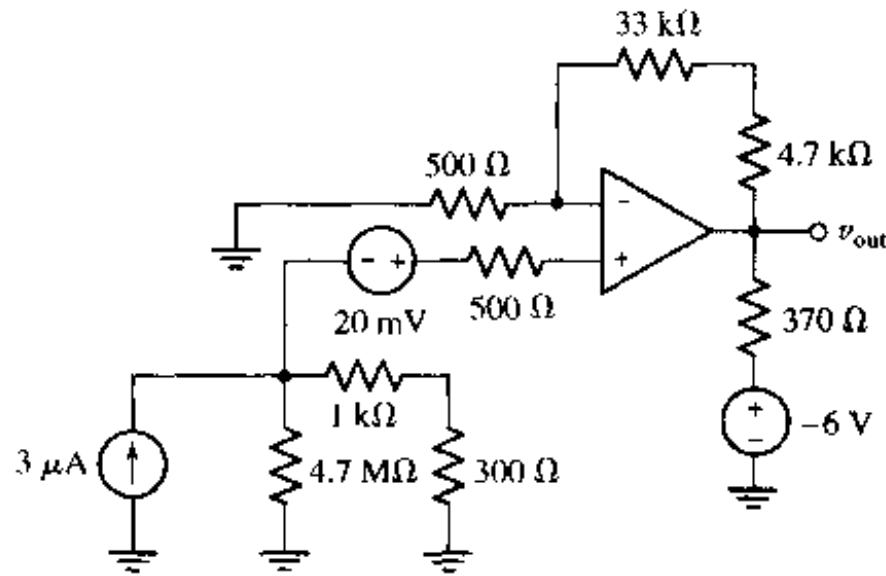


图 6.35

16. 计算图 6.36 中多个运放电路中的 v_i 。

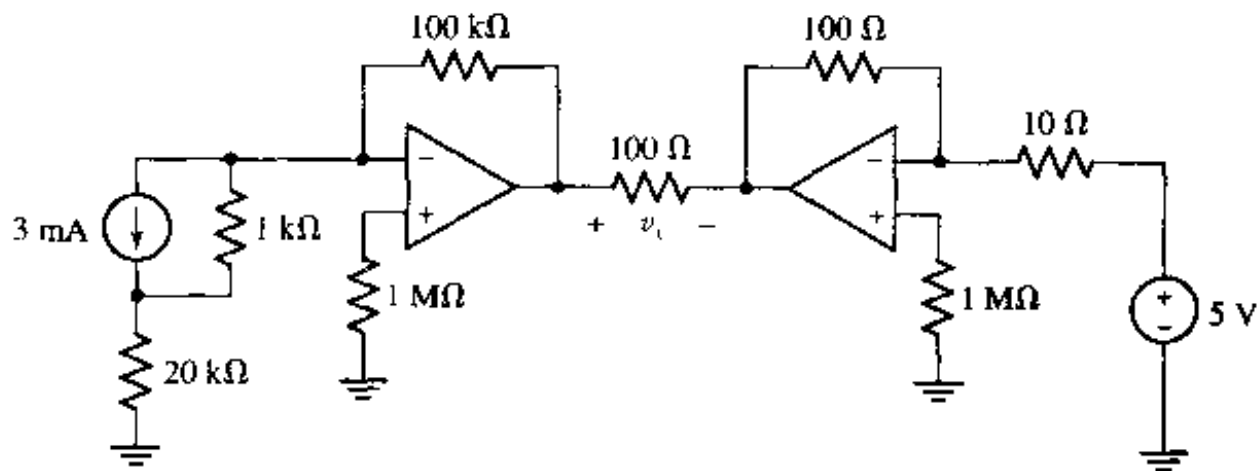


图 6.36

17. 导出一般的加法运算放大器的表达式, 其中每个电阻可取不同值。
18. 导出一般的差分运算放大器的表达式, 其中每个电阻可取不同值。
19. 硫化镉 (Cadmium sulfide, CdS) 通常用来制作一种电阻, 它的阻值取决于它表面的光照强度。图 6.37 中, 采用 CdS 光电池作为反馈电阻 R_f 。在完全黑暗时, 其阻值为 $100 \text{ k}\Omega$, 在光强为 6 坎德拉时阻值为 $10 \text{ k}\Omega$ 。 R_L 代表一个电路, 当其两端电压降至 1.5 V 或者更小时, 该电路被触发。选取 R_1 和 V_s 的值, 使得 R_L 所代表的电路可由 2 坎德拉或更强的光所触发。

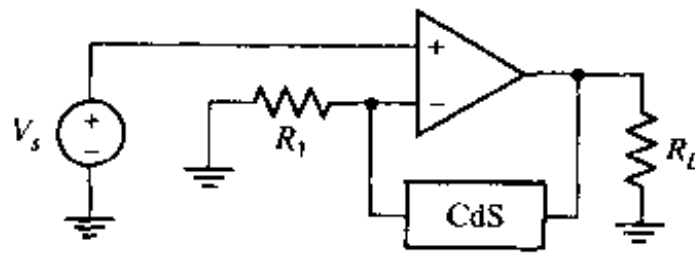


图 6.37

20. 在录音棚中需要用到两个麦克风, 一个用于语音, 另一个用于乐器。设计一个电路, 把两个麦克风的输出合并起来, 使得语音放大倍数为乐器声音放大倍数的两倍。
21. 一个正弦信号叠加在一个 2 V 直流偏置上 (这就是说, 总的信号平均值为 2 V)。设计一个电路来消除该直流偏置, 并把正弦信号 (没有相位反相) 放大 100 倍。
22. 如图 6.38 所示电路, 计算 v_{out} 。

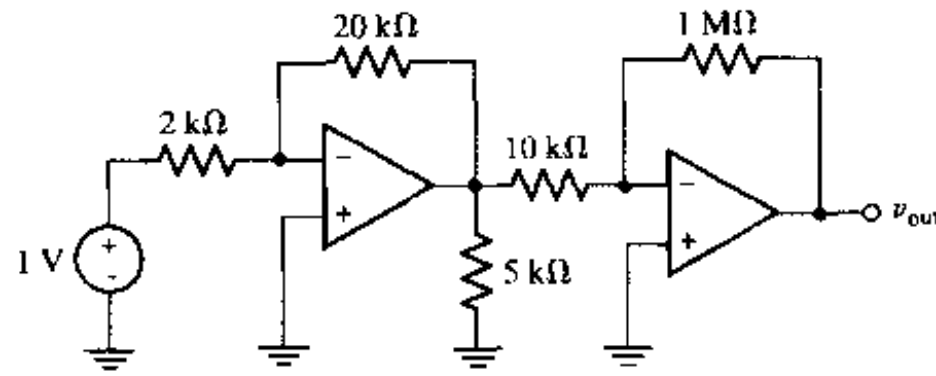


图 6.38

23. 如图 6.39 所示电路, 导出以 V_1 和 V_2 表示的 V_{out} 的表达式。

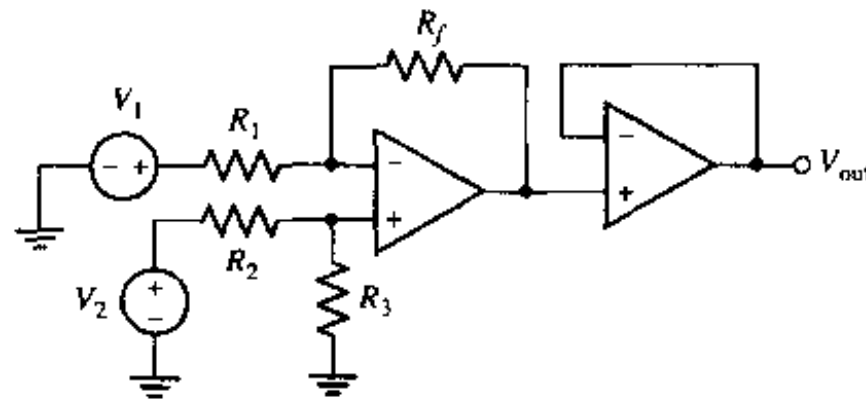


图 6.39

24. 如图 6.40 所示的级联运放电路, 计算每一级的输出电压。

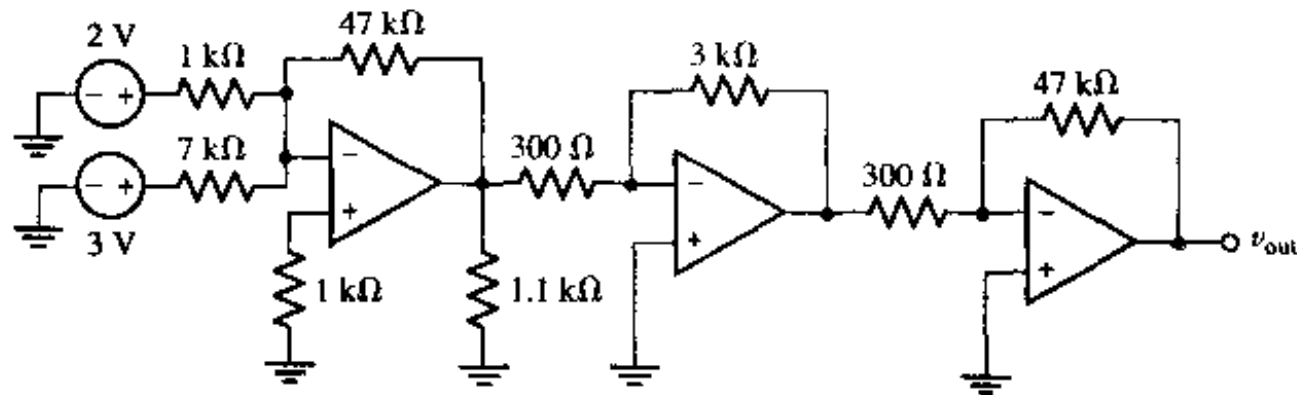


图 6.40

25. 参看图 6.41 所示的运放电路, 为使输出 $V_{out} = 10 \text{ V}$, R 的值需要为多大?

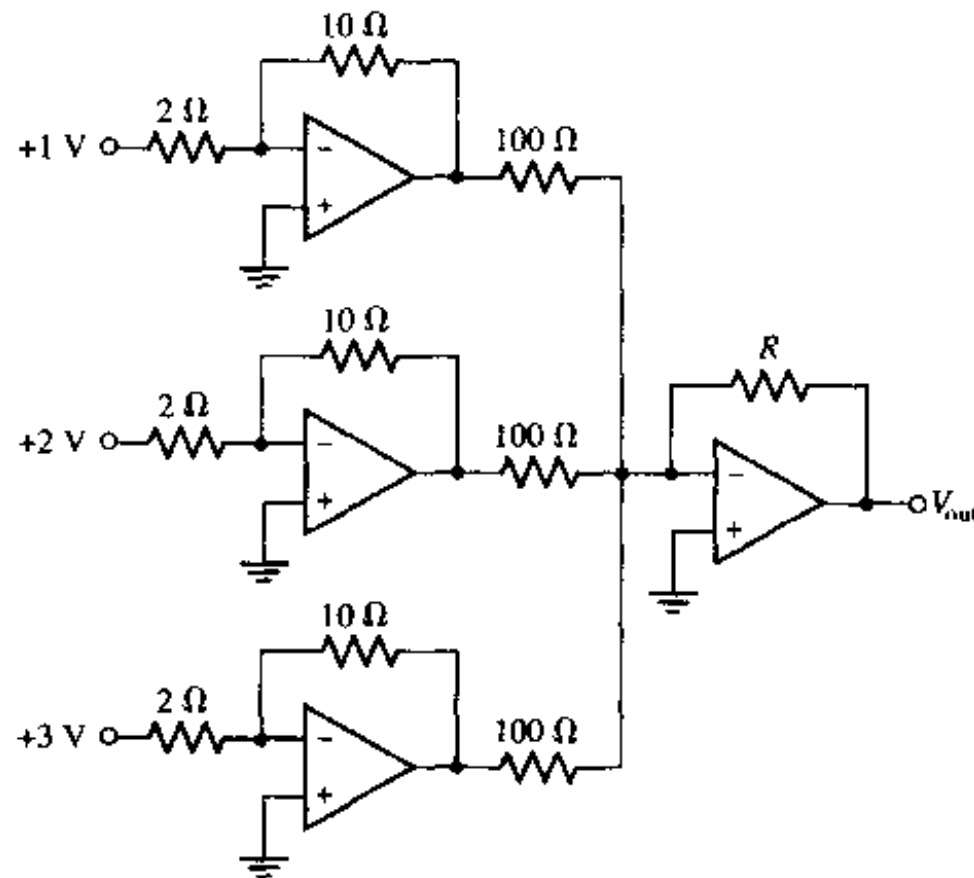


图 6.41

26. 如图 6.42 所示的二级运放电路, 计算 v_{out} 。

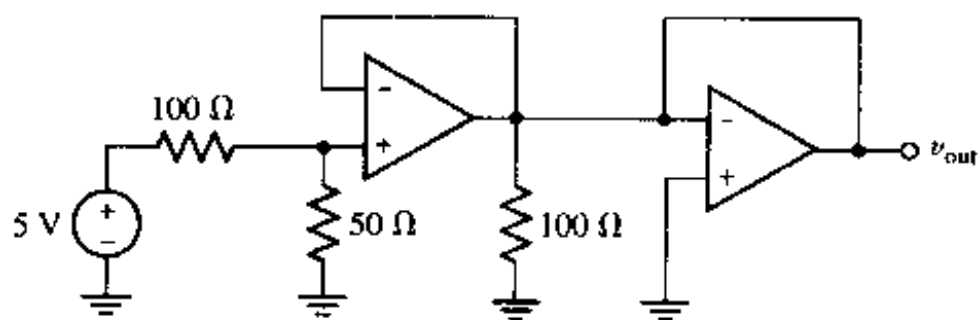


图 6.42

27. 采用 $\mu A741$ 的详细模型, 求出传递给 8Ω 电阻的功率, 如果: (a) $v_a = v_b = 1 \text{ nV}$; (b) $v_a = 0$; $v_b = 1 \text{ nV}$; (c) $v_a = 2 \text{ pV}$, $v_b = 1 \text{ fV}$; (d) $v_a = 50 \mu\text{V}$, $v_b = -4 \mu\text{V}$ 。
28. 某反相运算放大器采用了 $\mu A741$, 如果 $R_i = 270 \text{ k}\Omega$ 和 $R_f = 1 \text{ M}\Omega$, 那么对于下面的差分输入电压值, 输入偏置电流等于多少: (a) $V_i = 1 \text{ mV}$; (b) $V_i = -7.5 \text{ mV}$; (c) $V_i = 1 \text{ V}$ 。
29. 如图 6.44 所示电路, 计算 v_{out} , 如果: (a) $A = 10^5$, $R_i = 100 \text{ M}\Omega$ 和 $R_o = 0$; (b) $A = 10^6$, $R_i = 1 \text{ T}\Omega$ 和 $R_o = 0$ 。

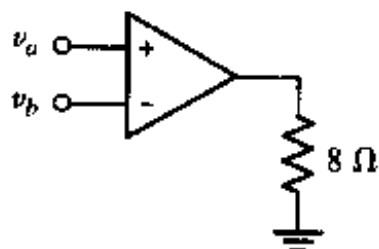


图 6.43

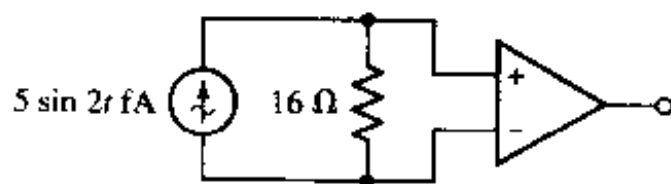


图 6.44

30. 如图 6.45 所示电路, (a) 导出 v_{out}/v_{in} 的表达式, 如果 $R_i = \infty$, $R_o = 0$, A 为有限值; (b) 开环增益 A 为多大时, 闭环增益与其理想值相差在 1% 以内?

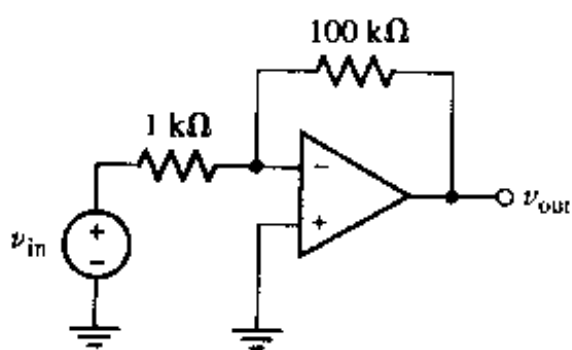


图 6.45

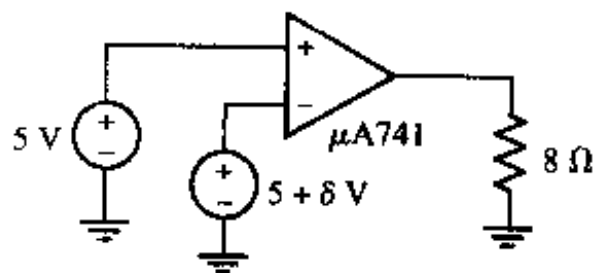


图 6.46

31. 如图 6.46 所示电路, 计算 8Ω 电阻所消耗的功率, 如果 $\delta =$ (a) 0 V ; (b) 1 nV ; (c) $2.5 \mu\text{V}$ 。
32. 采用 $\mu A741$ 的参数, 如果 $v_{in} = -16 \text{ mV}$, 计算图 6.47 所示电路的 v_{out} 。
33. 使用 PSpice 对反相运放电路进行仿真, 运放采用 $\mu A741$, 用 $\pm 15 \text{ V}$ 电源供电, $R_i = 10 \text{ k}\Omega$ 和 $R_f = 1 \text{ M}\Omega$ 。画出输入 - 输出特性, 标出线性和正负的饱和区。仿真所得出的增益与理想运放模型求得的结果是否一致?

34. 如果已知某应用需要使用反相运放电路,而不要求对输出电压进行限幅,那么此运放的封装最少需要多少个管脚? 列出它们的名称。
35. 用 PSpice 仿真图 6.48 所示电路,使用(a) μA741 ; (b) LM324; (c) LF411。采用 $\pm 15\text{ V}$ 电源供电,分别求出这几种不同类型的运放饱和的差分输入电压 V_s 。
36. 使用 PSpice 对同相运放电路进行仿真,运放采用 μA741 ,用 $\pm 15\text{ V}$ 电源供电, $R_1 = 4.7\text{ k}\Omega$ 和 $R_f = 1\text{ M}\Omega$ 。画出输入-输出特性,标出线性和正负的饱和区。仿真所得出的增益与理想运放模型求得的结果是否一致?
37. 使用图 6.49 所表示的电路结构,确定 μA741 和 LF411 的输出电阻。改变电源电压,看是否会影响仿真结果。

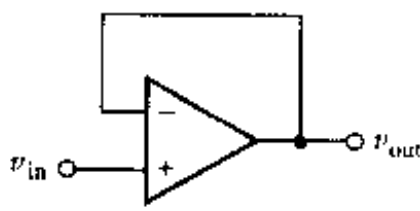


图 6.47

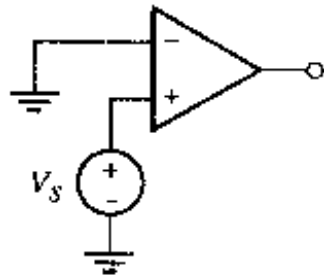


图 6.48

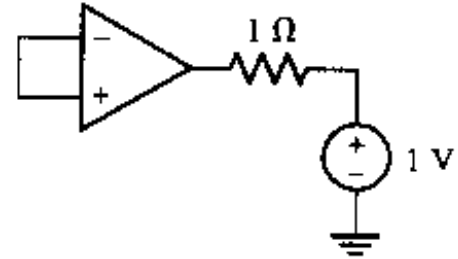


图 6.49

38. 使用 LM234 来仿真图 6.50 所示的电路。(a) 确定输入偏置电流和输入差分电压,并把它和详细运放模型及表 6.1 所给出的值相比较;(b) 确定电源电压是否影响仿真结果。
39. 某传感器输出信号的电压范围为 -30 mV 到 $+75\text{ mV}$ 。(a) 如果一个反相运算放大器的电压增益 $|v_{out}/v_{in}|$ 为 1 000,用 $\pm 15\text{ V}$ 直流电源供电,那么输出电压范围为多少?(b) 如果一个同相运算放大器采用 $\pm 15\text{ V}$ 直流电源供电,那么在运放不饱和的情况下,最大可能的电阻比 R_f/R_1 为多少?
40. (a) 用 PSpice 在 $-10\text{ V} \leq V_m \leq 10\text{ V}$ 的范围内对图 6.51 所示电路进行仿真,运放采用 μA741 ,使用指针工具,确定运放开始饱和时电压的精确值;(b) 在连续的短路情况下,实际 μA741 运放能够提供 35 mA 的电流。确定 PSpice 模型所允许的最大可能短路电流。

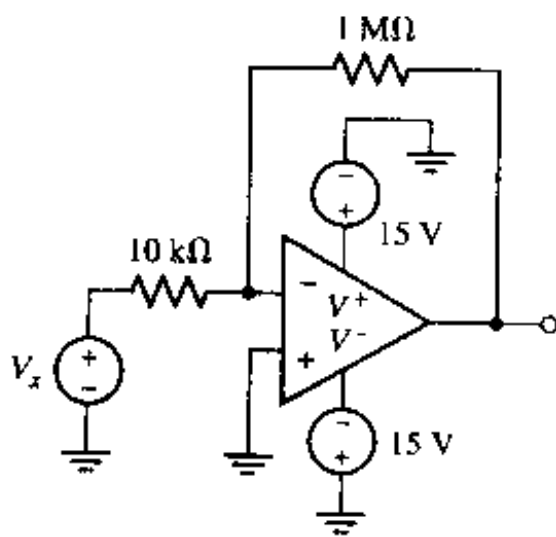


图 6.50

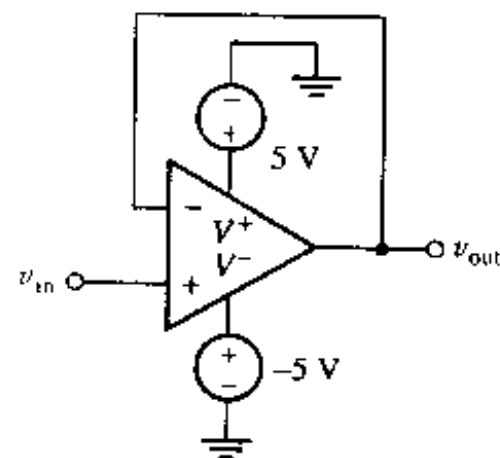


图 6.51

41. 为提高传输的安全性,在语音信号广播之前,把一个混沌的时变信号叠加到语音信号上,并且在另一个频率上单独发送同样的混沌时变信号。假定可将接收天线看成是一个 $300\ \Omega$ 电阻和一个时变电压源的串联,设计一个电路来分离这两个信号,并消去混沌信号,然后把语音信号放大 10 倍,以驱动一个 $8\ \Omega$ 的扬声器。
42. 设计一个运放电路,其输出电压为三个输入电压的平均值。假定输入电压的范围限制在 $-10\ \text{V} \leq V_{in} \leq 10\ \text{V}$ 内,用 PSpice 和一组合适的输入电压验证你的设计。

第7章 电容和电感

本章要点:

- 推导理想电容的电压-电流关系
- 推导理想电感的电压-电流关系
- 计算储存在电感和电容中的能量
- 学习串联和并联组合电感的简化方法
- 学习串联和并联组合电容的简化方法
- 估算带电容的运放电路的工作特性

7.1 引言

电容和电感都是无源元件,只能储存和释放有限的能量。它们和理想电源不同,它们不能在无限长的时间段里一直提供能量。电容和电感这两个元件的电压-电流关系依赖于时间,由此可以得到很多有趣的电路。任何实际元件都有一定的固有电阻、电容和电感,尽管在实际中它们可能很小。但随着计算机和通信系统的工作频率越来越高,即使很小的电容和电感也可能对电路的性能产生显著的影响。

7.2 电容

7.2.1 理想电容模型

前面将独立和受控电压源或电流源称为有源元件,将线性电阻称为无源元件,但有源和无源的定义仍然有些模糊,需要进一步分析。现在将有源元件定义为可以给外部电路提供大于零的平均功率的元件,而且该平均功率可以持续无限长的时间。理想电源是有源元件,运算放大器也是有源元件。相反,无源元件定义为不能在无限长的时间内提供大于零的平均功率的元件。电阻器属于这种类型,通常它将吸收的功率转变成热量。

下面介绍一种新的无源元件——电容,电容 C 由下面的电压-电流关系定义:

$$i = C \frac{dv}{dt} \quad (7.1)$$

其中, v 和 i 均符合无源元件的定义,如图 7.1 所示。需要记住的是, v 和 i 均是时间的函数,如果需要强调这点,可以写成 $v(t)$ 和 $i(t)$ 。从式(7.1)可以得到电容的单位为安培·秒/伏特,即库仑/伏特。定义库仑/伏特为法(F),作为电容的单位。

由式(7.1)定义的理想电容只是实际元件的数学模型。电容由两个导电层构成,电荷存储在两个导电层上,并由电阻非常大的绝缘薄层隔开。如果这个电阻足够大,可以视其为无穷大,那么电容极板上等量正负电荷永远不会中和,至少不会通过该元件内的任何路径进行中

和。在工程中,可以用如图 7.1 所示的电路符号来表示实际电容元件。

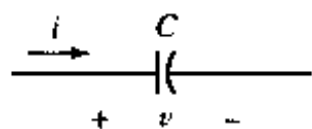


图 7.1 电容的电气符号和其电流 - 电压规定

假设将一个外部器件连接到电容上,那么将产生一个正的电流,它从电容的一个极板流出,然后流入另一个极板。这时,在元件的两端,流入和流出的电流大小将相同,不过,这个电流关系对任何电路元件都成立。现在来考察电容的内部。正的电流流入其中的一个极板表示正的电荷正在通过引线流向该极板,但这些电荷不能穿过电容的内部,于是聚集在极板上。事实上,电流和这个正在增长的电荷通过下面的公式联系起来:

$$i = \frac{dq}{dt}$$

现在,将极板看做是一个面积很大的节点,并对它应用基尔霍夫电流定律。显然这时并不满足基尔霍夫电流定律,因为有电流从外部电路流入极板,但是并没有电流从极板内部流出。在一个世纪以前,苏格兰人麦克斯韦(James Clerk Maxwell)就发现了这个矛盾,后来,他发展了一套统一的理论来解释这个矛盾,他假设当电场或电压随时间变化时均产生“位移电流”。位移电流存在于电容内部的两个极板之间,正好与从电容引线流入的传导电流相等。这样,如果同时考虑到传导电流和位移电流,则满足基尔霍夫电流定律。但是,在电路分析中并不关心内部的位移电流,并且既然它恰好与传导电流相等,那么可以将麦克斯韦的假设看做为将传导电流与电容两端变化的电压联系起来。

由两个相距为 d 面积为 A 的平行导电极板组成的电容器的电容大小为 $C = \epsilon A/d$,其中, ϵ 是两个极板间的绝缘体的介电常数,并且假定导电极板的尺寸要比 d 大得多。对于空气和真空, $\epsilon = \epsilon_0 = 8.854 \text{ pF/m}$ 。许多电容都采用比空气介电常数大得多的薄电介质层来减小器件的尺寸。图 7.2 画出了几种电容的外形,不过要记住的是,任何相互不接触的两个导电表面之间均存在非零的电容(尽管可能非常小)。还需要指出的是,几百微法(μF)就可以认为是很“大”的电容。

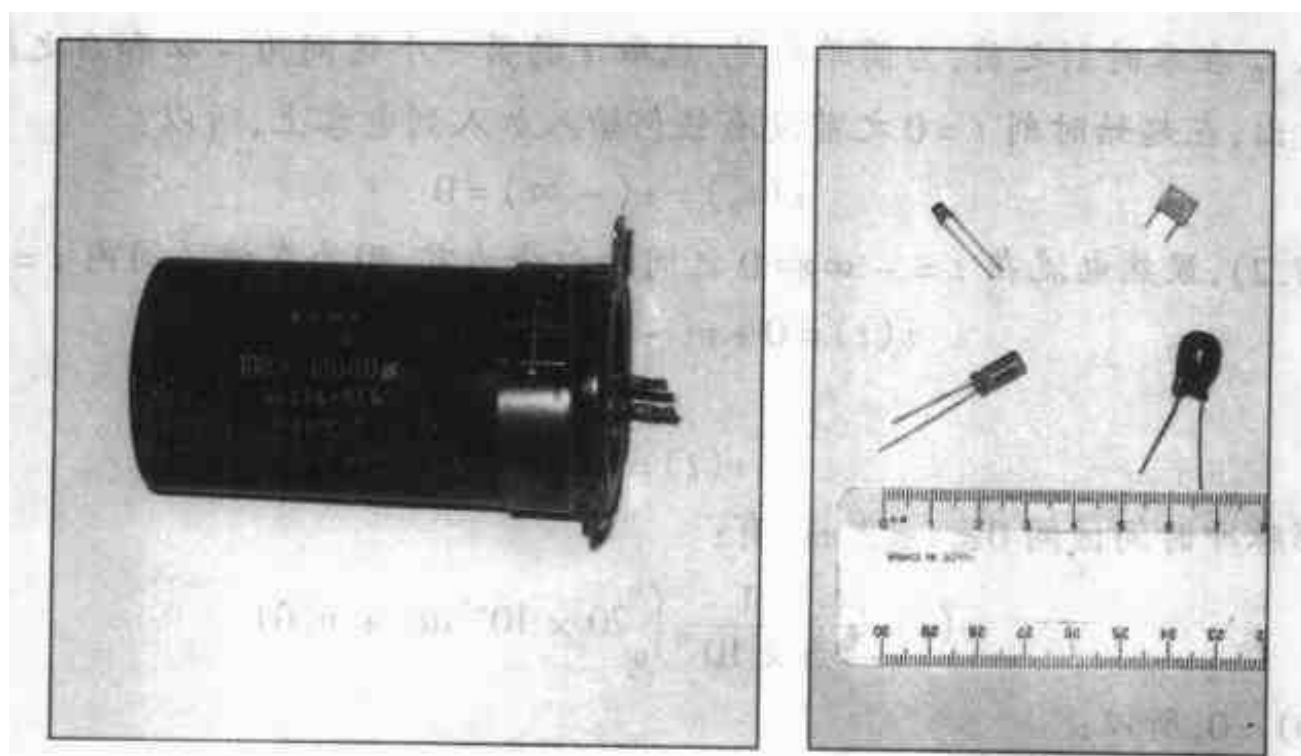


图 7.2 几种可买到的电容器的类型

从定义式(7.1)出发,可以得到这个新的数学模型的几个重要特性。例如将恒定的电压加到电容两端将得到大小等于零的电流,即对于直流而言电容相当于开路,电容的符号正体现了这个事实。另外,很显然电压的突变需要无穷大的电流,这在物理上是不可实现的,所以不允许电容两端的电压在零时间间隔内发生改变。

7.2.2 电压 - 电流的积分关系

通过对式(7.1)积分,可以将电容电压用电流来表示。首先得到:

$$dv = \frac{1}{C}i(t)dt$$

然后对时间从 t_0 到 t 进行积分^①,相应的电压为 $v(t_0)$ 和 $v(t)$:

$$v(t) = \frac{1}{C} \int_{t_0}^t i(t') dt' + v(t_0) \quad (7.2)$$

式(7.2)还可以写成不定积分加上一个积分常数的形式:

$$v(t) = \frac{1}{C} \int i dt + k$$

最后需要指出的是,对于很多实际问题,不能确定电容两端的初始电压 $v(t_0)$,在这种情况下,为方便起见,假定 $t_0 = -\infty$ 和 $v(-\infty) = 0$,所以:

$$v(t) = \frac{1}{C} \int_{-\infty}^t i dt'$$

因为电流在任何时间区间的积分等于该时间间隔内电流流入的那个极板上所聚集的电荷,所以还可以将电容定义为:

$$q(t) = Cv(t)$$

其中, $q(t)$ 和 $v(t)$ 分别代表各极板上的瞬时电量和两个极板之间的电压。

例题 7.1 当电流为图 7.3(a) 所示曲线时,求相应的电容电压

如果从图形上来说明式(7.2),则电压在 t 和 t_0 时刻的差与电流曲线在此时间区间内的面积成正比,比例常数为 $1/C$ 。可以通过查看图 7.3(a) 得到需要的 t 和 t_0 而求出该区域的面积。取 t_0 在零时刻之前,为简单起见,选取 t 的第一个区间为 $-\infty$ 和 0 之间,从输入波形可以看出,在起始时刻 $t=0$ 之前没有任何输入加入到电容上,所以:

$$v(t_0) = v(-\infty) = 0$$

参看式(7.2),显然电流在 $t = -\infty$ 和 0 之间的积分为零,因为在该区间内 $i=0$ 。从而:

$$v(t) = 0 + v(-\infty), -\infty \leq t \leq 0$$

或者:

$$v(t) = 0, t \leq 0$$

考虑矩形脉冲时间区间 $0 \leq t \leq 2 \text{ ms}$, 有:

$$v(t) = \frac{1}{5 \times 10^{-6}} \int_0^t 20 \times 10^{-1} dt' + v(0)$$

因为 $v(0) = 0$, 所以:

^① 注意,当积分变量 t 也是积分限的情况下,采用了另一个变量 t' 来表示积分变量。

$$v(t) = 4000t, 0 \leq t \leq 2 \text{ ms}$$

因为在该脉冲之后的半无限区间内积分也为零,所以:

$$v(t) = 8, t \geq 2 \text{ ms}$$

这些分析结果可以用一个图简单地表示出来,如图 7.3(b)所示。

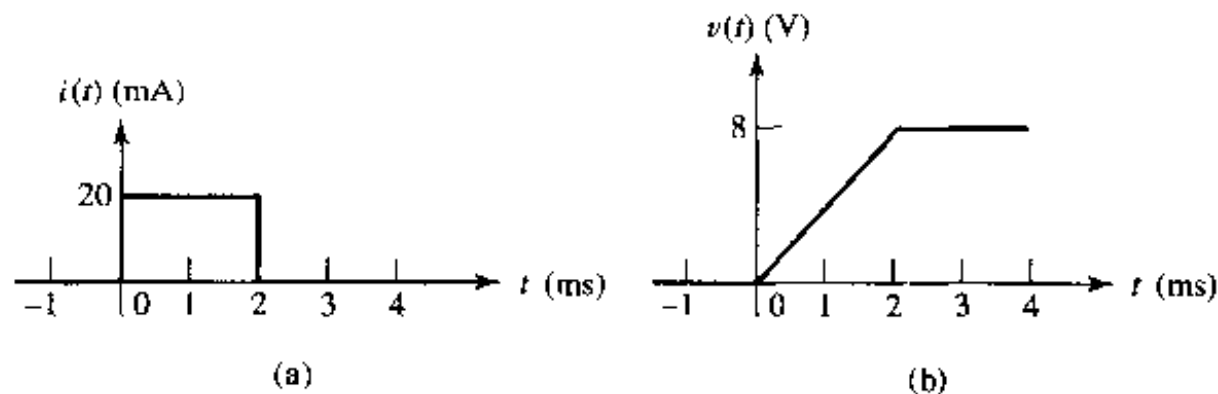


图 7.3 (a)加到 $5 \mu\text{F}$ 电容的电流波形;(b)根据电流波形积分所得到的电压波形

练习

7.1 如果 100 pF 电容电压随时间变化关系如图 7.4 所示,求流过该电容的电流。

答案: $0 \text{ A}, -\infty \leq t \leq 1 \text{ ms}; 200 \text{ nA}, 1 \text{ ms} \leq t \leq 2 \text{ ms}; 0 \text{ A}, t \geq 2 \text{ ms}$

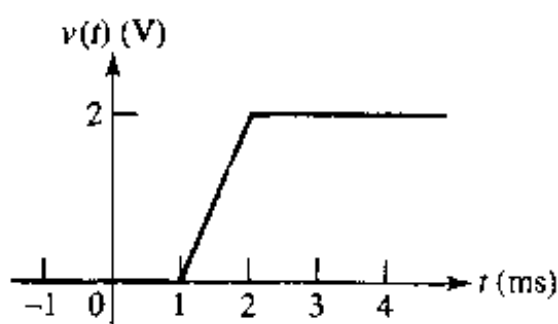


图 7.4

7.2.3 能量储存

传递给电容的能量为:

$$p = vi = Cv \frac{dv}{dt}$$

于是储存在电容电场中的能量为:

$$\int_{t_0}^t p dt = C \int_{t_0}^t v \frac{dv}{dt} dt = C \int_{v(t_0)}^v v dv = \frac{1}{2} C \{ [v(t)]^2 - [v(t_0)]^2 \}$$

从而:

$$w_C(t) - w_C(t_0) = \frac{1}{2} C \{ [v(t)]^2 - [v(t_0)]^2 \} \quad (7.3)$$

其中,能量的单位为焦耳(J), $v(t_0)$ 为 t_0 时刻的电压。如果选取 t_0 时刻为零能量参考点,即意味着该时刻电容的电压为零,于是:

$$w_C(t) = \frac{1}{2} Cv^2$$

下面来考虑一个简单的数值例子。如图 7.5 所示,正弦电压源与一个 $1 \text{ M}\Omega$ 电阻以及一个