

性,其 $\omega_{3dB} = 10^4 \text{ rad/s}$,直流增益等于1。使用的时钟频率 $f_c = 100 \text{ kHz}$, $C_1 = C_2 = 10 \text{ pF}$ 。求 C_3 、 C_4 、 C_5 和 C_6 的值。(提示:对最大平坦特性,有 $Q = 1/\sqrt{2}$, $\omega_{3dB} = \omega_0$)

12.11 节: 调谐放大器

- *12.72 共发射极 BJT 放大器的输入端接内阻 $R_s = 10 \text{ k}\Omega$ 的电压源。在基极和发射极之间接入一个 LC 谐振回路, $L = 1 \mu\text{H}$, $C = 200 \text{ pF}$,晶体管偏置在 1 mA 电流上, $C_\pi = 10 \text{ pF}$, $\beta = 200$, $C_\mu = 1 \text{ pF}$ 。晶体管的负载电阻是 $5 \text{ k}\Omega$ 。求单调谐放大器的 ω_0 , Q 和 3 dB 带宽以及中心频率增益。
- 12.73 一个线圈的电感是 $10 \mu\text{H}$,应用于 1 MHz 的频率附近,其品质因数是 200 ,求等效并联电阻 R_p 。如果需要产生 1 MHz 的谐振频率,需要的电容量是多少?如果 3 dB 带宽要达到 10 kHz ,需要增加的并联电阻的阻值是多少?
- 12.74 考虑一个 $36 \mu\text{H}$ 的电感和一个 1000 pF 的电容谐振。如果电感在三分之一处抽头,而且并联了一个 $1 \text{ k}\Omega$ 的电阻,求谐振器的 f_0 和 Q 。
- *12.75 考虑接电感负载 L 的共发射极放大器,忽略 r_o 和 r_x 。证明:当 $\omega C_\mu \ll 1/\omega L$ 时放大器的输入阻抗可以表示为

$$Y_{in} \approx \left(\frac{1}{r_\pi} - \omega^2 C_\mu L g_m \right) + j\omega(C_\pi + C_\mu)$$

注意,输入阻抗的实部可能是负数,由此将导致振荡。

- *12.76 (a) 将 $s = j\omega$ 代入二阶带通滤波器[见图 12.16(c)]的传输函数 $T(s)$ 。求 $|T(j\omega)|$ 。对 ω_0 附近的 ω [比如 $\omega = \omega_0 + \delta\omega = \omega_0(1 + \delta\omega/\omega_0)$,有 $\delta\omega/\omega_0 \ll 1$,则 $\omega^2 = \omega_0^2(1 + 2\delta\omega/\omega_0)$],证明:当 $Q \gg 1$ 时,

$$|T(j\omega)| \approx \frac{|T(j\omega_0)|}{\sqrt{1 + 4Q^2(\delta\omega/\omega_0)^2}}$$

- (b) 利用(a)的结论,证明 N 级同步调谐放大器的 3 dB 带宽为

$$B = (\omega_0/Q)\sqrt{2^{1/N} - 1}$$

- **12.77 (a) 利用这样的事实:当 $Q \gg 1$ 时,在 ω_0 附近的二阶带通滤波器的响应等同于 3 dB 带宽为 $\omega_0/2Q$ 的一阶低通滤波器的响应。证明:当 $\omega = \omega_0 + \delta\omega$ 且 $\delta\omega \ll \omega_0$ 时,带通响应为

$$|T(j\omega)| \approx \frac{|T(j\omega_0)|}{\sqrt{1 + 4Q^2(\delta\omega/\omega_0)^2}}$$

- (b) 利用(a)的结论和式(12.110),设带通滤波器的 3 dB 带宽为 B ,构成 N 级同步调谐的放大器时,证明总传输函数由下式给出:

$$|T(j\omega)|_{\text{overall}} = \frac{|T(j\omega_0)|_{\text{overall}}}{[1 + 4(2^{1/N} - 1)(\delta\omega/B)^2]^{N/2}}$$

- (c) 利用(b)的结论,求 $N = 1 \sim 5$ 时,在带宽 $2B$ 时得到的衰减(用 dB 表示)。此外,求 $N = 1 \sim 5$ 时, 30 dB 带宽和 3 dB 带宽的比值。

- *12.78 最大平坦参差调谐放大器推导选择性参数的过程如图 12.48 所示。

(a) 设最大平坦低通(巴特沃斯)滤波器的 3 dB 带宽是 $B/2$, 阶数为 N , 则其幅频响应为

$$|T| = 1 / \sqrt{1 + \left(\frac{\Omega}{B/2}\right)^{2N}}$$

其中, $\Omega = \text{Im}(p)$ 是低通的频率域(在 12.3 节介绍关于巴特沃斯滤波器时给出了该表达式)。利用该表达式推导出 $\omega = \omega_0 + \delta\omega$ 且 $\delta\omega \ll \omega_0$ 时相应带通滤波器的关系式如下:

$$|T| = 1 / \sqrt{1 + \left(\frac{\delta\omega}{B/2}\right)^{2N}}$$

(b) 利用 (a) 的结论, 求 $N = 1 \sim 5$ 时在带宽 $2B$ 时得到的衰减(用 dB 表示)。此外, 求 $N = 1 \sim 5$ 时 30 dB 带宽和 3 dB 带宽的比值。

**12.79 考虑一个六阶参差调谐带通放大器, 其中心频率为 ω_0 , 3 dB 带宽为 B 。极点通过将如图 12.10 (c) 所示的三阶最大平坦低通滤波器的极点进行变换得到。求谐振电路的 ω_0 , Q 和 3 dB 带宽。

第 13 章 信号发生器与波形整形电路

引言

在设计电子电路系统时经常会用到一些标准的波形信号，比如正弦波、方波、三角波和脉冲等。用到这些信号的系统包括计算机和控制系统，它们需要用时钟脉冲信号实现同步；在通信系统中，用各种标准波形信号作为载波，承载信息；在测试和测量系统中，用各种标准信号测试和描述电子器件及电路的特性。本章将介绍信号发生器电路。

正弦波信号是使用最普遍的标准信号，它有两种明显不同的产生方法。第一种方法是 13.1 节到 13.3 节介绍的正反馈电路，它由放大器和 LC 或者 RC 选频网络组成正反馈环实现。产生的正弦波信号的幅度是受限制且可设置的，采用非线性技术由外加电路或者放大器件本身的非线性特性实现。除此以外，这些电路都利用了谐振现象产生正弦波，所以也称为线性振荡器。它的名字很清楚地将其与产生正弦波的第二种方法区分开来。第二种方法是通过对三角波进行合适的整形而得到正弦波。我们将在 13.9 节介绍波形整形电路。

产生方波、三角波、脉冲波等波形的电路统称为非线性振荡器，或者称为函数发生器，采用的电路模块称为多谐振荡器。多谐振荡器有三种：双稳态多谐振荡器（参见 13.4 节）、非稳态多谐振荡器（参见 13.5 节）和单稳态多谐振荡器（参见 13.6 节）。本章介绍的多谐振荡器采用的是运算放大器电路，便于在精密的模拟应用场合使用。多谐振荡器也可以采用第 11 章介绍的数字逻辑门实现。

产生方波和三角波的通用方法是连接双稳态多谐振荡器和运算放大器电路组成反馈环（参见 13.5 节），该电路的变换形式也较多。555 计时器（参见 13.7 节）是一种经济实惠且容易获得的 IC 芯片，利用它可以得到同样功能的电路。本章还要介绍实现第 3 章介绍的整流功能的精密电路，但是这里的电路（参见 13.9 节）针对的是有精确性能要求的应用场合，比如仪表系统和波形发生器。最后以振荡器电路的 SPICE 仿真为例作为本章的结束。

13.1 正弦波振荡器的基本原理

本节介绍线性正弦波振荡器设计的基本原理。尽管叫做线性振荡器，但是电路中仍然有一些非线性形式的电路，用于完成对输出正弦信号幅度的控制。事实上，所有的振荡器基本上都是非线性电路。这使得分析和设计工作变得很复杂，因为人们不能直接应用变换（ s 平面）方法完成电路的分析和设计。但是随着正弦波振荡器设计技术的发展，一般都分两个步骤来设计振荡器：第一步是线性的，直接采用反馈电路的频域分析法；第二步完成幅度的非线性控制。

13.1.1 振荡器反馈环

正弦波振荡器的基本组成是：运算放大器和选频网络连接成一个正反馈环，如图 13.1 的电路框图所示。实际振荡器是没有输入信号的，这里加上输入信号是为了便于说明原理。需要指出的是，它不同于图 8.1 所示的框图，这里的反馈输出信号 x_f 进行的是正号的相加运算，所以反馈增益为

$$A_f(s) = \frac{A(s)}{1 - A(s)\beta(s)} \quad (13.1)$$

注意，分母多项式中有负号。

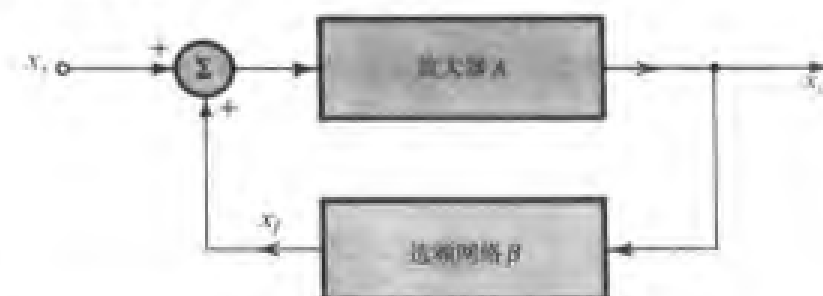


图 13.1 正弦波振荡器的基本结构。放大器和选频网络组成正反馈环。实际的振荡器电路没有输入信号，这里的输入信号 x_i 只是为了便于解释工作原理

根据第 8 章环路增益的定义，图 13.1 所示电路的环路增益是 $-A(s)\beta(s)$ 。然而就我们现在的分析而言，以下略去负号的环路增益 $L(s)$ 的定义方式更便于分析：

$$L(s) \equiv A(s)\beta(s) \quad (13.2)$$

因此特性方程变为

$$1 - L(s) = 0 \quad (13.3)$$

注意，新的环路增益的定义直接与图 13.1 所示反馈环的实际增益相关^①。

13.1.2 振荡判定条件

如果在特定频率 f_0 上环路增益 $A\beta$ 正好等于 1，则式 (13.1) 告诉我们 A_f 将趋于无穷大。这表明电路在特定频率且输入为 0 的情况下得到的输出是有限值。这样的电路就定义为振荡器。所以图 13.1 所示的电路在 ω_0 上产生正弦振荡的条件是

$$L(j\omega_0) \equiv A(j\omega_0)\beta(j\omega_0) = 1 \quad (13.4)$$

即在 ω_0 上，环路增益的相位必须等于 0，而幅度必须等于 1。这个条件也称为 Barkhausen 判据。注意，电路只在某个频率点上振荡，振荡判定条件也只在这个频率点上满足，否则得到的波形就不是单纯的正弦波。

再次回到图 13.1 所示的框图来体会 Barkhausen 判据。当电路要产生并保持持续的输出信号 x_o ，而电路又没有输入信号作用 ($x_i = 0$) 时，则反馈信号 x_f 必须足够大：

$$x_f = \beta x_o$$

乘上 A 后得到 x_o ：

$$Ax_f = x_o$$

即

$$A\beta x_o = x_o$$

① 不管是图 8.1 所示的负反馈环，还是图 13.1 所示的正反馈环，环路增益都是 $L = A\beta$ 。只是负反馈环中反馈输出信号前的负号导致相加后的特性方程为 $1 + L = 0$ ，而在正反馈环中，反馈输出信号前是一个正号，因而特性方程为 $1 - L = 0$ 。

从而得到

$$A\beta = 1$$

需要指出的是, 谐振频率 ω_0 只由谐振时的环路增益相位条件确定, 谐振时环路增益的相位必须等于 0。谐振频率的稳定性取决于环路增益的相频特性。“陡峭的”相频特性将带来更稳定的谐振频率。可以想像, 如果电路元件参数的变化导致相位改变 $\Delta\phi$, 那么 $d\phi/d\omega$ 越大, ω_0 的变化就越小, 图 13.2 清楚地说明了这一点。

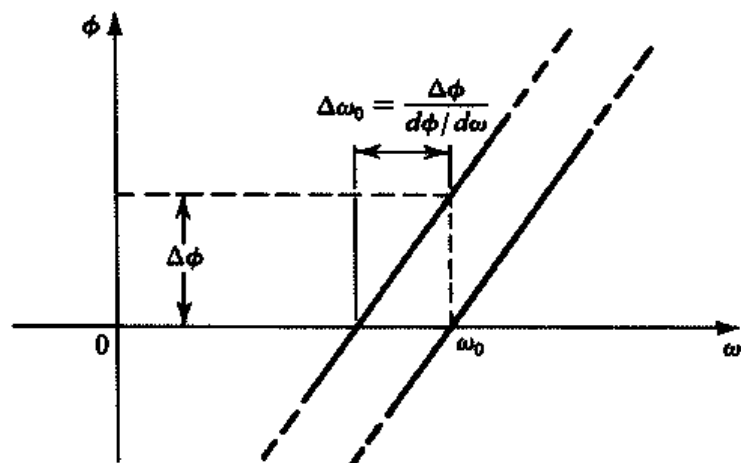


图 13.2 振荡频率的稳定性依赖于相频特性的斜率。陡峭的相频响应(即 $d\phi/d\omega$ 较大)在给定的相位变化 $\Delta\phi$ [源于电路元件的变化(例如温度)] 时得到的频率变化 $\Delta\omega_0$ 很小

另外一种分析振荡器的方法是检查振荡器电路的极点, 也就是特性方程 [即式 (13.3)] 的极。电路如果要在 ω_0 处产生持续的振荡, 特性方程必须含有这样的极点: $s = \pm j\omega_0$, 即 $1 - A(s)\beta(s)$ 必须含有因式 $(s^2 + \omega_0^2)$ 。

练习 13.1 考虑正弦波振荡电路, 它由增益为 2 的放大器和一个二阶带通滤波器组成。求滤波器的极点频率和中心频率增益, 以便在 1 kHz 频率处产生持续的振荡。

答案: 1 kHz; 0.5

13.1.3 非线性幅度控制

刚刚讨论过的振荡条件(即 Barkhausen 判据)只是数学意义上的等式。我们知道任何物理系统的元件参数都不可能在一时间之内维持一个常数, 换言之, 如果我们好不容易才使得 $\omega = \omega_0$ 时满足 $A\beta = 1$, 然后由于温度的变化导致 $A\beta$ 略小于 1, 很明显, 这时振荡就会停止。相反, 如果 $A\beta$ 超过了 1, 振荡信号的幅度就会增加。所以我们需要某种机制, 从而能够在输出幅度达到设计值要求的情况下强迫环路增益保持等于 1。这个增益控制工作就由非线性电路来完成。

基本的增益控制过程是这样的: 首先保证电路能够振荡起来, 也就是设计电路的环路增益 $A\beta$ 略大于 1, 这相当于电路设计时将电路的极点设置在 s 平面的右半侧。这样一旦接上电源后, 振荡就会产生, 而且振荡信号的幅度逐步增长。当振荡信号的幅度达到设计值时, 非线性网络开始工作, 控制环路增益正好降低到等于 1。换言之, 电路的极点被拉回到 $j\omega$ 轴上。这一系列工作的结果使得电路可在设定的幅度值上产生持续振荡。如果由于某些原因导致环路增益低于 1, 那么振荡信号的幅度会逐步减小直至消失, 非线性网络应该能够检测到幅度的下降并启动网络, 使得环路增益重新回到 1。

有两种基本的方法可以实现非线性稳幅。第一种方法是利用限幅器(参见第 3 章)。在幅度达到限幅器设定的值之前,振荡幅度都是增长的。当限幅器工作时,幅度就维持常数不变。很明显,限幅器应该是“软”限幅的,这样可以减少非线性失真。不过非线性失真通常是被反馈回路上的选频网络滤除掉的。事实上,13.2 节要介绍的一个振荡器电路的正弦波是“硬”限幅的,得到的方波信号需要再通过反馈回路上的带通滤波器。输出信号频率的纯度直接和滤波器的选择性有关。滤波器的 Q 值越大,输出正弦信号的谐波分量就越少。

幅度控制的另外一种方法是使用阻值受输出正弦信号幅度控制的某种元件。将该元件置于反馈电路上以使环路增益由电阻值决定,从而保证在输出信号的幅度值上环路增益达到 1。二极管和工作在变阻区的 JFET 是经常采用的可变电阻器件^①。

13.1.4 实现幅度控制的通用限幅器电路

我们以限幅器电路作为本节的总结。该电路经常用在运算放大器振荡器的幅度控制电路中,此外在其他一些场合也有应用。它比第 3 章介绍的电路更精确也更通用。

限幅器电路如图 13.3 (a) 所示,它的传输特性如图 13.3 (b) 所示。为了得到传输特性,首先考虑输入信号 v_I 很小(接近于 0)且输出信号 v_O 也很小的情况,此时 v_A 是正的, v_B 是负的。很容易看出二极管 D_1 和 D_2 都截止,因此所有的输入电流 v_I/R_1 都流进反馈电阻 R_f ,输出电压为

$$v_O = -(R_f/R_1)v_I \quad (13.5)$$

这就是图 13.3 (b) 所示的特性曲线的线性部分。现在我们可以采用叠加原理求节点 A 和 B 的电压,用 $\pm V$ 和 v_O 表示如下:

$$v_A = V \frac{R_3}{R_2 + R_3} + v_O \frac{R_2}{R_2 + R_3} \quad (13.6)$$

$$v_B = -V \frac{R_4}{R_4 + R_5} + v_O \frac{R_5}{R_4 + R_5} \quad (13.7)$$

当 v_I 为正时, v_O 为负[见式(13.5)]。从式(13.7)得到 v_B 将更负,从而维持 D_2 截止。式(13.6)表明,正值 v_A 将减少,如果继续增加 v_I , v_O 将更负,一旦 v_A 的值达到 -0.7V ,则二极管 D_1 导通。假设二极管用的是常数压降模型,且其压降用 V_D 表示,那么从式(13.6)可以求出 D_1 导通时的 v_O 值,这是反相限幅的值,用 L_- 表示如下:

$$L_- = -V \frac{R_3}{R_2} - V_D \left(1 + \frac{R_3}{R_2} \right) \quad (13.8)$$

要求相应的输入电压 v_I ,只需将 L_- 除以限幅器的增益 $-R_f/R_1$ 即可。如果 v_I 超过了上面求得值,就会有更多的电流流进 D_1 ,而 v_A 仍然维持在 $-V_D$ 左右,这样通过 R_2 的电流仍维持为常数,二极管增加的那部分电流通过电阻 R_3 流走,所以 R_3 实际上和 R_f 是并联的关系,则增量增益(忽略二极管电阻)为 $-(R_f \parallel R_3)/R_1$ 。为使传输特性在限幅区的斜率较小,应选择比较小的 R_3 值。

v_I 为负值时的分析和上面的分析完全相同。容易看出,当 v_I 是负值时,二极管 D_2 的作用与 v_I 为正值时二极管 D_1 的作用同样重要,因此正向限幅的值为

$$L_+ = V \frac{R_4}{R_5} + V_D \left(1 + \frac{R_4}{R_5} \right) \quad (13.9)$$

① 本书没有讨论 JFET,但是本书附带的光盘有关于 JFET 及其电路的介绍。相关内容也可以在本书的网站上找到。

传输特性在正向限幅区域的斜率是 $-(R_f//R_4)/R_1$ ，现在我们可以看出图 13.3 (a) 所示的电路是一个“软”限幅器，限幅电压是 L_+ 和 L_- ，选择合适的不同电阻值可以独立调整限幅增益。

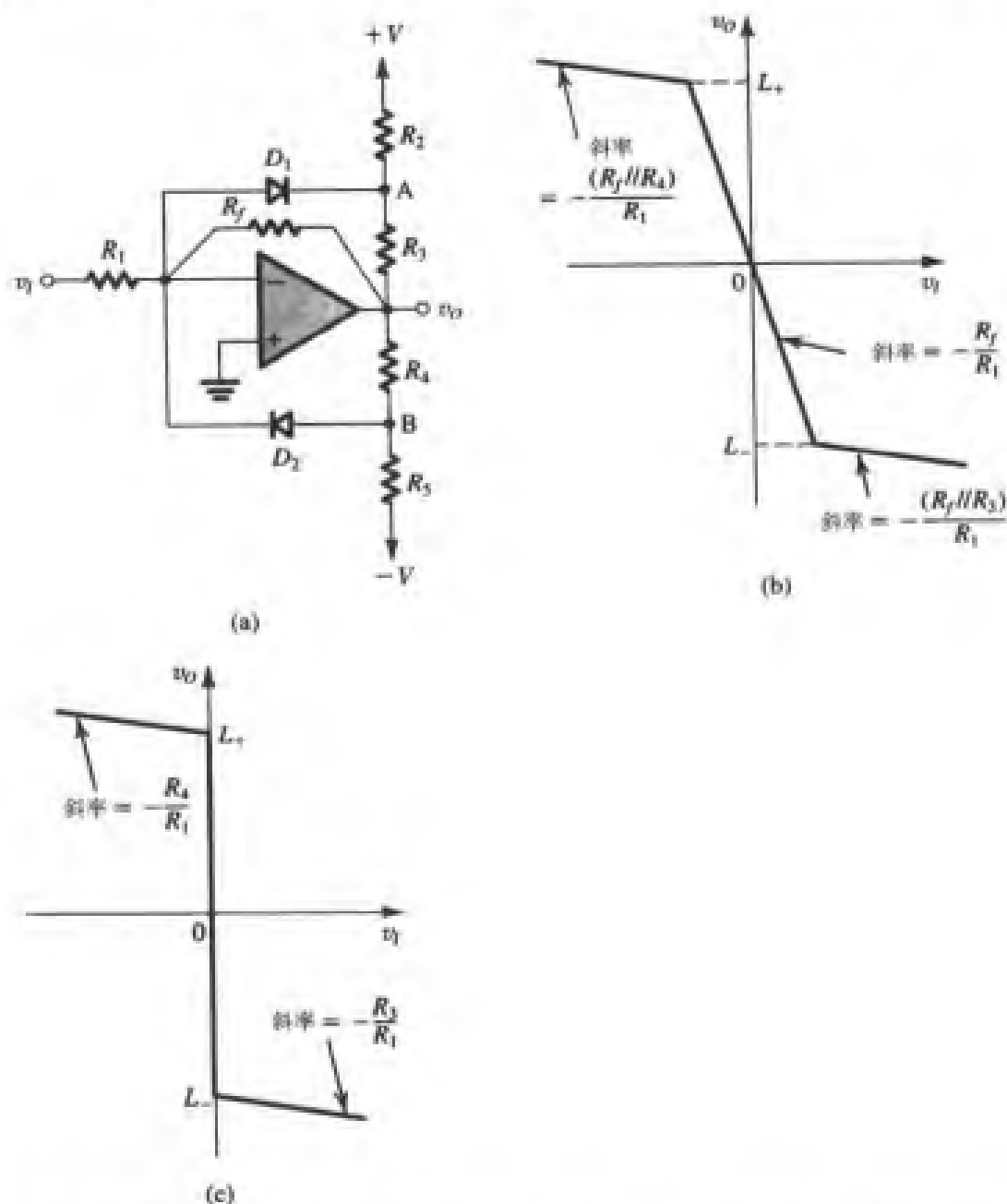


图 13.3 (a) 常用的限幅器电路；(b) 限幅器的传输特性。 L_+ 和 L_- 分别由式 (13.8) 和式 (13.9) 给出；(c) 移去 R_f 后限幅器便成为比较器，传输特性如图所示

最后，我们看到增加 R_f 阻值可以在线性区域获得较高的增益，而 L_+ 和 L_- 不会改变。在限幅器电路中去掉 R_f 电阻可得到图 13.3 (c) 所示的传输特性，这时的电路是一个比较器。即电路的输入信号和参考电压 0 V 进行比较： $v_i > 0$ 时，得到 $v_o = L_+$ ； $v_i < 0$ 时，得到 $v_o = L_-$ 。

练习 13.2 考虑图 13.3 (a) 所示的电路， $V = 15$ V， $R_1 = 30$ k Ω ， $R_f = 60$ k Ω ， $R_2 = R_3 = 9$ k Ω ， $R_4 = R_5 = 3$ k Ω ，求输出限幅值和输出达到该值时的输入电压 v_i 。再求限幅器增益和正向及反向限幅区的传输特性斜率。假设 $V_D = 0.7$ V。

答案： ± 5.93 V； ± 2.97 V；-2；-0.095

13.2 运算放大器 RC 振荡器电路

这一节要介绍采用运算放大器和 RC 网络实现的一些实际的振荡电路。

13.2.1 文氏电桥振荡器

基于文氏电桥结构的振荡器是最简单的电路之一。图 13.4 所示的电路是不包含非线性增益控制网络的文氏电桥振荡器。组成电路的运算放大器是一个闭环增益为 $1+R_2/R_1$ 的同相放大器，在正反馈回路上接有 RC 网络，环路增益可以很容易地得到，它是反馈网络传输函数 $V_o(s)/V_i(s)$ 与放大器增益的乘积：

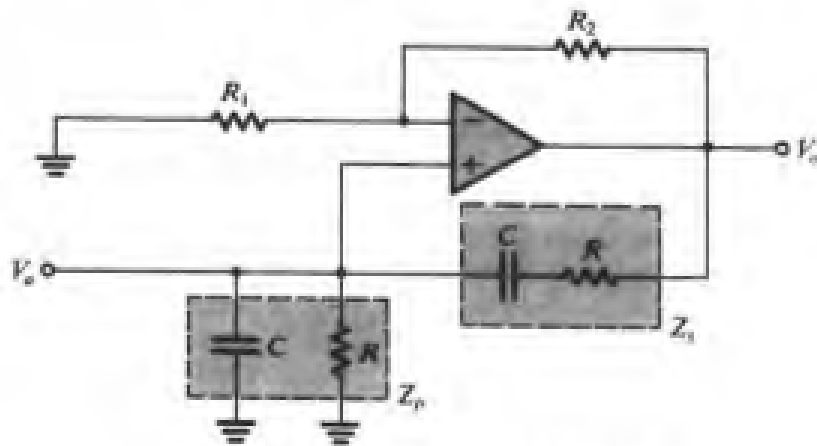


图 13.4 没有稳幅措施的文氏电桥振荡器

$$L(s) = \left[1 + \frac{R_2}{R_1} \right] \frac{Z_p}{Z_p + Z_s}$$

即

$$L(s) = \frac{1 + R_2/R_1}{3 + sCR + 1/sCR} \quad (13.10)$$

代入 $s = j\omega$ 得到

$$L(j\omega) = \frac{1 + R_2/R_1}{3 + j(\omega CR - 1/\omega CR)} \quad (13.11)$$

为使环路增益为实数（即相位等于 0），频率应满足下式：

$$\omega_0 CR = \frac{1}{\omega_0 CR}$$

即

$$\omega_0 = 1/CR \quad (13.12)$$

要想在该频率上得到持续的振荡，必须将环路增益的幅度设计为 1。在选择元件参数时只要满足下面的条件就可实现：

$$R_2/R_1 = 2 \quad (13.13)$$

为了保证振荡能够开始，我们可以将 R_2/R_1 的值选择为略大于 2。读者可以很容易验证，当 $R_2/R_1 = 2 + \delta$ （其中 δ 是一个很小的数）时，特性方程 $1 - L(s) = 0$ 的根在 s 平面的右半侧。

振荡器输出信号的幅度由非线性控制网络确定并加以稳定。图 13.5 和图 13.6 给出了两种不同的实现方法。图 13.5 所示电路采用的是 13.1.3 节介绍的对称的反馈限幅器形式, 它由二极管 D_1 、 D_2 和电阻 R_3 、 R_4 、 R_5 、 R_6 组成。限幅器按以下方式工作: 在 v_o 的正峰值处, 节点 b 的电压超过电压 v_1 (其值大约是 v_o 的三分之一), 二极管 D_2 导通, 这时正峰值就被钳位在由 R_3 、 R_4 和负电源决定的限幅值上。该值可以这样计算: 令 $v_b = v_1 + V_{D2}$, 写出节点 b 处的节点方程并且忽略流过 D_2 的电流。求输出正弦波负峰值的钳位电压的方法同上, 令 $v_a = v_1 - V_{D1}$, 写出节点 a 处的节点电流方程, 并且忽略流过二极管 D_1 的电流。最后, 为了得到对称的输出信号波形, 令 R_3 等于 R_6 , R_4 等于 R_5 。

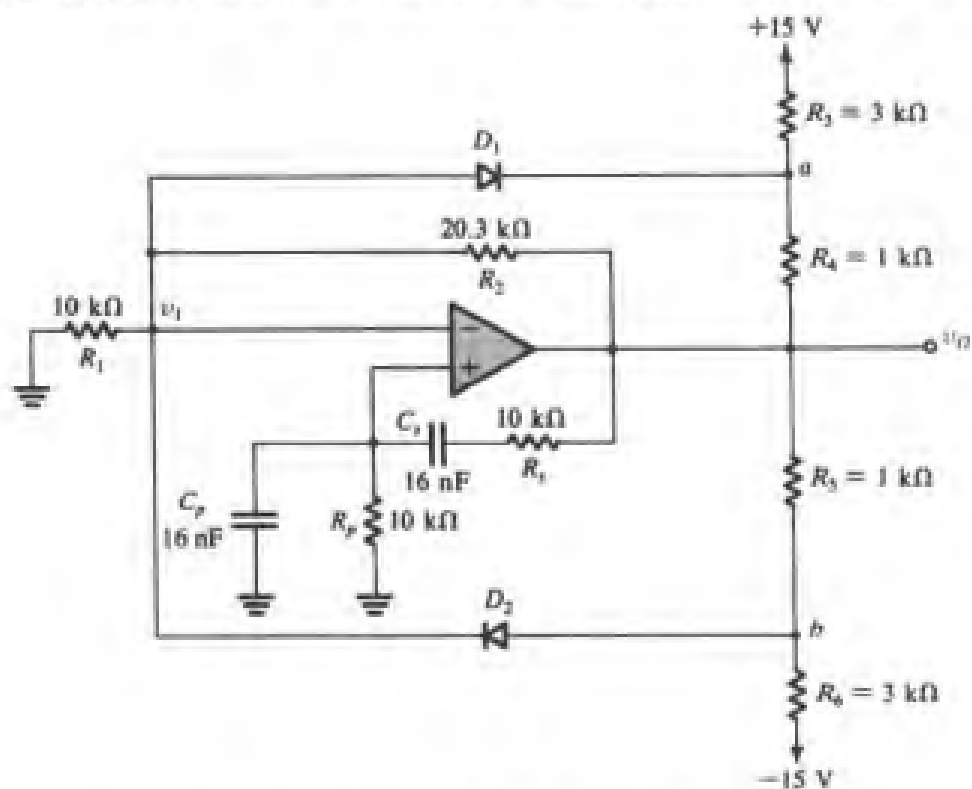


图 13.5 采用限幅器进行幅度控制的文氏电桥振荡器

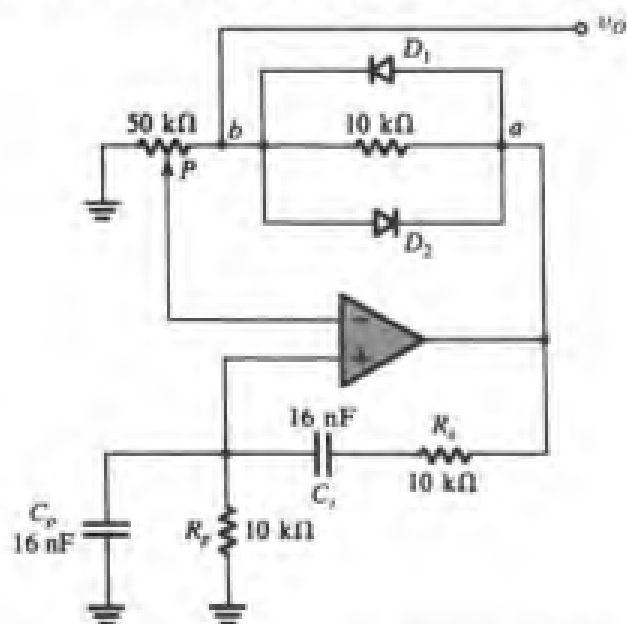


图 13.6 采用另一种稳幅措施的文氏电桥振荡器

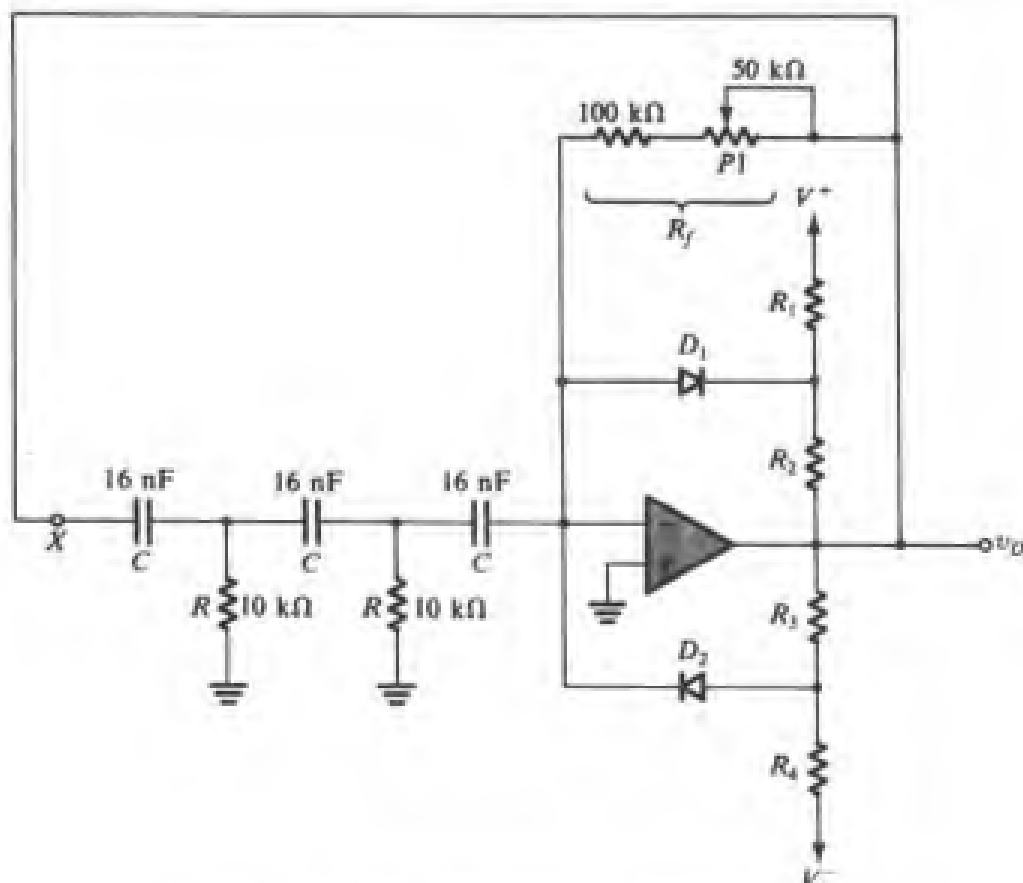


图 13.8 采用限幅器稳幅的实际移相振荡器电路

13.2.3 正交振荡器

正交振荡器电路基于 12.7 节介绍过的双积分环结构。作为有源滤波器，环路需要有阻尼从而将极点设置在 s 平面的左半部。而在振荡器电路中不需要阻尼技术，因为我们希望极点位于 $j\omega$ 轴上以实现持续的振荡。事实上，为了起振，开始时的极点是位于 s 平面的右半部，在非线性的增益控制下，极点最终会被拉回到 $j\omega$ 轴上。

图 13.9 所示的是一个实际的正交振荡器。放大器 1 是反相米勒积分器，限幅器位于反馈回路中以实现幅度控制。放大器 2 接成同相积分器 [代替了图 12.25 (b) 中米勒积分器和倒相器的级联]。为了理解同相积分器的工作原理，考虑如图 13.9 (b) 所示的等效电路，这里积分器输入电压 v_{O1} 和串联电阻 $2R$ 已被诺顿等效形式的电流源 $v_{O1}/2R$ 和并联电阻 $2R$ 取代。现在，因为 $v_{O2} = 2v$ ，其中 v 是运算放大器 2 的输入端电压，所以流过 R_f 电阻的电流是 $(2v - v)/R_f = v/R_f$ ，方向从输出到输入。这样 R_f 就产生了一个负的输入电阻 $-R_f$ ，如图 13.9 (b) 所示。名义上 R_f 等于 $2R$ ，所以 $-R_f$ 抵消了 $2R$ ，结果输入端只剩下电流源 $v_{O1}/2R$ 为电容 C 提供电流，因此 $v = \frac{1}{C} \int_0^t \frac{v_{O1}}{2R} dt$ ， $v_{O2} = 2v = \frac{1}{CR} \int_0^t v_{O1} dt$ 。当 $R_f = 2R$ 时，电路是一个很好的同相积分器。如果 R_f 比 $2R$ 小，则与电容 C 并联的就是一个负电阻。

回到图 13.9 (a) 所示的振荡电路，运算放大器 2 正反馈回路上的 R_f 电阻是可变电容器，标称值是 $2R$ 。减少 R_f 的值，极点就会移到 s 平面右半部 (见习题 13.19) 以保证振荡器起振。正反馈太强虽然会使输出幅度比较稳定，但同时输出失真也比较大 (因为限幅器必须以“硬限幅”方式工作)。在这一点上，输出 v_{O2} 要比 v_{O1} “纯洁”，这是因为第二级积分器对第一级的峰值限幅输出有滤波作用。

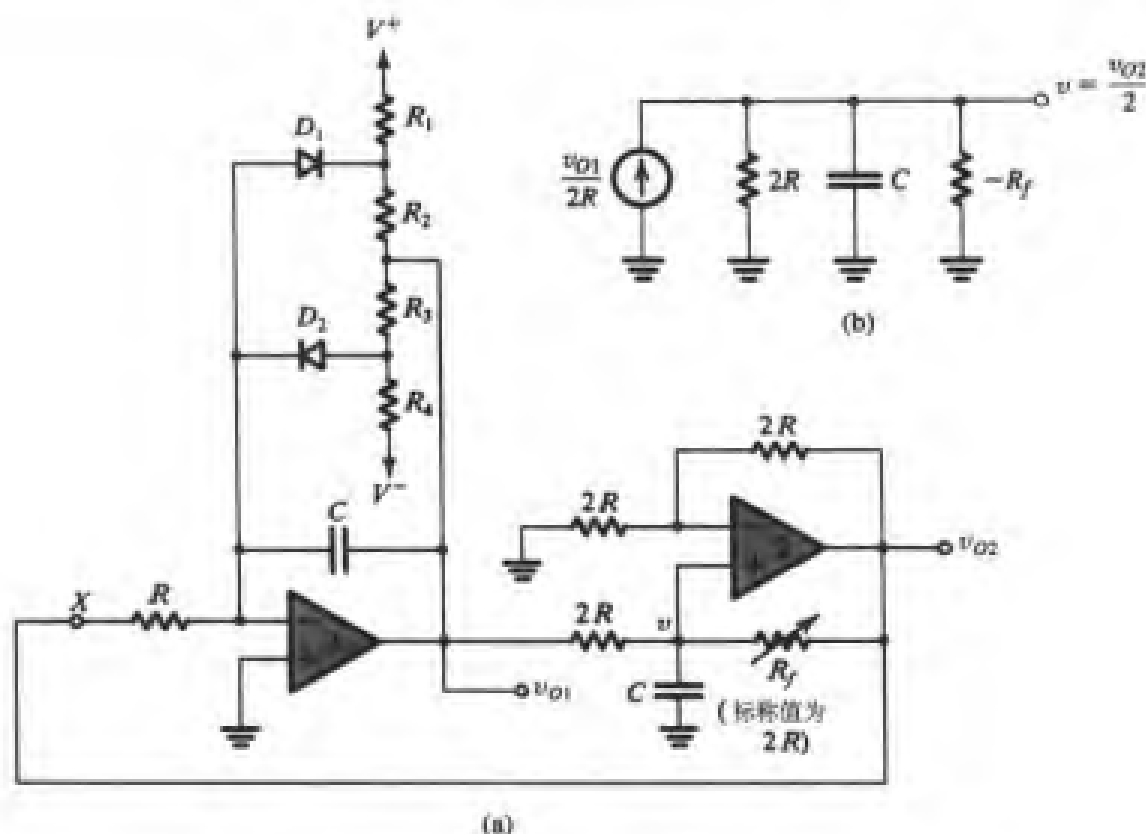


图 13.9 (a) 正交振荡器电路; (b) 运算放大器 2 的输入端等效电路

如果我们不考虑限幅器, 在节点 X 处把环拆开, 则可以得到环路增益:

$$L(s) = \frac{V_{o2}}{V_x} = -\frac{1}{s^2 C^2 R^2} \quad (13.14)$$

即环路振荡时的频率 ω_0 为

$$\omega_0 = \frac{1}{CR} \quad (13.15)$$

最后需要指出的是: 采用正交振荡器这个名字是因为电路提供的两个输出正弦信号的相位差正好是 90° 。这一点很明显, 因为 v_{o2} 是 v_{o1} 的积分。许多应用都需要用到正交信号。

13.2.4 有源滤波调谐振荡器

最后要讨论的振荡器是在原理和设计上都比较简单的一类电路, 而且方法通用, 电路变化大, 产生的输出正弦信号质量很高 (失真低)。基本原理如图 13.10 所示。电路由一个高 Q 值的带通滤波器和限幅器接成正反馈环路。为了理解电路的工作原理, 假设电路已经起振, 带通滤波器的输出是一个正弦波信号, 其频率等于滤波器的中心频率 f_0 。正弦波信号 v_1 送入限幅器, 得到方波输出信号, 它的幅度由限幅器确定, 频率为 f_0 。方波信号再通过带通滤波器滤除谐波分量, 得到基波频率 f_0 的正弦输出信号 v_1 。很明显, 输出正弦信号的频谱纯度完全取决于带通滤波器的选择性 (或者品质因数 Q)。

显然, 振荡器设计方法很简单。我们可以单独控制输出正弦信号的频率、幅度和失真。任何正增益的滤波器电路都可以用来实现带通滤波器。振荡器输出信号的频率稳定度直接取决于滤波器电路的频率稳定度。各种不同复杂度的限幅器电路 (参见第 3 章) 也都可以用来实现限幅器模块。

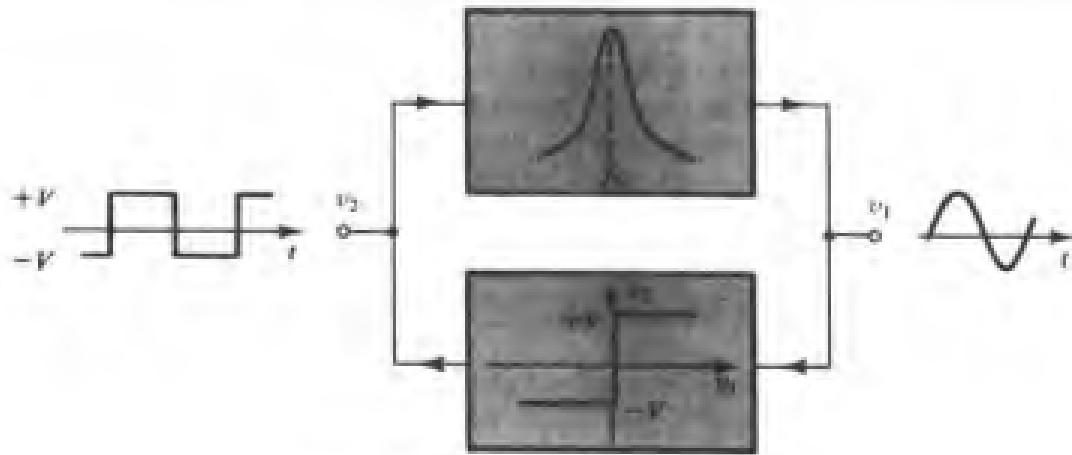


图 13.10 有源滤波调谐振荡器的框图

图 13.11 所示的是一个可行的有源滤波调谐振荡器电路。电路可两部分在带通滤波器上，带通滤波器使用了 Antoniou 电感模拟电路 [参见图 12.22 (c)]。这里电阻 R_2 和电容 C_1 交换了位置，从而可以使下面的运算放大器输出正比于（实际上为两倍）谐振器的输出电压，而且可以不用缓冲放大器 K 。限幅器采用的是—种很简单的电路，由电阻 R_1 和两个二极管组成。

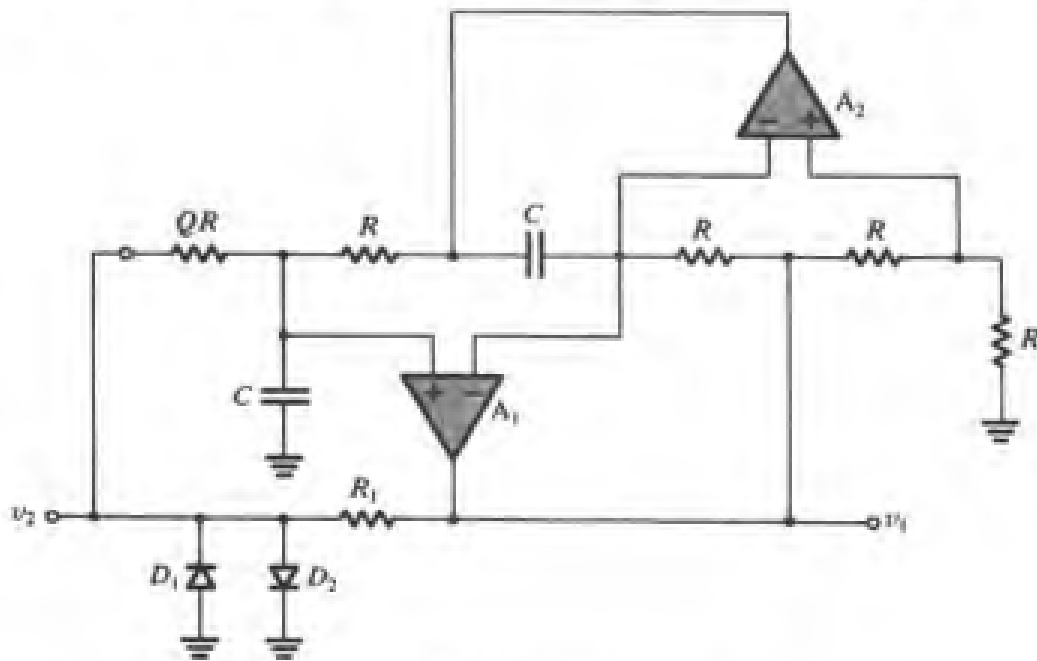


图 13.11 有源滤波调谐振荡器的实现电路

练习 13.7 设电容 $C = 16 \text{ nF}$ ，求电阻 R 的值，使图 13.11 所示的电路能够产生 1 kHz 的正弦波。如果二极管的管压降是 0.7 V ，求输出正弦信号的峰-峰值。（提示：峰-峰值为 V 的方波，其基波分量的峰-峰值是 $4V/\pi$ 。）

答案： $10 \text{ k}\Omega$ ； 3.6 V

13.2.5 最后的说明

运算放大器 RC 振荡器的振荡频率在 10 Hz 到 100 kHz 之间（最高为 1 MHz ）。频率的下限直接受到无源元件尺寸的影响，频率的上限受到运算放大器的频率响应和摆率的影响。所以当频

率很高时，经常采用的电路是由晶体管 and LC 谐振回路或者晶体构成的^①。这些内容将在 13.3 节讨论。

13.3 LC 振荡器与晶体振荡器

采用晶体管放大器，将 LC 谐振回路或者晶体作为反馈元件可以得到振荡频率在 100 kHz 到几百 MHz 的振荡器。该振荡器的 Q 值要比 RC 振荡器的 Q 值高，但是 LC 振荡器的调谐范围不宽，而且晶体振荡器只能在一个频率上振荡。

13.3.1 LC 调谐振荡器

图 13.12 所示为常用 LC 调谐振荡器的结构。它们分别称为考比兹振荡器和哈特雷振荡器。两种电路都采用了接在集电极和基极（如果是 FET，则接在漏极和栅极）之间的并联 LC 谐振回路，取出部分谐振电压反馈至射极（FET 是源极）。考比兹电路取的是电容分压，哈特雷电路取的是电感分压。电路没有画出偏置部分，因为我们想把注意力集中在振荡器的结构上。两个电路中的电阻 R 是电感损耗电阻、振荡器负载电阻和晶体管输出电阻的等效值。

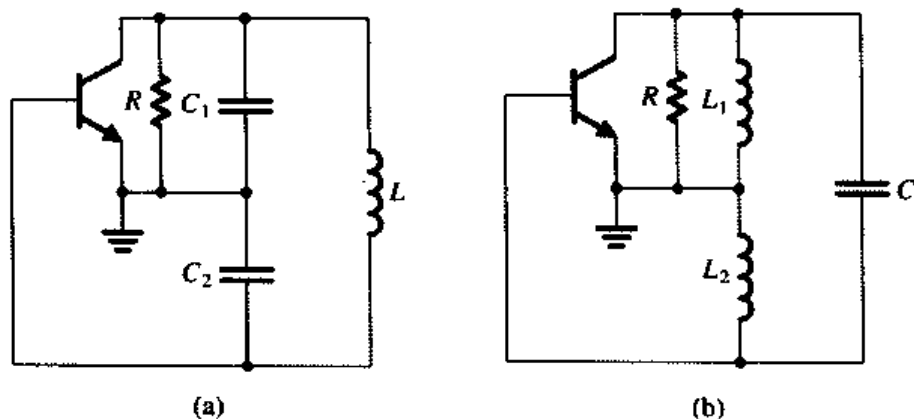


图 13.12 两种常用 LC 调谐振荡器的电路组成：(a) 考比兹振荡器；(b) 哈特雷振荡器

如果振荡频率很低，则可以忽略晶体管的等效电容，电路的振荡频率只由并联谐振回路（也称储能电路，因为电路像水库，可以储存能量）的谐振频率决定。对考比兹电路：

$$\omega_0 = 1 / \sqrt{L \left(\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \right)} \quad (13.16)$$

对哈特雷电路：

$$\omega_0 = 1 / \sqrt{(L_1 + L_2) C} \quad (13.17)$$

比值 L_1/L_2 和 C_1/C_2 决定反馈系数，因此必须调整该比值，从而与晶体管电路增益一起保证电路起振。为确定考比兹振荡器的振荡条件，将晶体管用其等效电路模型代替，如图 13.13 所示。为了便于分析，我们忽略了晶体管电容 C_μ （FET 是 C_{gd} ），虽然电容 C_π （FET 是 C_{gs} ）没有在图中画出，但是可以把它看成是 C_2 电容的一部分。假设在振荡频率上有 $r_\pi \gg (1/\omega C_2)$ ，则晶体管的输入电阻 r_π （FET 是无穷大）也可以忽略。最后，正如前面所提到的， R 包含晶体管的

① 当然，晶体管可以取代刚才讨论的电路中的运算放大器，但是在频率很高的时候，LC 调谐电路和晶体振荡器电路的结果更好。

输出电阻 r_o 。

为了得到环路增益,我们在晶体管的基极处断开环路,接入输入电压 V_x ,求出返回到晶体管输入端的电压,然后令环路增益等于 1。另一种分析方法是消掉所有的电压或电流变量,得到一个代表电路特性的方程,由于等式左右两边相等时电路开始振荡,从而可以得到振荡条件。

写出图 13.13 所示电路节点 C 的电流方程如下:

$$sC_2V_x + g_mV_x + \left(\frac{1}{R} + sC_1\right)(1 + s^2LC_2)V_x = 0$$

因为 V_x 不等于 0 (振荡已经开始),所以该变量可以消掉,该方程可重新整理为

$$s^2LC_1C_2 + s^2(LC_2/R) + s(C_1 + C_2) + \left(g_m + \frac{1}{R}\right) = 0 \quad (13.18)$$

代入 $s = j\omega$, 得到

$$\left(g_m + \frac{1}{R} - \frac{\omega^2LC_2}{R}\right) + j[\omega(C_1 + C_2) - \omega^3LC_1C_2] = 0 \quad (13.19)$$

为了能够起振,实部和虚部都应该等于 0。令虚部等于 0,得到谐振频率为

$$\omega_0 = \sqrt{\sqrt{L\left(\frac{C_1C_2}{C_1 + C_2}\right)}} \quad (13.20)$$

正如我们预计的那样,它也是 LC 谐振回路的谐振频率^①。令实部等于 0,再利用式 (13.20),得到

$$C_2/C_1 = g_mR \quad (13.21)$$

其简单的物理解释如下:为了得到持续的振荡,从基极到集电极的增益 (g_mR) 幅度必须等于电容分压比的倒数,从图 13.12 (a) 得知 $v_{cb}/v_{ce} = C_1/C_2$ 。当然,为实现起振,环路增益必须大于 1,所以等效形式为

$$g_mR > C_2/C_1 \quad (13.22)$$

起振之后,信号幅度逐渐增大,晶体管的非线性特性会降低 g_m 值,因而也使环路增益降到 1,从而可以维持持续振荡。

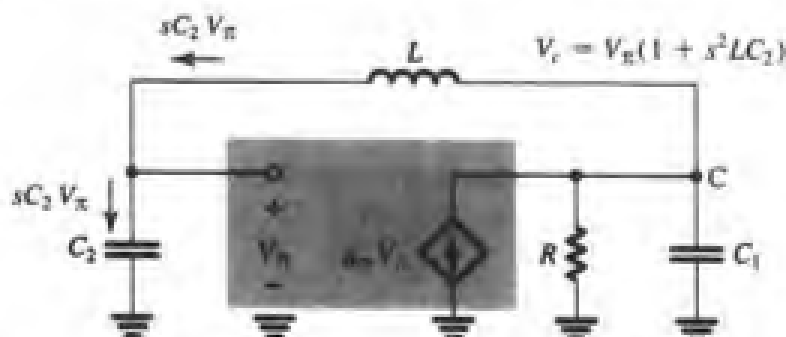


图 13.13 图 13.12 (a) 所示考比兹电路的等效电路。为了简化分析,忽略了 C_μ 和 r_o 。电容 C_μ 被看成是 C_2 的一部分, r_o 包含在 R 中

① 如果考虑电阻 r_o , 那么振荡频率与式 (13.20) 得到的结果略有偏差。

同样的分析也可以应用到哈特雷电路（参见后面的练习 13.8）。在频率很高时，晶体管应该采用较为精确的模型。比如，可以测出 ω_0 附近晶体管的 y 参数，然后利用 y 参数模型（参见附录 B）进行分析。这是既简单又精确的分析方法，特别适合振荡频率超过晶体管 f_T 30% 以上的电路。

图 13.14 所示是一个实际的 LC 振荡器电路。这是一个考比兹振荡器，带有完整的偏置电路，其中高频扼流圈的作用是提供 ω_0 上的高阻抗和直流低电阻。

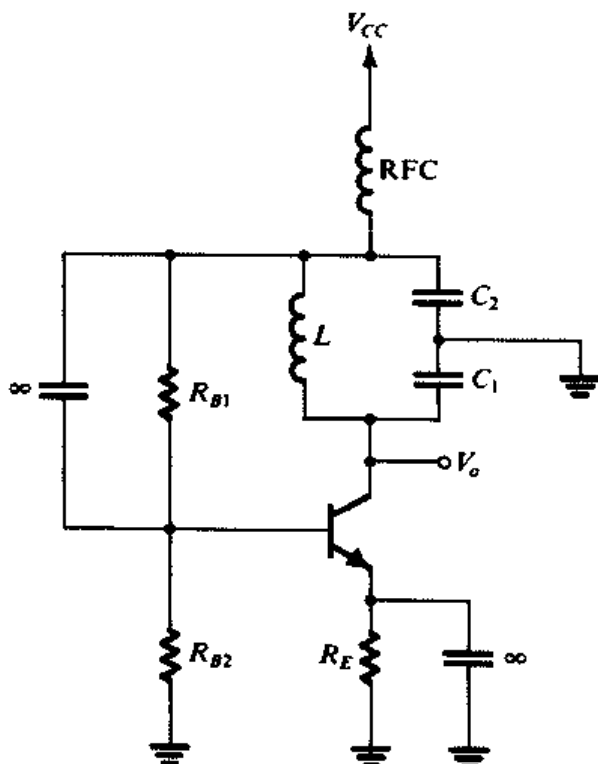


图 13.14 考比兹振荡器的完整电路

最后，我们就上面讨论的 LC 调谐振荡器的非线性幅度控制问题说明如下。与 RC 振荡器电路采用专门的幅度控制电路不同，LC 振荡器采用的是晶体管的 $i_C \sim v_{BE}$ （FET 是 $i_D \sim v_{GS}$ ）非线性特性来实现幅度控制，所以 LC 振荡器也称为自限幅振荡器。特别是当振荡幅度逐渐增强时，晶体管的有效增益会降低到小信号增益以下，当有效增益降至满足 Barkhausen 判据时，得到最终的输出幅度值并稳定在这个值上。

依靠 BJT（或者 FET）的非线性特性实现幅度控制时，其输出集电极（或者漏极）电流波形具有非线性失真，但是输出电压信号却是纯度很高的正弦波，这是 LC 电路滤波的结果。利用非线性技术实现幅度控制的详细分析已经超出了本书的范围。

练习 13.8 证明：图 13.12 (b) 所示的哈特雷振荡器的振荡频率由式 (13.17) 给出，起振条件是 $g_m R > (L_1/L_2)$ 。

练习 D13.9 设计一个 BJT 考比兹振荡器，其偏置电流 $I_C = 1 \text{ mA}$ ，振荡频率 $\omega_0 = 10^6 \text{ rad/s}$ ，电容 $C_1 = 0.01 \mu\text{F}$ ，电感线圈的 $Q = 100$ （可以用一个与电容 C_1 并联的电阻表示，其阻值等于 $Q/\omega_0 C_1$ ）。设集电极负载电阻是 $2 \text{ k}\Omega$ ，晶体管的 $r_o = 100 \text{ k}\Omega$ ，求电容 C_2 和电感 L 的值。

答案： $0.66 \mu\text{F}$ ； $100 \mu\text{H}$ （采用更小些的 C_2 值使电路起振）

13.3.2 晶体振荡器

压电晶体（比如石英）的机电谐振特性相当稳定（对时间和温度而言），而且选择性很高（因

为品质因数 Q 很大)。晶体的电路符号如图 13.15 (a) 所示, 其等效电路模型如图 13.15 (b) 所示。谐振特性由一个大电感 L [几百亨 (H)], 一个非常小的串联电容 C_s (0.0005 pF), 代表品质因数 Q (其值 $\omega_0 L/r$ 高达几十万) 的一个串联电阻 r 和并联电容 C_p 决定。电容 C_p 表示晶体两个平行板之间的静电电容, 注意 $C_p \gg C_s$ 。

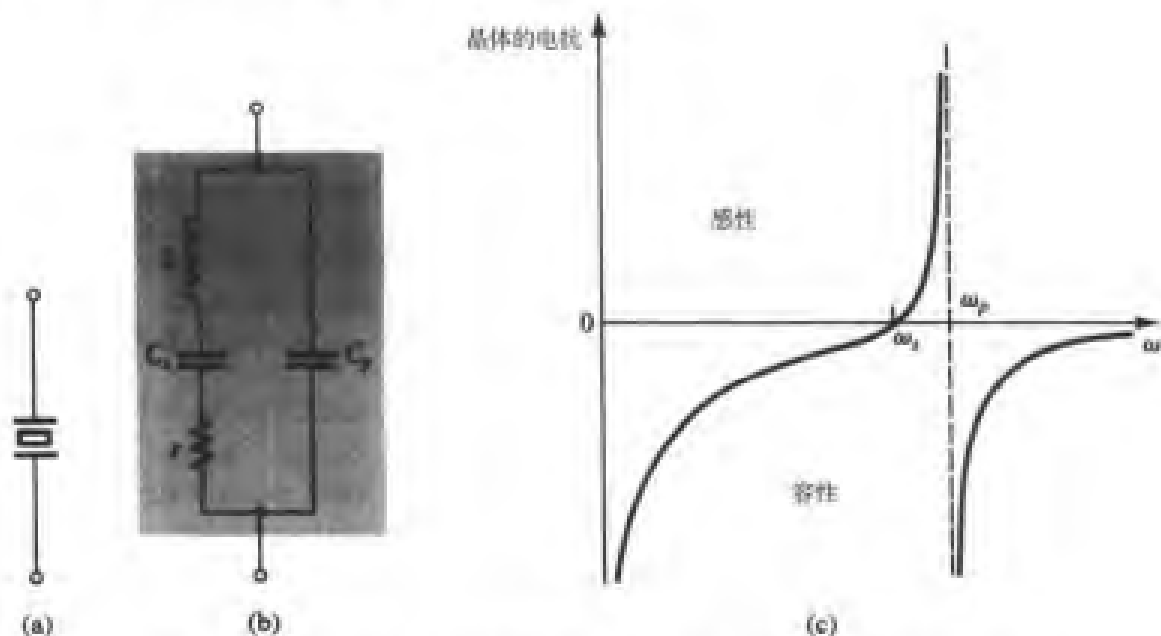


图 13.15 压电晶体: (a) 电路符号; (b) 等效电路; (c) 晶体电抗和频率之间的关系 [注意, 这里忽略了小电阻 r , $Z_{crystal} = jX(\omega)$]

由于品质因数非常高, 所以可以忽略电阻 r , 因此晶体的阻抗可表示为

$$Z(s) = 1 / \left[sC_p + \frac{1}{sL + 1/sC_s} \right]$$

上式可整理成以下的形式:

$$Z(s) = \frac{1}{sC_p} \frac{s^2 + (1/LC_s)}{s^2 + [(C_p + C_s)/LC_s C_p]} \quad (13.23)$$

从式 (13.23) 和图 13.15 (b) 中可以发现晶体有两个谐振频率: 一个是串联谐振频率 ω_s :

$$\omega_s = 1 / \sqrt{LC_s} \quad (13.24)$$

另一个是并联谐振频率 ω_p :

$$\omega_p = 1 / \sqrt{L \left(\frac{C_s C_p}{C_s + C_p} \right)} \quad (13.25)$$

代入 $s = j\omega$, 可得

$$Z(j\omega) = -j \frac{1}{\omega C_p} \left(\frac{\omega^2 - \omega_s^2}{\omega^2 - \omega_p^2} \right) \quad (13.26)$$

从式 (13.24) 和式 (13.25) 中, 我们注意到 $\omega_p > \omega_s$ 。然而因为 $C_p \gg C_s$, 所以这两个谐振频率靠得非常近。由于 $Z(j\omega) = jX(\omega)$, 因此晶体的电抗 $X(\omega)$ 具有图 13.15 (c) 所示的形状。我们观察

到晶体电抗只在很窄的一段频率 ω_p 和 ω_s 之间呈现电感特性。对于给定的晶体,这段频率是特定的。因此我们可以利用晶体来取代考比兹电路[见图 13.12(a)]中的电感。得到的谐振电路的谐振频率由晶体电感 L 、串联电容 C_s 和等效电容 $[C_p + C_1C_2/(C_1 + C_2)]$ 决定。由于 C_s 电容远小于其他三个电容,所以谐振频率由下式确定:

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC_s} = \omega_s \quad (13.27)$$

除了基本的考比兹振荡器结构外,还有许多其他形式的晶体电路。图 13.16 所示的是常用的电路结构(称为皮尔斯电路),它用 CMOS 反相器作为放大器(参见 4.10 节),电阻 R_f 决定 CMOS 反相器高频区的直流工作点,电阻 R_1 和电容 C_1 作为低通滤波器滤除晶体的高次谐波分量。注意,该电路仍基于考比兹结构。

晶体振荡器具有极其稳定的谐振特性和非常高的品质因数 Q ,因此它的谐振频率既精确又稳定。晶体振荡器的谐振频率在几个千赫兹(Hz)到几百个兆赫兹(MHz)之间, ω_0 的温度系数一般为 $1\sim 2$ ppm/ $^{\circ}\text{C}$ 。不足的是晶体振荡属于机械谐振,是固定频率的振荡器。

练习 13.10 某 2 MHz 的晶体振荡器的参数为: $L = 0.52$ H, $C_s = 0.012$ pF, $C_p = 4$ pF, $r = 120$ Ω , 求 f_s , f_p 和 Q 。

答案: 2.015 MHz; 2.018 MHz; 55 000

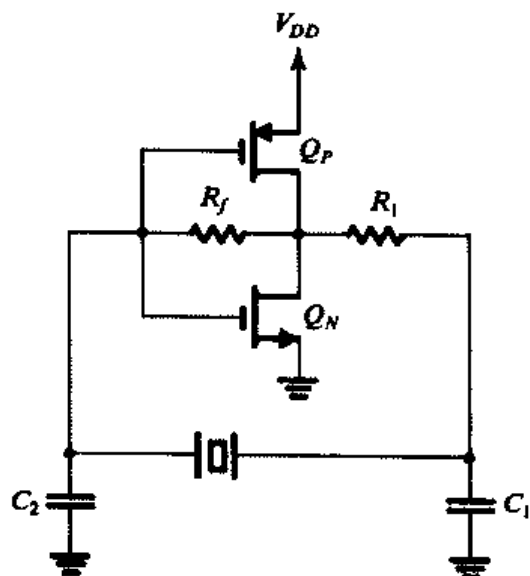


图 13.16 皮尔斯石英晶体振荡器,放大器用的是 CMOS 反相器

13.4 双稳态多谐振荡器

本节开始介绍波形产生电路的其他形式——非线性振荡器(或称为函数发生器)。这些电路采用一类称为多谐振荡器的特殊电路结构。如同前面提到的那样,多谐振荡器有三种:双稳态多谐振荡器、单稳态多谐振荡器和非稳态多谐振荡器。这一节将讲解双稳态多谐振荡器电路^①。

顾名思义,双稳态多谐振荡器有两个稳定状态,电路可以稳定在其中的任何一个状态上,只有当触发到来时才会发生状态改变,进入另一个状态。

13.4.1 反馈环

把直流放大器接成正反馈回路并保证环路增益大于 1 就可以得到双稳态电路。图 13.17 所示电路就是这样的—一个反馈环:电路由运算放大器和电阻组成,其中电阻构成分压电路置于正反馈回路上。为了搞清楚双稳态是如何得到的,我们假设运算放大器的同相输入端电压接近于零电位,这样做是因为电路没有外加激励的缘故。假设电路存在的噪声以增量信号的形式出现在电压 v_+ 上,增量电压在运算放大器开环增益 A 很大的情况下被放大,结果使得运算放大器的输出电压 v_o 很大。输出电压经过分压回路(R_1 , R_2)的作用,将输出电压的一部分又回送到运算放大器的同相输入端,其中分压回路的分压比 $\beta \equiv R_1/(R_1 + R_2)$ 。如果环路增益 $A\beta$ 大于 1(这也是通常的情况),则反馈回来的信号将比原先 v_+ 上的增量信号大。该正反馈过程会一直继续下去,直至运算放大器的输出电压达到正的饱和值 L_+ ,这时运算放大器同相输入端的电压 v_+ 等于 $L_+R_1/(R_1 + R_2)$,它是一个正值,可以将运算放大器一直维持在正的饱和状态。该状态也是两个

^① 数字电路实现的多谐振荡器曾在第 11 章讨论。这里我们感兴趣的是用运算放大器实现的电路。

稳定状态中的一个。

以上的分析都假设 v_i 接近于 0 V, 增量信号是正的。如果假设增量是负的, 则运算放大器将在负方向上饱和, 即 $v_O = L_-, v_i = L_- R_1 / (R_1 + R_2)$, 这是另一个稳定状态。

我们得到的结论是图 13.17 所示的电路有两个稳定状态, 一个是稳定在运算放大器的正向饱和状态, 另一个是稳定在运算放大器的反向饱和状态。电路可以不确定地稳定在这两个状态中的任何一个, 但是电路不会在 $v_i = 0$ 和 $v_O = 0$ 的状态上保持任意长的时间, 因为这是不稳定平衡状态 (也称为亚稳态), 任何干扰 (比如电路噪声) 都会导致双稳态电路进入两个稳定状态中的一个。这与负反馈电路是截然不同的, 负反馈可在有干扰的情况下仍然保持运算放大器的输入端之间虚短路。图 13.18 所示的是双稳态电路的物理描述。

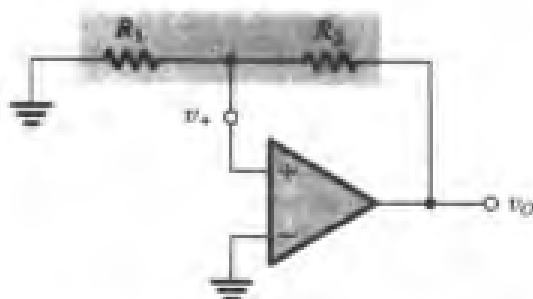


图 13.17 具有双稳态功能的正反馈环

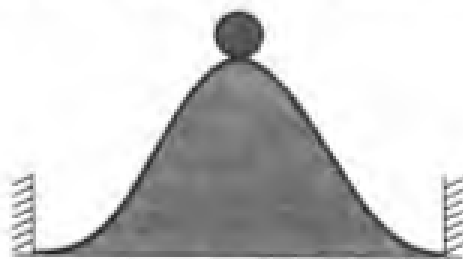


图 13.18 双稳态电路工作原理的物理模拟。小球不能在山顶保持任意长的时间 (即不稳定平衡状态或者亚稳定状态), 因为不可避免的干扰将使小球滚落到一边或者另一边, 并且会留在那里 (两个稳定态)

13.4.2 双稳态电路的传输特性

读者很自然会提出这样的问题: 图 13.17 所示的电路在什么情况下可以实现状态的改变? 为了回答这个问题, 我们来推导双稳态电路的传输特性。图 13.17 所示的电路表明与地相连的两个电路节点都可以作为输入端, 我们讨论两种可能的情况。

图 13.19 (a) 所示是双稳态电路工作在电压 v_i 接在反相输入端的情况。为了推导 v_O-v_i 传输特性, 假设 v_O 的值是两个可能的值之一, 比如 L_+ , 那么 $v_i = \beta L_+$ 。现在当 v_i 从 0 V 开始增加时, 在达到 v_i 值 (就是 βL_+) 之前, 电路的输出状态没有任何改变, 当 v_i 开始超过这个值时, 运算放大器输入端之间的净输入电压是负的, 该电压经过运算放大器开环增益的放大得到负的输出电压 v_O 。输出电压经分压回路被回送到运算放大器的输入端, 使得 v_i 成为负值, 增加了运算放大器输入端之间的净负值电压, 正反馈过程继续维持。当运算放大器的输出电压反向饱和时该过程达到顶峰, 即 $v_O = L_-, v_i = \beta L_-$ 。很容易看到, 继续增加 v_i 不会对电路的状态产生任何影响。图 13.19 (b) 所示的是 v_i 增加时的传输特性。观察发现, 传输特性等同于门限电压为 V_{TH} 的比较器的传输特性, 且 $V_{TH} = \beta L_+$ 。

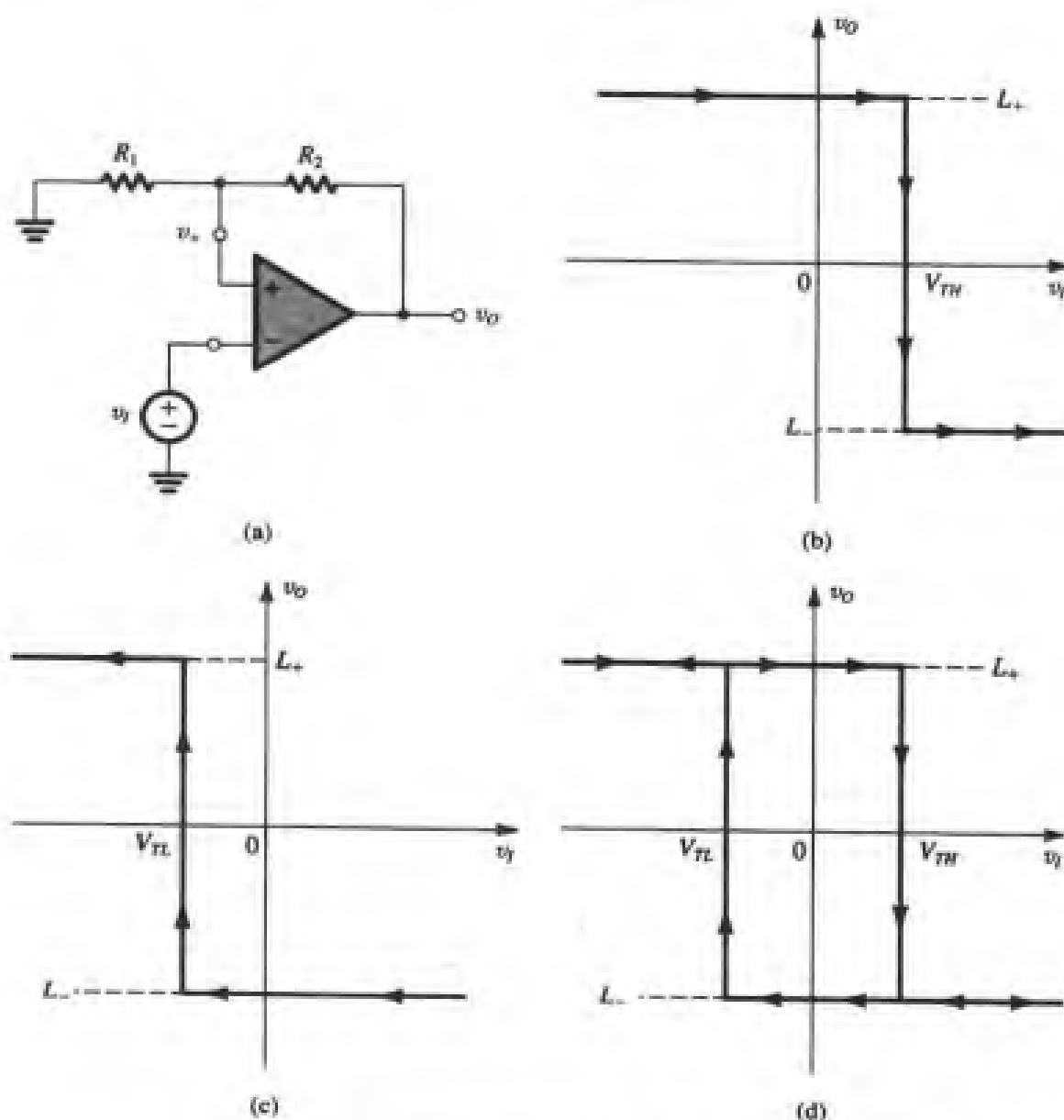


图 13.19 (a) 图 13.17 所示的双稳态电路, 其中运算放大器的反相输入端与地断开且接至输入信号 v_i ; (b) 增加 v_i 时图 (a) 电路的传输特性; (c) 减小 v_i 时的传输特性; (d) 完整的传输特性

现在来分析减少 v_i 时会产生什么情况。由于现在的 $v_+ = \beta L_-$, 所以当 v_i 向负反向变化时, 只要没有达到 βL_- 的值, 电路的输出状态不会改变, 一旦当 v_i 的值减到低于该值时, 运算放大器输入端的净输入电压将成为正值, 该电压被运算放大器放大后, 在运算放大器的输出端得到一个正值的电压, 正反馈过程建立并起作用, 直至电路最终进入正的饱和状态, 即 $v_o = L_+$, $v_+ = \beta L_+$ 。 v_i 减小时的传输特性如图 13.19 (c) 所示。这里我们同样可以观察到传输特性等同于门限电压为 V_{TL} 的比较器的传输特性, 这里 $V_{TL} = \beta L_-$ 。

图 13.19 (a) 所示电路完整的 v_o-v_i 传输特性可以通过将图 13.19 (b) 和 (c) 所示的传输特性结合在一起得到, 如图 13.19 (d) 所示。从图中看出, 电路状态改变时的输入电压 v_i 位于不同的值上, 它取决于 v_i 是增加还是减少, 所以电路具有迟滞特性, 上门限 V_{TH} 和上门限 V_{TL} 之间的差值称为迟滞宽度。同样, 我们可知双稳态电路实际上就是一个迟滞电压比较器。我们很快会讲

到,在比较器电路中加入迟滞特性会给某些应用带来很大好处。最后,图 13.19 所示的双稳态电路在 v_I 增加到超过正的上门限电平 V_{TH} 时,电路的输出从正的状态跳变到负的状态,因此电路称为反相的,具有同相传输特性的双稳态电路将在后面叙述。

13.4.3 双稳态电路的触发

现在回到如何改变双稳态电路状态这个问题上。观察图 13.19 (d) 所示的传输特性,我们发现电路的输出状态要从 L_+ 跳到 L_- , 要求输入 v_I 的值比 $V_{TH} \equiv \beta L_+$ 大,即运算放大器输入端的净输入电压是负的,导致电路的正反馈环路开始起作用并最终达到顶点,电路进入 L_- 状态。有一点很重要,即必须注意输入电压 v_I 仅仅起到触发正反馈的作用,一旦正反馈开始后,移去输入电压 v_I 也不会对电路产生影响。换言之, v_I 可以只存在很短的一段时间或者就是一个脉冲信号。因此,输入电压 v_I 也称为触发信号,简称触发。

图 13.19 (d) 所示的双稳态电路的输出状态可以跳变到正的状态 ($v_O=L_+$), 只要负的触发信号 v_I 的幅度值大于负的下门限电平 V_{TL} 。

13.4.4 作为存储器元件的双稳态电路

图 13.19 (d) 所示的传输特性表明:输入电压满足 $V_{TL}<v_I<V_{TH}$ 时,输出状态既可以处于 L_+ , 也可以处于 L_- , 这取决于电路的状态。也就是说,输入信号在此范围内时,电路的输出状态值取决于先前触发信号的值(触发信号能够使电路进入电流状态)。因此电路表现出存储器的功能,事实上,双稳态多谐振荡器是数字电路中的基本存储器单元,我们已在第 11 章讲过。最后注意:在模拟电路应用中,本章所讲的双稳态电路也称为施密特触发器。

13.4.5 具有同相传输特性的双稳态电路

图 13.17 所示的双稳态反馈环可以实现同相传输特性,但需要将输入信号 v_I (触发信号)接到与地相连的电阻 R_1 上,如图 13.20 (a) 所示。为了得到传输特性,我们首先利用线性叠加原理获得用 v_I, v_O, R_1, R_2 表示的 v_+ :

$$v_+ = v_I \frac{R_2}{R_1 + R_2} + v_O \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (13.28)$$

从上式可以看到,如果电路处于正的稳定状态,即 $v_O=L_+$, 则正的 v_I 值不会改变电路的输出状态。要使电路发生状态跳变而进入 L_- 状态, v_I 的值必须是负的,并且能使 v_+ 的值降到小于 0。将 $v_O=L_+$, $v_+=0$, $v_I=V_{TL}$ 代入式 (13.28), 可得到下门限电平 V_{TL} :

$$V_{TL} = -L_+(R_1/R_2) \quad (13.29)$$

同样,式 (13.28) 表明当输出处于负的稳定状态时 ($v_O=L_-$), 负的 v_I 使得 v_+ 更负,对电路输出状态没有任何影响。要使得正反馈得以产生并最终改变电路的输出状态, v_+ 必须成为正值。能够满足这个要求的输入信号 v_I 的值称为上门限电平 V_{TH} 。将 $v_O=L_-$, $v_+=0$ 代入式 (13.28), 得到

$$V_{TH} = -L_-(R_1/R_2) \quad (13.30)$$

图 13.20 (a) 所示电路的完整传输特性由图 13.20 (b) 给出。观察发现,正的触发信号 v_I (其值大于 V_{TH}) 使电路的输出状态翻转到正的稳定状态 (v_O 从 L_- 跳到 L_+), 所以该电路的传输特性是同相的。

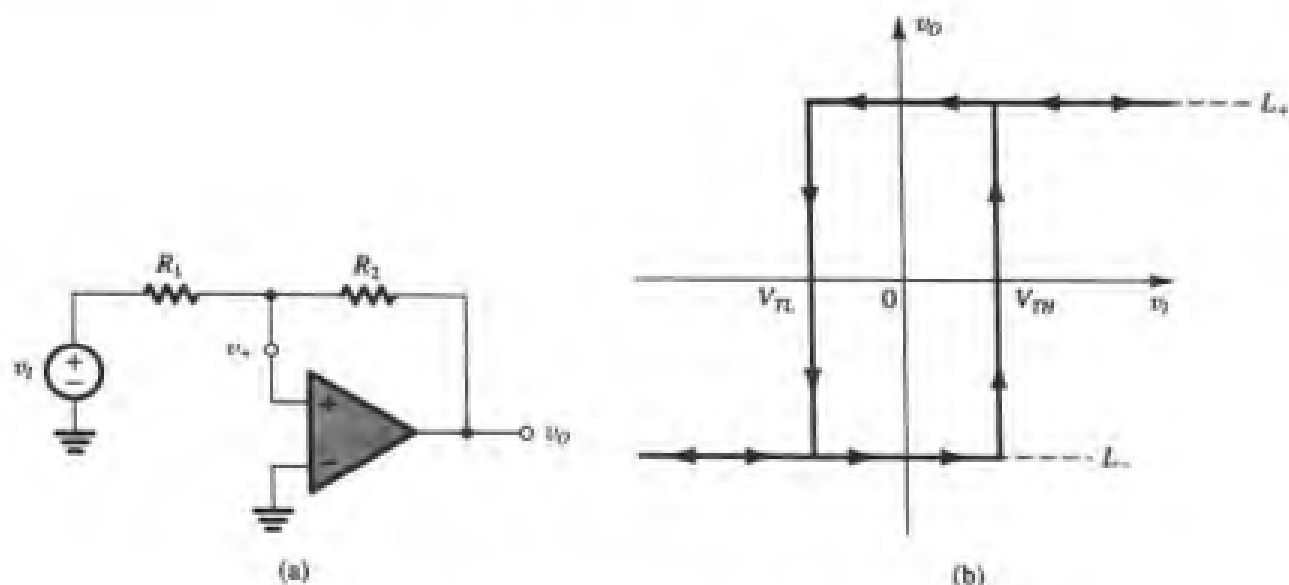


图 13.20 (a) 根据图 13.17 所示的正反馈环, 输入电压 v_i 通过电阻 R_1 接入运算放大器得到的双稳态电路; (b) 图 (a) 电路的传输特性是同相的 [比较图 13.19 (d) 所示的反相传输特性]

13.4.6 作为比较器应用的双稳态电路

比较器作为模拟电路的一个模块, 其应用领域很广, 从检测与预置门限值相关的输入信号到模数 (A/D) 转换器 (参见 9.1 节) 的设计, 都会用到比较器电路。虽然人们一般会认为比较器只有一个单门限值 [参见图 13.21 (a)], 但很多应用场合需要在比较器上增加迟滞特性。如果是这样, 比较器就有了两个门限电平—— V_{TH} 和 V_{TL} , 它们将对称地设置在参考电平的两边, 如图 13.21 (b) 所示。通常, V_{TH} 和 V_{TL} 之间的间隔较小, 大约是 100 mV。

为了说明迟滞特性的必要性, 我们考虑比较器的最普通的应用。设计一个电路, 要求能够检测出任意信号的过零点并记录过零点的次数。为了实现这样的功能, 可以采用门限电平为零的比较器, 每当信号过零时, 比较器就发生一次状态变化, 每一次状态变化都产生一个脉冲, 该脉冲作为计数器的输入由计数器完成记数功能。

想像一下, 如果被处理的信号上面叠加有干扰 (通常会出现这样的情况), 而且干扰信号的频率远大于被检测的信号, 那么在我们想要检测的每一次过零点处会出现多次过零现象, 如图 13.22 所示, 比较器就会在过零点附近产生多次状态的翻转, 而计数器记录的次数显然是不正确的。但是, 如果我们能够预计干扰信号的峰-峰值, 就可以采用具有迟滞特性的比较器来解决问题, 即在比较器中加入迟滞特性并选择合适的迟滞宽度。这样当输入信号的幅度增加时, 具有迟滞特性的比较器维持低电平状态不变, 直至输入信号的幅度超过上门限电平 V_{TH} , 然后比较器进入高电平状态, 即使因为干扰的存在使得输入信号低于 V_{TH} , 但高电平状态仍然维持不变, 直到输入信号的幅度低到 V_{TL} 以下, 比较器的状态才会跳到低电平。如图 13.22 所示, 从中我们看到, 具有迟滞特性的比较器能够有效地抵御干扰 (这里提供了另一种滤波方式)。

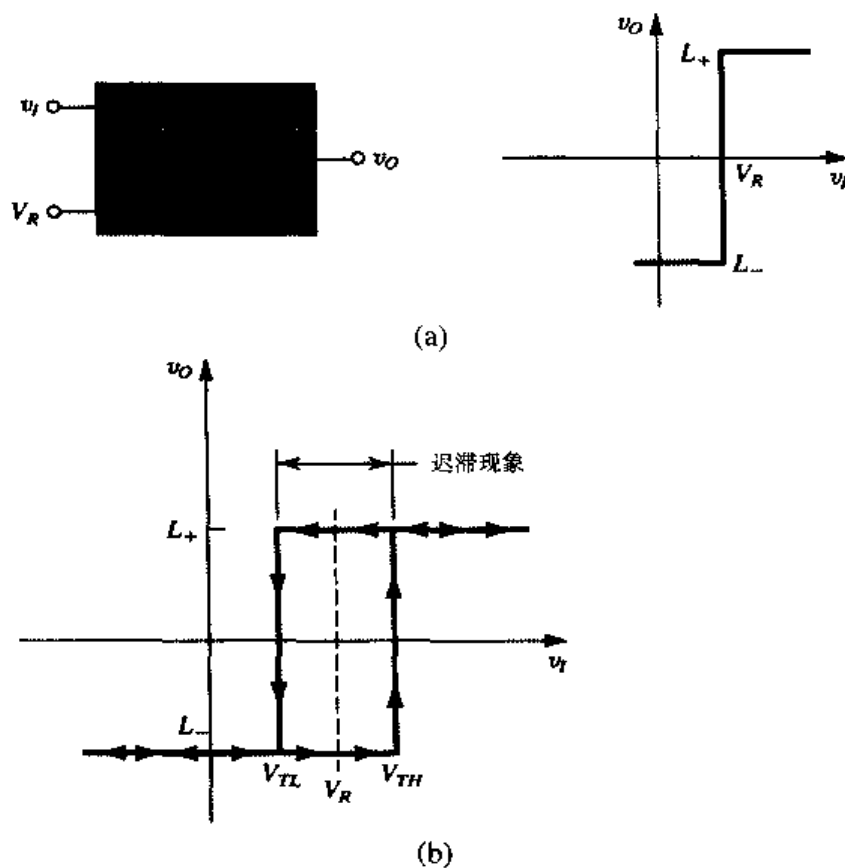


图 13.21 (a) 参考电压或门限电压 V_R 的比较器框图和传输特性曲线; (b) 具有迟滞性能的比较器传输特性

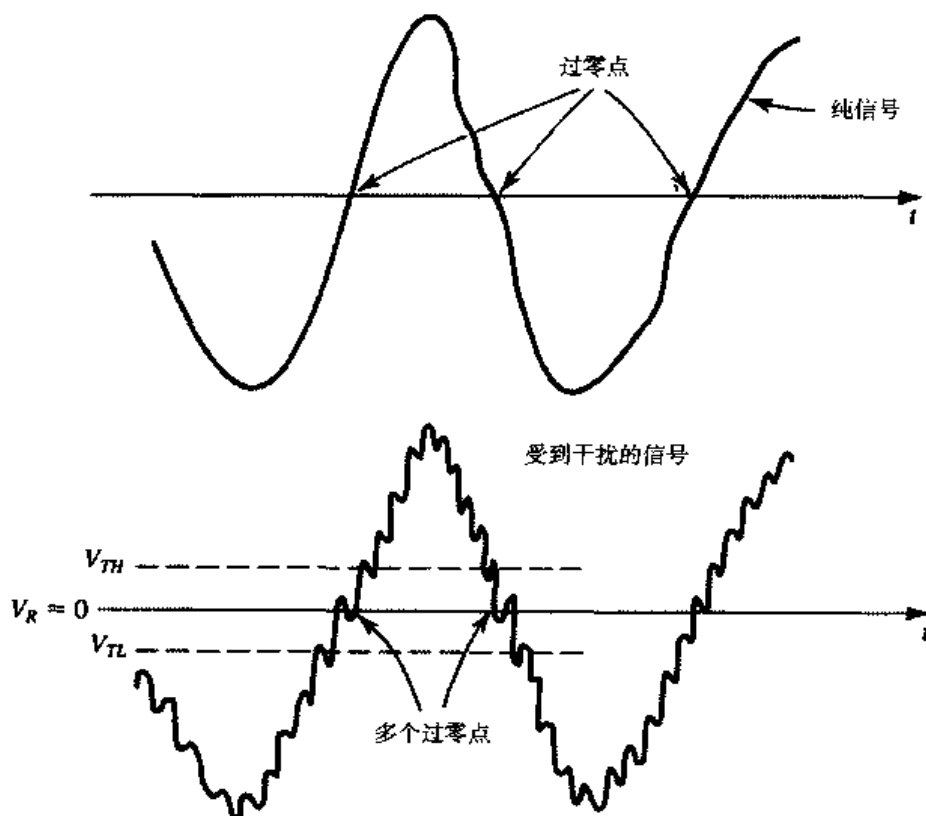


图 13.22 比较器中加入迟滞特性可以抑制干扰的图示说明

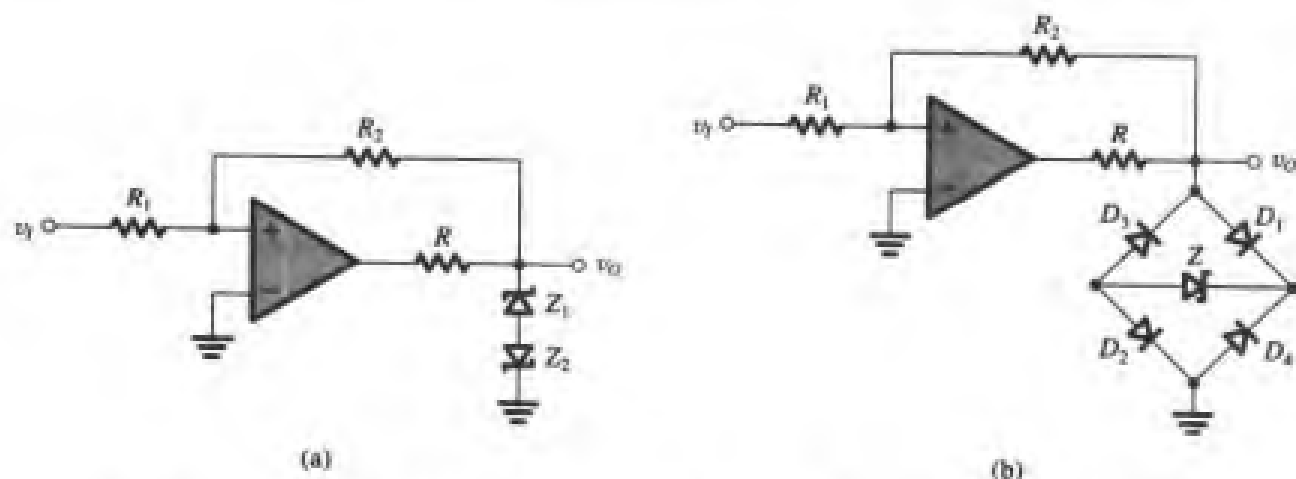


图 13.23 限幅器用于双稳态电路可使输出电平更为精确。两个电路中电阻 R 的取值必须保证齐纳二极管正常工作: (a) 该电路的 $L_+ = V_{Z_1} + V_D$, $L_- = -(V_{Z_2} + V_D)$, 其中 V_D 是齐纳二极管的正向压降; (b) 该电路的 $L_+ = V_Z + V_{D_1} + V_{D_2}$, $L_- = -(V_Z + V_{D_3} + V_{D_4})$

13.4.7 更精确的输出电平

双稳态电路的输出电平比运算放大器输出饱和电压更精确, 方法是把限幅器电路(参见 3.6 节关于限幅器电路的讨论)和运算放大器级联在一起, 如图 13.23 所示, 这里给出了两种电路结构。

练习 D13.11 图 13.19 (a) 所示的运算放大器输出饱和电压是 $\pm 13 \text{ V}$, 设计一个电路, 要求门限电压为 $\pm 5 \text{ V}$ 。其中电阻 $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, 求 R_2 的电阻值。

答案: $16 \text{ k}\Omega$

练习 D13.12 如果图 13.20 (a) 所示运算放大器的输出饱和电压是 $\pm 10 \text{ V}$, 设计一个电路, 要求门限电压为 $\pm 5 \text{ V}$ 。求合适的元件值。

答案: 可能的选择: $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ 和 $R_2 = 20 \text{ k}\Omega$

练习 13.13 设计具有同相传输特性的双稳态电路, 设 $L_+ = -L_- = 10 \text{ V}$, $V_{TH} = -V_{TL} = 5 \text{ V}$ 。假如 v_I 是均值为 0 V 、幅度为 10 V 的三角波, 周期是 1 ms , 画出输出信号 v_O 的波形。求 v_I 和 v_O 过零点之间的时间间隔。

答案: v_O 是均值为 0 V 、幅度为 10 V 、周期为 1 ms 的方波, 相对于 v_I 来说滞后 $125 \mu\text{s}$

练习 13.14 某运算放大器的输出饱和电压为 $\pm 12 \text{ V}$, 电路没有反馈, 运算放大器的反相输入端接 $+3 \text{ V}$ 的电压, 同相输入端接 v_I , 说明该电路实现的是比较器的功能, 并求 L_+ , L_- 和 V_P , 参数的定义参见图 13.21 (a)。

答案: $+12 \text{ V}$; -12 V ; $+3 \text{ V}$

练习 13.15 在图 13.20 (a) 所示的电路中, 设 $L_+ = -L_- = 10 \text{ V}$, $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, 求使得迟滞宽度等于 100 mV 的 R_2 值。

答案: $200 \text{ k}\Omega$

13.5 基于非稳态多谐振荡器实现的方波和三角波发生器

双稳态多谐振荡器通过周期性地改变输出状态可以产生方波信号。具体实现时是将 RC 电路置于双稳态多谐振荡器电路的反馈回路中, 如图 13.24 (a) 所示。观察发现, 双稳态多谐振荡器

具有反向传输特性, 可以用图 13.19 (a) 所示的电路实现, 最终的电路如图 13.24 (b) 所示。接下来我们会说明该电路没有稳定的状态, 所以也称为非稳态多谐振荡器。

13.5.1 非稳态多谐振荡器的工作原理

为了搞清楚非稳态多谐振荡器的工作原理, 我们回到图 13.24 (b)。设双稳态电路的输出是两个可能的输出电平中的一个, 比如 L_+ , 该电平通过电阻 R 给电容 C 充电。电容 C 两端的电压按指数规律往 L_+ 方向上升, 充电时间常数 $\tau = CR$, 该电压同时也是运算放大器反向输入端的电压, 用 v_- 表示。与此同时, 运算放大器同相端的输入电压 $v_+ = \beta L_+$, 这样的状态会一直持续下去, 直到电容两端的电压达到正的上门限电压 ($V_{TH} = \beta L_+$) 为止, 这时双稳态电路的输出状态发生跳变, 从高电平跳到低电平, 并同时修改同相输入端的电压值, 即 $v_0 = L_-$, $v_+ = \beta L_-$ 。这时, 电容 C 开始放电, 其电压 v_- 按指数规律往 L_- 方向下降。新的状态会一直保持, 直到 v_- 达到负的下门限电平 ($V_{TL} = \beta L_-$), 运算放大器的输出状态再一次发生跳变, 进入正的高电平状态, 这时电容 C 又被充电, 新一轮循环开始。

上面的分析说明非稳态电路振荡起来后在运算放大器的输出端产生了方波信号。电路的输出信号波形和运算放大器两输入端的信号波形都画在图 13.24 (c) 中。方波信号的周期 T 可以这样求解: 在充电时间段 T_1 内, 假设 $t = 0$ 对应 T_1 的起始点, 那么在任意时刻 t , 电容两端的电压为 (参见附录 D):

$$v_- = L_+ - (L_+ - \beta L_-)e^{-t/\tau}$$

其中, $\tau = CR$ 。代入 $v_- = \beta L_+$, $t = T_1$, 得到

$$T_1 = \tau \ln \frac{1 - \beta(L_- / L_+)}{1 - \beta} \quad (13.31)$$

同样, 在放电时间段 T_2 内, 假设 $t = 0$ 对应 T_2 的起始点, 那么在任意时刻 t , 电容两端的电压为

$$v_- = L_- - (L_- - \beta L_+)e^{-t/\tau}$$

代入 $v_- = \beta L_-$, $t = T_2$, 得到

$$T_2 = \tau \ln \frac{1 - \beta(L_+ / L_-)}{1 - \beta} \quad (13.32)$$

结合式 (13.31) 和式 (13.32), 可以得到周期 $T = T_1 + T_2$ 。通常 $L_+ = -L_-$, 从而得到对称的方波, 其周期 T 为

$$T = 2\tau \ln \frac{1 + \beta}{1 - \beta} \quad (13.33)$$

方波发生器的信号频率是可以改变的, 只要调整不同的电容 C (通常是几个十倍频程的变化) 和连续调整电阻 R (获得在每一个十倍频程内的连续频率控制) 即可实现。选择比较小的 β 参数得到的电容 C 的电压波形接近于三角波, 但是线性特性更好的三角波采用下面要讨论的方案更容易实现。

在结束本节的时候需要说明一点: 虽然非稳态电路没有稳定的状态, 但是它有两个准稳定状态, 而且可以在其中的任何一个状态上维持一段时间, 这段时间由 RC 网络的时间常数和双稳态电路的门限电压确定。

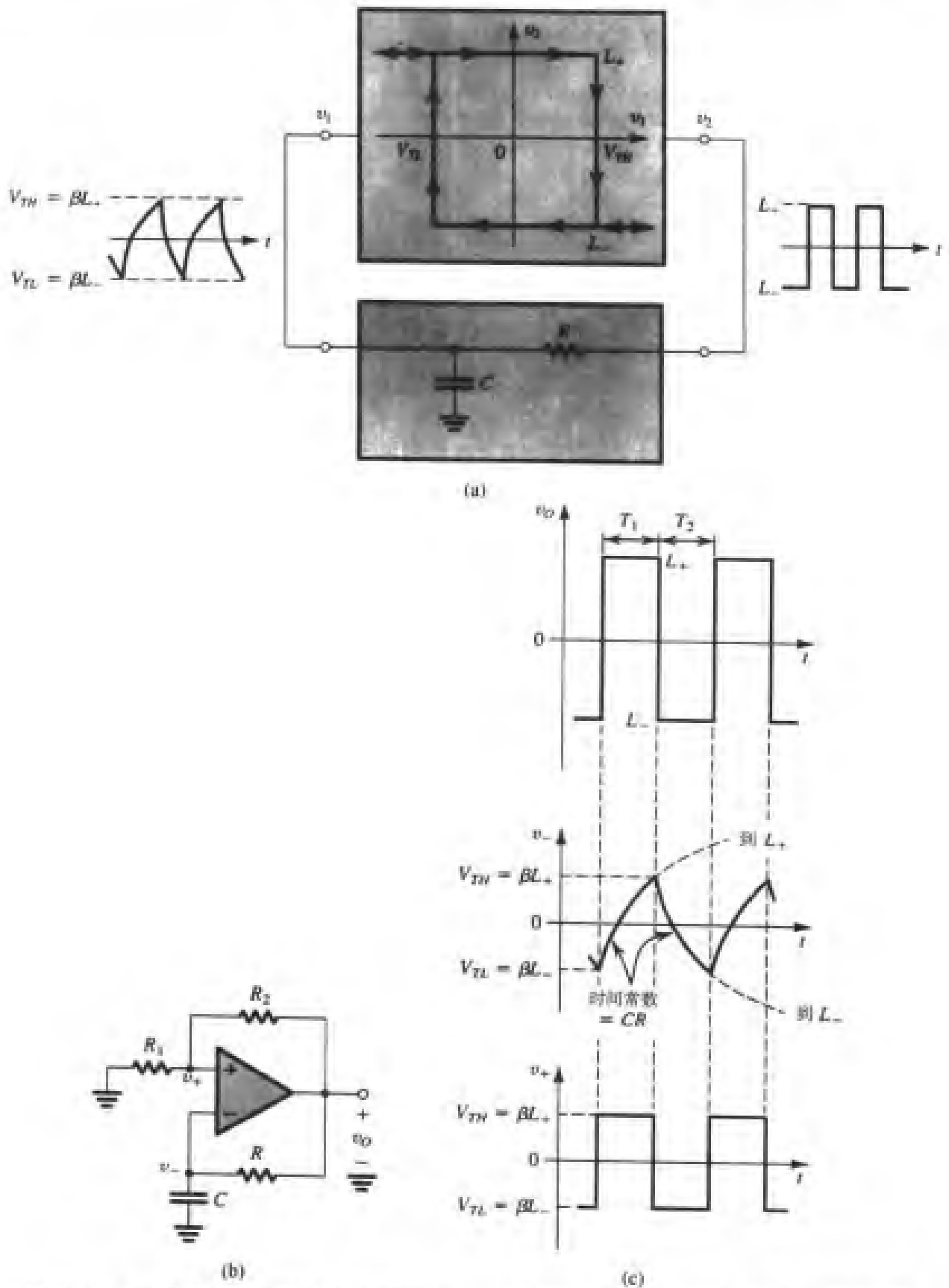


图 13.24 (a) 在具有反向传输特性的双稳态多谐振荡器的反馈回路上接入 RC 电路, 得到的反馈环就是方波发生器; (b) 双稳态多谐振荡器采用图 13.19 (a) 所示电路实现的方波发生器; (c) 电路 (b) 的各个节点上的电压波形, 该电路也称为非稳态多谐振荡器

练习 13.16 对图 13.24 (b) 所示的电路, 设运算放大器饱和电压是 $\pm 10\text{ V}$, $R_1 = 100\text{ k}\Omega$, $R_2 = R = 1\text{ M}\Omega$, $C = 0.01\text{ }\mu\text{F}$ 。求振荡频率。

答案: 274 Hz

练习 13.17 对图 13.24 (b) 所示的电路进行修改, 用一对极性相反且并联连接的二极管代替电阻 R_1 , 已知 $L_+ = -L_- = 12\text{ V}$, $R_2 = R = 10\text{ k}\Omega$, $C = 0.1\text{ }\mu\text{F}$, 二极管的导通电压是 V_D , 求用 V_D 表示的频率表达式。如果在 25°C 时, $V_D = 0.70\text{ V}$, 温度系数 $TC = -2\text{ mV}/^\circ\text{C}$, 求 0°C , 25°C , 50°C 和 100°C 时的频率。注意, 电路的输出可以送入远程连接的频率计以提供温度的数字读出方式。

答案: $f = 500/\ln[(12+V_D)/(12-V_D)]\text{ Hz}$; 3995 Hz , 4281 Hz , 4611 Hz , 5451 Hz

13.5.2 三角波信号的产生

图 13.24 所示的非稳态电路产生的指数波形可以转变为三角波, 方法是在电路中用积分器代替 RC 低通网络。(积分器其实也是一个低通滤波器, 它的角频率等于 0。) 积分器对电容进行线性充放电, 从而得到三角波。修改后的电路如图 13.25 (a) 所示。观察发现, 积分器是反向的, 所以要求双稳态电路的传输特性也反过来, 具体实现时可采用图 13.2 所示的同相双稳态电路。

现在我们来说明图 13.25 (a) 所示的电路是如何在积分器的输出端得到三角波 v_1 以及在双稳态电路的输出端得到方波 v_2 的。设双稳态电路的输出是 L_+ , 则流过电阻 R 和电容 C 的电流是 L_+/R , 从而导致积分器的输出按照斜率 $-L_+/RC$ 下降, 如图 13.25 (c) 所示。该积分过程将一直持续下去, 直至积分器的输出电压达到双稳态电路的下门限电平 V_{TL} , 双稳态电路的输出状态发生跳变, 进入负的低电平 L_- 状态, 这时流过电阻 R 和电容 C 的电流方向发生了改变, 其值为 L_-/R 。这表明积分器的输出电压开始按照正的斜率 L_-/RC 呈线性增长, 直至积分器的输出电压达到双稳态电路的上门限电平 V_{TH} 。此后, 双稳态电路发生状态跳变, 输出又回到高电平状态 (L_+), 流进积分器的电流将改变方向, 积分器的输出开始线性下降, 新的循环开始。

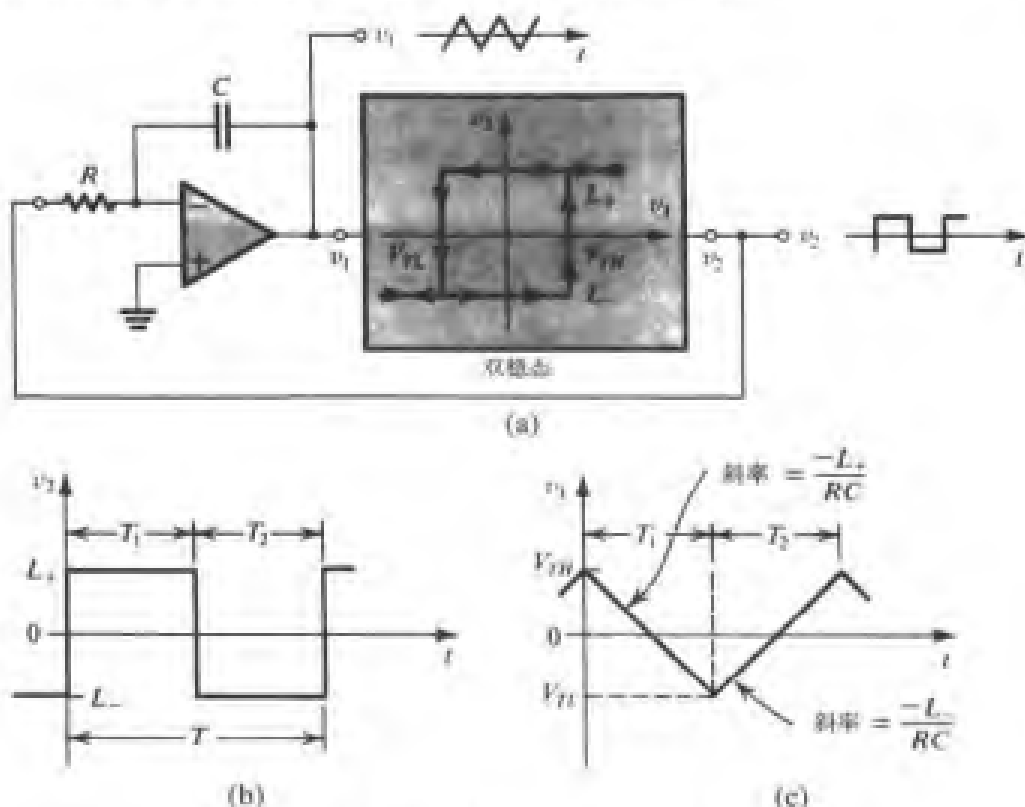


图 13.25 产生三角波和方波信号的通用方法

通过上面的讨论, 不难推导出方波和三角波信号周期 T 的表达式。在 T_1 时间段, 根据图 13.25(c) 可得

$$\frac{V_{TH} - V_{TL}}{T_1} = \frac{L_+}{CR}$$

从中可以得到

$$T_1 = CR \frac{V_{TH} - V_{TL}}{L_+} \quad (13.34)$$

同样, 在 T_2 时间段, 可得

$$\frac{V_{TH} - V_{TL}}{T_2} = \frac{-L_-}{CR}$$

从中可以得到

$$T_2 = CR \frac{V_{TH} - V_{TL}}{-L_-} \quad (13.35)$$

为了得到对称的方波波形, 在设计的时候令双稳态电路的 $L_+ = -L_-$ 。

练习 D13.18 考虑图 13.25(a) 所示的电路, 其中双稳态电路采用图 13.20(a) 所示的结构。如果运算放大器的输出饱和电压是 $\pm 10\text{ V}$, 电容 $C = 0.01\ \mu\text{F}$, 电阻 $R_1 = 10\ \text{k}\Omega$, 求电阻 R 和 R_2 的值 [注意, R_1 和 R_2 是图 13.20(a) 中的电阻], 使得电路能够产生频率为 $1\ \text{kHz}$ 、幅度峰-峰值为 $10\ \text{V}$ 的三角波信号。

答案: $50\ \text{k}\Omega$; $20\ \text{k}\Omega$

13.6 标准脉冲发生器——单稳态多谐振荡器

在有些应用中需要用到高度和宽度已知的脉冲信号作为触发信号。因为脉冲的宽度是预置的, 它的边沿信号就可以用于计时目的, 即在特定时刻启动特殊的任务。标准脉冲信号可以由第三种多谐振荡器(单稳态多谐振荡器)产生。

单稳态电路只有一个稳定的状态, 它还有一个可以被触发的准稳态, 输出维持在该状态的时间可以预先设定为输出脉冲的宽度。一旦超时, 单稳态多谐振荡器则回到稳定态并维持该状态, 直到另一个触发到来。单稳态多谐振荡器的工作方式使它获得了另外一个名字——单触发器。

图 13.26(a) 所示的是运算放大器单稳态电路。观察发现, 该电路是在图 13.24(b) 所示的电路增加了一些元件而形成的。具体而言, 钳位二极管 D_1 与电容 C_1 并联, 触发电路由电容 C_2 、电阻 R_4 和二极管 D_2 组成, 接在运算放大器的同相输入端。电路的工作原理如下: 在稳定态, 即触发信号没有到来之前, 运算放大器的输出电压是 L_+ , 并通过电阻 R_3 使二极管 D_1 导通, 这样电压 v_B 就被钳位在比地高一个导通电压的电位上。我们选择的 R_4 的阻值远大于 R_1 , 使得二极管 D_2 只流过很小的电流, 这样电压 v_C 就几乎只由 R_1 和 R_2 的分压确定, 即 $v_C = \beta L_+$, 其中 $\beta = R_1/(R_1 + R_2)$ 。稳定状态会一直维持, 因为 βL_+ 比 V_{D1} 大。

现在讨论负的触发信号作用下的情况, 其节点的电压波形如图 13.26(b) 所示。负的下沿沿通过电容 C_2 耦合进二极管 D_2 的负极, 使得二极管 D_2 深度导通并下拉节点 C 的电压。如果触发信号的幅度足够大以至可使 v_C 降低于 v_B , 则运算放大器的净输入电压成为负值, 它的输出状态就会跳变至 L_- , 从而 v_C 的值就改变为 βL_- , 运算放大器的输出维持在新的状态不变。注意, 现在的 D_2 已经截止, 触发器输入端的任何变化均被隔离了。

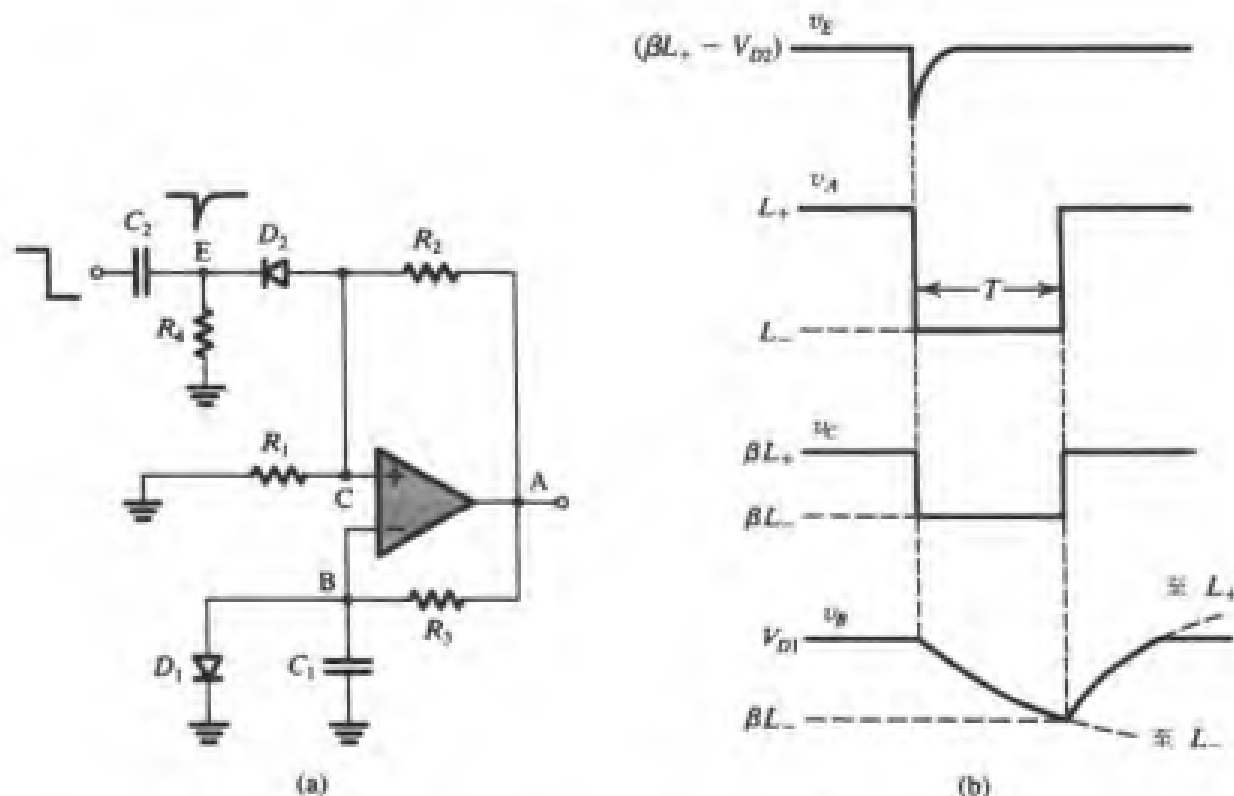


图 13.26 (a) 运算放大器单稳态电路; (b) 电路 (a) 的信号波形

节点 A 的负值电压使二极管 D_1 截止, 电容 C_1 开始放电, 放电的时间常数是 $C_1 R_3$, 电压按照指数规律往 L_- 下降。多谐振荡器此时进入准稳态, 直到电压 v_B 降到节点 C 的电压以下, 节点 C 的电压等于 βL_- , 这时运算放大器的输出状态发生变化, 从低电平跳回到高电平 L_+ , 同时改写节点 C 的电压, 使之回到 βL_+ , 电容 C_1 往 L_+ 方向充电, 直至二极管 D_1 导通, 电路回到稳定态。

从图 13.26 (b) 可以看出, 在电路的准稳态阶段, 我们得到了负的脉冲信号。脉冲 T 的持续宽度由 v_B 的指数波形决定:

$$v_B(t) = L_- - (L_- - V_{D1})e^{-t/C_1 R_3}$$

代入 $v_B(T) = \beta L_-$, 可得

$$\beta L_- = L_- - (L_- - V_{D1})e^{-T/C_1 R_3}$$

从而得到

$$T = C_1 R_3 \ln \left(\frac{V_{D1} - L_-}{\beta L_- - L_-} \right) \quad (13.36)$$

当 $V_{D1} \ll |L_-|$ 时, 上述等式近似为

$$T = C_1 R_3 \ln \left(\frac{1}{1 - \beta} \right) \quad (13.37)$$

最后注意, 单稳态电路在电容 C_1 没有被充电到电压 V_{D1} 的时候, 电路不会被触发; 否则, 输出脉冲信号会比正常的窄。这个再充电时间也称为恢复时间。恢复时间可以采用现有的电路技术被缩短。

练习 13.19 对图 13.26 (a) 所示的电路, 求电阻 R_3 的值, 使得输出脉冲的宽度是 $100 \mu\text{s}$ 。已知 $C_1 = 0.1 \mu\text{F}$, $\beta = 0.1$, $V_D = 0.7 \text{ V}$, $L_1 = -L_2 = 12 \text{ V}$ 。

答案: 6171Ω

13.7 集成电路计时器

目前已经有了实现单稳态和非稳态多谐振荡器功能的商用集成电路芯片, 这些电路的特性都比较精确。本节要讨论的是这类芯片中非常流行的一种——555 计时器。它由 Signetics 公司在 1972 年推出, 是一款由双极型晶体管构成的集成芯片。如今也可以买到 CMOS 工艺的 555 计时器, 而且有多家公司提供此类芯片。

13.7.1 555 电路

图 13.27 所示是 555 计时器电路的模块框图 [实际电路可参考 Grebene(1984)]。该电路采用了两个比较器、一个 SR 触发器和一个作为开关用的晶体管 Q_1 。该电路是单电源工作, 电源电压 V_{CC} 一般是 5 V 。三个阻值相同的电阻 R_1 组成电阻分压回路, 为两个比较器提供参考电压, 其中, $V_{TH} = \frac{2}{3} V_{CC}$ 是比较器 1 的参考电压, $V_{TL} = \frac{1}{3} V_{CC}$ 是比较器 2 的参考电压。

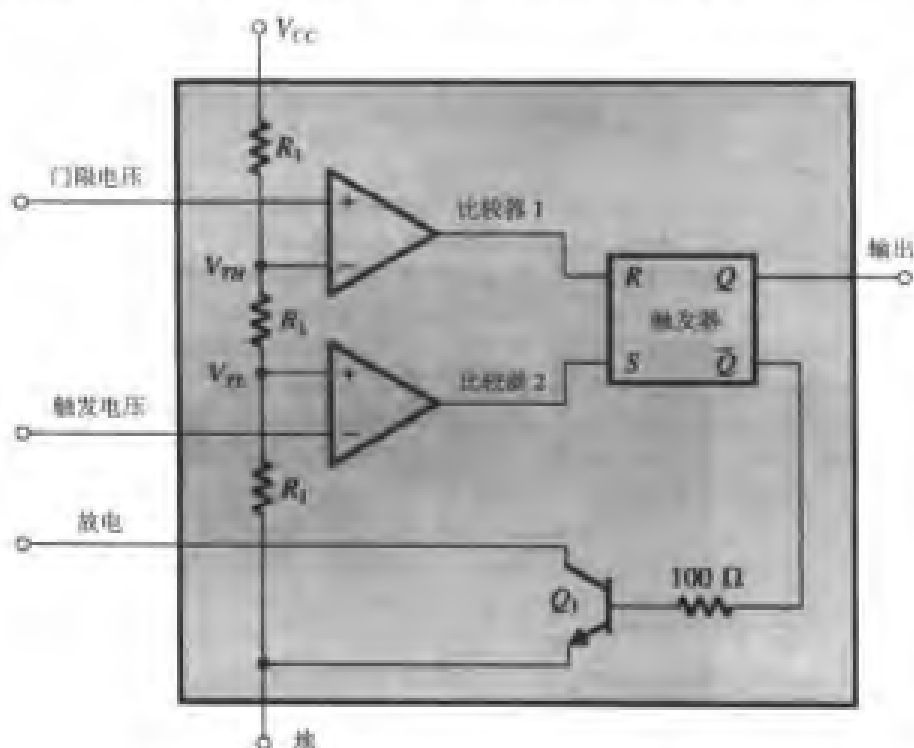


图 13.27 555 集成计时器的内部电路框图

第 11 章曾介绍过 SR 触发器, 这里要注意的是 SR 触发器 (也称为锁存器) 是一个具有互补输出的双稳态电路, 输出状态用 Q 和 \bar{Q} 表示。在置位状态, 输出 Q 是高电平 (接近于 V_{CC}), 输出 \bar{Q} 是低电平 (接近于 0 V)。在另一个稳定状态 (称为复位状态), 输出 Q 是低电平而 \bar{Q} 是高电平。置位端接高电平, 触发器置位, 置位端用 S 表示; 复位端接高电平, 触发器复位, 复位端用 R 表示。注意, 在 555 计时器电路中, 触发器的复位端和置位端分别接至比较器 1 和比较器 2 的输出端。

比较器 1 的同相输入端接的是 555 计时器的外部信号, 用门限电压表示。同样, 比较器 2 的

反向输入端也接外部信号,用触发信号表示,晶体管 Q_1 的集电极接的端口用放电表示。最后,计时器电路的输出接至触发器的输出端,用输出表示。

13.7.2 采用 555 计时器实现的单稳态多谐振荡器

图 13.28 (a) 所示是采用 555 集成芯片实现的单稳态多谐振荡器电路,片外元件是电阻 R 和电容 C 。在稳定态,触发器是复位态,所以输出 \bar{Q} 是高电平,晶体管 Q_1 导通并且饱和,因此 v_C 近似等于 0,比较器 1 的输出是低电平,而触发信号端接的电压 v_{trigger} 一直保持高电平(大于 V_{TL}),所以比较器 2 的输出仍是低电平。最后要注意,由于触发器处在复位状态,所以 Q 是低电平,即 v_O 接近于 0 V。

要触发单稳态电路,只要在触发输入端接入一个负脉冲即可。当 v_{trigger} 低于 V_{TL} 时,比较器 2 的输出转变为高电平,触发器被置位,触发器的输出 Q 为高电平,则 v_O 也为高电平输出,而 \bar{Q} 为低电平输出,从而导致晶体管 Q_1 截止,电容 C 开始通过电阻 R 充电,节点电压 v_C 按照指数规律往 V_{CC} 增长。如图 13.28 (b) 所示的波形,单稳态多谐振荡器处于它的准稳定状态,该状态可以一直维持到电压 v_C 达到并开始超过比较器 1 的门限电压 V_{TH} ,在达到门限电压值的时候,比较器 1 输出高电平,触发器复位,输出 \bar{Q} 转为高电平,促使晶体管 Q_1 导通。一旦晶体管 Q_1 导通,电容 C 立即通过它放电,电压 v_C 迅速下降到 0 V,同时触发器处于复位状态,其输出 Q 走低, v_O 回到 0 V。单稳态电路重新回到它的稳定状态,等待下一个触发信号的到来。

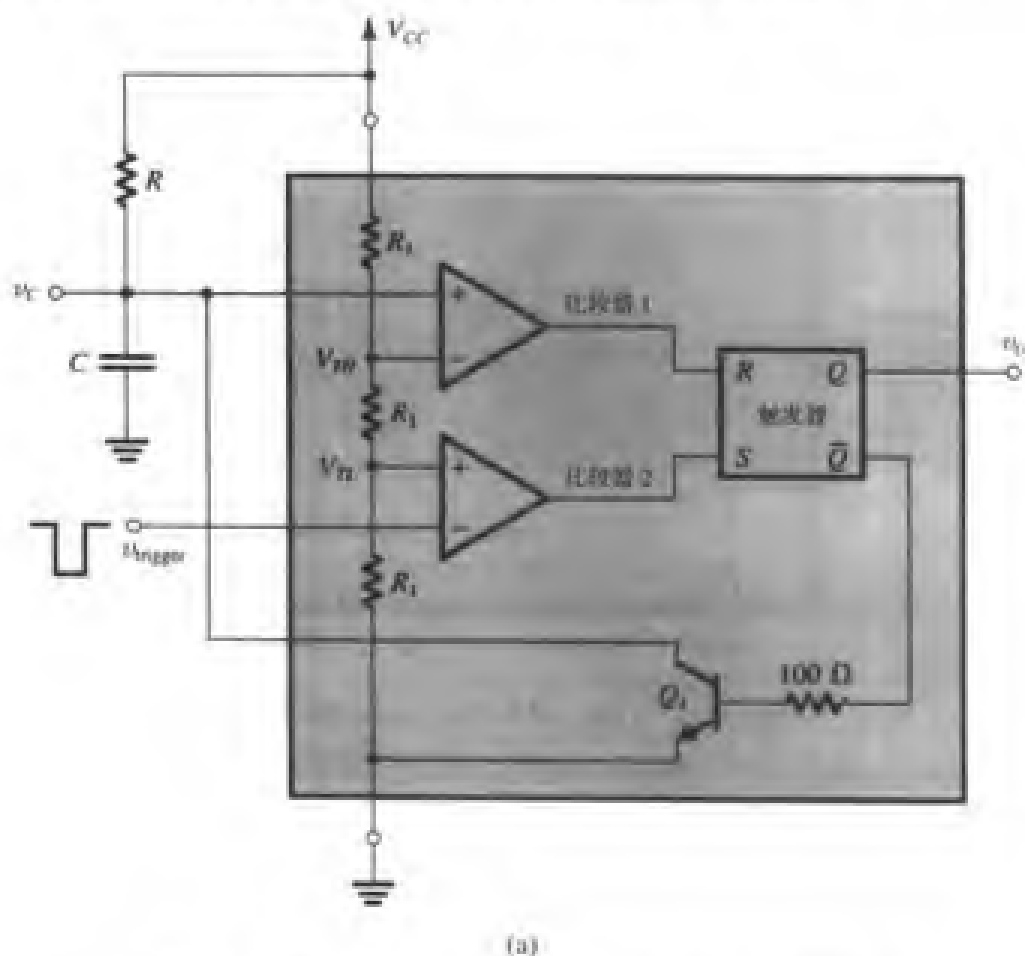


图 13.28 (a) 连接 555 计时器实现单稳态多谐振荡器的电路

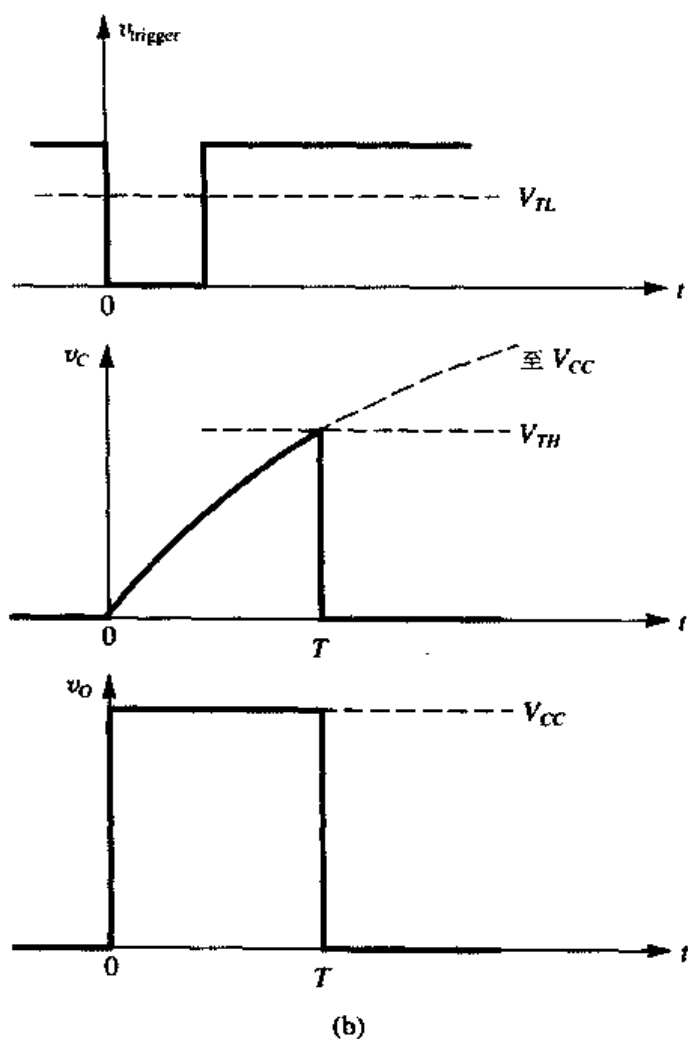


图 13.28 (续) (b) 图 (a) 所示电路的节点电压波形

通过以上分析, 我们看到单稳态电路产生了如图 13.28 (b) 所示的输出脉冲信号。脉冲的宽度 T 是单稳态电路处于准稳定状态的时间, 我们可以根据图 13.28 (b) 所示的波形图来求解: 设 $t=0$ 时触发脉冲到来, 电压 v_C 的指数波形可以表示为

$$v_C = V_{CC}(1 - e^{-t/CR}) \quad (13.38)$$

代入 $v_C = V_{TH} = \frac{2}{3} V_{CC}$, 在 $t = T$ 时:

$$T = CR \ln 3 = 1.1CR \quad (13.39)$$

可见, 脉冲的宽度只由外电路的元件值 C 和 R 决定, 它可以设计得非常精确。

13.7.3 采用 555 芯片的非稳态多谐振荡器

图 13.29 (a) 所示的是采用 555 计时器电路实现的单稳态多谐振荡器, 片外元件是电阻 R_A , R_B 和电容 C 。下面我们来看一看该电路如何得到图 13.29 (b) 所示的输出波形。假设电容初始状态为放电, 触发器置位, 则 v_O 高电平输出, 晶体管 Q_1 截止, 电容 C 通过电阻 R_A 和 R_B 的串联组合电路充电, 其两端的电压 v_C 按照指数规律往 V_{CC} 增加。当 v_C 的值超过 V_{TL} 时, 比较器 2 低电平输出, 但是该状态对电路没有影响, 触发器仍然维持置位状态。事实上, 电路的状态可以一直保持, 直到 v_C 的值达到并开始超过比较器 1 的门限电压 V_{TH} 。在这个瞬间, 比较器 1 的输出变成高电平, 触发

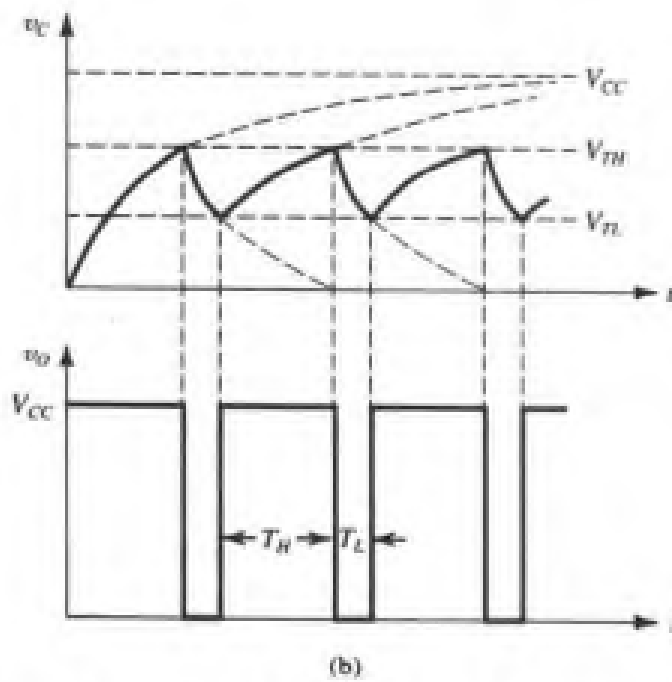
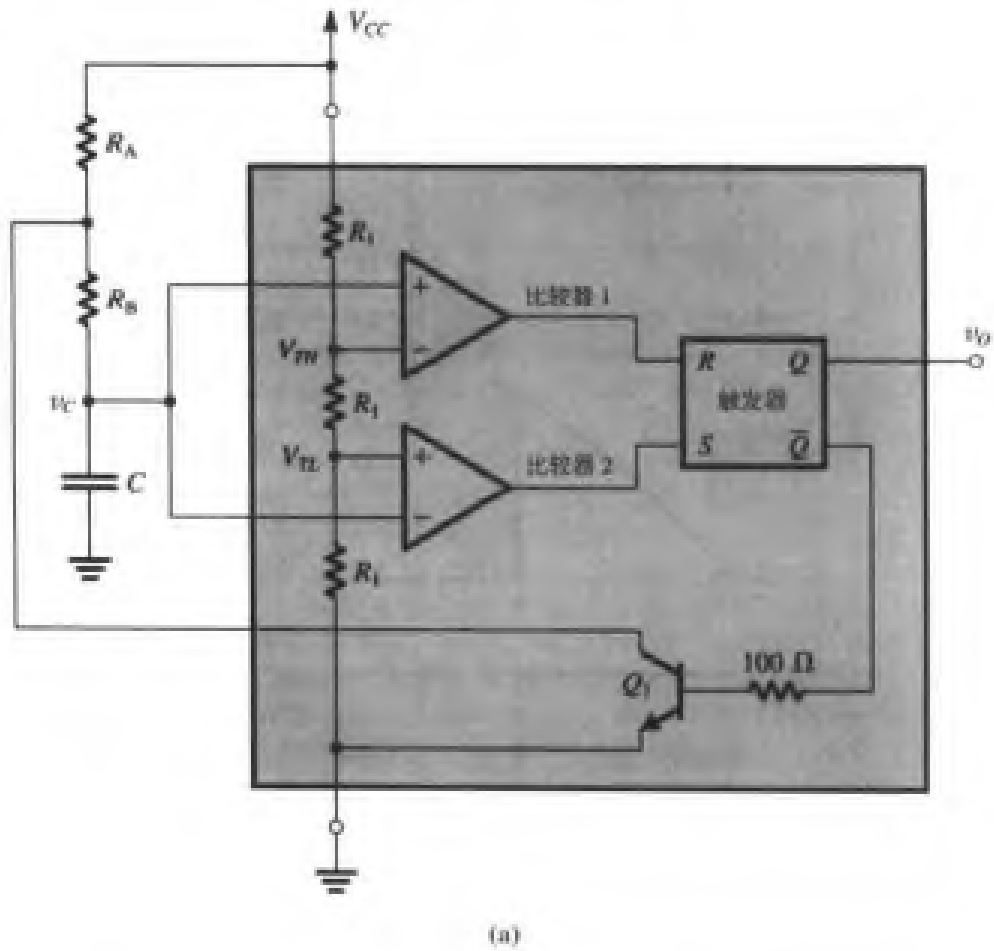


图 13.29 (a) 连接 555 计时器实现非稳态多谐振荡器的电路; (b) 图 (a) 所示电路的节点电压波形

器进入复位状态。这时 v_O 走低, \bar{Q} 走高, 晶体管 Q_1 导通并进入饱和状态, 所以 R_A 和 R_B 的公共端的节点电压接近于 0 V , 电容 C 通过 R_B 和集电极放电, 电压 v_C 按照指数规律往 0 V 下降, 放电时间常数等于 CR_B 。当电压 v_C 达到比较器 2 的门限电压 V_{TL} 时, 比较器 2 输出高电平, 触发器置位, 输出电压 v_O 走高, \bar{Q} 走低, Q_1 截止, 电容 C 通过 R_A 和 R_B 的串联等效电路充电, 电压 v_C 按照指数规律往 V_{CC} 增加, 充电时间常数为 $C(R_A + R_B)$, 电压一直增加到 v_C 达到 V_{TH} 时。这时比较器 1 输出高电平, 触发器复位, 循环继续。

通过以上的分析, 我们知道图 13.29 (a) 所示电路能够振荡产生方波信号。振荡频率的求解如下: 参见图 13.29 (b), 在时间段 T_H , 输出是高电平, 电压 v_C 从 V_{TL} 增加到 V_{TH} , v_C 的指数上升规律如下:

$$v_C = V_{CC} - (V_{CC} - V_{TL})e^{-t/C(R_A + R_B)} \quad (13.40)$$

其中, $t=0$ 是 T_H 开始的时刻, 在 $t=T_H$ 时代入 $v_C = V_{TH} = \frac{2}{3}V_{CC}$ 和 $V_{TL} = \frac{1}{3}V_{CC}$, 得到

$$T_H = C(R_A + R_B) \ln 2 \approx 0.69C(R_A + R_B) \quad (13.41)$$

从图 13.29 (b) 中还可以看到, 在 T_L 时间段内 v_O 是低电平, 电压 v_C 从 V_{TH} 降到 V_{TL} , v_C 的指数下降规律如下:

$$v_C = V_{TH}e^{-t/CR_B} \quad (13.42)$$

其中, 我们设 $t=0$ 是 T_L 的开始时刻。在 $t=T_L$ 时代入 $v_C = V_{TL} = \frac{1}{3}V_{CC}$ 和 $V_{TH} = \frac{2}{3}V_{CC}$, 得到

$$T_L = CR_B \ln 2 \approx 0.69CR_B \quad (13.43)$$

结合式 (13.41) 和式 (13.43), 可以得到方波的周期 T 为

$$T = T_H + T_L = 0.69C(R_A + 2R_B) \quad (13.44)$$

从式 (13.41) 和式 (13.43) 还可以得到输出信号的占空比:

$$\text{占空比} \equiv \frac{T_H}{T_H + T_L} = \frac{R_A + R_B}{R_A + 2R_B} \quad (13.45)$$

注意, 占空比始终大于 0.5 (50%), 当电阻 R_A 选择得远小于 R_B 时, 占空比接近于 0.5 (代价是电源的电流消耗很大)。

练习 13.20 设计图 13.28 (a) 所示的单稳态电路, 已知电容 $C = 10\text{ nF}$, 求使得电路产生 $100\text{ }\mu\text{s}$ 的输出脉冲的电阻 R 的值。

答案: $9.1\text{ k}\Omega$

练习 D13.21 电路如图 13.29 (a) 所示, 电容 $C = 1000\text{ pF}$, 求使得电路产生的振荡频率等于 100 kHz 、占空比为 75% 电阻 R_A 和 R_B 的值。

答案: $7.2\text{ k}\Omega$; $3.6\text{ k}\Omega$

13.8 非线性波形整形电路

二极管和电阻结合在一起形成的二端口网络具有任意的非线性传输特性。它可以应用在波形整形电路中, 将规定形式的输入信号波形变换成所需要的输出波形。本节用一个具体例子来说明此类应用——正弦波整形器。该电路的目的是将输入三角波信号整形为正弦波。正弦波整形器虽然简单, 但是在函数发生器中却是一个应用广泛的实际电路。注意这种方法和采用线性振荡器 (见 13.1 节~13.3 节) 产生正弦波的方法之间的比对。虽然线性振荡器产生的正弦波比较纯, 但是

产生低频正弦信号很困难, 而且线性振荡器通常难以实现宽带调谐。接下来将讨论采用两种不同技术设计的正弦波整形器。

13.8.1 断点法

断点法是把要得到的非线性传输特性 (我们要讨论的是图 13.30 所示的正弦函数) 用分段线性曲线来实现。二极管作为开关在非线性的传输特性的不同断点处导通, 连接电路不同的附加电阻, 从而改变传输特性的斜率。

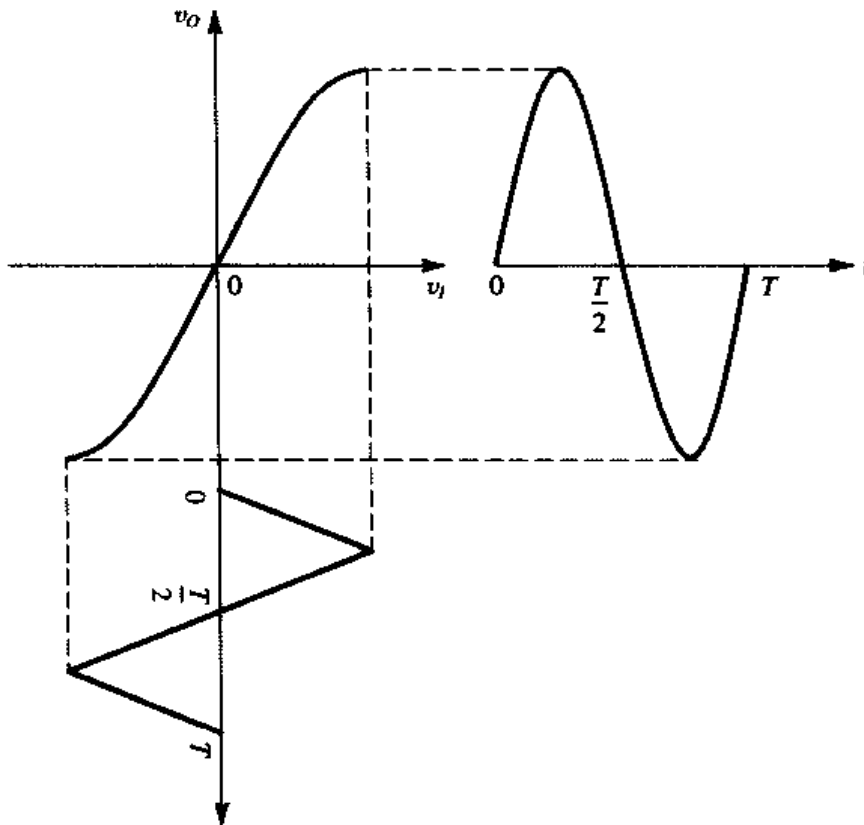


图 13.30 采用非线性 (正弦) 传输特性将三角波整形为正弦波

考虑图 13.31 (a) 所示的电路, 其中在完全对称的直流电源 $+V$ 和 $-V$ 之间有一系列电阻。分压电路的目的是得到参考电压, 从而确定非线性传输特性上的断点位置。在我们的例子中, 参考电压分别用 $+V_2$, $+V_1$, $-V_1$, $-V_2$ 表示。注意, 整个电路是对称的, 输入的三角波信号也是对称的, 所以得到的输出正弦波也是对称的。正弦波每四分之一周期的信号采用三段直线来逼近, 直线之间的断点由参考电压 V_1 和 V_2 确定。

这个电路的工作原理如下: 设输入三角波信号的波形如图 13.31 (b) 所示, 第一个四分之一周期波形用 0 和 1 两点之间的线段表示。当输入信号的幅度低于 V_1 时, 所有二极管都不导通, 则流过电阻 R_4 的电流等于 0, 因此节点 B 的输出电压就等于输入电压。但是当输入电压上升至 V_1 并超过该值时, D_2 (假设二极管理想) 开始导通, 假设导通的二极管等效为短路, 则可以得到 $v_i > V_1$ 时有:

$$v_o = V_1 + (v_i - V_1) \frac{R_5}{R_4 + R_5}$$

上式说明, 当输入电压继续增加并超过 V_1 时, 输出电压跟随输入电压增加, 但斜率减小, 这种关系与输出波形的第二段直线部分相对应, 如图 13.31 (b) 所示。注意, 在推导上式时, 我们假设分压电路的电阻值足够小, 以至于电压 V_1 和 V_2 几乎是常数, 与输入电流无关。

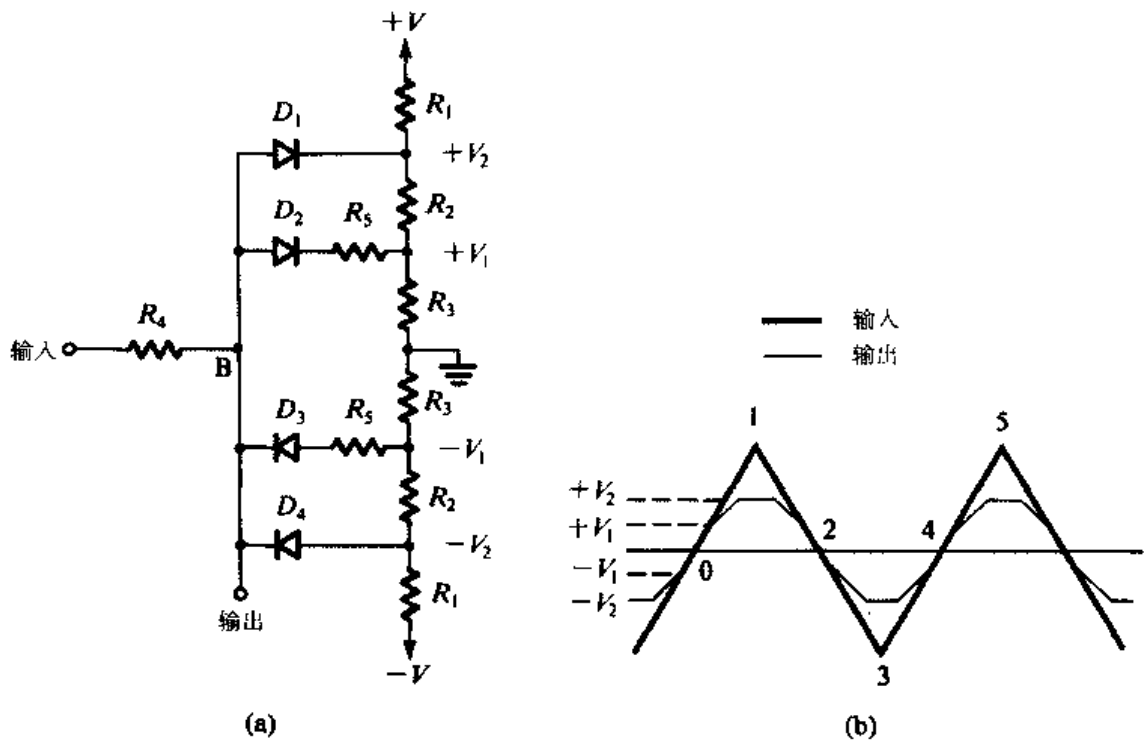


图 13.31 (a) 三段正弦波整形器; (b) 三角波输入和近似正弦波形的输出

接下来讨论节点 B 的电压达到 V_2 确定的第二个断点电压时的情况。这时 D_1 导通, 输出电压被限幅在 V_2 上 (当然, 如果二极管不是理想的话, 也应加上 D_1 的导通电压), 这时我们便得到了第三段直线段, 它是输出波形的平坦部分。整个波形是弯曲的, 近似表示正弦波第一个四分之一周期的波形。输入信号达到峰值并开始下降后, 平坦部分延续, 之后输出逐步成为类似于输入的波形。当输入信号进入负半周时, 上述过程在 $-V_1$ 到 $-V_2$ 之间重复, 从而得到负半周的输出信号。

虽然这个电路很简单, 但是性能却非常好。性能的好坏通常用输出正弦信号的频率单纯度 [即所有谐波失真的百分比 (THD)] 来衡量。它的定义是所有高于基波频率 (三角波的频率) 的谐波的均方根电压值与基波的均方根电压值之比 (参见第 14 章)。有趣的是, 二极管整形电路之所以具有良好的性能, 原因在于二极管的非理想伏安特性 (进入正向导通时的指数特性) 使得输出特性曲线能够从一段直线平滑过渡到另一段直线。

断点正弦波整形器实现时的实际电路采用 6~8 段直线段 (我们上面采用的是三段直线), 晶体管的使用增加了电路设计的多样性, 但目的只有一个——增加精确度, 减小 THD [参见 Grebene (1984), 592~595 页]。

13.8.2 非线性放大法

我们要讨论的另外一种将三角波变换到正弦波的方法是把三角波信号作为放大器的输入, 利用放大器的非线性传输特性进行信号放大, 从而得到近似的正弦函数。图 13.32 所示的放大电路由一对差分管和一个接在两个射极之间的电阻组成, 选择合适的偏置电流源 I 和电阻 R 的值可以使差分对的传输特性接近于图 13.30 所示的波形。当 v_i 很小时, 图 13.32 所示电路的传输特性几

乎是线性的,对应的正弦波正好在过零点附近。当 v_i 增大时, BJT 的非线性特性降低了放大器的增益,导致传输特性曲线弯曲,当接近峰值时近似于正弦波。[更详细的电路可以在 Grebene (1984), 595~597 页找到。]

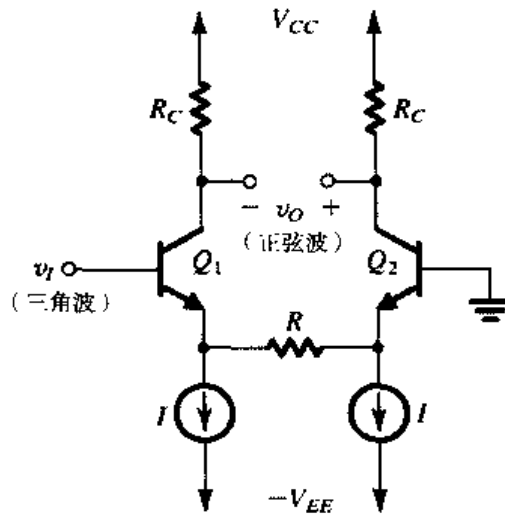


图 13.32 射极接有反馈电阻的差分对,用于实现三角波到正弦波的转换。电路的工作特性可以用图 13.30 表示

练习 D13.22 考虑如图 E13.22 所示的电路,要求采用三段折线逼近非线性特性 ($i=0.1v^2$),其中 v 的单位是 V, i 的单位是 mA。求电阻 R_1 、 R_2 和 R_3 的值使得电路在 $v=2\text{ V}$ 、 4 V 、 8 V 时的逼近效果最好。计算电压 $v=3\text{ V}$ 、 5 V 、 7 V 、 10 V 时的电流误差。假设二极管是理想的。

答案: $5\text{ k}\Omega$ 、 $1.25\text{ k}\Omega$ 、 $1.25\text{ k}\Omega$; -0.3 mA 、 $+0.1\text{ mA}$ 、 -0.3 mA 、 0

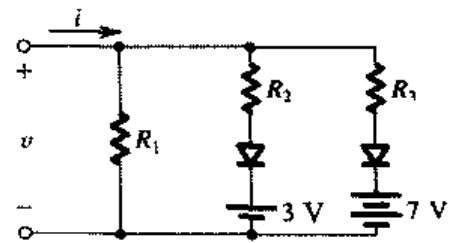


图 E13.22

练习 13.23 详细分析图 13.32 所示的电路,发现电路的最佳性能出现在电流源 I 和电阻 R 的值满足 $RI=2.5V_T$ 的时候,其中 V_T 是热电压。如果电路是这样设计的,那么电路的输入峰值必须是 $6.6V_T$,相应的跨接在电阻 R 上的正弦波信号峰值是 $2.42V_T$ 。设 $I=0.25\text{ mA}$ 、 $R_C=10\text{ k}\Omega$,求输出正弦信号 v_o 的峰值。

答案: 4.84 V

13.9 精密整流电路

第 3 章介绍的整流电路侧重于在设计直流电源时的应用。在这种应用中,被整流的电压通常远大于二极管的导通电压,二极管管压降的精确值不是整流电路工作的重要参数。然而,另外一些应用的情况却相反。比如仪表放大器,这种应用需要整流的信号幅度很小,比如 0.1 V ,这时传统的整流电路则无法使用。另外,仪表放大器要求整流电路具有精密传输特性的需求也在不断增加。

本节将要介绍由二极管和运算放大器结合在一起实现的具有精密传输特性的整流电路。精密整流器可以看成是一类特殊的波形整形电路,应用在仪表设备系统的设计中。第 3 章已经简单介绍了精密整流器,为方便读者阅读,这里把这部分内容再重复一遍。

13.9.1 精密半波整流器——超二极管

图 13.33 (a) 所示的是一个精密半波整流电路, 该电路由置于运算放大器负反馈回路上的二极管和电阻 R 组成, 电阻 R 是整流器的负载。电路的工作原理如下: 如果 v_I 达到正值, 运算放大器的输出电压 v_A 也是正的, 那么二极管导通并建立运算放大器的输出端和反向输入端之间的闭合回路。该负反馈回路使得运算放大器的两个输入端之间成为虚短路, 即运算放大器反向输入端的电压 (也就是运算放大器的输出电压 v_O) 等于 (在几个毫伏以内) 运算放大器同相端电压 v_I :

$$v_O = v_I \quad v_I \geq 0$$

注意, 简单半波整流电路中出现的失调电压 (约 0.5 V) 将不再出现。为了使运算放大器开始工作, 电压 v_I 只需比二极管管压降除以运算放大器环路增益所得到的电压值略大一些即可。换言之, 直线传输特性 $v_O \sim v_I$ 几乎可以通过原点, 因而电路非常适合于信号很小的应用场合。

现在考虑 v_I 变为负值时的情况。此时运算放大器的输出电压 v_A 会跟着成为负值, 二极管反偏, 没有电流流过电阻 R , 因此电压 v_O 维持为 0 V, 即 $v_I < 0$, $v_O = 0$ 。因为这种情况下的二极管是截止的, 所以运算放大器工作在开环状态, 输出等于负的饱和电平。

电路的传输特性如图 13.33 (b) 所示, 它几乎和理想半波整流电路的传输特性相同。非理想的二极管传输特性由于其处在运算放大器的负反馈回路中而几乎被完全掩盖。这是负反馈的另一种绝妙应用。运算放大器和二极管的组合 [如图 13.33 (a) 的虚线框所示] 称为“超二极管”。

美中不足的是, 图 13.33 所示的电路在 $v_I < 0$ 时 $v_O = 0$, v_I 的整个电压全部加在运算放大器的两个输入端之间, 一旦电压幅度超过几伏 (V), 运算放大器就会损坏, 除非电路备有“过电压保护” (大多数现代集成运算放大器都有这个性能)。另一个不足之处在于 v_I 小于 0, 运算放大器输出饱和。虽然对运算放大器而言没有危害, 但是仍然应该避免饱和。因为从饱和状态回到线性区域是需要一定时间的。时间上的延迟显然会降低电路的工作速度, 限制超二极管半波整流电路的工作频率。

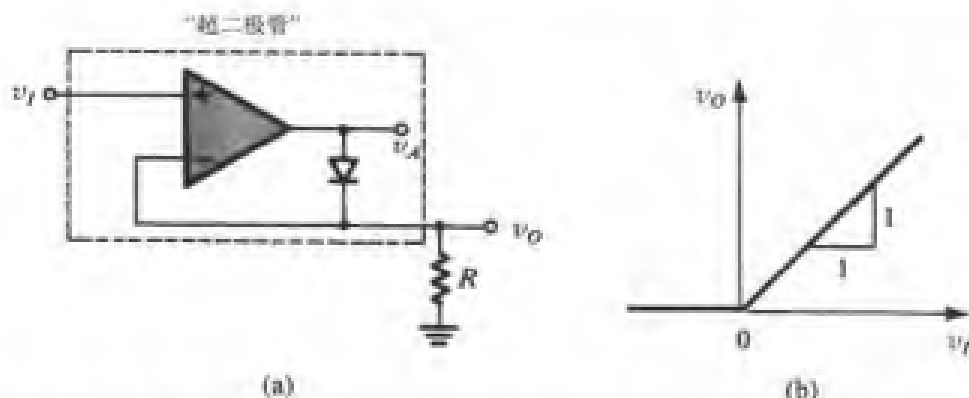


图 13.33 (a) “超二极管”精密半波整流器; (b) 近乎理想的传输特性。注意, 当 $v_I > 0$ 时, 二极管导通, 运算放大器为负载提供电流, 源被缓冲, 从而提高了性能。

13.9.2 另一种电路

能够避免上面提到的一些不足的另一款精密整流电路如图 13.34 所示。电路的工作原理如下: 如果 v_I 是正的, 二极管 D_2 导通并闭合运算放大器的负反馈回路。这时运算放大器的反向输入端成为虚地端, 运算放大器的输出被钳位在比地低一个导通电压的位置上。该负值电压使得 D_1 截止, 因而没有电流流过反馈电阻 R_2 , 因此整流电路的输出电压为 0。

当 v_i 向负值变化时, 运算放大器反向输入端的电压也趋于负值, 从而使运算放大器输出端的电压成为正值。这时二极管 D_2 处于反向偏置, 是截止的, 而二极管 D_1 却是导通的并通过电阻 R_2 建立了运算放大器的负反馈回路, 这将迫使运算放大器的反向输入端成为虚地端, 且流过反馈电阻 R_2 的电流等于流过输入电阻 R_1 的电流。当 $R_1 = R_2$ 时, 输出电压 v_o 变为

$$v_o = -v_i \quad v_i \leq 0$$

电路的传输特性如图 13.34 (b) 所示。注意, 与图 13.33 所示电路不同的是: 传输特性的斜率可以任意设定(包括设定为 1), 只要选择合适的 R_1 和 R_2 值即可。

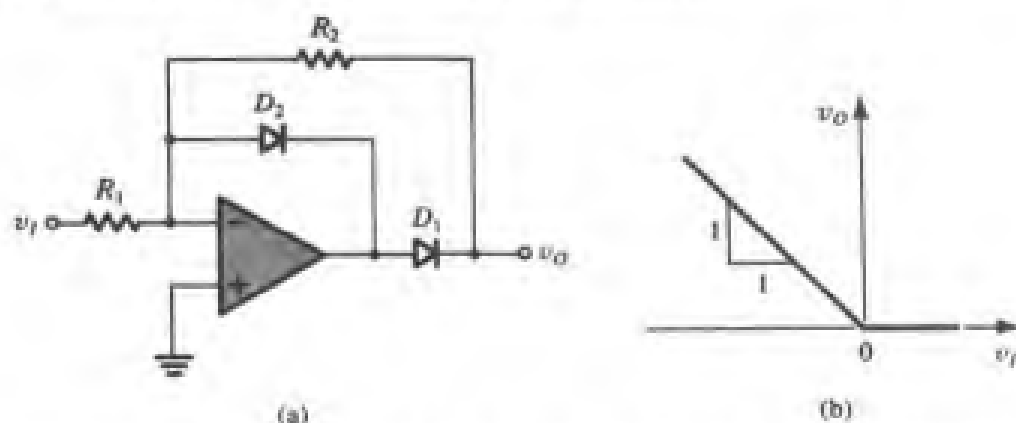


图 13.34 (a) 精密整流电路的改进形式: 二极管 D_2 在 D_1 截止时为运算放大器建立反馈回路, 避免运算放大器进入饱和状态; (b) $R_1 = R_2$ 时的传输特性

正如前面提到的那样, 改进后的电路的最大好处在于运算放大器的负反馈回路在所有工作时间内都是闭合的, 所以运算放大器一直工作在线性区, 从而避免了出现饱和的可能性, 当然也不会有从饱和区回到线性区所需要的延迟。二极管 D_2 跟踪运算放大器的输出电压, 当发现负值输入时, 输出电压被钳位在比 0 低一个二极管导通电压的位置上, 所以 D_2 也称为“跟踪二极管”。

13.9.3 应用——交流电压测量

本节讨论精密整流电路众多应用中的一个应用——交流电压表, 电路如图 13.35 所示。它由半波整流电路和一阶低通滤波器组成, 其中运算放大器 A_1 、二极管 D_1 、 D_2 和电阻 R_1 及 R_2 组成半波整流电路; 运算放大器 A_2 、电阻 R_3 及 R_4 和电容 C 组成一阶低通滤波器。如果输入正弦信号的峰值幅度是 V_p , 那么整流器的输出电压 v_1 就是峰值幅度为 $V_p R_2 / R_1$ 的半波信号, 对 v_1 傅里叶级数展开, 可以得到均值为 $(V_p / \pi)(R_2 / R_1)$ 的直流分量以及基波 ω 和它的谐波分量。为使所有高次谐波的幅度降到可以忽略的程度, 必须合理选择低通滤波器的角频率, 使其远低于输入信号的最低频率 ω_{\min} , 从而导致

$$\frac{1}{CR_4} \ll \omega_{\min}$$

因此输出电压 v_2 几乎就是一个直流分量, 其值为

$$V_2 = -\frac{V_p}{\pi} \frac{R_2}{R_1} \frac{R_4}{R_3}$$

其中, R_4/R_3 是低通滤波器的直流增益。注意, 该电压表测得的基本上是输入信号负半周的平均值, 但是可以对其进行标定, 从而提供输入信号的均方根读数值。

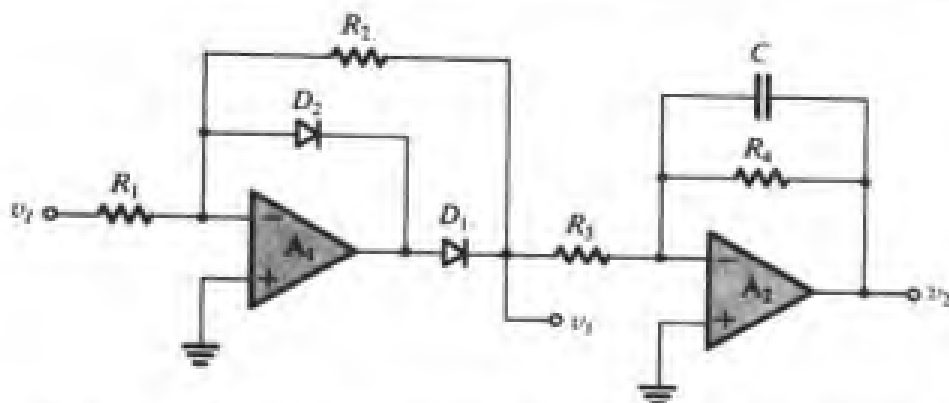


图 13.35 由精密半波整流器和一阶低通滤波器组成的简单交流电压表

练习 13.24 考虑图 13.33 (a) 所示的起二极管电路, 电阻 $R = 1 \text{ k}\Omega$ 。当输入电压为 10 mV 、 1 V 和 -1 V 时, 求整流器的输出电压值以及运算放大器的输出电压值。假设运算放大器是理想的, 输出饱和电压是 $\pm 12 \text{ V}$, 二极管在电流为 1 mA 时导通电压是 0.7 V , 电流每变化 10 mA , 导通电压则下降 0.1 V 。

答案: 10 mV , 0.51 V ; 1 V , 1.7 V ; 0 V , -12 V

练习 13.25 如果图 13.33 (a) 所示电路中的二极管接反了, 那么传输特性 $v_O - v_I$ 是什么结果?

答案: 当 $v_I \geq 0$ 时, $v_O = 0$; 当 $v_I \leq 0$ 时, $v_O = v_I$

练习 13.26 考虑图 13.34 (a) 所示的电路, 电阻 $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ 。当 $v_I = +1 \text{ V}$, -10 mV , -1 V 时, 求 v_O 和放大器的输出电压。假设运算放大器是理想的, 输出饱和电压为 $\pm 12 \text{ V}$ 。二极管在电流为 1 mA 时的压降是 0.7 V , 电压下降速度是 $0.1 \text{ V}/10 \text{ mA}$ 。

答案: 0 V , -0.7 V ; 0.1 V , 0.6 V ; 10 V , 10.7 V

练习 13.27 如果图 13.34 (a) 所示电路中的二极管接反了, 那么传输特性 $v_O - v_I$ 是什么结果?

答案: 当 $v_I \geq 0$ 时, $v_O = -(R_2/R_1)v_I$; 当 $v_I \leq 0$ 时, $v_O = 0$

练习 13.28 求图 E13.28 所示电路的传输特性。

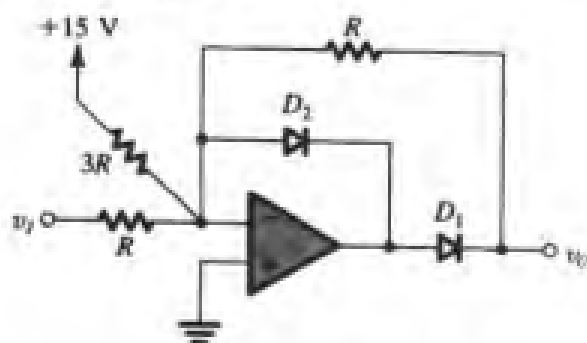


图 E13.28

答案: 当 $v_I \geq -5 \text{ V}$ 时, $v_O = 0$; 当 $v_I \leq -5 \text{ V}$ 时, $v_O = -v_I - 5$

13.9.4 精密全波整流器

现在我们来推导精密全波整流器的电路结构。从第 3 章中我们知道, 全波整流信号的实现是将输入信号的负半周波形反相并把它输入到另一个二极管整流电路中去, 然后再把两个整流器的输出合在一起输送到负载上。图 13.36 就是根据这样的设想得到的电路, 图中同样给出了各个不

同节点的电压波形。现在把二极管 D_A 用超二极管替代, 反相放大器和二极管 D_B 用图 13.34 所示的精密半波整流电路的反相电路替代, 这里没有使用跟踪二极管, 这样我们便得到了全波精密整流电路, 如图 13.37 (a) 所示。

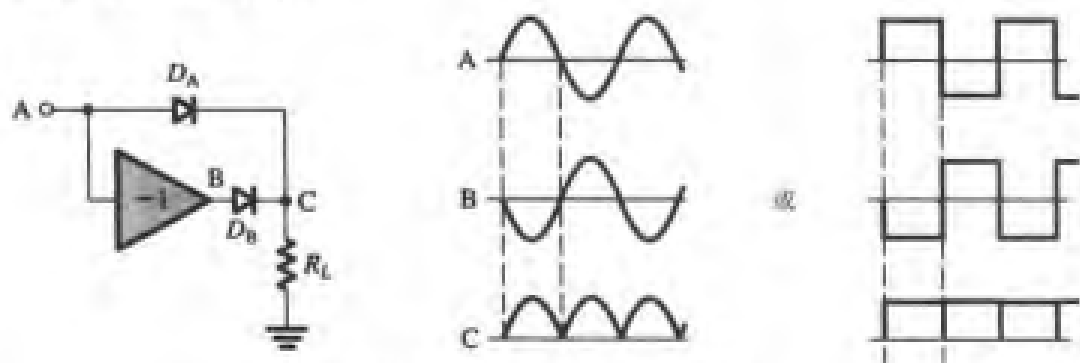


图 13.36 全波整流器的原理电路

为了理解图 13.37 (a) 所示的电路是如何工作的, 首先假设节点 A 输入的是正信号, 那么运算放大器 A_2 的输出是正的, 二极管 D_2 导通并通过 R_L 建立了运算放大器 A_2 的反馈回路, 从而建立了运算放大器 A_2 的两输入端之间的虚短路, 所以反向输入端的电压 (实际也是电路的输出电压) 就等于输入电压。即没有电流流过电阻 R_1 和 R_2 , 那么运算放大器 A_1 的反相输入端电压等于输入电压 (也是正的), 运算放大器 A_1 的输出端 (节点 F) 就是负的, 直到输出饱和, 在此阶段, 二极管 D_1 始终截止。

接下来考虑节点 A 进入负半周的情况。运算放大器 A_1 反相输入端的负值电压使得节点 F 的电压成为正值, 那么二极管 D_1 导通, 电阻 R_L 上有电流流过, 并且建立起运算放大器 A_1 的负反馈回路。这时运算放大器 A_1 的反相输入端成为虚地端, 两个阻值相等的电阻 R_1 和 R_2 迫使节点 C 的电压 (实际上也是电路的输出电压) 等于输入节点 A 的电压的负值, 即为正值, 它与节点 A 的负值电压相结合导致运算放大器 A_2 输出为负值饱和, 因此使二极管 D_2 保持截止状态。

完整的传输特性如图 13.37 (b) 所示, 这是一个理想的全波整流器的传输特性。“精密”的含义是指二极管的非线性特性被掩盖了, 这是因为二极管被置于运算放大器的负反馈回路上的结果。该电路是众多可能实现的精密整流电路中的一个, 也称为绝对值电路。另一个实现此功能的相关电路参见练习 13.30。

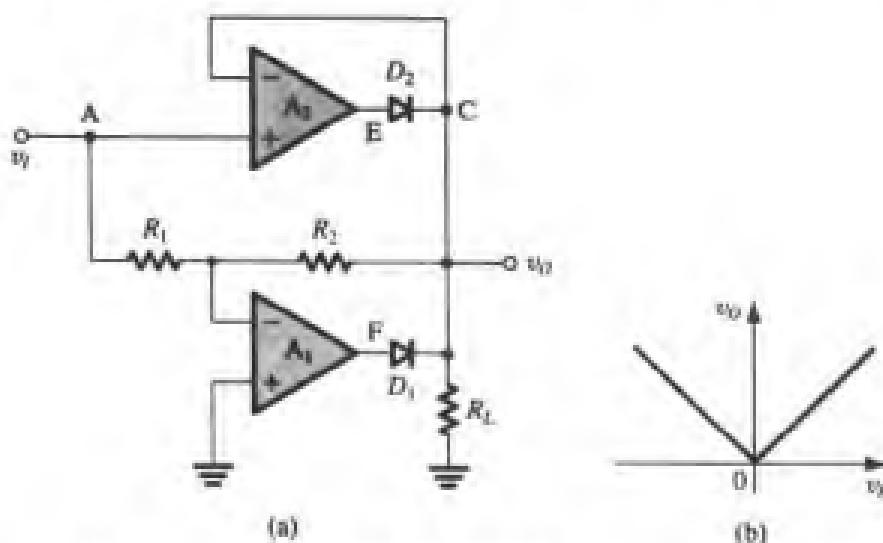


图 13.37 (a) 基于图 13.36 所示原理电路的全波整流器; (b) 电路 (a) 的传输特性曲线

练习 13.29 在图 13.37 (a) 所示的全波整流电路中, 设 $R_1 = R_2 = R_L = 10 \text{ k}\Omega$, 假设运算放大器是理想的, 只是输出饱和电压为 $\pm 12 \text{ V}$ 。当二极管流过 1 mA 的电流时, 其管压降为 0.7 V , 管压降下降速度是 $0.1 \text{ V}/10 \text{ mA}$ 。求 $v_I = +0.1 \text{ V}, +1 \text{ V}, +10 \text{ V}, -0.1 \text{ V}, -10 \text{ V}$ 时的节点电压 v_D, v_E, v_F 。

答案: $+0.1 \text{ V}, +0.6 \text{ V}, -12 \text{ V}; +1 \text{ V}, +1.6 \text{ V}, -12 \text{ V}; +10 \text{ V}, +10.7 \text{ V}, -12 \text{ V}; +0.1 \text{ V}, -12 \text{ V}, +0.63 \text{ V}; +1 \text{ V}, -12 \text{ V}, +1.63 \text{ V}; +10 \text{ V}, -12 \text{ V}, +10.73 \text{ V}$

练习 D13.30 图 E13.30 (a) 给出的是实现全波整流或者绝对值电路的框图, 图 E13.30 (b) 所示是电路的传输特性。电路框图由两个模块组成: 半波整流器和反向加权加法器。其中, 半波整流器可以采用图 13.34 (a) 所示的电路实现, 但是两个二极管均反接。证明该框图可以实现绝对值电路的功能, 然后画出完整的电路图, 并给出所有电阻的合理值。

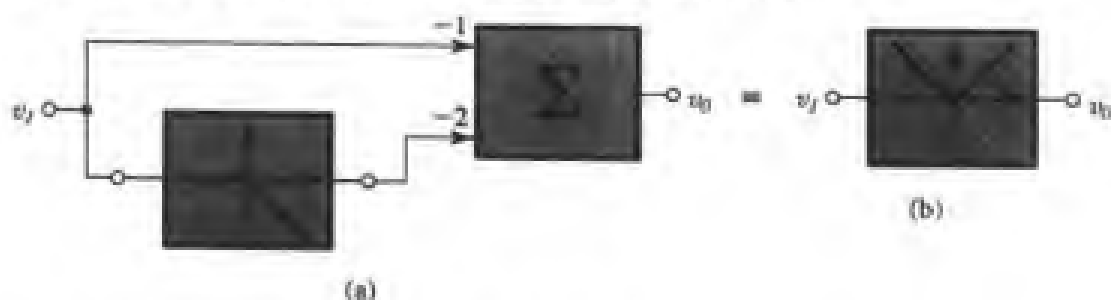


图 E13.30

13.9.5 精密桥式整流器在仪表中的应用

第 3 章曾讲过桥式整流电路和运算放大器结合在一起可以实现精密整流电路。图 13.38 给出的就是这样一个电路。电路提供大小为 $|v_A|/R$ 的电流以驱动动圈电流表 M, 电流表的指针读数和输入电压 v_A 的绝对值的均值成正比。电流表和运算放大器的非理想特性都被掩盖, 因为桥式电路被置于运算放大器的负反馈回路上。观察得到, 当 v_A 为正时, 从运算放大器输出端流出的电流流经 D_1, M, D_3 和 R ; 当 v_A 为负时, 从运算放大器输出端流出的电流流经 R, D_2, M 和 D_4 。不管 v_A 的极性如何, 运算放大器的负反馈回路始终是闭合的, 因此运算放大器输入端虚短路的结论使得加在电阻 R 上的电压实现了对 v_A 的复制。图 13.38 所示电路采用的是不太贵的动圈电流表, 却实现了相对精确的高输入阻抗的交流电压表。

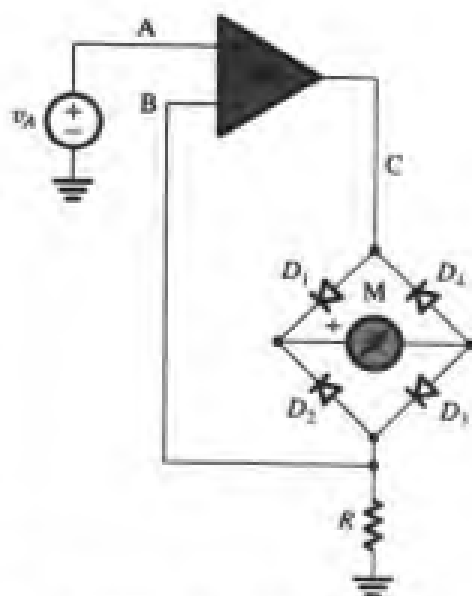


图 13.38 采用桥式二极管电路设计的交流电压表

练习 D13.31 求图 13.38 所示电路中电阻 R 的值, 以使输入正弦信号的均方根值为 5 V 时电流表可提供满量程刻度。设电流表 M 的参数是 $1 \text{ mA}, 50 \Omega$ (它的电阻是 50Ω , 当流过的平均电流是 1 mA 时, 电流表满量程)。运算放大器输出端的最大和最小电压大约是多少? 假设二极管具有 0.7 V 的恒定管压降。

答案: $45 \text{ k}\Omega; +8.55 \text{ V}; -8.55 \text{ V}$

13.9.6 精密峰值检波器

第 3 章讲过的峰值检波器中的二极管包含在运算放大器的负反馈回路上, 如图 13.39 所示,

这是一个精密峰值检波器电路。二极管和运算放大器的结合电路已被公认为超二极管电路,如图 13.33 (a) 所示。图 13.39 所示电路的工作原理很直观,当 v_i 大于输出电压时,运算放大器驱动二极管导通,负反馈回路闭合,运算放大器作为跟随器工作,输出电压跟随输入电压变化,运算放大器的输出同时提供电容的充电电流,该过程可以一直持续到输入电压达到峰值。一旦超过峰值,运算放大器输入端的输入电压会成为负值,导致运算放大器的输出变为负值并处在负的饱和电平上,这时二极管截止。除非电容能够通过负载电阻放电,否则电容两端的电压将维持在输入信号的正峰值上。如果电路是要检测输入信号正峰值的变化,那么电路中必须包含负载电阻。

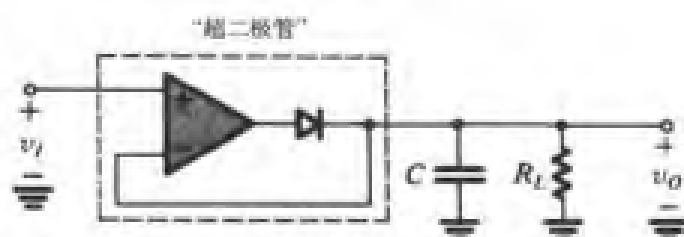


图 13.39 将二极管置于运算放大器的反馈回路上得到的精密峰值检波器

13.9.7 带缓冲的精密检波器

当峰值检波器需要有一段时间保持峰值电压的话,电容应该被缓冲,如图 13.40 所示。这里,运算放大器 A_2 接成电压跟随器,要求输入阻抗高,偏置电流低。剩下的电路和图 13.34 所示的半波整流电路非常相似。二极管 D_1 完成峰值检波器的基本功能,二极管 D_2 起跟踪二极管的作用,防止运算放大器 A_1 的反向饱和以及相关的延迟。在保持阶段,跟随器 A_2 通过 R 给 D_2 提供很小的电流,运算放大器 A_1 的输出被钳位在比输入电压低一个导通电压的数值上。现在,当输入电压 v_i 增加并超过电容 C 两端储存的电压值(该电压也等于电路的输出电压 v_o)时,运算放大器 A_1 的净输入电压是正的,所以运算放大器的输出将趋于正的饱和电平,因此二极管 D_2 截止, D_1 导通,电容 C 充电至输入电压的新的正峰值,然后电路回到保持状态。最后要注意的是电路的输出阻抗比较低。

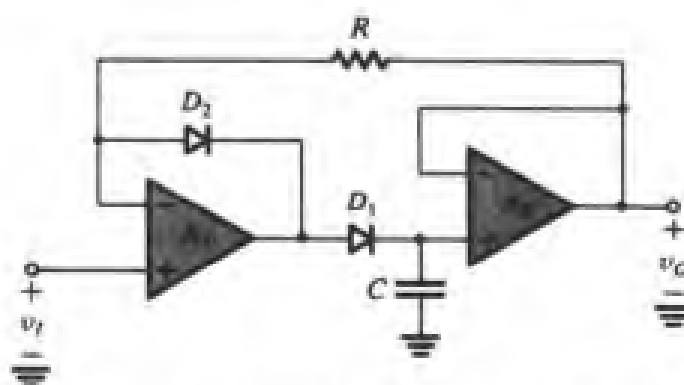


图 13.40 带缓冲的精密峰值检波器

13.9.8 精密钳位电路

采用超二极管取代第 3 章介绍的钳位电路中的二极管,便可以得到图 13.41 所示的精密钳位电路。该电路的工作原理留给读者解释。

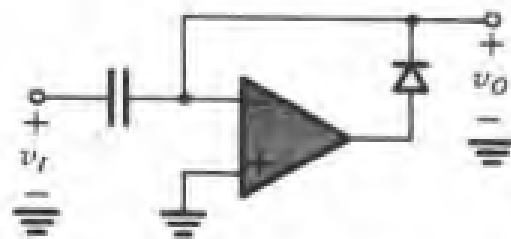


图 13.41 精密相位电路

13.10 SPICE 仿真实例

本章介绍的电路利用晶体管的非线性特性完成了许多任务。比如正弦波振荡器幅度的稳定、将三角波整形为正弦波等。虽然我们可以设计简单的方法对这些电路进行分析和设计，但是完全用纸和笔进行分析几乎是不可能的，设计者必须依赖计算机仿真来了解电路的内部运行过程以试验不同元件参数对电路性能的影响，从而优化设计。本节将给出两个例子来说明如何使用 SPICE 对振荡器电路进行仿真。

例题 13.1 文氏电桥振荡器

作为第一个例子，我们要对文氏电桥振荡器进行仿真，Capture 电路图如图 13.42 所示。选择元件参数，使得电路的振荡频率为 1 kHz。我们要分析电阻 R_{1a} 和 R_{1b} 在满足 $R_{1a} + R_{1b} = 50 \text{ k}\Omega$ 的条件下取不同数值时对电路性能的影响。由于电路振荡的平衡条件是 $(R_2 + R_{1b})/R_{1a} = 2$ （见练习 13.4），这时有 $R_{1a} = 20 \text{ k}\Omega$ ， $R_{1b} = 30 \text{ k}\Omega$ 。现在我们考虑三种情况：(a) $R_{1a} = 15 \text{ k}\Omega$ ， $R_{1b} = 35 \text{ k}\Omega$ ；(b) $R_{1a} = 18 \text{ k}\Omega$ ， $R_{1b} = 32 \text{ k}\Omega$ ；(c) $R_{1a} = 25 \text{ k}\Omega$ ， $R_{1b} = 25 \text{ k}\Omega$ 。这三种情况下的环路增益分别是 1.33、1.1 和 0.8。

在 PSpice 中，使用 741 运算放大器和 1N4148 的二极管来对图 13.42 所示电路进行仿真^①。设电容的初始电压为 0 V，我们对电路进行瞬态分析，由于运算放大器有失调电压，而且其值已经足以使电路产生振荡，所以不再需要外加电路来起振。图 13.43 所示是电路的仿真结果，图 13.43 (a) 所示是环路增益为 1.33 时电路的输出信号波形。观察发现，虽然电路已经起振，幅度稳定下来也很快，但是输出信号的失真很明显。图 13.43 (b) 所示是环路增益为 1.1 时电路的输出信号波形，我们发现输出失真很小，但是正如我们预期的那样，随着环路增益趋近于 1，从起振到幅度稳定所需要的时间也加长了，电路的振荡频率是 986.6 Hz，非常接近于我们的设计值 1 kHz，幅度是 7.37 V。最后，图 13.43 (c) 所示是环路增益为 0.8 时电路的输出信号波形，它证实了我们的分析，即环路增益低于 1，电路不能实现持续的振荡。

PSpice 还可以用于输出正弦波频谱的分析。只要采用傅里叶级数分析功能即可。对环路增益等于 1.1 的分析表明稳态响应的输出信号的 THD 为 1.88%。如果电路的输出取在运算放大器的输出端（即电压 v_A ），得到的 THD 是 2.57%，虽然该电压高于 v_{OUT} 的 THD 值，但不是非常高，因而运算放大器的输出端也不失为振荡电路满意的输出端口。

^① PSpice 提供 741 运算放大器和 1N4148 二极管的 SPICE 模型。741 运算放大器的特性可参见例题 2.9，二极管 1N4148 的特性可参见例题 3.10。

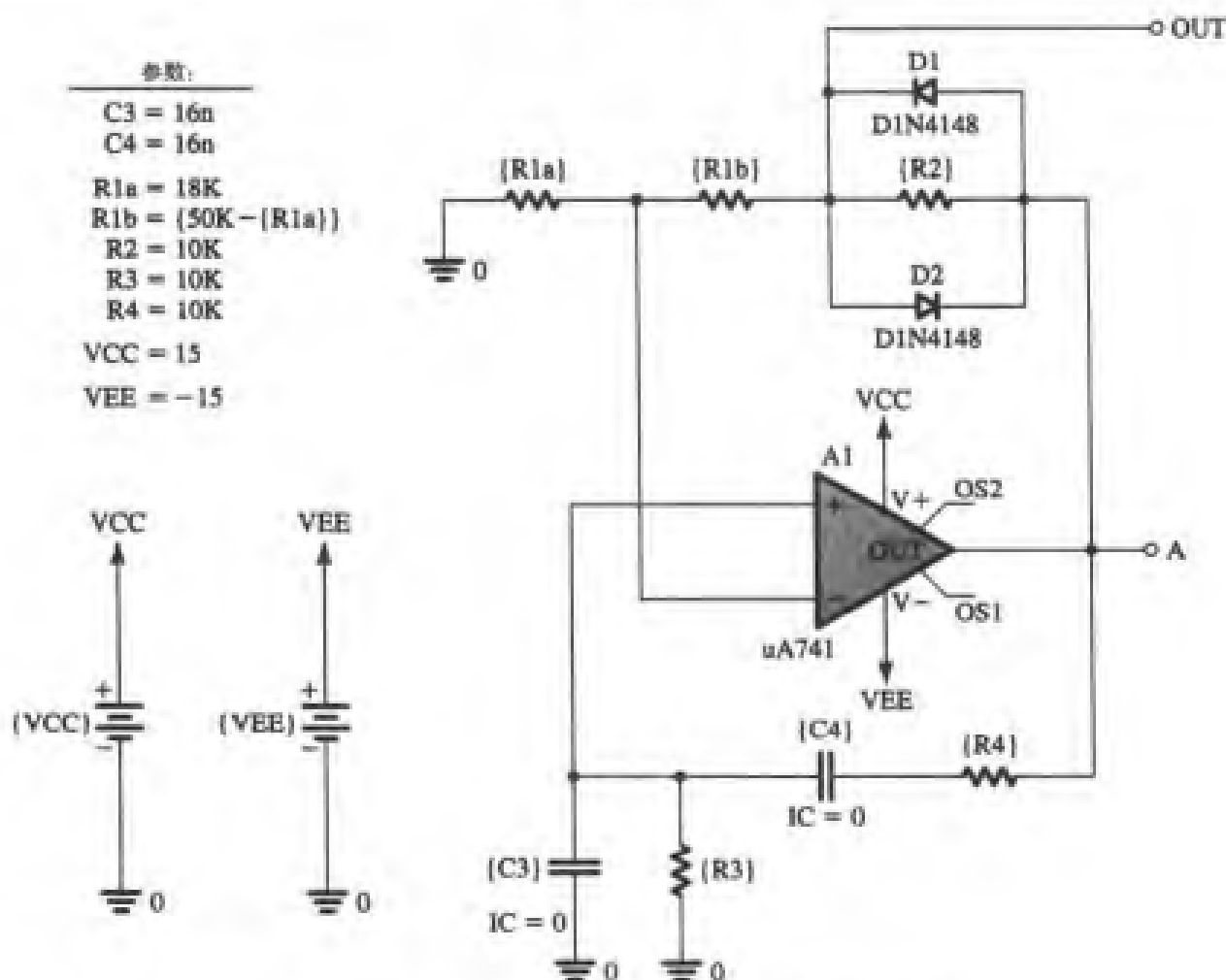


图 13.42 例题 13.1: 文氏电桥振荡器的 Capture 电路图

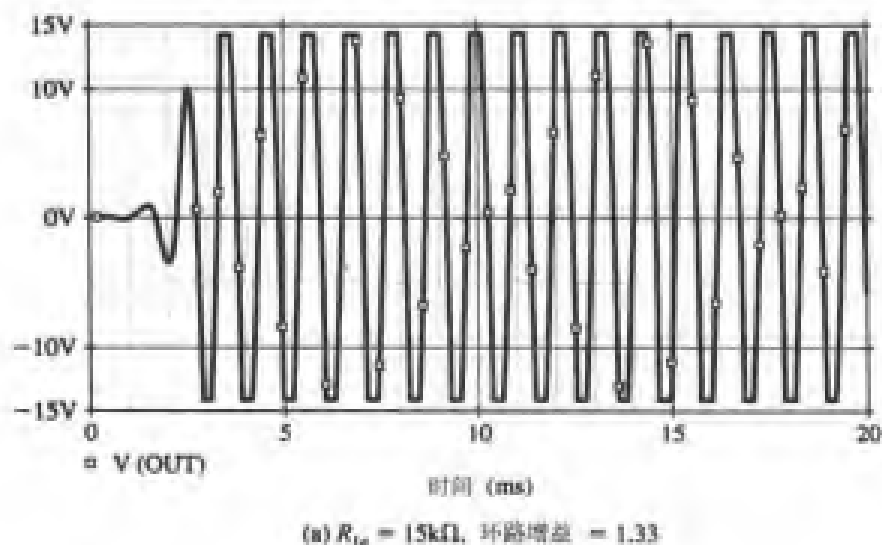
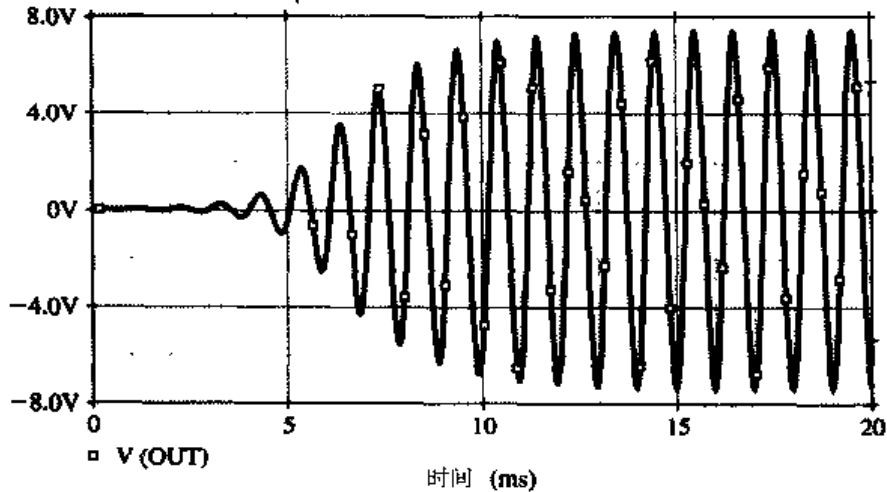
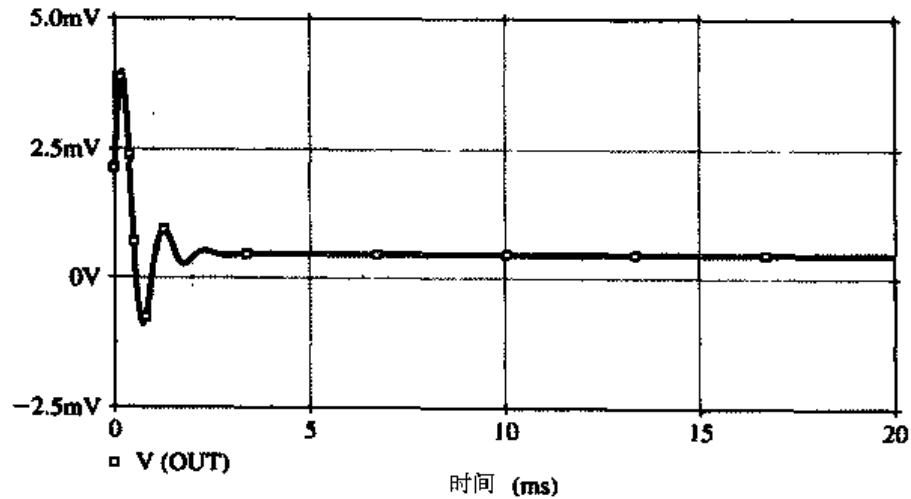


图 13.43 图 13.42 所示文氏电桥振荡器起振阶段的瞬态响应, 各波形对应环路增益为不同数值时的情况



(b) $R_{1a} = 18k\Omega$, 环路增益 ≈ 1.1



(c) $R_{1a} = 25k\Omega$, 环路增益 = 0.8

图 13.43(续) 图 13.42 所示文氏电桥振荡器起振阶段的瞬态响应, 各波形对应环路增益为不同数值时的情况 ■

例题 13.2 有源滤波调谐振荡器

在这个例子中, 我们要用 PSpice 来验证我们的观点, 那就是采用图 13.11 所示的有源滤波调谐电路可以实现性能非常优越的运算放大器振荡器。此外, 我们还要分析滤波器 Q 值的变化对振荡器输出正弦波频谱纯度的影响。

Capture 电路图如图 13.44 所示。该电路的中心频率是 1 kHz, 滤波器的品质因数 Q 在 $R_1 = 50 k\Omega$ 时为 5; 在 $R_1 = 200 k\Omega$ 时为 20。与例题 13.1 的文氏电桥一样, 这里采用的运算放大器是 741 型的, 二极管是 1N4148。PSpice 进行瞬态仿真时, 假设电容的初始电压等于 0。为了计算输出信号的傅里叶分量, 分析的时段需要选择得足够长以使得振荡器的输出达到稳定状态。输出达到稳定所需要的时间是受品质因数 Q 控制的, Q 值越大, 需要的时间越长。当 $Q = 5$ 时, 结合仿真实验和估算, 50 ms 的分析时段是可行的。为了作图的目的, 每个振荡周期用了 200 个点。

图 13.45 所示是瞬态分析的结果, 其中上面的图代表运算放大器 A_1 的输出信号 (电压 v_1), 下面的图代表跨接在二极管限幅器上的输出信号 (电压 v_2)。振荡信号的周期非常接近于 1 kHz 的设计值。正弦信号的幅度采用 Probe (PSpice 的图形界面) 分析的结果为 1.15 V (或者是峰-峰值 2.3 V)。注意, 该值要比练习 13.7 估算得到的值 (3.6 V) 低, 但是后者是基于每个导通二极管的管压降都是 0.7 V 的结果。图 13.45 中下面的图告诉我们, 二极管的管压降接近于 0.5 V, 准方

波信号的峰-峰值是 1 V。这样我们可以预计：输出正弦信号的峰-峰值比 3.6 V 低相同的比例，与实际情况接近。

PSpice 的傅里叶分析告诉我们输出正弦信号的 THD = 1.61%，把 Q 增加到 20（只要把电阻 R_1 增加到 200 k Ω ），重复仿真过程，发现 THD 下降到 1.01%，可见滤波器的 Q 值是一个非常有用的控制输出正弦信号 THD 的手段，从而证实了我们的预测。

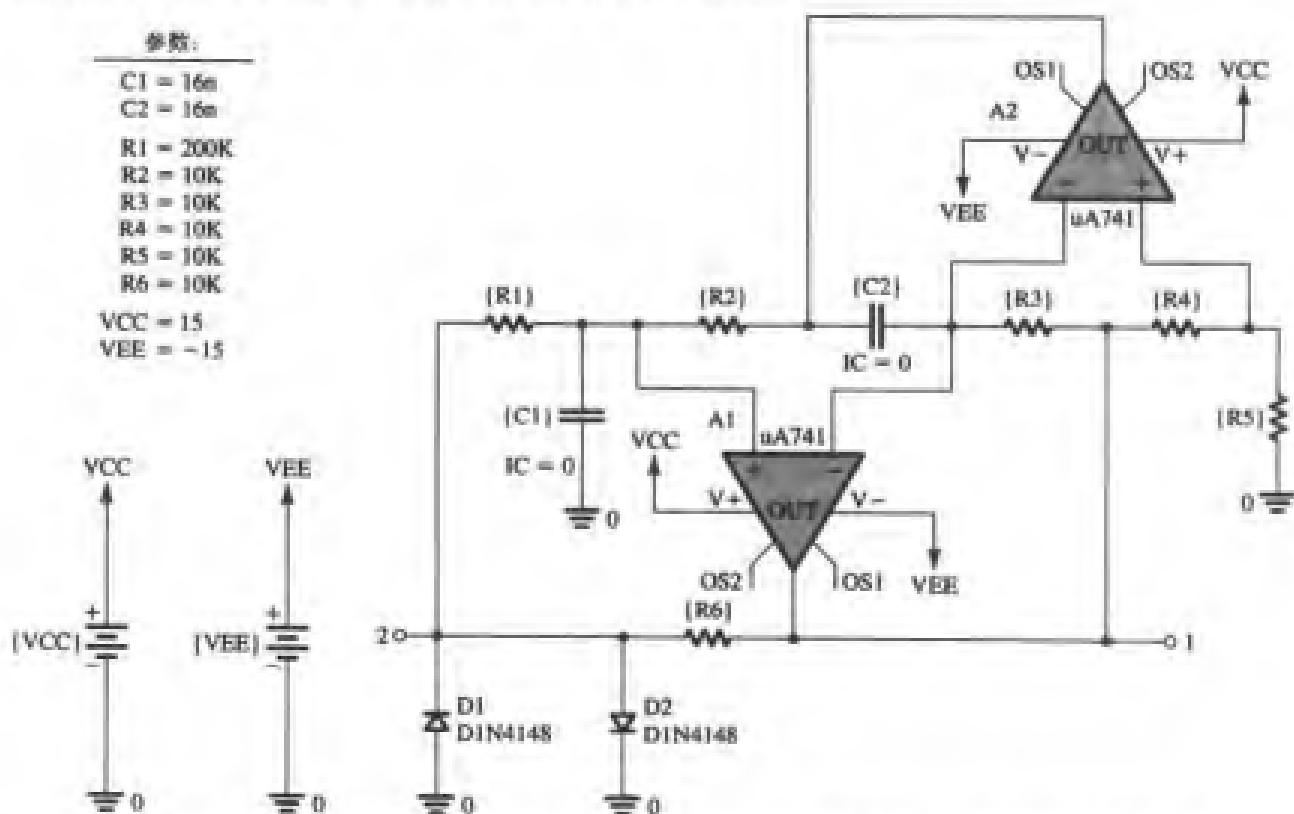


图 13.44 例题 13.2：有源滤波调谐振荡器的 Capture 电路图，调整电阻 R_1 的值以改变品质因数 Q

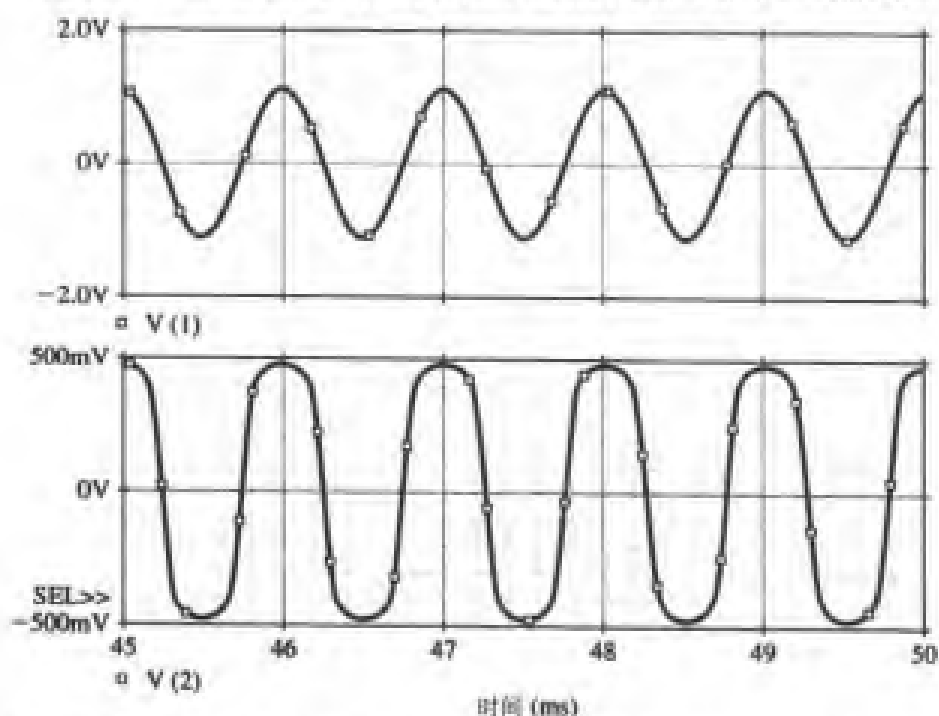


图 13.45 图 13.44 所示有源滤波调谐振荡器的输出波形， $Q = 5$ ($R_1 = 50$ k Ω)

小结

- 有两种不同类型的信号发生器：线性振荡器（实现某些形式的谐振）和非线性振荡器或称为函数发生器（用多谐振荡器实现开关特性）。
- 在放大器（运算放大器或者晶体管）反馈回路上放置选频网络可实现线性振荡器。只要振荡器在振荡频率上满足环路总相移等于 0 且环路增益的幅度等于或大于 1 的条件，电路就会振荡。
- 如果振荡器的环路增益幅度大于 1，输出幅度就会不断增大，直到非线性幅度控制起作用为止。
- 文氏电桥振荡器、移相振荡器、正交振荡器和有源滤波调谐振荡器是实现 1 MHz 以下振荡频率的最常用电路。这些电路都用到 RC 网络和运算放大器或者晶体管。更高振荡频率的振荡器一般采用 LC 调谐或者晶体调谐。常用的是考比兹电路。
- 晶体振荡器可提供可能的最高振荡频率的精度和稳定度。
- 多谐振荡器有三种：双稳态、单稳态和非稳态。用运算放大器实现的多谐振荡器在精度要求较高的模拟电路应用中很有用，用数字逻辑门电路实现的多谐振荡器参考第 11 章的内容。
- 双稳态多谐振荡器有两个稳定状态，它可以不确定地处于其中任何一个状态上。
- 单稳态多谐振荡器也称为单触发器，只有一个稳定状态，电路可以不确定地稳定在稳定态。当触发到来时，输出进入准稳态并维持一段时间，这个时间可以预定，因此产生的输出信号就是脉冲信号，其宽度可以设定。
- 非稳态多谐振荡器没有稳定状态。它在两个准稳态之间振荡，每一个状态上逗留的时间可以预置，得到的输出信号具有周期信号的形式。
- 含有积分器和双稳态多谐振荡器的反馈环可以产生三角波和方波信号。
- 555 计时器是一种商用 IC 芯片。它采用片外电阻和电容，能够实现高质量的单稳态和非稳态多谐振荡器。
- 三角波通过正弦波整形电路的作用能够得到正弦波。正弦波整形电路的实现可以采用二极管（或者晶体管）和电阻的结合，也可以采用具有非线性产生特性的放大器来逼近正弦函数。
- 将二极管和运算放大器结合起来可以实现精密整流功能，而且负反馈环路能够掩盖二极管的非理想特性。

习题

13.1 节：正弦波振荡器的基本原理

- *13.1 考虑一个正弦波振荡器电路，放大器有一个和频率无关的增益 A （其中 A 是正的），二阶带通滤波器的极点频率 ω_0 ，极点品质因数 Q ，中心频率增益 K 。
- (a) 求振荡频率，以及 A 和 K 满足持续振荡的条件。
 - (b) 推导 $d\phi/d\omega$ 的表达式，计算 $\omega = \omega_0$ 时的值。
 - (c) 利用 (b) 的结论，推导放大器传输函数的相角产生 $\Delta\phi$ 变化时得到的振荡频率的每单位变化率的表达式。

$$\text{提示：} \frac{d}{dx}(\tan^{-1} y) = \frac{1}{1+y^2} \frac{dy}{dx}$$

- 13.2 振荡器同习题 13.1 描述的一样, 增益 A 和 K 与频率无关, 证明极点位于半径为 ω_0 的圆上。求使得振荡器的极点位于以下位置时环路增益 AK 的值: (a) $j\omega$ 轴上; (b) s 平面右半部, 离 $j\omega$ 轴的水距离是 $\omega_0/(2Q)$ 。
- D13.3 画出正弦波振荡器的电路, 电路由同相组态的运算放大器和带通滤波器组成, 滤波器采用 RLC 谐振电路 [如图 12.18 (d) 所示] 实现。如果要得到持续的振荡, 问运算放大器的增益是多少? 振荡频率是多少? 当下列参数值发生 +1% 的变化时, 求振荡频率变化的百分比: (a) L ; (b) C ; (c) R 。
- 13.4 振荡器电路由一个互导放大器接一个作为负载的 RLC 谐振回路构成正反馈环组成, 其反馈回路是直接接至输入端 (即正反馈回路的反馈系数 β 等于 1) 来实现。设互导放大器的输入电阻是 $10\text{ k}\Omega$, 输出电阻是 $10\text{ k}\Omega$, LC 谐振回路的电感 $L = 10\text{ }\mu\text{H}$, $C = 1000\text{ pF}$, $Q = 100$ 。求电路振荡时的互导 G_m , 振荡频率是多少?
- 13.5 参考图 13.1 所示的振荡器电路, 选频网络的特性是: 在 ω_0 上有 20 dB 的幅度衰减和 180° 的相移。求保证电路起振的放大器允许的最小增益值和相移值。
- D13.6 考虑图 13.3 (a) 所示的电路, 移去电阻 R_f 以实现比较器的功能。求合适的电阻阻值, 使得比较器具有 $\pm 6\text{ V}$ 的输出电平, 限幅特性的斜率等于 0.1 。设直流电源电压是 $\pm 10\text{ V}$, 二极管的管压降是 0.7 V 。
- D13.7 考虑图 13.3 (a) 所示的电路, 移去电阻 R_f 以实现比较器的功能。画出传输特性曲线。如果直流电压 V_B 通过电阻 R_B 接到运算放大器的虚地端, 证明传输特性曲线将沿着 v_f 轴移到 $v_f = -(R_f/R_B)V_B$ 处。设使用的电源电压是 $\pm 15\text{ V}$, 求使得限幅电平为 $\pm 5\text{ V}$ 的合适的元件值, 比较器的门限电压是 $v_f = +5\text{ V}$ 。忽略二极管的管压降 (假设 $V_D = 0$)。比较器的输入电阻是 $100\text{ k}\Omega$, 限幅区域的斜率小于等于 0.05 V/V , 采用 5% 的标准电阻 (参见附录 G)。
- 13.8 齐纳二极管 Z_1 和 Z_2 的稳压值分别用 V_{Z1} 和 V_{Z2} 表示, 假设稳压管的正向导通电压是 0.7 V , 运算放大器是理想的, 画出并清楚地标注图 P13.8 所示电路的传输特性曲线 $v_O \sim v_I$ 。

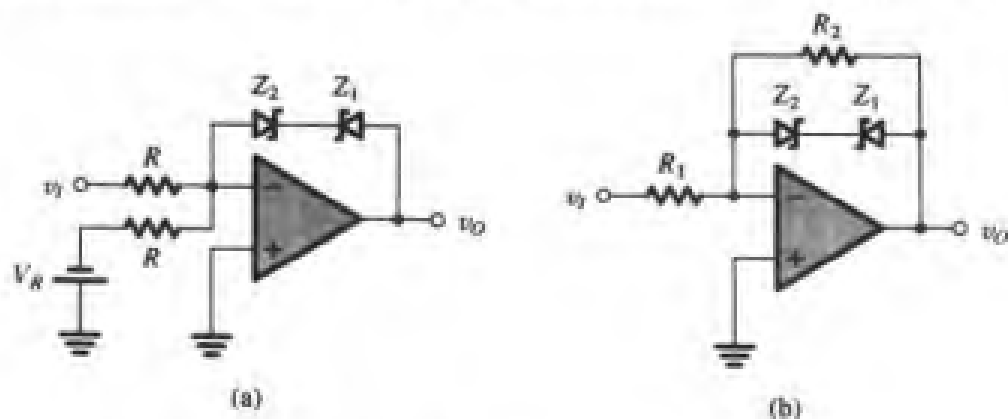


图 P13.8

13.2 节: 运算放大器 RC 振荡器电路

- 13.9 图 13.4 所示的是一个文氏电桥振荡器电路, 证明反馈网络的传输特性 $[V_d(s)/V_f(s)]$ 是一个带通滤波器, 求极点的 ω_0 和 Q 以及中心频率增益。
- 13.10 图 13.4 所示为文氏电桥振荡器, 设闭环放大器 (由运算放大器和电阻 R_1 与 R_2 组成) 在频率 $\omega = 1/CR$ 附近有 -0.1 rad 的相移, 求这种情况下振荡会在哪个频率上发生? 用 RC 表示。 [提示: 利用式 (13.11)。]

- 13.11 参考图 13.4 所示的文氏电桥振荡器电路, 利用式 (13.10) 的环路增益表达式, 求闭环系统的极点。给出极点 Q 的表达式, 并证明要使极点位于 s 平面右半部, R_2/R_1 的比值必须大于 2。
- D*13.12 再次讨论练习 13.3, 通过增加 R_3 和 R_6 的值来降低输出电压。如果输出电压的峰-峰值要求降至 10 V, 求电阻的阻值。如果 R_3 和 R_6 开路, 结果如何?
- 13.13 求图 P13.13 所示电路的 $L(s)$ 和 $L(j\omega)$ 及环路相移等于 0 时的频率和振荡所需的 R_2/R_1 值。
- 13.14 对图 P13.14 所示的电路重复习题 13.13。

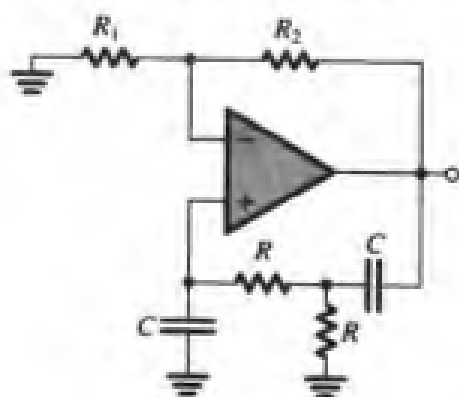


图 P13.13

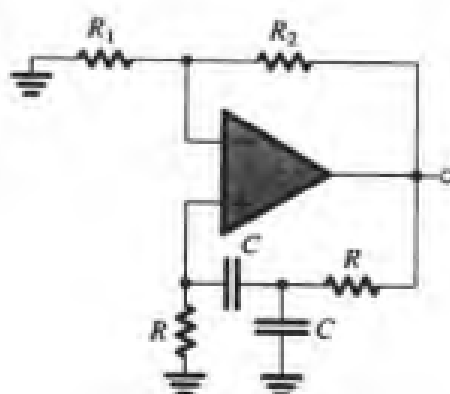


图 P13.14

- *13.15 考虑图 13.6 所示的电路, 用两个固定阻值的电阻取代 $50\text{ k}\Omega$ 的电位器, 即将一个 $10\text{ k}\Omega$ 的电阻接在运算放大器的反向输入端和地之间, 另一个电阻为 $18\text{ k}\Omega$ 。二极管采用 0.65 V 的电池与 $100\ \Omega$ 电阻相串联的模型, 求输出正弦信号的峰-峰值。
- D**13.16 重新设计图 13.6 所示的电路, 采用相同的电阻值, 电路工作在 10 kHz 的频率上。如果在 10 kHz 的频率上运算放大器有 5.7° (滞后) 的相移, 那么电路的振荡频率是多少? (假设运算放大器引入的相移在 10 kHz 附近不随频率变化。) 如果电路的工作要恢复为 10 kHz , 文氏电桥的并联电阻应该取何值? 比值 R_2/R_1 如何改变?
- *13.17 在图 13.8 所示电路最右边的电容上串接一个 $10\text{ k}\Omega$ 的电阻, 在节点 X 处断开整个环路, 求修改后电路 (忽略稳幅电路) 的环路增益 $A\beta$, 以及起振所需的电阻 R_f 和振荡频率 f_0 。
- D13.18 电路如图 P13.18 所示, 在节点 X 处断开环路, 求环路增益 (反过来求更简单, 用 V_o 表示 V_i)。当 $R = 10\text{ k}\Omega$ 时, 求使电路产生 10 kHz 的正弦波振荡信号的电容 C 和 R_f 值。

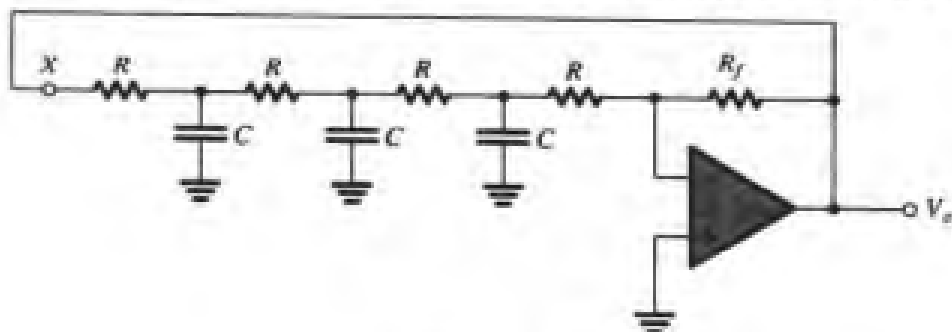


图 P13.18

- *13.19 考虑图 13.9 所示不包含限幅器的正交振荡器电路, 设电阻 R_f 等于 $2R/(1+\Delta)$, 其中 $\Delta \ll 1$, 证明特征方程的极点位于 s 平面右半部, 其值近似为 $s = (1/CR)[(\Delta/4) \pm j]$ 。
- *13.20 假设练习 13.7 的二极管钳位波形接近于理想方波, 谐振器的 $Q = 20$, 通过计算谐波的幅

度 (相对于基波) 来估算非线性失真:

- (a) 二次谐波
- (b) 三次谐波
- (c) 五次谐波
- (d) 到十次谐波为止的均方根值

注意, 幅度为 V 、频率为 ω 的方波可由下列级数表示:

$$\frac{4V}{\pi} \left(\cos \omega t - \frac{1}{3} \cos 3\omega t + \frac{1}{5} \cos 5\omega t - \frac{1}{7} \cos 7\omega t + \dots \right)$$

13.3 节: LC 振荡器与晶体振荡器

**13.21 图 P13.21 所示的是 4 个考比兹振荡器电路, 这些电路具有完整的偏置。对每一个电路, 求表征工作特性的方程, 并求振荡频率和起振的增益条件。

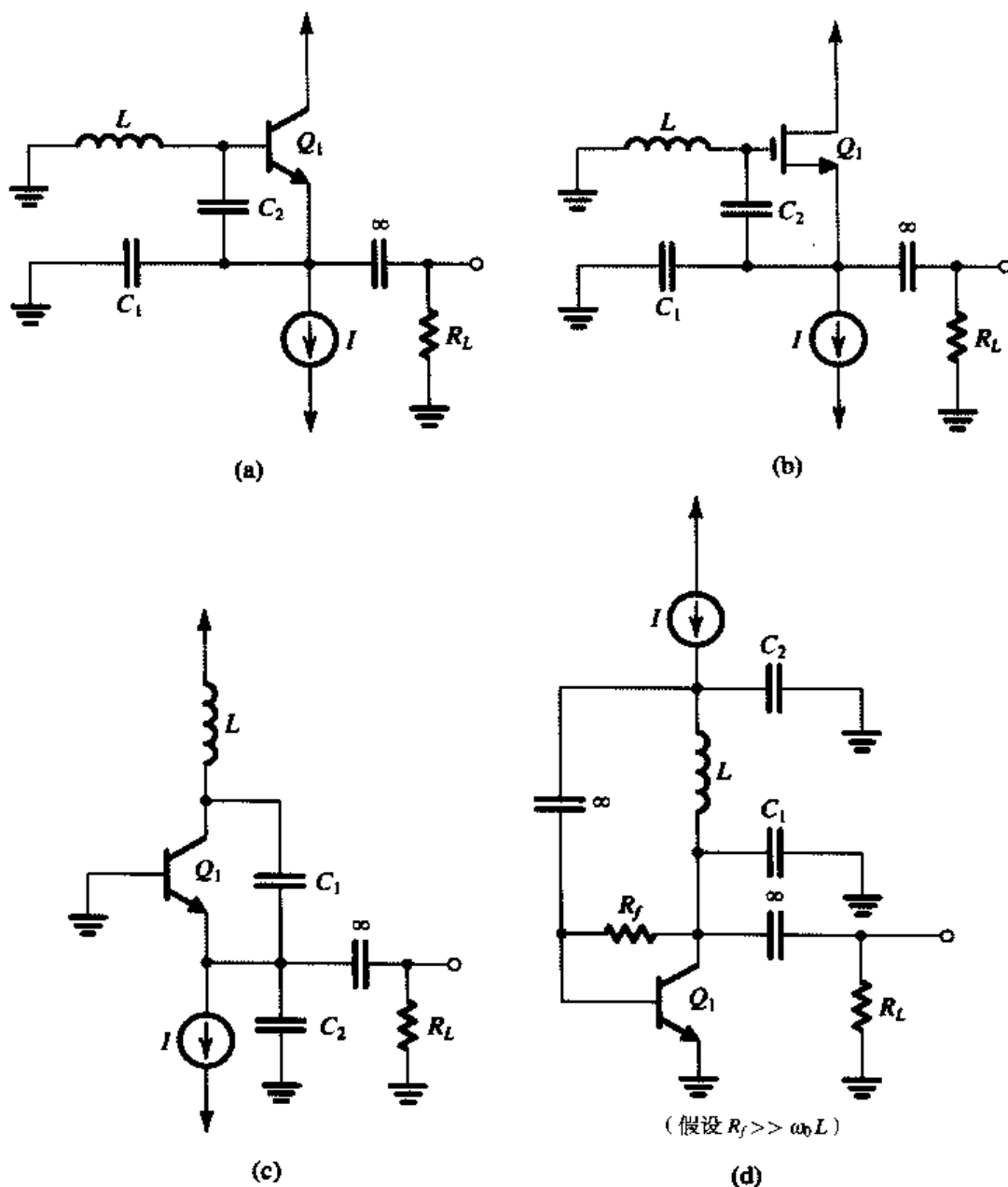


图 P13.21