

正弦波和非正弦波发生电路常常作为信号源被广泛应用于无线电通信及自动测量和自动控制等系统中。

本章论述产生正弦波振荡的条件,介绍正弦波振荡电路的基本组成和分析方法,讨论几种典型的  $RC$  正弦波振荡电路、 $LC$  正弦波振荡电路和石英晶体振荡电路的工作原理和特点;介绍几种常用的非正弦波发生电路的组成和工作原理,包括矩形波发生电路、三角波发生电路和锯齿波发生电路。

#### 4.1 正弦波振荡电路

在电子技术实验中经常使用的低频信号发生器就是一种正弦波振荡电路。大功率正弦波振荡电路还可以直接为工业生产提供能源,如高频加热炉的高频电源等。此外,超声波探测、无线电和广播电视信号的发送和接收等,都离不开正弦波振荡电路。

##### 4.1.1 自激振荡条件

扩音系统在使用中有时会发出刺耳的啸叫声,这就是自激振荡(self-oscillation)现象,其形成过程如图 4.1.1 所示。

###### 1. 自激振荡及其形成条件

如果在放大电路的输入端不接外加信号,但它的输出端仍有一定频率和幅度的信号输出,这种现象就是放大电路的自激振荡。工程上利用具有正反馈的放大电路产生自激振荡。

图 4.1.2 所示为具有正反馈的放大电路方框图。设基本放大电路的开环电压放大倍数  $\dot{A} = |\dot{A}| \angle \varphi_a$ , 反馈电路的反馈系数  $\dot{F} = |\dot{F}| \angle \varphi_f$ 。

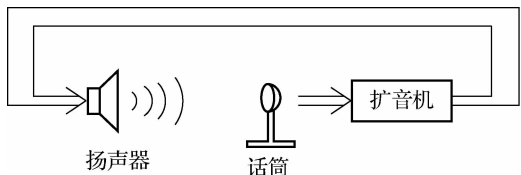


图 4.1.1 自激振荡现象

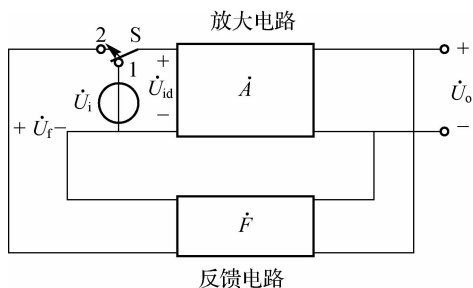


图 4.1.2 具有正反馈的放大电路方框图

当开关  $S$  接在 1 端时,基本放大电路有外部输入正弦信号  $\dot{U}_i$ ,其输出电压  $\dot{U}_o = \dot{A}\dot{U}_i$ , $\dot{U}_o$  经反馈电路后得到反馈电压  $\dot{U}_f = \dot{F}\dot{U}_o$ 。再将开关  $S$  接至 2 端,如果调节  $\dot{F}$ ,使  $\dot{U}_f$  与  $\dot{U}_i$  大小

相等、相位相同,即  $\dot{U}_f = \dot{U}_i$ ,则可用  $\dot{U}_f$  代替  $\dot{U}_i$ ,于是放大器的输出电压  $\dot{U}_o$  将保持不变。这样,放大器不需要外接输入电压信号,而是通过正反馈来维持一定的输出电压,这就形成了自激振荡。

可见,形成自激振荡必须满足以下条件。

$$\dot{U}_f = \dot{F}\dot{U}_o = \dot{A}\dot{F}\dot{U}_i = \dot{U}_i$$

所以可得

$$\dot{A}\dot{F} = 1 \quad (4.1.1)$$

因为  $\dot{A}$  和  $\dot{F}$  都是复数,故可表示为

$$\dot{A}\dot{F} = |\dot{A}| \angle \varphi_a \cdot |\dot{F}| \angle \varphi_f = |\dot{A}\dot{F}| \angle (\varphi_a + \varphi_f) = 1$$

因此,要产生自激振荡必须满足以下两个条件。

(1) 相位平衡条件,即

$$\varphi_a + \varphi_f = 2n\pi, n=0, 1, 2, \dots \quad (4.1.2)$$

因此,反馈电压与原来的输入电压必须是同相位的,即必须是正反馈信号。

(2) 振幅平衡条件,即

$$|\dot{A}\dot{F}| = 1 \quad (4.1.3)$$

即反馈电压要与原来的输入电压在数值上相等,这就是说要有足够的反馈量。

满足了相位平衡条件,电路才有可能起振;满足了振幅平衡条件,振荡才能维持,两个条件缺一不可。

## 2. 自激振荡的起振及其稳定

实际的振荡并不像图 4.1.2 所示的那样需要最初的外加信号  $\dot{U}_i$  来激励,用以产生起振信号。这个最初的输入信号(起振信号)是由振荡电路中存在着各种电的扰动所引起的。例如,接通电源所引起的电冲击、放大器内部的噪声等。扰动信号通常都是非正弦信号,它包含着各种频率的谐波分量,其中所有不符合振荡条件的谐波都很快衰减而消失,只有符合振荡条件且频率为  $f_0$ (这里假设为  $f_0$ )的谐波分量才能成为起振信号。此时只有存在  $|\dot{A}\dot{F}| > 1, \varphi_a + \varphi_f = 2n\pi$  的条件,才能建立起稳定的振荡。从  $|\dot{A}\dot{F}| > 1$  到  $|\dot{A}\dot{F}| = 1$ ,这是自激振荡建立的过程。而式(4.1.3)所表达的则是振荡电路已进入稳幅振荡的振幅平衡条件。

振荡的建立和稳定过程可通过图 4.1.3 说明。

反馈特性曲线是输出电压  $\dot{U}_o$  与反馈电压  $\dot{U}_f$  之间的关系曲线,由于反馈网络通常是由线性元件组成的,所以,其特性曲线是一条直线,如图 4.1.3 中的  $OF$  所示。振幅特性曲线则是放大电路输出电压  $\dot{U}_o$  与输入电压  $\dot{U}_i$ (反馈电压  $\dot{U}_f$ )之间的关系曲线。在  $\dot{U}_i$  较小时,振幅特性基本上是线性的;随着  $\dot{U}_i$  的增加,放大器中的晶体管逐渐进入其特性曲线的非线性区,晶体管的电流放大系数  $\beta$  也就逐渐减小,进而使电压放大倍数  $\dot{A}$  减小,从而使振幅特性曲线趋向水平,如图 4.1.3 中的曲线  $OA$  所示。此后放大器的放大倍数  $\dot{A}$  将逐渐降低,直至两条曲线交于  $P$  点时,振荡振幅便不再继续增大,输出稳定的  $\dot{U}_{OP}$ 。

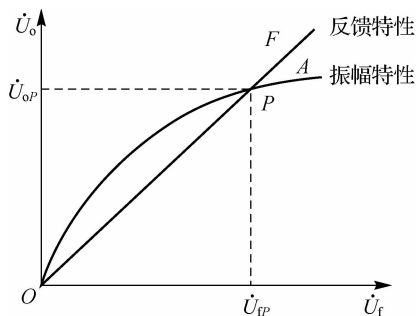


图 4.1.3 振荡的建立和稳定过程

自激振荡的起振波形如图 4.1.4 所示。

放大电路在接通电源的瞬间,随着电源电压由零开始突然增大,电路受到扰动,在放大器的输入端产生一个微弱的扰动电压  $u_i$ ,经放大器放大,正反馈,再放大,再反馈……如此反复循环,输出信号的幅度很快增加。这个扰动电压包括从低频到甚高频的各种频率的谐波成分。为了能得到所需要频率(设为  $f_0$ )的正弦波信号,必须增加选频网络,只有与选频网络谐振频率一致的信号能通过,其他频率的信号被抑制,在输出端就会得到图 4.1.4 中  $ab$  段所示的起振波形。

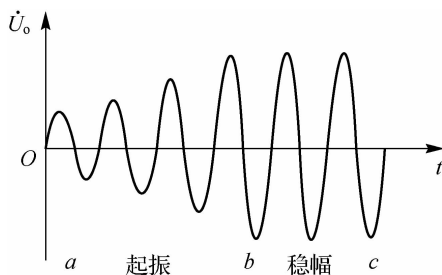


图 4.1.4 自激振荡的起振波形

那么,振荡电路在起振后,振荡幅度会不会无休止地增长下去了呢?这就需要增加稳幅环节,当振荡电路的输出达到一定幅度后,稳幅环节就会使输出减小,维持一个相对稳定的稳幅振荡,如图 4.1.4 的  $bc$  段所示。也就是说,在振荡建立的初期,必须使反馈信号大于原输入信号,反馈信号一次比一次大,才能使振荡幅度逐渐增大;当振荡建立后,还必须使反馈信号等于原输入信号,才能使建立的振荡得以维持下去。

综上所述,正弦波振荡电路一般都包含四个基本组成部分:放大电路、正反馈网络、选频网络和稳幅环节。在很多正弦波振荡电路中,选频网络和反馈网络结合在一起,同一网络既有选频作用,又兼有反馈作用。

### 3. 正弦波振荡电路的分类

通常,选频网络可以由  $RC$  元件组成,也可以由  $LC$  元件组成,有的选频网络还采用石英晶体。因此,根据选频网络组成元件的不同,正弦波振荡电路可分为  $RC$  正弦波振荡电路、 $LC$  正弦波振荡电路和石英晶体正弦波振荡电路等。 $RC$  振荡电路一般用来产生  $1\text{ Hz} \sim 1\text{ MHz}$  的低频信号, $LC$  振荡电路主要用来产生  $1\text{ MHz}$  以上的高频信号。无论是  $RC$  还是  $LC$  正弦波振荡器,其振荡频率的稳定度都不是很高。石英晶体振荡器具有很高的频率稳定度,应用于要求稳定度高的电子设备中。

## 4.1.2 $RC$ 正弦波振荡电路

### 1. 电路原理

图 4.1.5 所示是  $RC$  桥式正弦波振荡器电路。这个电路由两部分组成,即放大器和具有选频特性的反馈网络。放大器是由集成运放组成的电压串联负反馈放大器,选频网络是由串并联  $RC$  网络组成。由于  $Z_1$ 、 $Z_2$  和  $R_1$ 、 $R_f$  形成四臂电桥,电桥的对角线顶点接至放大器的两个输入端,故名  $RC$  桥式振荡器,又称文氏桥振荡器。由  $R_f$ 、 $R_1$  组成的负反馈电路,用以控制放大器的电压放大倍数,即  $\dot{A} = 1 + \frac{R_f}{R_1}$ 。由于  $R_f$ 、 $R_1$  和运放组成电压串联负反馈,故又具有输入阻抗高和输出阻抗低的特点,有效防止了  $r_i$ 、 $r_o$  对  $RC$  串并联网络选频特性的影响,保证了振荡频率的准确性。而串并联  $RC$  网络既组成正反馈电路决定正反馈系数  $\dot{F}$ ,同时又是选频电路,用以决定振荡器的振荡频率。

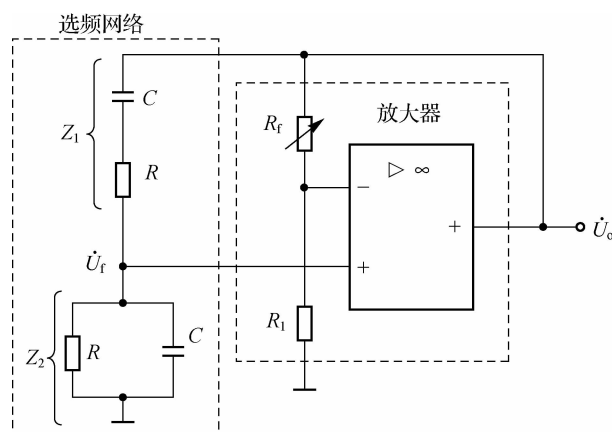


图 4.1.5 RC 桥式正弦波振荡电路 (文氏电桥振荡器)

## 2. RC 串并联选频网络的选频特性

图 4.1.6(a)所示为 RC 串并联电路,图中  $\dot{U}_o$  对 RC 串并联电路而言是输入电压,它由放大器的输出端引过来, $\dot{U}_f$  对 RC 串并联电路而言是输出电压,作为放大器同相端的输入电压。

首先定性分析电路的频率特性。为了讨论方便,假定输入电压  $\dot{U}_o$  是正弦波信号电压,其频率可变,而幅值保持恒定。

当频率足够低时,  $\frac{1}{\omega C} \gg R$ , 此时选频网络可近似用图 4.1.6(b)所示的低频等效电路表示。随着  $\omega$  的下降,输出电压  $\dot{U}_f$  幅值将减小,输出电压  $\dot{U}_f$  超前于输入电压  $\dot{U}_o$  的相位角  $\varphi_f$  也就越大,但超前角  $\varphi_f$  的最大值小于  $90^\circ$ 。

当频率足够高时,  $\frac{1}{\omega C} \ll R$ , 则选频网络近似用图 4.1.6(c)所示的高频等效电路来表示。这是一个相位滞后的 RC 电路,频率越高,输出电压  $\dot{U}_f$  幅值越小,输出电压  $\dot{U}_f$  滞后于输入电压  $\dot{U}_o$  的相位角  $\varphi_f$  越大。同样,滞后角  $\varphi_f$  的最大值也小于  $90^\circ$ 。

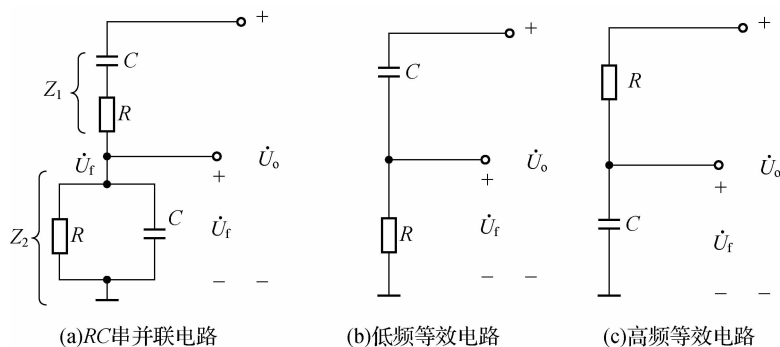


图 4.1.6 RC 串并联电路

综合以上分析可以推出,在某一确定频率下,其输出电压幅值可能有某一最大值;同时,在相位角  $\varphi_f$  从超前到滞后的过程中,在某一频率  $f_0$  下必有  $\varphi_f = 0$ 。

下面进行定量分析。由图 4.1.6(a)所示 RC 串并联电路可得,  $Z_1 = R + \frac{1}{j\omega C}$  和  $Z_2 = R // \frac{1}{j\omega C}$ , 则得

$$\dot{F} = \frac{\dot{U}_f}{\dot{U}_o} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{\frac{R}{1+j\omega RC}}{R + \frac{1}{j\omega C} + \frac{R}{1+j\omega RC}} = \frac{1}{3 + j\left(\omega RC - \frac{1}{\omega RC}\right)} \quad (4.1.4)$$

当式(4.1.4)分母中虚部系数为零时, RC 串并联网络的相角为零。满足这个条件的频率可由式(4.1.4)求出

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \text{ 或 } f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (4.1.5)$$

将式(4.1.5)代入式(4.1.4)得

$$\dot{F} = \frac{1}{3 + j\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)} \quad (4.1.6)$$

因此有

$$|\dot{F}| = \frac{1}{\sqrt{3^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}} \quad (4.1.7)$$

和

$$\varphi_f = -\arctan \frac{\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)}{3} \quad (4.1.8)$$

由式(4.1.7)及式(4.1.8)可知, 当  $\omega_0 = \frac{1}{RC}$  或  $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$  时, 幅频响应的幅值为最大, 即

$$|\dot{F}|_{\max} = \frac{1}{3} \quad (4.1.9)$$

而相频响应的相位角为零, 即

$$\varphi_f = 0 \quad (4.1.10)$$

由式(4.1.9)和式(4.1.10)可得 RC 串并联选频网络的频率特性, 如图 4.1.7 所示。

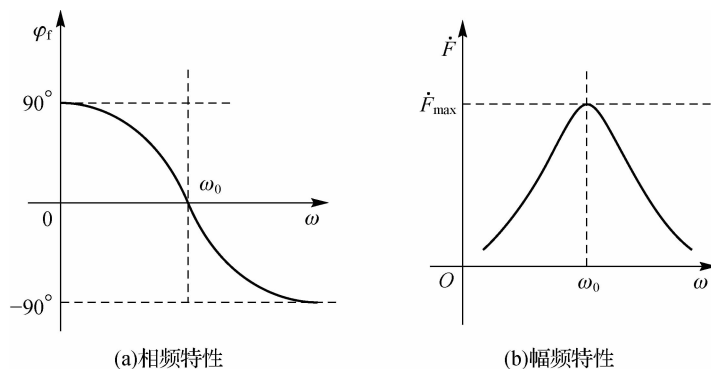


图 4.1.7 RC 串并联电路的频率特性

由图 4.1.7 可见,除  $\omega_0$  点之外,在其他频率时,  $\varphi_f$  均不为零,且  $\dot{F}$  很小,不满足自激振荡的两个条件。这就是 RC 串并联电路所具有的选频特性。

### 3. 起振与波形的改善

放大电路的电压放大倍数  $\dot{A}$  通常选得略大于 3 即可起振。如果  $\dot{A}$  选得过大,起振虽然容易,但振幅将受到放大器非线性特性的影响,波形将会失真。为了改善振荡波形,常在运放的反相输入端加入适量的负反馈(由  $R_f$  和  $R_1$  组成的反馈电路确定)以限制  $\dot{A}$  值,使振荡器工作在放大器件特性曲线的线性区。

在图 4.1.5 中,  $\dot{A} = 1 + \frac{R_f}{R_1}$ ,起振时须满足  $R_f > 2R_1$ ;稳定振荡时,调节  $R_f$  或  $R_1$  使  $R_f = 2R_1$  即可。

综上所述,对图 4.1.5 所示的 RC 桥式振荡器,只要参数取得合适,集成运放就将工作在电压传输特性曲线的线性区,便可产生单一频率的正弦波振荡,其振荡频率可由  $f = f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$  计算。

### 4. 稳幅环节

对于图 4.1.5 所示的电路,调整  $R_1$  或  $R_f$  可以使输出电压达到或接近正弦波。然而,由于温度、电源电压或元件参数的变化,将会破坏  $\dot{A}\dot{F} = 1$  的条件,使振幅发生变化。当  $\dot{A}\dot{F} = 1$  增加时,将使输出电压产生非线性失真;反之,当  $\dot{A}\dot{F} = 1$  减小时,将使输出波形消失(停振)。因此,必须采取措施,使输出电压幅度达到稳定。

实现稳幅的方法是使电路的  $R_f/R_1$  值随输出电压幅度增大而减小。例如,  $R_f$  用一个具有负温度系数的热敏电阻代替,当输出电压  $u_o$  增加使  $R_f$  的功耗增大时,热敏电阻  $R_f$  减小,放大器的增益  $\dot{A} = 1 + \frac{R_f}{R_1}$  下降,使输出电压  $u_o$  的幅值下降。如果参数选择合适,可使输出电压幅值基本恒定,且波形失真较小。同理,  $R_1$  用一个具有正温度系数的电阻代替,也可实现稳幅。稳幅的方法还有很多,读者可自行分析。

## 4.1.3 LC 正弦波振荡电路

LC 正弦波振荡电路的构成与 RC 正弦波振荡电路相似,包括放大电路、正反馈网络、选频网络和稳幅电路。LC 正弦波振荡电路主要用来产生高频正弦波信号,常见的 LC 正弦波振荡电路有变压器反馈式、电感三点式和电容三点式,电路中的选频网络由 LC 并联谐振电路构成,正反馈网络因不同类型的 LC 正弦波振荡电路而有所不同。

### 1. LC 谐振电路的频率特性

LC 并联谐振电路如图 4.1.8 所示,其中,  $R$  表示回路的等效损耗电阻。由图可知,LC 并联回路的等效阻抗为

$$Z = \frac{1}{j\omega C} // (R + j\omega L) = \frac{\frac{1}{j\omega C}(R + j\omega L)}{\frac{1}{j\omega C} + R + j\omega L} \quad (4.1.11)$$

考虑到通常有  $R \ll \omega L$ ,所以

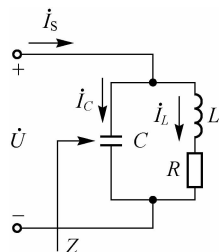


图 4.1.8 LC 并联谐振电路

$$Z = \frac{L/C}{R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)} \quad (4.1.12)$$

由式(4.1.12)可知,LC 并联谐振电路具有以下特点。

(1) 谐振频率为

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \text{ 或 } f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \quad (4.1.13)$$

(2) 谐振时,电路的等效阻抗为纯电阻性质,并达到最大值,即

$$Z_0 = \frac{L}{RC} = Q\omega_0 L = \frac{Q}{\omega_0 C} \quad (4.1.14)$$

式中,  $Q = \omega_0 \frac{L}{R} = \frac{1}{\omega_0 CR} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$ , 称为回路品质因数,其值一般为几十至几百,即  $Q \gg 1$ 。

由式(4.1.12)可画出电路的阻抗频率响应和相频响应,如图 4.1.9 所示。可见,  $R$  值越小,  $Q$  值越大,谐振时的阻抗值就越大,相角频率变化的程度越急剧,选频效果越好。

(3) 谐振时输入电流与电路电流之间的关系如下。

$$\begin{aligned} \dot{U} &= \dot{I}_s Z_0 = \dot{I}_s Q / \omega_0 C \\ |\dot{I}_C| &= \omega_0 C |\dot{U}| = Q |\dot{I}_s| \end{aligned}$$

通常  $Q \gg 1$ , 所以  $|\dot{I}_C| \approx |\dot{I}_L| \gg |\dot{I}_s|$ 。可见谐振时,LC 并联电路的回路电流  $|\dot{I}_C|$  或  $|\dot{I}_L|$  比输入电流  $|\dot{I}_s|$  大得多,即  $|\dot{I}_s|$  的影响可忽略。这个结论对于分析 LC 正弦波振荡电路的相位关系十分有用。

下面利用 LC 并联谐振电路的特性来分析各种 LC 正弦波振荡电路的工作原理。

## 2. 变压器反馈式 LC 振荡电路

图 4.1.10 所示为变压器反馈式 LC 振荡电路。由图可见,该电路包括放大电路、反馈网络和选频网络等正弦波振荡电路的基本组成部分。其中,LC 并联电路作为三极管的集电极负载,起选频作用。反馈是由变压器副边绕组  $N_2$  实现的。下面首先用瞬时极性法来分析振荡回路的相位条件。

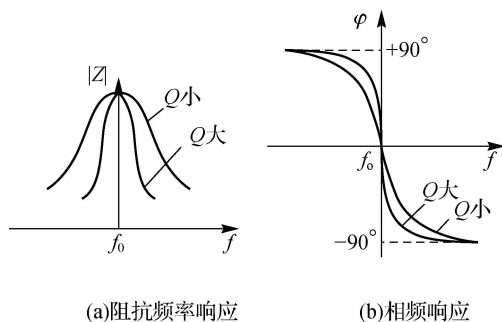


图 4.1.9 LC 并联谐振电路的阻抗频率响应和相频响应

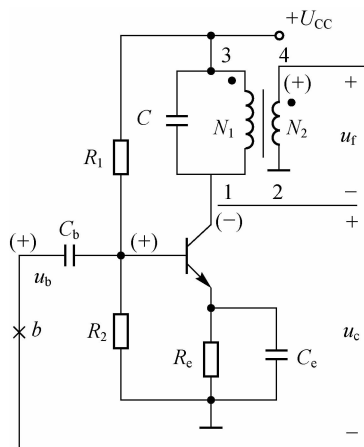


图 4.1.10 变压器反馈式 LC 振荡电路

如果在反馈线点  $b$  处断开,同时加入输入信号  $u_b$ ,设其瞬时极性为“+”,在谐振频率  $f_0$  下, $LC$  并联电路呈电阻性,而电容  $C_b$  和  $C_e$  通常较大,可视为短路,因此  $u_c$  和  $u_b$  反相( $\varphi_a = 180^\circ$ ),故变压器的 1 端为“-”极性。图 4.1.10 中变压器的 3 端和 2 端分别接直流电压源和地,对于交流信号而言,它们都相当于接地,而绕组  $N_2$  的 4 端和绕组  $N_1$  的 1 端互为异名端,它们的相位相反,故 4 端为“+”极性,即  $u_f$  为“+”,这样  $u_f$  与  $u_c$  反相( $\varphi_f = 180^\circ$ ),而  $u_f$  与  $u_b$  同相,满足相位平衡条件( $\varphi_a + \varphi_f = 2n\pi$ )。

变压器反馈式  $LC$  正弦波振荡电路的幅值条件容易满足,只要变压器的变比和三极管选择适当,一般都可以满足幅值条件。而振荡的稳定是利用放大器件的非线性来实现的。当振幅大到一定程度时,虽然三极管集电极的电流波形可能明显失真,但由于集电极的负载是  $LC$  并联谐振电路,具有良好的选频作用,因此输出电压的波形一般失真不大。

### 3. 电感三点式 $LC$ 振荡电路

图 4.1.11 所示为电感三点式振荡电路的原理图。这种电路的  $LC$  并联谐振电路中的电感有首端、中间抽头和尾端三个端点,分别与放大器件的集电极、发射极(地)和基极相连,反馈信号取自电感  $L_2$  上的电压,因此,习惯上将其称为电感三点式  $LC$  振荡电路,或电感反馈式振荡器,又称哈特莱(Hartley)振荡器。

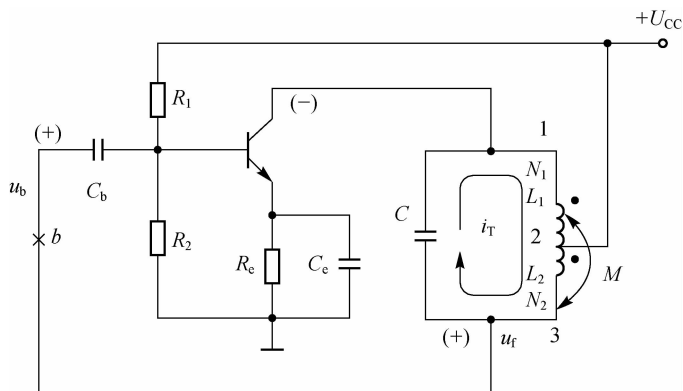


图 4.1.11 电感三点式  $LC$  振荡电路

前面讨论  $LC$  并联谐振电路时已得出结论:谐振时,电路电流远比流入或流出  $LC$  电路的电流大得多。因此,电感中间抽头的瞬时电位一定在首、尾两端点的瞬时电位之间,即

- (1)若电感的中间抽头交流接地,则首端与尾端的信号电压相位相反。
- (2)若电感的首端或尾端交流接地,则电感其他两个端点的信号电压相位相同。

现在分析图 4.1.11 所示电路的相位条件。设从反馈线点  $b$  处断开,同时输入  $u_b$  为“+”极性的信号,则共射极电路的输出信号应为“-”极性,而电路中的电感中间抽头交流接地,因此,3 端与 1 端的极性相反,即  $u_f$  为“+”极性, $u_f$  与  $u_b$  同极性,所以电路满足相位平衡条件。

至于振幅条件,则容易满足,只要适当选择三极管的  $\beta$  和  $L_2/L_1$  的值,就可以实现起振。考虑到  $L_1$ 、 $L_2$  间的互感  $M$  后,电路的振荡频率可近似表示为

$$f = f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 + L_2 + 2M)C}} \quad (4.1.15)$$



电感三点式  $LC$  振荡电路不仅容易起振,而且采用可变电容器能在较宽的范围内调节振荡频率,其工作频率范围可以从数百千赫至数十兆赫,所以用在经常改变频率的场合(如收音机、信号发生器等)。电路的缺点是反馈电压取自  $L_2$  上, $L_2$  对高次谐波(相对于  $f_0$  而言)的阻抗较大,因此引起振荡回路输出的谐波分量增大,输出波形较差。

#### 4. 电容三点式 $LC$ 振荡电路

如果用  $C_1$ 、 $C_2$  代替  $L_1$ 、 $L_2$ ,则可用  $L$  代替  $C$  组成电容三点式(又称电容反馈式)振荡电路,如图 4.1.12 所示。

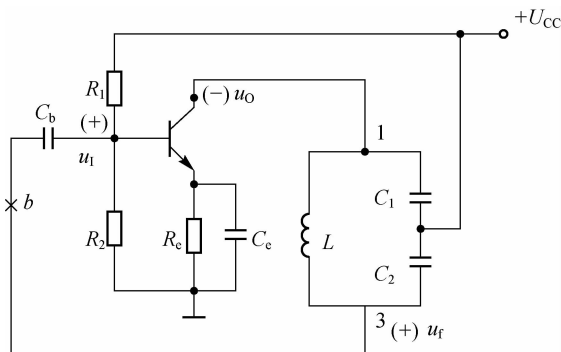


图 4.1.12 电容三点式  $LC$  振荡电路

输出电压  $u_o$  激励于电容  $C_1$  上,反馈信号  $u_f$  取自电容  $C_2$  上的电压。电容  $C_1$ 、 $C_2$  中的三个端点的相位关系与电感三点式也相似。电容三点式振荡电路的振荡频率基本上等于  $LC$  并联电路的振荡频率,为

$$f = f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}} \quad (4.1.16)$$

这种电路的特点是,由于反馈电压是从电容( $C_2$ )两端取出,对高次谐波阻抗小,因而可将高次谐波滤除,所以输出波形好。

调节频率时要求  $C_1$ 、 $C_2$  同时可变,这在实用上不方便,因而在谐振电路中将一个可调电容并联于  $L$  的两端,可在小范围内调频。这种振荡电路的工作频率范围可从数百千赫到一百兆赫以上。它通常用在调幅和调频接收机中,利用同轴电容器来调节振荡频率。

#### 5. 石英晶体振荡器

在实际应用中,当要求振荡电路的振荡频率十分稳定时,常以石英晶体振荡器(简称晶振)作为选频电路,构成石英晶体正弦波振荡电路。

石英晶体振荡器是在石英晶片的两个对应表面喷涂银层,引出两个电极,加上外壳封装而成,其结构、图形符号、等效电路以及特性曲线如图 4.1.13(a)~图 4.1.13(d)所示。由图 4.1.13(c)可见,石英晶体可以等效为电容、电感和电阻的串并联电路,它在不同的频率下分别呈现为容性、感性和纯电阻性,如图 4.1.13(d)所示。

当等效电路中的  $L$ 、 $C$ 、 $R$  支路产生串联谐振时,该支路呈纯电阻性,等效电阻为  $R$ ,谐振频率为

$$f_s = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \quad (4.1.17)$$

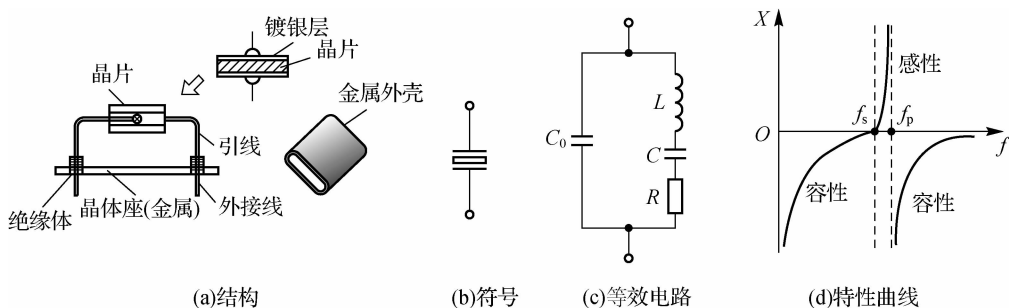


图 4.1.13 石英晶体振荡器的结构、图形符号、等效电路以及特性曲线

谐振频率为  $f_s$  时,整个网络的电抗等于  $R$  并联  $C_0$  的容抗,因为  $R \ll \omega_0 C_0$ ,故可近似认为石英晶体也呈纯阻性,等效电阻为  $R$ 。

当  $f < f_s$  时,  $C_0$  和  $C$  电抗较大,起主导作用,石英晶体呈容性。

当  $f > f_s$  时,  $L$ 、 $C$ 、 $R$  支路呈感性,将与  $C_0$  产生并联谐振,石英晶体又呈纯阻性,谐振频率为

$$f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \frac{CC_0}{C+C_0}}} = f_s \sqrt{1 + \frac{C}{C_0}} \quad (4.1.18)$$

由于  $C \ll C_0$ ,所以  $f_p \approx f_s$ 。

当  $f > f_p$  时,电抗主要决定于  $C_0$ ,石英晶体又呈容性。因此,石英晶体电抗的频率特性由图 4.1.13(d)可知,只有在  $f_s < f < f_p$  的情况下,石英晶体才呈现感性;并且  $C_0$  和  $C$  的容量相差越悬殊,  $f_s$  和  $f_p$  越接近,石英晶体呈感性的频带越狭窄。

根据品质因数的表达式  $Q \approx \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$ ,由于  $C$  和  $R$  的数值都很小,  $L$  数值很大,所以  $Q$  值高达  $10^4 \sim 10^6$ 。频率稳定度  $\Delta f/f_0$  可达  $10^{-6} \sim 10^{-8}$ ,采用稳频措施后可达  $10^{-10} \sim 10^{-11}$ 。而  $LC$  振荡器的  $Q$  值只能达到几百,频率稳定度只能达到  $10^{-5}$ 。

石英晶体正弦波振荡电路的形式有多种,基本电路有以下两类。

(1) 并联型石英晶体振荡电路。如果用石英晶体取代  $LC$  振荡电路中的电感,就得到并联型石英晶体正弦波振荡电路,如图 4.1.14 所示,电路的振荡频率等于石英晶体的并联谐振频率。

由图 4.1.13(d)可见,当  $f_s < f < f_p$  时,石英晶体的电抗  $X > 0$ ,呈电感性。因此,可用石英晶体替代电容三点式正弦波振荡电路中的电感,与电容  $C_1$  和  $C_2$  构成并联谐振电路。该电路的振荡频率由晶振给出的标称频率决定。

(2) 串联型石英晶体振荡电路。在图 4.1.15 所示电路中,晶振连接在输出级和输入级之间,为电路引入正反馈。当  $f = f_s$  时,晶振发生串联谐振,其电抗  $X = 0$ ,呈电

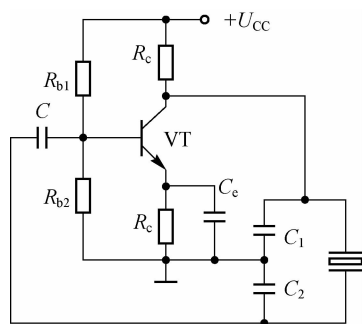


图 4.1.14 并联型石英晶体振荡电路

阻性,因此正反馈最强,电路满足自激振荡条件而产生振荡。而在其他频率下,晶振阻抗很大,且为电抗性,不满足自激振荡的相位和幅值条件,因而电路不能起振。该电路的振荡频率也由晶振给出的标称频率决定。图 4.1.15 中与晶振串联的电阻  $R_f$  用于调节正反馈的反馈量,使电路既能振荡,输出波形失真又小。

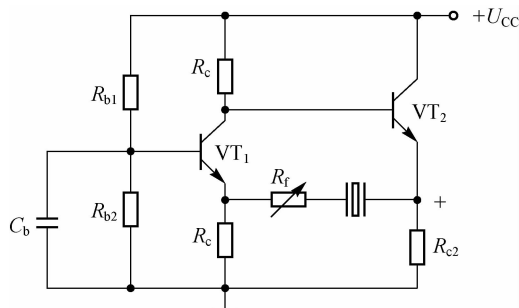


图 4.1.15 串联型石英晶体振荡电路

$C_b$  为旁路电容,对交流信号可视为短路。电路的第一级为共基极放大电路,第二级为共集电极放大电路。若断开反馈,给放大电路加极性上“+”下“-”的输入电压,则  $VT_1$  集电极动态电位为“+”, $VT_2$  的发射极动态电位也为“+”。只有在石英晶体呈纯阻性,即产生串联谐振时,反馈电压才与输入电压同相,电路才满足正弦波振荡的相位平衡条件,所以电路的振荡频率为石英晶体的串联谐振频率  $f_s$ 。调整  $R_f$  的阻值,可使电路满足正弦波振荡的幅值平衡条件。

石英晶体仅有两根引线,安装调试方便,而且特性好,容易起振,频率稳定性高,因此在正弦波振荡器和波形发生器中得到广泛应用。

## 4.2 函数发生器

函数发生器一般是指能自动产生正弦波、矩形波、三角波等电压波形的电路或仪器,是一种多波形的信号源。电路可以由运放及分离元件构成,也可以采用单片集成函数发生器。根据用途不同,有产生三种或多种波形的函数发生器,本节介绍矩形波、三角波、锯齿波等常用非正弦波函数发生器的组成和工作原理。

### 4.2.1 非正弦波形的产生

方波、三角波、锯齿波等常用的非正弦波信号常在脉冲和数字系统中作为信号源。非正弦波发生电路的组成、工作原理以及分析方法均与正弦波振荡电路有着明显的区别。

#### 1. 矩形波的产生

矩形波产生电路是一种能够直接产生矩形波的非正弦信号发生电路。由于矩形波包含极丰富的谐波,因此,这种电路又称为多谐振荡器。

##### 1) 电路组成

因为矩形波电压只有两种状态,不是高电平,就是低电平,所以电压比较器是它的重要组成部分;因为产生振荡,就要求输出的两种状态自动地相互转换,所以电路中必须引入反馈;因为输出状态应按一定的时间间隔交替变化,即产生周期性变化,所以电路中要有延迟

环节来确定每种状态维持的时间。

图 4.2.1(a) 所示为矩形波发生电路, 它由反相输入的滞回比较器和  $R_f C$  回路组成。 $R_f C$  回路既作为延迟环节, 又作为反馈网络, 通过  $R_f C$  充放电实现输出状态的自动转换。电压传输特性如图 4.2.1(b) 所示。该电路是在运放的输出端引入限流电阻  $R$  和两个稳压管而组成的双向限幅电路。

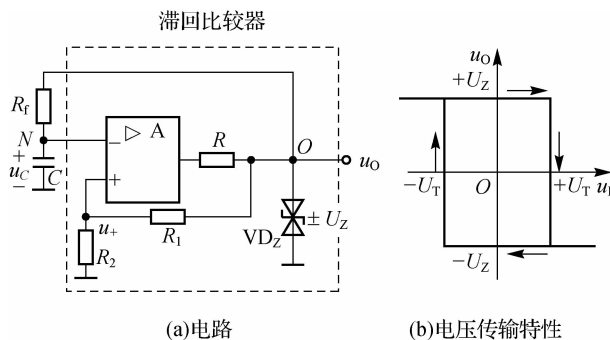


图 4.2.1 矩形波发生电路

### 2) 工作原理

在接通电源的瞬间, 设电容  $C$  上的电压  $u_c = 0$ , 而滞回比较器的输出端为负饱和值(低电平), 即  $u_o = -U_z$  时, 集成运放同相端的电压为

$$u_+ = -\frac{R_2}{R_1 + R_2} U_z \quad (4.2.1)$$

而当  $u_o = -U_z$  时, 电容反向充电,  $u_c$  由零变负。在  $u_c$  高于  $u_+$  之前,  $u_o = -U_z$  不变。当  $u_c$  下降到略低于  $u_+$  时,  $u_o$  从  $-U_z$  跳变到  $+U_z$ 。与此同时,  $u_+$  由  $-\frac{R_2}{R_1 + R_2} U_z$  变为

$$u_+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_z \quad (4.2.2)$$

而当  $u_o = +U_z$  时, 电容充电,  $u_c$  升高, 在  $u_c$  低于  $u_+$  以前,  $u_o = +U_z$  不变。当  $u_c$  上升到略高于  $u_+$  时,  $u_o$  从  $+U_z$  跳变到  $-U_z$ 。如此循环, 滞回比较器的输出端反复地在高电平和低电平之间跳变, 于是产生了正负交替的矩形波。

电容  $C$  两端的电压  $u_c$  及滞回比较器的输出  $u_o$  的波形如图 4.2.2 所示。

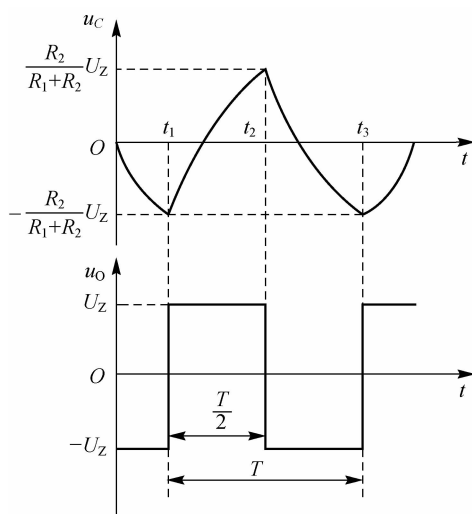
### 3) 振荡周期

在图 4.2.2 中, 当  $t = t_1$  时,  $u_c = -\frac{R_2}{R_1 + R_2} U_z$ , 则在  $\frac{T}{2}$  的时间内电容  $C$  上的电压  $u_c$  将以指数规律由  $-\frac{R_2}{R_1 + R_2} U_z$  向  $+U_z$  方向变化, 根据一阶  $RC$  电路的三要素法得

$$u_c(t) = u_c(\infty) + [u_c(0_+) - u_c(\infty)] e^{-\frac{t}{\tau}}$$

在电路中, 时间常数  $\tau = R_f C$ , 初始值  $u_c(0_+) = -\frac{R_2}{R_1 + R_2} U_z$ , 稳态值  $u_c(\infty) = U_z$ , 则得

$$u_c(t) = U_z - \left( U_z + \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_z \right) e^{-\frac{t}{R_f C}} \quad (4.2.3)$$


 图 4.2.2 电容  $C$  两端的电压  $u_c$  以及滞回比较器的输出  $u_o$  的波形

当  $t = \frac{T}{2}$  时,  $u_c = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_Z$ , 将这些条件代入式(4.2.3)中, 得

$$T = 2R_f C \ln \left( 1 + \frac{2R_2}{R_1} \right) \quad (4.2.4)$$

由此可知, 改变电容的充放电时间常数  $R_f C$  以及滞回比较器的电阻  $R_1$  和  $R_2$ , 即可调节矩形波的振荡周期。但振荡周期与稳压管稳定电压  $U_Z$  无关, 矩形波的幅度决定于  $U_Z$ 。

#### 4) 占空比可调的矩形波的产生

由于矩形波发生电路中电容正向充电与反向充电的时间常数均为  $R_f C$ , 而且充电的总幅值也相等, 因而在一个周期内,  $u_o = +U_Z$  的时间与  $u_o = -U_Z$  的时间相等,  $u_o$  为对称的方波, 所以也称该电路为方波发生电路。通常将矩形波为高电平的持续时间与振荡周期的比称为占空比  $D$ 。因此,  $u_o$  是占空比为  $1/2$  的矩形波。如果需要产生占空比小于或大于  $50\%$  的矩形波, 只需适当改变电容  $C$  的充放电时间常数即可, 如图 4.2.3 所示。

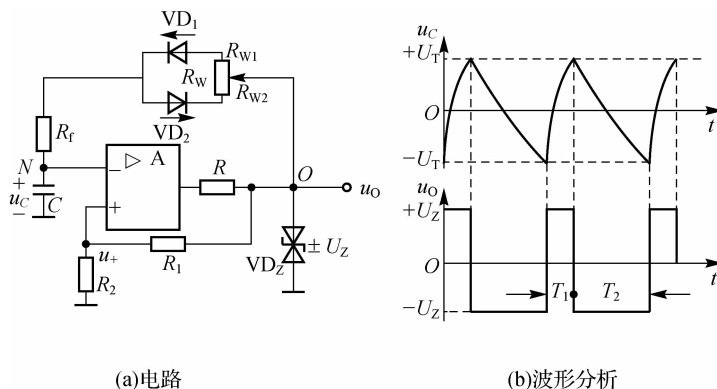


图 4.2.3 占空比可调的矩形波发生电路

在图 4.2.3 中,当  $u_o = +U_Z$  时,  $VD_1$  导通而  $VD_2$  截止, 充电时间常数为  $(R_{w1} + R_f)C$ ; 当  $u_o = -U_Z$  时,  $VD_1$  截止而  $VD_2$  导通, 放电时间常数为  $(R_{w2} + R_f)C$ 。设忽略二极管的正向电阻, 利用类似的方法, 可求得电容充电和放电的时间分别为

$$T_1 = (R_f + R_{w1})C \ln\left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right)$$

$$T_2 = (R_f + R_{w2})C \ln\left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right)$$

此时的振荡周期为

$$T = (2R_f + R_w)C \ln\left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right) \quad (4.2.5)$$

改变电路中电位器滑动端的位置即可调节矩形波的占空比, 而总的振荡周期不受影响。

除了以上介绍的利用集成运放组成的矩形波产生电路外, 利用数字电路(如集成定时器 555 等)也可以方便地产生矩形波等, 有关内容请参阅数字电路相关参考书。

## 2. 三角波的产生

我们已经知道, 将矩形波进行积分可以得到线性度比较好的三角波。因此, 将矩形波产生电路和积分电路适当地连接起来, 即可组成三角波发生电路。

### 1) 电路组成

如图 4.2.4(a)所示, 将矩形波发生电路输出的矩形波电压作为积分运算电路的输入, 在积分运算电路的输出就得到三角波电压, 波形如图 4.2.4(b)所示。

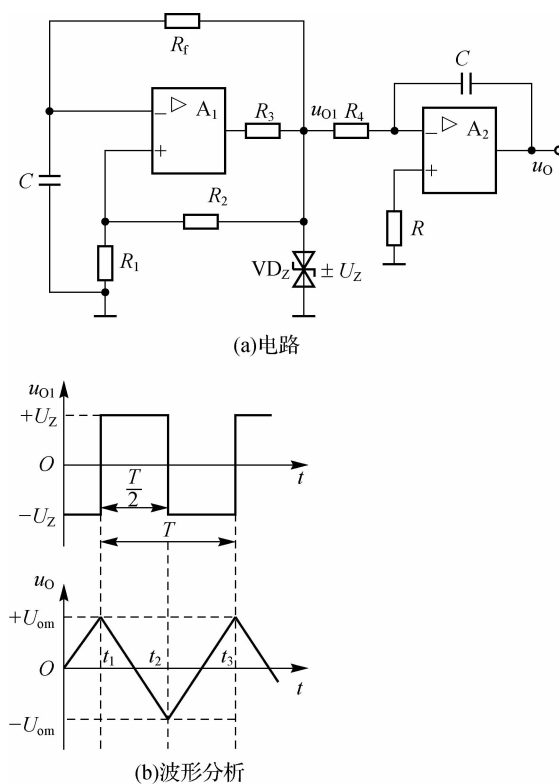


图 4.2.4 三角波发生电路及波形分析

在实用电路中,将矩形波发生电路中的  $R_1C$  充放电回路用积分运算电路来取代,如图 4.2.5 所示。其虚线左边为同相输入滞回比较器,右边为积分运算电路,滞回比较器和积分电路的输出互为另一个电路的输入。滞回比较器输出为矩形波,经积分运算电路后变换为三角波。

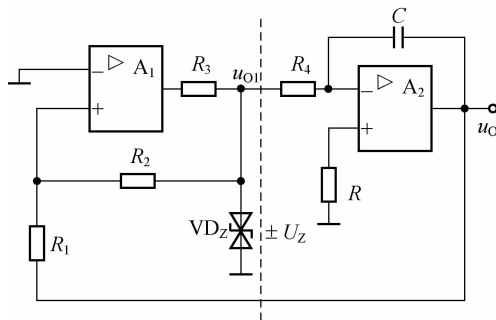


图 4.2.5 实用的三角波发生电路

## 2) 输出幅度和振荡频率

经分析和计算,可得三角波的输出幅度为

$$U_{om} = \frac{R_1}{R_2} U_z \quad (4.2.6)$$

振荡频率为

$$f = \frac{R_2}{4R_1 R_4 C} \quad (4.2.7)$$

调节电路中  $R_1$ 、 $R_2$ 、 $R_4$  的阻值和  $C$  的容量,可以改变振荡频率。而调节  $R_1$  和  $R_2$  的阻值,可以改变三角波的幅值。

## 3. 锯齿波的产生

锯齿波信号也是一种比较常用的非正弦波信号。例如,在示波器、电视机等仪器中,常常需要使用锯齿波信号。

根据前面的分析可以看出,如果在三角波产生电路中,使积分电容充电和放电的时间常数不同,而且相差悬殊,则在积分电路的输出端即可得到锯齿波信号。

### 1) 电路组成

在图 4.2.5 所示的三角波发生电路的基础上,用二极管  $VD_1$ 、 $VD_2$  和电位器  $R_w$  代替原来的积分电阻  $R_4$ ,使积分电容的充电和放电回路分开,即成为锯齿波产生电路,如图 4.2.6(a) 所示。

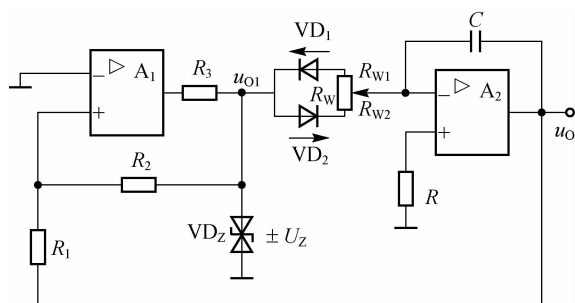
### 2) 输出幅度和振荡频率

经分析和计算,可得锯齿波的输出幅度为

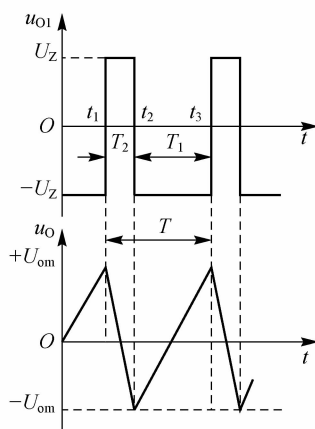
$$U_{om} = \frac{R_1}{R_2} U_z \quad (4.2.8)$$

振荡频率为

$$f = \frac{R_2}{4R_1 R_w C} \quad (4.2.9)$$



(a)电路



(b)波形分析

图 4.2.6 锯齿波发生电路及波形分析

### 4.2.2 集成函数发生器

前面讨论了由分立元器件或局部集成器件组成的正弦波和非正弦波信号产生电路,下面对目前用得较多的集成函数发生器 8038 进行简单介绍。

随着大规模集成电路的迅速发展,多功能信号发生器已被制作成专用集成电路,如国内生产的 5G8038 和功能相同的国外产品 ICL8038 单片函数波形发生器,可以产生精度较高的正弦波、方波、矩形波、锯齿波等多种信号,而且具有较高的温度稳定性和频率稳定性。产品的各种信号频率可以通过调节外接电阻和电容的参数值进行调节,为快速而准确地实现函数信号发生器提供了极大方便,特别适用于工控和电子实验室。当输出缓冲电路独立设置多路时,可同时多路输出三种信号,比较容易满足实际需要。

5G8038 的性能特点如下。

(1)输出各类波形的频率漂移小。

(2)通过调节外接阻容元件值,很容易改变振荡频率,使工作频率在 0.001 Hz~300 kHz 范围内可调节。

(3)输出的波形失真小。



- (4)三角波输出线性度可优于0.1%。
- (5)矩形脉冲输出占空比调节范围可达1%~99%，可获得窄脉冲、方波、宽脉冲输出。
- (6)输出脉冲(或方波)电平范围为4.2~28 V。
- (7)外围电路简单(外接元件较少)，引出线比较灵活、适用性强。

### 1.8038 的工作原理

由手册和有关资料可看出,8038 由恒流源  $I_1$ 、 $I_2$ , 电压比较器  $C_1$ 、 $C_2$  和触发器等组成。其内部原理电路框图如图 4.2.7 所示。

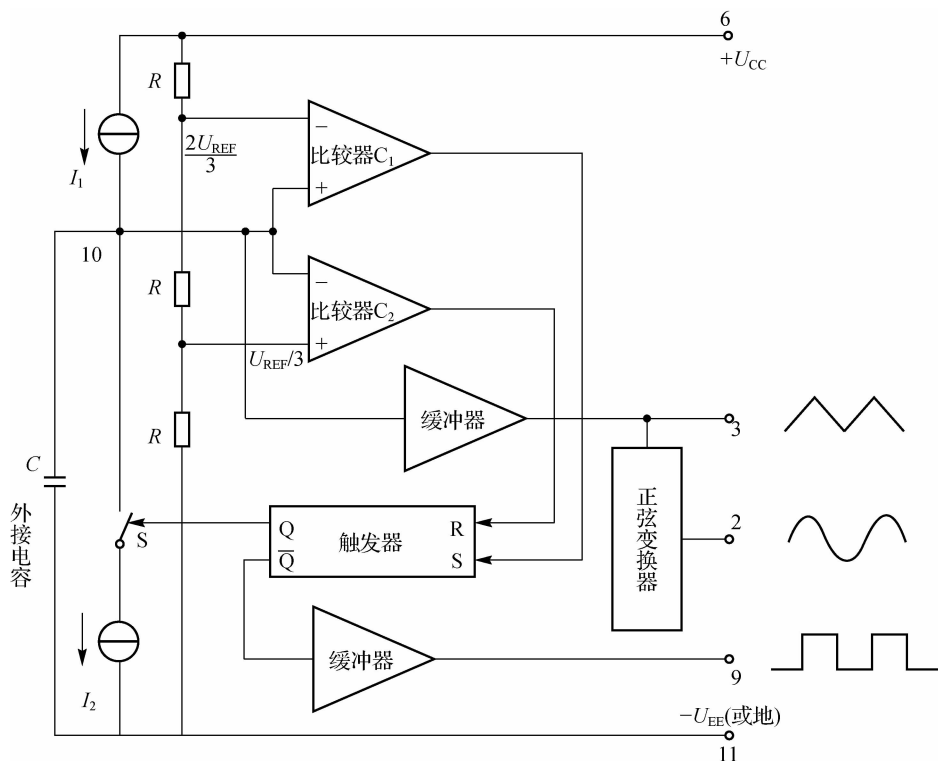


图 4.2.7 8038 内部原理电路框图

在图 4.2.7 中,电压比较器  $C_1$ 、 $C_2$  的门限电压分别为  $2U_{REF}/3$  和  $U_{REF}/3$ (其中,  $U_{REF} = U_{CC} + U_{EE}$ ), 电流源  $I_1$  和  $I_2$  的大小可通过外接电阻调节, 且  $I_2$  必须大于  $I_1$ 。当触发器的  $Q$  端输出为低电平时, 它控制开关  $S$  使电流源  $I_2$  断开。而电流源  $I_1$  则向外接电容  $C$  充电, 使电容两端电压  $u_C$  随时间线性上升, 当  $u_C$  上升到  $2U_{REF}/3$  时, 比较器  $C_1$  的输出发生跳变, 使触发器输出  $Q$  端由低电平变为高电平, 控制开关  $S$  使电流源  $I_2$  接通。由于  $I_2 > I_1$ , 因此电容  $C$  放电,  $u_C$  随时间线性下降。当  $u_C$  下降到  $u_C \leq U_{REF}/3$  时, 比较器  $C_2$  的输出发生跳变, 使触发器输出端  $Q$  又由高电平变为低电平,  $I_2$  再次断开,  $I_1$  再次向  $C$  充电,  $u_C$  又随时间线性上升。如此周而复始, 产生振荡。若  $I_2 = 2I_1$ ,  $u_C$  上升时间与下降时间相等, 就产生三角波输出到引脚 3。而触发器输出的方波, 经缓冲器输出到引脚 9。三角波经正弦波变换器变成正弦波后由脚 2 输出。当  $I_1 < I_2 < 2I_1$  时,  $u_C$  的上升时间与下降时间不相等, 引脚 3 输出锯

齿波。因此,8038 能输出方波、三角波、正弦波和锯齿波四种不同的波形。

8038 的外部引脚排列如图 4.2.8 所示。

引脚介绍如下。

- 1 脚:正弦波线性调节端。
- 2 脚:正弦波输出端。
- 3 脚:三角波/锯齿波输出端。
- 4 脚:恒流源调节(4 脚和 5 脚外接电阻,以实现占空比的调节)。
- 5 脚:恒流源调节(外接电阻端)。
- 6 脚:正电源。
- 7 脚:基准源输出;调频偏置电压输出。
- 8 脚:调频电压控制输入端。
- 9 脚:方波/矩形波输出端(集电极开路输出)。
- 10 脚:外接电容  $C$ 。
- 11 脚:负电源或接地端。
- 12 脚:正弦波线性调节端。
- 13 脚:空置端。
- 14 脚:空置端。

## 2. 8038 的典型应用

由图 4.2.8 可见,引脚 8 为调频电压控制输入端,引脚 7 输出调频偏置电压,其值(指引脚 6 与 7 之间的电压)是  $(U_{CC} + U_{EE})/5$ ,它可作为引脚 8 的输入电压。此外,该器件的方波输出端为集电极开路形式,一般需在正电源与 9 脚之间外接一个电阻,其值为  $10\text{ k}\Omega$  左右,如图 4.2.9 所示。当电位器  $R_{P1}$  动端在中间位置,并且引脚 8 与 7 短接时,引脚 9、引脚 3 和引脚 2 的输出分别为方波、三角波和正弦波。电路的振荡频率  $f$  约为  $0.3/[C(R_1 + R_{P1}/2)]$ 。调节  $R_{P1}$ 、 $R_{P2}$  可使正弦波的失真达到较理想的程度。

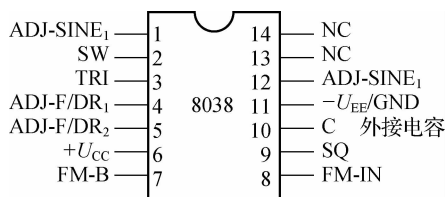


图 4.2.8 8038 外部引脚排列

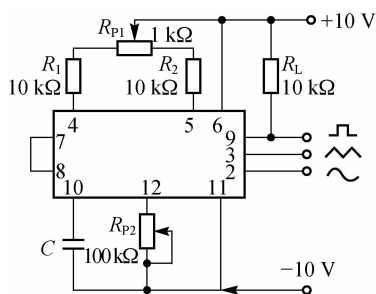


图 4.2.9 8038 接成波形产生器

在图 4.2.9 中,当  $R_{P1}$  动端在中间位置,断开引脚 8 与 7 之间的连线,若在  $+U_{CC}$  与  $-U_{EE}$  之间接一个电位器,使其动端与 8 脚相连,改变正电源  $+U_{CC}$  与引脚 8 之间的控制电压(调频电压),则振荡频率随之变化,因此该电路是一个频率可调的函数发生器。如果控制电压按一定规律变化,则可构成扫频式函数发生器。

为了提高信号源的带负载能力,可使三角波、正弦波信号经 LM318 高速运算放大器放大后输出,构成多功能信号发生器,如图 4.2.10 所示。

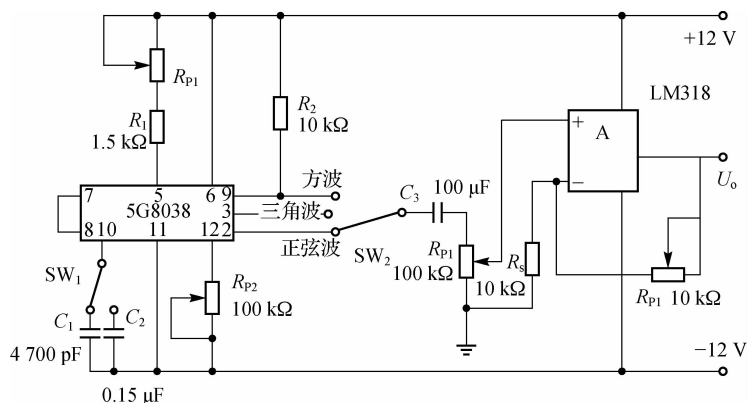


图 4.2.10 多功能信号发生器

通过调节电位器  $R_{P1}$  动端的位置,既可调节函数发生器的输出振荡频率的大小,又可调节输出矩形脉冲波的占空比。

调节电位器  $R_{P2}$ ,可调节输出正弦波信号失真度。

调节  $R_{P3}$ 、 $R_{P4}$ ,可调节信号输出幅度。

图 4.2.10 中的 3 个电位器  $R_{P1}$ 、 $R_{P2}$  和  $R_{P3}$  采用精密多圈电位器。

## 本章小结

(1) 正弦波振荡器不需要外加信号就能产生一定幅度和频率的正弦波。

(2) 正弦波振荡电路一般包括四个组成部分:放大电路、反馈电路、选频电路和稳幅环节。电路接成正反馈时,产生自激振荡的条件为  $\dot{A}\dot{F}=1$ 。

① 相位平衡条件:  $\varphi_a + \varphi_f = 2n\pi (n=0, 1, 2, \dots)$ 。

② 振幅平衡条件:  $|\dot{A}\dot{F}|=1$ 。

一般由于放大器  $A$  值比较大,振幅条件容易满足。电路能否自激振荡的关键是相位条件,在分析相位条件时可采用瞬时极性法。

(3) 根据选频网络的不同,正弦波振荡器可分为  $RC$  正弦波振荡器和  $LC$  正弦波振荡器。

① 在  $RC$  桥式正弦波振荡器中, $RC$  串并联电路具有选频特性,当  $f=f_0$  时,  $\varphi_f=0$ ,  $|\dot{F}|=\frac{1}{3}$ 。当取  $|\dot{A}|>3$  时,即可保证自激振荡条件,产生单一频率的正弦波振荡,其振荡频率  $f_0=\frac{1}{2\pi RC}$ 。起振条件为  $\dot{A}=1+\frac{R_f}{R_1}>3$ ,即起振时须满足  $R_f>2R_1$ 。 $RC$  正弦波振荡器一般用来产生 1 Hz~1 MHz 的低频信号。

②  $LC$  正弦波振荡器。常用的  $LC$  正弦波振荡器有变压器反馈式、电感三点式、电容三点式等。当  $LC$  谐振电路的品质因数  $Q\gg 1$  时, $LC$  振荡器的谐振频率  $f_0=\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ 。其中, $L$  和  $C$  分别是  $LC$  谐振回路中的总电感和总电容。对于不同类型的  $LC$  振荡器,其  $L$  和  $C$  的具体内容有所不同。 $LC$  正弦波振荡电路主要用来产生 1 MHz 以上的高频信号。

(4) 石英晶体振荡器相当于一个高  $Q$  值的  $LC$  正弦波振荡器,其振荡频率决定于石英晶

体的谐振频率,频率稳定度可达  $10^{-8} \sim 10^{-6}$  数量级。

(5) 常见的非正弦发生电路包括矩形波发生电路、三角波发生电路和锯齿波发生电路等。

① 矩形波发生电路可以由滞回比较器和 RC 充放电回路组成,振荡周期为  $T = 2R_f C \ln\left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right)$ 。

使电容的充电和放电时间常数不同,即可得到占空比可调的矩形波信号。

② 将矩形波进行积分即可得到三角波,因此三角波发生电路可由同相滞回比较器和积分电路组成,其输出幅度为  $U_{om} = \frac{R_1}{R_2} U_Z$ ,振荡频率为  $f = \frac{R_2}{4R_1 R_4 C}$ 。

③ 在三角波发生电路中,使电容的充电和放电时间常数不同,且相差悬殊,在输出端即可得到锯齿波信号,其输出幅度  $U_{om} = \frac{R_1}{R_2} U_Z$ ,振荡频率为  $f = \frac{R_2}{4R_1 R_w C}$ 。

(6) 随着大规模集成电路的迅速发展,多功能信号发生器已被制作成专用集成电路,如国内生产的 5G8038 和功能相同的国外产品 ICL8038 单片函数波形发生器,可以产生精度较高的正弦波、方波、矩形波、锯齿波等多种信号,而且具有较高的温度稳定性和频率稳定性。

## 习 题

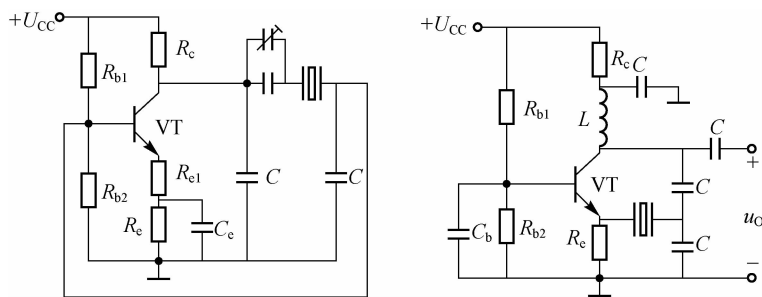
4.1 放大器产生自激振荡的条件是什么?

4.2 在正弦波振荡电路中为什么有选频电路?

4.3 RC 桥式振荡器的振荡频率取决于哪些因素? 写出  $f_o$  的表达式。输出幅度取决于哪些因素?

4.4 通常要求振荡电路必须接有正反馈网络,为什么在图 4.1.5 所示电路中又引入了负反馈? 说明负反馈的作用。

4.5 分析题图 4.5 所示的振荡电路能否产生振荡。若产生振荡,石英晶体处于何种状态?



题图 4.5

4.6 在波形变换电路中,方波的幅值与频率由哪些参数决定?

4.7 在波形变换电路中,当输入的正弦波幅值不同时,  $u_o$  的脉宽为何相同? 当  $u_1$  的幅值为何值时,输出端将不出现方波信号?

4.8 在波形发生电路中,  $u_c$  的波形由哪种性质的曲线组成? 若要获得较理想的三角

波输出,则电路参数应如何改进?

4.9 电路如题图 4.9 所示。

(1)为使电路产生正弦波振荡,标出集成运放的“+”和“-”,并说明电路是哪种正弦波振荡电路。

(2)若  $R_1$  短路,则电路将产生什么现象?

(3)若  $R_1$  断路,则电路将产生什么现象?

(4)若  $R_f$  短路,则电路将产生什么现象?

(5)若  $R_f$  断路,则电路将产生什么现象?

4.10 设电路如题图 4.10 所示, $R=10\text{ k}\Omega$ , $C=0.1\text{ }\mu\text{F}$ 。

(1)求振荡器的振荡频率。

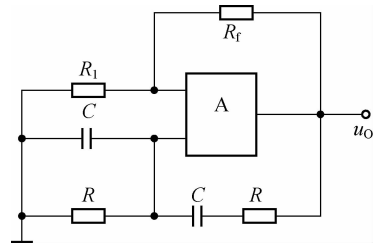
(2)为保证电路起振,对  $\frac{R_f}{R_1}$  有何要求?

(3)试提出稳幅措施。

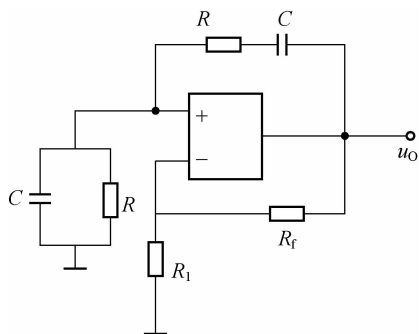
4.11 电路如题图 4.11 所示,试求解:

(1) $R_w$  的下限值。

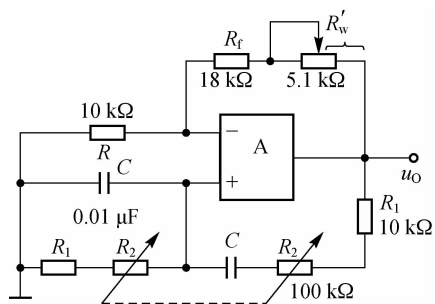
(2)振荡频率的调节范围。



题图 4.9

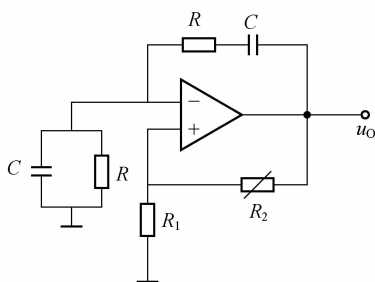


题图 4.10

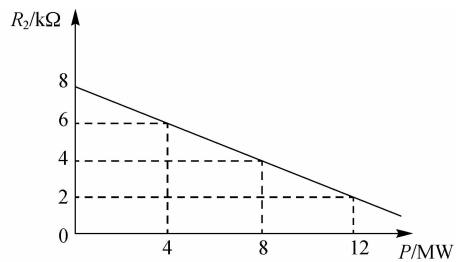


题图 4.11

4.12 由集成运放 A 组成的文氏桥式振荡器如题图 4.12(a) 所示。已知  $R=10\text{ k}\Omega$ ,  $R_1=2\text{ k}\Omega$ ,  $C=0.01\text{ }\mu\text{F}$ , 热敏电阻  $R_2$  的特性如题图 4.12(b) 所示, 试求振荡电路的输出电压幅度  $U_{om}$ 。



(a)

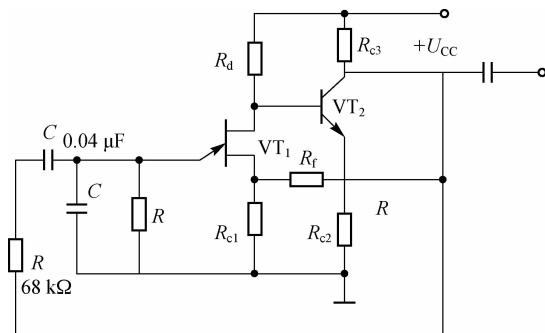


(b)

题图 4.12

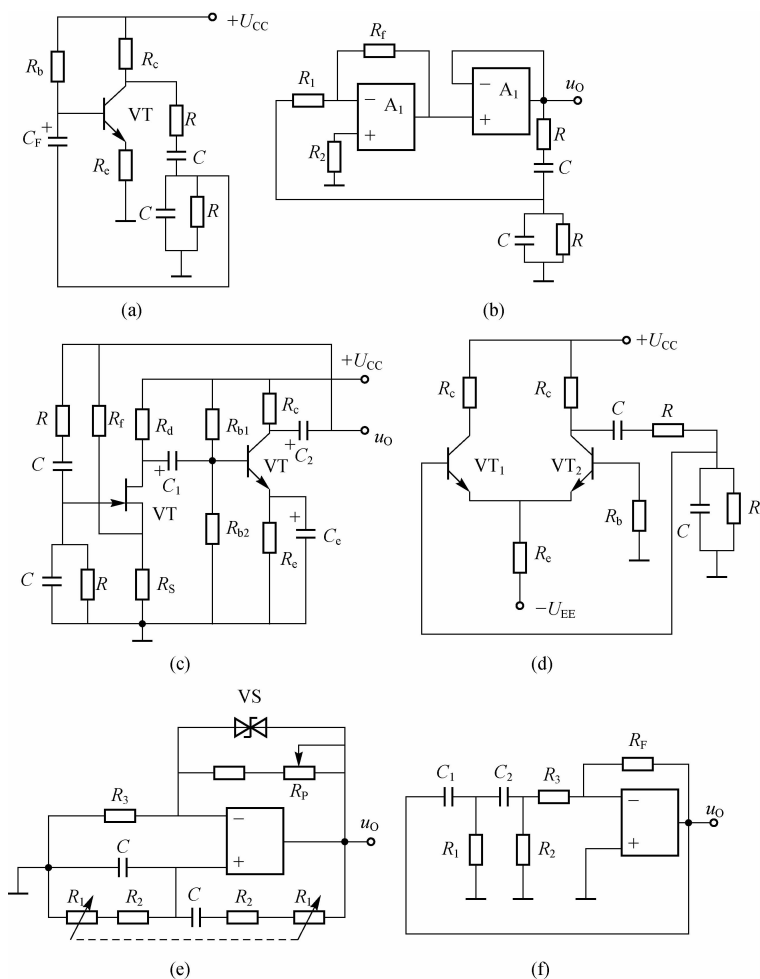
4.13 电路如题图 4.13 所示。

- (1) 试从相位平衡条件分析电路能否产生正弦波振荡。
- (2) 若能振荡,  $R_f$  和  $R_{e1}$  有何关系? 振荡频率是多少?
- (3) 为了稳幅, 电路中哪个电阻可采用热敏电阻? 其温度系数如何?



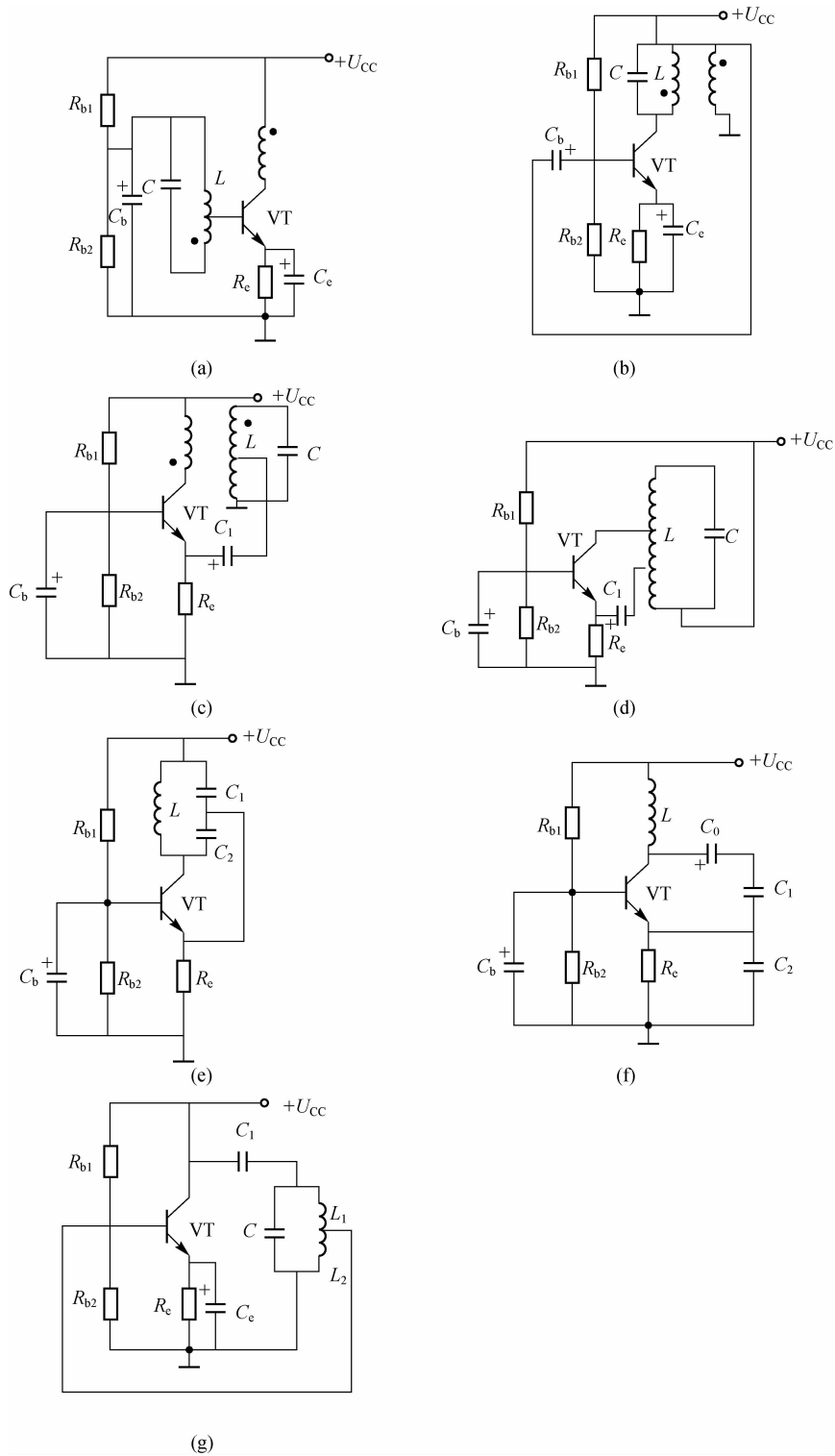
题图 4.13

4.14 试用产生正弦波振荡的相位平衡条件判断题图 4.14 中的各电路能否产生正弦振荡。



题图 4.14

4.15 试分析题图 4.15 中各电路是否满足产生正弦振荡的相位平衡条件。



题图 4.15

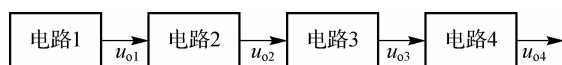
第 1 篇 模拟电路

4.16 已知题图 4.16(a)所示方框图,各点的波形如题图 4.16(b)所示,填写各电路的名称。电路 1 为 \_\_\_\_\_,电路 2 为 \_\_\_\_\_,电路 3 为 \_\_\_\_\_,电路 4 为 \_\_\_\_\_。并画出电路 2 和电路 3。

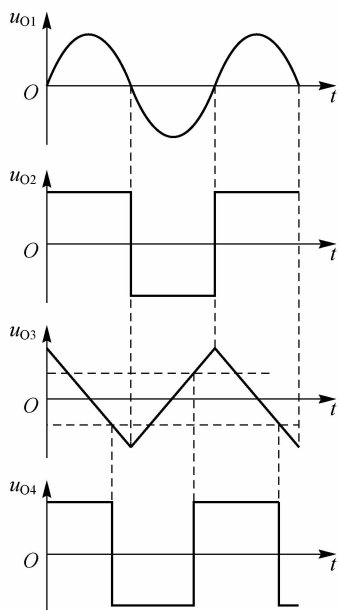
4.17 在题图 4.17 所示电路中,已知  $R_1 = 10\text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 20\text{ k}\Omega$ ,  $C = 0.01\text{ }\mu\text{F}$ ,集成运放的最大输出电压幅值为  $\pm 12\text{ V}$ ,二极管的动态电阻可忽略不计。

(1) 求出电路的振荡周期。

(2) 画出  $u_O$  和  $u_C$  的波形。

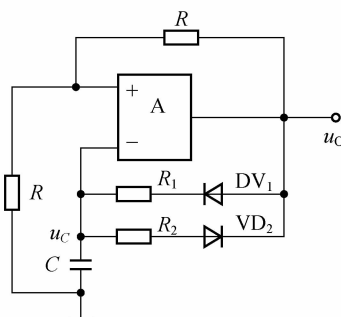
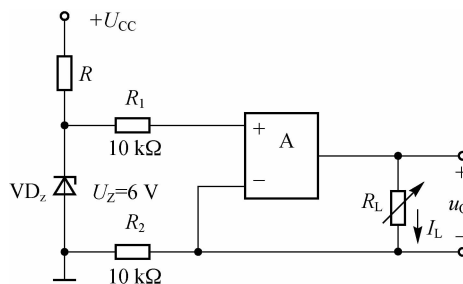


(a)



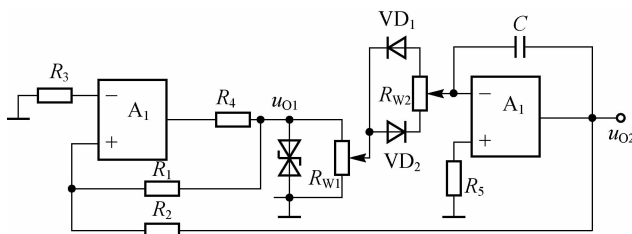
(b)

题图 4.16



题图 4.17

4.18 波形发生电路如题图 4.18 所示,设振荡周期为  $T$ ,在一个周期内  $u_{O1} = U_Z$  的时间为  $T_1$ ,则占空比为  $T_1/T$ ;在电路某一参数变化时,其余参数不变。



题图 4.18



(1) 当  $R_1$  增大时,  $u_{O1}$  的占空比将 \_\_\_\_\_, 振荡频率将 \_\_\_\_\_,  $u_{O2}$  的幅值将 \_\_\_\_\_; 若  $R_{W1}$  的滑动端向上移动, 则  $u_{O1}$  的占空比将 \_\_\_\_\_, 振荡频率将 \_\_\_\_\_,  $u_{O2}$  的幅值将 \_\_\_\_\_; 若  $R_{W2}$  的滑动端向上移动, 则  $u_{O1}$  的占空比将 \_\_\_\_\_, 振荡频率将 \_\_\_\_\_,  $u_{O2}$  的幅值将 \_\_\_\_\_。(横线填“增大”“不变”或“减小”)

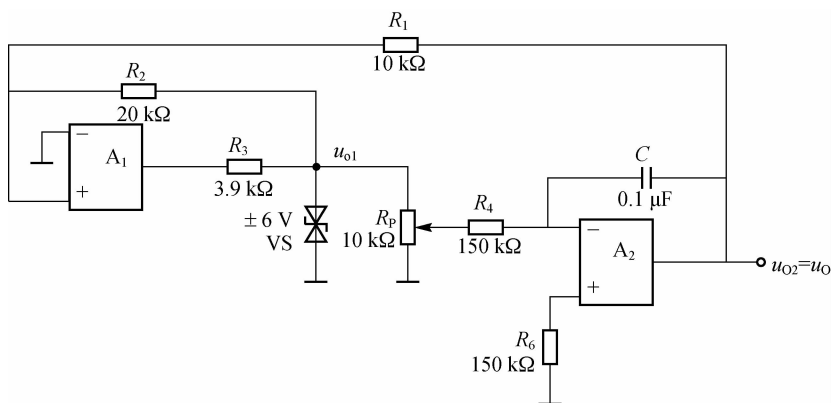
(2) 若  $R_{W1}$  的滑动端在最上端, 试分别定性画出  $R_{W2}$  的滑动端在最上端和在最下端时  $u_{O1}$  和  $u_{O2}$  的波形。

4.19 方波和三角波发生电路如题图 4.19 所示。

(1) 求出调节  $R_P$  时所能获得的最大频率  $f_{max}$ 。

(2) 画出  $u_{O1}$  和  $u_O$  的波形, 标明峰-峰值。如果  $A_1$  的反相端改接  $U_{REF}$ , 方波和三角波的波形有何变化?

(3) 如果要求三角波和方波的峰-峰值相同,  $R_1$  应为多大?



题图 4.19