

在电子电路中，常常需要利用各种波形的电信号，如正弦波、矩形波、三角波和锯齿波等，作为测试信号或控制信号。为了使所采集的信号能够用于测量、控制、驱动负载或送入计算机，需要将信号进行电量性质或波形等参数的转换，以形成所需信号。本章将讲述有关波形发生电路的多种方案的组成原则、工作原理、主要参数以及优缺点比较。除着重讲解电压比较器外，对于几种典型的信号转换电路做了概略介绍。

5.1 正弦波振荡电路

正弦波振荡电路，是在没有外加输入信号的情况下，依靠自激振荡产生正弦波输出电压的电路。它广泛地应用于通信、广播、量测、遥控、自动控制、热处理、超声波焊接、超声诊断和核磁共振成像等设备之中。

5.1.1 概述

1. 产生正弦波振荡的条件

理论与实践表明，能够产生某一频率振荡的电路一定是在该频率下放大电路产生了正反馈。也就是说电路的输入端出现一个哪怕很微弱的该频率信号，它就会被放大后送回到输入端；由于是正反馈，净输入信号被增强叠加，再次被增幅，又被送回到输入端进一步增强净输入信号……如此周而复始，放大电路必然会获得足够幅度的该频率信号。这种粗浅的电路现象被严格描述为满足如下条件的方框图 5-1-1。

$$\dot{A}\dot{F} = 1 \quad (5.1.1)$$

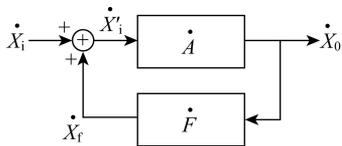


图 5-1-1 正反馈放大电路框图

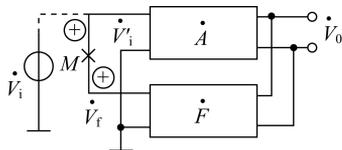


图 5-1-2 用瞬时极性法判断可否振荡

式(5.1.1)中 \dot{A} 为放大器的增益, \dot{F} 为放大电路的反馈系数, 该式可以分解为下列两式:

$$|\dot{A}\dot{F}| = 1 \quad (5.1.2)$$

$$\arg(\dot{A}\dot{F}) = \arg(\dot{A}) + \arg(\dot{F}) = 2n\pi, (n \text{ 为整数}) \quad (5.1.3)$$

式(5.1.2)称幅度平衡条件; 式(5.1.3)称相位平衡条件。不难理解, 幅度平衡条件是放大电路容易获得的。因此, 尽管两式条件缺一不可, 但相位平衡条件更有意义。

事实上, 式(5.1.1)至(5.1.3)式是电路状态稳定的工作条件。很显然, 在这一条件下, 当输入信号 $X_i = 0$ 时, 也就是没有外部输入信号时, 净输入量 \dot{X}'_i 与 \dot{X}_0 都将是稳定的, 即

$$\dot{X}_0 = \dot{A}\dot{X}'_i, \dot{X}'_i = \dot{X}_r = \dot{F}\dot{X}_0$$

然而, 这个正反馈放大器足够幅度的 \dot{X}'_i 从何而来呢? 这就是所谓“起振问题”。工程实践解决起振问题基于如下原理: 电路上电工作之初, 净输入信号端将获得频谱宽泛的电扰动, 其中必有某频率分量尽管幅度很低但是满足相位条件式(5.1.3), 那么只要

$$|\dot{A}\dot{F}| > 1 \quad (5.1.4)$$

就会使净输入信号 \dot{X}'_i 不断增幅, 同时 \dot{X}_0 也在不断增幅——“起振”就是这样实现的。当然, 由于放大电路存在着非线性, 或者电路中有意设计了相关环节, 当输出信号幅度达到设计值后将导致增益衰落。于是振荡器开始满足式(5.1.1), 进入了稳定工作状态。

2. 正弦波振荡电路的组成及分类

从以上分析可知, 正弦波振荡电路必须由以下四个部分组成。

(1) 放大电路: 保证电路能够有从起振到动态平衡的过程, 使电路获得一定幅值的输出量, 实现能量的控制。

(2) 选频网络: 确定电路仅在该频点满足相位平衡条件, 保证电路产生该频率的正弦波振荡。

(3) 正反馈网络: 引入正反馈, 使放大电路的输入信号等于反馈信号。

(4) 稳幅环节: 此环节为非线性环节, 作用是使输出信号幅值稳定。

在实用电路中, 通常将选频网络和正反馈网络“合二而一”; 而且, 对于分立元件放大电路, 也不再另加稳幅环节, 而是依靠晶体管特性的非线性来起到稳幅作用。

正弦波振荡电路常以选频网络所用元件来命名, 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三种类型。RC 正弦波振荡电路的振荡频率较低, 一般在 1MHz 以下; LC 正弦波振荡电路的振荡频率多在 1MHz 以上; 石英晶体正弦波振荡电路可等效为 LC 正弦波振荡电路, 其特点是等效 LC 参数高度稳定, 则振荡频率非常稳定。

3. 判断电路能否产生正弦波振荡的方法和步骤

(1) 观察电路是否包含了放大电路、选频网络、正反馈网络和稳幅环节四个组成部分。

(2) 判断放大电路是否能够正常工作, 即是否有合适的静态工作点, 且动态信号是否能够输入、输出和放大。

(3) 利用瞬时极性法判断电路是否满足正弦波振荡的相位条件。具体做法是: 断开反馈(M 点), 假定在 M 点给放大电路加频率为 f_0 的输入电压 \dot{V}_i , 并以“ \oplus ”标定其瞬时极性为“增量”, 如图 5-1-2 所示; 然后以该瞬时极性为依据, 经放大电路 A 和反馈网络逐级传输到 M 点。在上述信号传输路径的各关键端口或节点, 以“ \oplus ”表示与假定输入信号同极性, 以“ \ominus ”表示与假定输入信号反极性。最后, 若反馈信号在 M 点处与 \dot{V}_i 极性相同, 则说明满足相位条件, 电路有可能产生正弦波振荡; 否则表明不满足相位条件, 电路不能产生正弦波振荡。

(4) 在满足相位条件的基础上, 简单判断电路是否能够满足式(5.1.2)的幅值条件, 是否满足起振条件, 即可得到正确的结论。

5.1.2 RC 正弦波振荡电路

RC 正弦波振荡电路是由电阻 R 和电容 C 元件作为选频网络和正反馈网络的振荡电路。实用的 RC 正弦波振荡电路多种多样, 这里仅介绍最典型的 RC 桥式正弦波振荡电路的组成和工作原理, 进而掌握振荡频率与 RC 参数的关系及工程设计方法。RC 桥式正弦波振荡电路也称为文氏电桥振荡电路。

1. RC 串并联选频网络

如图 5-1-3 所示为 RC 串并联选频网络。通常, 选取 $C_1 = C_2 = C$, $R_1 = R_2 = R$ 。其频率特性分析如下:

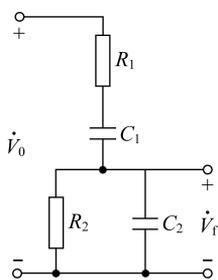


图 5-1-3 RC 串并联网络

反馈网络的反馈系数为

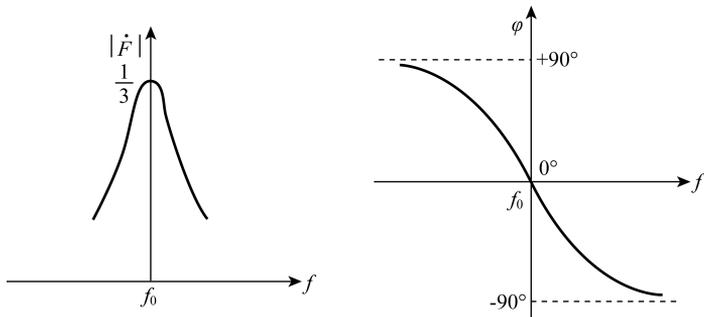


图 5-1-4 RC 串并联网络的选频特性

$$\dot{F} = \frac{\dot{V}_f}{\dot{V}_0} = \frac{R // \frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C} + R // \frac{1}{j\omega C}}$$

整理, 可得

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

令 $\omega_0 = \frac{1}{RC}$, 则 $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$, 代入上式, 可得

$$\dot{F} = \frac{1}{3 + j\left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right)} \quad (5.1.5)$$

幅频特性为

$$|\dot{F}| = \frac{1}{\sqrt{3^2 + \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right)^2}} \quad (5.1.6)$$

相频特性为

$$\varphi_F = -\arctan \frac{1}{3} \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right) \quad (5.1.7)$$

根据式(5.1.6)、(5.1.7)画出 \dot{F} 的频率特性, 如图 5-1-4 所示。当 $f=f_0$ 时, $\dot{F} = \frac{1}{3}$, 即

$$|\dot{F}| = \frac{1}{3}, \varphi_F = 0^\circ。$$

分析结论表明, 用 RC 串并联网路作为同相放大器 A(相移为 0°) 的反馈网络, 只要放大倍数大于 3, 则电路在 f_0 频点既满足相位条件、又满足起振条件。RC 串并联网路是兼有选频特性的反馈网络。

2. RC 桥式正弦波振荡电路

一般地说, 任何满足放大倍数要求的同相放大电路与 RC 串并联选频网络都可组成正弦波振荡电路。但由于所选用的放大电路应具有尽可能大的输入电阻和尽可能小的输出电阻, 以减小放大电路对选频特性的影响, 使振荡频率几乎仅由选频网络决定。因此, 由运算放大器采用电压串联负反馈方式实现放大倍数大于等于 3 的同相电路, 构成如图 5-1-5 所示的 RC 串并联选频的振荡电路, 即所谓文氏电桥振荡器。

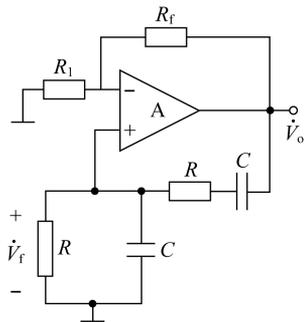


图 5-1-5 文氏电桥振荡器

由前文结论, 知

$$R_f \geq 2R_1 \quad (5.1.8)$$

R_1 的取值应略大于 $2R_1$ 。为了稳定输出电压的幅值, 保证尽可能小的波形畸变, 一般

应在电路中加入非线性环节。例如，可选用 R_1 为正温度系数的热敏电阻。当 V_o 幅度稍大时，流过 R_f 和 R_1 上的电流增大， R_1 温度升高，阻值增大，从而使得电压放大倍数减小。

此外，还可在 R_f 回路串联两个并联的二极管，如图 5-1-6 所示，利用电流增大时二极管动态电阻减小、电流减小时二极管动态电阻增大的特点，加入非线性环节，从而使输出电压稳定。

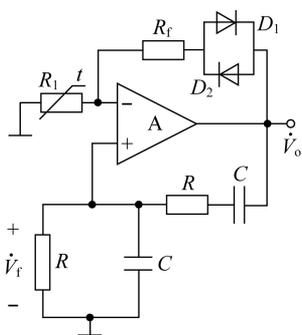


图 5-1-6 振荡器的稳幅

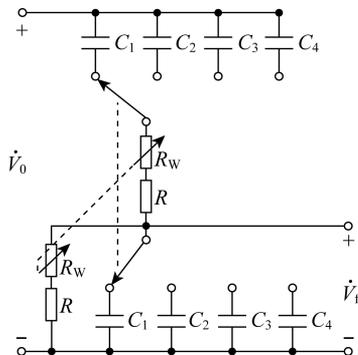


图 5-1-7 振荡期的频率调节

为了使得振荡频率连续可调，常在 RC 串并网络中，用双联波段开关接不同的电容，作为振荡频率 f_0 的粗调；用同轴电位器实现 f_0 的微调，如图 5-1-7 所示。振荡频率的可调范围能够从几赫兹到几百上千赫兹。具有振荡频率稳定，带负载能力强，输出电压失真小等优点，因此获得相当广泛的应用。

例 5.1.1 在图 5-1-7 所示电路中，已知电容的取值分别为 $0.01\mu\text{F}$ 、 $0.1\mu\text{F}$ 、 $1\mu\text{F}$ 、 $10\mu\text{F}$ ，电阻 $R = 500\Omega$ ，电位器 $R_w = 20\text{k}\Omega$ 。

试问： f_0 的调节范围？

解答：因为 $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ ，所以 f_0 的最小值

$$f_{0\min} = \frac{1}{2\pi(R + R_w)C_{\max}} = \frac{1}{2\pi(500 + 20 \times 10^3) \times 10 \times 10^{-6}} \text{Hz} \approx 0.78 \text{Hz}$$

f_0 的最大值

$$f_{0\max} = \frac{1}{2\pi RC_{\min}} = \frac{1}{2\pi \times 500 \times 0.01 \times 10^{-6}} \text{Hz} \approx 318000 \text{Hz} = 31.8 \text{kHz}$$

f_0 的调节范围约为 $0.78 \text{Hz} \sim 31.8 \text{kHz}$ 。

5.1.3 LC 正弦波振荡电路

LC 正弦波振荡电路与 RC 桥式正弦波振荡电路的组成原则在本质上是相同的，只是选频网络采用 LC 谐振电路。在 LC 正弦波振荡电路中，当 $f = f_0$ 时，放大电路的增益最大，而其余频率的信号均被衰减到零；通过正反馈将反馈电压作为放大电路的输入电压，以维持输出，从而形成正弦波振荡。由于 LC 正弦波振荡电路的振荡频率较高（大于 1 兆赫兹），所以其放大电路多采用分立元件构成，而且往往采用晶体管共基电路。

1. LC 谐振回路的频率特性

LC 并联谐振回路如图 5-1-8 所示, 它由 L 和 C 并联组成, 图中电阻 R 为并联谐振回路的等效损耗电阻。当 $R=0$ 时, 为理想电路, 无损耗, 谐振频率 $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ 。在信号频率较低时, 电容的容抗很大, 网络呈感性; 在信号频率较高时, 电感的感抗很大, 网络呈容性; 只有当 $f=f_0$ 时, 网络才呈纯阻性, 且阻抗无穷大。这时电路产生电流谐振, 电容的电场能转换成磁场能, 而电感的磁场能又转换成电场能, 两种能量相互转换。

由上图可知 LC 并联谐振回路的导纳为

$$Y = j\omega C + \frac{1}{R + j\omega L} = \frac{R}{R^2 + (\omega L)^2} + j\left[\omega C - \frac{\omega L}{R^2 + (\omega L)^2}\right] \quad (5.1.9)$$

令式中虚部为零, 可求出谐振角频率

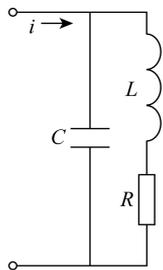


图 5-1-8 LC 网络

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{R}{\omega_0 L}\right)^2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{Q^2} \cdot \sqrt{LC}}}$$

式中: Q 为品质因数, 品质因数是衡量谐振回路损耗大小的指标,

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} \quad (5.1.10)$$

当 $Q \gg 1$ 时, $\omega_0 \approx \frac{1}{\sqrt{LC}}$, 所以谐振频率

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (5.1.11)$$

将上式代入(5.1.11), 得出

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (5.1.12)$$

式(5.1.12)表明, 选频网络的损耗电阻 R 愈小, 品质因数 Q 愈高; 谐振频率相同时, 电容容量愈小, 电感数值愈大, 品质因数愈大, 将使得选频特性愈好。

当 $f=f_0$ 时, 电抗

$$|Z_0| = \frac{1}{|Y_0|} = \frac{R^2 + (\omega_0 L)^2}{R} = R + Q^2 R$$

当 $Q \gg 1$ 时, $|Z_0| \approx Q^2 R$, 将式(5.1.12)代入, 整理可得

$$|Z_0| \approx QX_L \approx QX_C \quad (5.1.13)$$

X_L 和 X_C 分别是电感和电容的电抗。因此，当网络的输入电流为 I_0 时，电容和电感的电流约为 QI_0 。根据式(5.1.9)，可知 LC 并联网络电抗 Z 是频率的函数，其频率特性如图 5-1-9 所示。 Q 值愈大，曲线愈陡，选频特性愈好。

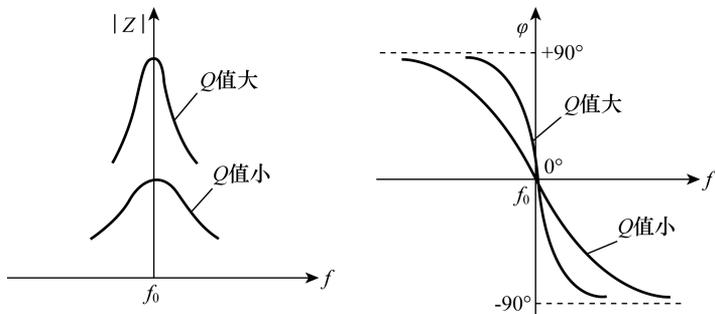


图 5-1-9 LC 并联网电抗的频率特性

根据引入反馈的方式不同，正弦波振荡电路分为变压器反馈式、电感反馈式和电容反馈式三种电路。所用的晶体管放大电路视振荡频率而定，可以是共射电路，也可能选择共基电路。

2. 变压器反馈式振荡电路

变压器反馈式振荡电路如图 5-1-10 所示。LC 并联谐振回路作为晶体管的负载，反馈线圈 N_1 与电感线圈 N_2 耦合将反馈信号送到输入回路。图中 C_1 和 C_e 足够大，交流时可视为短路。

变压器反馈式 LC 振荡电路的振荡频率与 LC 并联谐振回路相同，即

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

用前面所叙述的方法可以判断电路产生正弦波振荡的可能性。

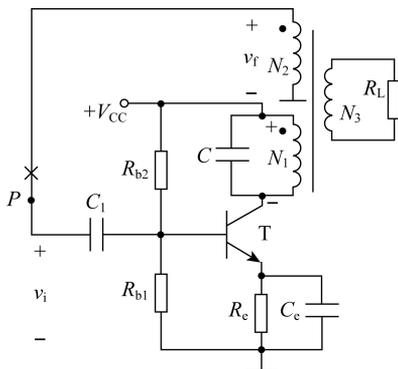


图 5-1-10 变压器耦合振荡器

(1) 观察电路各组成部分是否齐全，三极管构成共射极放大电路，集电极 LC 并联谐振回路为选频网络，反馈线圈 N_1 通过磁性与 N_2 耦合，负载电阻通过 N_3 耦合，三极管的非线性特性实现稳幅环节。

(2) 放大电路是典型的工作点稳定电路，能够设置合适的静态工作点，电路对交流信号可以正常放大。

(3) 采用瞬时极性法判断电路是否满足相位平衡条件，断开反馈，加频率为 f_0 的输入电压，设其极性和“地”为正，因而晶体管基极动态电位对“地”为正，由于放大电路为共射接法，故集电极动态电位对“地”为负；对于交流信号，电源相当于“地”，所以线圈 N_1 上电压为上“正”下“负”；根据同名端， N_2 上电压也为上“正”下“负”，即反馈电压对“地”为正，与输入电压极性相同，满足正弦波振荡的相位条件。

(4) 幅值条件判断。变压器反馈式振荡电路中放大电路的输入电阻是放大电路负载的一部分。一般情况下，只要合理选择变压器原、副边线圈的匝数比以及其他电路参数，电路很容易满足幅值条件。

变压器反馈式振荡电路易于产生振荡，输出电压的波形失真不大，应用范围广泛。但是由于输出电压与反馈电压靠磁路耦合，因而耦合不紧密，损耗较大。并且振荡频率的稳定性不高。

3. 电感反馈式振荡电路

为了克服变压器反馈式振荡电路中变压器原边线圈和副边线圈耦合不紧密的缺点，可将 N_1 和 N_2 合并，把图5-1-10所示电路中线圈 N_1 接电源的一端和 N_2 接地的一端相连作为中间抽头；为了加强谐振效果，将电容 C 跨接在整个线圈两端，便得到电感反馈式振荡电路，常被称为电感三点式振荡电路(本文略)。

电感反馈式振荡电路中 N_2 与 N_1 之间耦合紧密，振幅大；当 C 采用可变电容时，可以获得调节范围较宽的振荡频率，最高振荡频率可达几十兆赫。由于反馈电压取自电感，对高频信号具有较大的电抗，输出电压波形中常含有高次谐波。因此，电感反馈式振荡电路常用在对波形要求不高的设备之中。

4. 电容反馈式振荡电路

电容反馈式振荡电路具有更好的输出电压波形，如图5-1-11所示。因为两个电容的三个端分别接晶体管的三个极，故也称之为电容三点式电路或考毕兹振荡电路。

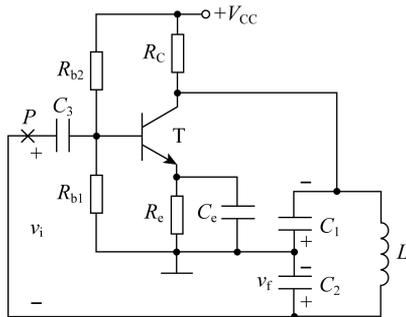


图5-1-11 电容耦合振荡电路

该电路包含了放大电路、选频网络、反馈网络和非线性元件——晶体管四个部分，而且放大电路能够正常工作。断开反馈(P 点)，加频率为 f_0 的输入电压，给定其极性，从 C_2 上所获得的反馈电压的极性与输入电压相同，电路满足正弦波振荡的相位条件，各点

瞬时极性如图中所标注。只要电路参数选择得当，电路就可满足幅值条件，而产生正弦波振荡。

当由 L 、 C_1 和 C_2 所构成的选频网络的品质因数 Q 远大于 1 时，振荡频率

$$f_0 \approx \frac{1}{2\pi \sqrt{L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}} \quad (5.1.14)$$

与电感反馈式振荡电路相类似，若增大 $\frac{C_1}{C_2}$ ，一方面反馈系数数值随之增大，有利于电路起振；另一方面，它又使 R'_L 减小，从而造成电压放大倍数数值减小，不利于电路起振。因此， $\frac{C_1}{C_2}$ 既不能太大，又不能太小，具体数值应通过实验来确定。

图 5-1-11 所示电容反馈式振荡电路的输出电压波形好，但若用改变电容的方法来调节振荡频率，则会影响电路的起振条件；而若用改变电感的方法来调节振荡频率，则比较困难。所以常常用在固定振荡频率的场合。

在要求电容反馈式振荡电路的振荡频率高达 100MHz 以上时，应考虑采用共基放大电路，如图 5-1-12 所示。图中 C_b 为旁路电容，对交流信号可视为短路，故放大电路为共基放大电路。断开反馈，给放大电路加频率为 f_0 的输入电压，极性为“+”；因共基放大电路输出电压与输入电压同相，故集电极动态电位为“+”；对于交流信号，电源相当于“地”，选频网络的电压方向为上“-”下“+”，因此从 C_1 上获得的反馈电压也为上“-”下“+”，与输入电压同相，所以电路满足正弦波振荡的相位平衡条件。如果参数选择合适，使电路满足起振条件，那么电路就一定会产生正弦波振荡。

例题 5.1.2 电路如图 5-1-13 所示。旁路电容 C_b 和耦合电容 C_1 对交流信号均可视为短路。为使电路能够产生正弦波振荡输出，试标出变压器 N_1 和 N_2 两个绕组的同名端。

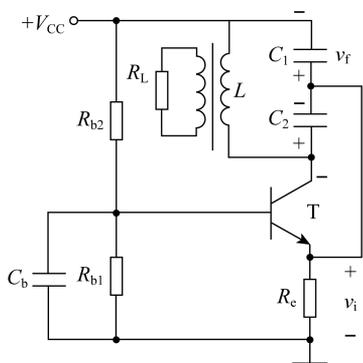


图 5-1-12 共基组态的电容三点式电路

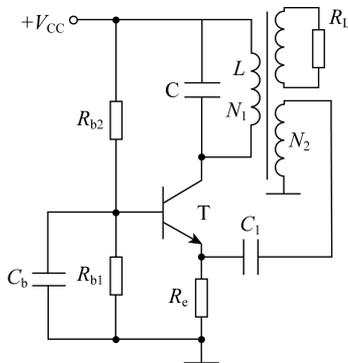


图 5-1-13 例题 5.1.2 电路

解答：图 5-1-13 电路为共基放大电路。断开反馈 (C_1 处)，给放大电路加频率为 f_0 的输入电压，对地正极性“+” (瞬时极性)；则集电极的瞬时极性为“+”，即 LC 选频网络的瞬时极性为“下正上负”。 N_2 反馈的信号极性应为“上正下负”才能够满足正反馈条件，于是 N_1 和 N_2 绕组的同名端应标注为“ N_1 下端和 N_2 上端”。

5.1.4 石英晶体正弦波振荡电路

石英晶体谐振器，简称石英晶体，具有非常稳定的固有频率。对振荡频率稳定性要求高的电路，应选用石英晶体作选频网络。

1. 石英晶体的特点

将二氧化硅(SiO_2)结晶体按一定的方向切割成很薄的晶片，再将晶片两个对应的表面抛光和涂敷银层，并作为两个极引出管脚，加以封装，就构成石英晶体谐振器。其结构示意图和符号如图 5-1-14 所示。

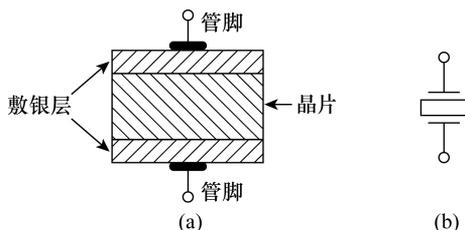


图 5-1-14 石英晶体谐振器的结构示意图及符号

(1) 压电效应和压电振荡

在石英晶体两个管脚加交变电场时，它将会产生一定频率的机械变形，而这种机械振动又会产生交变电场，上述物理现象称为压电效应。一般情况下，无论是机械振动的振幅，还是交变电场的振幅都非常小。但是，当交变电场的频率为某一特定值时，振幅骤然增大，产生共振，称之为压电振荡。这一特定频率就是石英晶体的固有频率，也称谐振频率。

(2) 石英晶体的等效电路和谐振频率

石英晶体的等效电路如图 5-1-15(a) 所示。当石英晶体不振动时，可等效为一个平板电容 C_0 ，称为静态电容。其值决定于晶片的几何尺寸和电极面积，一般约为几到几十皮法。当晶片产生振动时，机械振动的惯性等效为电感 L ，其值为几毫亨到几十亨。晶片的弹性等效为电容 C ，其值仅为 $0.01 \sim 0.1 \text{ pF}$ ，因此 $C \ll C_0$ 。晶片的摩擦损耗等效为电阻 R ，其值约为 100Ω ，理想情况下 $R=0$ 。

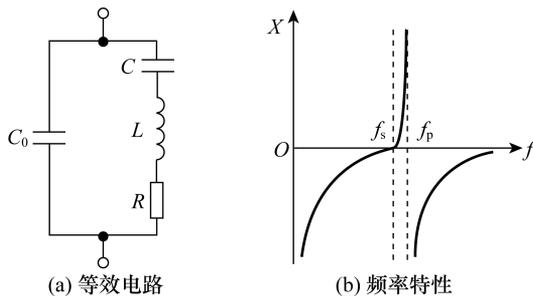


图 5-1-15 石英晶体的等效电路及频率特性

当等效电路中的 L 、 C 、 R 支路产生串联谐振时，该支路呈纯阻性，等效电阻为 R ，谐

振频率

$$f_s \approx \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

谐振频率下整个网络的电抗等于 R 并联 C_0 的容抗, 因 $R \ll \omega_0 C_0$, 故可以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

$$f_p \approx \frac{1}{2\pi \sqrt{L \frac{CC_0}{C+C_0}}} = f_s \sqrt{1 + \frac{C}{C_0}} \quad (5.1.15)$$

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如图 5-1-15(b) 所示, 只有在 $f_s < f < f_p$ 的情况下, 石英晶体才呈感性; 并且 C 和 C_0 的容量相差愈悬殊, f_s 和 f_p 愈接近, 石英晶体呈感性的频带愈狭窄。

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 $10^4 \sim 10^6$ 。而且, 因为振荡频率几乎仅决定于晶片的尺寸, 所以其稳定度 $\frac{\Delta f}{f_0}$ 可达 $10^{-6} \sim 10^{-8}$, 一些产品甚至高达 $10^{-10} \sim 10^{-11}$ 。而即使最好的 LC 振荡电路, Q 值也只能达到几百, 振荡频率的稳定度也只能达到 10^{-5} 。因此, 石英晶体的选频特性是其他选频网络不能比拟的。

2. 石英晶体正弦波振荡电路

(1) 并联型石英晶体正弦波振荡电路

如果用石英晶体取代图 5-1-11 所示电路中的电感, 就得到并联型石英晶体正弦波振荡电路, 如图 5-1-16 所示。图中电容 C_1 和 C_2 与石英晶体中的 C_0 并联, 总容量大于 C_0 , 当然远大于石英晶体中的 C , 所以电路的振荡频率约等于石英晶体的并联谐振频率 f_p 。

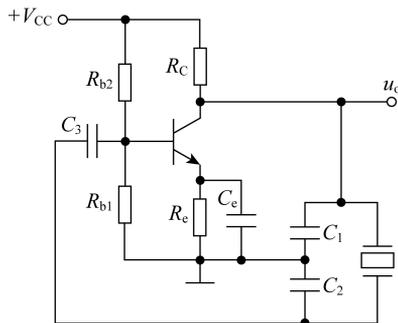


图 5-1-16 并联型石英晶体振荡电路

(2) 串联型石英晶体正弦波振荡电路

图 5-1-17 所示为串联型石英晶体振荡电路。电容 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放大电路，第二级为共集放大电路。若断开反馈，给放大电路加输入电压，极性上“+”下“-”；则 T_1 管集电极动态电位为“+”， T_2 管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。

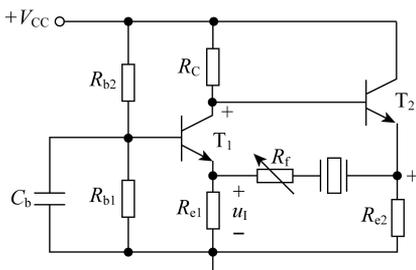


图 5-1-17 串联型石英晶体振荡电路

5.2 电压比较器

电压比较器是对输入信号进行鉴幅与比较的电路，是组成非正弦波发生电路的基本单元电路，在测量和控制中有着相当广泛的应用。本节主要讲述各种电压比较器的特点及电压传输特性，同时阐明电压比较器的组成特点和分析方法。

5.2.1 概述

1. 电压比较器的电压传输特性

电压比较器的输出电压 v_o 与输入电压 v_i 的函数关系 $v_o = f(v_i)$ 一般用曲线来描述，称为电压传输特性。输入电压 v_i 是模拟信号，而输出电压 v_o 只有两种可能的状态，不是高电平 V_{OH} ，就是低电平 V_{OL} ，用以表示比较结果的“是”与“否”。使 v_o 从 V_{OH} 跃变为 V_{OL} ，或者从 V_{OL} 跃变为 V_{OH} 的输入电压称为阈值电压，或转折电压，记作 V_T 。

电压比较器的电压传输特性包含以下三个要素。

- (1) 输出电压高电平和低电平的数值 V_{OH} 和 V_{OL} ；
- (2) 阈值电压的数值 V_T ；
- (3) 当 v_i 变化且经过 V_T 时， v_o 跃变的方向，即是从 V_{OH} 跃变为 V_{OL} ，还是从 V_{OL} 跃变为 V_{OH} 。

2. 集成运放非线性工作的特性

在电压比较器电路中，集成运放不是处于开环状态(即没有引入反馈)，就是引入了正

反馈。由于运放的开环差模增益非常大，只要同相输入端与反相输入端之间有很小的差值电压，开环输出电压就将达到正的最大值或负的最大值。将运放的上述特性理想化后，其电压传输特性如图 5-2-1 所示。若集成运放的输出电压 v_o 的幅值为 $\pm V_{OM}$ ，则当 $v_p > v_n$ 时 $v_o = +V_{OM}$ ，当 $v_n > v_p$ 时 $v_o = -V_{OM}$ 。当然，由于运放的差模输入电阻非常大，故认定净输入电流为零，即 $i_p = i_n = 0$ ，在工程上是合理的。

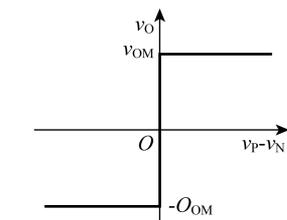


图 5-2-1 集成运放的电压传输特性

5.2.2 单限比较器

单限比较器是指电路只有一个阈值电压，输入电压 v_i 逐渐增大或减小过程中，当通过 V_T 时，输出电压 v_o 产生跃变，从高电平 V_{OH} 跃变为低电平 V_{OL} ，或者从 V_{OL} 跃变为 V_{OH} 。

1. 一般单限比较器

图 5-2-2 所示为一般单限比较器， V_{REF} 为外加参考电压。根据叠加原理，集成运放反相输入端的电位

$$v_N = \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_i + \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{REF}$$

令 $v_N = v_P = 0$ ，则求出阈值电压

$$V_T = -\frac{R_2}{R_1} V_{REF} \quad (5.2.1)$$

当 $v_i < V_T$ 时， $v_N < v_P$ ，所以 $v'_o = +V_{OM}$ ， $v_o = V_{OH} = +V_Z$ ；当 $v_i > V_T$ 时， $v_N > v_P$ ，所以 $v'_o = -V_{OM}$ ， $v_o = V_{OL} = -V_Z$ 。若 $V_{REF} < 0$ ，则图 5-2-2(a) 所示电路的电压传输特性如图 5-2-2(b) 所示。

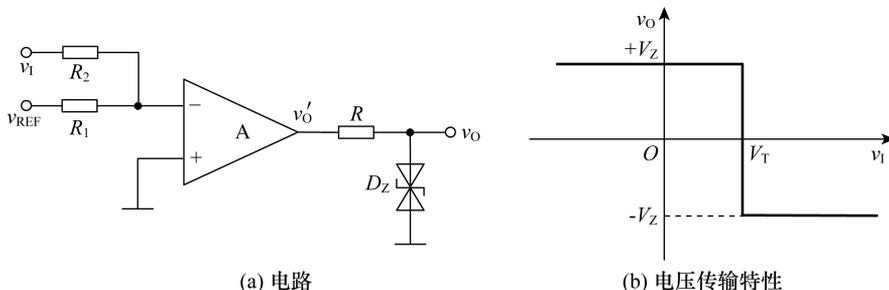


图 5-2-2 一般单限比较器及其电压传输特性

根据式(5.2.1)可知，只要改变参考电压的大小和极性，以及电阻 R_1 和 R_2 的阻值，就可以改变阈值电压的大小和极性。若要改变 v_i 过 V_T 时 v_o 的跃变方向，则应将集成运放的同相输入端和反相输入端所接外电路互换。综上所述，分析电压传输特性三个要素的方法是：

(1) 通过分析集成运放输出端所接的限幅电路来确定电压比较器的输出低电平 V_{OL} 和输出高电平 V_{OH} ；

(2) 写出集成运放同相输入端、反相输入端电位 v_p 和 v_n 的表达式, 令 $v_n = v_p$, 解得的输入电压就是阈值电压 V_T ;

(3) v_o 在 v_i 过 V_T 时的跃变方向决定于 v_i 作用于集成运放的哪个输入端。当 v_i 从反相输入端输入(或通过电阻接反相输入端)时, $v_i < V_T$, $v_o = V_{OH}$; $v_i > V_T$, $v_o = V_{OL}$ 。当 v_i 从同相输入端输入(或通过电阻接同相输入端)时, $v_i < V_T$, $v_o = V_{OL}$; $v_i > V_T$, $v_o = V_{OH}$ 。

2. 过零比较器

过零比较器电路如图 5-2-3 所示, 其阈值电压 $V_T = 0V$, 输入电压 v_i 每次过零时输出电压产生突然变化, 所以称其为过零比较器。电压传输特性如图 5-2-4 所示。

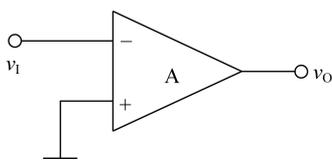


图 5-2-3 过零比较器

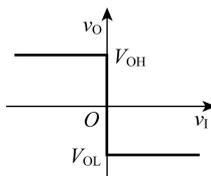


图 5-2-4 过零比较器的电压传输特性

在实用电路中为了限制集成运放的差模输入电压, 保护其输入级, 可加二极管限幅电路, 同时为了满足负载的需要, 常在集成运放的输出端加稳压管限幅电路, 从而获得合适的 V_{OL} 和 V_{OH} , 如图 5-2-5 所示。限幅电路还可以如图 5-2-6 接法。不要认为这是把运放接成电压并联负反馈电路了, 因而运放线性工作了。因为反馈网络是非线性元件 D_z , 因此它还是非线性电路。只不过 D_z 的击穿电压为 $\pm V_z$, 且 V_z 小于运放非线性输出极限值 V_{OM} 。于是, 无论运放企图输出正限幅 V_{OM} 还是输出负限幅 $-V_{OM}$ 都会导致 D_z 被击穿。当然这时的电路是负反馈即线性的了, $v_n = v_p = 0V$, 输出电压为 V_z 或者 $-V_z$ 。该电路显然不必忧虑反相输入端和同相输入端间的电压差过高了。这是该过零比较器电路的优点。

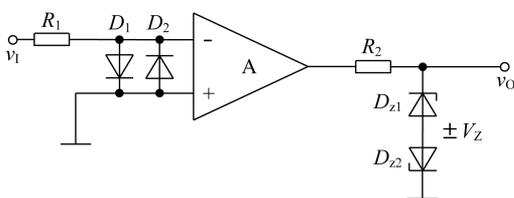


图 5-2-5 实用过零比较器电路

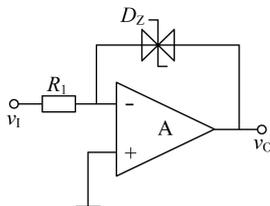


图 5-2-6 双向稳压管限幅电路的优化接法

5.2.3 滞回比较器

滞回比较器电路有两个阈值电压, 输入电压 v_i 从小变大过程中使输出电压 v_o 产生跃变的阈值电压 V_{T1} , 不等于从大变小过程中使输出电压 v_o 产生跃变的阈值电压 V_{T2} , 电路具有滞回特性。它与单限比较器的相同之处在于: 当输入电压向单一方向变化时, 输出电压只跃变一次。图 5-2-7 是某滞回比较器的电压传输特性。

单限比较器中, 输入电压在阈值电压附近的任何微小变化, 都将引起输出电压的跃变, 无论这种微小变化是来源于输入信号还是外部干扰。因此, 虽然单限比较器很灵敏,

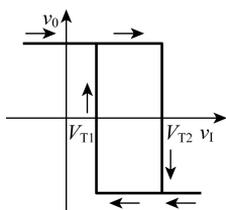


图 5-2-7 滞回的电压传输特性

但是抗干扰能力差。滞回比较器具有滞回特性，即有保持性，因而具有一定的抗干扰能力。反相输入滞回比较器电路如图 5-2-8 所示，滞回比较器电路中引入了正反馈。

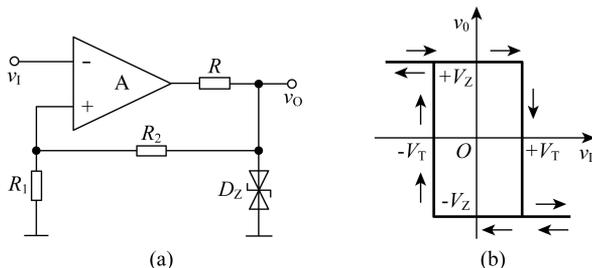


图 5-2-8 滞回比较器电路及其电压传输特性

从集成运放输出端的限幅电路可以看出， $v_0 = \pm V_Z$ 。集成运放反相输入端电位 $v_N = v_1$ ，同相输入端电位

$$v_P = \pm \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_Z \quad (5.2.2)$$

令 $v_N = v_P$ ，求出的 v_1 就是阈值电压，因此得出

$$\pm V_T = \pm \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_Z \quad (5.2.3)$$

输出电压在输入电压 v_1 等于阈值电压时是如何变化的呢？假设 $v_1 < -V_T$ ，那么 v_N 一定小于 v_P ，因而 $v_0 = +V_Z$ ，所以 $v_P = +V_T$ 。只有当输入电压 v_1 增大到 $+V_T$ ，再增大一个无穷小量时，输出电压 v_0 才会从 $+V_Z$ 跃变为 $-V_Z$ 。同理，假设 $v_1 > +V_T$ ，那么 v_N 一定大于 v_P ，因而 $v_0 = -V_Z$ ，所以 $v_P = -V_T$ 。只有当输入电压 v_1 减小到 $-V_T$ ，再减小一个无穷小量时，输出电压 v_0 才会从 $-V_Z$ 跃变为 $+V_Z$ 。可见， v_0 从 $+V_Z$ 跃变为 $-V_Z$ 和 v_0 从 $-V_Z$ 跃变为 $+V_Z$ 的阈值电压是不同的，电压传输特性如图 5-2-8(b) 所示。

从电压传输特性曲线上可以看出，当 $-V_T < v_1 < +V_T$ 时， v_0 可能是 $+V_Z$ ，也可能是 $-V_Z$ 。如果 v_1 是从小于 $-V_T$ 的值逐渐增大到 $-V_T < v_1 < +V_T$ ，那么 v_0 应为 $+V_Z$ ；如果 v_1 是从大于 $+V_T$ 的值逐渐减小到 $-V_T < v_1 < +V_T$ ，那么 v_0 应为 $-V_Z$ 。曲线具有方向性。

实际中，集成运放的开环差模增益不是无穷大，只有当差模输入电压足够大时，输出电压 v_0 才为 $\pm V_Z$ 。 v_0 在从 $+V_Z$ 变为 $-V_Z$ 或从 $-V_Z$ 变为 $+V_Z$ 的过程中， v_1 的变化将经过线性区，并需要一定的时间。滞回比较器中引入了正反馈，加快了 v_0 的转换速度，从而获得较为理想的电压传输特性。在近似分析中，一般都把电压比较器中的集成运放看成理想运放。

若将电阻 R_1 的接地端接参考电压 V_{REF} ，如图 5-2-9 所示，则同相输入端的电位

$$v_P = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{REF} \pm \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_Z$$

令 $v_P = v_N$ ，求出的 v_i 就是阈值电压，因此得出

$$V_{T1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{REF} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_Z$$

$$V_{T2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{REF} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_Z$$

当 $V_{REF} > 0V$ 时，图中所示电路的电压传输特性。改变参考电压的大小和极性，滞回比较器的电压传输特性将产生水平方向的移动；改变稳压管的稳定电压可使电压传输特性产生垂直方向的移动。

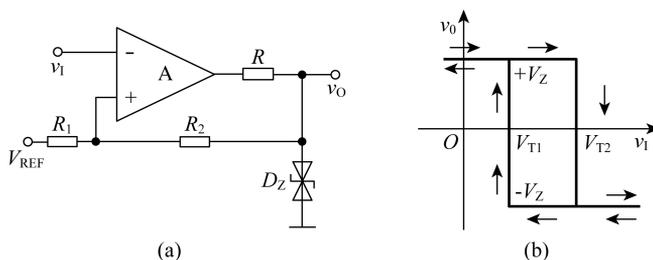


图 5-2-9 加参考电压的滞回比较器电路及其电压传输特性

例 5.2.1 设计一个电压比较器，使其电压传输特性如图 5-2-10(a) 所示，要求所用电阻阻值在 $20 \sim 100k\Omega$ 之间。

解答：根据电压传输特性可知，输入电压作用于同相输入端，而且 $v_o = \pm V_Z = \pm 6V$ ， $V_{T1} = -V_{T2} = -3V$ ，电路没有外加基准电压，故电路如图 5-2-10(b) 所示。求解阈值电压的表达式：

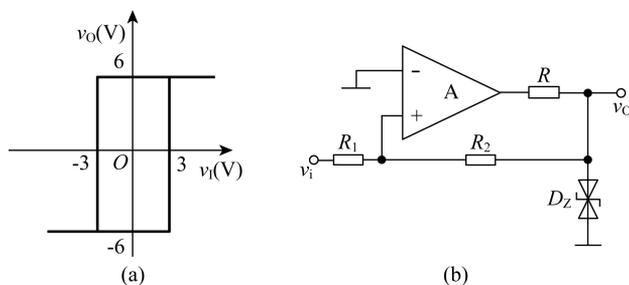


图 5-2-10 例题 5.2.1 图电压传输特性和所设计的电路

$$v_P = \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_i + \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_o = v_N = 0$$

故

$$\pm V_T = \pm \frac{R_1}{R_2} \cdot V_Z = \left(\pm \frac{R_1}{R_2} \cdot 6 \right) V = \pm 3V$$

$R_2 = 2R_1$ ，所以，若取 R_1 为 $25\text{k}\Omega$ ，则 R_2 应取为 $50\text{k}\Omega$ ；若取 R_1 为 $50\text{k}\Omega$ ，则 R_2 应取为 $100\text{k}\Omega$ 。

5.2.4 窗口比较器

窗口比较器电路有两个阈值电压，输入电压 v_1 从小变大或从大变小过程中使输出电压 v_0 产生两次跃变，中间如开了个窗口，故此得名。窗口比较器与前两种比较器的区别在于：输入电压向单一方向变化过程中，输出电压跃变两次。这使得窗口比较器能够检测出输入电压是否在两个给定电压之间。

图 5-2-11(a) 所示为一种窗口比较器，外加参考电压 $V_{RH} > V_{RL}$ ，电阻 R_1 、 R_2 和稳压管 D_Z 构成限幅电路。当输入电压 v_1 大于 V_{RH} 时，必然大于 V_{RL} ，所以集成运放 A_1 的输出 $v_{O1} = +V_{OM}$ ， A_2 的输出 $v_{O2} = -V_{OM}$ 。使得二极管 D_1 导通， D_2 截止，电流通路如图中实线所标注，稳压管 D_Z 工作在稳压状态，输出电压 $v_0 = +V_Z$ 。

当 v_1 小于 V_{RL} 时，必然小于 V_{RH} ，所以 A_1 的输出 $v_{O1} = -V_{OM}$ ， A_2 的输出 $v_{O2} = +V_{OM}$ ，因此 D_2 导通， D_1 截止，电流通路如图中虚线所标注， D_Z 工作在稳压状态， v_0 仍为 $+V_Z$ 。

当 $V_{RL} < v_1 < V_{RH}$ 时， $v_{O1} = v_{O2} = -V_{OM}$ ，所以 D_1 和 D_2 均截止，稳压管截止， $v_0 = 0$ 。

V_{RH} 和 V_{RL} 也分别为比较器的两个阈值电压，设 V_{RH} 和 V_{RL} 均大于零，图 5-2-11(a) 所示电路的电压传输特性如图 5-2-11(b) 所示。

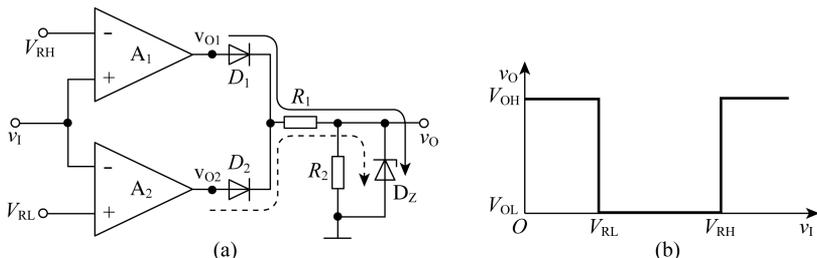


图 5-2-11 窗口比较器电路及其电压传输特性

通过以上三种电压比较器的分析，可得出如下结论。

(1) 在电压比较器中，集成运放多工作在非线性区，输出电压只有高电平和低电平两种可能的情况。

(2) 一般用电压传输特性来描述输出电压与输入电压的函数关系。

(3) 电压传输特性的三个要素是输出电压的高、低电平，阈值电压和输出电压的跃变方向。输出电压的高、低电平决定于限幅电路；令 $v_p = v_n$ 所求出的 v_1 就是阈值电压； v_1 等于阈值电压时输出电压的跃变方向决定于输入电压作用于同相输入端还是反相输入端。

5.3 非正弦波发生电路

在实用电路中除了常见的正弦波外，还有矩形波、三角波、锯齿波、尖顶波和阶梯波，如图 5-3-1 所示。

本节主要讲述模拟电子电路中常用的矩形波、三角波和锯齿波三种非正弦波波形发生电路的组成、工作原理、波形分析和主要参数，以及电路的原理。

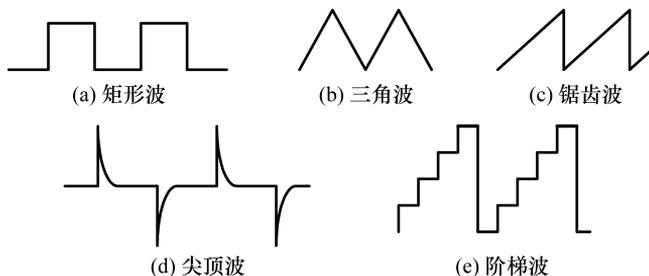


图 5-3-1 常见的非正弦波

5.3.1 矩形波发生电路

矩形波发生电路是其他非正弦波发生电路的基础，当方波电压加在积分运算电路的输入端时，输出就获得三角波电压；而如果改变积分电路正向积分和反向积分的时间常数，使某一方向的积分常数趋于零，就能够获得锯齿波。

1. 电路组成及工作原理

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，就是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 5-3-2 所示为矩形波发生电路，它由反相输入的滞回比较器和 RC 电路组成。RC 回路既作为延迟环节，又作为反馈网络，通过 RC 充、放电实现输出状态的自动转换。图中滞回比较器的输出电压 $v_o = \pm V_Z$ ，阈值电压

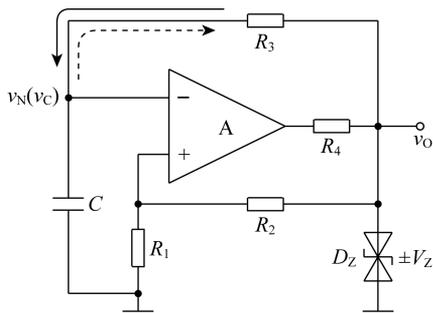


图 5-3-2 矩形波发生电路

$$\pm V_T = \pm \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_Z \quad (5.3.1)$$

因而电压传输特性如图 5-3-3 所示。

设某一时刻输出电压 $v_o = +V_Z$ ，则同相输入端电位 $v_p = +V_T$ 。通过 R_3 对电容 C 正向充电，如图中实线箭头所示。反相输入端电位 v_N 随时间 t 增长而逐渐升高，当 t 趋近于无穷时， v_N 趋于 $+V_Z$ ；但是，一旦 $v_N = +V_T$ ，再稍增大， v_o 就从 $+V_Z$ 跃变为 $-V_Z$ ，与此同时 v_p 从 $+V_T$ 跃变为 $-V_T$ 。随后， v_o 又通过 R_3 对电容 C 反向充电，或者说放电，如图中虚线箭头所示。反相输入端电位 v_N 随时间 t 增长而逐渐降低，当 t 趋近于无穷时， v_N 趋于 $-V_Z$ ；但是，一旦 $v_N = -V_T$ ，再稍

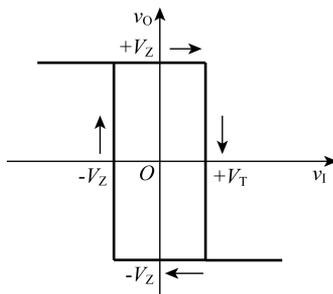


图 5-3-3 电压传输特性

减小, v_o 就从 $-V_Z$ 跃变为 $+V_Z$, 与此同时 v_p 从 $-V_T$ 跃变为 $+V_T$, 电容又开始正向充电。上述过程周而复始, 电路产生了自激振荡。

2. 波形分析及主要参数

图 5-3-2 所示电路中电容正向充电与反向充电的时间常数均为 R_3C , 而且充电的总幅值相等, 因而在一个周期内 $v_o = +V_Z$ 的时间与 $v_o = -V_Z$ 的时间相等, v_o 为对称的方波, 所以也称该电路为方波发生电路。电容上电压 v_c (即集成运放反相输入端电位 v_N) 和电路输出电压 v_o 波形如图 5-3-4 所示。矩形波的宽度 T_k 与周期 T 之比称为占空比, 因此 v_o 是占空比为 $\frac{1}{2}$ 的矩形波。

根据电容上电压波形可知, 在二分之一周期内, 电容充电的起始值为 $-V_T$, 终了值为 $+V_T$, 时间常数为 R_3C ; 时间 t 趋于无穷时, v_c 趋于 $+V_Z$, 利用一阶 RC 电路的三要素法可列出方程 $+V_T = (V_Z + V_T)(1 - e^{-\frac{T}{2R_3C}}) + (-V_T)$

将式(5.3.1)代入上式, 即可求出振荡周期

$$T = 2R_3C \ln\left(1 + \frac{2R_1}{R_2}\right) \quad (5.3.2)$$

振荡频率 $f = \frac{1}{T}$ 。

通过以上分析可知, 调整电压比较器的电路参数 R_1 、 R_2 和 V_Z 可以改变方波发生电路的振荡幅值, 调整电阻 R_1 、 R_2 、 R_3 和电容 C 的数值可以改变电路的振荡频率。

3. 占空比可调电路

通过对方波发生电路的分析可知, 欲改变输出电压的占空比, 必须使电容正向和反向充电的时间常数不同, 即两个充电回路不同。利用二极管的单向导电性可以引导电流流经不同的通路, 占空比可调的矩形波发生电路如图 5-3-5(a) 所示, 电容上电压和输出电压波形如图 5-3-5(b) 所示。

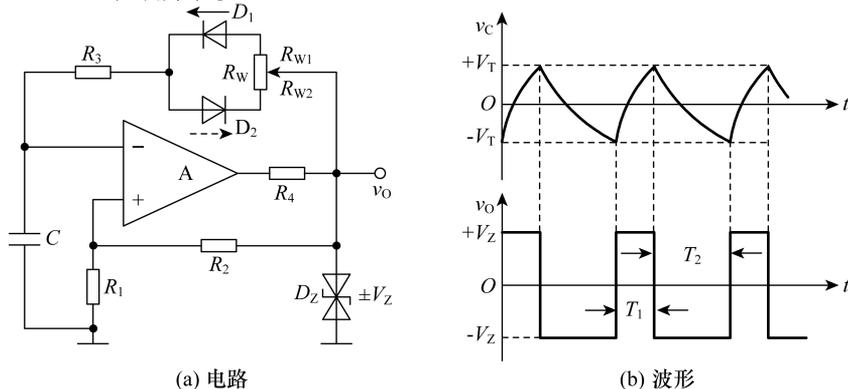


图 5-3-5 占空比可调的矩形波发生电路

当 $v_o = +V_Z$ 时, v_o 通过 R_{W1} 、 D_1 和 R_3 对电容 C 正向充电, 若忽略二极管导通时的等效电阻, 则时间常数

$$\tau_1 \approx (R_{W1} + R_3)C \quad (5.3.3)$$

当 $v_o = -V_Z$ 时, v_o 通过 R_{W2} 、 D_2 和 R_3 对电容 C 反向充电, 若忽略二极管导通时的等效电阻, 则时间常数

$$\tau_2 \approx (R_{W2} + R_3)C \quad (5.3.4)$$

利用一阶 RC 电路的三要素法可以解出

$$T_1 = \tau_1 \ln\left(1 + \frac{2R_1}{R_2}\right)$$

$$T_2 = \tau_2 \ln\left(1 + \frac{2R_1}{R_2}\right)$$

$$T = T_1 + T_2 \approx (R_W + 2R_3)C \ln\left(1 + \frac{2R_1}{R_2}\right) \quad (5.3.5)$$

式(5.3.5)表明改变电位器的滑动端可以改变占空比, 但不能改变周期。

5.3.2 三角波发生电路

1. 电路的组成与工作原理

将方波发生电路中的 RC 充、放电回路用积分运算电路来取代, 滞回比较器和积分电路的输出互为另一个电路的输入, 如图 5-3-6 所示。图中, 虚线左边为同相输入滞回比较器, 右边为积分运算电路。滞回比较器的输出电压 $v_{o1} = \pm V_Z$, 它的输入电压是积分电路的输出电压 v_o , 根据叠加原理, 集成运放 A_1 同相输入端的电位

$$v_{p1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}v_o + \frac{R_1}{R_1 + R_2}v_{o1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}v_o \pm \frac{R_1}{R_1 + R_2}V_Z$$

令 $v_{p1} = v_{p2} = 0$, 则阈值电压

$$\pm V_T = \pm \frac{R_1}{R_2}V_Z \quad (5.3.6)$$

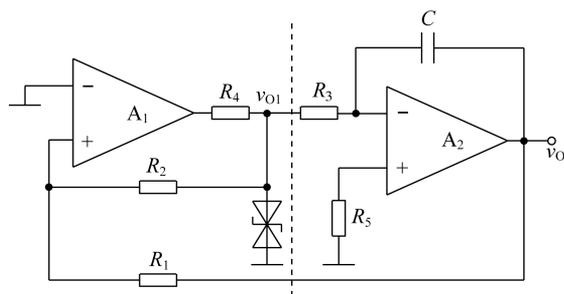


图 5-3-6 三角波发生电路

滞回比较器的电压传输特性如图 5-3-7 所示。

积分电路的输入电压是滞回比较器的输出电压 v_{o1} , 而且 v_{o1} 不是 $+V_Z$, 就是 $-V_Z$, 所以输出电压的表达式为

$$v_o = -\frac{1}{R_3 C} v_{o1}(t - t_0) + v_o(t_0), t_0 \leq t \leq t_1 \quad (5.3.7)$$

式中： $v_o(t_0)$ 为初态时的输出电压。设初态时 v_{o1} 正好从 $-V_Z$ 跃变为 $+V_Z$ ，则式(5.3.7)应写成

$$v_o = -\frac{1}{R_3 C} V_Z(t - t_0) + V_T, t_0 \leq t \leq t_1 \quad (5.3.8)$$

积分电路反向积分， v_o 随着时间的增长线性下降，根据图 5-3-7 所示电压传输特性，一旦 $v_o = -V_T$ ，再稍减小， v_{o1} 将从 $+V_Z$ 跃变为 $-V_Z$ 。使得式(5.3.7)变成

$$v_o = \frac{1}{R_3 C} V_Z(t - t_1) - V_T, +t_1 \leq t \leq t_2 \quad (5.3.9)$$

积分电路从 $v_o(t_1) = -V_T$ 开始正向积分。 v_o 随着时间的增长线性增大，根据图 5-3-7 所示电压传输特性，一旦 $v_o = +V_T$ 再稍增大， v_{o1} 将从 $-V_Z$ 跃变为 $+V_Z$ ，回到初态，积分电路又开始反向积分。电路重复上述过程，因此产生自激振荡。

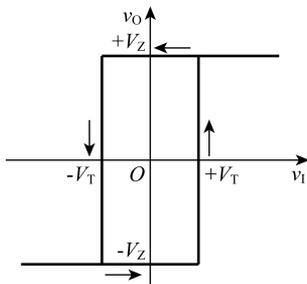


图 5-3-7 三角波发生电路中滞回比较器的传输特性

由以上分析可知， v_o 是三角波，幅值为 $\pm V_T$ ； v_{o1} 是方波，幅值为 $\pm V_Z$ ，如图 5-3-8 所示，因此也可称图 5-3-6 所示电路为三角波一方波发生电路。由于积分电路引入了深度电压负反馈，所以在负载电阻相当大的变化范围里，三角波电压几乎不变。

2. 振荡频率

根据图 5-3-8 所示波形可知，正向积分的起始值为 $-V_T$ ，终了值为 $+V_T$ ，积分时间为二分之一周期，将它们代入式(5.3.9)，得出

$$+V_T = \frac{1}{R_3 C} V_Z \cdot \frac{T}{2} + (-V_T)$$

式中： $V_T = \frac{R_1}{R_2} V_Z$ ，经整理可得出振荡周期

$$T = \frac{4R_1 R_3 C}{R_2} \quad (5.3.10)$$

振荡频率

$$f = \frac{R_2}{4R_1 R_3 C} \quad (5.3.11)$$

调节电路中 R_1 、 R_2 、 R_3 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。

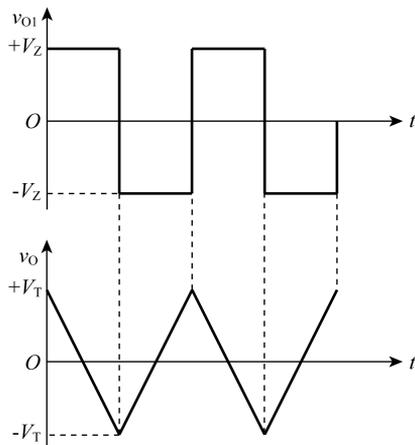


图 5-3-8 三角波-方波发生电路的波形较长

5.3.3 锯齿波发生电路

如果图 5-3-6 所示积分电路正向积分的时间常数远大于反向积分的时间常数，或者反向积分的时间常数远大于正向积分的时间常数，那么输出电压 v_O 上升和下降的斜率相差很多，就可以获得锯齿波。利用二极管的单向导电性使积分电路两个方向的积分通路不同，就可得到锯齿波发生电路，如图 5-3-9 所示。图中 R_3 的阻值远小于 R_W 。

设二极管导通时的等效电阻可忽略不计，电位器的滑动端移到最上端。当 $v_{O1} = +V_Z$ 时， D_1 导通， D_2 截止，输出电压的表达式为

$$v_O = -\frac{1}{R_3 C} V_Z (t - t_0) + V_T, t_0 \leq t \leq t_1 \quad (5.3.12)$$

v_O 随时间线性下降。 v_O 达到 $-V_T$ 时， v_{O1} 跳变到 $-V_Z$ ， D_2 导通， D_1 截止，输出电压的表达式为

$$v_O = \frac{1}{(R_3 + R_W) C} V_Z (t - t_1) - V_T, t_1 \leq t \leq t_2 \quad (5.3.13)$$

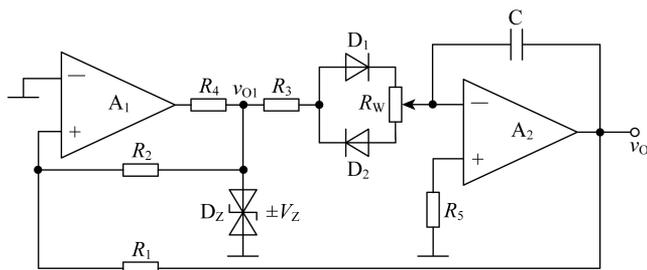


图 5-3-9 锯齿波发生电路构成

v_O 随时间线性上升。由于 $R_W \gg R_3$ ， v_{O1} 和 v_O 的波形如图 5-3-10 所示。根据三角波发生电路振荡周期的计算方法，可得出下降时间

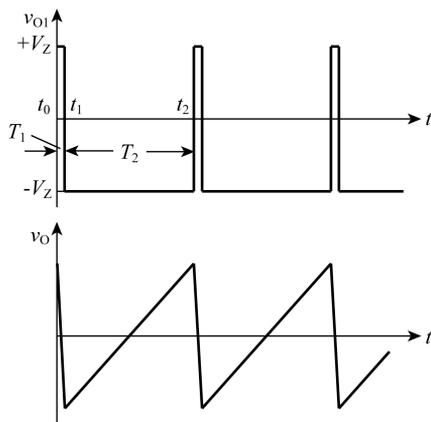


图 5-3-10 锯齿波发生电路波形

$$T_1 = t_1 - t_0 \approx 2 \cdot \frac{R_1}{R_2} \cdot R_3 C$$

上升时间

$$T_2 = t_2 - t_1 \approx 2 \cdot \frac{R_1}{R_2} \cdot (R_3 + R_W) C$$

所以振荡周期

$$T = \frac{2R_1(2R_3 + R_W)C}{R_2} \quad (5.3.14)$$

因为 R_3 的阻值远小于 R_W ，所以可以认为 $T \approx T_2$ 。根据 T_1 和 T 的表达式，可得 v_{o1} 的占空比

$$\frac{T_1}{T} = \frac{R_3}{(R_3 + R_W)} \quad (5.3.15)$$

调整 R_1 和 R_2 的阻值可以改变锯齿波的幅值；调整 R_1 、 R_2 和 R_W 的阻值以及 C 的容量，可以改变振荡周期；调整电位器滑动端的位置，可以改变 v_{o1} 的占空比，以及锯齿波上升和下降的斜率。

5.4 信号转换电路

在控制系统中，为了驱动执行机构，如记录仪、继电器等，常需要将电压转换成电流；而在监测系统中，为了数字化显示，又常将电流转换成电压，再接数字电压表。在放大电路中引入合适的反馈，就可实现上述转换。

5.4.1 电压 - 电流转换电路

图 5-4-1 所示为实现电压 - 电流转换的基本原理电路。由于电路引入了负反馈， $v_N = v_P = 0$ ，负载电流

$$i_L = i_i = \frac{v_1}{R} \quad (5.4.1)$$

i_L 与 v_1 成线性关系。由于图 5-4-1 所示电路中的负载没有接地点，因而不适用于某些应用场合。

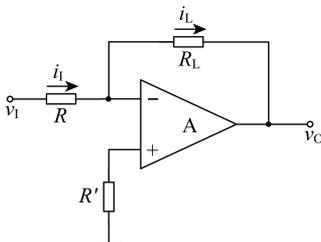


图 5-4-1 电压-电流转换的基本原理电路

图 5-4-2 所示为实用的电压-电流转换电路。由于电路引入了负反馈， A_1 构成同相求和运算电路， A_2 构成电压跟随器。图中 $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$ ，因此

$$v_{O2} = v_{P2}$$

$$v_{P1} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot v_1 + \frac{R_3}{R_3 + R_4} \cdot v_{P2} = 0.5v_1 + 0.5v_{P2} \quad (5.4.2)$$

$$v_{O1} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)v_{P1} = 2v_{P1}$$

将式(5.4.2)代入上式， $v_{O1} = v_{P2} + v_1$ ， R_0 上的电压

$$v_{R_0} = v_{O1} - v_{P2} = v_1$$

所以

$$i_o = \frac{v_1}{R_0} \quad (5.4.3)$$

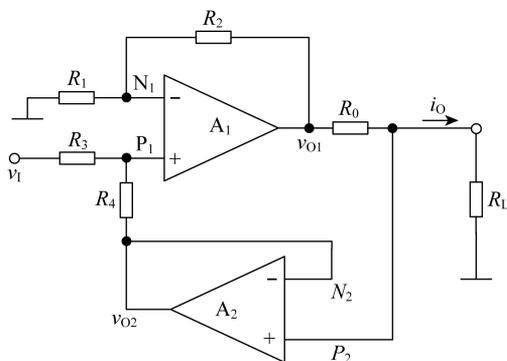


图 5-4-2 实用的电压-电流转换电路

5.4.2 电流-电压转换电路

图 5-4-3 所示为反向输入型电流-电压转换电路。在理想运放条件下， $i_F = i_S$ ，故输出电压

$$v_o = -i_S R_f \quad (5.4.4)$$

输出电压正比于输入电流 i_s ，与负载无关，实现了电流 - 电压转换。实际电路中要求电流源的内阻必须很大，否则，输入失调电压将被放大 $1 + \frac{R_f}{R_s}$ 倍，产生较大误差。而且电流 i_s 需要远大于运算放大器的输入偏置电流。

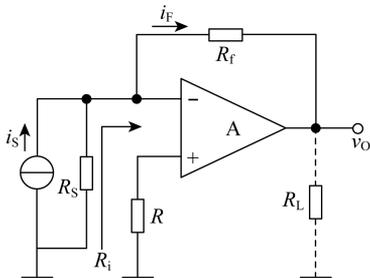


图 5-4-3 反相输入电流电压转换电路

同相输入型电流 - 电压转换电路如图 5-4-4 所示。输入电流 i 首先经输入电阻 R_1 变为输入电压 $v_i = iR_1$ 。加到运算放大器的同相输入端，经过同相比例放大后得输出电压

$$v_o = iR_1 \left(1 + \frac{R_2}{R_3} \right)$$

R_1 值根据电流输出器件(如传感器)对负载的要求确定，一般为几百欧姆。 R_1 确定后，可根据 i 与 v_o 的范围决定 R_2 及 R_3 。为避免运算放大器的偏置电流造成误差，要求两个输入端的电阻相等，即

$$R_4 = \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}$$

由于采用同相端输入，电路应选用共模抑制比较高的运算放大器。

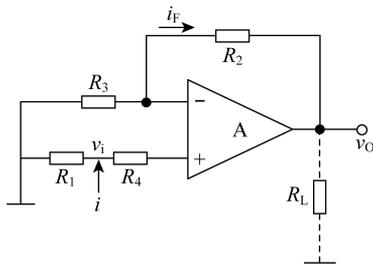


图 5-4-4 同相输入电流电压转换电路

5.4.3 电压 - 频率转换电路

电压 - 频率转换电路(VFC)的功能是将输入直流电压转换成频率与其数值成正比的输出电压，故也称为电压控制振荡电路(VCO)，简称压控振荡电路。电压 - 频率转换电路广泛应用于模拟 - 数字信号的转换、调频、遥控遥测等各种设备之中。

图 5-4-5 所示为电荷平衡式电压 - 频率转换电路，虚线左边为积分器，右边为滞回比较器，二极管 D 的状态决定于输出电压，电阻 R_5 起限流作用，通常 $R_5 \ll R_1$ 。

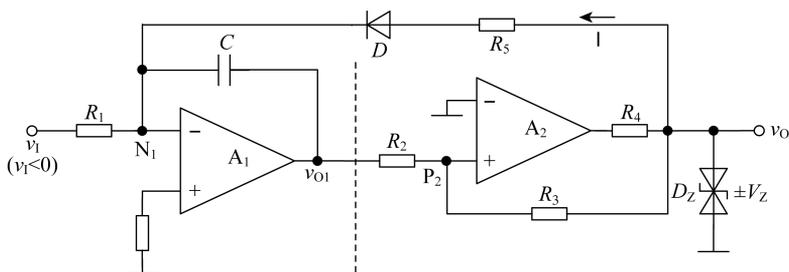


图 5-4-5 电荷平衡式电压-频率转换电路

滞回比较器的电压传输特性如图 5-4-6 所示，输出电压 v_o 的高、低电平分别为 $+V_Z$ 和 $-V_Z$ ，阈值电压 $\pm V_T = \pm \frac{R_2}{R_3} \cdot V_Z$ 。

设初态 $v_o = -V_Z$ ，由于 $v_{N1} = 0$ ， D 截止， A_1 的输出电压和 A_2 同相输入端的电位分别为

$$v_{o1} = -\frac{1}{R_1 C} v_1 (t - t_0) - V_T, \quad t_0 \leq t \leq t_1$$

$$v_{P2} = \frac{R_3}{R_2 + R_3} \cdot v_{o1} + \frac{R_2}{R_2 + R_3} \cdot (-V_Z)$$

随时间增长 v_{o1} 线性增大， A_2 同相输入端的电位 v_{P2} 也随之上升。当 v_{o1} 过 $+V_T$ 时，输出电压 v_o 从 $-V_Z$ 跃变为 $+V_Z$ ，导致 D 导通。积分器实现求和积分，若忽略二极管导通电阻，则

$$v_{o1} \approx -\frac{1}{R_1 C} v_1 (t - t_1) - \frac{1}{R_5 C} V_Z (t - t_1) + V_T, \quad t_1 \leq t \leq t_2$$

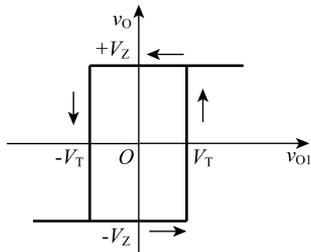


图 5-4-6 电路中滞回比较器的电压传输特性

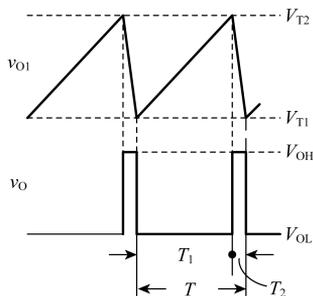


图 5-4-7 电压-频率转换电路波形

由于 $R_5 \ll R_1$ ， v_{o1} 的下降速度几乎仅仅决定于 $R_5 C$ ，而且迅速下降至 $-V_T$ ，使得 v_o 从 $+V_Z$ 跃变为 $-V_Z$ ，电路回到初态。上述过程循环往复，因而产生自激振荡，波形如图 5-4-7 所示，振荡周期 $T \approx T_1$ 。由于积分起始值为 $-V_T$ ，终了值为 $+V_T$ ，时间常数为 $R_1 C$ ，

$\pm V_T = \pm \frac{R_2}{R_3} \cdot V_Z$ ，故可求出电路的振荡周期 T 和频率 f ：

$$T \approx \frac{2R_1 R_2 C}{R_3} \cdot \frac{V_Z}{v_1} \quad (5.4.5)$$

$$f \approx \frac{R_3}{2R_1 R_2 C} \cdot \frac{v_1}{V_Z} \quad (5.4.6)$$

可见，振荡频率正比于输入电压的数值。

习题 5

5.1 回答下列问题:

(1) 什么是自激振荡? 波形发生电路中必须在输入信号作用下才产生振荡吗? 波形发生电路中必须有放大电路吗?

(2) 正弦波振荡电路所产生的自激振荡和负反馈放大电路中所产生的自激振荡有区别吗? 为什么正弦波振荡电路中必须有选频网络? 选频网络可由哪些元件组成?

(3) 产生正弦波振荡的条件是什么? 怎样组成正弦波振荡电路, 它必须包含哪些部分? 如何判断电路是否是正弦波振荡电路?

(4) 为什么说矩形波发生电路是产生其他非正弦波信号的基础? 为什么非正弦波发生电路中几乎都含有电压比较器?

(5) 电压比较器与放大电路有什么区别? 集成运放在电压比较器电路和运算电路中的工作状态一样吗? 为什么? 如何判断电路中集成运放的工作状态?

(6) 如何组成矩形波、三角波和锯齿波发生电路?

(7) 为什么需要将输入信号进行转换? 有哪些基本的转换?

5.2 说明为什么负反馈放大电路产生自激振荡的相位条件是 $\varphi_A + \varphi_F = (2n + 1)\pi$, 而正反馈正弦振荡的相位平衡条件是 $\varphi_A + \varphi_F = 2n\pi$ 。

5.3 比较说明变压器反馈式、电感反馈式、电容反馈式振荡电路的特点。

5.4 用产生正弦振荡的相位平衡条件判断图 T5.4 中各电路能否产生正弦振荡。

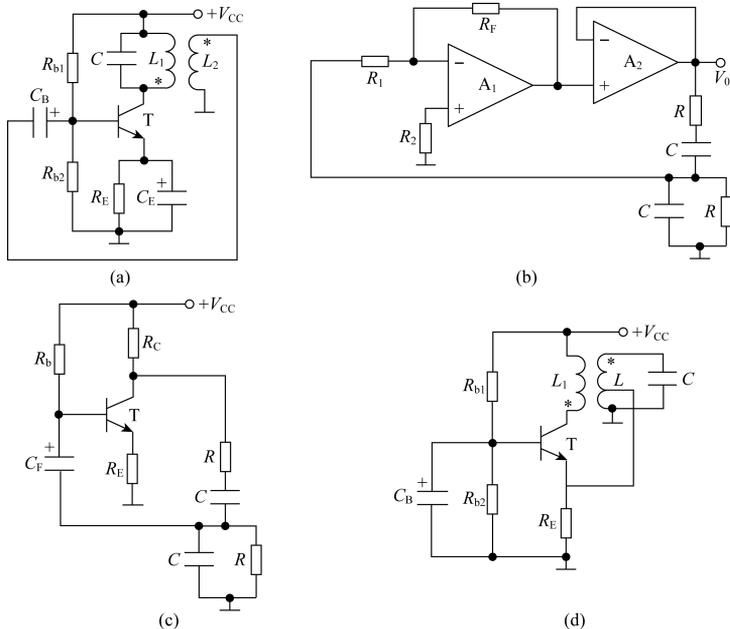


图 T5.4

5.5 判断图 T5.5 中各电路能否满足产生正弦振荡的相位条件。

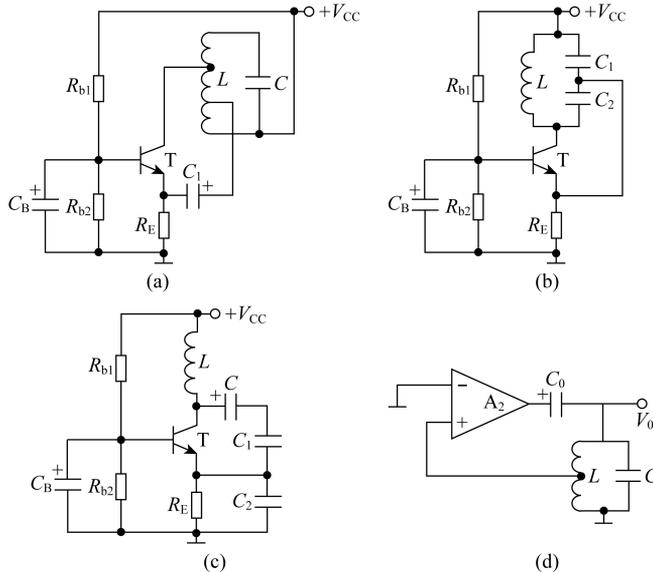


图 T5.5

5.6 电路如图 T5.6 所示。

- (1) 分别说明 A_1 和 A_2 各构成哪种基本电路？
- (2) 定性画出 v_{o1} 和 v_o 的输出波形。
- (3) 想要提高该电路的振荡频率，请问可以修改哪两个元件的参数，如何修改？

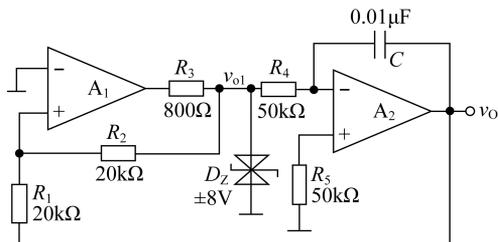


图 T5.6

5.7 画出如图 T5.7 所示电路的转移特性 $v_o = f(v_i)$ 波形。

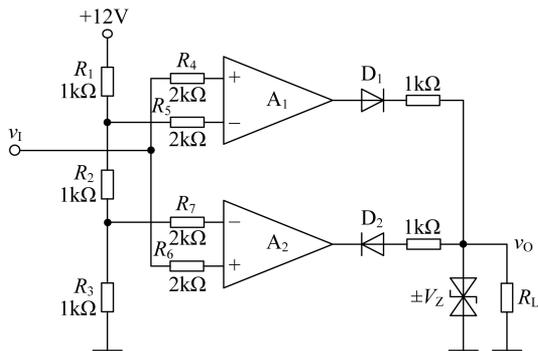


图 T5.7

5.8 波形发生电路如图 T5.8 所示, 说明 R_1 、 R_W 、 R_{W2} 分别增大或减小时, 对 v_{O1} 和 v_{O2} 的占空比、频率及幅度有何影响? 并画出当 R_W 滑到最上端时, 试定性地画出 R_{W2} 滑到最上端和最下端时 v_{O1} 和 v_{O2} 的波形。

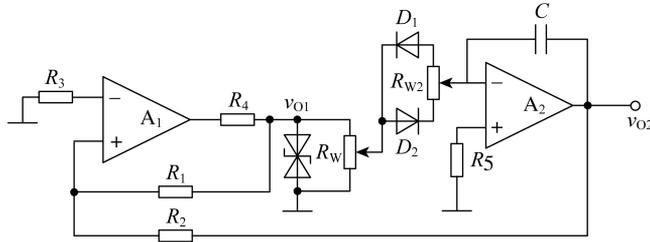


图 T5.8

5.9 如图 T5.9 所示电路中, 已知 $R_1 = 10\text{k}\Omega$, $R_2 = 20\text{k}\Omega$, $C = 0.01\mu\text{F}$, 运算放大器的非线性极值输出为 $\pm 12\text{V}$, 电路中均为理想电子器件。

- (1) 请画出 v_o 和 v_c 的波形;
- (2) 求该振荡电路的震荡周期。

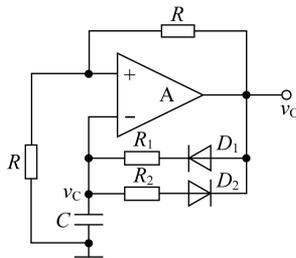


图 T5.9

5.10 按图 T5.10 所示电压传输特性曲线设计相应的比较器, 并选择合适的电路参数 (电阻值小于 $100\text{k}\Omega$)。

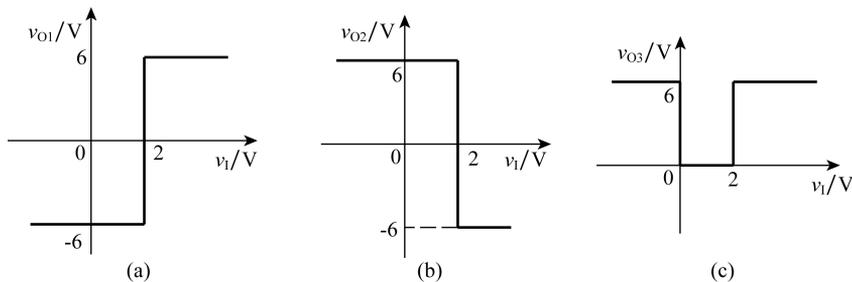


图 T5.10