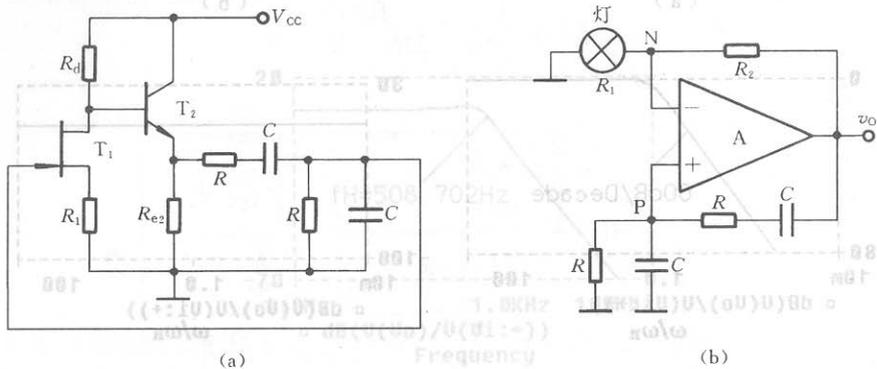


9 信号产生电路

9.2.1 电路如图题 9.2.1 所示, 试用相位平衡条件判断哪个电路可能振荡, 哪个不能, 并简述理由。



图题 9.2.1

解 图题 9.2.1a 所示电路不能振荡。用瞬时(变化)极性法分析可知, 从 T_1 栅极断开, 加一“(+)”信号, 则从 T_2 射极输出为“(−)”, 即 $\varphi_a = 180^\circ$ 。考虑到 RC 串并网络在 $\omega = \omega_0 = 1/RC$ 时, $\varphi_f = 0^\circ$, 因此反馈回 T_1 栅极的信号为“(−)”, 即 $\varphi_a + \varphi_f \neq 360^\circ$, 不满足相位平衡条件。

图题 9.2.1b 所示电路能振荡。当从运放同相端断开并加一“(+)”信号, 则 v_o 为“(+)”, 即 $\varphi_a = 0^\circ$ 或 360° 。因在 $\omega = \omega_0 = 1/RC$ 时, $\varphi_f = 0^\circ$, 经 RC 串并网络反馈到同相端的信号也为“(+)”, 即有 $\varphi_a + \varphi_f = 0^\circ$ 或 360° , 满足相位平衡条件。

9.2.2 电路如图题 9.2.2 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_{cl} 的值应有何关系? 振荡频率是多少? 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?

解 (1) 从 T_1 栅极断开加一“(+)”信号, 则经 T_2 集电极输出为“(+)”; 因 $\omega = \omega_0 = 1/RC$ 时, $\varphi_f = 0^\circ$, 反馈到 T_1 栅极的信号也为“(+)”, 满足 $\varphi_a + \varphi_f = 360^\circ$, 可振荡。

(2) 当 $R_f > 2R_{cl}$ (但接近 $2R_{cl}$) 时可能振荡, 其振荡频率 $f_0 = 1/2\pi RC \approx 58.5 \text{ Hz}$ 。

(3) R_{cl} 采用正温度系数或 R_f 采用负温度系数热敏电阻。

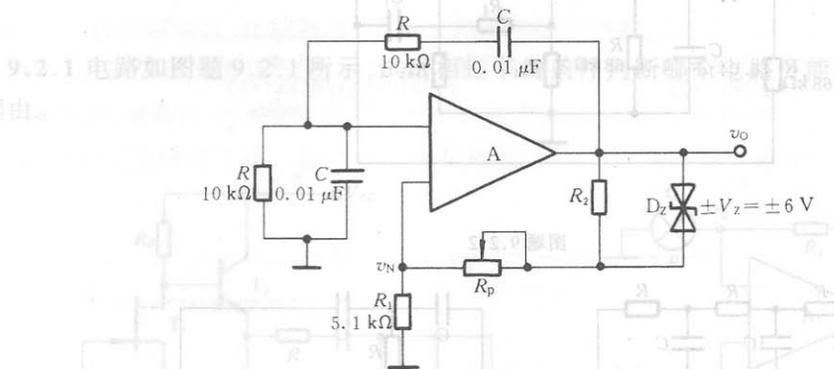
9.2.3 一节 RC 高通或低通电路的最大相移绝对值小于 90° , 试从相位平衡条件出发, 判断图题 9.2.3 所示电路哪个可能振荡, 哪个不能, 并简述理由。

解 图题 9.2.3a 所示电路有 $\varphi_a = 180^\circ$, 且三节 RC 移相网络的最大相移可接近 270° , 因此总有 f_0 满足 $\varphi_a + \varphi_f = 360^\circ$, 可能振荡。

$$R_p = 2R_1 - (r_d \parallel R_2)$$

$$= 2 \times 2 \text{ k}\Omega - \frac{(0.5 \times 4.5) \text{ k}\Omega}{4.5 + 0.5} \approx 3.55 \text{ k}\Omega$$

9.2.6 设运放 A 是理想的, 试分析图题 9.2.6 所示正弦波振荡电路: (1) 为满足振荡条件, 试在图中用 +、- 标出运放 A 的同相端和反相端; (2) 为能起振, R_p 和 R_2 两个电阻之和应大于



图题 9.2.6

何值; (3) 此电路的振荡频率 $f_0 = ?$ (4) 试证明稳定振荡时输出电压的峰值为

$$V_{om} = \frac{3R_1}{2R_1 - R_p} V_Z$$

解 (1) 利用瞬时极性法分析可知, 为满足相位平衡条件, 运放 A 的输入端应为上“+”下“-”。

(2) 为能起振, 要求 $A_V = 1 + \frac{R_p + R_2}{R_1} > 3$, 即

$$R_p + R_2 > 2R_1 = 10.2 \text{ k}\Omega$$

(3) 振荡频率

$$f_0 = 1/(2\pi RC) = 1/(2\pi \times 0.01 \text{ F} \times 10^{-6} \times 10 \times 10^3 \Omega) \approx 1591.5 \text{ Hz}$$

(4) 求 V_{om} 表达式

当 $v_B = V_{om}$ 时, 有

$$V_N = V_P = \frac{1}{3} V_{om} \quad (9.2.6-1)$$

$$V_Z + V_{R_p} = \frac{2}{3} V_{om} \quad (9.2.6-2)$$

考虑到通过 R_1 与 R_p 的电流相等, 有

$$V_{R_p} = \frac{V_N}{R_1} R_p \quad (9.2.6-3)$$

将式(9.2.6-1)代入式(9.2.6-3)得

$$V_{R_p} = \frac{V_{om} R_p}{3R_1} \quad (9.2.6-4)$$

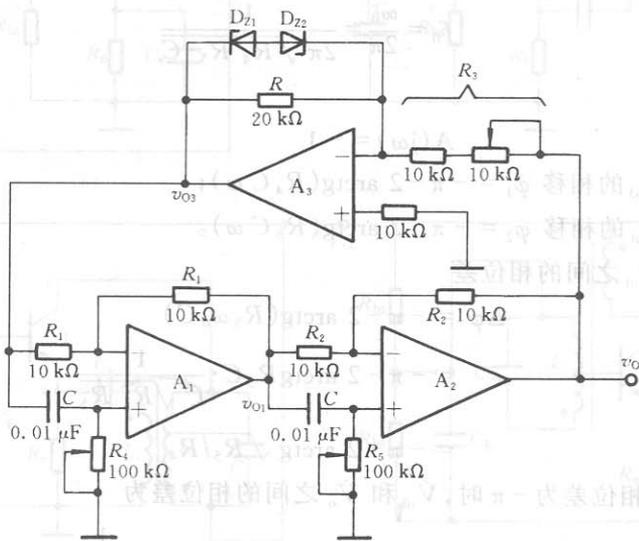
将式(9.2.6-4)代入式(9.2.6-2)得

$$V_z + \frac{V_{om} R_p}{3R_1} = \frac{2}{3} V_{om}$$

整理后得

$$V_{om} = \frac{3R_1}{2R_1 - R_p} \cdot V_z$$

9.2.7 由一阶全通滤波器组成的可调的移相式正弦波发生器电路如图题 9.2.7 所示。(1)



图题 9.2.7

试证明电路的振荡频率 $f_0 = 1/(2\pi C \sqrt{R_4 R_5})$; (2) 根据全通滤波器的工作特点, 可分别求出 \dot{V}_{o1} 相对于 \dot{V}_{o3} 的相移和 \dot{V}_o 相对于 \dot{V}_{o1} 的相移, 同时在 $f = f_0$ 时 \dot{V}_{o3} 与 \dot{V}_o 之间的相位差为 $-\pi$, 试证明在 $R_4 = R_5$ 时, \dot{V}_{o1} 、 \dot{V}_o 间的相位差为 90° , 即 \dot{V}_{o1} 若为正弦波, 则 \dot{V}_o 就为余弦波。

提示: A_1 、 A_2 分别组成一阶全通滤波器, A_3 为反相器。对于 A_1 、 A_2 分别有

$$A_1(j\omega) = -\frac{1 - j\omega R_4 C}{1 + j\omega R_4 C}$$

和

$$A_2(j\omega) = -\frac{1 - j\omega R_5 C}{1 + j\omega R_5 C}$$

A_1 、 A_2 只要各产生 90° 相移, 就可满足相位平衡条件, 并产生正弦波振荡。

解 (1) 求 f_0

A_1 和 A_2 分别为一阶移相滤波器, 反相器 A_3 为反馈网络。其频率特性表达式分别为

$$A_1(j\omega) = -\frac{1 - j\omega R_4 C}{1 + j\omega R_4 C}$$

$$A_2(j\omega) = -\frac{1 - j\omega R_5 C}{1 + j\omega R_5 C}$$

$$A_3(j\omega) = -\frac{R}{R_3} = -1$$

A_1 、 A_2 的总频率特性为

$$A(j\omega) = A_1(j\omega)A_2(j\omega) = \frac{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 - j\omega C(R_4 + R_5)}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + j\omega C(R_4 + R_5)}$$

式中 $\omega_0 = 1/(C\sqrt{R_4 R_5})$

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_4 R_5} \cdot C}$$

当 $\omega = \omega_0$ 时

$$A(j\omega) = -1$$

(2) \dot{V}_{o1} 相对于 \dot{V}_{o3} 的相移 $\varphi_1 = -\pi - 2 \arctg(R_4 C \omega)$;

\dot{V}_o 相对于 \dot{V}_{o1} 的相移 $\varphi_2 = -\pi - 2 \arctg(R_5 C \omega)$ 。

在 f_0 时, \dot{V}_o 和 \dot{V}_{o1} 之间的相位差

$$\begin{aligned} \Delta\varphi &= -\pi - 2 \arctg(R_5 \omega_0 C) \\ &= -\pi - 2 \arctg R_5 C \cdot \frac{1}{C\sqrt{R_4 R_5}} \\ &= -\pi - 2 \arctg \sqrt{R_5/R_4} \end{aligned}$$

\dot{V}_o 和 \dot{V}_{o3} 之间的相位差为 $-\pi$ 时, \dot{V}_{o1} 和 \dot{V}_o 之间的相位差为

$$\begin{aligned} \Delta\varphi' &= 2 \arctg(R_4 \omega_0 C) = 2 \arctg R_4 C \cdot \frac{1}{C\sqrt{R_4 R_5}} \\ &= 2 \arctg \sqrt{R_4/R_5} \end{aligned}$$

当 $R_4 = R_5$ 时

$$\Delta\varphi' = 2 \arctg 1 = 90^\circ$$

即 \dot{V}_{o1} 若为正弦波, 则 \dot{V}_o 为余弦波, 构成正交正弦波发生器。

9.3.1 电路如图题 9.3.1 所示, 试用相位平衡条件判断哪个能振荡, 哪个不能, 说明理由。

解 用瞬时极性法判断。

图题 9.3.1a 所示为共射电路, 设从基极断开, 并加入“(+)”信号, 则经变压器反馈回来的为“(−)”信号, 即 $\varphi_a + \varphi_f = 180^\circ$, 不满足相位平衡条件, 不能振荡。

图题 9.3.1b 为共基极电路, 设从射极断开, 并加入“(+)”信号, 则经变压器反馈回来的为“(+)”信号, 即 $\varphi_a + \varphi_f = 360^\circ$, 满足相位平衡条件, 可能振荡。

图题 9.3.1c 为共基极电路, 设从射极断开, 并加入“(+)”信号, 则经 L_1 反馈回来的信号为“(−)”, 即 $\varphi_a + \varphi_f = 180^\circ$, 不满足相位平衡条件, 不能振荡。

图题 9.3.1d 为共射电路, 设基极断开, 并加入“(+)”信号, 经变压器反馈到 L_1 的信号为“(+)”, 即 $\varphi_a + \varphi_f = 360^\circ$, 满足相位平衡条件, 可能振荡。

9.3.2 对图题 9.3.2 所示的各三点式振荡器的交流通路(或电路), 试用相位平衡条件判断哪个可能振荡, 哪个不能, 指出可能振荡的电路属于什么类型。

解 用瞬时极性法判断。

(3) 图题 9.3.1 所示电路不能振荡。例如, 设从反相端加入“(+)”信号, 则由 L_1 得到的反馈信号为“(+)”, 即 $\varphi_a + \varphi_f = 180^\circ$, 不满足相位平衡条件。

图题 9.3.2b 所示电路可能振荡。当石英晶体呈感性时, 构成电容三点式振荡电路。例如, 当从栅极加入“(+)”信号, v_o 为“(+)”, 经与栅极相连的电容获得的反馈信号为“(+)”, 即 $\varphi_a + \varphi_f = 360^\circ$, 满足相位平衡条件。

图题 9.3.2c 所示电路不能振荡。例如, 设从反相输入端加入“(+)”信号, 则由 C_3 获得的反馈信号为“(+)”, 即 $\varphi_a + \varphi_f = 180^\circ$, 不满足相位平衡条件。

9.3.3 两种改进型电容三点式振荡电路如图题 9.3.3a、b 所示, 试回答下列问题:

(1) 画出图 a 的交流通路, 若 C_b 很大, $C_1 \gg C_3$, $C_2 \gg C_3$, 求振荡频率的近似表达式;

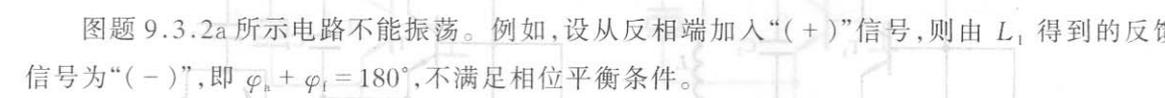
(2) 画出图 b 的交流通路, 若 C_b 很大, $C_1 \gg C_3$, $C_2 \gg C_3$, 求振荡频率的近似表达式;

(3) 定性说明杂散电容对两种电路振荡频率的影响。

解 (1) 图题 9.3.3a 的交流通路如图解 9.3.3a 所示。其振荡频率为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_3}}$$

9.3.5 RC 文氏电桥振荡电路如图题 9.3.5 所示。试说明石英晶体的作用: 在电路产生正弦波振荡时, 石英晶体是在串联还是并联? 电路中采用了什么稳幅措施, 它是



图题 9.3.1

图题 9.3.2a 所示电路不能振荡。例如, 设从反相端加入“(+)”信号, 则由 L_1 得到的反馈信号为“(+)”, 即 $\varphi_a + \varphi_f = 180^\circ$, 不满足相位平衡条件。

图题 9.3.2b 所示电路可能振荡。当石英晶体呈感性时, 构成电容三点式振荡电路。例如, 当从栅极加入“(+)”信号, v_o 为“(+)”, 经与栅极相连的电容获得的反馈信号为“(+)”, 即 $\varphi_a + \varphi_f = 360^\circ$, 满足相位平衡条件。

图题 9.3.2c 所示电路不能振荡。例如, 设从反相输入端加入“(+)”信号, 则由 C_3 获得的反馈信号为“(+)”, 即 $\varphi_a + \varphi_f = 180^\circ$, 不满足相位平衡条件。

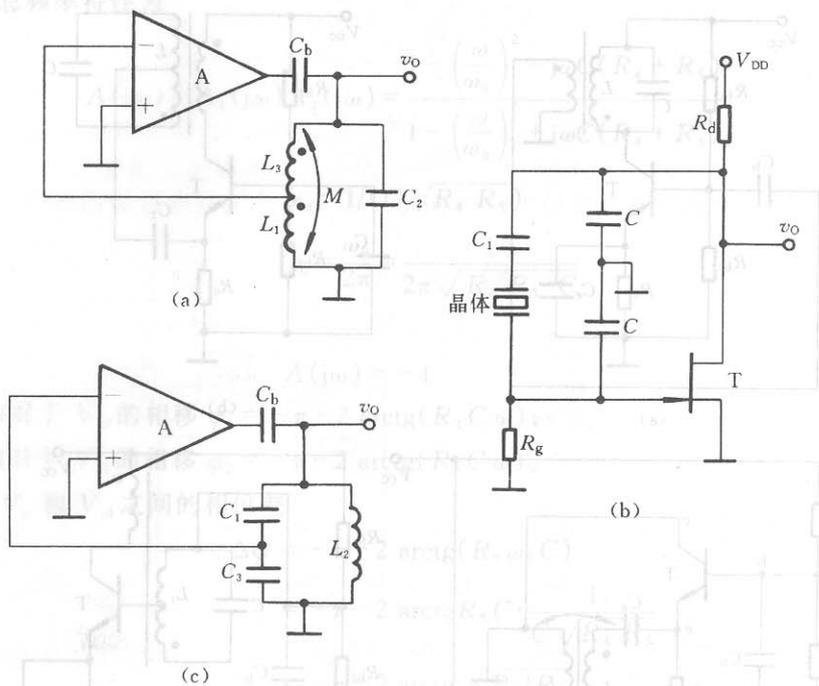
9.3.3 两种改进型电容三点式振荡电路如图题 9.3.3a、b 所示, 试回答下列问题:

- (1) 画出图 a 的交流通路, 若 C_b 很大, $C_1 \gg C_3$, $C_2 \gg C_3$, 求振荡频率的近似表达式;
- (2) 画出图 b 的交流通路, 若 C_b 很大, $C_1 \gg C_3$, $C_2 \gg C_3$, 求振荡频率的近似表达式;
- (3) 定性说明杂散电容对两种电路振荡频率的影响。

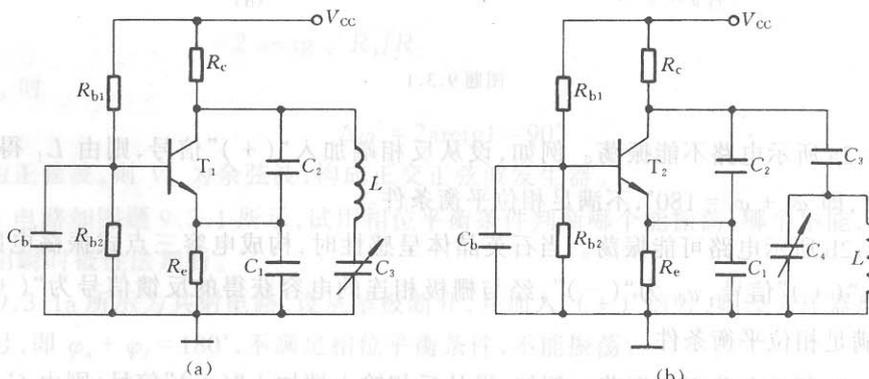
解 (1) 图题 9.3.3a 的交流通路如图解 9.3.3a 所示。其振荡频率为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_3}}$$

9.3.5 RC 文氏电桥振荡电路如图题 9.3.5 所示。试说明石英晶体的作用: 在电路产生正弦波振荡时, 石英晶体是在串联还是并联? 电路中采用了什么稳幅措施, 它是



图题 9.3.2



图题 9.3.3

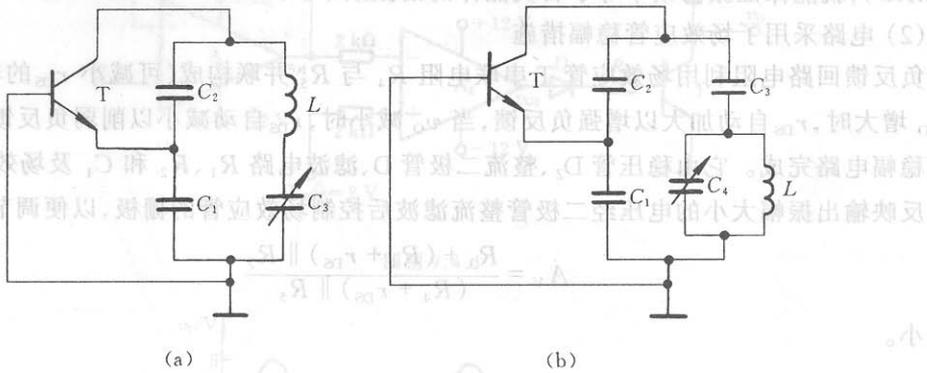
式中 $C = \frac{C_1 C_2 C_3}{C_1 C_2 + C_2 C_3 + C_1 C_3} \approx C_3$

(2) 图题 9.3.3b 的交流通路如图解 9.3.3b 所示。其振荡频率为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C'_3 + C_4)}} \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_3 + C_4)}}$$

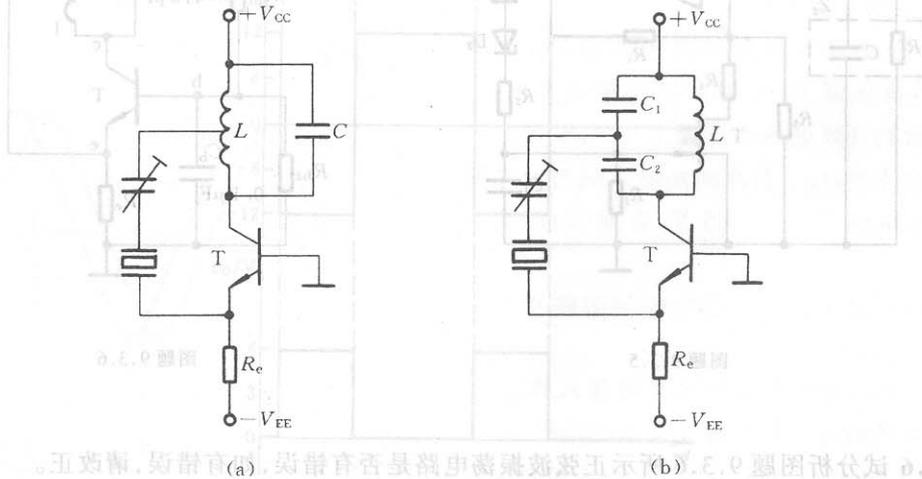
式中 $C'_3 = \frac{C_1 C_2 C_3}{C_2 C_3 + C_1 C_3 + C_1 C_2} \approx C_3$

(3) 图题 9.3.3a、b 两电路都给定 $C_1 \gg C_3$ 和 $C_2 \gg C_3$ 的条件,且谐振频率 f_0 基本与 C_1 、 C_2 无关,而杂散电容,如三极管的输入、输出电容是与 C_1 、 C_2 并联的,故对振荡频率影响很小。



图解 9.3.3

9.3.4 两种石英晶体振荡器原理电路如图题 9.3.4a、b 所示。试说明它们属于哪种类型的晶体振荡电路,为什么说这种电路结构有利于提高频率稳定度?



图题 9.3.4

解 图题 9.3.4a 是电感三点式晶振电路。

图题 9.3.4b 是电容三点式晶振电路。

由于石英晶体的品质因数 Q 值很高,因而这种电路的频率稳定度很高,当它工作于串联谐振方式时,振荡频率的稳定度可以更高。为了不降低品质因数 Q ,外电路的串联电阻和石英晶体的阻尼电阻 R 相比,要尽可能小,图题 9.3.4a、b 两电路符合上述要求。

9.3.5 RC 文氏电桥振荡电路如图题 9.3.5 所示。(1) 试说明石英晶体的作用:在电路产生正弦波振荡时,石英晶体是在串联还是并联谐振下工作。(2) 电路中采用了什么稳幅措施,它是

如何工作的?

解 (1) 石英晶体在串联谐振下工作, 呈纯阻性质, 只要选择适当的 RC , 满足 $f_0 = 1/(2\pi RC)$, 就能保证振荡频率等于石英晶体的谐振频率。

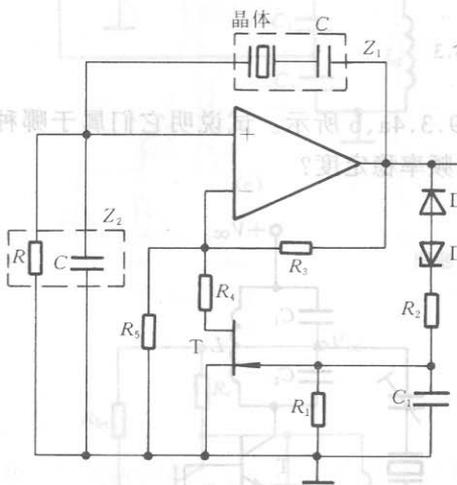
(2) 电路采用了场效应管稳幅措施

负反馈回路电阻利用场效应管 T 串联电阻 R_4 与 R_5 并联构成(可减小 r_{DS} 的非线性影响)。当 v_o 增大时, r_{DS} 自动加大以增强负反馈, 当 v_o 减小时, r_{DS} 自动减小以削弱负反馈, 这个作用由自动稳幅电路完成。它由稳压管 D_z 、整流二极管 D、滤波电路 R_1 、 R_2 和 C_1 及场效应管 T 构成。

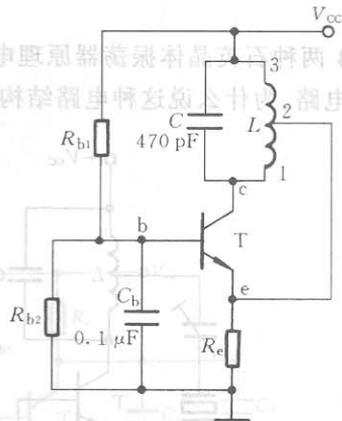
反映输出振幅大小的电压经二极管整流滤波后控制场效应管的栅极, 以便调节 r_{DS} 及

$$\dot{A}_V = \frac{R_3 + (R_4 + r_{DS}) \parallel R_5}{(R_4 + r_{DS}) \parallel R_5}$$

的大小。



图题 9.3.5



图题 9.3.6

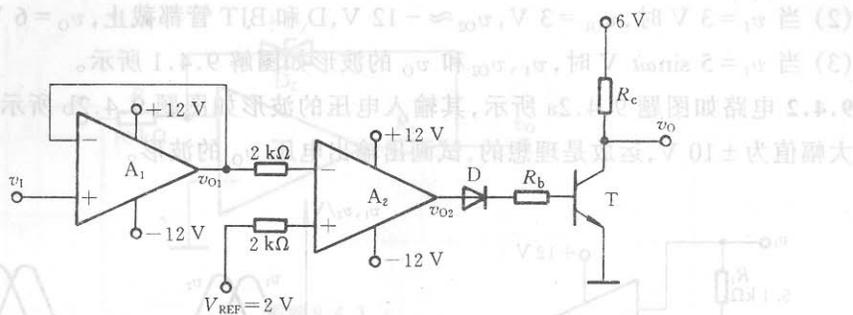
9.3.6 试分析图题 9.3.6 所示正弦波振荡电路是否有错误, 如有错误, 请改正。

解 图题 9.3.6 所示电路的 V_{CC} 通过 L 直接加到 T 的射极, 使得 V_{BE} 为负, 三极管 T 无法正常工作。解决办法: 在 2 端与 e 点间加一隔直电容。这样改正后, 图题 9.3.6 就成为可振荡的电感三点式振荡电路。

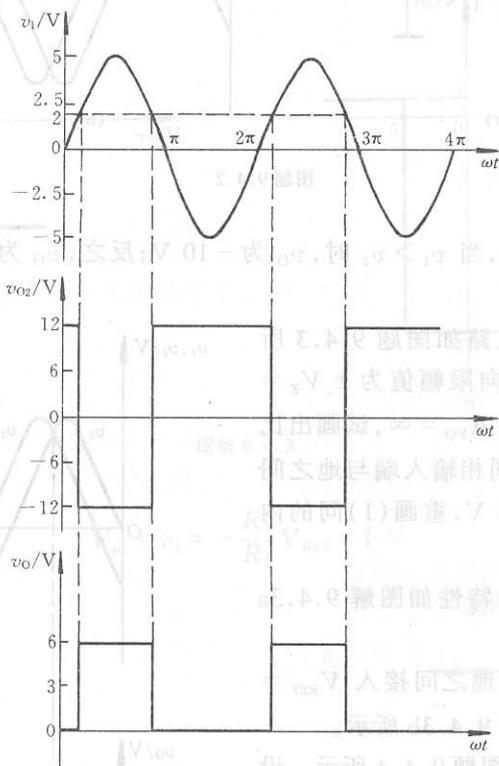
9.4.1 电路如图题 9.4.1 所示, A_1 、 A_2 为理想运放, 二极管 D 也是理想器件, $R_b = 51 \text{ k}\Omega$, $R_e = 5.1 \text{ k}\Omega$, BJT 的 $\beta = 50$, $V_{CES} \approx 0$, $I_{CEO} \approx 0$, 试求: (1) 当 $v_1 = 1 \text{ V}$ 时, $v_{O1} = ?$ (2) 当 $v_1 = 3 \text{ V}$ 时, $v_{O1} = ?$ (3) 当 $v_1 = 5 \sin \omega t (\text{V})$ 时, 试画出 v_{O1} 、 v_{O2} 和 v_o 的波形。

解 (1) 当 $v_1 = 1 \text{ V}$ 时, $v_{O1} = 1 \text{ V}$, $v_{O2} \approx 12 \text{ V}$, D 导通, 此时的基极电流为

$$I_B \approx \frac{12 \text{ V}}{R_b} = \frac{12 \text{ V}}{51 \text{ k}\Omega} \approx 235.3 \text{ }\mu\text{A}$$



图题 9.4.1



图解 9.4.1

而 BJT 管饱和和导通所需的临界基极电流为

$$I_{BS} = \frac{6 \text{ V}}{R_c \beta}$$

$$= \frac{6 \text{ V}}{5.1 \text{ k}\Omega \times 50}$$

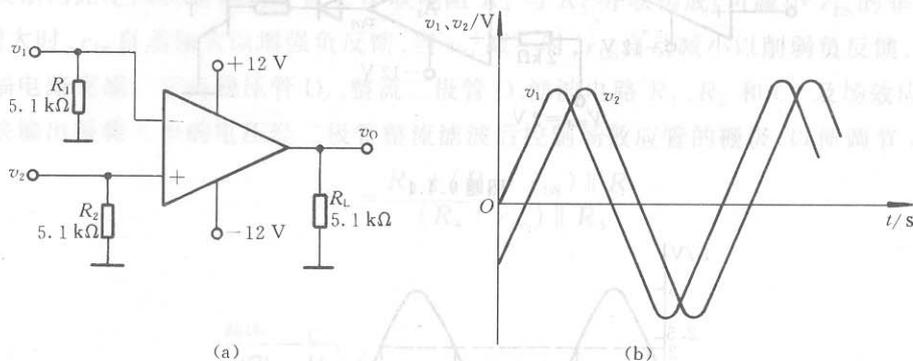
$$\approx 23.5 \text{ mA}$$

由于实际的 $I_B \gg I_{BS}$, 所以 BJT 管饱和和导通, $v_O \approx 0 \text{ V}$ 。

(2) 当 $v_1 = 3 \text{ V}$ 时, $v_{O1} = 3 \text{ V}$, $v_{O2} \approx -12 \text{ V}$, D 和 BJT 管都截止, $v_o = 6 \text{ V}$ 。

(3) 当 $v_1 = 5 \sin \omega t \text{ V}$ 时, v_1 、 v_{O2} 和 v_o 的波形如图解 9.4.1 所示。

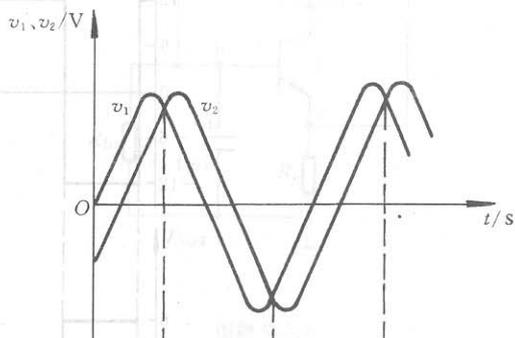
9.4.2 电路如图题 9.4.2a 所示, 其输入电压的波形如图题 9.4.2b 所示, 已知输出电压 v_o 的最大幅值为 $\pm 10 \text{ V}$, 运放是理想的, 试画出输出电压 v_o 的波形。



图题 9.4.2

解 由图题 9.4.2 可知, 当 $v_1 > v_2$ 时, v_o 为 -10 V ; 反之, v_o 为 $+10 \text{ V}$ 。据此可画出 v_o 的波形, 如图解 9.4.2 所示。

9.4.3 一电压比较器电路如图题 9.4.3 所示。(1) 若稳压管 D_z 的双向限幅值为 $\pm V_z = \pm 6 \text{ V}$, 运放的开环电压增益 $A_{VO} = \infty$, 试画出比较器的传输特性;(2) 若在同相输入端与地之间接上一参考电压 $V_{REF} = -5 \text{ V}$, 重画(1)问的内容。



解 (1) 比较器的传输特性如图解 9.4.3a 所示。

(2) 当在同相输入端与地之间接入 $V_{REF} = -5 \text{ V}$ 时, 其传输特性如图解 9.4.3b 所示。

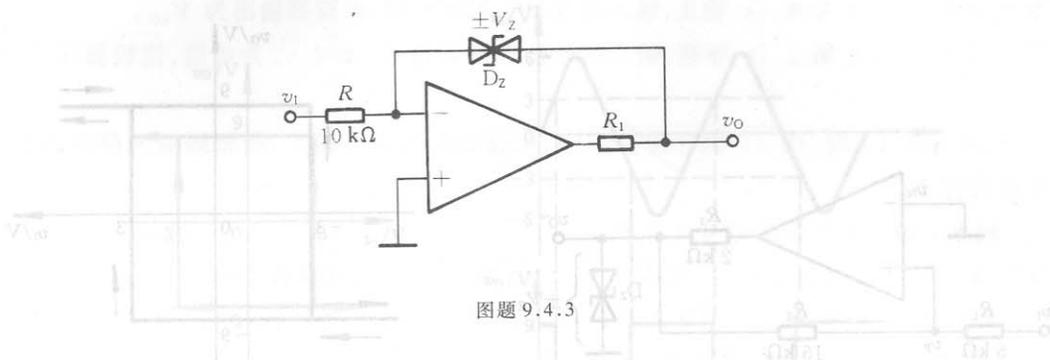
9.4.4 一比较器电路如图题 9.4.4 所示。设运放是理想的, 且 $V_{REF} = -1 \text{ V}$, $V_z = 5 \text{ V}$, 试求门限电压值 V_{th} , 画出比较器的传输特性 $v_o = f(v_1)$ 。

解 (1) 求 V_{th}

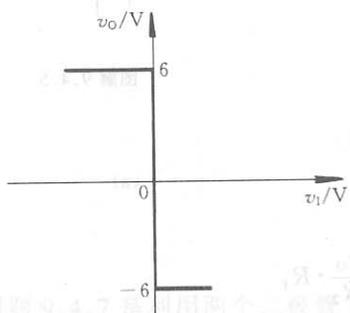
$$v_N = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{REF} + \frac{v_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

当 $v_N = v_P = 0$ 时, 比较器输出电压 v_o 处于临界翻转状态, 由此可求出

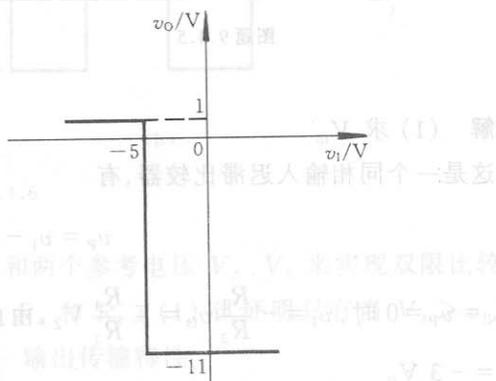
图解 9.4.2



图题 9.4.3



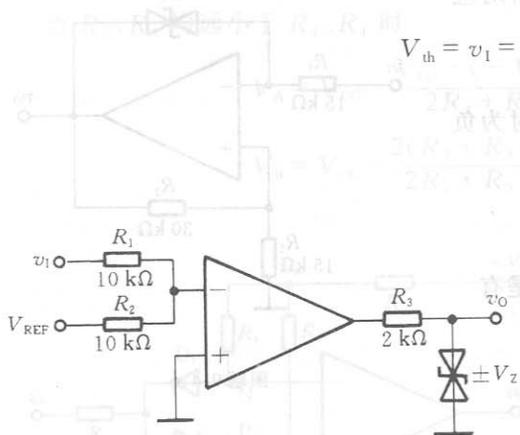
(a)



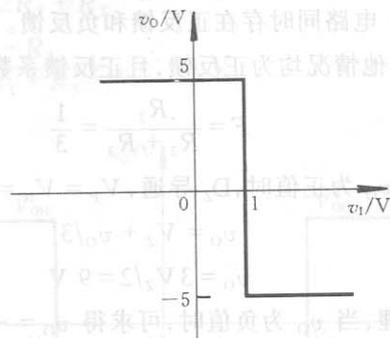
(b)

图解 9.4.3

$$V_{th} = v_1 = -\frac{R_1}{R_2} V_{REF} = 1\text{ V}$$



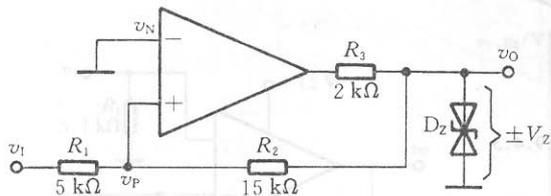
图题 9.4.4



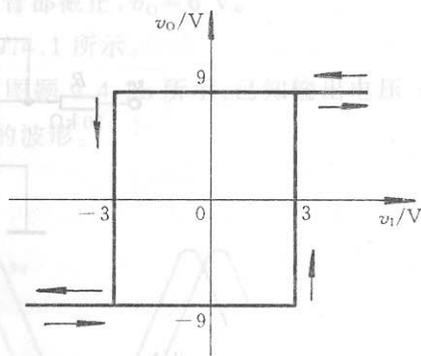
图解 9.4.4

(2) 比较器的传输特性如图解 9.4.4 所示。

9.4.5 设运放为理想器件, 试求图题 9.4.5 所示电压比较器的门限电压, 并画出它的传输特性。(图中 $V_z = 9\text{ V}$)



图题 9.4.5



图解 9.4.5

解 (1) 求 V_{th}

这是一个同相输入迟滞比较器,有

$$v_P = v_I - \frac{v_I - v_O}{R_1 + R_2} \cdot R_1$$

当 $v_N = v_P = 0$ 时, $v_I = -\frac{R_1}{R_2} v_O = \mp \frac{R_1}{R_2} V_Z$, 由此可求出其上、下门限电压分别为 $V_{T+} = 3 \text{ V}$ 和 $V_{T-} = -3 \text{ V}$ 。

(2) 比较器的传输特性如图解 9.4.5 所示。

9.4.6 电路如图题 9.4.6 所示, 设稳压管 D_Z 的双向限幅值为 $\pm 6 \text{ V}$ 。(1) 试画出该电路的传输特性;(2) 画出幅值为 6 V 正弦信号电压 v_1 所对应的输出电压波形。

解 此电路为双向限幅迟滞比较器。

(1) 电路同时存在正反馈和负反馈。 D_Z 导通时为负反馈, 其他情况均为正反馈, 且正反馈系数

$$F = \frac{R_2}{R_2 + R_3} = \frac{1}{3}$$

当 v_O 为正值时, D_Z 导通, $V_P = V_N = v_O/3$, 于是有

$$v_O = V_Z + v_O/3$$

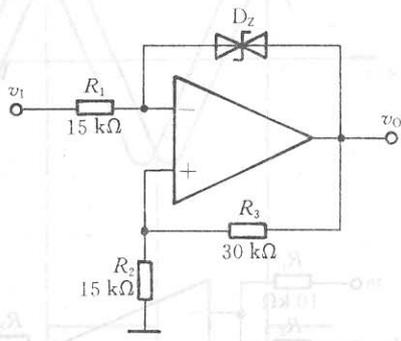
即 $v_O = 3V_Z/2 = 9 \text{ V}$

同理, 当 v_O 为负值时, 可求得 $v_O = -9 \text{ V}$ 。

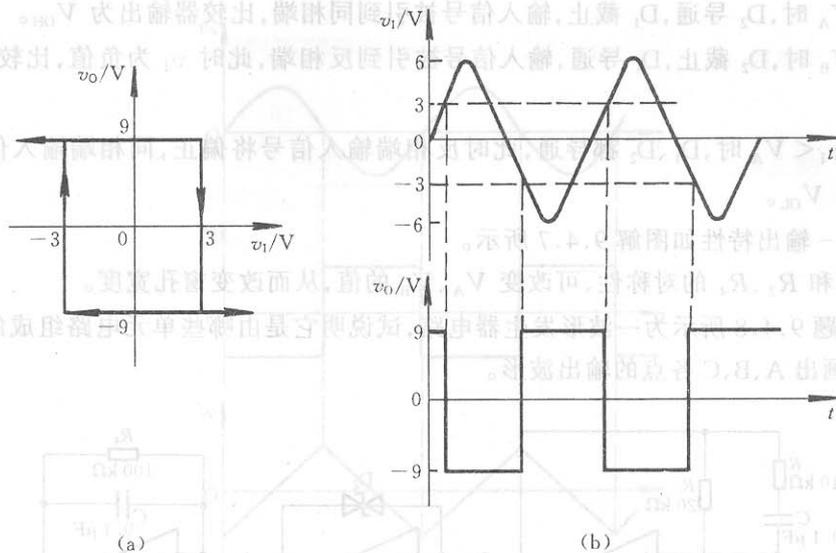
(2) 求门限电压 V_{th}

由图题 9.4.6 可见, $v_I = v_P = \frac{1}{3} v_O$ 是输出电压发生翻转的临界条件, 即有 $V_{T+} = 9 \text{ V}/3 = 3 \text{ V}$ 和 $V_{T-} = -9 \text{ V}/3 = -3 \text{ V}$ 。据此, 可画出其传输特性如图解 9.4.6a 所示。

(3) 当 $v_1 = 6 \sin \omega t \text{ V}$ 时, 可画出其输出电压波形, 如图解 9.4.6b 所示。



图题 9.4.6



图解 9.4.6

9.4.7 图题 9.4.7 是利用两个二极管 D_1 、 D_2 和两个参考电压 V_A 、 V_B 来实现双限比较的窗孔比较电路。设电路通常有： R_2 和 R_3 均远小于 R_4 和 R_1 。(1) 试证明只有当 $V_A > v_i > V_B$ 时， D_1 、 D_2 导通， v_o 才为负；(2) 试画出它的输入-输出传输特性。

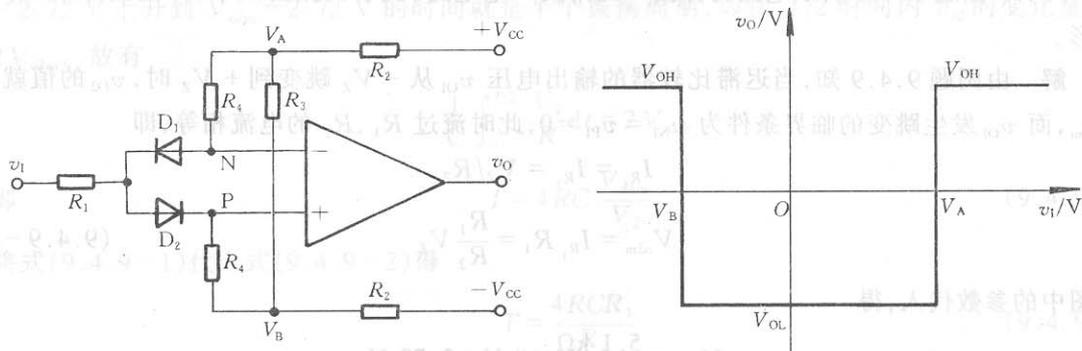
提示：例如，假设 D_1 、 D_2 为理想二极管，运放也具有理想特性， $R_2 = R_3 = 0.1 \text{ k}\Omega$ ， $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ ， $R_4 = 100 \text{ k}\Omega$ ， $V_{CC} = 12 \text{ V}$ 。

解 (1) 这是实现双限比较的窗孔比较电路。

当 R_2 、 R_3 均远小于 R_4 、 R_1 时

$$V_A = V_{CC} - \frac{V_{CC} - (-V_{CC})}{2R_2 + R_3} R_2 = \frac{R_3}{2R_2 + R_3} V_{CC} = 4 \text{ V}$$

$$V_B = V_{CC} - \frac{2(R_2 + R_3)}{2R_2 + R_3} V_{CC} = \frac{-R_3}{2R_2 + R_3} V_{CC} = -4 \text{ V}$$



图题 9.4.7

图解 9.4.7

当 $v_1 > V_A$ 时, D_2 导通, D_1 截止, 输入信号被引到同相端, 比较器输出为 V_{OH} 。

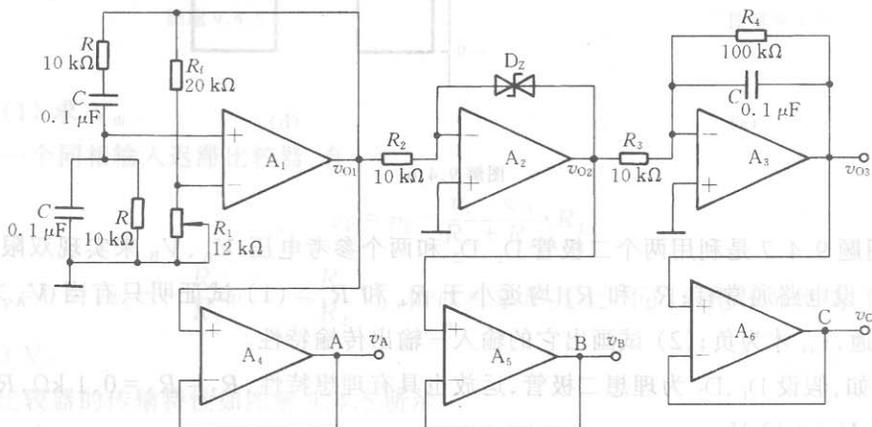
当 $v_1 < V_B$ 时, D_2 截止, D_1 导通, 输入信号被引到反相端, 此时 v_1 为负值, 比较器输出仍为 V_{OH} 。

当 $V_B < v_1 < V_A$ 时, D_1 、 D_2 都导通, 此时反相端输入信号将偏正, 同相端输入信号将偏负, 比较器输出为 V_{OL} 。

(2) 输入-输出特性如图解 9.4.7 所示。

改变 V_{CC} 和 R_2 、 R_4 的对称性, 可改变 V_A 、 V_B 的值, 从而改变窗孔宽度。

9.4.8 图题 9.4.8 所示为一波形发生器电路, 试说明它是由哪些单元电路组成的, 各起什么作用, 并定性画出 A、B、C 各点的输出波形。



图题 9.4.8

解 (1) 电路组成

A_1 、 A_2 、 A_3 分别组成 RC 桥式正弦波振荡器、过零比较器和积分电路, 因此 v_{O1} 为正弦波, v_{O2} 为方波, v_{O3} 为三角波。 A_4 、 A_5 、 A_6 分别组成电压跟随器。上述信号经电压跟随器输出可提高带负载能力。

(2) A、B、C 各点的波形如图解 9.4.8 所示。

9.4.9 图题 9.4.9 所示电路为方波-三角波产生电路, 试求其振荡频率, 并画出 v_{O1} 、 v_{O2} 的波形。

解 由图题 9.4.9 知, 当迟滞比较器的输出电压 v_{O1} 从 $-V_Z$ 跳变到 $+V_Z$ 时, v_{O2} 的值就是 V_{O2m} , 而 v_{O1} 发生跳变的临界条件为 $v_{N1} = v_{P1} = 0$, 此时流过 R_1 、 R_2 的电流相等, 即

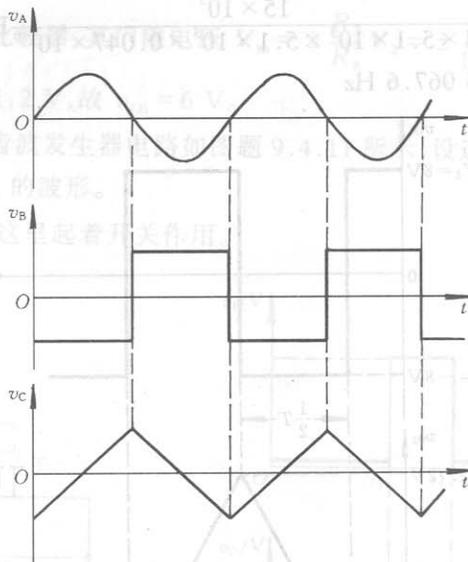
$$I_{R_1} = I_{R_2} = V_Z / R_2$$

$$V_{O2m} = I_{R_1} R_1 = \frac{R_1}{R_2} V_Z \quad (9.4.9-1)$$

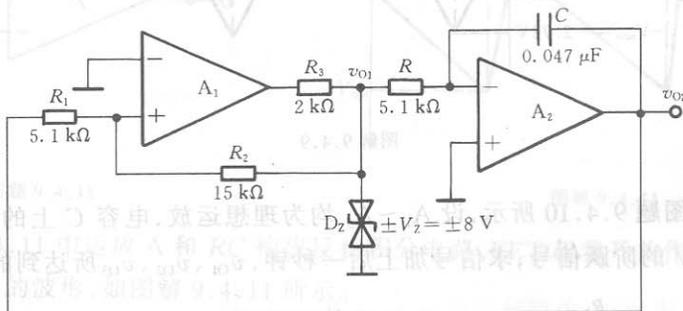
将图中的参数代入, 得

$$V_{O2m} = \frac{5.1 \text{ k}\Omega}{15 \text{ k}\Omega} \times 8 \text{ V} = 2.72 \text{ V}$$

同理, 可得 v_{O2} 的负峰值为 -2.72 V 。



图解 9.4.8



图题 9.4.9

图题 9.4.9 所示电路的振荡波形 v_{O1} 、 v_{O2} 如图解 9.4.9 所示。由图可看出, v_{O2} 从 $-V_{o2m} = -2.72 \text{ V}$ 上升到 $V_{o2m} = 2.72 \text{ V}$ 的时间就是半个振荡周期, 即在 $T/2$ 时间内 v_{O2} 的变化量等于 $2V_{o2m}$ 。故有

$$\frac{1}{C} \int_0^{T/2} \frac{V_Z}{R} dt = 2V_{o2m}$$

$$T = 4RC \frac{V_{o2m}}{V_Z} \quad (9.4.9-2)$$

将式(9.4.9-1)代入式(9.4.9-2)得

$$T = \frac{4RCR_1}{R_2} \quad (9.4.9-3)$$

$$f = \frac{1}{T} = \frac{R_2}{4R_1RC}$$

当 $v_1 > V_A$ 时, D_2 导通, D_1 截止, 输入信号 v_1 到同相端, 比较器输出为 V_{om} 。

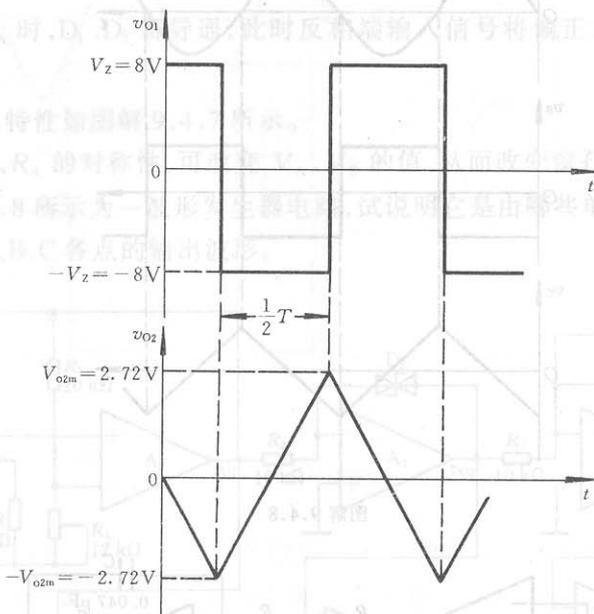
当 $v_1 < V_A$ 时, D_1 截止, D_2 导通, 输入信号 v_1 到反相端, 比较器输出为 $-V_{om}$ 。

当 $V_1 < v_1 < V_A$ 时, D_1 导通, 此时反相端输入信号将偏正, 同相端输入信号将偏负, 比较器输出为 V_{om} 。

(2) 输入-输出特性如图解 9.4.7 所示。

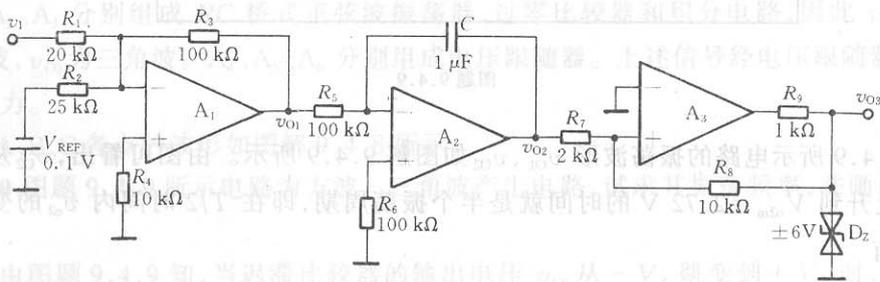
改变 V_A 和 R_1, R_2 的对称性, 可改变输出脉冲的宽度。

9.4.8 图题 9.4.8 所示为一矩形波发生器电路, 试说明它是由哪些单元电路组成的, 各起什么作用, 并定性画出 A、B、C 各点的输出波形。



图解 9.4.9

9.4.10 电路如图题 9.4.10 所示, 设 $A_1 \sim A_3$ 均为理想运放, 电容 C 上的初始电压 $v_C(0) = 0$ V。若 v_1 为 0.11 V 的阶跃信号, 求信号加上后一秒钟, v_{O1} 、 v_{O2} 、 v_{O3} 所达到的数值。



图题 9.4.10

解

$$v_{O1} = -\frac{R_3}{R_1} v_1 - \frac{R_3}{R_2} V_{REF}$$

$$= -\frac{100}{20} \times 0.11 \text{ V} + \frac{100}{25} \times 0.1 \text{ V} = -0.15 \text{ V}$$

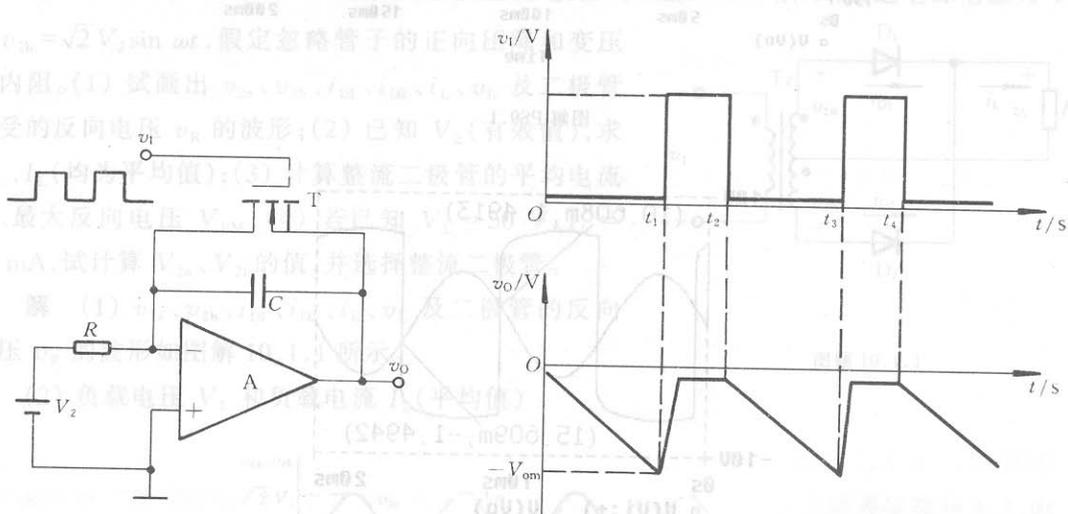
当 $t = 1$ s 时, 有

$$v_{O2} = -\frac{1}{R_5 C} v_{O1} t = -\frac{1}{100 \times 10^3 \times 1 \times 10^{-6}} \times (-0.15 \text{ V}) \times 1 = 1.5 \text{ V}$$

A_3 为同相输入迟滞比较器,其门限电压 $V_{th} = \pm \frac{R_7}{R_8} V_z = \pm \frac{2 \times 10^3}{10 \times 10^3} \times 6 \text{ V} = \pm 1.2 \text{ V}$ 。因在 $t = 1 \text{ s}$ 时, $v_{o2} = 1.5 \text{ V} > 1.2 \text{ V}$, 故 $v_{o3} = 6 \text{ V}$ 。

9.4.11 一他激式锯齿波发生器电路如图题 9.4.11 所示,设运放是理想的,试定性画出在图示 v_1 作用下输出电压 v_o 的波形。

提示:场效应管 T 在这里起着开关作用。



图题 9.4.11

图解 9.4.11

解 图题 9.4.11 中运放 A 和 RC 构成反相积分电路, FET 起着开关作用, 据此可定性地画出其输出电压 v_o 的波形, 如图解 9.4.11 所示。

PSPICE 习题

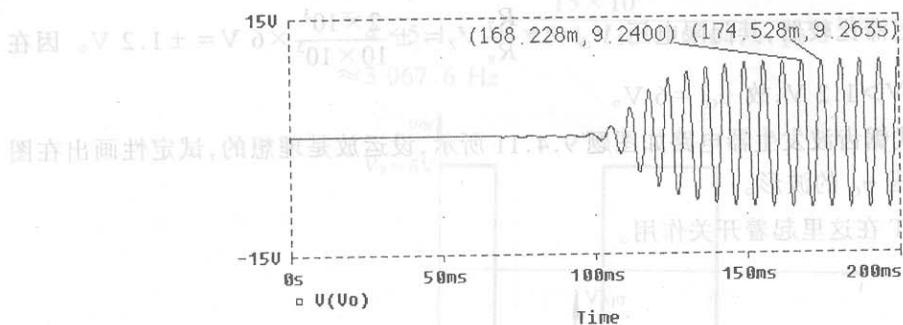
PS9.1 RC 正弦波振荡电路如图题 9.2.5 所示, 其中 $R = 10 \text{ k}\Omega$, $C = 0.1 \mu\text{F}$, $R_1 = 15 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, R_p 为 $100 \text{ k}\Omega$ 可调电阻, 运放 A 采用 741, 工作电源为 $\pm 12 \text{ V}$, D_1 、 D_2 采用 D1 N4148。试运用 PSPICE 程序画出包括起振过程的输出电压波形, 求出振荡频率 f_0 。

解 设置瞬态分析, 得到输出电压 v_o 波形, 如图解 PS9.1 所示, 从图中看出振荡周期约为 6.3 ms , 振荡频率为 158.7 Hz 。

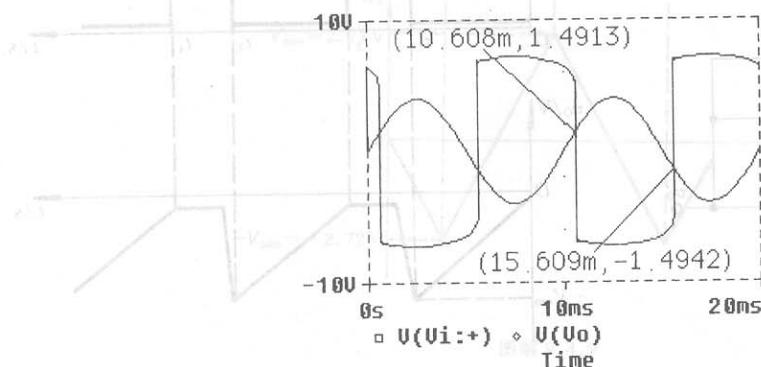
PS9.2 迟滞比较器电路及参数如图题 9.4.6 所示, D_z 由两个相同的稳压管 D1 N750 反接而成, 运放采用 741, 工作电源为 $\pm 12 \text{ V}$ 。设输入信号为 100 Hz 的正弦波, 幅度为 4 V , 试求出上、下限门限电压, 画出输出电压 v_o 的波形。

解 设置瞬态分析, 得到输出电压 v_o 波形, 如图解 PS9.2 所示, 从图中看出上限门限电压为 1.4913 V , 下限门限电压 -1.4942 V 。

PS9.3 电路参数如图题 9.4.5 所示, 运放采用 LF411, 稳压管的稳压值为 $\pm 9 \text{ V}$ 。试用 PSPICE 程序作出该电路的电压传输特性, 求出上、下限门限电压。

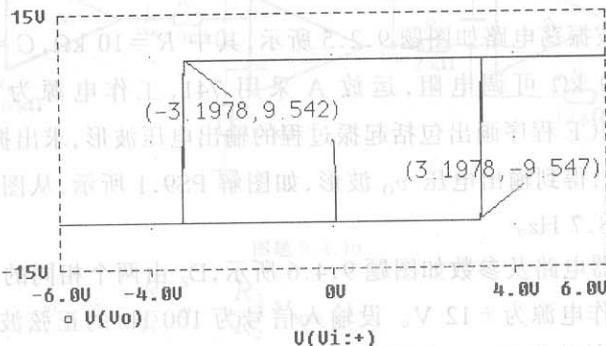


图解 PS9.1



图解 PS9.2

解 设置直流扫描分析,得到输出电压 v_o 波形,如图解 PS9.3 所示。由图中看出:上、下限门限电压分别约为 3.2 V 和 -3.2 V。



图解 PS9.3