

模电技术教程

习题解答

导 言

1.1 填空

- (1) 信号是反映_____的物理量,电信号是指随_____而变化的电压或电流。
- (2) 模拟信号在时间和数值上均具有_____性,数字信号在时间和数值上均具有_____性。
- (3) 模拟电路是处理_____信号的电路。
- (4) 构成具有各种功能模拟电路的基本电路是_____。
- 解** (1) 消息,时间 (2) 连续,离散 (3) 模拟 (4) 放大电路

1.2 回答下列各题

- (1) 在设计电子系统时,应尽可能做到哪几点?
- (2) 在电子系统中,常用的模拟电路有哪些?它们各有何功能?
- 解** (1) 必须满足功能和性能指标的要求;在满足功能和性能指标要求的前提下,电路要尽量简单,所用元器件尽可能少;考虑电磁兼容性;系统的调试应简单方便,而且生产工艺应简单。
- (2) 常用的模拟电路及功能如下:
- 放大电路:用于信号的电压、电流或功率放大。
- 滤波电路:用于信号的提取、变换或抗干扰。
- 运算电路:完成一个信号或多个信号的加、减、乘、除、积分、微分、对数和指数等运算。
- 信号转换电路:用于将一种电信号(包括直流电压、直流电流、交流电压、交流电流)转换成另一种电信号,或将直流电压转换成与之成正比的频率等。
- 信号发生电路:用于产生正弦波、矩形波、三角波、锯齿波等。
- 直流电源:将 220V、50Hz 交流电转换成不同输出电压和电流的直流电,作为各种电子电路的供电电源。

CHAPTER

第 2 章

集成运放及其基本应用

2.1 判断下列说法的正、误,在相应的括号内画“√”表示正确,画“×”表示错误。

- (1) 运算电路中集成运放一般工作在线性区。()
 (2) 反相比例运算电路输入电阻很大(),输出电阻很小()。
 (3) 虚短是指集成运放两个输入端短路(),虚断是指集成运放两个输入端开路()。

- (4) 同相比例运算电路中集成运放的共模输入电压为零。()
 (5) 在滞回比较器中,当输入信号变化方向不同时其阈值将不同。()
 (6) 单限比较器的抗干扰能力比滞回比较器强。()

解 (1) √ (2) ×, √ (3) ×, × (4) × (5) √ (6) ×

2.2 现有六种运算电路如下,请选择正确的答案,用 A、B、C 等填空。

- A. 反相比例运算电路 B. 同相比例运算电路 C. 求和运算电路
 D. 加减运算电路 E. 积分运算电路 F. 微分运算电路

- (1) 欲实现电压放大倍数 $A_u = -100$ 的放大电路,应选用_____。
 (2) 欲实现电压放大倍数 $A_u = +100$ 的放大电路,应选用_____。
 (3) 欲将正弦波电压转换成余弦波电压,应选用_____。
 (4) 欲将正弦波电压叠加上一个直流电压,应选用_____。
 (5) 欲将三角波电压转换成方波电压,应选用_____。
 (6) 欲将方波电压转换成三角波电压,应选用_____。
 (7) 欲实现两个信号之差,应选用_____。

解 (1) A (2) B (3) E (4) C (5) F (6) E (7) D

2.3 填空

- (1) 理想集成运放的 $A_{od} =$ _____, $r_{id} =$ _____, $r_{od} =$ _____, $K_{CMR} =$ _____。
 (2) 运算电路均应引入_____反馈,而电压比较器中应_____。
 (3) _____比例运算电路中集成运放反相输入端为虚地。
 (4) _____运算电路可实现函数 $Y = aX_1 + bX_2 + cX_3$ (a, b, c 均大于零),
 而_____运算电路可实现函数 $Y = aX_1 + bX_2 + cX_3$ (a, b, c 均小于零)。

解 (1) $A_{od} = \infty, r_{id} = \infty, r_{od} = 0, K_{CMR} = \infty$ (2) 电压负,不引反馈或仅引入正反馈

(3) 反相 (4) 同相求和,反相求和

2.4 电路如图 P2.4 所示,已知:当输入电压 $u_i = 100\text{mV}$ 时要求输出电压 $u_o = -5\text{V}$ 。试求解 R_f 和 R_2 的阻值。

解
$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{-5\text{V}}{100\text{mV}} = -50$$

由 $A_u = -\frac{R_f}{R_1}$, 得

$$R_f = -R_1 A_u = 500\text{k}\Omega$$

$$R_2 = R_1 // R_f \approx 10\text{k}\Omega$$

2.5 电路如图 P2.5 所示,集成运放输出电压的最大幅值为 $\pm 14\text{V}$ 。求输入电压 u_i 分别为 100mV 和 2V 时输出电压 u_o 的值。

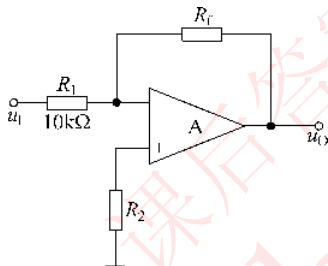


图 P2.4

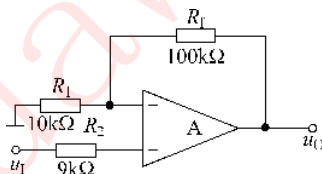


图 P2.5

$$A_u = 1 + \frac{R_f}{R_1} = 11$$

解 $u_i = 100\text{mV}$ 时, $u_o = u_i A_u = 1.1\text{V}$; $u_i = 2\text{V}$ 时, $u_o = u_i A_u = 22\text{V} > 14\text{V}$, 说明集成运放已工作在非线性区, 因此 $u_o = 14\text{V}$ 。

2.6 已知集成运放为理想运放, 试分别求出图 P2.4 和图 P2.5 所示电路的输入电阻、输出电阻和集成运放的共模输入电压, 并分析哪个电路对集成运放的共模抑制比要求较高。

解 图 P2.4 所示电路为反相比值运算电路, 其输入电阻 $R_i = R_1 = 10\text{k}\Omega$ 、输出电阻 $R_o = 0\Omega$; 由于集成运放的 $u_N = u_P = 0$, 因此其共模输入电压 $u_{IC} = 0\text{V}$ 。

图 P2.5 所示电路为同相比值运算电路, 其输入电阻 $R_i = \infty$ 、输出电阻 $R_o = 0\Omega$; 由于集成运放的 $u_N = u_P = u_i$, 因此其共模输入电压 $u_{IC} = u_i$ 。

综合上述分析, 图 P2.5 所示电路对集成运放的共模抑制比要求较高。

2.7 试用两个理想集成运放实现一个电压放大倍数为 100、输入电阻为 $100\text{k}\Omega$ 的运算电路。要求所采用电阻的最大阻值为 $500\text{k}\Omega$ 。

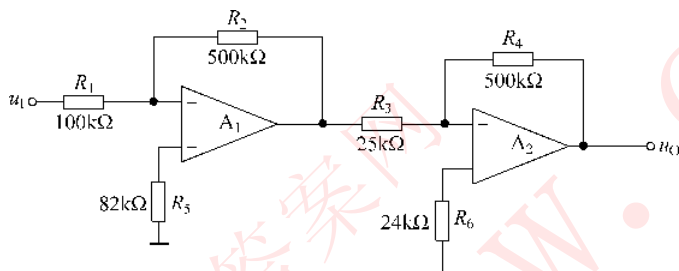
解 采用两级反相比值运算电路实现, 所实现的参考电路如解图 2.7 所示。为满足输入电阻的要求, R_1 应取 $100\text{k}\Omega$ 。由于

$$A_{u1} = -\frac{R_2}{R_1} = -5$$

$$A_{u2} = -\frac{R_4}{R_3} = -20$$

因此, $A_u = A_{u1} \cdot A_{u2} = 100$ 。

$$R_5 = R_1 // R_2 \approx 82\text{k}\Omega, \quad R_6 = R_3 // R_4 \approx 24\text{k}\Omega。$$



解图 2.7

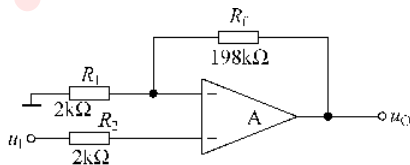
2.8 试用理想集成运放实现一个电压放大倍数为 100、输入电阻趋于无穷大的运算电路。要求所采用电阻的最大阻值为 $200\text{k}\Omega$ 。

解 方法一：采用一级同相比值运算电路实现，电路如解图 2.8(a) 所示。

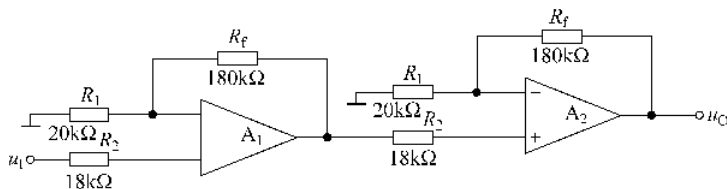
$$A_u = 1 + \frac{R_f}{R_1} = 100, \text{ 输入电阻为 } \infty。$$

方法二：采用两级同相比值运算电路实现，电路如解图 2.8(b) 所示。

$$A_{u1} = 1 + \frac{R_f}{R_1} = 10, A_{u2} = 1 + \frac{R_f}{R_1} = 10, \text{ 因此 } A_u = A_{u1} A_{u2} = 100, \text{ 输入电阻为 } \infty。$$



(a)



(b)

解图 2.8

2.9 求解图 P2.9 所示各电路输出电压与输入电压的运算关系式。

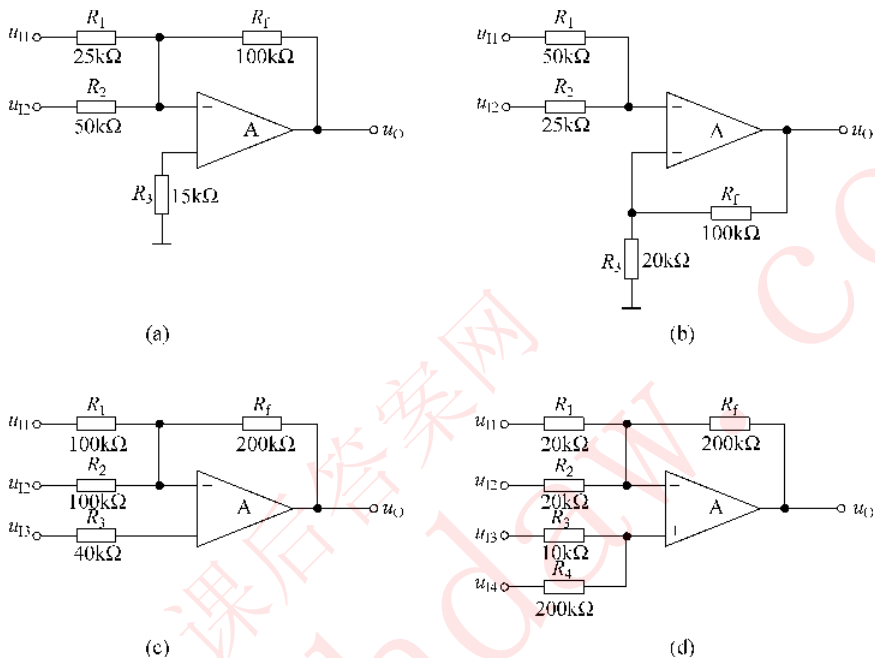


图 P2.9

解 (a) 反相求和电路, $u_o = -R_f \left(\frac{u_{11}}{R_1} + \frac{u_{12}}{R_2} \right) = -4u_{11} - 2u_{12}$ 。

图 P2.9(b)、(c)、(d) 所示电路分别为同相求和、加减、加减运算电路, 经验证, 均有 $R_N = R_P$, 所以各电路的运算关系式如下:

$$(b) \quad u_o = R_f \left(\frac{u_{11}}{R_1} + \frac{u_{12}}{R_2} \right) = 2u_{11} + 4u_{12};$$

$$(c) \quad u_o = R_f \left(-\frac{u_{11}}{R_1} - \frac{u_{12}}{R_2} + \frac{u_{13}}{R_3} \right) = 5u_{13} - 2u_{11} - 2u_{12};$$

$$(d) \quad u_o = R_f \left(-\frac{u_{11}}{R_1} - \frac{u_{12}}{R_2} + \frac{u_{13}}{R_3} + \frac{u_{14}}{R_4} \right) = 20u_{13} + u_{14} - 10u_{11} - 10u_{12}。$$

2.10 测量电阻的电桥电路如图 P2.10 所示。已知集成运放 A 具有理想特性。

(1) 写出输出电压 u_o 与被测电阻 R_2 及参考电阻 R 的关系式。

(2) 若被测电阻 R_2 相对于参考电阻 R 的变化量为 2% (即 $R_2 = 1.02R$) 时 $U_o = 24\text{mV}$, 则 R 的阻值为多少?

解 (1) $U_P = U_N = U_R \frac{R}{R + R_1}$

$$\frac{U_O - U_N}{R_2} = \frac{U_N - U_R}{R_1}$$

$$U_O = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_N - \frac{R_2}{R_1} U_R = \frac{R - R_2}{R + R_1} U_R$$

(2) 由 $U_O = \frac{R - 1.02R}{R + R_1} \cdot U_R$, 得 $R = 100\Omega$ 。

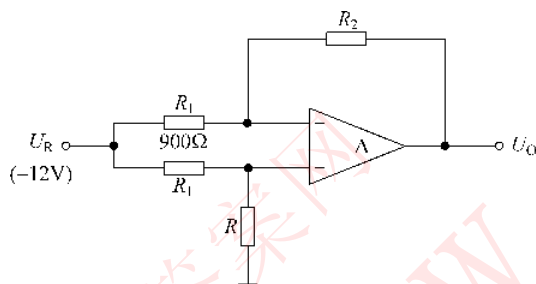


图 P2.10

2.11 分别求解图 P2.11 所示两电路输出电压与输入电压的运算关系。

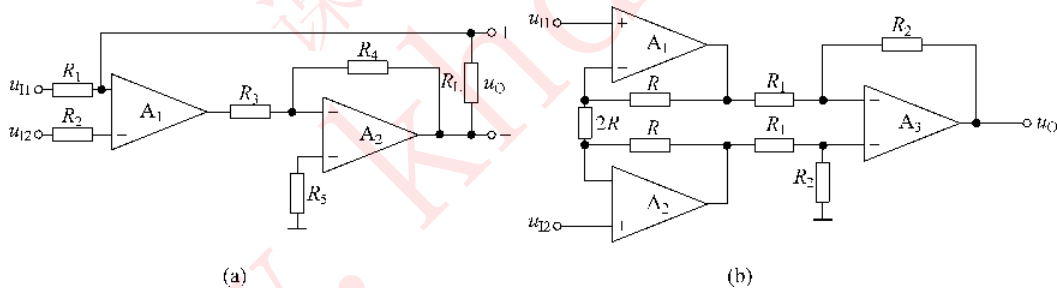


图 P2.11

解 图 P2.11(a) 电路: $u_{P1} = u_{N1} = u_{I2}$, $\frac{u_{I1} - u_{P1}}{R_1} = \frac{u_O}{R_L}$, $u_O = \frac{R_L}{R_1} (u_{I1} - u_{I2})$;

图 P2.11(b) 电路: $u_{P1} = u_{N1} = u_{I1}$, $u_{P2} = u_{N2} = u_{I2}$ 。

流过电阻 $2R$ 的电流 $i_{2R} = \frac{u_{N1} - u_{N2}}{2R} = \frac{u_{I1} - u_{I2}}{2R}$ 。

运放 A_1 、 A_2 输出电压的差值 $u_{O1} - u_{O2} = i_{2R} (R + 2R + R) = 2(u_{I1} - u_{I2})$, 因此

$$u_O = \frac{R_2}{R_1} (-u_{O1} + u_{O2}) = -2 \frac{R_2}{R_1} (u_{I1} - u_{I2})$$

2.12 电路如图 P2.12(a) 所示, 已知输入电压 u_1 波形如图 P2.12(b) 所示, 当 $t = 0$ 时 $u_O = 5V$ 。对应 u_1 画出输出电压 u_O 的波形。

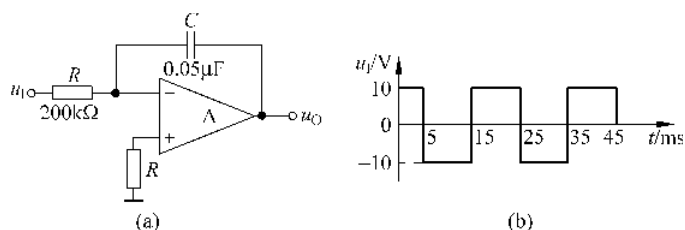


图 P2.12

解 输出电压的表达式为

$$u_o = -\frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_2} u_i dt + u_o(t_1)$$

当 $t=0$ 时, $u_o=5\text{V}$, 则 $t=5\text{ms}$ 时

$$u_o = (-100 \times 10 \times 5 \times 10^{-3} + 5)\text{V} = 0\text{V}$$

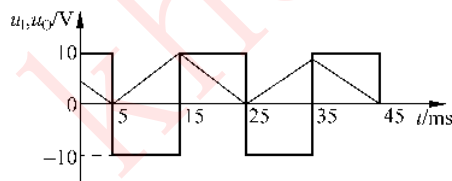
$t=15\text{ms}$ 时

$$u_o = [-100 \times (-10) \times (15 - 5) \times 10^{-3} + 0]\text{V} = 10\text{V}$$

$t=25\text{ms}$ 时

$$u_o = [-100 \times 10 \times (25 - 15) \times 10^{-3} + 10]\text{V} = 0\text{V}$$

输出波形如解图 2.12 所示。



解图 2.12

2.13 分别求解图 P2.13 所示各电路的运算关系。

解 (a) $u_p = u_n = 0$, $i_{R_1} = \frac{u_i}{R_1} = i_C$, 因此

$$u_o = -i_C R_2 - \frac{1}{C} \int i_C dt = -\frac{R_2}{R_1} u_i - \frac{1}{R_1 C} \int u_i dt = -u_i - 10^3 \int u_i dt$$

(b) $u_p = u_n = u_i$, $i_R = \frac{u_i}{R} = i_C$, 因此

$$u_o = u_i + \frac{1}{C} \int i_C dt = u_i + \frac{1}{RC} \int u_i dt = u_i + 10^3 \int u_i dt$$

(c) 在运放同相端利用虚断得到

$$C \frac{du_p}{dt} = \frac{u_i - u_p}{R}$$

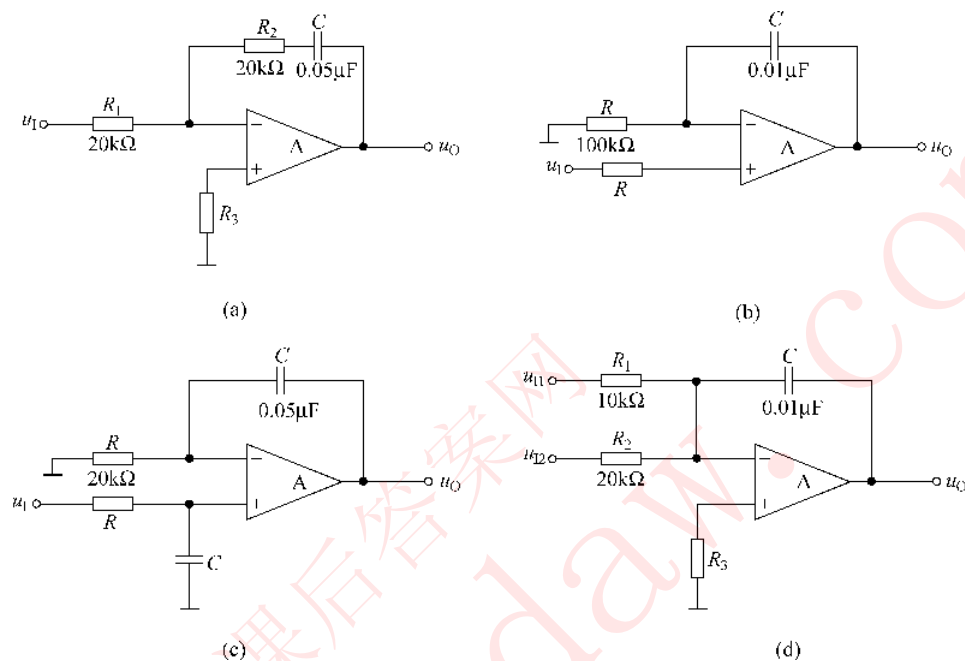


图 P2.13

将上式两边同时积分并整理得

$$u_p + \frac{1}{RC} \int u_p dt = \frac{1}{RC} \int u_1 dt \quad (1)$$

在运放反相端利用虚断得到

$$C \frac{d(u_o - u_N)}{dt} = \frac{u_N}{R}$$

将上式两边同时积分并整理得

$$u_o = u_N + \frac{1}{RC} \int u_N dt \quad (2)$$

由于 $u_p = u_N$, 因此根据式(1)、式(2)可得

$$u_o = \frac{1}{RC} \int u_1 dt = 10^3 \int u_1 dt$$

(d) $u_p = u_N = 0$, 在运放反相端列节点电流方程得

$$\frac{u_{11}}{R_1} + \frac{u_{12}}{R_2} = C \frac{d(-u_o)}{dt}$$

因此

$$u_o = -\frac{1}{C} \int \left(\frac{u_{11}}{R_1} + \frac{u_{12}}{R_2} \right) dt = -\int (10^4 u_{11} + 5 \times 10^3 u_{12}) dt$$

2.14 电路如图 P2.14 所示。设电容两端电压的初始值为零。

(1) 求解 u_O 与 u_I 的运算关系；

(2) 设 $t=0$ 时刻开关 S 处于位置 1, 当 $t=0.2\text{s}$ 时突然转接到位置 2, $t=0.4\text{s}$ 时又突然回到位置 1, 试画出 u_O 的波形, 并求出 $u_O=0\text{V}$ 的时间。

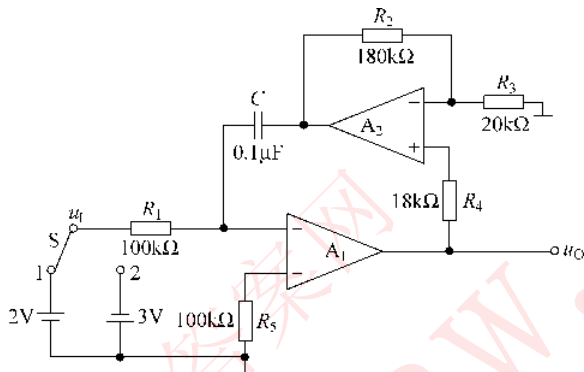


图 P2.14

解 (1) 集成运放 A_2 组成同相比值运算电路, 设其输出电压为 u_{O2} , 则

$$u_{O2} = \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right) u_O \quad (1)$$

运放 A_1 通过运放 A_2 组成的同相比值运算电路引入了负反馈, 由于 $u_{P1} = u_{N1} = 0$, 因此

$$\frac{u_I}{R_1} = -C \frac{du_{O2}}{dt} \quad (2)$$

根据式(1)、式(2)可得

$$u_O = -\frac{R_3}{R_1 C (R_2 + R_3)} \int u_I dt = -10 \int u_I dt$$

(2) $t=0\text{s}$ 时, $u_O = 0$;

$$t=0.2\text{s} \text{ 时, } u_O = -10 \int_0^{0.2\text{s}} 2 dt = -4\text{V};$$

$$t=0.4\text{s} \text{ 时, } u_O = -10 \int_{0.2\text{s}}^{0.4\text{s}} -3 dt + (-4) = 2\text{V};$$

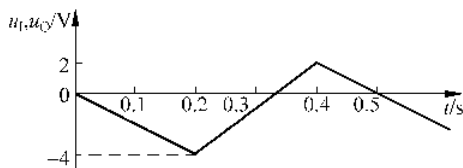
$$t=0.4\text{s} \text{ 后, } u_O = -10 \int_{0.4\text{s}}^t 2 dt + 2 = 2 - 2(t - 0.4) = (10 - 20t)\text{V}.$$

u_O 波形如解图 2.14 所示。

从图中可以看出, 有两个时间使 $u_O=0\text{V}$, 即

$$u_O = -10 \int_{0.2\text{s}}^{t_1} -3 dt + (-4) = 0\text{V} \text{ 时, } t_1 \approx 0.333\text{s}$$

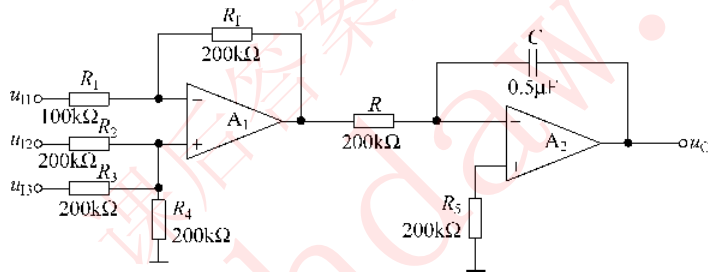
$$u_O = -10 \int_{0.4\text{s}}^{t_2} 2 dt + 2 = 0\text{V} \text{ 时, } t_2 = 0.5\text{s}$$



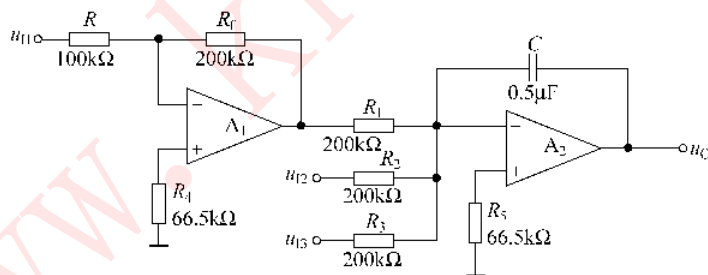
解图 2.14

2.15 请用两种方法实现一个三输入的运算电路,该电路输出电压与输入电压的运算关系为 $u_o = 5 \int (4u_{i1} - 2u_{i2} - 2u_{i3}) dt$ 。要求对应于每个输入信号,电路的输入电阻不小于 $100k\Omega$ 。

解 两种方法分别如解图 2.15(a)、(b)电路所示。



(a)



(b)

解图 2.15

解图 2.15(a)电路是根据运算关系式的运算顺序来组成电路的,这是实现运算关系的基本方法。运放 A_1 组成加减运算电路,且 $R_{p1} = R_{N1}$,因此其输出电压为

$$u_{O1} = R_f \left(-\frac{u_{i1}}{R_1} + \frac{u_{i2}}{R_2} + \frac{u_{i3}}{R_3} \right) = -2u_{i1} + u_{i2} + u_{i3}$$

运放 A_2 组成积分电路,因此输出电压

$$u_o = -\frac{1}{RC} \int u_{O1} dt = 5 \int (4u_{i1} - 2u_{i2} - 2u_{i3}) dt$$

而在解图 2.15(b) 电路中, 首先通过 A_1 组成的反比例运算电路将 u_{i1} 反相放大, $u_{O1} = -\frac{R_f}{R} = -2u_{i1}$; 然后由运放 A_2 组成的反相求和积分电路得到输出电压

$$u_O = -\frac{1}{RC} \int (u_{O1} + u_{i2} + u_{i3}) dt = 5 \int (4u_{i1} - 2u_{i2} - 2u_{i3}) dt$$

2.16 图 P2.16 所示各电路中, 集成运放输出电压的最大值为 $\pm 12V$ 。试画出各电路的电压传输特性。

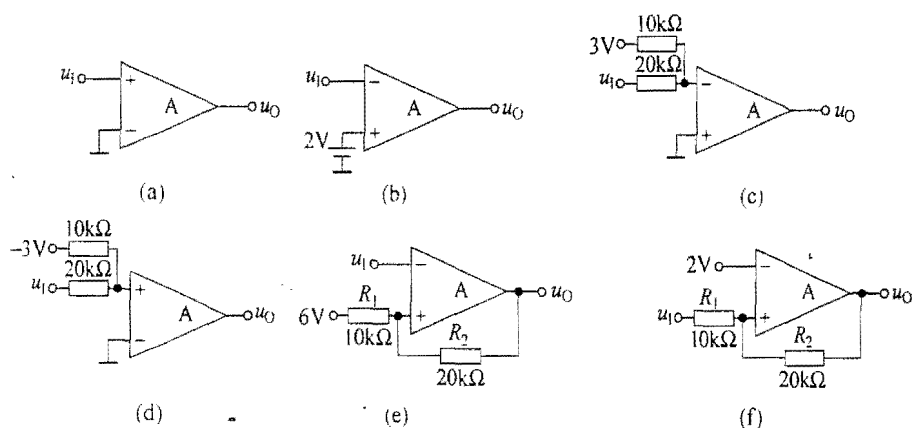


图 P2.16

解 各电路的输出电压均为 $U_{OH} = 12V$ 、 $U_{OL} = -12V$ 。

图 P2.16(a) 所示电路为同相输入过零比较器, 阈值电压 $U_T = 0V$; $u_i > 0$ 时 $U_O = U_{OH} = 12V$, $u_i < 0$ 时 $U_O = U_{OL} = -12V$, 因此电压传输特性如解图 2.16(a) 所示。

图 P2.16(b) 所示电路为反相输入单限比较器, 阈值电压 $U_T = 2V$; $u_i > U_T$ 时 $U_O = U_{OL} = -12V$, $u_i < U_T$ 时 $U_O = U_{OH} = 12V$, 因此电压传输特性如解图 2.16(b) 所示。

图 P2.16(c) 所示电路为反相输入单限比较器。

$u_N = \frac{1}{3}u_i + \frac{2}{3}U_R = \left(\frac{1}{3}u_i + \frac{2}{3} \times 3\right)V = \left(\frac{1}{3}u_i + 2\right)V$, 令 $u_N = u_P = 0$, 求得阈值电压 $U_T = -6V$ 。 $u_i > U_T$ 时, $u_P < u_N$, $U_O = U_{OL} = -12V$; $u_i < U_T$ 时, $u_P > u_N$, $U_O = U_{OH} = 12V$ 。因此电压传输特性如解图 2.16(c) 所示。

图 P2.16(d) 所示电路为同相输入单限比较器。

$u_P = \frac{1}{3}u_i + \frac{2}{3}U_R = \left[\frac{1}{3}u_i + \frac{2}{3} \times (-3)\right]V = \left(\frac{1}{3}u_i - 2\right)V$, 令 $u_N = u_P = 0$, 求得阈值电压 $U_T = 6V$ 。 $u_i > U_T$ 时, $u_P > u_N$, $U_O = U_{OH} = 12V$; $u_i < U_T$ 时, $u_P < u_N$, $U_O = U_{OL} = -12V$ 。因此电压传输特性如解图 2.16(d) 所示。

图 P2.16(e) 所示电路为反相输入滞回比较器。

$$u_P = \frac{R_1}{R_1 + R_2}u_O + \frac{R_2}{R_1 + R_2}U_R = \left[\frac{1}{3} \times (\pm 12) + \frac{2}{3} \times 6\right]V = (\pm 4 + 4)V$$

令 $u_P = u_N = u_1$, 求得阈值电压 $U_{T1} = 0V, U_{T2} = 8V$ 。

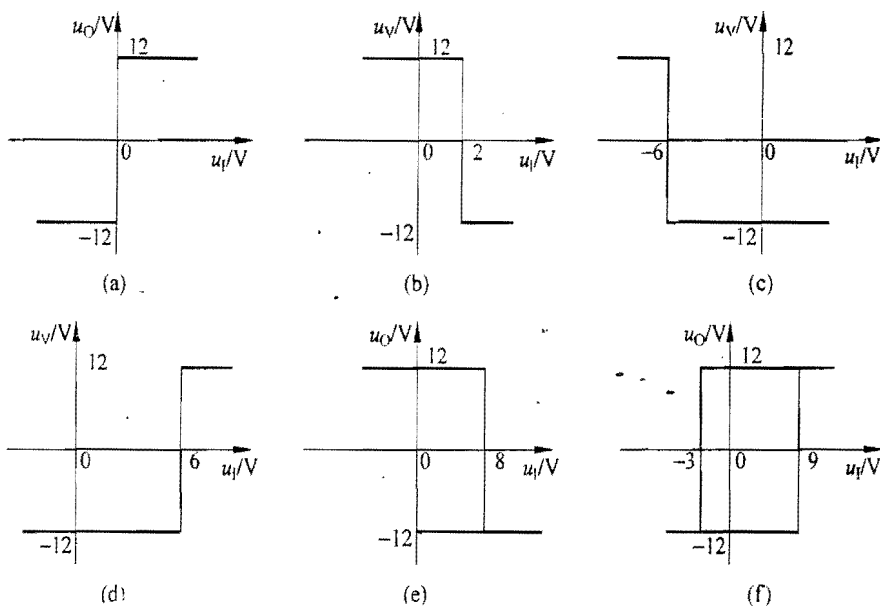
当 $u_1 > U_{T2}$ 时, $u_P < u_N, U_O = U_{OL} = -12V$; $u_1 < U_{T1}$ 时, $u_P > u_N, U_O = U_{OH} = 12V$ 。因此电压传输特性如解图 2.16(e) 所示。

图 P2.16(f) 所示电路为同相输入滞回比较器。

$$u_P = \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_O + \frac{R_2}{R_1 + R_2} u_1 = \left[\frac{1}{3} \times (\pm 12) + \frac{2}{3} u_1 \right] V = \left(\pm 4 + \frac{2}{3} u_1 \right) V$$

令 $u_P = u_N = 2V$, 求得阈值电压 $U_{T1} = -3V, U_{T2} = 9V$ 。

当 $u_1 > U_{T2}$ 时, $u_P > u_N, U_O = U_{OH} = 12V$; $u_1 < U_{T1}$ 时, $u_P < u_N, U_O = U_{OL} = -12V$ 。因此电压传输特性如解图 2.16(f) 所示。



解图 2.16

2.17 图 P2.17(a) 所示电路中, 集成运放输出电压的最大值为 $\pm 12V$, 输入电压波形如图 P2.17(b) 所示。当 $t=0$ 时 $u_{O1} = 0V$ 。分别画出输出电压 u_{O1} 和 u_{O2} 的波形。

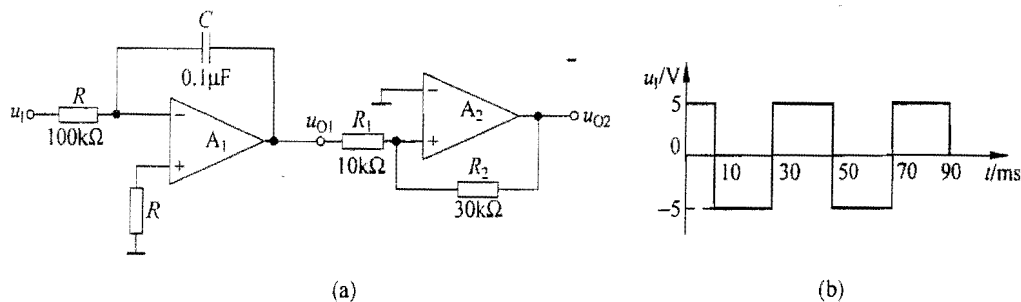


图 P2.17

解 A_1 组成积分运算电路, 输出电压 u_{O1} 的表达式为

$$u_{O1} = -\frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_2} u_1 dt + u_{O1}(t_1) = -100 \int_{t_1}^{t_2} u_1 dt + u_{O1}(t_1)$$

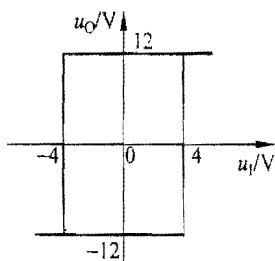
当 $t=0$ 时, $u_{O1}=0V$;

当 $t=10ms$ 时, $u_{O1}=(-100 \times 5 \times 10 \times 10^{-3} + 0)V = -5V$;

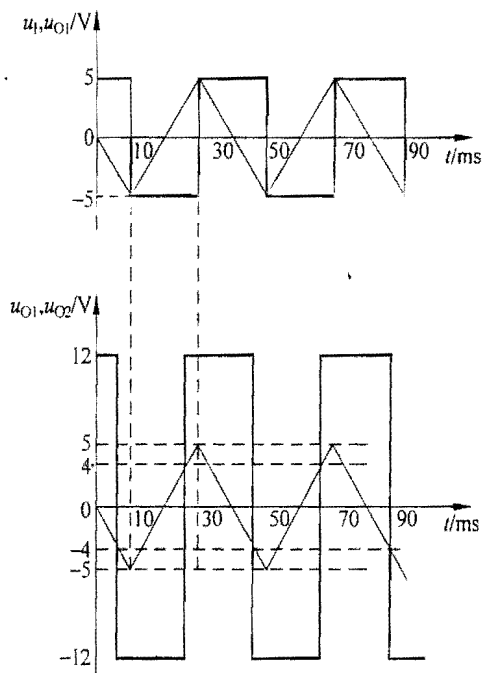
当 $t=30ms$ 时, $u_{O1}=[-100 \times (-5) \times (30-10) \times 10^{-3} - 5]V = 5V$ 。

以此类推, 输出电压 u_{O1} 为三角波。

A_2 组成同相滞回比较器, 阈值电压为 $\pm U_T = \pm 4V$, 其电压传输特性如解图 2.17(a) 所示; 由于滞回比较器的输入 u_{O1} 为三角波, 因此输出 u_{O2} 为矩形波, 输出波形如解图 2.17(b) 所示(设 u_{O2} 的初始值为 $+12V$)。



(a)



(b)

解图 2.17

半导体二极管及其基本应用电路

3.1 判断下列说法的正、误,在相应的括号内画“√”表示正确,画“×”表示错误。

- (1) 本征半导体是指没有掺杂的纯净晶体半导体。(√)
 (2) 本征半导体温度升高后两种载流子浓度仍然相等。(√)
 (3) P型半导体带正电(×),N型半导体带负电(×)。
 (4) 空间电荷区内的漂移电流是少数载流子在内电场作用下形成的。(√)
 (5) 二极管所加正向电压增大时,其动态电阻增大。(×)
 (6) 只要在稳压管两端加反向电压就能起稳压作用。(×)

解 (1) √ (2) √ (3) ×, × (4) √ (5) × (6) ×

3.2 选择正确的答案填空。

(1) N型半导体是在本征半导体中掺入 C; P型半导体是在本征半导体中掺入 A。

A. 三价元素,如硼等 B. 四价元素,如锗等 C. 五价元素,如磷等

(2) PN结加正向电压时,由 耗尽层A 形成电流,其耗尽层 耗尽层D; 加反向电压时,由 β 形成电流,其耗尽层 C。

A. 扩散运动 B. 漂移运动

C. 变宽 D. 变窄

(3) 当温度升高时,二极管的反向饱和电流 A。

A. 增大 B. 不变 C. 减小

(4) 硅二极管的正向导通电压比锗二极管的 A, 反向饱和电流比锗二极管的 AB。

A. 大 B. 小 C. 相等

(5) 稳压管工作在稳压区时,其工作状态为 C。

A. 正向导通 B. 反向截止 C. 反向击穿

解 (1) C; A (2) A; D; B; C (3) A (4) A; B (5) C

3.3 填空

(1) PN 结的导电特性是 单向导电性

(2) 在外加直流电压时, 理想二极管正向导通阻抗为 0, 反向截止阻抗为 无穷大。

(3) PN 结的结电容包括 势垒 电容和 扩散 电容。

解 (1) 单向导电性 (2) 0, 无穷大 (3) 势垒, 扩散

3.4 分析图 P3.4 所示各电路中二极管的工作状态(导通或者截止), 并求出输出电压值, 设二极管导通电压 $U_D = 0.7V$ 。

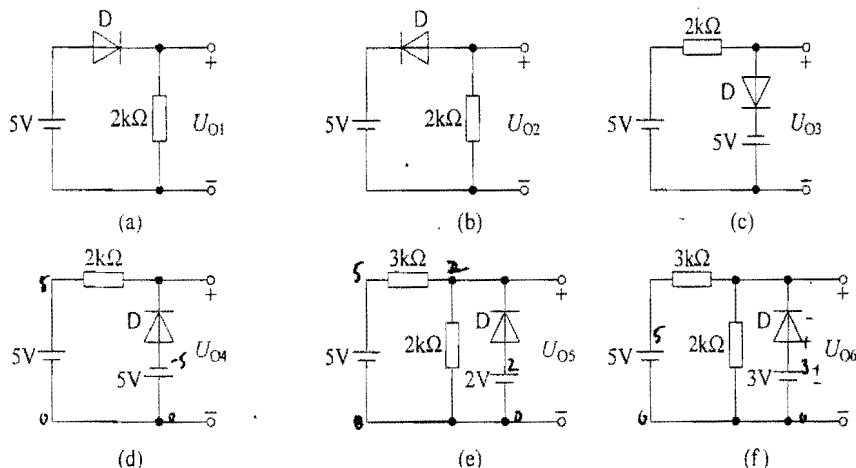


图 P3.4

解 (a) 导通, $U_{O1} = 4.3V$; (b) 截止, $U_{O2} = 0V$; (c) 导通, $U_{O3} = -4.3V$; (d) 截止, $U_{O4} = 5V$; (e) 截止, $U_{O5} = 2V$; (f) 导通, $U_{O6} = 2.3V$ 。

3.5 电路如图 P3.5 所示, 输入电压 u_i 为峰值 $= 10V$ 、周期 $= 50Hz$ 的正弦波, 二极管导通电压为 $U_D = 0.7V$ 。试对应画出各图中 u_i 和 u_O 的波形, 并标出幅值。

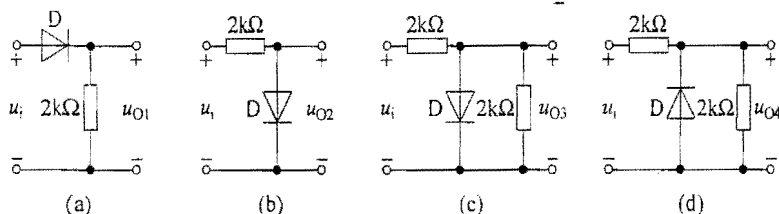


图 P3.5

解 u_1 和 u_0 的波形如解图 3.5 所示。

3.6 电路如图 P3.6 所示, 二极管导通电压 $U_D = 0.7V$ 。求出当 u_1 分别为 0V、3V、5V、10V 时 u_0 的对应值。

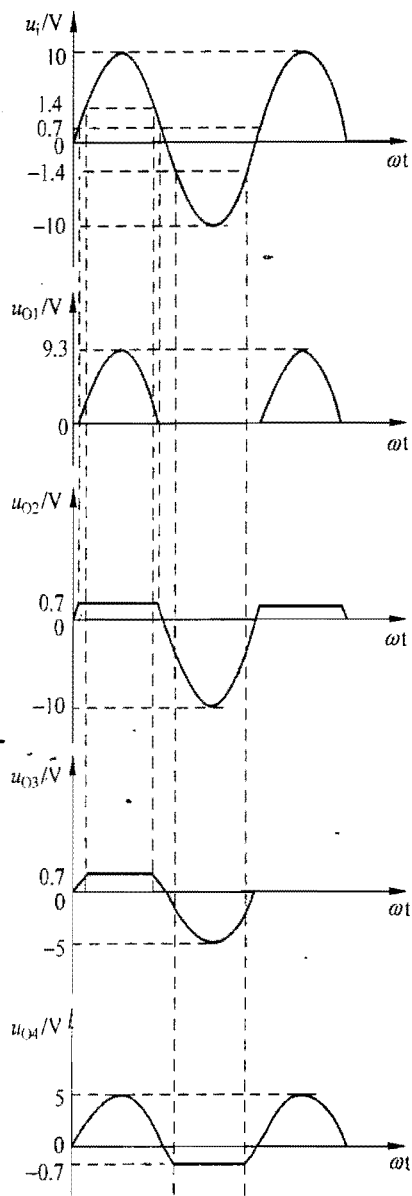
解 电源 V_1 、 V_2 和电阻 R_1 、 R_2 如图 P3.6 所示。

u_1 为 0V 时: 设 D_1 开路, 则 D_2 导通, D_1 阳极电位为 u_1 (0V), 阴极电位为 $V_1 - \frac{V_1 - U_{D2} - V_2}{R_1 + R_2} R_1 - U_{D2} \approx 1.53V$, 说明 D_1 截止; 设 D_2 开路, 则 D_1 导通, D_2 阳极电位为 V_1 (6V), 阴极电位为 $u_1 - U_{D1} = -0.7V$, 说明 D_2 导通。分析结果: D_1 截止、 D_2 导通, 因此 $u_0 = V_1 - \frac{V_1 - U_D - V_2}{R_2} R_1 = \left[6 - \frac{6 - 0.7 - (-6)}{5 + 10} \times 5 \right] V \approx 2.23V$ 。

u_1 为 3V 时: 设 D_1 开路, 则 D_2 导通, D_1 阳极电位为 u_1 (3V), 阴极电位为 $V_1 - \frac{V_1 - U_{D2} - V_2}{R_1 + R_2} R_1 - U_{D2} \approx 1.53V$, 说明 D_1 导通; 设 D_2 开路, 则 D_1 导通, D_2 阳极电位为 V_1 (6V), 阴极电位为 $u_1 - U_{D1} = 2.3V$, 说明 D_2 导通。分析结果: D_1 导通、 D_2 导通, 因此 $u_0 = u_1 - U_{D1} + U_{D2} = 3V$ 。

u_1 为 5V 时: 设 D_1 开路, 则 D_2 导通, D_1 阳极电位为 u_1 (5V), 阴极电位为 $V_1 - \frac{V_1 - U_{D2} - V_2}{R_1 + R_2} R_1 - U_{D2} \approx 1.53V$, 说明 D_1 导通; 设 D_2 开路, 则 D_1 导通, D_2 阳极电位为 V_1 (6V), 阴极电位为 $u_1 - U_{D1} = 4.3V$, 说明 D_2 导通。分析结果: D_1 导通、 D_2 导通, 因此 $u_0 = u_1 - U_{D1} + U_{D2} = 5V$ 。

u_1 为 10V 时: 设 D_1 开路, 则 D_2 导通, D_1 阳极电位为 u_1 (10V), 阴极电位为 $V_1 - \frac{V_1 - U_{D2} - V_2}{R_1 + R_2} R_1 - U_{D2} \approx 1.53V$, 说明 D_1 导通; 设 D_2 开路, 则 D_1 导通, D_2 阳极电位为 V_1 (6V), 阴极电位为 $u_1 - U_{D1} = 9.3V$, 说明 D_2 截止。分析结果: D_1 导通、 D_2 截止, 因此 $u_0 = V_1 = 6V$ 。



解图 3.5

3.7 电路如图 P3.7 所示,输入电压 u_i 是峰值为 50mV、周期为 10kHz 的正弦波,二极管直流导通电压 U_D 为 0.7V。回答下列问题:

- (1) 计算输出电压中的直流电压值;
(2) 计算输出电压中的交流电压有效值。

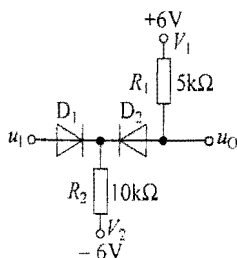


图 P3.6

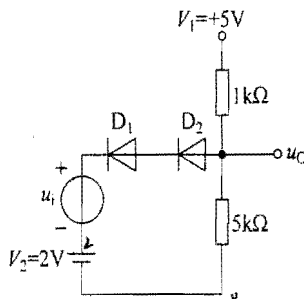


图 P3.7

解 设 $V_1=5V, V_2=2V$ 。

(1) 令 $u_i=0$, 由于二极管 D_1, D_2 均导通, $U_O = V_2 + U_{D1} + U_{D2} \approx 3.4V$ 。

(2) 二极管直流电流值 $I_D = \frac{V_1 - U_O}{R_1} = \frac{U_O}{R_2} = \left(\frac{5 - 3.4}{1} = \frac{3.4}{5} \right) \text{mA} = 0.92 \text{mA}$

二极管动态电阻为 $r_{d1} = r_{d2} = \frac{U_T}{I_D} \approx 28.3\Omega$

当 u_i 作用时, V_1, V_2 视为零, 输出电压中的交流电压有效值为

$$\begin{aligned} \dot{U}_o &= \frac{R_1 // R_2}{r_{d1} + r_{d2} + R_1 // R_2} \frac{U_{im}}{\sqrt{2}} \\ &= \left[\frac{(1 \times 10^3) // (5 \times 10^3)}{2 \times 28.3 + (1 \times 10^3) // (5 \times 10^3)} \times \frac{50 \times 10^{-3}}{\sqrt{2}} \right] \text{mV} \\ &\approx 33.1 \text{mV} \end{aligned}$$

3.8 电路如图 P3.8 所示, 已知稳压管的稳定电压 $U_Z=5.6V$, 稳定电流 $I_Z=5\text{mA}$, 额定功耗 $P_{ZM}=364\text{mW}$ 。为使输出电压稳定, 试求图中电阻 R 的取值范围。

解 设

$$I_{ZM} = \frac{P_{ZM}}{U_Z} = 65\text{mA}$$

$I_Z < \frac{U_i - U_Z}{R} < I_{ZM}$, 将 $I_Z=5\text{mA}, I_{ZM}=65\text{mA}$ 代入得

$$67.7\Omega < R < 880\Omega$$

3.9 电路如图 P3.9 所示, 已知稳压管的稳定电压 $U_Z=6V$, 稳定电流 $I_Z=5\text{mA}$, 最大稳定电流 $I_{ZM}=30\text{mA}$ 。

- (1) 分别计算 $R_L=200\Omega$ 、 $5k\Omega$ 时输出电压 U_O 的值或者范围。
 (2) 当 $R_L=5k\Omega$ 时, 为使输出电压稳定, 试求输入电压 U_I 的范围。

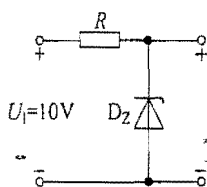


图 P3.8

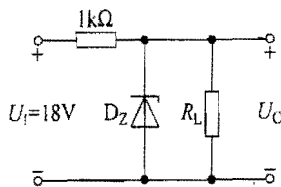


图 P3.9

解 设 $R=1k\Omega$ 。

- (1) $R_L=200\Omega$ 时, 假设稳压管工作在稳压状态, 则

$$U_Z = 6V, I_{DZ} = \frac{U_I - U_Z}{R} - \frac{U_Z}{R_L} = -18mA < I_Z$$

与假设矛盾。因此, $R_L=200\Omega$ 时 $U_O=U_I \frac{R_L}{R+R_L}=3V$ 。

$R_L=5k\Omega$ 时, 假设稳压管工作在稳压状态, 则

$$U_Z = 6V, I_{DZ} = \frac{U_I - U_Z}{R} - \frac{U_Z}{R_L} = 10.8mA, I_Z < I_{DZ} < I_{ZM}$$

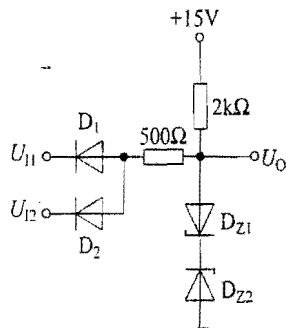
假设成立。因此, $R_L=5k\Omega$ 时 $U_O=6V$ 。

- (2) $I_Z < I_{DZ} = \left(\frac{U_I - U_Z}{R} - \frac{U_Z}{R_L} \right) < I_{ZM}$, 即

$$5 \times 10^{-3} < \frac{U_I - 6}{1 \times 10^3} - 1.2 \times 10^{-3} < 30 \times 10^{-3}$$

因此, 得到 U_I 的范围为 $12.2V < U_I < 37.2V$ 。

3.10 图 P3.10 所示电路中, 二极管正向导通电压 $U_D=0$, 稳压管 D_{Z1} 和 D_{Z2} 的稳定电压 U_Z 均为 $6V$, 稳定电流 $I_Z=3mA$, 最大稳定电流 $I_{ZM}=30mA$ 。 U_{I1} 、 U_{I2} 的电压值如图 P3.10 表中所示, 试分析相应的二极管工作状态(导通或截止)及 U_O 的值, 填入表中。



U_{I1}/V	U_{I2}/V	D_1	D_2	U_O/V
-15	-15			
-15	+15			
+15	-15			
+15	+15			

图 P3.10

解 二极管工作状态及 U_O 的值如下表所示。

U_{I1}/V	U_{I2}/V	D_1	D_2	U_O/V
-15	-15	导通	导通	-6
-15	+15	导通	截止	-6
+15	-15	截止	导通	-6
+15	+15	截止	截止	+6

3.11 图 P3.11 所示各电压比较器电路中,所有电阻值均选取合适,稳压管正向导通时 $U_{DZ}=0.7V$,集成运放输出电压的最大值为 $\pm 14V$ 。分别求解以下三个时刻各电路输出电压 u_O 的数值:

- (1) $u_I = -8V$;
- (2) u_I 从 $-8V$ 增大到 $1V$ 时;
- (3) u_I 从 $1V$ 增大到 $8V$ 时。

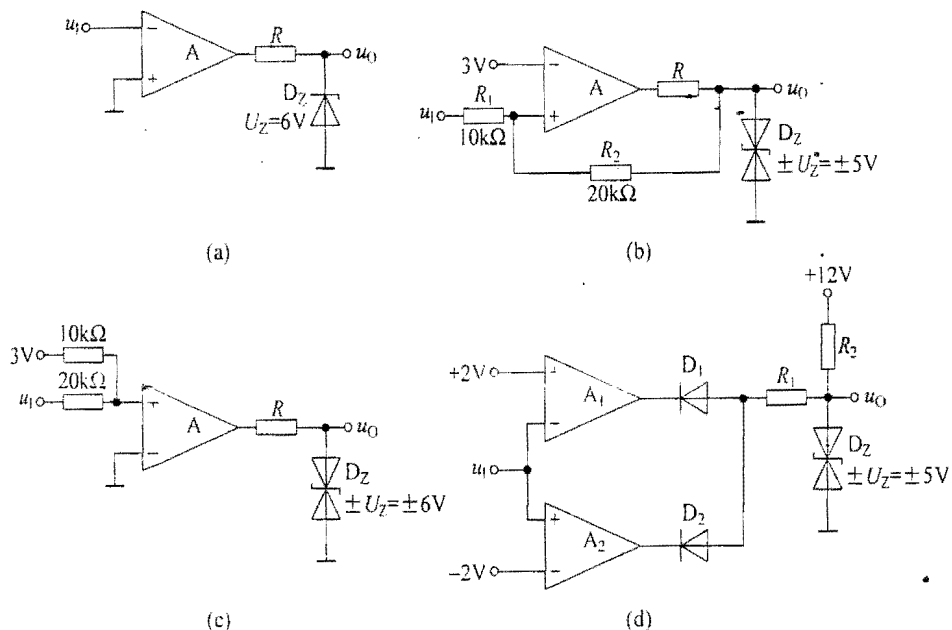


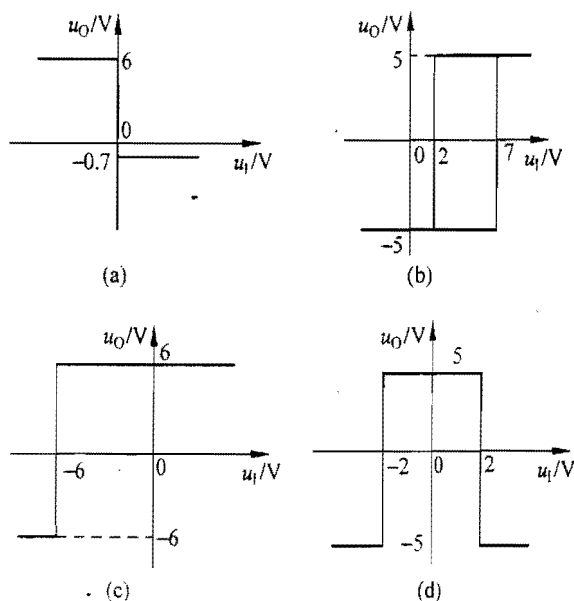
图 P3.11

解 (a) 反相过零比较器, $U_T = 0V$, $U_{OH} = 6V$, $U_{OL} = -0.7V$, 电压传输特性如解图 3.11(a) 所示, 三个时刻输出电压 u_O 分别为 $+6V$ 、 $-0.7V$ 、 $-0.7V$ 。

(b) 同相输入滞回比较器, $U_{T1} = 2V$, $U_{T2} = 7V$, $U_{OH} = 5V$, $U_{OL} = -5V$, 电压传输特性如解图 3.11(b) 所示, 三个时刻输出电压 u_O 分别为 $-5V$ 、 $-5V$ 、 $+5V$ 。

(c) 同相输入单限比较器, $U_T = -6V$, $U_{OH} = 6V$, $U_{OL} = -6V$, 电压传输特性如解图 3.11(c) 所示, 三个时刻输出电压 u_O 分别为 $-6V$ 、 $+6V$ 、 $+6V$ 。

(d) 窗口比较器, $U_{T1} = -2\text{V}$, $U_{T2} = 2\text{V}$, $U_{OH} = 5\text{V}$, $U_{OL} = -5\text{V}$, 电压传输特性如解图 3.11(d) 所示, 三个时刻输出电压 u_o 分别为 -5V 、 $+5\text{V}$ 、 -5V 。



解图 3.11

3.12 已知某电路输入电压与输出电压的关系如图 P3.12 所示, 试采用二极管设计一个电路来实现, 已知二极管导通电压 $U_D = 0.7\text{V}$ 。请用 Multisim 仿真软件验证所设计的电路。

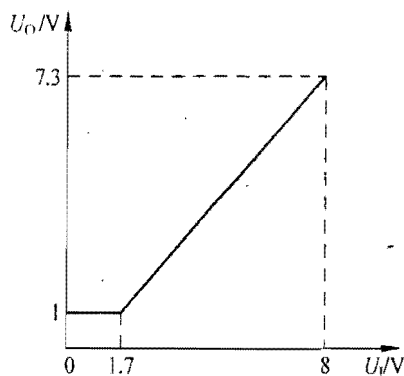


图 P3.12

解 电路如解图 3.12 所示。当 $U_i < 1.7\text{V}$ 时, 二极管截止, 输出电压 $U_o = 1\text{V}$; 当 $U_i \geq 1.7\text{V}$ 时, 二极管导通, 输出电压 $U_o = U_i - U_D$, 因此输入电压与输出电压的关系满足图 P3.12 所示。

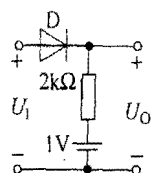
3.13 已知某发光二极管电路的输入电压为 $+5\text{V}$, 发光二极管的正向导通电压 U_D

为 1.5V, 正向电流为 5mA~20mA。试采用上述发光二极管设计该电路, 并确定限流电阻的阻值范围。

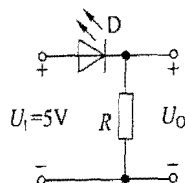
解 电路如解图 3.13 所示。

$$\text{由 } 5\text{mA} < I_D = \frac{U_I - U_D}{R} < 20\text{mA} \text{ 得}$$

$$175\Omega < R < 700\Omega$$



解图 3.12



解图 3.13

晶体三极管及其基本放大电路

4.1 判断下列说法的正、误,在相应的括号内画“√”表示正确,画“×”表示错误。

(1) 处于放大状态的晶体管,其发射极电流是多子扩散运动形成的(),其集电极电流是多子漂移运动形成的()。

(2) 通常,晶体管在发射极和集电极互换使用时仍有较大的电流放大作用。()

(3) 晶体管工作在放大状态时,集电极电位最高,发射极电位最低。()

(4) 晶体管工作在饱和状态时,发射结反偏。()

(5) 任何放大电路都能放大电压(),都能放大电流(),都能放大功率()。

(6) 放大电路中输出的电流和电压都是由有源元件提供的。()

(7) 放大电路的输入电阻与信号源内阻无关(),输出电阻与负载无关()。

解 (1) √, × (2) × (3) × (4) × (5) ×, ×, √ (6) × (7) √, √

4.2 填空

(1) 晶体管的三个工作区分别为_____工作区、_____工作区和_____工作区。在放大电路中,晶体管通常工作在_____工作区。

(2) 直流通路是指在_____作用下_____流经的通路,交流通路是指在_____作用下_____流经的通路。画直流通路时_____可视为开路、_____可视为短路;画交流通路时_____和_____可视为短路。

(3) 共射放大电路的特点是_____较大,共集放大电路的特点是_____较大,共基放大电路的特点是_____较宽。

(4) 已知某单管放大电路电压放大倍数为

$$\dot{A}_u = \frac{150j \frac{f}{20}}{\left(1 + j \frac{f}{20}\right) \left(1 + j \frac{f}{10^7}\right)}$$

说明其下限截止频率为_____赫,上限截止频率为_____赫,中频电压放大倍数为_____,输出电压与输入电压在中频时的相位差为_____度。此电路可能为_____单管放大电路(填共射、共集或者共基)。

解 (1) 放大, 饱和, 截止, 放大 (2) 直流电源, 直流电流, 信号源, 交流电流, 电容, 电感(或信号源); 容量大的电容(如耦合电容、旁路电容), 无内阻的直流电压源 (3) 电压放大倍数, 输入电阻, 频带 (4) $20, 10^7, 150, 0$, 共基。

4.3 选择正确的答案, 用 A、B、C 填空。

(1) 设放大电路加入了中频正弦信号, 用示波器观察共射放大电路的输入和输出波形, 二者应为_____; 若观察共集放大电路, 二者应为_____; 若观察共基放大电路, 二者应为_____。

A. 同相 B. 反相

(2) 对于 NPN 型晶体管组成的基本共射放大电路, 若产生饱和失真, 则输出电压_____失真; 若产生截止失真, 则输出电压_____失真。

A. 顶部 B. 底部

(3) 放大电路在低频信号作用下电压放大倍数下降的原因是存在_____电容和_____电容, 而在高频信号作用下电压放大倍数下降的主要原因是存在_____电容。

A. 耦合 B. 旁路 C. 极间

解 (1) B, A, A (2) B, A (3) A, B, C

4.4 已知两只晶体管三个极的电流大小和方向如图 P4.4 所示, 分别判断两个晶体管的类型(NPN 或 PNP), 并在图中标出每个晶体管的三个电极, 分别求出两个晶体管的电流放大系数 β 。

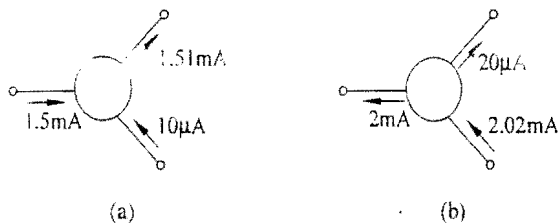


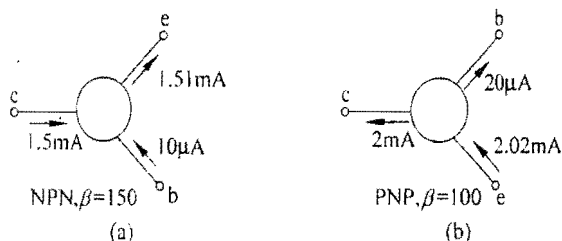
图 P4.4

解 晶体管三个极中基极电流最小, 据此可确定基极。根据基极电流方向可确定管子类型, 从外流向内的为 NPN 型管, 否则为 PNP 型管。根据 $I_E = I_B + I_C$ 确定发射极和集电极, 电流最大的为发射极, 另一个为集电极。

根据上述方法的分析, 结果如下:

图 P4.4(a) 晶体管为 NPN 型晶体管, 各电极如解图 4.4(a) 所示, 电流放大系数 $\beta=150$;

图 P4.4(b) 晶体管为 PNP 型晶体管, 各电极如解图 4.4(b) 所示, 电流放大系数 $\beta=100$ 。



解图 4.4

4.5 测得放大电路中处于放大状态的晶体管直流电位如图 P4.5 所示。请判断晶体管的类型(NPN 或 PNP)及三个电极,并分别说明它们是硅管还是锗管。

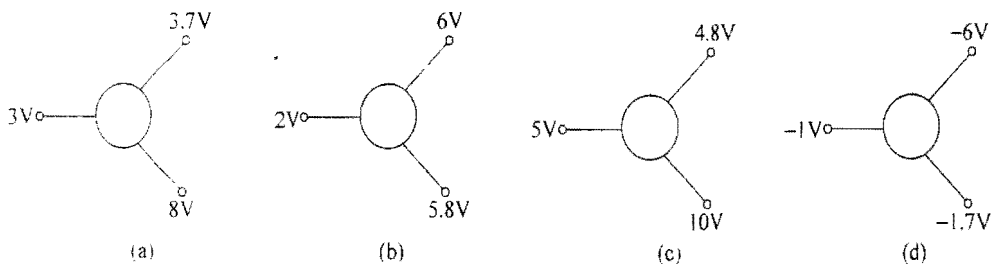


图 P4.5

解 极间电压约为 0.7 V 或 0.2V 的两个极为基极和发射极,另一个电位最高或最低的电极是集电极,且若此集电极电位最高,则为 NPN 型管,若此集电极电位最低,则为 PNP 型管。电位居中的电极为基极,剩下的电极为发射极。

根据上述方法的分析,结果如下:

图 P4.5(a)晶体管为 NPN 型硅晶体管,各电极分别为:上 b,左 e,下 c;

图 P4.5(b)晶体管为 PNP 型锗晶体管,各电极分别为:上 e,左 c,下 b;

图 P4.5(c)晶体管为 NPN 型锗晶体管,各电极分别为:上 e,左 b,下 c;

图 P4.5(d)晶体管为 PNP 型硅晶体管,各电极分别为:上 c,左 e,下 b。

4.6 在图 P4.6 所示各电路中,已知晶体管发射结正向导通电压为 $U_{BE}=0.7V$, $\beta=100$, $u_{BC}=0$ 时为临界放大(饱和)状态。分别判断各电路中晶体管的工作状态(放大、饱和或截止),并求解各电路中的电流 I_B 和 I_C 。

解 判断晶体管的工作状态并计算各电极电流这类题的分析方法如下:

(1) 对于 NPN 型管,若 $U_{BE} < U_{on}$,则管子截止;对于 PNP 型管,若 $U_{BE} > U_{on}$,则管子截止。

(2) 若 NPN 型管的 $U_{BE} > U_{on}$,PNP 型管的 $U_{BE} < U_{on}$,则说明管子处于放大状态或者饱和状态。此时有两种方法判断其工作状态。

第一种方法是假设晶体管处于放大状态,计算出基极、集电极电流和管压降 U_{CE} 。对

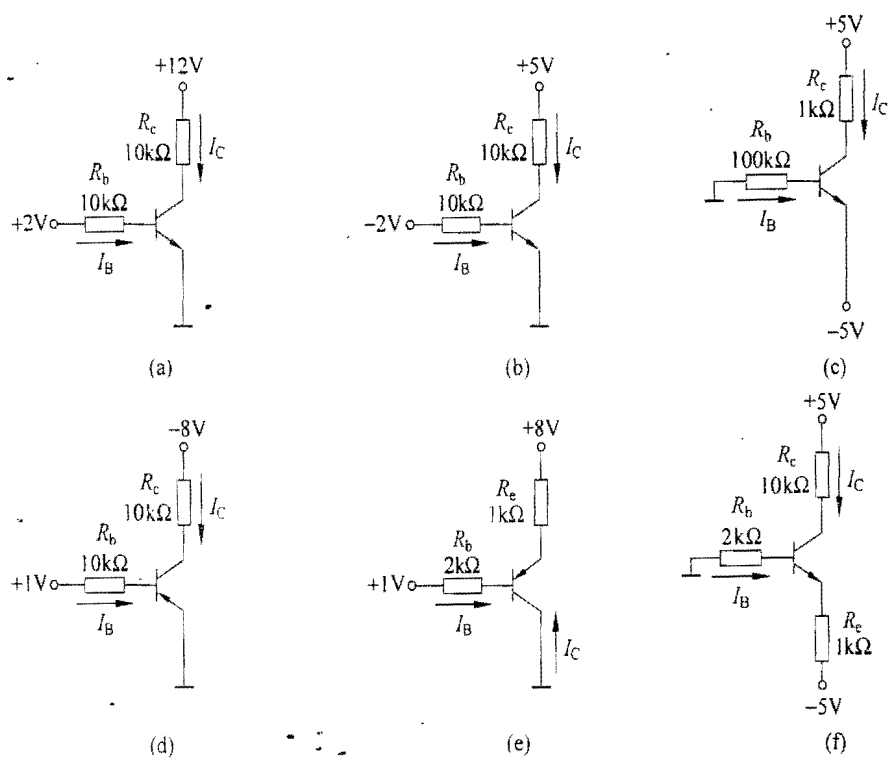


图 P4.6

于 NPN 型管, 若 $U_{CE} \geq U_{BE}$, 则说明管子工作在放大状态; 若 $U_{CE} < U_{BE}$, 则说明晶体管工作在饱和状态。对于 PNP 型管, 若 $U_{CE} \leq U_{BE}$, 则说明管子工作在放大状态; 若 $U_{CE} > U_{BE}$, 则说明晶体管工作在饱和状态。

第二种方法是计算出基极电流 I_B 以及晶体管临界饱和 ($U_{BC} = 0$ 即 $U_{CE} = U_{BE}$) 时的基极电流 I_{BS} , 若 $I_B < I_{BS}$, 则说明集电极电流与基极电流可以满足 β 倍的关系, 因此晶体管处于放大状态; 若 $I_B \geq I_{BS}$, 则说明集电极电流小于基极电流的 β 倍, 因此晶体管处于饱和状态。

根据以上方法, 各电路分析结果如下。

图 P4.6(a) 电路: 由图可知晶体管发射结正偏, 设 $V_{CC} = 12V$, $V_{BB} = 2V$ 。列输入回路方程得

$$I_B = \frac{V_{BB} - U_{BE}}{R_b} = 130 \mu A$$

而 $I_{BS} = \frac{V_{CC} - U_{BE}}{\beta R_c} = 11.3 \mu A$, 因此 $I_B > I_{BS}$, 晶体管处于饱和状态。

此时 $I_B = 130 \mu A$, $I_C = \frac{V_{CC} - U_{BE}}{R_c} = 1.13 mA$ 。

图 P4.6(b) 电路: 由图可知晶体管发射结反偏、集电结反偏, 因此处于截止状态, $I_B \approx I_C \approx 0 \text{ mA}$ 。

图 P4.6(c) 电路: 由图可知晶体管发射结正偏, 设 $V_{CC} = 5 \text{ V}$, $V_{EE} = -5 \text{ V}$ 。由输入回路得

$$I_B = \frac{0 - U_{BE} - V_{EE}}{R_b} = 43 \mu\text{A}$$

而 $I_{BS} = \frac{V_{CC} - U_{BE} - V_{EE}}{\beta R_c} = 93 \mu\text{A}$, 因此 $I_B < I_{BS}$, 晶体管处于放大状态。

$$\text{此时 } I_B = \frac{0 - U_{BE} - (-5)}{R_b} = 43 \mu\text{A}, I_C = \beta I_B = 4.3 \text{ mA}。$$

图 P4.6(d) 电路: 由图可知晶体管发射结反偏、集电结反偏, 因此处于截止状态, $I_B \approx I_C \approx 0 \text{ mA}$ 。

图 P4.6(e) 电路: 由图可知晶体管发射结正偏, 设 $V_{EE} = 8 \text{ V}$, $V_{BB} = 1 \text{ V}$ 。列输入回路方程

$$V_{EE} - V_{BB} = -I_B R_b + U_{BE} - I_B R_c$$

由此得到

$$I_B = -\frac{V_{EE} - V_{BB} - U_{BE}}{R_b + (1 + \beta)R_c} = -\left(\frac{8 - 1 - 0.7}{2 + 101 \times 1}\right) \text{ mA} \approx -61.2 \mu\text{A}$$

而 $I_{BS} = -\frac{V_{EE} - U_{BE}}{(1 + \beta)R_c} = -72.3 \mu\text{A}$, 因此 $|I_B| < |I_{BS}|$, 晶体管处于放大状态。

$$\text{此时 } I_B \approx -61.2 \mu\text{A}, I_C = \beta I_B \approx -6.12 \text{ mA}。$$

图 P4.6(f) 电路: 由图可知晶体管发射结正偏, 设 $V_{CC} = 5 \text{ V}$, $V_{EE} = -5 \text{ V}$ 。列输入回路方程

$$0 - V_{EE} = I_B R_b + U_{BE} + (1 + \beta)R_c$$

由此得到

$$I_B = \frac{-V_{EE} - U_{BE}}{R_b + (1 + \beta)R_c} \approx 41.8 \mu\text{A}$$

而 $I_{BS} = \frac{V_{CC} - U_{BE} - V_{EE}}{\beta R_c + (1 + \beta)R_c} \approx 8.45 \mu\text{A}$, 因此 $I_B > I_{BS}$, 晶体管处于饱和状态。

此时分别列输入、输出回路方程如下:

$$0 - V_{EE} = I_B R_b + U_{BE} + (I_B + I_C)R_c$$

$$V_{CC} - U_{BE} - V_{EE} = I_C R_c + (I_B + I_C)R_c$$

从而得到 $I_B \approx 1.17 \text{ mA}$, $I_C \approx 0.74 \text{ mA}$ 。

4.7 电路如图 P4.7 所示, 已知晶体管发射结正向导通电压为 $U_{BE} = 0.7 \text{ V}$, $\beta = 200$ 。回答下列问题:

(1) 判断晶体管的工作状态(放大、饱和或截止)。

(2) 若晶体管不工作在放大区, 则说明能否通过调节电阻 R_b 、 R_c 和 R_e (增大或者减小) 使之处于放大状态; 若能, 则说明如何调节? 设在调节某一电阻时其它两个电阻不变。

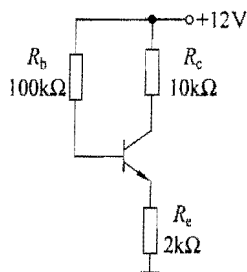


图 P4.7

解 (1) 由图可知晶体管发射结正偏。假设晶体管处于放大状态, 则 $U_{BC} = \beta I_B R_c - I_B R_b > 0$, 集电结正偏, 与假设矛盾。因此晶体管处于饱和状态。

(2) 在其它两个电阻不变时应增大电阻 R_b 使 I_B 减小, 进而 I_C 减小、 U_{CE} 增大, 从而使晶体管处于放大状态; 在其它两个电阻不变时应减小电阻 R_c 使 U_{CE} 增大, 从而使晶体管处于放大状态; 由于 $I_B = \frac{V_{CC} - U_{BE}}{R_b + (1 + \beta)R_c} = \left(\frac{12 - 0.7}{100 + 101R_c} \right) \text{mA}$ 始终大于 $I_{BS} = \frac{V_{CC} - U_{BE}}{\beta R_c + (1 + \beta)R_c} = \left(\frac{12 - 0.7}{1000 + 101R_c} \right) \text{mA}$, 因此无论怎样调节 R_c 都不能使晶体管处于放大状态。

4.8 在图 P4.8 所示各电路中分别改正一处错误, 使它们有可能放大正弦波信号 u_i 。设所有电容对交流信号均可视为短路。

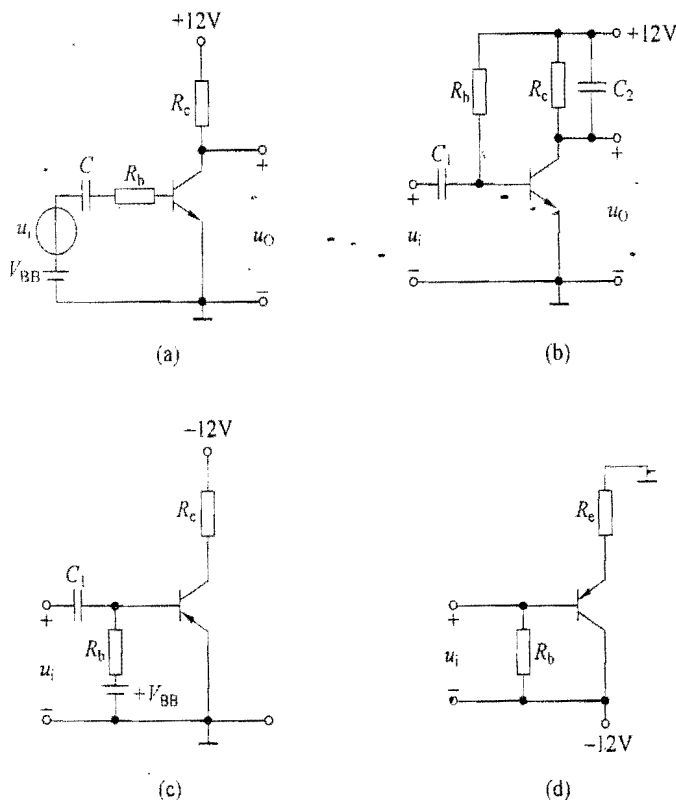


图 P4.8

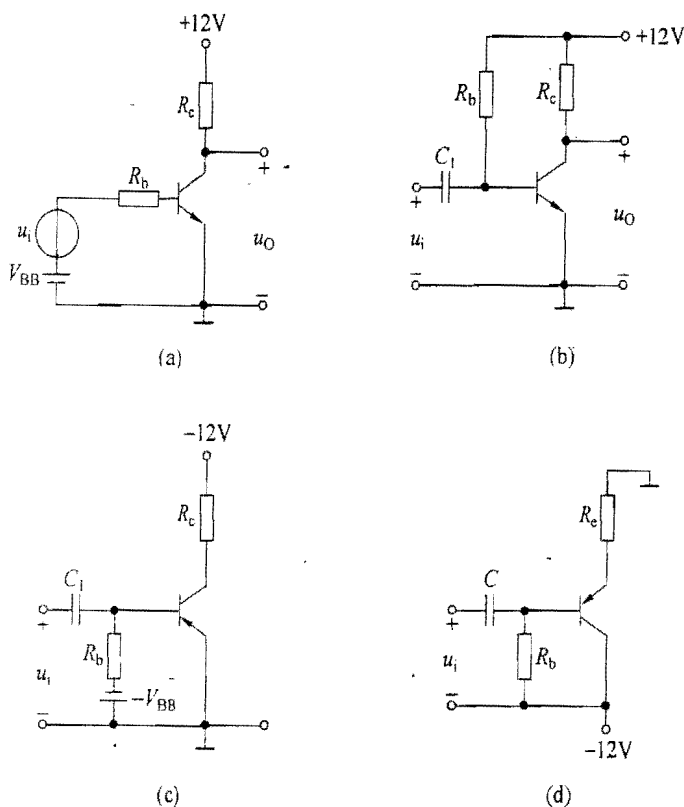
解 改正电路如解图 4.8 所示。

(a) 电容 C 使发射结没有直流偏置, 因此去掉电容 C ;

(b) 电容 C_2 使集电极交流接地, 从而使输出电压交流部分为零, 因此去掉电容 C_2 ;

(c) 电源 V_{BB} 使发射结反偏, 因此将电源 V_{BB} 改为负电源;

(d) 静态时输入信号 u_i 短路, 使集电结电压为零, 从而使晶体管处于临界饱和状态。因此在输入信号与放大电路之间加上耦合电容 C 。



解图 4.8

4.9 画出图 P4.9 所示各电路的直流通路和交流通路。设所有电容对于交流信号均可视为短路。

解 各电路的直流通路和交流通路如解图 4.9 所示。

4.10 图 P4.10(a)所示电路中, 已知晶体管的 $U_{BE}=0.7V$, $\beta=100$, $u_{BC}=0$ 时为临界放大(饱和)状态, 输出特性如图 P4.10(b)所示。

- (1) 用作图法在图 P4.10(b)中确定静态工作点 U_{CEQ} 和 I_{CQ} ;
- (2) 在图 P4.10(b)中画出交流负载线, 确定最大不失真输出电压有效值 U_{om} ;
- (3) 当输入信号不断增大时, 输出电压首先出现何种失真?
- (4) 分别说明 R_b 减小、 R_c 增大、 R_L 增大三种情况下 Q 点在图 P4.10(b)中的变化和 U_{om} 的变化。

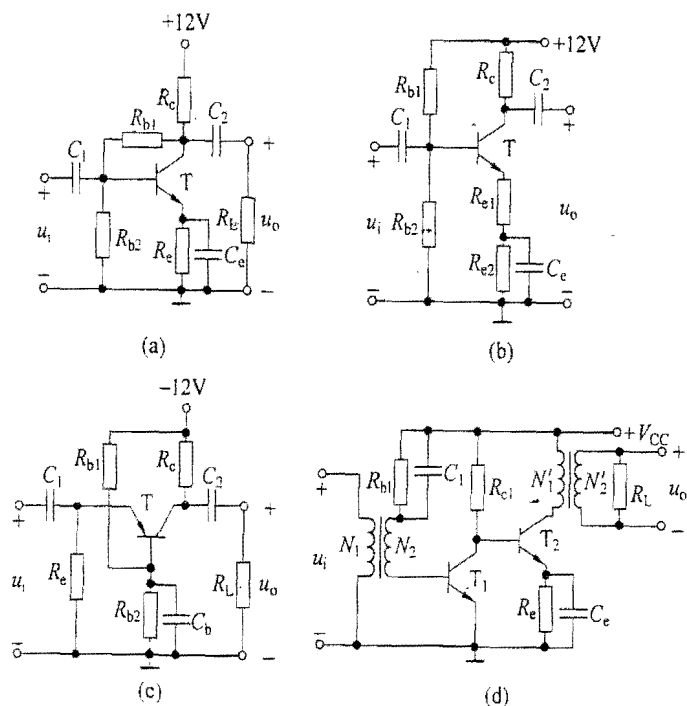


图 P4.9

解 (1) $I_{BQ} = \frac{12 - U_{BE}}{R_b} \approx 40 \mu A$.

在图 P4.10(b) 中作直流负载线 $u_{CE} = V_{CC} - i_c R_c$, 与 $I_b = 40 \mu A$ 所对应的输出特性交于 Q 点, 如解图 4.10 所示。从图中可读出 $I_{CQ} \approx 4 \text{ mA}$, $U_{CEQ} \approx 4 \text{ V}$ 。

(2) $\bar{V}'_{CC} = U_{CEQ} + I_{CQ} R'_L = U_{CEQ} + I_{CQ} (R_c // R_L) = 8 \text{ V}$ 。

在解图 4.10 中通过 Q 点作交流负载线, 得到最大不失真输出电压有效值为

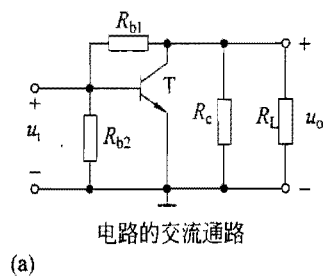
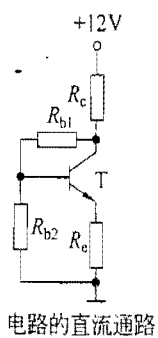
$$U_{om} = \frac{4 - U_{BE}}{\sqrt{2}} \approx 2.33 \text{ V}$$

(3) 由于 $V'_{CC} - U_{CEQ} = 4 \text{ V} > U_{CEQ} - U_{BE} = 3.3 \text{ V}$, 因此首先出现饱和失真。

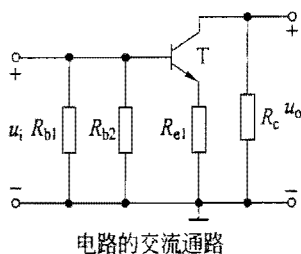
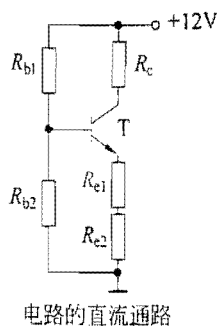
(4) 当 R_b 减小时, I_{BQ} 增大, Q 点将沿着直流负载线向左上方移动, 如解图 4.10 中的 Q_1 点; U_{CEQ} 减小, U_{om} 将变小。

当 R_c 增大时, U_{CEQ} 减小, Q 点将沿着 $I_b = 40 \mu A$ 所对应的输出特性左移, 如解图 4.10 中的 Q_2 点, U_{om} 将变小。

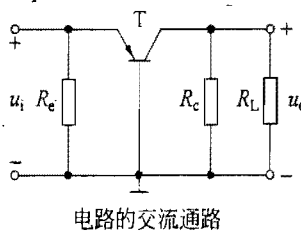
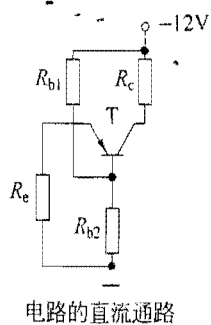
当 R_L 增大时, Q 点不变, $V'_{CC} = U_{CEQ} + I_{CQ} R'_L$ 增大, 但 U_{om} 不变。



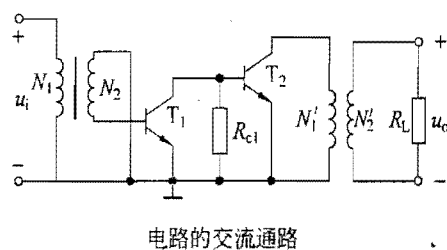
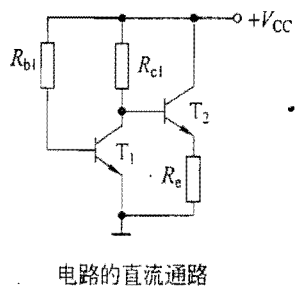
(a)



(b)



(c)



(d)

解图 4.9

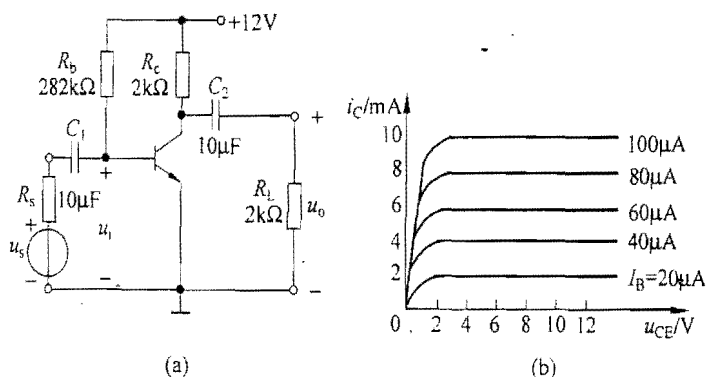
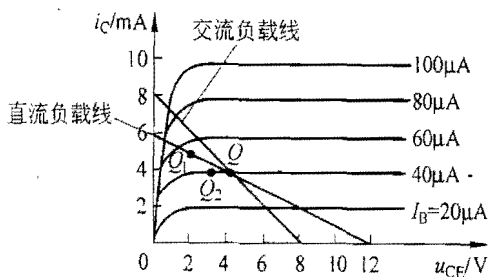


图 P4.10



解图 4.10

4.11 电路如图 P4.10(a)所示,已知晶体管的 $U_{BE} = 0.7\text{V}$, $\beta = 100$, $r_{be} = 100\Omega$, $R_s = 1\text{k}\Omega$ 。

(1) 求解动态参数 $\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i}$, $\dot{A}_{us} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s}$, R_i , R_o 。

(2) 当 R_s , R_b , R_c , R_L 分别单独增大时, \dot{A}_u , \dot{A}_{us} , R_i , R_o 分别如何变化? 假设当参数变化时晶体管始终处于放大状态。

解 (1) 由题 4.10 解可知 $I_{CQ} \approx 4\text{mA}$, 则

$$r_{be} = r_{bb'} + \beta \frac{U_T}{I_{CQ}} = \left(100 + 100 \times \frac{26}{4} \right) \Omega = 750\Omega$$

图 P4.10(a)所示电路的交流等效电路如解图 4.11 所示。

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = - \frac{\beta(R_c // R_L)}{r_{be}} \approx -133.3$$

$$R_i = R_b // r_{be} \approx 750\Omega$$

$$\dot{A}_{us} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} = \frac{\dot{U}_i}{\dot{U}_s} \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{R_i}{R_i + R_s} \dot{A}_u \approx -57$$

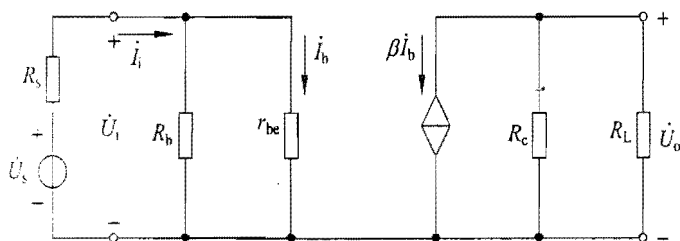
$$R_o = R_c = 2\text{k}\Omega$$

(2) 当 R_s 单独增大时, \dot{A}_u 、 R_i 、 R_o 不变, $|\dot{A}_{us}|$ 减小;

当 R_b 单独增大时, I_{BQ} 减小, r_{be} 增大, $|\dot{A}_u|$ 减小、 R_i 增大、 R_o 不变, \dot{A}_{us} 变化不确定;

当 R_c 单独增大时, R_i 不变, $|\dot{A}_u|$ 、 $|\dot{A}_{us}|$ 、 R_o 增大;

当 R_L 单独增大时, R_i 、 R_o 不变, $|\dot{A}_u|$ 、 $|\dot{A}_{us}|$ 增大。



解图 4.11

4.12 电路如图 P4.12 所示, 已知晶体管的 $U_{BE}=0.7\text{V}$, $\beta=300$, $r_{be}=200\Omega$ 。

(1) 当开关 S 位于 1 位置时, 求解静态工作点 I_{BQ} 、 I_{CQ} 和 U_{CEQ} ;

(2) 分别求开关 S 位于 1、2、3 位置时的电压放大倍数 \dot{A}_u , 比较这三个电压放大倍数, 并说明发射极电阻是如何影响电压放大倍数的。

解 (1) 设 $V_{CC}=12\text{V}$, 则

$$U_{BQ} = \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} V_{CC} = 2\text{V}$$

$$I_{EQ} = \frac{U_{BQ} - U_{BE}}{R_{e1} + R_{e2}} \approx 1.182\text{mA} \approx I_{CQ}, \quad I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta} \approx 3.94\mu\text{A}$$

$$U_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}R_c - I_{EQ}(R_{e1} + R_{e2}) \approx 7.15\text{V}$$

$$(2) r_{be} = r_{be'} + \beta \frac{U_T}{I_{CQ}} = \left(200 + 300 \times \frac{26}{1.182} \right) \Omega = 6799\Omega.$$

图 P4.12 所示电路的交流等效电路如解图 4.12 所示, 当开关 S 分别位于 1、2、3 位置时 R_e 分别为 $1.1\text{k}\Omega$ 、 $0.1\text{k}\Omega$ 、 $0\text{k}\Omega$ 。

开关 S 位于 1 位置时的电压放大倍数为

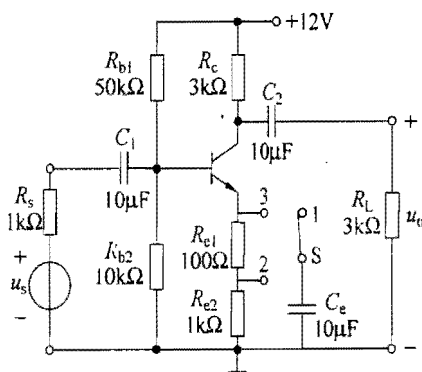


图 P4.12

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = -\frac{\beta(R_c // R_L)}{r_{be} + (1 + \beta)(R_{e1} + R_{e2})} \approx -1.33$$

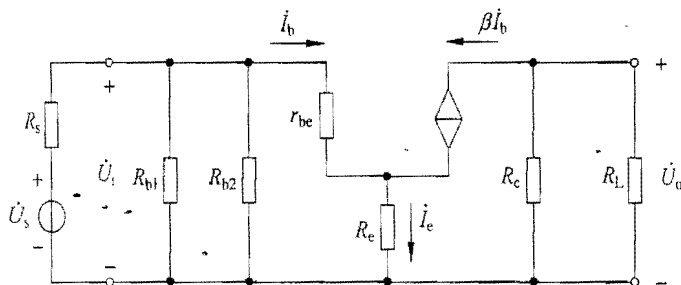
开关 S 位于 2 位置时的电压放大倍数为

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = -\frac{\beta(R_c // R_L)}{r_{be} + (1 + \beta)R_{e1}} \approx -12.2$$

开关 S 位于 3 位置时的电压放大倍数为

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = -\frac{\beta(R_c // R_L)}{r_{be}} \approx -66.2$$

开关 S 位于 1 位置时的电压放大倍数数值最小, 开关 S 位于 3 位置时的电压放大倍数数值最大, 说明在交流通路中发射极电阻越大, 电压放大倍数数值越小。



解图 4.12

4.13 电路如图 P4.13 所示, 已知晶体管的 $U_{BE} = 0.7\text{V}$, $\beta = 250$, $r_{be} = 300\Omega$ 。

(1) 求解静态工作点 I_{BQ} 、 I_{CQ} 和 U_{CEQ} ;

(2) 求解 \dot{A}_u 、 R_i 、 R_o 。

解 (1)

$$I_{BQ} = \frac{12 - U_{BE}}{R_b + (1 + \beta)R_e} \approx 28.2\mu\text{A}$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} \approx 7.05\text{mA}$$

$$U_{CEQ} \approx 12 - I_{CQ}R_c \approx 4.95\text{V}$$

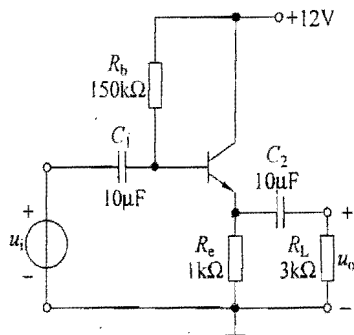


图 P4.13

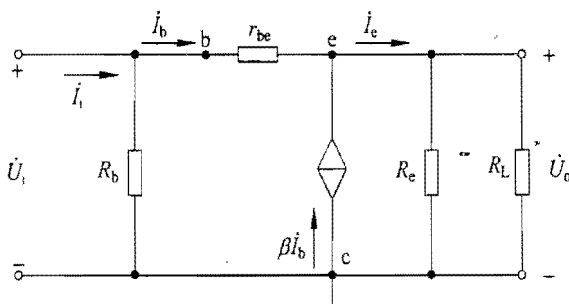
(2) 图 P4.13 所示电路的交流等效电路如解图 4.13 所示。

$$r_{be} = r_{bb'} + \beta \frac{U_T}{I_{CQ}} \approx 1222\Omega$$

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{(1 + \beta)(R_c // R_L)}{r_{be} + (1 + \beta)(R_e // R_L)} \approx 0.99$$

$$R_i = R_b // [r_{be} + (1 + \beta)(R_e // R_L)] \approx 83.7\text{k}\Omega$$

$$R_o = R_e // \frac{r_{be}}{1 + \beta} \approx 4.85 \Omega$$



解图 4.13

4.14 电路如图 P4.14 所示, 已知晶体管的 $U_{BE} = 0.7V$, $\beta = 200$, $r_{bb'} = 200\Omega$ 。

(1) 求解静态工作点 I_{BQ} 、 I_{CQ} 和 U_{CEQ} ;

(2) 求解 \dot{A}_u 、 R_i 、 R_o 。

解 (1) $U_{BQ} = \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} V_{CC} = 4V$

$$I_{EQ} = \frac{U_{BQ} - U_{BE}}{R_e} = 3.3mA \approx I_{CQ}, \quad I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta} \approx 16.5\mu A$$

$$U_{CEQ} = 12 - I_{CQ}R_c - I_{EQ}R_e \approx 2.1V$$

(2) 图 P4.14 所示电路的交流等效电路如解图 4.14 所示。

$$r_{be} = r_{bb'} + \beta \frac{U_T}{I_{CQ}} \approx 1775.8\Omega$$

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{\beta(R_c // R_L)}{r_{be}} \approx 112.6$$

$$R_i = R_c // \frac{r_{be}}{1 + \beta} \approx 8.8\Omega$$

$$R_o = R_c = 2k\Omega$$

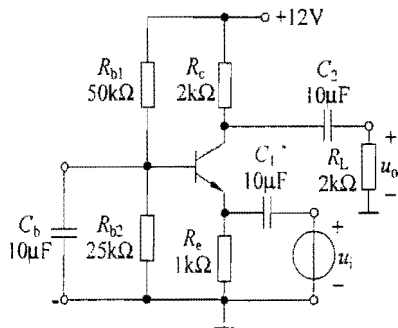
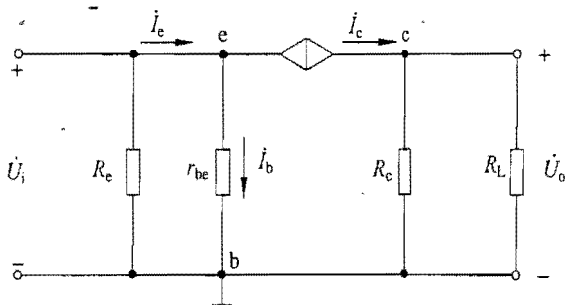


图 P4.14



解图 4.14

4.15 已知某放大电路的波特图如图 P4.15 所示,试写出 \dot{A}_u 的表达式。

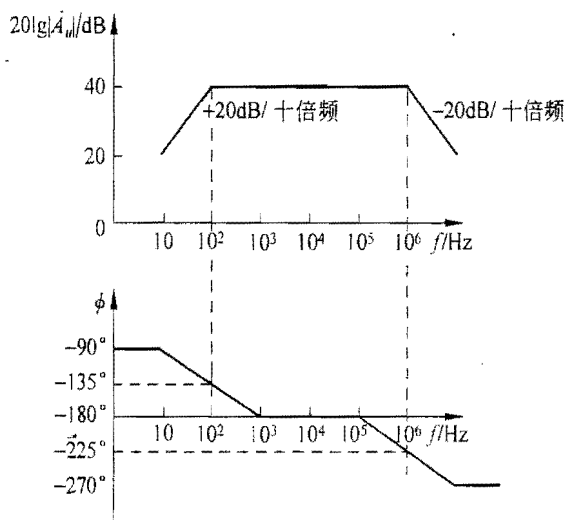


图 P4.15

解 $20\lg|\dot{A}_{um}| = 40, \dot{A}_{um} \approx -100$

$$\dot{A}_u = \frac{-100 \frac{jf}{100}}{\left(1 + j \frac{f}{100}\right) \left(1 + j \frac{f}{10^6}\right)} = - \frac{jf}{\left(1 + j \frac{f}{100}\right) \left(1 + j \frac{f}{10^6}\right)}$$

4.16 已知某放大电路电压放大倍数 $\dot{A}_u = \frac{2jf}{\left(1 + j \frac{f}{50}\right) \left(1 + j \frac{f}{10^6}\right)}$ 。

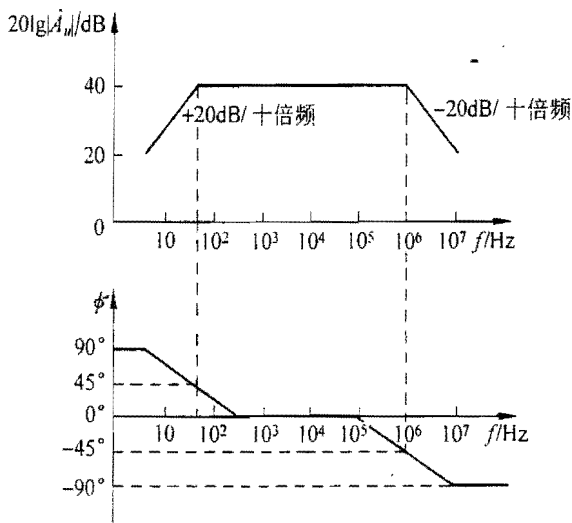
(1) 求解 \dot{A}_{um} 、 f_L 、 f_H ；

(2) 画出波特图。

$$\text{解 (1) } \dot{A}_u = \frac{2jf}{\left(1 + j \frac{f}{50}\right) \left(1 + j \frac{f}{10^6}\right)} = \frac{100j \frac{f}{50}}{\left(1 + j \frac{f}{50}\right) \left(1 + j \frac{f}{10^6}\right)}$$

$$\dot{A}_{um} = 100, f_L = 50\text{Hz}, f_H = 1\text{MHz}。$$

(2) $20\lg|\dot{A}_{um}| = 40\text{dB}$, \dot{A}_u 的波特图如解图 4.16 所示。



解图 4.16

4.17 电路如图 P4.10(a)所示,已知晶体管的 $U_{BE}=0.7V$, $\beta=100$, $r_{bb'}=100\Omega$, $R_s=100\Omega$ 。填空:

(1) 电容 C_1 所决定的下限截止频率(先填表达式,再填计算结果) $f_{L1} = \underline{\hspace{2cm}} \approx \underline{\hspace{2cm}}$, 电容 C_2 所决定的下限截止频率(先填表达式,再填计算结果) $f_{L2} = \underline{\hspace{2cm}} \approx \underline{\hspace{2cm}}$ 。下限截止频率主要由电容 $\underline{\hspace{2cm}}$ 决定。

(2) 已知晶体管的 r_{be} 、 C_π' , 则上限截止频率的表达式 $f_H = \underline{\hspace{2cm}}$ 。

解 (1) $\frac{1}{2\pi(R_s + R_b // r_{be})C_1} = \left[\frac{1}{2\pi(0.1 + 282 // 0.75) \times 10^3 \times 10 \times 10^{-6}} \right] \text{Hz}, 18.8 \text{Hz},$
 $\frac{1}{2\pi(R_c + R_L)C_2}, 4 \text{Hz}, C_1$ (2) $\frac{1}{2\pi[(R_s // R_b + r_{bb'}) // r_{be}]C_\pi'}$

说明: 由题 4.11 解可知 $r_{be}=750\Omega$, $r_{be}=650\Omega$ 。

4.18 图 P4.10(a)所示电路中,已知晶体管的 $U_{BE}=0.7V$, $\beta=100$, $r_{bb'}=100\Omega$, $C_{ob}=0.5\text{pF}$, $f_\beta=100\text{MHz}$, $R_s=100\Omega$ 。

(1) 估算下限截止频率 f_L 和上限截止频率 f_H ;

(2) 写出 \dot{A}_{us} 的表达式;

(3) 画出 \dot{A}_{us} 的波特图。

解 (1) 由题 4.11 解可知 $r_{be}=750\Omega$; 由题 4.17 解可知 $f_{L1} \approx 18.8 \text{Hz}$, $f_{L2} \approx 4 \text{Hz}$, 则 $f_L \approx 19 \text{Hz}$; 由题 4.11 解可知 $r_{be}=650\Omega$; 由题 4.10 解可知 $I_{CQ} \approx 4 \text{mA}$, 则 $g_m = \frac{I_{EQ}}{U_T} \approx$

$$\left(\frac{4}{26}\right) \text{S} \approx 0.154 \text{S}.$$

$$C_{\pi} \approx \frac{1}{2\pi r_{b'e} f_{\beta}} - C_{ob} \approx 1.95 \text{pF}$$

$$\dot{K} = -g_m(R_c // R_L) \approx -154$$

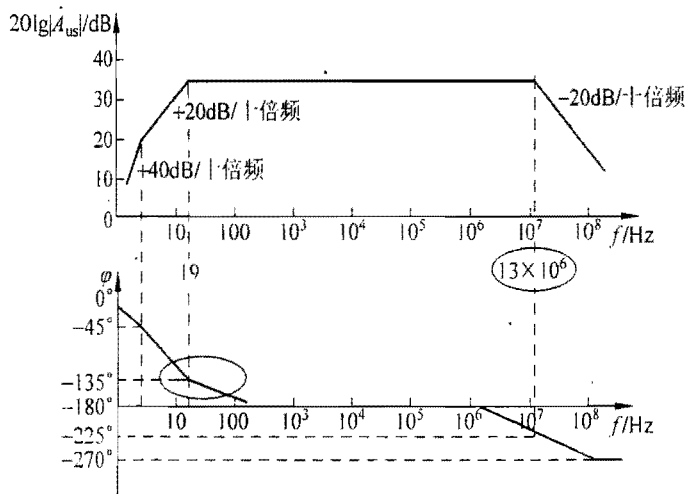
$$C'_{\pi} = C_{\pi} + (1 - \dot{K})C_{\mu} \approx C_{\pi} + (1 - \dot{K})C_{ob} \approx 79.45 \text{pF}$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi[(R_s // R_b + r_{bb'}) // r_{b'e}]C'_{\pi}} \approx 13.1 \text{MHz}$$

(2) 由题 4.11 解可知 $\dot{A}_{usm} \approx -57$, 因此

$$\dot{A}_{us} = \frac{\dot{A}_{usm}}{\left(1 + \frac{f_{L1}}{jf}\right)\left(1 + \frac{f_{L2}}{jf}\right)\left(1 + \frac{jf}{f_H}\right)} \approx -\frac{57}{\left(1 + \frac{4}{jf}\right)\left(1 + \frac{19}{jf}\right)\left(1 + \frac{jf}{13 \times 10^6}\right)}$$

(3) $20\lg|\dot{A}_{usm}| \approx 35$, \dot{A}_{us} 的波特图如解图 4.18 所示。



解图 4.18

5.1 判断下列说法的正、误,在相应的括号内画“√”表示正确,画“×”表示错误。

- (1) 场效应管仅靠一种载流子导电。()
- (2) 结型场效应管工作在恒流区时,其 u_{GS} 小于零。()
- (3) 场效应管是由电压即电场来控制电流的器件。()
- (4) 增强型 MOS 管工作在恒流区时,其 u_{GS} 大于零。()
- (5) $u_{GS}=0$ 时,耗尽型 MOS 管能够工作在恒流区。()
- (6) 低频跨导 g_m 是一个常数。()

解 (1) √ (2) × (3) √ (4) × (5) √ (6) ×

5.2 已知图 P5.2 所示各场效应管工作在恒流区,请将管子类型、 V_{DD} 极性(填+、-)、 u_{GS} 极性(填 >0 、 ≥ 0 、 <0 、 ≤ 0 或者任意)分别填入表中。

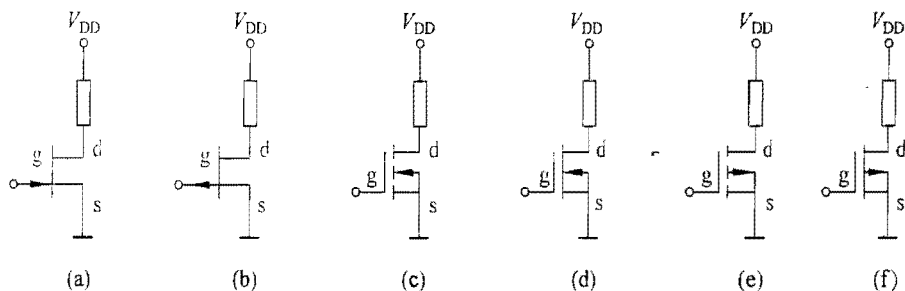


图 P5.2

图 号	(a)	(b)	(c)	(d)	(e)	(f)
项 目						
沟道类型						
增强型或耗尽型						
V_{DD} 极性						
U_{GS} 极性						

解 结果如下表所示。

图 号	(a)	(b)	(c)	(d)	(e)	(f)
沟道类型	N	P	N	N	P	P
增强型或耗尽型	耗尽型	耗尽型	增强型	耗尽型	增强型	耗尽型
V_{DD} 极性	+	-	+	+	-	-
U_{GS} 极性	≤ 0	≥ 0	> 0	任意	< 0	任意

5.3 判断图 P5.3 所示各电路是否有可能正常放大正弦波信号。

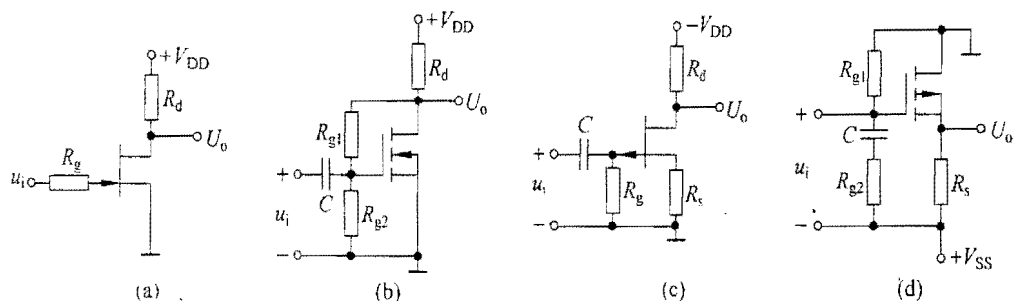


图 P5.3

解 图 P5.3 (b)、P5.3 (c)、P5.3 (d) 有可能正常放大, 图 P5.3 (a) 不能正常放大。

图 P5.3 (a) 电路 $u_{GS} = u_i$, 可能会使 $u_{GS} > 0$, 不合理。

5.4 图 P5.4 (a) 所示电路中, 结型场效应管的转移特性如图 P5.4 (b) 所示。填空:

由图 P5.4 (a) 得到 $U_{GS} = \underline{\hspace{2cm}}$ 。对应图 P5.4 (b) 得到 $I_D \approx \underline{\hspace{2cm}}$, 所以 $U_{DS} \approx \underline{\hspace{2cm}}$ 。

解 $-1V, 2mA, 2V$ 。

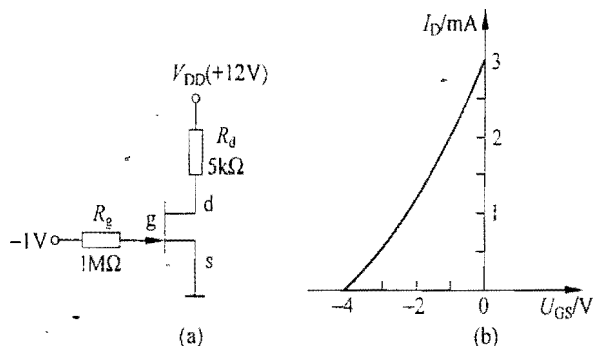


图 P5.4

5.5 图 P5.5(a)所示电路中, MOS 管的输出特性如图 P5.5(b)所示。分析当 u_i 分别为 3V、8V、12V 时 MOS 管的工作区域(可变电阻区、恒流区或夹断区)。

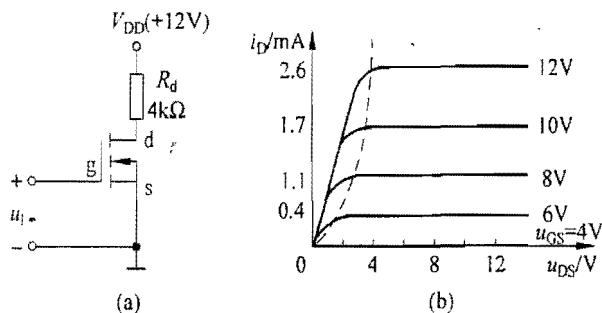


图 P5.5

解 由图 P5.5(a)可知 $U_{GS} = u_i$ 。

输出回路方程为

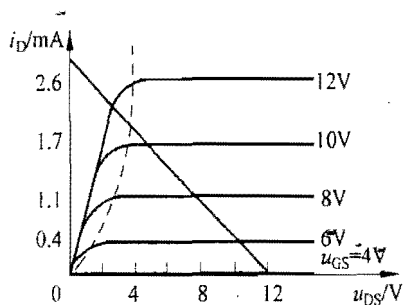
$$U_{DS} = V_{DD} - I_D R_d$$

在图 P5.5(b)上作直流负载线如解图 5.5 所示,从图中可以得到:

当 $u_i = 3V$ 时, MOS 管工作在夹断区;

当 $u_i = 8V$ 时, MOS 管工作在恒流区;

当 $u_i = 12V$ 时, MOS 管工作在可变电阻区。



解图 5.5

5.6 电路如图 P5.6(a)所示, MOS 管的转移特性如图 P5.6(b)所示。求解电路的 Q 点、 A_v 、 R_i 和 R_o 。

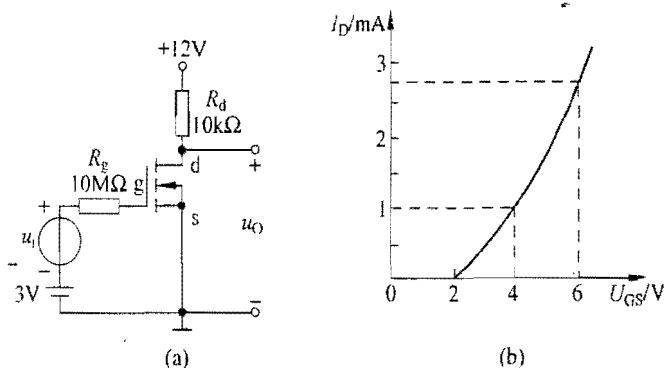


图 P5.6

解 求解 Q 点:

由图 P5.6(a)可知 $U_{GSQ} = 3V$, 对应图 P5.6(b)得到 $I_{DQ} \approx 0.5mA$, 因此 $U_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ} R_d \approx 7V$ 。

电路的交流等效电路如解图 5.6 所示。

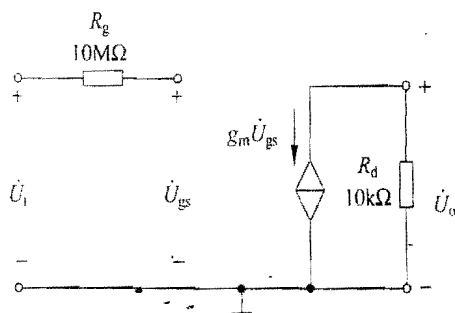
$$g_m = \frac{2}{U_{GS(th)}} \sqrt{I_{DQ} I_{DQ}} = \left(\frac{2}{2} \sqrt{1 \times 0.5} \right) \text{mS} \approx 0.707 \text{mS}$$

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = -g_m R_d \approx -7.1$$

$$R_i = \infty$$

$$R_o = R_d = 10 \text{k}\Omega$$

5.7 电路如图 P5.7 所示, MOS 管的转移特性如图 P5.6(b) 所示。求解电路的 Q 点、 \dot{A}_u 、 R_i 和 R_o 。



解图 5.6

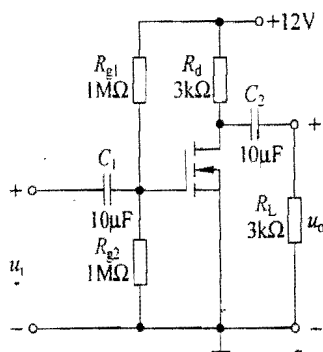


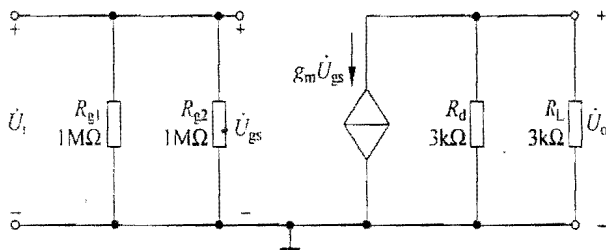
图 P5.7

解 设 $V_{DD} = 12\text{V}$, 求解 Q 点:

由图 P5.7 可知 $U_{GSQ} = V_{DD} \times \frac{R_{g2}}{R_{g1} + R_{g2}} = 6\text{V}$, 对应图 P5.6(b) 得到 $I_{DQ} \approx 2.75\text{mA}$, 因

此 $U_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ} R_d \approx 3.75\text{V}$ 。

电路的交流等效电路如解图 5.7 所示。



解图 5.7

$$g_m = \frac{2}{U_{GS(th)}} \sqrt{I_{DQ} I_{DQ}} = \left(\frac{2}{2} \sqrt{1 \times 2.75} \right) \text{mS} \approx 1.658 \text{mS}$$

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = -g_m (R_d // R_L) \approx -2.49$$

$$R_i = R_{g1} // R_{g2} = 500\text{k}\Omega$$

$$R_o = R_d = 3\text{k}\Omega$$

5.8 电路如图 P5.8 所示, MOS 管的转移特性如图 P5.6(b) 所示。求解电路的 Q 点、 \dot{A}_u 、 R_i 和 R_o 。

解 设 $V_{DD} = 12\text{V}$, 求解 Q 点:

由图可知 $U_{GQ} = V_{DD} \times \frac{R_{g2}}{R_{g1} + R_{g2}} = 6\text{V}$, 由图 P5.6(b) 查

到 $I_{DQ} = 1\text{mA}$, $U_{GS(th)} = 2\text{V}$ 。

列方程组:

$$\begin{cases} U_{GSQ} = U_{GQ} - I_{DQ} \cdot R_s = 6 - I_{DQ} \cdot R_s \\ I_{DQ} = I_{D0} \left(\frac{U_{GS}}{U_{GS(th)}} - 1 \right)^2 \end{cases}$$

解得

$$I_{DQ} \approx 0.75\text{mA}, U_{GSQ} \approx 3.75\text{V}$$

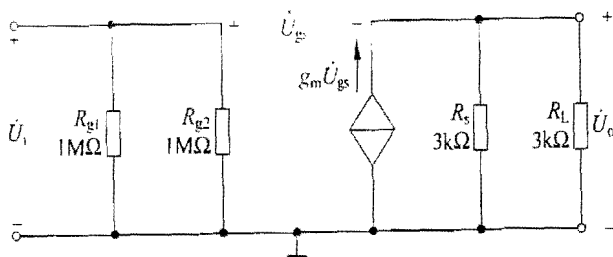
电路的交流等效电路如解图 5.8 所示。

$$g_m = \frac{2}{U_{GS(th)}} \sqrt{I_{D0} I_{DQ}} = \left(\frac{2}{2} \sqrt{1 \times 0.75} \right) \text{mS} \approx 0.866\text{mS}$$

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{g_m (R_s // R_L)}{1 + g_m (R_s // R_L)} \approx 0.57$$

$$R_i = R_{g1} // R_{g2} = 500\text{k}\Omega$$

$$R_o = R_s // \left(\frac{1}{g_m} \right) \approx 833\Omega$$



解图 5.8

5.9 电路如图 P5.7 所示, MOS 管的转移特性如图 P5.6(b) 所示。 $C_{gs} = 3\text{pF}$, $C_{gd} = 2\text{pF}$, $C_{ds} \approx 0.1\text{pF}$ 。

(1) 估算下限截止频率 f_L 和上限截止频率 f_H ;

(2) 写出 \dot{A}_u 的表达式。

解 (1) 求解下限截止频率 f_L , 低频等效电路如解图 5.9(a) 所示:

C_1 所在回路时间常数 $\tau_1 = (R_{g1} // R_{g2}) C_1 = 5\text{s}$;

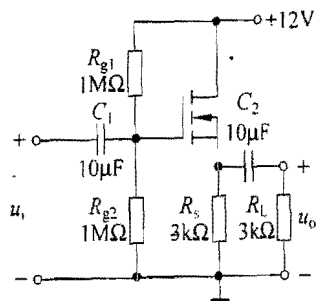
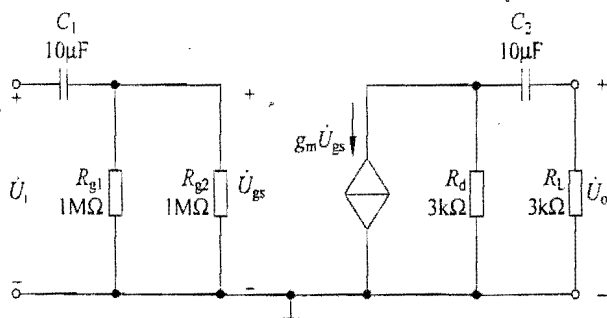


图 P5.8

C_2 所在回路时间常数 $\tau_2 = (R_d + R_L) \cdot C_2 = 0.06\text{s}$ 。

由于 $\tau_1 \gg \tau_2$, 因此 $f_L \approx \frac{1}{2\pi(R_d + R_L)C_2} \approx 2.7\text{Hz}$ 。

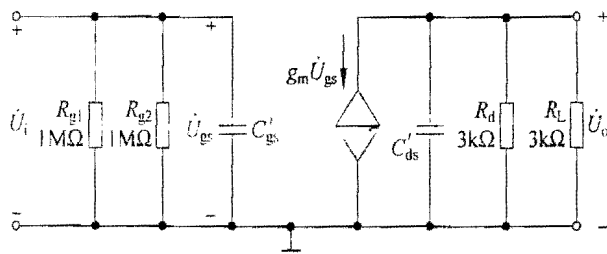


解图 5.9(a)

求解上限截止频率 f_H , 高频等效电路如解图 5.9(b) 所示:

$$\begin{aligned} C'_{gs} &= C_{gs} + (1 - \dot{K})C_{gd} = C_{gs} + [1 + g_m(R_d // R_L)]C_{gd} \\ &= [3 + (1 + 1.658 \times 10^{-3} \times 1.5 \times 10^3) \times 2] \text{pF} \approx 9.97 \text{pF} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} C'_{ds} &= C_{ds} + \frac{\dot{K} - 1}{\dot{K}} C_{gd} = C_{ds} + \frac{-g_m(R_d // R_L) - 1}{-g_m(R_d // R_L)} C_{gd} \\ &= \left[0.1 + \frac{-1.658 \times 10^{-3} \times 1.5 \times 10^3 - 1}{-1.658 \times 10^{-3} \times 1.5 \times 10^3} \times 2 \right] \text{pF} \approx 2.9 \text{pF} \end{aligned}$$



解图 5.9(b)

C'_{gs} 所在回路时间常数 $\tau_1 = (R_{g1} // R_{g2}) C'_{gs} \approx 4.99 \times 10^{-6} \text{s}$;

C'_{ds} 所在回路时间常数 $\tau_2 = (R_d // R_L) C'_{ds} \approx 4.35 \times 10^{-9} \text{s}$ 。

由于 $\tau_1 \gg \tau_2$, 因此 $f_H \approx \frac{1}{2\pi\tau_1} \approx 32\text{kHz}$ 。

(2) 由题 5.7 解可知 $\dot{A}_{um} \approx -2.49$, 因此

$$\dot{A}_u = - \frac{2.49 \times \frac{jf}{2.7}}{\left(1 + \frac{jf}{2.7}\right) \left(1 + \frac{jf}{32 \times 10^3}\right)} \approx - \frac{0.92jf}{\left(1 + \frac{jf}{2.7}\right) \left(1 + \frac{jf}{32 \times 10^3}\right)}$$

集成运算放大电路

6.1 判断下列说法的正、误,在相应的括号内画“√”表示正确,画“×”表示错误。

- (1) 阻容耦合多级放大电路的 Q 点相互独立(),它只能放大交流信号()。
 (2) 直接耦合多级放大电路的 Q 点相互影响(),它只能放大直流信号()。
 (3) 双端输出的差分放大电路是靠两个晶体管参数的对称性来抑制温漂的。()
 (4) 双端输入的差分放大电路与单端输入的差分放大电路的差别在于,后者的输入信号中既有差模信号又有共模信号。()

(5) 互补电路产生交越失真的原因是晶体管的不对称性。()

(6) 功率放大电路中,输出功率越大,功放管的功耗越大。()

解 (1) √, √ (2) √, × (3) √ (4) × (因为双端输入的信号中也有可能既有差模信号又有共模信号) (5) × (6) ×

6.2 选择正确的答案填空。

- (1) 直接耦合放大电路存在零点漂移的原因是_____。
 A. 电阻阻值有误差 B. 晶体管参数的分散性
 C. 晶体管参数受温度影响 D. 电源电压不稳定
- (2) 集成放大电路采用直接耦合方式的原因是_____。
 A. 便于设计 B. 便于集成 C. 便于放大直流信号
- (3) 选用差分放大电路作为多级放大电路的第一级的原因是_____。
 A. 克服温漂 B. 提高输入电阻 C. 提高放大倍数
- (4) 差分放大电路的差模信号是两个输入端信号的_____,共模信号是两个输入端信号的_____。
 A. 差 B. 和 C. 平均值
- (5) 在单端输出的差分放大电路中,用恒流源取代发射极电阻 R_e 能够使_____。
 A. 差模放大倍数数值增大 B. 抑制共模信号能力增强 C. 共模放大倍数数值增大
- (6) 互补输出级采用共集接法是为了使_____。
 A. 电压放大倍数增大 B. 最大不失真输出电压大 C. 带负载能力强
- (7) 功率放大电路的最大输出功率是在输入电压为正弦波时,输出基本不失真情况

下,负载上可能获得的最大_____。

- A. 交流功率 B. 直流功率 C. 平均功率

(8) 功率放大电路的转换效率是指_____。

- A. 最大输出功率与晶体管所消耗的功率之比
B. 最大输出功率与电源提供的平均功率之比
C. 晶体管所消耗的功率与电源提供的平均功率之比

(9) 功率放大电路与电压放大电路的共同之处是_____。

- A. 都放大电压 B. 都放大电流 C. 都放大功率

(10) 分析功率放大电路时,应利用功放管的_____。

- A. 特性曲线 B. h 参数等效模型 C. 高频等效模型

解 (1) C、D (2) B (3) A (4) A、C (5) B (6) C (7) A (8) B (9) C

(10) A

6.3 图 P6.3 所示两个两级放大电路中,设所有电容对于交流信号均可视为短路。

(1) 判断两个放大电路级间分别采用了何种耦合方式;

(2) 判断图中各晶体管或者场效应管分别组成哪种基本接法的放大电路;

(3) 设图中两个电路的静态工作点合适,分别画出它们的交流等效电路,并写出 A_u 、 R_i 、 R_o 的表达式。

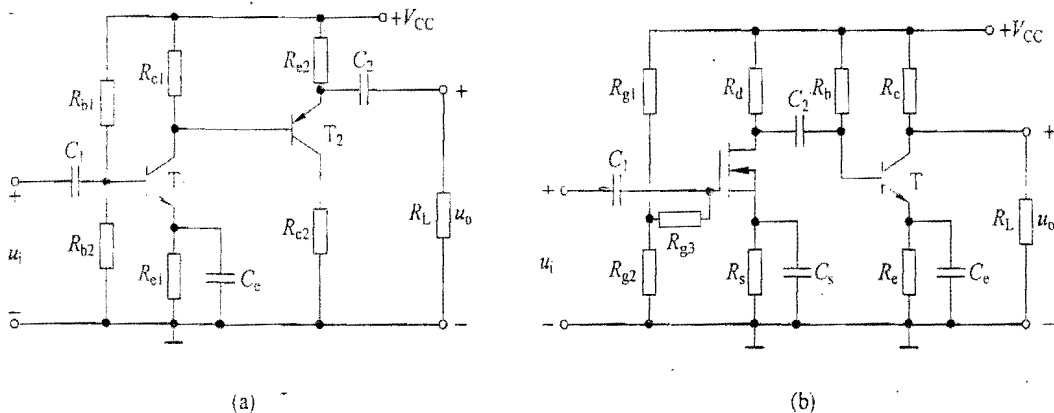


图 P6.3

解 (1) 图 P6.3(a) 所示电路级间采用了直接耦合方式,图 P6.3(b) 所示电路级间采用了阻容耦合方式。

(2) 图 P6.3(a) 所示电路 T_1 管组成了共射接法的放大电路, T_2 管组成了共集接法的放大电路;

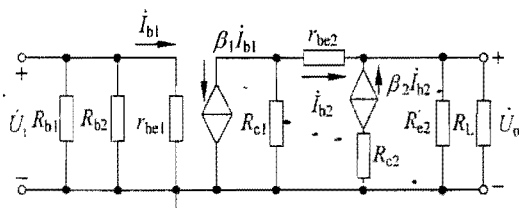
图 P6.3(b) 所示电路 T_1 管组成了共源接法的放大电路, T_2 管组成了共射接法的放大电路。

(3) 图 P6.3(a) 所示电路交流等效电路如解图 6.3(a) 所示。

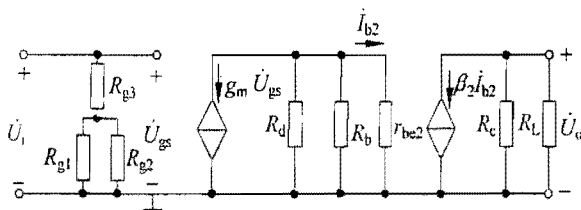
$$\begin{aligned}\dot{A}_u &= \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \dot{A}_{u1} \dot{A}_{u2} = -\frac{\beta_1 \{R_{c1} // [r_{be2} + (1 + \beta_2)(R_{e2} // R_L)]\}}{r_{be1}} \\ &\quad \times \frac{(1 + \beta_2)(R_{e2} // R_L)}{r_{be2} + (1 + \beta_2)(R_{e2} // R_L)} \\ R_i &= R_{b1} // R_{b2} // r_{be1} \\ R_o &= R_{e2} // \frac{r_{be2} + R_{c1}}{1 + \beta_2}\end{aligned}$$

图 P6.3(b) 电路交流等效电路如解图 6.3(b) 所示。

$$\begin{aligned}\dot{A}_u &= \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \dot{A}_{u1} \dot{A}_{u2} = g_m (R_d // R_b // r_{be2}) \frac{\beta_2 (R_c // R_L)}{r_{be2}} \\ R_i &= R_{g3} + R_{g1} // R_{g2} \\ R_o &= R_c\end{aligned}$$



(a)



(b)

解图 6.3

6.4 基本放大电路如图 P6.4(a)、(b) 所示, 图(a)方框内为共射放大电路 I, 图(b)方框内为共集放大电路 II, 其空载电压放大倍数 \dot{A}_{uo} 及输入电阻 R_i 、输出电阻 R_o 。如图中所示。由电路 I、II 组成的多级放大电路如图(c)、(d)、(e) 所示, 它们均正常工作。试说明通常情况下图(c)、(d)、(e) 所示电路中:

- (1) 哪些电路的输入电阻比较大;
- (2) 哪些电路的输出电阻比较小;
- (3) 哪个电路的 $|\dot{A}_{us}| = |\dot{U}_o / \dot{U}_s|$ 最大。

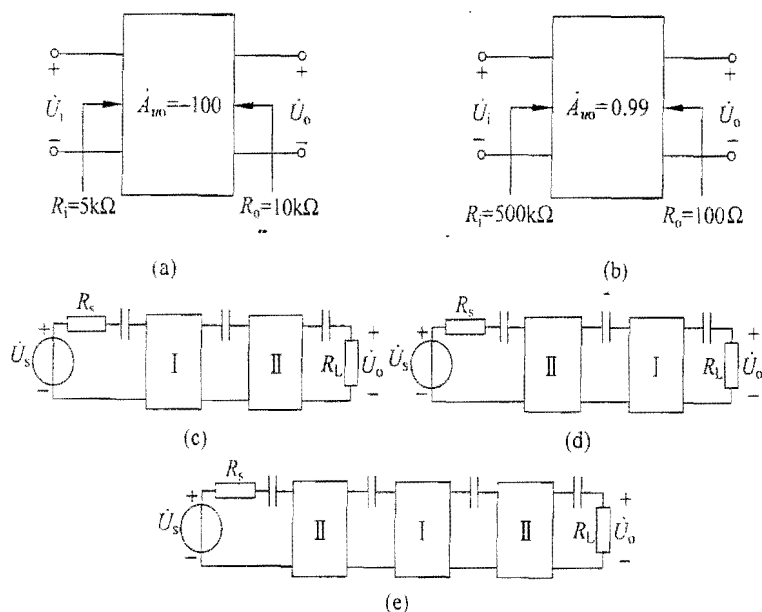


图 P6.4

解 (1) 图(d)、(e)所示电路的输入电阻较大。

(2) 图(c)、(e)所示电路的输出电阻较小。

(3) 图(e)所示电路的 $|\dot{A}_{us}|$ 最大, 具体分析如下:

通常情况下, 电路 II 因输入电阻大, 使 $\dot{U}_i \approx \dot{U}_s$, 即 $\dot{A}_{u2} \approx \dot{A}_{us2} \approx 1$; 因输出电阻小, 使空载电压放大倍数近似等于带负载后的电压放大倍数, 即 $\dot{A}_{u02} \approx \dot{A}_{u'2} \approx 1$ 。而电路 I 因输入电阻小、输出电阻大, $|\dot{A}_{us1}|$ 明显小于 $|\dot{A}_{u1}|$, 而 $|\dot{A}_{u01}|$ 明显大于 $|\dot{A}_{u1}|$ 。因为图(c)所示电路的源电压放大倍数 $|\dot{A}_{us}|$ 近似等于电路 I 的 $|\dot{A}_{us1}|$, 图(d)所示电路的源电压放大倍数近似等于电路 I 的 $|\dot{A}_{u1}|$, 而图(e)所示电路的源电压放大倍数近似等于电路 I 的 $|\dot{A}_{u01}|$, 所以三个电路中图(e)所示电路的源电压放大倍数数值最大。

6.5 已知某放大电路的幅频特性如图 P6.5 所示, 填空:

- (1) 该电路是 _____ 级放大电路, 最可能采用了 _____ 耦合方式;
- (2) 每级放大电路的下限截止频率分别为 $f_{L1} = \underline{\hspace{2cm}}$, $f_{L2} = \underline{\hspace{2cm}}$; 上限截止频率分别为 $f_{H1} = \underline{\hspace{2cm}}$, $f_{H2} = \underline{\hspace{2cm}}$;
- (3) 中频电压放大倍数 $|\dot{A}_{usm}| = \underline{\hspace{2cm}}$ 。

解 (1) 两, 阻容 (2) 10Hz , 100Hz , 10kHz , 10kHz (3) 10^4

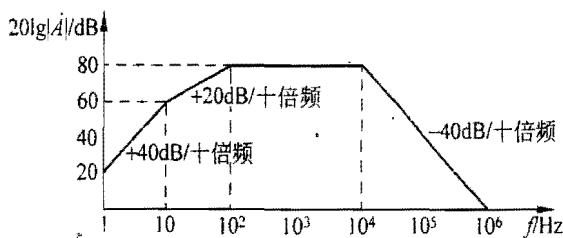


图 P6.5

6.6 电路如图 P6.6 所示, 晶体管 $\beta_1 = \beta_2 = 200$, $r_{be1} = 100\Omega$, $r_{be2} = 2.04k\Omega$, $r_{be2} = 1.25k\Omega$ 。试定性分析下列问题, 并简述理由。

- (1) 哪一个电容决定电路的下限截止频率;
- (2) 若 T_1 和 T_2 静态时发射极电流相等, 且 r_{be1} 和 C_{π} 相等, 则哪一级的上限截止频率低。

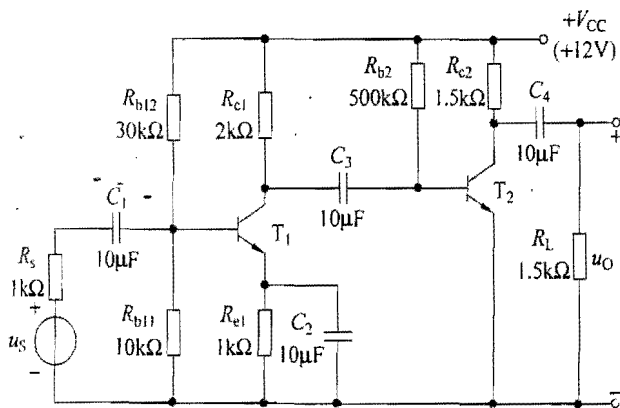


图 P6.6

解 (1) 决定电路下限截止频率的是 C_2 , 因为它所在回路的等效电阻最小。

$$\tau_1 = (R_s + R_{b11} \parallel R_{b12} \parallel r_{be1})C_1 \approx 26 \times 10^{-3} \text{ s}$$

$$\tau_2 = \left(R_{e1} \parallel \frac{r_{be1} + R_{b11} \parallel R_{b12} \parallel R_s}{1 + \beta_2} \right) C_2 \approx 143 \times 10^{-6} \text{ s}$$

$$\tau_3 = (R_{c1} + R_{b2} \parallel r_{be2})C_3 \approx 32.5 \times 10^{-3} \text{ s}$$

$$\tau_4 = (R_{e2} + R_L)C_4 \approx 30 \times 10^{-3} \text{ s}$$

(2) 由于 T_1 和 T_2 静态时发射极电流相等, 因此 $r_{be1} = r_{be2}$ 。

$C_{\pi 1}$ 所在回路的时间常数 $\tau_1 = [r_{be1} \parallel (r_{be1} + R_{b11} \parallel R_{b12} \parallel R_s)]C_{\pi 1}$;

$C_{\pi 2}$ 所在回路的时间常数 $\tau_2 = [r_{be2} \parallel (r_{be2} + R_{c1} \parallel R_{b2})]C_{\pi 2}$ 。

由于 $r_{b'e1} = r_{b'e2}$, 且 $r_{bb'1} = r_{bb'2}$, $C'_{x1} = C'_{x2}$, 而 $(R_{b11} // R_{b12} // R_s) < (R_{c1} // R_{b2})$, 因此 $\tau_1 < \tau_2$, 说明第二级的上限截止频率低。

6.7 图 P6.7 所示电路参数理想对称, $\beta_1 = \beta_2 = 150$, $r_{bb'1} = r_{bb'2} = 200\Omega$, $U_{BE1} = U_{BE2} = 0.7V$ 。

- (1) 求静态时两个晶体管的 I_{CQ} 和 U_{CEQ} ;
- (2) 求差模电压放大倍数 A_d 和共模电压放大倍数 A_c ;
- (3) 当 $u_{id} = 10mV$ 时, 求输出电压 u_o 的值。

解 (1) $I_{CQ1} = I_{CQ2} \approx \frac{-U_{BE} - (-12)}{2R_c} = 0.565mA$

$$U_{CEQ1} = U_{CEQ2} = 12 - I_{CQ}R_c - (-U_{BE}) \approx 9.8V$$

$$(2) r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{U_T}{I_{EQ}} = 7148.7\Omega$$

$$A_d = \frac{\Delta u_o}{\Delta u_{id}} = -\frac{\beta R_c}{r_{be}} \approx -107.7$$

$$A_c = 0$$

$$(3) u_o = U_{OQ} + A_d u_{id} = (0 - 107.7 \times 10 \times 10^{-3})V \approx -1.08V$$

6.8 电路如图 P6.8 所示, T_1 管和 T_2 管的 β 均为 200, r_{be} 均为 300Ω , U_{BE} 均为 $0.7V$, 输入直流信号 $u_{i1} = 10mV$, $u_{i2} = 30mV$ 。

- (1) 求解静态时 T_1 管和 T_2 管的集电极电流和集电极电位;
- (2) 求解电路的共模输入电压 u_{ic} 和差模输入电压 u_{id} ;
- (3) 估算差模电压放大倍数 A_d 和共模电压放大倍数 A_c ;
- (4) 求解输出动态电压 Δu_o 和用直流表测出的 u_o 的数值。

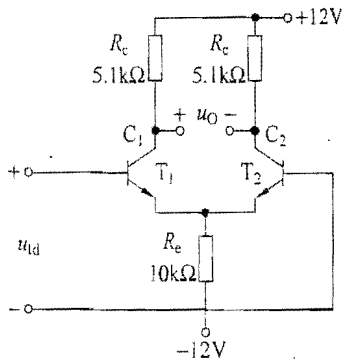


图 P6.7

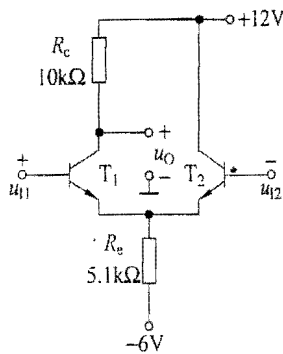


图 P6.8

解 (1) $I_{CQ1} = I_{CQ2} \approx \frac{-U_{BE} - (-V_{EE})}{2R_c} \approx 0.52mA$

$$U_{C1} = V_{CC} - I_{CQ1}R_c \approx 6.8V, \quad U_{C2} = 12V$$

(2) 电路的共模输入电压 u_{IC} 、差模输入电压 u_{Id} 分别为

$$u_{IC} = \frac{u_{I1} + u_{I2}}{2} = 20\text{mV}$$

$$u_{Id} = u_{I1} - u_{I2} = -20\text{mV}$$

$$(3) r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{U_T}{I_{EQ}} = 10.35\text{k}\Omega.$$

$$\text{差模放大倍数 } A_d = -\frac{\beta R_c}{2r_{be}} \approx -96.6,$$

$$\text{共模放大倍数 } A_c = -\frac{\beta R_c}{r_{be} + 2(1 + \beta)R_c} \approx -0.97,$$

$$\text{共模抑制比为 } K_{CMR} = \left| \frac{A_d}{A_c} \right| \approx 100.$$

$$(4) \Delta u_O = A_d u_{Id} + A_c u_{IC} \approx 1.91\text{V}, u_O = U_{C1} + \Delta u_O = 8.71\text{V}.$$

6.9 已知电路如图 P6.9 所示, T_1 和 T_2 管的饱和管压降 $|U_{CES}| = 2\text{V}$, $U_{BE} = 0$, $V_{CC} = 15\text{V}$, 输入电压 u_i 为正弦波。选择正确答案填入空内。

(1) 静态时, 晶体管发射极电位 U_{EQ} _____。

A. $>0\text{V}$ B. $=0\text{V}$ C. $<0\text{V}$

(2) 最大输出功率 P_{om} _____。

A. $\approx 11\text{W}$ B. $\approx 14\text{W}$ C. $\approx 20\text{W}$

(3) 电路的转换效率 η _____。

A. $<78.5\%$ B. $=78.5\%$ C. $>78.5\%$

(4) 为使电路能输出最大功率, 输入电压峰值应为 _____。

A. 15V B. 13V C. 2V

(5) 正常工作时, 三极管可能承受的最大管压降 $|U_{CEmax}|$ 为 _____。

A. 30V B. 28V C. 4V

(6) 若开启电压 U_{on} 为 0.5V , 则输出电压将出现 _____。

A. 饱和失真 B. 截止失真 C. 交越失真

解 (1) B (2) A (3) A (4) B (5) B (6) C

6.10 在图 P6.10 所示电路中, 已知 T_1 和 T_2 管的饱和管压降 $|U_{CES}| = 3\text{V}$, 输入电压足够大, 且当 $u_i = 0\text{V}$ 时, u_o 应为 0V 。求解:

(1) 最大不失真输出电压的有效值;

(2) 负载电阻 R_L 上电流的最大值;

(3) 最大输出功率 P_{om} 和效率 η ;

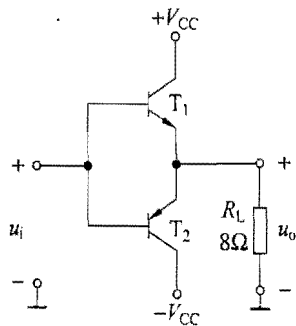


图 P6.9

- (4) 说明电阻 R_2 和二极管 D_1 、 D_2 的作用；
 (5) 若电路仍产生交越失真，则应调节哪个电阻，如何调节？

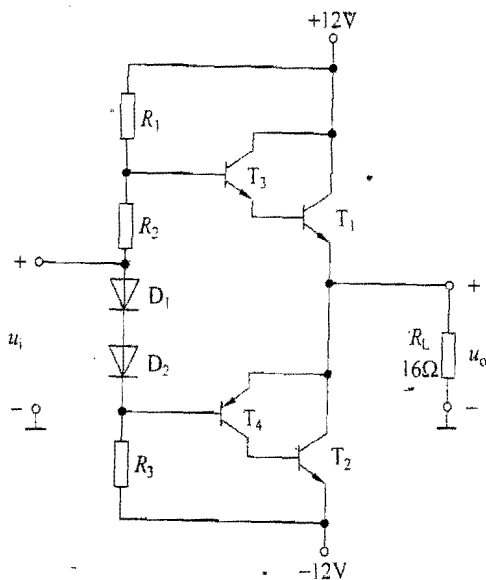


图 P6.10

解 (1) 最大不失真输出电压有效值为

$$U_{om} = \frac{V_{CC} - U_{CES}}{\sqrt{2}} \approx 6.36\text{V}$$

(2) 负载电流最大值

$$i_{Lmax} = \frac{V_{CC} - U_{CES}}{R_L} \approx 0.56\text{A}$$

(3) 最大输出功率

$$P_{om} = \frac{U_{om}^2}{R_L} \approx 2.53\text{W}$$

效率

$$\eta = \frac{\pi}{4} \frac{V_{CC} - U_{CES}}{V_{CC}} \approx 58.9\%$$

(4) 电阻 R_1 和 R_3 与电阻 R_2 和二极管 D_1 、 D_2 构成互补输出级的偏置电路，为晶体管 T_3 和 T_4 提供基极电流；电阻 R_2 和二极管 D_1 、 D_2 的作用是为了消除电路的交越失真。

(5) 若电路仍产生交越失真，说明静态时 R_2 和二极管 D_1 、 D_2 的压降不足以使 T_1 、 T_3 、 T_4 导通，应增大 R_2 。

6.11 图 P6.11 中哪些接法可以构成复合管？说明它们等效管的类型(如 NPN 型、PNP 型、N 沟道结型……)并标出等效管的管脚(b、e、c、d、g、s)。

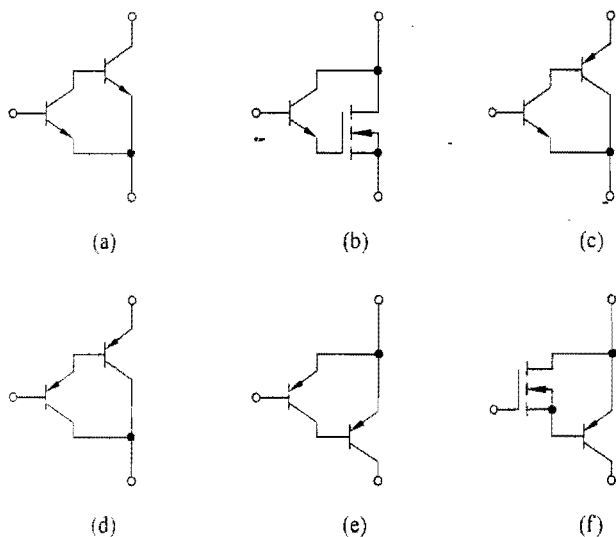


图 P6.11

解 图(c)、(d)所示的接法可以构成复合管，等效管型及管脚如解图 6.11 所示。

6.12 电流源电路如图 P6.12 所示，已知所有晶体管的特性均相同， U_{BE} 均为 0.7V。

(1) 分析 T_1 和 T_2 、 T_3 和 T_4 分别组成何种电流源电路；

(2) 求 I_R 、 I_{C2} ；

(3) 为使 $I_{C4} = 2\text{mA}$ ，求 R_3 的阻值。

解 (1) T_1 和 T_2 组成镜像电流源电路， T_3 和 T_4 组成比例电流源电路。

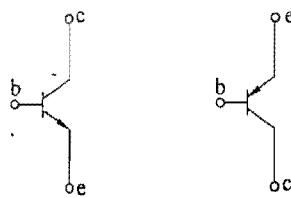
$$(2) I_R \approx I_{C2} = \frac{12 - U_{BE1}}{R_1} = 1\text{mA}.$$

$$(3) I_{C4} \approx I_{C2} \frac{R_2}{R_3}, \text{ 为使 } I_{C4} = 2\text{mA}, \text{ 则 } R_3 = 1\text{k}\Omega.$$

6.13 在图 P6.13 所示电路中，已知所有晶体管的特性均相同， U_{BE} 均为 0.7V。求 R_{e2} 和 R_{e3} 的阻值。

$$\text{解 } T_1 \text{ 与 } T_2、T_3 \text{ 分别组成微电流源, } I_R = \frac{6 - U_{BE1}}{R} = 1\text{mA}, R_{e2} = \frac{U_T}{I_{C2}} \ln \frac{I_R}{I_{C2}} \approx 5.1\text{k}\Omega,$$

$$R_{e3} = \frac{U_T}{I_{C3}} \ln \frac{I_R}{I_{C3}} \approx 209\Omega.$$



图(c)等效为 NPN 型管 图(d)等效为 PNP 型管

解图 6.11

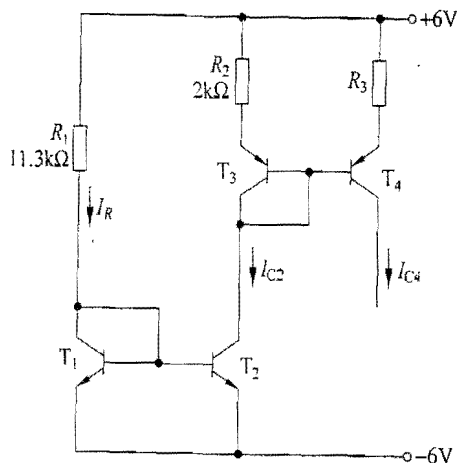


图 P6.12

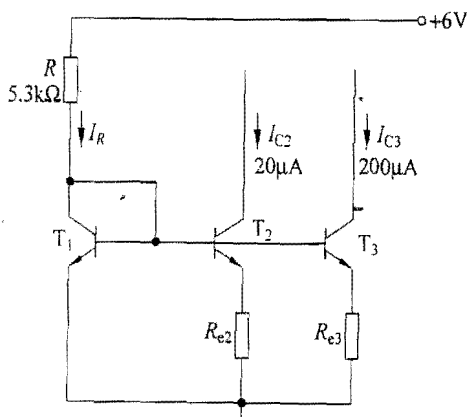


图 P6.13

6.14 图 P6.14 所示电路具有理想的对称性。设各晶体管 β 均相同。

(1) 说明电路中各晶体管的作用；

(2) 若输入差模电压时产生的输入电流为

Δi_1 , 求解电路电流放大倍数 $A_i = \frac{\Delta i_0}{\Delta i_1}$ 的近似表达式。

解 (1) T_1 和 T_2 、 T_3 和 T_4 分别组成复合管, 作为差分放大电路的放大管; T_5 和 T_6 组成镜像电流源, 作为差分放大电路的有源负载。

(2) 由于差分放大电路采用镜像电流源作为有源负载, 当输入差模电压时, 其输出电流的变化量比没有采用有源负载时增大了一倍。因此当差模输入电流为 Δi_1 时, 输出电流变化量为

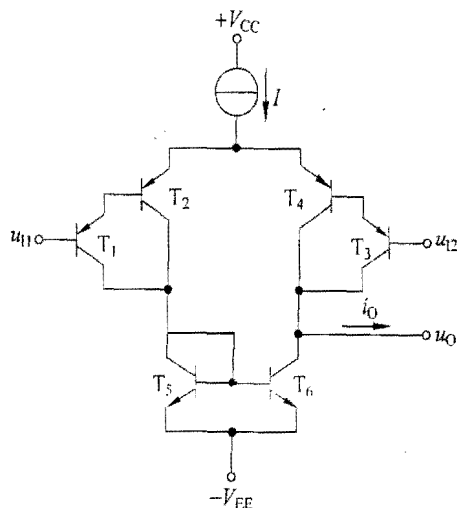


图 P6.14

$$\Delta i_0 = 2[\beta \Delta i_1 + (1 + \beta) \beta \Delta i_1] = 2(2 + \beta) \beta \Delta i_1$$

电流放大倍数

$$A_i = \frac{\Delta i_0}{\Delta i_1} = 2(2 + \beta) \beta$$

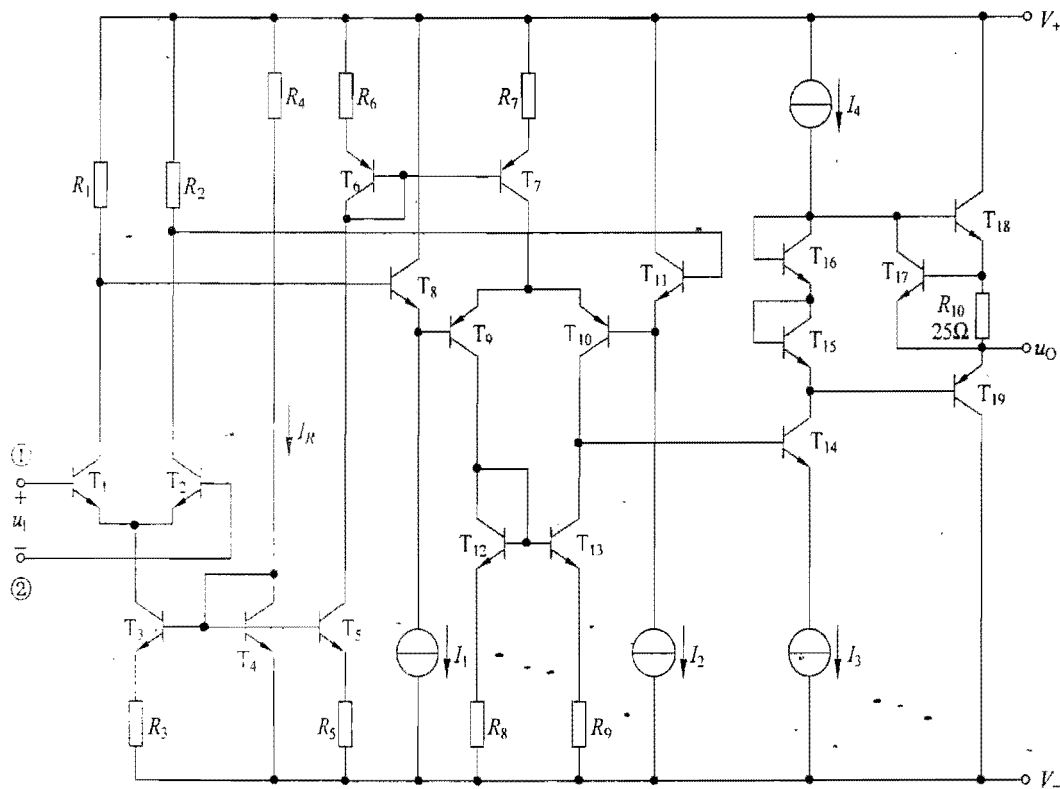
6.15 图 P6.15 所示为简化的集成运放电路原理图, 试分析:

(1) 两个输入端中哪个是同相输入端, 哪个是反相输入端;

(2) T_3 与 T_4 的作用;

(3) T_{12} 与 T_{13} 的作用;

(5) T_{17} 的作用。



P6.15

(2) T_3 与 T_4 组成微电流源,由 T_3 的集电极给 T_1 和 T_2 管组成的差分放大电路提供偏置电流。

(3) 为 T_9 和 T_{10} 管组成的差分放大电路的有源负载, 将 T_9 管集电极电流变化量转换到输出, 使单端输出差分放大电路的差模放大倍数近似等于双端输出时的放大倍数。

(4) 消除交越失真。

(5) T_{17} 与电阻 R_{10} 一起保护 T_{18} 。

放大电路中的反馈

7.1 判断下列说法的正、误,在相应的括号内画“√”表示正确,画“×”表示错误。

(1) 在输入量不变的情况下,若引入反馈后净输入量减小,则说明引入的反馈是负反馈。()

(2) 电压反馈能稳定输出电压,电流反馈能稳定输出电流。()

(3) 任何原因引起的噪声都能用交流负反馈来减小。()

(4) 阻容耦合放大电路的耦合电容、旁路电容越多,引入负反馈后越容易产生低频自激振荡。()

(5) 放大电路级数越多,引入负反馈后越容易产生高频自激振荡。()

(6) 负反馈放大电路的环路放大倍数越大,则闭环放大倍数越稳定。()

解 (1) √ (2) × (3) × (4) √ (5) √ (6) ×

7.2 现有反馈如下,选择正确的答案填空:

A. 交流负反馈 B. 直流负反馈 C. 电压负反馈

D. 电流负反馈 E. 串联负反馈 F. 并联负反馈

(1) 为了稳定静态工作点,应引入_____。

(2) 为了展宽频带,应引入_____。

(3) 为了稳定输出电压,应引入_____。

(4) 为了稳定输出电流,应引入_____。

(5) 为了增大输入电阻,应引入_____。

(6) 为了减小输入电阻,应引入_____。

(7) 为了减小输出电阻,应引入_____。

解 (1) B (2) A (3) C (4) D (5) E (6) F (7) C

7.3 现有反馈如下,选择正确的答案填空:

A. 电压串联负反馈

B. 电压并联负反馈

C. 电流串联负反馈

D. 电流并联负反馈

(1) 为了将电压信号转换成与之成比例的电流信号,应引入_____。

(2) 为了实现电流-电压转换,应引入_____。

(3) 为了减小从电压信号源索取的电流并增大带负载的能力,应引入_____。

(4) 为了实现电流-电流转换,应引入_____。

解 (1) C (2) B (3) A (4) D

7.4 判断图 P7.4 所示各电路中是否引入了反馈,若引入了反馈,则判断该反馈是直流反馈还是交流反馈,是正反馈还是负反馈,对于多级放大电路判断是局部反馈还是级间反馈,并找出反馈网络。设所有电容对交流信号均可视为短路。

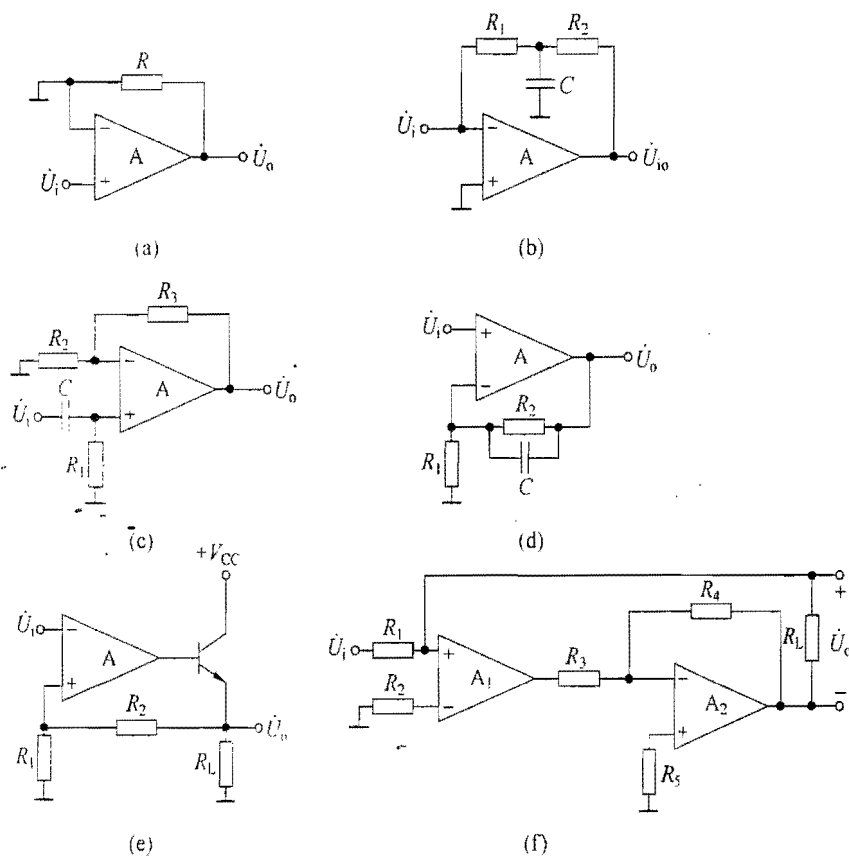


图 P7.4

解 图(a)没有引入反馈。

图(b)引入了直流负反馈,反馈网络为 R_1 、 R_2 。

图(c)引入了直流和交流都有的负反馈,反馈网络为 R_2 、 R_3 。

图(d)引入了直流和交流都有的负反馈,直流反馈网络为 R_1 、 R_2 ,交流反馈网络为 R_1 。

图(e)引入了直流和交流都有的正反馈,是级间反馈,反馈网络为 R_1 、 R_2 。

图(f)引入了两个反馈。第一个反馈是直流和交流都有的负反馈,是级间反馈,反馈网络为电压输出端到 A_1 同相输入端的直线;第二个反馈是直流和交流都有的负反馈,是

局部反馈, 反馈网络为 R_4 。

7.5 电路如图 P7.5 所示, 要求问题 7.4。

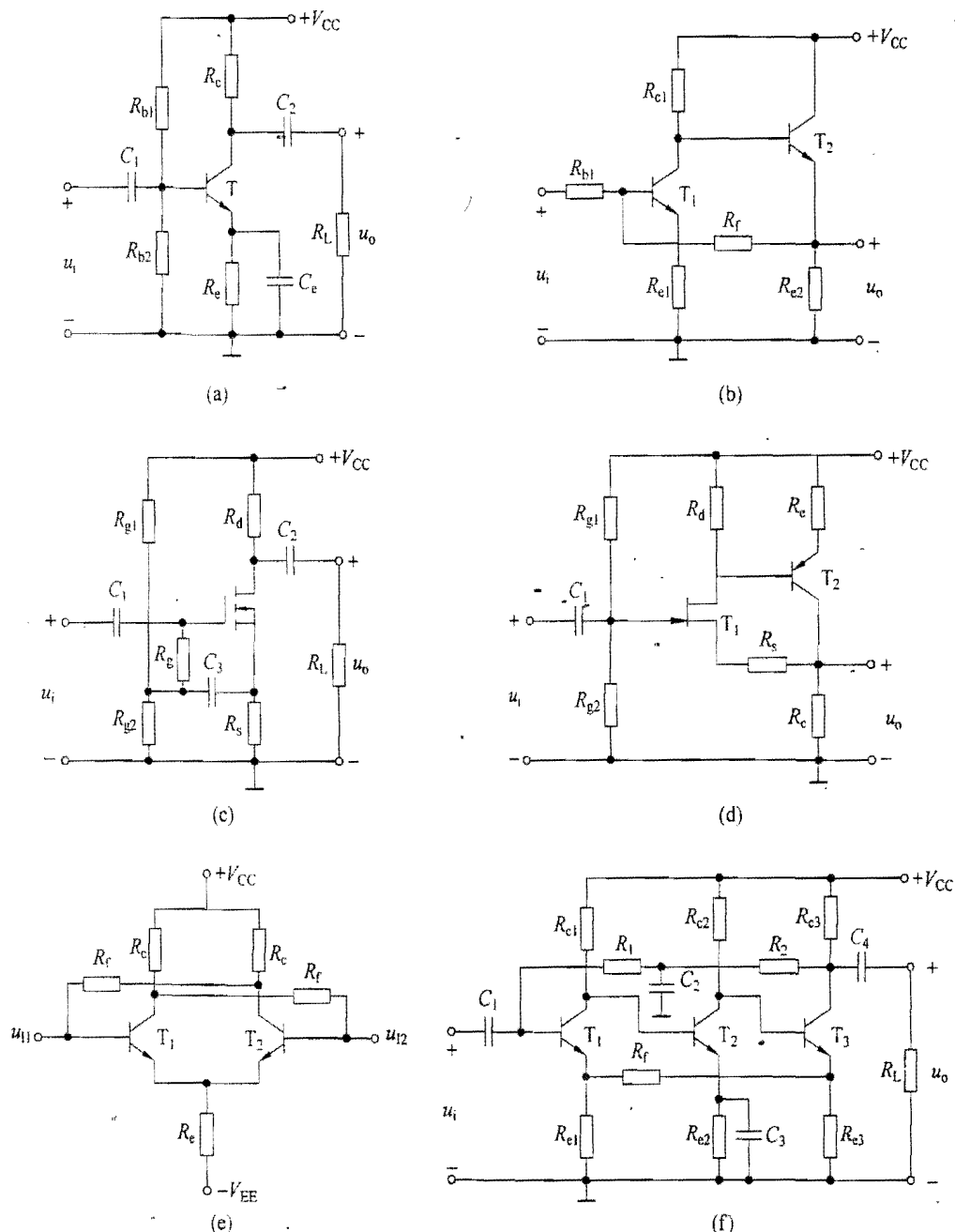


图 P7.5

解 图(a)引入了直流负反馈, 反馈网络为 R_e 。

图(b)引入了三个反馈: 第一级通过 R_{e1} 引入了直流和交流都有的局部负反馈, 反馈

网络为 R_{e1} ；第二级通过 R_{e2} 引入了直流和交流都有的局部负反馈，通过 R_f 引入了直流和交流都有的级间负反馈，反馈网络为 R_{e2} 和 R_f 。

图(c)引入了三个反馈：第一个反馈是直流负反馈，反馈网络为 R_s ；第二个反馈是交流负反馈，反馈网络为 $R_s // R_{g1} // R_{g2}$ ；第三个反馈是交流正反馈，反馈网络为 R_g 与 $R_s // R_{g1} // R_{g2}$ 。

图(d)引入了两个反馈：第一个反馈是直流和交流都有的负反馈，是局部反馈，反馈网络为 R_e ；第二个反馈是直流和交流都有的负反馈，是级间反馈，反馈网络为 R_s 、 R_c 。

图(e)引入了三个反馈：第一个反馈和第二个反馈都是直流和交流都有的正反馈，属于差模反馈，反馈网络分别为两个 R_f ；第二个反馈是直流和交流都有的负反馈，属于共模反馈，反馈网络为 R_e 。

图(f)引入了五个反馈：第一个反馈是直流和交流都有的负反馈，是局部反馈，反馈网络为 R_{e1} ；第二个反馈是直流反馈，局部负反馈，反馈网络为 R_{e2} ；第三个反馈是直流和交流都有的负反馈，是局部反馈，反馈网络为 R_{e3} ；第四个反馈是直流和交流都有的负反馈，是级间反馈，反馈网络为 R_{e1} 、 R_{e3} 、 R_f ；第五个反馈是直流反馈，级间负反馈，反馈网络为 R_1 、 R_2 。

7.6 图 P7.6 所示各电路中的集成运放均为理想的，试判断各电路引入了何种组态的交流负反馈，并说明各电路的功能(如电压放大、电流放大、电压-电流转换等)。

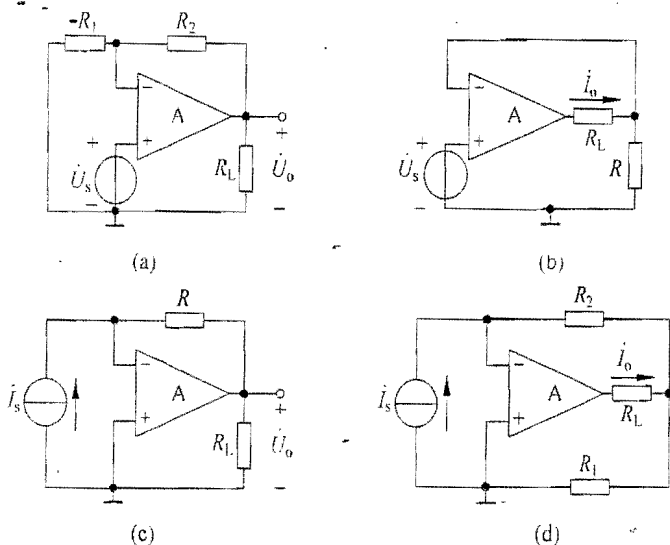


图 P7.6

解 图(a)电路引入了组态为电压串联的负反馈，电路的功能为电压放大；

图(b)电路引入了组态为电流串联的负反馈，电路的功能为电压-电流转换；

图(c)电路引入了组态为电压并联的负反馈，电路的功能为电流-电压转换；

图(d)电路引入了组态为电流并联的负反馈，电路的功能为电流放大。

7.7 求出图 P7.6 所示各电路的反馈系数,并写出 \dot{U}_o 或者 \dot{I}_o 的表达式。

解 图(a)电路: $\dot{F}_{ui} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$, $\dot{U}_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \dot{U}_s$;

图(b)电路: $\dot{F}_{ui} = R$, $\dot{I}_o = \frac{\dot{U}_s}{R}$;

图(c)电路: $\dot{F}_{ui} = -\frac{1}{R}$, $\dot{U}_o = -R \dot{I}_s$;

图(d)电路: $\dot{F}_{ui} = -\frac{R_1}{R_1 + R_2}$, $\dot{I}_s = -\dot{I}_o \frac{R_1}{R_1 + R_2}$, $\dot{I}_o = -\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \dot{I}_s$ 。

7.8 图 P7.8 所示电路中集成运放均为理想运放。

填空:

(1) 集成运放 A_1 引入反馈的极性为 _____, 组态为 _____; 集成运放 A_2 引入反馈的极性为 _____, 组态为 _____;

(2) u_p 与 u_1 的比值 = _____, u_{O2} 与 u_1 的比值 = _____;

(3) 电路的电压放大倍数 $A_u = \Delta u_{O1} / \Delta u_1 =$ _____。

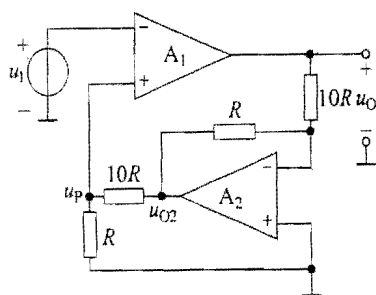
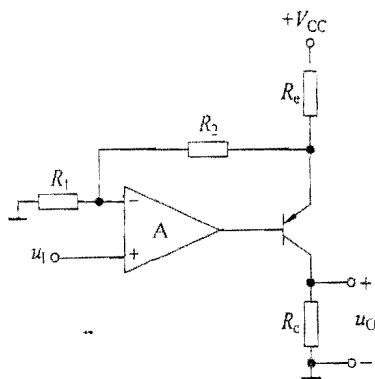


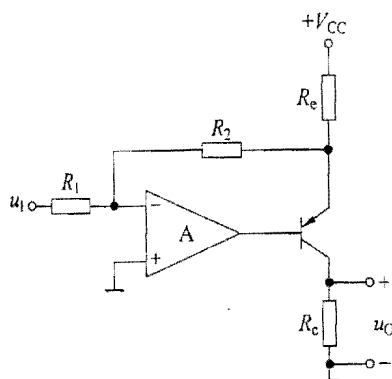
图 P7.8

解 (1) 负, 电压串联; 负, 电压并联 (2) 1, 11 (3) -110

7.9 图 P7.9 所示电路中集成运放均为理想运放。判断各电路引入的反馈的极性和组态,并分别求出各电路的反馈系数和电压放大倍数的表达式。



(a)



(b)

图 P7.9

解 图(a)电路引入了电流串联交流负反馈, 反馈系数

$$\dot{F}_{ui} = \frac{\dot{U}_f}{\dot{I}_o} = -\frac{R_1 R_c}{R_1 + R_2 + R_c}$$

电压放大倍数

$$\dot{A}_{uf} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} \approx \frac{\dot{I}_o R_c}{\dot{I}_i} = -\frac{(R_1 + R_2 + R_e) R_c}{R_1 R_e}$$

图(b)电路引入了电流并联交流负反馈。反馈系数

$$\dot{F}_u = \frac{\dot{I}_1}{\dot{I}_o} = \frac{R_e}{R_2 + R_e}$$

电压放大倍数

$$\dot{A}_{uf} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} \approx \frac{\dot{I}_o R_c}{\dot{I}_1 R_1} = \frac{(R_2 + R_e) R_c}{R_1 R_e}$$

7.10 电路如图 P7.10 所示,要求同题 7.9。

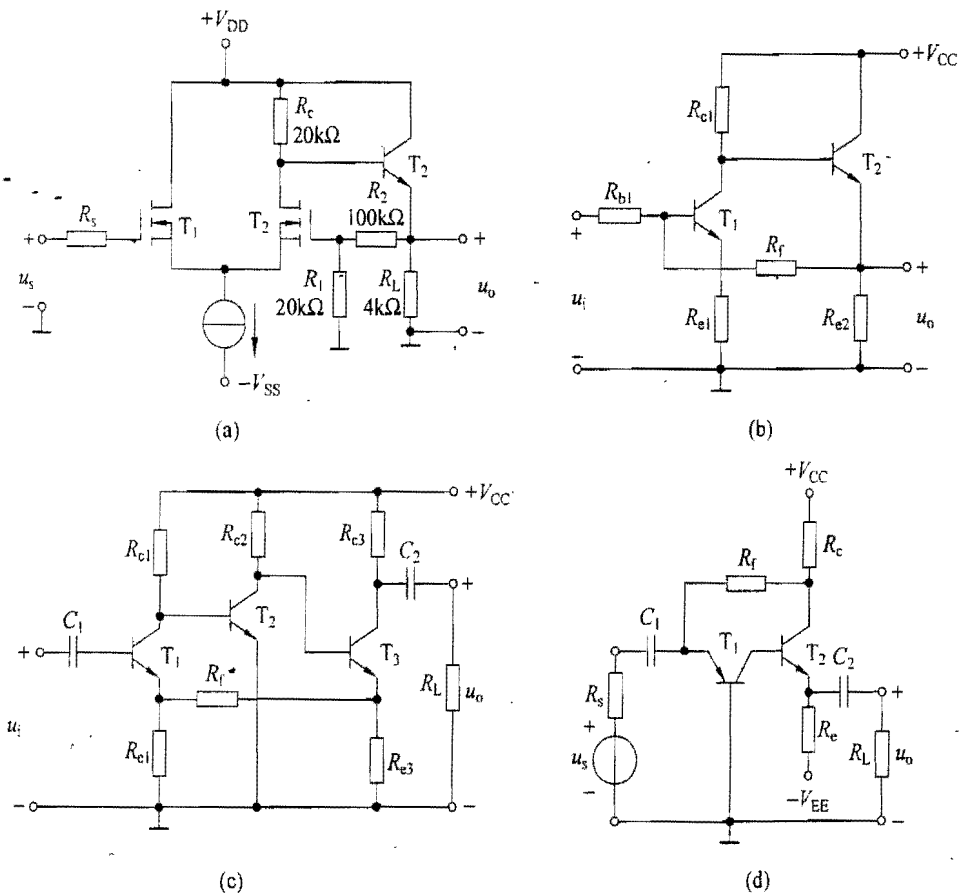


图 P7.10

解 图(a)电路引入了电压串联交流负反馈,反馈系数

$$\dot{F}_{uu} = \frac{\dot{U}_f}{\dot{U}_o} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

电压放大倍数

$$\dot{A}_{usi} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} \approx \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

图(b)电路引入了电压并联交流负反馈,反馈系数

$$\dot{F}_{iu} = \frac{\dot{I}_f}{\dot{U}_o} = -\frac{1}{R_f}$$

电压放大倍数

$$\dot{A}_{ui} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} \approx \frac{\dot{U}_o}{\dot{I}_i R_{bi}} = -\frac{R_f}{R_{bi}}$$

图(c)电路引入了电流串联交流负反馈,反馈系数

$$\dot{F}_{ui} = \frac{\dot{U}_f}{\dot{I}_o} = -\frac{R_{e1} R_{e3}}{R_{e1} + R_f + R_{e3}}$$

电压放大倍数

$$\dot{A}_{ui} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} \approx \frac{\dot{I}_o (R_{e3} // R_L)}{\dot{U}_i} = -\frac{(R_{e1} + R_f + R_{e3})(R_c // R_L)}{R_{e1} R_{e3}}$$

图(d)电路引入了电流并联交流负反馈,反馈系数

$$\dot{F}_{ii} = \frac{\dot{I}_f}{\dot{I}_o} = \frac{R_c}{R_f + R_c}$$

电压放大倍数

$$\dot{A}_{ui} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} \approx \frac{\dot{I}_o (R_c // R_L)}{\dot{I}_i R_s} = \left(1 + \frac{R_f}{R_c}\right) \frac{R_c // R_L}{R_s}$$

7.11 电路如图 P7.11 所示;集成运放为理想运放。

(1) 为了将输入电流 I_s 转化成稳定的输出电压 U_o , 应通过电阻 R_f 引入何种组态的交流负反馈? 请在图中画出该反馈。

(2) 若 $I_s = 0 \sim 5\text{mA}$ 时, U_o 对应为 $0 \sim -5\text{V}$, 则电阻 R_f 应为多大?

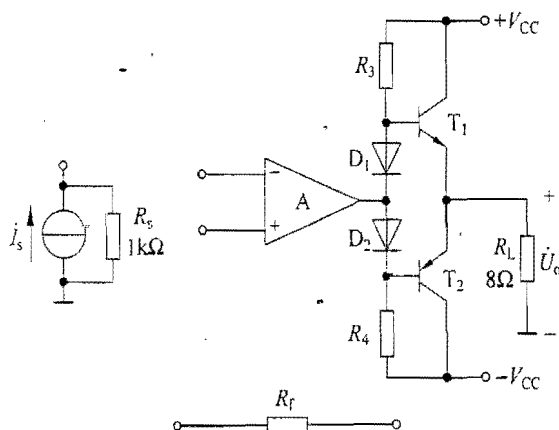
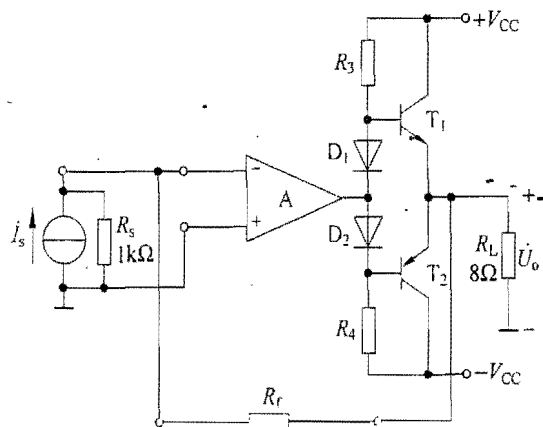


图 P7.11

解 (1) 应通过电阻 R_f 引入电压并联交流负反馈, 如解图 7.11 所示。



解图 7.11

(2) $\dot{U}_o = -\dot{I}_s R_f$, 若 $I_s = 0 \sim 5\text{mA}$ 时, U_o 对应为 $0 \sim -5\text{V}$, 则电阻 $R_f = \left(-\frac{-5}{5 \times 10^{-3}}\right) \Omega = 1\text{k}\Omega$ 。

7.12 图 P7.12 所示负反馈放大电路中, 已知每一级放大电路的开环放大倍数 $\dot{A}_1 = \dot{A}_2 = \dot{A}_3 = 10$ 。电路的闭环放大倍数 $\dot{A}_f = 100$ 。

(1) 求反馈系数 \dot{F} 。

(2) 若每一级放大电路的放大倍数增加 5%, 求闭环放大倍数 \dot{A}_f 。

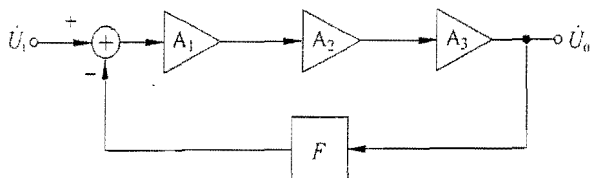


图 P7.12

解 (1) 总的开环放大倍数为 $\dot{A} = \dot{A}_1 \dot{A}_2 \dot{A}_3 = 10^3$, 因此

$$\dot{F} = \frac{1}{\dot{A}_1} - \frac{1}{\dot{A}} = 0.009$$

(2) 若每一级放大电路的放大倍数增加 5%, 则总的开环放大倍数相对变化量为

$$\frac{\Delta \dot{A}}{\dot{A}} = \frac{(1.05 \dot{A}_1) \times (1.05 \dot{A}_2) \times (1.05 \dot{A}_3) - \dot{A}}{\dot{A}} = 1.05^3 - 1 \approx 0.1576$$

则闭环放大倍数相对变化量为

$$\frac{\Delta \dot{A}_f}{\dot{A}_f} = \frac{1}{1 + \dot{A} \dot{F}} \frac{\Delta \dot{A}}{\dot{A}} \approx 0.01576$$

因此闭环放大倍数为

$$\dot{A}_f \approx 100 \times (1 + 0.01576) \approx 101.6$$

7.13 已知某负反馈放大电路的开环放大倍数表达式为 $\dot{A} = \frac{10^4}{\left(1 + \frac{jf}{10^5}\right) \left(1 + \frac{jf}{10^6}\right)^2}$ 。

引入反馈网络为纯电阻的负反馈后, 为使电路能够稳定工作(即不产生自激振荡), 则要求反馈系数的上限值约为多少?

解 该放大电路为三级放大电路, 当 $f \approx 10^6 \text{ Hz}$ 时, $\varphi_A = -180^\circ$ 、 $|\dot{A}| \approx 500$, 为使 $|\dot{A}\dot{F}| < 1$, 则反馈系数的上限值约为 $1/500 = 0.002$ 。

7.14 图 P7.12 所示负反馈放大电路中, 已知电路的 $\dot{A}\dot{F}$ 的幅频特性如图 P7.14 所示, 其中放大电路 A_1 、 A_2 、 A_3 的上限截止频率 f_{H1} 、 f_{H2} 、 f_{H3} 分别如图 P7.14 所示。

(1) 判断该电路是否会产生自激振荡? 简述理由。

(2) 若电路产生了自激振荡, 需要进行补偿。为使补偿后的电路大约有 45° 的相位稳定裕度, 请在图 P7.12 中画出补偿方法, 在图 P7.14 中画出补偿后的 $\dot{A}\dot{F}$ 幅频特性。

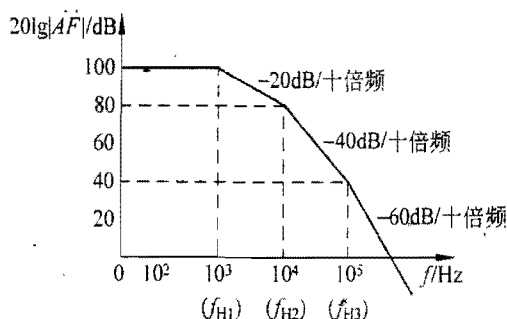
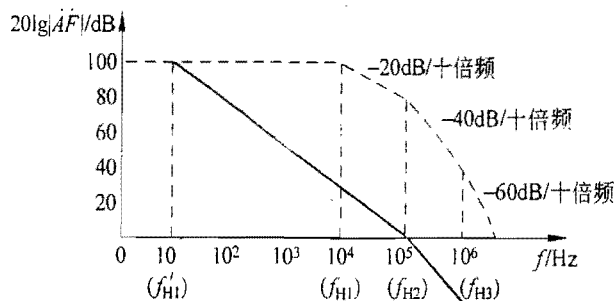


图 P7.14

解 (1) 该电路一定会产生自激振荡。因为在 $f=10^3\text{Hz}$ 时附加相移约为 -45° , 在 $f=10^4\text{Hz}$ 时附加相移约为 -135° , 在 $f=10^5\text{Hz}$ 时附加相移约为 -225° , 因此附加相移为 -180° 的频率在 $10^4\text{Hz} \sim 10^5\text{Hz}$ 之间, 此时 $|\dot{A}\dot{F}| > 0$, 故一定会产生自激振荡。

(2) 可采用简单滞后补偿方法, 在图 P7.12 中放大电路 A_1 之前与地之间加消振电容。为使补偿后的电路大约有 45° 的相位稳定裕度, 应使图 P7.14 中 f_{H2} 点的 $20\lg |\dot{A}\dot{F}|$ 值为零, 补偿后的 $\dot{A}\dot{F}$ 幅频特性如解图 7.14 中实线所示。由图可知, 由于补偿后的 $f'_{H1} < 0.1f_{H2}$, 因此 f_{H2} 点的附加相移为 -135° , 且 $20\lg |\dot{A}\dot{F}|$ 值为零, 约有 45° 的相位稳定裕度。



解图 7.14

7.15 试分析图 P7.5(c) 所示电路是否引入了正反馈(即是否构成自举电路), 如有, 则找出正反馈网络并说明其作用。设电路中所有电容对交流信号均可视为短路。

解 图 P7.5(c) 所示电路引入了正反馈, 反馈网络为 R_g , 其作用是提高输入电阻, 改善跟随特性。

信号的运算和滤波

8.1 现有运算电路如下:

A. 比例 B. 求和 C. 加减 D. 对数 E. 指数 F. 平方 G. 立方
选择一个合适的答案填入空内。

(1) 欲实现将正弦波电压转换成二倍频电压, 应选用 _____ 运算电路。

(2) 为求得两个信号 u_{11} 与 u_{12} 的乘积, 首先可分别利用 _____ 运算电路求得 u_{11} 、 u_{12} 的对数 u_{01} 、 u_{02} , 然后利用 _____ 运算电路求得 u_{01} 与 u_{02} 之和, 最后利用 _____ 运算电路得到 u_{11} 与 u_{12} 的乘积。

解 (1) F (2) D, B, E

8.2 图 P8.2 所示电路中, 已知 A 为理想集成运放, $u_1 > 0$ 。求 u_0 与 u_1 的运算关系。

解 $i_R = \frac{u_1}{R}$, $i_R = i_D = I_S(e^{\frac{u_D}{U_T}} - 1) \approx I_S e^{\frac{u_D}{U_T}}$

因此

$$u_0 = -u_D \approx -U_T \ln \frac{u_1}{RI_S}$$

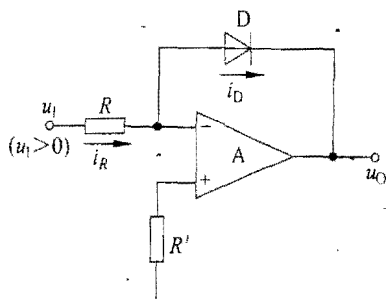


图 P8.2

8.3 图 P8.3 所示电路中, 已知 A_1 、 A_2 均为理想集成运放, T_1 、 T_2 是参数完全相同的对管, 其集电极电流可表示为 $i_C \approx I_S e^{u_{BE}/U_T}$, $u_{11} > 0$, $u_{12} > 0$ 。

(1) 分别求出 i_{C1} 与 u_{11} 、 i_{C2} 与 u_{12} 的关系表达式;

(2) 求 u_0 与 u_{BE1} 、 u_{BE2} 的关系表达式;

(3) 求 u_0 与 u_{11} 、 u_{12} 的运算关系, 并说明电路实现何种运算功能。

解 (1) $i_{C1} = \frac{u_{11}}{R_1}$, $i_{C2} = \frac{u_{12}}{R_2}$ 。

(2) $u_0 = u_{BE2} - u_{BE1}$ 。

(3) 由 $i_C \approx I_S e^{u_{BE}/U_T}$ 可得

$$u_{BE1} \approx U_T \ln \frac{i_{C1}}{I_S}, u_{BE2} \approx U_T \ln \frac{i_{C2}}{I_S}$$

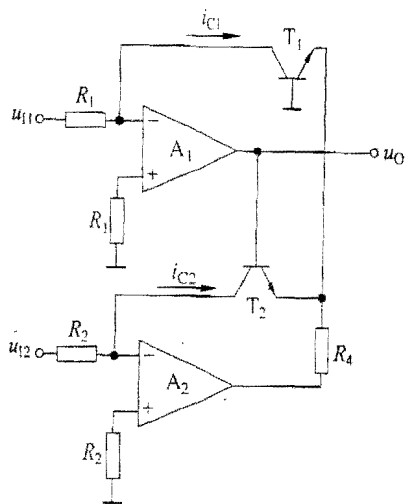


图 P8.3

又由 $i_{C1} = \frac{u_{I1}}{R_1}$, $i_{C2} = \frac{u_{I2}}{R_2}$ 可知

$$u_{BE1} \approx U_T \ln \frac{i_{C1}}{I_S} = U_T \ln \frac{u_{I1}}{R_1 I_S}, \quad u_{BE2} \approx U_T \ln \frac{i_{C2}}{I_S} = U_T \ln \frac{u_{I2}}{R_2 I_S}$$

因此

$$u_O = u_{BE2} - u_{BE1} \approx U_T \ln \frac{u_{I2}}{R_2 I_S} - U_T \ln \frac{u_{I1}}{R_1 I_S} = U_T \ln \frac{u_{I2} R_1}{u_{I1} R_2}$$

该电路实现对数运算功能。

8.4 图 P8.4 所示电路中, 已知 A_1 、 A_2 均为理想集成运放, T_1 、 T_2 是参数完全相同的对管, 其集电极电流可表示为 $i_C \approx I_S e^{u_{BE}/U_T}$, 基极电流 $i_B \approx 0$, $u_1 > 0$ 。

- (1) 求出 u_{BE1} 、 u_{BE2} 与 u_1 之间的关系表达式;
- (2) 分别求出 i_{C1} 与 U_{REF} 、 i_{C2} 与 u_O 的关系表达式;
- (3) 求 u_O 与 u_1 的运算关系, 并说明电路实现何种运算功能。

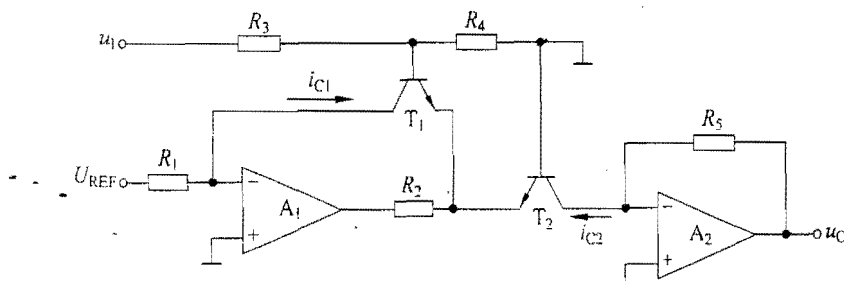


图 P8.4

解 (1) $u_{BE1} - u_{BE2} \approx u_1 \frac{R_4}{R_3 + R_4}$ 。

(2) $i_{C1} = \frac{U_{REF}}{R_1}$, $i_{C2} = \frac{u_O}{R_5}$ 。

(3) $i_{C1} = \frac{U_{REF}}{R_1} \approx I_S e^{u_{BE1}/U_T}$, 因此 $u_{BE1} \approx U_T \ln \frac{U_{REF}}{R_1 I_S}$;

$i_{C2} = \frac{u_O}{R_5} \approx I_S e^{u_{BE2}/U_T}$, 因此 $u_{BE2} \approx U_T \ln \frac{u_O}{R_5 I_S}$ 。

由 $u_{BE1} - u_{BE2} \approx u_1 \frac{R_4}{R_3 + R_4}$, 得

$$U_T \ln \frac{U_{REF}}{R_1 I_S} - U_T \ln \frac{u_O}{R_5 I_S} = u_1 \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

$$u_O \approx U_{REF} \frac{R_5}{R_1} e^{-\frac{u_1}{U_T} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4}}$$

该电路实现指数运算功能。

8.5 图 P8.5 所示各电路中,已知 A 均为理想集成运放, $k > 0$ 。分别写出各电路输出电压的表达式,并说明电路实现何种运算功能。

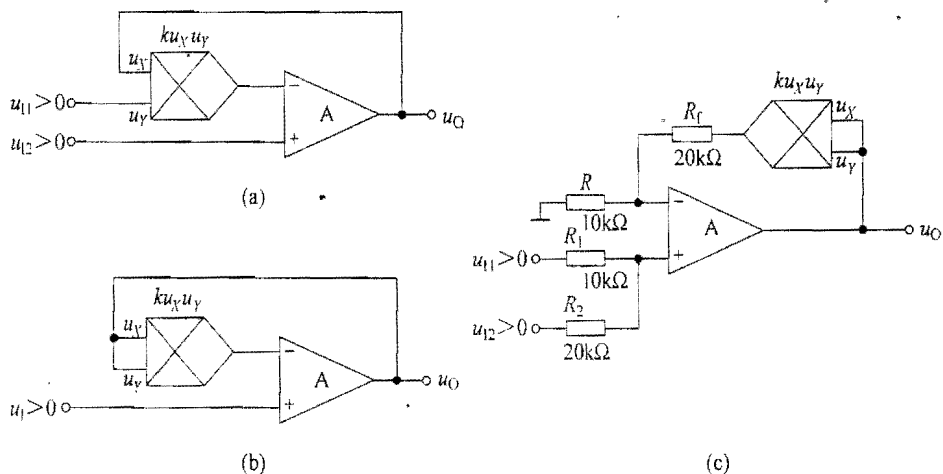


图 P8.5

解 图 P8.5(a): $k u_O \times u_{I1} = u_{I2}$, $u_O = \frac{u_{I2}}{k u_{I1}}$, 实现除法运算功能。

图 P8.5(b): 模拟乘法器的输出电压 $u'_O = k u_O^2 = u_{I1}$, $u_O = \sqrt{\frac{u_{I1}}{k}}$, 实现开方运算功能。

图 P8.5(c): 模拟乘法器的输出电压 $u'_O = k u_O^2 = R_f \left(\frac{u_{I1}}{R_1} + \frac{u_{I2}}{R_2} \right)$, $u_O = \sqrt{\frac{1}{k} (2u_{I1} + u_{I2})}$, 实现求和开方运算功能。

8.6 图 P8.6 所示电路是一个有效值检测电路,已知集成运放和模拟乘法器均为理想器件,电容 C 上的初始电压为零。试求出 u_O 与 u_I 的关系式。

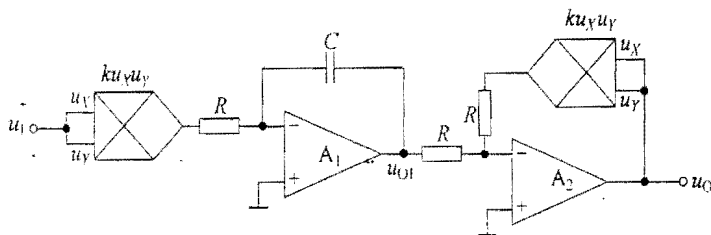


图 P8.6

解 为了使 A_2 所引的反馈为负反馈,模拟乘法器的 k 应小于零。

由 $u_{O1} = -\frac{k}{RC} \int u_I^2 dt$, $\frac{u_{O1}}{R} = -\frac{k u_O^2}{R}$ 可得

$$u_O = \sqrt{\frac{1}{RC}} \int u_i^2 dt$$

8.7 现有滤波电路如下,选择正确的答案填空:

A. 低通滤波电路 B. 高通滤波电路 C. 带通滤波电路 D. 带阻滤波电路

(1) 为了抑制 50Hz 交流电源的干扰,应采用_____。

(2) 处理接收的 2.5GHz 的通信信号,应采用_____。

(3) 从输入信号中获得低于 500Hz 的音频信号,应采用_____。

(4) 希望抑制 1Hz 以下的信号,应采用_____。

(5) 通带电压放大倍数等于其输入信号频率 $f=0$ 时的电压放大倍数的滤波电路是_____。

(6) 通带电压放大倍数等于其输入信号频率 f 趋于无穷大时的电压放大倍数的滤波电路是_____。

(7) 输入信号频率为零和趋于无穷大时电压放大倍数数值最大且相等的滤波电路是_____。

(8) 当输入信号频率 $f=0$ 和 f 趋于无穷大时,其电压放大倍数等于零的滤波电路是_____。

解 (1) D (2) C (3) A (4) B (5) A (6) B (7) D (8) C

8.8 有源滤波电路的电压放大倍数如下,分别指出这四种有源滤波电路各实现哪种滤波,是几阶滤波。

$$(1) \dot{A}_u = \frac{2}{1 + \frac{j\omega}{50\pi} + \left(\frac{j\omega}{50\pi}\right)^2}$$

$$(2) \dot{A}_u = 1.5 \times \frac{1 + \left(\frac{j\omega}{100\pi}\right)^2}{1 + \frac{j\omega}{100\pi} + \left(\frac{j\omega}{100\pi}\right)^2}$$

$$(3) \dot{A}_u = \frac{2 \left(\frac{j\omega}{200\pi}\right)^2}{1 + \frac{j\omega}{200\pi} + \left(\frac{j\omega}{200\pi}\right)^2}$$

$$(4) \dot{A}_u = \frac{\frac{j\omega}{1000\pi}}{1 + \frac{j\omega}{2000\pi} + \left(\frac{j\omega}{2000\pi}\right)^2}$$

解 (1) 实现二阶低通滤波;

(2) 实现二阶带阻滤波;

(3) 实现二阶高通滤波;

(4) 实现二阶带通滤波。

8.9 分别推导出图 P8.9 所示各电路的电压放大倍数,并说明它们是哪种类型的滤波电路,是几阶的。

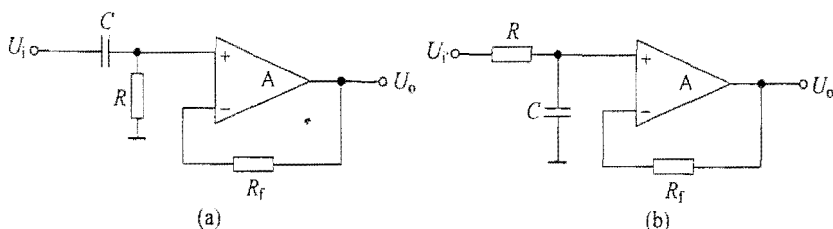


图 P8.9

解 图(a)电路: $\dot{U}_o = -\frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} \dot{U}_i$, $\dot{A}_u = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC}$, 是一阶高通滤波器。

图(b)电路: $\dot{U}_o = -\frac{1}{R + \frac{1}{j\omega C}} \dot{U}_i$, $\dot{A}_u = \frac{1}{1 + j\omega RC}$, 是一阶低通滤波器。

8.10 已知图 P8.9(a)和 P8.9(b)所示电路的通带截止频率分别为 100Hz 和 200kHz。试用它们构成一个带通滤波器,并画出幅频特性。

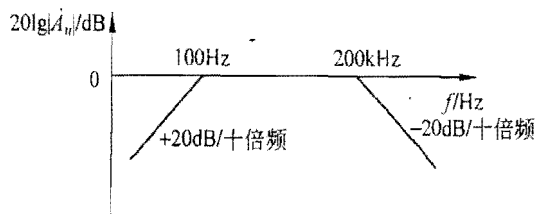
解 图 P8.9(a)的通带截止频率为 100Hz,图 P8.9(b)的通带截止频率为 200kHz,将两个电路串联连接可构成带通滤波器。其通带电压放大倍数为

$$\dot{A}_{up} = 1 \times 1 = 1$$

通带增益为

$$20\lg |\dot{A}_{up}| = 0$$

幅频特性如解图 8.10 所示。



解图 8.10

8.11 图 8.3.6 所示二阶压控电压源低通滤波电路中,已知 $C_1 = C_2$,通带截止频率为 100Hz,品质因数 $Q=1$,试确定电路中各电阻的阻值和电容的值(要求电阻的阻值不能超过 100k Ω ,电容不能超过 1 μ F)。

解 由 $f_p = \frac{1}{2\pi RC_1} = 100\text{Hz}$ 得 $RC_1 \approx 1.59 \times 10^{-3}\text{s}$, 可取 $C_1 = C_2 = 0.1\mu\text{F}$, 则 $R = 15.9\text{k}\Omega$ 。

由 $Q = \frac{1}{3 - \dot{A}_{up}} = 1$ 得 $\dot{A}_{up} = 2$, 又由 $\dot{A}_{up} = 1 + \frac{R_f}{R_1}$ 得 $R_1 = R_f$ 。

由 $R_N = R_p$ 得 $R_1 // R_f = 2R = 31.8\text{k}\Omega$, 因此 $R_1 = R_f = 63.6\text{k}\Omega$ 。

8.12 图 8.3.13(a) 所示带阻滤波器中, 已知 $C_2 = C_3 = C$, $C_1 = 2C$, $R_1 = R_2 = R$, $R_3 = R/2$, 中心频率 $f_0 = 50\text{Hz}$, 带宽 $B = 5\text{Hz}$ 。试确定 R 和 C 以及电路中其它各电阻的阻值(要求电阻不能超过 $100\text{k}\Omega$, 电容不能超过 $1\mu\text{F}$)。

解 由 $f_0 = \frac{1}{2\pi RC} = 50\text{Hz}$ 得 $RC = 3.185 \times 10^{-3}\text{s}$, 可取 $C = 0.2\mu\text{F}$, 则 $R \approx 15.9\text{k}\Omega$ 。

由 $B = \frac{f_0}{Q} = 5$, $f_0 = 50\text{Hz}$ 得 $Q = 10$, 又由 $Q = \frac{1}{2(2 - \dot{A}_{up})}$ 得 $\dot{A}_{up} = 1.95$ 。

由 $\dot{A}_{up} = 1 + \frac{R_f}{R_4}$ 得 $R_f = 0.95R_4$, 又由 $R_N = R_p$ 得 $R_4 // R_f = R_1 + R_2 = 2R \approx 31.8\text{k}\Omega$, 因此得到 $R_4 \approx 65.3\text{k}\Omega$, 则 $R_f \approx 62\text{k}\Omega$ 。

由以上分析得到 $C_2 = C_3 = C = 0.2\mu\text{F}$, $C_1 = 2C = 0.4\mu\text{F}$, $R_1 = R_2 = R = 15.9\text{k}\Omega$, $R_3 = R/2 \approx 8\text{k}\Omega$, $R_4 \approx 65.3\text{k}\Omega$, $R_f \approx 62\text{k}\Omega$ 。

波形的发生与变换电路

9.1 判断下列说法的正、误,在相应的括号内画“√”表示正确,画“×”表示错误。

(1) 只要满足正弦波振荡的相位条件,电路就一定能振荡。()

(2) 正弦波振荡电路维持振荡的幅值条件是 $|\dot{A}\dot{F}|=1$ 。()

(3) 只要引入了正反馈,电路就一定能产生正弦波振荡。()

(4) 只要引入了负反馈,电路就一定不能产生正弦波振荡。()

(5) 正弦波振荡电路需要非线性环节的原因是要稳定振荡幅值。()

(6) LC 正弦波振荡电路不采用通用型集成运放作为放大电路的原因是因其上限截止频率太低。()

(7) LC 正弦波振荡电路一般采用分立元件组成放大电路,既作为基本放大电路又作为稳幅环节。()

解 (1) × (2) √ (3) × (4) × (5) √ (6) √ (7) √

9.2 现有放大电路和选频网络如下,选择正确的答案填空。

A. 共射放大电路 B. 共集放大电路 C. 共基放大电路

D. 同相比例运算电路 E. RC 串并网络 F. LC 并网络

G. 石英晶体

(1) 制作频率为 20Hz~20kHz 的音频信号发生电路,应选用 _____ 作为基本放大电路、_____ 作为选频网络。

(2) 制作频率为 2MHz~20MHz 的接收机的本机振荡器,应选用 _____ 或 _____ 作为基本放大电路、_____ 作为选频网络。

(3) 产生频率为 800MHz~900MHz 的高频载波信号,应选用 _____ 作为基本放大电路、_____ 作为选频网络。

(4) 制作频率为 20MHz 且非常稳定的测试用信号源,应选用 _____ 作为基本放大电路、_____ 作为选频网络。

解 (1) D, E (2) A 或 C, F (3) C, F (4) C, G

9.3 选择题

(1) 设放大倍数为 \dot{A} , 反馈系数为 \dot{F} 。正弦波振荡电路产生自激振荡的条件是_____, 负反馈放大电路产生自激振荡的条件是_____。

(2) 正弦波振荡电路的主要组成部分是_____、_____、_____和_____。

解 (1) $\dot{A}\dot{F}=1, \dot{A}\dot{F}=-1$ (2) 放大电路、反馈网络、选频网络、稳幅环节

9.4 判断图 P9.4 所示电路是否可能产生正弦波振荡, 简述理由。

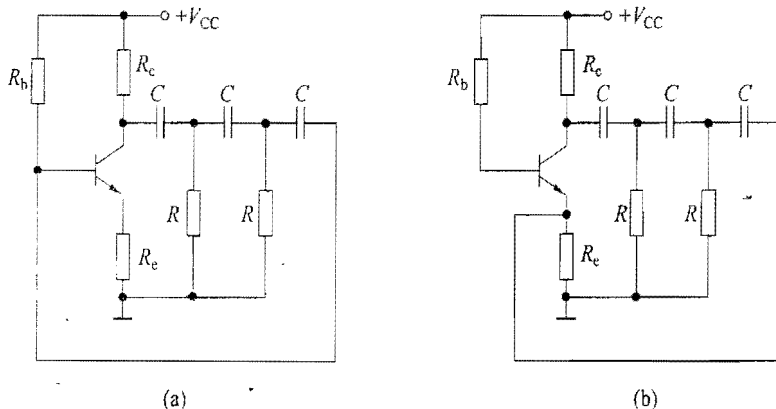


图 P9.4

解 图 P9.4(a)所示电路有可能产生正弦波振荡。因为共射放大电路输出电压和输入电压反相(即 $\varphi_A = -180^\circ$), 且图中反馈网络为三级移相电路, 在信号频率为 0 到无穷大时相移为 $+270^\circ \sim 0^\circ$, 因此存在使相移为 $+180^\circ$ (即 $\varphi_F = +180^\circ$) 的频率, 即存在满足正弦波振荡相位条件的频率 f_0 (此时 $\varphi_A + \varphi_F = 0^\circ$); 且在 $f = f_0$ 时有可能满足起振条件 $|\dot{A}\dot{F}| > 1$, 故可能产生正弦波振荡。

图 P9.4(b)所示电路不可能产生正弦波振荡。因为反馈信号引回到晶体管的发射极, 放大电路为共基接法, 输出电压和输入电压同相(即 $\varphi_A = 0^\circ$), 而图中反馈网络为三级移相电路, 在信号频率为 0 到无穷大时相移 φ_F 为 $0^\circ \sim -270^\circ$ 。因此为了使电路满足正弦波振荡相位条件, 则要求 $\varphi_F = 0^\circ$, 而此时的振荡频率 f_0 趋于无穷大, 故不可能产生正弦波振荡。

9.5 正弦波振荡电路如图 P9.5 所示, 已知 A 为理想集成运放。

(1) 已知电路能够产生正弦波振荡, 为使输出波形频率增大应如何调节电路参数?

(2) 已知 $R_1 = 10\text{k}\Omega$, 若产生稳定振荡, 则 R_f 约为多少?

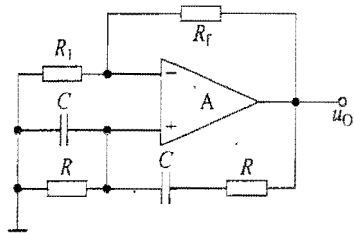


图 P9.5

(3) 已知 $R_1 = 10\text{k}\Omega$, $R_f = 12\text{k}\Omega$ 。问电路产生什么现象? 简述理由。

解 (1) 应减小电阻 R 或者电容 C 。

(2) R_f 约为 $20\text{k}\Omega$ 。

(3) 不能振荡, 因为电路无法满足正弦波振荡的幅值条件。

9.6 正弦波振荡电路如图 P9.6(a)所示, 已知 A 为理想集成运放。

(1) 为使电路产生正弦波振荡, 请标出集成运放的同相端和反相端。

(2) 求解振荡频率的调节范围。

(3) 已知 R_t 为热敏电阻, 试问其温度系数是正还是负?

(4) 已知热敏电阻 R_t 的特性如图 P9.6(b)所示, 求稳定振荡时 R_t 的阻值和电流 I_t 的有效值。

(5) 求稳定振荡时输出电压的峰值。

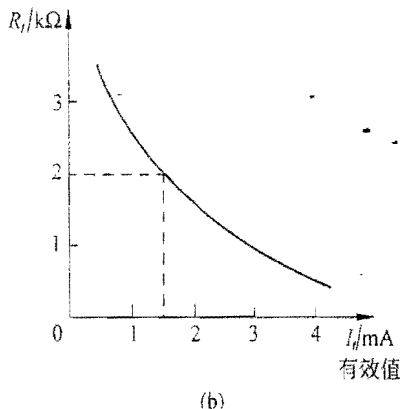
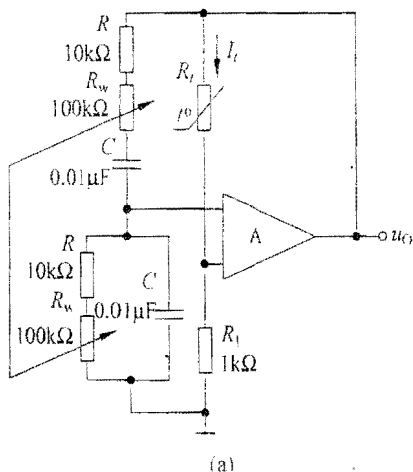


图 P9.6

解 (1) 集成运放上端为同相端, 下端为反相端。

(2) 当 R_w 调节到最小时 f_0 最大, 当 R_w 调节到最大时 f_0 最小, 根据

$$\frac{1}{2\pi(R + R_w)C} < f_0 < \frac{1}{2\pi RC}$$

得

$$145\text{Hz} < f_0 < 1592\text{Hz}$$

振荡频率的调节范围为 $145\text{Hz} \sim 1592\text{Hz}$ 。

(3) R_t 温度系数应为负。

(4) 稳定振荡时 R_t 与 R_1 应满足 $R_t = 2R_1 = 2\text{k}\Omega$ 。在图 P9.6(b)中对应找出 $R_t = 2\text{k}\Omega$ 时 I_t 的有效值为 1.5mA 。

(5) 稳定振荡时 R_t 上的电流 I_t 的有效值为 1.5mA , 则输出电压的峰值 $U_{op} =$

$$\sqrt{2}(R_i + R_1)I_i \approx 6.4 \text{ V}.$$

9.7 分别判断图 P9.7 所示电路是否可能产生正弦波振荡, 简述理由。若能振荡, 试分别说明它们为何种形式的正弦波振荡电路(变压器反馈式、电感反馈式、电容反馈式)。已知 C_g 、 C_b 、 C_e 、 C_c 为耦合电容或旁路电容。

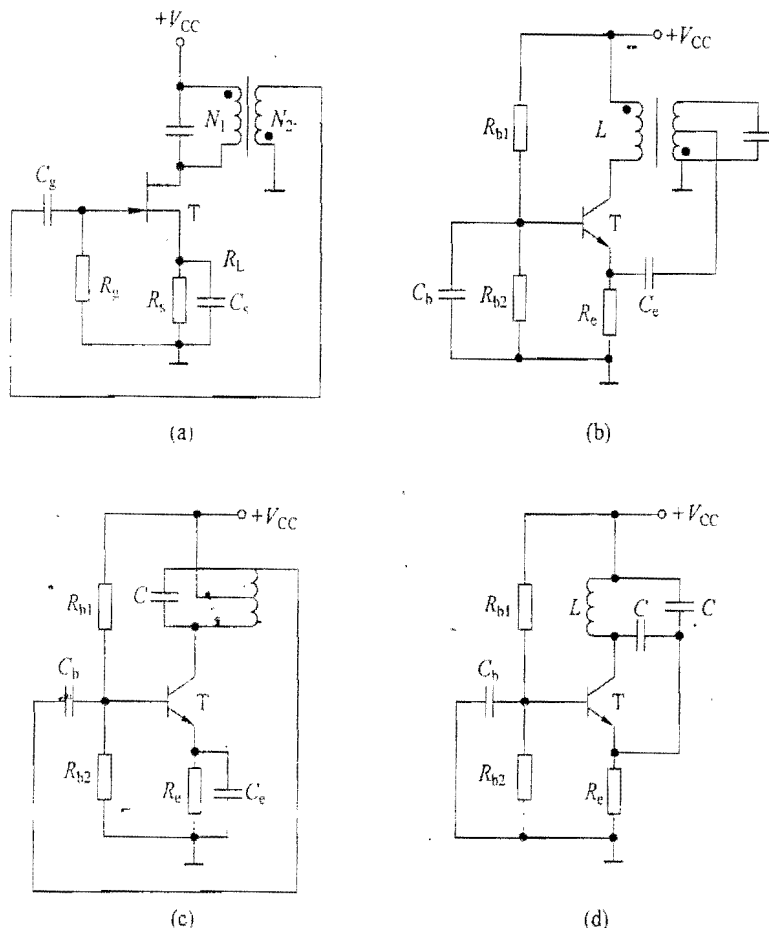


图 P9.7

解 图 P9.7(a)所示电路的基本放大电路为共源放大电路, 通过变压器引入的反馈为负反馈, 无法满足正弦波振荡的相位条件。

图 P9.7(b)所示电路的基本放大电路为共基放大电路, 能够正常工作, 通过变压器引入的反馈为正反馈, 满足正弦波振荡的相位条件; 另外, 电路在 $f=f_0$ 时有可能满足起振条件 $|\dot{A}\dot{F}| > 1$, 因此可能产生正弦波振荡。为变压器反馈式。

图 P9.7(c)所示电路的基本放大电路为共射放大电路, 能够正常工作, 当 LC 并联回路谐振时通过电感引入的反馈为正反馈, 满足正弦波振荡的相位条件; 另外, 电路在 $f=f_0$ 时有可能满足起振条件 $|\dot{A}\dot{F}| > 1$, 因此可能产生正弦波振荡。为电感反馈式。

图 P9.7(d) 所示电路的基本放大电路为共基放大电路, 能够正常工作, 当 LC 并联回路谐振时通过电容引入的反馈为正反馈, 满足正弦波振荡的相位条件; 另外, 电路在 $f = f_0$ 时有可能满足起振条件 $|\dot{A}\dot{F}| > 1$, 因此可能产生正弦波振荡。为电容反馈式。

9.8 分别改正图 P9.8 所示各电路的错误, 使之可能产生正弦波振荡, 要求不改变放大电路的基本接法; 改正后分别说明它们是何种形式的正弦波振荡电路(变压器反馈式、电感反馈式、电容反馈式)。已知 C_b 、 C_b 、 C_e 、 C_e 为耦合电容或旁路电容。

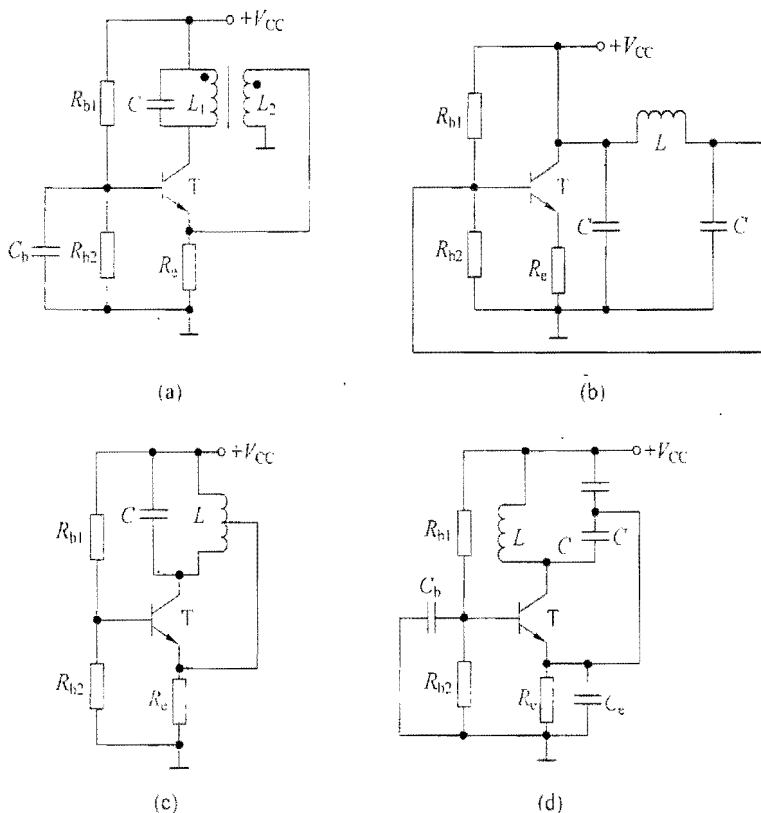


图 P9.8

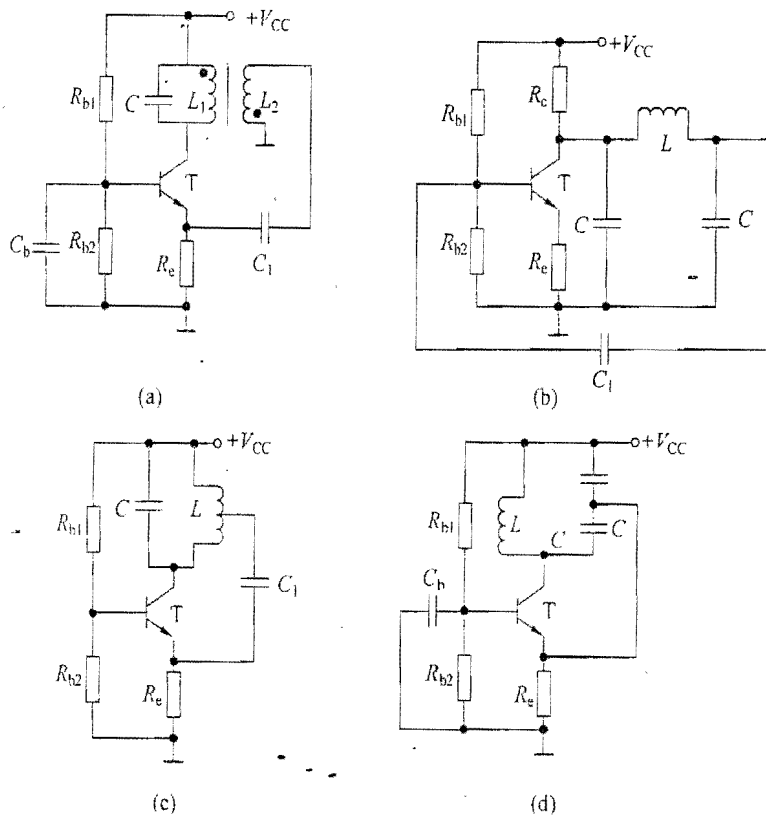
解 改正后的电路如解图 9.8 所示。

解图 9.8(a) 所示电路改变变压器的同名端, 使反馈为正反馈, 并加入耦合电容 C_1 。为变压器反馈式正弦波振荡电路。

解图 9.8(b) 所示电路加入集电极负载电阻、在反馈支路中加入隔直电容 C_1 。为电容反馈式正弦波振荡电路。

解图 9.8(c) 所示电路在反馈支路中加入隔直电容 C_1 。为电感反馈式正弦波振荡电路。

解图 9.8(d) 所示电路去掉旁路电容 C_e 。为电容反馈式正弦波振荡电路。



解图 9.8

9.9 图 P9.9 所示正弦波振荡电路中, 已知电容 C_1 、 C_2 为耦合电容。回答下列问题:

- (1) 分别指出电路中的正反馈网络和选频网络, 并分析电路是否满足正弦波振荡的相位条件。
- (2) 若电路没有起振, 则应增大还是减小电阻 R_w 。
- (3) 若电容 C_1 开路, 电路能否产生正弦波振荡? 为什么?
- (4) 若电容 C_2 开路, 电路能否振荡? 为什么?

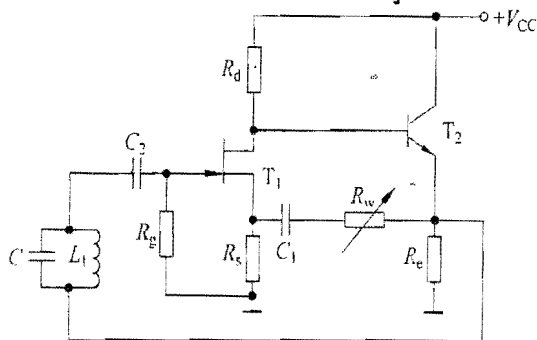


图 P9.9

解 (1) 正反馈网络为 R_w 、 C_1 和 R_s , 选频网络为 L_1C 并联回路。由于电路存在正反馈网络, 因此满足正弦波振荡的相位条件。

(2) 若电路没有起振, 则应减小电阻 R_w , 使反馈电压增大。

(3) 若电容 C_1 开路, 则电路没有正反馈网络, 不能满足正弦波振荡的相位条件, 无法振荡。

(4) 若电容 C_2 开路, 则没有选频网络, 此时电路存在正反馈网络, 放大电路的电压放大倍数很大, 可能振荡, 但输出波形不是正弦波, 可能接近方波。

9.10 已知电路如图 P9.10 所示, 电容 C_1 为耦合电容, C_2 、 C_3 为旁路电容。分别判断各电路是否可能产生正弦波振荡; 如可能产生正弦波振荡, 则说明石英晶体在电路中呈容性、感性还是纯阻性, 电路的振荡频率等于石英晶体的串联谐振频率 f_s 、等于并联谐振频率 f_p 、还是介于 f_s 和 f_p 之间。

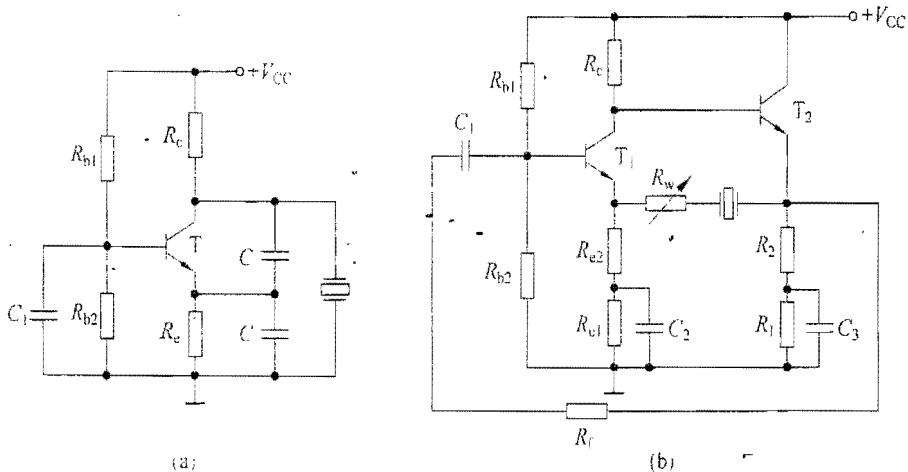


图 P9.10

解 图 P9.10(a) 电路中电容 C_1 为旁路电容。两个电路都可能振荡。

图 P9.10(a) 电路中石英晶体呈感性, 电路的振荡频率介于 f_s 和 f_p 之间; 图 P9.10(b) 电路中石英晶体呈纯阻性, 电路的振荡频率等于石英晶体的串联谐振频率 f_s 。

9.11 图 P9.11 所示电路中, 已知 $R_1 = 10\text{k}\Omega$, $R_2 = 20\text{k}\Omega$, $R = 10\text{k}\Omega$, $C = 0.01\mu\text{F}$, 稳压管的稳压值为 6V , $U_{\text{REF}} = 0$ 。

(1) 分别求输出电压 u_o 和电容两端电压 u_c 的最大值和最小值。

(2) 计算输出电压 u_o 的周期, 对应画出 u_o 和 u_c 的波形, 标明幅值和周期。

(3) 若分别单独增大 R_1 、 R 和 U_z , 则 u_o 的幅值和周期有无变化? 如何变化?

(4) 若 U_{REF} 变为 3V , 则 u_o 的幅值和周期有无变化? 如何变化?

解 (1) u_O 的最大值和最小值分别为 $+6V$ 和 $-6V$ 。

由于滞回比较器的阈值电压 $\pm U_T = \pm U_Z \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \pm 2V$, 因此 u_C 的最大值 $U_{Cmax} = +U_T = 2V$, u_C 的最小值为 $U_{Cmin} = -U_T = -2V$ 。

(2) 设 u_O 的周期为 T , 则

$$T = 2RC \ln \left(1 + \frac{2R_1}{R_2} \right) \approx 138.6 \mu s$$

u_O 和 u_C 的波形如解图 9.11 所示。

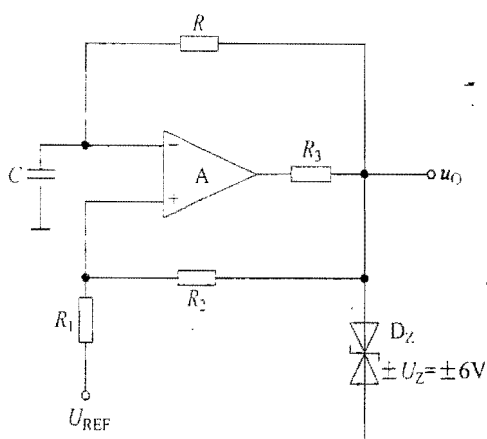
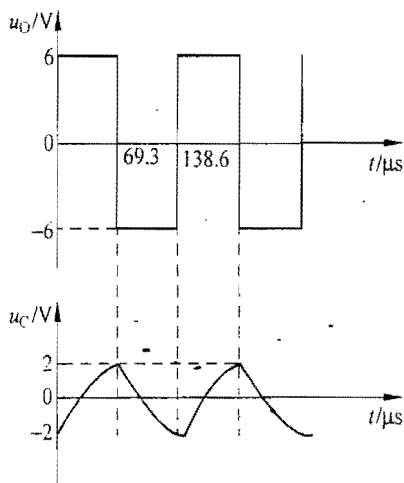


图 P9.11



解图 9.11

(3) 若单独增大 R_1 , 则 u_O 的周期将变大, 幅值将不变;

若单独增大 R , 则 u_O 的周期将变大, 幅值将不变;

若单独增大 U_Z , 则 u_O 的周期将不变, 幅值将增大。

(4) 若 U_{REF} 变为 $3V$, 则 u_O 的幅值将不变, 周期将增大, 具体分析如下:

由于滞回比较器的阈值电压变为 $U_{T1} = U_{REF} \frac{R_2}{R_1 + R_2} + U_Z \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 4V$, $U_{T2} = U_{REF} \frac{R_2}{R_1 + R_2} - U_Z \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 0V$, 因此 u_C 的最大值 $U_{Cmax} = U_{T1} = 4V$, u_C 的最小值为 $U_{Cmin} = U_{T2} = 0V$ 。

设 u_O 的周期为 T , 利用 RC 一阶电路的三要素法列方程如下:

$$U_{Cmax} = (U_Z - U_{Cmin})(1 - e^{-\frac{T}{2RC}}) + U_{Cmin}$$

$T = 2RC \ln 3 \approx 219 \mu s$, u_O 和 u_C 的周期都增大。

9.12 图 P9.12 所示电路中,已知 $R_1=10\text{k}\Omega$, $R_2=20\text{k}\Omega$, $R=10\text{k}\Omega$, $C=0.1\mu\text{F}$ 。稳压管稳定电压为 6V ,正向导通电压可忽略不计。计算 u_O 的周期,并画出 u_O 和 u_C 的波形。

解 u_O 的最大值和最小值分别为 6V 和 0V 。

由于滞回比较器的阈值电压

$$U_{T1} = U_Z \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 2\text{V}, \quad U_{T2} = 0 \times \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 0\text{V}$$

因此 u_C 的最大值 $U_{C\max} = U_{T1} = 2\text{V}$, u_C 的最小值 $U_{C\min} = U_{T2} = 0\text{V}$ 。

设 u_O 的周期为 T , 利用 RC 一阶电路的三要素法列方程如下:

$$U_{C\max} = (U_Z - U_{C\min})(1 - e^{-\frac{T}{2RC}}) + U_{C\min}$$

得到 u_O 的周期 $T \approx 811\mu\text{s}$ 。

u_O 和 u_C 的波形如解图 9.12 所示。

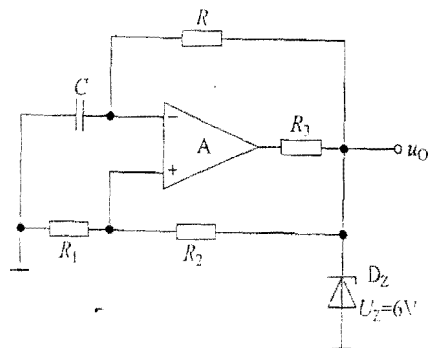
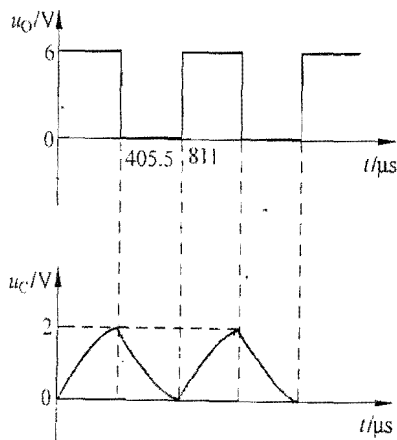


图 P9.12



解图 9.12

9.13 图 P9.13 所示电路中,已知 R_{w1} 、 R_{w2} 的滑动端均位于中点, $R_1=50\text{k}\Omega$, $C=0.01\mu\text{F}$, 稳压管的稳压值为 6V 。

(1) 画出 u_{O1} 和 u_{O2} 的波形, 标明幅值和周期。

(2) 当 R_{w1} 的滑动端向右移时, u_{O1} 和 u_{O2} 的幅值和周期分别如何变化。

(3) 当 R_{w2} 的滑动端向右移时, u_{O1} 和 u_{O2} 的幅值和周期分别如何变化。

(4) 为了仅使 u_{O2} 的幅值增大, 应如何调节电位器? 为了仅使 u_{O2} 的周期增大, 应如何调节电位器? 为了使 u_{O2} 的幅值和周期同时增大, 应如何调节电位器? 为了使 u_{O2} 的幅值增大而使周期减小, 应如何调节电位器?

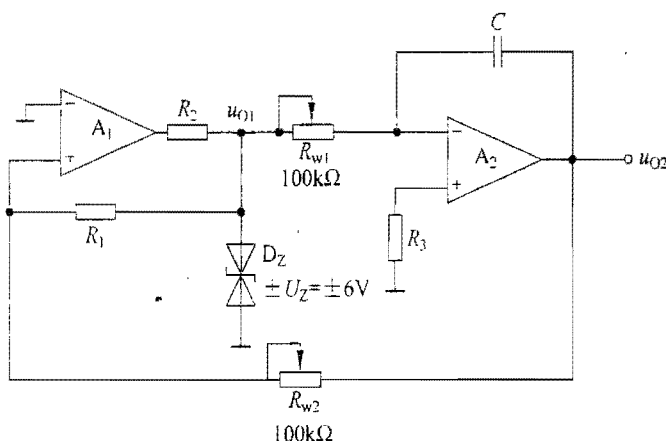


图 P9.13

解 (1) u_{O1} 为方波, 幅值为 $\pm 6\text{V}$; u_{O2} 为三角波, 幅值为 $\pm U_Z \frac{\frac{1}{2}R_{w2}}{R_1} = \pm 6\text{V}$ 。 u_{O1} 与 u_{O2} 的周期

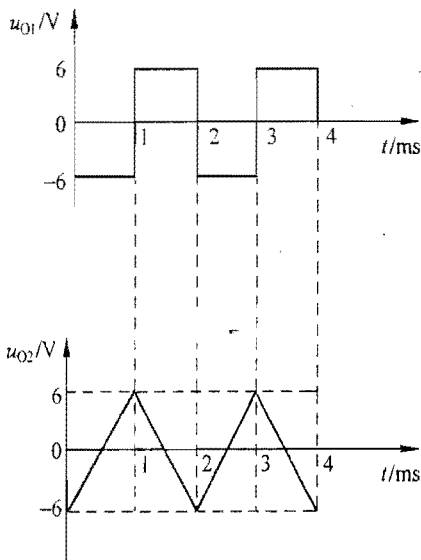
$$T = \frac{4 \times \frac{1}{2}R_{w1} \times \frac{1}{2}R_{w2}C}{R_1} = 2\text{ms}$$

u_{O1} 和 u_{O2} 的波形如解图 9.13 所示。

(2) 当 R_{w1} 的滑动端向右移时, u_{O1} 、 u_{O2} 的幅值均不变, 周期均减小。

(3) 当 R_{w2} 的滑动端向右移时, u_{O1} 的幅值不变, u_{O2} 的幅值减小。 u_{O1} 与 u_{O2} 的周期减小。

(4) 为了仅使 u_{O2} 的幅值增大, 应调节 R_{w2} 的滑动端向左移, 然后调节 R_{w1} 的滑动端向右移以使周期不变; 为了仅使 u_{O2} 的周期增大, 应调节 R_{w1} 的滑动端向左移; 为了使 u_{O2} 的幅值和周期同时增大, 应调节 R_{w2} 的滑动端向左移; 为了使 u_{O2} 的幅值增大而使周期减小, 应调节 R_{w2} 的滑动端向左移, 然后调节 R_{w1} 的滑动端向右移。



解图 9.13

9.14 图 P9.14 所示电路中, 已知 R_w 的滑动端位于中点。选择填空:

A. 增大 B. 不变 C. 减小

当 R_1 增大时, u_{O1} 的占空比将 _____, 振荡频率将 _____, u_{O2} 的幅值将 _____; 当 R_2 增大时, u_{O1} 的占空比将 _____, 振荡频率将 _____, u_{O2} 的幅值

将_____；当 U_Z 增大时， u_{O1} 的占空比将_____，振荡频率将_____， u_{O2} 的幅值将_____；若 R_w 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_____。

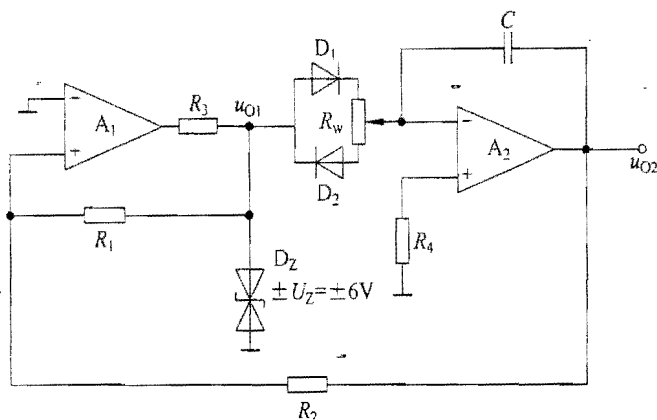


图 P9.14

解 B, A, C; B, C, A; B, C, A; C, B, B。

9.15 电路如图 P9.15 所示。

- (1) 定性画出 u_{O1} 和 u_O 的波形；
- (2) 估算振荡频率与 u_i 的关系式；
- (3) 若 $u_i < 0$ ，则电路能否产生振荡？

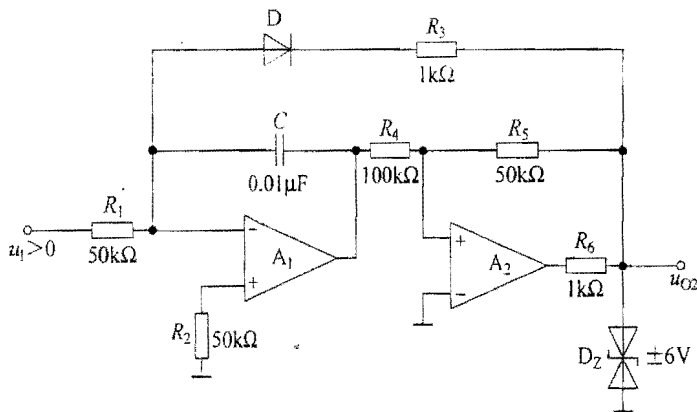


图 P9.15

解 (1) u_{O1} 和 u_O 的波形如解图 9.15 所示。

(2) 求解振荡频率：首先求出电压比较器的阈值电压，然后根据振荡周期近似等于积分电路正向积分时间求出振荡周期，振荡频率是其倒数。

$$\pm U_T = \pm \frac{R_4}{R_3} U_Z = \pm 12\text{V}$$

$$-U_T \approx -\frac{1}{R_1 C} u_1 T + U_T$$

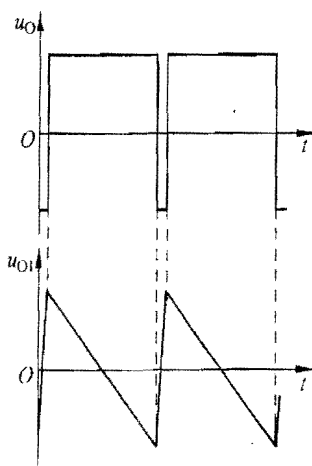
$$T \approx \frac{2U_T R_1 C}{u_1}$$

$$f \approx \frac{u_1}{2U_T R_1 C} \approx 83.3 u_1$$

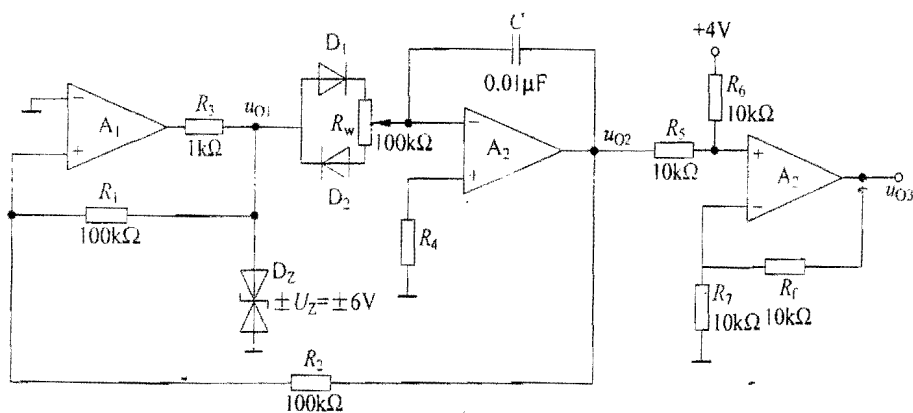
(3) 若 $u_1 < 0$, 则电路不能产生振荡。

9.16 压控振荡器电路如图 P9.15 所示。设计一个锯齿波发生电路, 并将锯齿波发生电路的输出电压作为该压控振荡器的输入电压 u_1 (要求锯齿波输出电压值大于 0), 用仿真软件观察压控振荡器输出电压 u_O 的波形, 说明波形的变化规律。

解 可采用图 P9.14 所示锯齿波发生电路, 为使压控振荡器的输入电压 u_1 大于 0, 需要在锯齿波发生电路的输出电压上叠加一个正的直流电压, 因此采用同相求和运算电路将锯齿波发生电路的输出电压与一个正的直流电压相加, 然后再作为压控振荡器的输入电压 u_1 。具体电路如解图 9.16 所示。



解图 9.15



解图 9.16

输出电压 u_{O3} 作为压控振荡器的输入电压 u_1 。用仿真软件观察压控振荡器的输出电压波形是一个频率周期性变化的锯齿波, 这是因为压控振荡器的输入电压 u_1 (即解图 9.16 中的 u_{O3}) 是一个锯齿波, 其幅值周期性变化, 从而使得压控振荡器的输出信号频率周期性变化。

直流电源

10.1 判断下列说法的正、误,在相应的括号内画“√”表示正确,画“×”表示错误。

(1) 在变压器副边电压和负载电阻相同的情况下,单向桥式整流电路的输出电压平均值是半波整流电路的 2 倍(),负载电流平均值是半波整流电路的 2 倍(),二极管承受的最大反向电压是半波整流电路的 2 倍(),二极管的正向平均电流是半波整流电路的 2 倍()。

(2) 电容滤波适用于大电流负载,而电感滤波适用于小电流负载();在变压器副边电压相同的情况下,电容滤波电路的输出电压平均值比电感滤波电路的高()。

(3) 当输入电压 U_1 和负载电流 I_L 变化时,稳压电路的输出电压是绝对不变的。()

(4) 在稳压管稳压电路中,稳压管的最大稳定电流与稳定电流之差应大于负载电流的变化范围。()

(5) 在稳压管稳压电路中,稳压管动态电阻 r_z 越大,稳压性能越好。()

(6) 开关型稳压电源中的调整管工作在开关状态。()

(7) 开关型稳压电源比线性稳压电源效率低。()

(8) 开关型稳压电源适用于输出电压调节范围小、负载电流变化不大的场合。()

解 (1) √, √, ×, × (2) ×, √ (3) × (4) √ (5) × (6) √ (7) × (8) √

10.2 在图 10.2.2(a)所示单向桥式整流电路中,选择正确的答案填空:

(1) 若二极管 D_1 接反,则_____。

(2) 若二极管 D_1 短路,则_____。

(3) 若二极管 D_1 开路,则_____。

A. 变为半波整流 B. 可能会烧坏变压器和二极管 C. 输出电压有效值不变

解 (1) B (2) B (3) A

10.3 在图 10.2.1(a)所示电路中,已知输出电压平均值 $U_{O(AV)} = 9V$,负载 $R_L = 100\Omega$ 。

(1) 变压器副边电压有效值 $U_2 \approx ?$

(2) 设电网电压波动范围为 $\pm 10\%$ 。在选择二极管的参数时,其最大整流平均电流 I_F 和最高反向电压 U_K 的下限值约为多少?

解 (1) $U_2 \approx U_{O(AV)}/0.45 = 20\text{V}$ 。

(2) $I_F > 1.1U_{O(AV)}/R_L \approx 99\text{mA}$,

$U_R > 1.1\sqrt{2}U_2 \approx 31.1\text{V}$ 。

10.4 在图 10.2.2(a) 所示电路中, 已知变压器副边电压有效值 $U_2 = 20\text{V}$, 负载 $R_L = 100\Omega$ 。

(1) 输出电压平均值 $U_{O(AV)} \approx ?$

(2) 设电网电压波动范围为 $\pm 10\%$ 。在选择二极管的参数时, 其最大整流平均电流 I_F 和最高反向电压 U_R 的下限值约为多少?

解 (1) $U_{O(AV)} \approx 0.9U_2 = 18\text{V}$ 。

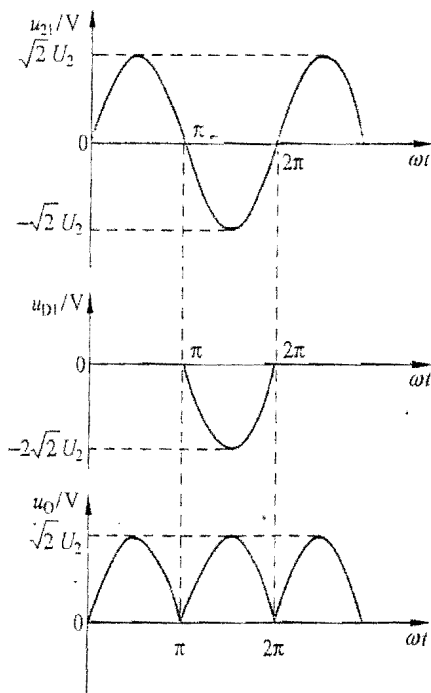
(2) $I_F > 1.1U_{O(AV)}/R_L \approx 198\text{mA}$,

$U_R > 1.1\sqrt{2}U_2 \approx 31.1\text{V}$ 。

10.5 整流电路如图 P10.5 所示, 变压器副边中心抽头接地, 二极管导通压降可忽略不计。 $u_{21} = u_{22} = \sqrt{2}U_2 \sin \omega t$ 。解答下列各题:

(1) 该电路是全波整流电路吗? 为什么? 若二极管 D_1 开路呢?

(2) 画出 u_{21} 、二极管 D_1 两端电压 u_{D1} 和输出电压 u_O 的波形;



解图 10.5

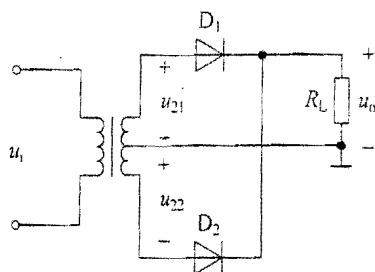


图 P10.5

(3) 求解输出电压平均值 $U_{O(AV)}$ 和输出电流平均值 $I_{L(AV)}$;

(4) 求解二极管的平均电流 $I_{D(AV)}$ 和所承受的最大反向电压 U_{Rmax} 。

解 (1) 该电路是全波整流电路。若 u_{21} 、 u_{22} 为正半周, 则 D_1 导通、 D_2 截止, 从 D_1 、 R_L 到地形成电流通路, 输出电压 $u_O = u_{21}$; 反之, 若 u_{21} 、 u_{22} 为负半周, 则 D_1 截止、 D_2 导通, 从 D_2 、 R_L 到地形成电流通路, 输出电压 $u_O = -u_{22}$ 。因此无论正半周还是负半周, 输出电压 $u_O = |u_{21}| = |u_{22}|$, 所以该电路是全波整流电路。

若二极管 D_1 开路, 则该电路是半波整流电路。

(2) u_{21} 、 u_{D1} 和 u_O 的波形如解图 10.5 所示。

(3) $U_{O(AV)} = 0.9U_2$, $I_{L(AV)} = 0.9U_2/R_L$ 。

(4) $I_{D(AV)} = 0.45U_2/R_L$, $U_{Rmax} = 2\sqrt{2}U_2$ 。

10.6 图 10.3.1(a)所示电路中,设变压器副边电压有效值 $U_2=10\text{V}$ 。选择正确答案填入空内:

(1) 电压 U_1 的平均值约为 _____; 若电容 C 开路,则电压 U_1 的平均值约为 _____。

A. 4.5V B. 9V C. 12V D. 14V

(2) 二极管的导通角 θ _____; 若电容 C 开路,则二极管的导通角 θ _____。

A. $<\pi$ B. $=\pi$ C. $>\pi$

解 (1) C; B (2) A; B

10.7 电路如图 P10.7 所示,稳压管稳压值 $U_Z=6\text{V}$ 。针对下列各题选择正确答案填空:

(1) 设电路正常工作,当电网电压波动而使 U_2 增大时(负载不变),则 I_R 将 _____, I_Z 将 _____; 当负载电流增大时(电网电压不变),则 I_R 将 _____, I_Z 将 _____。

A. 增大 B. 减小 C. 基本不变

(2) 若负载电阻的变化范围为 $200\Omega\sim 600\Omega$,则稳压管最大稳定电流和与稳定电流之差应大于 _____。

A. 10mA B. 20mA C. 30mA

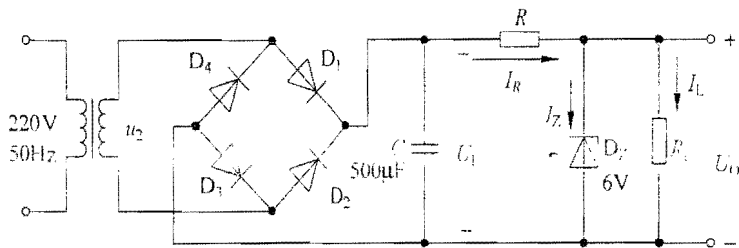


图 P10.7

解 (1) A, A; C, B。 (2) B, 因为 $I_{L\max}=U_Z/200\Omega=30\text{mA}$, $I_{L\min}=U_Z/600\Omega=10\text{mA}$, 所以 $I_{Z\max}-I_Z>I_{L\max}-I_{L\min}=20\text{mA}$ 。

10.8 图 P10.7 所示电路中,已知 $U_1=20\text{V}$,波动范围为 $\pm 10\%$ 。限流电阻 $R=200\Omega$ 。稳压管的稳定电压 $U_Z=6\text{V}$,稳定电流 $I_Z=6\text{mA}$,最大耗散功率 $P_{ZM}=300\text{mW}$,动态电阻 $r_z=10\Omega$ 。

(1) 求负载电阻的变化范围;

(2) 求稳压系数 S_r 。

解 (1) $I_{ZM}=P_{ZM}/U_Z=50\text{mA}$, $U_{\min}=0.9U_1=18\text{V}$, $U_{\max}=1.1U_1=22\text{V}$ 。

由

$$\frac{U_{L\min} - U_Z}{R} - \frac{U_Z}{R_{L\min}} = I_Z$$

得

$$R_{L\min} \approx 111\Omega$$

由

$$\frac{U_{L\max} - U_Z}{R} - \frac{U_Z}{R_{L\max}} = I_{ZM}$$

得

$$R_{L\max} = 200\Omega$$

所以负载电阻的变化范围为 $111\Omega \sim 200\Omega$ 。

$$(2) S_i \approx \frac{r_z}{R + r_z} \frac{U_i}{U_Z} = 0.159.$$

10.9 图 P10.9 所示电路中, 已知稳压管的稳定电压 $U_Z = 6V$, $R_1 = R_2 = R_3 = 1k\Omega$ 。

(1) 集成运放 A、晶体管 T 和电阻 R_1 、 R_2 、 R_3 一起组成何种电路。

(2) 求输出电压 U_O 的可调范围。

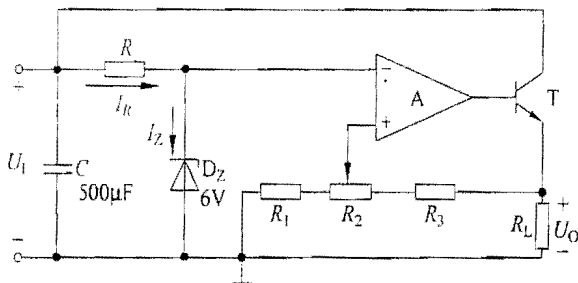


图 P10.9

解 (1) 集成运放 A、晶体管 T 和电阻 R_1 、 R_2 、 R_3 一起组成同相比例运算电路。

(2) 当 R_2 的滑动端位于最右边时 U_O 最小

$$U_{O\min} = \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1 + R_2} U_Z = 9V$$

当 R_2 的滑动端位于最左边时 U_O 最大

$$U_{O\max} = \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1} U_Z = 18V$$

因此, U_O 的可调范围为 $9V \sim 18V$ 。

10.10 串联型稳压电路如图 P10.10 所示, 已知稳压管的稳定电压 $U_Z = 6V$, $R_1 = R_2 = 1k\Omega$; 晶体管的管压降 $U_{CE} > 3V$ 时才能正常工作, 回答下列各题:

- (1) 标出集成运放的同相端和反相端。
- (2) 为使输出电压 U_O 的最大值达到 24V, R_3 的值至少应为多少?
- (3) U_1 至少应为多少伏?

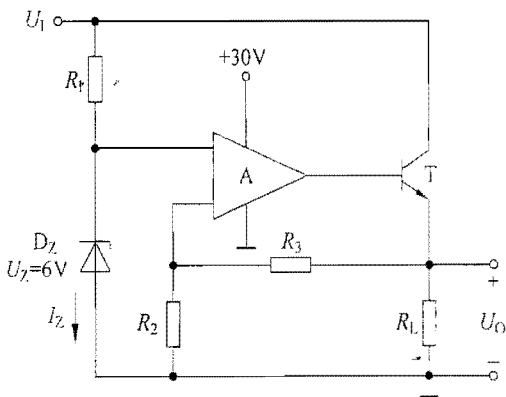


图 P10.10

解 (1) 集成运放的上端为同相端, 下端为反相端。

(2) $U_O = \frac{R_2 + R_3}{R_2} U_Z$, 为使输出电压 U_O 的最大值达到 24V, R_3 的值至少应为 $3k\Omega$ 。

(3) 因为 $U_1 = U_O + U_{CE}$, 所以 U_1 至少应为 27V。

10.11 由三端稳压器构成的稳压电路如图 P10.11 所示, 已知输入电压 $U_1 = 24V$, $I_W = 6mA$, 晶体管的 $\beta = 150$, $|U_{BE}| = 0.7V$ 。电阻 R_1 为可变电阻, 其可调范围为 $500\Omega \sim 2k\Omega$ 。求输出电压 U_O 的可调范围。

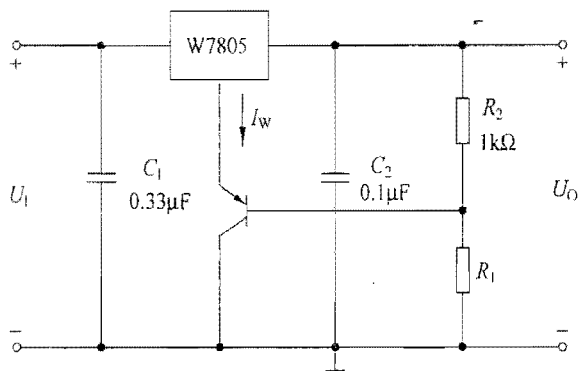


图 P10.11

解 设三端稳压器的输出电压为 $U_W = 5V$ 。因为晶体管基极电流 $I_B = \frac{I_W}{1 + \beta}$, 可忽略不计, 所以

$$U_{Omax} \approx \frac{(U_W + |U_{BE}|)}{R_2} (R_{1max} + R_2) = \frac{(5 + 0.7)}{1000} \times (2000 + 1000) = 17.1V$$

$$U_{Omin} \approx \frac{(U_W + |U_{BE}|)}{R_2} (R_{1min} + R_2) = \frac{(5 + 0.7)}{1000} \times (500 + 1000) = 8.55V$$

因此, U_O 的可调范围为 $8.55V \sim 17.1V$ 。

10.12 稳压电路如图 P10.12 所示。已知输入电压 $U_1 = 35V$, 波动范围为 $\pm 10\%$; W117 调整端电流可忽略不计, 输出电压为 $1.25V$, 要求输出电流大于 $5mA$, 输入端与输出端之间的电压 U_{12} 的范围为 $3V \sim 40V$ 。

- (1) 根据 U_1 确定作为该电路性能指标的输出电压的最大值;
- (2) 求解 R_1 的最大值;
- (3) 若 $R_1 = 200\Omega$, 输出电压最大值为 $25V$, 则 R_2 的取值为多少?
- (4) 该电路中 W117 输入端与输出端之间承受的最大电压为多少?

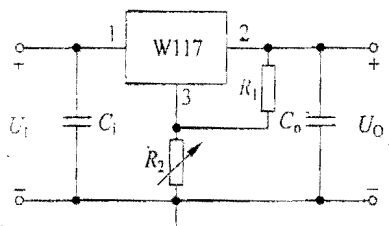


图 P10.12

解 (1) 在输入电压波动范围内, 输出电压均能实现的数值才能作为电源的性能指标, 故输出电压的最大值 $U_{Omax} = U_{1min} - U_{12min} = (0.9 \times 35 - 3)V = 28.5V$ 。

$$(2) R_1 \text{ 的最大值 } R_{1max} = \left(\frac{1.25}{5 \times 10^{-3}} \right) \Omega = 250\Omega。$$

$$(3) R_2 = \left(\frac{U_O}{1.25} - 1 \right) R_1 = \left[\left(\frac{25}{1.25} - 1 \right) \times 200 \right] \Omega = 3.8k\Omega。$$

(4) W117 输入端与输出端之间承受的最大电压 $U_{12max} = U_{1max} - U_{Omin} = (1.1 \times 35 - 1.25)V = 37.25V$ 。