

第 1 章 半导体二极管及其电路分析

1. 1 某二极管在室温（300K）下的反向饱和电流为 0.1pA，试分析二极管外加电压在 0.5V~0.7V之间变化时，二极管电流的变化范围。

解：由于 $i_D = I_S (e^{\frac{u_D}{U_T}} - 1)$

由题意知 $I_S=0.1\text{pA}$ ，室温下 $U_T \approx 26\text{mV}$ ，故当 $U_D=0.5\text{V}$ 时，得

$$i_D = 0.1 \times 10^{-12} \times (e^{\frac{500}{26}} - 1) \text{ A} \approx 22.5 \mu \text{ A}$$

当 $U_D=0.7\text{V}$ 时，得

$$i_D = 0.1 \times 10^{-12} \times (e^{\frac{700}{26}} - 1) \text{ A} \approx 49.3 \text{ mA}$$

因此 U_D 在 0.5~0.7V之间变化时， i_D 在 $22.5 \mu \text{ A} \sim 49.3 \text{ mA}$ 之间变化。

1.2 二极管电路如图P1.2 所示，二极管的导通电压 $U_{D(\text{on})}=0.7\text{V}$ ，试分别求出R为 $1\text{k}\Omega$ 、 $4\text{k}\Omega$ 时，电路中电流 I_1 、 I_2 、 I_O 和输出电压 U_O 。

解：（1） $R=1\text{k}\Omega$

假设二极管断开，可求得输出电压

$$U_O' = \frac{-9 \times 1}{1+1} \text{ V} = -4.5 \text{ V}$$

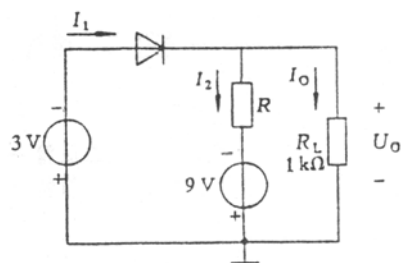


图 P1. 2

可见，电路中二极管的阳极电位高于阴极电位 1.5V，所以，二极管处于导通状态，故

$$\begin{aligned} U_O &= (-3 - 0.7) \text{ V} = -3.7 \text{ V} \\ I_O &= U_O / R_L = (-3.7 / 1) \text{ mA} = -3.7 \text{ mA} \\ I_2 &= \frac{-3.7 - (-9)}{1} \text{ mA} = 5.3 \text{ mA} \\ I_1 &= I_O + I_2 = (-3.7 + 5.3) \text{ mA} = 1.6 \text{ mA} \end{aligned}$$

（2） $R=4\text{k}\Omega$

假设二极管断开，可求得输出电压

$$U_O' = \frac{-9 \times 1}{4+1} \text{ V} = -1.8 \text{ V}$$

可见，电路中二极管阳极电位低于阴极电位，二极管处于截止状态，所以

$$I_1 = 0$$

$$U_o = U_o' = -1.8V$$

$$I_o = U_o / R_L = (-1.8/1)mA = -1.8mA$$

$$I_2 = -I_o = 1.8mA$$

1.3 图P1.3 所示各电路中，设二极管具有理想特性，试判断各二极管是导通还是截止，并求出AO两端电压 U_{AO} 。

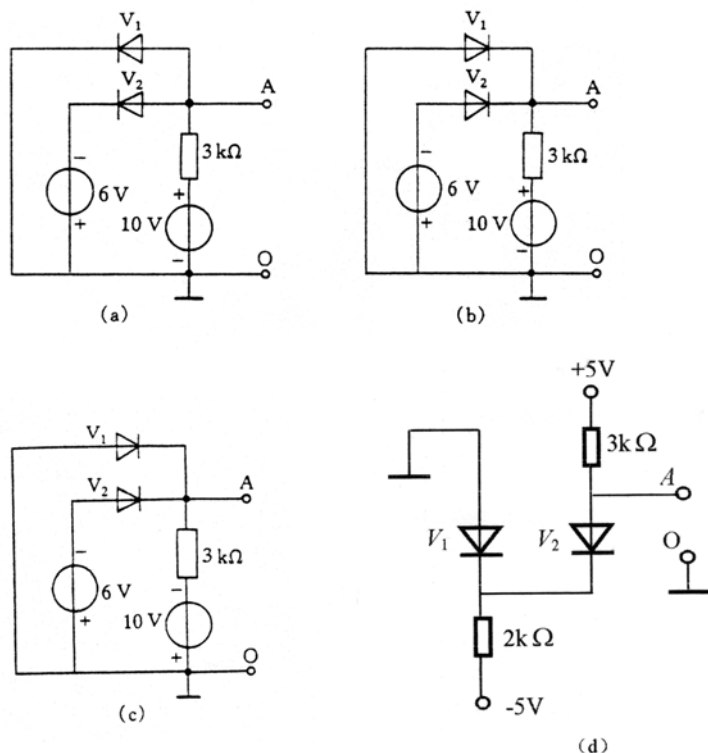


图 P1.3

解：图（a）中，断开二极管 V_1 、 V_2 时，可得 V_1 、 V_2 正极电位均为 10V，而 V_1 、 V_2 的负极电位分别为 0V 和 -6V，因此 V_2 的正偏电压大于 V_1 的， V_2 优先导通，使 $U_{AO} = -6V$ 。这样就迫使 V_1 反偏截止。

图（b）中，断开管 V_1 、 V_2 时， V_1 、 V_2 负极电位均为 10V，而正极电位分别为 0V、-6V，因此 V_1 、 V_2 均反偏截止， $U_{AO} = 10V$

图（c）中，断开管 V_1 、 V_2 ，则 V_1 、 V_2 负极电位为 -10V，正极电位分别为 0V、-6V，故 V_1 优先导通，使 $U_{AO} = 0$ ，迫使 V_2 反偏截止。

图（d）中，断开管 V_1 、 V_2 ，则 V_1 、 V_2 负极电位为 -5V，正极电位分别为 0V、+5V，设 V_2 优先导通，则

$$U_A = 5V - \frac{3}{3+2} \times [5V - (-5V)] = -1V$$

这样 V_1 的负极电位为 $-1V$ ，正极电位为 $0V$ ， V_1 也正偏导通。 V_1 导通后使 $U_{A0}=U_A=0$ ，此时 V_2 仍正偏导通。

1.4 二极管电路如图P1.4所示，二极管导通电压 $U_{D(on)}=0.7V$ ， $U_I=6V$ 试求电路中电流 I_1 、 I_2 、 I_O 和输出电压 U_O 。

解：由图可见，图中三个二极管均加正向电压而导通，所以

$$U_O = 3U_{D(on)} = 3 \times 0.7V = 2.1V$$

$$I_O = U_O / R_L = 2.1V / 1k\Omega = 2.1mA$$

故

$$I_1 = (6 - 2.1)V / 560\Omega = 7mA$$

$$I_2 = I_1 - I_O = 7mA - 2.1mA = 4.9mA$$

1.5 图P1.4所示电路中，当 $U_I = \pm 1V$ 时，试分析 U_O 的变化范围。

解：当 U_I 在 $6V$ 上有 $\pm 1V$ 的波动时，可视为与 $6V$ 恒压源串接了一个变化范围为 $\pm 1V$ 的信号源，图P1.4的小信号等效电路如图解P1.5所示。图中 $\Delta U_I = \pm 1V$ ，二极管动态电阻为

$$r_d = \frac{U_T}{I_D}$$

由题 1.4 已求得 $U_I=6V$ 时， $I_D=4.9mA$ ，故 $r_d = \frac{26mV}{4.9mA} \approx 5.31\Omega$

由图解 P1.5 得
$$\Delta U_O = \frac{R_L // 3r_d}{R + R_L // 3r_d} \Delta U_I$$

由于 $3r_d \approx 15.9\Omega \ll R_L = 1k\Omega$ ，故

$$\Delta U_O \approx \frac{15.9}{560 + 15.9} \times (\pm 1V) \approx \pm 27.6mV$$

由题 1.4 已求得 $U_O=2.1V$ ，故当 $U_I=6\pm 1V$ 时， U_O 的变化范围为 $2.1V \pm 27.6mV$ 。

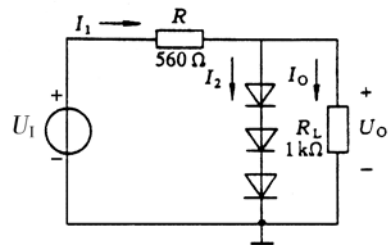
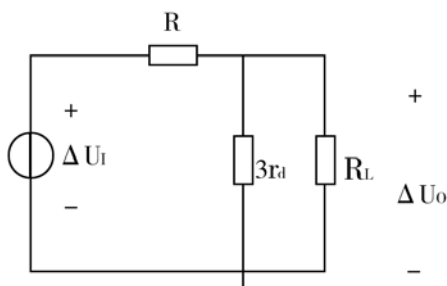


图 P1.4



图解 P1.5

1.6 二极管电路如图P1.6所示, 设二极管具有理想特性, $u_i=5\sin\omega t(\text{V})$, 试画出 u_o 波形。

解: (a) 图P1.6(a)中, 在 u_i 正半周, 理想二极管导通, $u_o=u_i$; 在 u_i 负半周, 理想二极管截止, $u_o=0$, 故可对应输入波形画出 u_o 波形如图解P1.6(a)所示。

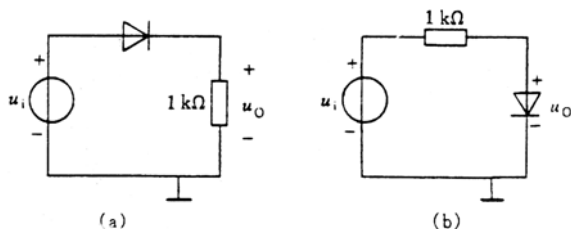
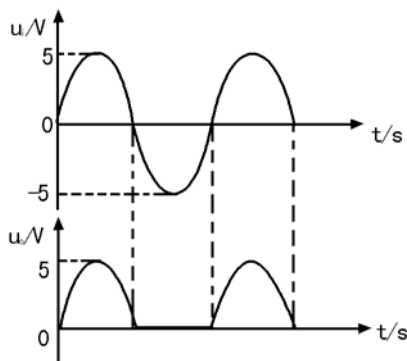
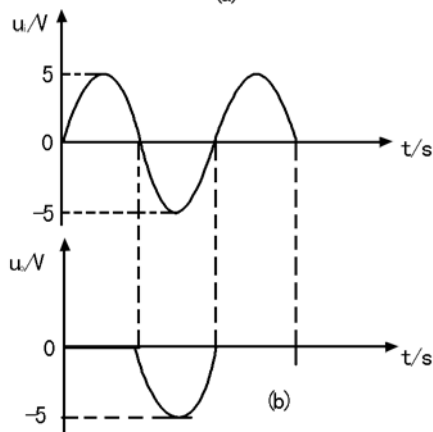


图 P1.6

(b) 图P1.6 (b)中, 在 u_i 正半周理想二极管导通, $u_o=0$, 在 u_i 负半周, 二极管截止, $u_o=u_i$, 故得 u_o 波形如图解P1.6(b)所示。



(a)



(b)

1.7 在图P1.7所示电路中, 设 $u_i=10\sin\omega t(\text{V})$, 且二极管具有理想特性, 当开关S闭合和断开时, 试对应输入波形画出 u_o 波形。

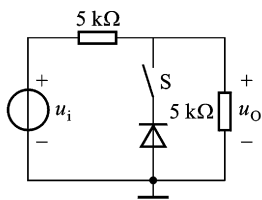
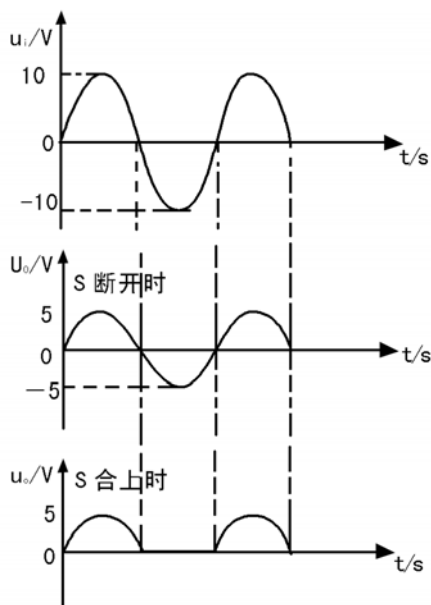


图 P1.7

解: S断开时, $u_o=u_i/2=5\sin\omega t(\text{V})$; S合上时, 在 u_i 正半周, 二极管截止, $u_o=5\sin\omega t(\text{V})$; 在 u_i 负半周, 二极管导通, $u_o=0\text{V}$ 。



图解 P1.7

故可画出输出电压波形如图解 P1.7 所示。

1.8 图P1.8所示电路中, 设 $u_i=1.5\sin\omega t(\text{V})$, 二极管具有理想特性, 试分别画出开关S处于A、B、C时, 输出电压 u_o 的波形。

解: 当S处于A时, 理想二极管V导通, $u_o=(3+1.5\sin\omega t)\text{V}$ 。

当S处于B时，V截止， $u_o=0$ 。

当S处于C时，在 u_i 正半周，V导通。

$u_o=1.5\sin \omega t(\text{V})$ ；在 u_i 负半周，V截止， $u_o=0$ 。

故得上述 3 种情况下 u_o 波形如图解P1.8 所示。

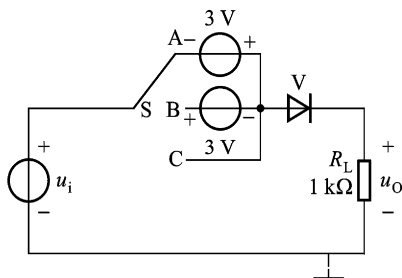
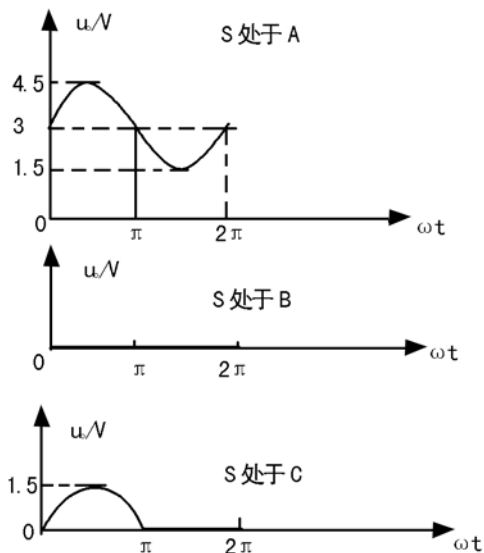
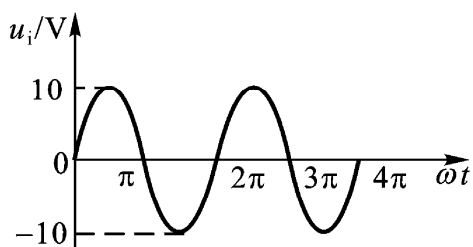
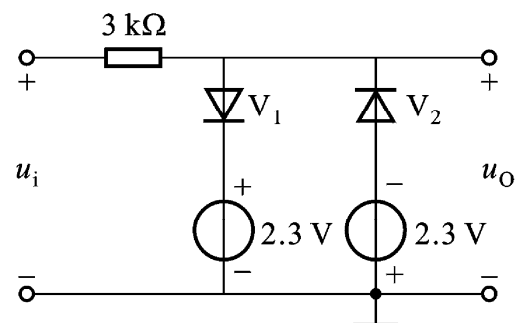


图 P1.8

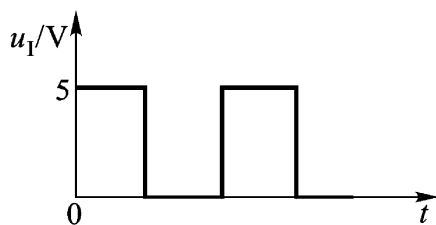
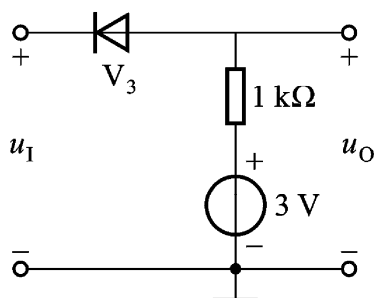


图解 P1.8

1. 9 图P1.9 所示电路中， V_1 、 V_2 为硅二极管， V_3 为锗二极管，试画出各电路的电压传输特性，并画出各电路在相应输入电压作用下的输出电压波形。



(a)



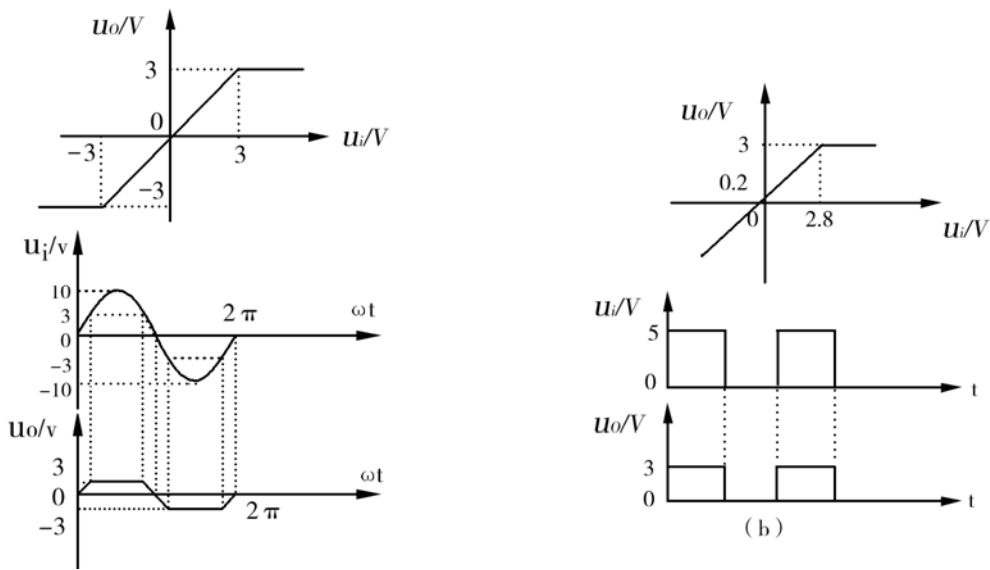
(b)

图 P1.9

解：(a) 由图 (a) 可知，当 $-3\text{V} < u_i < 3\text{V}$ 时， V_1 、 V_2 均截止， $u_o = u_i$ ；当 $u_i > 3\text{V}$ 时， V_1 导通， V_2 截止， $u_o = 3\text{V}$ ，当 $u_i < -3\text{V}$ 时， V_1 截止， V_2 导通， $u_o = -3\text{V}$ 。故可画出图 (a) 电路的电压传输特性和 u_o 波形分别如图解P1.9(a)所示。

(b) 由图(b)可知，当 $U_i > 2.8\text{V}$ 时， V_3 截止， $u_o = 3\text{V}$ ；当 $U_i < 2.8\text{V}$ 时， V_3 导通， $u_o = (U_i + 0.2)\text{V}$ 。

因此当 $U_I=5V$ 时， $u_o=3V$ ；当 $U_I=0V$ 时， $u_o=0.2V$ 。故得电压传输特性和 u_o 波形如图解P1.9 (b) 所示。



图解 P1. 9

1.10 二极管电路及二极管伏安特性曲线如图P1.10 所示，R分别 2kΩ、500Ω，用图解法求 I_D 、 U_D 。

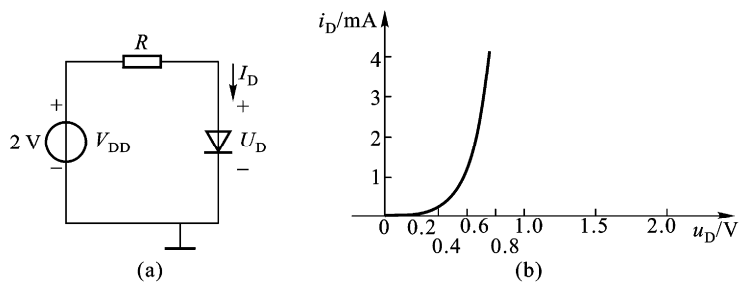


图 P1. 10

解：（1） $R=2k\Omega$ 时

二极管的直流负载方程为

$$u_D=2-2\times 10^3i_D$$

故可得直流负载线的纵、横截点分别为

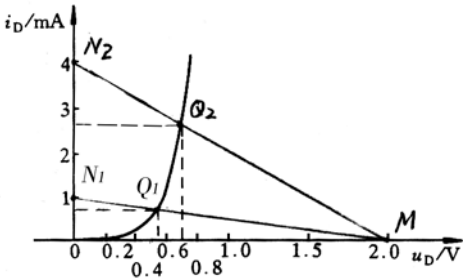
N_1 （0V，1mA）、 M （2V,0mA）。连接 N_1 、 M

可得该直流负载线，它与二极管伏安特性曲线的交点为 Q_1

（0.55V,0.7mA），故 $I_D=0.7mA$ ， $U_D=0.55V$

（2） $R=500\Omega$ 时

同理可求得直流工作点为 Q_2 （0.7V,2.7mA），故 $I_D=2.7mA$, $U_D=0.7V$ 。



图解 1. 10

1. 11 图P1.11 所示电路中, 设二极管导通电压 $U_{D(on)}=0.7V$, $u_i=5\sin \omega t(mV)$, C对交流信号的容抗近似为零, 试求二极管两端的电压 u_D 和流过二极管的电流 i_D 。

解: (1) 求静态量 U_{DQ} 、 I_{DQ}

画出图P1.11 电路的直流通路如图解P1.11 (a) 所示, 由该图可知静态时二极管正偏导通, $U_{DQ}=0.7V$, 故

$$I_{DQ} = \frac{5 - 0.7}{2.5} mA = 1.72mA$$

(2) 求动态量 u_d 、 i_d

画出图 P1.11 电路的小信号等效电路如图解 P1.11 (b) 所示。由该图得

$$u_d = u_i = 5\sin \omega t(mV)$$

$$\text{由于 } r_d = \frac{26mA}{I_{DQ}(mA)} = \frac{26}{1.72} \Omega \approx 15.1\Omega$$

$$\text{故 } i_d = \frac{u_d}{r_d} = \frac{5}{15.1} \sin \omega t(mA) \approx 0.33 \sin \omega t(mA)$$

(3) 求总量 u_D 、 i_D

$$U_D = U_{DQ} + u_d = (0.7 + 0.005 \sin \omega t)V$$

$$i_D = I_{DQ} + i_d = (1.72 + 0.33 \sin \omega t)mA$$

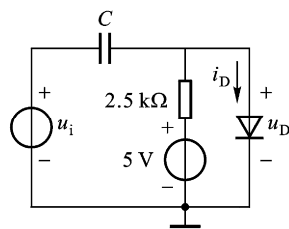
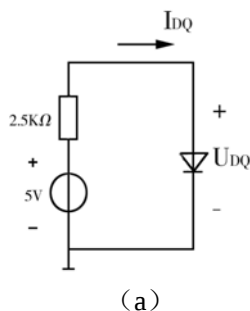
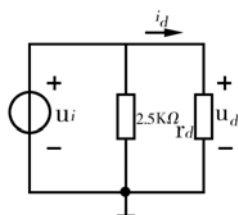


图 P1.11



(a)



(b)

图解 P1.11

1. 12 图P1.12 所示电路中, 稳压管 V_1 、 V_2 的稳定电压分别为 $U_{Z1}=8.5V$ 、 $U_{Z2}=6V$, 试求A、B两端的电压 U_{AB} 。

解: 由图P1.12 可知, V_1 、 V_2 均处于稳压状态, 故 $U_{AB} = U_{Z1} - U_{Z2} = 8.5V - 6V = 2.5V$

1. 13 稳压电路如图P1.13 所示, $U_I=10V$, 稳压管参数为 $U_Z=6V$, $I_Z=10mA$, $I_{ZM}=30mA$, 试求: (1) 稳压管的工作电流 I_{DZ} 和耗散功率; (2) 限流电阻 R 所消耗的功率。

解: (1) 设稳压管已稳压工作, 则由图 P1.13 可得

$$I_{DZ} = I_R - I_{R_L} = \left(\frac{10 - 6}{100} - \frac{6}{300} \right) A$$

$$= 0.02A = 20mA$$

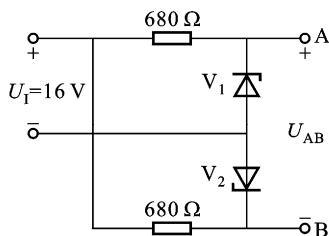
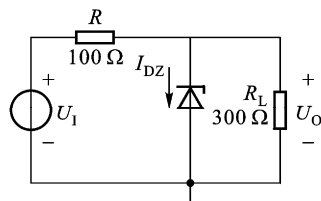


图 P1.12



由于 $I_Z < I_{DZ} < I_{ZM}$ ，故电路中的稳压管确实处于稳压状态，且能安全工作。

稳压管管耗为

$$P_Z = I_{DZ} U_Z = 20 \times 6 \text{ (mW)} = 120 \text{ mW}$$

图 P1.13

$$(2) P_R = \frac{U_R^2}{R} = \frac{(10-6)^2}{100} \text{ W} = 0.16 \text{ W} = 160 \text{ mW}$$

1.14 试求图P1.13 所示电路安全稳压工作所允许的输入电压 U_I 变化范围。

解：为了保证图P1.13 所示电路既能稳压又能安全工作，当 U_I 变大时，相应的 I_{DZ} 应不超过 $I_{ZM}=30\text{mA}$ ， U_I 变小时，相应的 I_{DZ} 应不低于 $I_Z=10\text{mA}$ ，故可得

$$\frac{U_{Imax} - 6}{100} - \frac{6}{300} = 30 \times 10^{-3}$$

$$\frac{U_{Imin} - 6}{100} - \frac{6}{300} = 10 \times 10^{-3}$$

由此可求得 $U_{Imax}=11\text{V}$ ， $U_{Imin}=9\text{V}$ ，即允许的 U_I 变化范围为 $10\text{V} \pm 1\text{V}$ 。

1. 15 稳压管稳压电路如图P1.15 所示，稳压管的参数为 $U_Z=6\text{V}$ ， $I_Z=5\text{mA}$ ， $P_{ZM}=250\text{mW}$ ，输入电压 $U_I=20\text{V}$ ，试分析：（1）求 U_O 、 I_{DZ} ；（2）当 R_L 开路、 U_I 增加 10% 时，稳压管是否能安全工作？（3）当 U_I 减小 10%， $R_L=1\text{k}\Omega$ 时，稳压管是否工作在稳压状态？

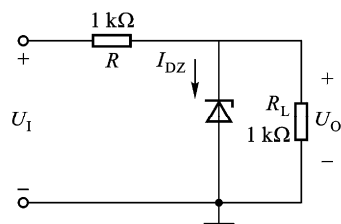


图 P1.15

解：（1）设稳压管已稳压工作，则由图可得

$$I_{DZ} = \left(\frac{20-6}{1} - \frac{6}{1} \right) \text{ mA} = 8 \text{ mA}$$

由于 $I_Z=5\text{mA}$ ，而

$$I_{ZM} = \frac{P_{ZM}}{U_Z} = \frac{250 \text{ mW}}{6 \text{ V}} = 42 \text{ mA}$$

故 $I_Z < I_{DZ} < I_{ZM}$ ，稳压管能安全稳压工作， $U_O=U_Z=6\text{V}$ ， $I_{DZ}=8\text{mA}$ 。

（2）当 R_L 开路、 $U_I=20 \times (1+10\%)=22\text{V}$ 时

$$I_{DZ} = \frac{22-6}{1} \text{ mA} = 16 \text{ mA} < I_{ZM}，故稳压管仍能安全工作。$$

（3）当 $R_L=1\text{k}\Omega$ ， $U_I=20 \times (1-10\%)=18\text{V}$ 时

$$I_{DZ} = \left(\frac{18-6}{1} - \frac{6}{1} \right) \text{ mA} = 6 \text{ mA} > I_Z，故稳压管仍能工作在稳压状态。$$

1. 16 图P1.16 所示电路中， $u_i=10\sin \omega t(\text{V})$ ，稳压管参数为 $U_{Z1}=U_{Z2}=5\text{V}$ ， $U_{D(on)}=0.7\text{V}$

试画 u_O 波形。

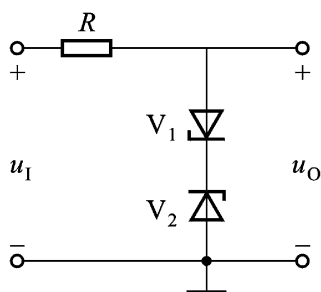
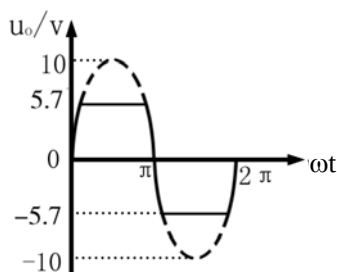


图 P1. 16

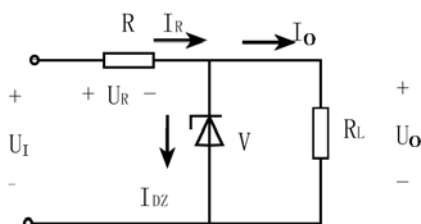


图解 P1.16

解：由图可知，当 $u_I > 5.7V$ 时， V_1 正偏导通， V_2 稳压工作， $u_O = 0.7V + 5V = 5.7V$ ；

当 $U_I < -5.7V$ 时， V_1 稳压工作， V_2 正偏导通， $u_O = -5V - 0.7V = -5.7V$ ；当 $-5.7V < u_I < 5.7V$ 时， V_1 、 V_2 均截止， $u_O = U_I$ ，故得 u_O 波形如图解P1.16 所示。

1.17 设计一稳压管稳压电路，要求输出电压为5V，负载电流允许范围为0~10mA，已知输入直流电压为9V，其变化范围不超过 $\pm 10\%$ ，试画出电路，确定稳压管型号、限流电阻的阻值及功率。



图解 P1. 17

解：可采用图解 P1.17 所示电路

由于 $U_O = 5V$ ， $U_O = U_Z$ ，故选择 $U_Z = 5V$

由于 I_O 变化范围为0~10mA，为了能够实现稳压，稳压管的稳压电流变化范围应大于 I_O 的变化范围，故要求 $I_{ZM} - I_Z \geq I_{Omax}$

查手册知稳压管 2CW53 的主要参数为 $U_Z = 4 \sim 5.8V$ ， $I_Z = 10mA$ ， $I_{ZM} = 41mA$ ，能满足要求，故可选用 $U_Z = 5V$ 的 2CW53。

为使电路能安全地稳压工作，限流电阻 R 值应满足：

$$R_{\min} = \frac{U_{I\max} - U_Z}{I_{ZM} + I_{O\min}} = \frac{9.9 - 5}{41 \times 10^{-3}} \Omega \approx 120 \Omega$$

$$R_{\max} = \frac{U_{I\min} - U_Z}{I_Z + I_{O\max}} = \frac{8.1 - 5}{(10 + 10) \times 10^{-3}} \Omega \approx 155 \Omega$$

可选择 $R = 130 \Omega$ ，该电阻工作时的最大耗散功率为：

$$P_{R\max} = \frac{(U_{I\max} - U_Z)^2}{R} = \frac{(9.9 - 5)^2}{130} = 0.185W$$

为安全可靠起见，可选用 130Ω 、 $\frac{1}{2}W$ 的电阻。

第 2 章 半导体三极管及其电路分析

2.1 图 P2.1 所示电路中的三极管为硅管，试判断其工作状态。

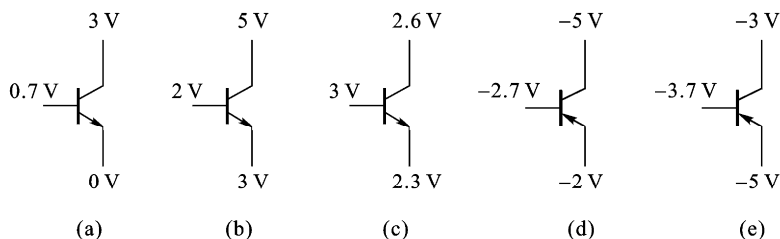


图 P2.1

解：(a) $U_{BE}=0.7-0V=0.7V$, $U_{BC}=0.7V-3V<0$, 故该NPN管发射结正偏，集电结反偏，工作在放大状态。

(b) $U_{BE}=2V-3V<0$, $U_{BC}=2V-5V<0$, 故该NPN管发射结与集电结均反偏，工作在截止状态。

(c) $U_{BE}=3V-2.3V=0.7V$, $U_{BC}=3V-2.6V=0.4V$, 故该NPN管发射结与集电结均正偏，工作在饱和状态。

(d) $U_{BE}=-2.7V-(-2V)=-0.7V$, $U_{BC}=-2.7-(-5V)>0$, 故该PNP管发射结正偏，集电结反偏，工作在放大状态。

(e) $U_{BE}=-3.7V-(-5V)>0$, $U_{BC}=-3.7V-(-3V)=-0.7V$, 故该 PNP 管发射结反偏，集电结正偏，工作在倒置状态。

2.2 放大电路中某三极管三个管脚电位分别为 3.5V、2.8V、5V，试判别此管的三个电极，并说明它是 NPN 管还是 PNP 管，是硅管还是锗管？

解：三极管工作在放大区时， U_B 值必介于 U_C 和 U_E 之间，故 3.5V对应的管脚为基极， $U_B=3.5V$ ，放大电路中的发射结必定正偏导通，其压降对硅管为 0.7V，对锗管则为 0.2V。由于 $3.5V-2.8=0.7V$ ，故 2.8V对应管脚为发射极， $U_E=2.8V$ ，且由 $U_{BE}=0.7V$ 可知是NPN硅管。显然剩下的 5V所对应的管脚为集电极。

2.3 对图 P2.3 所示各三极管，试判别其三个电极，并说明它是 NPN 管还是 PNP 管，估算其 β 值。

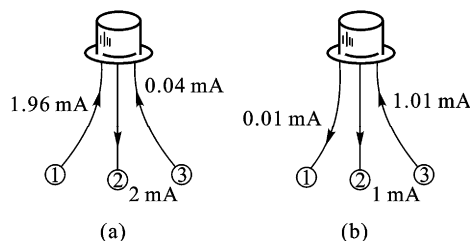


图 P2.3

解：(a) 因为 $i_B < i_C < i_E$ ，故①、②、③脚分别为集电极、发射极和基极。由电流流向可知是NPN管：

$$\beta \approx \frac{i_C}{i_B} = \frac{1.96mA}{0.04mA} = 49$$

(b) ①、②、③脚分别为基极、集电极和发射极。由电流流向知是 PNP 管

$$\beta \approx \frac{i_C}{i_B} = \frac{1mA}{0.01mA} = 100$$

2.4 图P2.4 所示电路中，三极管均为硅管， $\beta = 100$ ，试判断各三极管的工作状态，并求各管的 I_B 、 I_C 、 U_{CE} 。

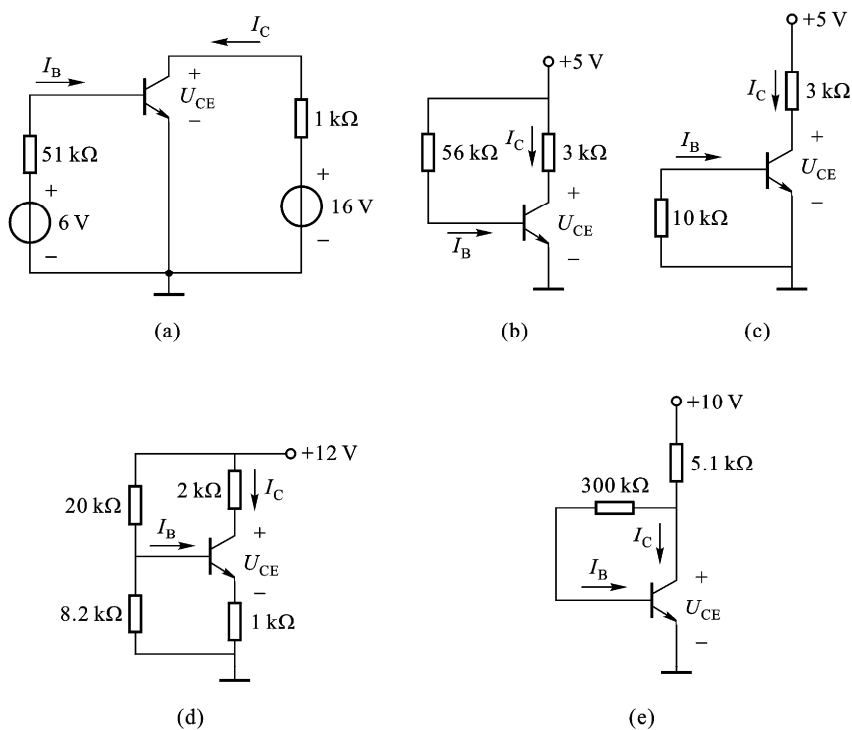


图 P2. 4

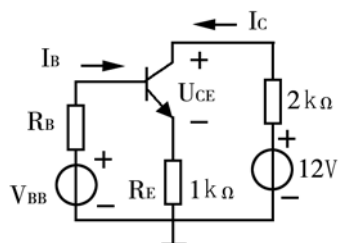
解：(a) $I_B = \frac{6V - 0.7V}{51k\Omega} \approx 0.1mA$

设三极管工作在放大状态，则

$$I_C = \beta I_B = 100 \times 0.1 = 10mA$$

$$U_{CE} = 16V - 10mA \times 1k\Omega = 6V$$

由于 $U_{CE} = 6V > U_{CE} = 0.3V$ ，三极管处于放大状态，故假设成立。因此三极管工作在放大状态， $I_B = 0.1mA$ ， $I_C = 10mA$ ，



图解 P2. 4

$U_{CE}=6V$ 。

$$(b) I_B = \frac{(5-0.7)V}{56k\Omega} = 0.077mA$$

设三极管工作在放大状态，则得

$$I_C = \beta I_B = 100 \times 0.077 = 7.7mA$$

则

$$U_{CE} = 5V - 7.7mA \times 3k\Omega = 5V - 23.1V < 0$$

说明假设不成立，三极管已工作在饱和区，故集电极电流为

$$I_C = I_{CS} = \frac{V_{CC} - U_{CES}}{R_C} = \frac{5V}{3k\Omega} = 1.57mA$$

因此三极管的 $I_B=0.077mA$ ， $I_C=1.57mA$ ， $U_{CE}=U_{CES}\approx 0.3V$

(c) 发射结零偏置，故三极管截止， $I_B=0$ ， $I_C=0$ ， $U_{CE}=5V$ 。

(d) 用戴维南定理将电路等效为图解 P2.4 所示

图中 $R_B = 20k\Omega // 8.2k\Omega = 5.8k\Omega$

$$V_{BB} = \frac{8.2}{20 + 8.2} \times 12V = 3.49V$$

设三极管工作于放大状态，则由图解 P2.4 可得

$$I_B = \frac{V_{BB} - U_{BE}(on)}{R_B + (1 + \beta)R_E} = \frac{3.49 - 0.7}{5.8 + 101 \times 1} mA = 0.026mA$$

$$I_C = \beta I_B = 100 \times 0.026mA = 2.6mA$$

$$U_{CE} = 12V - 2 \times 2.6V - 1 \times 2.6V = 4.2V$$

由于 $U_{CE} > 0.3V$ ，可见上述假设及其结论都是正确的

(e) 设三极管放大工作，则由图可得

$$10V = [(I_B + 100I_B) \times 5.1 \times 10^3 + I_B \times 300 \times 10^3 + 0.7]V$$

$$\text{故 } I_B = \frac{10 - 0.7}{101 \times 5.1 + 300} mA \approx 0.0114mA = 11.4 \mu A$$

$$I_C = \beta I_B = 1.14mA$$

$$U_{CE} \approx [10 - 1.14 \times 5.1]V = 4.19V$$

由于 $U_{CE} > 0.3$ ，故上述假设及其结论都是正确的。

2.5 图P2.5 所示电路中三极管均为硅管， β 很大，试求各电路 I_C 、 U_{CE} 、 U_O 。

解：(a) 由图可见，发射结正偏导通，故 $U_{BE} \approx 0.7V$ ，可得

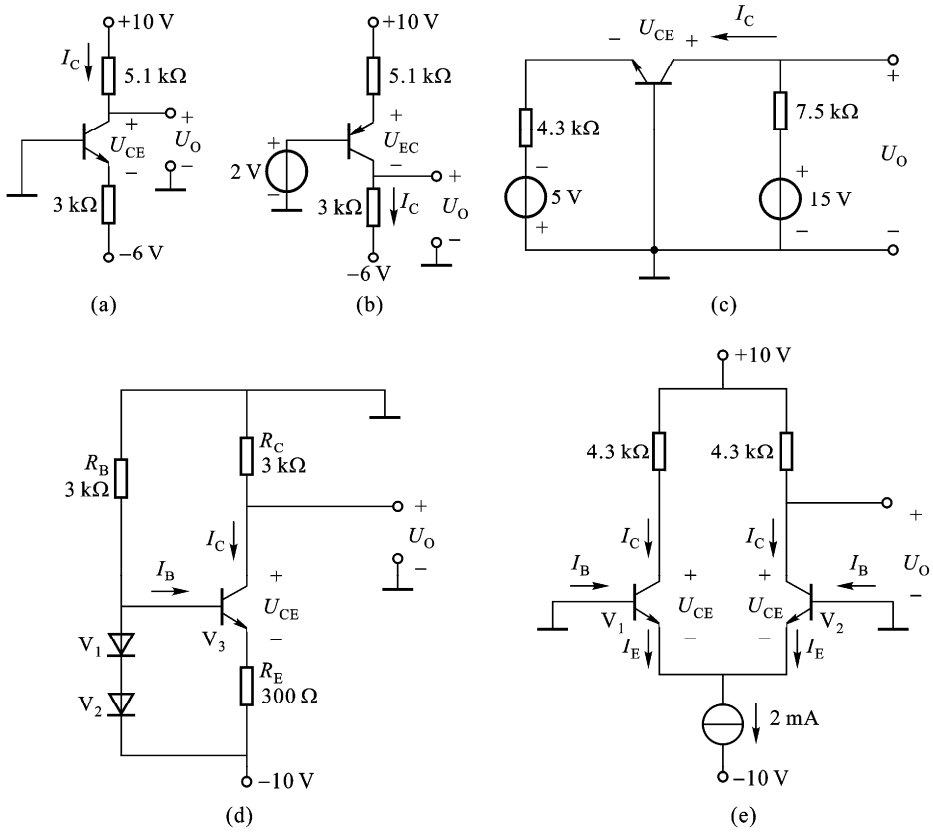


图 P2.5

$$I_C \approx \frac{6 - 0.7}{3} \text{ mA} \approx 1.77 \text{ mA}$$

$$U_O = U_C = 10 \text{ V} - 1.77 \times 5.1 \text{ V} = 0.97 \text{ V}$$

$$U_{CE} = U_C - U_E = 0.97 \text{ V} - (-0.7 \text{ V}) = 1.67 \text{ V}$$

(b) 由图可得

$$U_E = 2 \text{ V} + 0.7 \text{ V} = 2.7 \text{ V}$$

$$I_C \approx I_E = \frac{10 - 2.7}{5.1} \text{ mA} = 1.43 \text{ mA}$$

$$U_O = U_C = (3 \times 1.43 - 6) \text{ V} = -1.71 \text{ V}$$

$$U_{CE} = U_C - U_E = -1.71 \text{ V} - 2.7 \text{ V} = -4.41 \text{ V}$$

(c) 由图可得

$$U_E = -0.7 \text{ V}$$

$$I_C \approx I_E = \frac{5 - 0.7}{4.3} \text{ mA} = 1 \text{ mA}$$

$$U_O = U_C = (15 - 1 \times 7.5) \text{ V} = 7.5 \text{ V}$$

$$U_{CE} = U_C - U_E = 7.5 \text{ V} - (-0.7 \text{ V}) = 8.2 \text{ V}$$

(d) 由图可见, V_1 、 V_2 电压降之和等于 U_{BE} 和 R_E 上的压降之和, 故

$$U_E = (-10 + 0.7) \text{ V} = -9.3 \text{ V}$$

$$I_C \approx I_E = \frac{0.7}{300} \text{ A} = 2.33 \text{ mA}$$

$$U_O = U_C = (0 - 2.33 \times 3) \text{ V} = -7 \text{ V}$$

$$U_{CE} = U_C - U_E = -7 \text{ V} - (-9.3 \text{ V}) = 2.3 \text{ V}$$

(e) 由于该电路由左右完全对称的两半边电路构成, 故两半边电路中的对应电流、电压是相同的。由图可得

$$I_C \approx I_E = \frac{2 \text{ mA}}{2} = 1 \text{ mA}$$

$$U_O = U_{C2} = (10 - 4.3 \times 1) \text{ V} = 5.7 \text{ V}$$

$$U_{CE} = U_C - U_E = 5.7 \text{ V} - (-0.7 \text{ V}) = 6.4 \text{ V}$$

2.6 图P2.6(a)所示电路中, 三极管的输出伏安特性曲线如图P2.6(b)所示, 设 $U_{BEQ}=0$, 当 R_B 分别为 $300 \text{ k}\Omega$ 、 $150 \text{ k}\Omega$ 时, 试用图解法求 I_C 、 U_{CE} 。

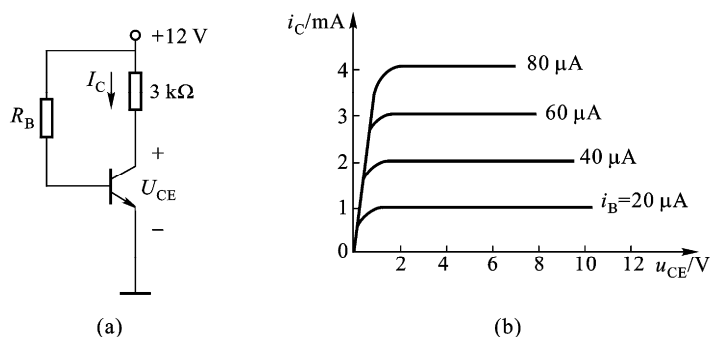
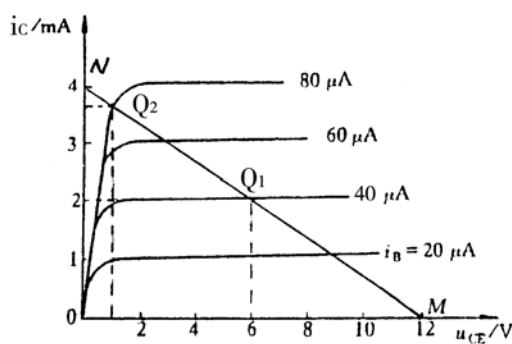


图 P2.6

解: (1) 在输出回路中作直流负载线

令 $i_C=0$, 则 $u_{CE}=12 \text{ V}$, 得点M (12 V , 0 mA); 令 $u_{CE}=0$, 则 $i_C=12 \text{ V}/3 \text{ k}\Omega = 4 \text{ mA}$, 得点N (0 V , 4 mA), 连接点M、N得直流负载线, 如图解P2.6 所示。



图解 P2.6

(2) 估算 I_{BQ} ，得出直流工作点

$$\text{当 } R_B=300\text{k}\Omega, \text{ 可得 } I_{BQ1} = \frac{V_{CC}}{R_B} = \frac{12\text{V}}{300\text{k}\Omega} = 40\mu\text{A}$$

$$\text{当 } R_B=150\text{k}\Omega, \text{ 可得 } I_{BQ2} = \frac{V_{CC}}{R_B} = \frac{12\text{V}}{150\text{k}\Omega} = 80\mu\text{A}$$

由图解 P 2.6 可见, $I_B=I_{BQ1}=40\mu\text{A}$ 和 $I_B=I_{BQ2}=80\mu\text{A}$ 所对应的输出特性曲线, 与直流负载线 MN 分别相交于 Q_1 点和 Q_2 点。

(3) 求 I_C 、 U_{CE}

由图解 P2.6 中 Q_1 点分别向横轴和纵轴作垂线, 即可得: $U_{CEQ1}=6\text{V}$, $I_{CQ1}=2\text{mA}$

同理, 由 Q_2 点可得 $U_{CEQ2}=0.9\text{V}$, $I_{CQ2}=3.7\text{mA}$ 。

2.7 图 P2.7 所示三极管放大电路中, 电容对交流信号的容抗近似为零, $u_s=10\sin\omega t(\text{mV})$, 三极管参数为 $\beta=80$, $U_{BE(ON)}=0.7\text{V}$, $r_{bb'}=200\Omega$, 试分析: (1) 计算静态工作点参数 I_{BQ} 、 I_{CQ} 、 U_{CEQ} ; (2) 画出交流通路和小信号等效电路; (3) 求 u_{BE} 、 i_B 、 i_C 、 u_{CE} 。

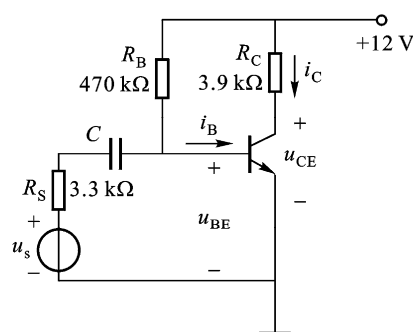


图 P2.7

解: (1) 计算电路的静态工作点

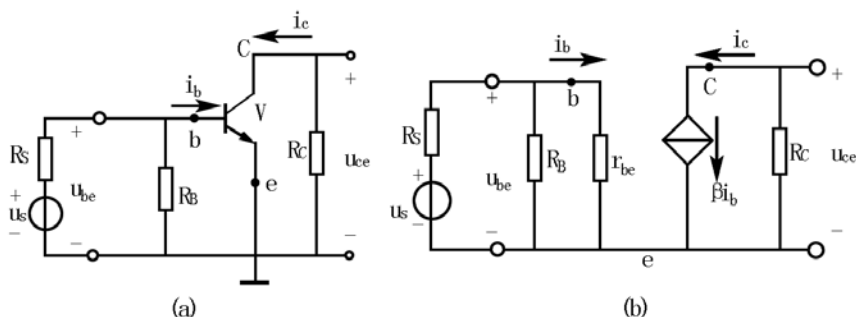
$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - U_{BE(on)}}{R_B} = \frac{12\text{V} - 0.7\text{V}}{470\text{k}\Omega} = 0.024\text{mA} = 24\mu\text{A}$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 80 \times 0.024\text{mA} = 1.92\text{mA}$$

$$U_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}R_C = 12\text{V} - 1.92\text{mA} \times 3.9\text{k}\Omega = 4.51\text{V}$$

(2) 画出放大电路的交流通路和小信号等效电路如图解 P2.7 (a)、(b) 所示

(3) 动态分析, 求交流量 u_{be} 、 i_b 、 i_c 、 u_c 由于 $I_{EQ} \approx 1.92\text{mA}$, 故可求得



图解 P2.7

$$r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26mV}{I_{EQ}(mA)} \approx 200\Omega + (1 + 80) \frac{26}{1.92} \Omega \approx 1.3k\Omega$$

由解图 P2.7 (b) 可得

$$u_{be} = \frac{R_B // r_{be}}{R_B // r_{be} + R_S} u_s = \frac{470k\Omega // 1.3k\Omega}{470k\Omega // 1.3k\Omega + 3.3k\Omega} \times 10 \sin \omega t (mV)$$

$$\approx 2.83 \sin \omega t (mV)$$

$$i_b = \frac{u_{be}}{r_{be}} = \frac{2.83 \sin \omega t}{1.3} \mu A \approx 2.18 \sin \omega t (\mu A)$$

$$i_c = \beta i_b = 80 \times 2.18 \sin \omega t (\mu A) \approx 0.17 \sin \omega t (mA)$$

$$u_{ce} = -i_c R_C = -3.9 \times 0.17 \sin \omega t (V) \approx -0.66 \sin \omega t (V)$$

(4) 求合成电压和电流

$$u_{BE} = U_{BEQ} + u_{be} = (0.7 + 0.00283 \sin \omega t) V$$

$$i_B = I_{BQ} + i_b = (24 + 2.18 \sin \omega t) \mu A$$

$$i_C = I_{CQ} + i_c = (1.92 + 0.17 \sin \omega t) mA$$

$$u_{CE} = U_{CEQ} + u_{ce} = (4.51 - 0.66 \sin \omega t) V$$

2.8 图P2.8 所示三极管放大电路中, 电容对交流信号的容抗近似为零, $u_i = 10 \sin \omega t (mV)$, 三极管参数为 $\alpha = 0.98$, $U_{BE(on)} = -0.3V$, $r_{bb'} = 200 \Omega$, 试分析:

(1) 计算静态工作点参数 I_{BQ} 、 I_{CQ} 、 U_{CEQ} ; (2) 画出交流通路和小信号等效电路; (3) 求 u_{BE} 、 i_B 、 i_C 、 u_{CE} 。

解: (1) 计算静态工作点

$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - U_{EBQ}}{R_B} = \frac{10V - 0.3V}{470k\Omega} \approx 0.021mA = 21 \mu A$$

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} = \frac{0.98}{1 - 0.98} = 49$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 49 \times 0.021mA = 1.03mA$$

$$U_{CEQ} = -V_{CC} + I_{CQ} R_C = (-10 + 1.03 \times 2)V = -7.94V$$

(2) 画出放大电路的交流通路和小信号等效电路如图解 P2.8(a)、(b)所示

(3) 计算交流量 u_{be} 、 i_b 、 i_c 、 u_{ce}

因为

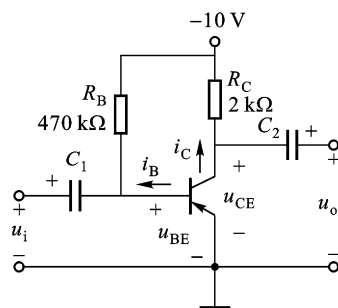


图 P2. 8

$$r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26mV}{I_{EQ}(mA)} = 200\Omega + (1 + 49) \times \frac{26}{1.03} \Omega \approx 1.46k\Omega$$

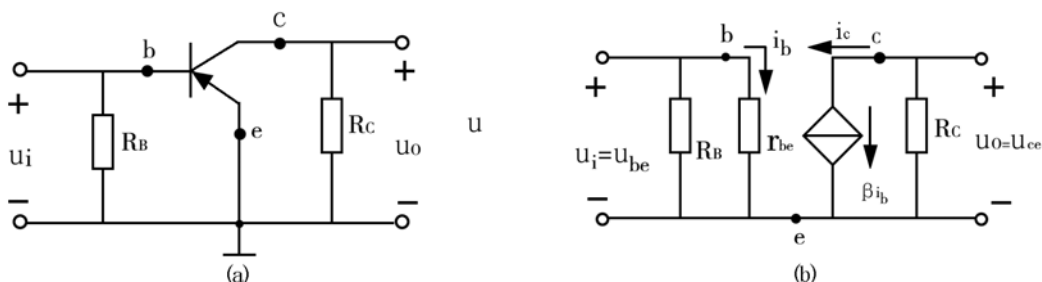
故由图解 P2.8 (b) 可得

$$u_{be} = u_i = 10 \sin \omega t (mV)$$

$$i_b = \frac{u_{be}}{r_{be}} = \frac{10 \sin \omega t}{1.46} \mu A \approx 6.85 \sin \omega t (\mu A)$$

$$i_c = \beta i_b = 49 \times 6.85 \sin \omega t (\mu A) \approx 0.34 \sin \omega t (mA)$$

$$u_{ce} = -i_c R_C = -2 \times 0.34 \sin \omega t (V) = -0.68 \sin \omega t (V)$$



图解 P2.8

(4) 求合成电压、电流

$$u_{BE} = U_{BEQ} + u_{be} = (-0.3 + 0.01 \sin \omega t) V$$

比较图 P2.8 和图解 P2.8 (b) 中电流 I_B 、 I_C 的方向可得

$$i_B = I_{BQ} - i_b = (21 - 6.85 \sin \omega t) \mu A$$

$$i_C = I_{CQ} - i_c = (1.03 - 0.34 \sin \omega t) mA$$

$$u_{CE} = U_{CEQ} + u_{ce} = (-7.94 - 0.68 \sin \omega t) V$$

2.9 用示波器观测图 P2.9 (a) 所示电路的 u_o 波形。(1) 若 u_o 波形如图 P2.9 (b) 所示, 试问这是何种失真? 如何调节 R_B 的移动触点才能消除之? (2) 若 u_o 波形如图 P2.9 (c) 所示, 则又为何种失真? 如何调节 R_B 的移动触点来消除之? (3) 若 u_o 波形如图 P2.9 (d) 所示, 试分析失真原因, 指出消除失真的措施。

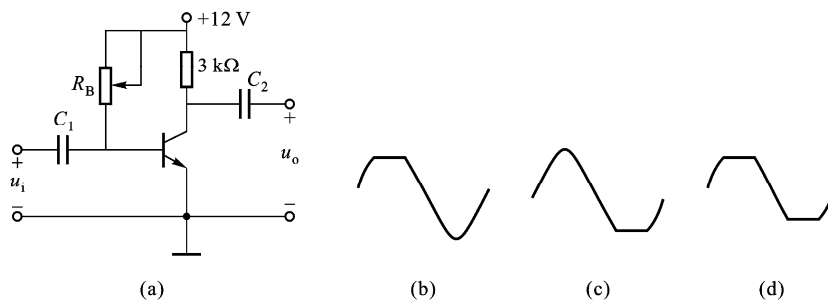


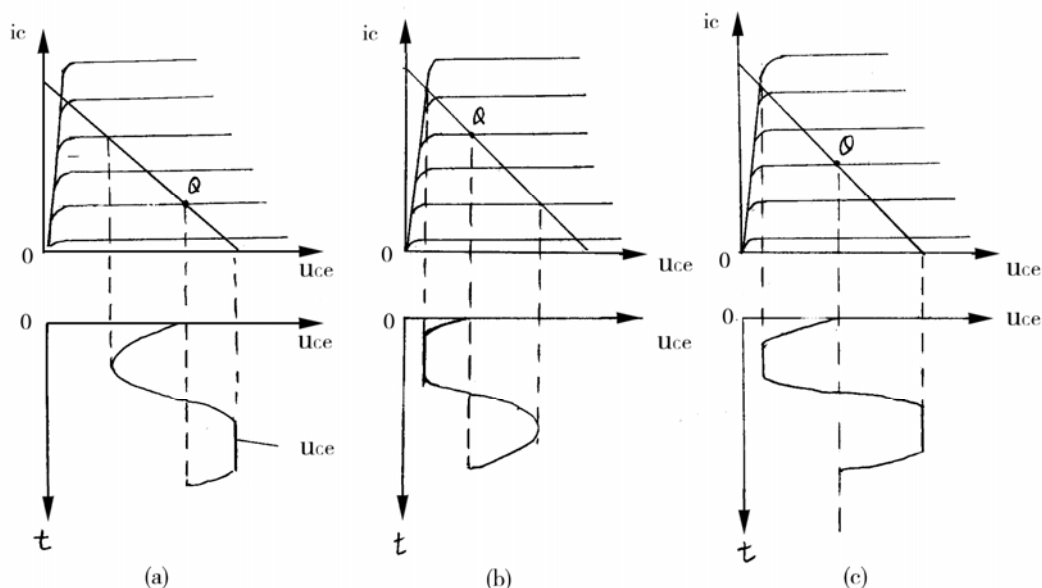
图 P2.9

解：图P2.9（a）所示电路为NPN管组成的共发射极放大电路， $u_o = u_{ce}$ 。

（1）图P2.9（b）所示 u_o 波形出现顶部削波失真，是由于Q点太低，NPN管工作进入截止区所引起的截止失真，如图解P2.9（a）所示，将 R_B 触点上移可减小 R_B ，增大 I_{CQ} ，从而消除截止失真。

（2）图P2.9（b）所示 u_o 波形出现底部削波失真，是由于Q点太高，NPN管工作进入饱和区所引起的饱和失真，如图解P2.9（b）所示。将 R_B 触点上移，可减小 I_{CQ} ，从而消除饱和失真。

（3）图P2.9（c）所示 u_o 波形既有顶部削波失真，又有底部削波失真，这是由于输入信号过大，使NPN管工作进入截止区和饱和区所引起的失真，如图解P2.9（c）所示。减小输入信号，使NPN管始终工作于放大区，就可消除这种失真。



图解 P2.9

2.10 图 P2.10 所示三极管“非门”电路中，三极管的 β 值最小应为多大，才能使“非门”正常工作？

解：当输入高电平时，三极管应饱和；输入低电平时，三极管应截止，这样才能使“非门”正常工作。

由图P2.10可见， $u_i = 0V$ 时，发射结反偏，三极管截止。当 $u_i = 5V$ 时，三极管导通，可求得

$$I_B = \left[\frac{5 - 0.7}{4.3} - \frac{0.7 - (-12)}{20} \right] mA$$

$$= 0.365 mA$$

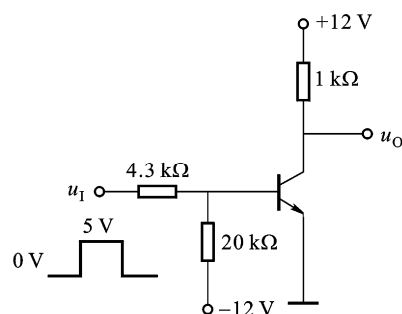


图 P2.10

为使三极管饱和，应满足

$$\beta I_B \geq I_{CS} \approx \frac{12V}{1k\Omega} = 12 \text{ mA}$$

故得

$$\beta \geq \frac{12}{0.365} \approx 33$$

即 β 的最小值约为 33。

2.11 场效应管的转移特性曲线如图P2.11 所示，试指出各场效应管的类型并画出电路符号；对于耗尽型管求出 $U_{GS(off)}$ 、 I_{DSS} ；对于增强型管求出 $U_{GS(th)}$ 。

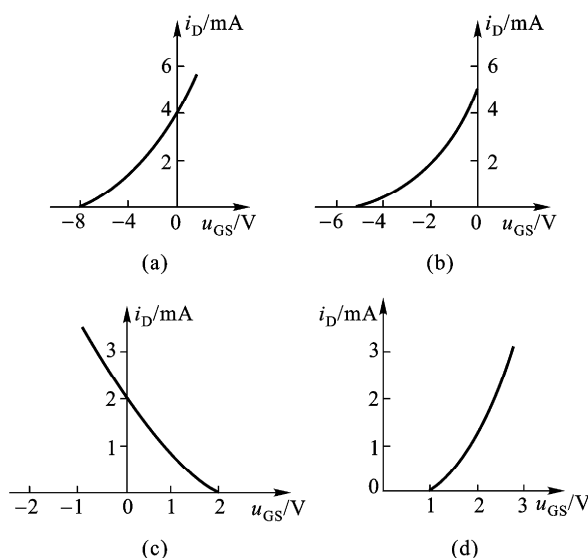
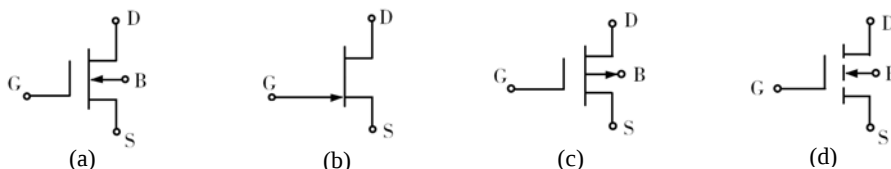


图 P2. 11

解：（a）由于 u_{GS} 可为正、负、零、故为耗尽型 MOS 管；由于 $u_{GS(off)} = -8 < 0$ ，故为 N 沟道耗尽型 MOS 管，其电路符号如图解 P2.11（a）所示。由图 P2.11(a) 可得 $I_{DSS} = 4\text{mA}$ 。



图解 P2. 11

（b）由于 $u_{GS} \leq 0$ ，故为 N 沟道结型场效应管，其电路符号如图解 P2.11（b）所示。由图 P2.11（b）可得 $U_{GS(off)} = -5\text{V}$ ， $I_{DSS} = 5\text{mA}$ 。

（c）由于 u_{GS} 可为正、负、零，且 $U_{GS(off)} = 2\text{V}$ ，故为耗尽型 PMOS 管，电路符号如图解 P2.11（c）所示。由图 P2.11（c）可得 $U_{GS(off)} = 2\text{V}$ ， $I_{DSS} = 2\text{mA}$ 。

(d) 由于 $u_{GS} > 0$ ，故为增强型NMOS管，电路符号如图解P2.11 (d) 所示，由图P2.11 (c) 可得 $U_{GS(th)} = 1V$ 。

2.12 场效应管的输出特性曲线如图P2.12 所示，试指出各场效应管的类型并画出电路符号；对于耗尽型管求出 $U_{GS(off)}$ 、 I_{DSS} ；对于增强型管求出 $U_{GS(th)}$ 。

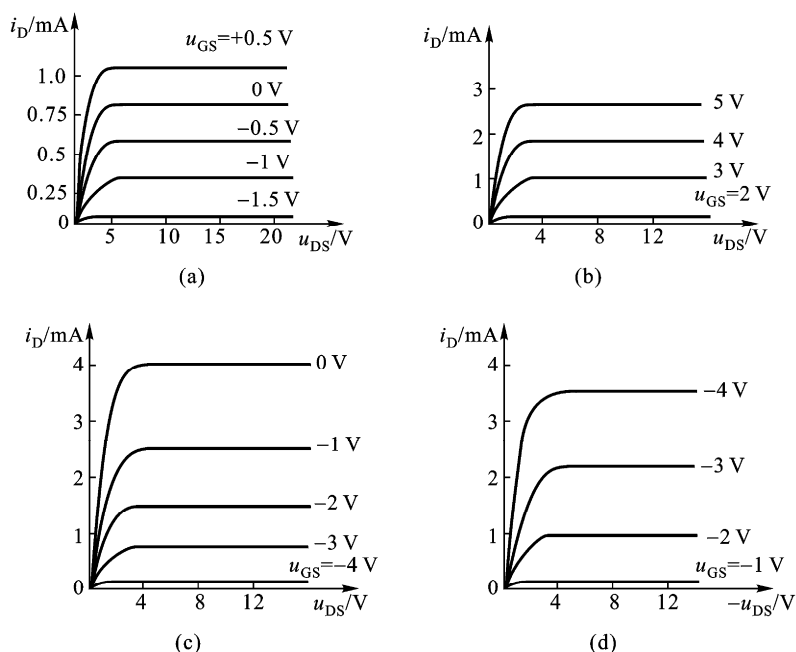


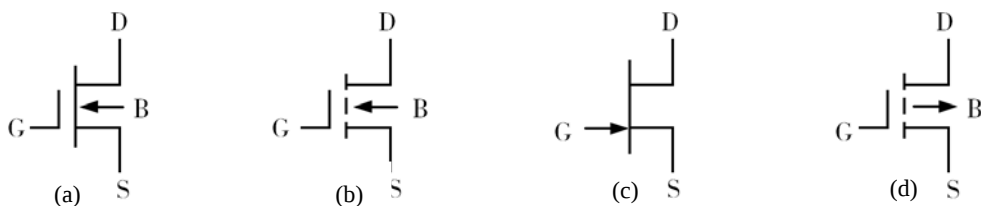
图 P2.12

解：(a) 由于 u_{GS} 可为正、负、零， $U_{GS(off)} = -1.5V$ ，故为耗尽型NMOS管，电路符号如图解P2.12 (a) 所示。由图P2.12(a)可得， $u_{GS} = 0V$ 时的漏极饱和电流值为 $I_{DSS} \approx 0.8mA$ 。

(b) 由于 $u_{GS} > 0$ ，故为增强型NMOS管，电路符号如图解P2.12 (b) 所示。由图P2.12 (b) 可得 $U_{GS(th)} = 2V$

(c) 由于 $u_{GS} \leq 0$ ，故为N沟道结型场效应管，电路符号如图解P2.12 (c) 所示。由图 2.12(c)可得 $U_{GS(off)} = -4V$ ， $I_{DSS} = 4mA$

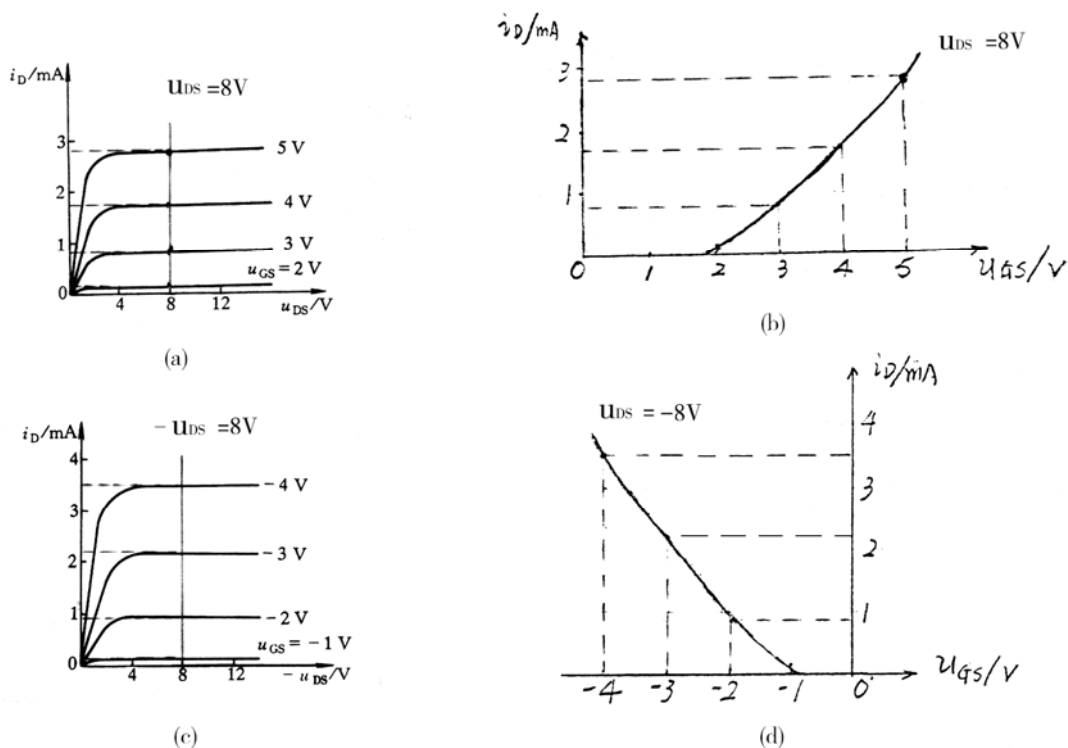
(d) 由于 $u_{GS} < 0$ ，故为增强型PMOS管，电路符号如解图P2.12 (d) 所示。由图 2.12(d) 可得 $U_{GS(th)} = -1V$ 。



图解 P2.12

2.13 试根据图P2.12(b)、(d)所示的场效应管输出特性, 分别作出 $u_{DS}=8V$ (或 $u_{DS}=-8V$)时的转移特性曲线。

解: (1) 在图P2.12(b)中, 作垂直线 $u_{DS}=8V$ 与输出曲线族相交, 如图解P2.12(a)所示。由交点可知, 当 u_{GS} 分别为 5V、4V、3V 和 2V 时, i_D 分别为 2.8mA、1.7mA、0.8mA 和 0.1mA。由此可作出转移特性曲线, 如图解P2.12(b)所示。



图解 P2. 13

(2) 同理, 对图P2.12(d)作垂直线 $-u_{DS}=8V$, 可得交点如图解P2.12(c)所示, 可见, 当 u_{GS} 分别为-4V、-3V、-2V和-1V时, i_D 为 3.5mA、2.2mA、0.9mA、0.1mA, 故可作出转移特性曲线如图解P2.12(d)所示。

2.14 图P2.14 所示场效应管电路中, $u_i=50\sin \omega t$ (mV), 场效应管参数为 $I_{DSS}=7mA$, $U_{GS(off)}=-8V$, 试分析: (1) 静态工作点参数 U_{GSQ} 、 I_{DQ} 、 U_{DSQ} ; (2) 画出交流通路和小信号等效电路; (3) 求电压放大倍数 $A_u=u_o/u_i$ 。

解: (1) 计算静态工作点:

由于栅极无电流, 故由图P2.14 可得 $U_{GSQ}=-I_{DQ}R_S$

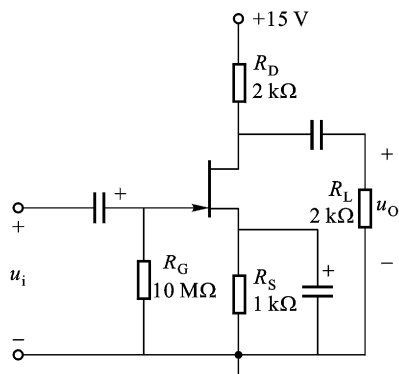


图 P2. 14

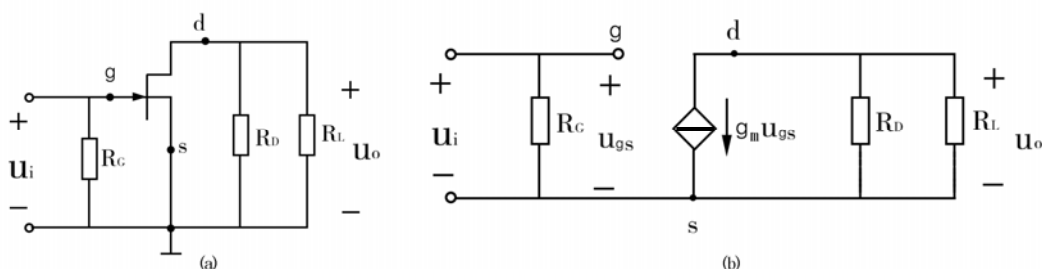
结型场效应管饱和和工作时有

$$I_{DQ} = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_{GS(off)}}\right)^2$$

将 $R_S=1k\Omega$ 、 $I_{DSS}=7mA$ 、 $U_{GS(off)}=-8V$ 分别代入上面两式，联列求解这个方程组，可得 $I_{DQ1}=22.2mA$ ， $I_{DQ2}=2.9mA$ ，对于结型场效应管， $I_D < I_{DSS}$ ，故 I_{DQ1} 值不合理，应舍弃，因此 $I_{DQ}=2.9mA$ ， $U_{GSQ}=-1 \times 2.9V = -2.9V$

$$U_{DSQ} = V_{DD} - (R_D + R_S)I_{DQ} = [15 - (2+1) \times 2.9]V = +6.3V$$

(2) 画出电路的交流通路和小信号等效电路分别如图解 P2.14 (a)、(b) 所示



图解 P2.14

(3) 求 $A_u = \frac{u_o}{u_i}$

由图解 P2.14 (b) 可见

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{-g_m u_{gs} \cdot (R_D // R_L)}{u_{gs}} = -g_m (R_D // R_L)$$

而对于结型场效应管

$$\begin{aligned} g_m &= \left. \frac{di_D}{du_{GS}} \right|_Q = \frac{d}{du_{GS}} \left[I_{DSS} \left(1 - \frac{u_{GS}}{U_{GS(off)}}\right)^2 \right] \\ &= \frac{-2}{U_{GS(off)}} \sqrt{I_{DSS} \cdot I_{DQ}} = \frac{-2}{-8} \times \sqrt{7 \times 2.9} mA/V \\ &\approx 1.13 mA/V \end{aligned}$$

故 $A_u = -1.13 mA/V \times (2k\Omega // 2k\Omega) = -1.13$

2.15 场效应管电路及场效应管转移特性曲线如图P2.15 所示，已知 $u_s = 0.1 \sin \omega t (V)$ ，试求 u_{GS} 、 i_D 、 u_{DS} 。

解：(1) 静态分析求 U_{GSQ} 、 I_{DQ} 、 U_{DSQ}

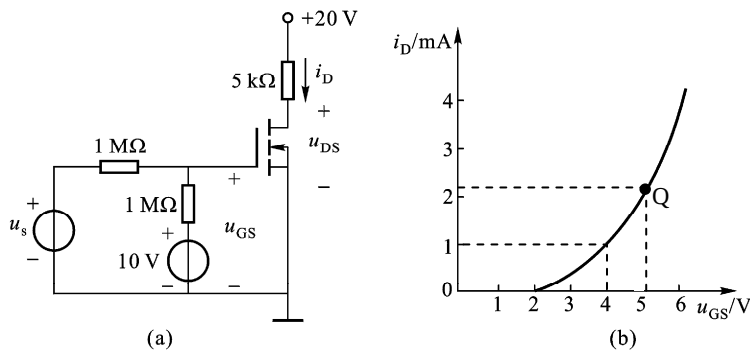


图 P2.15

令 $u_s=0$ ，则得 $U_{GSQ}=10V/2=5V$ 。由转移特性曲线可查得当 $U_{GSQ}=5V$ 时， $I_{DQ}=2.2mA$ 。故

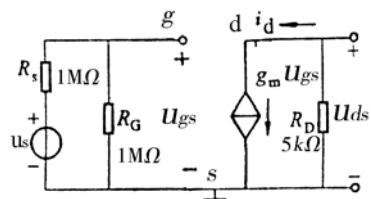
$$U_{DSQ} = (20 - 2.2 \times 5) V = 9V$$

(2) 动态分析求 u_{gs} 、 i_d 、 u_{ds}

可画出图 P2.15 (a) 电路的小信号等效电路如图

解 P2.15 所示。

由于



图解 P2.15

$$i_D = I_{DQ} \left(\frac{u_{GS}}{U_{GS(th)}} - 1 \right)^2$$

$$g_m = \frac{d}{du_{GS}} \left[I_{DQ} \left(\frac{u_{GS}}{U_{GS(th)}} - 1 \right)^2 \right] \Big|_Q = \frac{2I_{DQ}}{U_{GS(th)}} \left[\frac{U_{GSQ}}{U_{GS(th)}} - 1 \right]$$

由转移特性曲线可得 $U_{GS(th)}=2V$ ， $I_{DQ}=i_D \Big|_{u_{GS}=2U_{GS(th)}}=1mA$

故

$$g_m = \frac{2 \times 1mA}{2V} \left[\frac{5V}{2V} - 1 \right] = 1.5mA/V$$

由图解 P2.15 可得

$$u_{gs}=u_s/2=0.05\sin \omega t(V)$$

$$i_d=g_m u_{gs}=1.5 \times 0.05 \sin \omega t(mA)=0.075 \sin \omega t(mA)$$

$$u_{ds}=-i_d R_D=-5 \times 0.075 \sin \omega t(V)=-0.375 \sin \omega t(V)$$

(3) 求合成电压、电流

$$u_{GS}=U_{GSQ}+u_{gs}=(5+0.05 \sin \omega t)V$$

$$i_D=I_{DQ}+i_d=(2.2+0.075 \sin \omega t)mA$$

$$u_{ds}=U_{DSQ}+u_{ds}=(9-0.375 \sin \omega t)V$$

第3章 放大电路基础

3.1 放大电路如图P3.1所示，电流电压均为正弦波，已知 $R_S=600\Omega$ ， $U_S=30\text{mV}$ ， $U_i=20\text{mV}$ ， $R_L=1\text{k}\Omega$ ， $U_o=1.2\text{V}$ 。求该电路的电压、电流、功率放大倍数及其分贝数和输入电阻 R_i ；当 R_L 开路时，测得 $U_o=1.8\text{V}$ ，求输出电阻 R_o 。



图 P3.1

解：（1）求放大倍数

电压放大倍数为

$$|A_u| = \frac{U_o}{U_i} = \frac{1.2 \times 10^3}{20} = 60$$

$$A_u(\text{dB}) = 20 \lg |A_u| = 20 \lg 60 = 35.6 \text{ dB}$$

电流放大倍数为

$$|A_i| = \frac{I_o}{I_i} = \frac{-U_o / R_L}{(U_S - U_i) / R_S} = \frac{-1.2\text{V} / 1\text{k}\Omega}{(30 - 20)\text{mV} / 600\Omega} = -72$$

$$A_i(\text{dB}) = 20 \lg |A_i| = 20 \lg 72 = 37.1 \text{ dB}$$

功率放大倍数为

$$A_p = \frac{P_o}{P_i} = \frac{U_o I_o}{U_i I_i} = 60 \times 72 = 4320$$

$$A_p(\text{dB}) = 10 \lg A_p = 10 \lg 4320 = 36.4 \text{ dB}$$

（2）求输入和输出电阻

$$R_i = \frac{U_i}{I_i} = \frac{20\text{mV}}{(30 - 20)\text{mV} / 600\Omega} = 1200\Omega$$

$$R_o = \left(\frac{U_{oL}}{U_o} - 1 \right) R_L = \left(\frac{1.8}{1.2} - 1 \right) \times 1\text{k}\Omega = 0.5\text{k}\Omega$$

3.2 放大电路如图P3.2所示，已知三极管 $\beta=100$ ， $r_{bb'}=200\Omega$ ， $U_{BEQ}=0.7\text{V}$ ，试（1）计算静态工作点 I_{CQ} 、 U_{CEQ} 、 I_{BQ} ；（2）画出H参数小信号等效电路，求 A_u 、 R_i 、 R_o ；（3）求源电压增益 A_{us} 。

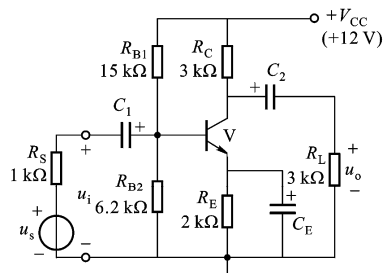


图 P3.2

解：（1）求静态工作点

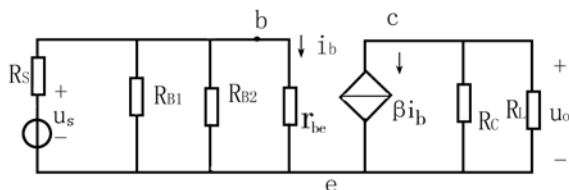
$$U_{BQ} = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} V_{CC} = \frac{6.2 \times 12V}{15 + 6.2} = 3.5V$$

$$I_{CQ} \approx \frac{U_{BQ} - U_{BEQ}}{R_E} = \frac{3.5 - 0.7}{2} mA = 1.4mA$$

$$I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta} = \frac{1.4}{100} mA = 0.014mA$$

$$U_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}(R_C + R_E) = 12V - 1.4(3 + 2)V = 5V$$

(2) 画H参数等效电路, 求 A_u 、 R_i 、 R_o



图解 P3. 2

图P3. 2 的H参数等效电路如图解P3. 2 所示, 由所求 I_{CQ} 可得

$$r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{U_T}{I_{EQ}} = (200 + 101 \frac{26}{1.4}) \Omega = 2075 \Omega \approx 2.1k\Omega$$

故

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{-\beta R'_L}{r_{be}} = \frac{-100 \times 3 // 3}{2.1} = -71.4$$

$$R_i = R_{B1} // R_{B2} // r_{be} = (15 // 6.2 // 2.1)k\Omega = 1.42k\Omega$$

$$R_o = R_C = 3k\Omega$$

(3) 求源电压增益 A_{us}

$$A_{us} = \frac{U_o}{U_s} = \frac{R_i}{(R_s + R_i)} A_u = \frac{1.42}{1 + 1.42} \times (-71.4) = -41.9$$

3. 3 在图P3. 3 所示放大电路中, 已知三极管

$\beta = 80$, $r_{bb'} = 200 \Omega$, $U_{BEQ} = 0.7V$, 试: (1) 求 I_{CQ} 、 U_{CEQ} ;

(2) 画出H参数小信号等效电路, 求 A_u 、 R_i 、 R_o 、

A_{us} ; (3) 当 $\beta = 60$ 时, 求 A_u 、 R_i 、 R_o 。

解: (1) 求 I_{CQ} 、 U_{CEQ}

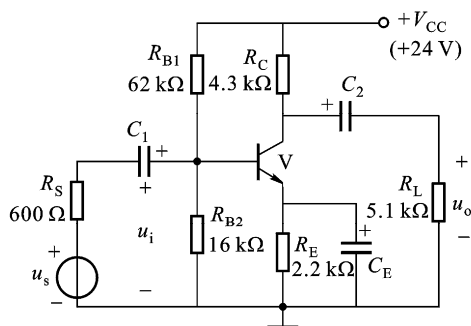


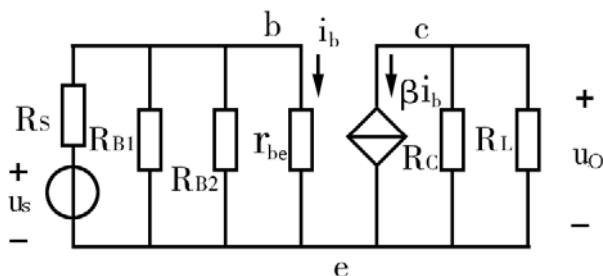
图 P3. 3

$$U_{BQ} = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} V_{CC} = \frac{16 \times 24V}{62 + 16} = 4.92V$$

$$I_{CQ} = \frac{U_{BQ} - U_{BEQ}}{R_E} = \frac{4.92 - 0.7}{2.2} mA = 1.92mA$$

$$U_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}(R_C + R_E) = 24V - 1.92 \times (4.3 + 2.2)V = 11.5V$$

(2) 画H参数等效电路, 求 A_u 、 R_i 、 R_o 、 A_{us}



图解 P3. 3

图P3. 3 的H参数等效电路如图解P3. 3 所示, 由已求 I_{CQ} 可得

$$r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{U_T}{I_{EQ}} = 200\Omega + 81 \frac{26}{1.92} \Omega = 1.3k\Omega$$

故

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{\beta R'_L}{r_{be}} = \frac{-80 \times (4.3 // 5.1)}{1.3} = -144$$

$$R_i = R_{B1} // R_{B2} // r_{be} = (62 // 16 // 1.3)k\Omega = 1.2k\Omega$$

$$R_o = R_C = 4.3k\Omega$$

$$A_{us} = \frac{u_o}{u_s} = \frac{R_i}{R_s + R_i} A_u = \frac{1.2 \times (-144)}{0.6 + 1.2} = -96$$

(3) 当 $\beta = 60$, 求 A_u 、 R_i 、 R_o

因 β 改变时对 I_{CQ} 影响很小, 可认为 $I_{CQ} = 1.92mA$ 不变, 这样

$$r_{be} = 200\Omega + 61 \frac{26}{1.92} \Omega \approx 1k\Omega$$

故

$$A_u = \frac{-60 \times (4.3 // 5.1)}{1} = -140$$

$$R_i = (62 // 16 // 1)k\Omega = 0.93k\Omega$$

$$R_o = R_C = 4.3k\Omega$$

3.4 放大电路如图P3.4 所示, 已知三极管的 $\beta = 100$, $r_{bb'} = 200\Omega$, $U_{BEQ} = 0.7V$, 试: (1)

求静态工作点 I_{CQ} 、 U_{CEQ} ；(2) 画出H参数小信号等效电路，求 A_u 、 R_i 、 R_o ；(3) 求源电压增益 A_{us} 。

A_{us} 。

解：(1) 求静态工作点

$$U_{BQ} = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} V_{CC} = \frac{10 \times 15V}{40 + 10} = 3V$$

$$I_{CQ} \approx \frac{U_{BQ} - U_{BEQ}}{R_{E1} + R_{E2}} = \frac{3 - 0.7}{0.1 + 1} mA = 2.1mA$$

$$U_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}(R_C + R_{E1} + R_{E2}) \\ = 15V - 2.1(3 + 0.1 + 1)V = 6.4V$$

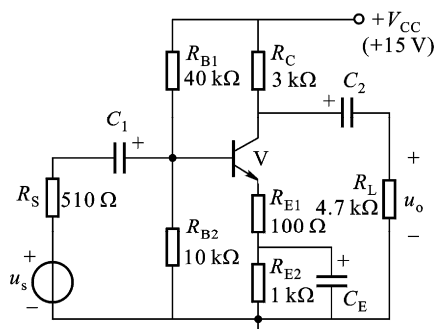


图 P3.4

(2) 画H参数等效电路，求 A_u 、 R_i 、 R_o 。

图 P3.4 的 H 参数等效电路如图解 P3.4 所示，

所以，由已求 I_{CQ} 可得

$$r_{be} = 200\Omega + 101 \frac{26}{2.1} \Omega = 1.45k\Omega$$

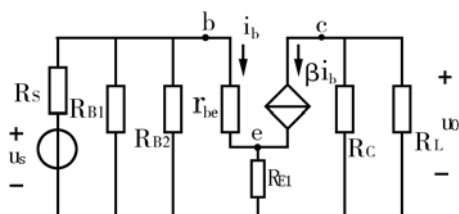
故
$$A_u = \frac{-\beta(R_C // R_L)}{r_{be} + (1 + \beta)R_{E1}} = \frac{-100(3 // 4.7)}{1.45 + 101 \times 0.1} = -16$$

$$R_i = R_{B1} // R_{B2} // [r_{be} + (1 + \beta)R_{E1}] = [40 // 10 // (1.45 + 101 \times 0.1)k\Omega] = 4.7k\Omega$$

$$R_o \approx R_C = 3k\Omega$$

(3) 求源电压增益

$$A_{us} = \frac{u_o}{u_s} = \frac{R_i}{R_s + R_i} A_u = \frac{4.7}{0.51 + 4.7} (-16) = -14.4$$



图解 P3.4

3.5 放大电路如图P3.5 所示，已知三极管的 $\beta = 80$ ，

$r_{bb'} = 200\Omega$ ，设各电容对交流的容抗近似为零。试：(1)

画出该电路的直流通路，求 I_{BQ} 、 I_{CQ} 、 U_{CEQ} ；(2) 画出交流通路及H参数小信号等效电路，求 A_u 、 R_i 、 R_o 。

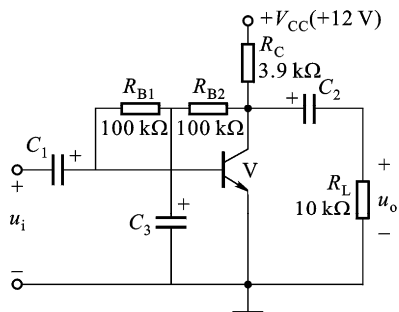
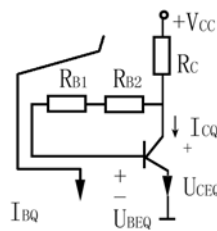
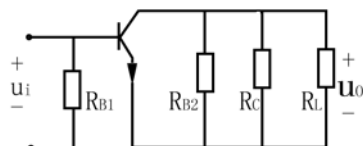


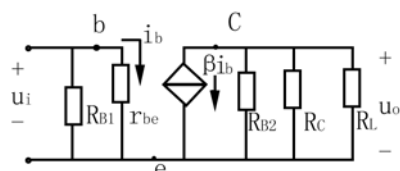
图 P3.5



(a)



(b)



(c)

图解 P3.5

解：（1）求静态工作点

放大电路的直流通路如图解 P3.5（a）所示，由图可得

$$V_{CC} = (I_{BQ} + I_{CQ})R_C + I_{BQ}(R_{B1} + R_{B2}) + U_{BEQ}$$

故

$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - U_{BEQ}}{R_{B1} + R_{B2} + (1 + \beta)R_C} = \frac{12 - 0.7}{100 + 100 + 81 \times 3.9} \text{mA} = 0.022 \text{mA}$$

则

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 80 \times 0.022 \text{mA} = 1.76 \text{mA}$$

$$U_{CEQ} = V_{CC} - (I_{BQ} + I_{CQ})R_C = 12 \text{V} - 81 \times 0.022 \times 3.9 \text{V} = 5.1 \text{V}$$

（2）求主要性能指标

作出图 P3.5 电路的交流通路和 H 参数等效电路如图解 P3.5（b）、（c）所示。图（c）

中

$$r_{be} = 200 \Omega + 81 \times \frac{26}{1.76} \Omega = 1.4 \text{k}\Omega$$

由图（c）可得

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{-\beta(R_{B2} // R_C // R_L)}{r_{be}} = \frac{-80 \times (100 // 3.9 // 10) \text{k}\Omega}{1.4 \text{k}\Omega} = -157$$

$$R_i = R_{B1} // r_{be} = (100 // 1.4) \text{k}\Omega \approx 1.4 \text{k}\Omega$$

$$R_o = R_{B2} // R_C = (100 // 3.9) \text{k}\Omega = 3.75 \text{k}\Omega$$

3.6 放大电路如图P3.6 所示，已知三极管的 $\beta=50$ ， $r_{bb'}=200 \Omega$ ， $U_{BEQ}=0.7 \text{V}$ ，各电容

对交流均可视为短路。试：（1）画出直流通路，求静态工作点

I_{BQ} 、 I_{CQ} 、 U_{CEQ} ；（2）画出交流通路和H参数小信号等效电路，求

A_u 、 R_i 、 R_o 。

解：（1）求静态工作点

图 P3.6 电路的直流通路如图解 P3.6(a)所示，由图可得

$$V_{CC} = I_{BQ}R_B + U_{BEQ} + I_{EQ}R_E$$

所以

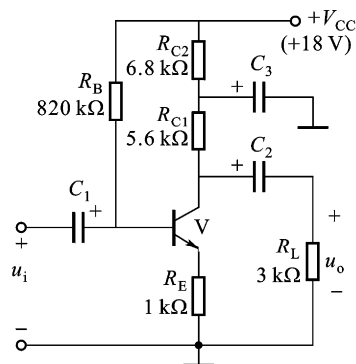
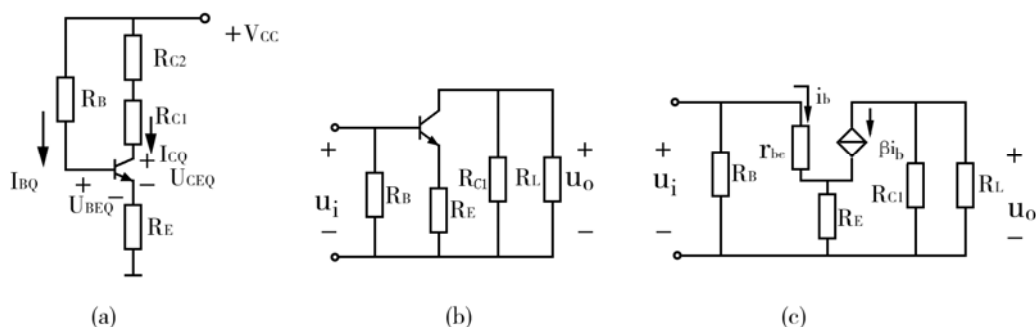


图 P3.6

$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - U_{BEQ}}{R_B + (1 + \beta)R_E} = \frac{18 - 0.7}{820 + 51 \times 1} \text{mA} = 0.02 \text{mA}$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 50 \times 0.02 \text{mA} = 1 \text{mA}$$

$$U_{CEQ} \approx V_{CC} - I_{CQ}(R_{C2} + R_{C1} + R_E) = 18 \text{V} - 1 \times (6.8 + 5.6 + 1) \text{V} = 4.6 \text{V}$$



图解 P3.6

(2) 求主要性能指标

作出图 P3.6 电路的交流通路和 H 参数等效电路如图解 P3.6 (b) (c) 所示。图 (c) 中

$$r_{be} = 200 \Omega + 51 \frac{26}{1} \Omega = 1.53 \text{k}\Omega$$

所以由图 (c) 可求得

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{-\beta(R_{C1} // R_L)}{r_{be} + (1 + \beta)R_E} = \frac{-50 \times (5.6 // 3) \text{k}\Omega}{1.53 \text{k}\Omega + 51 \times 1 \text{k}\Omega} = -1.86$$

$$R_i = R_B // [r_{be} + (1 + \beta)R_E] = 820 \text{k}\Omega // (1.53 + 51 \times 1) \text{k}\Omega = 49.4 \text{k}\Omega$$

$$R_o = R_{C1} = 5.6 \text{k}\Omega$$

3.7 放大电路如图 P3.7 所示，图中三极管用 PNP 型锗管，已知 $\beta = 100$ ， $r_{bb'} = 200 \Omega$ ，

试：(1) 令 $U_{BEQ} = 0$ ，求静态工作点 I_{CQ} 、 U_{CEQ} ；(2) 画出 H 参数小信号等效电路，求 A_u 、 R_i 、 R_o 。

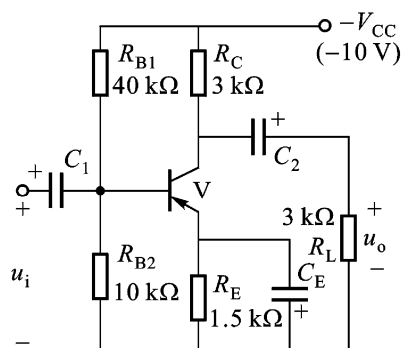


图 P3.7

解：(1) 求静态工作点

由图 P3.7 可得

$$U_{BQ} = \frac{-V_{CC} R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = \frac{-10 \times 10}{40 + 10} V = -2V$$

$$I_{CQ} = \frac{-U_{BQ}}{R_E} = \frac{+2}{1.5} mA = +1.33mA$$

$$U_{CEQ} \approx -V_{CC} + I_{CQ}(R_C + R_E) = -10V + 1.33(3 + 1.5)V = -4V$$

(2) 求主要性能指标

图 P3.7 电路的 H 参数等效电路如图解 P3.7 所示，图中

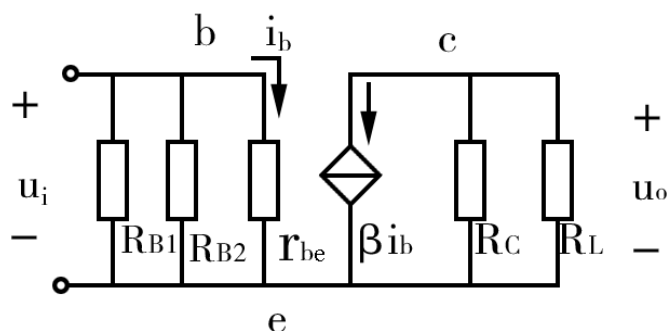


图 P3. 7

$$r_{be} = 200\Omega + 101 \frac{26}{1.33} \Omega = 2.17k\Omega$$

故

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{-\beta(R_C // R_L)}{r_{be}} = \frac{-100(3 // 3)k\Omega}{2.17k\Omega} = -69$$

$$R_i = R_{B1} // R_{B2} // r_{be} = (40 // 10 // 2.17)k\Omega = 1.71k\Omega$$

$$R_o = R_C = 3k\Omega$$

3.8 放大电路如图P3.8 所示，已知 $U_{BEQ}=0.7V$ ， $\beta=50$ ， $r_{bb'}=200\Omega$ 。试：（1）求静态工作点 I_{BQ} 、 I_{CQ} 、 U_{CEQ} ；（2）画出交流通路及H参数小信号等效电路，求 A_u 、 R_i 、 R_o 。

解：（1）求静态工作点

令 $u_i=0$ ，画出图P3.8 所示电路的直流通路如图解P3.8（a）

所示。由图可见，三极管的基极偏置电流由发射极电源 V_{EE} 提供，由图可得

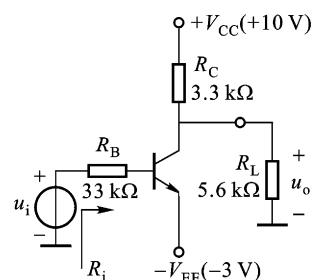


图 P3. 8

$$I_{BQ} = \frac{V_{EE} - U_{BEQ}}{R_B} = \frac{3 - 0.7}{33} \text{mA} = 0.07 \text{mA}$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 50 \times 0.07 \text{mA} = 3.5 \text{mA}$$

由于放大电路采用直接耦合，输出端负载电阻 R_L 将流过直流电流 I_L ，致使三极管集电极电位 U_{CQ} 及管压降 U_{CEQ} 不仅仅决定于 I_{CQ} ，同时也受到 I_L 的影响。此时可采用戴维宁定理，将放大电路输出端变换成图解P3.8(b)所示。图中

$$V'_{CC} = \frac{V_{CC} R_L}{R_C + R_L} = \frac{10 \times 5.6}{3.3 + 5.6} = 6.3 \text{V}$$

$$R'_C = R_C // R_L = (3.3 // 5.6) \text{k}\Omega = 2.1 \text{k}\Omega$$

由此不难求得

$$U_{CQ} = V'_{CC} - I_{CQ} R'_L = 6.3 \text{V} - 3.5 \times 2.1 \text{V} \approx -1.0 \text{V}$$

而

$$U_{CEQ} = U_{CQ} - U_{EQ} = -1 \text{V} - (-3) \text{V} = 2 \text{V}$$

(2) 求 A_u 、 R_i 、 R_o

图 P3.8 电路的交流通路和 H 参数等效电路如图解 P3.8 (c) (d) 所示，图 (d) 中

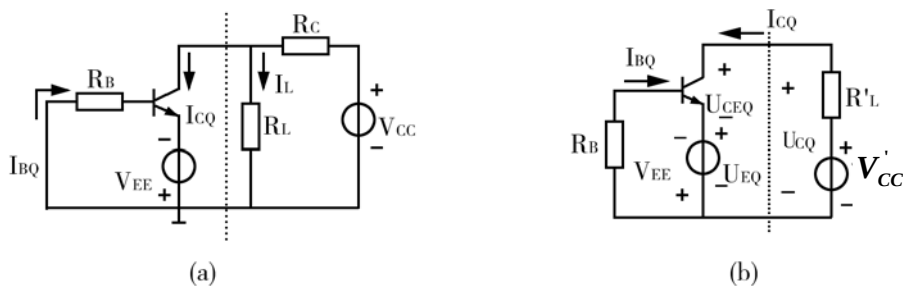
$$r_{be} = 200 \Omega + 51 \frac{26}{3.5} \Omega \approx 579 \Omega \approx 0.58 \text{k}\Omega$$

所以

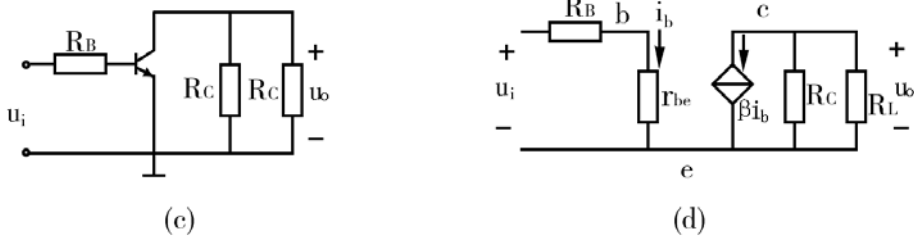
$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{-\beta i_b R'_L}{i_b (R_B + r_{be})} = \frac{-50 \times (3.3 // 5.6) \text{k}\Omega}{(33 + 0.58) \text{k}\Omega} = -3.1$$

$$R_i = R_B + r_{be} \approx 33.6 \text{k}\Omega$$

$$R_o = R_C = 3.3 \text{k}\Omega$$



图解 P3.8



图解 P3.8

3.9 放大电路如图P3.9 所示，已知 $I_{CQ}=1.2\text{mA}$ ， $\beta=100$ ，画出交流通路及H参数小信号等效电路，求 A_{us} 、 R_i 、 R_o 。

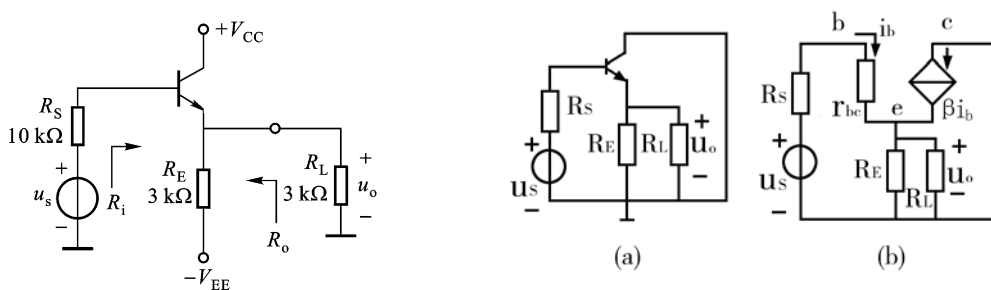


图 P3.9

图解 P3.9

解：图 P3.9 所示放大电路的交流通路和 H 参数等效电路如图解 P3.9 (a)、(b) 所示。

图 (b) 中

$$r_{be} = 200\Omega + 101 \frac{26}{1.2} \Omega = 2.39\text{k}\Omega$$

因此，由图 (b) 可得

$$A_{us} = \frac{u_o}{u_s} = \frac{(1+\beta)(R_E // R_L)}{R_s + r_{be} + (1+\beta)(R_E // R_L)} = \frac{101 \times (3 // 3)\text{k}\Omega}{[10 + 2.39 + 101 \times (3 // 3)]\text{k}\Omega} = 0.92$$

$$R_i = r_{be} + (1+\beta)(R_E // R_L) = 2.39\text{k}\Omega + 101 \times 1.5\text{k}\Omega = 154\text{k}\Omega$$

$$R_o = \frac{R_s + r_{be}}{1+\beta} // R_E = \frac{(10 + 2.39)\text{k}\Omega}{101} // 3\text{k}\Omega = 0.12\text{k}\Omega$$

3.10 共集电极放大电路如图P3.10 所示，已知 $\beta=100$ ， $r_{bb'}=200\Omega$ ， $U_{BEQ}=0.7\text{V}$ 。试：(1) 估算静态工作点 I_{CQ} 、 U_{CEQ} ；(2) 求 $A_u=u_o/u_i$ 和输入电阻 R_i 、输出电阻 R_o 。

解：(1) 估算静态工作点

由图可得

$$I_{CQ} \approx I_{EQ} = \frac{V_{CC} - U_{BEQ}}{\frac{R_B}{1+\beta} + R_E} = \frac{12 - 0.7}{\frac{300}{101} + 3.6} \text{mA} = 1.72 \text{mA}$$

$$U_{CEQ} = V_{CC} - I_{EQ} R_E = (12 - 1.72 \times 3.6) \text{V} = 5.8 \text{V}$$

(2) 求 A_u 、 R_i 、 R_o

由已求 I_{EQ} 可得

$$r_{be} = 200\Omega + 101 \frac{26}{1.72} \Omega = 1.73 \text{k}\Omega$$

故

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{(1+\beta)(R_E // R_L)}{r_{be} + (1+\beta)(R_E // R_L)} = \frac{101 \times 1.8 \text{k}\Omega}{1.73 \text{k}\Omega + 101 \times 1.8 \text{k}\Omega} = 0.99$$

$$R_i = R_B // [r_{be} + (1+\beta)(R_E // R_L)] = 300 \text{k}\Omega // (1.73 + 101 \times 1.8) \text{k}\Omega = 114 \text{k}\Omega$$

$$R_o = \frac{R_s // R_B + r_{be}}{1+\beta} // R_E = \frac{1 \text{k}\Omega // 300 \text{k}\Omega + 1.73 \text{k}\Omega}{101} // 3.6 \text{k}\Omega = 26.7 \Omega$$

3.11 图P3.10中, 当信号电压有效值 $U_s=2\text{V}$, 试求 R_L 接入和断开时输出电压 U_o 的大小。

解: 当 R_L 开路时, 可求得放大电路的输入电阻为

$$R_i = R_B // [r_{be} + (1+\beta)R_E] = 300 \text{k}\Omega // (1.73 + 101 \times 3.6) \text{k}\Omega = 165 \text{k}\Omega$$

可见, $R_i \gg R_s$, 则 $U_i \approx U_s = 2\text{V}$

又

$$A_u = \frac{(1+\beta)R_E}{r_{be} + (1+\beta)R_E} = \frac{101 \times 3.6}{1.73 + 101 \times 3.6} = 0.995$$

可得放大电路开路输出电压为

$$U_{ot} = 0.995 \times 2 = 1.99 \text{V}$$

当接入负载 R_L 后, 放大电路的输出电压为

$$U_o = \frac{U_{ot} R_L}{R_o + R_L} = \frac{1.99 \times 3600}{26.7 + 3600} = 1.98 \text{V}$$

上述计算结果说明射极输出器由于其输出电阻很小, 当 R_L 接入和断开时输出电压的变化很小, 因而具有很强的负载能力。

3.12 一信号源 $R_s=10\text{k}\Omega$, $U_s=1\text{V}$, 负载 $R_L=1\text{k}\Omega$, 当 R_L 与信号源直接相接, 如图P3.12

(a) 所示, 和经射极输出器与信号源相接, 如图P3.12 (b) 所示, 所获得输出电压的大小

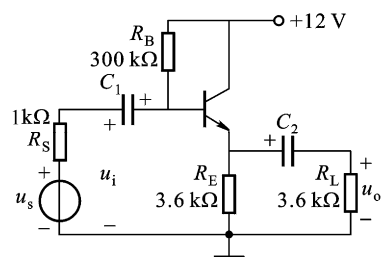


图 P3.10

有无区别？分析计算结果。说明射极输出器的作用。

解：由图 P3.12 (a) 可得

$$U_o = \frac{U_s R_L}{R_s + R_L} = \frac{1 \times 1}{10 + 1} V = 0.091 V$$

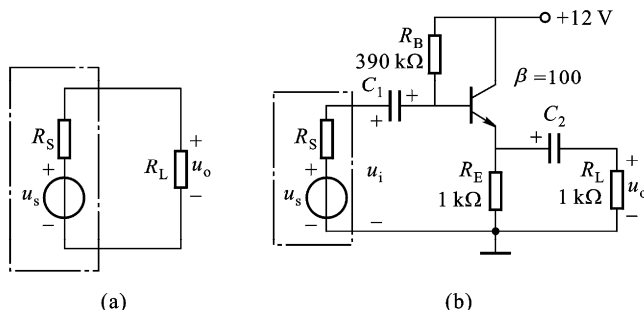


图 P3.12

由图 P3.12 (b) 求得

$$I_{EQ} = \frac{12 - 0.7}{\frac{390}{101} + 1} mA = 2.3 mA$$

所以求得

$$\begin{aligned} r_{be} &= 200 \Omega + 101 \frac{26}{2.3} \Omega = 1.34 k\Omega \\ R_i &= 390 k\Omega // (1.34 + 101 \times 0.5) k\Omega = 45.8 k\Omega \\ A_u &= \frac{101 \times 0.5}{1.34 + 101 \times 0.5} = 0.974 \end{aligned}$$

则得

$$U_o = A_u U_i = A_u \frac{U_s R_i}{R_s + R_i} = 0.974 \frac{1 \times 45.8}{10 + 45.8} V = 0.8 V$$

上述计算结果说明由于射极输出器的作用，图 (b) 输出电压远大于图 (a) 的。由计算过程可以看出， $1 k\Omega$ 的负载电阻 R_L 经射极输出器后，接到信号源的等效电阻 R_i 显著提高，射极输出器起到了阻抗变换作用。

3.13 放大电路如图 P3.13 所示，已知 $\beta = 70$ ， $r_{bb'} = 200 \Omega$ ， $I_{CQ} = 1 mA$ ，试画出该电路的交流通路及 H 参数小信号等效电路，并求出 A_u 、 R_i 、 R_o 的大小。

解：画电路的交流通路如图解 P3.13(a) 所示，可见图 P3.13 为共基极放大电路，根据图 (a) 可作出它的 H 参数等效电路如图 (b) 所示，图中

$$r_{be} = 200\Omega + 71 \times \frac{26}{1}\Omega = 2.05k\Omega$$

故

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{\beta R_C}{r_{be}} = \frac{70 \times 3}{2.05} = 102$$

$$R_i = R_E // \frac{r_{be}}{1 + \beta} = (1 // \frac{2.05}{1 + 70})k\Omega = 0.028k\Omega$$

$$R_o \approx R_C = 3k\Omega$$

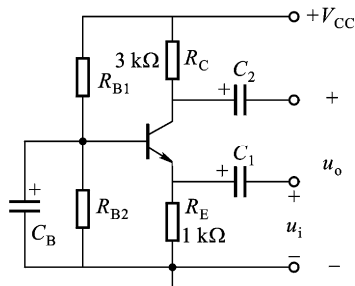
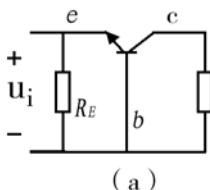
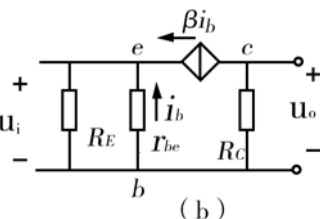


图 P3.13



图解 P3.13



3.14 共源放大电路如图P3.14 所示，已知场效应管 $g_m=1.2ms$ ，画出该电路交流通路和交流小信号等效电路，求 A_u 、 R_i 、 R_o 。

解：图 P3.14 电路的交流通路及小信号等效电路如

可得

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{-g_m(R_D // R_L)}{1 + g_m R_{S1}}$$

$$= \frac{-1.2ms(10 // 10)k\Omega}{1 + 1.2ms \times 1k\Omega} = -2.73$$

$$R_i = R_{G3} + R_{G1} // R_{G2} = 2M\Omega + 300k\Omega // 100k\Omega \approx 2M\Omega$$

$$R_o = R_D = 10k\Omega$$

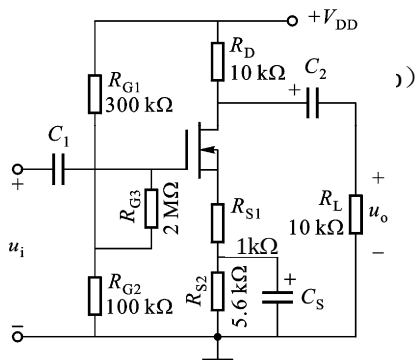
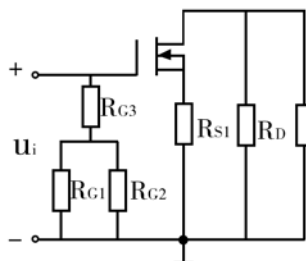
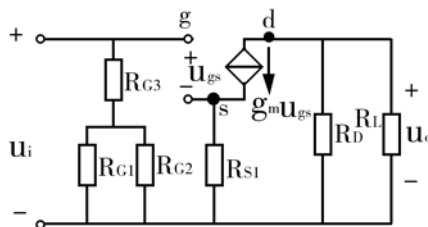


图 P3.14



(a)



(b)

图解 P3.14

3.15 由N沟道增强型MOS管构成的共漏极放大电路如图P3.15所示，试画出该电路的交流通路和交流小信号等效电路，已知 $g_m=2\text{ms}$ ，试求电压放大倍数 $A_u=u_o/u_i$ 、输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o 。

解：图 P3.15 所示电路的交流通路和交流小信号等效电路如图 P3.15.1(a)、(b)所示。由图(b)可得

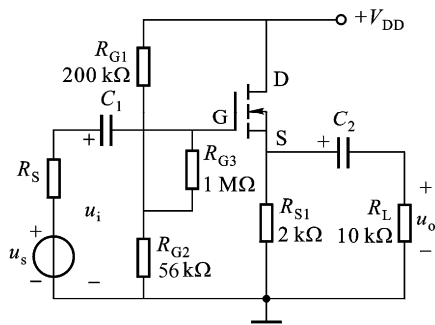
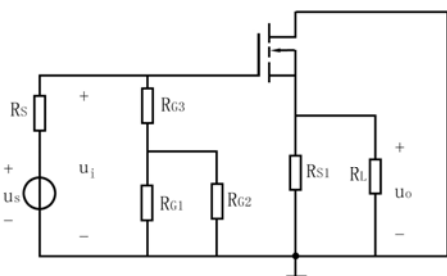


图 P3.15

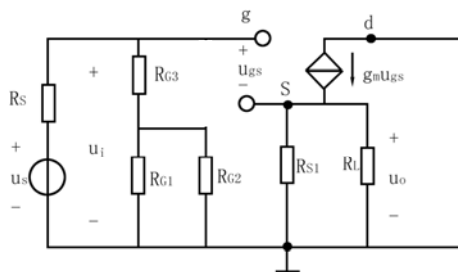
$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{g_m(R_{S1} // R_L)}{1 + g_m(R_{S1} // R_L)} = \frac{2\text{ms}(2 // 10)\text{k}\Omega}{1 + 2\text{ms}(2 // 10)\text{k}\Omega} = 0.77$$

$$R_i = R_{G3} + R_{G1} // R_{G2} = 1 \times 10^6 + (56 // 200) \times 10^3 \approx 1\text{M}\Omega$$

$$R_o = R_{S1} // \frac{1}{g_m} = 2 \times 10^3 // \frac{1}{2 \times 10^{-3}} = 400\Omega$$



(a)



(b)

图解 P3.15

3.16 电路如图P3.16所示，已知 V_1 、 V_2 的 $\beta=80$ ， $U_{BEQ}=0.7\text{V}$ ， $r_{bb}=200\Omega$ ，试求：(1) V_1 、 V_2 的静态工作点 I_{CQ} 及 U_{CEQ} ；(2) 差模电压放大倍数 $A_{ud}=u_o/u_i$ ；(3) 差模输入电阻 R_{id} 和输出电阻 R_o 。

解：(1) 求静态工作点

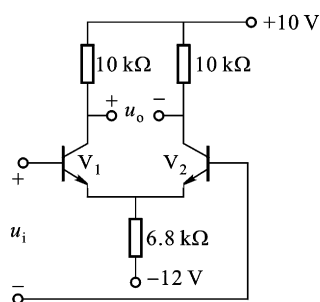
$$I_{CQ} \approx I_{EQ} = \frac{V_{EE} - U_{BEQ}}{R_E} = \frac{12 - 0.7}{2 \times 6.8} \text{mA} = 0.83\text{mA}$$

$$U_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}R_C - U_{EQ} = 10 - 0.83 \times 10 - (-0.7) = 2.4\text{V}$$

(2) 求差模电压放大倍数

$$r_{be} = 200\Omega + 81 \frac{26}{0.83} \Omega = 2.7\text{k}\Omega$$

故



$$A_{ud} = \frac{u_o}{u_i} = \frac{-\beta R_C}{r_{be}} = \frac{-80 \times 10}{2.7} = -296$$

(3) 求差模输入电阻和输出电阻

$$R_{id} = 2r_{be} = 2 \times 2.7 \text{ k}\Omega = 5.4 \text{ k}\Omega$$

$$R_o = 2R_C = 20 \text{ k}\Omega$$

3.17 电路如图P3.17 所示, 已知三极管 $\beta = 100$, $r_{bb'} = 200 \Omega$, $U_{BEQ} = 0.7 \text{ V}$, 试求: (1) V_1 、 V_2 的静态工作点 I_{CQ} 及 U_{CEQ} ; (2) 差模电压放大倍数 $A_{ud} = u_o/u_i$; (3) 差模输入电阻 R_{id} 和输出电阻 R_o 。

解: (1) 求静态工作点

$$I_{CQ} \approx I_{EQ} = \frac{10 - 0.7}{2 \times 10} \text{ mA} = 0.465 \text{ mA}$$

$$U_{CEQ} = 12 - 0.465 \times 12 + 0.7 = 7.1 \text{ V}$$

(2) 求 A_{ud}

$$r_{be} = 200 \Omega + 101 \frac{26}{0.465} \Omega = 5.85 \text{ k}\Omega$$

故

$$A_{ud} = \frac{-\beta(R_C // \frac{R_L}{2})}{r_{be}} = \frac{-100(12 // 10) \text{ k}\Omega}{5.85 \text{ k}\Omega} = -93$$

(3) 求 R_{id} 、 R_o

$$R_{id} = 2r_{be} = 2 \times 5.85 = 11.7 \text{ k}\Omega$$

$$R_o = 2R_C = 24 \text{ k}\Omega$$

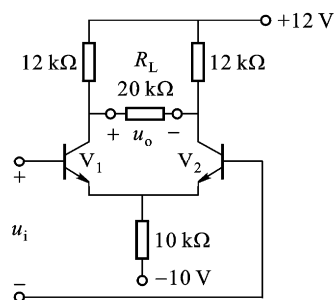


图 P3.17

3.18 差分放大电路如图P3.18 所示, 已知晶体管 $\beta = 60$, $r_{bb'} = 200 \Omega$, $U_{BEQ} = 0.7 \text{ V}$, 试求: (1) 静态工作点 I_{CQ1} 及 U_{CEQ1} ; (2) 差模电压放大倍数 $A_{ud} = u_o/u_i$; (3) 差模输入电阻 R_{id} 和输出电阻 R_o 。

解: (1) 求静态工作点

由于基极电流很小, R_B 上的压降可以略去, 因此

$$I_{CQ1} \approx \frac{V_{EE} - U_{BEQ}}{2R_E} = \frac{12 - 0.7}{2 \times 6.8} \text{ mA} = 0.83 \text{ mA}$$

$$U_{CEQ1} = V_{CC} - I_{CQ1}R_C - U_{EQ} = 12 - 0.83 \times 8.2 + 0.7 = 5.9 \text{ V}$$

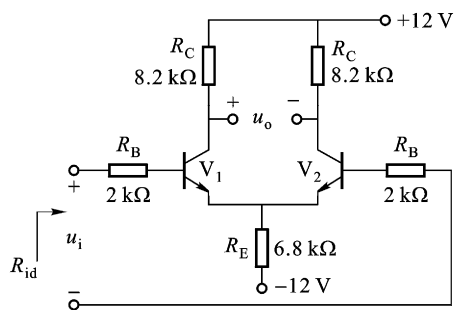


图 P3.18

(2) 求 A_{ud}

$$r_{be} = 200\Omega + 61 \frac{26}{0.83} \Omega = 2.1k\Omega$$

$$A_{ud} = \frac{-\beta R_C}{(R_B + r_{be})} = \frac{-60 \times 8.2}{2 + 2.1} = -120$$

(3) 求 R_{id} 、 R_o

$$R_{id} = 2(R_B + r_{be}) = 2(2 + 2.1)k\Omega = 8.2k\Omega$$

$$R_o = 2R_C = 2 \times 8.2k\Omega = 16.4k\Omega$$

3.19 电流源电路如图P3.19 所示, 设两管的参数相同且 $\beta \gg 1$, 试分别求 $R_2 = 1k\Omega$ 和 $3k\Omega$ 时的 I_{C2} 。

$$\text{解: } I_{REF} = \frac{V_{CC} - U_{BEQ}}{R + R_1} = \frac{10 - 0.7}{10 + 1} mA = 0.85mA$$

$$\text{因 } I_{C2} = \frac{R_1}{R_2} I_{REF}$$

故当 $R_2 = 1k\Omega$, 则 $I_{C2} = I_{REF} = 0.85mA$

当 $R_2 = 3k\Omega$, 则 $I_{C2} = \frac{1}{3} \times 0.85mA = 0.28mA$

3.20 多路输出电流源如图P3.20 所示, 已知 $\beta \gg 1$ 。试求 I_{C2} 、 I_{C3} 。

解:

$$I_{REF} = \frac{8 - 0.7}{6.8 + 0.5} mA = 1mA$$

故

$$I_{C2} = \frac{0.5}{1} \times 1mA = 0.5mA$$

$$I_{C3} = \frac{0.5}{2} \times 1mA = 0.25mA$$

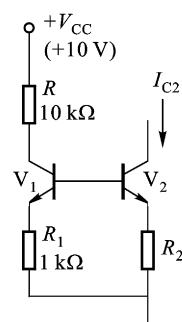


图 P3.19

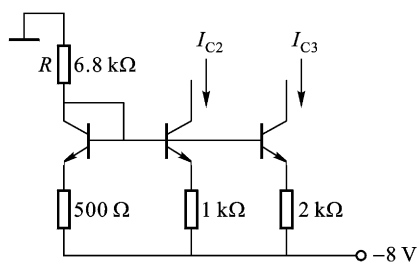


图 P3.20

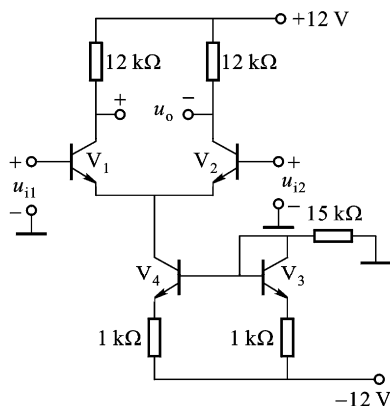


图 P3.21

3.21 具有电流源的差分电路如图P3.21 所示，已知 $U_{BEQ}=0.7V$ ， $\beta=100$ ， $r_{bb}=200\Omega$ ，试求：（1） V_1 、 V_2 静态工作点 I_{CQ} 、 U_{CQ} ；（2）差模电压放大倍数 A_{ud} ；（3）差模输入电阻 R_{id} 和输出电阻 R_o 。

解：（1）求静态工作点

由于
$$I_{CQ4} = I_{CQ3} = \frac{12 - 0.7}{15 + 1} mA = 0.7 mA$$

故
$$I_{CQ1} = I_{CQ2} = \frac{1}{2} I_{C4} = 0.35 mA$$

$$U_{CQ1} = U_{CQ2} = 12 - 0.35 \times 12 = 7.8 V$$

（2）求 A_{ud}

由于
$$r_{be} = 200\Omega + 101 \frac{26}{0.35} \Omega = 7.7 k\Omega$$

故
$$A_{ud} = \frac{-\beta R_C}{r_{be}} = \frac{-100 \times 12}{7.7} = -156$$

（3）求 R_{id} 、 R_o

$$R_{id} = 2r_{be} = 2 \times 7.7 k\Omega = 15.4 k\Omega$$

$$R_o = 2R_C = 24 k\Omega$$

3.22 差分放大电路如图P3.22 所示，已知三极管的 $\beta=100$ ， $r_{bb}=200\Omega$ ， $U_{BEQ}=0.7V$ ，试求：（1）静态 U_{CQ1} ；（2）差模电压放大倍数 $A_{ud}=u_o/u_i$ （3）差模输入电阻 R_{id} 和输出电阻 R_o 。

解：（1）求静态 U_{CQ1}

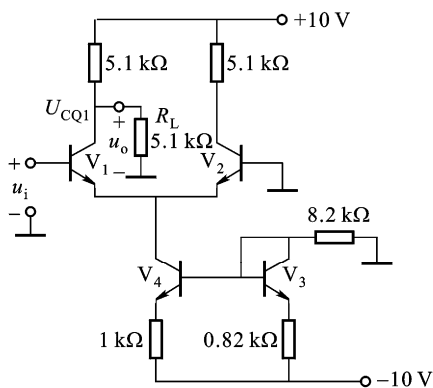


图 P3.22

$$I_{CQ3} = \frac{10 - 0.7}{8.2 + 0.82} \text{mA} = 1.03 \text{mA}$$

$$I_{CQ4} = \frac{0.82}{1} \times 1.03 \text{mA} = 0.84 \text{mA}$$

$$I_{CQ1} = I_{CQ4} / 2 = 0.42 \text{mA}$$

由图 P3.22 可得

$$U_{CQ1} = V_{CC} - (I_{CQ1} + I_L)R_C$$

$$= V_{CC} - I_{CQ1}R_C - U_{CQ1} \frac{R_C}{R_L} = V_{CC} - I_{CQ1}R_C - U_{CQ1}$$

故

$$U_{CQ1} = \frac{V_{CC} - I_{CQ1}R_C}{2} = \frac{10 - 0.42 \times 5.1}{2} = 3.9 \text{V}$$

(2) 求 A_{ud}

$$r_{be} = 200\Omega + 101 \frac{26}{0.42} = 6.45 \text{k}\Omega$$

故

$$A_{ud} = \frac{-\beta(R_C // R_L)}{2r_{be}} = \frac{-100 \times (5.1 // 5.1) \text{k}\Omega}{2 \times 6.45 \text{k}\Omega} = -20$$

(3) 求 R_{id} 、 R_o

$$R_{id} = 2r_{be} = 12.9 \text{k}\Omega$$

$$R_o = R_C = 5.1 \text{k}\Omega$$

3.23 电路如图P3.23 所示，已知场效应管 $g_m = 2 \text{ms}$ ，试求：(1) V_1 、 V_2 ，管静态工作点电流及 U_{DQ} ；(2) 差模电压放大倍数 A_{ud} 。(注：图中 I_0 为场效应管构成的恒流源简化符号；电路中 V_1 、 V_2 管的静态栅源偏压合理，即有 $U_{GS(\text{off})} < U_{GSQ} < 0$)

解：(1) 求静态工作点

由图 P3.23 可知

$$I_{DQ} = I_0 / 2 = 0.25 \text{mA}$$

$$U_{DQ} = 12 \text{V} - 0.25 \text{mA} \times 20 \text{k}\Omega = 7 \text{V}$$

(2) 求 A_{ud}

$$A_{ud} = \frac{u_o}{u_i} = -g_m R_D = -2 \text{ms} \times 20 \text{k}\Omega = -40$$

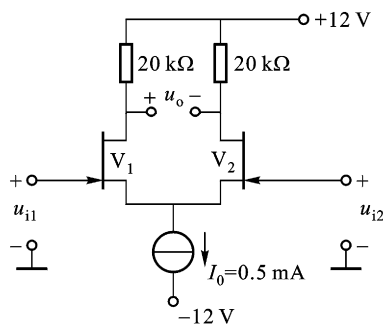


图 P3.23

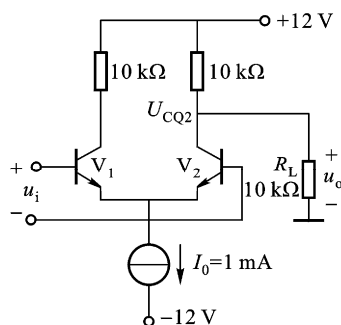


图 P3.24

3.24 差放大电路如图P3.24 所示，已知 $\beta=100$ ，试求：（1）静态 U_{CQ2} ；（2）差模电压放大倍数 $A_{ud}=u_o/u_i$ ；（3）差模输入电阻 R_{id} 和输出电阻 R_o 。

解：（1）求 U_{CQ2}

由图P3.24 可得 $I_{CQ2}=I_0/2=0.5\text{mA}$

$$V'_{CC} = \frac{12\text{V} \times 10\text{k}\Omega}{(10+10)\text{k}\Omega} = 6\text{V}$$

$$R'_L = R_C // R_L = 5\text{k}\Omega$$

故

$$U_{CQ2} = V'_{CC} - I_{CQ2} R'_L \\ = 6\text{V} - 0.5\text{mA} \times 5\text{k}\Omega = 3.5\text{V}$$

（2）求 A_{ud}

$$r_{be} = 200\Omega + 101 \frac{26}{0.5} \Omega = 5.45\text{k}\Omega$$

故

$$A_{ud} = \frac{u_o}{u_i} = \frac{1}{2} \frac{\beta(R_C // R_L)}{r_{be}} = \frac{1}{2} \frac{100 \times 5\text{k}\Omega}{5.45\text{k}\Omega} = 46$$

（3）求 R_{id} 、 R_o

$$R_{id} = 2r_{be} = 10.9\text{k}\Omega$$

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

3.25 差放大电路如图P3.25 所示，已知三极管的 $\beta=50$ ， $r_{bb'}=200\Omega$ ， $U_{BEQ}=0.6\text{V}$ ，试求：（1）静态 I_{CQ1} 、 U_{CQ1} ；（2）单端输入、单端输出差模电压放大倍数 A_{ud} 、输入电阻 R_{id} 及输出电阻 R_o ；（3）单端输出共模电压放大倍数 A_{uc} 和共模抑制比 K_{CMR} 。

解：（1）求 I_{CQ1} 、 U_{CQ1}

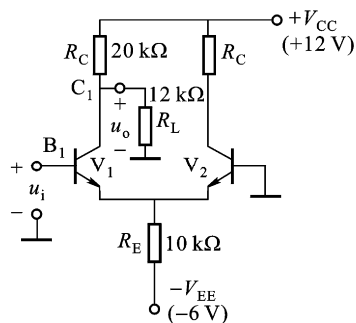


图 P3.25

$$I_{CQ1} \approx I_{EQ1} = \frac{V_{EE} - U_{BEQ}}{2R_E} = \frac{6 - 0.6}{2 \times 10} \text{mA} = 0.27 \text{mA}$$

$$V_{CC}' = \frac{12 \times 12}{20 + 12} = 4.5 \text{V}$$

$$R_L' = R_C // R_L = (20 // 12) \text{k}\Omega = 7.5 \text{k}\Omega$$

故 $U_{CQ1} = V_{CC}' - I_{CQ1} R_L' = 4.5 - 0.27 \times 7.5 = 2.48 \text{V}$

(2) 求单端输入、输出时 A_{ud} 、 R_{id} 、 R_o

$$r_{be} = 200 \Omega + 51 \frac{26}{0.27} \Omega = 5.1 \text{k}\Omega$$

$$A_{ud(\text{单})} = -\frac{1}{2} \frac{\beta(R_C // R_L)}{r_{be}} = -\frac{1}{2} \frac{50 \times (20 // 12) \text{k}\Omega}{5.1 \text{k}\Omega} = -36.8$$

$$R_{id} = 2r_{be} = 10.2 \text{k}\Omega$$

$$R_o = R_C = 20 \text{k}\Omega$$

(3) 求单端输出共模放大倍数及共模抑制比

$$A_{uc(\text{单})} = \frac{-\beta(R_C // R_L)}{r_{be} + (1 + \beta)2R_E}$$

$$\approx \frac{-R_C // R_L}{2R_E} = \frac{-7.5}{20} = -0.375$$

$$K_{CMR} = \left| \frac{A_{ud(\text{单})}}{A_{uc(\text{单})}} \right| = \frac{36.8}{0.375} = 98 = 39.8 \text{dB}$$

3.26 差分放大电路如图P 3.2 5 所示，试根据题 3.25 计算结果回答下列问题：（1）若直流电压表测得 V_1 管集电极电位 $U_{C1}=2\text{V}$ ，试问此时 V_1 管基极直流电位 U_{B1} 应为多大？（2）若输入电压 u_i 为一 20mV 直流电压，试问此时 V_1 管集电极直流电位应为多大？（3）若输入电压 $u_i=20\sin(\omega t)\text{mV}$ ，试画出 V_1 管集电极电位 u_{C1} 变化波形，并在图中标明直流分量和交流分量幅值的大小。

解：（1）求 U_{B1}

由于静态 $U_{C1}=U_{CQ1}=2.48\text{V}$ ，现测得 $U_{C1}=2\text{V}$ ，则差分放大电路单端输出电压为

$$u_o = (2 - 2.48) \text{V} = -0.48 \text{V}$$

由于差分电路为单端输入，故

$$u_o = A_{ud(\text{单})} \cdot u_i + A_{uc(\text{单})} \cdot \frac{u_i}{2} = \left(1 + \frac{1}{2K_{CMR}}\right) A_{ud(\text{单})} \cdot u_i$$

由于 $K_{\text{CMR}}=98$, 故 $u_o \approx A_{\text{ud}(\text{单})} \cdot u_i$

$$u_i = \frac{u_o}{A_{\text{ud}(\text{单})}} = \frac{-0.48\text{V}}{-36.8} = 0.013\text{V} = 13\text{mV}$$

所以, $U_{\text{B1}}=u_i=13\text{mV}$

(2) $u_i=-20\text{mV}$, 求 U_{C1}

当 $u_i=-20\text{mV}$ 时, 可求得单端输出电压为

$$u_o \approx A_{\text{ud}(\text{单})} u_i = (-36.8)(-20\text{mV}) = 0.736\text{V}$$

由于静态 $U_{\text{CQ1}}=2.48\text{V}$, 所以此时 V_1 管集电极电位为

$$U_{\text{C1}}=U_{\text{CQ1}}+u_o=(2.48+0.736)\text{V}=3.22\text{V}$$

(3) 画出 V_1 管集电极电位 u_{C1} 的波形

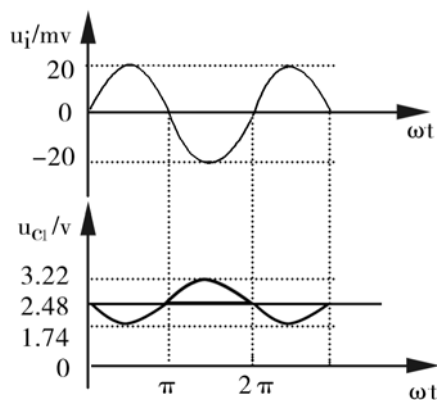
当输入电压 $u_i=20\sin(\omega t)\text{mV}$ 时, 可求得差分电路单端输出电压为

$$u_o=A_{\text{ud}(\text{单})} u_i = -36.8 \times 20\sin(\omega t)\text{mV} = -0.74\sin(\omega t)\text{V}$$

因此可得 V_1 管集电极电位 u_{C1} 为

$$u_{\text{C1}}=u_{\text{CQ1}}+u_o=2.48\text{V}-0.74\sin(\omega t)\text{V}$$

可画出 u_{C1} 波形如图解 P3.26 所示。



图解 P3. 26

3.27 电路如图 P3.27 所示, 已知 $V_{\text{CC}}=V_{\text{EE}}=6\text{V}$, $R_{\text{L}}=8\Omega$, 输入电压 u_i 为正弦信号, 设 V_1 、 V_2 的导通电压和饱和压降可略去。试求最大不失真输出功率 P_{om} 、电源供给功率 P_{D} 、两管的总管耗 P_{C} 及放大电路效率 η 。

解:

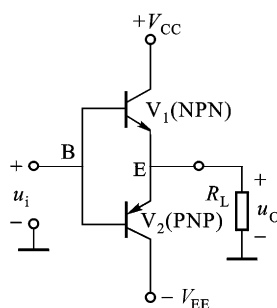


图 P3. 27

$$P_{om} = \frac{V_{CC}^2}{2R_L} = \frac{6^2}{2 \times 8} = 2.25W$$

$$P_D = \frac{2V_{CC}^2}{\pi R_L} = \frac{2 \times 6^2}{3.14 \times 8} = 2.87W$$

$$P_C = P_D - P_{om} = 2.87 - 2.25 = 0.62W$$

$$\eta = \frac{P_{om}}{P_D} = \frac{2.25}{2.87} = 78.4\%$$

3. 28 电路如图P3.27 所示, $V_{CC}=V_{EE}=20V$, $R_L=10\Omega$, 晶体管的饱和压降 $U_{CES} \leq 2V$, 输入电压 u_i 为正弦信号。试: (1) 求最大不失真输出功率、电源供给功率、管耗及效率: (2) 当输入电压振幅 $U_{im}=10V$ 时, 求输出功率、电源供给功率、功率及管耗; (3) 求该电路的最大管耗及此时输入电压的振幅。

解: (1) 求 P_{om} 、 P_D 、 η 、 P_C

考虑到晶体管的饱和压降, 功放最大不失真输出电压振幅为

$$U_{omm}=V_{CC}-U_{CES}=20-2=18V$$

功放最大不失真输出功率为

$$P_{om} = \frac{U_{omm}^2}{2R_L} = \frac{18^2}{2 \times 10} = 16.2W$$

电源供给功率为

$$P_D = \frac{2V_{CC}I_{cm}}{\pi} = \frac{2V_{CC}U_{omm}}{\pi R_L} = \frac{2 \times 20 \times 18}{3.14 \times 10} = 22.9W$$

因此功放的效率和管耗分别为

$$\eta = \frac{P_{om}}{P_D} = \frac{16.2}{22.9} = 70.7\%$$

$$P_C = P_D - P_{om} = 22.9 - 16.2 = 6.7W$$

(2) 求 $U_{im}=10V$ 时的 P_o 、 P_D 、 η 和 P_C

由于互补电路由射极输出器构成, 其输出电压与输入电压近似相等, 所以 $U_{om}=U_{im}$, 因此

$$P_o = \frac{U_{om}^2}{2R_L} \approx \frac{U_{im}^2}{2R_L} = \frac{10^2}{2 \times 10} = 5W$$

$$P_D = \frac{2V_{CC}U_{om}}{\pi R_L} = \frac{2 \times 20 \times 10}{3.14 \times 10} = 12.7W$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_D} = \frac{5}{12.7} = 39.4\%$$

$$P_C = P_D - P_O = 12.7 - 5 = 7.7W$$

(3) 求电路的最大管耗及此时输入电压的振幅

$$P_{C1m} = \frac{V_{CC}^2}{\pi^2 R_L} = \frac{20^2}{\pi^2 \times 10} = 4.1W$$

$$U_{im} \approx U_{om} = \frac{2V_{CC}}{\pi} = \frac{2 \times 20}{3.14} = 12.7V$$

3.29 电路如图P3.29所示, 已知 $V_{CC}=V_{EE}=12V$, $R_L=50\Omega$, 三极管饱和压降 $U_{CES} \leq 2V$, 试求该电路的最大不失真输出功率、电源供给功率、功率及管耗。

解: 图P3.29为甲乙类互补对称功放, 考虑它的静态工作电流很小, 故其功率与效率仍可用乙类互补对称功放的有关公式估算。由于三极管的饱和压降 $U_{CES} \leq 2V$, 所以功放最大不失真输出电压振幅为

$$U_{omm} = V_{CC} - U_{CES} = 12 - 2 = 10V$$

故

$$P_{om} = \frac{U_{omm}^2}{2R_L} = \frac{10^2}{2 \times 50} = 1W$$

$$P_D = \frac{2V_{CC}U_{omm}}{\pi R_L} = \frac{2 \times 12 \times 10}{3.14 \times 50} = 1.53W$$

$$\eta = \frac{P_{om}}{P_D} = \frac{1}{1.53} = 65.4\%$$

$$P_C = P_D - P_{om} = 1.53 - 1 = 0.53W$$

3.30 电路如图P3.27所示, 已知 $V_{CC}=V_{EE}=18V$, $R_L=5\Omega$, 试选择合适的功率管。

解: 由于功率管工作在大功率状态, 所以应按极限参数来选择功率管。因此要求

$$P_{CM} > 0.2P_{om} = 0.2 \frac{V_{CC}^2}{2R_L} = \frac{0.2 \times 18^2}{2 \times 10} = 3.24W$$

$$I_{CM} > \frac{U_{omm}}{R_L} \approx \frac{V_{CC}}{R_L} = \frac{18}{5} = 3.6A$$

$$U_{(BR)CEO} > 2V_{CC} = 2 \times 18 = 36V$$

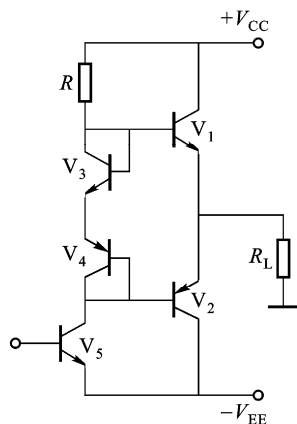


图 P3. 29

查手册, 选用 $P_{CM} > 3.24W$ 、 $I_{CM} > 3.6A$ 、 $U_{(BR)CEO} > 36V$ 的低频大功率管, 并留有足够余量。

3.31 电路如图P3.31所示, $U_{CES} \leq 2V$, 试回答下列问题:

- (1) $u_i = 0$ 时, 流过 R_L 的电流有多大?
- (2) R_1 、 R_2 、 V_3 、 V_4 各起什么作用?
- (3) 为保证输出波形不失真, 输入信号 u_i 的最大振幅为多少? 管耗为最大时, 求 U_{im} 。

解: (1) 因电路对称, V_1 与 V_2 的静态电流相等, 所以静态 ($u_i = 0$) 时, 流过 R_L 的电流等于零。

(2) R_1 、 R_2 、 V_3 、 V_4 构成功率管 V_1 、 V_2 的正向偏压电路, 当二极管 V_3 、 V_4 两端压降合适时, 可使 V_1 、 V_2 管有小的正向偏置电压而处于临界导通状态, 从而可消除交越失真。

(3) 为保证输出波形不产生饱和失真, 则要求输入信号最大振幅为

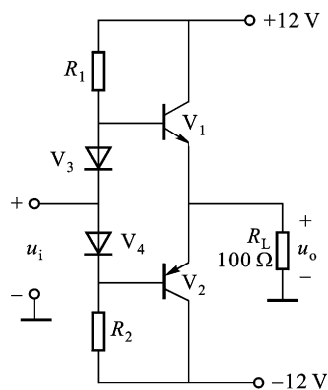


图 P3.31

$$U_{imm} \approx U_{omm} = V_{CC} - U_{CES} = 12 - 2 = 10V$$

管耗最大时, 输入电压的振幅为

$$U_{im} = U_{om} = \frac{2V_{CC}}{\pi} = \frac{2 \times 12}{\pi} = 7.6V$$

3.32 图 P3.32 所示复合管, 试判断哪些连接是正确的? 哪些是不正确的? 如正确的, 指出它们各自等效什么类型的三极管 (NPN 或 PNP 型)。

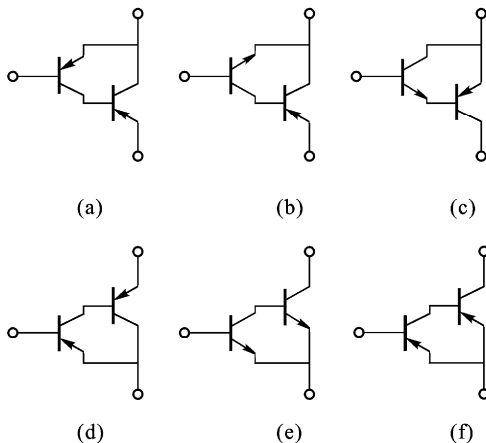


图 P3.32

解：图 P3.32 中 (a)、(c)、(d)、(e)、(f) 连接均不正确，(b) 连接正确，为 NPN 型。

3.33 电路如图 P3.33 所示，为使电路正常工作，试回答下列问题：

(1) 静态时电容C上的电压是多大？如果偏离此值，应首先调节 R_{P1} 还是 R_{P2} ？

(2) 设 $R_{P1}=R=1.2\text{k}\Omega$ ，三极管 $\beta=50$ ， V_1 、 V_2 管的 $P_{CM}=200\text{mW}$ ，若 R_{P2} 或二极管断开时是否安全？为什么？

(3) 调节静态工作电流，主要调节 R_{P1} 还是 R_{P2} ？

(4) 设管子饱和压降可以略去，求最大不失真输出功率、电源供给功率、管耗和效率。

解：(1) 静态时电容C两端电压应等于电源电压的1/2，即 $U_C=6\text{V}$ 。如果偏离此值，应调节 R_{P1} 。

(2) 当 R_{P2} 或二极管断开后， V_{CC} 将通过 R_{P1} 、 R 给 V_1 、 V_2 发射结提供正向偏置，可写出

$$V_{CC}=I_{B1}R_{P1}+U_{BEQ1}+U_{BEQ2}+I_{B2}R$$

由于 $R_{P1}\approx R$ ， $U_{BEQ1}=U_{BEQ2}$

故 $V_{CC}=2I_B R+2U_{BEQ}$

因此可得

$$I_B = \frac{V_{CC} - 2U_{BEQ}}{2R} = \frac{12 - 2 \times 0.7}{2 \times 1.2} \text{mA} = 4.4 \text{mA}$$

由此，可求得

$$I_{CQ1}=I_{CQ2}=\beta I_B=50 \times 4.4 \text{mA}=220 \text{mA}$$

由于两管特性对称，所以

$$U_{CE1}=U_{CE2}=12/2=6\text{V}$$

这时， V_1 、 V_2 管所受的集电极功耗为

$$P_{C1}=P_{C2}=220 \times 6 \text{mW}=1320 \text{mW}$$

由于 $P_{C1}=P_{C2} \gg P_{CM}$ (200mW)，因此 V_1 、 V_2 因功耗过大而损坏。

(3) 欲调节 V_1 、 V_2 管静态工作点电流，则主要应调节 R_{P2} 。因改变 R_{P2} 的大小，将改变加在 V_1 、 V_2 基极与发射极之间的正向偏压的大小，从而可调节两管的静态工作点电流。

(4) 求最大不失真输出功率、直流电源供给功率、管耗及效率

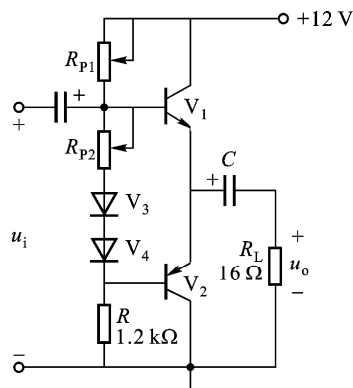


图 P3.33

因为

$$U_{omm} \approx \frac{1}{2} V_{CC} = 6V$$

故

$$P_{om} = \frac{U_{omm}^2}{2R_L} = \frac{6^2}{2 \times 16} = 1.13W$$

$$P_D = \frac{2(V_{CC}/2)^2}{\pi R_L} = \frac{2 \times 6^2}{\pi \times 16} = 1.43W$$

$$P_C = P_D - P_{om} = (1.43 - 1.13)W = 0.3W$$

$$P_{C1} = P_{C2} = 0.15W$$

$$\eta = \frac{P_{om}}{P_D} = \frac{1.13}{1.43} \approx 79\%$$

3.34 在图P3.34所示电路中, 如何使输出可获得最大正、负对称波形? 若 V_3 、 V_5 的饱和压降 $U_{CES}=1V$, 求该电路的最大不失真输出功率及效率。

解: (1) 调节 V_1 管基极偏置电路 (图中 V_1 管的偏置电路未画出), 使其静态工作点电流 I_{CQ} 变化, R_1 上的压降变化, V_2 的基极电位跟随变化, 至使 V_3 管发射极电位变化, 当 $U_{EQ}=V_{CC}/2=10V$ 时, 便可使输出端获得最大正、负对称波形电压输出。

(2) 求 P_{om} 、 η

$$\text{由于 } U_{omm} = (V_{CC}/2) - U_{CES} = 10 - 1 = 9V$$

故

$$P_{om} = \frac{U_{omm}^2}{2R_L} = \frac{9^2}{2 \times 8} = 5.06W$$

$$\eta = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{U_{omm}}{V_{CC}/2} = \frac{3.14 \times 9}{4 \times 10} = 70.7\%$$

3.35 电路如图P3.35所示, 设 V_1 、 V_2 的饱和压降为 $0.3V$, 求最大不失真输出功率、管耗及电源供给功率。

解: 由于 $U_{omm} = \frac{V_{CC}}{2} - U_{CES} = 3V - 0.3V = 2.7V$, 因此

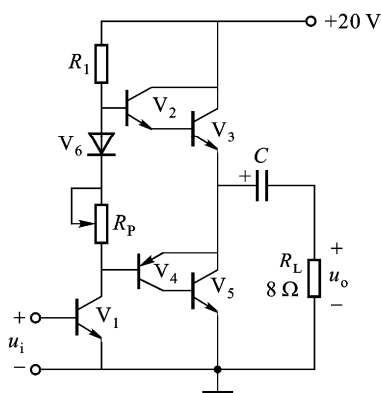


图 P3. 34

$$P_{om} = \frac{U_{omm}^2}{2R_L} = \frac{2.7^2}{2 \times 8} W = 0.46W$$

$$P_D = 2 \cdot \frac{V_{CC}}{2} \cdot \frac{U_{omm}}{\pi R_L} = 6 \times \frac{2.7}{\pi \times 8} = 0.64W$$

$$P_C = P_D - P_{om} = 0.64 - 0.46 = 0.18W$$

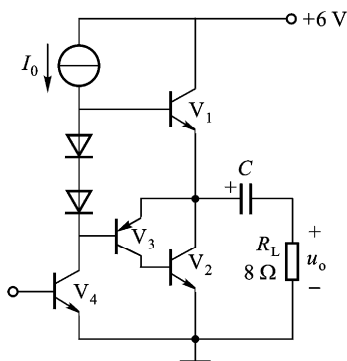


图 P3. 35

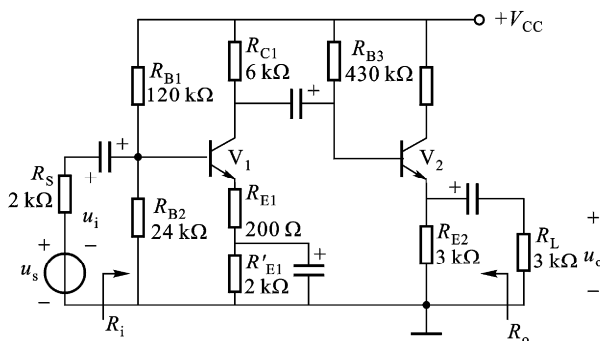


图 P3. 36

3.36 两级阻容耦合放大电路如图P3.36所示，设三极管 V_1 、 V_2 的参数相同， $\beta = 100$ ， $r_{be} = 1k\Omega$ ，信号源电压 $U_s = 10mV$ ，试求输出电压 U_o 为多大？

解：先求两级放大电路的源电压增益。

$$R_{i2} = R_{B3} // [r_{be} + (1 + \beta)R'_L] = 430k\Omega // [1k\Omega + 101 \times 1.5k\Omega] = 112.6k\Omega$$

$$A_{u1} = \frac{-\beta(R_{C1} // R_{i2})}{r_{be} + (1 + \beta)R_E} = \frac{-100(6 // 112.6)k\Omega}{(1 + 101 \times 0.2)k\Omega} = -26.9$$

$$A_{u2} \approx 1$$

$$A_u = A_{u1} A_{u2} = -26.9$$

又

$$R_i = R_{B1} // R_{B2} // [r_{be} + (1 + \beta)R_{E1}] = 120 // 24 // (1 + 101 \times 0.2)k\Omega = 10.3k\Omega$$

所以两级放大电路的源电压增益为

$$A_{us} = \frac{R_i}{R_s + R_i} A_u = \frac{10.3}{2 + 10.3} \times (-26.9) = -22.5$$

两级放大电路的输出电压有效值为

$$U_o = |A_{us}| U_s = 22.5 \times 10mV = 225mV$$

3.37 两级放大电路如图P3.37所示，设三极管参数相同， $\beta = 50$ ， $r_{bb'} = 200\Omega$ ， $U_{BEQ} = 0.6V$ 。

(1)估算各级静态工作点；(2)画出交流通路和小信号交流等效电路，并求电压放大倍数 A_u 。

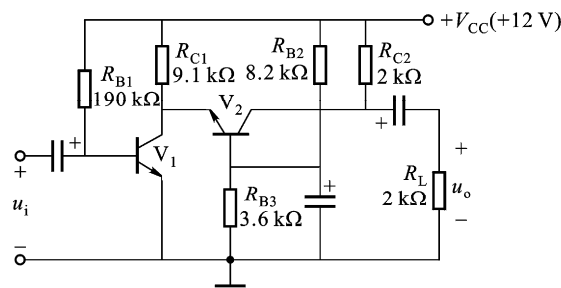


图 P3.37

解：（1）估算静态工作点

图 P3.37 的直流通路如图解 P3.37(a)所示。由图可得

$$I_{BQ1} = \frac{V_{CC} - U_{BEQ1}}{R_{B1}} = \frac{12 - 0.6}{190} \text{ mA} = 0.06 \text{ mA}$$

$$I_{CQ1} = \beta I_{BQ1} = 50 \times 0.06 \text{ mA} = 3 \text{ mA}$$

$$U_{BQ2} \approx \frac{V_{CC} R_{B3}}{R_{B2} + R_{B3}} = \frac{12 \times 3.6}{3.6 + 8.2} = 3.7 \text{ V}$$

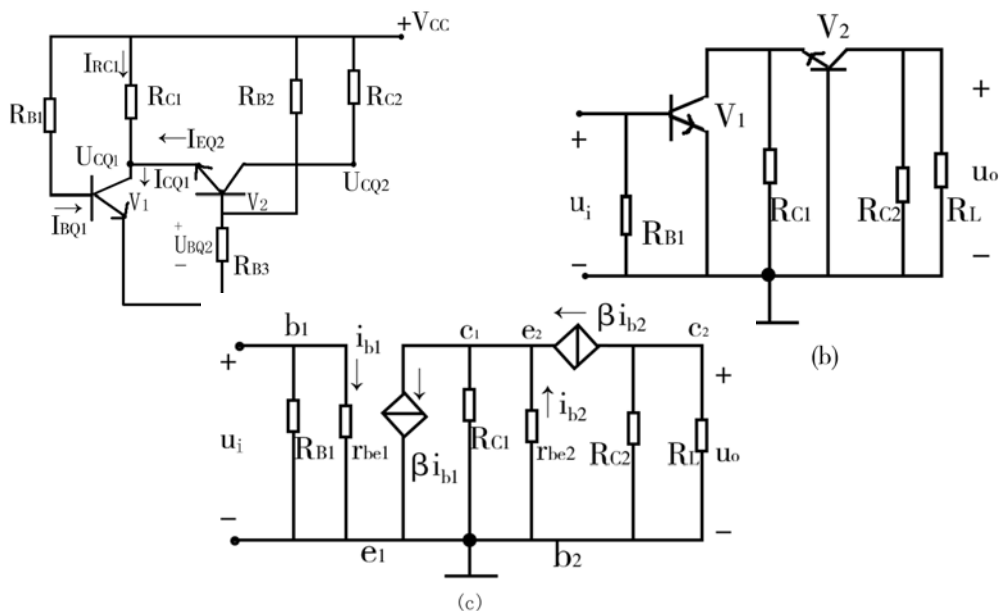
$$U_{CEQ1} = U_{CQ1} = U_{BQ2} - U_{BEQ2} = 3.7 - 0.6 = 3.1 \text{ V}$$

$$I_{RC1} = \frac{V_{CC} - U_{CQ1}}{R_{C1}} = \frac{12 - 3.1}{9.1} \text{ mA} = 1 \text{ mA}$$

$$I_{CQ2} \approx I_{EQ2} = I_{CQ1} - I_{RC1} = (3 - 1) \text{ mA} = 2 \text{ mA}$$

$$U_{CQ2} = V_{CC} - I_{CQ2} R_{C2} = 12 - 2 \times 2 = 8 \text{ V}$$

$$U_{CEQ2} = U_{CQ2} - U_{CQ1} = 8 - 3.1 = 4.9 \text{ V}$$



图解 P3.37 图 P3.37 电路的直流通路、交流通路与小信号等效电路

(2) 动态分析

画出图 P3.37 的交流通路与小信号等效电路如图解 P3.37 (b)、(c) 所示, 图中

$$r_{be1} = 200\Omega + 51 \frac{26}{3}\Omega = 642\Omega$$

$$r_{be2} = 200\Omega + 51 \frac{26}{2}\Omega = 863\Omega$$

$$r_{eb2} = \frac{r_{be2}}{1 + \beta} = \frac{863}{51} = 17\Omega$$

由此可得

$$A_{u1} = \frac{u_{o1}}{u_i} = \frac{-\beta(R_{C1} // r_{eb2})}{r_{be1}} = \frac{-50(9.1 \times 10^3 // 17)}{633} = -1.3$$

$$A_{u2} = \frac{u_o}{u_{i2}} = \frac{\beta(R_{C2} // R_L)}{r_{be2}} = \frac{50(2 // 2)k\Omega}{0.863k\Omega} = 58$$

$$A_u = A_{u1} \cdot A_{u2} = (-1.3) \times 58 = -75.4$$

3. 38 两级放大电路如图P3.38 所示, 已知场效应管 $g_m=1mS$, 晶体管 $\beta=99$, $r_{be}=2k\Omega$ 。

(1) 试画出该电路的小信号交流等效电路; (2) 说明 R_{G3} 的作用, 并求输入电阻 R_i ; (3) 求电压放大倍数 A_u 及输出电阻 R_o 。

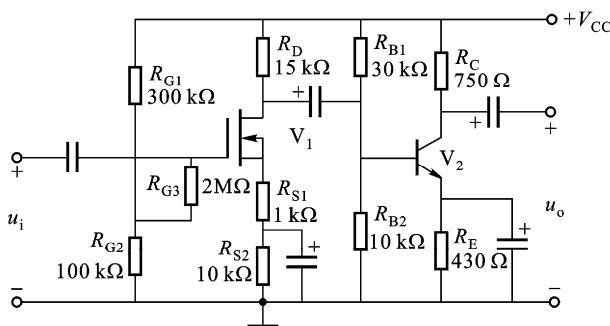


图 P3.38

解: (1) 画出小信号交流等效电路如图解 P3.38 所示。

(2) 说明 R_{G3} 的作用, 求 R_i

由图解 P3.38 可求得放大电路的输入电阻为

$$R_i = R_{G3} + R_{G1} // R_{G2} = 2M\Omega + (0.1 // 0.3) M\Omega \approx 2M\Omega$$

由此可见, R_{G3} 用来提高放大电路输入电阻, 但它的大小对静态工作点没有影响。

(3) 求 A_u 、 R_o

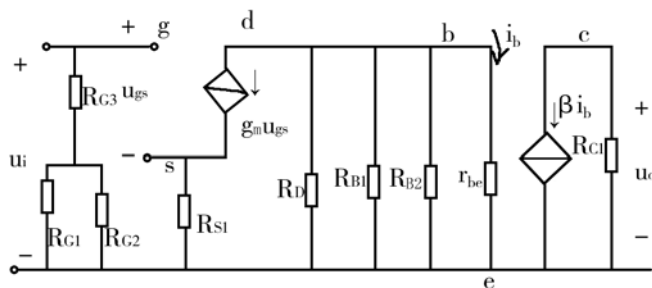
由图可得

$$A_{u1} = \frac{-g_m(R_D // R_{B1} // R_{B2} // r_{be})}{1 + g_m R_{S1}} = \frac{-1 \times (15 // 30 // 10 // 2)}{1 + 1 \times 1} = -0.71$$

$$A_{u2} = \frac{-\beta R_C}{r_{be}} = \frac{-99 \times 0.75}{2} = -37.1$$

所以 $A_u = A_{u1} A_{u2} = (-0.71) \times (-37.1) = 26.3$

而 $R_O = R_C = 750 \Omega$



图解 P3. 38

3.39 多级放大电路如图P3.39所示，设各管的 $\beta = 150$ ， $r_{bb'} = 0$ ， $|U_{BEQ}| = 0.7V$ ，试求：

(1) 各管静态集电极电流 I_{CQ} 及静态输出电压 U_o (可略去各管静态基极电流 I_{BQ})；(2) 电压放大倍数 A_u ，输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o 。

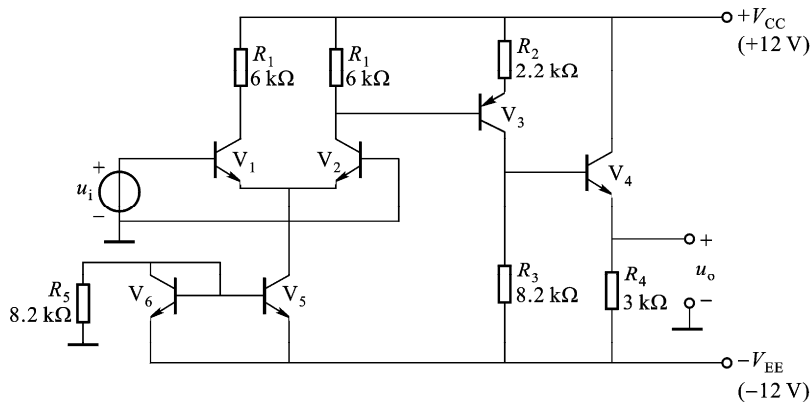


图 P3. 39

解：(1) 求静态电流、电压

$$I_{CQ5} = I_{CQ6} = \frac{V_{EE} - U_{BEQ}}{R_5} = \frac{12 - 0.7}{8.2} \text{ mA} = 1.38 \text{ mA}$$

$$I_{CQ1} = I_{CQ2} = \frac{I_{CQ5}}{2} = \frac{1.38}{2} \text{ mA} = 0.69 \text{ mA}$$

略去 I_{BQ3} 、 I_{BQ4} 可得

$$I_{CQ3} \approx I_{EQ3} = \frac{I_{CQ2}R_1 - U_{EBQ3}}{R_2} = \frac{0.69 \times 6 - 0.7}{2.2} \text{mA} = 1.56 \text{mA}$$

$$I_{CQ4} \approx I_{EQ4} = \frac{I_{CQ3}R_3 - U_{BEQ4}}{R_4} = \frac{1.56 \times 8.2 - 0.7}{3} = 4 \text{mA}$$

故 $U_o = I_{CQ4}R_4 - V_{EE} = 4 \times 3 - 12 = 0 \text{V}$

(2) 求 A_u 、 R_i 、 R_o

各管的输入电阻分别为

$$r_{be1} = 151 \times \frac{26}{0.69} \Omega = 5.69 \text{k}\Omega$$

$$r_{be3} = 151 \times \frac{26}{1.56} = 2.52 \text{k}\Omega$$

$$r_{be4} = 151 \times \frac{26}{4} = 0.98 \text{k}\Omega$$

故各级放大倍数分别为

$$A_{u1} = \frac{\beta[R_1 // (r_{be3} + (1 + \beta)R_2)]}{2r_{be1}} = \frac{150[6 // (2.52 + 151 \times 2.2)]}{2 \times 5.69} = 77.7$$

$$A_{u2} = \frac{-\beta R_3 // [r_{be4} + (1 + \beta)R_4]}{r_{be3} + (1 + \beta)R_2} = \frac{-150 \times [8.2 // (0.98 + 151 \times 3)]}{2.52 + 151 \times 2.2} = -3.6$$

$$A_{u3} \approx 1$$

因此 $A_u = A_{u1} \cdot A_{u2} \cdot A_{u3} = 77.7 \times (-3.6) \times 1 = -280$

而放大电路的输入电阻和输出电阻分别为

$$R_i = 2r_{be1} = 2 \times 5.69 \text{k}\Omega = 11.4 \text{k}\Omega$$

$$R_o = \frac{R_3 + r_{be4}}{1 + \beta} // R_4 = \left(\frac{8.2 + 0.98}{151} // 3 \right) \text{k}\Omega = 60 \Omega$$

3.40 由理想集成运放构成的电路如图P3.40所示，已知 $u_i = 1 \text{V}$ ，试用“虚短路”和“虚开路”概念，求流过 R_3 的电流 i 。

解：根据虚开路， $i_p = 0$ ，则得 $u_p = u_i$

根据虚短路得

$$u_n \approx u_p = u_i$$

所以

$$i_1 = \frac{u_n}{R_2} = \frac{u_i}{R_2} = \frac{1}{10} \text{mA} = 0.1 \text{mA}$$

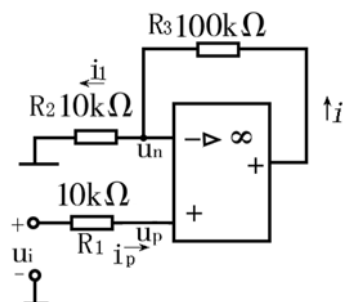


图 P3.40

根据虚开路, $i_n=0$, 因此流过 R_3 的电流 $i \approx i_1=0.1\text{mA}$

3. 41 由理想集成运放构成的电路如图P3.41 所示, 已知 $U_i=2\text{V}$, 试求各电路的输出电压 U_o 的值。

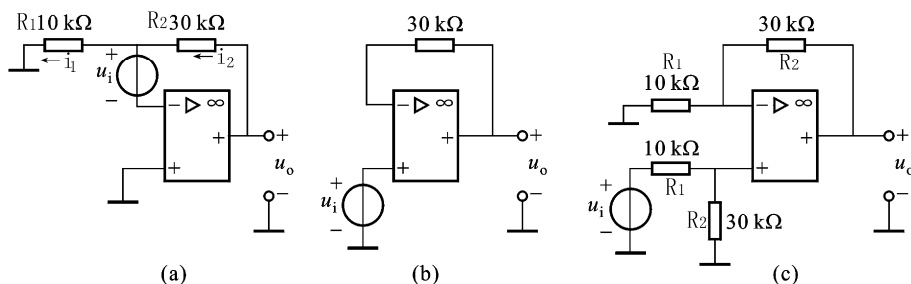


图 P3. 41

解: (a) 根据虚短路, $u_n=u_p=0$, 可得 $i_1=u_i/R_1$

又根据虚开路, $i_n=0$, 可得 $i_1=i_2$, 由此可得电路输出电压 u_o 为

$$u_o = i_2 R_2 + i_1 R_1 = \frac{u_i}{R_1} (R_1 + R_2) = \frac{2}{10} (10 + 30) = 8\text{V}$$

(b) 根据虚开路和虚短路可得

$$u_o = u_n = u_i = 2\text{V}$$

(c) 根据虚开路可得

$$u_p = \frac{u_i R_2}{R_1 + R_2} \quad u_n = \frac{u_o R_1}{R_1 + R_2}$$

根据虚短路, 有 $u_p=u_n$, 则得

$$u_o R_1 = u_i R_2$$

所以

$$u_o = \frac{R_2}{R_1} u_i = \frac{30}{10} \times 2\text{V} = 6\text{V}$$

第 4 章 负反馈放大电路

4.1 某放大电路输入的正弦波电压有效值为 10mV ，开环时正弦波输出电压有效值为 10V ，试求引入反馈系数为 0.01 的电压串联负反馈后输出电压的有效值。

解：开环电压放大倍数为

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{10\text{V}}{10\text{mV}} = 1000$$

引入 $F_u=0.01$ 的电压串联负反馈后，闭环电压放大倍数为

$$A_{uf} = \frac{A_u}{1 + A_u F_u} = \frac{1000}{1 + 1000 \times 0.01} \approx 90.9$$

故可得该负反馈放大电路输出电压的有效值为

$$U_o = A_{uf} \cdot U_i = 90.9 \times 10\text{mV} \approx 0.91\text{V}$$

4.2 某电流并联负反馈放大电路中，输出电流为 $i_o = 5\sin \omega t (\text{mA})$ ，已知开环电流放大倍数为 $A_i = 200$ ，电流反馈系数为 $F_i = 0.05$ ，试求输入电流 i_i 、反馈电流 i_f 和净输入电流 i_{id} 。

$$\text{解： } i_{id} = \frac{i_o}{A_i} = \frac{5\sin \omega t (\text{mA})}{200} = 25\sin \omega t (\mu\text{A})$$

$$i_f = F_i i_o = 0.05 \times 5\sin \omega t (\text{mA}) = 250\sin \omega t (\mu\text{A})$$

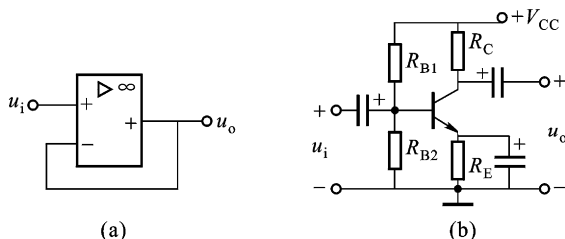
$$i_i = i_{id} + i_f = 275\sin \omega t (\mu\text{A})$$

4.3 分析图 4.3 所示电路中的反馈：（1）反馈元件是什么？（2）是正反馈还是负反馈？

（3）是直流反馈还是交流反馈？

解：（a）无反馈元件，电路通过输出端与集成运放反相端之间的连线引入负反馈；为交、直流反馈。

（b）反馈元件是 R_E ，引入了直流负反馈。



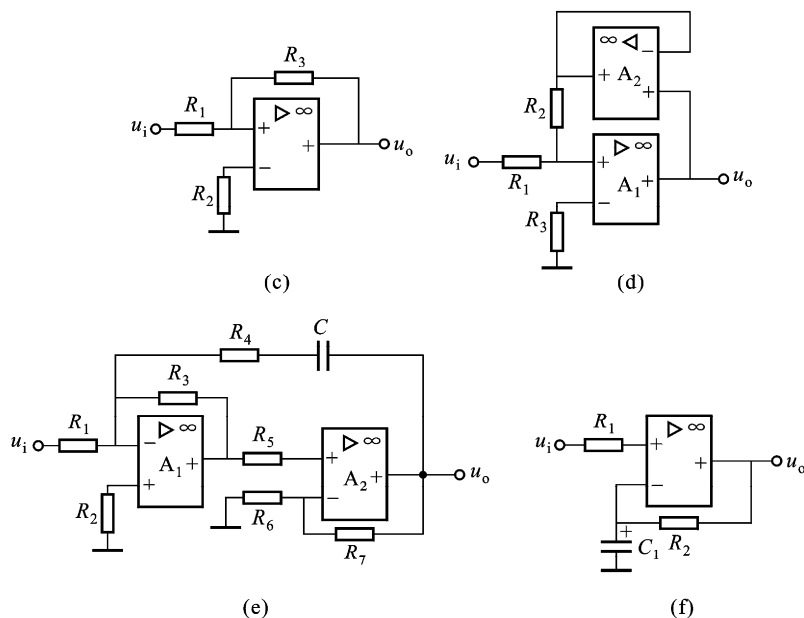


图 P4.3

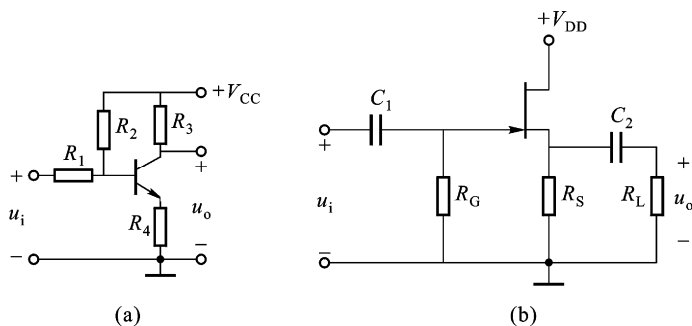
(c) 反馈元件是 R_3 ，引入了交、直流正反馈。

(d) 对集成运放 A_1 而言，反馈元件是集成运放 A_2 所构成的电路及电阻 R_2 ，它们引入交、直流正反馈。对集成运放 A_2 而言，由其输出端和反相输入端之间的连线引入了交、直流负反馈。

(e) 对集成运放 A_1 而言，反馈元件是 R_3 ，引入了交、直流负反馈。对集成运放 A_2 而言，反馈元件是 R_6 、 R_7 ，引入了交、直流负反馈。另外，集成运放 A_1 、 A_2 之间还存在级间反馈，反馈元件是 R_4 、 C ，引入了交流负反馈。

(f) 反馈元件是 R_2 ，引入了直流负反馈。

4.4 分析图 P4.4 所示各电路中的交流反馈（若为多级电路，只要求分析级间反馈）：（1）是正反馈还是负反馈；（2）对负反馈放大电路，判断其反馈类型。



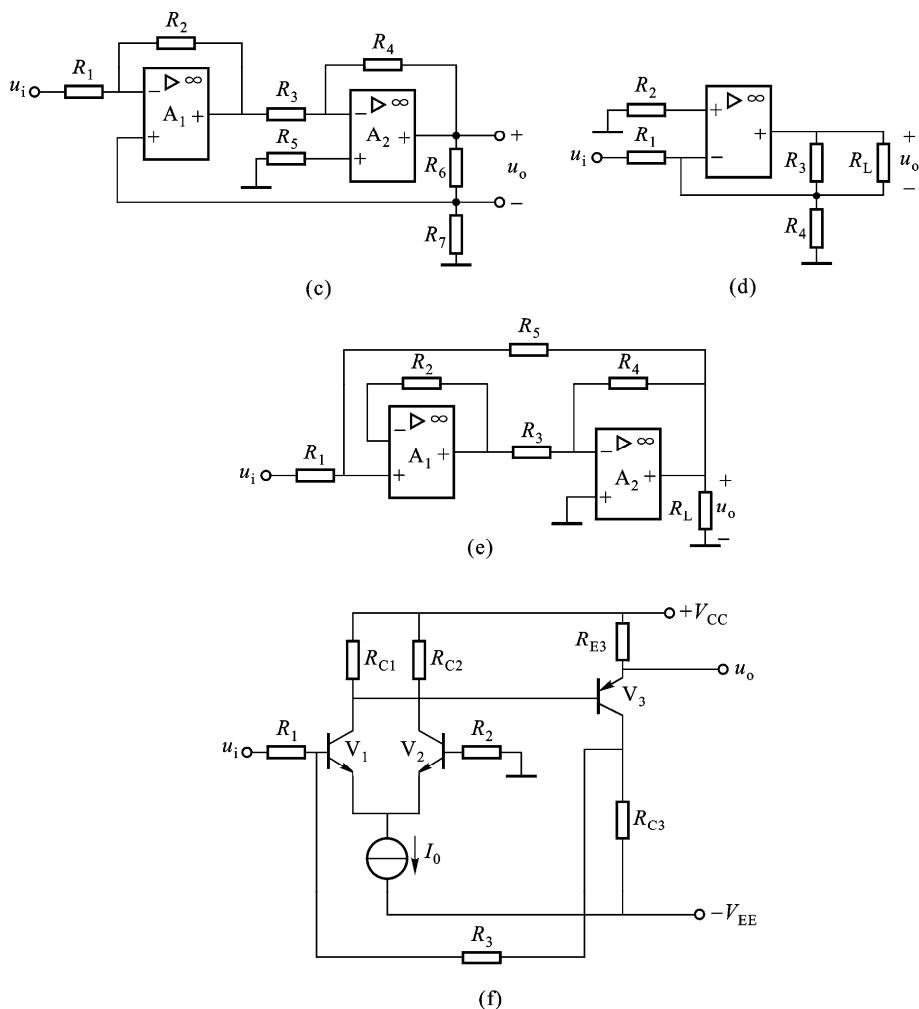
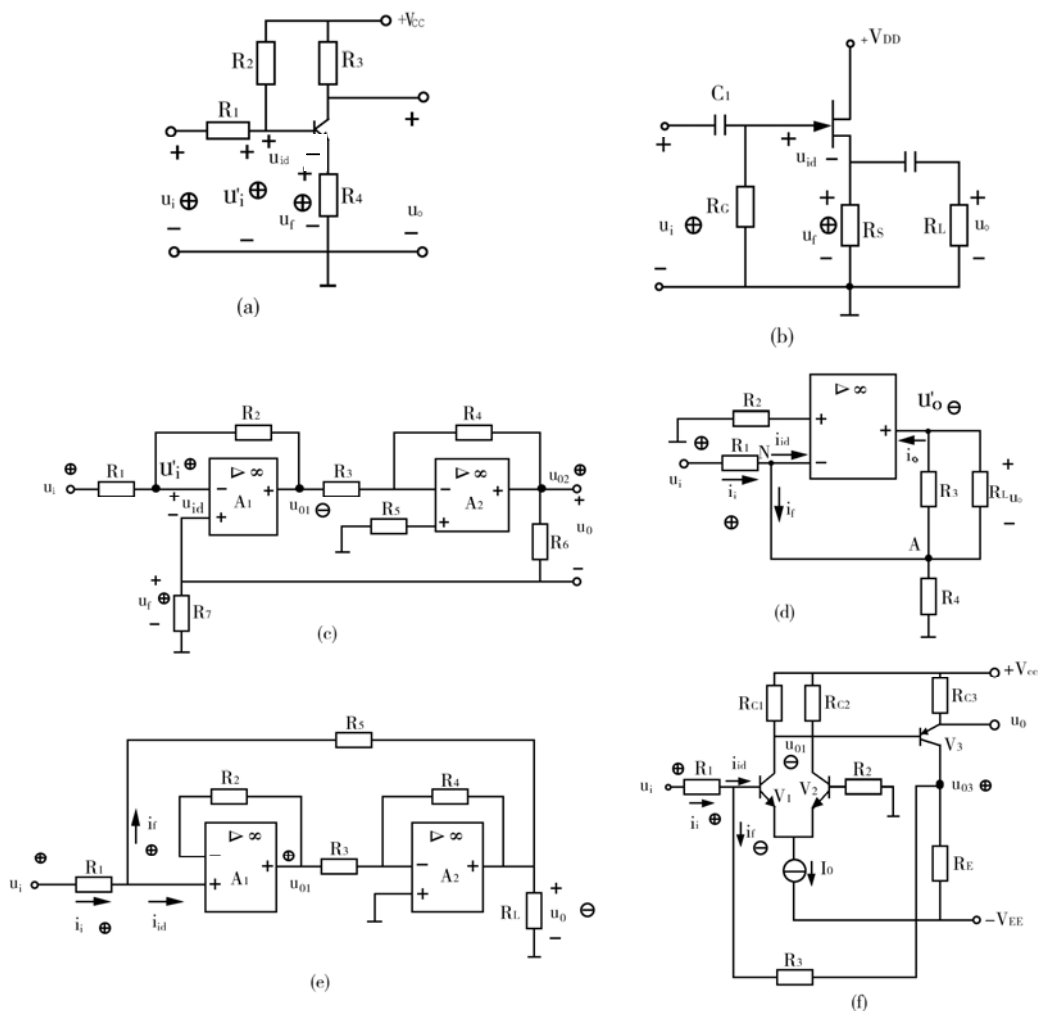


图 P4. 4

解：(a) 图 (a) 中， R_4 为反馈元件，引入串联反馈，故反馈信号为 u_f ，可标出 u_f 、净输入电压 u_{id} 如图解 P4.4 (a) 所示。设该图中的 u_i 瞬时极性为正，并用 $\oplus$ 表示，则可得 u_i' 、 u_f 的瞬时极性也为正，而 $u_{id} = u_i' - u_f$ ，因此引入 u_f 后削弱了净输入信号，为负反馈。若令 $u_o = 0$ ，该反馈仍将存在，故为电流反馈。因此，该电路为电流串联负反馈放大电路。

(b) 图 (b) 中 R_5 为反馈元件，引入串联反馈，可标出反馈电压 u_f 、净输入电压 u_{id} 如图解 P4.4 (b) 所示。设 u_i 的瞬时极性为正，则可得 u_f 的瞬时极性也为正，而 $u_{id} = u_i - u_f$ ，故引入的是负反馈。由于 $u_f = u_o$ ，反馈取样于输出电压，故为电压反馈。因此，这是电压串联负反馈放大电路。

图 P4. 4



图解 P4.4

(c) 图 (c) 中, R_7 为级间反馈元件, 引入级间串联反馈, 可标出 u_f 、 u_{id} 如图解 P4.4 (c) 所示。设 u_i 对地的瞬时极性为正, 则可得 u'_i 对地的瞬时极性为正、 u_{o1} 对地的瞬时极性为负, u_{o2} 对地的瞬时极性为正, 由于

$$u_f = \frac{R_7}{R_6 + R_7} u_{o2}$$

故 u_f 的瞬时极性也为正, 而 $u_{id} = u'_i - u_f$, 故引入的是负反馈。若令 $u_o = 0$, 由图可见反馈仍存在, 故为电流反馈。因此, 这是电流串联负反馈放大电路。

(d) 图 (d) 中, 由连线 NA 引入并联反馈, 可标出 i_i 、 i_f 、 i_{id} 如图解 P4.4 (d) 所示。设 u_i 对地的瞬时极性为正, 则可得 i_i 的瞬时极性为正, u'_o 对地的瞬时极性为负, 输出电流 i_o 的

实际流向如图所示，而 $i_f=i_o$ ，故 i_f 的瞬时极性也为正，而 $i_{id}=i_i-i_f$ ，故引入的是负反馈。由于 $i_f=i_o$ ，反馈信号取样于 i_o ，故为电流反馈。因此，这是电流并联负反馈放大电路。

(e) 图(e)中，级间反馈元件为 R_5 ，引入并联反馈，可标出 i_i 、 i_f 、 i_{id} 如图解P4.4(e)所示。设 u_i 对地的瞬时极性为正，则可得 i_i 、 u_{o1} 的瞬时极性均为正， u_o 的瞬时极性为负，故 i_f 的瞬时极性也为正，而 $i_{id}=i_i-i_f$ ，故引入的是负反馈。令 $u_o=0$ 时，反馈将消失，故为电压反馈。因此，这是电压并联负反馈放大电路。

(f) 图(f)中，级间反馈元件为 R_3 、 R_E ，引入并联反馈，可标出 i_i 、 i_f 、 i_{id} 如图解P4.4(f)所示。设 u_i 对地的瞬时极性为正，则可得 i_i 极性为正， u_{o1} 对地极性为负， u_{o3} 对地极性为正，故 i_f 的瞬时极性为负，而 $i_{id}=i_i-i_f$ ，故引入的是正反馈。

4.5 某负反馈放大电路的闭环增益为 40dB，当开环增益变化 10%时闭环增益的变化为 1%，试求其开环增益和反馈系数。

解：由题意知， $A_f=40\text{dB}=100$ ， $\frac{dA}{A}=10\%$ 时引起 $\frac{dA_f}{A_f}=1\%$ ，故

$$1 + AF = \frac{dA / A}{dA_f / A_f} = \frac{10\%}{1\%} = 10$$

$$A = A_f (1 + AF) = 100 \times 10 = 1000 = 60\text{dB}$$

$$F = \frac{10 - 1}{A} = \frac{9}{1000} = 9 \times 10^{-3}$$

4.6 图 P4.6 所示各电路中，希望降低输入电阻，稳定输出电压，试在各图中接入相应的反馈网络。

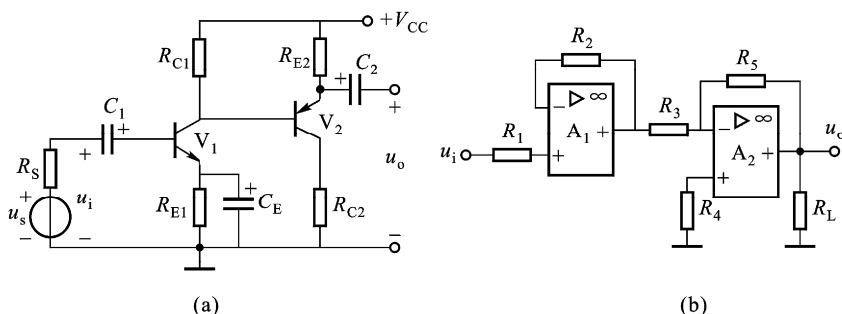


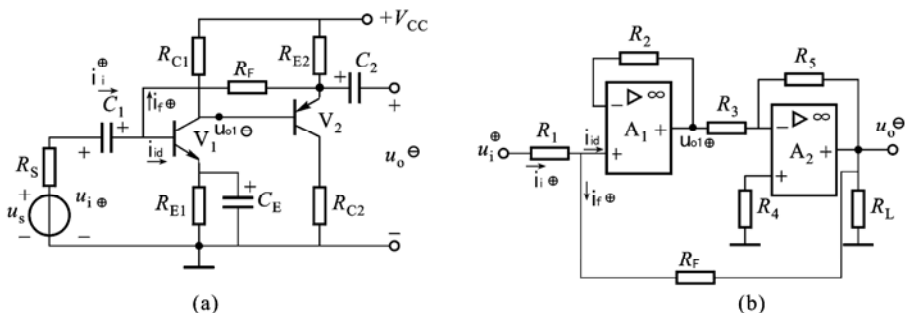
图 P4.6

解：欲降低输入电阻、稳定输出电压，应引入级间电压并联负反馈。

对图P4.6(a)，可在 V_1 基极与 V_2 发射极间接入反馈电阻 R_F ，如图解P4.6(a)所示。图

中，设 u_i 瞬时极性为正，可得 i_i 极性为正， u_{o1} 对地极性为负， u_o 对地极性为负，故 i_f 极性也为正， $i_{id}=i_i-i_f$ ，故引入了负反馈。

对图P4.6 (b)，可在 A_1 同相输入端与 A_2 输出端之间接入 R_F ，如图解P4.6 (b) 所示。图中，设 u_i 对地瞬时极性为正，可得 i_i 、 u_{o1} 的极性均为正， u_o 对地极性为负，故 i_f 极性为正，引入了负反馈。



图解 P4. 6

4.7 分析图 P4.7 所示各深度负反馈放大电路；（1）判断反馈类型；（2）写出电压放大

倍数 $A_{uf} = \frac{u_o}{u_i}$ 的表达式。

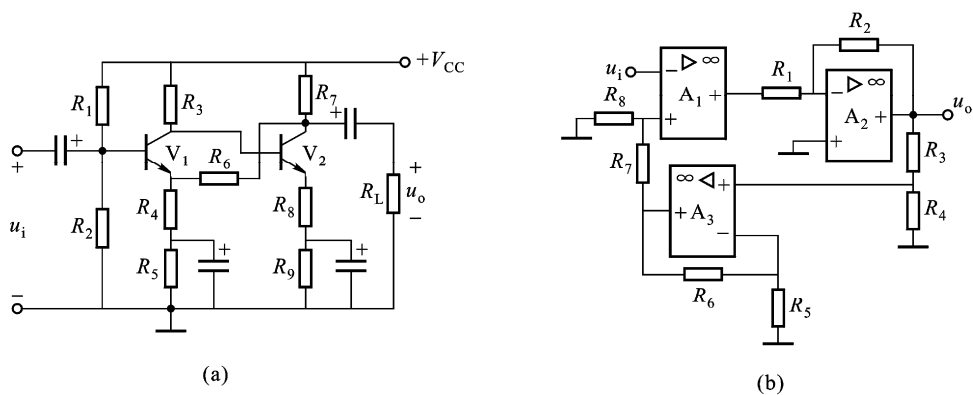


图 P4. 7

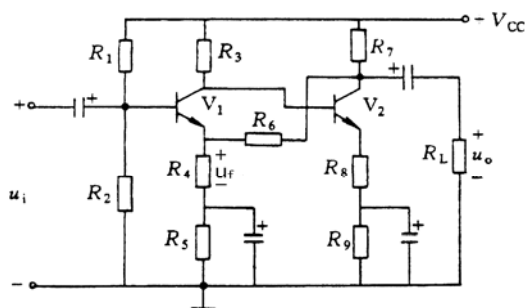
解：（a）图（a）中， R_4 、 R_6 构成级间交流反馈网络，引入串联反馈，可标出反馈电压 u_f 如图解P4.7(a)所示。若令 $u_o=0$ ，这种反馈将会消失，故为电压反馈。由于是深度串联负反馈放大电路，有 $u_f \approx u_i$ 。

又由图解 P4.7(a)可求得

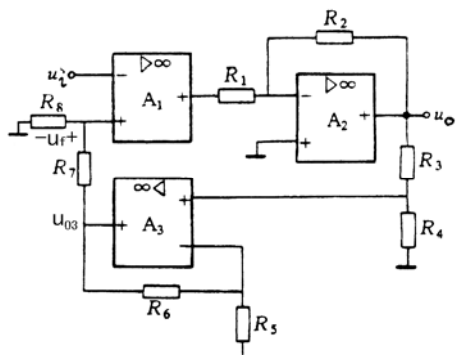
$$u_f = \frac{R_4}{R_4 + R_6} u_o$$

故可得闭环电压放大倍数为

$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} = \frac{u_o}{u_f} = 1 + \frac{R_6}{R_4}$$



(a)



(b)

图解 P4.7

(b) 图 (b) 中, R_3 、 R_4 、 A_3 电路和 R_7 、 R_8 共同构成级间反馈网络, 引入串联反馈, 可标出反馈电压 u_f 如图解 P4.7(b) 所示。若令 $u_o = 0$, 则反馈消失, 故为电压反馈。由于电路构成深度串联负反馈放大电路, 故有 $u_f \approx u_i$ 。

由图解 P4.7(b) 可得

$$u_f = \frac{R_8}{R_7 + R_8} u_{o3} = \frac{R_8}{R_7 + R_8} \cdot \left(1 + \frac{R_6}{R_5}\right) \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot u_o$$

故可得闭环电压放大倍数为

$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} = \frac{u_o}{u_f} = \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) \left(1 + \frac{R_7}{R_8}\right) \cdot \frac{R_5}{R_5 + R_6}$$

4.8 分析图 P4.8 所示各反馈电路: (1) 标出反馈信号和有点的瞬时极性, 判断反馈性质与类型; (2) 设其中的负反馈放大电路为深度负反馈, 估算电压放大倍数、输入电阻和输出电阻。

解: (a) 图 (a) 中, R_1 、 R_3 构成级间反馈网络, 引入串联反馈, 可标出反馈信号 u_f 如图解 P4.8 (a) 所示。设 u_i 的瞬时极性为正, 则得 u_{o1} 对地极性为负, u_o 的对地极性为正, 而

$$u_f = \frac{R_1}{R_1 + R_3} u_o, \text{ 故 } u_f \text{ 极性也为正, 而 } u_{id} = u_i - u_{i2} = u_i - u_f, \text{ 故 } u_f \text{ 削弱了净输入信号, 引入的是负反馈, 由于 } u_f \text{ 取样于 } u_o, \text{ 故为电压反馈。由于电路构成深度电压串联负反馈放大电路, 故 } u_f \approx u_i, R_{if} \rightarrow \infty, R_{of} \approx 0. \text{ 因此闭环电压放大倍数为}$$

$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} = \frac{u_o}{u_f} = \frac{R_1 + R_3}{R_1} = \frac{20 + 100}{20} = 6$$

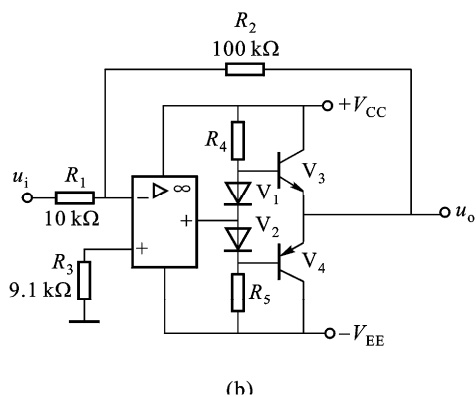
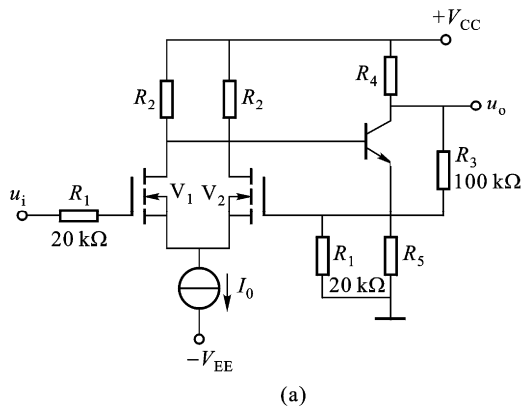
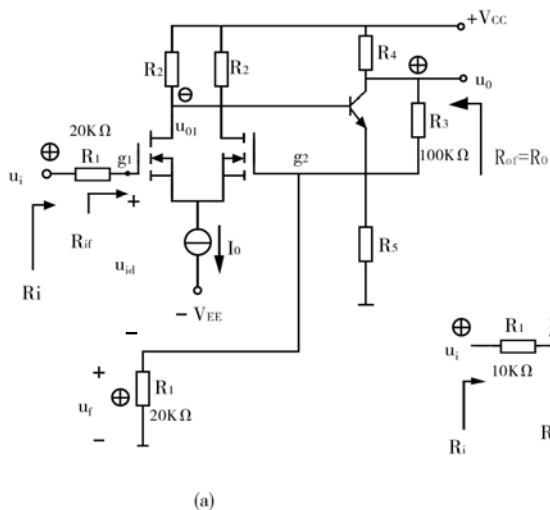
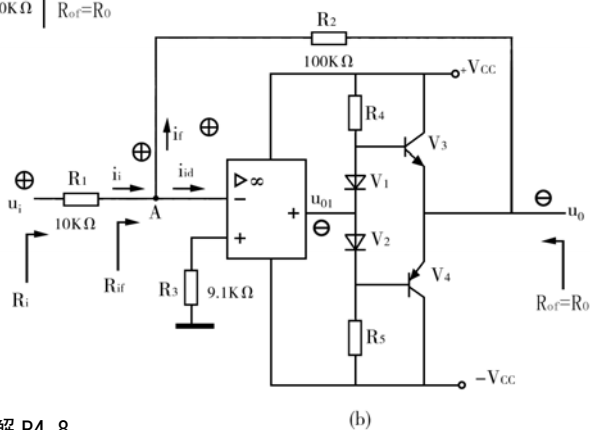


图 P4. 8



图解 P4. 8



输入电阻为 $R_i = R_1 + R_{if} \rightarrow \infty$

输出电阻为 $R_o = R_{of} \approx 0$

(b) 图 (b) 中, R_2 引入了级间反馈, 为并联反馈, 可标出 i_f 、 i_i 、 i_{id} 如图解 P4.8(b) 所示。设 u_i 的瞬时极性为正, 则得 i_i 的极性为正, u_{o1} 的对地极性为负, u_o 的对地极性也为负, 故 i_f 的极性为正。由于 $i_{id} = i_i - i_f$, i_i 削弱了净输入信号, 故为负反馈。若令 $u_o = 0$, 则反馈消失, 故为

电压反馈。由于电路构成深度电压并联负反馈放大电路，故 $i_f \approx i_i$ ， $R_{if} \approx 0$ ， $R_{of} \approx 0$ 。

由于 $R_{if} \approx 0$ ，故 $u_A \approx 0$

$$i_i = \frac{u_i}{R_1}$$
$$i_f = \frac{-u_o}{R_2}$$

闭环电压放大倍数为

$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{R_2}{R_1} = -\frac{100}{10} = -10$$

输入电阻为

$$R_i = R_1 + R_{if} \approx R_1 = 10 \text{ k} \Omega$$

输出电阻为

$$R_o = R_{of} \approx 0$$

第 5 章 放大电路的频率响应

5.1 RC 电路如图 P5.1 所示，试求出各电路的转折频率，并画出电路的波特图。

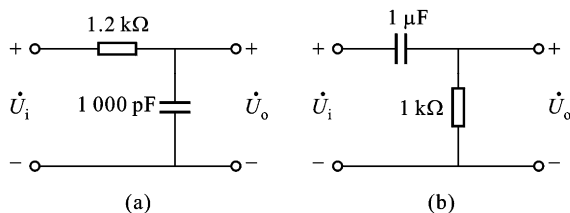
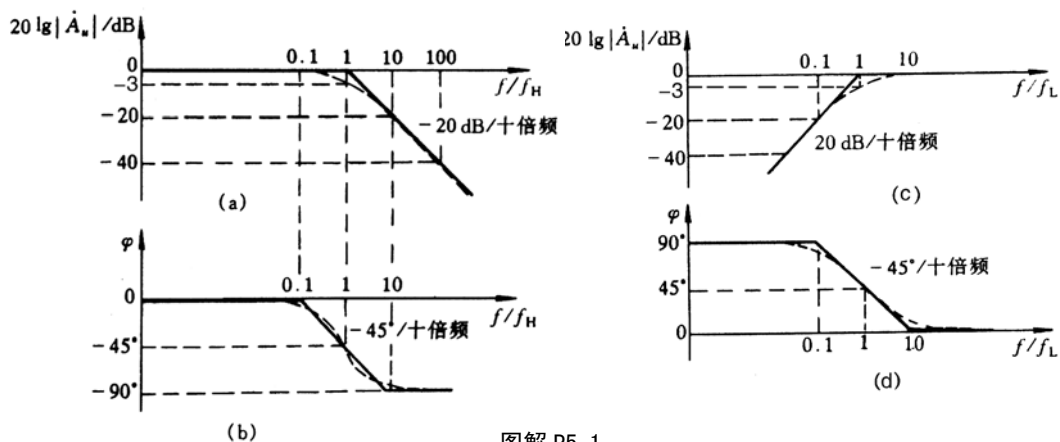


图 P5. 1

解：（a）图 P5.1（a）为低通电路，其转折频率为

$$f_H = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \times 1.2 \times 10^3 \times 1000 \times 10^{-12}} \text{ Hz} = 133 \text{ KHz}$$

该电路的幅频和相频特性波特图如图解 P5.1（a）（b）所示。



图解 P5. 1

（b）图 P5.1（b）为高通电路，其转折频率为

$$f_L = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \times 10^3 \times 10^{-6}} \text{ Hz} = 159 \text{ Hz}$$

该电路的幅频和相频特性波特图如图解 P5.1（c）（d）所示。

5.2 RC 电路如图 P5.2 所示，试求出各电路的转折频率，并作出电路的幅频特性波特图。

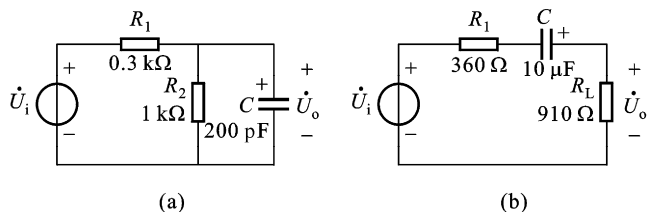


图 P5.2

解：(a) 用戴维宁定理，将图 P5.2 (a) 改画成图解 P5.2 (a) 所示，图中

$$\dot{U}_i' = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \dot{U}_i = \frac{1\text{k}\Omega}{0.3\text{k}\Omega + 1\text{k}\Omega} \dot{U}_i = 0.77 \dot{U}_i$$

$$R_1 // R_2 = (0.3 // 1) \text{ k}\Omega = 0.23 \text{ k}\Omega$$

由图解P5.2 (a) 可见，该电路为低通电路，其电路转折频率即为上限频率 f_H

$$f_H = \frac{1}{2\pi(R_1 // R_2)C} = \frac{1}{2\pi \times 0.23 \times 10^3 \times 200 \times 10^{-12}} \text{ Hz} = 3.46 \text{ MHz}$$

该电路的电压传输系数为

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} \cdot \frac{\dot{U}_i'}{\dot{U}_i} = \frac{0.77}{1 + j \frac{f}{f_H}}$$

所以，通带内对数电压传输系数等于

$$20 \lg \left| \dot{A}_u \right| = 20 \lg 0.77 = -2.3 \text{ dB}$$

根据 f_H 及通带对数电压传输系数，可作出电路的幅频特性波特图如图解P5.2 (b) 所示。

(b) 图 P5.2 (b) 为一高通电路，由图可写出电压传输系数为

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{R_L}{(R_1 + R_L) + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{R_L / (R_1 + R_L)}{1 + \frac{1}{j\omega(R_1 + R_L)C}} = \frac{R_L / (R_1 + R_L)}{1 - j \frac{f_L}{f}}$$

式中

$$f_L = \frac{1}{2\pi(R_1 + R_L)C} = \frac{1}{2\pi(360 + 910) \times 10 \times 10^{-6}} \text{ Hz} = 12.5 \text{ Hz}$$

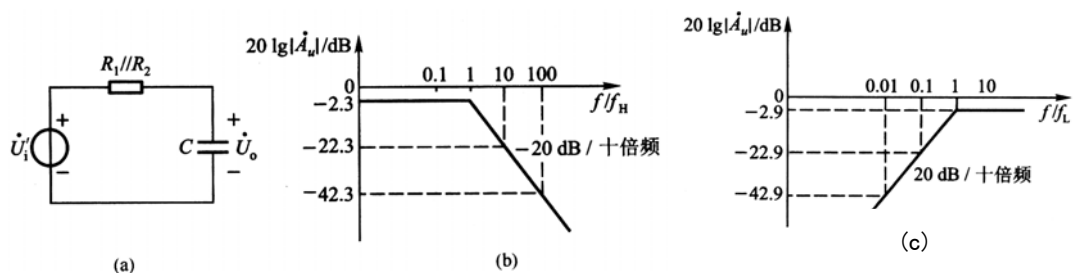
即为该高通电路的转折频率，由此可得电路的幅频特性为

$$\left| \dot{A}_u \right| = \frac{R_L / (R_1 + R_L)}{\sqrt{1 + (f_L / f)^2}}$$

可见通带内对数电压传输系数等于

$$20 \lg \left| \dot{A}_u \right| = 20 \lg \frac{R_L}{R_1 + R_L} = 20 \lg \frac{910}{360 + 910} = -2.9 \text{ dB}$$

所以，可作出电路的幅频特性波特图，如图解 P5.2 (c) 所示。

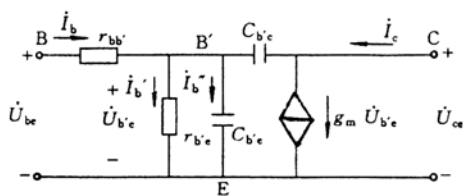


图解 P5.2

5.3 三极管的参数 $\beta_o = 79$ 、 $C_{b'c} = 2.5 \text{ pF}$ 、 $r_{bb'} = 30 \Omega$ 、 $f_T = 750 \text{ MHz}$ ，如工作电流 $I_{EQ} = 5 \text{ mA}$ ，试画出该管的混合 π 型高频等效电路，并求出各参数。

解：三极管混合 π 型高频等效电路如图解 P5.3

所示，图中



图解 P5.3

$$r_{b'e} = (1 + \beta_o) \frac{U_T}{I_{EQ}} = (80 \times \frac{26}{5}) \Omega = 416 \Omega$$

$$g_m = \frac{I_{EQ}}{U_T} = \frac{5}{26} \text{ S} = 0.192 \text{ S}$$

$$C_{be}' = \frac{g_m}{2\pi f_T} - C_{b'c} = \left(\frac{0.192}{2\pi \times 750 \times 10^6} - 2.5 \times 10^{-12} \right) \text{ F}$$

$$= 38.3 \times 10^{-12} \text{ F} = 38.3 \text{ pF}$$

5.4 已知三极管的 $\beta_o = 50$ ， $f_T = 500 \text{ MHz}$ ，试求该管的 f_a 和 f_{β_o} 若 $r_e = 5 \Omega$ ，试问 $C_{b'e}$ 等于多少（设 $C_{b'c}$ 可忽略）？

$$\text{解： } f_{\beta} = \frac{f_T}{\beta_o} = \frac{500}{50} = 10 \text{ MHz}$$

$$f_a = (1 + \beta_o) f_{\beta} = 51 \times 10 = 510 \text{ MHz}$$

$$C_{b'e} \approx \frac{1}{2\pi f_a r_e} = \frac{1}{2\pi \times 510 \times 10^6 \times 5} = 62.4 \times 10^{-12} F = 62.4 pF$$

5.5 单级三极管共发射极放大电路如图P5.5所示。已知三极管的参数 $\beta_o=80$ 、 $C_{b'e}=4pF$ ， $r_{bb'}=30\Omega$ 、 $f_T=300MHz$ ，放大电路的工作点电流 $I_{EQ}=4mA$ ，试计算 $R_s=0.5k\Omega$ 、 $R_c=0.82k\Omega$ 、 $R_b \gg r_{be}$ 时，放大电路的 A_{usm} 、 f_H 。

解：（1）求三极管混合 π 模型中的参数

$$r_{b'e} = (1 + \beta_o) \frac{U_T}{I_{EQ}} = (81 \times \frac{26}{4}) \Omega = 527 \Omega$$

$$g_m = \frac{I_{EQ}}{U_T} = \frac{4}{26} S = 0.154 S$$

$$C_{b'e} = \frac{g_m}{2\pi f_T} - C_{b'c} = (\frac{0.154}{2\pi \times 300 \times 10^6} - 4 \times 10^{-12}) F$$

$$= 77.7 \times 10^{-12} F = 77.7 pF$$

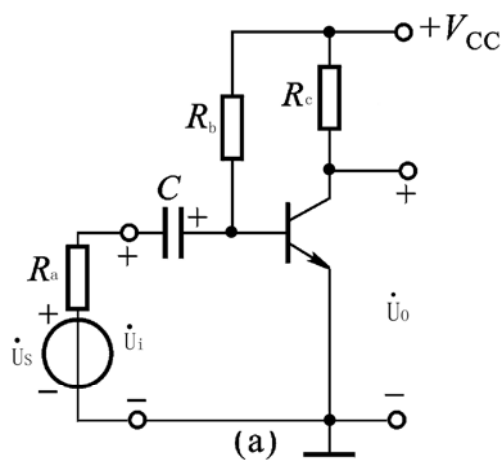


图 P5.5

（2）求放大电路的中频源电压增益

$$A_{usm} \approx \frac{-g_m r_{b'e} R_c}{R_s + r_{bb'} + r_{b'e}} = \frac{-0.154 \times 527 \times 820}{500 + 30 + 527} = -63$$

$$20 \lg |A_{usm}| \approx 36 dB$$

（3）求放大电路的上限频率 f_H

$$R'_S = \frac{(R_S + r_{bb'})r_{b'e}}{R_S + r_{bb'} + r_{b'e}} = \left[\frac{(500 + 300) \times 527}{500 + 300 + 527} \right] \Omega = 264 \Omega$$

$$C_i = C_{b'e} + C_{b'c}(1 + g_m R_C) = [77.7 + 4(1 + 0.154 \times 820)] pF = 587 pF$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi R'_S C_i} = \frac{1}{2\pi \times 264 \times 587 \times 10^{-12}} Hz = 1.03 \times 10^6 Hz = 1.03 MHz$$

5.6 共发射极放大电路如图P5.6所示，已知三极管的 $\beta = 100$ ， $r_{be} = 1.5k\Omega$ ，试分别求出它的下限频率 f_L ，并作出幅频波特图。

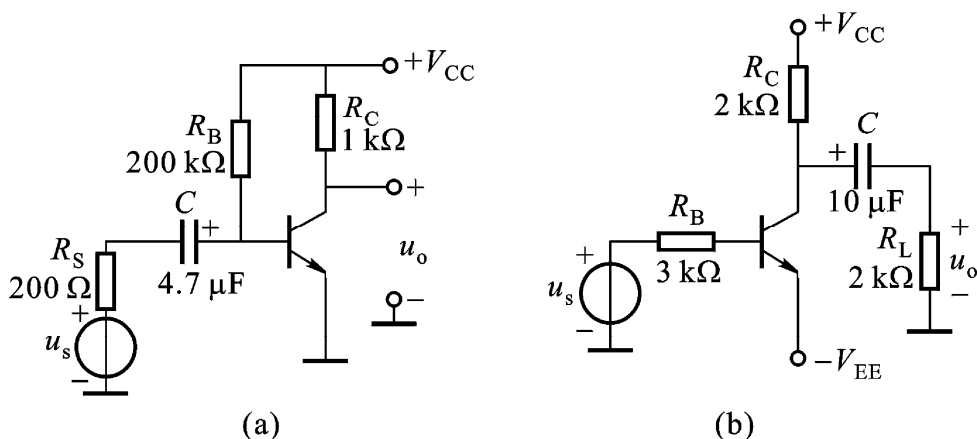


图 P5.6

解：（a）作出图P5.6（a）的交流通路如图解P5.6（a）所示，由于 $R_B \gg r_{be}$ ，故可略去 R_B 影响，则得中频源电压增益为

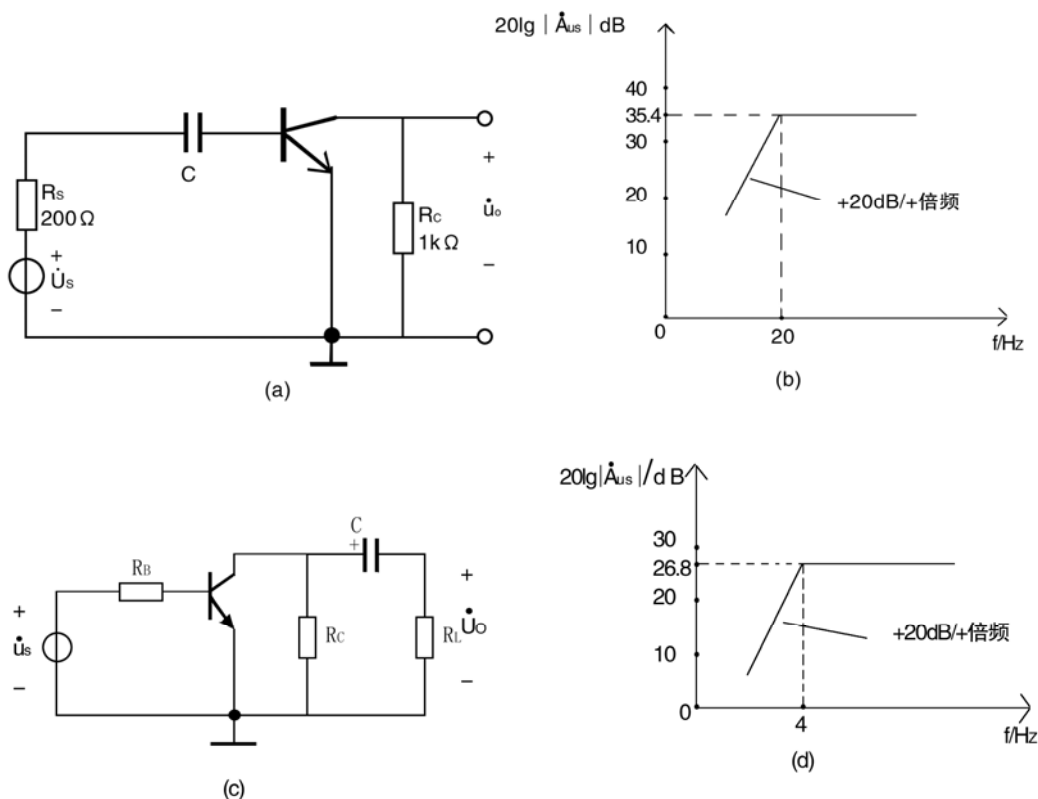
$$A_{usm} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} = -\frac{\beta R_C}{R_S + r_{be}} = -\frac{100 \times 1}{0.2 + 1.5} = -59$$

$$20 \lg |A_{usm}| = 20 \lg 59 = 35.4 dB$$

放大电路的下限频率为

$$f_L = \frac{1}{2\pi(R_S + r_{be})C} = \frac{1}{2\pi(0.2 + 1.5) \times 10^3 \times 4.7 \times 10^{-6}} Hz = 20 Hz$$

因此可作出该电路的幅频波特图如图解 P5.6（b）所示



图解 P5.6

(b) 作出图解 P5.6 (b) 的交流通路如图解 P5.6 (c) 所示，由图可得

$$A_{usm} = \frac{-\beta(R_C // R_L)}{R_B + r_{be}} = -\frac{100 \times (2 // 2)}{3 + 1.5} = -22$$

$$20lg|A_{usm}| = 20lg 22 = 26.8dB$$

$$f_L = \frac{1}{2\pi(R_C + R_L)C} = \frac{1}{2\pi(2 + 2) \times 10^3 \times 10 \times 10^{-6}} Hz = 4Hz$$

由此可作出幅频波特图如图解 P5.6 (d) 所示。

5.7 放大电路如图P5.7 所示，已知 $V_{CC}=15V$ ， $R_S=1k\Omega$ ， $R_B=20k\Omega$ ， $R_C=R_L=5k\Omega$ ， $C=5\mu F$ ；三极管的 $U_{BEQ}=0.7V$ ， $r_{bb'}=100\Omega$ ， $\beta_o=100$ ， $f_\beta=0.5MHz$ ， $C_{ob}=5PF$ 。试估算该电路的截止频率 f_H 和 f_L ，

并画出 A_{us} 的波特图。

解：(1) 求静态工作点

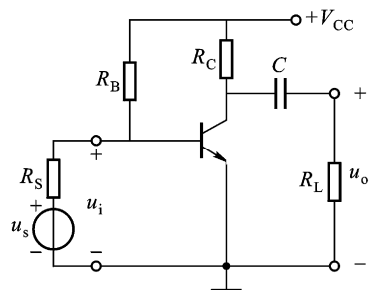


图 P5.7

$$\begin{aligned}
 I_{BQ} &= \frac{V_{CC} - U_{BEQ}}{R_B} - \frac{U_{BEQ}}{R_S} \\
 &= \left(\frac{15 - 0.7}{20} - \frac{0.7}{1} \right) \text{mA} \\
 &= 0.015 \text{mA}
 \end{aligned}$$

$$I_{CQ} = \beta_o I_{BQ} = (100 \times 0.015 \text{mA}) = 1.5 \text{mA}$$

$$U_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} R_c = (15 - 1.5 \times 5) \text{V} = 7.5 \text{V}$$

可见放大电路工作点设置合适。

(2) 求混合 π 型模型中的参数

$$r_{b'e} = (1 + \beta) \frac{U_T}{I_{EQ}} = \frac{U_T}{I_{BQ}} = \frac{26}{0.015} \Omega = 1733 \Omega$$

$$g_m = \frac{I_{EQ}}{U_T} \approx \frac{1.5}{26} \text{S} = 0.0577 \text{S}$$

$$C_{b'c} = C_{ob} = 5 \text{pF}$$

$$C_{b'e} = \frac{1}{2\pi r_{b'e} f_\beta} - C_{b'c} = \left(\frac{10^{12}}{2\pi \times 1733 \times 0.5 \times 10^6} - 5 \right) \text{pF} = 179 \text{pF}$$

(3) 求上限截止频率

$$R'_S \approx (R_S + r_{bb'}) // r_{b'e} = \frac{(1 + 0.1) \times 10^3 \times 1.733 \times 10^3}{(1 + 0.1 + 1.733) \times 10^3} \Omega = 673 \Omega$$

$$C_i = C_{b'e} + C_{b'c} (1 + g_m R'_L) = [179 + 5(1 + 0.0577 \times 2500)] \text{pF} = 905 \text{pF}$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi R'_S C_i} = \frac{1}{2\pi \times 673 \times 905 \times 10^{-12}} \text{Hz} = 0.261 \times 10^6 \text{Hz} = 261 \text{KHz}$$

(4) 求下限截止频率

由于电路只有一个输出耦合电容，所以

$$f_L = \frac{1}{2\pi (R_C + R_L) C} = \frac{1}{2\pi (5 + 5) \times 10^3 \times 5 \times 10^{-6}} \text{Hz} = 3.2 \text{Hz}$$

(5) 求中频源电压增益

$$A_{usm} \approx \frac{-g_m r_{b'e} R'_L}{R_S + r_{bb'} + r_{b'e}} = \frac{-0.0577 \times 1733 \times 2500}{1000 + 100 + 1733} = -88$$

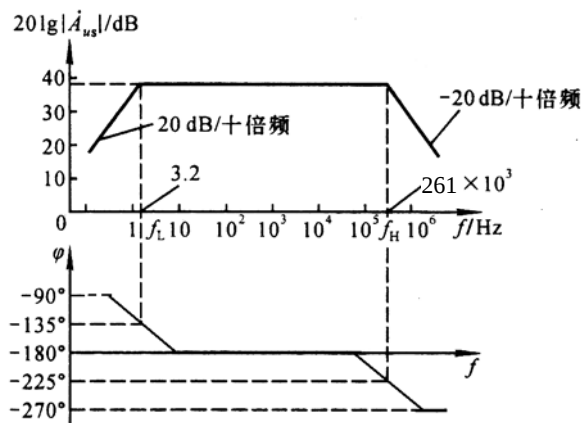
$$20 \lg |A_{usm}| = 20 \lg 88 \approx 39 \text{dB}$$

(6) 画 $\dot{A}_{us}$ 的波特图

根据上述计算结果, 可得放大电路全频段的源电压放大倍数表达式为

$$\dot{A}_{us} = \dot{A}_{usm} \frac{1}{(1 - j \frac{f_L}{f})(1 + j \frac{f}{f_H})} = \frac{-88}{(1 - j \frac{3.2}{f})(1 + j \frac{f}{261 \times 10^3})}$$

因此可画出 $\dot{A}_{us}$ 的波特图如图解 P5.7 所示。



图解 P5.7

5.8 已知某两级共发射极放大电路的波特图如图 P5.8 所示, 试写出 $\dot{A}_{us}$ 的表达式。

解: 由图 P5.8 可知中频电压增益为 40dB, 即 $|\dot{A}_{usm}| = 100$

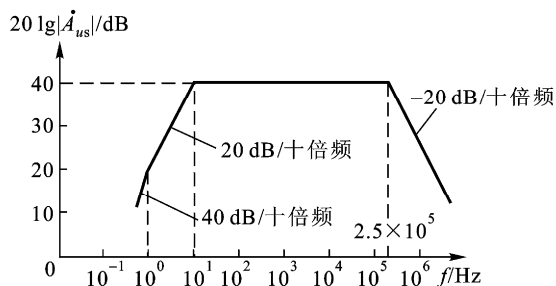


图 P5.8

低频段有两个转折频率, 分别为

$$f_H = 10\text{Hz}, f_{L2} = 1\text{Hz}$$

高频段只有一个转折频率

$$f_H = 2.5 \times 10^5\text{Hz}$$

所以 $\dot{A}_{us}$ 的表达式可写成

$$\dot{A}_{us} = \frac{100}{(1 - j\frac{f_{L1}}{f})(1 - j\frac{f_{L2}}{f})(1 + j\frac{f}{f_H})} = \frac{100}{(1 - j\frac{10}{f})(1 - j)(1 + j\frac{f}{2.5 \times 10^5})}$$

5.9 已知某放大电路的幅频波特图如图 P5.9 所示。试问：（1）该放大电路的耦合方式？
（2）该电路由几级放大电路组成？（3）中频电压放大倍数和上限频率为多少？（4）
 $f=1\text{MHz}$ 、 10 MHz 时附加相移分别为多大？

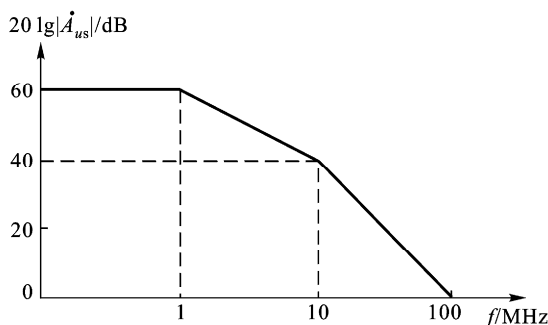


图 P5.9

解：（1）由于低频段没有转折频率，所以该放大电路为直接耦合方式。

（2）由于幅频特性高频段有两个转折频率， $f_1=1\text{MHz}$ 、 $f_2=10\text{ MHz}$ 。在 $1\sim 10\text{ MHz}$ 频率之间波特图斜率为 $-20\text{dB}/\text{十倍频}$ ，当频率大于 10 MHz 后曲线按斜率为 $-40\text{ dB}/\text{十倍频}$ 变化，说明有两个三极管的等效结电容影响高频段特性，故该放大电路由两级组成。

（3）中频电压放大倍数即为低频电压放大倍数，由于 $20\lg \left| \dot{A}_{usm} \right| = 60\text{dB}$ 所以 $A_{usm}=1000$ 倍。

由于 $f_{H2}=10f_{H1}$ ，所以放大电路的上限频率为 $f_H \approx f_{H1}=1\text{MHz}$

（4） $f_1=1\text{MHz}$ 时，附加相移 $\Delta\varphi = -45^\circ$

$f_1=10\text{MHz}$ 时，附加相移 $\Delta\varphi = -90^\circ + (-45^\circ) = -135^\circ$

5.10 已知某放大电路的频率特性表达式为

$$\dot{A}_{us} = \frac{200 \times 10^6}{10^6 + j\omega}$$

试问该放大电路的中频增益、下限和上限频率各为多大？

解：将给出的频率特性表达式变换成标准形式，即

$$\dot{A}_{us} = \frac{200}{1 + j(\omega/10^6)} = \frac{\dot{A}_{usm}}{1 + j(\omega/\omega_H)}$$

可见，放大电路的中频增益为

$$\dot{A}_{usm} = 200 \quad 20\lg|\dot{A}_{usm}| = 46\text{dB}$$

上限频率为

$$f_H = \frac{\omega_H}{2\pi} = \frac{10^6}{2\pi} \text{Hz} = 159\text{KHz}$$

而下限频率为 $f_L=0$ 。

5.11 已知负反馈放大电路的环路增益幅频波特图如图 P5.11 所示，试判断该反馈放大电路是否稳定。

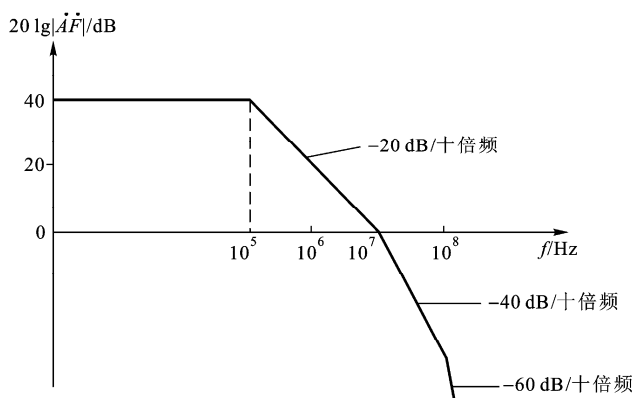


图 P5.11

解：由图可知，当 $20\lg|\dot{A}\dot{F}|=0$ 时，附加相移 $\Delta\varphi = -135^\circ$ ，所以该反馈放大电路是

稳定的。

5.12 由集成运放构成小信号的放大电路如图P5.12 所示，已知集成运放 741 的 $BW_G=1\text{MHz}$ ，试求该电路的中频增益、下限和上限频率。

解：

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_p} \cdot \frac{\dot{U}_p}{\dot{U}_i} = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \frac{R_2}{R_2 + \frac{1}{j\omega C}}$$

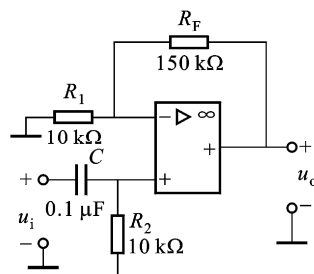


图 P5.12

$$= (1 + \frac{R_f}{R_1}) \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega CR_2}} = A_{um} \frac{1}{1 - j(f_L / f)}$$

式中， A_{um} 为中频电压增益

$$A_{um} = 1 + \frac{R_f}{R_1} = 1 + \frac{150}{10} = 16$$

$$20\lg|A_{um}| = 20\lg 16 = 24dB$$

f_L 为下限截止频率

$$f_L = \frac{1}{2\pi R_2 C} = \frac{1}{2\pi \times 10^4 \times 0.1 \times 10^{-6}} Hz = 159Hz$$

放大电路的上限频率受到集成运放的 BW_G 限制，为

$$f_H = \frac{BW_G}{|A_{um}|} = \frac{10^6}{16} Hz = 62.5KHz$$

第六章 模拟集成放大器的线性应用

6.1 运算电路如图 P6.1 所示,试分别求出各电路输出电压的大小。

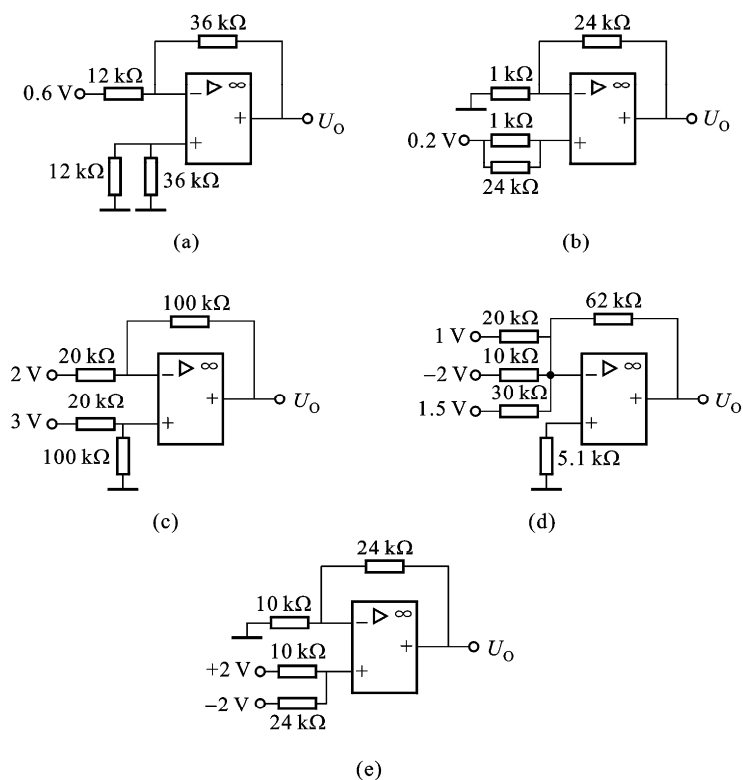


图 P6.1

解: (a) $U_o = -\frac{36}{12} \times 0.6V = -1.8V$

(b) $U_o = (1 + \frac{24}{1}) \times 0.2V = 5V$

(c) $U_o = (3 - 2) \times \frac{100}{20} V = 5V$

(d) $U_o = -62 \times (\frac{1}{20} - \frac{2}{10} + \frac{1.5}{30}) V = 6.2V$

(e) $U_o = (1 + \frac{24}{10}) (\frac{2 \times 24}{10 + 24} + \frac{-2 \times 10}{10 + 24}) V = 2.8V$

6.2 写出图 P6.2 所示各电路的名称,分别计算它们的电压放大倍数和输入电阻。

解: (a) 反相比例运算电路, $A_{uf} = -\frac{20}{1} = -20$, $R_{if}' = 1k\Omega$

(b) 同相比例运算电路, $A_{uf} = 1 + \frac{20}{1} = 21$, $R_{if}' \rightarrow \infty$

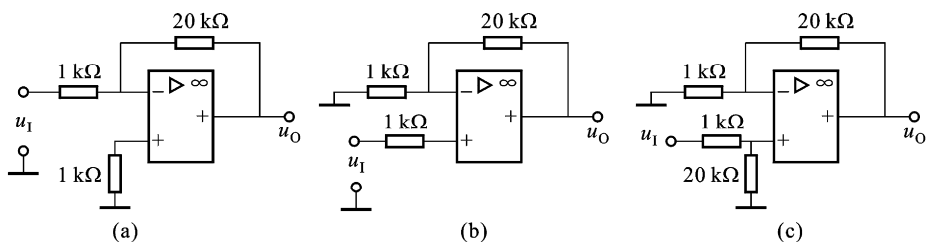
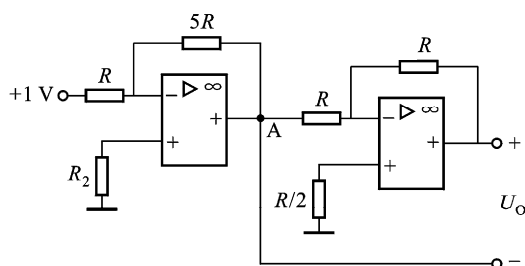


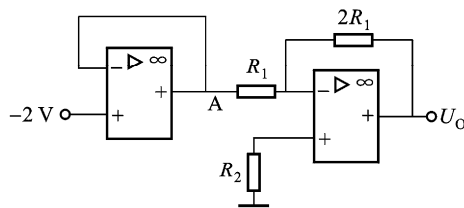
图 P6.2

(c)同相比例运算电路, $A_{uf} = (1 + \frac{20}{1}) \frac{20}{20+1} = 20, R'_{if} = 21k\Omega$

6.3 运放应用电路如图P6.3所示,试分别求出各电路的输出电压 U_o 值。



(a)



(b)

图 P6.3

解 (a) $U_A = -\frac{5R}{R} \times 1V = -5V$

$$U_o = -\frac{R}{R} U_A - U_A = -2U_A = 10V$$

(b) $U_A = -2V$

$$U_o = -\frac{2R_1}{R_1} U_A = 4V$$

6.4 图P6.4所示的电路中,当 $u_i=1V$ 时, $u_o=-10V$,试求电阻 R_F 的值。

$$\text{解: } A_{uf} = \frac{u_o}{u_I} = \frac{-10}{1} = -10$$

$$\text{而由图可得 } A_{uf} = -\frac{R_F}{3k\Omega}$$

$$\text{故 } R_F = -10 \times (-3)k\Omega = 30k\Omega$$

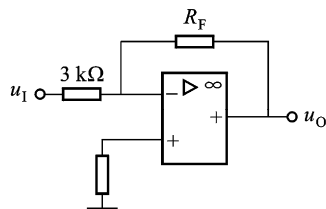


图 P6. 4

6. 5 图P6.5 是利用集成运放构成的具有高输入电阻的差分放大电路,试求输出电压 u_o 与输入电压 u_{I1} 、 u_{I2} 之间的运算关系。

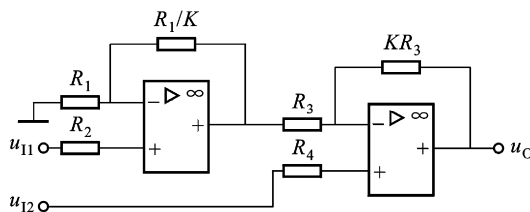


图 P6. 5

$$\begin{aligned} \text{解: } u_o &= (1 + \frac{KR_3}{R_3})u_{I2} - \frac{KR_3}{R_3}(1 + \frac{R_1/K}{R_1})u_{I1} \\ &= (1 + K)u_{I2} - K(1 + \frac{1}{K})u_{I1} = (1 + K)(u_{I2} - u_{I1}) \end{aligned}$$

6. 6 分别设计实现下列各运算关系的运算电路。(括号中的反馈电阻 R_F 或反馈电容 C_F 为给定值, 要求画出电路并求出元件值)。

$$(1) u_o = -3u_I \quad (R_F = 39k\Omega);$$

$$(2) u_o = -(u_{I1} + 0.2u_{I2}) \quad (R_F = 15k\Omega);$$

$$(3) u_o = 5u_I \quad (R_F = 20k\Omega);$$

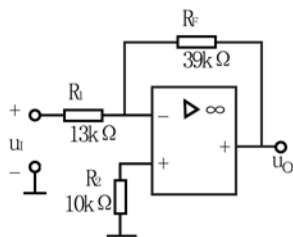
$$(4) u_o = -u_{I1} + 0.2u_{I2} \quad (R_F = 10k\Omega);$$

解: (1) 由式可知, 可采用反比例运算电路实现该运算关系, 电路如图解 P6.6 (1) 所示。

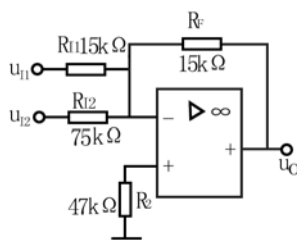
由于

$$u_o = -3u_I = \frac{-R_F}{R_1}u_I$$

$$\text{故 } R_1 = \frac{R_F}{3} = 13k\Omega$$



图解 P6.6(1) 反比例运算电路



图解 P6.6(2) 反相加法运算电路

为了使运放两输入端对地直流电阻相等，故要求

$$R_2 = R_1 // R_1 \approx 10K \Omega$$

(2) 由式可知，可采用反相加法运算电路，电路如图解 P6.6(2)所示。

由于

$$u_o = -u_{i1} - 0.2u_{i2} = -\frac{R_F}{R_{i1}}u_{i1} - \frac{R_F}{R_{i2}}u_{i2}$$

故 $\frac{R_F}{R_{i1}} = 1$ ，则 $R_{i1} = R_F = 15k \Omega$

$$\frac{R_F}{R_{i2}} = 0.2, \text{ 则 } R_{i2} = \frac{R_F}{0.2} = \frac{15k\Omega}{0.2} = 75k\Omega$$

而 $R_2 = R_{i1} // R_{i2} // R_F \approx 4.6k \Omega$ ，取 $4.7k \Omega$

(3) 由式可知，可采用同相比例运算电路，如图解 P6.6(3)所示。

由于

$$u_o = 5u_i = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right)u_i$$

故 $1 + \frac{R_F}{R_1} = 5$ ，则 $R_1 = \frac{R_F}{5-1} = \frac{20k\Omega}{4} = 5k\Omega$

而 $R_2 = R_1 // R_F = 4k \Omega$

(4) 由式可知，可采用减法运算电路，如图解 P6.6(4)所示。

由于

$$u_o = -u_{i1} + 0.2u_{i2} = -\frac{R_F}{R_1}u_{i1} + \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right)\frac{R_3}{R_2 + R_3}u_{i2}$$

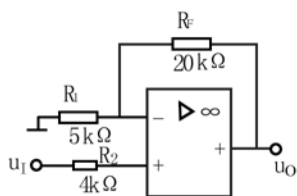
故 $\frac{R_F}{R_1} = 1$ ，则 $R_1 = R_F = 10\text{k}\Omega$

$$\left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) \frac{R_3}{R_2 + R_3} = 0.2, \text{ 即 } \frac{R_3}{R_2 + R_3} = 0.1$$

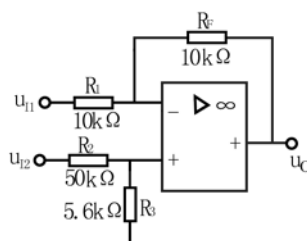
而根据输入端直流电阻平衡要求，可得 $R_2 // R_3 = R_1 // R_F = 5\text{k}\Omega$ ，故

$$R_2 = \frac{5\text{k}\Omega}{0.1} = 50\text{k}\Omega$$

$$R_3 = \frac{5 \times 50}{50 - 5} \text{k}\Omega \approx 5.6\text{k}\Omega$$

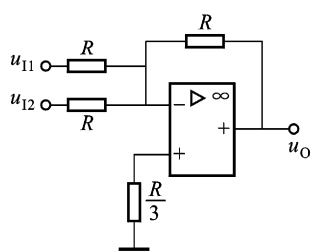


图解 P6. 6 (3) 同相比例运算电路

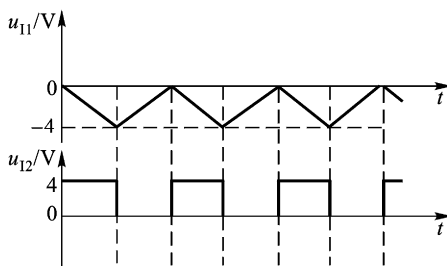


图解 P6. 6 (4) 减法运算电路

6.7 反相加法电路如图P6.7(a)所示，输入电压 u_{I1} 、 u_{I2} 的波形如图P6.7(b)所示，试画出输出电压 u_O 的波形（注明其电压变化范围）。



(a)



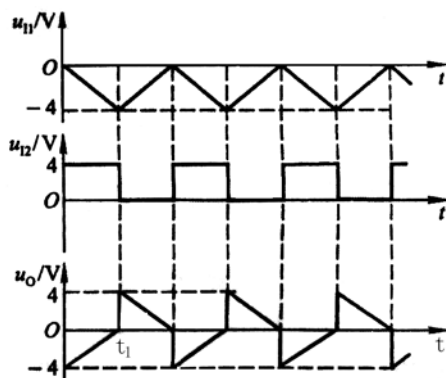
(b)

图 P6. 7

解：由图 P6.7(a)可得

$$u_o = -\frac{R}{R}u_{I1} - \frac{R}{R}u_{I2} = -(u_{I1} + u_{I2})$$

故可画出 u_O 波形如图解P6.7 所示。



图解 P6. 7

6. 8 由集成运放组成的三极管电流放大系数 β 的测试电路如图P6.8 所示，设三极管的 $U_{BE}=0.7V$ 。求三极管的C、B、E各极的电位值；若电压表读数为 $200mV$ ，试求三极管的 β 值。

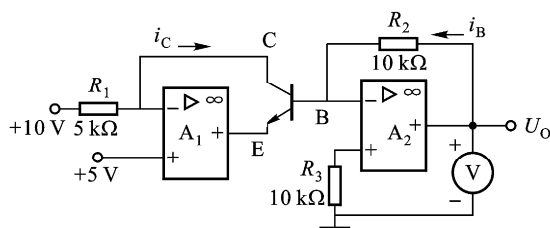


图 P6. 8

解：根据“虚短”，由运放 A_1 可知 $U_C=5V$ ；由运放 A_2 可知 $U_B=0V$ ， $U_E=-0.7V$ 。由运放 A_1 构成的电路可得

$$I_C = \frac{(10-5)V}{5k\Omega} = 1mA$$

由运放 A_2 构成的电路可得

$$I_B = \frac{U_O - U_B}{R_2} = \frac{200mV}{10k\Omega} = 20\mu A$$

故三极管的 β 为

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{1mA}{20\mu A} = 50$$

6.9 在图P6.9 所示的积分电路中，若 $R_1=10k\Omega$ ， $C_F=1\mu F$ ， $u_i=-1V$ ，求 u_o 从起始值 $0V$ 达到 $+10V$ 所需的积分时间。

解：由图可得

$$u_o(t) = -\frac{1}{R_1 C_F} \int_0^t u_I dt$$

$$= -\frac{(-t)}{10 \times 10^3 \times 10^{-6}} (\text{V}) = 100t (\text{V})$$

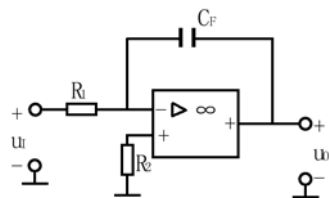


图 P6. 9

故 u_o 从 0V 达到+10V所需的积分时间为

$$t = \frac{10}{100} \text{ s} = 0.1 \text{ s}$$

6. 10 图P6.10(a)、(b)所示的积分电路与微分电路中，已知输入电压波形如图P6.10(c)所示，且 $t=0$ 时 $u_C=0$ ，集成运放最大输出电压为 $\pm 15\text{V}$ ，试分别画出各个电路的输出电压波形。

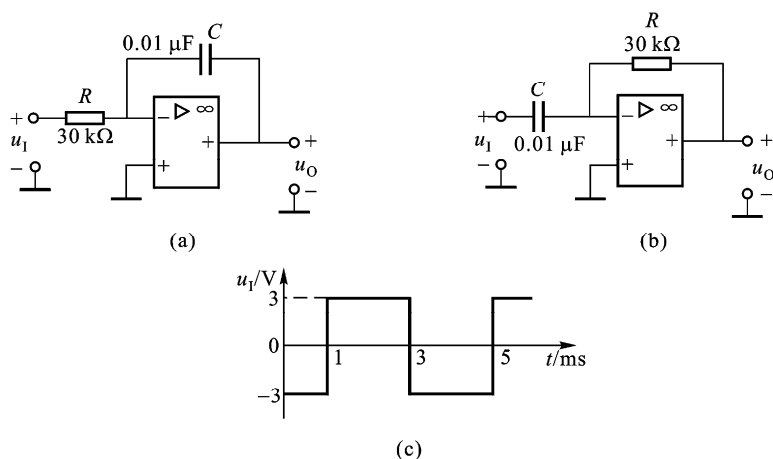


图 P6. 10

解：(1) 由图 (a) 所示的积分电路可得

$$u_o(t) = -\frac{1}{RC} \int_{t_0}^t u_I dt + u_o(t_0)$$

由于

$$\tau = RC = 30 \times 10^3 \times 0.01 \times 10^{-6} \text{ s} = 0.3 \text{ ms}$$

$$u_o(0) = u_C(0) = 0$$

故在 0~1ms 时间段内

$$u_o(t) = -\frac{1}{0.3 \times 10^{-3}} \int_0^t (-3) dt + u_o(0)$$

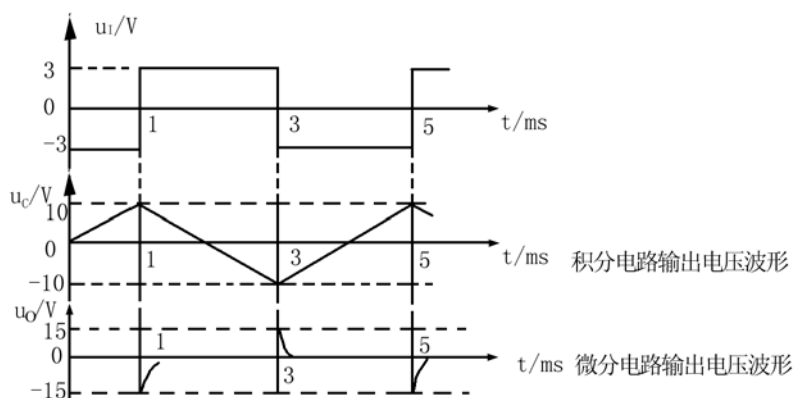
$$= +10^4 t (\text{V})$$

$$u_o|_{t=1ms} = 10^4 \times 10^{-3} V = 10V$$

而在 1~3ms 时间段内

$$\begin{aligned} u_o(t) &= -\frac{1}{0.3 \times 10^{-3}} \int_{1ms}^t 3dt + u_o|_{t=1ms} \\ &= [-10^4(t - 1 \times 10^{-3}) + 10]V \\ &= (20 - 10^4 t)V \end{aligned}$$

$$u_o|_{t=3ms} = 20 - 10^4 \times 3 \times 10^{-3} = -10V$$



图解 P6. 10

可见，在 $u_I = -3V$ 时， u_o 线性增大，最大值为 $10V$ ；在 $u_I = 3V$ 时， u_o 线性减小，最小值为 $-10V$ 。由于 u_o 值小于集成运放最大输出电压值（ $15V$ ），故输出电压与输入电压间为线性积分关系。由于 u_I 为对称方波，故可作出 u_o 波形如图解 P6.10 所示，为三角波。

（2）由图（b）所示的微分电路可得

$$u_o(t) = -RC \frac{du_I}{dt} = -3 \times 10^{-4} \frac{du_I}{dt}$$

故可作出 u_o 波形如图解 P6.10 所示。

6. 11 图 P6.11 所示电路中，当 $t=0$ 时， $u_C=0$ ，试写出 u_O 与 u_{I1} 、 u_{I2} 之间的关系式。

解：根据虚地，可得

$$i_F = \frac{u_{I1}}{R_1} + \frac{u_{I2}}{R_2}$$

故

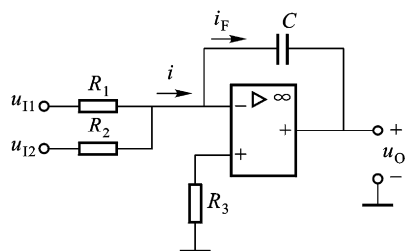


图 P6. 11

$$u_o = \frac{-1}{C} \int_0^t i_F dt = \frac{-1}{C} \int_0^t \left(\frac{u_{I1}}{R_1} + \frac{u_{I2}}{R_2} \right) dt$$

6. 12 电路如图P6.12 所示，试求出 u_o 与 u_i 的关系。

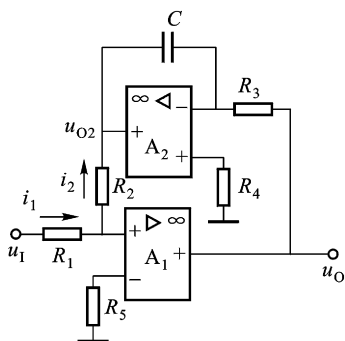
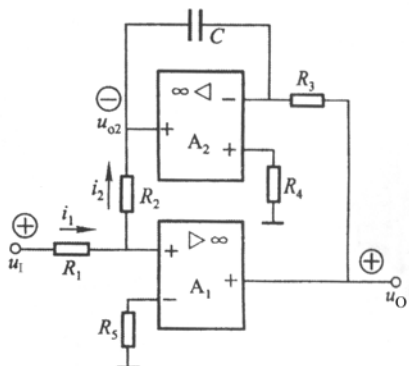


图 P6. 12



图解 P6. 12

解：由图解P6.12 可知，该电路通过 A_2 、 R_2 构成电压并联负反馈，因此运放 A_1 的两个输入端既虚短又虚断。由图可得

$$\frac{u_I}{R_1} = \frac{-u_{O2}}{R_2}$$

$$\text{则 } u_{O2} = -\frac{R_2}{R_1} u_I$$

根据积分运算电路的运算关系，可知

$$u_{O2} = -\frac{1}{R_3 C} \int u_o dt$$

因此

$$-\frac{R_2}{R_1} u_I = -\frac{1}{R_3 C} \int u_o dt$$

从而可得

$$u_o = \frac{R_2 R_3 C}{R_1} \cdot \frac{du_I}{dt}$$

可见，该电路是利用积分运算电路来实现微分运算的。

6.13 由理想运放构成的放大电路如图 P6.13 所示，试分别求出各电路的中频电压放大倍数及下限截止频率。

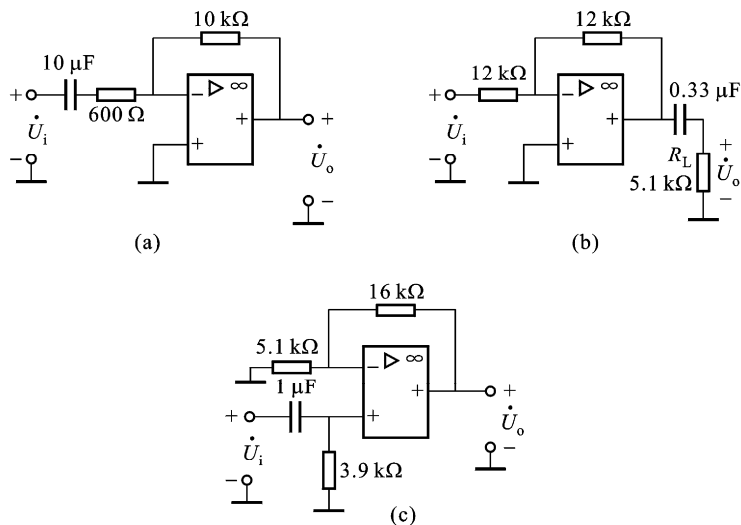


图 P6. 13

解: (a) $A_{uf} = -\frac{R_f}{R_1} = -\frac{10 \times 10^3}{600} = -16.7$

$$f_L = \frac{1}{2\pi R_1 C} = \frac{1}{2\pi \times 600 \times 10 \times 10^{-6}} = 26.5 \text{ Hz}$$

(b) $A_{uf} = -\frac{R_f}{R_1} = -\frac{12 \text{ k}\Omega}{12 \text{ k}\Omega} = -1$

$$f_L = \frac{1}{2\pi R_L C} = \frac{1}{2\pi \times 5.1 \times 10^3 \times 0.33 \times 10^{-6}} = 94.6 \text{ Hz}$$

(c) $A_{uf} = 1 + \frac{R_f}{R_1} = 1 + \frac{16 \text{ k}\Omega}{5.1 \text{ k}\Omega} = 4.14$

$$f_L = \frac{1}{2\pi \times 3.9 \times 10^3 \times 10^{-6}} = 40.8 \text{ Hz}$$

6.14 试用集成运算放大器构成图P6.14 所示的反相小信号交流放大电路,要求放大电路最低工作频率为 300Hz,电压增益为 20dB,输入电阻为 1.2kΩ,设集成运算放大器具有理想特性,试决定 C_1 、 R_1 、 R_F 的大小。

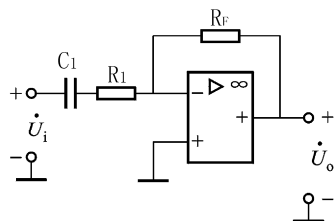


图 P6. 14

解: 由图可得 $R_1=R_i=1.2 \text{ k}\Omega$

由于 $A_{uf} = -\frac{R_F}{R_1}$, 故可得

$$R_F = |A_{uf}| R_1 = 10 \times 1.2k\Omega = 12k\Omega$$

根据最低工作频率 f_L 可得

$$C_1 \geq \frac{1}{2\pi f_L R_1} = \frac{1}{2\pi \times 300 \times 1.2 \times 10^3} F = 0.44 \times 10^{-6} F = 0.44\mu F$$

6.15 试用集成运算放大器CF741 构成图P6.15 所示的同相小信号交流放大电路，要求工作频带为 100Hz~5kHz，电压放大倍数 $A_{uf}=15$ ，输入电阻为 10k Ω ，试决定 C_1 、 R_1 、 R_2 、 R_F 的大小；若输入电压 $U_{im}=0.5V$ ，为使输出电压不产生失真，试决定电源电压的大小，并核算CF741 能否满足要求。

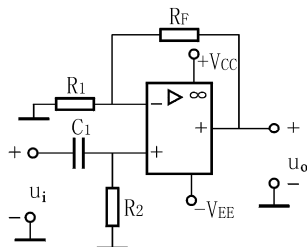


图 P6. 15

解：根据 $R_1=R_2$,可得 $R_2=10k\Omega$

由式 $1 + \frac{R_F}{R_1} = 15$ 和 $\frac{R_1 R_F}{R_1 + R_F} = R_2 = 10k\Omega$ 联立求解可得 $R_F=150k\Omega$ ， $R_1 \approx 11k\Omega$

根据下限频率 $f_L=100Hz$ ，可得

$$C_1 \geq \frac{1}{2\pi f_L R_2} = \frac{1}{2\pi \times 100 \times 10 \times 10^3} = 0.159 \times 10^{-6} F = 0.159\mu F$$

由 $U_{om} = A_{uf} U_{im} = 15 \times 0.5 = 7.5V$

则要求 $V_{CC}=V_{EE}>7.5V$ 。为留有管压降，可取电源电压为 $\pm 12V$ 。

由 $A_{uf} BW_f = 15 \times 5kHz = 75kHz < BW_G = 1MHz$

$$2\pi f_H U_{om} = 2\pi \times 5 \times 10^3 \times 7.5 V/s = 236 \times 10^3 V/s \approx 0.24V/\mu s < S_R = 0.5V/\mu s$$

可见，CF741 运放满足该电路要求。

6.16 由集成运算放大器CF741 构成的小信号交流放大电路如图P6.16 所示，试分析电路中各主要元件的作用，求出 A_{uf} 及下限截止频率 f_L 。

解：集成运放采用单电源供电。-18V直流电压经 R_5 、稳压管V、电容 C_3 构成的稳压滤波电路，送出稳定的-13V电压作为集成运放的直流电源，接到其负电源端 4，正电源端 7 接地。-13V电压经 R_4 、 R_3 的分压，取-6.5V加到运放同相输入端， C_2 为交流旁路电容。

运放 2 端所接 R_1 决定放大电路输入电阻，并与反馈电阻 R_2 共同决定放大电路的电压增益。 C_1 为耦合电容，用以耦合交流隔除直流。由图可得，放大电路的电压增益及下限频率

f_L 分别为

$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{R_2}{R_1} = -\frac{10k\Omega}{0.6k\Omega} = -16.7$$

$$f_L = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} = \frac{1}{2\pi \times 600 \times 10 \times 10^{-6}} Hz = 26.5 Hz$$

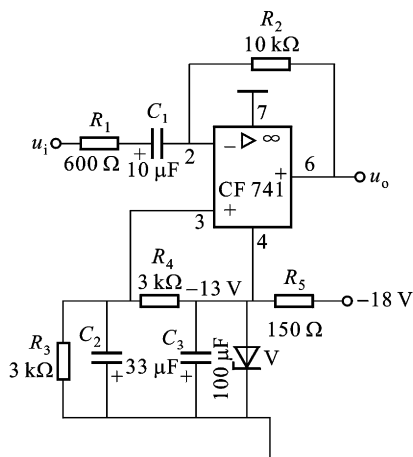


图 P6. 16

6.17 有源低通滤波器如图 P6.17 所示，已知 $R=1k\Omega$ 、 $C=0.16\mu F$ ，试求出各电路的截止频率，并画出它们的幅频特性波特图。

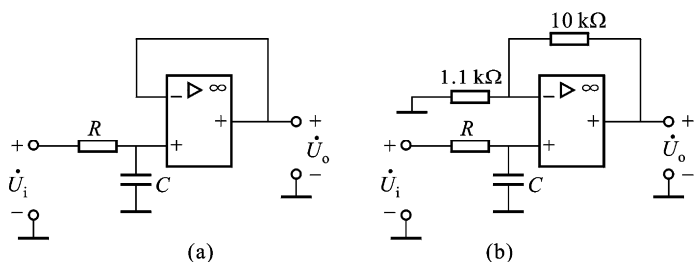


图 P6. 17

解：

$$(a) \quad A_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{A_{uf}}{1 + j(f / f_H)}$$

$$A_{uf} = 1, 20 \lg A_{uf} = 0 \text{ dB}$$

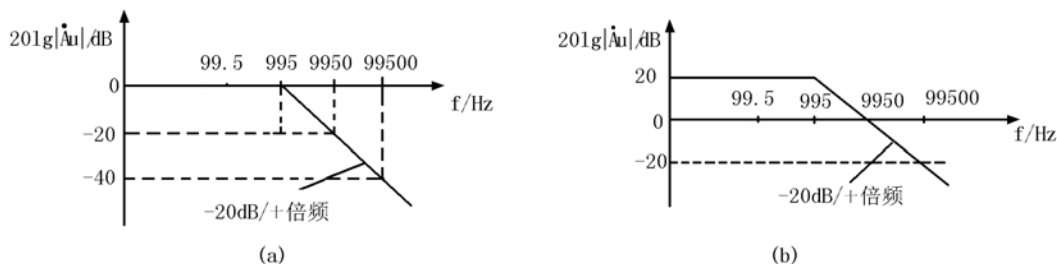
$$f_H = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \times 10^3 \times 0.16 \times 10^{-6}} Hz = 995 Hz$$

其幅频特性波特图如图解 P6.17(a)所示。

$$(b) \quad \dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{A_{uf}}{1 + j(f/f_H)}$$

$$A_{uf} = 1 + \frac{10}{1.1} \approx 10, 20 \lg A_{uf} = 20 \text{ dB}$$

f_H 与图(a)中相同, 其幅频特性波特图如图解P6.17(b)所示。



图解 P6. 17

6.18 电路如图 P6.18 所示, 试写出电路的电压传输系数, 说明是低通还是高通? 求出截止频率及通带增益。

解:

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = - \frac{\frac{R_2(1/SC)}{R_2 + (1/SC)}}{R_1} = \frac{-R_2}{R_1(1 + R_2SC)}$$

$$= \frac{-R_2/R_1}{1 + j\omega C R_2} = \frac{A_{uf}}{1 + j(\omega/\omega_H)} = \frac{A_{uf}}{1 + j(f/f_H)}$$

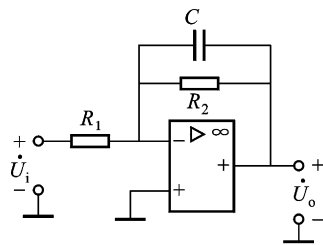


图 P6. 18

可见该电路为低通滤波器, 其通带增益 $A_{uf} = -R_2/R_1$, 截止频率 $f_H = \frac{1}{2\pi R_2 C}$

6.19 在图P6.19所示的二阶有源低通滤波器电路中, $R_1=10\text{k}\Omega$ 、 $R_F=5.86\text{k}\Omega$ 、 $R=1.85\text{k}\Omega$ 、 $C=0.043\mu\text{F}$, 试计算截止频率、通带增益及Q值, 并画出其幅频特性。

解:

$$A_{uf} = 1 + \frac{R_F}{R_1} = 1 + \frac{5.86}{10} = 1.586$$

$$20 \lg A_{uf} = 20 \lg 1.586 \text{ dB} \approx 4 \text{ dB}$$

$$Q = \frac{1}{3 - A_{uf}} = \frac{1}{3 - 1.586} = 0.707$$

因此

$$f_H = f_n = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \times 1.85 \times 10^3 \times 0.043 \times 10^{-6}} \text{ Hz} \approx 2 \text{ kHz}$$

其幅频特性如图解 P6.19 所示。

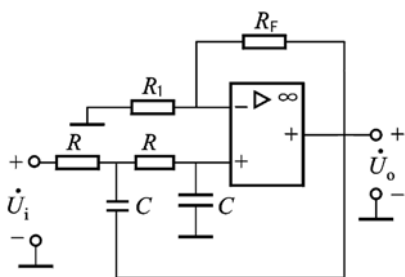
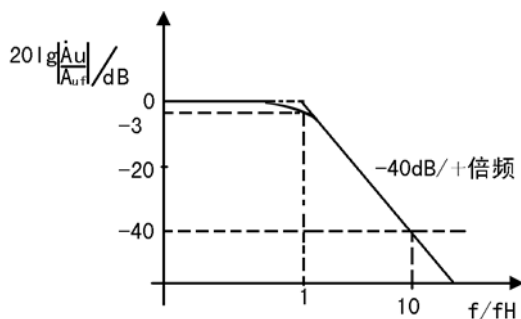


图 P6. 19



图解 P6. 19

6.20 已知有源高通滤波电路如图P6.20 所示, $R_1=10\text{k}\Omega$ 、 $R_F=16\text{k}\Omega$ 、 $R=6.2\text{k}\Omega$ 、 $C=0.01\mu\text{F}$, 试求截止频率并画出其幅频特性波特图。

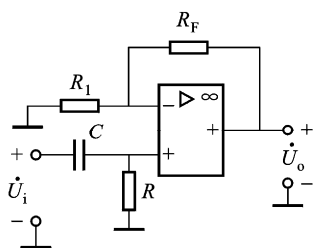
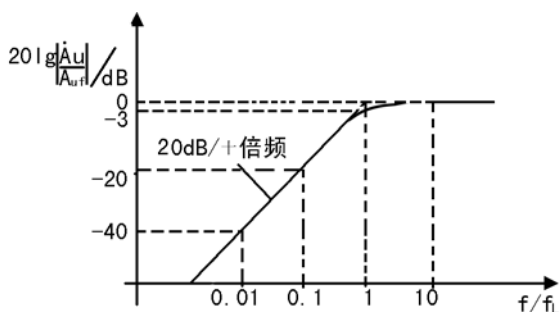


图 P6. 20



图解 P6. 20

解:
$$A_{uf} = 1 + \frac{R_F}{R_1} = 1 + \frac{16}{10} = 2.6$$

$$20\lg A_{uf} = 20\lg 2.6\text{dB} \approx 8.3\text{dB}$$

$$f_L = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \times 6.2 \times 10^3 \times 10^{-8}} \text{Hz} \approx 2.57\text{kHz}$$

其幅频特性如图解 P6.20 所示。

6.21 图P6.21 电路用以测量压力, 已知测量电桥的输出信号 u_{id} 与压力 P (单位 kg) 的函数关系为 $u_{id}=0.2P(\text{mV})$, 试求当压力 P 从 0 上升到 25kg 时 u_o 的变化范围。

解: 由图P6.21 可知, 仪用放大器INA102 接成 $A_u=1000$ 的放大电路, 故

$$u_o = A_u u_{id} = 0.2P(\text{V})$$

因此, 当 P 从 0 上升到 25kg 时, u_o 从 0 增大为 5V 。

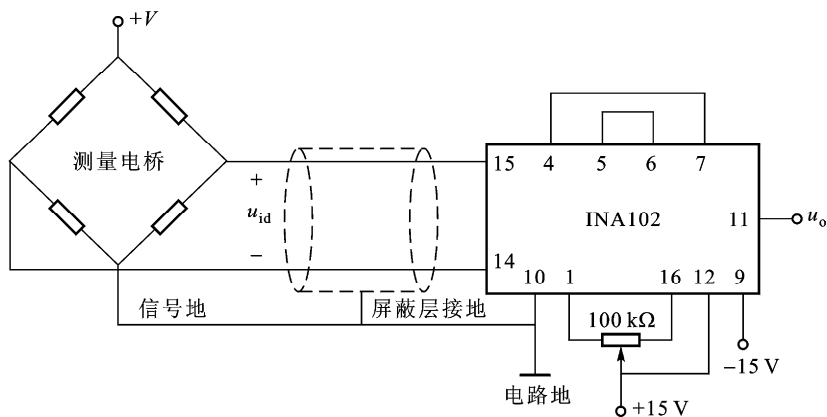
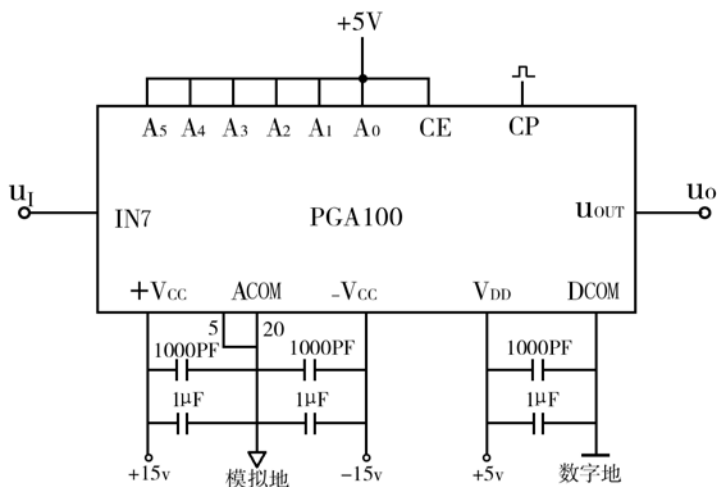


图 P6. 21

6.22 试利用集成程控增益放大器 PGA100 构成一个电压增益为 128 倍的放大电路。

解：由表 6.4.2 可得利用 PGA100 对 IN7 通道信号放大 128 倍的电压放大电路如图解 P6.22 所示。



图解 P6. 22

6.23 试利用理想集成运放构成一个实现 $i_L = 0.1u_I(\text{mA})$ 的电压/电流转换电路。

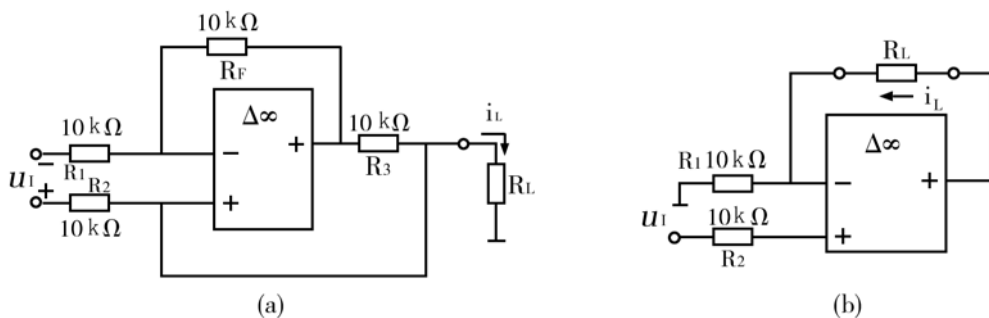
解：若负载接地，则可采用图解 P6.23 (a) 所示电路。

由于图中 $R_2 R_F = R_1 R_3$ ，故由教材中式 (6.4.5) 可得

$$i_L = +\frac{u_I}{R_2} = +\frac{u_I}{10k\Omega} = 0.1u_I(\text{mA})$$

若负载浮地，则可采用图解 P6.23(b)所示电路。由该图可得

$$i_L = \frac{u_I}{R_1} = \frac{u_I}{10k\Omega} = 0.1u_I(\text{mA})$$



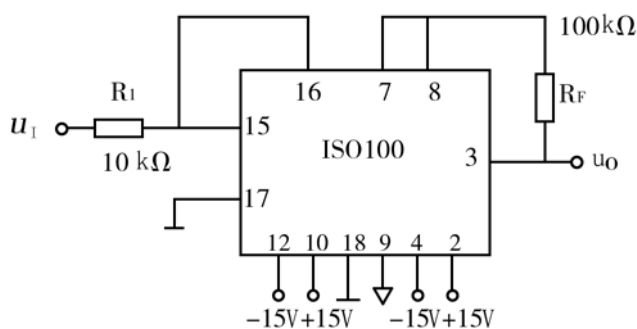
图解 P6. 23

6.24 试利用集成隔离放大器 ISO100 构成一个电压增益为 10 倍、输入电阻为 $10\text{ k}\Omega$ 的放大电路。

解：可采用图解 P6.24 所示电路，由图可得

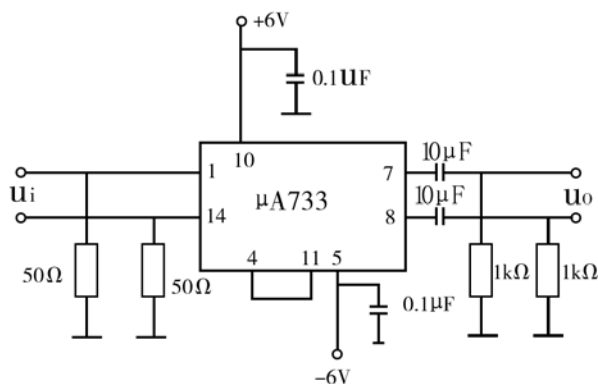
$$R_i = R_1 = 10\text{ k}\Omega$$

$$A_u = \frac{R_F}{R_1} = \frac{100}{10} = 10$$



图解 P6.24

6.25 试利用集成宽带放大器 $\mu\text{A}733$ 构成一个电压增益为 400 倍、输入电阻为 $100\text{ }\Omega$ 、输出电阻为 $20\text{ }\Omega$ 、频带为 $20\text{ Hz} \sim 40\text{ MHz}$ 的放大电路。



图解 P6.25

解：由于 $\mu A733$ 在管脚 4、11 短接时，电压增益为 400，上限频率为 40MHz、输入电阻为 $4k\Omega$ ，输出电阻为 20Ω ，故可采用图解 P6.25 所示电路来实现题意。

6.26 图 P6.26 所示电路中，试估算正负电源电压均为 15V 时，各个扬声器上的最大不失真功率，并计算输出最大不失真功率时需加的激励电压幅值。

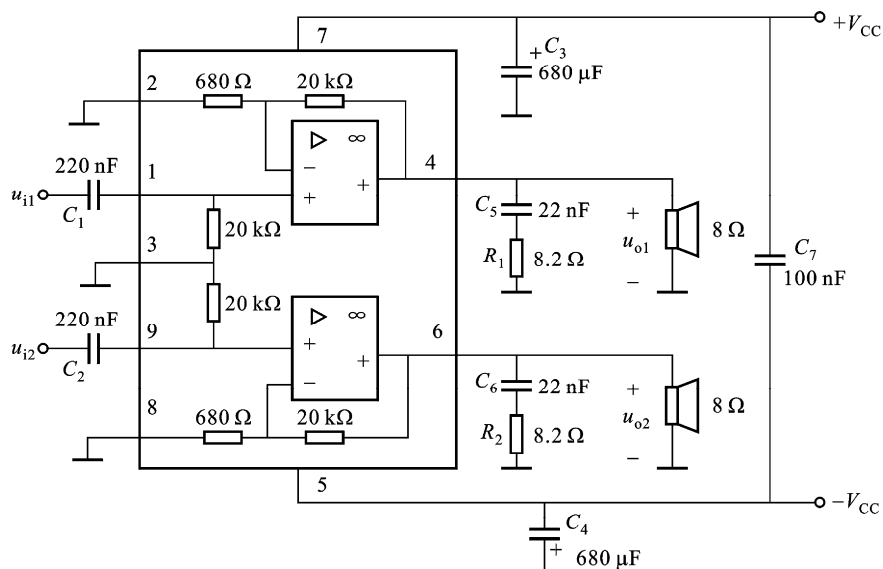


图 P6.26

$$\text{解： } P_{om1} = P_{om2} \approx \frac{V_{CC}^2}{2R_L} = \frac{15^2}{2 \times 8} \approx 14.1W$$

由于 $A_u = 30dB \approx 31.6$

故输出最大不失真功率时所需的激励电压幅值为

$$U_{im} = \frac{V_{CC}}{A_u} = \frac{15V}{31.6} \approx 0.47V$$

第七章 集成模拟乘法器及其应用

7.1 电路如图P7.1所示, 试写出输出电压 u_O 与输入 u_I 的关系式。

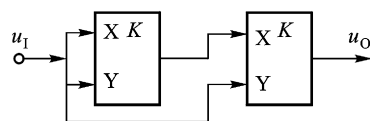


图 P7.1

解: $u_O = Ku_I(Ku_I^2) = K^2 u_I^3$

7.2 电路如图P7.2所示, 乘法器的增益系数 $K=0.1V^{-1}$, 试求: (1) $u_1=2V$ 、 $u_2=4V$ 时, $u_O=?$ (2) $u_1=-2V$ 、 $u_2=4V$ 时, $u_O=?$

(3) $u_1=2V$ 、 $u_2=-4V$ 时, $u_O=?$

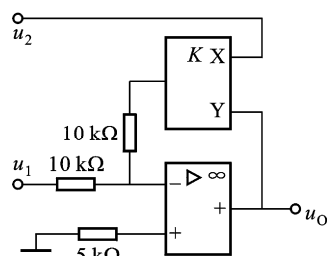


图 P7.2

解: (1) $u_O' = Ku_2 u_O = -u_1$, 所以

$$u_O = \frac{-u_1}{Ku_2} = \frac{-2}{0.1 \times 4} = -5V$$

$$(2) u_O = \frac{-u_1}{Ku_2} = \frac{2}{0.1 \times 4} = 5V$$

(3) 因 u_2 为负极性, 运放工作在正反馈状态, 故电路不能正常工作。

7.3 电路如图P7.3(a)、(b)所示, 求输出电压 u_O 的表达式, 并说明对输入电压 u_1 、 u_2 有什么要求?

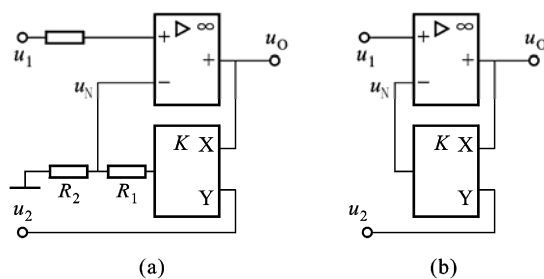


图 P7.3

解: (a)由集成运放可得 $u_1=u_N$

由乘法器可得

$$u_N = Ku_O u_2 \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

由此可得输出电压表达式为

$$u_o = \frac{R_1 + R_2}{KR_2} \cdot \frac{u_1}{u_2}$$

可见输出电压 u_o 与两个输入电压 u_1 、 u_2 之商成正比，实现了除法运算。

当 u_2 为正极性，乘法器输出电压的极性决定于 u_1 ，集成运放构成负反馈；当 u_2 为负极性，乘法器输出电压的极性与 u_1 相反，运放构成正反馈而处于锁定状态，电路工作不正常。

所以图 6.5(a)电路要实现除法运算，要求 u_2 必须为正极性， u_1 可正可负。

(b)由集成运放可知， $u_1 = u_N$ ，由乘法器可知， $u_N = Ku_o u_2$ ，所以输出电压

$$u_o = \frac{u_1}{Ku_2}$$

为除法运算。同样，为了使运放工作在负反馈状态，要求 u_2 为正极性， u_1 可正可负。

7.4 电路如图 P7.4 所示，已知模拟乘法器的增益系数

$K=0.1V^{-1}$ ，当 $u_1=2V$ 时，求 $u_o=?$ ，当 $u_1=-2V$ 时， u_o 为多少？

$$\text{解: } \frac{u_I}{R_1} = \frac{-Ku_o^2}{R_2}$$

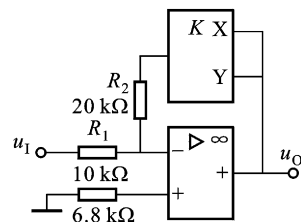


图 P7.4

故

$$u_o = \sqrt{\frac{-R_2}{R_1 K}} u_I = \sqrt{\frac{-20}{0.1 \times 10}} u_I = \sqrt{-20u_I}, \text{ 要求 } u_I \text{ 为负值。}$$

当 $u_1=2V$ 时，电路不能正常工作；当 $u_1=-2V$ 时，

$$u_o = \sqrt{-20 \times (-2)} = 6.32V$$

7.5 正电压开方运算电路如图P7.5所示，试证明 $u_I > 0$ 时输出电压等于

$$u_o = \sqrt{\frac{R_2}{KR_1}} u_I$$

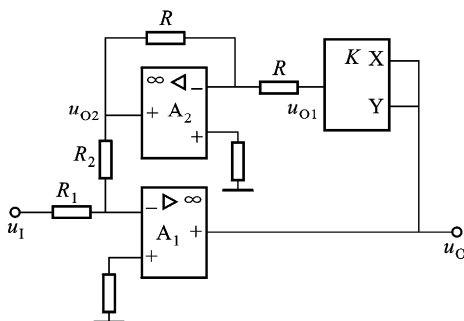


图 P7.5

解：电路通过乘法器及集成运放 A_2 、 R_2 构成负反馈，所以

$$\frac{u_I}{R_1} = \frac{-u_{O2}}{R_2} = \frac{u_{O1}}{R_2} = \frac{Ku_O^2}{R_2}$$

当 $u_I > 0$ 时， $u_O = \sqrt{\frac{R_2}{KR_1}} u_I$

7.6 模拟乘法器， $K=0.1V^{-1}$ ，若 u_X 、 u_Y 分别输入下列各信号，试写出输出电压表示式，并说明输出电压的特点。

(1) $u_X = u_Y = 3\cos(2\pi \times 10^6 t)V$ ；(2) $u_X = 2\cos(2\pi \times 10^6 t)V$ ， $u_Y = \cos(2\pi \times 1.465 \times 10^6 t)V$ ；

(3) $u_X = 3\cos(2\pi \times 10^6 t)V$ 、 $u_Y = 2\cos(2\pi \times 10^3 t)V$ 。

解：(1) $u_O = ku_X u_Y = 0.1 \times 3 \times 3 \times \cos^2(2\pi \times 10^6 t)$

$$= \frac{0.9(1 + \cos 4\pi \times 10^6 t)}{2} V = (0.45 + 0.45 \cos 2\pi \times 2 \times 10^6 t)V$$

可见能输出倍频电压

$$\begin{aligned} (2) \quad u_O &= 0.1 \times 2 \cos(2\pi \times 10^6 t) \cos(2\pi \times 1.465 \times 10^6 t)V \\ &= \frac{0.2}{2} [\cos 2\pi(1 + 1.465) \times 10^6 t + \cos 2\pi(1.465 - 1) \times 10^6 t]V \\ &= (0.1 \cos 2\pi \times 2.465 \times 10^6 t + 0.1 \cos 2\pi \times 0.465 \times 10^6 t)V \end{aligned}$$

可见，输出为和、差频信号。由于两个输入信号频率均为高频，故实现了混频作用。

$$\begin{aligned} (3) \quad u_O &= 0.1 \times 3 \cos(2\pi \times 10^6 t) \times 2 \cos(2\pi \times 10^3 t) \\ &= 0.3 [\cos 2\pi(10^6 + 10^3)t + \cos 2\pi(10^6 - 10^3)t]V \end{aligned}$$

输出也为和、差频信号，但两个输入信号频率中，一个为高频，另一个为低频，故输出为抑制载频双边带调幅信号。

7.7 图P7.7 所示电路中，已知 $K=0.1V^{-1}$ ， $u_c = \cos(2\pi \times 10^6 t)V$ 、 $u_\Omega = \cos(2\pi \times 10^3 t)V$ ， $u_Q = 2V$ ，试写出输出电压表示式，求出调幅系数 m_a ，并画出输出电压波形。

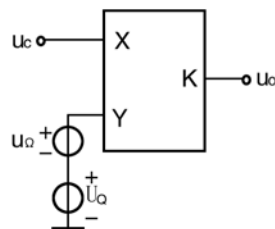


图 P7. 7

$$\begin{aligned}\text{解: } u_O &= K(U_Q + u_\Omega)u_c = 0.1(2 + \cos 2\pi \times 10^3 t) \cos 2\pi \times 10^6 t \\ &= 0.2(1 + 0.5 \cos 2\pi \times 10^3 t) \cos 2\pi \times 10^6 t (\text{V})\end{aligned}$$

故 $m_a = 0.5$

输出电压波形如图解 P7.7 所示。

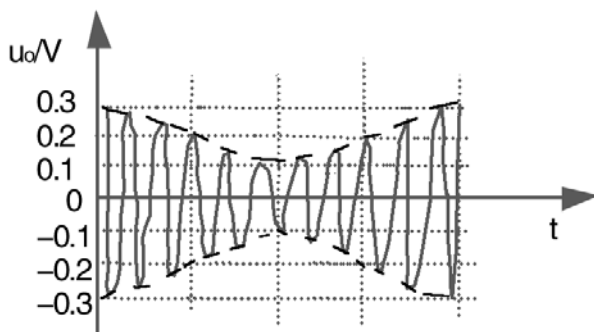


图 P7.7

7.8 模拟乘法器中, $K=0.1\text{V}^{-1}$, $u_X=2\cos \omega_c t (\text{V})$ 、 $u_Y=(1+0.5\cos \Omega t) \cos \omega_c t (\text{V})$, 试写出输出电压表示式, 并说明实现了什么功能。

$$\begin{aligned}\text{解: } u_O &= Ku_X u_Y = 0.1 \times 2 \cos \omega_c t (1 + 0.5 \cos \Omega t) \cos \omega_c t (\text{V}) \\ &= 0.1(1 + 0.5 \cos \Omega t)(1 + \cos 2\omega_c t) (\text{V}) \\ &= [(0.1 + 0.05 \cos \Omega t) + (0.1 + 0.05 \cos \Omega t) \cos 2\omega_c t] (\text{V})\end{aligned}$$

上式中, 第一项为调幅波解调后输出的直流和低频信号, 第二项为二次高频项, 用低通滤波器滤除高频分量, 即可实现同步检波功能。

7.9 模拟乘法器中, $u_X=u_{Xm}\cos \omega_1 t$, $u_Y=u_{Ym}\cos \Omega t \cos \omega_2 t$, ω_1 、 ω_2 均为高频, $\omega_1 - \omega_2 = \omega_c \gg \Omega$, Ω 为低频, 试写出模拟乘法器的输出电压表达式, 并说明其特点。

$$\begin{aligned}\text{解: } u_O &= Ku_X u_Y = Ku_{Xm} u_{Ym} \cos \omega_1 t \cdot \cos \Omega t \cos \omega_2 t \\ &= 0.5Ku_{Xm} u_{Ym} \cos \Omega t [\cos(\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_1 - \omega_2)t] \\ &= 0.5Ku_{Xm} u_{Ym} \cos \Omega t \cos \omega_c t + 0.5Ku_{Xm} u_{Ym} \cos \Omega t \cos(\omega_1 + \omega_2)t\end{aligned}$$

显然, 输出实现了混频功能, 用带通滤波器即可滤除无用的高频调幅波取出混频输出信号。

7.10 模拟乘法器中, $u_X=u_{Xm}\cos \omega_c t$, $u_Y=u_{Ym}\cos \Omega t \cos \omega_c t$, Ω 为低频, ω_c 为高频, 试写出模拟乘法器的输出电压表达式, 说明该模拟乘法器可实现什么功能。

解:

$$\begin{aligned}u_O &= Ku_X u_Y \\&= Ku_{xm} \cos \omega_c t \cdot u_{ym} \cos \Omega t \cos \omega_c t \\&= 0.5 Ku_{xm} u_{ym} \cos \Omega t (1 + \cos 2\omega_c t) \\&= 0.5 Ku_{xm} u_{ym} \cos \Omega t + 0.5 Ku_{xm} u_{ym} \cos \Omega t \cos 2\omega_c t\end{aligned}$$

上式中，第一项为调幅波解调后得到的低频信号，第二项为高频载波的二次谐波项，用低通滤波器滤除高频，即可实现同步检波功能。

第八章 信号发生电路

8.1 试用振荡相位平衡条件判断图 P8.1 所示各电路中能否产生正弦波振荡，为什么？

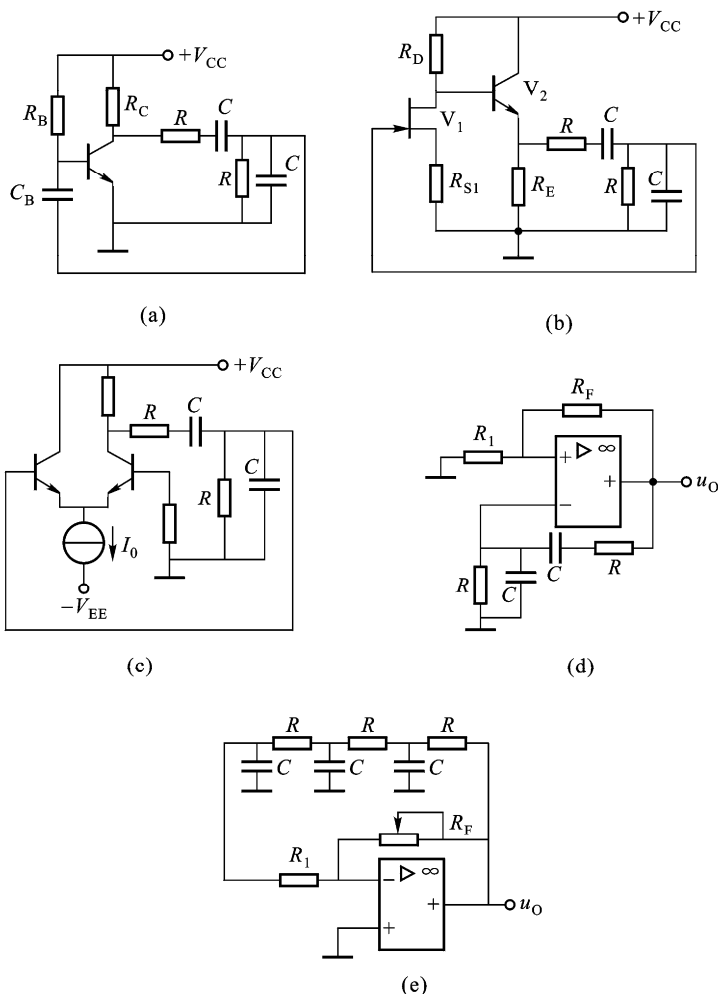


图 P8.1

解：(a)放大电路为反相放大，故不满足正反馈条件，不能振荡。

(b) V_1 为共源电路、 V_2 为共集电路，所以两级放大为反相放大，不满足正反馈条件，不能振荡。

(c)差分电路为同相放大，满足正反馈条件，能振荡。

(d)通过 RC 选频网络构成负反馈，不满足正弦振荡条件，不能振荡。

(e)三级 RC 滞后网络可移相 180° ，而放大器为反相放大，故构成正反馈，能产生振荡。

8.2 已知RC振荡电路如图P8.2 所示，试求：(1) 振荡频率 f_0 =? (2) 热敏电阻 R_t 的冷态

阻值；(3) R_t 应具有怎样的温度特性？

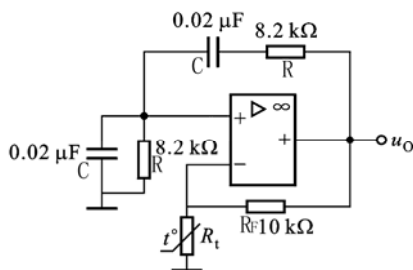


图 P8.2

解：(1) $f_o = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \times 8.2 \times 10^3 \times 0.02 \times 10^{-6}} \text{ Hz} = 971 \text{ Hz}$

(2) R_t 应具有正温度系数, R_t 冷态电阻 $< \frac{1}{2} R_F = 5 \text{ k}\Omega$

8.3 RC桥式振荡电路如图P8.3所示，已知 $R_1=10\text{k}\Omega$ ，试分析 R_F 的阻值分别为下列三种情况，输出电压波形的形状。

(1) $R_F=10\text{k}\Omega$ ；(2) $R_F=100\text{k}\Omega$ ；(3) R_F 为负温度系数的热敏电阻，冷态阻值大于 $20\text{k}\Omega$ 。

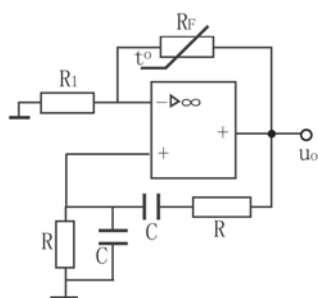


图 P8.3

解：(1) $A_{uf} = 1 + \frac{R_F}{R_1} = 1 + \frac{10}{10} = 2 < 3$

故电路不能起振， $u_o=0$

(2) $A_{uf} = 1 + \frac{R_F}{R_1} = 1 + \frac{100}{10} = 11 \gg 3$

故正反馈过强， u_o 为方波。

(3) R_F 冷态阻值大于 $20\text{k}\Omega$ ，则 $1 + \frac{R_F}{R_1} > 3$ ，满足振幅起振条件，起振后 R_F 随 u_o 幅度的增加而下降，由于 R_F 的下降致使 A_{uf} 下降，可保证输出电压为正弦波时，就能使

$1 + \frac{R_F}{R_1} = 3$ 。故输出电压为正弦波。

8.4 设计一个频率为 500Hz 的 RC 桥式振荡电路，已知 $C=0.047\mu\text{F}$ ，并用一个负温度系数、 $20\text{k}\Omega$ 的热敏电阻作为稳幅元件，试画出电路并标出各电阻值。

解：电路如图解 P8.4 所示，由于工作频率为 500Hz ，所以可选用集成运放 LM741。

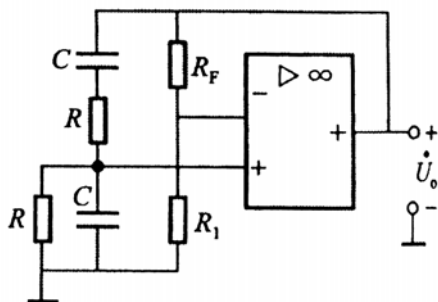
因提供的热敏电阻为负温度系数，故该电阻应接于 R_F 的位置。为了保证起振，要求

$$R_1 < \frac{R_F}{2} = 10\text{k}\Omega, \text{ 现取 } R_1 = 6.8\text{k}\Omega。$$

根据已知 f_0 及 C ，可求得

$$R = \frac{1}{2\pi f_0 C} = \frac{1}{2\pi \times 500 \times 0.047 \times 10^{-6}} = 6776\Omega$$

可取 $R = 6.8\text{k}\Omega$ 金属膜电阻。



图解 P8.4 RC 桥式振荡电路

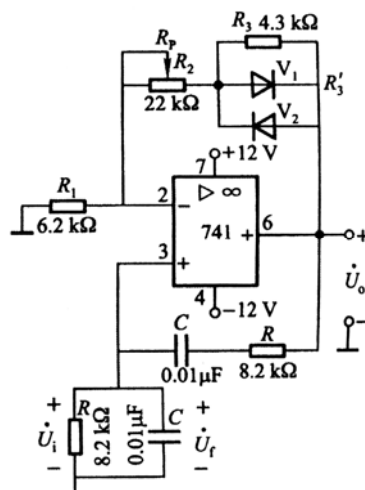


图 P8.5

8.5 图P8.5 所示RC桥式振荡电路中， $R_2=10\text{k}\Omega$ ，电路已产生稳幅正弦波振荡，当输出电压达到正弦波峰值时，二极管的正向压降约为 0.6V ，试粗略估算输出正弦波电压的幅度 U_{om} 。

解：稳幅振荡时，电路参数满足

$$1 + \frac{R_F}{R_1} = 3, \text{ 即 } R_F = 2R_1 = 2 \times 6.2\text{k}\Omega = 12.4\text{k}\Omega$$

因 R_F 由 R_2 、 R_3 与 V_1 、 V_2 并联所得的阻抗 R'_3 串联组成，所以

$$R'_3 = R_F - R_2 = 12.4\text{k}\Omega - 10\text{k}\Omega = 2.4\text{k}\Omega$$

因 R'_3 两端压降为 0.6V ，则流过负反馈电路的电流等于 $\frac{0.6\text{V}}{R'_3}$ ，故可得输出正弦波电压的幅度为

$$U_{om} = \frac{0.6\text{V}}{R'_3} (R_F + R_1) = \frac{0.6\text{V}}{2.4\text{k}\Omega} (12.4\text{k}\Omega + 6.2\text{k}\Omega) = 4.65\text{V}$$

8.6 分析图 P8.6 所示电路，标明二次线圈的同名端，使之满足相位平衡条件，并求出

振荡频率。

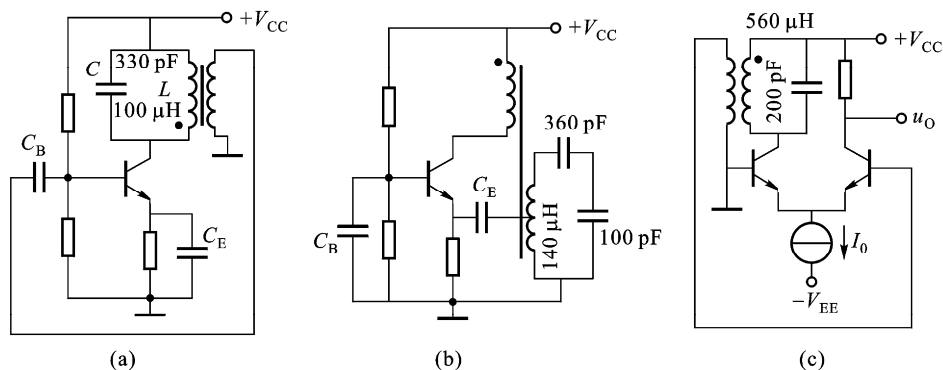


图 P8. 6

解: (a)同名端标于二次侧线圈的下端

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{100 \times 10^{-6} \times 330 \times 10^{-12}}} \text{ Hz} = 0.877 \times 10^6 \text{ Hz} = 0.877 \text{ MHz}$$

(b)同名端标于二次侧线圈的下端

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{140 \times 10^{-6} \times \frac{360 \times 100}{360 + 100} \times 10^{-12}}} \text{ Hz} = 1.52 \times 10^6 \text{ Hz} = 1.52 \text{ MHz}$$

(c)同名端标于二次侧线圈的下端

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{560 \times 10^{-6} \times 200 \times 10^{-12}}} \text{ Hz} = 0.476 \times 10^6 \text{ Hz} = 0.476 \text{ MHz}$$

8.7 根据自激振荡的相位条件, 判断图 P8.7 所示电路能否产生振荡, 在能振荡的电路中求出振荡频率的大小。

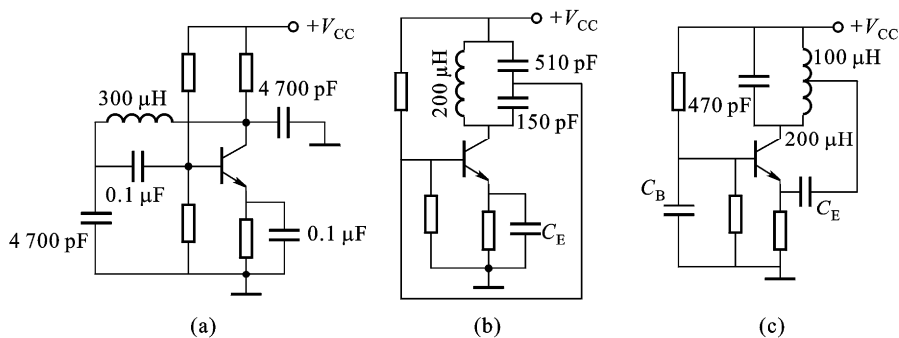


图 P8. 7

解: 分别画出图 P8.7 所示电路的简化交流通路如图解 P8.7(a)、(b)、(c)所示。图(a)构

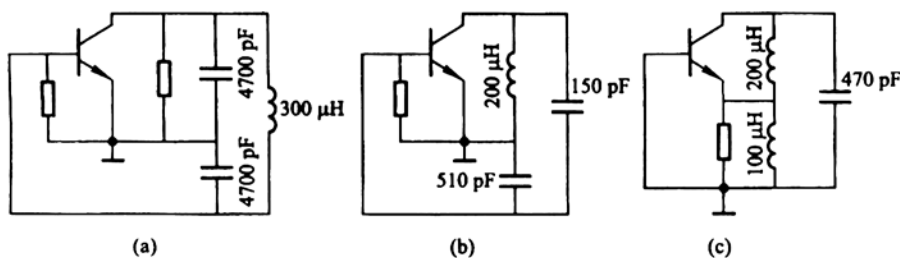
成电容三点式 LC 振荡电路；图(b)不满足振荡相位条件，不能振荡；图(c)构成电感三点式 LC 振荡电路。

图(a)的振荡频率

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{4700 \times 10^{-12}}{2} \times 300 \times 10^{-6}}} \text{ Hz} = 0.19 \times 10^6 \text{ Hz} = 0.19 \text{ MHz}$$

图(c)的振荡频率

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(100 + 200) \times 10^{-6} \times 470 \times 10^{-12}}} \text{ Hz} = 0.424 \times 10^6 \text{ Hz} = 0.424 \text{ MHz}$$



图解 P8. 7

8.8 振荡电路如图 P8.8 所示，它是什么类型的振荡电路？有何优点？计算它的振荡频率。

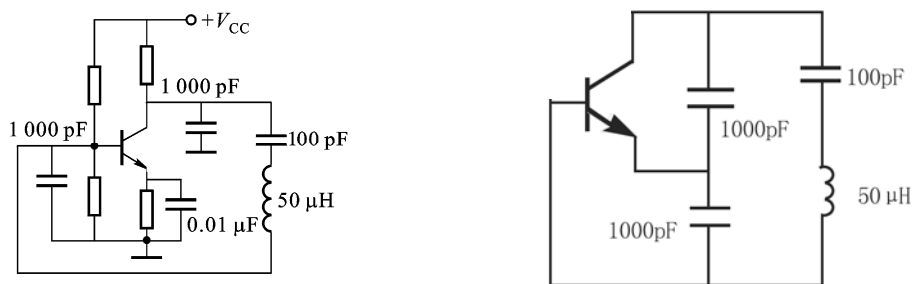


图 P8. 8

图解 P8. 8

解：画出该电路的交流通路如图解 P8.8 所示，为改进型电容三点式振荡电路，称为克拉泼电路。其主要优点是晶体管寄生电容对振荡频率的影响很小，故振荡频率稳定度高。

$$f_o \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{50 \times 10^{-6} \times 100 \times 10^{-12}}} \text{ Hz} = 2.25 \text{ MHz}$$

8.9 图 P8.9 所示石英晶体振荡电路中，试说明它属于哪种类型的晶体振荡电路，并指出石英晶体在电路中的作用。

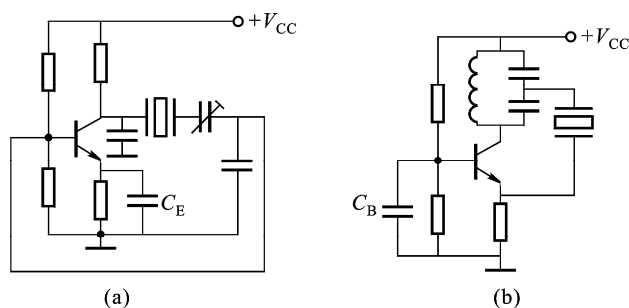
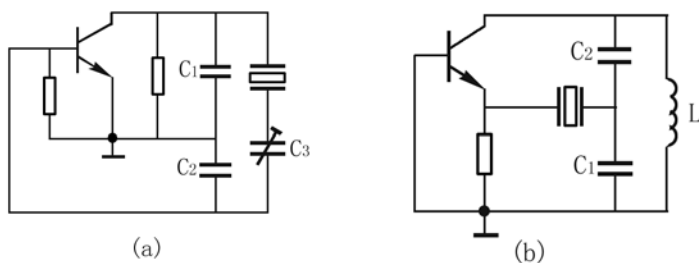


图 P8.9

解：将图P8.9(a)改画成图解P8.9(a)所示。由图可见，电路构成并联型晶体振荡器，石英晶体在电路起电感作用，与 C_1 、 C_2 、 C_3 构成改进型电容三点式LC振荡电路。

画出图P8.9(b)所示电路的交流通路如图解P8.9(b)所示，图中 C_1 、 C_2 、 L 构成选频网络，对频率等于晶体串联谐振频率的信号，晶体呈现很小的电阻，电路构成正反馈，且正反馈很强，使电路产生振荡，而对偏离晶体串联谐振频率的信号，晶体不但等效阻抗很大，且产生附加相移，电路将不满足振荡的振幅和相位条件而停振，所以图P8.9(b)所示电路为串联型晶体振荡电路，石英晶体工作在串联谐振状态。



图解 P8.9

8.10 试画出图 P8.10 所示各电压比较器的传输特性。

解：(a) $u_I > 2V$ 时，运放输出负饱和电压， $u_O \approx -6V$ ； $u_I < 2V$ 时，运放输出正饱和电压， $u_O \approx 6V$ 。因此，可画出传输特性如图解P8.10(a)所示。

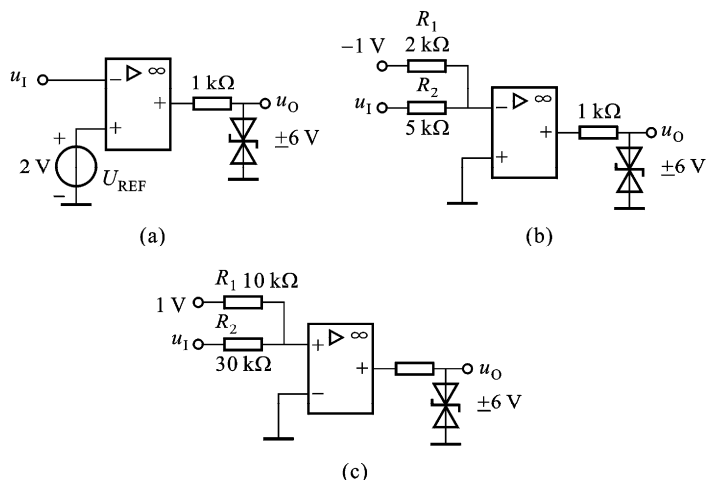


图 P8.10

(b) 由

$$\frac{u_I}{5k\Omega} + \frac{-1V}{2k\Omega} = 0$$

可得 $u_I=2.5V$ ，即门限电压 $U_T=2.5V$ ，故可得 $u_I>+2.5V$ 时， $u_O\approx-6V$ ； $u_I<+2.5V$ 时， $u_O\approx6V$ 。

可画出传输特性如图解 P8.10(b)所示。

(c) 由

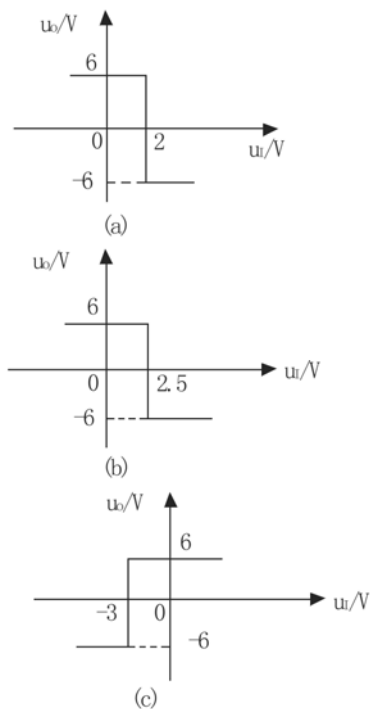
$$\frac{10}{10+30}u_I + \frac{30}{10+30}\times 1V = 0$$

得门限电压为

$$U_T = u_I = -3V,$$

因此，当 $u_I>-3V$ 时， $u_O\approx+6V$ ；当 $u_I<-3V$ 时， $u_O\approx-6V$ ，

可画出传输特性如图解P8.10(c)所示。



8.11 迟滞电压比较器如图P8.11 所示，试画出该电

图解 P8.10

路的传输特性；当输入电压为 $u_I = 4\sin\omega t(V)$

时，试画出输出电压 u_O 的波形。

解：由图可得

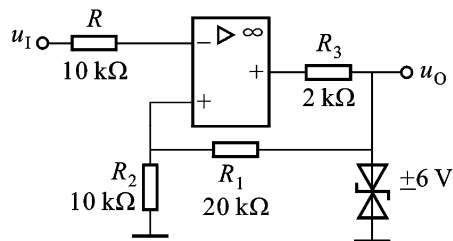
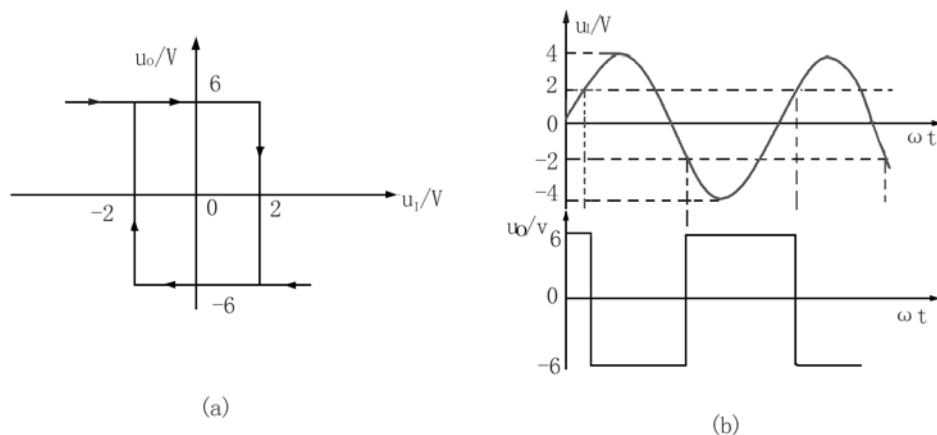


图 P8.11

$$U_{TH} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{OH} = \frac{10}{10 + 20} \times 6 = 2V$$

$$U_{TL} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{OL} = \frac{10}{10 + 20} \times (-6) = -2V$$

因此可画出传输特性和 u_O 波形分别如图解P8.11(a)、(b)所示。



图解 P8. 11

8.12 迟滞比较器如图P8.12所示，试计算门限电压 U_{TH} 、 U_{TL} 和回差电压，画出传输特性；当 $u_I = 6\sin\omega t(V)$ 时，试画出输出电压 u_O 的波形。

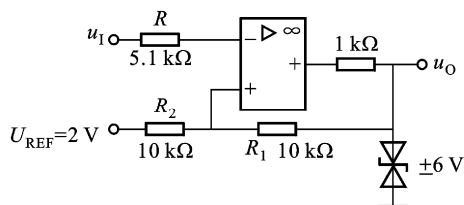


图 P8. 12

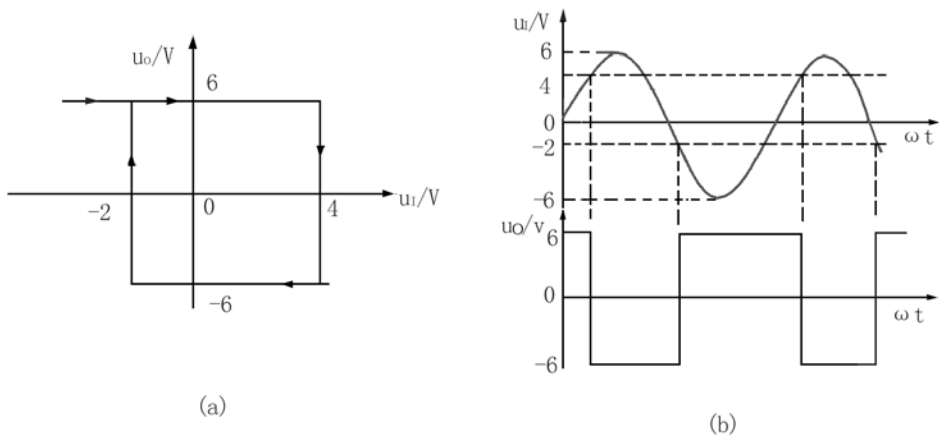
解：由图可得

$$U_{TH} = \frac{R_1 U_{REF}}{R_1 + R_2} + \frac{R_2 U_{OH}}{R_1 + R_2} = \left[\frac{10 \times 2}{10 + 10} + \frac{10 \times 6}{10 + 10} \right] V = 4V$$

$$U_{TL} = \frac{R_1 U_{REF}}{R_1 + R_2} + \frac{R_2 U_{OL}}{R_1 + R_2} = \left[\frac{10 \times 2}{10 + 10} - \frac{10 \times 6}{10 + 10} \right] V = -2V$$

$$\Delta U_T = U_{TH} - U_{TL} = 4 - (-2) = 6V$$

故可画出传输特性 u_O 波形分别如图解P8.12(a)、(b)所示。



图解 P8. 12

8.13 迟滞比较器如图P8.13所示，试分别画出 $U_{REF}=0V$ 和 $U_{REF}=2V$ 时的传输特性。

解：当 u_p 略大于或小于 U_{REF} 时，比较器输出电平发生跳变。

当 $u_p > U_{REF}$ 时，输出为高电平 $U_{OH} \approx 6V$ ，则

$$u_p = \frac{R_1 u_I}{R_1 + R_2} + \frac{R_2 U_{OH}}{R_1 + R_2}$$

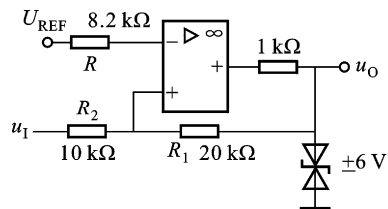


图 P8. 13

令 $u_p = U_{REF}$ ，则可求得下门限电压为

$$U_{TL} = u_I = \frac{(R_1 + R_2)U_{REF}}{R_1} - \frac{R_2}{R_1} U_{OH}$$

当 $U_{REF}=0V$ 时，得 $U_{TL} = -\frac{10}{20} \times 6V = -3V$ ；当 $U_{REF}=2V$ 时，得

$$U_{TL} = \frac{20+10}{20} \times 2V - 3V = 0$$

当 $u_p < U_{REF}$ 时，输出为低电平 $U_{OL} \approx -6V$ ，则

$$u_p = \frac{R_1 u_I}{R_1 + R_2} + \frac{R_2 U_{OL}}{R_1 + R_2}$$

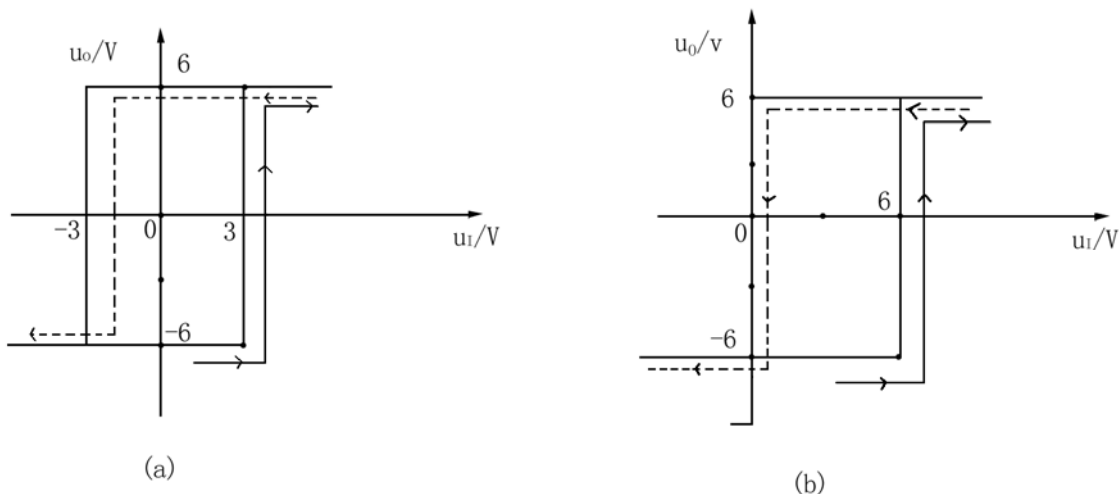
令 $u_p = U_{REF}$ ，则可求得上门限电压

$$U_{TH} = u_I = \frac{(R_1 + R_2)U_{REF}}{R_1} - \frac{R_2}{R_1} U_{OL}$$

当 $U_{REF}=0$ 时， $U_{TH} = -\frac{10}{20} \times (-6V) = 3V$ ；当 $U_{REF}=2V$ 时，则可得

$$U_{TH} = \frac{20+10}{20} \times 2V + 3V = 6V$$

因此，可画出 $U_{REF}=0V$ 和 $U_{REF}=2V$ 时的传输特性如图解P8.13(a)、(b)所示。图中当 u_I 很小时， u_P 小于 U_{REF} ，输出为低电平 U_{OL} ，随着 u_I 增大，当 $u_I \geq U_{TH}$ 时， $u_P \geq U_{REF}$ ，输出为高电平 U_{OH} ，传输特性如实线箭头所示。当 u_I 由正很大值减小时的传输特性如虚线箭头所示。



图解 P8. 13

8.14 电路如图P8.14 所示，试画出输出电压 u_O 和电容C两端电压 u_C 的波形，求出它们的最大值和最小值以及振荡频率。

解：此为方波发生电路，由图可得

$$U_{TH} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{OH} = \frac{43}{50 + 43} \times 6 = 2.8V$$

$$U_{TL} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{OL} = \frac{43}{50 + 43} \times (-6) = -2.8V$$

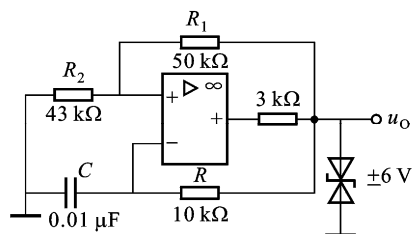
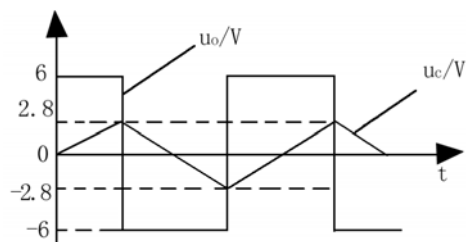


图 P8. 14

因此可画出 u_O 、 u_C 波形如图解P8.14 所示。 u_O 的最大值为+6V，最小值为-6V； u_C 的最大值为 2.8V，最小值为-2.8V。

振荡频率为

$$f_o = \frac{1}{2RC \ln(1 + \frac{2R_2}{R_1})} = \frac{1}{2 \times 10 \times 10^3 \times 0.01 \times 10^{-6} \ln(1 + \frac{2 \times 43}{50})} = 5 \times 10^3 H_z = 5kHz$$



图解 P8. 14

8.15 方波发生电路如图P8.15 所示，图中二极管 V_1 、 V_2 特性相同，电位器 R_p 用来调节输出方波的占空比，试分析它的工作原理并定性画出 $R' = R''$, $R' > R''$, $R' < R''$ 时的振荡波形 u_o 和 u_c 。

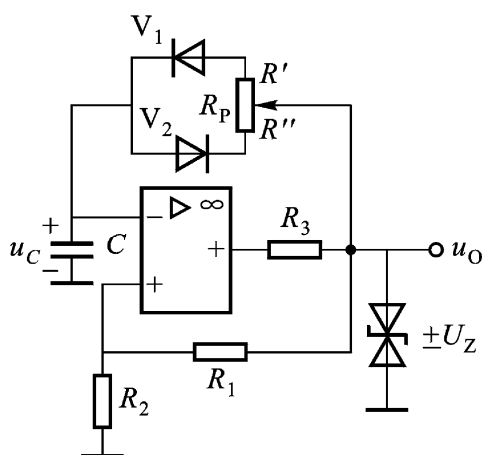
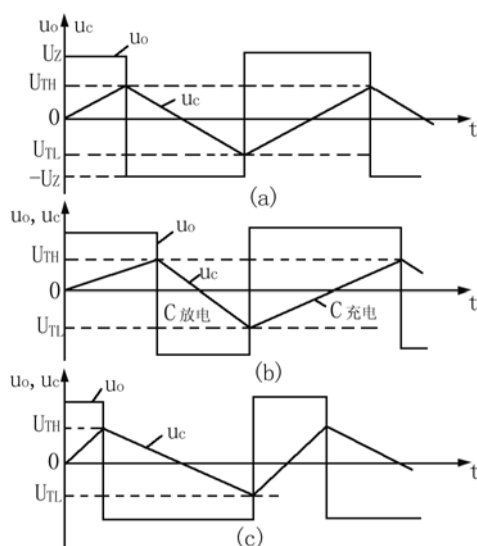


图 P8. 15



图解 P8. 15

解：电路输出高电平时， U_{OH} 经 R'_1 、 V_1 对 C 充电；输出低电平时， U_{OL} 经 V_2 、 R'' 放电。由于 V_1 、 V_2 特性相同，所以当 R' 与 R'' 不相等时，定时电容 C 的充电和放电时间也就不相等，输出方波的占空比 将不等于 50%，调节 R_p ，即改变 R' 和 R'' 的大小，输出方波的占空比随之改变。

当 $R'=R''$ ， C 的充放电时间相等，输出电压 u_o 波形及电容两端电压 u_c 波形，如图解P8.15(a)所示，方波的占空比为 50%。

当 $R'>R''$ ， C 充电慢、放电快，输出方波电压 u_o 的占空比大于 50%， u_o 和 u_c 波形如图解P8.5(b)所示。

当 $R' < R''$, C放电快、放电慢, 输出方波电压 u_O 的占空比小于 50%, u_O 和 u_C 波形如图解P8.15(c)所示。

8. 16 三角波发生电路如图P8.16 所示, 试画出 u_{O1} 、 u_O 的波形, 并求出其振荡频率。

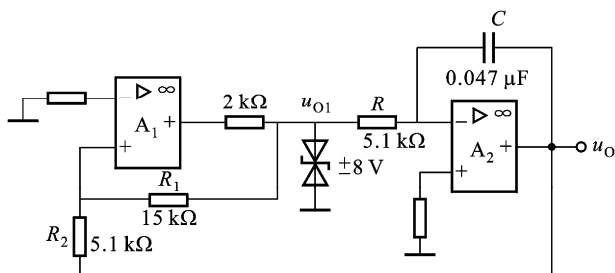


图 P8. 16

解: 此为由同相输入迟滞比较器 (A_1) 和反相输入积分器 (A_2) 构成的三角波发生器。由图可得运放 A_1 的同相输入端电位为

$$u_{P1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} u_{O1} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_O$$

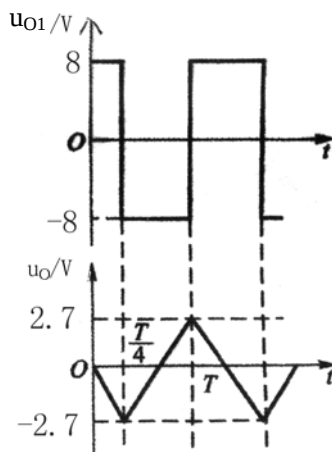
令 $u_{P1}=0$, 则得

$$u_O = -\frac{R_2}{R_1} u_{O1}$$

由于 $u_{O1} \approx \pm 8V$, 故得迟滞比较器的门限电压分别为

$$U_{TH} = \frac{R_2}{R_1} \times 8V = \frac{5.1}{15} \times 8V \approx 2.7V$$

$$U_{TL} = \frac{R_2}{R_1} \times (-8V) \approx -2.7V$$



图解 P8. 16

可画出 u_{O1} 、 u_O 的波形如图解P8.16 所示。振荡频率为

$$f_o = \frac{1}{T} = \frac{R_1}{4R_2RC} = \frac{15 \times 10^3}{4 \times 5.1 \times 10^3 \times 5.1 \times 10^3 \times 0.047 \times 10^{-6}} Hz \approx 3.07 kHz$$

8.17 频率合成器框图如图 P8.17 所示, 要求输出信号频率为 440kHz, 频率间隔为 2kHz, 试求各分频比 M 及 N。

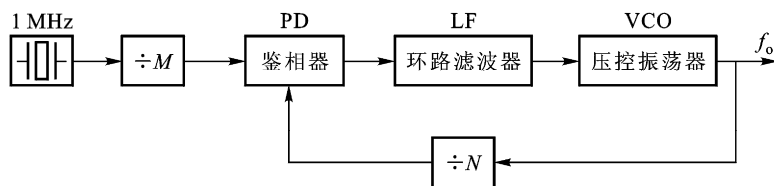


图 P8. 17

$$\text{解: } M = \frac{f_s}{f_r} = \frac{1000kHz}{2kHz} = 500, N = \frac{f_o}{f_r} = \frac{440kHz}{2kHz} = 220$$

8.18 频率合成器框图如图 P8.18 所示， $N=10\sim 99$ ，试求输出频率范围和频率间隔。

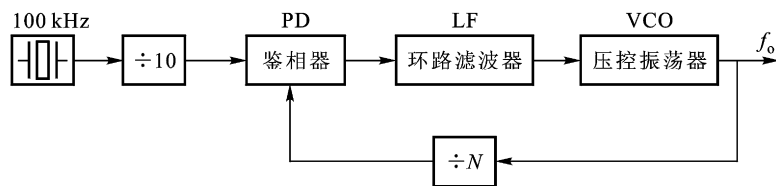


图 P8. 18

解：

$$f_r = \frac{f_s}{M} = \frac{100\text{kHz}}{10} = 10\text{kHz}$$

$$f_o = Nf_r = (10 \sim 99) \times 10\text{kHz} = (100 \sim 990)\text{kHz}$$

第9章 直流稳压电源

9.1 图P9.1 所示桥式整流电容滤波电路中，已知 $R_L=50\ \Omega$ ， $C=2200\ \mu\text{F}$ ，交流电压有效值 $U_2=20\text{V}$ ， $f=50\text{HZ}$ ，试求输出电压 $U_{O(AV)}$ ，并求通过二极管的平均电流 $I_{D(AV)}$ 及二极管所承受的最高反向电压 U_{RM} 。

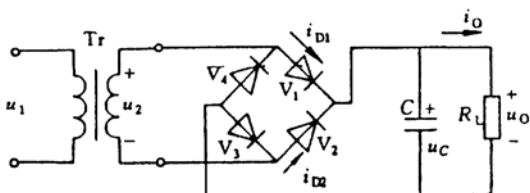


图 P9.1 教材图 9.1.5(a) 电路

解：由已知 R_L 、 C 及 f 可得

$$R_L C = 50 \times 2200 \times 10^{-6} = 0.11\text{S}$$

$$5 \times \frac{T}{2} = 5 \times \frac{1}{2} \times \frac{1}{50} = 0.05\text{S}$$

可见 $R_L C > 5T/2$ ，滤波效果满足要求，所以

$$U_{O(AV)} = 1.2U_2 = 1.2 \times 20 = 24\text{V}$$

通过二极管的平均电流为

$$I_{D(AV)} = \frac{1}{2} I_{O(AV)} = \frac{1}{2} \frac{U_{O(AV)}}{R_L} = \frac{24}{2 \times 50} = 0.24\text{A}$$

二极管承受最高反向电压为

$$U_{RM} = \sqrt{2}U_2 = \sqrt{2} \times 20 = 28\text{V}$$

9.2 已知桥式整流电容滤波电路中负载电阻 $R_L=20\ \Omega$ ，交流电源频率为 50Hz，要求输出电压 $U_{O(AV)}=12\text{V}$ ，试求变压器二次电压有效值 U_2 ，并选择整流二极管和滤波电容。

解：变压器二次电压的有效值为

$$U_2 = \frac{U_{O(AV)}}{1.2} = \frac{12}{1.2} = 10\text{V}$$

通过二极管的平均电流

$$I_{D(AV)} = \frac{1}{2} \frac{U_{O(AV)}}{R_L} = \frac{12}{2 \times 20} = 0.3A$$

二极管承受的最高反向电压为

$$U_{RM} = \sqrt{2}U_2 = \sqrt{2} \times 10 = 14V$$

所以，可选择 $I_1 \geq (2-3) I_{D(AV)} = (0.6 \sim 0.9) A$ 、 $U_{RM} > 1.4V$ 的二极管，查手册知，可用 4 只 1N4001 二极管组成桥式整流电路。

由于一般要求 $R_L C \geq (3 \sim 5) T/2$ ，现取 $R_L C \geq 4T/2$ ，所以可得

$$C \geq \frac{4T/2}{R_L} = \frac{4/(2 \times 50)}{20} = 0.002F = 2000\mu F$$

由于滤波电容 C 承受的最大电压为 $\sqrt{2}U_2 = 14V$ ，因此可选用 $2000\mu F$ 、25V 的铝电解电容器。

9.3 图P9.3 为变压器二次线圈有中心抽头的单相整流滤波电路，二次电压有效值为 U_2 ，试：（1）标出负载电阻 R_L 上电压 U_O 和滤波电容 C 的极性。

（2）分别画出无滤波电容和有滤波电容两种情况下输出电压 U_O 的波形。说明输出电压平均值 $U_{O(AV)}$ 与变压器二次电压有效值 U_2 的数值关系。

（3）二极管上所承受的最高反向电压 U_{RM} 为多大？

（4）分析二极管 V_2 脱焊、极性接反、短路时，电路会出现什么问题？

（5）说明变压器二次线圈中心抽头脱焊时是否会有输出电压？

（6）说明在无滤波电容的情况下，如果 V_1 、 V_2 的极性都接反， U_O 会有什么变化？

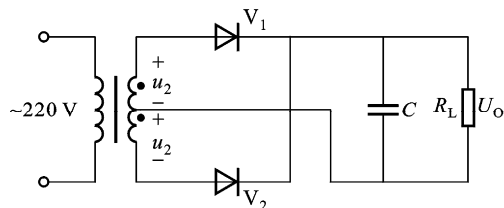
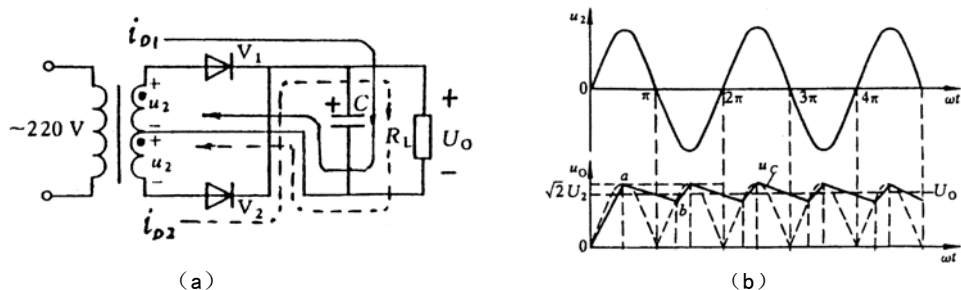


图 P9.3

解：（1）电路构成全波整流电路，当 u_2 为正半周时 V_1 导通、 V_2 截止， i_{D1} 电流方向如图解 9.3(a) 中实线所示；当 u_2 为负半周时， V_1 截止、 V_2 导通， i_{D2} 电流方向如图解 9.3(a) 中虚线所示，可得输出电压 U_O 及 C 的极性如图解 9.3(a) 所示。



图解 P9.3

(2) 整流输出电压波形如图解P9.3 (b) 所示。无滤波电容C时为全波整流波形 (图中虚线所示), 输出电压的平均值 $U_O \approx 0.9U_2$; 有滤波电容C时, 由于C的充电和放电, 波形变平变缓 (如图中实线所示), 使其输出电压的平均值增大, $U_O \approx 1.2U_2$ 。

(3) 当 V_1 导通时, V_2 截止, 由图解P9.3 (a) 可见, 加在二极管 V_2 两端的反向电压为

$$U_{RM} = 2\sqrt{2}U_2$$

(4) 当 V_2 脱焊, 电路由 V_1 构成半波整流, 输出电压 $U_O \approx U_2$;

V_2 极性接反, u_2 正半周时, 电压 $2u_2$ 通过 V_1 、 V_2 构成导通回路, 形成比较大的电流, V_1 、 V_2 有可能烧毁, 也有可能使变压器损坏;

V_2 短路, 发生的现象与 V_2 极性接反相同, 有可能使 V_1 及变压器烧毁。

(5) 变压器二次线圈中心抽头脱焊, 电路不通, 故无电压输出。

(6) 在无滤波电容的情况下, 如果 V_1 、 V_2 极性接反, 则电流方向相反, 输出电压极性反相。

9.4 整流稳压电路如图 9.4 所示, 试改正图中错误, 使其能正常输出正极性电压 U_O 。

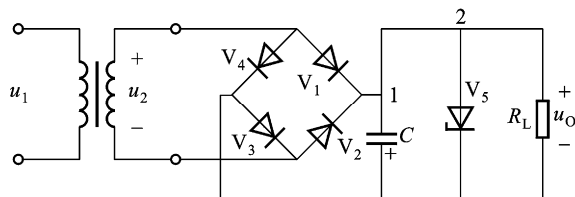
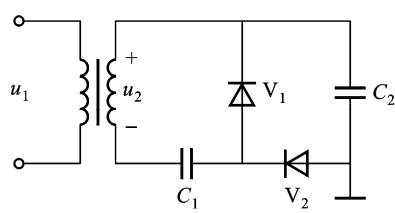


图 P9.4

解: 根据桥式整流电路的工作原理, 要求输出电压为正极性, 则当 u_2 为正半周时, V_1 、 V_3 导通; 当 u_2 为负半周时, V_2 、 V_4 导通。由图可见, V_4 的极性接反。

又根据输出电压为正极性, 可见滤波电容C及稳压管 V_5 极性也接反, 另外, 稳压管稳压电路缺少限流电阻,



即在图中的点 1、2 之间接入限流电阻R。

9.5 图P9.5 所示为二倍压整流电路，变压器二次电压 $u_2 = \sqrt{2}U_2 \sin \omega t$ ，设二极管具有理想特性，试分析该电路的工作原理，求出电容 C_1 、 C_2 上的电压，并标出电容极性。

解：当 u_2 为负半周时，二极管 V_1 导通、 V_2 截止， u_2 通过 V_1 对 C_1 充电， U_{C1} 的极性为左正、右负，由于负载 $\rightarrow \infty$ ，所以 $U_{C1} \approx \sqrt{2} U_2$ 。当 u_2 为正半周时，

图 P9. 5

u_2 与 U_{C1} 叠加后使 V_1 截止、 V_2 导通， $(u_2 + U_{C1})$ 通过 V_2 对 C_2

充电， U_{C2} 的极性为上正、下负，其值最大可达 $\sqrt{2} U_2 + U_{C1} = 2\sqrt{2} U_2$ 。以下重复上述过程。

由于 C_1 、 C_2 的放电电流很小（因负载开路），故可得 $U_{C1} \approx \sqrt{2} U_2$ ， $U_{C2} \approx 2\sqrt{2} U_2$ 。若从 C_2 两端取得输出电压，即可得到变压器二次电压最大值的两倍的直流电压输出，所以称之为二倍压整流电路。电容 C_1 、 C_2 的极性与直流电压的极性相同。

9.6 电路如图P9.6 所示，变压器二次电压 $u_2 = \sqrt{2} U_2 \sin \omega t$ ，设二极管具有理想特性，试分析该电路的工作原理，求出 C_1 、 C_2 、 C_3 电容上的电压。

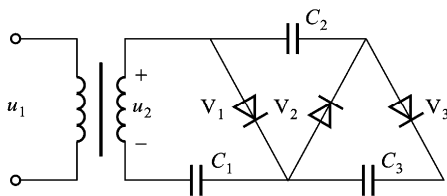
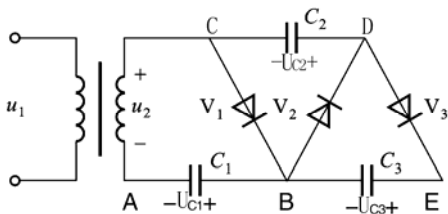


图 P9. 6

解：当 u_2 为正半周时， V_1 管导通， V_2 管截止，电容 C_1 被充电， U_{C1} 极性如图解P9.6 所示，由于负载 $\rightarrow \infty$ ，故 $U_{C1} \approx \sqrt{2} U_2$ 。当 u_2 为负半周时， V_1 截止， u_2 与 U_{C1} 叠加后使 V_2 管导通， C_2 被充电， $U_{C2} \approx 2\sqrt{2} U_2$ ，其极性如图解P9.6 所示。当 u_2 又为正半周时， u_2 与 U_{C1} 、 U_{C2} 叠加后的电压为 $(u_2 + \sqrt{2} U_2)$ ，使 V_3 导通， V_2 截止， C_3 被充电， $U_{C3} \approx 2\sqrt{2} U_2$ ，极性如图所示。可见，从AB、CD、AE端，可分别得到大小为 $\sqrt{2} U_2$ 、 $2\sqrt{2} U_2$ 、 $3\sqrt{2} U_2$ 的直流输出电压。所以，该电路为倍压整流电路。



图解 P9. 6

9.7 三极管串联型稳压电路如图P9.7所示。已知 $R_1=1k\Omega$ ， $R_2=2k\Omega$ ， $R_p=1k\Omega$ ， $R_L=100\Omega$ ， $U_Z=6V$ ， $U_I=15V$ ，试求输出电压的调节范围以及输出电压为最小时调整管所承受的功耗。

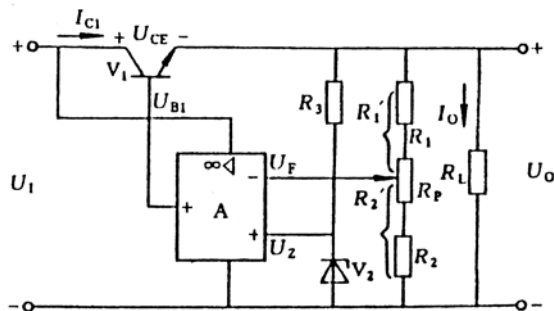


图 P9. 7

解： R_p 处于最下位置，即 $R_2'=R_2$ 时输出电压 U_O 为最大，则

$$U_{Omax} = \frac{R_1 + R_2 + R_p}{R_2} U_Z = \frac{1 + 2 + 1}{2} \times 6V = 12V$$

R_p 处于最高位置，即 $R_2'=R_2+R_p$ 时输出电压为最小，则

$$U_{Omin} = \frac{R_1 + R_2 + R_p}{R_2 + R_p} U_Z = \frac{4}{3} \times 6V = 8V$$

所以输出电压的调节范围为（8~12）V。

当输出电压为 U_{Omin} 时，调整管C、E之间的压降为

$$U_{CE} = U_I - U_{Omin} = 15 - 8 = 7V$$

通过调整管的电流 I_{C1} 近似为

$$I_{C1} \approx \frac{U_{Omin}}{R_L} = \frac{8}{100} = 0.08A$$

因此，此时调整管所承受的管耗为

$$P_C = U_{CE} \cdot I_{C1} = 7 \times 0.08 = 0.56W$$

9.8 电路如图 P9.8 所示，试说明各元器件的作用，并指出电路正常工作时的输出电压值。

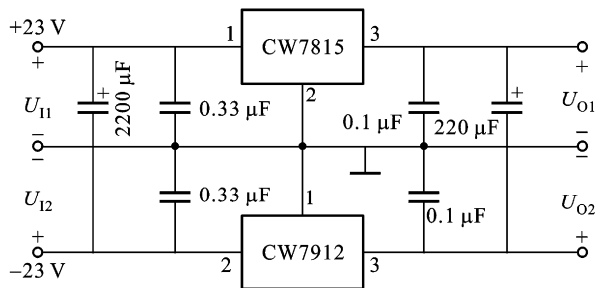


图 P9.8

解: CW7815 为+15V输出三端集成稳压器, CW7912 为-12V输出三端稳压器, 由于输入电压值为 23V, 所以电路正常工作时 $U_{O1}=15V$, $U_{O2}=-12V$ 。

输入端电容 $2200\mu F$ 为整流滤波电容, $0.33\mu F$ 电容用以抵消输入端较长接线的电感效应, 以防止自激, 还可抑制电源的高频脉冲干扰。输出端所接电容 $0.1\mu F$ 和 $220\mu F$ 用以改善负载的瞬态响应, 消除电路的高频噪声, 同时也具有消振作用。

9.9 电路如图P9.9 所示, 已知电流 $I_Q=5mA$, 试求输出电压 $U_O=?$

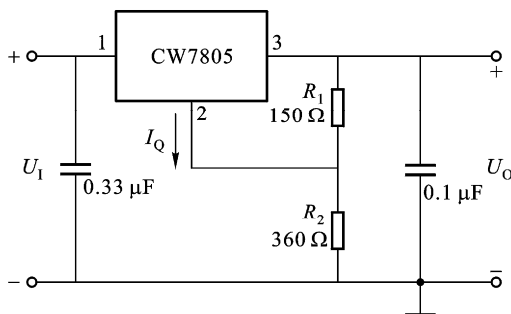
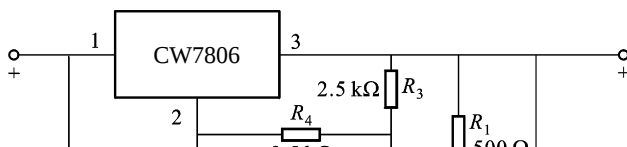


图 P9.9

解: 由于CW7805 为+5V输出三端集成稳压器, 即其 3、2 脚之内的输出电压 $U_{32}=5V$,

$$\text{故 } U_O = \frac{U_{32}}{R_1}(R_1 + R_2) + I_Q R_2 = \left[\frac{5(150 + 360)}{150} + 5 \times 0.36 \right] V = 18.8V$$

9.10 直流稳压电路如图P9.10 所示, 试求输出电压 U_O 的大小。



解:集成运放同相端输入电压 U_P 等于

$$U_P = \frac{U_O R_2}{R_1 + R_2}$$

而反相端输入电压 U_N 等于

$$U_N = U_O - \frac{U_{32} R_3}{R_3 + R_4}$$

由于 $U_P \approx U_N$, 故可得

$$U_O - \frac{U_{32} R_3}{R_3 + R_4} = \frac{U_O R_2}{R_1 + R_2}$$

所以

$$U_O = \frac{U_{32} R_3}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} = \frac{6V \times 2.5}{2.5 + 2.5} \cdot \frac{0.5 + 1.5}{0.5} = 12V$$

9.11 电路如图P9.11 所示, 试求输出电压 U_O 的调节范围, 并求输入电压 U_I 的最小值。

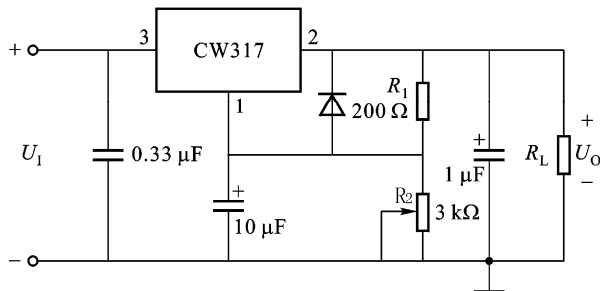


图 P9. 11

解: 当 $R_2=0$ 时, 输出电压 U_O 为最小, 即

$$U_{O\min} = U_{REF} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = 1.25V$$

当 $R_2=3\text{k}\Omega$ 时，输出电压 U_O 为最大，即

$$\begin{aligned} U_{O\max} &= U_{REF} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \\ &= 1.25 \left(1 + \frac{3000}{200}\right) = 20\text{V} \end{aligned}$$

因输出电压 U_O 的最大值为 20V ，为保证三端稳压器输入、输出端之间的最小压差为 $(2\sim 3)\text{V}$ ，故可以取最小输入电压为 $U_{I\min}=23\text{V}$

9.12 整流稳压电路如图P9.12所示，变压器二次电压有效值 $U_2=15\text{V}$ ，负载电阻 $R_L=100\Omega$ ，试求 $U_O=10\text{V}$ 时电位器 R_P 的阻值，并估算此时三端集成稳压器所承受的功耗。

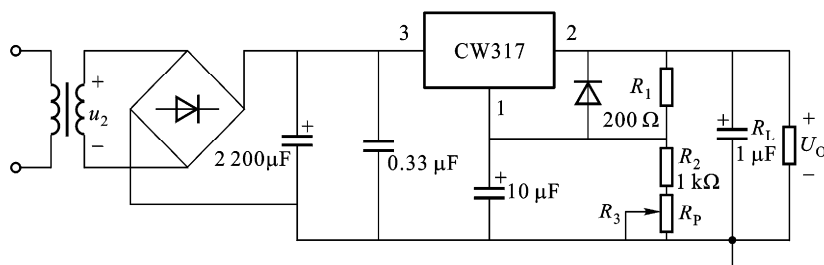


图 P9.12

解：由于
$$U_O = U_{REF} \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1}$$

故可得

$$R_3 = \frac{U_O}{U_{REF}} R_1 - R_1 - R_2 = \left(\frac{10}{1.25} \times 200 - 200 - 1000 \right) \Omega = 400\Omega$$

由于
$$U_I = 1.2U_2 = 1.2 \times 15 = 18\text{V}$$

所以集成稳压器 3、2 端的压降为
$$U_{32} = U_I - U_O = 18 - 10 = 8\text{V}$$

稳压器负载电流
$$I_O = U_O / R_L = 10 / 100 = 0.1\text{A}$$

所以稳压器所承受的功耗近似为
$$P_C \approx U_{32} \times I_O = 8 \times 0.1 = 0.8\text{W}$$

免责声明：此文档来自互联网