

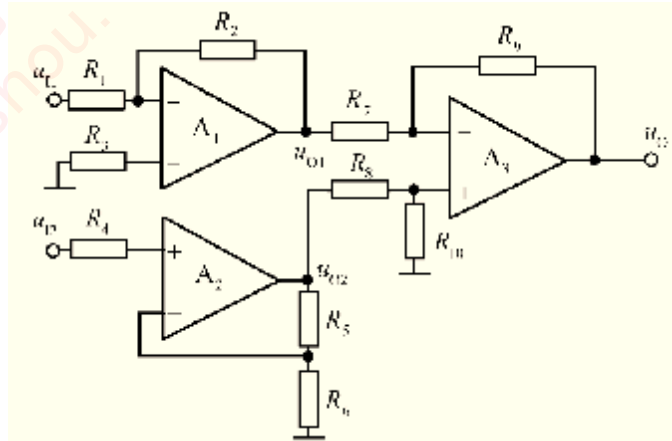
学霸助手

www.xuebazhushou.com

课后答案 | 课件 | 期末试卷

最专业的学习资料分享APP

2.4



(1)由虚短虚断原理，可以得到等式

$$(u_{o1} - u_o) \cdot \frac{R_9}{R_7 + R_9} + u_o = u_{o2} \cdot \frac{R_{10}}{R_8 + R_{10}}$$

可以得出 $u_o = 2u_{o2} - 2u_{o1}$;

(2)对于 A1 放大器 $\frac{u_{i1}}{R_1} = -\frac{u_{o1}}{R_2}$ 得到 $u_{i1} = -u_{o1}$

对于 A2 放大器 $\frac{R_6}{R_5 + R_6} u_{o2} = u_{i2}$ 得到 $u_{i2} = \frac{2}{3} u_{o2}$

所以 $u_o = 3u_{i2} + 2u_{i1}$

将数值带入得 $u_o = 0.9V$

2.5 解：设运放正向端输入电压为 u_+

$$u_+ = \frac{K \cdot R_w}{R_w} \cdot u_I = K u_I$$

$$\frac{u_I - u_+}{R_1} = \frac{u_+ - u_o}{R_f}$$

$$u_o = (11K - 10)u_I$$

$$A_u = 11K - 10 \in [-10, 1]$$

2.7 证：对于放大器 A 由于虚短虚断得到

$$i_+ = i_- = 0$$

$$u = u_+ = u_- = u_s$$

所以 $I_L = \frac{u_s}{R_2}$

所以该结论成立

2.10 解:列出关系式

$$\frac{u_{s3} - u_+}{R_3} + \frac{u_{s4} - u_+}{R_4} = \frac{u_+}{R_5} \quad (1)$$

$$\frac{u_{s1} - u_-}{R_1} + \frac{u_{s2} - u_-}{R_2} = \frac{u_- - u_o}{R_F} \quad (2)$$

$$u_+ = u_- \quad (3)$$

得到 $u_+ = \frac{6u_{s3} + 3u_{s4}}{11}$

$$u_o = \frac{51}{22}u_{s3} + \frac{51}{44}u_{s4} - \frac{5}{4}u_{s1} - 2u_{s2}$$

2.11 设 R_3 、 R_4 电阻中间电压为 u'

由虚短虚断、基尔霍夫电流定律可知:

$$\frac{u_{i1}}{R_1} = -\frac{u_{o1}}{R_2} - \frac{u'}{R_3} \quad (1)$$

$$u' = \frac{1}{2}u_{i2} \quad (2)$$

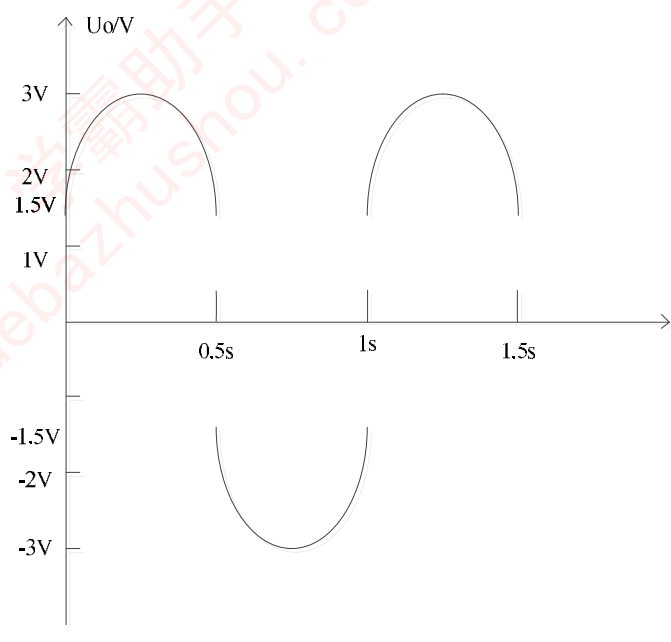
联立方程得

$$u_{o1} = -u_{i1} - \frac{1}{2}u_{i2}$$

再由基尔霍夫电流定律

$$\frac{-\frac{1}{2}u_{i2}}{R_3} + \frac{-u_{i1} - \frac{1}{2}u_{i2} - \frac{1}{2}u_{i2}}{R_4} = \frac{\frac{1}{2}u_{i2} - u_o}{R_7}$$

得 $u_o = u_{i1} + 2u_{i2}$



2.17 解: $0 - U_{o1} = \frac{1}{RC} \int_0^t U_i dt$

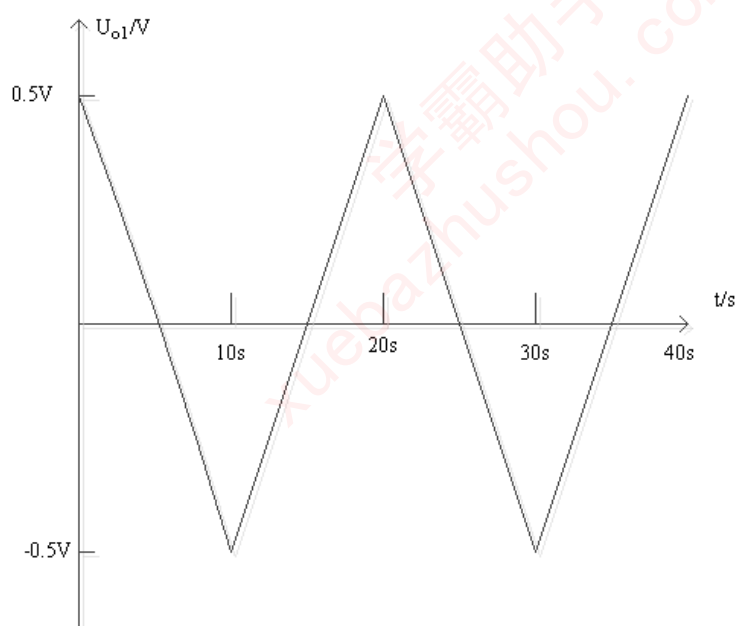
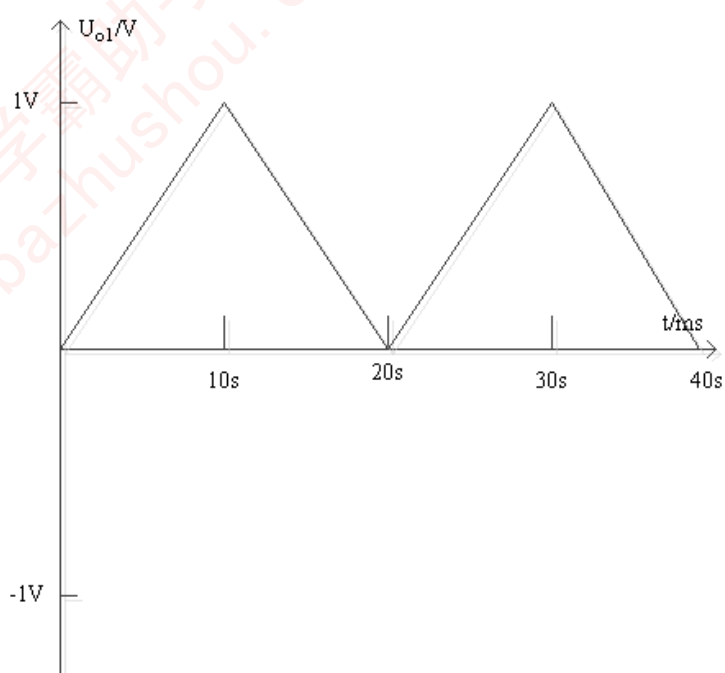
$$U_{o1} = -\frac{1}{10} \int_0^t U_i dt$$

$$U_o = \frac{1}{2} - U_{o1} = \frac{1}{2} + \frac{1}{10} \int_0^t U_i dt$$

(1) $t=0$ 时, $U_{o1} = 0V, U_o = 0.5V$

(2) $t=10s$ 时, $U_{o1} = 1V, U_o = -0.5V$

(3) $t=20s$ 时, $U_{o1} = 0V, U_o = 0.5V$



2.20 a)
$$\dot{U}_o = \frac{1}{R + \frac{1}{j\omega C}} \dot{U}_i$$

传递函数
$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{1 + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 + j\frac{f}{f_o}}$$

所以电路是一阶有源低通滤波器

$$b) \frac{\dot{U}_i}{R_1} = - \frac{\dot{U}_o}{\frac{1}{j\omega C} // R_F}$$

$$\text{得 } \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = - \frac{\frac{1}{j\omega C} // R_F}{R_1} = - \frac{R_F}{(1 + j\omega C R_F) R_1} = - \frac{R_F}{R_1 (1 + j \frac{f}{f_o})}$$

所以电路是一阶有源低通滤波器

$$c) \frac{\dot{U}_i}{R + \frac{1}{j\omega C}} = - \frac{\dot{U}_o}{R}$$

$$\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = - \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}}$$

$$\dot{A}_f = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{1}{1 - j \frac{f_o}{f}}$$

所以电路是一阶有源高通滤波器

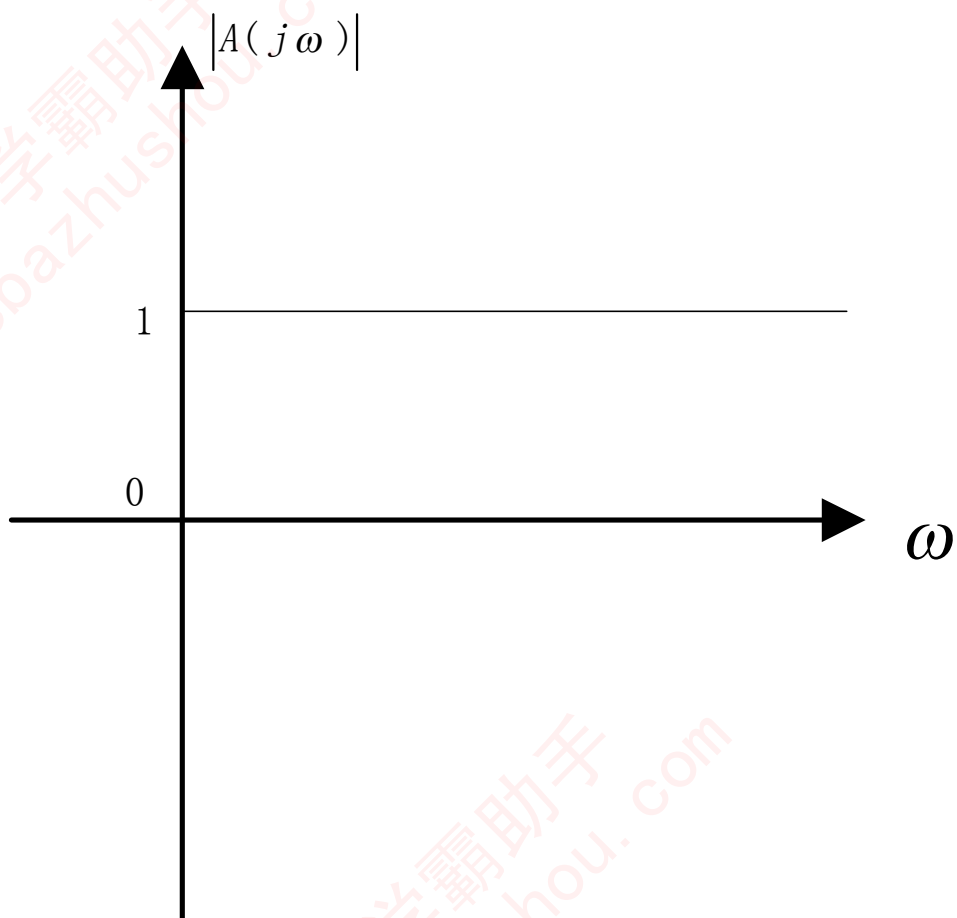
$$2.23 \text{ 解 } U_+ = U_- = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} \dot{U}_i$$

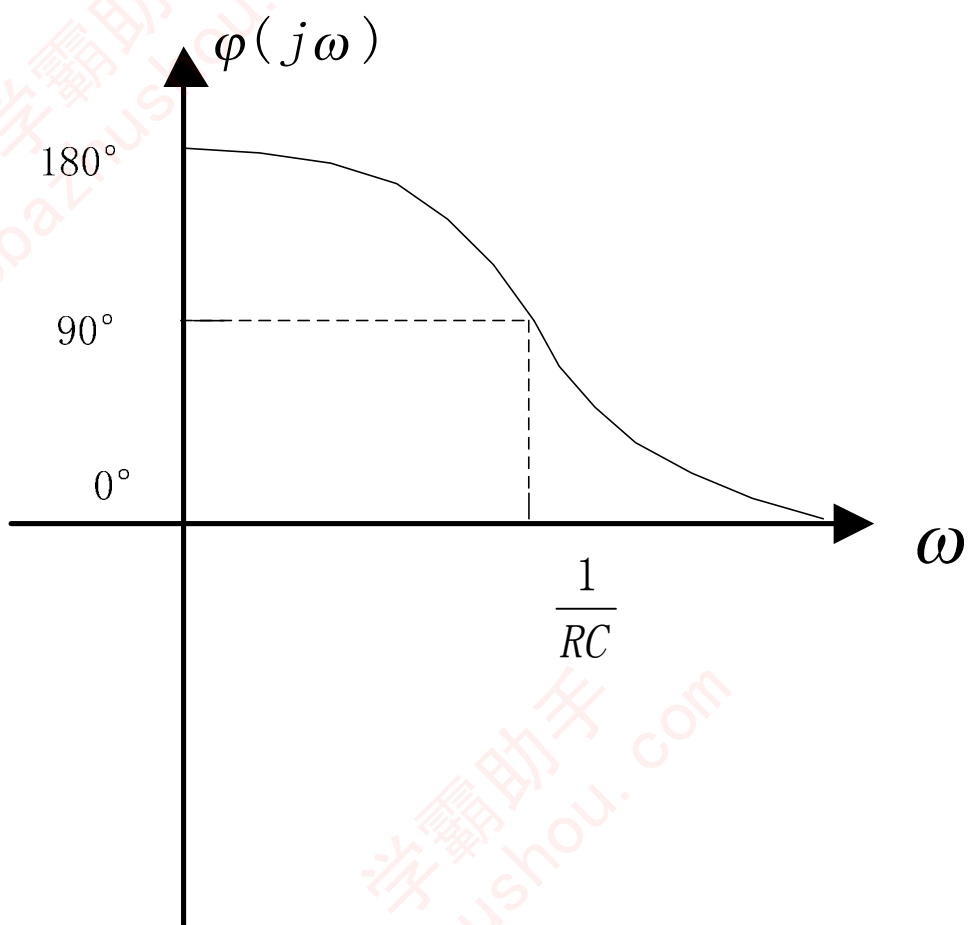
$$\frac{\dot{U}_i - U_-}{R} = \frac{U_- - \dot{U}_o}{R}$$

$$\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{j\omega C R - 1}{1 + j\omega C R}$$

$$\text{所以 } |\dot{A}_f| = 1$$

$$\varphi = \pi - 2 \arctan\left(\frac{f}{f_o}\right) \quad \text{其中 } f_o = \frac{1}{2\pi RC}$$





3.3 (1) 当 $U_o = V_{CC}$

由基尔霍夫电流定律得 $\frac{U_{TH1}}{R} = -\frac{U_{REF}}{R_1} - \frac{U_o}{R_2}$

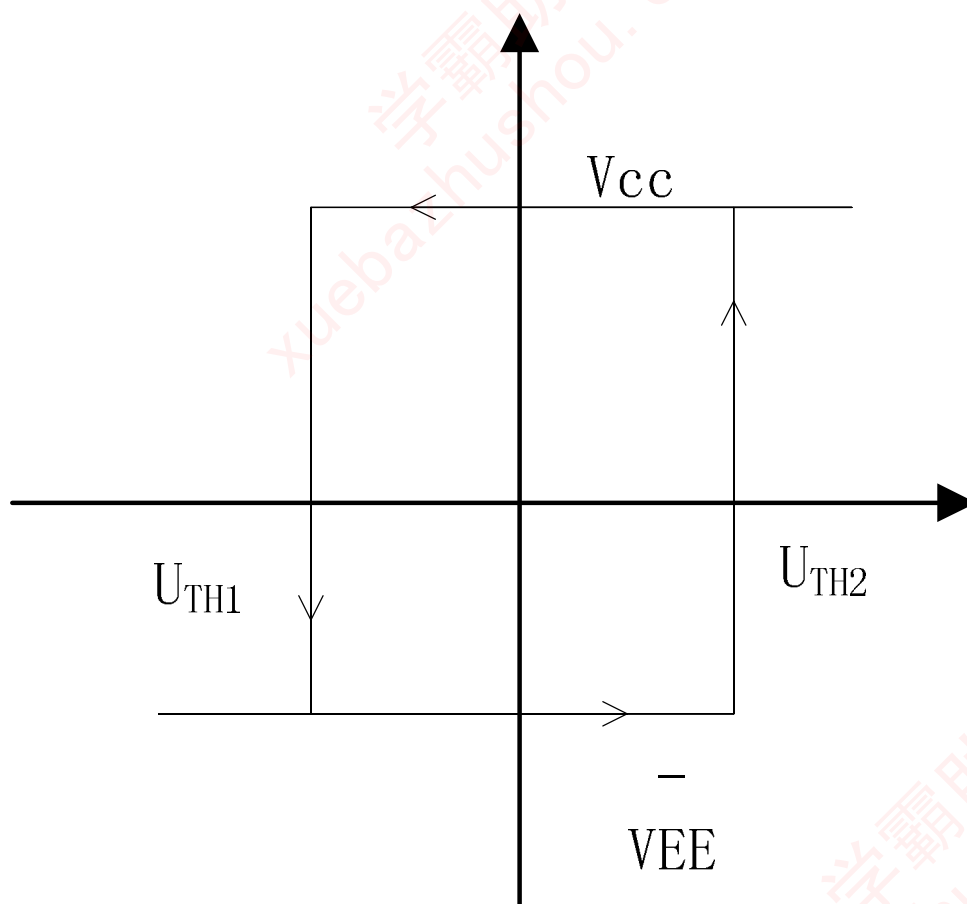
所以 $U_{TH1} = -R(\frac{U_{REF}}{R_1} + \frac{V_{CC}}{R_2})$

(2) 当 $U_o = -V_{EE}$ 时

$\frac{U_{TH2}}{R} = -\frac{U_{REF}}{R_1} + \frac{V_{EE}}{R_2}$

所以 $U_{TH2} = R(\frac{V_{EE}}{R_2} - \frac{U_{REF}}{R_1})$

回差 $\Delta U_T = U_{TH2} - U_{TH1} = \frac{R}{R_2}(V_{EE} + V_{CC})$



3.6 对于 A1 来说，构成积分电路计算公式为

$$U_{o1} = -\frac{1}{RC} \int_0^t U_i dt = -\frac{1}{20} \int_0^t U_i dt$$

0<t<10 时 $u_i=4V$ $U_o=-0.2t(V)$ $U_o(t=10)=-2V$

10<t<30 时 $U_i=-4V$ $U_o=0.2t-4(V)$ $U_o(t=30)=2V$

30<t<50 时 $U_i=4V$ $U_o=-0.2t+8(V)$

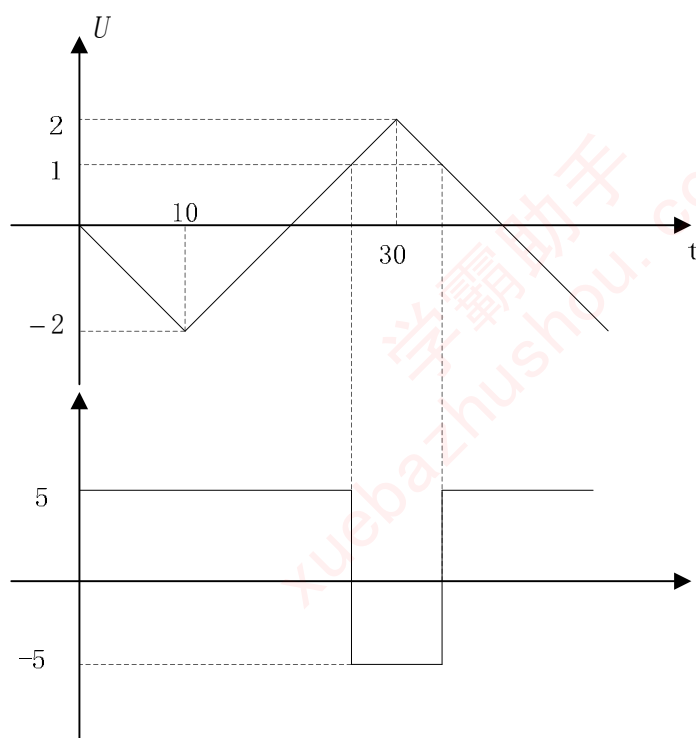
对于 A2 来说，电路构成电压比较器

$$U_- = \frac{3}{4}U_{o1} - \frac{3}{4} = \frac{3}{4}(U_{o1} - 1)$$

$$U_+ = 0$$

所以与 1 比较

只有在 25<t<35 时 $U_+ < U_-$ $U_o = -5V$



3.7 (1) 刚开始时 $U_c=0$ $U_o=V_{CC}$

$$\text{所以 } V_{TH1} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{CC} \quad V_{TH2} = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{EE}$$

$$\text{列出方程, } U_c(t) = V_{CC} + \left(-\frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{CC} - V_{CC}\right) e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (1)$$

$$U_c\left(\frac{T}{2}\right) = V_{TH1} \quad (2)$$

将(2)代入(1)得 $T = -2\tau \ln(\frac{R_1}{2R_1 + R_2})$

所以 $f = \frac{1}{T} = 872\text{Hz}$

(2) 滑到最上端, 充电过程

$$U_C(0^+) = V_{TH2} = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{EE} \quad U_C(\infty) = V_{CC}$$

$$\tau = R_{\text{充}} C = (R_p + R) C$$

$$U_C(T_1) = V_{TH1} \quad (3)$$

将(3)代入(1) $T_1 = 1.05 \times 10^{-3}\text{s}$

$$\text{同理, 放电过程 } U_C(0^+) = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{CC} \quad U_C(\infty) = -V_{CC}$$

$$U_C(t) = -V_{CC} + (\frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{CC} + V_{CC}) e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (4)$$

$$U_C(T_2) = V_{TH2}$$

$$T_2 = 0.96 \times 10^{-4}\text{s}$$

$$\text{所以 } f = \frac{1}{T_1 + T_2} = 872\text{Hz}$$

$$\text{占空比} = \frac{T_1}{T_1 + T_2} = 91.6\%$$

滑到最下端, 原理其实相同, 就是充放电时间相反

$$\text{所以 } f = \frac{1}{T_1 + T_2} = 872\text{Hz}$$

$$\text{占空比} = \frac{T_1}{T_1 + T_2} = 8.4\%$$

3.8 解: (1) 设滑动变阻器下端电阻为 KR_p , 上端的电阻为 $(1-K) R_p$

$$U_o = -\frac{1}{RC} \int_0^t U_i dt = -\frac{1}{RC} \int_0^t K U_{o1} dt = -\frac{K U_{o1}}{RC} t + U_o(0) \quad (1)$$

在 U_{OH} 和 U_{OL} 都确定的条件下, 三角波中直线斜率越大, 周期越短
所以 $K=1$

假设 $U_o=0$, $U_{o1}=5V$ 由叠加定理可知 $\frac{V_{CC}}{R_3} = -\frac{U_{OTH}}{R_2}$

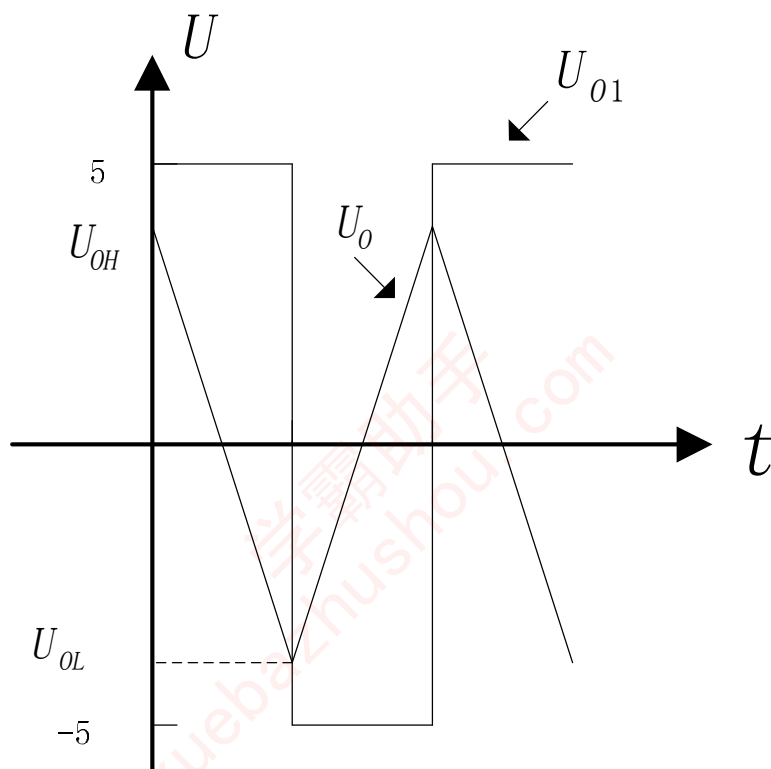
所以 $U_{OTH}=-2.5V$ $t=T/4$

将上面数值代入 (1) 式

$T=30ms$ 得 $f=33.3Hz$

(2) 从第一小题的解答中可以知道, 方波的峰峰值为 $10V$

三角波的峰峰值为 $5V$ 。



3.9 解: $|V_{TH}| = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{CC}$

设一个周期为 T , 开始时电容电压为 $-|V_{TH}|$, 充电到 $|V_{TH}|$, 需要 $T/2=5 \times 10^{-4}s$

$$|V_{TH}| = V_{CC} + (-|V_{TH}| - V_{CC}) \exp(-\frac{T}{2RC})$$

将数值代入可得到关系式

$$T = -2RC \ln(\frac{R_2}{2R_1 + R_2})$$

3.12 解：设滑动变阻器左边是 R_{p1} ，右边为 R_{p2}

V_{CC} 通过 R_1 ， R_{p1} 给电容充电 $\tau_1 = (R_1 + R_{p1})C$

放电过程是通过 R_{p2} 和 R_2 实现 $\tau_2 = (R_2 + R_{p2})C$

$$U_c(t) = U_c(\infty) + (U_c(0_+) - U_c(\infty)) \exp(-\frac{t}{\tau}) \quad (1)$$

将充电过程的参数代入 (1)

$$t=t_1 \quad \tau = \tau_1 \quad U_c(\infty) = V_{CC} \quad U_c(0_+) = \frac{1}{3}V_{CC} \quad U_c(t) = \frac{2}{3}V_{CC}$$

得到 $t_1 = \ln 2(R_1 + R_{p1})C$

同理放电过程得到 $t_2 = \ln 2(R_2 + R_{p2})C$

所以 $T = t_1 + t_2 = \ln 2(R_1 + R_2 + R_p)C$

占空比=50%

$$\frac{t_1}{t_1 + t_2} = \frac{R_1 + R_{p1}}{R_1 + R_2 + R_p} = 50\%$$

所以占空比取决于 R_1 ， R_2 和滑动变阻器的位置。

4.5 a) 二极管导通 $U_{AO} = -6V$

b) 二极管截止 $U_{AO} = -12V$

c) V_{D1} 导通, V_{D2} 截止 $U_{AO} = 0V$

d) V_{D1} 截止, V_{D2} 截止 $U_{AO} = -12V$

$$4.8 \quad I_D = \frac{2-0.7}{500} \approx 2.6mA$$

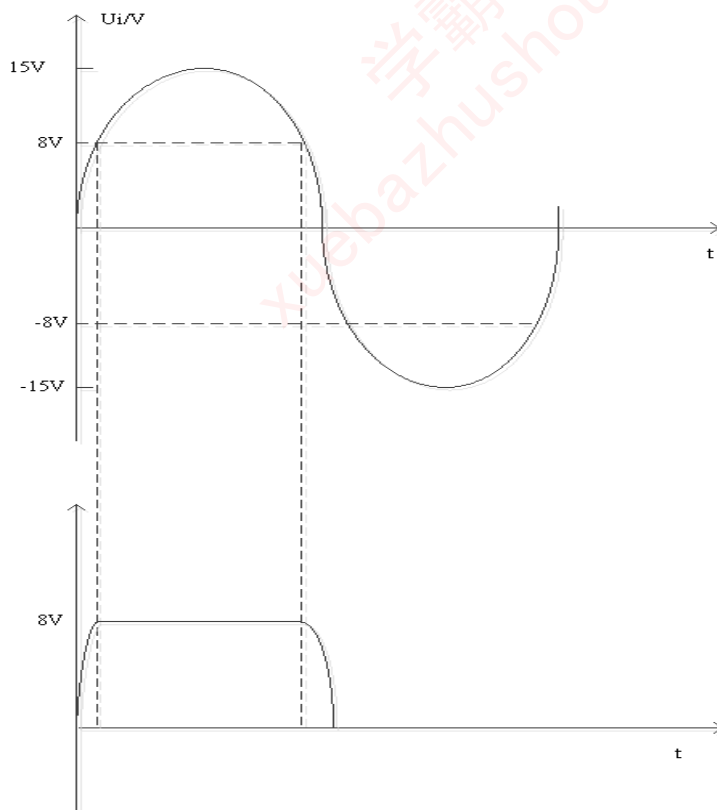
$$r_d = \frac{26}{2.6} = 10\Omega$$

$$I_d = \frac{U_i}{r_d} = \frac{10mV}{10\Omega} = 1mA$$

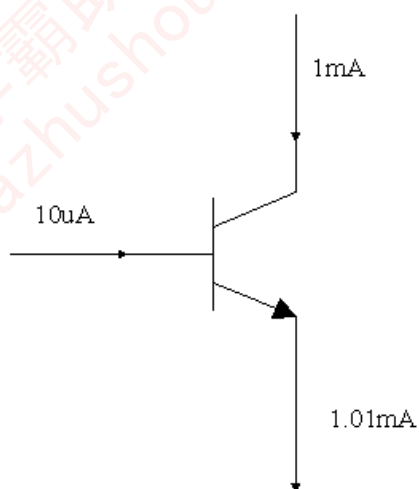
4.9 $U_i < 8V$ 时, $U_o = U_i$

$U_i \geq 8V$ 时, $U_o = 8V$

$U_i \leq 0V$ 时, $U_o = 0V$

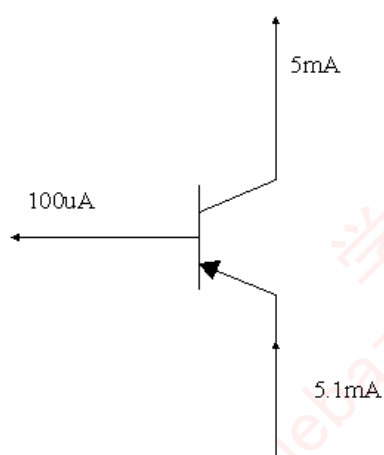


4.12



(a)

(b)



$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = 50$$

4.13 (a) 三极管处于放大状态

$$I_B = [V_{EB} - (-2)]/10 = 1.8 \times 10^{-4} A$$

$$I_C = \beta I_B = 9 mA$$

(b) VD 截止，三极管截止

$$I_C = I_B = 0$$

(c) 三极管截止

$$I_C = I_B = 0$$

4.15 (a)

$$I_B = \frac{2-0.7}{20k} = 65\mu A$$

$$I_{BS} = \frac{10-U_{CEB}}{\beta \times 2k} \approx 100\mu A$$

$$I_B < I_{BS}$$

所以工作在放大区

$$I_C = \beta I_B = 3.3mA$$

$$U_{CE} = 3.4V$$

(b)

$$I_B = \frac{10-0.7}{200k} = 46.5\mu A$$

$$I_{BS} = \frac{10-U_{CEB}}{\beta \times 2k} \approx 100\mu A$$

$$I_B < I_{BS}$$

所以工作在放大区

$$I_C = \beta I_B = 2.3mA$$

$$U_{CE} = 5.4V$$

(c) 根据上面两小题的计算公式

$$I_B = 465\mu A$$

$$I_{BS} = 100\mu A$$

$$I_B > I_{BS}$$

三极管工作在饱和区

$$I_C = I_{CS} = \beta I_{BS} = 5mA$$

$$U_{CE} = U_{CBS} = 0V \text{ 或 } 0.3V$$

(d) 发射结反偏，三极管截止

$$I_C = 0$$

$$U_{CE} = V_{CC} = 10V$$

(e) 发射结零偏 $I_B = 0$

三极管截止

$$I_C = 0$$

$$U_{CE} = V_{CC} = 10V$$

(f)

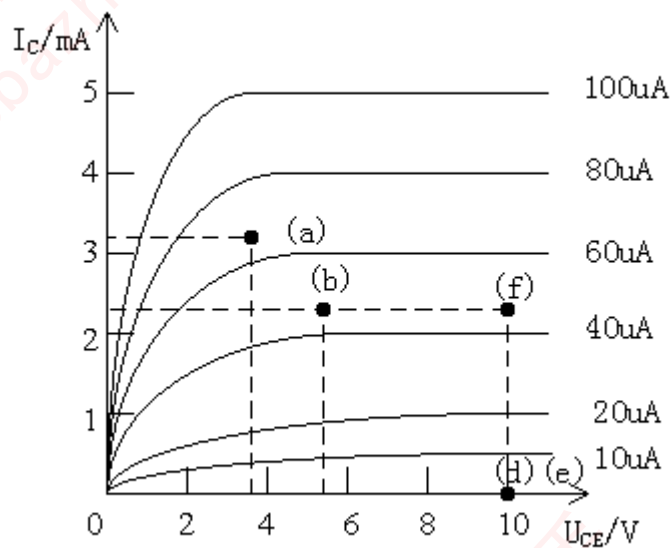
$$I_B = 46.5\mu A$$

$$I_{BS} = \infty$$

工作在放大区

$$I_C = \beta I_B = 2.3 \text{mA}$$

$$U_{CE} = V_{CC} = 10 \text{V}$$



4.17 $U_i=0$ 时 晶体管截止，稳压管击穿

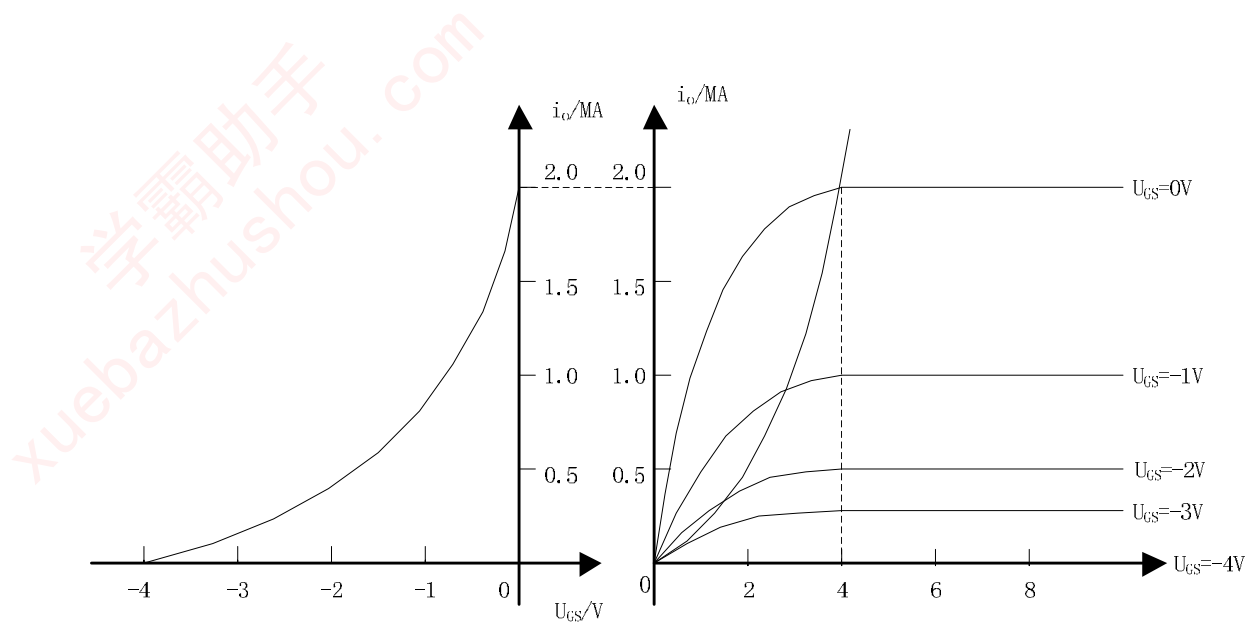
$$U_O = -U_Z = -5 \text{V}$$

$U_i=-5 \text{V}$ 时 晶体管饱和

$$U_O = -0.1 \text{V}$$

4.18

$$i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{DS}}{V_P} \right)^2$$



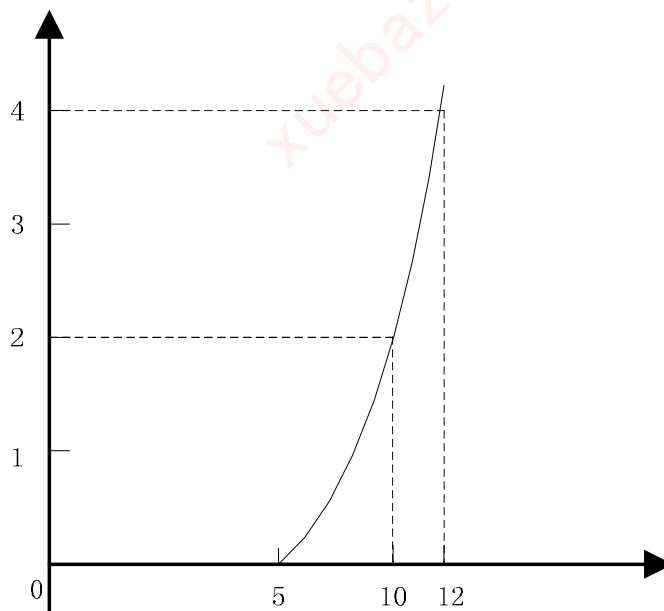
4.19

T₁ 恒流区

T₂ 截止区

T₃ 可变电阻区

4.20



4.21

由传输特性曲线可知：开启电压为 5V $U_{GS}=U_i$

当 $U_i=4V$ 时， U_{GS} 小于开启电压，T 截止

当 $U_i=8V$ 时, 设 T 工作在恒流区, 由输出特性可知 $T_o \approx 0.6mA$

$$U_{GS}=V_{DD}-i_D R_d=10V$$

$U_{GD}=-2V$ 小于开启电压 T 在恒流区

当 $U_i=12V$ 时, 由于 $V_{DD}=12V$ T 工作在可变电阻区

4.22

- (a) 可能
- (b) 不可能
- (c) 不可能
- (d) 可能

5.1(1) 估算基极偏置电流 $I_{BQ} = \left| \frac{-V_{EE} - U_{CEQ}}{R_B} \right| = 57 \mu A$

直流负载方程 $-i_c = \frac{V_{EE}}{R_C} - \frac{-U_{CE}}{R_C} = 3.1 - \frac{-U_{CE}}{3900}$

取 (0,3.1) 和 (12,0) 连线, 交 $I_B = 57 \mu A$ 于 Q

即是静态工作点 $U_{CEQ} = -1.5V$ $I_{CQ} = -2.5mA$

(2) 由图可知, U_{CE} 较大时, $I_c = 100 \mu A$ $I_B = 5mA$

所以 $\beta = 50$

输入电阻 $R_i = r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26mV}{2.5mA} = 730.4 \Omega$

输出电阻 $R_o = R_C = 3.9k\Omega$

放大倍数 $Au = -\beta \frac{R_C // R_L}{R_i}$

(3) $\Delta i_c = \frac{\Delta U_{CE}}{R_C // R_L} > \frac{\Delta U_{CE}}{R_C}$

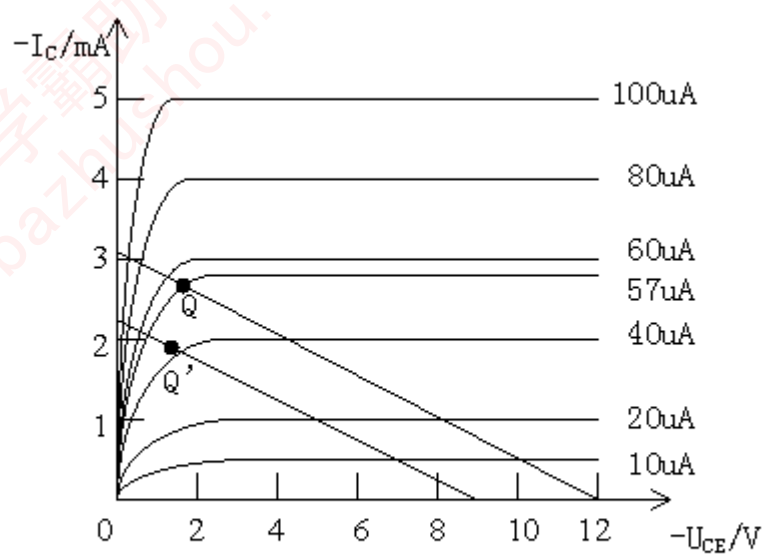
确定直线过 Q, 斜率比原来的线陡

(4) 当 R_b 减小时, I_{BQ} 增大, Q 点向左上方移动

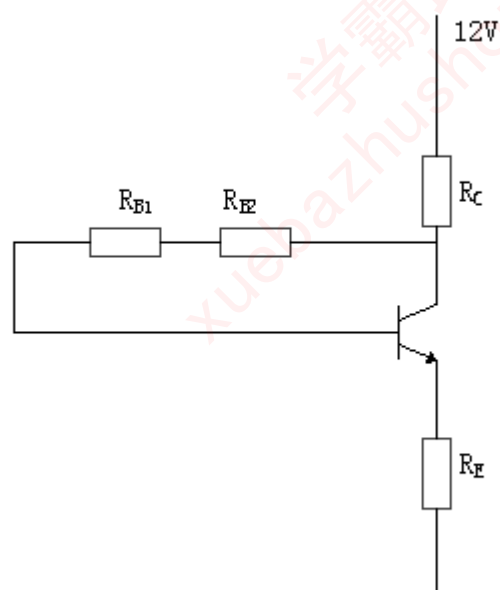
R_c 增大时, 负载线在 $-i_c$ 轴的截距下降, Q 点沿同一条输出特性曲线向左移动

当 V_{EE} 减小为 9V 时, $I_{BQ} = \left| \frac{-V_{EE} - U_{CEQ}}{R_B} \right| = 42 \mu A$

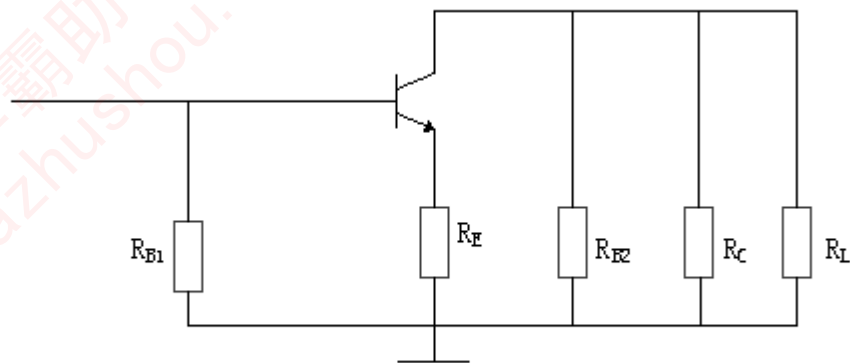
由 (1) 的方法再在图中画出 Q' , 可见 Q 点向下移动



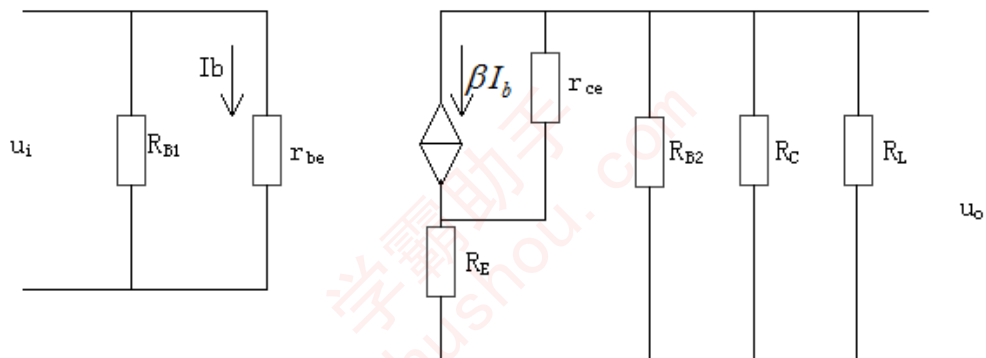
5.2(1) 直流通路



交流通路



微变等效电路



$$(2) (I_{BQ} + I_{CQ})R_C + I_{BQ}(R_{B1} + R_{B2}) + U_{BEQ} + (I_{BQ} + I_{CQ})R_E = 12$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ}$$

联立两个方程得

$$I_{BQ} = 14.6 \mu A$$

$$I_{CQ} = 1.168 mA$$

$$U_{CEQ} = U_{BEQ} + U_{CB} = 2.325 V$$

$$(3) \text{ 输入电阻 } R_i = R_{B1} // r_{be} = 420 \Omega$$

$$\text{输出电阻 } R_o = R_{B2} // R_C = 5.714 k\Omega$$

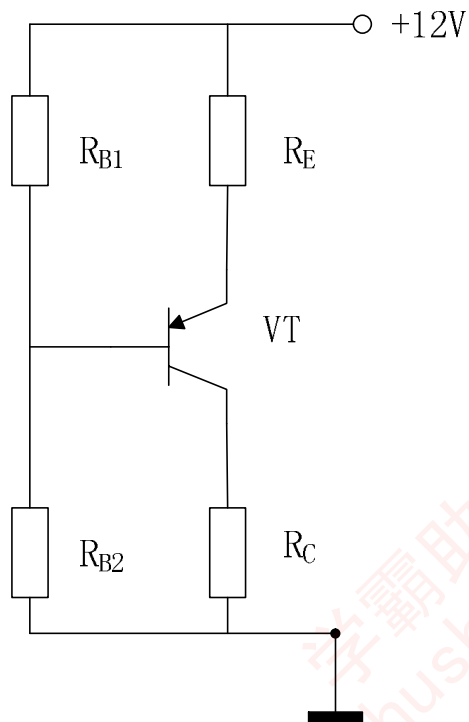
$$\text{放大倍数 } Au = -\beta \frac{R_C // R_o}{r_{be}} = -1201$$

(4) 产生了截止失真

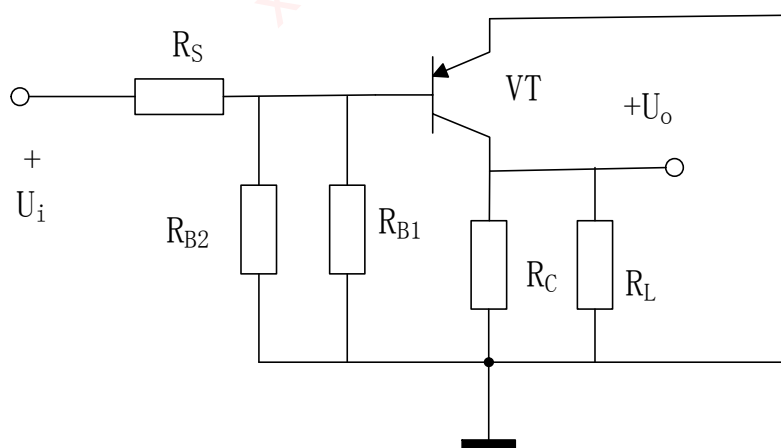
$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - U_{BEQ}}{R_{B1} + R_{B2} + (1 + \beta)(R_E + R_C)}$$

为了增大 I_{BQ} ，就可以适当减小 R_{B1} 和 R_{B2}

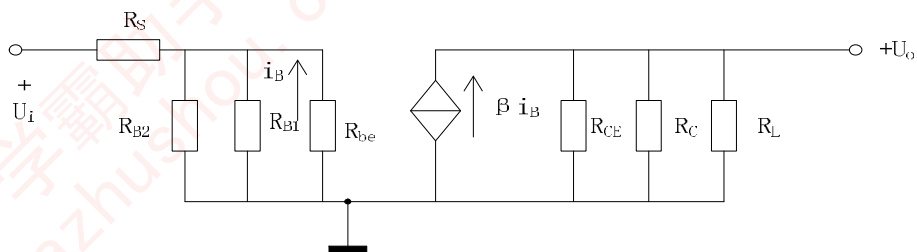
5.41) 直流通路:



交流通路



微变等效电路:



2) 设基极电压 V_B

$$\begin{cases} I_{BQ} = \frac{V_B - V_{CC}}{R_{B1}} + \frac{V_B - 0}{R_{B2}} \\ I_{EQ} = (1 + \beta)I_{BQ} = \frac{V_{CC} - V_B + U_{BEQ}}{R_E} \end{cases}$$

解得 $V_B=5.087V$ $I_{BQ}=181.2 \mu A$

$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 14.5mA$

$U_{CEQ} = 12 - R_E(I_{BQ} + I_{CQ}) - R_C I_{CQ} = -37.9V$

不合理，所以工作在饱和区。

列出下面的 4 个方程

$$I_{BQ} = \frac{U_B}{R_{B2}} - \frac{12 - U_B}{R_{B1}} \quad (1)$$

$$I_{EQ} = \frac{V_{CC} - U_B - U_{BEQ}}{R_E} \quad (2)$$

$$\because U_{CE} \approx 0$$

$$\therefore V_{CC} = R_E I_{EQ} + R_C I_{CQ} \quad (3)$$

$$I_{EQ} = I_{CQ} + I_{BQ} \quad (4)$$

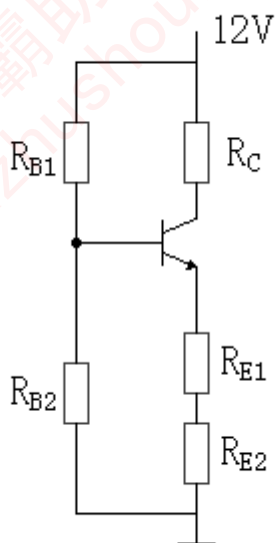
得到

$$I_{EQ} = 4.25mA$$

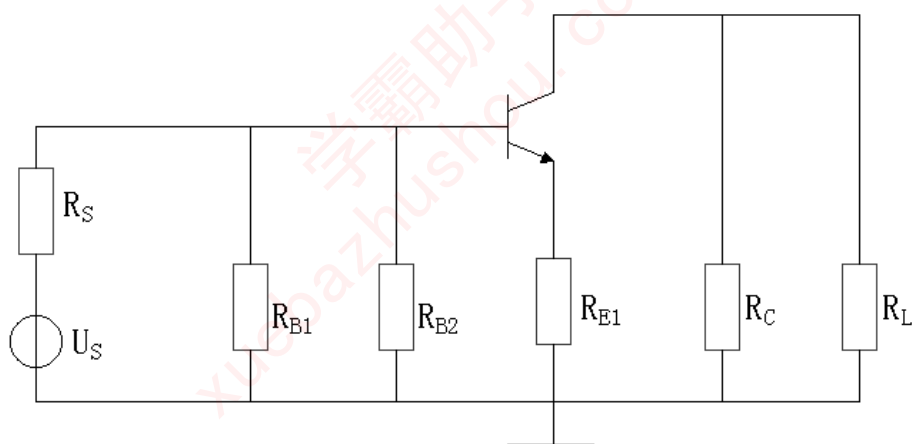
$$I_{BQ} = 0.93mA$$

3) 由于工作在饱和区，第三问就不需要考虑了。

5.5 (1) 直流通路



交流通路



(2)

$$U_B = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} V_{CC} = 3V$$

$$I_{EQ} = \frac{U_B - U_{BEQ}}{R_{E1} + R_{E2}} = 1.04mA$$

$$U_{CEQ} = 12 - I_{EQ}(R_C + R_{E1} + R_{E2}) = 7.51V$$

$$I_{CQ} \approx I_{EQ} = 1.04mA$$

$$I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta} = 13\mu A$$

(3)

$$R'_B = R_{B1} // R_{B2} = 16.5k\Omega$$

$$r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26mV}{I_{EQ}} = 2.225k\Omega$$

$$U_i = i_b \cdot r_{be} + (1 + \beta) i_b \cdot R_{E1}$$

$$U_o = -\beta i_b (R_C // R_L)$$

$$\dot{A}_u = \frac{U_o}{U_i} = -10.31$$

$$R_i = R_{B1} // R_{B2} // (r_{be} + (1 + \beta) R_{E1}) = 6.25k\Omega$$

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

所以源放大系数

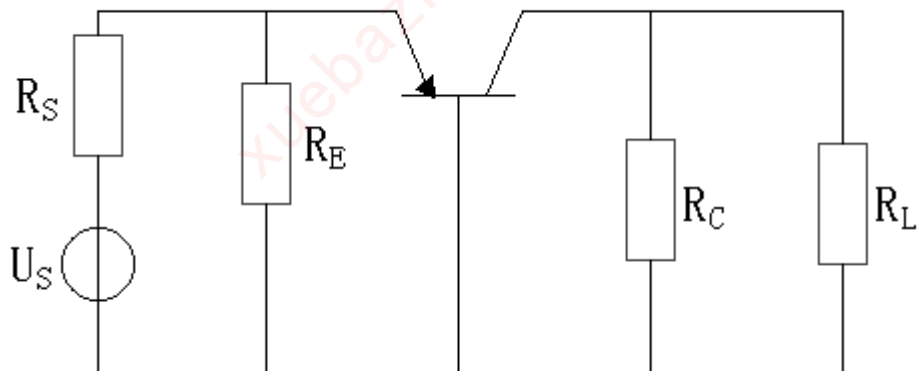
$$\dot{A}_{us} = \frac{R_i}{R_i + R_s} \dot{A}_u = -8.91$$

(4) 当 $\beta = 120$ 后, 静态工作点 I_{CQ} 不变, I_{BQ} 减小, U_{CEQ} 不变

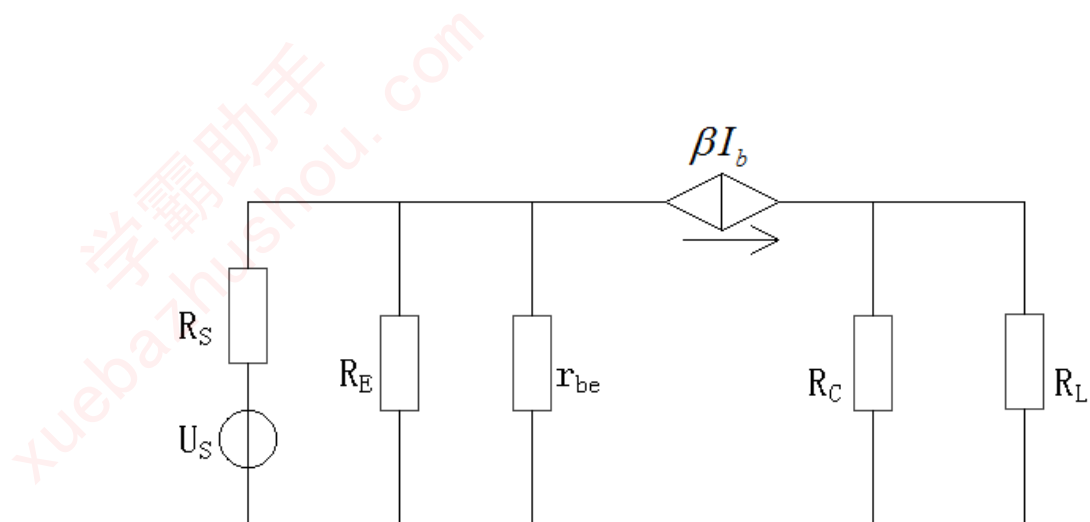
\dot{A}_u 变大, R_i 变大, R_o 不变

(5) 若 C_3 开路, 则 R_i 增加, \dot{A}_u 减小

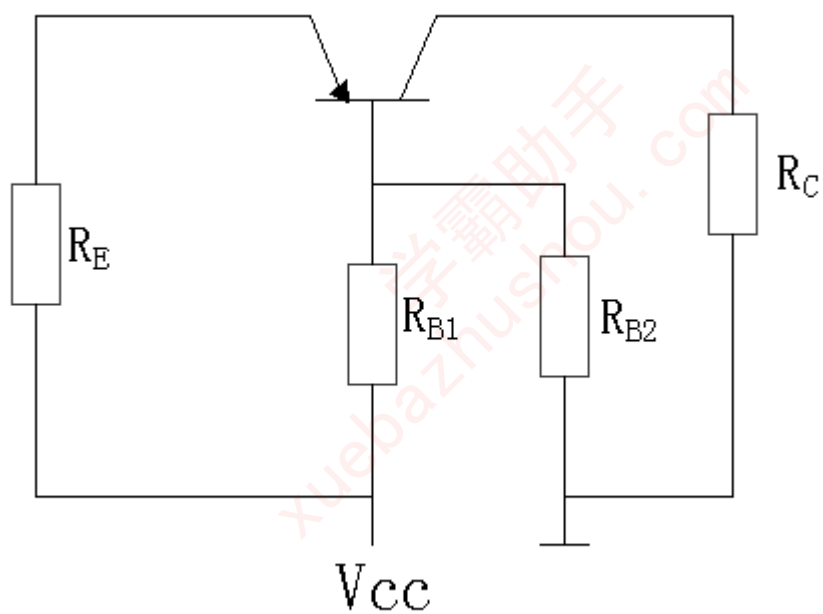
5.6 (1) 交流通路



微变等效电路



(2) 直流通路



分压式偏置电路求静态工作点

$$U_B = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} V_{CC}$$

$$I_{EQ} = \frac{V_{CC} - U_{EBQ} - U_B}{R_E}$$

$$I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta}$$

$$U_{CEQ} = I_{CQ} \cdot R_C - (V_{CC} - I_{CQ} \cdot R_E)$$

联立可以获得静态工作点

(3) 由微变等效电路

$$r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26mV}{I_{EQ}} = 13.2k\Omega$$

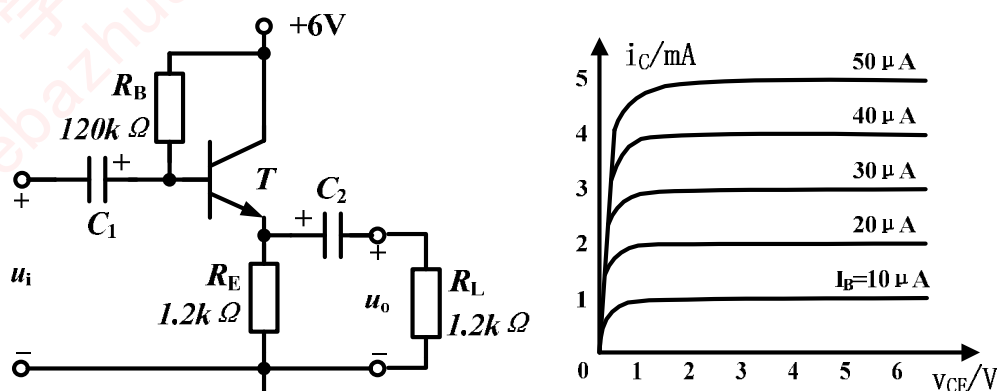
$$R_i = R_E // \frac{r_{be}}{1 + \beta}$$

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

$$\dot{A}_u = \frac{\beta(R_L // R_C)}{r_{be}}$$

$$\dot{A}_{us} = \frac{R_i}{R_i + R_s} \dot{A}_u$$

5.7 如图题 5.7 所示的共集电极放大电路及晶体管输出特性，设 $U_{BEQ}=0.6V$ ， $r_{bb'}=200\Omega$ ，电容对交流信号可视为短路。(1) 估算静态工作点。(2) 画出直流负载线和交流负载线。(3) 求最大不失真正弦波输出幅度。(4) 逐渐增大正弦输入电压幅度时，首先出现饱和失真还是截止失真？为了获得尽量大的不失真输出电压， R_B 应增大还是减小？(5) 试求放大电路的电压放大倍数、输入电阻及输出电阻。



题 5.7

(1) 由图中可知 $\beta = 100$

估算静态工作点如下

$$I_{BQ} \cdot R_B + (1 + \beta)I_{BQ} \cdot R_E + U_{BEQ} = V_{CC}$$

$$I_{BQ} = 22.5\mu A$$

$$I_{CQ} = 2.25mA$$

$$U_{CEQ} = V_{CC} - (1 + \beta)I_{BQ} \cdot R_E = 3.3V$$

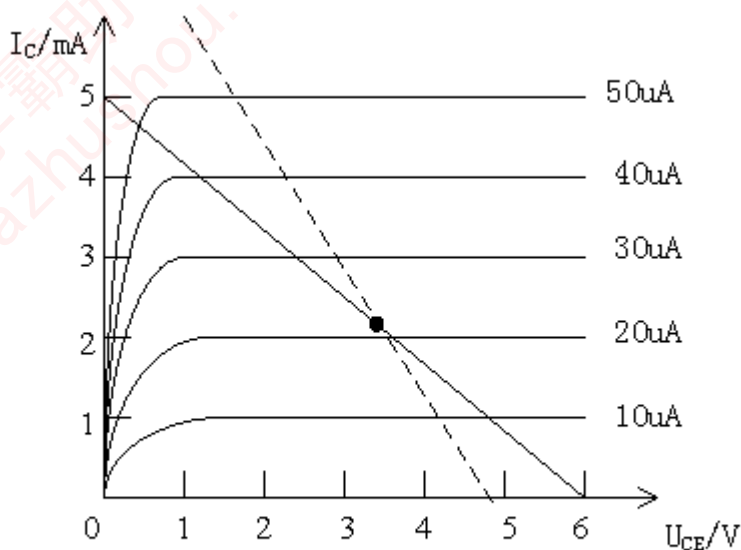
(2) 在这道题中画出直流负载线和交流负载线

$$\text{直流负载线: } U_{CE} = V_{CC} - I_C \cdot R_E$$

过 (6,0) 和 (0,5)

$$\text{交流负载线: } u_{ce} = -i_c \cdot (R_E // R_L)$$

$$\text{斜率为 } -\frac{1}{R_E // R_L} = -\frac{1}{0.6}$$



(3) 由交流负载线可以看出，首先出现截止失真，最大不失真输出幅度由此决定

$$U_{om} \approx I_{CQ} \cdot R_L' = 1.35V$$

(4) 由图可知，先出现截止失真，Q点偏低，所以 I_{BQ} 增加， R_B 应减小

(5)

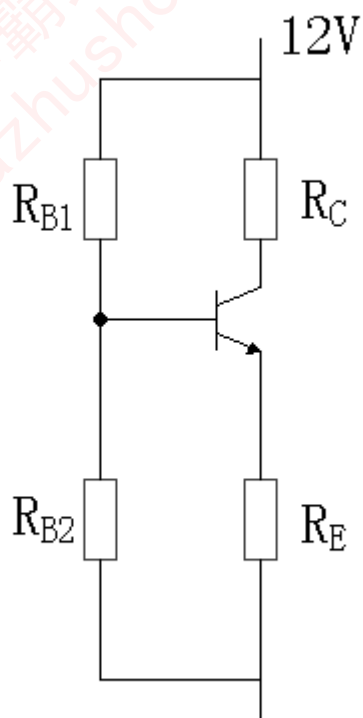
$$r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26mV}{I_{EQ}} = 1367.1\Omega$$

$$R_i = R_B // [r_{be} + (1 + \beta)(R_E // R_L)] \approx 101k\Omega$$

$$R_o = R_E // \frac{r_{be} + R_B}{1 + \beta} \approx 601\Omega$$

$$\dot{A}_u = \frac{(1 + \beta)(R_E // R_C)}{r_{be} + (1 + \beta)(R_E // R_C)} \approx 0.98$$

5.9 (1) 直流通路

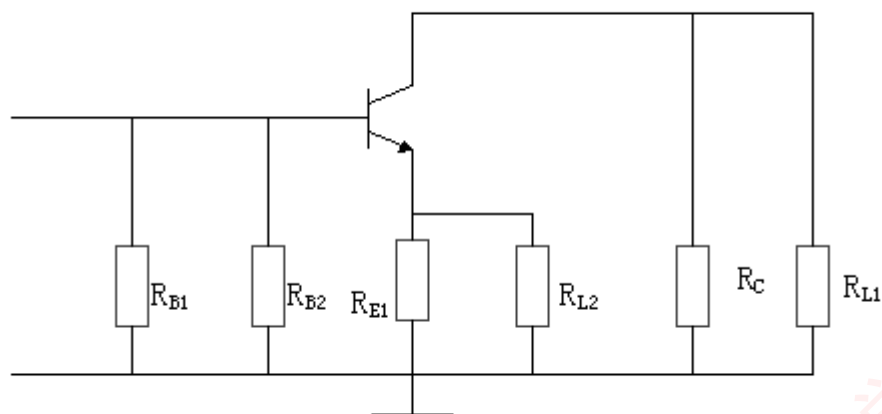


$$U_B = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} V_{CC} = 4V$$

$$I_{EQ} = \frac{U_B - U_{BEQ}}{R_{E1} + R_{E2}} = 1.55mA \approx I_{CQ} \text{ (设 } U_{BEQ} = 0.6V \text{)}$$

$$U_{CEQ} = 12 - I_{CQ}(R_C + R_E) = 5.5V$$

(2) 交流通路



假设 $r_{bb'}=200\Omega$

$$r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26mV}{I_{EQ}} = 1780\Omega$$

$$\dot{A}_{u1} = - \frac{\beta(R_{L1} // R_C)}{r_{be} + (1 + \beta)(R_E // R_{L2})} \approx -1.06$$

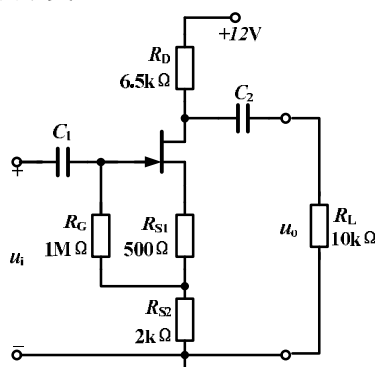
$$\dot{A}_{u2} = \frac{(1 + \beta)(R_{L2} // R_E)}{r_{be} + (1 + \beta)(R_E // R_{L2})} \approx 0.98$$

(3)

$$R_{o1} = R_C = 2k\Omega$$

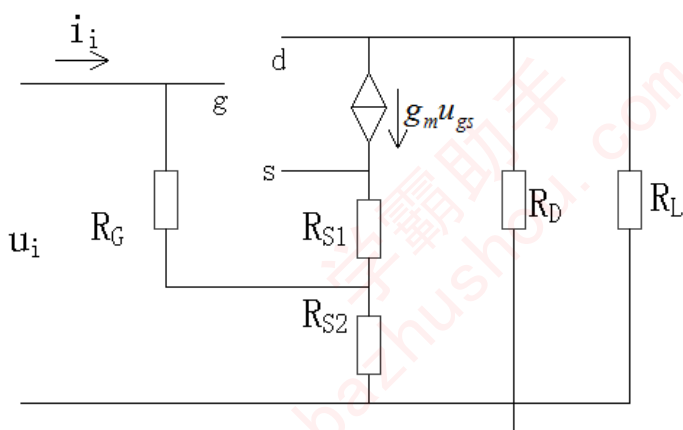
$$R_{o2} = R_E // \frac{r_{be} + R_B}{1 + \beta} \approx 257\Omega$$

5.11 在图题 5.11 所示的放大电路中，已知 JFET 的跨导 $g_m=3\text{mS}$ ， $r_{DS}\gg R_D$ ，对交流信号电容可视为短路。(1) 画出该放大电路的交流小信号等效电路；并求解该放大电路的电压放大倍数、输入电阻和输出电阻。(2) 如果既要保证放大电路的静态工作点不变，同时提高放大电路的电压放大倍数，应如何改进电路（JFET 不变）？并定性分析此时输入电阻变化（增大、减小或不变）。



图题 5.11

(1) 交流小信号



$$U_o = -g_m U_{gs} (R_D // R_L)$$

$$U_i = U_{gs} + g_m U_{gs} R_{S1} + \left(\frac{U_{gs} + g_m U_{gs} R_{S1}}{R_G} + g_m U_{gs} \right) R_{S2}$$

$$\dot{A}_u = \frac{U_o}{U_i} = -\frac{g_m (R_D // R_L)}{1 + g_m R_{S1} + \left(\frac{1 + g_m R_{S1}}{R_G} + g_m \right) R_{S2}} \approx -1.36$$

$$R_o = R_D = 6.5\text{k}\Omega$$

求输入电阻，联立下面两个方程

$$u_i = i_i \cdot R_G + (g_m u_{gs} + i_i) \cdot R_{S2}$$

$$i_i = \frac{g_m u_{gs} R_{S1} + u_{gs}}{R_G}$$

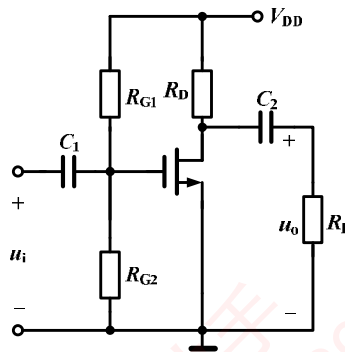
得出输入电阻

$$R_i = \frac{U_i}{I_i} = R_G + g_m R_{S2} \cdot \frac{R_G}{1 + g_m R_{S1}} + R_{S2} = 3.4 M\Omega$$

(2) 在电阻 R_{S2} 两端并联一个合适的电容，此时直流电路不变，静态工作点稳定输入电阻减小。

或者：提高 R_G ，Q 点不变，增益增大，输入电阻增大。

5.13 如图题 5.13 所示的放大电路中，电容容值足够大，对于交流信号可视为短路；假设 **N 沟道增强型** MOS 管的转移特性可表达为： $i_D = 5(u_{GS} - 1)^2 (\text{mA})$ ，已知电路静态时 $V_{DD} = 12V$ ， $R_{G2} = 1M\Omega$ ， $R_L = 10k\Omega$ ， $I_{DQ} = 1.2\text{mA}$ ， $U_{DSQ} = 5.5V$ 。(1) R_{G1} 和 R_D 应取多大？(2) 求电压放大倍数、输入电阻、输出电阻。



图题 5.13

(1)

$$U_{SQ} = 0V$$

$$U_{DQ} = 5.5V$$

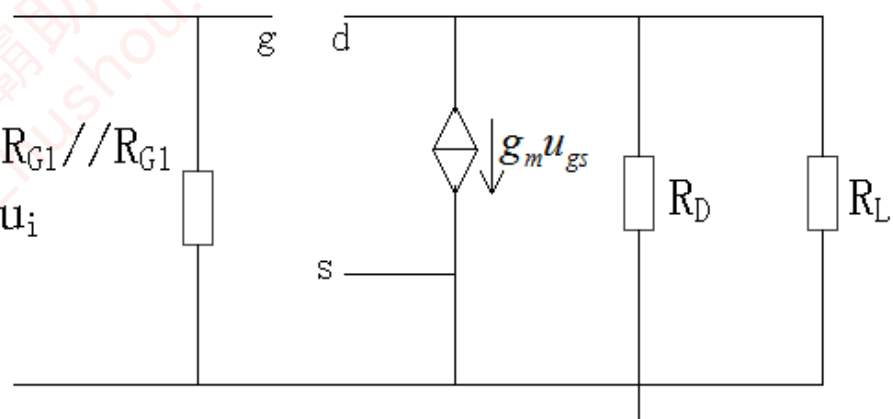
$$R_D = \frac{V_{DD} - U_{DQ}}{I_{DQ}} \approx 5.4k\Omega$$

$$\text{由转移特性 } I_{DQ} = 5(U_{GSQ} - 1)^2$$

$$U_{GSQ} \approx 1.5V \approx U_{GQ}$$

$$R_{G1} = \frac{V_{DD} - U_{GQ}}{U_{GQ} / R_{G2}} = 7M\Omega$$

(2) 交流通路



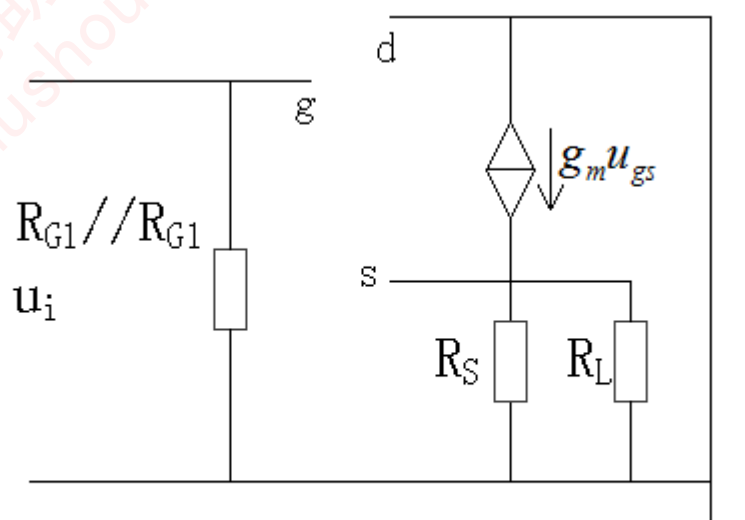
$$U_o = -g_m U_{gs} (R_D // R_L)$$

$$U_i = U_{gs}$$

$$\dot{A}_u = \frac{U_o}{U_i} \approx -17.5$$

$$R_o = R_D = 5.4k\Omega$$

5.15 (1)



(2)

$$U_o = g_m U_{gs} (R_S // R_L)$$

$$U_i = U_{gs} + U_o = U_{gs} + g_m U_{gs} (R_S // R_L)$$

$$\dot{A}_u = \frac{U_o}{U_i} \approx 0.89$$

$$R_i = R_{G1} // R_{G2} \approx 382k\Omega$$

$$R_o = R_S // \frac{1}{g_m} = 500\Omega$$

5.1(1) 估算基极偏置电流 $I_{BQ} = \left| \frac{-V_{EE} - U_{CEQ}}{R_B} \right| = 57 \mu A$

直流负载方程 $-i_c = \frac{V_{EE}}{R_C} - \frac{-U_{CE}}{R_C} = 3.1 - \frac{-U_{CE}}{3900}$

取 (0,3.1) 和 (12,0) 连线, 交 $I_B = 57 \mu A$ 于 Q

即是静态工作点 $U_{CEQ} = -1.5V$ $I_{CQ} = -2.5mA$

(2) 由图可知, U_{CE} 较大时, $I_c = 100 \mu A$ $I_B = 5mA$

所以 $\beta = 50$

输入电阻 $R_i = r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26mV}{2.5mA} = 730.4 \Omega$

输出电阻 $R_o = R_C = 3.9k\Omega$

放大倍数 $Au = -\beta \frac{R_C // R_L}{R_i}$

(3) $\Delta i_c = \frac{\Delta U_{CE}}{R_C // R_L} > \frac{\Delta U_{CE}}{R_C}$

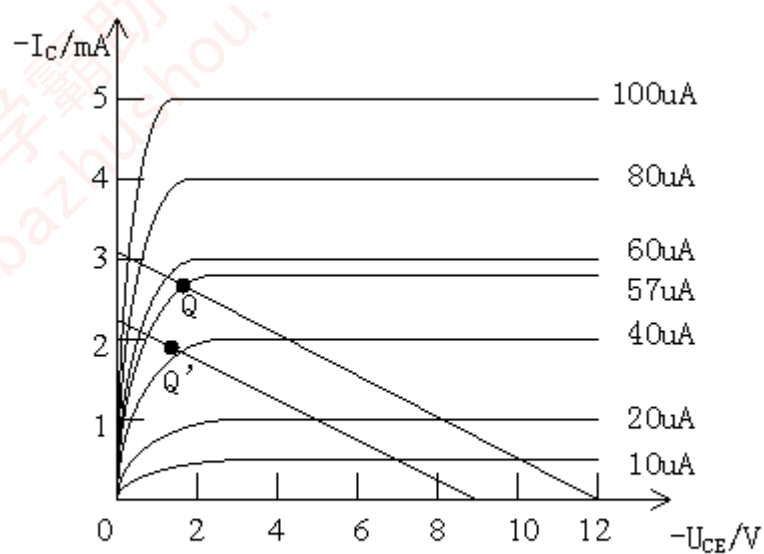
确定直线过 Q, 斜率比原来的线陡

(4) 当 R_b 减小时, I_{BQ} 增大, Q 点向左上方移动

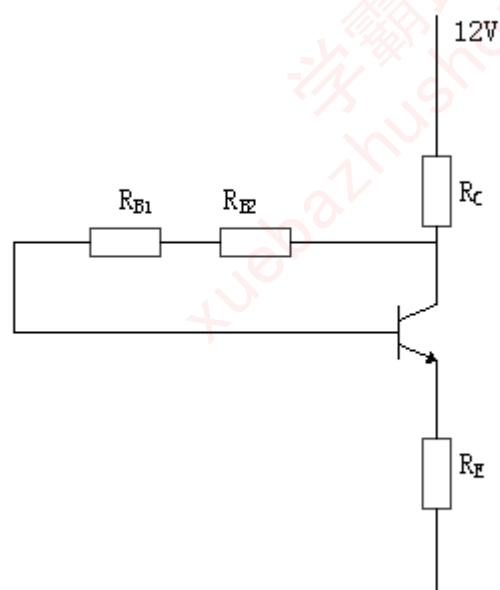
R_c 增大时, 负载线在 $-i_c$ 轴的截距下降, Q 点沿同一条输出特性曲线向左移动

当 V_{EE} 减小为 9V 时, $I_{BQ} = \left| \frac{-V_{EE} - U_{CEQ}}{R_B} \right| = 42 \mu A$

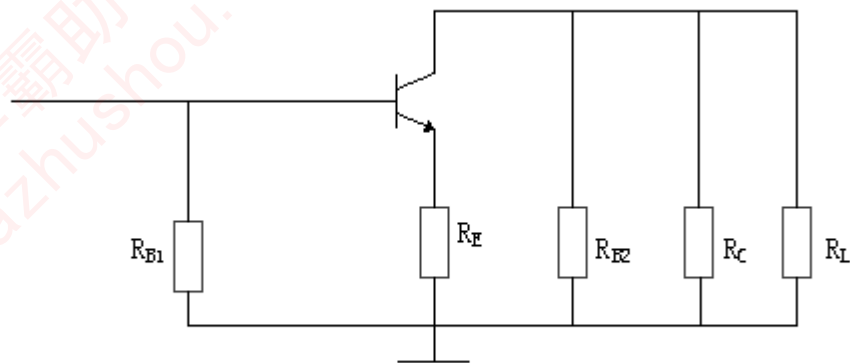
由 (1) 的方法再在图中画出 Q' , 可见 Q 点向下移动



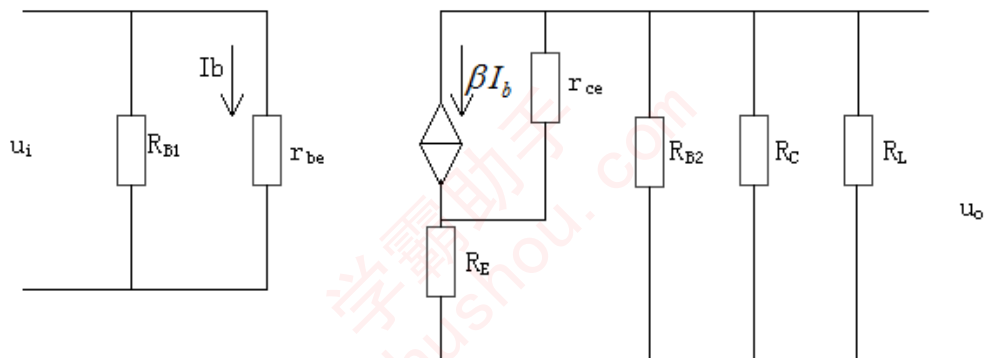
5.2(1) 直流通路



交流通路



微变等效电路



$$(2) (I_{BQ} + I_{CQ})R_C + I_{BQ}(R_{B1} + R_{B2}) + U_{BEQ} + (I_{BQ} + I_{CQ})R_E = 12$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ}$$

联立两个方程得

$$I_{BQ} = 14.6 \mu A$$

$$I_{CQ} = 1.168 mA$$

$$U_{CEQ} = U_{BEQ} + U_{CB} = 2.325 V$$

$$(3) \text{ 输入电阻 } R_i = R_{B1} // r_{be} = 420 \Omega$$

$$\text{输出电阻 } R_o = R_{B2} // R_C = 5.714 k\Omega$$

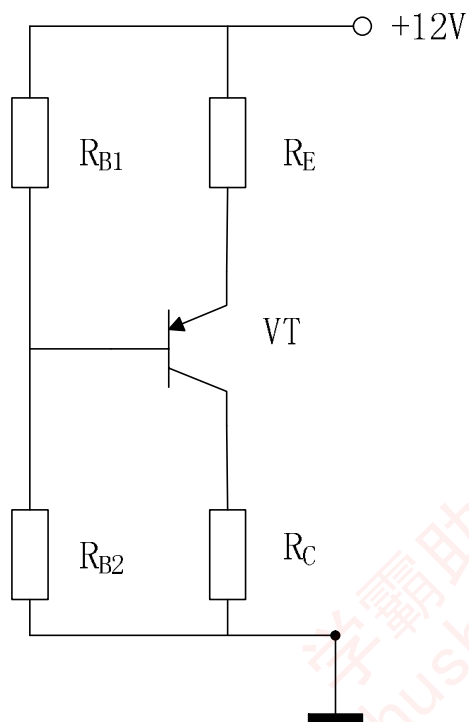
$$\text{放大倍数 } Au = -\beta \frac{R_C // R_o}{r_{be}} = -1201$$

(4) 产生了截止失真

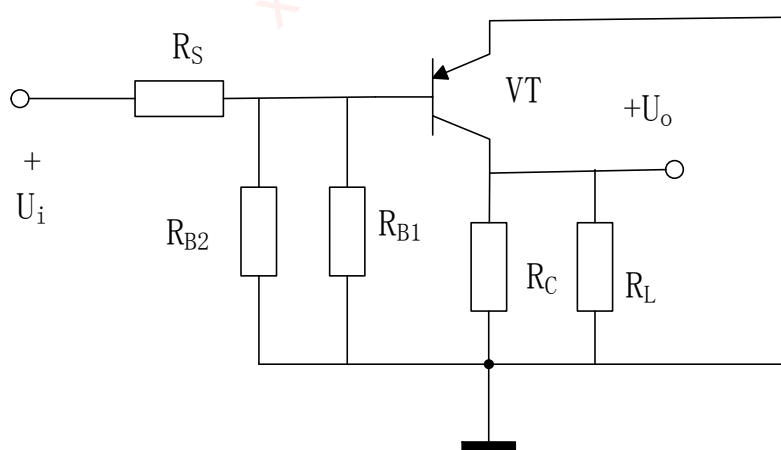
$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - U_{BEQ}}{R_{B1} + R_{B2} + (1 + \beta)(R_E + R_C)}$$

为了增大 I_{BQ} ，就可以适当减小 R_{B1} 和 R_{B2}

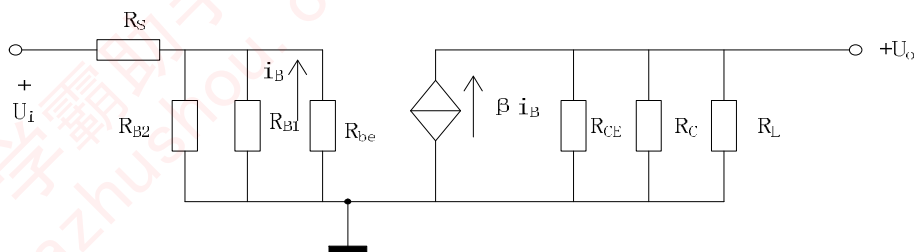
5.41) 直流通路:



交流通路



微变等效电路:



2) 设基极电压 V_B

$$\begin{cases} I_{BQ} = \frac{V_B - V_{CC}}{R_{B1}} + \frac{V_B - 0}{R_{B2}} \\ I_{EQ} = (1 + \beta)I_{BQ} = \frac{V_{CC} - V_B + U_{BEQ}}{R_E} \end{cases}$$

解得 $V_B=5.087V$ $I_{BQ}=181.2 \mu A$

$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 14.5mA$

$U_{CEQ} = 12 - R_E(I_{BQ} + I_{CQ}) - R_C I_{CQ} = -37.9V$

不合理，所以工作在饱和区。

列出下面的 4 个方程

$$I_{BQ} = \frac{U_B}{R_{B2}} - \frac{12 - U_B}{R_{B1}} \quad (1)$$

$$I_{EQ} = \frac{V_{CC} - U_B - U_{BEQ}}{R_E} \quad (2)$$

$$\therefore U_{CE} \approx 0$$

$$\therefore V_{CC} = R_E I_{EQ} + R_C I_{CQ} \quad (3)$$

$$I_{EQ} = I_{CQ} + I_{BQ} \quad (4)$$

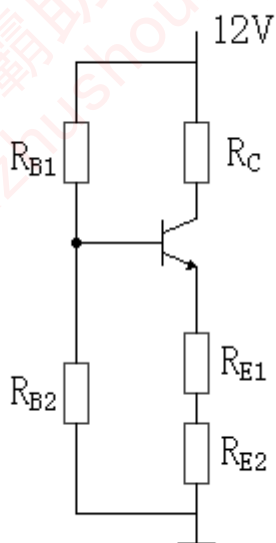
得到

$$I_{EQ} = 4.25mA$$

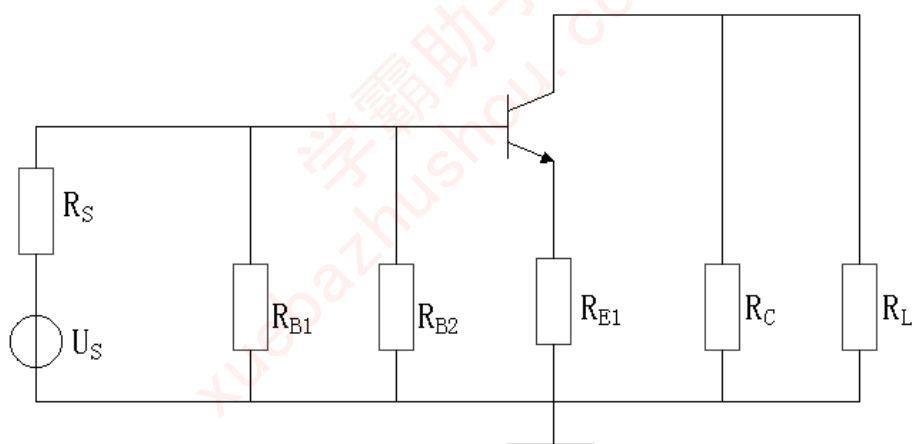
$$I_{BQ} = 0.93mA$$

3) 由于工作在饱和区，第三问就不需要考虑了。

5.5 (1) 直流通路



交流通路



(2)

$$U_B = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} V_{CC} = 3V$$

$$I_{EQ} = \frac{U_B - U_{BEQ}}{R_{E1} + R_{E2}} = 1.04mA$$

$$U_{CEQ} = 12 - I_{EQ}(R_C + R_{E1} + R_{E2}) = 7.51V$$

$$I_{CQ} \approx I_{EQ} = 1.04mA$$

$$I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta} = 13\mu A$$

(3)

$$R'_B = R_{B1} // R_{B2} = 16.5k\Omega$$

$$r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26mV}{I_{EQ}} = 2.225k\Omega$$

$$U_i = i_b \cdot r_{be} + (1 + \beta) i_b \cdot R_{E1}$$

$$U_o = -\beta i_b (R_C // R_L)$$

$$\dot{A}_u = \frac{U_o}{U_i} = -10.31$$

$$R_i = R_{B1} // R_{B2} // (r_{be} + (1 + \beta) R_{E1}) = 6.25k\Omega$$

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

所以源放大系数

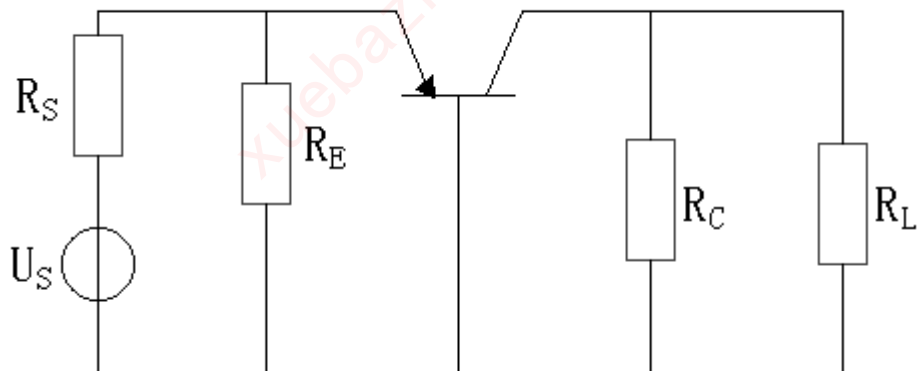
$$\dot{A}_{us} = \frac{R_i}{R_i + R_s} \dot{A}_u = -8.91$$

(4) 当 $\beta = 120$ 后, 静态工作点 I_{CQ} 不变, I_{BQ} 减小, U_{CEQ} 不变

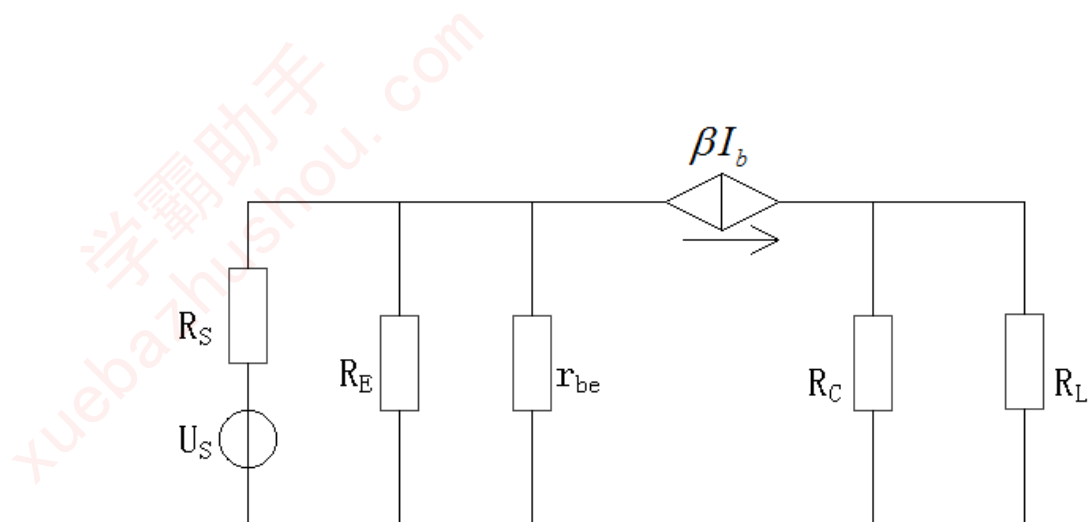
\dot{A}_u 变大, R_i 变大, R_o 不变

(5) 若 C_3 开路, 则 R_i 增加, \dot{A}_u 减小

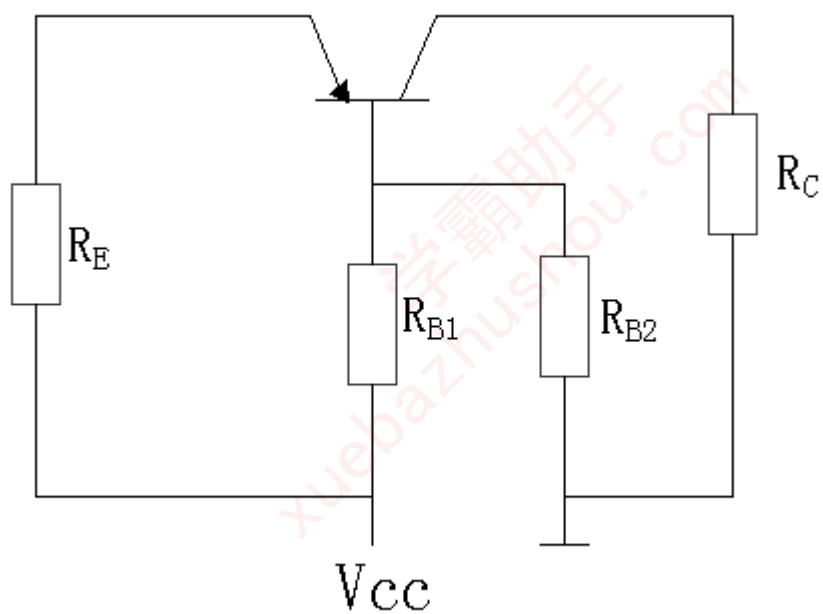
5.6 (1) 交流通路



微变等效电路



(2) 直流通路



分压式偏置电路求静态工作点

$$U_B = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} V_{CC}$$

$$I_{EQ} = \frac{V_{CC} - U_{EBQ} - U_B}{R_E}$$

$$I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta}$$

$$U_{CEQ} = I_{CQ} \cdot R_C - (V_{CC} - I_{CQ} \cdot R_E)$$

联立可以获得静态工作点

(3) 由微变等效电路

$$r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26mV}{I_{EQ}} = 13.2k\Omega$$

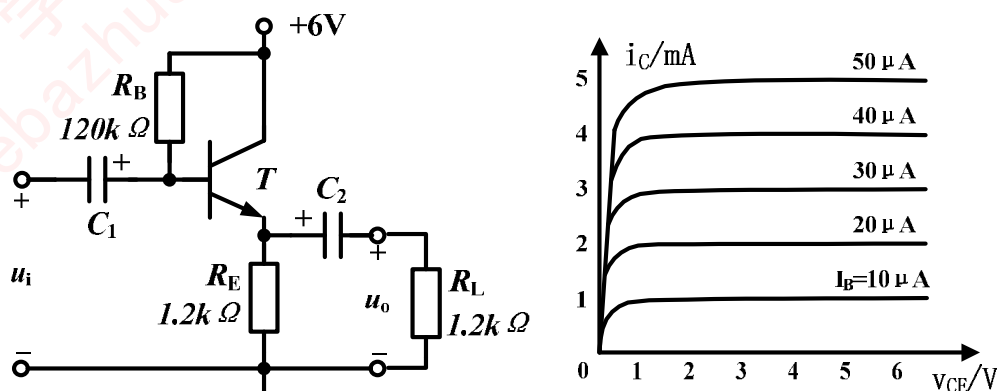
$$R_i = R_E // \frac{r_{be}}{1 + \beta}$$

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

$$\dot{A}_u = \frac{\beta(R_L // R_C)}{r_{be}}$$

$$\dot{A}_{us} = \frac{R_i}{R_i + R_s} \dot{A}_u$$

5.7 如图题 5.7 所示的共集电极放大电路及晶体管输出特性，设 $U_{BEQ}=0.6V$ ， $r_{bb'}=200\Omega$ ，电容对交流信号可视为短路。(1) 估算静态工作点。(2) 画出直流负载线和交流负载线。(3) 求最大不失真正弦波输出幅度。(4) 逐渐增大正弦输入电压幅度时，首先出现饱和失真还是截止失真？为了获得尽量大的不失真输出电压， R_B 应增大还是减小？(5) 试求放大电路的电压放大倍数、输入电阻及输出电阻。



题 5.7

(1) 由图中可知 $\beta = 100$

估算静态工作点如下

$$I_{BQ} \cdot R_B + (1 + \beta)I_{BQ} \cdot R_E + U_{BEQ} = V_{CC}$$

$$I_{BQ} = 22.5\mu A$$

$$I_{CQ} = 2.25mA$$

$$U_{CEQ} = V_{CC} - (1 + \beta)I_{BQ} \cdot R_E = 3.3V$$

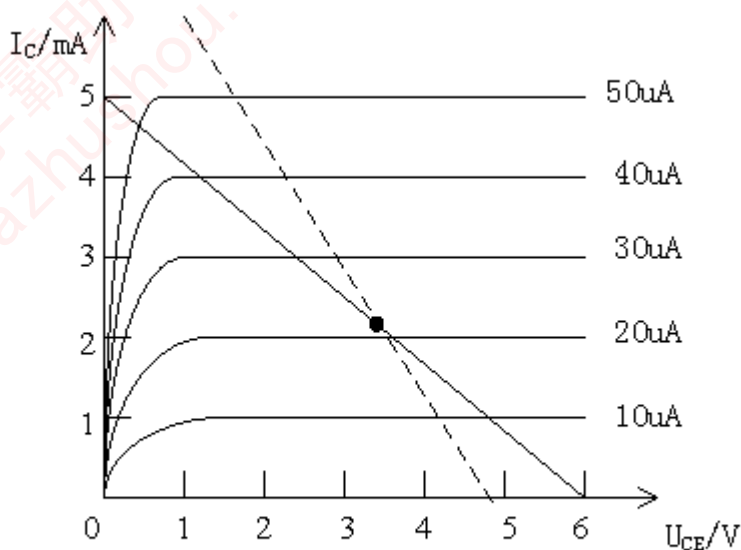
(2) 在这道题中画出直流负载线和交流负载线

$$\text{直流负载线: } U_{CE} = V_{CC} - I_C \cdot R_E$$

过 (6,0) 和 (0,5)

$$\text{交流负载线: } u_{ce} = -i_c \cdot (R_E // R_L)$$

$$\text{斜率为 } -\frac{1}{R_E // R_L} = -\frac{1}{0.6}$$



(3) 由交流负载线可以看出，首先出现截止失真，最大不失真输出幅度由此决定

$$U_{om} \approx I_{CQ} \cdot R_L' = 1.35V$$

(4) 由图可知，先出现截止失真，Q点偏低，所以 I_{BQ} 增加， R_B 应减小

(5)

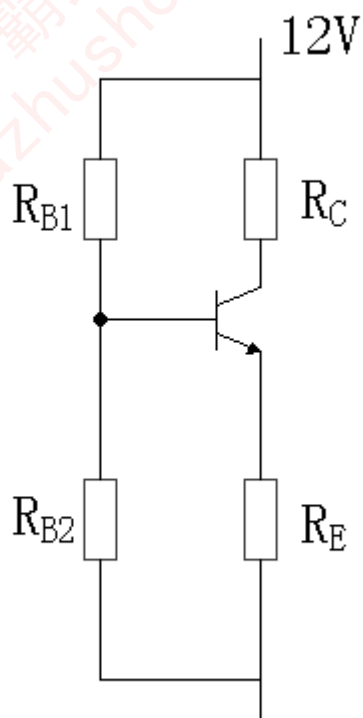
$$r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26mV}{I_{EQ}} = 1367.1\Omega$$

$$R_i = R_B // [r_{be} + (1 + \beta)(R_E // R_L)] \approx 101k\Omega$$

$$R_o = R_E // \frac{r_{be} + R_B}{1 + \beta} \approx 601\Omega$$

$$\dot{A}_u = \frac{(1 + \beta)(R_E // R_C)}{r_{be} + (1 + \beta)(R_E // R_C)} \approx 0.98$$

5.9 (1) 直流通路

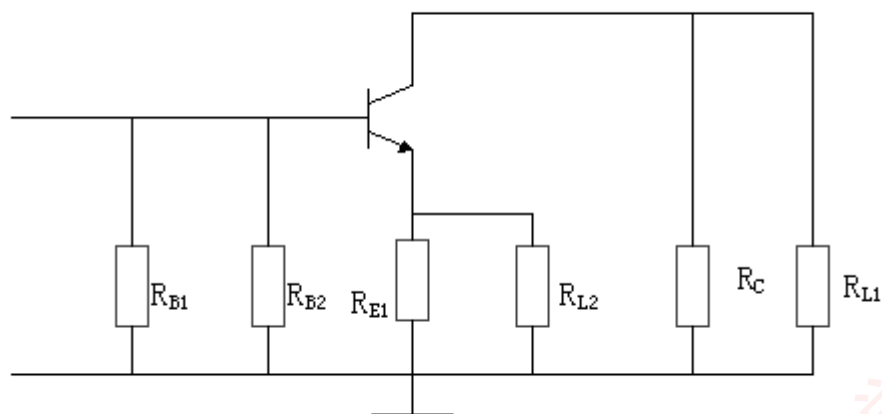


$$U_B = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} V_{CC} = 4V$$

$$I_{EQ} = \frac{U_B - U_{BEQ}}{R_{E1} + R_{E2}} = 1.55mA \approx I_{CQ} \text{ (设 } U_{BEQ} = 0.6V \text{)}$$

$$U_{CEQ} = 12 - I_{CQ}(R_C + R_E) = 5.5V$$

(2) 交流通路



假设 $r_{bb'}=200\Omega$

$$r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26mV}{I_{EQ}} = 1780\Omega$$

$$\dot{A}_{u1} = - \frac{\beta(R_{L1} // R_C)}{r_{be} + (1 + \beta)(R_E // R_{L2})} \approx -1.06$$

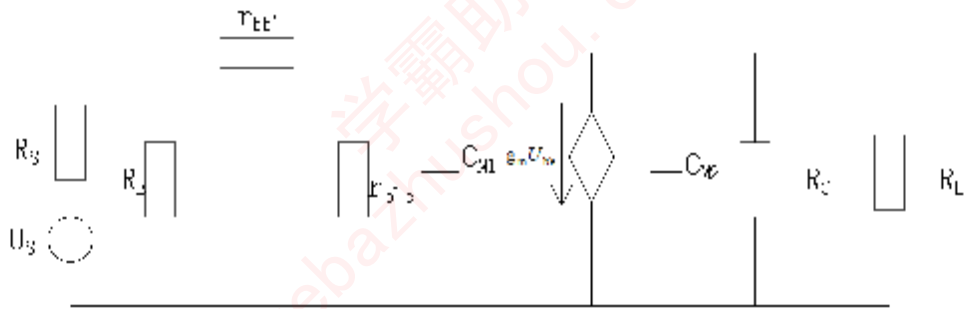
$$\dot{A}_{u2} = \frac{(1 + \beta)(R_{L2} // R_E)}{r_{be} + (1 + \beta)(R_E // R_{L2})} \approx 0.98$$

(3)

$$R_{o1} = R_C = 2k\Omega$$

$$R_{o2} = R_E // \frac{r_{be} + R_B}{1 + \beta} \approx 257\Omega$$

5.20 (2) 高频微变等效电路图如下所示



$$C_M = C_{b'e} + C_{M1} = C_{b'e} g_m (R_C + R_L) + C_{b'e} = 178pF$$

对于 C_M 而言

$$R_1 = r_{b'e} // (r_{b'b} + R_{B1} // R_{B2} // R_S) = 304\Omega$$

对于这种电路可以忽略 C_{M2} 的影响

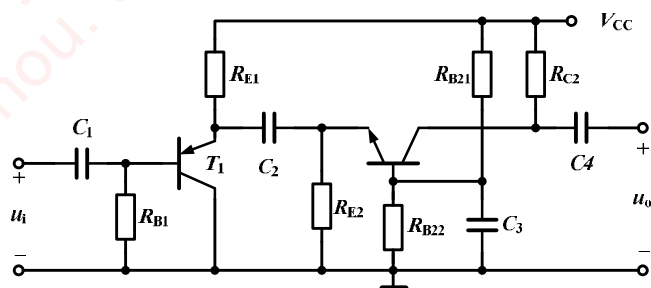
所以

$$T = R_1 \bullet C_M$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi T} = 2.94MHz$$

5.25 如图题 5.25 所示的放大电路中, 已知 $V_{CC}=12V$, $R_{B1}=330k\Omega$, $R_{E1}=12k\Omega$, $R_{E2}=2k\Omega$, $R_{B21}=56k\Omega$, $R_{B22}=16k\Omega$, $R_{C2}=5.6k\Omega$, 所有电容对交流信号可视为短路; T_1 和 T_2 的 $\beta_1=\beta_2=40$, $r_{bb'1}=r_{bb'2}=200\Omega$, $U_{BE1}=-0.7V$, $U_{BE2}=0.7V$ 。(1) 试求电压放大倍数, 并说明 u_o 与 u_i 的相

位关系。(2) 求输入电阻及输出电阻。



图题 5.25

(1) 先求电路的静态工作电流

对于第一级放大电路来说

$$R_{B1}I_{B1Q} + U_{EB} + (1 + \beta)R_{E1}I_{B1Q} = V_{CC}$$

$$\text{解得: } I_{B1Q} = 13.9 \mu A$$

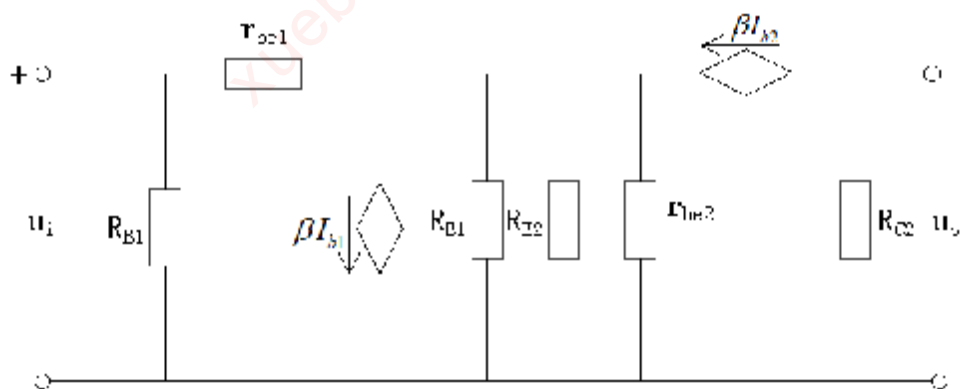
对于第二级电路来说

$$(I_{R_{B22}} + I_{B2Q})R_{B21} + I_{R_{B22}}R_{B22} = V_{CC} \quad (1)$$

$$I_{R_{B22}}R_{B22} = U_{BE2} + (1 + \beta)R_{E2}I_{B2Q} \quad (2)$$

$$\text{联立方程解得: } I_{B2Q} = 23.1 \mu A$$

微变等效电路如下图所示



$$\dot{A}_{u1} = \frac{(1+\beta)(R_{E1} // R_{E2} // \frac{r_{be2}}{1+\beta})}{r_{be1} + (1+\beta)(R_{E1} // R_{E2} // \frac{r_{be2}}{1+\beta})}$$

$$\dot{A}_{u2} = \frac{\beta R_{C2}}{r_{be2}}$$

$$r_{be1} = r_{bb'1} + 26mV / I_{BQ1} = 2.1k\Omega$$

$$r_{be2} = r_{bb'1} + 26mV / I_{BQ2} = 1.5k\Omega$$

$$\dot{A}_u = \dot{A}_{u1} \cdot \dot{A}_{u2} = 149.3$$

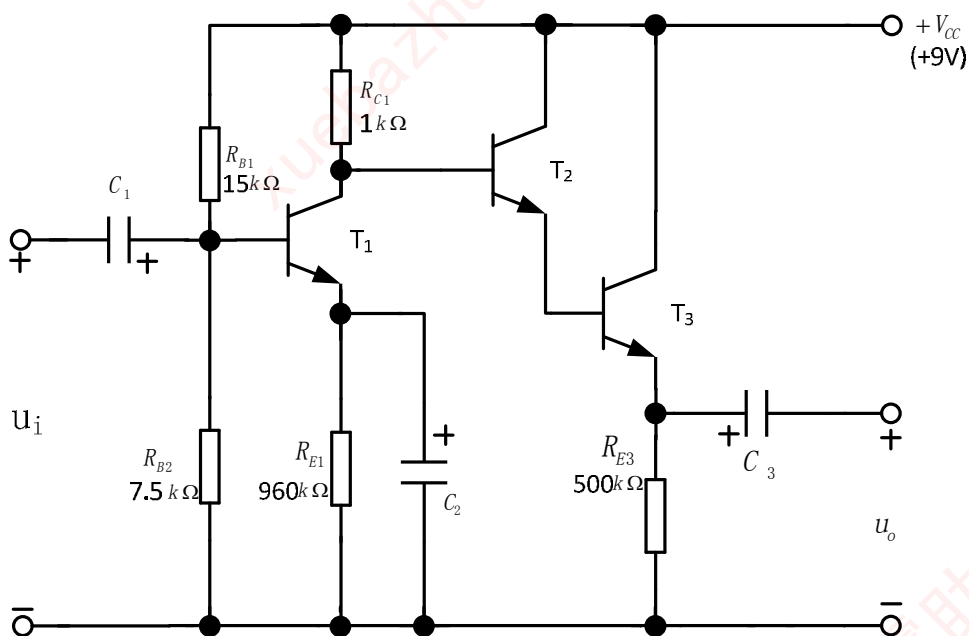
所以电路的放大倍数为 149.3，相位相同

(2) 输入电阻和输出电阻为

$$R_i = R_{B1} // [r_{be1} + (1+\beta)(R_{E1} // R_{E2} // \frac{r_{be2}}{1+\beta})] = 31k\Omega$$

$$R_o = R_{C2} = 5.6k\Omega$$

5.26 如图题 5.26 所示的组合放大电路，所有电容对于交流信号可视为短路；设各三极管参数相同： $\beta = 80$ 、 $r_{bb} = 200\Omega$ 、 $U_{BE} = 0.7V$ 。(1) T_2 、 T_3 构成的复合管导电性质，并求复合管的等效 β 值与输入电阻。(2) 求静态工作点。(3) 求电压放大倍数 A_u 、输入电阻 R_i 、输出电阻 R_o 。



图题 5.26

(1) VT1 与 VT2 构成 NPN 管

等效的 β 为 $\beta' = \beta^2 = 6400$

输入电阻 $r_{be} = r_{be2} + (1 + \beta)r_{be3}$

(2) 第一级为共射电路

$$U_{BQ1} = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} V_{CC} = 3V$$

$$I_{EQ1} = \frac{U_{BQ1} - U_{BE}}{R_{E1}} = 2.4\mu A$$

$$I_{BQ1} = \frac{I_{EQ1}}{\beta} = 0.03\mu A$$

第二级为共集电路

$$U_{BQ2} = U_{CQ1} = V_{CC} - I_{EQ1}R_{C1} = 9V$$

$$U_{BQ3} = U_{BQ2} - U_{BE} = 8.3V$$

$$U_{EQ3} = U_{BQ3} - U_{BE} = 7.6V$$

$$I_{EQ3} = \frac{U_{EQ3}}{R_{E3}} = 0.015mA$$

$$I_{CQ2} = I_{BQ3} = \frac{I_{EQ3}}{\beta} = 0.19\mu A$$

(3)

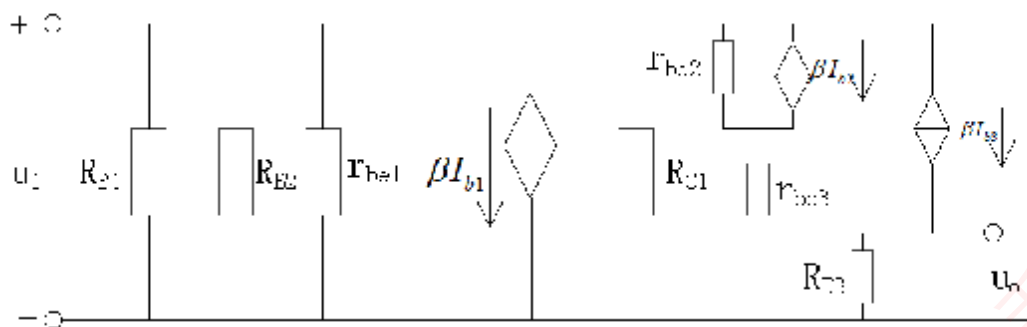
$$r_{be2} = r_{bb'} + 26mV / I_{BQ2} = 1.1 \times 10^7 \Omega$$

$$r_{be3} = r_{bb'} + 26mV / I_{BQ3} = 1.5 \times 10^5 \Omega$$

$$r_{be} = 22.34M\Omega$$

$$r_{be1} = r_{bb'} + 26mV / I_{BQ1} = 8.6 \times 10^5 \Omega$$

微变等效电路如下图所示



$$\dot{A}_{u1} = -\frac{\beta R_{C1} // (r_{be} + (1 + \beta') R_{E3})}{r_{be1}}$$

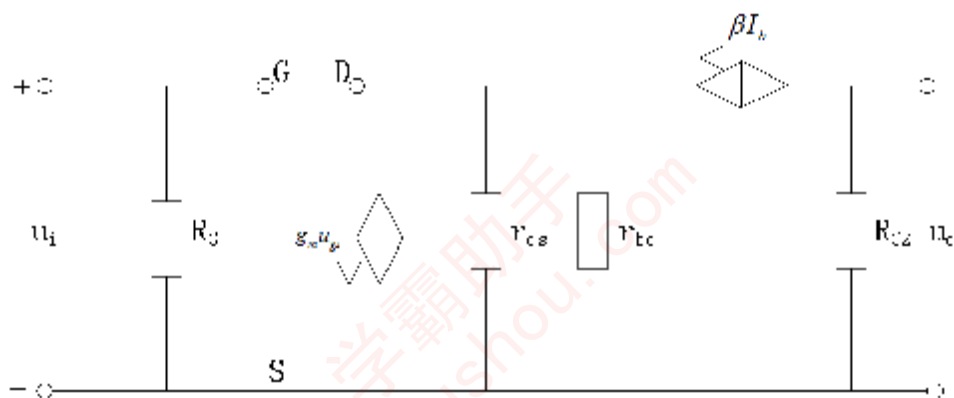
$$\dot{A}_{u2} \approx 1$$

$$\dot{A}_u = \dot{A}_{u1} \cdot \dot{A}_{u2} = -0.93$$

$$R_i = R_{B1} // R_{B2} // r_{be1} = 5k\Omega$$

$$R_o = R_{E3} // \left(\frac{R_{C1} + r_{be}}{1 + \beta'} \right) = 3.5k\Omega$$

5.27 (1) 微变等效电路如图所示



(2)

$$\dot{A}_{u1} = -g_m \left(\frac{r_{be}}{1 + \beta} \right)$$

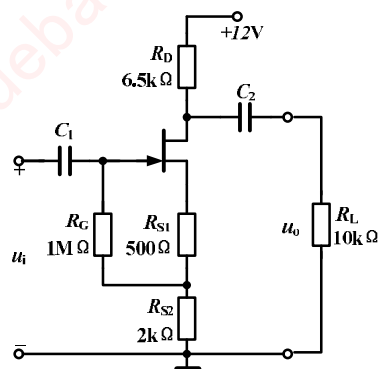
$$\dot{A}_{u2} = \frac{\beta R_{C2}}{r_{be}}$$

$$\dot{A}_u = \dot{A}_{u1} \cdot \dot{A}_{u2} = -53.3$$

$$R_i = R_G = 2M\Omega$$

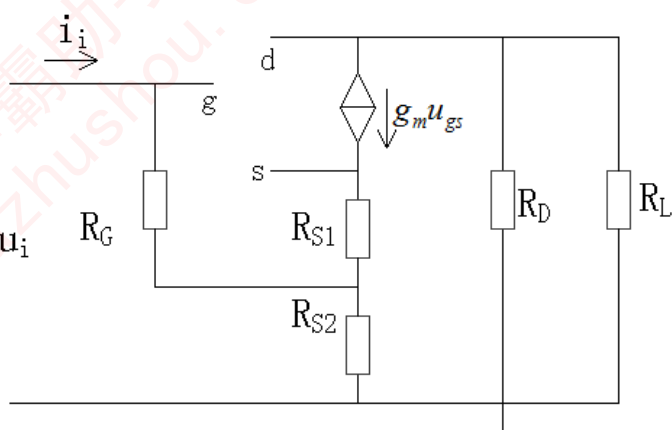
$$R_o = R_{C2} = 18k\Omega$$

5.11 在图题 5.11 所示的放大电路中，已知 JFET 的跨导 $g_m=3\text{mS}$ ， $r_{DS}\gg R_D$ ，对交流信号电容可视为短路。（1）画出该放大电路的交流小信号等效电路；并求解该放大电路的电压放大倍数、输入电阻和输出电阻。（2）如果既要保证放大电路的静态工作点不变，同时提高放大电路的电压放大倍数，应如何改进电路（JFET 不变）？并定性分析此时输入电阻变化（增大、减小或不变）。



图题 5.11

(1) 交流小信号



$$U_o = -g_m U_{gs} (R_D // R_L)$$

$$U_i = U_{gs} + g_m U_{gs} R_{S1} + \left(\frac{U_{gs} + g_m U_{gs} R_{S1}}{R_G} + g_m U_{gs} \right) R_{S2}$$

$$\dot{A}_u = \frac{U_o}{U_i} = - \frac{g_m (R_D // R_L)}{1 + g_m R_{S1} + \left(\frac{1 + g_m R_{S1}}{R_G} + g_m \right) R_{S2}} \approx -1.36$$

$$R_o = R_D = 6.5 k\Omega$$

求输入电阻，联立下面两个方程

$$u_i = i_i \cdot R_G + (g_m u_{gs} + i_i) \cdot R_{S2}$$

$$i_i = \frac{g_m u_{gs} R_{S1} + u_{gs}}{R_G}$$

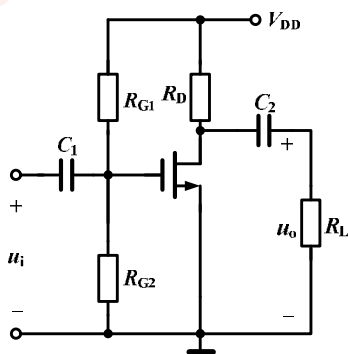
得出输入电阻

$$R_i = \frac{U_i}{I_i} = R_G + g_m R_{S2} \cdot \frac{R_G}{1 + g_m R_{S1}} + R_{S2} = 3.4 M\Omega$$

(2) 在电阻 R_{S2} 两端并联一个合适的电容，此时直流电路不变，静态工作点稳定
输入电阻减小。

或者：提高 R_G ，Q 点不变，增益增大，输入电阻增大。

5.13 如图题 5.13 所示的放大电路中，电容容值足够大，对于交流信号可视为短路；假设 **N 沟道增强型** MOS 管的转移特性可表达为： $i_D = 5(u_{GS} - 1)^2 (\text{mA})$ ，已知电路静态时 $V_{DD} = 12\text{V}$ ， $R_{G2} = 1\text{M}\Omega$ ， $R_L = 10\text{k}\Omega$ ， $I_{DQ} = 1.2\text{mA}$ ， $U_{DSQ} = 5.5\text{V}$ 。(1) R_{G1} 和 R_D 应取多大？(2) 求电压放大倍数、输入电阻、输出电阻。



图题 5.13

(1)

$$U_{SQ} = 0V$$

$$U_{DQ} = 5.5V$$

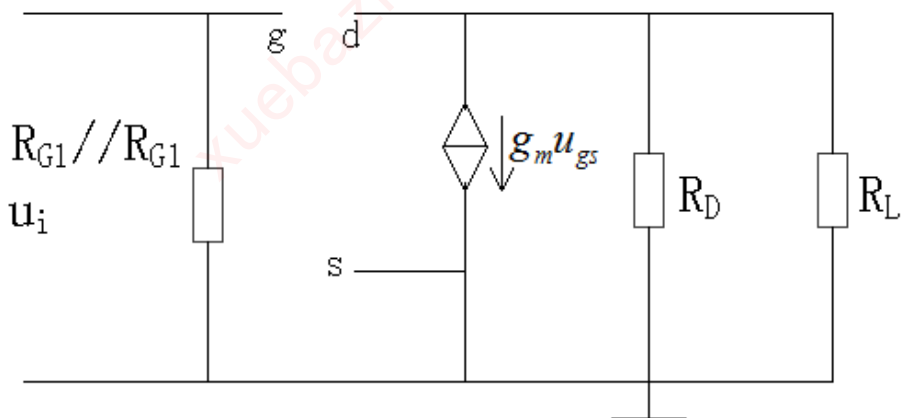
$$R_D = \frac{V_{DD} - U_{DQ}}{I_{DQ}} \approx 5.4k\Omega$$

$$\text{由转移特性 } I_{DQ} = 5(U_{GSQ} - 1)^2$$

$$U_{GSQ} \approx 1.5V \approx U_{GQ}$$

$$R_{G1} = \frac{V_{DD} - U_{GQ}}{U_{GQ} / R_{G2}} = 7M\Omega$$

(2) 交流通路



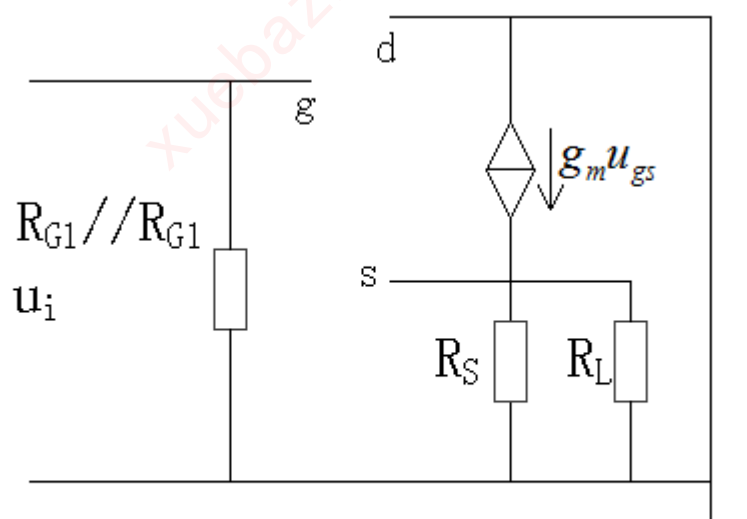
$$U_o = -g_m U_{gs} (R_D // R_L)$$

$$U_i = U_{gs}$$

$$\dot{A}_u = \frac{U_o}{U_i} \approx -17.5$$

$$R_o = R_D = 5.4k\Omega$$

5.15 (1)



(2)

$$U_o = g_m U_{gs} (R_S // R_L)$$

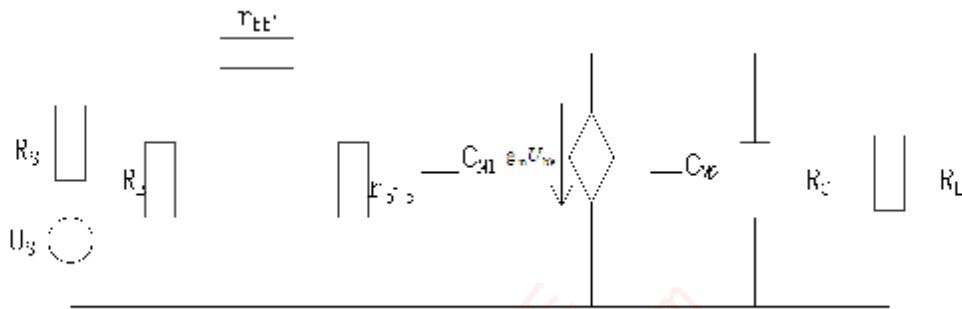
$$U_i = U_{gs} + U_o = U_{gs} + g_m U_{gs} (R_S // R_L)$$

$$\dot{A}_u = \frac{U_o}{U_i} \approx 0.89$$

$$R_i = R_{G1} // R_{G2} \approx 382k\Omega$$

$$R_o = R_S // \frac{1}{g_m} = 500\Omega$$

5.20 (2) 高频微变等效电路图如下所示



$$C_M = C_{b'e} + C_{M1} = C_{b'e} g_m (R_C + R_L) + C_{b'e} = 178pF$$

对于 C_M 而言

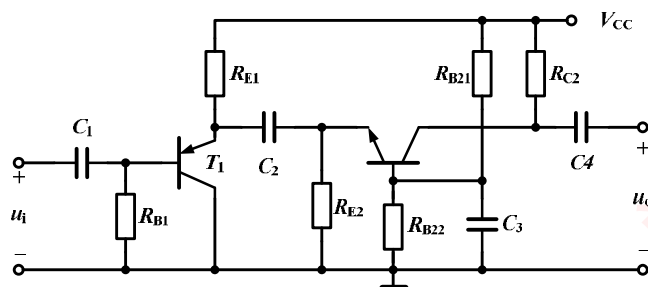
$$R_1 = r_{b'e} // (r_{b'b} + R_{B1} // R_{B2} // R_S) = 304\Omega$$

对于这种电路可以忽略 C_{M2} 的影响
所以

$$T = R_1 \cdot C_M$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi T} = 2.94MHz$$

5.25 如图题 5.25 所示的放大电路中, 已知 $V_{CC}=12V$, $R_{B1}=330k\Omega$, $R_{E1}=12k\Omega$, $R_{E2}=2k\Omega$, $R_{B21}=56k\Omega$, $R_{B22}=16k\Omega$, $R_{C2}=5.6k\Omega$, 所有电容对交流信号可视为短路; T_1 和 T_2 的 $\beta_1=\beta_2=40$, $r_{bb'1}=r_{bb'2}=200\Omega$, $U_{BE1}=-0.7V$, $U_{BE2}=0.7V$ 。(1) 试求电压放大倍数, 并说明 u_o 与 u_i 的相位关系。(2) 求输入电阻及输出电阻。



图题 5.25

(1) 先求电路的静态工作电流

对于第一级放大电路来说

$$R_{B1}I_{B1Q} + U_{EB} + (1 + \beta)R_E I_{B1Q} = V_{CC}$$

$$\text{解得: } I_{BQ1} = 13.9\mu A$$

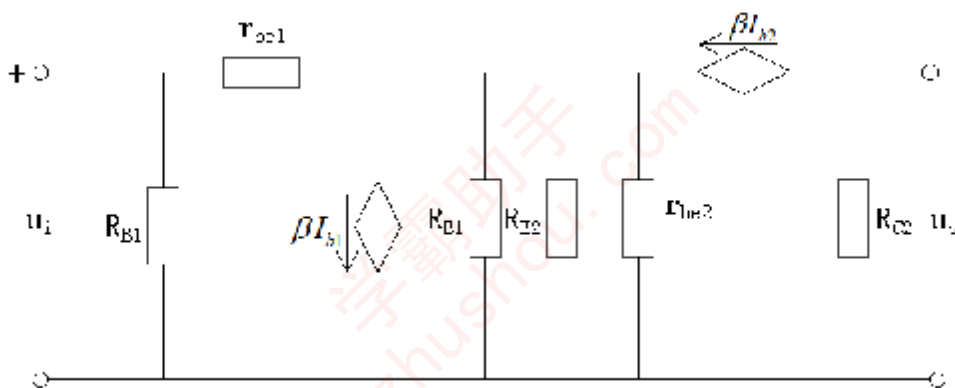
对于第二级电路来说

$$(I_{R_{B22}} + I_{BQ2})R_{B21} + I_{R_{B22}}R_{B22} = V_{CC} \quad (1)$$

$$I_{R_{B22}}R_{B22} = U_{BE2} + (1 + \beta)R_{E2} \quad (2)$$

$$\text{联立方程解得: } I_{BQ2} = 23.1\mu A$$

微变等效电路如下图所示



$$\dot{A}_{u1} = \frac{(1 + \beta)(R_{E1} // R_{E2} // \frac{r_{be2}}{1 + \beta})}{r_{be1} + (1 + \beta)(R_{E1} // R_{E2} // \frac{r_{be2}}{1 + \beta})}$$

$$\dot{A}_{u2} = \frac{\beta R_{C2}}{r_{be2}}$$

$$r_{be1} = r_{bb'1} + 26mV / I_{BQ1} = 2.1k\Omega$$

$$r_{be2} = r_{bb'1} + 26mV / I_{BQ2} = 1.5k\Omega$$

$$\dot{A}_u = \dot{A}_{u1} \cdot \dot{A}_{u2} = 149.3$$

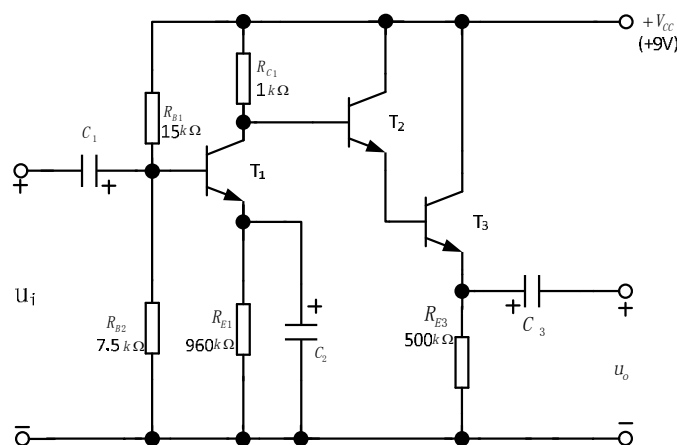
所以电路的放大倍数为 149.3，相位相同

(2) 输入电阻和输出电阻为

$$R_i = R_{B1} // [r_{be1} + (1 + \beta)(R_{E1} // R_{E2} // \frac{r_{be2}}{1 + \beta})] = 31k\Omega$$

$$R_o = R_{C2} = 5.6k\Omega$$

5.26 如图题 5.26 所示的组合放大电路，所有电容对于交流信号可视为短路；设各三极管参数相同： $\beta = 80$ 、 $r_{bb'} = 200\Omega$ 、 $U_{BE} = 0.7V$ 。(1) T_2 、 T_3 构成的复合管导电性质，并求复合管的等效 β 值与输入电阻。(2) 求静态工作点。(3) 求电压放大倍数 A_u 、输入电阻 R_i 、输出电阻 R_o 。



图题 5.26

(1) T_1 与 T_2 构成 NPN 管

等效的 β 为 $\beta' = \beta^2 = 6400$

输入电阻 $r_{be} = r_{be2} + (1 + \beta)r_{be3}$

(2) 第一级为共射电路

$$U_{BQ1} = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} V_{CC} = 3V$$

$$I_{EQ1} = \frac{U_{BQ1} - U_{BE}}{R_{E1}} = 2.4\mu A$$

$$I_{BQ1} = \frac{I_{EQ1}}{\beta} = 0.03\mu A$$

第二级为共集电路

$$U_{BQ2} = U_{CQ1} = V_{CC} - I_{EQ1} R_{C1} = 9V$$

$$U_{BQ3} = U_{BQ2} - U_{BE} = 8.3V$$

$$U_{EQ3} = U_{BQ3} - U_{BE} = 7.6V$$

$$I_{EQ3} = \frac{U_{EQ3}}{R_{E3}} = 0.015mA$$

$$I_{CQ2} = I_{BQ3} = \frac{I_{EQ3}}{\beta} = 0.19\mu A$$

(3)

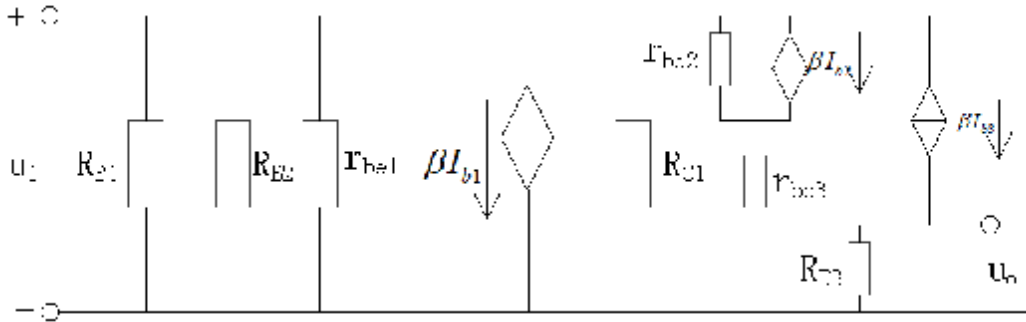
$$r_{be2} = r_{bb'} + 26mV / I_{BQ2} = 1.1 \times 10^7 \Omega$$

$$r_{be3} = r_{bb'} + 26mV / I_{BQ3} = 1.5 \times 10^5 \Omega$$

$$r_{be} = 22.34M\Omega$$

$$r_{be1} = r_{bb'} + 26mV / I_{BQ1} = 8.6 \times 10^5 \Omega$$

微变等效电路如下图所示



$$\dot{A}_{u1} = -\frac{\beta R_{C1} // (r_{be} + (1 + \beta') R_{E3})}{r_{be1}}$$

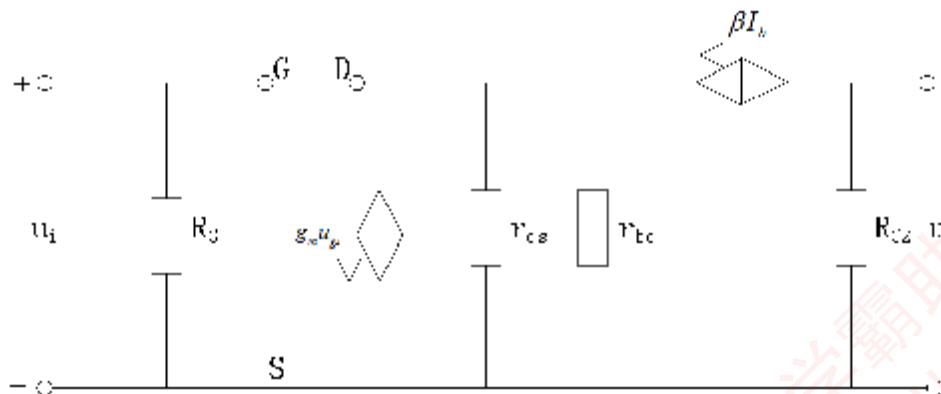
$$\dot{A}_{u2} \approx 1$$

$$\dot{A}_u = \dot{A}_{u1} \cdot \dot{A}_{u2} = -0.93$$

$$R_i = R_{B1} // R_{B2} // r_{be1} = 5k\Omega$$

$$R_o = R_{E3} // \left(\frac{R_{C1} + r_{be}}{1 + \beta'} \right) = 3.5k\Omega$$

5.27 (1) 微变等效电路如图所示



(2)

$$\dot{A}_{u1} = -g_m \left(\frac{r_{be}}{1 + \beta} \right)$$

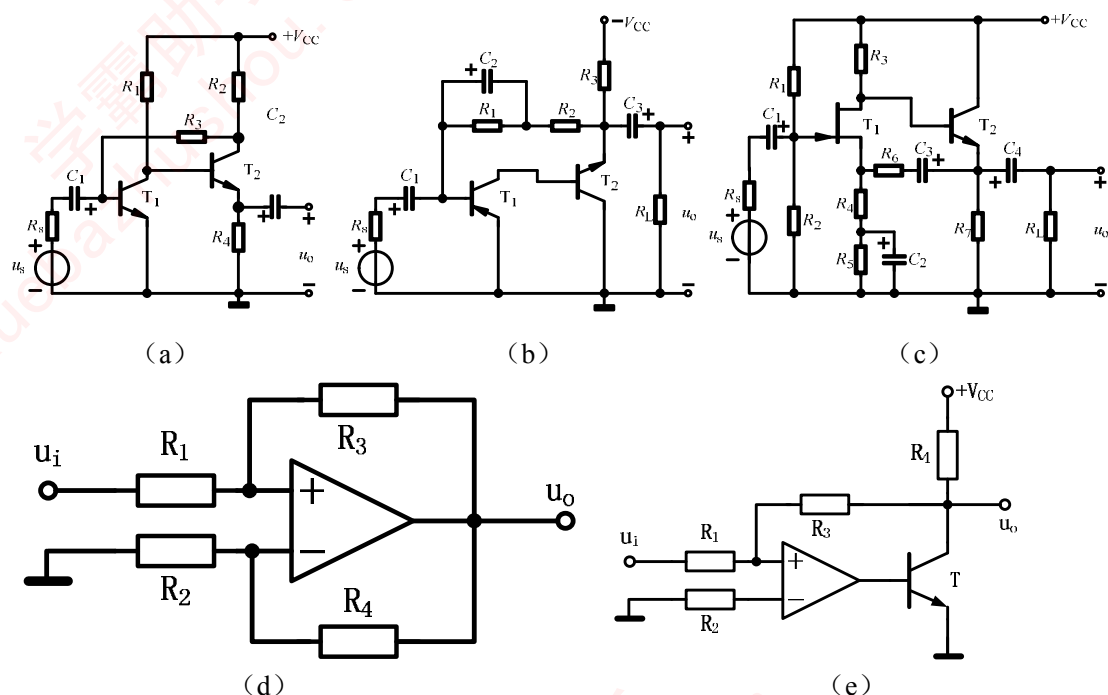
$$\dot{A}_{u2} = \frac{\beta R_{C2}}{r_{be}}$$

$$\dot{A}_u = \dot{A}_{u1} \cdot \dot{A}_{u2} = -53.3$$

$$R_i = R_G = 2M\Omega$$

$$R_o = R_{C2} = 18k\Omega$$

6.2 试判断图题 6.2 所示各电路的级间交流反馈的极性和类型。



图题 6.2

(a) 输出端口和反馈端为不同电极，所以是电流反馈

输入端和反馈端为相同电极，所以是并联反馈

瞬时极性法判断为正反馈

所以是电流并联正反馈

(b) 输出端与反馈采样端为同一电极，所以是电压反馈

输入端与反馈采样端为同一电极，所以是并联反馈

瞬时极性法为负反馈

所以是电压并联负反馈

(c) R_6 构成反馈回路

电压串联正反馈

(d) R_3 反馈回路：电压并联正反馈

R_4 反馈回路：电压串联负反馈

(e) R_3 反馈回路：电压并联负反馈

6.6 (1) R_{F2} , C_2 , R_{E1}

交流电压串联负反馈

增大了输入电阻，减小了输出电阻

(2) R_{F1} , R_{E2} , R_{E3}

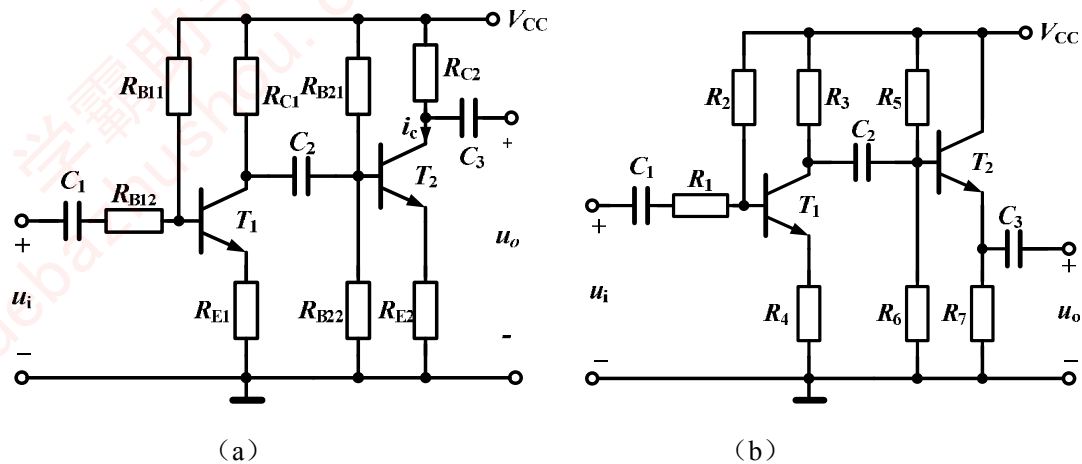
直流反馈

电流并联负反馈

6.8 电路如图题 6.8 所示，请按要求引入负反馈。(1) 使图题 6.8 (a) 所示电路的 i_o 稳定。

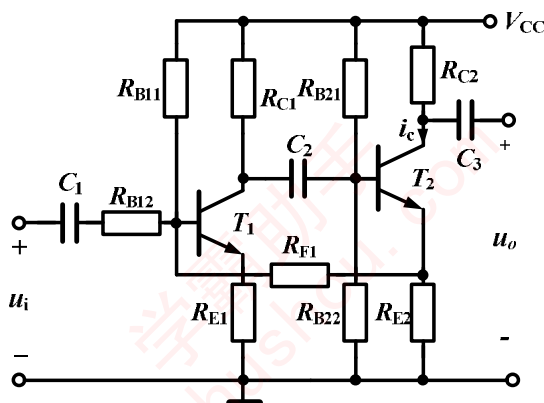
(2) 使图题 6.8 (b) 所示电路的 u_o 稳定。(3) 使图题 6.8 (a) 所示电路的输入电阻提高。

(4) 使图题 6.8 (b) 所示电路的输入电阻降低。

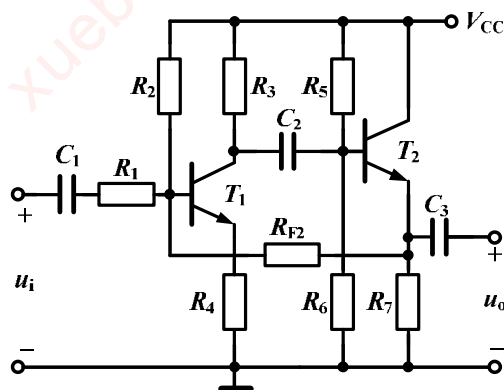


图题 6.8

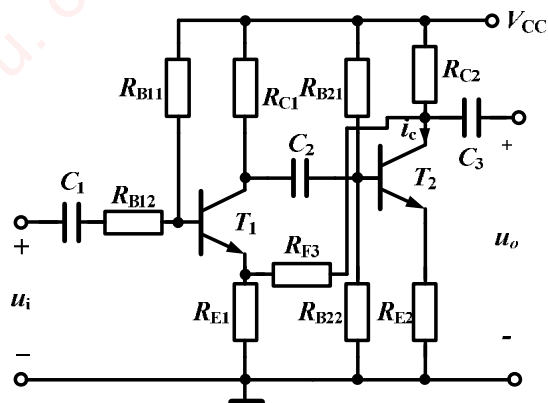
(1) 要求 i_o 稳定, 应要求输出端采样信号为电流信号, 反馈如下图 R_{F1} 所示



(2) 同理, 要使 U_o 未定, 那么就是要对电压进行采样, 反馈如下图 R_{F2} 所示:

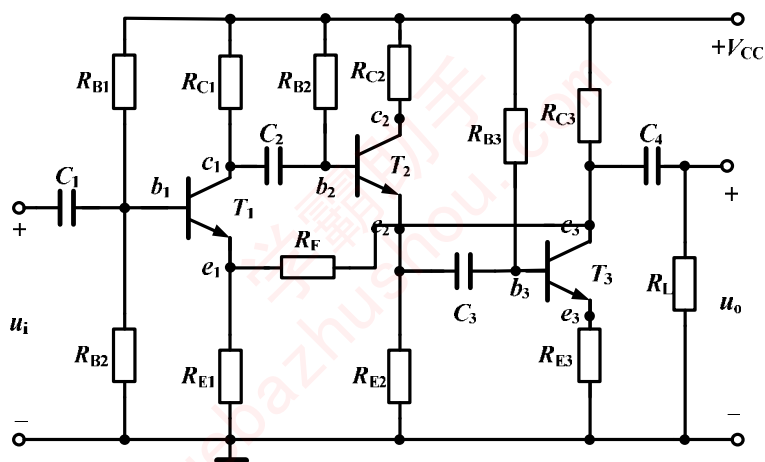


(3) 输入电阻提高, 应要求串联输入, 电路图如下所示:



(4) 输入电阻降低，应要求并联输入，电路图跟（2）相同。

6.13 （1）要减小放大电路想信号源索取电流，则反馈应为串联反馈。又要求进一步稳定 VT1, VT2, VT3 的静态工作点，则应为直流负反馈，引入电压串联直流负反馈，反馈应接在 e1 跟 c3 中间，反馈电路图如下所示：



(2) 反馈深度足够大

$$A_f = \frac{F}{1 + AF} \approx \frac{1}{F}$$

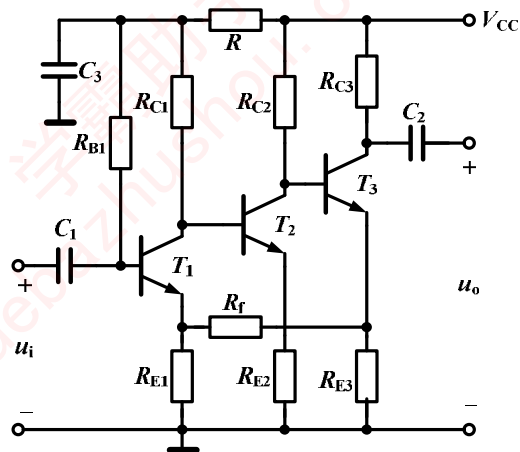
$$F = \frac{R_{E1}}{R_{E1} + R_F}$$

$$\frac{1}{F} = 100$$

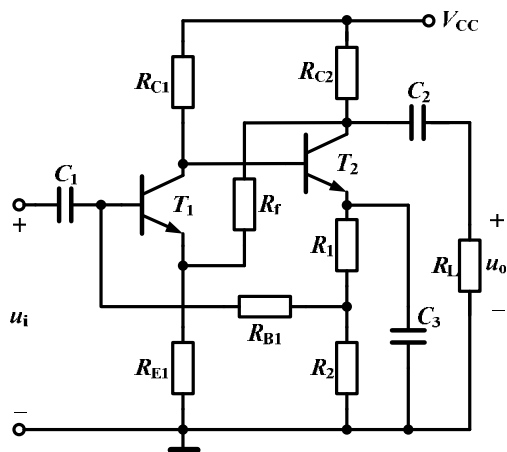
所以可以得出：

$$R_F = 99R_{E1}$$

6.14 在图题 6.14 中，各电路均存在深度交流负反馈，电容对于交流信号而言视为短路。（1）找出引入级间交流（或交、直流）反馈的元件，判断反馈类型；分析对输入及输出电阻的影响。（2）利用公式 $A_f \approx 1/F$ ，求出各电路 A_{uf} 的表达式。



(a)



(b)

(1) a 图中级间反馈元器件为 R_F, R_{E1} ，交直流反馈，类型：电流串联负反馈

输入电阻增加，输出电阻也增加

b 图中，反馈元器件为 R_F, R_{E1} ，电压串联交直流负反馈，输入电阻增加，输出电阻下降

(2) (a)

$$F = \frac{U_f}{i_o}$$

流过反馈电阻的电流为 i_f

得出下面的两个式子：

$$U_f = i_f R_{E1} \quad (1)$$

$$(i_o - i_f) R_{E3} = i_f (R_{E1} + R_F) \quad (2)$$

将上面的两个式子代入化简 F 得

$$F = \frac{R_{E1} R_{E3}}{R_{E1} + R_{E3} + R_F}$$

$$A_{uf} = \frac{U_o}{U_i} = \frac{U_o}{I_o} \frac{I_o}{U_f} = - \frac{R_{C3} (R_{E1} + R_{E3} + R_F)}{R_{E1} R_{E3}}$$

(b) 对于 R_F

$$F = \frac{U_f}{U_o} = \frac{R_{E1}}{R_{E1} + R_F}$$

$$A_{uf} = A_f = 1 + \frac{R_F}{R_{E1}}$$

7.3

$$I_{REF} \cdot R = V_{CC} - U_{BE}$$

$$I_{REF} = 2\text{mA}$$

$$I_C \approx I_{REF} = 2\text{mA}$$

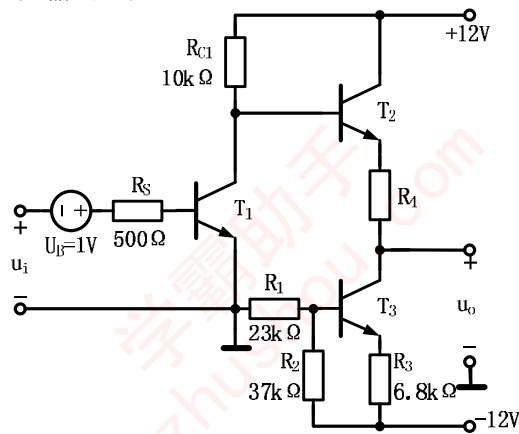
$$I_{O1} = \frac{U_T}{R_{E1}} \ln \frac{I_C}{I_{O1}}$$

$$R_{E1} = 779\Omega$$

同理：

$$R_{E2} = 1.3\text{k}\Omega$$

7.5 如图题 7.5 所示的放大电路。设所有三极管 $\beta = 50$, $U_{BE} = 0.6\text{V}$, $r_{ce} = 100\text{k}\Omega$, 同时要求输入为零时输出为零。(1) 求 R_4 阻值。(2) 放大电路的静态工作点。(3) 求放大电路的源电压放大倍数、输入电阻及输出电阻。



图题 7.5

(1) 对于 VT3 而言

$$U_{B3} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (-12) = -4.6\text{V}$$

$$I_{B3} = \frac{U_{B3} - U_{BE} - V_{EE}}{R_3} = 1\text{mA}$$

$$I_{E3} \approx I_{C3} \approx I_{B2} \approx I_{C2} = 1\text{mA}$$

对于 VT1 而言

$$I_{B1Q} = \frac{U_B - U_{BEQ}}{R_S} = 0.008\text{mA}$$

$$I_{C1Q} \approx I_{E1Q} = \beta I_{B1Q} = 0.4\text{mA}$$

$$U_{B2Q} = V_{CC} - I_{C1Q} \cdot R_{C1} = 8\text{V}$$

对于 VT2 而言

因为是零输入零输出的情况

$$\frac{U_{B2Q} - U_{BE}}{R_4} = I_{E2Q}$$

$$\therefore R_4 = 7.4k\Omega$$

(2) 由 (1) 可知

VT1:

$$I_{B1Q} = 0.008mA$$

$$U_{CEQ} = U_{B2Q} = 8V$$

VT2:

$$I_{E2Q} = 1mA$$

$$U_{CEQ} = 4.6V$$

VT3:

$$I_{E3Q} = 1mA$$

$$U_{CEQ} = 12 - I_{E3Q} \cdot R_3 = 5.2V$$

(3)

$$r_{be1} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26mV}{I_{E1Q}} = 3.4k\Omega$$

$$r_{be2} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26mV}{I_{E2Q}} = 1.4k\Omega$$

$$R_i = r_{be1} = 3.4k\Omega$$

$$R_o = r_{ce} // [R_4 + \frac{r_{be2} + R_{C1}}{1 + \beta}]$$

$$A_{us1} = - \frac{\beta(R_{C1} // R_{i2})}{r_{be1} + R_s}$$

$$R_{i2} = r_{be2} + (1 + \beta)(R_4 + R_{O3}) = 5478\Omega$$

$$\therefore A_{us1} = - \frac{\beta R_{C1}}{r_{be1} + R_s} = -9.1$$

$$A_{U2} = \frac{(1 + \beta)R_{O3}}{r_{be2} + (1 + \beta)(R_4 + R_{O3})} = 0.96$$

$$A_U = A_{U1} \cdot A_{U2} = -8.73$$

$$A_{US} = \frac{R_s}{R_s + r_{be1}} A_U = -8.14$$

7.8 (1)

$$I_{E3Q} = \frac{U_3 - U_{BEQ}}{R_E} = 255 \mu A$$

$$I_{C3Q} \approx I_{E3Q} = 255 \mu A$$

VT1 和 VT2 构成对称结构

$$I_{E1} = I_{E2} = 127.5 \mu A \approx I_{C1} \approx I_{C2}$$

$$I_{B1} = I_{B2} = V_{CC} - I_{C1} \cdot R_C - (U_{B1} - U_{BE1}) = 5.46 V$$

(2) 双输入双输出

$$A_{ud} = - \frac{\beta R_C}{R_B + r_{be1} + (1 + \beta) \frac{R_W}{2}}$$

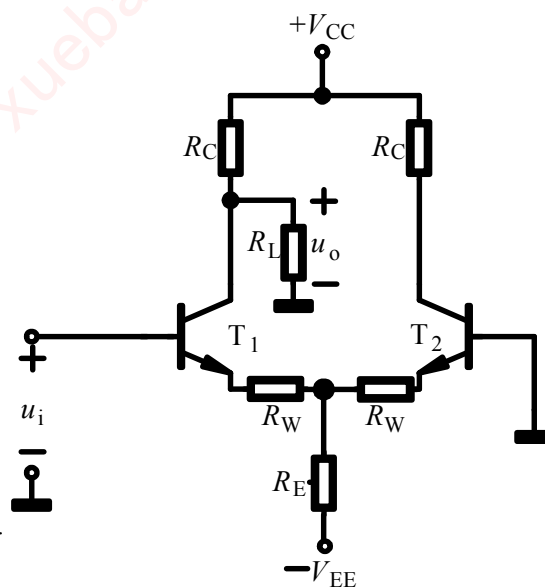
$$r_{be1} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26 mV}{I_{EQ}} = 10.8 k\Omega$$

$$A_{ud} = -136.9$$

$$R_{id} = 2[R_B + r_{be} + (1 + \beta) \frac{R_W}{2}] = 41.4 k\Omega$$

7.9 如图题 7.9 所示的单入单出差分放大电路中，电路完全对称，三极管的 $\beta = 80$ ， $r_{be} = 1 k\Omega$ ，电阻 $R_C = R_L = 10 k\Omega$ ， $R_E = 20 k\Omega$ ， $R_W = 100 \Omega$ ， $V_{CC} = V_{EE} = 12 V$ 。(1) 求电路的静态工作点。

(2) 画出差模等效电路并计算差模电压放大倍数、差模输入电阻和输出电阻。(3) 画出共模等效电路并计算共模电压放大倍数和共模输入电阻。(4) 求共模抑制比 K_{CMR} 。



图题 7.9

(1)

$$U_i = 0$$

$$U_{E1} = U_{E2} = -0.6V$$

$$I_{EE} = \frac{-U_{BE} - (-V_{EE})}{\frac{R_W}{2} + R_E} = 0.57mA$$

$$I_{C1Q} = I_{C2Q} = \frac{1}{2} I_{EE} = 0.285mA$$

$$U_{C2Q} = V_{CC} - R_C \cdot I_{CQ} = 9.2V$$

$$U_{CEQ2} = 9.8V$$

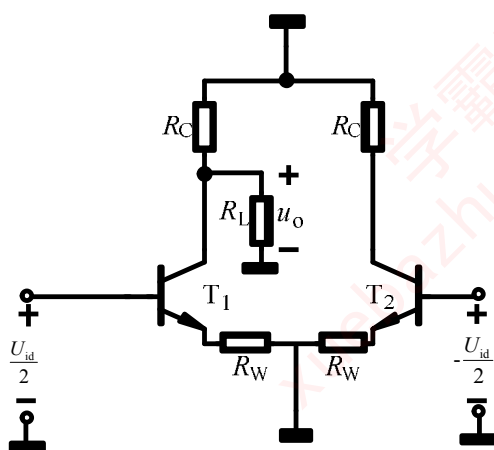
$$\frac{U_{C1}}{R_L} + I_{C1} = \frac{V_{CC} - U_{C1}}{R_C}$$

得出：

$$U_{C1} = 4.575V$$

$$U_{CEQ1} = U_{C1} - (-U_{BE}) = 3.975V$$

(2) 差模等效电路如下所示：

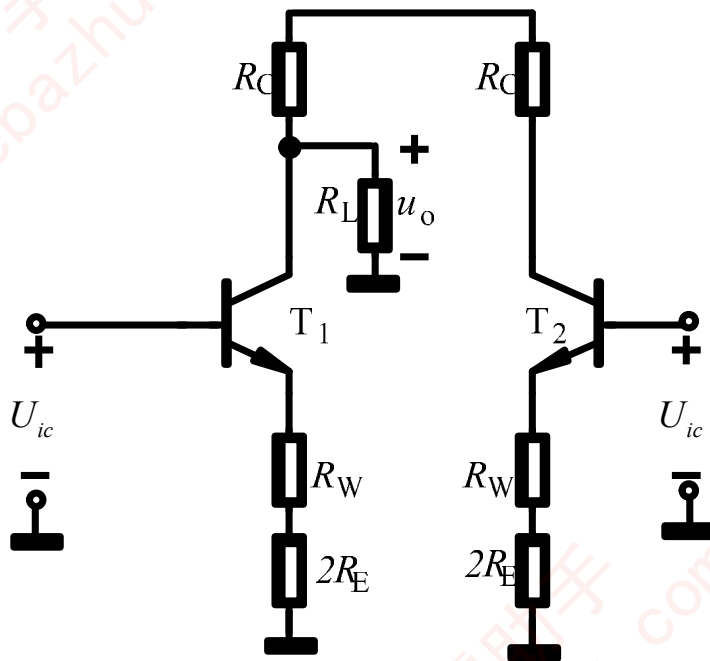


$$A_{ud} = \frac{U_o}{U_{id}} = -\frac{1}{2} \frac{\beta(R_C // R_L)}{r_{be1} + (1 + \beta)R_W} = -21.98$$

$$R_o = R_C = 10k\Omega$$

$$R_i = 2[r_{be} + (1 + \beta)R_W] = 18.2k\Omega$$

(3) 共模等效电路如下所示：



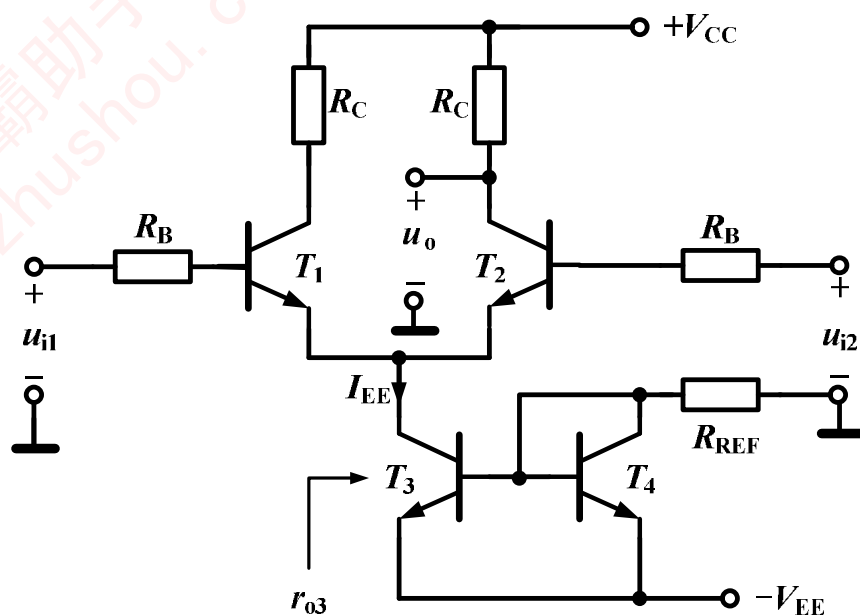
$$A_{uc} = \frac{U_o}{U_{ic}} = -\frac{\beta(R_C // R_L)}{r_{be1} + (1 + \beta)(R_W + 2R_E)} = -0.125$$

(4) 共模抑制比为

$$K_{CMR} = \left| \frac{A_{ud}}{A_{uc}} \right| = 175.84$$

7.10 如图题 7.10 所示的差分放大电路中, $\beta_1=\beta_2=\beta_3=\beta_4=80$, $r_{bb'1}=r_{bb'2}=100$, $U_{BE}=0.6V$, $r_{ce3}=r_{ce4}=100k\Omega$; $V_{CC}=V_{EE}=12V$, $R_B=1k\Omega$, $R_C=27k\Omega$, $R_{REF}=47k\Omega$ 。(1) 求直流工作点(零输入)。

(2) 求差模增益 $A_{ud}=u_o/(u_{i1}-u_{i2})$ 、共模抑制比 K_{CMR} 和输入电阻。



图题 7.10

(1) VT3, VT4 构成比例电流源

$$I_{C3} \approx I_{C4} \approx I_{REF} = \frac{0 - U_{BE} - (-V_{EE})}{R_{REF}} = 0.24mA$$

就 VT1 和 VT2 而言

$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{1}{2} I_{C3} = 0.12mA$$

$$U_{CE1Q} = V_{CC} - I_{C1Q} R_C - (-U_{BE1Q}) = 8.16V$$

(2)

$$\text{差模增益: } A_{ud2} = \frac{1}{2} \frac{\beta R_C}{r_{be} + R_B} = 58.6$$

共模增益:

$$A_{uc2} = -\frac{\beta R_C}{r_{be1} + 2(1 + \beta)r_{o3} + R_B} = -0.13$$

$$\therefore KCMR = \left| \frac{A_{ud}}{A_{uc}} \right| = 450.77$$

$$R_i = 2(r_{be2} + R_B)$$

$$r_{be2} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26mV}{I_{B2Q}} = 17.5k\Omega$$

$$\therefore R_i = 37k\Omega$$

7.16 (1) 可以忽略 R_{B1} 和 R_{B2} 上的压降

$$U_{BE1} + I_{EE} R_{EE} = 12$$

$$I_{EEQ} = 2mA$$

$$\therefore I_{C1} = I_{C2} = 1mA$$

$$(2) \text{ 当 } R_{C2} = 6.8k\Omega$$

由(1)

$$U_{C2} = V_{CC} - I_{C2} R_{C2} = 5.2V$$

$$U_{E3Q} = 5.5V$$

$$I_{C3} = \frac{12 - U_{E3Q}}{R_{E3}} = 1.97mA$$

(3) 反馈类型为电压并联负反馈

U_i 为反相输入端

$$F = \frac{i_f}{U_o} = -\frac{1}{R_F}$$

$$A_{ug} = \frac{1}{F} = -R_F = \frac{U_o}{i_i}$$

$$\therefore A_u = \frac{U_o}{U_i} = \frac{U_o}{i_i R_{S1}} = -\frac{R_F}{R_{S1}} = -8.2$$

$$(4) \text{ 由于 } U_o = 0$$

$$\therefore I_{C4Q} = \frac{12}{R_{C4}} = 1mA$$

$$U_{B4Q} = U_{BE4} = 0.6V$$

$$I_{C3} = \frac{U_{B4Q} + 12}{R_{C3}} = 3mA$$

$$U_{B3Q} = 12 - I_{E3} R_{E3} + U_{EB3} = 1.8V$$

$$\therefore 12 - I_{C2Q} R_{C2} = U_{B3Q}$$

$$\therefore R_{C2} = 10.2k\Omega$$

(5) 要求输入电阻高，输出电阻低
 则要求引入电压串联负反馈
 R_F 要接到 VT2 基极上

$$F = \frac{R_{S2}}{R_{S2} + R_F}$$

$$\therefore A_{uf} = \frac{1}{F} = 9.2$$

7.18 (1) VT3:

$$U_{B3Q} = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} + (-V_{EE}) \frac{R_1}{R_1 + R_2} = -7.2V$$

$$U_{E3Q} = U_{B3Q} - U_{BE} = -7.8V$$

$$I_{E3Q} = 0.62mA$$

VT1, VT2: $I_{C1Q} = I_{C2Q} = 0.31mA$

(2) 上“正”下“负”

(3) 电压串联负反馈

$$F = \frac{U_F}{U_O} = \frac{R_{B2}}{R_{B2} + R_F}$$

$$\therefore A_u = \frac{1}{F} = 1.48$$

$$U_{B3Q} = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

(4) 直流工作点不变

同相端和反相端位置互换

电压并联负反馈

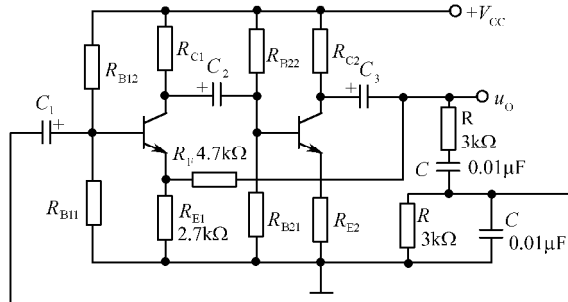
$$F = \frac{i_f}{U_O} = -\frac{1}{R_F}$$

$$A_{uf} = \frac{1}{F} = -R_F = \frac{U_O}{i_i}$$

$$\therefore A_u = \frac{U_O}{U_i} = \frac{U_O}{i_i R_{B1}} = -\frac{R_F}{R_{B1}} = -10$$

8.2 题 8.2 电路如图题 8.2 所示。

- (1) 判断电路是否满足相位平衡条件？
- (2) 分析电路参数能否满足起振条件？
- (3) 电路的振荡频率 $f_0 = ?$ ，如果希望改变 f_0 的大小，哪些参数可以调节？
- (4) 如果要求改善输出波形、减小非线性失真，应如何调整参数？



图题 8.2

解：

① 该电路中，放大部分由两级共射组态电路组合而成，总相移为 0° (或 360°)。反馈选频网络为 RC 串并网络，在 $\omega = 1/RC$ 时，相移角为 0° 。所以满足正弦波振荡的平衡相位条件。

② 起振条件应为 $AF > 1$ 。

因为 RC 串并网络在 $\omega = 1/RC$ 时，其传递系数为 $F = 1/3$ ，达到最大。因此要求此时的 $A > 3$ 。

放大电路为电压串联负反馈电路，在深度负反馈的条件下，其放大倍数为：

$$A = 1 + R_F / R_{E1} = 1 + 4.7 / 2.7 = 2.74 < 3$$

所以该电路参数不能满足电路的起振条件。

③ 振荡频率即为 RC 串并网络的特征频率：

$$\omega_0 = 1/RC$$

$$f_0 = \omega_0 / 2\pi = 1 / 2\pi RC = \frac{1}{2 \times 3.14 \times 3 \times 10^3 \times 0.01 \times 10^{-6}} = \frac{1}{2 \times 3.14 \times 3 \times 10^{-5}} = 5.3 \times 10^3 (\text{Hz})$$

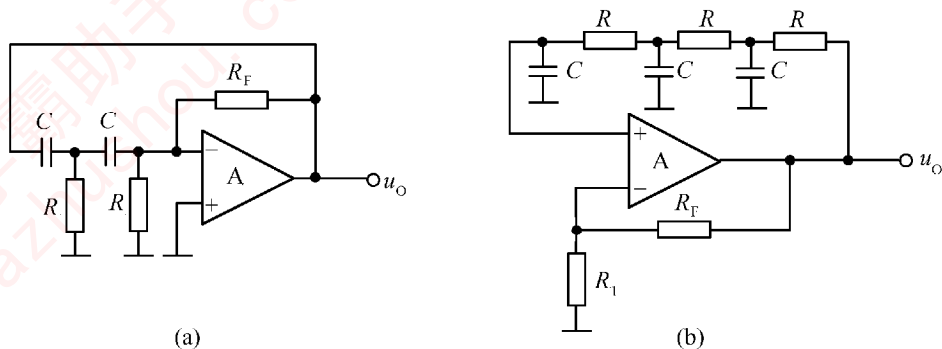
如果希望改变 f_0 的大小，只要同步调节 RC 串并网络中的电阻或电容。

④ 首先，为了保证电路满足起振条件，应满足：

$$A = 1 + R_F / R_{E1} > 3 \quad R_F > 2R_{E1}$$

从这个角度分析， $R_F > 2R_{E1}$ ，且越大越好。但 R_F 过大，或 R_{E1} 过小，振荡波形的质量较差，会出现较大的非线性。所以一般可采用具有负温度系数的 R_F 或正温度系数的 R_{E1} 。可以改善输出波形，减小非线性失真。

8.4 题 8.4 由 RC 元件构成的一阶高通或低通网络的最大相移绝对值小于 90° 。试用相位平衡条件判断图题 8.4 所示电路哪个可能振荡，哪个不能，说明理由。



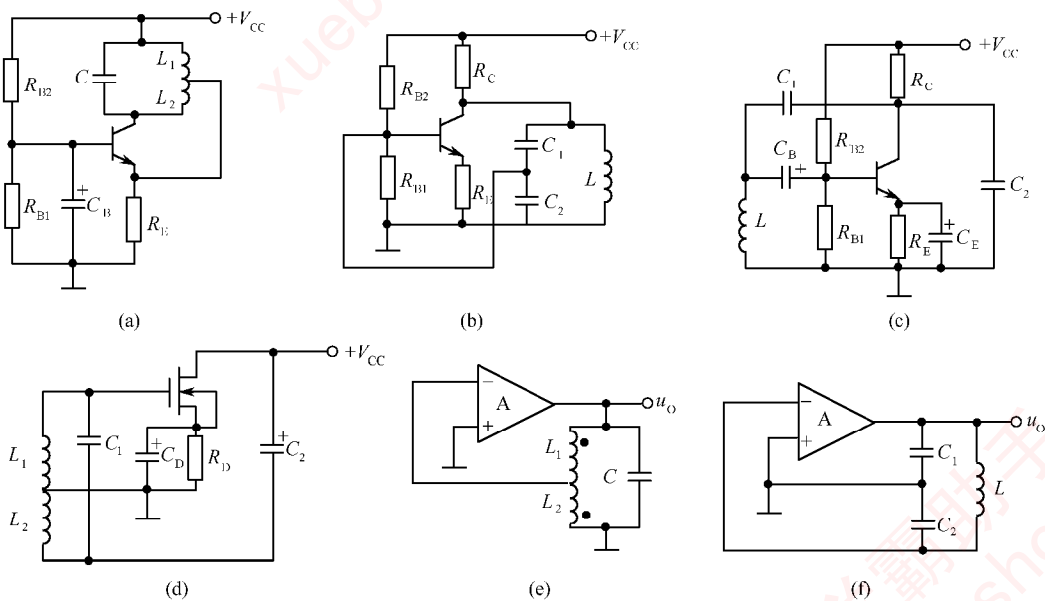
图题 8.4

因为 RC 一阶高通或低通网络的最大相移绝对值小于 90° ，所以在振荡电路中，如果放大部分有 180° ，那么至少需要三级一阶 RC 反馈网络才能产生 180° 的相移，使得 $\varphi_A + \varphi_F = \pm 2n\pi$ 。

对图(a)，运放可以改接成反相比例放大电路，相移 $\varphi_A = 180^\circ$ ，而只有两级一阶 RC 反馈网络，不可能产生 180° 的相移，所以该电路不满足振荡的相位平衡条件，不能产生正弦波振荡。

对图(b)，运放为同相比例放大电路，相移 $\varphi_A = 0^\circ$ ，反馈网络由三级 RC 低通网络构成，最大相移为 270° 。 $\varphi_A + \varphi_F \neq \pm 2n\pi$ ，同样不满足振荡的相位平衡条件，不能产生正弦波振荡。

8.5 题 8.5 判断下列电路是否可能产生正弦波振荡，若不能，请予修改，并说明属于哪一类振荡电路。



解：

图(a)，电路结构属于 LC 三点式振荡电路。与发射极相连的是两个电感，不与发射极相

连的是电容，所以这是一个电感三点式振荡电路。但该电路中，电源 V_{cc} 通过电感 L_1 接至发射极，使该电路的静态工作不正常。所以不能正常工作。可在电感中间反馈到发射极之间串接一个隔直电容，就可以解决问题。

图(b)，不满足相位条件，可将 C_1 和 L 位置互换，构成 LC 电容三点式振荡电路。为了保证放大电路静态工作点正常，可在电感支路中串联一个小电容隔直。

图(c)，不满足相位条件，可将 C_1 和 L 位置互换，构成电容三点式振荡电路。

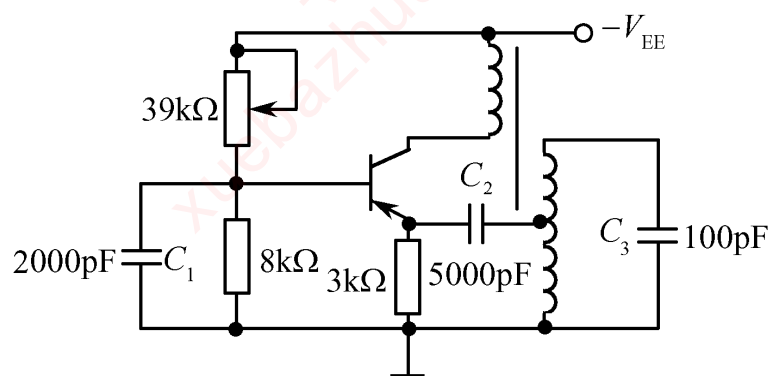
图(d)，满足相位条件，但是场效应管漏级直接接电源 $+V_{cc}$ ，相当于交流接地，漏即没有信号输出，放大状态不正常。可在电源 $+V_{cc}$ 和电容 C_2 、漏级交点之间串接一个高频扼流圈，使漏级交流信号不被电源短路。

图(e)，不满足相位条件，可将运放的同相端和反相端互换，就构成了电感三点式振荡电路。

图(f)，满足相位条件，是电容三点式振荡电路，可产生正弦波振荡。

8.7 图题 8.7 表示收音机中常用的振荡器电路。

- ① 说明三只电容 C_1 、 C_2 、 C_3 在电路中分别起什么作用？
- ② 指出该振荡器所属的类型，标出振荡器线圈原、副方绕组的同名端。
- ③ 知 $C_3=100\text{PF}$ ，若要使振荡频率为 700KHz ，谐振回路的电感 L 应为多大？



图题 8.7

解：

该电路为变压器反馈式 LC 振荡电路。放大部分为三极管共基级组态。变压器的原边是集电极负载，副边与 C_3 构成谐振选频网络。

① C_1 的作用是让基极交流接地，减小信号的损失，而保证直流电路正常工作。

C_2 的作用是作为隔直通路，使谐振频率时交流信号能通过 C_2 耦合给三极管发射极，构成共基级放大。

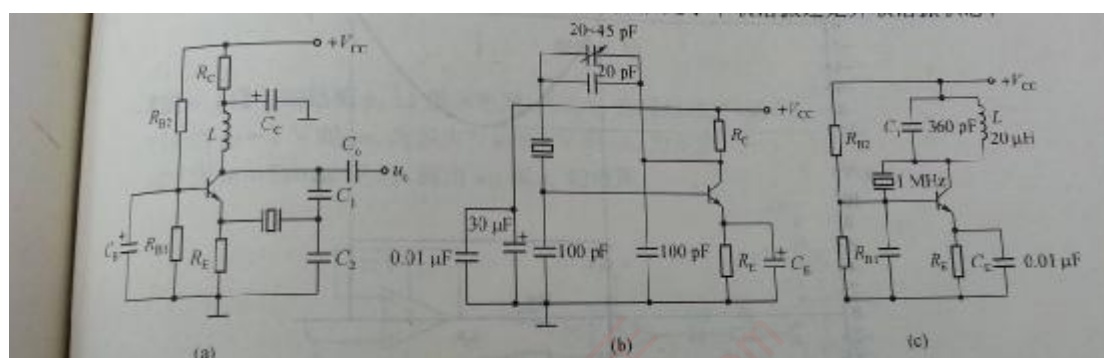
C_3 的与变压器副边绕组构成谐振选频网络，以确定要产生的正弦波振荡频率值。

② 该电路为变压器反馈式正弦波振荡电路。利用瞬时极性法及振荡器的相位平衡条件可知，变压器由原边下端和副边上端为同名端。

③ 因为振荡频率为 LC 谐振回路的谐振频率，即 $f_0 = 1/2\pi\sqrt{LC}$ 。

$$\text{所以 } L = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C} = \frac{1}{4\pi^2 \times (700 \times 10^3)^2 \times 100 \times 10^{-12}} = 0.52 \times 10^{-3} (H) = 0.52 (mH)$$

8.10 题 8.10 判断下列电路中石英晶体起何作用,处于串联谐振还是并联谐振状态?



图题 8.10

(b) 石英晶体起到电感的作用。并联谐振状态

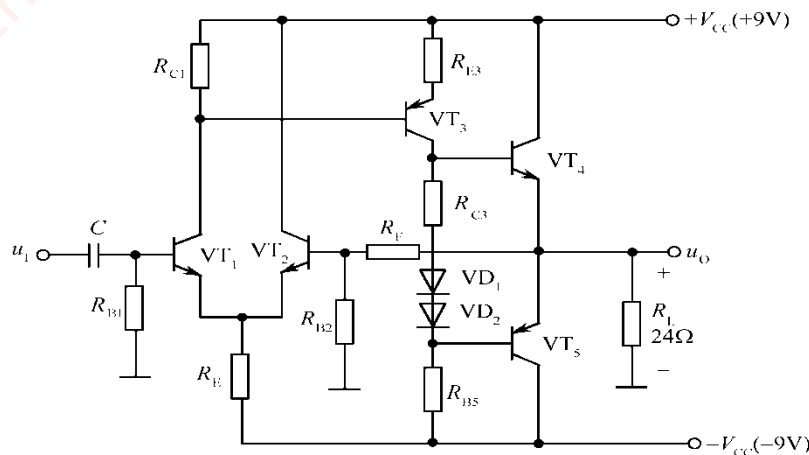
学霸助手
xuebazhushou.com

学霸助手
xuebazhushou.com

学霸助手
xuebazhushou.com

9.4 OCL 互补电路及元件参数如图题 9.4 所示, 设 T_4 、 T_5 的饱和压降 $U_{CE(sat)} \approx 1V$ 。试回答:

- ①指出电路中的级间反馈通路, 并判断反馈为何种组态?
- ②若 $R_F=100k\Omega$, $R_{B2}=2k\Omega$, 估算电路在深度反馈时的闭环电压放大倍数。
- ③求电路的最大不失真输出功率。
- ④在条件同②的情况下, 当负载 R_L 上获得最大不失真输出功率时, 输入 u_i 的有效值约为多大?



图题 9.4

解:

该电路由三级电路组合而成。

输入级采用差分电路形式, 由 VT_1 和 VT_2 构成单端输入单端输出的差分电路。

经过第二级由 VT_3 构成的共射放大电路, 进一步提高电压放大倍数和电压驱动能力。

通过 VT_4 和 VT_5 构成互补对称推挽功放电路, 输出足够大的电压、电流和功率。

- ① 电路中存在反馈。

由输出电压通过 R_F 及 R_{B2} 反馈到输入端。由反馈组态判断方法可知, 该反馈是电压串联负反馈。

- ②
$$F = \frac{R_{B2}}{R_{B2} + R_F}$$

$$\dot{A}_{uf} = \frac{1}{F} = 1 + \frac{R_F}{R_{B2}} = 1 + \frac{100}{2} = 51$$

- ③ 由互补功放电路性质可知

$$U_{om} = V_{cc} \quad I_{om} = U_{om} / R_L = V_{cc} / R_L$$

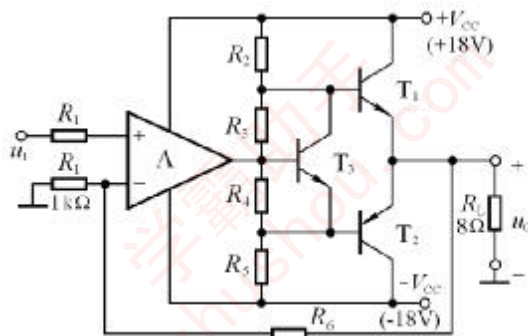
$$P_{omax} = \frac{U_{om}}{\sqrt{2}} \frac{I_{om}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{cc}^2}{2R_L} = \frac{9^2}{2 \times 24} = 1.7 W$$

$$\begin{aligned} \textcircled{4} \quad \dot{A}_{uf} &= \frac{u_o}{u_i} = \frac{U_{om}}{U_{im}} \\ U_{im} &= \frac{U_{om}}{\dot{A}_{uf}} = \frac{V_{cc}}{\dot{A}_{uf}} = \frac{9}{51} = 0.18 \text{ V} \\ U_i &= \frac{U_{im}}{\sqrt{2}} = 0.13 \text{ V} \end{aligned}$$

9.5 电路如图题 9.5 所示, 已知 T_1 和 T_2 的饱和管压降 $|U_{CES}| = 2 \text{ V}$, 直流功耗可忽略不计。

回答下列问题:

- (1) R_3 、 R_4 和 T_3 的作用是什么?
- (2) 负载上可能获得的最大输出功率 P_{om} 和电路的转换效率 η 各为多少?
- (3) 设最大输入电压的有效值为 1 V 。为了使电路的最大不失真输出电压的峰值达到 16 V , 电阻 R_6 至少应取多少千欧?



图题 9.5

- (1) 消除交越失真。
- (2) 最大输出功率和效率分别为

$$P_{om} = \frac{1}{2} \frac{U_{om}^2}{R_L} = \frac{1}{2} \frac{(V_{CC} - U_{CES})^2}{R_L} = \frac{1}{2} \frac{(18 - 2)^2}{8} = 16 \text{ W}$$

$$\eta = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_{CC} - U_{CES}}{V_{CC}} \approx 69.8\%$$

- (3) 电压放大倍数为

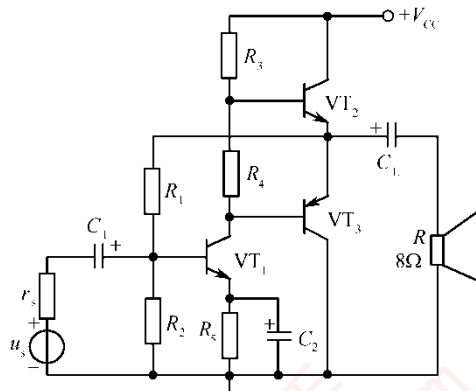
$$\dot{A}_u = \frac{U_o}{U_i} = \frac{U_{omax} / \sqrt{2}}{U_i} = \frac{16}{\sqrt{2}} \approx 11.3$$

$$\dot{A}_u = 1 + \frac{R_6}{R_1} \approx 11.3$$

$R_1 = 1\text{k}\Omega$ ，故 R_5 至少应取 $10.3\text{k}\Omega$ ，至少为 $11\text{k}\Omega$ 。

9.6 一互补推挽式 OTL 电路如题图题 9.6 所示，设其最大不失真功率为 8.25W ，晶体管饱和压降及静态功耗可以忽略不计。

- ① 电源电压 V_{CC} 至少应取多大？
- ② T_2 、 T_3 管的 P_{CM} 至少应选多大？



图题 9.6

- ③ 若输出波形出现交越失真，应调节哪个电阻？
- ④ 若输出波形出现一边有小的削峰失真，应调节哪个电阻来消除？

解：

- ① 图示电路是一单电源 OTL 电路。

忽略 U_{CES} 及静态功耗时

$$U_{omax} = V_{cc} / 2 \quad I_{omax} = U_{omax} / R_L$$

$$P_{omax} = \frac{U_{omax}}{\sqrt{2}} \frac{I_{omax}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{cc}^2}{2R_L}$$

$$V_{cc} = \sqrt{2R_L P_{omax}} = \sqrt{2 \times 8 \times 8.25} = 11.5\text{V}$$

取 $V_{cc} = 12\text{V}$

- ② $P_{T1max} = P_{T2max} = 0.2P_{omax} = 0.2 \times 8.25 = 1.65\text{W}$

$$P_{CM} > 1.65\text{W}$$

- ③ 交越失真表明， V_{T2} 和 V_{T3} 管的工作点偏低。

可适当增大电阻 R_4 ，使 R_4 两端压降增大，以使 VT_2 和 VT_3 管的 U_{BE} 值加大，从而消除

交越失真。

- ④ 输出波形出现一边有小的削峰失真,说明输出没有保证对称的动态范围,即 V_{T2} 和 V_{T3} 的发射极没有处于中点电压 $V_{cc}/2$ 。

调节电阻 R_1 (或 R_2), 改变 VT_1 管的工作点电流, 使电阻 R_3 上的压降发生改变, 以调整输出端的电位。一般保证 VT_2 和 VT_3 管的静态电位为电源电压的一半 (即中点电位), 以保证输出达到最大动态范围。

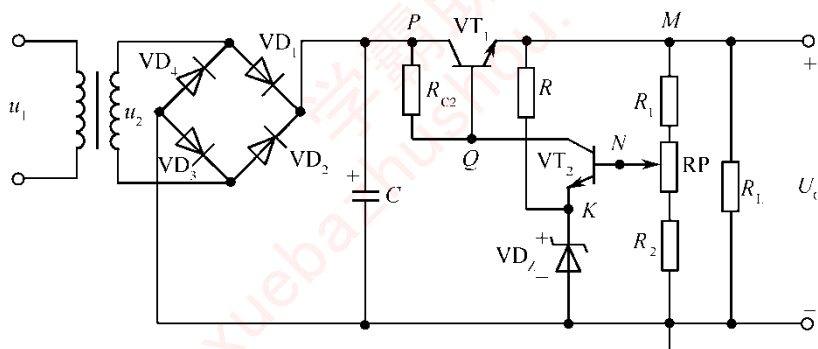
9.14 具有整流滤波和放大环节的稳压电路如图题 9.14 所示。

① 分析电路中各个元件的作用, 从反馈放大电路的角度来看哪个是输入量? T_1 、 T_2 各起什么作用? 反馈是如何形成的?

② 若 $U_P=24V$, 稳压管稳压值 $U_Z=5.3V$, 晶体管 $U_{BE} \approx 0.7V$, $U_{CES} \approx 2V$, $R_1=R_2=R_W=300\Omega$, 试计算 U_O 的可调范围;

③ 试计算变压器次级绕组的电压有效值大约是多少?

④ 若 R_1 改为 600Ω , 你认为调节 R_W 时能输出的 U_O 最大值是多少?



图题 9.14

解:

- ① 该电路是典型的线性稳压电路。

交流电源电压经变压器降压后, 由 $VD_1 \sim VD_4$ 构成的桥式整流电路进行整流, 得到单向脉动分量。

由电容 C 构成电源滤波电路, 滤除谐波分量, 维持整流后地脉动分量中的平均值。该平均分量为线性稳压电路的输入电压。

R 和 VD_Z 构成简单的稳压管稳压电路, 给误差比较放大管 VT_2 提供一个稳定的参考电压。

将 N 点电压和参考电压经由 VT_2 比较放大后, 控制调整 VT_1 管的压降, 从而保证输出电压稳定。从反馈角度分析, 可以将 K 点作为信号输入端, N 点作为信号反馈端。当某种因素使得输出电压变低, 即 M 点电压下降时, u_N 下降。因为 u_K 不变, u_{NK} 变小, 即 u_{BE} 变

小, u_Q 上升, 通过调整管使 u_M 上升, 完成反馈作用。

R_1 、 R_2 、 R_p 构成取样电路, 使得 N 点能反映输出电压值的变化。

② 设 R_p 的下半部电压为 R'_p

$$\begin{cases} U_N = \frac{R'_p + R_2}{R_1 + R_2 + R_p} U_o \\ U_N = U_Z + U_{BE} \end{cases}$$

$$U_o = \frac{R_1 + R_2 + R_p}{R'_p + R_2} (U_Z + U_{BE})$$

当 $R'_p = R_p$ 时

$$U_{o\min} = \frac{R_1 + R_2 + R_p}{R_p + R_2} (U_Z + U_{BE}) = \frac{3}{2} \times 6 = 9 \text{ V}$$

当 $R'_p = 0$ 时

$$U_{o\max} = \frac{R_1 + R_2 + R_p}{R_2} (U_Z + U_{BE}) = 3 \times 6 = 18 \text{ V}$$

因为 $U_p = 24 \text{ V}$, $U_{CES} = 2 \text{ V}$

所以能保证在 $U_o = U_{o\max}$ 时, VT_1 仍工作在线性区。

③ 由桥式整流和电容滤波电路特性可知

一般 $U_p = 1.1 \sim 1.2 U_Z$ 。取 $U_p = 1.2 U_Z$, 则

$$U_Z = \frac{U_p}{1.2} = \frac{24}{1.2} = 20 \text{ V}$$

$$\begin{aligned} \text{④ } U_{o\max} &= \frac{R_1 + R_2 + R_p}{R_2} (U_Z + U_{BE}) = \frac{600 + 300 + 300}{300} \times (5.3 + 0.7) \\ &= 24 \text{ V} \end{aligned}$$

而 $U_p = 24 \text{ V}$, $U_{CES} = 2 \text{ V}$

为保证 VT_1 工作在线性区, $U_{o\max} = U_p - U_{CES} = 22 \text{ V}$

所以 U_o 的最大值只能到 22 V 。

学霸助手
xuebazhushou.com

学霸助手
xuebazhushou.com

学霸助手
xuebazhushou.com