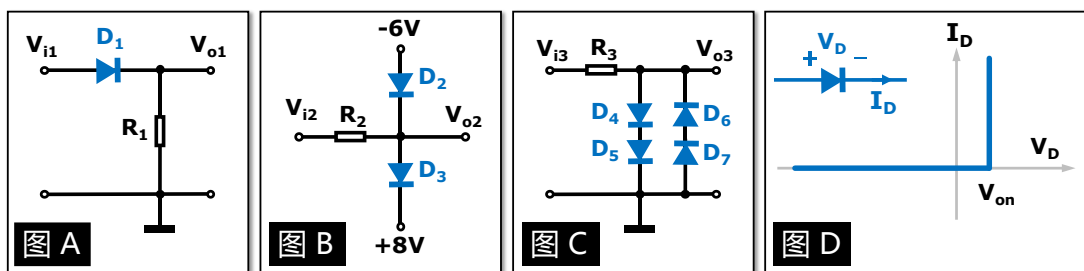


**作业 11.1** 已知在图A、B、C电路中晶体二极管的VCR可近似为 图D 的折线，其中  $V_{on} = 0.7V$ 。请画出图 A、图 B、图C 电路的转移特性曲线：  $V_i \sim V_o$ 。



参考答案:

**图 A:** 当  $V_{i1} > V_{on}$  时,  $D_1$  导通, 于是  $V_{o1} = V_{i1} - V_{on}$ ;

(对  $D_1$  的导通, 可使用反证法来判定:

若不导通  $\rightarrow I_{R1} = 0 \rightarrow V_{R1} = 0 \rightarrow V_{D1} = V_{i1} - V_{R1} > V_{on}$ 。这从图 D 上看, 不能成立)

当  $V_{i1} \leq V_{on}$  时,  $D_1$  截止, 于是  $V_{o1} = V_{R1} = 0$ ;

(对  $D_1$  的截止, 可使用反证法来判定:

若导通  $\rightarrow V_{R1} = V_{i1} - V_{D1} < 0 \rightarrow$  则电流从下向上流过  $R_1$ , 从右向左流过  $D_1$ 。这从图 D 上看, 不能成立)。

**图 B:** 当  $V_{i2} > 8 + V_{on}$  时,  $R_2 \sim D_3$  支路导通,  $V_{o2} = 8 + V_{on}$ ;

当  $V_{i2} < -6 - V_{on}$  时,  $D_2 \sim R_2$  支路导通,  $V_{o2} = -6 - V_{on}$ ;

当  $-6 - V_{on} \leq V_{i2} \leq 8 + V_{on}$  时,  $D_2$  和  $D_3$  都不导通, 故  $V_{R2} = 0$ , 于是  $V_{o2} = V_{i2}$ ;

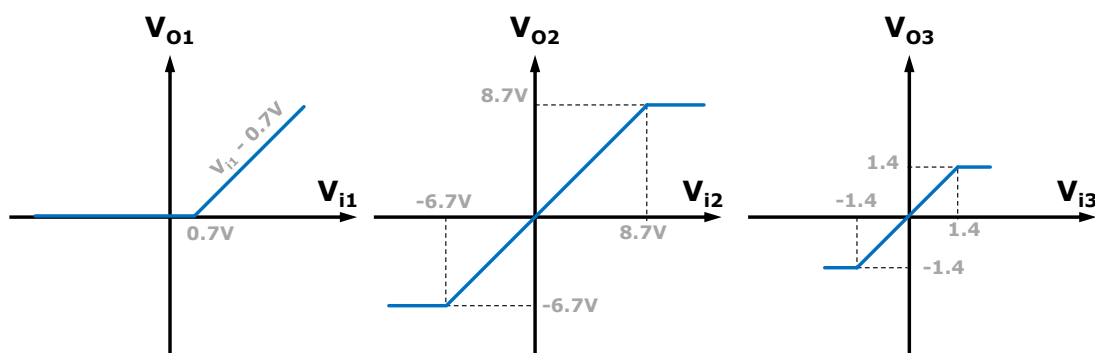
【证明通或断的方法也可以用类似上文的反证法】

**图 C:** 当  $V_{i3} > 2V_{on}$  时,  $D_4$  和  $D_5$  导通,  $V_{o3} = 2V_{on}$ ;

当  $V_{i3} < -2V_{on}$  时,  $D_6$  和  $D_7$  导通,  $V_{o3} = -2V_{on}$ ;

当  $-2V_{on} \leq V_{i3} \leq 2V_{on}$  时, 四个二极管均截止, 故  $V_{R3} = 0$ , 于是  $V_{o3} = V_{i3}$ ;

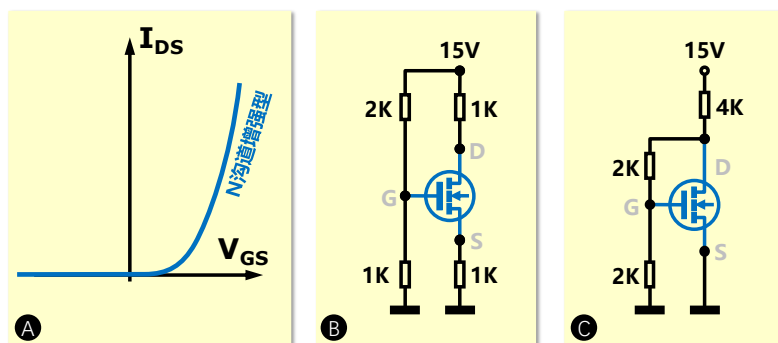
【证明通或断的方法也可以用类似上文的反证法】



11.2 在下面各图中，已知 FET 在  $V_{DS}$  足够大时的  $V_{GS} \sim I_D$  特性为  $I_D = (V_{GS} - 3)^2 \text{ mA}$

请计算各图中的静态工作点 (要求计算:  $V_G$ ,  $V_S$ ,  $V_D$ ,  $I_G$ ,  $I_S$ ,  $I_D$ )

并判断 FET 是否工作于敏感的压控电流状态，后者要求  $V_{GS} > V_{on}$ ;  $V_{DS} > V_{GS} - V_{TH}$



参考答案:

图 B 中: 因为  $I_G = 0$ ,

故  $V_G = 15 \cdot [1K / (1K + 2K)] = 5V$ .

于是  $V_{GS} = V_G - 1K \cdot I_D$ ,

同时因为  $I_D = (V_{GS} - 3)^2$ ,

二者联立可得方程:  $V_{GS}^2 - 5V_{GS} + 4 = 0$

求解可得:  $V_{GS} = 4V$  或  $1V$ , 但经验证, 后者不是解

(若  $V_{GS} = 1$ , 则按图 A 来看,  $I_D = 0$ )

此时,  $V_S = V_G - V_{GS} = 1V$ ;

$I_D = I_S = 1V / 1K = 1mA$  (代入  $I_D = (V_{GS} - 3)^2$  也可求得)

最后,  $V_D = 15 - I_D \cdot 1K = 14V$

根据判断条件:  $V_{GS} = 4 > V_{on}$ ,  $V_{DS} = V_D - V_G = 14 - 9 > 3$

故 FET 处于敏感的压控电流状态

【①】

【②】

【③】

【④⑤】

【⑥】

图 C 中: 显然  $V_G = 0$ 。而因为  $I_G = 0$ ,

故  $V_{GS} = V_G = V_D \cdot [2K / (2K + 2K)] = V_D / 2$ 。

同时  $I_1 = V_D / (2K + 2K) = V_D / 4K$ ,

而:  $I_D = (V_{GS} - 3)^2$ ,

且:  $V_D = 15 - V_{4K} = 15 - 4K \cdot (I_1 + I_D)$

联立可得方程:  $V_D^2 - 10V_D + 21 = 0$

求解可得:  $V_D = 7V$  或  $3V$ , 但经验证, 后者不是解

(若  $V_D = 3V$ , 则  $V_G = 1.5 < V_{on}$ , 则按图 A 来看,  $I_D = 0$ )

此时,  $V_G = 7 / 2 = 3.5V$

于是  $I_S = I_D = (V_{GS} - 3)^2 = 0.25 \text{ mA}$

根据判断条件:  $V_{GS} = 3.5 > V_{on}$ ,  $V_{DS} = V_D - V_G = 7 - 3.5 > V_{th}$

故 FET 处于敏感的压控电流状态

【③】

【④】

【⑤⑥】

【注 1:  $I_G$  是指从 G 端流向 FET 内部的电流, 不是流过外部电阻的电流】

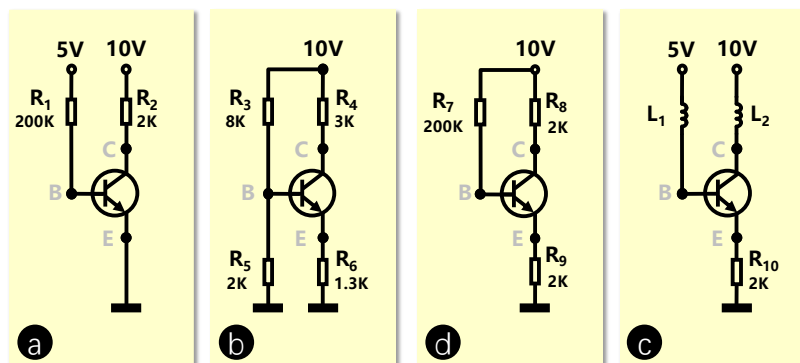
【注 2: 题设中既写了  $V_{on}$ , 也写了  $V_{th}$ , 其实是指同一个数值, 抱歉】

11.3 在下面各图中，已知 BJT 的  $\beta = 100$ （即：BJT 处于压控电流状态时， $I_C \approx 100 I_B$ ）。

① 请计算各图中的静态工作点（即： $V_B$ ,  $V_E$ ,  $V_C$ ,  $I_B$ ,  $I_E$ ,  $I_C$ ）

② 若，为使 BJT 呈“压控电流”特性，需满足条件  $V_{BE} \geq 0.7V$ ,  $V_C \geq V_B$ 。

为此，在图a 和 b中，在其它元器件和电源既定的条件下，求  $R_2$ ,  $R_4$  的取值范围。



参考答案：

①

图 a:  $V_{BE} \approx 0.7$  而  $V_E = 0V \rightarrow V_B \approx 0.7V$

【①②】

$$I_B = I_{R1} \approx (5 - 0.7) / 200K \approx 21.5 \mu A$$

【③】

$$I_C = \beta \cdot I_B = 2.15 \text{ mA} \approx I_E$$

【④⑤】

$$V_C = 10 - I_C \cdot R_2 = 5.7 \text{ V}$$

【⑥】

图 b: 若可以认为  $I_B \ll I_{R3}$ ，则  $V_B \approx 10 \cdot 2K / (8K + 2K) = 2V$

【①】

$$V_E \approx V_B - 0.7 = 2 - 0.7 = 1.3V$$

【②】

$$I_E = V_E / R_6 = 1 \text{ mA} \approx I_C$$

【③④】

$$V_C = 10 - I_C \cdot R_4 = 7 \text{ V}$$

【⑤】

$$I_B \approx I_C / \beta = 10 \mu A$$

【⑥】

补充验证假设： $I_{R3} \approx 10 / (8K + 2K) = 1 \text{ mA} \gg I_B$ ，故假设基本成立。

图 d: 由于： $I_E = (1 + \beta)I_B$ ，代入： $10 = I_B \cdot R_7 + V_{BE} + I_E \cdot R_9$

【①】

$$\text{可以求得：} I_B \approx (10 - 0.7) / (R_7 + 101 \cdot R_9) = 23 \mu A$$

【②】

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

【③】

$$I_E = (1 + \beta)I_B = 2.34 \text{ mA}$$

【④】

$$V_E = I_E \cdot R_9 = 4.68 \text{ V}$$

【④】

$$V_B = 10 - I_B \cdot R_7 = 5.4 \text{ V} \quad (\text{用 } V_B \approx V_E + V_{BE} \text{ 则估算为 } 5.38 \text{ V})$$

【⑤】

$$V_C = 10 - I_C \cdot R_8 = 5.38 \text{ V}$$

【⑥】

【注：因为  $V_C \approx V_B$ ，BJT 其实工作于线性区和饱和区的交界处】

图 c:  $V_{L1} = 0 \rightarrow V_B = 5V$

【①】

$$V_E \approx V_B - 0.7 = 4.3 \text{ V}$$

【②】

$$I_E = V_E / R_{10} = 2.15 \text{ mA}$$

【③】

$$I_B \approx I_E / (1 + \beta) = 21.2 \mu A$$

【④】

$$I_C = I_E - I_B = 2.13 \text{ mA} \quad (\text{用 } I_C = \beta I_B \text{ 则为 } 2.12 \text{ mA})$$

【⑤】

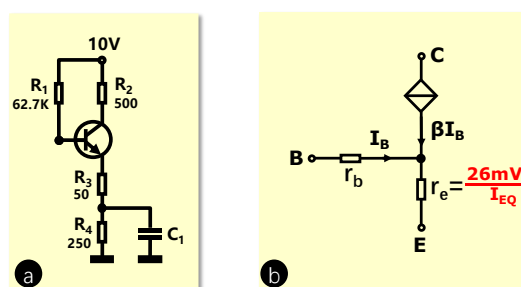
$$V_{L2} = 0 \rightarrow V_C = 10 \text{ V}$$

【⑥】

- ② 为使得  $V_C > V_B$ , 需  $V_C = 10 - I_C \cdot R_2 > 0.7 \rightarrow R_2 < 4.33K$   
 同理 需  $V_C = 10 - I_C \cdot R_4 > 2 \rightarrow R_4 < 8K$

13.1 请利用  $\beta = 100$ ,  $r_b = 1K\Omega$ ,  $r_c \approx \infty$  的 BJT (微扰模型如图 b 所示) 设计和计算放大电路。

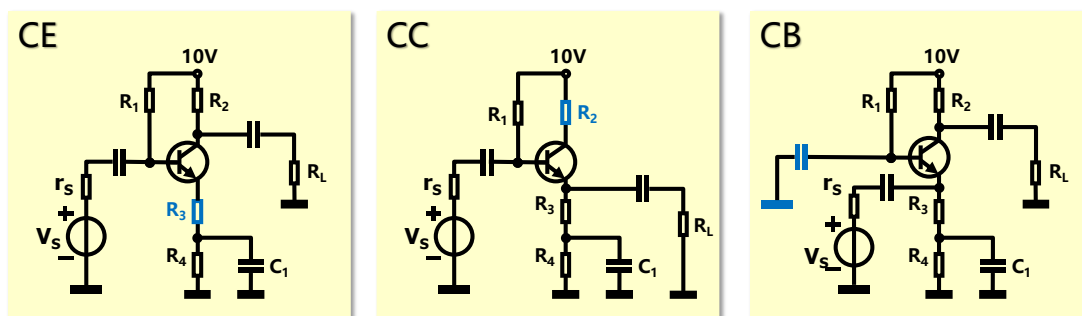
- ① 在图 a 的偏置电路中,  $C_1$  足够大。请计算 BJT 的静态工作点, 即其三端的静态电压和静态电流  $V_{BQ}$ ,  $V_{EQ}$ ,  $V_{CQ}$ ,  $I_{EQ}$ ,  $I_{BQ}$ ,  $I_{CQ}$ ; 【注意, 该偏置电路中  $I_B$  不能被忽略】
- ② 若采用电容耦合进行输入和输出, 请绘制出三种组态 (CE、CC、CB) 的放大电路, 已知电压源  $V_s$  内阻  $r_s = 100\Omega$ , 负载  $R_L = 100K\Omega$ ;
- ③ 请绘制三种组态放大电路的交流通路 (即动态等效电路);
- ④ 请计算三种组态放大器的电压增益  $A_v = V_{RL}/V_s$ , 输入电阻  $R_i$  和 输出电阻  $R_o$ 。



参考答案:

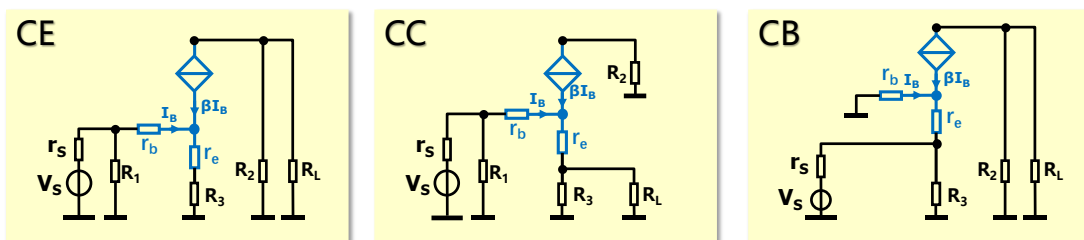
- ① 由于:  $I_E = (1+\beta)I_B$ , 代入:  $10 = I_B \cdot R_1 + V_{BE} + I_E \cdot (R_3+R_4)$   
 可以求得:  $I_{BQ} \approx (10 - 0.7) / (62.7K + 101 \cdot (50+250)) = 100\mu A$  【①】  
 $I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 10mA$  【②】  
 $I_{EQ} = (1+\beta)I_{BQ} = 10.1mA$  【③】  
 $V_{EQ} = I_{EQ} \cdot (R_3+R_4) = 3.03V$  【④】  
 $V_{BQ} = 10 - I_{BQ} \cdot R_1 = 3.73V$  (用  $V_B \approx V_E + V_{BE}$  也是相同数值) 【⑤】  
 $V_{CQ} = 10 - I_{CQ} \cdot R_2 = 5V$  【⑥】

- ② 三种组态分别如下图



【注: 如果要和组态中的最基本形式对应的话, CE 组态中  $R_3$  可短路; CC 组态中  $R_2$  可以短路; CB 组态中基极需要动态接地。但这样会改变电路的静态工作点。下面的参考答案按上图制作, 如果采取了不同的电路的话, 需要相应地修改后面的答案】

- ③ 交流通路分别如下图:



④ 使用极速估算方法：由于  $I_{EQ} = 10.1\text{mA}$   $\rightarrow r_e \approx 26\text{mV} / 10.1\text{mA} = 2.57\Omega$

CE： 从基极向内的等效电阻为  $R_{i2} = r_b + (1+\beta)(r_e + R_3) \approx 6.31\text{K}\Omega$

$$R_i \approx R_1 // R_{i2} = 62.7\text{K} // 6.31\text{K} \approx 5.73\text{K}\Omega$$

$$R_o \approx R_2 // \infty = R_2 = 500\Omega$$

$$A_v \approx -V_s \cdot R_i / (r_s + R_i) / R_{i2} \cdot \beta \cdot (R_2 // R_L) / V_s$$

$$\approx -5.73\text{k} / (100 + 5.73\text{k}) / 6.31\text{k} \cdot 100 \cdot (500 // 100\text{K}) \approx -7.8$$

【注：负号一定不能省】

CC： 从基极向内的等效电阻为  $R_{i2} = r_b + (1+\beta)(r_e + R_3 // R_L) \approx 6.31\text{K}\Omega$

$$R_i \approx R_1 // R_{i2} = 62.7\text{K} // 6.31\text{K} \approx 5.73\text{K}\Omega$$

$$R_o \approx R_3 // [r_e + (r_b + R_1 // r_s) / (1+\beta)] \approx 10.6\Omega$$

$$A_v \approx V_s \cdot R_i / (r_s + R_i) / R_{i2} \cdot (\beta + 1) \cdot (R_3 // R_L) / V_s$$

$$\approx 5.73\text{k} / (5.73\text{k} + 100) / 6.31\text{k} \cdot 101 \cdot (50 // 100\text{K}) \approx 0.79$$

【注 1：注意上面算式中的  $r_s$ ，从基极向外看时，能看到非理想源的内阻】

【注 2：一般 CC 放大器  $A_v$  接近 1，但本题中  $R_3$  过小，导致增益降低较多】

CB： 从发射极向内的等效电阻为： $R_{i2} = r_e + (r_b + R_1 // 0) / (1+\beta) = 12.5\Omega$

$$R_i \approx R_3 // R_{i2} = 50 // 12.5 \approx 10\Omega$$

$$R_o \approx R_2 // \infty = R_2 = 500\Omega$$

$$A_v \approx V_s \cdot R_i / (r_s + R_i) / R_{i2} \cdot \beta / (\beta + 1) \cdot (R_2 // R_L) / V_s$$

$$\approx 10 / (10 + 100) / 12.5 \cdot 100 / 101 \cdot (500 // 100\text{K}) \approx 3.6$$

### 13.2 CE放大电路设计：已经给定材料：

- ☑ 一个内阻为  $R_s = 1\text{k}\Omega$  的电压源
- ☑ 一个  $R_L = 10\text{k}\Omega$  的负载电阻
- ☑ 一个 NPN BJT ( $\beta = 100$ ,  $r_c$  非常大,  $r_b = 1\text{k}\Omega$ ,  $r_e = 26\text{mV} / I_{EQ}$ )。

① 请补充偏置和耦合电路，构造一个单 BJT 的共射极放大器，使其电压放大倍数  $A_v = V_{RL} / V_s$  的绝对值尽可能大。

② 计算你所设计的放大器的  $R_i$ ,  $R_o$  和  $A_v$

【注1】设计题主要出现在作业中；

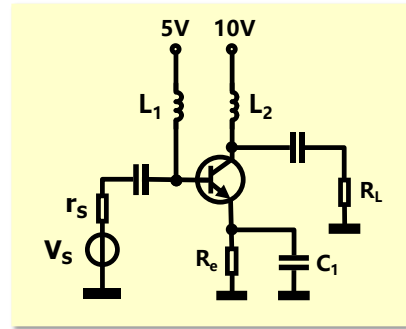
【注2】可以考虑用仿真软件来辅助思考和分析

参考答案：

设计题没有唯一答案。

在完成本作业题的时候，最大的增益来自于这样的考虑：

- A) 发射极外部的动态电阻为零（用大电容旁路即可）
- B) 采用类似 11.3 (c) 这样的基极和集电极偏置电路，以免泄露动态电流
- C) 静态发射极电流尽量大些，以便  $r_e$  趋于零，只需要使  $R_e$  尽可能小即可（实际电路中基极用 5V 电源而  $R_e$  很小的话，可能会烧毁 BJT）



于是，右图这样的电路，

从基极向内的等效电阻为  $R_{i2} = r_b + (1+\beta) r_e \approx 1 \text{ K}\Omega$

$$R_i \approx \infty // R_{i2} = 1 \text{ K}\Omega$$

$$R_o \approx Z_{L2} // \infty \approx \infty$$

$$\begin{aligned} A_v &\approx -V_s \cdot R_i / (r_s + R_i) / R_{i2} \cdot \beta \cdot (R_L // R_2) / V_s \\ &\approx -1\text{k} / (1\text{k} + 1\text{k}) / 1\text{k} \cdot 100 \cdot (\infty // 10\text{K}) \approx -500 \end{aligned}$$

注 1：后面课程讲了使用恒流源做偏置的方法，结果和使用电感偏置没有明显的不同；

注 2：如果要获得更大的增益，可以考虑引入变压器耦合（譬如在输出端），这样可以获得更高的增益，甚至在估算的条件下，增益绝对值可以远大于上述的 500。

作业16.1 若已知两个放大器的频响为：

$$\textcircled{1} A_1(f) = \frac{100f^2}{(1+jf/10^2)(1+10jf)(1+jf/10^8)(1+jf/10^5)}$$

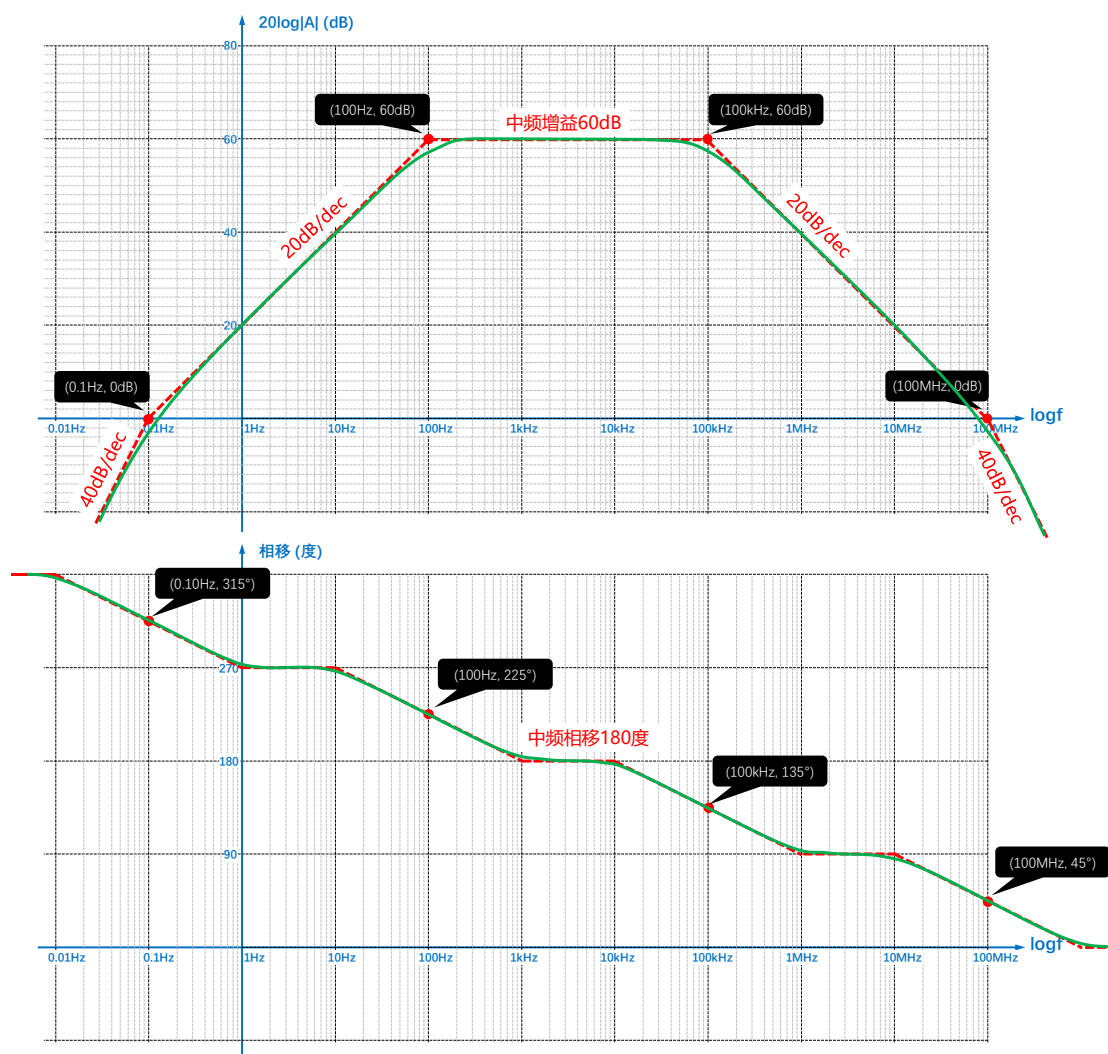
$$\textcircled{2} A_2(f) = \frac{2000jf}{(1+jf)(1+jf/10^6)^2(1+jf/5000)}$$

请分别绘制二者的波特图的草图（幅频和相频特性），并标出各极点处的频率、增益、相移，以及各直线段的斜率。

参考答案：

$$\textcircled{1} A_1(f) = -1000 \frac{10jf}{1+10jf} \frac{jf/100}{1+jf/100} \frac{1}{1+jf/10^5} \frac{1}{1+jf/10^8}$$

故波特图如下：

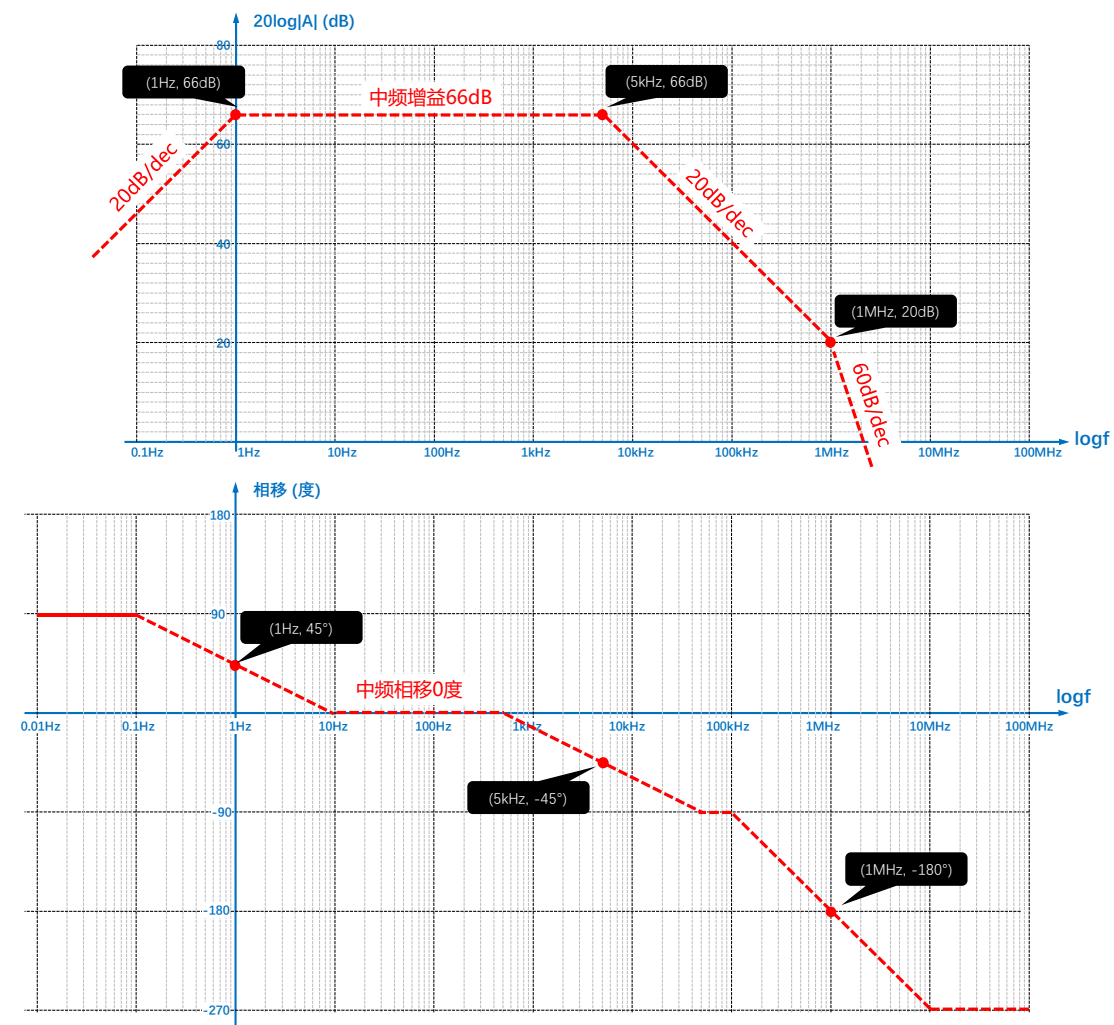


注 1：用圆润的曲线勾勒时，相对会有更多误差。

注 2：在各个一阶极点处，绿线相对于红线应该有 -3dB 的下降。

$$\textcircled{2} \quad A_2(f) = 2000 \frac{jf}{1+jf} \frac{1}{1+jf/5000} \left( \frac{1}{1+jf/10^6} \right)^2$$

故波特图草图如下：



注 1：此图中没有用圆润的曲线去勾勒，没有特别声明的话，这样也是可以的。

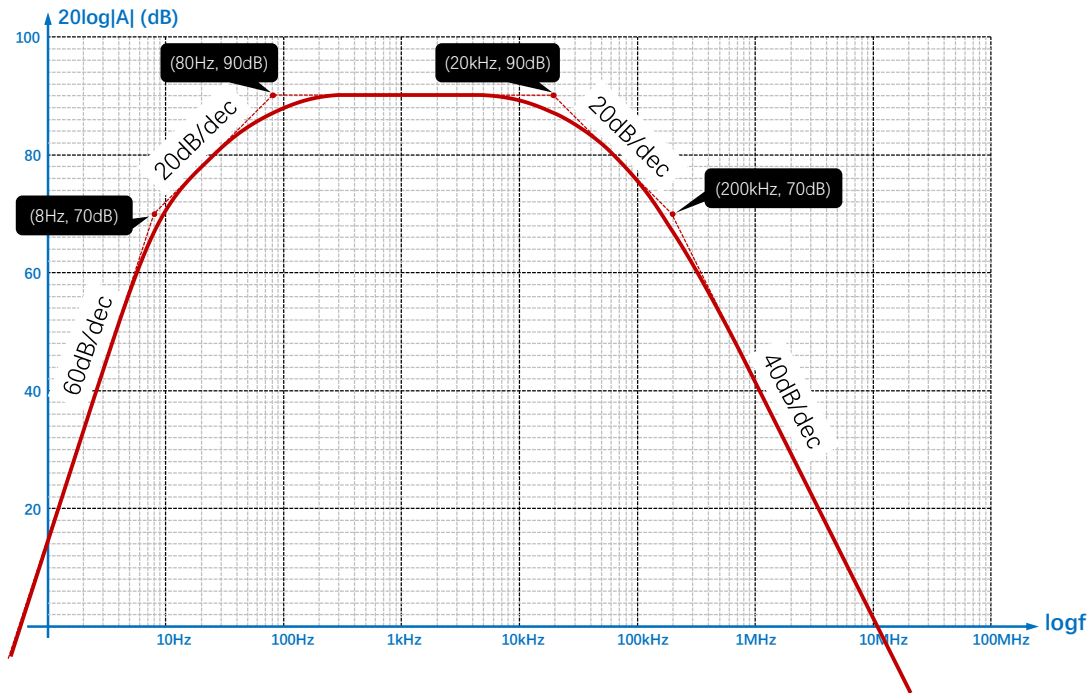
注 2：在双重极点处，相移和相移斜率都加倍，幅频衰减为 6dB。



作业 16.2 反相放大器幅频特性如图中红实线所示。

- ① 写出其频响表达式；
- ② 画出相频响应的草图。

[注：放大器的同相和反相，都是指其中频增益特性]



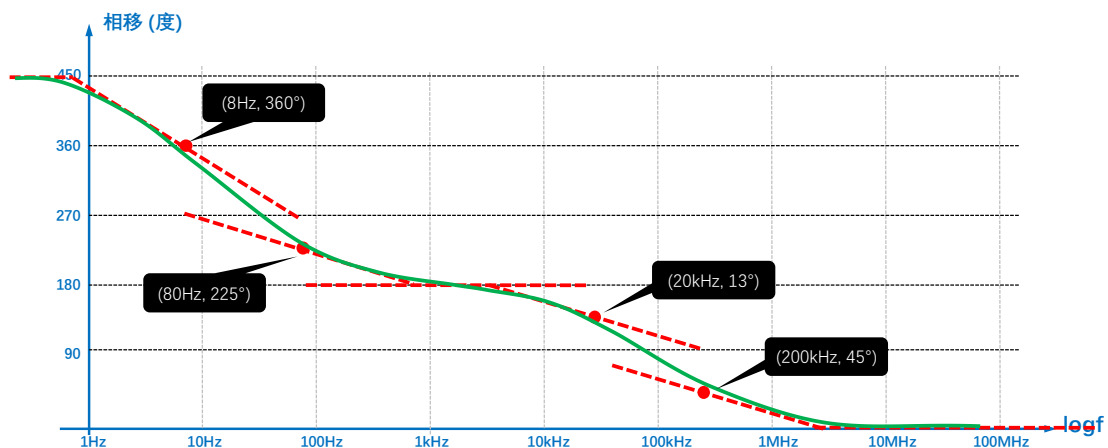
参考答案：

中频增益：90dB，即  $10^{4.5}$ ，但是反相放大器；

低频极点分别在 8Hz（双重极点），80Hz，

高频极点分别在 20kHz，200kHz，故可写频响表达式为：

$$A(f) = -10^{4.5} \left( \frac{jf/8}{1 + jf/8} \right)^2 \frac{jf/80}{1 + jf/80} \frac{1}{1 + jf/20k} \frac{1}{1 + jf/200k}$$



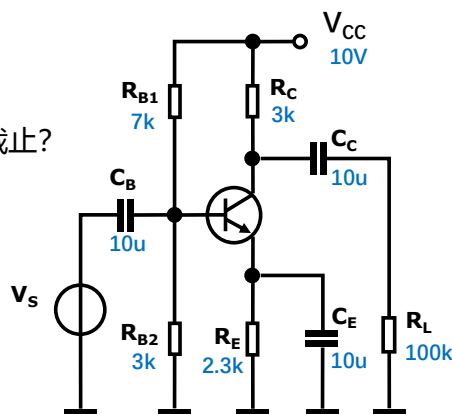
注：当极点之间靠得比较近时，各个极点之间的相移斜率会相互影响，导致平常所说的“45度/dec”产生较大偏差，甚至各个极点处的相移都不一定准确。

**16.3 右图电路中:**  $V_{CC}=10V$ ,  $R_{B1}=7K\Omega$ ,  $R_{B2}=3K\Omega$ ,  $R_E=2.3K\Omega$ ,  $R_C=3K\Omega$   
 $R_L=100K\Omega$ ,  $V_{CC}=10V$ ,  $C_B=C_E=C_C=10\mu F$   
BJT:  $\beta=100$ ,  $r_b \approx 0$ ,  $r_e=26mV/I_{EQ}$ ,  $C_{B'E}=C_{B'C}=10pF$

**请估算和分析:**

- ① 中频电压增益  $A_V = V_{RL} / V_S$
- ② 中频输入电阻  $R_i$  和 输出电阻  $R_o$
- ③ 低频截止频率  $f_L$
- ④ 当源  $V_S$  幅度逐步增大时, 先出现饱和还是截止?
- ⑤ 在输入最大不失真信号时, 放大器效率

$$\eta = \overline{P_{RL}} / \overline{P_{VCC}}$$



参考答案:

- ① 易于计算出  $I_{EQ} \approx (V_{BQ} - V_{BE}) / R_E = (3 - 0.7) / 2.3k = 1mA$ ,  
故  $r_e \approx 26mV / 1mA = 26\Omega$   
基极向内电阻为:  $R_{i2} = r_{be} = 0 + (1 + \beta)r_e = 2.6k$   
中频增益  $A_V \approx -V_S / R_{i2} \cdot \beta \cdot (R_C / R_L) / V_S = -100 \cdot (3k / 100k) // 2.6k = -112$
- ②  $R_i \approx R_{B1} // R_{B2} // R_{i2} = 7k // 3k // 2.6k = 1.16k$   
 $R_o \approx R_C // \infty \approx 3k$
- ③ 计算三个大电容导致的时间常数, 较小的时间常数会构成低频主极点。  
因为三个电容大小一样, 故只需比较它们计算时间常数时, 分别对应的电阻即可:  
 $C_B$ :  $R_{CB} = 0 + R_i = 1.16k$   
 $C_E$ :  $R_{CE} = R_E // r_{eb} = 2.3k // 26 \approx 25.7$   
 $C_C$ :  $R_{CC} = R_C + R_L = 103k$   
故  $C_E$  是构成低频主极点的主要因素, 由此:  
 $f_L \approx 1 / (2\pi R_{CE} C_E) = 1 / (2\pi / 25.7 / 10\mu) \approx 620Hz$
- ④ 临界饱和:  
因为  $V_{BQ} \approx 3V$ ,  $V_{CQ} \approx V_{CC} - I_{CQ} \cdot R_C = 7V$ ,  
而放大器增益  $|A_V| \approx 112$ ,  
故临界饱和时, 集电极动态电压信号  $\approx (V_{CQ} - V_{BQ}) \cdot |A_V| / (1 + |A_V|) \approx 3.96V$   
  
临界截止:  $I_{CQ} = 1mA$ , 而交流负载线的斜率为  $-1 / (R_C // R_L)$   
因此粗估截止 (交流负载线与横线的交点处的动态电压) 时,  
动态交流电压信号幅度为:  $I_{CQ} / |-1 / (R_C // R_L)| = 2.91V$   
  
综上, 先出现截止失真, 此时输出信号幅度为 2.91V
- ⑤ 临界失真时, 信号尚未失真,

故电源平均功耗  $P_{VCC} \approx V_{CC} \cdot I_{CQ} = 10V \cdot 1mA = 10mW$

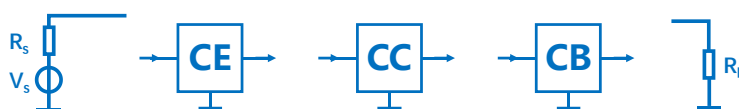
而此时负载  $R_L$  所获得的正弦信号功率为:  $P_{RL} = (1/2) V_{RL}^2 / R_L = 42.3uW$

故放大器的效率大约为:  $P_{RL} / P_{VCC} = 42.3u / 10m = 0.423 \%$

【注 1, 如果允许方波输入, 则效率可以相对提升一倍。不过, 题目中提到失真的事情, 这暗示着信号很可能不是方波 (因为不考虑高频响应的时候, 方波原则上是不发生失真的)】

【注 2, 此题中其实  $R_{B1}$ 、 $R_{B2}$  支路消耗的功率也不少——粗估起来, 它们的静态电流也是  $1mA$ , 故这个支路消耗的功率, 也和集电极-BJT-发射极支路消耗的功耗相当。因此如果这样考虑的话,  $P_{VCC}$  的平均值加倍, 放大器效率还要减半。】

## 16.1 级联放大



☑ 已知CE、CC、CB三个放大器内部都不含独立电容。它们在理想电压源驱动、负载空载时, 测得指标:

▶ CE:  $A_{V0} = -10$ ,  $R_i = 10k\Omega$ ,  $R_o = 2k\Omega$

▶ CC:  $A_{V0} \approx 1$ ,  $R_i = 50k\Omega$ ,  $R_o = 50\Omega$

▶ CB:  $A_{V0} = 10$ ,  $R_i = 50\Omega$ ,  $R_o = 2k\Omega$

☑ 用四个电容 (均为 $10\mu F$ ) , 采取电容耦合组成级联电路, 而实际源  $R_s=1k\Omega$ , 实际负载  $R_L=1k\Omega$ 。有两种方案:

▶ 方案1: 实际源  $\rightarrow$  CC  $\rightarrow$  CB  $\rightarrow$  CE  $\rightarrow$  实际负载

▶ 方案2: 实际源  $\rightarrow$  CE  $\rightarrow$  CB  $\rightarrow$  CC  $\rightarrow$  实际负载

☑ 请计算上面两个级联方案的: 总  $A_V=V_{RL}/V_S$ ,  $R_i$ ,  $R_o$ ,  $f_L$

参考答案:

本题没有给 BJT 的特性, 下面以  $\beta=100$  为例进行试分析。

先对 CC 放大器进行分析:

假设 CC 放大器的交流电路中, 基极的外部总等效电阻为  $R_b$ , 发射极的外部总等效电阻为  $R_e$ , BJT 的  $r_{be} = r_b + (1+\beta)r_e = (1+\beta)r_{eb}$ ;

根据常识,  $r_b$  在  $k\Omega$  数量级,  $r_e$  在  $10\Omega$  数量级,  $r_{be}$  一般在  $k\Omega$  数量级

根据题设:  $R_b // (r_{be} + \beta R_e) = 50k$ , 因此  $R_b > 50k$ ,  $r_{be} + \beta R_e > 50k$

由于  $r_{be}$  按常识不会超过  $10k$ , 故  $R_e$  不会小于  $400\Omega$ 。

同样根据题设:  $R_o = R_e // (r_{be}/\beta) = 50$ , 而  $R_e \gg 50\Omega$ , 故可以估判  $r_{be}/\beta \approx 50$ , 即:  $r_{be} \approx 5k$  而  $r_{eb} \approx 50$

代回不等式  $r_{be} + \beta R_e > 50k$  可知,  $\beta R_e > 45k$ , 即  $R_e > 450$

在方案 1 (CC-CB-CE) 的交流通路中:

- $R_i = R_b // [r_{be} + \beta (R_e / R_{i,CB})] \approx R_b // [5k + \beta(450 // 50)] \approx 10k$
- $R_o = R_{o,CE} \approx 2k$
- $A_V \approx R_i / (R_s + R_i) \cdot R_{i,CB} / (R_{i,CB} + r_{eb}) \cdot A_{V0,CB} \cdot R_{i,CE} / (R_{o,CB} + R_{i,CE}) \cdot A_{V0,CE} \cdot R_L / (R_{o,CE} + R_L)$   
 $\approx 10k / (1k + 10k) \cdot 50 / (50 + 50) \cdot 10 \cdot 10k / (2k + 10k) \cdot (-10) \cdot 1k / (2k + 1k) \approx -12.6$
- 在计算时间常数时，从前向后的四个电容对应的电阻分别为：  
 $R_{eq1} \approx R_s + R_i \approx 1k + 10k = 11k$   
 $R_{eq2} \approx (R_{o,CC} + R_s / \beta) + R_{i,CB} \approx (50 + 1k / 100) + 50 = 110$   
 $R_{eq3} \approx R_{o,CB} + R_{i,CE} = 2k + 10k = 12k$   
 $R_{eq4} \approx R_{o,CE} + R_L = 2k + 1k = 3k$   
 取其中最小的  $R_{eq2}$ ，可计算出系统的低频主极点在  $f_L \approx 1 / (2\pi R_{eq2} C) \approx 145Hz$

在方案 2（CE-CB-CC）的交流通路中：

- $R_i = R_{i,CE} \approx 10k$
- $R_o = R_{o,CC} + R_{o,CB} / \beta \approx 50 + 2k / 100 \approx 70$
- $A_V \approx R_{i,CE} / (R_s + R_{i,CE}) \cdot A_{V0,CE} \cdot R_{i,CB} / (R_{i,CB} + R_{o,CE}) \cdot A_{V0,CB} \cdot R_{i,CC} / (R_{o,CB} + R_{i,CC}) \cdot A_{V0,CC} \cdot R_L / (R_{o,CC} + R_L)$   
 $\approx 10k / (1k + 10k) \cdot (-10) \cdot 50 / (50 + 2k) \cdot 10 \cdot 50k / (2k + 50k) \cdot 1 \cdot 1k / (50 + 1k) \approx -2.4$
- 在计算时间常数时，从前向后的四个电容对应的电阻分别为：  
 $R_{eq1} \approx R_s + R_i \approx 1k + 10k = 11k$   
 $R_{eq2} \approx R_{o,CE} + R_{i,CB} \approx 2k + 50 \approx 2k$   
 $R_{eq3} \approx R_{o,CB} + R_{i,CC} = 2k + 50k = 52k$   
 $R_{eq4} \approx R_{o,CC} + R_L = 50 + 1k \approx 1k$   
 取其中最小的  $R_{eq4}$ ，可计算出系统的低频主极点在  $f_L \approx 1 / (2\pi R_{eq4} C) \approx 16Hz$

若对  $\beta$  进行缩放，取一个范围，譬如  $[50, 200]$ ，则可以分别对上述过程进行重新演算，得到相应的区间。

【注：本题是新出的题目，编题的时候欠考虑，把题目出得偏难了。在此向同学们郑重道歉】

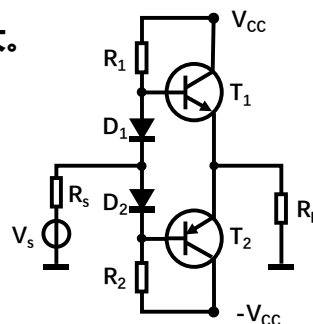
## 16.2 推挽放大器

☑ 右图中两个BJT均为： $\beta=100$ ， $r_b=1K\Omega$ ， $r_c$ 非常大。  
而  $R_s=1K\Omega$ ， $R_1=R_2=193k\Omega$ ， $R_L=1k\Omega$

☑ 在  $V_{CC}=20V$  时，经测量， $I_{EQ1}=I_{EQ2}=100\mu A$ ，  
且二极管动态电阻可以取  $r_D=26mV/I_{DQ}$

☑ 请计算：

- 放大器的  $R_i$ ， $R_o$ ， $A_V$
- $R_L$  上的线性动态范围是多少？
- 当  $R_L$  获得最大不失真正弦信号时，估算放大器的效率  
(假设可忽略  $T_1$  和  $T_2$  在临界导通时的功耗，并忽略  $R_1$ - $D_1$ - $D_2$ - $R_2$  支路的功耗)。



参考答案：

a) 正半周:

二极管动态电阻  $r_{D1} \approx r_{D2} \approx 26\text{mV}/I_{D1Q} = 260\Omega$

$T_1$  和  $T_2$  的  $r_e \approx 26\text{mV}/I_{EQ1} = 260\Omega$

$T_1$  基极向内的电阻

$$R_{i2} = r_b + (1+\beta)(r_e + R_L) \approx 1\text{k} + 101 \cdot (260 + 1\text{k}) = 128\text{k}\Omega$$

计算正半轴的输入电阻时,  $R_2$  和  $D_2$  支路是导通的,  $R_1$  和  $R_{i2}$  并联后与  $D_1$  串联, 故:

$$R_{i+} = (r_{D2} + R_2) // [r_{D1} + (R_1 // R_{i2})] \approx (260 + 193\text{K}) // (260 + 193\text{K} // 128\text{K}) \approx 55\text{K}\Omega \quad \text{【①】}$$

$T_1$  基极向外的等效电阻:

$$R_{Bo} = R_1 // [r_{D1} + (r_{D2} + R_2) // r_s] \approx 193\text{K} // [260 + (260 + 193\text{K}) // 1\text{K}] \approx 1.25\text{K}$$

故输出电阻:

$$R_{o+} = r_{e1} + (r_{b1} + R_{Bo}) / (1+\beta) \approx 260 + (1\text{K} + 1.25\text{K}) / 101 \approx 282\Omega \quad \text{【②】}$$

$$\text{而: } A_{V+} = R_{i+} / (R_{i+} + r_s) \cdot (R_1 // R_{i2}) / (r_{D1} + R_1 // R_{i2}) \cdot (1/R_{i2}) \cdot (\beta + 1) \cdot R_L \approx 0.77$$

负半周: 与正半周相同 (虽然一般会略有不同, 但本题的理想假设下, 确实相同)。

b) 看似只要  $V_{R1} > 0$ , 即可确保  $T_1$  在线性区。

但正半周  $V_{RL}$  增加时, 需有一定的  $I_{C1}$  和  $I_{B1}$ ,

而二极管要求  $D_1$  电流不可能由下向上, 即要求:  $I_{D1} = I_{R1} - I_{B1} \geq 0$

故可令  $I_{D1} = 0$  作为临界条件, 此时:

$$20 = I_{R1} \cdot R_1 + 0.7 + (1+\beta) I_{R1} R_L \rightarrow I_{R1} = 65.6\mu\text{A}$$

于是:

$$V_{R1} = R_1 \cdot I_{R1} = 12.7\text{V}$$

$$\text{故 } V_{o\text{max}} \approx 20 - 12.7 - 0.7 = 6.6\text{V}$$

利用对称性可知, 电路的线性动态范围为:  $[-6.6\text{V}, 6.6\text{V}]$

注: 这个结果只能算是粗糙的估计。因为两个二极管上的电流有大幅度的变化, 甚至会从偏置的  $100\mu\text{A}$  接近截止, 其实使用其微扰线性模型已经不太准确。

c) 延续上一个步骤, 最大不失真正弦输出信号范围为  $[-6.6\text{V}, 6.6\text{V}]$  时, 负载所获得的功率为:

$$P_{RL} = (1/2) V_{\text{max}}^2 / R_L = 2.2\text{mW}$$

而以正半周为例:  $V_{RL} = 6.6 \cdot \sin(2\pi ft)$  V, 电流为  $I_{RL} = 6.6 \cdot \sin(2\pi ft) / R_L$ ;

而这个电流基本全部来自于  $+V_{CC}$ 。

因此在正半周期里, 正电源的瞬时输出功率约为  $V_{CC} \cdot I_{RL}$ ,

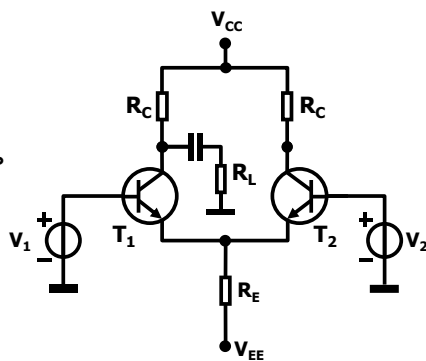
通过半个周期的积分平均可得:  $P_{VCC} \approx 6.6\text{V} \cdot 6.6\text{mA} \cdot 2 / \pi \approx 27.7\text{mW}$

因此, 整个电路的效率可以估计为:  $P_{RL} / P_{VCC} \approx 2.2\text{mW} / 27.7\text{mW} = 7.94\%$

【这个推挽电路的效率是非常低的, 这主要是因为  $R_1$  和  $R_2$  电阻过大 (为了追求高输入电阻), 导致信号幅度很小, 而这导致了系统的效率低迷】

## 16.3 差分放大器

- ☑ 右图两个BJT的  $\beta=100$ ,  $r_b \approx 1\text{K}\Omega$ ,  $r_c$  足够大。  
 $R_C=10\text{K}\Omega$ ,  $R_L=10\text{K}\Omega$ 。  
 $V_{CC}=20\text{V}$ ,  $V_{EE}=-20\text{V}$ ,  $R_E=19.3\text{K}\Omega$ 。  
 信号源  $V_1$  和  $V_2$  是纯正弦电压源。



请计算：

- $T_1$  和  $T_2$  的静态工作点和  $r_e$
- 差模增益  $A_{VD} = V_{RL} / (V_1 - V_2)$
- 共模增益  $A_{VC} = V_{RL} / [(V_1 + V_2)/2]$
- 共模抑制比  $K_{CMR} = A_{VD}/A_{VC}$

【提示：在差模输入时，节点A是交流地；  
 在共模输入时，可以考虑把  $R_E$  看成两个  $2R_E$  电阻的并联，并利用对称性，  
 二者的顶端之间并无电流】

参考答案：

- a)  $V_{BQ} = 0$ ;  $V_{EQ} = -0.7\text{V}$

$$I_{EQ} = (-0.7 - V_{EE})/R_E / 2 = 0.5\text{mA} \approx I_{CQ} \quad \rightarrow \quad I_{BQ} = 5\mu\text{A}; \quad V_{CQ} \approx V_{CC} - V_{RC} = 15\text{V}$$

$$r_{e1} = r_{e2} = 26\text{mV}/I_{EQ} = 52\Omega, \quad (\text{此时: } r_{be} = r_b + (1+\beta)r_e \approx 6.2\text{K}\Omega)$$

- b) 差模输入时， $R_E$  上端为动态地（交流电压为零），将电路裂开：

$$A_{VD} = -\beta(R_C \parallel R_L) / 2r_{be} = -40.3$$

- c) 共模输入时，将  $R_E$  看为两个  $2R_E$  电阻的并联，

由于共模输入时信号和电路完全对称（集电极的不对称不会影响发射结），则两个  $2R_E$  电阻之间的导线上是没有电流的，因此可以将电路裂开，成为发射极外部有个  $2R_E$  的共射放大器。此时：

$$\begin{aligned} A_{VC} &\approx -\beta(R_C \parallel R_L) / [r_b + (1+\beta)(r_e + 2R_E)] \\ &= -100 \cdot (10\text{k} \parallel 10\text{k}) / (6.2\text{k} + 101 \cdot 2 \cdot 19.3\text{k}) = -0.128 \end{aligned}$$

- d)  $K_{CMR} = |A_{VD}/A_{VC}| \approx 314$