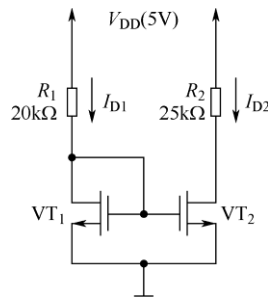


5.1 试比较 MOS 和 BJT 器件在各方面的异同点，如器件结构、符号、工作原理、特性、应用等。

解：BJT 是双极器件，而 MOSFET 是单极器件。BJT 有发射极、集电极和基极，而 MOSFET 有栅极、源极和漏极。BJT 是电流控制器件，由基极电流控制；而 MOSFET 是电压控制器件，由栅极电压控制。BJT 的开关速度限制高于 MOSFET。BJT 适合小电流应用，而 MOSFET 适合大功率功能。在数字和模拟电路中，目前认为 MOSFET 比 BJT 更常用。BJT 和 MOSFET 都有广泛的应用。在选择合适的器件时，需要考虑开关速度、控制方法、功耗、负载类型、效率和成本等几个因素。

5.2 电路如图题 5.1 所示，设两管特性相同， VT_1 的 (W/L) 是 VT_2 的 5 倍， $\mu_n = 1000 \text{cm}^2 / \text{V} \cdot \text{s}$ ，

$C_{ox} = 3 \times 10^{-8} \text{F/cm}^2$ ， $(W/L)_1 = 10$ ， $V_t = 2 \text{V}$ ，求 I_{D2} 的值。



图题 5.1

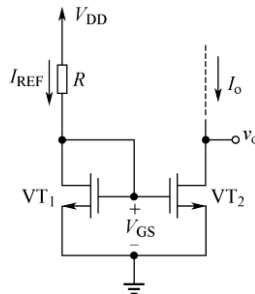
$$\text{解： } V_{G_1 S_1} = V_{G_1} = V_{D_1} = V_{DD} - I_{D_1} R_1, \quad I_{D_1} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_1 (V_{G_1 S_1} - V_t)^2$$

上式联立可得 $I_{D_1} = 0.1 \text{mA}$ ，则 $I_{D_2} = (W/L)_2 / (W/L)_1 I_{D_1} = 0.02 \text{mA}$

5.3 在 $V_{DD} = 1.8 \text{V}$ 和 $I_{REF} = 50 \mu\text{A}$ 的条件下，要求设计如图题 5.2 所示的电流源电路，以提

供额定值 $I_o = 50 \text{mA}$ 的输出电流。若 VT_1 和 VT_2 匹配，且 $k'_n W/L = 2.5 \text{mA/V}^2$ 、 $V_t = 0.5 \text{V}$ ，

求 R 的值和 V_o 最小允许值。



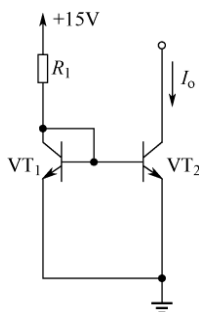
图题 5.2

$$\text{解： } I_o = I_{REF} = 50 \mu\text{A}, \quad \therefore I_{REF} = \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (v_{GS} - V_t)^2, \quad \therefore 50 \mu\text{A} = \frac{1}{2} \times 2.5 \text{mA} \times (v_{GS} - 0.5)^2$$

$$v_{GS} = 0.7\text{V} \text{ 或 } v_{GS} = 0.3\text{V} \text{ (舍去)}。 \because I_{REF} = \frac{V_{DD} - v_{GS}}{R}, \therefore R = 22\text{k}\Omega$$

要使 VT_2 工作在饱和区, $v_{GD} \leq V_t$, $0.7 - V_o \leq 0.5$, $\therefore V_o \geq 0.2\text{V}$, 最小值取 0.2V 。

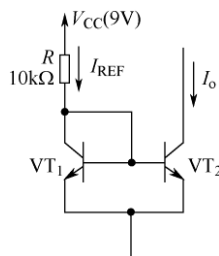
5.4 电流源电路如图题 5.3 所示, 设两个三极管完全匹配, $V_{BE}=0.7\text{V}$, β 足够大, $V_A=35\text{V}$, $R_1=14.3\text{k}\Omega$ 。试求 I_o 和 r_o 的值。



图题 5.3

$$\text{解: } I_{R1} = \frac{15 - V_{BE}}{R_1} = 1\text{mA}, \quad I_o = I_{R1} = 1\text{mA}, \quad r_o = \frac{V_A}{I_o} = 35\text{k}\Omega$$

5.5 电路如图题 5.4 所示, 两管参数相同, $\beta=100$, $V_{BE}=0.7\text{V}$, 求输出电流 I_o 。

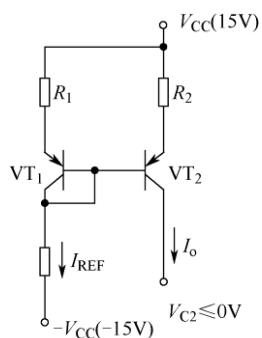


图题 5.4

$$\text{解: } I_{REF} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R} = 0.83\text{mA}, \quad I_{REF} = I_{C1} + I_{B1} + I_{B2} = I_{C1} \left(1 + \frac{2}{\beta}\right)$$

$$\therefore I_o = I_{C1} = \frac{I_{REF}}{1 + \frac{2}{\beta}} = 0.814\text{mA}$$

5.6 一电流源电路如图题 5.5 所示, 设 VT_1 , VT_2 管参数相同, $\beta=100$, $V_{BE}=-0.6\text{V}$, $V_{CE(sat)}=-0.3\text{V}$ 。若要使 $I_o=1\text{mA}$, $V_{C2} \leq 0\text{V}$, 且 $R_1=R_2$, 试确定电阻 R_1 、 R_2 的最大允许值。

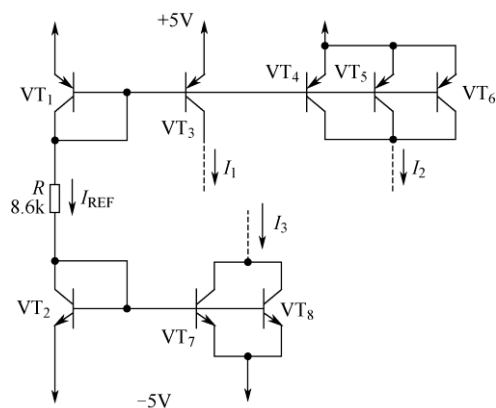


图题 5.5

解: $\because V_{EC2} \geq 0.3V$, 又 $\because V_{C2} \leq 0 \therefore V_{E2} - V_{C2} \geq 0.3$, $V_{E2} \geq V_{C2} + 0.3 \therefore V_{E2\min} = 0.3V$

$\therefore I_o = \frac{15 - V_{E2}}{R_2}$, $\therefore R_{2\max} = \frac{15 - V_{E2\min}}{I_o} = 14.7k\Omega$, R_1 和 R_2 的最大允许值为 $14.7k\Omega$ 。

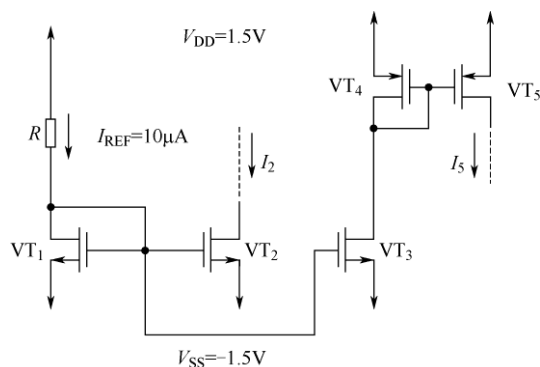
5.7 如图题 5.6 所示, 假设所有 BJT 均匹配, 且 β 都很大, 求图中标识的四个电流大小。



图题 5.6

解: $I_{REF} = \frac{5 - 0.7 - 0.7 - (-5)}{8.6k} = 1mA$, $I_1 = 1mA$, $I_2 = 3mA$, $I_3 = 2mA$ 。

5.8 如图题 5.7 所示, 已知 $(W/L)_1 = (W/L)_2 = 0.5(W/L)_3$, $(W/L)_4 = 0.25(W/L)_5$, 假设所有晶体管其他参数均匹配, 且都工作在饱和区, 求电路中的 I_2 和 I_5 的大小。

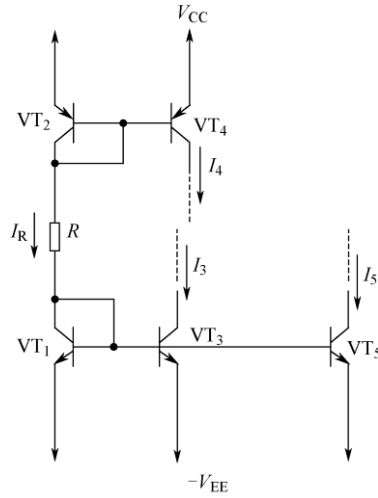


图题 5.7

$$\text{解: } I_2 = \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1} I_{REF} = 10\mu\text{A}, \quad I_3 = \frac{(W/L)_3}{(W/L)_1} I_{REF} = 20\mu\text{A}, \quad I_4 = I_3 = 20\mu\text{A},$$

$$I_5 = \frac{(W/L)_5}{(W/L)_4} I_4 = 80\mu\text{A}$$

5.9 如图题 5.8 所示, $I_5 = 2\text{mA}$, $V_{CC} = -V_{EE} = 10\text{V}$, $|V_{BE}| = 0.7\text{V}$, β 足够大。若各管其他参数匹配, 结面积关系为 $A_{E1} : A_{E3} : A_{E5} = 1 : 2 : 2$, $A_{E2} : A_{E4} = 2 : 1$, 则求 R 值及图中标的其他电流值。



图题 5.8

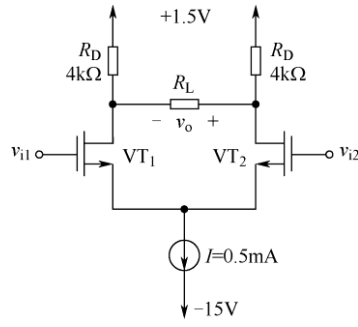
$$\text{解: 由于结面积关系为 } A_{E1} : A_{E3} : A_{E5} = 1 : 2 : 2, \text{ 故 } I_3 = \frac{A_{E3}}{A_{E5}} I_5 = 2\text{mA},$$

$$I_R = \frac{A_{E1}}{A_{E5}} I_5 = 1\text{mA}。 \because I_R = \frac{10 - 0.7 - 0.7 - (-10)}{R} = 1\text{mA}, \therefore R = 18.6\text{k}\Omega$$

$$\because A_{E2} : A_{E4} = 2 : 1, \therefore I_4 = \frac{A_{E4}}{A_{E2}} I_R = 0.5\text{mA}$$

5.10 如图题 5.9 所示电路, 已知 $W/L = 50$, $\mu_n C_{ox} = 250\mu\text{A/V}^2$, $V_A = 10\text{V}$, 恒流源 I 的输出电阻为 $400\text{k}\Omega$, $R_L = 8\text{k}\Omega$, 求:

- (1) 差分输出时的差模增益 A_d ;
- (2) 如果 R_L 接在 VT_1 的漏极与地之间, 求共模抑制比 CMRR。



图题 5.9

解：直流分析： $I_{D1} = I_{D2} = I / 2 = 0.25\text{mA}$

小信号参数： $g_m = g_{m1} = g_{m2} = \sqrt{2\mu_n C_{ox}(W/L)I_{D1}} = 2.5\text{mA/V}$,

$r_o = r_{o1} = r_{o2} = \frac{V_A}{I_{D1}} = 40\text{k}\Omega$ 。

(1) 差分输出时的差模增益： $A_d = g_m(r_o // R_D // \frac{R_L}{2}) = 4.762\text{V/V}$

(2) 单端输出时的差模增益为： $A_{d1} = -\frac{1}{2} g_m(r_o // R_D // R_L) = -3.125\text{V/V}$

共模增益为： $A_{vcm1} = -\frac{R_D // R_L}{2R_{SS}} = -0.0033\text{V/V}$

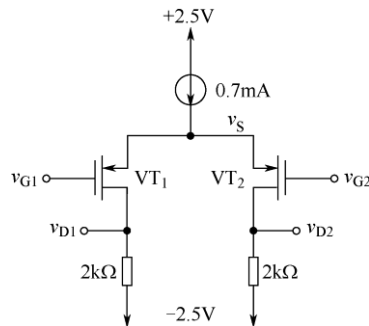
共模抑制比为： $CMRR = |\frac{A_{d1}}{A_{vcm1}}| = 937.5$

5.11 电路如图题 5.10 所示， $V_{tp} = -0.8\text{V}$, $k'_p(W/L) = 3.5\text{mA/V}^2$, $|V_{Ap}| = 10\text{V}$, 恒流源输出电阻为 $400\text{k}\Omega$, 求：

(1) V_G 、 V_D 和 V_S ；

(2) 当 $v_o = v_{d2} - v_{d1}$ 时差模增益为 A_{vd} ；

(3) 单端输出时共模增益 $|A_{vcm}|$ 和 $CMRR$ 。



图题 5.10

解: (1) (1) $V_G = 0V$ 、 $V_D = -2.5 + \frac{1}{2} \times 0.7m \times 2k = -1.8V$

$$I_D = \frac{1}{2} k_p' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)^2, \quad \frac{1}{2} \times 0.7m = \frac{1}{2} \times 3.5m \times (V_{GS} + 0.8)^2$$

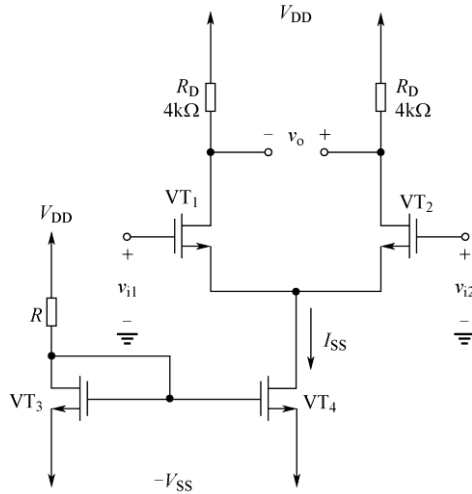
故 $V_{GS} = -1.25V$ 或 $V_{GS} = -0.35V$ (舍去), $V_S = V_G - V_{GS} = 0 - (-1.25V) = 1.25V$

$$(2) \quad g_m = \sqrt{2k_p' \frac{W}{L} I_D} = \sqrt{2 \times 3.5m \times 0.35m} = 1.57mA/V^2,$$

$$r_o = \frac{|V_{Ap}|}{I_D} = \frac{10}{0.35m} = 28.6k\Omega, \quad A_{vd} = g_m(R_D // r_o) = 1.57m \times (2k // 28.6k) = 2.93V/V$$

$$(3) \quad |A_{vcm}| = \frac{R_D}{2R_{SS}} = \frac{2k}{2 \times 400k} = 0.0025$$

5.12 如图题 5.11 所示, $V_{DD} = V_{SS} = 3.5V$, $R_D = 10k\Omega$, $I_{SS} = 0.4mA$ 。除 (W/L) 值外, 所有 MOS 器件的其他参数一致, 其中 $k_n' = 100\mu A/V^2$, $V_t = 0.6V$, $V_A \rightarrow \infty$ 。令 VT₃ 和 VT₄ 的 (W/L) 值大小一致, 且为 VT₁ 和 VT₂ 中 (W/L) 值的两倍, 若要使得 $A_{vd} = 10V/V$, 则求所有 MOS 管的 (W/L) 值, 同时确定电阻 R 的值。



图题 5.11

解: $A_{vd} = 10V/V = g_{m1}R_D = g_{m2}R_D$, 则 $g_{m1} = g_{m2} = 1mS$

根据题意可得 $I_{D1} = I_{D2} = \frac{1}{2} I_{SS} = 0.2mA$, 由 $g_{m1} = g_{m2} = \sqrt{2k_n' \left(\frac{W}{L}\right)_1 I_{D1}} = \sqrt{2k_n' \left(\frac{W}{L}\right)_2 I_{D2}}$

$$\text{则} \left(\frac{W}{L}\right)_1 = \left(\frac{W}{L}\right)_2 = 25, \quad \left(\frac{W}{L}\right)_3 = \left(\frac{W}{L}\right)_4 = 50$$

$$I_{D3} = 0.4\text{mA} = \frac{1}{2} k'_n \left(\frac{W}{L} \right)_3 (V_{GS3} - V_t)^2 \text{ 可得 } V_{GS3} = 1\text{V}, \text{ 则 } R = \frac{V_{DD} - V_{GS3} - (-V_{SS})}{I_{D3}} = 15\text{k}\Omega$$

5.13 电路如图题 5.12 所示, NMOS 差分对由 $I_{SS} = 0.2\text{mA}$ 的电流源提供偏置, 电流源的输出电阻 $R_{SS} = 100\text{k}\Omega$ 。放大器的漏极电阻 $R_D = 10\text{k}\Omega$, $V_{DD} = V_{SS} = 2.5\text{V}$ 。使用的晶体管的 $k'_n W/L = 3\text{mA/V}^2$, $V_t = 0.8\text{V}$, 且 r_o 很大。

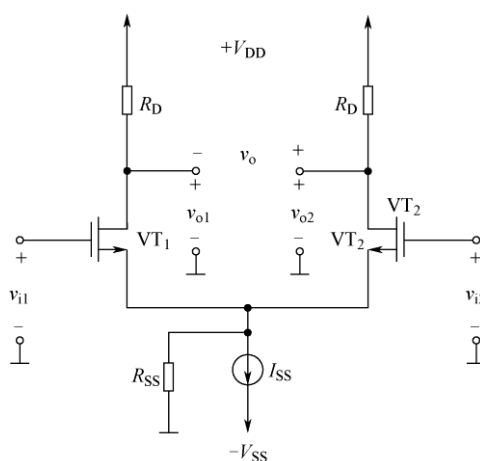
解: (1)、 $I_D = I_{D1} = I_{D2} = \frac{1}{2} I_{SS} = 0.1\text{mA}$, $V_D = V_{DD} - I_D R_D = 1.5\text{V}$

$$I_{D1} = \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (V_{GS1} - V_t)^2, \quad V_{GS} = 1.058\text{V} \text{ 或 } V_{GS} = 0.542\text{V} (\text{舍去}),$$

$$\because V_G = 0, \therefore V_S = -1.058\text{V}$$

$$(2)、g_m = \frac{2I_D}{V_{OV}} = 0.775\text{mA/V}, \quad |A_d| = \frac{1}{2} g_m R_D = 3.875\text{V/V}$$

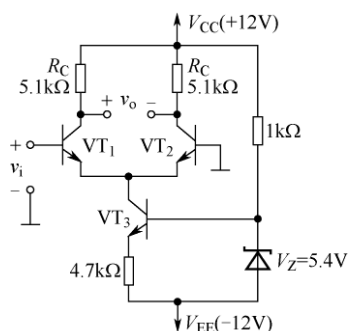
$$|A_{cm}| = \frac{R_D}{2R_{SS}} = 0.05\text{V/V}, \quad \text{CMRR} = \frac{|A_d|}{|A_{cm}|} = 77.5$$



图题 5.12

5.14 如图题 5.13 所示, 设三极管参数 $\beta=100$, $V_{BE} = 0.6\text{V}$, 求:

- (1) 静态工作点;
- (2) 差模电压增益 A_d ;
- (3) 当 v_i 为一直流电压 16mV 时, 计算输入端信号的差模分量与共模分量。



图题 5.13

解：(1) 直流分析：假设所有 BJT 都工作在放大区

$$I_{E3} = \frac{V_Z - V_{BE}}{4.7k} = 1\text{mA}, \quad \therefore I_C = I_{C1} = I_{C2} = I_{C3} / 2 = \alpha I_{E3} / 2 = 0.5\text{mA}$$

$$V_{E1} = V_{E2} = V_{C3} = -0.6\text{V}, \quad V_{C1} = V_{C2} = V_{CC} - I_C R_C = 9.45\text{V}$$

$$V_{E3} = V_{EE} + V_Z - V_{BE} = -7.5\text{V}, \quad \text{显然三个 BJT 都工作在放大区}$$

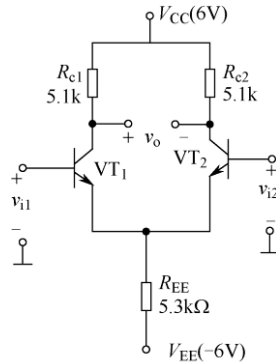
$$(2) \text{小信号参数: } g_m = I_C / V_T = 20\text{mA/V}$$

$$\text{差模电压增益 } A_d = -g_m R_C = -102\text{V/V}$$

$$(3) v_{i1} = 16\text{mV}, v_{i2} = 0 \therefore v_{id} = 16\text{mV}, v_{icm} = 8\text{mV}$$

5.15 差分放大电路如图题 5.14 所示，设两管的特性相同， $\beta=100$ ， $V_{BE}=0.7\text{V}$ ， r_o 可忽略，求：

- (1) 差模电压放大倍数 $A_{vd}=v_o/v_i$ ；
- (2) 差模输入电阻 R_{id} 和差模输出电阻 R_{od} 。
- (3) T_1 管单端输出时的差模电压放大倍数 A_{vd1} 。
- (4) 求单端输出时的共模抑制比 CMRR 。



图题 5.14

$$\text{解：(1) } I_{EE} = \frac{0 - 0.7 - (-6)}{5.3k} = 1\text{mA}, \quad I_{C1} = I_{C2} = \frac{1}{2} I_{EE} = 0.5\text{mA}$$

$$g_m = \frac{I_{C1}}{V_T} = 20\text{mA/V}, \quad A_{vd} = -g_m R_{C1} = -102\text{V/V}$$

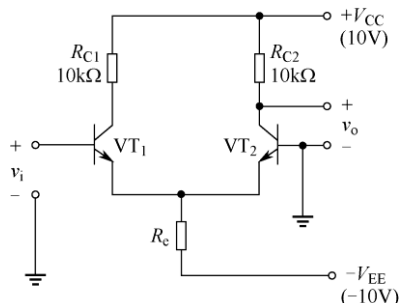
$$(2) r_\pi = \frac{\beta}{g_m} = 5k\Omega, \quad R_{id} = 2r_\pi = 10k\Omega, \quad R_{od} = 2R_C = 10.2k\Omega。$$

$$(3) A_{vd1} = \frac{1}{2} A_{vd} = -51\text{V/V}$$

$$(4) \text{CMRR} = g_m R_{EE} = 106\text{V/V}$$

5.16 如图题 5.15 所示，已知管子的参数相同， $\beta=100$ ， $V_{BE}=0.7\text{V}$ ，静态时 $V_o=5\text{V}$ 。

- 1) 估算 R_e 的值；
- 2) 求差模放大倍数 A_{vd} 的值；
- 3) 求共模放大倍数 A_{vc} 的值。



图题 5.15

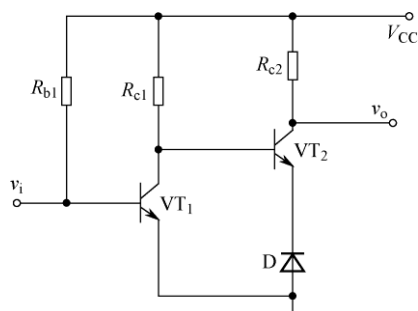
解：(1) 静态时， $\because I_{C2} = \frac{10 - V_o}{10\text{k}} = 0.5\text{mA}$ ， $\therefore I_{EE} = 2I_{C2} = 1\text{mA}$ ，

$$\therefore I_{EE} = \frac{0 - 0.7 - (-10)}{R_e}, \therefore R_e = 9.3\text{k}\Omega$$

$$(2) \quad g_m = \frac{I_{C2}}{V_T} = 20\text{mA/V}, \quad A_{vd} = \frac{1}{2} g_m R_{C2} = 100\text{V/V}$$

$$(3) \quad A_{vc} = -\frac{R_{C2}}{2R_e} = -0.54\text{V/V}$$

5.17 如图题 5.16 所给出的两级直接耦合放大电路中， $V_{BEQ1}=V_{BEQ2}=0.7\text{V}$ ，已知 $R_{b1}=240\text{k}\Omega$ ， $R_{c1}=3.9\text{k}\Omega$ ， $R_{c2}=500\Omega$ ，稳压管 D 的工作电压 $V_Z=4\text{V}$ ，三极管 T1 的 $\beta_1=45$ ，T2 的 $\beta_2=40$ ， $V_{CC}=24\text{V}$ ，试计算各级的静态工作点 I_{C1} 、 V_{CE1} 和 I_{C2} 、 V_{CE2} 。



图题 5.16

解：假设 T1 管工作在放大区： $I_{B1} = \frac{24 - 0.7}{240\text{k}} = 97\mu\text{A}$ ， $I_{C1} = \beta_1 I_{B1} = 4.365\text{mA}$ ，忽略

T2 管的基极电流， $V_{CE1} = 24 - 4.365\text{mA} \times 3.9\text{k} = 6.9765\text{V} > 0.3\text{V}$ ，故 T1 管工作在放大

区。 $\because D_Z$ 反向击穿, $\therefore V_{C1} = V_{B2} = 0.7 + 4 = 4.7\text{V}$, $V_{CE1} = V_{C1} = 4.7\text{V}$ 。

$$I_{RC1} = \frac{24 - 4.7}{3.9k} = 4.95\text{mA},$$

$$I_{B2} = I_{RC1} - I_{C1} = 4.95\text{mA} - 4.365\text{mA} = 0.585\text{mA}, \quad I_{C2} = \beta_2 I_{B2} = 23.4\text{mA},$$

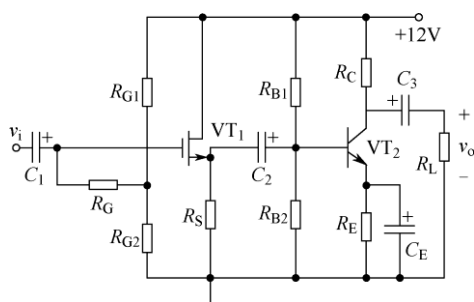
$$V_{CE2} = 24 - 23.4\text{mA} \times 500 - 4 = 8.3\text{V}$$

5.18 两级阻容耦合放大电路如图题 5.17 所示, 设旁路电容和耦合电容的容抗可忽略不计。

求: 1) 画出整个电路在中频段的小信号模型电路;

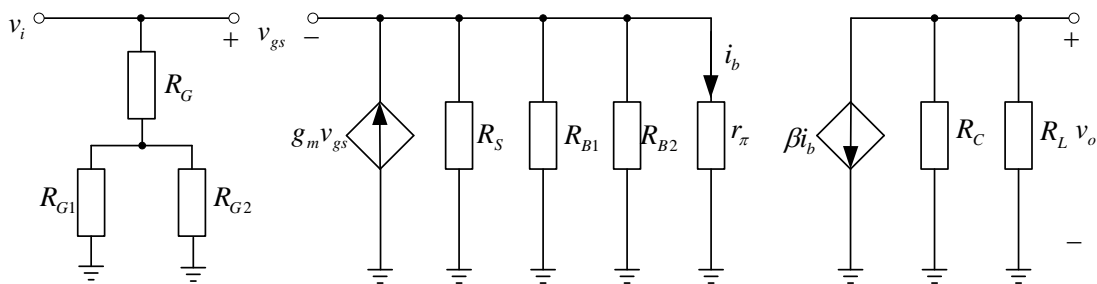
2) 第一级放大电路的电压增益 A_{v1} 的表达式;

3) 放大电路总的电压放大倍数 A_v 的表达式。



图题 5.17

解: (1)



$$(2) A_{v1} = \frac{v_{o1}}{v_i} = \frac{g_m v_{gs} (R_s // R_{i2})}{v_{gs} + g_m v_{gs} (R_s // R_{i2})} = \frac{g_m (R_s // R_{i2})}{1 + g_m (R_s // R_{i2})}, \text{ 其中: } R_{i2} = R_{B1} // R_{B2} // r_{\pi}$$

$$(3) A_{v2} = \frac{v_o}{v_{o1}} = -g_{m2} (R_C // R_L), \quad A_v = A_{v1} A_{v2}$$

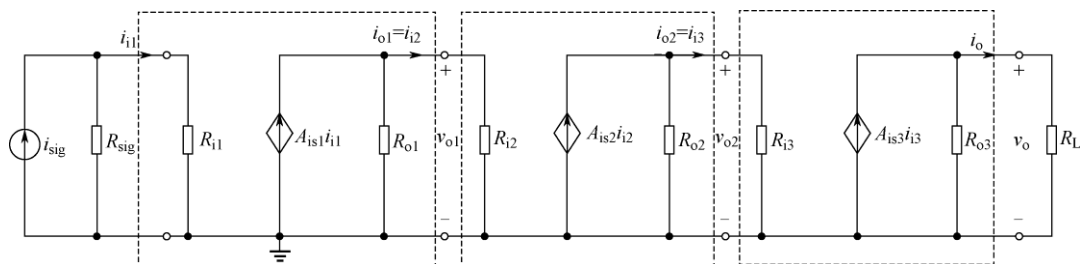
5.19 如图题 5.18 一个三级级联电流放大器系统, 已知第一级的 $R_{i1} = 100\text{k}\Omega$ 、 $A_{is1} = 10\text{A/A}$, $R_{o1} = 10\text{k}\Omega$; 第二级的 $R_{i2} = 10\text{k}\Omega$ 、 $A_{is2} = 1\text{A/A}$, $R_{o2} = 100\Omega$; 第三级的 $R_{i3} = 1\text{k}\Omega$ 、 $A_{is3} = 100\text{A/A}$, $R_{o3} = 1\text{k}\Omega$; 若 $R_{sig} = 10\text{k}\Omega$ 、 $R_L = 1\text{k}\Omega$;

(1) 求电路的源电流增益 A_{is} ;

(2) 若输入信号 $i_{sig} = 1\text{mA}$, 求输出电流 i_o ;

(3) 求三级电流放大器的 R_i 和 R_o 。对第二级放大器而言, 其输入电阻就是第一级放大器的

什么电阻？第二级的输出电阻就是第三级放大器的什么电阻？（信号源内阻/输入电阻/输出电阻/负载电阻）；



图题 5.18

解：（1）
$$A_{is} = \frac{i_o}{i_{sig}} = \frac{i_o}{i_{i3}} \cdot \frac{i_{i3}}{i_{i2}} \cdot \frac{i_{i2}}{i_{i1}} \cdot \frac{i_{i1}}{i_{sig}} = A_{is3} \frac{R_{o3}}{R_{o3} + R_L} \cdot A_{is2} \frac{R_{o2}}{R_{o2} + R_{i3}} \cdot A_{is1} \frac{R_{o1}}{R_{o1} + R_{i2}} \cdot \frac{R_{sig}}{R_{sig} + R_{i1}}$$

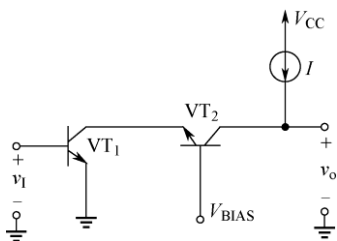
$$= 100 \cdot \frac{1k}{1k + 1k} \cdot 1 \cdot \frac{100}{100 + 1k} \cdot 10 \cdot \frac{10k}{10k + 10k} \cdot \frac{10k}{10k + 100k} = 2.07 A/A$$

（2）若输入信号 $i_{sig} = 1mA$ ， $i_o = 2.07mA$ ；

（3） $R_i = R_{i1} = 100k\Omega$ ， $R_o = R_{o3} = 1k\Omega$ ；对第二级放大器而言，其输入电阻就是第一级放大器的负载电阻，第二级的输出电阻就是第三级放大器的信号源内阻。

5.20 电路如图题 5.19 所示，请问：

- （1）该电路名称是什么？
- （2）直流偏置 V_{BIAS} 在电路中的作用是什么？
- （3）和单级的共射放大器相比，级联对开路电压增益、输出电阻以及带宽产生何种影响（增大/不变/减小）？



图题 5.19

解：（1）Cascode 电路；

（2） V_{BIAS} 为直流偏置，保证 VT_1 、 VT_2 始终工作在饱和区或者是放大区；

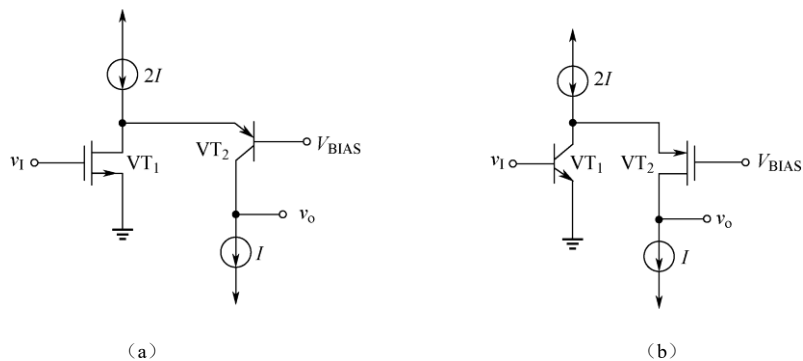
（3）与 CS 单级放大器相比，Cascode 电路的输出电阻得到了大大提高，输入电阻也极高，因此该电路在做中间放大级时可视为空载工作，也就是说具有极高的电压增益系数；该电路有效克服 CS 放大器中的米勒倍增效应，从而扩展 CS 放大器，乃至整个组合结构的上限频率。

5.21 图题 5.20 中给出了折叠型 cascode 放大器的其中两种可能实现的形式。假定对于 BJT 管， $\beta = 200$ ， $|V_A| = 100V$ ；对于 MOSFET 管， $k'W/L = 2mA/V^2$ ， $|V_A| = 50V$ ， $|V_t| = 0.6V$ 。已知 $I = 0.5mA$ ， $V_{BIAS} = 2V$ ， $|V_{CE(sat)}| = 0.2V$ 。假设电流源 I 和 $2I$ 是理想的。对于每一个电

路，求：

(1) VT_1 的偏置电流；(2) VT_1 和 VT_2 节点之间的电压（假定 $|V_{BE}| = 0.7V$ ）。

(3) 每个器件的 g_m 和 r_o ；(4) v_o 的最大允许值；(5) 输入电阻；(6) 画出小信号等效电路模型。



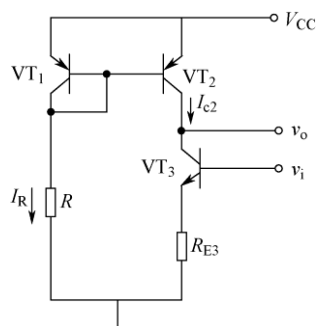
图题 5.20

解：

5.22 某集成运放的单元电路如图题 5.21 所示，设 V_{CC} 、 R 、晶体管的 β 、 V_{BE} 和 V_A 均为已知， VT_1 、 VT_2 管特性相同，

1) 写出 I_R 和 I_{C2} 的表达式；

2) 写出 VT_2 管集电极的输出电阻的表达式。



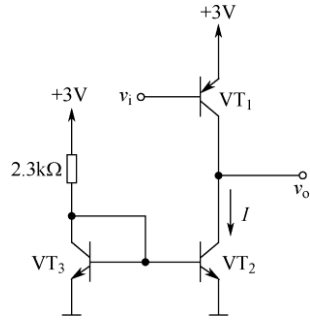
图题 5.21

解：(1)、 $I_{C2} = I_R = \frac{V_{CC} - V_{BE(on)}}{R}$ ，(2)、 $r_{o2} = r_{o1} = \frac{V_A}{I_{C2}}$ ，

$$R_{o2} = r_{o1} // r_{o2} = \frac{V_A}{2} \frac{R}{V_{CC} - V_{BE(on)}}$$

5.23 如图题 5.22 所示，已知各晶体管 $|V_{BE}| = 0.7V$ ， $|V_{A1}| = |V_{A2}| = 50V$ ， $\beta_1 = 50$ ， β_2 和 β_3 很大，

求：(1) 假设 VT_2 的集电结面积和 VT_3 相等，求 I 的值；(2) A_v 、 R_i 和 R_o 的值。



图题 5.22

(1) VT2 和 VT3 构成一对电流源，为 VT1 提供直流偏置，并作为 VT1 的有源负载

$$I = \frac{3 - V_{BE}}{2.3} = 1\text{mA}$$

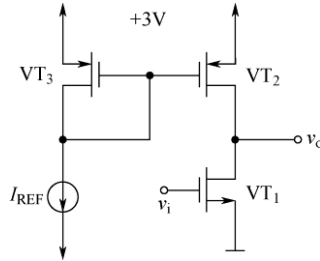
$$(2) r_{\pi 1} = \beta_1 \frac{V_T}{I} = 1.25\text{k}\Omega, \quad g_{m1} = \frac{I_C}{V_T} = 40\text{mA/V}, \quad r_{o1} = r_{o2} = \frac{|V_A|}{I} = 50\text{k}\Omega$$

$$A_v = -g_{m1}(r_{o1} // r_{o2}) = -1000\text{V/V}, \quad R_i = r_{\pi 1} = 1.25\text{k}\Omega, \quad R_o = r_{o1} // r_{o2} = 25\text{k}\Omega$$

5.24 如图题 5.23 所示，已知 $V_{tn} = |V_{tp}| = 0.6\text{V}$ ， $\mu_n C_{ox} = 200\mu\text{A/V}^2$ ， $\mu_p C_{ox} = 65\mu\text{A/V}^2$ ， $V_{An} = 20\text{V}$ ，

$|V_{Ap}| = 10\text{V}$ ， $I_{REF} = 200\mu\text{A}$ 。对于 VT₁、VT₂ 有 $L = 0.4\mu\text{m}$ ， $W = 4\mu\text{m}$ ，对于 VT₃ 有 $L = 0.4\mu\text{m}$ ，

$W = 8\mu\text{m}$ 。求 A_v 、 R_i 和 R_o 。



图题 5.23

解：VT2 和 VT3 组成恒流源电路，作为放大管 VT1 的有源负载，则

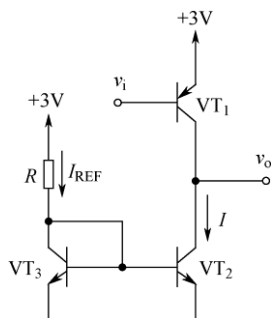
$$I_{D1} = I_{D2} = \frac{(W/L)_2}{(W/L)_3} I_{REF} = 100\mu\text{A}, \quad g_{m1} = \sqrt{2\mu_n C_{ox} (W/L)_1 I_{D1}} = 0.632\text{mA/V}$$

$$r_{o1} = \frac{V_{An}}{I_{D1}} = 200\text{k}\Omega, \quad r_{o2} = \frac{|V_{Ap}|}{I_{D2}} = 100\text{k}\Omega$$

$$A_v = -g_{m1}(r_{o1} // r_{o2}) = -42.164\text{V/V}, \quad R_i = \infty, \quad R_o = r_{o1} // r_{o2} = 66.667\text{k}\Omega$$

5.25 (设计题) 如图题 5.24 所示电路，假设 VT₂ 管发射结的面积是 VT₃ 管的 5 倍，各晶体管的 $|V_{BE}| = 0.7\text{V}$ ， β_2 、 β_3 均很大。(1)、设计 R 值，使参考电流 $I_{REF} = 0.1\text{mA}$ 。(2)、若放

大器的输出电阻 $R_o = 50\text{k}\Omega$ ，求 A_v 。



图题 5.24

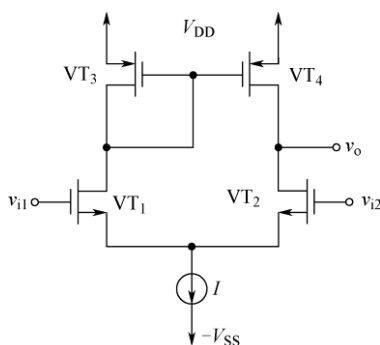
解：(1) $I_{REF} = \frac{3-0.7}{R} = 0.1\text{mA}$ $R = 23\text{k}\Omega$

(2) $\because \frac{I}{I_{REF}} = 5, \therefore I = 0.5\text{mA}$ $g_{m1} = I/V_T = 20\text{mA/V}$

$A_v = -g_{m1}R_o = -1000\text{V/V}$

5.26 在图题 5.25 所示的有源负载差分放大器中，若所有晶体管的 $k'W/L = 3.2\text{mA/V}^2$ ，

$|V_A| = 20\text{V}$ ，当增益为 $v_o/v_{id} = 80\text{V/V}$ 时，求偏置电流 I 。



图题 5.25

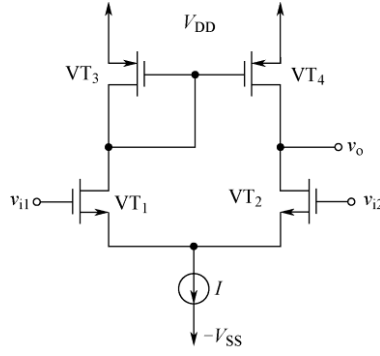
解： $A_d = \frac{v_o}{v_{id}} = g_m(r_{o2}/r_{o4}) = 80\text{V/V}$ ， $I_{D1} = I_{D2} = I_{D3} = I_{D4} = I/2$

$g_m = \sqrt{2k'_n(W/L)I_D}$ ， $r_{o2} = r_{o4} = \frac{|V_A|}{I_D}$ ， $\therefore I = 0.2\text{mA}$

5.27 在图题 5.26 所示的有源负载差分放大器中，所有晶体管的 $k'W/L = 0.2\text{mA/V}^2$ ，

$|V_A| = 20\text{V}$ 。若 $V_{DD} = 5\text{V}$ 且输入信号接近于地，当 $I = 100\mu\text{A}$ 时，计算 VT_1 和 VT_2 的 g_m 、 VT_2

和 VT_4 的输出电阻、总输出电阻及电压增益。当 $I = 400\mu\text{A}$ 时，重新求解上述参数。



图题 5.26

解：当 $I=100\mu\text{A}$ 时， $I_{D1}=I_{D2}=I_{D3}=I_{D4}=I/2=50\mu\text{A}$

$$g_m = g_{m1} = g_{m2} = \sqrt{2k'_n(W/L)I_D} = 0.141\text{mA/V}$$

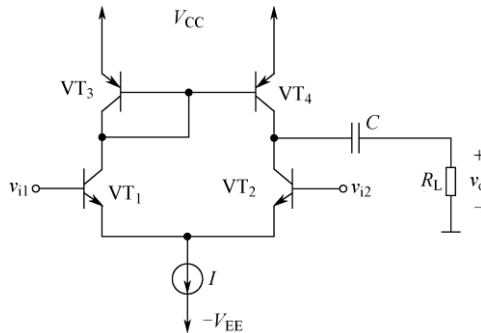
$$r_{o2} = r_{o4} = \frac{|V_A|}{I_D} = 400\text{k}\Omega, \quad R_o = r_{o2} // r_{o4} = 200\text{k}\Omega, \quad A_{vd} = g_m R_o = 28.2\text{V/V}$$

当 $I=400\mu\text{A}$ 时， $I_{D1}=I_{D2}=I_{D3}=I_{D4}=I/2=200\mu\text{A}$

$$g_m = g_{m1} = g_{m2} = \sqrt{2k'_n(W/L)I_D} = 0.282\text{mA/V}$$

$$r_{o2} = r_{o4} = \frac{|V_A|}{I_D} = 100\text{k}\Omega, \quad R_o = r_{o2} // r_{o4} = 50\text{k}\Omega, \quad A_{vd} = g_m R_o = 14.1\text{V/V}$$

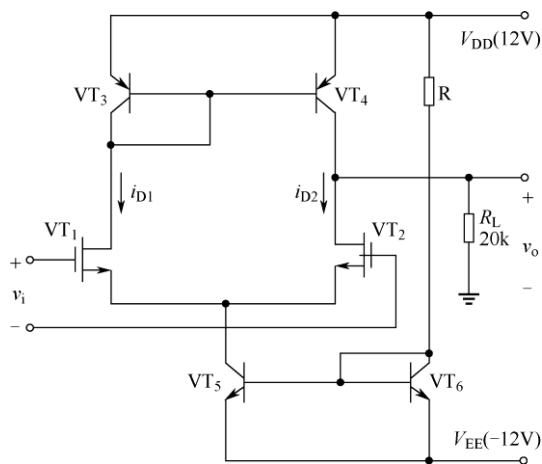
5.28 在图题 5.27 所示的有源负载差分放大器中，已知 4 个三极管的参数相同， $\beta=100$ ， $V_A=100\text{V}$ ， $|V_{BE}|=0.7\text{V}$ ， $I=2\text{mA}$ ， $V_{CC}=-V_{EE}=12\text{V}$ ， $R_L=200\text{k}\Omega$ 。求差模电压增益、差模输入电阻和输出电阻。



图题 5.27

解： $I_C = I_{C1} = I_{C2} = I_{C3} = I_{C4} = I/2 = 1\text{mA}$ ， $g_m = g_{m1} = g_{m2} = \frac{I_C}{V_T} = 40\text{mA/V}$ ，

$$r_o = r_{o2} = r_{o4} = \frac{|V_A|}{I_C} = 100\text{k}\Omega, \quad r_{\pi 1} = r_{\pi 2} = \frac{\beta}{g_m} = 2.5\text{k}\Omega$$



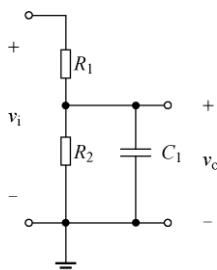
图题 5.29

解: (1)、 $I_{C6} = \frac{12 - 0.7 - (-12)}{23.3k} = 1mA$, $I_{C5} = I_{C6} = 1mA$, $I_{D1Q} = I_{D2Q} = \frac{I_{C5}}{2} = 0.5mA$

(2)、 VT_3 和 VT_4 作为 VT_1 和 VT_2 管的有源负载。

(3)、 $A_{vd} = g_m R_L = 50V/V$

5.31 求图题 5.30 中电路的时间常数和频率响应。



图题 5.30

解: 时间常数为 $\tau = C_1(R_1 // R_2)$, $f = \frac{1}{2\pi C_1(R_1 // R_2)}$;

$$A(s) = \frac{\frac{R_2}{1 + sR_2C_1}}{\frac{R_2}{1 + sR_2C_1} + R_1} = \frac{R_2}{R_2 + R_1 + sC_1R_1R_2} = \frac{\frac{R_2}{R_1 + R_2}}{1 + sC_1\frac{R_1R_2}{R_1 + R_2}}$$

5.32 学习 150 页附录 B (见二维码), 画出传递函数 $H(j\omega) = \frac{2 \times 10^3 j\omega}{(j\omega + 10)(j\omega + 10^2)}$ 的折线波特图。

解: 将 $H(j\omega)$ 化成标准形式:

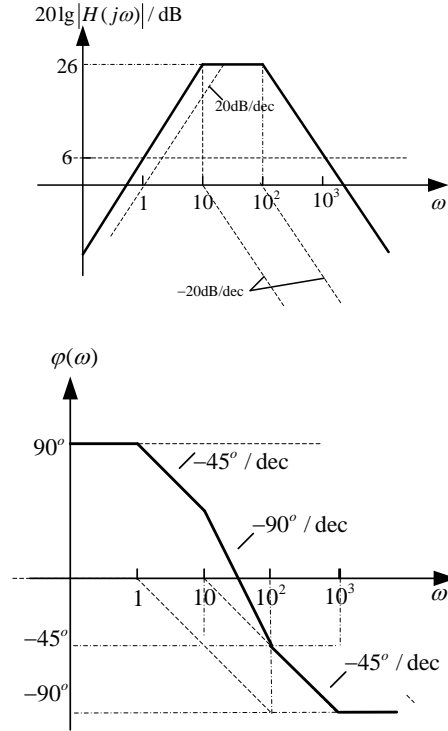
$$H(j\omega) = \frac{2 \times 10^3 j\omega}{(1 + j\omega/10)(1 + j\omega/10^2)} = \frac{2|j\omega|}{\left|1 + \frac{j\omega}{10}\right| \left|1 + \frac{j\omega}{10^2}\right|} \angle 90^\circ - \arctan \frac{\omega}{10} - \arctan \frac{\omega}{10^2}$$

幅频响应函数可写为：

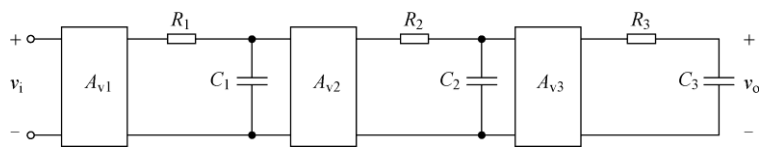
$$20\lg|H(j\omega)| = 20\lg 2 + \lg|j\omega| - 20\lg\left|1 + \frac{j\omega}{10}\right| - 20\lg\left|1 + \frac{j\omega}{10^2}\right|$$

$$\varphi(\omega) = 90^\circ - \arctan \frac{\omega}{10} - \arctan \frac{\omega}{10^2}$$

画出幅频特性和相频特性中每一项的直线波特图，通过图形叠加可得总的传递函数的直线波特图，如图所示。



5.33 图题 5.31 所示的三级放大电路中， A_{v1} 、 A_{v2} 和 A_{v3} 为各理想电压放大器的增益，它们的输入电阻为无穷大，输出电阻为零。已知 $R_1C_1=10R_2C_2=100R_3C_3$ ，试画出折线波特图。



图题 5.31

解：根据题意，三级放大器的中频增益 $A_v = A_{v1} \cdot A_{v2} \cdot A_{v3}$ ，有三个极点角频率，分别是

$$\omega_{p1} = \frac{1}{R_1C_1}、\omega_{p2} = \frac{1}{R_2C_2}、\omega_{p3} = \frac{1}{R_3C_3}，\text{且 } \omega_{p1} < \omega_{p2} < \omega_{p3}。$$

直接写出三级放大器的传递函数：

$$A_v(s) = \frac{A_v}{(1 + s/\omega_{p1})(1 + s/\omega_{p2})(1 + s/\omega_{p3})}$$

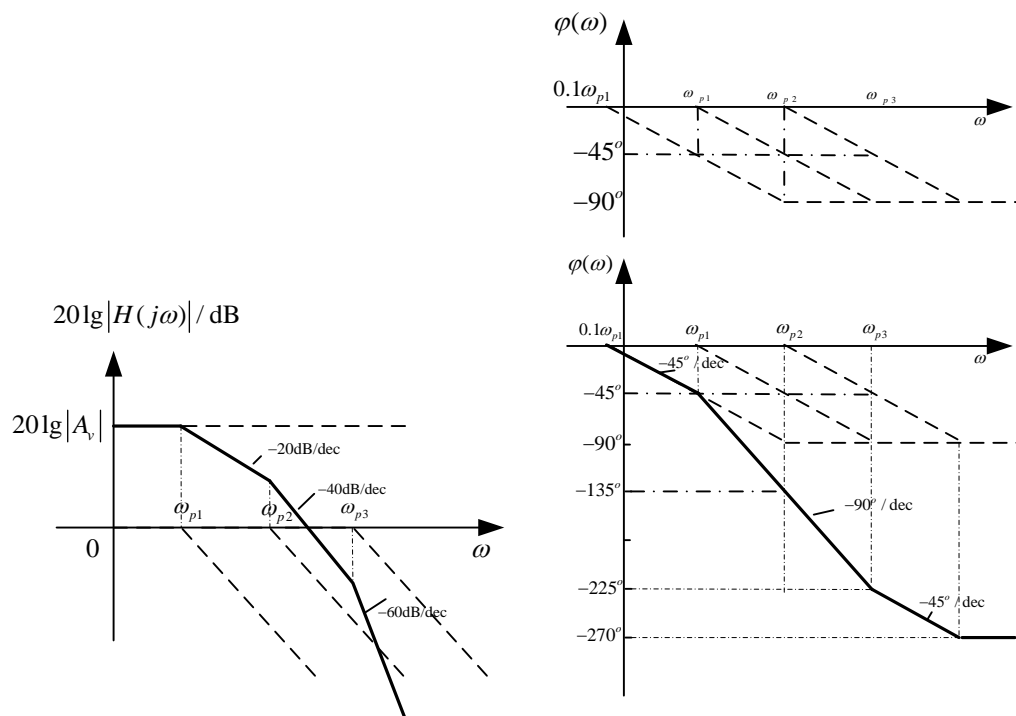
相应的增益函数：

$$A_v(j\omega) = \frac{A_v}{(1 + j\omega/\omega_{p1})(1 + j\omega/\omega_{p2})(1 + j\omega/\omega_{p3})}$$

它的幅频特性和相频特性分别为：

$$A_v(\omega)|_{dB} = 20\lg A_v - 20\lg \sqrt{1 + (\omega / \omega_{p1})^2} - 20\lg \sqrt{1 + (\omega / \omega_{p2})^2} - 20\lg \sqrt{1 + (\omega / \omega_{p3})^2}$$

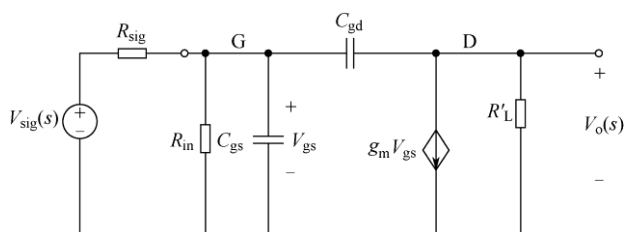
$$\varphi(\omega) = -\arctan(\omega / \omega_{p1}) - \arctan(\omega / \omega_{p2}) - \arctan(\omega / \omega_{p3})$$



5.34 求 MOSFET 工作在 $I_D=100\mu A$ 和 $V_{OV}=0.25V$ 时的 f_T 值。已知该 MOSFET 的 $C_{gs}=20fF$, $C_{gd}=5fF$ 。

$$\text{解: } g_m = 2I_D/V_{OV} = 0.8mA/V, \quad f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_{gs} + C_{gd})} = 5.09MHz$$

5.35 一个 MOS 共源放大器的等效电路如图题 5.32 所示, 分析其高频响应。在这个设计中, $R_{sig} = 1M\Omega$, $R_{in} = 5M\Omega$, $R'_L = 100k\Omega$, $C_{gs} = 0.2pF$, $C_{gd} = 0.1pF$, $g_m = 0.3mA/V$ 。试用米勒定理估算中频增益、米勒倍增因子和电路的 3dB 频率。



图题 5.32

解: 共源放大电路高频响应分析引入密勒等效方法

$$A_M = \frac{-g_m R'_L R_{in}}{R_{sig} + R_{in}} = \frac{-0.3 \times 10^{-3} \times 100 \times 10^3 \times 5 \times 10^6}{(1+5) \times 10^6} = -25$$

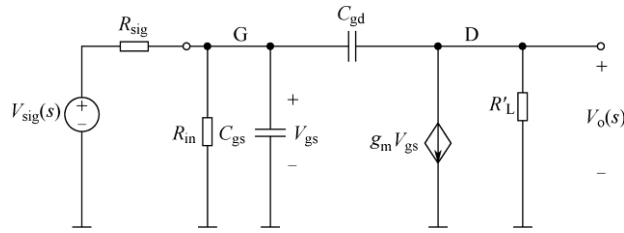
$$\text{等效电容 } C_{eq} = (1 + g_m R'_L) C_{gd} = 31 \times 0.5 = 15.5 \text{ pf}$$

$$C_{in} = C_{eq} + C_{gs} = 15.5 + 2 = 17.5 \text{ pf}$$

$$3\text{dB 频率 } f_H = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{R_{sig} \parallel R_{in} \cdot C_{in}} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{(5 \parallel 1) \times 10^6 \times 17.5 \times 10^{-12}} = 11 \text{ kHz}$$

5.36 放大器的模型如图题 5.32 所示，已知 $g_m = 5 \text{ mA/V}$ ， $R_{sig} = 150 \text{ k}\Omega$ ， $R_{in} = 0.65 \text{ M}\Omega$ ，

$R'_L = 10 \text{ k}\Omega$ ， $C_{gs} = 2 \text{ pF}$ ， $C_{gd} = 0.5 \text{ pF}$ 。试用开路时间常数法求对应的中频电压增益、开路时间常数和 3dB 频率的估计值。



图题 5.32

解：1. $A_{VM} = -g_m R'_L \frac{R_{in}}{R_{sig} + R_{in}} = -5 \times 10^{-3} \times 10 \times 10^3 \frac{0.65 \times 10^6}{150 \times 10^3 + 0.65 \times 10^6} = -40.6$

2. 由于有 3 个电容 C_{gs} 、 C_{gd} 和 C_L ，故有 3 个对应的开路时间常数

(a) C_{gs} 对应的等效电阻为 $R_{eq1} = R_{sig} \parallel R_{in} = 122 \text{ k}\Omega$

$$\tau_{gs} = C_{gs} \cdot R_{eq1} = 2 \times 10^{-12} \times 122 \times 10^3 = 244 \times 10^{-9} = 0.244 \times 10^{-6} \text{ s}$$

(b) C_L 对应的等效电阻 $R_{eq2} = R'_L$

$$\tau_L = 3 \times 10^{-12} \times 10 \times 10^4 = 0.3 \times 10^{-6} \text{ s}$$

5.37 一个工作在 $I_C = 2 \text{ mA}$ 的晶体三极管， $C_\mu = 1 \text{ pF}$ ， $C_\pi = 10 \text{ pF}$ ， $\beta = 150$ 。求 f_T 和 f_β 的值。

解： $g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{2 \text{ mA}}{25 \text{ mV}} = 80 \text{ mS}$

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_\mu + C_\pi)} = \frac{80 \times 10^{-3}}{2\pi(1 \times 10^{-12} + 10 \times 10^{-12})} = 11.57 \times 10^8 \text{ Hz} = 1.157 \text{ GHz}$$

$$f_\beta = \frac{f_T}{\beta} = 7.713 \text{ MHz}$$

5.38 一个 BJT 工作在 $I_C = 0.5 \text{ mA}$ 时， $f_T = 5 \text{ GHz}$ ， $C_\mu = 0.1 \text{ pF}$ 。计算 C_π 、 g_m 的值。当 $\beta = 150$ 时，求 r_π 和 f_β 。

解： $g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{0.5 \text{ mA}}{25 \text{ mV}} = 20 \text{ mS}$

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_\mu + C_\pi)} \quad , \quad C_\pi = \frac{g_m}{\omega_T} - C_\mu = 0.637 - 0.1 = 0.537 \text{ pf}$$

$$r_{\pi} = \frac{V_T}{I_C} \beta = \frac{25\text{mV}}{0.5\text{mA}} \times 150 = 7.5\text{k}\Omega$$

$$f_{\beta} = \frac{f_T}{\beta} = \frac{5 \times 10^9}{150} = 33.3\text{MHz}$$

5.39 对于单位增益频率为 1GHz 和 $\beta_0=200$ 的 BJT, 在什么频率处 β 的大小变为 20? f_{β} 为多少?

解: 根据题意 $f_T = 10^9\text{Hz}$, $\beta = 200$

$$f_{\beta} = \frac{f_T}{\beta_0} = 5\text{MHz}$$

当 $f > f_{\beta}$ 时, 下降曲线的斜率为 -20dB/十倍频, 即

$$\beta = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + \left(f/f_{\beta}\right)^2}} \approx \frac{\beta_0}{f/f_{\beta}}$$

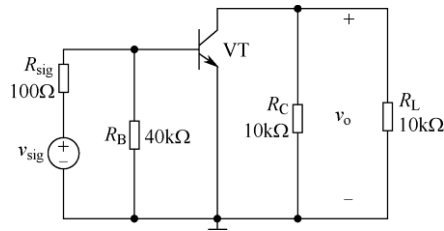
$$\text{当 } \beta=20 \text{ 时对应的频率 } f = \frac{\beta_0}{\beta} \cdot f_{\beta} = 50\text{MHz}$$

5.40 共射放大电路的交流通路如图题 5.33 所示, 已知: 电路中 $I_{CQ}=1\text{mA}$, 器件参数为

$f_T=500\text{MHz}$, $\beta=100$, $C_{\mu}=0.5\text{pF}$ 。试:

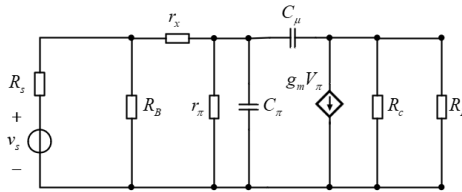
(1) 画出放大电路的高频小信号等效电路, 并求其参数 C_{π} 的值;

(2) 求 C_{μ} 等效到输入端的密勒等效电容值 C_{eq} 。



图题 5.33

解: (1)



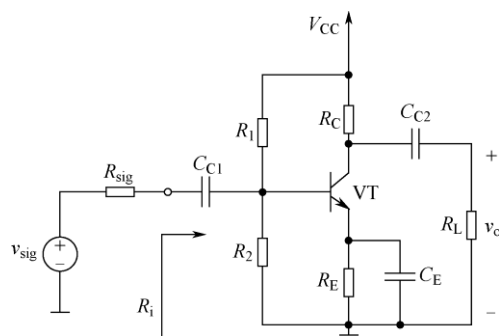
$$f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_{\pi} + C_{\mu})}$$

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = 40\text{mA/V}$$

$$\therefore C_{\pi} = \frac{g_m}{2\pi f_T} - C_{\mu} = 12.232\text{pF}$$

$$(2) C_{eq} = [1 + g_m(R_C // R_L)]C_{\mu} = 100.5\text{pF}$$

5.41 考虑图题 5.34 所示的共发射极放大器, $R_{\text{sig}} = 5\text{k}\Omega$, $R_1 = 33\text{k}\Omega$, $R_2 = 22\text{k}\Omega$, $R_E = 3.9\text{k}\Omega$, $R_C = 4.7\text{k}\Omega$, $R_L = 5.6\text{k}\Omega$, $V_{\text{CC}} = 5\text{V}$ 。当 $\beta_0 = 120$, $r_o = 300\text{k}\Omega$ 以及 $r_x = 50\Omega$ 时, 发射极直流电流 $I_E \approx 0.3\text{mA}$ 。求输入电阻 R_{in} 和中频增益 A_M 。如果指定晶体管 $f_T = 700\text{MHz}$, $C_\mu = 1\text{pF}$, 求上限 3dB 频率 f_H 。



图题 5.34 共发射极放大器

解:

$$r_\pi = \frac{V_T}{I_E} (1 + \beta) = \frac{25\text{mV}}{0.3\text{mA}} \times 121 = 10.1\text{k}\Omega$$

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{0.3}{25} = 12\text{ms}$$

$$R_{\text{in}} = R_1 \parallel R_2 \parallel (r_x + r_\pi) = 33 \parallel 22 \parallel 10.1 = 5.72\text{k}\Omega$$

$$A_M = \frac{-\beta R_C \parallel R_L \parallel r_o}{r_x + r_\pi} = \frac{-120 \times (4.7 \parallel 5.6 \parallel 300)}{10.1 + 0.05} = -30.0$$

当晶体管的 $f_T = 700\text{MHz}$, $C_\mu = 1\text{pF}$ 时

$$C_\pi = \frac{g_m}{2\pi f_T} - C_\mu = \frac{12 \times 10^{-3}}{2\pi \times 700 \times 10^6} - 1 \times 10^{-12} = 1.73\text{pF}$$

$$R'_L = R_C \parallel R_L \parallel r_o = 2.53\text{k}\Omega$$

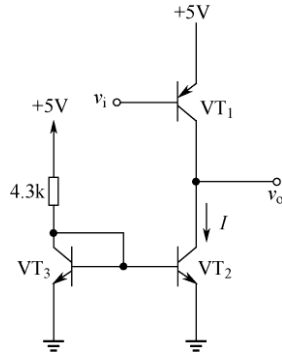
$$C_{\text{eq}} = C_\pi + (g_m R'_L + 1) C_\mu = 1.73 \times 10^{-12} + (1 + 30) \times 10^{-12} = 32.7\text{pF}$$

$$R_{\text{eq}} = (r_x + R_1 \parallel R_2 \parallel R_{\text{sig}}) \parallel r_\pi = 3.65 \times 10^3 \parallel 10.1 \times 10^3 = 2.68\text{k}\Omega$$

$$\therefore f_H = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{C_{\text{eq}} R_{\text{eq}}} = \frac{1}{2\pi \times 32.7 \times 10^{-12} \times 2.68 \times 10^3} = 1.82\text{MHz}$$

5.42 BJT 的有源负载共射放大电路如图题 5.35 所示, 已知各晶体管 $|V_{\text{BE}}| = 0.7\text{V}$, $|V_{\text{A1}}| = |V_{\text{A2}}| = 50\text{V}$, $\beta_1 = 50$, β_2 和 β_3 都很大, $C_\pi = 10\text{pF}$, $C_\mu = 0.5\text{pF}$ 。

- (1) 求共射放大器的输出电阻 R_o ;
- (2) 求共射放大器的电压增益 v_o/v_i ;
- (3) 不考虑 VT2 输出电容的影响, 求 f_H 的值 (利用米勒等效)。



图题 5.35

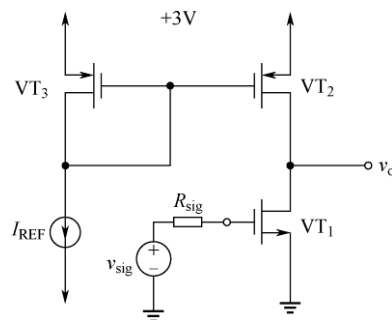
解：(1)、 $I = I_3 = \frac{5-0.7}{4.3k} = 1\text{mA}$, $r_{o1} = r_{o2} = \frac{|V_A|}{I} = 50k\Omega$, $R_o = r_{o1} // r_{o2} = 25k\Omega$

(2)、 $g_{m1} = \frac{I}{V_T} = 40\text{mA/V}$, $A_v = \frac{v_o}{v_i} = -g_{m1}R_o = -1000\text{V/V}$

(3)、 $C_{eq} = (1 + g_{m1}R_o)C_\mu = 500.5\text{pF}$, $C_{in} = C_{eq} + C_\pi = 510.5\text{pF}$

$r_{\pi1} = \frac{\beta_1}{g_{m1}} = 1.25k\Omega$, $f_H = \frac{1}{2\pi C_{in} r_\pi} = 250\text{kHz}$

5.43 如图题 5.36 所示, 已知 $V_m = |V_p| = 0.6\text{V}$, $\mu_n C_{ox} = 200\mu\text{A/V}^2$, $\mu_p C_{ox} = 65\mu\text{A/V}^2$, $V_{An} = |V_{Ap}| = 10\text{V}$, $I_{REF} = 100\mu\text{A}$, $R_{sig} = 5k\Omega$ 。所有晶体管的 $L = 0.4\mu\text{m}$, $W = 0.8\mu\text{m}$ VT₁ 的 $C_{gs} = 0.02\text{pF}$, $C_{gd} = 0.005\text{pF}$ 。试求: 1)中频增益 A_M ; 2)电流源 VT₂ 的输出电阻; 3)不考虑 VT₂ 输出电容的影响, 求 f_H 的值 (利用米勒等效)。



图题 5.36

解：(1)、 $\because I_1 = I_2 = I_3 = I_{REF} = 100\mu\text{A}$, $I_{D1} = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)^2$

所以 $V_{OV} = V_{GS} - V_t = 0.707V$ (舍去负值)

$$\therefore g_{m1} = 2I_{D1} / V_{OV} = 0.283\text{mA/V},$$

$$r_{o1} = r_{o2} = |V_A| / I_{REF} = 100\text{k}\Omega, A_M = -g_{m1}(r_{o1} // r_{o2}) = -14.15\text{V/V}$$

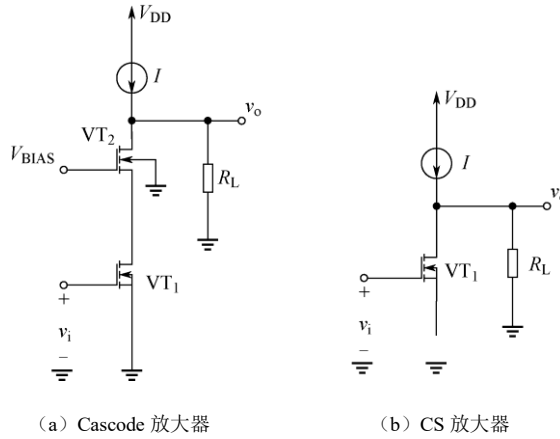
(2)、电流源的输出电阻为: $r_{o2} = 100\text{k}\Omega$

$$(3)、C_{in} = [1 + g_{m1}(r_{o1} // r_{o2})]C_{gd} + C_{gs} = 0.09575\text{pF}$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi R_{sig} C_{in}} = 332\text{MHz}$$

5.44 电路如图题 5.37 所示, 通过下面的一个例子, 比较 Cascode 放大器和 CS 放大器来说明 Cascode 级联的优点:

假定所有 MOS 管工作时 $I_D = 100\mu\text{A}$, $g_m = 1.25\text{mA/V}$, $r_o = 20\text{k}\Omega$, $C_{gs} = 20\text{fF}$, $C_{gd} = 5\text{fF}$, $C_{db} = 5\text{fF}$, 最后输出端的 $C_L = 10\text{fF}$ (包含 C_{db2})。CS 放大器的 $R_L = r_o = 20\text{k}\Omega$, cascode 放大器的 $R_L = 20\text{k}\Omega$ 。当信号源 $R_{sig} = 10\text{k}\Omega$ 时, 试求两种放大器各自的 A_v , f_H 以及增益带宽积 f_t 。



图题 5.37

解: 对于 Cascode 放大器: $R_o = r_o + r_o + g_m r_o r_o = 240\text{k}\Omega$

$$A_v = -g_m r_o (1 + g_m r_o) \frac{R_L}{R_L + R_o} = -50\text{V/V}$$

$$\begin{aligned} \tau &= C_{gs} R_{sig} + C_{gd} \left[(1 + g_m \frac{1}{g_m}) R_{sig} + \frac{1}{g_m} \right] + (C_{db} + C_{gs}) \frac{1}{g_m} + (C_L + C_{gd})(R_L // R_o) \\ &= 5.79 \times 10^{-10} \text{s} \end{aligned}$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi\tau} = 274.88\text{MHz}, f_t = f_H |A_v| = 13.74\text{GHz}$$

对于 CS 放大器: $A_v = -g_m(r_o // R_L) = -12.5\text{V/V}$

其输入端的等效电容 $C_{eq} = (1 + g_m R'_L) C_{gd} = 67.5 fF$

输出端的等效电容 $C'_{eq} = \left(1 + \frac{1}{g_m R'_L}\right) C_{gd} = 5.37 fF$

则输入端电容 $C_{in} = C_{gs} + C_{eq}$ ，输出端电容为 $C_{out} = C_L + C'_{eq}$

$$f_H = \frac{1}{2\pi \left[(C_{gs} + C_{eq}) R_{sig} + (C_L + C'_{eq}) (R_L // r_o) \right]} = 154.7 MHz, f_t = f_H |A_v| = 1.93 GHz.$$

由于两级级联过程中大大降低了第一级的米勒倍增因子，因此使得第一级的带宽大大增加，而第二级本身就是宽带放大器，因此整体而言电路的带宽将比单级 CS 放大器有较大扩展。