

2015年春季学期期末考题

- 卷面满分**108**分，超过**100**分按**100**分计。数值计算保留**3**位有效位数。
-
- 一、填空题（**68**分，请在试题纸对应空位填空或画图，选择填空题可选项在括号后<...>内选取填入）
- 二、共基组态晶体管输入阻抗分析 **7**分
- 三、MOSFET电流源分析 **11**分
- 四、晶体管放大电路分析 **22**分

考试情况

- 期末最高卷面分 103 101.5 99

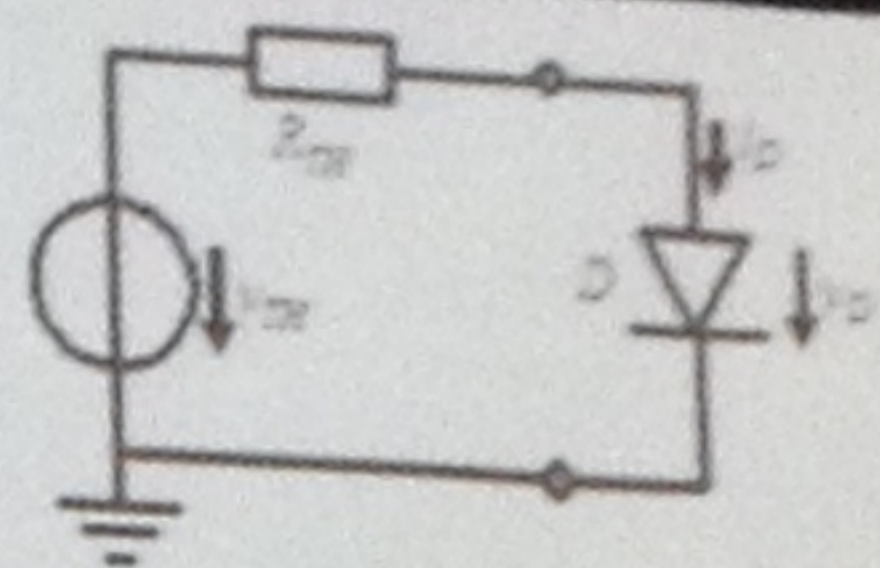
	期末卷面分		总评分	
• 90分以上	34	13%	75	28%
• 80分以上	46	17%	83	31%
• 70分以上	53	20%	40	15%
• 60分以上	36	13%	53	20%
• 50分以上	26	10%	15	6%
• 50分以下	71	27%		

- 总共 266人
- 平均分 65

80



非线性电路方程列写



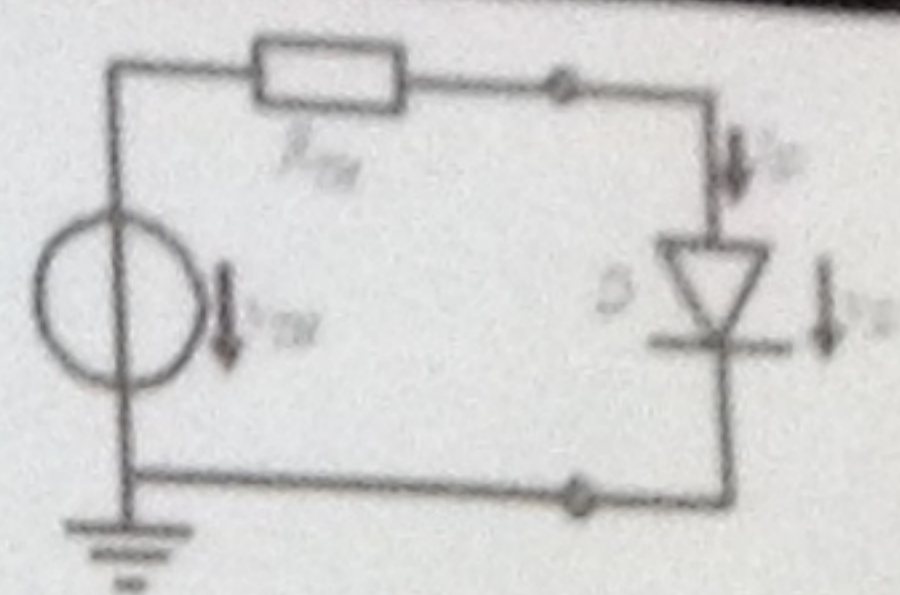
- 如图1所示，这是一个戴维南源驱动PN结二极管的电路，其中戴维南源电压 $V_{TH}=5V$ ，戴维南源内阻为 $R_{TH}=1k\Omega$ ，二极管伏安特性满足指数律关系

$$i_D = I_{S0} \left(e^{\frac{v_D}{V_T}} - 1 \right)$$

- 其中 v_D ， i_D 是二极管由P端指向N端关联参考方向定义下的端口电压和端口电流， $I_{S0}=20fA$ 是二极管反向饱和电流，热电压 $V_T=26mV$ ，以二极管电压 v_D 为待求量，列写关于 v_D 的电路方程
 $f(v_D)$ 以 V_{TH} ， R_{TH} ，及 I_{S0} 、 V_T 等为已知参量，
 $f(v_D) = (\quad) = 0$ 。

1分

非线性电路方程列写



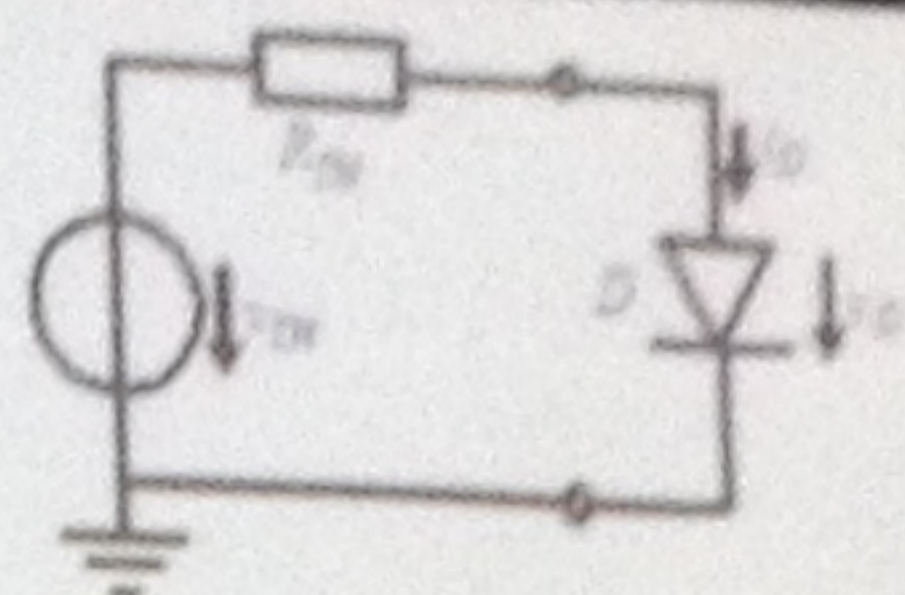
- 如图1所示，这是一个戴维南源驱动PN结二极管的电路，其中戴维南源电压 $V_{TH}=5V$ ，戴维南源内阻为 $R_{TH}=1k\Omega$ ，二极管伏安特性满足指数律关系

$$i_D = I_{S0} \left(e^{\frac{v_D}{v_T}} - 1 \right)$$

- 其中 v_D ， i_D 是二极管由P端指向N端关联参考方向定义下的端口电压和端口电流， $I_{S0}=20fA$ 是二极管反向饱和电流，热电压 $v_T=26mV$ ，以二极管电压 v_D 为待求量，列写关于 v_D 的电路方程 $f(v_D)=0$ ，以 v_{TH} ， R_{TH} ，及 I_{S0} 、 v_T 等为已知参量，该电路方程为 $f(v_D) = \left(v_D + R_{TH} I_{S0} \left(e^{\frac{v_D}{v_T}} - 1 \right) - v_{TH} \right) = 0$ 。

$$v_D + R_{TH} I_{S0} \left(e^{\frac{v_D}{v_T}} - 1 \right) - v_{TH} = 0$$

非线性电路方程列写



- 如图1所示，这是一个戴维南源驱动PN结二极管的电路，其中戴维南源电压 $V_{TH}=5V$ ，戴维南源内阻为 $R_{TH}=1k\Omega$ ，二极管伏安特性满足指数律关系

$$i_D = I_{S0} \left(e^{\frac{v_D}{V_T}} - 1 \right)$$

- 其中 v_D ， i_D 是二极管由P端指向N端关联参考方向定义下的端口电压和端口电流， $I_{S0}=20fA$ 是二极管反向饱和电流，热电压 $v_T=26mV$ ，以二极管电压 v_D 为待求量，列写关于 v_D 的电路方程 $f(v_D)=0$ ，以 v_{TH} ， R_{TH} ，及 I_{S0} 、 v_T 等为已知参量，该电路方程为 $f(v_D) = \left(v_D + R_{TH} I_{S0} \left(e^{\frac{v_D}{V_T}} - 1 \right) - v_{TH} \right) = 0$ 。

$$f(v_D) = \left(v_D + R_{TH} I_{S0} \left(e^{\frac{v_D}{V_T}} - 1 \right) - v_{TH} \right) = 0$$

1分

非线性方程数值解

$$f(v_D) = v_D + R_{TH} I_{S0} \left(e^{\frac{v_D}{V_T}} - 1 \right) - v_{TH} = 0$$

- 我们采用牛顿拉夫逊迭代法求解该电路方程， v_D 的初始值取 $v_D^{(0)} = 0.7V$ ，迭代一次获得的解（

$$v_D^{(0)} - \frac{v_D^{(0)} + R_{TH} I_{S0} \left(e^{\frac{v_D^{(0)}}{V_T}} - 1 \right) - v_{TH}}{1 + \frac{R_{TH} I_{S0}}{V_T} e^{\frac{v_D^{(0)}}{V_T}}} \quad \text{(数学表达式)}$$

1+1分

(0.685) V (具体数值解)。

$$v_D^{(k+1)} = v_D^{(k)} - \frac{f(v_D^{(k)})}{f'(v_D^{(k)})}$$

非线性方程数值解

$$f(v_D) = v_D + R_{TH} I_{S0} \left(e^{\frac{v_D}{V_T}} - 1 \right) - v_{TH} = 0$$

- 我们采用牛顿拉夫逊迭代法求解该电路方程， v_D 的初始值取 $v_D^{(0)} = 0.7V$ ，迭代一次获得的解（ $v_D^{(0)} + R_{TH} I_{S0} \left(e^{\frac{v_D^{(0)}}{V_T}} - 1 \right) - v_{TH}$ ）（数学表达式）

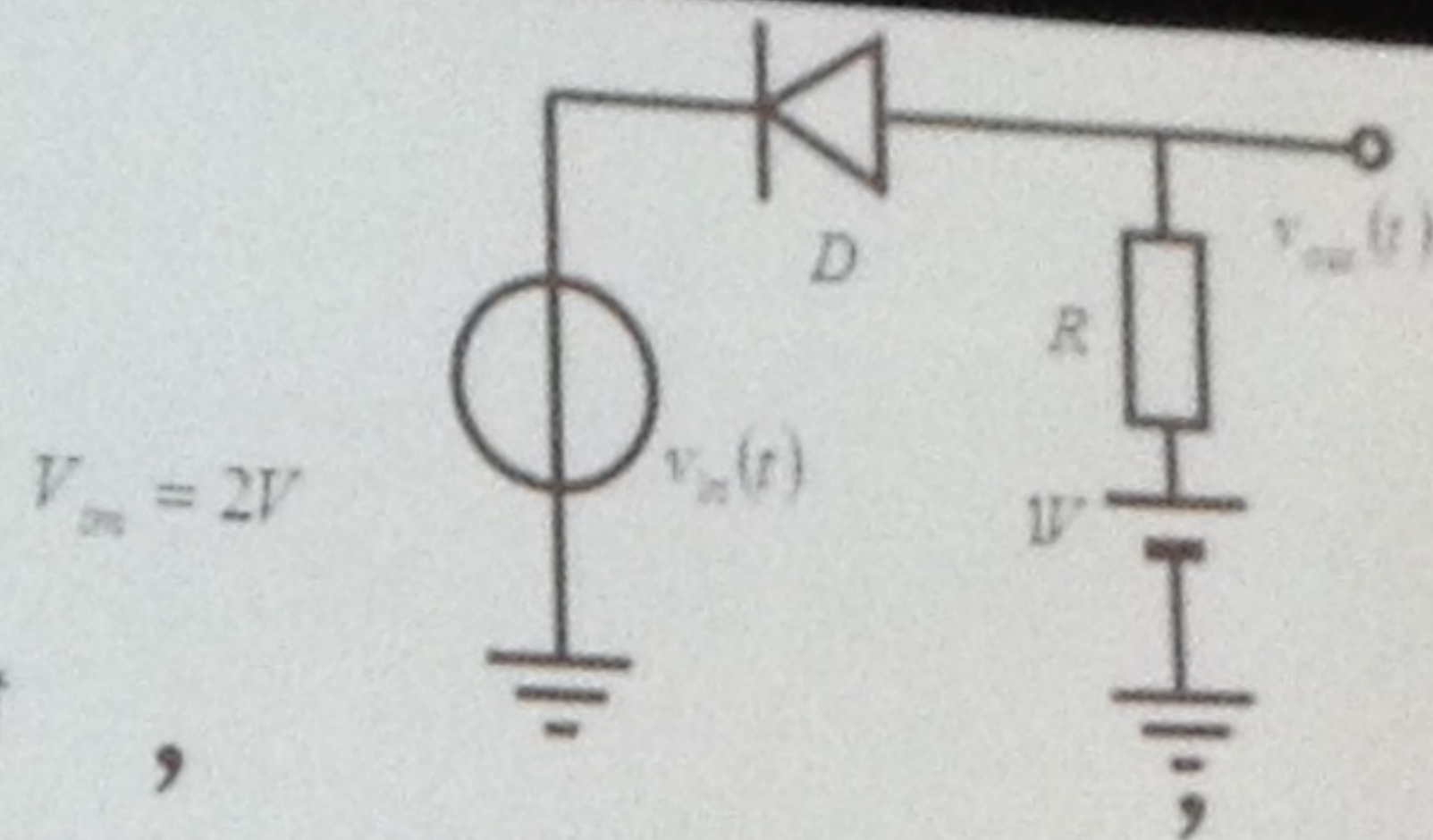
$$v_D^{(1)} - \frac{v_D^{(0)} + R_{TH} I_{S0} \left(e^{\frac{v_D^{(0)}}{V_T}} - 1 \right) - v_{TH}}{1 + \frac{R_{TH} I_{S0}}{V_T} e^{\frac{v_D^{(0)}}{V_T}}}$$

1+1分

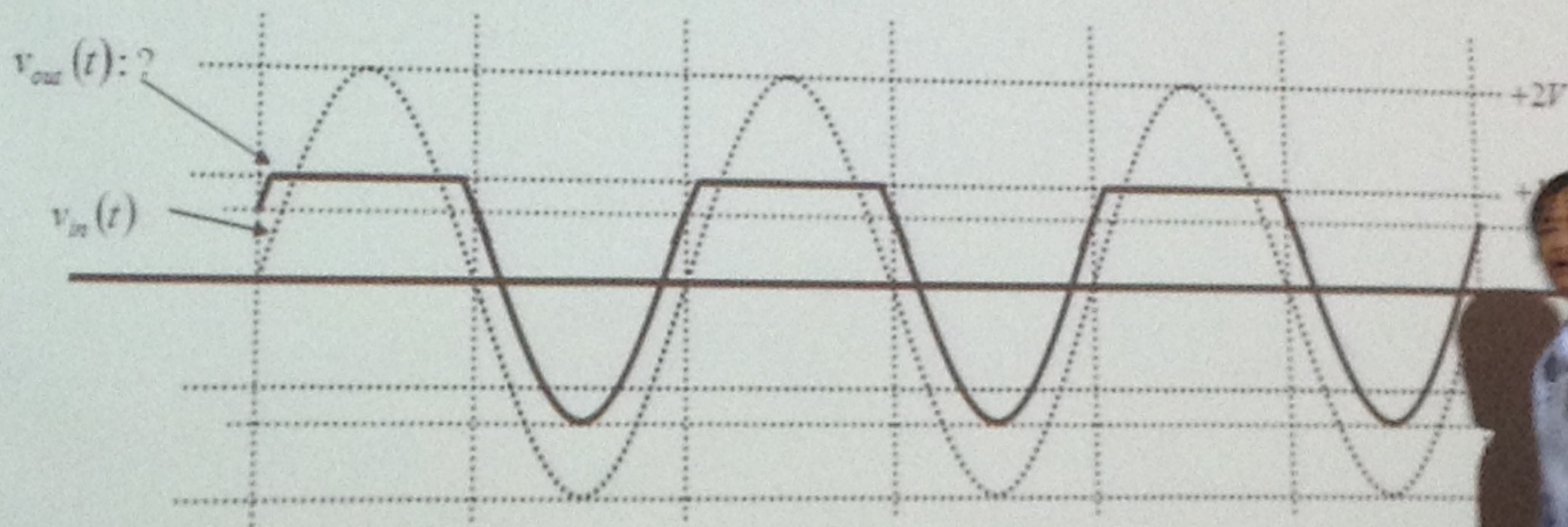
= (0.685) V (具体数值解)。

$$v_D^{(k+1)} = v_D^{(k)} - \frac{f(v_D^{(k)})}{f'(v_D^{(k)})}$$

削波器应用



- 当输入信号 $v_{in}(t) = V_{im} \cos \omega t$ ，如图3虚线所示，请在该图上用实线画出输出信号的波形。



+0.7V

$v_{in} < 0.3V$

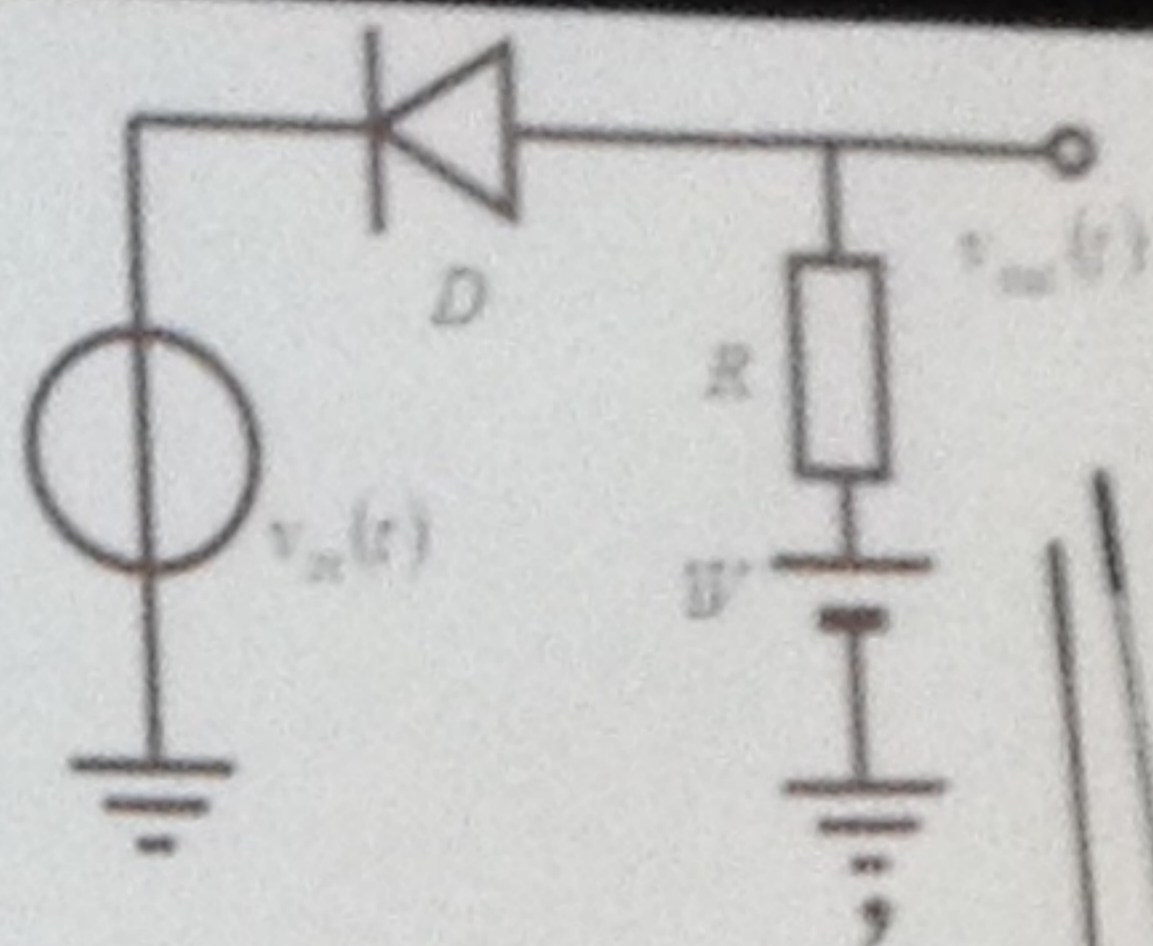
$v_{in} > 0.3V$

输出高于1V则削平为1V

2分

削波器应用

- 当输入信号 $v_{in}(t) = V_{im} \cos \omega t$,
如图3虚线所示, 请在该图上用实线画出输出信号的波形。



$$V_{im} = 2V$$

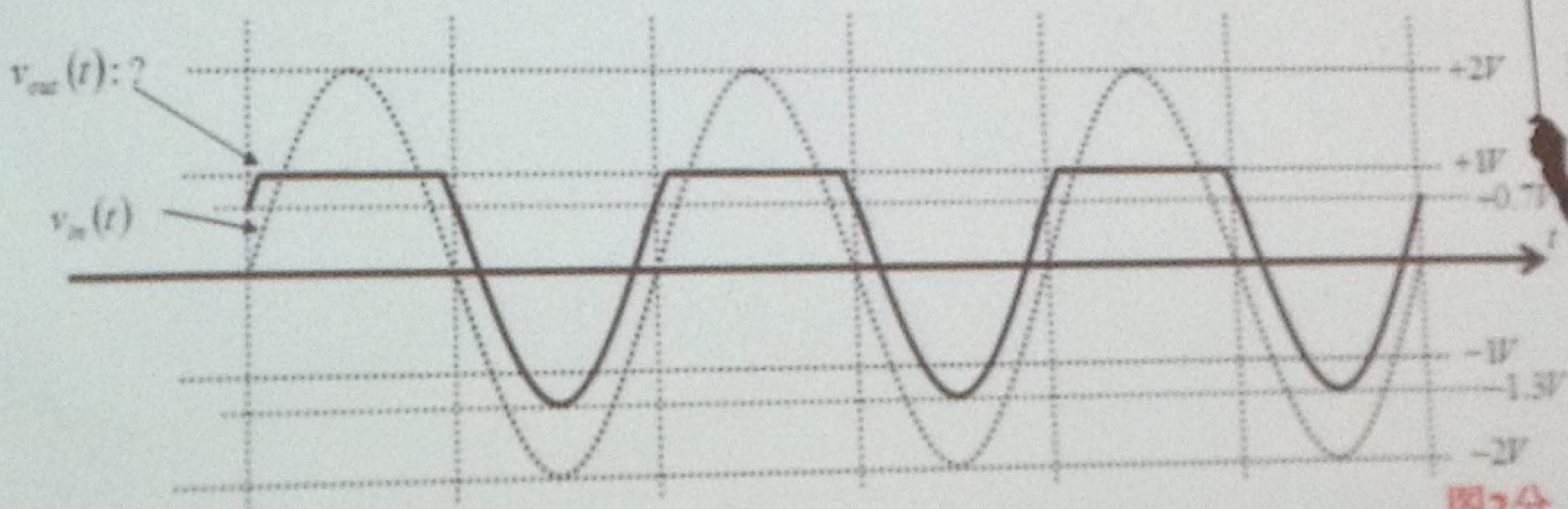


图2分

$$v_{out} = \begin{cases} v_{in} + 0.7V \\ 1V \end{cases}$$

$$v_{in} < 0.3V$$

$$v_{in} > 0.3V$$

输出高于1V则削平为1V

削波器应用

- 当输入信号 $v_{in}(t) = V_{im} \cos \omega t$,
如图3虚线所示, 请在该图上用实线画出输出信号的波形。

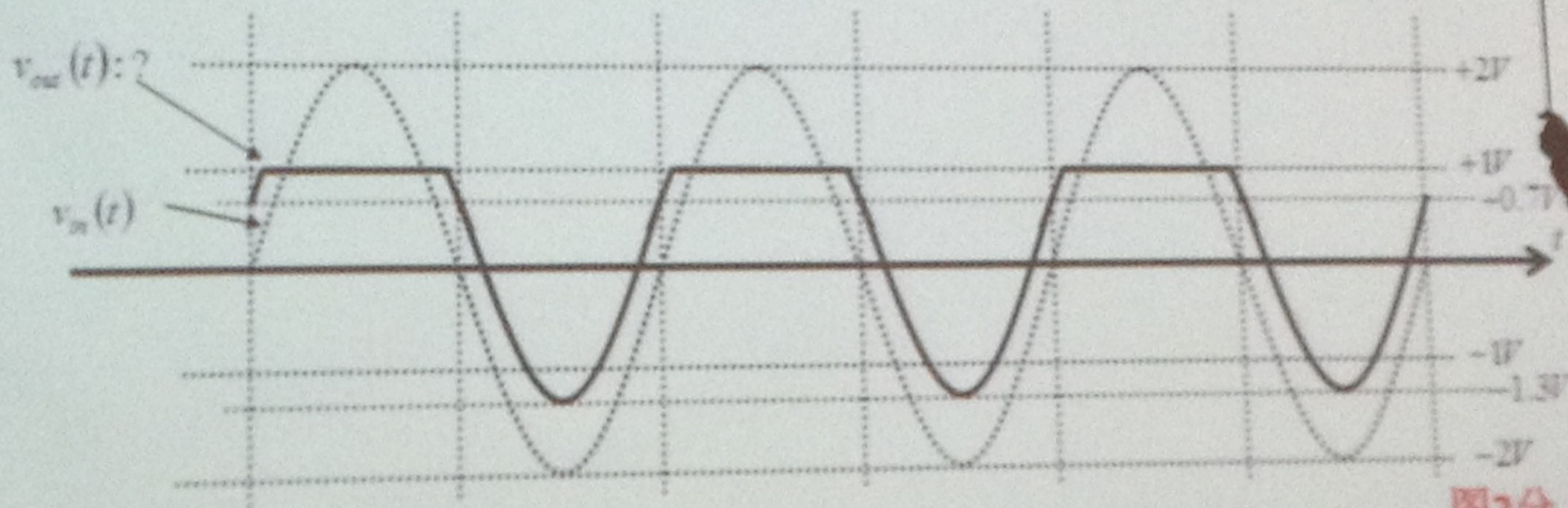
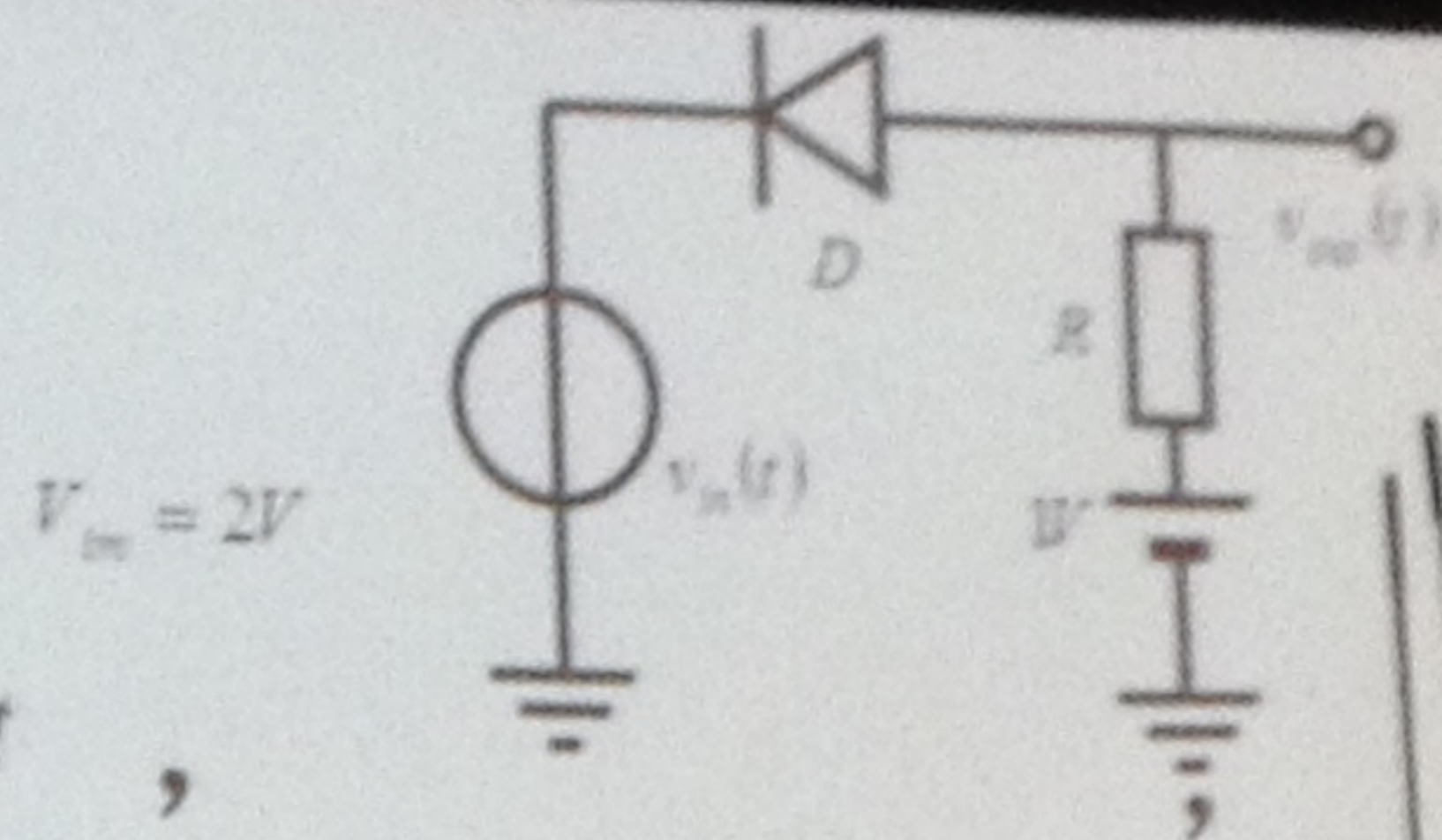


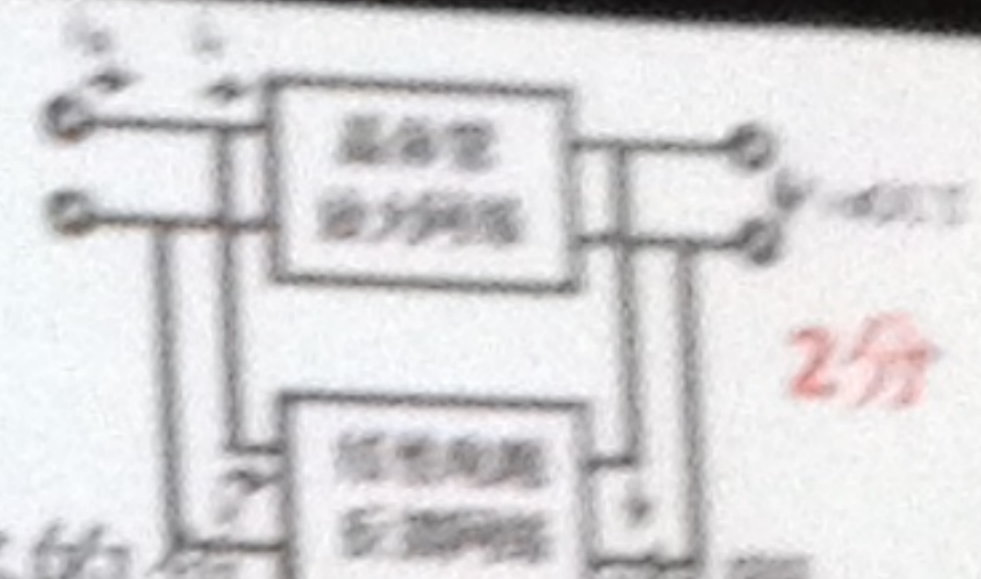
图2分

$$v_{out} = \begin{cases} v_{in} + 0.7V \\ 1V \end{cases}$$

$$\begin{cases} v_{in} < 0.3V \\ v_{in} > 0.3V \end{cases}$$

输出高于1V则削平为1V

负反馈放大器分析流程



- 如图4所示，这是一个由线性电阻网络做负反馈网络的负反馈放大器，在图上标注合适的输入电压 v_i 或输入电流 i_i 、反馈电压 v_f 或反馈电流 i_f 、误差电压 v_e 或误差电流 i_e 、输出电压 v_o 或输出电流 i_o 等符号及其参考方向箭头。图示连接关系为（**并并**）<串串/并并/串并/并串>连接，反馈网络检测晶体管放大网络的（**输出电压**），形成（**反馈电流**），从（**输入电流**）中扣除，形成的（**误差电流**）作用到放大网络输入端口，稳定放大网络的（**输出电压**）<前面5空选填：输入电压/输入电流/反馈电压/反馈电流/误差电压/误差电流/输出电压/输出电流>，从而形成接近理想的（**流控压源**）。对该负反馈放大器进行分析，（**并并连接 y** ）相加，总参量矩阵（记为 p 矩阵）的12元素 p_{12} 单独取出则形成理想反馈网络，（**跨导**）<电压/电流/跨阻/跨导>反馈系数（ **G_f** ）< $F_v/F_i/R_f/G_f$ >等于（ **Y_{12}** ）元素，剩下的三个元素则是开环放大器基本放大参量，其中，开环放大器的输入电阻 r_{in} 等于（ **$1/Y_{11}$** ），输出电阻 r_{out} 等于（ **$1/Y_{22}$** ），开环（**跨阻**）<电压/电流/跨导/跨阻>增益（ **R_{mo}** ）< $A_{vo}/A_{vi}/G_{mo}/R_{mo}$ >等于（ **$-Y_{21}/(Y_{11}Y_{22})$** ）。对前述求和参量矩阵再求逆，获得闭环放大器的最适网络参量，定义环路增益 $T =$ （ **$R_{mo}G_f$** ），则闭环放大器的输入电阻 r_{in} 是开环放大器输入电阻 r_{in} 的（ **$1/(1+T)$** ）倍，闭环放大器的输出电阻 r_{out} 是开环放大器输出电阻 r_{out} 的（ **$1/(1+T)$** ）倍，闭环放大器的闭环（**跨阻**）增益（ **R_{mf}** ）< $A_{vf}/A_{vi}/G_{mf}/R_{mf}$ >是开环增益的（ **$1/(1+T)$** ）倍，在满足深度负反馈条件（ **$T \gg 1$** ）前提下，闭环增益近似为反馈系数的倒数，即（ **$1/G_f$** ）。

负反馈放大器分析流程

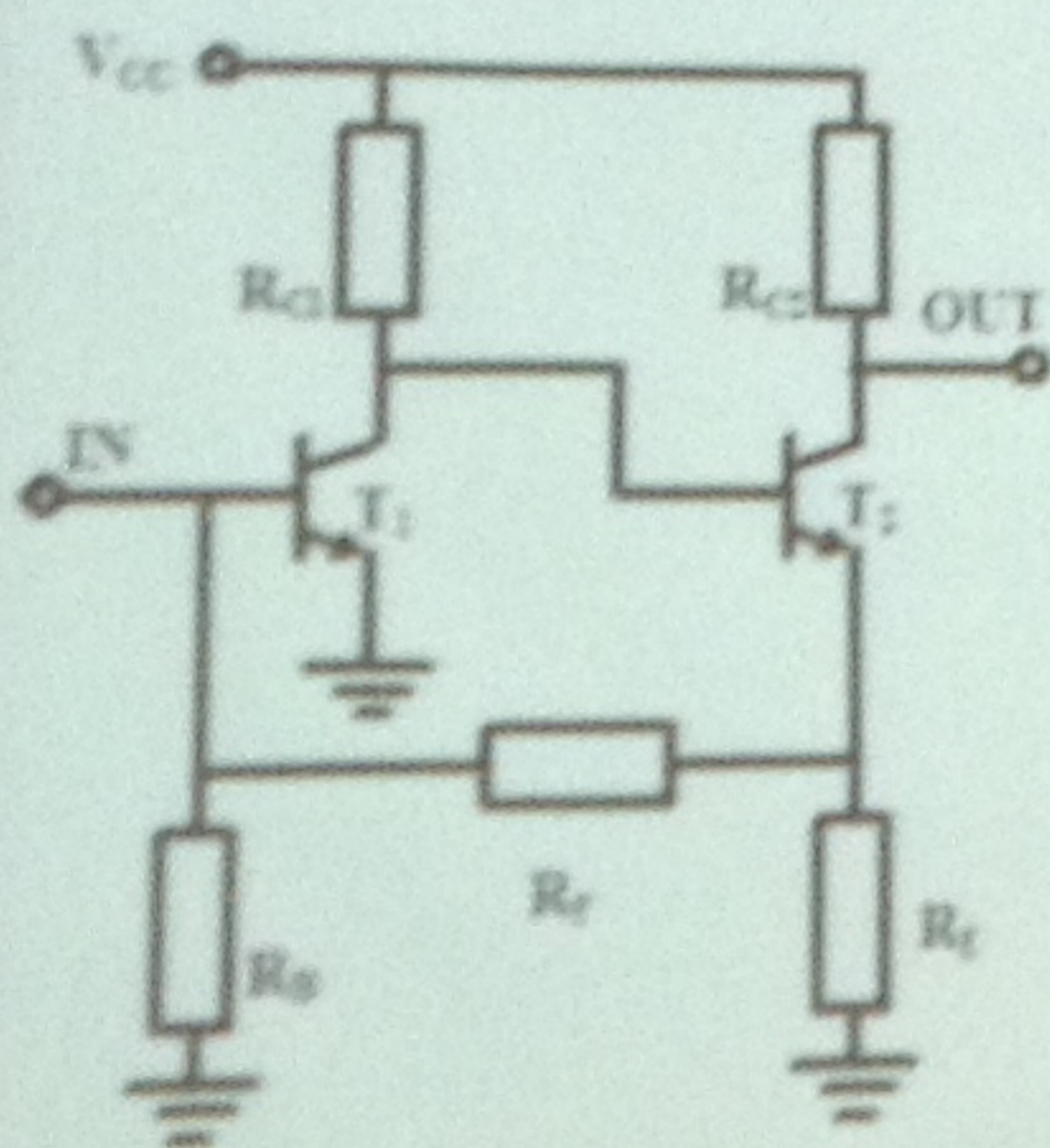


2分

- 如图4所示，这是一个由线性电阻网络做负反馈网络的负反馈放大器，在图上标注合适的输入电压 v_{in} 或输入电流 i_{in} 、反馈电压 v_f 或反馈电流 i_f 、误差电压 v_e 或误差电流 i_e 、输出电压 v_{out} 或输出电流 i_{out} 等符号及其参考方向箭头。图示连接关系为（**并并**）<串串/并并/串并/并串>连接，反馈网络检测晶体管放大网络的（**输出电压**），形成（**反馈电流**），从（**输入电流**）中扣除，形成的（**误差电流**）作用到放大网络输入端口，稳定放大网络的（**输出电压**）<前面5空选填：输入电压/输入电流/反馈电压/反馈电流/误差电压/误差电流/输出电压/输出电流>，而形成接近理想的（**流控压源**）。对该负反馈放大器进行分析，（**并并连接y**）相加，总参量矩阵（记为p矩阵）的12元素 p_{12} 单独取出则形成理想反馈网络，（**跨导**）<电压/电流/跨阻/跨导>反馈系数（ **G_F** ）< $F_v/F_i/R_F/G_F$ >等于（ **Y_{12}** ）元素，剩下的三个元素则是开环放大器基本放大参量，其中，开环放大器的输入电阻 r_{in} 等于（ **$1/Y_{11}$** ），输出电阻 r_{out} 等于（ **$1/Y_{22}$** ），开环（**跨阻**）<电压/电流/跨导/跨阻>增益（ **R_{m0}** ）< $A_{v0}/A_{i0}/G_{m0}/R_{m0}$ >等于（ **$-Y_{21}/(Y_{11}Y_{22})$** ）。对前述求和参量矩阵再求逆，获得闭环放大器的最适网络参量，定义环路增益 $T =$ （ **$R_{m0}G_F$** ），则闭环放大器的输入电阻 r_{inf} 是开环放大器输入电阻 r_{i0} 的（ **$1/(1+T)$** ）倍，闭环放大器的输出电阻 r_{outf} 是开环放大器输出电阻 r_{o0} 的（ **$1/(1+T)$** ）倍，闭环放大器的闭环（**跨阻**）增益（ **R_{mf}** ）< $A_{vff}/A_{iff}/G_{mff}/R_{mff}$ >是开环增益的（ **$1/(1+T)$** ）倍，在满足深度负反馈条件（ **$T \gg 1$** ）前提下，闭环增益近似为反馈系数的倒数，即（ **$R_{mf} \approx 1/G_F$** ）。

每个空0.5分，填空共12分

负反馈分析



- 图5所示是一个负反馈放大电路，用如下文字说明它是负反馈连接：假设晶体管 T_1 基极电压有一个向上的扰动，（

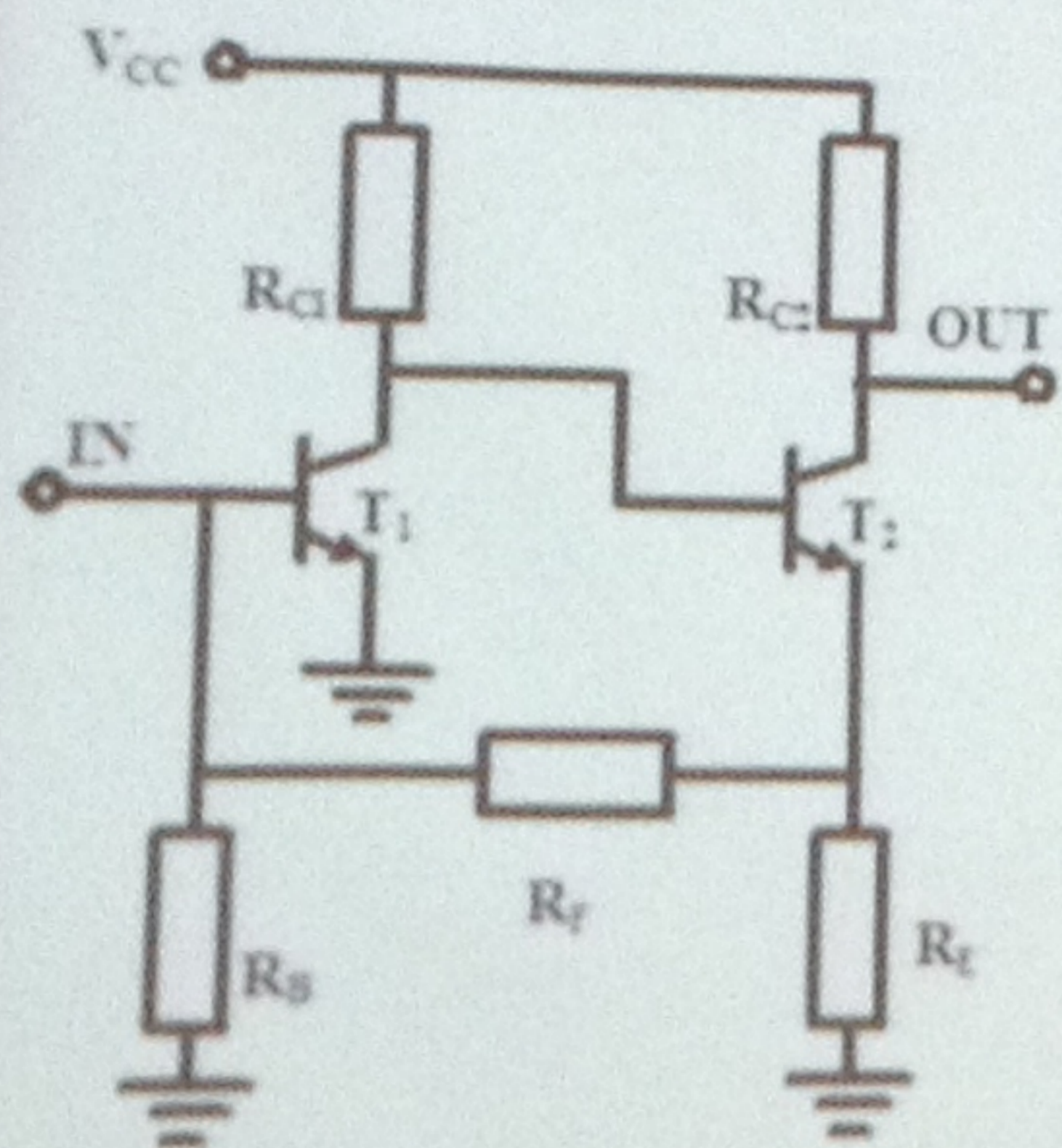
T_1 集电极（ T_2 基极）电压随之向下变动，导致 T_2 发射极电压向下变动，通过电阻反馈网络， T_1 基极电压向下变动

- ），
- 可见扰动信号环路一周后，向上的扰动被抑制了，所以这是一个负反馈连接方式。显然，它是（**并串**）<串串/并并/串并/并串>连接方式，假设深度负反馈条件满足，则闭环本征（**电流**）<电压/电流/跨导/跨阻>增益近似完全由稳定性高的电阻决定，等于（ **$1+R_C/R_E$** ）<具体表达式>。

‘跨阻’和‘ $(1+R_C/R_E)R_C$ ’



负反馈分析



- 图5所示是一个负反馈放大电路，用如下文字说明它是负反馈连接：假设晶体管 T_1 基极电压有一个向上的扰动，（

T_1 集电极（ T_2 基极）电压随之向下变动，导致 T_2 发射极电压向下变动，通过电阻反馈网络， T_1 基极电压向下变动

- （1.5分），
- 可见扰动信号环路一周后，向上的扰动被抑制了，所以这是一个负反馈连接方式。显然，它是（**并串**）<串串/并并/串并/并串>连接方式，假设深度负反馈条件满足，则闭环本征（**电流**）<电压/电流/跨导/跨阻>增益近似完全由稳定性高的电阻决定，等于（ **$1+R_f/R_e$** ）<具体表达式>。

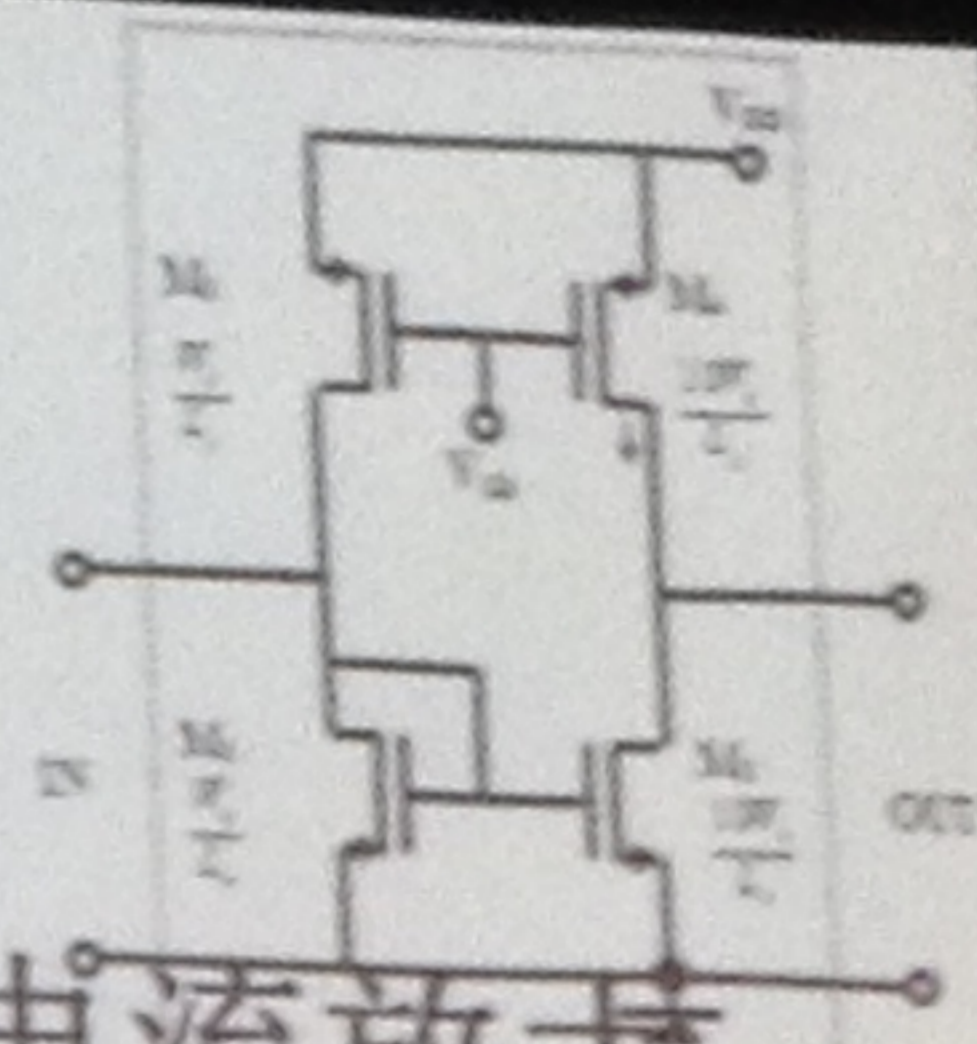
‘跨阻’和‘ $(1+R_f/R_e)$ ’ (1.5分)

电流放大器

$$g_{m1} = \frac{2I_{D1}}{V_{ov1}} = \frac{2 \times 100 \mu}{0.2} = 1 \text{ mS}$$

$$r_{ds1} = \frac{V_A}{I_{D1}} = \frac{50}{0.1 \text{ m}} = 500 \text{ k}\Omega$$

$$r_{out} = \frac{1}{g_{m1}} \parallel r_{ds1} \parallel r_{ds3} = 1 \text{ k} \parallel 500 \text{ k} \parallel 500 \text{ k} = 0.996 \text{ k}\Omega \approx \frac{1}{g_{m1}} = 1 \text{ k}\Omega$$



- 如图6所示虚框所围电路可以作为电流放大器使用，假设所有晶体管的厄利电压均为50V，过驱动电压均为0.2V，左支路直流电流为100 μ A，右支路晶体管是第一条支路晶体管宽长比的10倍，则第二条支路直流电流为 (1) mA。

所示的虚框二端口网络如果作为交流增益电流放大器，其输入电阻 $r_{in} = (1)$ k Ω ，本征电流 ()。

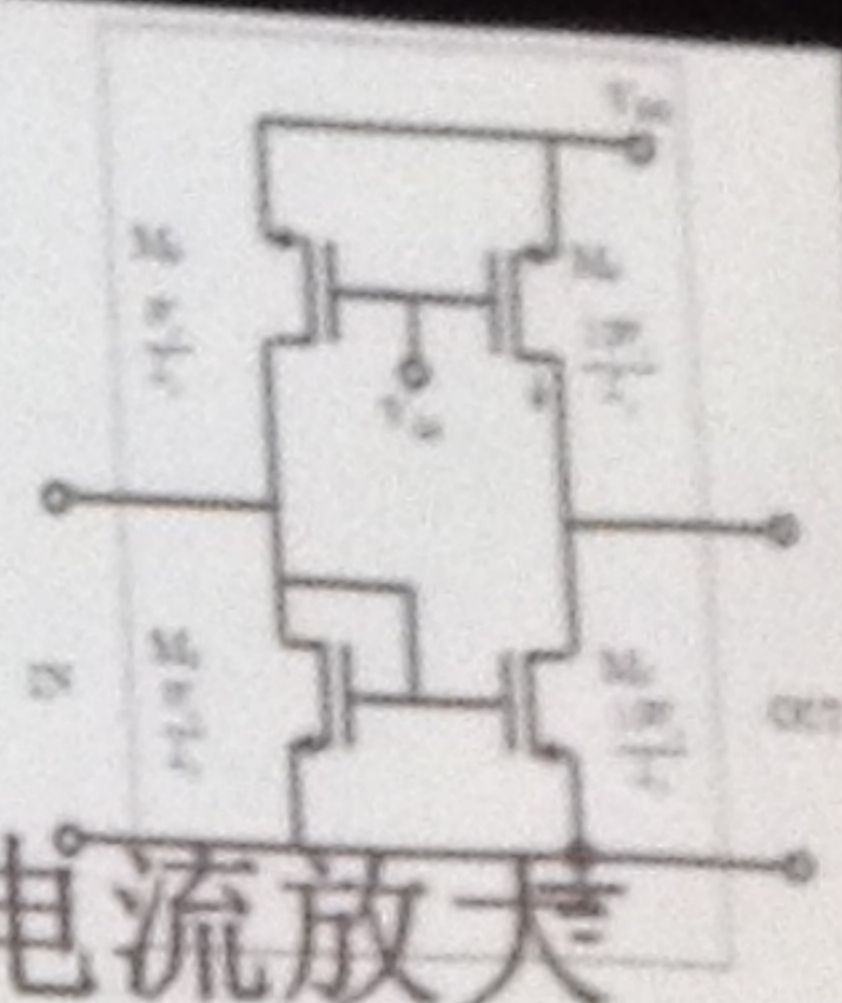
输出电阻 $r_{out} = ()$ 。

电流放大器

$$g_{m1} = \frac{2I_{D1}}{V_{ov1}} = \frac{2 \times 100 \mu}{0.2} = 1 \text{ mS}$$

$$r_{ds1} = \frac{V_A}{I_{D1}} = \frac{50}{0.1 \text{ m}} = 500 \text{ k}\Omega$$

$$r_{in} = \frac{1}{g_{m1}} \parallel r_{ds1} \parallel r_{ds3} = 1 \text{ k} \parallel 500 \text{ k} \parallel 500 \text{ k} = 0.996 \text{ k}\Omega \approx \frac{1}{g_{m1}} = 1 \text{ k}\Omega$$



- 如图6所示虚框所围电路可以作为电流放大器使用，假设所有晶体管的厄利电压均为50V，过驱动电压均为0.2V，左支路直流电流为100μA，右支路晶体管是第一条支路晶体管宽长比的10倍，则第二条支路直流电流为（ 1 ） mA。如图所示的虚框二端口网络如果作为交流小信号电流放大器，其输入电阻 $r_{in} =$ （ 1 ） kΩ，输出电阻 $r_{out} =$ （ 25 ） kΩ，本征电流增益 $A_{i0} =$ （ -10 ）。

4分

$$\frac{V_A}{I_{D1}} = \frac{50}{1 \text{ m}} = 50 \text{ k}\Omega$$

$$r_{out} = r_{ds2} \parallel r_{ds4} = 50 \text{ k} \parallel 50 \text{ k} = 25 \text{ k}\Omega$$

晶体管工作点分析

- 某NMOSFET的 $\mu_n C_{ox} = 100 \mu A/V^2$, $V_{TH} = 0.7V$, 现希望该NMOSFET工作在恒流导通区, 设计时希望其恒流导通 $I_D = 2mA$ 工作时的过驱动电压为**0.2V**, 那么设计电路时应取该晶体管的 **$W/L = 1000$** 。该晶体管在某电路中其源极电压被设置为**1.0V**, 其栅极电压为(**1.84**) V且其漏极电压大于(**1.14**) V时, 可确保其恒流导通且 $I_D = 1mA$ 。上述分析中均不考虑厄利效应。

3分

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 = 2mA = \frac{1}{2} \times 100 \mu \times \frac{W}{L} \times 0.2^2 \quad \frac{W}{L} = 1000$$

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 = 1mA = \frac{1}{2} \times 100 \mu \times 1000 \times V_{od}^2 \quad V_{od} = \sqrt{0.02} = 0.14V$$

$$V_{GS} = V_{TH} + V_{od} = 0.84V \quad V_G = 0.84V + V_S = 1.84V \quad V_D > 0.14V + V_S = 1.14V$$

晶体管工作点分析

- 某NMOSFET的 $\mu_n C_{ox} = 100 \mu A/V^2$, $V_{TH} = 0.7V$, 现希望该NMOSFET工作在恒流导通区, 设计时希望其恒流导通 $I_D = 2mA$ 工作时的过驱动电压为**0.2V**, 那么设计电路时应取该晶体管的 **$W/L = 1000$** 。该晶体管在某电路中其源极电压被设置为**1.0V**, 其栅极电压为(**1.84**) V且其漏极电压大于(**1.14**) V时, 可确保其恒流导通且 $I_D = 1mA$ 。上述分析中均不考虑厄利效应。

3分

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 = 2mA = \frac{1}{2} \times 100 \mu \times \frac{W}{L} \times 0.2^2 \quad \frac{W}{L} = 1000$$

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 = 1mA = \frac{1}{2} \times 100 \mu \times 1000 \times V_{od}^2 \quad V_{od} = \sqrt{0.02} = 0.14V$$

$$V_{GS} = V_{TH} + V_{od} = 0.84V$$

$$V_G = 0.84V + V_S = 1.84V$$

$$V_D > 0.14V + V_S = 1.14V$$

MOSFET栅漏连接形成二极管特性

- PN结二极管具有正偏导通反偏截止特性，将MOSFET的栅极和漏极连为一个端点，和源极端点构成一个单端口网络，它也被称为二极管，该二极管（单端口网络）的端口电压和端口电流分别记为 v_D 和 i_D ，则其端口描述方程为：（

- $$I_D = \begin{cases} \beta_n (V_D - V_{TH})^2 & V_D > V_{TH} \\ 0 & V_D < V_{TH} \end{cases} \quad \text{）}。$$

- 已知MOSFET的工艺参量 β_n ， V_{TH} ，不考虑厄利效应。

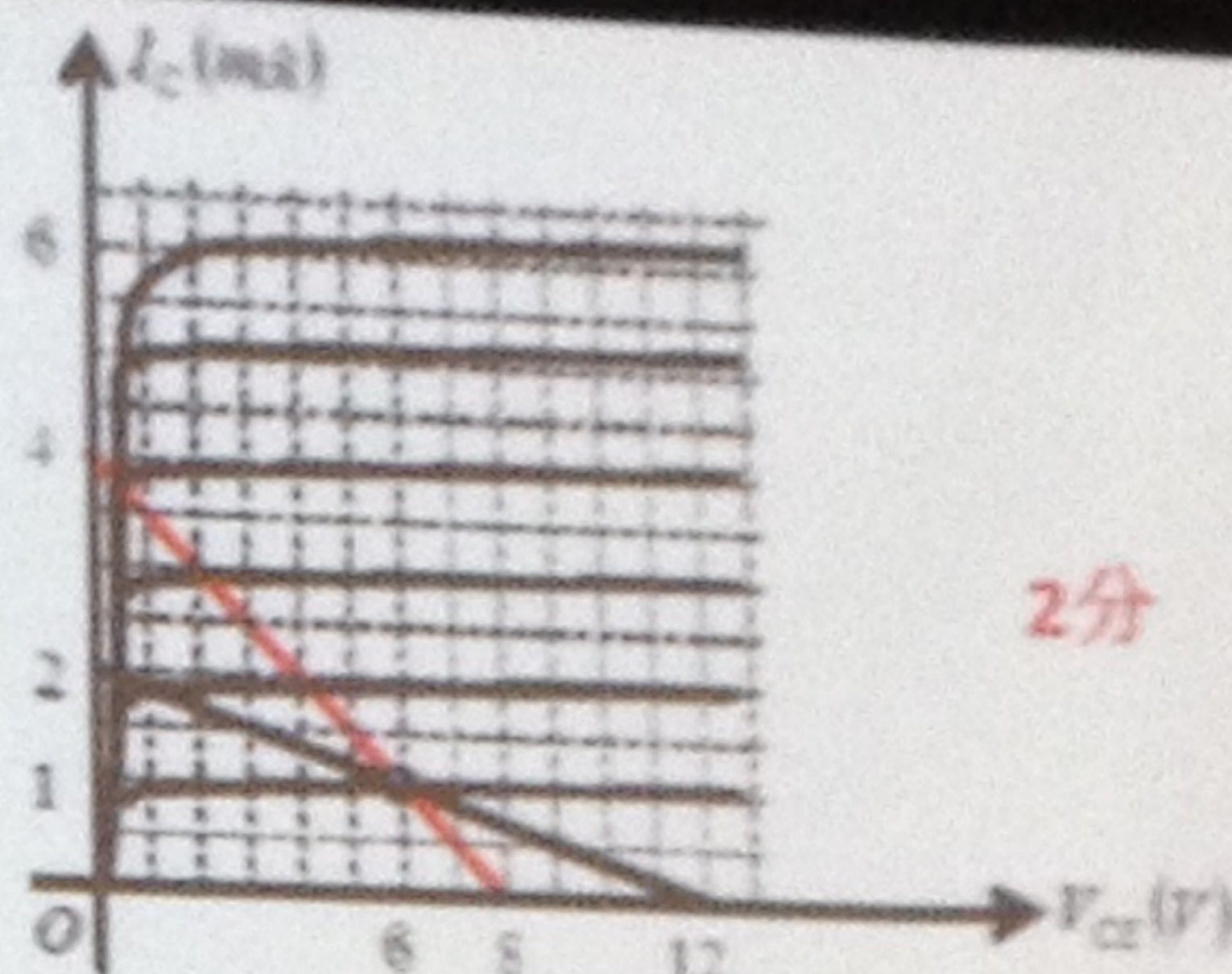
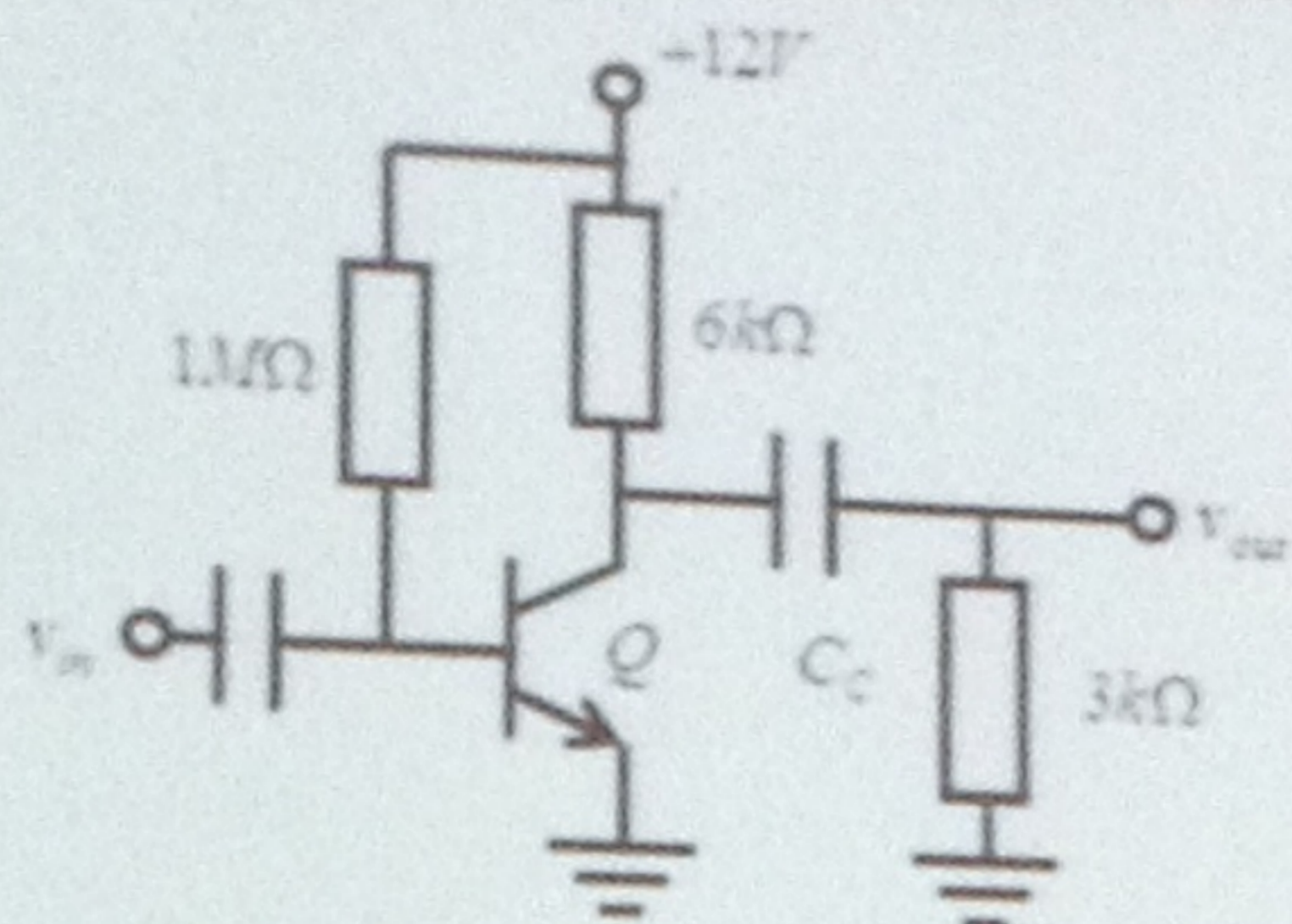
2分

基本概念

- 8、A类放大器的最高理论效率为（ **50%** ）；B类放大器的最高理论效率为（ **78%** ）。
- 9、741运放为了获得高的电压增益，它采用了如下措施（
 - （1）三级级联放大结构
 - （2）前两级采用高本征电压增益的跨导放大器且采用有源负载
 - （3）级间采用电压缓冲器隔离以防止电压增益下降）
- 10、‘互易网络是无源网络’这一论断（ **错误** ）<正确/错误>，‘单向网络是有源网络’这一论断（ **错误** ）<正确/错误>。
- 11、BJT被称为双极结型晶体管，其双极Bipolar的含义是（ **晶体管导电通道中的电流包含电子电流和空穴电流两种电流** ）。

7分

图解法应用



2分

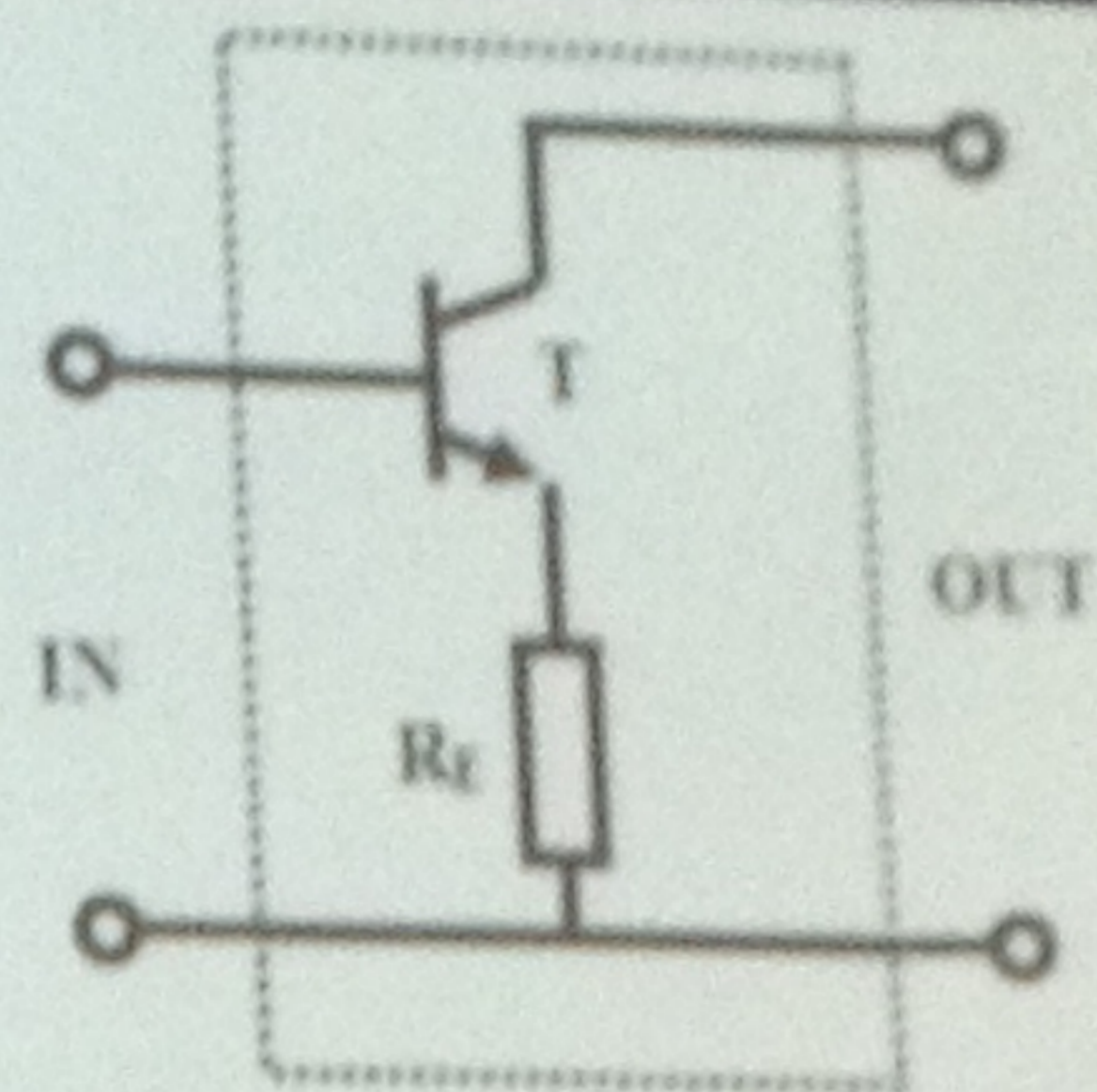
- 图7a是NPN-BJT-CE组态放大电路。图7b晶体管伏安特性曲线图上已画出了直流负载线，其上给出了直流工作点位置： $V_{CE0} = 6V$ ， $I_{C0} = 1mA$ 。

$$\begin{aligned}
 g_m R_L &= \frac{I_{C0}}{v_T} R_L \\
 &= \frac{1m}{25m} \cdot 2k \\
 &= 80 \\
 &= 38dB
 \end{aligned}$$

- 请在图上直接画交流负载线，标明交流负载线在两个坐标轴上的截距大小。
- 该放大器线性放大输出正弦波的最大峰值电压为 (2) V。
- 该放大器的电压放大倍数为 (38) dB，计算可取热电压 $v_T = 25mV$ 。

2分

① 负反馈跨导放大器

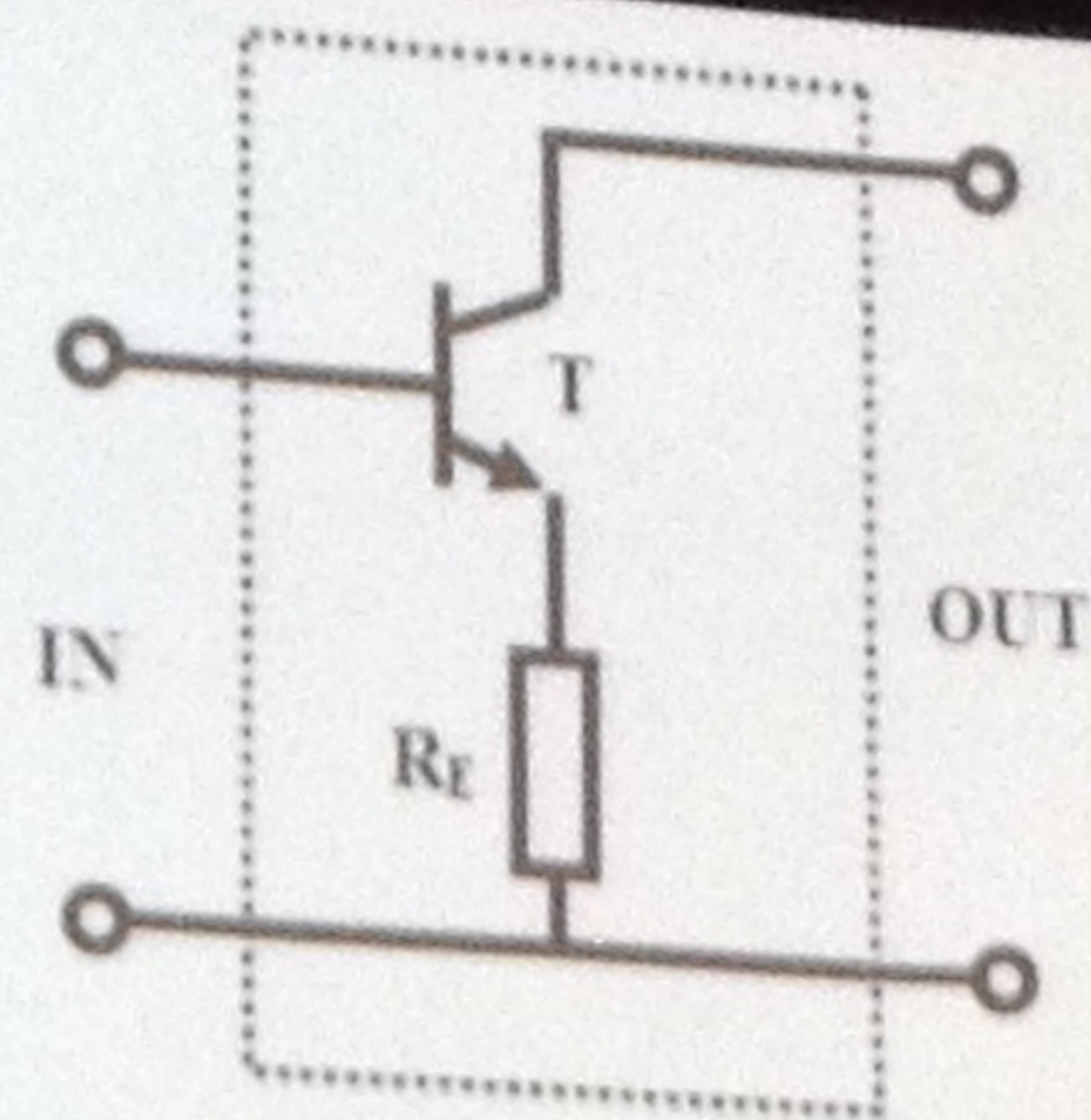


$$r_{in} = (1 + g_m R_E) r_{be}$$

$$r_{out} = (1 + g_m R_E) r_{ce}$$

$$G_{m0} = g_{mf} = -\frac{g_m}{1 + g_m R_E}$$

① 负反馈跨导放大器



$$r_{in} = (1 + g_m R_E) r_{be}$$

$$r_{out} = (1 + g_m R_E) r_{ce}$$

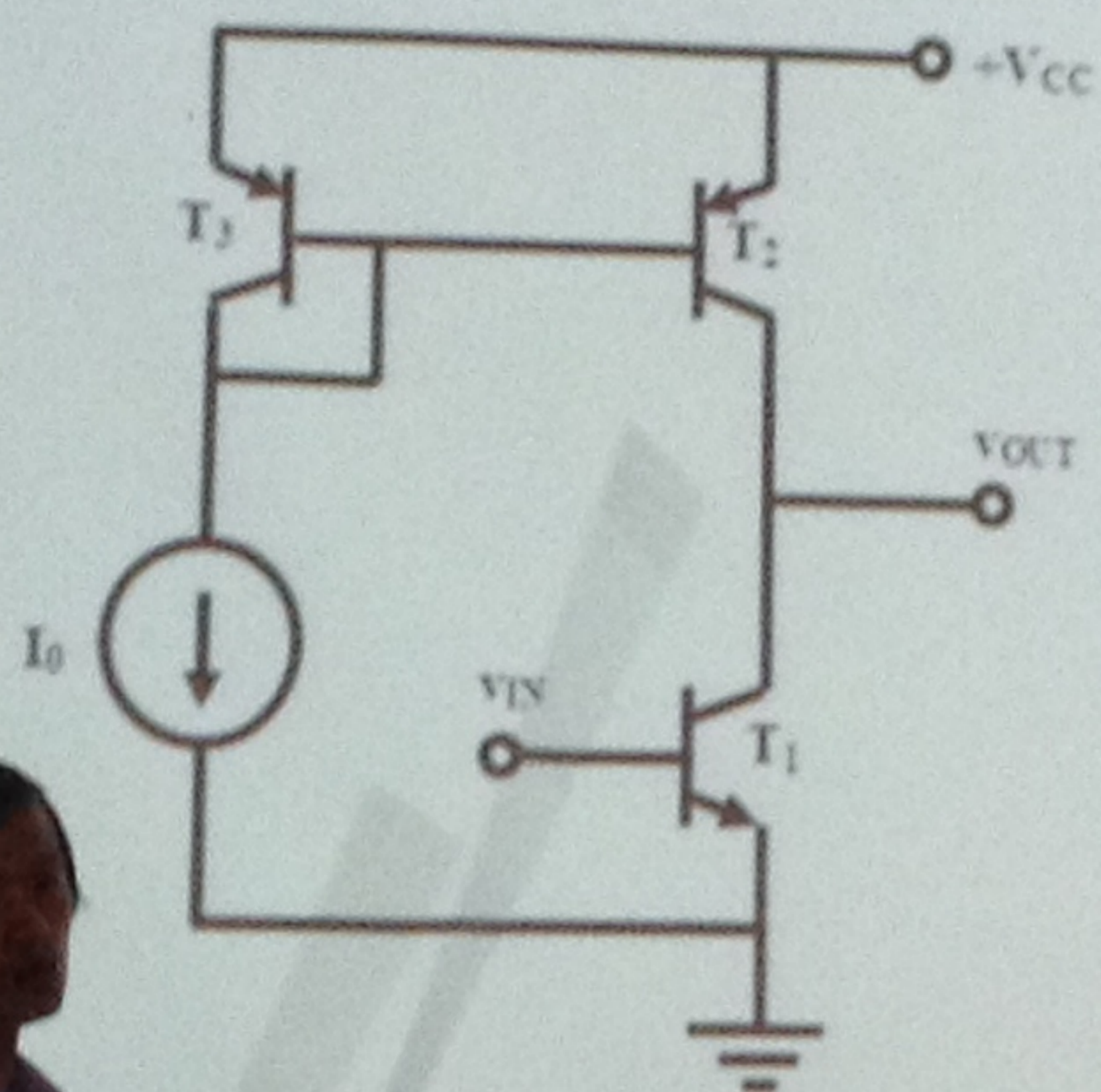
$$G_{m0} = g_{mf} = -\frac{g_m}{1 + g_m R_E}$$

$$r_{in} = \frac{1}{y_{11}} = r_{be} \langle g_m \rangle (r_{ce} \parallel R_E)$$

$$r_{out} = \frac{1}{y_{22}} = r_{ce} \langle g_m \rangle (r_{be} \parallel R_E)$$

$$G_{m0} = -y_{21} = -\frac{g_m - \frac{R_E}{r_{be} r_{ce}}}{1 + g_m R_E + \frac{R_E}{r_{be} \parallel r_{ce}}}$$

② 反相电压放大器：有源负载

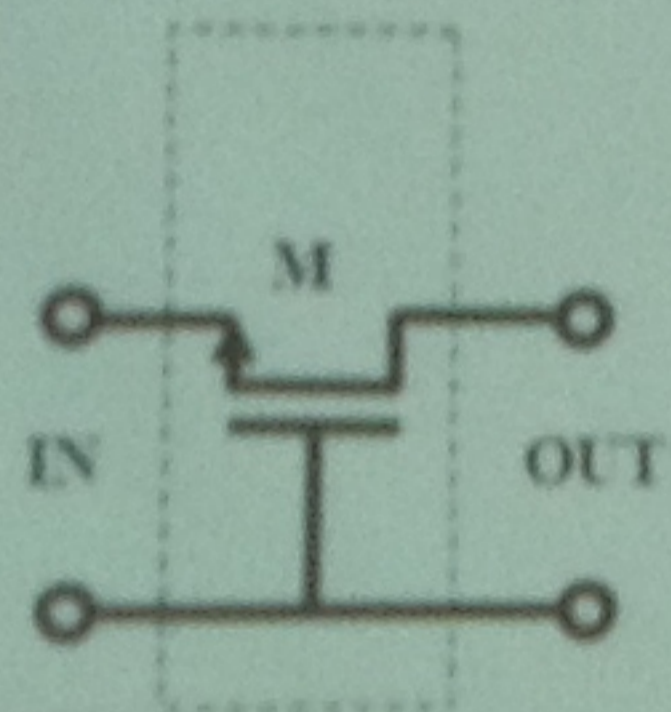


$$r_{in} = r_{be1}$$

$$r_{out} = r_{ce1} \parallel r_{ce2}$$

$$A_{v0} = -g_{m1}(r_{ce1} \parallel r_{ce2})$$

④ 共栅组态电流缓冲器



$$r_{in} = \frac{1}{g_m} \parallel r_{ds}$$

$$\frac{1}{g_m} \quad \frac{r_{ds}}{1 + g_m r_{ds}}$$

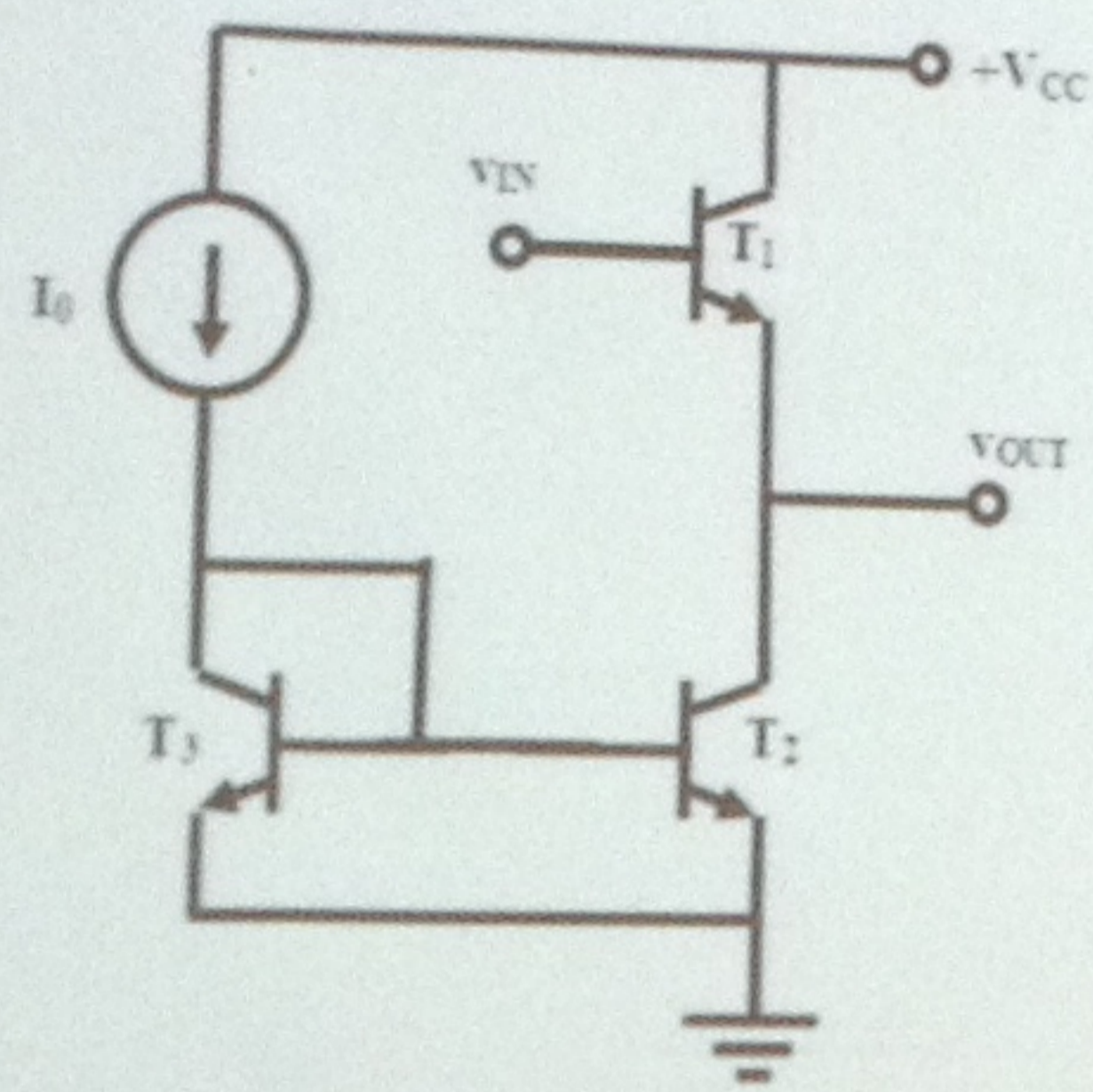
$$\frac{r_{ds} + R_L}{1 + g_m r_{ds}}$$

$$r_{out} = \infty$$

$$R_S \langle g_m \rangle r_{ds}$$

$$A_{v0} = 1$$

⑤ 电压缓冲器



$$r_{in} = r_{be1} \langle g_{m1} \rangle (r_{ce1} \parallel r_{ce2})$$

$$r_{be1} \langle g_{m1} \rangle (r_{ce1} \parallel r_{ce2} \parallel R_L)$$

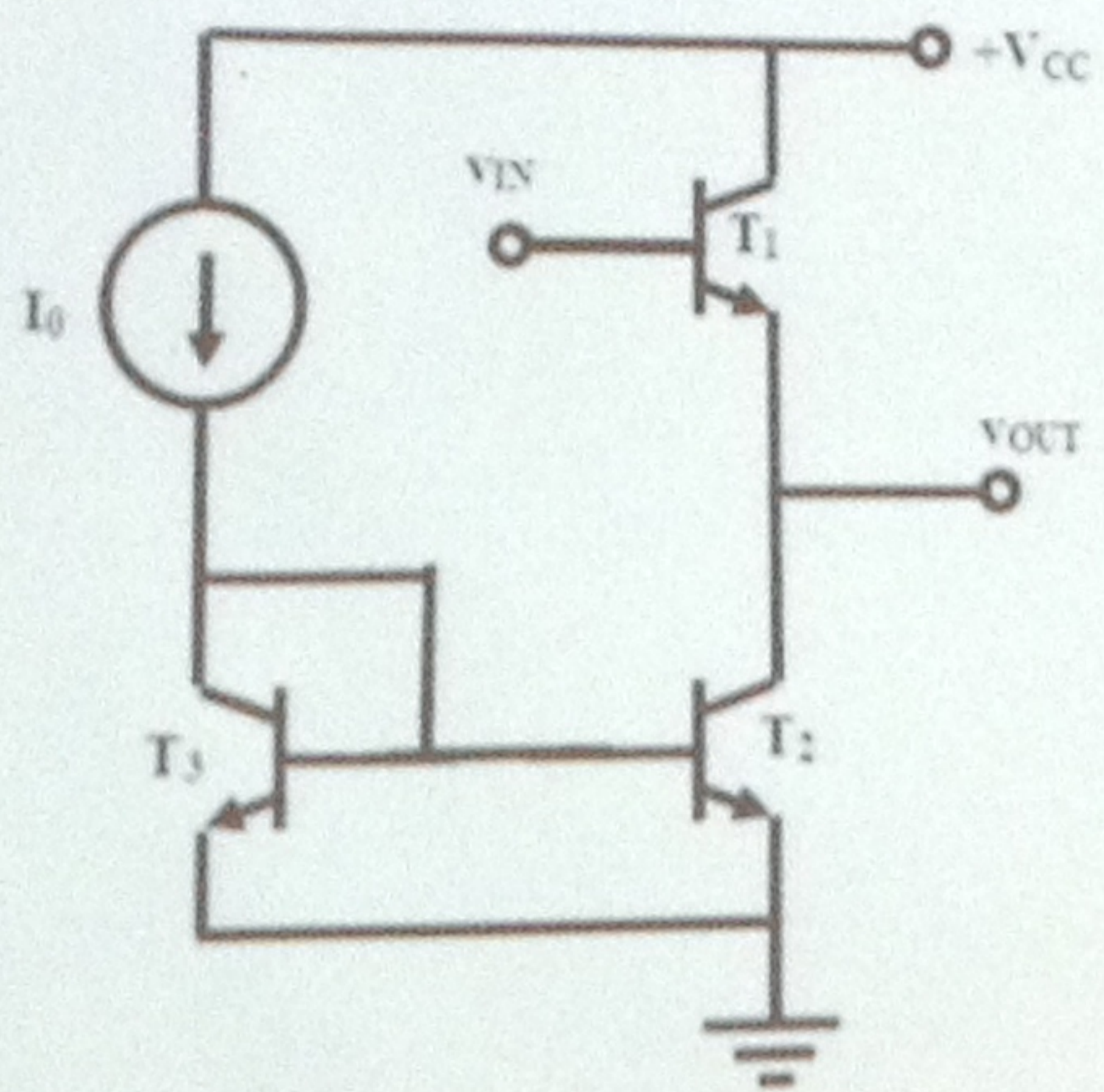
$$r_{out} = \frac{1}{g_{m1}} \parallel r_{ce1} \parallel r_{ce2}$$

$$\frac{1}{g_{m1}}$$

$$A_{v0} = 1$$

$$\frac{(r_{ce1} \parallel r_{ce2})}{(r_{ce1} \parallel r_{ce2}) + \frac{1}{g_m}}$$

⑤ 电压缓冲器



$$r_{in} = r_{be1} \langle g_{m1} \rangle (r_{ce1} \parallel r_{ce2})$$

$$r_{be1} \langle g_{m1} \rangle (r_{ce1} \parallel r_{ce2} \parallel R_L)$$

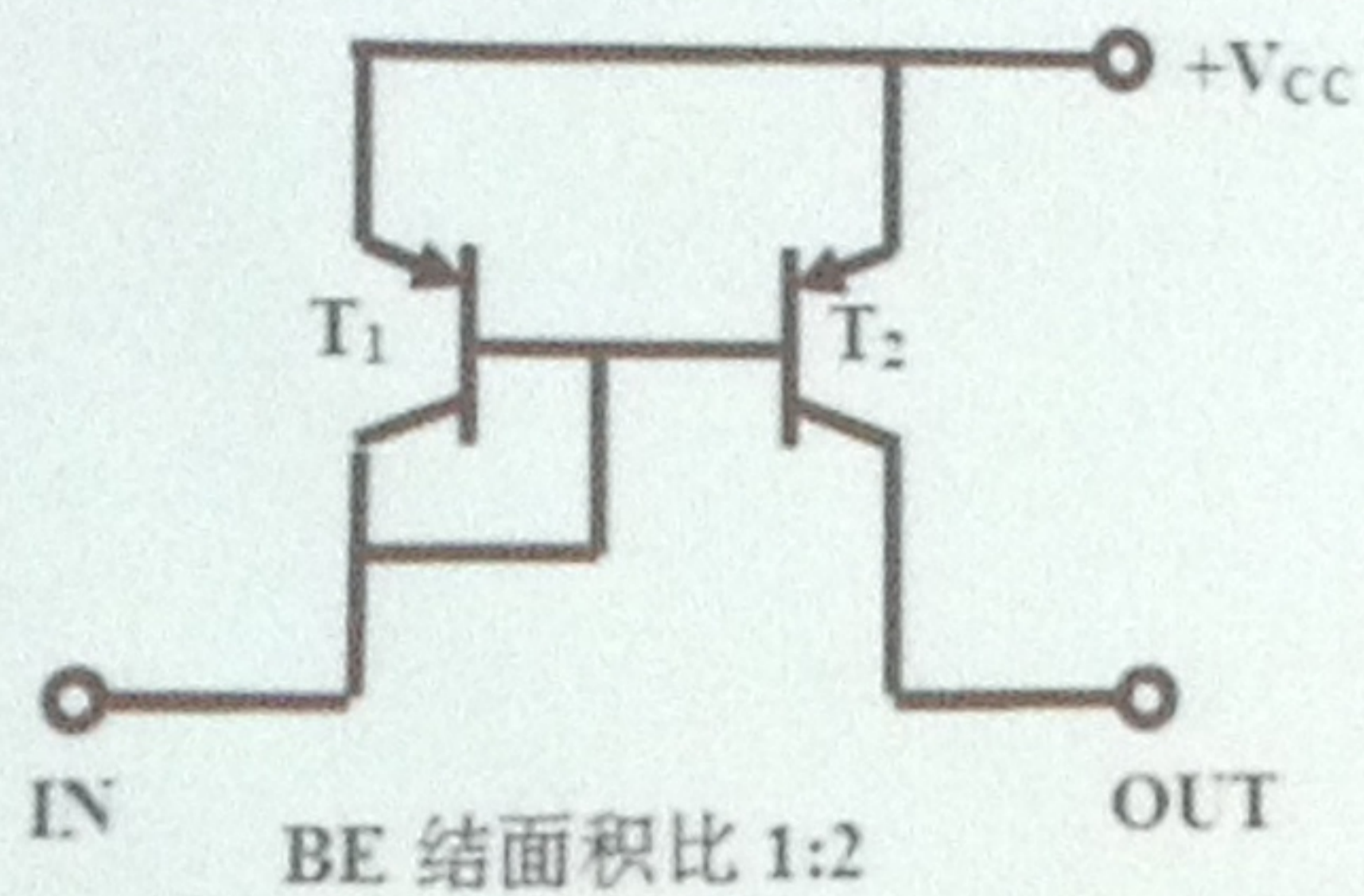
$$r_{out} = \frac{1}{g_{m1}} \parallel r_{ce1} \parallel r_{ce2}$$

$$\frac{1}{g_{m1}}$$

$$A_{v0} = 1$$

$$\frac{(r_{ce1} \parallel r_{ce2})}{(r_{ce1} \parallel r_{ce2}) + \frac{1}{g_m}}$$

⑥ 电流缓冲器



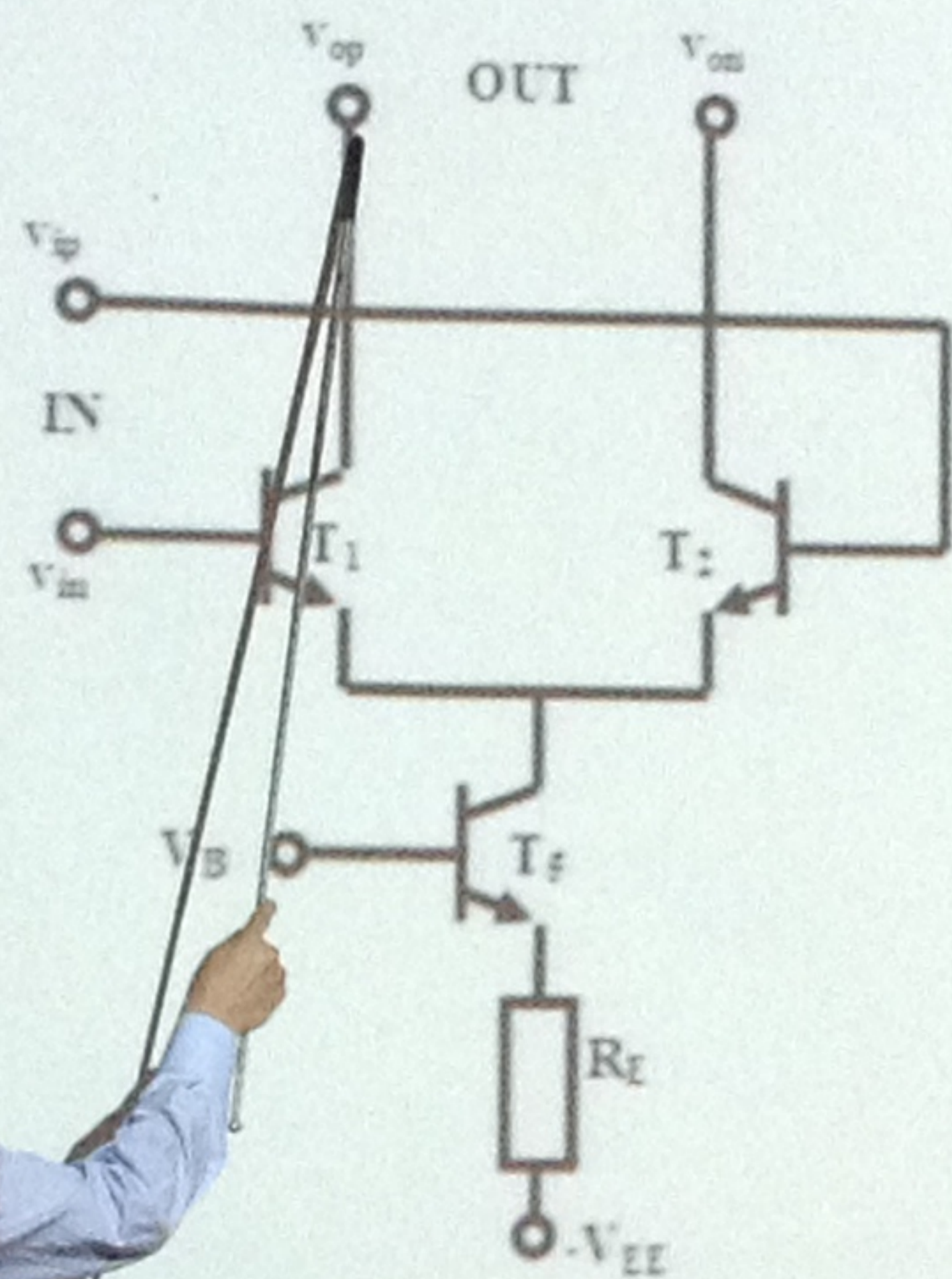
$$r_{in} = \frac{1}{g_{m1}} \parallel r_{ce1} \parallel r_{be1} \parallel r_{be2} \quad \frac{1}{g_{m1}}$$

$$r_{out} = r_{ce2}$$

$$A_{i0} = -2$$

$$-g_{m2} \left(\frac{1}{g_{m1}} \parallel r_{ce1} \parallel r_{be1} \parallel r_{be2} \right)$$

7 全差分跨导放大器

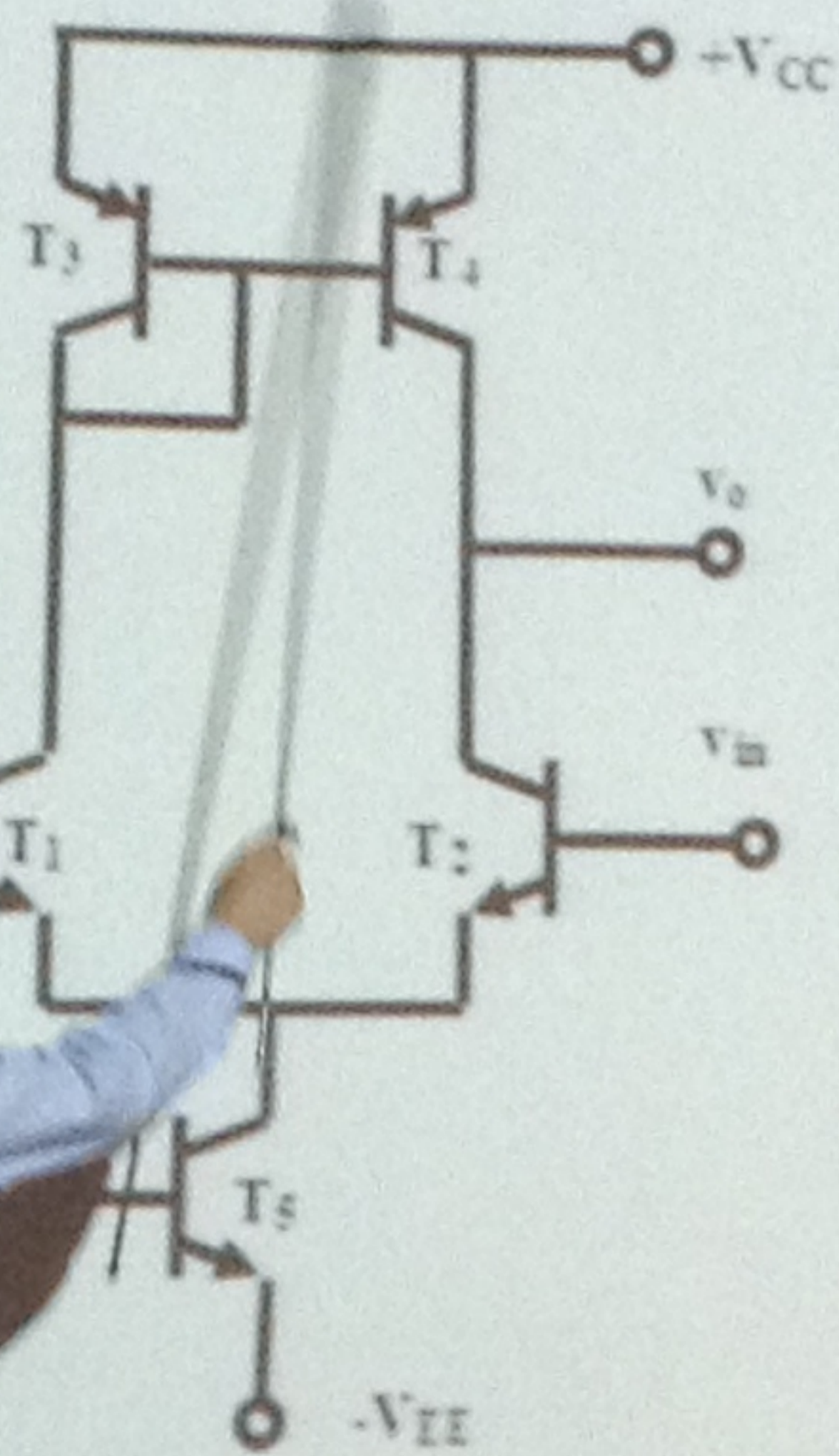


$$r_{in} = r_{be1} + r_{be2}$$

$$r_{out} = r_{ce1} + r_{ce2}$$

$$G_{m0} = g_{m1} = g_{m2} = g_{m0}$$

⑧ 差分电压放大



$$r_{in} = r_{be1} + r_{be2}$$

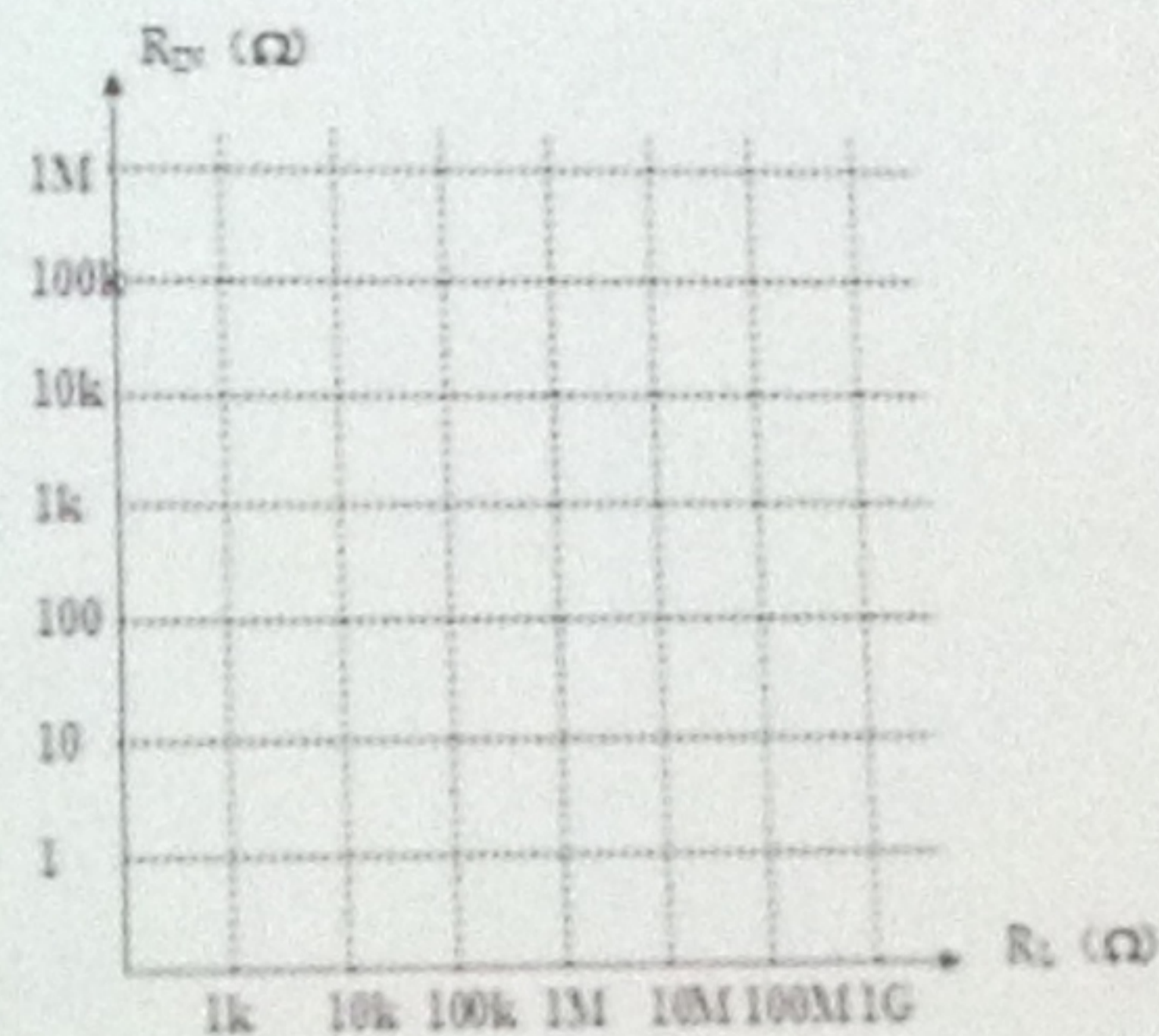
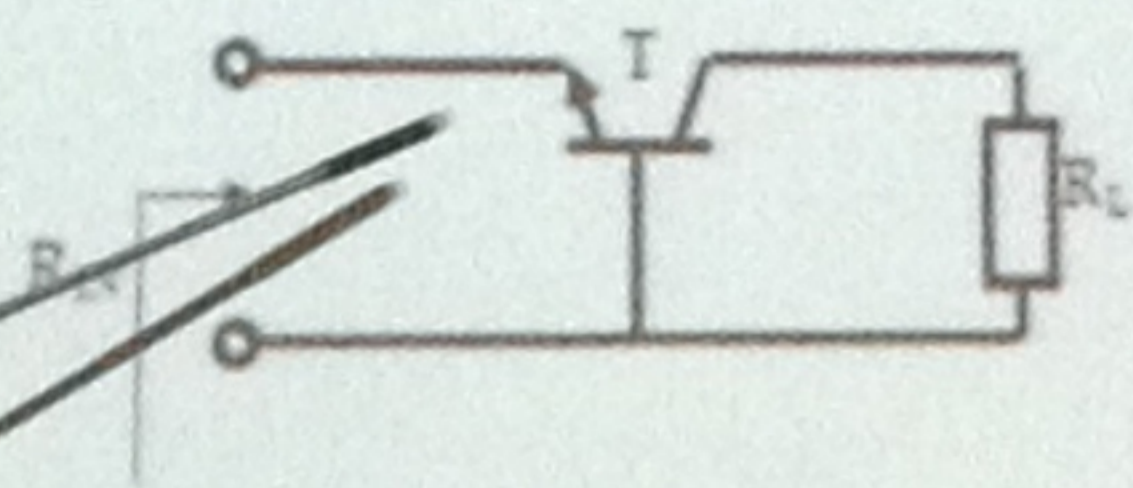
$$r_{out} = r_{ce4} \parallel r_{ce2}$$

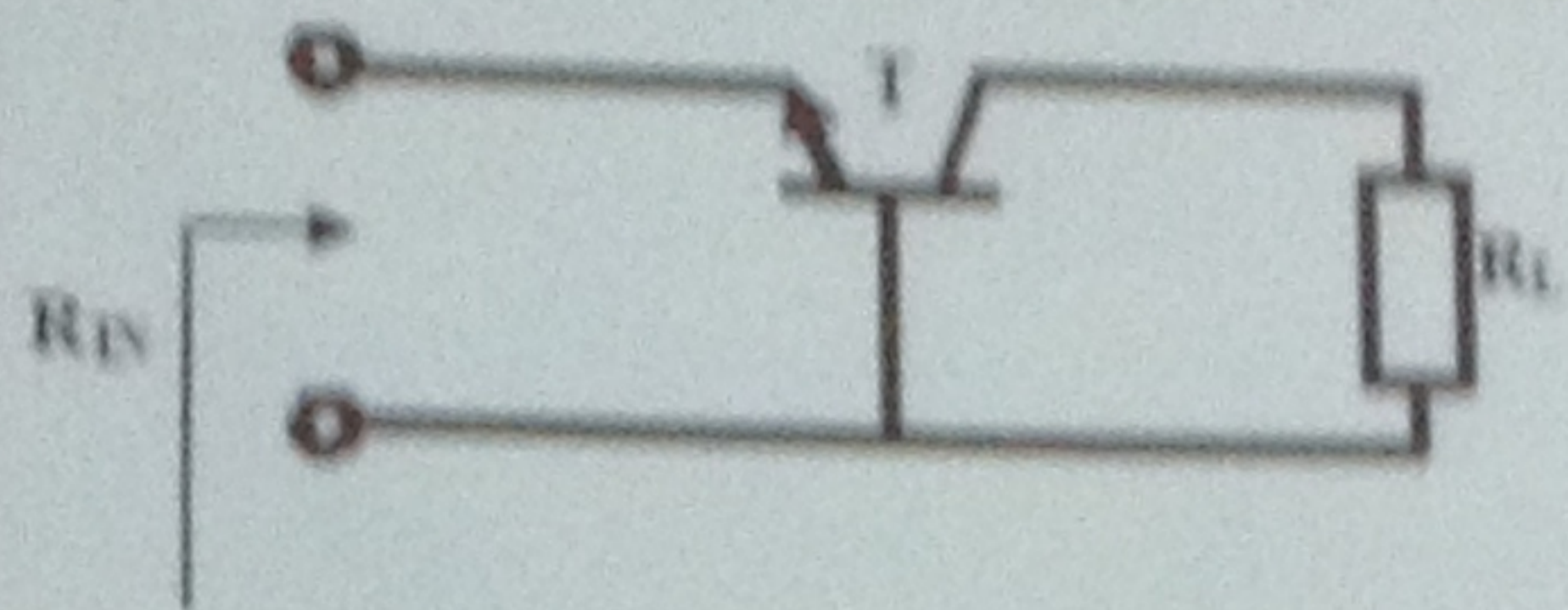
$$A_{v0} = g_{m1} (r_{ce2} \parallel r_{ce4})$$



共基组态晶体管的输入阻抗问题

- 二、(7分) 共基组态晶体管是双向网络，故其输入电阻和负载电阻相关。求图8a所示共基组态晶体管的输入电阻表达式，其中晶体管被偏置于恒流导通区。请在图8b位置画出随负载电阻变化输入电阻变化的曲线（可分段折线化处理），其中晶体管交流小信号微分元件参量取 $g_m = 10\text{mS}$ ， $r_{be} = 10\text{k}\Omega$ ， $r_{ce} = 100\text{k}\Omega$





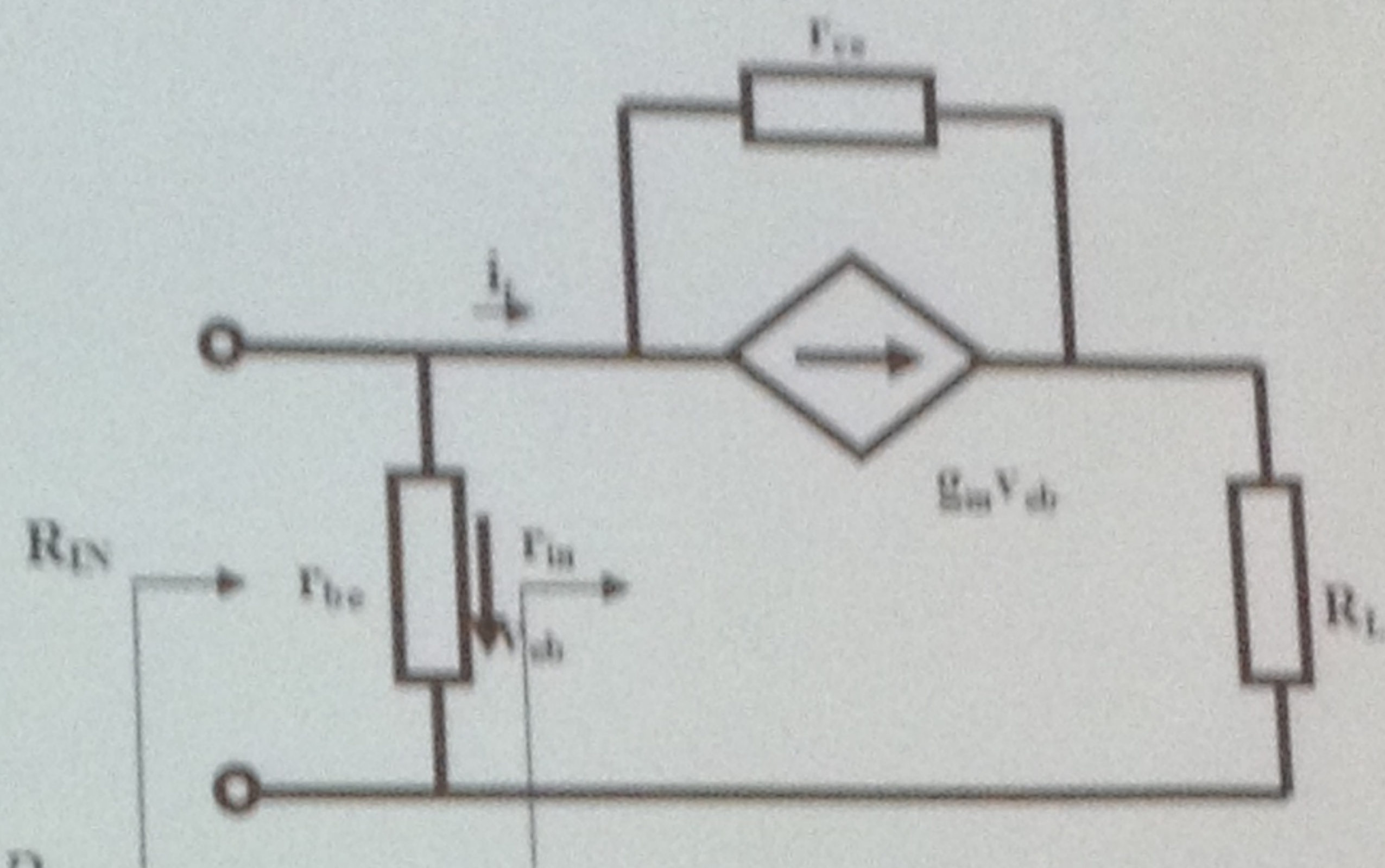
$$R_{IN} = r_{be} \parallel r_{in}$$

$$v_t = v_{eb} = (i_t - g_m v_{eb}) r_{ce} + i_t R_L$$

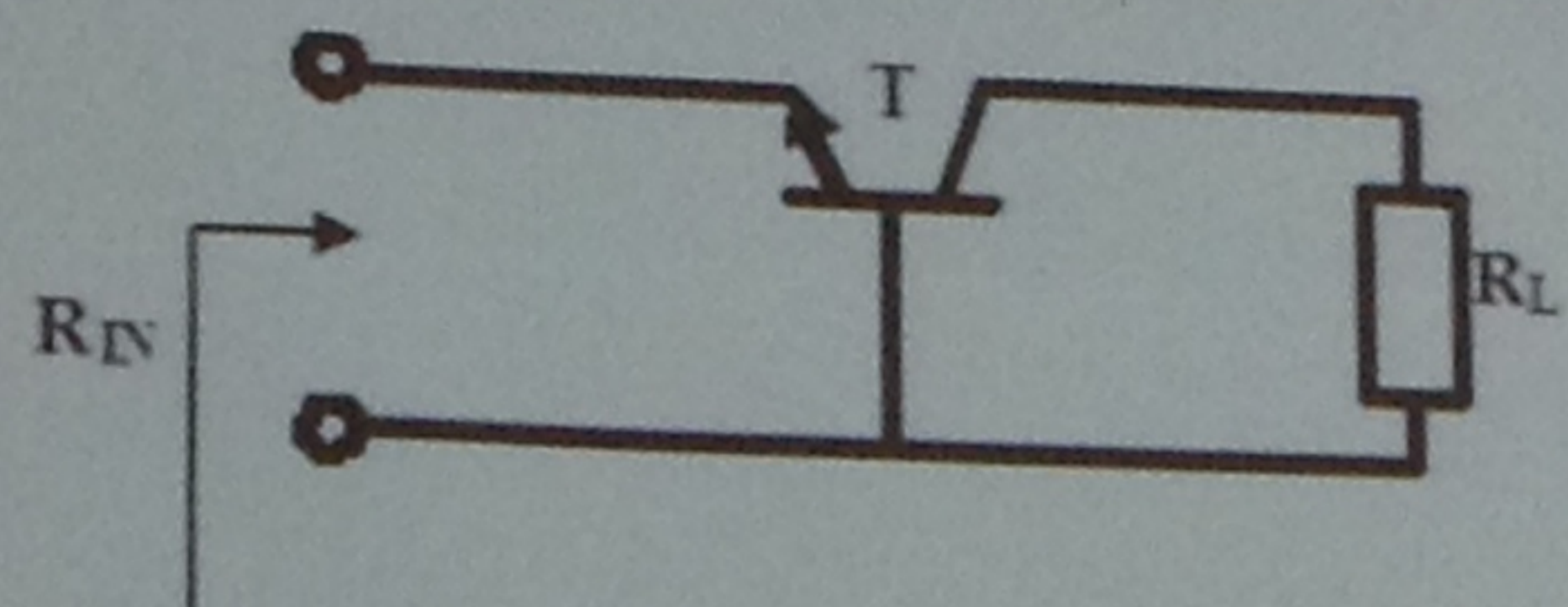
$$(1 + g_m r_{ce}) v_t = i_t (r_{ce} + R_L)$$

$$r_{in} = \frac{v_t}{i_t} = \frac{r_{ce} + R_L}{1 + g_m r_{ce}}$$

$$R_{IN} = r_{be} \parallel \frac{r_{ce} + R_L}{1 + g_m r_{ce}}$$



4分



$$R_{IN} = r_{be} \parallel r_{in}$$

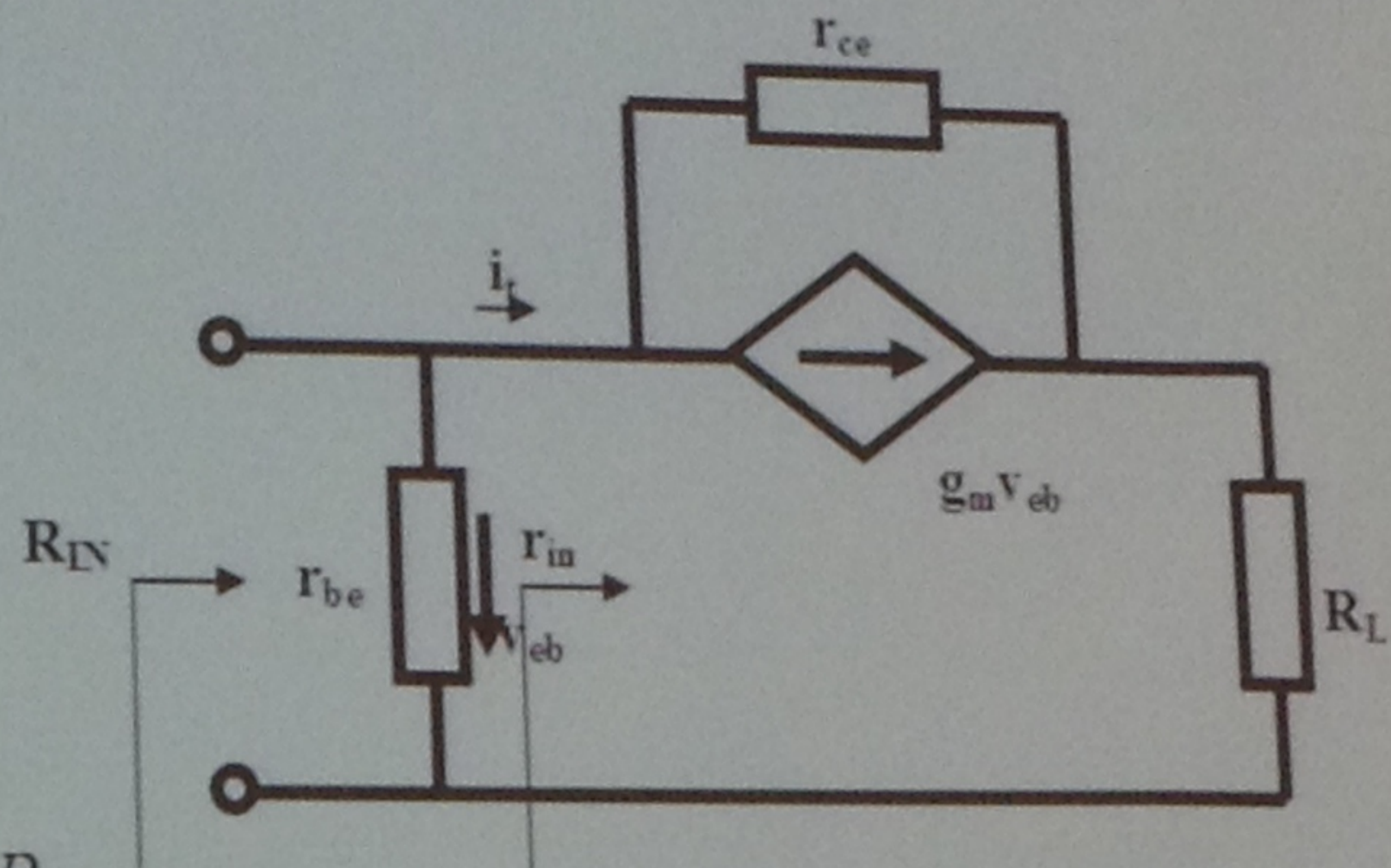
$$v_t = v_{eb} = (i_t - g_m v_{eb}) r_{ce} + i_t R_L$$

$$(1 + g_m r_{ce}) v_t = i_t (r_{ce} + R_L)$$

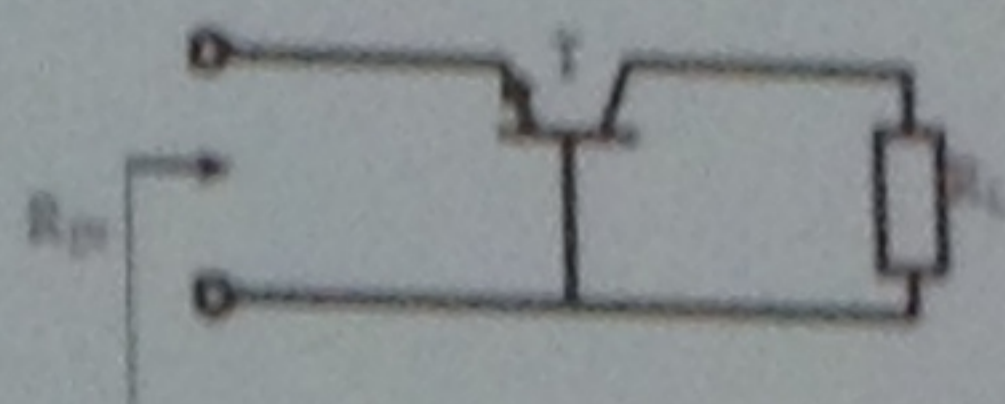
$$r_{in} = \frac{v_t}{i_t} = \frac{r_{ce} + R_L}{1 + g_m r_{ce}}$$

$$R_{IN} = r_{be} \parallel \frac{r_{ce} + R_L}{1 + g_m r_{ce}}$$

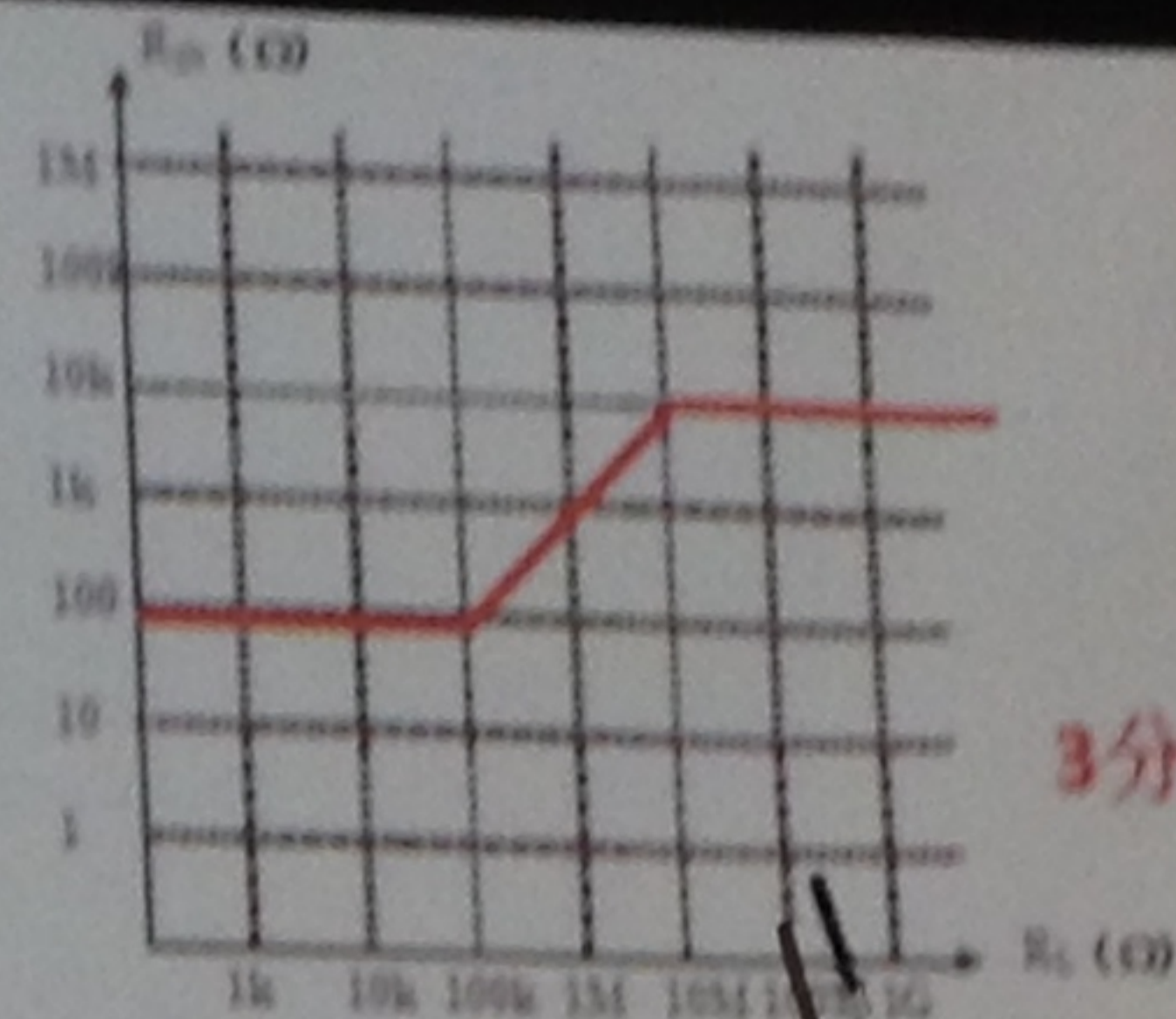
4分



$$R_{IN} = r_{be} \parallel \frac{r_{ce} + R_L}{1 + g_m r_{ce}}$$



$$g_m = 10\text{mS} \quad r_{be} = 10\text{k}\Omega \quad r_{ce} = 100\text{k}\Omega$$



3分

$$R_L \ll r_{ce}$$

$$R_{IN} = r_{be} \parallel \frac{r_{ce} + R_L}{1 + g_m r_{ce}} \approx r_{be} \parallel \frac{r_{ce}}{1 + g_m r_{ce}} = r_{be} \parallel \frac{1}{g_m} \parallel r_{ce} \approx \frac{1}{g_m} = 100\Omega$$

$$R_L \gg r_{ce}$$

$$R_{IN} = r_{be} \parallel \frac{r_{ce} + R_L}{1 + g_m r_{ce}} \approx r_{be} \parallel \frac{R_L}{1 + g_m r_{ce}} \approx \frac{R_L}{1 + g_m r_{ce}} \propto R_L$$

$$\frac{R_L}{1 + g_m r_{ce}} < r_{be}$$

$$R_L < g_m r_{ce} r_{be} = 10\text{mS} \times 10\text{k}\Omega \times 100\text{k}\Omega = 10\text{M}\Omega$$

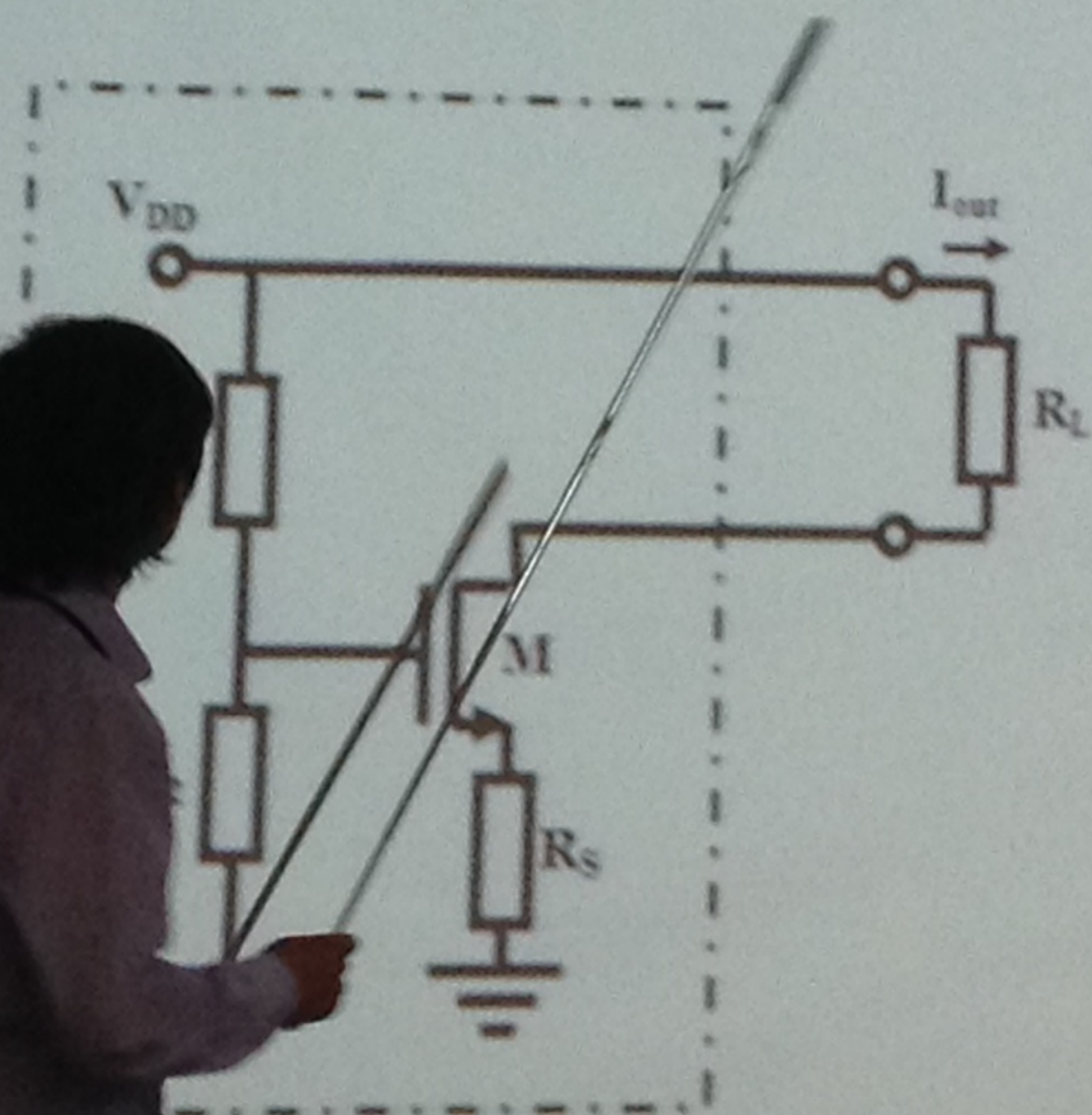
$$\frac{R_L}{1 + g_m r_{ce}} > r_{be}$$

$$R_{IN} = r_{be} \parallel \frac{r_{ce} + R_L}{1 + g_m r_{ce}} \approx r_{be} = 10\text{k}\Omega$$

$$R_L > g_m r_{ce} r_{be} = 10\text{mS} \times 10\text{k}\Omega \times 100\text{k}\Omega = 10\text{M}\Omega$$

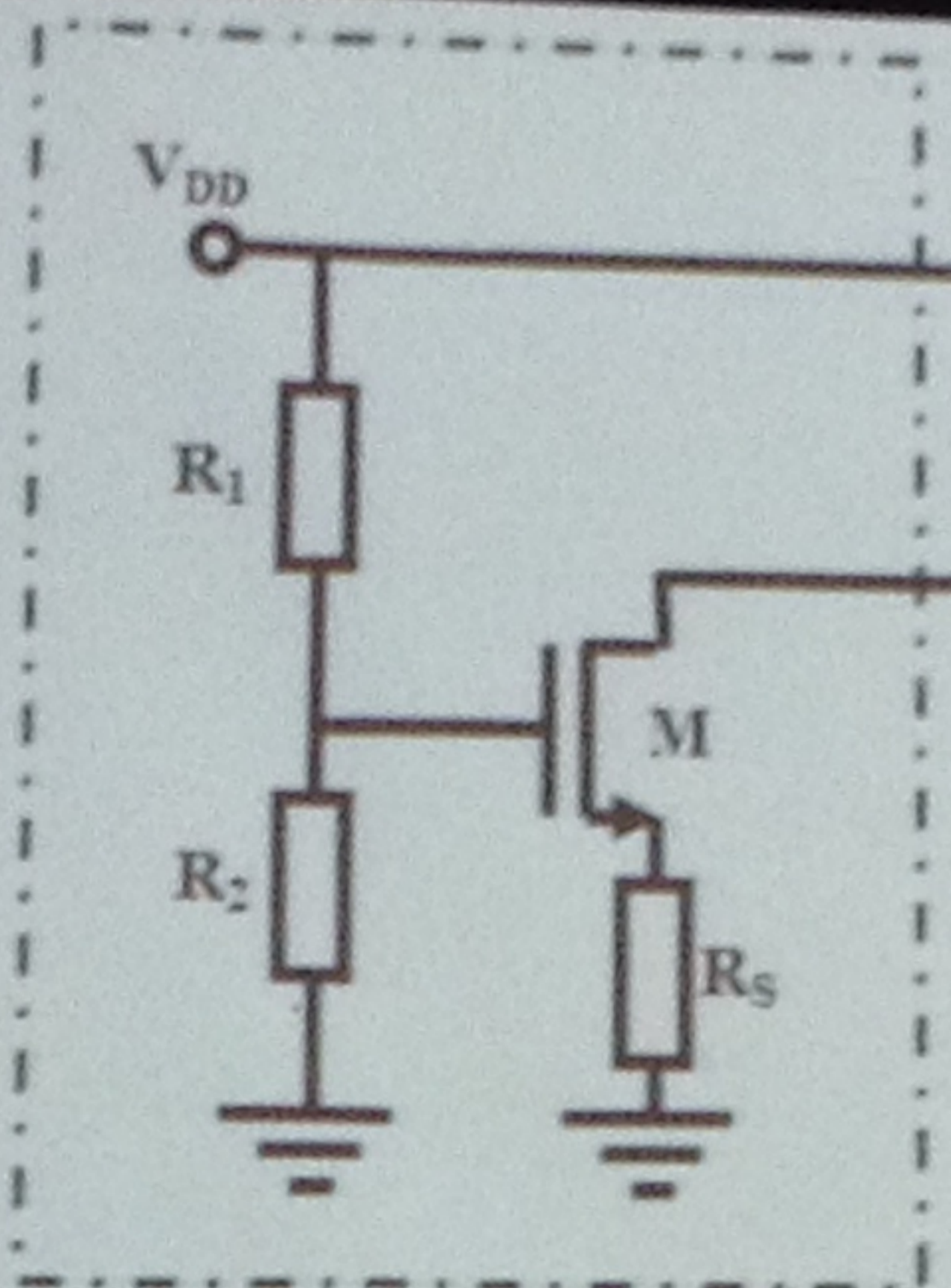
晶体管电流源

$$I_D = \beta_n (V_{GS} - V_{TH})^2 \left(1 + \frac{V_{DS}}{V_A} \right)$$



- 三、（11分）如图9所示是一个用晶体管实现的电流源电路，已知 $V_{DD}=8V$ ， $R_1=20k\Omega$ ， $R_2=20k\Omega$ ，现希望实现一个输出短路电流为 $1mA$ 的电流源，问：

- （1） R_S 电阻如何取值？已知工作于恒流导通区的晶体管满足如下约束方程，其中 $\beta_n=100mA/V^2$ ， $V_{TH}=0.7V$ ， $V_A=50V$ 。
- （2）虚框单端口网络等效诺顿电流源的内阻为多少？
- （3）对该电流源的负载电阻 R_L 有何要求以确保电流源的 $1mA$ 恒流输出？



R_S 的设计

$I_D = 1mA$
 $\beta_n = 100mA/V^2$

$$V_G = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{DD} = \frac{20k}{20k + 20k} \times 8 = 4V$$

$$I_D = \beta_n (V_{GS} - V_{TH})^2 \left(1 + \frac{V_{DS}}{V_A} \right) = \beta_n (V_G - V_S - V_{TH})^2 \left(1 + \frac{V_D - V_S}{V_A} \right)$$

$$= \beta_n (V_G - I_D R_S - V_{TH})^2 \left(1 + \frac{V_D - I_D R_S}{V_A} \right)$$

$$R_S = \frac{V_G - V_{TH} - \sqrt{\frac{I_D}{\beta_n}}}{I_D}$$

$V_A \rightarrow \infty$

$$\sqrt{\frac{I_D}{\beta_n}} = V_G - I_D R_S - V_{TH}$$

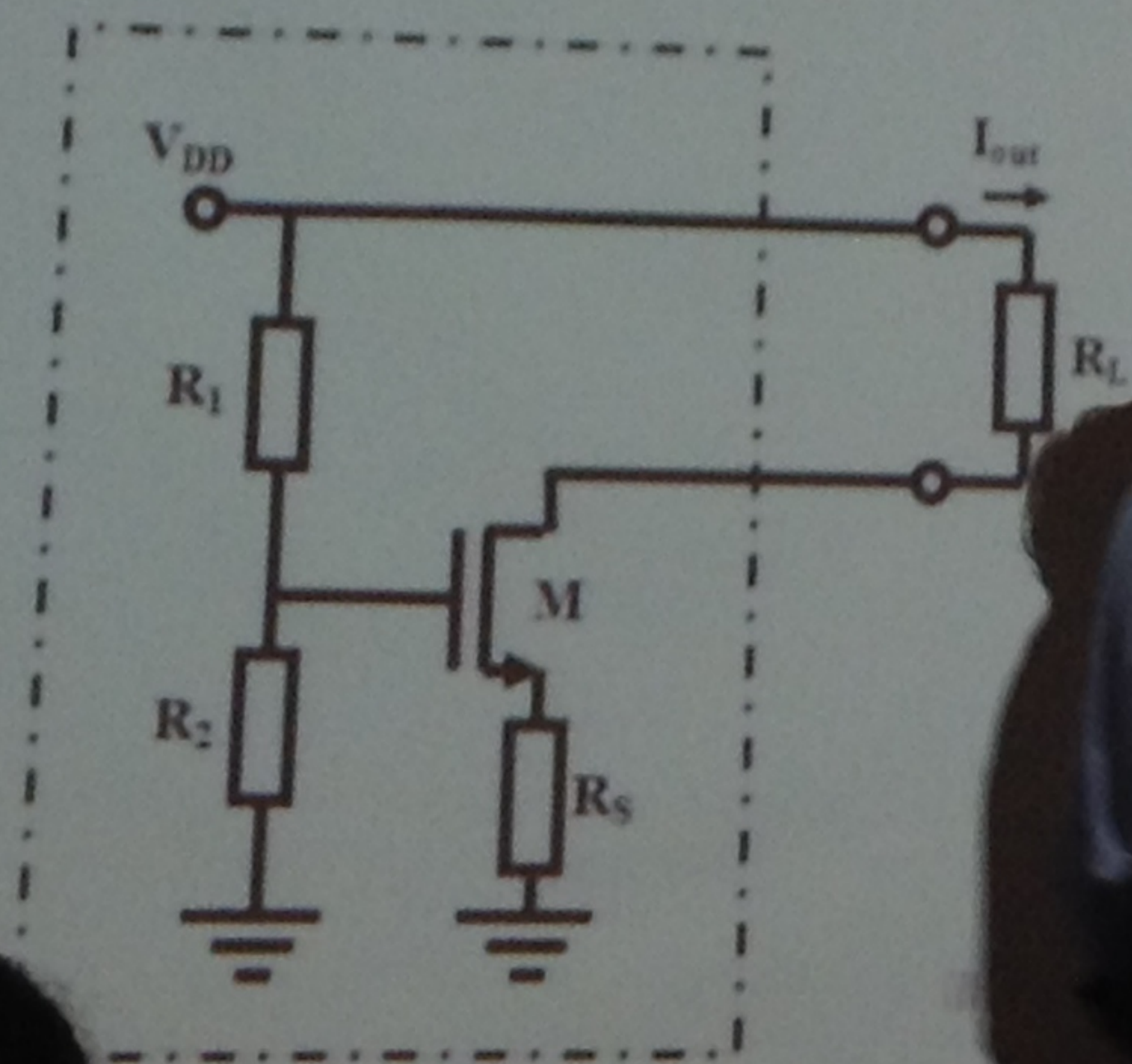
$$= \frac{4 - 0.7 - \sqrt{\frac{1}{100}}}{1} = 3.2k\Omega$$

4分

$$I_D = \beta_n (V_{GS} - V_{TH})^2 \left(1 + \frac{V_{DS}}{V_A} \right) = \beta_n (V_G - I_D R_S - V_{TH})^2 \left(1 + \frac{V_D - I_D R_S}{V_A} \right)$$

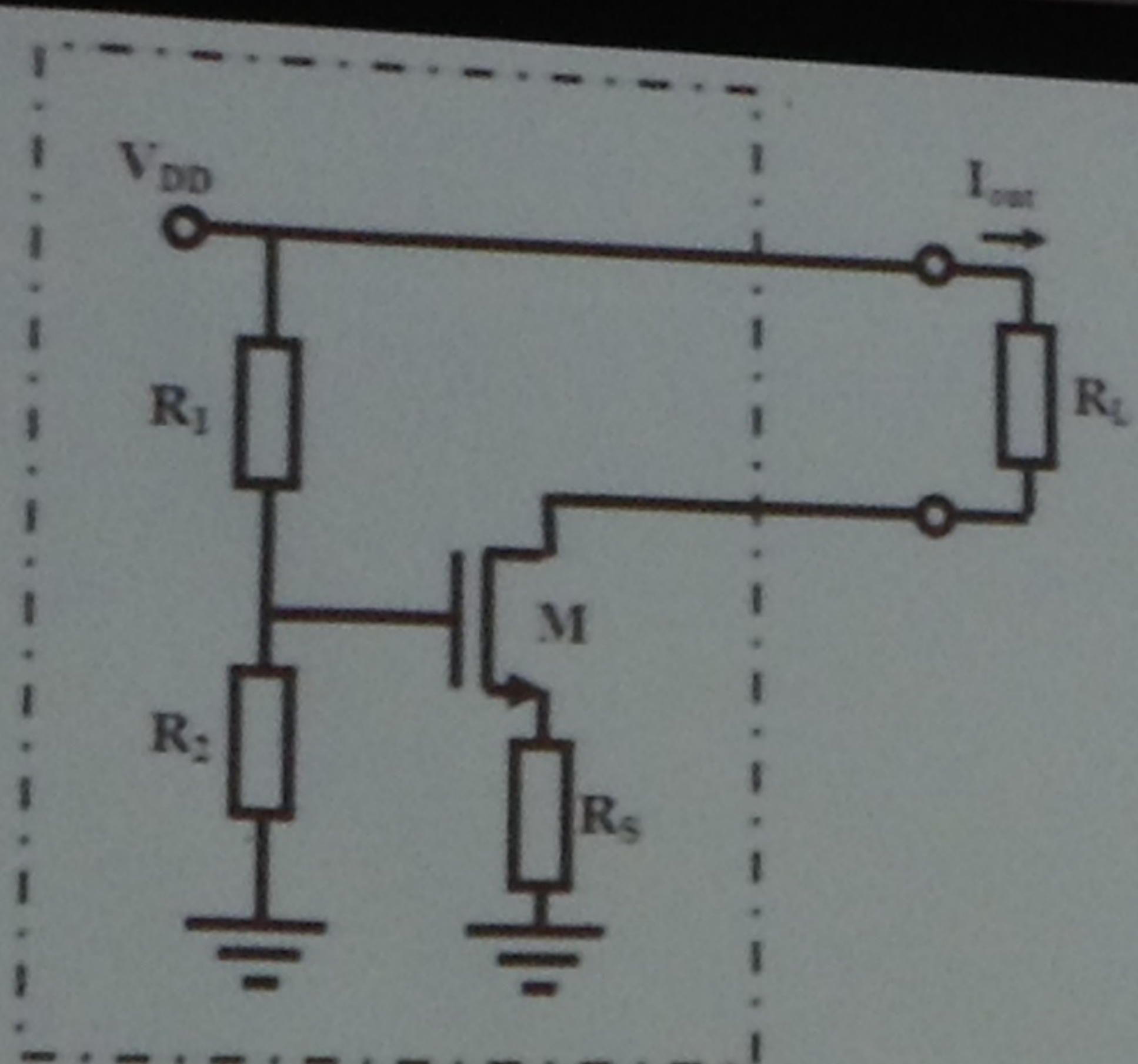
$$R_S^{(1)} = \frac{V_G - V_{TH} - \sqrt{\frac{I_D}{\beta_n \left(1 + \frac{V_D - I_D R_S^{(0)}}{V_A} \right)}}}{I_D} = \frac{4 - 0.7 - \sqrt{\frac{1}{100 \left(1 + \frac{8 - 3.2}{50} \right)}}}{1} = 3.2045 \text{ k}\Omega$$

1分



取3.2kΩ时，诺顿电流为1mA

诺顿内阻



$$r_{out} = R_S \langle g_m \rangle r_{ds} = R_S + r_{ds} + g_m r_{ds} R_S$$

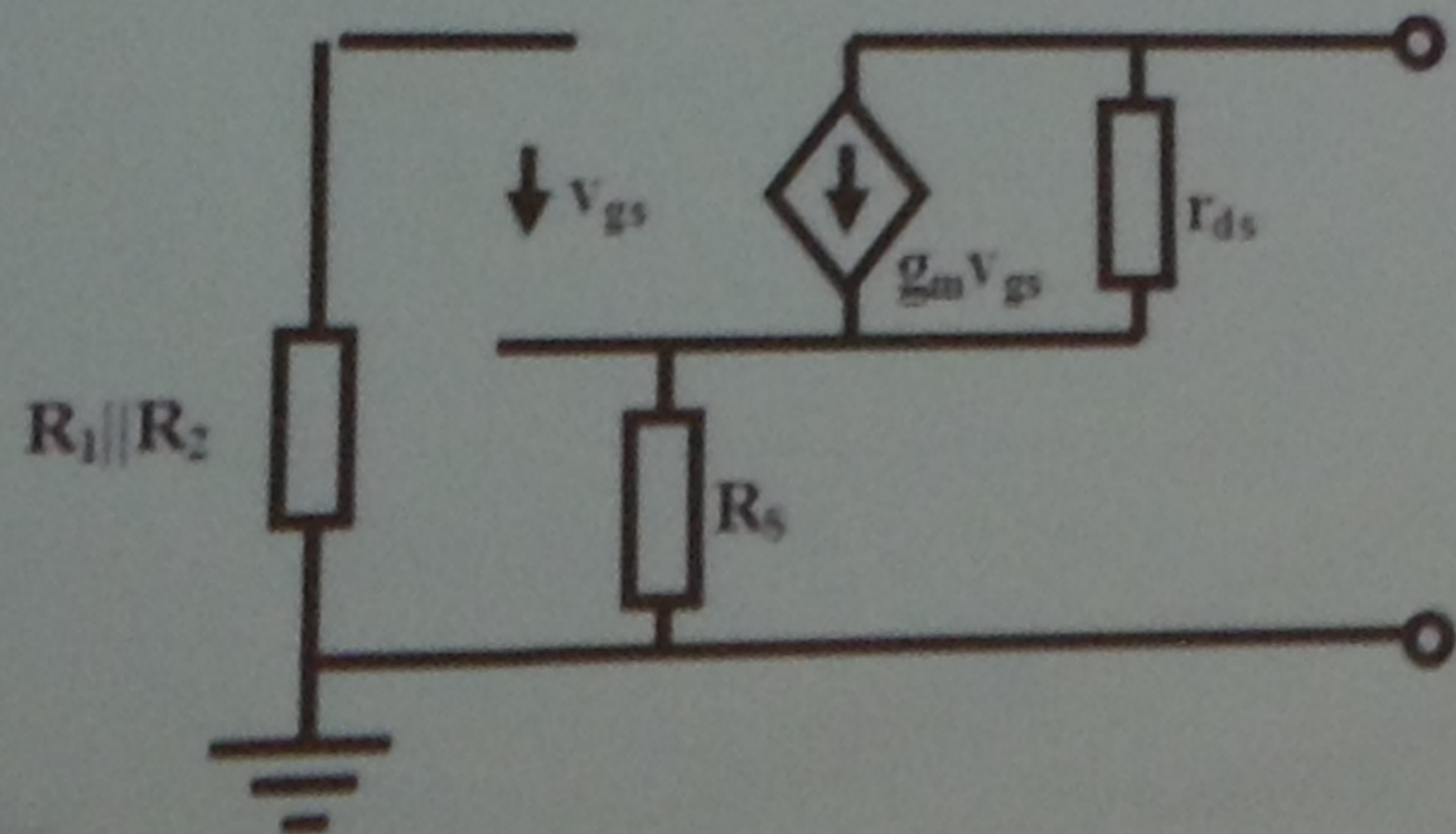
$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = 2\beta_n (V_{GS} - V_{TH}) \left(1 + \frac{V_{DS}}{V_A}\right)$$

$$= \frac{2I_{D0}}{(V_{GS} - V_{TH})} = \frac{2 \times 1mA}{4 - 3.2045 - 0.7} = 20.9mS$$

20mS

$$r_{ds} = \left(\frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}}\right)^{-1} = \beta_n (V_{GS} - V_{TH})^2 \frac{1}{V_A} = 54.8k\Omega$$

$$\approx \left(\frac{I_{D0}}{V_A}\right)^{-1} = \frac{50}{1mA} = 50k\Omega$$



$$r_{out} = R_S \langle g_m \rangle r_{ds} = R_S + r_{ds} + g_m r_{ds} R_S$$

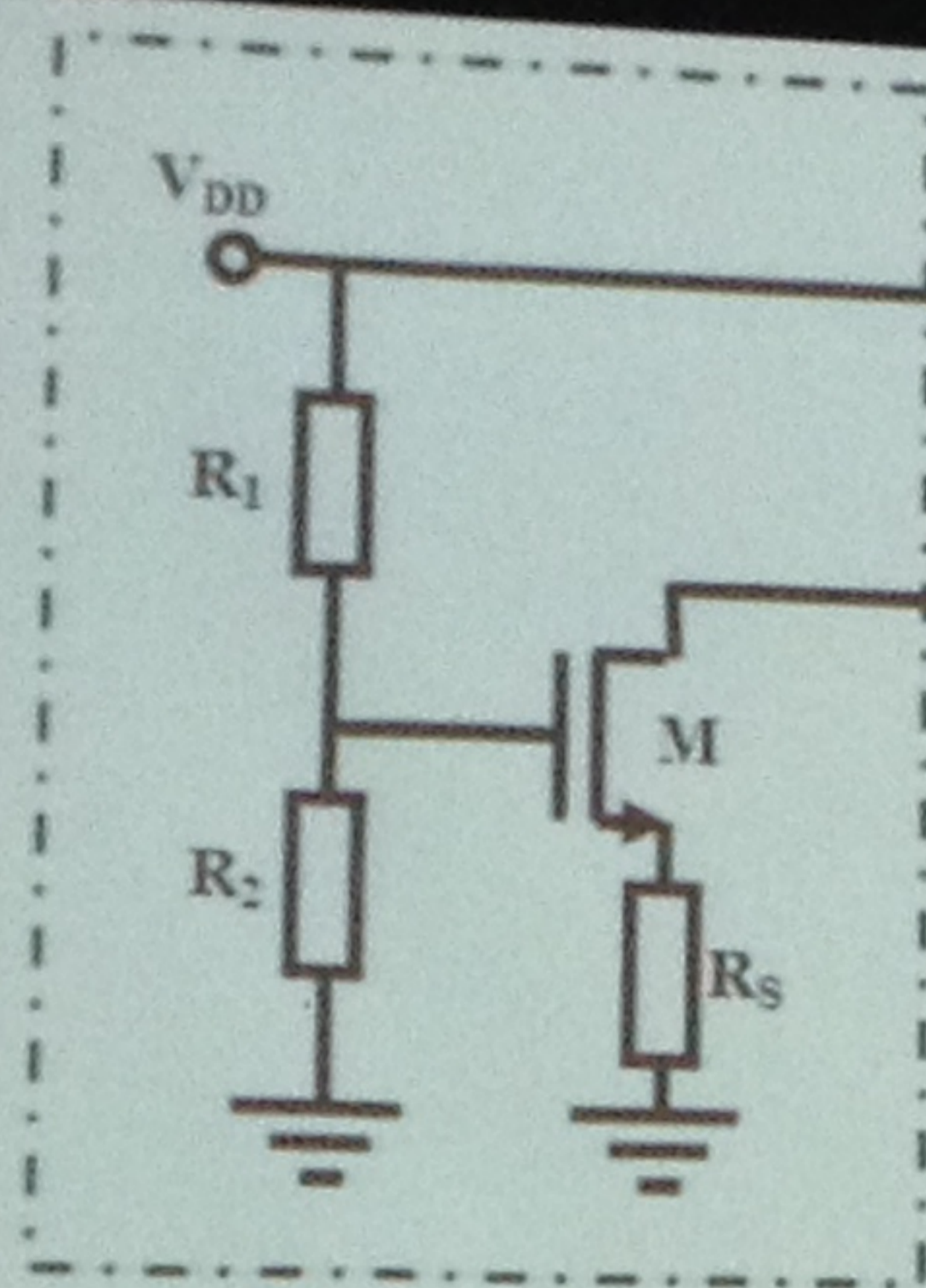
$$= 3.2045k + 54.8k + 20.9m * 54.8k * 3.2045k$$

$$= 3.2045 + 54.8 + 3670k$$

$$= 3.73M\Omega$$

$$3.25M\Omega$$

5分



对 R_L 的要求

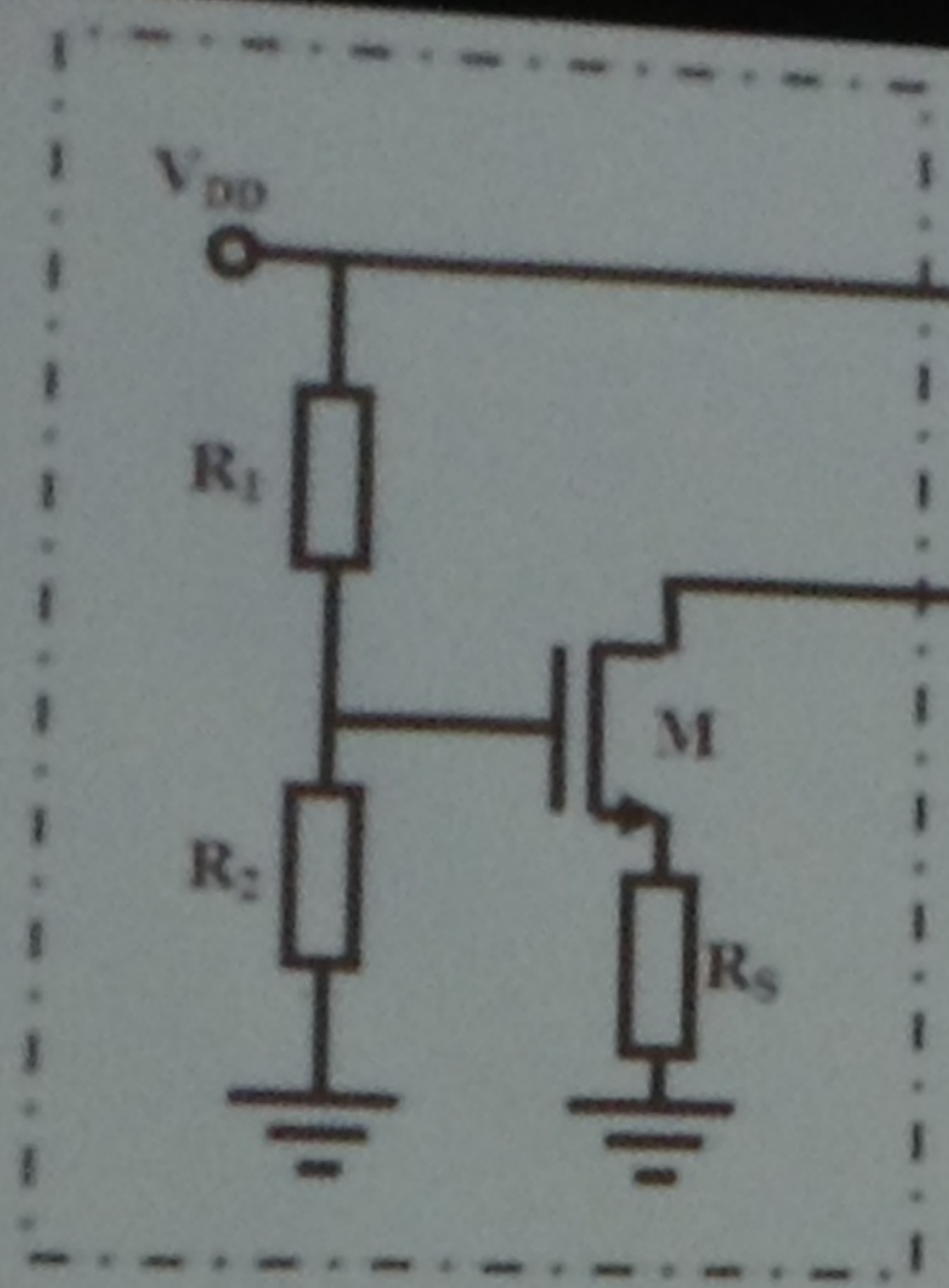
应确保晶体管工作于恒流区

$$V_{DS} > V_{DS,sat} = V_{GS} - V_{TH} = 4 - 3.2 - 0.7 = 0.1$$

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D R_L - I_D R_S > 0.1$$

$$R_L < \frac{V_{DD} - I_D R_S - 0.1}{I_D} = \frac{8 - 3.2 - 0.1}{1m} = 4.7k\Omega$$

1分



对 R_L 的要求

应确保晶体管工作于恒流区

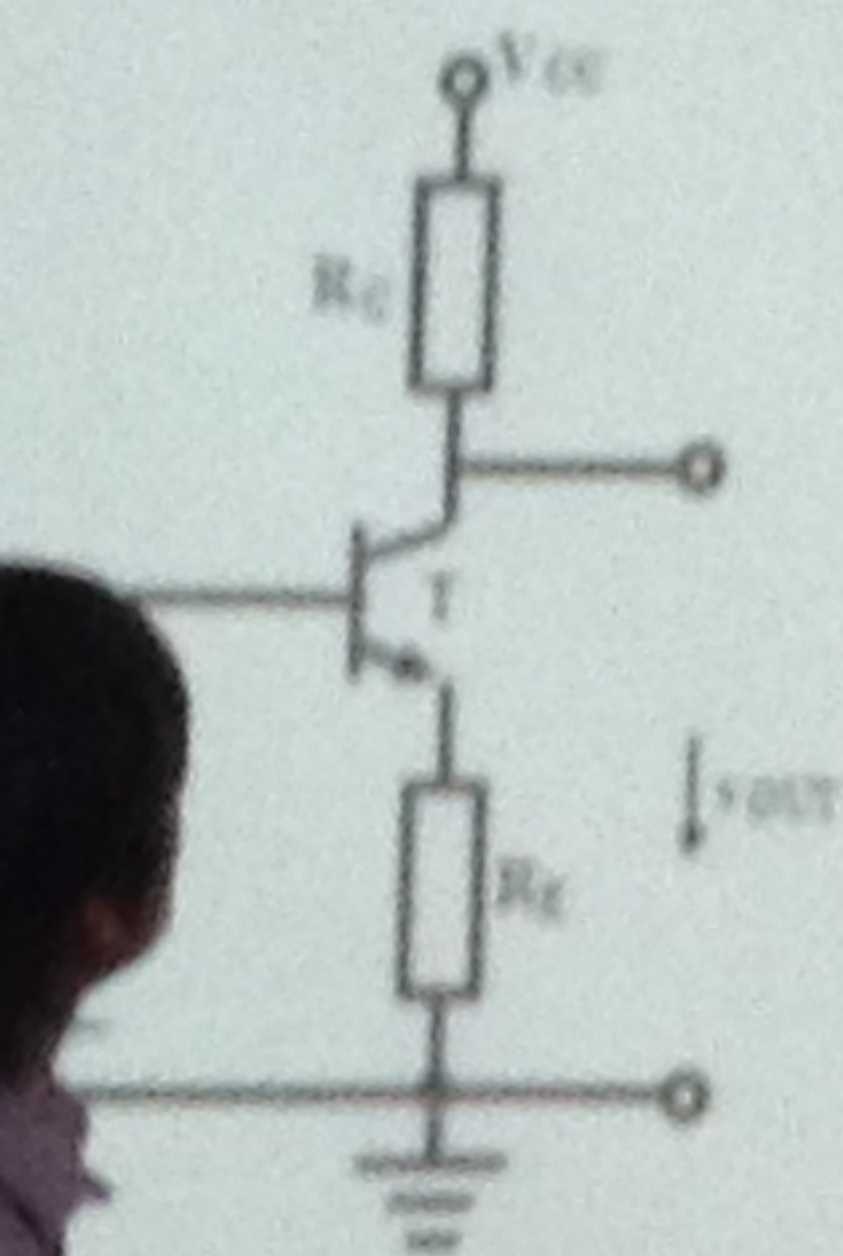
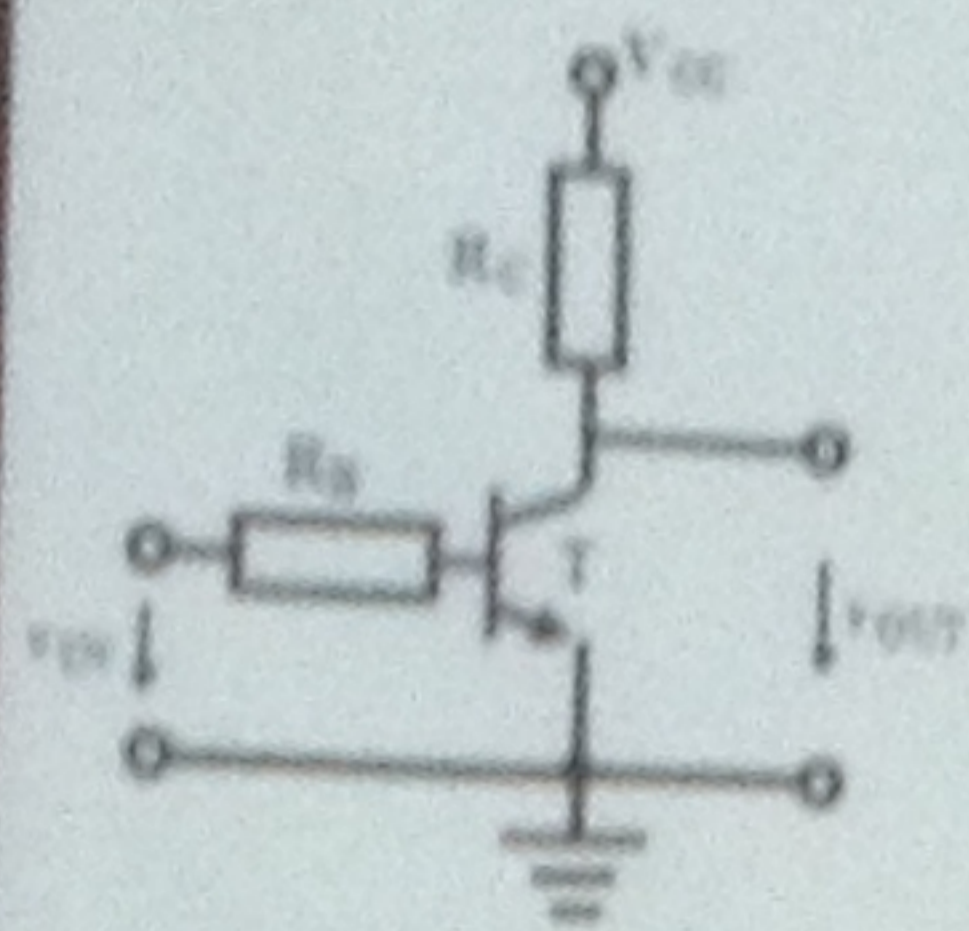
$$V_{DS} > V_{DS,sat} = V_{GS} - V_{TH} = 4 - 3.2 - 0.7 = 0.1$$

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D R_L - I_D R_S > 0.1$$

$$R_L < \frac{V_{DD} - I_D R_S - 0.1}{I_D} = \frac{8 - 3.2 - 0.1}{1m} = 4.7k\Omega$$

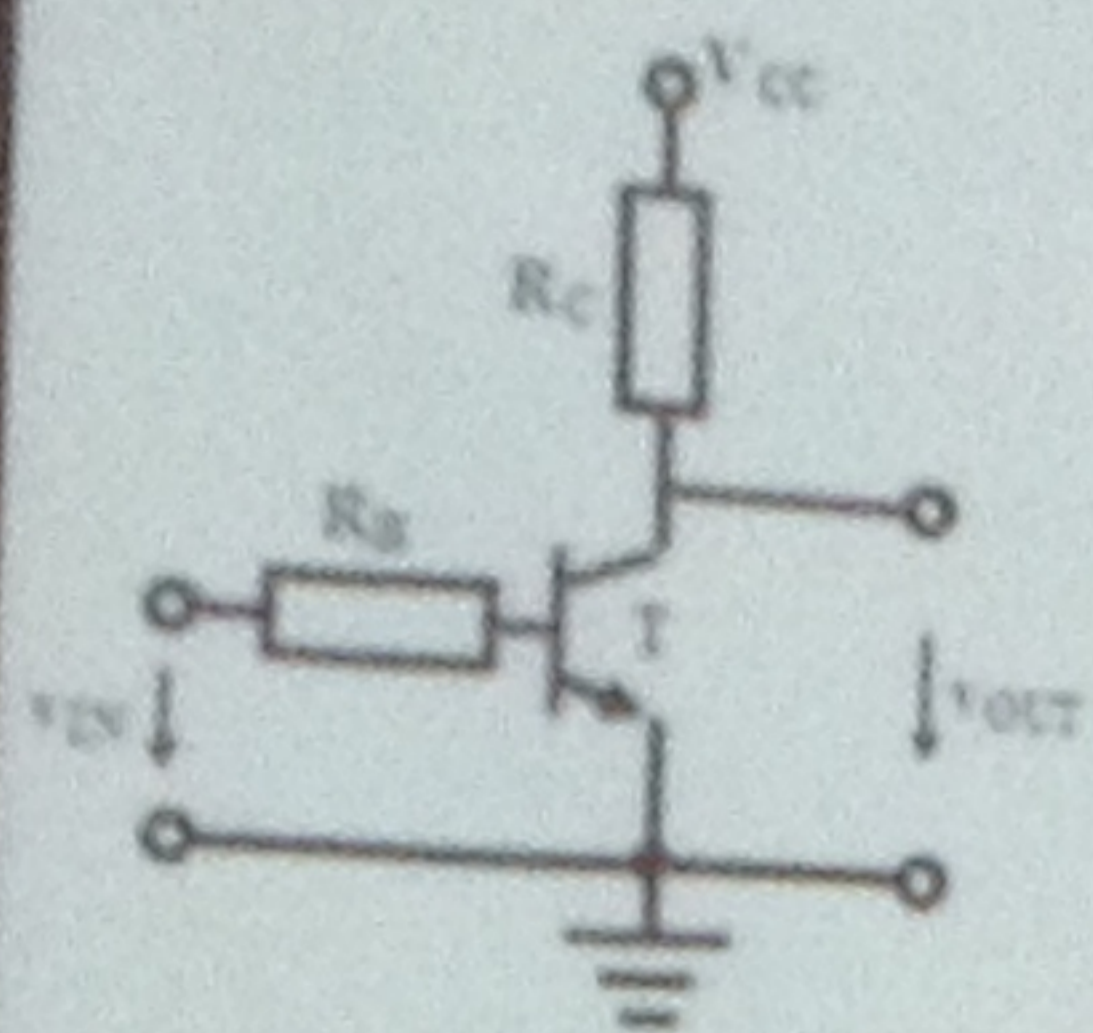
1分

晶体管反相电压放大器

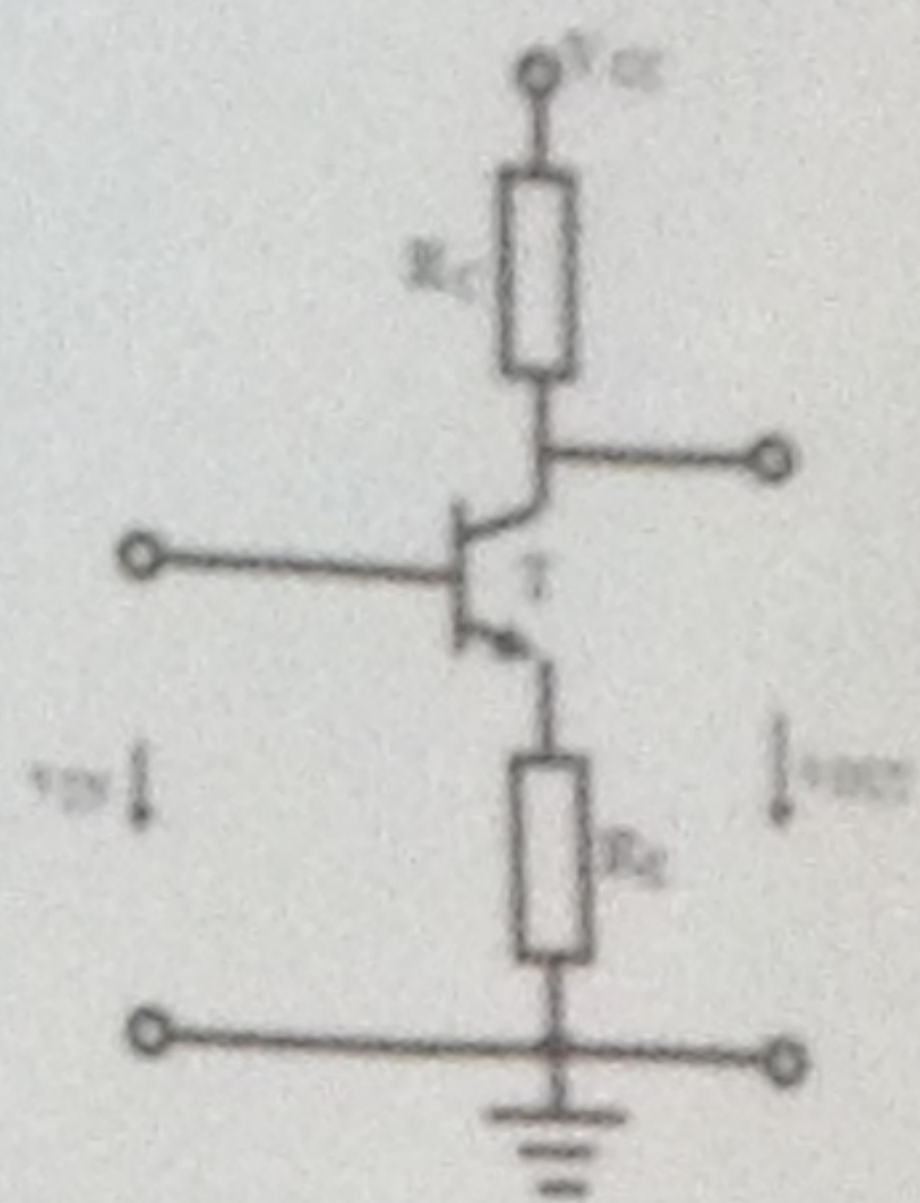


- 四、(22分) 如图10a/b所示的两个单晶体管电路均可用来实现反相电压放大功能。
- (1) 晶体管采用分段折线模型, 请分别分析并给出两个电路的输入输出电压转移特性关系方程。
- (2) 画转移特性曲线, 为了方便作图, 取 $V_{CC}=12V$, $R_C=10k\Omega$, 其中 R_B 或 R_E 的取值使得这两个电路做反相电压放大器使用时, 电压增益为-10, 请说明 R_B 和 R_E 的具体取值, 并说明哪个电路的电压增益稳定性更高, 为什么? 其中晶体管的 $\beta=500$, 不考虑厄利效应。画特性曲线时, 图上标清楚关键点的坐标数值。
- (3) 当输入信号中同时有直流分量和交流分量时, $v_{IN}=V_{INO}+v_{in}(t)$, 分别说明两个电路的输入直流分量取多大时, 反相电压放大器具有最大的线性范围。其中具体电路参量设定同(2)问。

输入输出特性分析



$v_{IN} < 0.7V$ 晶体管截止 $v_{OUT} = V_{CC}$



$v_{IN} > 0.7V$ 晶体管导通, 起始晶体管位于恒流导通区, 此时

$$I_B = \frac{v_{IN} - 0.7}{R_B}$$

$$I_C = \beta I_B = \beta \frac{v_{IN} - 0.7}{R_B}$$

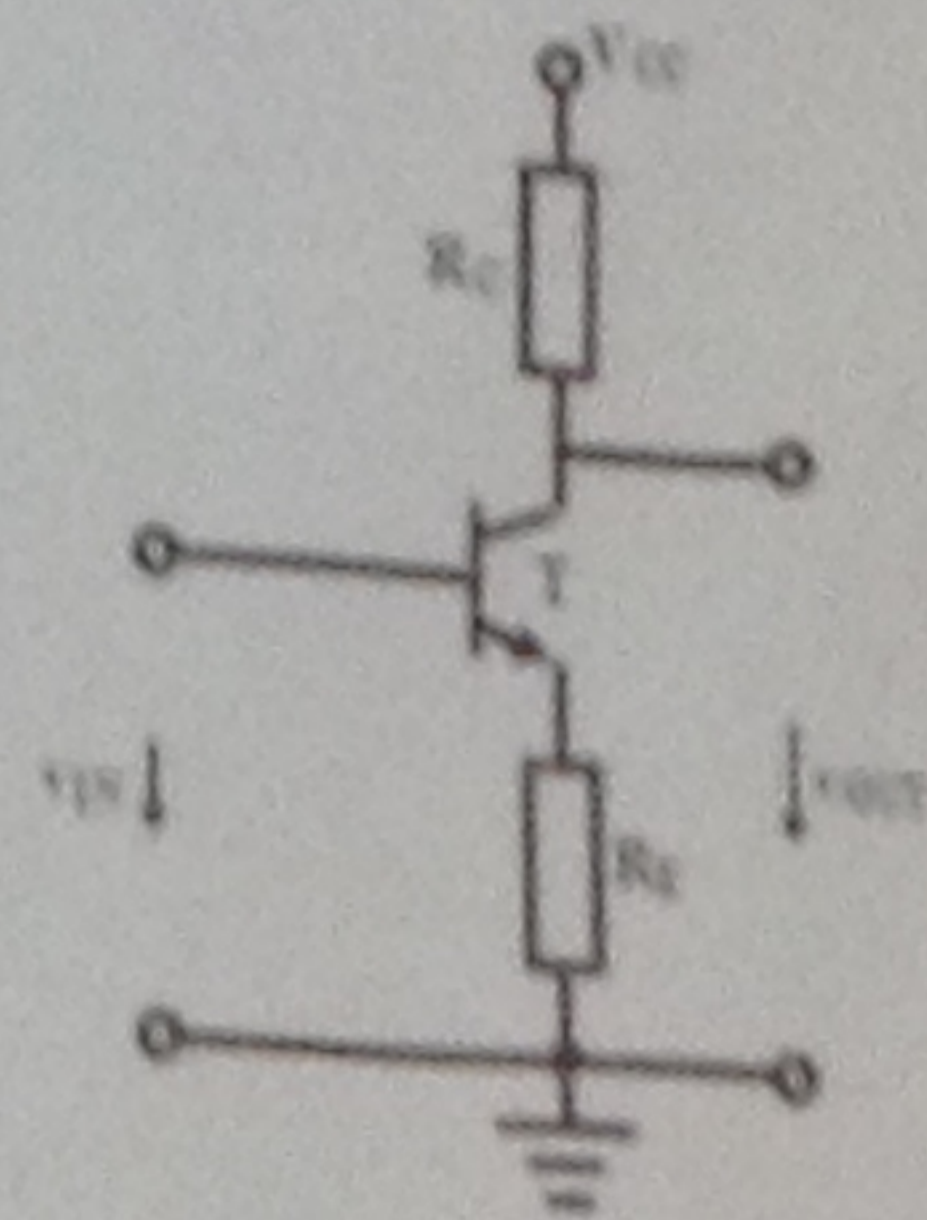
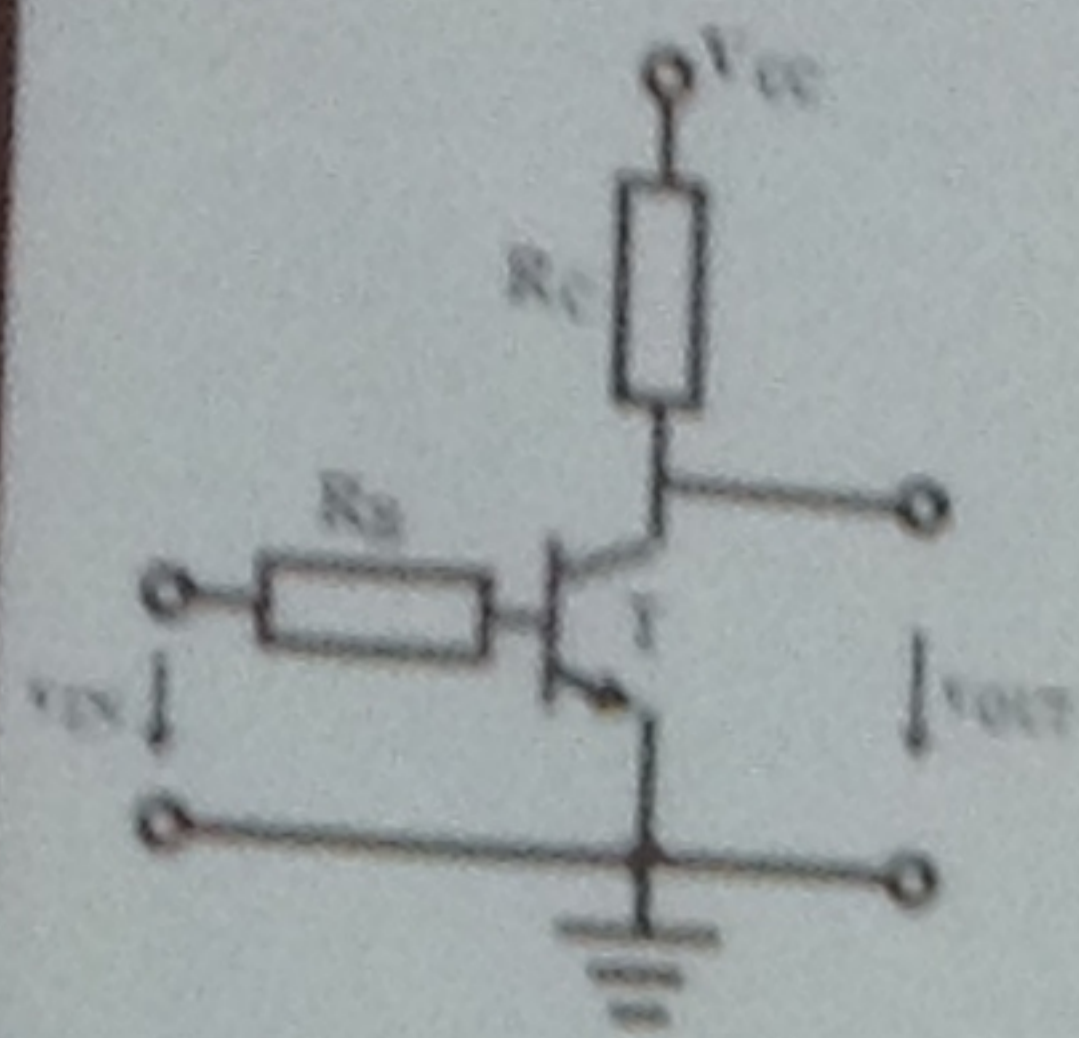
$$v_{OUT} = V_{CC} - I_C R_C = V_{CC} - \beta \frac{R_C}{R_B} (v_{IN} - 0.7)$$

$$I_B = \frac{v_{IN} - 0.7}{(\beta + 1)R_E}$$

$$I_C = \beta I_B = \beta \frac{v_{IN} - 0.7}{(\beta + 1)R_E}$$

$$\begin{aligned} v_{OUT} &= V_{CC} - I_C R_C \\ &= V_{CC} - \frac{\beta R_C}{(\beta + 1)R_E} (v_{IN} - 0.7) \end{aligned}$$

输入输出特性分析



$v_{IN} < 0.7V$ 晶体管截止 $v_{OUT} = V_{CC}$

$v_{IN} > 0.7V$ 晶体管导通，起始晶体管位于恒流导通区，此时

$$I_B = \frac{v_{IN} - 0.7}{R_B}$$

$$I_C = \beta I_B = \beta \frac{v_{IN} - 0.7}{R_B}$$

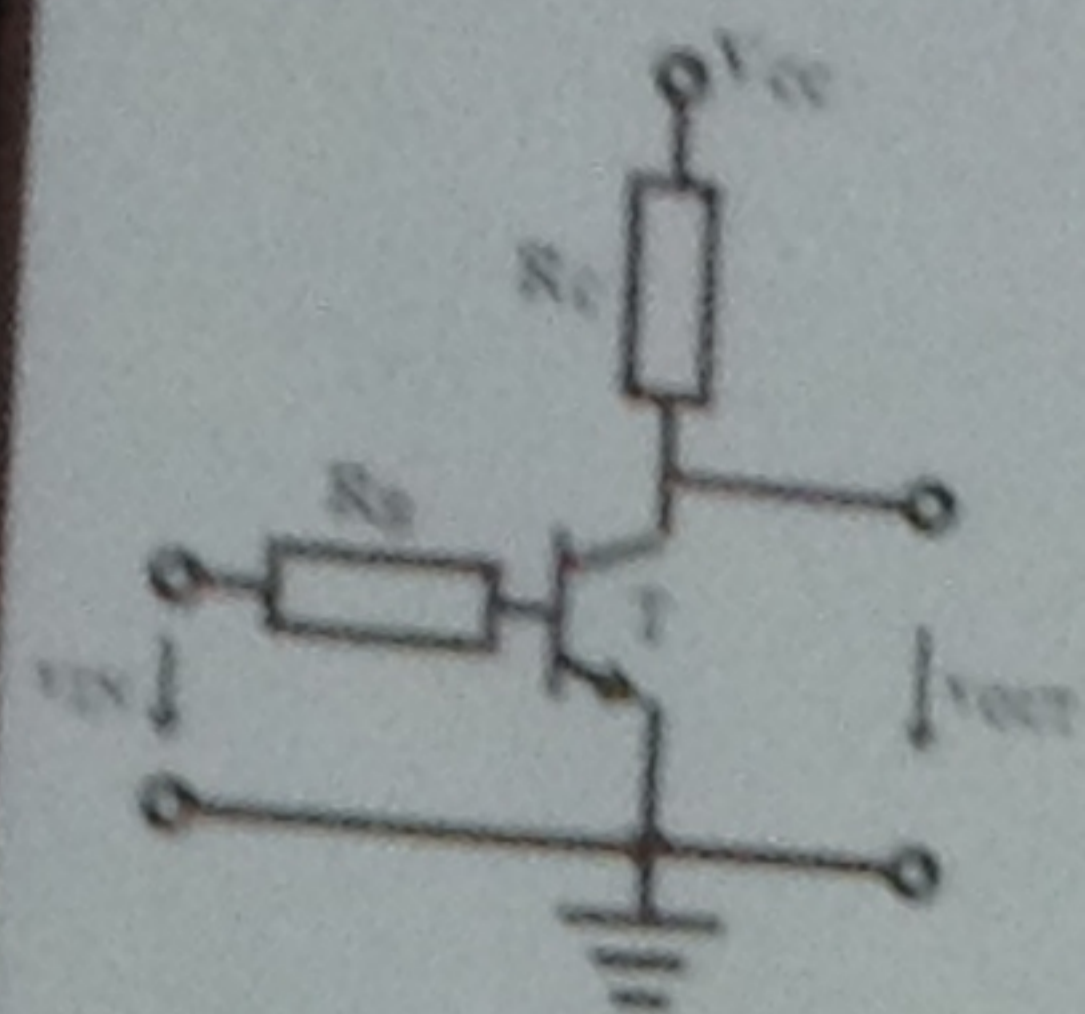
$$v_{OUT} = V_{CC} - I_C R_C = V_{CC} - \beta \frac{R_C}{R_B} (v_{IN} - 0.7)$$

$$I_B = \frac{v_{IN} - 0.7}{(\beta + 1)R_E}$$

$$I_C = \beta I_B = \beta \frac{v_{IN} - 0.7}{(\beta + 1)R_E}$$

$$v_{OUT} = V_{CC} - I_C R_C = V_{CC} - \frac{\beta R_C}{(\beta + 1)R_E} (v_{IN} - 0.7)$$

输入输出特性分析



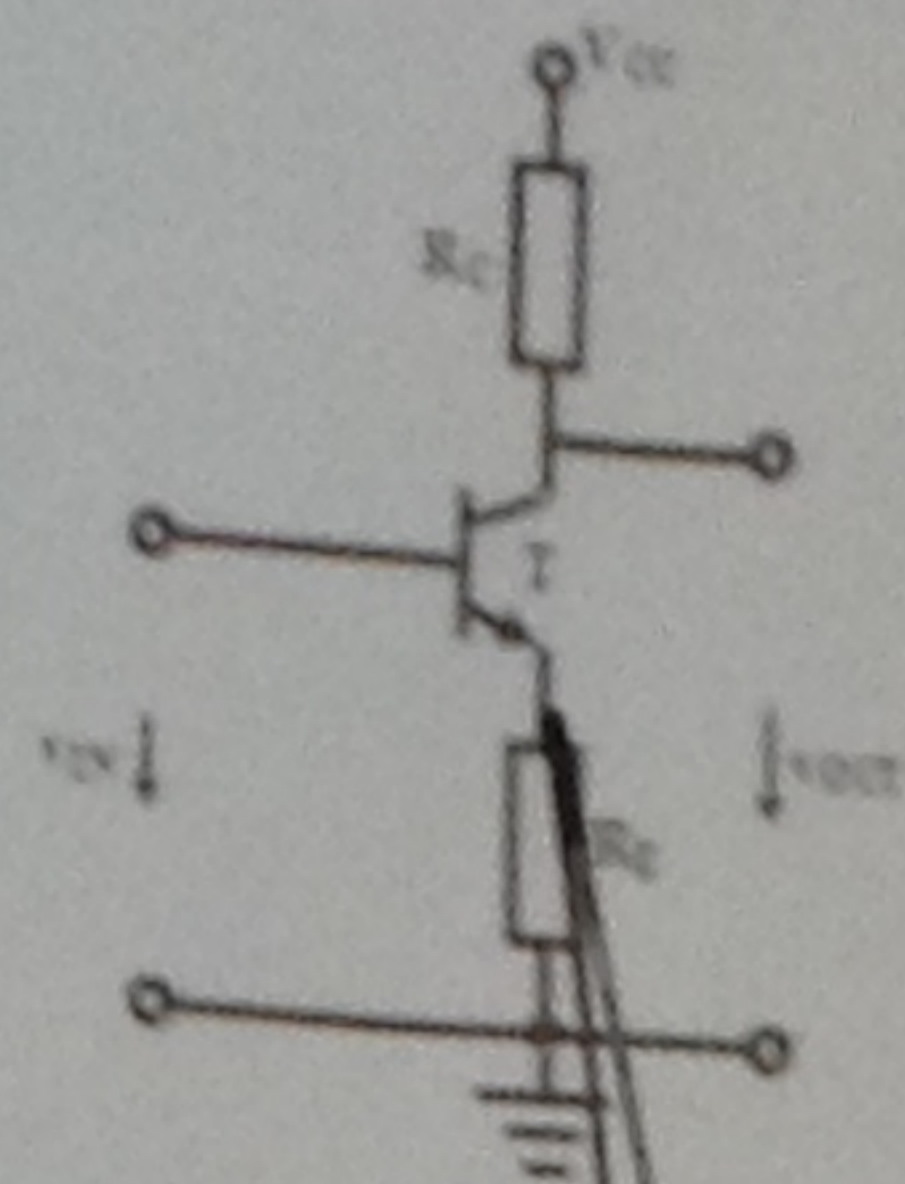
随着 v_{IN} 增加, 晶体管集电极电压下降, 使得晶体管由恒流导通区进入到饱和区, 转折点就是 v_{CE} 下降到 $0.2V$ 时, 即

$$v_{CE,sat} = V_{CC} - \beta \frac{R_C}{R_B} (v_{DVO} - 0.7)$$

$$v_{DVO} = \frac{V_{CC} - v_{CE,sat}}{\beta \frac{R_C}{R_B}} + 0.7$$

$$v_{DVO} > v_{DVO}$$

$$v_{OUT} = v_{CE,sat}$$



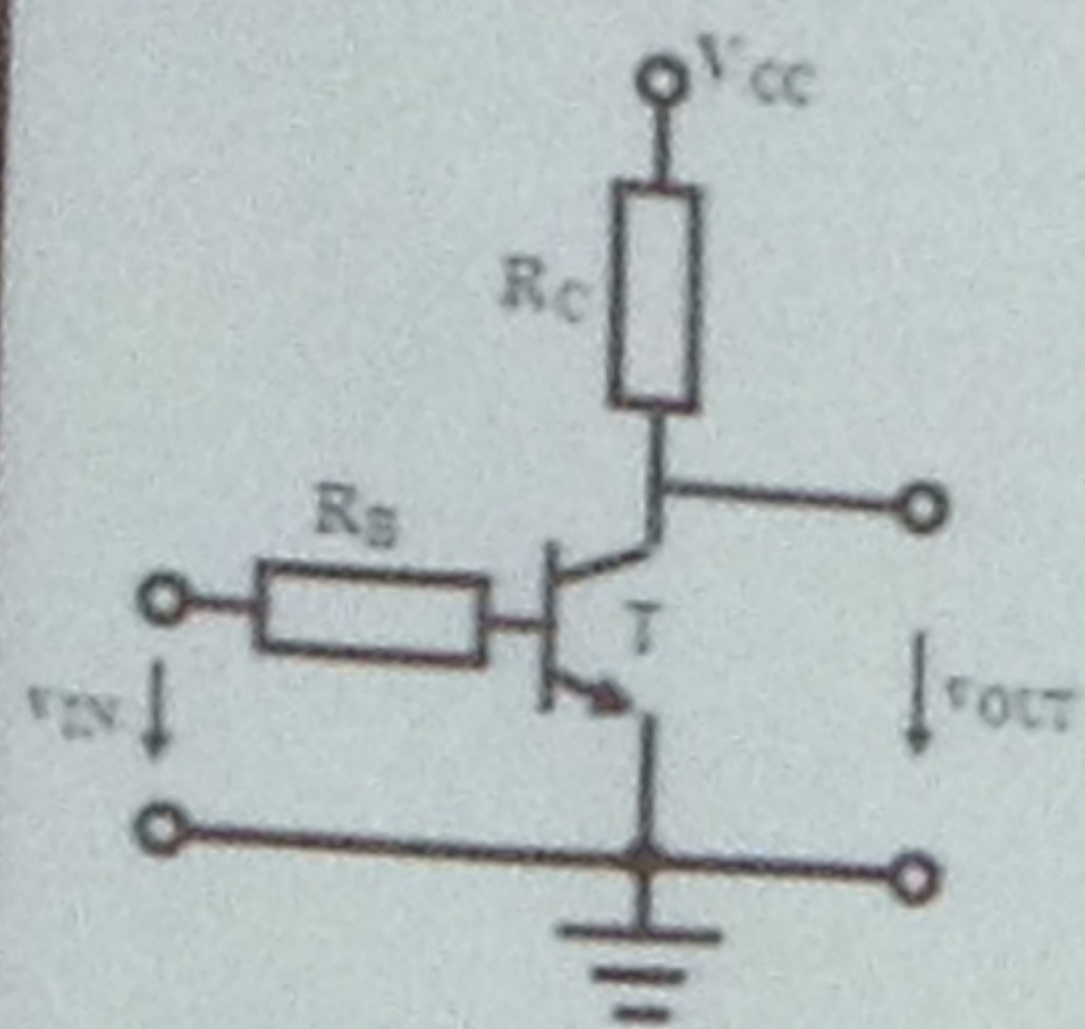
$$I_C = \beta \frac{v_{IN} - 0.7}{(\beta + 1)R_E}$$

$$v_{CE,sat} = V_{CC} - I_C R_C - (v_{DVO} - 0.7)$$

$$= V_{CC} - \left(\frac{\beta R_C}{(\beta + 1)R_E} + 1 \right) (v_{DVO} - 0.7)$$

$$v_{DVO} = \frac{V_{CC} - v_{CE,sat}}{\frac{\beta R_C}{(\beta + 1)R_E} + 1} + 0.7$$

输入输出特性分析



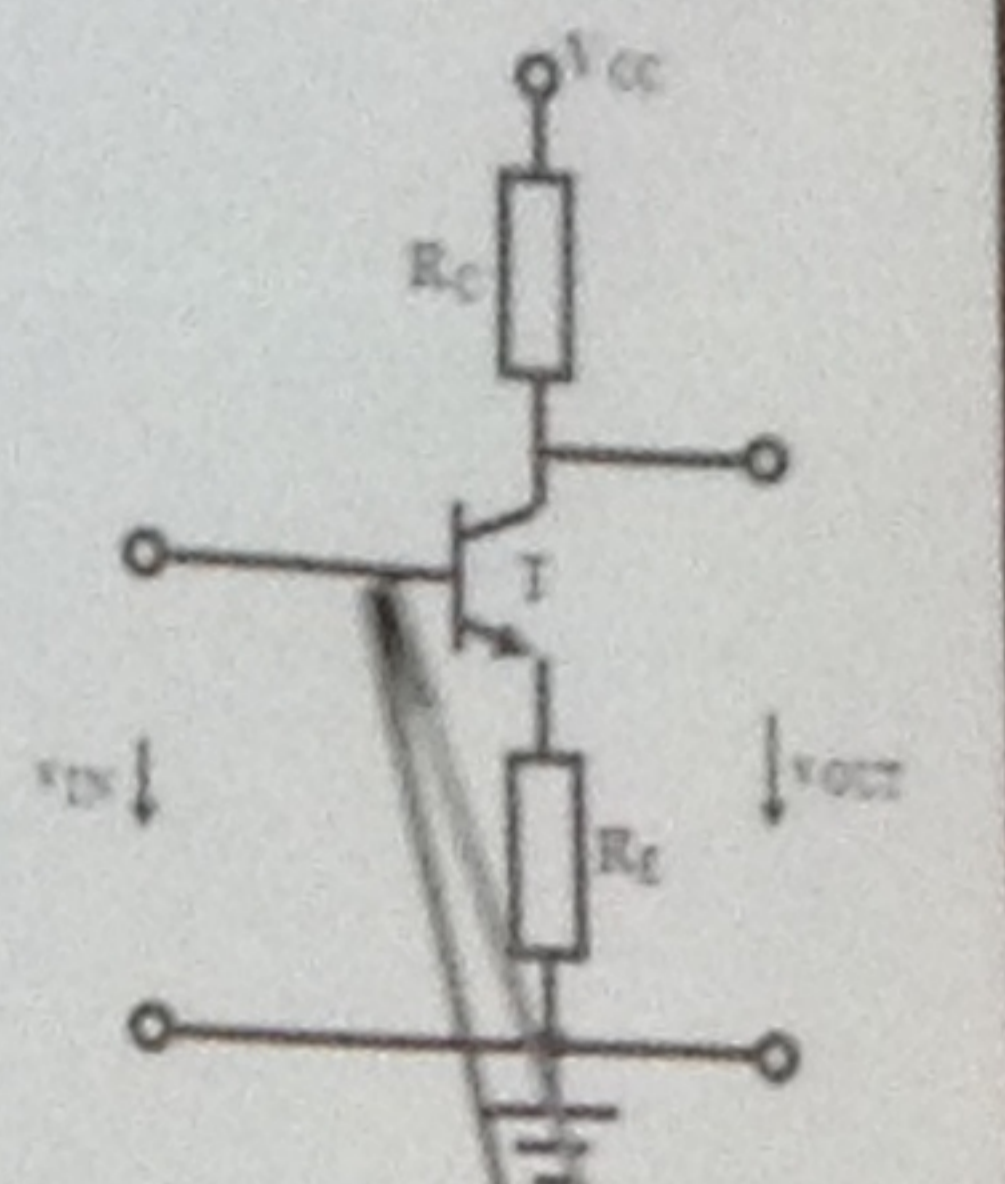
随着 v_{IN} 增加, 晶体管集电极电压下降, 使得晶体管由恒流导通区进入到饱和区, 转折点就是 v_{CE} 下降到 $0.2V$ 时, 即

$$v_{CE,sat} = V_{CC} - \beta \frac{R_C}{R_B} (v_{IN0} - 0.7)$$

$$v_{IN0} = \frac{V_{CC} - v_{CE,sat}}{\beta \frac{R_C}{R_B}} + 0.7$$

$$v_{IN} > v_{IN0}$$

$$v_{OUT} = v_{CE,sat}$$



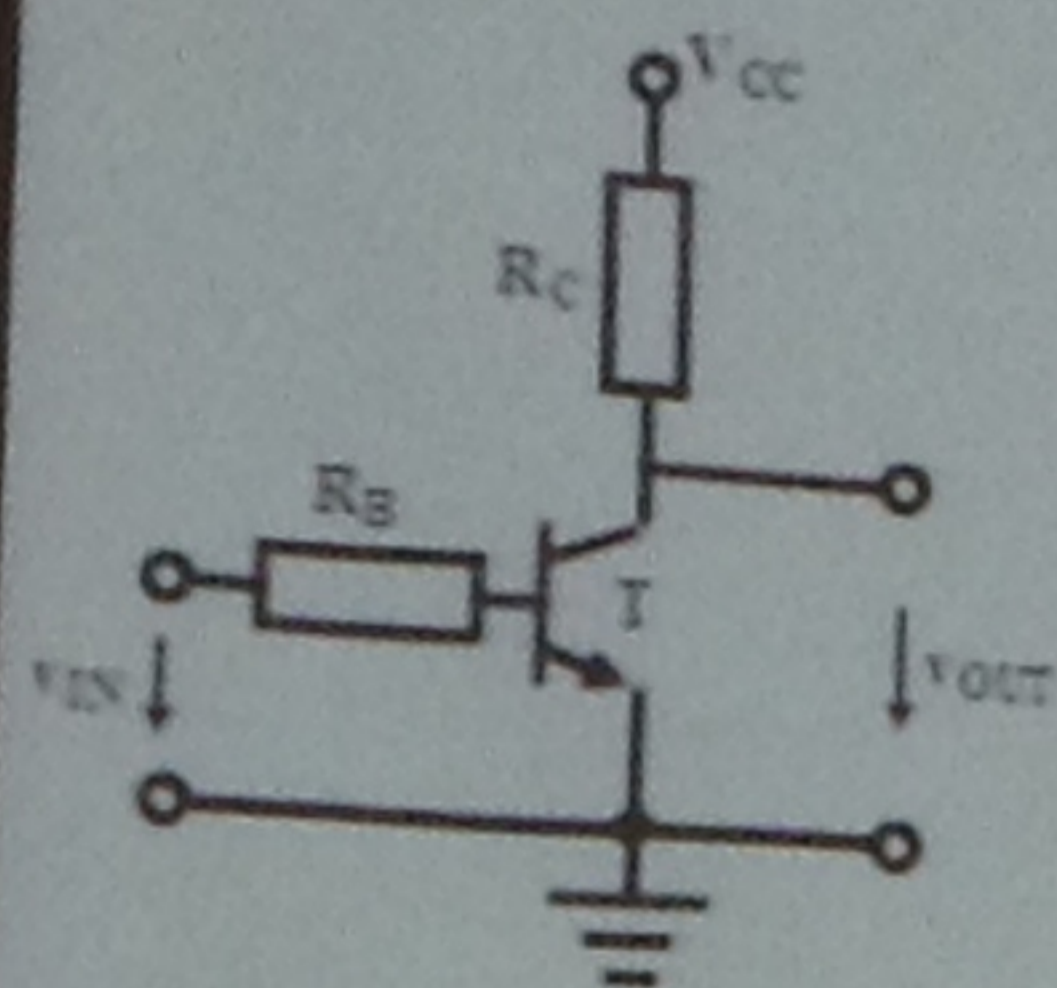
$$I_C = \beta \frac{v_{IN} - 0.7}{(\beta + 1)R_E}$$

$$v_{CE,sat} = V_{CC} - I_C R_C - (v_{IN0} - 0.7)$$

$$= V_{CC} - \left(\frac{\beta R_C}{(\beta + 1)R_E} + 1 \right) (v_{IN0} - 0.7)$$

$$v_{IN0} = \frac{V_{CC} - v_{CE,sat}}{\frac{\beta R_C}{(\beta + 1)R_E} + 1} + 0.7$$

输入输出特性分析



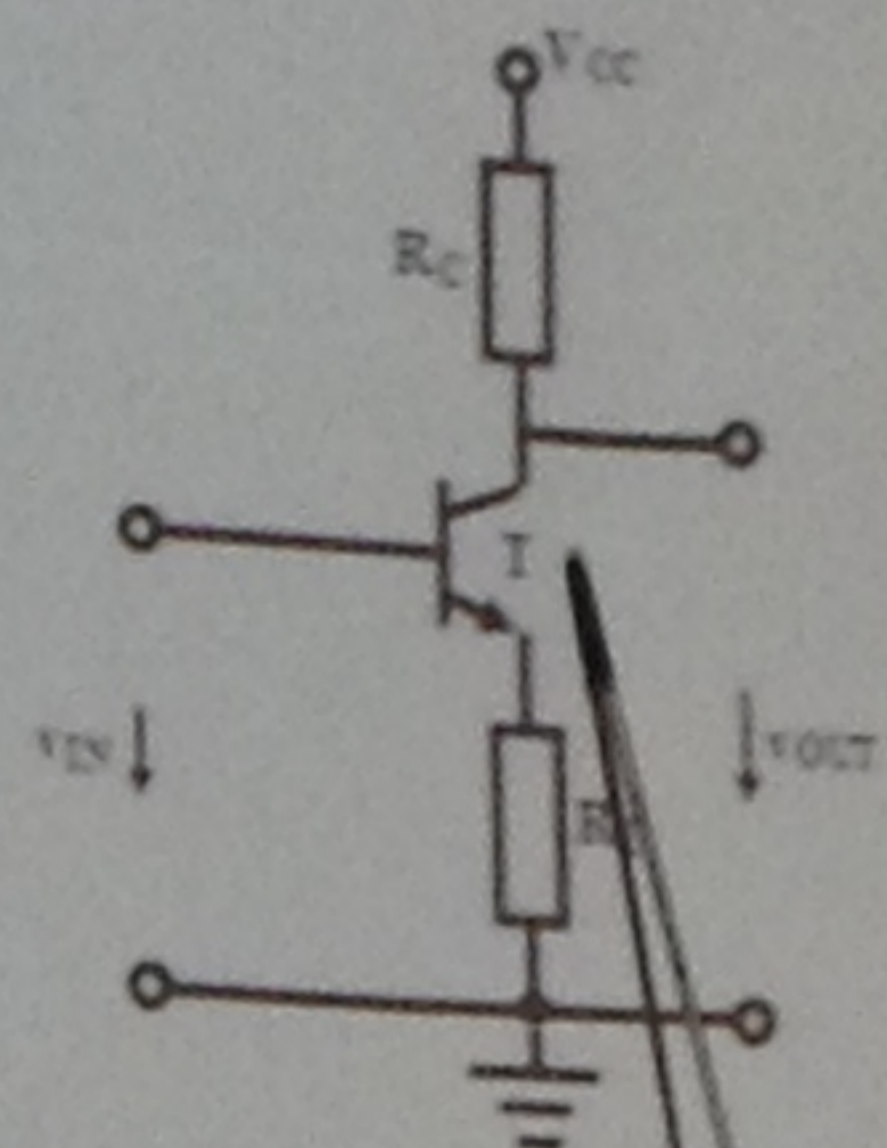
随着 v_{IN} 增加，晶体管集电极电压下降，使得晶体管由恒流导通区进入到饱和区，转折点就是 v_{CE} 下降到 $0.2V$ 时，即

$$v_{CE,sat} = V_{CC} - \beta \frac{R_C}{R_B} (v_{IN0} - 0.7)$$

$$v_{IN0} = \frac{V_{CC} - v_{CE,sat}}{\beta \frac{R_C}{R_B}} + 0.7$$

$$v_{IN} > v_{IN0}$$

$$v_{OUT} = v_{CE,sat}$$



$$I_C = \beta \frac{v_{IN} - 0.7}{(\beta + 1)R_E}$$

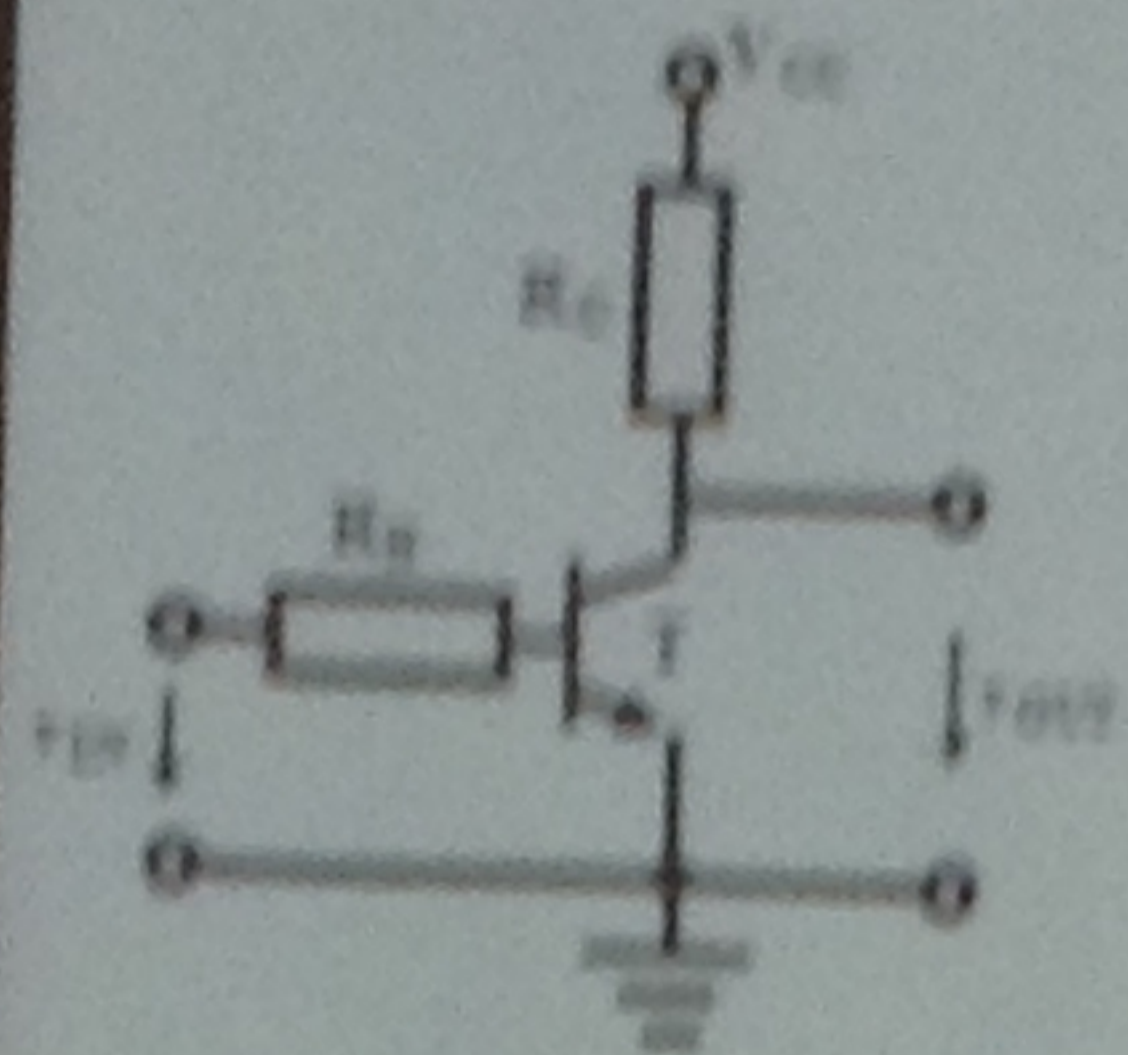
$$v_{CE,sat} = V_{CC} - I_C R_C - (v_{IN0} - 0.7)$$

$$= V_{CC} - \left(\frac{\beta R_C}{(\beta + 1)R_E} + 1 \right) (v_{IN0} - 0.7)$$

$$v_{IN0} = \frac{V_{CC} - v_{CE,sat}}{\frac{\beta R_C}{(\beta + 1)R_E} + 1} + 0.7$$

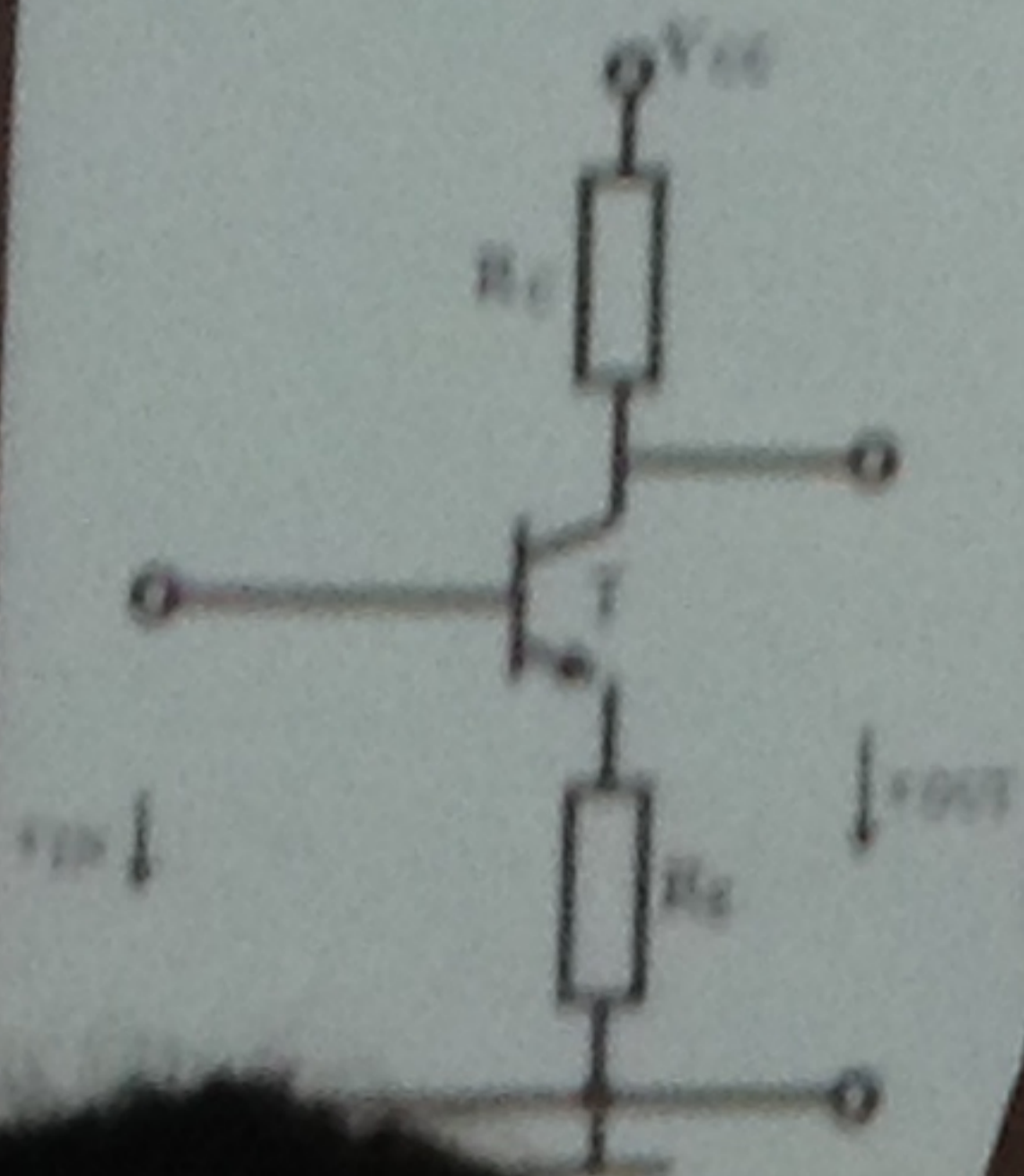
$$v_{OUT} = v_{IN} - 0.7 + v_{CE,sat}$$

输入输出转移特性方程



$$v_{OUT} = \begin{cases} V_{CC} & v_{BE} < 0.7V \\ V_{CC} - \beta \frac{R_C}{R_B} (v_{BE} - 0.7) & 0.7V < v_{BE} < v_{BE(sat)} \\ v_{CE(sat)} & v_{BE} > v_{BE(sat)} \end{cases}$$

$$v_{BE(sat)} = \frac{V_{CC} - v_{CE(sat)} + 0.7}{\beta \frac{R_C}{R_B}}$$



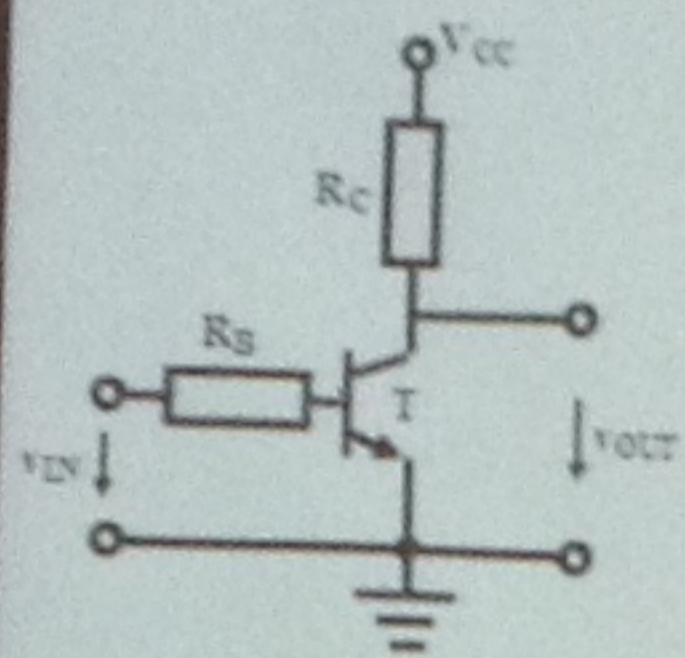
$$v_{OUT} = \begin{cases} v_{IN} & v_{BE} < 0.7V \\ V_{CC} - \frac{\beta R_C}{(\beta + 1) R_E} (v_{BE} - 0.7) & 0.7V < v_{BE} < v_{BE(sat)} \\ v_{BE} - 0.7 + v_{CE(sat)} & v_{BE} > v_{BE(sat)} \end{cases}$$

10分

$$v_{BE(sat)} = \frac{V_{CC} - v_{CE(sat)} + 0.7}{\frac{\beta R_C}{(\beta + 1) R_E} + 1}$$

增益10

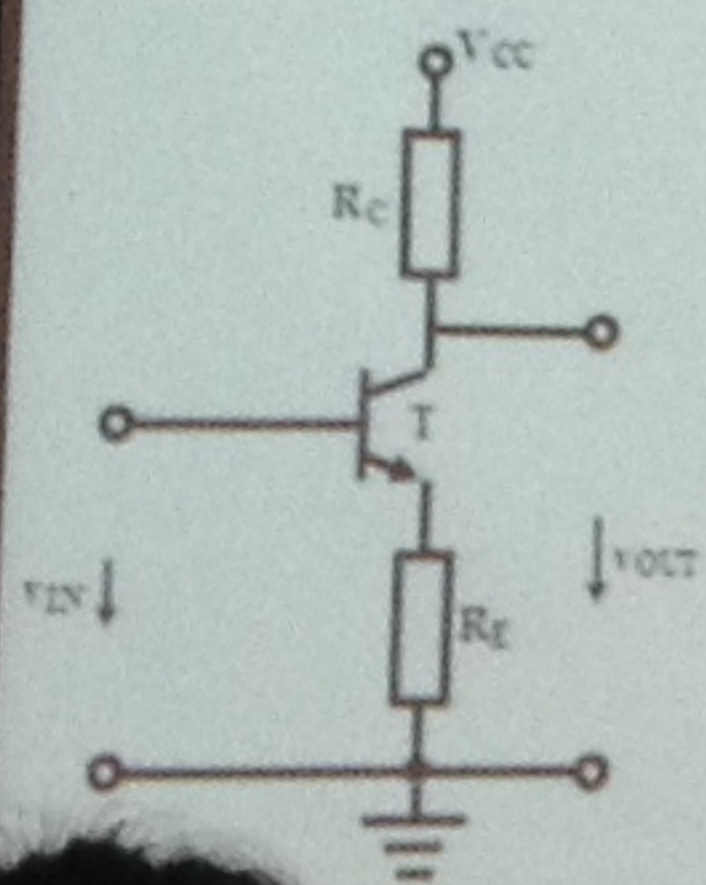
稳定性? 1分



$$v_{OUT} = \begin{cases} V_{CC} & v_{IN} < 0.7V \\ V_{CC} - \beta \frac{R_C}{R_B} (v_{IN} - 0.7) & 0.7V < v_{IN} < v_{DVO} \\ v_{CE, sat} & v_{IN} > v_{DVO} \end{cases}$$

$$\beta \frac{R_C}{R_B} = 10$$

$$R_B = \beta \frac{R_C}{10} = 500 \times \frac{10k}{10} = 500k\Omega$$



$$v_{OUT} = \begin{cases} V_{CC} & v_{IN} < 0.7V \\ V_{CC} - \frac{\beta R_C}{(\beta+1)R_E} (v_{IN} - 0.7) & 0.7V < v_{IN} < v_{DVO} \\ v_{IN} - 0.7 + v_{CE, sat} & v_{IN} > v_{DVO} \end{cases}$$

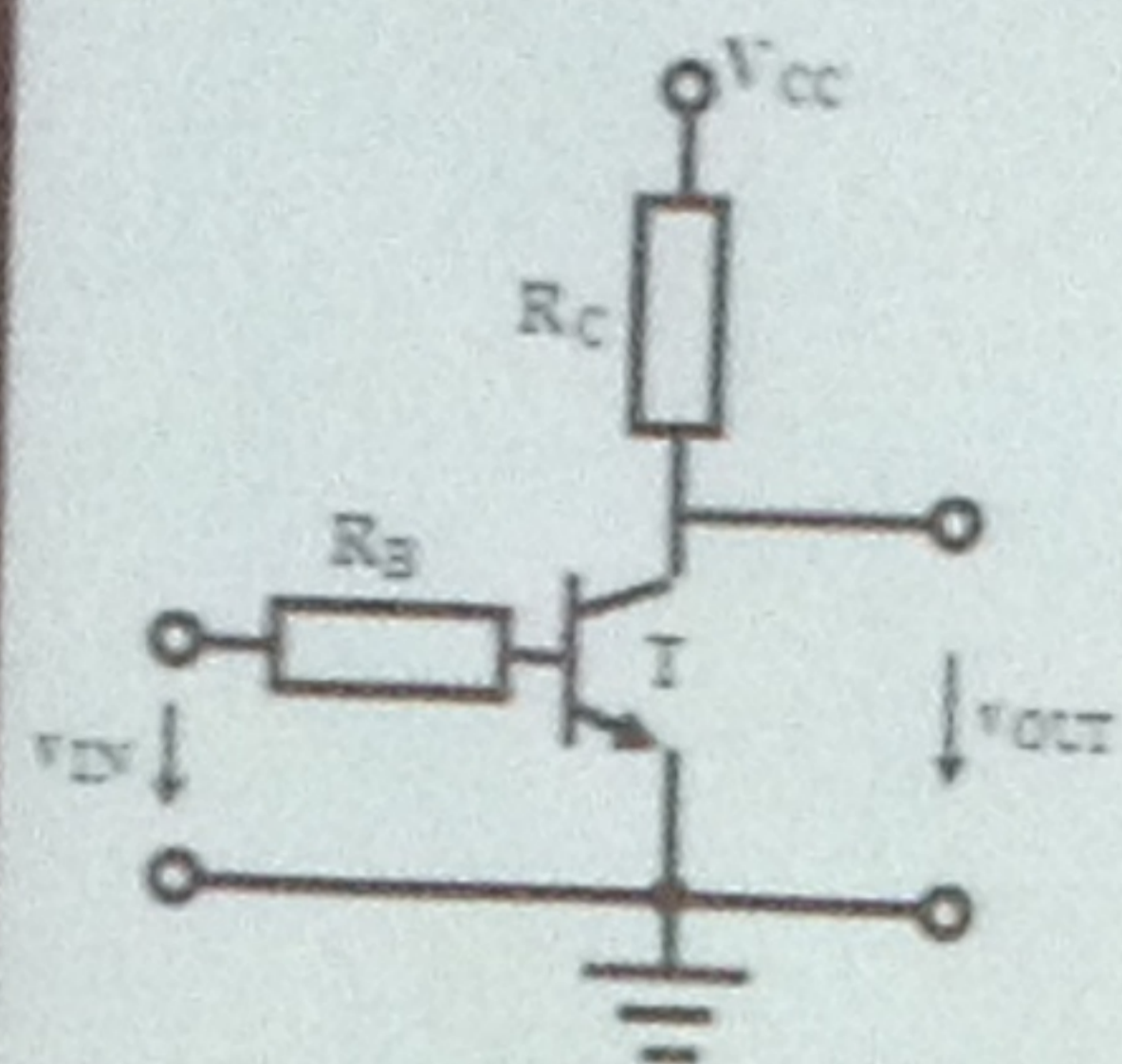
$$\frac{\beta R_C}{(\beta+1)R_E} = 10$$

$$R_E = \frac{\beta R_C}{10(\beta+1)} = \frac{500 \cdot 10k}{501 \cdot 10} = 998\Omega \approx 1k\Omega$$

2分

增益10

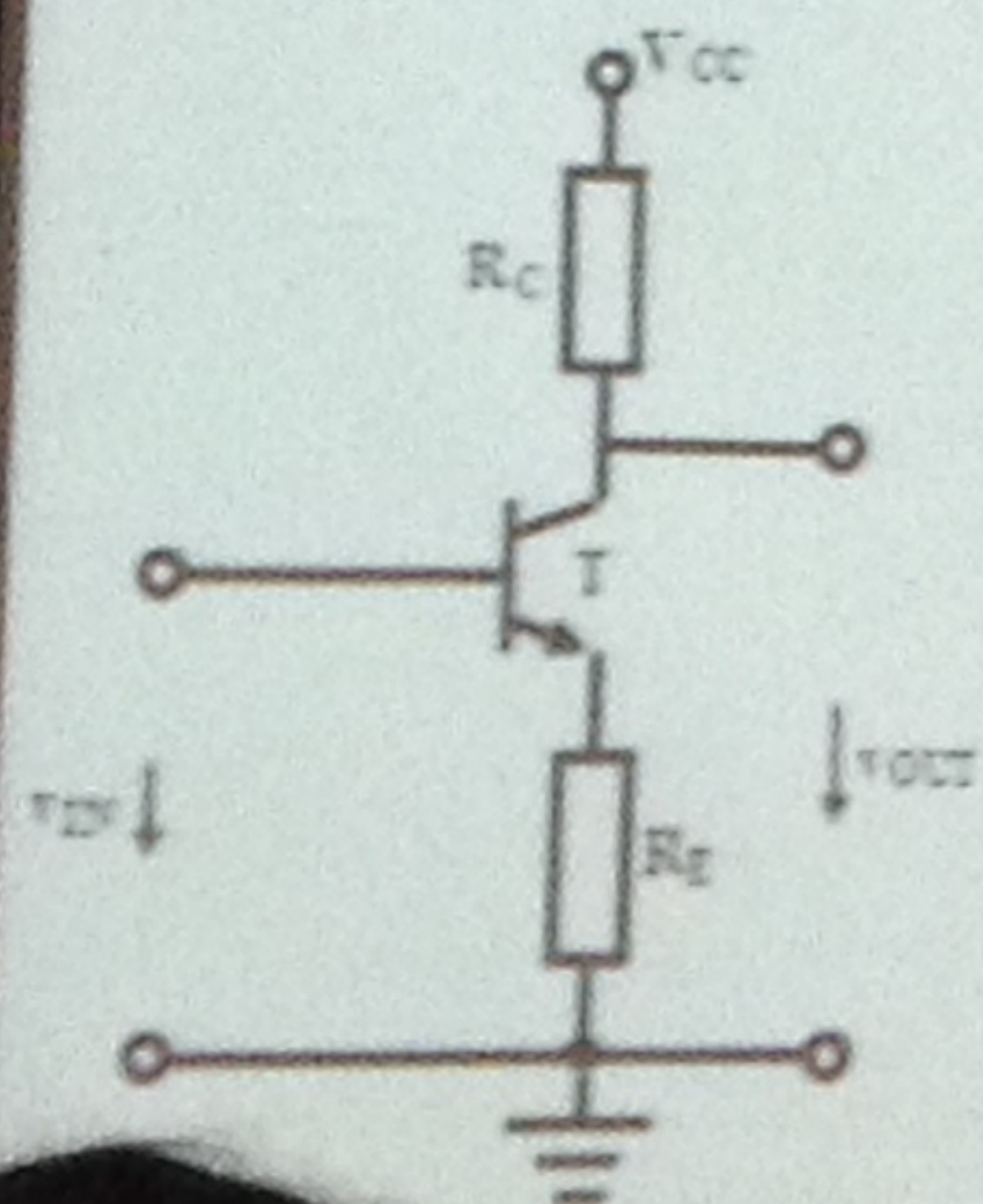
稳定性? 1分



$$v_{OUT} = \begin{cases} V_{CC} & v_{IN} < 0.7V \\ V_{CC} - \beta \frac{R_C}{R_B} (v_{IN} - 0.7) & 0.7V < v_{IN} < v_{IN0} \\ v_{CE_{sat}} & v_{IN} > v_{IN0} \end{cases}$$

$$\beta \frac{R_C}{R_B} = 10$$

$$R_B = \beta \frac{R_C}{10} = 500 \times \frac{10k}{10} = 500k\Omega$$



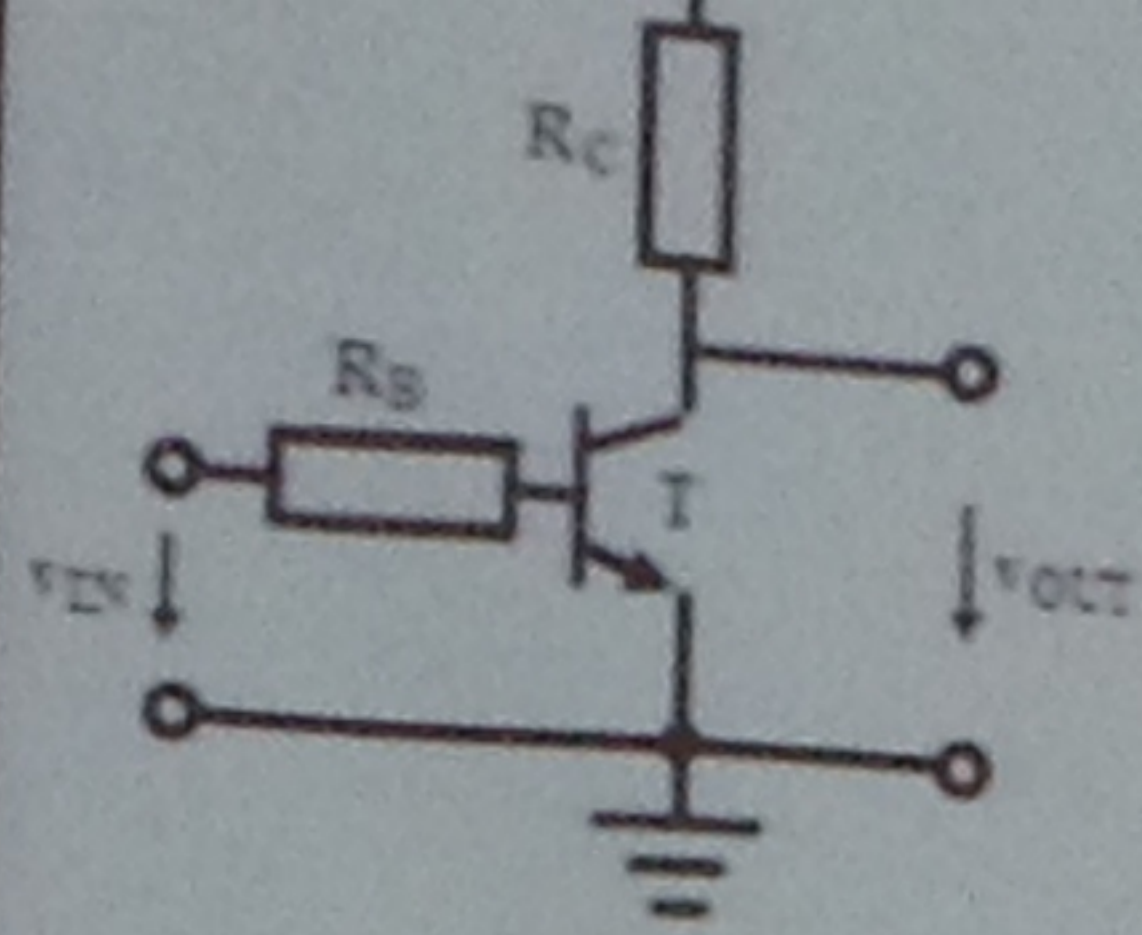
$$v_{OUT} = \begin{cases} V_{CC} & v_{IN} < 0.7V \\ V_{CC} - \frac{\beta R_C}{(\beta + 1) R_E} (v_{IN} - 0.7) & 0.7V < v_{IN} < v_{IN0} \\ v_{IN} - 0.7 + v_{CE_{sat}} & v_{IN} > v_{IN0} \end{cases}$$

$$\frac{\beta R_C}{(\beta + 1) R_E} = 10$$

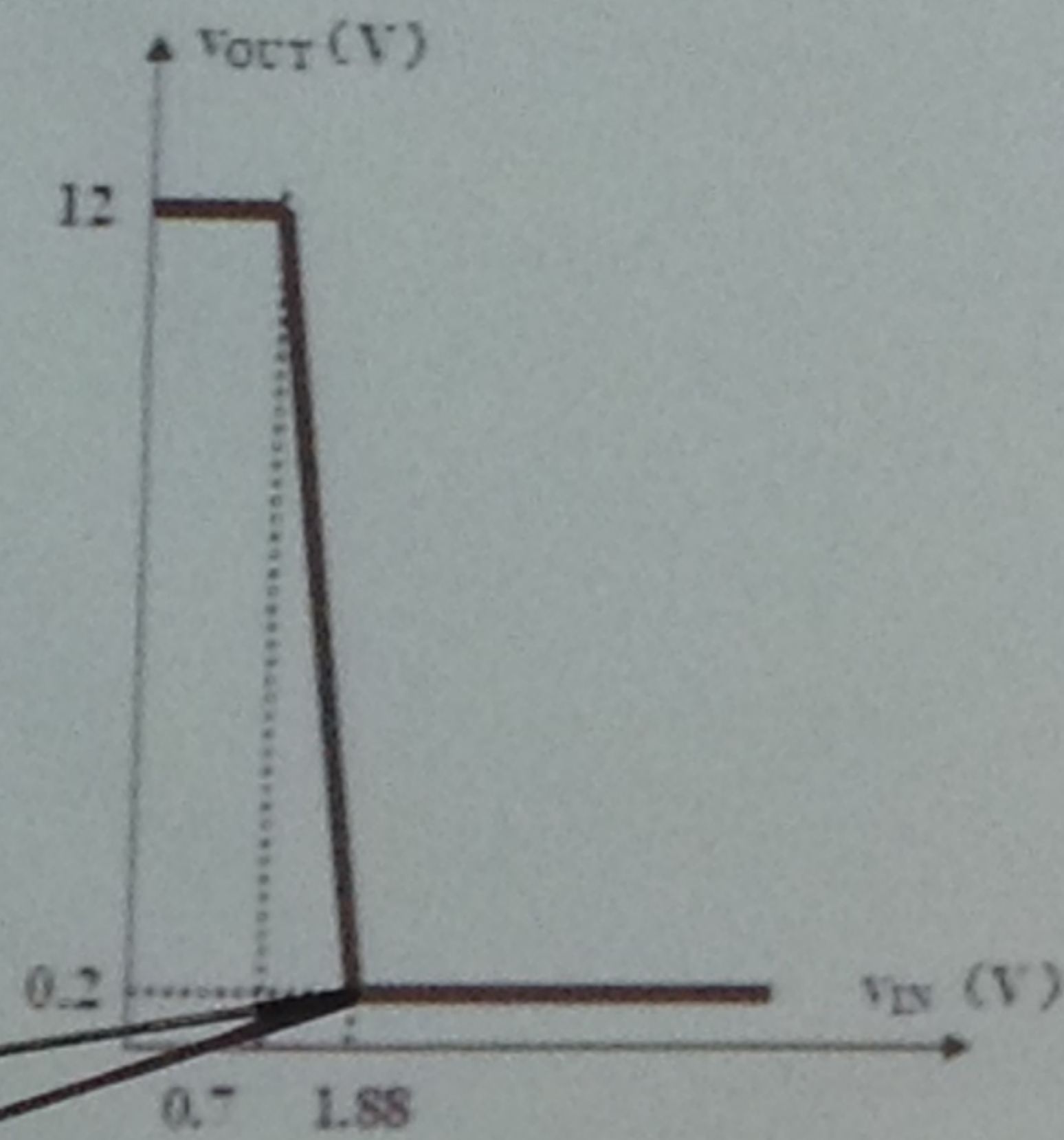
$$R_E = \frac{\beta R_C}{10(\beta + 1)} = \frac{500 \cdot 10k}{501 \cdot 10} = 998\Omega \approx 1k\Omega$$

2分

转移特性曲线



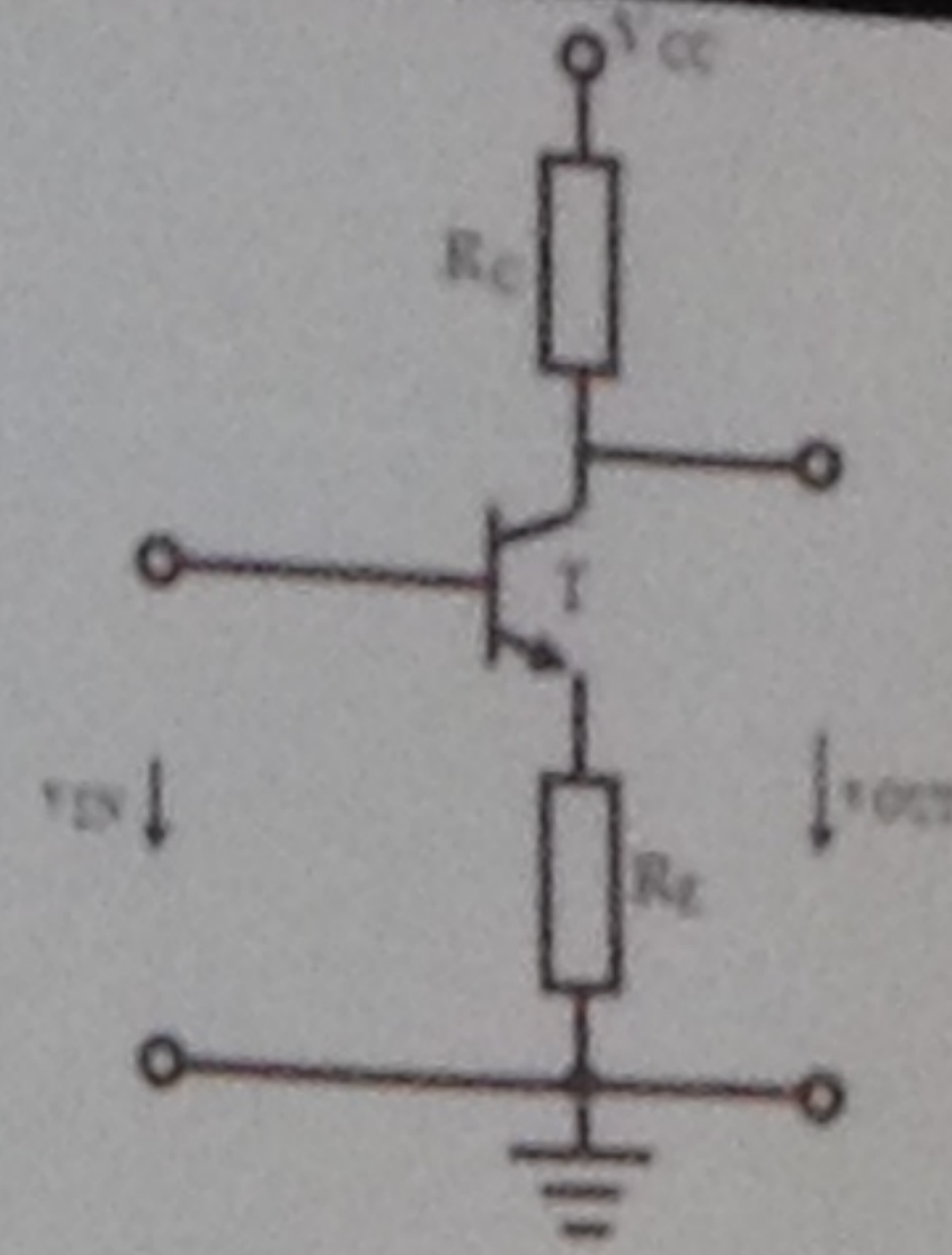
$$v_{OUT} = \begin{cases} 12 & v_{IN} < 0.7V \\ 19 - 10v_{IN} & 0.7V < v_{IN} < 1.88V \\ 0.2 & v_{IN} > 1.88V \end{cases}$$



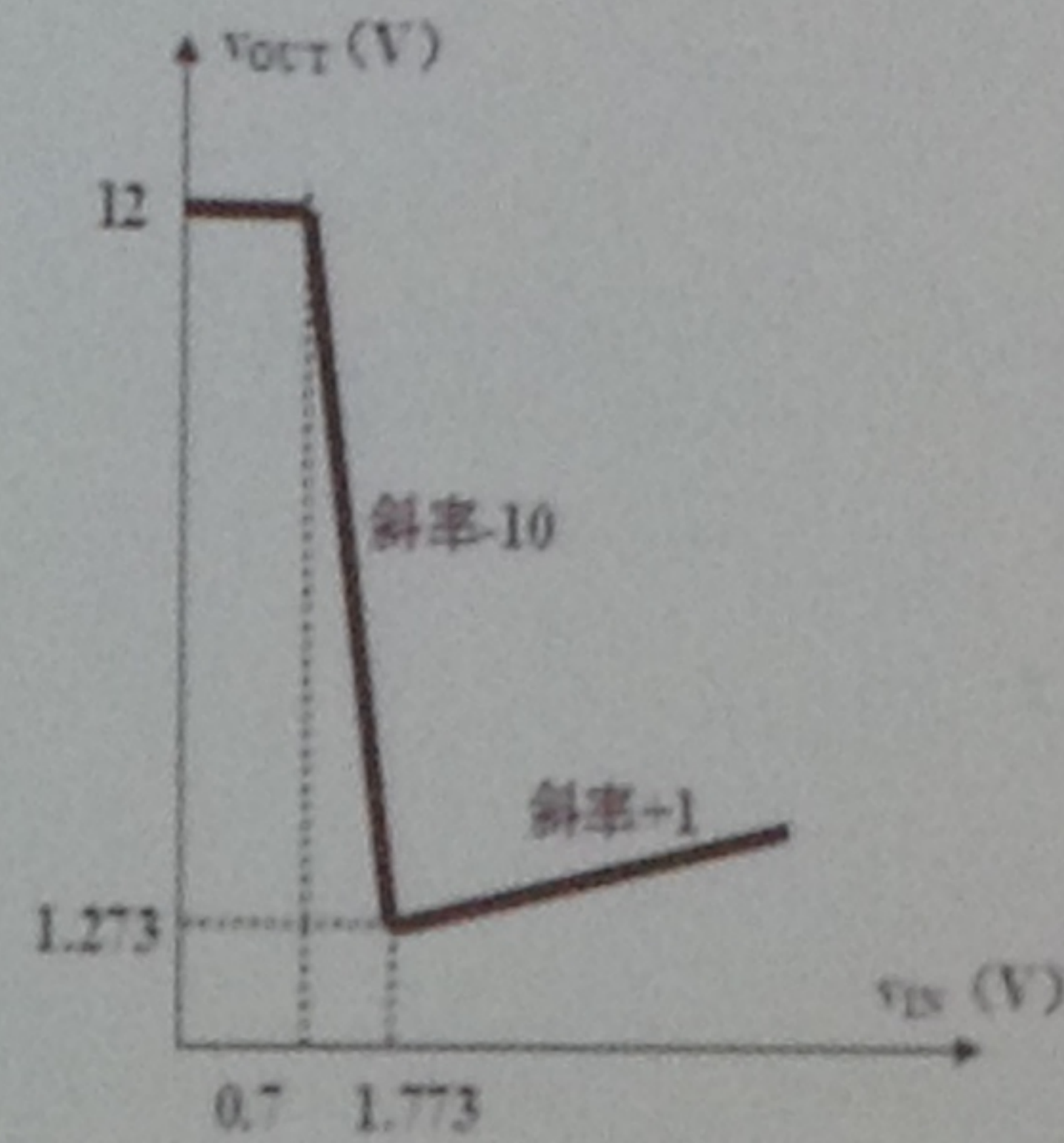
$$V_{DQ} = \frac{v_{DQ0} + 0.7}{2} = \frac{1.88 + 0.7}{2} = 1.29V$$

8分

直流工作点
1分



$$v_{OUT} = \begin{cases} 12 & v_{IN} < 0.7V \\ 19 - 10v_{IN} & 0.7V < v_{IN} < 1.773V \\ v_{IN} - 0.5 & v_{IN} > 1.773V \end{cases}$$



$$V_{DQ} = \frac{v_{DQ0} + 0.7}{2} = \frac{1.773 + 0.7}{2} = 1.237V$$