

电子电路与系统基础(B2)---非线性电路

第8讲：期中复习

李国林

清华大学电子工程系

B 班课程 内容安排

第一学期：线性	序号	第二学期：非线性
电路定律	1	器件基础
电阻电源	2	二极管
电容电感	3	MOSFET
信号分析	4	BJT
分压分流	5	反相电路
正弦稳态	6	数字门
时频特性	7	放大器
期中复习	8	期中复习
RLC 二阶	9	负反馈
二阶时频	10	差分放大
受控源	11	频率特性
网络参量	12	正反馈
典型网络	13	振荡器
作业选讲	14	作业选讲
期末复习	15	期末复习

线性电路是核心

- 上学期以线性电路为依托，讨论的是电路分析与设计的核心要素
 - 电路定律：基尔霍夫定律，欧姆定律
 - 电路定理：叠加定理，戴维南定理（网络参量），替代定理
 - 列方程方法：KVL+KCL+GOL，对接端口列GOL，结点电压法，回路电流法
 - 解方程方法：解析法，图解法，变换域方法（相量法）；等效电路法（串并联，戴维南定理，网络参量）
 - 基本元件：电源、电阻、电容、电感
 - 基本单元电路
 - 理想变压器，理想回旋器，理想放大器（理想受控源）/理想运放
 - 滤波器（一阶、二阶），分压分流网络，电桥，阻抗匹配网络
 - 基本概念：分压、分流、延时、移相、滤波（低通、高通、带通）、带宽、充放电、谐振、阻尼、时域频域、虚短/虚断、…

非线性电路功能丰富多彩

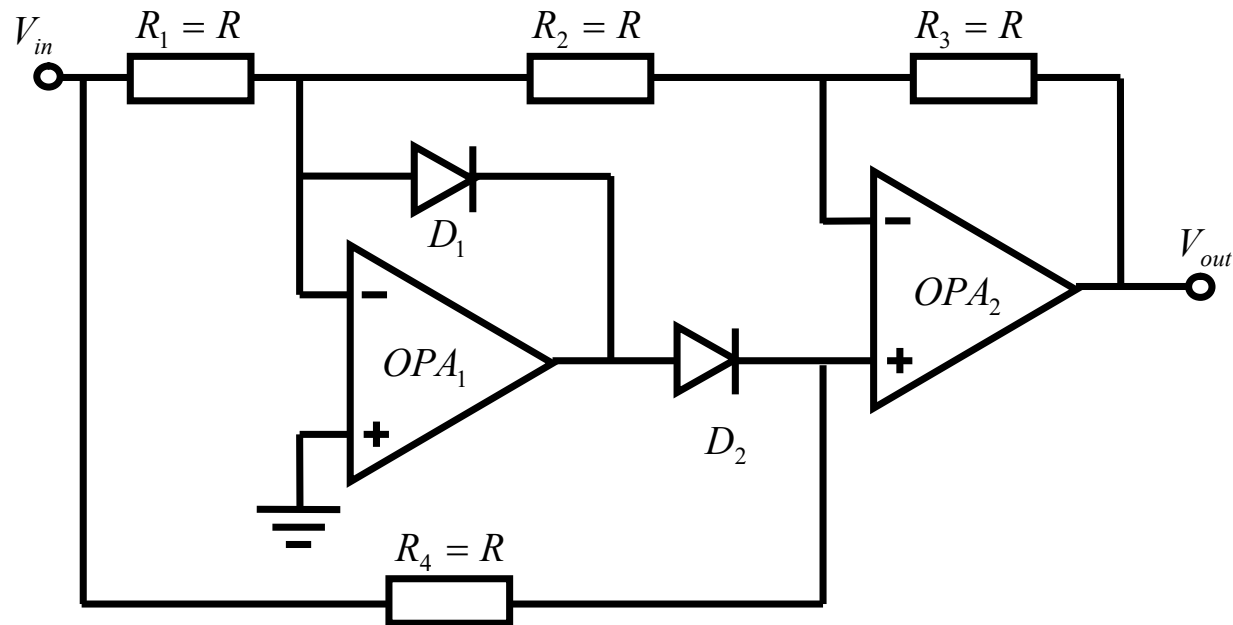
- 本学期非线性电路分析以线性电路分析为基础，用非线性器件构建出丰富多彩的功能电路
 - 非线性电路分析：求解非线性电路方程
 - 图解法：简单对接关系的最直观理解方法
 - 解析法：针对简单结构，如MOS反相器，差分放大器
 - 分段折线：分区线性化
 - 局部线性：局部区域线性化
 - 准线性：将非线性滤波后的特性视为线性特性
 - 基本器件：二极管、晶体管；电阻器、电容器、电感器
 - 实际器件存在寄生效应：器件设计时希望具有理想元件特性，但存在着一些不希望存在但物理结构导致事实存在的效应，使得设计功能（元件特性）超出某个范围后失效（不再是设计元件的特性）
 - 基本单元电路
 - 晶体管放大器、振荡器、数字门电路（+存储器）
 - 整流器（AC-DC）、逆变器（DC-AC）、稳压器（DC-DC转换电路）
 - 基本概念
 - 灵敏度，负反馈，正反馈，...

二极管电路分析

- 二极管电路分析的要点是把握二极管的“正偏导通/反偏截止”特性，只要正确判断出二极管的通断特性，每个区段用其分段线性模型替代即可
 - 正偏导通模型：0.7V恒压源
 - 反偏截止模型：开路
- 二极管通断判断方法
 - 一眼就看清楚的自不待言，对于难以一下看清楚二极管通断特性的，…
 - 先假设二极管是截止的（先把二极管抠出来），判断二极管两端电压，如果反偏则二极管截止的假设成立，分析成立；如果正偏则二极管截止的假设不成立，需重新假设二极管正偏导通，重新分析，直至分析结果和假设没有矛盾为止

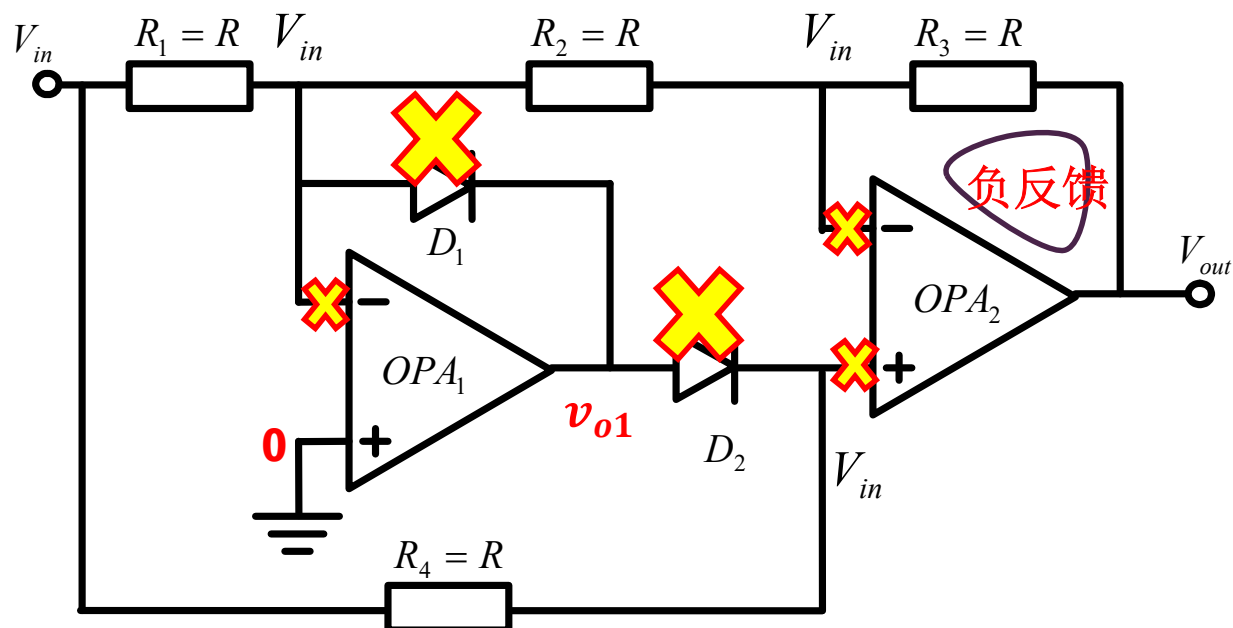
作业2.8 运放二极管电路分析

- 分析这个双运放二极管电路实现了什么电路功能？
 - 画出输入输出转移特性曲线
 - 如果输入为正弦波，输出为什么波形？



不妨假设二极管是反偏截止的

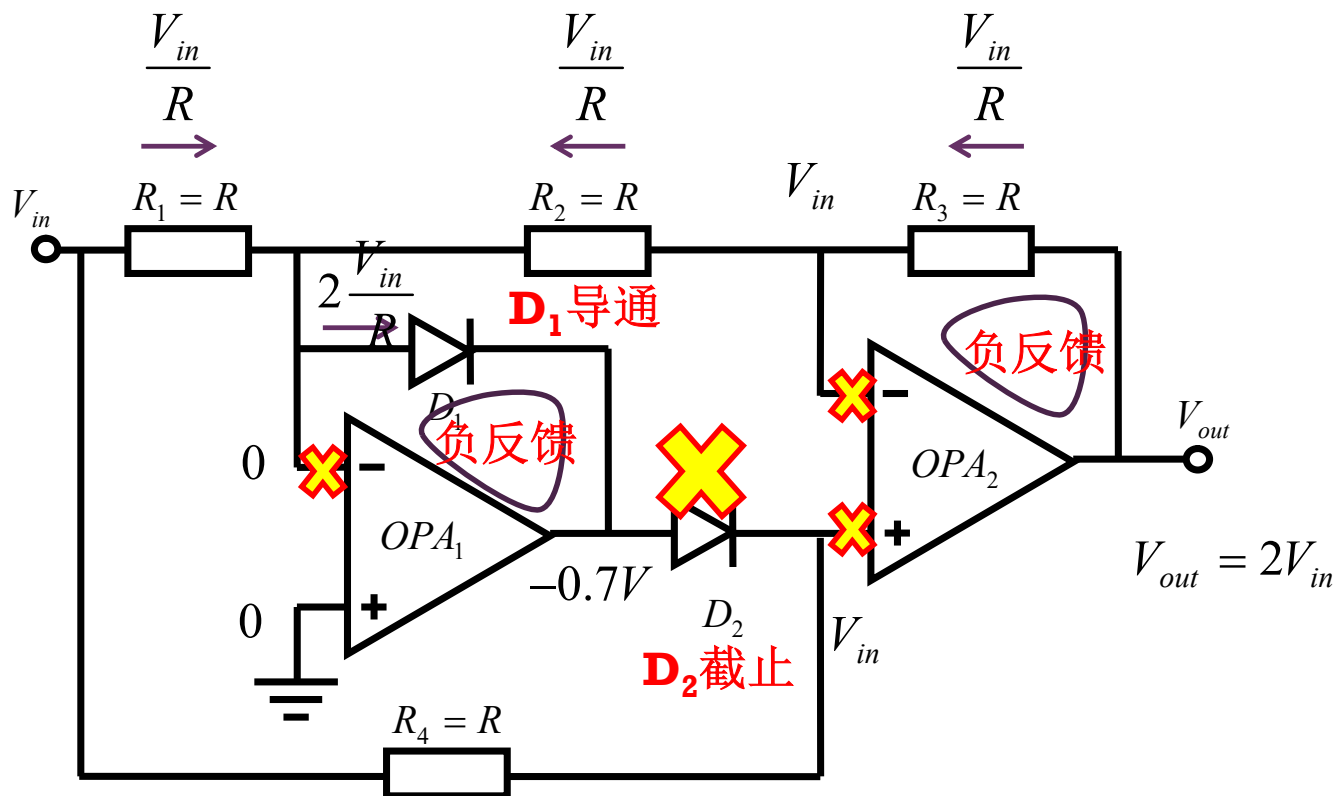
先把两个二极管抠掉，分析两端电压，再把二极管摁回去



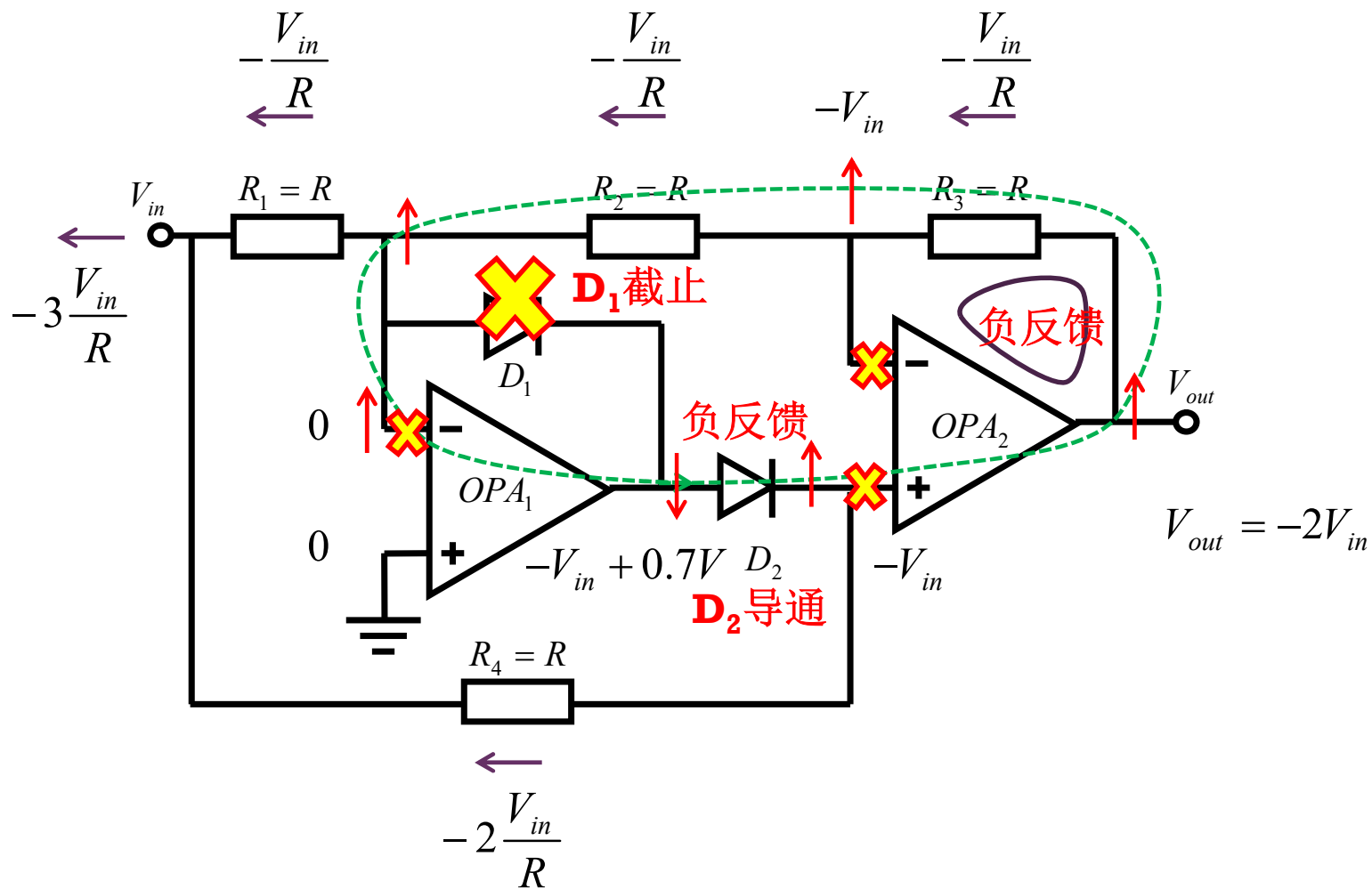
如果 $V_{in} > 0$, $v_{o1} = -V_{sat}$, D_1 反偏截止假设不成立, 应假设正偏导通, D_2 反偏截止假设成立

如果 $V_{in} < 0$, $v_{o1} = +V_{sat}$, D_1 反偏截止假设成立, D_2 反偏截止假设不成立, 应假设正偏导通

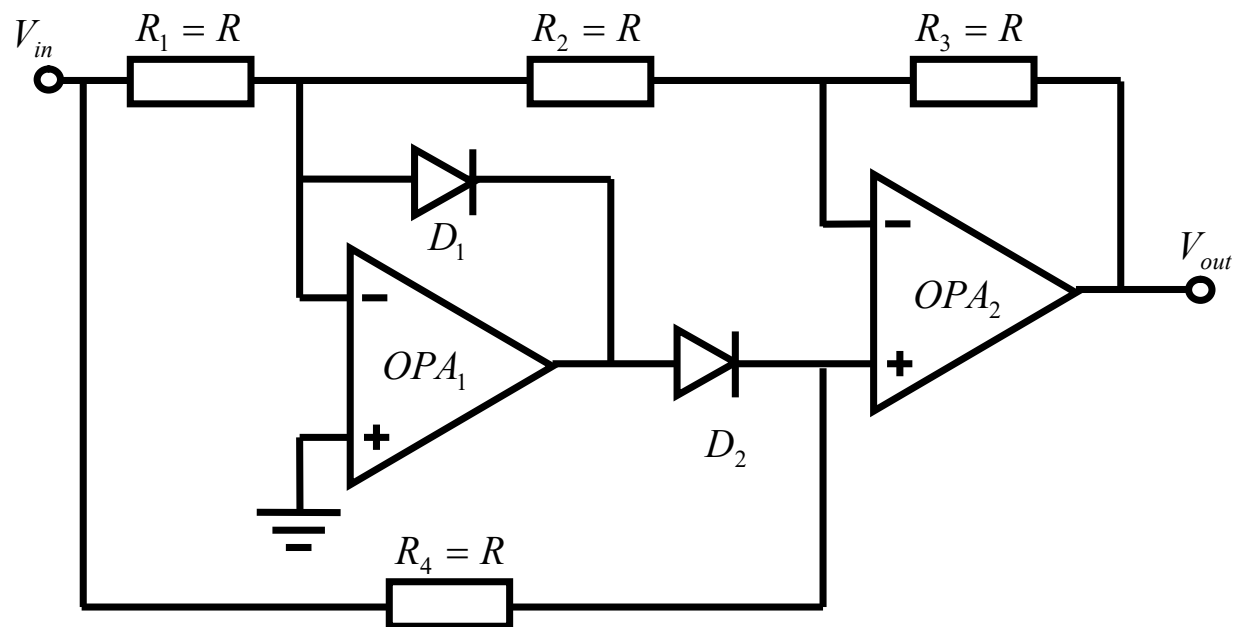
$V_{in} > 0$, D_1 导通, D_2 截止



$V_{in} < 0$, D_1 截止, D_2 导通



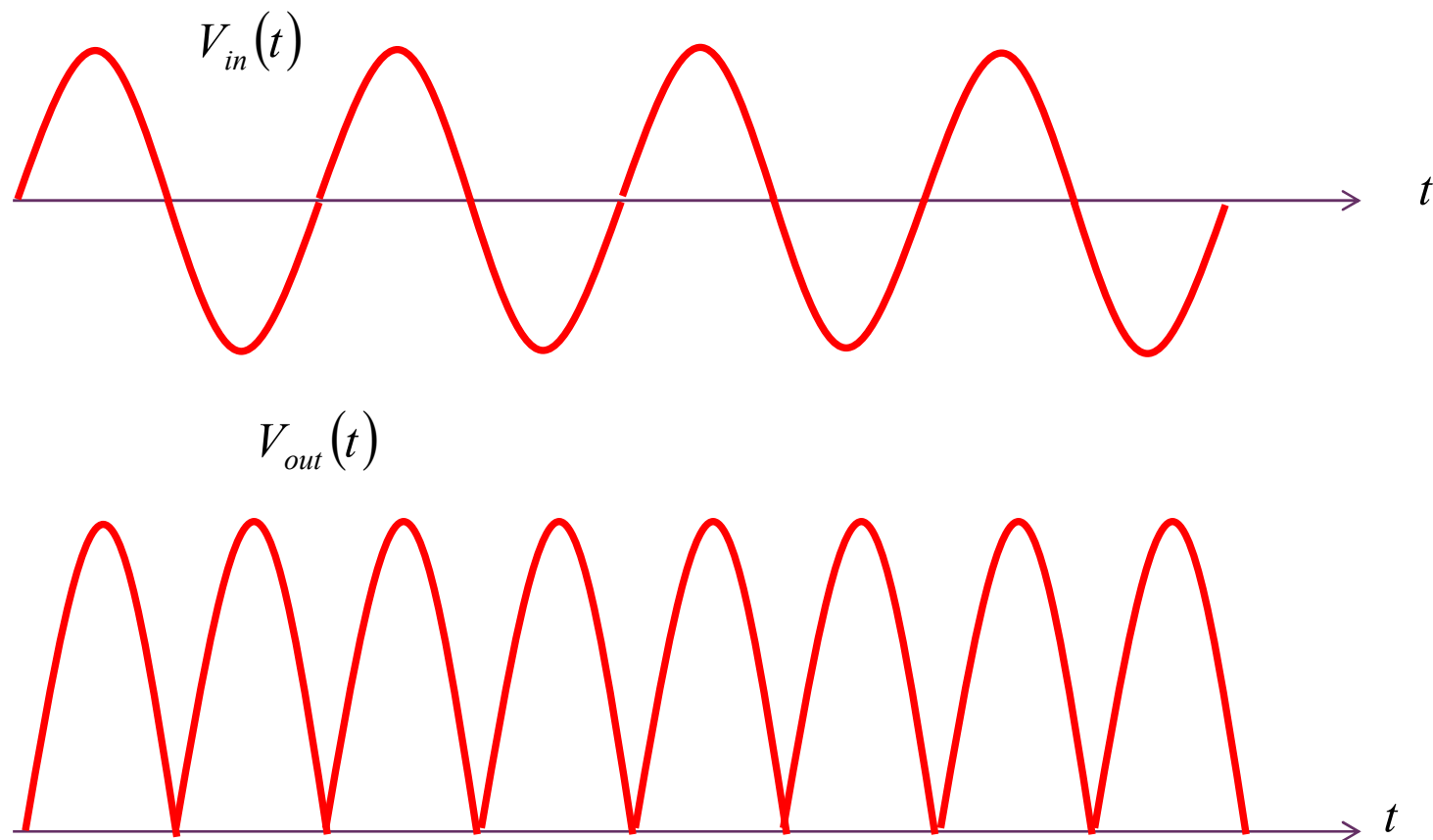
电路功能：求绝对值电路



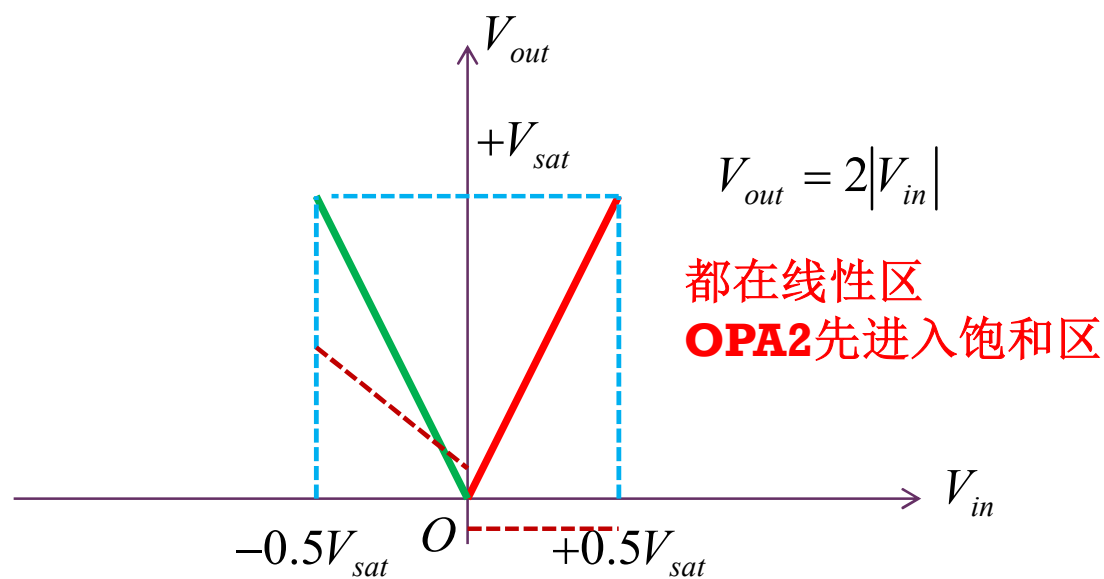
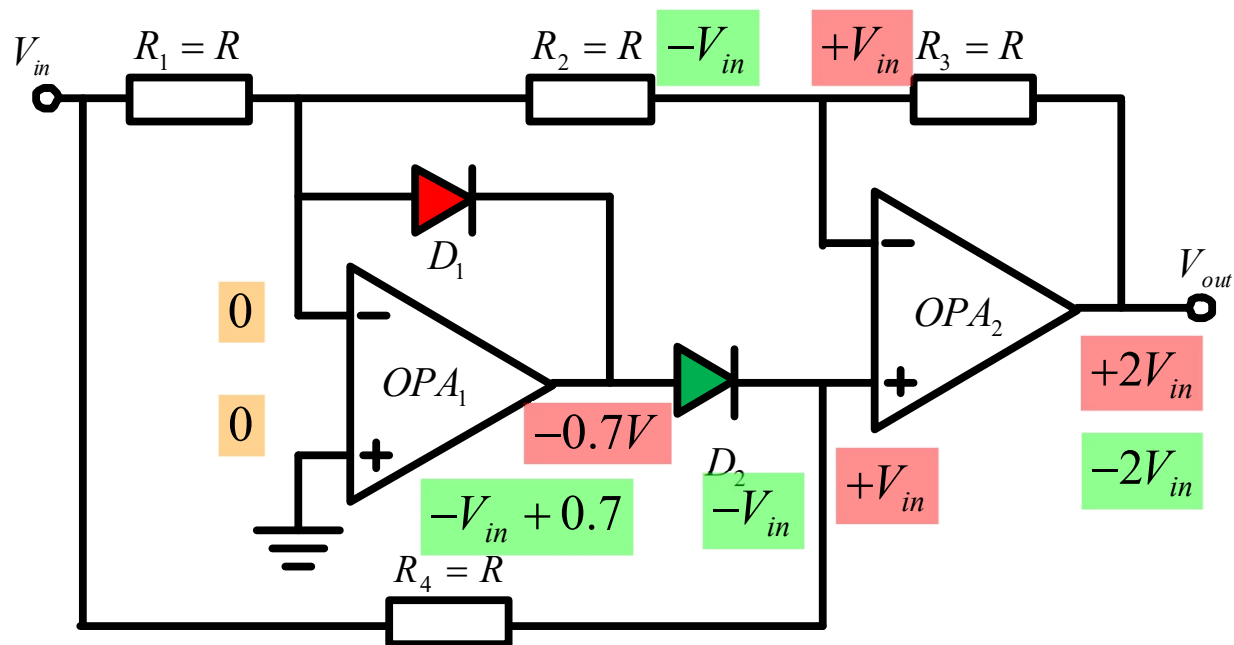
$$V_{out} = \begin{cases} +2V_{in} & V_{in} > 0 \\ -2V_{in} & V_{in} < 0 \end{cases}$$

$$= 2|V_{in}|$$

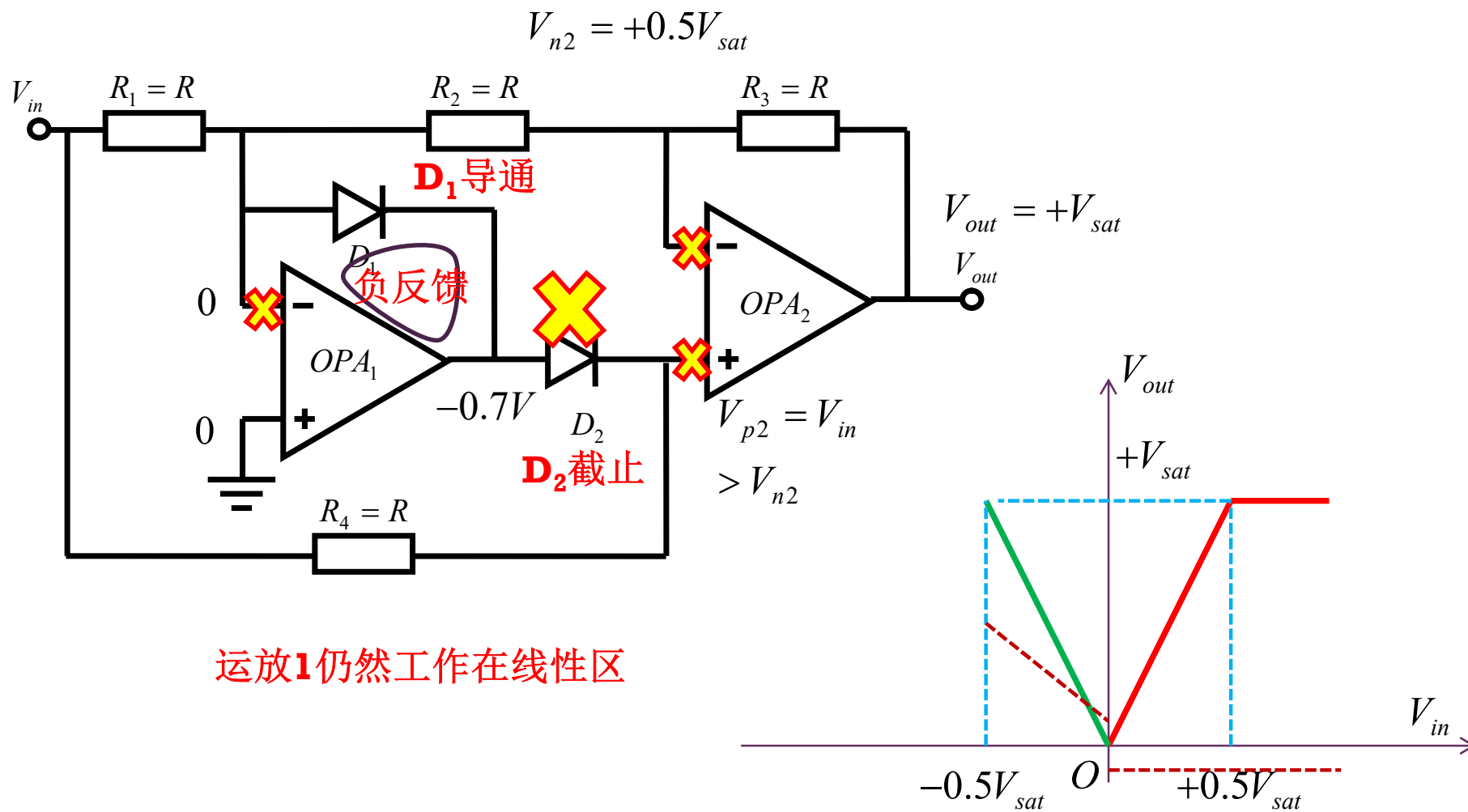
正弦激励获得全波输出



转移特性曲线



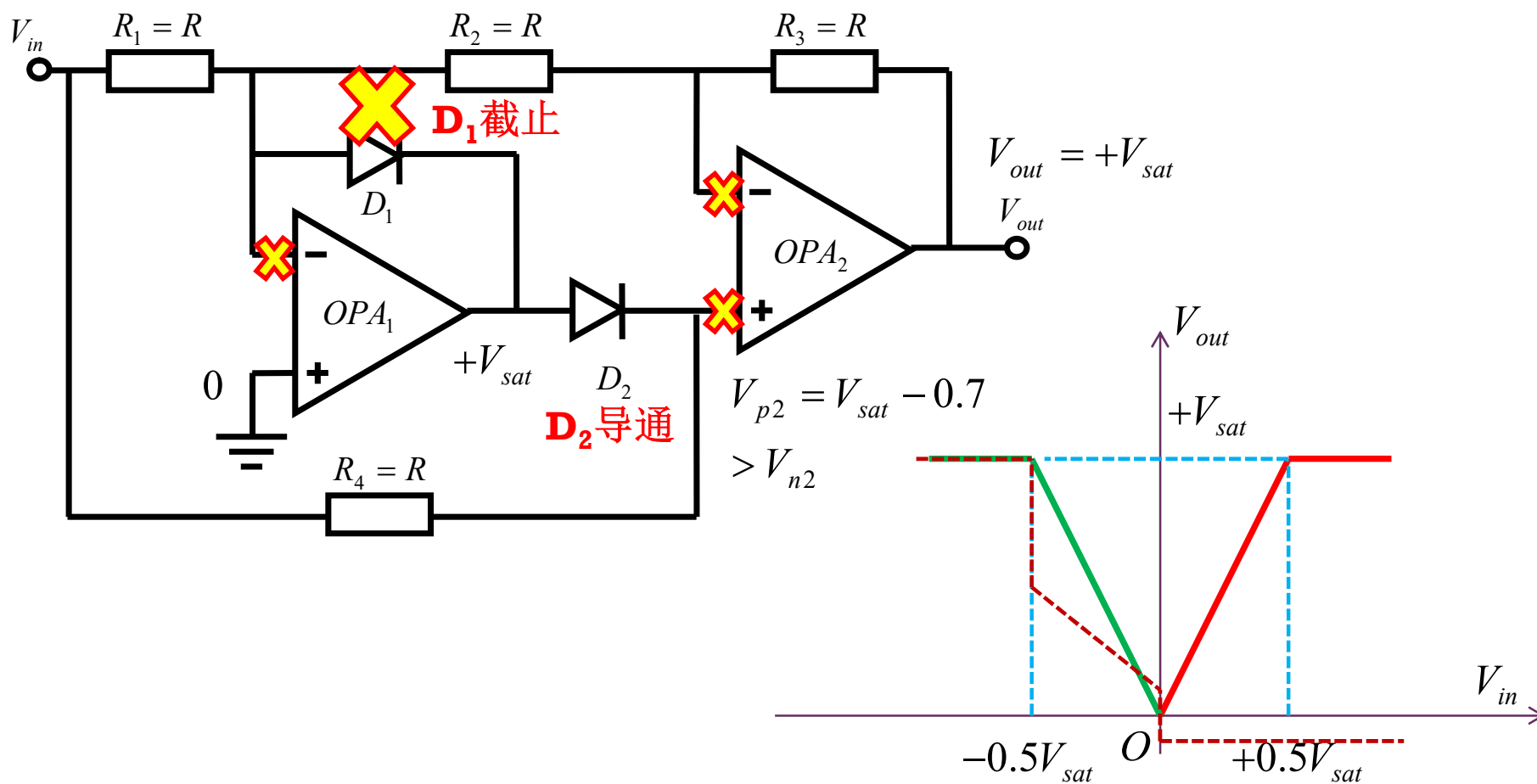
$V_{in} > 0.5V_{sat}$, OPA_2 正饱和



$V_{in} < -0.5V_{sat}$, $OPA_{1,2}$ 都正饱和

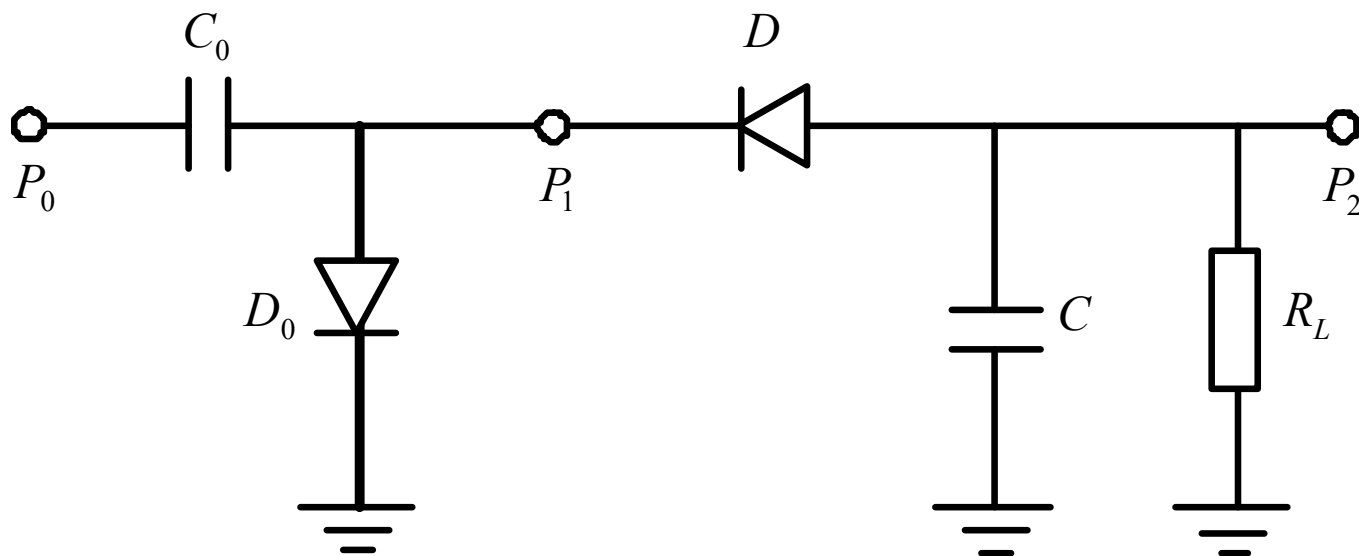
$$V_{n1} = \frac{2}{3}V_{in} + \frac{1}{3}V_{out} < 0$$

$$V_{n2} = \frac{1}{3}V_{in} + \frac{2}{3}V_{out} < -\frac{1}{6}V_{sat} + \frac{2}{3}V_{sat} = \frac{1}{2}V_{sat}$$

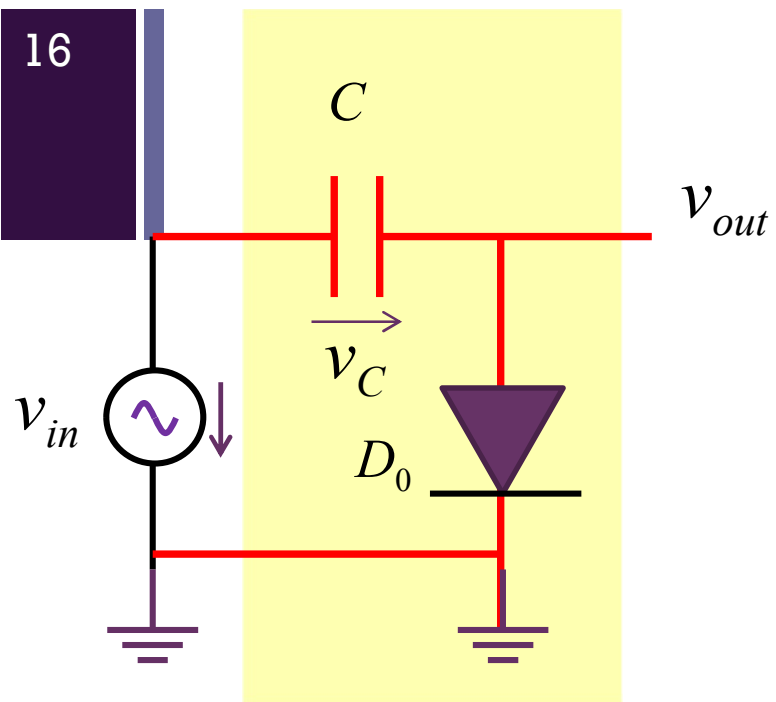


作业2.9 电路功能分析

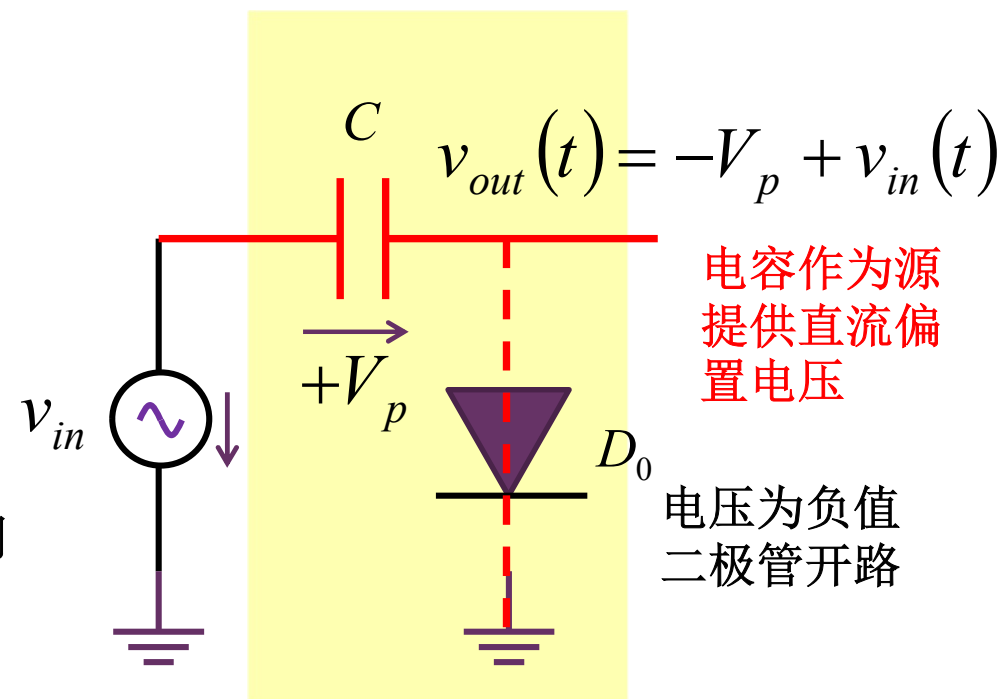
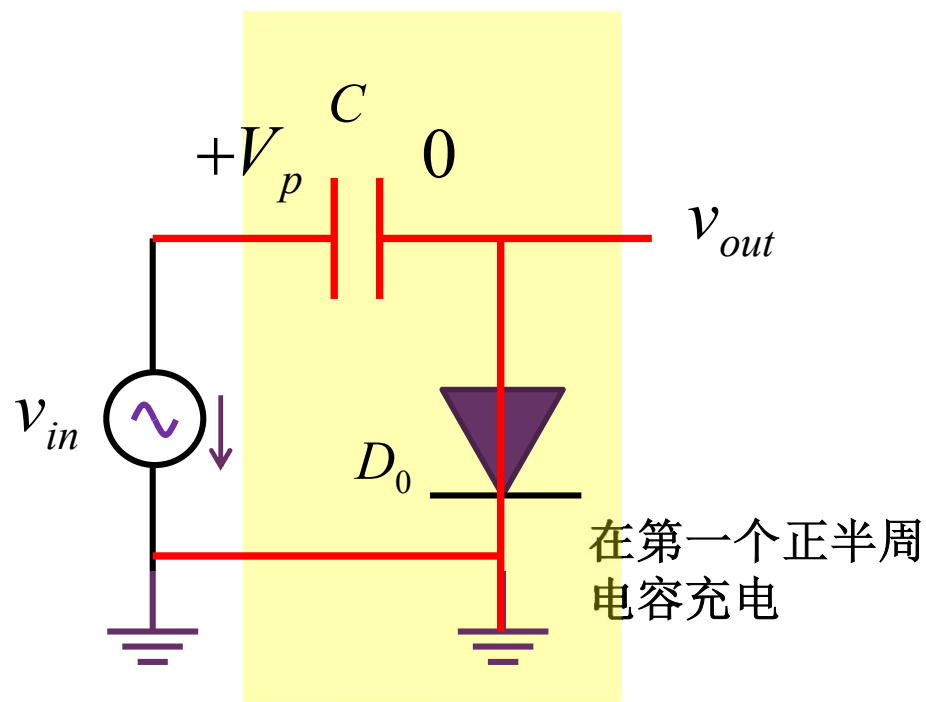
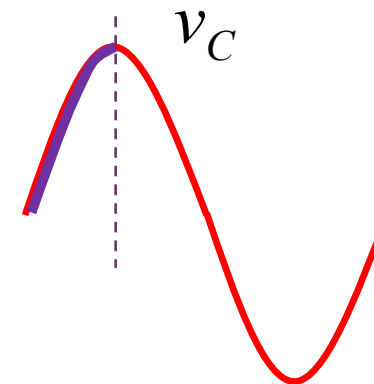
- 如图所示电路是否有错误，如果有，如何修正，修正后完成什么功能？如果没有错误，它可完成什么功能？



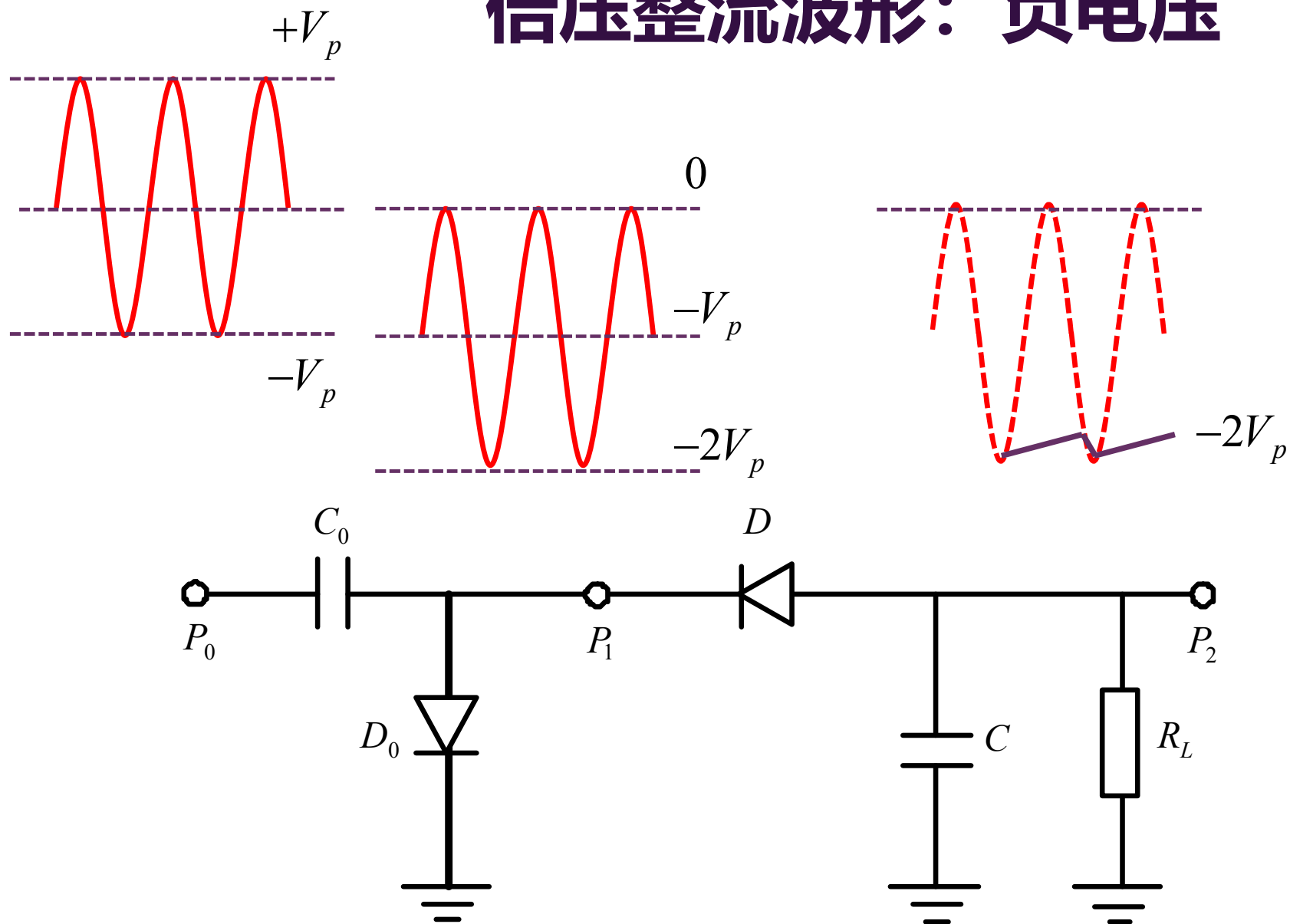
钳位器电路



电容充电



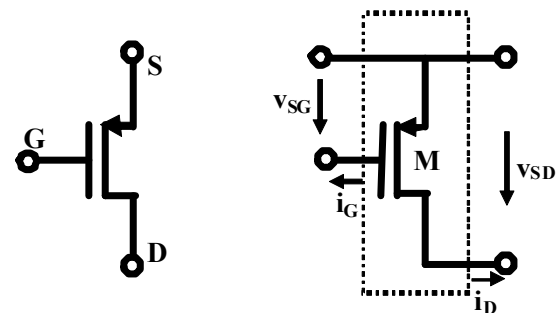
倍压整流波形：负电压



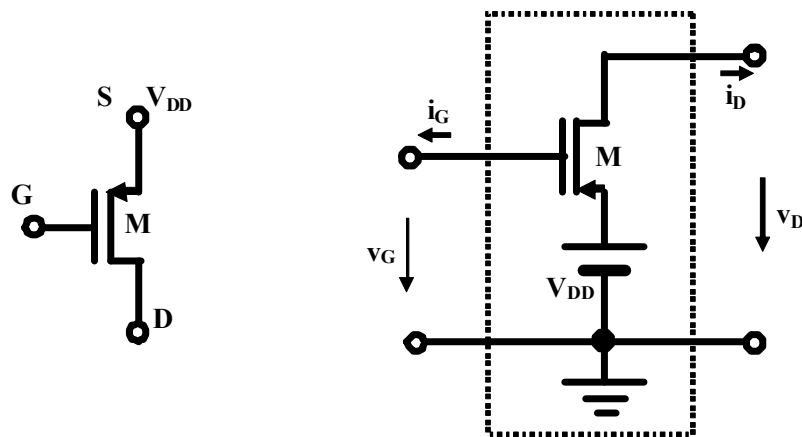
晶体管电路分析

- 晶体管有三个工作区，确定工作区是晶体管电路分析的首要工作
- NMOSFET三个工作区条件
 - 截止区： $v_{GS} < V_{TH}$ （沟道未形成）
 - 导通区： $v_{GS} > V_{TH}$ （沟道已形成）
 - 欧姆导通区： $v_{DS} < V_{DS,sat} = v_{GS} - V_{TH} \Leftrightarrow v_{GD} > V_{TH}$ （沟道未夹断）
 - 恒流导通区： $v_{DS} > V_{DS,sat} = v_{GS} - V_{TH} \Leftrightarrow v_{GD} < V_{TH}$ （沟道被夹断）
- NPN-BJT三个工作区条件
 - 截止区： $v_{BE} < V_{BE,on}$ （BE结反偏截止，BC结反偏截止）
 - 导通区： $v_{BE} > V_{BE,on}$ （BE结正偏导通）
 - 饱和导通区： $v_{CE} \leq V_{CE,sat}$ （BC结正偏导通）（建模为 $v_{CE} = V_{CE,sat}$ ）
 - 恒流导通区： $v_{CE} > V_{CE,sat}$ （BC结反偏截止）

作业3.2 PMOS晶体管

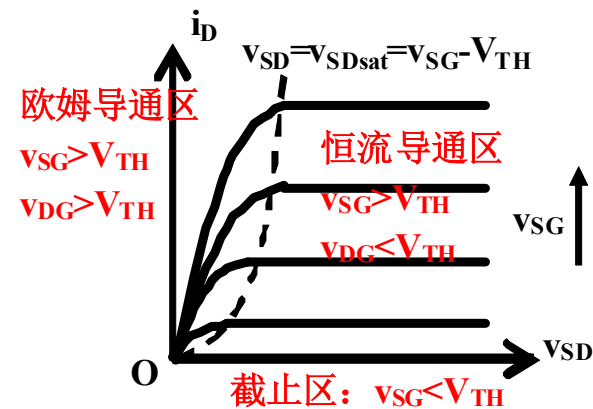
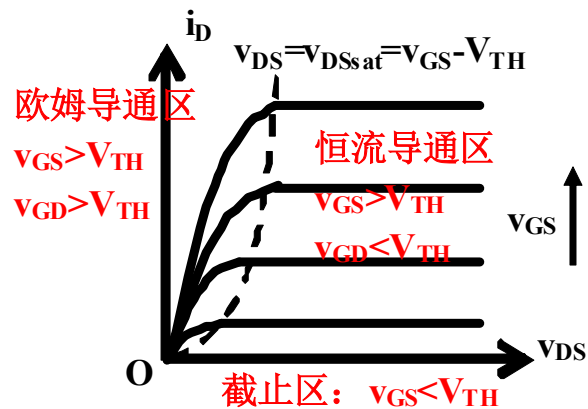


- 画表格，一侧NMOS，一侧PMOS
 - (1) 画出NMOS、PMOS晶体管电路符号，二端口网络定义（端口电压、端口电流）
 - (2) 写出NMOS、PMOS晶体管的元件约束方程
 - (3) 画出伏安特性曲线示意图
 - (4) 对于图示的PMOS连接，给出二端口网络的元件约束方程，画出输出端口伏安特性曲线示意图

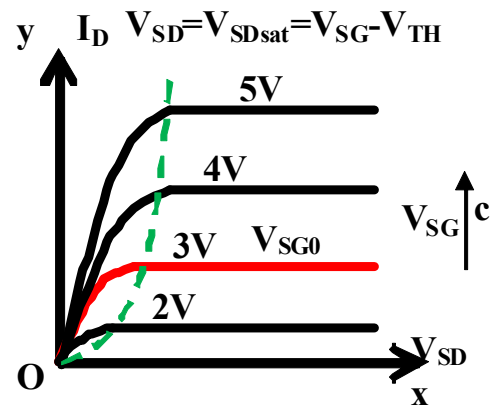
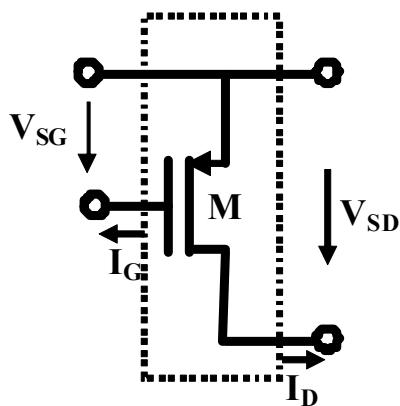
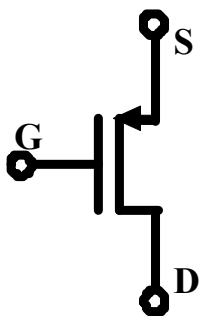


NMOS和PMOS是互补的

	电路符号	二端口网络定义	元件约束条件
NMOS			$i_D = \begin{cases} 0 & v_{GS} < V_{TH,n} \\ 2\beta_n \left((v_{GS} - V_{TH,n})v_{DS} - 0.5v_{DS}^2 \right) & v_{GS} > V_{TH,n}, v_{GD} > V_{TH,n} \\ \beta_n (v_{GS} - V_{TH,n})^2 (1 + \lambda_n v_{DS}) & v_{GS} > V_{TH,n}, v_{GD} < V_{TH,n} \end{cases}$
PMOS			$i_D = \begin{cases} 0 & v_{SG} < V_{TH,p} \\ 2\beta_p \left((v_{SG} - V_{TH,p})v_{SD} - 0.5v_{SD}^2 \right) & v_{SG} > V_{TH,p}, v_{DG} > V_{TH,p} \\ \beta_p (v_{SG} - V_{TH,p})^2 (1 + \lambda_p v_{SD}) & v_{SG} > V_{TH,p}, v_{DG} < V_{TH,p} \end{cases}$



沟道电阻作为戴维南电压源的内阻

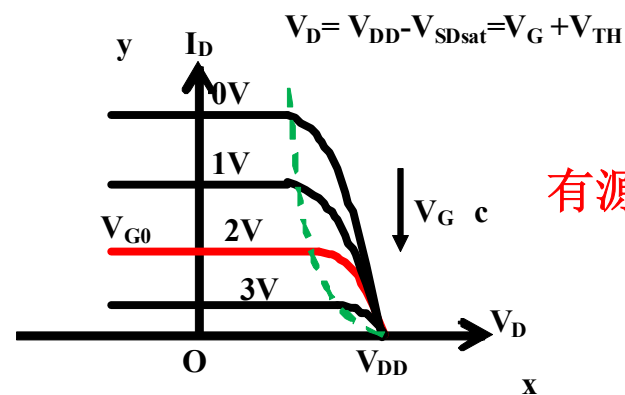
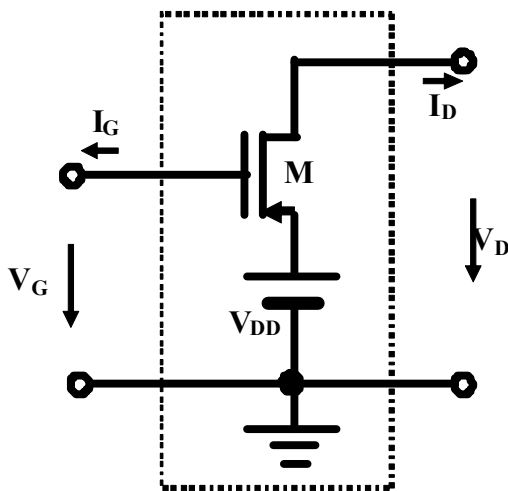
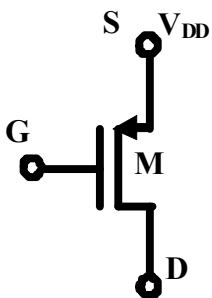


无源

$$V_{DD} = 5V$$

$$V_{TH} = 1V$$

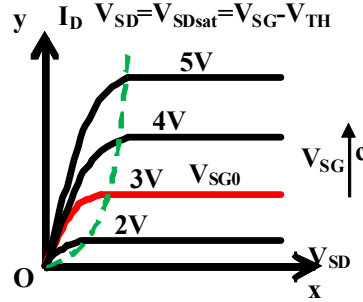
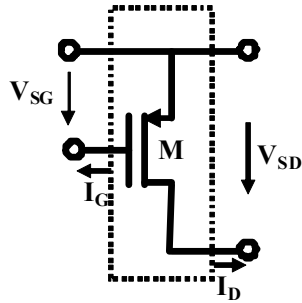
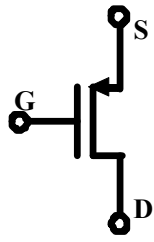
$$I_D = f(V_{SG}, V_{SD}) = f(c, x) = y$$



有源

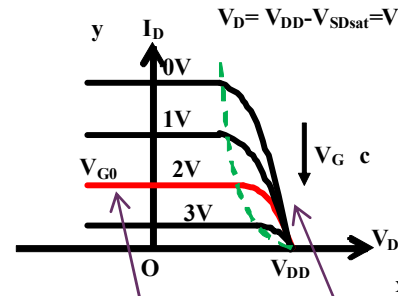
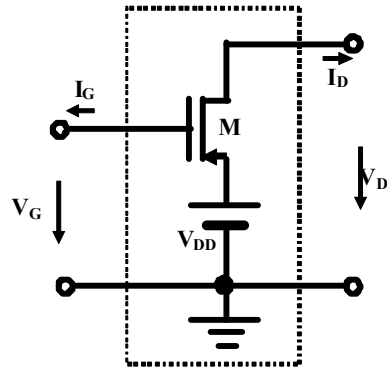
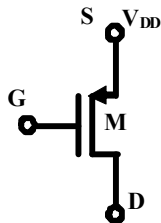
$$I_D = f(V_{DD} - V_G, V_{DD} - V_D) = f(V_{DD} - c, V_{DD} - x) = y$$

端口约束方程



晶体管是非线性电阻
关联参考方向下，**DS**端口伏安特性全部位于一、三象限，只能吸收功率而无法释放功率

$$i_D = \begin{cases} 0 & v_{SG} < V_{TH,p} \\ 2\beta_p \left((v_{SG} - V_{TH,p})v_{SD} - 0.5v_{SD}^2 \right) & v_{SG} > V_{TH,p}, v_{DG} > V_{TH,p} \\ \beta_p (v_{SG} - V_{TH,p})^2 (1 + \lambda_p v_{SD}) & v_{SG} > V_{TH,p}, v_{DG} < V_{TH,p} \end{cases}$$



对外等效为恒流源

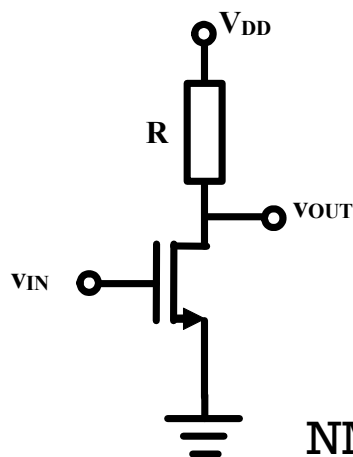
对外等效为有内阻的戴维南源

晶体管沟道电阻是电压源的非线性内阻，源关联参考方向下，**DS**端口伏安特性存在位于第一象限的区段，可以在此区段向外释放能量

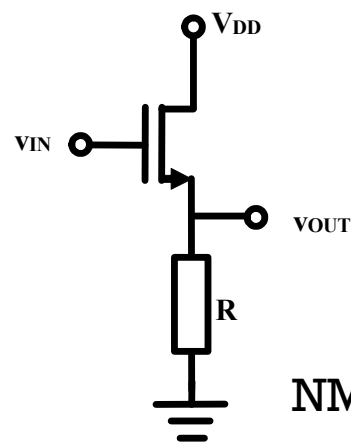
$$i_D = \begin{cases} 0 & v_G > V_{DD} - V_{TH,p} \\ 2\beta_p \left((V_{DD} - v_G - V_{TH,p})(V_{DD} - v_D) - 0.5(V_{DD} - v_D)^2 \right) & v_G < V_{DD} - V_{TH,p}, v_D > V_{TH,p} + v_G \\ \beta_p (V_{DD} - v_G - V_{TH,p})^2 (1 + \lambda_p (V_{DD} - v_D)) & v_G < V_{DD} - V_{TH,p}, v_D < V_{TH,p} + v_G \end{cases}$$

解析法

- 如果非线性电路结构简单，非线性描述方程简单，则可用解析法求解
 - 例如MOSFET晶体管的描述方程为二次函数关系，易于给出解析解，因而MOS反相器电路往往先给出图解，再给出解析解，还可以给出分段折线近似解
 - 而BJT的描述方程为指数函数关系，不易给出解析解，因而BJT反相器等电路往往首先给出图解，再给出分段折线近似解，解析解一般则给不出
- 下面首先回顾NMOS反相器电路的图解和解析解，之后给出NMOS电压缓冲器电路的解析解



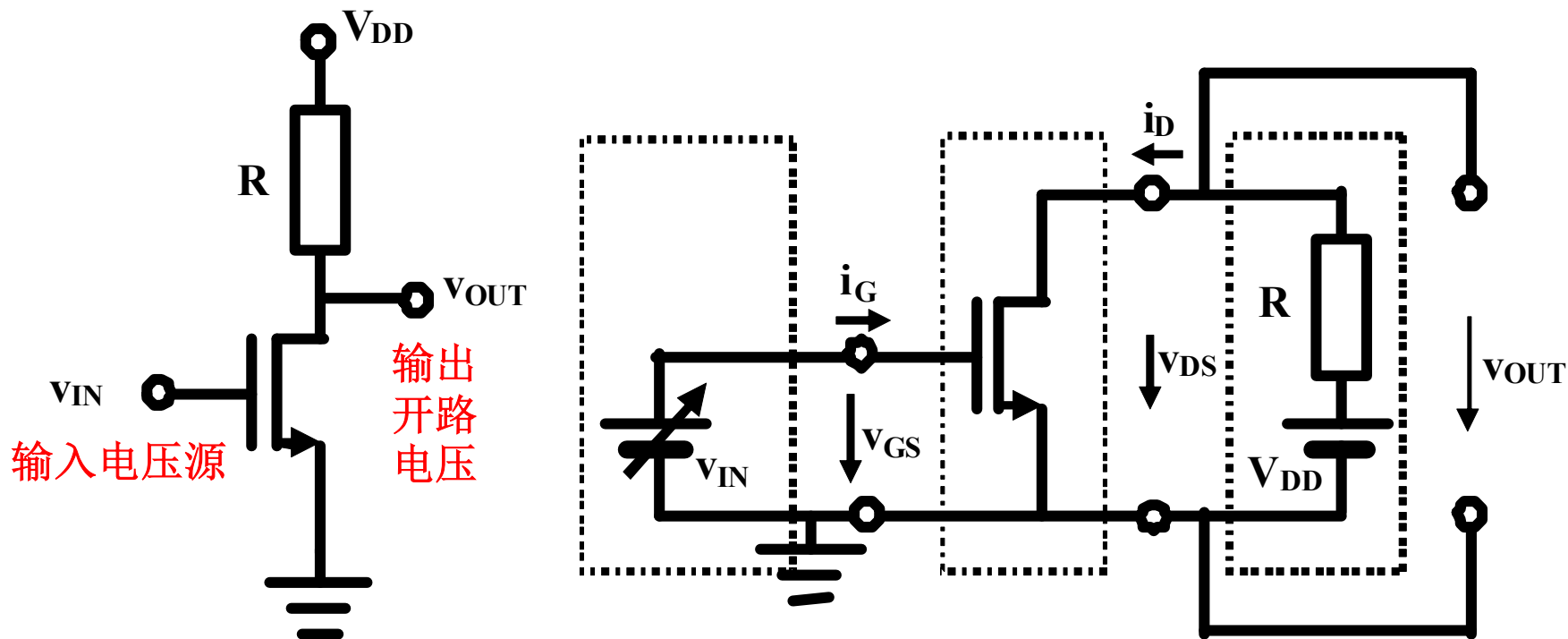
NMOS反相器



NMOS电压缓冲器

NMOS反相器原理

直流偏置电压源

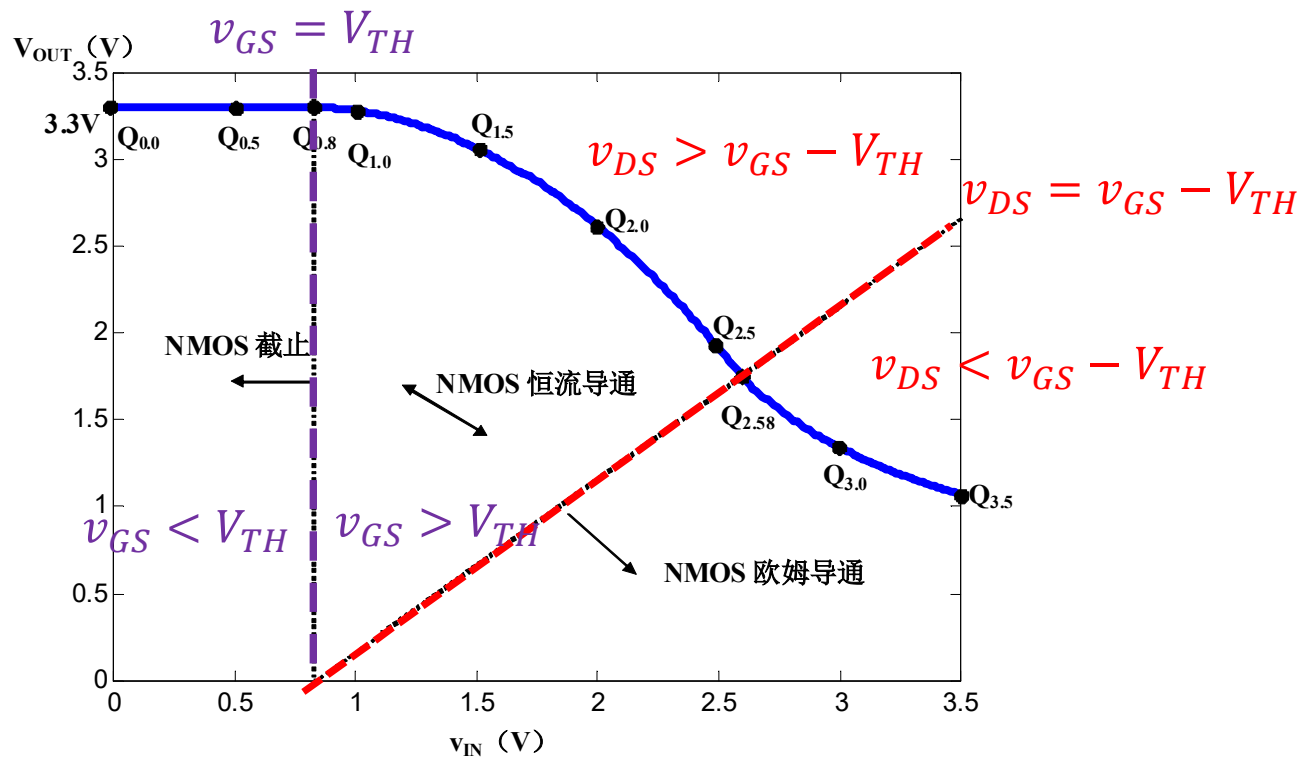
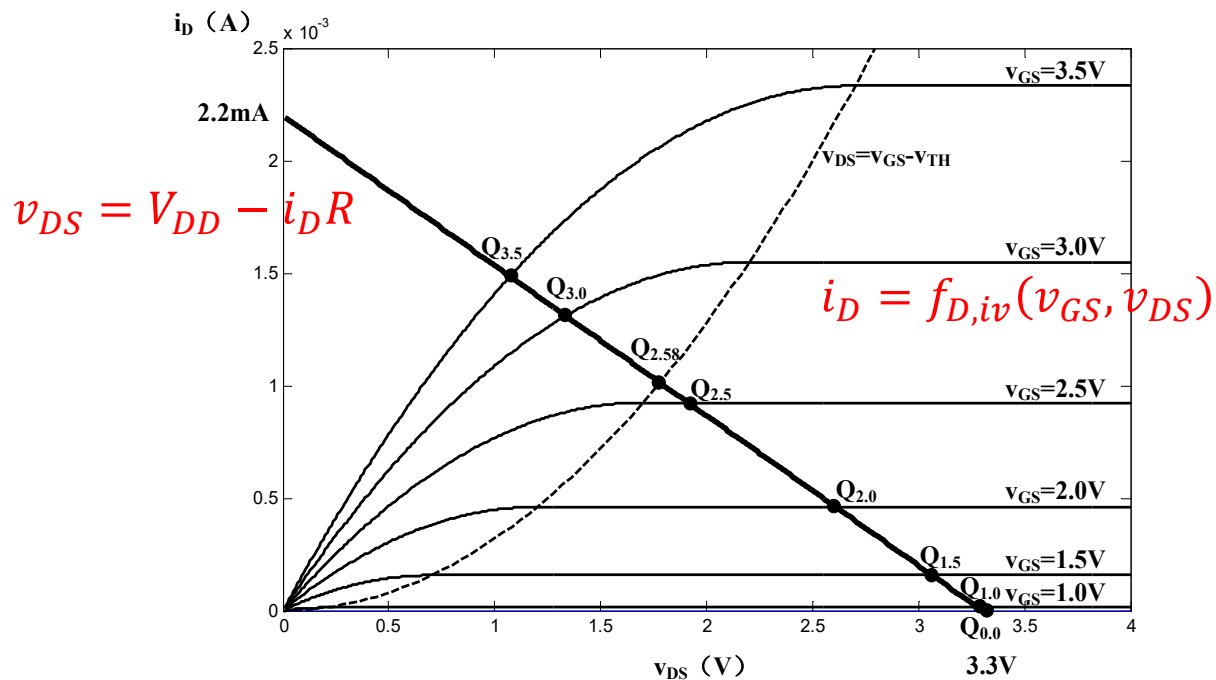


输出电压为沟道电阻分压，随着输入电压上升，沟道电阻越来越小，分压越来越小；输出电压随输入电压的上升而下降，这种特性被称为反相特性

$$v_{OUT} = v_{DS} = V_{DD} - i_D R$$

$$i_D = f_{D,iv}(v_{GS}, v_{DS}) = f_{D,iv}(v_{IN}, v_{OUT})$$

图解



解析求解的关键 找到工作区分界点

$$i_D = \beta_n (v_{GS} - V_{TH})^2 = \beta_n v_{DS}^2$$

$$v_{DS} = V_{DD} - i_D R_D$$

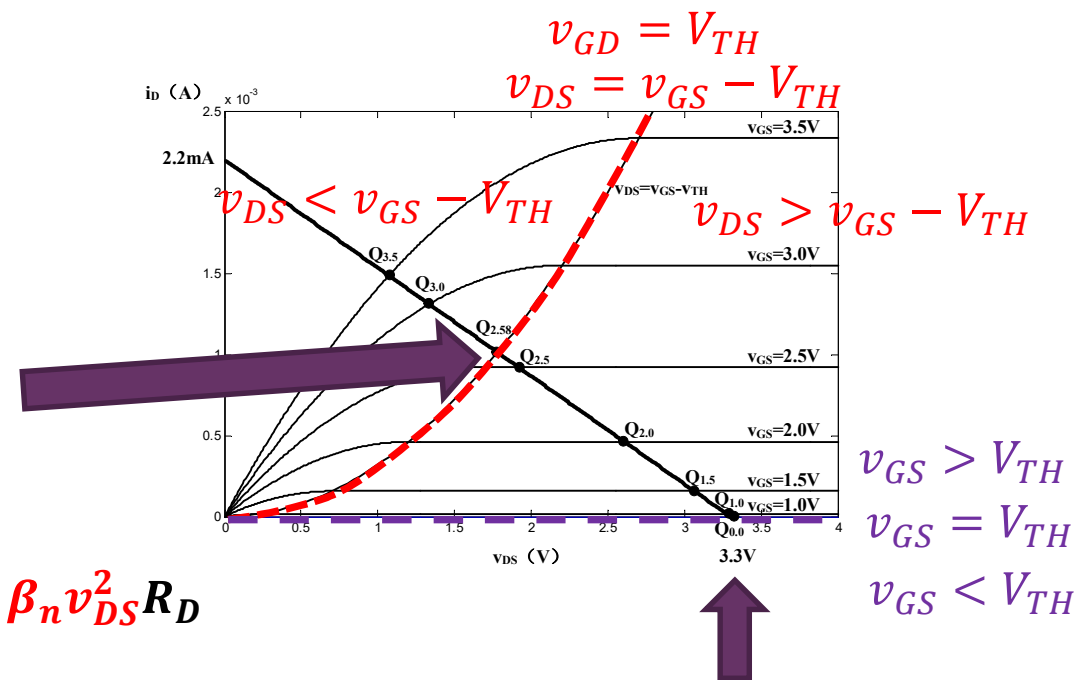
$$v_{DS} = V_{DD} - i_D R_D = V_{DD} - \beta_n v_{DS}^2 R_D$$

$$\beta_n v_{DS}^2 R_D + v_{DS} - V_{DD} = 0$$

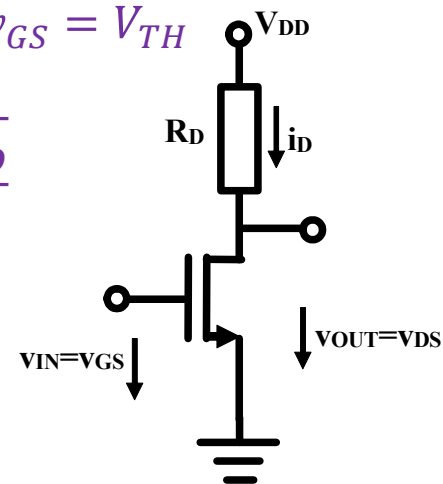
$$v_{DS} = \frac{-1 \pm \sqrt{1 + 4\beta_n R_D V_{DD}}}{2\beta_n R_D} \quad \text{舍弃无意义解} \quad \cong \quad \frac{-1 + \sqrt{1 + 4\beta_n R_D V_{DD}}}{2\beta_n R_D}$$

$$v_{IN,02} = v_{GS} = v_{DS} + V_{TH} = \frac{-1 + \sqrt{1 + 4\beta_n R_D V_{DD}}}{2\beta_n R_D} + V_{TH}$$

$$i_D = \begin{cases} 0 & v_{GS} < V_{TH} \\ \beta_n (v_{GS} - V_{TH})^2 & v_{GS} > V_{TH}, v_{DS} > v_{GS} - V_{TH} \\ 2\beta_n ((v_{GS} - V_{TH})v_{DS} - 0.5v_{DS}^2) & v_{GS} > V_{TH}, v_{DS} < v_{GS} - V_{TH} \end{cases}$$



$$v_{IN,01} = v_{GS} = V_{TH}$$

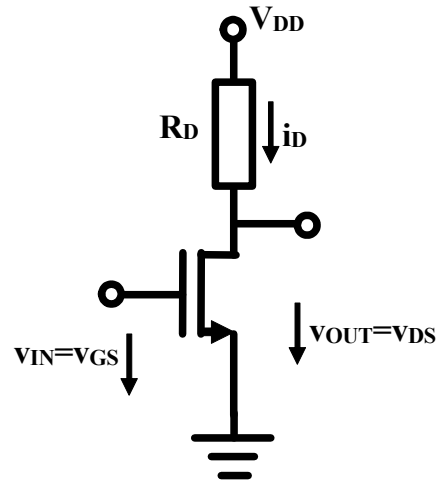


$$v_{IN} < v_{IN,01} = V_{TH}$$

$$v_{IN,01} < v_{IN} < v_{IN,02}$$

$$v_{IN} > v_{IN,02}$$

解析解



$$v_{OUT} = f(v_{IN})$$

$$= \begin{cases} V_{DD} & v_{IN} < V_{TH} \\ V_{DD} - R\beta_n(v_{IN} - V_{TH})^2 & V_{TH} < v_{IN} < v_{IN,02} \\ \frac{V_{DD}}{R\beta_n} & v_{IN} > v_{IN,02} \\ \frac{V_{DD}}{R\beta_n} \left(v_{IN} - V_{TH} + \frac{1}{2R\beta_n} \right) + \sqrt{\left(v_{IN} - V_{TH} + \frac{1}{2R\beta_n} \right)^2 - \frac{V_{DD}}{R\beta_n}} & \end{cases}$$

截止区

恒流区

欧姆区

$$v_{IN} < V_{TH}$$

$$V_{TH} < v_{IN} < v_{IN,02}$$

$$v_{IN} > v_{IN,02}$$

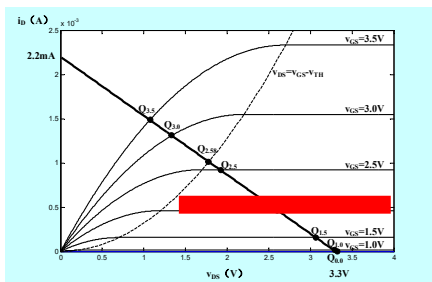
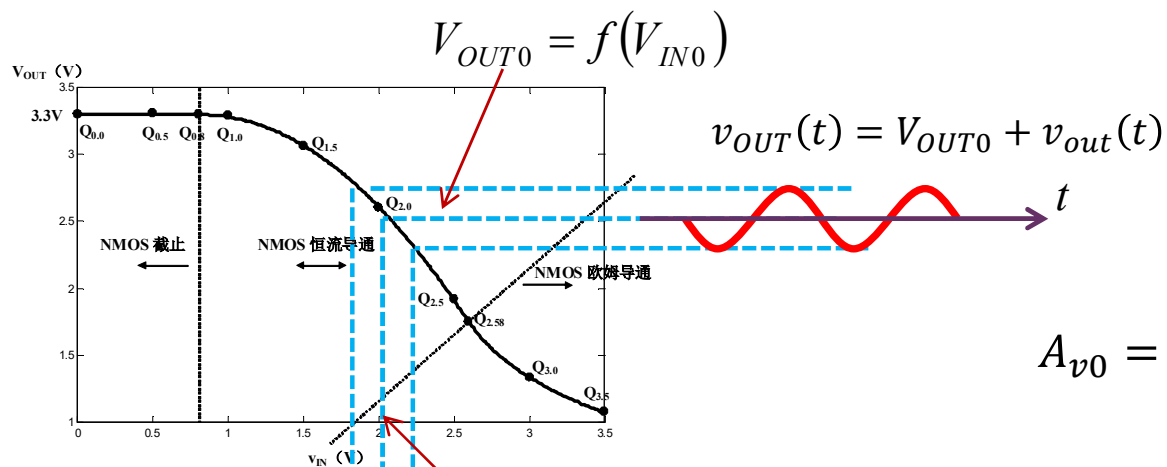
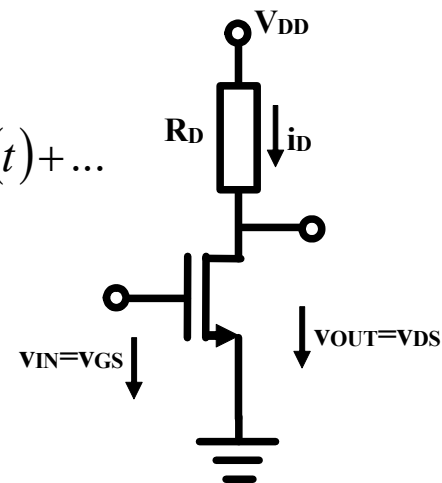
$$\approx \frac{r_{on}}{R + r_{on}}$$

$$r_{on} = \frac{1}{2\beta_n(v_{IN} - V_{TH})}$$

$$= r_{ds0}$$

放大器应用

$$v_{OUT}(t) = f(v_{IN}(t)) = f(V_{IN0} + v_{in}(t)) = f(V_{IN0}) + f'(V_{IN0})v_{in}(t) + 0.5f''(V_{IN0})v_{in}^2(t) + \dots$$



$$A_{v0} = \left. \frac{dv_{OUT}}{dv_{IN}} \right|_Q$$

$$= -2R\beta_n(v_{IN} - V_{TH}) \Big|_Q$$

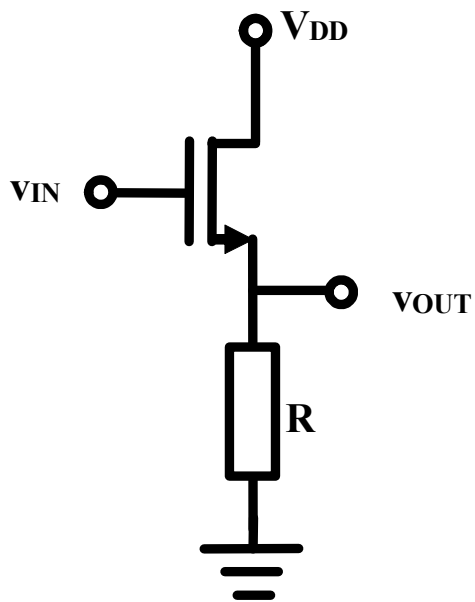
$$= -2R\beta_n(V_{IN} - V_{TH}) = -g_m R$$

CE组态电压放大倍数

$$g_m = \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} = 2\beta_n(V_{IN} - V_{TH}) = \frac{2I_{D0}}{V_{IN} - V_{TH}} = \frac{2I_{D0}}{V_{od0}}$$

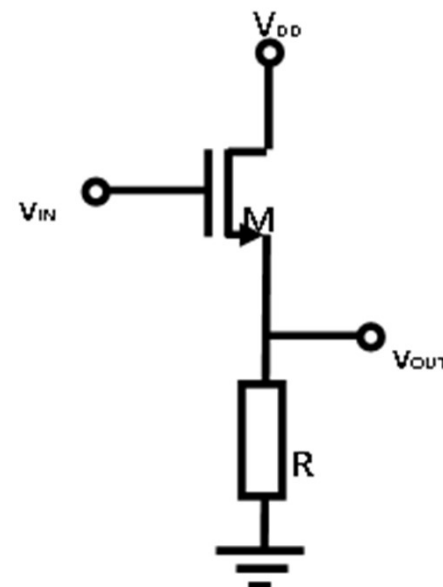
作业4.4 理论分析

- 请用**解析法**和分段折线法分析如图所示电路，给出输入输出转移特性曲线方程，画出输入输出转移特性曲线，并分析如果作为放大器，其放大倍数为多少？



工作区分界点确定

注意到 v_{OUT} 是非线性沟道电阻和线性电阻 R 的串联支路分压,故而 $0 \leq v_{OUT} \leq V_{DD}$; 而 $v_{GS} = v_{IN} - v_{OUT}$ 故而当 $v_{IN} \leq V_{TH}$ 时, 必有 $v_{GS} = v_{IN} - v_{OUT} \leq V_{TH}$, 此时晶体管截止; 而 $v_{IN} > V_{TH}$ 时, 即 $v_{GS} > V_{TH} - v_{OUT}$ 可以大于 V_{TH} , 晶体管将因而导通, 注意到 $v_{GD} = v_{IN} - V_{DD}$ 在 v_{IN} 刚大于 V_{TH} 起始时很小 ($v_{GD} < 0 < V_{TH}$), 漏源沟道属于夹断情况 (恒流导通区), 因而 $v_{IN} = V_{TH}$ 属于晶体管从截止区到恒流导通区的分界点; 随着 v_{IN} 持续增加, 当 $v_{IN} - V_{DD} = v_{GD} > V_{TH}$, 即 $v_{IN} > V_{DD} + V_{TH}$, 晶体管将会由恒流导通区进入到欧姆导通区



$$v_{IN} < V_{TH}$$

晶体管截止

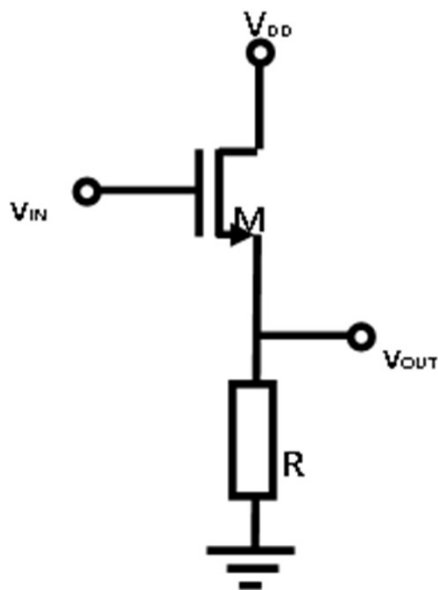
$$V_{TH} < v_{IN} < V_{DD} + V_{TH}$$

晶体管恒流导通

$$v_{IN} > V_{DD} + V_{TH}$$

晶体管欧姆导通

$v_{IN} < V_{TH}$, 晶体管截止



$$v_{IN} < V_{TH}$$

$$i_D = 0$$

$$v_{OUT} = i_D R = 0$$

晶体管截止

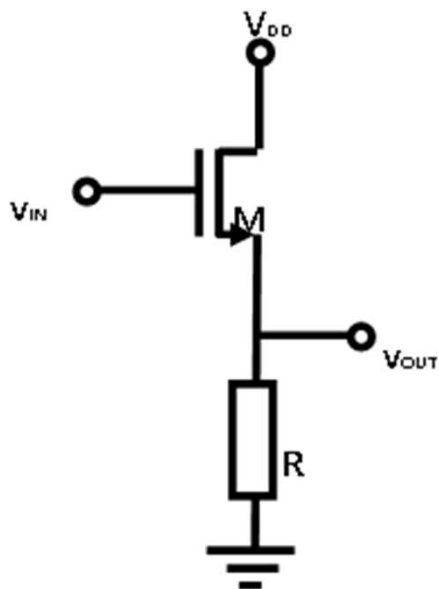
沟道电阻无穷大

获得全部分压

电阻R的分压则为0

$V_{TH} < v_{IN} < V_{DD} + V_{TH}$

晶体管恒流导通



$$i_D = \beta_n (v_{GS} - V_{TH})^2$$

$$= \beta_n (v_{IN} - v_{OUT} - V_{TH})^2$$

$$v_{OUT} = i_D R = R \beta_n (v_{IN} - V_{TH} - v_{OUT})^2$$

$$0.5 v_{OUT}^2 - \left((v_{IN} - V_{TH}) + \frac{1}{2R\beta_n} \right) v_{OUT} + 0.5 (v_{IN} - V_{TH})^2 = 0$$

$$v_{OUT} = (v_{IN} - V_{TH}) + \frac{1}{2R\beta_n} - \sqrt{(v_{IN} - V_{TH}) \frac{1}{R\beta_n} + \left(\frac{1}{2R\beta_n} \right)^2}$$

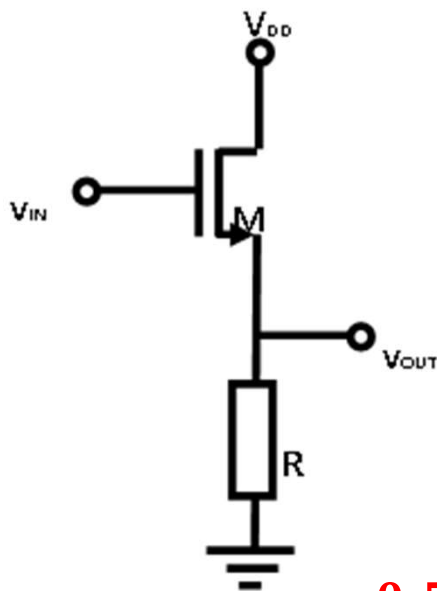
舍弃+解的原因是
其不符恒流区条件

$$v_{GS} = v_{IN} - v_{OUT}$$

$$= \sqrt{(v_{IN} - V_{TH}) \frac{1}{R\beta_n} + \left(\frac{1}{2R\beta_n} \right)^2} + V_{TH} - \frac{1}{2R\beta_n}$$

可知，随着输入电压 v_{IN} 的上升， v_{GS} 增加，从而沟道电阻随之降低，电阻 R 分压将越来越大，故而输出电压 v_{OUT} 随输入电压 v_{IN} 的上升而上升

$v_{IN} > V_{DD} + V_{TH}$, 晶体管欧姆导通



$$i_D = 2\beta_n \left((v_{GS} - V_{TH})v_{DS} - 0.5v_{DS}^2 \right)$$

$$= 2\beta_n \left((v_{IN} - v_{OUT} - V_{TH})(V_{DD} - v_{OUT}) - 0.5(V_{DD} - v_{OUT})^2 \right)$$

$$v_{OUT} = i_D R$$

$$= 2R\beta_n \left((v_{IN} - v_{OUT} - V_{TH})(V_{DD} - v_{OUT}) - 0.5(V_{DD} - v_{OUT})^2 \right)$$

$$0.5v_{OUT}^2 - \left(v_{IN} - V_{TH} + \frac{1}{2R\beta_n} \right) v_{OUT} + (v_{IN} - V_{TH} - 0.5V_{DD})V_{DD} = 0$$

$$0.5v_{OUT}^2 - \left(v_{IN} - V_{TH} + \frac{1}{2R\beta_n} \right) v_{OUT} + 0.5(v_{IN} - V_{TH})^2 - 0.5(v_{IN} - V_{TH} - V_{DD})^2 = 0$$

$$v_{OUT} = (v_{IN} - V_{TH}) + \frac{1}{2R\beta_n} - \sqrt{(v_{IN} - V_{TH}) \frac{1}{R\beta_n} + \left(\frac{1}{2R\beta_n} \right)^2 + (v_{IN} - V_{TH} - V_{DD})^2}$$

输入输出转移特性

$$v_{OUT} = \begin{cases} 0 & v_{IN} < V_{TH} \\ (v_{IN} - V_{TH}) + \frac{1}{2R\beta_n} - \sqrt{(v_{IN} - V_{TH})\frac{1}{R\beta_n} + \left(\frac{1}{2R\beta_n}\right)^2} & V_{TH} < v_{IN} < V_{DD} + V_{TH} \\ (v_{IN} - V_{TH}) + \frac{1}{2R\beta_n} - \sqrt{(v_{IN} - V_{TH})\frac{1}{R\beta_n} + \left(\frac{1}{2R\beta_n}\right)^2 + (v_{IN} - V_{TH} - V_{DD})^2} & v_{IN} > V_{DD} + V_{TH} \end{cases}$$

$$\beta_n = 2\text{mA}/V^2, \quad V_{TH} = 0.6\text{V}, \quad V_{DD} = 3\text{V}, \quad R = 2.5\text{k}\Omega$$

$$v_{OUT} = \begin{cases} 0 & v_{IN} < 0.6 \\ (v_{IN} - 0.6) + 0.1 - \sqrt{(v_{IN} - 0.6)0.2 + (0.1)^2} & 0.6 < v_{IN} < 3.6 \\ (v_{IN} - 0.6) + 0.1 - \sqrt{(v_{IN} - 0.6)0.2 + (0.1)^2 + (v_{IN} - 0.6 - 3)^2} & v_{IN} > 3.6 \end{cases}$$

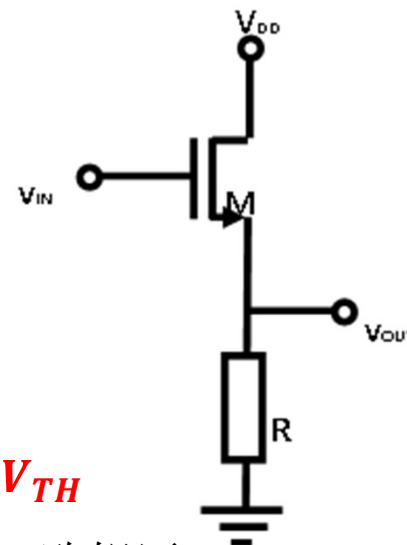
$$= \begin{cases} 0 & v_{IN} < 0.6 \\ v_{IN} - 0.5 - \sqrt{0.2v_{IN} - 0.11} & 0.6 < v_{IN} < 3.6 \\ v_{IN} - 0.5 - \sqrt{0.2v_{IN} - 0.11 + (v_{IN} - 3.6)^2} & v_{IN} > 3.6 \end{cases}$$

输入输出转移特性曲线

CD组态:

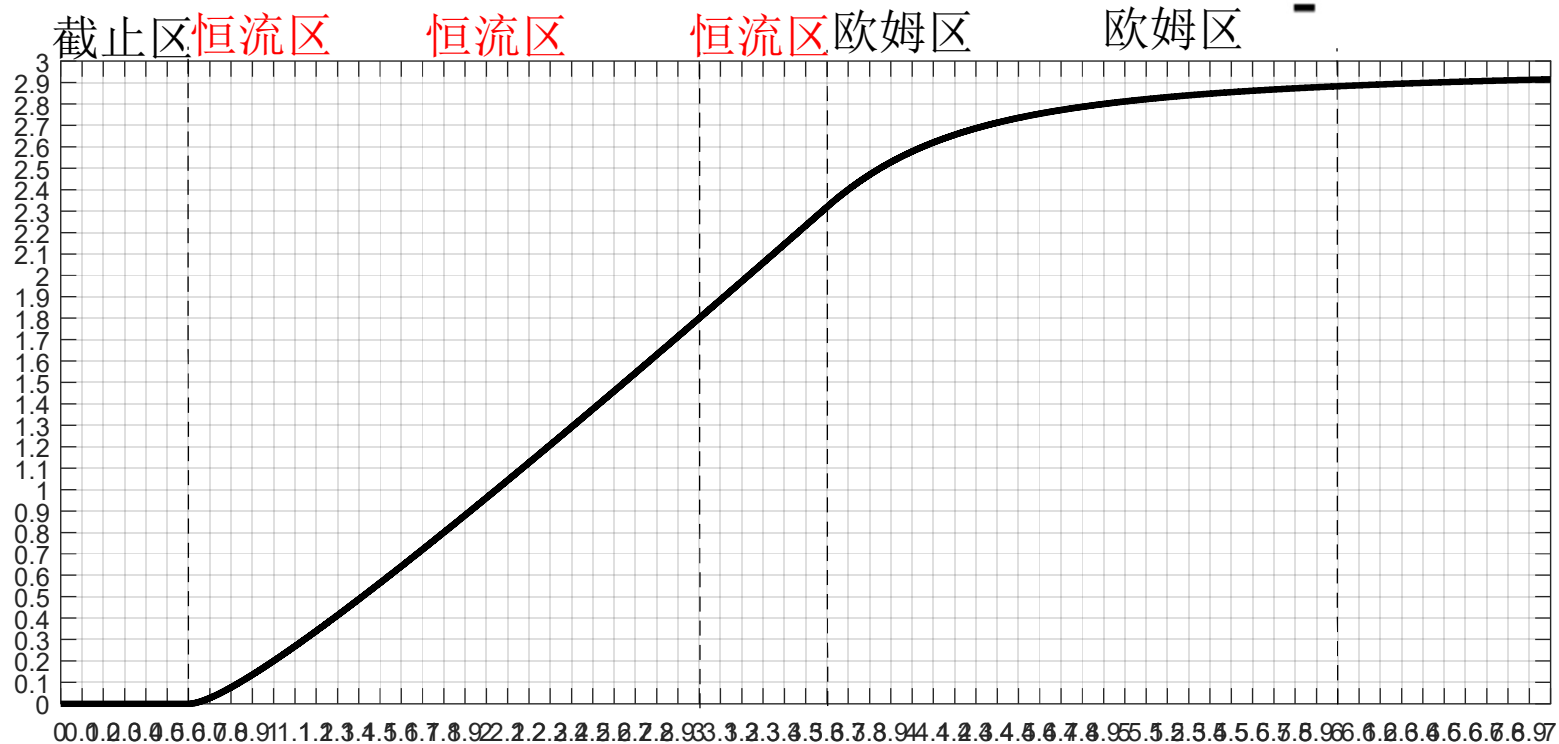
电压缓冲器

晶体管需要工作在恒流导通区

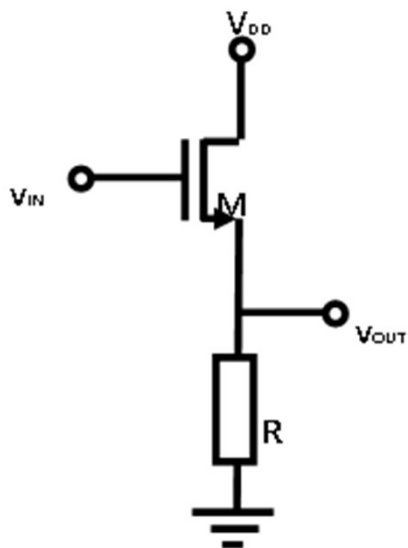


$$v_{IN,1} = V_{TH}$$

$$v_{IN,2} = V_{DD} + V_{TH}$$



放大倍数



$$v_{OUT} = (v_{IN} - V_{TH}) + \frac{1}{2R\beta_n} - \sqrt{(v_{IN} - V_{TH}) \frac{1}{R\beta_n} + \left(\frac{1}{2R\beta_n}\right)^2}$$

恒流区

$$\frac{dv_{OUT}}{dv_{IN}} = 1 - \frac{\frac{1}{2R\beta_n}}{\sqrt{(v_{IN} - V_{TH}) \frac{1}{R\beta_n} + \left(\frac{1}{2R\beta_n}\right)^2}}$$

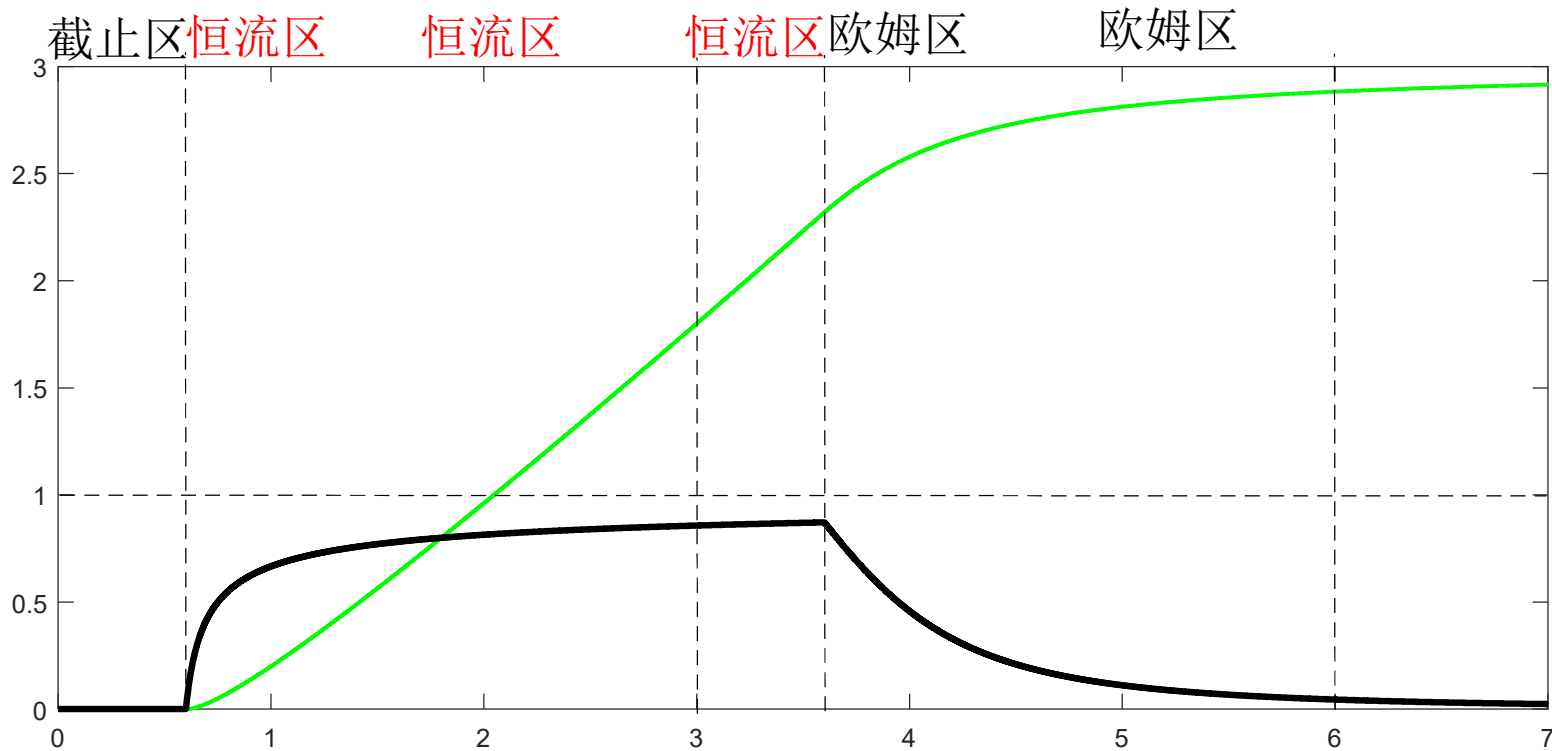
$$A_v = \left. \frac{dv_{OUT}}{dv_{IN}} \right|_Q = 1 - \frac{\frac{1}{2R\beta_n}}{\sqrt{(V_{IN0} - V_{TH}) \frac{1}{R\beta_n} + \left(\frac{1}{2R\beta_n}\right)^2}}$$

$$\begin{aligned} g_m &= \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right|_Q = 2\beta_n (v_{GS} - V_{TH}) \Big|_Q = 2\beta_n (v_{IN} - v_{OUT} - V_{TH}) \Big|_Q \\ &= 2\beta_n \left(\sqrt{(V_{IN0} - V_{TH}) \frac{1}{R\beta_n} + \left(\frac{1}{2R\beta_n}\right)^2} - \frac{1}{2R\beta_n} \right) \end{aligned}$$

$$A_v = \dots = \frac{g_m R}{1 + g_m R}$$

CD组态电压放大倍数

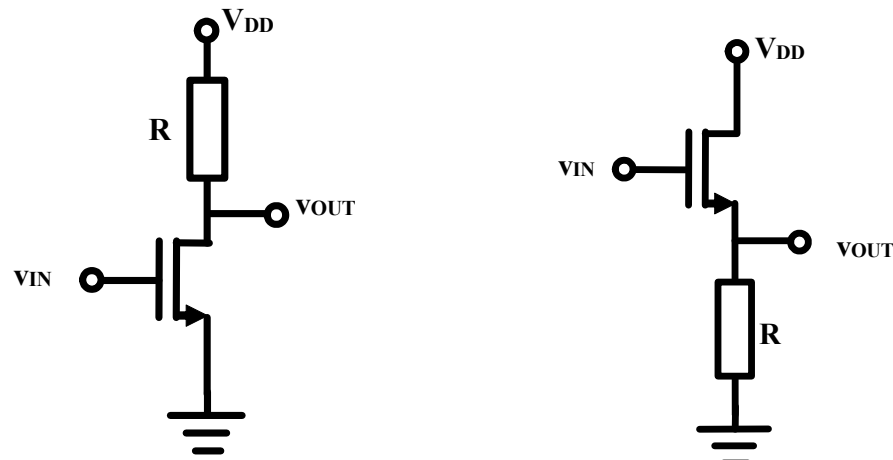
电压增益变化



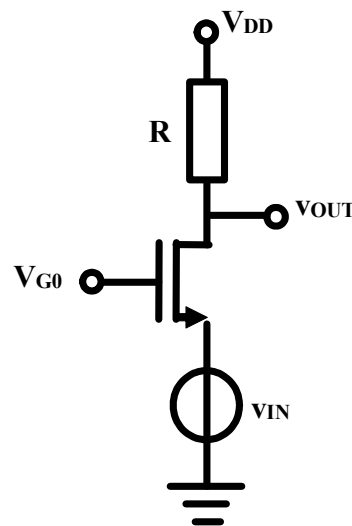
做放大器使用时，需要晶体管工作在恒流区

小结

- 图示两种分压电路，其原理都是随着输入电压的上升，晶体管沟道电阻变小，导致分压随之改变
- 由于非线性电阻描述方程相对简单，可以给出输出分压随输入的变化规律解析表达式
- 交流小信号分析用微分电路模型获得的交流电压增益恰好就是输入电压输出电压转移特性曲线在工作点位置的微分斜率



要想有放大作用，需要晶体管工作在恒流导通区，交流小信号分析时，不动的电压为交流地，故而前述两个电路分别为**CS**组态和**CD**组态放大器，如下的**CG**组态放大器留作作业，获得其输入输出转移特性，获得恒流区工作放大器的微分斜率，确认它是**CG**组态微分电路模型分析获得的电压增益



随着输入电压的上升，晶体管沟道电阻变大，导致分压随之变大

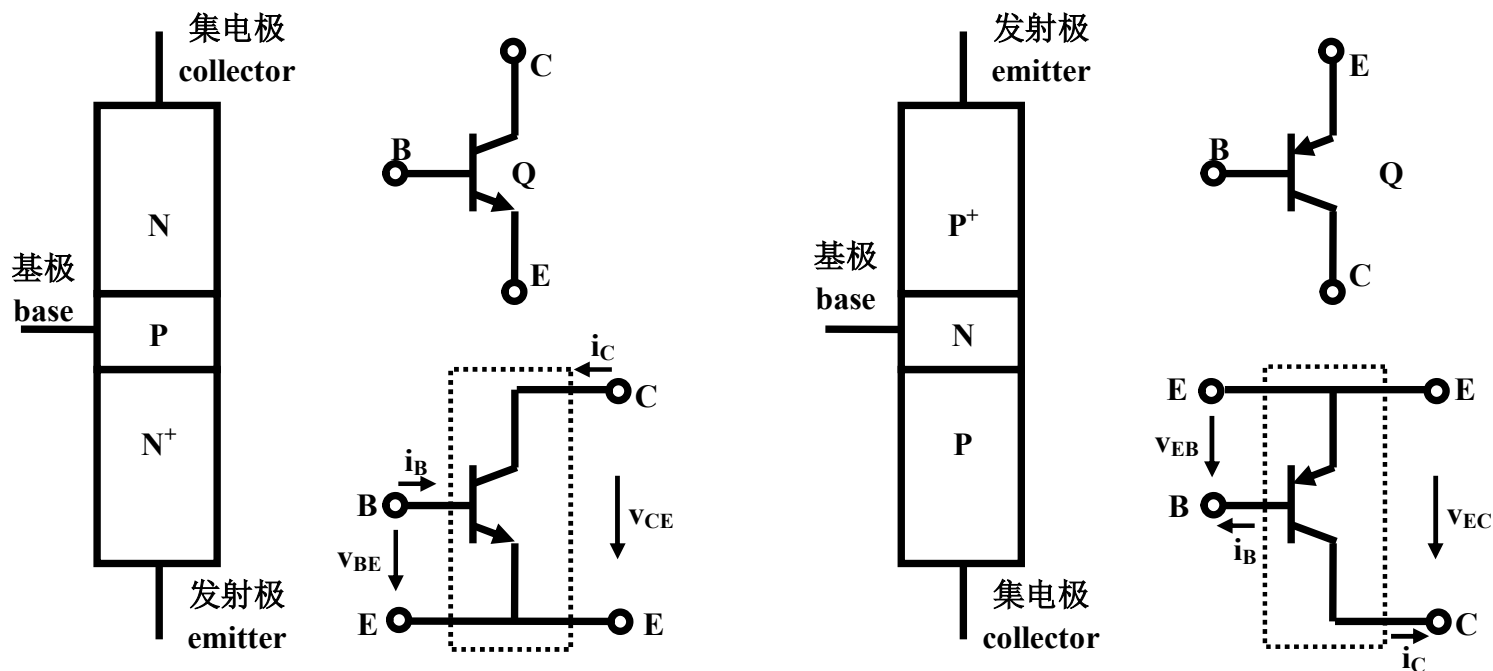
找准分界点

分段折线法

- 非线性电路的解析解看似精确，但存在两个问题
 - 大多数非线性电路无法给出解析解
 - 少数电路的解析解虽然可以给出，但并不容易从解析表达式一眼看清楚电路工作原理，需要反复琢磨，且不易记忆
- 因而我们更喜欢给出表达式简单但物理意义清晰的近似解析解，最常见的处理手法就是对非线性进行线性化处理
 - 而最常见的线性化方法是分段线性化方法，**只要非线性特性具有明显分区特性，则可在各自分区内用切线/割线/拟合平均直线/垂直线/水平线替代直线方向单调变化的曲线**，这种分区以直代曲的线性化方法往往针对大信号
 - 如果是小信号，则采用局部线性化，假设直流基础上的交流信号足够小，对交流小信号而言，非线性电路可处理为线性，因为交流小信号感受到的是微分元件作用关系：曲线局部用切线替代，信号足够小则误差足够小（高阶微分效应很微弱）
 - 还有其他线性化方法，如本学期最后的正弦波振荡器分析，采用准线性方法
 - 这些线性化方法都可以使得非线性电路的分析变得相对极为简单，可以给出物理意义十分明确的简单表述的近似解析解，用于指导我们做进一步的电路设计

作业4.1 NPN和PNP

- 列表对比：（1）结构，（2）电路符号，（3）二端口定义，（4）有源区元件约束，（5）分段线性电路模型

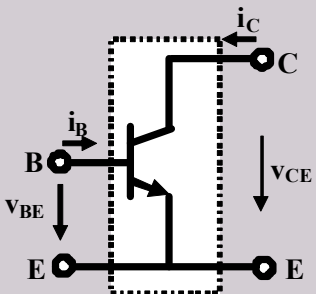
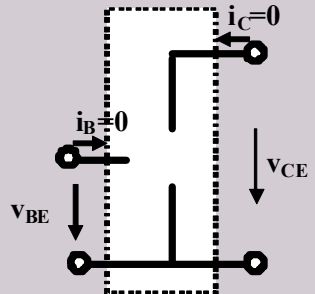
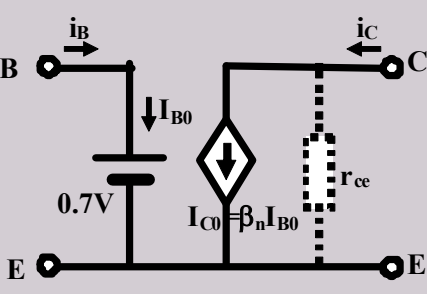
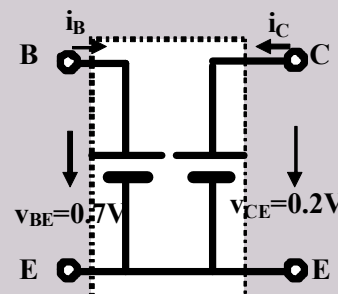
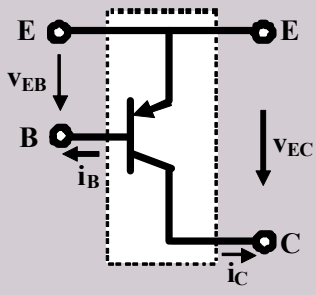
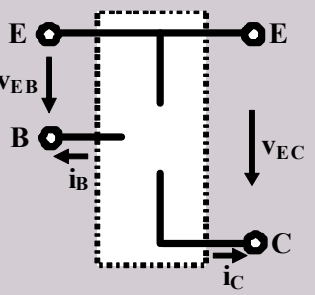
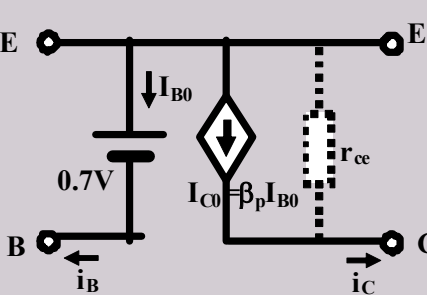
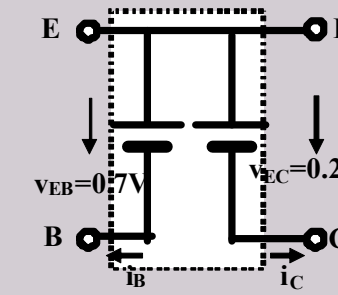


NPN

PNP

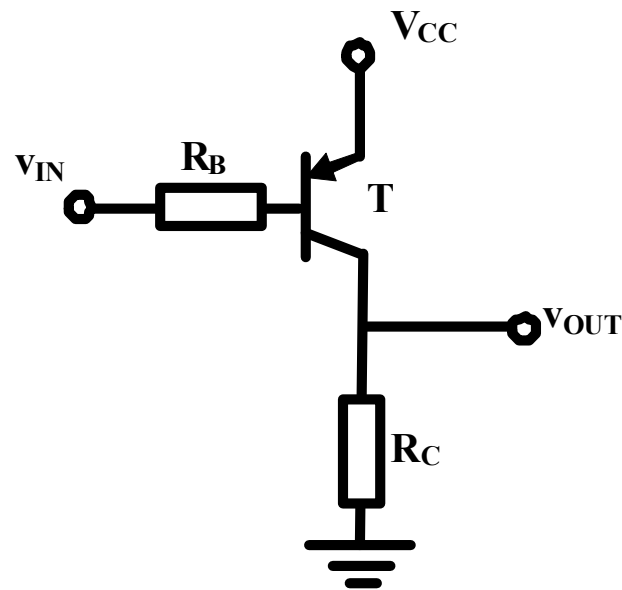
	NPN	PNP
结构		
电路符号		
二端口定义		
有源区元件约束	$\begin{cases} i_B = A_J J_{BS0,n} \left(e^{\frac{v_{BE}}{v_T}} - 1 \right) \\ i_C = \beta_n A_J J_{BS0,n} \left(e^{\frac{v_{BE}}{v_T}} - 1 \right) \left(1 + \frac{v_{CE}}{V_{A,n}} \right) \end{cases}$	$\begin{cases} i_B = A_J J_{BS0,p} \left(e^{\frac{v_{EB}}{v_T}} - 1 \right) \\ i_C = \beta_p A_J J_{BS0,p} \left(e^{\frac{v_{EB}}{v_T}} - 1 \right) \left(1 + \frac{v_{EC}}{V_{A,p}} \right) \end{cases}$

分段折线模型

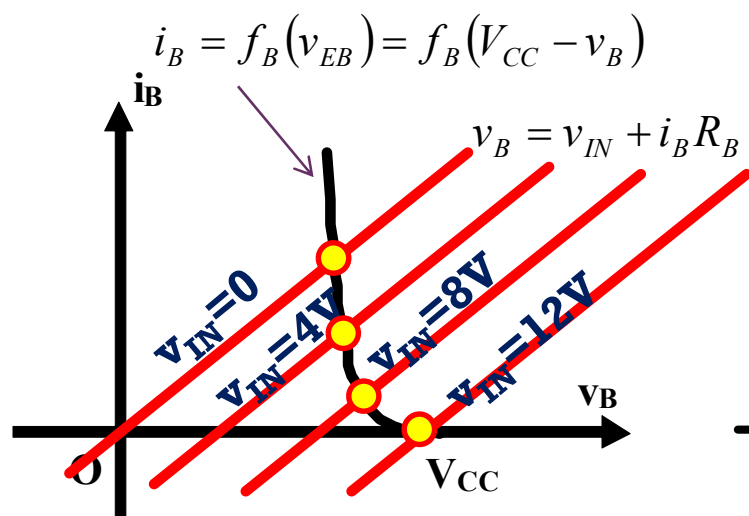
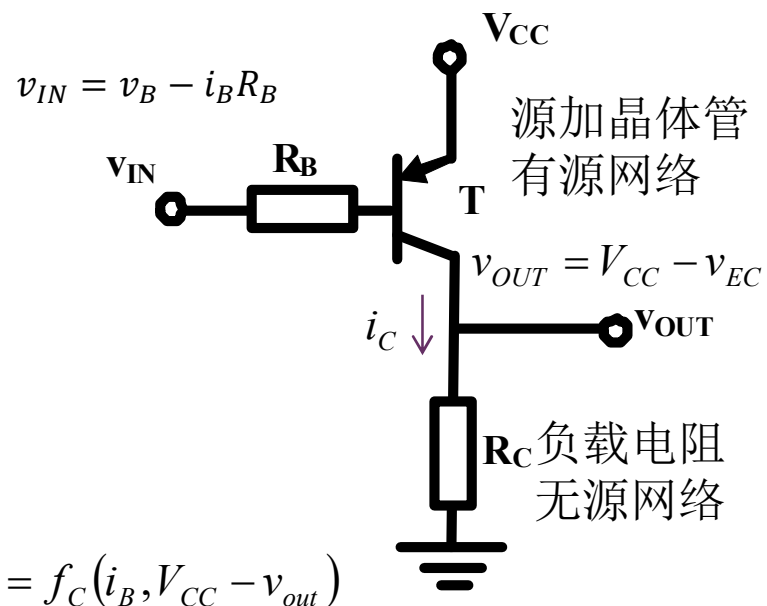
	二端口定义	截止区	有源区	饱和区
NPN 电路符号				
端口描述	$\begin{bmatrix} v_{BE}, i_B \\ v_{CE}, i_C \end{bmatrix}$	BE结反偏, BC结反偏 $i_B = 0, v_{BE} < 0.7V$ $i_C = 0, v_{CE} > 0$	BE结正偏, BC结反偏 $v_{BE} = 0.7V, i_B > 0$ $i_C = \beta_n i_B, v_{CE} > v_{CE,sat}$	BE结正偏, BC结正偏 $v_{BE} = 0.7V, i_B > 0$ $v_{CE} = v_{CE,sat}, i_C < \beta_n i_B$
PNP 电路符号				
端口描述	$\begin{bmatrix} v_{EB}, i_B \\ v_{EC}, i_C \end{bmatrix}$	EB结反偏, CB结反偏 $i_B = 0, v_{EB} < 0.7V$ $i_C = 0, v_{EC} > 0$	EB结正偏, CB结反偏 $v_{EB} = 0.7V, i_B > 0$ $i_C = \beta_p i_B, v_{EC} > v_{EC,sat}$	EB结正偏, CB结正偏 $v_{EB} = 0.7V, i_B > 0$ $v_{EC} = v_{EC,sat}, i_C < \beta_p i_B$

作业4.3 PNP反相器

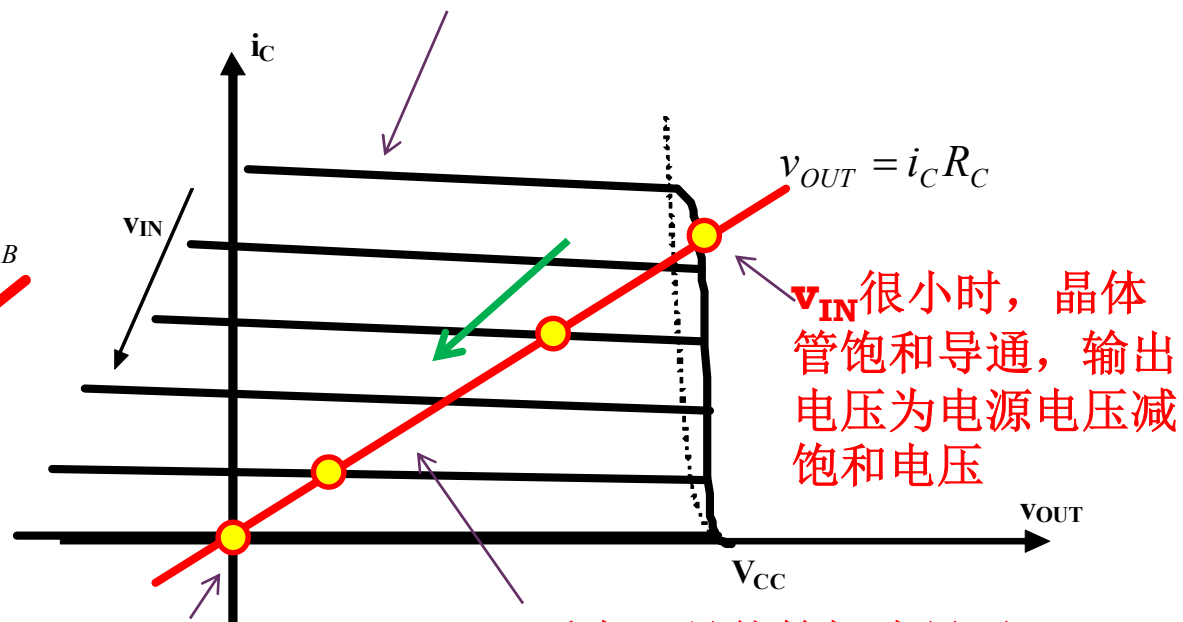
- 用分段折线模型分析，写出输入输出反相特性曲线方程，画出其反相特性曲线



图解法



v_{IN} 较大时，晶体管截止，输出电压为0



v_{IN} 很小时，晶体管饱和导通，输出电压为电源电压减饱和电压

v_{IN} 适中，晶体管恒流导通，输出电压随输入电压增加而下降：反相特性

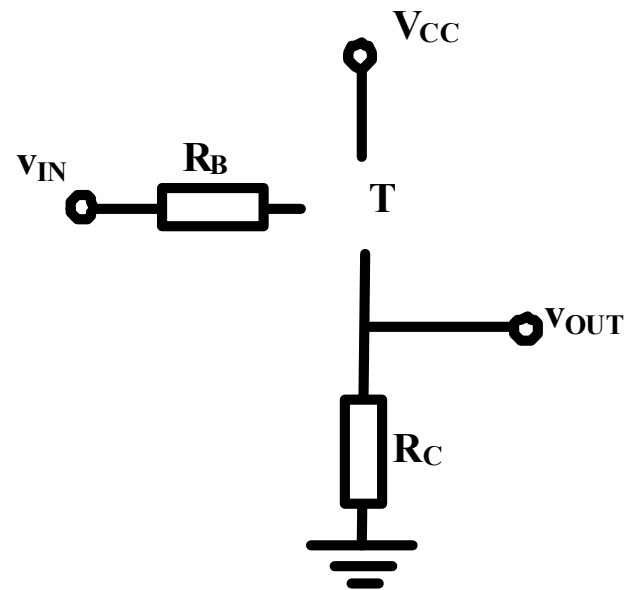
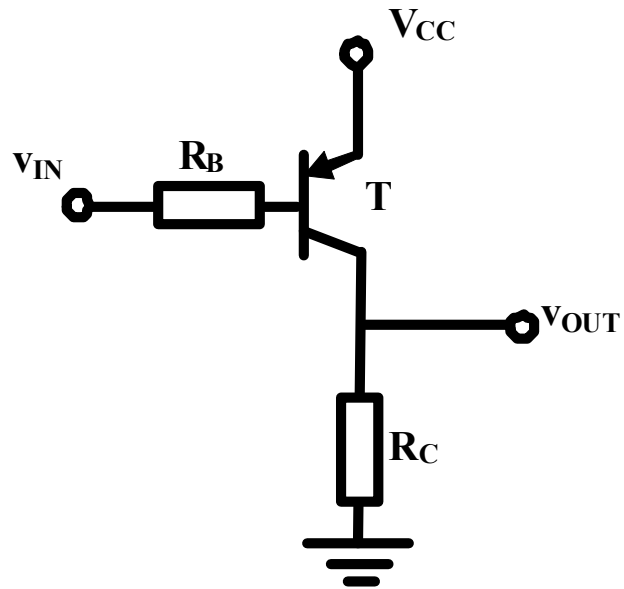
PNP截止

把晶体管的约束条件转换为对输入的约束条件

$$V_{EB} < 0.7V, I_E = 0$$

$$V_{CC} - v_{IN} < 0.7V$$

$$v_{IN} > V_{CC} - 0.7$$



$$v_{OUT} = 0$$

PNP恒流导通

$$V_{EB} = 0.7V, I_B > 0, I_C = \beta I_B, V_{EC} > 0.2V$$

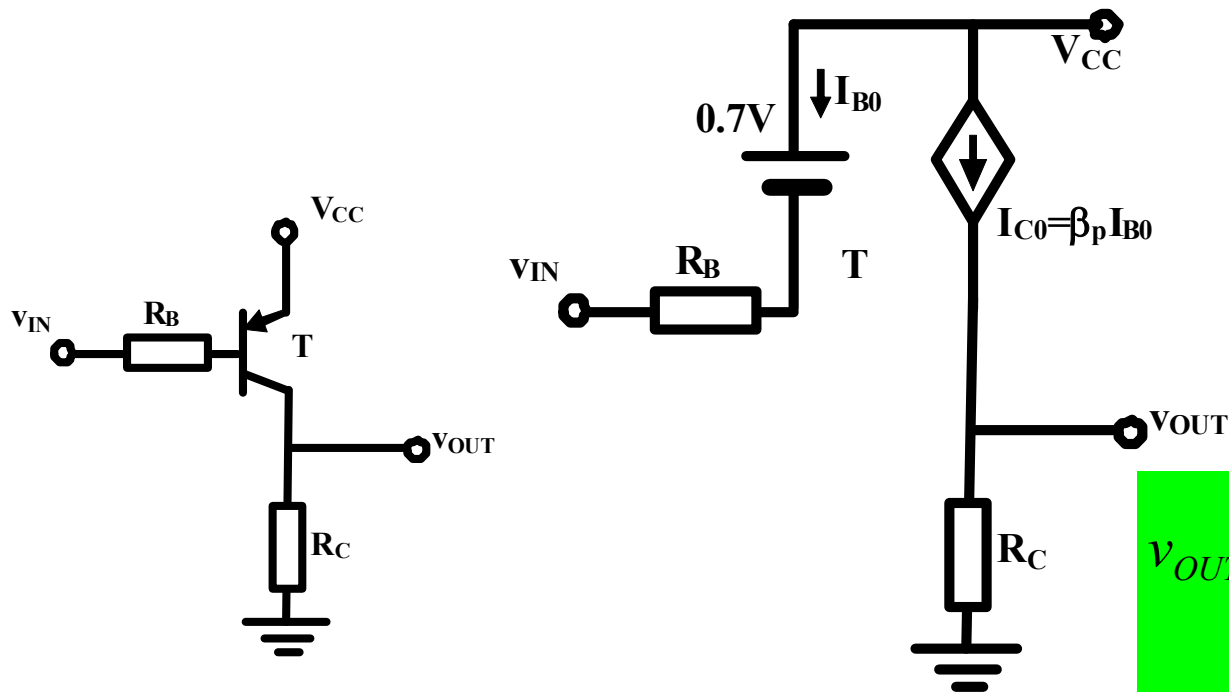
$$V_{CC} - v_{IN} > 0.7V$$

$$v_{IN} < V_{CC} - 0.7$$

$$I_{B0} = \frac{V_{CC} - 0.7 - v_{IN}}{R_B} > 0$$

$$V_{EC} = V_{CC} - v_{OUT} > 0.2V$$

$$v_{OUT} < V_{CC} - 0.2$$



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

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

恒流导通与饱和导通的分界点

$v_{IN} < V_{CC} - 0.7$ 则进入导通区

$$v_{OUT} = \beta \frac{V_{CC} - 0.7 - v_{IN}}{R_B} R_C = \beta \frac{R_C}{R_B} (V_{CC} - 0.7) - \beta \frac{R_C}{R_B} v_{IN} < V_{CC} - V_{EC,sat} = V_{CC} - 0.2$$

先进入恒流导通区，再进入饱和区

$$V_{CC} - 0.7 > v_{IN} > (V_{CC} - 0.7) - \frac{V_{CC} - 0.2}{\beta \frac{R_C}{R_B}}$$

恒流导通输入电压范围

$$v_{IN} < (V_{CC} - 0.7) - \frac{V_{CC} - 0.2}{\beta \frac{R_C}{R_B}}$$

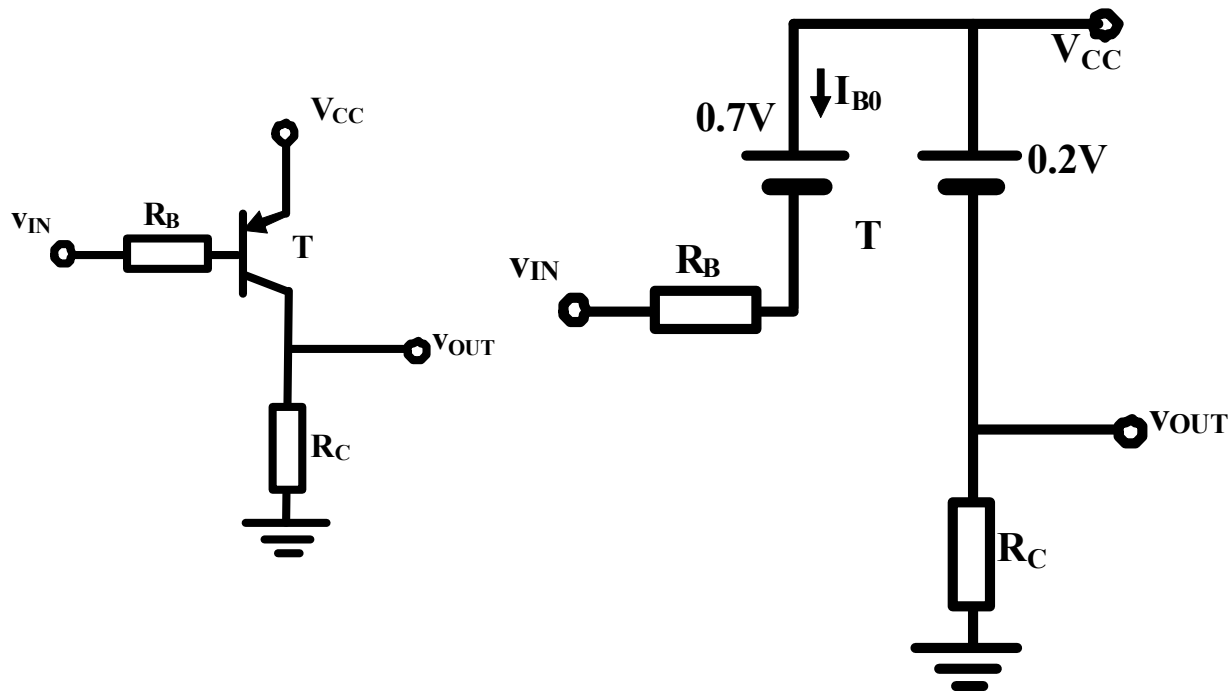
则进入饱和导通区

PNP进入饱和导通区

$$v_{IN} < (V_{CC} - 0.7) - \frac{V_{CC} - 0.2}{\beta \frac{R_C}{R_B}}$$

$$I_{B0} = \frac{V_{CC} - 0.7 - v_{IN}}{R_B} > \frac{V_{CC} - 0.2}{\beta R_C} > 0$$

$$\beta I_{B0} > \frac{V_{CC} - 0.2}{R_C} = I_{C0}$$



$$v_{OUT} = V_{CC} - 0.2$$

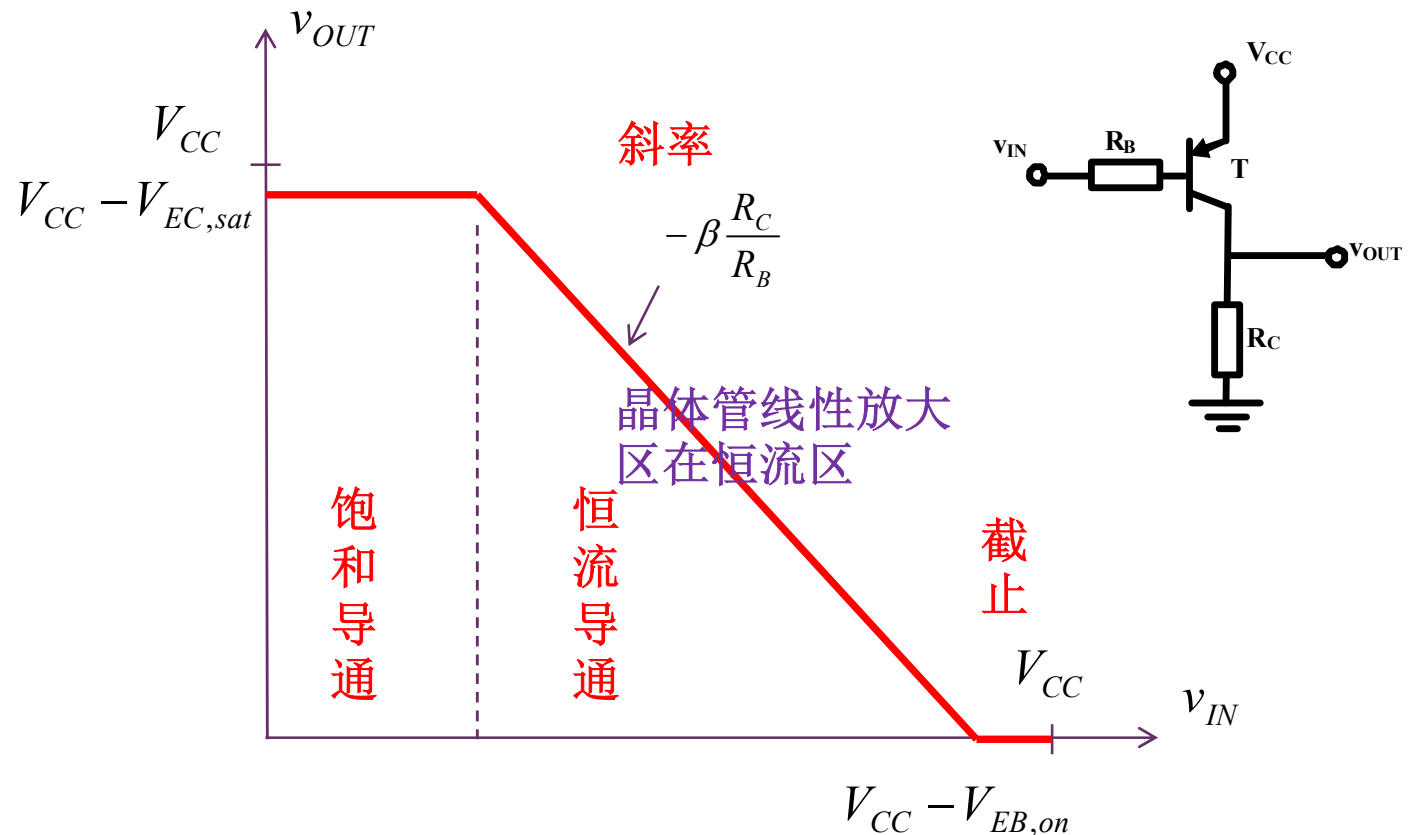
分段折线分析 输入输出 反相特性

$$v_{OUT} = \begin{cases} V_{CC} - 0.2 & v_{IN} < (V_{CC} - 0.7) - \frac{V_{CC} - 0.2}{\beta \frac{R_C}{R_B}} \\ \beta \frac{R_C}{R_B} (V_{CC} - 0.7) - \beta \frac{R_C}{R_B} v_{IN} & (V_{CC} - 0.7) - \frac{V_{CC} - 0.2}{\beta \frac{R_C}{R_B}} < v_{IN} < V_{CC} - 0.7 \\ 0 & v_{IN} > V_{CC} - 0.7 \end{cases}$$

$$v_{IN} < (V_{CC} - 0.7) - \frac{V_{CC} - 0.2}{\beta \frac{R_C}{R_B}}$$

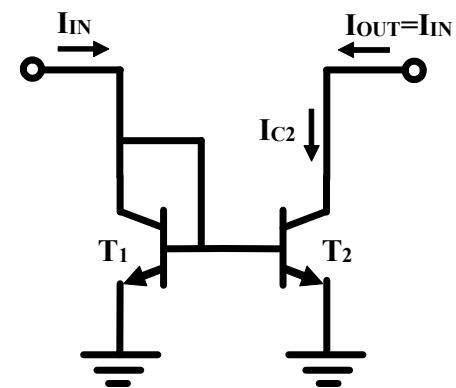
$$(V_{CC} - 0.7) - \frac{V_{CC} - 0.2}{\beta \frac{R_C}{R_B}} < v_{IN} < V_{CC} - 0.7$$

$$v_{IN} > V_{CC} - 0.7$$

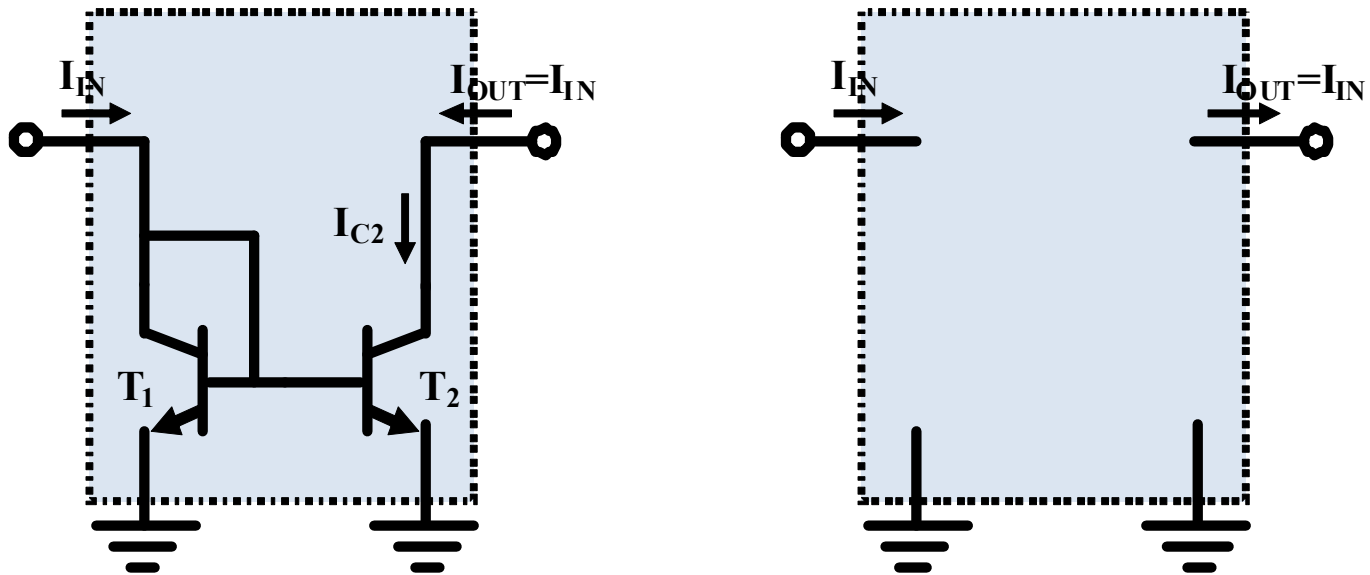


电流镜

- 晶体管做放大器使用时，往往将其偏置在恒流导通区
- 恒流导通区工作的晶体管除了可以做放大器使用，还可以实现电流源电路
 - 恒流区具有恒流特性，可等效为恒流源
- 关键问题就是如何将晶体管偏置到恒流区
 - 一种偏置方式就是将晶体管bc (gd) 连在一起，形成二极管形式
 - 输入电流流过二极管形成二极管电压
 - 二极管电压控制输出晶体管形成恒流输出
 - 选择负载使得输出晶体管的 V_{CE} 大于饱和电压即可
 - 不考虑电流增益和厄利效应的理想晶体管
 - 其输出电流和输入电流之比为晶体管尺寸之比
 - 当两个晶体管尺寸完全一致时，两个电流完全一致
 - 电流镜

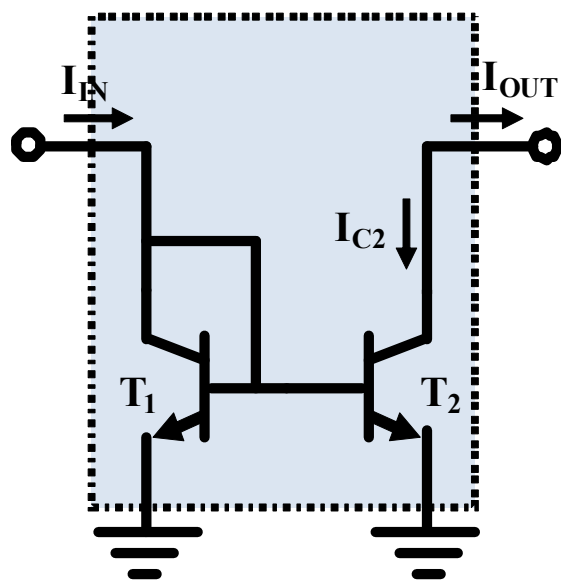


作业4.3 电流反向



设计电路：使得流出电流等于流入电流

电流镜电路是反相电流放大电路



设计中，要确保两个晶体管同类型，两个 V_{BE} 相同，相关工艺参量才能对消

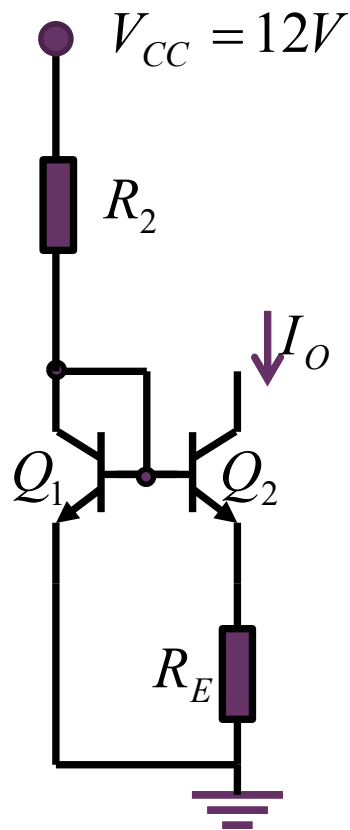
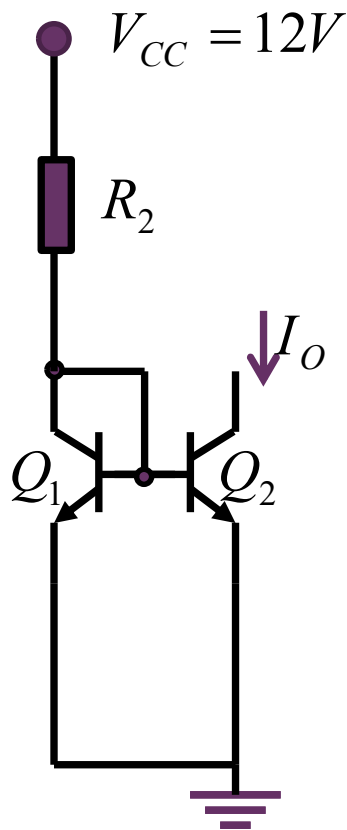
$$\frac{I_{OUT}}{I_{IN}} = \frac{-I_{C2}}{I_{C1} + I_{B1} + I_{B2}} \approx -\frac{I_{C2}}{I_{C1}} \quad \beta \text{ 足够大}$$

$$= -\frac{\beta A_{J2} J_{BS0} \left(e^{\frac{V_{BE2}}{v_T}} - 1 \right) \left(1 + \frac{V_{CE2}}{V_A} \right)}{\beta A_{J1} J_{BS0} \left(e^{\frac{V_{BE1}}{v_T}} - 1 \right) \left(1 + \frac{V_{CE1}}{V_A} \right)}$$

$$\approx -\frac{A_{J2}}{A_{J1}} \quad \mathbf{V_A \text{ 足够大, 或者等效输出电阻 } r_{ce} \text{ 足够大}}$$

电流增益则几乎完全由物理尺寸决定

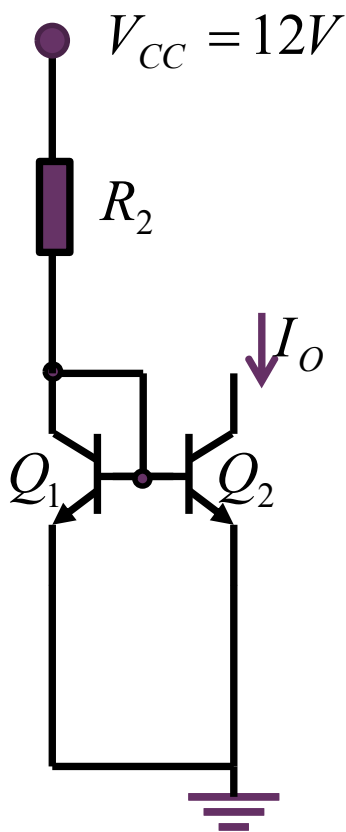
作业4.4 Widlar电流镜



- 我们希望这两个电流镜都能够产生 $12\mu\text{A}$ 的电流输出，请给出你的设计：给出电阻阻值
- 假设晶体管在 $I_C=1\text{mA}$ 时的 V_{BE} 压降为 0.7V
- 通过研究对比，说明微电流镜在产生微电流时较一般的电流源有哪些优点。

已知条件告知的是反向饱和电流

假设晶体管在 $I_C=1mA$ 时的 V_{BE} 压降为**0.7V**



$$I_C = I_{CS0} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} = 1mA = I_{CS0} e^{\frac{700}{26}}$$

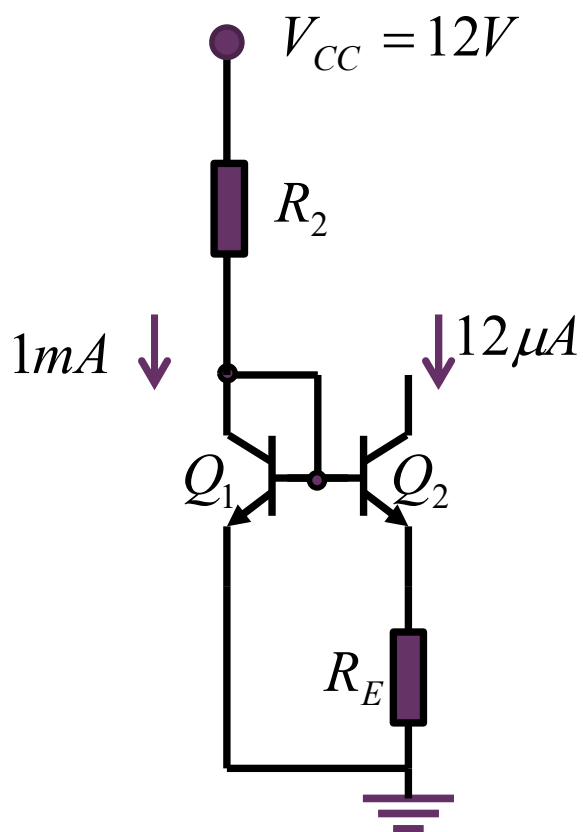
$$I_{CS0} = e^{-\frac{700}{26}} \cdot 1mA = 2fA$$

$$I_O = 12\mu A = I_{CS0} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

$$V_{BE} = 26mV \times \ln \frac{12\mu A}{2fA} = 585mV$$

$$R_2 = \frac{12 - 0.585}{12\mu} = 951k\Omega$$

微电流镜可以大幅降低电路尺寸



$$R_2 = \frac{12 - 0.7}{1m} = 11.3k\Omega$$

$$R_E = \frac{0.7 - 0.585}{12\mu} = 9.58k\Omega$$



$$R = nR_{\text{方块}}$$

$$\frac{951k\Omega}{11.3k + 9.58k} = 45.5$$

电阻面积为原来的1/45.5

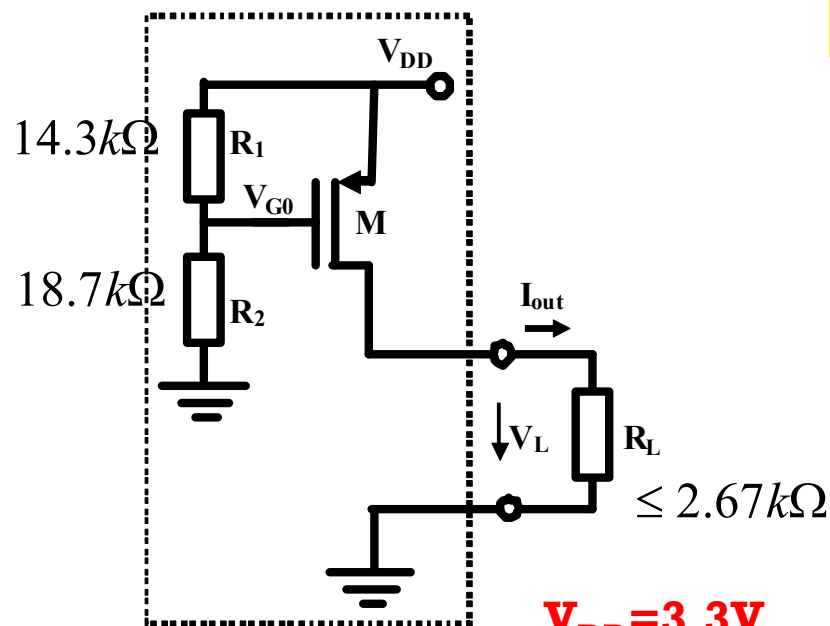
同时，负反馈导致电流源内阻很大，电流输出稳定性提高

负反馈

- 晶体管是半导体器件，半导体器件存在制造工艺偏差导致的晶体管参量偏差大（偏离设计的偏差大），且器件特性和温度密切相关，不采取任何措施，将导致实际应用环境中，电路严重偏离设计而无法实用，因而需要采取措施稳定电路性能
 - 电流镜结构是通过两个同工艺参量的晶体管的对称性抵偿来消除工艺参量的同向偏差，获得稳定的电流输出
 - 也可通过负反馈措施消除工艺偏差的不确定性
- 负反馈
 - 电路中的任何扰动（偏离）环路一周后被抑制了，这个环路就是负反馈连接环路
 - 负反馈是大多数稳定系统的内置结构
 - 反之，环路一周后扰动被加强了，就是正反馈
 - 可通过正反馈实现振荡，从而产生需要的周期信号
 - 本学期后半学期的重点内容就是负反馈和正反馈的应用

作业 3.3 负反馈降低不确定性

- (1) 验证课件设计：确认两个电流源输出电流都是 1mA ；确认其等效电路为恒流源
- (2) 由于工艺参数不确定及环境温度的变化，使得 PMOSFET 的工艺参量 $\mu_p C_{ox}$ 偏离设计值 $100\mu\text{A}/\text{V}^2$ -5%，请分析确认，图示两个电路结构的等效恒流源输出，有负反馈电阻的输出电流比没有负反馈电阻的输出电流更稳定，更接近设计值 1mA

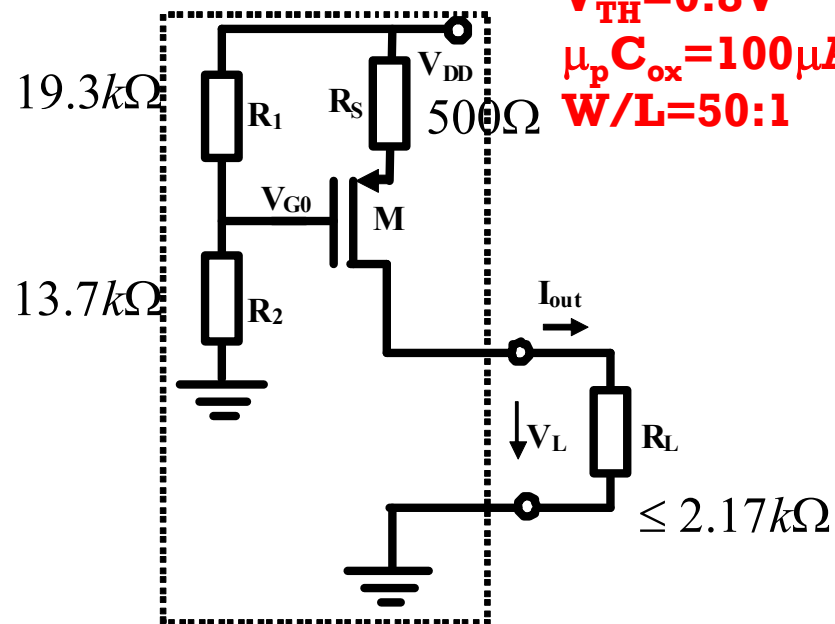


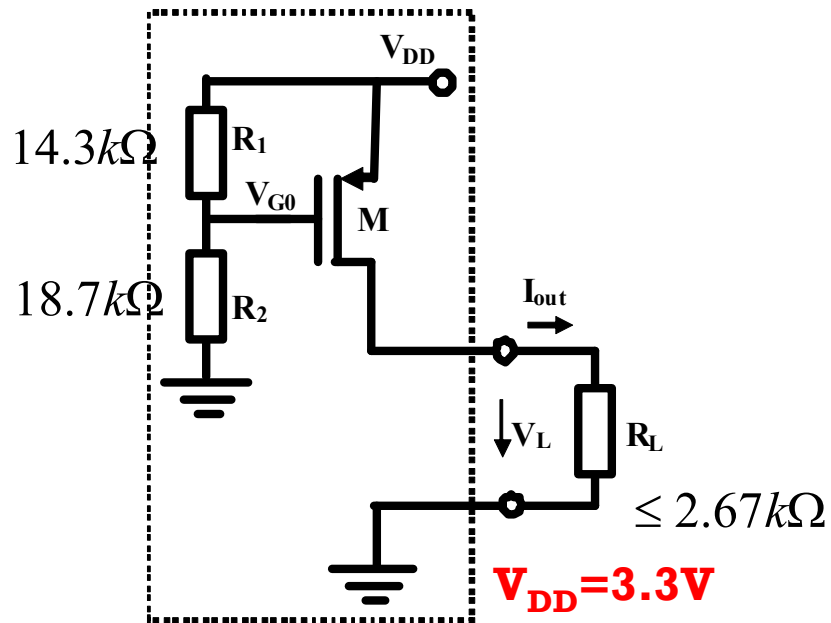
$$V_{DD} = 3.3\text{V}$$

$$V_{TH} = 0.8\text{V}$$

$$\mu_p C_{ox} = 100\mu\text{A}/\text{V}^2$$

$$W/L = 50:1$$





$$V_{DD} = 3.3V$$

$$V_{TH} = 0.8V$$

$$\mu_p C_{ox} = 100 \mu A/V^2$$

$$W/L = 50$$

$$V_{G0} = \frac{18.7}{18.7 + 14.3} \times 3.3 = 1.87V$$

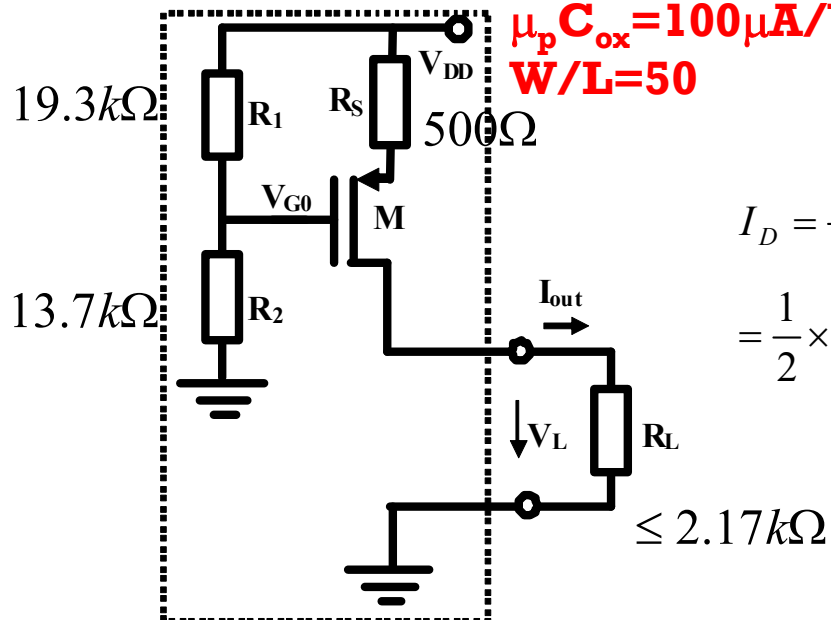
$$V_{SG} = V_{DD} - V_{G0} = 3.3 - 1.87 = 1.43V$$

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_p C_{ox} \frac{W}{L} (V_{SG} - V_{TH})^2$$

$$= \frac{1}{2} \times 100 \mu \times 50 \times (1.43 - 0.8)^2 = 0.99mA \approx 1mA$$

$$V_{G0} = \frac{13.7}{13.7 + 19.3} \times 3.3 = 1.37V$$

$$V_{SG} = V_{DD} - I_D R_S - V_{G0} = 1.93 - I_D R_S$$



$$I_D = \frac{1}{2} \mu_p C_{ox} \frac{W}{L} (V_{SG} - V_{TH})^2$$

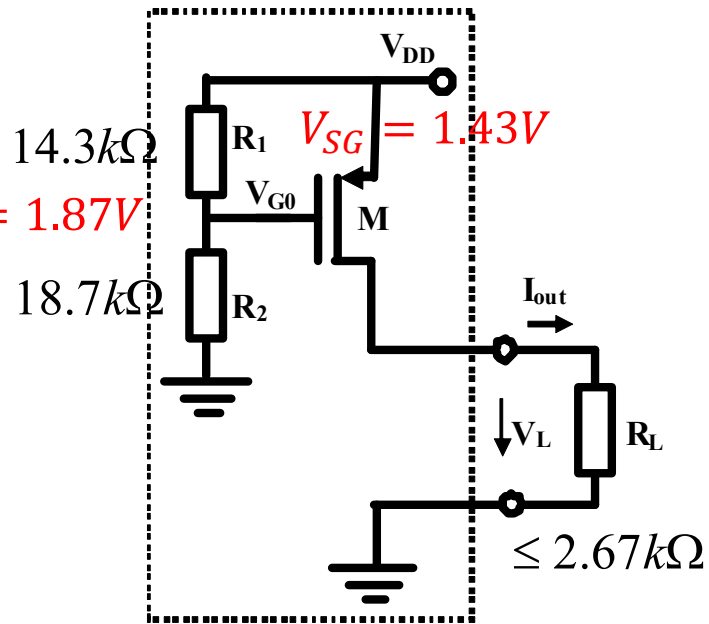
$$= \frac{1}{2} \times 100 \mu \times 50 \times (1.93 - I_D R_S - 0.8)^2 = 2.5 \times (1.13 - 0.5 \cdot I_D)^2$$

$$1.6I_D = (2.26 - I_D)^2 = 5.1076 - 4.52I_D + I_D^2$$

$$5.1076 - 6.12I_D + I_D^2 = 0$$

$$I_D = 0.997mA, 5.123mA$$

偏差偏离



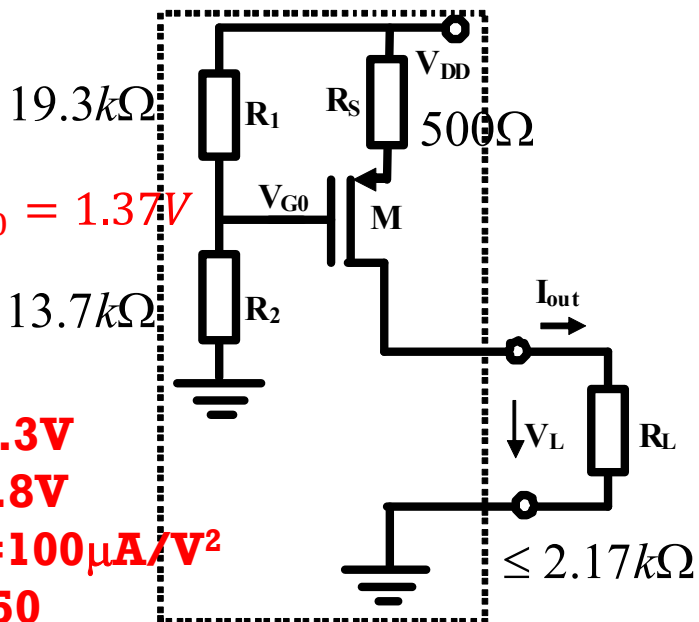
$$I_{D0} = \frac{1}{2} \mu_p C_{ox} \frac{W}{L} (V_{SG} - V_{TH})^2$$

$$= \frac{1}{2} \times 100\mu \times 50 \times (1.43 - 0.8)^2 = 0.99mA$$

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_p C_{ox} \frac{W}{L} (V_{SG} - V_{TH})^2$$

$$= \frac{1}{2} \times 95\mu \times 50 \times (1.43 - 0.8)^2 = 0.94mA$$

$$= I_{D0}(1 - 5\%)$$



$$I_{D0} = \frac{1}{2} \mu_p C_{ox} \frac{W}{L} (V_{SG} - V_{TH})^2$$

$$= \frac{1}{2} \times 100\mu \times 50 \times (1.93 - I_D R_S - 0.8)^2$$

$$5.1076 - 6.12I_{D0} + I_{D0}^2 = 0 \quad I_{D0} = 0.997mA$$

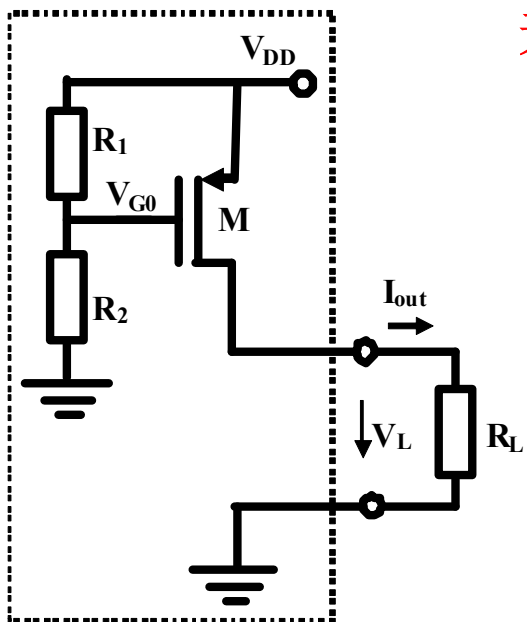
$$I_D = \frac{1}{2} \mu_p C_{ox} \frac{W}{L} (V_{SG} - V_{TH})^2$$

$$= \frac{1}{2} \times 95\mu \times 50 \times (1.93 - I_D R_S - 0.8)^2$$

$$5.1076 - 6.2042I_{D0} + I_{D0}^2 = 0$$

$$I_D = 0.977mA = I_{D0}(1 - 1.99\%)$$

$V_{DD} = 3.3V$
 $V_{TH} = 0.8V$
 $\mu_p C_{ox} = 100\mu A/V^2$
 $W/L = 50$



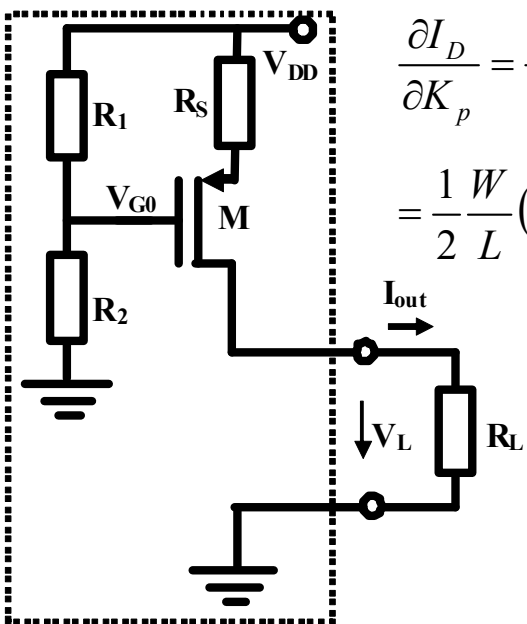
无负反馈

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_p C_{ox} \frac{W}{L} (V_{SG} - V_{TH})^2 = \frac{1}{2} K_p \frac{W}{L} (V_{SG} - V_{TH})^2$$

$$S_{K_p}^{I_D} = \frac{\partial I_D}{\partial K_p} \frac{K_p}{I_D} = \frac{1}{2} \frac{W}{L} (V_{SG} - V_{TH})^2 \frac{K_p}{I_D} = 1$$

有串联负反馈电阻

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_p C_{ox} \frac{W}{L} (V_{SG} - V_{TH})^2 = \frac{1}{2} K_p \frac{W}{L} (\eta V_{DD} - I_D R_S - V_{TH})^2$$



$$\frac{\partial I_D}{\partial K_p} = \frac{1}{2} \frac{W}{L} (\eta V_{DD} - I_D R_S - V_{TH})^2 + \frac{1}{2} K_p \frac{W}{L} 2(\eta V_{DD} - I_D R_S - V_{TH}) \left(-R_S \frac{\partial I_D}{\partial K_p} \right)$$

$$= \frac{1}{2} \frac{W}{L} (\eta V_{DD} - I_D R_S - V_{TH})^2 + g_m \left(-R_S \frac{\partial I_D}{\partial K_p} \right)$$

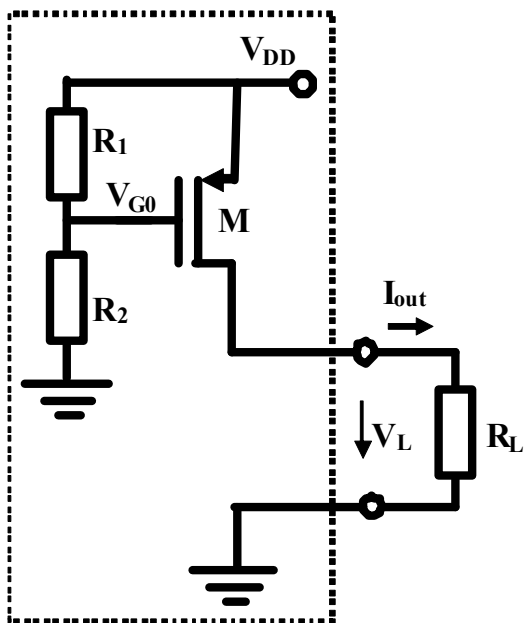
$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{SG}}$$

$$\frac{\partial I_D}{\partial K_p} = \frac{\frac{1}{2} \frac{W}{L} (\eta V_{DD} - I_D R_S - V_{TH})^2}{1 + g_m R_S}$$

$$S_{K_p}^{I_D} = \frac{\partial I_D}{\partial K_p} \frac{K_p}{I_D} = \frac{1}{1 + g_m R_S}$$

灵敏度因负反馈降低

灵敏度分析符合实际结果



$$S_{K_p}^{I_D} = \frac{\partial I_D}{\partial K_p} \frac{K_p}{I_D} = 1$$

$$\frac{\Delta I_D}{I_D} = S_{K_p}^{I_D} \frac{\Delta K_p}{K_p} = 1 \times (-5\%) = -5\%$$

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_p C_{ox} \frac{W}{L} (V_{SG} - V_{TH})^2 = \frac{1}{2} K_p \frac{W}{L} (V_{SG} - V_{TH})^2$$

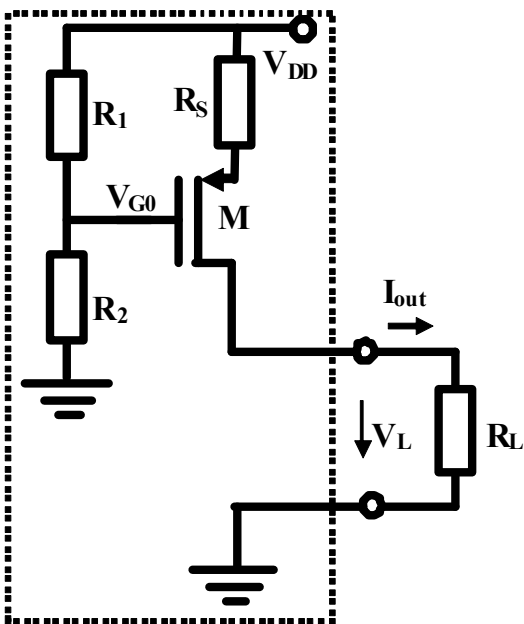
$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{SG}} = \mu_p C_{ox} \frac{W}{L} (V_{SG} - V_{TH}) = \frac{2I_D}{V_{SG} - V_{TH}}$$

$$= \frac{2 \times 1mA}{1.43 - 0.8} = 3.1746mS$$

$$S_{K_p}^{I_D} = \frac{\partial I_D}{\partial K_p} \frac{K_p}{I_D} = \frac{1}{1 + g_m R_S}$$

$$= \frac{1}{1 + 3.1746mS \times 0.5k\Omega} = \frac{1}{1 + 1.5873} = 0.3865$$

$$\frac{\Delta I_D}{I_D} = S_{K_p}^{I_D} \frac{\Delta K_p}{K_p} = 0.3865 \times (-5\%) = -1.93\%$$



灵敏度就是影响力大小

$$S_{x_i}^y = \frac{\Delta y / y}{\Delta x_i / x_i} \stackrel{\Delta x_i \rightarrow 0}{=} \frac{x_i}{y} \frac{\partial y}{\partial x_i}$$

设计值 实际制作偏离设计值

$$y = f(x_1, x_2, \dots, x_n) = f(x_{10} + \Delta x_1, x_{20} + \Delta x_2, \dots, x_{n0} + \Delta x_n)$$

$$= f(x_{10}, x_{20}, \dots, x_{n0}) + \frac{\partial f}{\partial x_1} \Delta x_1 + \frac{\partial f}{\partial x_2} \Delta x_2 + \dots + \frac{\partial f}{\partial x_n} \Delta x_n + h.o.t$$

$$\Delta y = y - y_0 \approx \frac{\partial f}{\partial x_1} \Delta x_1 + \frac{\partial f}{\partial x_2} \Delta x_2 + \dots + \frac{\partial f}{\partial x_n} \Delta x_n$$

导致输出偏离设计值

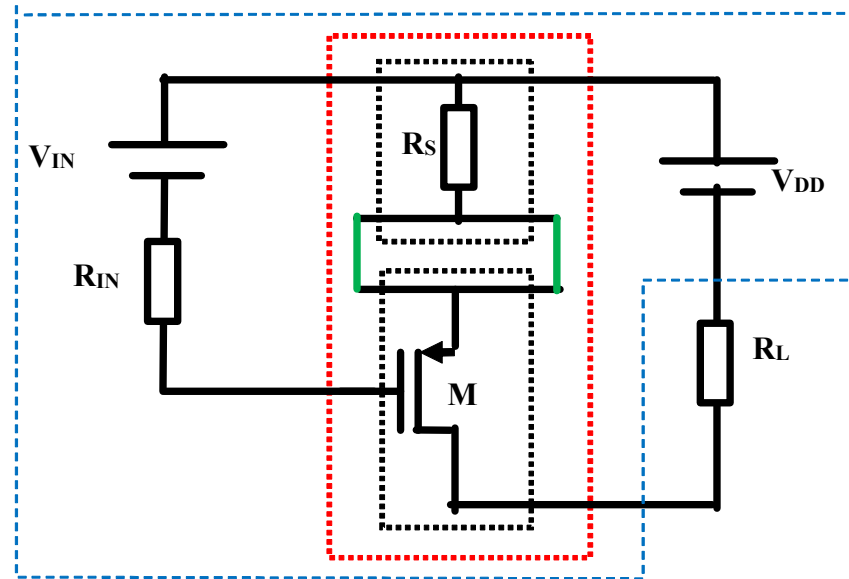
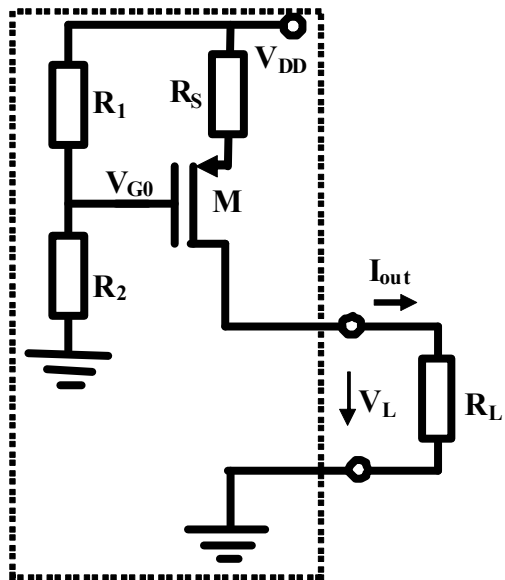
$$\frac{\Delta y}{y_0} \approx \frac{\partial f}{\partial x_1} \frac{x_{10}}{y_0} \frac{\Delta x_1}{x_{10}} + \frac{\partial f}{\partial x_2} \frac{x_{20}}{y_0} \frac{\Delta x_2}{x_{20}} + \dots + \frac{\partial f}{\partial x_n} \frac{x_{n0}}{y_0} \frac{\Delta x_n}{x_{n0}}$$

$$\frac{\Delta y}{y_0} = S_{x_1}^y \frac{\Delta x_1}{x_{10}} + S_{x_2}^y \frac{\Delta x_2}{x_{20}} + \dots + S_{x_n}^y \frac{\Delta x_n}{x_{n0}}$$

对于极度不稳定因素如 β ，电路设计时应确保其灵敏度极小，从而提高系统稳定性，负反馈措施可以有效降低灵敏度

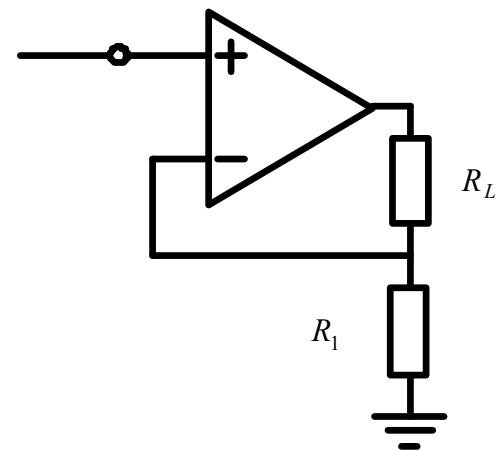
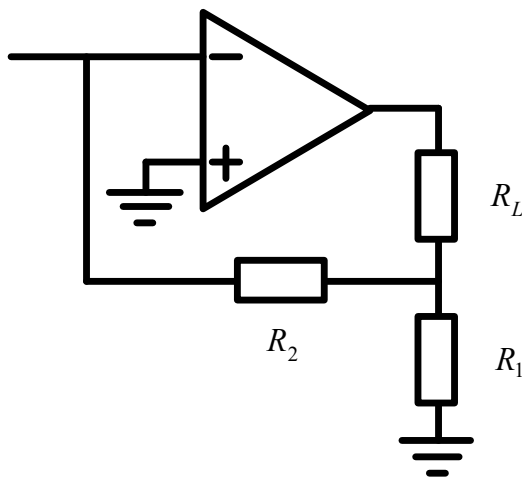
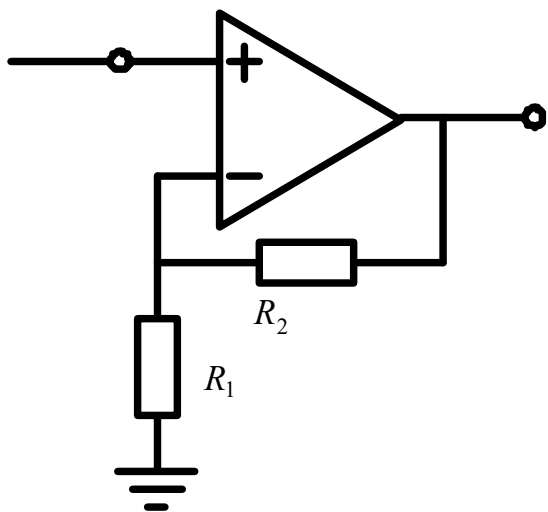
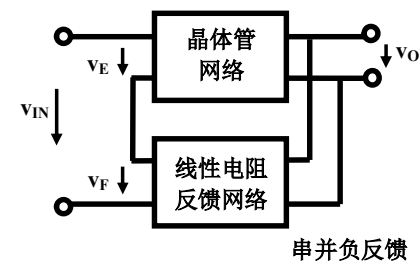
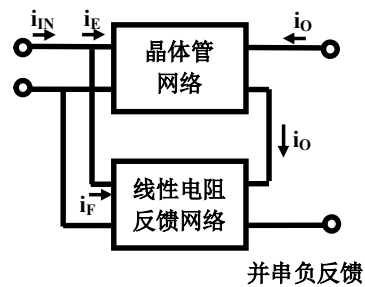
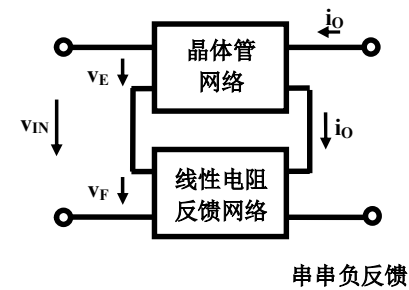
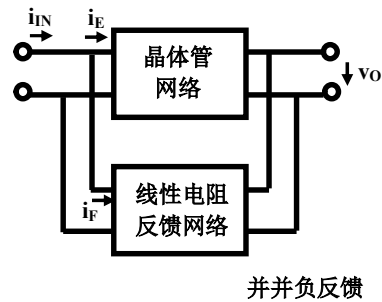
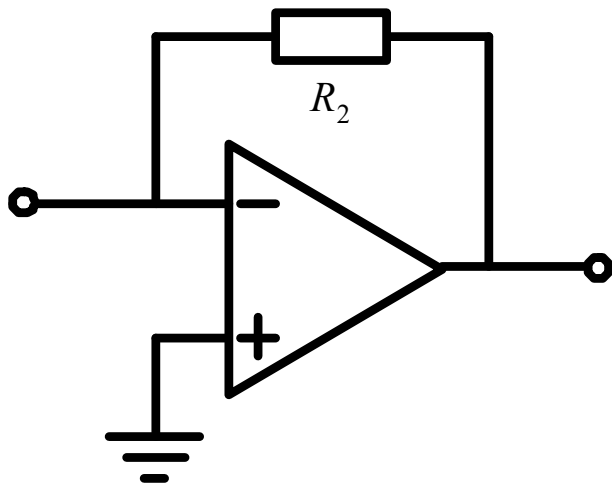
灵敏度：该因素对最终输出的影响力大小

负反馈类型

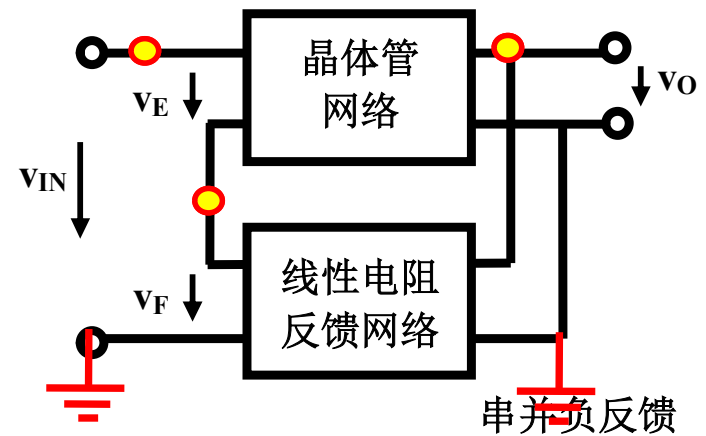
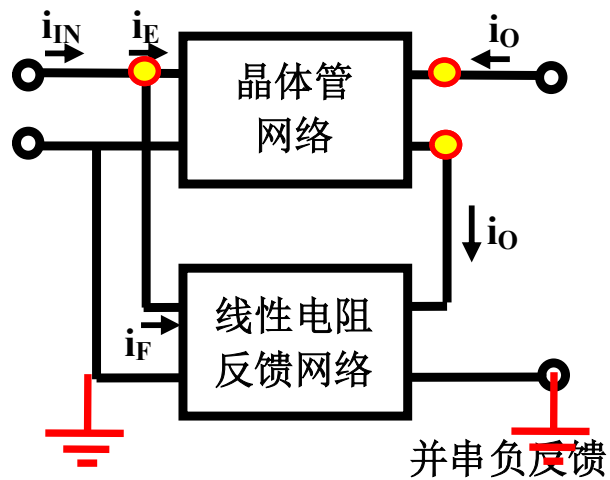
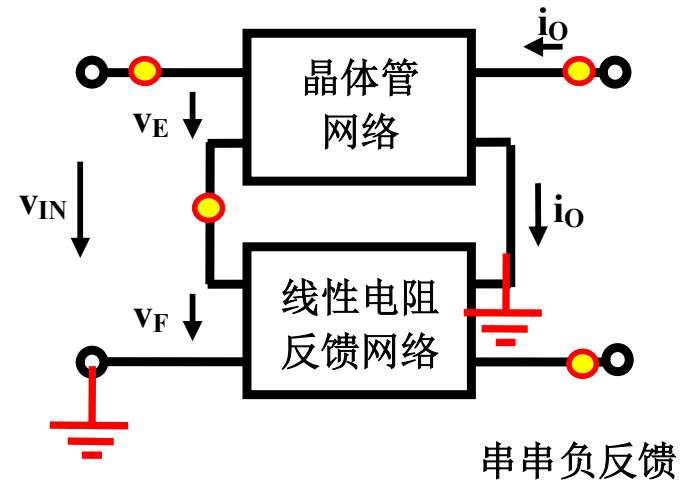
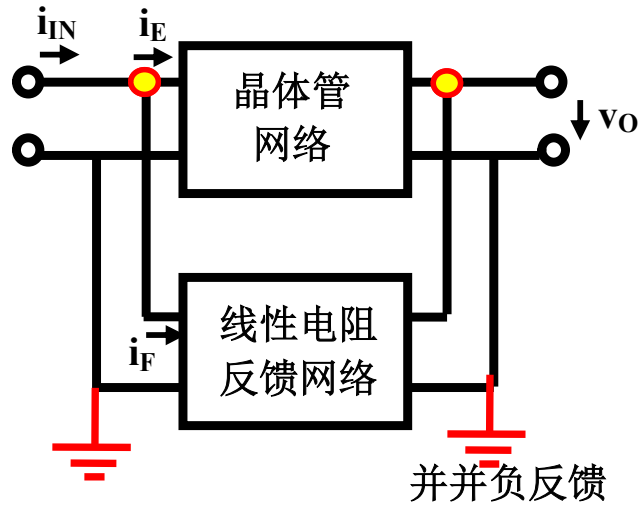


串串负反馈，检测输出电流，
形成反馈电压，稳定输出电流，
故而形成接近理想的压控流源

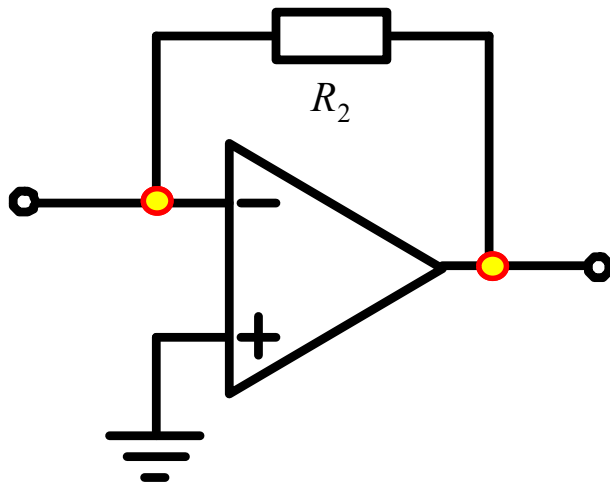
作业4.6 负反馈连接类型判定 (选作)



假设有一个公共地

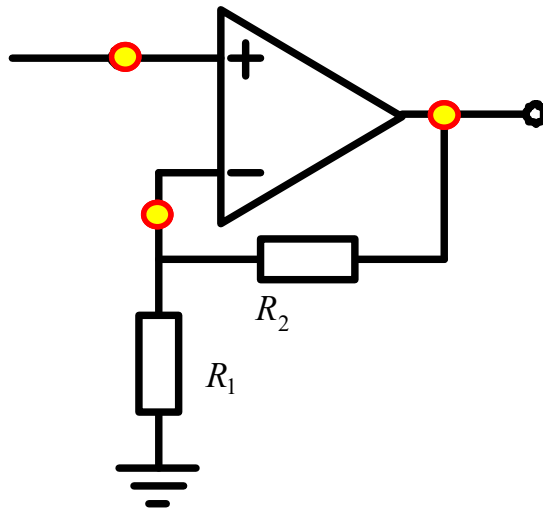


并联负反馈形成接近理想的流控压源



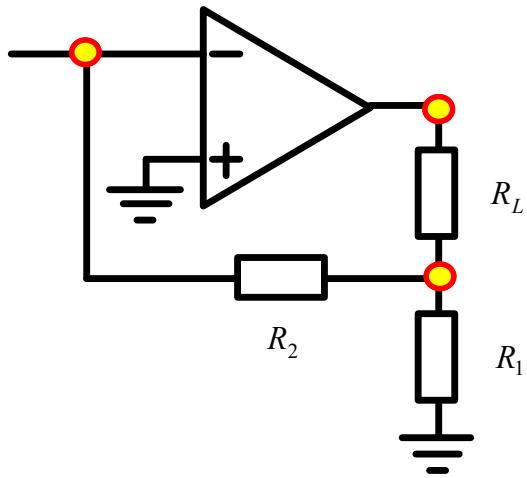
$$R_{mf} = \frac{v_o}{i_i} = -R_2$$

串并负反馈形成接近理想的压控压源



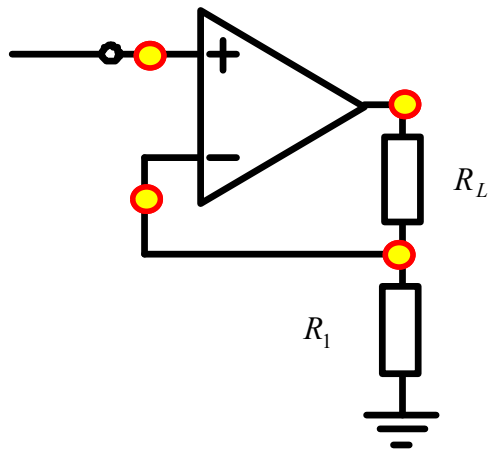
$$A_{vf} = \frac{v_o}{v_i} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

并串负反馈形成接近理想的流控流源



$$A_{if} = \frac{i_o}{i_i} = -1 - \frac{R_2}{R_1}$$

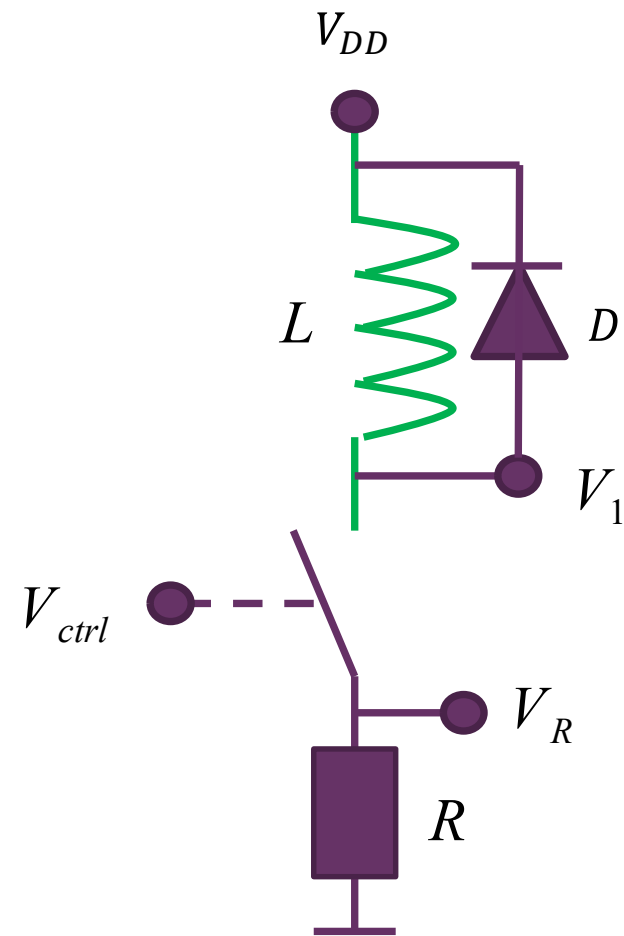
串串负反馈形成接近理想的压控流源



$$G_{mf} = \frac{i_o}{v_i} = \frac{1}{R_1}$$

作业1

- 请分析开关闭合后 v_1 电压变化规律，电路稳定后，开关断开， v_1 电压变化规律
 - 没有二极管D
 - 有二极管D
- 由此说明二极管D的作用



作业2 共栅组态解析分析

- 如图所示晶体管栅极接固定电压 V_{G0} ，在源极加激励电压 v_{IN} ，请分析漏极电压 v_{OUT} 随源极电压 v_{IN} 的变化规律
- 确认当晶体管工作在恒流导通区时，输入输出转移特性曲线的微分斜率恰好是共栅组态晶体管的电压增益 $g_m R$
- 并分析此时的功率增益---电阻 R 上获得的交流功率与信源 $v_{IN} = V_{IN0} + v_{in}$ 提供的交流功率的比值，并以此说明共栅组态晶体管的电流缓冲器特性

