第5讲：反相器

李国林

清华大学电子工程系

3/21/2021

B班课程内容安排

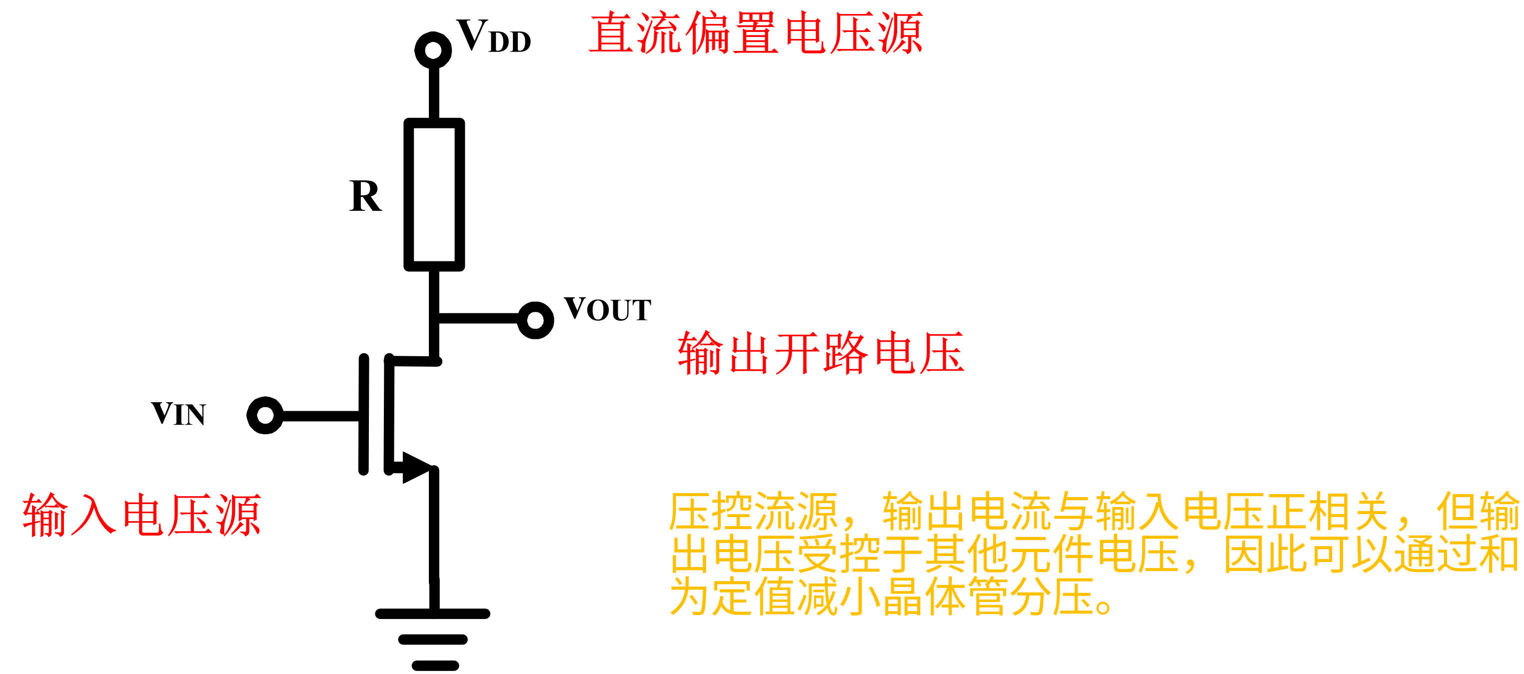
第一学期：线性	序号	第二学期：非线性
电路定律	1	器件基础
电阻电源	2	二极管
电容电感	3	**MOSFET**
信号分析	4	**BJT**
分压分流	5	反相电路
正弦稳态	6	数字门
时频特性	7	放大器
期中复习	8	期中复习
RLC二阶	9	负反馈
二阶时频	10	差分放大
受控源	11	频率特性
网络参量	12	正反馈
典型网络	13	振荡器
作业选讲	14	作业选讲
期末复习	15	期末复习

反相器 内容

- NMOS反相器
  - 原理分析
  - 图解分析
  - 理论分析
  - 反相器功能
- MOS反相器的分段折线近似分析
  - 线性电阻偏置
  - 非线性电阻偏置
  - CMOS反相器
- BJT反相器的分段折线近似分析

一、NMOS反相器

- 工作原理



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

理论分析第一步
拓扑结构分析

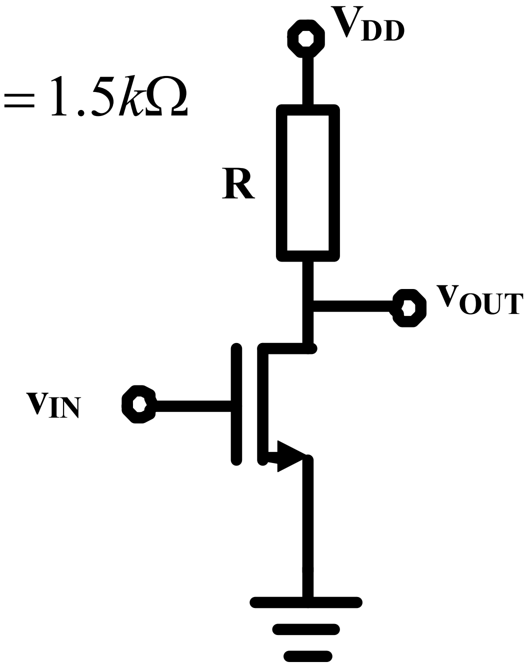
$$\beta_n = 320\ \mu A/V^2$$

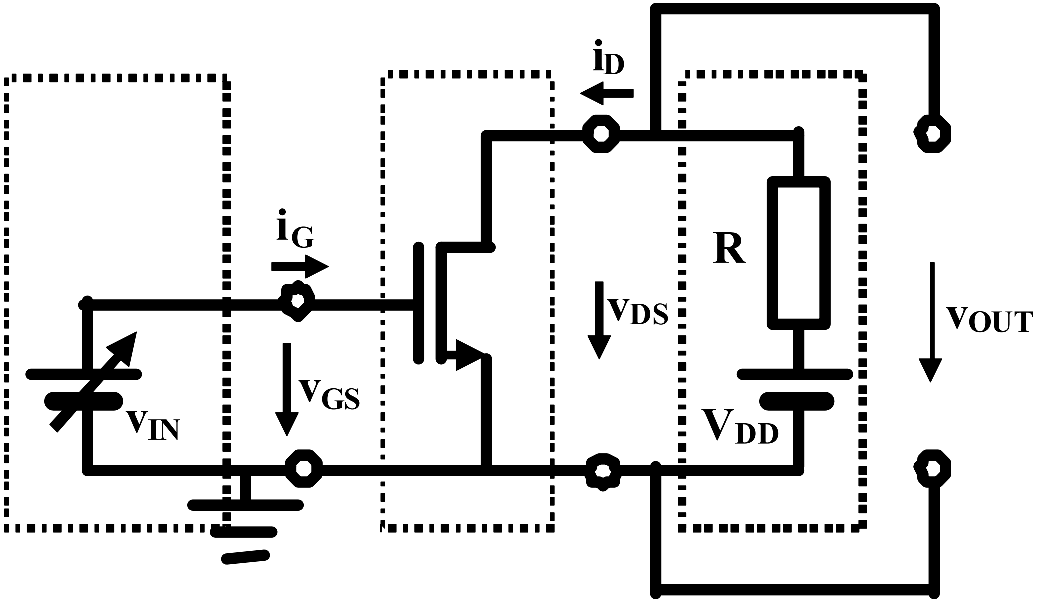
$$V_{TH} = 0.8V$$

阈值电压
Threshold Voltage

$$V_{DD} = 3.3V$$

$$R = 1.5k\Omega$$

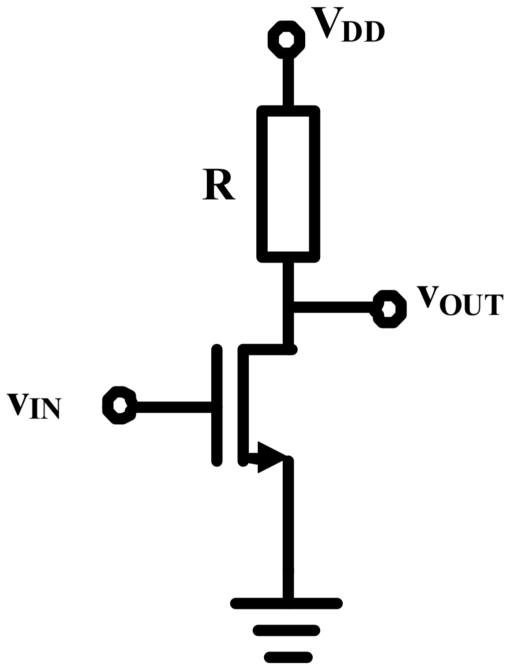


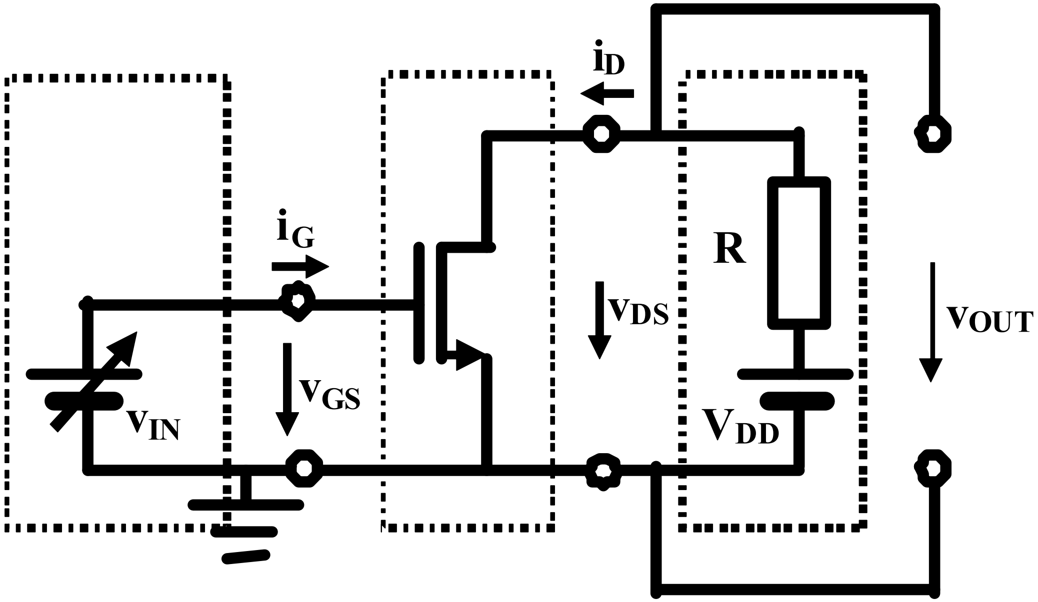


$$i_D = \begin{cases} 0 & v_{GS} < V_{TH} \\ \beta_n\left(v_{GS} - V_{TH}\right)^2 & v_{GS} > V_{TH}, v_{DS} > v_{GS} - V_{TH} \\ 2\beta_n\left(\left(v_{GS} - V_{TH}\right)v_{DS} - 0.5v_{DS}^2\right) & v_{GS} > V_{TH}, v_{DS} < v_{GS} - V_{TH} \end{cases}$$

理论分析第二步 列写电路方程

端口对接关系
对接端口定义一套端口电压、端口电流
KVL、KCL自动满足
只需列写对接端口两侧的**GOL**方程





未知：被确定　　已知

$$v_{GS} = v_{IN}$$

恒压源约束方程

$$i_G = 0$$

NMOS栅源端口约束方程

栅源端口方程

未知：待定　　未知：待定

两个方程
两个未知量
可解

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

戴维南源约束：外接负载约束方程

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

NMOS漏源端口约束方程

漏源端口方程

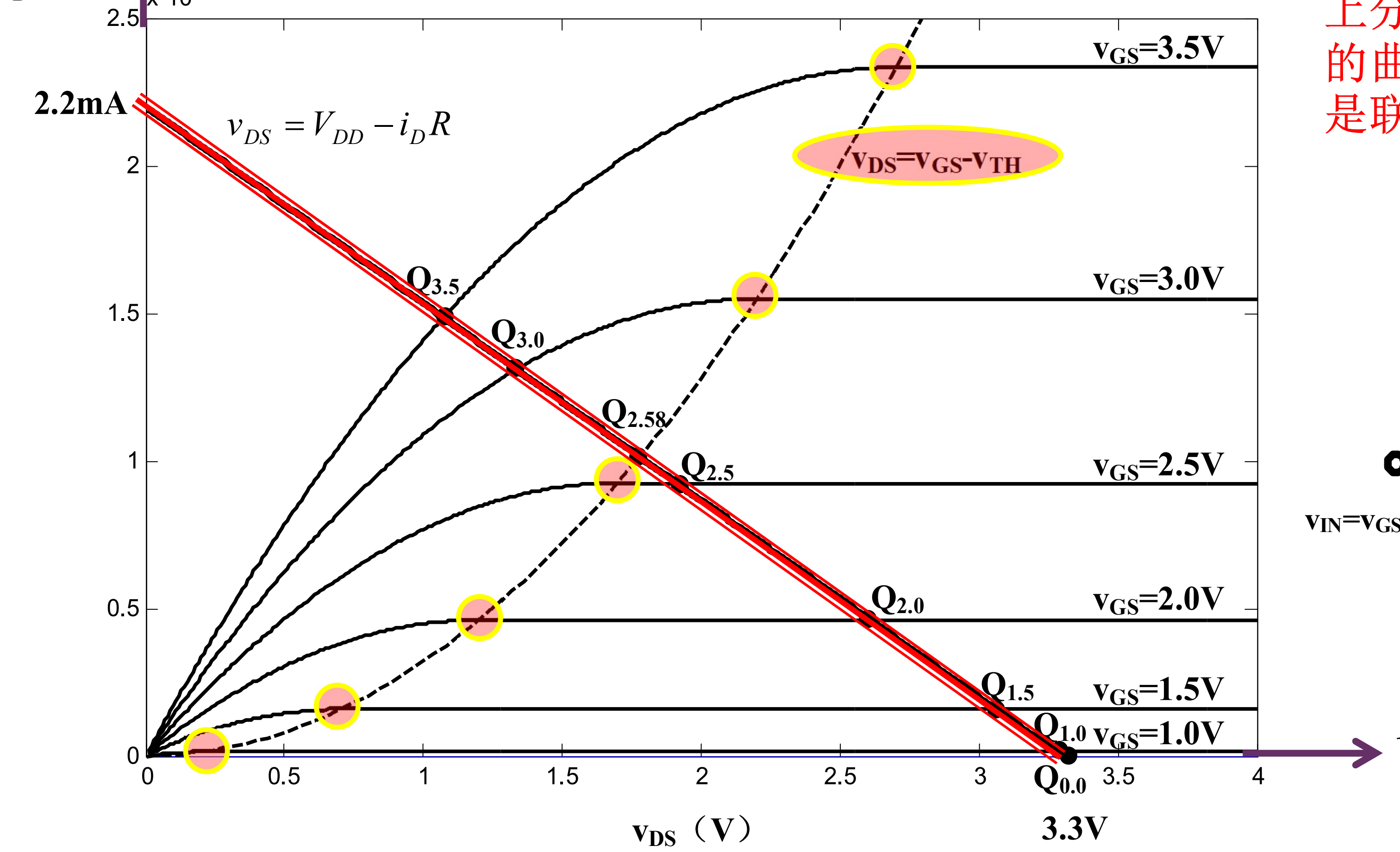
理论分析第三步
求解电路方程
方法一 图解法

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

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

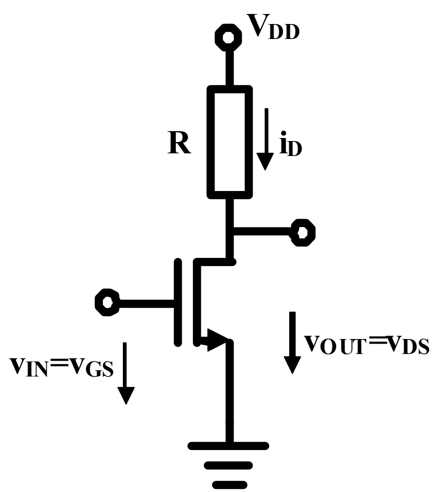
i_D

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

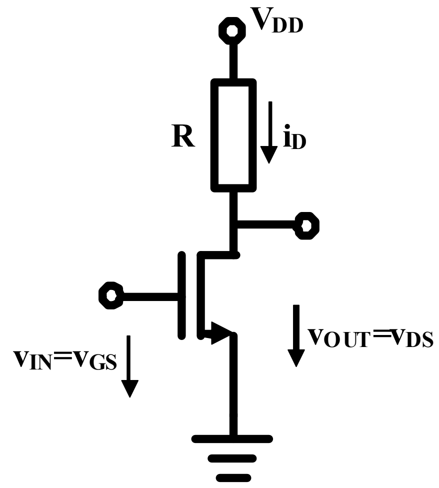


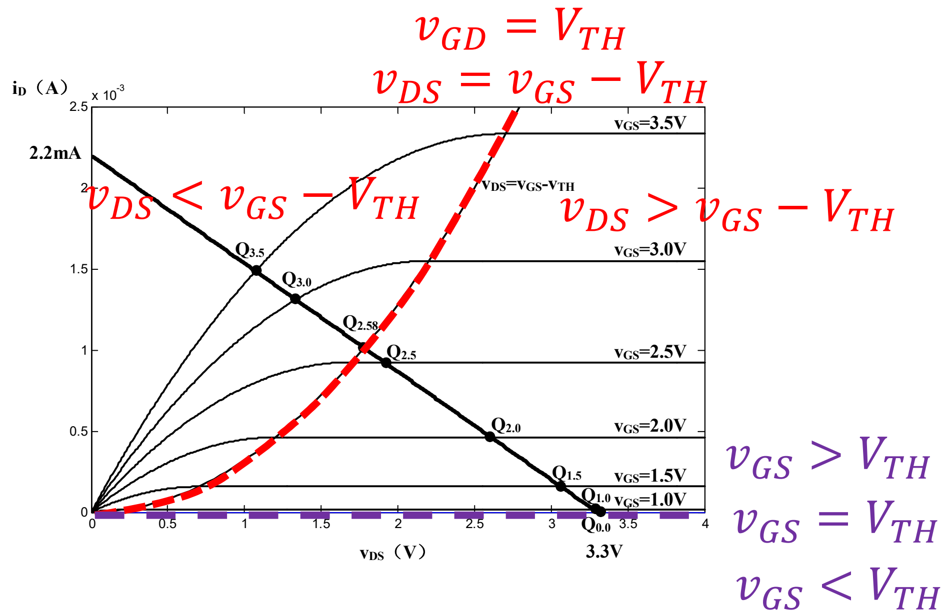
$v_{OUT}=v_{DS}$

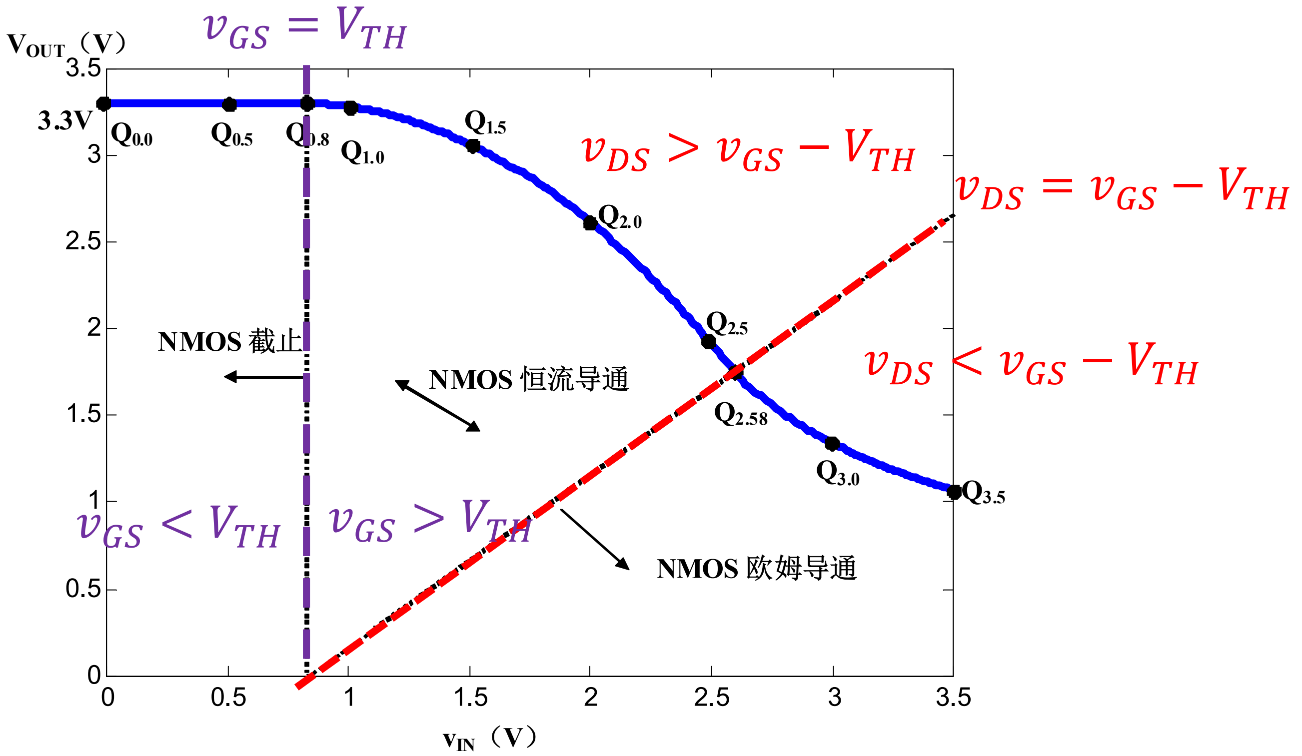
在同一个**vi**平面上分别画出它们的曲线，交点就是联立方程的解



图解反相特性







电压反相功能

输入高电平
输出低电平

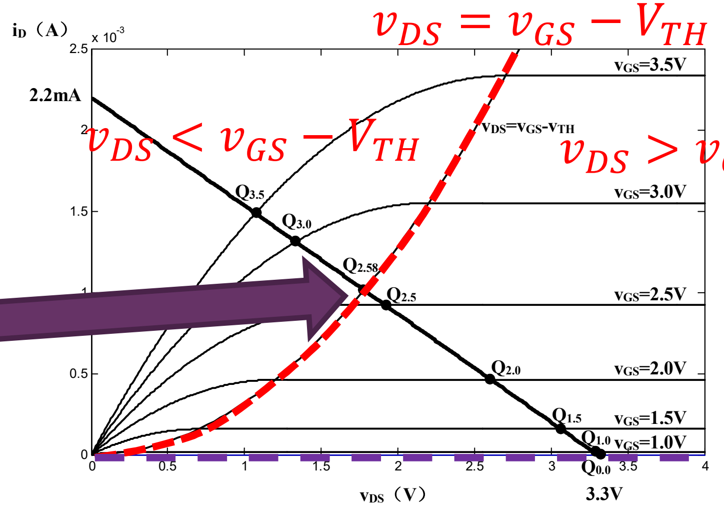
输入低电平
输出高电平

9

理论分析第三步 求解电路方程
方法二 解析法
首先确定分区界点

$v_{GD} = V_{TH}$

$v_{DS} = v_{GS} - V_{TH}$



$v_{DS} < v_{GS} - V_{TH}$

$v_{DS} > v_{GS} - V_{TH}$

$v_{GS} > V_{TH}$

$v_{GS} = V_{TH}$

$v_{GS} < V_{TH}$

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

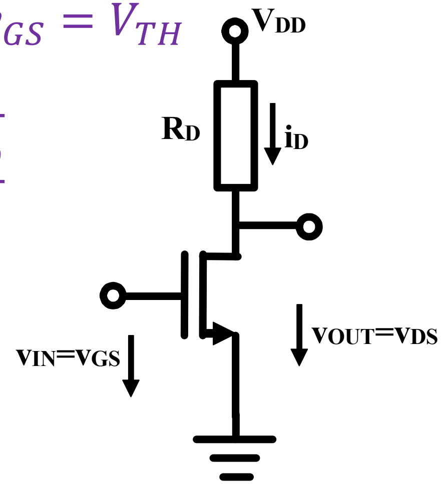
$$v_{DS} = V_{DD} - i_D R_D$$

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

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

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

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



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

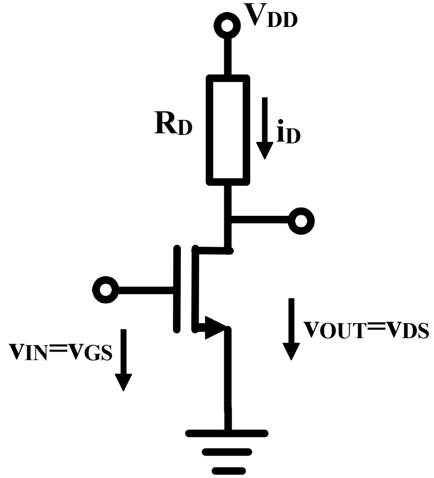
$$i_D = \begin{cases} 0 & v_{GS} < V_{TH} \\ \beta_n (v_{GS} - V_{TH})^2 & v_{GS} > V_{TH}, v_{DS} > v_{GS} - V_{TH} \\ 2\beta_n \left((v_{GS} - V_{TH}) v_{DS} - 0.5 v_{DS}^2\right) & v_{GS} > V_{TH}, v_{DS} < v_{GS} - V_{TH} \end{cases}$$

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

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

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

解析法分析 分区讨论 截止区



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

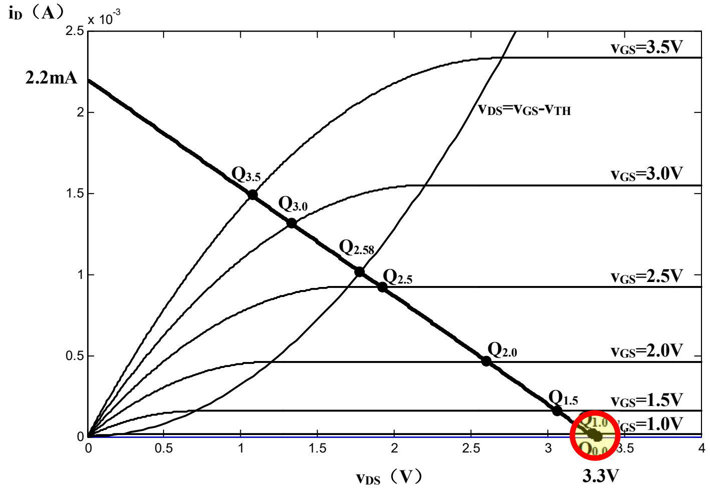
$i_D = 0$ 漏极电流为0，沟道电阻无穷大

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

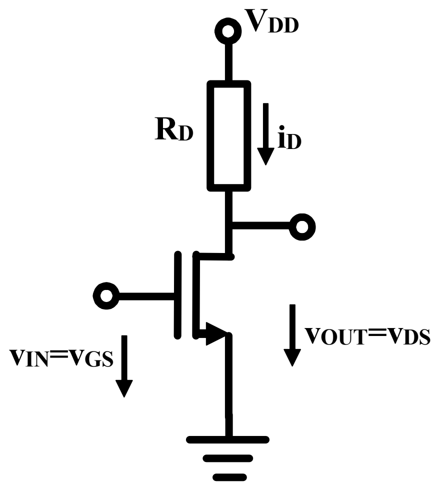
$= V_{DD}$

R_D电阻分压为0

沟道电阻获得全部分压



解析法分析 分区讨论 恒流区



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

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

漏极电流受输入电压平方律控制增大

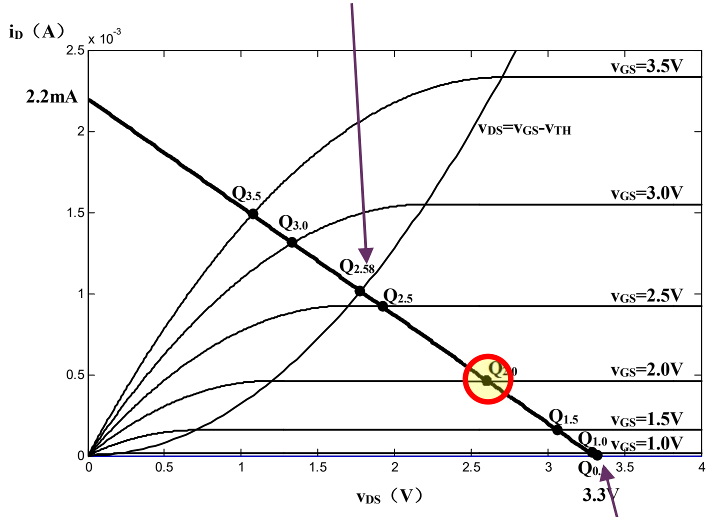
$$v_{IN,02} = \frac{-1 + \sqrt{1 + 4\beta_n R_D V_{DD}}}{2\beta_n R_D} + V_{TH}$$

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

R_D电阻分压随之平方律增大

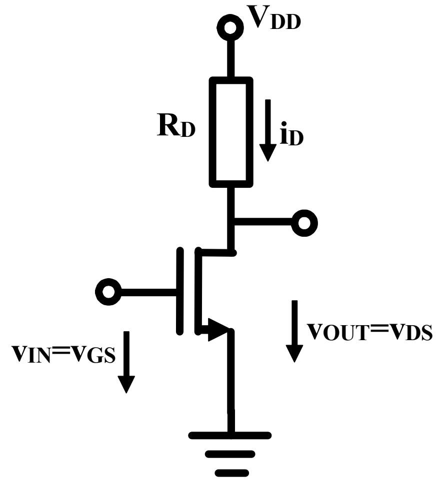
$$= V_{DD} - \beta_n R_D (v_{IN} - V_{TH})^2$$

沟道电阻分压随输入增大平方律关系下降，下降速率快



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

解析法分析 分区讨论 欧姆区



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

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

漏极电流同时受输入电压和输出电压控制

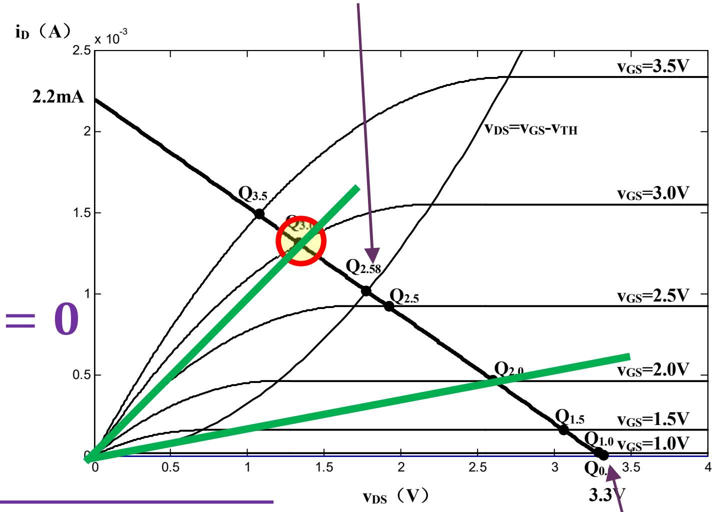
（受控）（非线性电阻关系）

沟道电阻阻值进一步下降

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

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

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



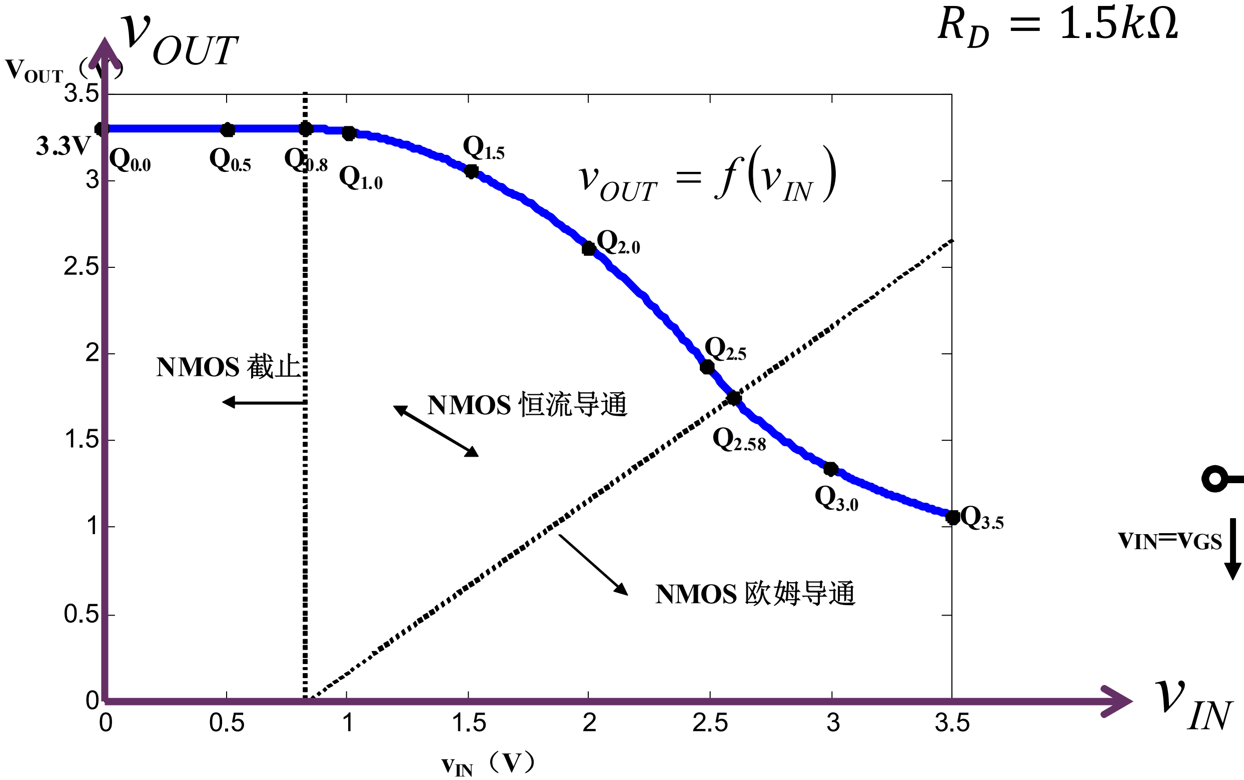
$$v_{OUT} = \left(v_{IN}-V_{TH}+\frac{1}{2\beta_n R_D}\right) - \sqrt{\left(v_{IN}-V_{TH}+\frac{1}{2\beta_n R_D}\right)^2 - \frac{V_{DD}}{\beta_n R_D}}$$

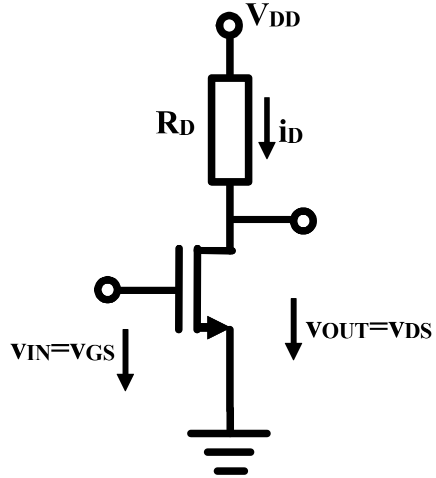
$v_{IN,01} = V_{TH}$

解析解表达式

$$v_{OUT}=f(v_{IN})=\begin{cases} V_{DD} & \text{MOSFET截止区} & v_{IN}<0.8V \\ V_{DD}-R\beta_n\left(v_{IN}-V_{TH}\right)^2 & \text{MOSFET恒流区} & 0.8V<v_{IN}<2.58V \\ \dfrac{\dfrac{V_{DD}}{R\beta_n}}{\left(v_{IN}-V_{TH}+\dfrac{1}{2R\beta_n}\right)+\sqrt{\left(v_{IN}-V_{TH}+\dfrac{1}{2R\beta_n}\right)^2-\dfrac{V_{DD}}{R\beta_n}}} & \text{MOSFET欧姆区} & v_{IN}>2.58V \end{cases}$$

$R_D=1.5k\Omega$ $\quad v_{IN,02}=2.58V$





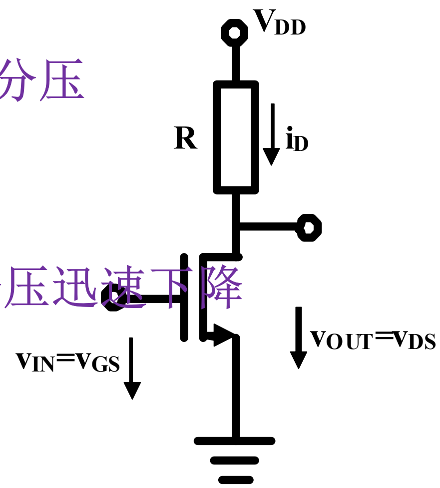
理论分析第四步 解的解析
电路功能解析

- 晶体管工作在不同区域，有不同的端口描述方程（不同的等效电路）
  - 截止区：DS端口开路
  - 恒流导通区：DS端口为受控恒流源
  - 欧姆导通区：DS端口为受控非线性电阻

$$
v_{OUT}=f(v_{IN})=\begin{cases}
V_{DD} & v_{IN}<0.8V \\
V_{DD}-R\beta_n\left(v_{IN}-V_{TH}\right)^2 & 0.8V<v_{IN}<2.58V \\
\dfrac{2}{g_{ds0}R+1+\sqrt{\left(g_{ds0}R+1\right)^2-4R\beta_n V_{DD}}}V_{DD} & v_{IN}>2.58V \\
\approx\dfrac{1}{g_{ds0}R+1}V_{DD}=\dfrac{r}{R+r}V_{DD} & g_{ds0}=2\beta_n\left(v_{IN}-V_{TH}\right),\ r=1/g_{ds0}
\end{cases}
$$

晶体管截止区，晶体管沟道等效为开路，获得全部分压

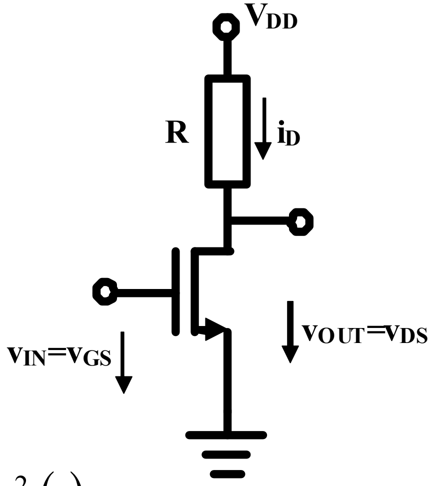
晶体管恒流区，晶体管沟道等效为压控恒流源，分压迅速下降



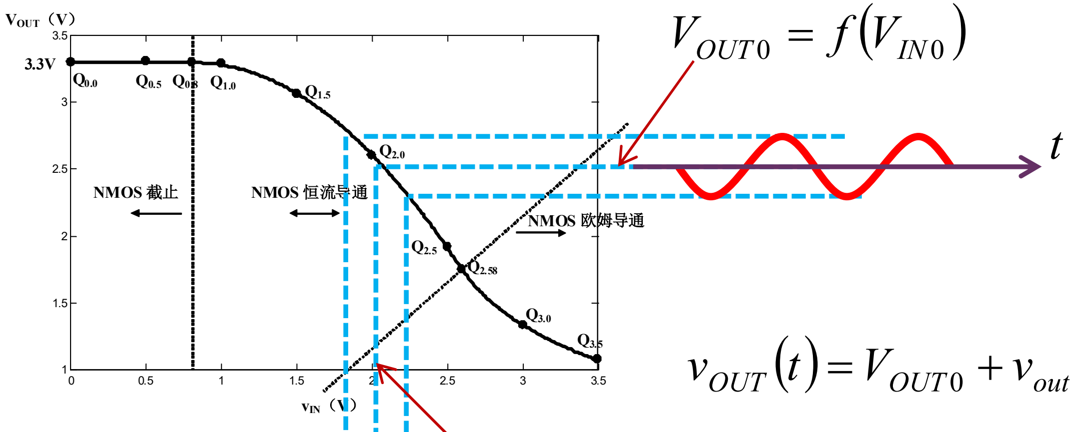
晶体管欧姆区，晶体管沟道可简单等效为线性电阻（化曲为直），分压下降速度变缓

电路功能解析一 反相放大器

- 从输入输出转移特性曲线看，反相器可以作为反相电压放大器使用



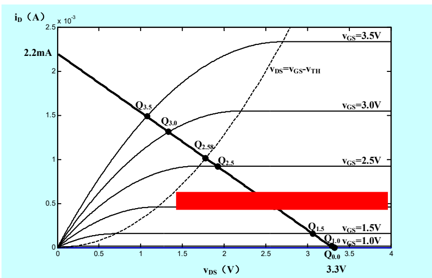
$$v_{OUT}(t)=f(v_{IN}(t))=f(V_{IN0}+v_{in}(t))=f(V_{IN0})+f'(V_{IN0})v_{in}(t)+0.5f''(V_{IN0})v_{in}^{2}(t)+\ldots$$

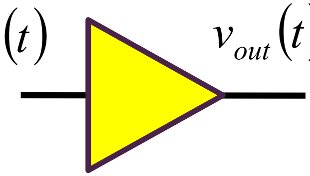


$$V_{OUT0}=f(V_{IN0})$$

$$V_{IN0}$$

$$v_{IN}(t)=V_{IN0}+v_{in}(t)$$





$$v_{in}(t) \qquad v_{out}(t)=Av_{in}(t)$$

voltage amplifier

$$v_{OUT}(t)=V_{OUT0}+v_{out}(t)$$

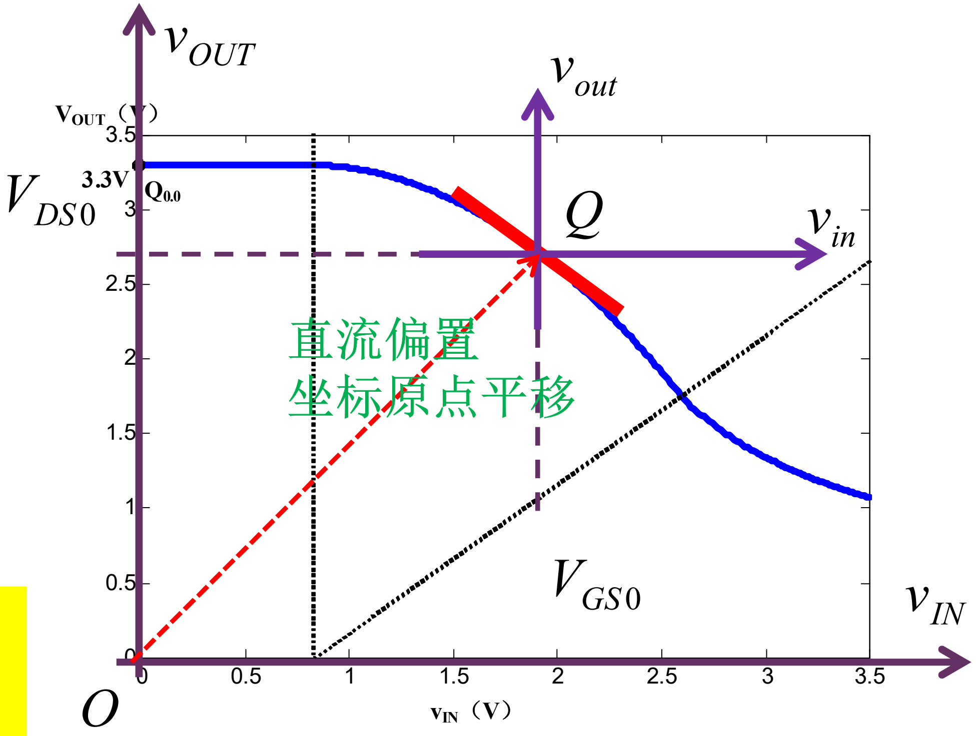
$$v_{out}(t)\approx Av_{in}(t)$$

$$A=\left.\frac{df}{dv_{IN}}\right|_{v_{IN}=V_{IN0}}<0$$

晶体管工作在恒流区：晶体管是受控电流源，随输入电压变化，输出电流、输出电压随之变化：输出由输入线性决定，线性放大器

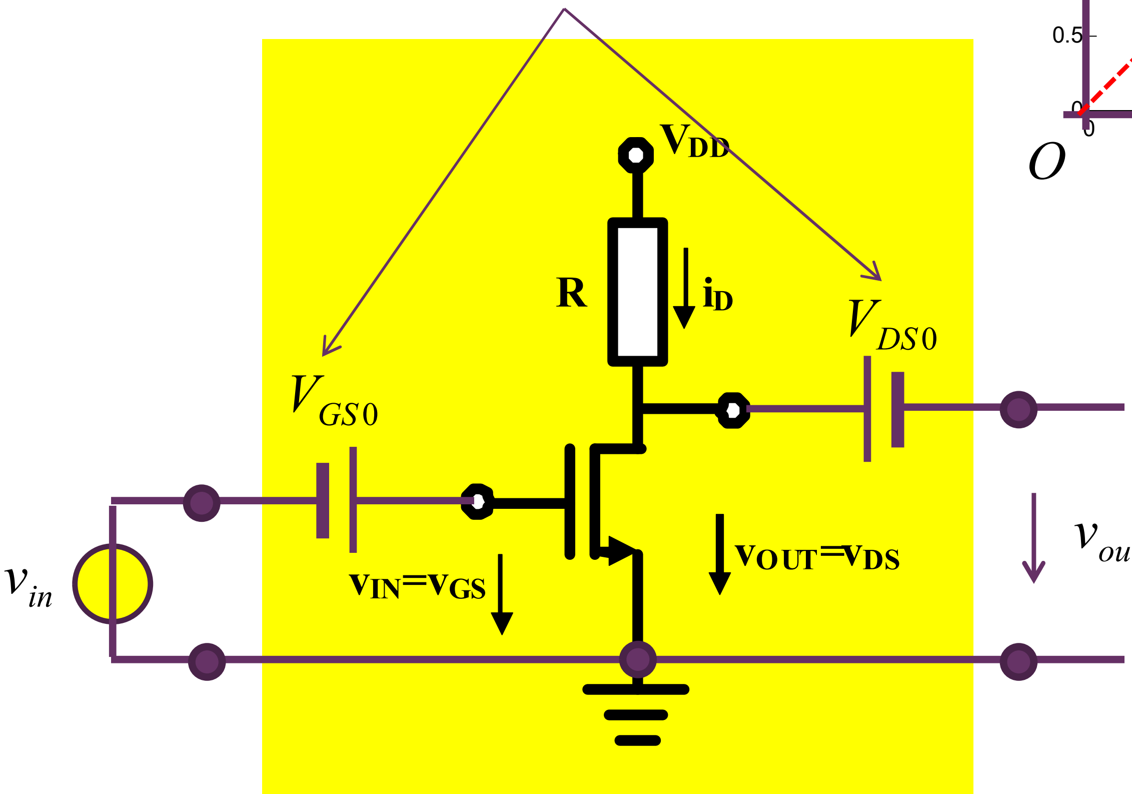
适当的直流偏置DC bias
小信号放大器的设计要点

原则上，扣除直流分量后，新的封装端口对外就是交流小信号放大器：实际电路有很多方法去除直流分量，例如可以用电阻设置直流偏置电源，用大电容直流隔断前后级，隔直电容则可等效为直流偏置电压源



$$v_{in} = v_{IN} - V_{GS0}$$

$$v_{out} = v_{OUT} - V_{DS0}$$



$$v_{out} = A_v v_{in}$$

通过直流电压偏移，将小信号的坐标原点搬移到直流工作点，这就是直流偏置：直流偏置之后，对小信号而言，可实现线性放大

放大倍数
直流工作点位置的微分增益

本节给的是全信号范围的解析解，之后我们会专门针对交流小信号放大给出等效电路分析

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

恒流导通区
晶体管伏安特性方程

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

恒流导通区
输入输出非线性转移特性方程

$$A_v = \frac{dv_{OUT}}{dv_{IN}}\bigg|_Q = -2R\beta_n (v_{IN} - V_{TH}) \cdot 1\big|_Q = -2R\beta_n (V_{IN0} - V_{TH}) \longleftarrow$$

直流工作点微分斜率
小信号电压放大倍数

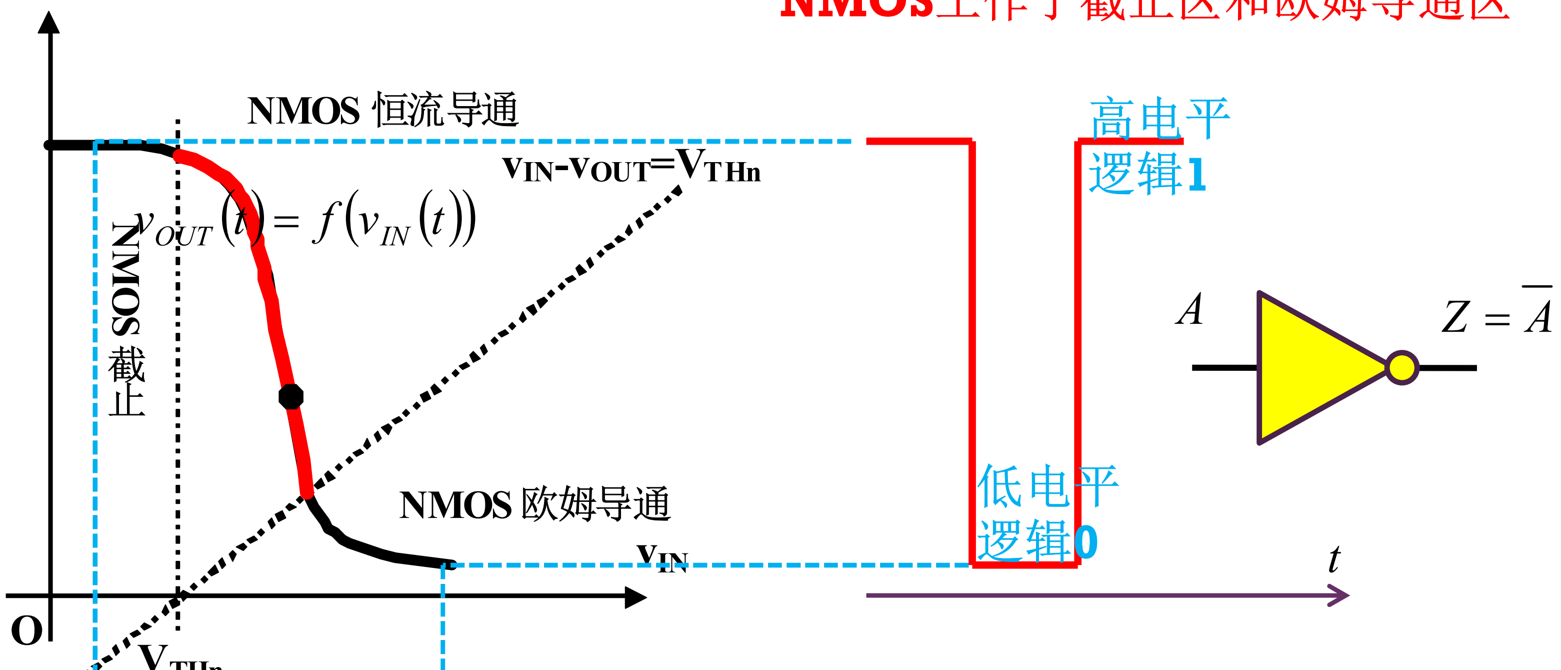
$$A_{v1} = -2R\beta_n (v_{IN,02} - 0.2 - V_{TH}) = -2 \times 1500 \times 320 \times 10^{-6} \times (2.58 - 0.2 - 0.8) = -1.52$$

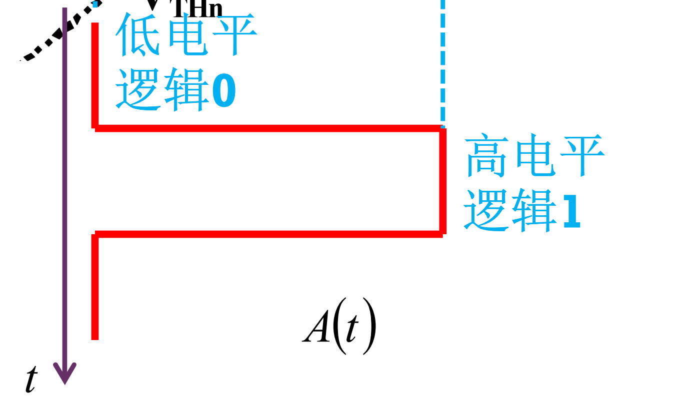
3.6dB反相电压放大

例如：把直流工作点设置在比欧姆区分界点回退**200mV**位置
人为设定或基于某种考虑：如线性范围最大，微分增益最高等考虑

电路功能解析二 数字非门

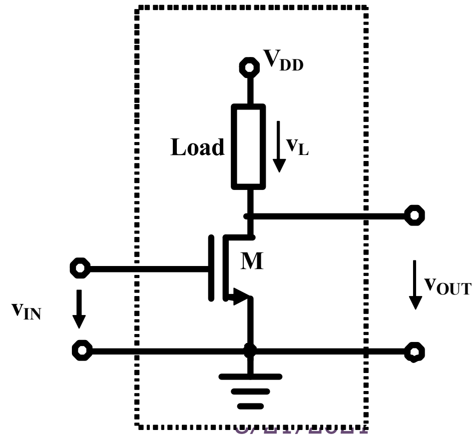
NMOS工作于截止区和欧姆导通区





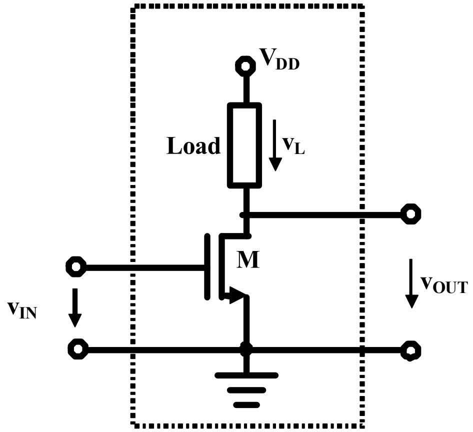
NMOS电路模型

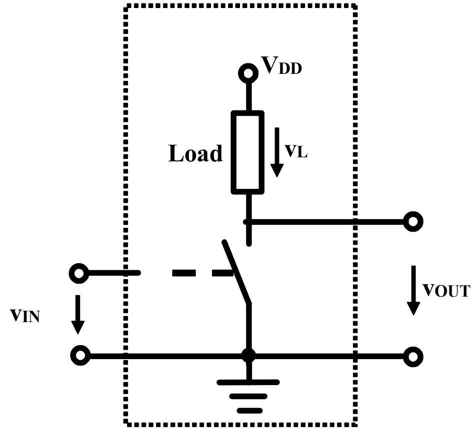
可采用开关模型

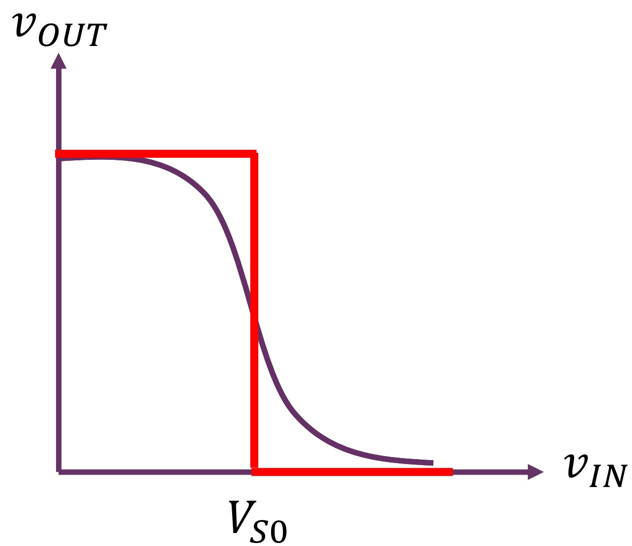


开关等效

- 放大器一般都把晶体管偏置在恒流区，如果晶体管在欧姆区和截止区之间来回切换，则等效为开关





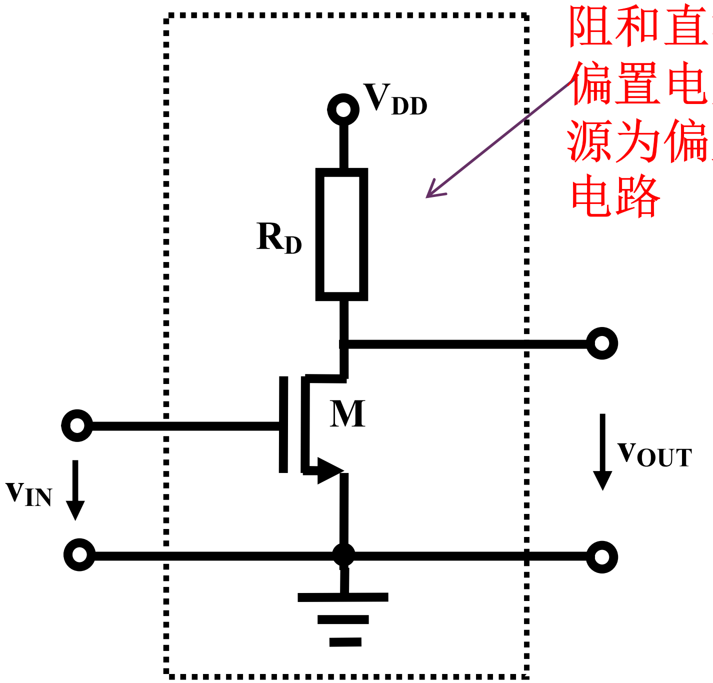


晶体管抽象为受控开关，本质上对反相转移特性曲线的二值离散化

$$v_{out}=\begin{cases}\text{低电平(抽象为零电压)} & v_{in}=\text{高电平}\\ \text{高电平（抽象为电源电压）} & v_{in}=\text{低电平}\end{cases}$$

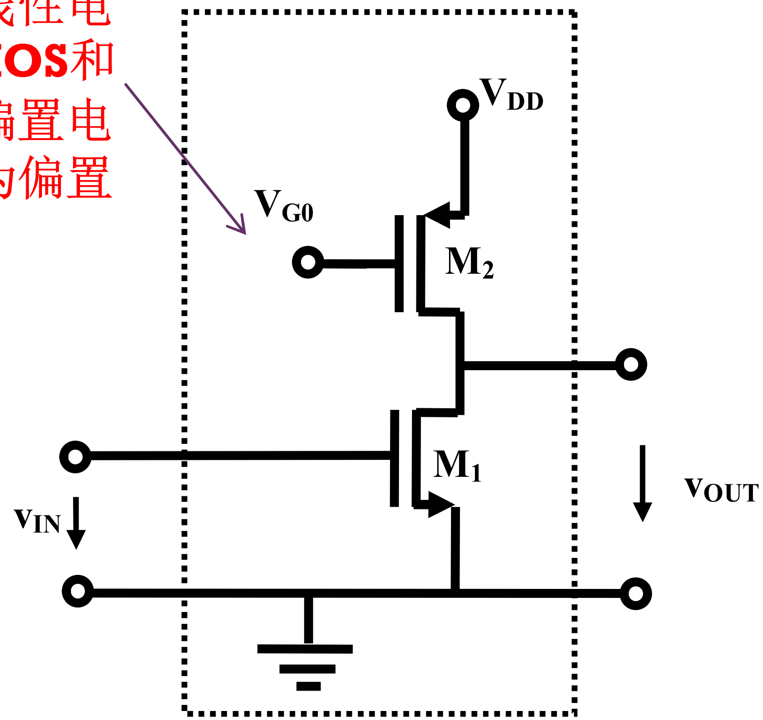
二、MOS反相器的分段折线近似分析

- 为了更进一步理解晶体管特性，在考察线性电阻负载的同时，考察以晶体管非线性电阻为负载的情况

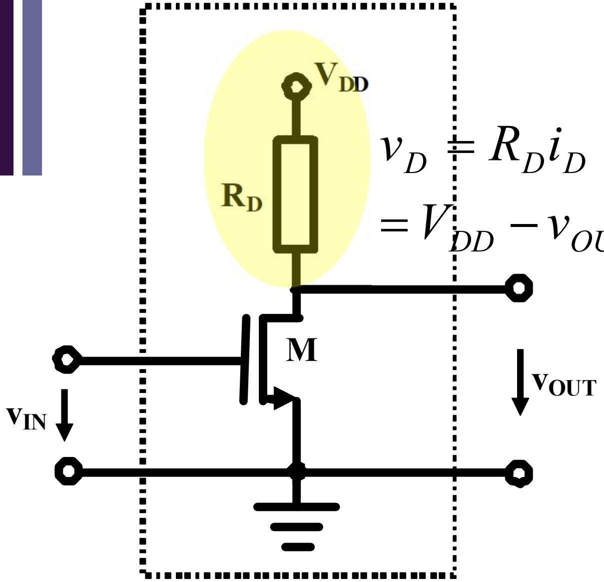


以线性电阻和直流偏置电压源为偏置电路

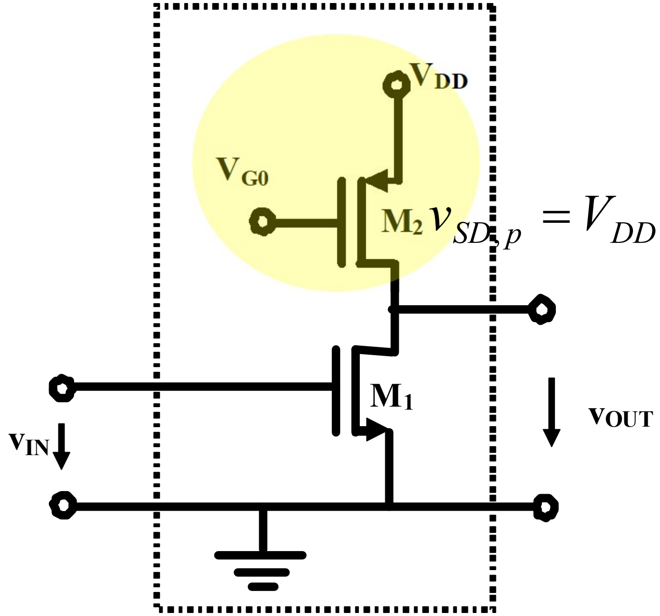
以非线性电阻**PMOS**和直流偏置电压源为偏置电路



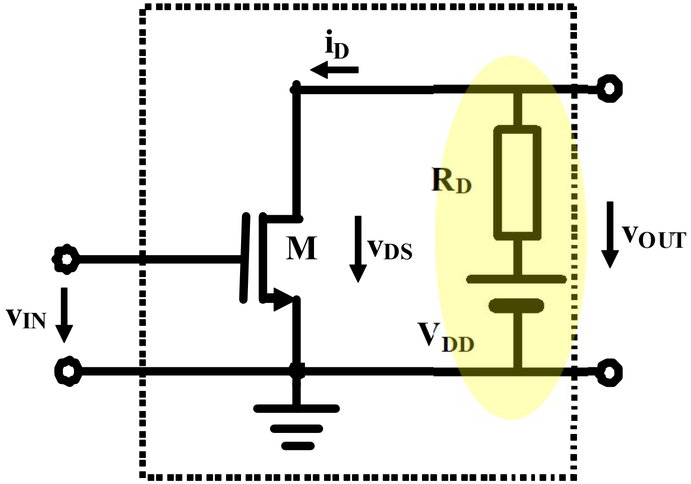
负载线方程



$$v_D = R_D i_D = V_{DD} - v_{OUT}$$

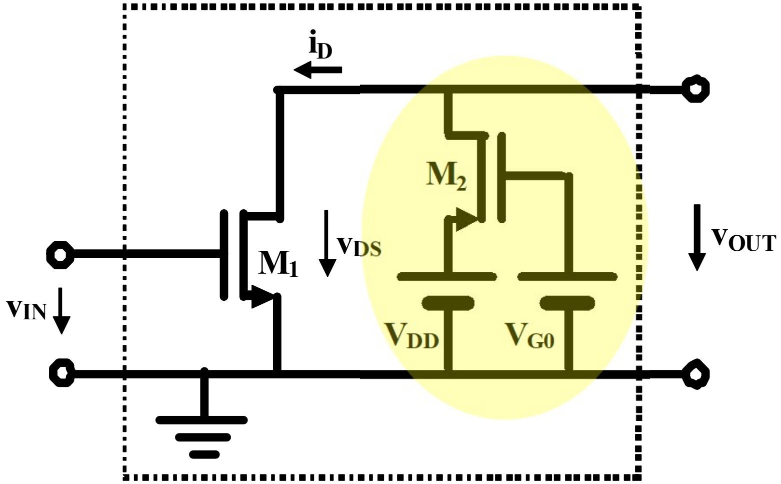


$$v_{SD,p} = V_{DD} - v_{OUT}$$



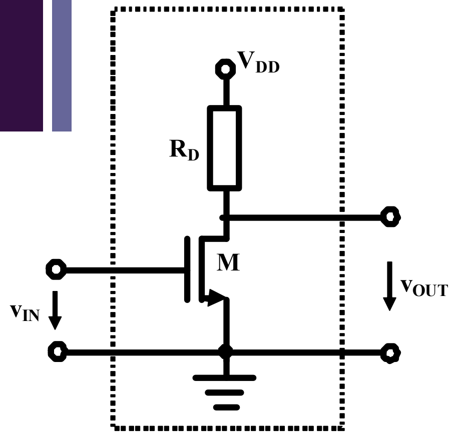
$$i_D = \frac{V_{DD} - v_{OUT}}{R_D}$$

对接端口，戴维南源方程，被称为负载线方程，因为它是晶体管的负载

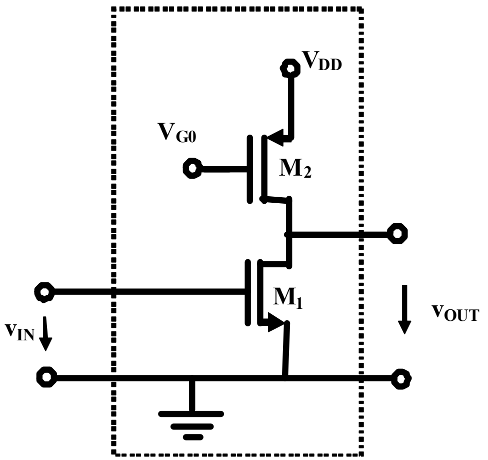


$$i_D = i_{D,p} = f_{PMOS}\left(v_{SG,p}, v_{SD,p}\right) = f_{PMOS}\left(V_{DD} - V_{G0}, V_{DD} - v_{OUT}\right)$$

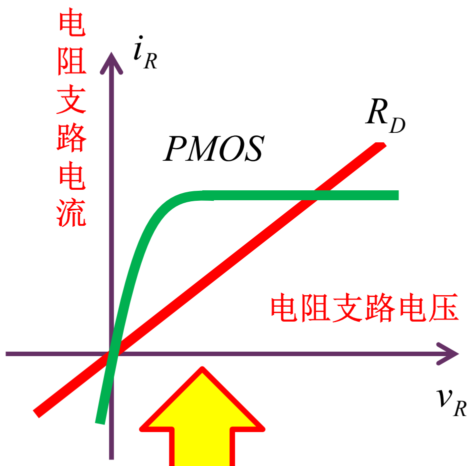
负载线图解



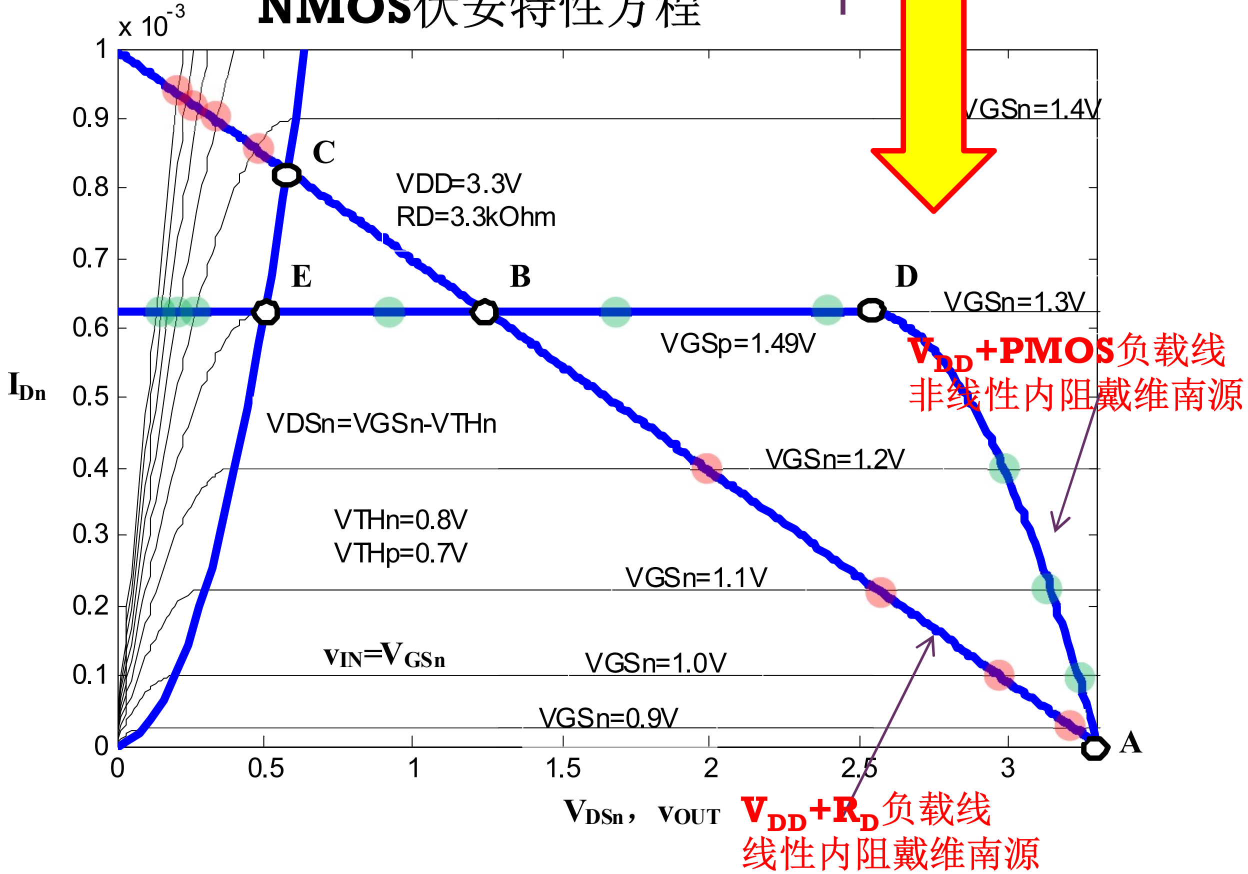
$$i_{D,n}=\frac{V_{DD}-v_{OUT}}{R_D}$$



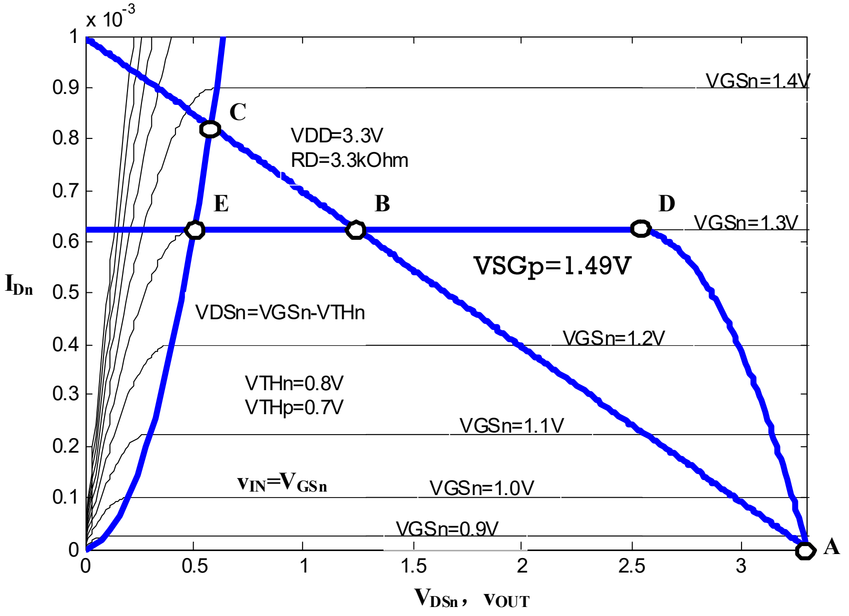
$$i_{D,n}=f_{PMOS}\left(V_{DD}-V_{G0},V_{DD}-v_{OUT}\right)$$

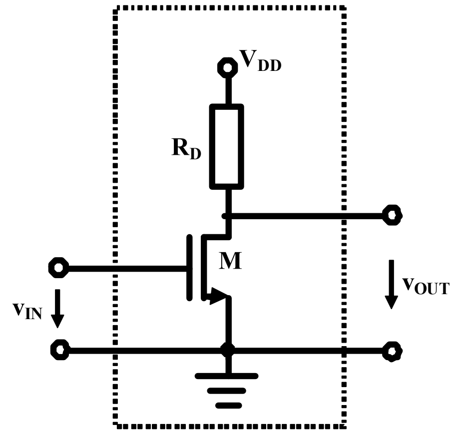


负载线方程 联立
NMOS伏安特性方程

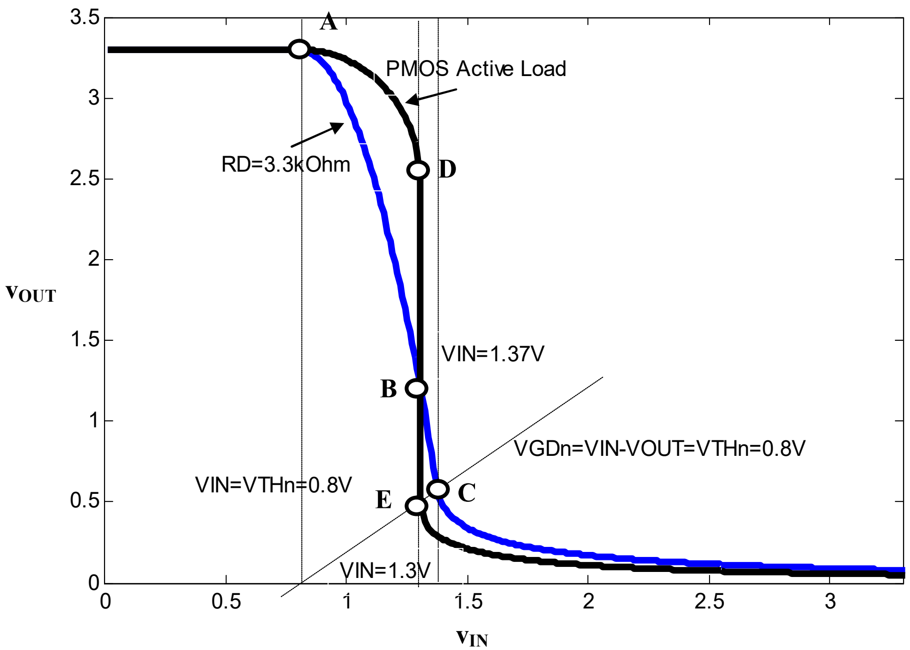


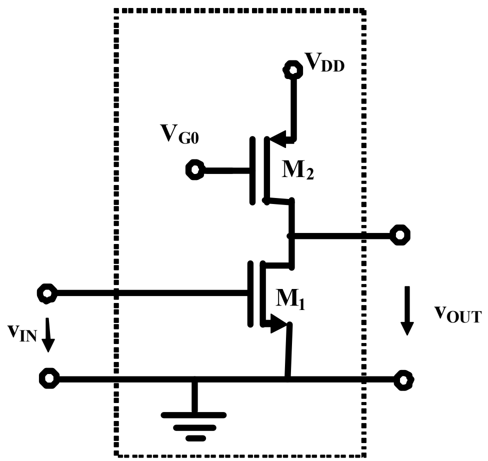
反相特性



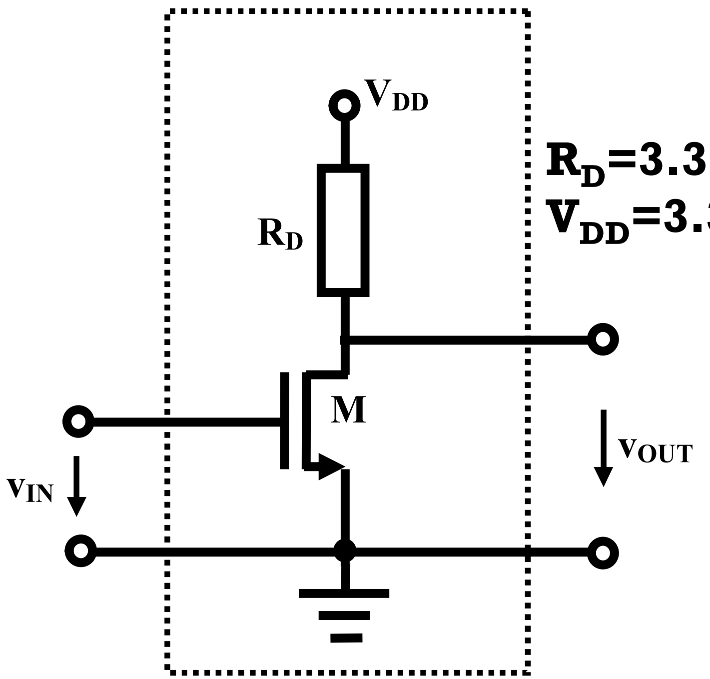


原理性图解分析





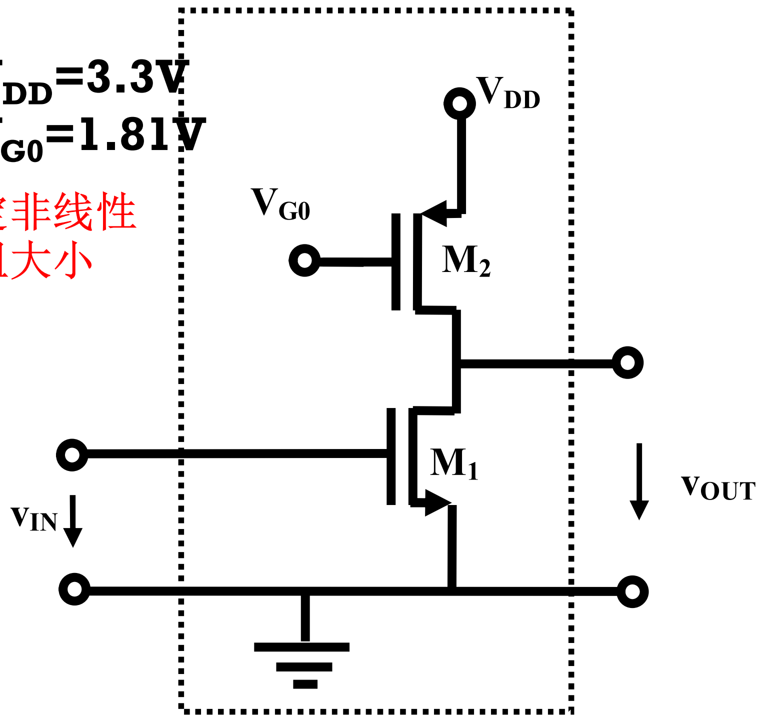
分段折线分析



R_D=3.3kΩ，
V_{DD}=3.3V

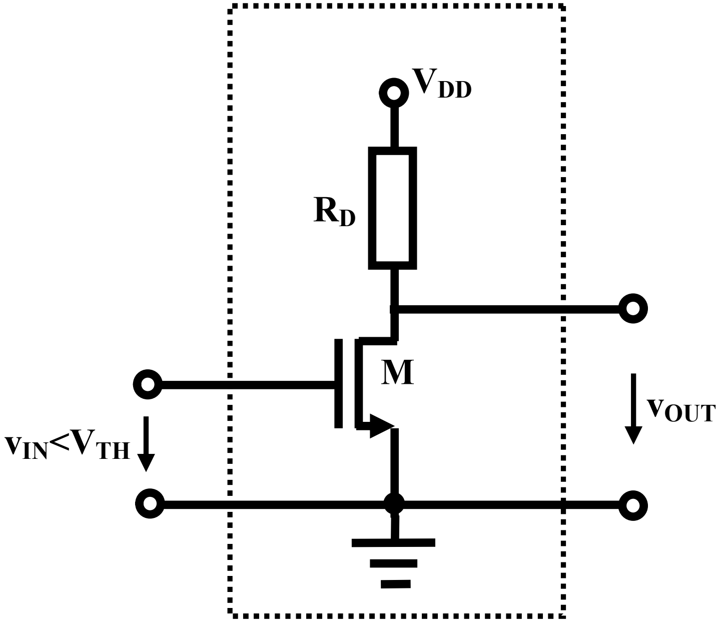
V_{DD}=3.3V
V_{G0}=1.81V

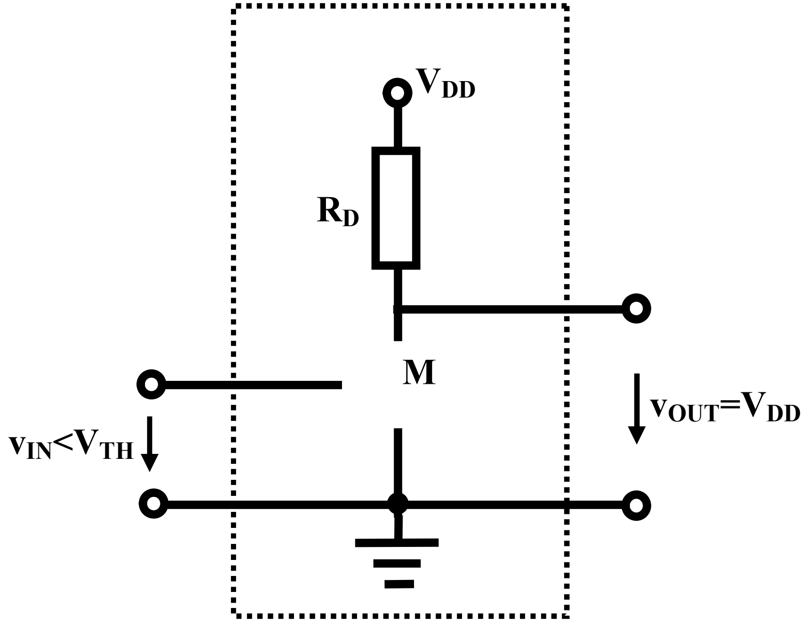
决定非线性
电阻大小



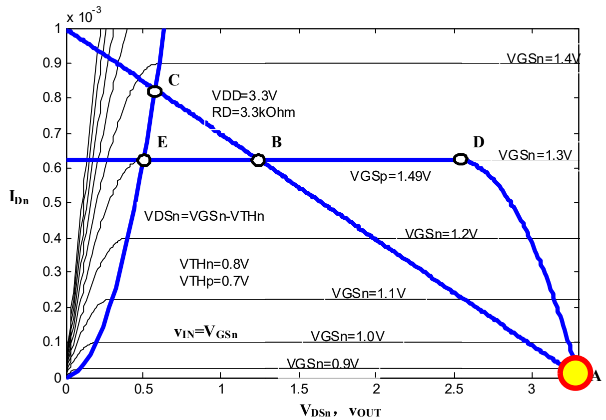
NMOSFET：β_n=2.5mA/V², V_{THn}=0.8V
PMOSFET：β_p=1mA/V², V_{THp}=0.7V

截止区：开路模型

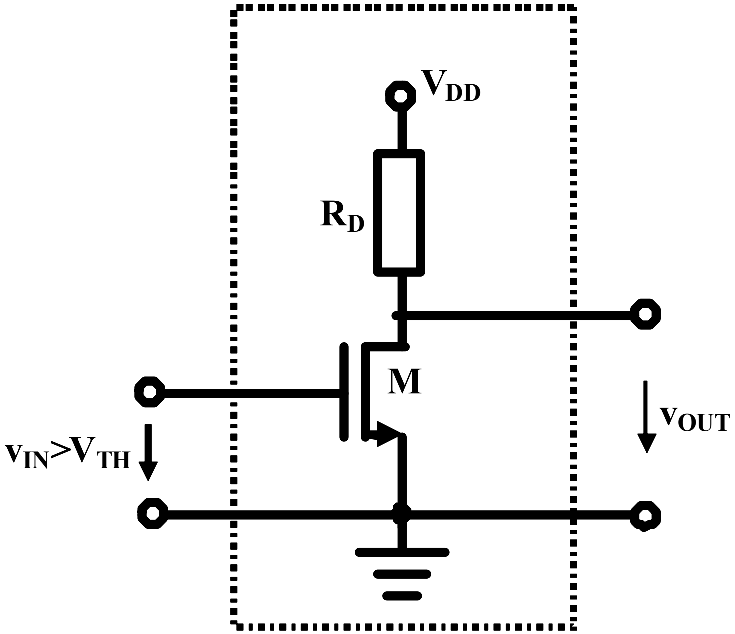


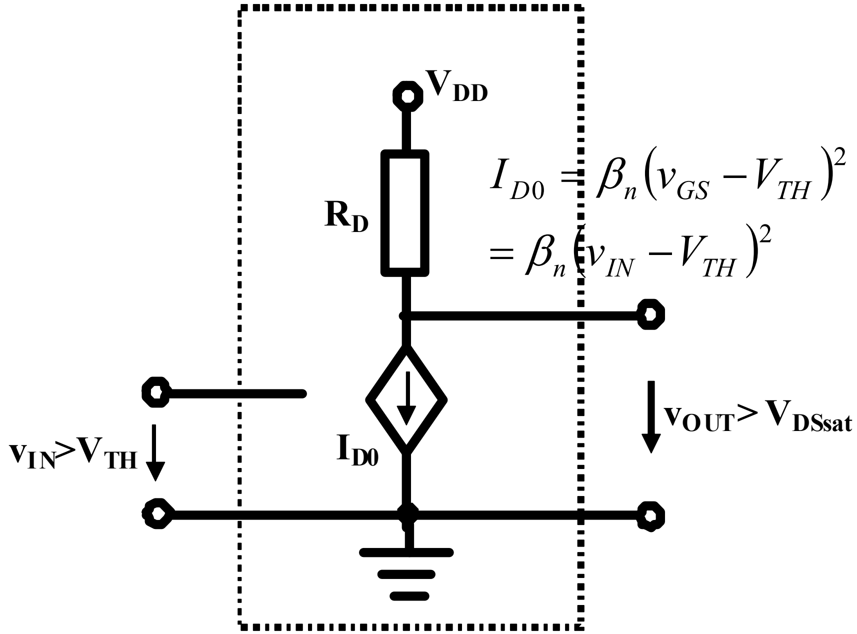


$$v_{IN} < V_{TH} \qquad v_{OUT} = V_{DD}$$



恒流区：压控流源模型



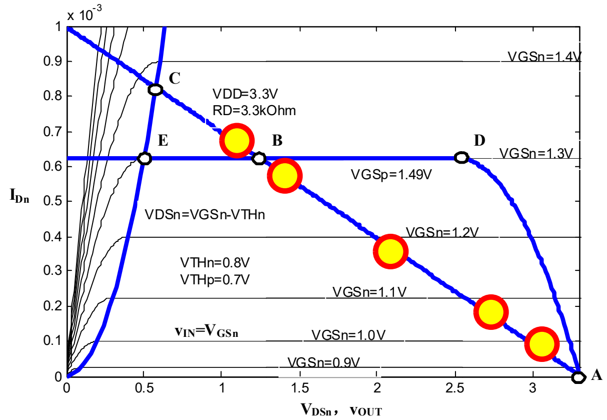


$$I_{D0}=\beta_n\left(v_{GS}-V_{TH}\right)^2$$
$$=\beta_n\left(v_{IN}-V_{TH}\right)^2$$

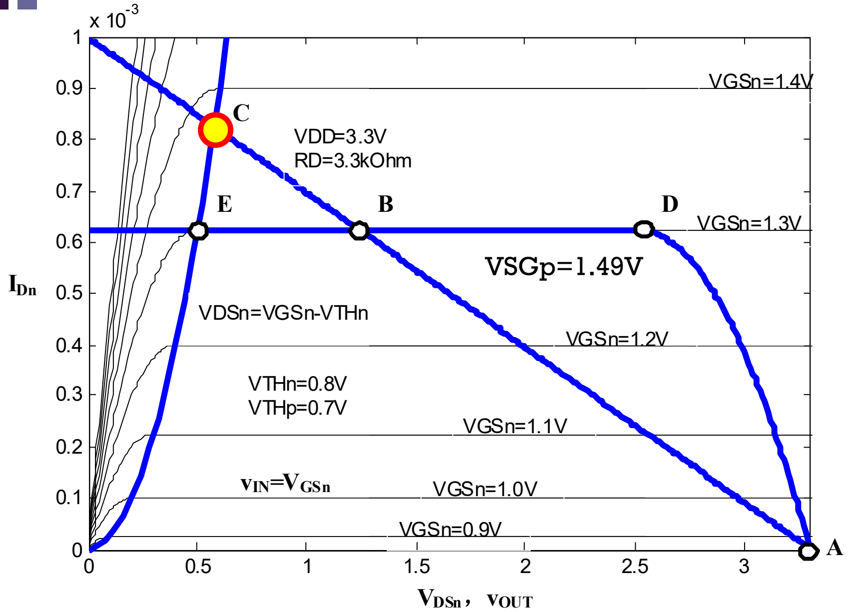
$$v_{IN}>V_{TH}$$

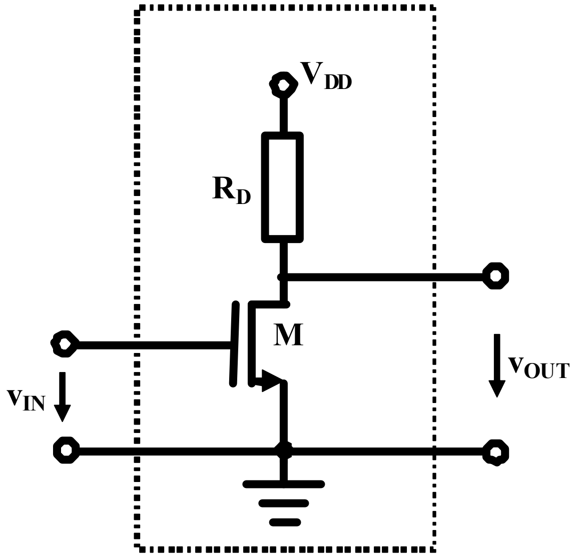
$$v_{OUT}>v_{IN}-V_{TH}$$

$$v_{OUT}=V_{DD}-I_{D0}R_D$$
$$=V_{DD}-\beta_n\left(v_{IN}-V_{TH}\right)^2 R_D$$



恒流区和欧姆区分界点计算



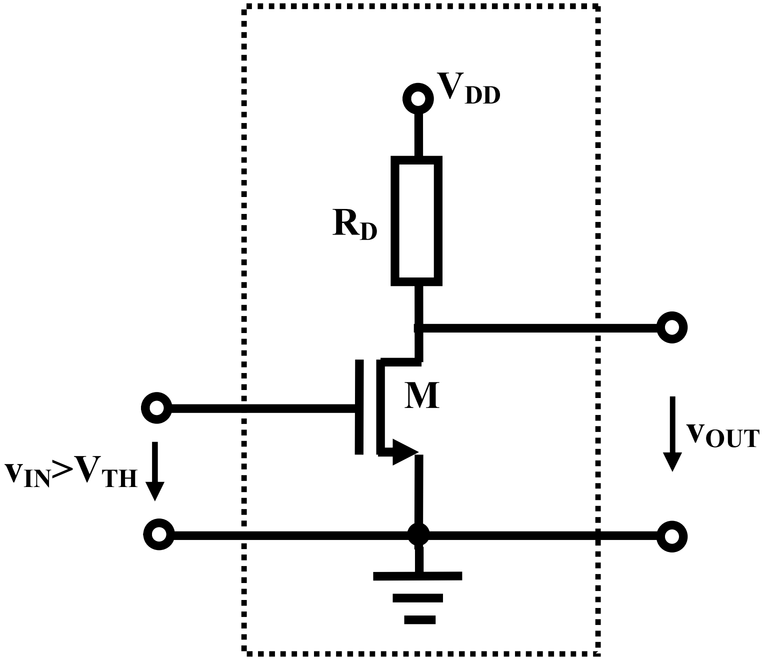


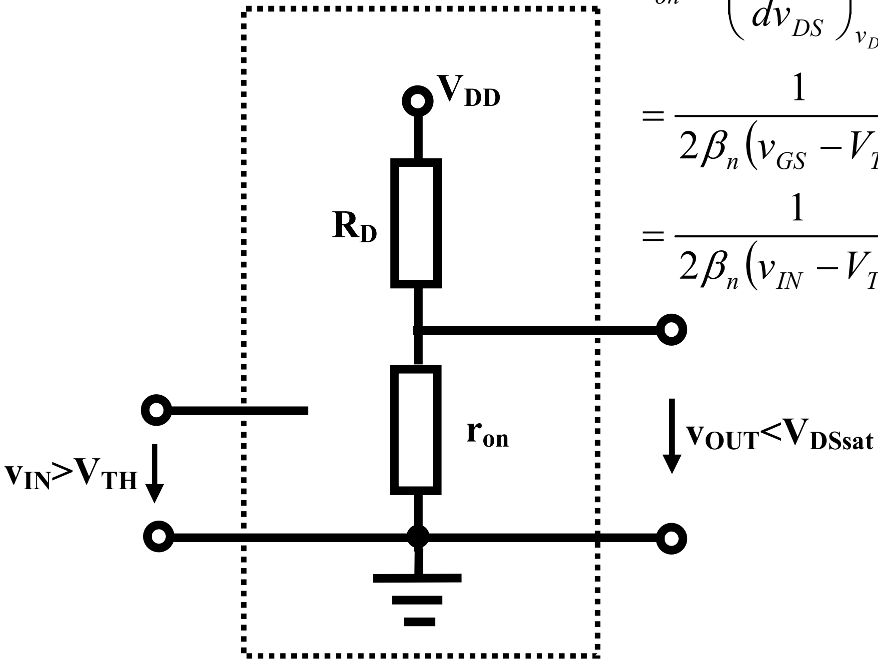
$$v_{OUT}=V_{DD}-\beta_n\left(v_{IN}-V_{TH}\right)^2R_D=v_{IN}-V_{TH}$$

$$\beta_n\left(v_{IN}-V_{TH}\right)^2R_D+\left(v_{IN}-V_{TH}\right)-V_{DD}=0$$

$$v_{IN,C}=V_{TH}+\frac{-1+\sqrt{1+4\beta_nR_DV_{DD}}}{2\beta_nR_D}=0.8+\frac{-1+\sqrt{1+4\times2.5\times3.3\times3.3}}{2\times2.5\times3.3}=1.37V$$

欧姆区：受控线性电阻模型





$$r_{on}=\left(\frac{di_D}{dv_{DS}}\right)^{-1}_{v_{DS}=0}$$

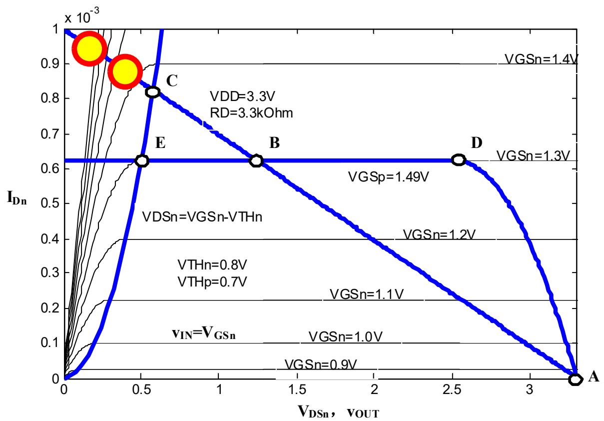
$$=\frac{1}{2\beta_n\left(v_{GS}-V_{TH}\right)}$$

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

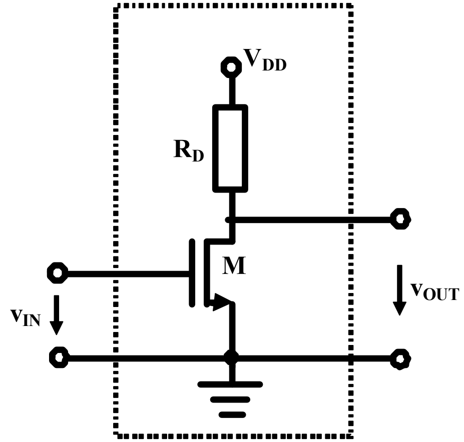
$$v_{IN}>1.37V$$

$$v_{OUT}=\frac{r_{on}}{r_{on}+R_D}V_{DD}$$

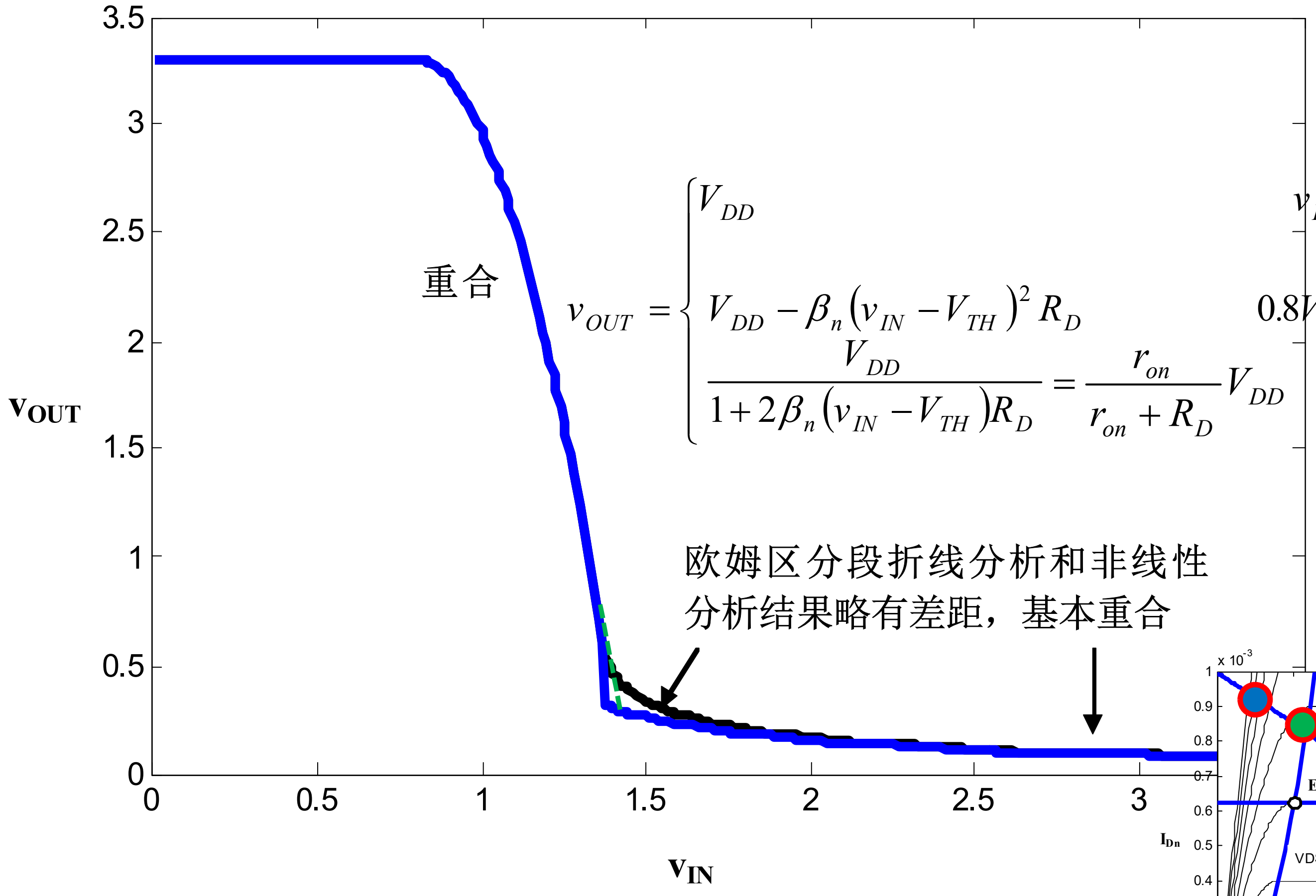
$$=\frac{1}{1+2\beta_n\left(v_{IN}-V_{TH}\right)R_D}V_{DD}$$

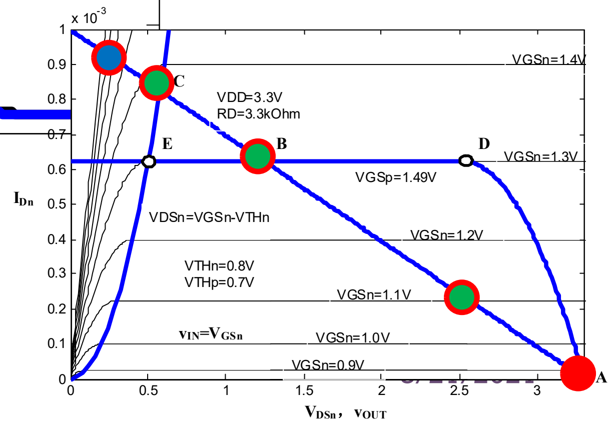


分段折线近似分析存在误差不影响原理性分析



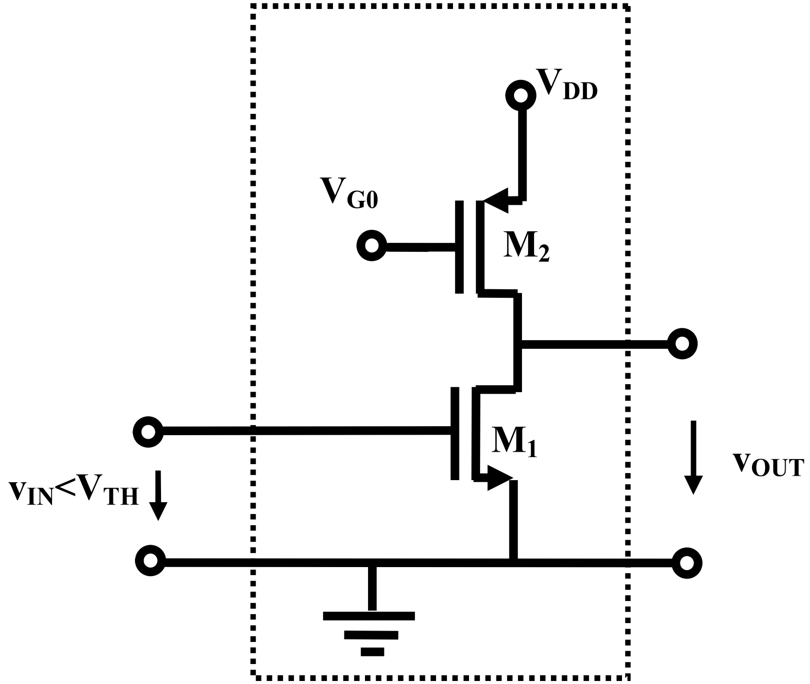
$$v_{OUT}=\begin{cases} V_{DD} & v_{IN}<V_{TH}=0.8V \quad \text{N截止} \\ V_{DD}-\beta_n\left(v_{IN}-V_{TH}\right)^2 R_D & 0.8V<v_{IN}<1.37V \quad \text{N恒流} \\ \dfrac{V_{DD}}{1+2\beta_n\left(v_{IN}-V_{TH}\right)R_D}=\dfrac{r_{on}}{r_{on}+R_D}V_{DD} & v_{IN}>1.37V \quad \text{N欧姆} \end{cases}$$

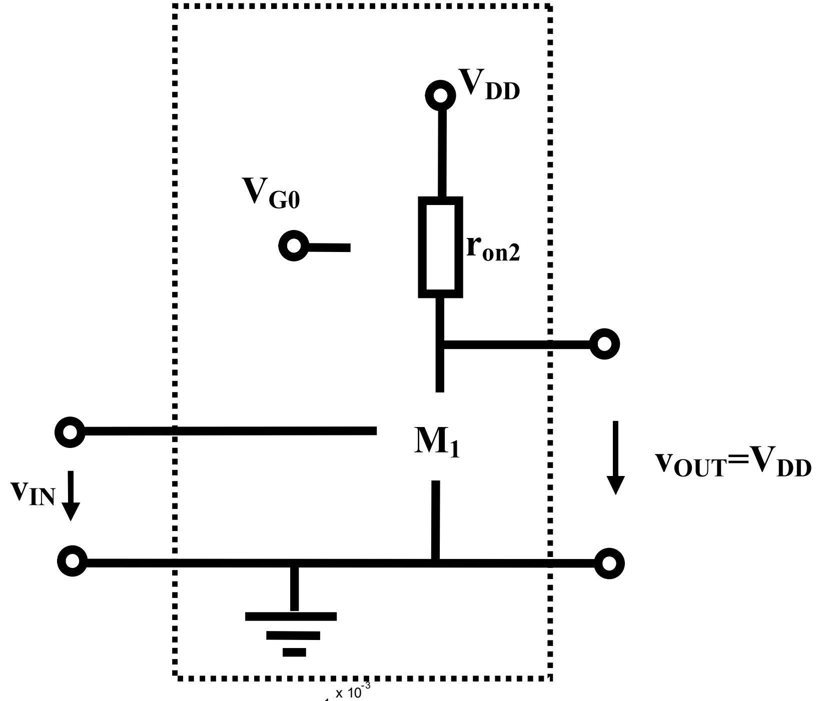




非线性电阻负载分析

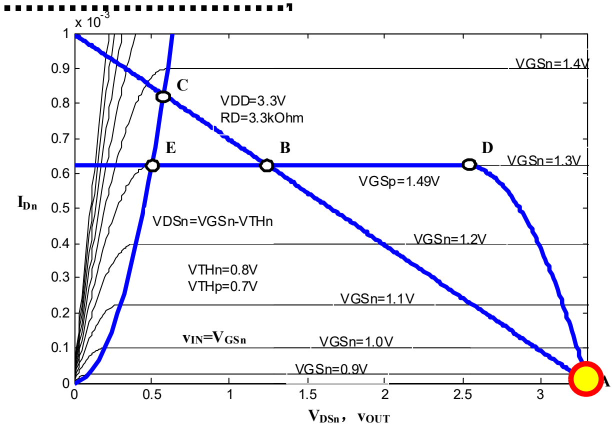
NMOS截止
PMOS欧姆导通





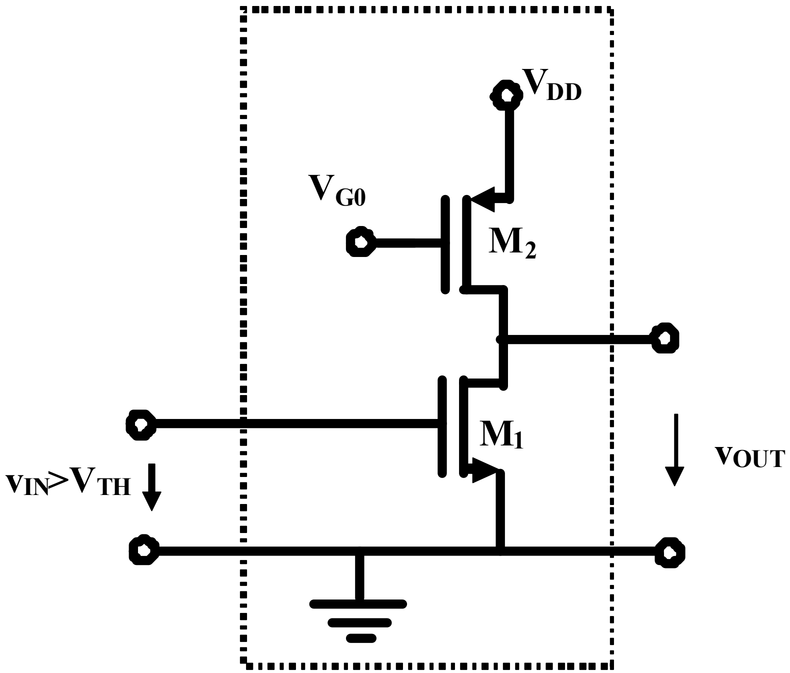
$$v_{OUT} = V_{DD}$$

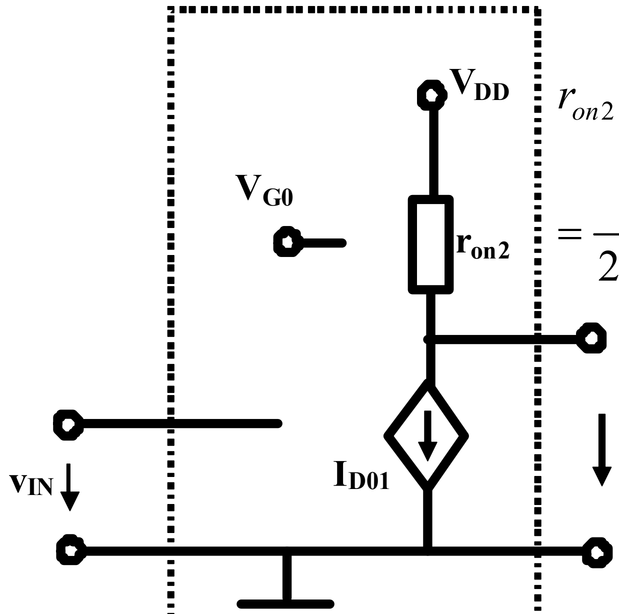
$$v_{IN} < V_{THn}$$



非线性电阻负载

NMOS恒流导通
PMOS欧姆导通



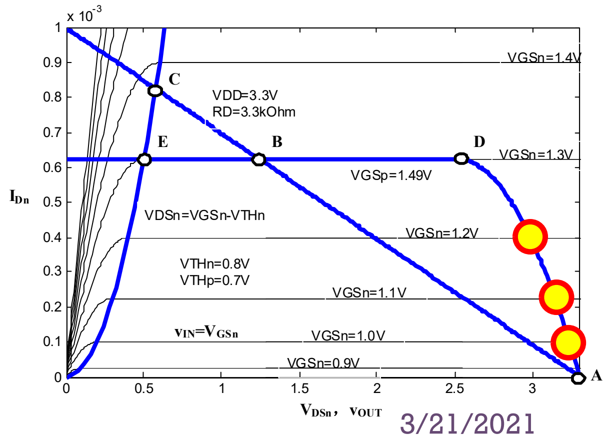


$$r_{on2}=\frac{1}{2\beta_p\left(v_{SG2}-V_{THp}\right)}=\frac{1}{2\beta_p V_{odp}}$$

$$I_{D01}=\beta_n\left(v_{IN}-V_{THn}\right)^2$$

$$v_{IN}>V_{THn}$$

$$v_{OUT}=V_{DD}-I_{D01}r_{on2}=V_{DD}-\frac{\beta_n}{2\beta_p}\frac{\left(v_{IN}-V_{THn}\right)^2}{V_{odp}}$$

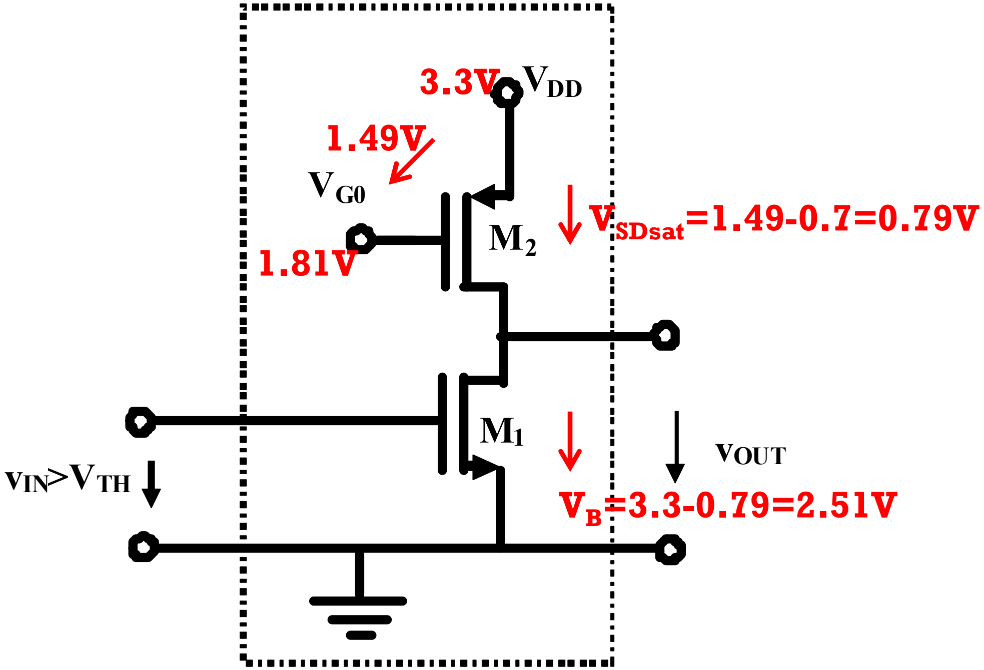


非线性电阻负载

NMOS恒流导通
PMOS欧姆导通与恒流导通分界

$$v_{SD,p,sat} = V_{SG,p} - V_{THp}$$
$$= V_{DD} - V_{G0} - V_{THp}$$
$$= 3.3 - 1.81 - 0.7 = 0.79V$$

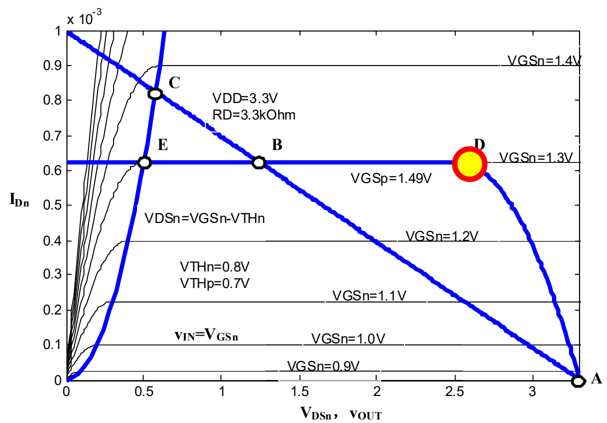
$$v_{OUT,D} = V_{DD} - v_{SG,p,sat}$$
$$= 3.3 - 0.79 = 2.51V$$



$$I_{Dn} = I_{Dp}$$ 均进入恒流导通

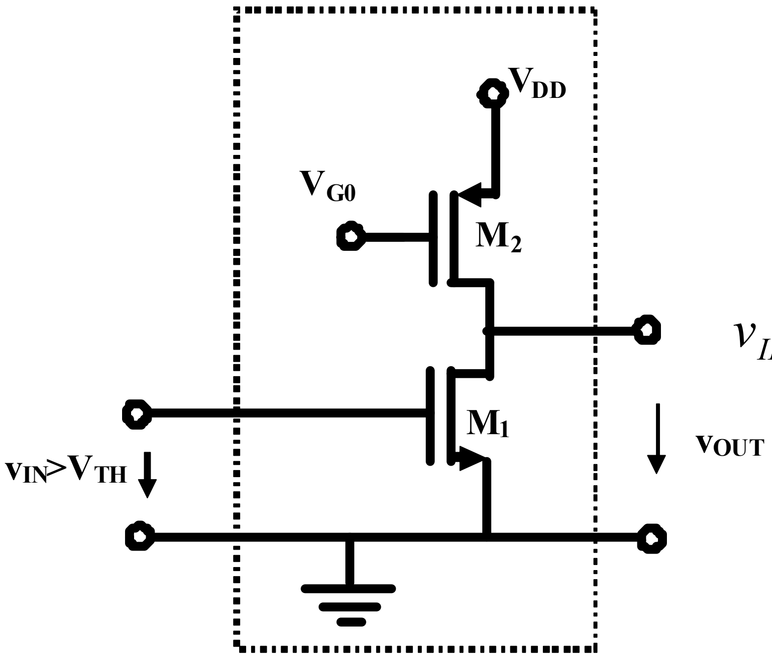
$$= \beta_n \left(v_{IN} - V_{THn}\right)^2 = \beta_p \left(V_{SG,p} - V_{THp}\right)^2$$

$$v_{IN} = V_{THn} + \sqrt{\frac{\beta_p}{\beta_n}} V_{odp} = 0.8 + \sqrt{\frac{1}{2.5}} \times 0.79 = 1.3V$$

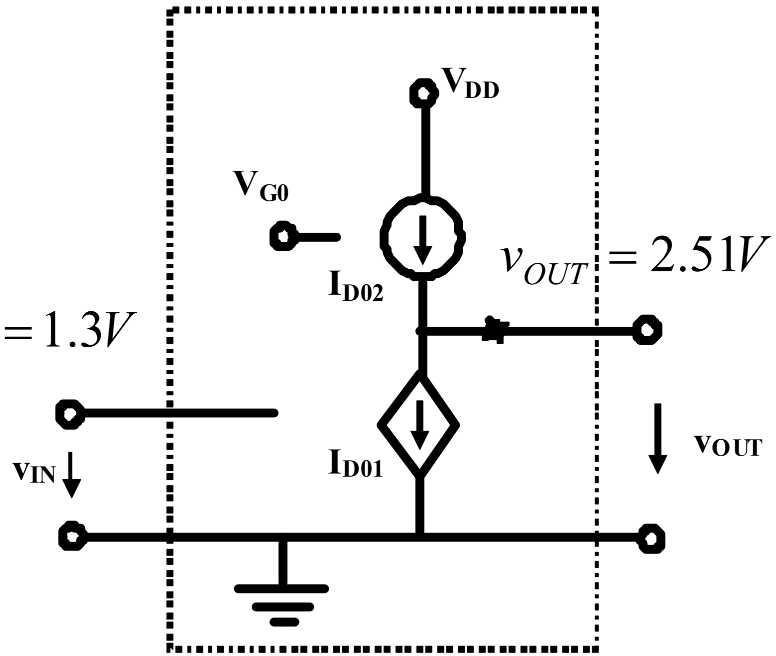


非线性电阻负载

NMOS恒流导通
PMOS恒流导通



$v_{IN} = 1.3V$



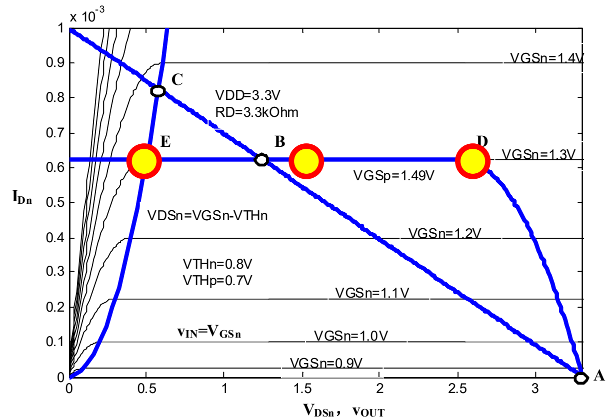
$v_{OUT} = 2.51V \sim 0.50V$

$v_{IN} = 1.3V$ 均进入恒流导通

$v_{GDn} = v_{IN} - v_{OUT} < V_{TH}$ **NMOS恒流导通条件**

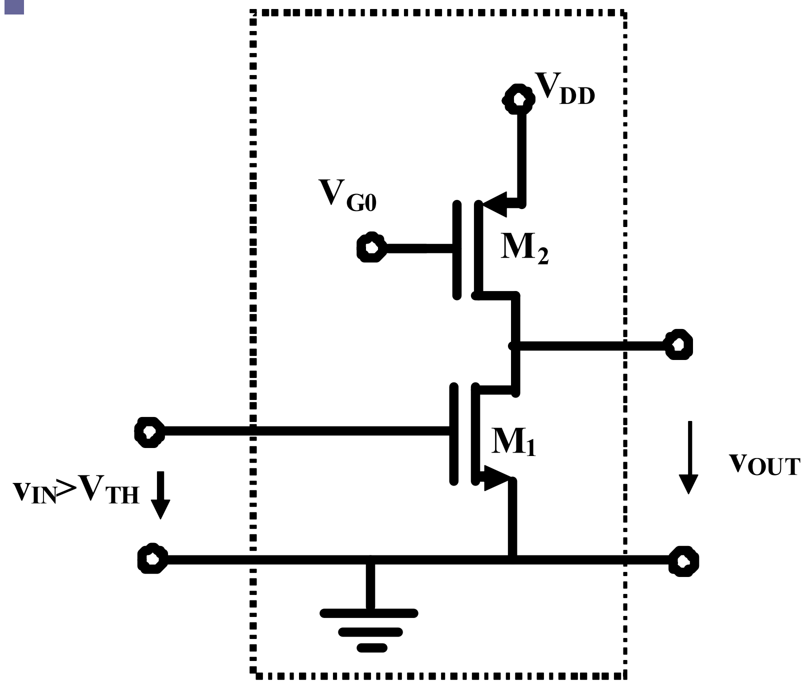
NMOS恒流导通和欧姆导通分界点

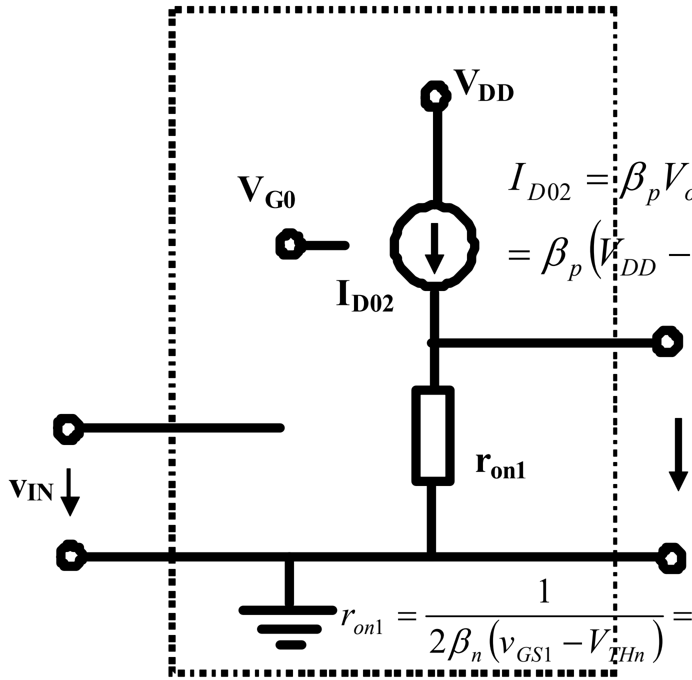
$$v_{OUT} > v_{IN} - V_{THn} = 1.3 - 0.8 = 0.5V$$



非线性电阻负载

NMOS欧姆导通
PMOS恒流导通



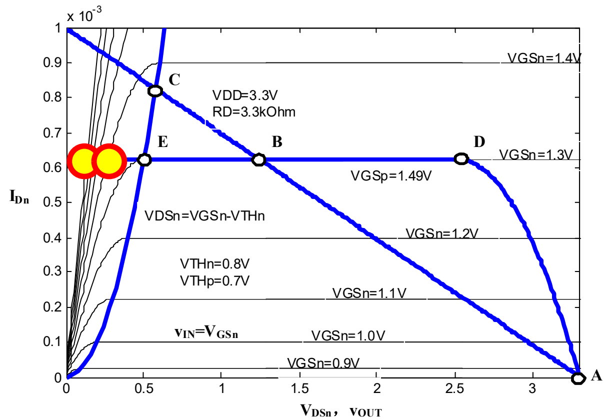


$$I_{D02}=\beta_p V_{odp}^2=\beta_p\left(V_{DD}-V_{G0}-V_{THp}\right)^2$$

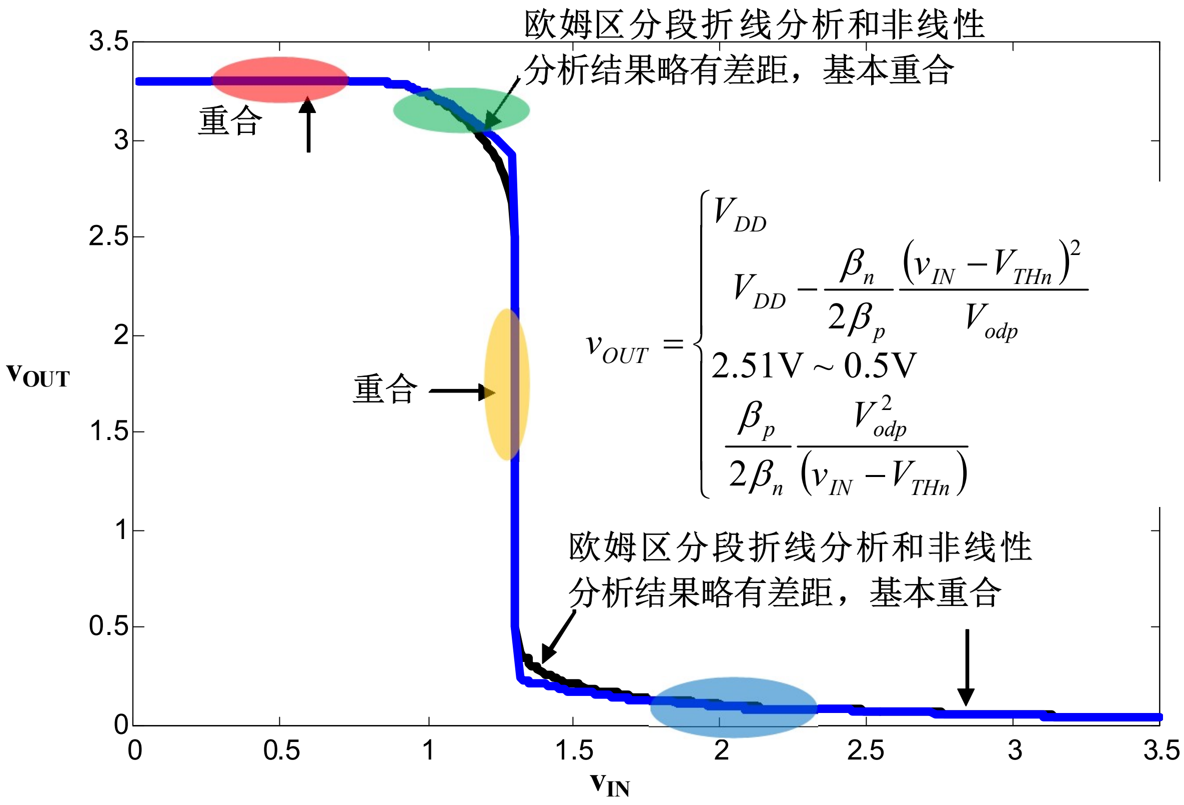
$$r_{on1}=\frac{1}{2\beta_n\left(v_{GS1}-V_{THn}\right)}=\frac{1}{2\beta_n\left(v_{IN}-V_{THn}\right)}$$

$v_{IN}>1.3V$ **NMOS进入欧姆导通区**

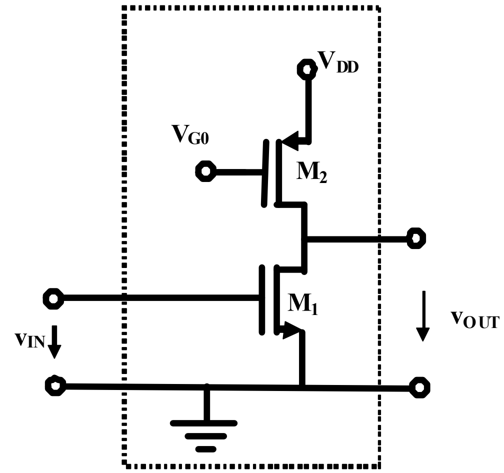
$$v_{OUT}=I_{D02}r_{on1}=\frac{\beta_p}{2\beta_n}\frac{V_{odp}^2}{\left(v_{IN}-V_{THn}\right)}$$



分段折线近似分析有误差



$$v_{OUT}=\begin{cases} V_{DD} \\ V_{DD}-\dfrac{\beta_n}{2\beta_p}\dfrac{(v_{IN}-V_{THn})^2}{V_{odp}} \\ 2.51\mathrm{V}\sim 0.5\mathrm{V} \\ \dfrac{\beta_p}{2\beta_n}\dfrac{V_{odp}^2}{(v_{IN}-V_{THn})} \end{cases}$$

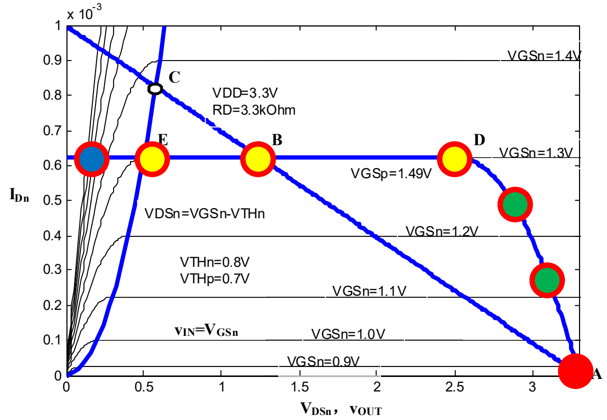


$v_{IN}<V_{TH}=0.8V$ **N截止，P欧姆**

$0.8V<v_{IN}<1.3V$ **N恒流，P欧姆**

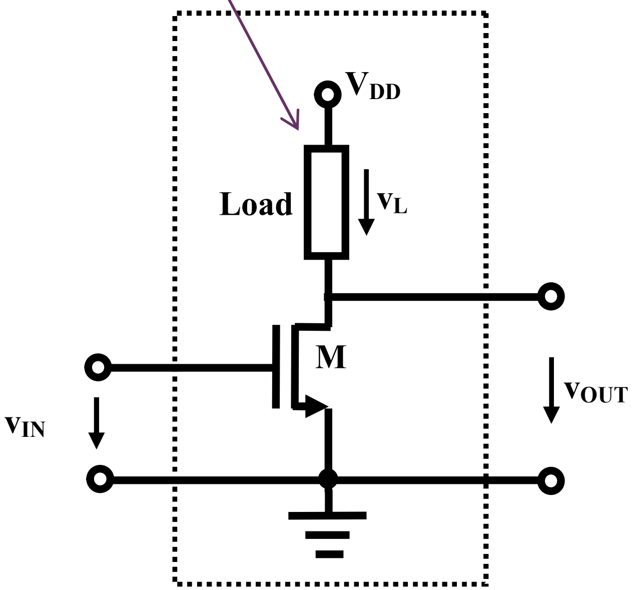
$v_{IN}=1.3V$ **N恒流，P恒流**

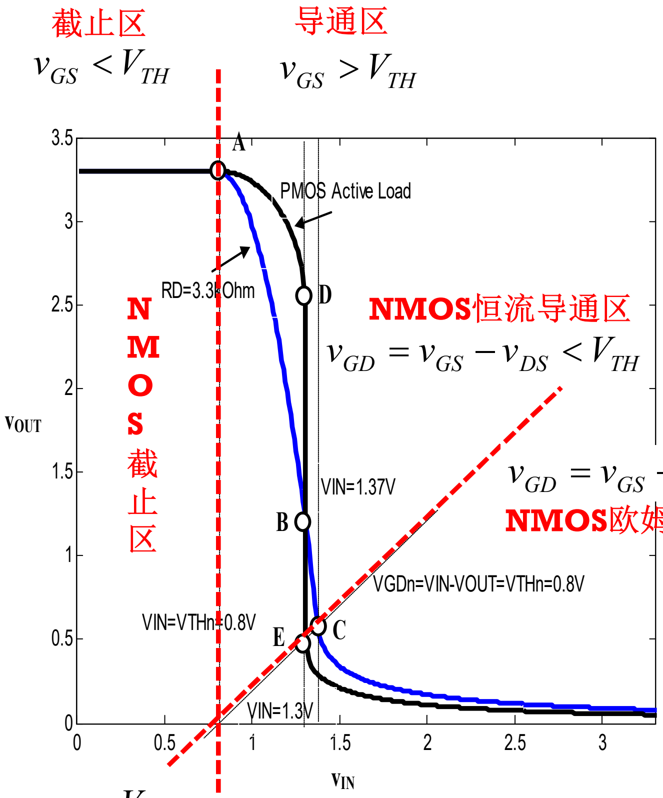
$v_{IN}>1.3V$ **N欧姆，P恒流**



NMOS反相器小结

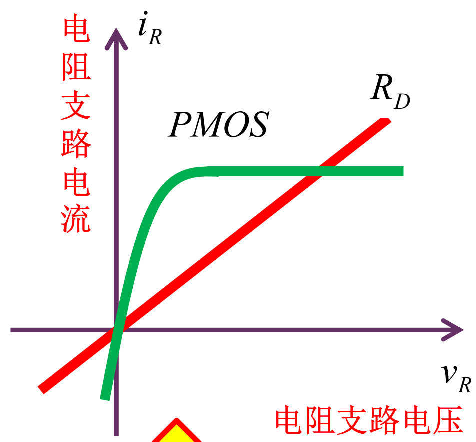
无论线性电阻或非线性电阻（如固定偏置的**PMOS**），只要是单调增电阻（随着支路电流的增加，支路电压是上升的）则可形成反相器功能

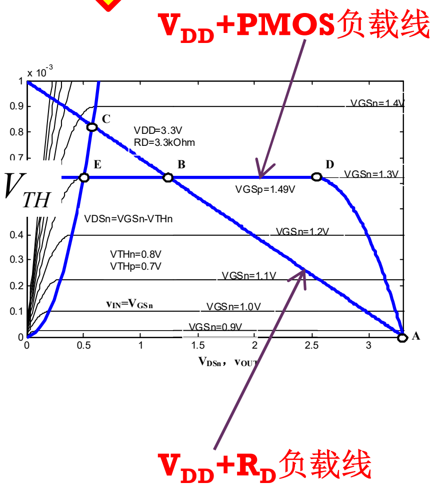




$$v_{GD} = v_{IN} - v_{OUT} = V_{TH}$$

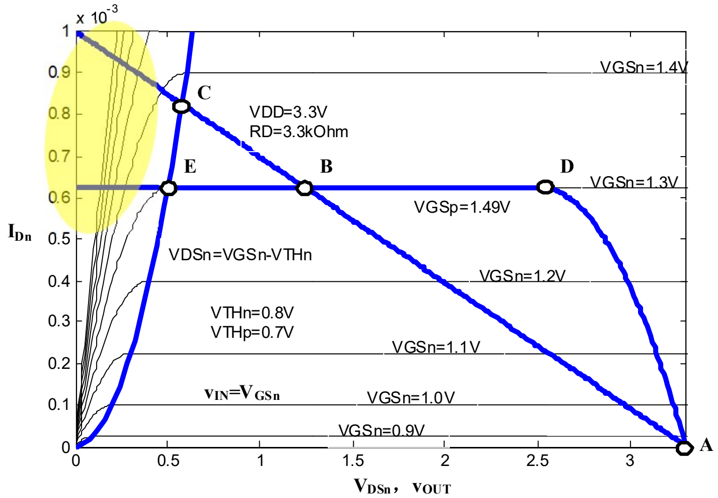
$$v_{IN} = V_{TH}$$

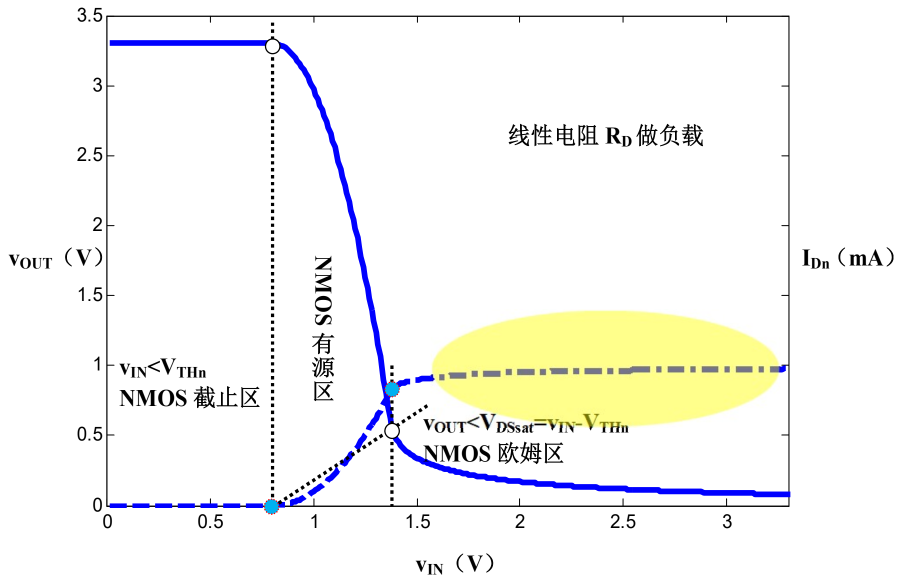


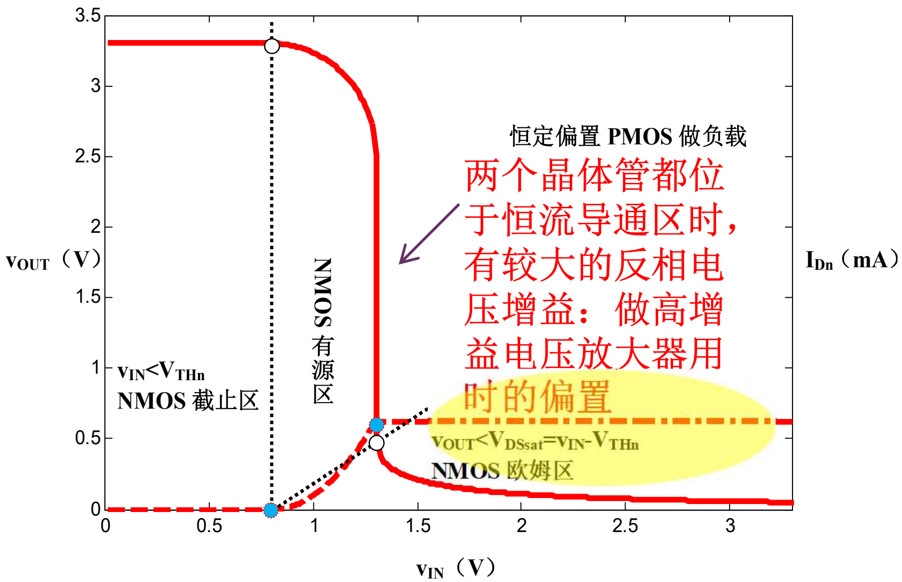


输入-输出转移特性曲线明显分三个区
对应**NMOS**的截止区、恒流区和欧姆区

NMOS反相器的缺点





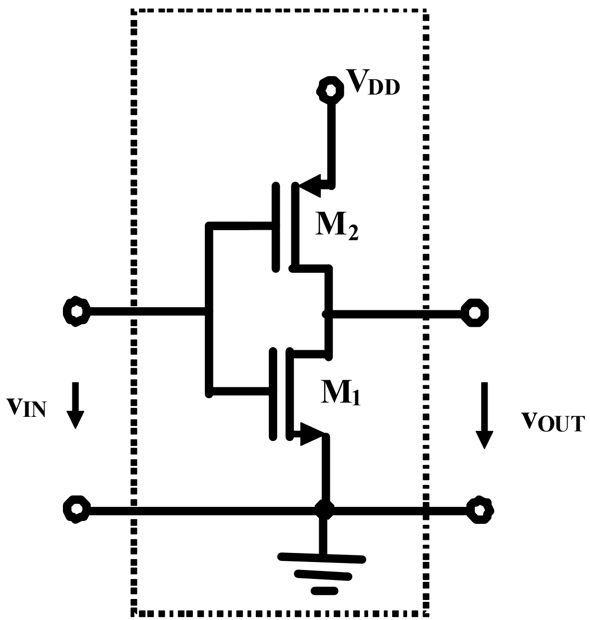


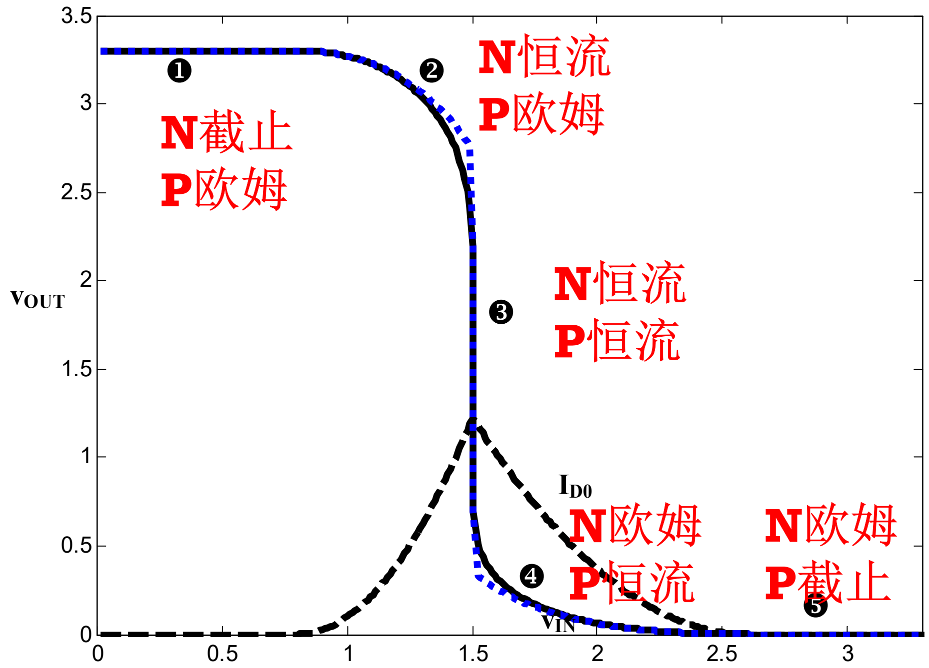
1、以**PMOS**为负载，有较大的电压增益（有源负载**active load**）

2、**NMOS**反相器做数字非门时，当其位于欧姆导通区时，电流趋于不变且较大，电路有较大的功耗；**PMOS**反相器同理

PMOS反相器分析留作作业

CMOS反相器做数字非门

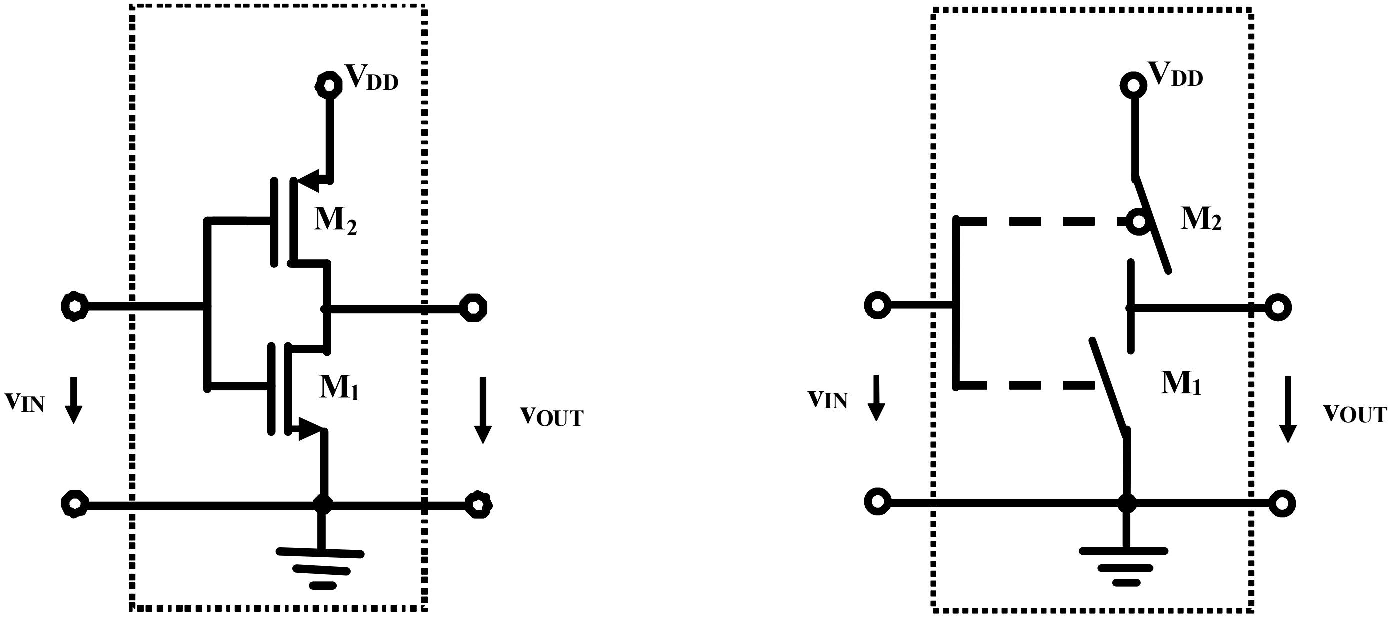




CMOS非门：工作在❶区和❺区，要么**NMOS**截止，要么**PMOS**截止，均无电流，均无静态功耗

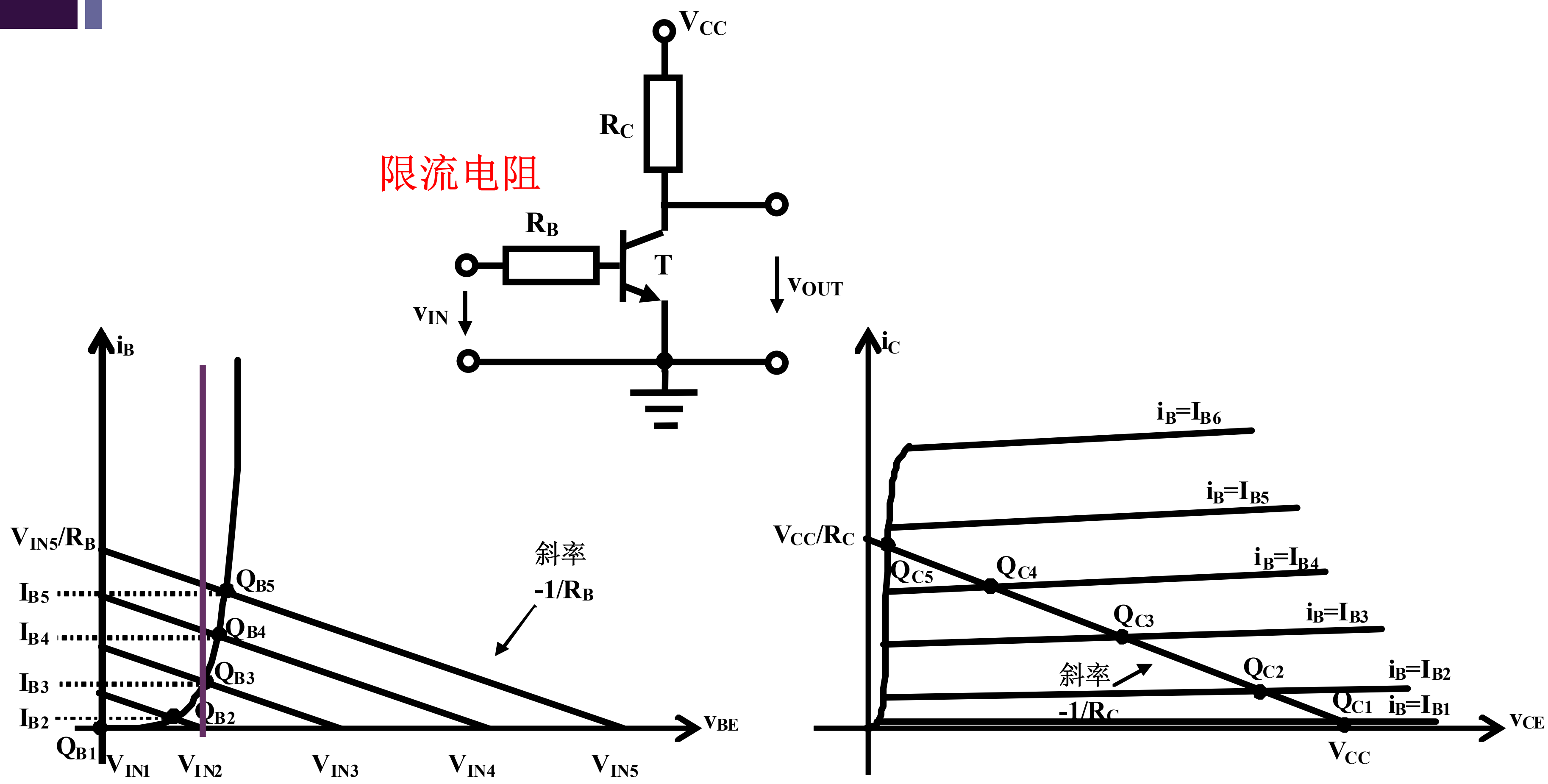
教材自学：不要求掌握，只需理解即可

CMOS数字非门开关模型



PMOS和**NMOS**开关总是一个开，一个关，静态情况下，不存在电源到地的电流通路，因而静态功耗极低

三、BJT反相器

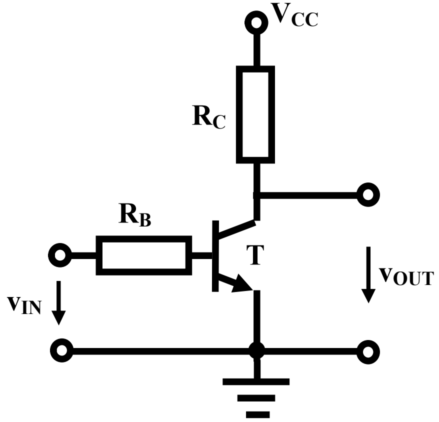


$$i_B=\frac{v_{IN}-v_{BE}}{R_B}\overset{\text{启动导通后}}{\approx}\frac{v_{IN}-0.7}{R_B}$$

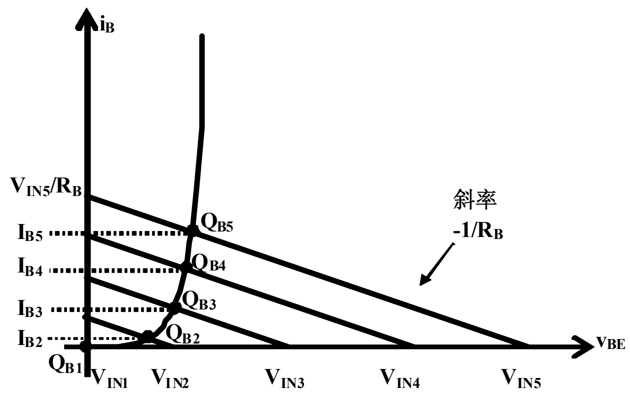
负载线方程
戴维南源约束条件

$$i_C=\frac{V_{DD}-v_{CE}}{R_C}$$

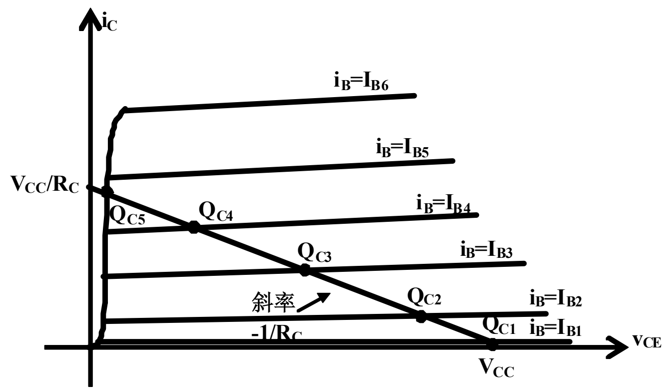
图解反相特性



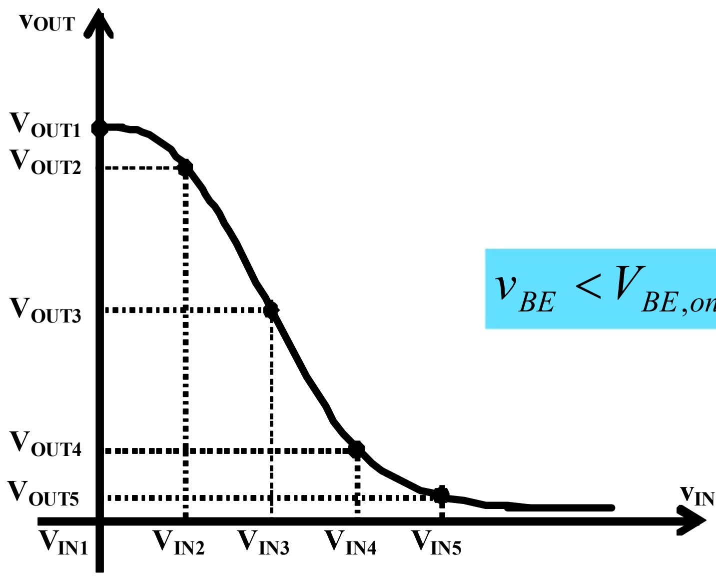
V_{CC}
R_C
R_B
T
v_{IN}
v_{OUT}



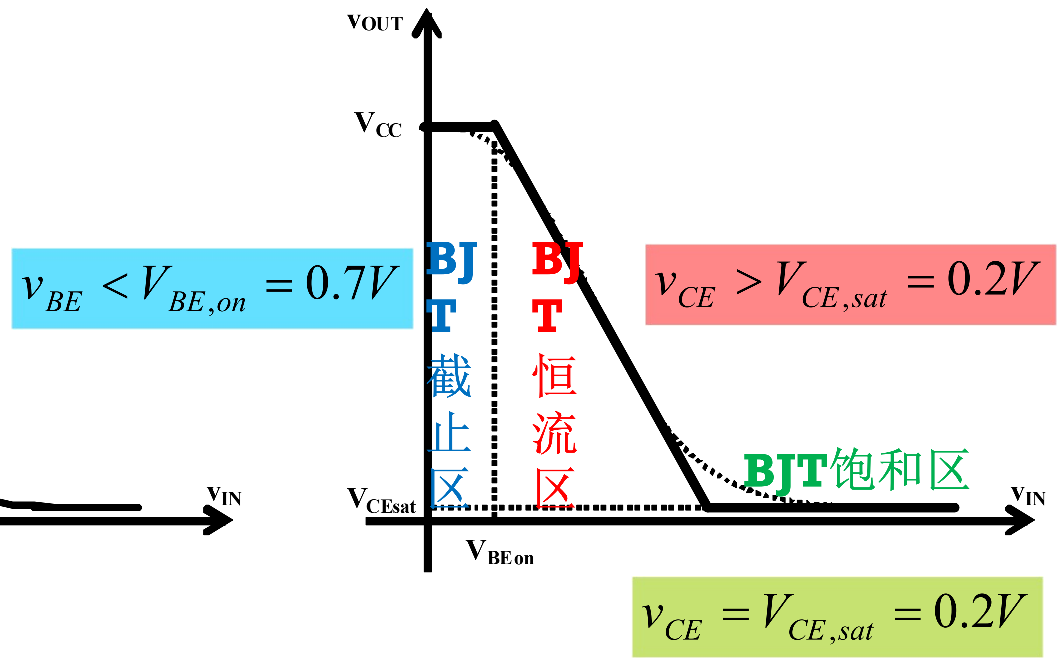
i_B
V_{IN5}/R_B
I_{B5}
I_{B4}
I_{B3}
I_{B2}
Q_{B1}
Q_{B2}
Q_{B3}
Q_{B4}
Q_{B5}
斜率
$-1/R_B$
v_{BE}
V_{IN1} V_{IN2} V_{IN3} V_{IN4} V_{IN5}



i_C
V_{CC}/R_C
$i_B=I_{B6}$
$i_B=I_{B5}$
$i_B=I_{B4}$
$i_B=I_{B3}$
$i_B=I_{B2}$
$i_B=I_{B1}$
Q_{C5} Q_{C4} Q_{C3} Q_{C2} Q_{C1}
斜率
$-1/R_C$
V_{CC}
v_{CE}

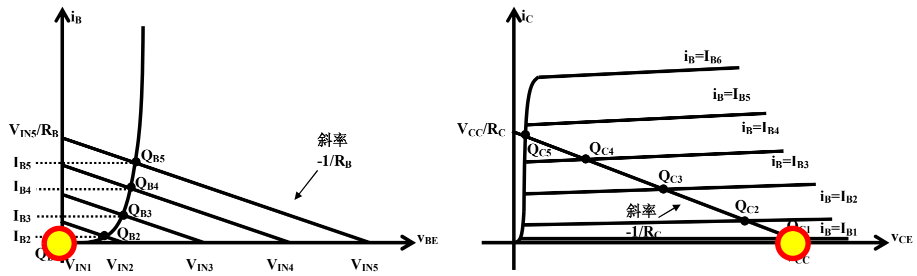


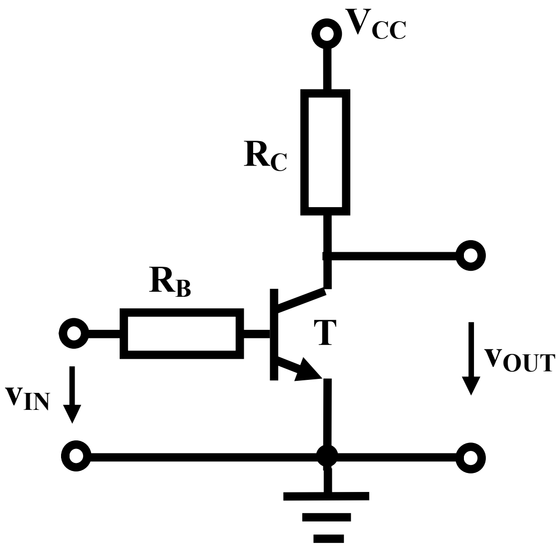
v_{OUT}
V_{OUT1}
V_{OUT2}
V_{OUT3}
V_{OUT4}
V_{OUT5}
v_{IN}
V_{IN1} V_{IN2} V_{IN3} V_{IN4} V_{IN5}

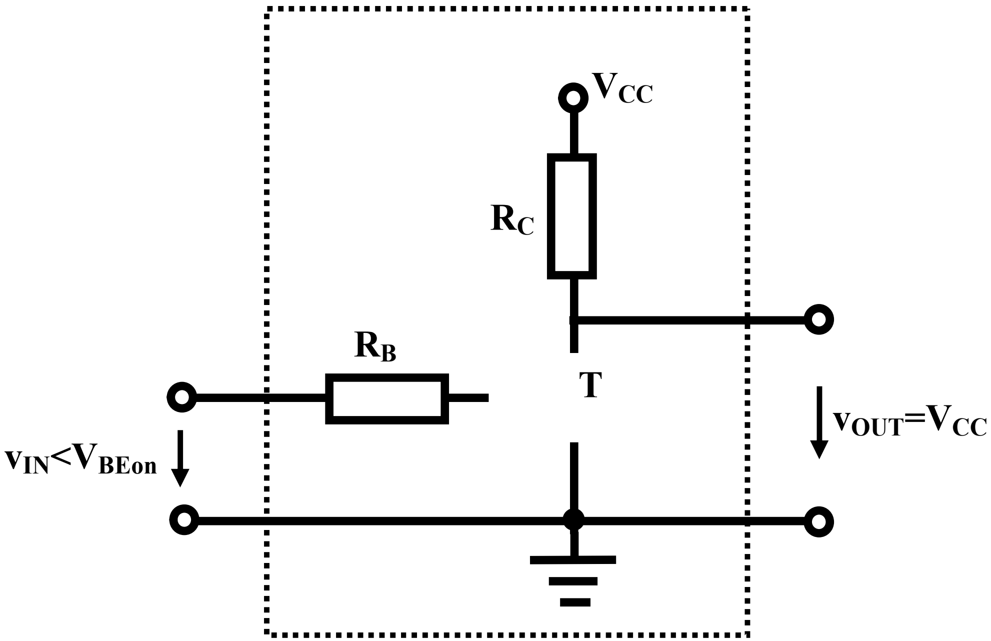


$v_{BE} < V_{BE,on} = 0.7V$
v_{OUT}
V_{CC}
BJT截止区
BJT恒流区
$v_{CE} > V_{CE,sat} = 0.2V$
BJT饱和区
V_{CEsat}
V_{BEon}
v_{IN}
$v_{CE} = V_{CE,sat} = 0.2V$

分段折线近似分析
截止区：开路模型



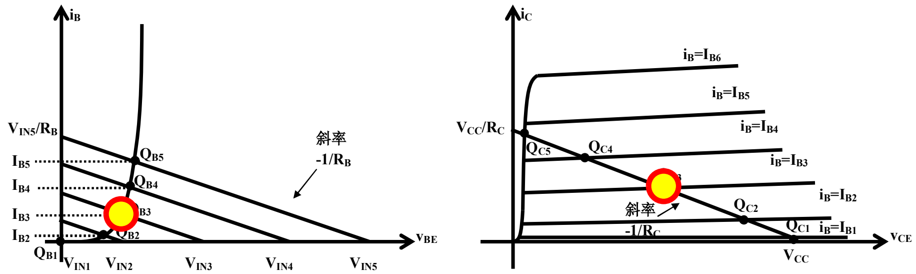


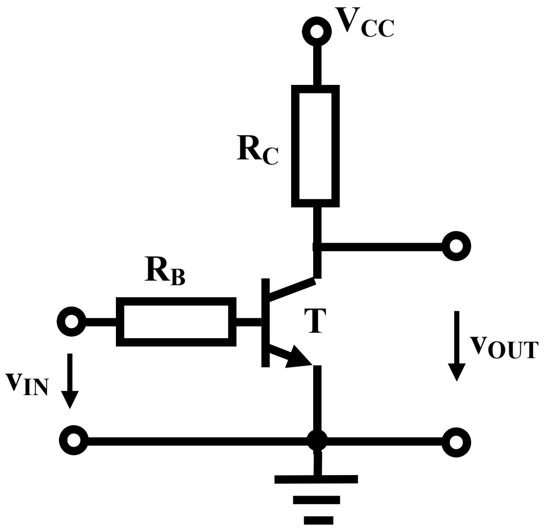


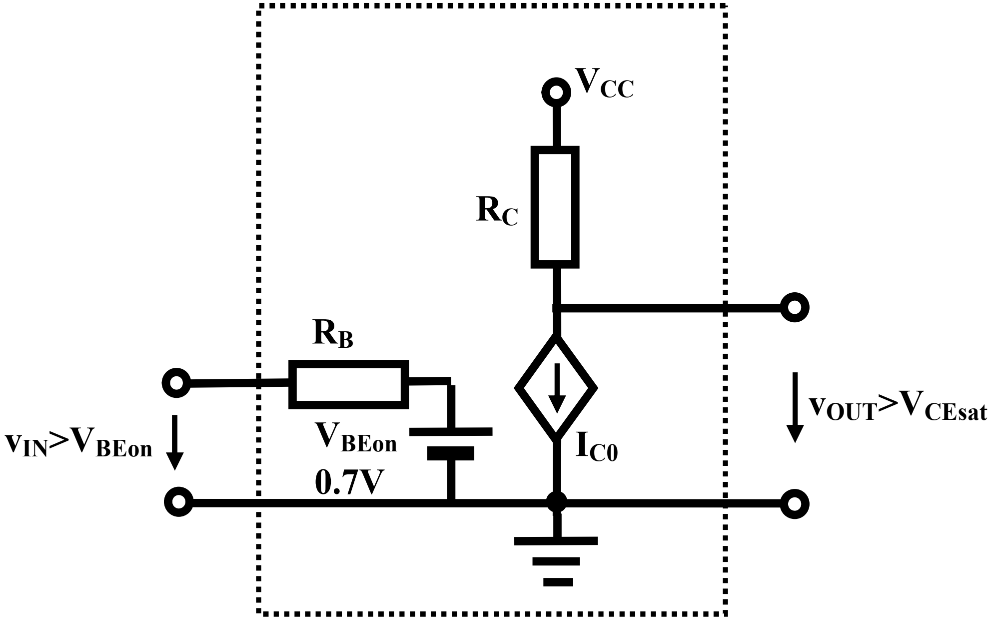
$$v_{IN} < V_{BEon} = 0.7V$$

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

恒流区
流控流源模型





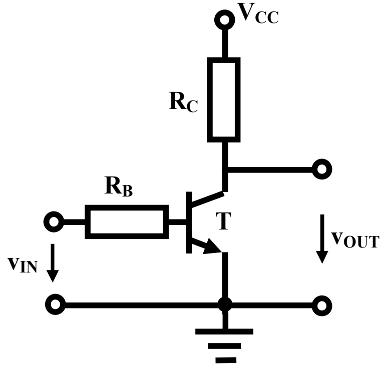


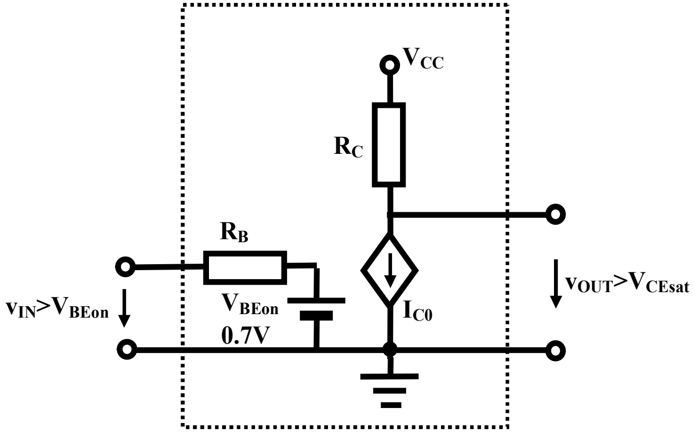
$$v_{IN} > V_{BEon} = 0.7V$$

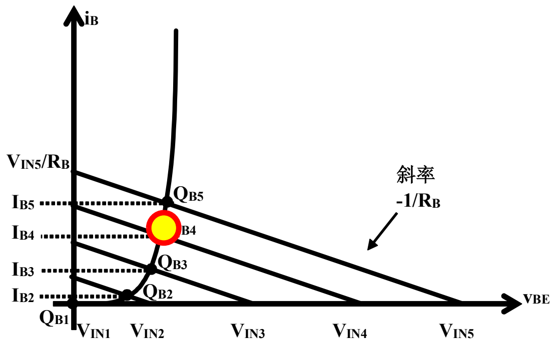
$$I_{C0} = \beta I_{B0} = \beta \frac{v_{IN} - V_{BEon}}{R_B}$$

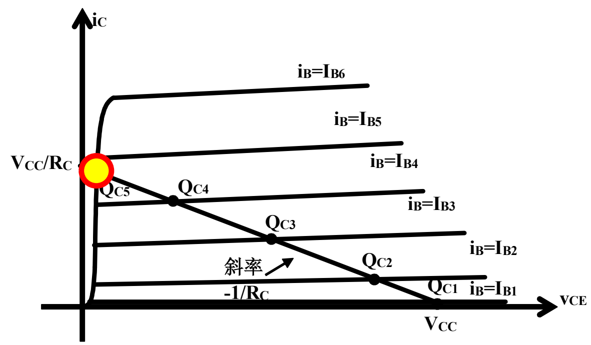
$$v_{OUT} = V_{CC} - I_{C0} R_C = V_{CC} - \beta \frac{v_{IN} - V_{BEon}}{R_B} R_C = V_{CC} + \beta \frac{R_C}{R_B} V_{BEon} - \beta \frac{R_C}{R_B} v_{IN}$$

恒流区与饱和区的分界点





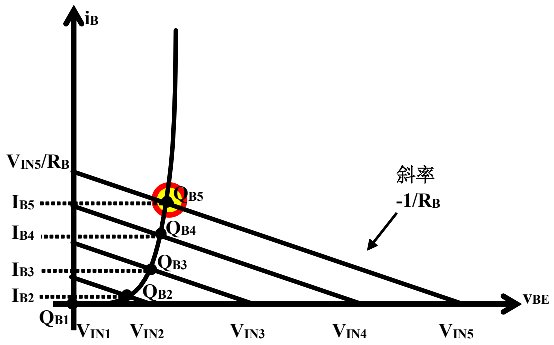


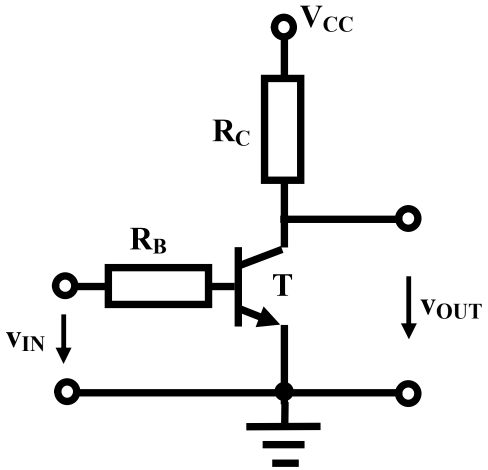


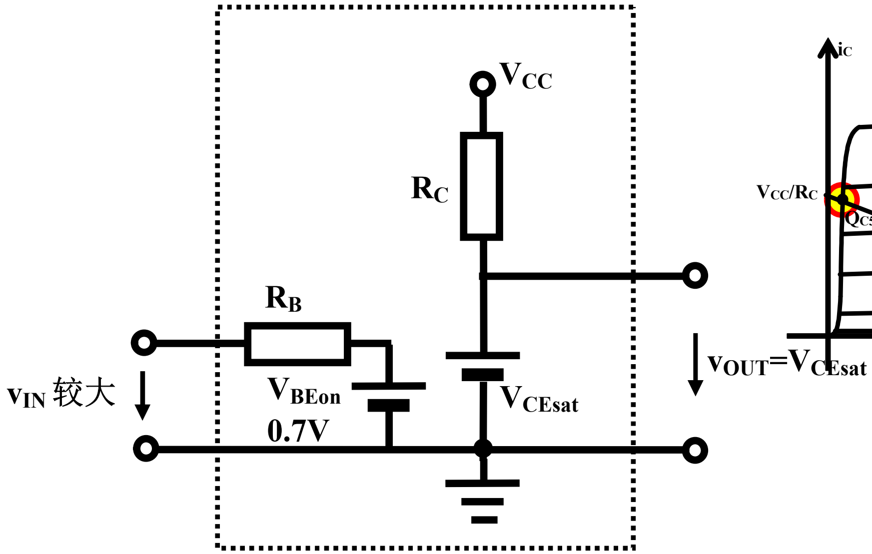
$$v_{OUT}=V_{CC}+\beta\frac{R_C}{R_B}V_{BEon}-\beta\frac{R_C}{R_B}v_{IN,s}=V_{CE,sat}$$

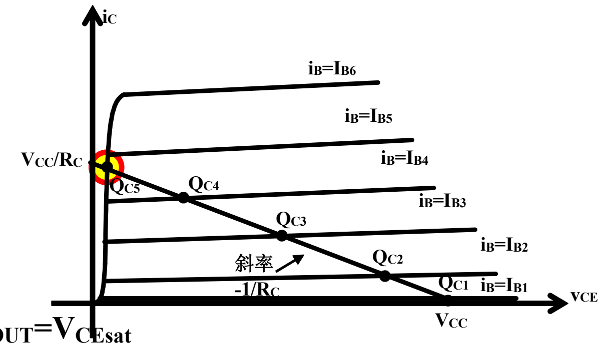
$$v_{IN,s}=\frac{V_{CC}+\beta\frac{R_C}{R_B}V_{BEon}-V_{CE,sat}}{\beta\frac{R_C}{R_B}}=\frac{V_{CC}-V_{CE,sat}}{\beta\frac{R_C}{R_B}}+V_{BEon}$$

饱和区：恒压源模型





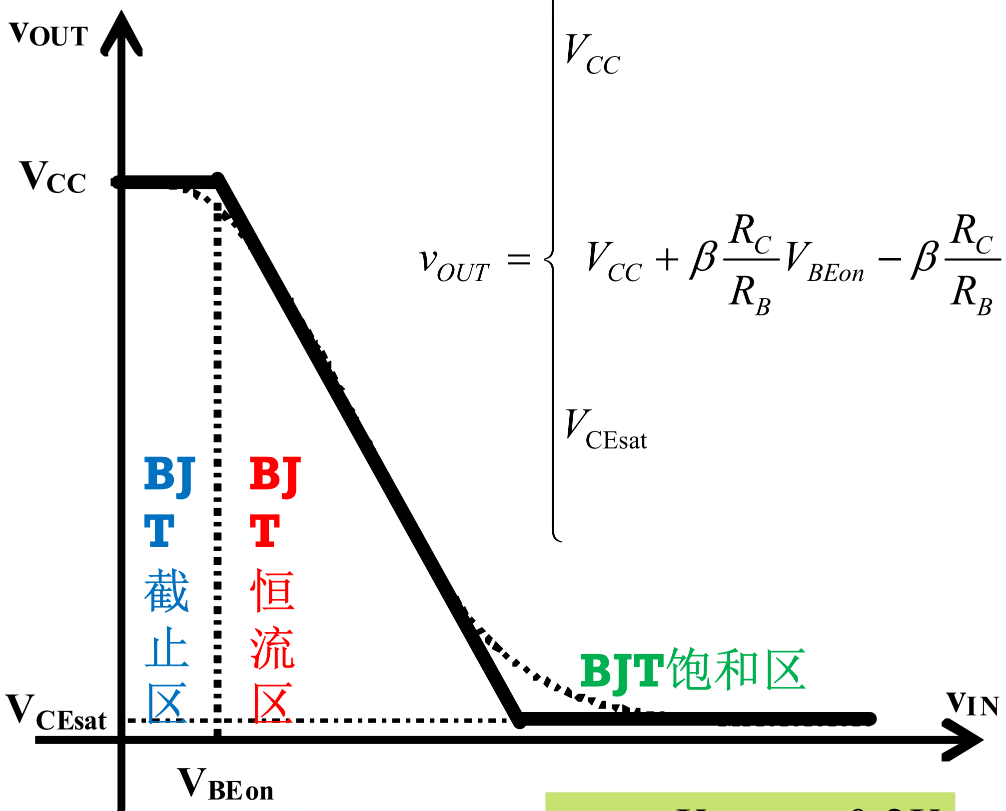




$$v_{IN} > v_{IN,s} = \frac{V_{CC} - V_{CE,sat}}{\beta \frac{R_C}{R_B}} + V_{BEon}$$

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

反相特性分段折线描述



$$v_{OUT}=\begin{cases} V_{CC} & v_{IN}<V_{BEon} \\ V_{CC}+\beta\dfrac{R_C}{R_B}V_{BEon}-\beta\dfrac{R_C}{R_B}v_{IN} & V_{BEon}<v_{IN}<\dfrac{V_{CC}-V_{CEsat}}{\beta\dfrac{R_C}{R_B}}+V_{BEon} \\ V_{\mathrm{CEsat}} & v_{IN}>\dfrac{V_{CC}-V_{CEsat}}{\beta\dfrac{R_C}{R_B}}+V_{BEon} \end{cases}$$

$v_{BE}<V_{BE,on}=0.7V$

$v_{CE}>V_{CE,sat}=0.2V$

$v_{CE}=V_{CE,sat}=0.2V$

晶体管做放大器使用是，必须确保其工作点位于有源区

小结

- 晶体管反相器的基本原理就是受控非线性电阻（晶体管沟道电阻）随输入电压变化，导致电阻分压随输入电压变化而反相变化，故称反相器

- BJT反相器需要限流电阻确保BE结不会过流烧毁，MOSFET反相器无需限流电阻

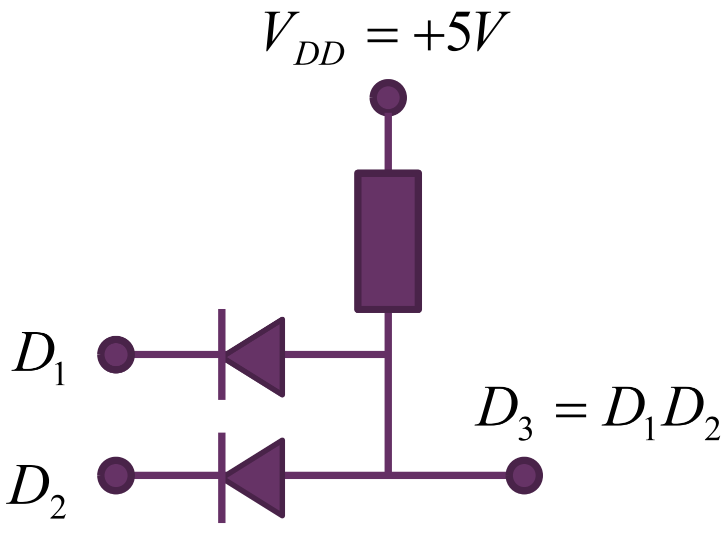
- 反相器分析的近似方法是分段折线，只要找对分界点，在每个分区用线性化模型分析，可快速获得充分接近真实解的近似解

- NMOS和PMOS反相器都存在功耗大的问题，CMOS解决了静态功耗问题，因此成为数字电路的主流工艺

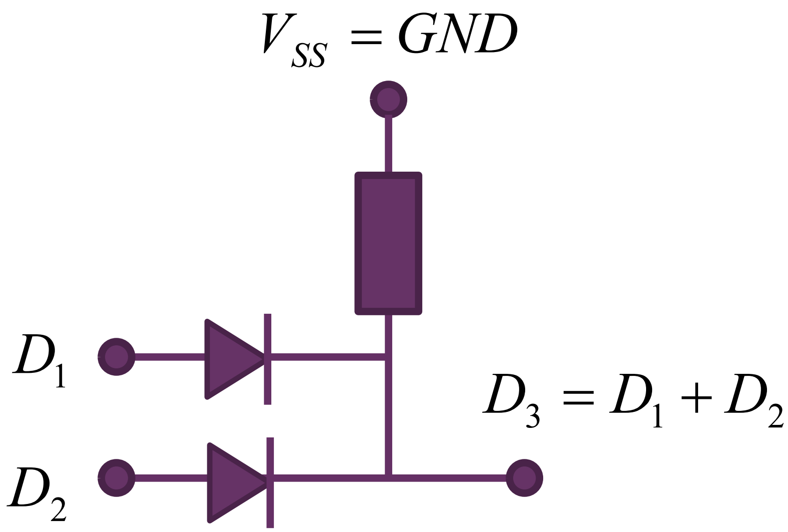
作业选讲

- 作业2.3 二极管门电路
- 5V电源电压情况下，我们将大于3V的电压视为逻辑状态1，将小于2V的电压视为逻辑状态0，2-3V的电压不定义其逻辑状态
  - （1）给出如下两个电路的输出逻辑状态
  - （2）用一句话说明逻辑与和逻辑或的逻辑运算规则（决策原则）
    - 其中逻辑1用‘同意’一词表述，逻辑0用‘不同意’一词表述
  - （3）回答：联合国安理会‘一票否决制’采用的是与运算还是或运算？

V_1（V）	V_2（V）	V_3（V）	D_1	D_2	D_3
0	0		0	0	
0	5		0	1	
5	0		1	0	
5	5		1	1	



与门：**and gate**

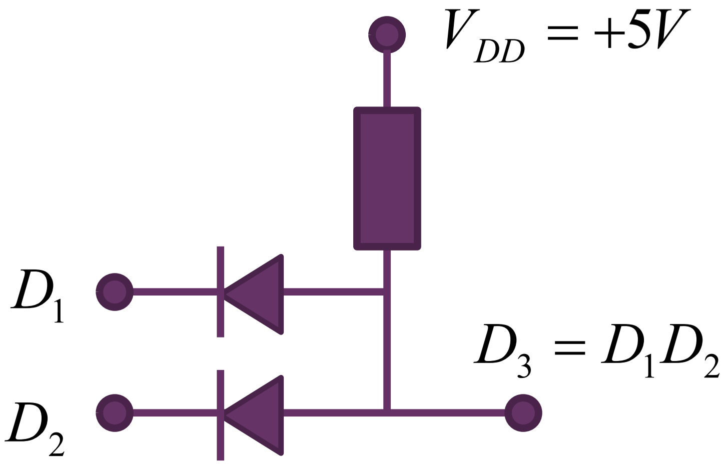


或门：**or gate**

与门逻辑和或门逻辑

V_1（V）	V_2（V）	V_3（V）	D_1	D_2	D_3
0	0	0.7	0	0	0
0	5	0.7	0	1	0
5	0	0.7	1	0	0
5	5	5	1	1	1

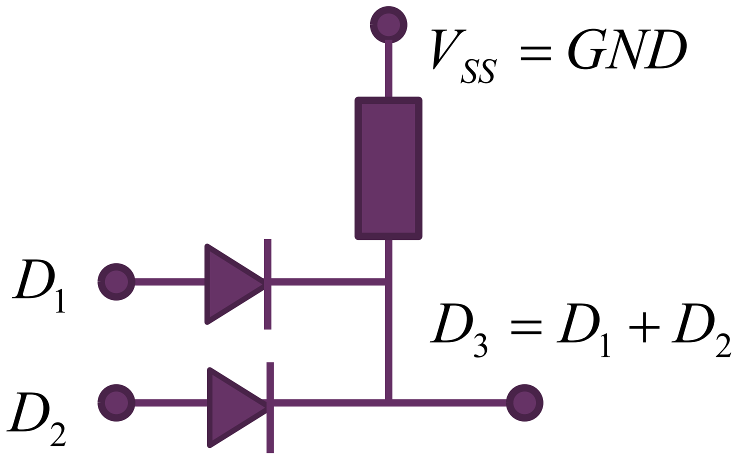
两个都同意方可通过



与门：**and gate**

V_1（V）	V_2（V）	V_3（V）	D_1	D_2	D_3
0	0	0	0	0	0
0	5	4.3	0	1	1
5	0	4.3	1	0	1
5	5	4.3	1	1	1

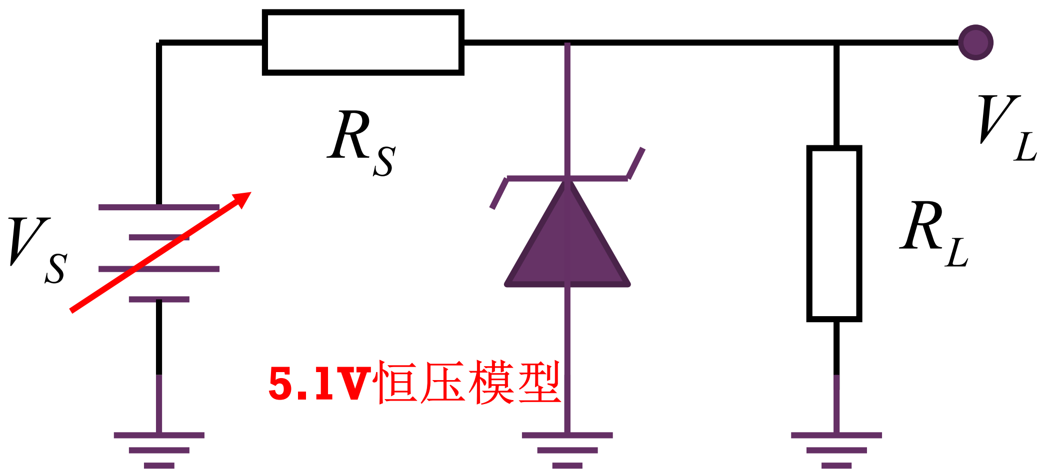
有一个同意即可通过



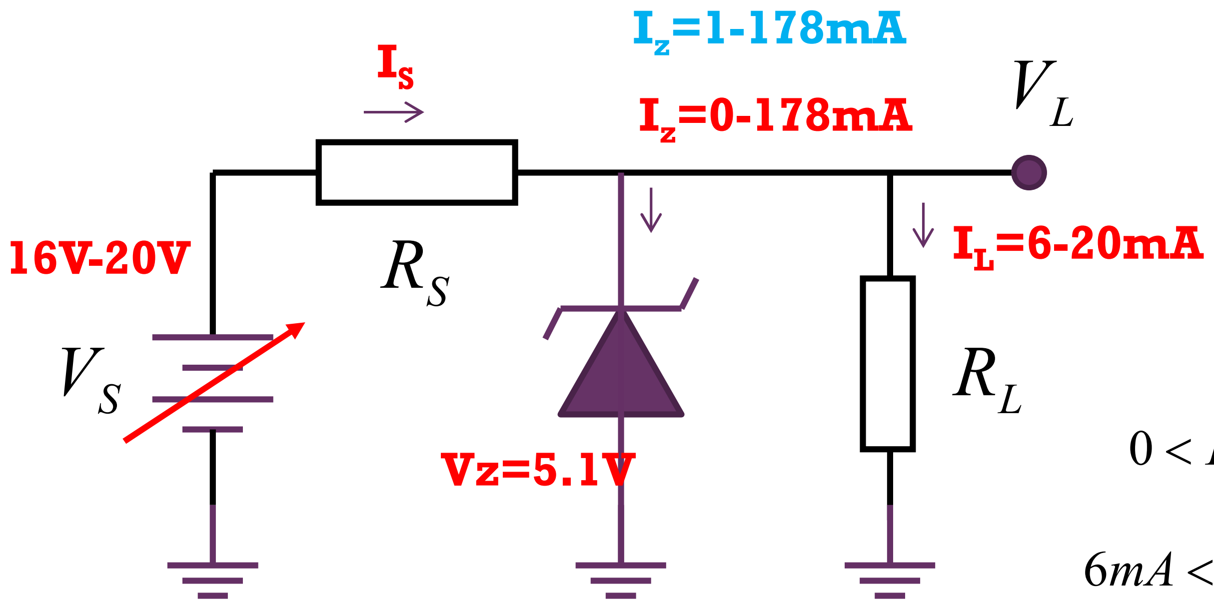
或门：**or gate**

作业2.5 二极管稳压电路

- 一个齐纳稳压电路，输入电压在16V-20V之间变动，齐纳二极管为1N4733A，负载电阻R_L要求负载电流为6mA-20mA才能正常工作，限流电阻R_S的取值范围是多少?
  - 齐纳二极管采用理想电压源模型，反向击穿假设为5.1V恒压
  - 当输入电压、限流电阻、负载电流都取中间值时，求所有元件上释放或消耗的功率大小



找边界



$$0 < I_Z < 178mA$$

$$6mA < I_L < 20mA$$

$$I_Z + I_L = I_S = \frac{V_S - V_Z}{R_S}$$

$$6 \sim 20mA = I_L < \frac{V_S - V_Z}{R_S} < 178 + I_L = 184 \sim 198mA$$

$$20mA < \frac{V_S - V_Z}{R_S} < 184mA$$

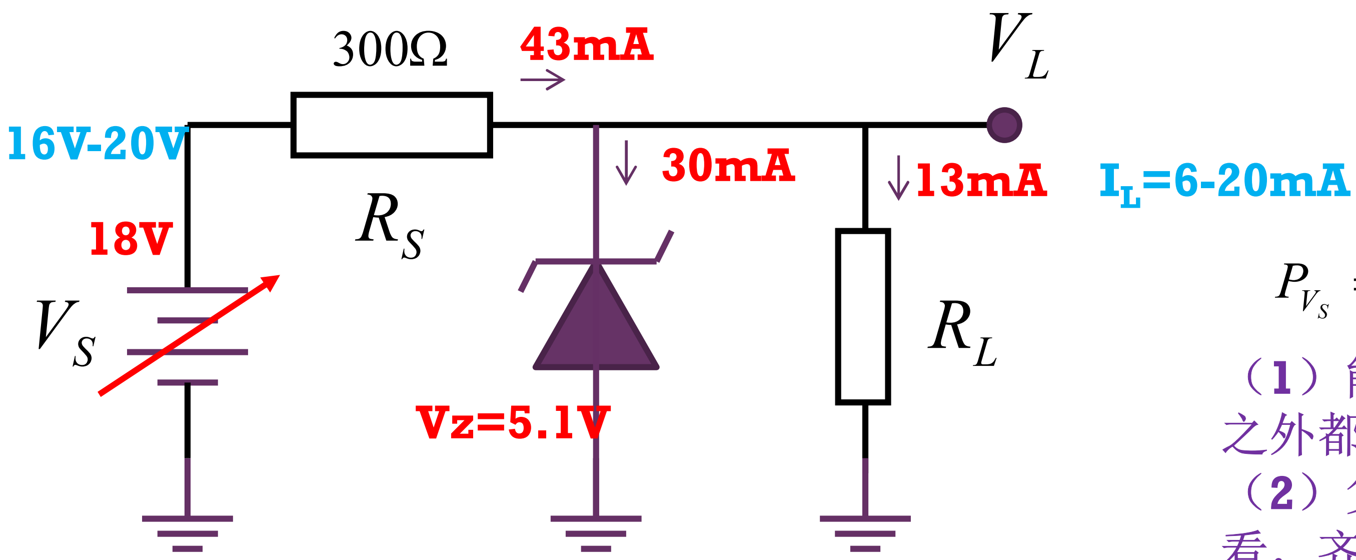
$$59 \sim 81\Omega = \frac{(16 \sim 20) - 5.1}{184mA} = \frac{V_S - V_Z}{184mA} < R_S < \frac{V_S - V_Z}{20mA} = \frac{(16 \sim 20) - 5.1}{20mA} = 545 \sim 745\Omega$$

$81\Omega < R_S < 545\Omega$

$81\Omega < R_S < 519\Omega$

$81\Omega < R_S < 545\Omega$ $81\Omega < R_S < 519\Omega$

功率分配



$$P_{V_S} = P_{R_S} + P_D + P_L$$

（1）能量守恒：电源之外都是阻性器件

（2）负载端口向内部看，齐纳二极管提供的是恒压特性，V_S则提供能量，整体等效为5.1V恒压源

$$I_S = \frac{V_S - V_Z}{R_S} = \frac{18-5.1}{300} = 0.043A = 43mA$$

$$I_Z = I_S - I_L = 43 - 13 = 30mA$$

$$\eta = \frac{P_L}{P_{V_S}} = \frac{66.3}{774} = 8.57\%$$

$$P_{V_S} = V_S I_S = 18V \times 43mA = 774mW$$ 源释放功率

（3）效率很低

$$P_{R_S} = I_S^2 R_S = (43mA)^2 \times 300\Omega = 554.7mW$$ 限流电阻耗能

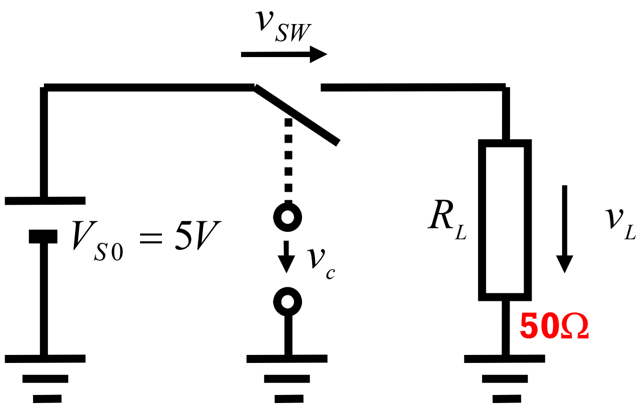
$$P_D = V_Z I_Z = 5.1V \times 30mA = 153mW$$ 齐纳二极管耗能

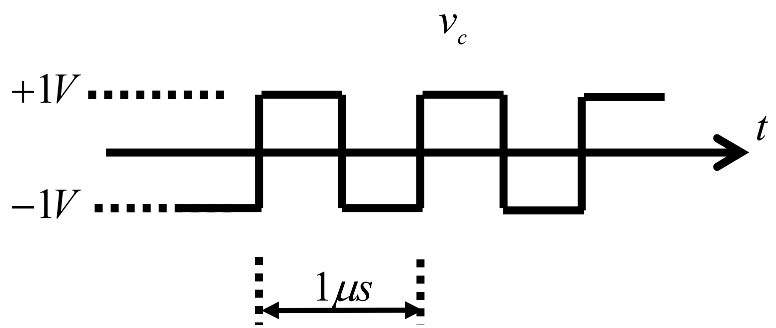
$$P_L = V_L I_L = 5.1V \times 13mA = 66.3mW$$ 负载电阻耗能

作业3.4 开关逆变电路

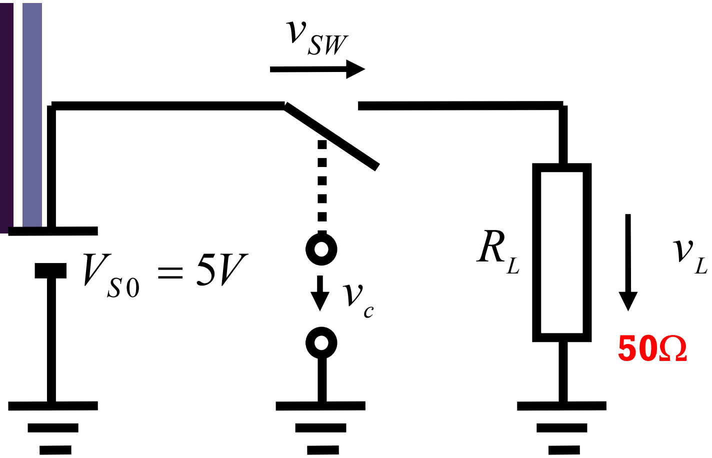
逆变和整流对应，整流是将交流电能转换为直流电能，逆变则是将直流电能转换为交流电能

- 练习2.30：假设直流电压源电压为+5V，开关控制电压v_C为1MHz频率的±1V幅度的方波信号。v_C=+1V时开关闭合，5V电压全部加载到电阻R_L上，v_C=-1V时开关断开，5V电压全部加载到开关两端，电阻上没有电流流通。
  - （1）画出电阻两端电压$v_L(t)$和开关两端电压$v_{SW}(t)$的时域波形。
  - （2）电阻获得的直流电压为多少伏？
  - （3）电阻获得的瞬时功率如何变化？
  - （4）电阻获得的平均功率为多少？折合为有效值电压，为多少伏的电压？
  - （5）开关消耗功率为多少？
  - （6）负载电阻上消耗的直流功率和交流功率分别为多少？





波形



平均负载电压

$$V_{L,DC}=\overline{v_L(t)}=2.5V$$

负载瞬时功率

$$p_L(t)=\frac{v_L^2(t)}{R_L}=\frac{(5S_1)^2}{50}=0.5S_1$$

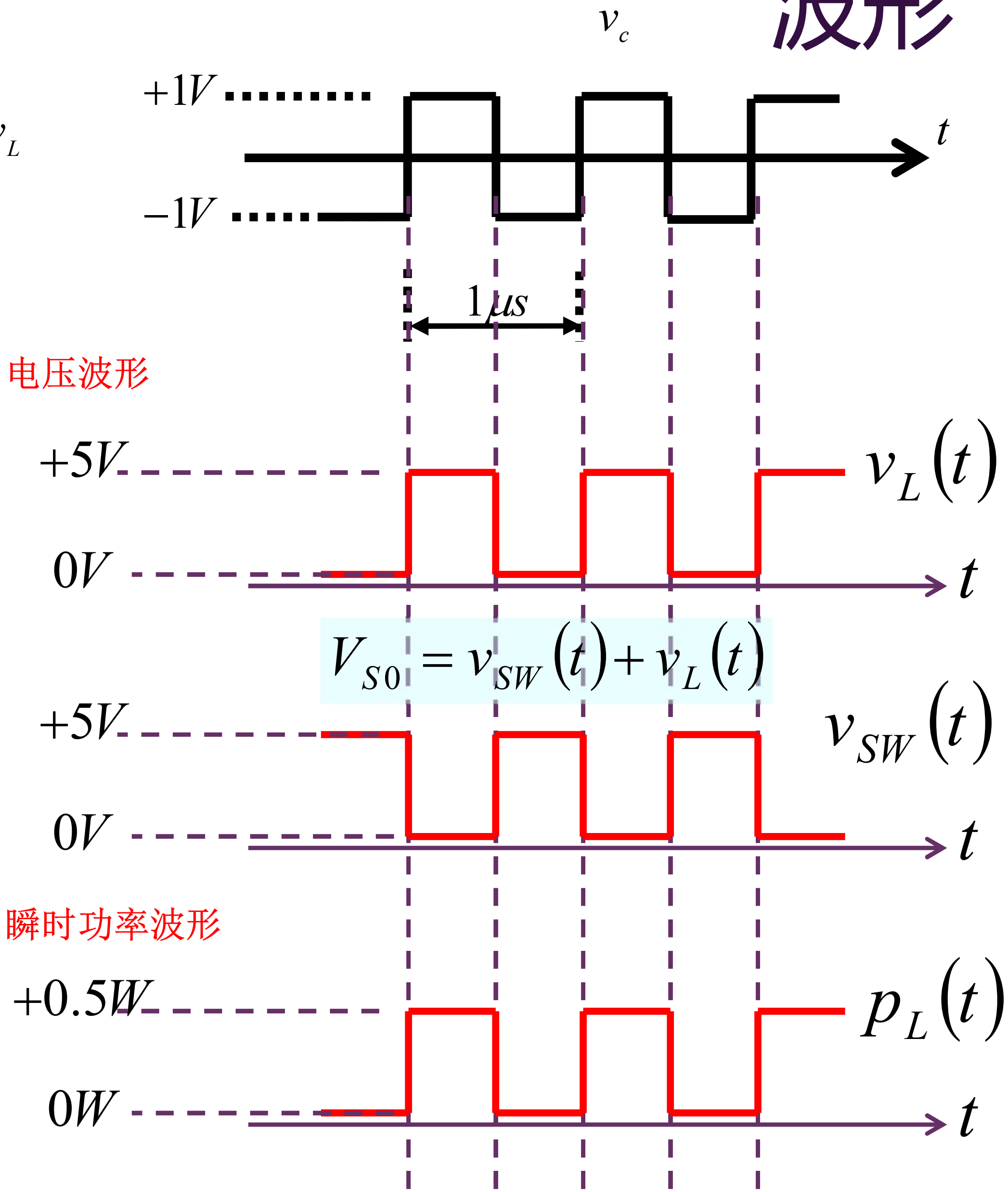
负载平均功率

$$P_L=\overline{p_L(t)}=0.25W$$

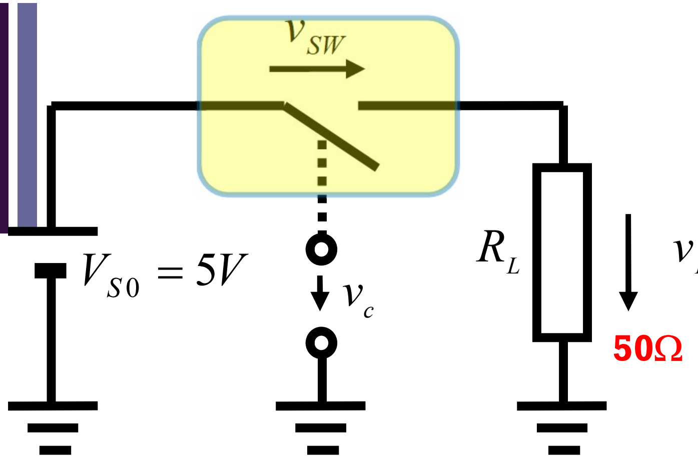
负载电压有效值

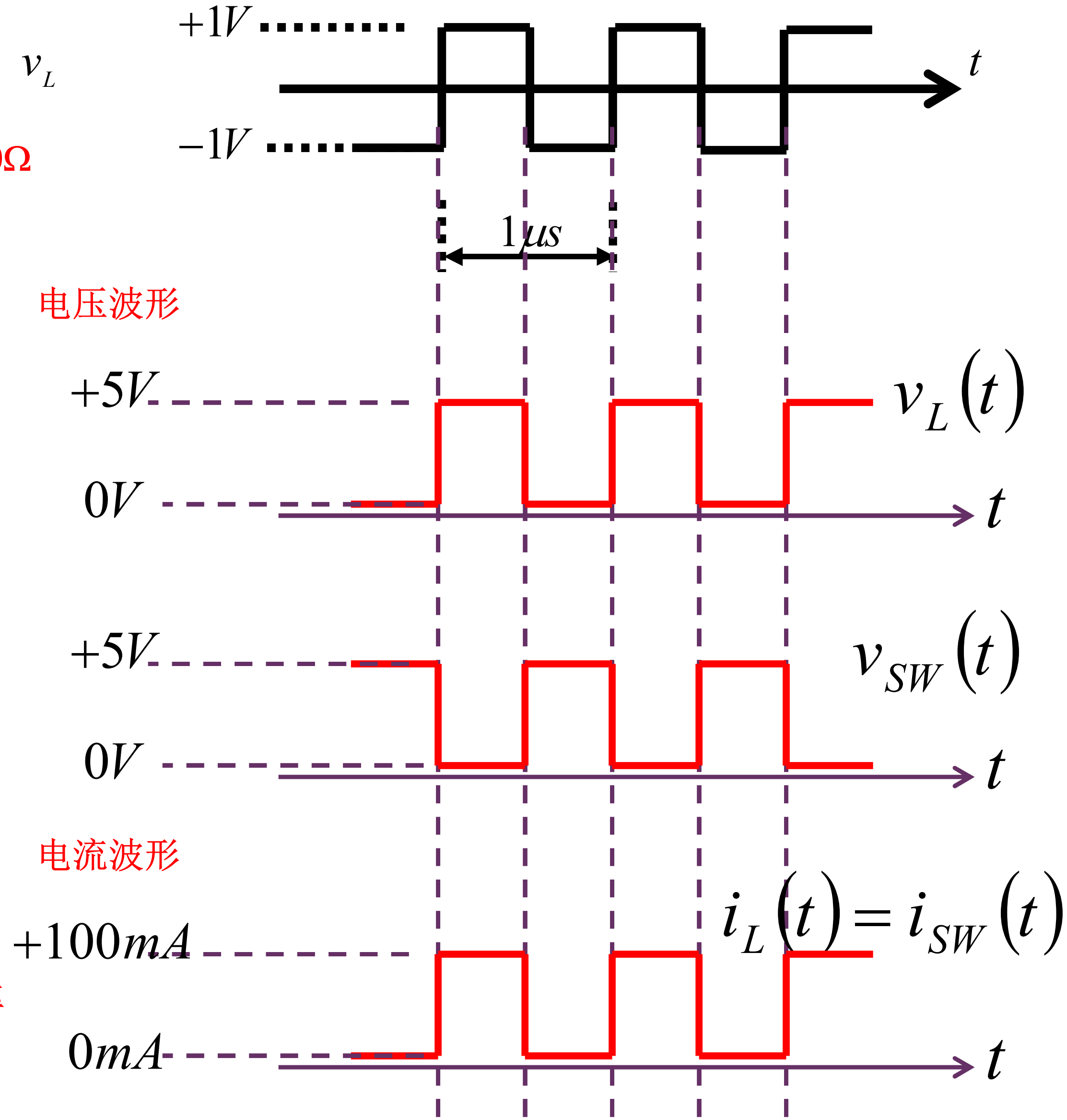
$$V_{rms}=\sqrt{P_L R_L}$$

$$=\sqrt{0.25\times 50}=3.54V$$



功率





开关消耗功率

$$p_{SW} = v_c i_c + v_{sw} i_{sw}$$
$$= 0 + 0 = 0$$

负载消耗直流功率：直流分量提供的平均·功率

$$P_{L,DC} = \frac{V_{L,DC}^2}{R_L} = \frac{2.5^2}{50}$$
$$= 0.125W = 125mW$$

负载消耗交流功率：加流分量提供的平均功率

$$P_{L,AC} = P_L - P_{L,DC}$$
$$= 250mW - 125mW = 125mW$$

消耗能量等于平均功率×总时间

总功率=直流功率+交流功率

$$f(t)=f_{DC}+f_{AC}(t)$$

$$f_{DC}=\overline{f(t)}$$

$$f_{AC}(t)=f(t)-\overline{f(t)}$$

$$\begin{aligned}\overline{f_{AC}(t)}&=\overline{f(t)-\overline{f(t)}}\\&=\overline{f(t)}-\overline{\overline{f(t)}}\\&=\overline{f(t)}-\overline{f(t)}\\&=0\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}f^2(t)&=\left(f_{DC}+f_{AC}(t)\right)^2\\&=f_{DC}^2+2f_{DC}f_{AC}(t)+f_{AC}^2(t)\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\overline{f^2(t)}&=\overline{f_{DC}^2+2f_{DC}f_{AC}(t)+f_{AC}^2(t)}\\&=\overline{f_{DC}^2}+\overline{2f_{DC}f_{AC}(t)}+\overline{f_{AC}^2(t)}\\&=f_{DC}^2+2f_{DC}\overline{f_{AC}(t)}+\overline{f_{AC}^2(t)}\\&=f_{DC}^2+\overline{f_{AC}^2(t)}\end{aligned}$$

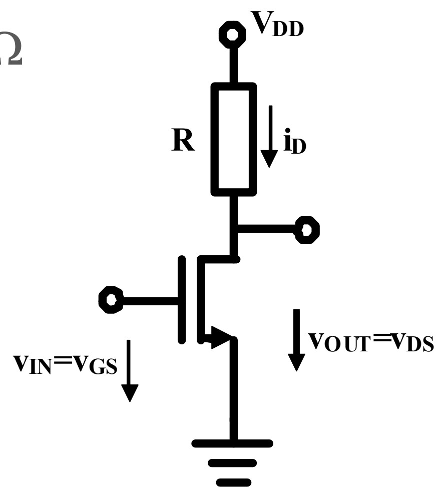
$$P=P_{DC}+P_{AC}$$

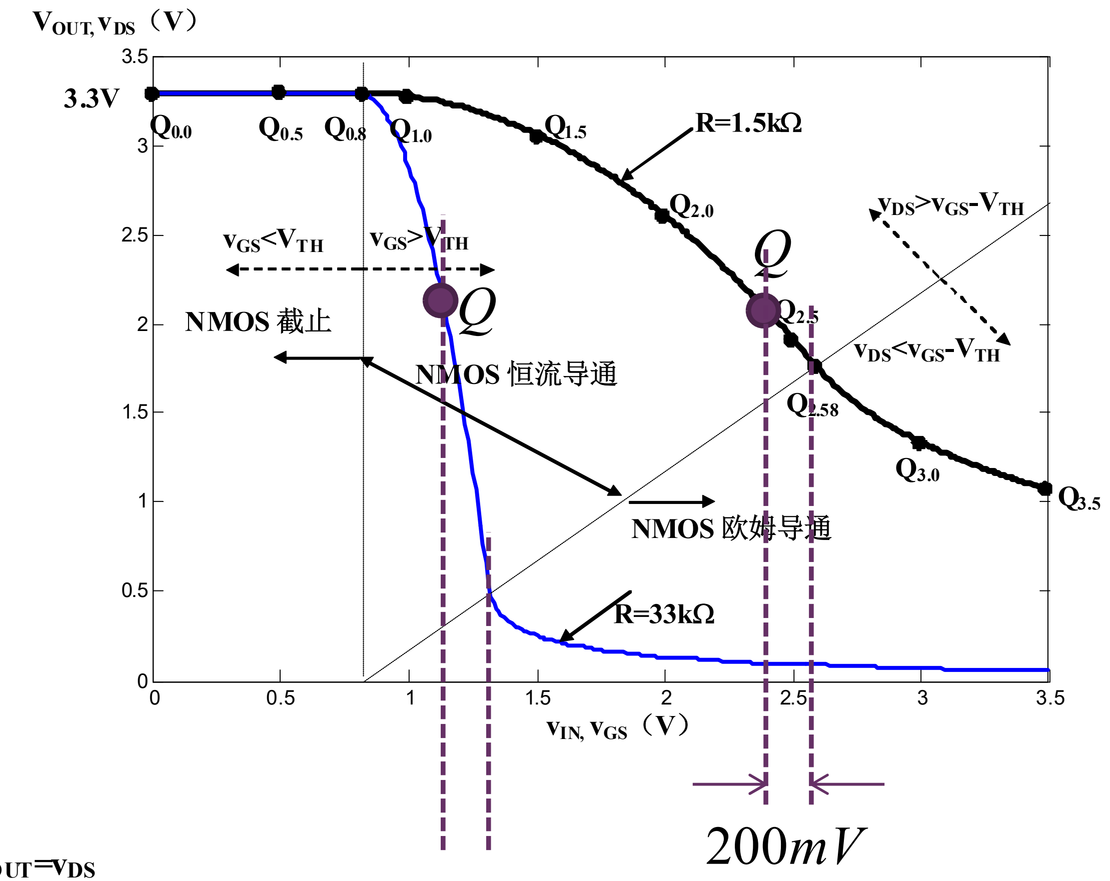
针对平均功率而言

直流分量提供直流功率，交流分量提供交流功率，直流功率和交流功率都是平均功率

本讲作业
作业1 NMOS反相放大倍数

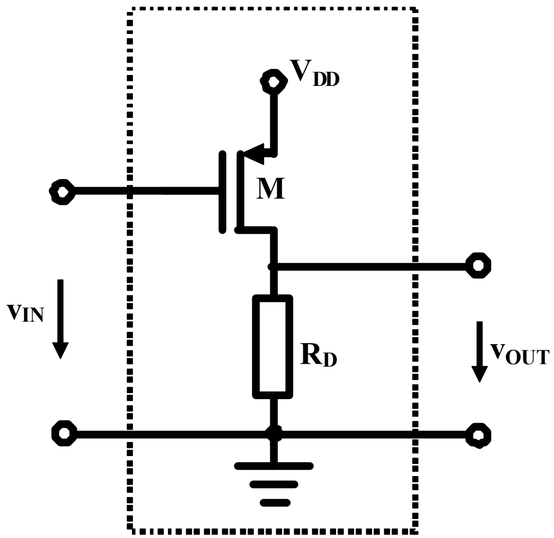
- 采用P5页参量
- 选取NMOS反相器的直流工作点位于恒流导通区，且输入电压比欧姆区分界点电压低200mV，求反相电压放大器的电压增益
  - R=1.5kΩ
  - R=33kΩ

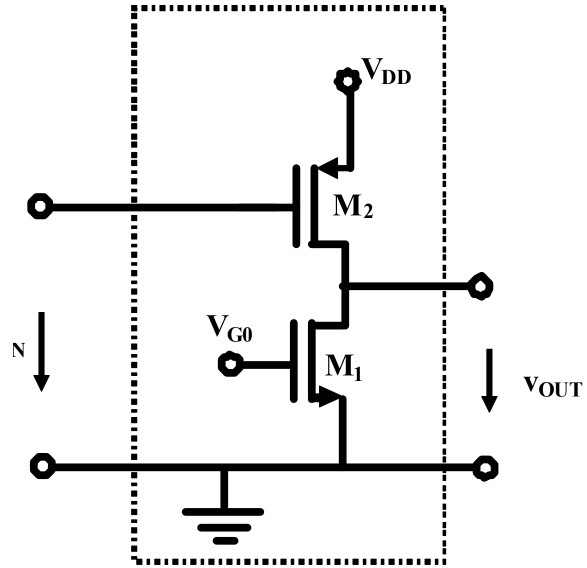




作业2 PMOS反相器分析

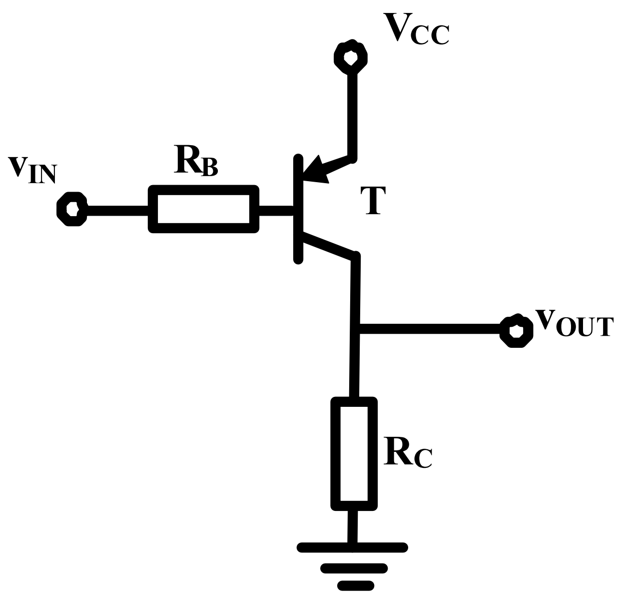
- 请用分段折线法分析如图所示PMOS反相器电路，画出其输入-输出电压转移特性曲线示意图
  - NMOSFET参量为β_n=2.5mA/V^2，V_{THn}=0.8V；PMOSFET参量为β_p=1mA/V^2，V_{THp}=0.7V；偏置电阻R_D=3.3kΩ，电源电压V_{DD}=3.3V
  - 假设通过某种偏置方式，使得图b所示NMOSFET的栅极电压被设置为V_{G0}=1.3V，源栅电压为V_{GSn}=1.3V，过驱动电压为V_{odn}=V_{GSn}-V_{THn}=0.5V。





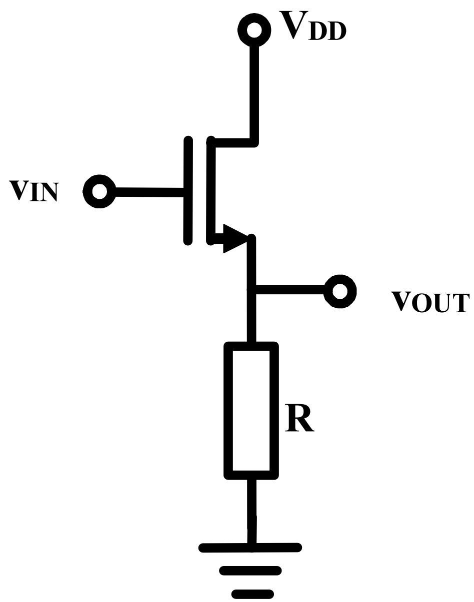
作业3 PNP反相器

- 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



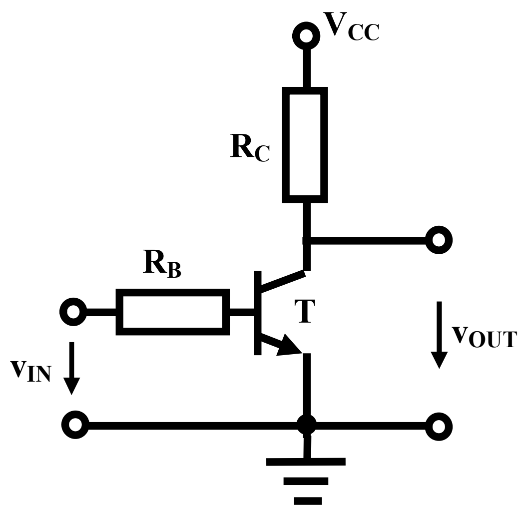
作业4 理论分析

- 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?

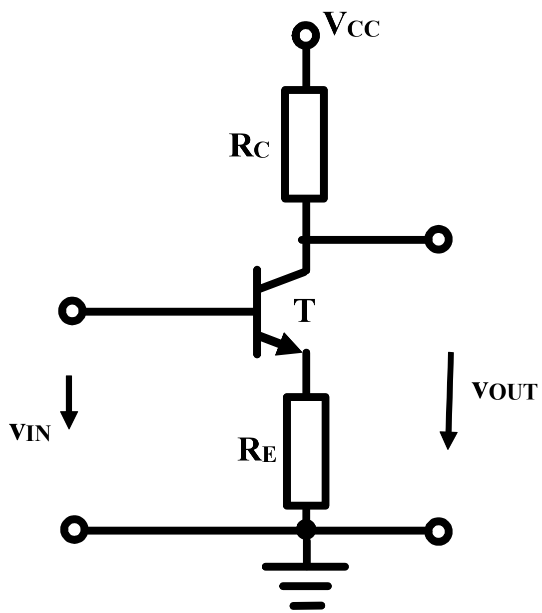


CAD仿真

- 1/请设计外围电阻，使得晶体管工作于恒流区时，输入电压输出电压转移特性曲线斜率为-10
  - 从库中找一个BJT模型，确认其β
- 2/用分段折线法分析输入电压输出电压转移特性曲线，并仿真确认，你的分析和仿真结果有无差别?



增益和β密切相关



增益和β几乎无关

本节课内容在教材中的章节对应

- P64-69: NMOS反相器的图解法和解析法分析
- P284-302: MOS反相器图解法和分段折线法分析
- P321-324: BJT反相器图解法与分段折线法分析