



复旦大学电子工程系 陈光梦

# 第2章 半导体器件





# 半导体基础知识

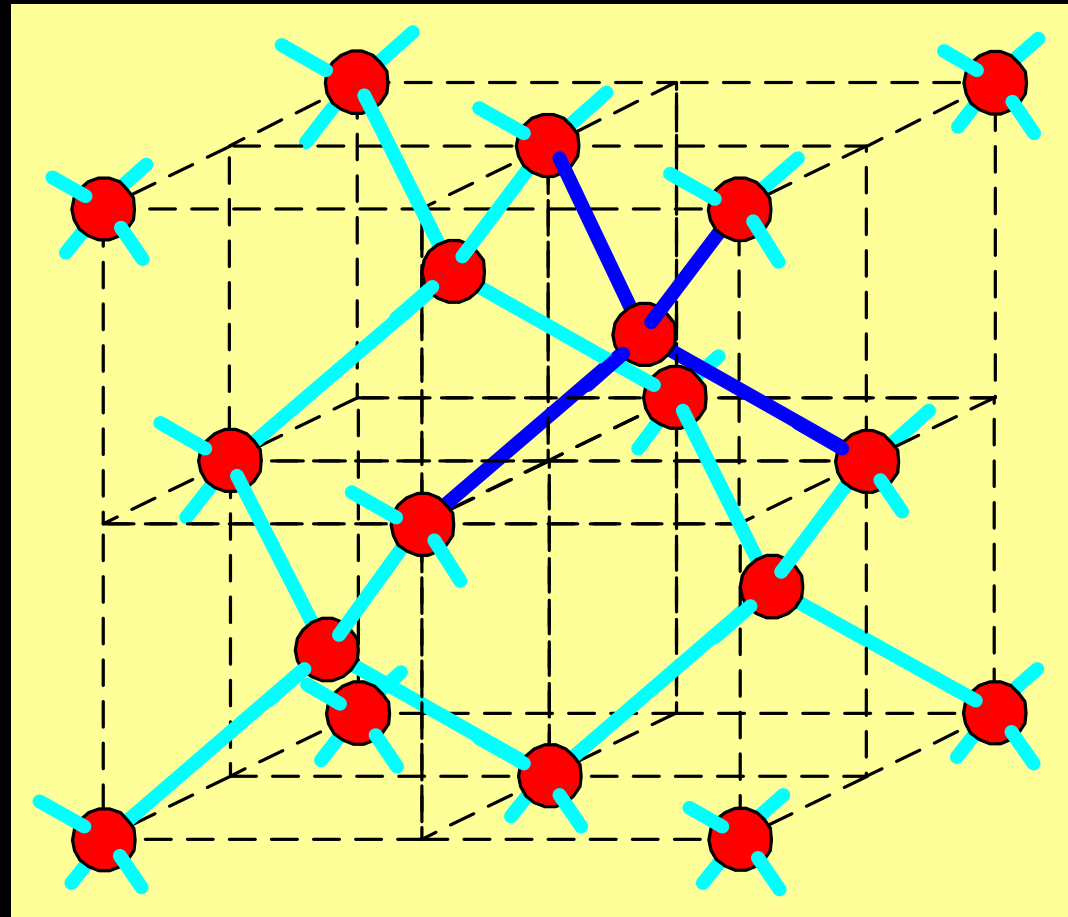
半导体材料的结构与特点

载流子及其运动

PN结

# 半导体材料

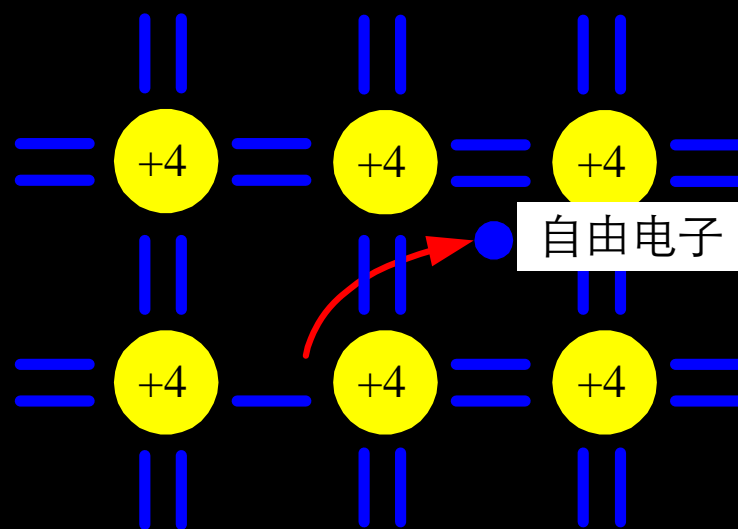
- Si, Ge, GaAs, ...
- 4价元素或化合物
- 电阻率介于导体与绝缘体之间
- 具有类似的结构





# 本征半导体

- 4价元素，外层有4个电子
  - 每个原子与周围4个原子形成共价键
  - 本征激发：价电子受热（或光照）获得能量 → 脱离共价键 → 载流子（电子与空穴）
- 由于本征激发的载流子浓度不高，所以本征半导体材料的电阻率较高
- 由于本征激发受温度与光照的影响较大，所以本征半导体材料的电阻率对于温度和光照敏感

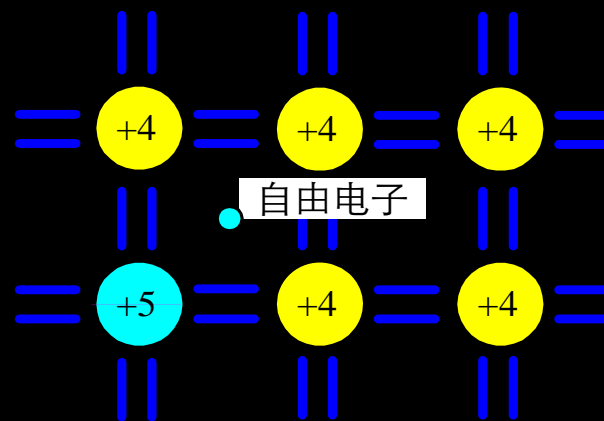




# 杂质半导体

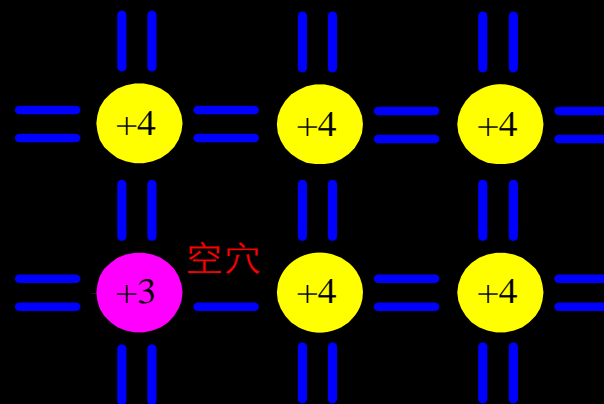
## ■ 施主杂质

- V族元素
- 共价键多余1个电子
- 材料中电子多于空穴
- N型半导体



## ■ 受主杂质

- III族元素
- 共价键缺少1个电子
- 材料中空穴多于电子
- P型半导体





# 杂质半导体中的载流子浓度

- 多数载流子（简称多子）基本上由掺杂形成，所以多子浓度接近掺杂浓度
- 少数载流子（简称少子）由本征激发形成
- 多子浓度远大于少子浓度
- 若在一块半导体材料中同时掺入施主杂质和受主杂质，则产生杂质补偿作用，杂质半导体的特性由掺杂浓度高的杂质所决定





# 载流子的运动

## ■ 扩散

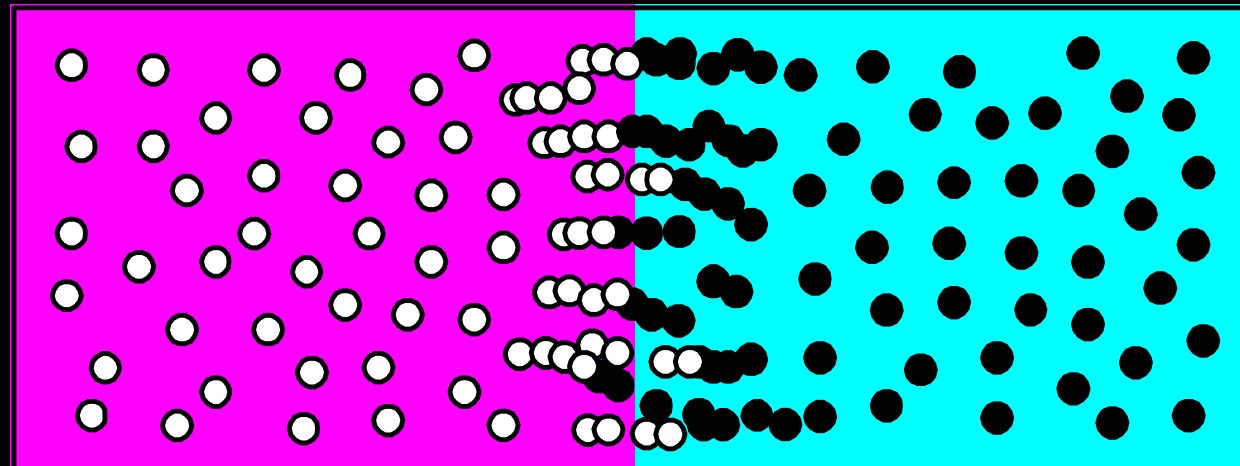
- 载流子浓度梯度作用下载流子定向运动
- 扩散电流的大小取决于载流子浓度梯度以及载流子的扩散系数

## ■ 漂移

- 外电场作用下的载流子定向运动
- 迁移率：平均漂移速度的比例因子，空穴和电子的迁移率分别记为 $\mu_p$ 和 $\mu_n$

# PN结

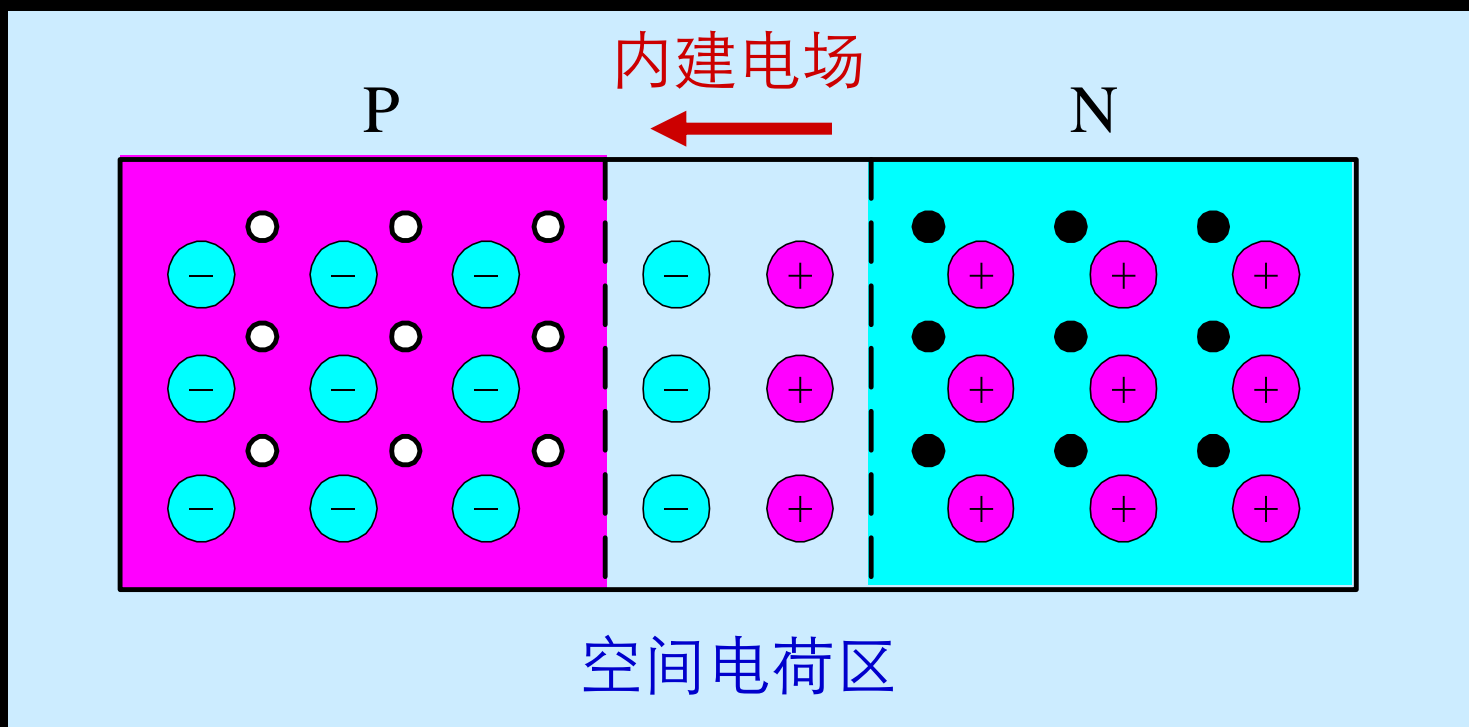
- 利用杂质补偿原理，在P型和N型半导体的界面上形成PN结
- 在PN结的界面上发生载流子的扩散
- 由于复合作用，界面上载流子被耗尽（耗尽层）







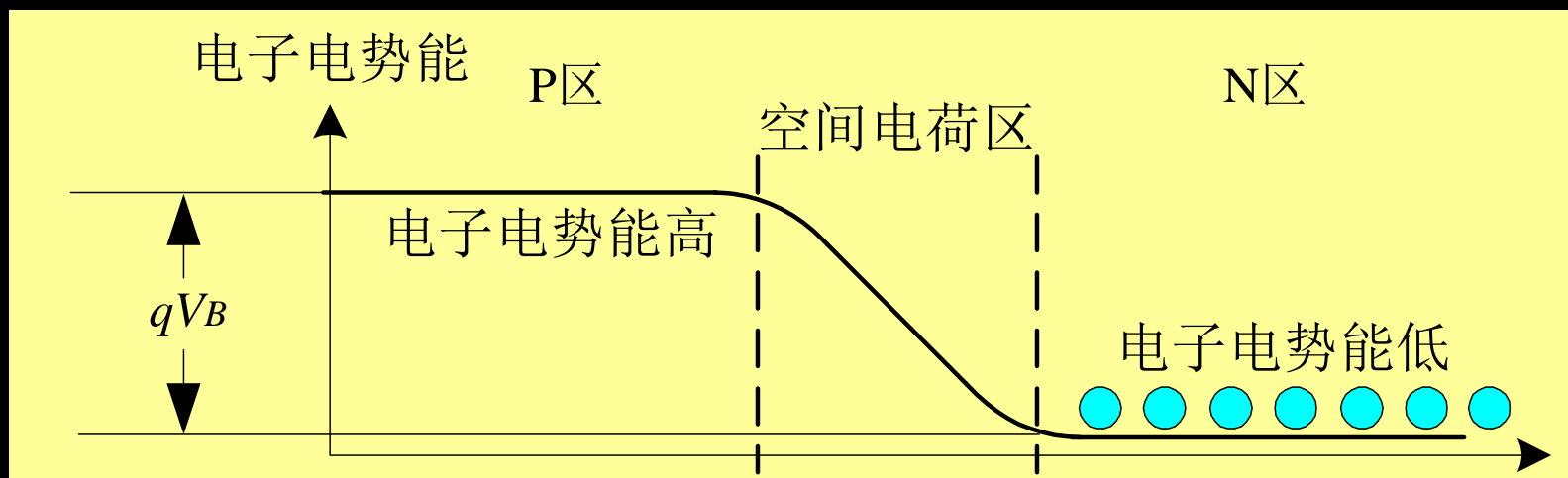
- 耗尽层内由于离子带电形成空间电荷区
- 空间电荷形成内建电场
- 内建电场引起的漂移运动与扩散运动方向相反，最终阻止载流子的进一步移动





# PN结的势垒高度

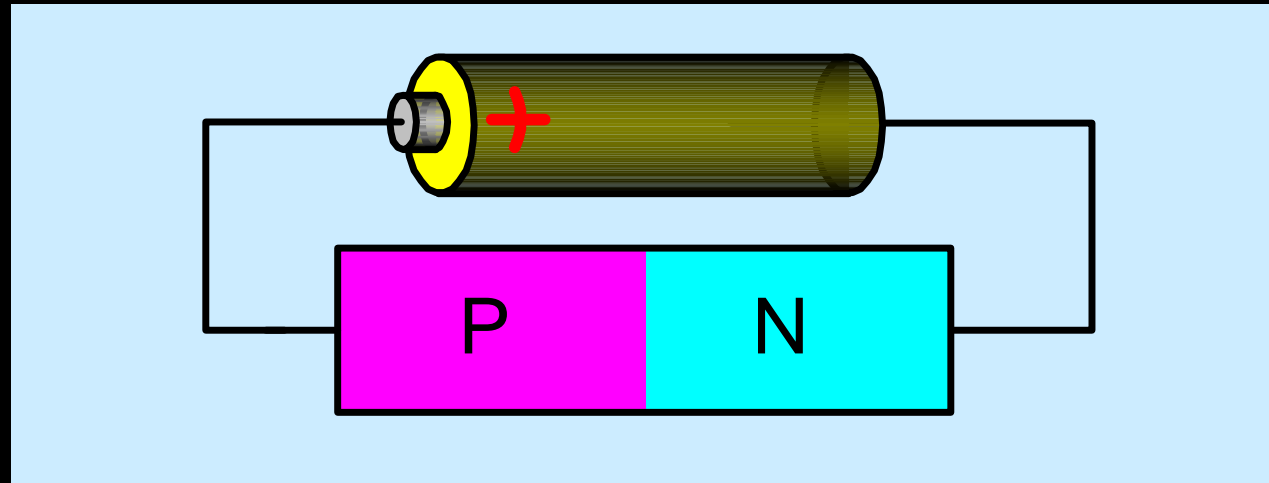
- 由于空间电荷区存在内建电场，电子在各处的电势能不同，形成势垒



$$V_B = \frac{kT}{q} \ln \frac{N_A \cdot N_D}{n_i^2} = V_T \ln \frac{N_A \cdot N_D}{n_i^2}$$

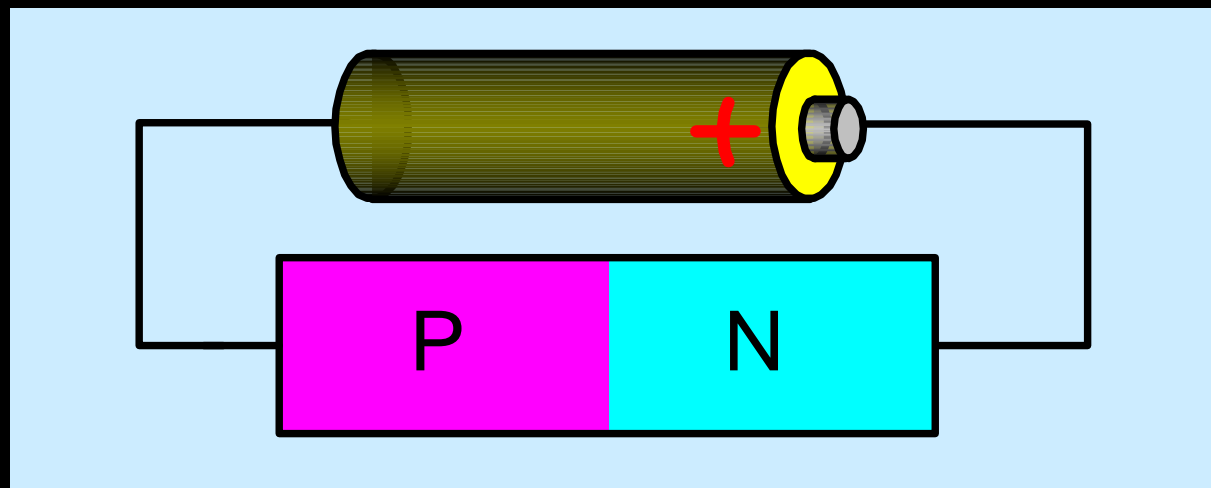
$$\frac{dV_B}{dT} \approx -2mV/^{\circ}C$$

# 正向偏置的PN结



- 外电场与内建电场方向相反
- 势垒宽度减小，势垒高度降低
- 少子漂移削弱，多子扩散加强
- 产生很大的正向电流

# 反向偏置的PN结



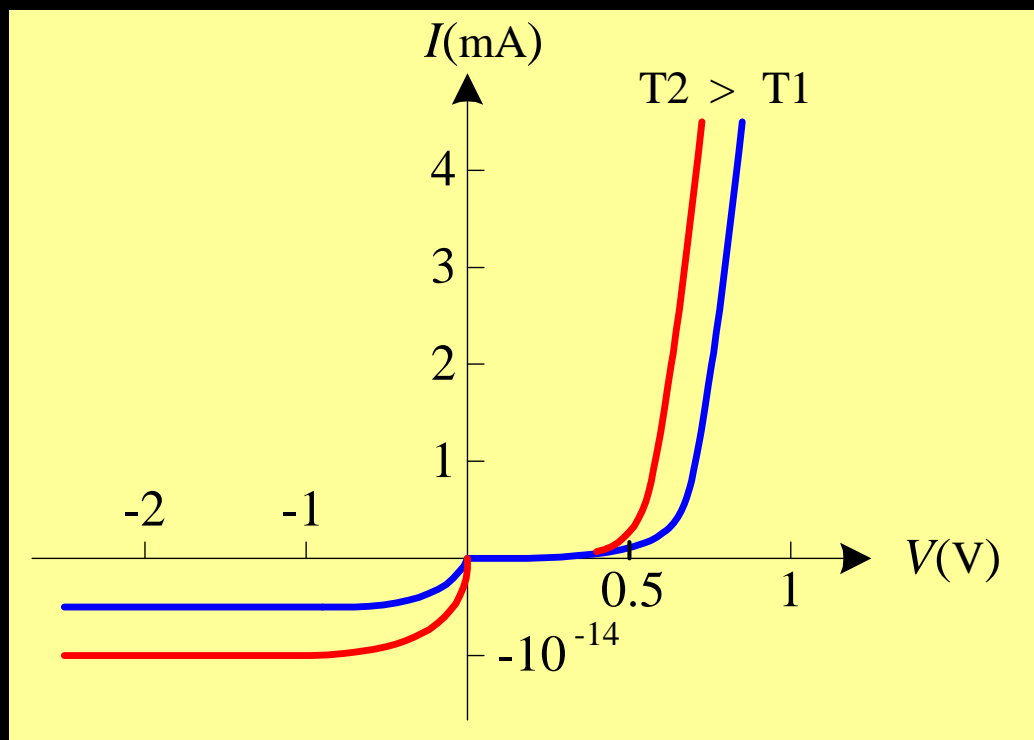
- 外电场与内建电场方向相同
- 势垒宽度增加，势垒高度增加
- 多子扩散削弱，少子漂移有加强趋势
- 由于少子数目有限，反向电流很小



# PN结的伏安特性

$$I = I_s \left[ \exp\left(\frac{qV}{kT}\right) - 1 \right] = I_s \left[ \exp\left(\frac{V}{V_T}\right) - 1 \right]$$

- $I_s$  是PN结的反向饱和电流
- $I_s$  正比于PN结的面积、电子和空穴的扩散系数、平衡载流子浓度，反比于载流子扩散长度
- 对于硅PN结来说， $I_s \approx (10^{-14} \sim 10^{-15})A$





# PN结的伏安特性的特点

- 正向电流基本上服从指数规律。当 $V > 4V_T$ 后，有

$$I = I_s \left[ \exp\left(\frac{V}{V_T}\right) - 1 \right] \approx I_s \exp\left(\frac{V}{V_T}\right)$$

$$V_T = \frac{kT}{q} = 26\text{mV}, \quad (300\text{K})$$

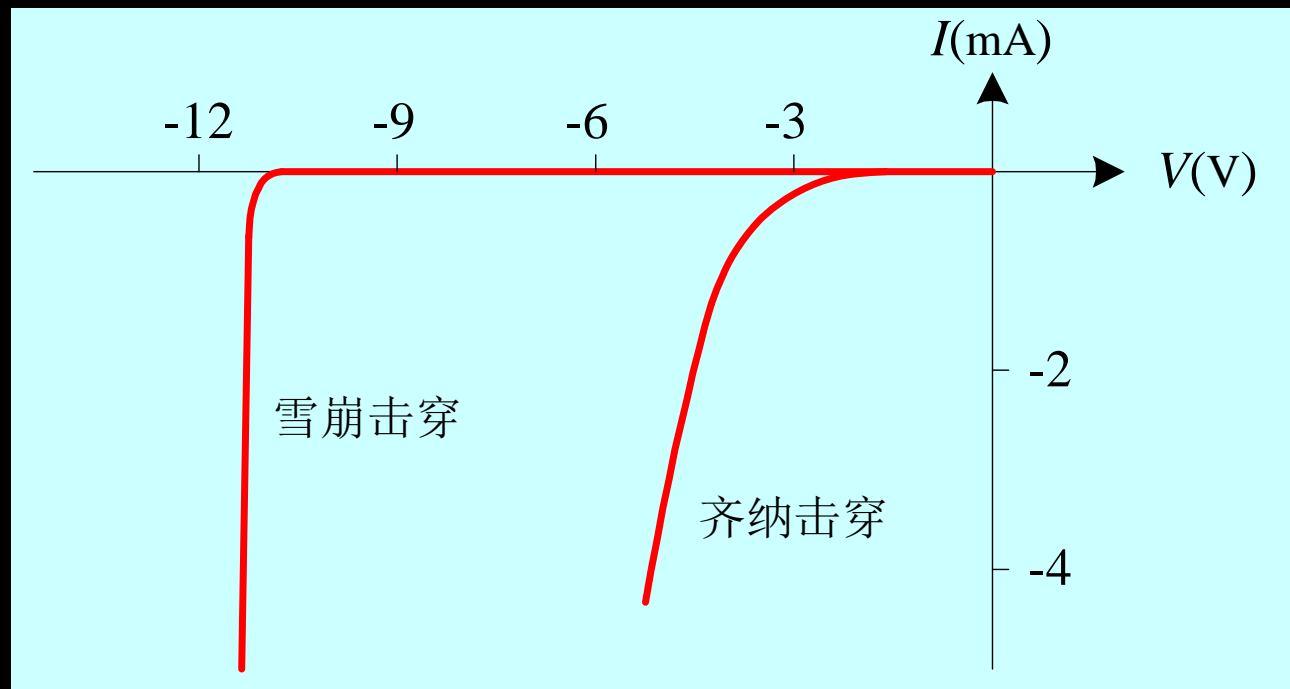
- 反向电流基本上是恒值，等于 $-I_s$
- 单向导电特性





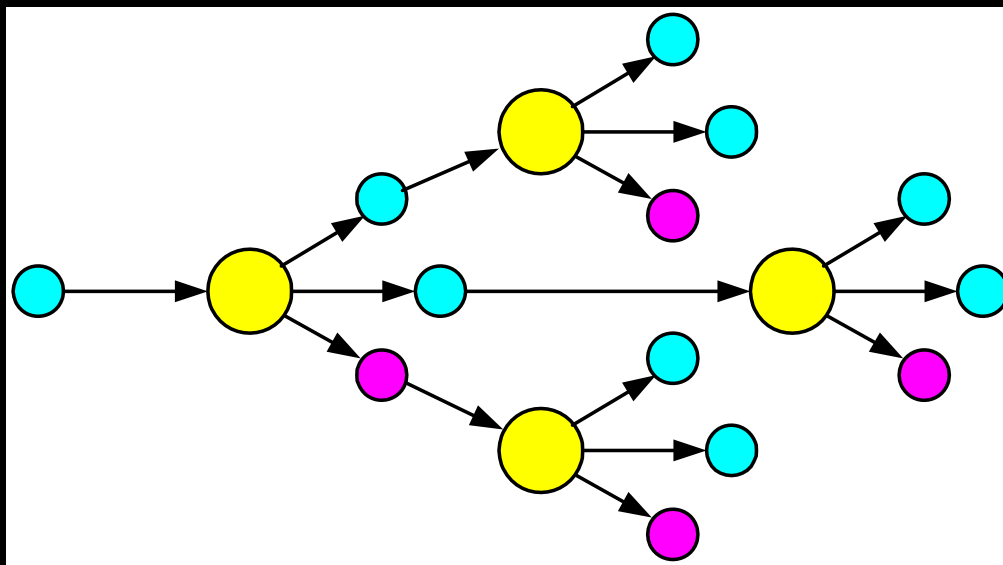
# PN结的击穿特性

- 反向电压增加到达某个极限时，流过PN结的反向电流突然增加，称为PN结的击穿



# 雪崩击穿

- 反向电压增加 → 势垒区内的电场强度增加 → 势垒区内的载流子动能增加 → 碰撞加剧 → 原子电离 → 新产生载流子（电子和空穴） → 进一步增加碰撞
- 雪崩击穿电压较高（大致高于5~6伏）
- 雪崩击穿具有正温度系数





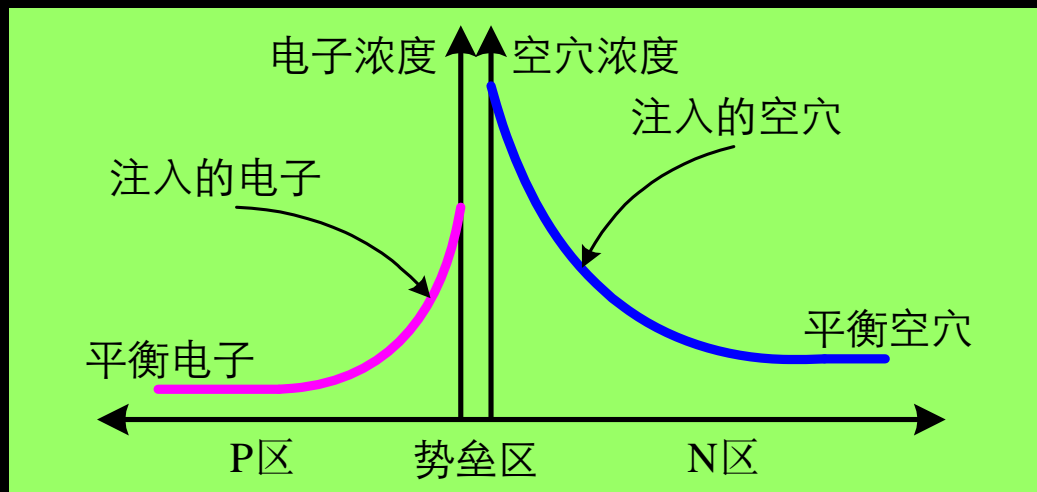
# 齐纳击穿

- 高掺杂  $\rightarrow$  势垒区薄  $\rightarrow$  足够高的场强  $\rightarrow$  价电子获得足够的能量  $\rightarrow$  脱离共价键的束缚成为自由电子
- 高掺杂的PN结的击穿电压比较低，大致低于5~6V
- 具有负温度系数

# PN结的扩散电容

- 正向偏置情况下，空间电荷区两侧由对方区域注入的非平衡少数载流子的堆积

$$C_D = \frac{\tau}{kT/q} I$$



- 只存在于正向偏置情况
- 扩散电容的大小与流过PN结的正向电流成正比



# PN结的势垒电容

- 势垒两侧空间电荷数目以及空间电荷区宽度的改变，类似平板电容

$$V_D \ll V_B:$$

$$C_B = \frac{C_{B0}}{\left(1 - \frac{V_D}{V_B}\right)^m}$$

$$V_D \approx V_B:$$

$$C_B = \frac{C_{B0}}{(0.1)^m}$$

$C_{B0}$ 是偏置电压为零时的势垒电容

- 偏置电压越负，势垒电容量越小。非线性电容
- $m$ 为结电容梯度因子。线性缓变结， $m = 1/3$ ；突变结， $m = 1/2$ ；超突变结， $m = 1/2 \sim 6$



# 半导体二极管

结构与伏安特性

等效模型

主要特性参数

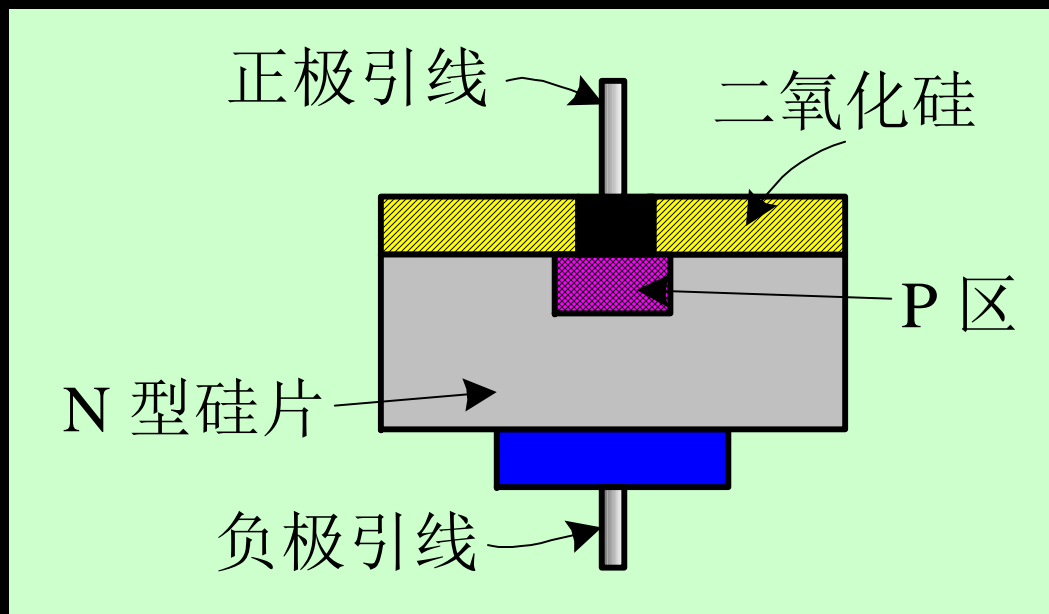
其他类型的二极管



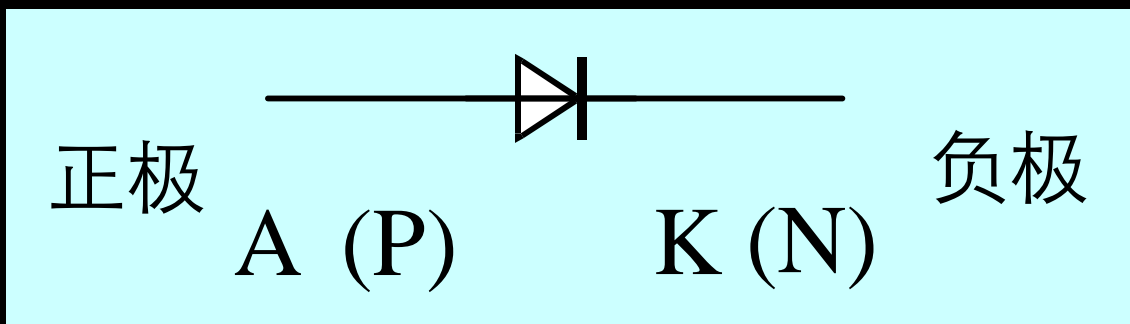


# 二极管的结构与电路符号

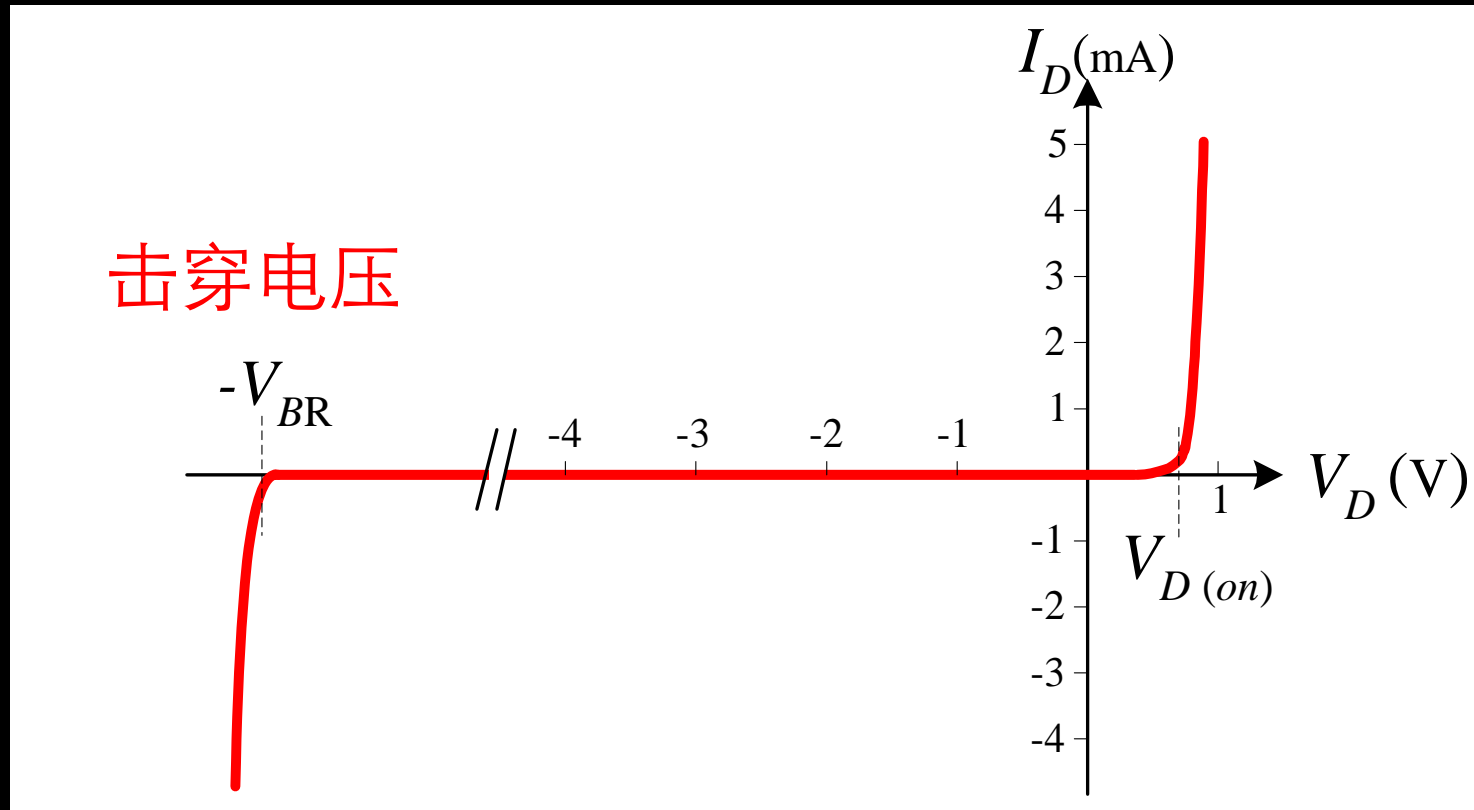
## ■ 结构



## ■ 符号



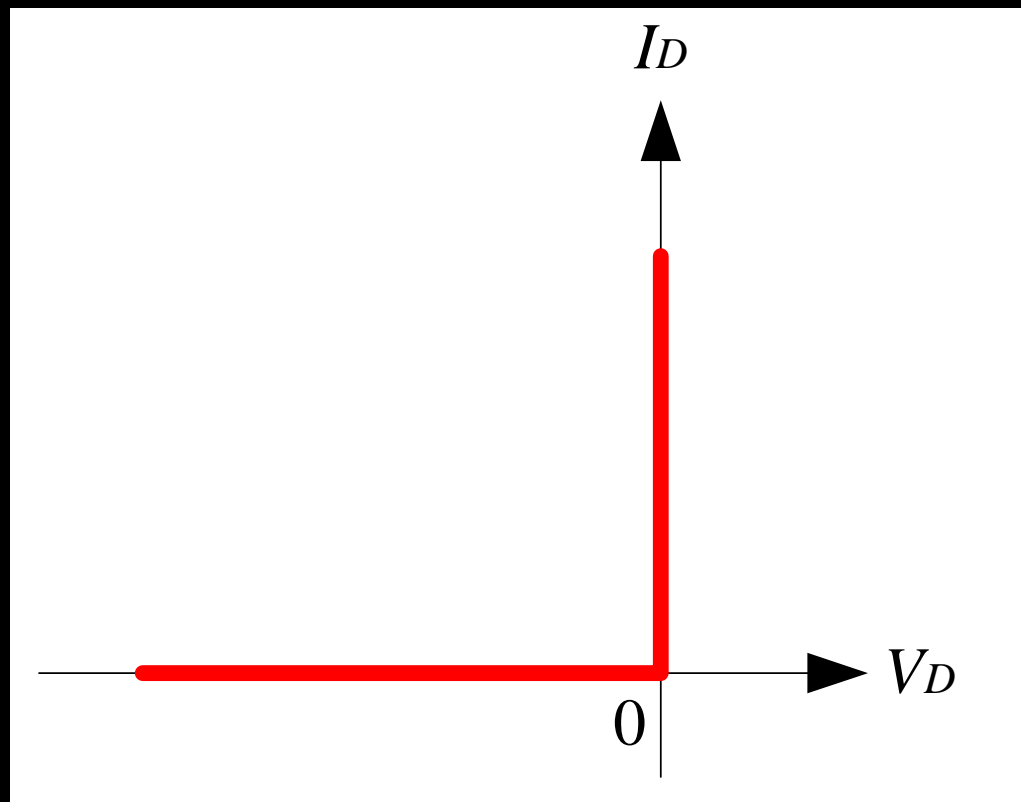
# 二极管的伏安特性



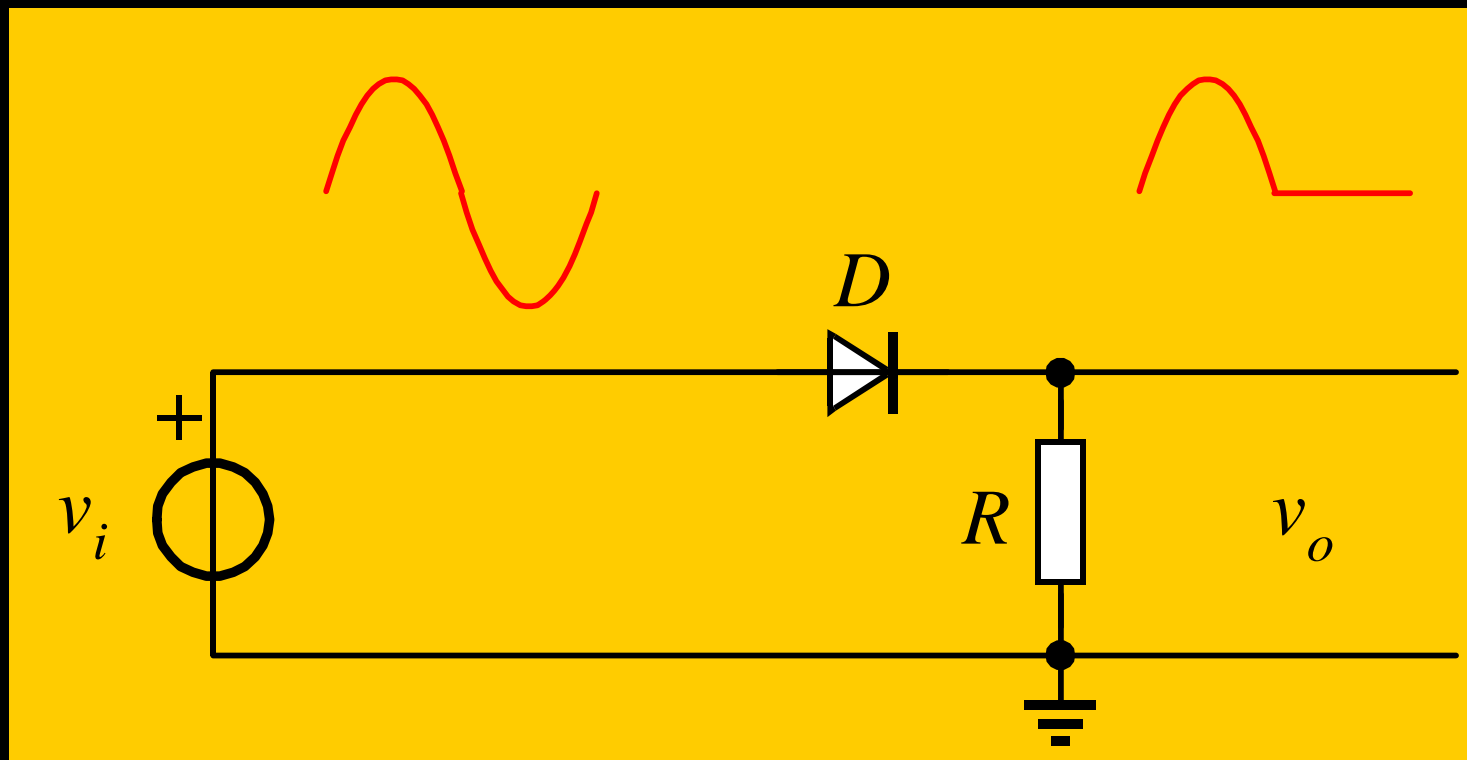
硅二极管的导通电压大致为0.6~0.8V

# 理想二极管模型

- 只考虑二极管的单向导电性，忽略所有其他因素
- 适用于定性分析二极管电路的功能



# 理想二极管模型的应用

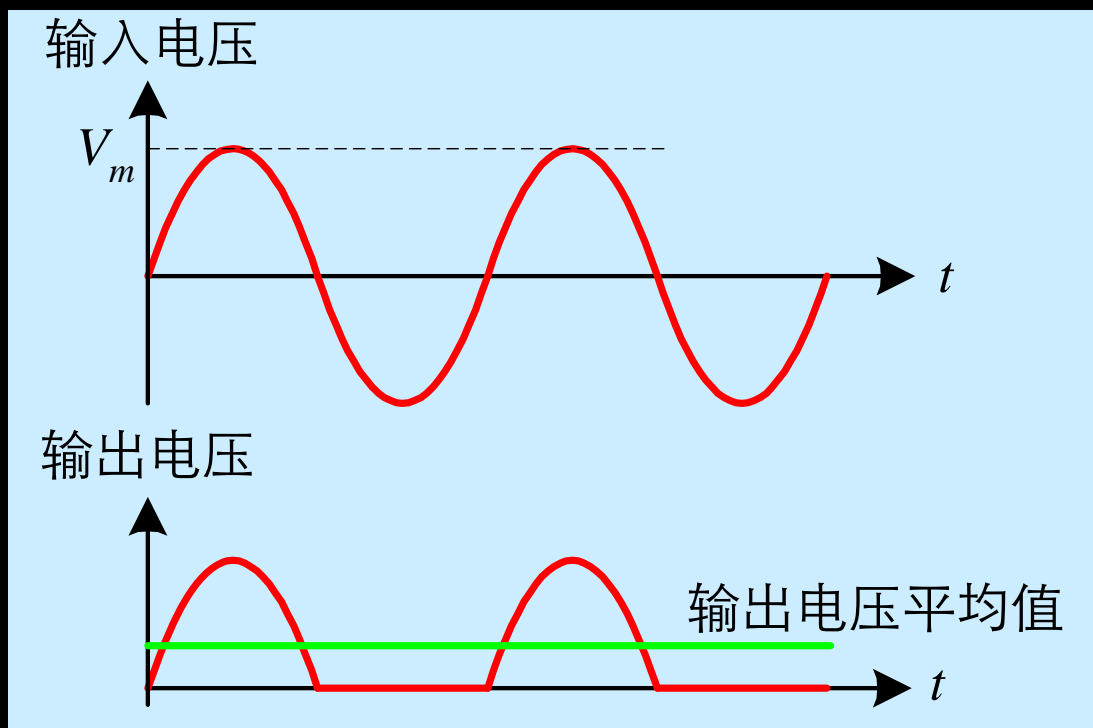


## 半波整流电路

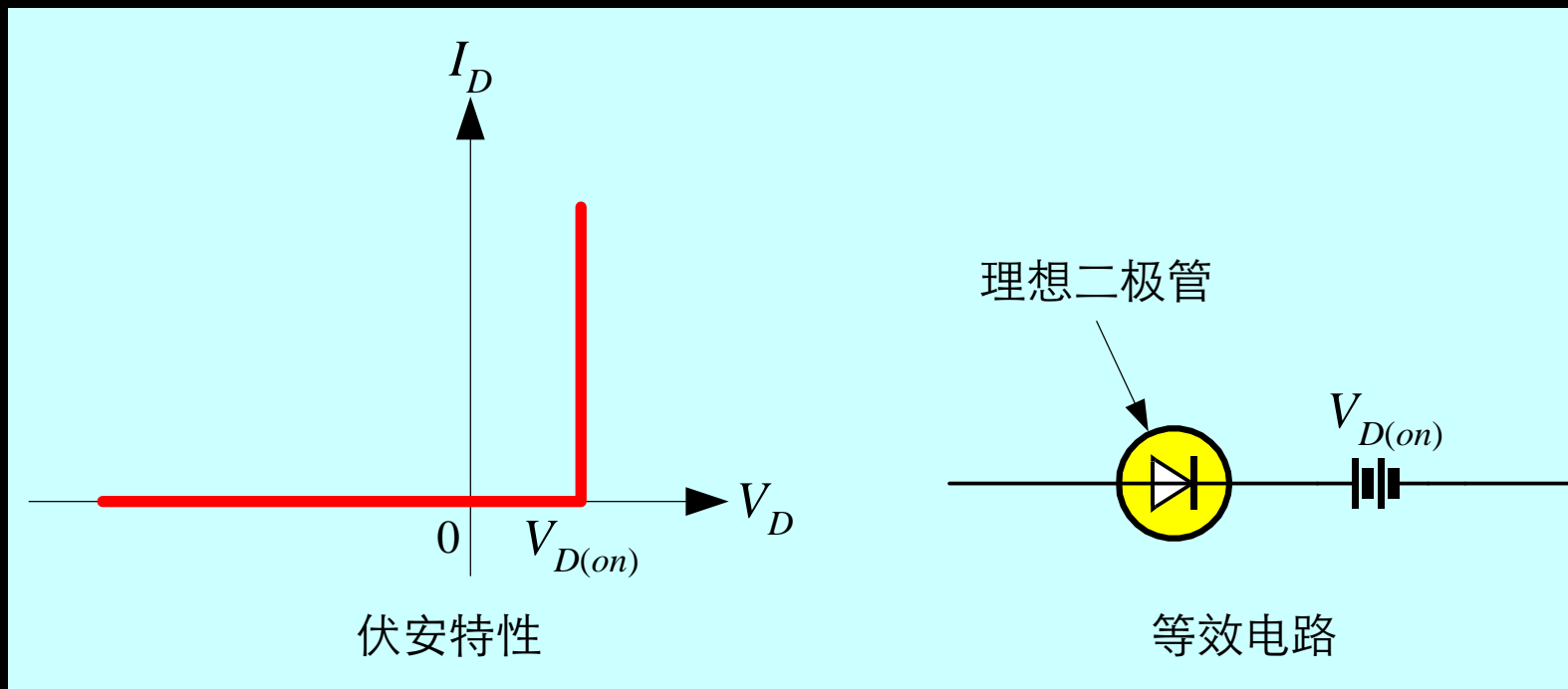


# 半波整流电路的平均输出电压

$$\overline{V_o} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} V_m \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{V_m}{\pi} \approx 0.318V_m$$



# 带导通阈值的理想二极管模型

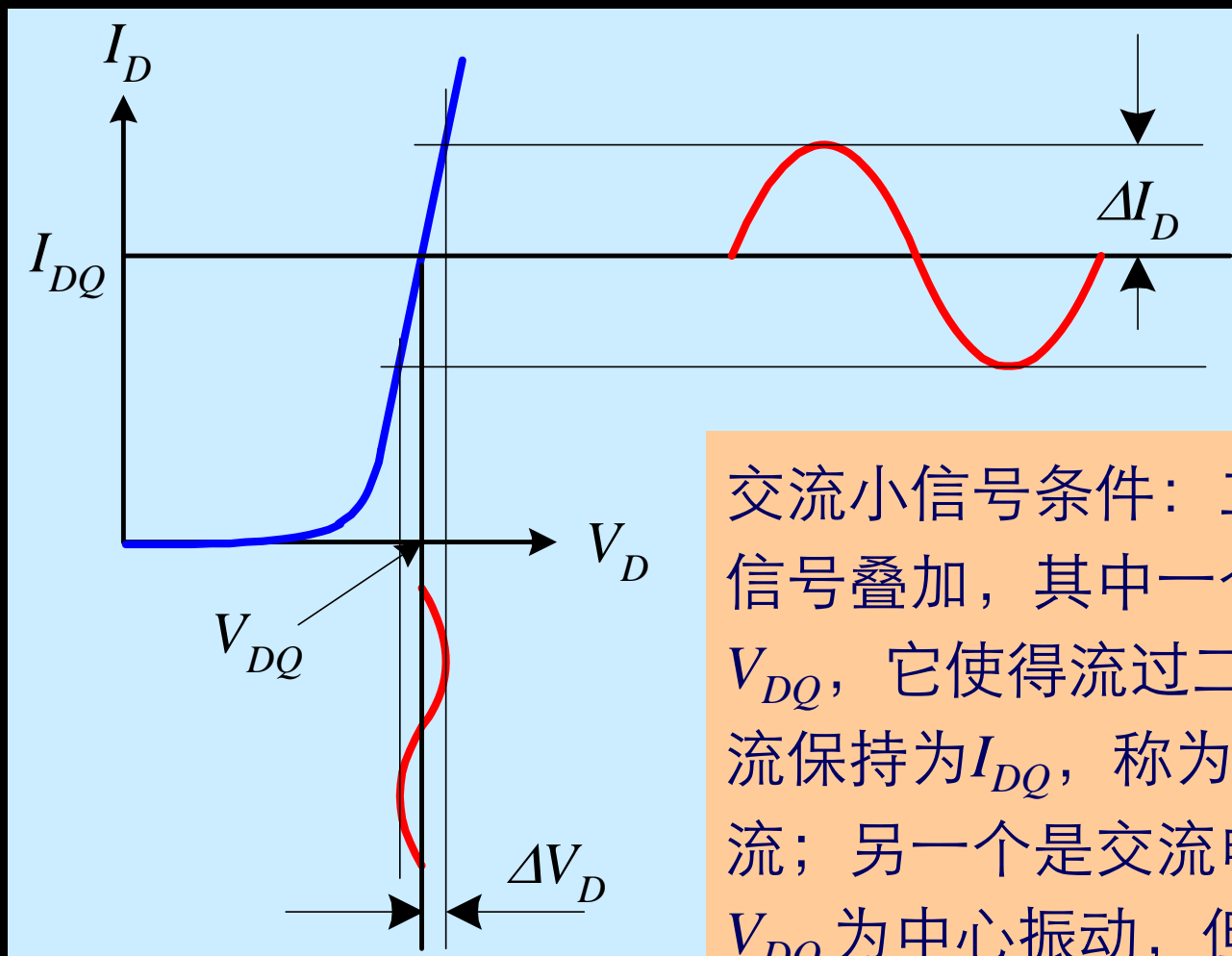


考虑了二极管导通时的正向压降，可以用于一般的定量估算。通常在估算时，硅二极管的正向导通电压取0.7V





# 二极管工作于交流小信号情况

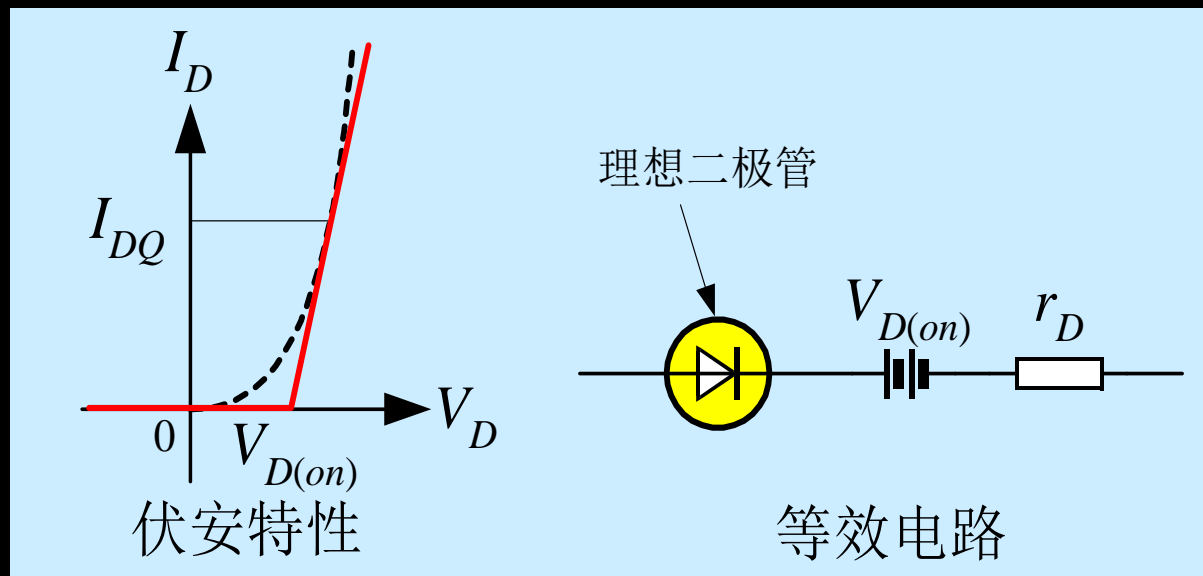


交流小信号条件：二极管上有两个信号叠加，其中一个为直流电压  $V_{DQ}$ ，它使得流过二极管的直流电流保持为  $I_{DQ}$ ，称为静态工作点电流；另一个是交流电压  $\Delta V_D$ ，它以  $V_{DQ}$  为中心振动，但是振幅很小

# 交流小信号线性近似模型

- 近似条件：  
 $\Delta V_D$ 的振幅很小，忽略非线性因素

- $\Delta I_D = g_D \Delta V_D$



$$g_D = \left. \frac{d}{dV_D} \left( I_s e^{\frac{V_D}{V_T}} \right) \right|_{V_D = V_{DQ}} = \frac{I_{DQ}}{V_T}$$

$$r_D = \frac{V_T}{I_{DQ}}$$



# 应用小信号近似模型的注意点

- 只适合于线性近似，在必须考虑非线性效应的场合（例如大信号）不适用
- 只适合于低频，在高频场合不适用（要考虑电容等作用）
- 仅考虑二极管对于交流信号的影响时，理想二极管和阈值电压不起作用



# 二极管线性化近似的条件

$$I_{DQ} + i_d = I_s \exp\left(\frac{V_{DQ} + v_d}{V_T}\right)$$

$$= I_s \exp\left(\frac{V_{DQ}}{V_T}\right) \exp\left(\frac{v_d}{V_T}\right) = I_{DQ} \exp\left(\frac{v_d}{V_T}\right)$$

$$= I_{DQ} \left( 1 + \frac{v_d}{V_T} + \frac{1}{2} \left(\frac{v_d}{V_T}\right)^2 + \frac{1}{6} \left(\frac{v_d}{V_T}\right)^3 + \dots \right)$$

$$i_d = I_{DQ} \frac{v_d}{V_T} + I_{DQ} \left( \frac{1}{2} \left(\frac{v_d}{V_T}\right)^2 + \frac{1}{6} \left(\frac{v_d}{V_T}\right)^3 + \dots \right)$$

线性项

非线性项



$$\text{相对误差} = \frac{\text{非线性项}}{\text{线性项}}$$

$$= \frac{\frac{1}{2} \left(\frac{v_d}{V_T}\right)^2 + \frac{1}{6} \left(\frac{v_d}{V_T}\right)^3 + \dots}{\frac{v_d}{V_T}} \approx \frac{\frac{1}{2} \left(\frac{v_d}{V_T}\right)^2}{\frac{v_d}{V_T}} = \frac{v_d}{2V_T}$$

若要求相对误差小于5%，则  $v_d < 0.1V_T$

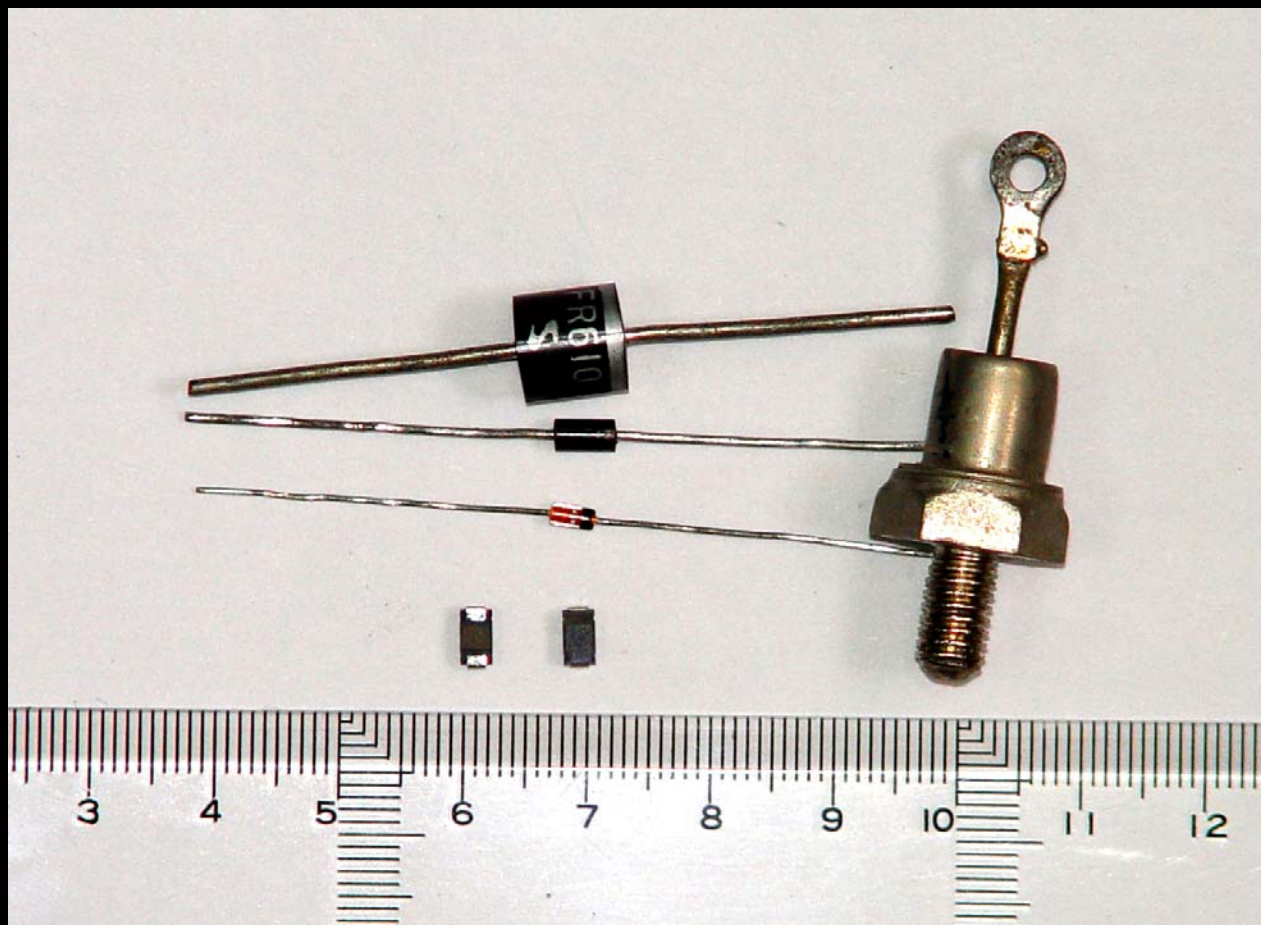


# 二极管的主要特性参数

- 直流电阻  $R_D$  ——— 直流参数
- 动态内阻  $r_D$  }
- 极间电容 } 交流参数
- 额定电流  $I_M$  }
- 反向击穿电压  $V_{BR}$  } 极限参数
- 最高工作频率  $f_{max}$  }

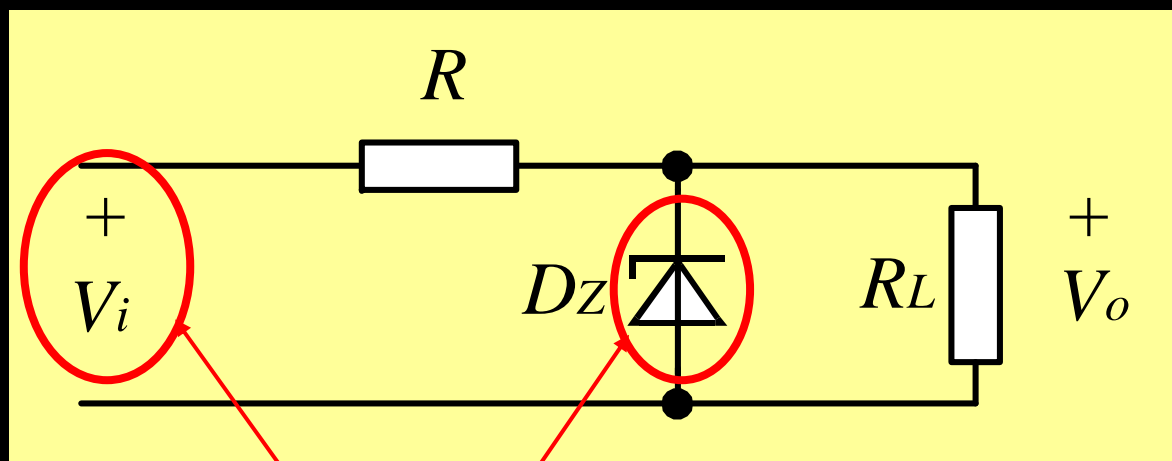


# 部分半导体二极管实物图片



# 稳压二极管

- 工作原理：利用PN结反向击穿后二极管两端电压基本保持不变的特点
- 工作状态：总是工作在反向击穿状态



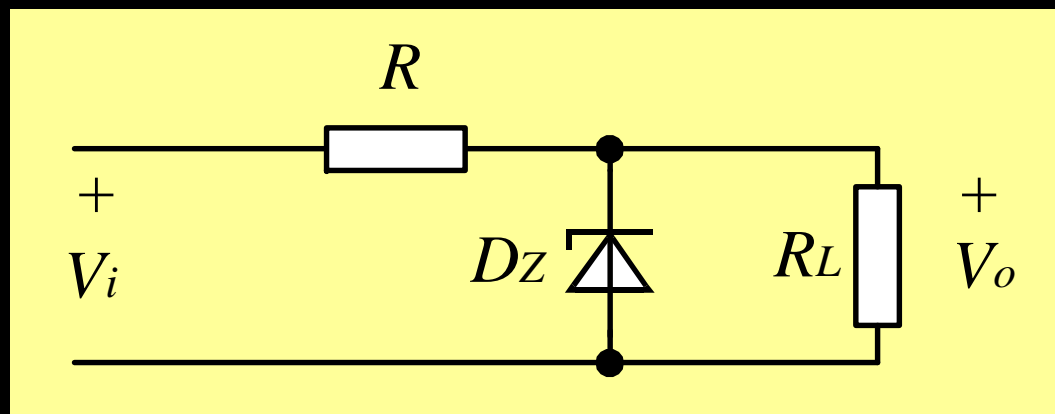
反向击穿状态



# 稳压管的主要特性参数

- 稳定电压  $V_Z$ : 稳压管正常工作（电流为稳定电流  $I_Z$ ）时两端的电压
- 稳定电流  $I_Z$ : 稳压管正常工作时的参考电流值
- 额定功耗  $P_m$ : 稳压管不致损坏的最大功率消耗
- 动态内阻  $r_Z$ : 稳压管正常工作时的交流电阻，等于  $\Delta V_Z / \Delta I_Z$

# 稳压管电路的估算

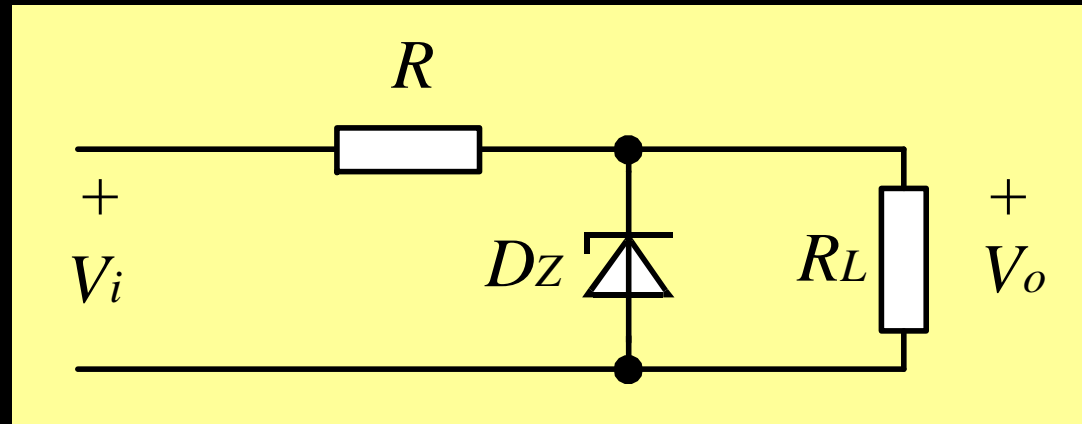


稳压管的主要参数： $V_Z = 6V$ 、 $I_Z = 10mA$ 、 $I_{Z(min)} = 5mA$ 、 $I_{Z(max)} = 30mA$ 、 $r_Z = 5\Omega$

负载电阻  $R_L = 600\Omega$ ，限流电阻  $R = 330\Omega$

试估算输入电压  $V_i = 12V$  时流过稳压管的电流

并估算输入电压  $V_i$  从  $12V$  变化到  $16V$  时输出电压的变化

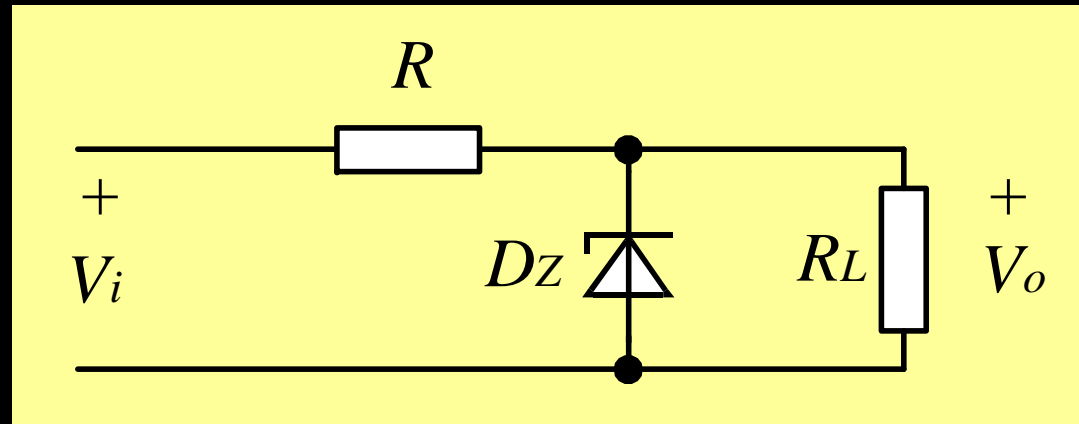


由于  $V_Z = 6\text{V}$ ，可以认为在正常工作时  $V_o = 6\text{V}$

所以 
$$I_R = \frac{V_i - V_o}{R} = \frac{12 - 6}{330} \approx 18(\text{mA})$$

流过负载电阻  $R_L$  的电流 
$$I_{RL} = \frac{V_o}{R_L} = \frac{6}{600} = 10(\text{mA})$$

流过稳压管的电流 
$$I_D = I_R - I_{RL} = 18 - 10 = 8(\text{mA})$$

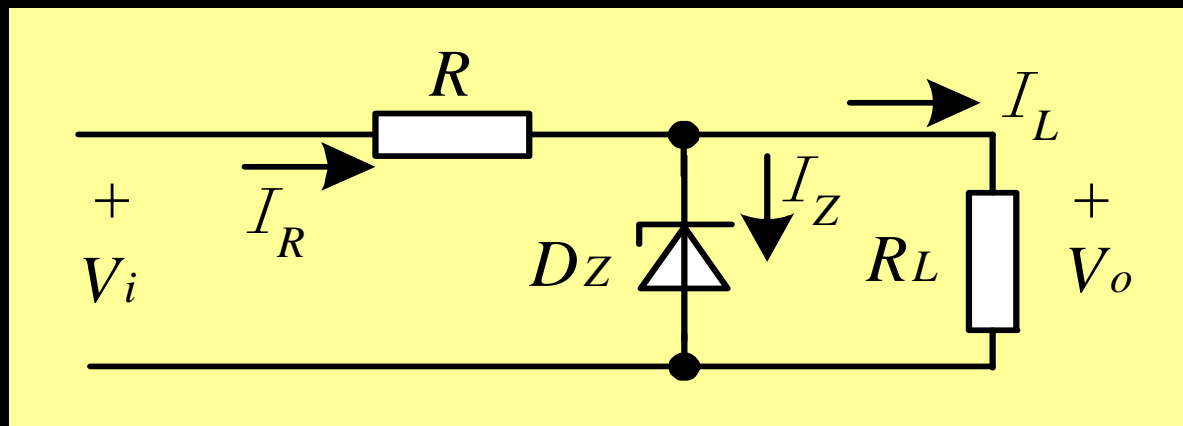


根据同样算法， $V_i = 16\text{V}$  时流过稳压管的电流  $I_D \approx 20\text{mA}$

所以， $\Delta I_D = (20 - 8) = 12\text{mA}$

$$\Delta V_O = \Delta V_Z = r_Z \cdot \Delta I_D = 5 \times 12 = 60(\text{mV})$$

输入电压从12V变化到16V，相对变化量是33%，而输出电压的相对变化量为1%



负载电阻电流  $I_L = V_Z / R_L$     限流电阻电流  $I_R = (V_i - V_Z) / R$

所以稳压管电流  $I_Z = I_R - I_L$

即 
$$\begin{cases} (V_{i(max)} - V_Z) / R - V_Z / R_L < I_{Z(max)} \\ (V_{i(min)} - V_Z) / R - V_Z / R_L > I_{Z(min)} \end{cases}$$

因此限流电阻设置为 
$$\frac{V_{i(max)} - V_Z}{V_Z / R_L + I_{Z(max)}} < R < \frac{V_{i(min)} - V_Z}{V_Z / R_L + I_{Z(min)}}$$

估算  $250\Omega < R < 400\Omega$     取值  $R = 330\Omega$





# 稳压电路的性能指标

## ■ 稳压系数 $S$

$$S = \left. \frac{\Delta V_o / V_o}{\Delta V_i / V_i} \right|_{R_L = \text{Constant}}$$

- 前面的例子，稳压系数  $S = 1\% \div 33\% = 0.03$
- 稳压系数也可以通过交流等效电路来求解，其物理意义更为清晰：它就是限流电阻与稳压管动态内阻的分压关系



# 稳压系数的估算

- 稳压管电流

$$I_Z = V_i / R - V_Z / (R // R_L)$$

- 管电流变化

$$\Delta I_Z = \Delta V_i / R - \Delta V_Z / (R // R_L)$$

- 管电压变化

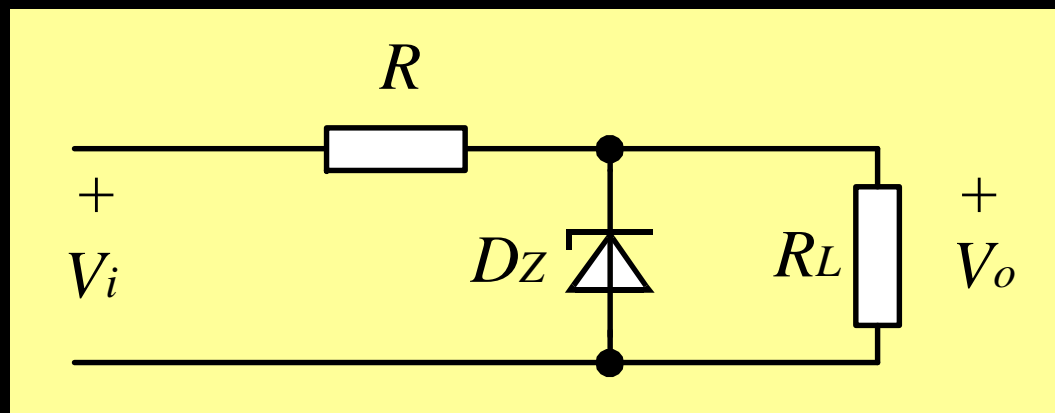
$$\Delta V_Z = r_Z \cdot \Delta I_Z = \frac{r_Z // R_L}{R + r_Z // R_L} \cdot \Delta V_i$$

- 电路稳压系数

$$S = \frac{\Delta V_Z}{V_Z} \cdot \frac{V_i}{\Delta V_i} = \frac{r_Z // R_L}{R + r_Z // R_L} \cdot \frac{V_i}{V_Z} \approx \frac{5}{330 + 5} \times \frac{12}{6} \approx 3\%$$



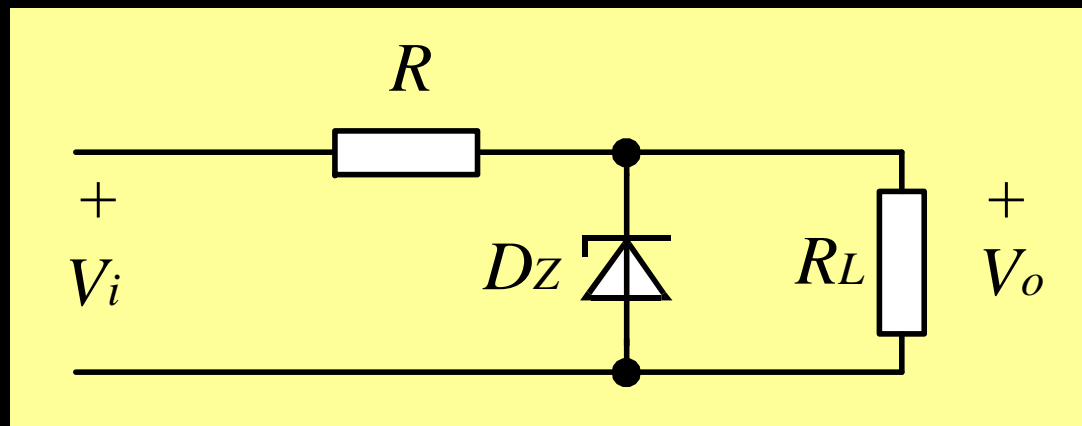
# 稳压管电路的估算



稳压管的主要参数： $V_Z = 6V$ 、 $I_Z = 10mA$ 、 $I_{Z(min)} = 5mA$ 、 $I_{Z(max)} = 30mA$ 、 $r_Z = 5\Omega$

负载电阻  $R_L = 600\Omega$ ，限流电阻  $R = 330\Omega$

试估算负载电阻  $R_L$  从  $600\Omega$  变化到  $1200\Omega$  时的负载电流和输出电压的变化



根据上一例题同样算法， $R_L = 1200\Omega$ 时流过稳压管的电流

$$I_Z \approx 13\text{mA}$$

所以  $\Delta V_O = r_Z \cdot \Delta I_Z = 5 \times (13 - 8) = 25(\text{mV})$

近似认为输出电压不变，负载电流分别为

$$I_{RL1} = 6/600 = 10\text{mA}, \quad I_{RL2} = 6/1200 = 5\text{mA}$$

电流变化 5mA，电压变化 25mV



# 稳压电路的性能指标

## ■ 动态内阻 $r_o$

$$r_o = \left. \frac{\Delta V_o}{\Delta I_o} \right|_{V_i = \text{常数}}$$

- 前面的例子，动态内阻  $r_o = 25\text{mV} \div 5\text{mA} = 5\Omega$
- 动态内阻也可以通过交流等效电路来求解，其物理意义更为清晰：它就是输入电压为 0 时的稳压电路的输出电阻。



## ■ 稳压管电流

$$I_Z = V_i / R - V_Z \cdot (1/R + 1/R_L)$$

$$\Delta I_Z \approx -(1/R + 1/R_L) \Delta V_Z + (V_Z / R_L^2) \Delta R_L$$

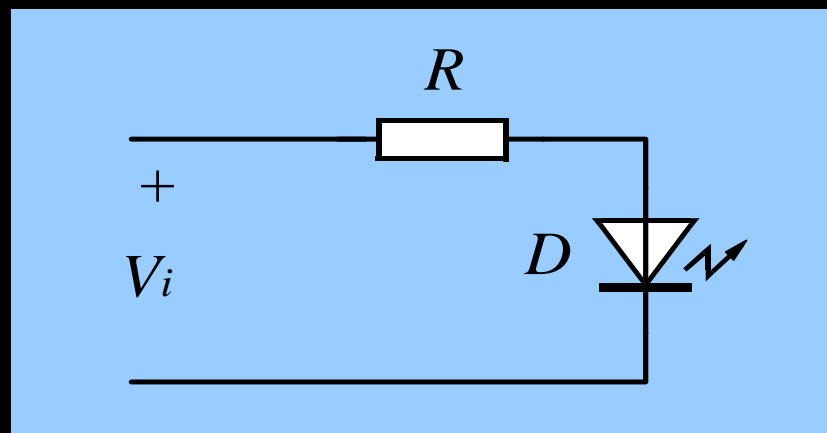
## ■ 管电压变化

$$\Delta V_Z = r_Z \cdot \Delta I_Z$$

$$\begin{aligned} \Delta V_Z &= \frac{r_Z // R}{R_L + r_Z // R} \cdot \frac{\Delta R_L}{R_L} \cdot V_Z \\ &= \frac{5 // 330}{600 + 5 // 330} \times \frac{600}{600} \times 6 \approx 50 \text{ mV} \end{aligned}$$

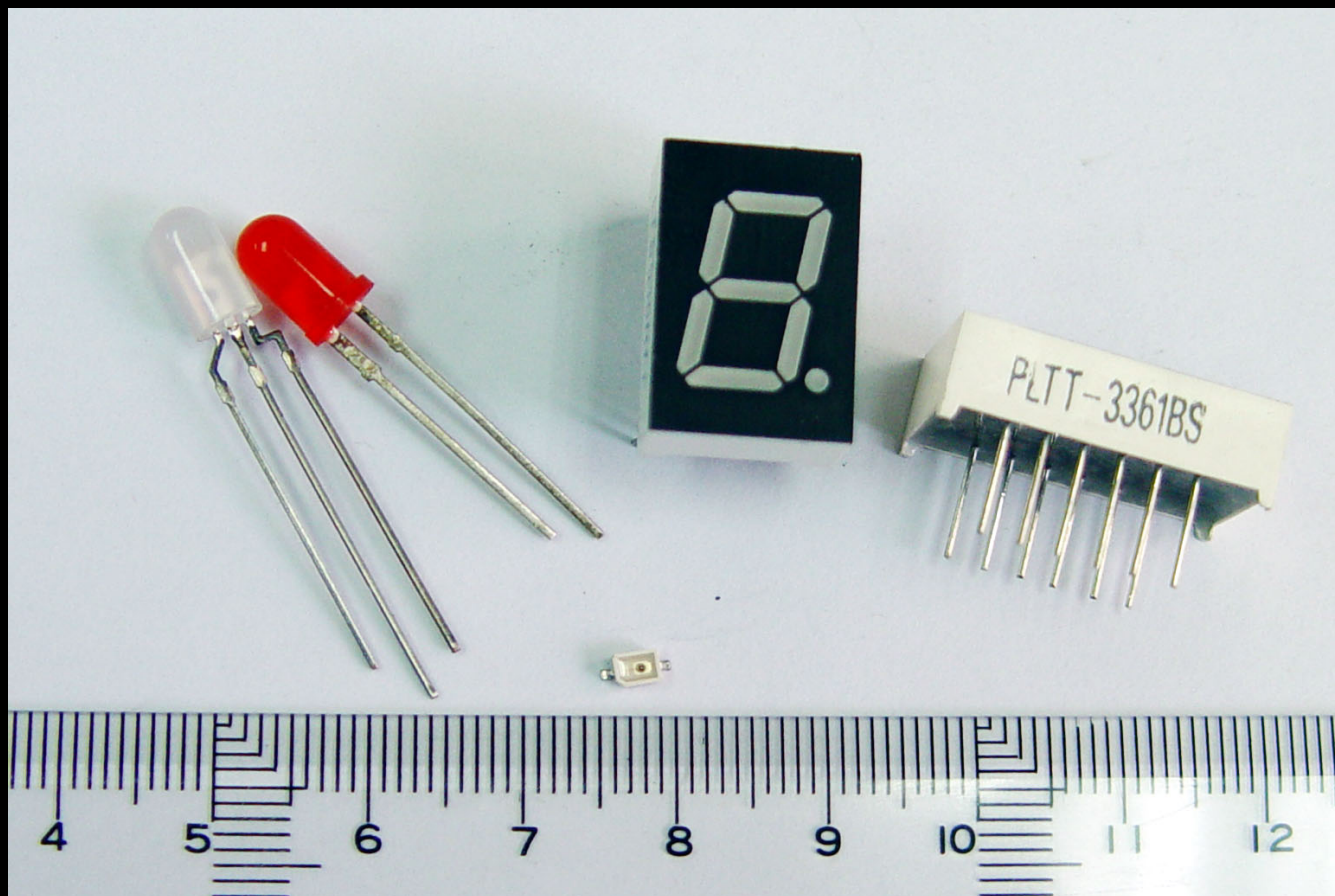
# 发光二极管

- 单向导电，流过正向电流时发光
- 阈值电压1.5V~3.6V不等
- 实际使用时根据需求选择合适的工作电流
- 根据限流电阻确定工作电流





# 部分发光二极管实物图片







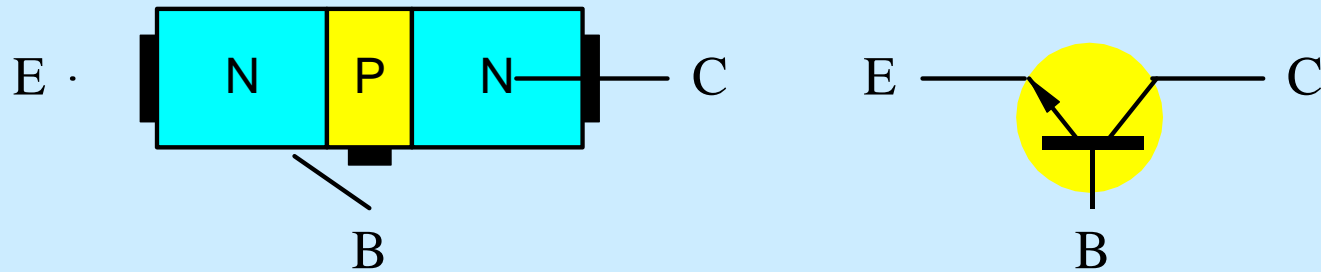
# 双极型晶体管

结构与工作原理

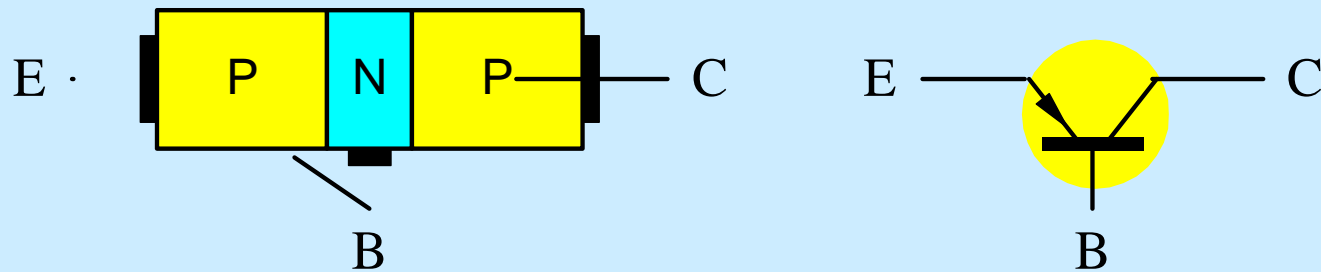
伏安特性

等效模型与性能参数

# 晶体管的结构



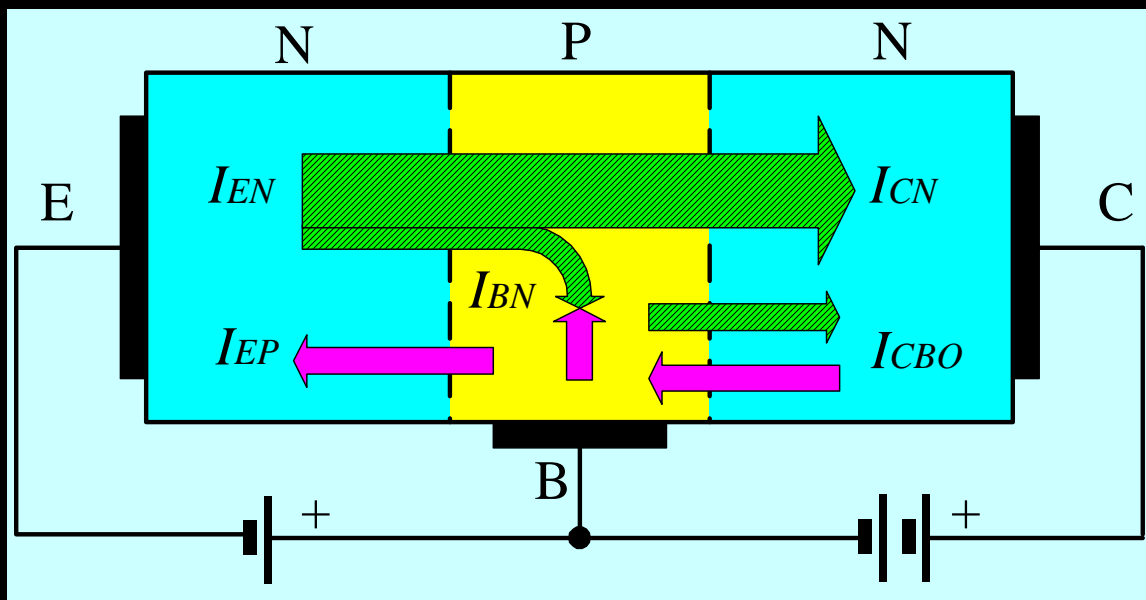
NPN晶体管的结构与符号



PNP晶体管的结构与符号



# 晶体管的电流传输过程



正向偏置

$$I_B = I_{BN} + I_{EP} - I_{CBO}$$

$$I_E = I_{EN} + I_{EP}$$

$$I_C = I_{CN} + I_{CBO}$$

发射区的掺杂浓度远远高于基区，所以  $I_{EP} \ll I_{EN}$

由于晶体管的基区一般都非常薄，所以  $I_{BN} \ll I_{EN}$

电流  $I_{CBO}$  是基区少子和集电区少子形成的电流，所以很小



# 晶体管正向偏置下的电流关系

- 外部电流关系

$$I_E = I_B + I_C$$

- 集电极电流与发射极电流的关系

$$I_C = \bar{\alpha} I_E + I_{CBO} \approx \bar{\alpha} I_E$$

恒小于1但十分接近于1，常见值为0.98~0.995

- 集电极电流与基极电流的关系

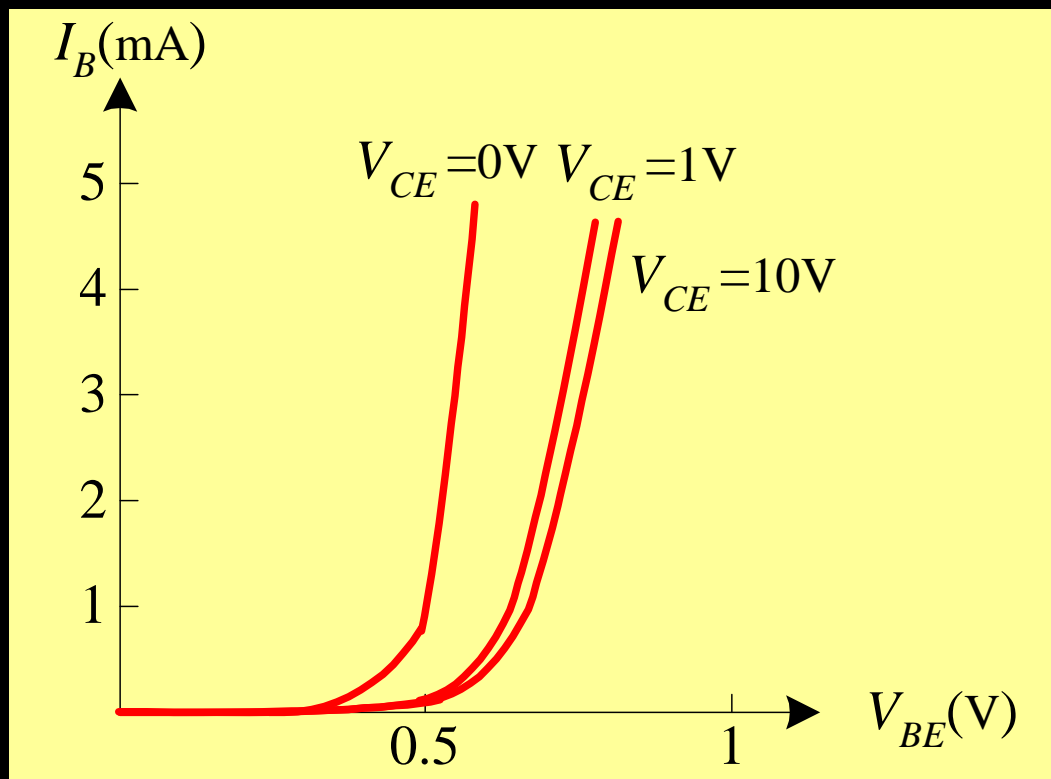
$$I_C = \bar{\beta} I_B + I_{CEO} \approx \bar{\beta} I_B$$

$$\bar{\beta} = \frac{\bar{\alpha}}{1 - \bar{\alpha}}, \text{ 通常为几十到几百}$$



# 晶体管共发射极伏安特性

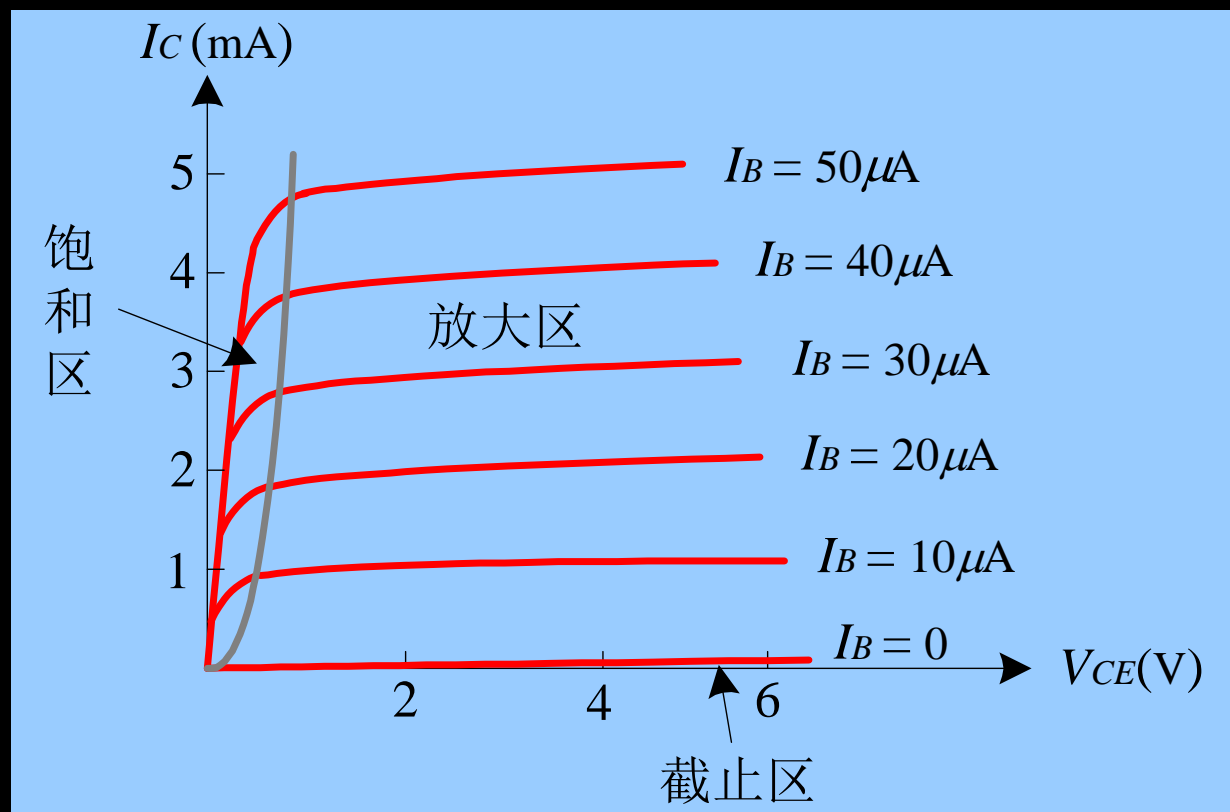
- 输入特性  $I_B = f(V_{BE}) |_{V_{CE} = \text{常数}}$





# 晶体管共发射极伏安特性

- 输出特性  $I_C = f(V_{CE}) |_{I_B = \text{常数}}$





# 晶体管输出特性的3个区域

## ■ 放大区

□ 发射结正偏，集电结反偏

□  $I_C = \bar{\beta}I_B + I_{CEO} \approx \bar{\beta}I_B$ ，晶体管具有放大作用

## ■ 饱和区

□ 发射结正偏，集电结正偏

□ 饱和压降很低，晶体管饱和导通

## ■ 截止区

□ 发射结反偏，集电结反偏

□ 电流很小，晶体管近似开路



# 晶体管的放大作用

- 晶体管处于放大区，集电极电流与基极电流的关系近似线性
- 共发射极交流电流放大系数  $\beta$

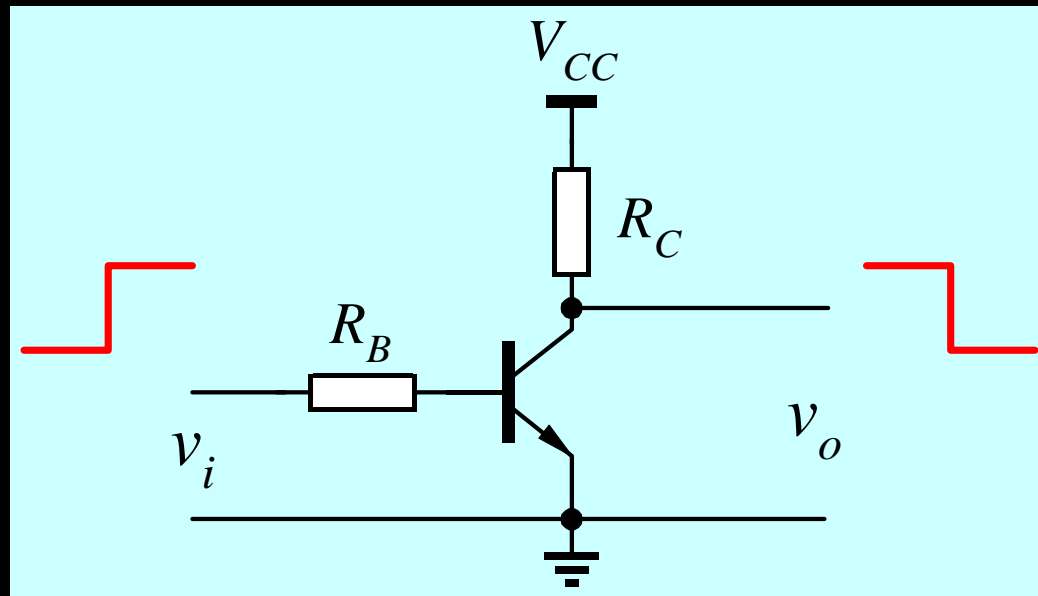
$$\beta = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \right|_{V_{CE}=\text{常数}}$$

- 实际低频运用中大致有
- 存在基区宽度调制效应



# 晶体管的开关作用

- 在饱和区，晶体管3个电极接近于短路
- 在截止区，晶体管3个电极接近于开路
- 适当组成电路，可以输出2个电平：0和1





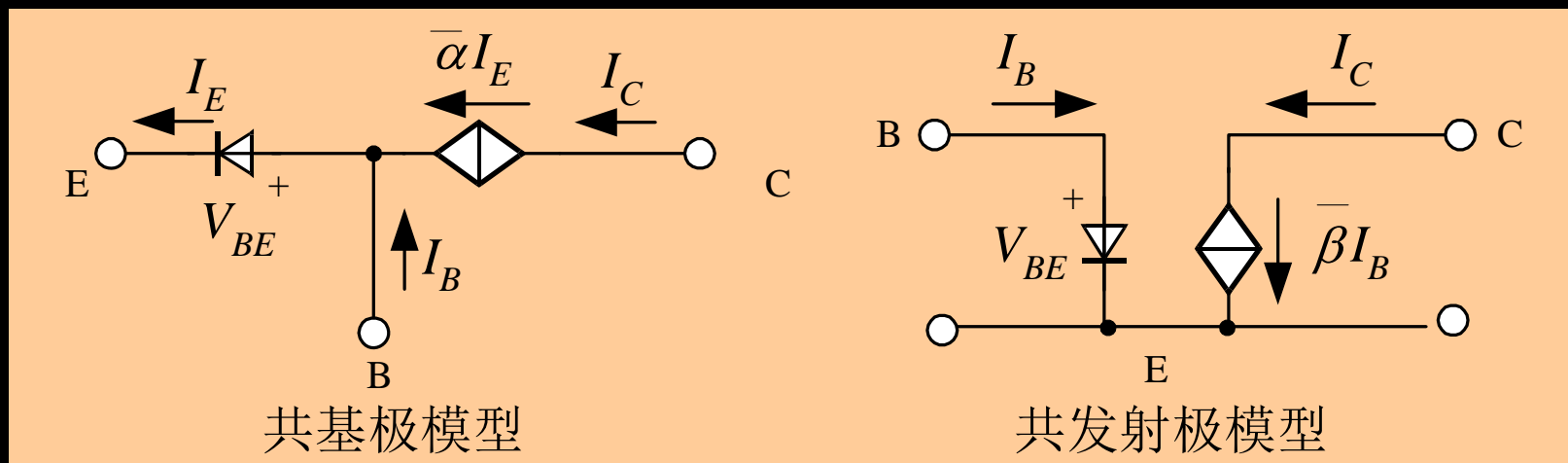
# 晶体管等效模型

- 数学模型，目的是用数学方法分析电路
- 实际晶体管特性非线性，模型及其复杂
- 手工估算采用简化模型
- 简化模型突出基本物理概念，忽略次要的因素，有利于对于电路功能的分析，可以指导设计进行的方向



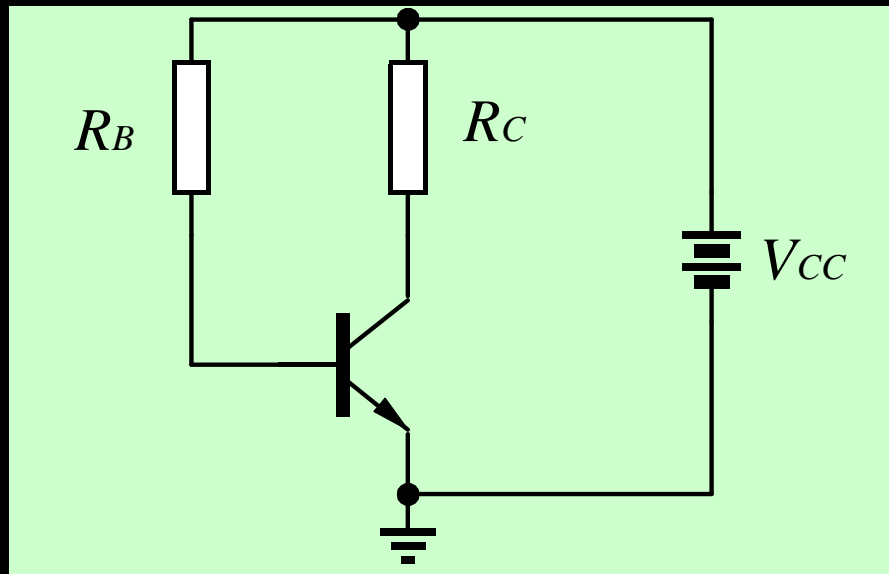
# 晶体管直流与交流大信号模型

- 发射结正向偏置，等效成正向导通的二极管
- 集电极电流受控于发射极或基极电流，等效为受控电流源



- 此模型常用于晶体管直流工作点的计算
- 在计算中，二极管常用带阈值的理想二极管模型取代

# 晶体管直流工作点计算的例1



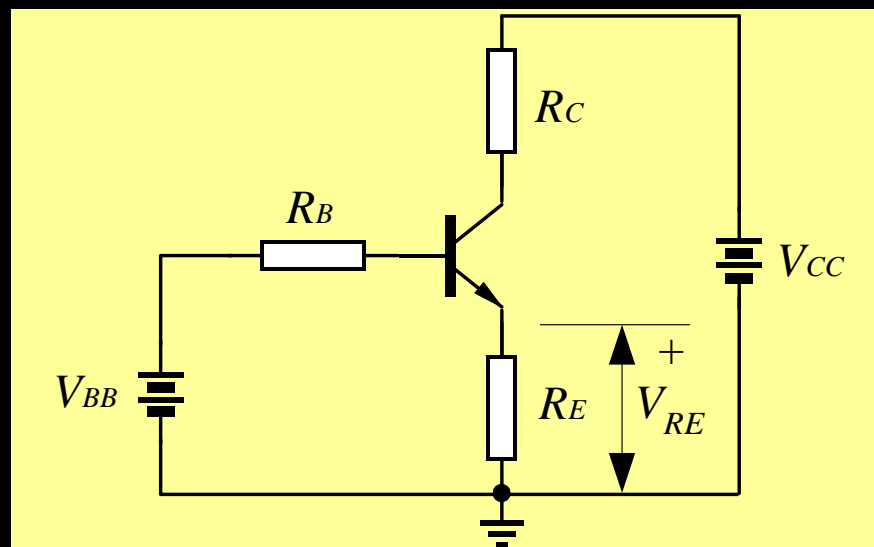
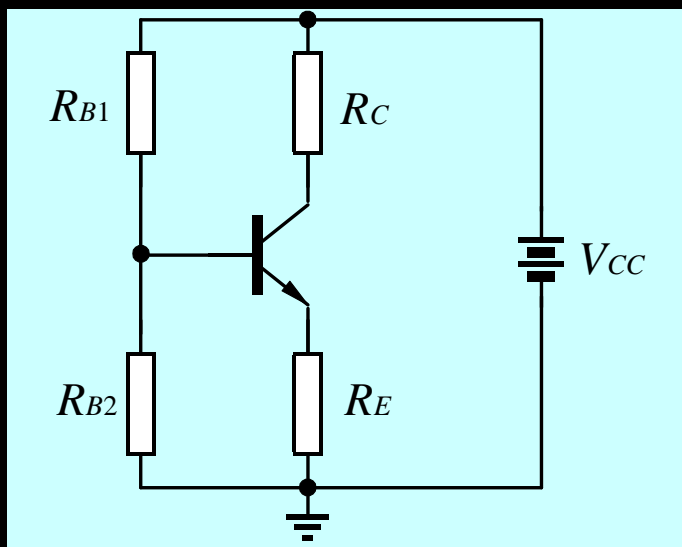
$$I_B \approx \frac{V_{CC} - V_{BE(on)}}{R_B}$$

$$I_C = \beta I_B$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C \cdot R_C$$



# 晶体管直流工作点计算的例2



$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE(on)} - V_{RE}}{R_B}$$

$$V_{BB} = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} V_{CC}$$

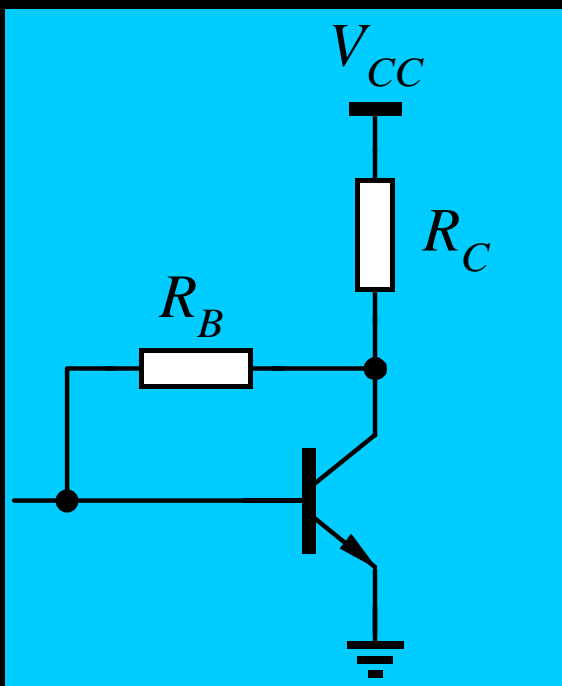
$$I_E = (\beta + 1) I_B$$

$$R_B = R_{B1} // R_{B2}$$

$$V_{RE} = I_E \cdot R_E$$



# 晶体管直流工作点计算的例3



$$V_{CE} = V_{CC} - (I_C + I_B)R_C$$

$$I_C = \beta I_B$$

$$I_B = \frac{V_{CE} - V_{BE(on)}}{R_B}$$



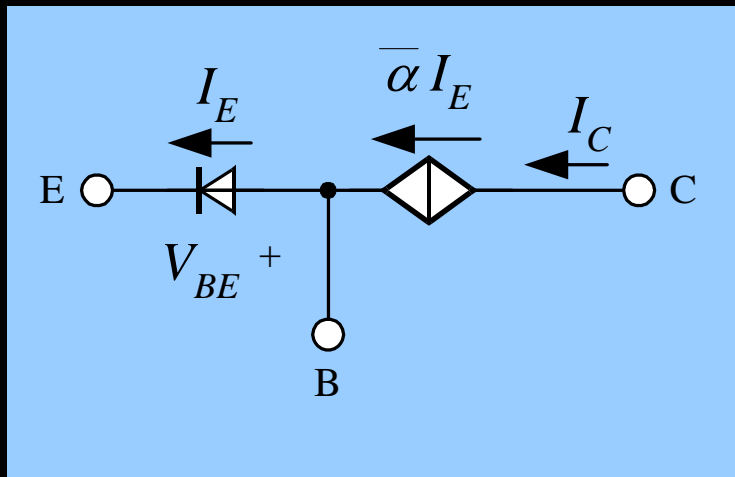
# 晶体管低频交流小信号模型

- 晶体管的输入信号中既包含直流成分，又包含交流成分
- 有效信号只是其中的交流部分
- 将电路分成两个模型：直流模型（前面已经讨论）用来解决工作点问题；交流模型用来解决信号放大问题
- 交流模型中不包含直流信号

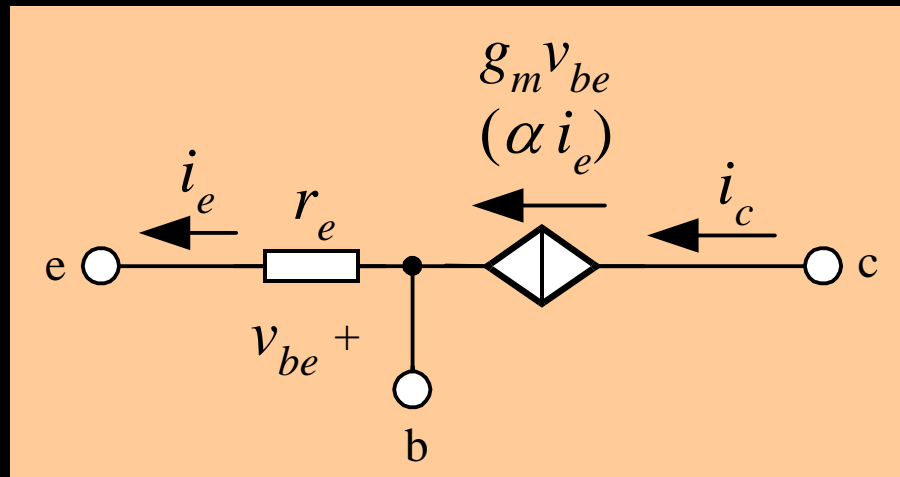


# 晶体管共基极交流模型

- 输入交流小信号时，发射结二极管可用交流小信号近似模型取代
- 不考虑其中直流成分，二极管的交流小信号近似模型仅是一个动态电阻



直流与大信号模型



交流小信号模型





# 共基极交流模型参数的计算

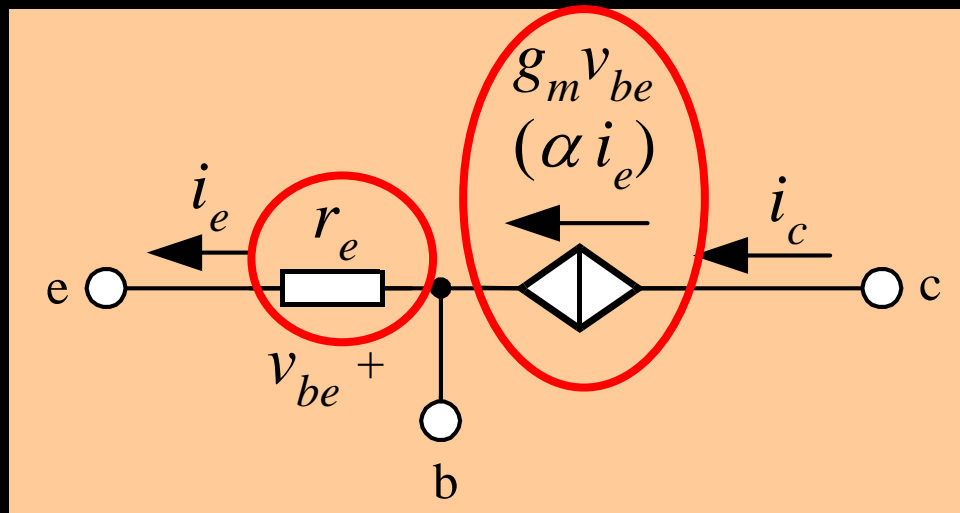
$r_e$ 是发射结二极管的动态内阻

流过发射结的直流电流为 $I_{EQ}$

所以.....

因为 $g_m v_{be} = \alpha i_e$

所以.....



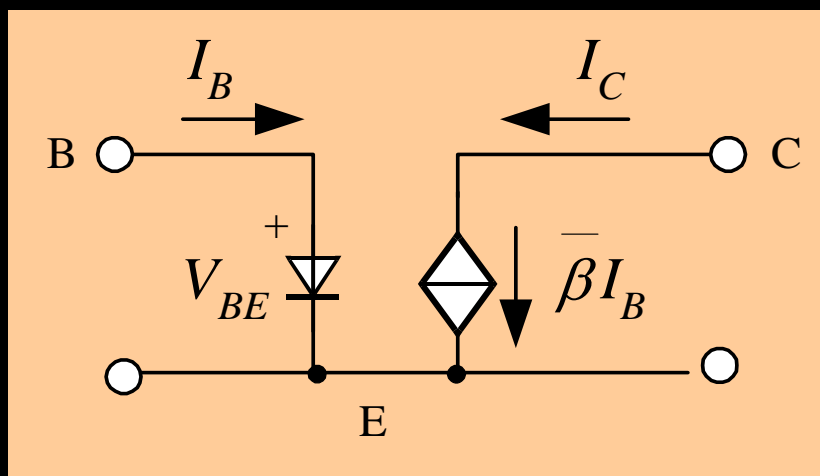
$$r_e = \frac{V_T}{I_{EQ}}$$

$$g_m = \frac{\alpha i_e}{v_{be}} = \frac{\alpha}{v_{be} / i_e} = \frac{\alpha}{r_e} = \frac{\alpha I_{EQ}}{V_T} = \frac{I_{CQ}}{V_T}$$

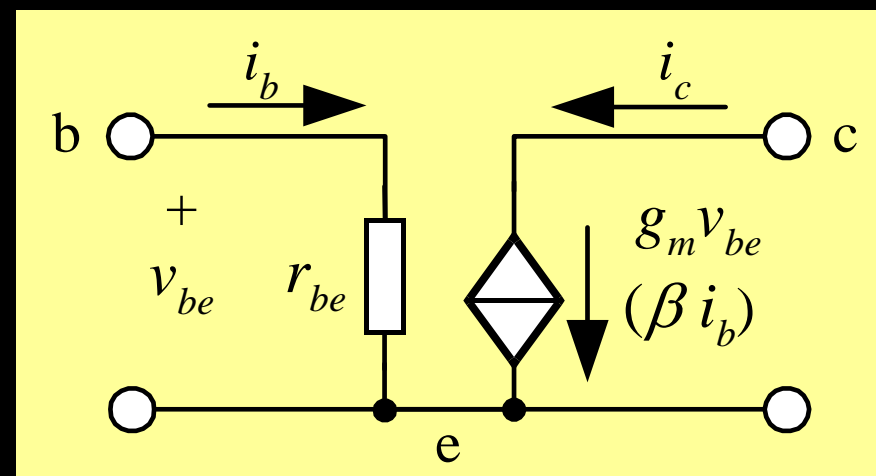


# 晶体管共发射极交流模型

用类似共基极电路的方法，可以得到共发射极电路的交流模型



直流与大信号模型



交流小信号模型



# 共发射极交流模型参数的计算

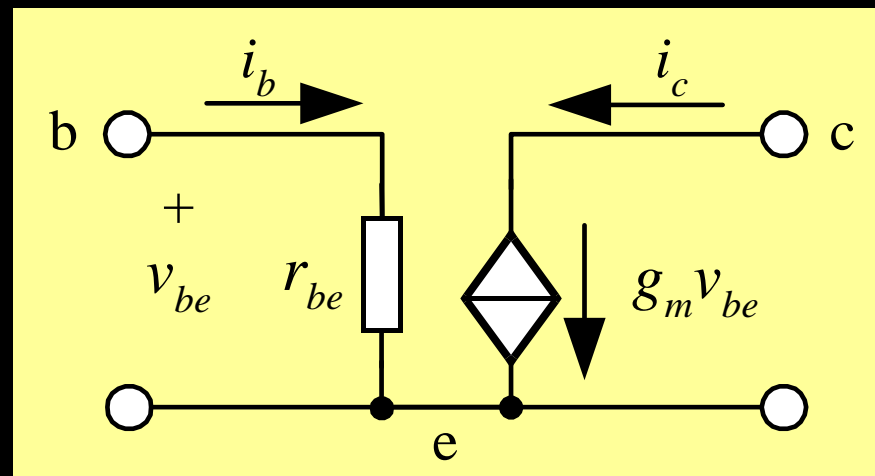
与共基极电路比较：

由于在相同的  $v_{be}$  输入时应该有相同的输出，所以

$$g_m = \frac{I_{CQ}}{V_T}$$

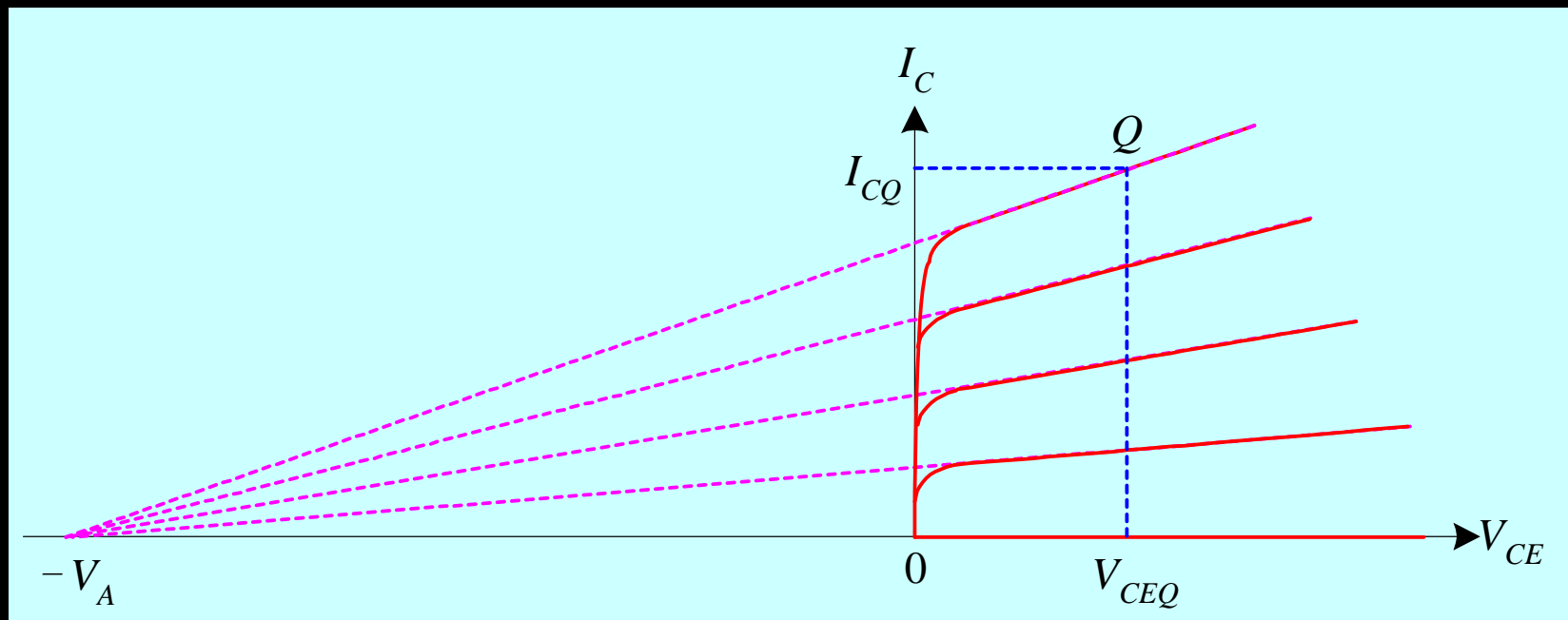
因为  $v_{be} = i_b r_{be}$ ，所以

$$r_{be} = \frac{v_{be}}{i_b} = (\beta + 1) \frac{v_{be}}{i_e} = (\beta + 1) r_e = \beta \frac{V_T}{I_{CQ}}$$



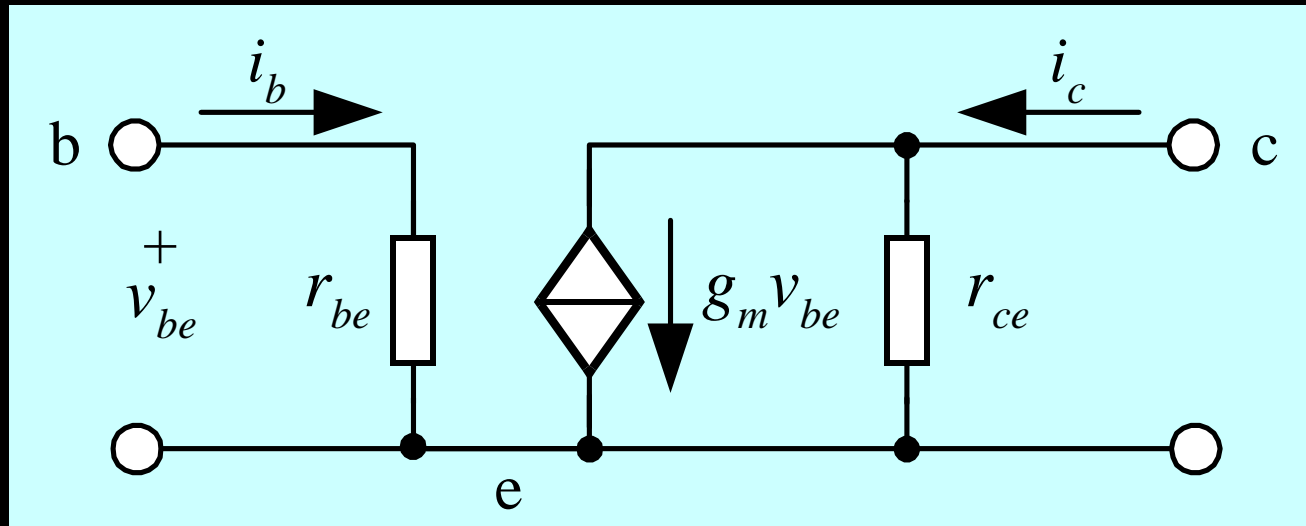


# 考虑基区宽度调制效应



$$r_{ce} = \left. \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C} \right|_Q = \frac{V_{CEQ} + V_A}{I_{CQ}} \approx \frac{V_A}{I_{CQ}} = \frac{V_A}{V_T} \cdot \frac{1}{g_m} = \frac{1}{\eta g_m}$$

# 考虑基区调宽效应的共射模型



- 又称低频混合 $\pi$ 模型
- 模型参数具有明确的物理意义
- 只适用于低频电路



# 双极型晶体管的转移特性

- 晶体管发射结正向偏置时的特性近似一个正向导通的二极管

$$I_E \approx I_{ES} \left[ \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) - 1 \right]$$

其中  $I_{ES}$  是集电结短路时的发射极反向饱和电流

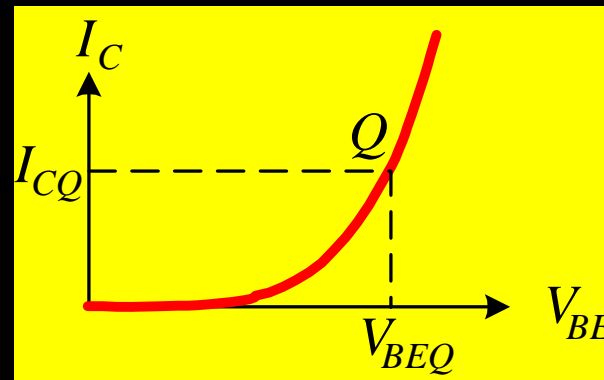
- 定义  $I_S = \alpha I_{ES}$ ，则有

$$I_C \approx I_S \left[ \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) - 1 \right] \approx I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right)$$

# 晶体管线性化近似的分析

$$I_C \approx I_S \left[ \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) - 1 \right] \approx I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right)$$

在  $Q$  点作级数展开



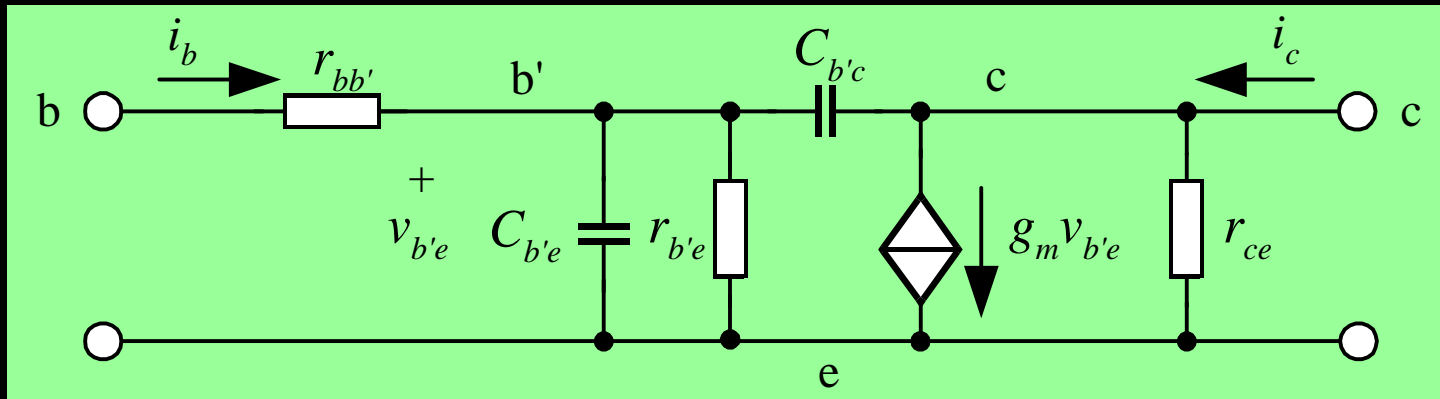
$$I_C = I_{CQ} + \left. \frac{dI_C}{dV_{BE}} \right|_Q (V_{BE} - V_{BEQ}) + \frac{1}{2} \left. \frac{d^2 I_C}{d(V_{BE})^2} \right|_Q (V_{BE} - V_{BEQ})^2 + \dots$$

$$= I_{CQ} + \frac{I_{CQ}}{V_T} \Delta V_{BE} + \frac{1}{2} \frac{I_{CQ}}{V_T^2} \Delta V_{BE}^2 + \dots$$

直流项    线性项    非线性项

线性近似条件:  $\Delta V_{BE} = v_{be} < 0.1V_T$  (非线性误差小于5%)

# 高频混合 $\pi$ 模型



- 考虑晶体管极间电容  $C_{b'e}$ ,  $C_{b'c}$
- 考虑晶体管基区材料的体电阻  $r_{bb'}$





# 晶体管 $\beta$ 随频率变化的规律

- 由高频混合 $\pi$ 模型写出节点方程

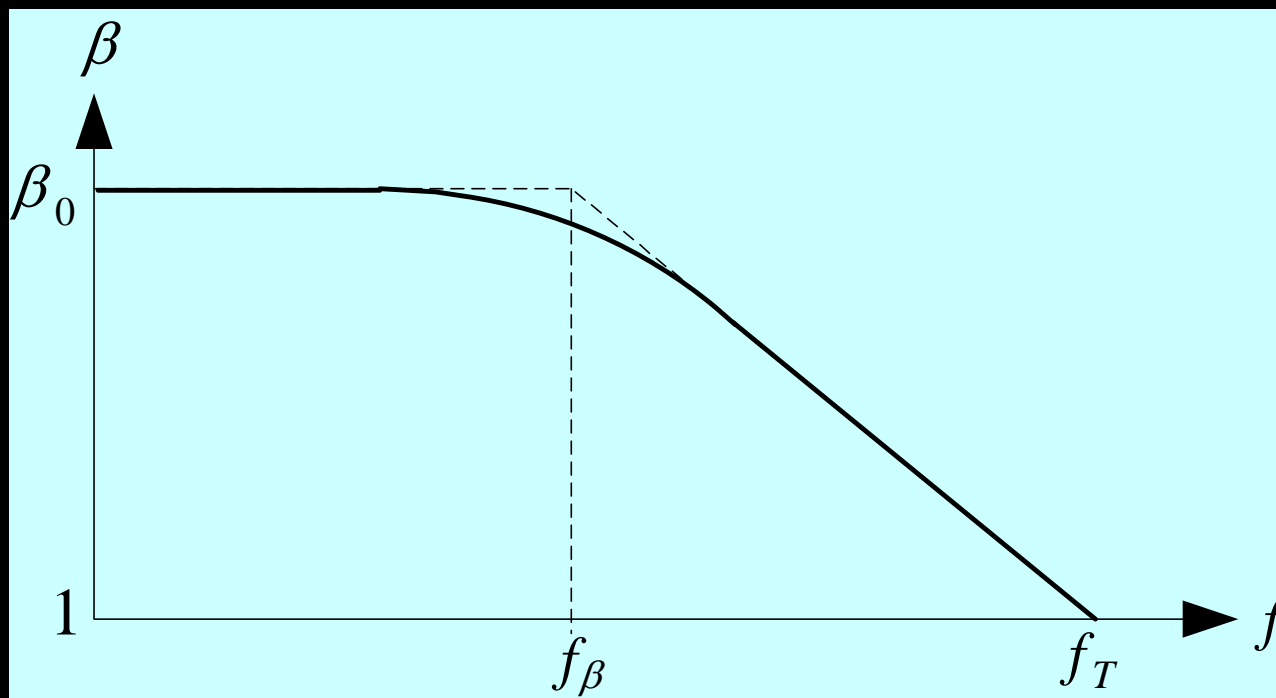
$$\begin{cases} v_{b'e} \cdot j\omega C_{b'e} + \frac{v_{b'e}}{r_{b'e}} + v_{b'e} \cdot j\omega C_{b'c} = i_b \\ g_m v_{b'e} - v_{b'e} \cdot j\omega C_{b'c} = i_c \end{cases}$$

- 得到 $\beta$ 与频率的关系

$$\beta(j\omega) = \frac{i_c}{i_b} = \frac{g_m r_{b'e}}{1 + j\omega r_{b'e} (C_{b'e} + C_{b'c})} = \frac{\beta_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_\beta}}$$



# 截止频率与特征频率



$$f_{\beta} = \frac{\omega_{\beta}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \cdot r_{b'e} (C_{b'e} + C_{b'c})}$$

$$f_T = \beta_0 f_{\beta}$$



# 晶体管的主要特性参数(1)

## ■ 直流参数

- $I_{CBO}$  —— 集电结反向饱和电流
- $I_{CEO}$  —— 穿透电流
- $\bar{\beta}$  —— 共发射极直流电流放大系数

## ■ 交流参数

- $\beta$  —— 共发射极短路交流电流放大系数
- $f_{\beta}$  —— 截止频率
- $f_T$  —— 特征频率
- $C_{ob}$  —— 发射极开路时的集电结电容



# 晶体管的主要特性参数(2)

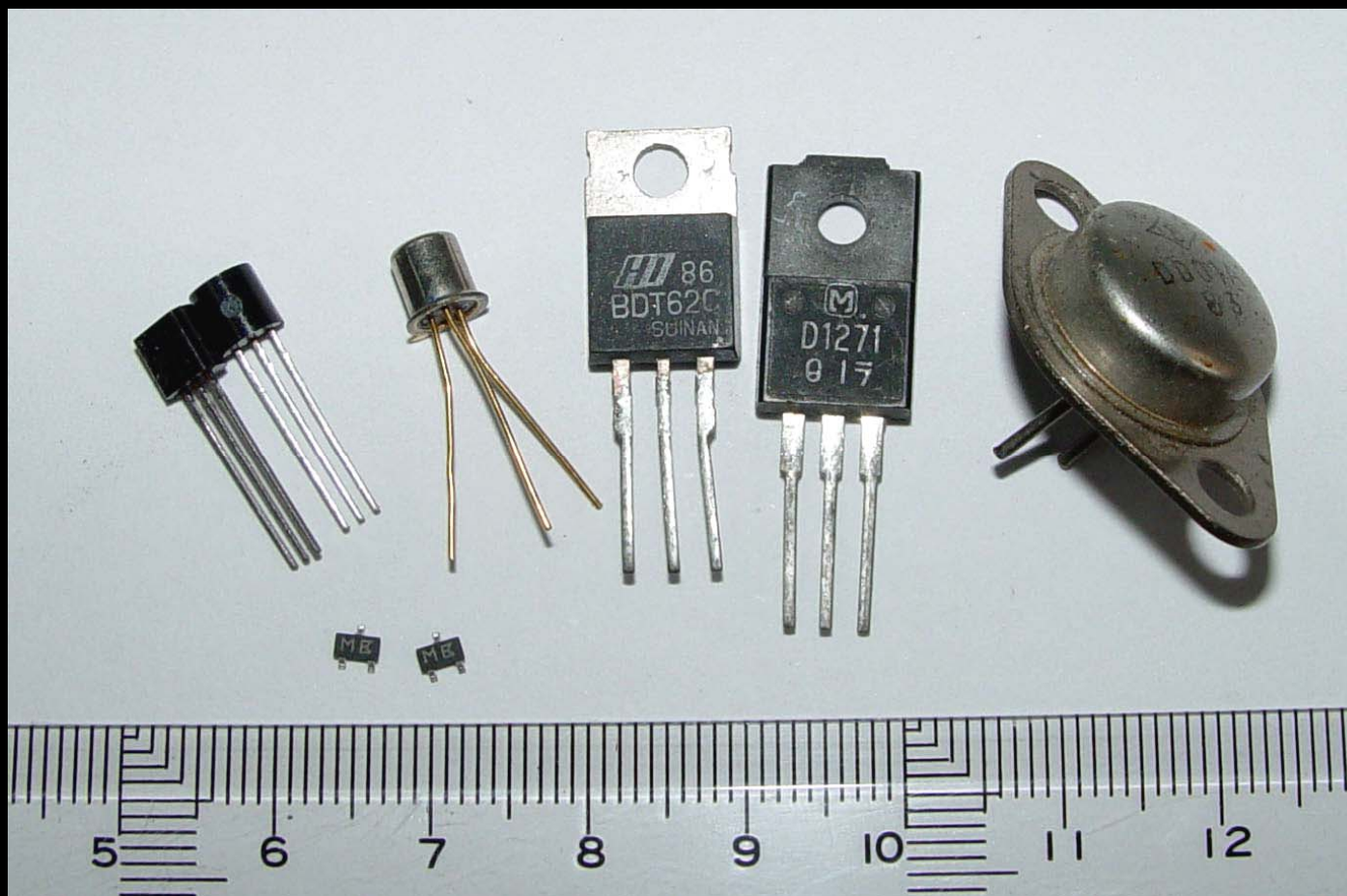
## ■ 极限参数

- $P_{CM}$  —— 集电极最大允许功耗
- $I_{CM}$  —— 集电极最大电流
- $BV_{CBO}$  —— 发射极开路时，集电结的反向击穿电压
- $BV_{CEO}$  —— 基极开路时，集电极与发射极之间（集电结反偏）的反向击穿电压
- $BV_{EBO}$  —— 集电极开路时，发射结的反向击穿电压

## ■ 温度系数（硅晶体管）

- $I_{CBO}$  —— 大致为每 $8^{\circ}\text{C}$ 增大一倍
- $V_{BE}$  —— 大致为每 $1^{\circ}\text{C}$ 降低 $2\sim 2.5\text{mV}$

# 部分晶体管实物图片





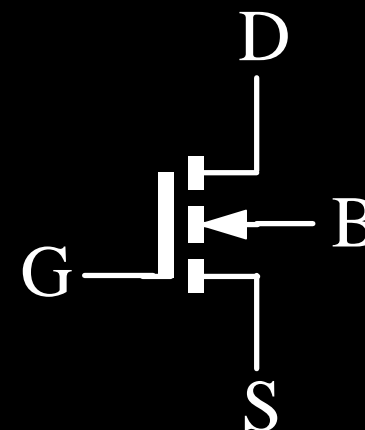
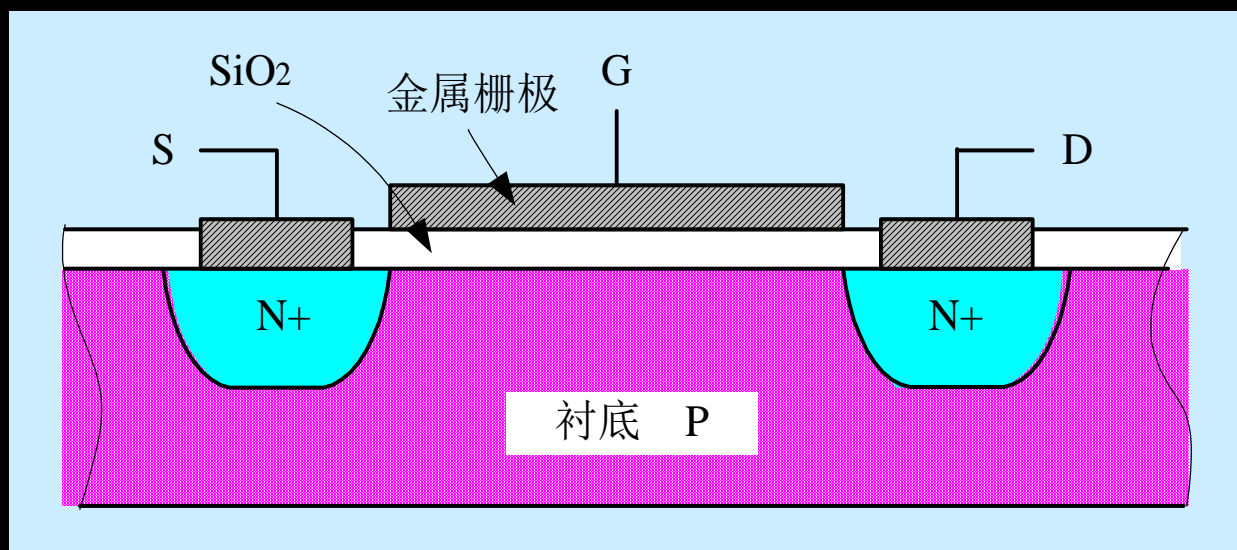
# 场效应晶体管

结构与工作原理

伏安特性

等效模型

# 绝缘栅场效应管结构

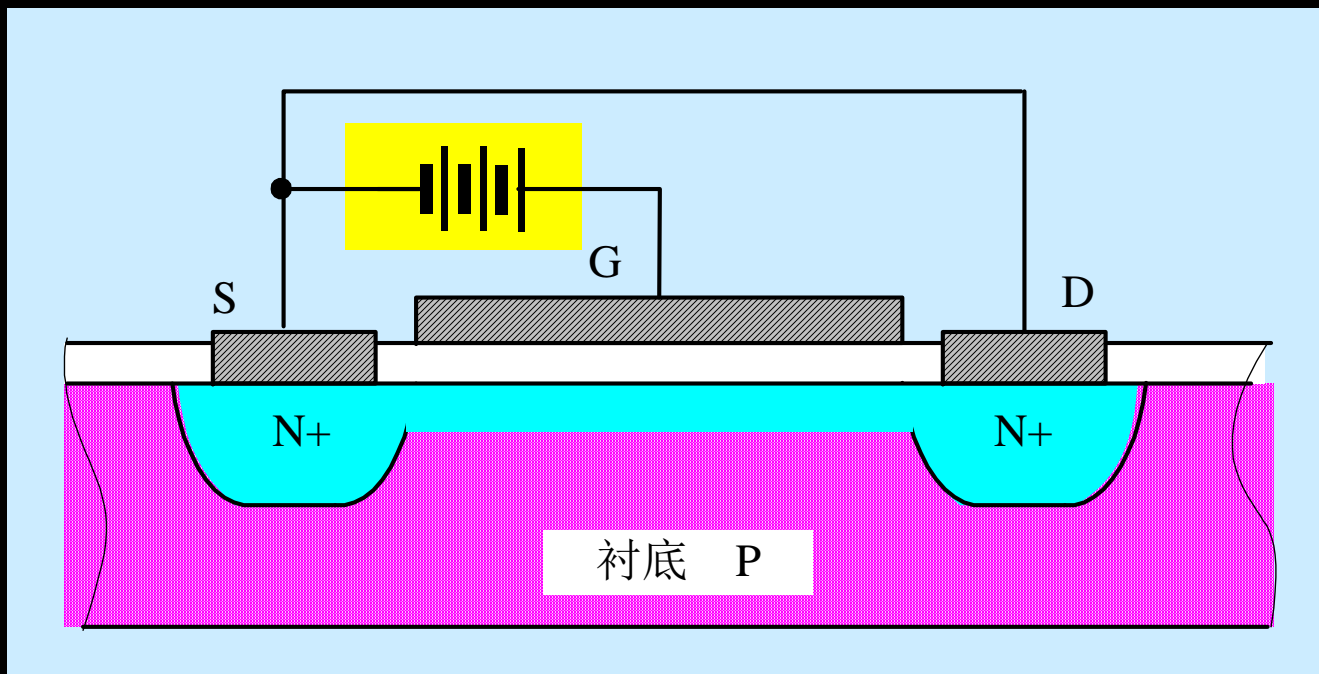


S —— 源极， G —— 栅极， D —— 漏极， B —— 衬底  
金属 - 氧化物 - 半导体 —— MOS结构





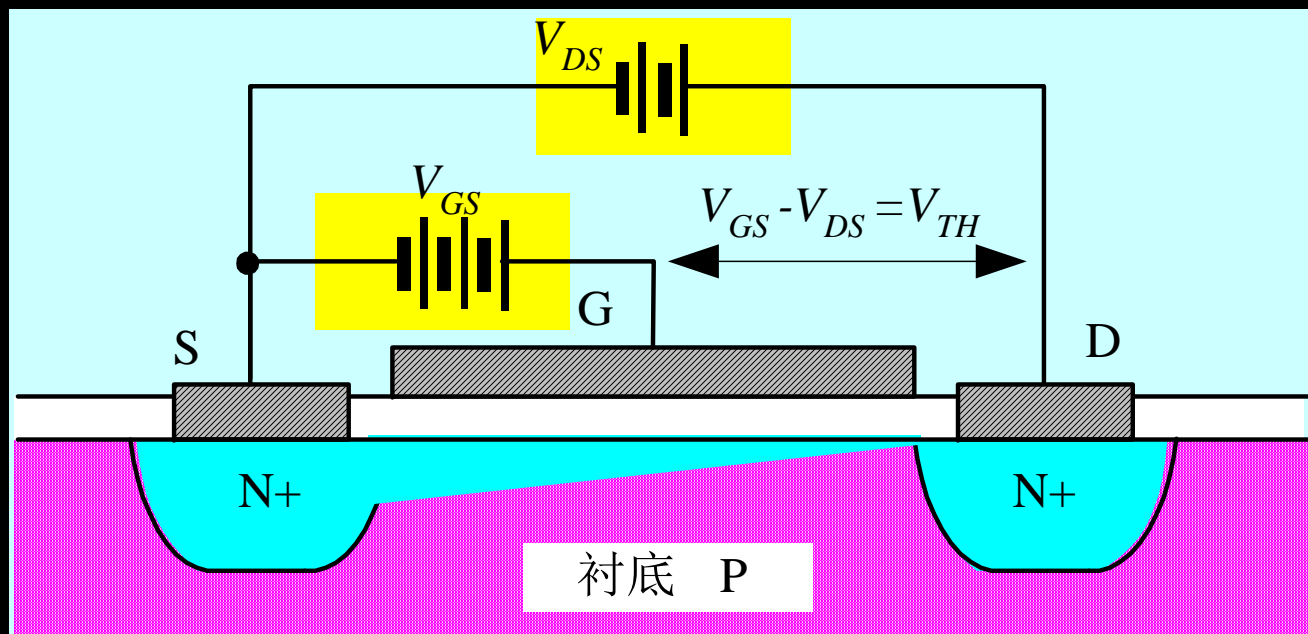
# 导电沟道的形成



栅极电压  $V_G$  大于阈值电压  $V_{th}$  时，在栅极下方形成导电沟道，电子从源极注入沟道，向漏极漂移，形成漏极电流  $I_D$ 。当  $V_G = V_{th}$  时，沟道刚好形成，此时  $I_D = 0$ 。当  $V_G > V_{th}$  时，沟道变宽， $I_D$  增大。当  $V_G < V_{th}$  时，没有沟道形成， $I_D = 0$ 。



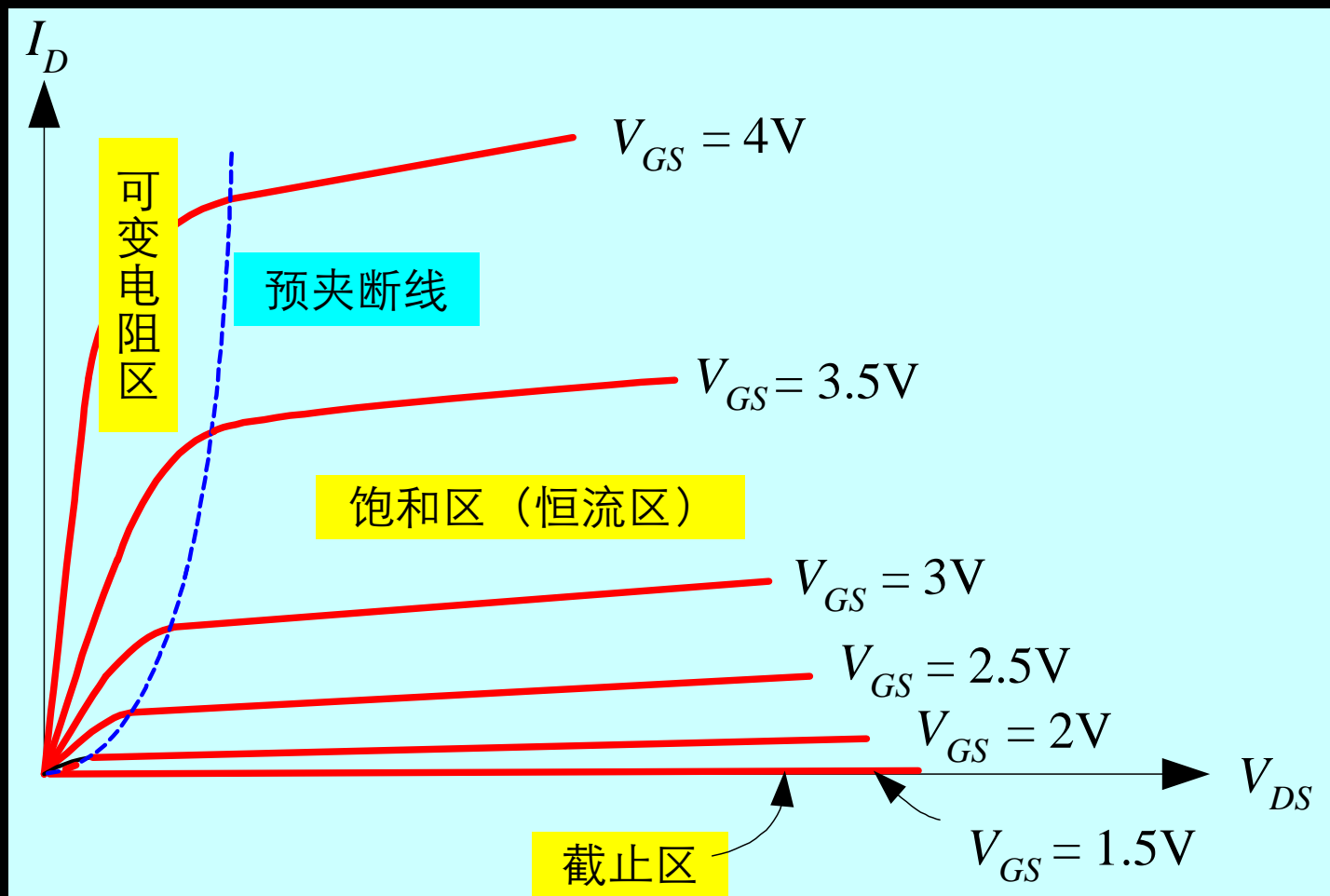
# 加上 $V_{DS}$ 后沟道形状的变化



$V_{DS}$  继续增加，沟道变窄，载流子浓度减小，沟道电阻增大，漏电流开始增加。



# E-MOS场效应管的输出特性





# 场效应管在截止区和可变电阻区的特性

## ■ 截止区

漏极电流近似为0，三个电极之间均无电流

## ■ 可变电阻区

源 - 漏之间的沟道无夹断区，接近于一个电阻。且沟道深度正比于栅极电压，相当于电阻值可变

与恒流区的界限（预夹断线）： $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

## ■ 可以用作模拟信号的通断切换（模拟开关）

## ■ 可实现数字逻辑功能



# 场效应管在恒流区的特性

- 漏极电流受控于栅极电压，其表达式（转移特性）为

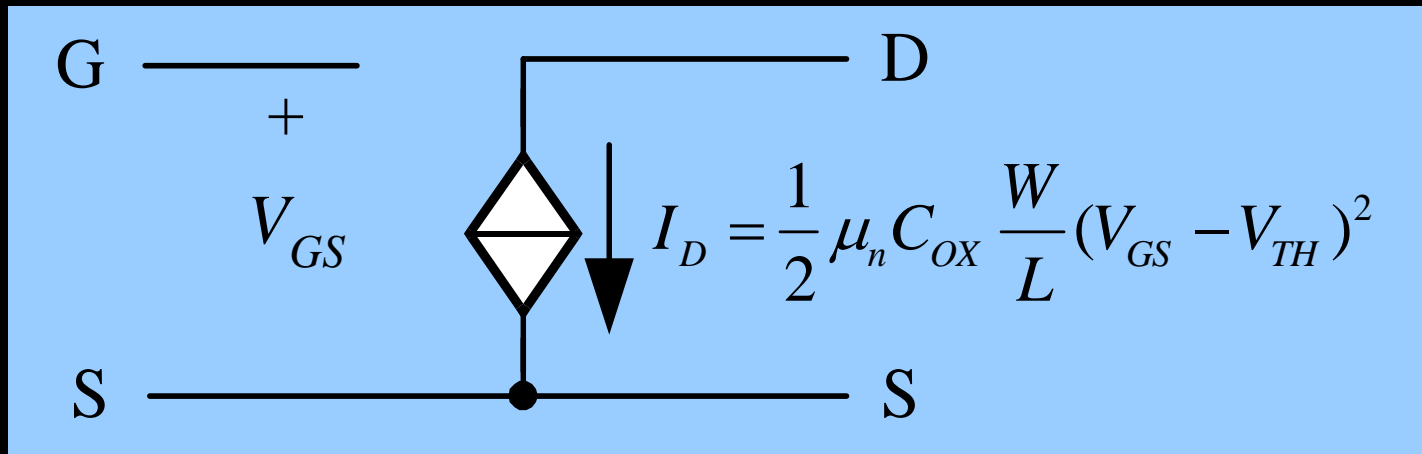
$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{OX} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2$$

其中， $\mu_n$ 是沟道材料的自由电子迁移率， $C_{OX}$ 是单位面积栅极的MOS电容量， $W$ 是沟道宽度， $L$ 是沟道长度

- 平方律特征，电流与栅极宽长比有关
- 存在沟道长度调制效应，类似晶体管的基区调宽效应。也可用厄尔利电压 $V_A$ 表述此效应

# 场效应管的直流与大信号模型

- 栅极近似开路。漏极电流受控于栅极电压，是一个压控电流源，其值由场效应管的转移特性确定



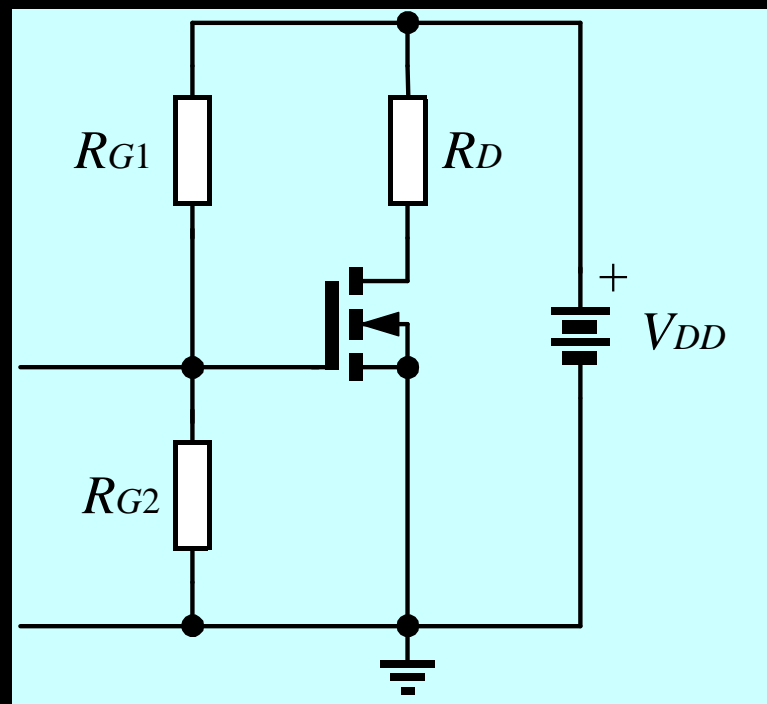
- 可用于工作点确定等大信号场合

# 计算场效应管工作点的例子

$$V_{GS} = \frac{R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}} V_{DD}$$

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{OX} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2$$

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D R_D$$



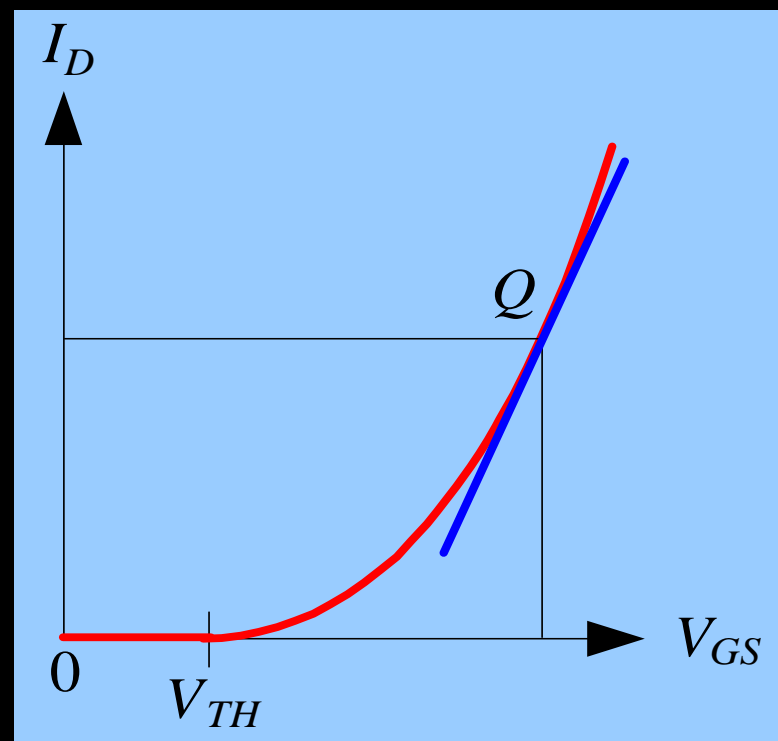
**注意：在实际计算中最后要核实电路确实工作在恒流区，否则上述计算无效**

# 场效应管的交流小信号模型

## ■ 转移特性

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{OX} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2$$

- 交流小信号线性化近似的实质，是以工作点附近的切线代替原来的特性曲线，以工作点附近的小信号  $\Delta I$ 、 $\Delta V$  作为有效的输入输出信号





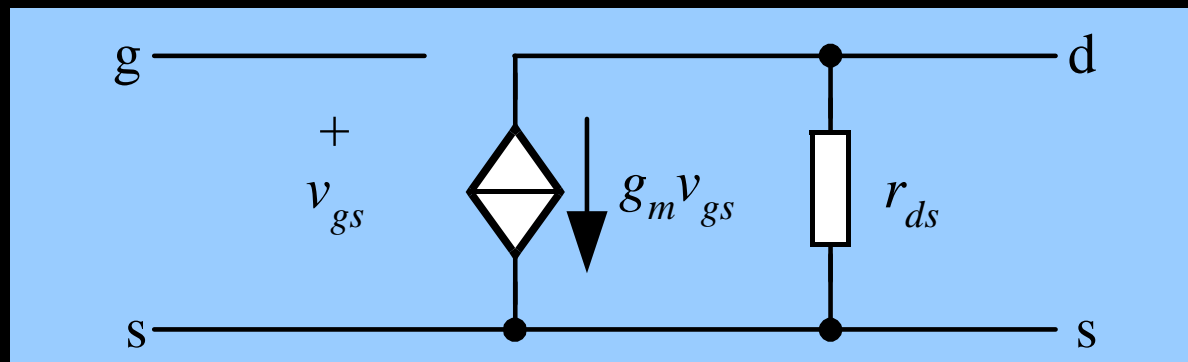
- 对转移特性求导（切线斜率），并记为  $g_m$

$$g_m = \frac{dI_D}{dV_{GS}} = \mu_n C_{OX} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})$$

- 对交流信号有

$$i_d = g_m v_{gs}$$

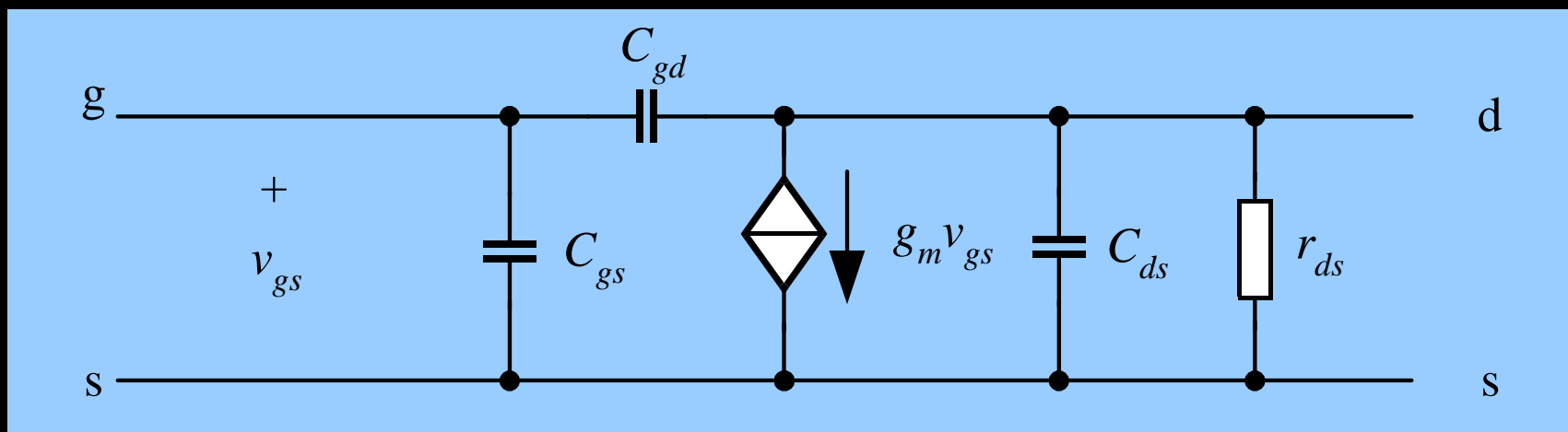
- 漏极电流可用压控电流源等效
- 沟道长度调制效应可以用电阻  $r_{ds}$  等效
- 等效模型：





# 场效应管的高频小信号模型

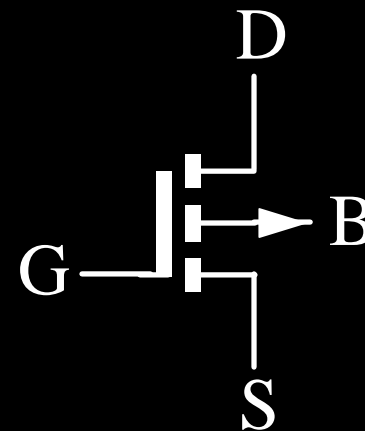
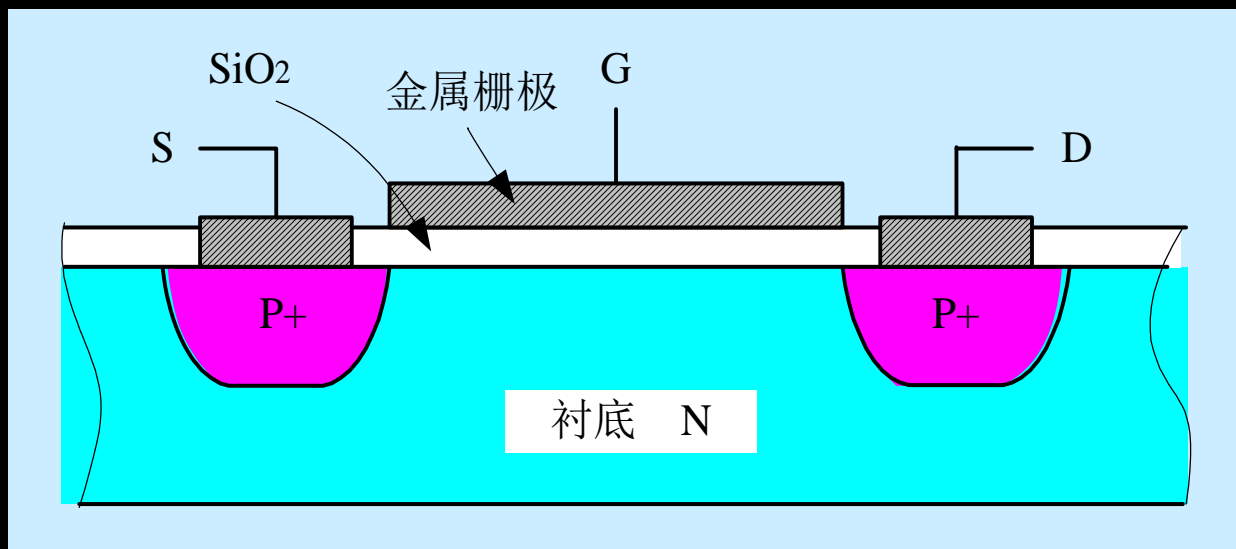
- 高频时需考虑极间电容的影响



- 常见的小功率场效应管， $C_{gs}$ 和 $C_{gd}$ 的数值大致为1~10pF， $C_{ds}$ 的数值大致为0.1~1pF

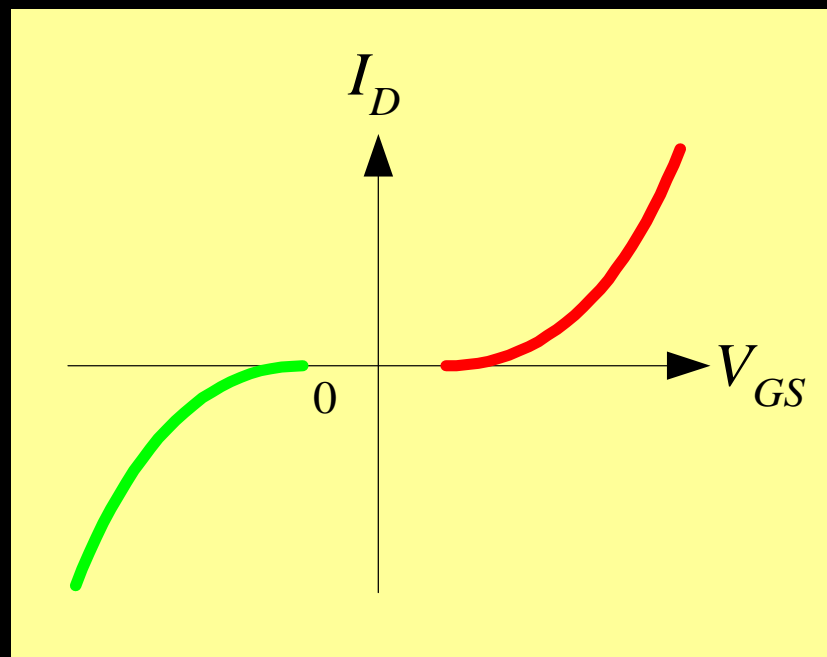
# p沟道增强型场效应管

- 用n型衬底材料，并将所有电极的导电类型反过来，就形成p沟道增强型场效应管



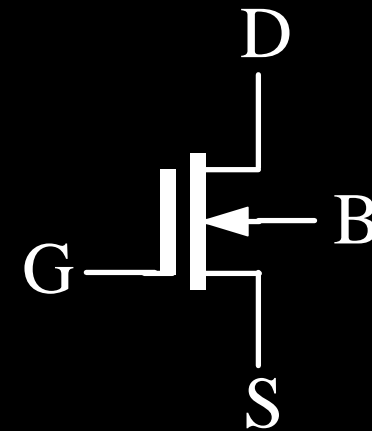
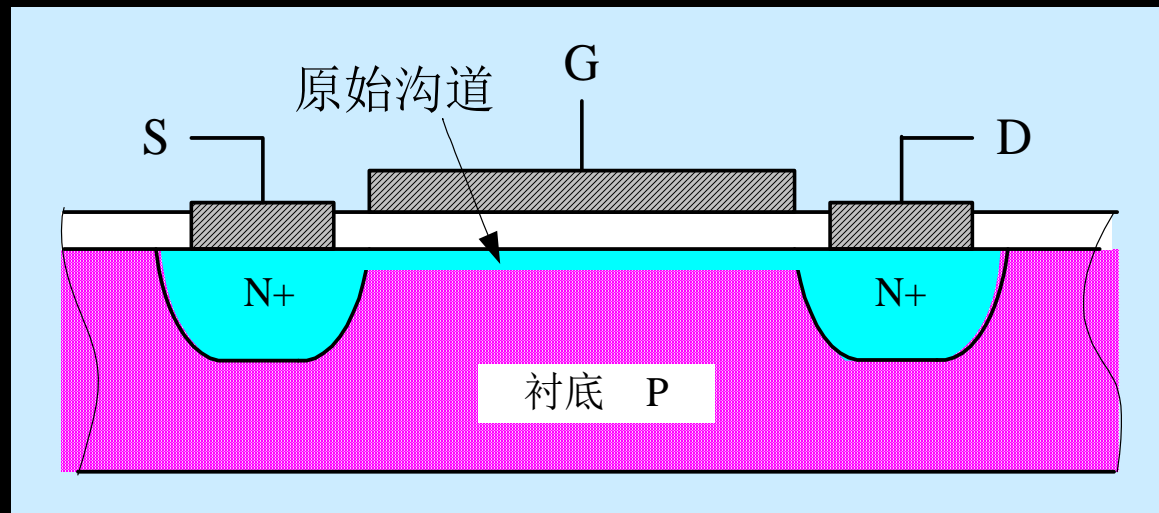
# 两种不同沟道场效应管的异同

- 极性不同，导致直流偏置不同
  - n沟道:  $V_{GS} > 0$ ,  $V_{DS} > 0$ ; 衬底接最低电位
  - p沟道:  $V_{GS} < 0$ ,  $V_{DS} < 0$ ; 衬底接最高电位
- 转移特性的象限不同
  - n沟道: 第1象限
  - p沟道: 第3象限
- 交流等效模型完全相同



# 耗尽型MOS场效应管(D-MOS)

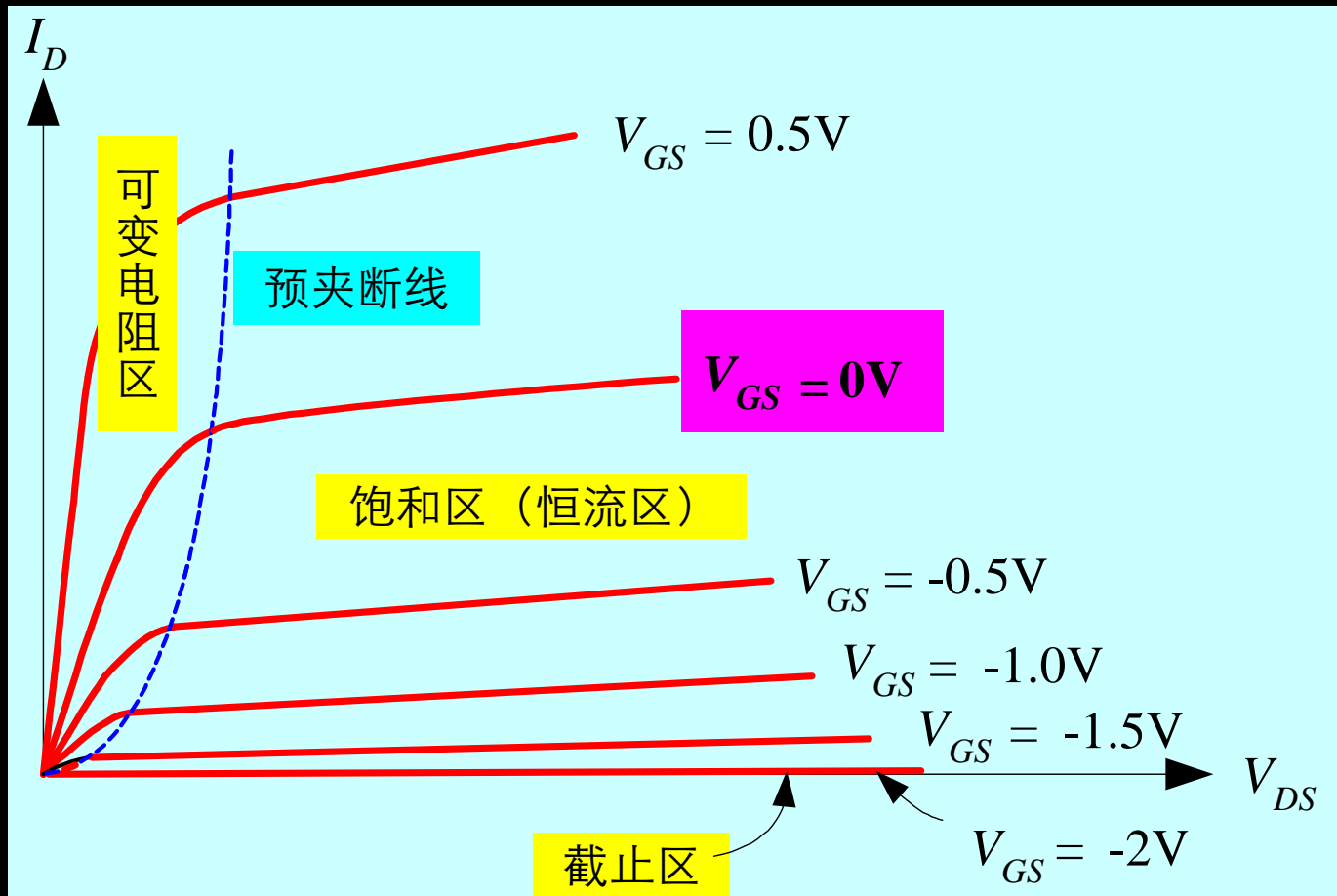
- 在制造时形成原始导电沟道



- 也有两种沟道类型



# D-MOS场效应管的输出特性





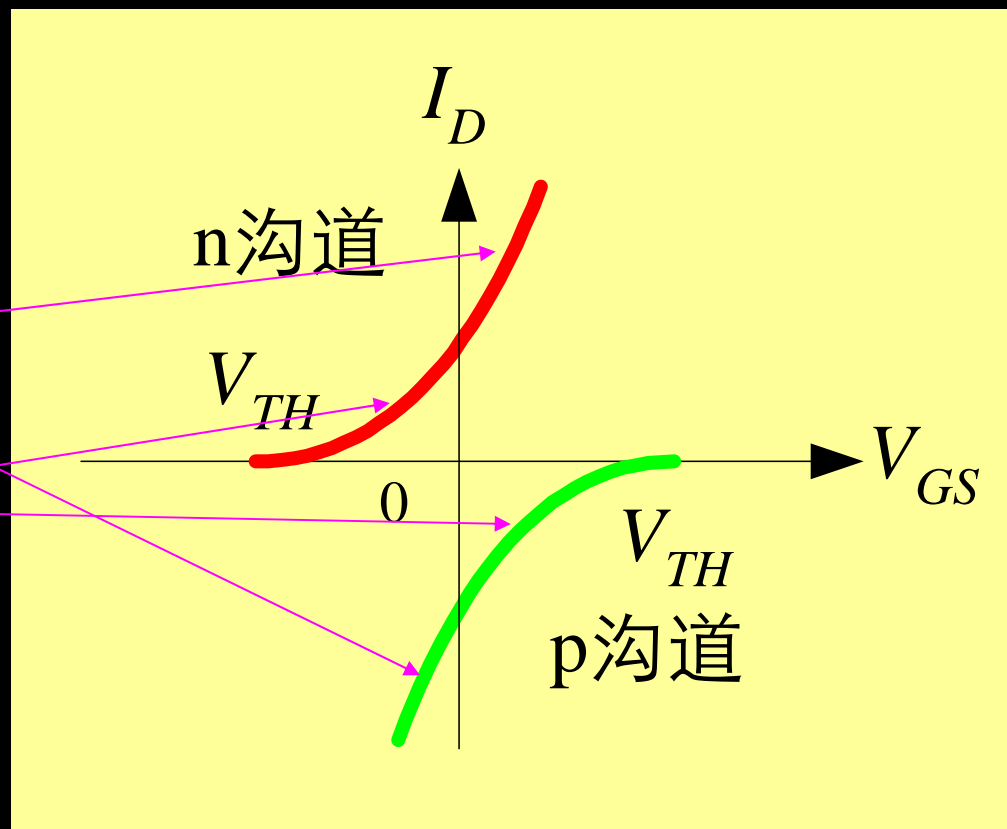
# D-MOS场效应管的转移特性

存在两种工作模式：

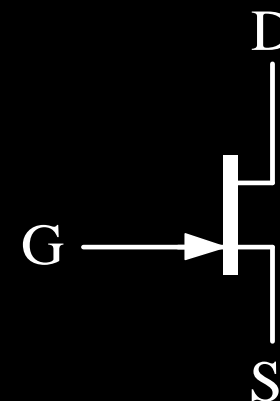
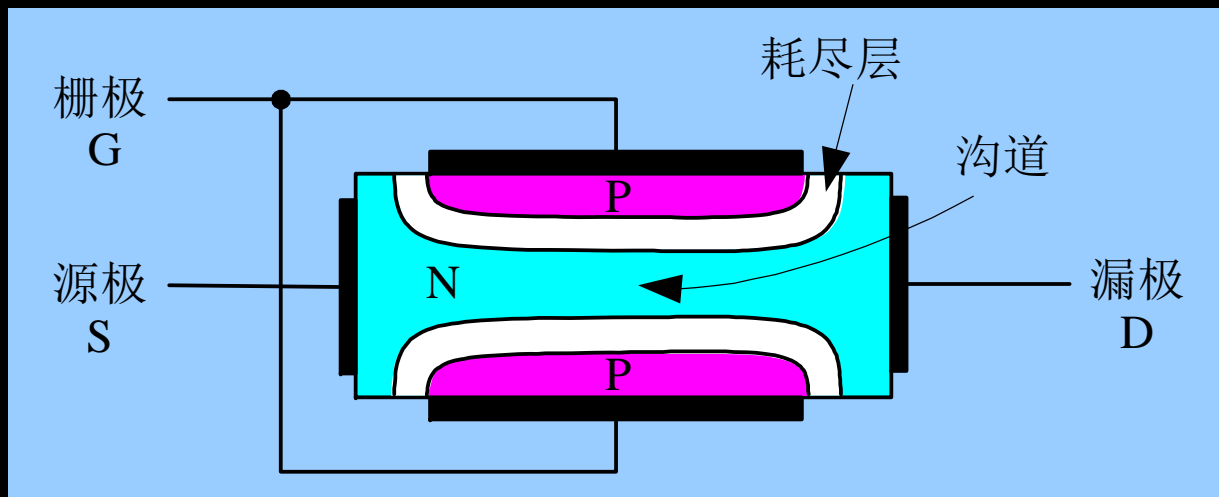
增强模式

耗尽模式

所以也称增强-耗尽型



# 结型场效应管(JFET)



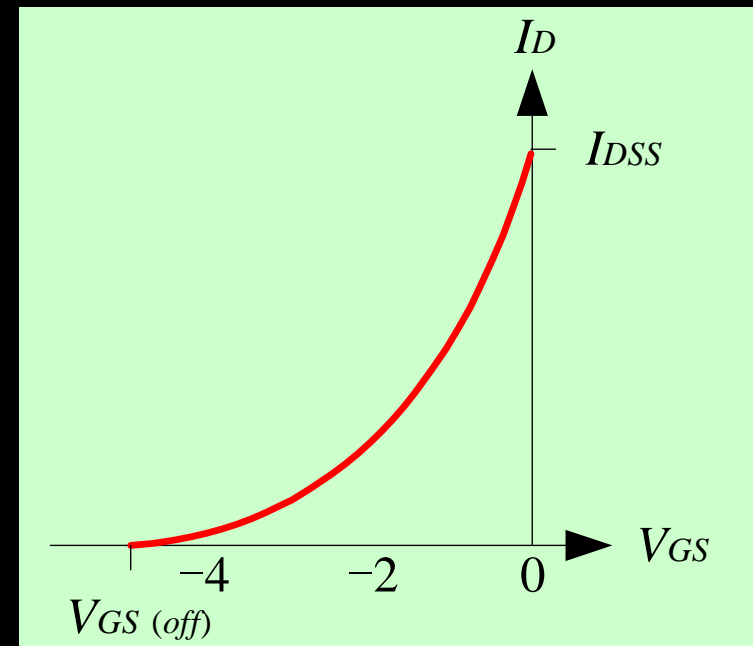
- 栅极与衬底之间依靠反向偏置的PN结隔离
- 改变栅极电压使得PN结耗尽区厚度改变，也就是导电沟道深度变化，从而控制漏极电流
- 必须保证PN结始终处于反向偏置

# JFET的转移特性

- 一般用饱和漏极电流描述

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(off)}}\right)^2$$

- 只能工作在耗尽区

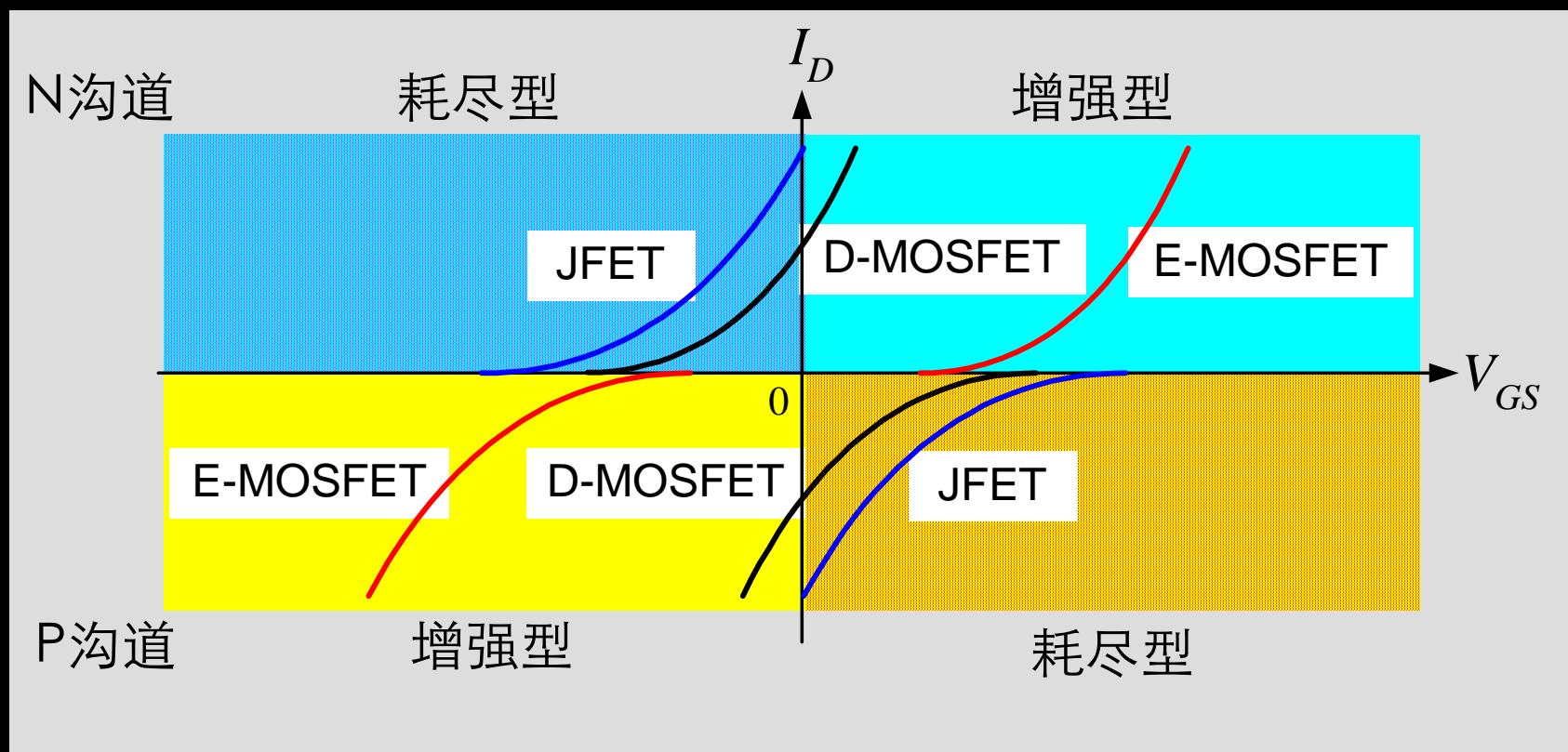






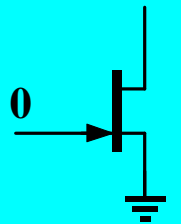
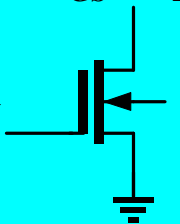
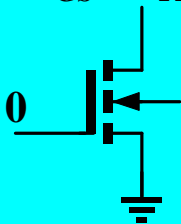
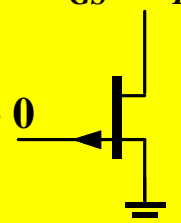
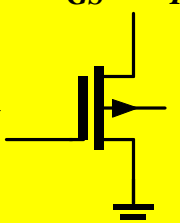
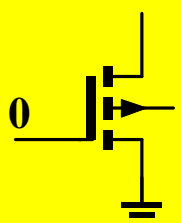
# 不同类型的场效应管的比较

## ■ 转移特性工作象限的区别





# ■ 静态工作点的区别

<p><math>V_{DS} &gt; (V_{GS} - V_{TH}) &gt; 0</math></p> <p><math>V_{TH} &lt; V_{GS} &lt; 0</math></p>  <p><b>N沟道JFET</b></p>	<p><math>V_{DS} &gt; (V_{GS} - V_{TH}) &gt; 0</math></p> <p><math>V_{GS} &gt; V_{TH}</math></p> <p><math>V_{TH} &lt; 0</math></p>  <p><b>N沟道DMOS</b></p>	<p><math>V_{DS} &gt; (V_{GS} - V_{TH}) &gt; 0</math></p> <p><math>V_{GS} &gt; V_{TH} &gt; 0</math></p>  <p><b>N沟道EMOS</b></p>
<p><math>V_{DS} &lt; (V_{GS} - V_{TH}) &lt; 0</math></p> <p><math>V_{TH} &gt; V_{GS} &gt; 0</math></p>  <p><b>P沟道JFET</b></p>	<p><math>V_{DS} &lt; (V_{GS} - V_{TH}) &lt; 0</math></p> <p><math>V_{GS} &lt; V_{TH}</math></p> <p><math>V_{TH} &gt; 0</math></p>  <p><b>P沟道DMOS</b></p>	<p><math>V_{DS} &lt; (V_{GS} - V_{TH}) &lt; 0</math></p> <p><math>V_{GS} &lt; V_{TH} &lt; 0</math></p>  <p><b>P沟道EMOS</b></p>



# FET与BJT的比较

## ■ 晶体管类型的比较

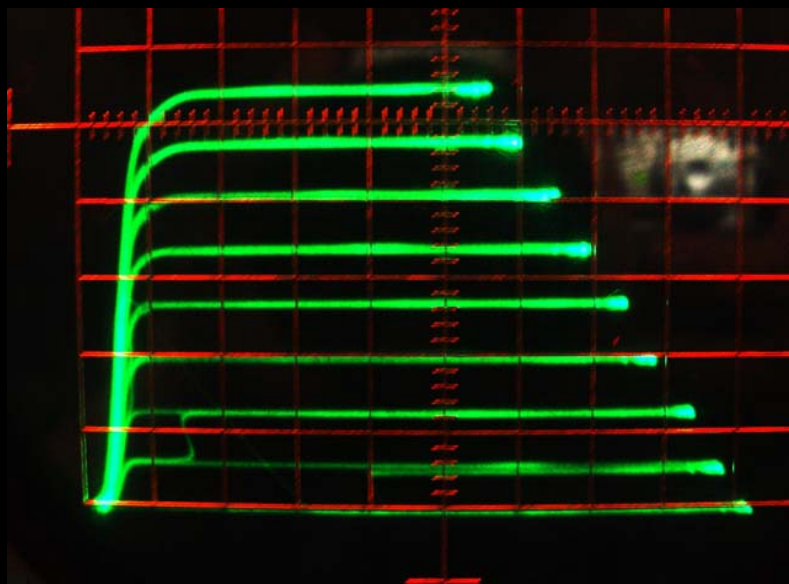
- FET: 复杂, 6种不同类型
- BJT: 简单, 只有2种类型

## ■ 输入特性的比较

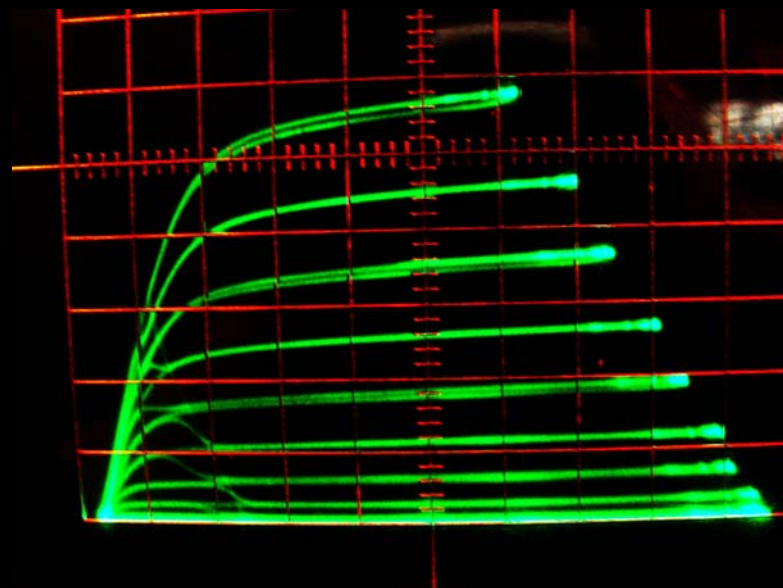
- FET: 直流电阻无穷大, 只能电压输入
- BJT: 二极管特性, 既可以电压输入, 也可以电流输入

## ■ 输出特性的比较

### BJT的输出特性



### FET的输出特性



- 在放大区（恒流区）和截止区具有类似的特性
- 在饱和区（可变电阻区）具有比较明显的区别



## ■ 传输特性的比较

□ FET: 只有跨导传输特性

$$g_m = \mu_n C_{OX} \frac{W}{L} (V_{GSQ} - V_{TH})$$

$$g_m = -\frac{2}{V_{GS(off)}} \sqrt{I_{DSS} \cdot I_{DQ}}$$

□ BJT: 既有跨导传输特性, 又有电流传输特性

$$g_m = \frac{I_{CQ}}{V_T}$$

$$i_c = \beta i_b = \alpha i_e$$





复旦大学电子工程系 陈光梦

第2章结束

