

第五章 金属-氧化物-半导体场效应晶体管 (MOSFET)

§5.1 MOSFET的结构和工作原理

§5.2 MOSFET的阈值电压

§5.3 MOSFET的直流特性

§5.4 MOSFET的频率特性

§5.5 MOSFET的开关特性

§5.6 MOSFET的功率特性

§5.7 小尺寸MOSFET

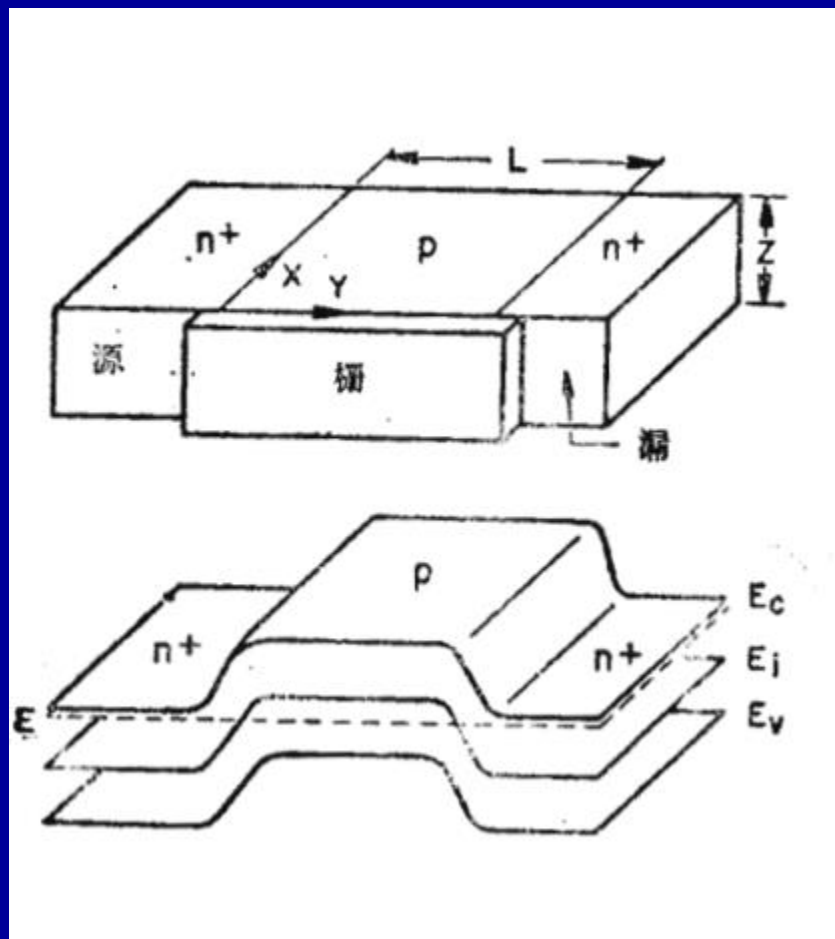
§5.8 MOSFET的最新研究进展

MOSFET基本知识体系框架

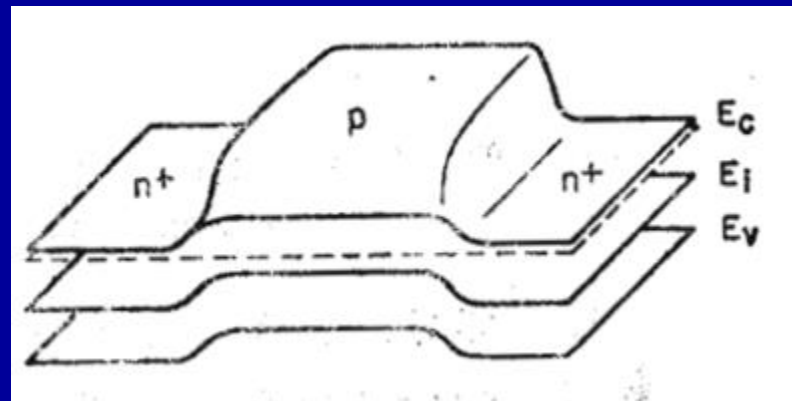


§5.3 MOSFET的直流特性

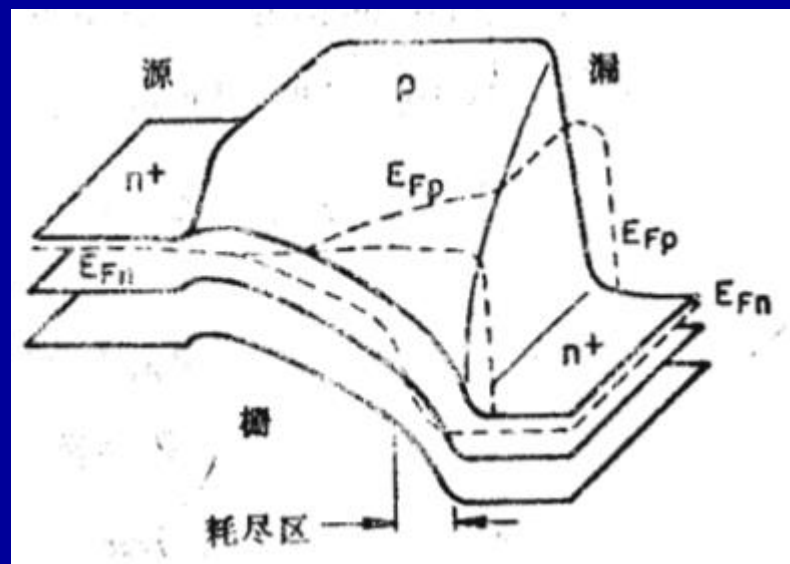
1. MOSFET非平衡时能带图



无外加电压时的xy平面能带图



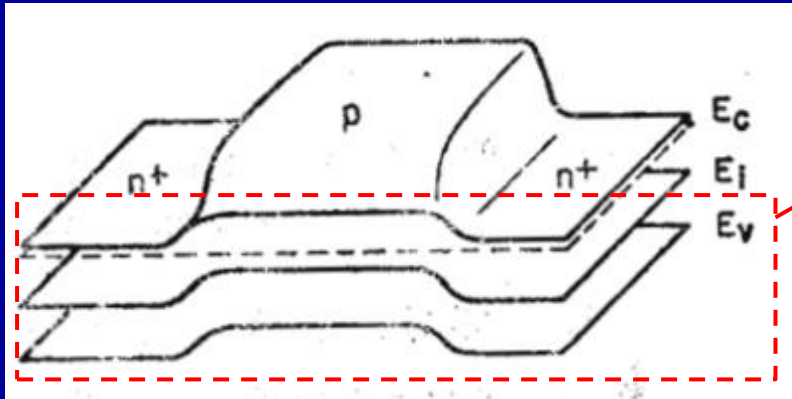
强反型时的能带图



正常工作时 (加 V_{DS}) 的能带图

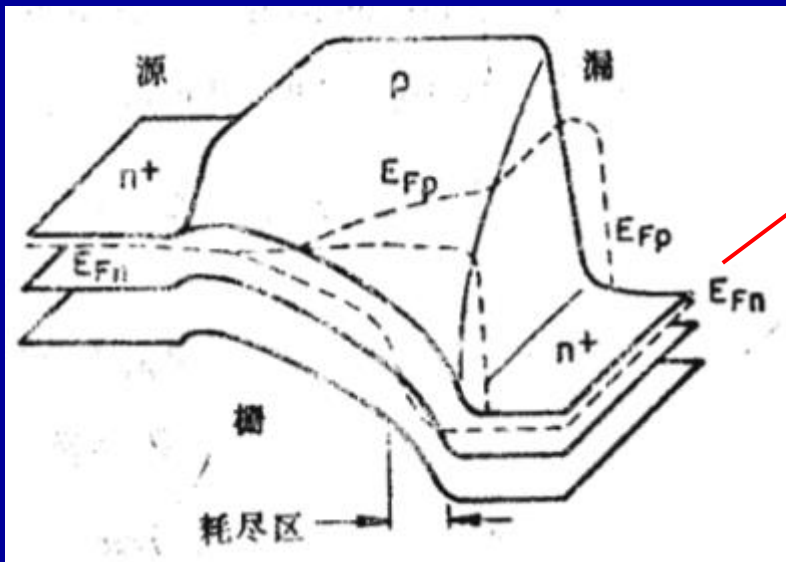
MOSFET的直流特性

1. MOSFET非平衡时能带图



强反型时的能带图

加 V_T 使P型衬底表面发生反型，在不加 V_{DS} 时，没有电流，因此费米能级不发生分裂，此时只有P型衬底表面的能带向下弯曲。

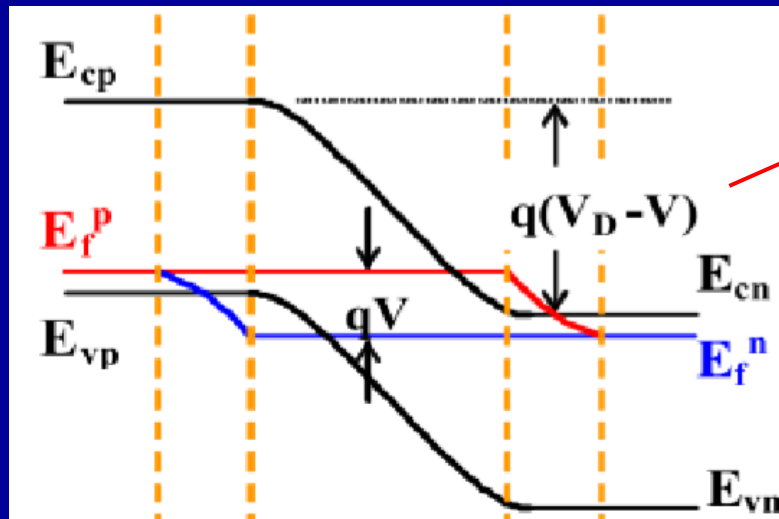


正常工作时（加 V_{DS} ）的能带图

加 V_{DS} 时，漏端的能带向下弯曲，源漏之间会产生电流，因此费米能级发生分裂，而 V_{DS} 绝大部降落在反偏的右侧pn结和沟道上，因此在左侧pn结处费米能级不发生分裂。

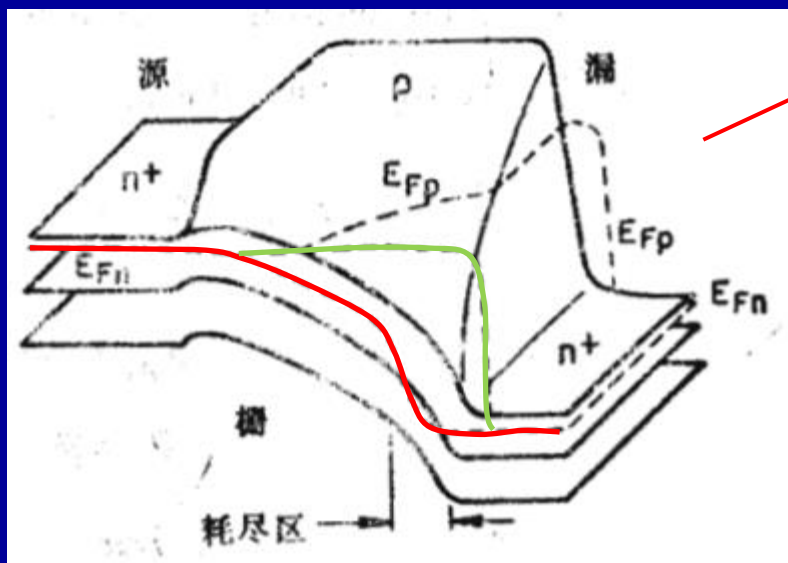
MOSFET的直流特性

1. MOSFET非平衡时能带图



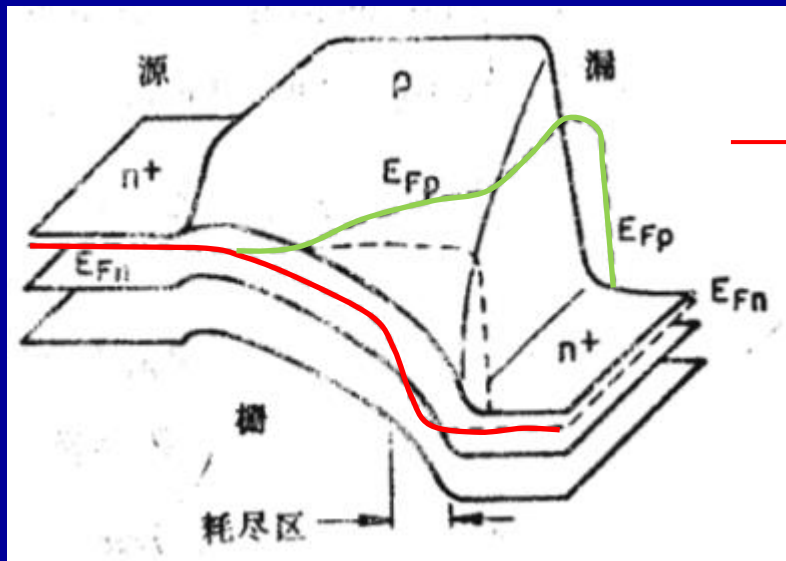
反偏pn结费米能级分裂图，就像一个平行四边形

npn费米能级分裂图，红线是表面 E_{Fn} ，绿线是表面 E_{Fp} ，形状与上图有所区别；从左往右看，P区表面大部分区域反型电子浓度依旧很高，P区中 E_{Fn} 向下弯曲时，初始与导带底的距离基本不发生变化，当逐渐靠近漏端时，由于漏端 n^+p 结耗尽区的存在， E_{Fn} 与导带底距离开始增大，反型电子浓度开始降低；对于空穴而言，由于衬底表面本身就处于反型状态，没有太多的空穴，因此 E_{Fp} 符合常规反偏情况下的形状。



MOSFET的直流特性

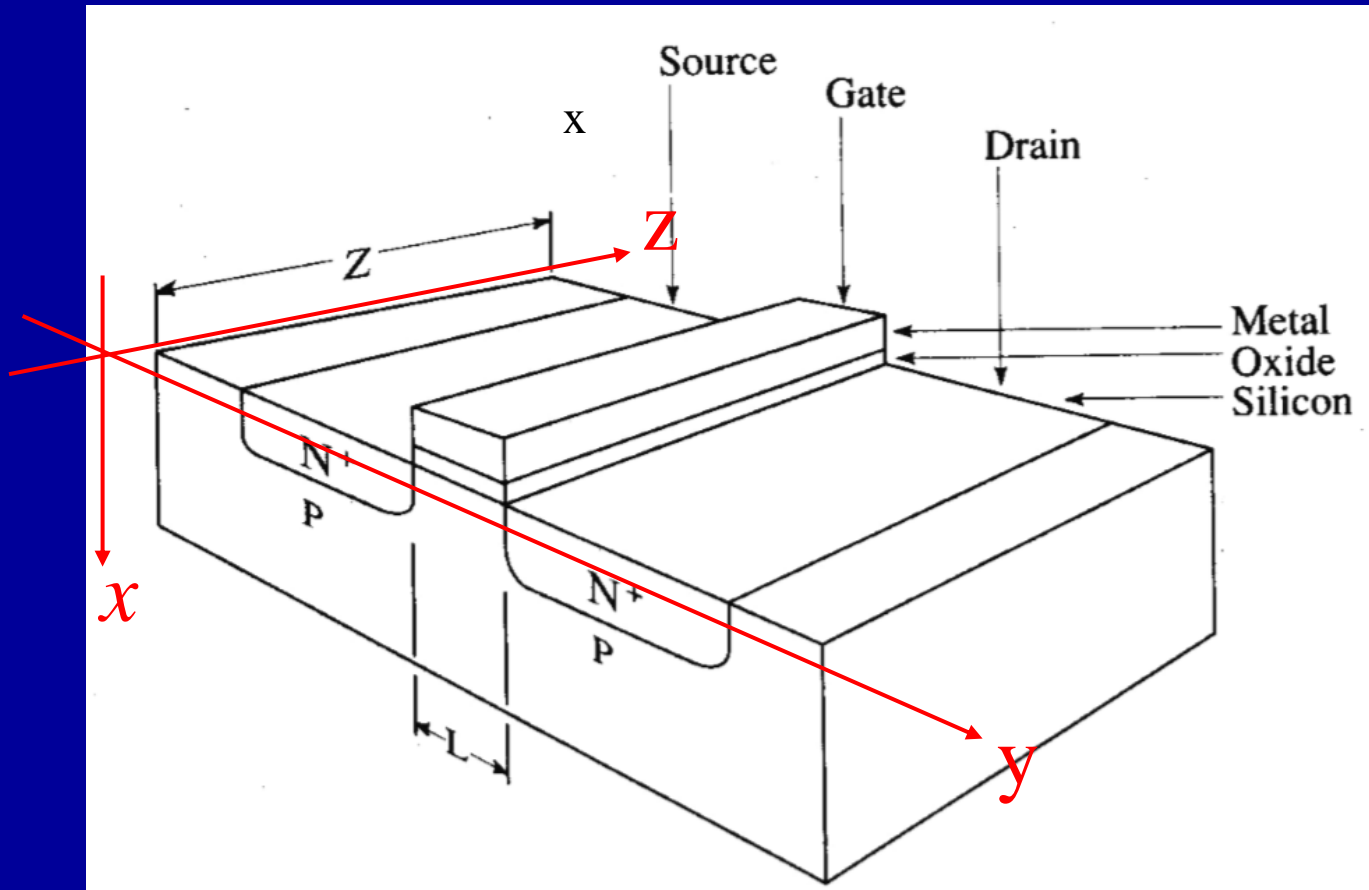
1. MOSFET非平衡时能带图



红线是表面 E_{Fn} ，绿线是衬底 E_{Fp} ，加 V_{DS} 时，有部分电压降落在了沟道区，而沟道区此时处于反型状态，相当于有一个 n^+ 区存在，也就是说此时表面处的 n^+ 与衬底P区也处于反偏状态，所以费米能级也要分裂。

MOSFET的直流特性

1. MOSFET非平衡时能带图

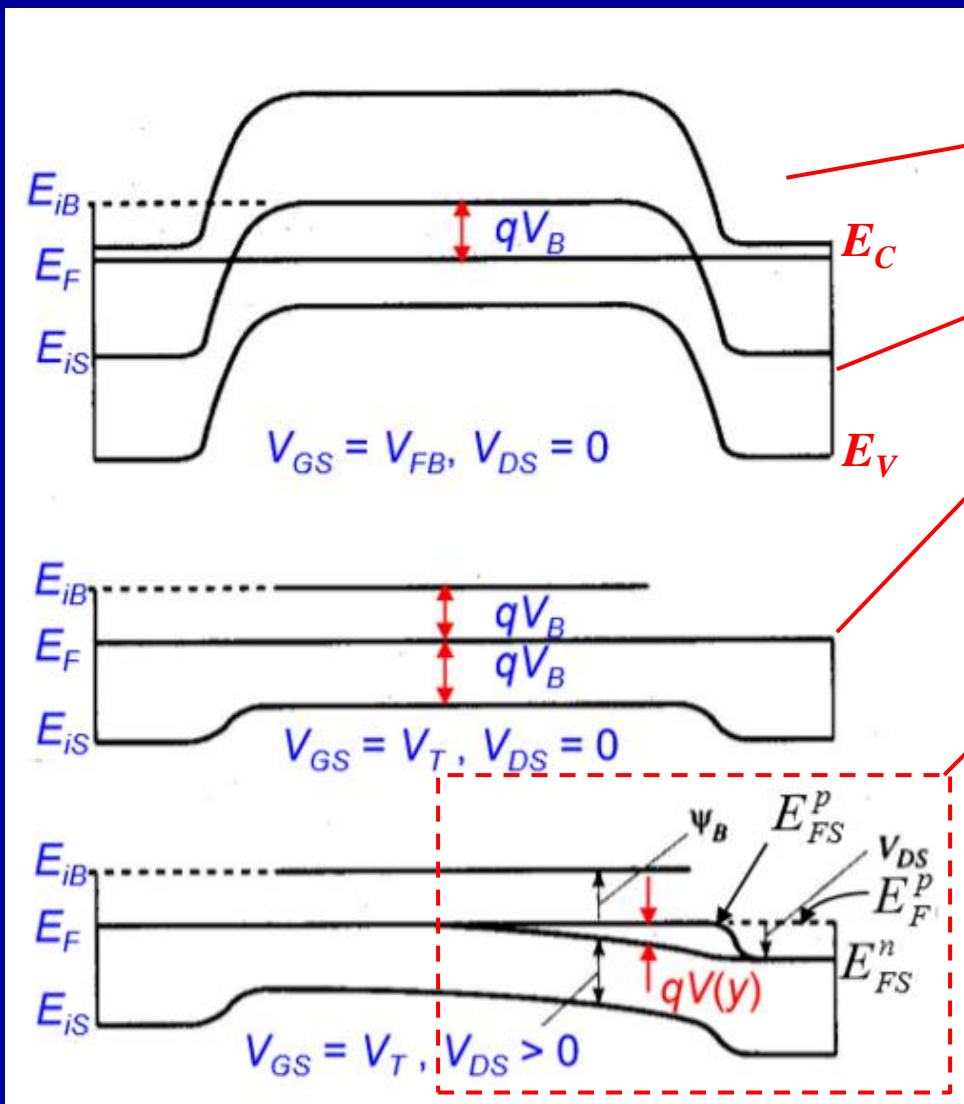


规定的坐标方向：

- ◆ x 指向衬底体内
- ◆ y 从源指向漏
- ◆ z 表示栅宽方向

MOSFET的直流特性

1. MOSFET非平衡时能带图

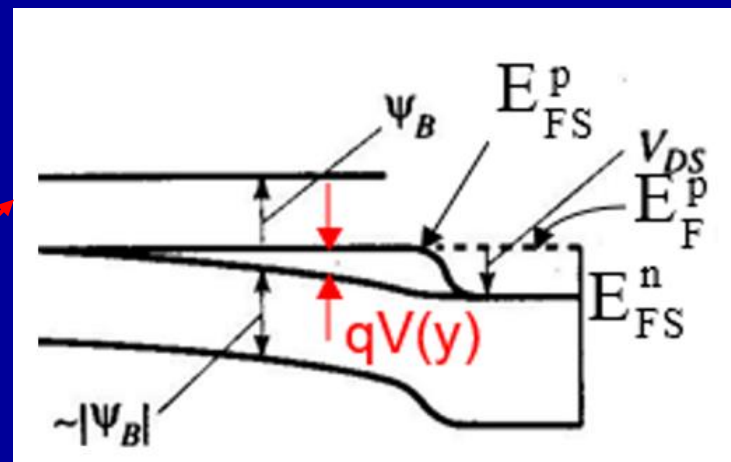


$z=0, xy$ 面

E_{iS} : 衬底表面禁带中线
 E_{iB} : 衬底体内禁带中线

平带时能带图

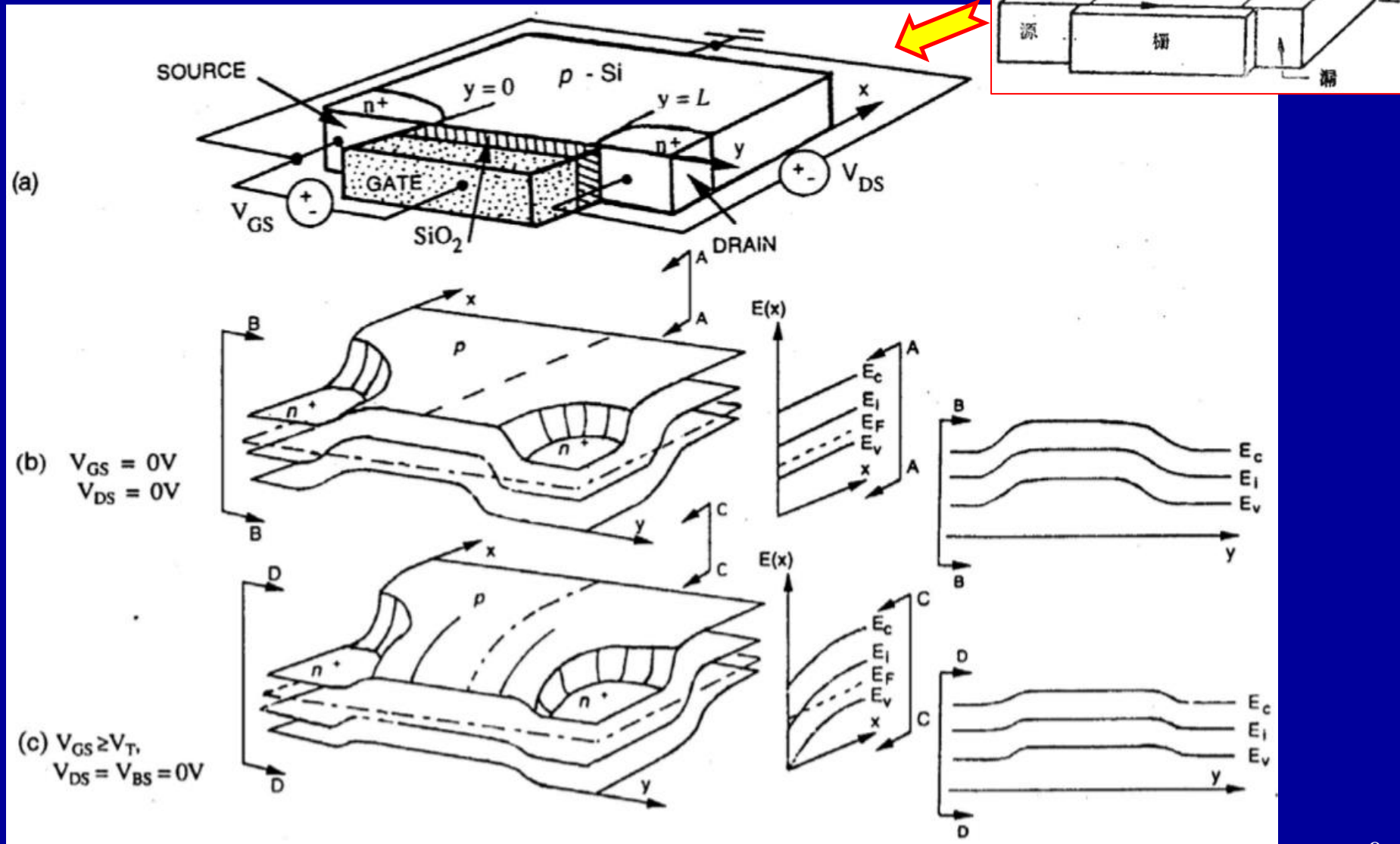
强反型时能带图
 (去掉了 $E_C E_V$)



费米能级分裂，大小几乎等于外加 V_{DS} ， $V(y)$ 表示坐标 y 处 V_{DS} 提供的电势

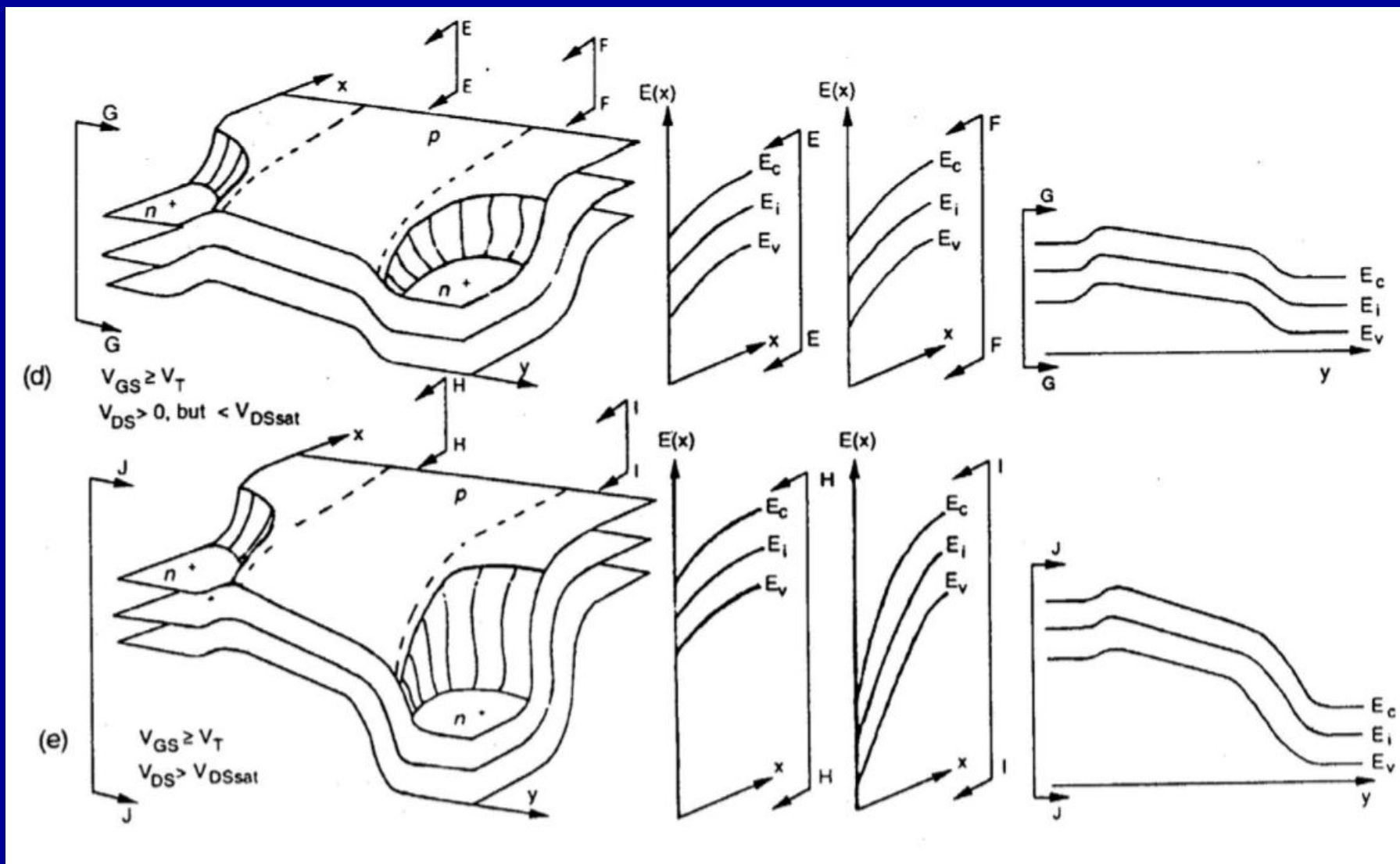
MOSFET的直流特性

1. MOSFET非平衡时能带图



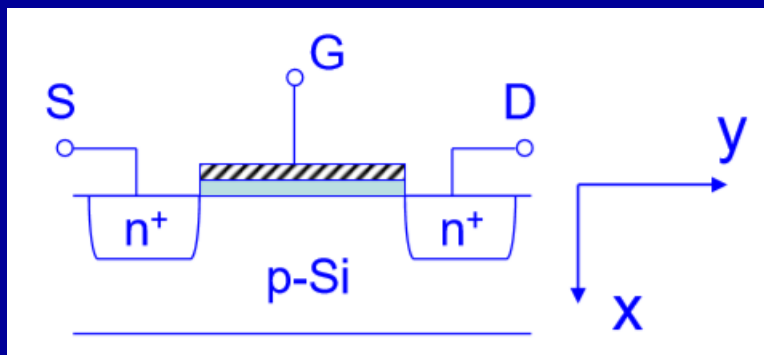
MOSFET的直流特性

1. MOSFET非平衡时能带图



MOSFET的直流特性

2. $I_{DS} \sim V_{DS}$ 关系



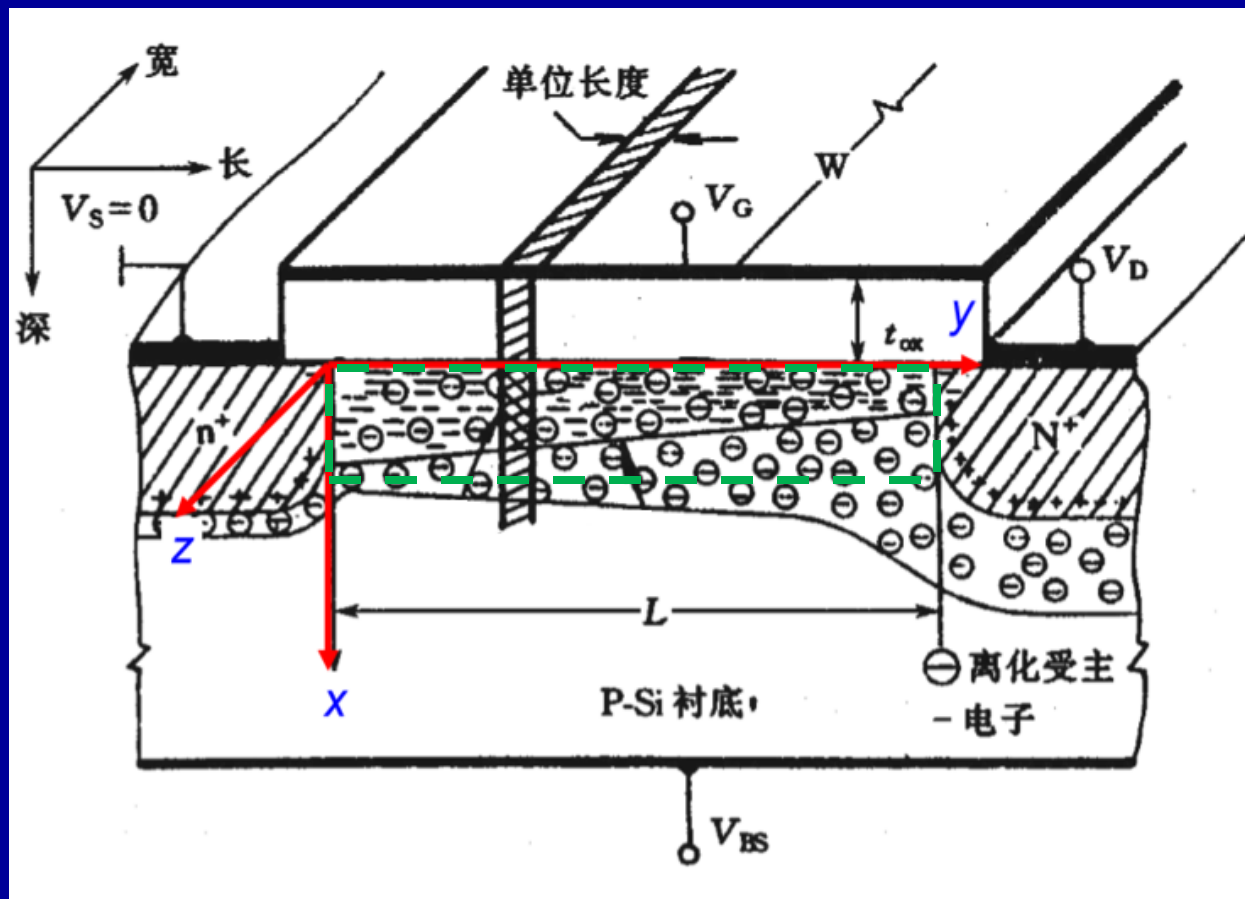
- ① 源区和漏区电压降可以忽略不计；
- ② 在沟道区不存在产生-复合电流；
- ③ 沟道电流为漂移电流；
- ④ 沟道内载流子的迁移率为常数；
- ⑤ 沟道与衬底间 (pn结) 的反向饱和电流为零；
- ⑥ 缓变沟道近似 (Gradual Channel Approximation)

$$\frac{\partial E_x(x, y)}{\partial x} \gg \frac{\partial E_y(x, y)}{\partial y}$$

GCA指纵向电场在纵向上的梯度远远大于横向电场在横向上的梯度

MOSFET的直流特性

2. $I_{DS} \sim V_{DS}$ 关系



①没有漏电压时，反型层厚度应该是虚线框大小的矩形；

②加上漏电压后则会变成黑线所画的梯形，因为在沟道近漏端受到漏电压的影响，衬底表面的表面势会上升，与栅极上的电压差会减小，透过氧化硅终止在反型电子上的电力线就减少，反型电子减少；

③漏端耗尽区宽度比源端大，漏端总表面电势高；

④深度方向是x轴，长度方向是y轴，宽度方向是z轴。

MOSFET的直流特性

2. $I_{DS} \sim V_{DS}$ 关系

二维泊松方程

$$\frac{\partial^2 \phi(x, y)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \phi(x, y)}{\partial y^2} = -\frac{\rho(x, y)}{\epsilon_s}$$

$$\epsilon_s = \epsilon_{rs} \epsilon_0$$

$$E_x(x, y) = -\frac{\partial \phi(x, y)}{\partial x}$$

$$E_y(x, y) = -\frac{\partial \phi(x, y)}{\partial y}$$

$$\frac{\partial E_x(x, y)}{\partial x} + \frac{\partial E_y(x, y)}{\partial y} = \frac{\rho(x, y)}{\epsilon_s}$$

GCA缓变沟道近似

$$\frac{\partial E_x(x, y)}{\partial x} \gg \frac{\partial E_y(x, y)}{\partial y}$$

$$\frac{\partial E_x(x, y)}{\partial x} \approx \frac{\rho(x, y)}{\epsilon_s}$$

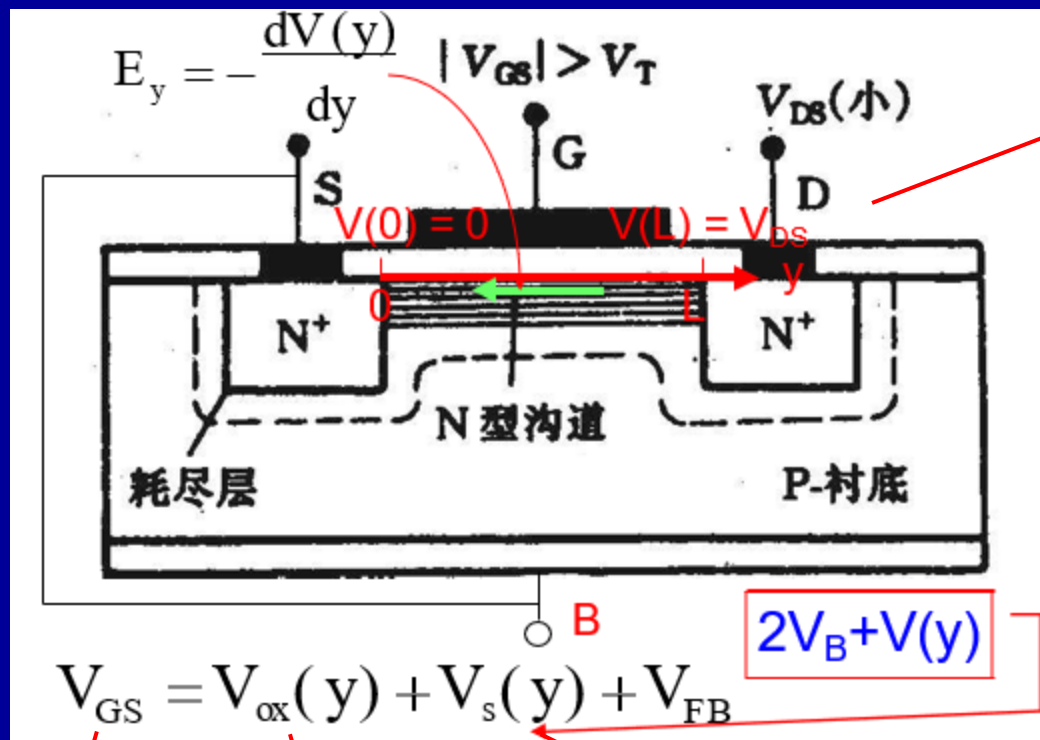
在计算 $Q_-(y)$ 时不必考虑 E_y 的影响

总负电荷密度

MOSFET的直流特性

2. $I_{DS} \sim V_{DS}$ 关系

(1) 线性区(可调电阻区) V_{DS} 较小时



① 沟道方向为坐标轴 y 方向，且有 $V(0)=0$, $V(L)=V_{DS}$;

② 加上 V_{DS} 后，半导体表面处电势变为 $2V_B + V(y)$ ，注意：此时根据GCA假设，耗尽区负电荷不受 V_{DS} 影响，意思是耗尽区电荷保持不变。

栅源电势差
衬源短接

栅与半导体表面
间电势差

半导体表面与源
间电势差

MOSFET的直流特性

2. $I_{DS} \sim V_{DS}$ 关系

(1) 线性区(可调电阻区) V_{DS} 较小时

$$Q_n(y) = -C_{ox} [V_{GS} - 2V_B - V_{FB} - V(y) + \frac{Q_B(d_{max})}{C_{ox}}] \rightarrow V_T$$

第2讲中 $V_T = 2V_B + \frac{Q_B(d_{max})}{C_{ox}} + V_{FB}$ 由于知道电势方向, 若不考虑计算时电荷正负, $= \frac{qN_A d_{max}}{C_{ox}}$

$$Q_n(y) = -C_{ox} [V_{GS} - 2V_B - V_{FB} - V(y) + \frac{Q_B(d_{max})}{C_{ox}}]$$

在此式子中考虑是负电荷, 因此 $= -\frac{qN_A d_{max}}{C_{ox}}$, 故三者可以合并为 V_T

$$Q_n(y) = -C_{ox} [V_{GS} - V_T - V(y)]$$

$$Q_n(y) = - \int_0^{x_c} qn(x, y) dx$$

x_c 表示 y 处反型电子厚度, 电子浓度在 y 处 x 方向厚度的积分, 即为反型电子密度

MOSFET的直流特性

2. $I_{DS} \sim V_{DS}$ 关系

(1) 线性区(可调电阻区) V_{DS} 较小时

$$J_n(x, y) = qn(x, y)\mu_n \left[-\frac{dV(y)}{dy} \right] = -qn(x, y)\mu_n \frac{dV(y)}{dy} \quad \text{漂移电流密度}$$

$$I_y = \int_0^W \int_0^{x_c} J_n(x, y) dx dz \quad \text{电流强度 } I_y, \text{ 指向 } y \text{ 轴负方向}$$

$$I_y = \int_0^W \int_0^{x_c} (-q)n(x, y)\mu_n \frac{dV(y)}{dy} dx dz \quad z \text{ 方向积分栅宽为 } W$$

$$I_y = W \left[\int_0^{x_c} (-q)n(x, y)\mu_n dx \right] \frac{dV(y)}{dy}$$

$$-Q_n = q \int_0^{x_c} n(x, y) dx = C_{ox} [V_{GS} - V_T - V(y)]$$

$$I_y = W \mu_n Q_n(y) \frac{dV(y)}{dy}$$

$$I_y = -W \mu_n C_{ox} [V_{GS} - V_T - V(y)] \frac{dV(y)}{dy}$$

MOSFET的直流特性

2. $I_{DS} \sim V_{DS}$ 关系

(1) 线性区(可调电阻区) V_{DS} 较小时

$$I_y = -W\mu_n C_{ox} [V_{GS} - V_T - V(y)] \frac{dV(y)}{dy}$$

$$I_y dy = -W\mu_n C_{ox} [V_{GS} - V_T - V(y)] dV(y)$$

对导电沟道长度积分，这里的导电沟道长度指反型层电子的长度

$$\int_0^L I_y dy = \int_0^{V_{DS}} -W\mu_n C_{ox} [V_{GS} - V_T - V(y)] dV(y)$$

我们希望得到一个指向y轴正方向的结果，所以令 $I_{DS} = -I_y$

$$-I_{DS}L = -W\mu_n C_{ox} [(V_{GS} - V_T)V_{DS} - \frac{1}{2}V_{DS}^2]$$

$$I_{DS} = C_{ox}\mu_n \frac{W}{L} [(V_{GS} - V_T)V_{DS} - \frac{1}{2}V_{DS}^2]$$

MOSFET的直流特性

2. $I_{DS} \sim V_{DS}$ 关系

(1) 线性区(可调电阻区) V_{DS} 较小时

$$I_{DS} = C_{ox} \mu_n \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_T) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right]$$

线性区(可调电阻区)

β 因子, 取决于器件结构与材料

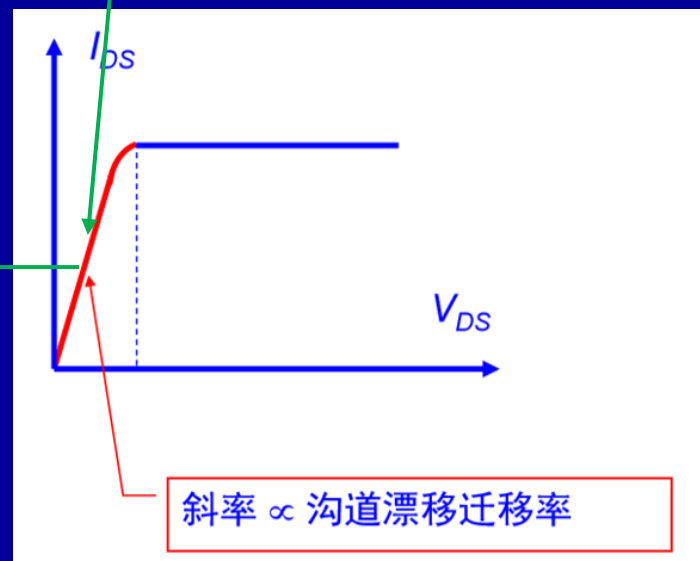
$$\beta = C_{ox} \mu \frac{W}{L}$$

当 $V_{DS} \ll V_{GS} - V_T$ 时

$$I_{DS} \approx C_{ox} \mu_n \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T) V_{DS} \quad \text{正比于 } V_{DS}$$

可通过斜率
计算出沟道
载流子迁移
率大小

$$\mu_n = \frac{\left. \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{DS}} \right|_{V_{GS}}}{C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T)}$$



MOSFET的直流特性

2. $I_{DS} \sim V_{DS}$ 关系

(2) 饱和区 $V_{DS} \geq V_{GS} - V_T$

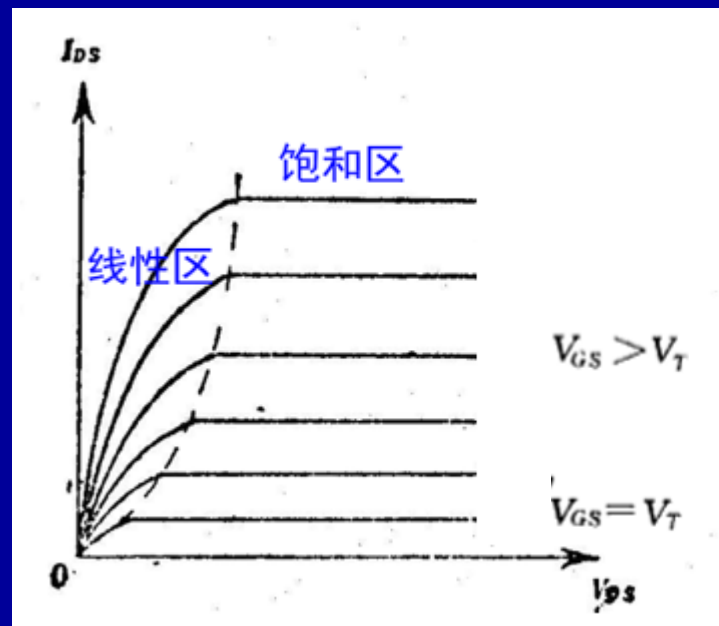
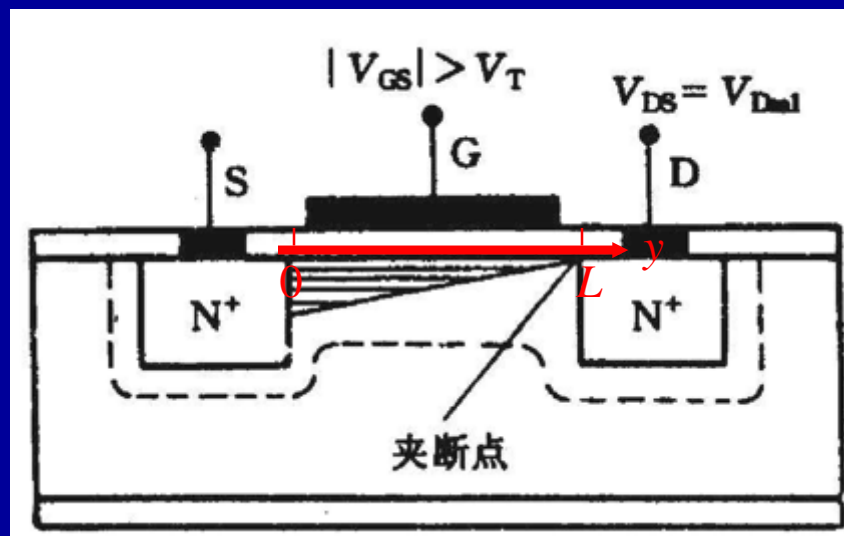
① $V_{DS} = V_{GS} - V_T$ 时, 定义 $V_{DSsat} = V_{GS} - V_T$, 此时, $Q_n(L) = 0$, 反型电子消失, 漏端沟道被夹断, 反型层电子长度暂时不发生改变

夹断: V_{DS} 电场向上, V_{GS} 电场向下, 当近漏端向上的电场与向下的电场抵消之后, 就没有反型电子了

饱和电流
$$I_{DSsat} = \frac{1}{2} C_{ox} \mu_n \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T)^2$$

$$I_{DSsat} = \frac{1}{2} \beta (V_{GS} - V_T)^2 = \frac{1}{2} \beta V_{DSsat}^2$$

当器件的迁移率上升和宽长比变大时, 饱和电流会明显上升;



MOSFET的直流特性

2. $I_{DS} \sim V_{DS}$ 关系

(2) 饱和区 $V_{DS} \geq V_{GS} - V_T$

② $V_{DS} > V_{GS} - V_T \equiv V_{DSsat}$, 此时, 夹断点向左移动, 有效沟道长度 L_{eff} 缩短

$$L_{eff} = L - \Delta L = L(1 - \frac{\Delta L}{L})$$

夹断区内: $E_y > E_x$, GCA不成立;

夹断点 $E_{ox}(L_{eff}) = 0$, $Q_n = 0$;

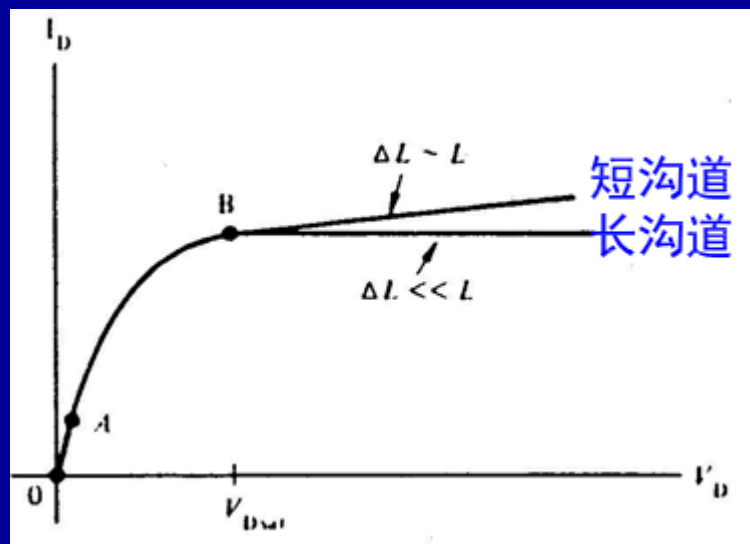
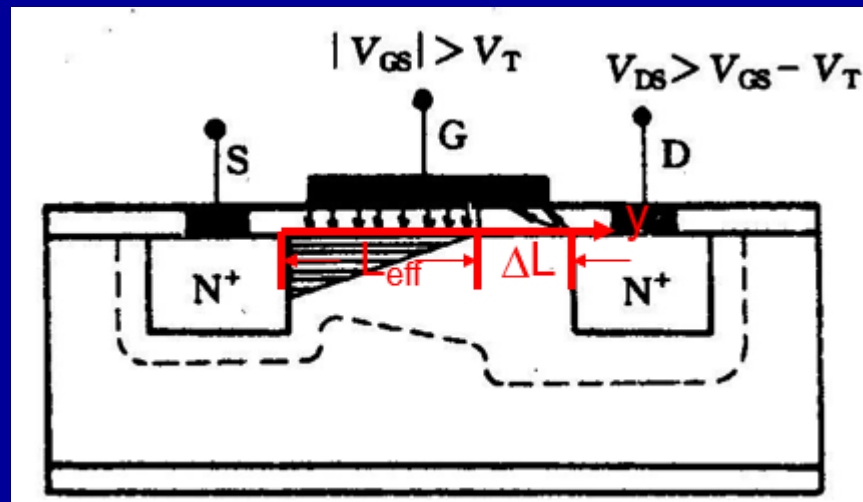
漏端 $E_{ox}(L)$ 与源端 $E_{ox}(0)$ 方向相反

$$I_{DS} = C_{ox} \mu_n \frac{W}{L} [(V_{GS} - V_T)V_{DS} - \frac{1}{2}V_{DS}^2]$$

长沟道器件: $\frac{\Delta L}{L} \ll 1$ $I_{DS} = I_{DSsat}$

短沟道器件: $\frac{\Delta L}{L} \not\ll 1$

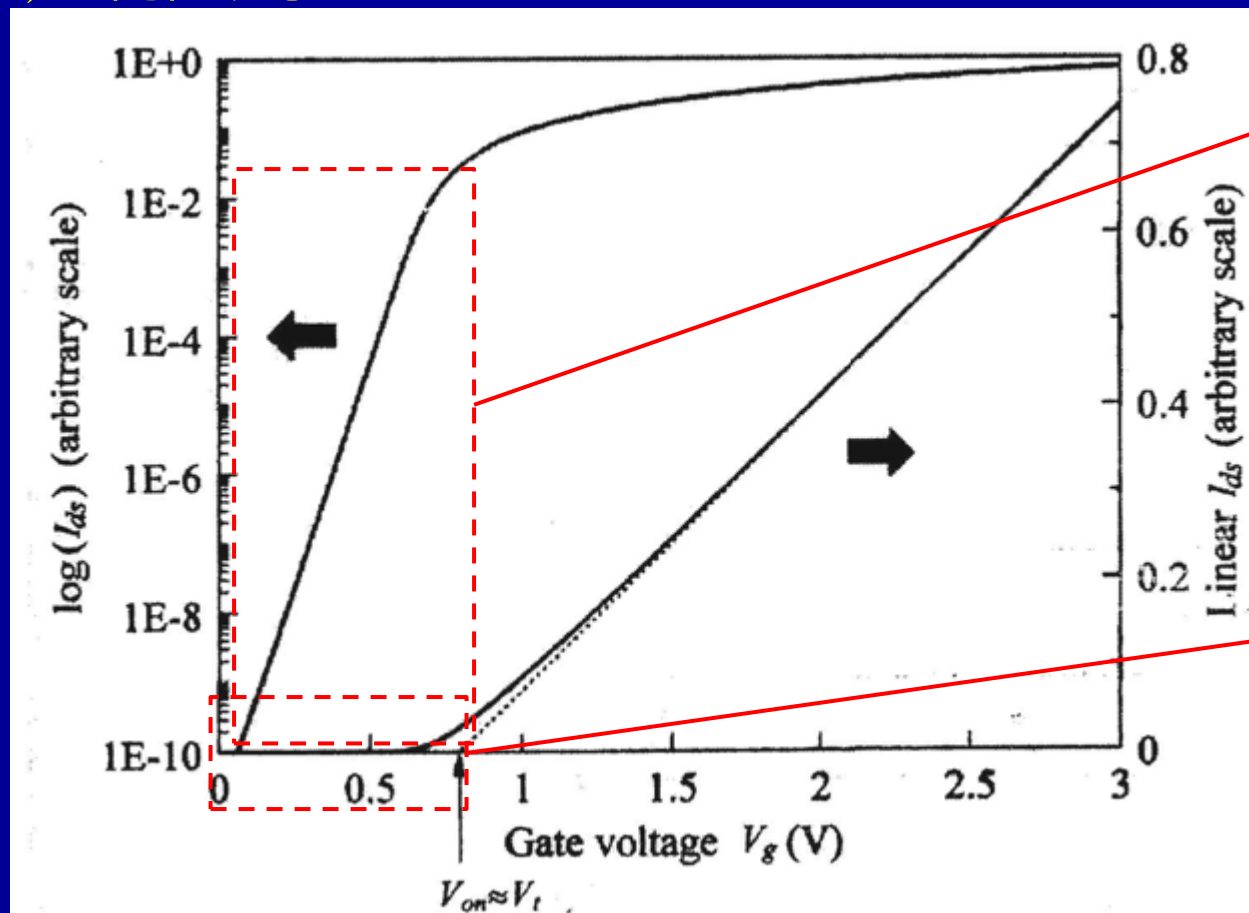
I_{DS} 不饱和, 随着 V_{DS} 的增加而增加



MOSFET的直流特性

3. MOSFET的亚阈值特性

(1) 亚阈值现象



②将坐标换成半对数坐标后，发现器件未开启时源漏之间也有一定的电流，属于漏电流，无益电流，越小越好。

①在线性坐标中，栅压达到阈值电压前，沟道中似乎没有电流流过。

对 I - V 曲线拟合，与 x 轴的交点近似看作开启电压。

MOSFET的直流特性

3. MOSFET的亚阈值特性

(2) 亚阈值区的扩散电流

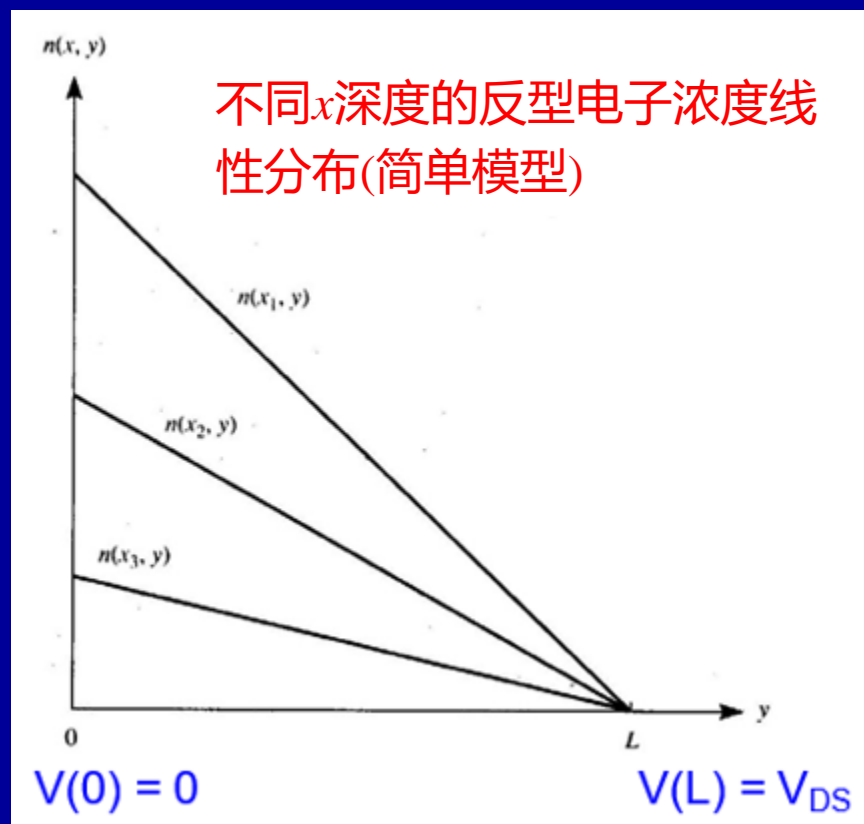
弱反型区间($V_B < V_S < 2V_B$), 半导体表面处载流子: $p(0, y) < n(0, y) \ll N_A$

载流子浓度低, 而漂移电流强烈依赖于载流子浓度($J_{\text{漂移}} = nqv$), 扩散电流依赖于载流子浓度梯度($J_{\text{扩散}} = qD_n A \frac{dn}{dy}$), 所以 $J_{\text{漂移}} < J_{\text{扩散}}$, **亚阈值区电流以扩散电流为主。**

由电流连续 $\frac{\partial I_y}{\partial y} = 0$ 知 I_y 为一常数, 用一个简单的梯度模型(如右图)易知

$$I_y = qD_n A \frac{n(L) - n(0)}{L}$$

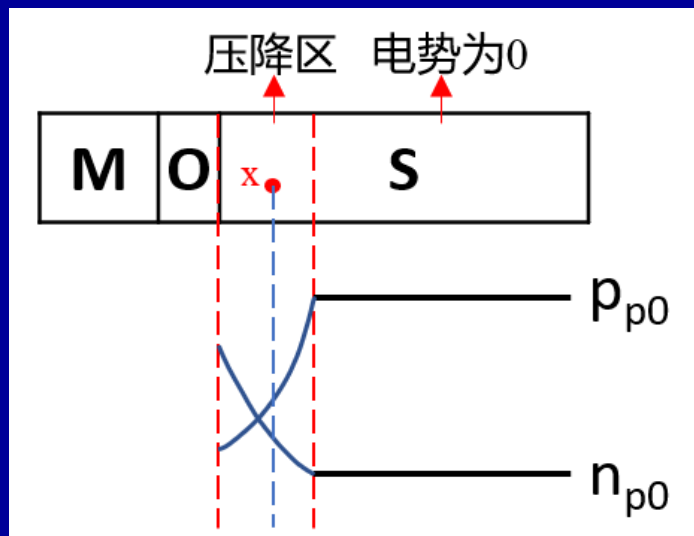
沟道处空穴浓度小于电子浓度, 远小于衬底体内掺杂浓度



MOSFET的直流特性

3. MOSFET的亚阈值特性

(2) 亚阈值区的扩散电流



$$I_y = qD_n A \frac{n(L) - n(0)}{L}$$

$n(L)=?$ $n(0)=?$

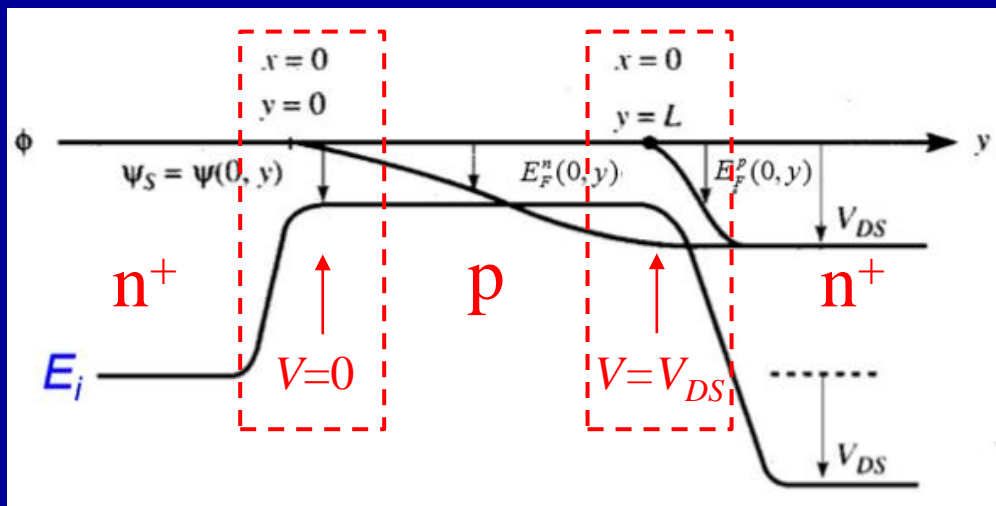
第1讲中, 电势为 V 的 x 处电子浓度为

$$n_p = n_{p0} \exp\left(\frac{qV}{k_0T}\right)$$

则位于半导体绝缘体界面处反型电子浓度为

$$n = n_{p0} \exp\left(\frac{qV_s}{k_0T}\right)$$

$$V_s = 2V_B$$



如左图所示, $y=0$ 时, $V=0$; $y=L$ 时, $V=V_{DS}$, 假设反型电子浓度满足玻尔兹曼分布, 则

$$n(0) = n_{p0} \exp\left(\frac{qV_s - 0}{k_0T}\right)$$

$$n(L) = n_{p0} \exp\left(\frac{qV_s - V_{DS}}{k_0T}\right)$$

MOSFET的直流特性

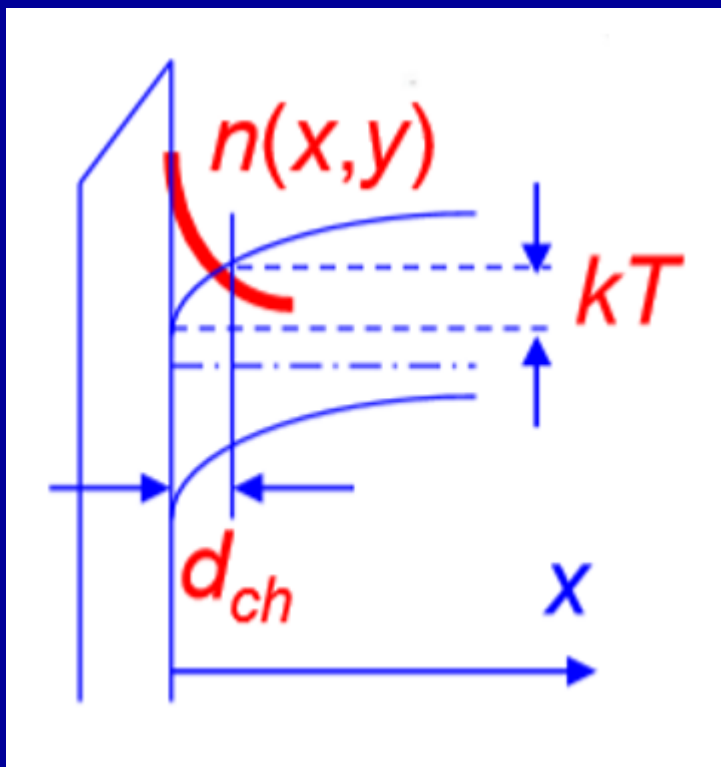
3. MOSFET的亚阈值特性

(2) 亚阈值区的扩散电流

反型电子层厚度?

$$I_y = qD_n A \frac{n(L) - n(0)}{L}$$

$$A = d_{ch} W$$



假设反型电子在x轴方向的分布符合

$$n(x, y) = n(0, y) \exp\left(-\frac{x}{d_{ch}}\right)$$

d_{ch} 定义为表层电场区域承担一个热电压 $k_0 T / q$ 的厚度，当反型电子向体内扩散 d_{ch} 时，反型电子浓度降为原来的 $1/e$ 。

$$d_{ch} = \frac{k_0 T}{q E_s}$$

此时 V_{DS} 较小，忽略其对表面电场强度 E_s 的影响，则易知

$$E_s = \frac{Q_B(d_{max})}{\epsilon_s} = \frac{q N_A d_{max}}{\epsilon_s} = \frac{q N_A}{\epsilon_s} \left(\frac{2 \epsilon_s V_s}{q N_A} \right)^{\frac{1}{2}} = \left(\frac{2 q N_A V_s}{\epsilon_s} \right)^{\frac{1}{2}}$$

MOSFET的直流特性

3. MOSFET的亚阈值特性

(2) 亚阈值区的扩散电流

$$I_y = qD_n A \frac{n(L) - n(0)}{L}$$

$$I_{DS} = -I_y = qD_n A \frac{n(0) - n(L)}{L} = q \frac{Wk_0T}{qE_s} D_n \frac{1}{L} n_{p0} \exp\left(\frac{qV_s}{k_0T}\right) \left[1 - \exp\left(-\frac{qV_{DS}}{k_0T}\right)\right]$$

$$D_n = \frac{k_0T}{q} \mu_n$$

$$E_s = \left(\frac{2qN_A V_s}{\epsilon_s}\right)^{\frac{1}{2}}$$

$$I_{DS} = \frac{W\mu_n}{L} \left(\frac{k_0T}{q}\right)^2 q \left(\frac{\epsilon_s}{2qN_A V_s}\right)^{\frac{1}{2}} \frac{n_i^2}{N_A} \exp\left(\frac{qV_s}{k_0T}\right) \left[1 - \exp\left(-\frac{qV_{DS}}{k_0T}\right)\right]$$

- ◆ 亚阈值区电流 $I_{DS} \propto \exp\left(\frac{qV_s}{k_0T}\right)$
- ◆ $V_{DS} \geq 3\frac{k_0T}{q}$ 时, $1 - \exp\left(-\frac{qV_{DS}}{k_0T}\right) \approx 1$, V_{DS} 的影响较小

MOSFET的直流特性

3. MOSFET的亚阈值特性

(3) 亚阈值摆幅 (subthreshold swing)

亚阈值区电流 $I_{DS} \propto \exp\left(\frac{qV_s}{k_0T}\right)$

定义亚阈值摆幅:
$$S = \frac{dV_{GS}}{d(\log I_{DS})} = \ln 10 \frac{dV_{GS}}{d(\ln I_{DS})} = \frac{k_0T}{q} \ln 10 \frac{dV_{GS}}{dV_s}$$

I_{DS} 变化一个数量级时 V_{GS} 的变化量

① 求解 V_s 与 V_{GS} 的关系

$$V_{GS} = V_s + V_{ox}$$

$$E_s = \left(\frac{2qN_A V_s}{\epsilon_s}\right)^{\frac{1}{2}}$$

$$\epsilon_{ox} E_{ox} = \epsilon_s E_s$$

$$V_{ox} = E_{ox} t_{ox}$$

$$B = \frac{\epsilon_s}{\epsilon_{ox}} q N_A t_{ox}$$

$$V_s = V_{GS} - \frac{B}{C_{ox}} \left[\left(1 + 2 \frac{C_{ox}}{B} V_{GS} \right)^{\frac{1}{2}} - 1 \right]$$

$$S = \frac{k_0T}{q} \ln 10 \frac{dV_{GS}}{dV_s} = \frac{k_0T}{q} \ln 10 \frac{1}{1 - \left(1 + \frac{2C_{ox}}{B} V_{GS} \right)^{-\frac{1}{2}}} \geq \frac{k_0T}{q} \ln 10 = 59.6 \text{ mV}$$

MOSFET的直流特性

3. MOSFET的亚阈值特性

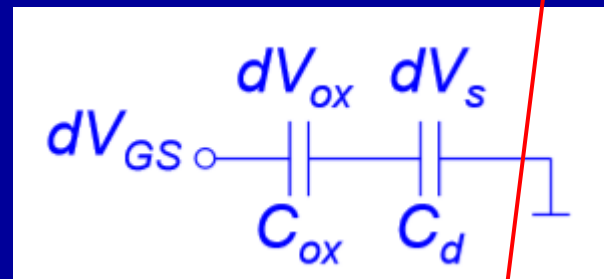
(3) 亚阈值摆幅 (subthreshold swing)

② 求解 V_S 与 V_{GS} 的关系

无界面态(N_{ss})时

$$dV_{GS} = dV_S + dV_{ox} = dV_S + \frac{C_d}{C_{ox}} dV_S$$

$$S = \frac{k_0 T}{q} \ln 10 \frac{dV_{GS}}{dV_S} = \frac{k_0 T}{q} \ln 10 \left(1 + \frac{C_d}{C_{ox}} \right) = \frac{k_0 T}{q} \ln 10 \left(1 + \frac{\varepsilon_s t_{ox}}{\varepsilon_{ox} d} \right)$$

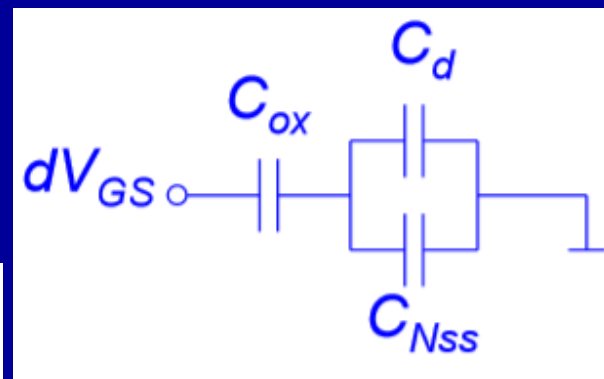


d 是耗尽区宽度

存在界面态(N_{ss})时

$$dV_{GS} = dV_S + dV_{ox} = dV_S + \frac{C_d + C_{Nss}}{C_{ox}} dV_S$$

$$S = \frac{k_0 T}{q} \ln 10 \frac{dV_{GS}}{dV_S} = \frac{k_0 T}{q} \ln 10 \left(1 + \frac{C_d}{C_{ox}} + \frac{C_{Nss}}{C_{ox}} \right)$$



界面态越多，亚阈值摆幅越大，器件开关性能越差，越不利于器件工作

MOSFET的直流特性

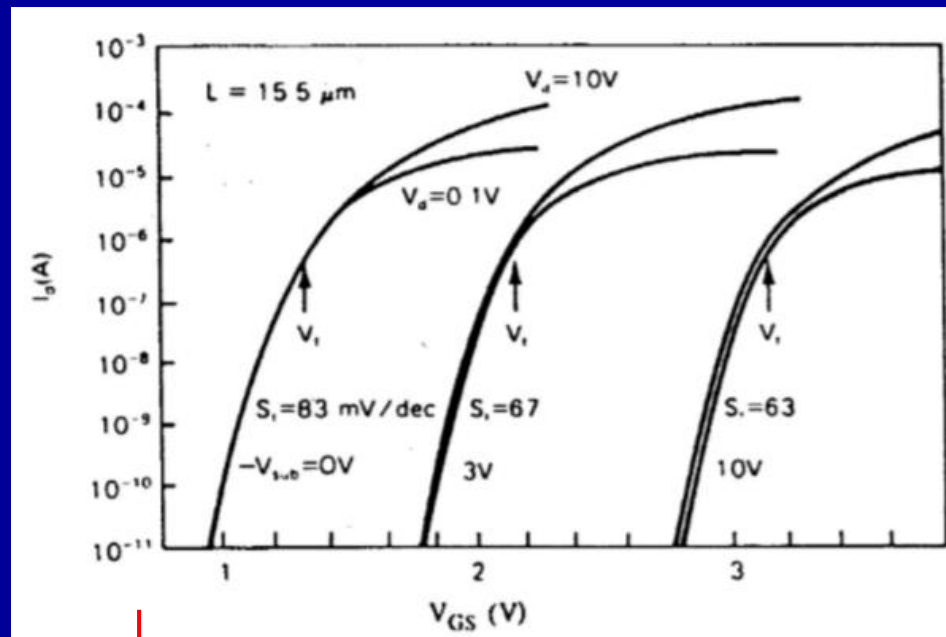
3. MOSFET的亚阈值特性

(3) 亚阈值摆幅 (subthreshold swing)

③ 讨论S

$$S = \frac{k_0 T}{q} \ln 10 \frac{dV_{GS}}{dV_S} = \frac{k_0 T}{q} \ln 10 \left(1 + \frac{C_d}{C_{ox}} + \frac{C_{Nss}}{C_{ox}} \right)$$

- T 越小, S 越小, 室温下 S 最小为 59.6mV
- C_{ox} 越大, S 越小, 增加 C_{ox} 的方式有增加 ϵ_{ox} 、减小 t_{ox}
- C_d 越小, S 越小, 通过增加耗尽层宽度 d 来实现, 增加 d 可以通过降低衬底浓度和加上 V_{BS} 实现
- 界面态电容 C_{Nss} 越小越好, 优化工艺可降低界面态

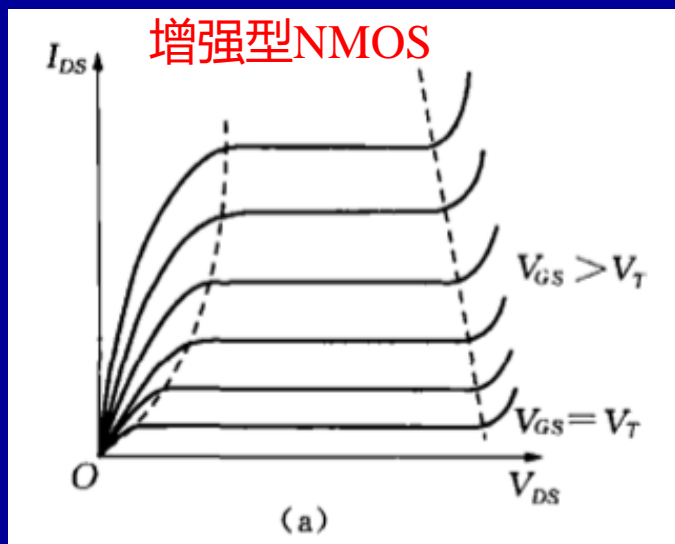


V_{BS} 上升, 亚阈值摆幅逐渐降低, 但是这样阈值电压会上升

MOSFET的直流特性

4. MOSFET直流参数

(1) 输出特性和转移特性

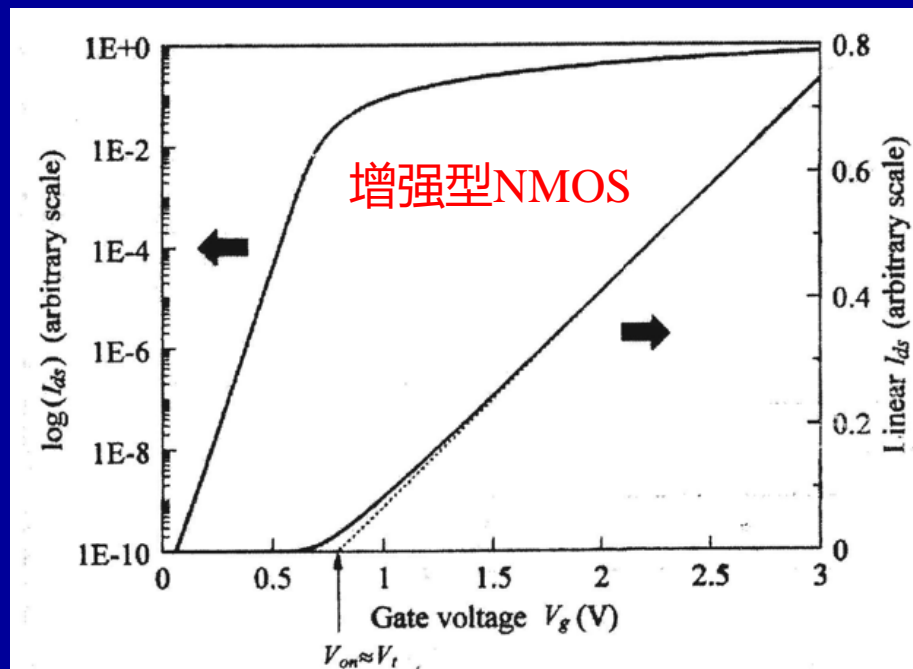


输出特性：以栅源电压为参变量时，漏极电流与漏源电压间的函数关系

$$I_{DS} = C_{ox}\mu_n \frac{W}{L} [(V_{GS} - V_T)V_{DS} - \frac{1}{2}V_{DS}^2]$$

$$I_{DSsat} = \frac{1}{2}C_{ox}\mu_n \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T)^2$$

转移特性：加一定漏源电压时，漏极电流与栅源电压间的函数关系。



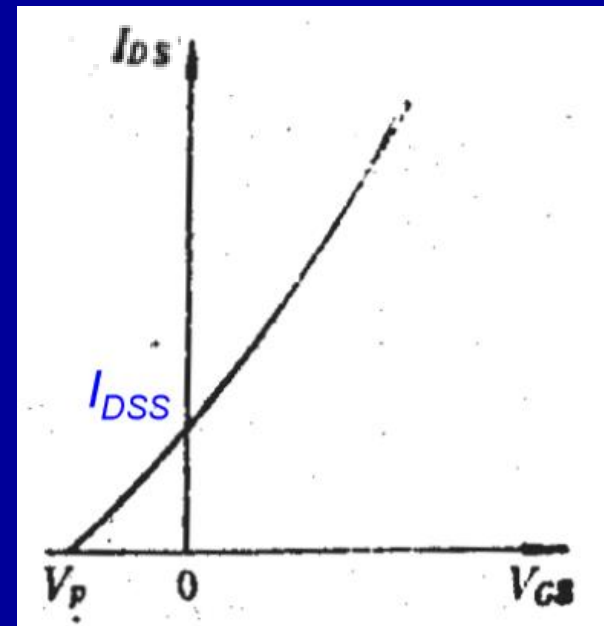
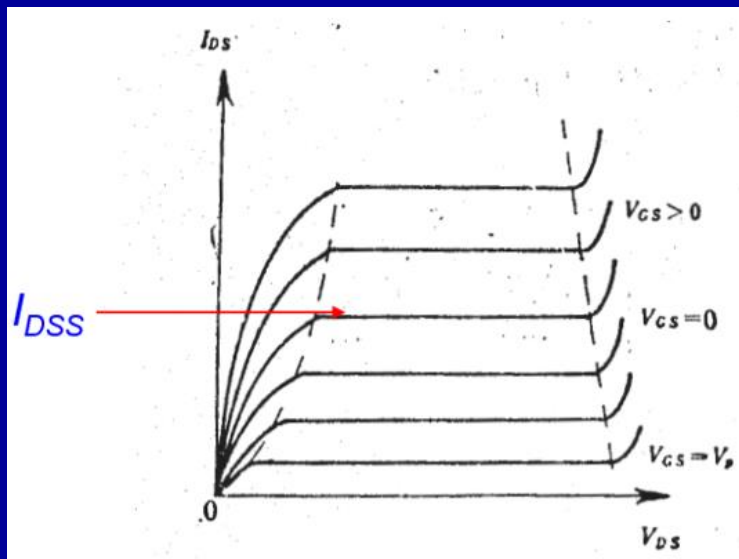
MOSFET的直流特性

4. MOSFET直流参数

(2) 直流参数

① 阈值电压 (V_T): 使半导体表面强反型时所需加的栅压 V_{GS} 。

② 饱和源漏电流 (I_{DSsat} 或 I_{DSS}): 对耗尽型MOS晶体管而言, 栅压为0时的饱和电流称为饱和漏源电流。



$$V_{GS}=0 \text{ 时 } I_{DSsat} = I_{DSS} = \frac{1}{2} \beta (0 - V_T)^2 = \frac{\mu W C_{ox}}{2L} V_T^2$$

$$\beta = C_{ox} \mu \frac{W}{L}$$

MOSFET的直流特性

4. MOSFET直流参数

(2) 直流参数

③ 截止漏电流 (I_{DS0}): 对增强型MOS晶体管而言, 当栅压为0时, 漏源之间的漏电流 (两个背靠背PN结的反向饱和电流)。

④ 导通电阻 (R_{on}): 直流情况下, 当 V_{DS} 很小时, 线性 I_{DS} - V_{DS} 的斜率的倒数就是导通电阻。

$$R_{on} = \frac{V_{DS}}{I_{DS}} = \frac{V_{DS}}{\beta(V_{GS}-V_T)V_{DS}} = \frac{1}{\beta(V_{GS}-V_T)} \quad \beta = C_{ox}\mu \frac{W}{L}$$

实际导通电阻还需考虑漏区、源区的串联电阻。

$$R_{on}^* = R_{on} + R_S + R_D$$

⑤ 直流输入阻抗 (R_{GS}): 理论上无穷大, 实际上是 $\sim 10^9 \Omega$ 。

⑥ 最大耗散功率 (P_{cm}): MOS晶体管能正常工作的最大功率。

$$P_c = V_{DS}I_{DS}$$

MOSFET的直流特性

4. MOSFET直流参数

(3) 低频小信号参数

① 跨导 (g_m): 当 V_{DS} 为常数时, V_{GS} 的改变所引起 I_{DS} 的变化量

$$g_m = \left. \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{DS}}$$

单位: 西门子 $S \equiv \Omega^{-1}$

$$I_{DS} = \begin{cases} \beta[(V_{GS} - V_T)V_{DS} - \frac{1}{2}V_{DS}^2] & \text{线性区} \\ \frac{1}{2}\beta(V_{GS} - V_T)^2 & \text{饱和区} \end{cases}$$

线性区

饱和区

$$g_m = \begin{cases} \beta V_{DS} \\ \beta(V_{GS} - V_T) \end{cases}$$

$$\beta = C_{ox} \mu \frac{W}{L}$$

MOSFET电压增益 (G_V)

负载 R_L

$$G_V = \frac{\Delta V_{RL}}{\Delta V_{GS}} = \frac{\Delta I_{DS} R_L}{\Delta V_{GS}} = g_m R_L$$

跨导大, 增益大, 所以 g_m 越大越好

◆ β 上升, g_m 上升

◆ V_{GS} 增大, g_m 增大

- ✓ C_{ox} 越大, β 越大, 可通过增加 ϵ_{ox} , 减小 t_{ox}
- ✓ μ 越大, β 越大
- ✓ W/L 越大, β 越大

MOSFET的直流特性

4. MOSFET直流参数

(3) 低频小信号参数

② 输出电导 (g_D): 也叫漏电导, 当 V_{GS} 为常数时, V_{DS} 的改变所引起 I_{DS} 的变化量

$$g_D = \left. \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{DS}} \right|_{V_{GS}}$$

单位: 西门子

$$S \equiv \Omega^{-1}$$

输出电阻

$$r_0 = \frac{1}{g_D}$$

$$I_{DS} \approx C_{ox} \mu_n \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T) V_{DS}$$

V_{DS} 较小时线性区

$$\beta = C_{ox} \mu \frac{W}{L}$$

$$I_{DS} = C_{ox} \mu_n \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_T) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right]$$

过渡区

$$g_D = \begin{cases} \beta (V_{GS} - V_T) \\ \beta (V_{GS} - V_T - V_{DS}) \\ 0 \end{cases}$$

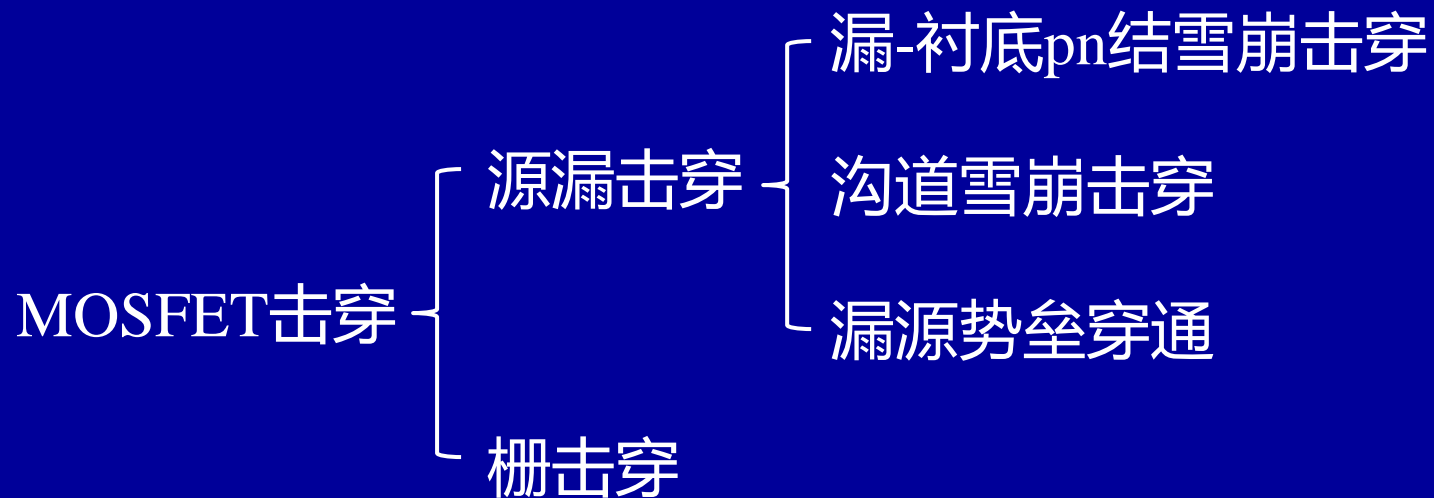
$$I_{DSsat} = \frac{1}{2} \beta (V_{GS} - V_T)^2 = \frac{1}{2} \beta V_{DSsat}^2$$

饱和区

实际上饱和区输出电导要大于0

MOSFET的直流特性

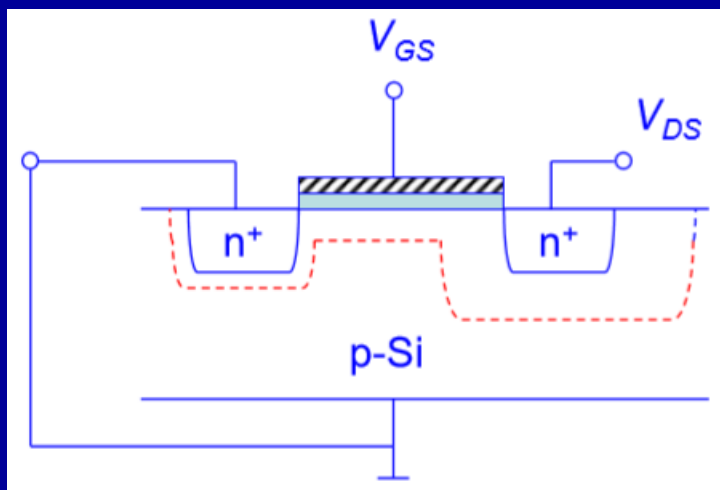
5. MOSFET击穿特性



MOSFET的直流特性

5. MOSFET击穿特性

(1) 衬底-漏pn⁺结雪崩击穿1



衬底与漏之间是pn⁺结，压降绝大部分落在衬底耗尽区，忽略n⁺区压降，当所加漏电压达到击穿电压时，由pn结反偏下电场图可以容易得出

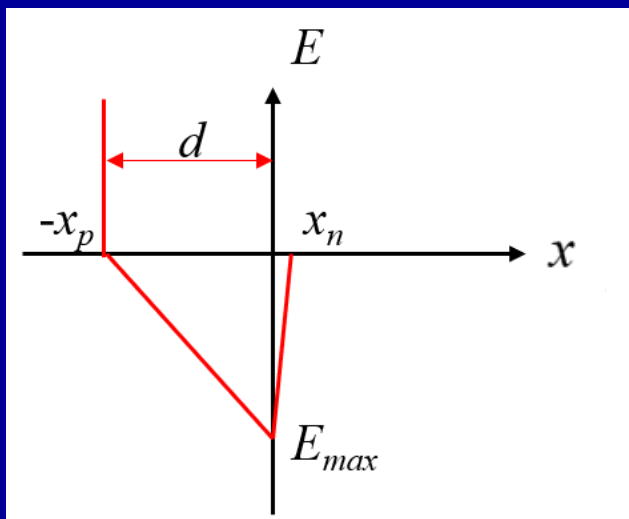
$$\frac{1}{2} E_{max} d = V_{(BR)DS}$$

$$\frac{1}{2} E_{max} \sqrt{\frac{2\epsilon_s V_{(BR)DS}}{qN_A}} = V_{(BR)DS}$$

$$V_{(BR)DS} = \frac{\epsilon_s E_{max}^2}{2qN_A}$$

E_{max} 为击穿场强

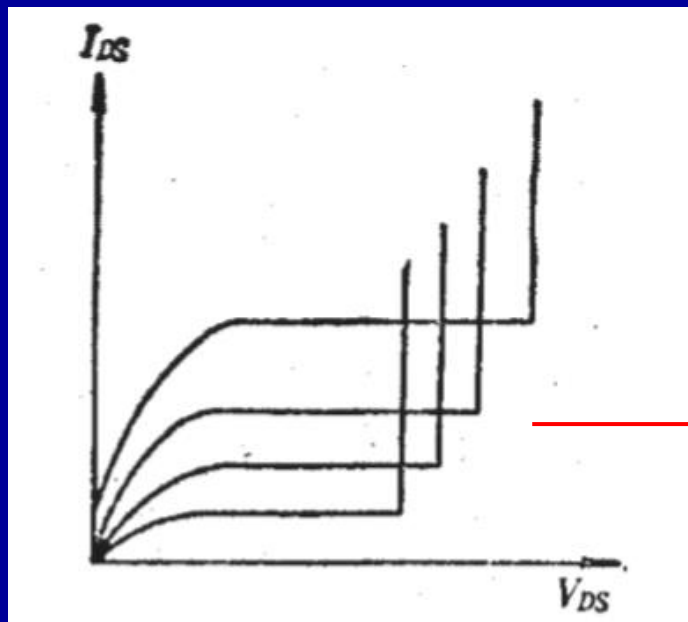
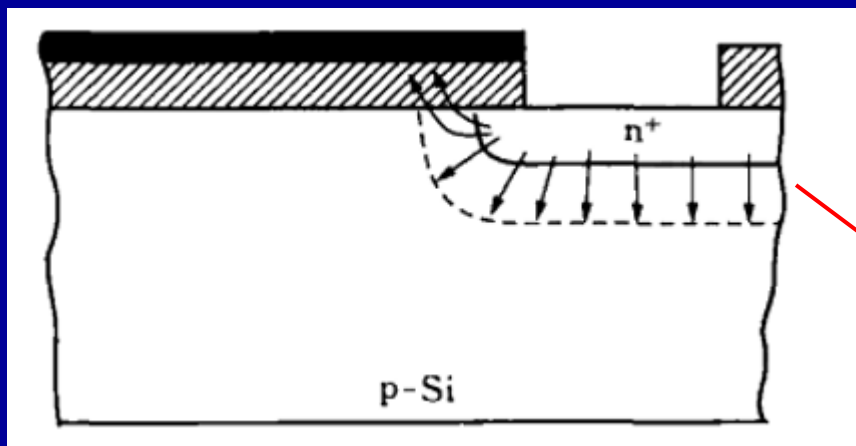
$V_{(BR)DS}$ 或 BV_{DS} 为击穿电压



MOSFET的直流特性

5. MOSFET击穿特性

(1) 衬底-漏pn⁺结雪崩击穿2



实际结果表明，典型MOSFET的源漏击穿电压远低于理论计算值。

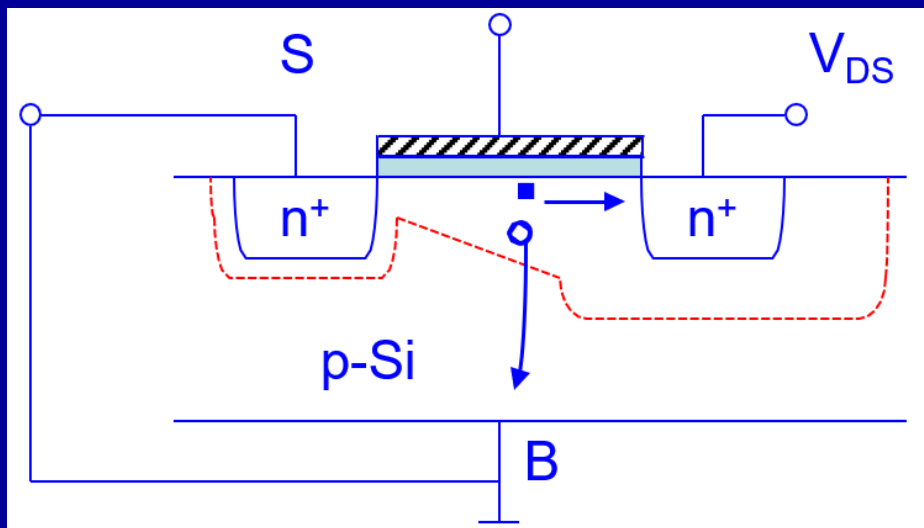
原因：栅与漏存在重合区时，由于金属栅电位低于漏电位，于是在弯角处产生由漏指向栅的电场，也就是有压降落在了氧化硅上，又通常栅氧化层厚度 t_{ox} 要比pn结耗尽层厚度小很多，所以这个附加电场往往比pn结耗尽区电场强得多，这个附加电场叠加在pn结耗尽区电场上，使pn结更容易击穿。

当 V_{GS} 增加时，栅压抵消了一部分附加电场，击穿电压也增加。

MOSFET的直流特性

5. MOSFET击穿特性

(2) 沟道雪崩击穿

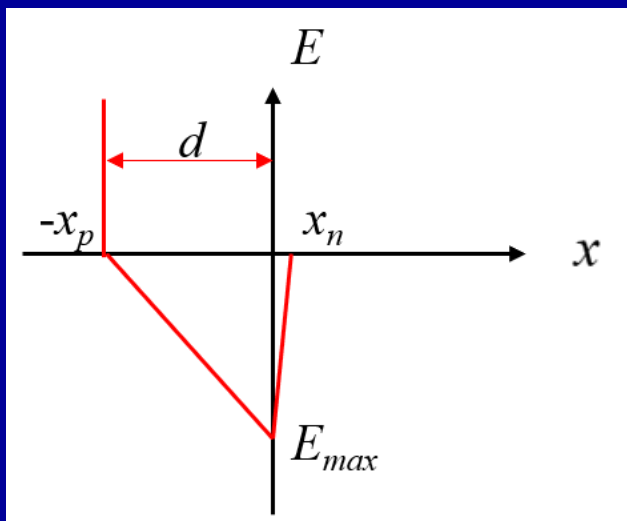
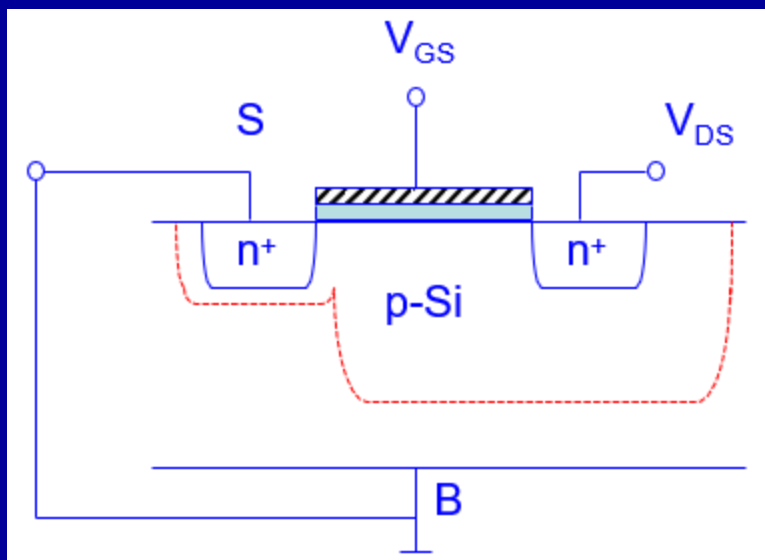


- ◆ 多发生在短沟道MOSFET中，漏源电压 V_{DS} 在沟道中建立起较强的横向电场。器件导通后，沟道中快速运动的载流子通过碰撞电离和雪崩倍增效应产生大量电子-空穴对，在沟道漏端夹断区这一现象更明显。
- ◆ 对NMOS，雪崩倍增产生的电子被漏极收集，导致漏电流剧增而击穿，空穴在栅压作用下被衬底吸收，成为寄生衬底电流的一部分。PMOS则正好相反。

MOSFET的直流特性

5. MOSFET击穿特性

(3) 漏源势垒穿通



- ◆ 当MOSFET的沟道长度足够短，而衬底掺杂足够低时，漏源电压 V_{DS} 足够大时，即使漏与衬底间还未发生雪崩击穿，但漏区的耗尽层已展宽到与源区耗尽层相连，这一现象就称为漏源穿通。
- ◆ 在穿通条件下，源漏间耗尽区里虽然没有可动载流子，但高掺杂区内的大量可动载流子(电子)可以被耗尽区强电场直接由源区扫向漏极，形成大电流，从而出现穿通效应。

$$d = L = \sqrt{\frac{2\varepsilon_s(V_{PT} + V_D)}{qN_A}}$$

$$V_{PT} = \frac{qN_AL^2}{2\varepsilon_s} - V_D$$

V_{PT} : 穿通电压 (PT: punch-through)

MOSFET的直流特性

5. MOSFET击穿特性

(4) 栅击穿

- ◆ MOSFET中的栅击穿实质上就是栅氧化层的击穿。当栅源电压 V_{GS} 或栅漏电压 V_{GD} 超过一定限度时就会引起氧化层击穿，使栅金属与下面的硅发生短路，造成永久性破坏。所以在MOSFET的使用中，栅极上不能加过高的电压。
- ◆ 实验证明，氧化硅的击穿电压 $V_{(BR)GS}$ 与其厚度成正比。氧化硅发生击穿的电场强度 E_{oxm} 约在 $5 \times 10^6 \sim 10^7 \text{V/cm}$ 之间。一般MOSFET的栅氧化层厚度 t_{ox} 约为nm量级，由于氧化膜质量的差异，即使对同样厚度的氧化膜，其击穿电压也有所不同。对于热生长的氧化膜，认为氧化层内电场大于 $8 \times 10^6 \text{V/cm}$ 时就会引起介质击穿。栅击穿电压 $V_{(BR)GS}$ 可近似表示为：

$$V_{(BR)GS} = E_{oxm} t_{ox}$$

国际半导体技术发展路线图, International Technology Roadmap for Semiconductors (前身)
国际器件与系统路线图, IEEE International Roadmap for Devices and Systems (IRDS™)

<https://irds.ieee.org/>

MOSFET的直流特性

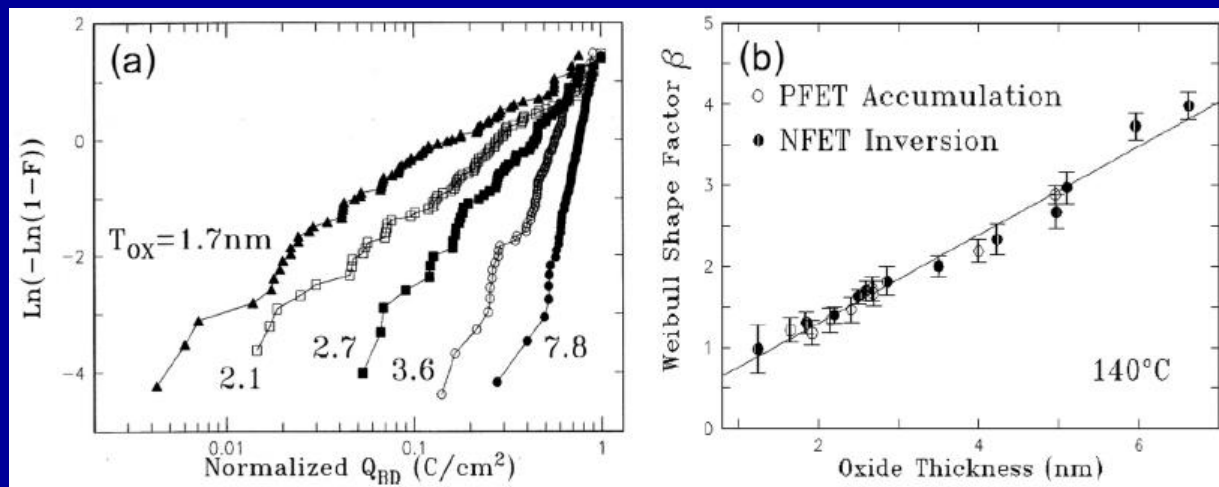
5. MOSFET击穿特性

(4) 栅击穿：时变击穿 (Time Dependent Dielectric Breakdown, TDDDB)

Weibull分布:

$$W = \text{Ln}(-\text{Ln}(1-F))$$

$$W = \beta \text{Ln}(t_{BD}/t_{BD63\%})$$



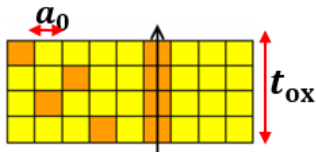
器件寿命预测模型：基于介质击穿的缺陷渗流理论

几何模型：击穿概率—缺陷化概率

$$n = t_{ox}/a_0$$

$$N = A_{ox}/a_0^2$$

$$F_{BD} = 1 - (1 - \lambda^n)^N$$



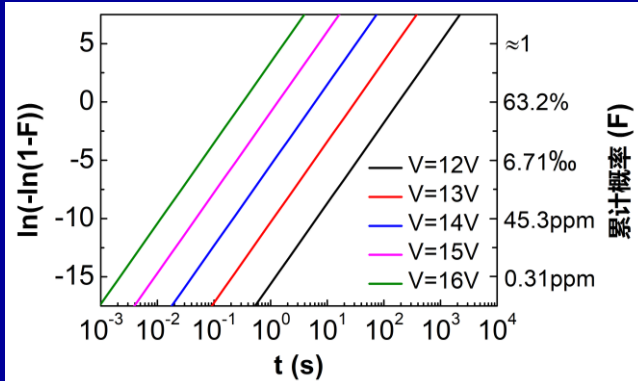
确定性模型：缺陷化概率—时间、电压

$$\lambda = (t/\tau)^\alpha \quad \tau = \gamma(V/t_{ox})^{-m}$$

寿命预测模型

$$\beta = t_{ox}\alpha/a_0$$

$$t_{BD63\%} = t_{ox}\alpha\gamma(V/t_{ox})^{-m}/a_0$$



MOSFET的直流特性

6. MOSFET的二级效应

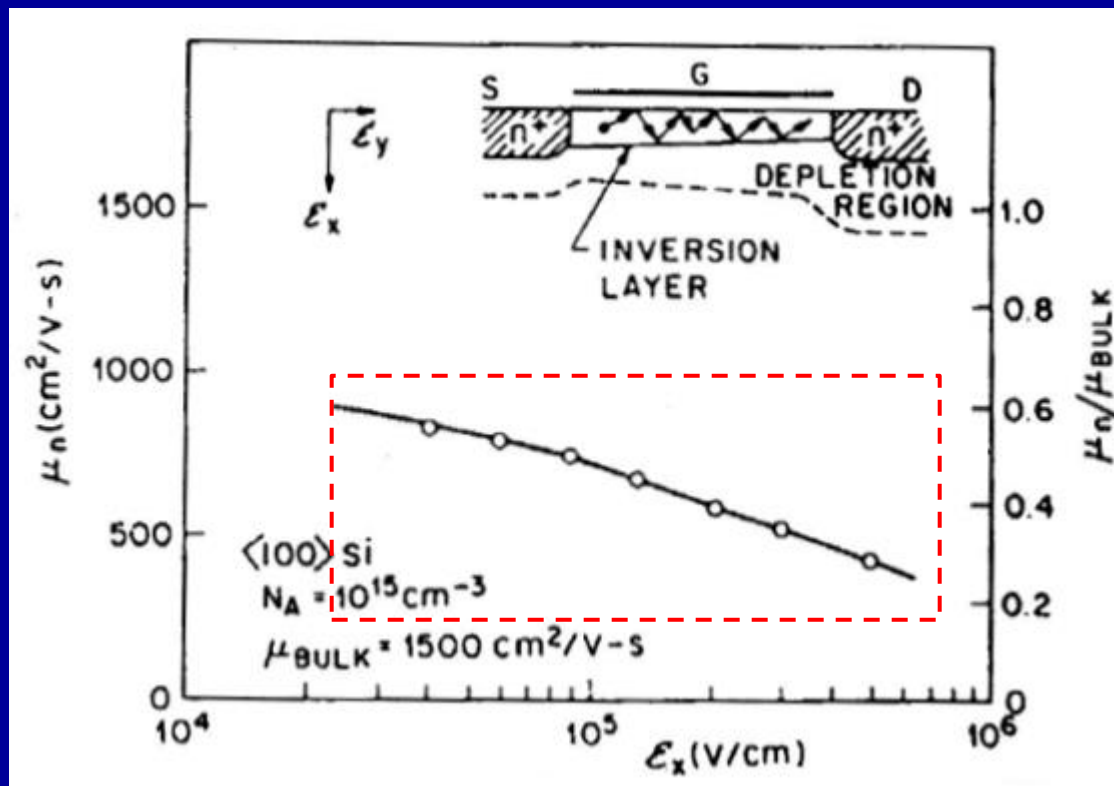
(1) 非常数表面迁移率效应

① 栅电场影响

迁移率：单位电场下载流子的平均漂移速度。载流子在实际运动过程中会受到晶格散射、杂质散射、缺陷散射等等的作用。

当栅压较大时，垂直于表面的纵向电场也较大，载流子在沿沟道作漂移运动时将与Si-SiO₂界面发生更多的碰撞，从而使迁移率降低，此时载流子迁移率表示为 μ_{eff} 。

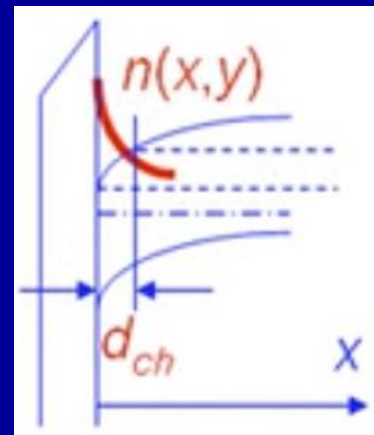
$$\mu_{eff}(E_{eff}) = \frac{\mu_0}{1 + (E_{eff}/E_c)^y}$$



$$E_x(0) = \frac{Q_B + Q_n}{\epsilon_s}$$

$$E_x(d_{ch}) = \frac{Q_B}{\epsilon_s}$$

$$E_{eff} = \bar{E}_x = \frac{E_x(0) + E_x(d_{ch})}{2}$$



MOSFET的直流特性

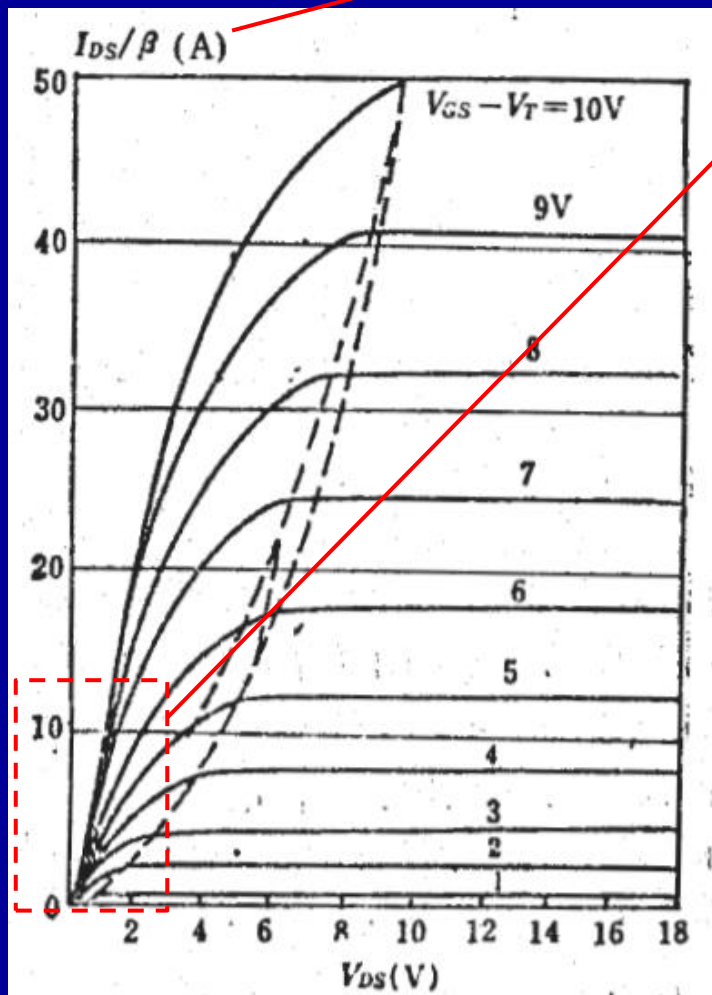
6. MOSFET的二级效应

(1) 非常数表面迁移率效应

① 栅电场影响

$$\beta = C_{ox} \mu \frac{W}{L}$$

$$I_{DS} = C_{ox} \mu_n \frac{W}{L} [(V_{GS} - V_T)V_{DS} - \frac{1}{2}V_{DS}^2]$$



线性区: V_{DS} 较小, 忽略 $\frac{1}{2}V_{DS}^2$, V_{GS} 较小时, 随着 V_{GS} 增加, $\frac{I_{DS}}{V_{DS}}$ (即斜率) 线性增加, V_{GS} 增大到一定值后, 迁移率 μ 会下降, 斜率不再线性增加, 曲线越来越密集

$$I_{DSsat} = \frac{1}{2} \beta (V_{GS} - V_T)^2 = \frac{1}{2} \beta V_{DSsat}^2$$

饱和区: 理想情况下饱和区曲线之间的差值应该按照 $(V_{GS} - V_T)^2$ 增加, 当 V_{GS} 增大到一定值后, 曲线差值越来越小

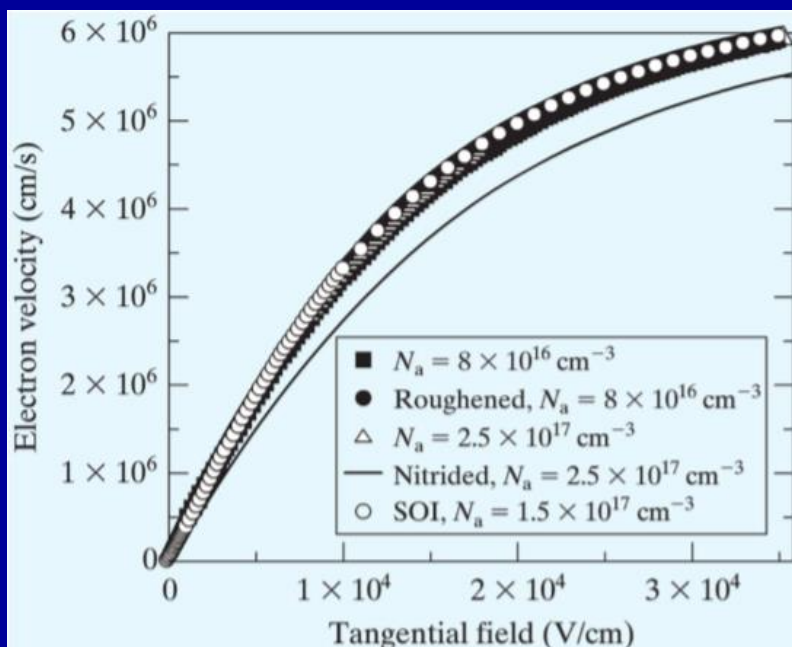
MOSFET的直流特性

6. MOSFET的二级效应

(1) 非常数表面迁移率效应

② 漏电场 E_y 影响 (载流子速度饱和效应)

低电场下，载流子的漂移速度为 μE ；电场 E 逐渐增强时，载流子的动能也会逐渐增大，当载流子的能量超过光学声子的能量时，就会向晶格中释放光学声子，载流子的速度也会有所丢失。可见由于光学声子的作用，载流子的动能和漂移速度都不可能超过某个特定的数值，载流子的这个有限的漂移速度称为**饱和漂移速度**。



左图是室温下不同掺杂浓度、不同表面处理条件下，反型层中电子在强电场作用下的速度饱和特性，从图中可见，反型层中电子的饱和漂移速度介于 $6 \sim 7 \times 10^6 \text{ cm/s}$ 范围，这种载流子在强电场下的饱和效应可以近似表示为

$$v(E_y) = \begin{cases} \mu_{eff} \frac{E_y}{1 + \frac{E_y}{E_{sat}}} & E_y < E_{sat} \\ v_{sat} & E_y \geq E_{sat} \end{cases}$$

MOSFET的直流特性

6. MOSFET的二级效应

(1) 非常数表面迁移率效应

② 漏电场 E_y 影响 (载流子速度饱和效应)

$$v(E_y) = \begin{cases} \mu_{eff} \frac{E_y}{1 + \frac{E_y}{E_{sat}}} \\ v_{sat} \end{cases}$$

μ_{eff} 表示表面有效迁移率 (受栅压影响),
 E_{sat} 表示速度饱和效应起主要作用时的临界电场, E_y 表示沟道区电场强度

当 $E_y \ll E_{sat}$ 时, 上式可简化为 $\mu_{eff}E$; 当 $E_y \gg E_{sat}$ 时, 无论电场如何增强, 载流子的漂移速度都将趋于一个恒定的饱和漂移速度 v_{sat} 。

对于硅材料来说, 当电场达到 $1 \times 10^4 \text{V/cm}$ 左右时, 电子的漂移速度就开始趋于饱和, 在硅材料内部, 电子的漂移速度在 $1 \times 10^7 \text{cm/s}$ 左右, 而在MOS器件的沟道表面, 电子的饱和漂移速度则在 $6 \sim 8 \times 10^6 \text{cm/s}$ 范围。

MOSFET的直流特性

6. MOSFET的二级效应

(1) 非常数表面迁移率效应

③ 对 g_m 的影响

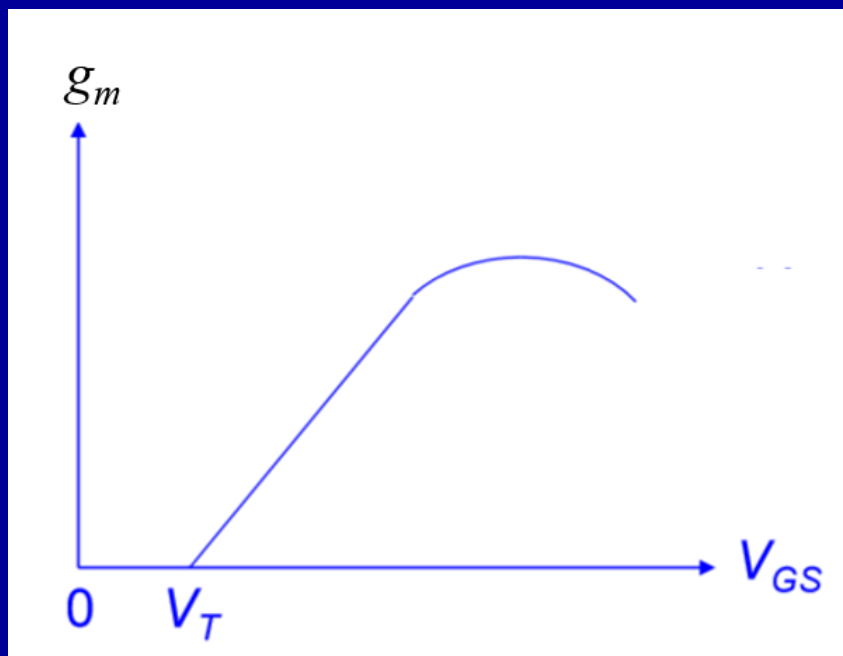
1° V_{GS} 的影响

$$g_m = \begin{cases} \beta V_{DS} \\ \beta (V_{GS} - V_T) \end{cases}$$

线性区

饱和区

$$\beta = C_{ox} \mu \frac{W}{L}$$



$$\mu_{eff}(E_{eff}) = \frac{\mu_0}{1 + (E_{eff}/E_c)^v}$$

栅压较小时，随着栅压上升，跨导增加；当栅压达到一定大小后，迁移率下降，跨导随之下降。

MOSFET的直流特性

6. MOSFET的二级效应

(1) 非常数表面迁移率效应

③ 对 g_m 的影响

2° V_{DS} 的影响

$$v(E_y) = \begin{cases} \mu_{eff} \frac{E_y}{1 + \frac{E_y}{E_{sat}}} \\ v_{sat} \end{cases}$$

I_{DS} 推导中有 $I_y = -W\mu_n C_{ox} [V_{GS} - V_T - V(y)] \frac{dV(y)}{dy}$

$$Q_n = -C_{ox} [V_{GS} - V_T - V(y)]$$

$$I_y = -Q_n(y)Wv$$

$$I_y = WC_{ox} [V_{GS} - V_T - V(y)] \mu_{eff} \frac{E_y}{1 + \frac{E_y}{E_{sat}}}$$

分母相对分子很小，因此分母中的 E_y 可以取近似

$$E_y = \frac{V_{DS}}{L}$$

$$I_y = WC_{ox} [V_{GS} - V_T - V(y)] \mu_{eff} \frac{E_y}{1 + \frac{V_{DS}}{LE_{sat}}}$$

MOSFET的直流特性

6. MOSFET的二级效应

(1) 非常数表面迁移率效应

③ 对 g_m 的影响

2° V_{DS} 的影响

$$v(E_y) = \begin{cases} \mu_{eff} \frac{E_y}{1 + \frac{E_y}{E_{sat}}} \\ v_{sat} \end{cases}$$

$$I_y = WC_{ox}[V_{GS} - V_T - V(y)]\mu_{eff} \frac{E_y}{1 + \frac{V_{DS}}{LE_{sat}}}$$

$$I_{DS} = -I_y = -WC_{ox}[V_{GS} - V_T - V(y)]\mu_{eff} \frac{E_y}{1 + \frac{V_{DS}}{LE_{sat}}}$$

$$E_y = -\frac{dV(y)}{dy}$$

$$I_{DS} = WC_{ox}[V_{GS} - V_T - V(y)]\mu_{eff} \frac{\frac{dV(y)}{dy}}{1 + \frac{V_{DS}}{LE_{sat}}}$$

对 dy 和 $dV(y)$ 积分

$$I_{DS} = \frac{\mu_{eff}}{1 + \frac{V_{DS}}{LE_{sat}}} C_{ox} \frac{W}{L} [(V_{GS} - V_T)V_{DS} - \frac{1}{2}V_{DS}^2]$$

$$I_{DS} = C_{ox}\mu_n \frac{W}{L} [(V_{GS} - V_T)V_{DS} - \frac{1}{2}V_{DS}^2]$$

形式一样，
迁移率不同

MOSFET的直流特性

6. MOSFET的二级效应

(1) 非常数表面迁移率效应

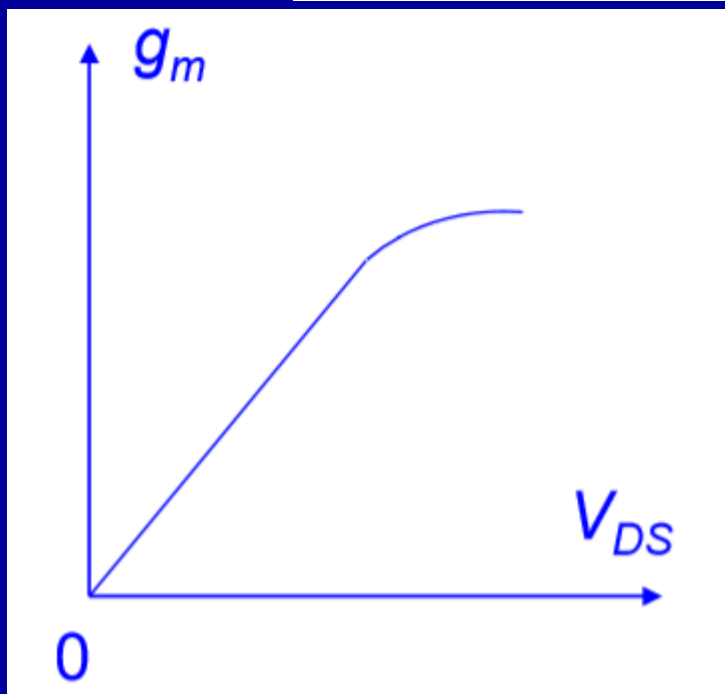
③ 对 g_m 的影响

2° V_{DS} 的影响

$$I_{DS} = \frac{\mu_{eff}}{1 + \frac{V_{DS}}{LE_{sat}}} C_{ox} \frac{W}{L} [(V_{GS} - V_T)V_{DS} - \frac{1}{2}V_{DS}^2]$$

$$g_m = \left. \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{DS}} = \frac{\beta V_{DS}}{1 + \frac{V_{DS}}{E_{sat}L}} = \frac{\beta}{\frac{1}{E_{sat}L} + \frac{1}{V_{DS}}}$$

$$\beta = \mu_{eff} C_{ox} \frac{W}{L}$$



V_{DS} 较小时，随着 V_{DS} 上升，跨导增加，当 $V_{DS} \gg E_{sat}L$ 时，跨导趋近饱和。

$$g_m = \beta E_{sat} \cdot L = WC_{ox} \mu_{eff} E_{sat}$$

MOSFET的直流特性

6. MOSFET的二级效应

(2) 体电荷变化效应 (Bulk-Charge Model)

在GCA假设中, 强反型时半导体表面势始终为 V_s , 耗尽区电荷密度不受 V_{DS} 影响, 处处相等, 且为 $Q_B(d_{max})$

$$Q_B(d_{max}) = qN_A d_{max} = \text{常数}$$

当 V_{DS} 较大时, GCA假设不成立, Q_B 是 y 的函数

$$Q_B = Q_B(y) = Q_B(d_{max}(y))$$

沟道 $y=0 \sim L$; $V(y)=0 \sim V_{DS}$; 漏端 $V_s(y)=2V_B+V_{DS}$

$$Q_B(d_{max}) = qN_A d_{max} = qN_A \sqrt{\frac{2\varepsilon_s 2V_B}{qN_A}}$$

漏端耗尽区电荷密度大小修正 ↓ 注意: 耗尽区电荷为负电荷

$$Q_B = Q_B(y) = Q_B(d_{max}(y)) = qN_A \sqrt{\frac{2\varepsilon_s (2V_B + V_{DS})}{qN_A}}$$

MOSFET的直流特性

6. MOSFET的二级效应

(2) 体电荷变化效应 (Bulk-Charge Model)

重新计算反型电子面密度 $Q_n(y)$

$$Q_-(y) = Q_n(y) + Q_B(y)$$

总负电荷 反型电子 耗尽区负电荷

$$Q_n(y) = Q_-(y) - Q_B(y)$$

$$Q_-(y) = -V_{ox}C_{ox}$$

$$V_{ox}(y) = (V_{GS} - 2V_B - V_{FB}) - V(y)$$

$$Q_n(y) = -C_{ox}[V_{GS} - V_{FB} - 2V_B - V(y)] - Q_B(y)$$

$$Q_n(y) = -C_{ox}[V_{GS} - V_{FB} - 2V_B - V(y)] - (-q)N_A\sqrt{\frac{2\varepsilon_s[2V_B+V(y)]}{qN_A}}$$

$$Q_n(y) = -C_{ox}[V_{GS} - V_{FB} - 2V_B - V(y)] + \sqrt{2qN_A\varepsilon_s[2V_B + V(y)]}$$

MOSFET的直流特性

6. MOSFET的二级效应

(2) 体电荷变化效应 (Bulk-Charge Model)

$$Q_n(y) = -C_{ox}[V_{GS} - V_{FB} - 2V_B - V(y)] + \sqrt{2qN_A\epsilon_s[2V_B + V(y)]}$$

$$\text{又 } I_y = -Q_n(y)Wv$$

$$I_{DS} = -I_y = Q_n(y)Wv = Q_nW\mu_n\left(-\frac{dV(y)}{dy}\right)$$

$$I_{DS}dy = W\mu_n\{C_{ox}[V_{GS} - V_{FB} - 2V_B - V(y)] - \sqrt{2qN_A\epsilon_s[2V_B + V(y)]}\}dV$$

积分

$$\int_0^L I_{DS} dy = \int_0^{V_{DS}} W\mu_n\{C_{ox}[V_{GS} - V_{FB} - 2V_B - V(y)] - \sqrt{2qN_A\epsilon_s[2V_B + V(y)]}\}dV$$

$$I_{DS} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left\{ \left[V_{GS} - V_{FB} - 2V_B - \frac{V_{DS}}{2} \right] V_{DS} - \frac{2}{3} \frac{\sqrt{2qN_A\epsilon_s}}{C_{ox}} [(V_{DS} + 2V_B)^{\frac{3}{2}} - (2V_B)^{\frac{3}{2}}] \right\}$$

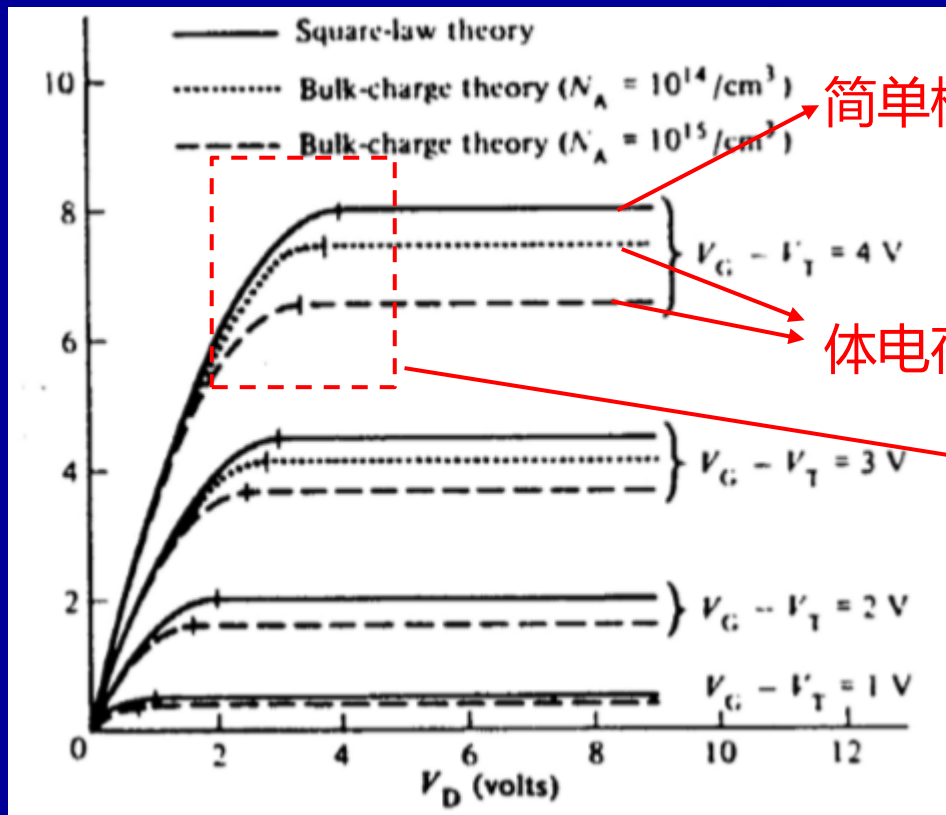
MOSFET的直流特性

6. MOSFET的二级效应

(2) 体电荷变化效应 (Bulk-Charge Model)

$$I_{DS} = C_{ox}\mu_n \frac{W}{L} [(V_{GS} - V_T)V_{DS} - \frac{1}{2}V_{DS}^2]$$

$$I_{DS} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left\{ \left[V_{GS} - V_{FB} - 2V_B - \frac{V_{DS}}{2} \right] V_{DS} - \frac{2}{3} \frac{\sqrt{2qN_A\epsilon_s}}{C_{ox}} [(V_{DS} + 2V_B)^{\frac{3}{2}} - (2V_B)^{\frac{3}{2}}] \right\}$$



简单模型

体电荷模型

1° 为什么同衬底浓度下前面简单模型推导的 I_{DS} 偏大? 体电荷模型中衬底浓度上升 I_{DS} 减小?

2° 为什么简单模型推导出来的 V_{DSsat} 偏大? 计算 V_{DSsat} 。

MOSFET的直流特性

6. MOSFET的二级效应

$$I_{DS} = C_{ox}\mu_n \frac{W}{L} [(V_{GS} - V_T)V_{DS} - \frac{1}{2}V_{DS}^2]$$

(2) 体电荷变化效应 (Bulk-Charge Model)

$$I_{DS} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left\{ \left[V_{GS} - V_{FB} - 2V_B - \frac{V_{DS}}{2} \right] V_{DS} - \frac{2}{3} \frac{\sqrt{2qN_A\epsilon_s}}{C_{ox}} [(V_{DS} + 2V_B)^{\frac{3}{2}} - (2V_B)^{\frac{3}{2}}] \right\}$$

1° 为什么同衬底浓度下前面简单模型推导的 I_{DS} 偏大？体电荷模型中衬底浓度上升 I_{DS} 减小？

- ◆ 两者推导 I_{DS} 都是建立在反型电子在 E_y 下漂移产生电流这个基础之上，反型电子 $Q_-(y) = Q_n(y) + Q_B(y)$ ，总负电荷始终有 $Q_-(y) = -V_{ox}C_{ox}$ ，与二氧化硅上压降相关，二氧化硅压降 $V_{ox}(y) = (V_{GS} - 2V_B - V_{FB}) - V(y)$ ，这三者在两种推导过程中是一样的，区别在于耗尽区电荷 Q_B 大小不同。
- ◆ 对于简单模型推导出来的 I_{DS} ，未考虑 V_{DS} 对体电荷 Q_B 的影响，体电荷模型中考虑 V_{DS} 的影响，耗尽区电荷 Q_B 要增多，因此在体电荷模型中计算时使用的反型电子 Q_n 比简单模型中的偏小，所以简单模型中的 I_{DS} 偏大。
- ◆ 对于体电荷模型推导出来的 I_{DS} ，衬底浓度上升，相当于使 Q_B 变大，则反型电子 Q_n 下降，所以电流下降。

MOSFET的直流特性

6. MOSFET的二级效应

$$I_{DS} = C_{ox}\mu_n \frac{W}{L} [(V_{GS} - V_T)V_{DS} - \frac{1}{2}V_{DS}^2]$$

(2) 体电荷变化效应 (Bulk-Charge Model)

$$I_{DS} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left\{ \left[V_{GS} - V_{FB} - 2V_B - \frac{V_{DS}}{2} \right] V_{DS} - \frac{2}{3} \frac{\sqrt{2qN_A\epsilon_s}}{C_{ox}} [(V_{DS} + 2V_B)^{\frac{3}{2}} - (2V_B)^{\frac{3}{2}}] \right\}$$

2° 为什么简单模型推导出来的 V_{DSsat} 偏大？计算 V_{DSsat} 。

- ◆ 前面定义 $V_{DSsat} = V_{GS} - V_T$ ，此时， $Q_n(L) = 0$ ，反型电子消失，漏端沟道被夹断。
- ◆ 阈值电压分为三个部分，平带电压 V_{FB} 、氧化硅压降 V_{ox} 、强反型时半导体表面势 $2V_B$ 。
- ◆ 氧化硅压降 V_{ox} 与 Q_B 相关，在简单模型推导中 Q_B 比体电荷模型推导中的小，因此简单模型中的 V_T 要小，所以 V_{DSsat} 要大。

MOSFET的直流特性

6. MOSFET的二级效应

(2) 体电荷变化效应 (Bulk-Charge Model)

2° 计算 V_{DSsat}

$$Q_n(y) = -C_{ox}[V_{GS} - V_{FB} - 2V_B - V(y)] + \sqrt{2qN_A\epsilon_s[2V_B + V(y)]}$$

在漏端 $y=L$ 时, $V(L)=V_{DSsat}$, $Q_n(L)=0$; 所以有

$$-C_{ox}[V_{GS} - V_{FB} - 2V_B - V_{DSsat}] + \sqrt{2qN_A\epsilon_s[2V_B + V_{DSsat}]} = 0$$

解一元二次方程

$$V_{DSsat} = V_{GS} - V_{FB} - 2V_B + \frac{qN_A\epsilon_s}{C_{ox}^2} \left[1 - \sqrt{1 + \frac{2C_{ox}^2(V_{GS}-V_{FB})}{qN_A\epsilon_s}} \right]$$

$$V_{DSsat} = V_{GS} - V_T$$

$$V_T = 2V_B + \frac{Q_B(d_{max})}{C_{ox}} + V_{FB}$$

MOSFET的直流特性

6. MOSFET的二级效应

(3) 非零漏电导 g_D

① 沟道长度调制效应

有效沟道长度

$$L_{eff} = L - \Delta L = L(1 - \frac{\Delta L}{L})$$

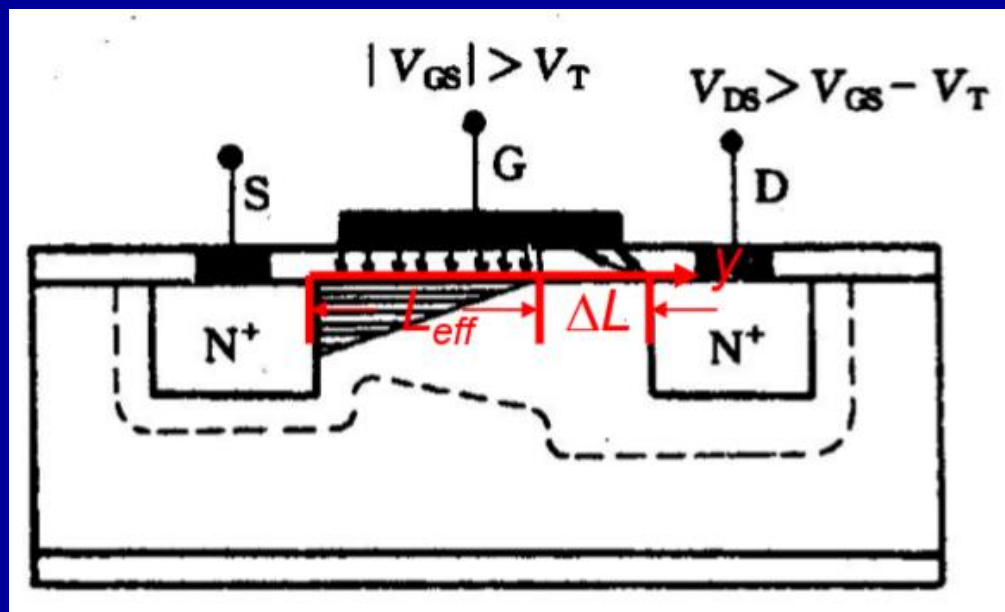
$$I_{DSsat}' = \frac{1}{2} C_{ox} \mu_n \frac{W}{L_{eff}} (V_{GS} - V_T)^2$$

$$I_{DSsat}' = \frac{I_{DSsat}}{1 - \frac{\Delta L}{L}}$$

饱和电流

$$I_{DSsat} = \frac{1}{2} C_{ox} \mu_n \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T)^2$$

没有短沟道效应时，漏电导为0



饱和区漏电导

$$g_{DSat} = \left. \frac{\partial I_{DSsat}}{\partial V_{DS}} \right|_{V_{GS}}$$

由于此时 L 是一个随着 V_{DS} 变化而变化的量，所以

$$g_{DSat} = \left. \frac{\partial I_{DSsat}}{\partial V_{DS}} \right|_{V_{GS}} = \left. \frac{\partial I_{DSsat}}{\partial L} \right|_{V_{GS}} \frac{\partial L}{\partial V_{DS}} \Big|_{V_{GS}}$$

MOSFET的直流特性

6. MOSFET的二级效应

(3) 非零漏电导 g_D

① 沟道长度调制效应

饱和电流

$$I_{DSsat} = \frac{1}{2} C_{ox} \mu_n \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T)^2$$

$$g_{Dsat} = \frac{\partial I_{DSsat}}{\partial V_{DS}} \Big|_{V_{GS}} = \frac{\partial I_{DSsat}}{\partial L} \Big|_{V_{GS}} \frac{\partial L}{\partial V_{DS}} \Big|_{V_{GS}}$$

$$g_{Dsat} = \frac{W}{2} C_{ox} \mu_n (V_{GS} - V_T)^2 \left(-\frac{1}{L^2}\right) \frac{\partial L}{\partial V_{DS}} \Big|_{V_{GS}}$$

$$g_{Dsat} = \frac{W}{2L} C_{ox} \mu_n (V_{GS} - V_T)^2 \left(-\frac{1}{L}\right) \frac{\partial L}{\partial V_{DS}} \Big|_{V_{GS}}$$

$$g_{Dsat} = I_{DSsat} \frac{1}{L} \frac{\Delta L}{\Delta V_{DS}}$$

MOSFET的直流特性

6. MOSFET的二级效应

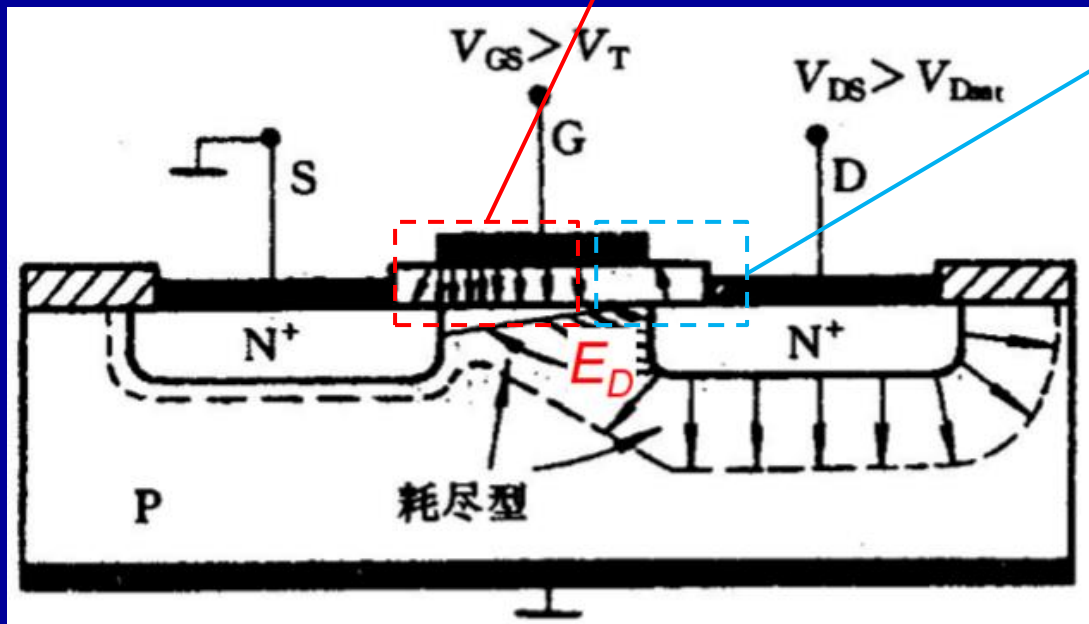
(3) 非零漏电导 g_D

② 漏电场静电反馈效应

1° 栅压电力线(电场)
从上到下, 终止在
耗尽层与反型层

2° 漏端电压足够大
时, 会出现从下到
上的电力线(电场)

3° 当漏端电压增大
到耗尽层负电荷无
法终止其全部的电
力线时, 会在反型
层感应出新的反型
电子

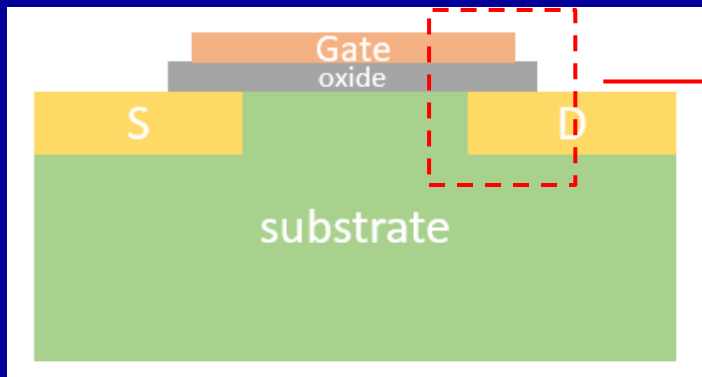


$V_{DS} \uparrow$ E_D (漏电场) \uparrow $Q_n \uparrow$ $I_{DS} \uparrow$ \rightarrow I_{DS} 不饱和, 漏电导不为零

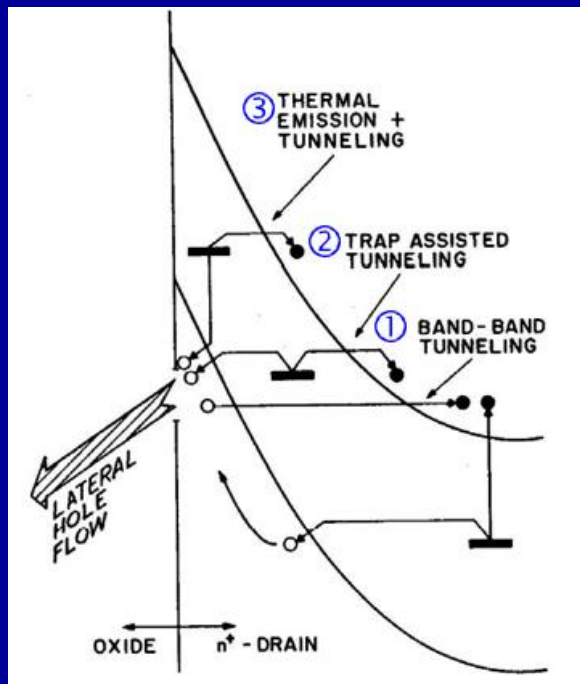
MOSFET的直流特性

6. MOSFET的二级效应

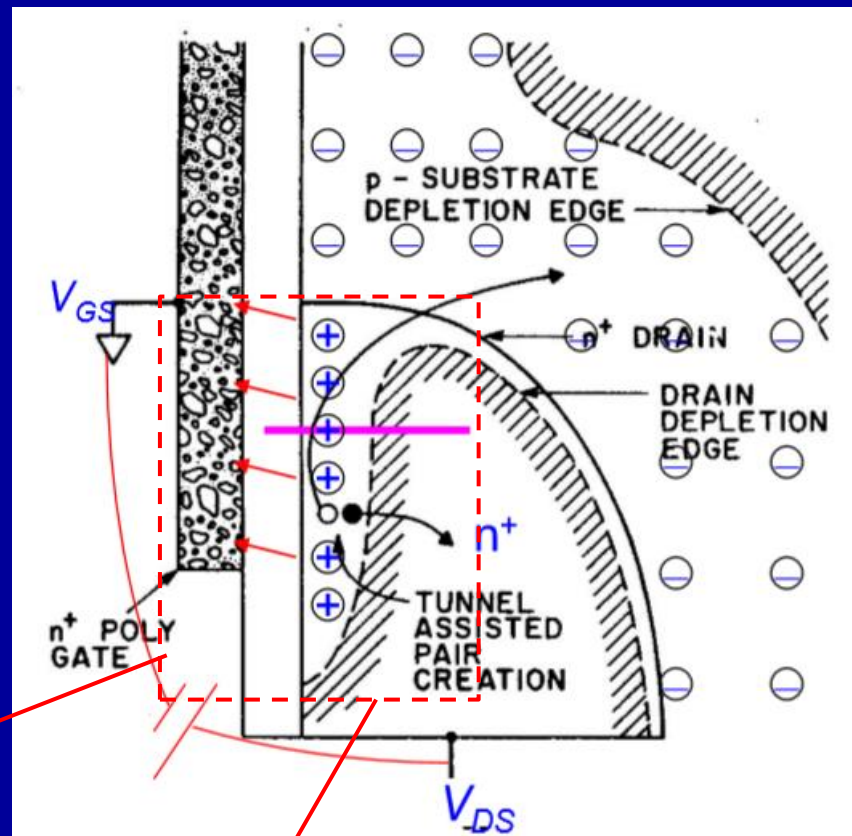
(4) Gate-Induced Drain Leakage (GIDL)



① 栅与漏有部分重叠



③ 紫色区域能带

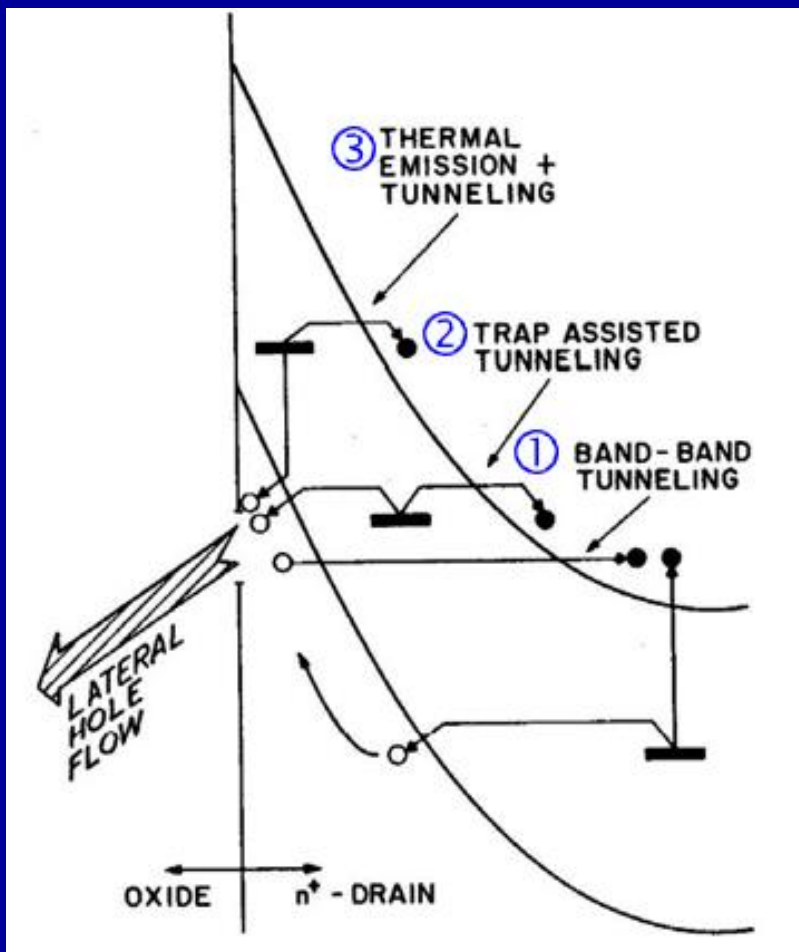


② 当 $V_{GS} \leq V_T$ (亚阈值区) 且 V_{DS} 很大 (强漏电场) 时, 会有一个从漏指向栅的电场, 此时 n^+ 区表面处于强耗尽状态。

MOSFET的直流特性

6. MOSFET的二级效应

(4) Gate-Induced Drain Leakage (GIDL)



- ① Band-to-band tunneling
- ② Trap assisted tunneling
- ③ Thermal emission+tunneling

反偏下耗尽区在三种隧穿效应（价带电子隧穿到导带）的辅助下产生电子空穴对，产生的电子空穴对在电场作用下，电子向 n^+ 区移动，空穴向氧化硅移动，但是由于氧化硅阻止空穴通过，空穴“被迫”向衬底方向移动，而衬源是短接的，相当于使源漏导通，从而漏电。

第五章 金属-氧化物-半导体场效应晶体管 (MOSFET)

§5.1 MOSFET的结构和工作原理

§5.2 MOSFET的阈值电压

§5.3 MOSFET的直流特性

§5.4 MOSFET的频率特性

§5.5 MOSFET的开关特性

§5.6 MOSFET的功率特性

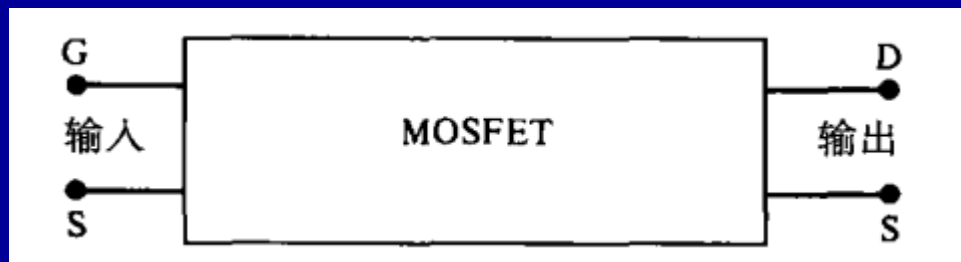
§5.7 小尺寸MOSFET

§5.8 MOSFET的最新研究进展

§5.4 MOSFET的频率特性

1. 交流小信号等效电路

(1) 低频等效电路



输出端口：直流情况下 $I_{DS} = I_{DS}(V_{DS}, V_{GS})$ ，交流情况下需要加上额外的

交流电流 i_{DS} ， $i_{DS} + I_{DS}(V_{DS}, V_{GS}) = I_{DS}(V_{DS} + v_{DS}, V_{GS} + v_{GS})$

交流电压

将上式右侧在直流工作点附近做泰勒级数展开，并仅保留至一阶项

$$I_{DS}(V_{DS} + v_{DS}, V_{GS} + v_{GS}) = I_{DS}(V_{DS}, V_{GS}) + v_{DS} \left. \frac{\partial I_{DS}(V_{DS}, V_{GS})}{\partial V_{DS}} \right|_{V_{GS}} + v_{GS} \left. \frac{\partial I_{DS}(V_{DS}, V_{GS})}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{DS}}$$

$$i_{DS} = v_{DS} \left. \frac{\partial I_{DS}(V_{DS}, V_{GS})}{\partial V_{DS}} \right|_{V_{GS}} + v_{GS} \left. \frac{\partial I_{DS}(V_{DS}, V_{GS})}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{DS}} = v_{DS} g_D + v_{GS} g_m$$

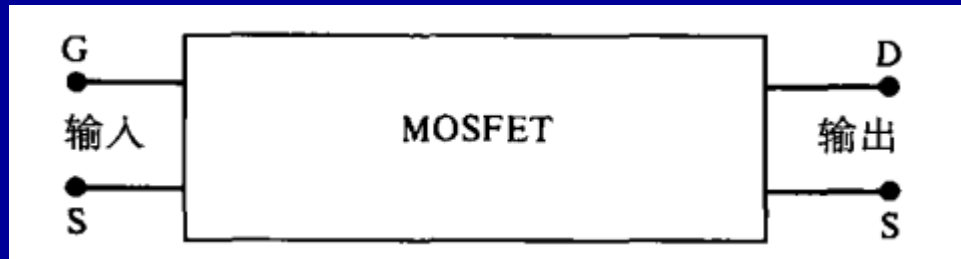
$$g_D = \left. \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{DS}} \right|_{V_{GS}}$$

$$g_m = \left. \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{DS}}$$

§5.4 MOSFET的频率特性

1. 交流小信号等效电路

(1) 低频等效电路



输出端口：直流情况下 $I_{DS} = I_{DS}(V_{DS}, V_{GS})$ ，交流情况下需要加上额外的交流电流 i_{DS} ， $i_{DS} + I_{DS}(V_{DS}, V_{GS}) = I_{DS}(V_{DS} + v_{DS}, V_{GS} + v_{GS})$

交流电压

将上式右侧在直流工作点附近做泰勒级数展开，并仅保留至一阶项

$$I_{DS}(V_{DS} + v_{DS}, V_{GS} + v_{GS}) = I_{DS}(V_{DS}, V_{GS}) + v_{DS} \left. \frac{\partial I_{DS}(V_{DS}, V_{GS})}{\partial V_{DS}} \right|_{V_{GS}} + v_{GS} \left. \frac{\partial I_{DS}(V_{DS}, V_{GS})}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{DS}}$$

$$i_{DS} = v_{DS} \left. \frac{\partial I_{DS}(V_{DS}, V_{GS})}{\partial V_{DS}} \right|_{V_{GS}} + v_{GS} \left. \frac{\partial I_{DS}(V_{DS}, V_{GS})}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{DS}} = v_{DS} g_D + v_{GS} g_m$$

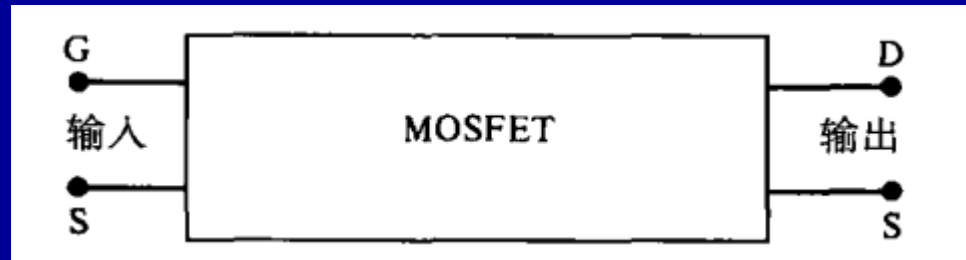
$$g_D = \left. \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{DS}} \right|_{V_{GS}}$$

$$g_m = \left. \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{DS}}$$

MOSFET的频率特性

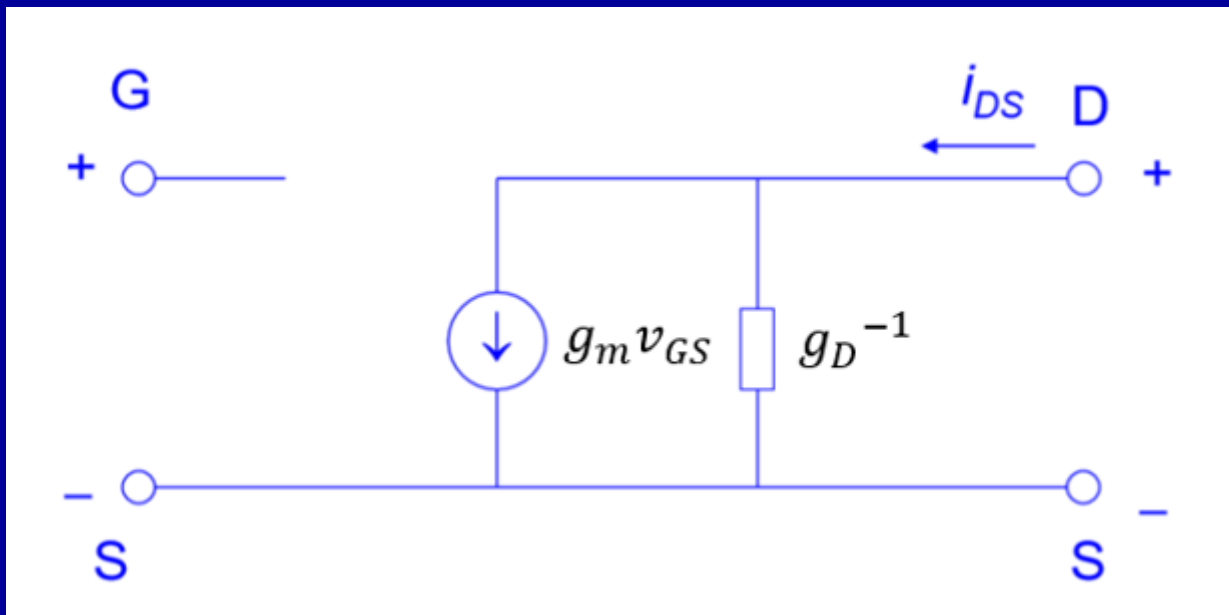
1. 交流小信号等效电路

(1) 低频等效电路



$$i_{DS} = v_{DS} \left. \frac{\partial I_{DS}(V_{DS}, V_{GS})}{\partial V_{DS}} \right|_{V_{GS}} + v_{GS} \left. \frac{\partial I_{DS}(V_{DS}, V_{GS})}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{DS}} = v_{DS} g_D + v_{GS} g_m$$

考虑低频情况下，栅与源漏相当于开路，故有如下等效电路图



MOSFET的频率特性

1. 交流小信号等效电路

(2) 高频情况

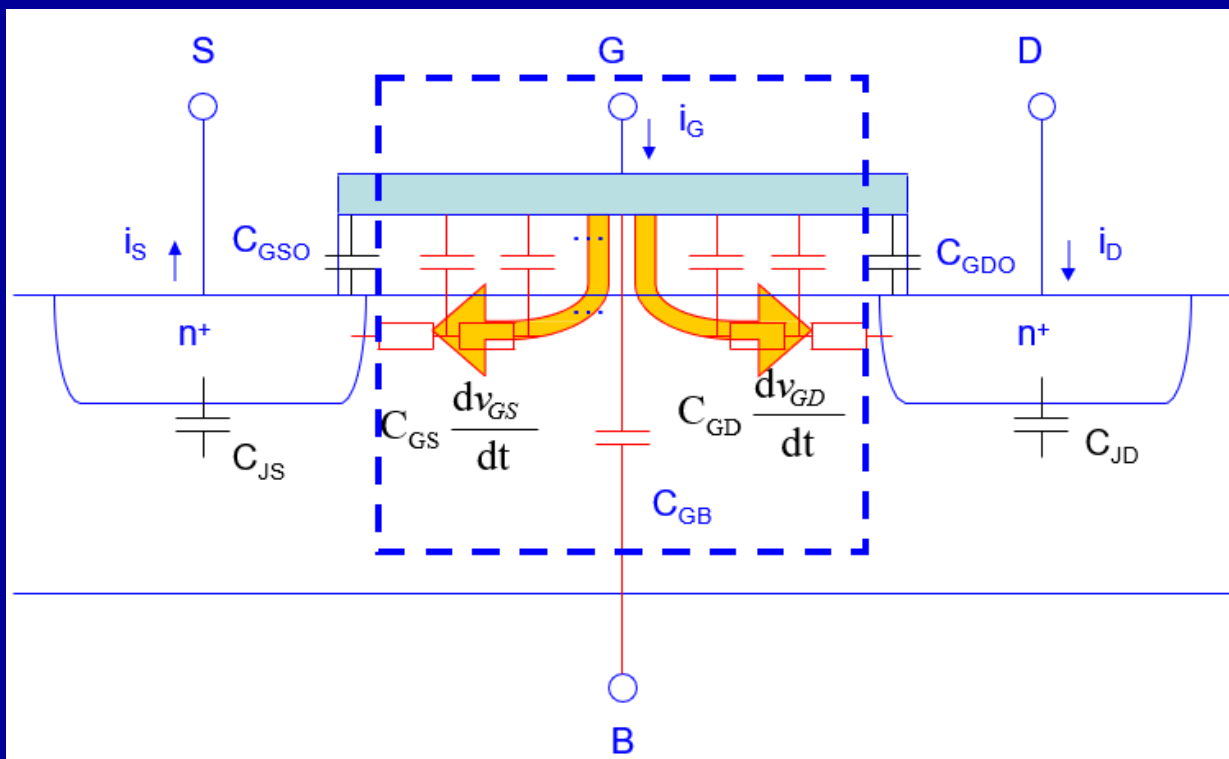
高频下要考虑电容影响：

栅与源、漏、衬底之间都存在电容： C_{GS} 、 C_{GD} 、 C_{GB} ；

若栅与源漏区域存在重合，则还需考虑寄生电容 C_{GSO} 和 C_{GDO} （这两个电容下方无沟道，故后面计算时不考虑这两项）；

源漏pn结区电容 C_{JS} 和 C_{JD} （通常忽略这两项）；

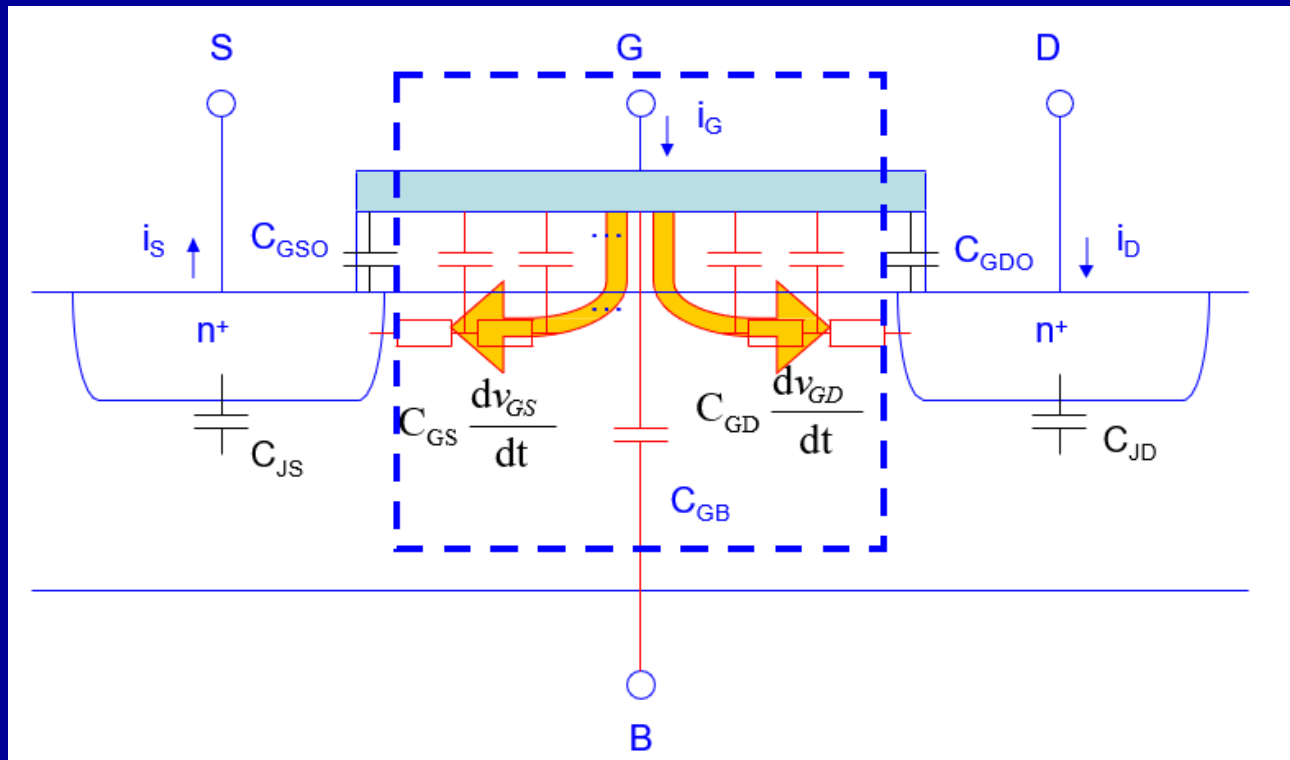
沟道区还存在电阻 R_{GS} 和 R_{GD} 。



MOSFET的频率特性

1. 交流小信号等效电路

(2) 高频情况



高频时
小信号电流

$$i_G = C_{GS} \frac{dv_{GS}}{dt} + C_{GD} \frac{dv_{GD}}{dt}$$

$$i_D = v_{DS} g_D + v_{GS} g_m - C_{GD} \frac{dv_{GD}}{dt}$$

$$i_S = v_{DS} g_D + v_{GS} g_m + C_{GS} \frac{dv_{GS}}{dt} \equiv i_D + i_G$$

MOSFET的频率特性

1. 交流小信号等效电路

(2) 高频情况

计算分布电容 C_{GS} 和 C_{GD}

$$C_{GS} \equiv \left. \frac{\partial Q_G}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{GD}, V_{GB}}$$

$$C_{GD} \equiv \left. \frac{\partial Q_G}{\partial V_{GD}} \right|_{V_{GS}, V_{GB}}$$

$$Q_G = -(Q_{\text{反}} + Q_{\text{耗}})$$

栅上正电荷数

反型层负电荷数

耗尽区负电荷数

$$Q_{\text{反}} = \int_0^W \int_0^L Q_n(y) dy dz$$

$$Q_{\text{耗}} = \int_0^W \int_0^L Q_B(y) dy dz$$

反型层面(负)电荷密度

耗尽区面(负)电荷密度

$$Q_n(y) = -C_{ox}[V_{GS} - V_T - V(y)]$$

$$Q_B(y) = -qN_A d_{\text{max}}(y)$$

忽略 V_{DS} 的影响, 无衬偏效应

即 $Q_{\text{耗}}$ 是一常数

$$Q_B(y) = -qN_A \sqrt{\frac{2\varepsilon_s(2V_B)}{qN_A}}$$

MOSFET的频率特性

1. 交流小信号等效电路

(2) 高频情况

计算分布电容 C_{GS} 和 C_{GD}

$$C_{GS} \equiv \frac{\partial Q_G}{\partial V_{GS}} \Big|_{V_{GD}, V_{GB}}$$

$$C_{GD} \equiv \frac{\partial Q_G}{\partial V_{GD}} \Big|_{V_{GS}, V_{GB}}$$

$$Q_G = -(Q_{反} + Q_{耗}) = -W \int_0^L Q_n(y) dy - Q_{耗}$$

$$I_{DS} = -I_y = Q_n(y)Wv = Q_nW\mu_n(-\frac{dV(y)}{dy})$$

$$dy = -\frac{Q_n(y)W\mu_n}{I_{DS}} dV(y)$$

$$Q_G = \frac{\mu_n W^2}{I_{DS}} \int_0^{V_{DS}} Q_n(y)^2 dV(y) - Q_{耗}$$

$$Q_n(y) = -C_{ox}[V_{GS} - V_T - V(y)]$$

$$Q_G = \frac{\mu_n W^2 C_{ox}^2}{I_{DS}} \int_0^{V_{DS}} [V_{GS} - V_T - V(y)]^2 dV(y) - Q_{耗}$$

$$Q_G = \frac{\mu_n W^2 C_{ox}^2}{3I_{DS}} [(V_{GS} - V_T)^3 - (V_{GS} - V_T - V_{DS})^3] - Q_{耗}$$

MOSFET的频率特性

1. 交流小信号等效电路

(2) 高频情况

计算分布电容 C_{GS} 和 C_{GD}

$$C_{GS} \equiv \left. \frac{\partial Q_G}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{GD}, V_{GB}}$$

$$C_{GD} \equiv \left. \frac{\partial Q_G}{\partial V_{GD}} \right|_{V_{GS}, V_{GB}}$$

$$Q_G = \frac{\mu_n W^2 C_{ox}^2}{3 I_{DS}} [(V_{GS} - V_T)^3 - (V_{GS} - V_T - V_{DS})^3] - Q_{\text{耗}}$$

$$Q_G = \frac{\mu_n W^2 C_{ox}^2}{3 I_{DS}} [(V_{GS} - V_T)^3 - (V_{GD} - V_T)^3] - Q_{\text{耗}}$$

线性区

$$I_{DS} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T - \frac{1}{2} V_{DS}) V_{DS}$$

$$I_{DS} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{2L} [(V_{GS} - V_T)^2 - (V_{GS} - V_T - V_{DS})^2]$$

$$I_{DS} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{2L} [(V_{GS} - V_T)^2 - (V_{GD} - V_T)^2]$$

$$Q_G = \frac{2}{3} C_{ox} W L \frac{(V_{GS} - V_T)^3 - (V_{GD} - V_T)^3}{(V_{GS} - V_T)^2 - (V_{GD} - V_T)^2} - Q_{\text{耗}}$$

线性区

$$Q_G = \frac{2}{3} C_{ox} W L (V_{GS} - V_T) - Q_{\text{耗}}$$

饱和区

$$V_{GD} = V_T$$

MOSFET的频率特性

1. 交流小信号等效电路

(2) 高频情况

计算分布电容 C_{GS} 和 C_{GD}

$$C_{GS} \equiv \frac{\partial Q_G}{\partial V_{GS}} \Big|_{V_{GD}, V_{GB}}$$

$$C_{GD} \equiv \frac{\partial Q_G}{\partial V_{GD}} \Big|_{V_{GS}, V_{GB}}$$

线性区

$$Q_G = \frac{2}{3} C_{ox} WL \frac{(V_{GS} - V_T)^3 - (V_{GD} - V_T)^3}{(V_{GS} - V_T)^2 - (V_{GD} - V_T)^2} - Q_{耗}$$

$$C_{GS} \equiv \frac{\partial Q_G}{\partial V_{GS}} \Big|_{V_{GD}, V_{GB}} = \frac{2}{3} C_{ox} WL \left[1 - \frac{(V_{GD} - V_T)^2}{(V_{GS} + V_{GD} - 2V_T)^2} \right]$$

$$V_{GS} \approx V_{GD}$$

$$C_{GS} = \frac{1}{2} C_{ox} WL$$

$$C_{GD} \equiv \frac{\partial Q_G}{\partial V_{GD}} \Big|_{V_{GS}, V_{GB}} = \frac{2}{3} C_{ox} WL \left[1 - \frac{(V_{GS} - V_T)^2}{(V_{GS} + V_{GD} - 2V_T)^2} \right]$$

$$V_{GS} \approx V_{GD}$$

$$C_{GD} = \frac{1}{2} C_{ox} WL$$

在我们的假设与计算
中未出现 V_{GB} , 所以

$$C_{GB} \equiv \frac{\partial Q_G}{\partial V_{GB}} \Big|_{V_{GS}, V_{GD}} = 0$$

饱和区($V_{GD} = V_T$)

$$Q_G = \frac{2}{3} C_{ox} WL (V_{GS} - V_T) - Q_{耗}$$

$$C_{GS} = \frac{2}{3} C_{ox} WL = \frac{2}{3} C_G$$

$$C_{GD} = 0$$

$$C_{GB} = 0$$

→ 高频下阻抗无穷大

$$C_G \equiv C_{ox} WL$$

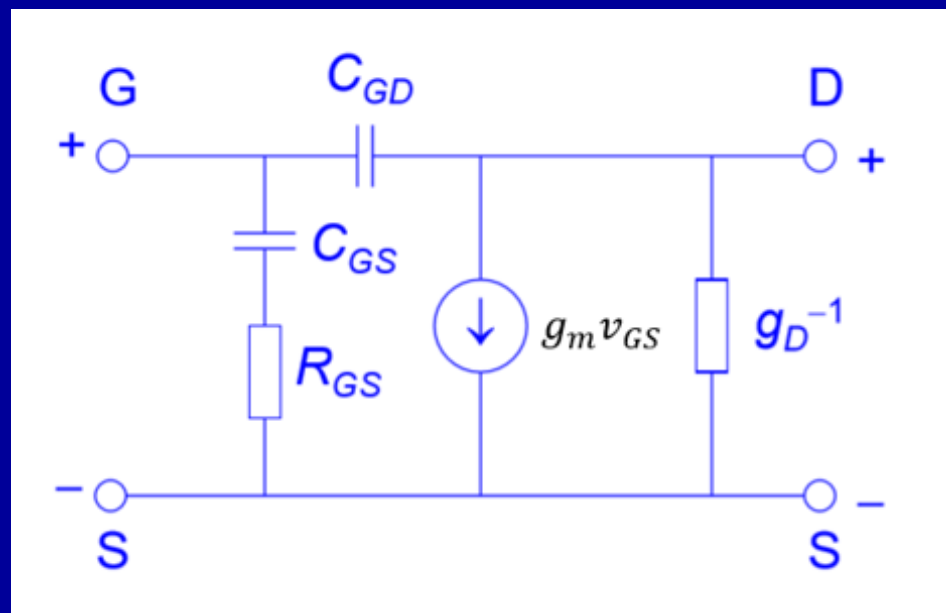
C_G 为总的栅电容,
单位: F

MOSFET的频率特性

1. 交流小信号等效电路

(2) 高频情况

高频等效电路 (用于饱和区)



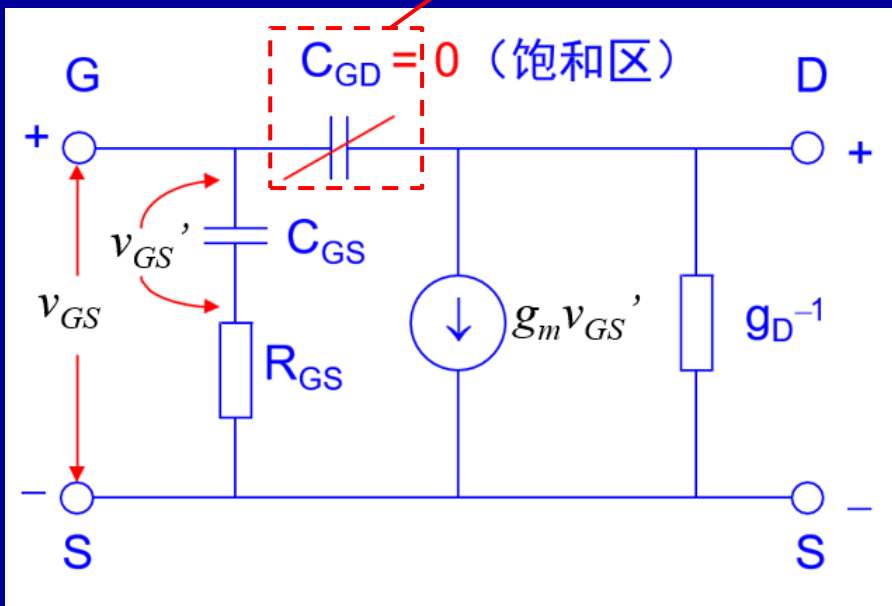
按照前面的说法，在 C_{GD} 支路上应该也有一个串联电阻，但是高频下 C_{GD} 容抗无穷大，交流断路，所以将 R_{GD} 忽略，但是电容 C_{GD} 依旧是存在的。

MOSFET的频率特性

2. 高频特性

(1) 跨导截止频率

跨导截止频率：跨导下降到直流 g_m 的 $\frac{1}{\sqrt{2}}$ 时对应的频率。



交流下跨导

$$g_m(\omega) = \frac{\partial i_{DS}}{\partial v_{GS}} = \frac{\partial i_{DS}}{\partial v_{GS}'} \frac{\partial v_{GS}'}{\partial v_{GS}}$$

$$g_m(\omega) = g_m \frac{\frac{1}{i\omega C_{GS}}}{\frac{1}{i\omega C_{GS}} + R_{GS}} = \frac{g_m}{1 + i\omega C_{GS} R_{GS}}$$

$$\omega = \frac{1}{C_{GS} R_{GS}} \text{ 时, 求模 } |g_m(\omega)| = \frac{\sqrt{2}}{2} g_m$$

$$\text{故跨导截止频率为 } \omega_{g_m} = \frac{1}{C_{GS} R_{GS}}$$

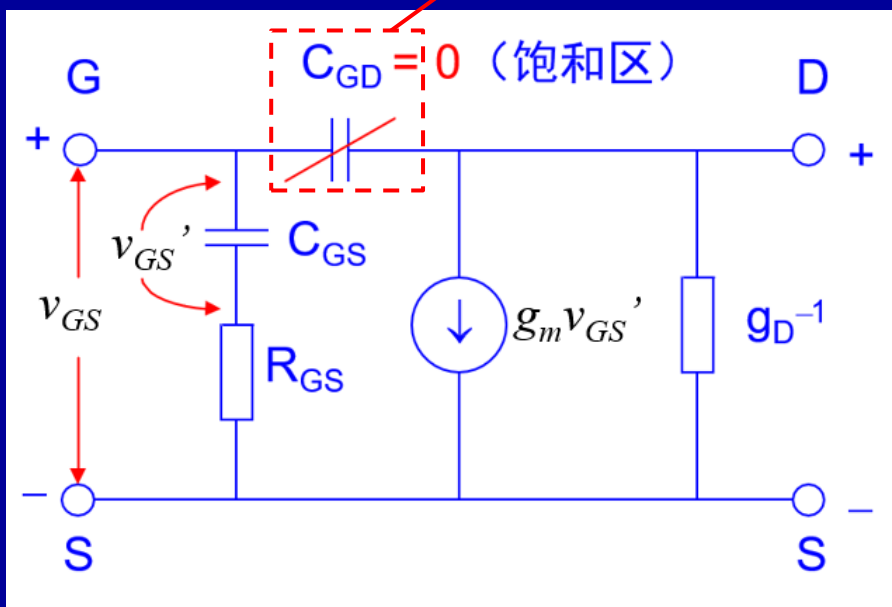
在直流偏置下，栅压大于阈值电压之后，继续增大，耗尽区不发生变化，反型电子增加，说明压降落在了氧化层电容上，通过**电容**来调控沟道电流的大小；在高频交流情况下，栅压落在**电容和电阻**上，电阻上的压降不会改变沟道区载流子浓度，只有电容才会改变，这就是为什么上式里 $\frac{\partial i_{DS}}{\partial v_{GS}'}$ 等于直流下 g_m 的原因，也是电流源中电压是 v_{GS}' 的原因。

MOSFET的频率特性

2. 高频特性

(2) 截止频率 (最高振荡频率)

断路



截止频率(f_T): 输出端交流短路且MOSFET输出电流和输入电流相等时的频率, 即:

$$i_{GS} = i_{DS} \big|_{v_{DS}=0} \text{ 时的频率}$$

$$\text{又 } i_{GS} = \frac{v_{GS}'}{\frac{1}{i\omega C_{GS}}} = i\omega C_{GS} v_{GS}'$$

$$i_{DS} \big|_{v_{DS}=0} = g_m v_{GS}'$$

$$\text{故 } \frac{i_{GS}}{i_{DS} \big|_{v_{DS}=0}} = \frac{i\omega C_{GS} v_{GS}'}{g_m v_{GS}'} = \frac{i\omega C_{GS}}{g_m}$$

$$\text{令 } \left| \frac{i\omega C_{GS}}{g_m} \right| = 1 \longrightarrow \omega = \frac{g_m}{C_{GS}} \longrightarrow f_T = \frac{g_m}{2\pi C_{GS}}$$

MOSFET的频率特性

2. 高频特性

(2) 截止频率 (最高振荡频率) $f_T = \frac{g_m}{2\pi C_{GS}}$

饱和区

$$g_m = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T)$$

$$C_{GS} = \frac{2}{3} C_{ox} WL = \frac{2}{3} C_G$$

$$f_T = \frac{3}{4\pi} \frac{\mu_n (V_{GS} - V_T)}{L^2}$$

(3) 沟道渡越时间 τ

假设沟道中为均匀电场, 则有

$$\bar{E}(y) = \frac{V_{DSsat}}{L}$$

沟道渡越时间

$$\tau = \frac{L}{\mu_n \bar{E}(y)} = \frac{L^2}{\mu_n V_{DSsat}}$$

$$f_T \approx \frac{1}{4\tau}$$

(4) 提高MOSFET频率特性的途径:

- ① 提高迁移率: 用(110)晶向的p型Si作N沟道, 增加表面工艺, 改善表面迁移率。采用离子注入获得高迁移率的埋沟结构, 不受表面散射影响。
- ② 缩短沟道长度 L : 沟道渡越时间减小, 从而使提高频率特性。
- ③ 减小寄生电容: 采用自对准结构、偏置栅结构、双栅结构、SOI结构等。