

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

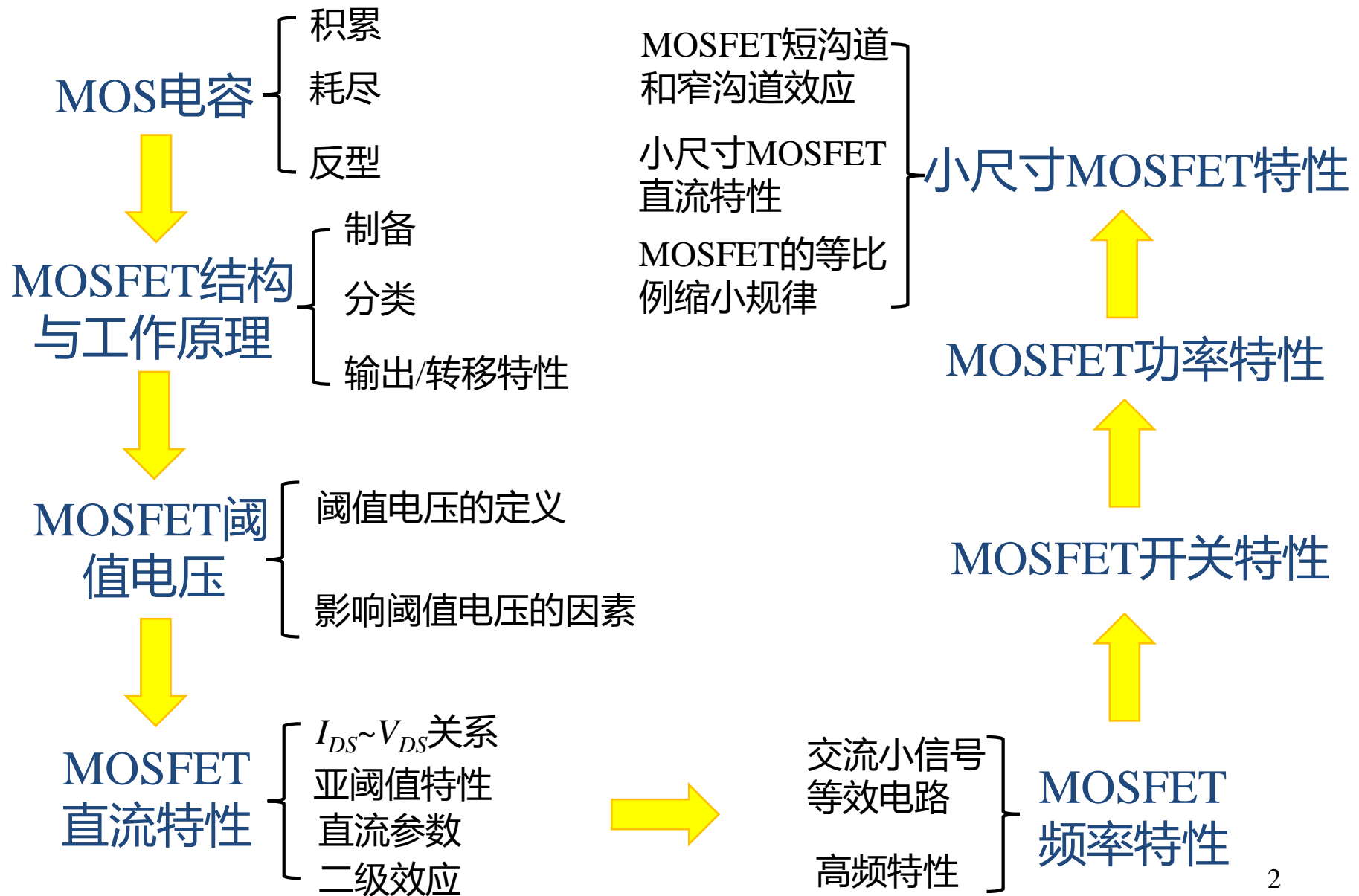
§5.5 MOSFET的开关特性

§5.6 MOSFET的功率特性

§5.7 小尺寸MOSFET

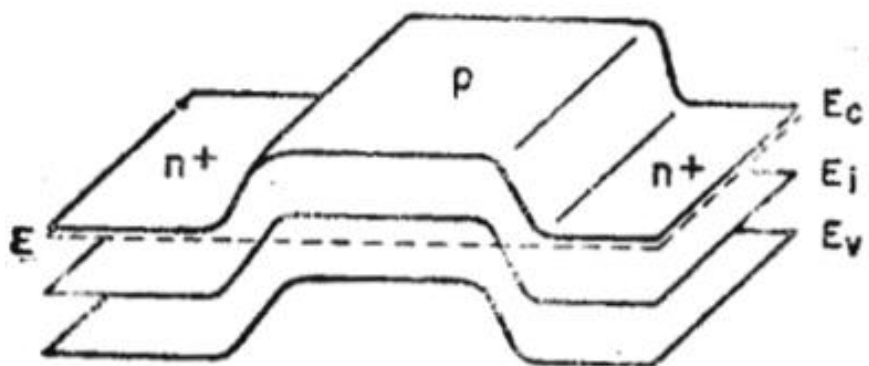
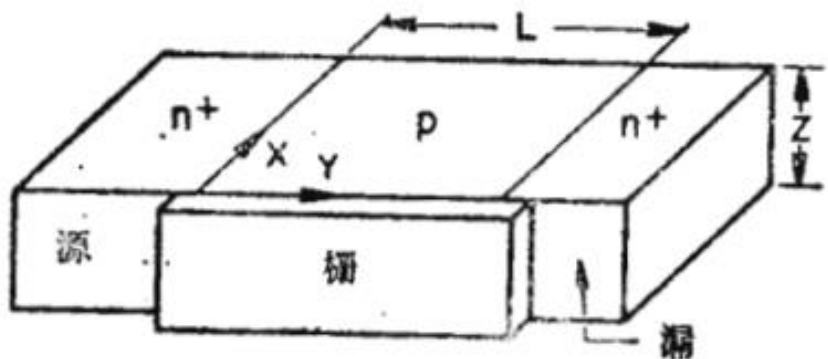
§5.8 MOSFET的最新研究进展

MOSFET基本知识体系框架



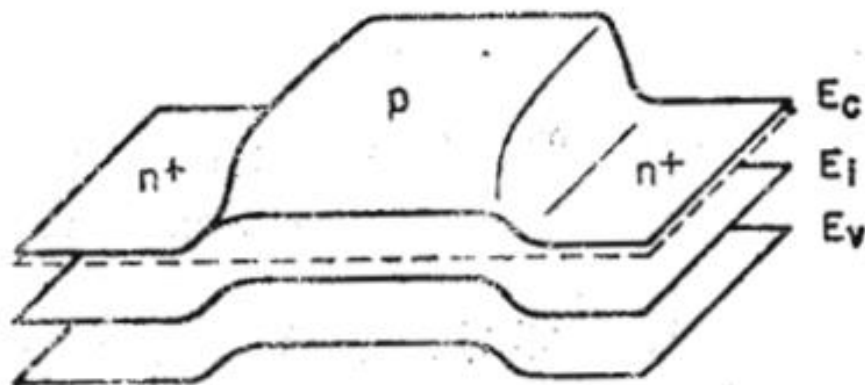
§5.3 MOSFET的直流特性

1. MOSFET非平衡时能带图



无外加电压时的 xy 平面能带图

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。

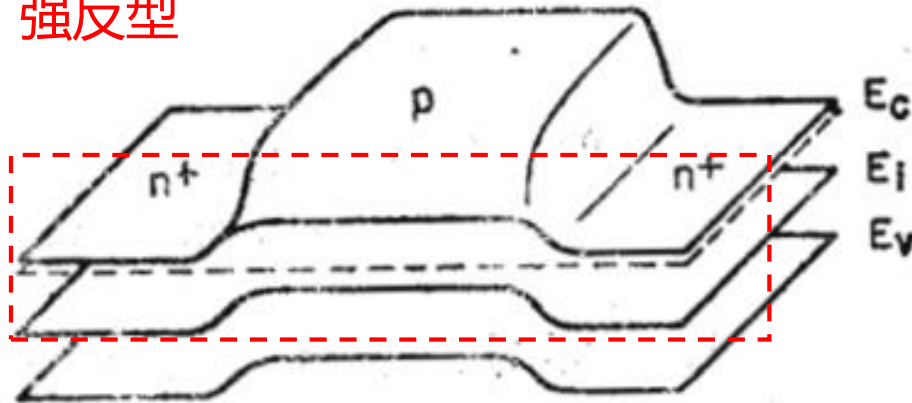


强反型($V_{DS}=0V$)时的能带图

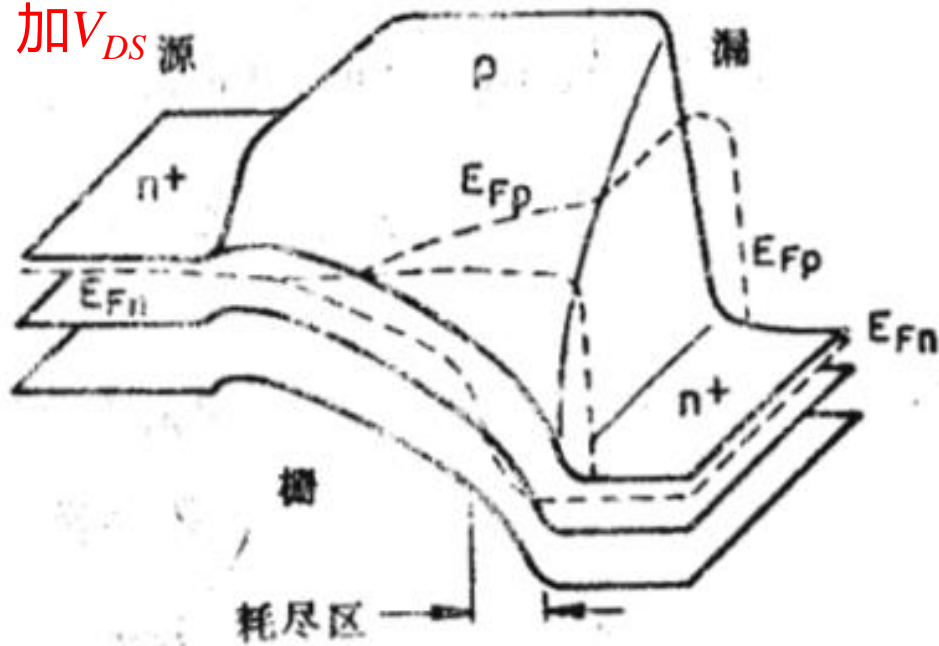
MOSFET的直流特性

1. MOSFET非平衡时能带图

强反型



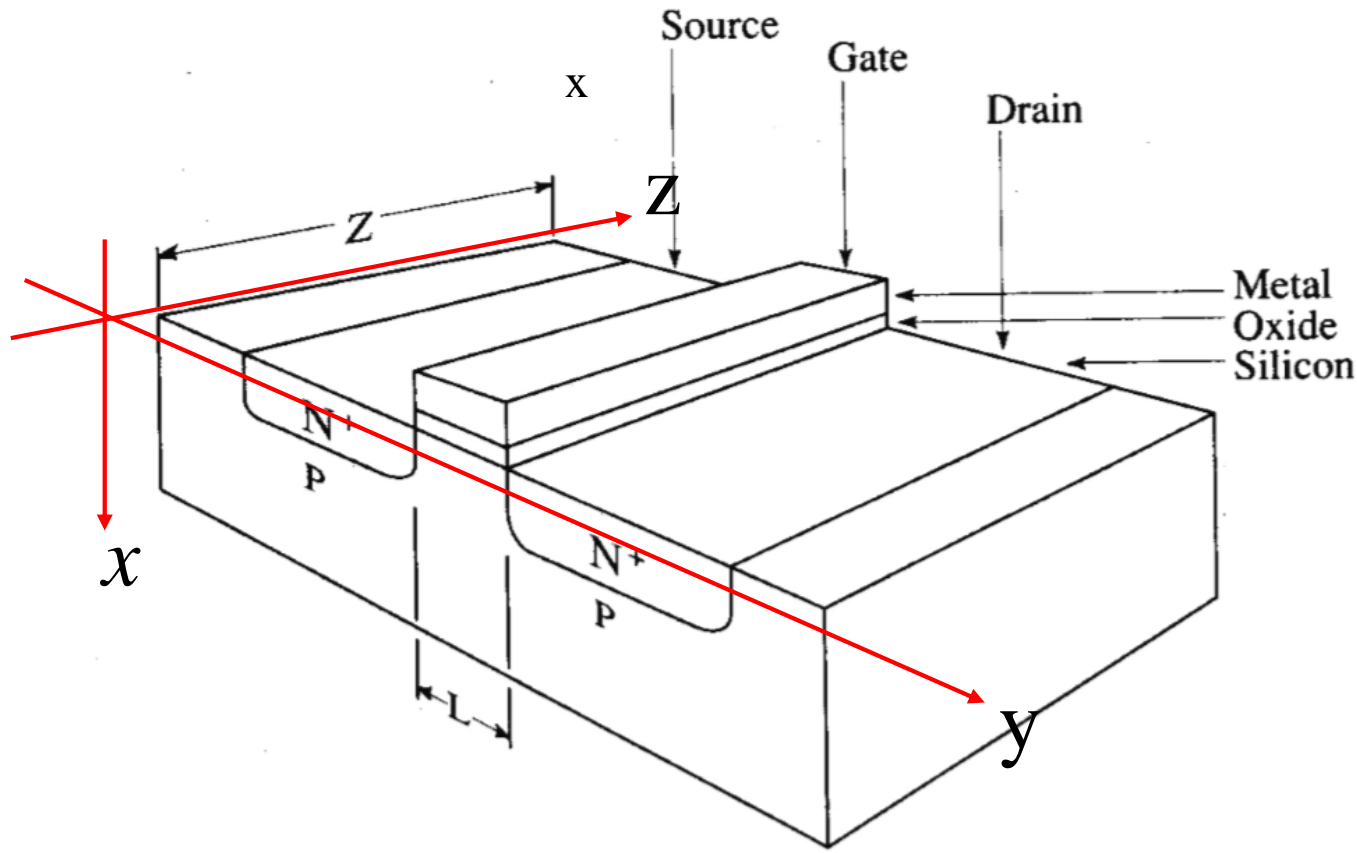
加 V_{DS} 源



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



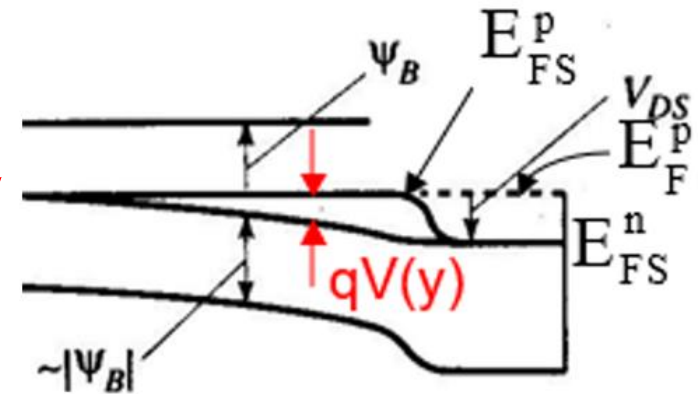
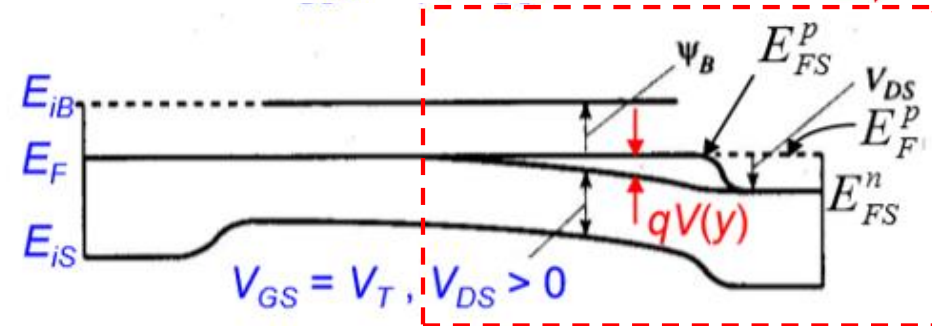
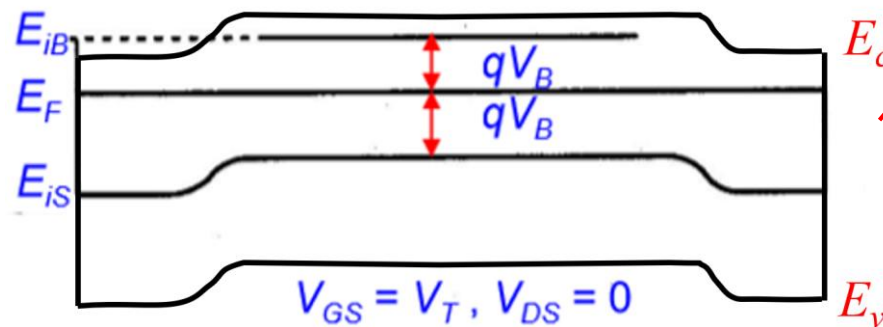
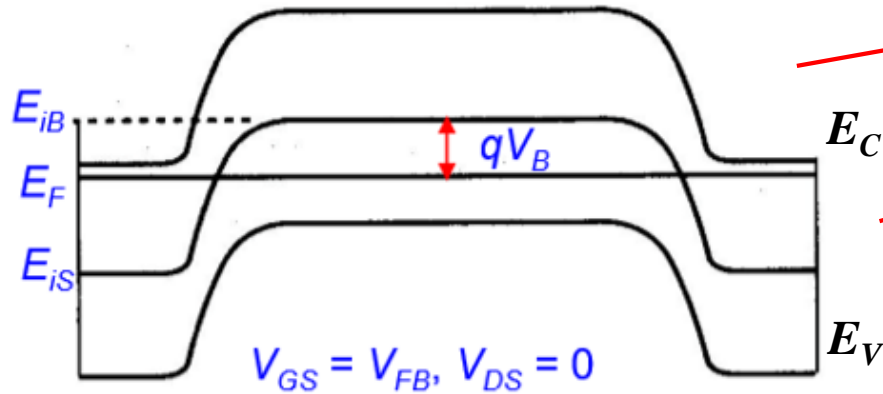
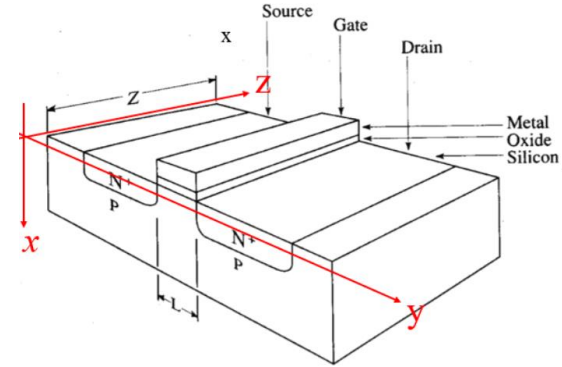
规定的坐标方向：

- ◆ 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

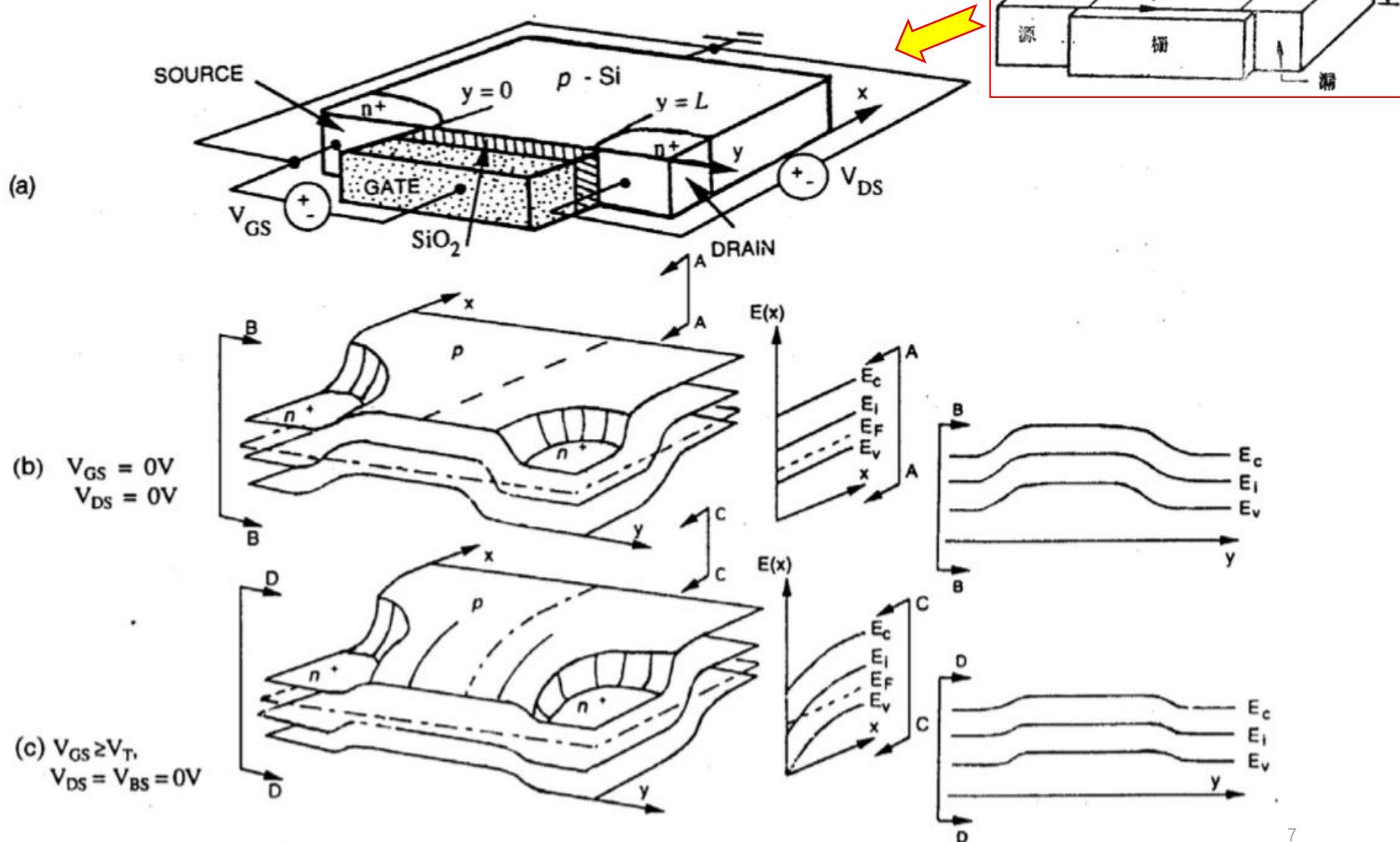
E_{iS} : 衬底表面禁带中线
 E_{iB} : 衬底体内禁带中线



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

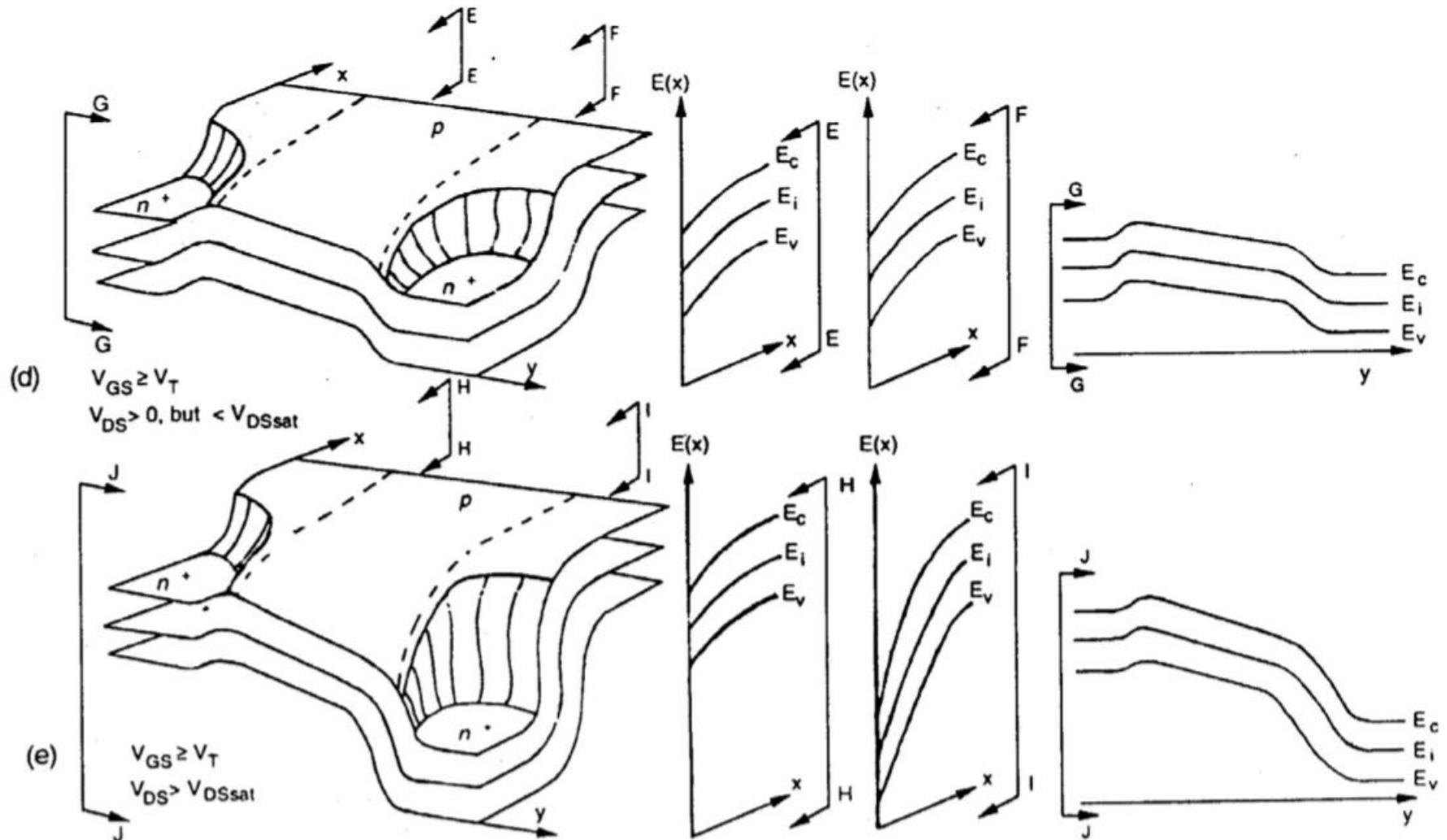
MOSFET的直流特性

1. MOSFET非平衡时能带图



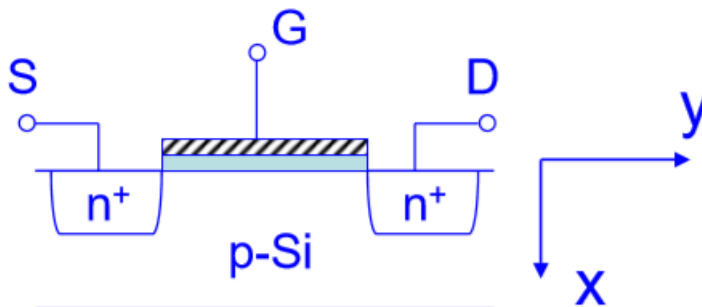
MOSFET的直流特性

1. MOSFET非平衡时能带图



MOSFET的直流特性

2. $I_{DS}-V_{DS}$ 关系



近似条件:

- 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, 即忽略扩散电流;
- 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)

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

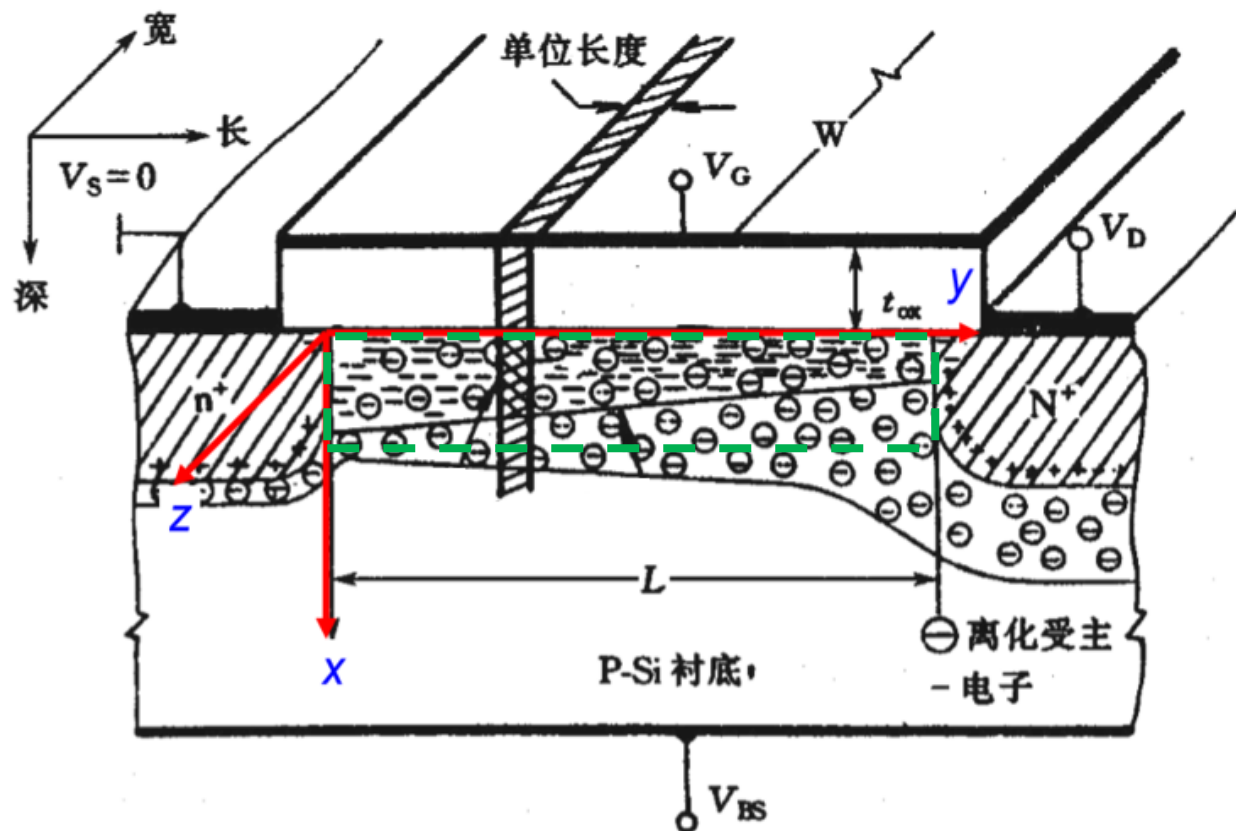
GCA指纵向电场在纵向上的梯度远远大于横向电场在横向上的梯度, 即 E_y 近似为常数。

MOSFET的直流特性

2. $I_{DS}-V_{DS}$ 关系

$$Q_n(y) = Q_{ox} - Q_B(y) = C_{ox}(V_{gs} - V_{FB} - V_s) - Q_B(y)$$

$$Q_B(y) = \sqrt{2\epsilon_{rs}\epsilon_0 q N_A V_s} = \sqrt{2\epsilon_{rs}\epsilon_0 q N_A (2V_B + V(y))}$$



①没有漏电压时，反型层分布应该是绿色虚线框大小的矩形；

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，即氧化层电容两侧所加偏压减少，反型电子减少；

③漏端总表面电势比源端高， $V_s(L) = 2V_B + V_{DS}$ ，故漏端耗尽区宽度比源端大；

MOSFET的直流特性

2. $I_{DS}-V_{DS}$ 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

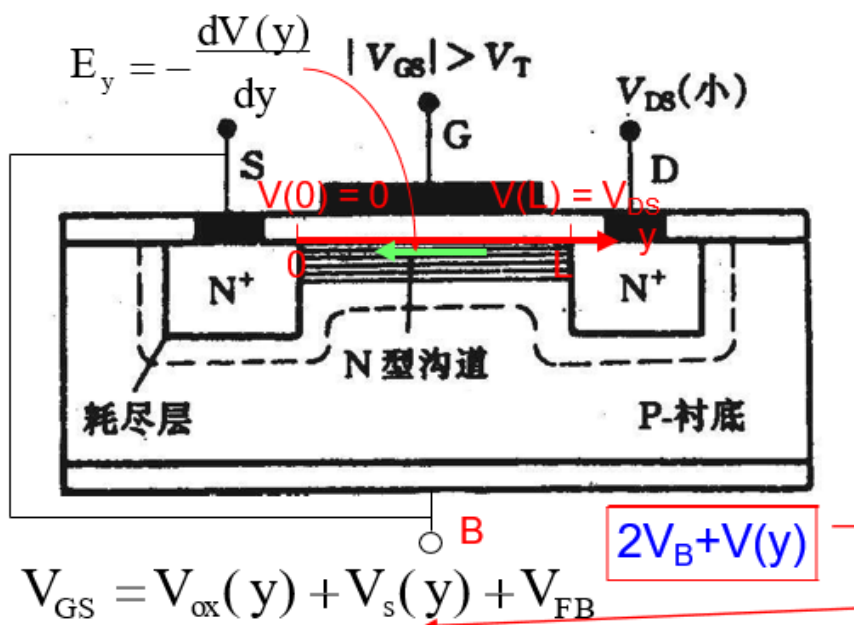
2. $I_{DS}-V_{DS}$ 关系

(1) 线性区(可调电阻区) V_{DS} 较小时 注意：在这里的面电荷密度都是负电荷。

强反型条件下($V_{GS} > V_T$), 在氧化层极板y处感应的单位面积上总电荷

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

总负电荷 反型电子 耗尽区负电荷 $\approx Q_B(d_{max})$



由CGA可知, y 方向的电场影响远没有 x 方向电场的影响大, 因此可以认为 y 方向上耗尽区电荷密度处处相等, 且为 $Q_B(d_{max})$

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

$$Q_-(y) = -V_{ox}C_{ox} \quad V_s = 2V_B + V(y)$$

$$Q_n(y) = Q_-(y) - Q_B(d_{max})$$

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

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

MOSFET的直流特性

2. $I_{DS}-V_{DS}$ 关系

(1) 线性区(可调电阻区) V_{DS} 较小时

第2讲中 $V_T = 2V_B + \frac{qN_A d_{max}}{C_{ox}} + V_{FB}$

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

我们可以对式子做出简化，将阈值电压 V_T 带入进来


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

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

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，即为反型电子面密度

MOSFET的直流特性

2. $I_{DS}-V_{DS}$ 关系

(1) 线性区(可调电阻区) V_{DS} 较小时

$$J_n(x, y) = qn(x, y)v = qn(x, y)\mu_n \mathcal{E}$$

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

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

$$I_y = \int_0^W \int_0^{x_c} (-q)n(x, y)\mu_n \frac{dV(y)}{dy} dx dz \quad z \text{方向 } J_y \text{ 均匀, 积分宽度为栅宽 } W$$

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

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

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

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

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

MOSFET的直流特性

2. $I_{DS}-V_{DS}$ 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

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



由于沟道电流连续，又规定源漏电流为y轴负方向，所以令 $I_y = -I_{DS}$

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



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

MOSFET的直流特性

2. $I_{DS}-V_{DS}$ 关系

(1) 线性区(可调电阻区) V_{DS} 较小时

$$I_{DS} = \boxed{C_{ox}\mu_n \frac{W}{L}} [(V_{GS} - V_T)V_{DS} - \frac{1}{2}V_{DS}^2] \quad \leftarrow \text{线性区(可调电阻区)}$$

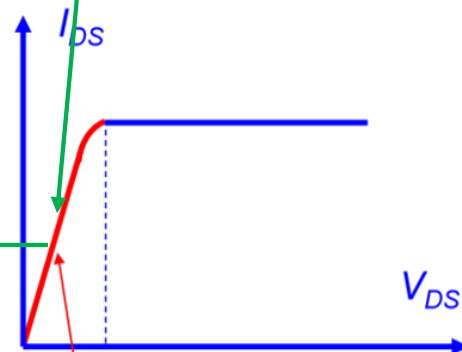
β 因子, 取决于器件结构与材料 $\beta = C_{ox}\mu \frac{W}{L}$

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

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



斜率 \propto 沟道漂移迁移率

MOSFET的直流特性

2. $I_{DS}-V_{DS}$ 关系

(2) 饱和区 $V_{DS} \geq V_{GS} - V_T$

① 夹断：当 $V_{DS} = V_{GS} - V_T$ 时，

$$\begin{aligned} Q_n(L) &= -C_{ox}(V_{GS} - V_T - V(L)) \\ &= -C_{ox}(V_{GS} - V_T - V_{DS}) = 0 \end{aligned}$$

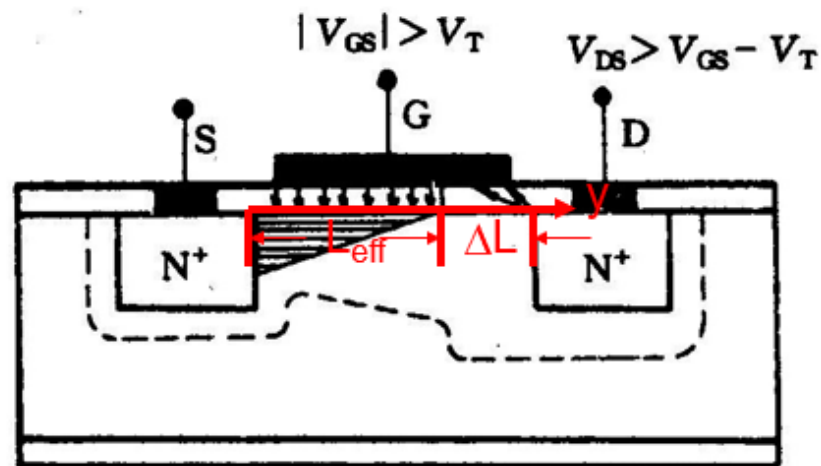
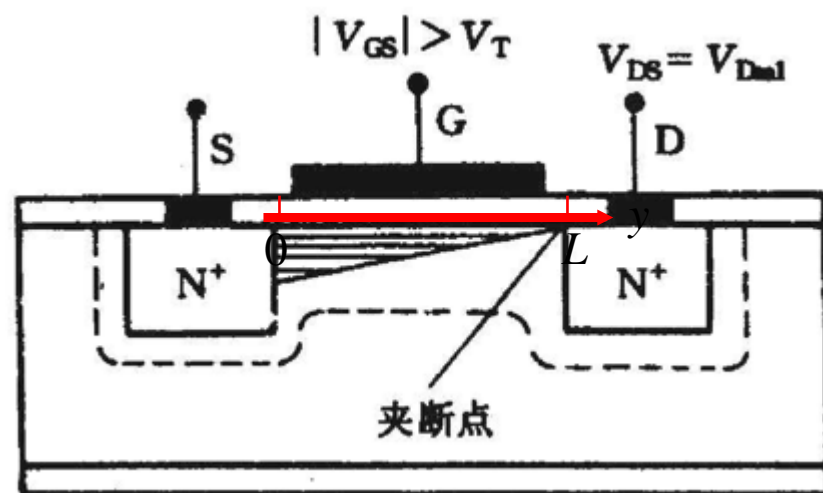
漏端沟道被夹断。记 $V_{DSsat} = V_{GS} - V_T$

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（注：此时表达式中 L 应由 L_{eff} 替代， ΔL 是漏端耗尽区宽度的增量）

$$L_{eff} = L - \Delta L = L \left(1 - \frac{\Delta L}{L}\right) \quad \Delta L = \left[\frac{2\epsilon_0\epsilon_s(V_{DS} - V_{DSsat})}{qN_A} \right]^{1/2}$$

夹断点 $Q_n(L_{eff}) = 0$ ， $V(L_{eff}) = V_{GS} - V_T$ ，即随着 V_{DS} 增大沟道夹断点电压始终为

$V_{DSsat} = V_{GS} - V_T$ ，其余偏压加到漏端耗尽区。到达夹断点的载流子由漏端耗尽区强电场扫到漏端。



MOSFET的直流特性

2. $I_{DS}-V_{DS}$ 关系

(2) 饱和区 $V_{DS} \geq V_{GS} - V_T$

饱和电流

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

令 $\beta = C_{ox} \mu_n \frac{W}{L}$, 则有:

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

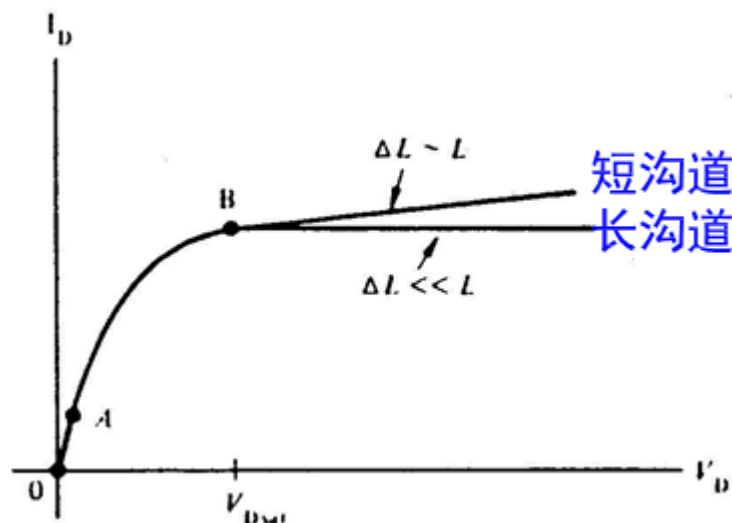
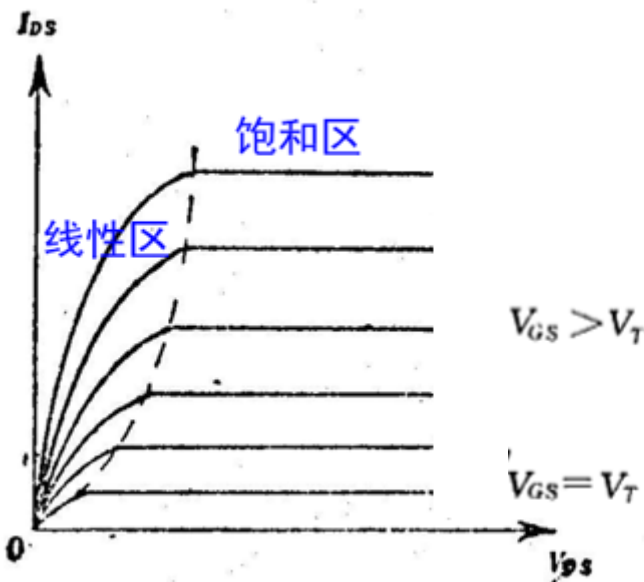
当器件的迁移率上升和宽长比变大时, 饱和电流会明显上升。

$$I_{DS} \propto \frac{1}{L_{eff}} \quad L_{eff} = L - \Delta L = L(1 - \frac{\Delta L}{L})$$

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

$$\text{短沟道器件: } \frac{\Delta L}{L} \not\ll 1$$

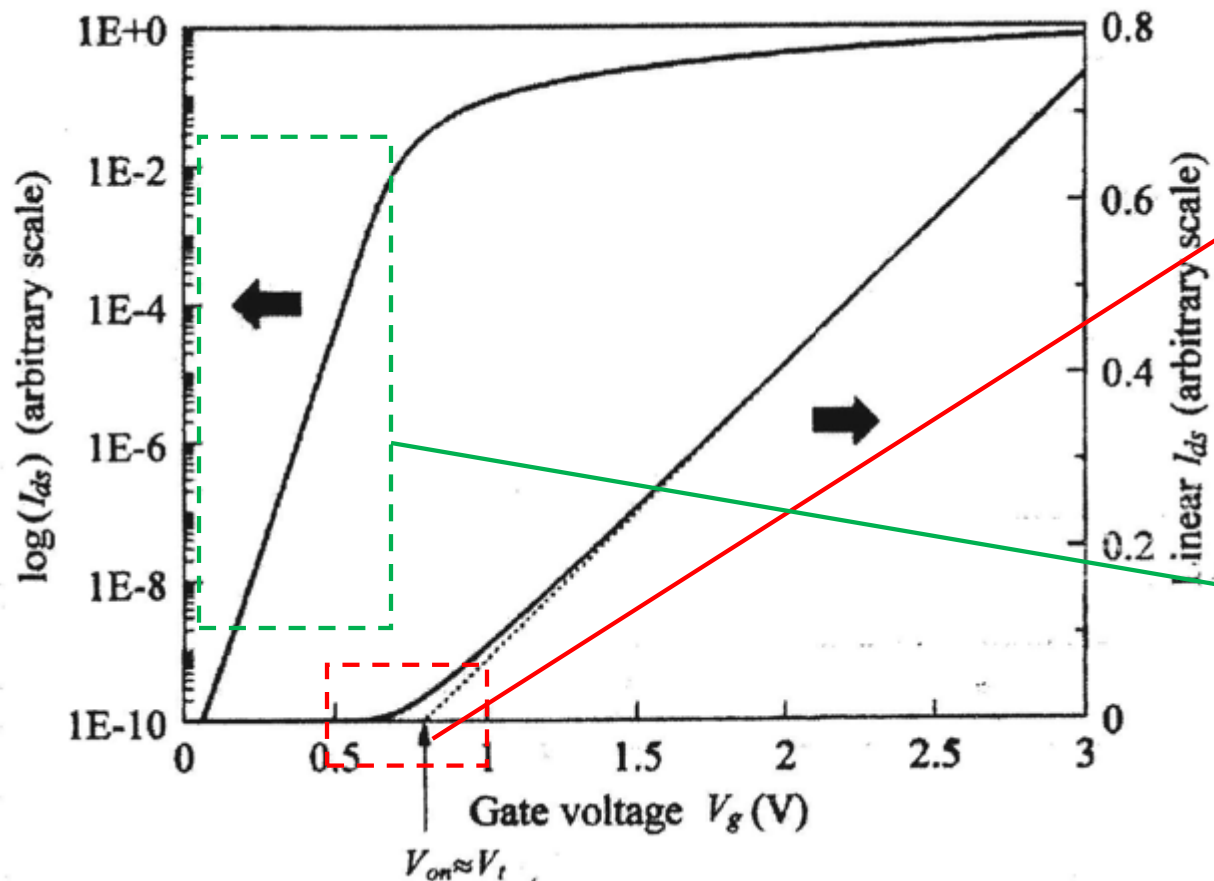
I_{DS} 不饱和, 随着 V_{DS} 的增加而增加



MOSFET的直流特性

3. MOSFET的亚阈值特性

(1) 亚阈值现象



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。

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。

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

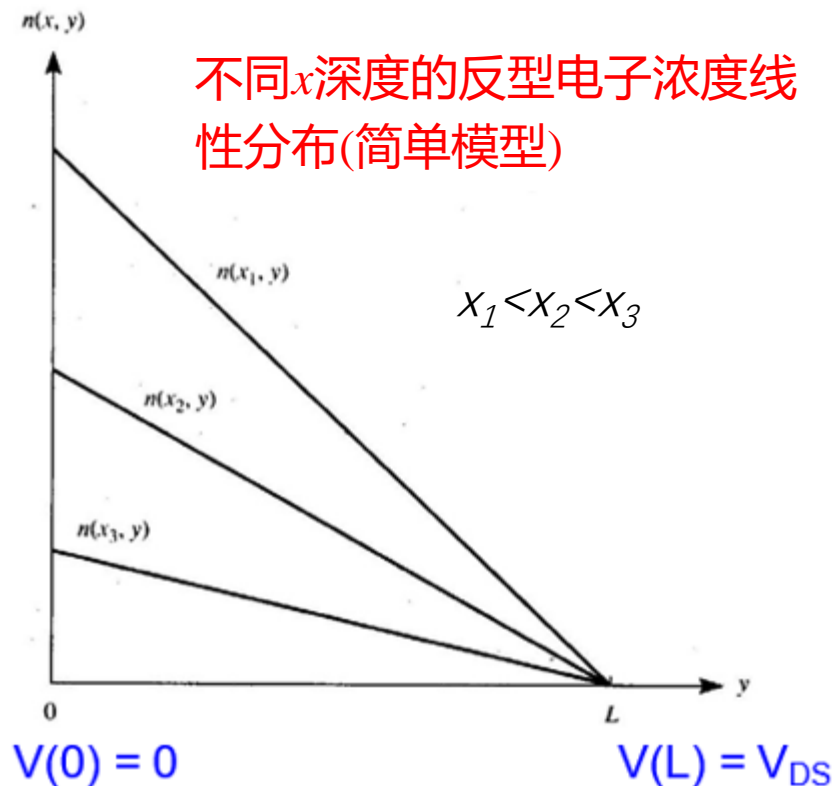
弱反型区间($V_B < V_S < 2V_B$), 半导体表面处载流子: $p(0, y) < n(0, y) \ll N_A$

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($J_{\text{扩散}} = qD_n \frac{dn}{dy}$), 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

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

沟道处电子浓度大于空穴浓度, 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

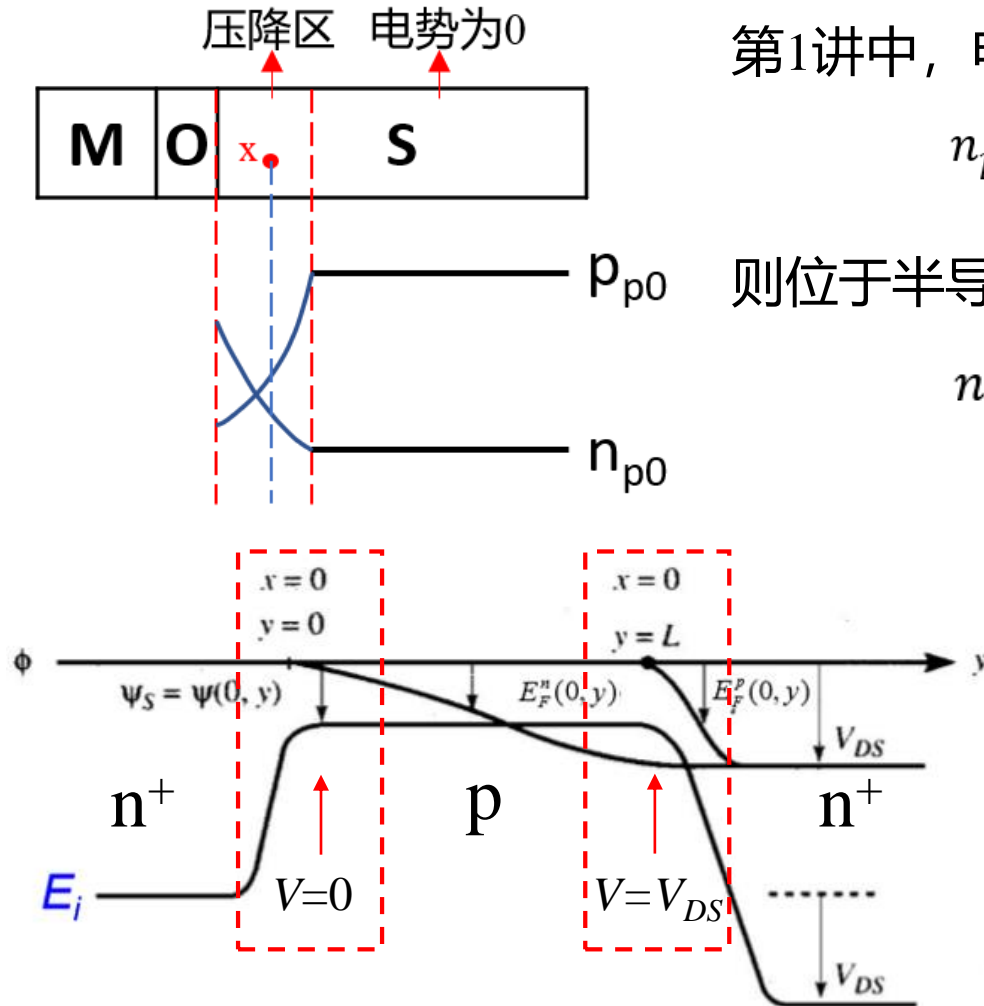
$$I_y = qD_n A \frac{n(L) - n(0)}{L} \quad n(L)=? \quad n(0)=?$$

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

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



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

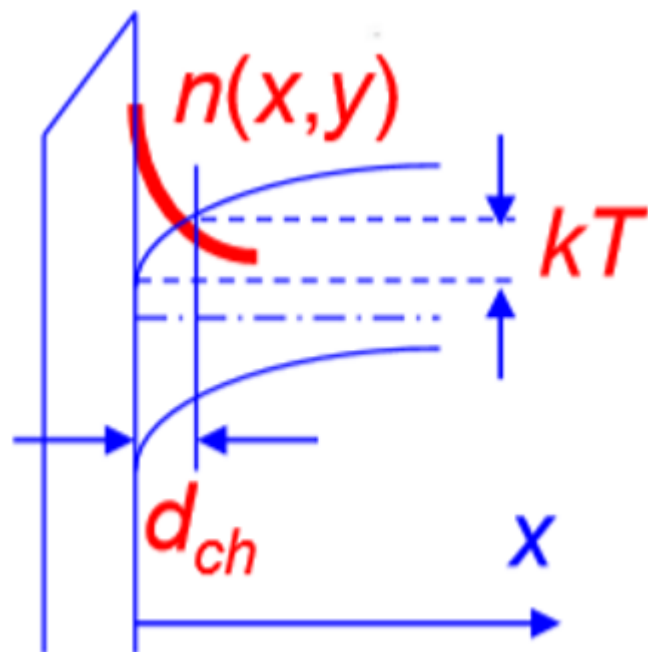
$$n(0) = n_{p0} \exp\left(\frac{qV_s - 0}{k_0T}\right)$$

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

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

$$I_y = qD_n A \frac{n(L) - n(0)}{L} \quad A = d_{ch} W$$

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 E_s 区域承担一个热电压 $k_0 T / q$ 的厚度, $d_{ch} = \frac{k_0 T}{q E_s}$, 当反型电子向体内扩散 d_{ch} 时, 反型电子浓度降为原来的 $1/e$ 。

此时 V_{DS} 较小, 反型层电子浓度很低, 忽略其对表面电场强度 E_s 的影响, 则由高斯定理可知:

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

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} 与 I_y 方向相反

$$A = d_{ch} W$$

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

$$I_{DS} = -I_y = qD_n A \frac{n(0) - n(L)}{L} = q \frac{W k_0 T}{q E_s} D_n \frac{1}{L} n_{p0} \exp\left(\frac{qV_s}{k_0 T}\right) [1 - \exp\left(-\frac{qV_{DS}}{k_0 T}\right)]$$

$$D_n = \frac{k_0 T}{q} \mu_n$$

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

$$I_{DS} = \frac{W \mu_n}{L} \left(\frac{k_0 T}{q}\right)^2 q \left(\frac{\epsilon_s}{2qN_A V_s}\right)^{\frac{1}{2}} \frac{n_i^2}{N_A} \exp\left(\frac{qV_s}{k_0 T}\right) [1 - \exp\left(-\frac{qV_{DS}}{k_0 T}\right)]$$

◆ 亚阈值区电流 $I_{DS} \propto \exp\left(\frac{qV_s}{k_0 T}\right)$

◆ $V_{DS} \geq 3\frac{k_0 T}{q}$ 时, $1 - \exp\left(-\frac{qV_{DS}}{k_0 T}\right) \approx 1$, 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。亚阈值摆幅越小，器件开关性能越好。

① 求解 V_s 与 V_{GS} 的关系

由高斯定理知:
 $Q_n = \epsilon_s E_s - \epsilon_{ox} E_{ox}$
 亚阈值区, Q_n 可忽略不计
 $\rightarrow \epsilon_{ox} E_{ox} = \epsilon_s E_s$

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

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

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

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

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

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

MOSFET的直流特性

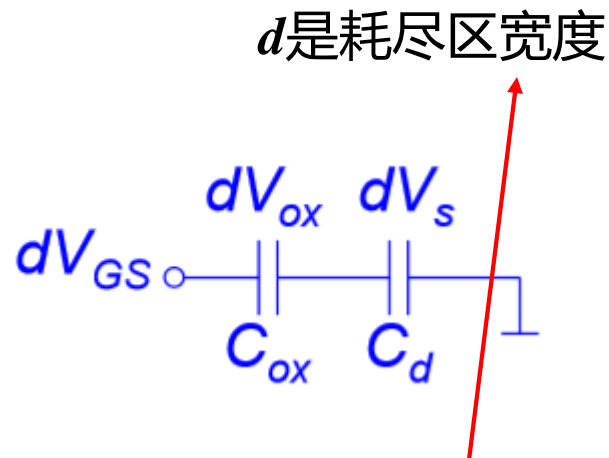
3. MOSFET的亚阈值特性

(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, 根据分压关系可得:

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

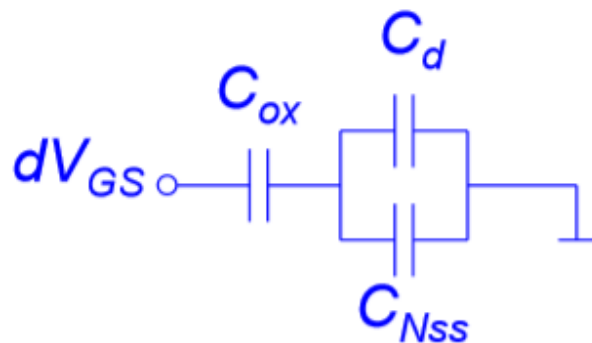


$$S = \frac{k_0 T}{q} \ln 10 \frac{dV_{GS}}{dV_S} = \frac{k_0 T}{q} \ln 10 \left(1 + \frac{C_d}{C_{ox}} \right) = \frac{k_0 T}{q} \ln 10 \left(1 + \frac{\varepsilon_s t_{ox}}{\varepsilon_{ox} d} \right)$$

存在界面态(N_{ss})时, 根据分压关系可得:

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

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



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

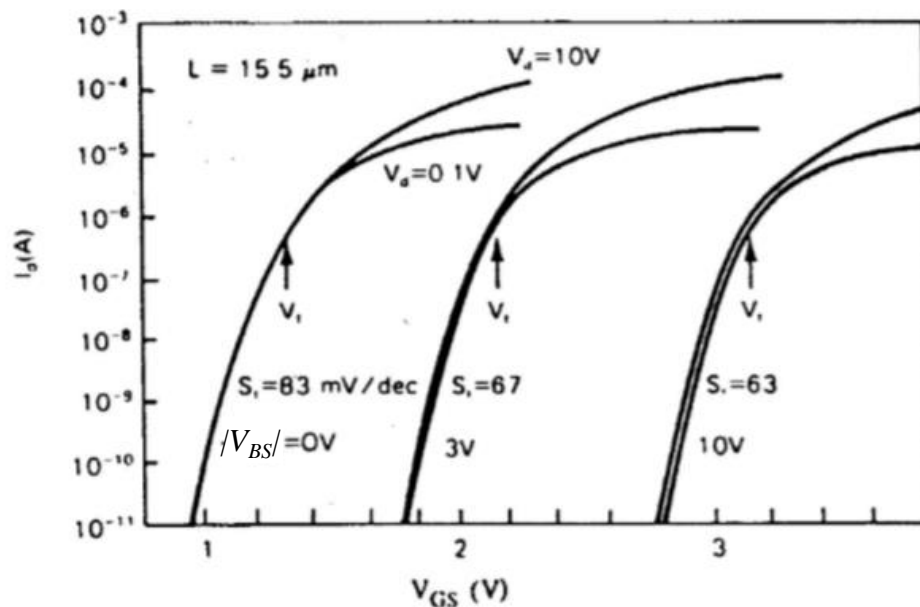
3. MOSFET的亚阈值特性

(3) 亚阈值摆幅 (subthreshold swing)

③ 讨论S

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

- T 越小, S 越小, 室温下 S 最小为 $\frac{k_0 T}{q} \ln 10 = 59.6 \text{ mV}$
- 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 $C_{N_{ss}}$ 越小越好, 优化工艺可降低界面态



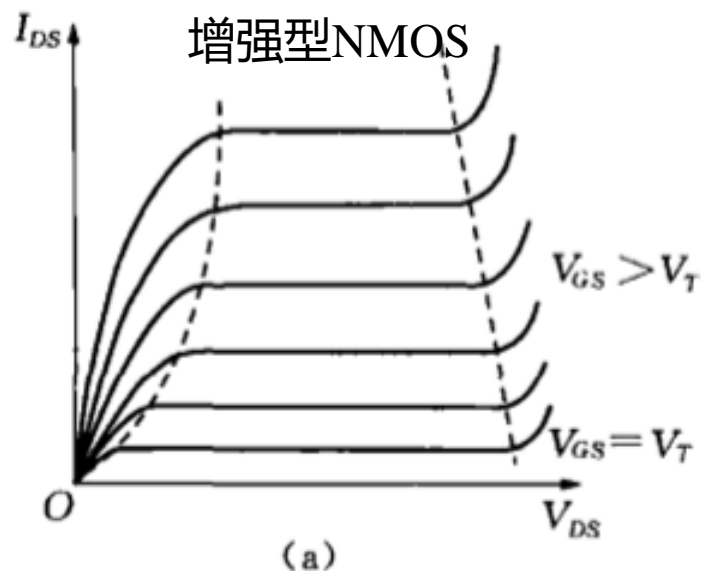
↓
 V_{BS} 上升, 亚阈值摆幅逐渐降低, 但是由于衬偏效应阈值电压会上升

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



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

线性区：

当 $V_{DS} \ll V_{DSsat} = V_{GS} - V_T$ 时，式中 $\frac{1}{2}V_{DS}^2$ 项可省略

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

I_{DS} 与 V_{DS} 呈线性关系。

饱和区：

当 $V_{DS} \geq V_{DSsat} = V_{GS} - V_T$ 时，沟道夹断点处始终有 $V(L_{eff}) = V_{DSsat} = V_{GS} - V_T$ 。
此时式中 V_{DS} 可用 V_{DSsat} 代替。

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

此时电流饱和。

MOSFET的直流特性

4. MOSFET直流参数

(1) 输出特性和转移特性

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。

非饱和区：

当 $V_{GS} > V_{DS} + V_T$ 时

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

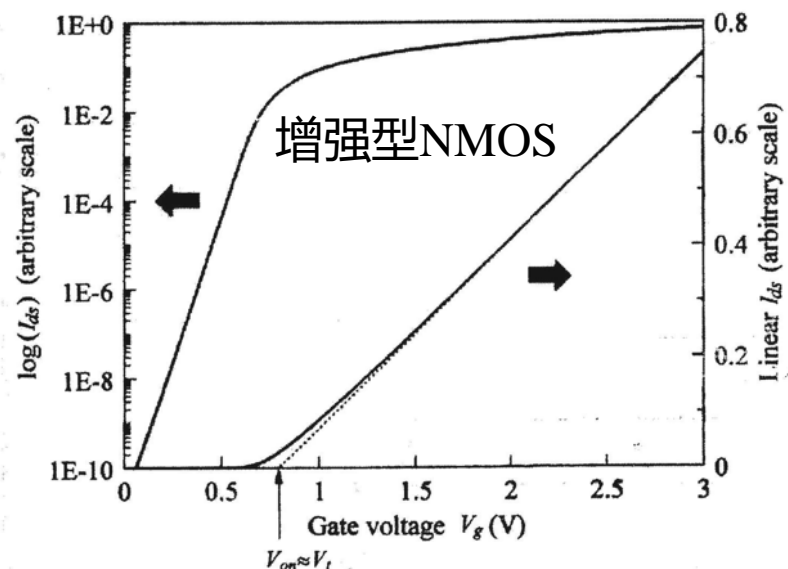
I_{DS} 与 V_{GS} 呈线性关系。

饱和区：

当 $V_T < V_{GS} < V_{DS} + V_T$ 时

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

I_{DS} 与 V_{GS} 呈平方关系。



MOSFET的直流特性

4. MOSFET直流参数

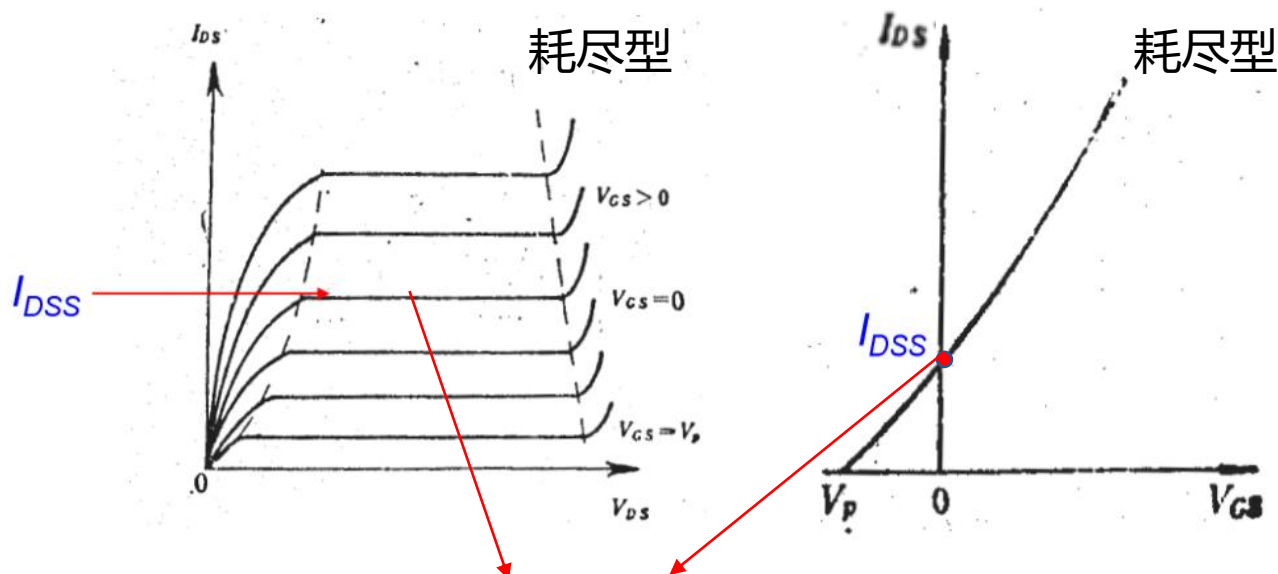
(2) 直流参数

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}):

对增强型MOS晶体管 $I_{DSsat} = \frac{1}{2} C_{ox} \mu_n \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T)^2$

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。



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

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, 但由于受薄栅绝缘层的隧道电流, 及缺陷有关的电导的影响, 实际上达不到无穷, 实际值为 $>10^9\Omega$ 。

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, 单位 V_{GS} 的改变所引起 I_{DS} 的变化量 (对应转移特性曲线斜率)

$$g_m = \left. \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{DS}} \quad \text{单位: 西门子} \quad S \equiv \Omega^{-1}$$

$$I_{DS} = \begin{cases} \beta[(V_{GS} - V_T)V_{DS} - \frac{1}{2}V_{DS}^2] & \text{线性区} \\ \frac{1}{2}\beta(V_{GS} - V_T)^2 & \text{饱和区} \end{cases} \rightarrow g_m = \begin{cases} \beta V_{DS} \\ \beta(V_{GS} - V_T) \end{cases} \quad \beta = C_{ox}\mu \frac{W}{L}$$

MOSFET电压增益 (G_V): 单位输入电压的改变所引起的输出电压的变化量

$$G_V = \frac{\Delta V_{RL}}{\Delta V_{GS}} = \frac{\Delta I_{DS} R_L}{\Delta V_{GS}} = g_m R_L \quad \begin{matrix} \text{负载 } R_L \\ \text{跨导大, 增益大, 所以 } g_m \text{ 越大越好} \end{matrix}$$

- ◆ β 上升, g_m 上升
 - ◆ V_{GS} 增大, g_m 增大
- $\left\{ \begin{array}{l} \checkmark C_{ox} \text{ 越大, } \beta \text{ 越大, 可通过增加 } \varepsilon_{ox}, \text{ 减小 } t_{ox} \\ \checkmark \mu \text{ 越大, } \beta \text{ 越大} \\ \checkmark W/L \text{ 越大, } \beta \text{ 越大} \end{array} \right.$

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, 单位 V_{DS} 的改变所引起 I_{DS} 的变化量 (对应输出特性曲线斜率)

$$g_D = \left. \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{DS}} \right|_{V_{GS}} \quad \text{单位: 西门子 } S \equiv \Omega^{-1} \quad \text{输出电阻 } r_0 = \frac{1}{g_D}$$

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

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

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

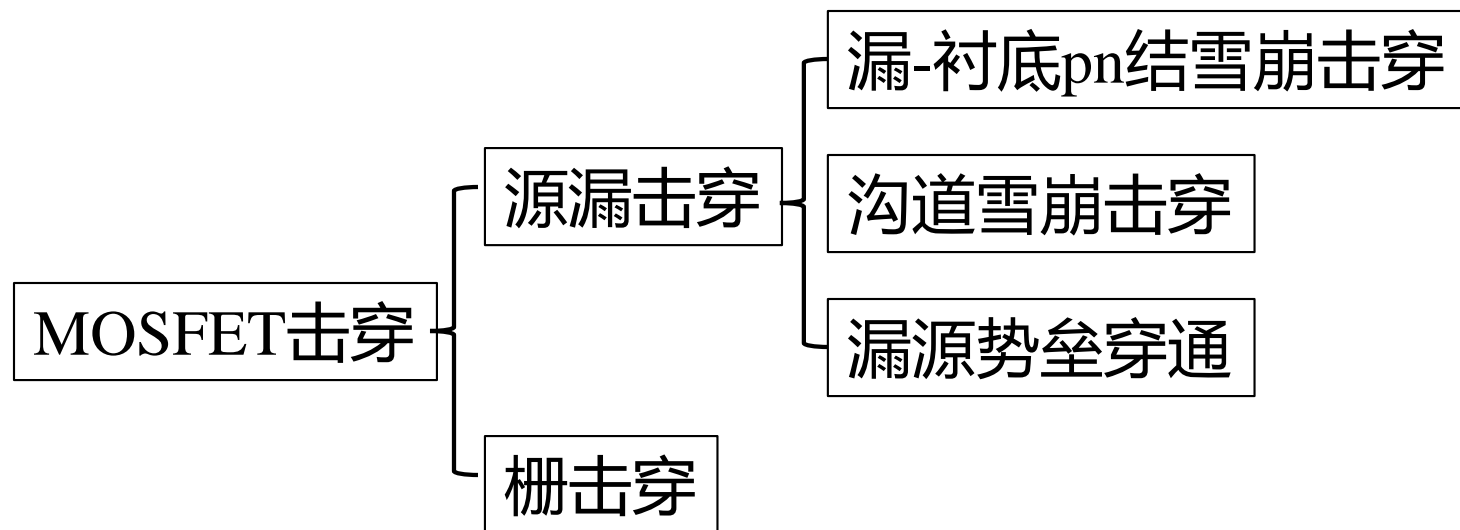
$\beta = C_{ox} \mu \frac{W}{L}$

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

因为有效沟道长度 L_{eff} 与 V_{DS} 有关, 实际上饱和区输出电导要大于0

MOSFET的直流特性

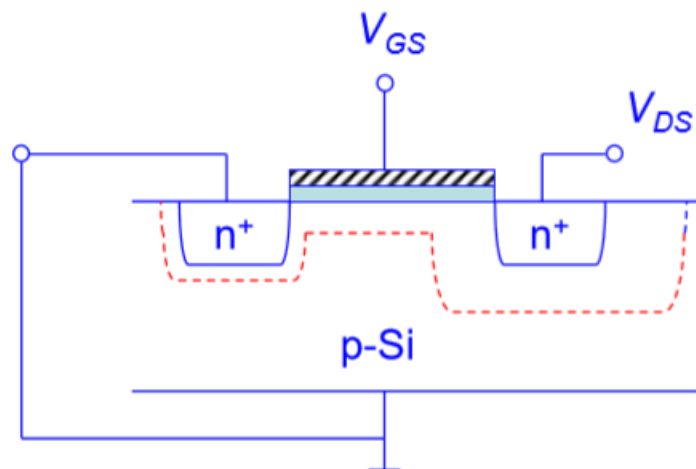
5. MOSFET击穿特性



MOSFET的直流特性

5. MOSFET击穿特性

(1) 衬底-漏pn⁺结雪崩击穿1

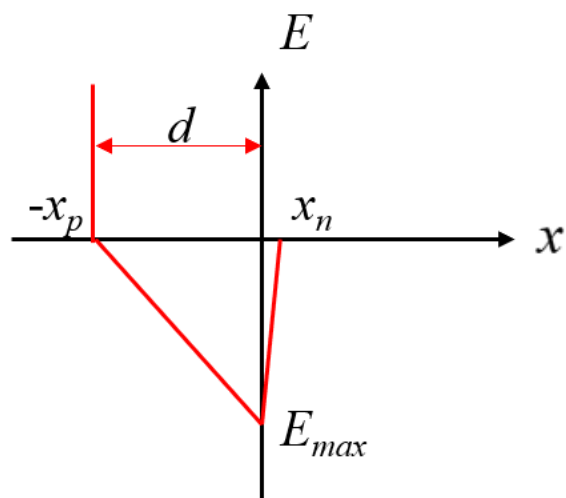


衬底与漏之间是pn⁺结，压降绝大部分落在衬底耗尽区，忽略n⁺区压降，当所加漏电压达到击穿电压时，由pn结反偏下电场图可以容易得出

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

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

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



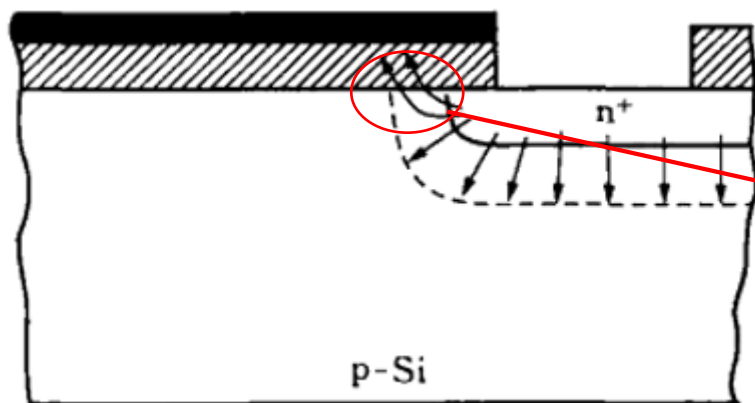
E_{max} 为击穿场强

$V_{(BR)DS}$ 或 BV_{DS} 为击穿电压

MOSFET的直流特性

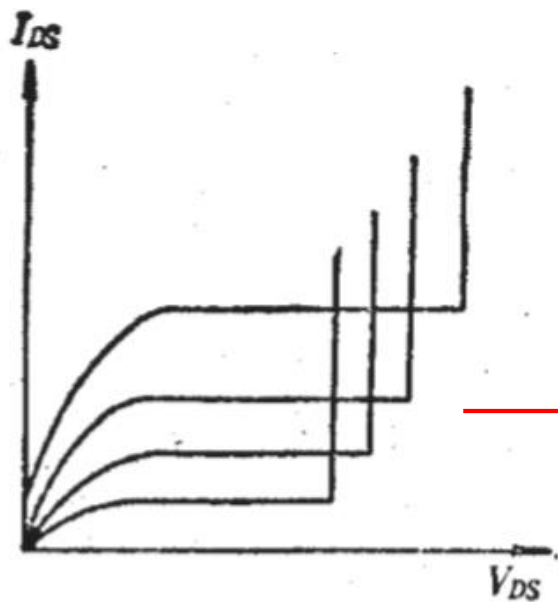
5. MOSFET击穿特性

(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。

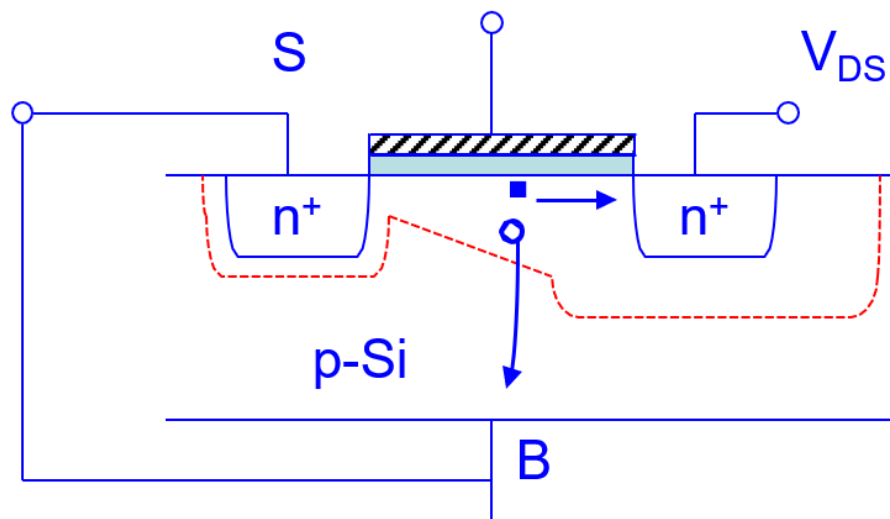


当 V_{GS} 增加时，栅压抵消了一部分附加电场，击穿电压也增加。

MOSFET的直流特性

5. MOSFET击穿特性

(2) 沟道雪崩击穿

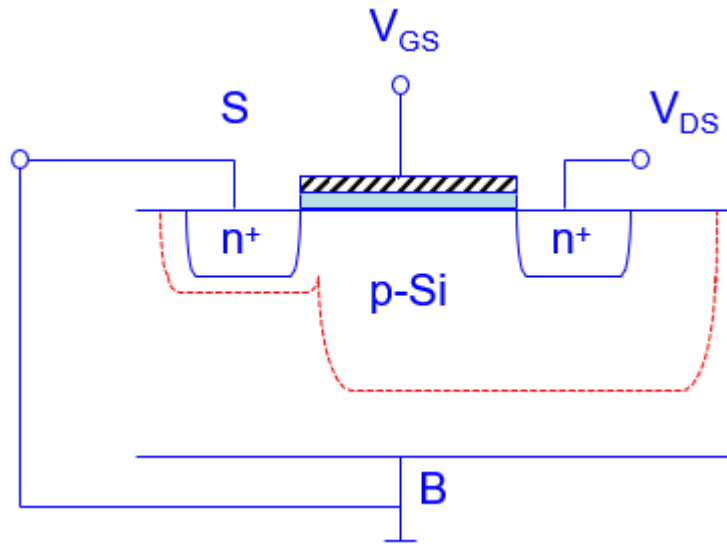


- ◆ 多发生在**短沟道**MOSFET中，漏源电压 V_{DS} 在沟道中建立起较强的横向电场。器件导通后，沟道中快速运动的载流子通过**碰撞电离**和**雪崩倍增**效应产生大量电子-空穴对，在沟道漏端夹断区这一现象更明显。
- ◆ 对NMOS，雪崩倍增产生的电子被漏极收集，导致漏电流剧增而击穿，空穴在栅压作用下被衬底吸收，成为寄生衬底电流的一部分。PMOS对应载流子则正好相反。

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。

MOSFET的直流特性

6. MOSFET的二级效应

(1) 非常数表面迁移率效应

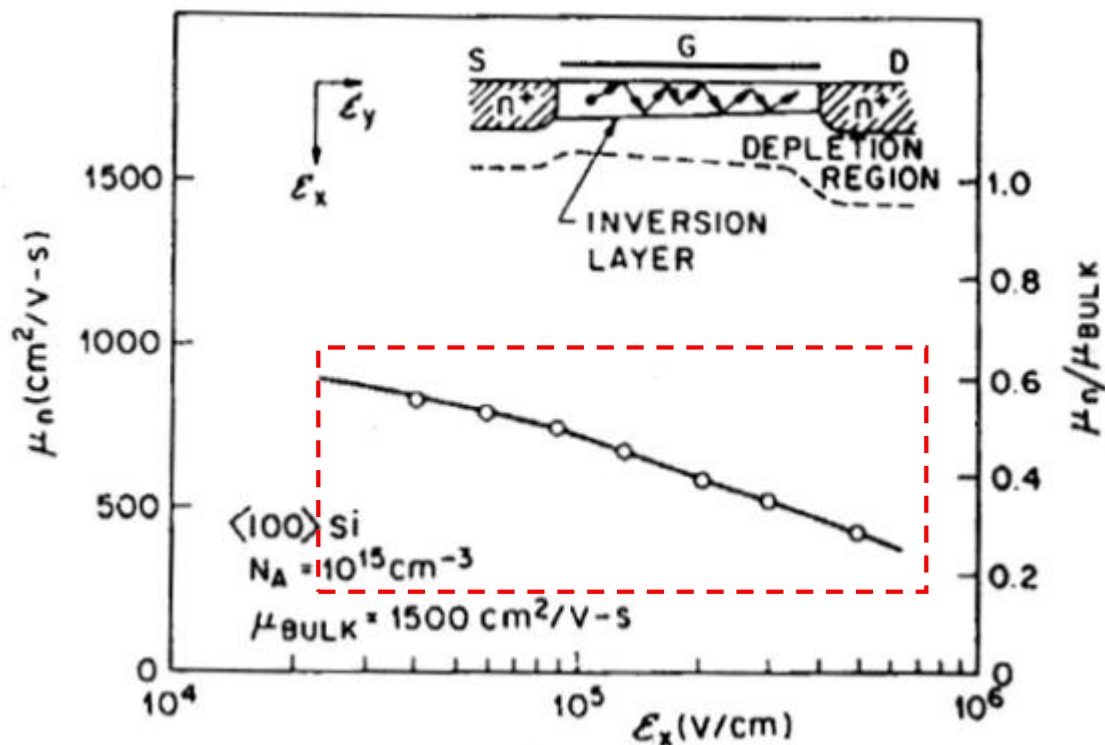
① 栅电场影响

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} 。

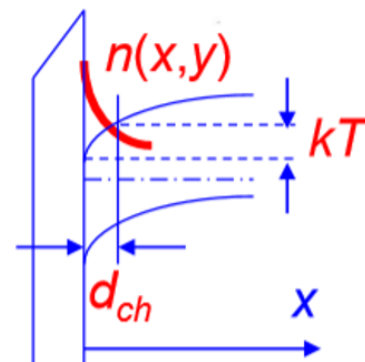
$$\mu_{eff}(E_{eff}) = \frac{\mu_0}{1 + (E_{eff}/E_c)^v}$$

表面有效迁移率 $E_{eff} = \bar{E}_x = \frac{E_x(0) + E_x(d_{ch})}{2}$



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

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



MOSFET的直流特性

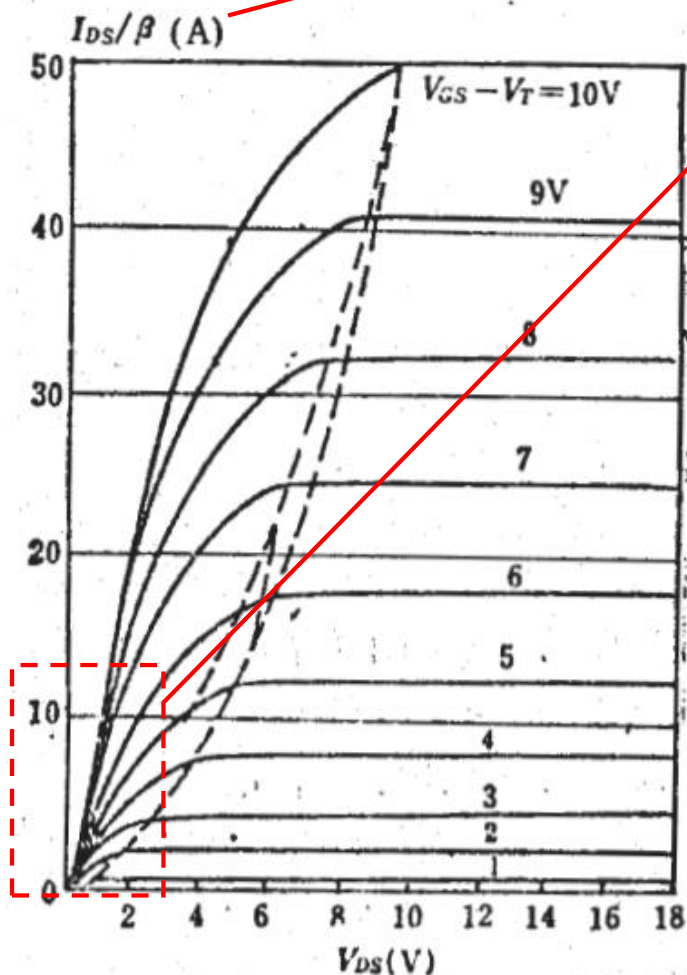
6. MOSFET的二级效应

(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。实际情况中当 V_{GS} 增大到一定值后，由于迁移率 μ 的下降与 V_{GS} 的增大相抵消，曲线差值会越来越小。

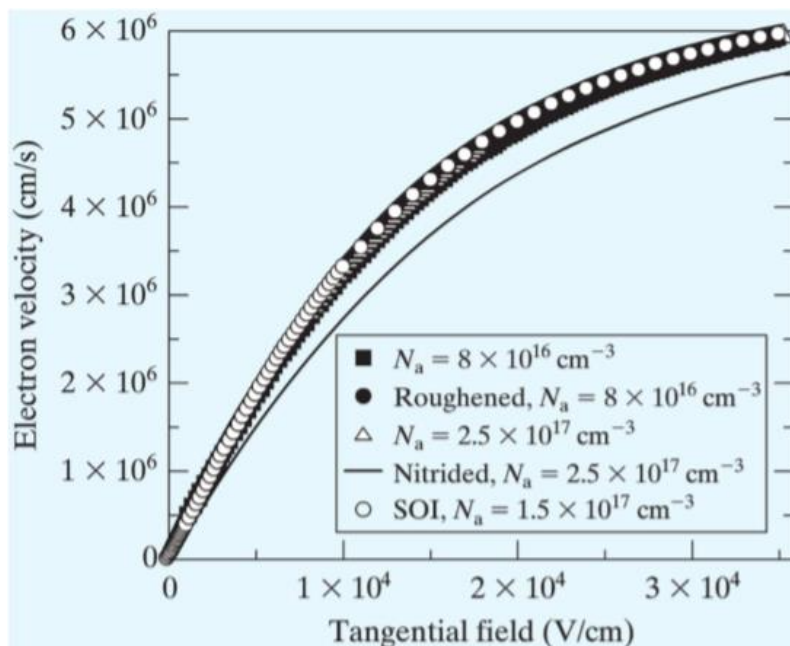
MOSFET的直流特性

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

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

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)

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

μ_{eff} 表示表面有效迁移率 (受栅压影响),
 E_c 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 $E_y \ll E_c$ 时, 上式可简化为 $\mu_{eff}E$; 当 $E_y \gg E_c$ 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, 由于表面散射作用, 电子的饱和漂移速度则更低, 在 $6 \sim 8 \times 10^6 \text{cm/s}$ 范围。