

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

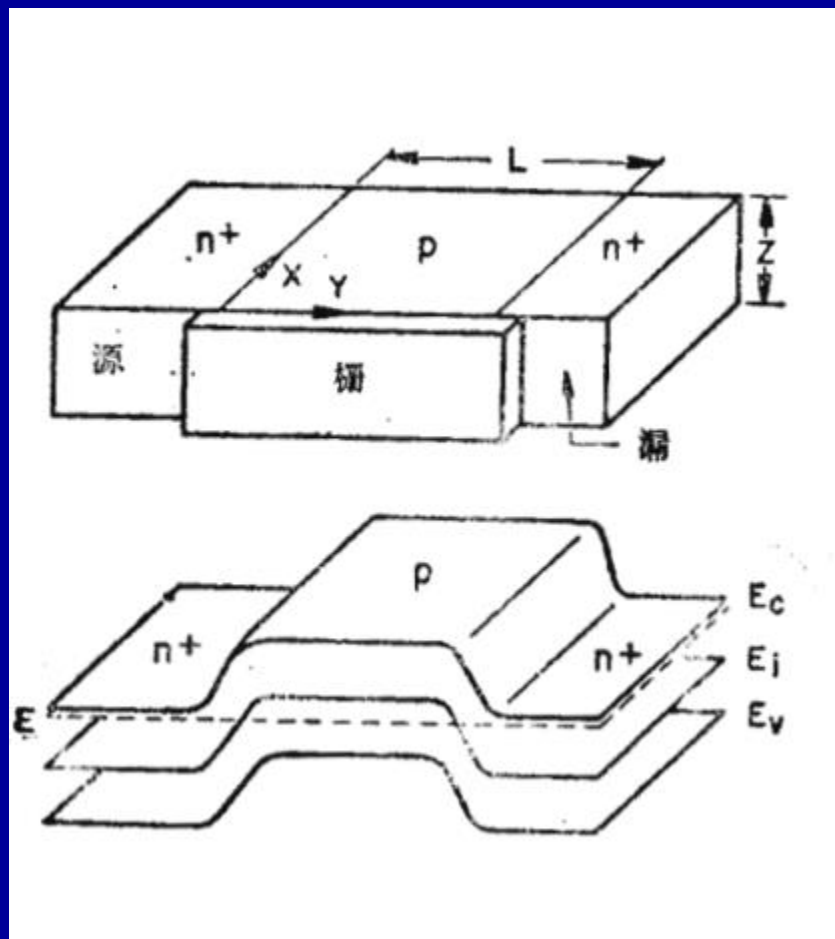
§5.8 MOSFET的最新研究进展

MOSFET基本知识体系框架

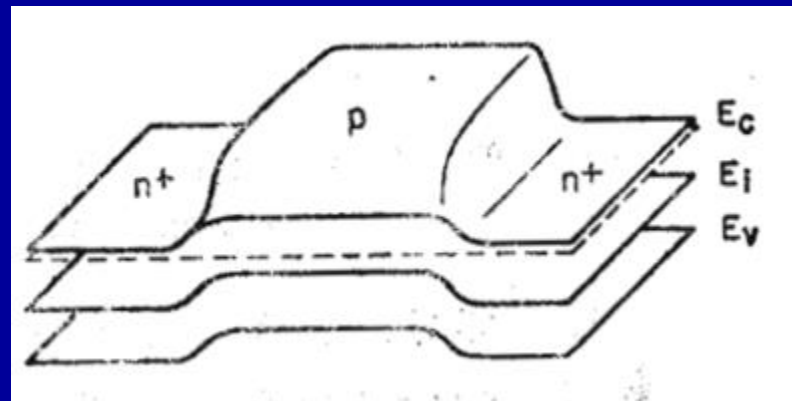


§5.3 MOSFET的直流特性

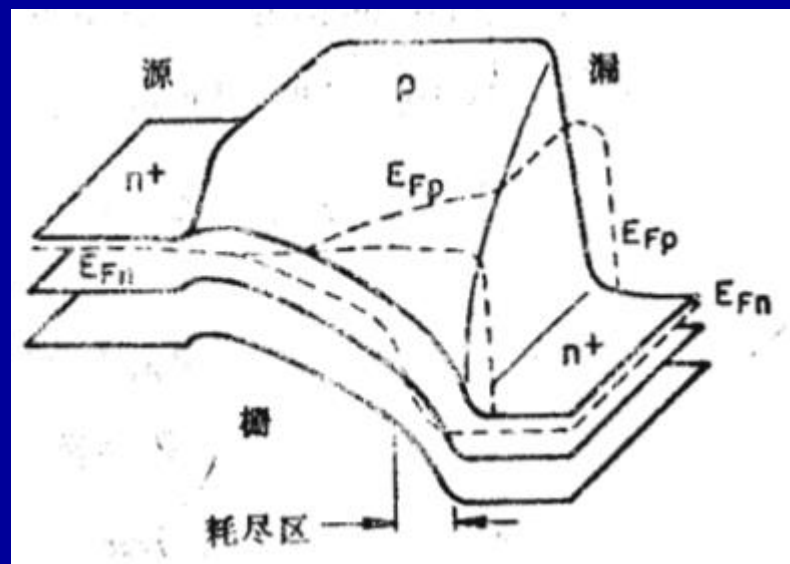
1. MOSFET非平衡时能带图



无外加电压时的xy平面能带图



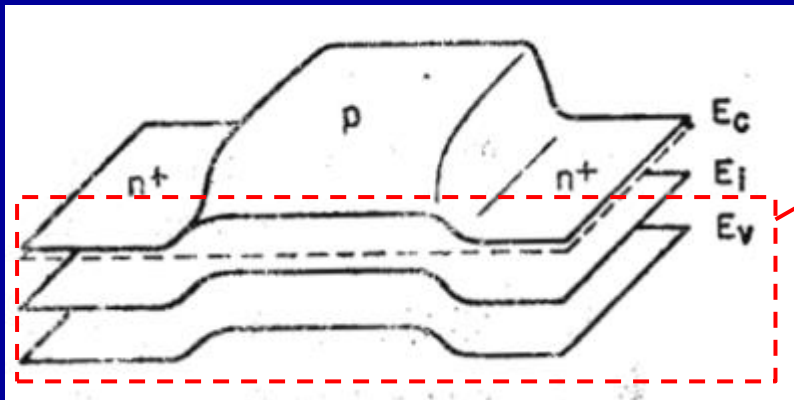
强反型时的能带图



正常工作时 (加 V_{DS}) 的能带图

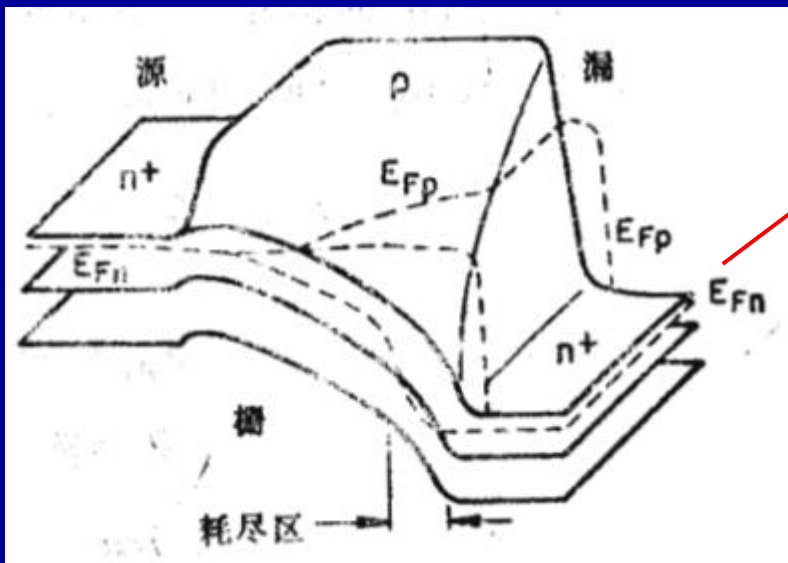
MOSFET的直流特性

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。

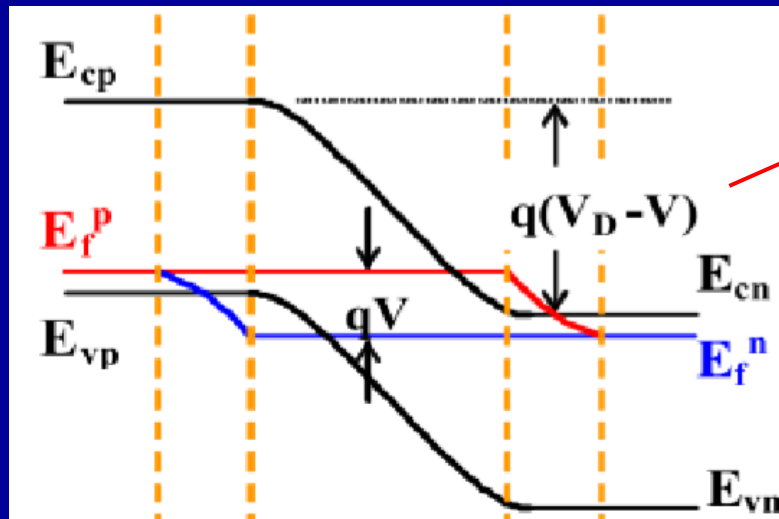


正常工作时（加 V_{DS} ）的能带图

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。

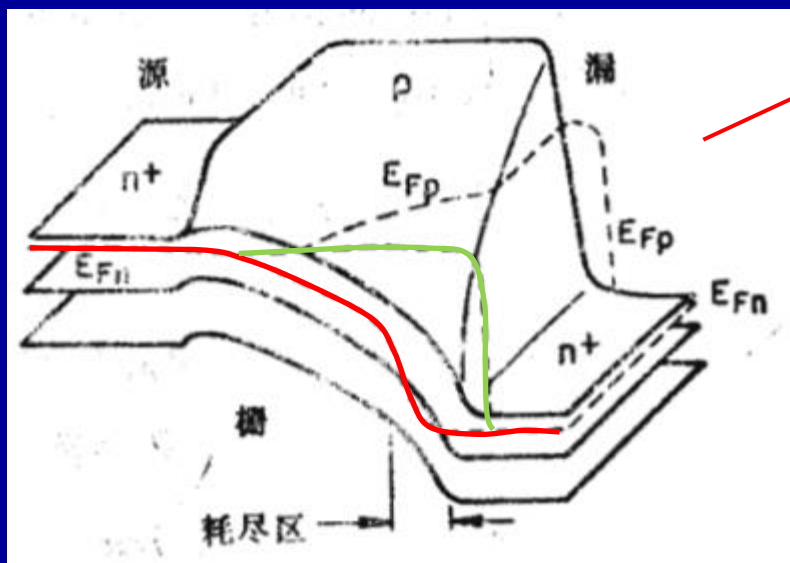
MOSFET的直流特性

1. MOSFET非平衡时能带图



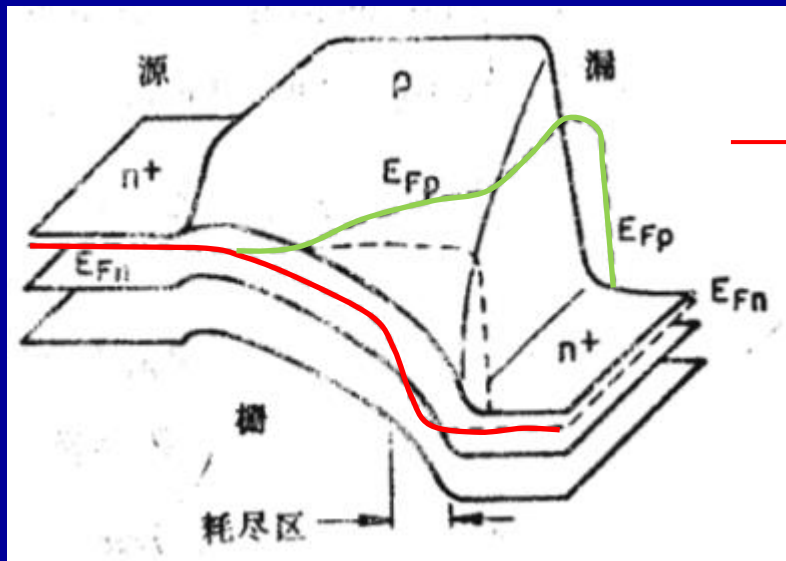
反偏pn结费米能级分裂图，就像一个平行四边形

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

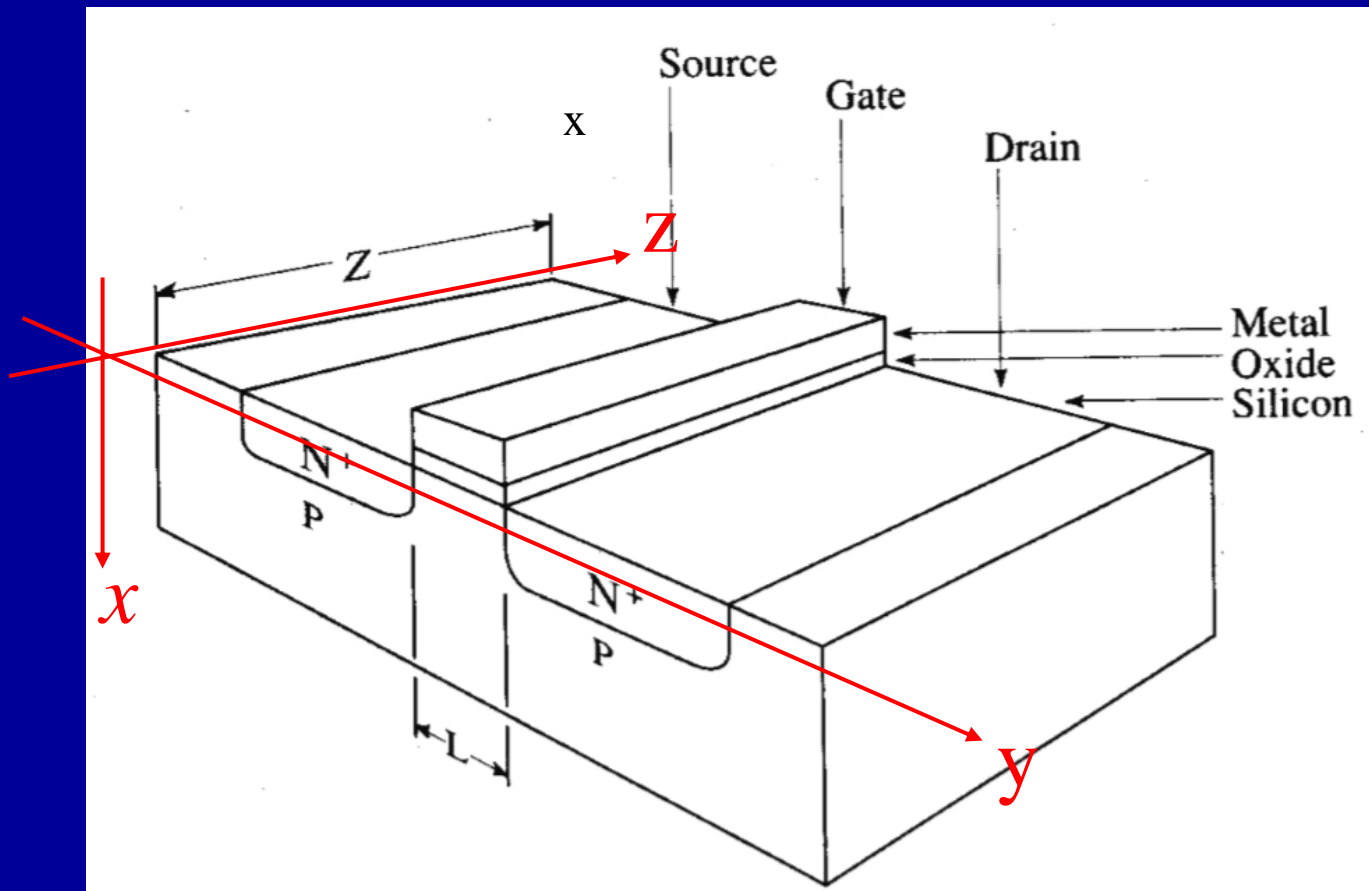
1. MOSFET非平衡时能带图



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

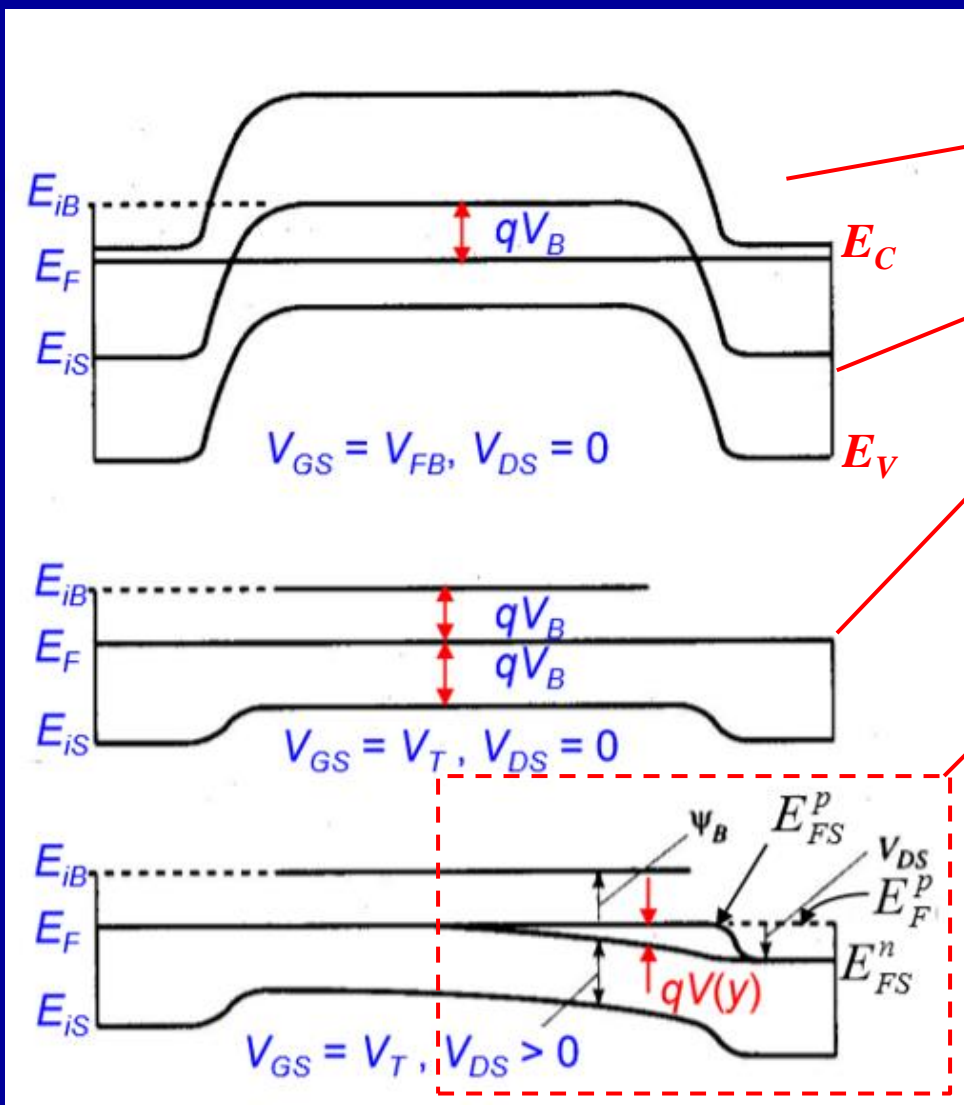


规定的坐标方向：

- ◆ 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

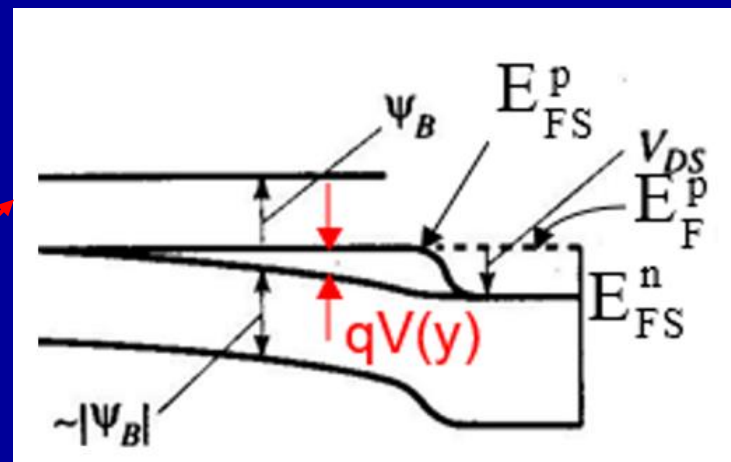


$z=0, xy$ 面

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

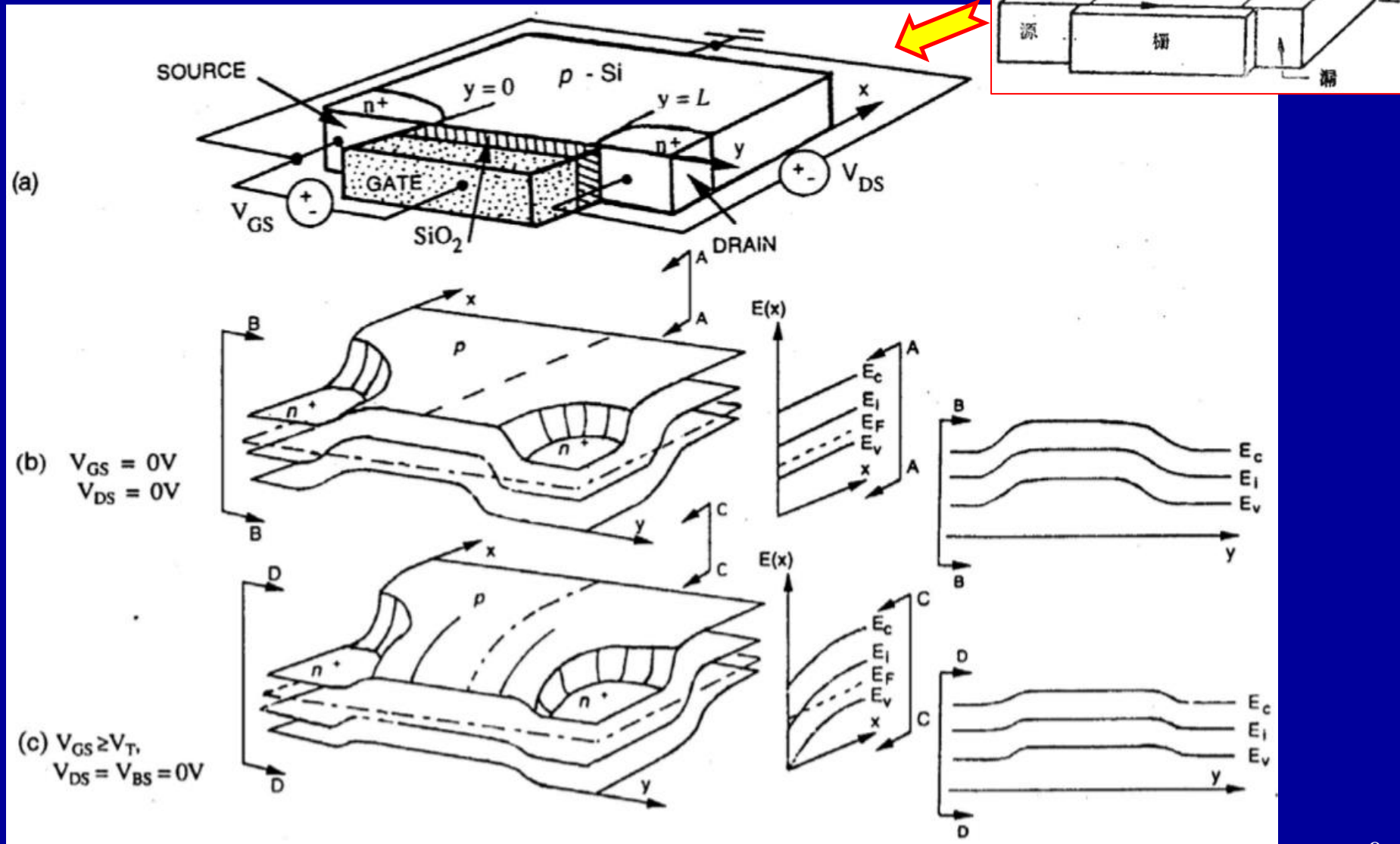
强反型时能带图
 (去掉了 $E_C E_V$)



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

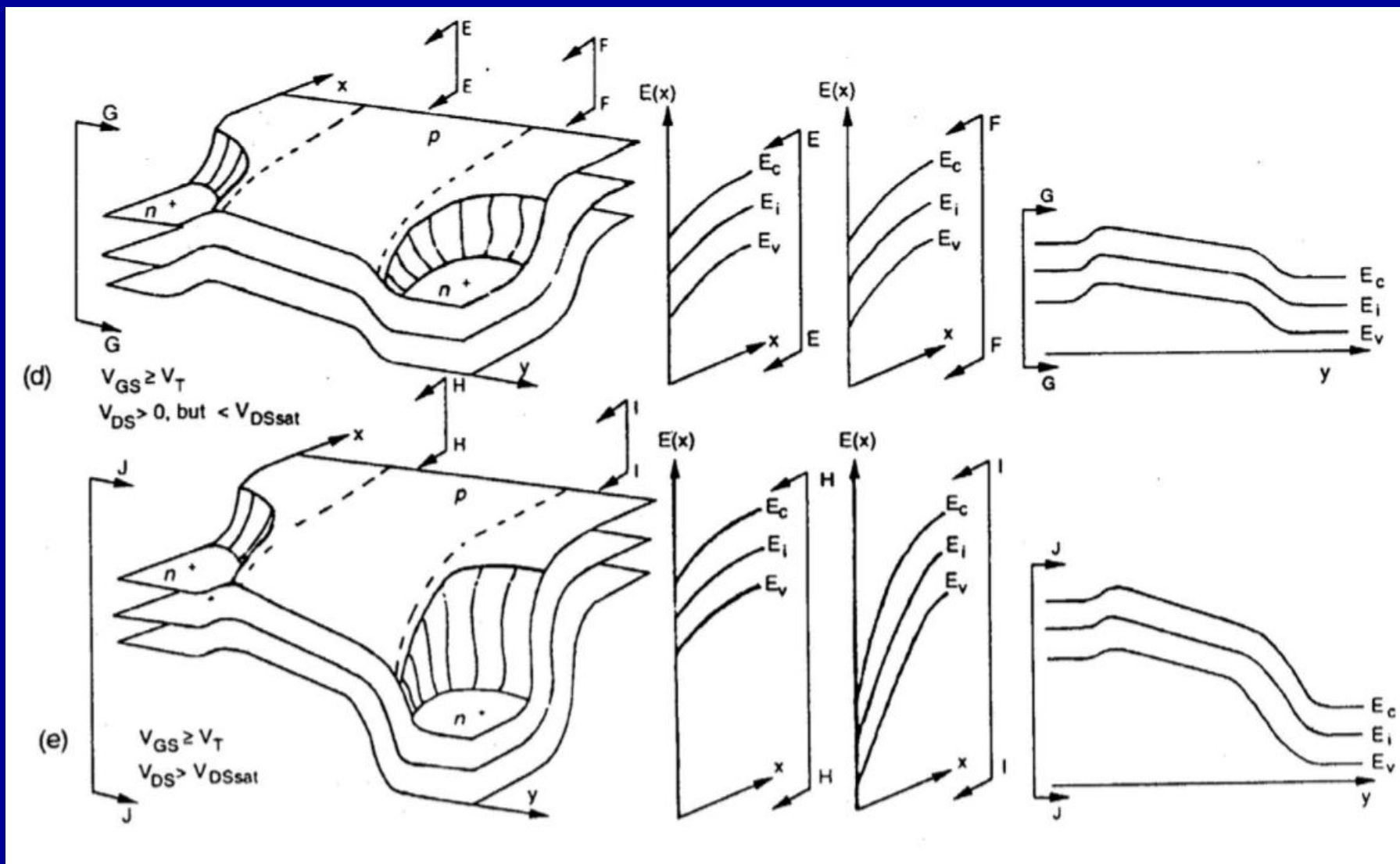
MOSFET的直流特性

1. MOSFET非平衡时能带图



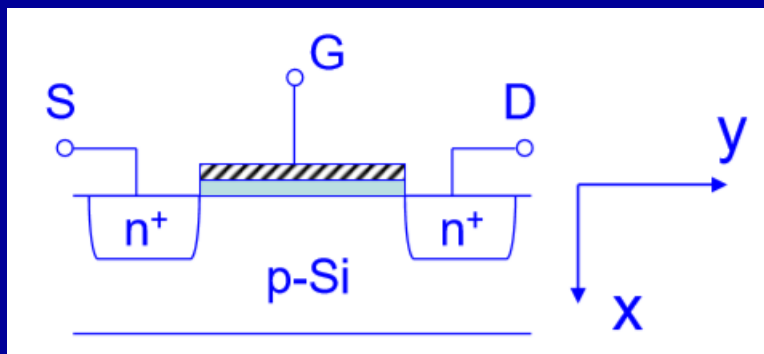
MOSFET的直流特性

1. MOSFET非平衡时能带图



MOSFET的直流特性

2. $I_{DS} \sim V_{DS}$ 关系



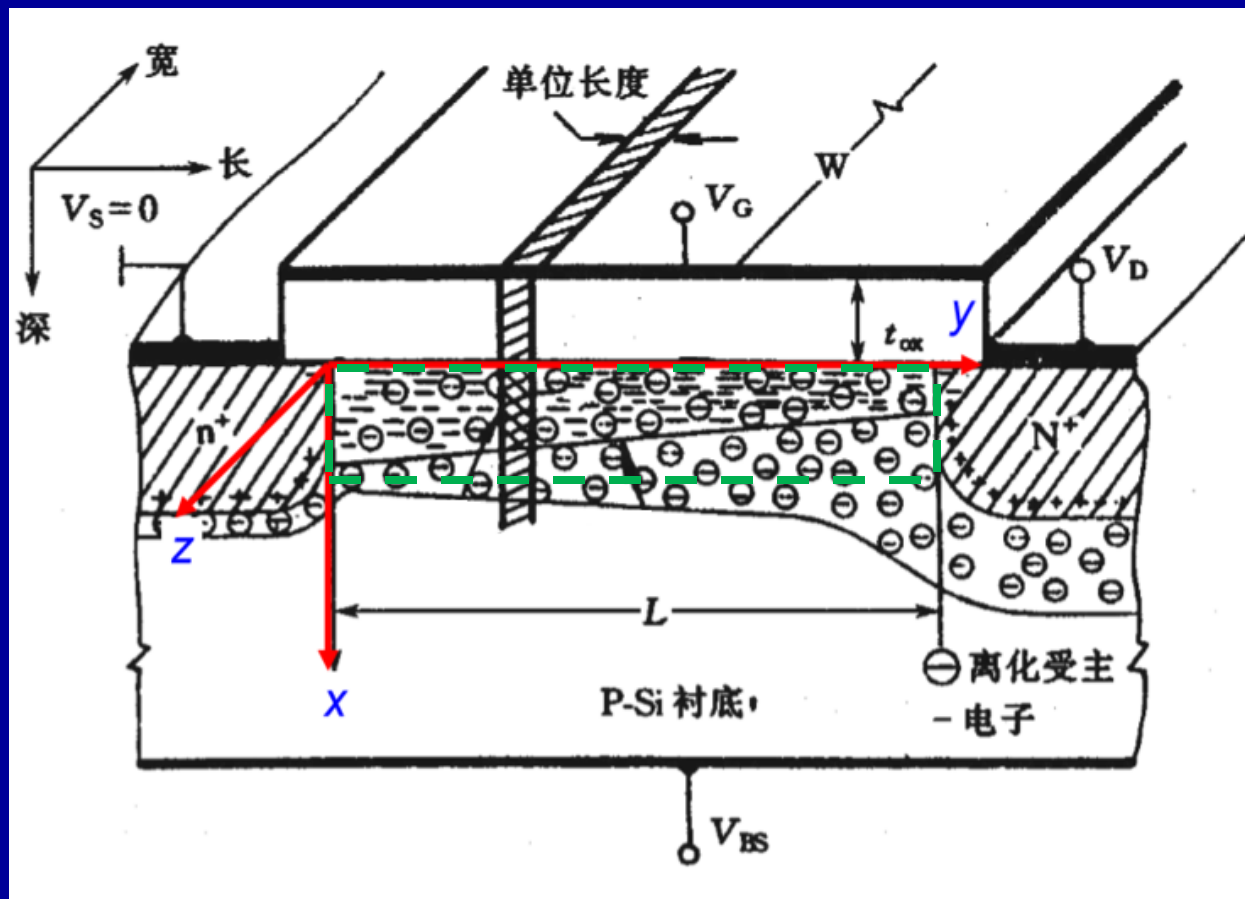
- ① 源区和漏区电压降可以忽略不计；
- ② 在沟道区不存在产生-复合电流；
- ③ 沟道电流为漂移电流；
- ④ 沟道内载流子的迁移率为常数；
- ⑤ 沟道与衬底间 (pn结) 的反向饱和电流为零；
- ⑥ 缓变沟道近似 (Gradual Channel Approximation)

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

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

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

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

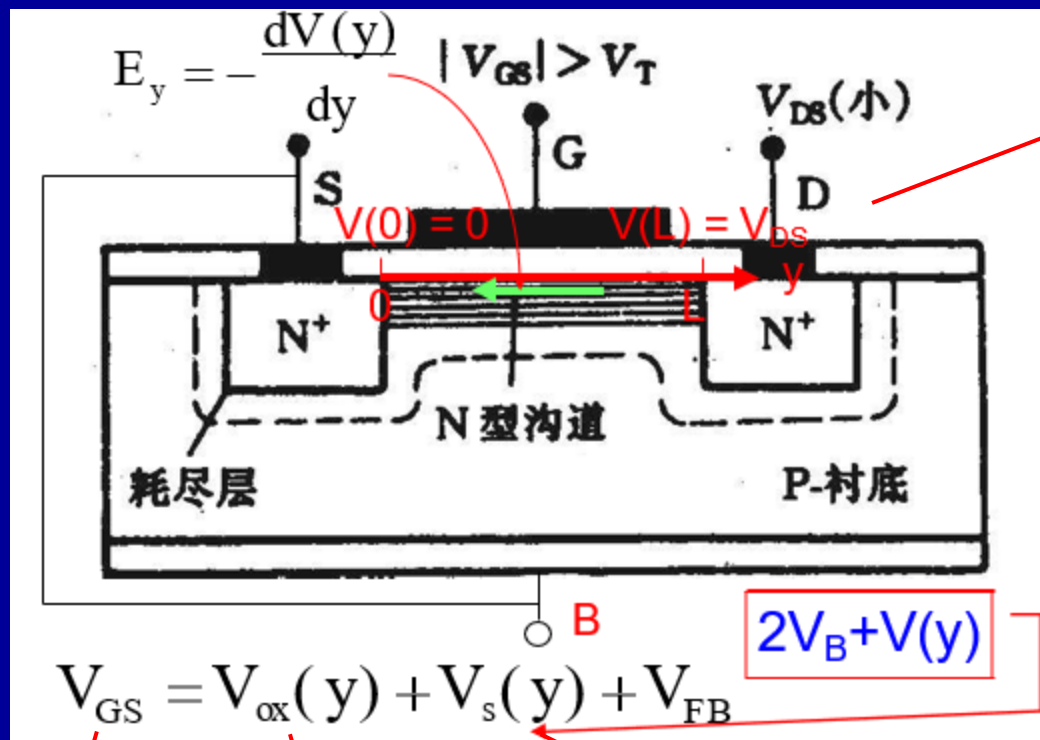
在计算 $Q_-(y)$ 时不必考虑 E_y 的影响

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

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

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

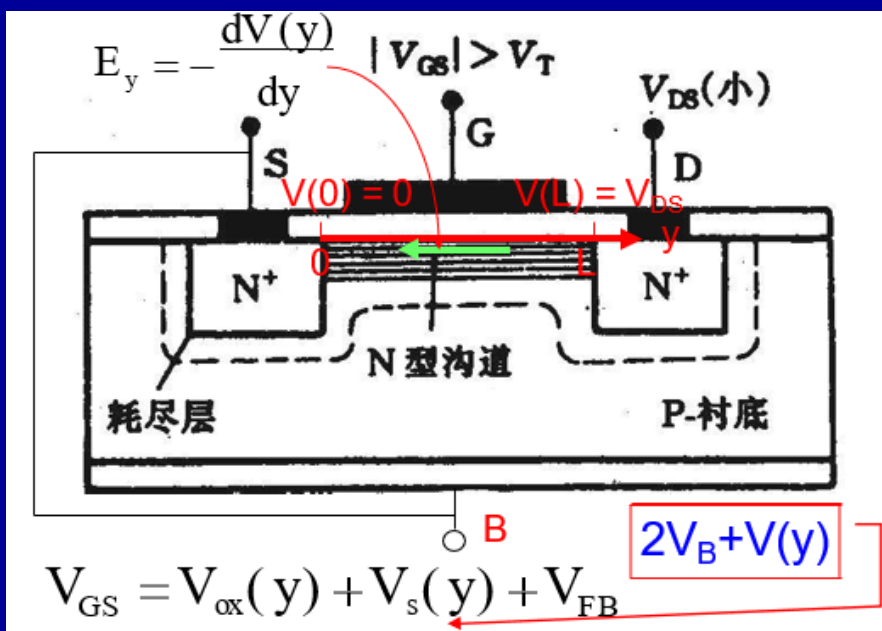
总负电荷

反型电子

耗尽区负电荷
 $\approx Q_B(d_{max})$

注意：在这里的面电荷密度都是负电荷；
且是简单模型推导。

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 $Q_B(d_{max})$



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

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

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

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

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

MOSFET的直流特性

2. $I_{DS} \sim V_{DS}$ 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

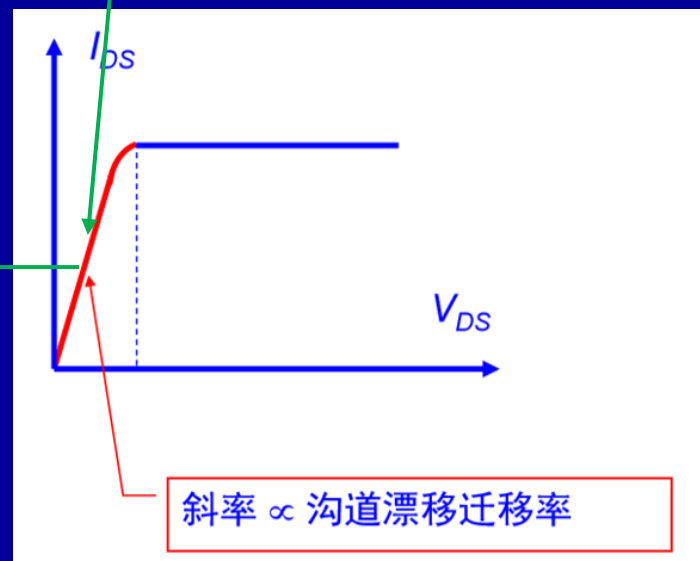
$$\beta = C_{ox} \mu \frac{W}{L}$$

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 $V_{DS} \geq V_{GS} - V_T$

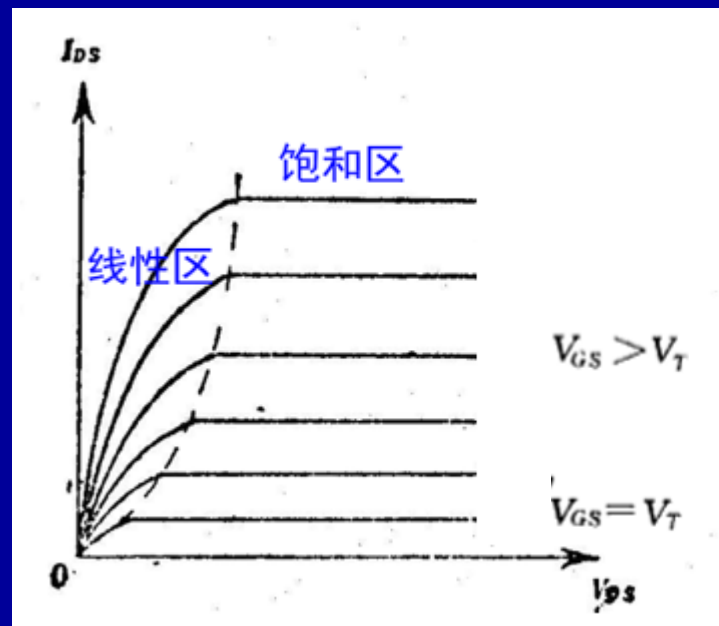
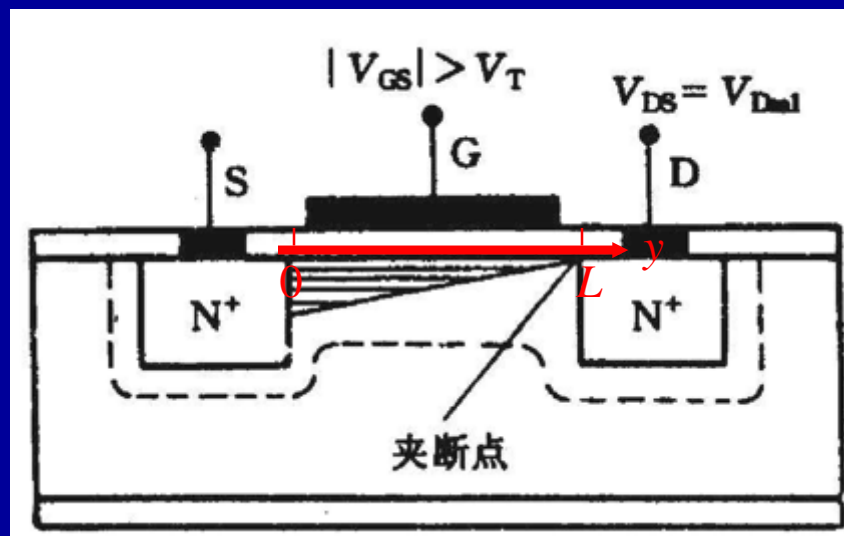
① $V_{DS} = V_{GS} - V_T$ 时, 定义 $V_{DSsat} = V_{GS} - V_T$, 此时, $Q_n(L) = 0$, 反型电子消失, 漏端沟道被夹断, 反型层电子长度暂时不发生改变

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 $E_{ox}(L_{eff}) = 0$, $Q_n = 0$;

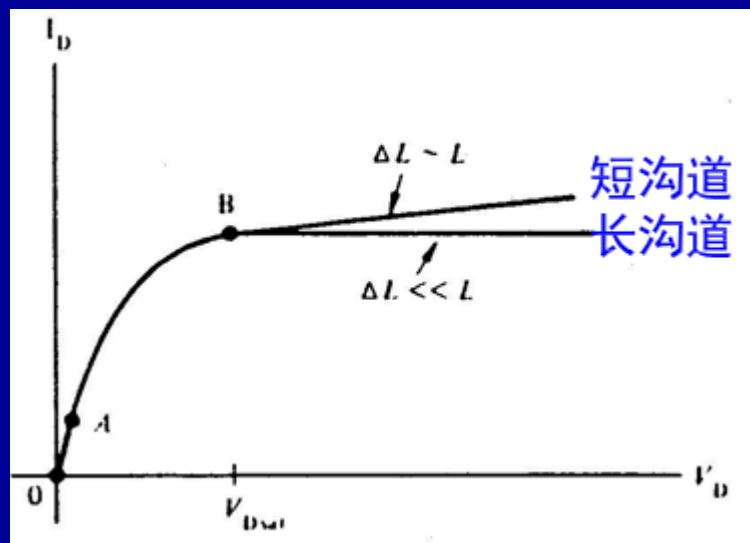
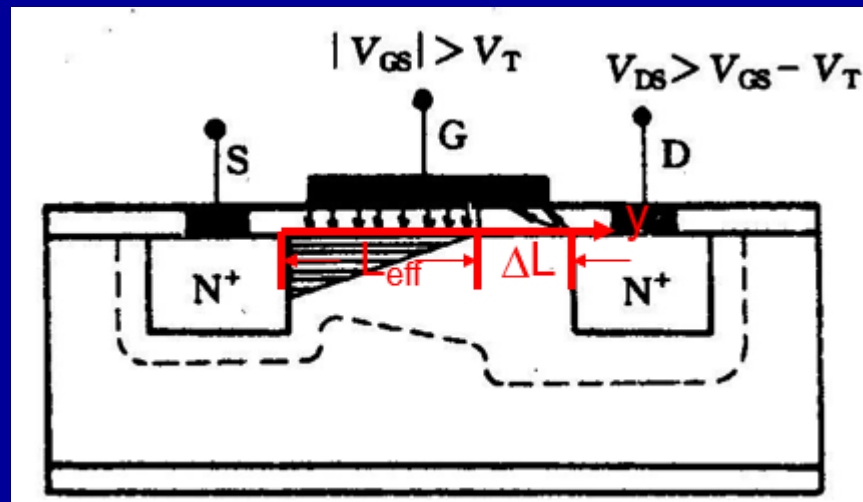
漏端 $E_{ox}(L)$ 与源端 $E_{ox}(0)$ 方向相反

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

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

短沟道器件: $\frac{\Delta L}{L} \not\ll 1$

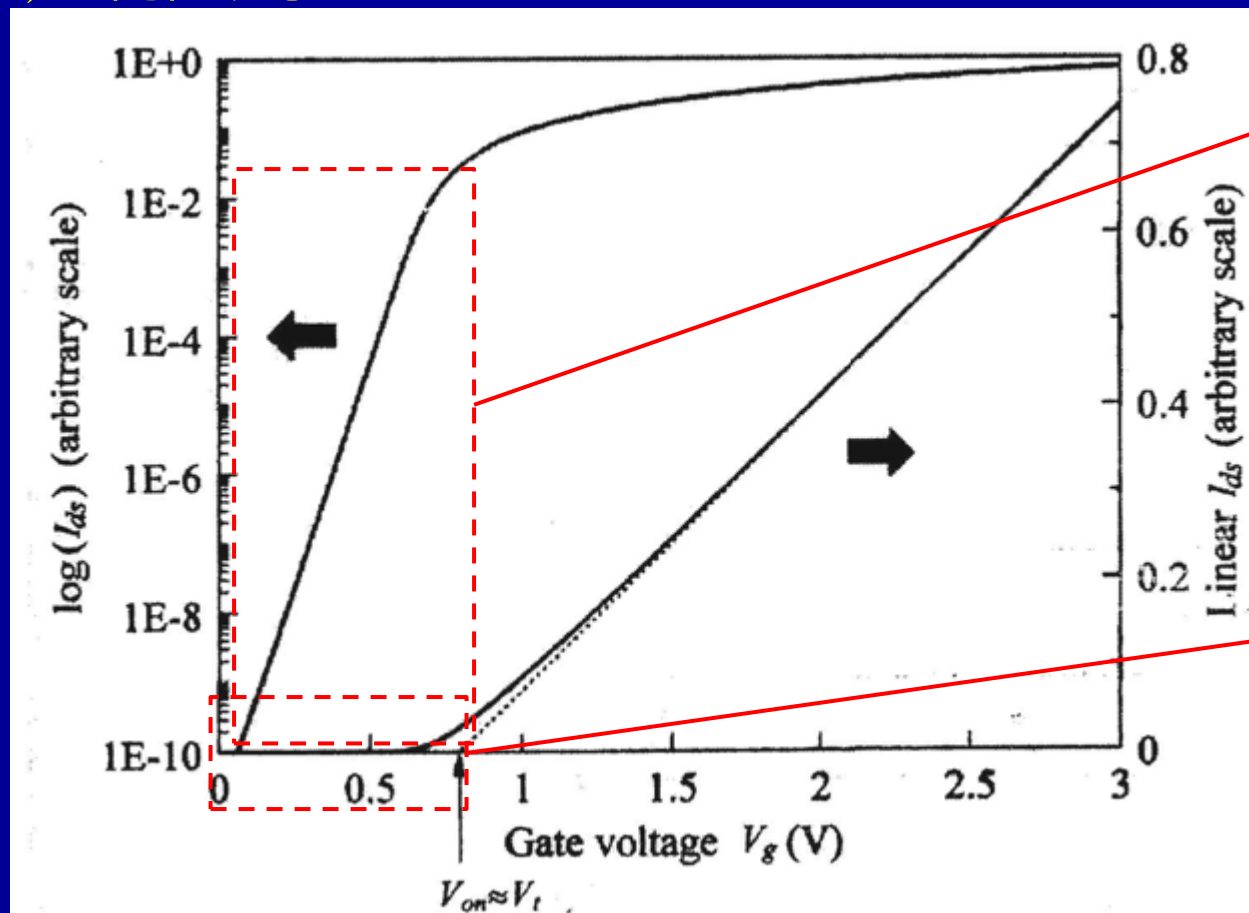
I_{DS} 不饱和, 随着 V_{DS} 的增加而增加



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

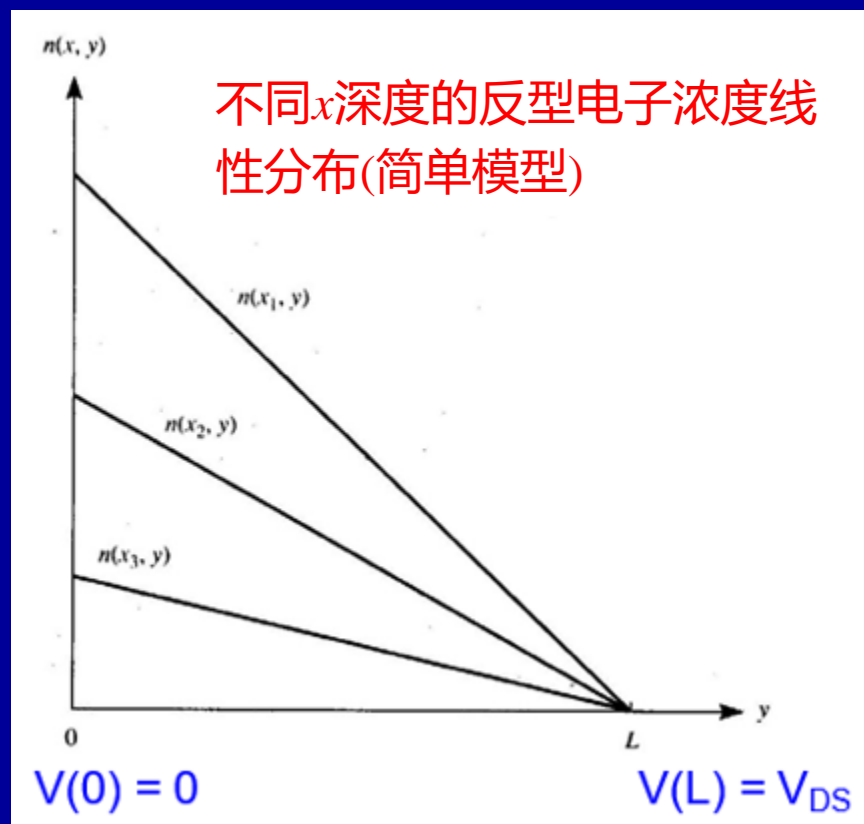
弱反型区间($V_B < V_S < 2V_B$), 半导体表面处载流子: $p(0, y) < n(0, y) \ll N_A$

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

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

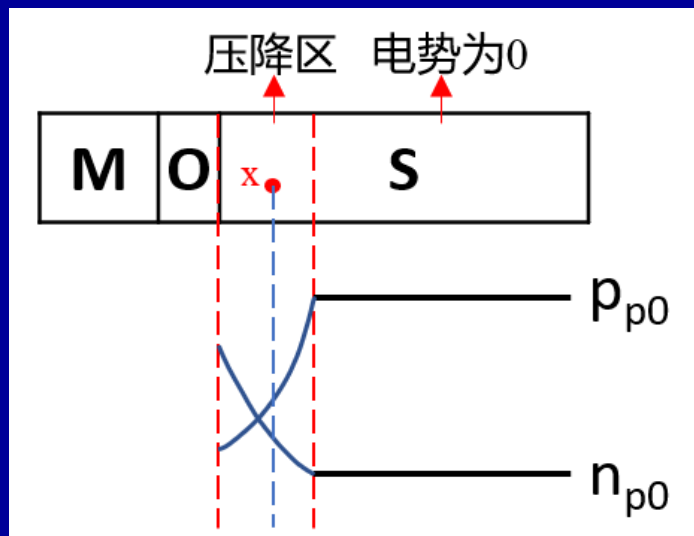
沟道处空穴浓度小于电子浓度, 远小于衬底体内掺杂浓度



MOSFET的直流特性

3. MOSFET的亚阈值特性

(2) 亚阈值区的扩散电流



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

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

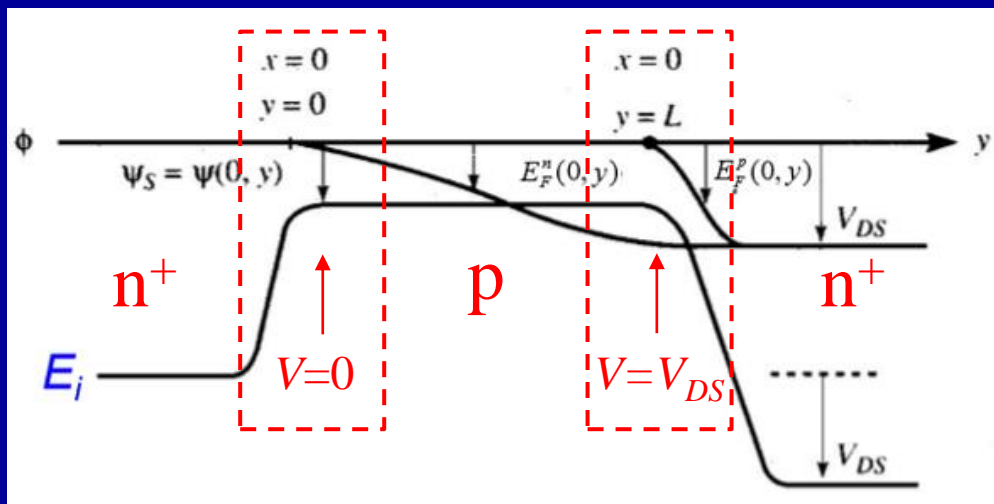
第1讲中, 电势为 V 的 x 处电子浓度为

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

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

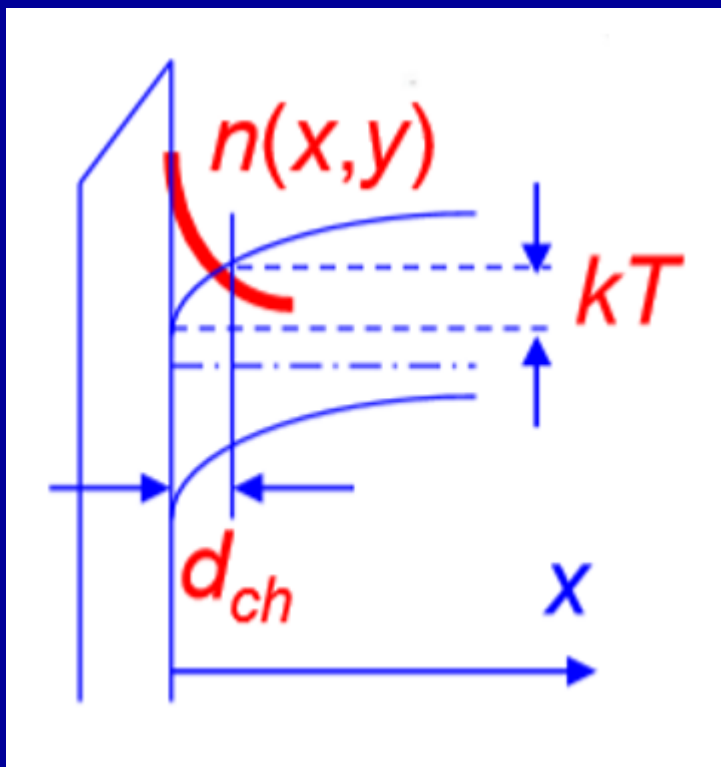
3. MOSFET的亚阈值特性

(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

59.6 mV/Dec

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

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

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

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

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

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

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

MOSFET的直流特性

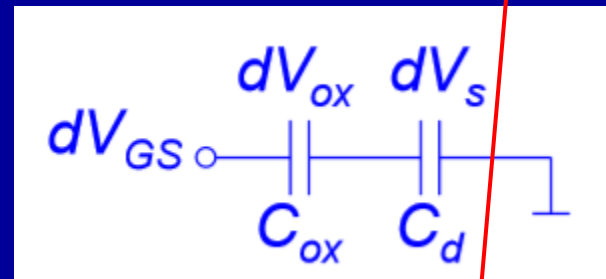
3. MOSFET的亚阈值特性

(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

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



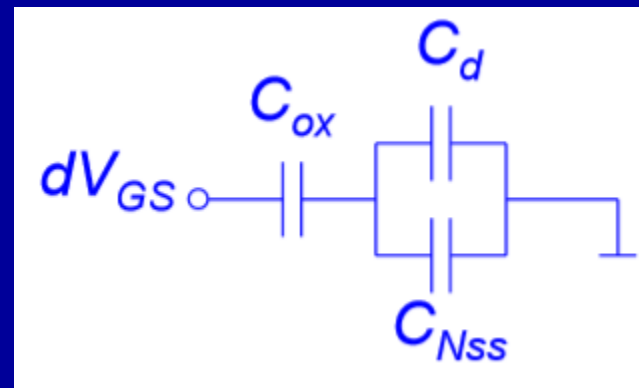
d 是耗尽区宽度

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

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

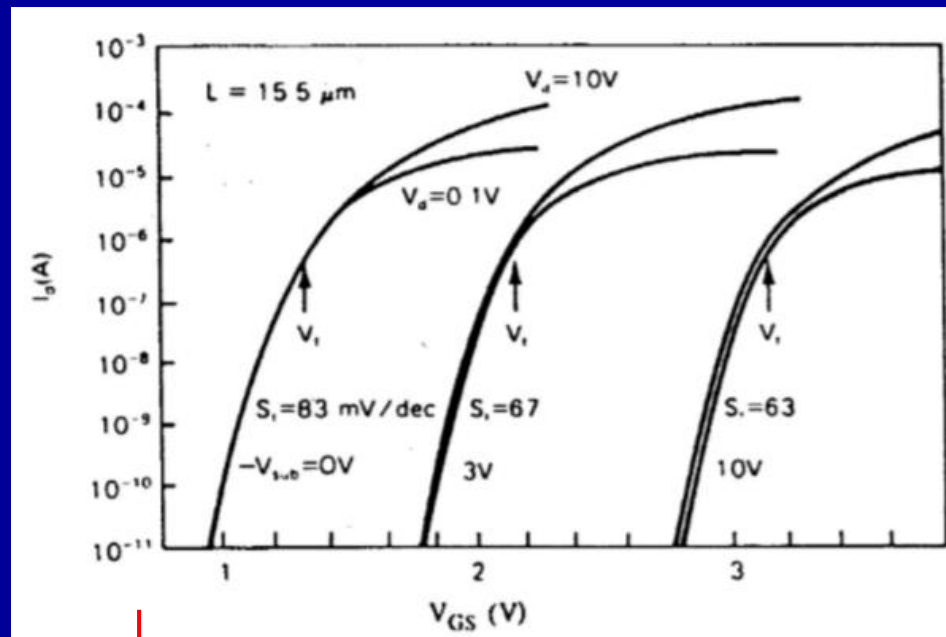
3. MOSFET的亚阈值特性

(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

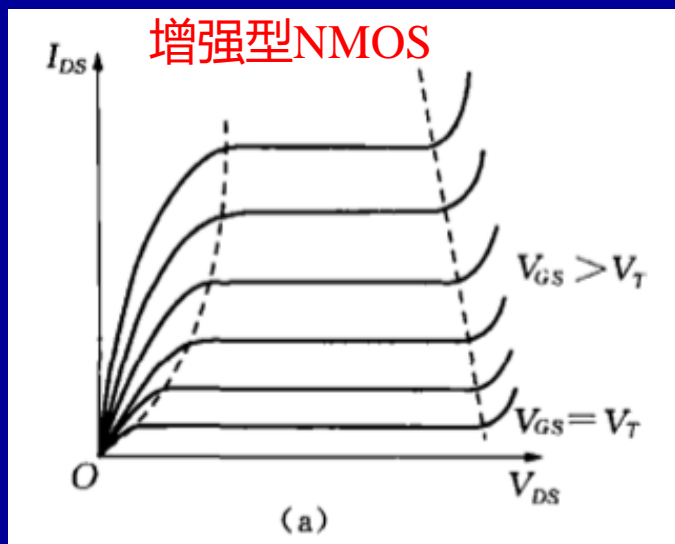


V_{BS} 上升, 亚阈值摆幅逐渐降低, 但是这样阈值电压会上升

MOSFET的直流特性

4. MOSFET直流参数

(1) 输出特性和转移特性

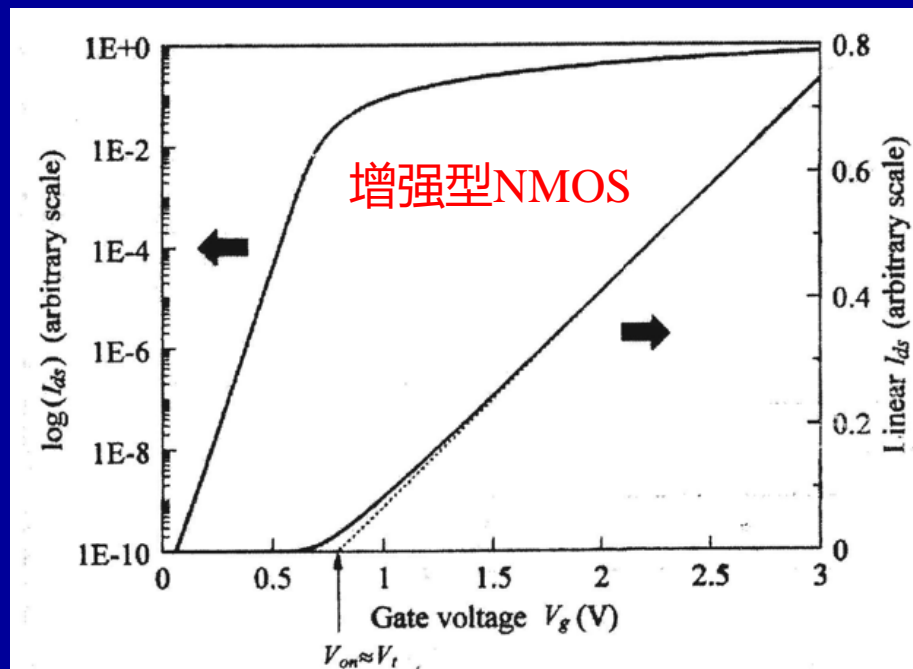


输出特性：以栅源电压为参变量时，漏极电流与漏源电压间的函数关系

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

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

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。



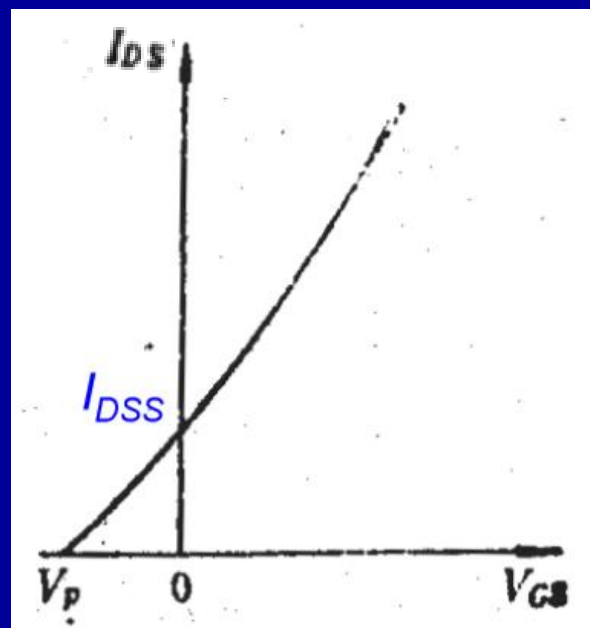
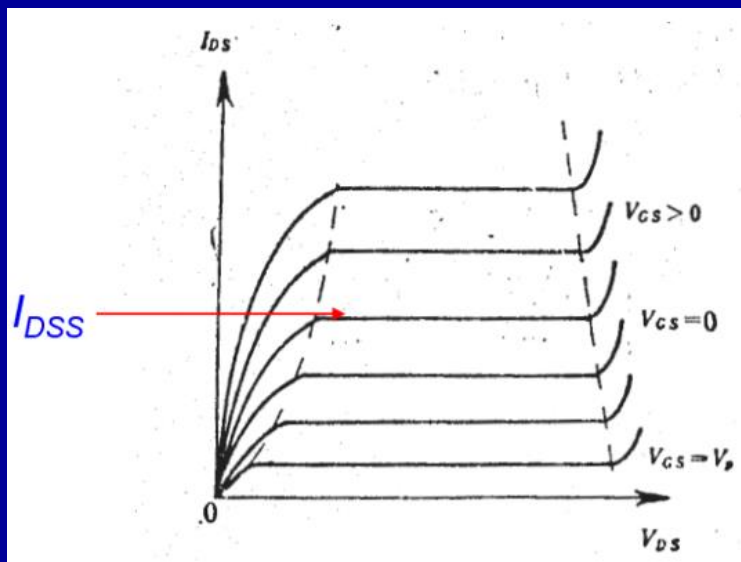
MOSFET的直流特性

4. MOSFET直流参数

(2) 直流参数

① 阈值电压(V_T): 使衬底表面 (半导体表面) 强反型时所需加的栅压 V_{GS} 称为阈值电压。

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
- ✓ $\frac{W}{L}$ 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

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

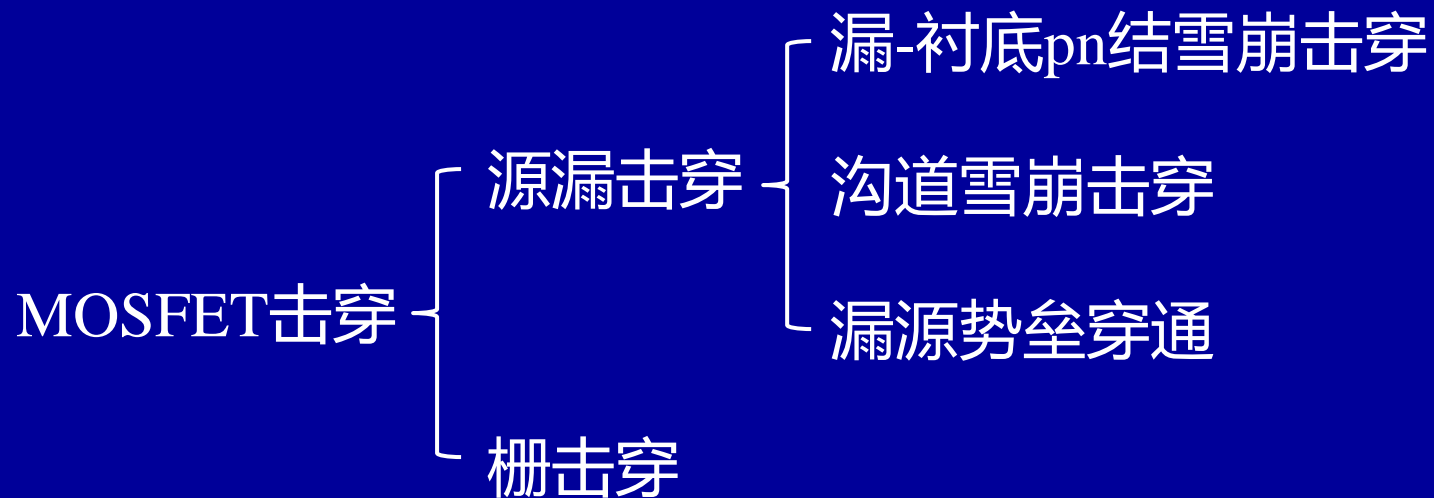
$$I_{DSsat} = \frac{1}{2} \beta (V_{GS} - V_T)^2 = \frac{1}{2} \beta V_{DSsat}^2$$

饱和区

实际上饱和区输出电导要大于0

MOSFET的直流特性

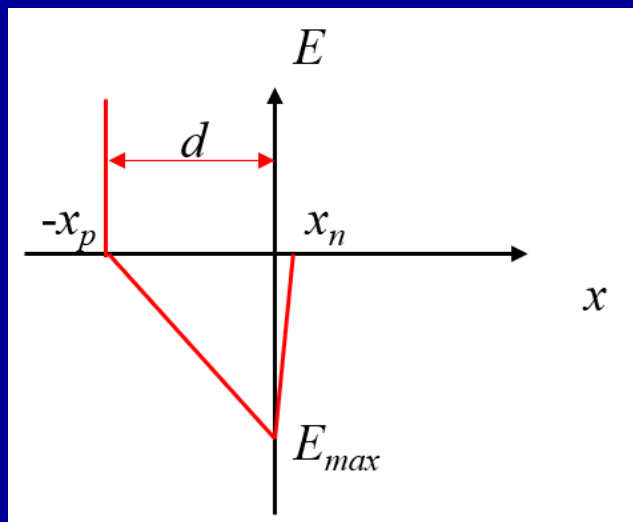
5. MOSFET击穿特性



MOSFET的直流特性

5. MOSFET击穿特性

(1) 衬底-漏pn⁺结雪崩击穿



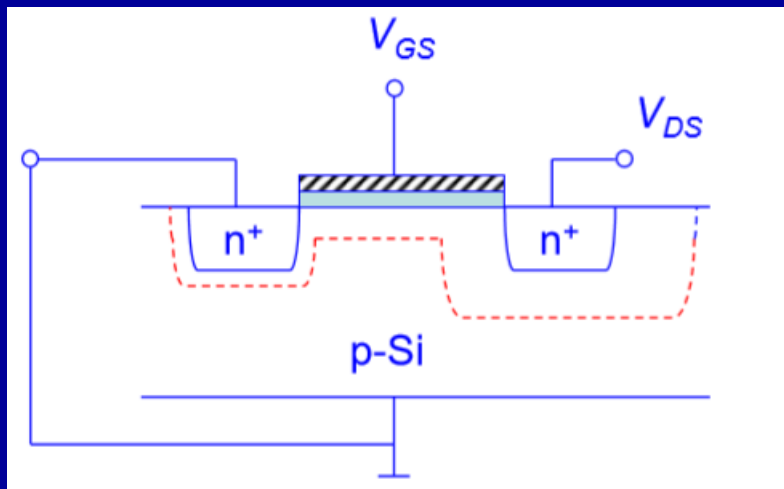
衬底与漏之间是pn⁺结，压降绝大部分落在衬底耗尽区，忽略n⁺区压降，当所加漏电压达到击穿电压时，由pn结反偏下电场图可以容易得出

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

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

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

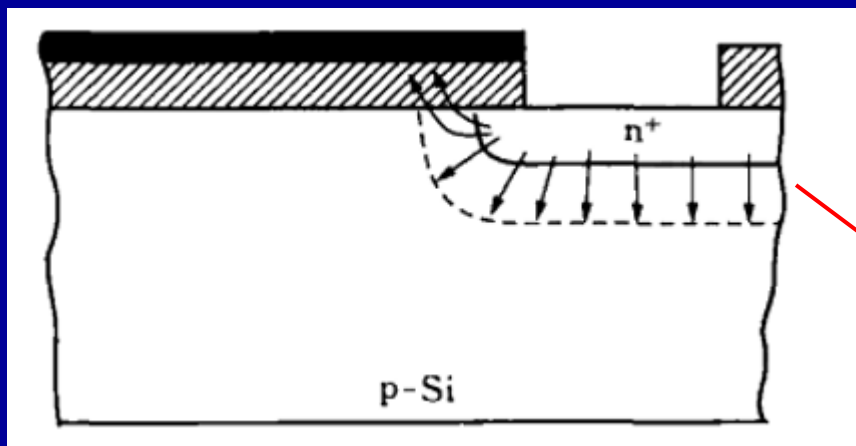
E_{max} 为击穿场强
 $V_{(BR)DS}$ 或 BV_{DS} 为击穿电压



MOSFET的直流特性

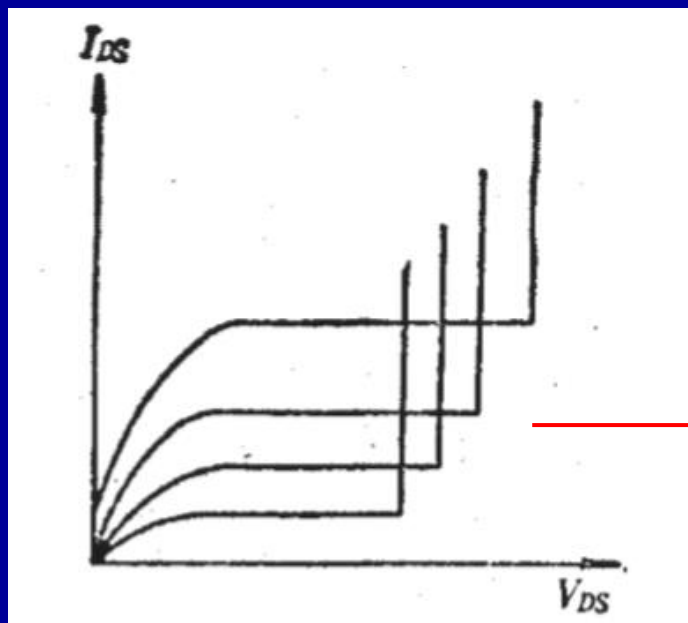
5. MOSFET击穿特性

(1) 衬底-漏pn⁺结雪崩击穿



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。

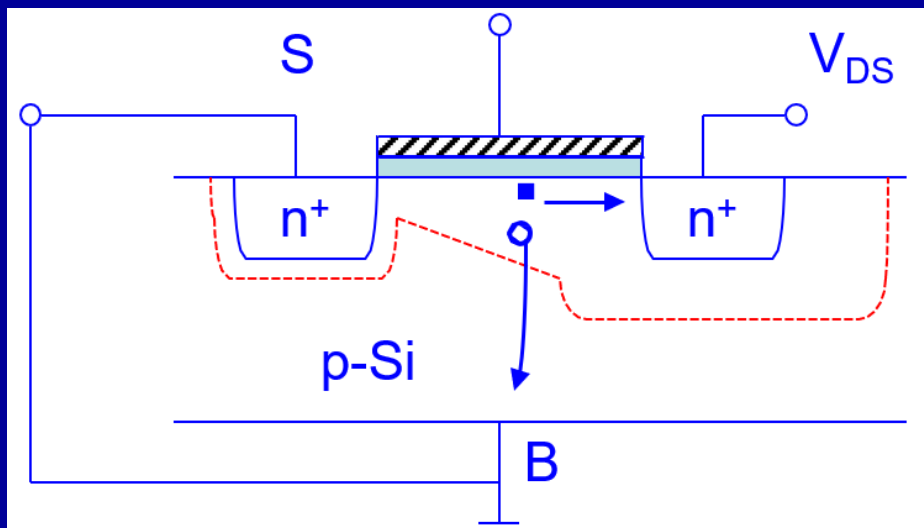


当 V_{GS} 增加时，击穿电压也增加，原因就是栅压抵消了一部分附加电场。

MOSFET的直流特性

5. MOSFET击穿特性

(2) 沟道雪崩击穿

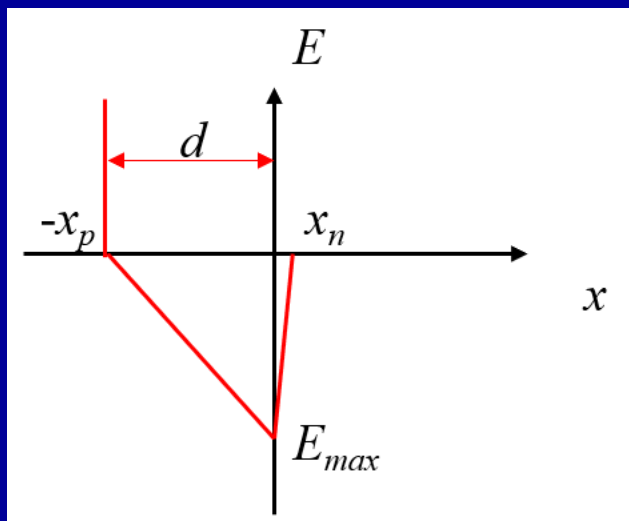
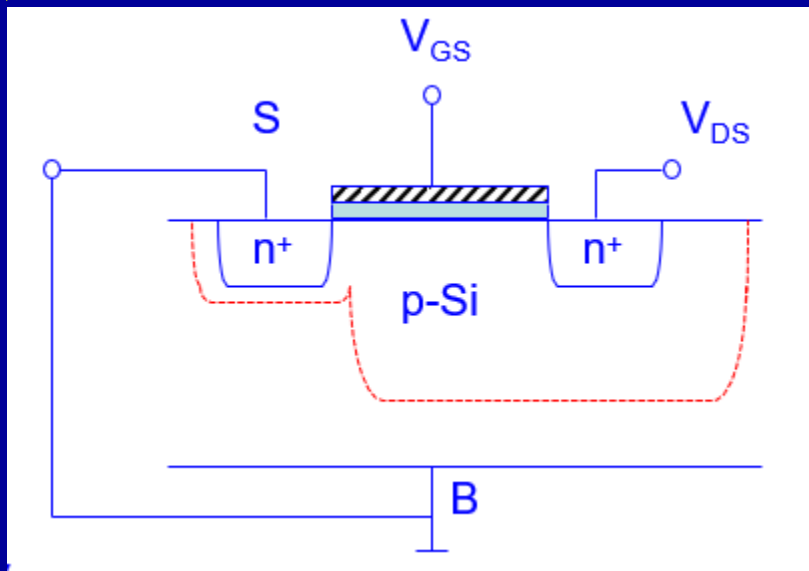


- ◆ 多发生在**短沟道**MOSFET中，漏源电压在沟道中建立起较强的横向电场。器件导通后，沟道中快速运动的载流子通过**碰撞电离**和**雪崩倍增**效应产生大量电子-空穴对，在沟道漏端夹断区这一现象更明显。
- ◆ 对NMOS，雪崩倍增产生的电子被漏极收集，导致漏电流剧增而击穿，空穴在栅压作用下被衬底吸收，成为寄生衬底电流的一部分。PMOS则正好相反。

MOSFET的直流特性

5. MOSFET击穿特性

(3) 漏源势垒穿透



- ◆ 当MOSFET的沟道长度足够短，而衬底掺杂足够低时，漏源电压足够大时，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透。
- ◆ 在穿透条件下，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，从而出现穿透效应。

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

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

V_{PT} : 穿透电压 (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。当栅源电压或栅漏电压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

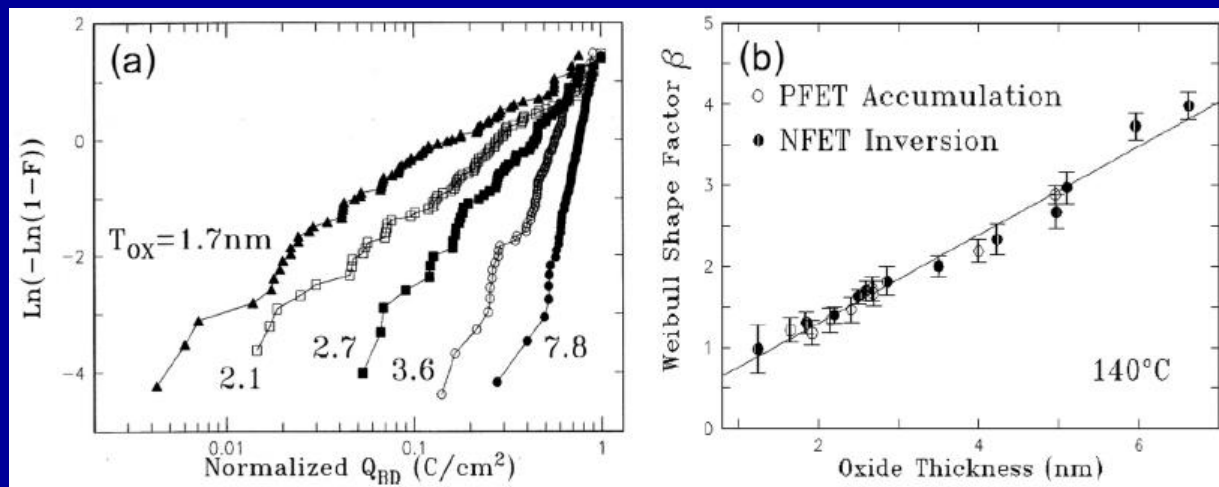
5. MOSFET击穿特性

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

Weibull分布:

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

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



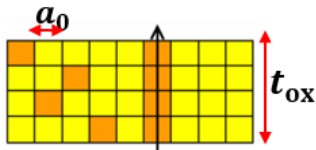
器件寿命预测模型：基于介质击穿的缺陷渗流理论

几何模型：击穿概率—缺陷化概率

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

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

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



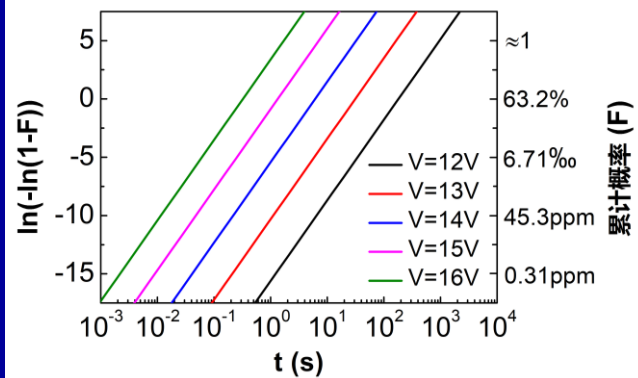
确定性模型：缺陷化概率—时间、电压

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

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

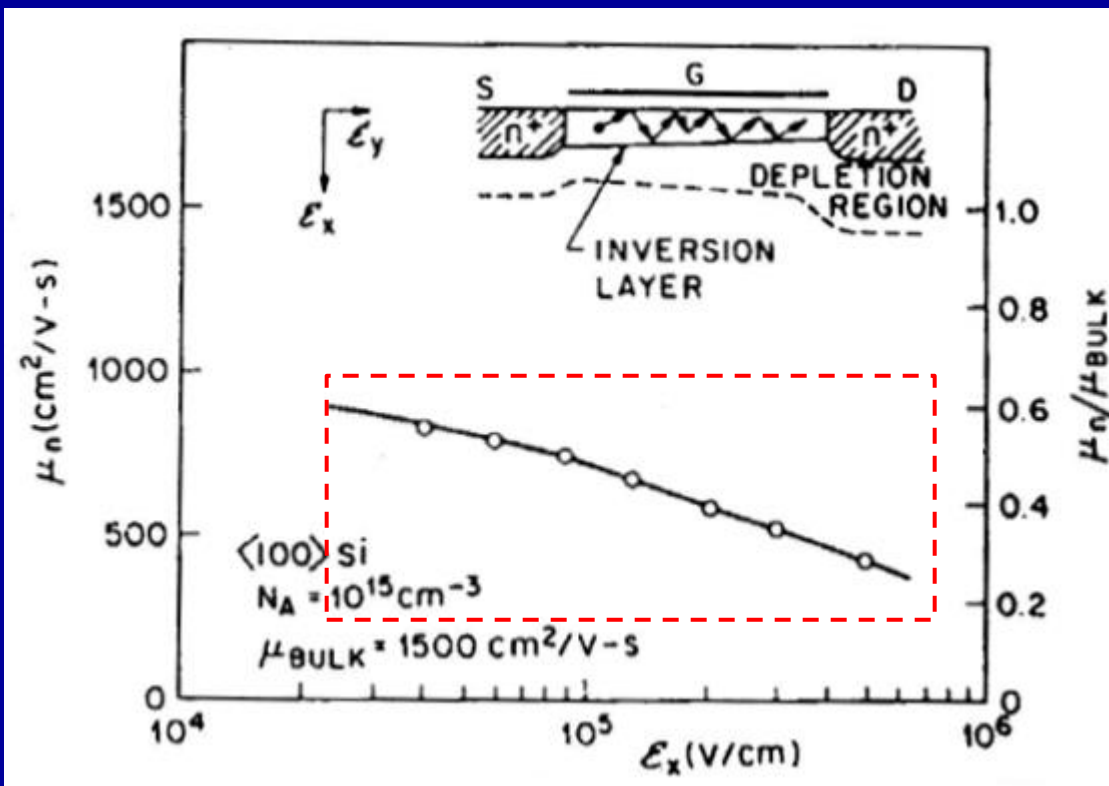
(1) 非常数表面迁移率效应

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} 。

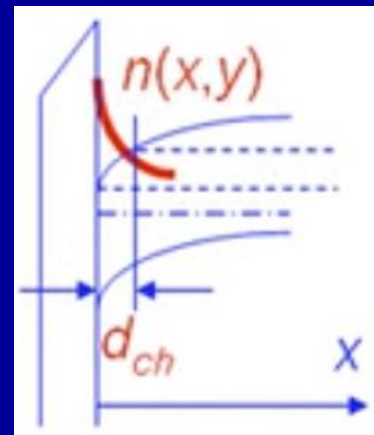
$$\mu_{eff}(E_{eff}) = \frac{\mu_0}{1 + (E_{eff}/E_c)^y}$$



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

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

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



MOSFET的直流特性

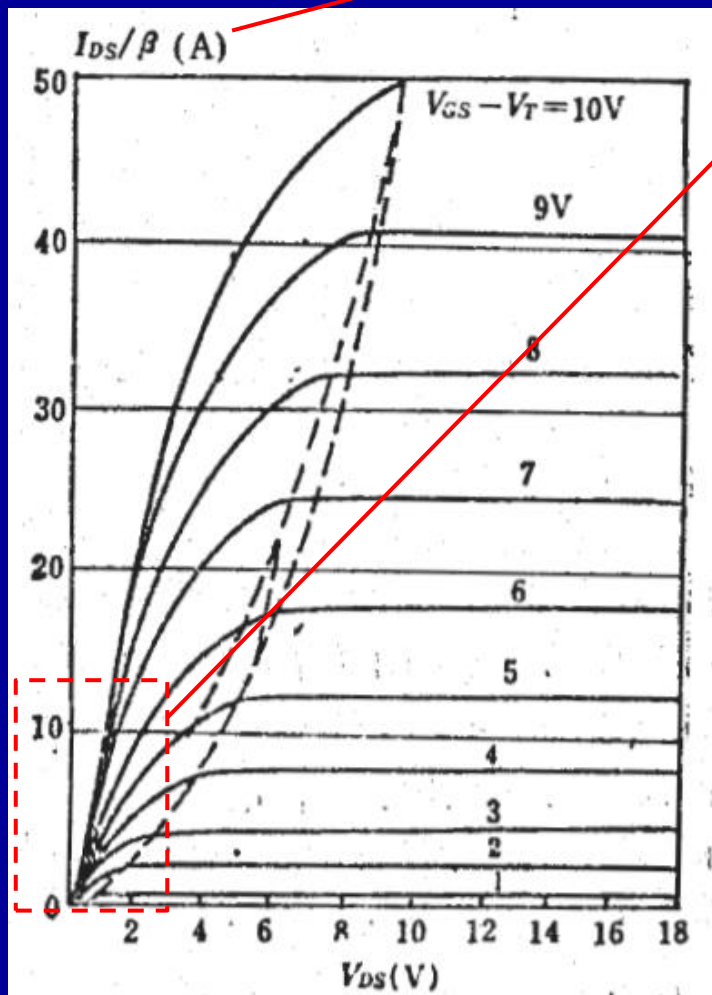
6. MOSFET的二级效应

(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

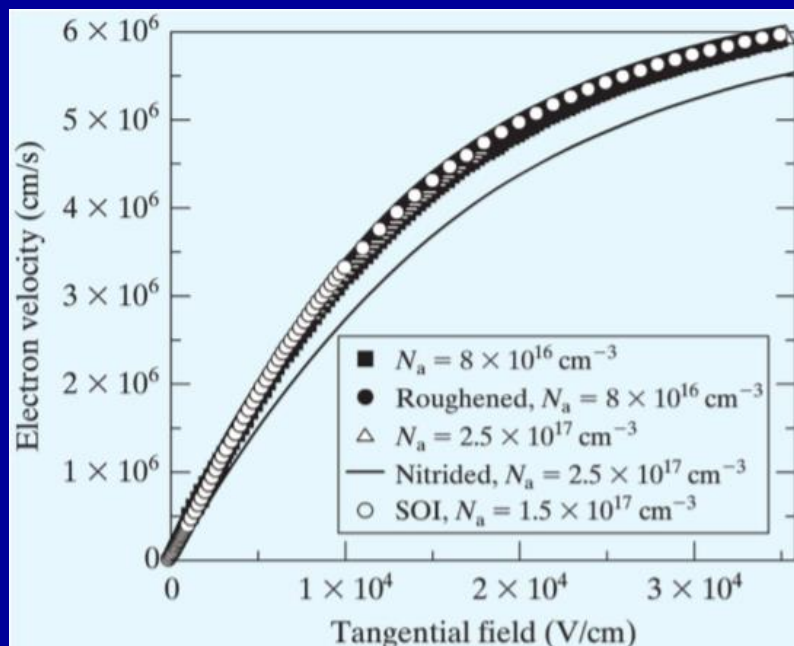
MOSFET的直流特性

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)

我们知道，低电场下，载流子的漂移速度为 μE ；在电场 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 $E \ll E_{sat}$ 时, 上式可简化为 $\mu_{eff}E$; 当 $E \gg E_{sat}$ 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

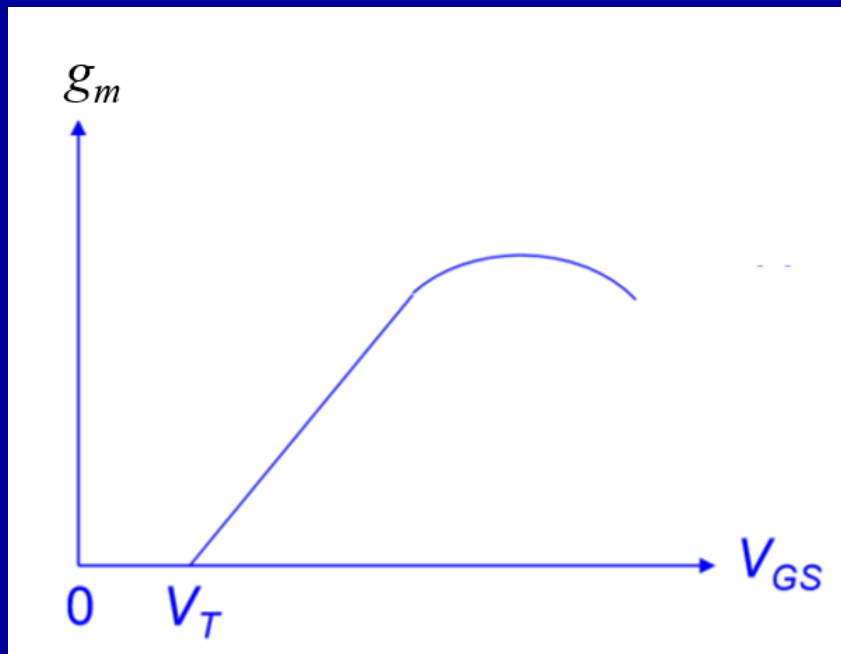
1° V_{GS} 的影响

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

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

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

形式一样,
迁移率不同

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

MOSFET的直流特性

6. MOSFET的二级效应

(1) 非常数表面迁移率效应

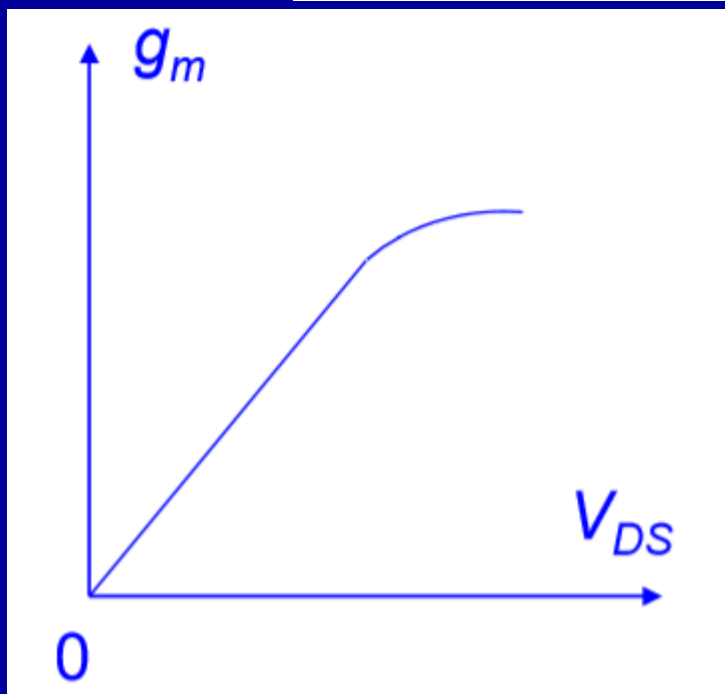
③ 对 g_m 的影响

2° V_{DS} 的影响

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

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

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



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

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

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

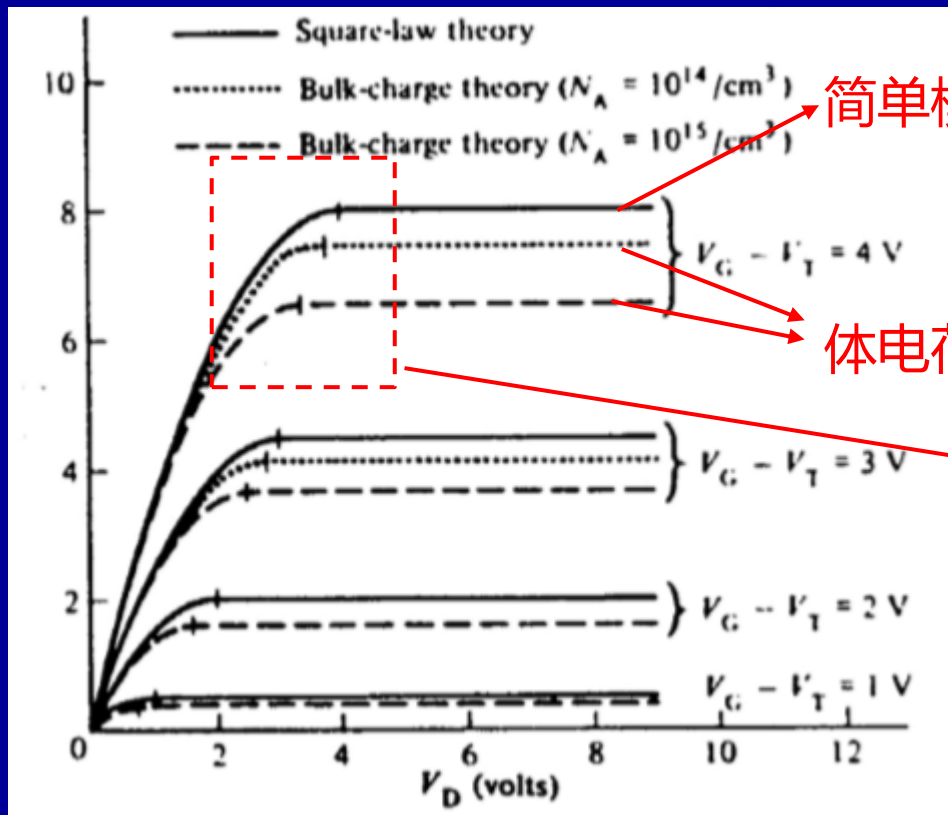
MOSFET的直流特性

6. MOSFET的二级效应

(2) 体电荷变化效应(Bulk-Charge Model)

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

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



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

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

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

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

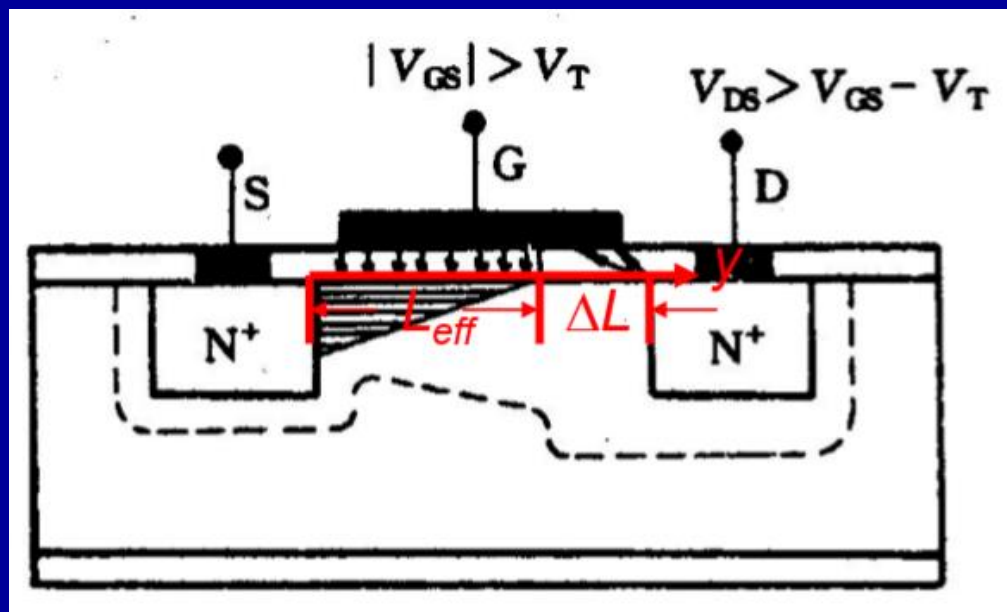
$$I_{DSSat}' = \frac{1}{2} C_{ox} \mu_n \frac{W}{L_{eff}} (V_{GS} - V_T)^2$$

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

饱和电流

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

没有沟道缩短时，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

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

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

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

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

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

MOSFET的直流特性

6. MOSFET的二级效应

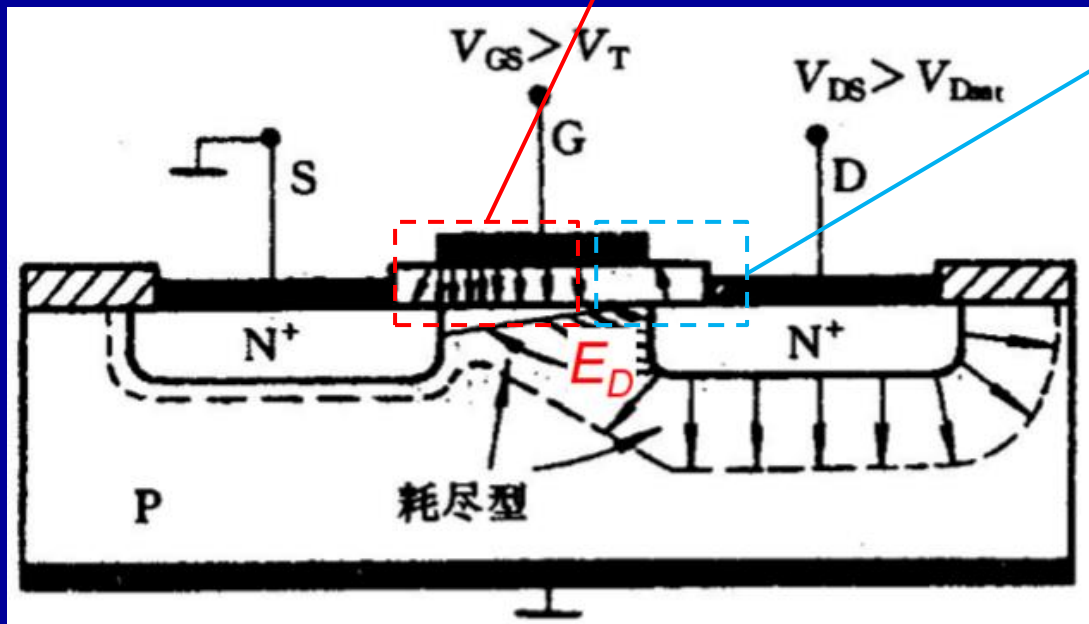
(3) 非零漏电导 g_D

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

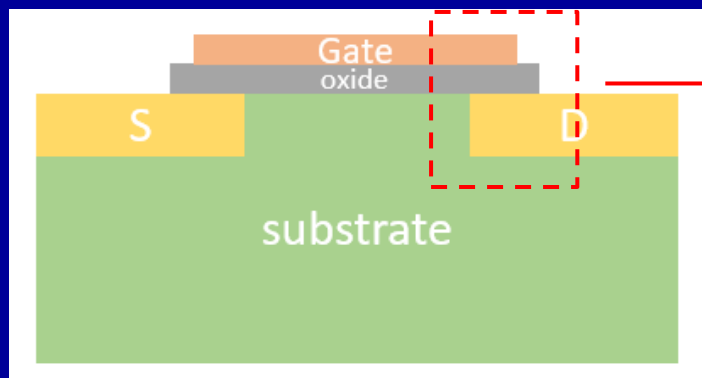


$V_{DS} \uparrow \rightarrow E_D$ (漏电场) $\uparrow \rightarrow Q_n \uparrow \rightarrow I_{DS} \uparrow \rightarrow I_{DS}$ 不饱和, 漏电导不为零

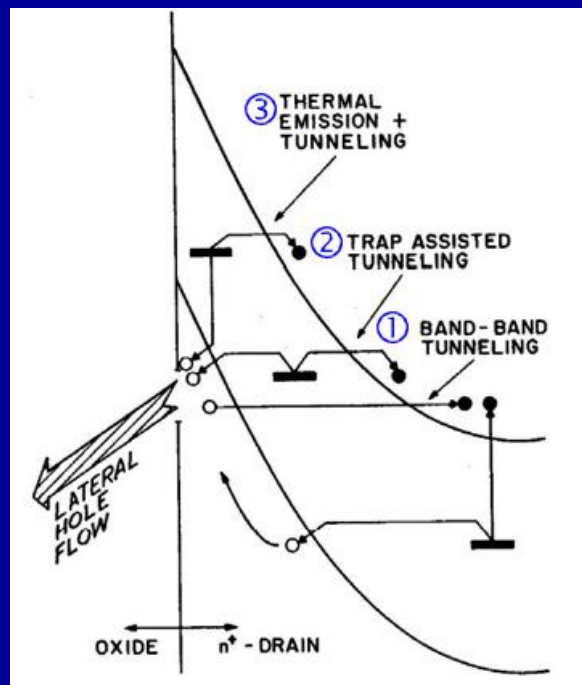
MOSFET的直流特性

6. MOSFET的二级效应

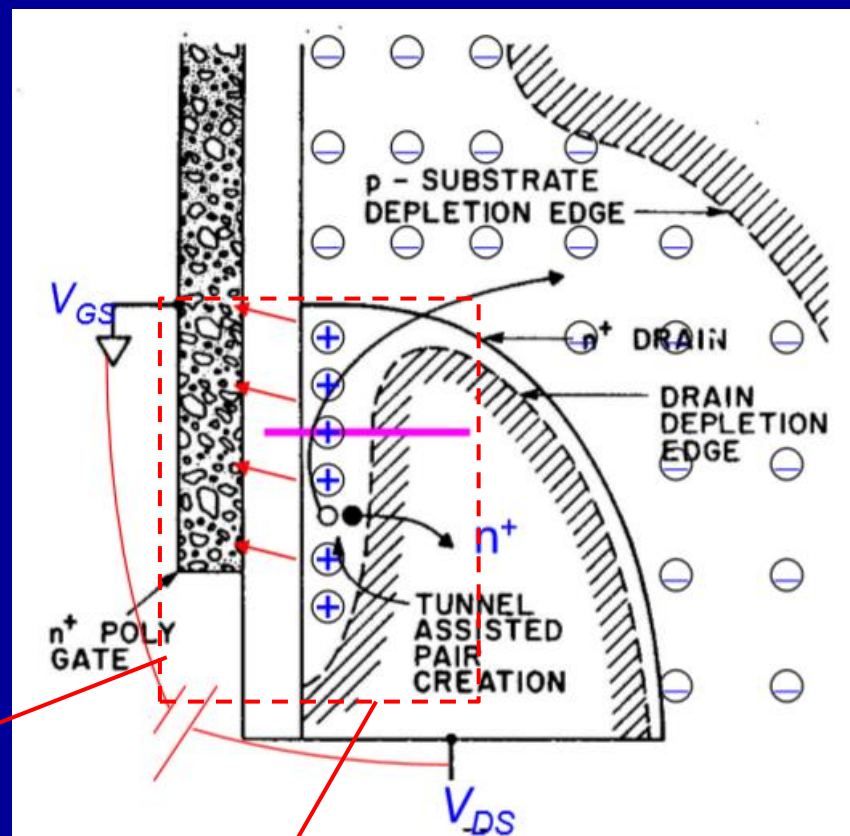
(4) Gate-Induced Drain Leakage (GIDL)



① 栅与漏有部分重叠



③ 紫色区域能带

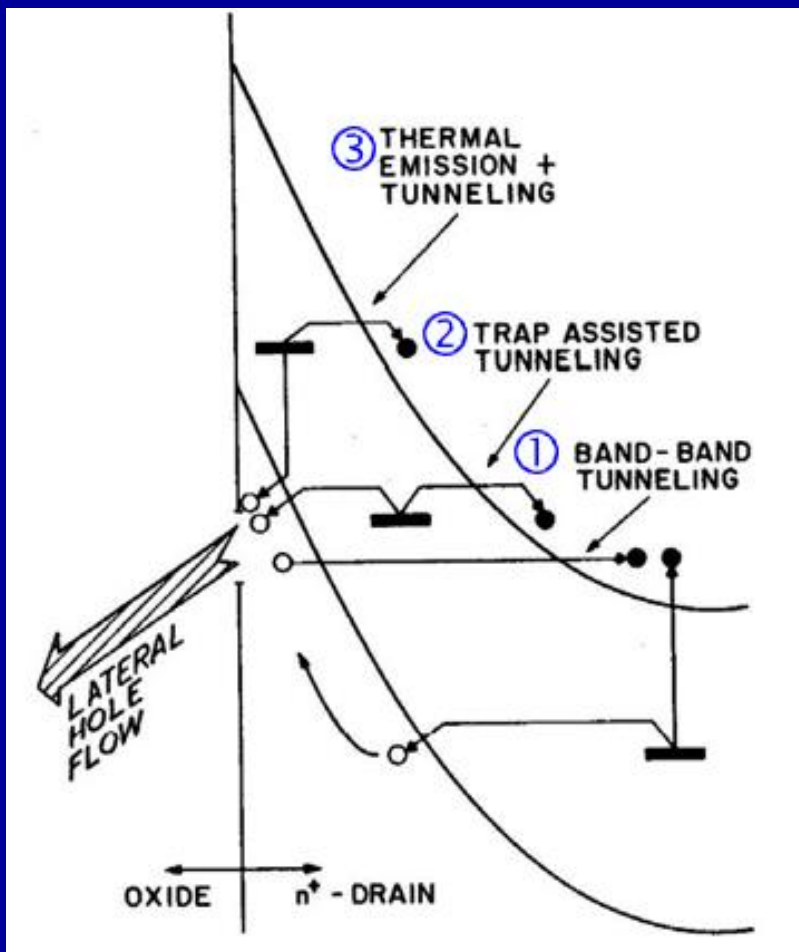


② 当 $V_{GS} \leq V_T$ (亚阈值区)且 V_{DS} 很大(强漏电场)时, 会有一个从漏指向栅的电场, 此时 n^+ 区表面处于强耗尽状态。

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

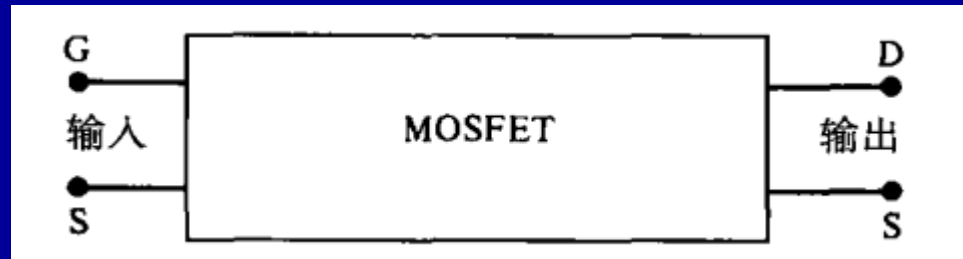
§5.7 小尺寸MOSFET

§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

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

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

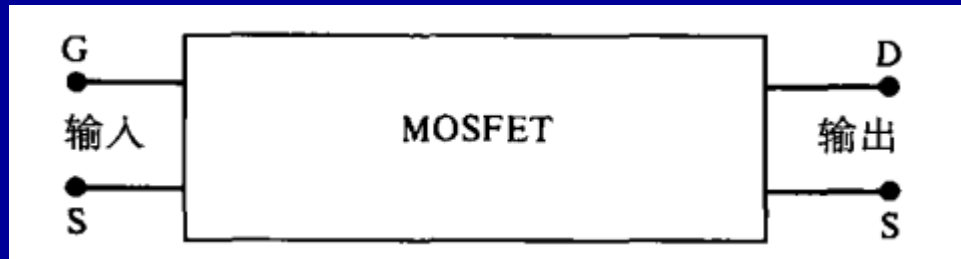
$$g_D = \left. \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{DS}} \right|_{V_{GS}}$$

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

§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

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

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

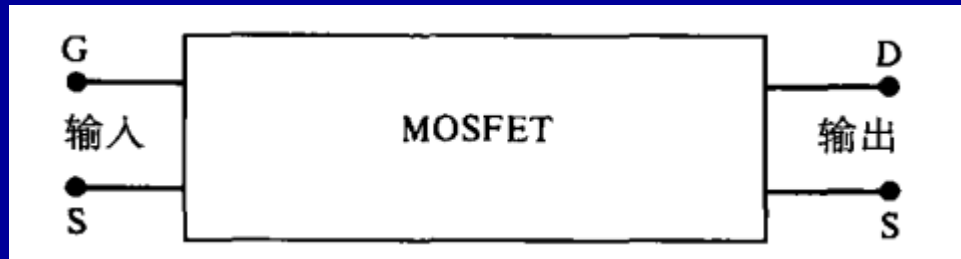
$$g_D = \left. \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{DS}} \right|_{V_{GS}}$$

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

MOSFET的频率特性

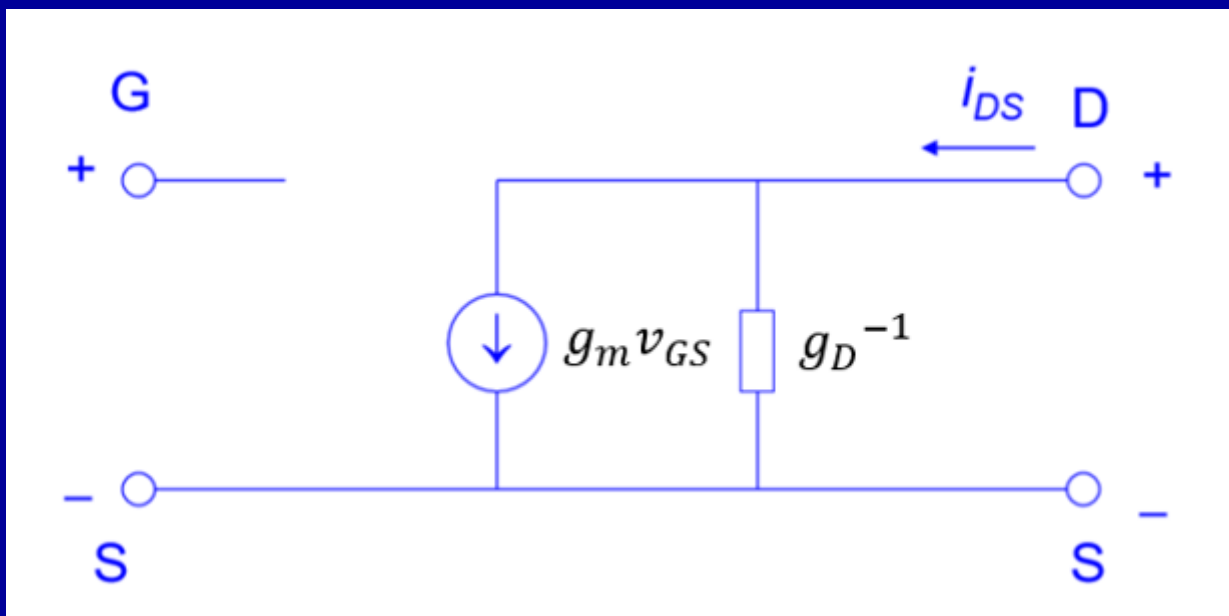
1. 交流小信号等效电路

(1) 低频等效电路



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

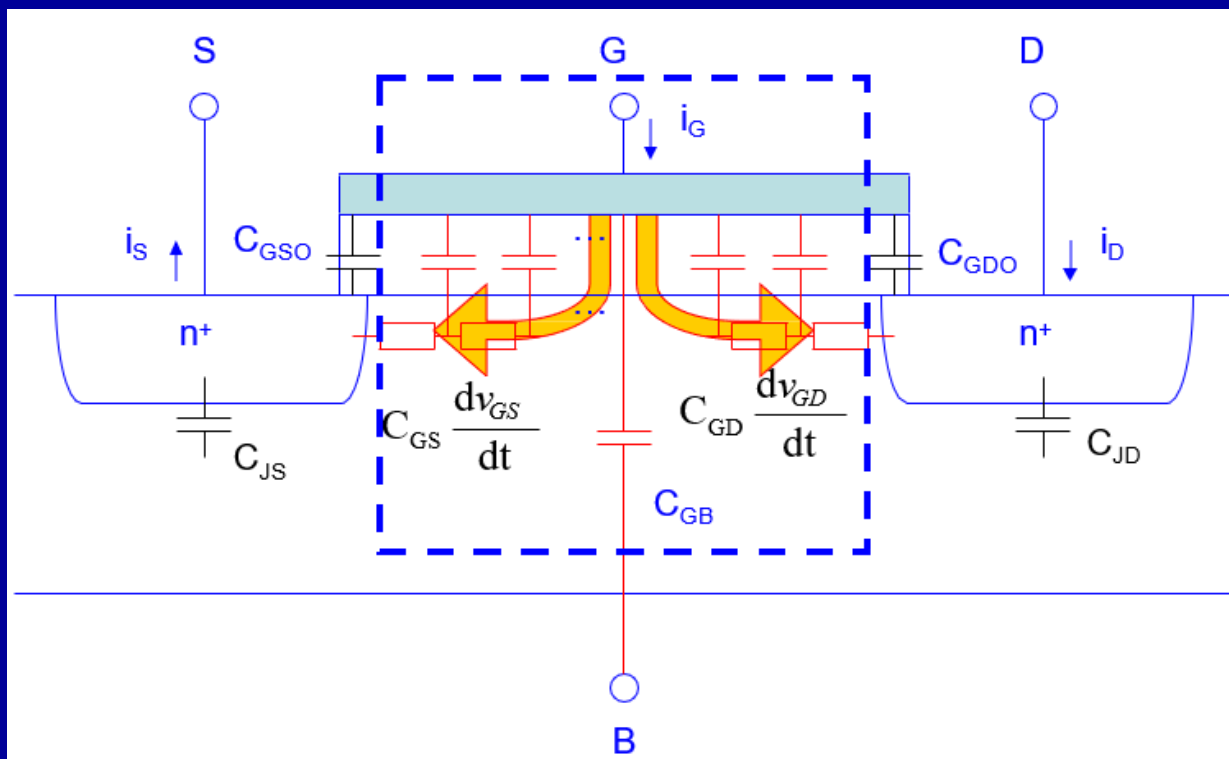
考虑低频情况下，栅与源漏相当于开路，故有如下等效电路图



MOSFET的频率特性

1. 交流小信号等效电路

(2) 高频情况

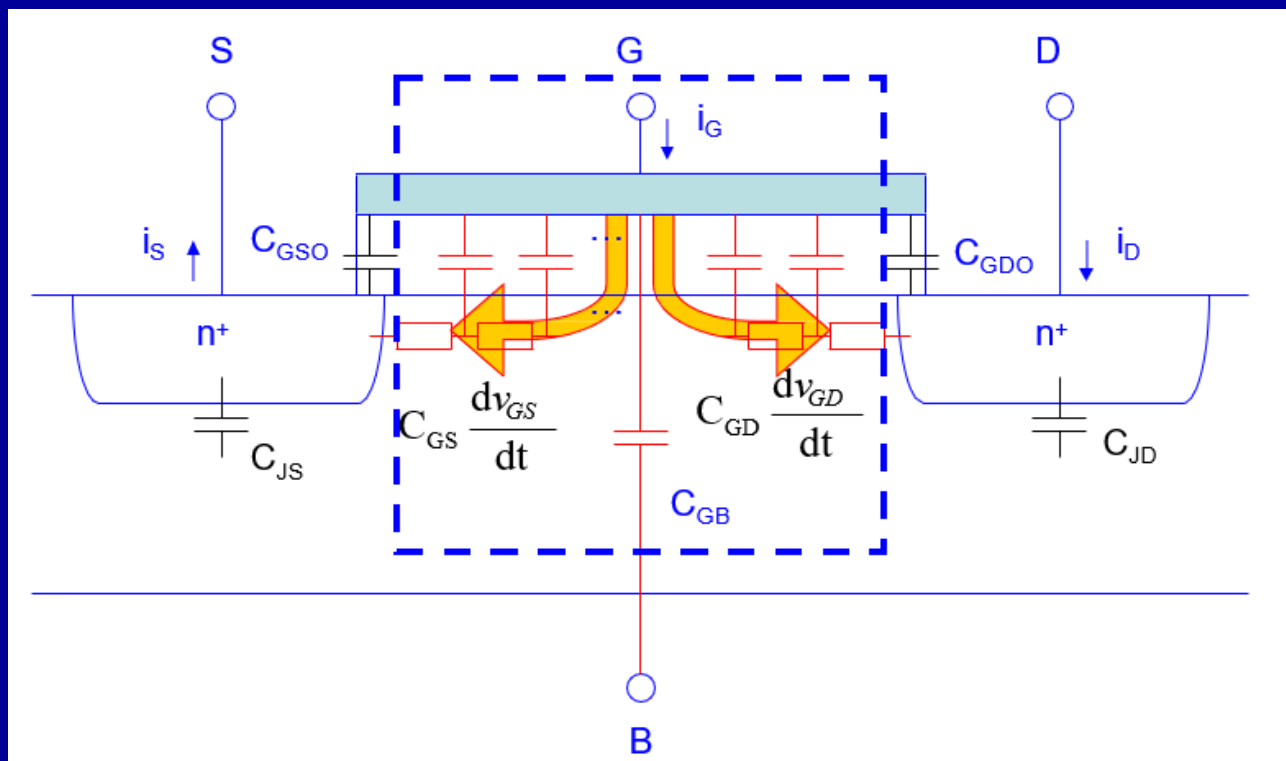


高频下，考虑电容影响，栅与源漏衬底之间都存在电容， C_{GS} 、 C_{GD} 和 C_{GB} ，当然在沟道区域还存在电阻 R_{GS} 和 R_{GD} ，如果栅与源漏区域存在重合，则还需考虑寄生电容 C_{GSO} 和 C_{GDO} （这两个电容下方无沟道，故后面计算时不考虑这两项），源漏pn结区电容 C_{JS} 和 C_{JD} （忽略这两项）。

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}

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

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

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

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

线性区

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

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

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

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

线性区

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

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}

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

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

线性区

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

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

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

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

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

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

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

在我们的假设与计算
中未出现 V_{GB} , 所以

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

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

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

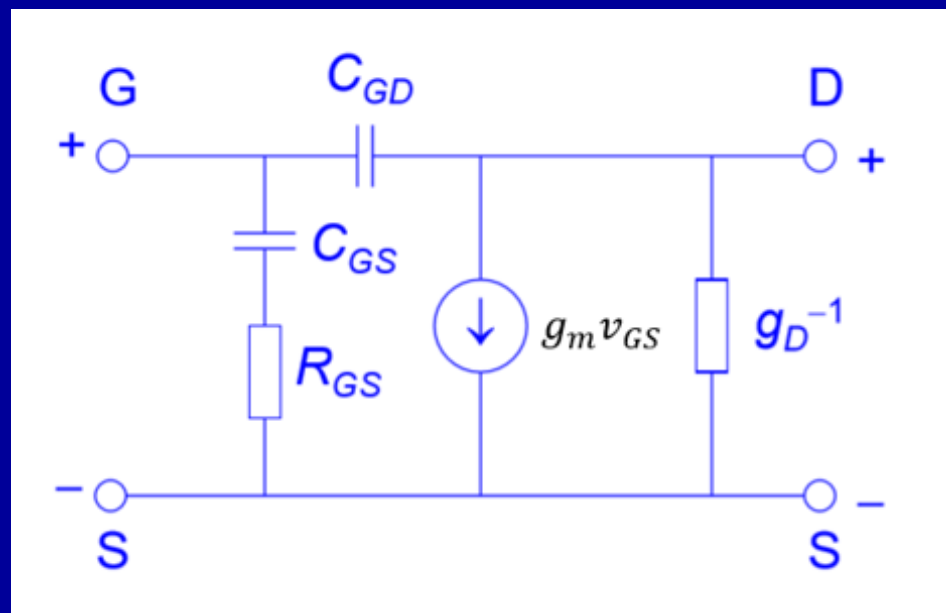
C_G 为总的栅电容,
单位: F

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)



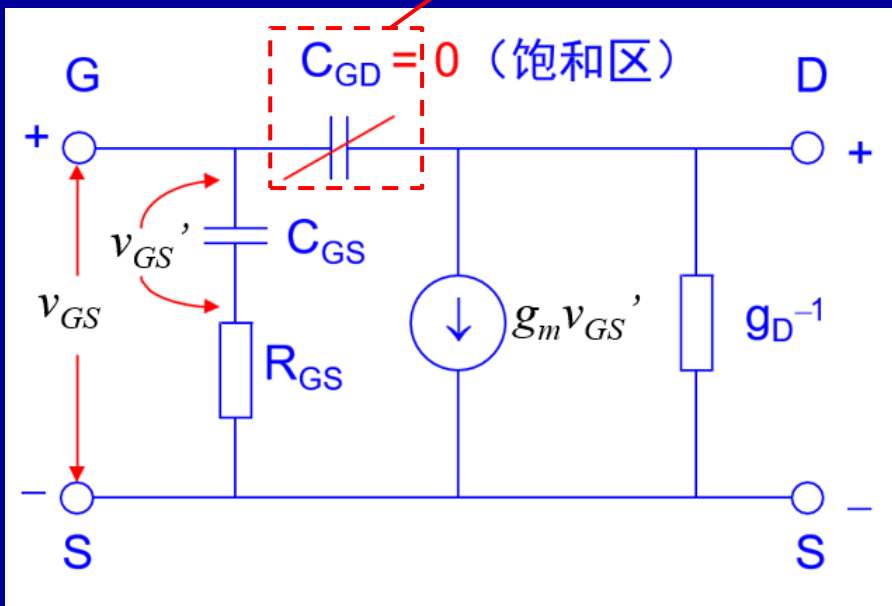
按照前面的说法，在 C_{GD} 支路上应该也有一个串联电阻，但是高频下 C_{GD} 容抗无穷大，交流断路，所以将 R_{GD} 忽略，但是电容 C_{GD} 依旧是存在的。

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

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

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

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

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

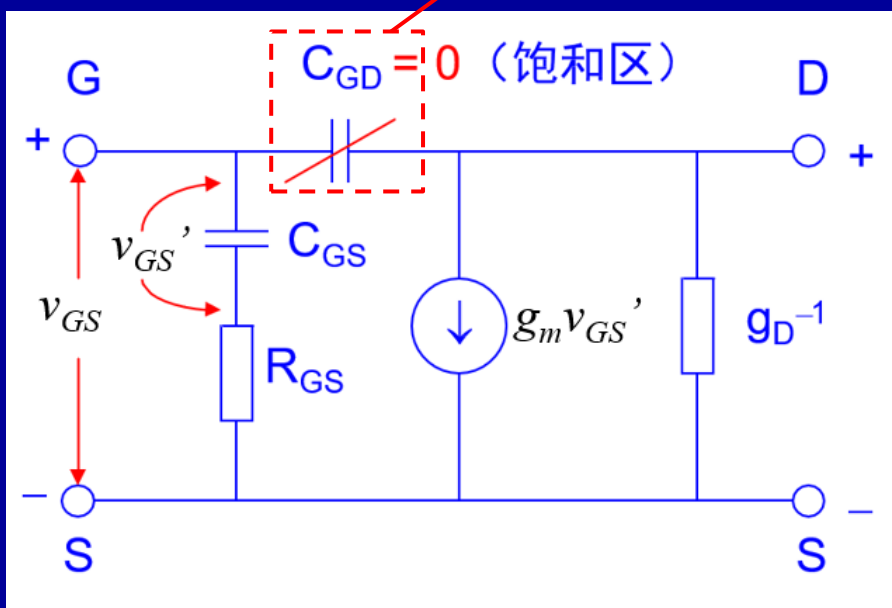
在直流偏置下，栅压大于阈值电压之后，继续增大，耗尽区不发生变化，反型电子增加，说明压降落在了氧化层电容上，通过**电容**来调控沟道电流的大小；在高频交流情况下，栅压落在**电容和电阻**上，电阻上的压降不会改变沟道区载流子浓度，只有电容才会改变，这就是为什么上式里 $\frac{\partial i_{DS}}{\partial v_{GS}'}$ 等于直流下 g_m 的原因，也是电流源中电压是 v_{GS}' 的原因。

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。