

# 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

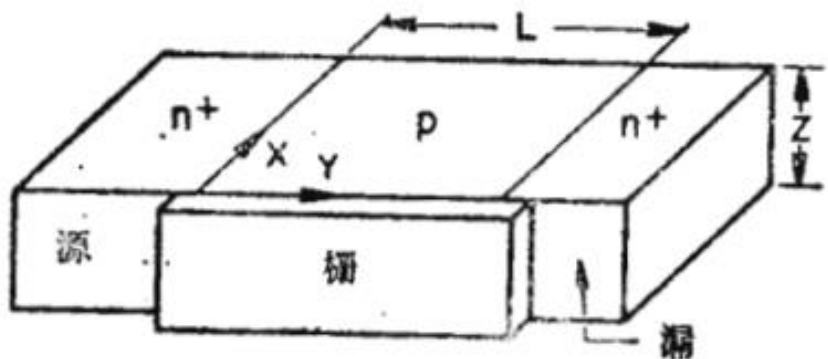
§5.8 MOSFET的最新研究进展

# MOSFET基本知识体系框架

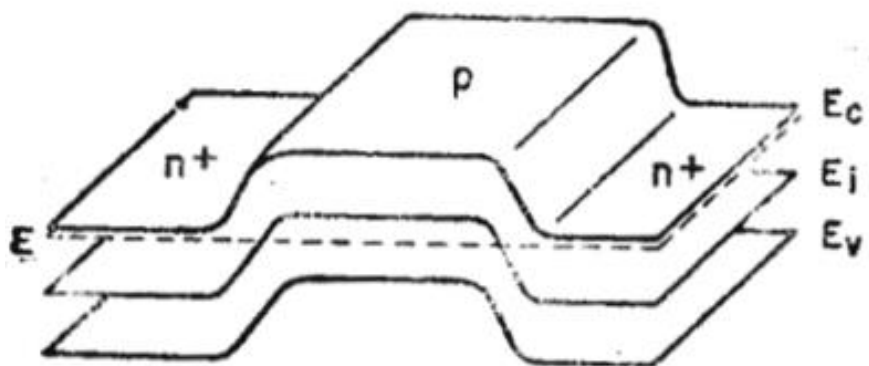


## §5.3 MOSFET的直流特性

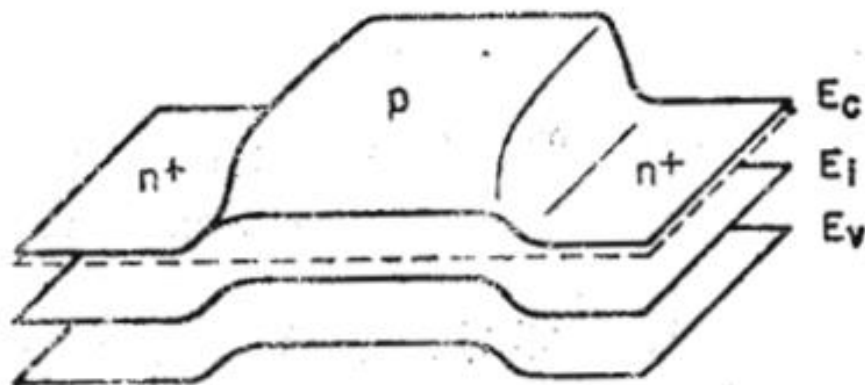
### 1. MOSFET非平衡时能带图



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。



无外加电压时的 $xy$ 平面能带图

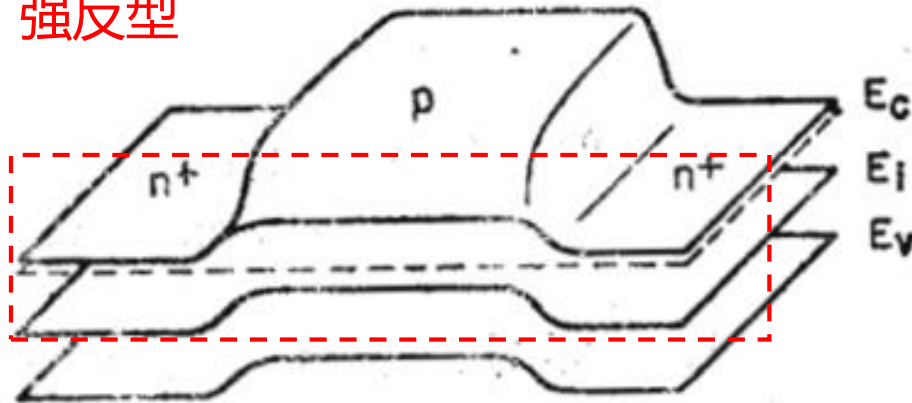


强反型( $V_{DS}=0V$ )时的能带图

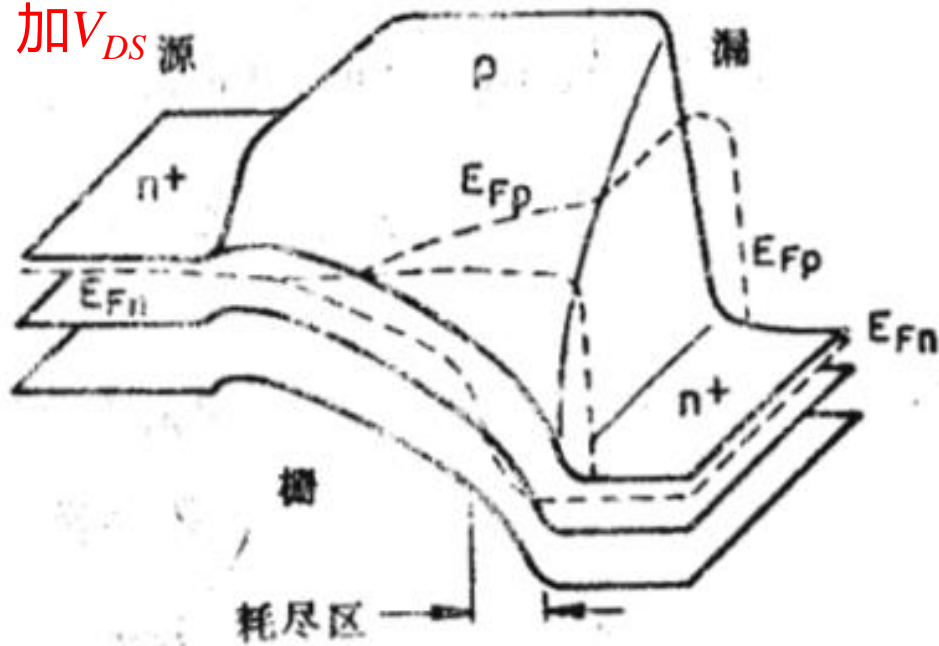
# MOSFET的直流特性

## 1. MOSFET非平衡时能带图

强反型



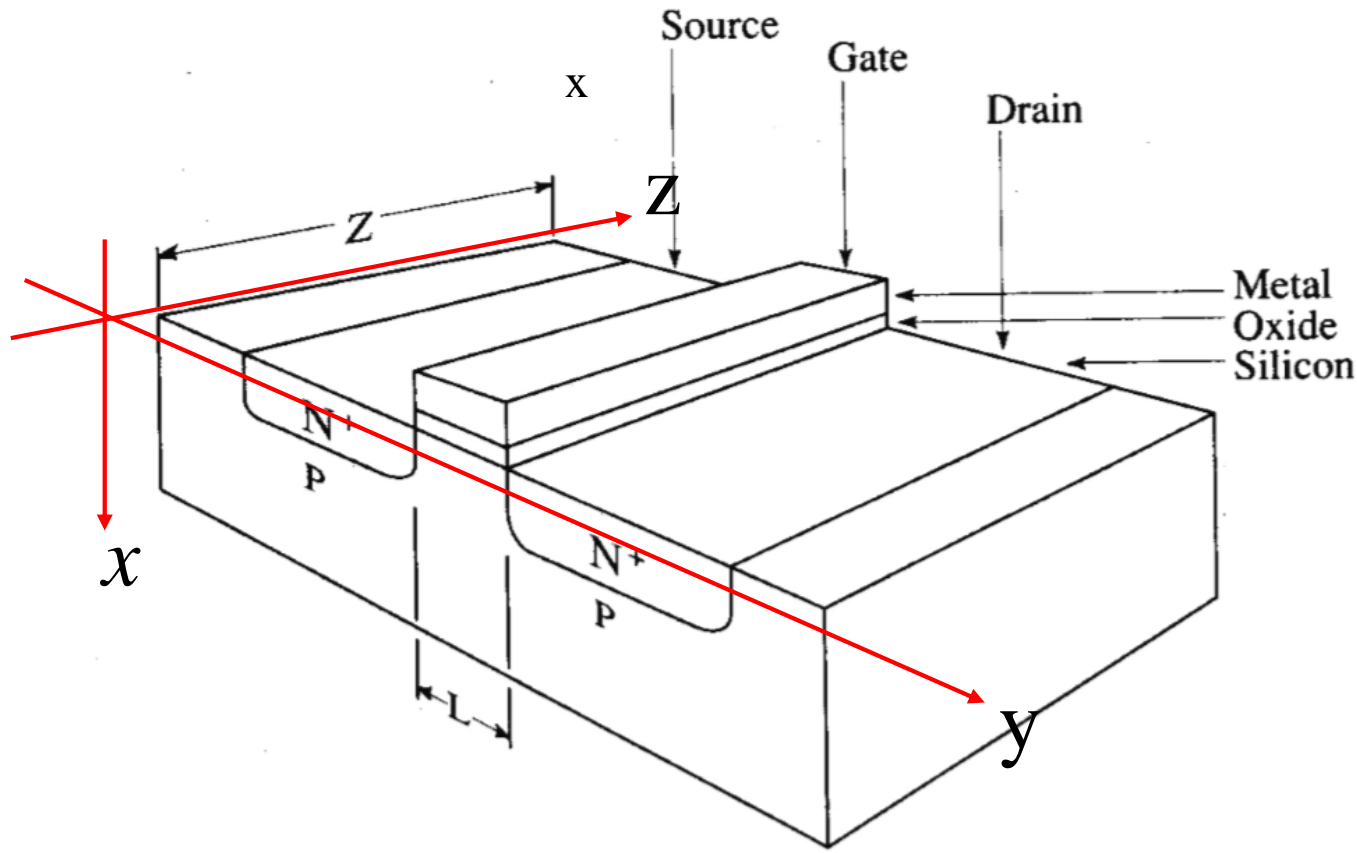
加 $V_{DS}$ 源



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



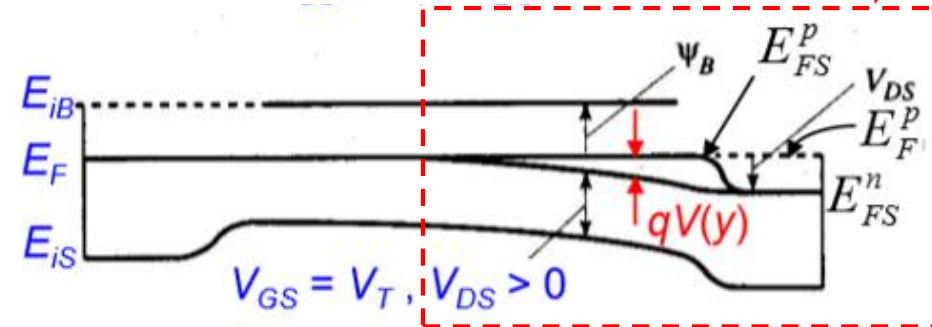
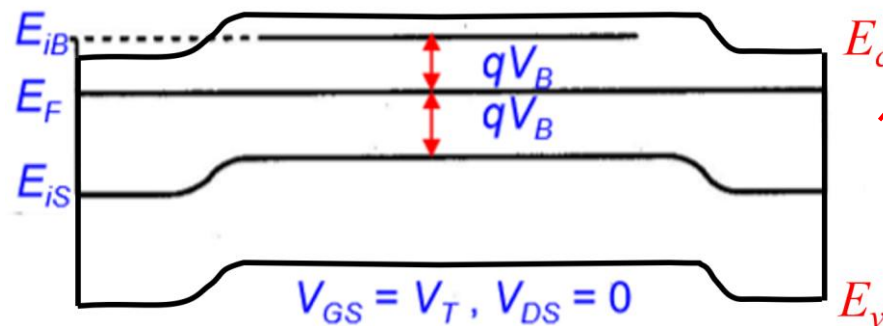
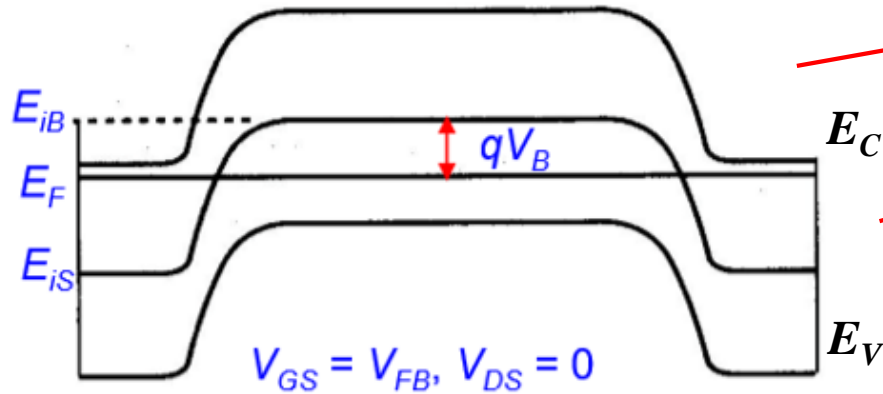
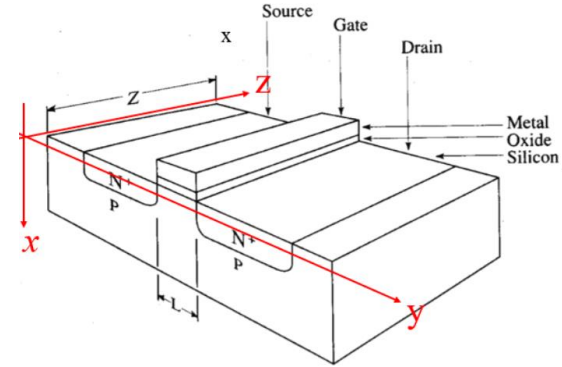
规定的坐标方向：

- ◆  $x$ 指向衬底体内
- ◆  $y$ 从源指向漏
- ◆  $z$ 表示栅宽方向

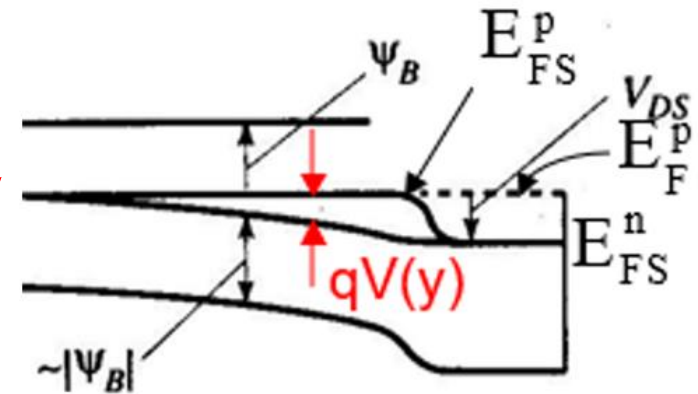
# MOSFET的直流特性

## 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



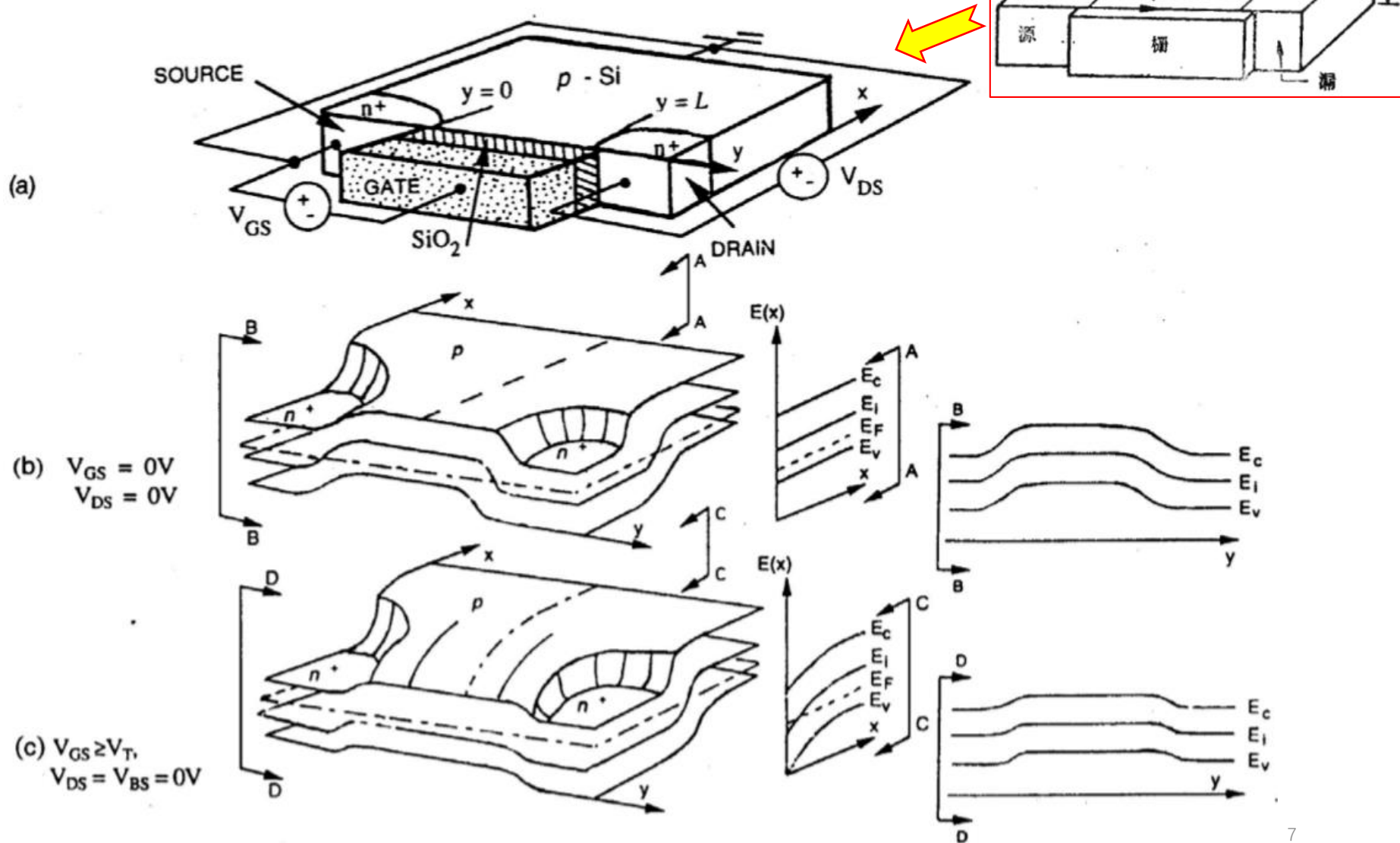
强反型时能带图



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

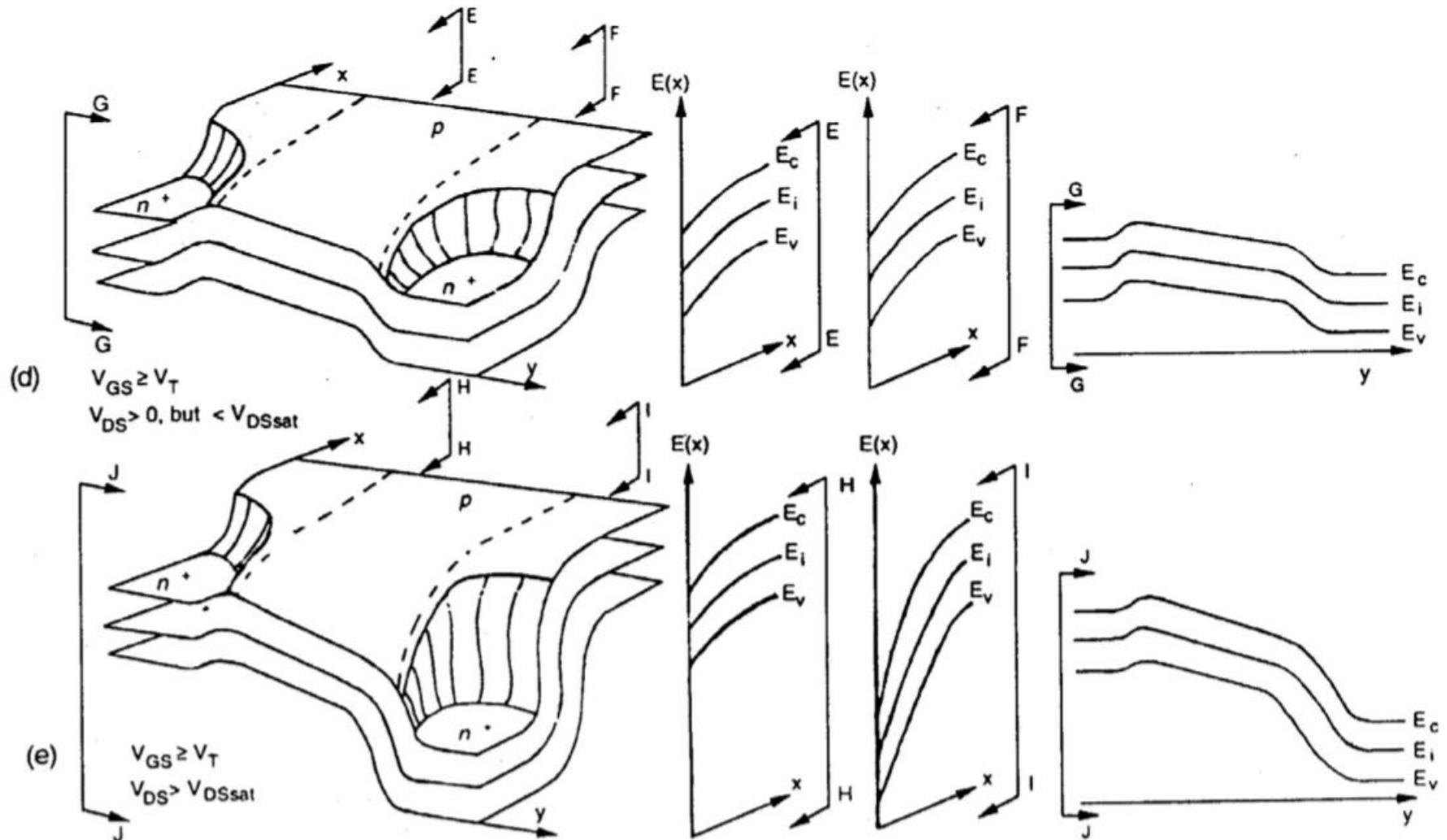
## 1. MOSFET非平衡时能带图





# MOSFET的直流特性

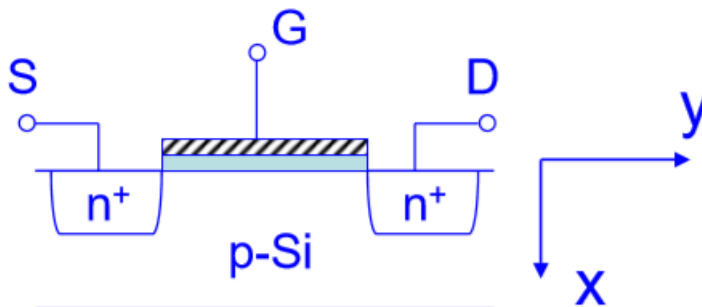
## 1. MOSFET非平衡时能带图





# 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)

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

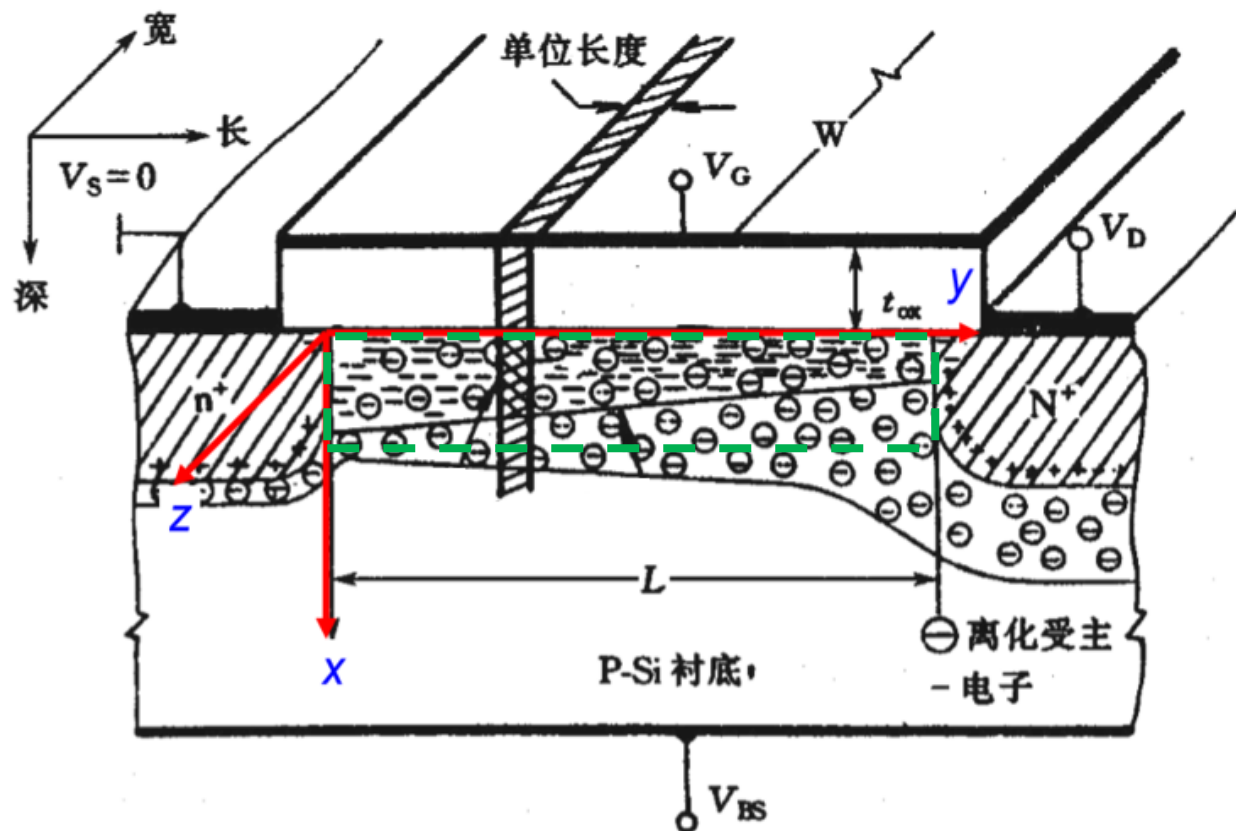
GCA指纵向电场在纵向上的梯度远远大于横向电场在横向上的梯度, 即 $E_y$ 近似为常数。

# 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

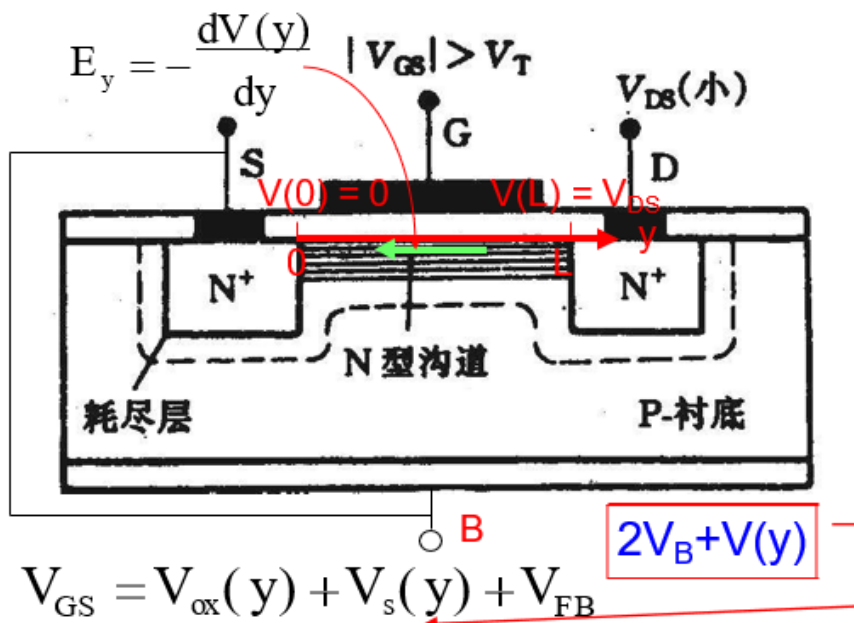
## 2. $I_{DS}-V_{DS}$ 关系

(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

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

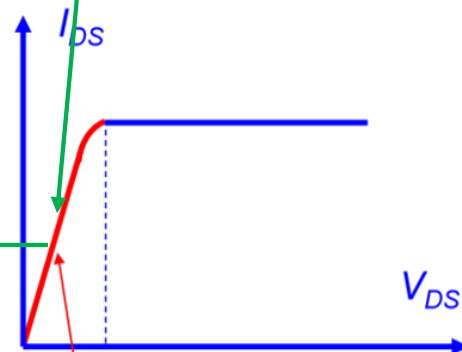
$\beta$ 因子, 取决于器件结构与材料  $\beta = C_{ox}\mu \frac{W}{L}$

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，

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

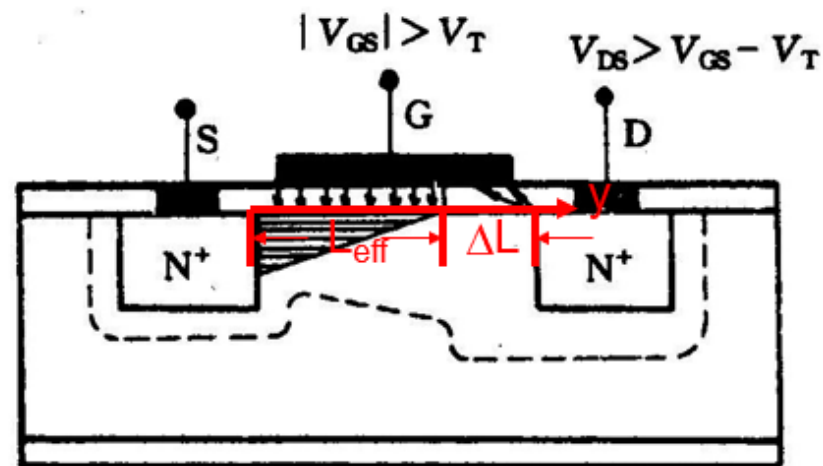
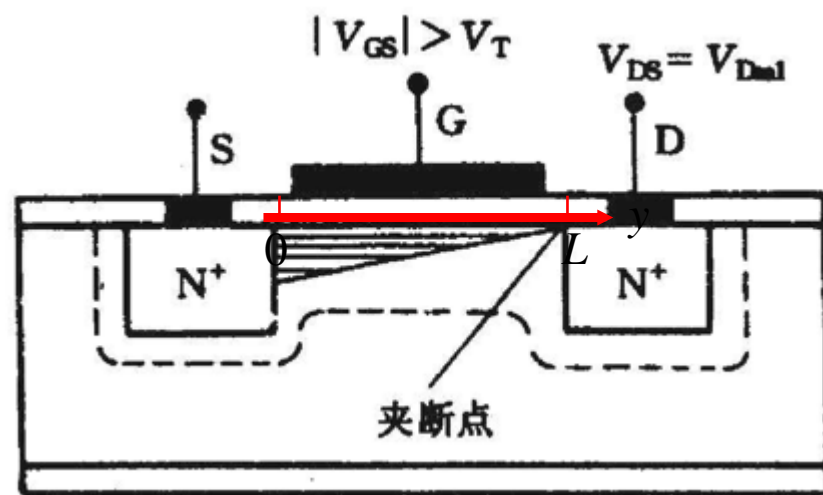
漏端沟道被夹断。记  $V_{DSsat} = V_{GS} - V_T$

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， $\Delta L$  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

