

# 上一讲

- 研究模拟电路的重要性
- 模拟电路设计的难点
- 研究AIC的重要性
- 研究CMOS AIC的重要性
- 电路设计一般概念
  - ❖ 抽象级别
  - ❖ 健壮性设计
  - ❖ 符号

# 上一讲

- 数字电路无法完全取代模拟电路，模拟电路是现代电路系统中必不可少的一部分
- 模拟电路设计的难点比数字电路不同
  - ❖ 关注点、噪声和干扰、器件二阶效应、设计自动化程度、建模和仿真、工艺、数模混合
- AIC具有高速度、高精度、低功耗、大批量时成本等优点
- 用CMOS工艺设计、加工AIC具有加工成本低、易实现数模混合等优点，被广泛采用，是实现SOC的首选工艺

# 模拟集成电路原理

## 第2章 MOS器件物理基础

陈中建

[chenzj@pku.edu.cn](mailto:chenzj@pku.edu.cn)

62759051, 理科2号楼2619

微电子学系

# 授课内容

|                             |                             |
|-----------------------------|-----------------------------|
| 绪论, 2学时                     | 重要性、一般概念                    |
| 器件物理基础, 2学时                 | MOSFET结构、IV特性、二级效应、器件模型     |
| 单级放大器, 5学时                  | 共源、共漏、共栅、共源共栅               |
| EDA系统使用常识<br>和设计实习实例演示, 2学时 | 做设计实习所需软硬件系统的使用             |
| 差动放大器, 3学时                  | 定性分析、定量分析、共模响应、吉尔伯特单元       |
| 无源/有源电流镜, 2学时               | 基本/共源共栅/有源电流镜               |
| 放大器的频率特性, 4学时               | 米勒效应、极点与节点关系、单级放大器频率特性分析    |
| 噪声, 4学时                     | 统计特性、类型、电路表示、单级放大器噪声分析、噪声带宽 |
| 期中考试 2学时, 评卷 1学时。习题课若干学时    |                             |
| 反馈, 6学时                     | 特性、四种反馈结构、负载影响、对噪声的影响       |
| 运算放大器, 6学时                  | 性能参数、一级运放、两级运放、各指标分析        |
| 稳定性和频率补偿, 6学时               | 多极点系统、相位裕度、频率补偿             |
| 版图, 3学时                     | 叉指、对称、ESD等                  |

# 掌握器件物理知识的必要性

- 数字电路设计师一般不需要进入器件内部，只把它当开关用即可
- AIC设计师必须进入器件内部，具备器件物理知识
  - ❖ MOS管是AIC的基本元件
  - ❖ MOS管的电特性与器件内部的物理机制密切相关，设计时需将两者结合起来考虑
- 器件级与电路级联系的桥梁？
  - ❖ 器件的电路模型

# 本讲

## □ 基本概念

- ❖ 简化模型—开关
- ❖ 结构
- ❖ 符号

## □ I/V特性

- ❖ 阈值电压
- ❖ I-V关系式
- ❖ 跨导

## □ 二级效应

- ❖ 体效应、沟道长度调制效应、亚阈值导电性

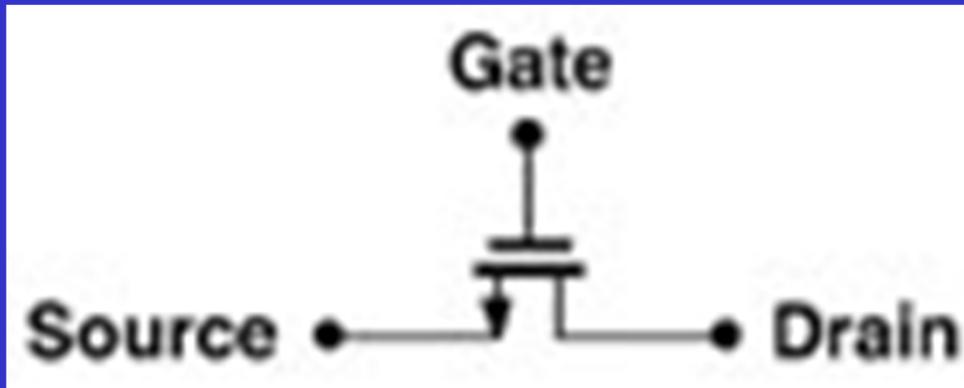
## □ 器件模型

- ❖ 版图、电容、小信号模型等

# 本讲的目的

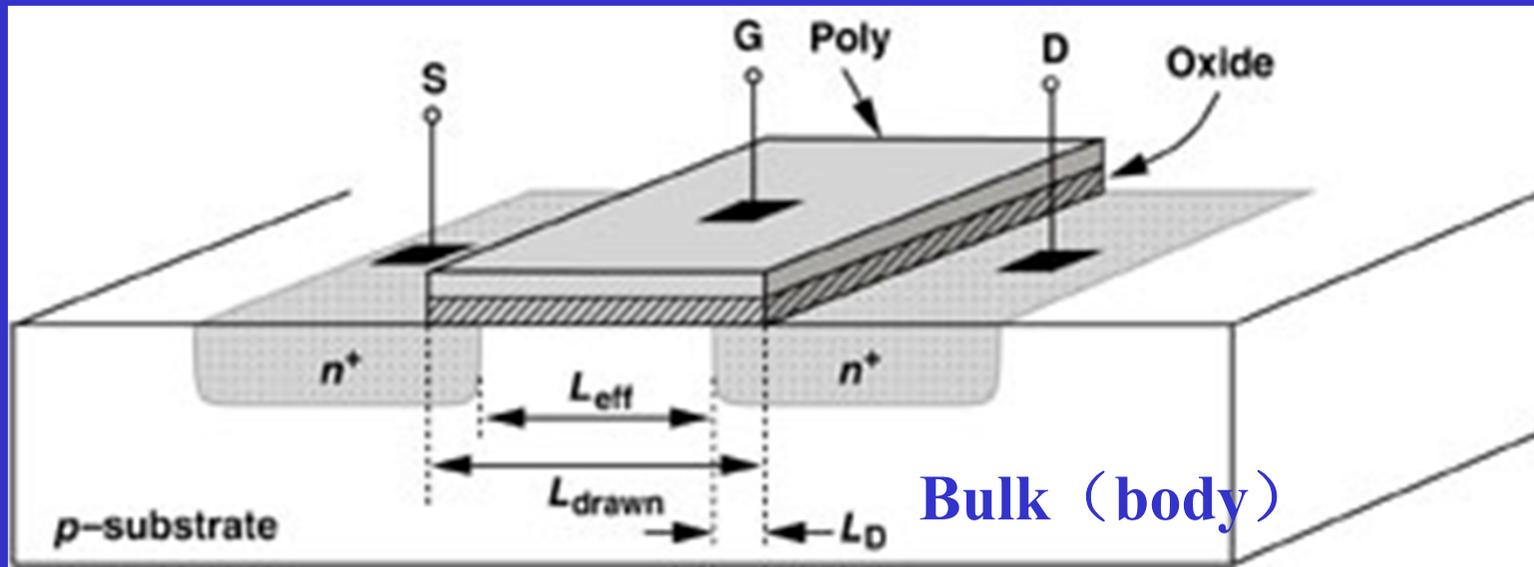
- 从AIC设计者角度，看器件物理；本讲只讲授MOS器件物理基础知识
- 理解MOS管工作原理
- 基于原理，掌握电路级的器件模型
  - ❖ 直流关系式— $I/V$ 特性
  - ❖ 交流关系式—小信号电路中的参数

# MOS管简化模型



简化模型——开关  
由 $V_G$ 控制的一个开关

# MOS管的结构



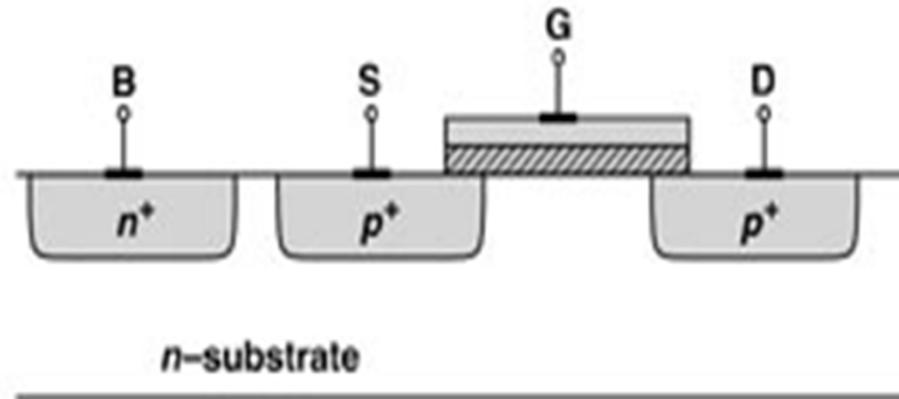
$$L_{eff} = L_{drawn} - 2L_D$$

源漏在物理结构上是完全对称的，靠什么区分开？

提供载流子的端口为源，收集载流子的端口为漏

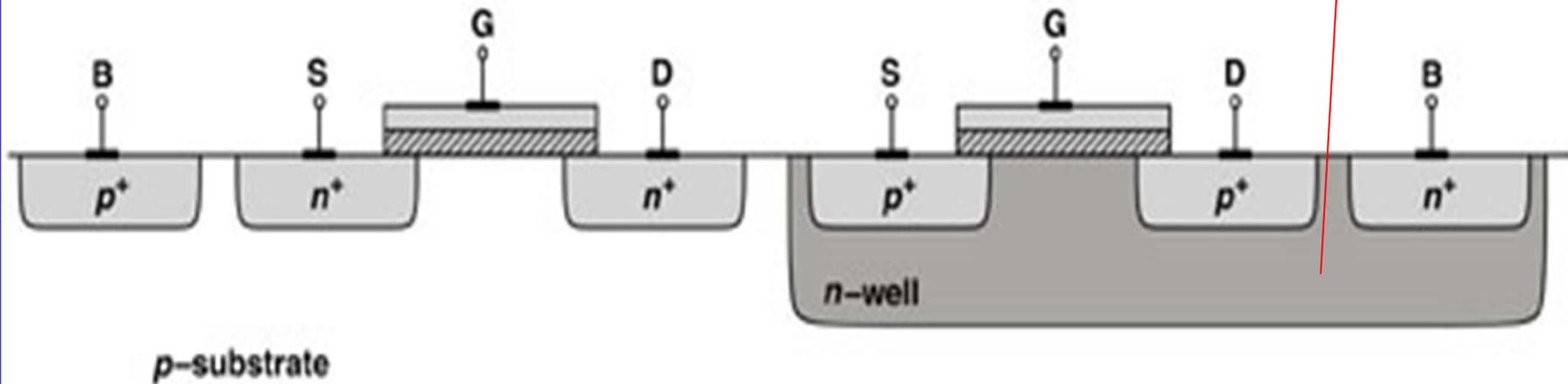
最重要的工作区域？ 受 $V_G$ 控制的沟道区

# MOS管的结构



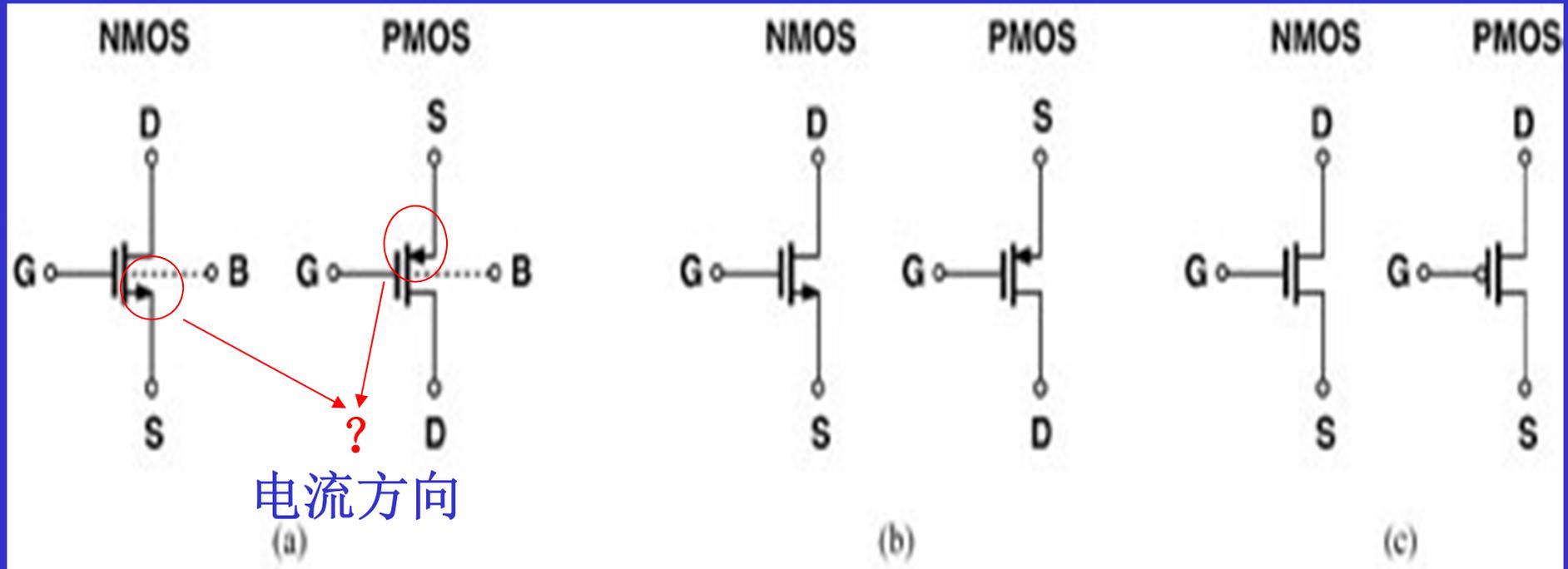
独享一个阱的  
MOS管在AIC设计  
中有特殊应用

衬底电压要保证源漏PN结反偏，对阈值电压有影响



同一衬底上的NMOS和PMOS管（体端不同）

# MOS管的符号



四端器件

AIC设计中一般  
应采用该符号？

需明确体端连接

省掉B端

在Cadence analogLib库  
中，当B、S端短接时

数字电路用

只需区别  
开MOS管  
类型即可

# 本讲

## □ 基本概念

- ❖ 简化模型—开关
- ❖ 结构
- ❖ 符号

## □ I/V特性

- ❖ 阈值电压
- ❖ I-V关系式
- ❖ 跨导

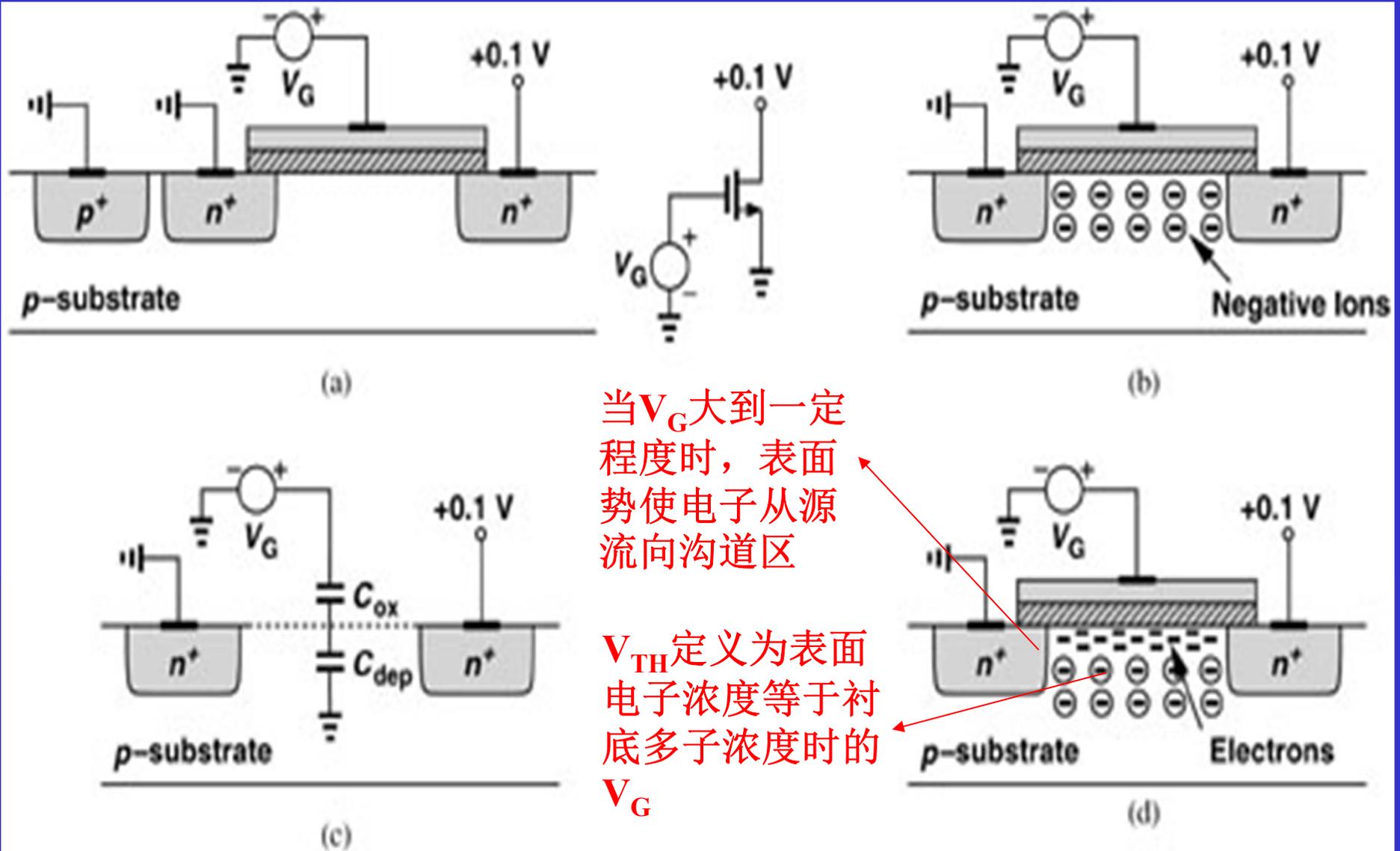
## □ 二级效应

- ❖ 体效应、沟道长度调制效应、亚阈值导电性

## □ 器件模型

- ❖ 版图、电容、小信号模型等

# 沟道电荷的产生



当 $V_G$ 大到一定程度时，表面势使电子从源流向沟道区

$V_{TH}$  定义为表面电子浓度等于衬底多子浓度时的  $V_G$

# 阈值电压

$$V_{TH} = \Phi_{MS} + 2\Phi_F + \frac{Q_{dep}}{C_{ox}}$$

$$C_{ox} = \frac{\epsilon_{ox}}{T_{ox}}$$

栅与衬底功函数差

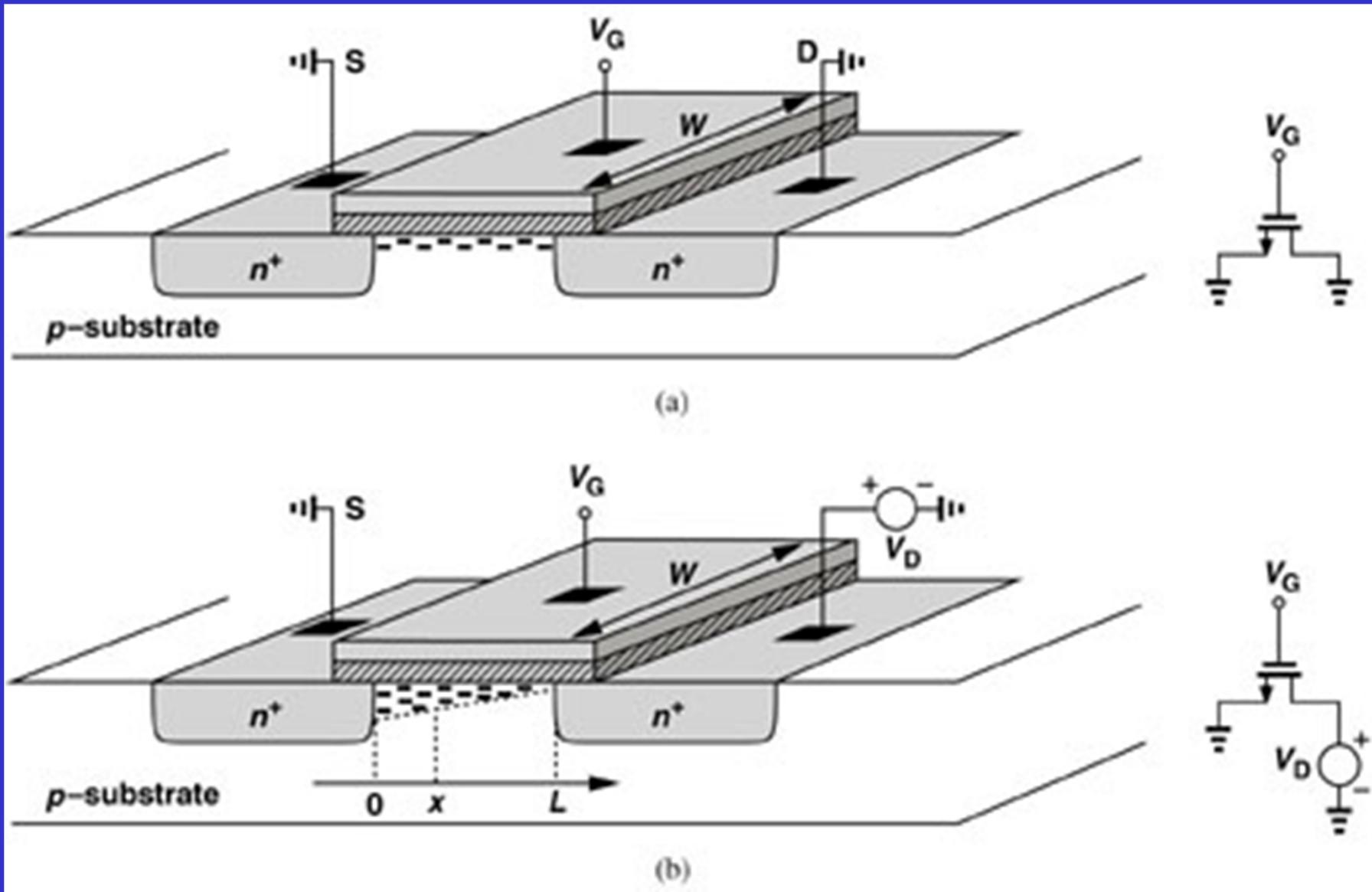
强反型时表面势

$$Q_{dep} = \sqrt{4q\epsilon_{si}|\Phi_F|N_{sub}}$$

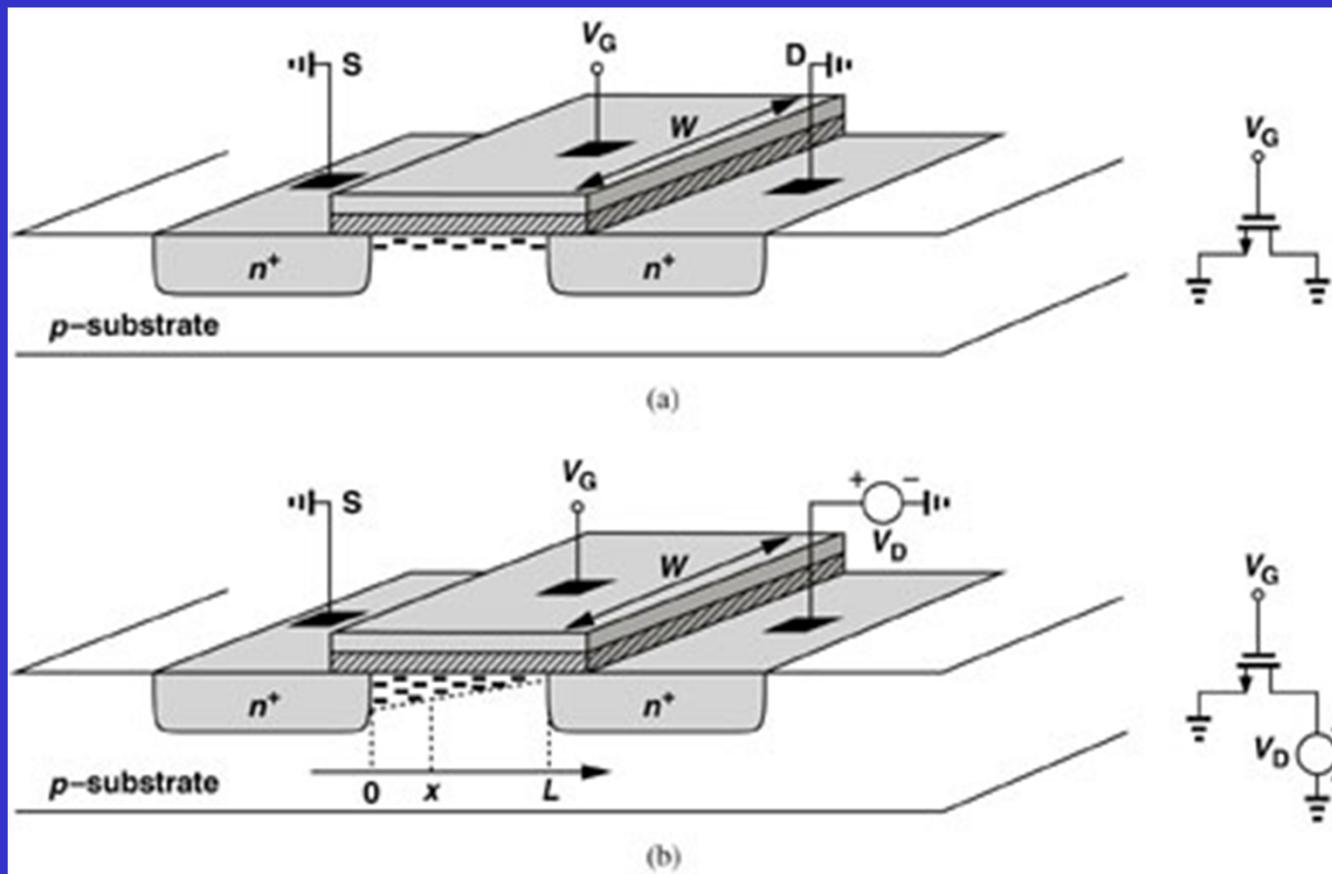
$$\Phi_F = (kT/q) \ln(N_{sub}/n_i)$$

常通过沟道注入把 $V_{TH0}$ 调节到合适值  
工艺确定后， $V_{TH0}$ 就固定了，设计者无法改变

# I/V特性—沟道随 $V_{DS}$ 的变化



# I/V特性—推导 $I(V_{DS}, V_{GS})$



$$I = Q_d \cdot v$$

$$Q_d = WC_{ox}(V_{GS} - V_{TH})$$

$$Q_d(x) = WC_{ox}(V_{GS} - V(x) - V_{TH})$$

# I/V特性—推导I( $V_{DS}$ , $V_{GS}$ )

$$I_D = -WC_{ox}[V_{GS} - V(x) - V_{TH}]v$$

$$\text{Given } v = \mu E \text{ and } E(x) = -\frac{dV(x)}{dx}$$

$$I_D = WC_{ox}[V_{GS} - V(x) - V_{TH}]\mu_n \frac{dV(x)}{dx}$$

$$\int_{x=0}^L I_D dx = \int_{V=0}^{V_{DS}} WC_{ox}\mu_n [V_{GS} - V(x) - V_{TH}] dV$$

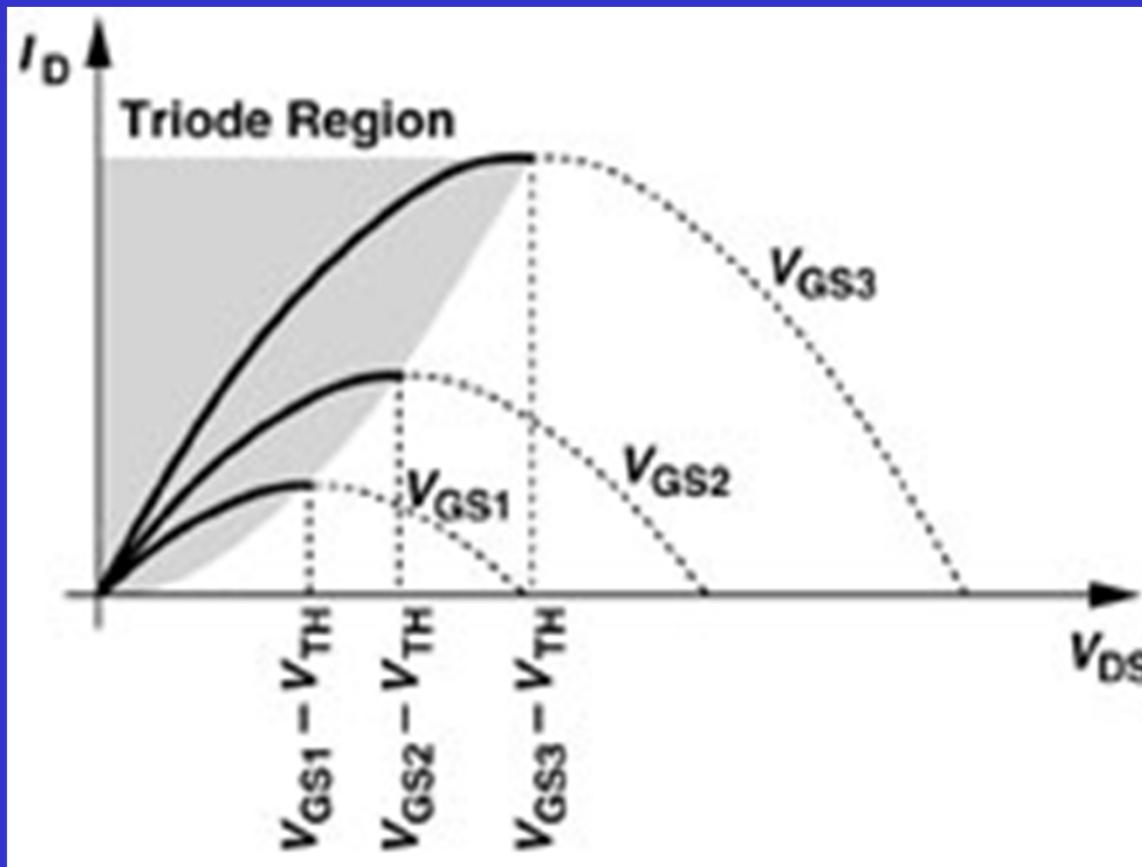
$$I_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left[ (V_{GS} - V_{TH}) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right]$$

# I/V特性—线性区

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

过驱动电压

$(V_{GS} - V_{TH})$



三极管区

欧姆区

线性区

I/V特性—当 $V_{DS} \ll 2(V_{GS} - V_{TH})$ 时？

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

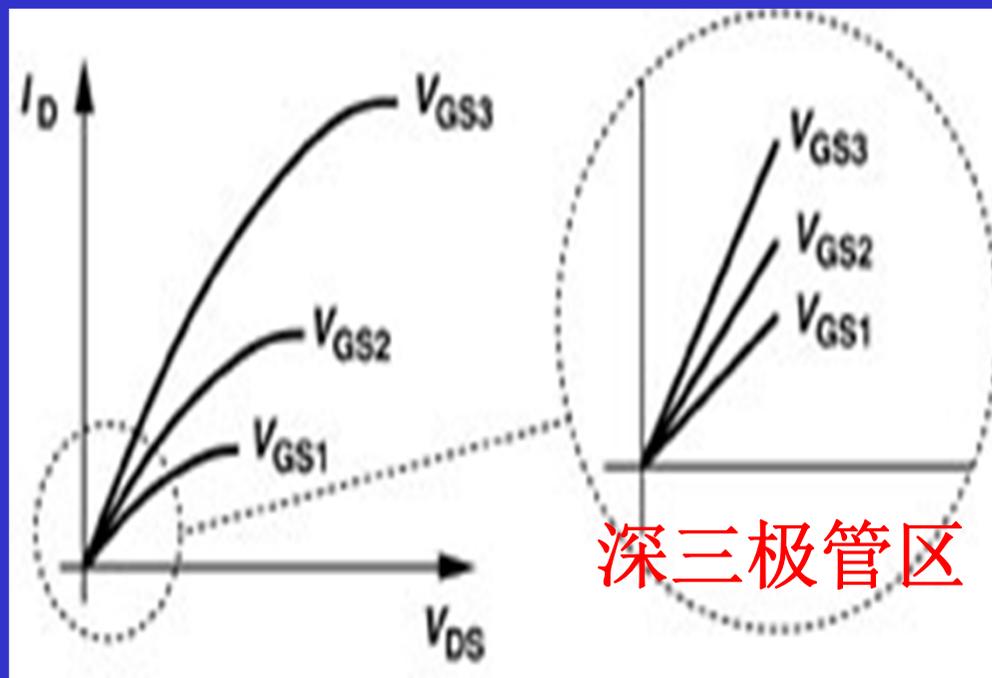
$$I_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH}) V_{DS}, \quad V_{DS} \ll 2(V_{GS} - V_{TH})$$

等效为一个线性电阻

$$R_{ON} = \frac{1}{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})}$$



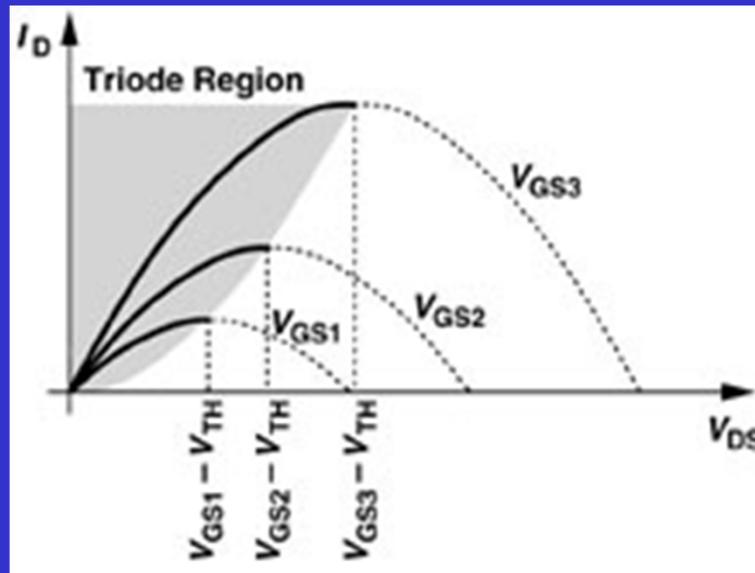
在AIC设计中会用到



# I/V特性—当 $V_{DS} > V_{GS} - V_{TH}$ 时？

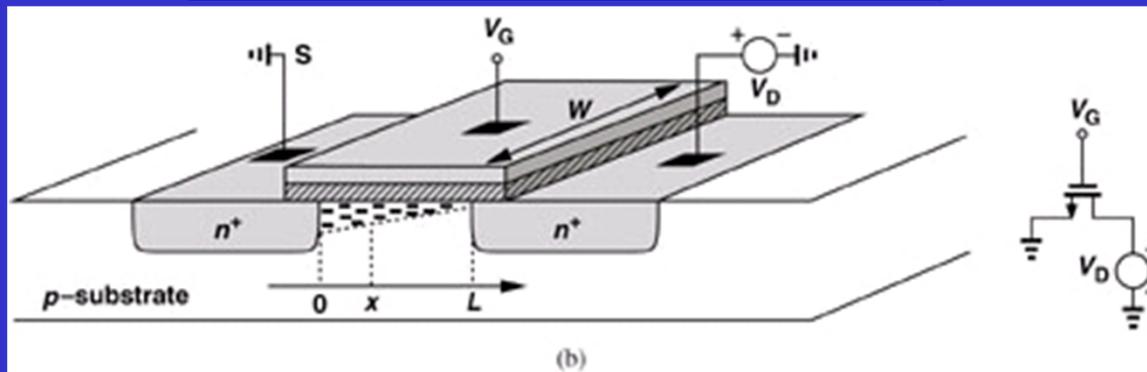
$$I_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left[ (V_{GS} - V_{TH}) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right]$$

是否仍按抛物线变化？



公式不再适用

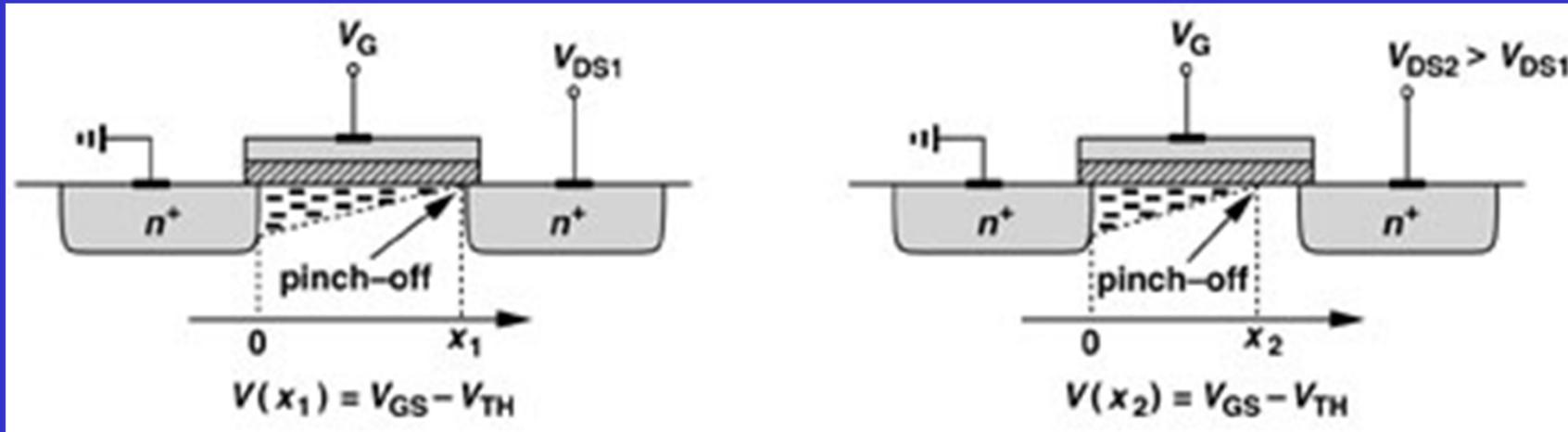
推导时是针对反型沟道区上的长度和电压差进行积分



沟道区两端的电压差不再等于 $V_{DS}$ ，保持为 $V_{GS} - V_{TH}$

L也会有变化

# I/V特性—当 $V_{DS} > V_{GS} - V_{TH}$ 时



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

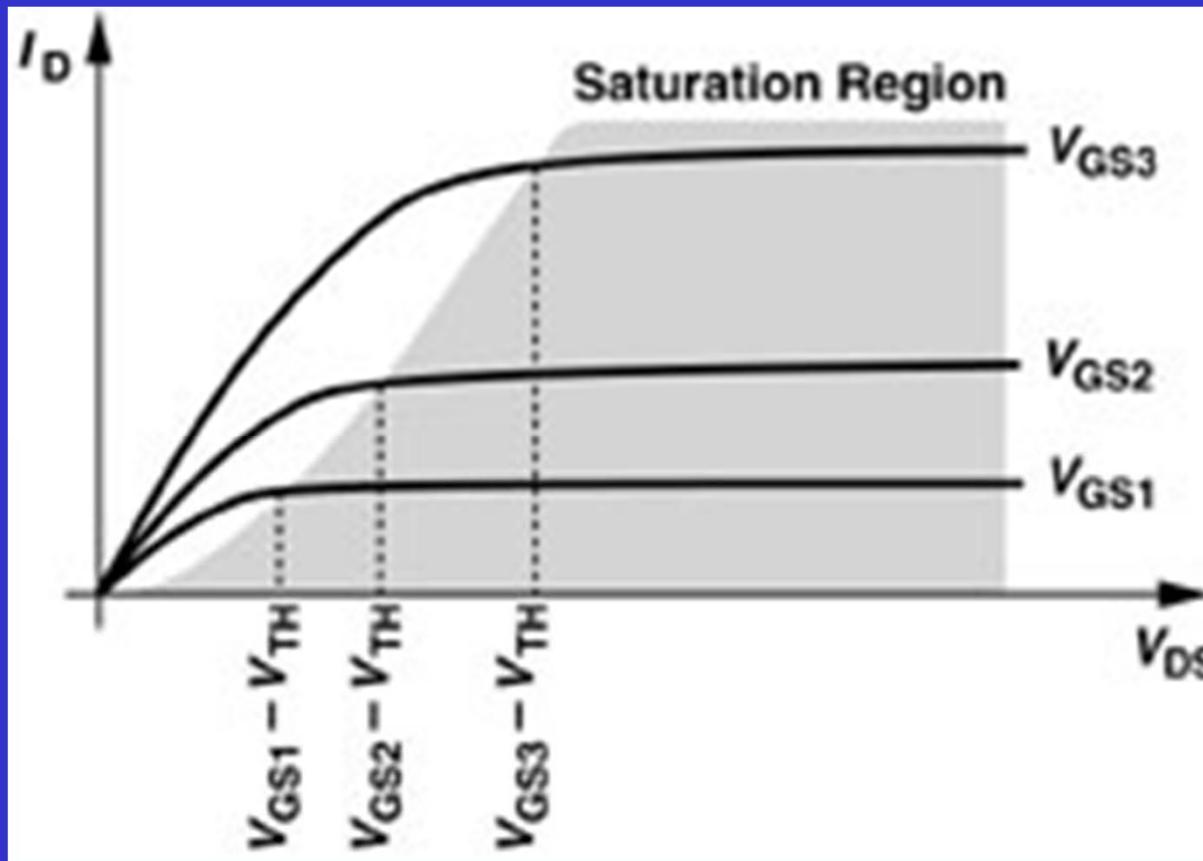
$$V'_{DS} = V_{GS} - V_{TH} \quad (\text{Pinch-off})$$

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

$L'$  随  $V_{DS}$  变化很小时, 电流近似恒定, 饱和区

I/V特性—当 $V_{DS} > V_{GS} - V_{TH}$ 时

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



Pinch-off区

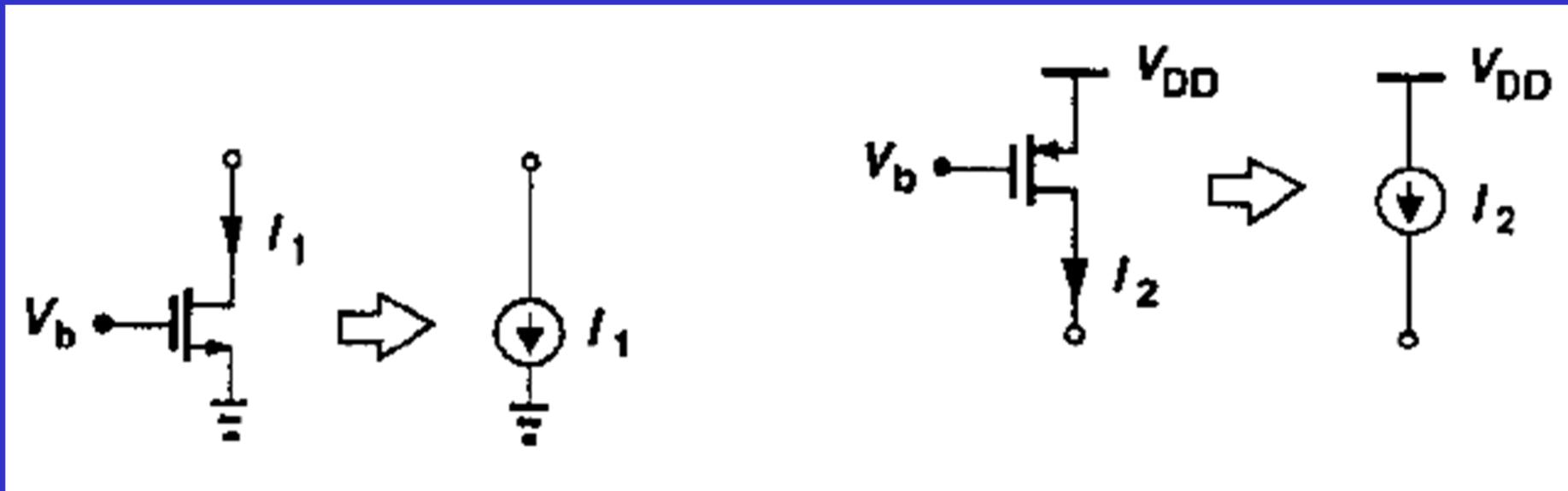
Active区

Saturation区

电流近似只  
与 $W/L$ 和 $V_{GS}$   
有关，不随  
 $V_{DS}$ 变化

I/V特性—当 $V_{DS} > V_{GS} - V_{TH}$ 时

用作电流源或电流沉 (current sink)



# I/V特性—PMOS管

$$I_D = -\mu_p C_{ox} \frac{W}{L} \left[ (V_{GS} - V_{TH}) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right]$$

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

定义从D流向S为正

PMOS管电流驱动能力比NMOS管差

0.8  $\mu\text{m}$  nwell:  $\mu_p=250\text{cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$ ,  $\mu_n=550\text{cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$

0.4  $\mu\text{m}$  nwell:  $\mu_p=150\text{cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$ ,  $\mu_n=450\text{cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$

**0.5  $\mu\text{m}$  nwell:  $\mu_p=100\text{cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$ ,  $\mu_n=350\text{cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$**

# 跨导 $g_m$

$V_{GS}$ 对 $I_{DS}$ 的控制能力

$I_{DS}$ 对 $V_{GS}$ 变化的灵敏度

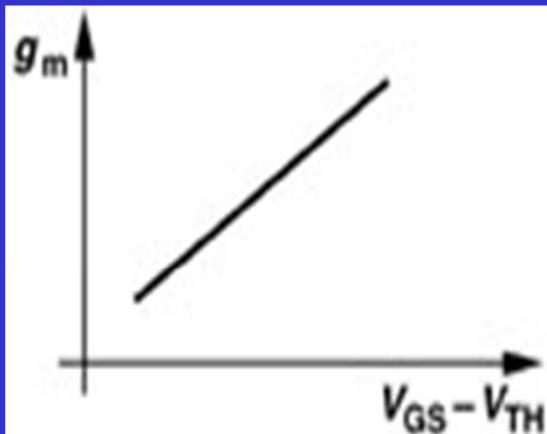
$$g_m = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{DS} \text{ constant}}$$

单位: S  
西[门子]

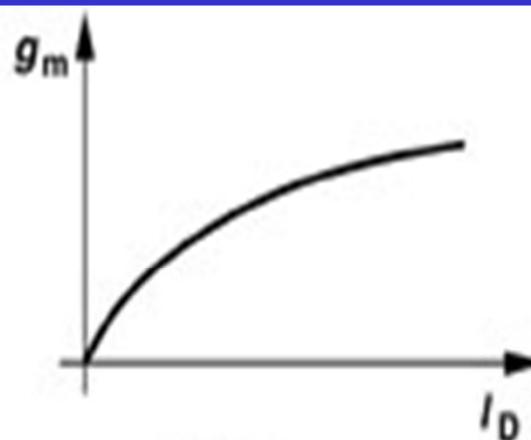
$$g_m = \sqrt{2\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} I_D}$$

$$= \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH}), \text{饱和区时}$$

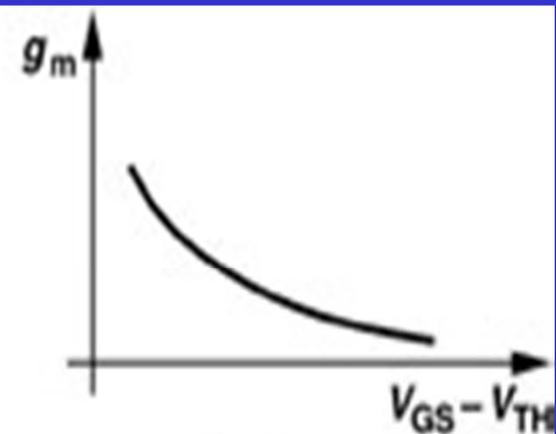
$$= \frac{2I_D}{V_{GS} - V_{TH}}$$



W/L Constant



W/L Constant



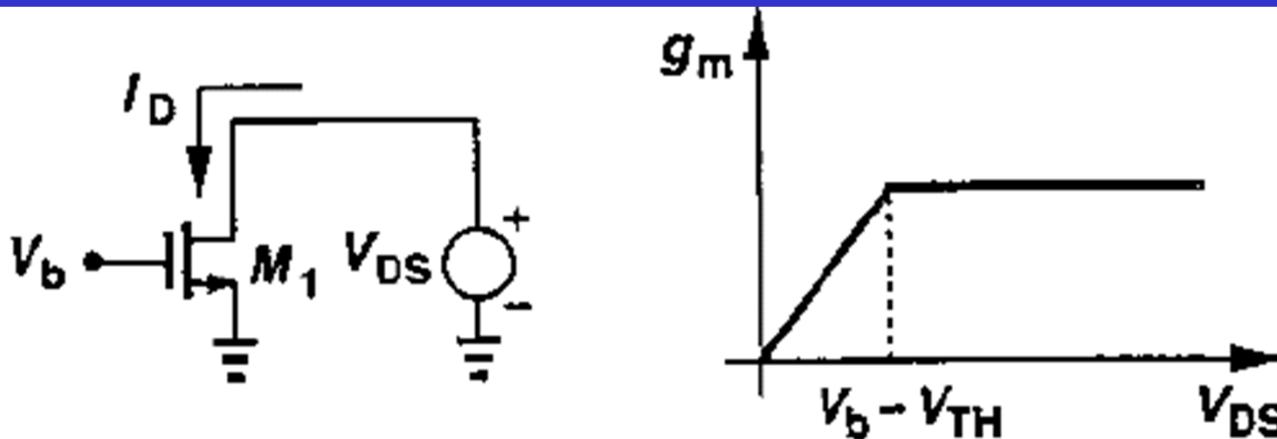
$I_D$  Constant

# 跨导 $g_m$

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

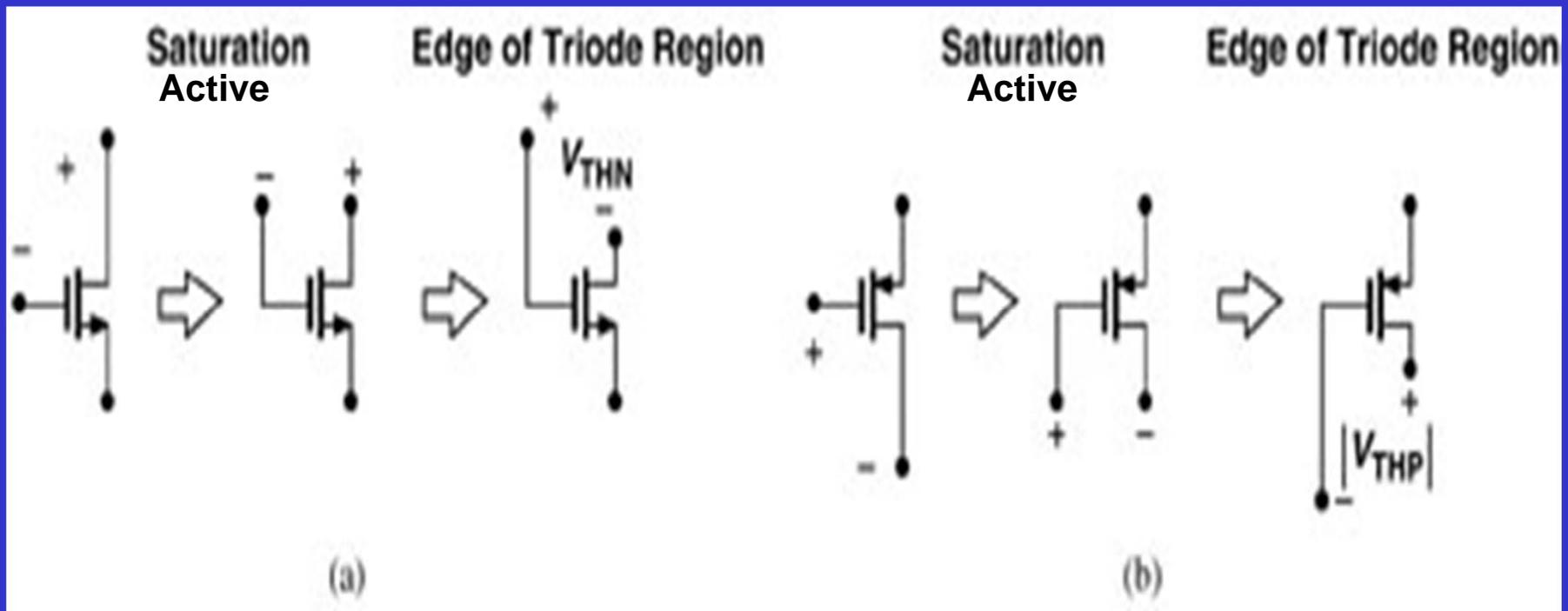
线性区时？

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



由于饱和区  $g_m$  大，一般用饱和区工作的MOS管做信号放大

# MOS管工作在哪个区？



# 本讲

## □ 基本概念

- ❖ 简化模型—开关
- ❖ 结构
- ❖ 符号

## □ I/V特性

- ❖ 阈值电压
- ❖ I-V关系式
- ❖ 跨导

## □ 二级效应

- ❖ 体效应、沟道长度调制效应、亚阈值导电性

## □ 器件模型

- ❖ 版图、电容、小信号模型等

# 二级效应

□前面 $V_{TH}$ 、 $I/V$ 、 $g_m$ 等推导都是基于最简单假设

❖忽略了 $V_{DS}$ 对 $L$ 的影响等二级效应

□二级效应是AIC设计必须要考虑的因素

❖会对电路一些性能指标带来不可忽视的影响

❖如输出电阻 $R_O$ 、体效应引起的体跨导 $g_{mb}$

□包括

❖体效应、沟长调制效应、亚阈值导电性、热载流子效应、速度饱和、垂直电场引起的迁移率退化、温度特性等

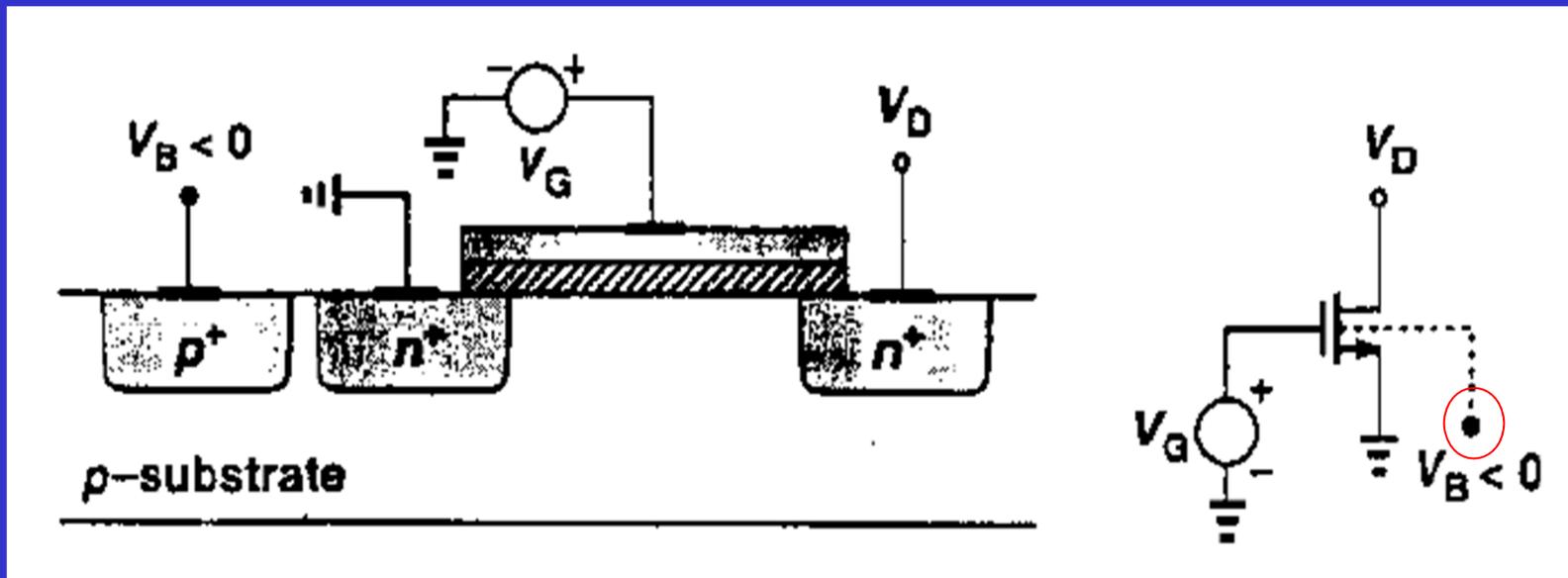
# 阈值电压和体效应

$$V_{TH} = \Phi_{MS} + 2\Phi_F + \frac{Q_{dep}}{C_{ox}}, \text{ where}$$

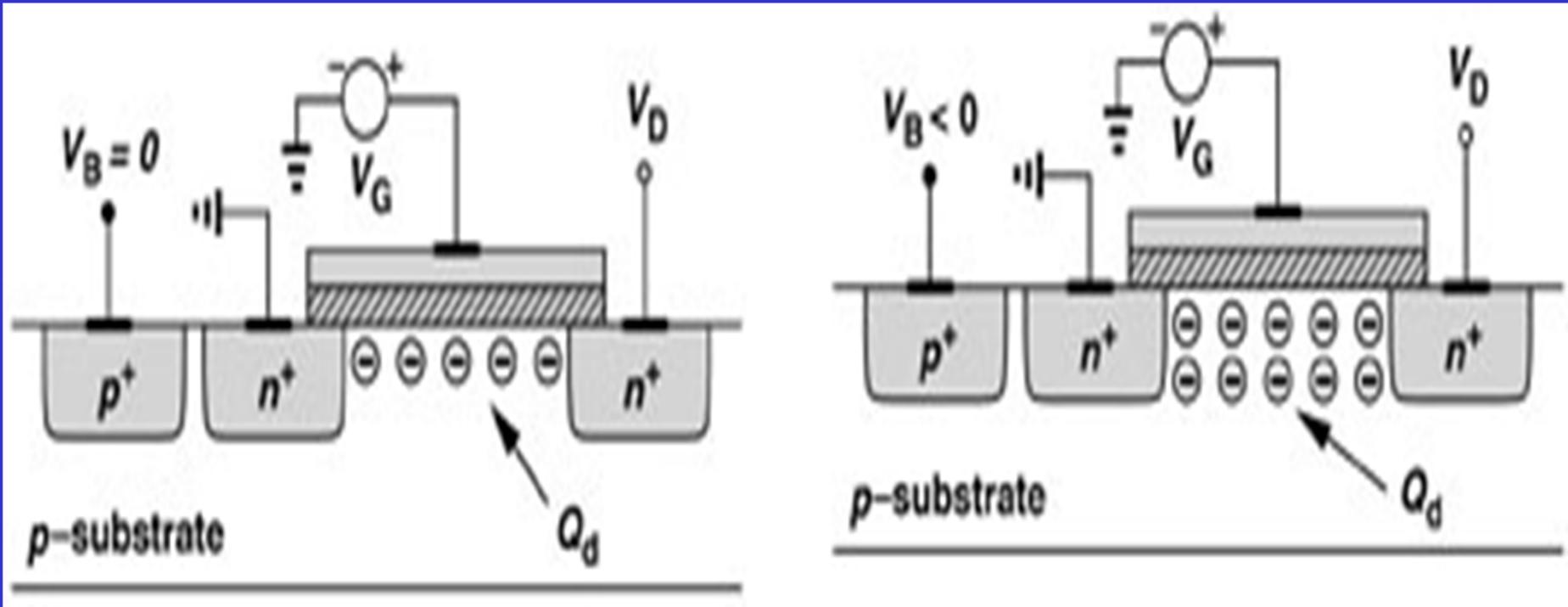
$$\Phi_{MS} = \Phi_{gate} - \Phi_{silicon}$$

$$Q_{dep} = \sqrt{4q\epsilon_{si}|\Phi_F|N_{sub}}$$

$$\Phi_F = \left(\frac{kT}{q}\right) \ln\left(\frac{N_{sub}}{n_i}\right)$$



# 阈值电压和体效应

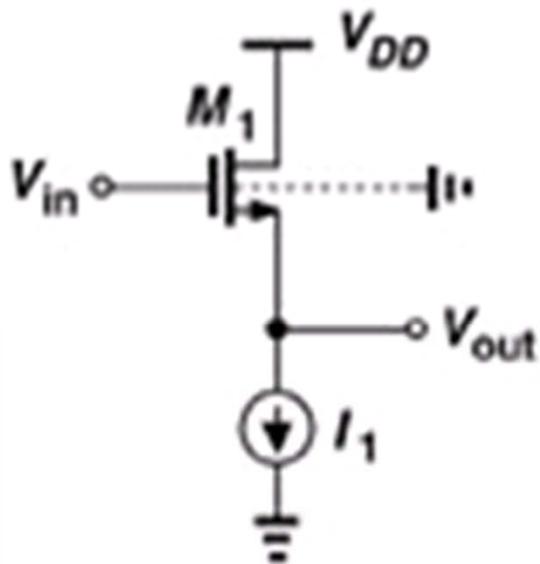


$$V_{TH} = V_{TH0} + \gamma \left( \sqrt{2\Phi_F + V_{SB}} - \sqrt{2\Phi_F} \right), \quad \gamma = \frac{\sqrt{2q\epsilon_{si}N_{sub}}}{C_{ox}}$$

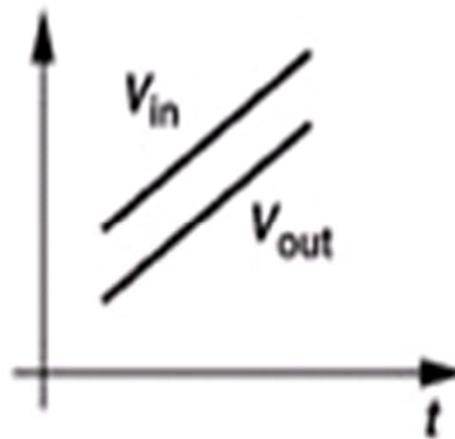
体效应系数，典型值  $0.3-0.4V^{1/2}$

# 体效应对电路性能影响

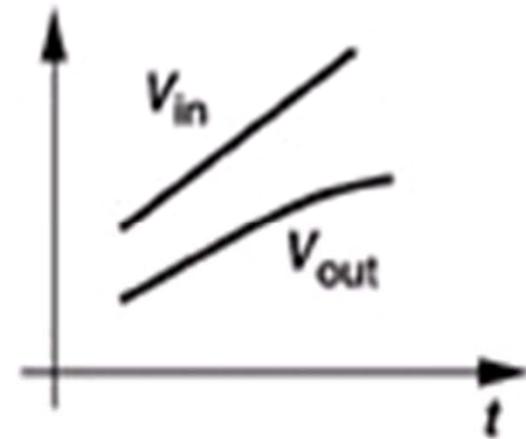
$$I_1 = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{in} - V_{out} - V_{TH})^2$$



源随器电路



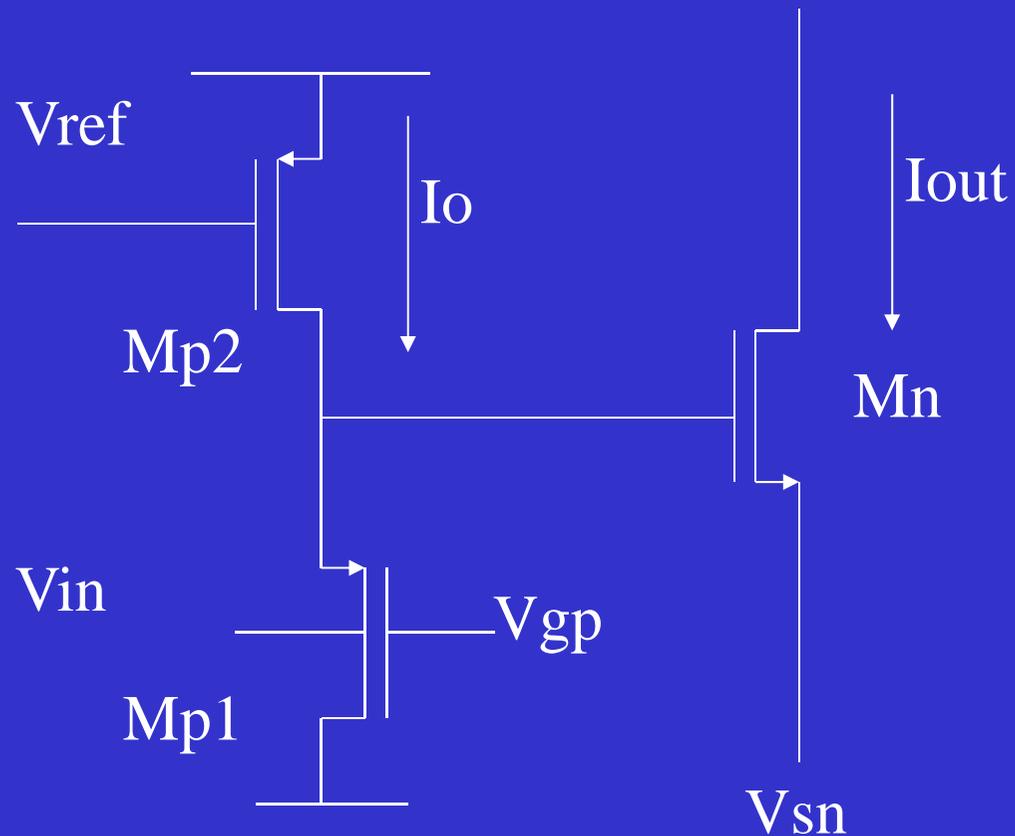
No Body Effect



With Body Effect

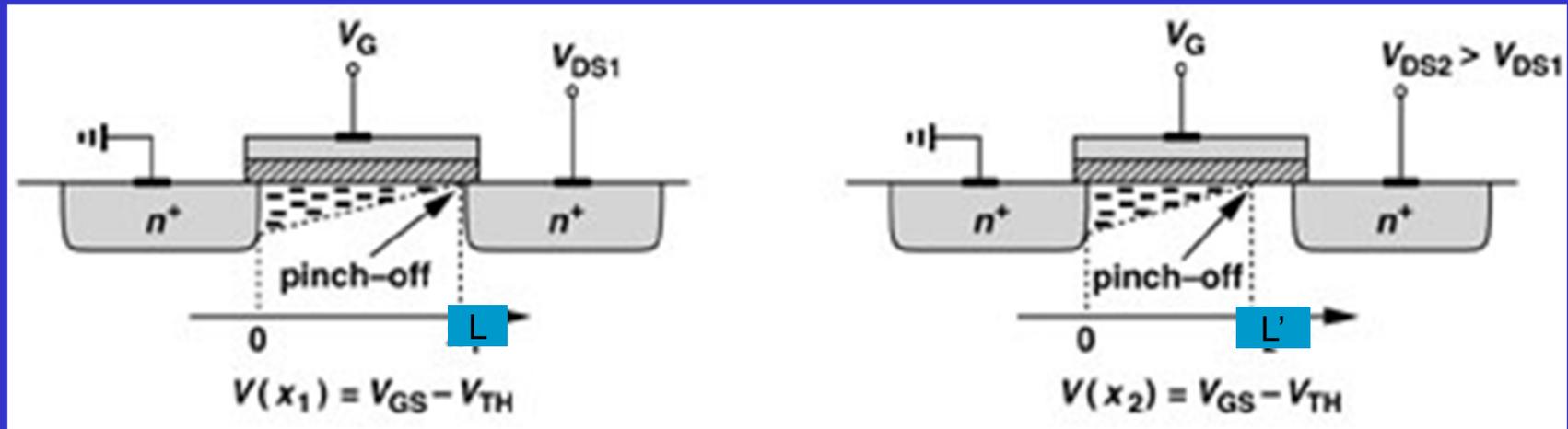
体效应会导致设计参量复杂化，AIC设计通常不希望有体效应。但也有利用体效应工作的电路

# 利用体效应工作的电路实例



**US Patent: 5998777**  
**V-I转换电路**

# 沟道长度调制效应



假设：

$$\frac{1}{L'} = \frac{1}{L - \Delta L} = \frac{1}{L} \cdot \frac{L}{L - \Delta L} = \frac{1}{L} \left(1 + \frac{\Delta L}{L - \Delta L}\right) \approx \frac{1}{L} \left(1 + \frac{\Delta L}{L}\right)$$

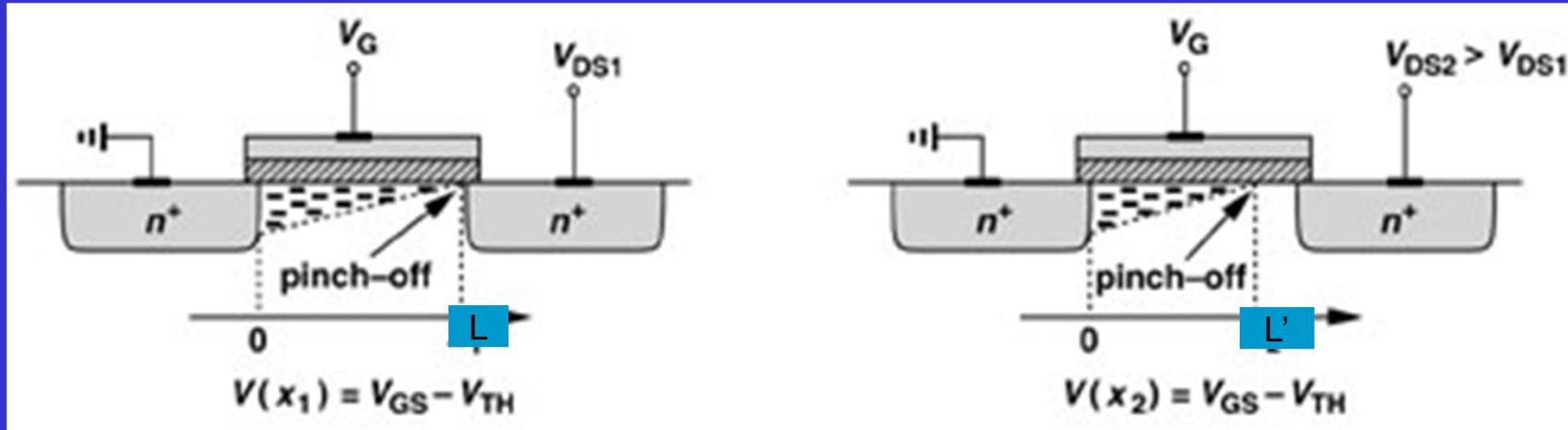
$\Delta L / L$  与  $V_{DS}$  是线性关系

$$1/L' \approx \frac{1}{L} (1 + \lambda V_{DS}), \quad \lambda V_{DS} = \Delta L / L$$

短沟道MOS管时该近似会明显影响精度

$$I_D \approx \frac{\mu_n C_{ox} W}{2 L} (V_{GS} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{DS})$$

# 沟道长度调制效应



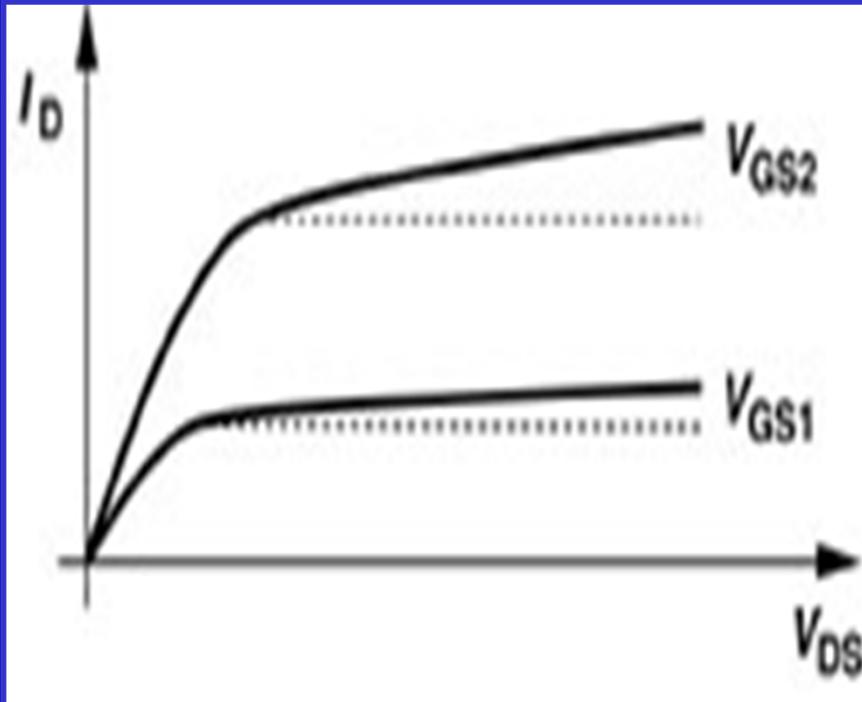
$$I_D \approx \frac{\mu_n C_{ox} W}{2 L} (V_{GS} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{DS})$$

$$\frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} = \lambda I_{D0}, \lambda = \frac{1}{V_A} = \frac{1}{L_{eff}} \left( \frac{dX_d}{dV_{DS}} \right)$$

由工艺决定  
L越大，沟道长度  
调制系数越小

0.4 $\mu\text{m}$ 工艺时NMOS管为0.02，PMOS管为0.04 $\mu\text{m}/\text{V}$ ，  
 $L_{eff} = 0.4 - 2L_D = 0.4 - 0.18 = 0.22\mu\text{m}$ ， $V_{A,NMOS} = 11\text{V}$ ， $V_{A,PMOS} = 5.5\text{V}$

# 沟长调制效应



$$g_m = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})(1 + \lambda V_{DS})$$

$$g_m = \sqrt{2\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} I_D (1 + \lambda V_{DS})}$$

$$g_m = \frac{2I_D}{V_{GS} - V_{TH}}$$

AIC设计中通常不希望 $I_D$ 随 $V_{DS}$ 变化。  
会降低放大器的输出电阻，会导致偏置电流改变，等。

# 亚阈值导电性

截止——弱反型——中反型——强反型

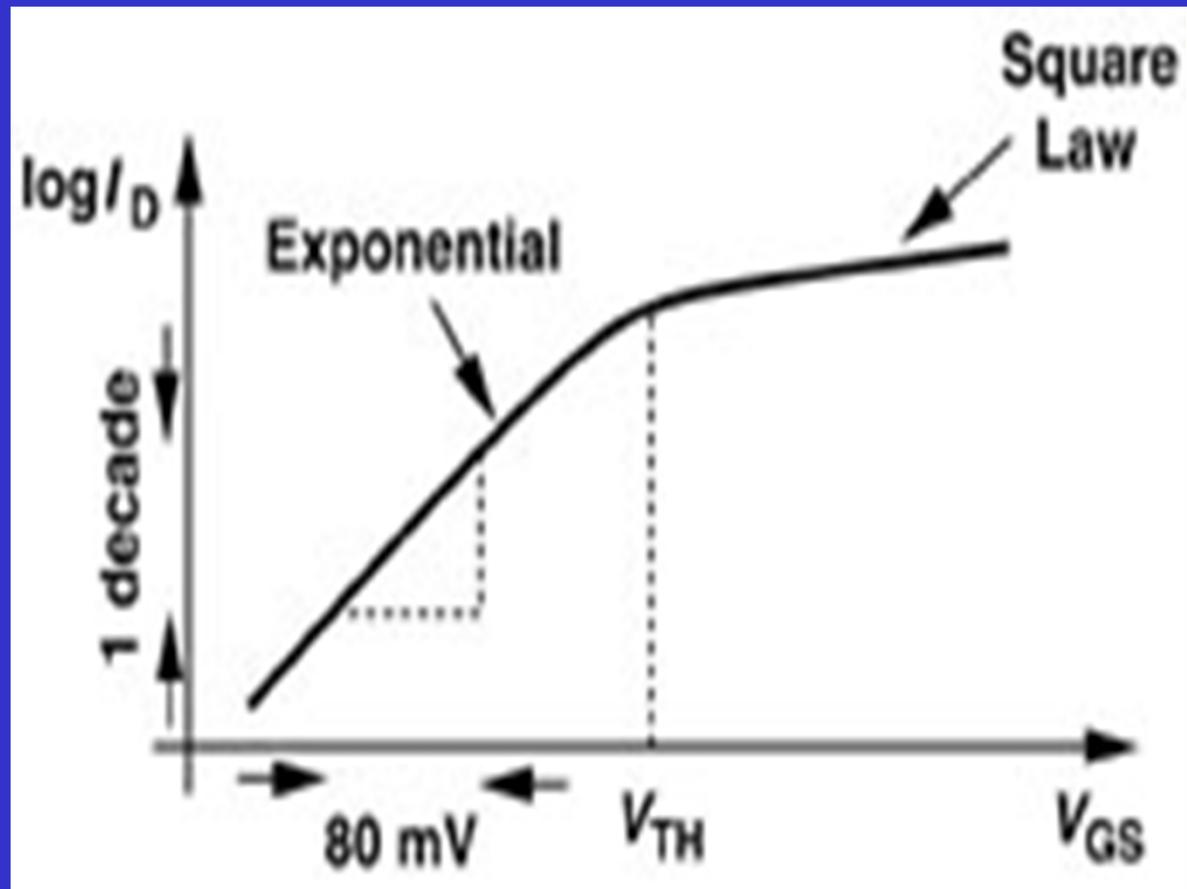
渐进的连续变化过程， $V_{GS} \leq V_{TH}$ 时仍有 $I_{DS}$ 存在

当 $V_{DS}$ 大于200mV时

$$I_D = I_0 \exp\left(\frac{V_{GS}}{\xi kT/q}\right)$$

$\xi > 1$ , 系数, [zi:tə]

带来功耗；被存储的信息的丢失



## 亚阈值导电性[Gray]

$$I_D = \frac{W}{L} I_t \exp\left(\frac{V_{GS} - V_t}{nV_T}\right) \left[1 - \exp\left(-\frac{V_{DS}}{V_T}\right)\right]$$

$$I_t = qXD_n n_{po} \exp\left(\frac{k_2}{V_T}\right)$$

$V_t$  为阈值电压

$V_T$  为热电压

$n$ : 由工艺决定

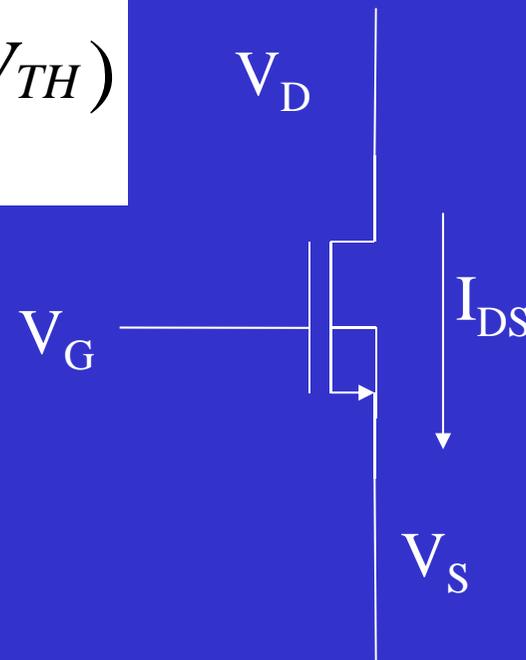
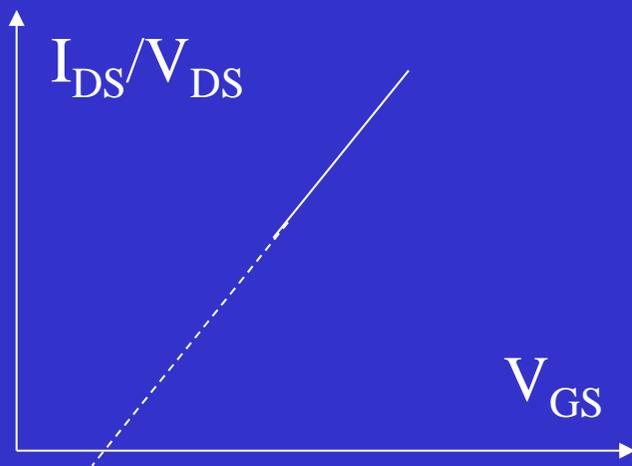
$I_t$ :  $V_{GS}=V_t$ 、 $W/L=1$ 、 $V_{DS}\gg V_T$ 时的漏电流

# 用亚阈值特性确定阈值电压

## □ 如何测量确定阈值电压？

测深线性区的MOS管的导通电阻 $R_{ON}$ 随 $V_{GS}$ 的变化

$$R_{ON}^{-1} = \frac{I_{DS}}{V_{DS}} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})$$



# 用亚阈值特性确定阈值电压

## □ 粗略估算方法

- ❖  $I_D/W=1\mu\text{A}/\mu\text{m}$  所对应的  $V_{GS}$  为  $V_{TH}$ ，此时MOS管工作在亚阈值区附近。为什么？

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

在  $I_D$  一定时， $W$  逐渐增大会导致  $V_{GS}$  逐渐接近  $V_{TH}$ ；再增大时会进入亚阈值区

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

## 亚阈值区时的跨导

$$I_D = I_0 \exp \left( \frac{V_{GS}}{\zeta kT/q} \right)$$

$$g_m = I_D / (\zeta V_T)$$

双极晶体管:

$$g_m = \frac{qI_C}{kT} = \frac{I_C}{V_T}$$

强反型时的跨导:

$$g_m = \frac{I_D}{(V_{GS} - V_{TH}) / 2}$$

在 $I_D$ 一定时，亚阈值区的跨导比强反型区时大，有利于实现较大放大倍数，且功耗极低

但单位沟道宽度的源漏电流 $I_D/W$ 小，只能用于极低速电路

# 电压限制

## □ 栅击穿

❖ 不可恢复的损伤

## □ PN结击穿

## □ 源漏穿通

## □ 热载流子效应

# 本讲

## □ 基本概念

- ❖ 简化模型—开关
- ❖ 结构
- ❖ 符号

## □ I/V特性

- ❖ 阈值电压
- ❖ I-V关系式
- ❖ 跨导

## □ 二级效应

- ❖ 体效应、沟道长度调制效应、亚阈值导电性

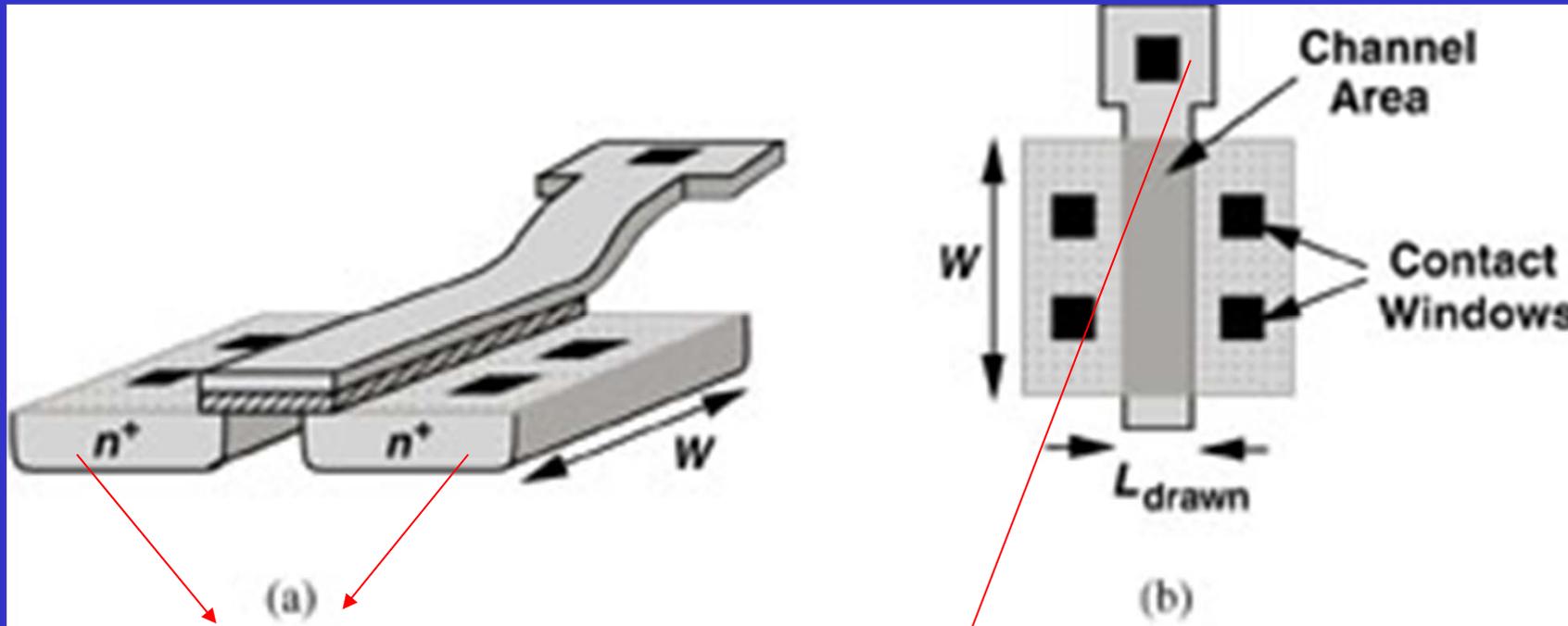
## □ 器件模型

- ❖ 版图、电容、小信号模型等

# MOS器件版图

□根据电特性要求和工艺设计规则设计

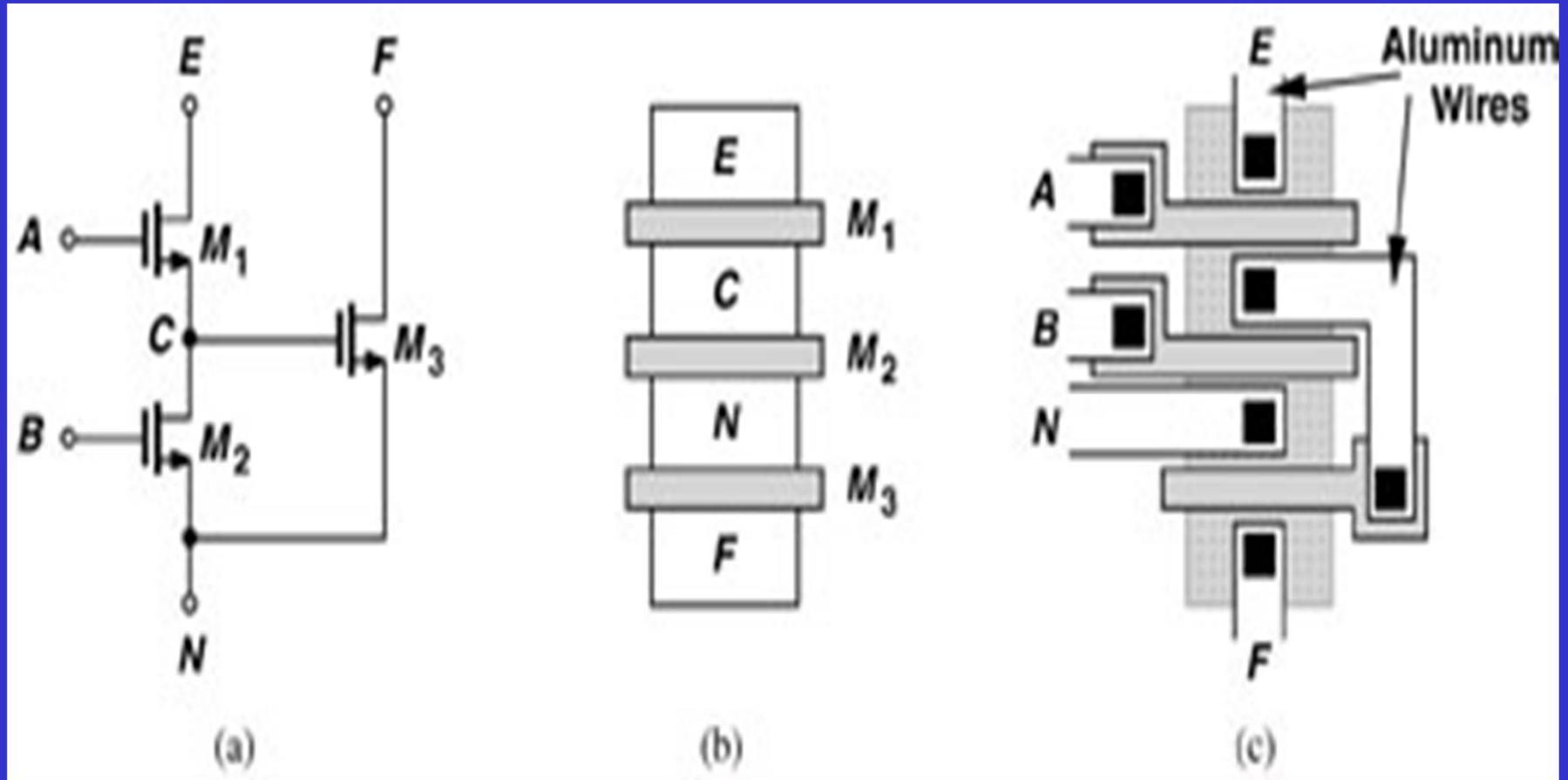
斜视图 (bird's eye, angled view) 俯视图 (vertical view)



AIC设计希望源漏  
PN结寄生电容小

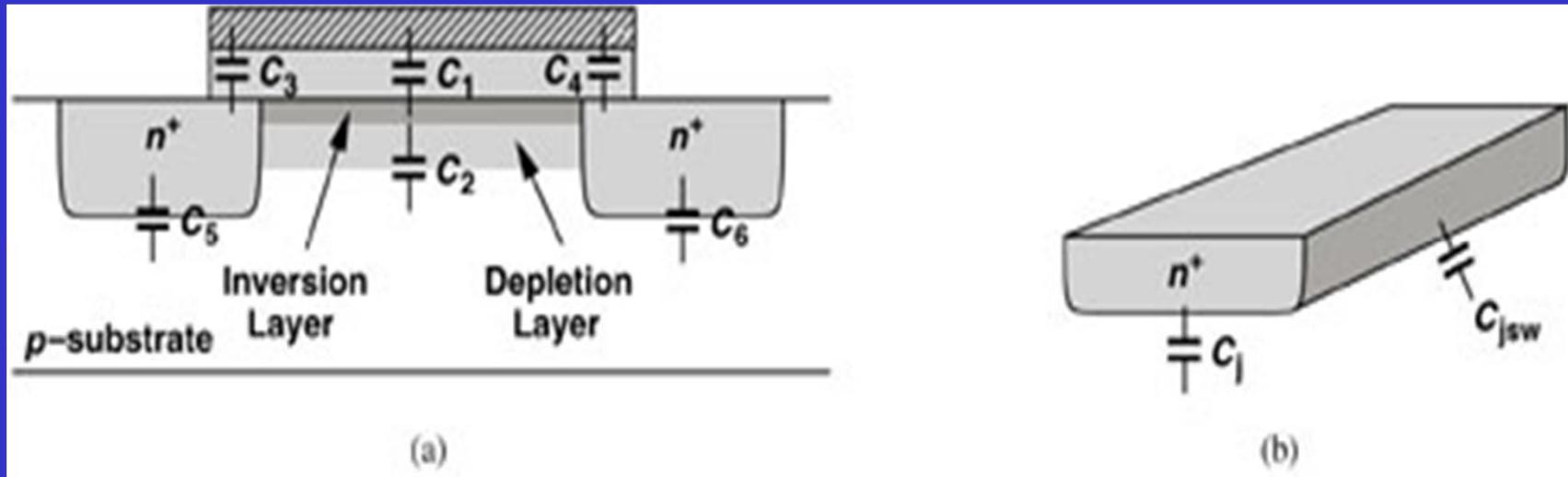
栅接触孔为什么开在沟道区外?

# MOS器件版图



# MOS管中的电容

□ 分析高频交流特性时必须考虑电容影响



$$C_1 = WLC_{ox} \quad C_2 = WL\sqrt{q\epsilon_{si}N_{sub}}/(4\Phi_F)$$

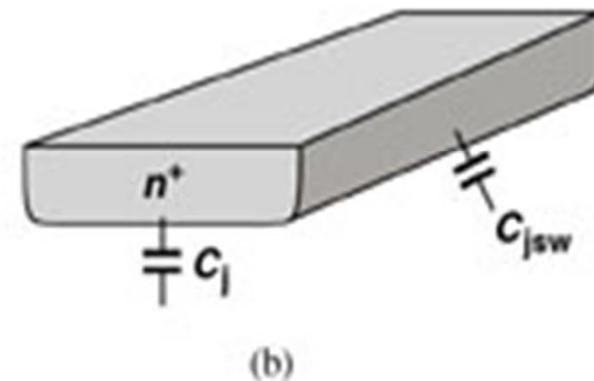
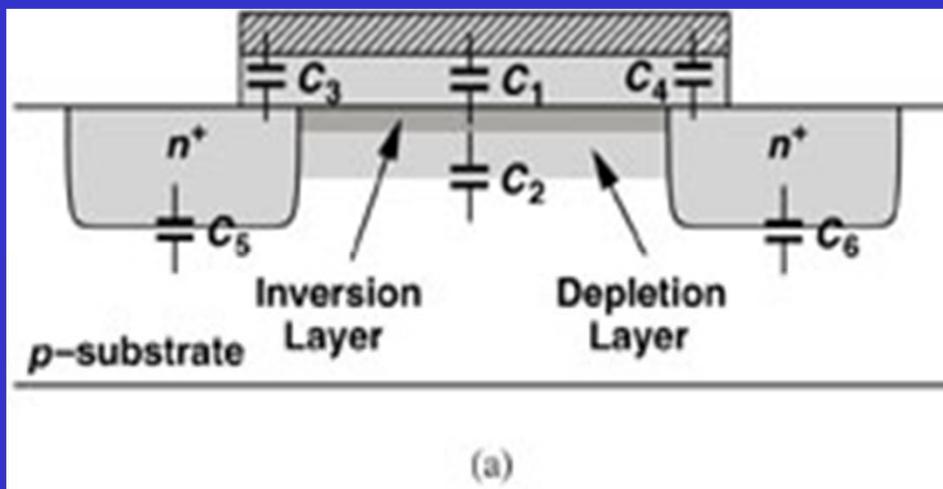
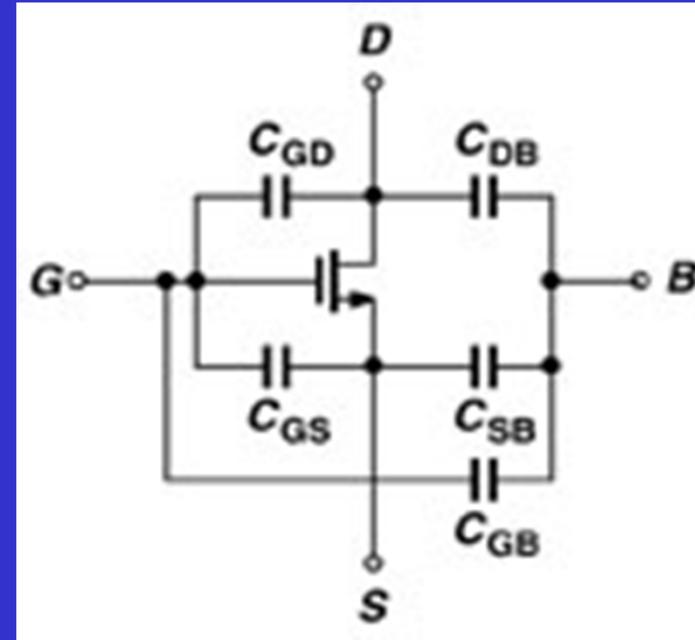
C3、C4: 覆盖电容; 由于边缘电力线的影响, 不能简单地等于 $WL_D C_{OX}$

C5、C6: 结电容; =底电容+侧壁电容

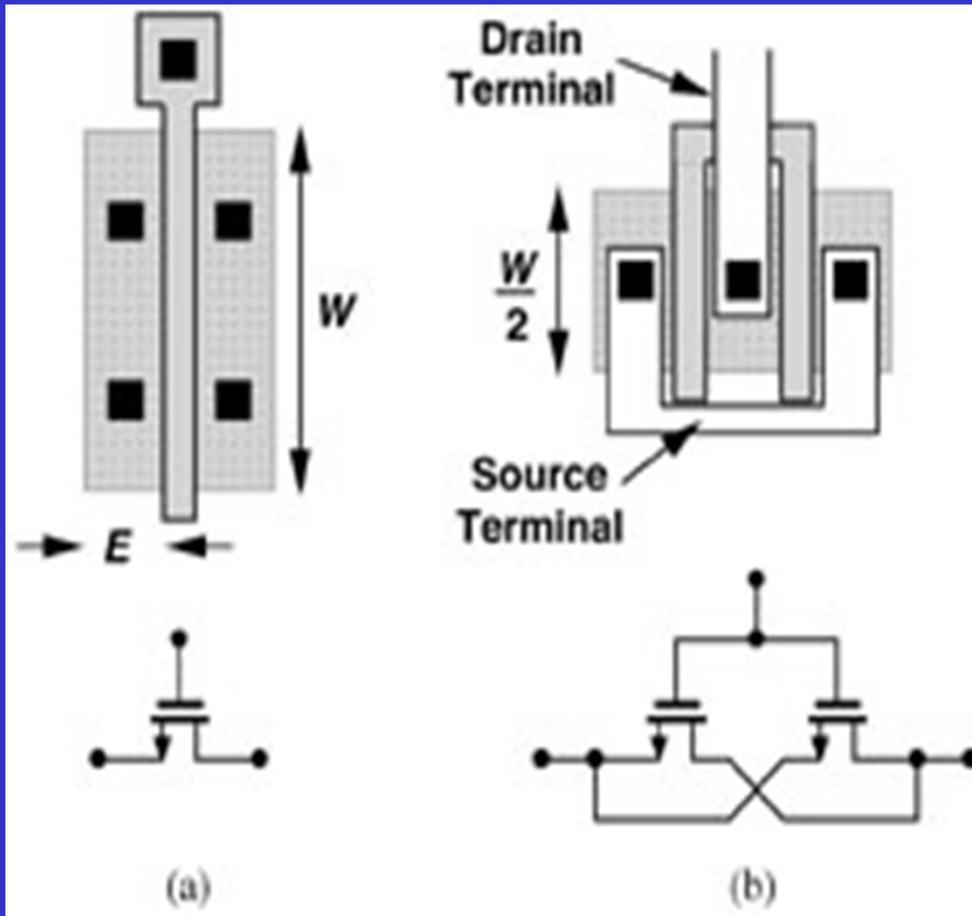
$$C_j = C_{j0}/[1 + V_R/\Phi_B]^m \quad V_R: \text{结反向电压}, \Phi_B: \text{结内建势}, m: 0.3-0.4$$

# MOS管中的电容

- 寄生电容往往随偏置电压的变化而变化
- EDA工具在寄生参数提取时会自动提取每个节点精确的寄生电容值



# MOS管中的电容—低电容版图



$$C_{DB} = \frac{W}{2}EC_j + 2\left(\frac{W}{2} + E\right)C_{jsw}$$

$$C_{SB} = 2\left[\frac{W}{2}EC_j + 2\left(\frac{W}{2} + E\right)C_{jsw}\right]$$

$$= WEC_j + 2(W + 2E)C_{jsw}.$$

折叠结构的版图  
漏端寄生电容小

$$C_{DB} = C_{SB} = WEC_j + 2(W + E)C_{jsw}$$

# MOS管中的电容—不同工作区

## 截止区

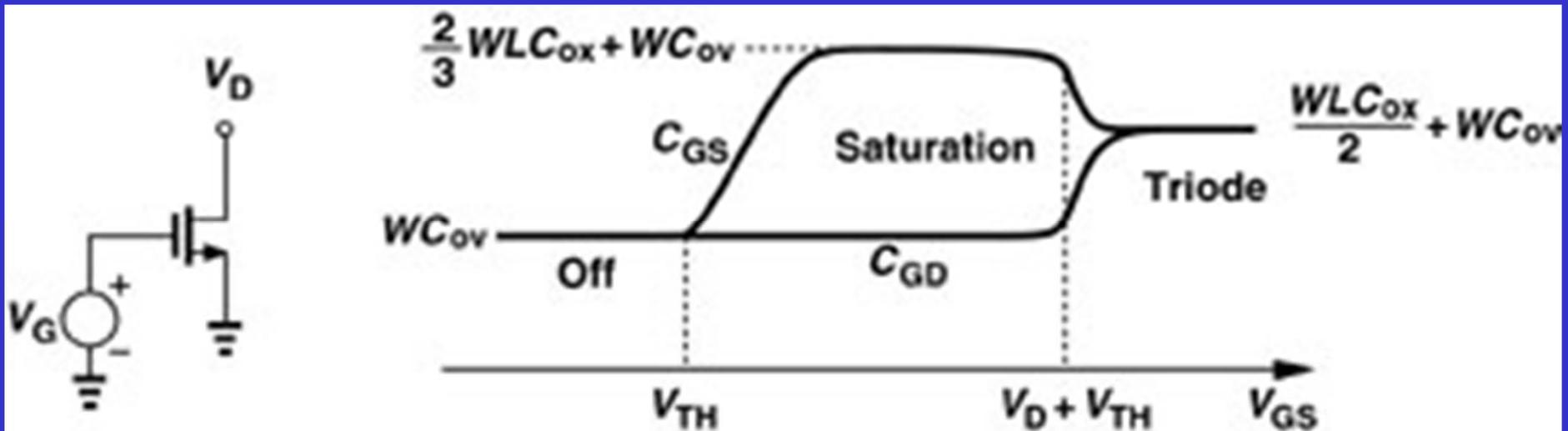
$$C_{GD} = C_{GS} = C_{ov} W$$

→  $C_{ox}$ 和 $C_d$ 串联

$$C_{GB} = (WLC_{ox})C_d / (WLC_{ox} + C_d)$$

$$C_d = WL\sqrt{q\epsilon_{si}N_{sub}} / (4\Phi_F). \quad L \text{为有效沟道长度}$$

$C_{SB}$  and  $C_{DB}$



# MOS管中的电容—不同工作区

## □深三极管区

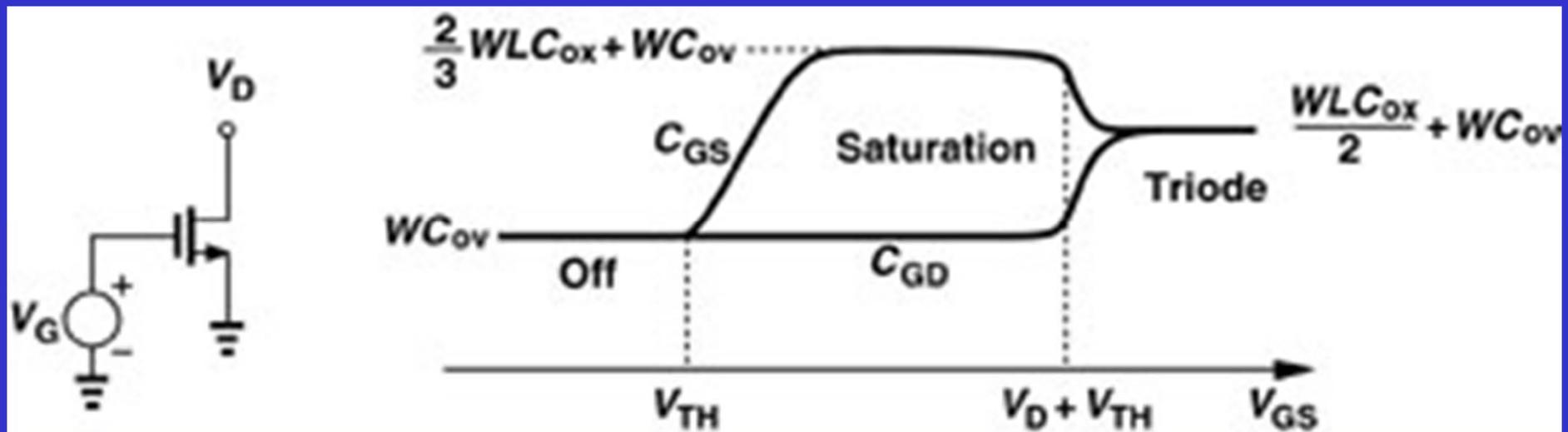
$$C_{GD} = C_{GS} = WLC_{ox}/2 + WC_{ov}$$

## □饱和区

$$C_{GS} = 2W.L_{eff}C_{ox}/3 + WC_{ov}$$

$$C_{GD} = C_{ov}W$$

$C_{GB}$  常被忽略，有场区电容



# MOS大信号和小信号模型

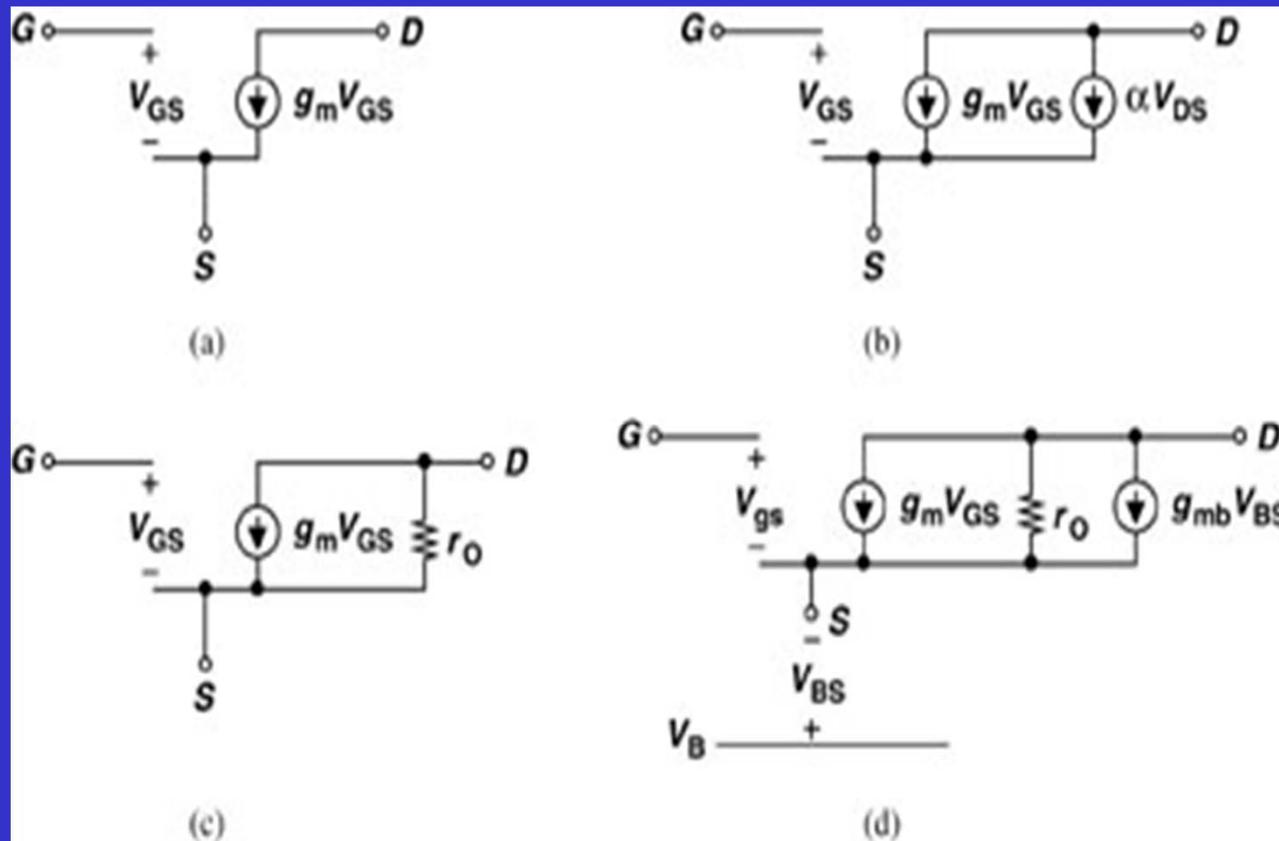
## □大信号模型

- ❖ 由I-V特性关系式、各寄生电容计算式等构成
- ❖ 用于直流特性分析

## □小信号模型

- ❖ 信号相对于直流偏置工作点而言比较小、不会显著影响直流工作点时用该模型简化计算
- ❖ 由 $g_m$ 、 $g_{mb}$ 、 $r_o$ 等构成低频小信号模型，高频时还需加上 $C_{GS}$ 等寄生电容、寄生电阻（接触孔电阻、导电层电阻等）

# MOS饱和区时的小信号模型



$$r_o = \frac{\partial V_{DS}}{\partial I_D} = \frac{1}{\partial I_D / \partial V_{DS}} = \frac{1}{\frac{\mu_n C_{ox}}{2} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 \lambda} = \frac{1}{\lambda I_D}$$

# MOS饱和区时的小信号模型

$$g_{mb} = \frac{\partial I_D}{\partial V_{BS}} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH}) \left( \frac{-\partial V_{TH}}{\partial V_{BS}} \right)$$

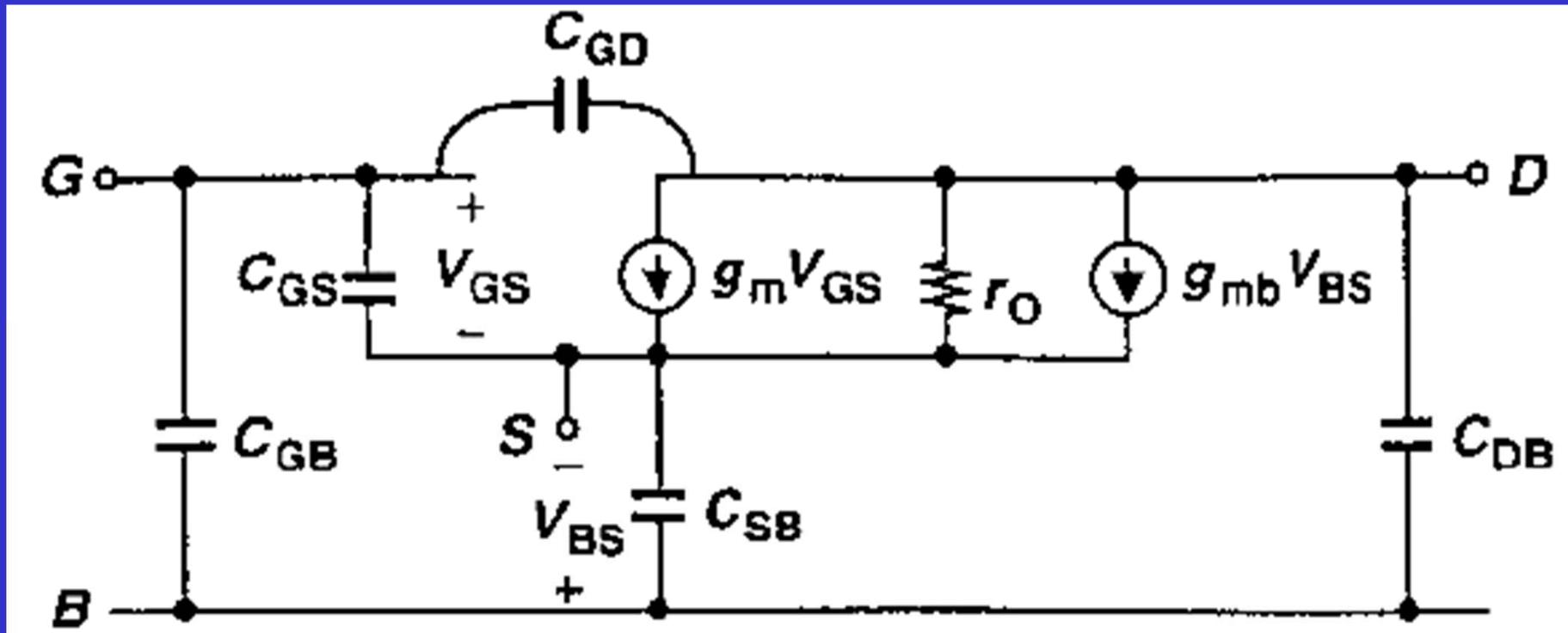
Also,

$$\frac{\partial V_{TH}}{\partial V_{BS}} = \frac{-\partial V_{TH}}{\partial V_{SB}} = -\frac{\gamma}{2} (2\Phi_F + V_{SB})^{-1/2}$$

$$g_{mb} = g_m \frac{\gamma}{2\sqrt{2\Phi_F + V_{SB}}} = \eta g_m$$

i: tǎ或eitǎ

# MOS管的完整小信号模型

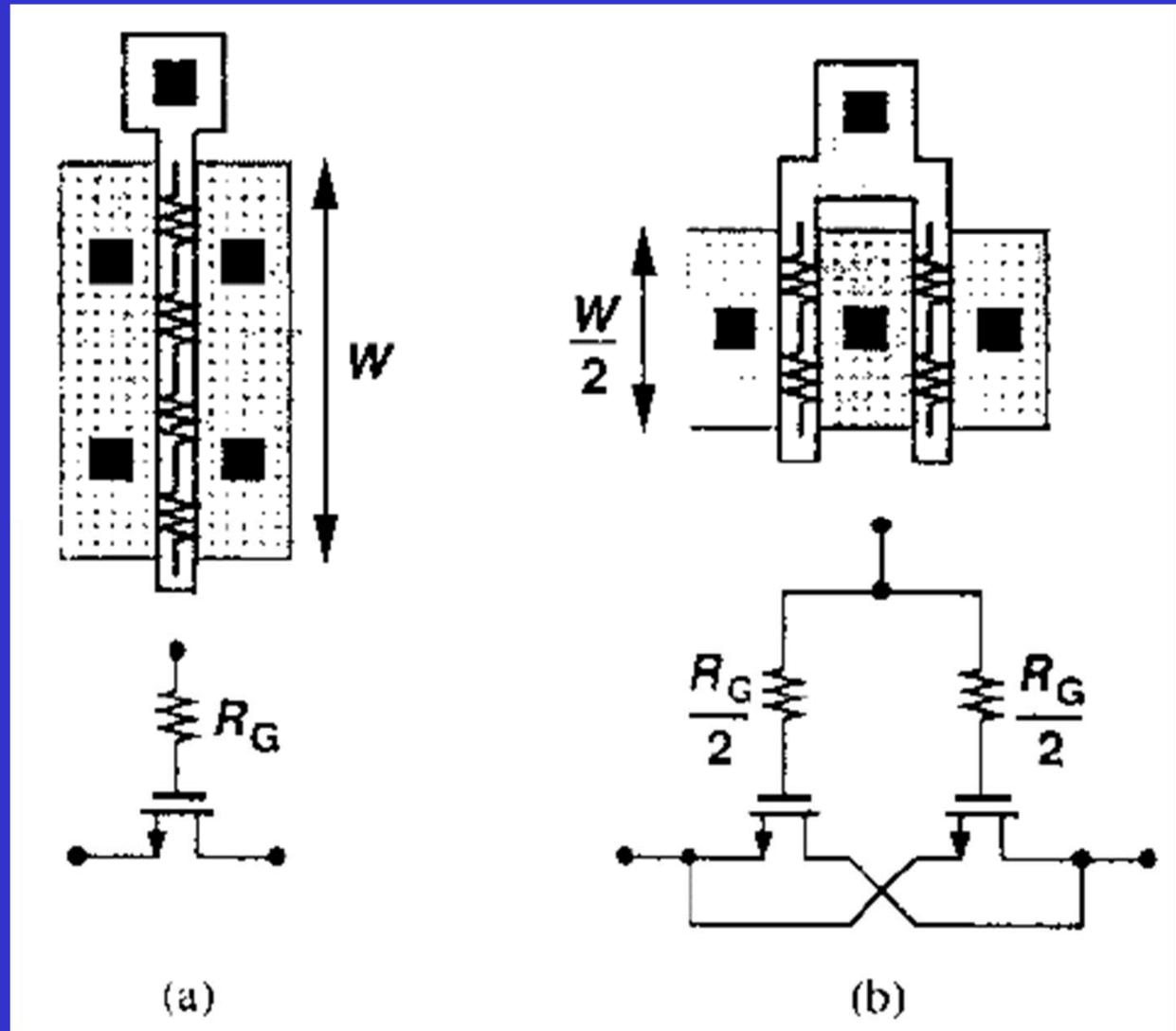


□ 对于手算，模型不是越复杂越好。能提供合适的精度即可

# MOS小信号模型中的电阻

□通常忽略

□合理设计版图  
能减小电阻



# MOS SPICE模型

$$\lambda = \frac{1}{V_A} = \frac{1}{L_{eff}} \left( \frac{dX_d}{dV_{DS}} \right)$$

- 模型精度决定电路仿真精度
- 最简单的模型——Level 1, 0.5 $\mu\text{m}$ , 适于手算
- $\lambda$ 与L相关。表中 $\lambda$ 是 $L_{\text{drawn}}=0.5\mu\text{m}$ 时的值

**Table 2.1 Level 1 SPICE Models for NMOS and PMOS Devices.**

|                   |              |               |                 |
|-------------------|--------------|---------------|-----------------|
| <b>NMOS Model</b> |              |               |                 |
| LEVEL = 1         | VTO = 0.7    | GAMMA = 0.45  | PHI = 0.9       |
| NSUB = 9e+14      | LD = 0.08e-6 | UO = 350      | LAMBDA = 0.1    |
| TOX = 9e-9        | PB = 0.9     | CJ = 0.56e-3  | CJSW = 0.35e-11 |
| MJ = 0.45         | MJSW = 0.2   | CGDO = 0.4e-9 | JS = 1.0e-8     |
| <b>PMOS Model</b> |              |               |                 |
| LEVEL = 1         | VTO = -0.8   | GAMMA = 0.4   | PHI = 0.8       |
| NSUB = 5e+14      | LD = 0.09e-6 | UO = 100      | LAMBDA = 0.2    |
| TOX = 9e-9        | PB = 0.9     | CJ = 0.94e-3  | CJSW = 0.32e-11 |
| MJ = 0.5          | MJSW = 0.3   | CGDO = 0.3e-9 | JS = 0.5e-8     |

# NMOS管与PMOS管

□在大多数工艺中，NMOS管性能比PMOS管好

- ❖迁移率4: 1，高电流驱动能力，高跨导
- ❖相同尺寸和偏置电流时，NMOS管 $r_o$ 大，更接近理想电流源，能提供更高的电压增益

$$r_o = \frac{V_A}{I_D}$$

□对nwell工艺，用PMOS管可消除体效应

- ❖独占一个阱

# 例题一—计算MOS管小信号参数

- 计算NMOS管和PMOS管的 $g_m$ 、 $r_o$ 和本征增益 $A = g_m r_o$ 。  
已知： $W/L=50\mu\text{m}/0.5\mu\text{m}$ ， $I_D=0.5\text{mA}$ （习题2.2）

□ 解：

$$\text{饱和区时： } g_m = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH}) = \frac{2I_D}{V_{GS} - V_{TH}} = \sqrt{2\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} I_D}$$

$$\text{线性区时： } g_m = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} V_{DS} \quad L = L_{eff}$$

首先应该判断它们工作在哪个区。假设在饱和区，则：

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

由上式，求 $V_{OV}$ 的值，看它是否满足饱和区条件

饱和区时需要器件工作在强反型。

常温下 $V_{OV}$ 大于 $78\text{mV}$ 时才是强反型区（Gray, P69）

# 例题一—计算MOS管小信号参数

- 计算NMOS管和PMOS管的 $g_m$ 、 $r_o$ 和本征增益 $A = g_m r_o$ 。  
已知： $W/L=50\mu\text{m}/0.5\mu\text{m}$ ， $I_D=0.5\text{mA}$ （习题2.2）
- 解：首先应该判断它们工作在哪个区。假定在饱和区，则：

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

由上式，求 $V_{OV}$ 的值，看它是否满足饱和区条件

饱和区条件：常温下 $V_{OV}$ 大于 $78\text{mV}$ 时才是强反型区（Gray, P69）

对NMOS管，查表2.1，知：

$$\mu_n = 350[\text{cm}^2 / \text{V} \cdot \text{S}]$$

$$C_{OX} = \frac{\epsilon_{OX}}{T_{OX}} = \frac{3.97 \times 8.85[\text{af} / \text{um}]}{9 \times 10^{-9}[\text{m}]} \cong 3.90[\text{fF} / \text{um}^2]$$

$$\lambda_n = 0.1[\text{V}^{-1}], \quad L_D = 0.08[\text{um}]$$

$$\frac{W}{L} = \frac{W_{drawn}}{L_{drawn} - 2L_D} = \frac{50\text{um}}{0.5\text{um} - 2 \times 0.08\text{um}}$$

带入 $I_D$ 式，求得 $V_{OV} \cong 223\text{mV}$ ，  
满足饱和区条件

# 例题一 计算MOS管小信号参数

□ 计算NMOS管和PMOS管的 $g_m$ 、 $r_o$ 和本征增益 $A = g_m r_o$ 。

已知： $W/L = 50\mu\text{m}/0.5\mu\text{m}$ ， $I_D = 0.5\text{mA}$ （习题2.2）

□ 解：

$$g_m = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH}) = \frac{2I_D}{V_{GS} - V_{TH}} = \sqrt{2\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} I_D}$$
$$r_o = \frac{1}{\lambda I_D},$$

对NMOS管，查表2.1，知：

$$\mu_n = 350[\text{cm}^2 / \text{V} \cdot \text{S}]$$

$$C_{ox} = \frac{\epsilon_{ox}}{T_{ox}} = \frac{3.97 \times 8.85[\text{af} / \text{um}]}{9 \times 10^{-9}[\text{m}]} \cong 3.90[\text{fF} / \text{um}^2]$$

$$\lambda_n = 0.1[\text{V}^{-1}], L_D = 0.08[\text{um}]$$

$$\frac{W}{L} = \frac{W_{drawn}}{L_{drawn} - 2L_D} = \frac{50\text{um}}{0.5\text{um} - 2 \times 0.08\text{um}}$$

带入 $g_m$ 和 $r_o$ 式，得：

$$g_m = \sqrt{2 \times 350[\text{cm}^2 / \text{V} \cdot \text{S}] \times 3.90[\text{fF} / \text{um}^2]} \times \frac{50\text{um}}{0.5\text{um} - 2 \times 0.08\text{um}} \times 0.5\text{mA} = 4.49[\text{mA} / \text{V}]$$

$$r_o = 20\text{K}\Omega, A = g_m \times r_o \cong 89$$

# 例题一计算MOS管小信号参数

□ 计算饱和区工作的NMOS管和PMOS管的 $g_m$ 、 $r_o$ 和本征增益 $A = g_m r_o$ 。已知： $W/L = 50\mu\text{m}/0.5\mu\text{m}$ ， $I_D = 0.5\text{mA}$

□ 解：

$$g_m = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH}) = \frac{2I_D}{V_{GS} - V_{TH}} = \sqrt{2\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} I_D}$$

$$r_o = \frac{1}{\lambda I_D},$$

对PMOS管是否也工作在强反型区？

对PMOS管，查表2.1，知：

$$\mu_p = 100[\text{cm}^2 / \text{V} \cdot \text{S}]$$

$$C_{ox} = \frac{\epsilon_{ox}}{T_{ox}} = \frac{3.97 \times 8.85[\text{af} / \mu\text{m}]}{9 \times 10^{-9}[\text{m}]} \cong 3.90[\text{fF} / \mu\text{m}^2]$$

$$\lambda_p = 0.2[\text{V}^{-1}], \quad L_D = 0.09[\mu\text{m}]$$

$$I_D = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \frac{W}{L} V_{ov}^2$$

$$\frac{W}{L} = \frac{W_{drawn}}{L_{drawn} - 2L_D} = \frac{50\mu\text{m}}{0.5\mu\text{m} - 2 \times 0.09\mu\text{m}}$$

带入 $g_m$ 和 $r_o$ 式，得：

$$g_m = \sqrt{2 \times 100[\text{cm}^2 / \text{V} \cdot \text{S}] \times 3.90[\text{fF} / \mu\text{m}^2]} \times \frac{50\mu\text{m}}{0.5\mu\text{m} - 2 \times 0.09\mu\text{m}} \times 0.5\text{mA} = 2.47[\text{mA} / \text{V}]$$

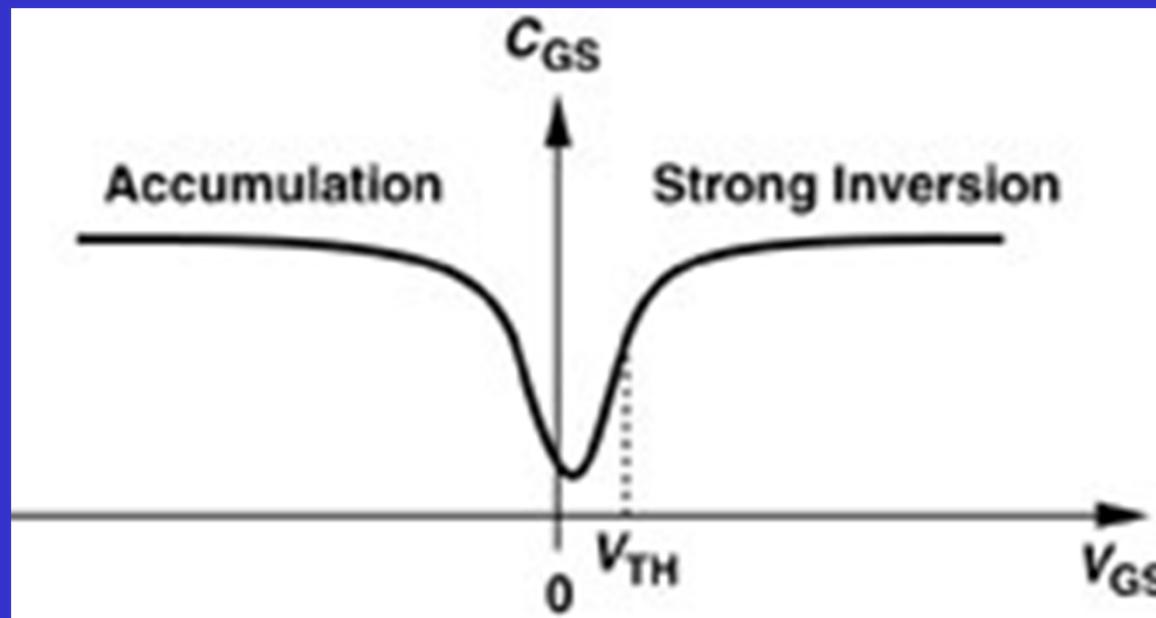
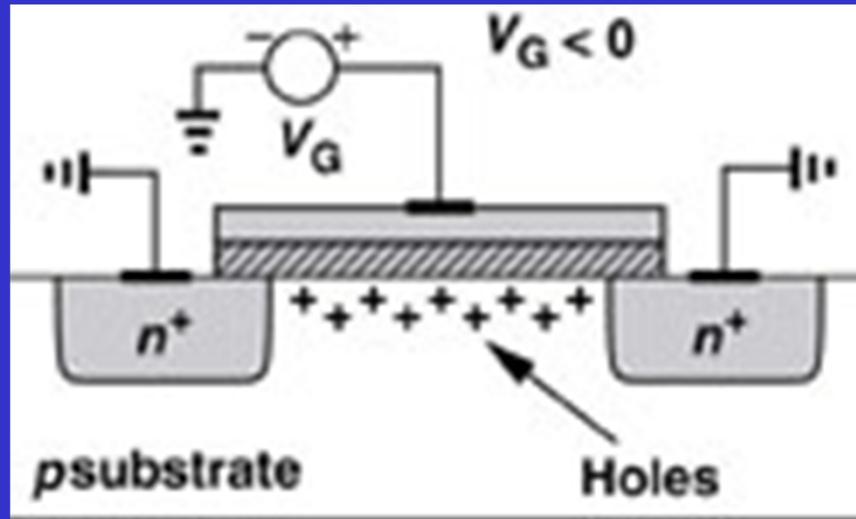
$$r_o = 10\text{K}\Omega, \quad A = g_m \times r_o \cong 25$$

# 长沟道器件和短沟道器件

- 前面的分析是针对长沟道器件（ $4\mu\text{m}$ 以上）而言
- 对短沟道器件而言，关系式必须修正
- 用简单模型手算，建立直觉；用复杂模型仿真，建立严密

# MOS管用作电容器时

## □ 两端器件



# 总结

## □ 基本概念

- ❖ 简化模型—开关
- ❖ 结构
- ❖ 符号

## □ I/V特性

- ❖ 阈值电压
- ❖ I-V关系式
- ❖ 跨导

## □ 二级效应

- ❖ 体效应、沟道长度调制效应、亚阈值导电性

## □ 器件模型

- ❖ 版图、电容、小信号模型等

# 重点内容

## □ MOS管的工作原理

❖ 截止区、线性区、饱和区

## □ 大信号特性

$$\text{线性区: } I_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} [(V_{GS} - V_{TH})V_{DS} - \frac{1}{2}V_{DS}^2] \quad L = L_{eff}$$

$$\text{饱和区: } I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2$$

$$\text{沟道调制效应: } I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{DS}) \quad (\text{饱和区})$$

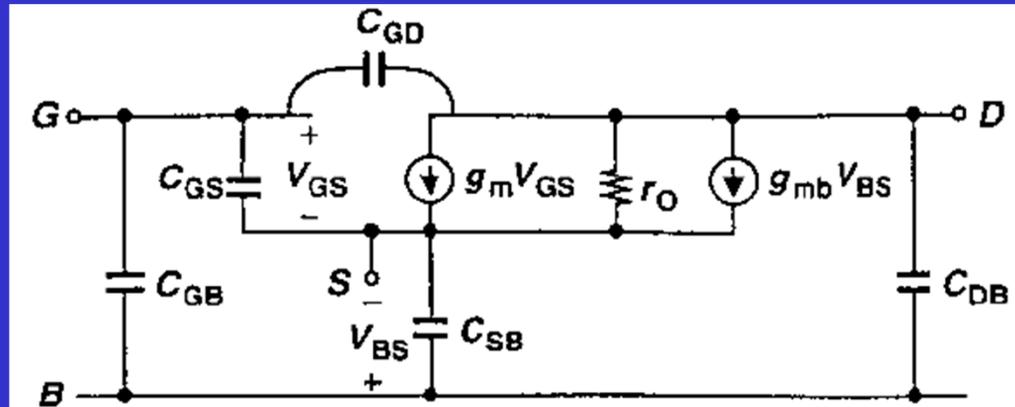
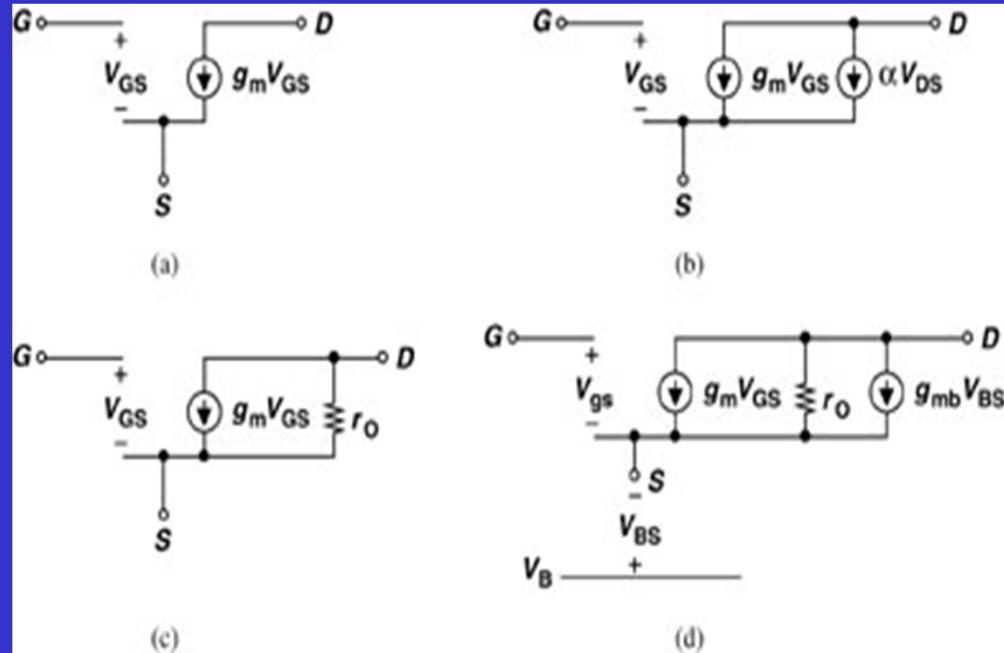
$$\text{体效应: } V_{TH} = V_{TH0} + \gamma (\sqrt{2\Phi_F + V_{SB}} - \sqrt{2\Phi_F}),$$

$$\gamma = \frac{\sqrt{2q\epsilon_{si}N_{sub}}}{C_{OX}}, V_{TH0} = V_{FB} + 2\Phi_F + \frac{Q_{del}}{C_{OX}}$$

# 重点内容

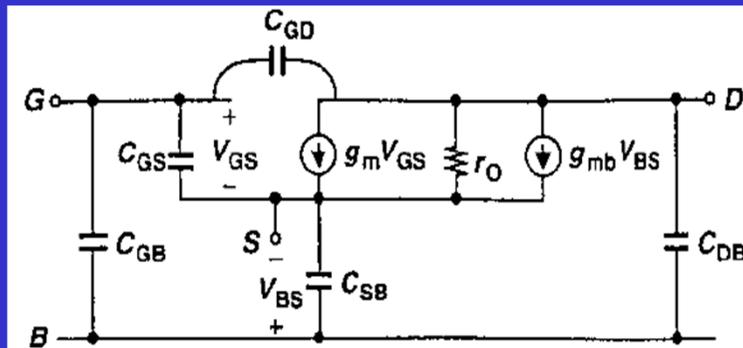
## □ 小信号等效电路

- ❖ 低频
- ❖ 高频



# 重点内容

## 小信号特性



$$\text{跨导 } g_m: g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH}) = \frac{2I_D}{V_{GS} - V_{TH}} = \sqrt{2\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} I_D}$$

$$\text{体跨导 } g_{mb}: g_{mb} = \frac{\partial I_D}{\partial V_{BS}} = \frac{\partial I_D}{\partial V_{TH}} \cdot \frac{\partial V_{TH}}{\partial V_{BS}} = g_m \cdot \frac{\gamma}{2\sqrt{2\Phi_F + V_{SB}}} = \eta g_m \quad L = L_{eff}$$

$$\text{小信号电阻 } r_o: r_o = \left(\frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}}\right)^{-1} = \frac{V_E}{I_D} = \frac{1}{\lambda I_D}, \lambda = \frac{1}{V_E} = \frac{1}{L_{EFF}} \left(\frac{dX_d}{dV_{DS}}\right)$$

寄生电容:

$$\text{饱和区: } C_{GS} = \frac{2}{3} W L_{eff} C_{OX} + W C_{OV}, C_{GD} = W C_{OV}, C_{GB} = \text{场区电容}$$

$$\text{线性区: } C_{GS} = \frac{1}{2} W L_{eff} C_{OX} + W C_{OV}, C_{GD} = \frac{1}{2} W L_{eff} C_{OX} + W C_{OV}, C_{GB} = \text{场区电容}$$

$$\text{截止区: } C_{GS} = C_{GD} = W C_{OV}, C_{GB} = \text{场区电容} + C_{OX} \text{ 串联 } C_d$$

$$C_{SB}, C_{DB}: \text{周长} \cdot C_{jsw} + \text{底面积} \cdot C_j, C_j = C_{j0} / (1 + V_R / \Phi_B)^m$$

# 其他内容

## □特征频率

❖教材2.13题

# 作业

## □ 2.1（大信号特性）

## □ 2.15（小信号参数的计算）

- ❖  $W$ 应为50 $\mu\text{m}$ （译著与原著不符，原著为50 $\mu\text{m}$ ）
- ❖ 计算 $f_T$ 时，直接用2.13题结果
- ❖ 计算寄生电容时，交叠电容应直接查表2.1得（ $C_{GS0}=C_{GD0}$ ），沟道长度应该用有效沟道长度 $L_{\text{eff}}$
- ❖ Razavi参考答案中，计算寄生电容时，交叠电容 $C_{GS0}=C_{GD0}=0.4\text{E-}11\text{F/M}$ ，是错误的，应为表中 $0.4\text{E-}9\text{F/M}$

## □ 其他参考例题

- ❖ Gray书P57页有小信号参数计算的完整示例

## □ 交作业时间

- ❖ 由助教通知

# 设计实习1

□ 针对CSMC 0.5um工艺，仿真得到习题2.1所要求的NMOS管和PMOS管的 $I_{DS}-V_{DS}$ 曲线（ $V_{GS}$ 取不同值）、 $I_{DS}-V_{GS}$ 曲线（ $V_{BS}$ 取不同值）

❖ NMOS管的 $W/L=50\mu\text{m}/0.5\mu\text{m}$ ，PMOS管的 $W/L=55\mu\text{m}/0.55\mu\text{m}$

❖  $V_{DD}=5\text{V}$ ， $|V_{DS}|=5\text{V}$

□ 实习目的

❖ 熟悉EDA系统环境，掌握电路仿真的基本流程，掌握MOSFET直流特性仿真方法

□ 实习后，提交《设计实习1报告》到助教Email信箱

❖ 报告内容

▪ 实习目的、实习内容、网表代码、实习结果及对结果的必要分析

❖ 电子版

❖ 文件命名规范：学号-姓名-设计实习1报告

# 下一讲

|                             |   |                             |
|-----------------------------|---|-----------------------------|
| 绪论, 2学时                     | → | 重要性、一般概念                    |
| 器件物理基础, 2学时                 | → | MOSFET结构、IV特性、二级效应、器件模型     |
| 单级放大器, 5学时                  | → | 共源、共漏、共栅、共源共栅               |
| EDA系统使用常识<br>和设计实习实例演示, 2学时 | → | 做设计实习所需软硬件系统的使用             |
| 差动放大器, 3学时                  | → | 定性分析、定量分析、共模响应、吉尔伯特单元       |
| 无源/有源电流镜, 2学时               | → | 基本/共源共栅/有源电流镜               |
| 放大器的频率特性, 4学时               | → | 米勒效应、极点与节点关系、单级放大器频率特性分析    |
| 噪声, 4学时                     | → | 统计特性、类型、电路表示、单级放大器噪声分析、噪声带宽 |
| 期中考试 2学时, 评卷 1学时。习题课若干学时    |   |                             |
| 反馈, 6学时                     | → | 特性、四种反馈结构、负载影响、对噪声的影响       |
| 运算放大器, 6学时                  | → | 性能参数、一级运放、两级运放、各指标分析        |
| 稳定性和频率补偿, 6学时               | → | 多极点系统、相位裕度、频率补偿             |
| 版图, 3学时                     | → | 叉指、对称、ESD等                  |