

上一讲

□ 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

上一讲重点内容

□MOS管的工作原理

❖截止区、线性区、饱和区

□大信号特性

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

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

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

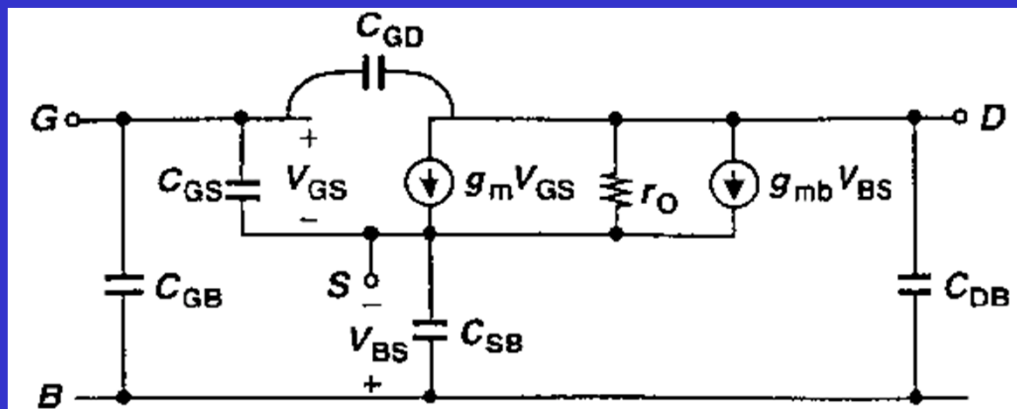
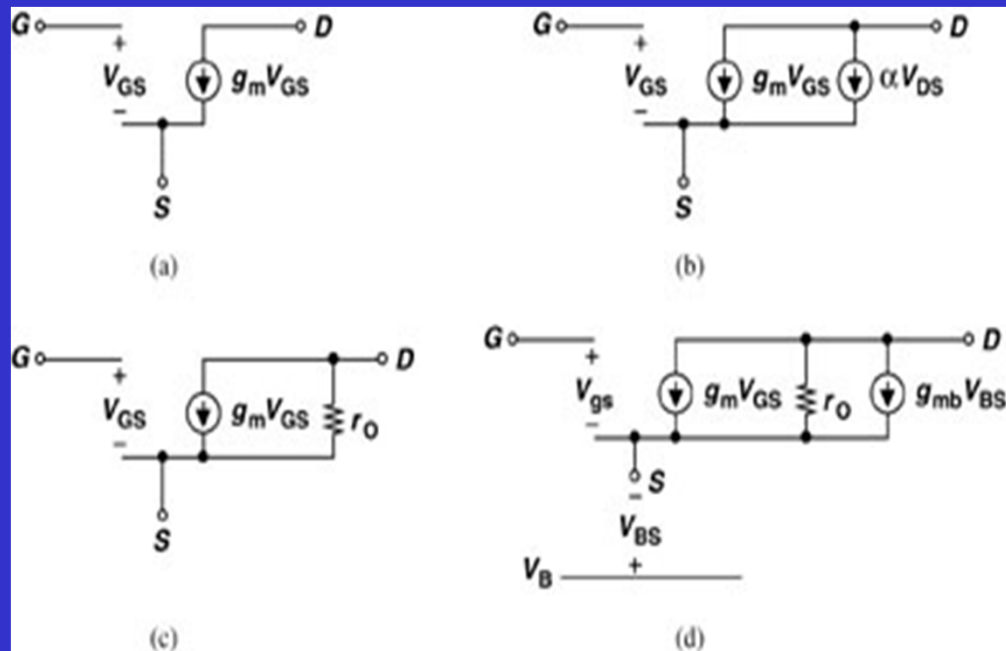
$$\text{体效应: } V_{TH} = V_{TH0} + \gamma(\sqrt{2\Phi_F + V_{SB}} - \sqrt{2\Phi_F}),$$

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

上一讲重点内容

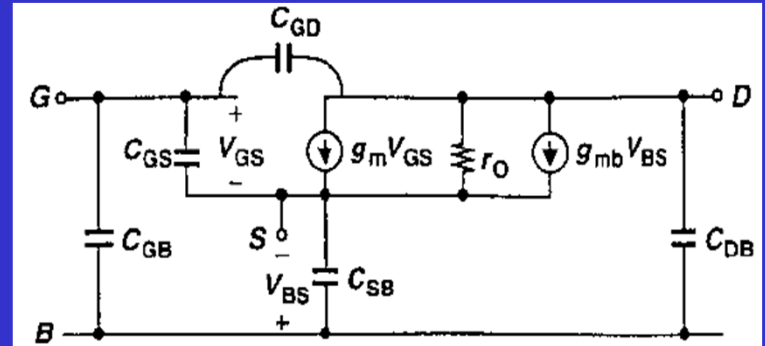
小信号等效电路

- ❖ 低频
- ❖ 高频



上一讲重点内容

□ 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:

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

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

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

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

模拟集成电路原理与设计

第3章 单级放大器（一）

陈中建

chenzj@pku.edu.cn

62759620, 理科2号楼2617

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 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

本讲

- 放大器基础知识
- 共源级—电阻做负载
- 共源级—二极管接法的MOS管做负载
- 共源级—电流源做负载
- 共源级—深线性区MOS管做负载
- 共源级—带源极负反馈

信号放大

□基本功能

□为什么信号需要放大？

- ❖信号太小，不能驱动负载
- ❖降低后续噪声影响
- ❖用于反馈电路中，改善线性度、带宽、输入/输出电阻、提高增益精度等

□单级放大器

- ❖学习其分析方法
- ❖理解复杂电路的基础

放大器基础知识

□ 输入输出关系

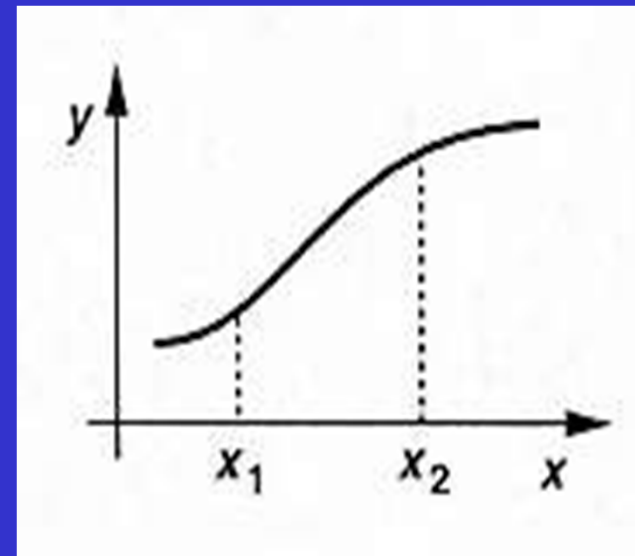
- ❖ 在一定信号范围内可用非线性函数表示

$$y(t) \approx \alpha_0 + \alpha_1 x(t) + \alpha_2 x^2(t) + \cdots + \alpha_n x^n(t) \quad x_1 \leq x \leq x_2..$$

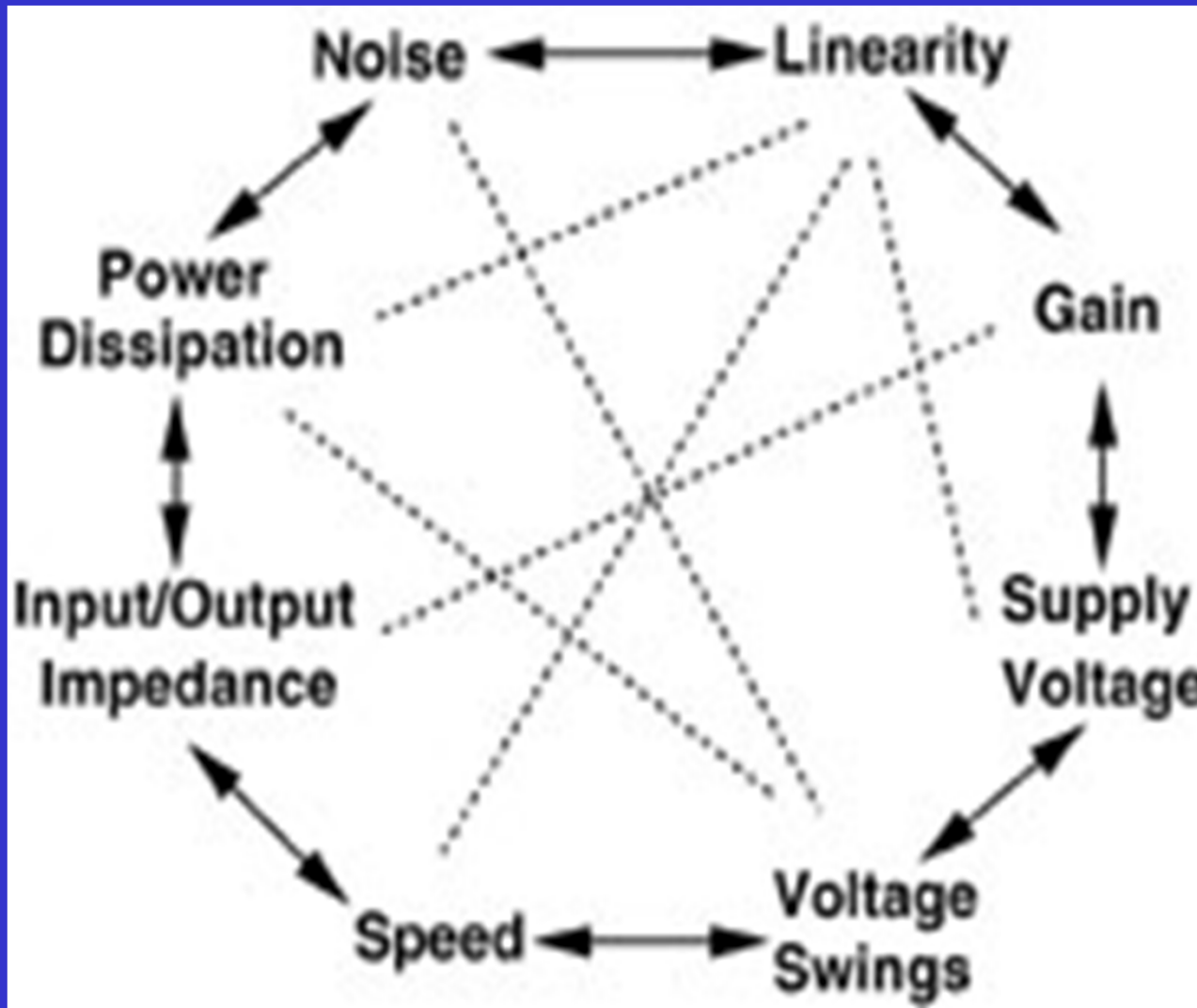
- ❖ 在取值范围足够小时

$$y(t) \approx \alpha_0 + \alpha_1 x(t),$$

- ❖ α_0 是直流偏置点， α_1 是小信号增益
- ❖ 当 $x(t)$ 变化幅度过大时会影响偏置点，需用大信号分析；会影响线性度



放大器的性能参数



参数之间互相制约，设计时需要在这些参数间折衷

AIC设计的八边形法则

本讲

- 放大器基础知识
- 共源级—电阻做负载
- 共源级—二极管接法的MOS管做负载
- 共源级—电流源做负载
- 共源级—深线性区MOS管做负载
- 共源级—带源极负反馈

教材上的讲授思路

□先分析大信号特性

- ❖有利于理解直流偏置点的设置
- ❖有利于理解电路的工作原理

□再由大信号特性的公式，推出小信号特性参数

- ❖有利于结合着大信号特性理解小信号工作状态
- ❖不足是显得太繁琐

□小信号特性参数的简单分析方法

- ❖直接画出小信号等效电路来分析、推导
- ❖简单、直截了当

本讲

- 放大器基础知识
- 共源级—电阻做负载
- 共源级—二极管接法的MOS管做负载
- 共源级—电流源做负载
- 共源级—深线性区MOS管做负载
- 共源级—带源极负反馈

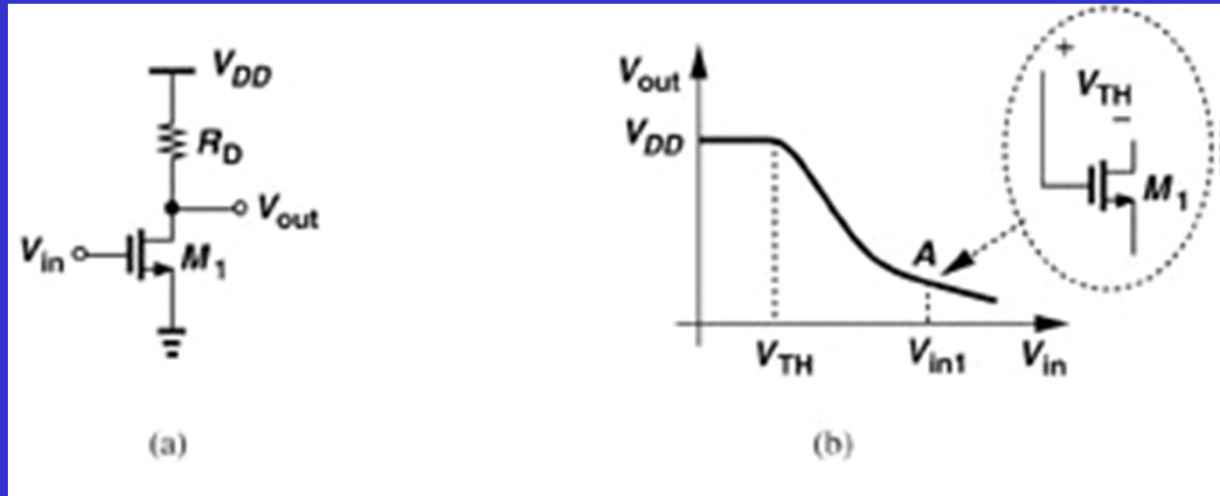
大信号分析

大信号分析:

- 直流传输特性分析
- 小信号影响直流偏置点情形

小信号分析:

- 在直流偏置点时小信号特性



饱和区时

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

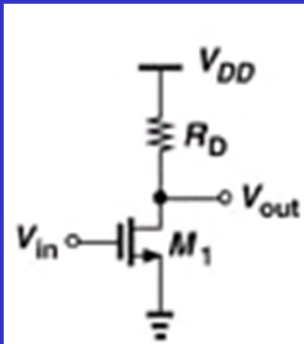
转换点 V_{in1}

$$V_{in1} - V_{TH} = V_{DD} - R_D \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{in1} - V_{TH})^2,$$

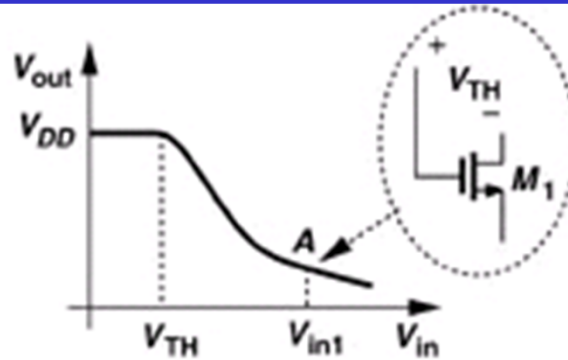
线性区时

$$V_{out} = V_{DD} - R_D \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} [2(V_{in} - V_{TH})V_{out} - V_{out}^2].$$

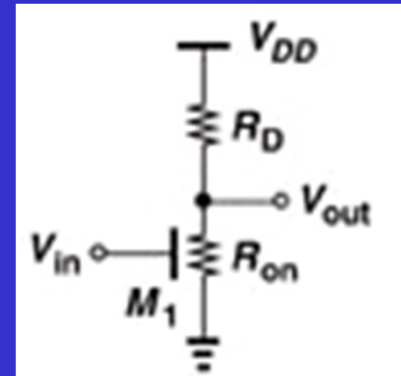
大信号特性



(a)



(b)



(c)

线性区时

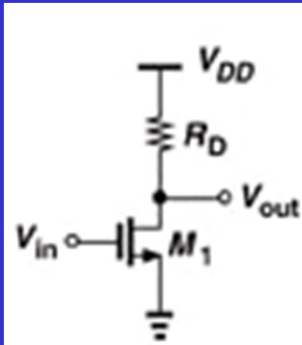
$$V_{out} = V_{DD} - R_D \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} [2(V_{in} - V_{TH})V_{out} - V_{out}^2].$$

深线性区时

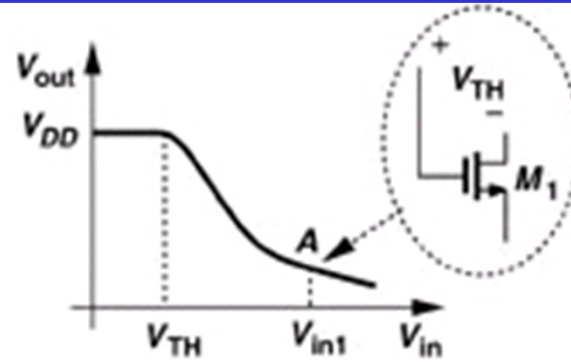
$$V_{out} \ll 2(V_{in} - V_{TH})$$

$$\begin{aligned} V_{out} &= V_{DD} \frac{R_{on}}{R_{on} + R_D} \\ &= \frac{V_{DD}}{1 + \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} R_D (V_{in} - V_{TH})}. \end{aligned}$$

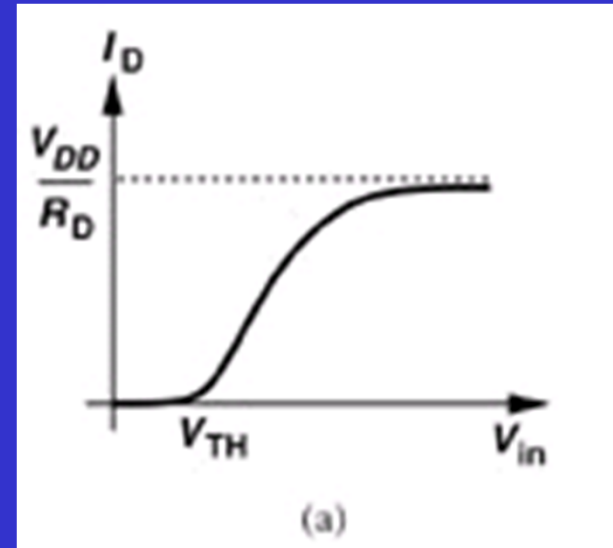
大信号特性— I_D 随 V_{in} 的变化关系



(a)



(b)



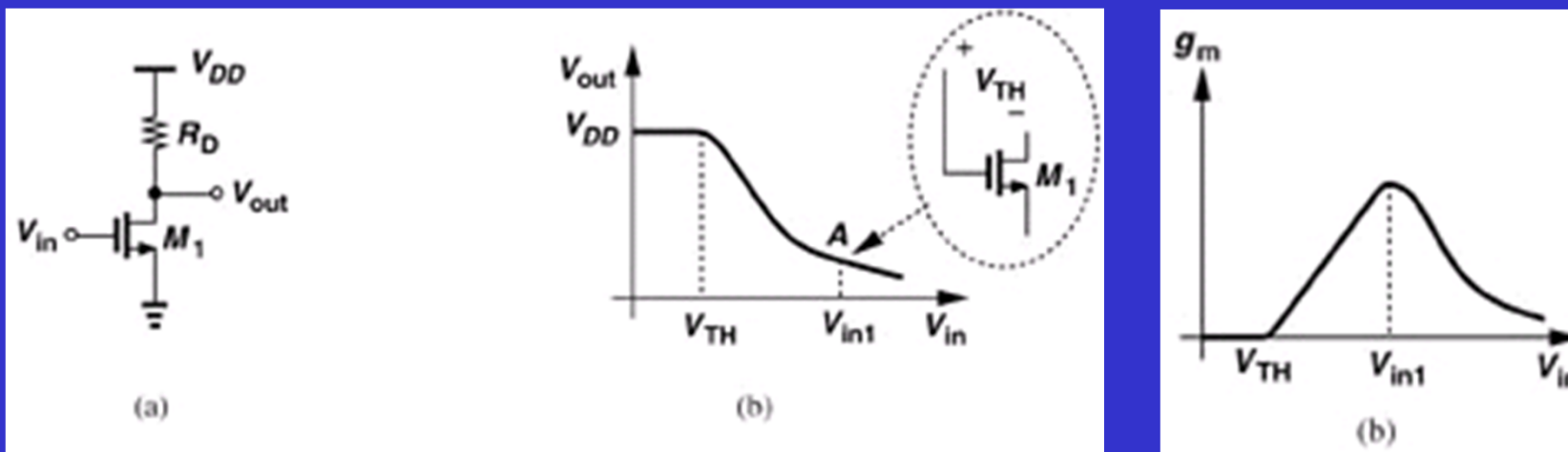
(a)

$$I_D = \frac{V_{DD} - V_{out}}{R_D}$$

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

$$V_{out} = V_{DD} - R_D \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} [2(V_{in} - V_{TH})V_{out} - V_{out}^2].$$

大信号特性— g_m 随 V_{in} 的变化关系



饱和区时

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

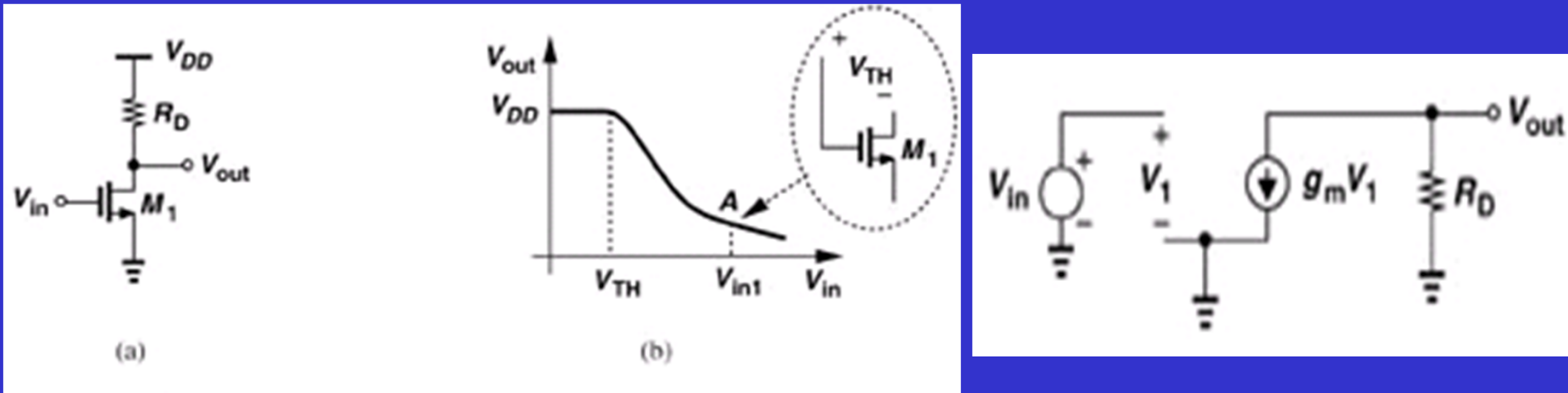
线性区时

$$g_m = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} V_{DS}$$

$$V_{DS} = V_{out}$$

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

从大信号特性推导小信号增益



饱和区时大信号关系式

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

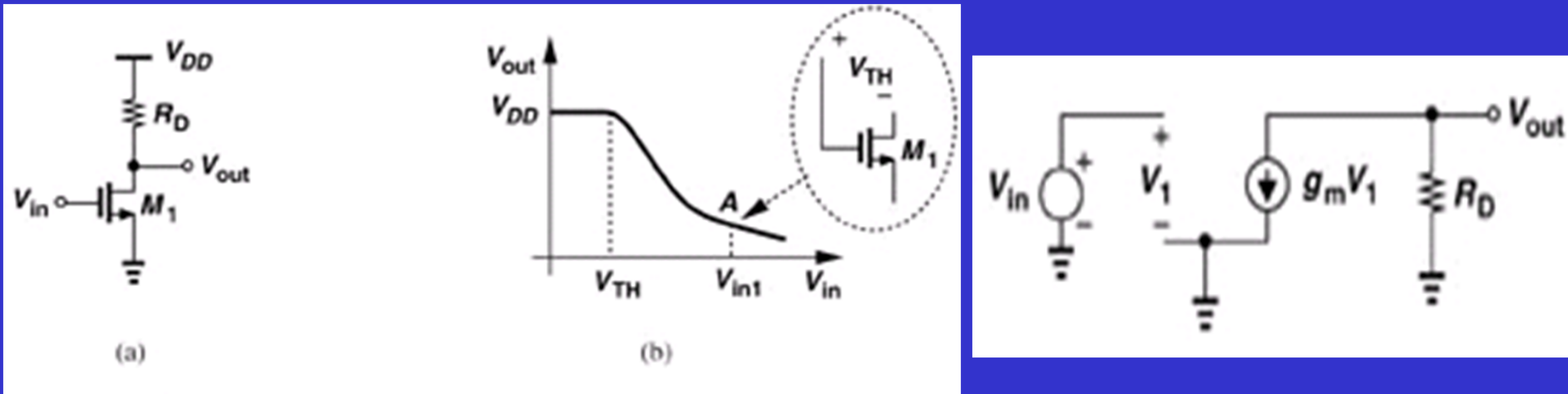
小信号增益

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{\partial V_{out}}{\partial V_{in}} \\ &= -R_D \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{in} - V_{TH}) \\ &= -g_m R_D. \end{aligned}$$

与小信号等效电路结果一致

增益随 V_{in} 的变化而变化，在信号摆幅较大时会引入非线性

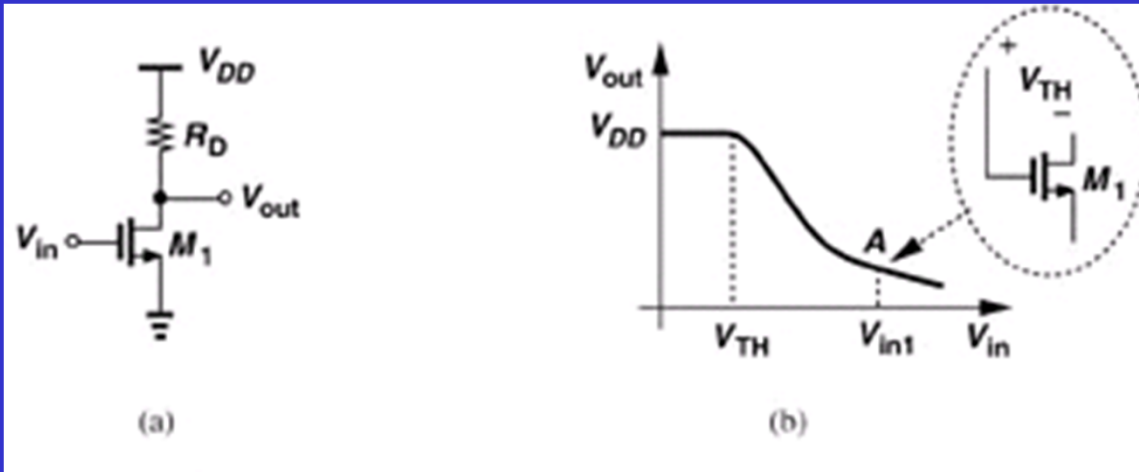
从小信号等效电路推导小信号增益



$$V_{out} = -g_m V_{in} \cdot R_D,$$

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -g_m R_D$$

A_v 的最大化



$$A_v = -g_m R_D$$

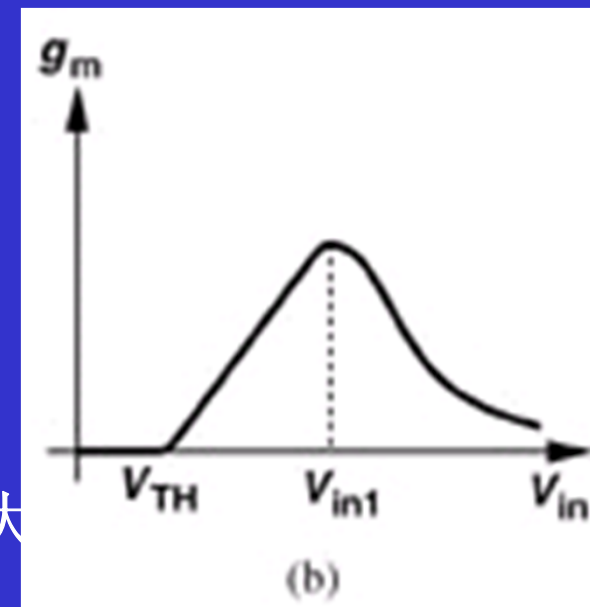
$$A_v = -\sqrt{2\mu_n C_{ox} \frac{W}{L}} \frac{V_{RD}}{\sqrt{I_D}}$$

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

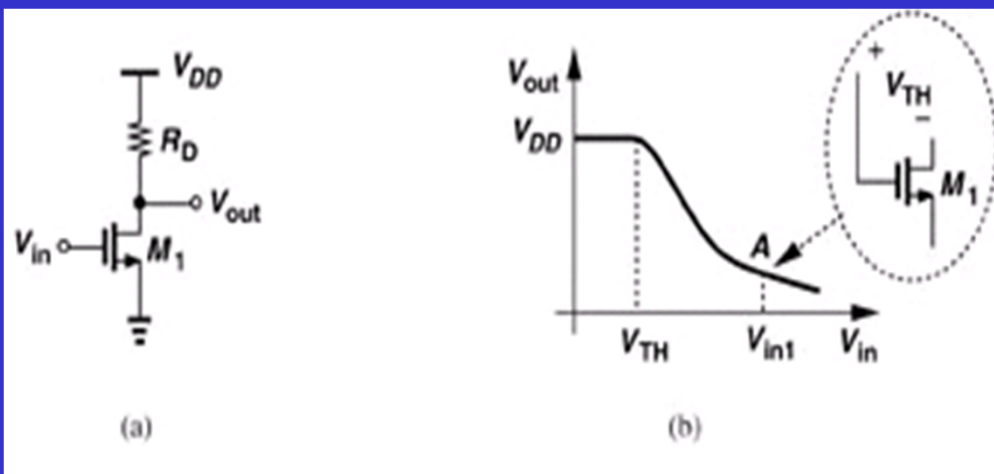
增大 W/L ；寄生电容增大，带宽减小

增大 V_{RD} ；输出摆幅减小

减小 I_D ； R_D 会很大，输出节点时间常数增大



考虑沟长调制效应后大信号分析



$$A_v = -R_D g_m - R_D I_D \lambda A_v$$

$$A_v = -\frac{g_m R_D}{1 + R_D \lambda I_D}$$

$$V_{out} = V_{DD} - R_D \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{in} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{out}),$$

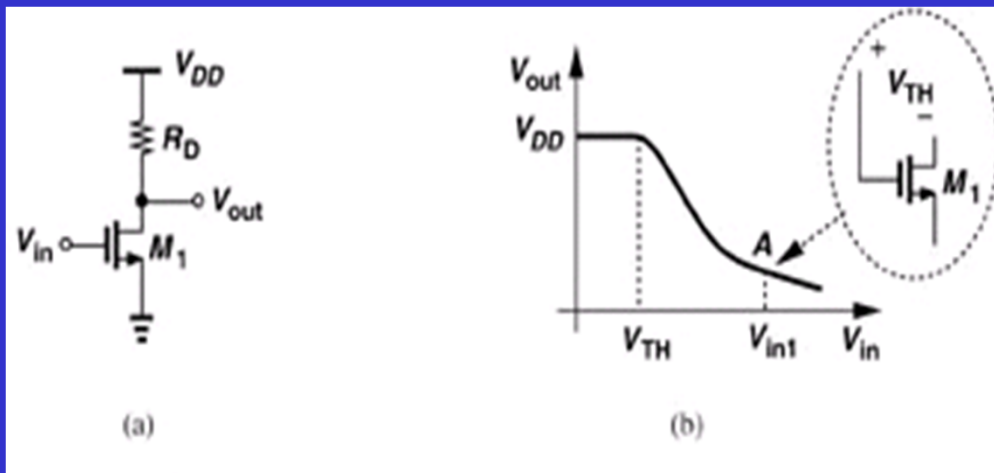
$$\lambda I_D = 1/r_o$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial V_{out}}{\partial V_{in}} &= -R_D \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{in} - V_{TH}) (1 + \lambda V_{out}) \\ &\quad - R_D \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{in} - V_{TH})^2 \lambda \frac{\partial V_{out}}{\partial V_{in}}. \end{aligned}$$

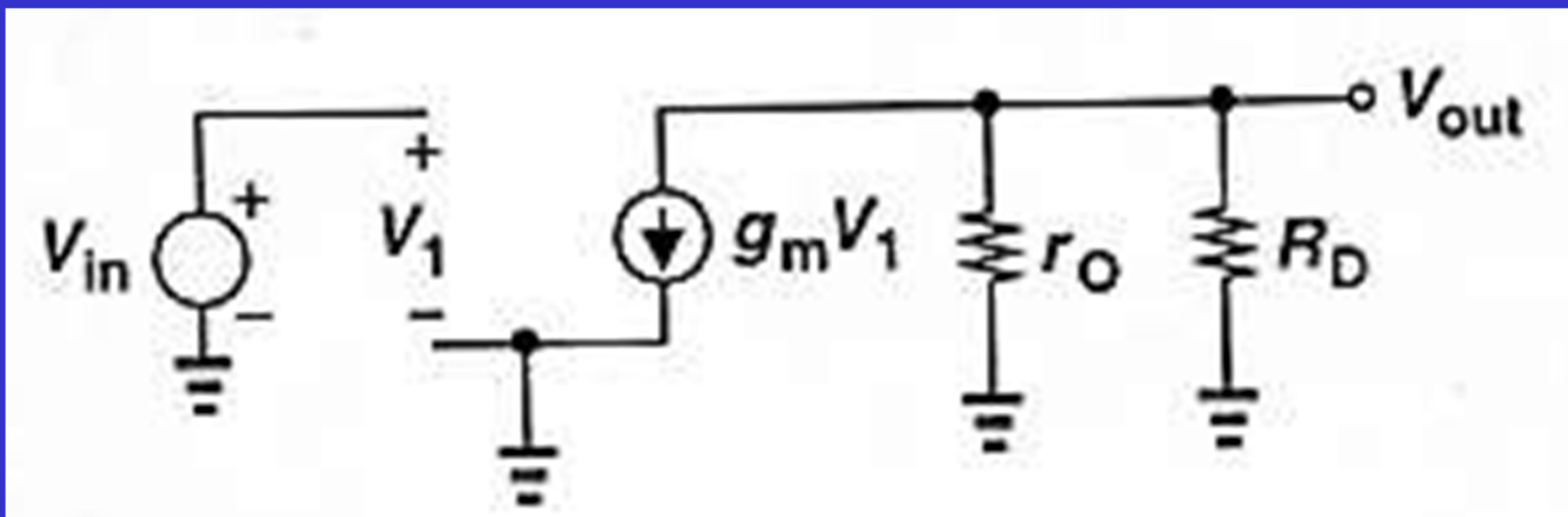
$$A_v = -g_m \frac{r_o R_D}{r_o + R_D}$$

考虑沟长调制效应后小信号分析

考虑沟长调制效应

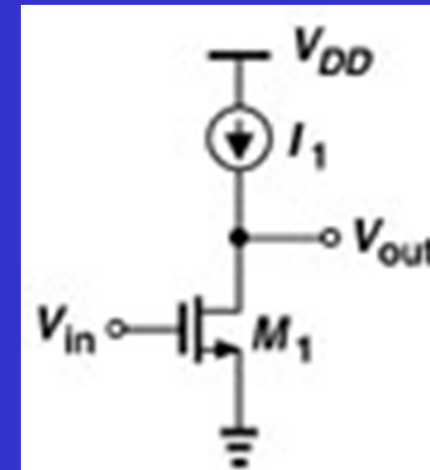
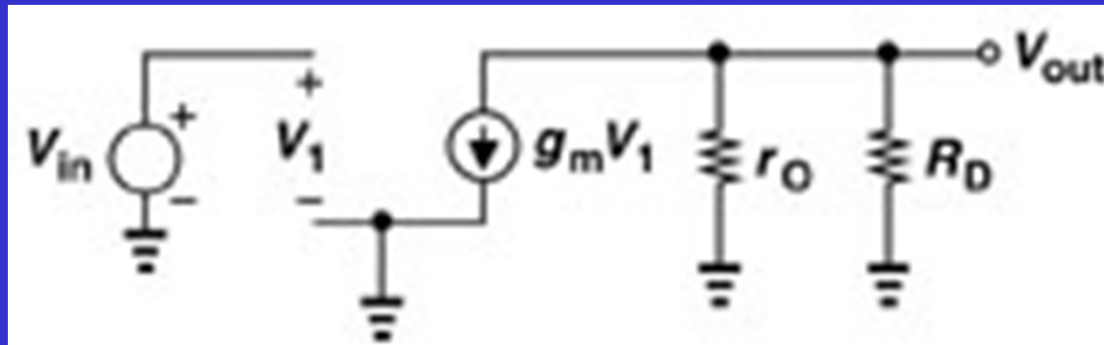


$$A_v = -g_m \frac{r_O R_D}{r_O + R_D}$$



用电流源做负载电阻

能获得较大的增益



$$A_v = -g_m (r_o \parallel R_D)$$

$$A_v = -g_m r_o$$

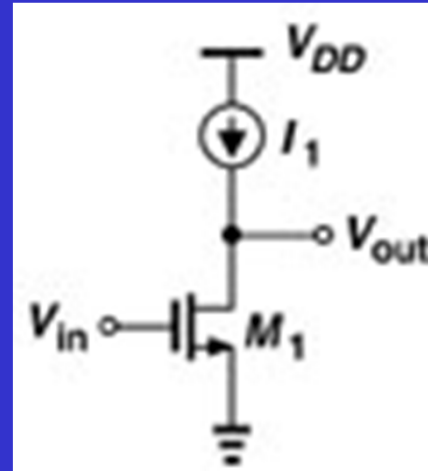
本征增益

本征增益为多大？

用电流源做负载电阻

$$A_v = -g_m r_o$$

$$g_m = \frac{2I_D}{V_{GS} - V_{TH}}, r_o = \frac{1}{\lambda I_D}$$



$$A_v = \frac{2}{(V_{GS} - V_{TH})\lambda} = \frac{2V_A}{V_{OV}}$$

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

V_{OV} 一般不能随工艺下降，要保证强反型（100mV以上），一般取200mV

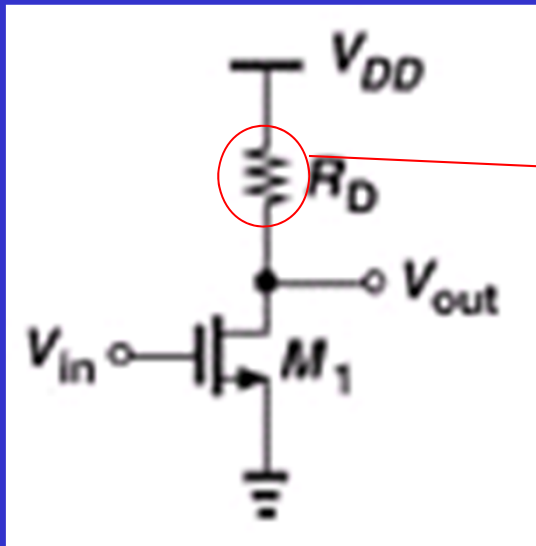
0.4 μ m工艺时最小L的NMOS管

$V_{A,NMOS}=11V$, $V_{A,PMOS}=5.5V$

本征增益约50~110
L增大时可以更大

$1/g_m \ll r_o$ 成立

电阻做负载共源级实际应用情况



在CMOS工艺下，精确阻值的电阻难加工（10~30%偏差）

阻值小时增益小，阻值大时，电阻的尺寸太大，还会降低输出摆幅

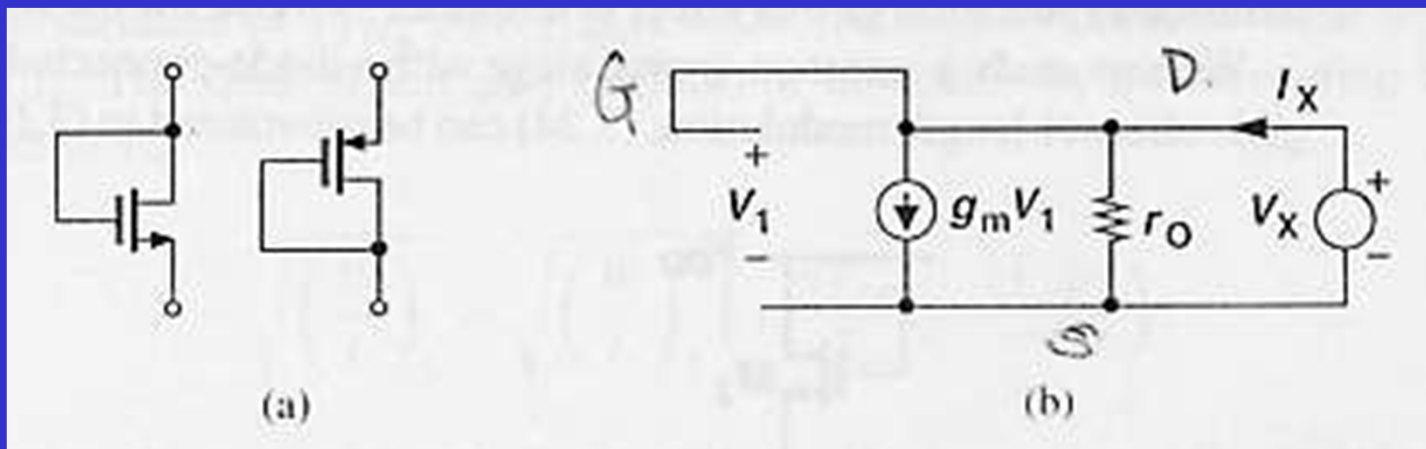
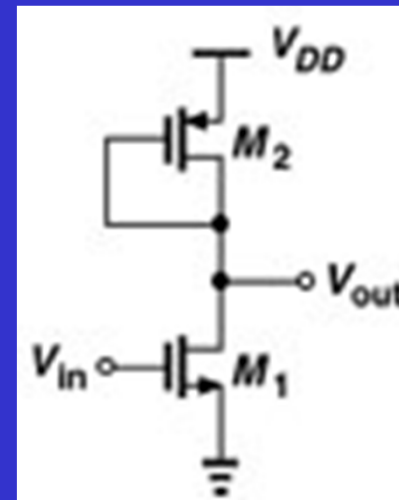
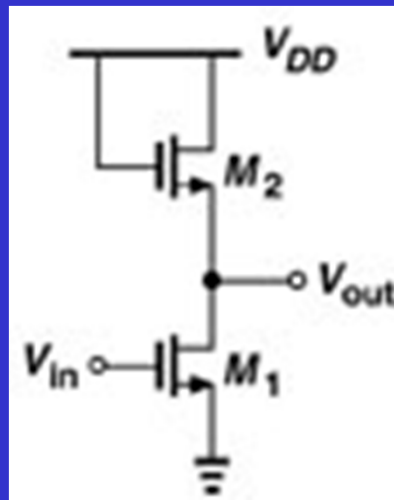
一般用MOS管代替电阻做负载

二极管接法的MOS管、电流源、线性区MOS管

本讲

- 放大器基础知识
- 共源级—电阻做负载
- 共源级—二极管接法的MOS管做负载
- 共源级—电流源做负载
- 共源级—深线性区MOS管做负载
- 共源级—带源极负反馈

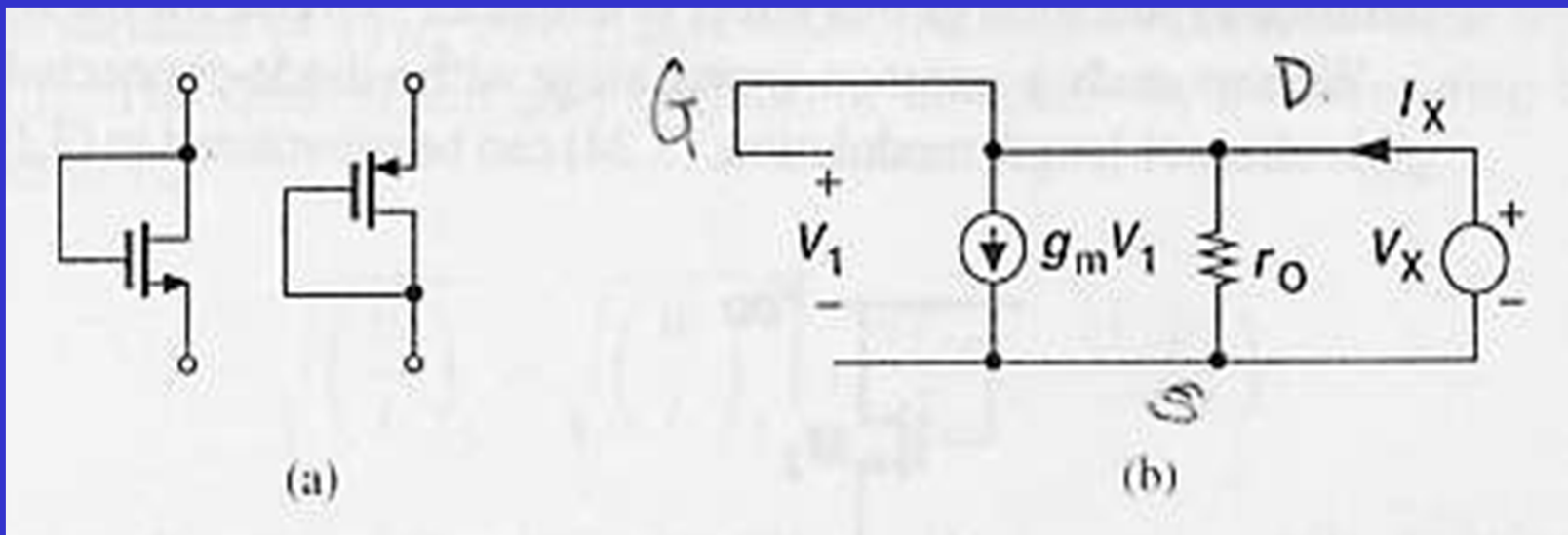
二极管接法的MOS管



做为小信号
电阻来用

二极管接法的MOS管的等效阻抗

无体效应时

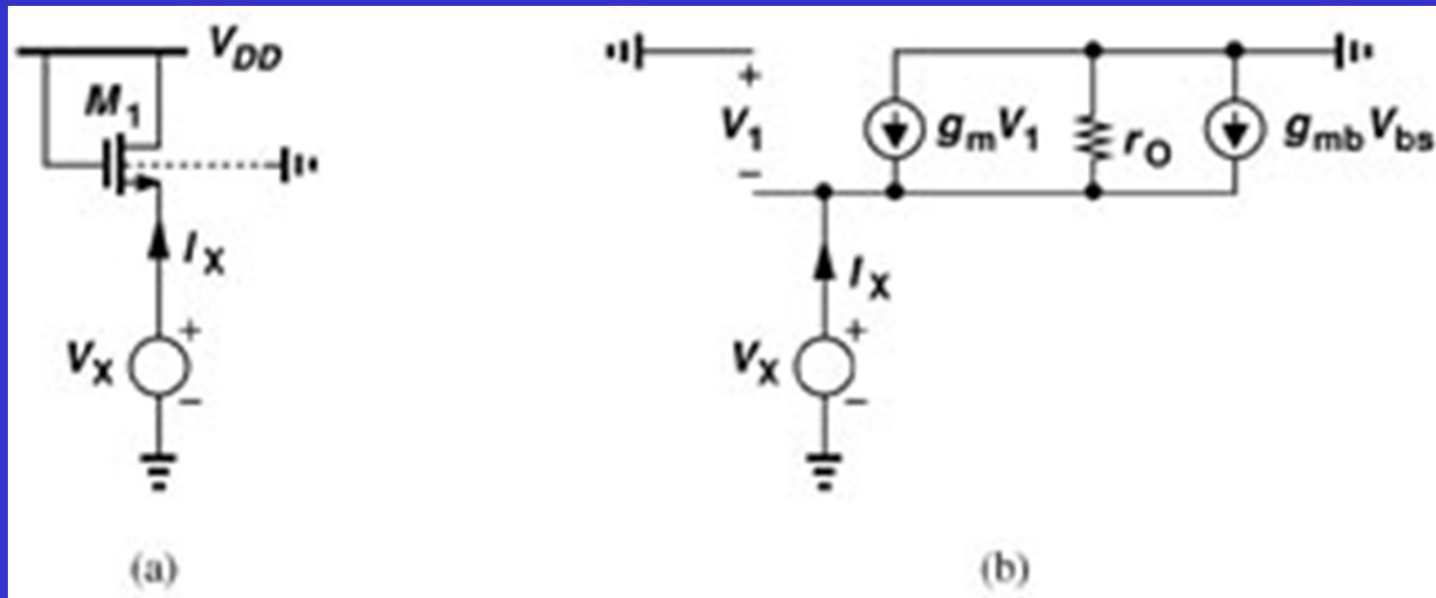


$$I_X = V_X / r_o + g_m V_X$$

$$\text{二极管阻抗} = (1 / g_m) \parallel r_o \approx 1 / g_m$$

二极管接法的MOS管的等效阻抗

有体效应时



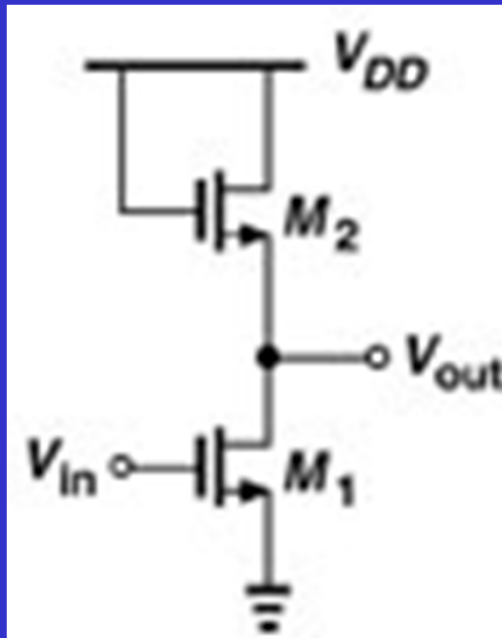
$$(g_m + g_{mb})V_x + \frac{V_x}{r_o} = I_x$$

$$\frac{V_x}{I_x} = \frac{1}{g_m + g_{mb}} \parallel r_o \approx \frac{1}{g_m + g_{mb}}$$

二极管阻抗比无体效应时小

二极管接法MOS管做负载的共源级

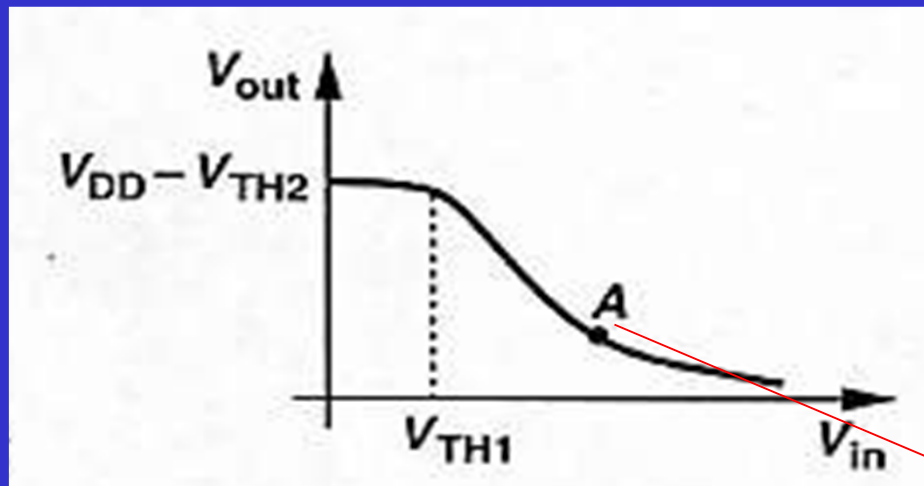
大信号特性



$$\frac{1}{2} \mu_n C_{OX} \left(\frac{W}{L}\right)_1 (V_{in} - V_{TH1})^2$$

$$= \frac{1}{2} \mu_n C_{OX} \left(\frac{W}{L}\right)_2 (V_{DD} - V_{out} - V_{TH2})^2$$

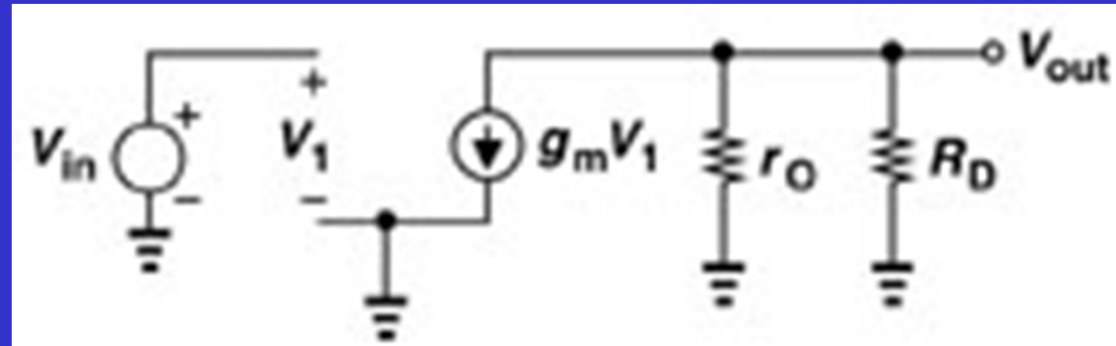
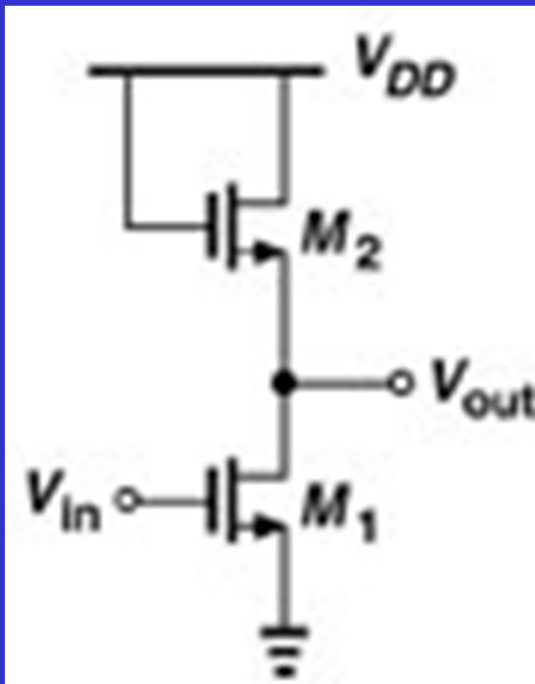
$$\sqrt{\left(\frac{W}{L}\right)_1} (V_{in} - V_{TH1}) = \sqrt{\left(\frac{W}{L}\right)_2} (V_{DD} - V_{out} - V_{TH2})$$



若 V_{TH2} 随 V_{out} 变化很小，则有很好的线性度

进入线性区的转换点

增益



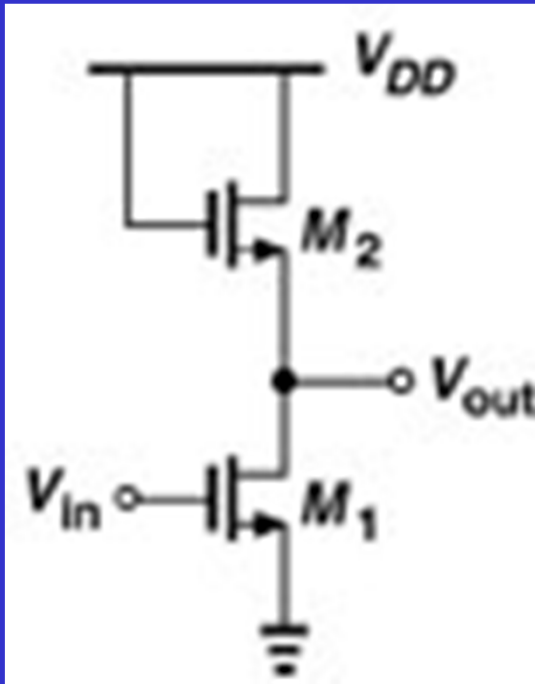
$$A_v = -g_m (r_o \parallel R_D)$$

$$R_D \approx \frac{1}{g_m + g_{mb}}$$

忽略 r_o 的影响

$$A_v = -g_{m1} \frac{1}{g_{m2} + g_{mb2}} = -\frac{g_{m1}}{g_{m2}} \frac{1}{1 + \eta}$$

增益的特点



$$A_v = -g_{m1} \frac{1}{g_{m2} + g_{mb2}} = -\frac{g_{m1}}{g_{m2}} \frac{1}{1 + \eta}$$

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

$$A_v = -\sqrt{\frac{(W/L)_1}{(W/L)_2}} \frac{1}{1 + \eta}$$

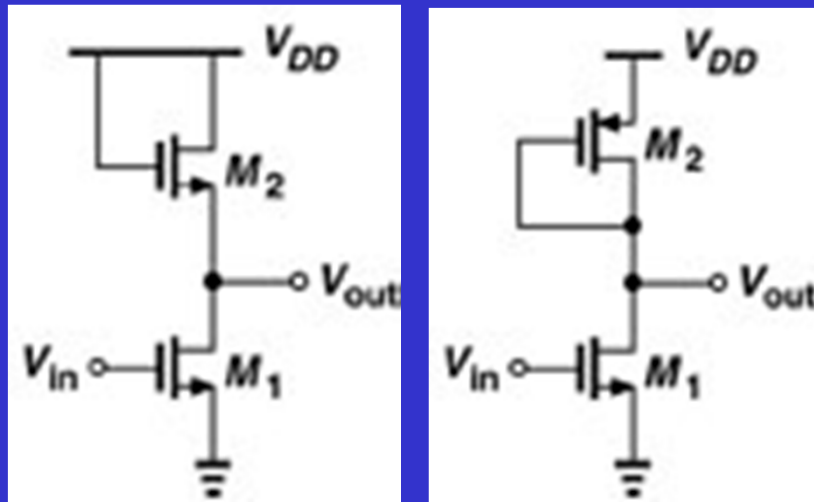
忽略 η 随 V_{out} 的变化时，增益只于 W/L 有关，与偏置电流、电压无关，线性度很好

$$\eta = \frac{\sqrt{2q\epsilon_{si}N_{sub}}}{C_{ox}}$$

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

PMOS 管做负载

PMOS管无体效应
忽略 r_o 时



$$A_v = -\sqrt{\frac{\mu_n (W/L)_1}{\mu_p (W/L)_2}}$$

优点：增益只与尺寸有关，线性度好

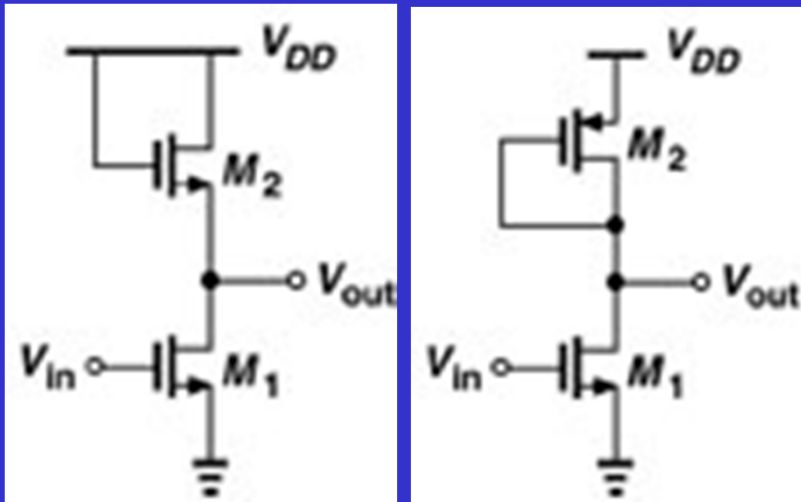
缺点1：大增益需要极大的器件尺寸

若要求 $A_v=-10$ ，则 $\mu_n=2\mu_p$ 时， $(W/L)_1=50(W/L)_2$

(W/L) 过大会使寄生电容较大，影响带宽

PMOS 管做负载

缺点2: 输出摆幅小



$$V_{out} < V_{DD} - |V_{TH2}|$$

若要求 $A_v = -10$, 当 $V_{GS1} - V_{TH1} = 200\text{mV}$, $V_{TH} = 0.7\text{V}$ 时, $V_{SG2} = 2.7\text{V}$ 。
若 $V_{DD} = 3.3\text{V}$, 则 V_{out} 不能大于 0.6V , 否则不能保证 $A_v = -10$

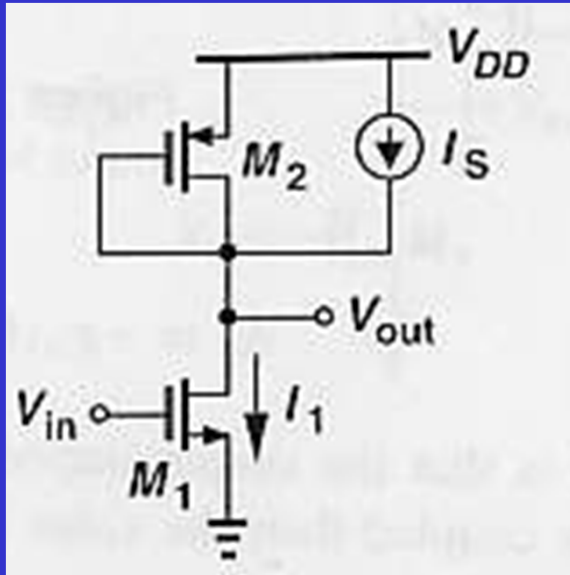
$$\mu_n \left(\frac{W}{L}\right)_1 (V_{GS1} - V_{TH1})^2 \approx \mu_p \left(\frac{W}{L}\right)_2 (V_{GS2} - V_{TH2})^2$$

$$\frac{|V_{GS2} - V_{TH2}|}{(V_{GS1} - V_{TH1})} = \frac{V_{OV2}}{V_{OV1}} = \sqrt{\frac{\mu_n (W/L)_1}{\mu_p (W/L)_2}} = -A_v$$

如何解决输出摆幅小这个缺点?

PMOS 管做负载

提高输出摆幅



M1管偏置在饱和区，漏电流为 I_1 ，

$$I_S = 0.75I_1$$

$$\frac{I_{D1}}{I_{D2}} = 4$$

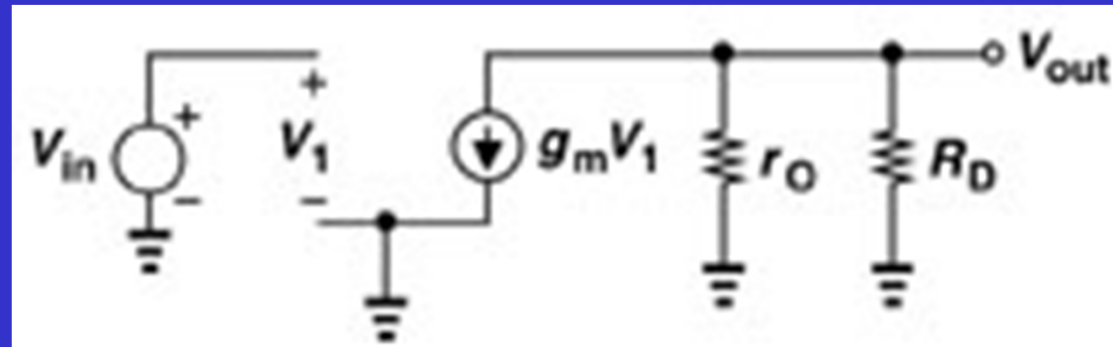
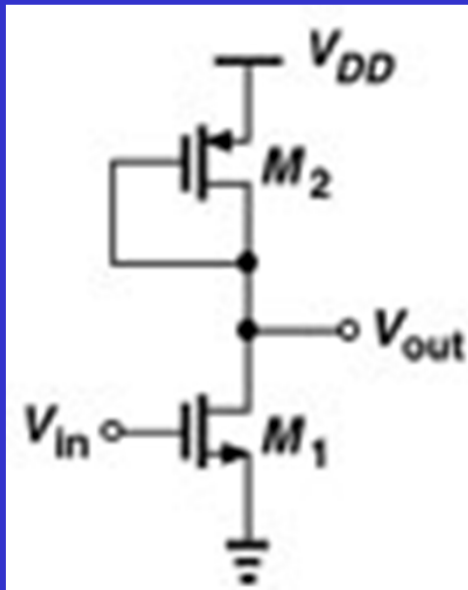
$$g_m = \frac{2I_D}{V_{OV}}$$

$$A_v = -\frac{g_{m1}}{g_{m2}} = -\frac{2I_{D1} / V_{OV1}}{2I_{D2} / V_{OV2}}$$

$$= -\frac{I_{D1}}{I_{D2}} * \frac{V_{OV2}}{V_{OV1}}$$

若要求 $A_v = -10$ ，当 $V_{OV1} = 200\text{mV}$ 、 $V_{TH} = 0.7\text{V}$ 时，
 $V_{OV2} = 500\text{mV}$ 、 $V_{SG2} = 1.2\text{V}$ 。若 $V_{DD} = 3.3\text{V}$ ，则 V_{out} 不能大于 2.1V

考虑 r_o 后的增益



$$A_v = -g_m (r_{O1} \parallel R_D)$$

$$R_D = \frac{1}{g_{m2}} \parallel r_{O2}$$

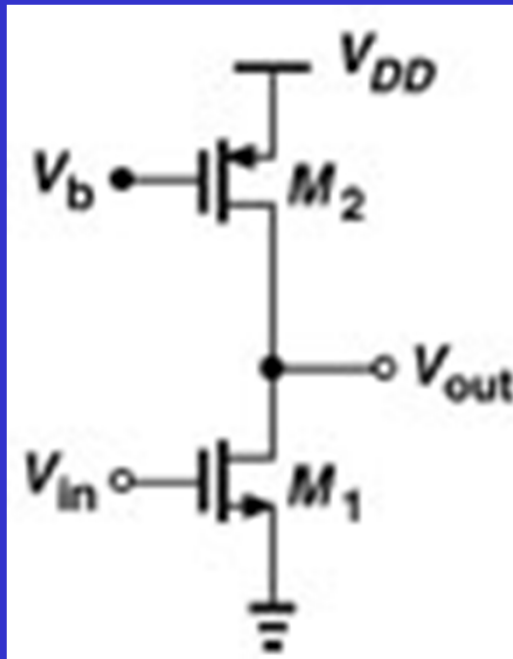
$$A_v = -g_{m1} \left(\frac{1}{g_{m2}} \parallel r_{O1} \parallel r_{O2} \right)$$

如何获得单级更高增益？

本讲

- 放大器基础知识
- 共源级—电阻做负载
- 共源级—二极管接法的MOS管做负载
- 共源级—电流源做负载
- 共源级—深线性区MOS管做负载
- 共源级—带源极负反馈

电流源做负载



$$A_v = -g_m (r_{o1} \parallel r_{o2})$$

当 r_{o2} 远大于 r_{o1} 时

$$A_v = -g_m r_{o1} = -\sqrt{2\mu_n C_{ox} I_D} \left(\frac{W}{L}\right)_1 \frac{1}{\lambda I_D}$$

$$r_o = \frac{1}{\lambda I_D} \propto \frac{L}{I_D}$$

在漏电流一定时，单增大 L 可增大增益，但同时会增大寄生电容

单纯地增大 I_D 会减小增益

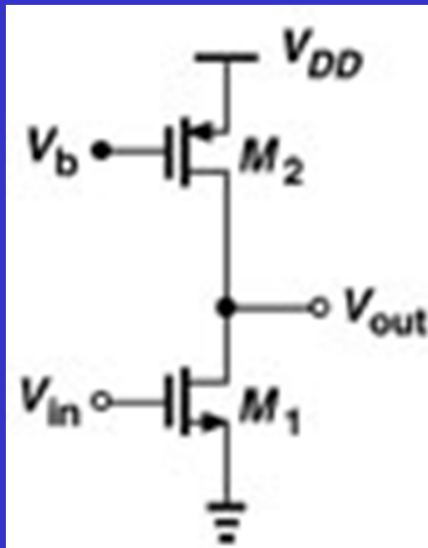
$$\frac{1}{L'} \approx \frac{1}{L} (1 + \lambda V_{DS}), \quad \lambda V_{DS} = \Delta L / L$$

$$\frac{1}{\lambda} = \frac{V_{DS} \cdot L}{\Delta L} \propto L$$

例题

□ 对电流源做负载的共源放大级，若偏置电流为1mA，小信号电压增益为100，为使电路的输出电压摆幅为2.2V，计算M1和M2的尺寸（L取为0.5um）（习题3.14）

□ 解：



已知 $A_V = 100$ ，由 $A_V = g_{m1} \cdot (r_{O1} \parallel r_{O2})$ ，可求出 g_{m1} ：

$$r_{O1} = \frac{1}{\lambda_n I_{D1}} = 10K$$

$$r_{O2} = \frac{1}{\lambda_p I_{D2}} = 5K$$

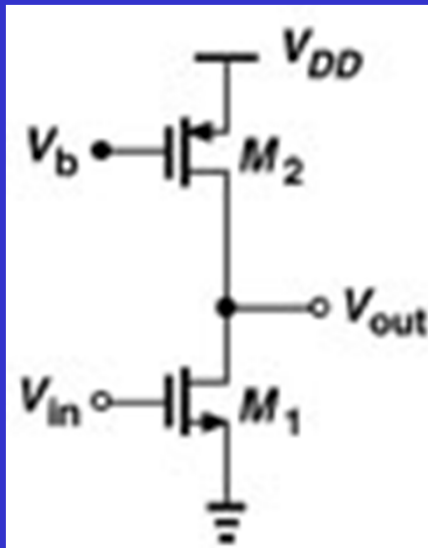
$$r_{O1} \parallel r_{O2} = \frac{10}{3} K$$

$$g_{m1} = \frac{A_V}{r_{O1} \parallel r_{O2}} = 0.03[A/V]$$

例题

□ 对电流源做负载的共源放大级，若偏置电流为1mA，小信号电压增益为100，为使电路的输出电压摆幅为2.2V，计算M1和M2的尺寸（L取为0.5um）（习题3.14）

□ 解：



已知 $I_{D1} = 1mA$ 和 $g_{m1} = 0.03[A/V]$,

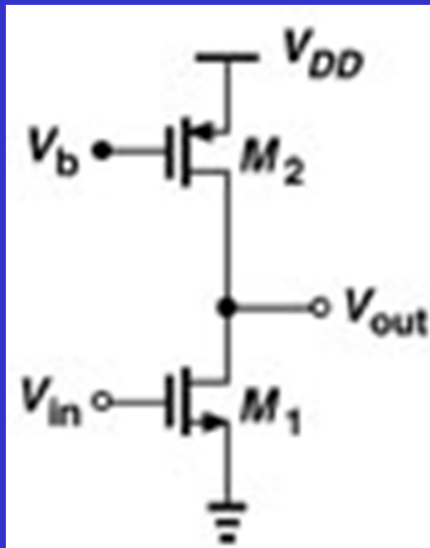
由： $g_{m1} = \sqrt{2\mu_n C_{OX} \left(\frac{W}{L}\right)_1 I_{D1}}$ ，可求出：

$$\left(\frac{W}{L}\right)_1 = \frac{g_{m1}^2}{2\mu_n C_{OX} I_{D1}} = 3351$$

例题

□ 对电流源做负载的共源放大级，若偏置电流为1mA，小信号电压增益为100，为使电路的输出电压摆幅为2.2V，计算M1和M2的尺寸（L取为0.5um）（习题3.14）

□ 解：



$$V_{out,min} = V_{OV1} = \sqrt{\frac{2I_{D1}}{\mu_n C_{OX} \left(\frac{W}{L}\right)_1}},$$

$$V_{out,max} = V_{DD} - |V_{OV2}| = V_{DD} - \sqrt{\frac{2I_{D2}}{\mu_p C_{OX} \left(\frac{W}{L}\right)_2}},$$

$$V_{out,swing} = V_{out,max} - V_{out,min} = V_{DD} - \sqrt{\frac{2I_{D2}}{\mu_p C_{OX} \left(\frac{W}{L}\right)_2}} - \sqrt{\frac{2I_{D1}}{\mu_n C_{OX} \left(\frac{W}{L}\right)_1}},$$

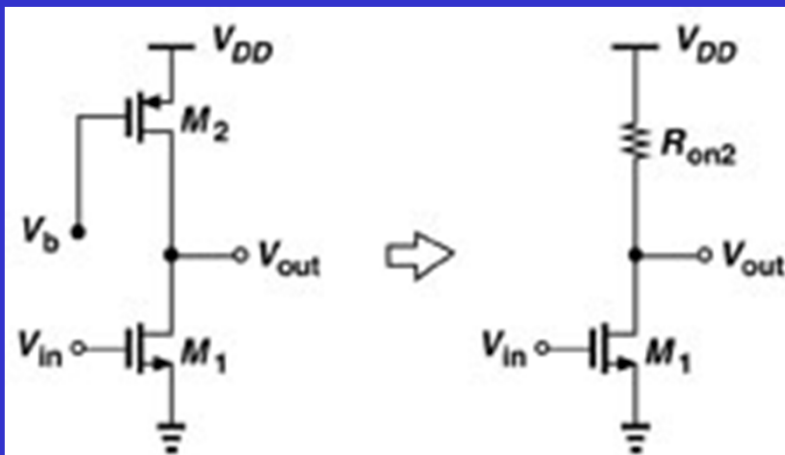
已知 $V_{out,swing} = 2.2V$, $I_{D1} = I_{D2} = 1mA$, $\left(\frac{W}{L}\right)_1 = 3351$, 可求出：

$$\left(\frac{W}{L}\right)_2 = 97$$

本讲

- 放大器基础知识
- 共源级—电阻做负载
- 共源级—二极管接法的MOS管做负载
- 共源级—电流源做负载
- 共源级—深线性区MOS管做负载
- 共源级—带源极负反馈

深线性区MOS管做负载



V_b 要足够低，使 M_2 工作在深线性区

$$R_{ON2} = \frac{1}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_2 (V_{DD} - V_b - |V_{THP}|)}$$

$$A_v = -g_m R_{ON2}$$

优点:

输出可以为 V_{DD} ，摆幅可以较大

但 V_{out} 离开 V_{DD} 太远时， R_{ON2} 偏离深线性区时的值

缺点:

要得到精准的 R_{on2} 比较困难；受工艺、温度变化影响比较大，产生稳定、精确的 V_b 比较难

本讲

- 放大器基础知识
- 共源级—电阻做负载
- 共源级—二极管接法的MOS管做负载
- 共源级—电流源做负载
- 共源级—深线性区MOS管做负载
- 共源级—带源极负反馈

辅助定理

□ 内容

- ❖ “线性电路中，电压增益等于 $-G_m R_{out}$ ， G_m 等于输出对地短路时的跨导， R_{out} 等于输入电压为零时的输出阻抗”

□ 证明

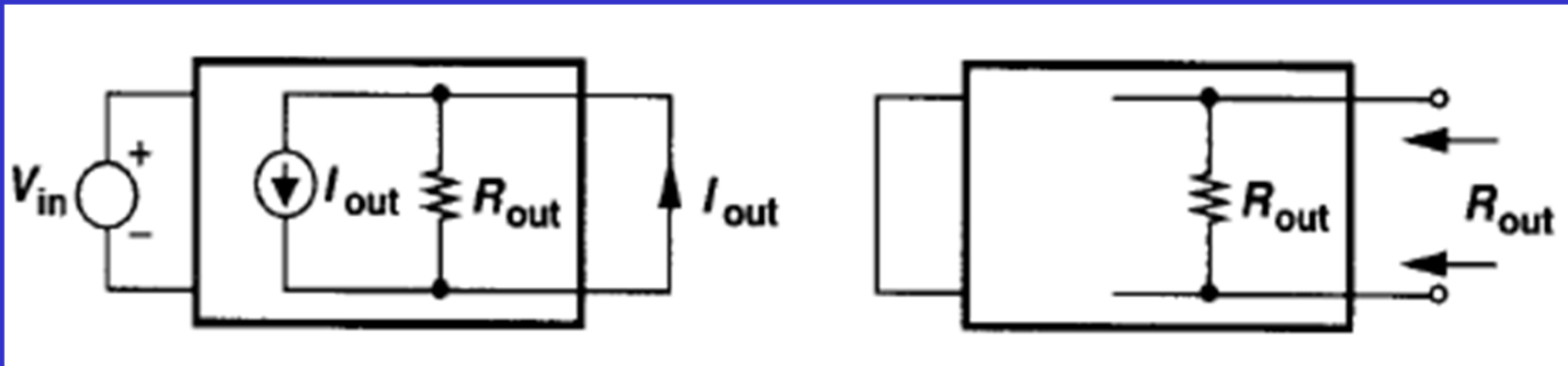
- ❖ 输出端口用诺顿等效

□ 用途

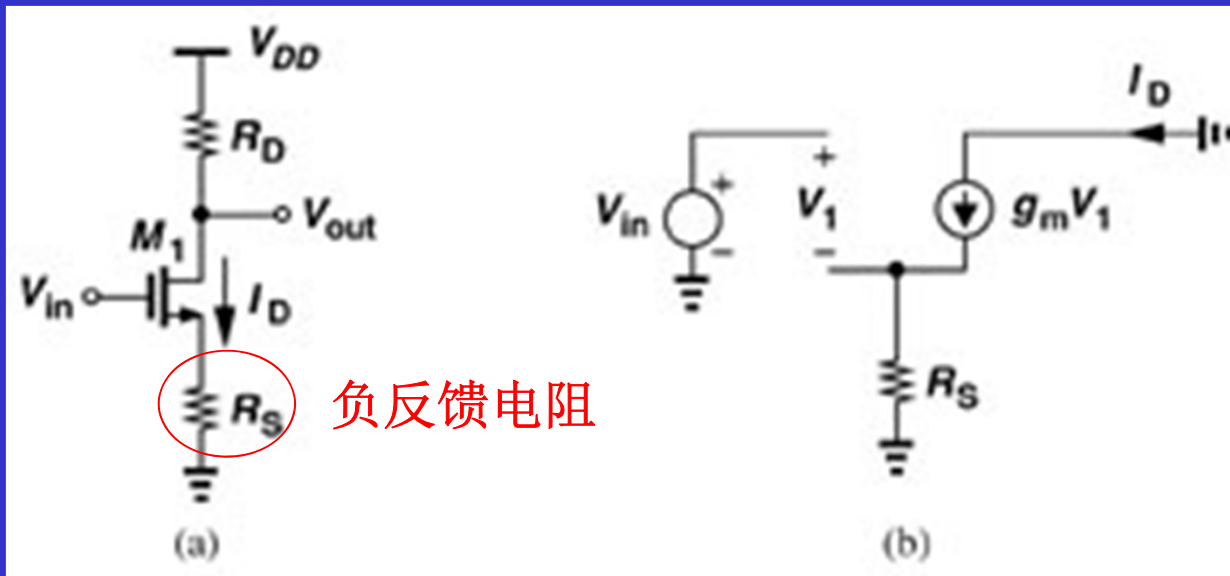
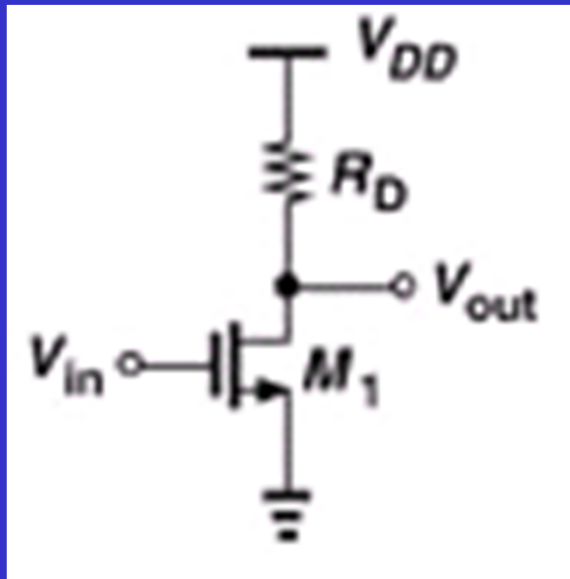
- ❖ 易于求出电压增益

$$\because V_{out} = -I_{out} R_{out}, G_m = I_{out} / V_{in},$$

$$\therefore V_{out} = -G_m V_{in} R_{out}, A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -G_m R_{out}$$



带源极负反馈的共源级



$$\begin{aligned}
 A_v &= \frac{\partial V_{out}}{\partial V_{in}} \\
 &= -R_D \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{in} - V_{TH}) \\
 &= -g_m R_D.
 \end{aligned}$$

如何改善非线性？

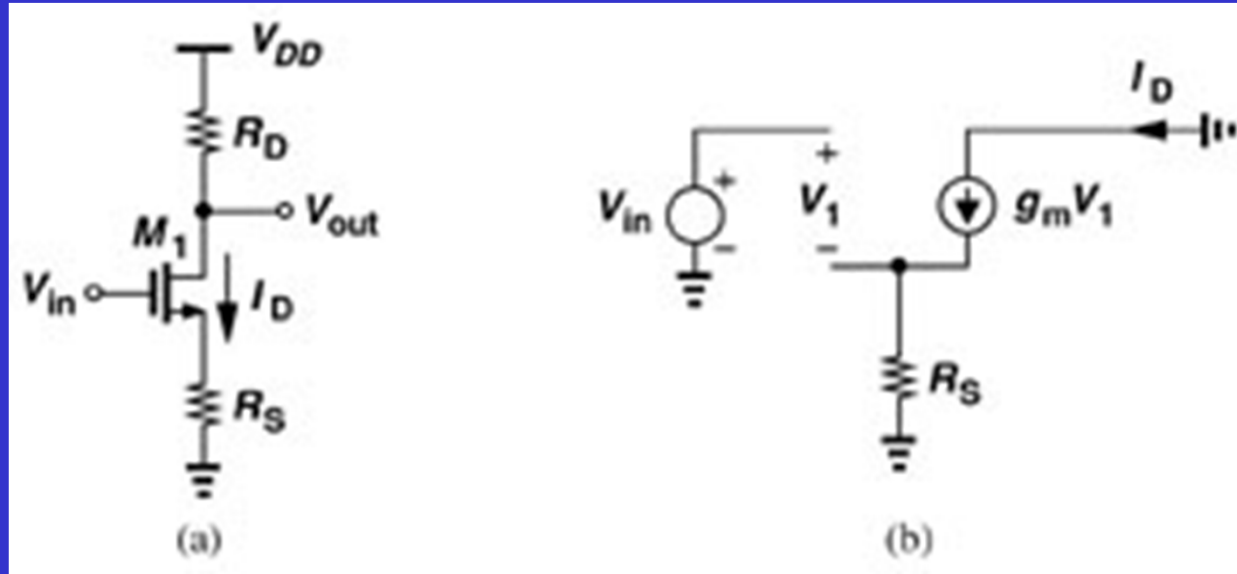
方法之一是前面用二极管接法MOS管做负载

方法之二是引入用源极负反馈电阻

$$A_v = - \sqrt{\frac{\mu_n (W/L)_1}{\mu_p (W/L)_2}}$$

增益随 V_{in} 的变化而变化，在信号摆幅较大时会引入非线性

等效跨导 G_m



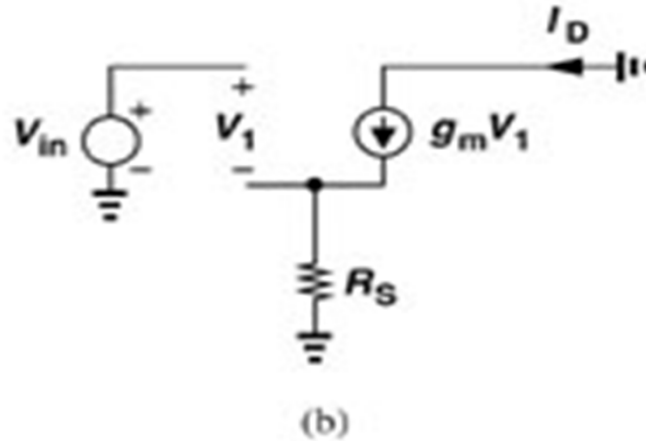
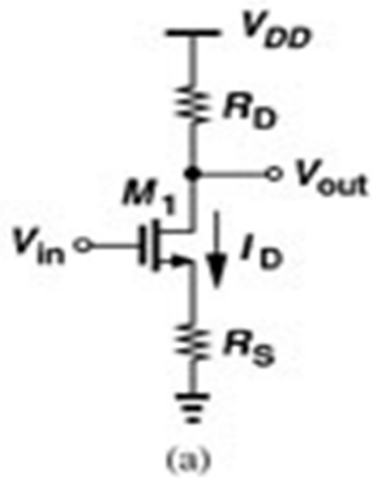
$$V_{out} = V_{DD} - I_D R_D \quad I_D = f(V_{GS})$$

$$A_v = \frac{\partial V_{out}}{\partial V_{in}} = -R_D \frac{\partial I_D}{\partial V_{in}}$$

$$\text{定义等效跨导 } G_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{in}}$$

$$\begin{aligned} G_m &= \frac{\partial I_D}{\partial V_{in}} \\ &= \frac{\partial f}{\partial V_{GS}} \frac{\partial V_{GS}}{\partial V_{in}} \end{aligned}$$

从大信号特性推导Gm和增益



$$G_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{in}}$$

$$= \frac{\partial f}{\partial V_{GS}} \frac{\partial V_{GS}}{\partial V_{in}}$$

$$V_{GS} = V_{in} - I_D R_S$$

$$\frac{\partial V_{GS}}{\partial V_{in}} = 1 - R_S \frac{\partial I_D}{\partial V_{in}}$$

$$I_D = f(V_{GS})$$

$$G_m = (1 - R_S \frac{\partial I_D}{\partial V_{in}}) \frac{\partial f}{\partial V_{GS}}$$

$$= (1 - R_S G_m) \frac{\partial f}{\partial V_{GS}}$$

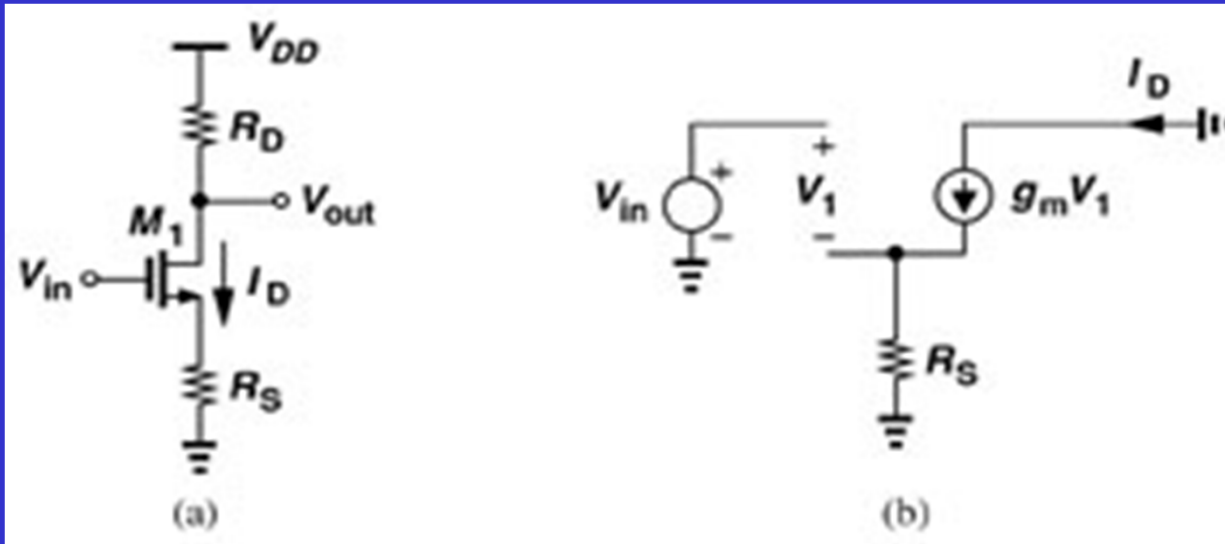
$$= (1 - R_S G_m) g_m$$

$$G_m = \frac{g_m}{1 + g_m R_S}$$

$$A_v = -G_m R_D$$

$$= -\frac{g_m R_D}{1 + g_m R_S}$$

从小信号电路推导Gm和增益



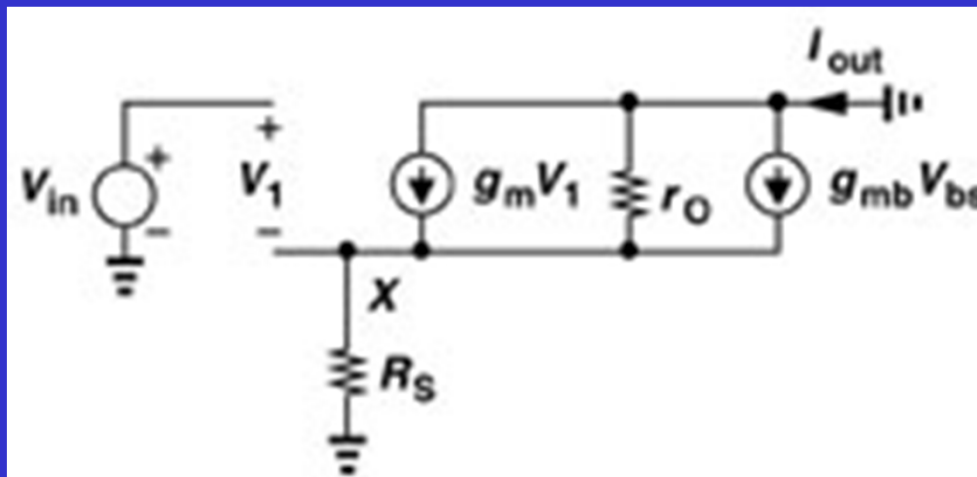
$$G_m = \frac{g_m}{1 + g_m R_S}$$

$$A_v = -G_m R_D$$
$$= -\frac{g_m R_D}{1 + g_m R_S}$$

随着 R_S 增大， G_m 和增益都变为 g_m 的弱函数，提高了线性度；但以牺牲增益为代价

当 $R_S \gg 1/g_m$ 时， $G_m \cong 1/R_S$

考虑 g_{mb} 和 r_o 的等效跨导 G_m 和增益

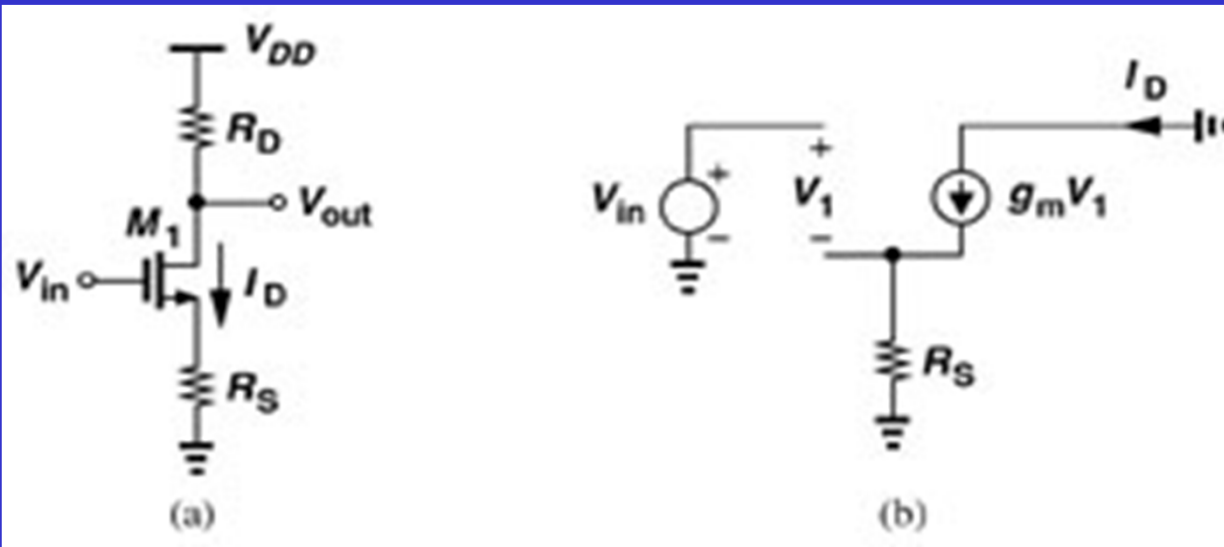


$$I_{out} = g_m V_1 - g_{mb} V_X - \frac{I_{out} R_S}{r_o}$$

$$= g_m (V_{in} - I_{out} R_S) + g_{mb} (-I_{out} R_S) - \frac{I_{out} R_S}{r_o}$$

$$G_m = \frac{I_{out}}{V_{in}} = \frac{g_m r_o}{R_S + [1 + (g_m + g_{mb}) R_S] r_o} = \frac{g_m}{R_S / r_o + [1 + (g_m + g_{mb}) R_S]}$$

跨导 G_m 和增益分析



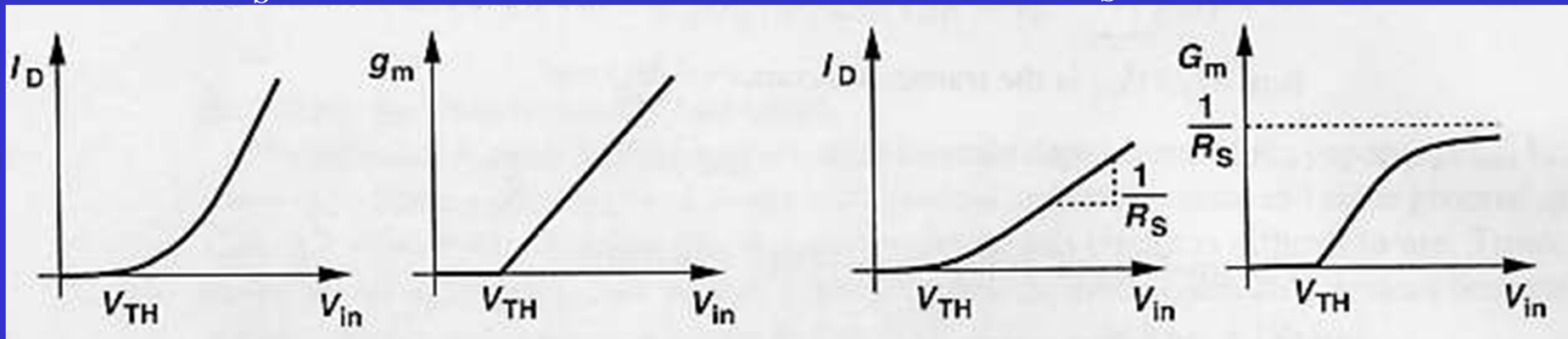
$$G_m = \frac{g_m}{1 + g_m R_S}$$

$$A_v = -G_m R_D$$

$$= -\frac{g_m R_D}{1 + g_m R_S}$$

当 $R_S=0$ 时

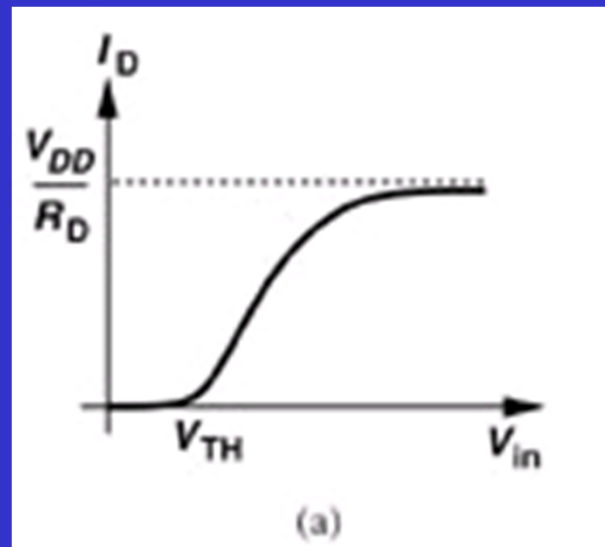
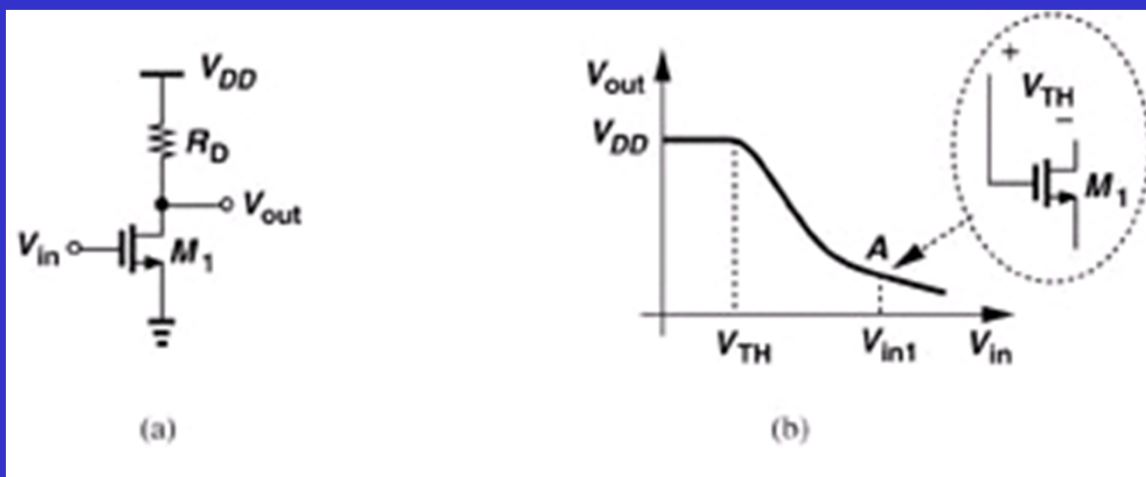
当 $R_S \neq 0$ 时



V_{in} 较小时, $1/g_m \gg R_S$, $G_m \cong g_m$; V_{in} 增大时, 负反馈效应显现

电阻做负载的共源级

I_D 随 V_{in} 的变化关系



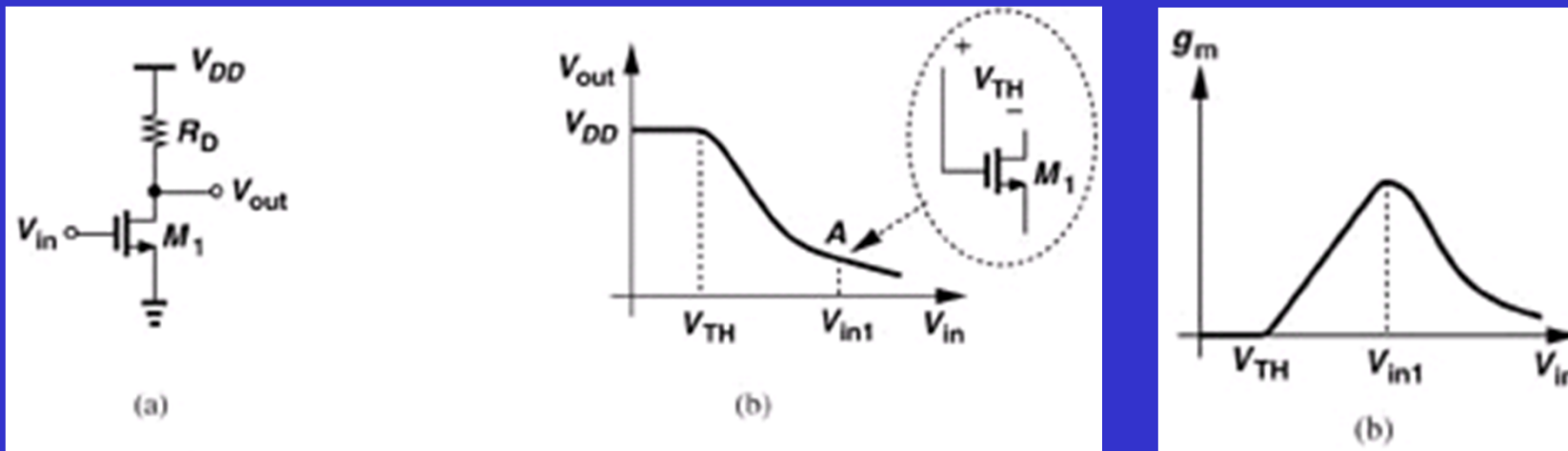
$$I_D = \frac{V_{DD} - V_{out}}{R_D}$$

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

$$V_{out} = V_{DD} - R_D \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} [2(V_{in} - V_{TH})V_{out} - V_{out}^2].$$

电阻做负载的共源级

g_m 随 V_{in} 的变化关系



饱和区时

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

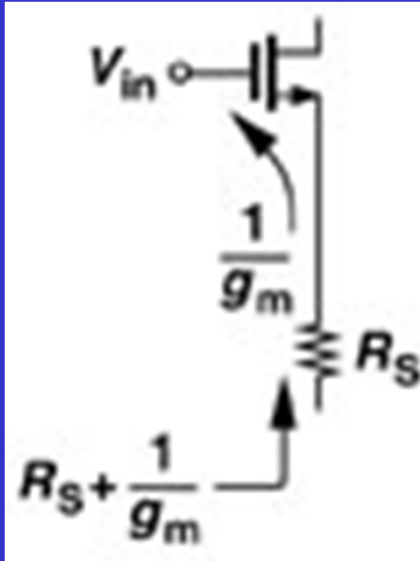
线性区时

$$g_m = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} V_{DS}$$

$$V_{DS} = V_{out}$$

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

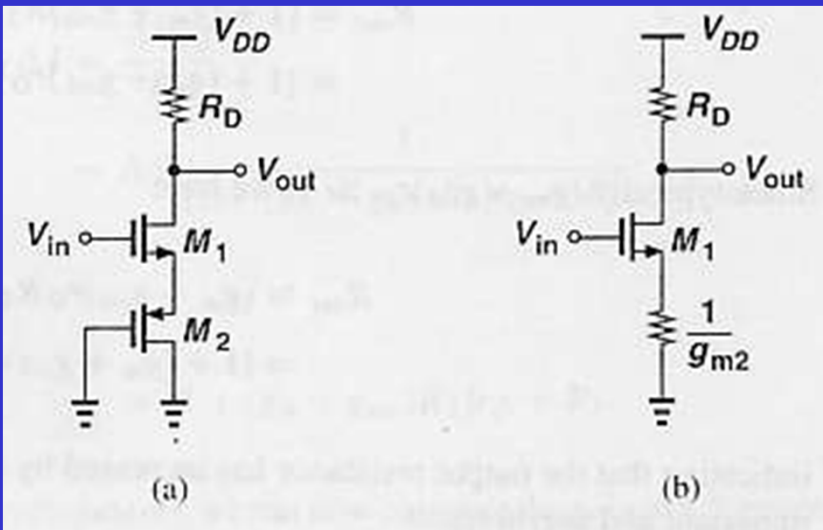
带源极负反馈的共源级 A_v 分析



$$A_v = \frac{-g_m R_D}{1 + g_m R_S} = -\frac{R_D}{1/g_m + R_S}$$

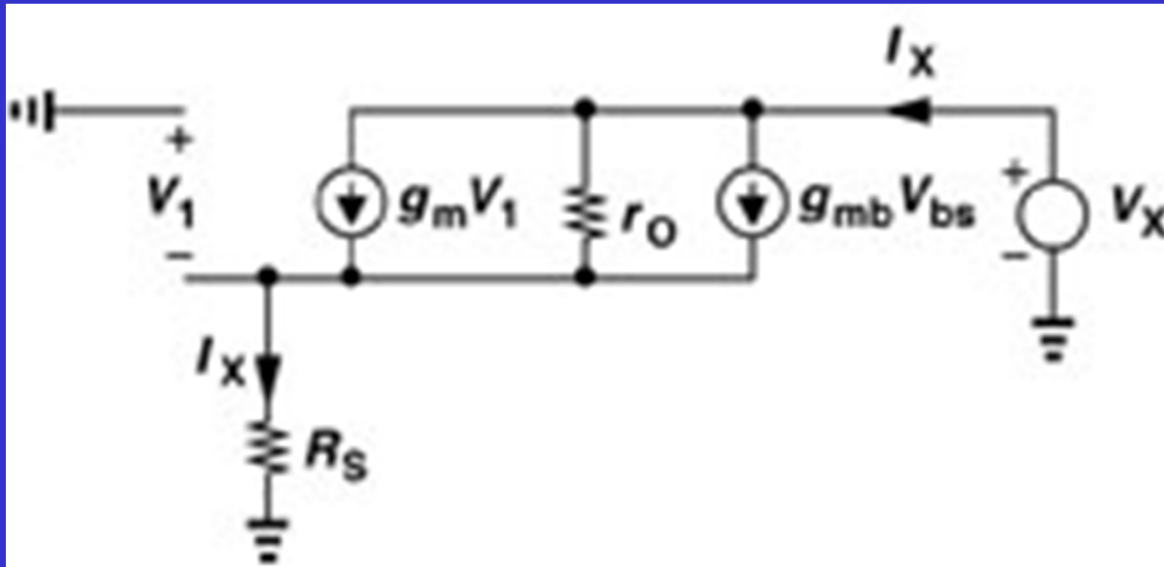
A_v = “在漏极节点看到的阻抗” / “在源极通路上看到的阻抗”

可以极大地简化更复杂电路的分析



$$A_v = -\frac{R_D}{\frac{1}{g_{m1}} + \frac{1}{g_{m2}}}$$

输出电阻



$$r_O [I_X + (g_m + g_{mb}) R_S I_X] + I_X R_S = V_X.$$

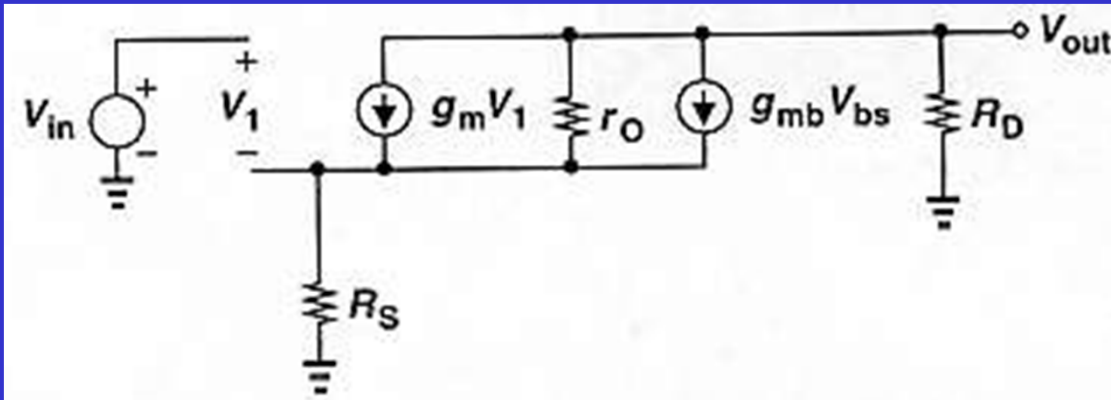
$$\begin{aligned} R_{out} &= [1 + (g_m + g_{mb}) R_S] r_O + R_S \\ &= [1 + (g_m + g_{mb}) r_O] R_S + r_O. \end{aligned}$$

$$R_{OUT} = [1 + (g_m + g_{mb}) r_o] R_S + r_o \quad R_{OUT} = r_o' \approx r_o [1 + (g_m + g_{mb}) R_S]$$

输出电阻增大了很多

$$A_v = -G_m (R_D \parallel r_o')$$

考虑体效应和沟长调制效应后的 A_v



$$G_m = \frac{I_{out}}{V_{in}} = \frac{g_m r_o}{R_S + [1 + (g_m + g_{mb})R_S]r_o}$$

$$R_{out} = [1 + (g_m + g_{mb})R_S]r_o + R_S \\ = [1 + (g_m + g_{mb})r_o]R_S + r_o$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-g_m r_o R_D}{R_D + R_S + r_o + (g_m + g_{mb})R_S r_o}$$

$$A_v = \frac{-g_m r_o R_D [R_S + r_o + (g_m + g_{mb})R_S r_o]}{R_D + R_S + r_o + (g_m + g_{mb})R_S r_o} \cdot \frac{1}{R_S + r_o + (g_m + g_{mb})R_S r_o} \\ = -\frac{g_m r_o}{R_S + r_o + (g_m + g_{mb})R_S r_o} \cdot \frac{R_D [R_S + r_o + (g_m + g_{mb})R_S r_o]}{R_D + R_S + r_o + (g_m + g_{mb})R_S r_o}$$

G_m

北京大学微电子学系—陈中建—模拟集成电路原理与设计

输出电阻

本讲

- 放大器基础知识
- 共源级—电阻做负载
- 共源级—二极管接法的MOS管做负载
- 共源级—电流源做负载
- 共源级—深线性区MOS管做负载
- 共源级—带源极负反馈

重点内容

□小信号分析能力

- ❖ 给出一个电路，能画出小信号等效电路，并基于该电路推导增益、输出阻抗等指标

□电流源做负载的CS级和二极管接法MOS管做负载的CS级

- ❖ 掌握，后面使用最多

□源级负反馈的CS级

- ❖ 掌握，后面使用较多

作业

□3.12

❖ 二极管接法的CS级:大信号特性分析、增益计算

□3.2

❖ 电流源负载的CS级: 增益和输出摆幅计算

□3.24

❖ R_D 做负载的带源极负反馈的CS级: 大信号特性分析、增益计算

□做作业时, 用到 (W/L) 的L值时

❖ L应按 $L_{\text{eff}}=L_{\text{drawn}}-2L_D$ 计算。参考答案有时没考虑 L_D 的影响, 不够严格

□交作业时间

❖ 听助教通知

设计实习2

□ 针对CSMC 0.5 μm 工艺，设计一个电流源做负载的共源放大级，电路结构如图3.14。要求：输出摆幅在0.3—4.6V之间，NMOS管的L取1 μm ，PMOS管的L取1.1 μm ， $I_D=0.5\text{mA}$ 左右， $V_{DD}=5\text{V}$ 。仿真得到它的电压增益。

□ 实习目的

❖ 设计常用的电流源做负载的共源放大级，掌握单级放大级的设计方法

□ 实习后，提交《设计实习2报告》到助教Email信箱

❖ 报告内容

▪ 实习目的、实习内容、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2报告

□ 参考结果

❖ 电压增益73左右

设计实习2

□ CSMC 0.5um工艺主要工艺参数

- ❖ NMOS管L: 0.5~20um, PMOS管L:0.55~20um
- ❖ 单个NMOS管 (每个finger) W: 0.5~20um, 单个PMOS管 (每个finger) W:0.6~20um
- ❖ $V_{THN}=0.85V$ (近似值), $V_{THP}=-0.95V$ (近似值)。与W、L等有关, 与体校应等有关

□ 电压增益的仿真方法

- ❖ 仿真得到 $V_{out}-V_{in}$ 大信号转移特性曲线后, 用Spectre中的Calculator工具计算曲线各点的导数并画出导数- V_{in} 曲线, 即为电压增益曲线, 可看出不同偏置点处的电压增益并不相同
- ❖ 也可以在输出电压2.5V附近, 取两个点, 由这两个点的坐标值, 计算 $\Delta V_{out}/\Delta V_{in}$, 从而求出曲线在该区域的斜率 (电压增益)

□ 注意

- ❖ 仿真 $V_{out}-V_{in}$ 大信号转移特性曲线时, 步长一定要取得足够小 (例如取为0.0001V), 否则根据仿真曲线计算出来的电压增益会和实际最大值相差很多

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 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