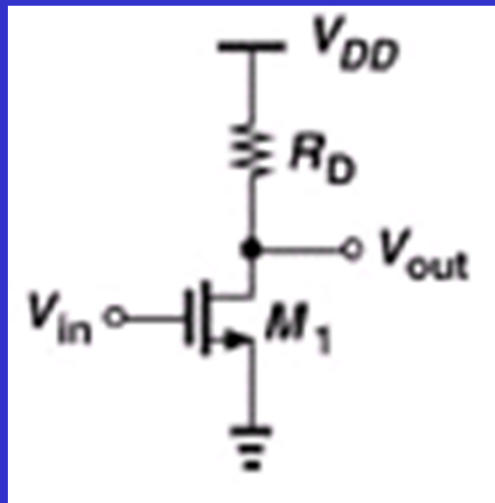


上一讲

□ 放大器基础知识

□ 电阻做负载的共源级

❖ 增益有非线性，电阻精度差或面积大

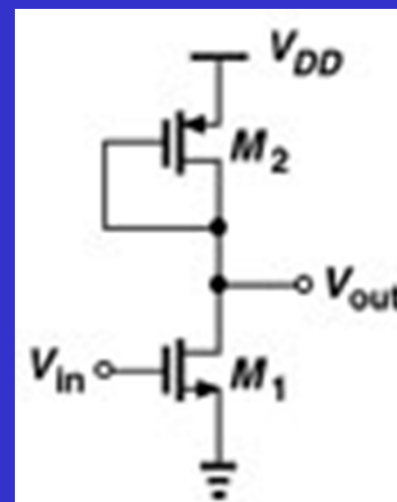
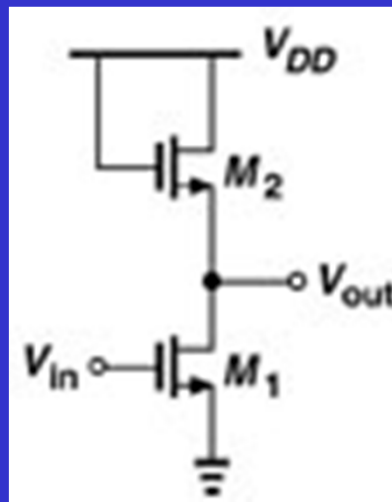


$$A_v = g_m R_D$$

上一讲

□ 二极管接法的MOS管做负载的共源级

- ❖ 线性度好，输出摆幅小，增益不能太大（否则摆幅小、带宽小）



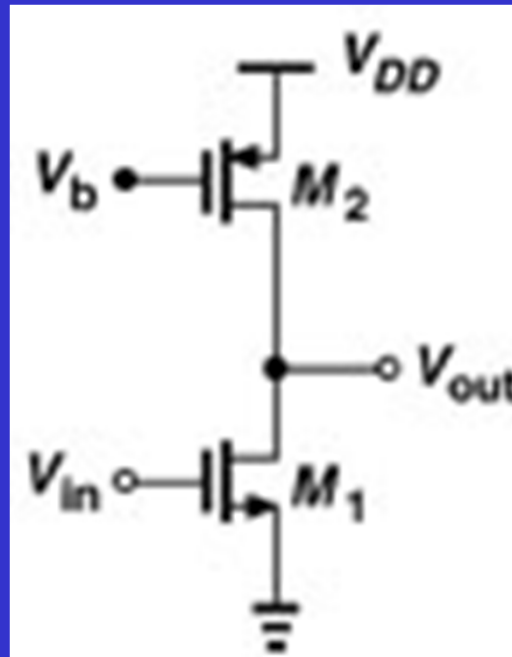
$$A_v = -\sqrt{\frac{(W/L)_1}{(W/L)_2}} \frac{1}{1 + \eta}$$

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

上一讲

□ 电流源做负载的共源级

❖ 增益大

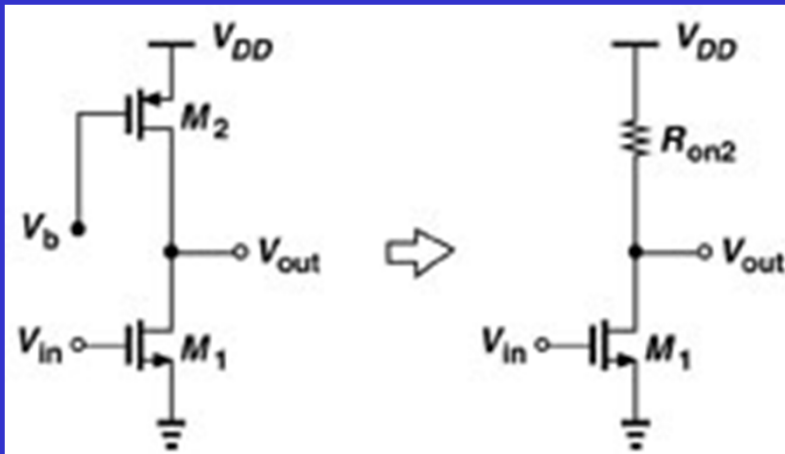


$$A_v = -g_m (r_{o1} \parallel r_{o2})$$

上一讲

□深线性区MOS管做负载的共源级

- ❖输出可以较大（可以为VDD）
- ❖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



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

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

上一讲

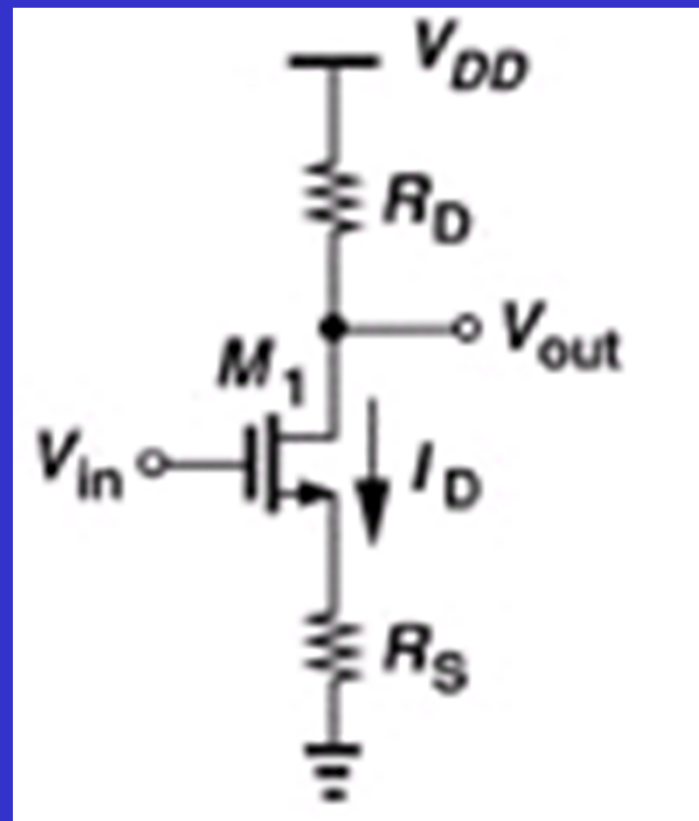
□带源极负反馈的共源级

- ❖ 负反馈电阻 R_S 使 G_m 和电压增益变为 g_m 的弱函数，提高线性度
- ❖ 输出电阻大

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

- ❖ 牺牲了增益

$$\begin{aligned} A_v &= -G_m R_D \\ &= -\frac{g_m R_D}{1 + g_m R_S} \end{aligned}$$



模拟集成电路原理与设计

第3章 单级放大器（二）

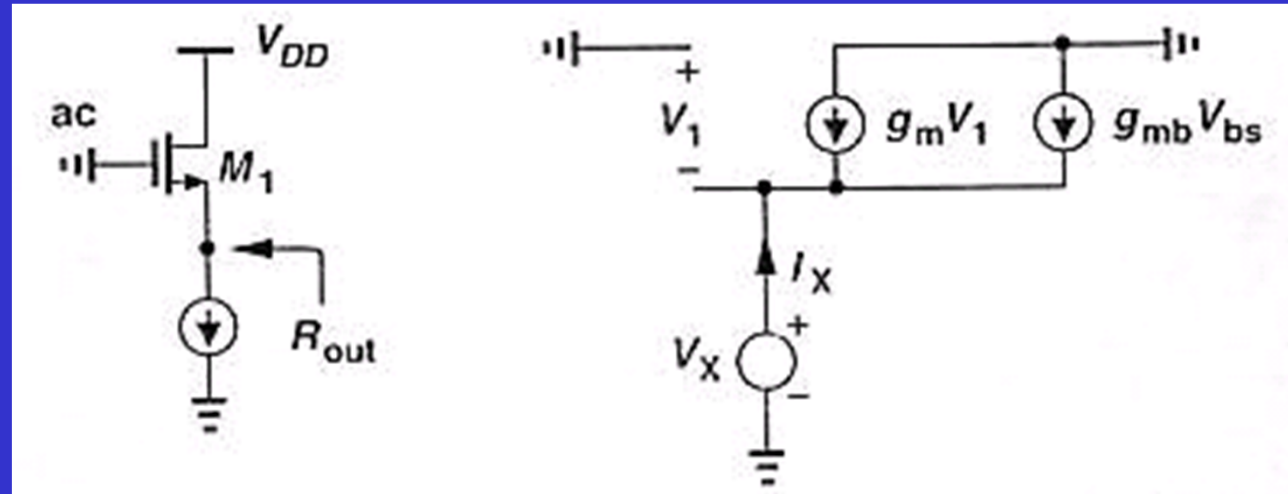
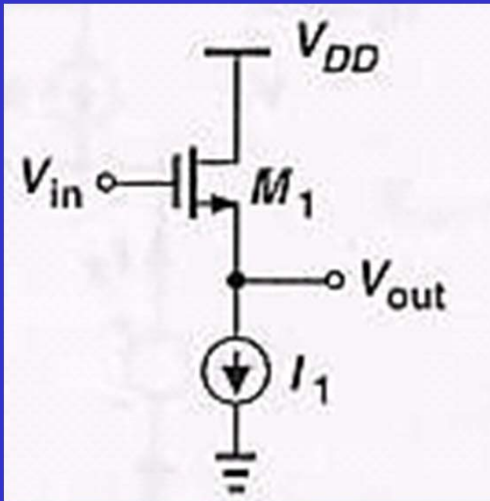
陈中建

chenzj@pku.edu.cn

62759620，理科2号楼2617

微电子学系

如何求“从M1源端看进去的阻抗”？



$$\because V_1 = -V_X, I_X - g_m V_X - g_{mb} V_X = 0$$

$$\therefore R_{out} = \frac{V_X}{I_X} = \frac{1}{g_m + g_{mb}}$$

求从“？”端看进去的电阻，用同样方法

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

□ 共漏级—源跟随器

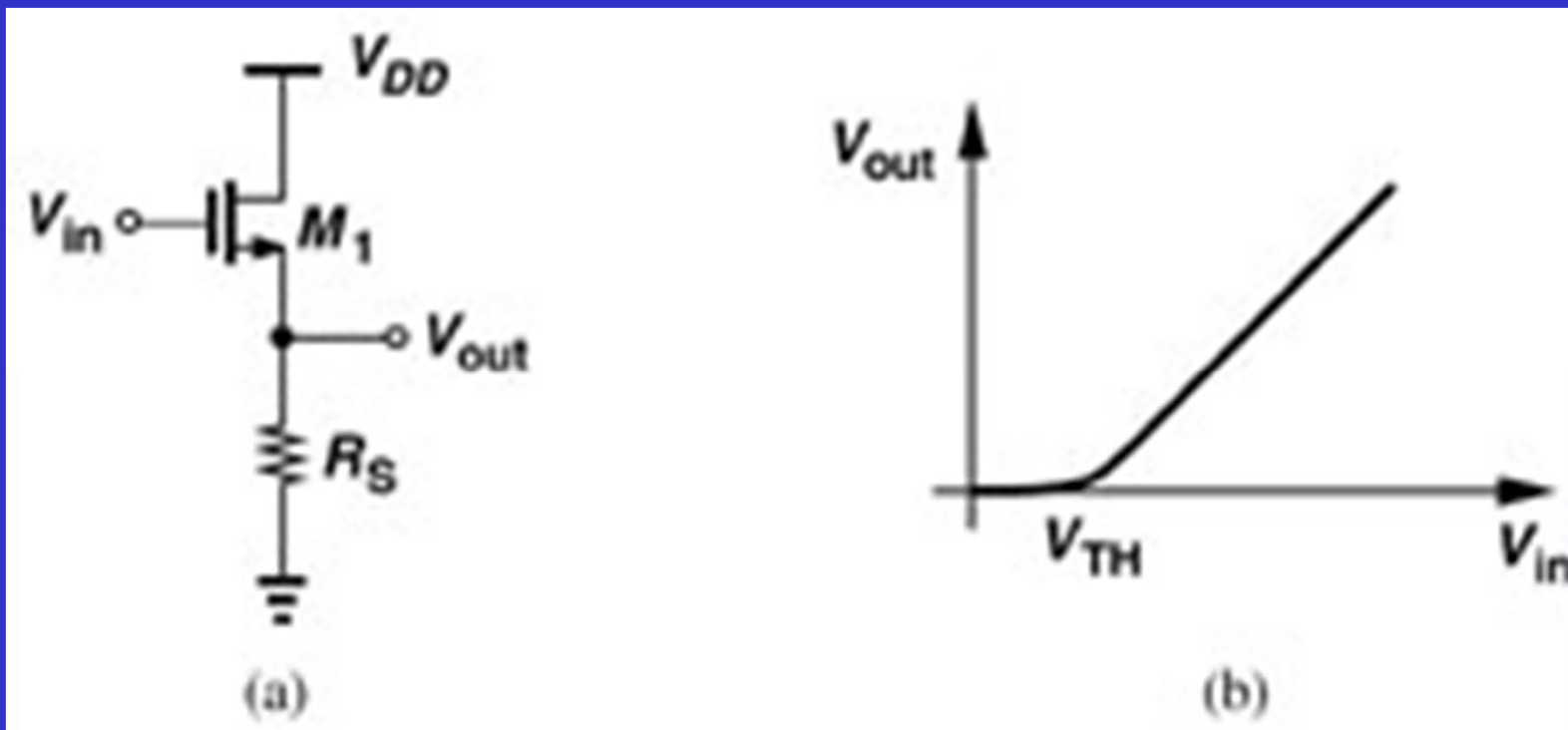
□ 共栅级

□ 共源共栅级

❖ 折叠共源共栅级

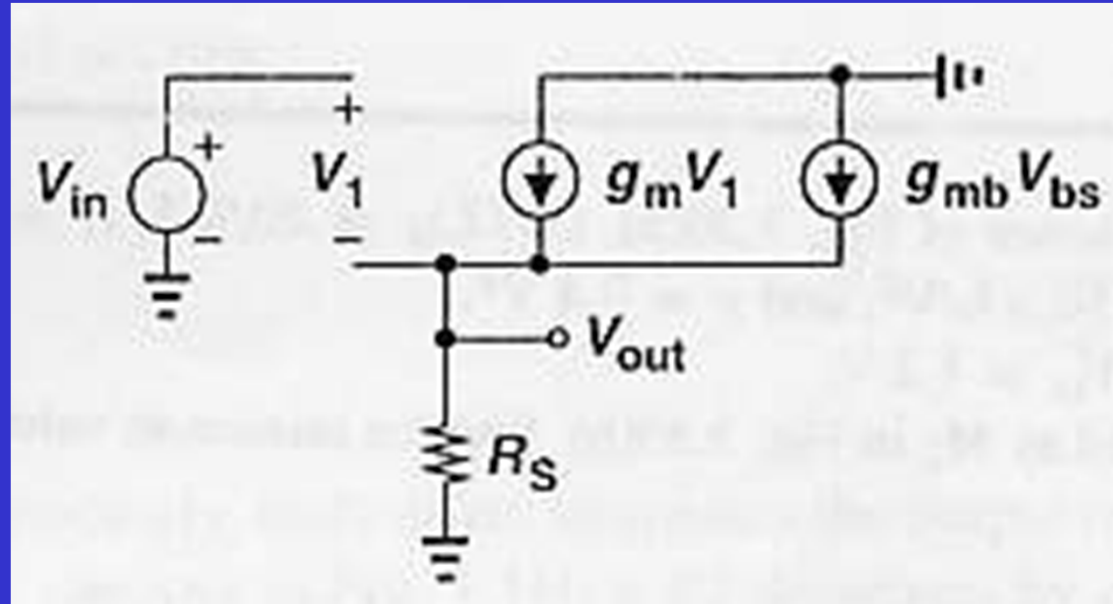
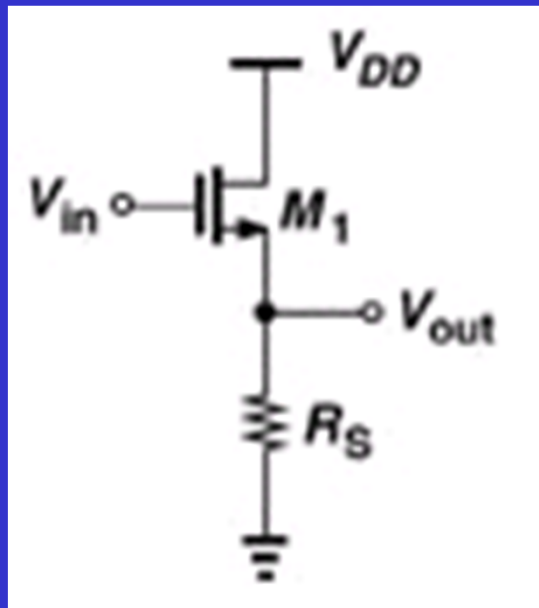
□ 手算时器件模型和公式的选择

大信号特性



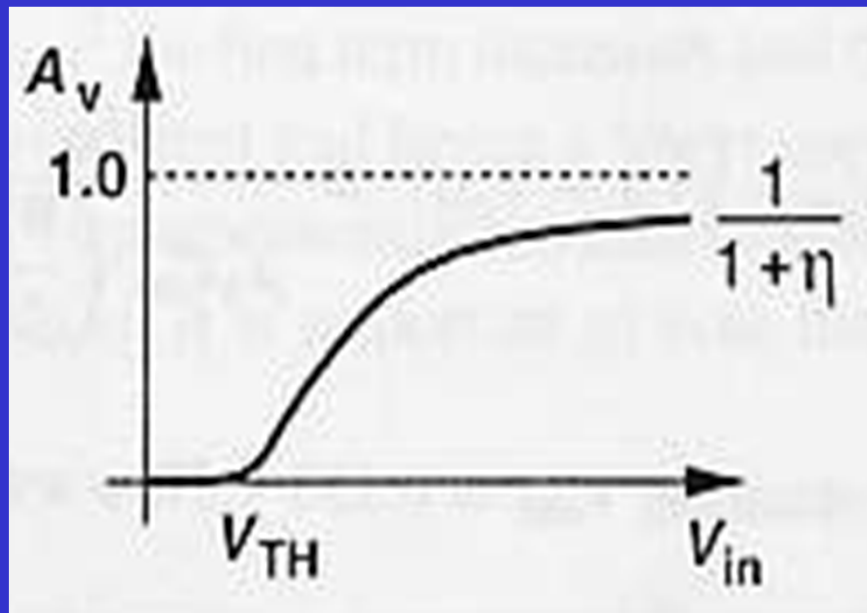
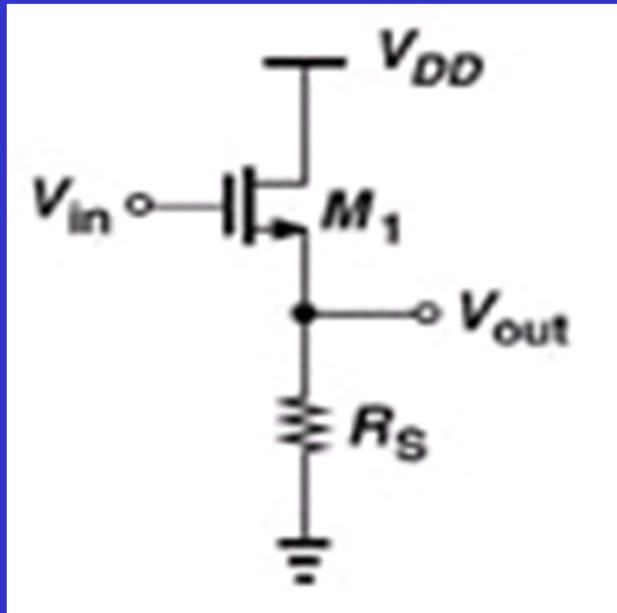
$$\frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{in} - V_{TH} - V_{out})^2 R_S = V_{out}.$$

小信号特性—增益



$$A_v = \frac{g_m R_S}{1 + (g_m + g_{mb}) R_S}$$

增益随 V_{in} 的变化



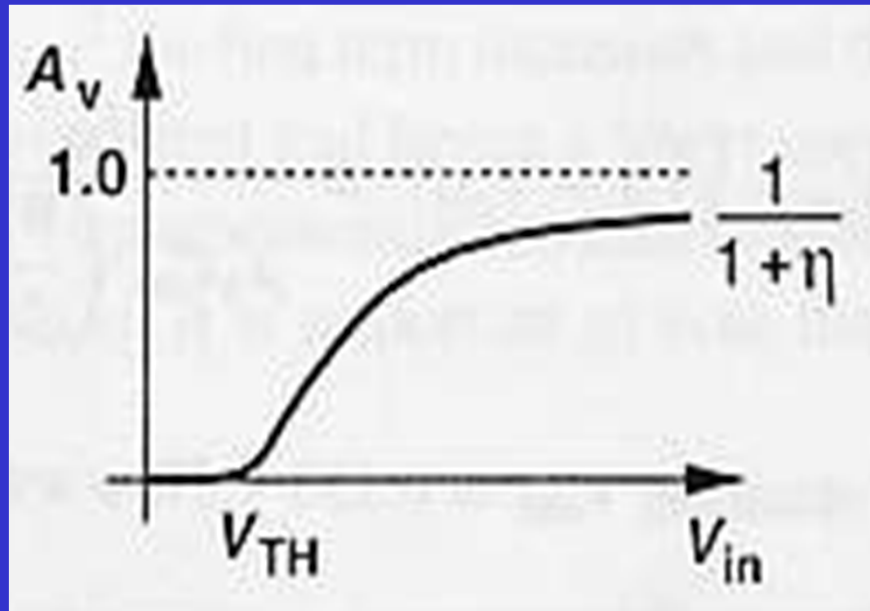
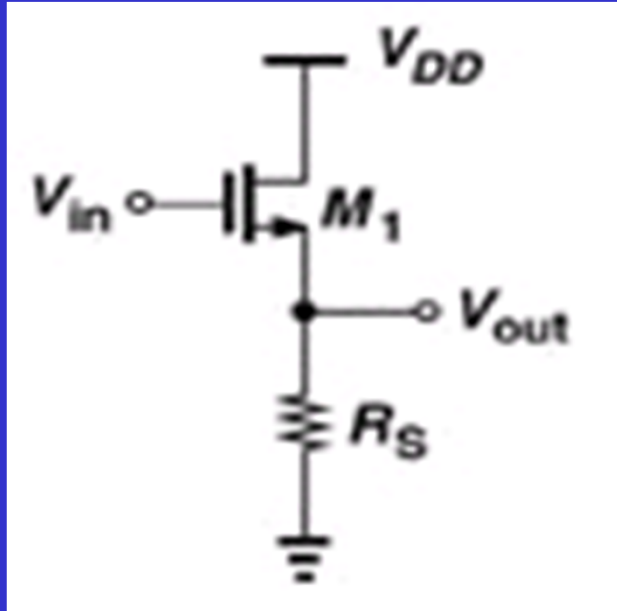
$V_{out}=1V$ 时,
 $\eta=0.163$

$$A_v = \frac{g_m R_S}{1 + (g_m + g_{mb}) R_S} = \frac{1}{\frac{1}{g_m R_S} + (1 + \frac{g_{mb}}{g_m})} = \frac{1}{\frac{1}{g_m R_S} + (1 + \eta)}$$

$$\approx \frac{1}{1 + \eta} \text{ (当 } g_m R_S \text{ 足够大时)}$$

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

增益的非线性

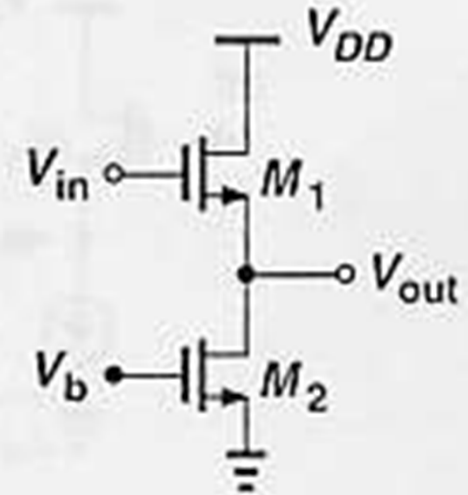
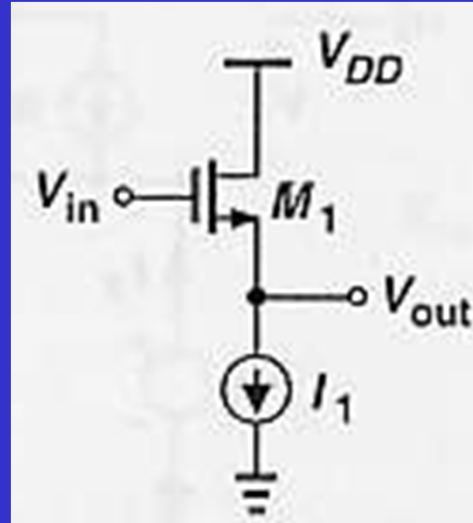
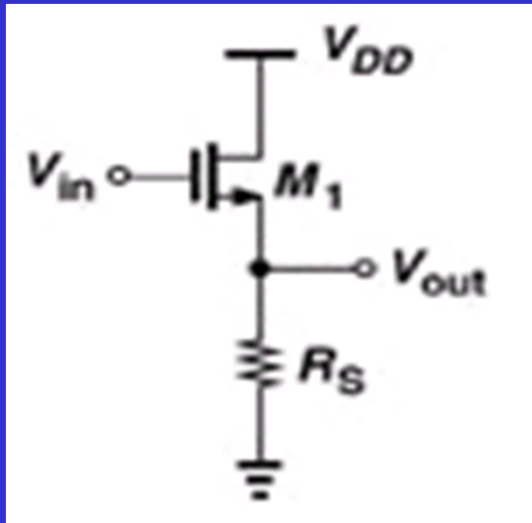


$V_{out}=1V$ 时,
 $\eta=0.163$

$$A_v = \frac{g_m R_S}{1 + (g_m + g_{mb}) R_S} = \frac{1}{\frac{1}{g_m R_S} + (1 + \frac{g_{mb}}{g_m})} = \frac{1}{\frac{1}{g_m R_S} + (1 + \eta)}$$

$$\approx \frac{1}{1 + \eta} \quad (\text{当 } g_m R_S \text{ 足够大时}) \quad \eta = \frac{\gamma}{2\sqrt{2\Phi_F + V_{SB}}}$$

增大 R_S 以提高增益线性度



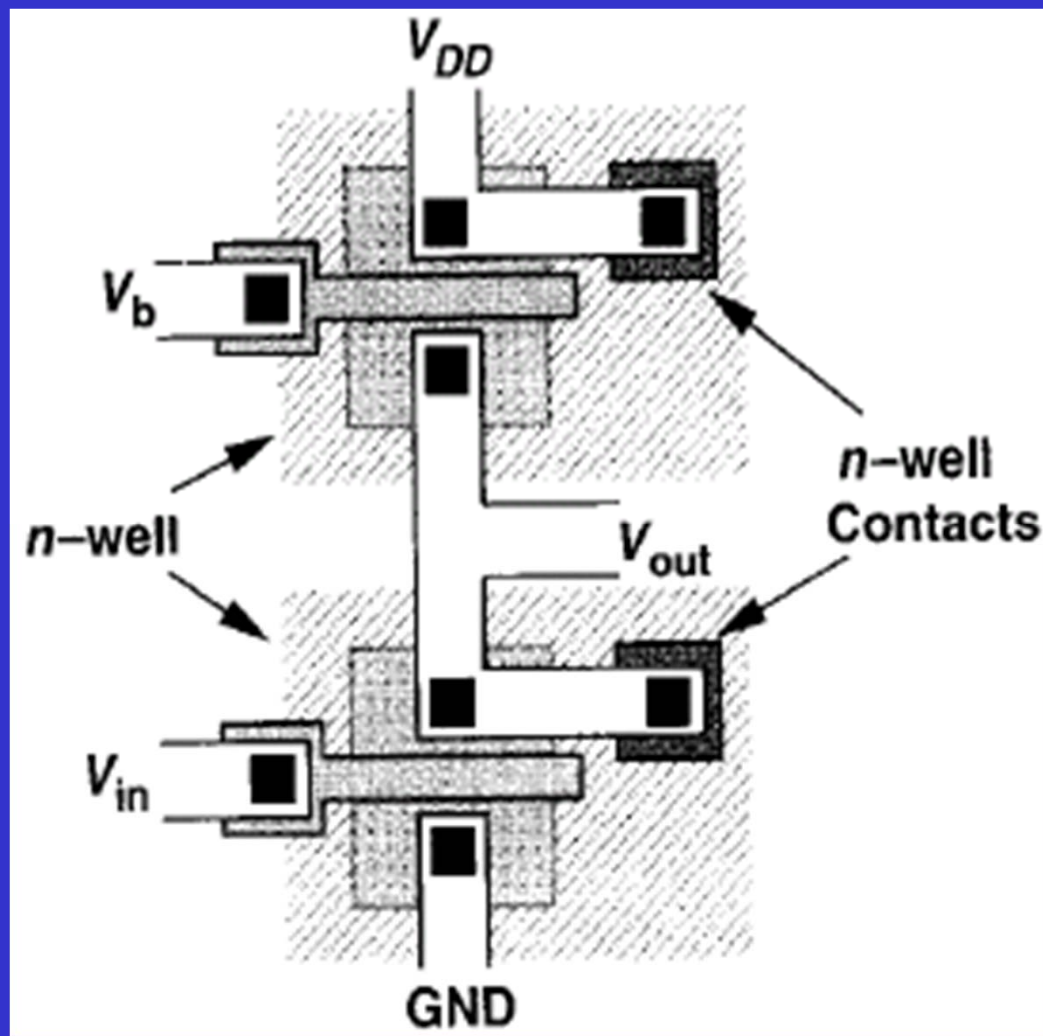
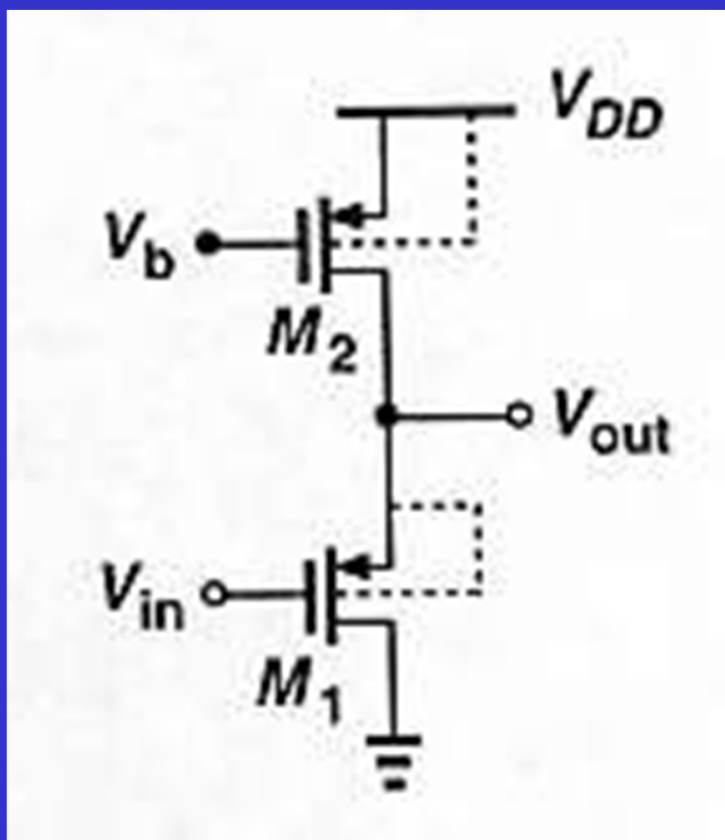
$$A_v = \frac{g_m R_S}{1 + (g_m + g_{mb}) R_S} = \frac{g_m}{\frac{1}{R_S} + (g_m + g_{mb})} = \frac{g_m}{g_m + g_{mb}} \quad (\text{当 } R_S = \infty \text{ 时})$$

即使 $R_S = \infty$, 仍存在非线性
 (η) g_{mb} 随 V_{in} 的变化而改变

$$A_v = \frac{1}{1 + \eta}$$

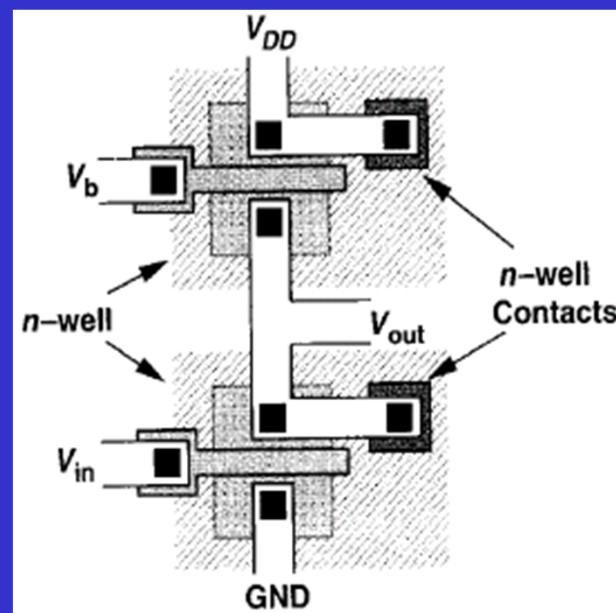
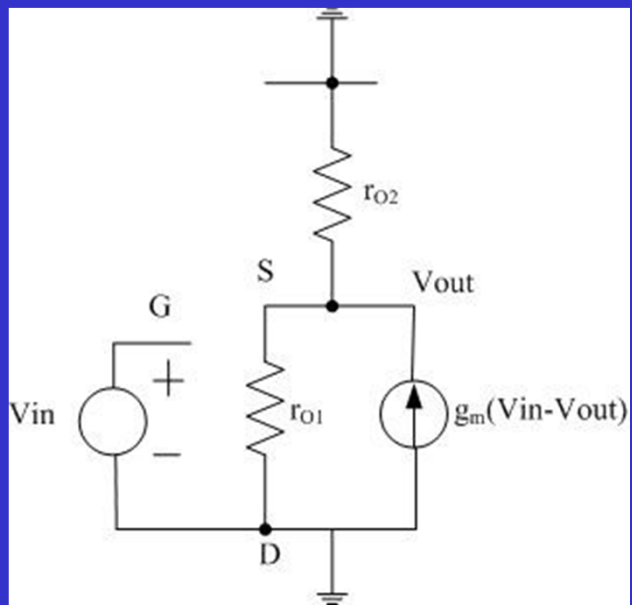
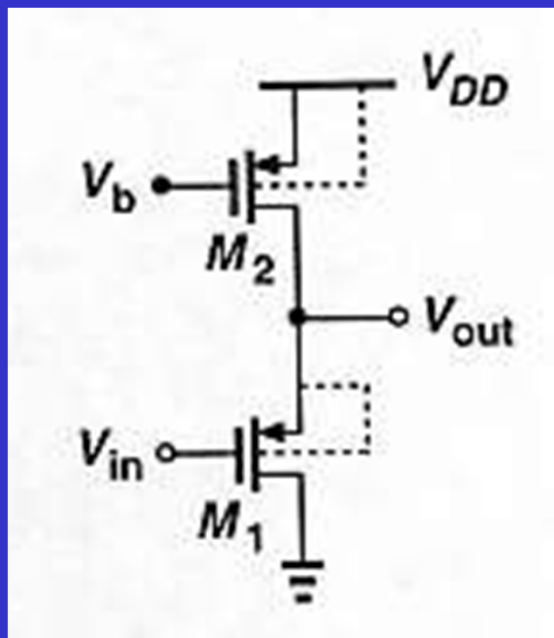
PMOS管做源随管以提高增益线性度

消除体效应



PMOS管做源随管以提高增益线性度

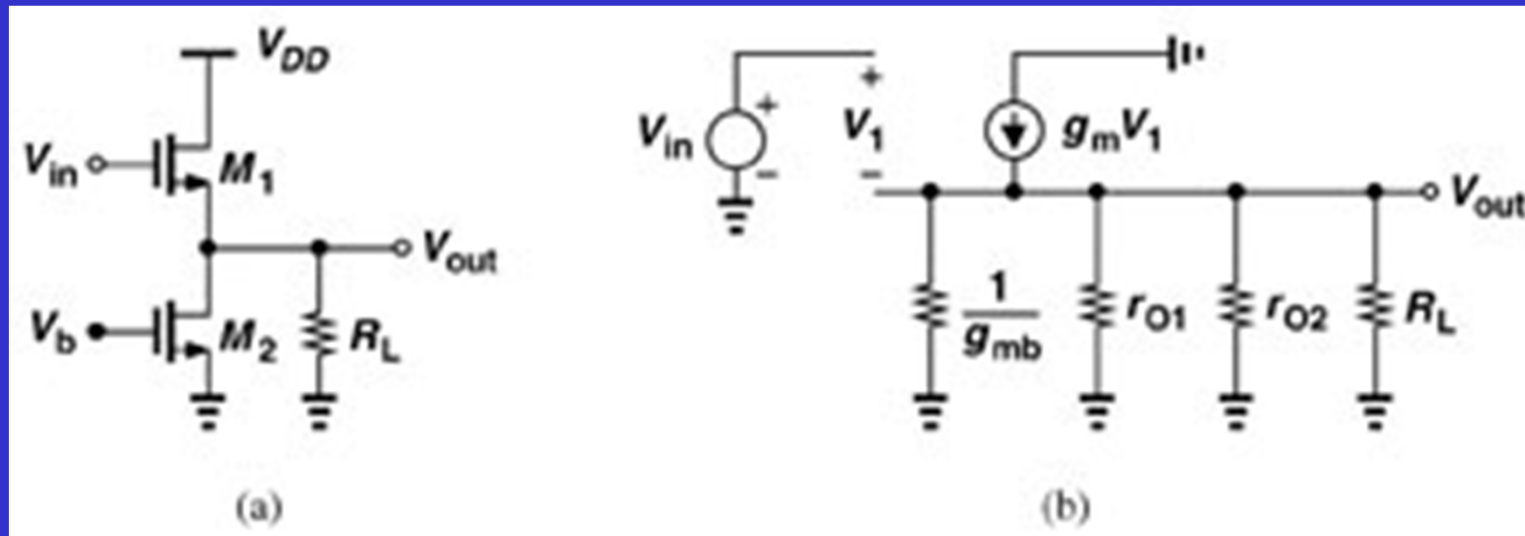
提高了线性度



$$A_v = \frac{g_{m1}(r_{O1} \parallel r_{O2})}{1 + g_{m1}(r_{O1} \parallel r_{O2})}$$

源-衬寄生电容降低带宽

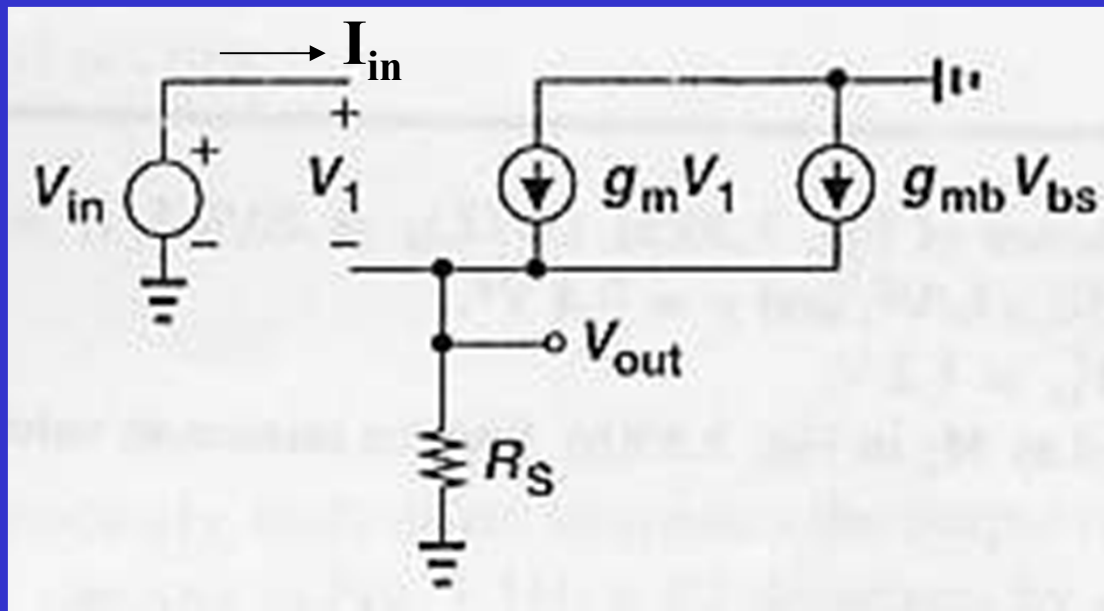
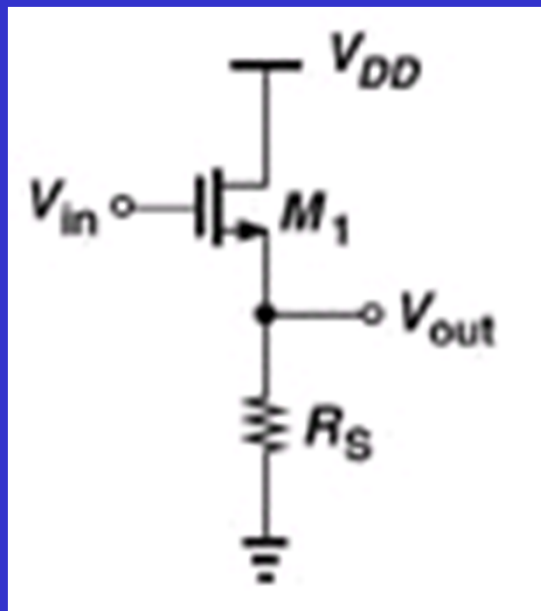
考虑 r_o 和 R_L 后的增益



$$A_v = \frac{g_m \left(\frac{1}{g_{mb}} \parallel r_{o1} \parallel r_{o2} \parallel R_L \right)}{1 + g_m \left(\frac{1}{g_{mb}} \parallel r_{o1} \parallel r_{o2} \parallel R_L \right)}$$

- 1、 g_{mb} 会随 V_{out} 改变而改变
 - 2、亚微米工艺中， r_o 会随 V_{out} 改变而改变
- 所以，源随器通常有百分之几的非线性

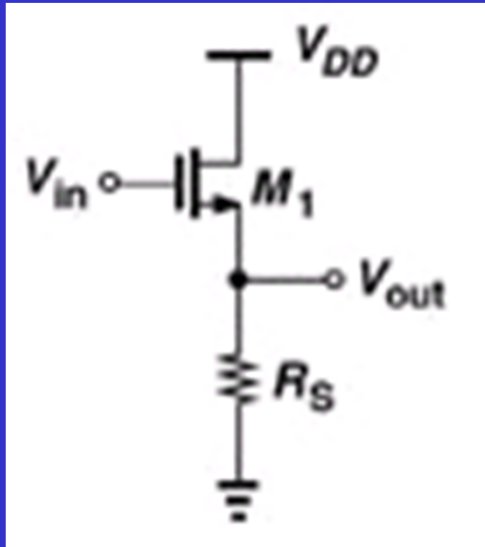
小信号特性— R_{in}



$$R_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}}$$

低频下, $I_{in}=0$, 因此, $R_{in}=\infty$

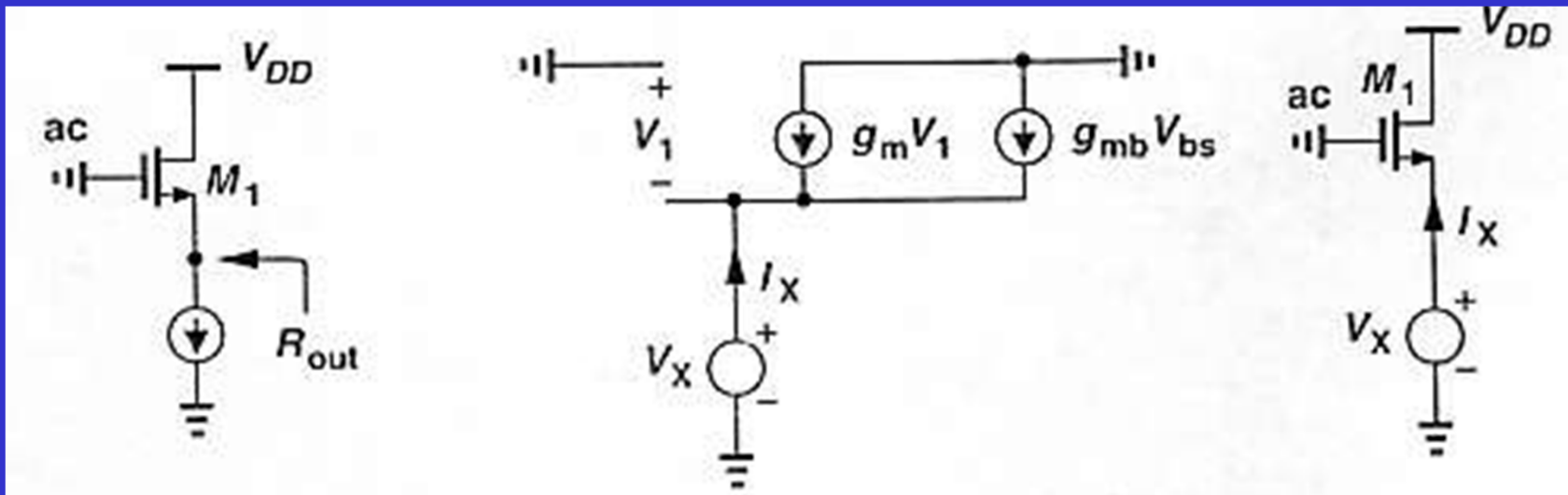
小信号特性— R_{out}



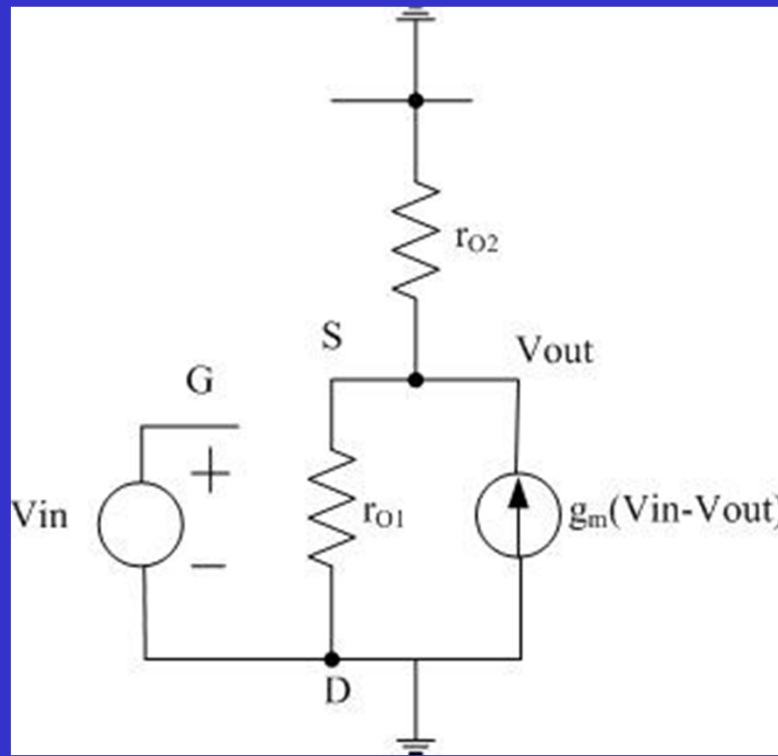
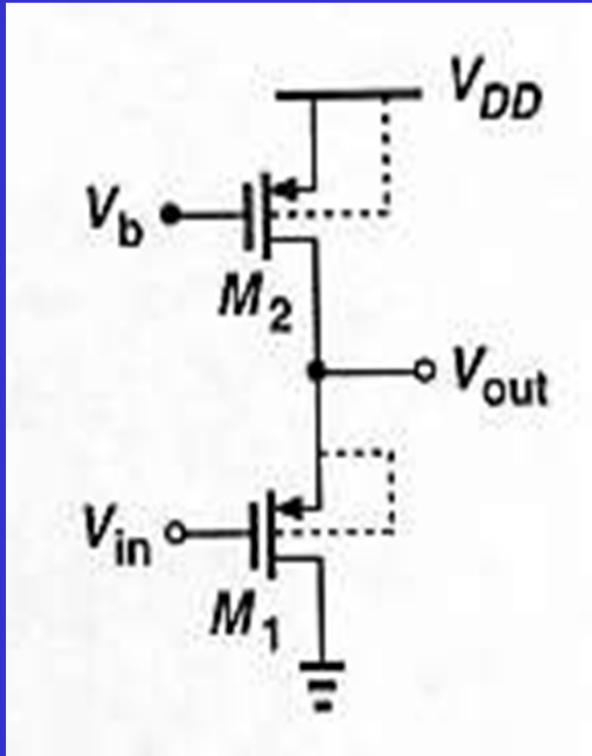
$$R_{out} = \frac{1}{g_m + g_{mb}}$$

输出阻抗小
驱动低阻负载时的
阻抗转换电路

$$V_{TH} = V_{TH0} + \gamma \left(\sqrt{2\Phi_F + V_{SB}} - \sqrt{2\Phi_F} \right)$$



PMOS管做源随管



在相同W/L和
 I_D 情况下，
 g_{mn} 比 g_{mp} 大，
PMOS 时的
输出阻抗比
NMOS 时大

$$g_m = \sqrt{2I_{DS}\mu C_{OX} \frac{W}{L}}$$

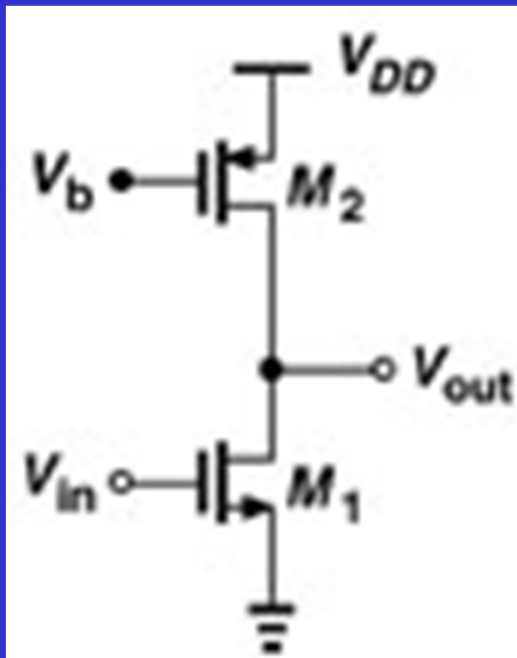
$$R_{out} = \frac{1}{g_m} \parallel r_{O1} \parallel r_{O2} \approx \frac{1}{g_m}$$

$$R_{out, NMOS} = \frac{1}{g_m + g_{mb}}$$

为什么驱动低阻负载时用源随器？

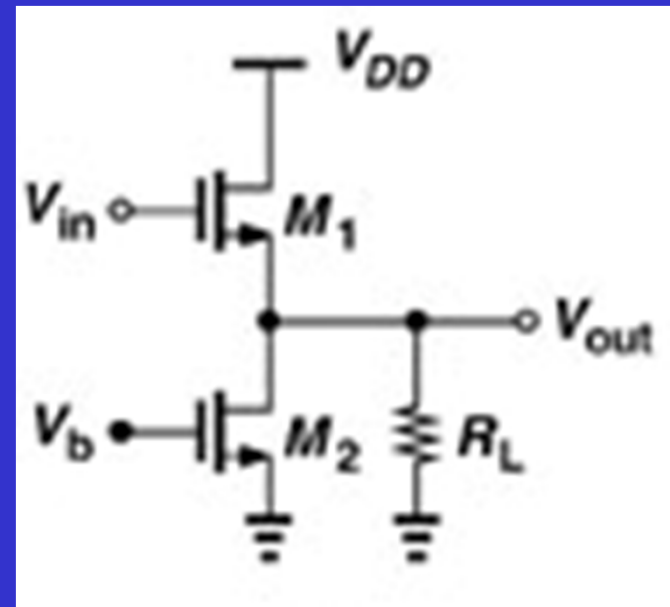
源随器特点

❖ R_{in} 大, R_{out} 小



CS级驱动低阻负载时, A_v 不再是放大器的本征放大倍数, 而是由负载决定, 很小

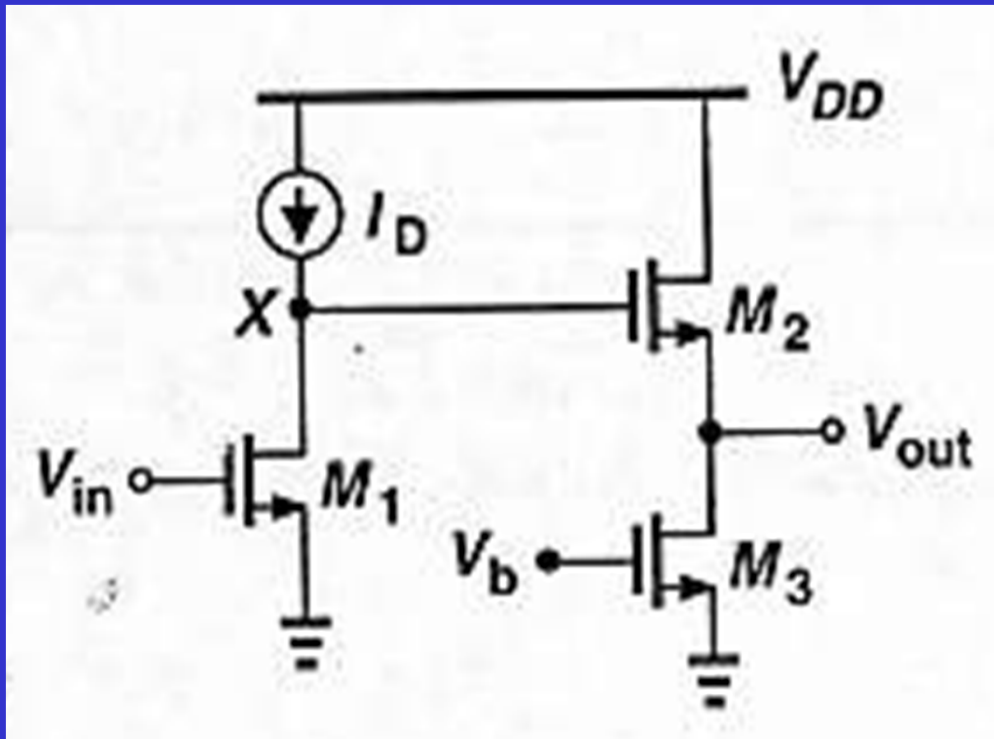
$$A_v = -g_m (r_{o1} \parallel r_{o2} \parallel R_L)$$



插入源随器作缓冲级后, CS级和SF级构成的电路的放大倍数仍很高, 受负载的影响很小

摆幅问题

源跟随器会使信号直流电平产生 V_{GS} 的平移，降低信号摆幅



保证M1工作在饱和区

$$V_X \geq V_{GS1} - V_{TH}$$

保证M2、M3都工作在饱和区

$$V_X \geq (V_{GS3} - V_{TH}) + V_{GS2}$$

源跟随器的主要应用

□特点

- ❖增益非线性，摆幅减小，噪声大，高Rin，中/低Rout，

□电压缓冲器

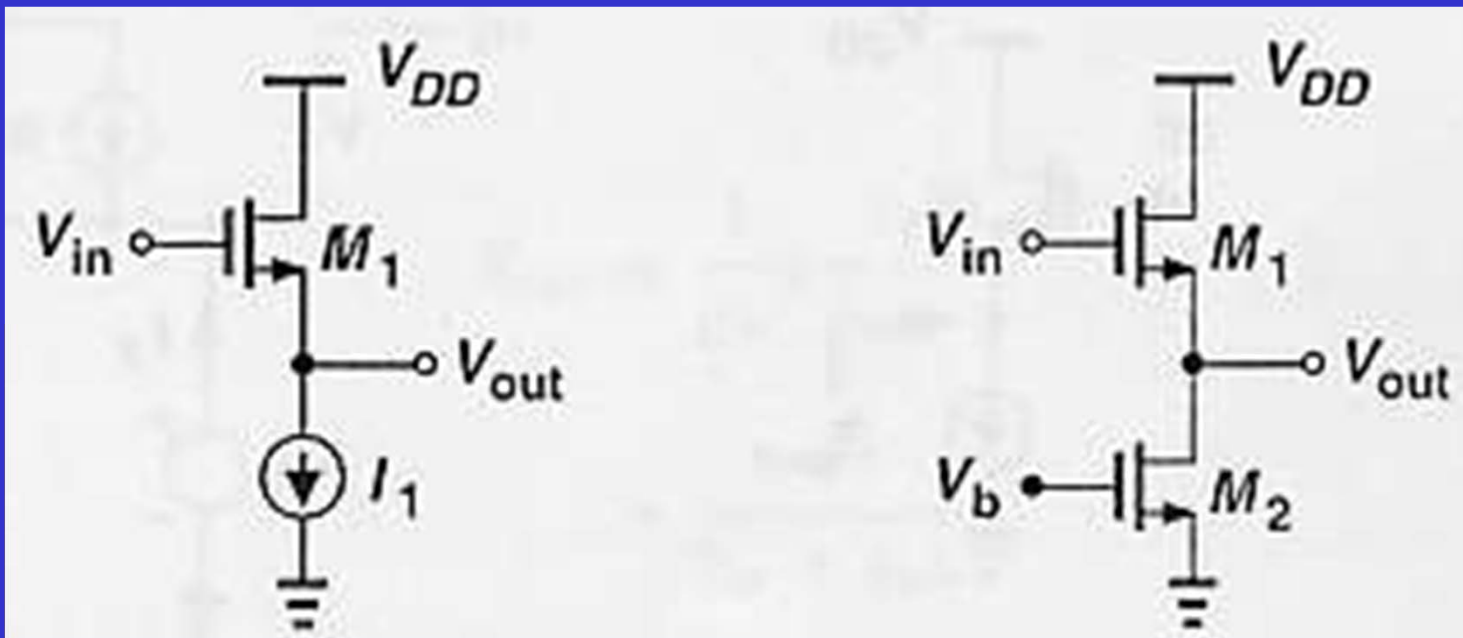
- ❖输入阻抗大，输出阻抗中/小。在高输出阻抗电路（如电流源负载的共源级）驱动低阻负载时，插入源跟随器做电压缓冲级，实现阻抗转换

□电压平移电路

$$V_{GS} = V_{TH} + V_{OV} = \sqrt{2I / (\mu C_{OX} \frac{W}{L})}$$

例题 源随器电路的大信号特性

□ 对图示源随器电路，已知： $(W/L)_1=(20\mu\text{m}/0.5\mu\text{m})$ ， $I_1=200\mu\text{A}$ ， $V_{\text{TH}0}=0.6\text{V}$ ， $2\Phi_{\text{F}}=0.7\text{V}$ ， $\mu_{\text{n}}C_{\text{OX}}=50\mu\text{A}/\text{V}^2$ ， $\gamma=0.4\text{V}^{1/2}$ 。(a) 计算 $V_{\text{in}}=1.2\text{V}$ 时的 V_{out} 。(b) 若 I_1 用图(b)中 M_2 管实现，且要保障 M_2 工作在饱和区，求出 $V_{\text{in}}=1.2\text{V}$ 时 $(W/L)_2$ 的最小值。(例3.7)



例题 源随器电路的大信号特性

□ 对图示源随器电路，已知：

$$(W/L)_1 = (20\mu\text{m}/0.5\mu\text{m}), I_1 = 200\mu\text{A},$$

$$V_{TH0} = 0.6\text{V}, 2\Phi_F = 0.7\text{V},$$

$$\mu_n C_{OX} = 50\mu\text{A}/\text{V}^2, \gamma = 0.4\text{V}^{1/2}.$$

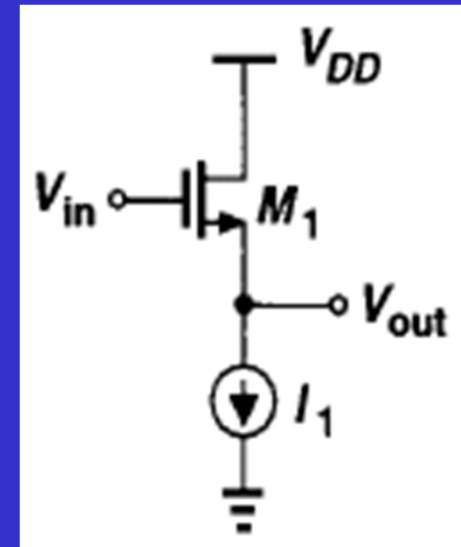
(a) 计算 $V_{in} = 1.2\text{V}$ 时的 V_{out} 。

$$I_1 = \frac{1}{2} \mu_n C_{OX} \left(\frac{W}{L}\right)_1 (V_{in} - V_{out} - V_{TH})^2$$

$$200 = \frac{1}{2} \times 50 \times \frac{20}{0.5} \times (1.2 - V_{out} - V_{TH})^2$$

$$V_{TH} = V_{TH0} + \gamma(\sqrt{2\Phi_F + V_{out}} - \sqrt{2\Phi_F})$$

$$V_{TH} = 0.6 + 0.4(\sqrt{0.7 + V_{out}} - \sqrt{0.7})$$



解方程可得出 V_{out} 值。

教材给出了用迭代法求 V_{out} 值的方法。

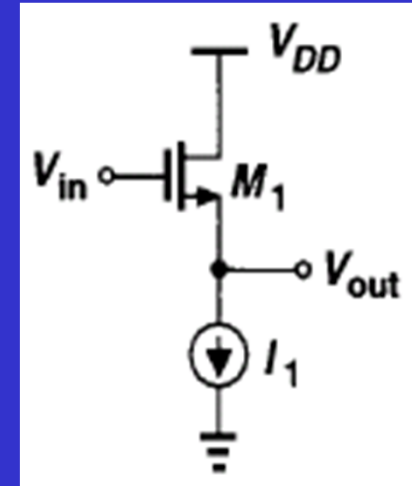
例题 源随器电路的大信号特性

□ 对图示源随器电路，已知：

$$(W/L)_1 = (20\mu\text{m}/0.5\mu\text{m}), I_1 = 200\mu\text{A},$$

$$V_{TH0} = 0.6\text{V}, 2\Phi_F = 0.7\text{V}, \mu_n C_{OX} = 50\mu\text{A}/\text{V}^2,$$

$$\gamma = 0.4\text{V}^{1/2}.$$



(a) 计算 $V_{in} = 1.2\text{V}$ 时的 V_{out} 。

先取 $V_{TH} \approx 0.6$ ，利用下式：

$$I_1 = \frac{1}{2} \mu_n C_{OX} \left(\frac{W}{L}\right)_1 (V_{in} - V_{out} - V_{TH})^2$$

$$200 = \frac{1}{2} \times 50 \times \frac{20}{0.5} \times (1.2 - V_{out} - V_{TH})^2$$

求出 $V_{out} = 0.153\text{V}$ 。

再把 $V_{out} = 0.153\text{V}$ 代入下式：

$$V_{TH} = V_{TH0} + \gamma (\sqrt{2\Phi_F + V_{out}} - \sqrt{2\Phi_F})$$

$$V_{TH} = 0.6 + 0.4 (\sqrt{0.7 + V_{out}} - \sqrt{0.7})$$

得出 $V_{TH} = 0.635\text{V}$

表明： V_{out} 比上面计算的结果约小 **35mV**，因此， $V_{out} \approx 0.119\text{V}$

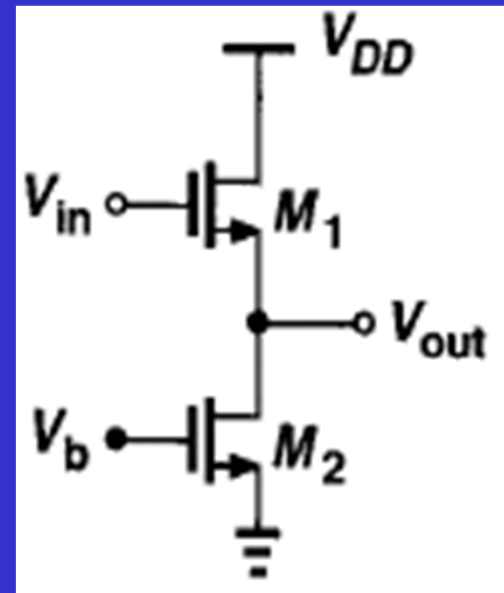
若把 $V_{TH} = 0.635\text{V}$ 再代入 I_1 式
可进行二次迭代，反复迭代
多次后可收敛到最终结果

例题 源随器电路的大信号特性

□ 对图示源随器电路，已知：

$$(W/L)_1 = (20\mu\text{m}/0.5\mu\text{m}), I_1 = 200\mu\text{A}, \\ V_{\text{TH}0} = 0.6\text{V}, 2\Phi_{\text{F}} = 0.7\text{V}, \mu_{\text{n}} C_{\text{OX}} = 50\mu\text{A}/\text{V}^2, \\ \gamma = 0.4\text{V}^{1/2}.$$

(b) 若 I_1 用图(b)中M2管实现，且要保障M2工作在饱和区，求出 $V_{\text{in}} = 1.2\text{V}$ 时 $(W/L)_2$ 的最小值。



由 (a) 的计算知： $V_{\text{in}} = 1.2\text{V}$ 时， $V_{\text{out}} \approx 0.119\text{V}$ 。

因此，M2管的 $V_{\text{ov}2} \leq 0.119\text{V}$ ，才能保证其工作在饱和区。

利用式： $I_2 = \frac{1}{2} \mu_{\text{n}} C_{\text{OX}} \left(\frac{W}{L}\right)_2 \times V_{\text{ov}2}^2$ ，得：

$$\left(\frac{W}{L}\right)_2 \geq \frac{2I_2}{\mu_{\text{n}} C_{\text{OX}} V_{\text{ov}2}^2} = \frac{400}{50 \times 0.119^2} = \frac{283}{0.5}$$

本讲

□ 共漏级—源跟随器

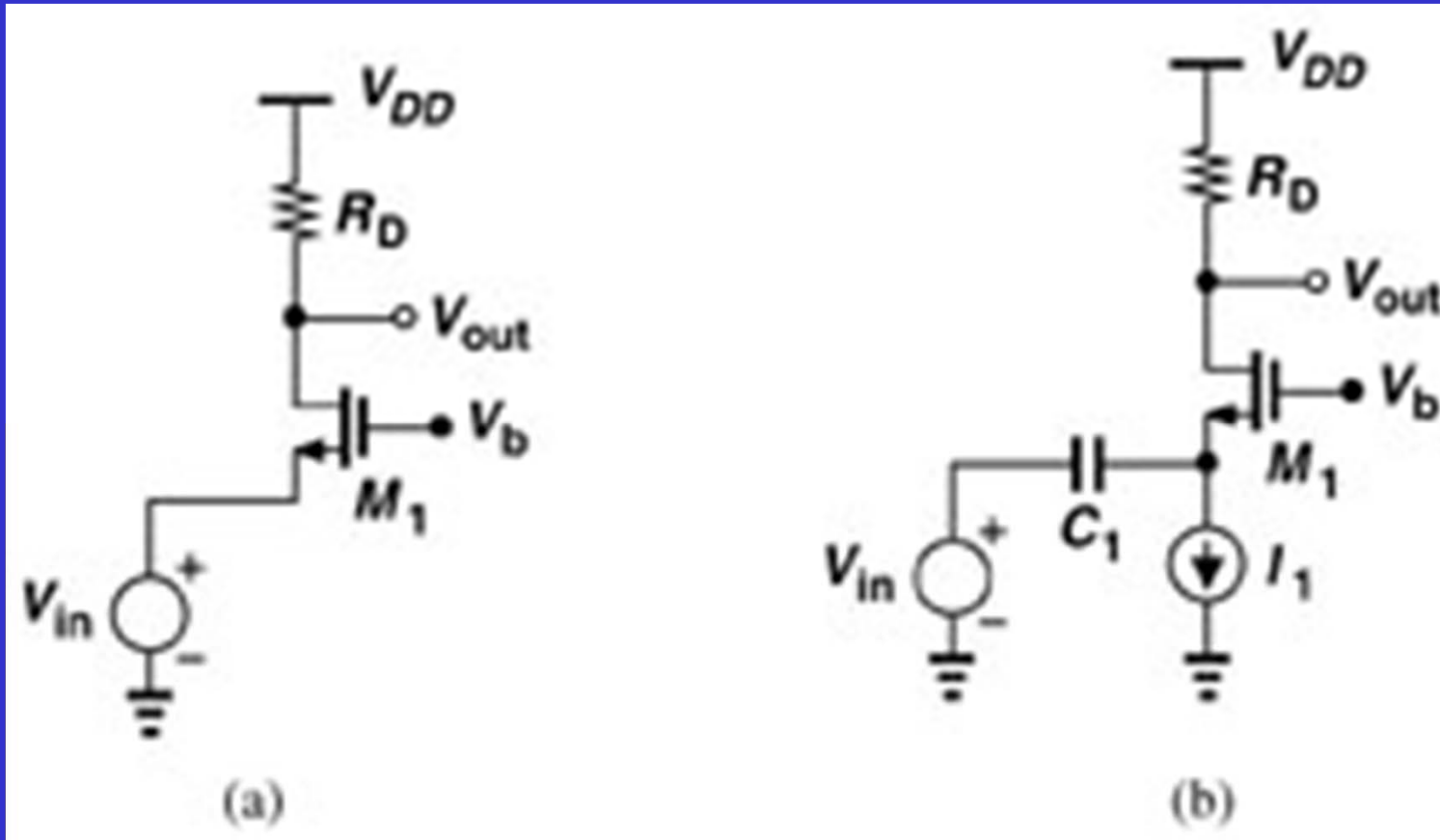
□ 共栅级

□ 共源共栅级

❖ 折叠共源共栅级

□ 手算时器件模型和公式的选择

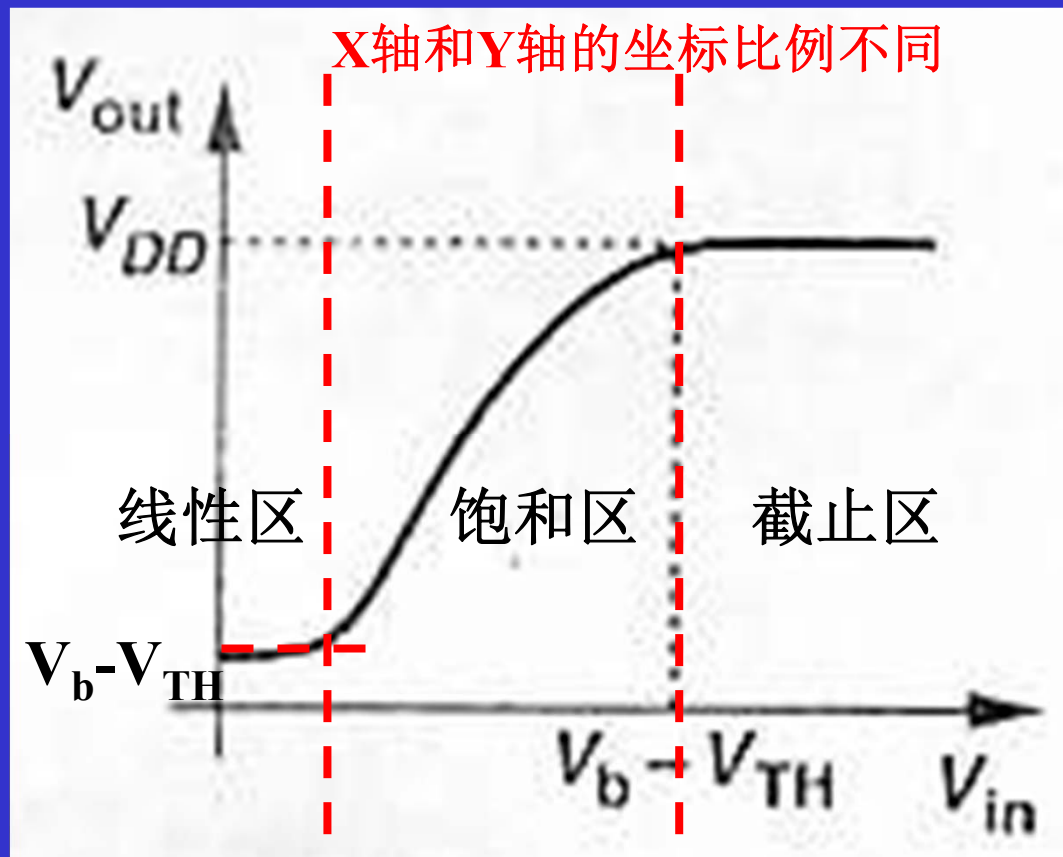
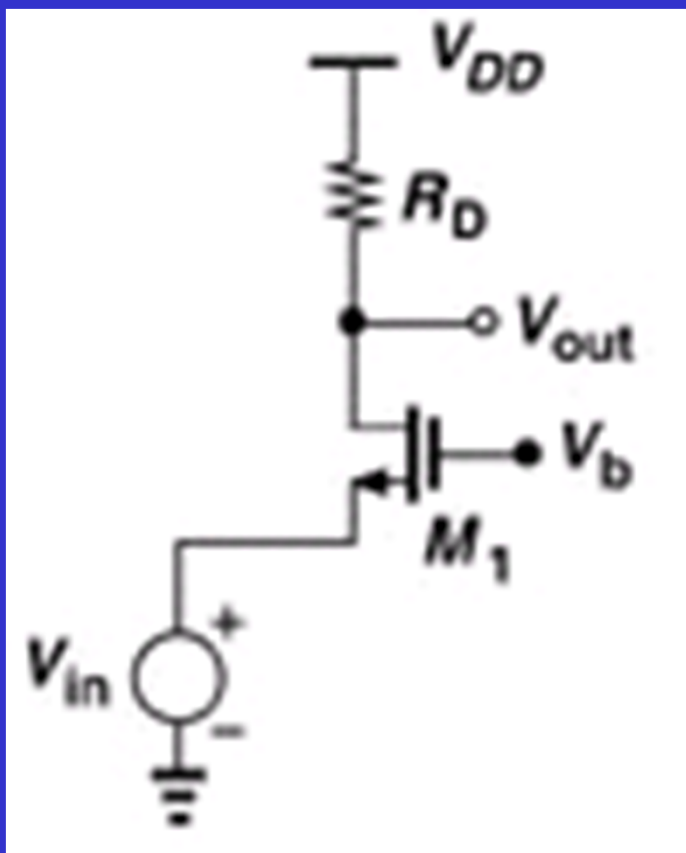
简介



源端输入

直流耦合，交流耦合

大信号特性



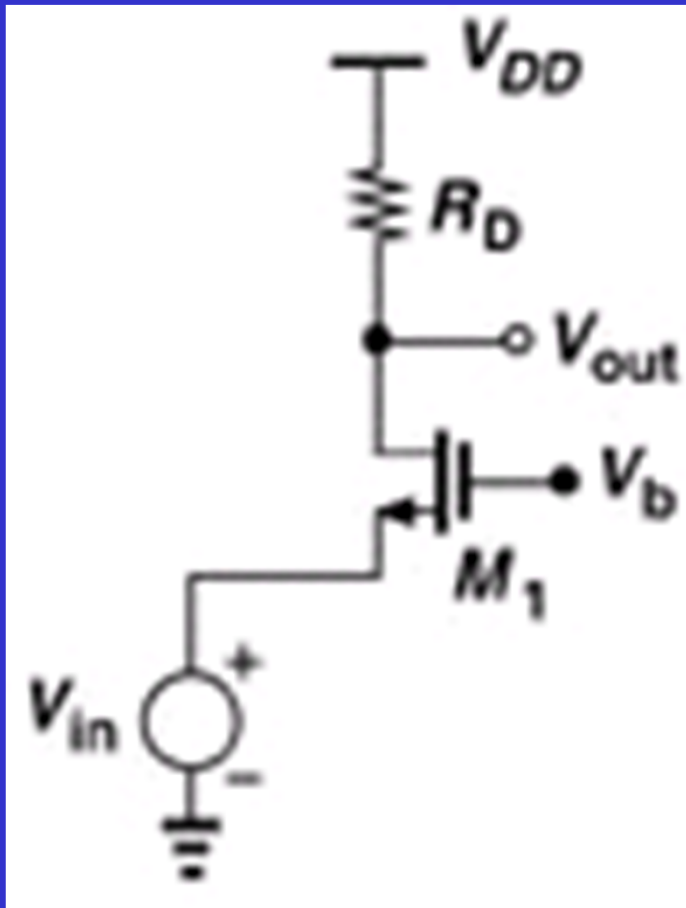
饱和区时

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

当 V_b 和 R_D 较小时，M1也可能无处于线性区的时候

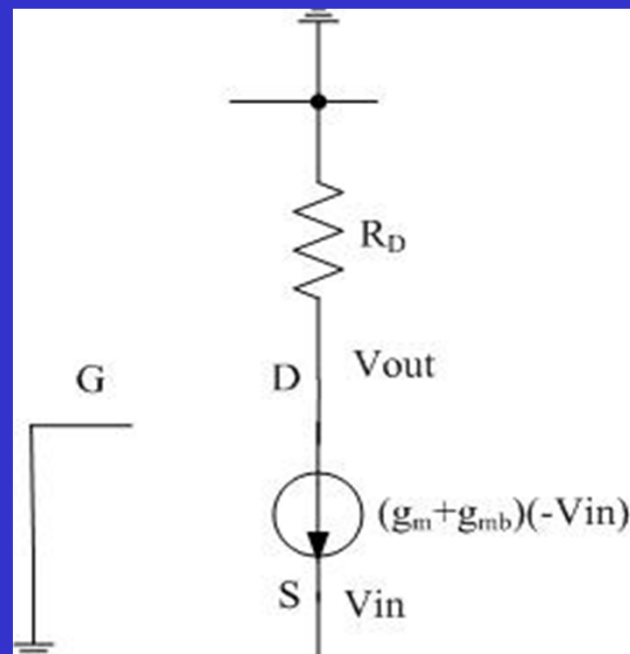
小信号增益

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



求 $\partial V_{out} / \partial V_{in}$, 得:

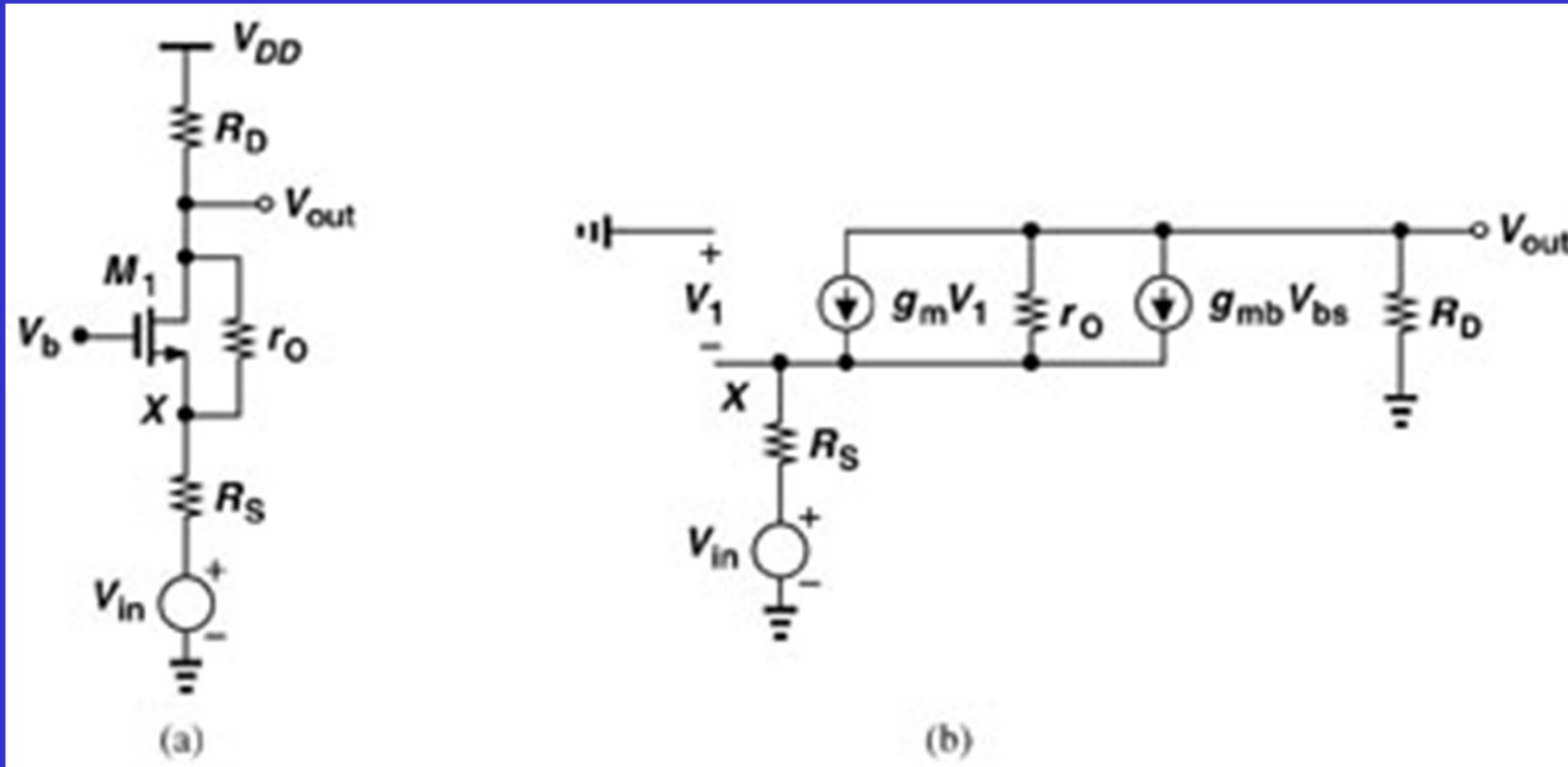
$$A_v = g_m (1 + \eta) R_D$$



从小信号等效电路可得到相同结果

体效应使跨导增大

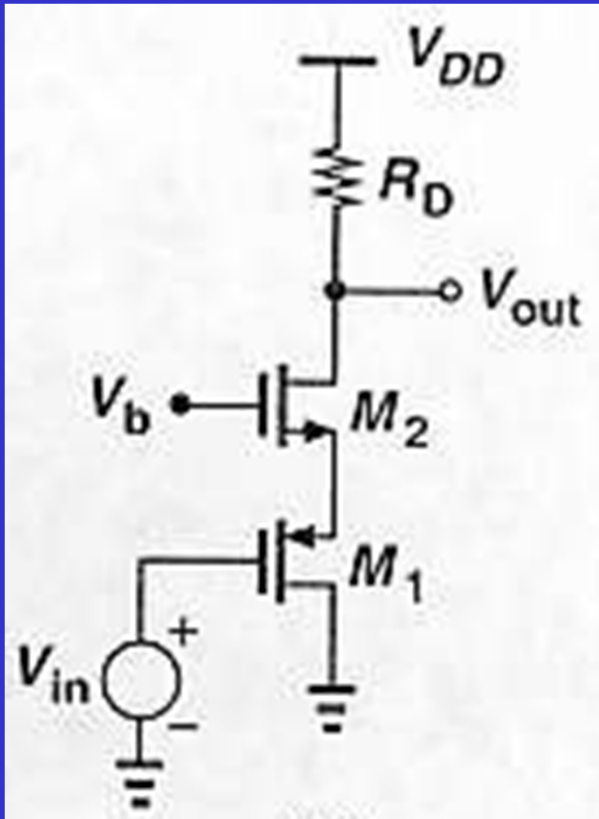
考虑 r_o 和 R_S 影响后的增益



根据基尔霍夫
电流定律，列
方程组可解得

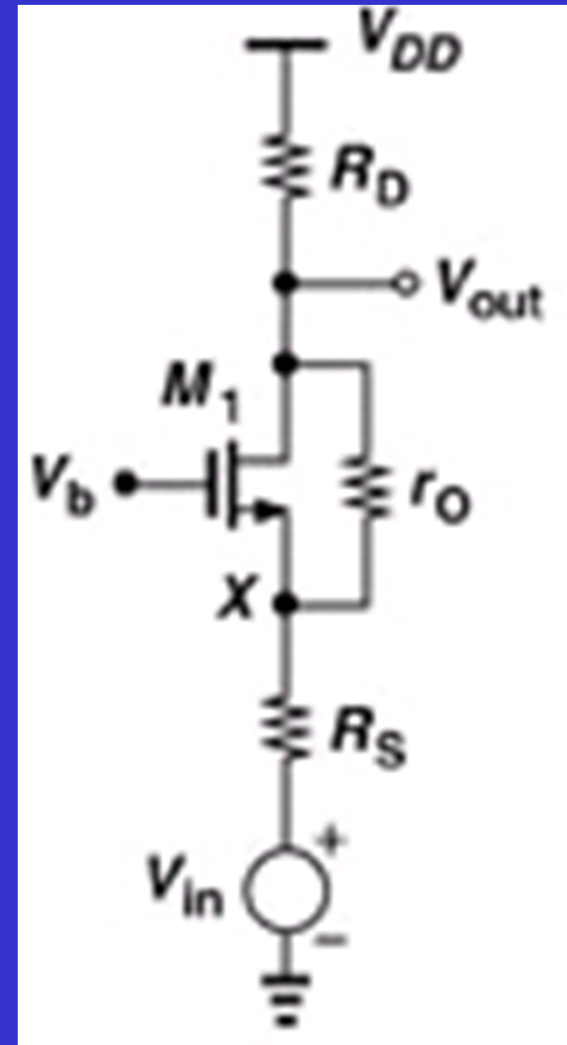
$$A_v = \frac{(g_m + g_{mb})r_o + 1}{r_o + (g_m + g_{mb})r_o R_S + R_S + R_D} R_D$$

实例1—求增益



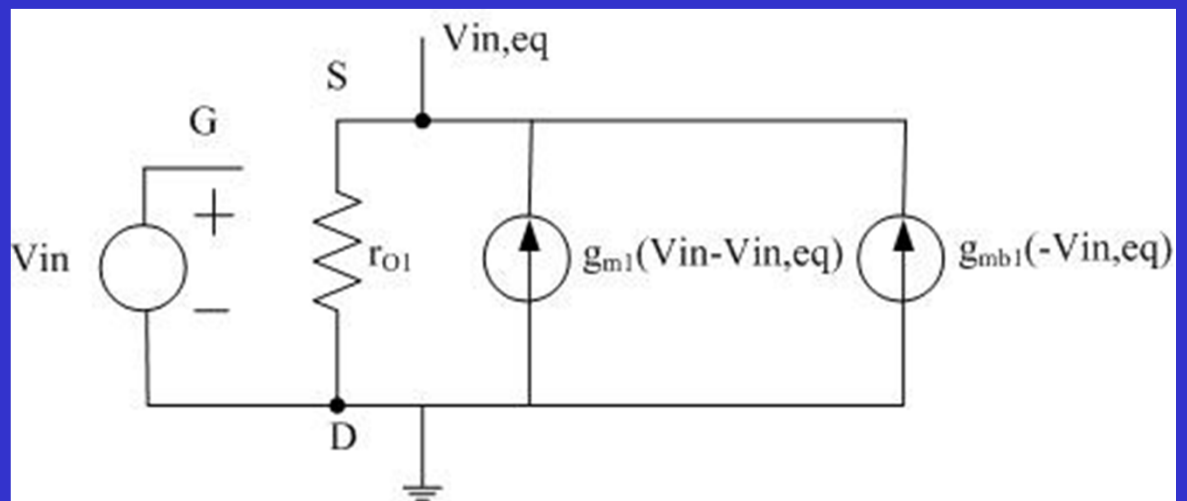
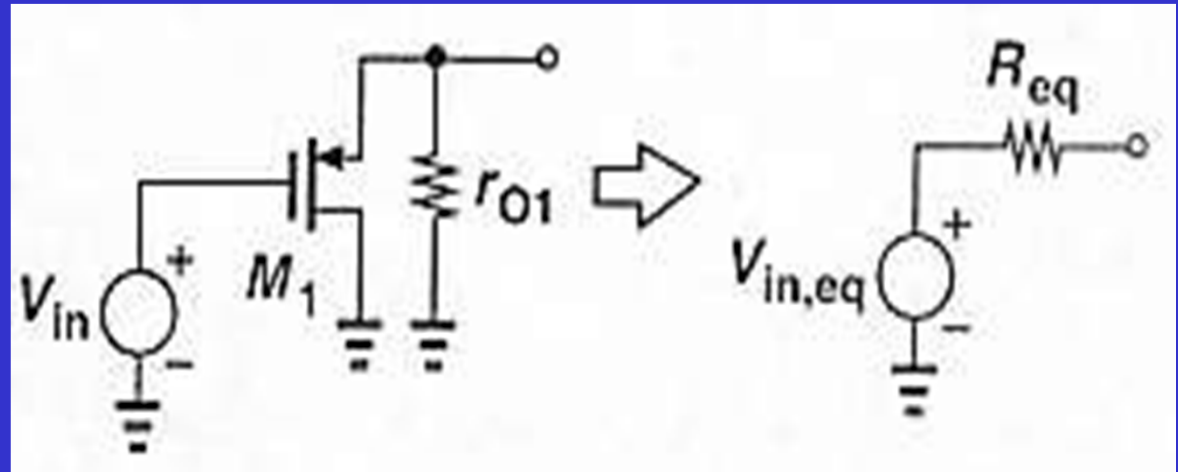
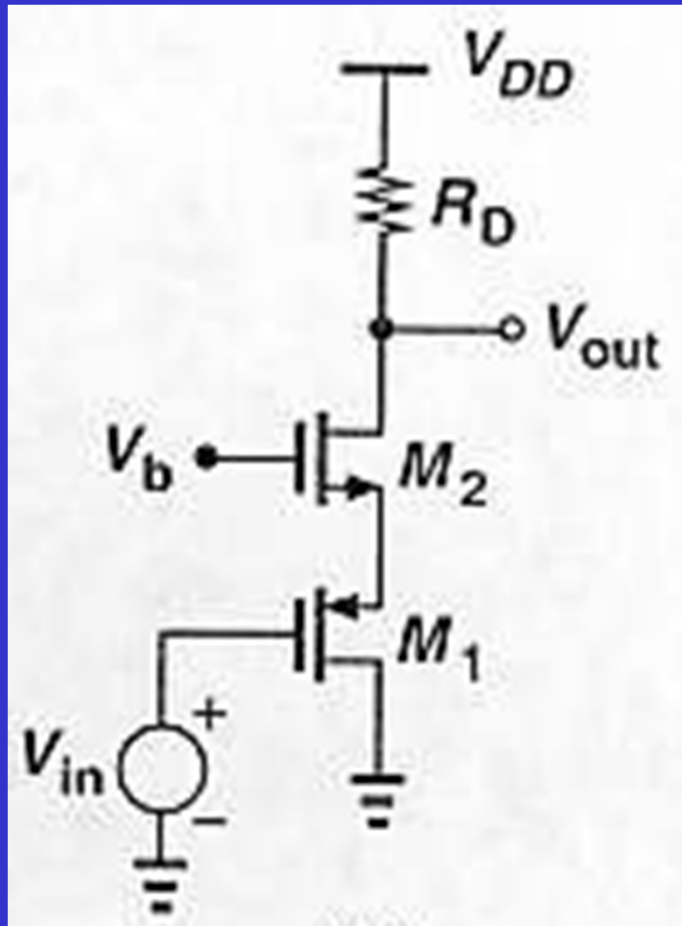
思路:

利用戴维宁定理
(等效电压源定理), 把输入信号转换为带内阻的电压源的形式;
再利用已知的 A_v 公式



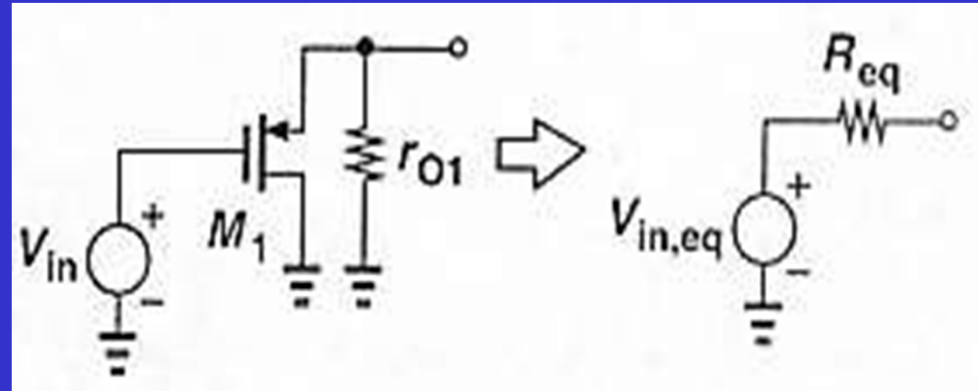
$$A_v = \frac{(g_m + g_{mb})r_o + 1}{r_o + (g_m + g_{mb})r_o R_S + R_S + R_D} R_D$$

实例1—求增益

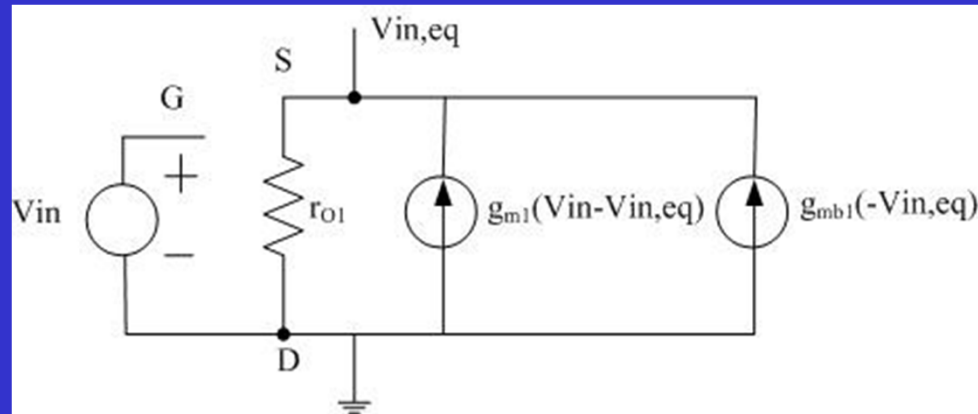


实例1—求增益

$$V_{in,eq} = \frac{r_{O1} \parallel \frac{1}{g_{mb1}}}{r_{O1} \parallel \frac{1}{g_{mb1}} + \frac{1}{g_{m1}}} V_{in}$$



$$R_{eq} = r_{O1} \parallel \frac{1}{g_{mb1}} \parallel \frac{1}{g_{m1}}$$



将结果带入右
式中即可

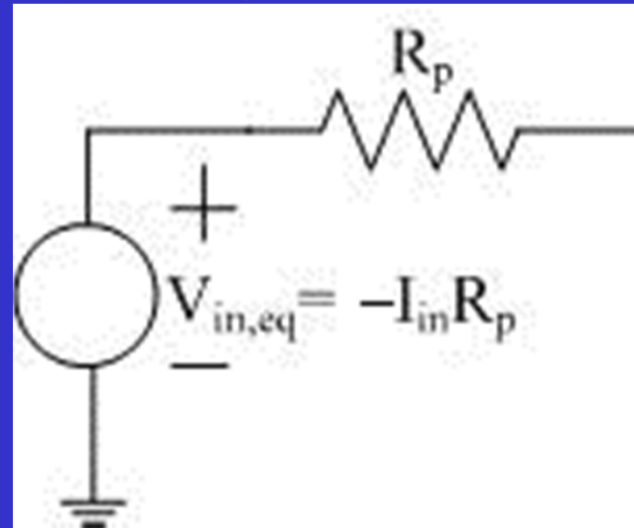
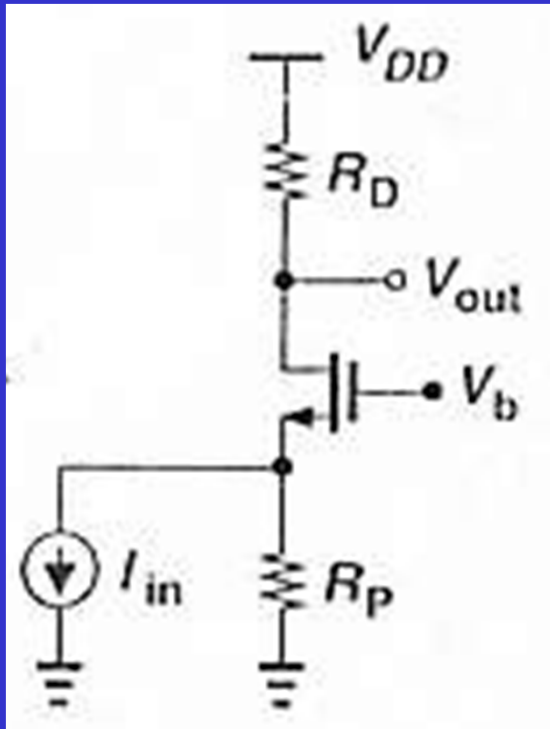
$$A_v = \frac{(g_m + g_{mb})r_o + 1}{r_o + (g_m + g_{mb})r_o R_S + R_S + R_D} R_D$$

实例2—求增益

输入信号为电流信号

思路:

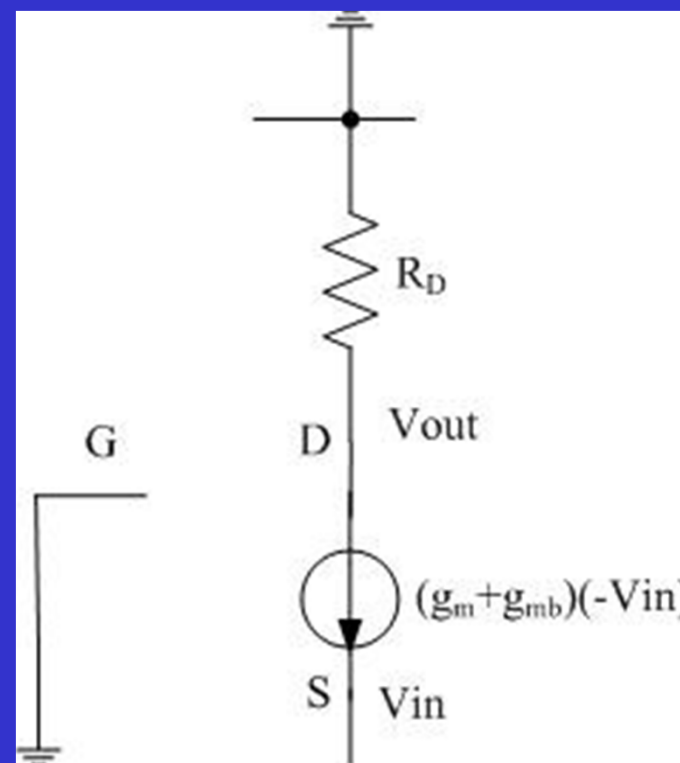
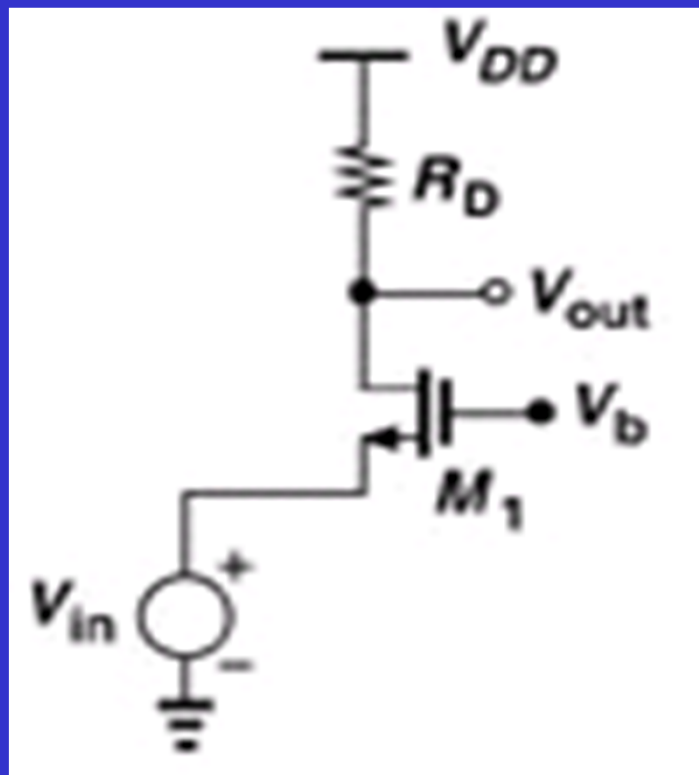
用戴维宁定理，把输入电流信号转换为带内阻的电压源的形式；再利用实例1的结果



$$\frac{V_{out}}{I_{in}} = -\frac{V_{out}}{V_{in}} \cdot R_P = -\left[\frac{(g_m + g_{mb})r_o + 1}{r_o + (g_m + g_{mb})r_o R_P + R_P + R_D} R_D \right] \cdot R_P$$

小信号特性— R_{in}

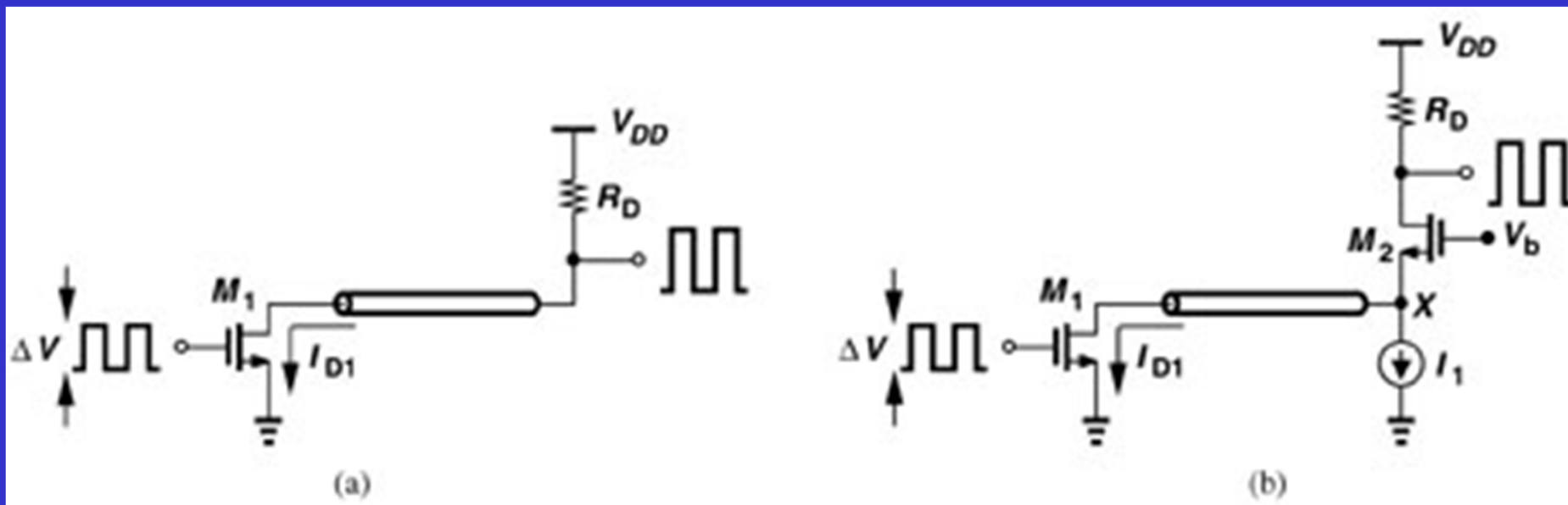
从M1管源端看进去的电阻



$$\text{求 } \frac{V_{in}}{I_{in}}, \text{ 得: } R_{in} = 1/[g_m(1+\eta)]$$

输入阻抗小

低 R_{in} 特性的应用



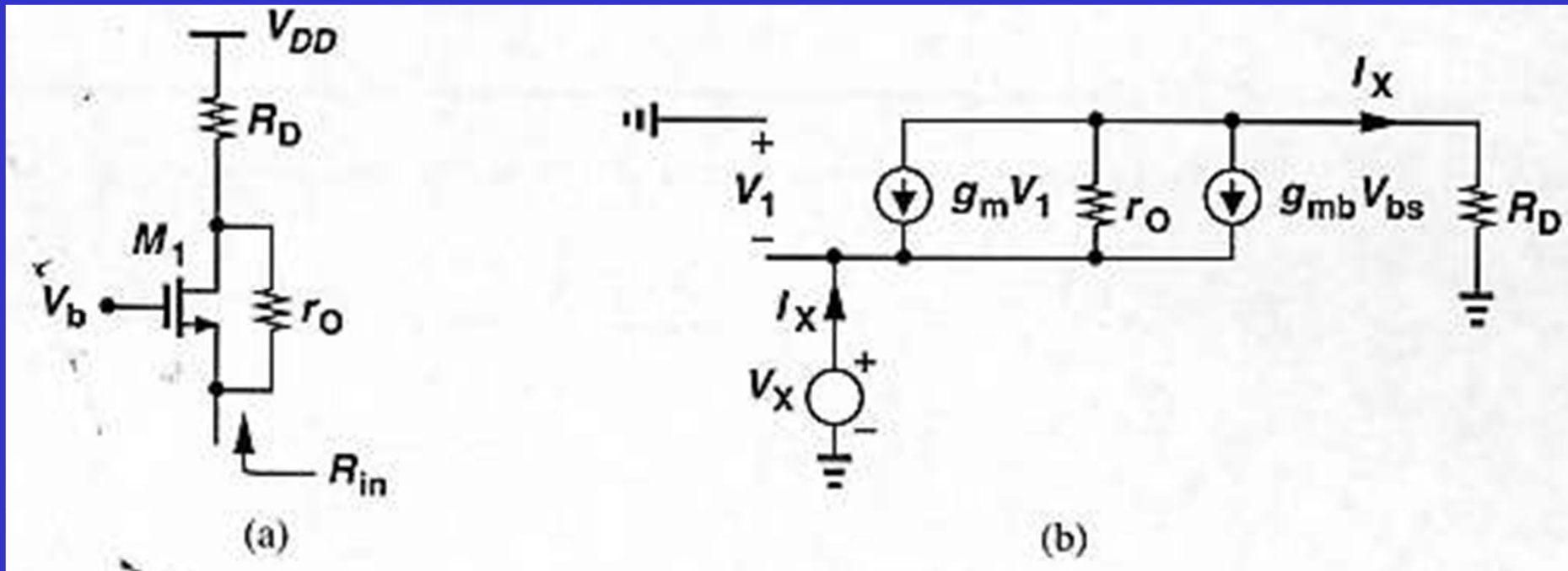
根据传输线理论:

对于50Ω传输线, 接收端匹配50Ω电阻时, 反射回来的能量最小, 功率传输效率最高

a结构电压增益为 $g_{m1} \times 50\Omega$; **b结构**为 $g_{m1} \times R_D$

$$R_{in} = 1/[g_m (1 + \eta)], g_m = \sqrt{2\mu_n C_{OX} (W / L) I_D}$$

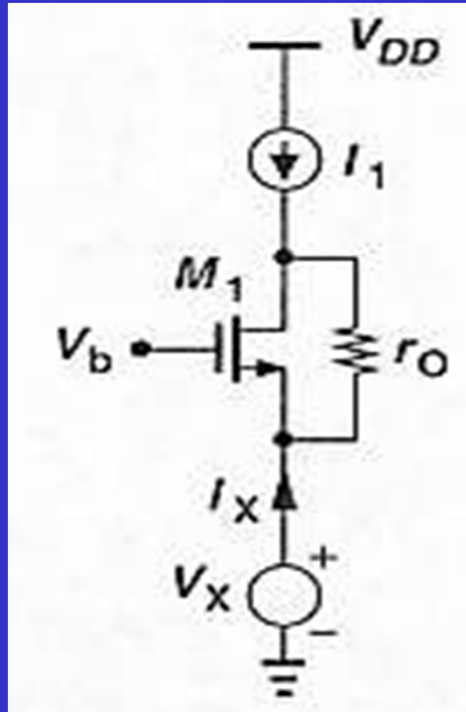
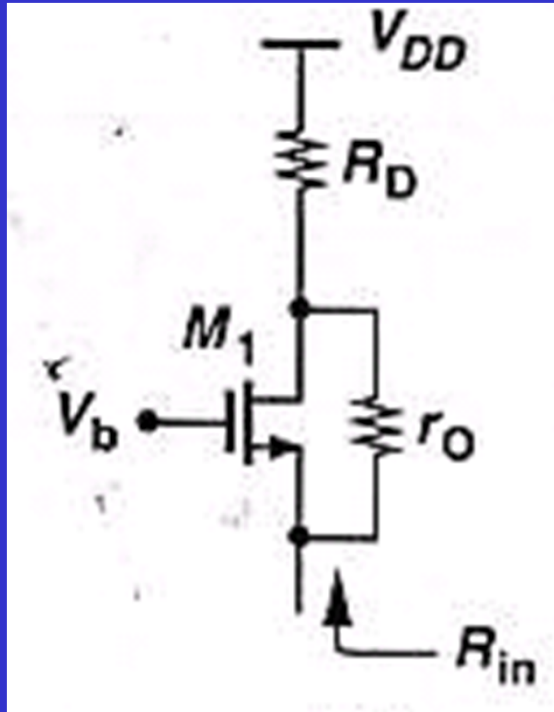
考虑 r_o 后的 R_{in}



求 V_x/I_x 得 R_{in}

$$R_{in} = \frac{R_D + r_o}{1 + (g_m + g_{mb})r_o} \approx \frac{R_D}{(g_m + g_{mb})r_o} + \frac{1}{g_m + g_{mb}}$$

考虑 r_o 后的 R_{in}



只有当 R_D 较小时， R_{in} 才会较小

当 R_D 很大时， R_{in} 会很大

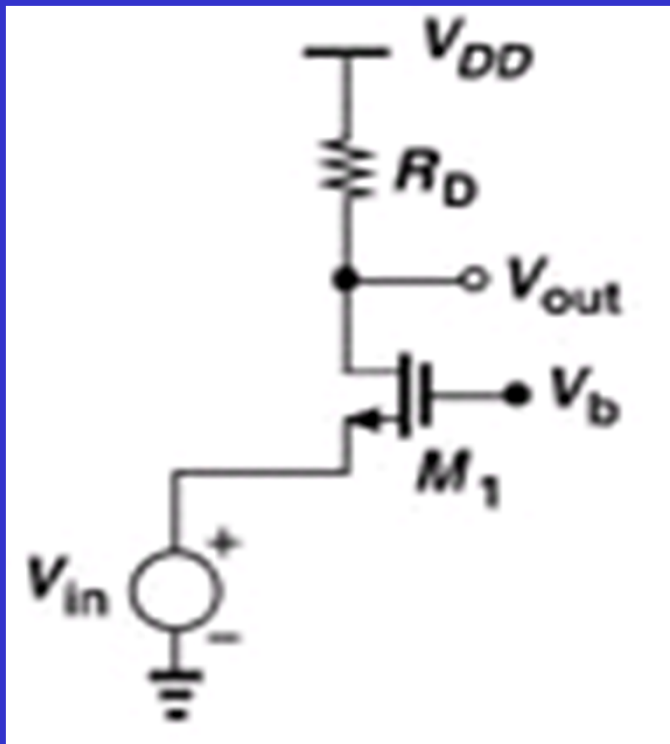
R_D 无穷大时， R_{in} 无穷大

$$R_{in} = \frac{R_D + r_o}{1 + (g_m + g_{mb})r_o} \approx \frac{R_D}{(g_m + g_{mb})r_o} + \frac{1}{g_m + g_{mb}}$$

例题 求CG级的 R_{in}

□ 对于图示CG级，求其 R_{in} 。已知：M1工作在饱和区， $I_D=100\mu A$ ， $R_D=10K$ ， $\mu_n C_{OX}=200\mu A/V^2$ ， $\lambda=0.01V^{-1}$ ， $W=50\mu m$ ， $L=0.5\mu m$ ， $\gamma=0$ 。

$$R_{in} = \frac{R_D + r_o}{1 + (g_m + g_{mb})r_o}$$



$$r_o = \frac{1}{\lambda I_D} = \frac{1}{0.01[V^{-1}] \times 100[\mu A]} = 1M\Omega$$

$$g_m = \sqrt{2I_D \mu_n C_{OX} \left(\frac{W}{L}\right)}$$

$$= \sqrt{2 \times 100[\mu A] \times 200[\mu A/V^2]} \times \frac{50\mu m}{0.5\mu m}$$

$$= 2[mA/V]$$

例题 求CG级的 R_{in}

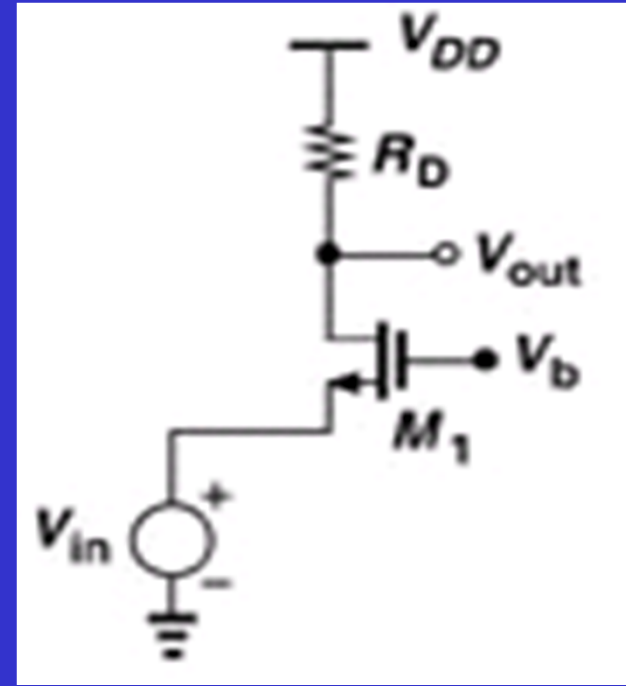
□ 对于图示CG级，求其 R_{in} 。

已知：M1工作在饱和区，

$I_D = 100\mu A$, $R_D = 10K$,

$\mu_n C_{OX} = 200\mu A/V^2$, $\lambda = 0.01V^{-1}$,

$W = 50\mu m$, $L = 0.5\mu m$, $\gamma = 0$ 。

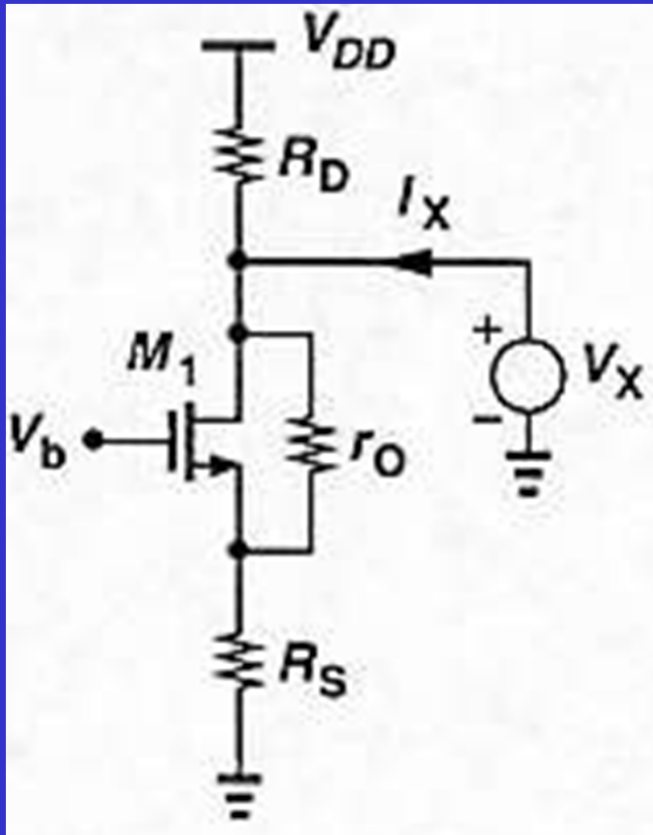


由 $\gamma = 0$ ，知： $g_{mb} = 0$ 。

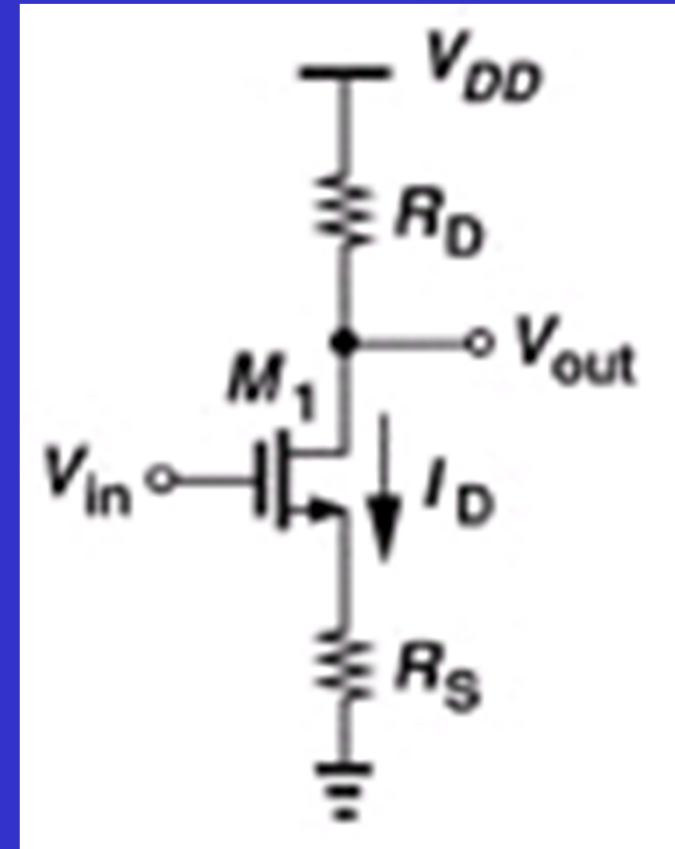
将 $R_D = 10K\Omega$ ， $r_o = 1M\Omega$ ， $g_m = 2mA/V$ ， $g_{mb} = 0$ 代入下式：

$$R_{in} = \frac{R_D + r_o}{1 + (g_m + g_{mb})r_o} = \frac{10K\Omega + 1M\Omega}{1 + 2[mA/V] \times 1M\Omega} \approx \frac{1}{g_m} = 500\Omega$$

小信号特性— R_{out}



计算结果
同带源极
负反馈的
共源级的
 R_{out}



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

输出电阻很大

共栅级主要应用

- 输入信号为电流信号的情形
- 与共源级结合构成共源共栅级

本讲

□ 共漏级—源跟随器

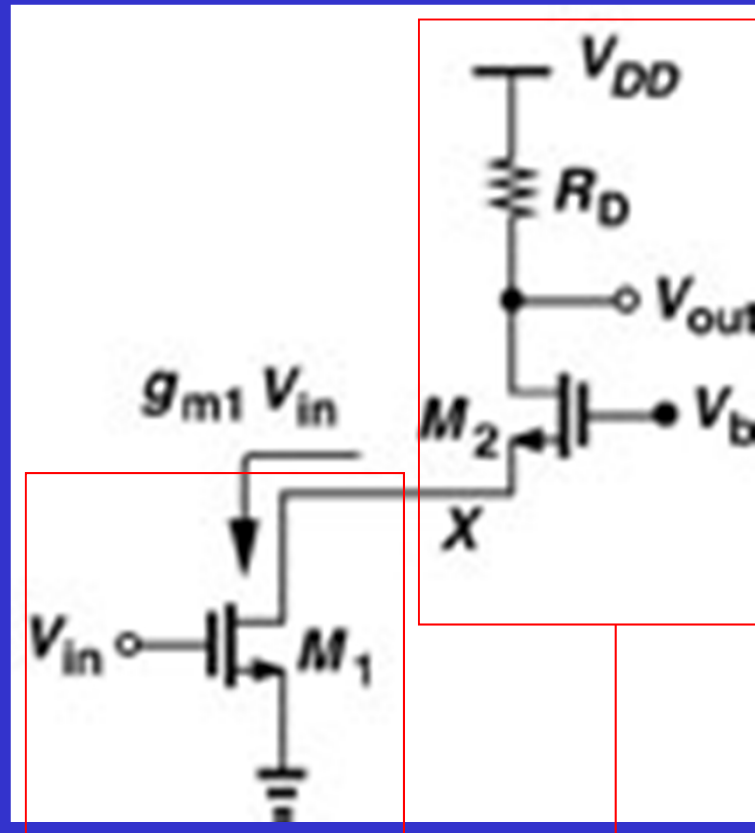
□ 共栅级

□ 共源共栅级

❖ 折叠共源共栅级

□ 手算时器件模型和公式的选择

简介



共源级

共栅级

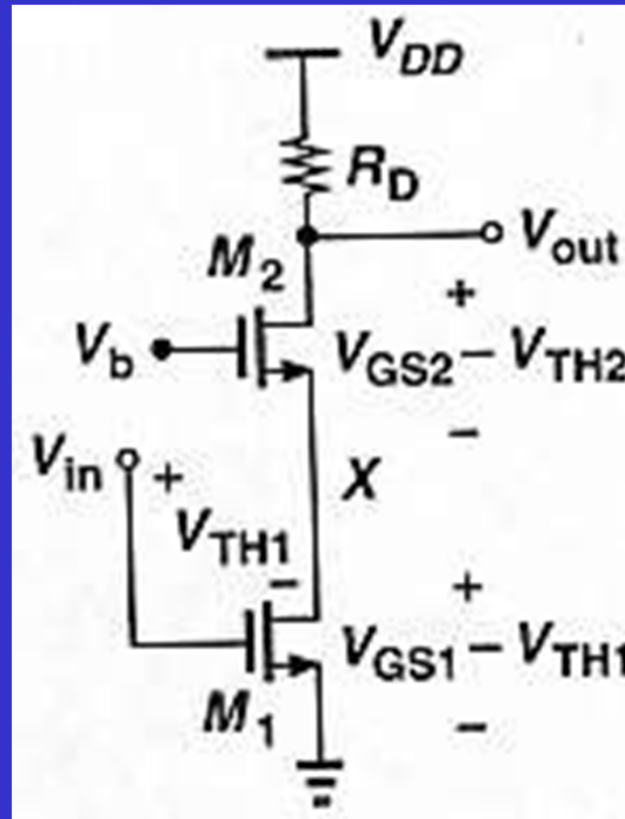
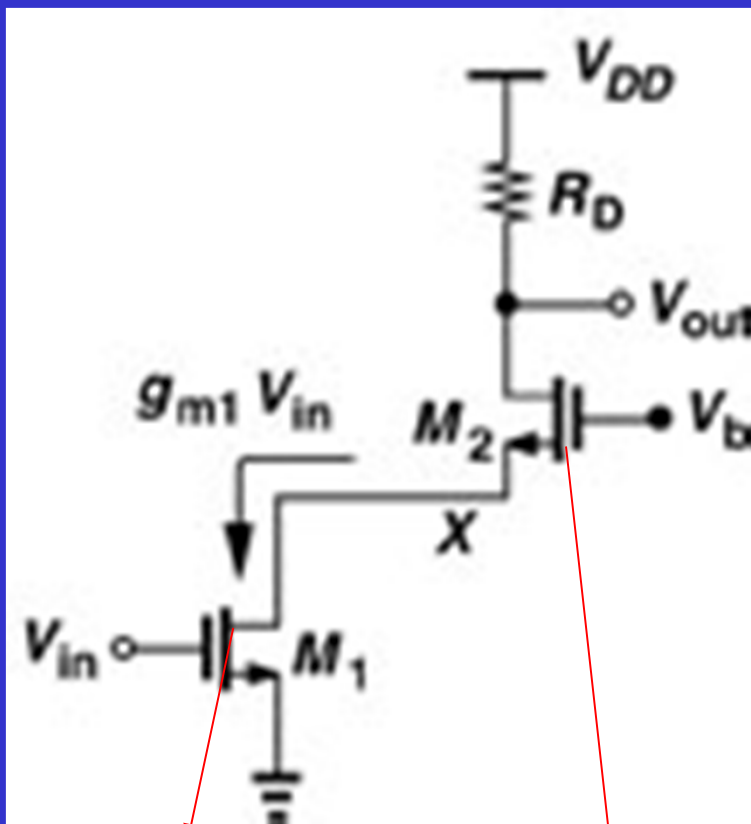
阴极

Cascode^[Gray]:
Cascade of common-cathode and common-grid stages joined at the anode of the first stage and the cathode of the second stage

有重要应用

偏置要求

要求M1和M2都饱和区



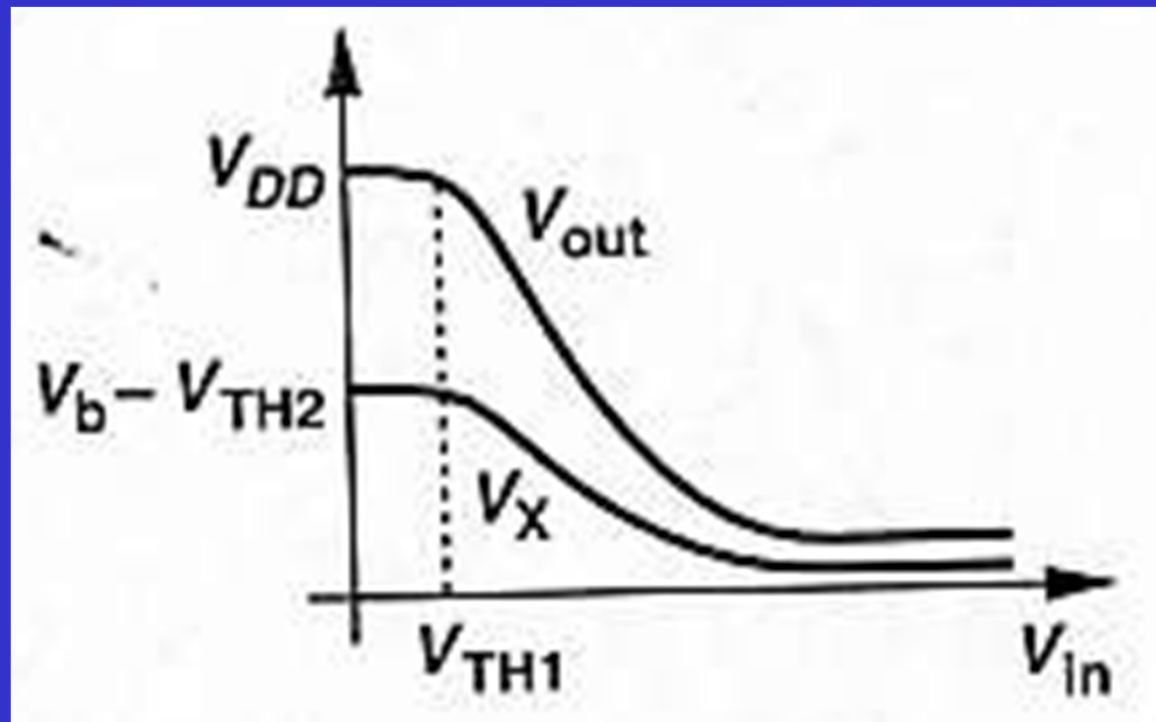
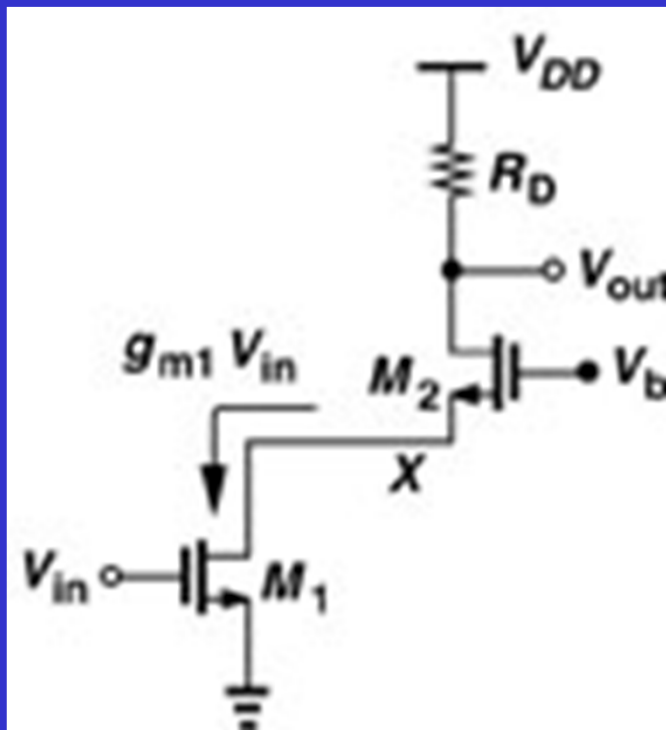
输入器件

共源共栅器件

$$V_b \geq V_{ov1} + V_{GS2}$$

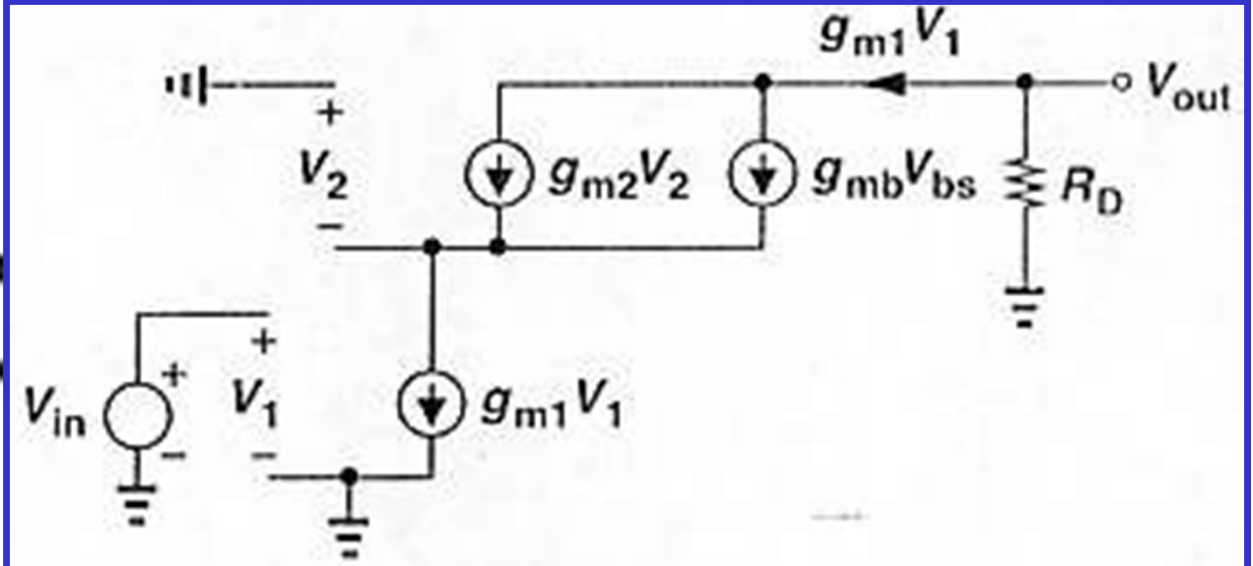
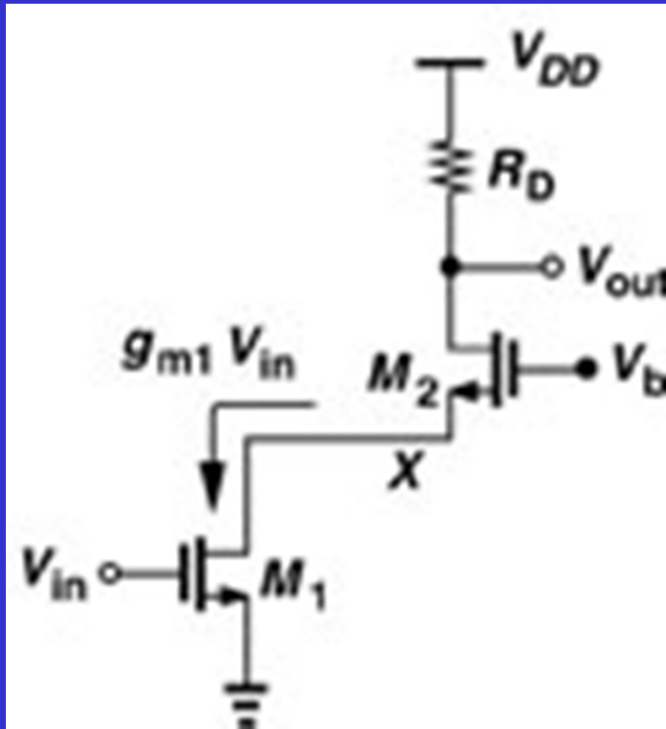
$$V_{out} \geq V_X + V_{ov2}$$

大信号特性



V_{in} 大于 V_{TH1} 后继续增大, 则: I_D 增大, V_{GS2} 增大, V_X 减小, 到一定值时 M_1 或 M_2 进入线性区, 增益 (V_{out} 曲线斜率) 减小

小信号特性—增益

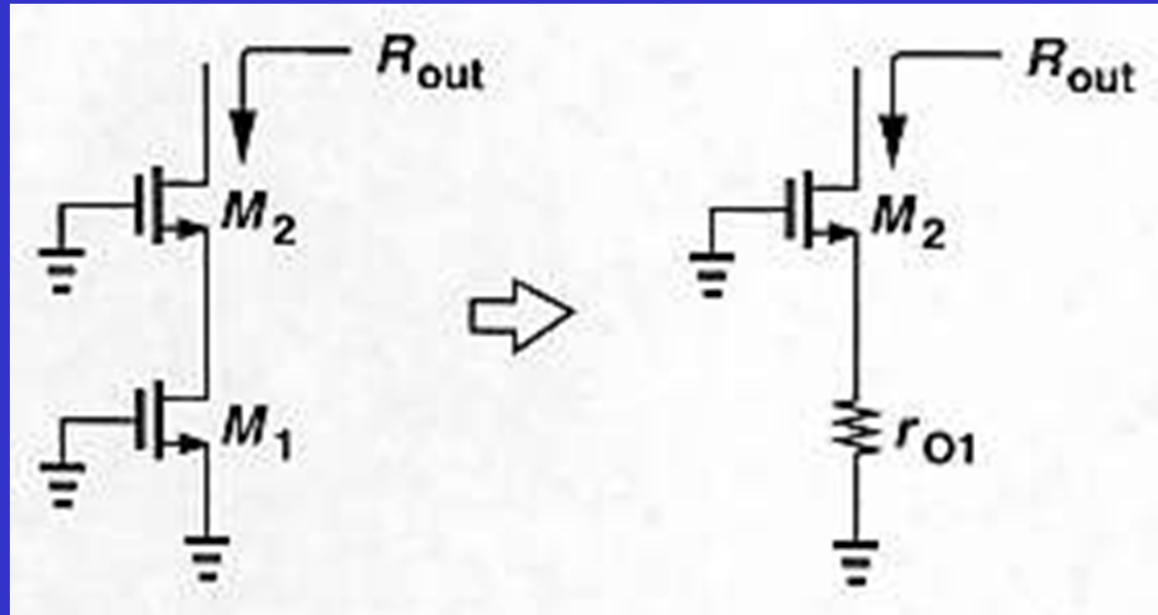
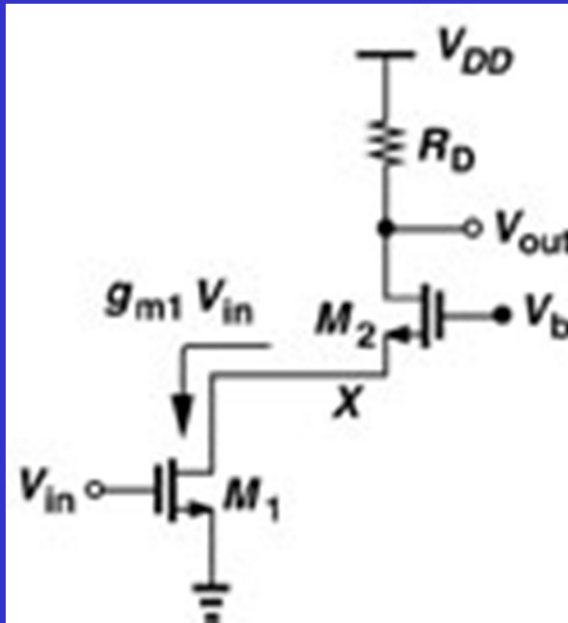


$\lambda=0$ 时

$$A_v = -g_{m1} R_D$$

与M2管的跨导和体效应无关

小信号特性— R_{out}



计算思路:

负反馈电阻为 r_{O1} 的共源级；输入信号内阻为 R_S 的共栅级

$$R_{out} = [1 + (g_{m2} + g_{mb2})r_{O2}]r_{O1} + r_{O2}$$

M2管将M1管的输出阻抗提高为原来的 $(g_{m2} + g_{mb2})r_{O2}$ 倍；有利于实现高增益

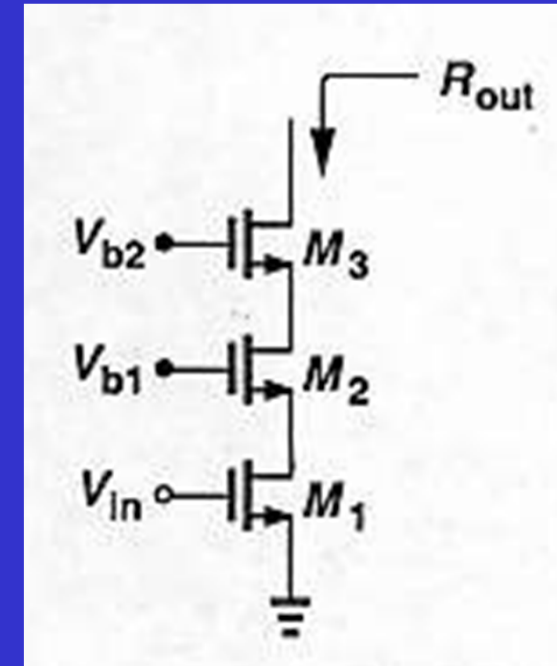
小信号特性— R_{out}

增加共栅管的级数能进一步提高 R_{out} :

$$R_{out} \approx (g_{m3} + g_{mb3})r_{O3} \cdot (g_{m2} + g_{mb2})r_{O2} \cdot r_{O1}$$

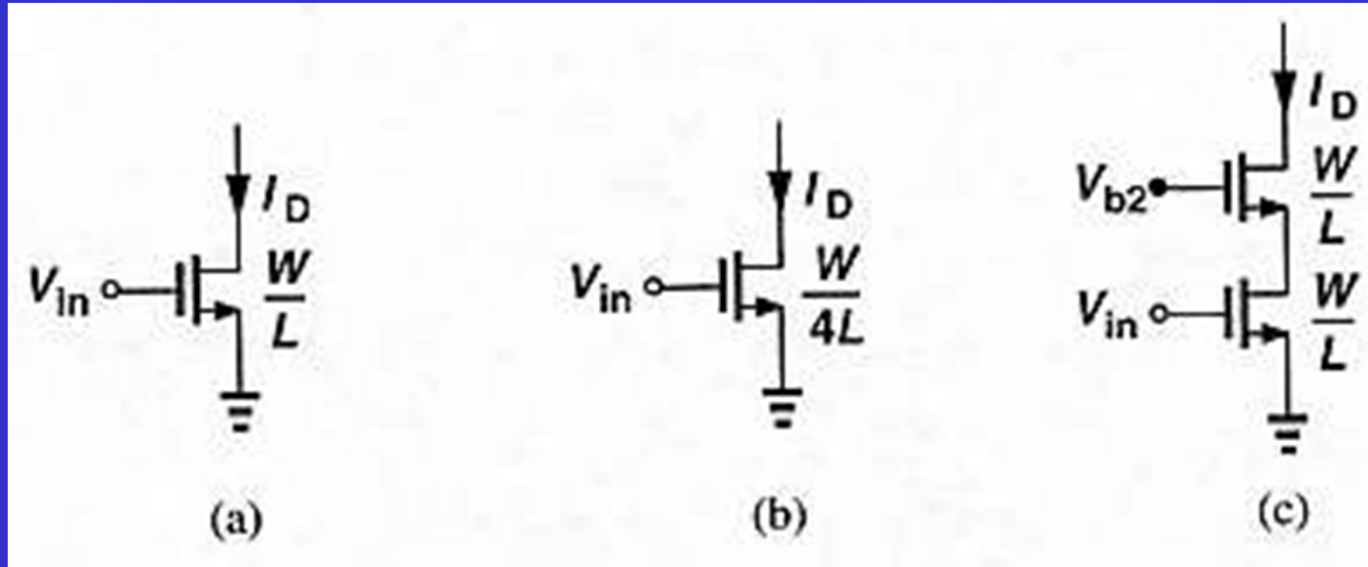
代价是减小信号摆幅:

$$V_{out} \geq V_{ov1} + V_{ov2} + V_{ov3}$$



$$R_{out} = [1 + (g_{m3} + g_{mb3})r_{O3}] \cdot \{\text{从M2漏端看进去的电阻}\} + r_{O3}$$
$$= [1 + (g_{m3} + g_{mb3})r_{O3}] \cdot \{[1 + (g_{m2} + g_{mb2})r_{O2}]r_{O1} + r_{O2}\} + r_{O3}$$

R_{out} 的比较



r_o

$4r_o$ 约为 $(g_m r_o) r_o$

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

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

相同 I_D 下比较如下参数

R_{out} : c最大

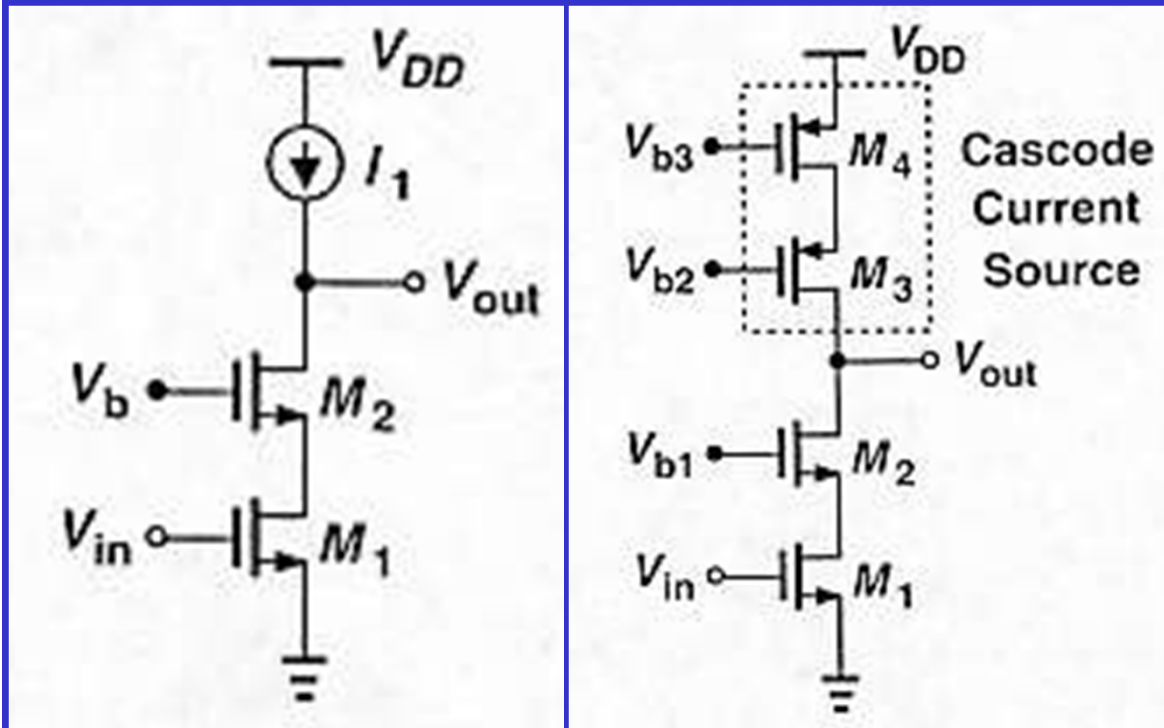
g_m : a和c相同。b为c的1/2, 噪声大

A_v : c最大 $(g_m r_o)^2$, b为a的2倍

摆幅下限: b和c相同, $2V_{ov}$

做理想电流源

利用其高输出阻抗特性，实现接近理想特性的电流源



$$A_v \approx g_{m1} R_{out}$$

代价：输出摆幅减小

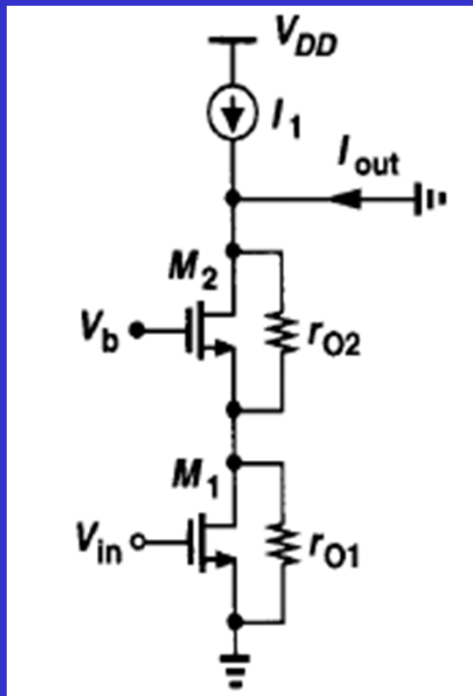
$$V_{outswing} = V_{DD} - V_{ov1} - V_{ov2} - |V_{ov3}| - |V_{ov4}|$$

$$R_{out} = \left\{ [1 + (g_{m2} + g_{mb2})r_{o2}]r_{o1} + r_{o2} \right\} \parallel \left\{ [1 + (g_{m3} + g_{mb3})r_{o3}]r_{o4} + r_{o3} \right\}$$

小信号特性—更精确的增益

□先求等效跨导 G_m

❖输出端短接到地，画出小信号等效电路，推导即可



$$G_m = \frac{g_{m1} r_{O1} [r_{O2} (g_{m2} + g_{mb2}) + 1]}{r_{O1} r_{O2} (g_{m2} + g_{mb2}) + r_{O1} + r_{O2}}$$

$$R_{out} = [1 + (g_{m2} + g_{mb2}) r_{O2}] r_{O1} + r_{O2}$$

$$A_v = -G_m \times (R_{out} \parallel R_D)$$

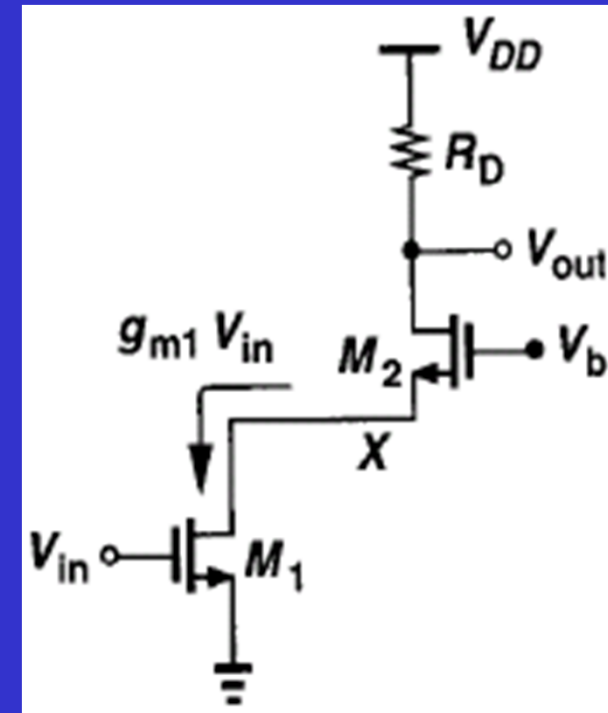
$$= -\frac{g_{m1} r_{O1} [r_{O2} (g_{m2} + g_{mb2}) + 1]}{r_{O1} r_{O2} (g_{m2} + g_{mb2}) + r_{O1} + r_{O2}} \times (R_{out} \parallel R_D)$$

例题

□对图示共源共栅电路，假定
 $(W/L)_1=(50\mu\text{m}/0.5\mu\text{m})$ ，
 $(W/L)_2=(10\mu\text{m}/0.5\mu\text{m})$ ，
 $I_{D1}=I_{D2}=0.5\text{mA}$ ， $R_D=1\text{K}\Omega$ 。

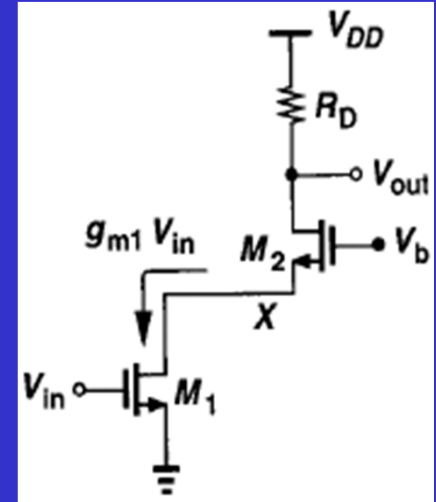
(1)选择恰当的 V_b ，使 M_1 偏离线性区 50mV 。

(2)计算小信号增益。



例题

□ 对图示共源共栅电路，假定
(W/L)₁=(50 μ m/0.5 μ m), (W/L)₂=(10 μ m/0.5 μ m),
 $I_{D1}=I_{D2}=0.5$ mA, $R_D=1$ K Ω 。选择恰当的 V_b ，使
M1偏离线性区**50mV**。



$$V_{ov1} = \sqrt{\frac{2I_1}{\mu_n C_{OX} \left(\frac{W}{L}\right)_1}} = \sqrt{\frac{2 \times 0.5}{0.13429 \times 100}} = 0.273V$$

$$V_X = V_{ov1} + 50mV = 0.323V$$

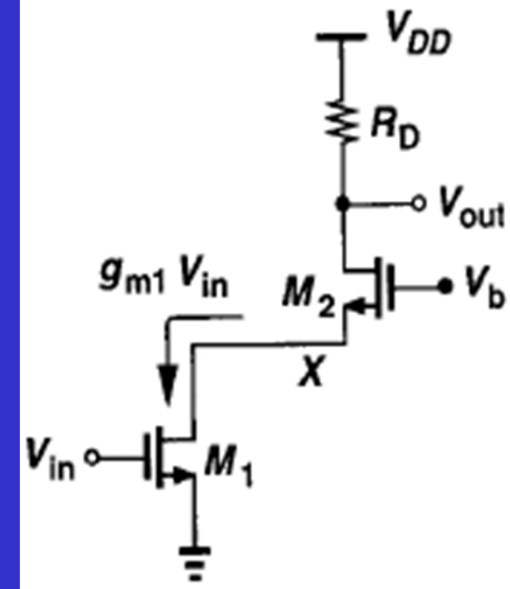
$$V_{TH2} = V_{TH0} + \gamma(\sqrt{2\Phi_F + V_X} - \sqrt{2\Phi_F}) = 0.77073V$$

$$V_{ov2} = \sqrt{\frac{2I_2}{\mu_n C_{OX} \left(\frac{W}{L}\right)_2}} = \sqrt{\frac{2 \times 0.5}{0.13429 \times 20}} = 0.61V$$

$$V_b = V_X + V_{ov2} + V_{TH2} = 0.323V + 0.61V + 0.77073V = 1.7V$$

例题

□ 对图示共源共栅电路，假定
(W/L)₁=(50 μ m/0.5 μ m), (W/L)₂=(10 μ m/0.5 μ m),
 $I_{D1}=I_{D2}=0.5$ mA, $R_D=1$ K Ω 。计算小信号增益。

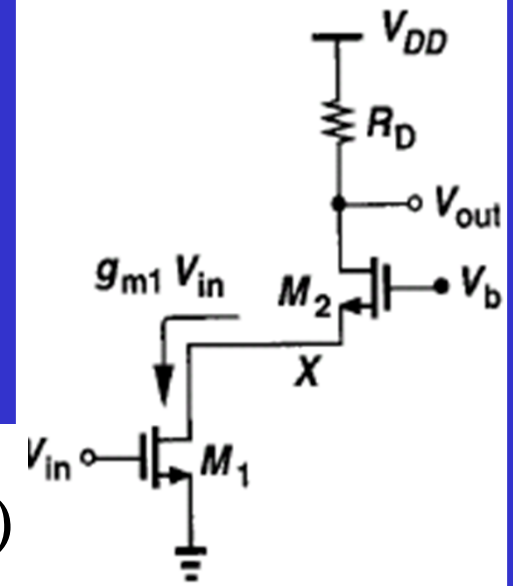


$$A_v = -G_m \times (R_{out} \parallel R_D)$$
$$= -\frac{g_{m1} r_{O1} [r_{O2} (g_{m2} + g_{mb2}) + 1]}{r_{O1} r_{O2} (g_{m2} + g_{mb2}) + r_{O1} + r_{O2}} \times (R_{out} \parallel R_D)$$

$$R_{out} = [1 + (g_{m2} + g_{mb2}) r_{O2}] r_{O1} + r_{O2}$$

例题

□ 对图示共源共栅电路，假定
 $(W/L)_1 = (50\mu\text{m}/0.5\mu\text{m})$, $(W/L)_2 = (10\mu\text{m}/0.5\mu\text{m})$,
 $I_{D1} = I_{D2} = 0.5\text{mA}$, $R_D = 1\text{K}\Omega$ 。计算小信号增益。



$$A_v = -\frac{g_{m1} r_{O1} [r_{O2} (g_{m2} + g_{mb2}) + 1]}{r_{O1} r_{O2} (g_{m2} + g_{mb2}) + r_{O1} + r_{O2}} \times (R_{out} \parallel R_D)$$

$$r_{O1} = r_{O2} = \frac{1}{\lambda I_D} = 20 \text{ K}\Omega, \quad g_{m1} = \sqrt{2 I_{D1} \mu_n C_{OX} \left(\frac{W}{L}\right)_1} = 3.6636 \text{ mA/V}$$

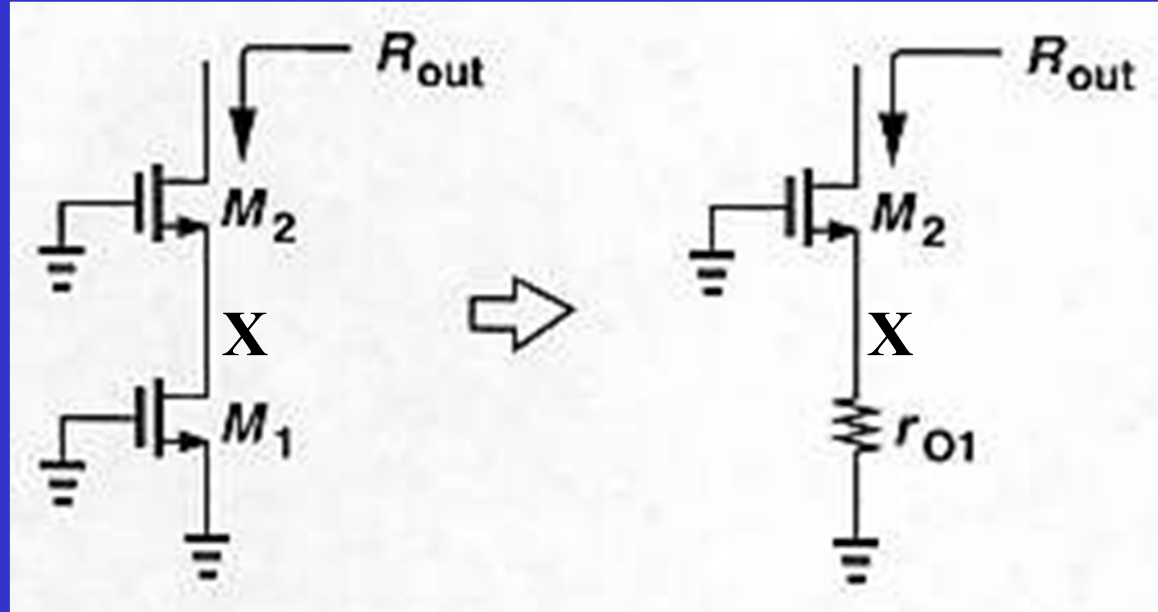
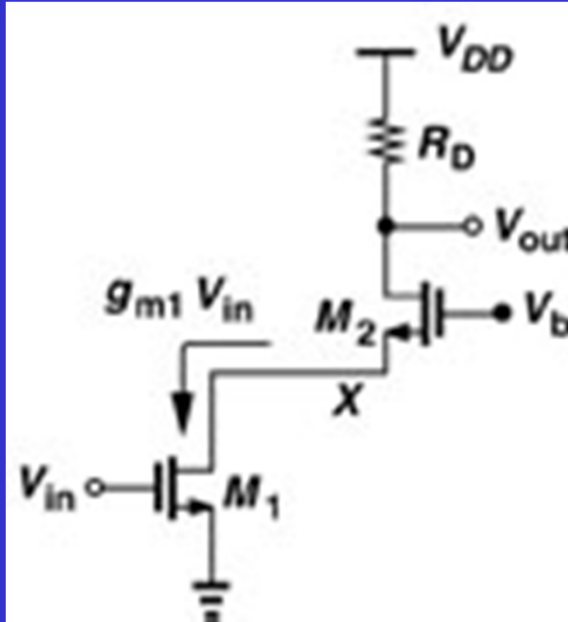
$$g_{m2} = \sqrt{2 I_{D2} \mu_n C_{OX} \left(\frac{W}{L}\right)_2} = 1.6384 \text{ mA/V},$$

$$\eta = \frac{\gamma}{2\sqrt{2\Phi_F + V_X}} = \frac{0.45}{2\sqrt{0.9 + 0.323}} = 0.2035$$

$$g_{mb2} = \eta g_{m2} = 0.3334 \text{ mA/V},$$

$$G_m = 3.5751 [\text{mA/V}], \quad R_{out} \parallel R_D = 998.7947 \Omega, \quad A_v = -3.57$$

屏蔽特性



V_{out} 端有 ΔV_{out} 的电压跳变时，表现在X点的电压跳变很小，屏蔽了输出节点对输入管的影响

$$\Delta V_X = \frac{r_{O1}}{[1 + (g_{m2} + g_{mb2})r_{O2}]r_{O1} + r_{O2}} \Delta V_{out}$$

$$\approx \frac{1}{(g_{m2} + g_{mb2})r_{O2}} \Delta V_{out}$$

屏蔽特性好的意义

□ NMOS管做恒流源（偏置电流）

❖ V_x 不等于 V_y 时，下图电流失配小

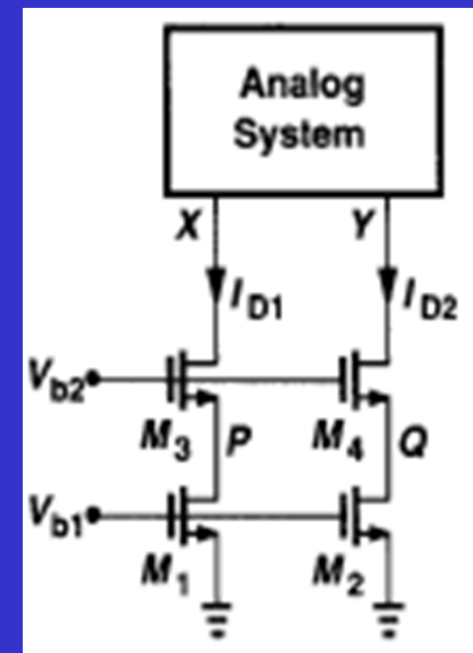
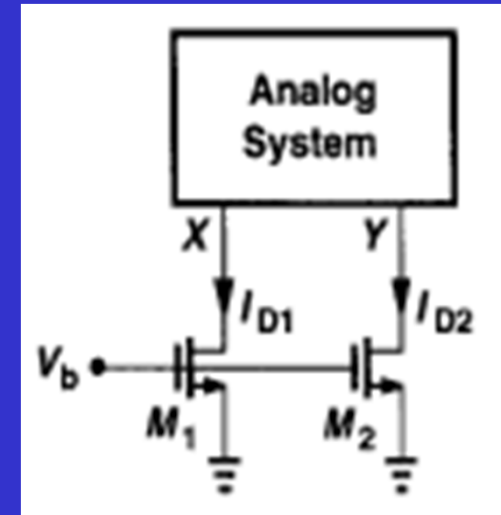
$$I_{D1} - I_{D2} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_b - V_{TH})^2 (\lambda V_{DS1} - \lambda V_{DS2})$$

$$= \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_b - V_{TH})^2 (\lambda \Delta V).$$

$$\Delta V_{PQ} = \Delta V \frac{r_{O1}}{[1 + (g_{m3} + g_{mb3})r_{O3}]r_{O1} + r_{O3}}$$

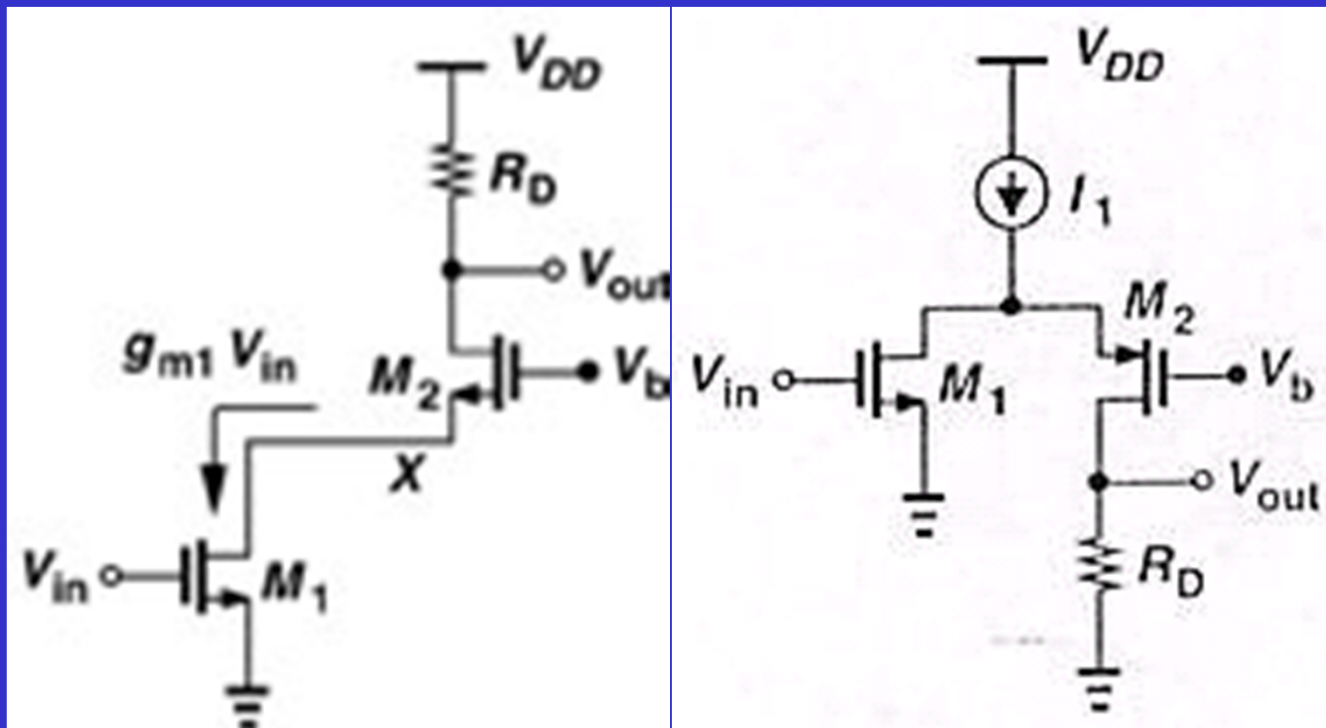
$$\approx \frac{\Delta V}{(g_{m3} + g_{mb3})r_{O3}}.$$

$$I_{D1} - I_{D2} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_b - V_{TH})^2 \frac{\lambda \Delta V}{(g_{m3} + g_{mb3})r_{O3}}$$



折叠式共源共栅

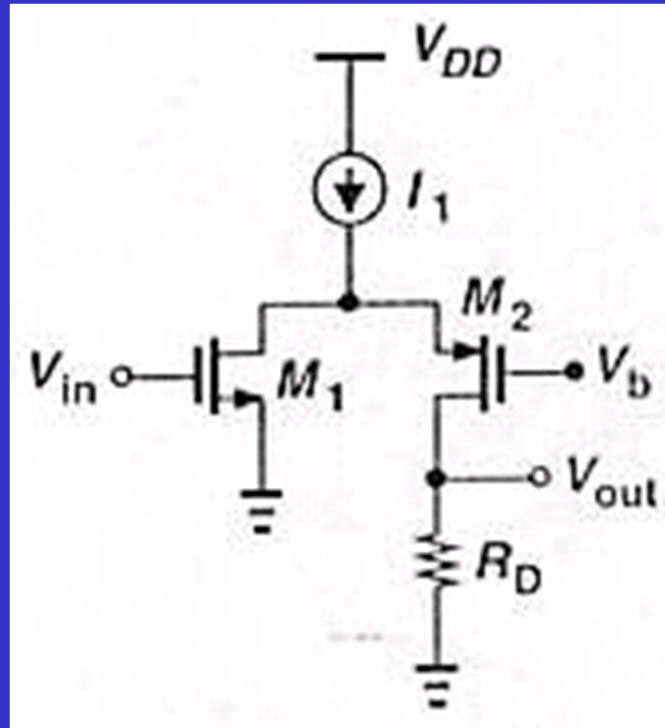
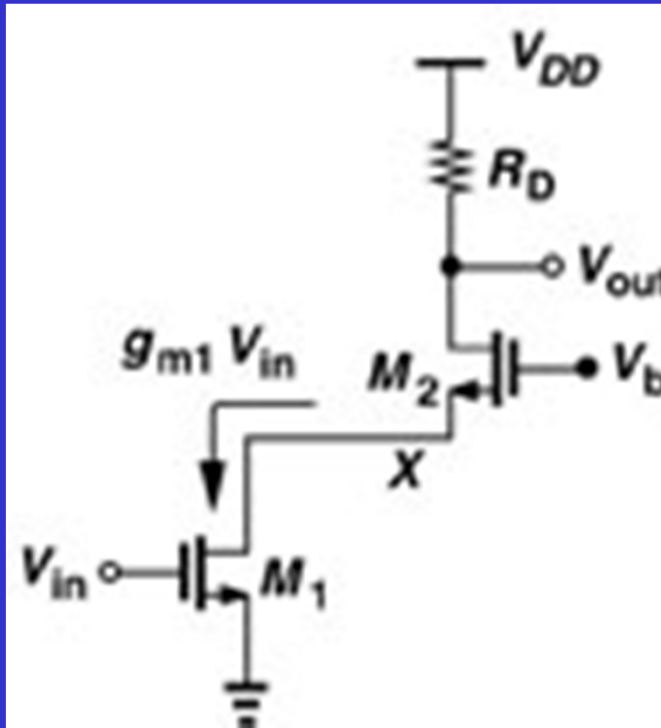
- 共源共栅级由共源级实现电压到电流的转换，然后电流作为输入送到共栅级
- 构成共源共栅级时共源管和共栅管类型可以不同



相同 g_m 时，直流偏置电流大

输入摆幅大

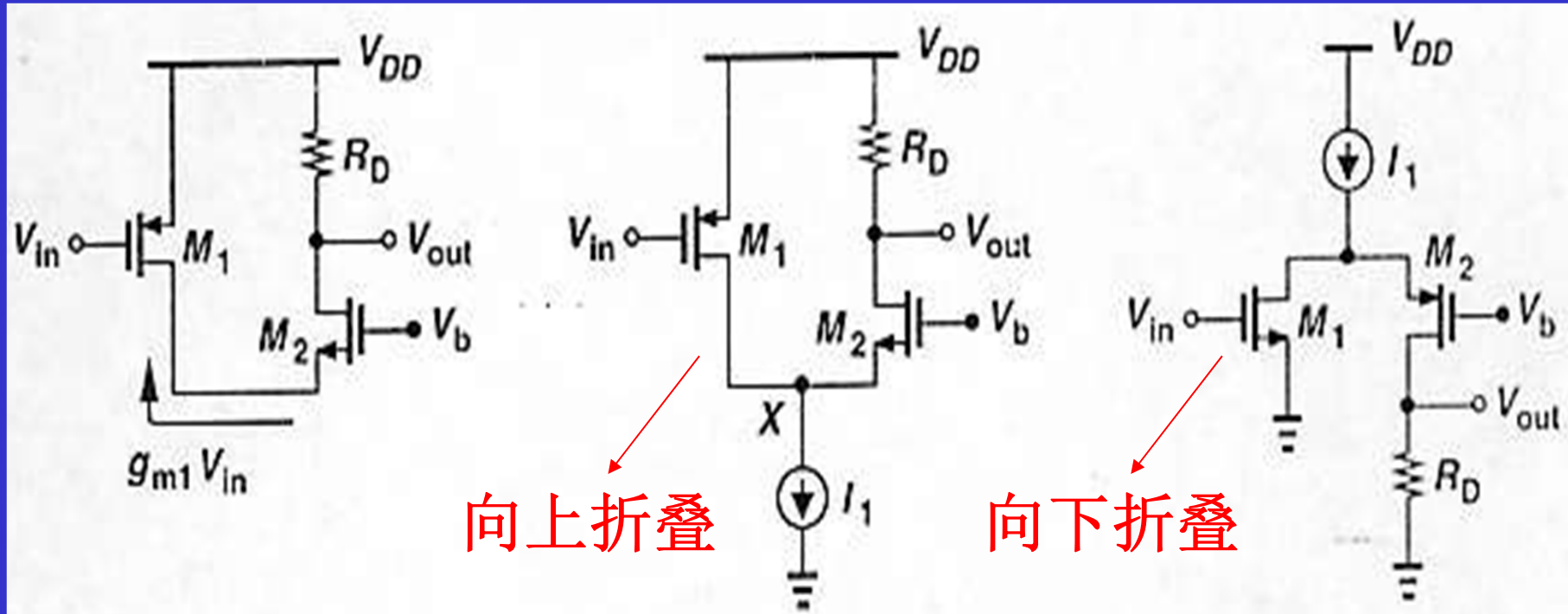
折叠式共源共栅



左图:共源共栅级的小信号电流上下贯穿于VDD和Gnd之间

右图:折叠共源共栅级的小信号电流向下折叠了

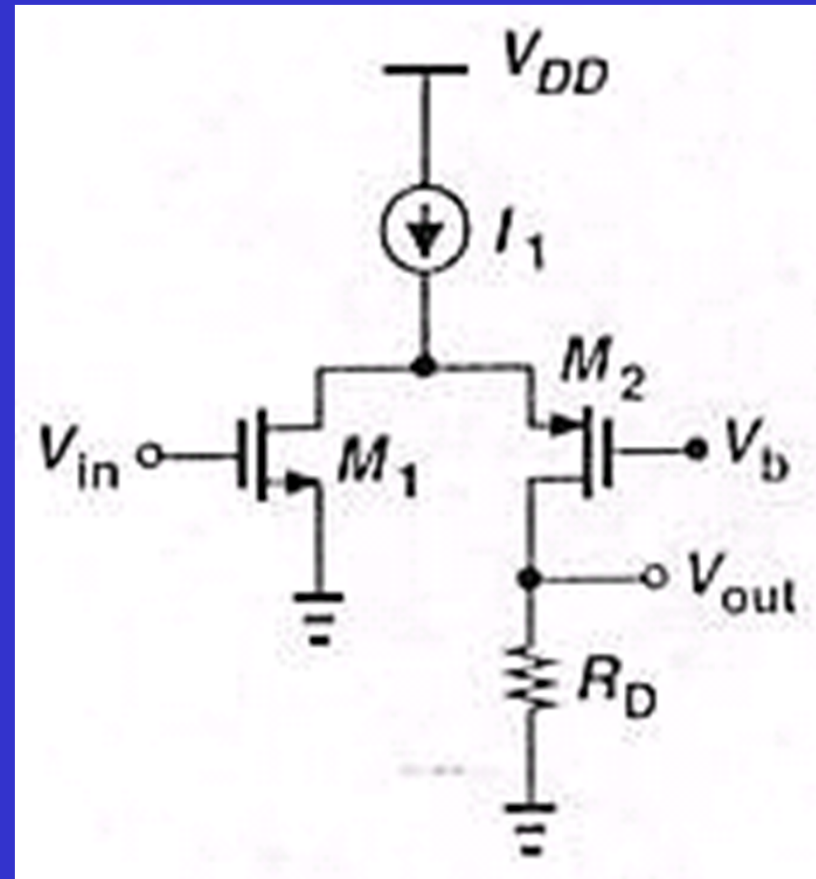
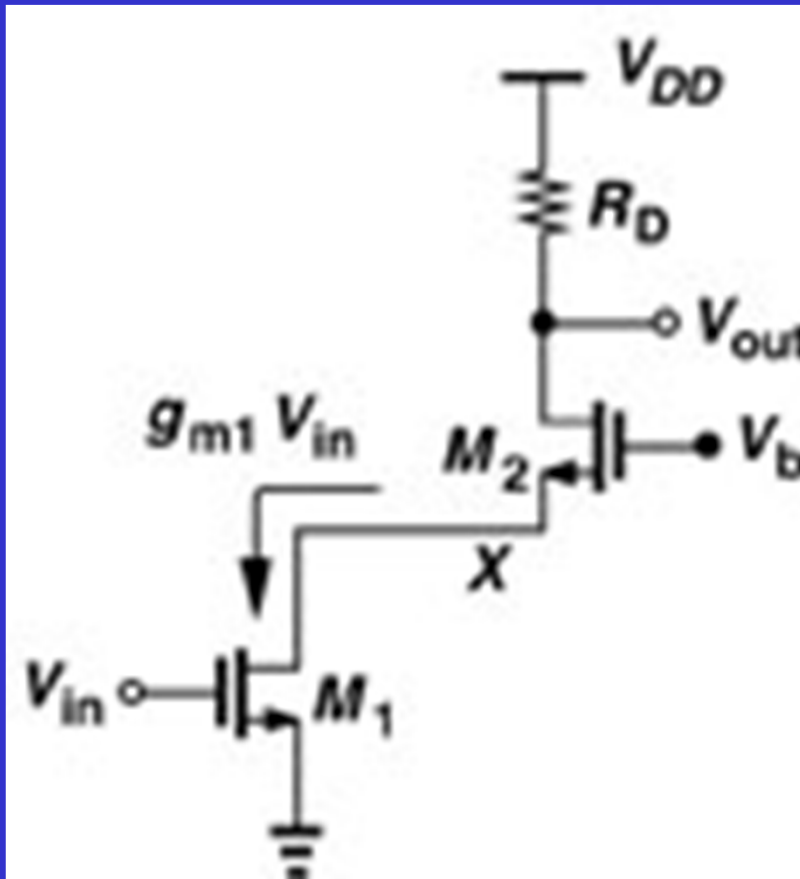
折叠式共源共栅



折叠式共源共栅

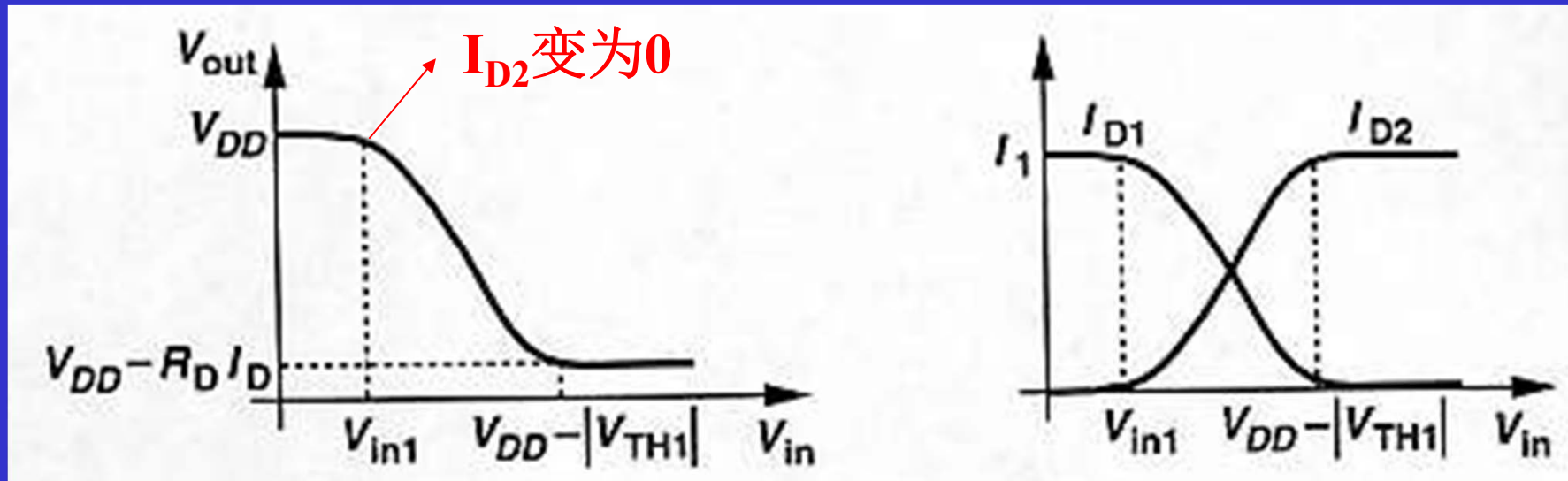
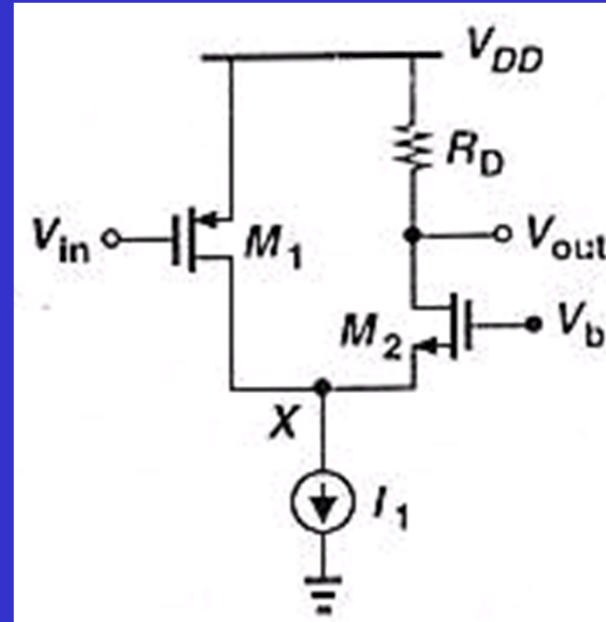
□ Folded

❖ 向上或向下折叠；小信号电流流向被改变



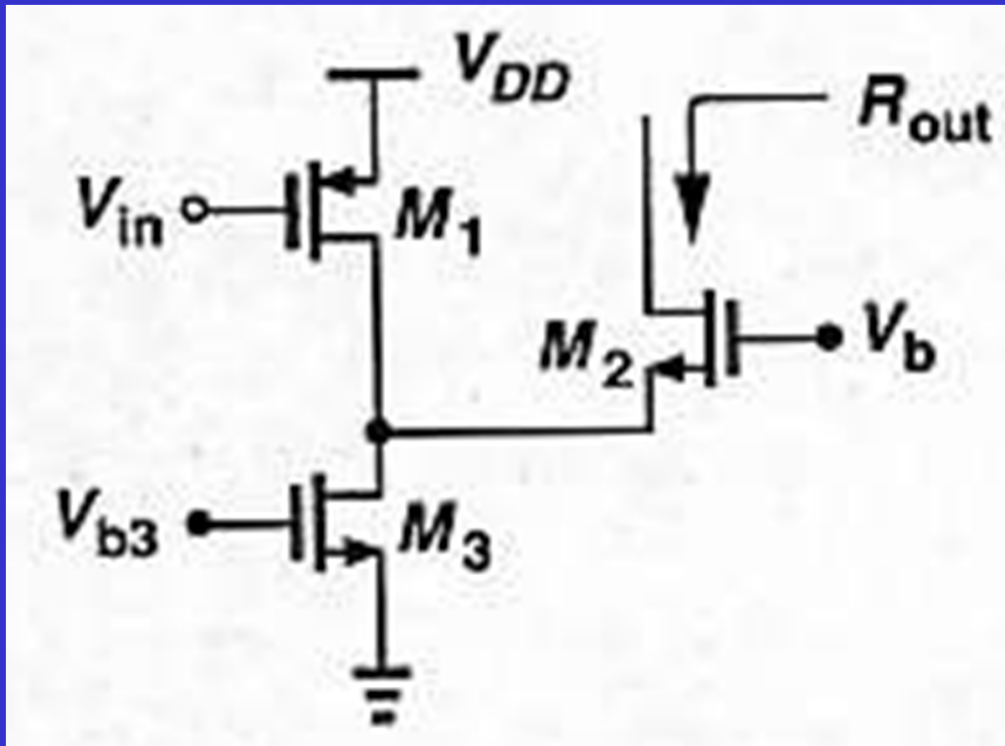
折叠式共源共栅

大信号特性



折叠式共源共栅

输出阻抗

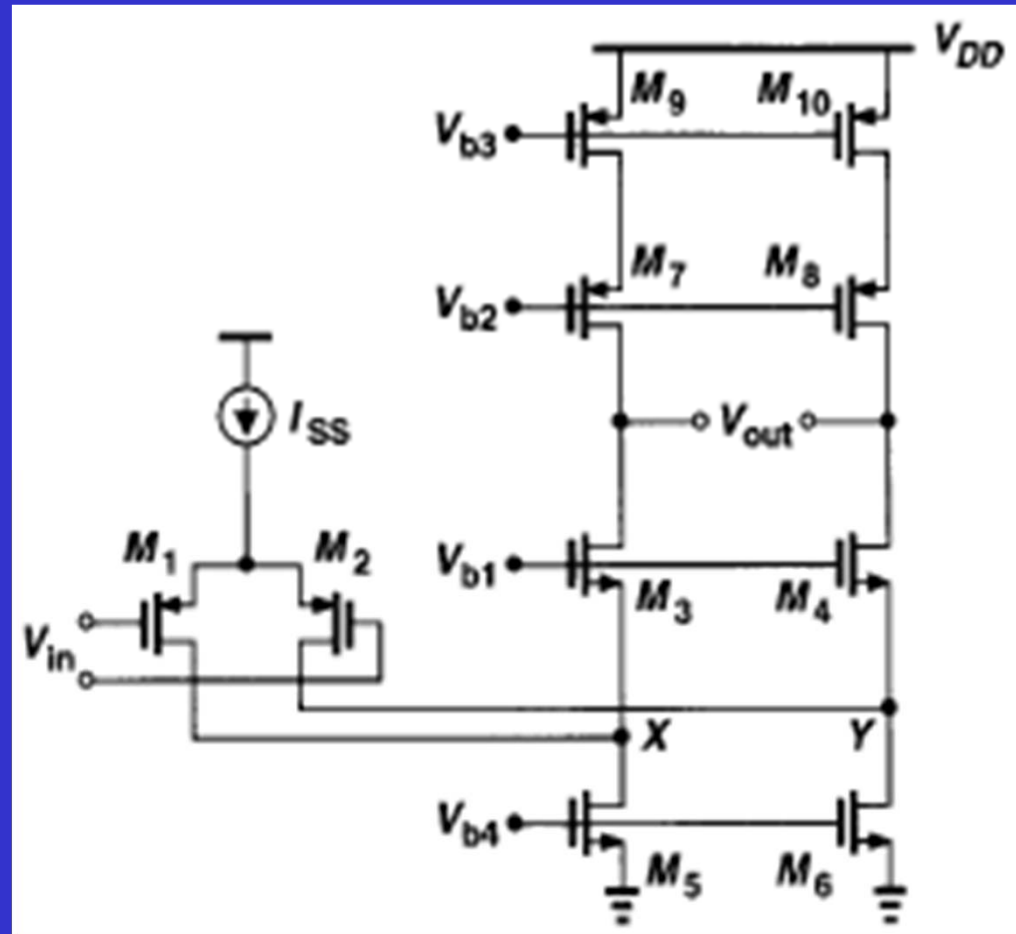
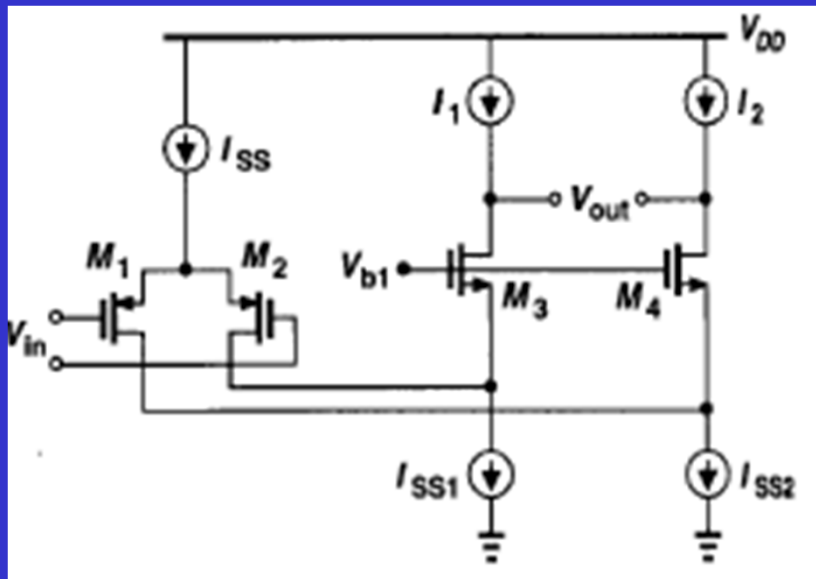


比非折叠共源共栅级小

$$R_{out} = [1 + (g_{m2} + g_{mb2})r_{o2}](r_{o1} \parallel r_{o3}) + r_{o2}$$

折叠共源共栅级的应用

□ 折叠共源共栅OPA



共源共栅级主要应用

□ 优点

- ❖ 输出阻抗高
- ❖ 高增益
- ❖ 屏蔽特性好

□ 不足

- ❖ 输出摆幅受一定影响
- ❖ 折叠共源共栅级直流功耗大

□ 应用

- ❖ 电流源
- ❖ 共源共栅OPA
- ❖ 折叠共源共栅OPA等

本讲

□ 共漏级—源跟随器

□ 共栅级

□ 共源共栅级

❖ 折叠共源共栅级

□ 手算时器件模型和公式的选择

手算时器件模型和公式的选择

- 器件模型复杂度不同，计算复杂度不同，结果的精度不同
- 电路小信号分析或设计过程
 - ❖ 把复杂电路拆分成自己熟悉的子电路
 - ❖ 用最简单器件模型分析子电路的小信号特性
 - 节点为高阻抗节点时，才计入 r_o 影响
 - ❖ 再考虑体效应影响
- 直流偏置的估算
 - ❖ 开始可以不考虑体效应和沟长调制效应
 - ❖ 根据计算机仿真结果微调，以修正手算误差
- 对AIC设计而言，手算能力是必须的
 - ❖ 手算后，以手算结果为初始值，进一步通过计算机仿真来优化所设计电路

总结

□ 共漏级—源跟随器

□ 共栅级

□ 共源共栅级

❖ 折叠共源共栅级

□ 手算时器件模型和公式的选择

重点内容

□共漏级—源跟随器

❖掌握。经常用

□共栅级

❖掌握。经常用

□共源共栅级

❖折叠共源共栅级

❖重点掌握。用处极为广泛

作业

□3.27

❖源随器大信号特性分析

□3.29

❖用PMOS管做负载的最常用的cascode结构。
设计题。确定W/L、工作点、 A_v 等

□交作业时间

❖听助教通知

设计实习3

□ 针对CSMC 0.5um工艺，设计一个共源共栅放大级，电路结构如图3.60。要求：输出摆幅在0.6—4.2V之间，NMOS管的L取1um，PMOS管的L取1.1um，NMOS管的W取相同值，PMOS管的W取相同值， $I_D=0.5mA$ 左右， $V_{DD}=5V$ 。仿真得到它的电压增益，并与设计实习2所设计的共源放大级的电压增益比较。

□ 实习目的

❖ 设计常用的共源共栅结构的放大级，掌握单级放大级的设计方法

□ 实习后，提交《设计实习3报告》到助教Email信箱

❖ 报告内容

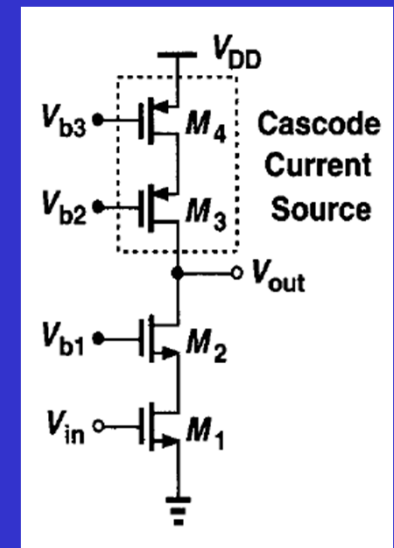
▪ 实习目的、实习内容、实习结果及对结果的必要分析

❖ 电子版

❖ 文件命名规范：学号-姓名-设计实习3报告

□ 参考结果

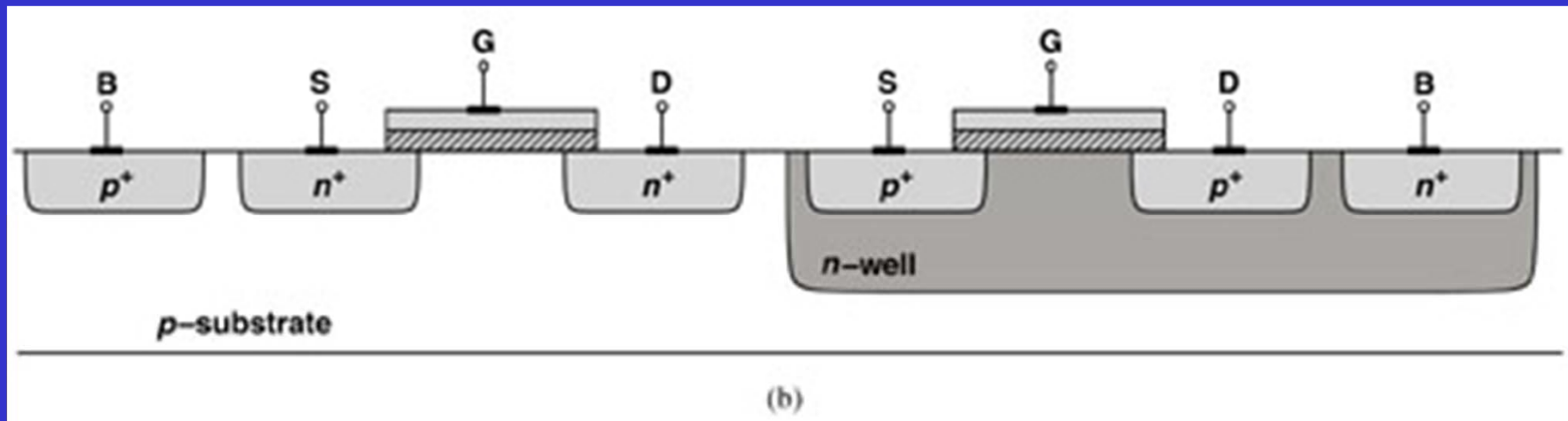
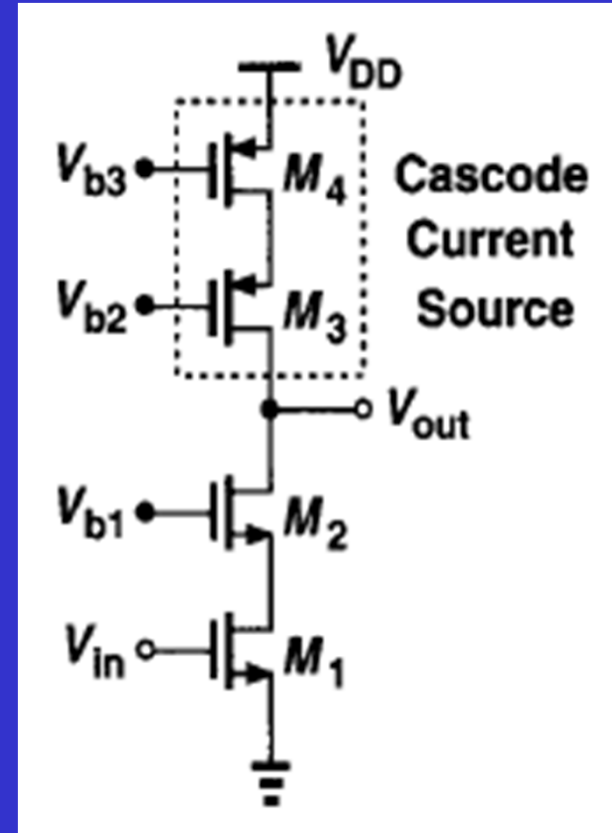
❖ 该cascode级的电压增益最大可达1200



设计实习3

□M2和M3的B端接S端吗？

- ❖ CSMC 0.5um工艺是P-sub Nwell工艺
- ❖ 所有NMOS管的体端相同
- ❖ PMOS管的体端可以接S或接 V_{DD}



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