

上一讲——差分放大器

□ AIC中最重要电路模块之一

□ 差分放大器简介

- ❖ 对两个输入信号的差值进行放大
- ❖ 抗干扰能力强，输出电压摆幅大，偏置电路简单，线性度高

□ 简单差分放大器

- ❖ 偏置电流受 $V_{in,CM}$ 影响大，影响跨导、增益、输出共模电平等

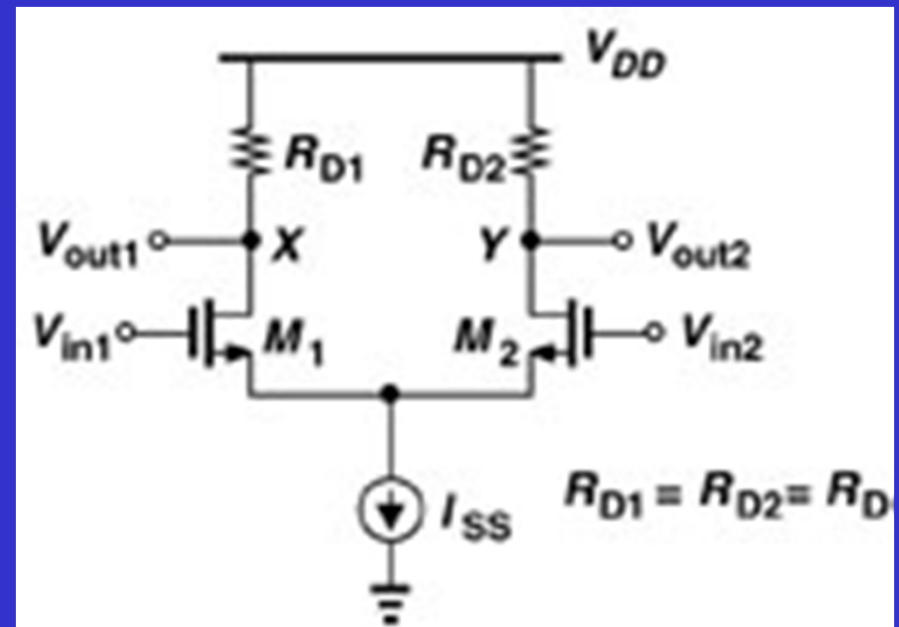
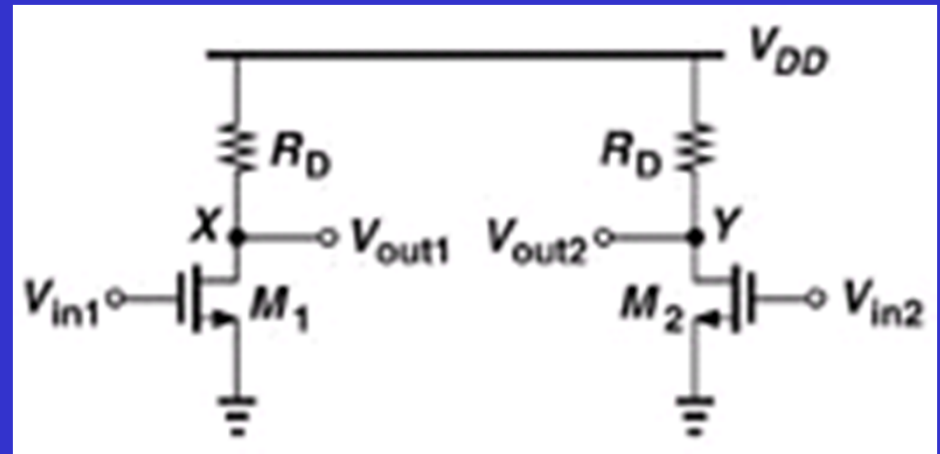
□ 基本差分放大器

- ❖ 源端耦合对

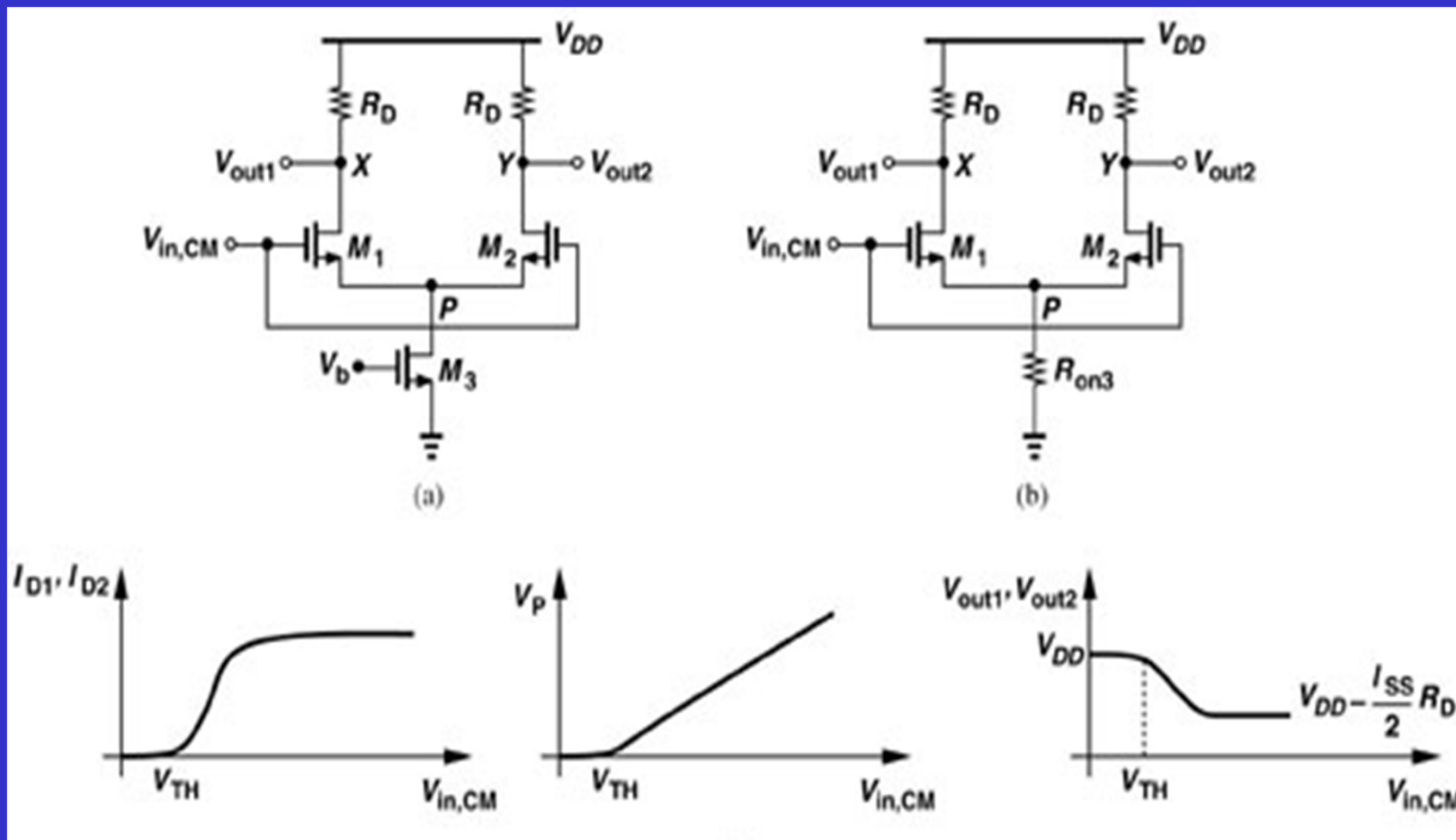
□ MOS管做负载的基本差分放大器

□ 差分放大器的应用—Gilbert单元

- ❖ VGA

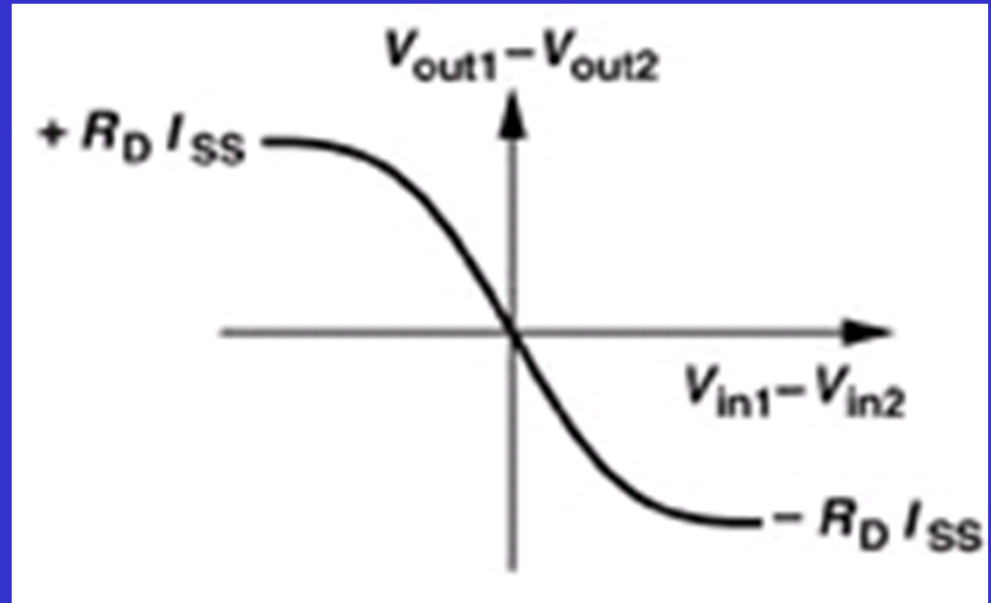
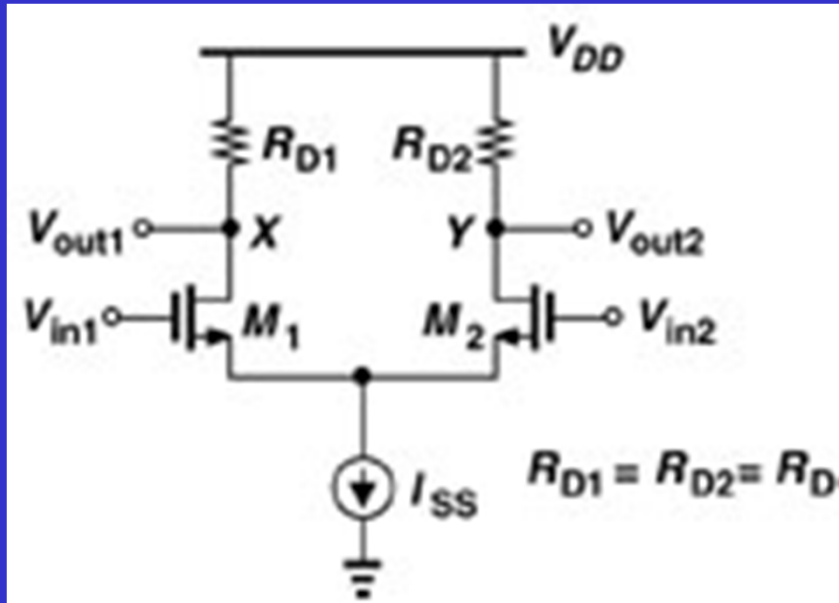


上一讲——大信号共模特性



$$V_{GS1} + V_{OV3} \leq V_{in,CM} \leq \min[V_{DD} - R_D \cdot \frac{I_{SS}}{2} + V_{TH}, V_{DD}]$$

上一讲——大信号差分特性



$$\Delta I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{OX} \frac{W}{L} \Delta V_{in} \sqrt{\frac{4I_{SS}}{\mu_n C_{OX} \frac{W}{L}} - \Delta V_{in}^2}$$

$$\Delta V_{out} = V_{out1} - V_{out2} = -\Delta I_D \times R_D$$

上一讲——小信号差分特性

全差分时:

电路完全对称、直流偏置电压相同

$$A_v = -g_m R_D$$

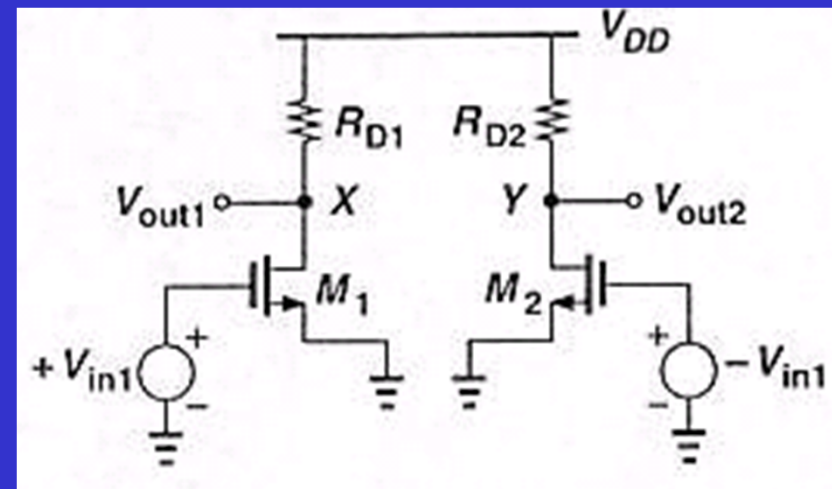
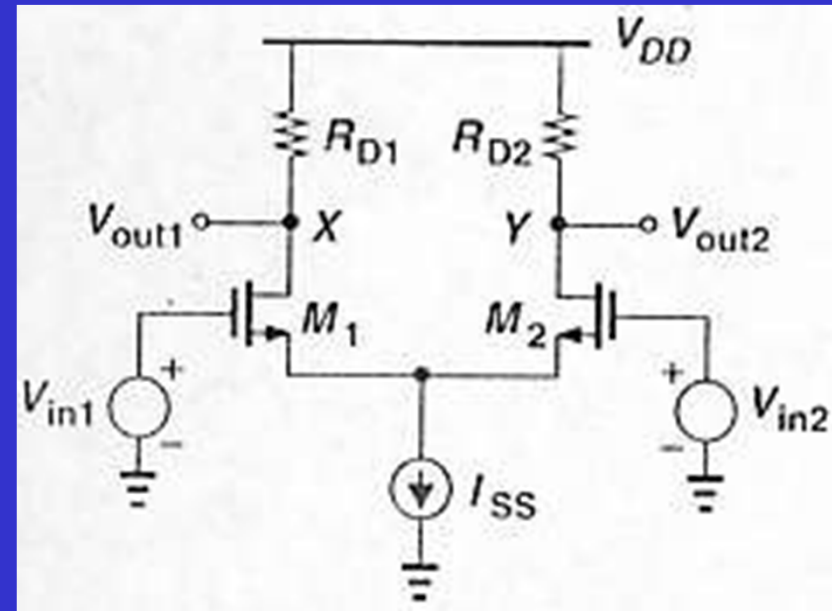
重要结论:

全差分输入时，P点为交流地

半电路法

非全差分:

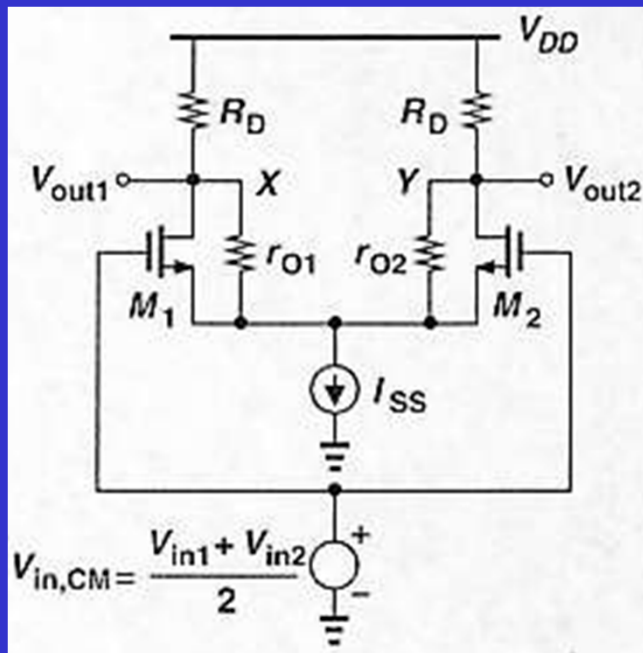
将输入信号划分为共模分量和差模分量，分别计算，再用叠加定理



上一讲——小信号共模特性

存在共模增益，因为存在非理想性：

M1和M2之间有失配（W/L、 V_{TH} 等）， R_{D1} 和 R_{D2} 之间有失配（阻值不完全相等）；尾电流源 I_{SS} 的内阻 R_{SS} 不是无穷大



R_{SS} 不是无穷大时， V_{out1} 和 V_{out2} 会随 $V_{in,CM}$ 的变化而变化，但不引入差分增益，通常不考虑

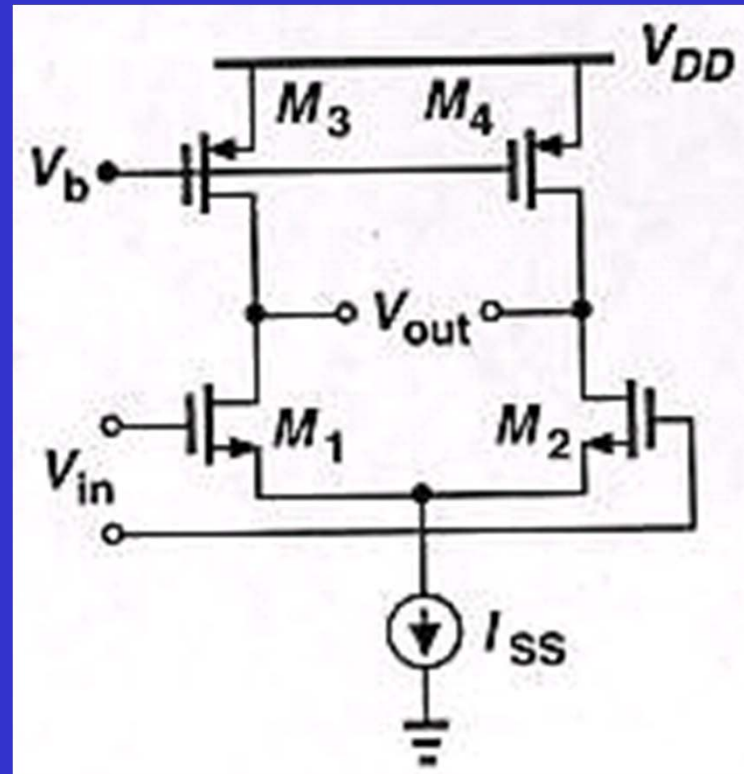
R_D 的失配会引入差分增益

M1和M2管尺寸和 V_{TH} 失配，会引入差分增益

用来CMRR来综合反映差分放大能力和共模抑制能力

$$CMRR = \left| A_{DM} / A_{CM-DM} \right|$$

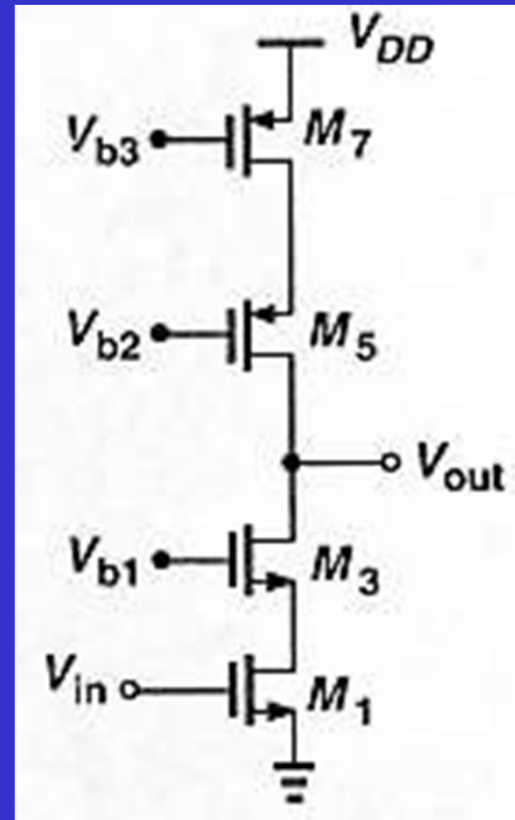
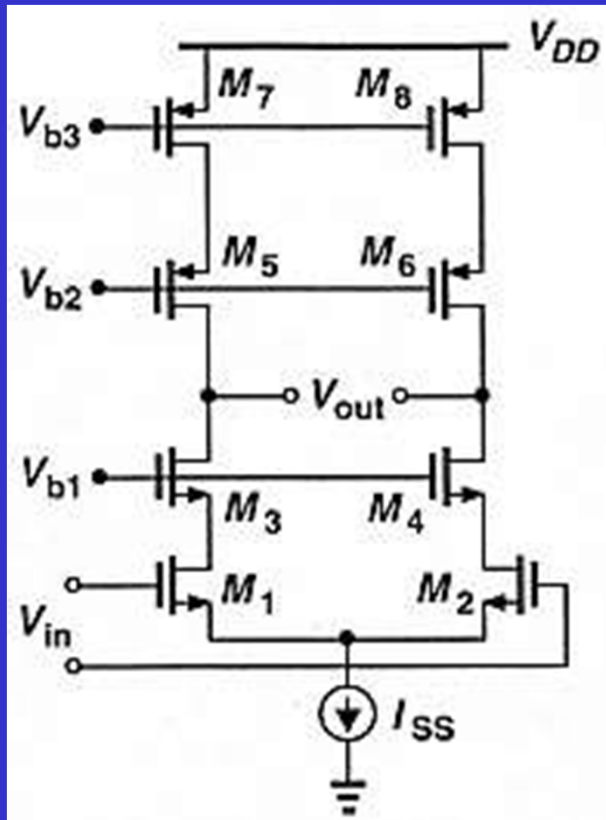
上一讲——MOS管做负载的差分放大器



$$A_v = -g_{mN} (r_{ON} \parallel r_{OP})$$

电压摆幅和增益都可以很大

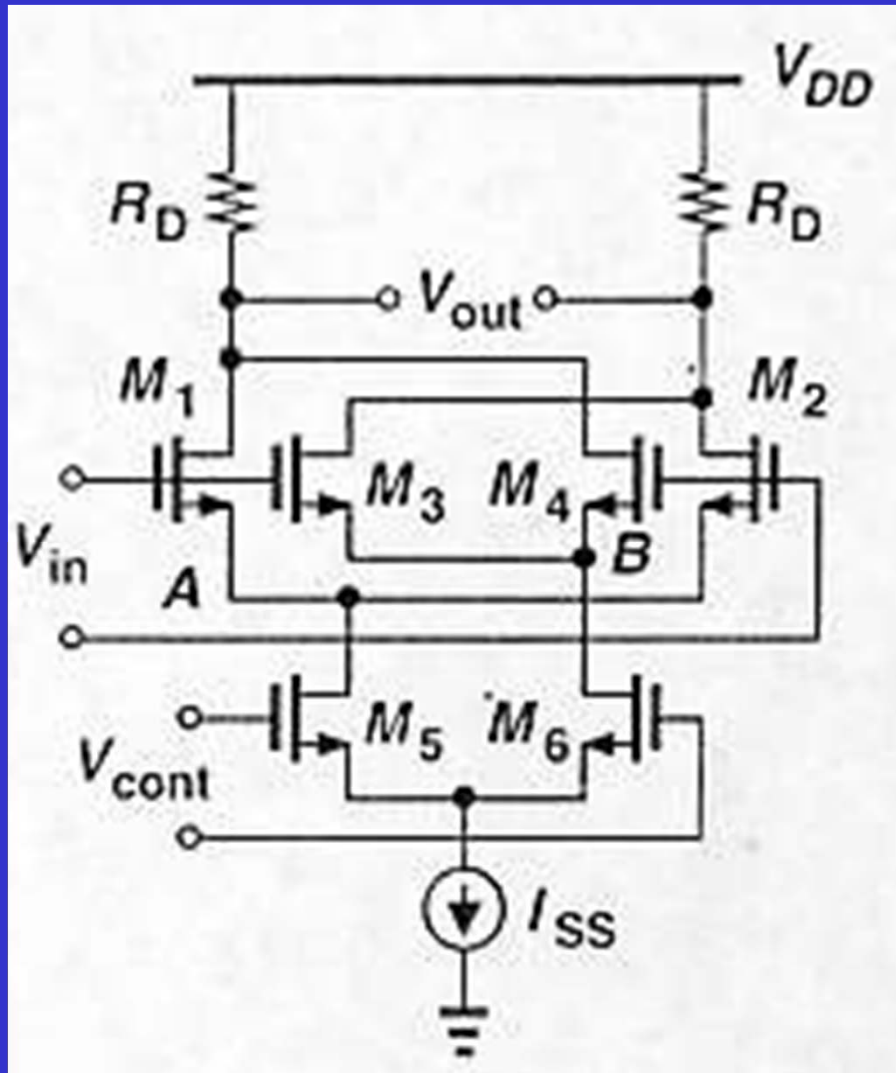
上一讲——共源共栅的差分放大器



$$A_v \approx -g_{m1} [(g_{m3} r_{O3} r_{O1}) \parallel (g_{m5} r_{O5} r_{O7})]$$

增益更大；但适当牺牲摆幅；输出共模电平未确定

上一讲——Gilbert单元

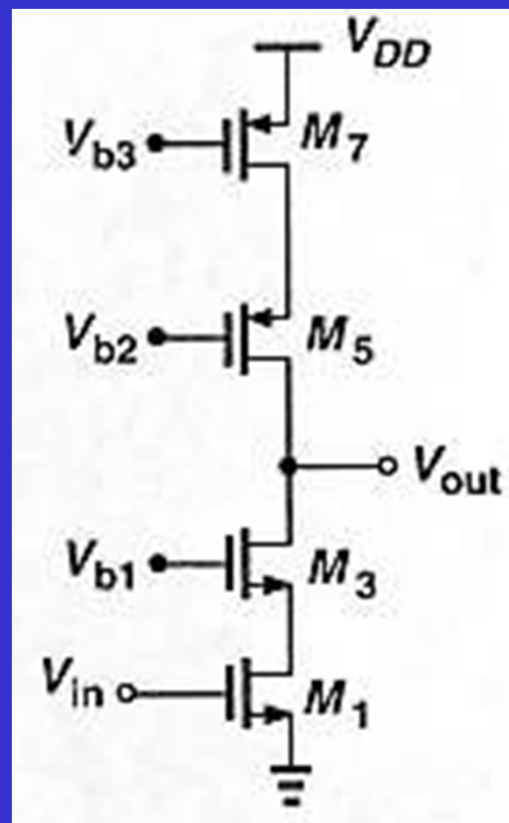
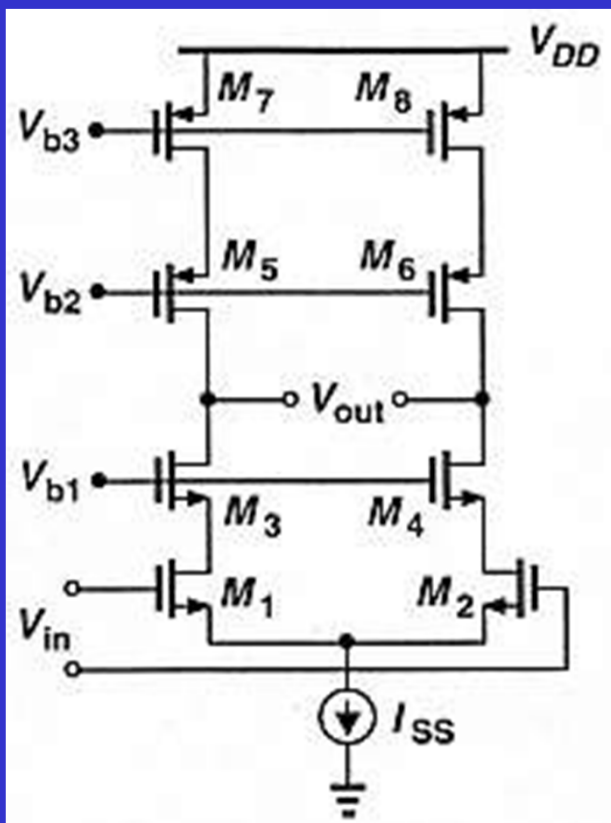


□是差分放大器的一种应用

□是一种VGA

- ❖增益可从 $-g_m R_D$ 单调地变为 $+g_m R_D$
- ❖广泛用于模拟系统和通信系统中

放大器的偏置 V_{b1} 等如何产生？

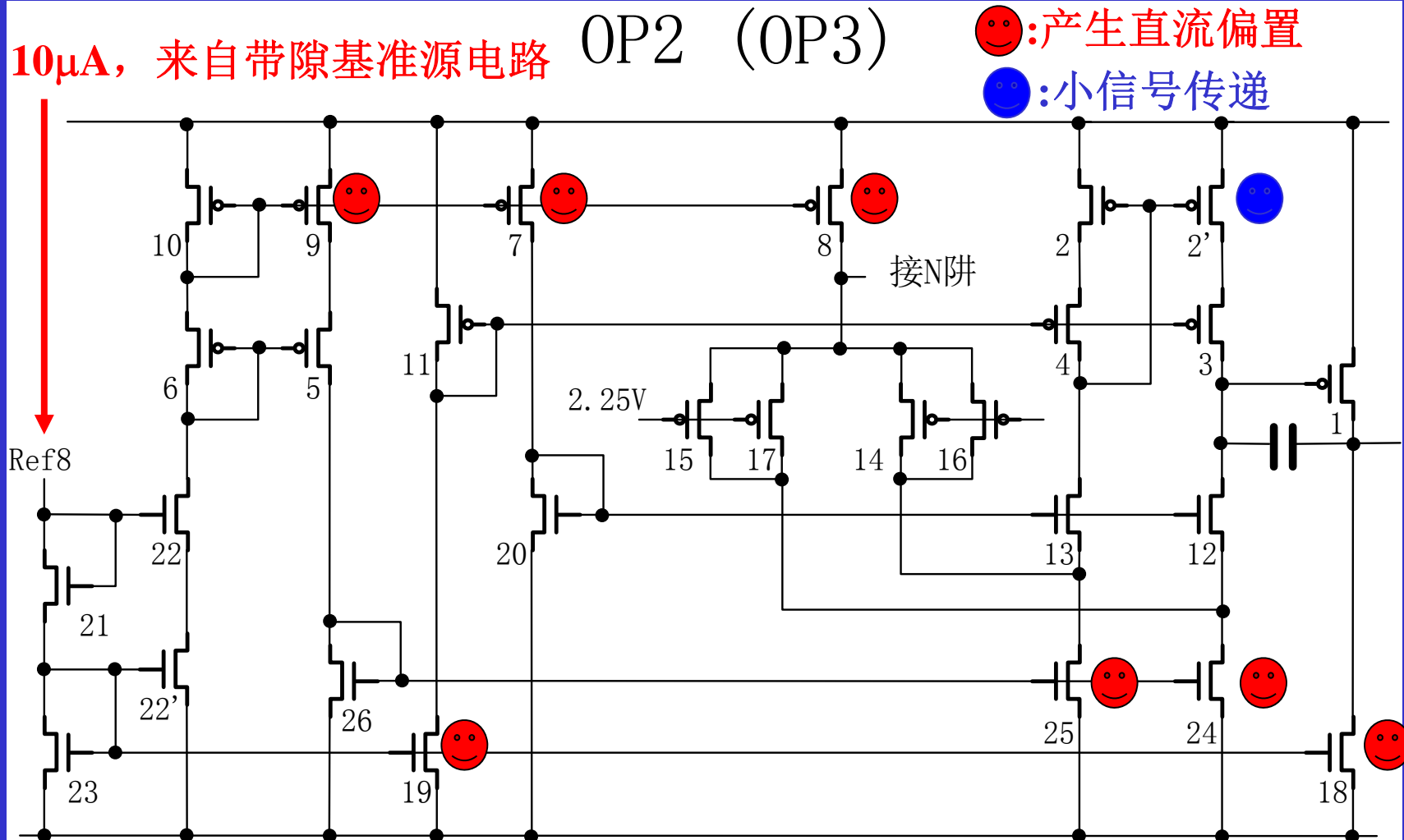


□ 偏置电压都通过压点外加？

❖ 压点太多，无法接受

实际AIC如何产生众多偏置电压/电流？

□通过电流镜



模拟集成电路原理与设计

第5章 无源与有源电流镜

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 电流镜

□基本电流镜

❖ 电流源——构成电流镜的基础

□共源共栅电流镜

□有源电流镜

❖ 电流镜做负载的差分放大器

- 大信号特性
- 小信号特性
- 共模特性

明确几个概念

□ 电流源

- ❖ Current source, 做直流偏置
- ❖ 广泛应用, 小信号电阻大
- ❖ 可用饱和区工作的MOS管实现

□ 电流沉

- ❖ Current sink

□ 电流镜

- ❖ Current Mirror
- ❖ 由一对电流源构成

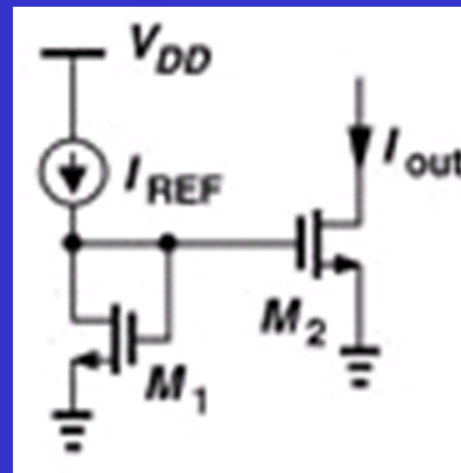
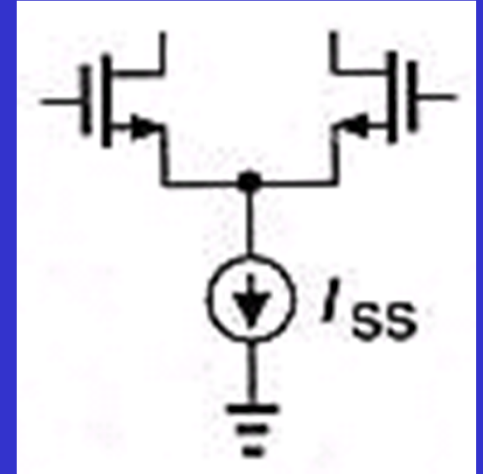
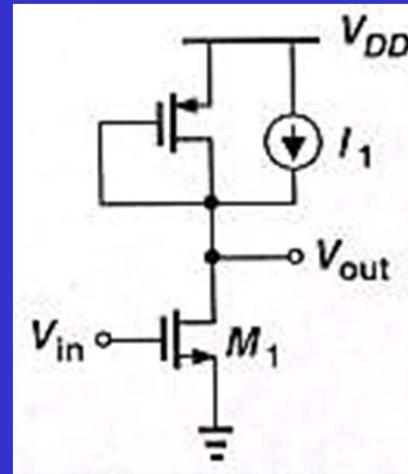
□ 无源电流镜

- ❖ Passive Current Mirror
- ❖ 用做产生直流偏置电流时

□ 有源电流镜

- ❖ Active Current Mirror
- ❖ 象有源器件一样用作小信号处理时

□ “有源/无源电流镜” 概念仅在Razavi书中出现



← 电流源与
电流镜结
合使用

本讲 电流镜

□基本电流镜

❖ 电流源——构成电流镜的基础

□共源共栅电流镜

□有源电流镜

❖ 电流镜做负载的差分放大器

- 大信号特性
- 小信号特性
- 共模特性

电流源

□ AIC中经常需要电流源

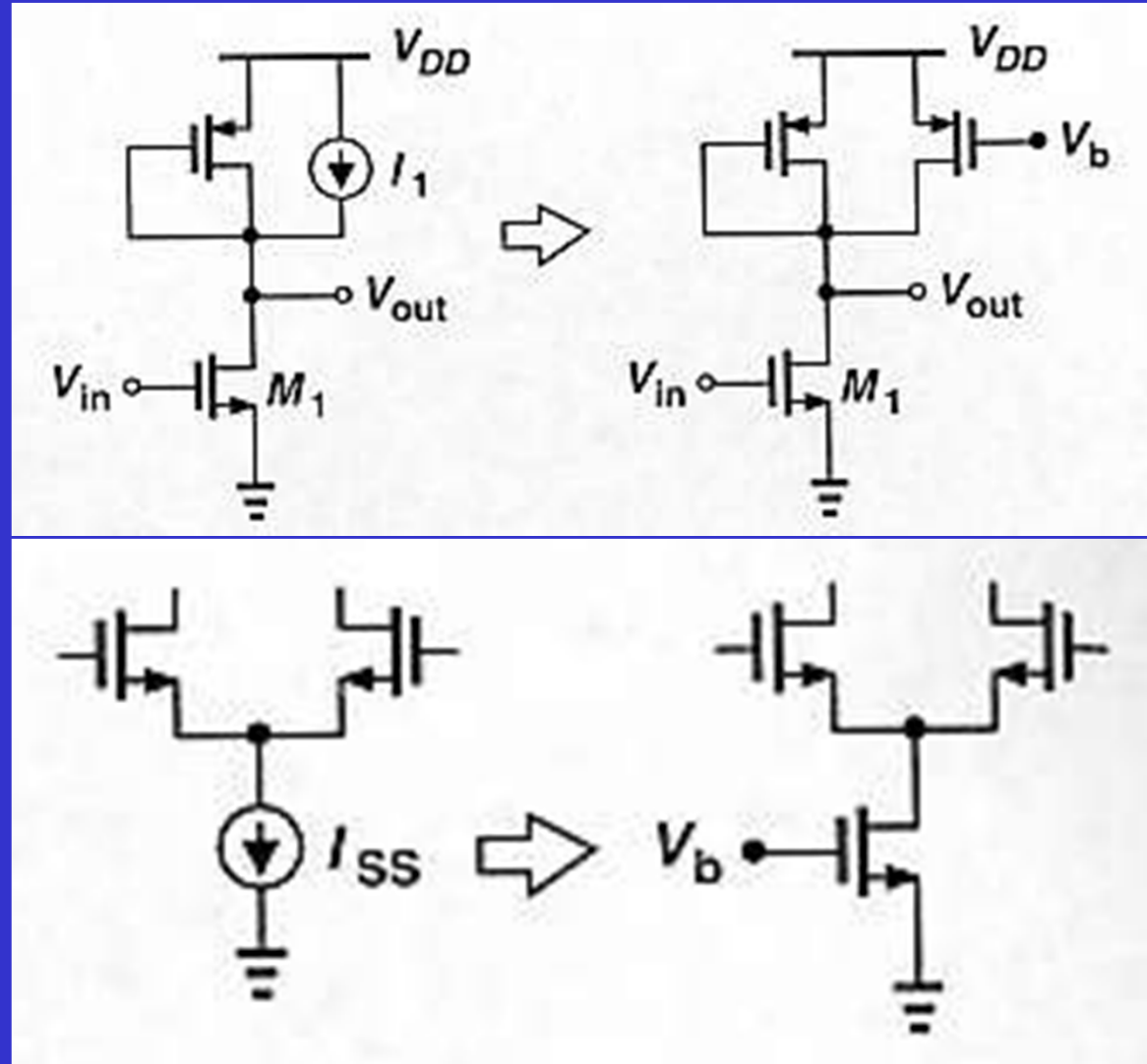
□ 对电流源的期望

❖ 电流值能由设计者方便地设定在某一期望值，并且电流值的偏差能被控制在一定范围内

▪ 电流值往往会随工艺、电源、温度等变化而变化

❖ 电压裕度、电阻、电容、噪声等

□ 如何电路实现并可设、精确、稳定？



基于电阻分压的电流源



□ 电流值对工艺、电源、温度等变化敏感

❖ 不同芯片阈值偏差可达100mV

❖ μ_n 、 V_{TH} 随温度变化

□ 输出电压范围

❖ 大于M1管的 V_{OV} 即可

□ 为了输出电压范围较大， V_{OV} 取典型值200mV

❖ 若 V_{TH} 改变50mV，则 I_{OUT} 改变44%

$$I_{OUT} \approx \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \frac{W}{L} \left(\frac{R_2}{R_2 + R_1} V_{DD} - V_{TH} \right)^2$$

评价：电流值无法精确、稳定，很难实用

基于基准电流的电流源—原理

I_{REF} ——基准电流

由专门的电路来产生，如带隙基准源等（第11章），是一个重要的研究领域。基准电流的电流值精确、稳定（对电源电压、工艺偏差、温度变化等低敏感）。

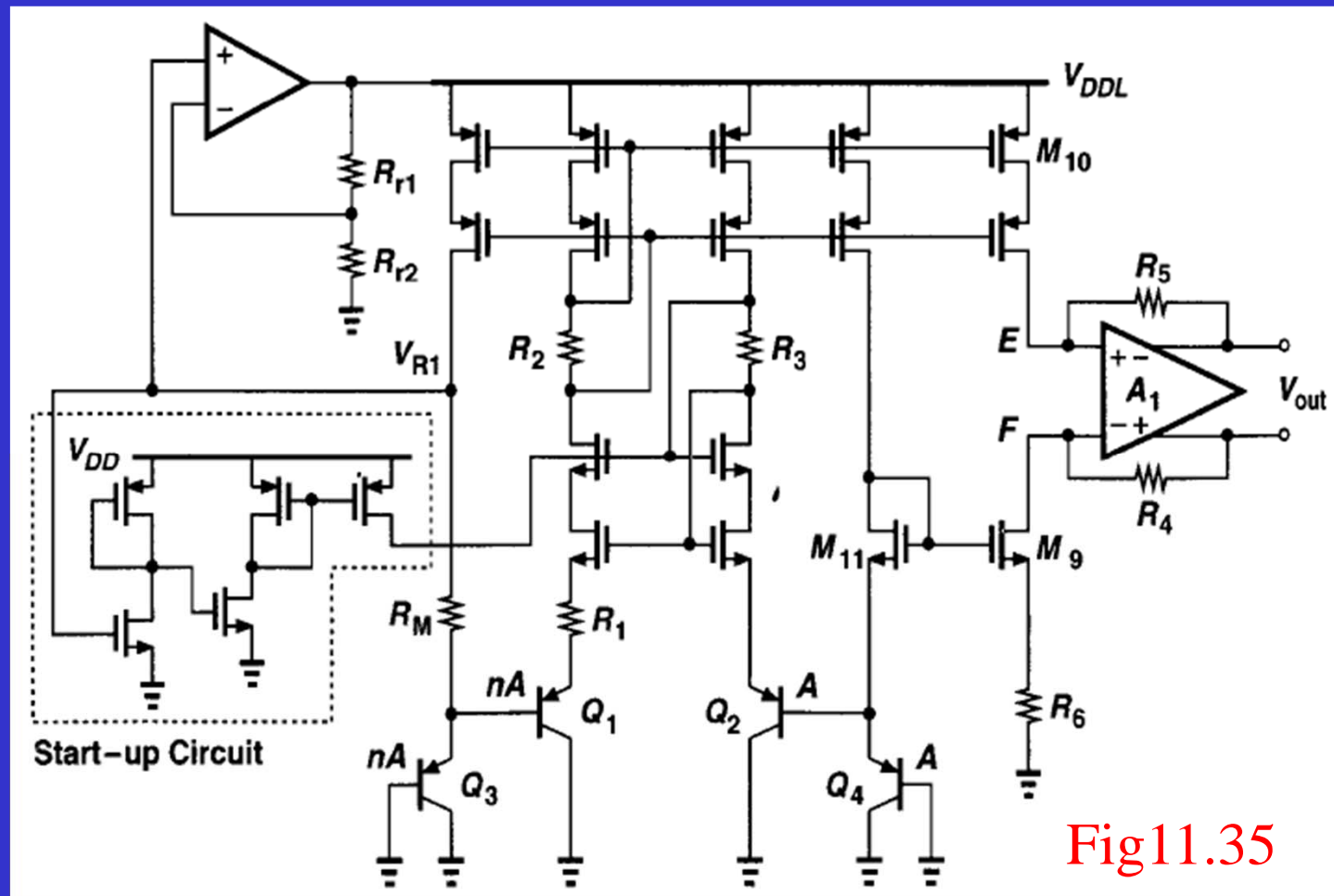


Fig11.35

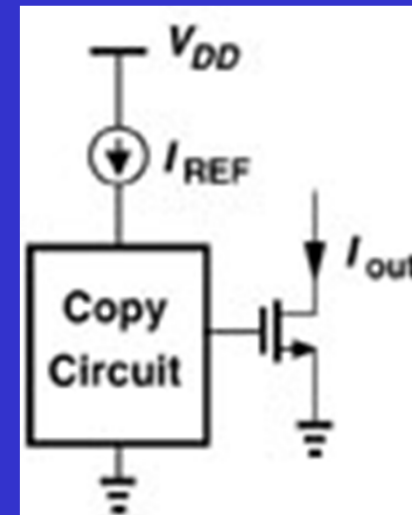
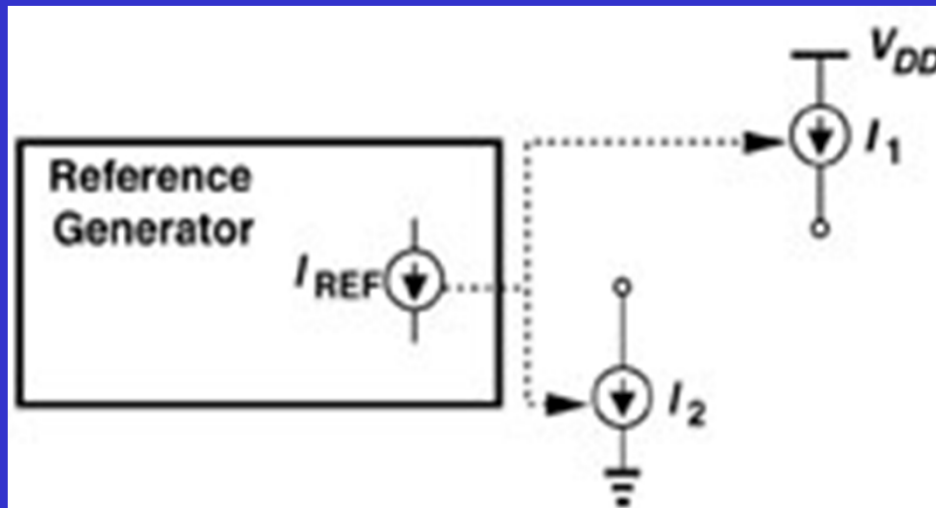
基于基准电流的电流源—原理

□ I_{REF}

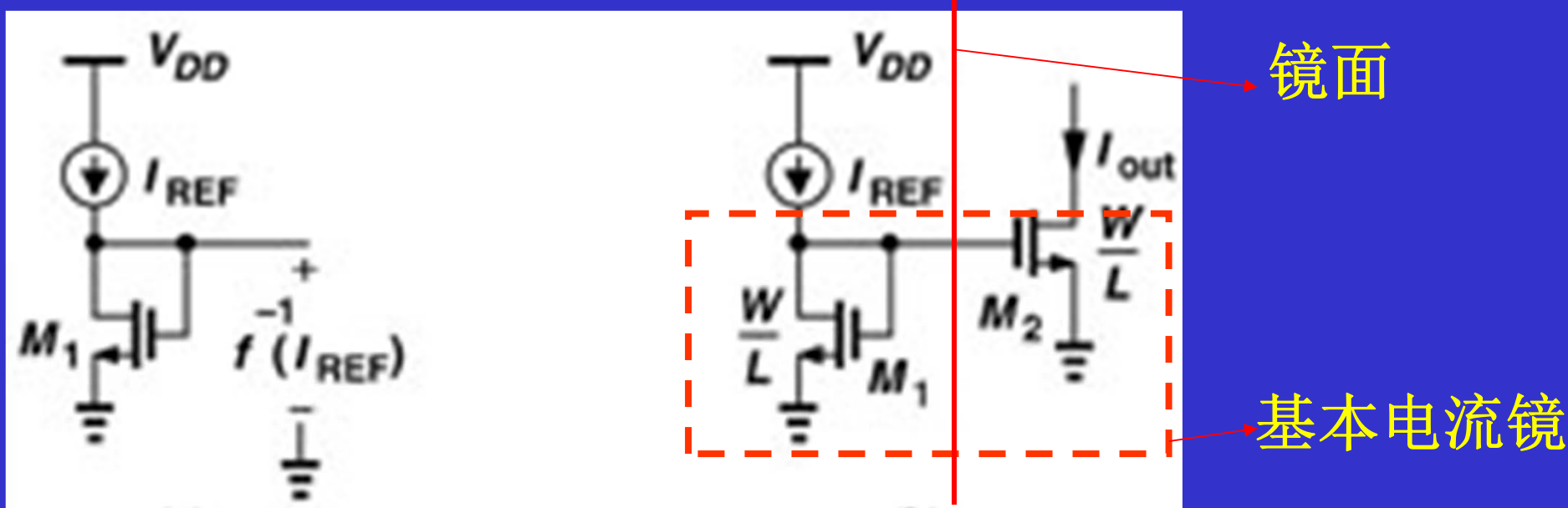
- ❖ 基准电流的电流值精确、稳定（对电源电压、工艺偏差、温度变化等不敏感）

□ 基于 I_{REF} ，“复制”产生所需各电流

- ❖ 常用复制方法是先把 I_{REF} 转换为电压，再由该电压转换为电流



基本电流镜一等量复制



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

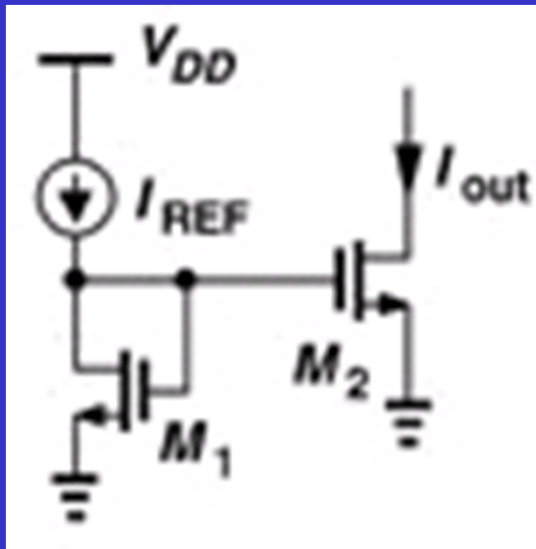
$$I_{REF} = f(V_{GS})$$

$$I_{out} = ff^{-1}(I_{REF}) = I_{REF}$$

$$V_{GS} = f^{-1}(I_{REF})$$

忽略了 λ 的影响（会影响复制精度） I_{out} 也可以不等于 I_{REF}

基本电流镜—比例复制



$$I_{REF} = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L}\right)_1 (V_{GS} - V_{TH})^2$$

$$I_{out} = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L}\right)_2 (V_{GS} - V_{TH})^2$$

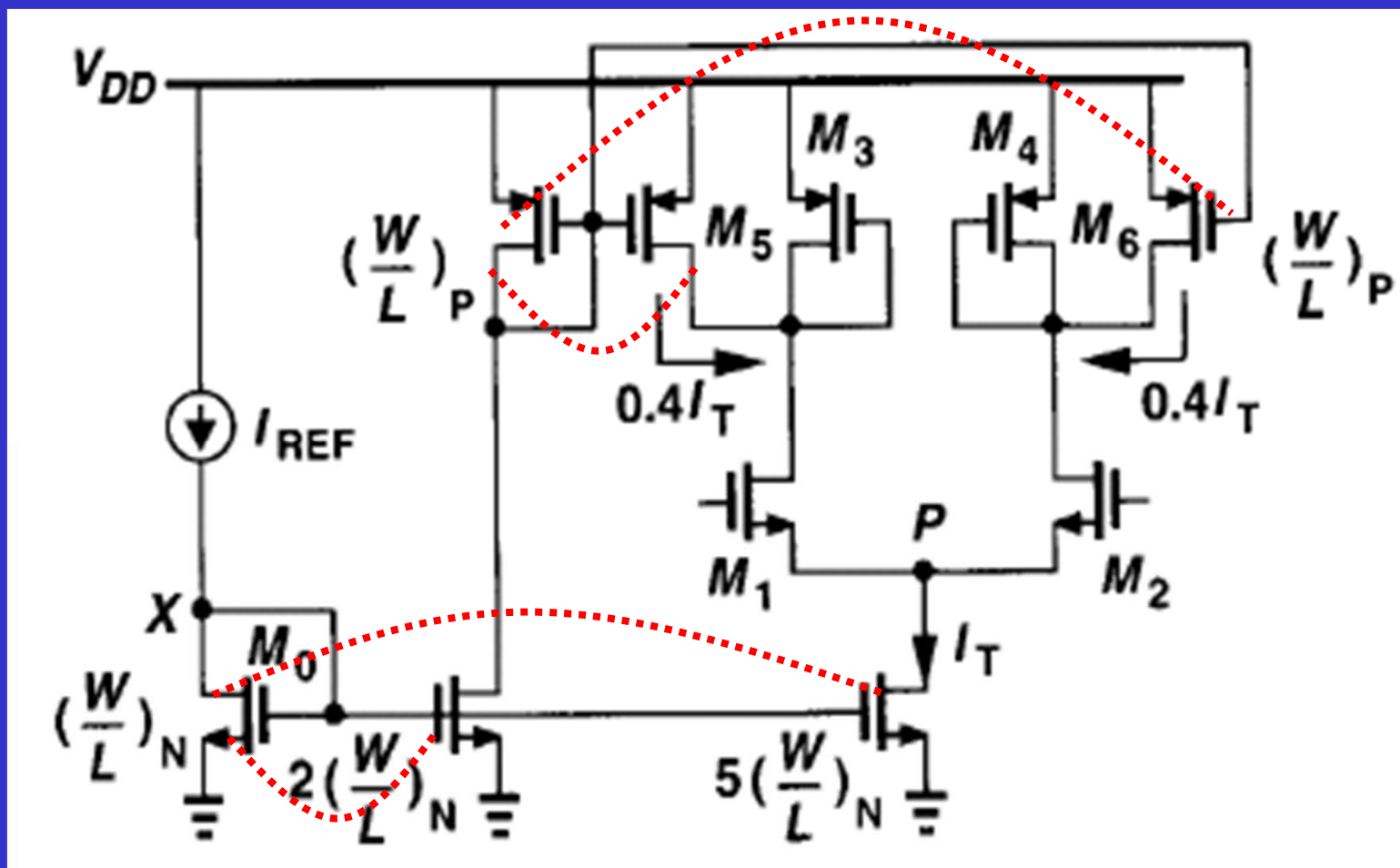
$$I_{out} = \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1} \cdot I_{REF}$$

设计者通过合理设计M1和M2管的尺寸比,即可获得期望的电流

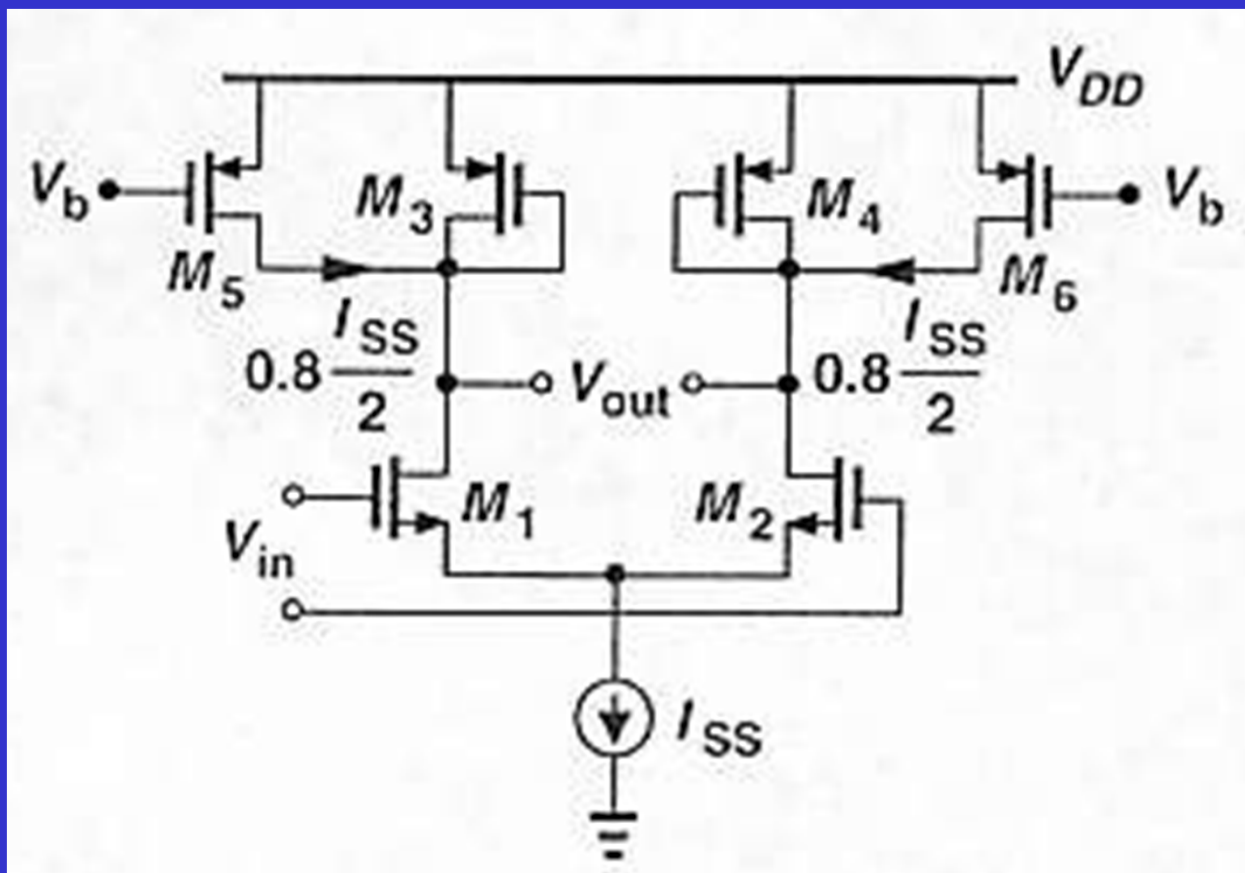
若 I_{REF} 精准、稳定,合理设计M1管和M2管的尺寸和位置,使它们的 V_{TH} 、 μ_n 、 C_{OX} 等工艺参数匹配度高、 W/L 比值在一定精度内,则可获得一定精度且稳定的 I_{out}

基本电流镜在差分放大器中的应用

高输出摆幅、高增益的二极管接法MOS管做负载的差分放大器



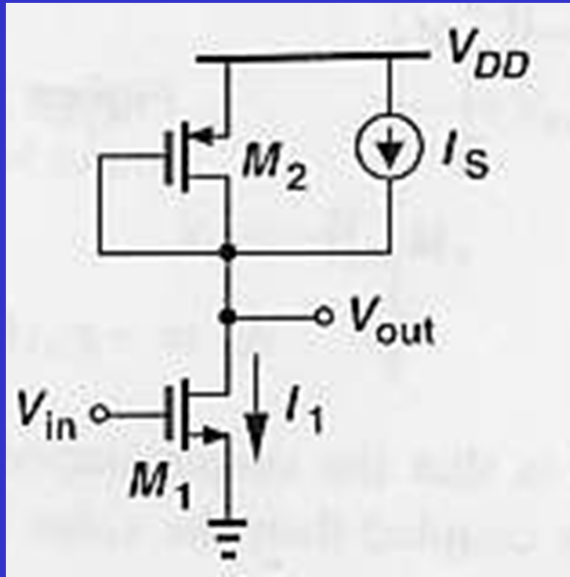
高输出摆幅的差分放大器



用旁路电流源来提高二极管做负载的差分放大器的输出摆幅；见教材P104，图4.33

单级共源放大器

提高输出摆幅



M1管偏置在饱和区，漏电流为 I_1 ，
 $I_S = 0.75I_1$

$$|I_{D2}| = \frac{I_{D1}}{4} \quad g_m = \sqrt{2 \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} I_D}$$

$$A_v = -\frac{g_{m1}}{g_{m2}} = -\sqrt{\frac{4 \mu_n (W/L)_1}{\mu_p (W/L)_2}}$$

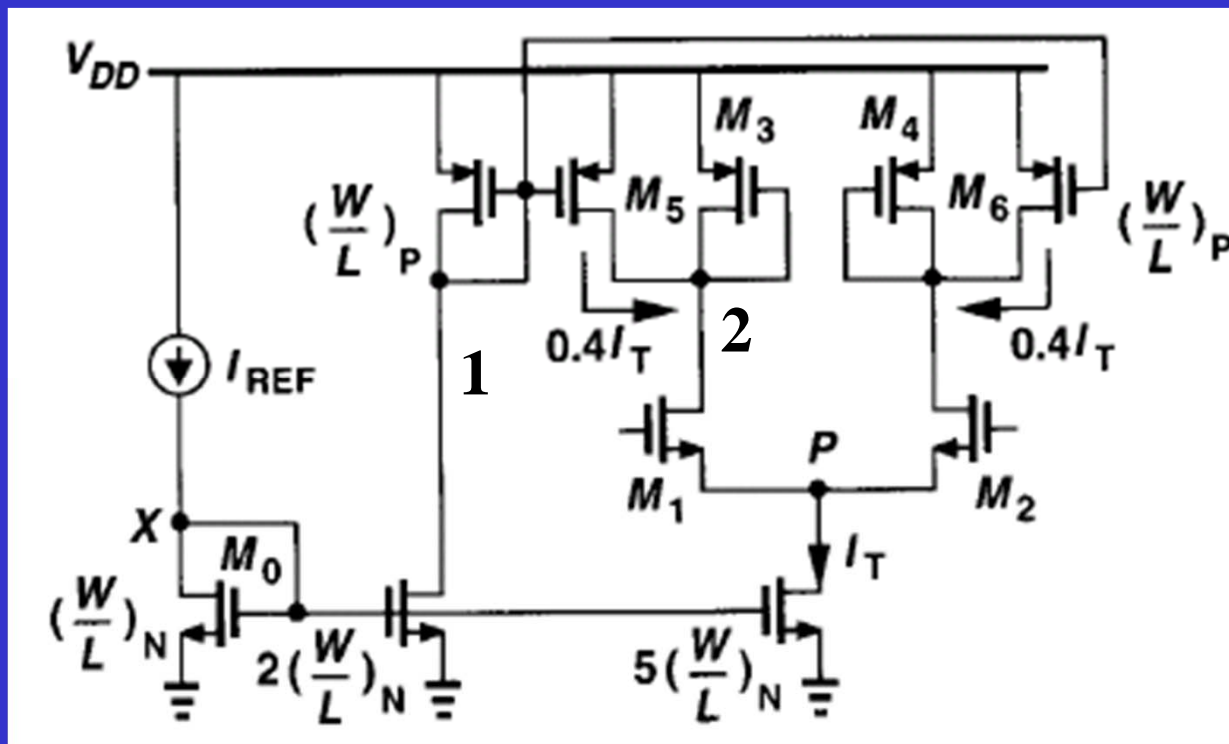
$$\mu_n \left(\frac{W}{L}\right)_1 (V_{GS1} - V_{TH1})^2 \approx 4 \mu_p \left(\frac{W}{L}\right)_2 (V_{GS2} - V_{TH2})^2$$

$$\frac{|V_{GS2} - V_{TH2}|}{(V_{GS1} - V_{TH1})} \approx \sqrt{\frac{\mu_n (W/L)_1}{4 \mu_p (W/L)_2}} \approx -\frac{A_v}{4}$$

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

例题 二极管接法MOS管做负载的DA

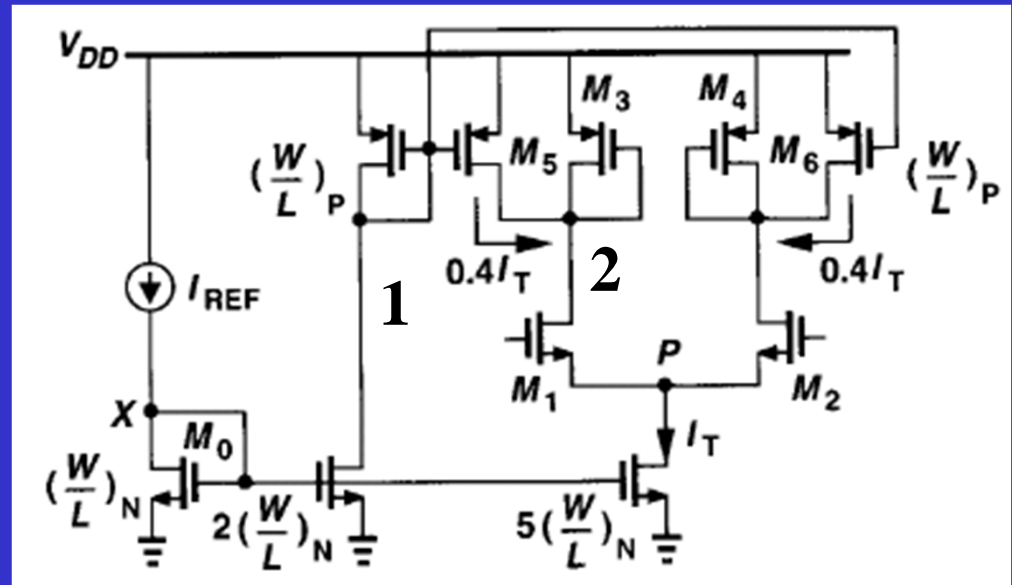
- 对于图示电路， $(W/L)_N=10/0.5$ ， $(W/L)_P=10/0.5$ ， $(W/L)_{1,2}=10/0.5$ ， $(W/L)_{3,6}=10/0.5$ ， $I_{REF}=0.1\text{mA}$ ，输入共模电压 $V_{in,CM}=1.5\text{V}$ ， $\lambda=0$ 。计算 V_P 以及二极管连接的PMOS管的漏极电压 V_1 、 V_2 。



高输出摆幅、高增益的二极管接法MOS管做负载的差分放大器

例题 二极管接法MOS管做负载的DA

- 对于图示电路，
 $(W/L)_N=10/0.5$ ，
 $(W/L)_P=10/0.5$ ，
 $(W/L)_{1-2}=10/0.5$ ，
 $(W/L)_{3-6}=10/0.5$ ，
 $I_{REF}=0.1mA$ ，输入共模电压 $V_{in,CM}=1.5V$ ， $\lambda=0$ 。
 计算 V_P 以及二极管连接的PMOS管的漏极电压 V_1 、 V_2 。

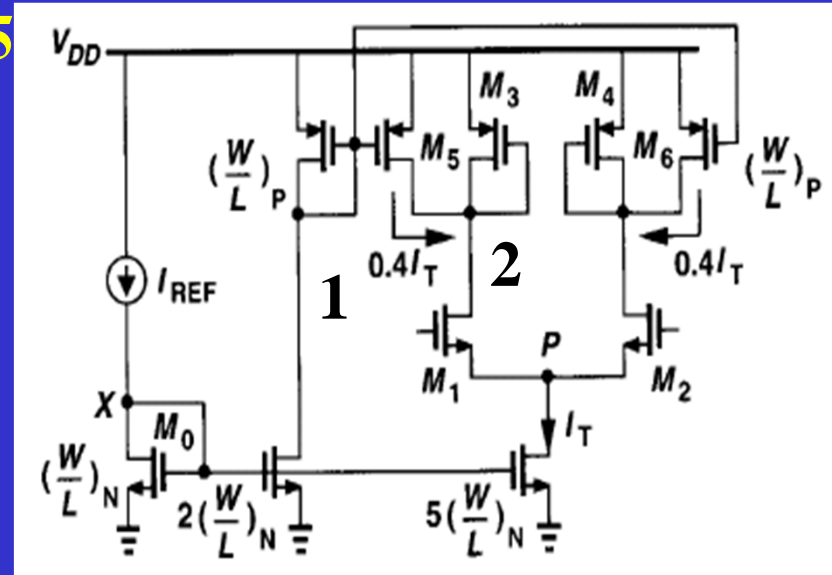


$$\because \lambda = 0$$

$$\therefore \text{电流镜可精确复制电流, } \frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{(W/L)_{out}}{(W/L)_{in}}$$

例题 二极管接法MOS管做负载的DA

□ 对于图示电路, $(W/L)_N=10/0.5$
 $(W/L)_P=10/0.5$, $(W/L)_{1,2}=10/0.5$,
 $(W/L)_{3,6}=10/0.5$,
 $I_{REF}=0.1mA$, 输入共模电压
 $V_{in,CM}=1.5V$, $\lambda=0$ 。计算 V_P 以及
 二极管连接的PMOS管的漏极电压 V_1 、 V_2 。



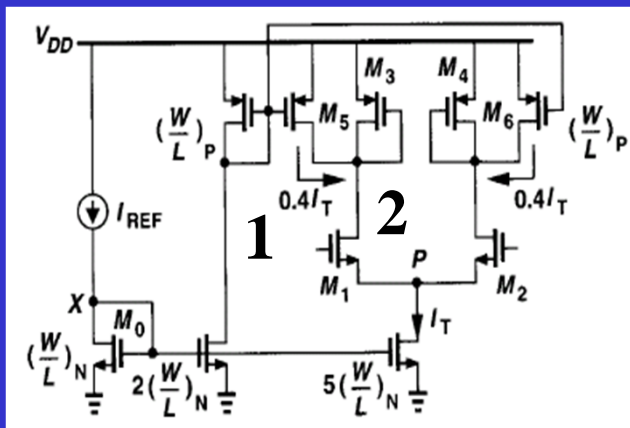
假定P点电压使尾电流管工作于饱和区, 则:

$$I_T = 500 \mu A, I_{D1,2} = 250 \mu A, I_{D5,6} = 200 \mu A, I_{D3,4} = 50 \mu A,$$

$$V_{OV,T} = V_{OV,M0} = \sqrt{\frac{2I_{D0}}{\mu_n C_{OX} \left(\frac{W}{L}\right)_0}} = \sqrt{\frac{2 \times 0.1}{0.13429 \times \frac{10}{0.5}}} = 0.273V$$

例题 二极管接法MOS管做负载的DA

□ 对于图示电路, $(W/L)_N=10/0.5$, $(W/L)_P=10/0.5$, $(W/L)_{1,2}=10/0.5$, $(W/L)_{3-6}=10/0.5$, $I_{REF}=0.1mA$, 输入共模电压 $V_{in,CM}=1.5V$, $\lambda=0$ 。



(1) 计算 V_P

$$\because V_{GS1,2} = V_{in,CM} - V_P = \sqrt{\frac{2I_{D1,2}}{\mu_n C_{OX} \left(\frac{W}{L}\right)_{1,2}}} + V_{THN1,2}$$

$$V_{THN1,2} = V_{THN0} + \gamma(\sqrt{2\Phi_F + V_P} - \sqrt{2\Phi_F})$$

$$\because V_{in,CM} - V_P = \sqrt{\frac{2I_{D1,2}}{\mu_n C_{OX} \left(\frac{W}{L}\right)_{1,2}}} + V_{THN0} + \gamma(\sqrt{2\Phi_F + V_P} - \sqrt{2\Phi_F})$$

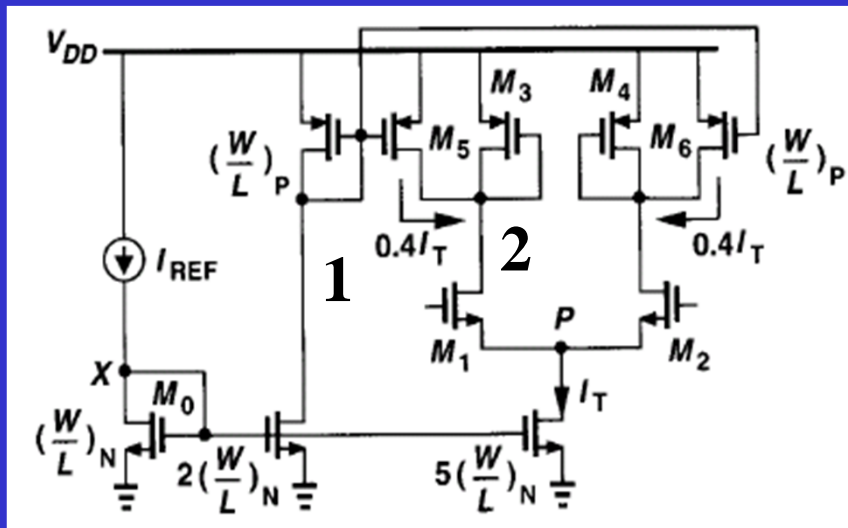
$$1.5 - V_P = \sqrt{\frac{2 \times 0.25}{0.13429 \times \frac{10}{0.5}}} + 0.7 + 0.45 \times (\sqrt{0.9 + V_P} - \sqrt{0.9})$$

解方程, 得: $V_P = 0.302$; 且 $V_P > V_{OV,ISS} = 0.273V$,

与“假定P点电压使尾电流管工作于饱和区”吻合。

例题 二极管接法M

□ 对于图示电路， $(W/L)_N=10/0.5$ ， $(W/L)_P=10/0.5$ ， $(W/L)_1, 2=10/0.5$ ， $(W/L)_{3,6}=10/0.5$ ， $I_{REF}=0.1mA$ ，输入共模电压 $V_{in,CM}=1.5V$ ， $\lambda=0$ 。计算 V_P 以及二极管连接的PMOS管的漏极电压 V_1 、 V_2 。

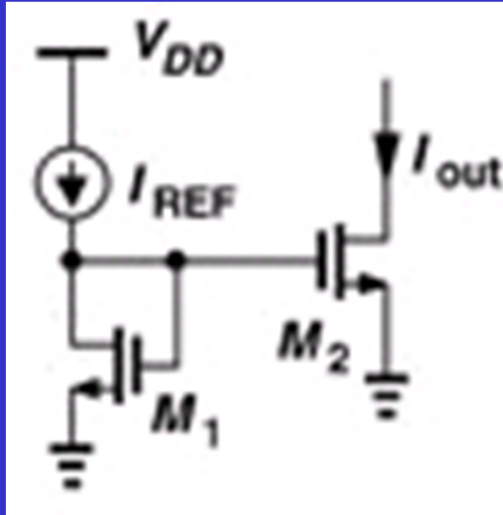


(2) 计算 V_1 和 V_2

$$\begin{aligned}
 V_1 &= V_{DD} - V_{GS,P} = V_{DD} - |V_{ov,P}| - |V_{THP}| \\
 &= V_{DD} - \sqrt{\frac{2I_{D,P}}{\mu_p C_{OX} \left(\frac{W}{L}\right)_P}} - |V_{THP}| \\
 &= 3 - \sqrt{\frac{2 \times 0.2}{0.03837 \times \frac{10}{0.5}}} - 0.8 = 1.478V
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 V_2 &= V_{DD} - V_{GS3} = V_{DD} - |V_{ov3}| - |V_{THP}| \\
 &= V_{DD} - \sqrt{\frac{2I_{D3}}{\mu_p C_{OX} \left(\frac{W}{L}\right)_3}} - |V_{THP}| \\
 &= 3 - \sqrt{\frac{2 \times 0.05}{0.03837 \times \frac{10}{0.5}}} - 0.8 = 1.839V
 \end{aligned}$$

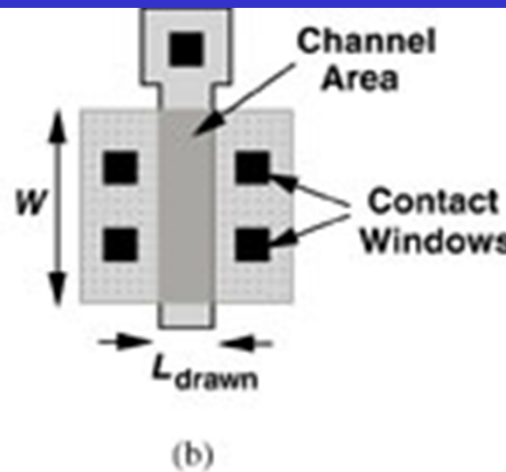
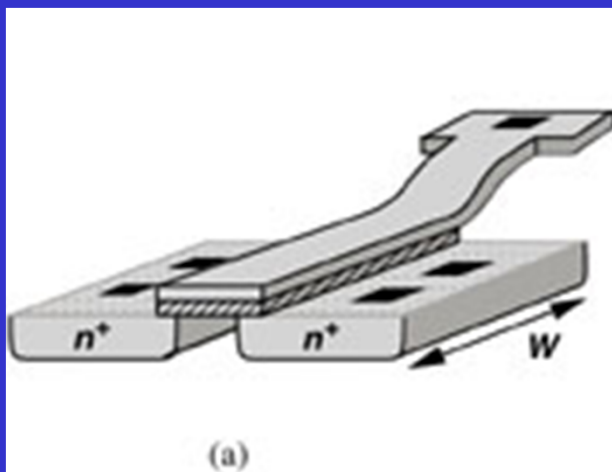
电流镜中晶体管的L通常设计为相同



$$I_{out} = \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1} \cdot I_{REF}$$

为什么取 $L_1=L_2$

$$I_{out} = \frac{(W_{eff}/L_{eff})_2}{(W_{eff}/L_{eff})_1} \cdot I_{REF} = \frac{W_{eff2}}{W_{eff1}} \cdot \frac{L_{eff1}}{L_{eff2}} \cdot I_{REF}$$



横向扩散和场
氧化层侵蚀会
使 $L_{eff} \neq L_{drawn}$ 、
 $W_{eff} \neq W_{drawn}$
 V_{TH} 与L有关

$$L_{eff} = L_{drawn} - DL$$

$$W_{eff} = W_{drawn} - DW$$

电流镜中晶体管的L通常设计为相同

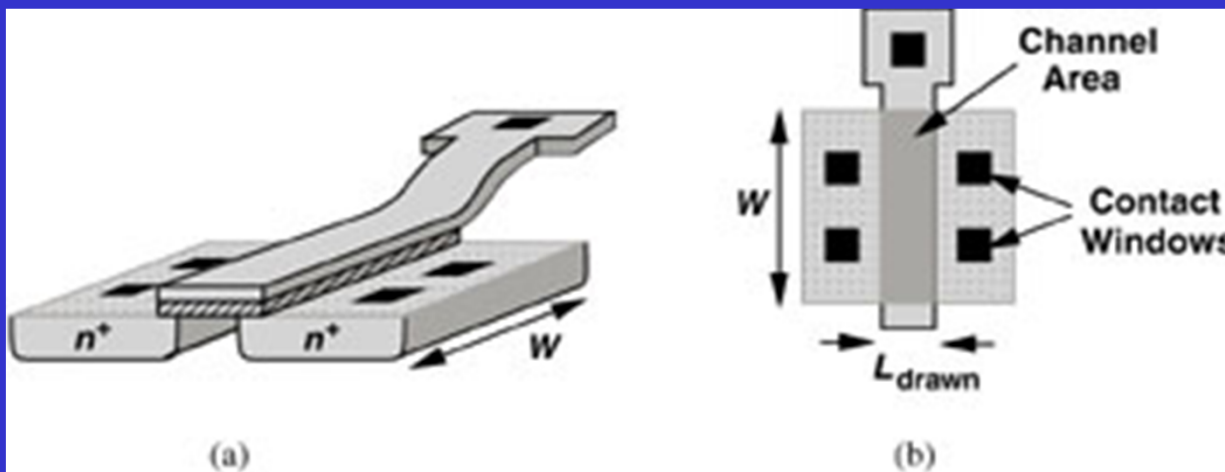
$$I_{out} = \frac{(W_{eff} / L_{eff})_2}{(W_{eff} / L_{eff})_1} \cdot I_{REF} = \frac{W_{eff2}}{W_{eff1}} \cdot \frac{L_{eff1}}{L_{eff2}} \cdot I_{REF}$$

当 $L_1=L_2$ 时

当 $L_1 \neq L_2$ 时

$$\frac{L_{eff1}}{L_{eff2}} = \frac{L_{drawn1} - 2L_D}{L_{drawn2} - 2L_D} = \frac{L_{drawn1}}{L_{drawn2}}$$

$$\frac{L_{eff1}}{L_{eff2}} = \frac{L_{drawn1} - 2L_D}{L_{drawn2} - 2L_D} \neq \frac{L_{drawn1}}{L_{drawn2}}$$



结论:

取 $L_1=L_2$, 便于获得期望的精确电流值

电流镜中晶体管的W的取值方法

$$I_{out} = \frac{W_{eff2}}{W_{eff1}} \cdot \frac{L_{eff1}}{L_{eff2}} \cdot I_{REF} = \frac{W_{eff2}}{W_{eff1}} \cdot I_{REF}$$

电流复制精度取决于W之间的比值

当 $W_1=W_2$ 时

当 $W_1 \neq W_2$ 时

$$\frac{W_{eff1}}{W_{eff2}} = \frac{W_{drawn1} - DW}{W_{drawn2} - DW} = \frac{W_{drawn1}}{W_{drawn2}}$$

$$\frac{W_{eff1}}{W_{eff2}} \neq \frac{W_{drawn1}}{W_{drawn2}}$$

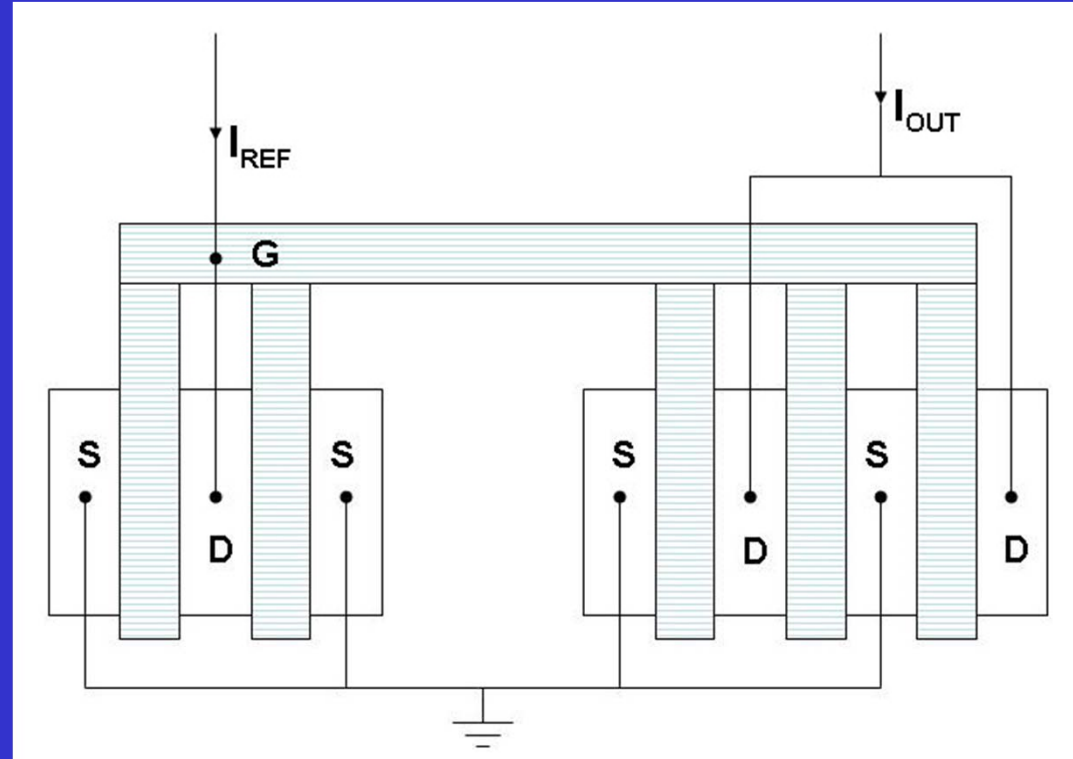
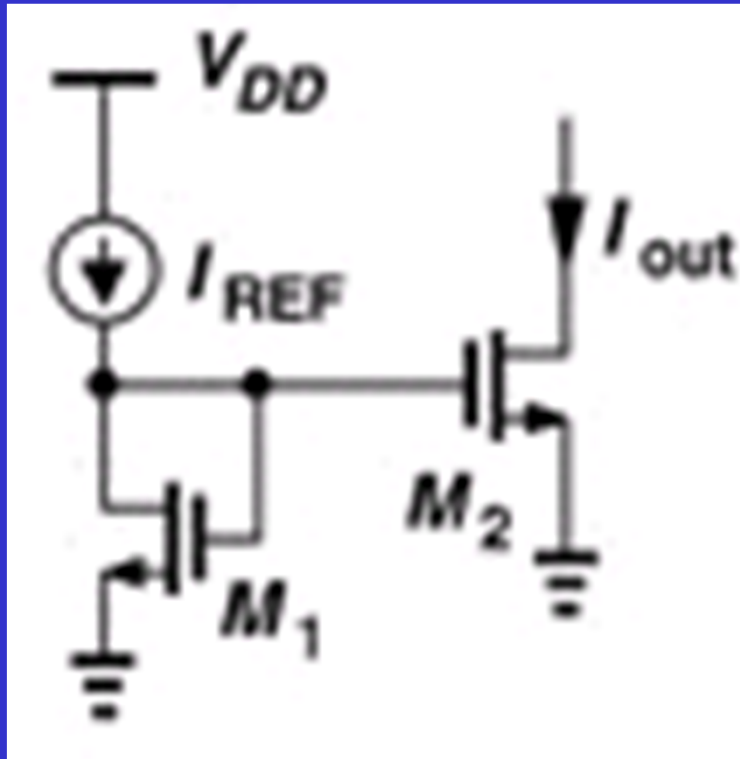
取 $W_{drawn1} = m \times W_{cell}$,
 $W_{drawn2} = n \times W_{cell}$, m
 n 为整数

通过多个单元晶体管
 并联实现M1和M2

$$I_{out} = \frac{W_{eff2}}{W_{eff1}} \cdot I_{REF} = \frac{W_{drawn2} - DW}{W_{drawn1} - DW} \cdot I_{REF}$$

$$= \frac{m(W_{cell} - DW)}{n(W_{cell} - DW)} \cdot I_{REF} = \frac{m}{n} \cdot I_{REF}$$

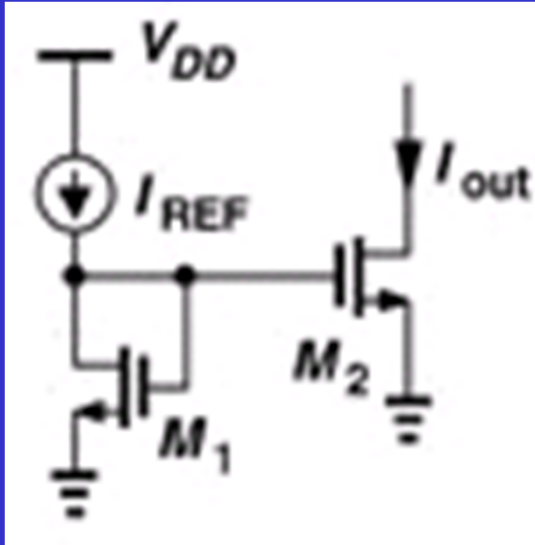
电流镜中晶体管的W的取值方法



$$I_{out} = \frac{W_{eff2}}{W_{eff1}} \cdot I_{REF} = \frac{m(W_{cell} - DW)}{n(W_{cell} - DW)} \cdot I_{REF} = \frac{m}{n} \cdot I_{REF}$$

基本电流镜的不足

电流复制误差较大，受 λ 影响



$$I_{REF} = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L}\right)_1 (V_{GS} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{DS1})$$

$$I_{out} = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L}\right)_2 (V_{GS} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{DS2})$$

通常 V_{DS2} 都不等于 V_{DS1} ，导致误差

$$\frac{I_{out}}{I_{REF}} = \frac{(W/L)_2 (1 + \lambda V_{DS2})}{(W/L)_1 (1 + \lambda V_{DS1})}$$

沟道长度小时，误差会很大

解决方法：采用共源共栅结构，提高输出电阻

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

第二项由工艺决定

本讲 电流镜

□基本电流镜

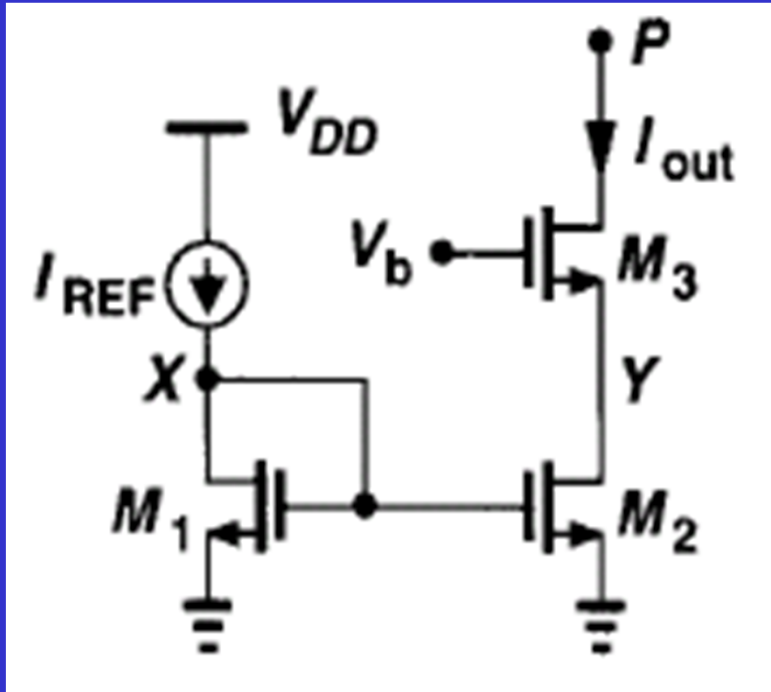
□共源共栅电流镜

□有源电流镜

❖ 电流镜做负载的差分放大器

- 大信号特性
- 小信号特性
- 共模特性

原理



合理设计 V_b 的值，使 $V_Y = V_X$ ，
则 I_{out} 可以非常接近 I_{REF} ，并且
 I_{out} 对 V_P 变化不敏感

因为共源共栅级能屏蔽 V_P 对 V_Y 的影响

$$\Delta V_Y \approx \frac{\Delta V_P}{(g_{m3} + g_{mb3})r_{O3}}$$

代价：牺牲了输出电压摆幅

没有M3管时：

$$V_P \geq V_{GS1} - V_{TH} = V_{OV1}$$

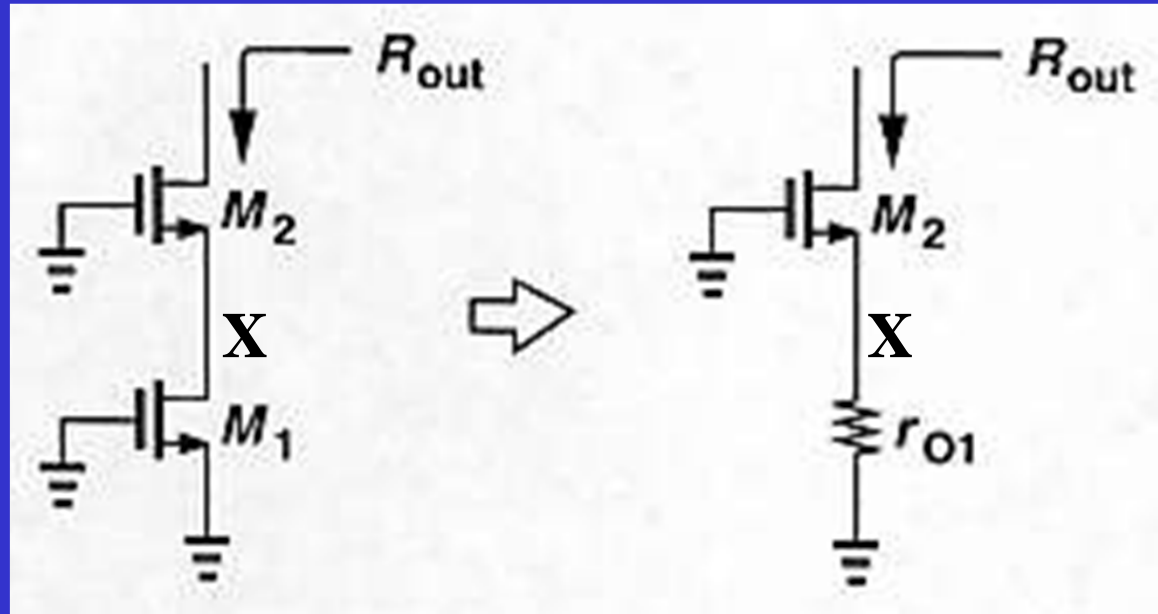
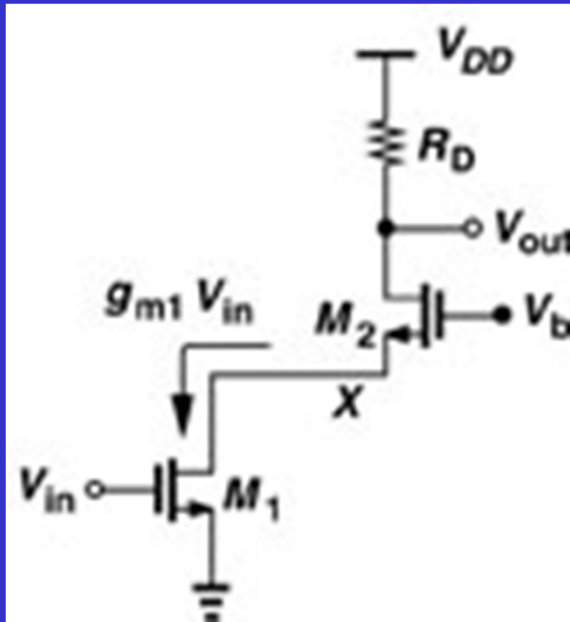
如何产生 V_b ？

有M3管时：

$$V_b \geq V_{GS3} + V_Y = V_{GS3} + V_X = V_{GS3} + V_{GS1}$$

$$V_P \geq V_b - V_{TH} \geq V_{GS3} + V_{GS1} - V_{TH} = V_{GS1} + V_{OV3}$$

共源共栅级的屏蔽特性



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

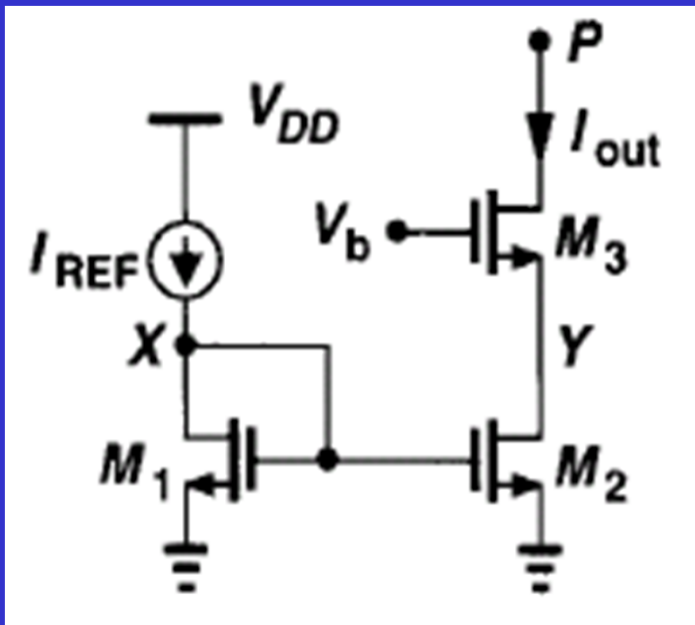
$$\Delta V_X = \frac{r_{O1}}{[1 + (g_{m2} + g_{mb2})r_{O2}]r_{O1} + r_{O2}} \Delta V_{out}$$

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

例题 共源共栅电流镜

□ 对于图示电路, $(W/L)_{1-3}=40/0.5$, $I_{REF}=0.3\text{mA}$, $\gamma=0$ 。

- (1) 确定使 $V_X=V_Y$ 时的 V_b 。
- (2) 如果 V_b 高于上面计算的
值 100mV , I_{out} 与 I_{REF} 之
间的不匹配是多少?
- (3) 如果图中 V_P 变化 1V ,
 V_Y 将变化多少?



$$(1) V_b = V_y + V_{GS3} = V_x + V_{GS3} = V_{GS1} + V_{GS3}$$

$$V_{GS1} = \sqrt{\frac{2I_{REF}}{\mu_n C_{OX} \frac{W}{L}}} + V_{THN}$$

相同 I_{DS} 和 W/L 时, $V_{GS3} = V_{GS1}$

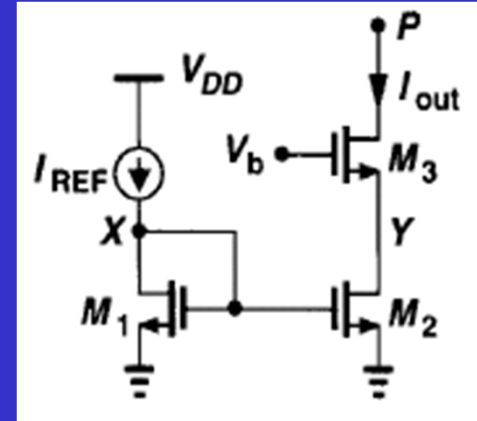
$$\therefore V_b = 2V_{GS1} = 2\left(\sqrt{\frac{2I_{REF}}{\mu_n C_{OX} \frac{W}{L}}} + V_{THN}\right)$$

$$= 2 \times \left(\sqrt{\frac{2 \times 0.3}{0.13429 \times \frac{40}{0.5}}} + 0.7\right) = 1.873\text{V}$$

例题 共源共栅电流镜

□ 对于图示电路, $(W/L)_{1-3}=40/0.5$,
 $I_{REF}=0.3\text{mA}$, $\gamma=0$ 。

(2) 如果 V_b 高于上面计算的值 100mV ,
 I_{out} 与 I_{REF} 之间的不匹配是多少?



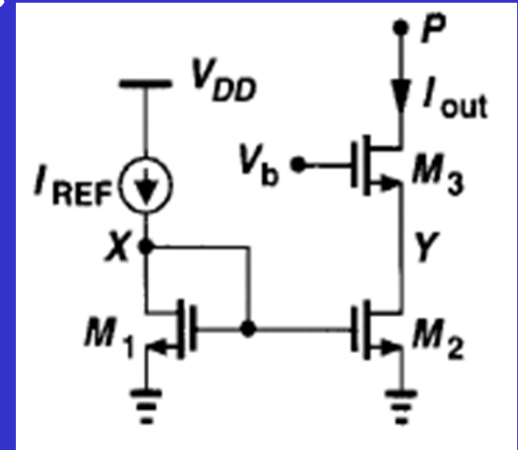
(2) V_b 从 1.873V 提高 0.1V , 会导致 V_y 增大, 但增大值不会超过 0.1V 。
 V_y 增大, 会通过沟长调制效应使 I_{D2} 增大, 从而产生与 I_{D1} 失配。
 按最坏情形分析 (V_y 随 V_b 增大了 0.1V), 计算电流失配如下:

$$\begin{aligned}
 I_{out} = I_{D2} &= \frac{1}{2} \mu_n C_{OX} \frac{W}{L} (V_{GS1} - V_{THN})^2 (1 + \lambda V_Y) \\
 &= \frac{1}{2} \mu_n C_{OX} \frac{W}{L} (V_{GS1} - V_{THN})^2 [1 + \lambda (V_X + 0.1)] \\
 I_{REF} = I_{D1} &= \frac{1}{2} \mu_n C_{OX} \frac{W}{L} (V_{GS1} - V_{THN})^2 (1 + \lambda V_X)
 \end{aligned}$$

例题 共源共栅电流镜

□ 对于图示电路, $(W/L)_{1-3}=40/0.5$,
 $I_{REF}=0.3\text{mA}$, $\gamma=0$ 。

(2) 如果 V_b 高于上面计算的值
 100mV , I_{out} 与 I_{REF} 之间的不匹配是
 多少?



$$(2) I_{out} = I_{D2} = \frac{1}{2} \mu_n C_{OX} \frac{W}{L} (V_{GS1} - V_{THN})^2 [1 + \lambda(V_X + 0.1)]$$

$$I_{REF} = I_{D1} = \frac{1}{2} \mu_n C_{OX} \frac{W}{L} (V_{GS1} - V_{THN})^2 (1 + \lambda V_X)$$

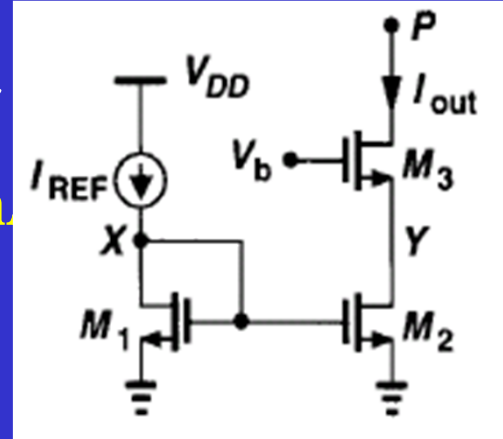
$$\frac{I_{out}}{I_{REF}} = \frac{1 + \lambda(V_X + 0.1)}{1 + \lambda V_X}, V_X = V_{GS1} = \sqrt{\frac{2I_{REF}}{\mu_n C_{OX} \frac{W}{L}}} + V_{THN} = 0.936$$

$$I_{out} - I_{REF} = \frac{\lambda \times 0.1}{1 + \lambda V_X} \times I_{REF} = \frac{0.1 \times 0.1}{1 + 0.1 \times 0.936} \times 300 \mu\text{A} = 2.74 \mu\text{A}$$

例题 共源共栅电流镜

□ 对于图示电路, $(W/L)_{1-3}=40/0.5$, $I_{REF}=0.3m$
 $\gamma=0$ 。

(3) 如果图中 V_P 变化1V, V_Y 将变化多少?



$$(3) \Delta V_y \approx \frac{\Delta V_p}{(g_{m3} + g_{mb3}) \times r_{O3}}$$

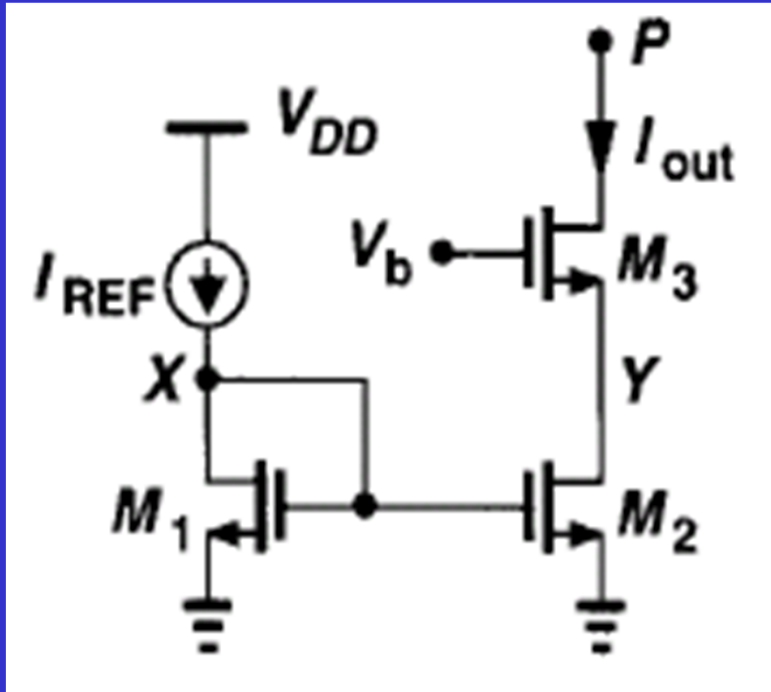
$$g_{m3} = \sqrt{2I_{out} \mu_n C_{OX} \frac{W}{L}} = \sqrt{2 \times 0.3 \times 0.13429 \times \frac{40}{0.5}} = 2.54 [mA/V]$$

$$g_{mb3} = 0$$

$$r_{O3} = \frac{1}{\lambda_n I_{D3}} = \frac{1}{0.1 \times 0.3m} = 33.33 K\Omega$$

$$\therefore \Delta V_y \approx \frac{\Delta V_p}{(g_{m3} + g_{mb3}) \times r_{O3}} = \frac{1}{2.54 \times 33.33} = 11.8mV$$

原理



合理设计 V_b 的值，使 $V_Y = V_X$ ，
则 I_{out} 可以非常接近 I_{REF} ，并且
 I_{out} 对 V_P 变化不敏感

因为共源共栅级能屏蔽 V_P 对 V_Y
的影响

$$\Delta V_Y \approx \frac{\Delta V_P}{(g_{m3} + g_{mb3})r_{O3}}$$

代价：牺牲了输出电压摆幅

没有M3管时：

$$V_P \geq V_{GS1} - V_{TH} = V_{OV1}$$

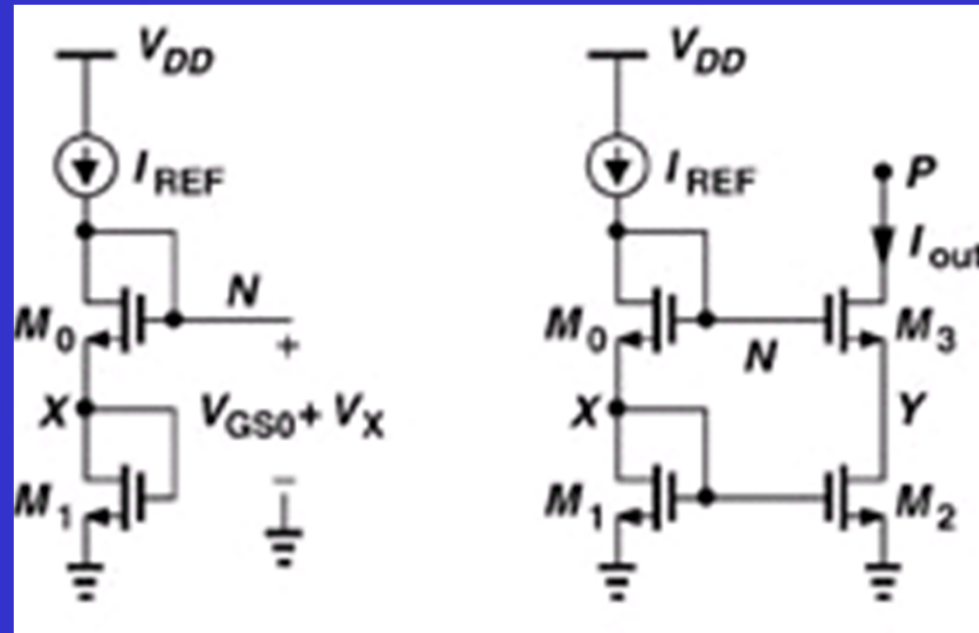
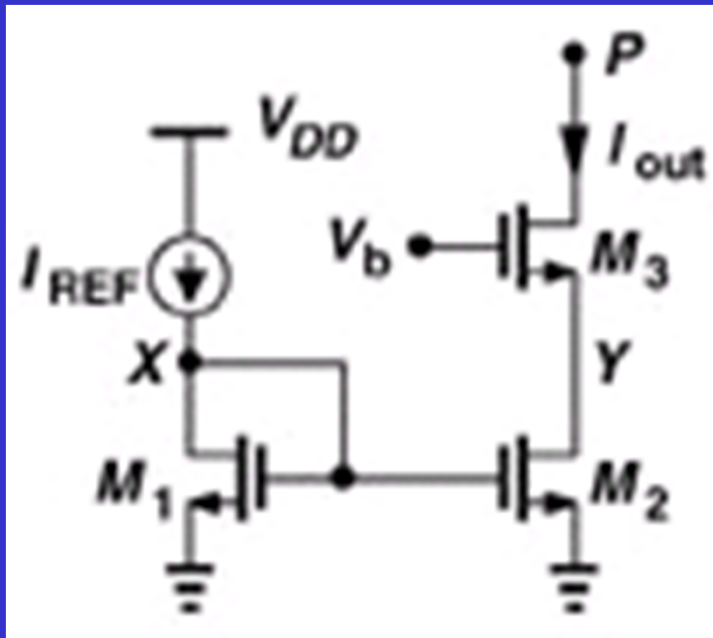
如何产生 V_b ？

有M3管时：

$$V_b \geq V_{GS3} + V_Y = V_{GS3} + V_X = V_{GS3} + V_{GS1}$$

$$V_P \geq V_b - V_{TH} \geq V_{GS3} + V_{GS1} - V_{TH} = V_{GS3} + V_{OV1}$$

V_b 产生方法



对 V_b 有什么要求?

使 $V_Y = V_X$

$$V_N = V_X + V_{GS0}$$

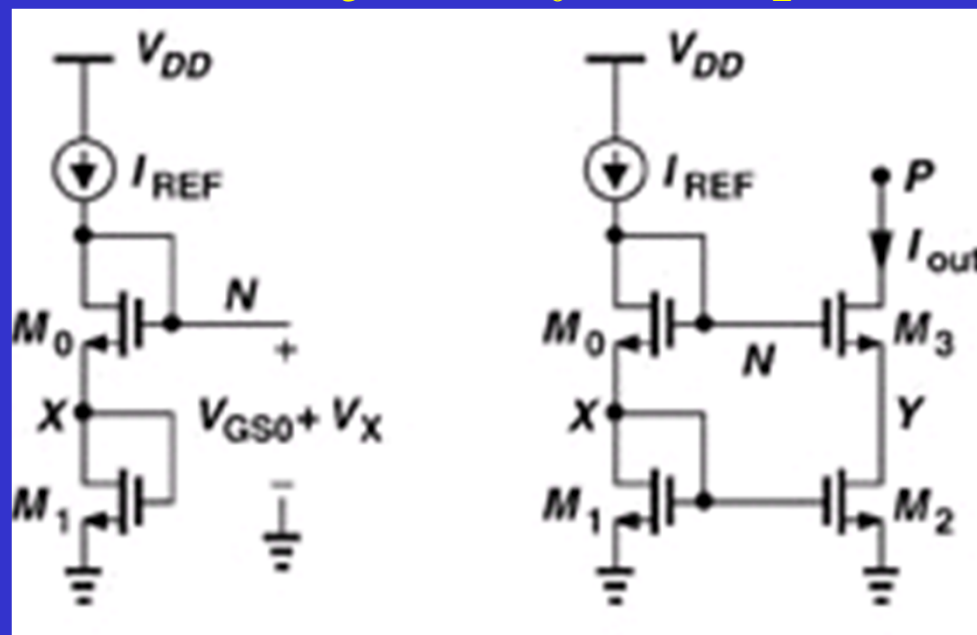
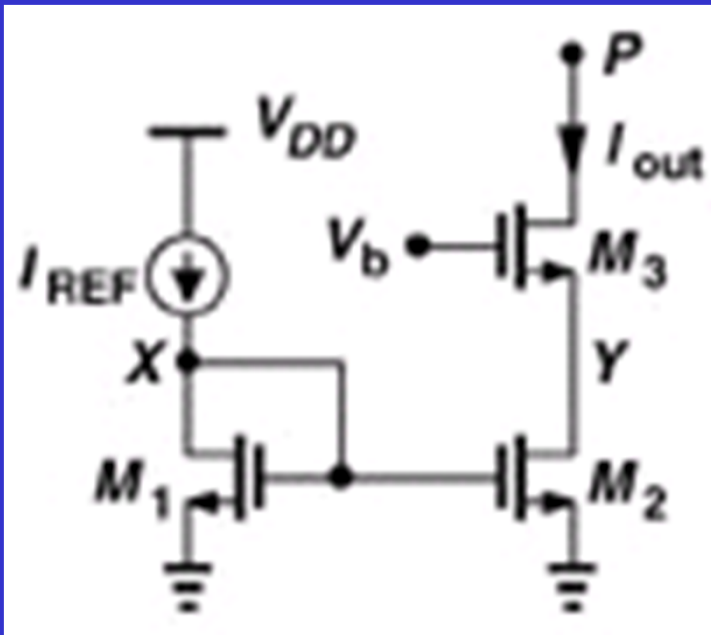
$$V_Y = V_N - V_{GS3} = V_{GS0} - V_{GS3} + V_X$$

只要 $V_{GS0} = V_{GS3}$, 即可 $V_X = V_Y$ 只需 $(W/L)_3 / (W/L)_0 = (W/L)_2 / (W/L)_1$

V_b 产生方法 (续)

$$V_Y = V_N - V_{GS3} = V_{GS0} - V_{GS3} + V_X$$

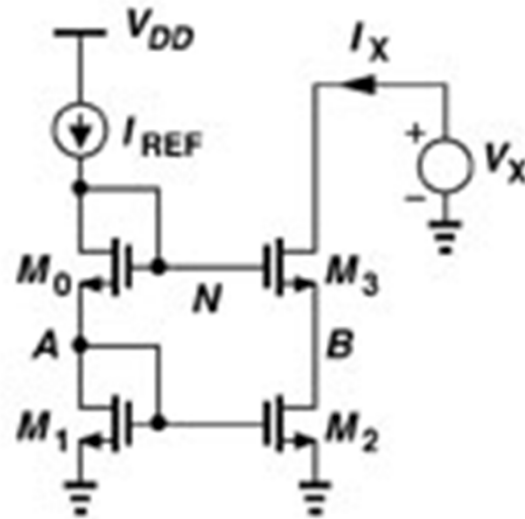
只要 $V_{GS0} = V_{GS3}$, 即可 $V_X = V_Y$ 只需 $(W/L)_3 / (W/L)_0 = (W/L)_2 / (W/L)_1$



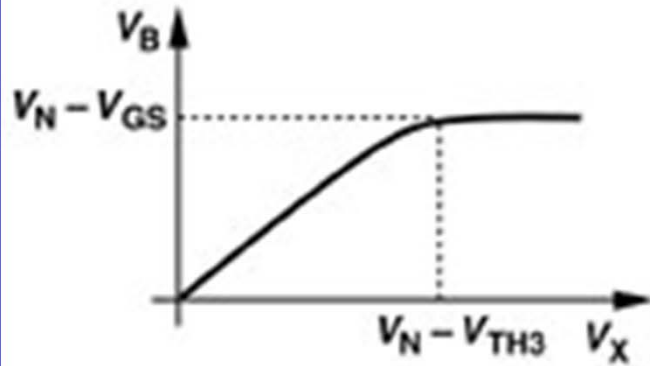
$$V_{GS} = \sqrt{\frac{2 I_D}{\mu_n C_{OX} (W / L)}} + V_{TH}$$

有体效应时亦成立

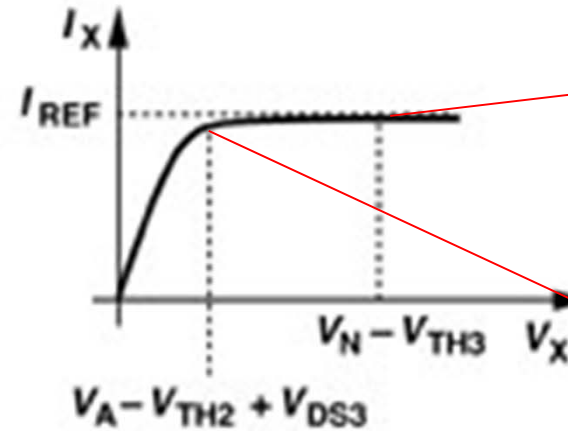
大信号特性



(a)



(b)



(c)

考察 V_X 逐渐下降的过程

M2管和M3管哪个先退出饱和区？

M3

M3管开始退出饱和区

M2管开始退出饱和区，输出电阻开始大幅度下降

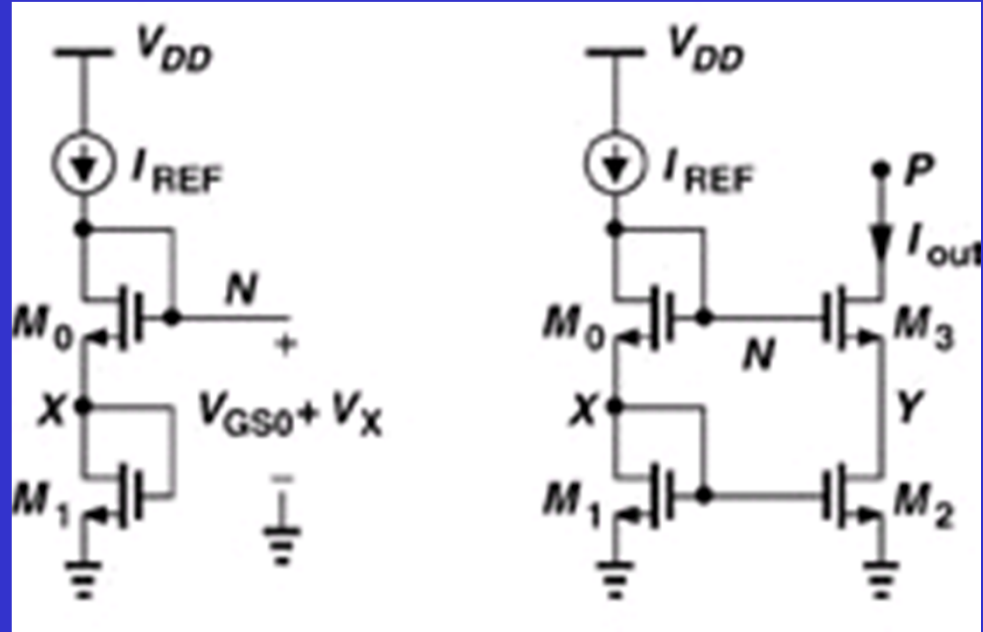
输出摆幅问题

□ 优点

- ❖ 提高了输出电阻，从而提高了电流复制精度高

□ 缺点

- ❖ 降低了输出摆幅



$$V_N = V_{GS3} + V_Y = V_{GS3} + V_X = V_{GS3} + V_{GS1}$$

$$\begin{aligned} V_P &\geq V_N - V_{TH} \geq V_{GS3} + V_{GS1} - V_{TH} \\ &= V_{GS3} + V_{OV1} = V_{TH3} + V_{OV3} + V_{OV1} \end{aligned}$$

如何提高输出摆幅？

提高输出摆幅

□ 提高方法

❖ 降低 V_b 的值

□ 原理

要保证M1和M2都工作在饱和区，需要 V_b 满足：

$$V_{OV1} + V_{GS2} \leq V_b \leq V_{GS1} + V_{TH2}$$

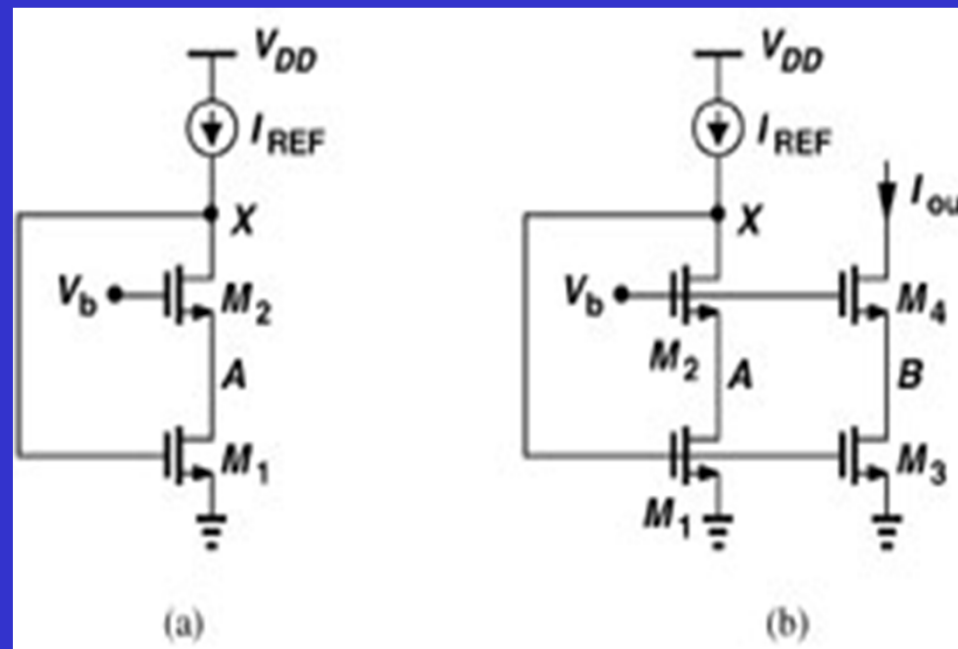
输出电压的最小值：

$$V_{out,min} = V_b - V_{TH4}$$

V_b 取最小允许值时， $V_{out,min}$ 最小，输出摆幅此时最大

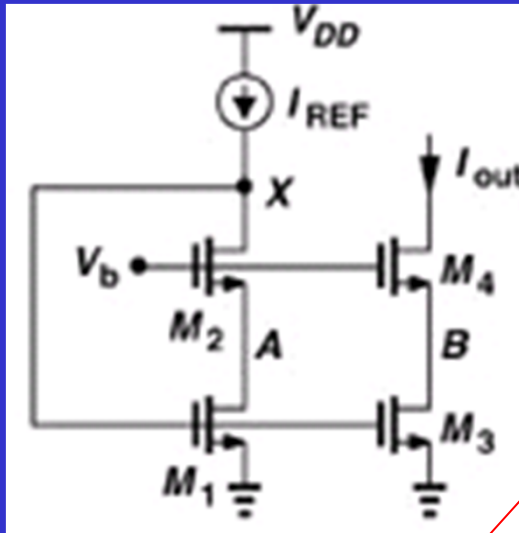
$$V_b \text{ 的最小值为: } V_{b,min} = V_{OV1} + V_{GS2}$$

$$\begin{aligned} V_{out,min} &= V_{OV1} + V_{GS2} - V_{TH4} \\ &\approx V_{OV1} + V_{OV2} \end{aligned}$$



在提高摆幅的同时，仍有 $V_A = V_B$ ，仍可保证高精度复制电流

V_b 的产生方法

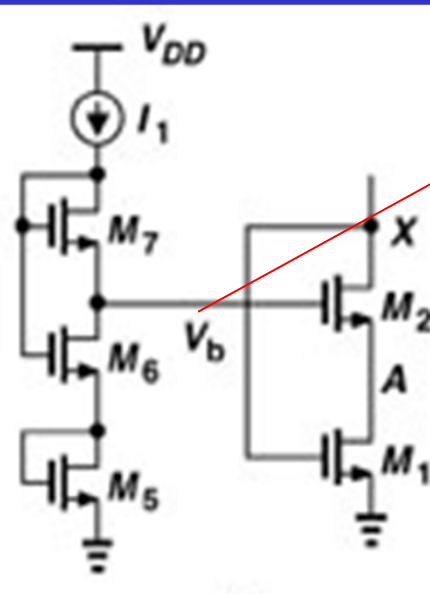
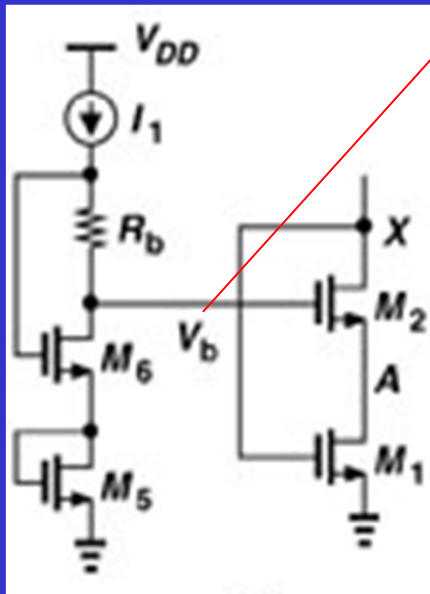


对 V_b 的要求: $V_{OV1} + V_{GS2} \leq V_b \leq V_{GS1} + V_{TH2}$

$$V_{b,\min} = V_{OV1} + V_{GS2} \quad V_{out,\min} \approx V_{OV1} + V_{OV2}$$

$$V_b = V_{GS5} + V_{DS6} = V_{GS5} + (V_{GS6} - I_1 R_b)$$

合理设计 I_1 、 $(W/L)_5$ 和 R_b 的值, 可以得到期望的 $V_{b,\min}$



$$V_b = V_{GS5} + V_{DS6} \\ = V_{GS5} + (V_{GS6} - V_{GS7})$$

实际设计时要留出一定余量, 以确保M1、M2能可靠地工作在饱和区

本讲 电流镜

□基本电流镜

□共源共栅电流镜

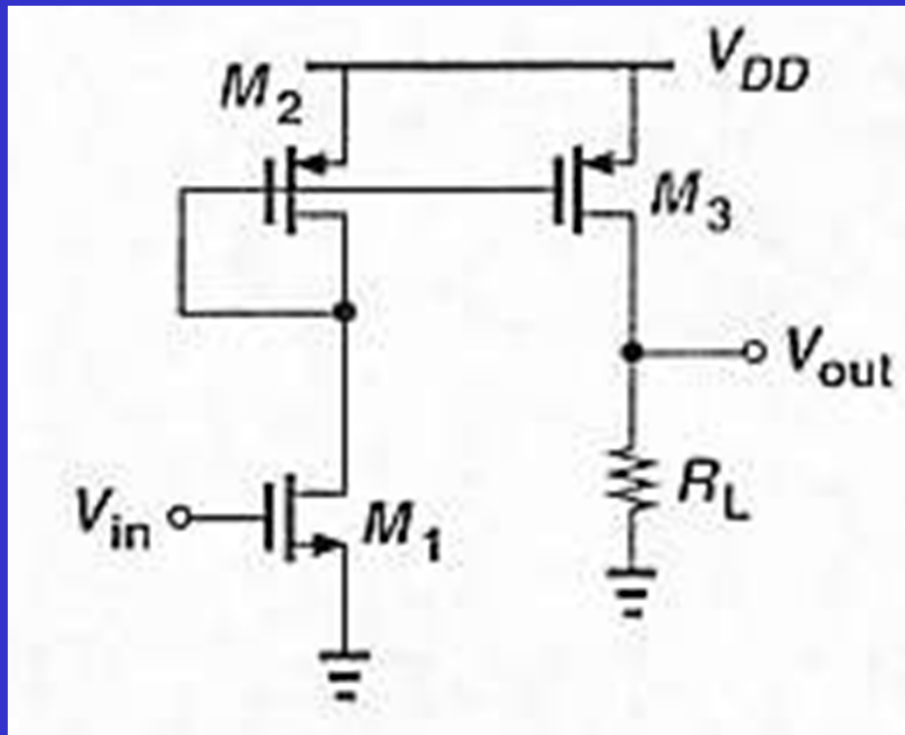
□有源电流镜

❖ 电流镜做负载的差分放大器

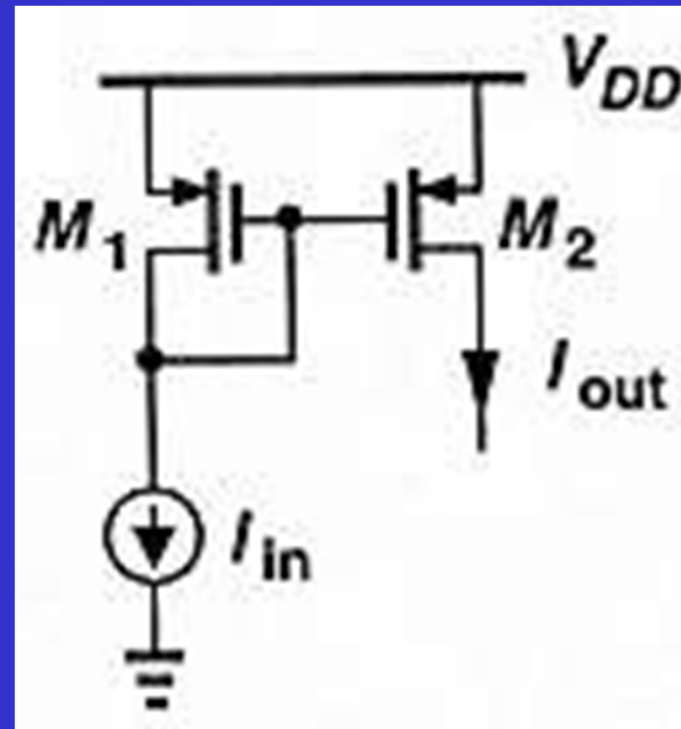
- 大信号特性
- 小信号特性
- 共模特性

有源电流镜

电流镜作为小信号处理电路使用时，称为有源电流镜

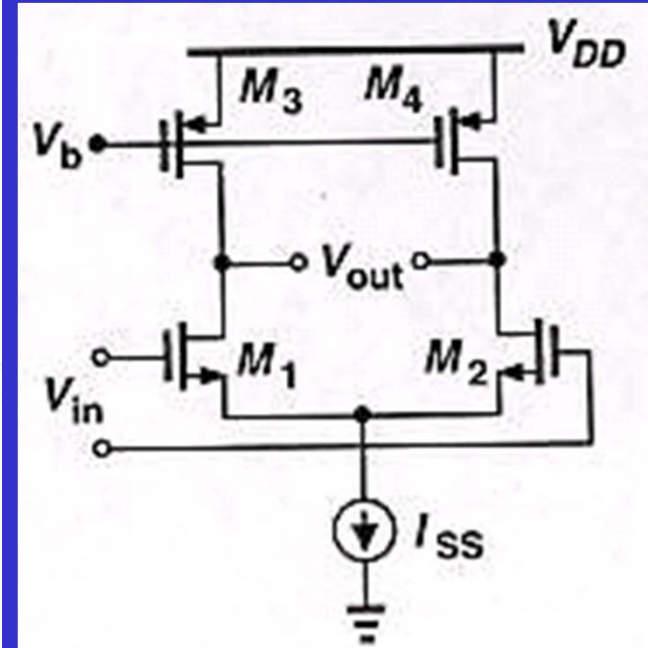
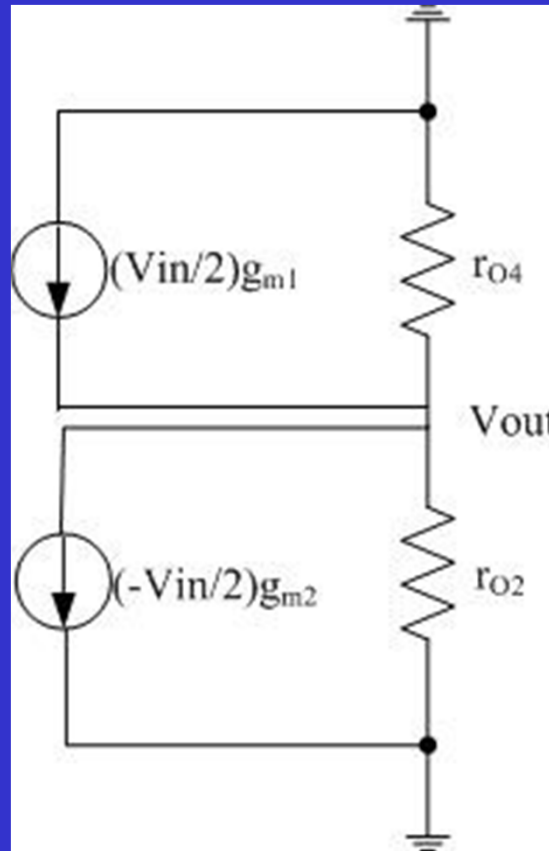
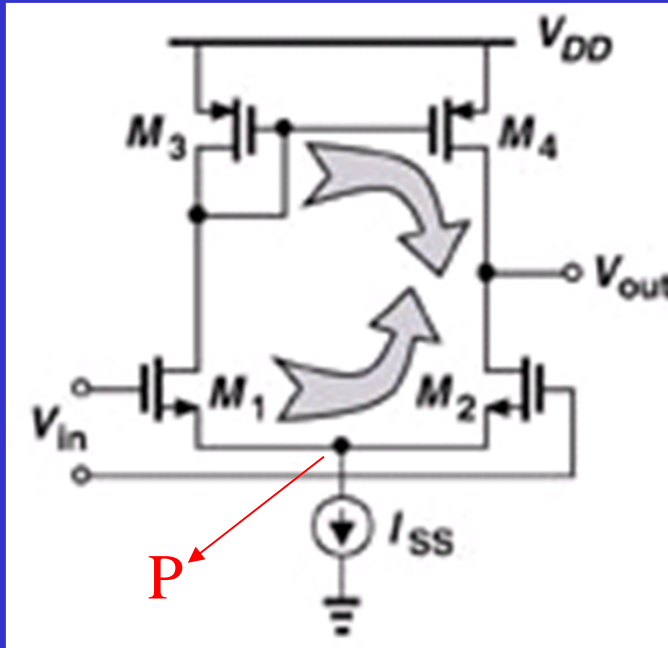


$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = g_{m1} R_L \frac{(W/L)_3}{(W/L)_2}$$



$$A_v = \frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1}$$

有源电流镜做负载的差分放大器



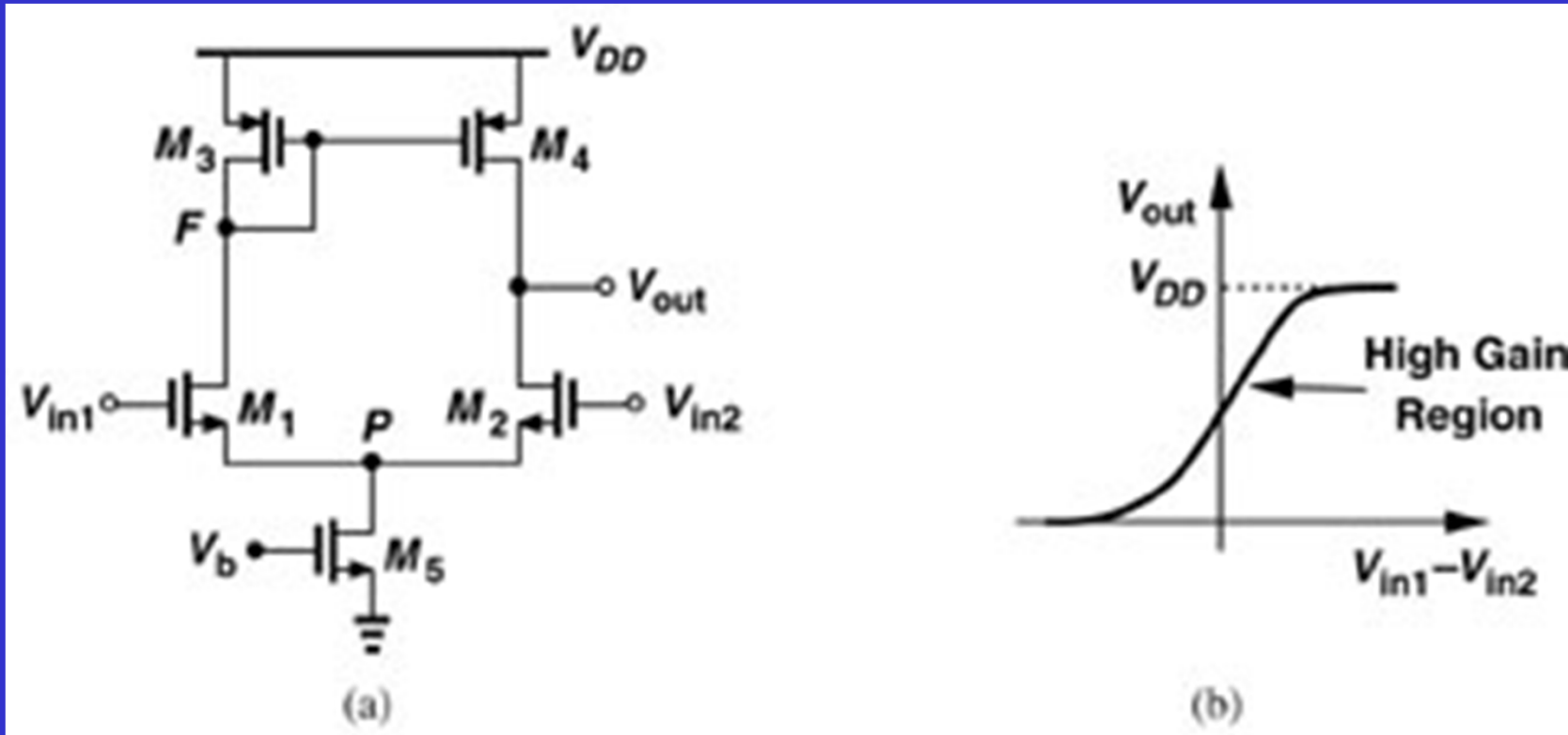
重要作用：

将差分输入转换成单端输出

假设P仍可看作交流地，
且 $g_{m3}(r_{O1} \parallel r_{O3}) \gg 1$ ：

$$v_{out} \approx (v_{in} \cdot g_m)(r_{O4} \parallel r_{O2})$$

大信号差分特性

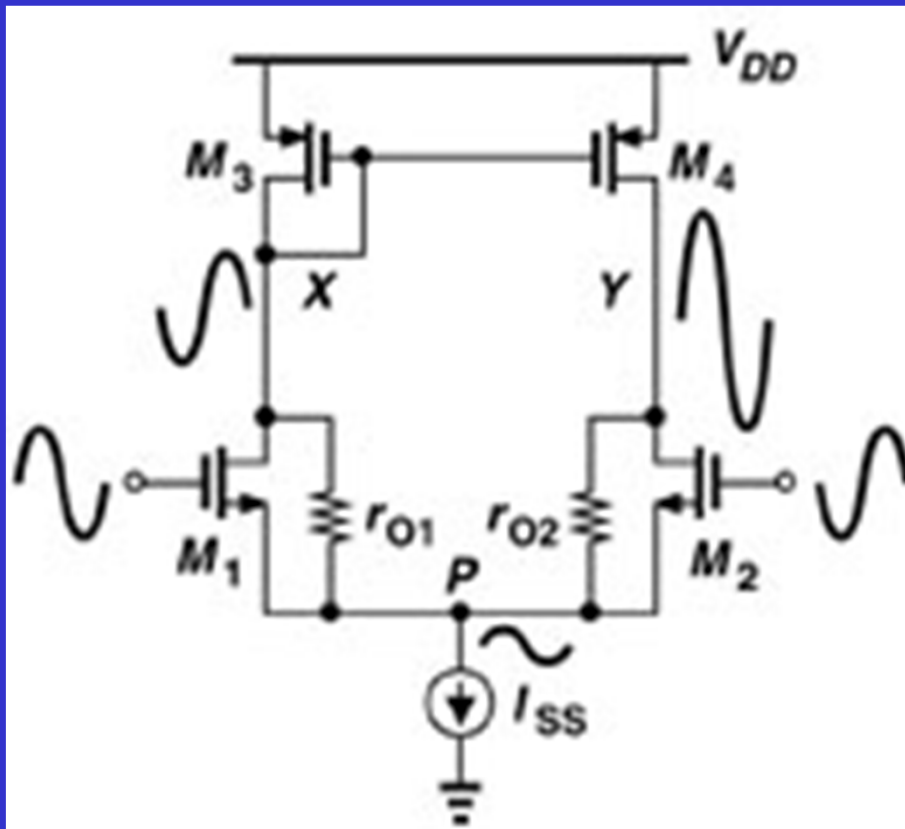


$$V_{out} \geq V_{in,CM} - V_{TH}$$

很少在开环下用来放大信号， V_{out} 很难由设计者设定

完全对称时： $V_{in1} = V_{in2}$ 时， $V_{out} = V_F = V_{DD} - |V_{GS3}|$

小信号特性—差分增益



不能用半电路法分析该电路
因为P点不能当做交流地

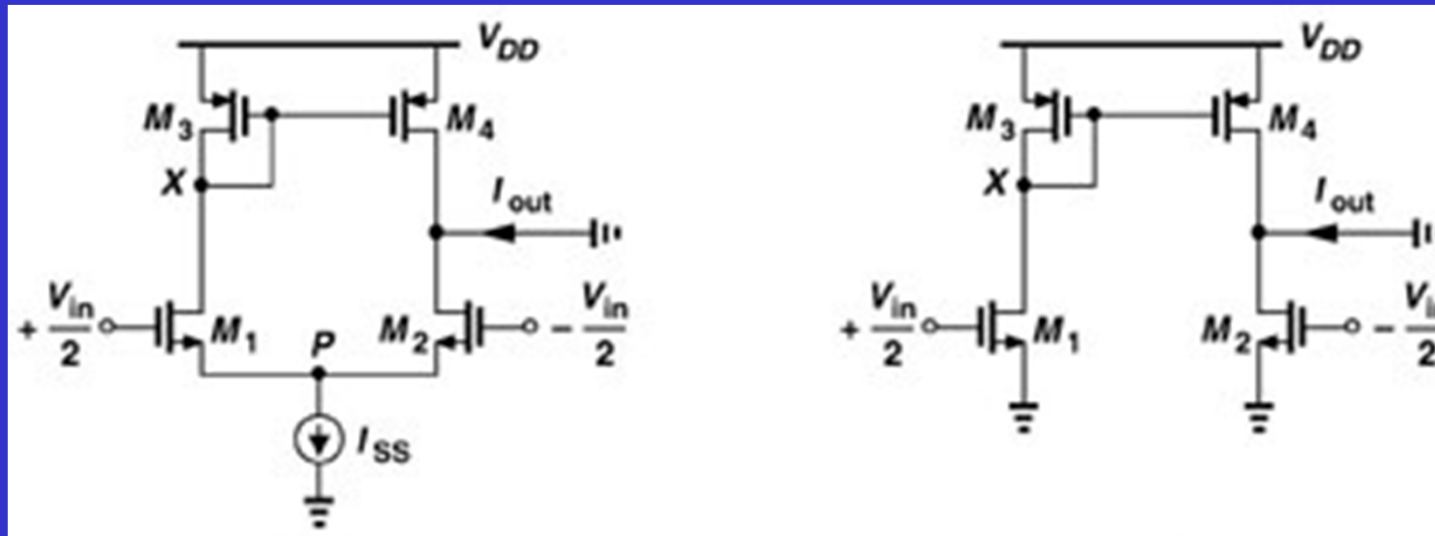
从 V_{in} 到 V_X 和 V_Y 的增益差别很大， V_X 和 V_Y 的摆幅差别很大，使得 V_X 和 V_Y 对 V_P 的作用不能互相抵消

求差分增益 A_v ?

方法一： $A_v = G_m R_{out}$ 求出等效跨导 G_m 和输出电阻 R_{out} 即得到 A_v

方法二：用戴文宁定理等效输入信号后计算

方法一— G_m 的计算



求 G_m : 将输出端接地, 计算 i_{out}/v_{in} 即可

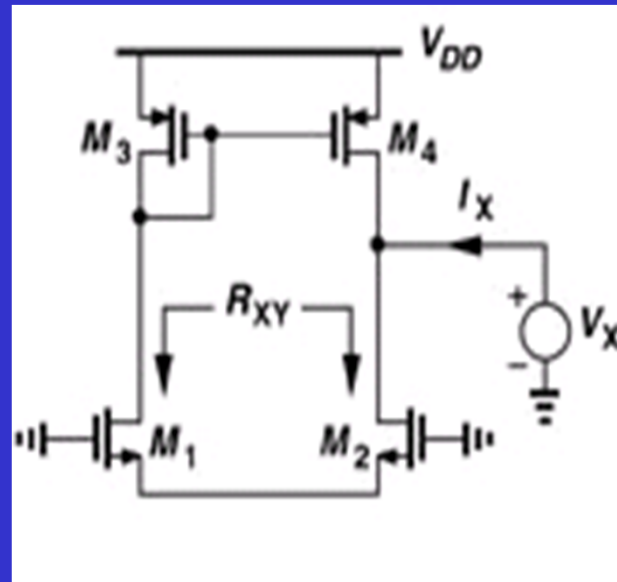
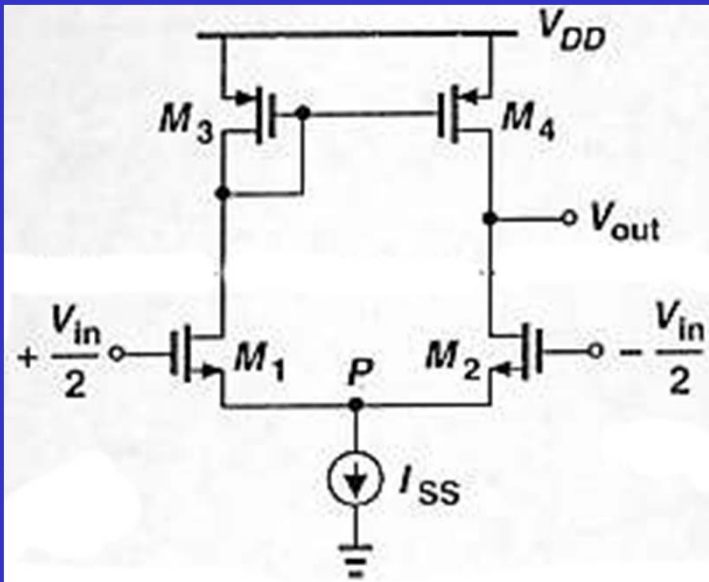
在输出端接地情形时, P 点可近似看作交流地

因为 X 节点阻抗小, 摆幅小, r_{o1} 大, 通过 r_{o1} 流到 P 点的电流近似可忽略不计

$$i_{d1} = i_{d3} = i_{d4} = g_{m1,2}v_{in}/2 \quad i_{d2} = -g_{m1,2}v_{in}/2$$

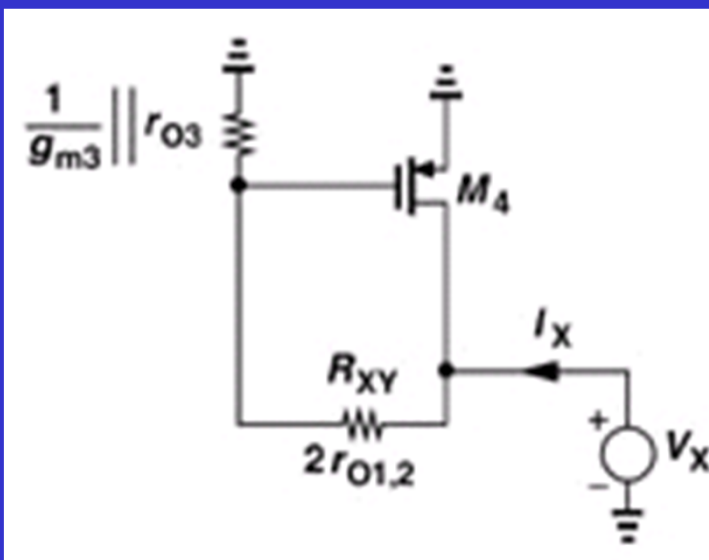
$$i_{out} = i_{d2} - i_{d4} = -g_{m1,2}v_{in}, \Rightarrow G_m \approx g_{m1,2}$$

方法一— R_{out} 的计算



为什么 R_{XY} 等于 $2r_{O1,2}$?

画出小信号等效电路，仔细推导一下即可



$$i_X = 2 \frac{v_X}{2r_{O1,2} + (1/g_{m3}) \parallel r_{O3}} + \frac{v_X}{r_{O4}}$$

当 $2r_{O1,2} \gg (1/g_{m3}) \parallel r_{O3}$ 时

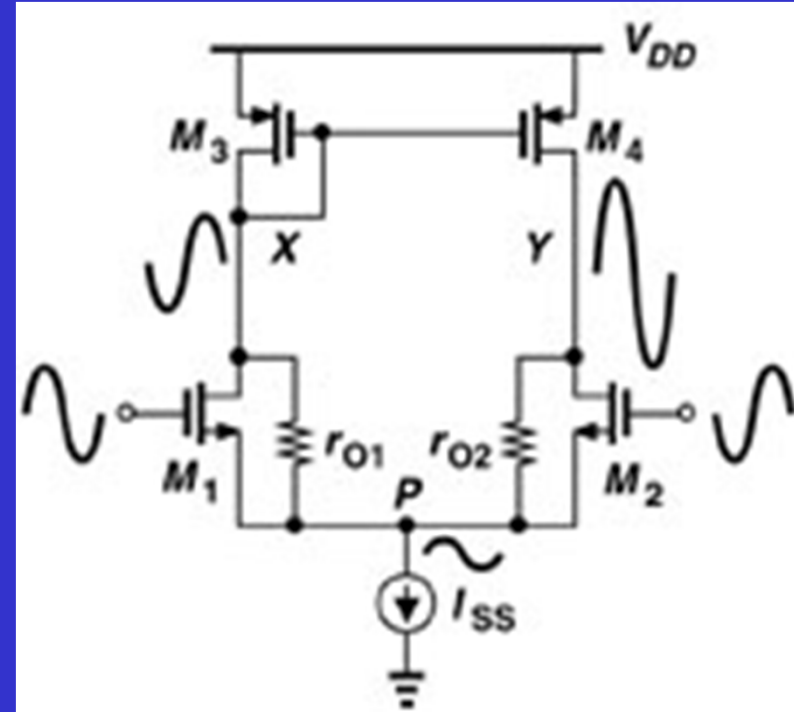
$$R_{out} \approx r_{O2} \parallel r_{O4}$$

方法一—差分增益

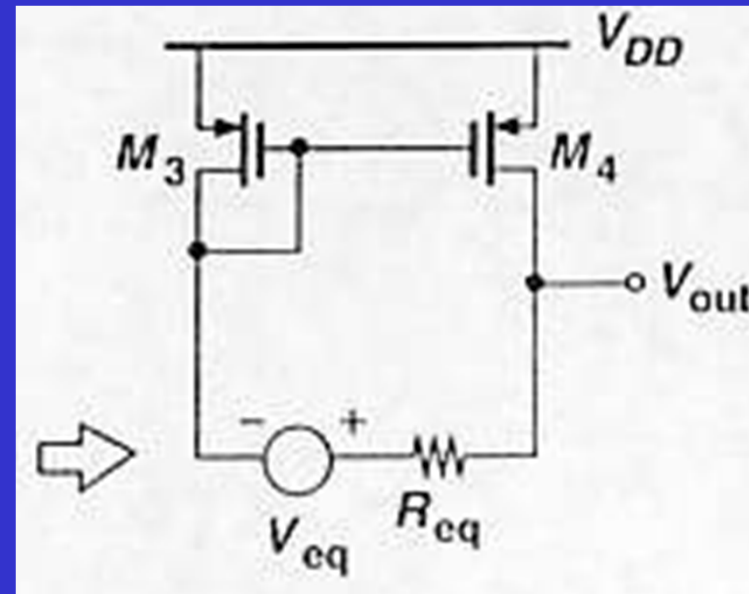
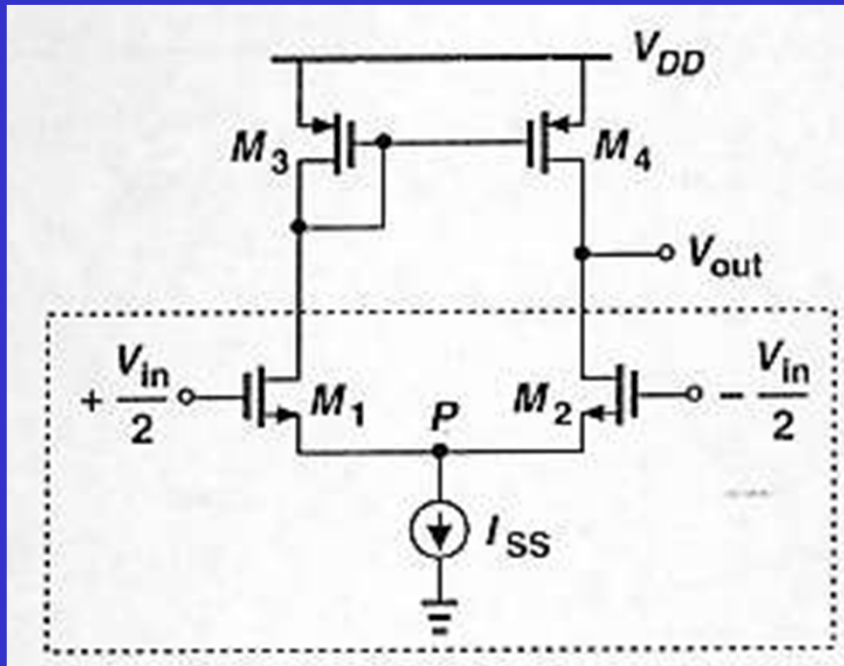
$$G_m = g_{m1,2}$$

$$R_{out} \approx r_{o2} \parallel r_{o4}$$

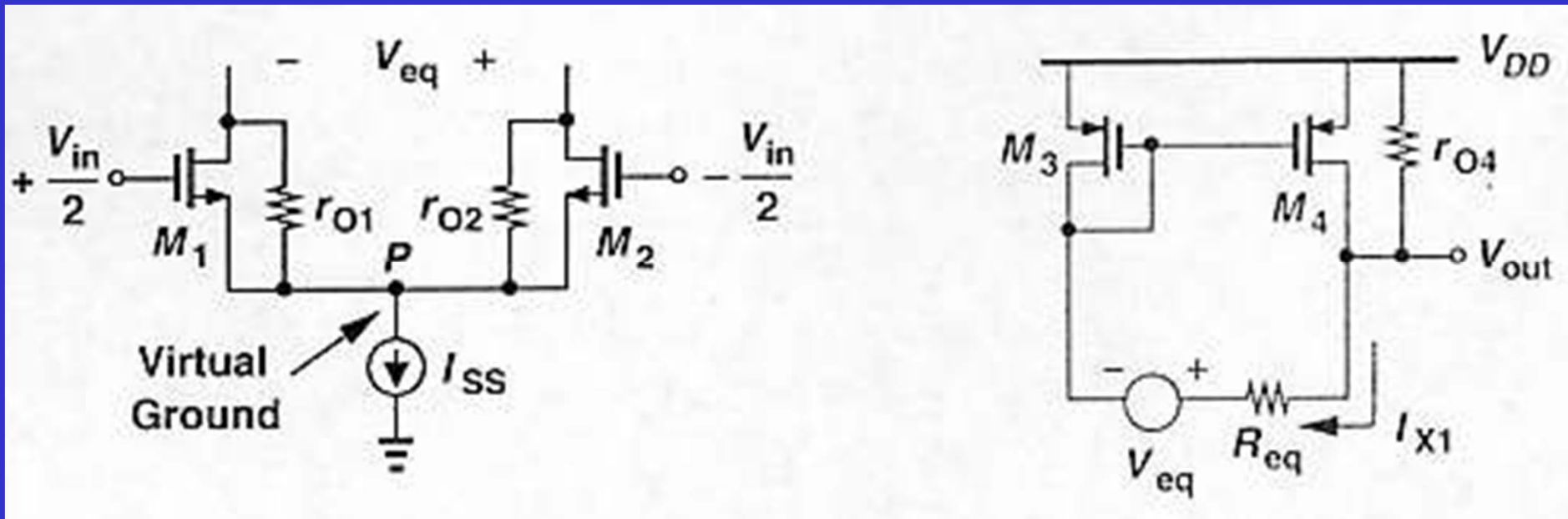
$$A_v \approx g_{m1,2} (r_{o2} \parallel r_{o4})$$



方法二—戴文宁等效



方法二—戴文宁等效



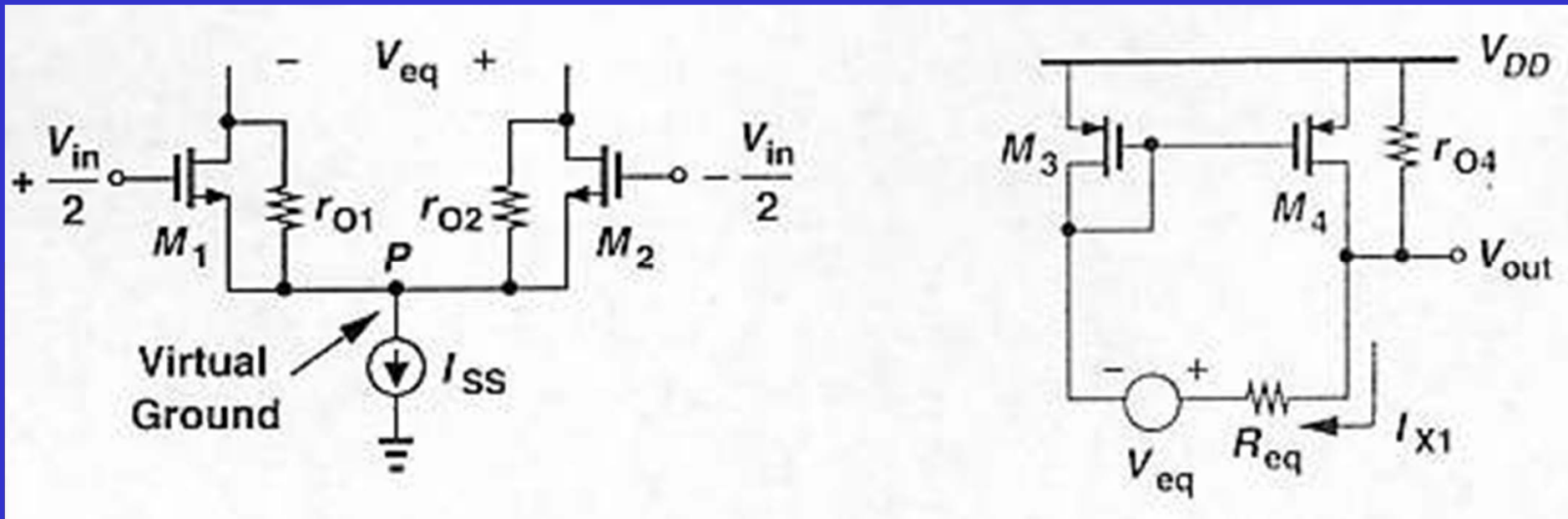
如何求 V_{eq} 和 R_{eq} ?

画出小信号等效电路，
仔细推导一下即可

$$V_{eq} = g_{m1,2} r_{O1,2} V_{in}$$

$$R_{eq} = 2r_{O1,2}$$

方法二—戴文宁等效



$$V_{eq} = g_{m1,2} r_{O1,2} V_{in}$$

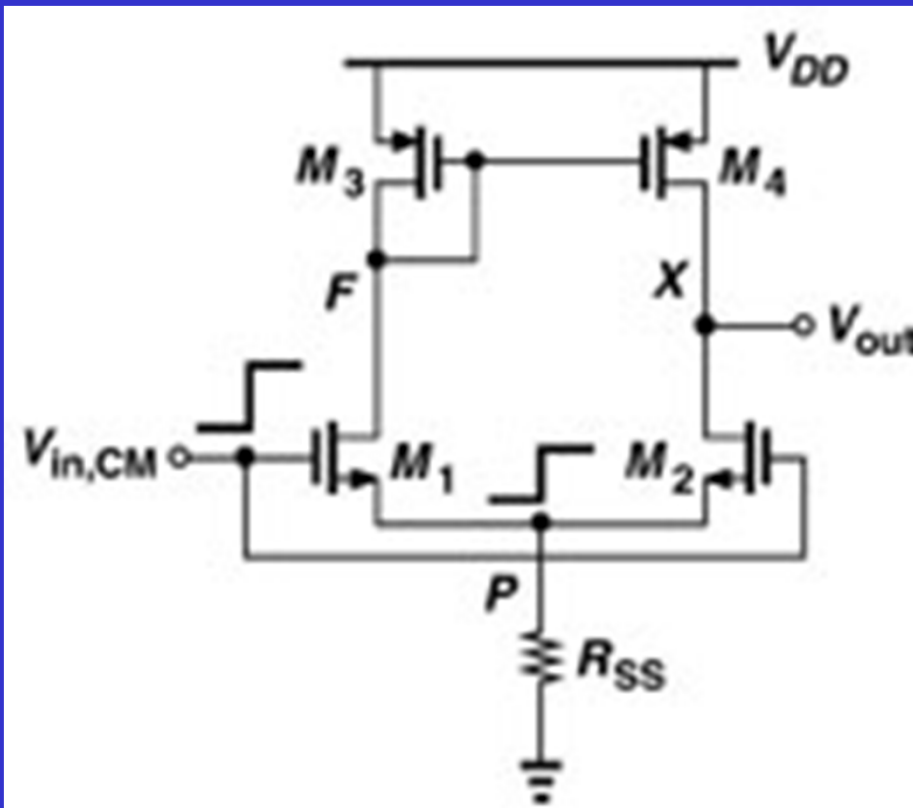
画出小信号等效电路，推导得：

$$R_{eq} = 2r_{O1,2}$$

$$A_v = g_{m1,2} (r_{O1,2} \parallel r_{O3,4})$$

与方法一结果同

小信号特性—共模增益



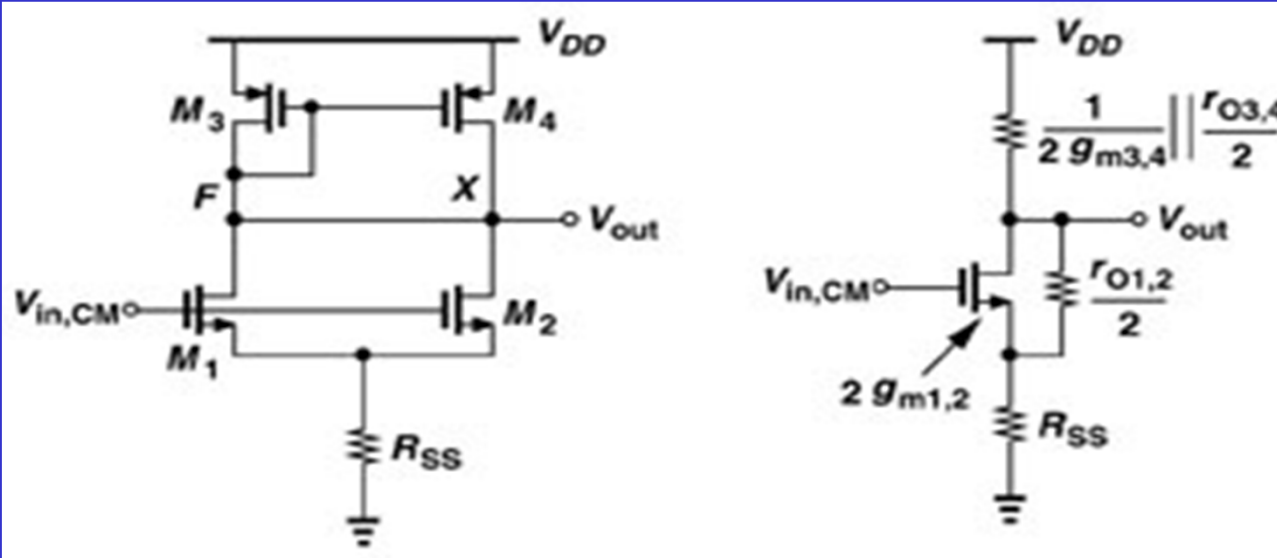
定义单端输出的差分放大器的共模增益为：

$$A_{CM} = \frac{v_{out}}{v_{in,CM}}$$

若电路完全对称，则对于任何 $V_{in,CM}$ ，均有 $V_F = V_X$

所以，在分析共模增益时可将 V_F 与 V_X 短接

小信号特性—共模增益



带源极负反馈的放大级

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

$$A_{CM} \approx \frac{-\frac{1}{2g_{m3,4}} \parallel \frac{r_{o3,4}}{2}}{\frac{1}{2g_{m1,2}} + R_{SS}} \approx \frac{-1}{1 + 2g_{m1,2}R_{SS}} \frac{g_{m1,2}}{g_{m3,4}}$$

- 1、即使电路完全对称，共模信号变化也会引起输出信号变化
- 2、高频共模噪声会极大降低电路性能。因此时 R_{SS} 减小

小信号特性—CMRR

$$CMRR = \left| \frac{A_{DM}}{A_{CM}} \right|$$

$$A_{DM} \approx g_{m1,2} (r_{o2} \parallel r_{o4})$$

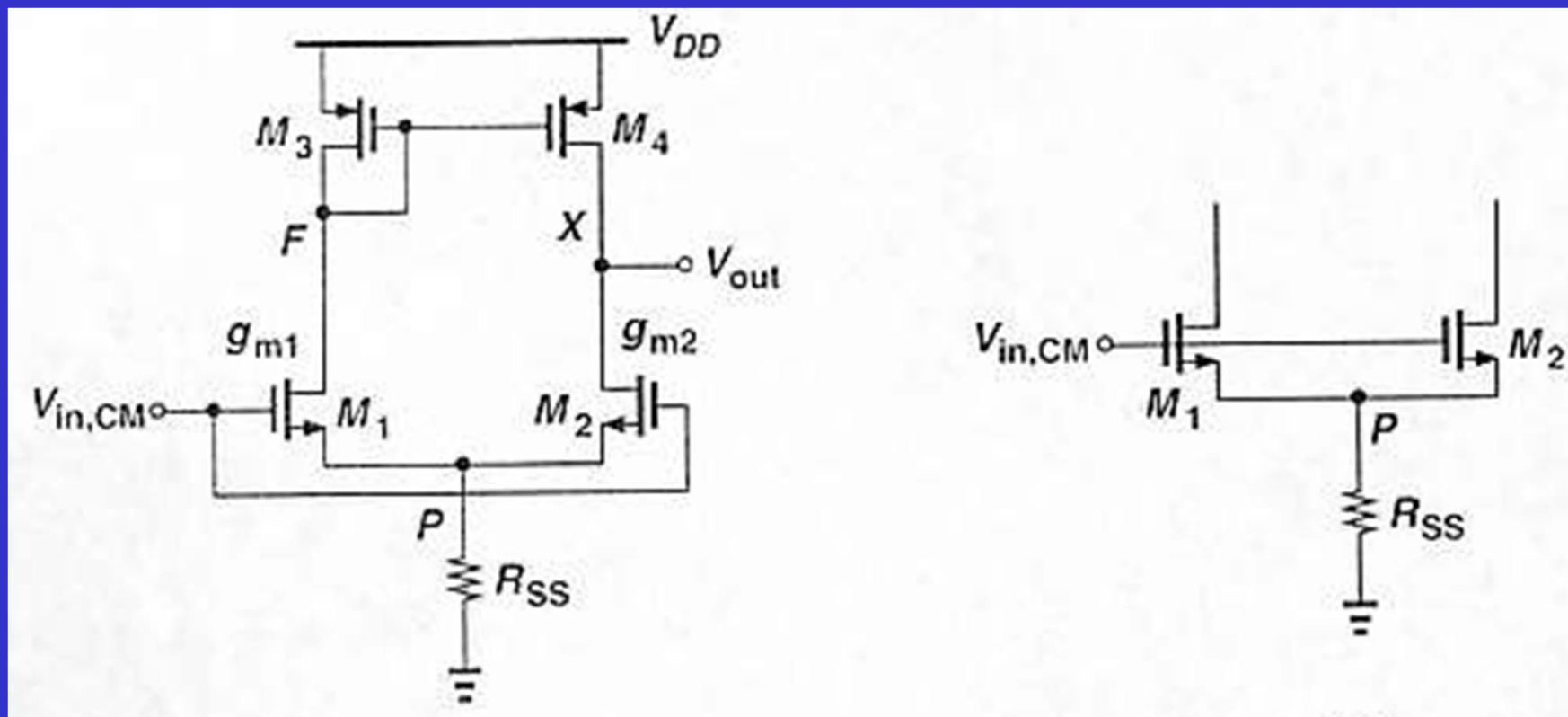
$$A_{CM} \approx \frac{-1}{1 + 2g_{m1,2}R_{SS}} \frac{g_{m1,2}}{g_{m3,4}}$$

$$CMRR = g_{m1,2} (r_{o1,2} \parallel r_{o3,4}) \frac{g_{m3,4} (1 + 2g_{m1,2}R_{SS})}{g_{m1,2}}$$

$$= g_{m3,4} (r_{o1,2} \parallel r_{o3,4}) (1 + 2g_{m1,2}R_{SS})$$

小信号特性—存在失配时的共模增益

M1和M2因失配导致跨导不一样



计算思路：由 $v_{in,CM}$ 求出 v_P ；再计算 i_{D1} 和 i_{D2} ；由 i_{D1} 求出 i_{D4} ； i_{D2} 和 i_{D4} 之差乘以输出阻抗，即为 v_{out}

本讲 电流镜

□基本电流镜

❖ 电流源——构成电流镜的基础

□共源共栅电流镜

□有源电流镜

❖ 电流镜做负载的差分放大器

- 大信号特性
- 小信号特性
- 共模特性

总结

□对电流源的要求

- ❖ 可调、精确、稳定(PTV)
- ❖ 基于 I_{REF} 用电流镜得到所需电流

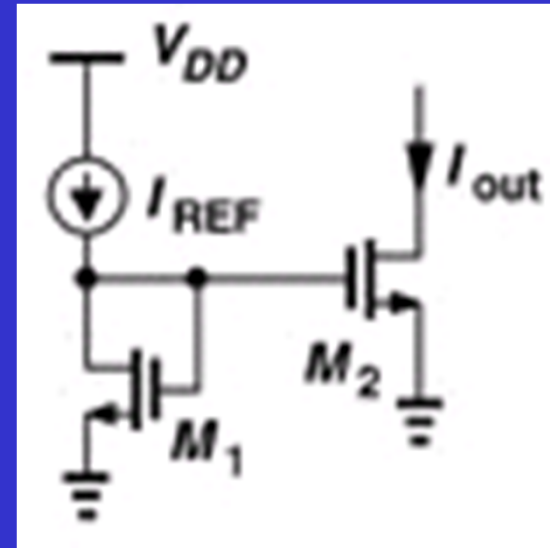
□基本电流镜

- ❖ 合理设计尺寸比可获得期望电流
- ❖ 沟道长度调制效应引起精度降低
- ❖ L 取相同, W 基于单元MOS管并联

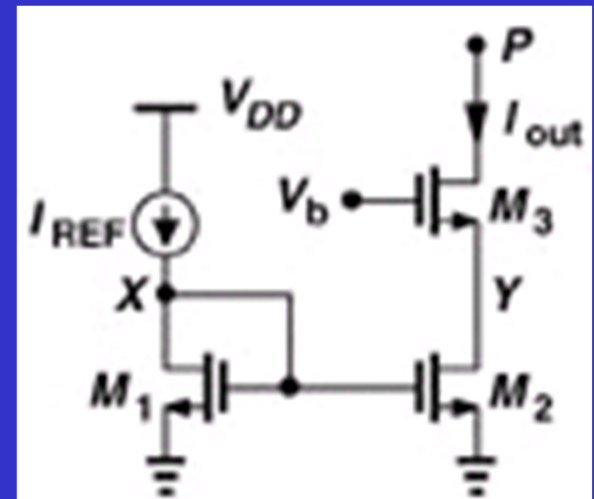
□共源共栅电流镜

- ❖ 提高了输出电阻, 实现了高精度
- ❖ 牺牲了输出电压摆幅
- ❖ 降低 V_b 值能增大摆幅

$$V_{out, \min} \approx V_{OV1} + V_{OV2}$$



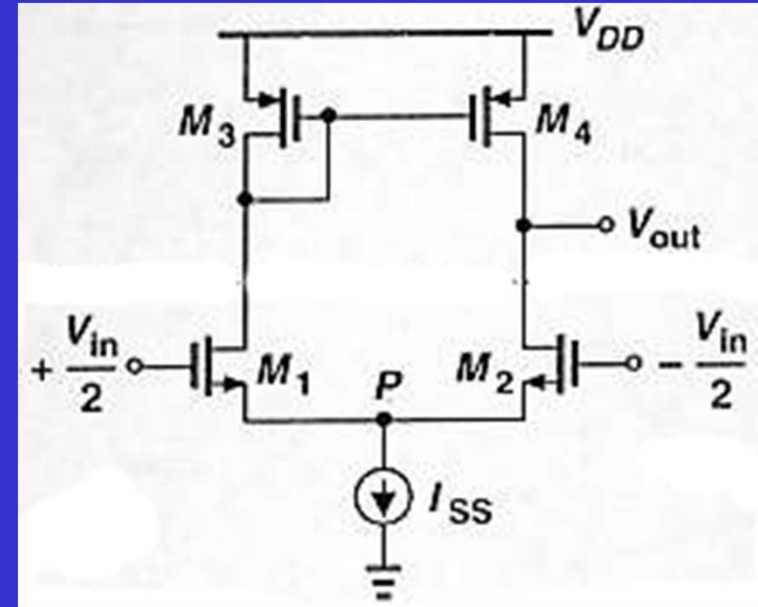
$$I_{out} = \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1} \cdot I_{REF}$$



总结

□ 电流镜做负载的差分放大器

- ❖ 将差分输入转换为单端输出
- ❖ 差分增益
- ❖ 共模增益会影响差分放大器性能；高频时、存在失配时更严重

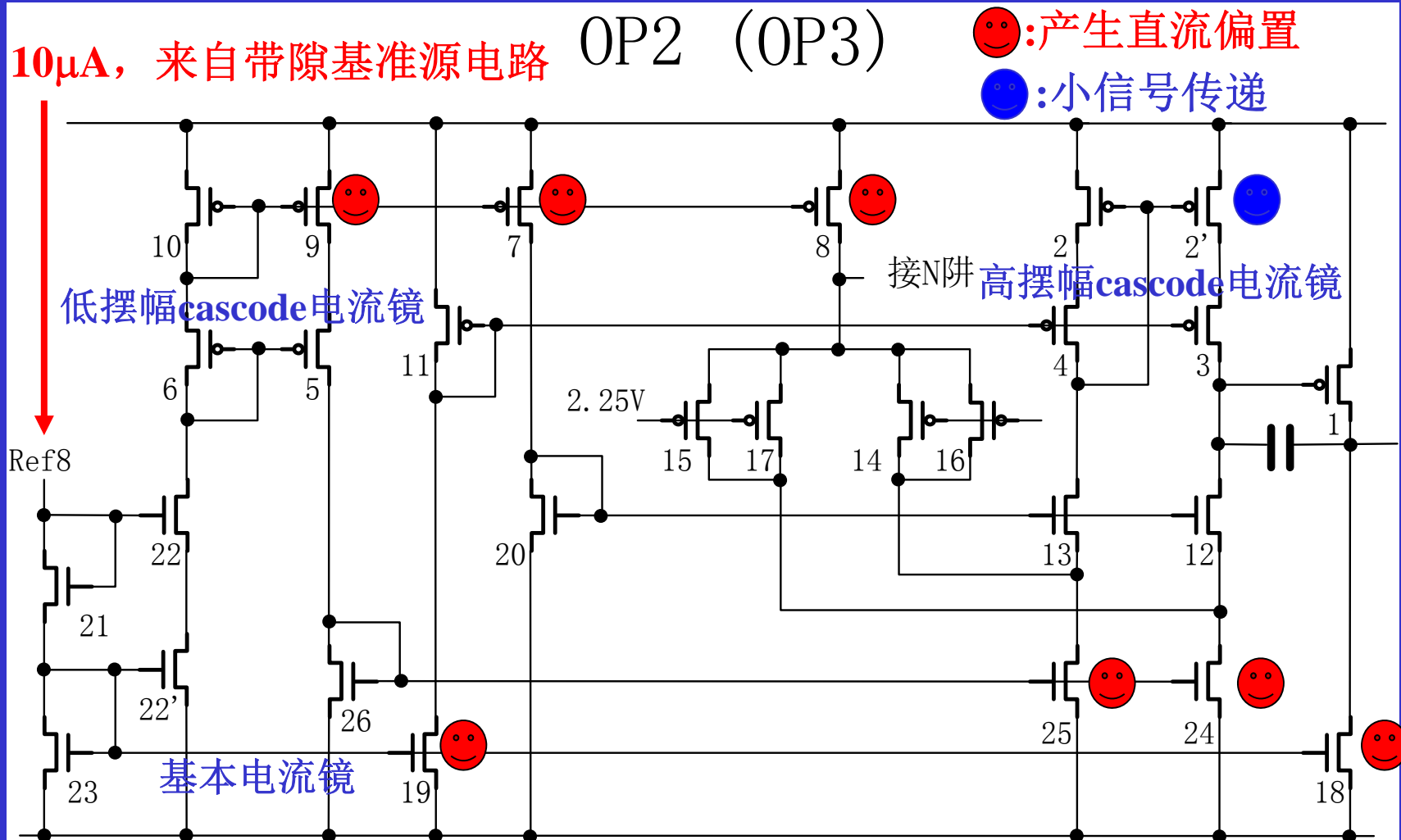


$$A_{DM} = g_{m1,2} (r_{O1,2} \parallel r_{O3,4})$$

$$A_{CM} \approx \frac{-1}{1 + 2 g_{m1,2} R_{SS}} \frac{g_{m1,2}}{g_{m3,4}}$$

总结

□ 电流镜是AIC的基础电路模块



重点掌握

□基本电流镜

❖掌握原理。掌握提高复制精度的方法

□共源共栅电流镜

❖掌握设计技术，特别是高摆幅的电路实现

□电流镜做负载的差分放大器

❖掌握 A_{DM} 、 A_{CM} 等分析方法和结论

作业

□5.6

❖ 高摆幅的共源共栅电流镜的设计

□5.8(b)

❖ 电流镜作负载的差分放大器的CMRR

□交作业时间

❖ 听助教通知

设计实习5

□ 针对CSMC 0.5um工艺，设计一个电流镜做负载的差分放大级，电路结构如图5.21 (a)。要求：输出摆幅在0.8—4.5V之间，NMOS管的L取1um，PMOS管的L取1.1um，尾电流取1mA左右， $V_{DD}=5V$ 。仿真得到它的差模转移特性曲线、共模转移特性曲线、差模电压增益、共模电压增益并计算共模抑制比。

□ 实习目的

❖ 设计常用的电流镜做负载的差分放大级，掌握其设计方法

□ 实习后，提交《设计实习5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5报告

□ 参考结果

❖ $A_{DM}=54$ ， $A_{CM}=0.094$ ， $CMRR=580$ ，步长要足够小

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