



Chapter 5

电流镜与偏置技术

Current Mirrors and Biasing Techniques

中科大微电子学院

黄鲁、程林

教材：模拟CMOS集成电路设计

Behzad Razavi



第5章内容

5.1 基本电流镜

5.2 共源共栅电流镜

5.3 有源电流镜放大器

5.4 偏置技术



5.1 基本电流镜

- 工作在饱和区的MOS管可当作电流源。
- 对电流源的要求：很大的交变小信号输出电阻，不能消耗过多的电压余度，即直流压降较小。

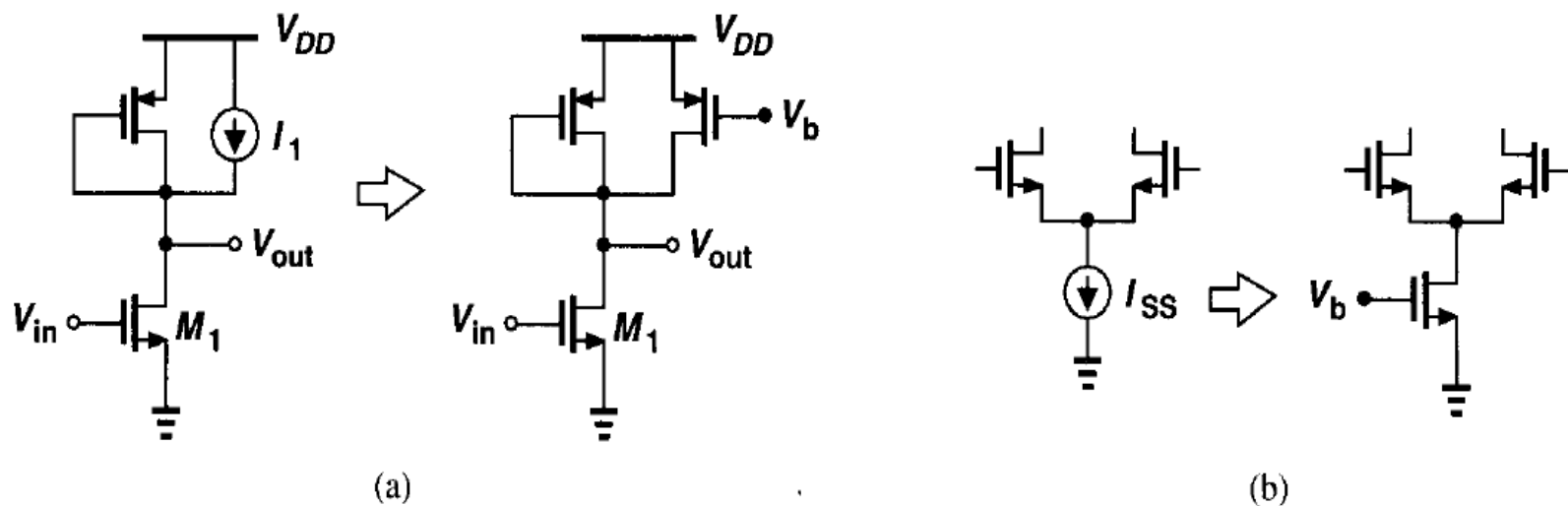
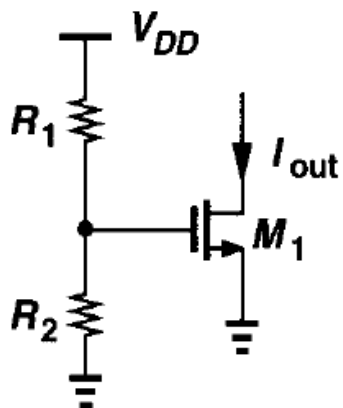


Figure 5.1 Applications of current sources.



如何给MOSFET加偏置使其作为稳定电流源？



电阻分压，不好！

$$I_{out} \approx \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{DD} - V_{TH} \right)^2$$

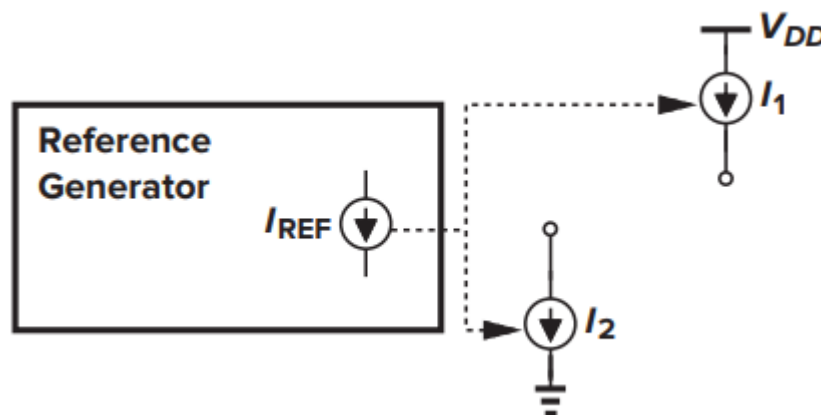
易受电源、工艺、温度、噪声影响

- 不同晶片之间的阈值电压可能会有100mV的变化，即使栅源电压精确，也不能准确计算电流。
- 电流源的过驱动电压最佳在0.2~0.3V，若小于0.1V则对MOS阈值或偏置VB以及噪声敏感。

• 电流源设计方法：

基于对基准电流源的复制(假设有一个精确的电流源可供利用)，

电流优点：不受噪声电压影响！





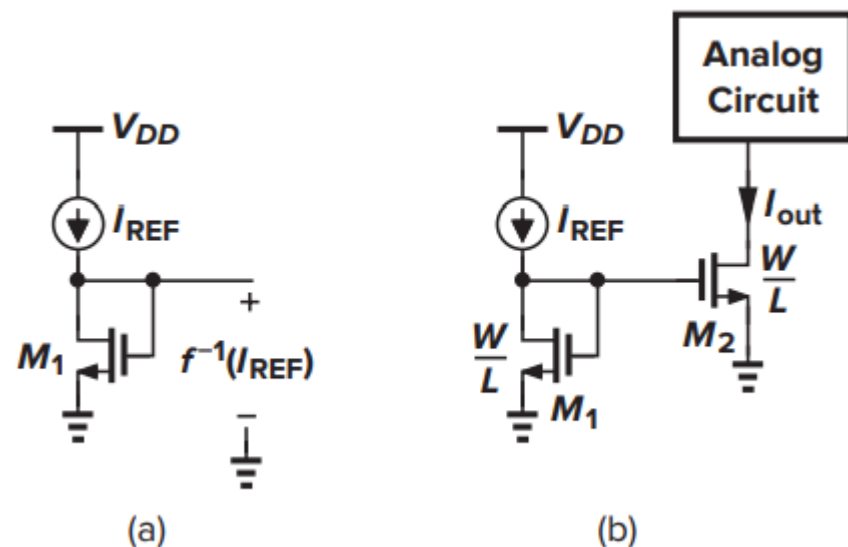
基本电流镜

设 $\lambda = 0$

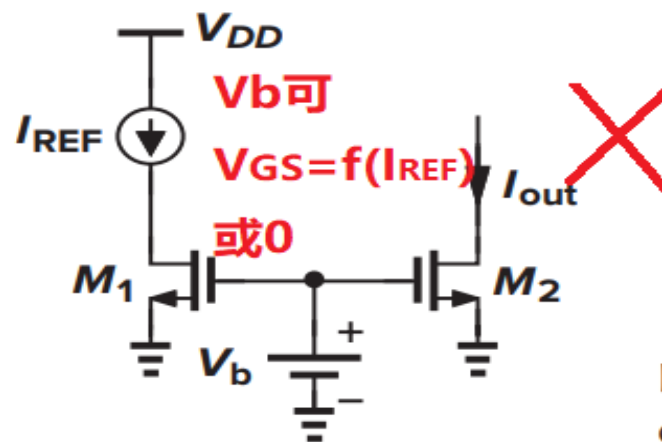
$$I_{REF} \approx \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_1 (V_{GS} - V_{TH})^2$$

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

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



基本电流镜优点：
不受工艺、温度、噪声电压影响。





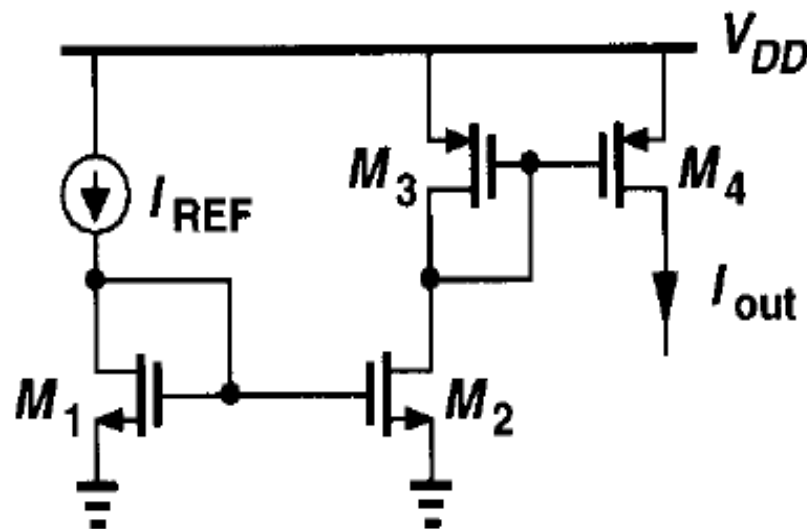
Example 5.1: 大比例电流输出情况

产生大电流源通常采用二级电流镜方法。

$$I_{D2} = \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1} I_{REF} = \alpha I_{REF}$$

$$I_{D2} = I_{D3}$$

$$I_{D4} = \frac{(W/L)_4}{(W/L)_3} I_{D3} = \beta I_{D3} = \alpha\beta I_{REF}$$



例：设计 $I_{out}=100I_{REF}$ 。

要点是利用 $I_{D3}=I_{D2}$ ，使M3尺寸缩小。

方法： $(W/L)_2=10 (W/L)_1$ ， $(W/L)_4=10 (W/L)_3$

使 $(W/L)_3= (W/L)_2/10= (W/L)_1$ ，故M3与M1相同, M4和M2是10倍M1尺寸。

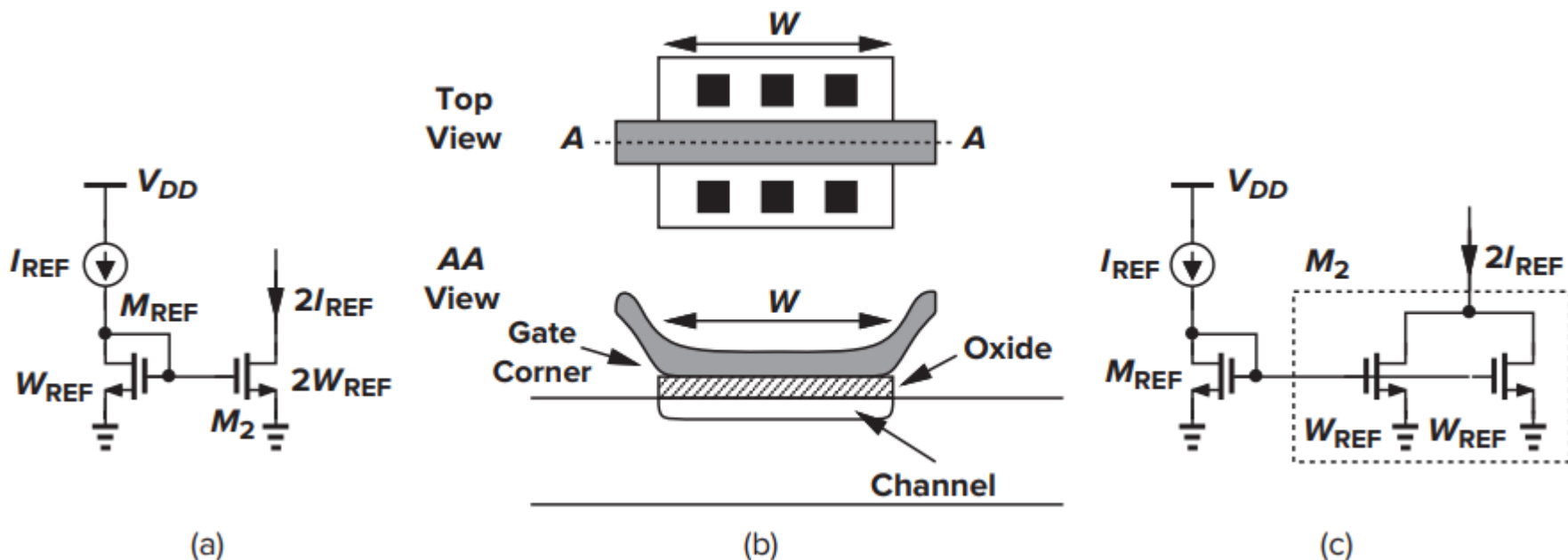
$I_{out}=10I_{D3}=10I_{D2}=100I_{REF}$ 。

M4和M2各是M1的10倍尺寸，总尺寸= $M4+M3+M2+M1=22M1$ 。

实际版图设计时，M2是10个M1并联组成。M4是10个M3并联组成。

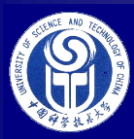


电流镜输出：N整数个相同MOS并联

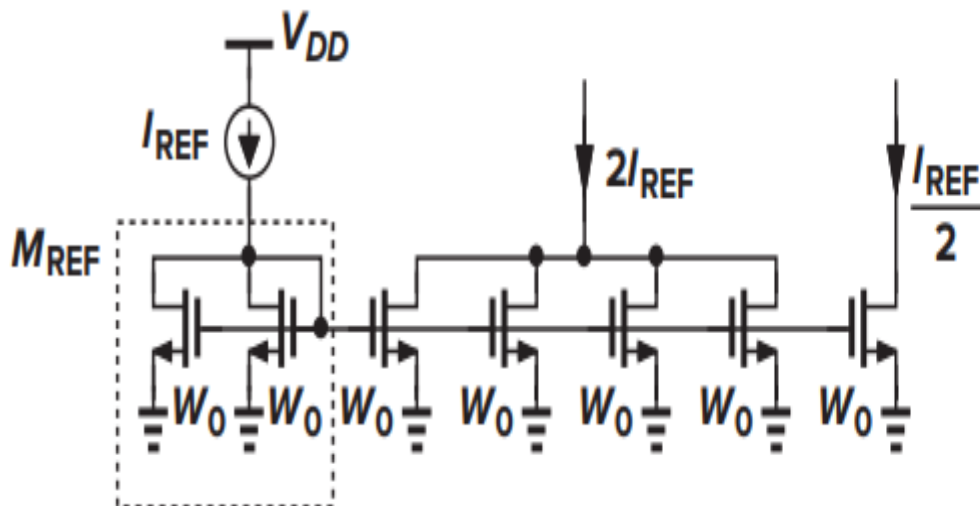


阈值电压对沟道长度有一定依赖性，电流值之比只能通过调节MOS管宽度实现。

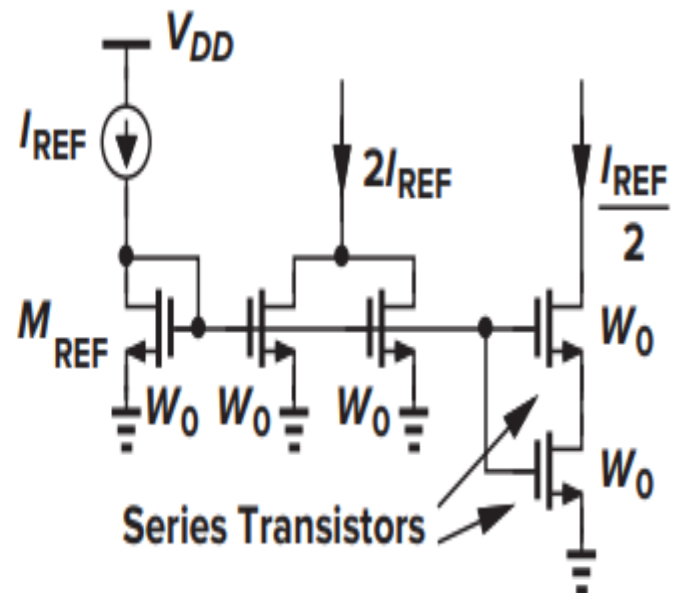
各个MOS管版图一样，使得宽度 W 误差一致



如何得到输出 $I_{REF}/2$ 电流镜

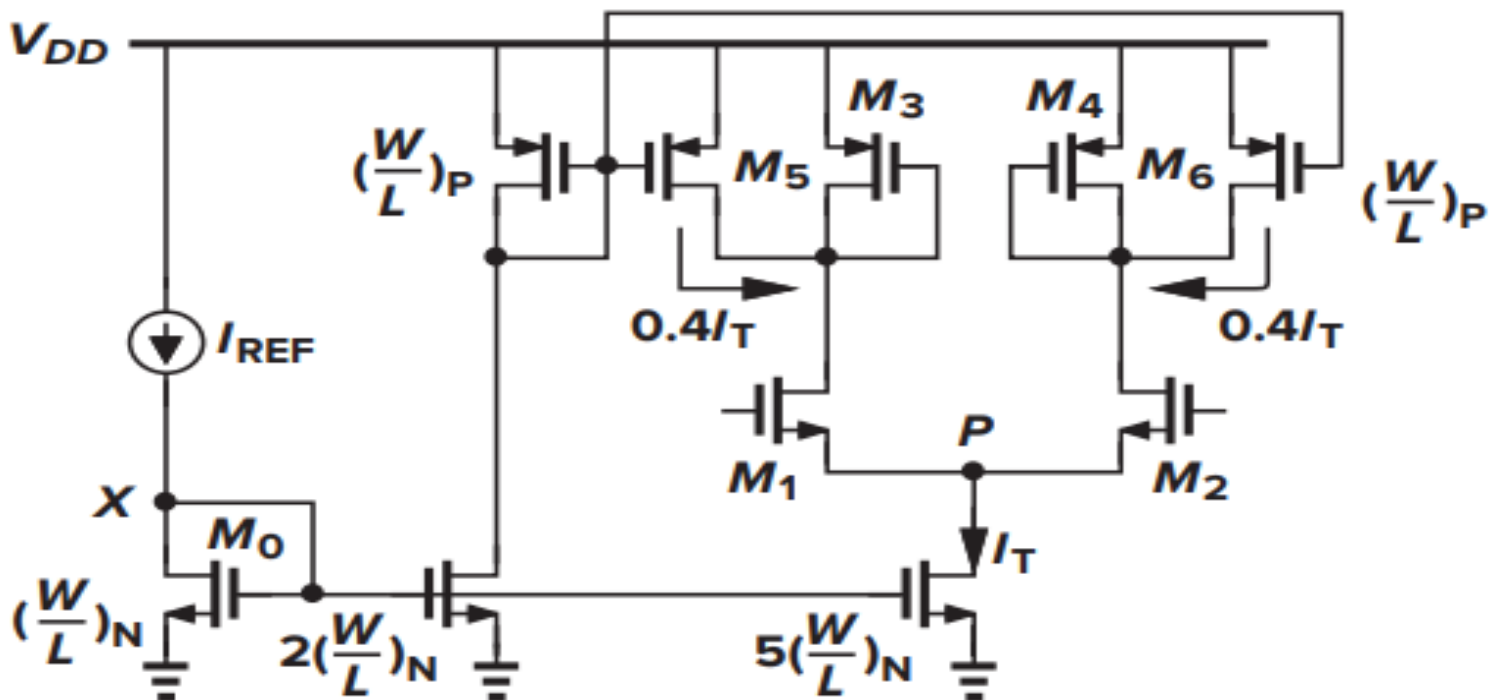


(a)



(b)

相同MOS串联，等于 $2L$ 的MOS



增益提高 $\sqrt{5}$ 倍



Example 5.2 电流镜可作为电压放大器

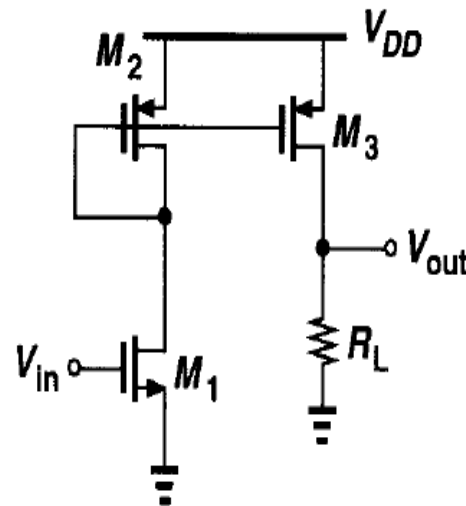
计算小信号增益。

$$I_{D3} = I_{D2} \frac{(W/L)_3}{(W/L)_2} = I_{D1} \frac{(W/L)_3}{(W/L)_2},$$

大小信号同样成立

$$\text{小信号电流: } I_{D3} = I_{D1} \frac{(W/L)_3}{(W/L)_2} = g_{m1} V_{in} \frac{(W/L)_3}{(W/L)_2}$$

$$\text{电压增益: } \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{i_3 R_L}{V_{in}} = g_{m1} R_L \frac{(W/L)_3}{(W/L)_2}$$



电流放大电路的功耗大！

设计原则：尽量不要用电流换取放大增益。



5.2 Cascode Current Mirrors

- 基本电流镜的缺点：沟道长度调制影响较大

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

基本电流镜的L一般为 0.5 ~ 2μm

$$\frac{I_{D2}}{I_{D1}} = \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_2 (1 + \lambda V_{DS2})}{\left(\frac{W}{L}\right)_1 (1 + \lambda V_{DS1})}$$

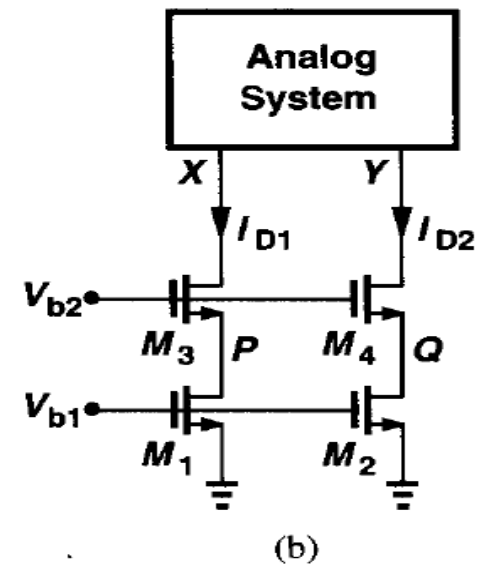
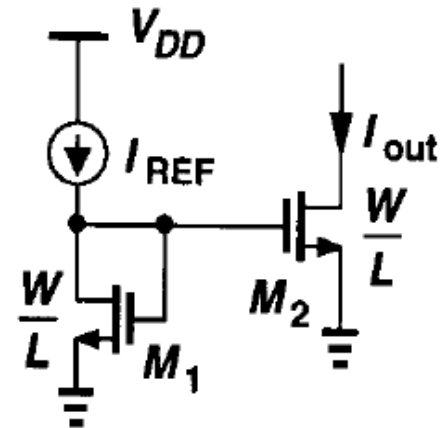
$$\because V_{DS2} \neq V_{GS2} \quad (V_{GS2} = V_{GS1} = V_{DS1})$$

$$\therefore V_{DS2} \neq V_{DS1}$$

- CASCODE电流源抑制沟道长度调制效应。
CASCODE管输出电压变化对底部MOSFET（电流源）漏级电压影响很小。

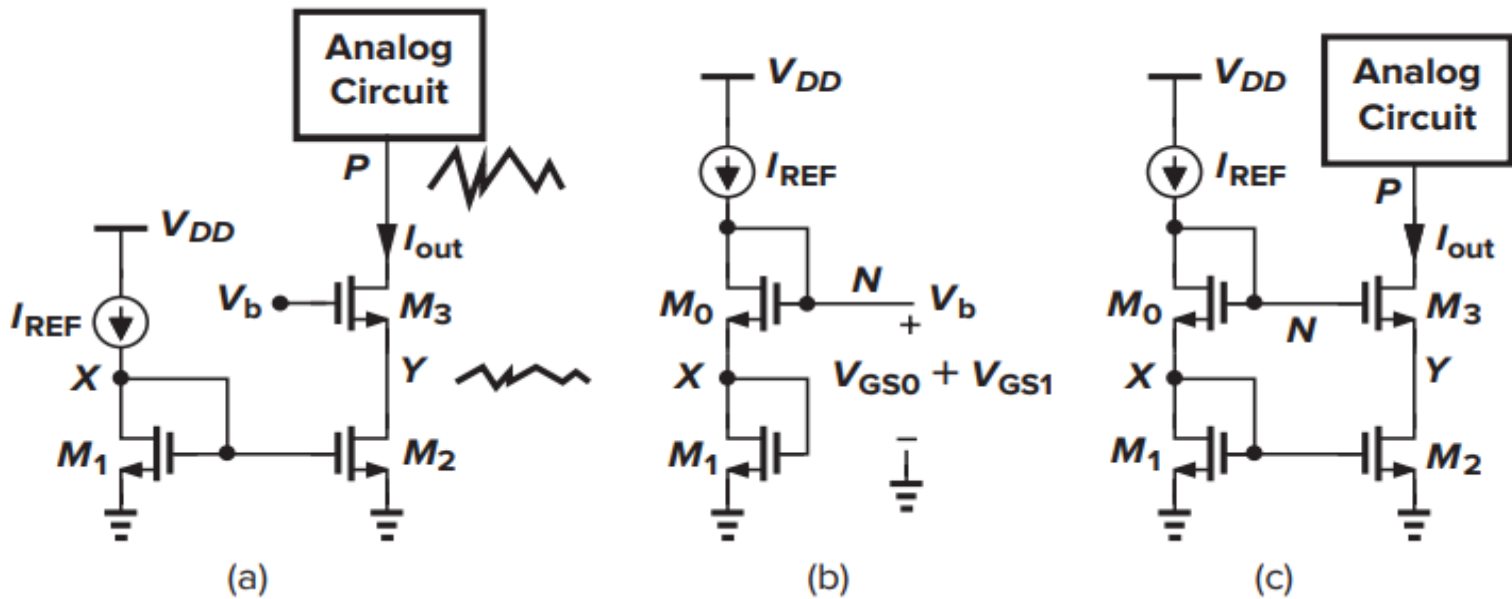
$$\Delta V_P \approx \frac{\Delta V_X}{(g_{m3} + g_{mb3})r_{o3}}$$

- 现代工艺很少使用CASCODE电流源，输出电压余度！

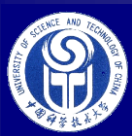




Cascode Current Mirrors (cont.)



- P点电压变化对Y点影响很小.
- 性能好的电流镜要求 $V_X = V_Y$ 。
- 图(c)中, 设 $V_{GS0} = V_{GS3}$, 即 $V_{GS1} = V_{GS2} = V_X = V_Y$
 因此 $V_P > V_Y + V_{OD3} = V_{GS2} + V_{OD3}$
 $= V_{TH2} + V_{OD2} + V_{OD3}$, 输出余度浪费 V_{TH2}



Cascode 电流镜MOS宽长比的关系

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

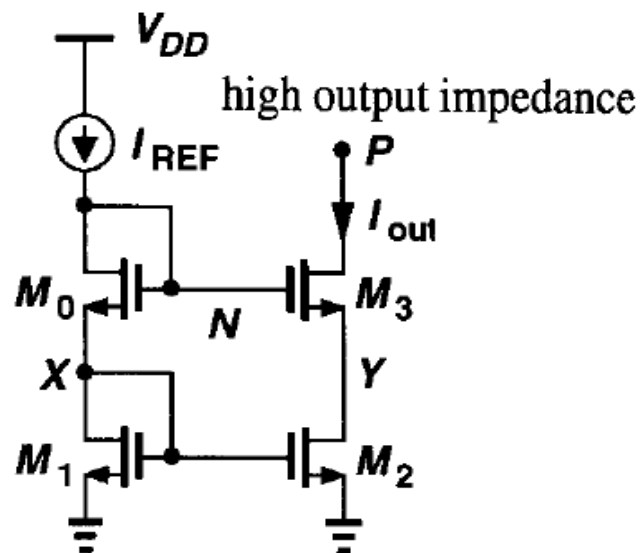
$$\text{要求 } V_{GS0} = V_{GS3}$$

$$I_{REF} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_0 (V_{GS0} - V_{TH})^2 = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_1 (V_{GS1} - V_{TH})^2$$

$$I_{out} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_3 (V_{GS3} - V_{TH})^2 = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_2 (V_{GS2} - V_{TH})^2$$

$$\therefore V_{GS1} = V_{GS2} \quad \therefore \frac{\left(\frac{W}{L} \right)_0}{\left(\frac{W}{L} \right)_3} = \frac{\left(\frac{W}{L} \right)_1}{\left(\frac{W}{L} \right)_2}$$

$$\text{即能实现: } V_{GS0} = V_{GS3} \\ V_Y = V_X$$



- 考虑衬偏效应，由于 $V_{TH0}=V_{TH3}$ ，以上推导同样成立。

镜像电流N整数倍：用N个参考MOS管拷贝（W为N倍， $N=1,2,\dots$ ）。
宽长比增大=电流增大， V_{GS} 不变。



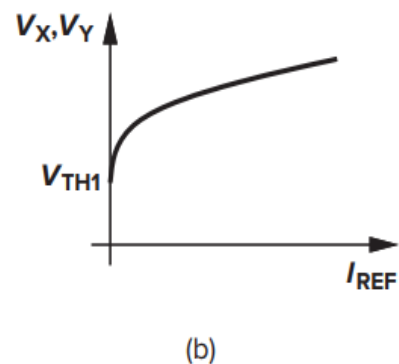
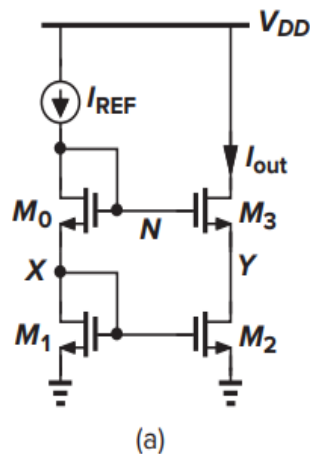
Example 5.3

画出 V_X 和 V_Y 与 I_{REF} 的函数关系草图。求 V_N 上限时电流

$$I_{REF} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_1 (V_X - V_{TH1})^2$$

$$= \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_0 (V_N - V_X - V_{TH0})^2$$

$$V_X = V_Y = \sqrt{\frac{2I_{REF}}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_1}} + V_{TH1}$$



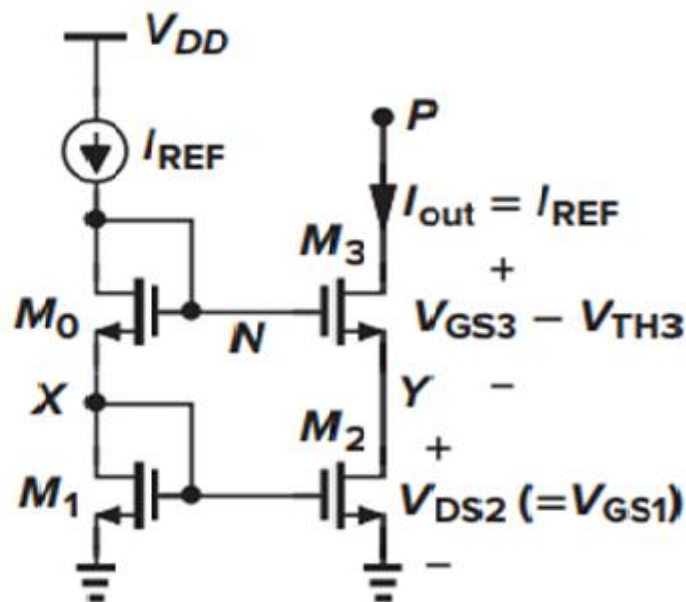
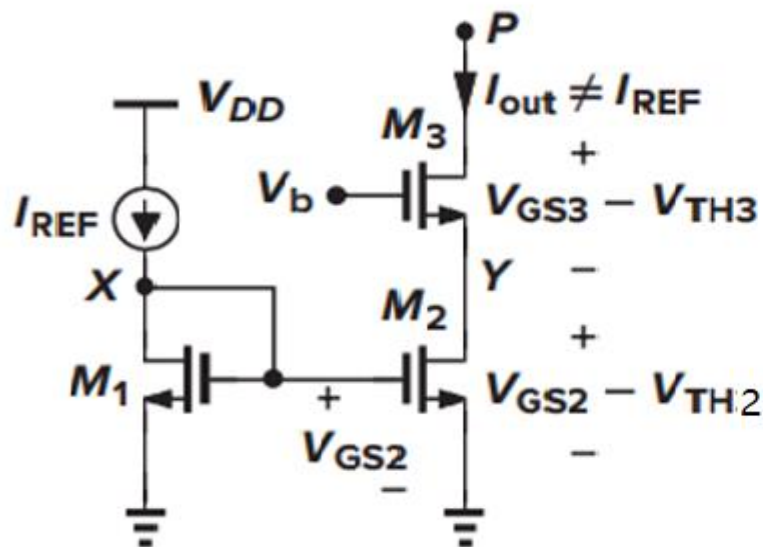
已知：电流源
两端电压最
小为 $0.5V = V_{DD} - V_N$ ，解
出 $I_{REF,MAX}$ 最
大值

$$V_N = \sqrt{\frac{2I_{REF}}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_0}} + V_{TH0} + V_X = \sqrt{\frac{2I_{REF}}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_0}} + \sqrt{\frac{2I_{REF}}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_1}} + V_{TH1} + V_{TH0}$$

$$= \sqrt{\frac{2I_{REF}}{\mu_n C_{ox}}} \left(\sqrt{\left(\frac{L}{W} \right)_0} + \sqrt{\left(\frac{L}{W} \right)_1} \right) + V_{TH1} + V_{TH0} = V_{DD} - 0.5, \text{ 解出 } V_{N \max}$$



电压余度(voltage headroom)分析



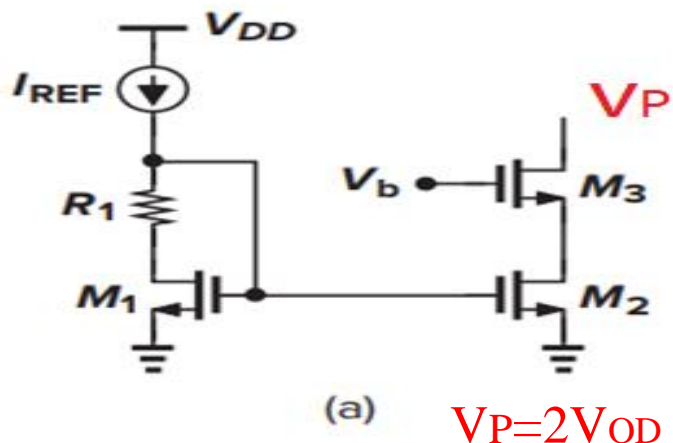
- 图(a): M1和M2的漏极电压 (X和Y)不相同, 输出电流不能精确复制。但选择 V_b 可使 V_p 为最低允许值 $V_{OD3}+V_{OD2}$ 。
- 图(b) 输出电压余度有损失 (V_{TH}) 的CASCODE电流镜

设计思路: 增大输出电压余度, 关键是使M2输出电位接近 V_{OD} , 且X和Y应相同 (电流镜像要求), 故需要使X能降低, M1二极管结构不能满足。



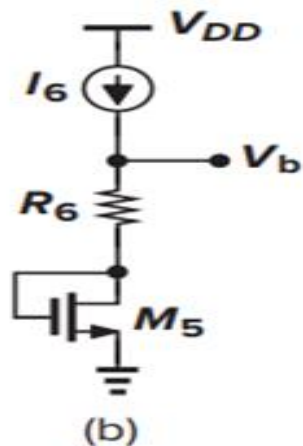
Cascode输出极限电压余度时 V_b 的产生

Cascode电流镜（非一致结构）

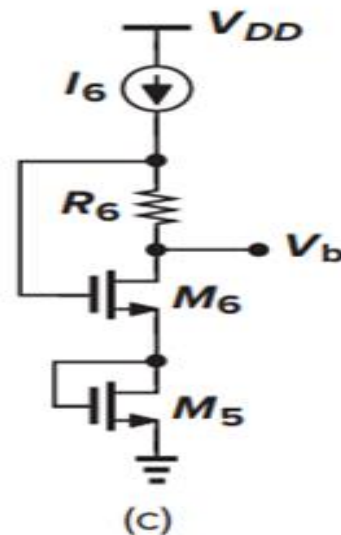


(a)图:抵消沟道长度效应影响
 $V_b = V_{GS3} + V_{DS2} = \mathbf{V_{GS3} + V_{OD2}}$
 使 $V_{DS2} = V_{DS1} = V_{OD2}$
 $= V_{OD1} = V_{GS1} - V_{TH1}$,
 因此 $R_1 * I_{REF} = V_{TH1}$
缺点: R_1 不准且随温度变化

V_b 偏置



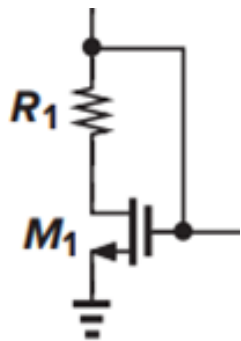
(b)图: V_b 的产生
 $V_b = V_{GS5} + R_6 * I_{REF}$
 使 $V_{GS5} = V_{GS3}$
 因此 $R_6 * I_6 = V_{OD2}$
 R_6 不准确且随温度变化, 问题是 R_6 与 R_1 对 M_2 影响相反 (恶化)



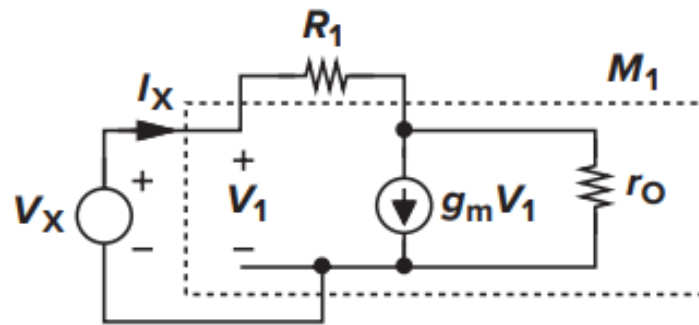
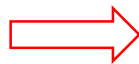
(c)图: V_b 实用电路
 $V_b = V_{GS5}$
 $+ V_{GS6} - R_6 * I_6$
 使 $V_{GS5} = V_{GS3}$
 且 $V_{GS6} - R_6 * I_6 = V_{DS2}$
 $= V_{DS1} = V_{GS1} - R_1 * I_{REF}$
 R_6 和 R_1 对 M_2 影响抵消



例5.5 一种变形二极管



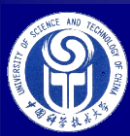
左右置换
后的小信
号模型



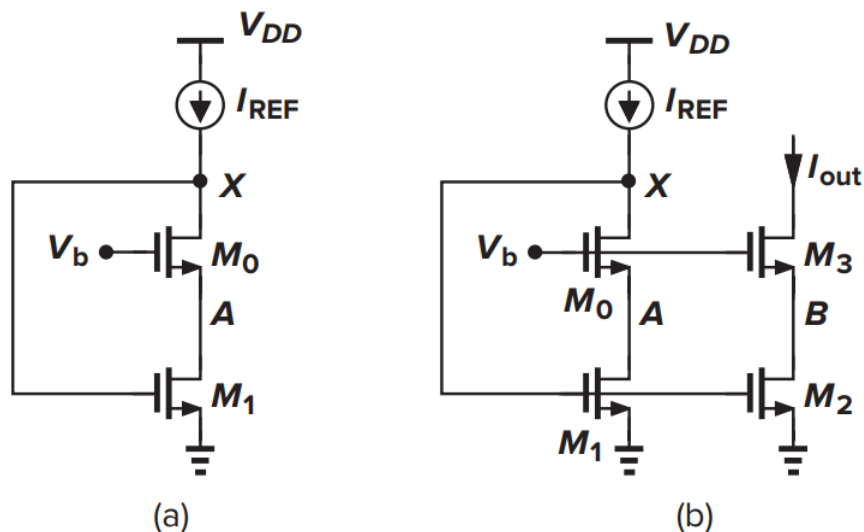
$$I_X = g_m V_X + \frac{V_X - R_1 I_X}{r_o}$$

输出阻抗

$$r_{out} = \frac{V_X}{I_X} = \frac{R_1 + r_o}{1 + g_m r_o} \approx \frac{1}{g_m}$$



低压Cascode电流镜（高精度）



参考支路CASCODE输出输入短路。
 V_X 取决于M1和 I_{REF}

选择 V_b ,使M1、M2工作在饱和区边缘（A、B点变化量小）

$$M_1 \text{饱和区: } V_A = V_b - V_{GS0} \geq V_{GS1} - V_{TH1}$$

$$\text{即: } V_b \geq V_{GS1} - V_{TH1} + V_{GS0} = V_{GS0} + V_{OD1}$$

$$M_0 \text{饱和区: } V_b - V_{TH0} \leq V_X = V_{GS1}$$

$$V_{b,\min} = V_{OD1} + V_{GS0} = V_{GS3} + V_{OD2}$$

$$V_{out \min} = V_{b,\min} - V_{TH3} = V_{GS3} + V_{OD2} - V_{TH3} = V_{OD3} + V_{OD2} \quad \text{最大输出电压余度}$$

$$\text{令 } V_{GS0} = V_{GS3}, \text{ 得 } \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_0}{\left(\frac{W}{L}\right)_3} = \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_1}{\left(\frac{W}{L}\right)_2}$$

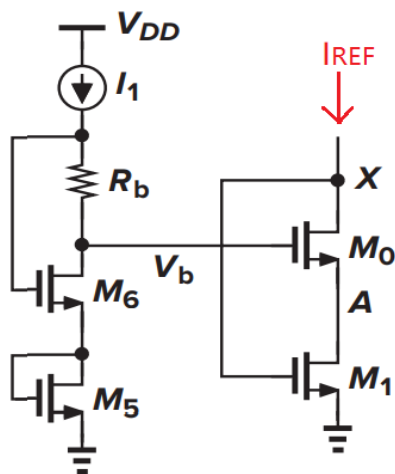
M_0 和 M_1 饱和区要求:

$$V_{GS0} - V_{TH0} \leq V_{DS0} \leq V_{TH1},$$

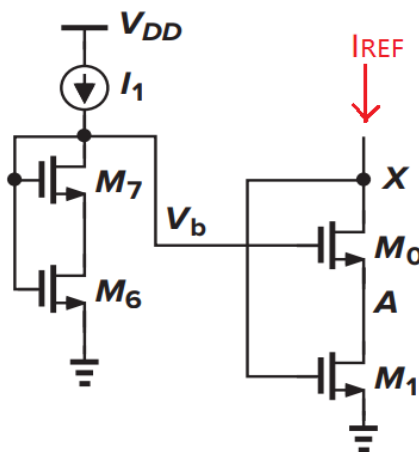
$\therefore \left(\frac{W}{L}\right)_0$ 有下限



低压CASCODE电流镜中的 V_b 如何产生



(a)



(b)

未画出前页图中的
M2和M3组成的电
流源 I_{out} 输出支路

$$\text{前页 } V_b \geq V_{GS0} + V_{OD1}$$

I_1 是另增用作 V_b 偏置的
电流源，不是参考
电流源， I_1 支路中
MOS管可任设

$$\text{图(a)} \quad V_b = V_{DS6} + V_{GS5} \geq V_{OD1} + V_{GS0}$$

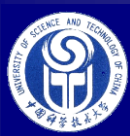
$$\text{使 } V_{GS5} = V_{GS0} \Rightarrow V_{DS6} = V_{GS6} - I_1 R_b \geq V_{OD1}$$

电压 $R_b I_1$ 不易控制，受工
艺和温度影响大

图(b)：二极管M7作为图(a)中的 $R_b + M_6$ 。M7的 W/L 很大，从而使 $V_{GS7} = V_{TH7}$

$$\text{设计 } V_{GS6} = V_b = V_{GS7} + V_{DS6} = V_{TH7} + V_{DS6} = V_{GS0} + V_{DS1}$$

希望 V_{GS6} 工作在饱和区边缘。但衬偏效应使M7的阈值电压增大，
导致M6进入线性区， V_b 稍降低，只要 M_0 和 M_1 仍在饱和区则无妨。



用SF进行电平位移设置 V_b 的方法

插入SF源极跟随器 M_S , 使 $V_{GS,S} \approx V_{TH3}$

$$I_{out} \approx NI_{REF}$$

则 $V_{N'} \approx V_N - V_{TH3} > V_{OD2} + V_{GS3}$

使电流源 I_S 很小, 而 $(W/L)_S$ 较大

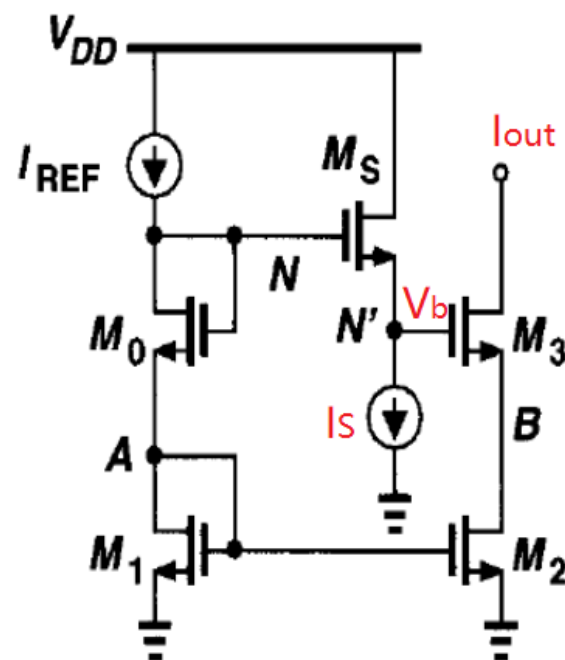
$$I_S = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_S (V_{GS,S} - V_{TH,S})^2 \approx 0$$

则 $V_{GS,S} \approx V_{TH,S} \approx V_{TH3}$

使 $V_{GS0} = V_{GS3}$

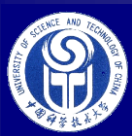
$$V_B = V_{N'} - V_{GS3} = V_{GS0} + V_{GS1} - V_{GS,S} - V_{GS3}$$

$$= V_{GS1} - V_{GS,S} = V_{GS1} - V_{TH3}$$



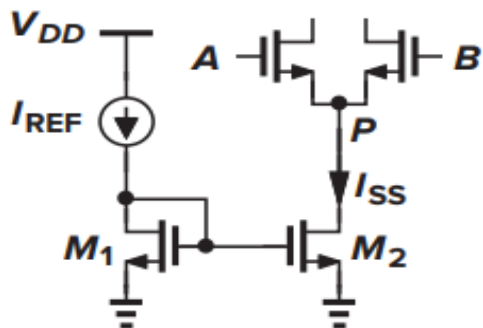
I_S 提供SF的直流通路

M2接近线性区, 需稍微提高 V_{GS0} 。输出支路CASCODE保证了电流源输出阻抗很大, 即 V_B 变化很小。该结构电流镜性能不太好。

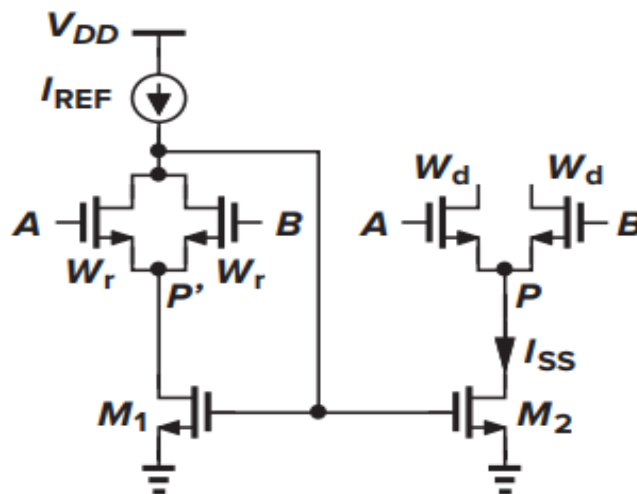


例5.6 基本电流镜的改进

图(a) $V_P \neq V_{DS1}$



(a)



(b)

图(b) 使 $V_P = V_{GS1}$

即 $V_{GSr} = V_{GSd}$

$$\therefore \frac{W_r}{W_d} = \frac{I_{REF}}{I_{SS}}$$

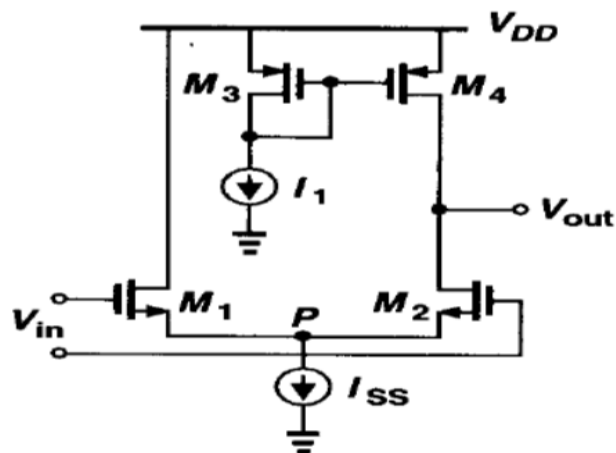
$$I_{REF} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left(\frac{2W}{L} \right)_r (V_{GSr} - V_{TH})^2 = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_1 (V_{GS1} - V_{TH})^2$$

$$I_{out} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left(\frac{2W}{L} \right)_d (V_{GSd} - V_{TH})^2 = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_2 (V_{GS2} - V_{TH})^2$$

不适合V_{CM}变化大的信号（不能使M1进入线性区）。



5.3 有源电流镜放大器

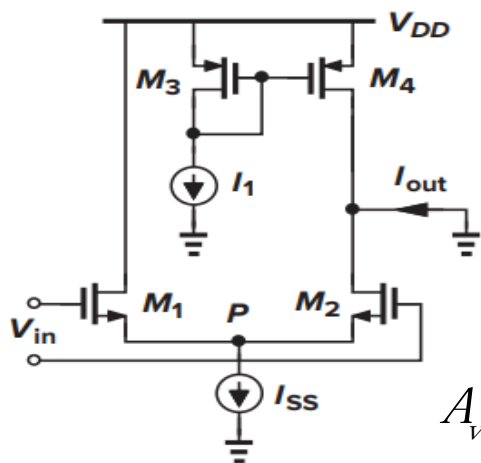


电流镜用作单端输出差动放大器的电流源负载

2管输入直流电平相同、
差动输入小幅度信号时的电路跨导：

$$G_m = \frac{I_{out}}{V_{in}} = \frac{g_{m2} \frac{V_{in}}{2}}{V_{in}} = \frac{g_{m2}}{2}$$

浪费了M1的漏极小信号电流

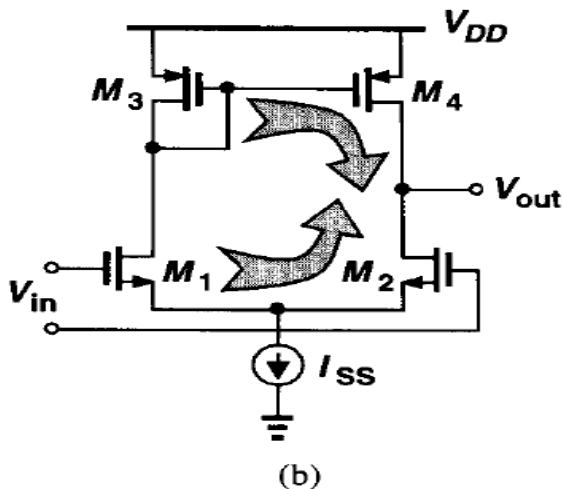


$$A_v = G_m R_{out} = \frac{g_{m2}}{2} (r_{o1} || r_{o2})$$



电路改进：采用电流镜负载

使M1漏极交变小信号电流加到输出负载



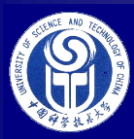
$V_{GS1} \uparrow \Rightarrow I_{D1} = I_{D3} = I_{D4} \uparrow \Rightarrow I_{D2} \downarrow$
 I_{D4} 增量与 I_{D2} 减量相等，负载上2倍变化量

增量电流流向何处？
 流向负载（包括 M2、M4 输出端的 $r_{o2} \parallel r_{o4}$ ）

输出交变电压 = M4 和 M2 的电流差 I_{out} * 负载（ $R_L \parallel r_{o4} \parallel r_{o2}$ ），其中 $I_{out} = -I_{D4} - I_{D2}$ （ I_{D4} 正向表示从 D 到 S）是总负载上的电流（向外流）。

优点之一：与单端电流源负载相比，负载上有双倍变化电流！
 即利用了两边电路的全部输入信号。

优点之二：当理想匹配时，输出共模电平（直流工作点）确定。



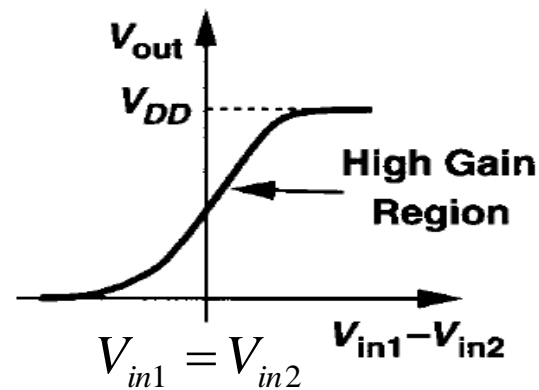
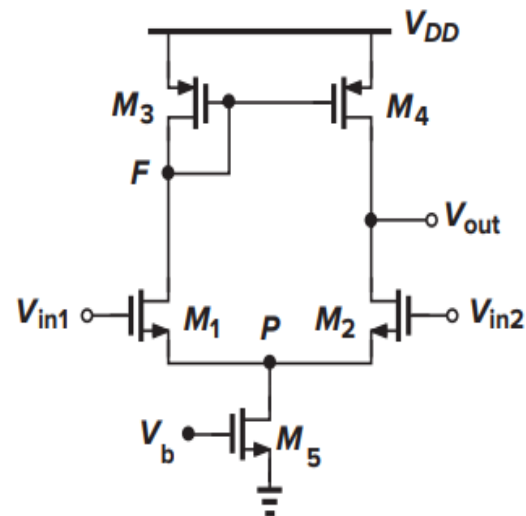
5.3.1 Large-signal analysis

正常工作状态时，输入应保证P点电位使尾电流源M5工作在饱和区。

(1) V_{in1} 、 V_{in2} 在 V_{inCM} 附近时，M1~M5在饱和区，M3和M4电流变化相同，而M1和M2漏电流变化相反！负载充放电电流 $I_{out} = -I_{D4} - I_{D2}$

(2) $V_{in1} - V_{in2}$ 很正时（M1或许在线性区），尾电流全部流经M1，而M2截止， I_{D4} 电流全部对负载充电使 V_{out} 上升；若M4视总负载情况（高阻时）可能进入深线性区，则 $V_{out} \rightarrow V_{DD}$ 。

(3) $V_{in1} - V_{in2}$ 为负时， V_{out} 下降； $V_{in1} - V_{in2}$ 很负时，M1、M3和M4无电流；M2工作在深线性区，P点被 V_{GS1} 降压直至M5深线性区， $V_{out} \rightarrow 0$ 。



(b)



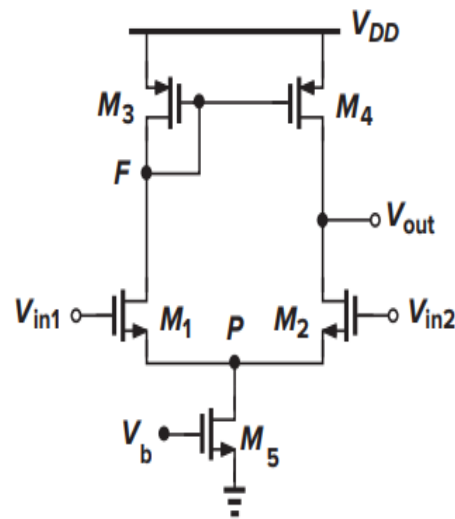
共模电平的设置

直流输出工作点，令尾电流 $I_{SS} = I_{D5}$

$$V_{outCM} = V_F = V_{DD} - \left(\sqrt{\frac{I_{SS}}{\mu_p C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_3}} + |V_{TH3}| \right) \text{ 确定}$$

$V_{in1} = V_{in2}$ 时, $V_{out} = V_{outCM} = V_{DD} - |V_{GS3}| = V_F$ 为确定值,
前提是电路严格对称

输出范围近似为: $V_F + |V_{TH4}| > V_{out} > V_{in,CM} - V_{TH2}$



一般设置 $V_{inCM} = V_{outCM}$ 约为 $V_{DD}/2$

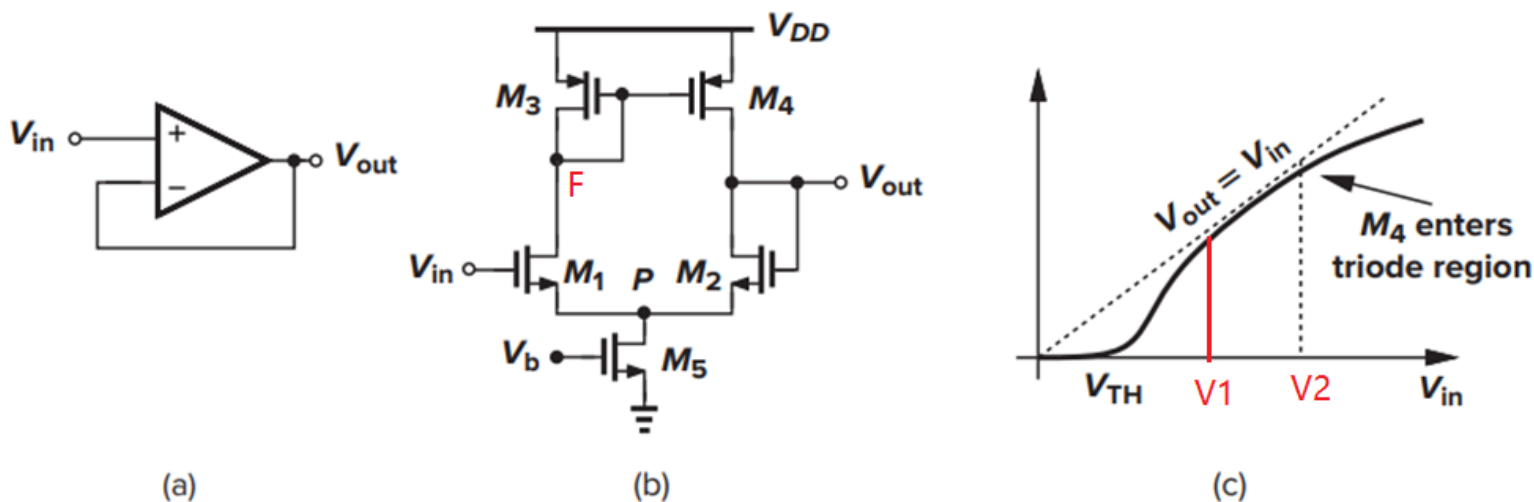
最低输入共模电平 $V_{in,CM \min} = V_{GS1} + V_{DS5} > V_{GS1} + V_{OD5}$

- 实用中该电路很少开环使用。输出共模电平易受工艺失配影响！



例5.10 电压跟随器的定性估计

又称单位增益缓冲器



- 电压串联负反馈（第8章），具有提高输入阻抗和降低输出阻抗之特性。
- 负反馈和开环高增益使得运放2输入端电压“虚短”，即电压近似相同，**电压跟随**！
- 在饱和区： $V1 = V_{GS1} + V_{OD5} < V_{in} < V2 \approx V_F + V_{TH1}$ ， V_{GS1} 和 V_F 由 I_{D5} 确定
也可能 $V2 = V_{DD} - |V_{GS4} - V_{TH4}|$ ， $M4$ 进入线性区



5.3.2 小信号分析

对于差动小信号，Y点电压变化幅度比X点大！
左边电路是二极管负载的共源级（X阻抗小），
右边电路是类似电流源负载的共源级。

注意：电路不对称不能用半边电路方法分析；较大的交变信号时，P点不能看为虚地。

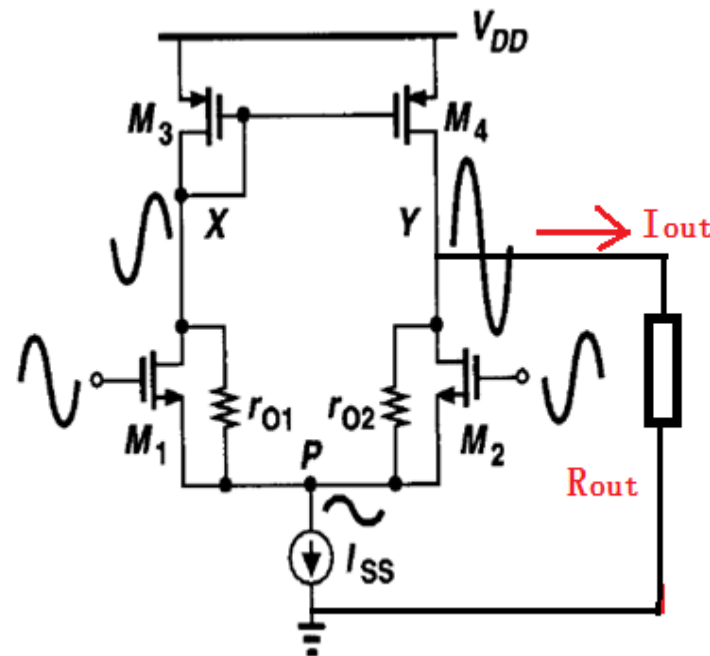
$$A_v = \frac{\partial I_{out}}{\partial (V_{in1} - V_{in2})} R_{out} = G_m R_{out}$$

设2输入端直流电平相同。

$$I_{out} = -I_{D4} - I_{D2},$$

I_D 正向为从D到S，

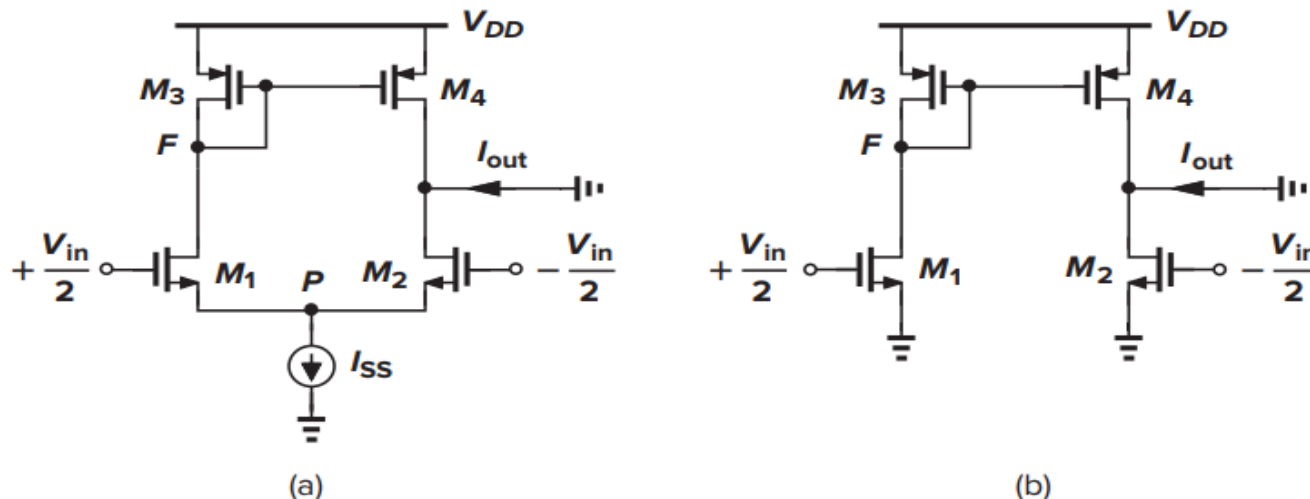
PMOS实际电流从S到D。



从X向M3看阻抗较小，
约为 $1/g_{m3}$ ；因此X点信号摆幅小。



差动增益= $g_m(r_{o4}||r_{o2})$ 的推导



分别求 G_m , R_{out}
 $A_{vd} = G_m * R_{out}$

对于小幅度的
 交变信号, P 点
 电位基本不变
 \Rightarrow 交流虚地。

Figure 5.32 (a) Circuit for calculation of G_m ; (b) circuit of (a) with node P grounded.

$$\text{交变小信号 } I_{D1} = -I_{D3} = -I_{D4} = g_{m1} \frac{V_{in}}{2}, \quad I_{D2} = g_{m2} \left(-\frac{V_{in}}{2} \right)$$

$$\begin{aligned} \text{流出交变小电流 } I_{out} &= -I_{D4} - I_{D2} = -I_{D3} - I_{D2} \\ &= I_{D1} - I_{D2} = g_{m1} V_{in} \end{aligned}$$

$$\therefore G_m = g_{m1} = g_{m2} = g_m$$



R_{out} 近似为 $r_{o2} || r_{o4}$

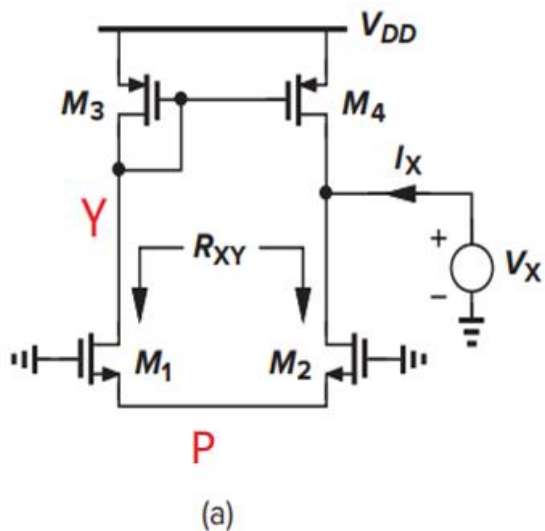
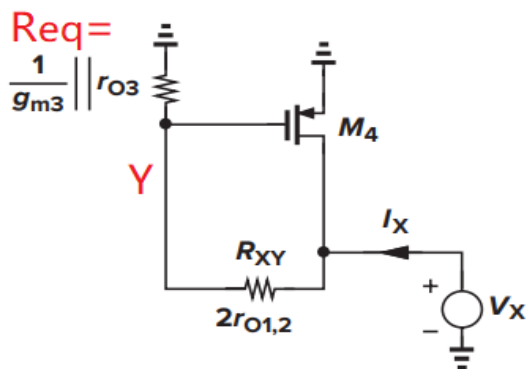


Figure 5.33 (a) Circuit for calculating R_{out}



交流小信号等效电路中
M4的栅电压不是恒定值

$$R_{XY} = 2r_{o1} = 2r_{o2}$$

$$R_{eq} = \frac{1}{g_{m3}} || r_{o3} = \frac{r_{o3}}{1 + g_{m3}r_{o3}} \approx \frac{1}{g_{m3}} = \frac{1}{g_{m4}}$$

$$I_X = \frac{V_X}{2r_{o1} + R_{eq}} + \frac{V_X}{r_{o4}} + g_{m4}V_Y, \quad V_Y = \frac{R_{eq}}{2r_{o1} + R_{eq}} V_X$$

$$\therefore I_X = \frac{V_X}{2r_{o1} + R_{eq}} + \frac{V_X}{r_{o4}} + \frac{g_{m4}R_{eq}V_X}{2r_{o1} + R_{eq}}$$

$$\approx V_X \left(\frac{1}{2r_{o1} + R_{eq}} + \frac{1}{r_{o4}} + \frac{1}{2r_{o1} + R_{eq}} \right) = \frac{2V_X}{2r_{o1} + R_{eq}} + \frac{V_X}{r_{o4}}$$

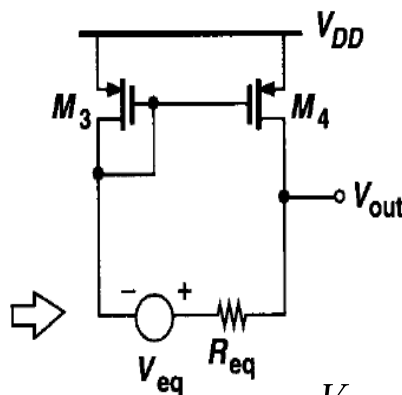
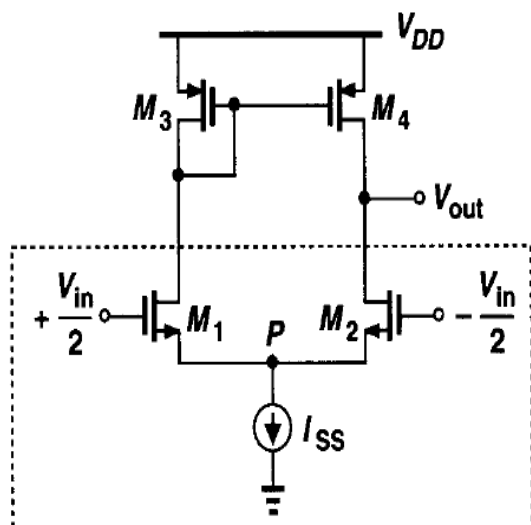
$$R_{out} = \frac{V_X}{I_X} = \frac{1}{\frac{1}{r_{o1} + \frac{R_{eq}}{2}} + \frac{1}{r_{o4}}} = (r_{o1} + \frac{R_{eq}}{2}) || r_{o4}$$

$$\approx r_{o1} || r_{o4} = r_{o2} || r_{o4}, \text{ 即 (a) 图 } P \text{ 点为虚地}$$

$$A_v = G_m * R_{out} \approx g_{m2}(r_{o2} || r_{o4})$$



The second approach of computing voltage gain



$$g_{m2} = g_{m1} = g_m$$

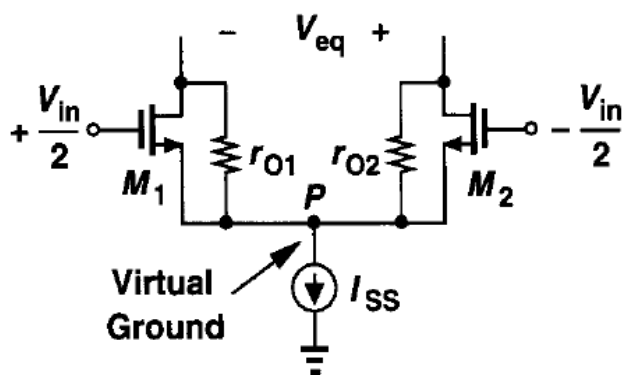
$$r_{o1} = r_{o2}$$

$$R_{eq} = 2r_{o1}$$

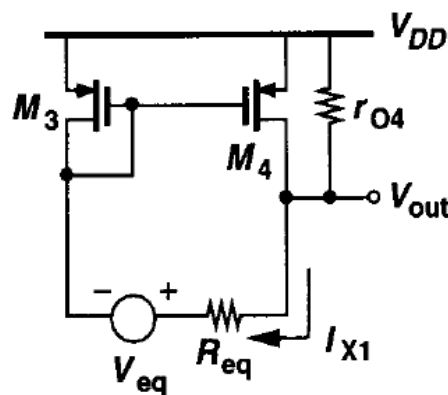
$$V_{eq} = [-g_{m2}r_{o2}(-V_{in}/2)] - (-g_{m1}r_{o1}V_{in}/2)$$

$$= g_m r_{o1} V_{in}$$

Figure 5.26 Substitution of the input differential pair by a Thevenin equivalent.



(a)



(b)

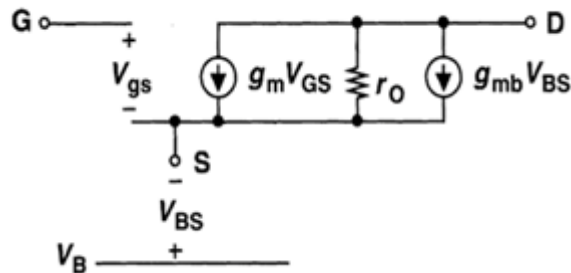
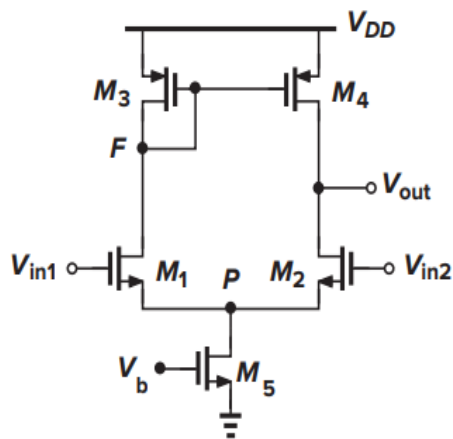
R_{eq} 上小信号电流

$$I_{X1} = \frac{V_{out} - V_{eq}}{R_{eq} + \frac{1}{g_{m3}} || r_{o3}}$$

$$= \frac{V_{out} - g_{m1}r_{o1}V_{in}}{2r_{o1} + \frac{1}{g_{m3}} || r_{o3}}$$



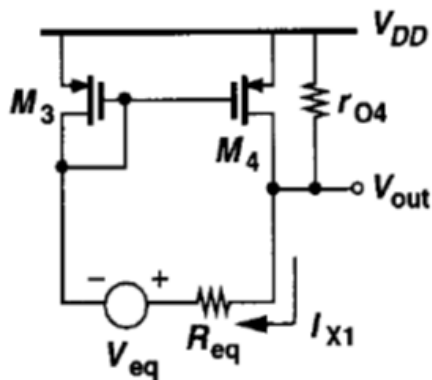
补充说明：有源电流镜的小信号镜像



MOS管的小信号等效模型

PMOS管(无衬偏效应)的小信号输出电流 $I_D = g_m V_{GS} + i_{ro}$

$$\because \text{小信号 } g_{m3} = g_{m4}, \quad \therefore g_{m3} V_{GS3} = I_{D3} - i_{ro3} = g_{m4} V_{GS4}$$



即M3管中受控电流源 $g_{m3}V_{GS3}$ 镜像到
M4管中的受控电流源 $g_{m4}V_{GS4}$

$$M3 \text{ 中受控电流源为 } g_{m3} V_{GS3} = I_{x1} \frac{r_{o3}}{\frac{1}{g_{m3}} + r_{o3}} = g_{m4} V_{GS4}$$



计算电压增益的第二种方法（续）

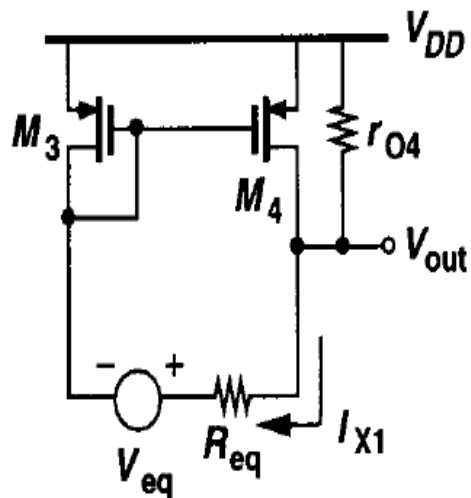
二极管M3中的受控电流源 $g_{m3}V_{GS3}$ 复制到M4漏极中受控小信号电流源 $g_{m4}V_{GS4}$ 。

$$I_{X1} + g_{m4}V_{GS4} + \frac{V_{out}}{r_{o4}} = \frac{V_{out} - g_{m1}r_{o1}V_{in}}{2r_{o1} + \frac{1}{g_{m3}} || r_{o3}} \left(1 + \frac{r_{o3}}{\frac{1}{g_{m3}} + r_{o3}} \right) + \frac{V_{out}}{r_{o4}}$$

$$\approx \frac{V_{out} - g_{m1}r_{o1}V_{in}}{2r_{o1}} \times 2 + \frac{V_{out}}{r_{o4}} = 0 \quad (I \text{ 和 } V \text{ 均表示小信号})$$

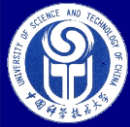
$$\text{即 } \frac{V_{out}}{r_{o1}} - g_{m1}V_{in} + \frac{V_{out}}{r_{o4}} = V_{out} \left(\frac{1}{r_{o1}} + \frac{1}{r_{o4}} \right) - g_{m1}V_{in} = 0$$

$$\therefore \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{g_{m1}}{\frac{1}{r_{o1}} + \frac{1}{r_{o4}}} = g_{m1}(r_{o1} || r_{o4}) = g_{m1}(r_{o2} || r_{o4}), \quad \text{太繁!}$$

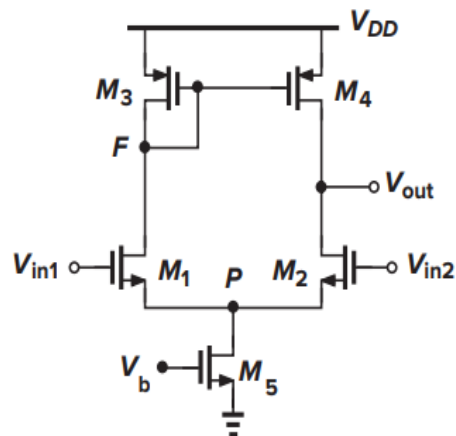


M3二极管阻抗 $r_{o3} || 1/g_{m3}$
M4电流源阻抗 r_{o4} 。

结论：P虚地！



较精确计算增益：P点非虚地，纳米工艺



$$A_v = -G_m R_{out}$$

$$= \frac{-I_{out}}{V_{in1} - V_{in2}} R_{out}$$

这里 I_{out} 为流入

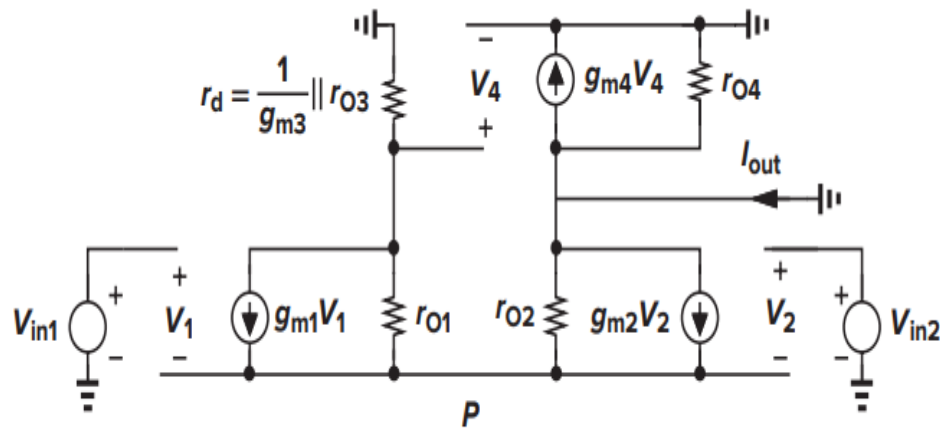


Figure 5.34 Equivalent circuit of five-transistor OTA

$$V_{in1} = V_1 + \left(\frac{V_4}{r_d} + g_{m1} V_1 \right) r_{o1} + V_4 \quad (1)$$

$$V_{in2} = V_2 + (g_{m2} V_2 - \frac{V_4}{r_d}) r_{o2} \quad (2)$$

I_{out} 输出短路电流
(r_{o4} 无电流):

$$I_{out} = g_{m4} V_4 + V_4 / r_d \quad (3)$$

$$V_P = V_{in1} - V_1 = V_{in2} - V_2$$

$$\text{即 } V_{in1} - V_{in2} = V_1 - V_2 \quad (4)$$

6个变量： V_{in1} 、 V_{in2} 、 I_{out} 、 V_1 、 V_2 、 V_4 ，4个独立电路方程可求出 G_m



较精确计算增益（续）

$$\text{由 (1) : } -g_{m1}r_{o1}V_1 + V_{in1} - V_1 = (1 + \frac{r_{o1}}{r_d})V_4 \quad (5)$$

$$\text{由 (2) : } g_{m2}r_{o2}V_2 - V_{in2} + V_2 = \frac{r_{o2}}{r_d}V_4 \quad (6)$$

$$(5) + (6) \text{ 以及 (4) : } -g_{m1}r_{o1}V_1 + g_{m2}r_{o2}V_2 = (1 + \frac{r_{o1} + r_{o2}}{r_d})V_4 \quad (7)$$

设小信号: $r_{o1}=r_{o2}$, $r_{o3}=r_{o4}$, $g_{m1}=g_{m2}$, $g_{m3}=g_{m4}$

$$\text{由 (3) 和 (7) : } I_{out} = \frac{-g_{m1}r_{o1}(V_{in1} - V_{in2})}{1 + \frac{2r_{o1}}{r_d}} \times (g_{m4} + \frac{1}{r_d})$$

$$= -g_{m1}r_{o1} \frac{g_{m4}r_d + 1}{r_d + 2r_{o1}} (V_{in1} - V_{in2}) \quad (5.31)$$

$$G_m = \frac{I_{out}}{V_{in1} - V_{in2}} = -g_{m1}r_{o1} \frac{g_{m4}r_d + 1}{r_d + 2r_{o1}} \quad (5.32)$$



较精确计算增益（续）

$$r_d = r_{o3} \quad || \quad \frac{1}{g_{m3}} = \frac{r_{o3}}{1 + g_{m3}r_{o3}}, \quad \text{纳米工艺 } g_m r_o \text{ 较小: 几} \sim \text{几十}$$

$$\text{前有推出: } R_{out} = \frac{1}{\frac{1}{r_{o1} + \frac{r_d}{2}} + \frac{1}{r_{o4}}} = \frac{(2r_{o1} + r_d)r_{o4}}{2r_{o4} + 2r_{o1} + r_d}$$

$$A_v = -G_m R_{out} = g_{m1}r_{o1} \frac{g_{m4}r_d + 1}{r_d + 2r_{o1}} \times \frac{(2r_{o1} + r_d)r_{o4}}{2r_{o4} + 2r_{o1} + r_d}$$

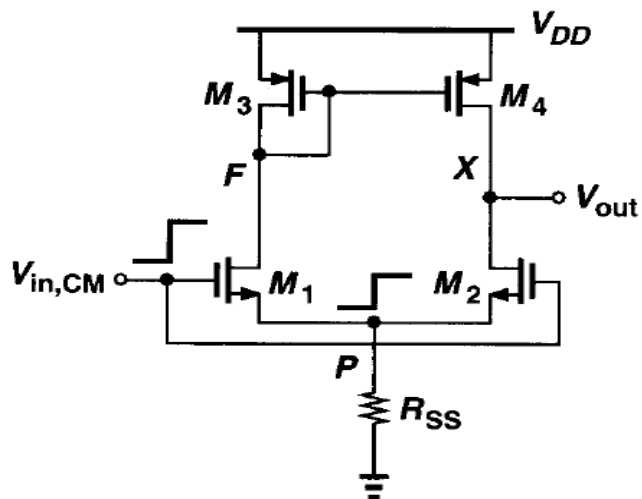
$$= g_{m1}r_{o1}r_{o4} \frac{g_{m4}r_d + 1}{2r_{o4} + 2r_{o1} + r_d} = g_{m1}r_{o1}r_{o4} \frac{g_{m4} \frac{r_{o3}}{1 + g_{m3}r_{o3}} + 1}{2r_{o4} + 2r_{o1} + \frac{r_{o3}}{1 + g_{m3}r_{o3}}}$$

$$= g_{m1}r_{o1}r_{o4} \frac{g_{m4}r_{o3} + 1 + g_{m3}r_{o3}}{(2r_{o4} + 2r_{o1})(1 + g_{m3}r_{o3}) + r_{o3}} = g_{m1}r_{o1}r_{o4} \frac{2g_{m3}r_{o3} + 1}{2(r_{o4} + r_{o1})(1 + g_{m3}r_{o3}) + r_{o3}}$$

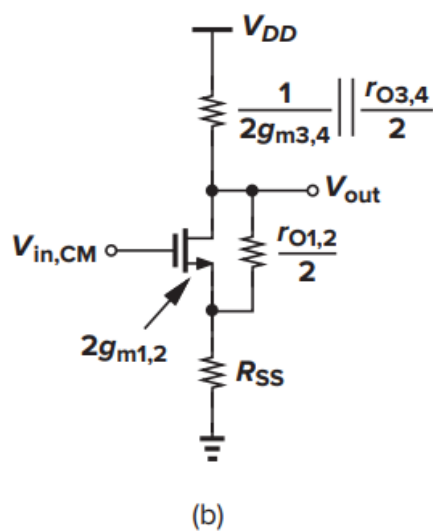
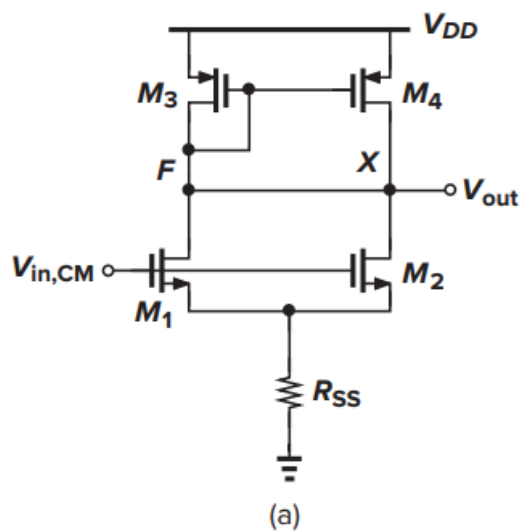
$$= g_{m1} \frac{r_{o1}r_{o4}}{r_{o4} + r_{o1}} \times \frac{2g_{m3}r_{o3} + 1}{2(1 + g_{m3}r_{o3}) + \frac{r_{o3}}{r_{o4} + r_{o1}}} = g_{m1}(r_{o2} || r_{o4}) \frac{2g_{m3}r_{o3} + 1}{2(1 + g_{m3}r_{o3}) + \frac{r_{o3}}{r_{o4} + r_{o1}}}$$



5.3.3 Common-Mode Properties

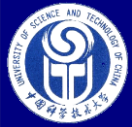


$$A_{CM}(\text{或记 } A_{vc}) = \frac{\partial V_{out}}{\partial V_{inCM}}$$

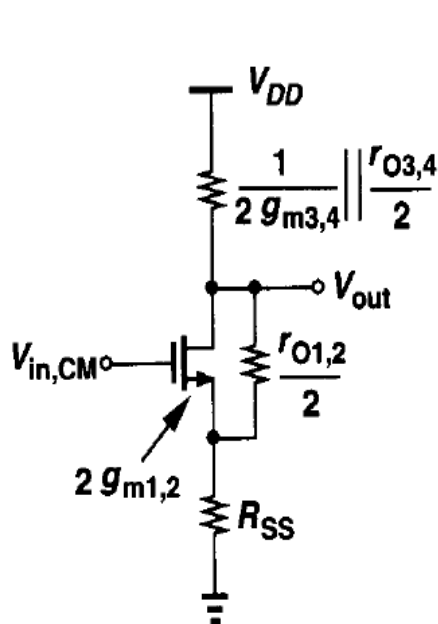


简单起见，不考虑衬偏效应。

对于输入共模电平， $V_{out}=V_F$ ， F 与 X 直流电平相当于短接， $M4$ 也成为二极管。



Common-Mode Properties (cont.)



$$A_{CM} = \frac{\partial V_{out}}{\partial V_{inCM}} = - \frac{\frac{1}{2g_{m3}} \parallel \frac{r_{o3}}{2}}{\frac{1}{2g_{m1}} + R_{SS}}$$

$$\because g_{m3} r_{o3} \gg 1 \quad \therefore \frac{1}{2g_{m3}} \parallel \frac{r_{o3}}{2} \approx \frac{1}{2g_{m3}}$$

$$A_{CM} \approx - \frac{\frac{1}{2g_{m3}}}{\frac{1}{2g_{m1}} + R_{SS}} = - \frac{g_{m1}}{g_{m3}(1 + 2g_{m1}R_{SS})} \quad \text{单端输出}$$

$$CMRR = \left| \frac{A_{DM}}{A_{CM}} \right| = \frac{g_{m1}(r_{o2} \parallel r_{o4})}{\left(\frac{g_{m1}}{g_{m3}(1 + 2g_{m1}R_{SS})} \right)} = g_{m3}(1 + 2g_{m1}R_{SS})(r_{o2} \parallel r_{o4})$$

**R_{SS} 越大越好！高频时由于尾电流源漏源之间寄生电容， R_{SS} 会降低！
导致差动对共模噪声抑制会大大降低。**



失配的影响

$$g_{m1} \neq g_{m2}$$

失配情况下共模（噪声）增益=?
需要X点**负载**电流，才能得到输出电压（共模小信号）。

先求P点电压（为得到 V_{GS} ）

第三章SF : $A_v = \frac{g_m R_S}{1 + (g_m + g_{mb}) R_S}$

忽略衬偏效应 $\approx \frac{R_S}{R_S + 1/g_m}$

$$\partial V_P = \partial V_{in,CM} \frac{R_{SS}}{R_{SS} + \frac{1}{g_{m1} + g_{m2}}} = \partial V_{in,CM} \frac{R_{SS}(g_{m1} + g_{m2})}{R_{SS}(g_{m1} + g_{m2}) + 1}$$

$$\partial I_{D1} = g_{m1}(\partial V_{in,CM} - \partial V_P) = g_{m1} \frac{\partial V_{in,CM}}{R_{SS}(g_{m1} + g_{m2}) + 1} \neq \partial I_{D4} \text{ 流出电流}$$

$$\partial I_{D2} = g_{m2}(\partial V_{in,CM} - \partial V_P) = g_{m2} \frac{\partial V_{in,CM}}{R_{SS}(g_{m1} + g_{m2}) + 1}, \text{ 受控电流源}$$

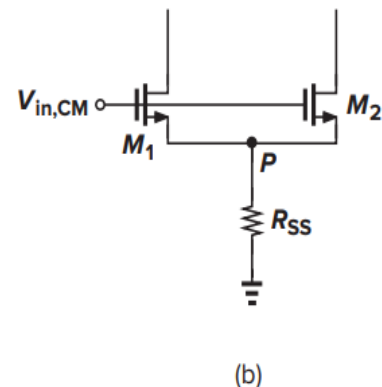
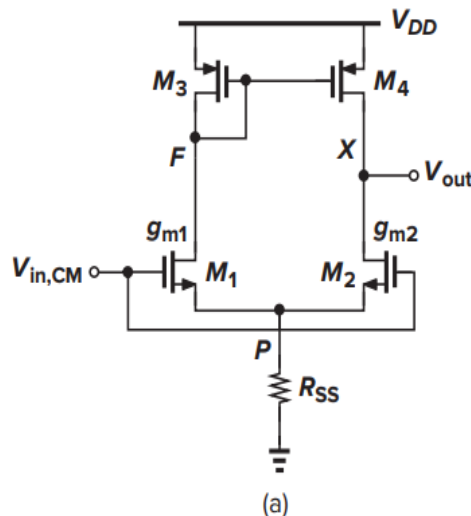
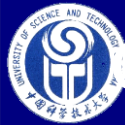


Figure 5.40 Differential pair with g_m mismatch.

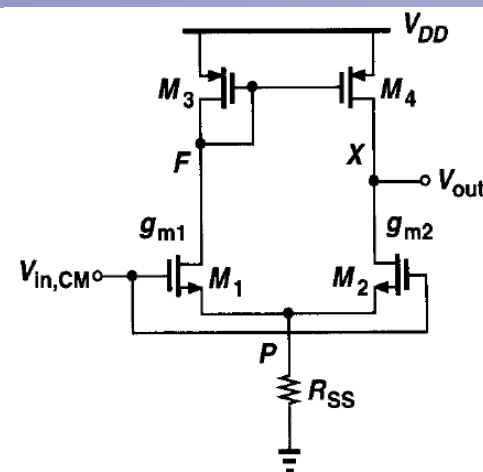
P点输出相当于源级跟随器SF



Common-mode gain in the presence of mismatches (cont)

$$\partial V_F = -\partial I_{D1} \left(\frac{1}{g_{m3}} \parallel r_{o3} \right) = -\frac{g_{m1} \partial V_{in,CM}}{R_{SS}(g_{m1} + g_{m2}) + 1} \times \frac{r_{o3}}{g_{m3} r_{o3} + 1} = \partial V_{GS4}$$

从M4漏极受控电流源流出的电流变化:



$$\partial I_{D4} = -g_{m4} \partial V_F = g_{m4} \frac{g_{m1} \partial V_{in,CM}}{R_{SS}(g_{m1} + g_{m2}) + 1} \times \frac{r_{o3}}{g_{m3} r_{o3} + 1}$$

$\partial V_{out} = (\partial I_{D4} - \partial I_{D2})(r_{o4} \parallel V_{out} \text{端M2漏极看进的大阻抗, 可忽略})$

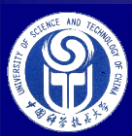
$$\approx \left[g_{m4} \frac{g_{m1} \partial V_{in,CM}}{R_{SS}(g_{m1} + g_{m2}) + 1} \times \frac{r_{o3}}{g_{m3} r_{o3} + 1} - \frac{g_{m2} \partial V_{in,CM}}{R_{SS}(g_{m1} + g_{m2}) + 1} \right] r_{o4}$$

$$= \frac{\partial V_{in,CM}}{R_{SS}(g_{m1} + g_{m2}) + 1} \left(\frac{g_{m3} r_{o3}}{g_{m3} r_{o3} + 1} g_{m1} - g_{m2} \right) r_{o4}$$

$$= \frac{\partial V_{in,CM}}{R_{SS}(g_{m1} + g_{m2}) + 1} \left[\frac{g_{m3} r_{o3} (g_{m1} - g_{m2}) - g_{m2}}{g_{m3} r_{o3} + 1} \right] r_{o4}$$

$$\frac{\partial V_{out}}{\partial V_{in,CM}} \approx \frac{(g_{m1} - g_{m2}) r_{o4} - g_{m2} / g_{m3}}{R_{SS}(g_{m1} + g_{m2}) + 1}$$

$$g_{m1} = g_{m2} \text{ 时 } \frac{\partial V_{out}}{\partial V_{in,CM}} = \frac{-g_{m2} / g_{m3}}{R_{SS}(2g_{m2}) + 1} = \frac{-1 / 2g_{m3}}{R_{SS} + 1 / 2g_{m2}}$$



5.3.4 五管OTA的其它特性

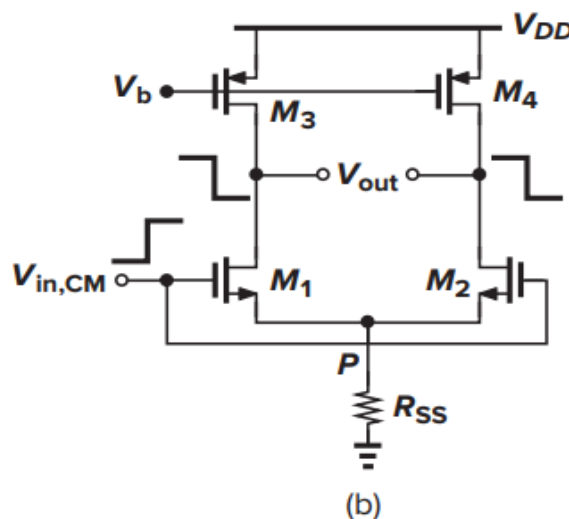
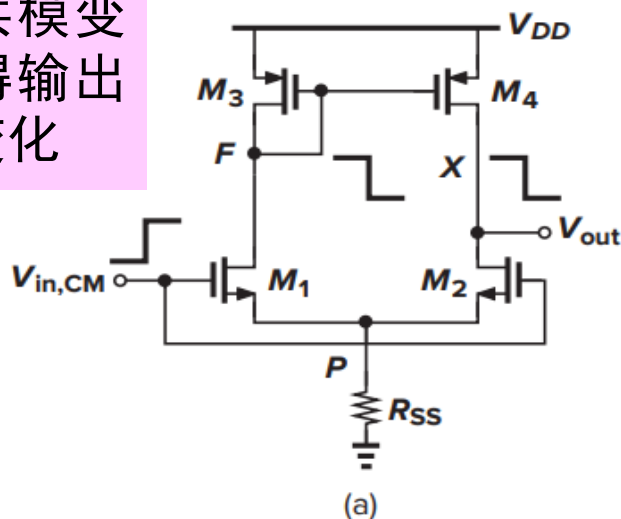
五管OTA（运算跨导放大器），即电流镜负载放大器，或称有源电流镜

两优点：1.差动增益较大，2.输出直流电平确定；

两缺点：1. CMRR（共模抑制比）和PSRR（电源抑制比）不高（较差）；单端输出结构还导致噪声无法相减；

2.失配影响较大。

输入共模变化使得输出共模变化



全差动电路，如电流源负载放大器，输出不受共模输入影响

Figure 5.41 Input CM response of (a) five-transistor OTA and (b) fully-differential amplifier with current-source loads.

$$\text{CMRR} = \text{差模信号增益} / \text{共模增益}$$



电源抑制比PSRR

电源抑制比PSRR=（差动）信号增益/电源到输出的增益

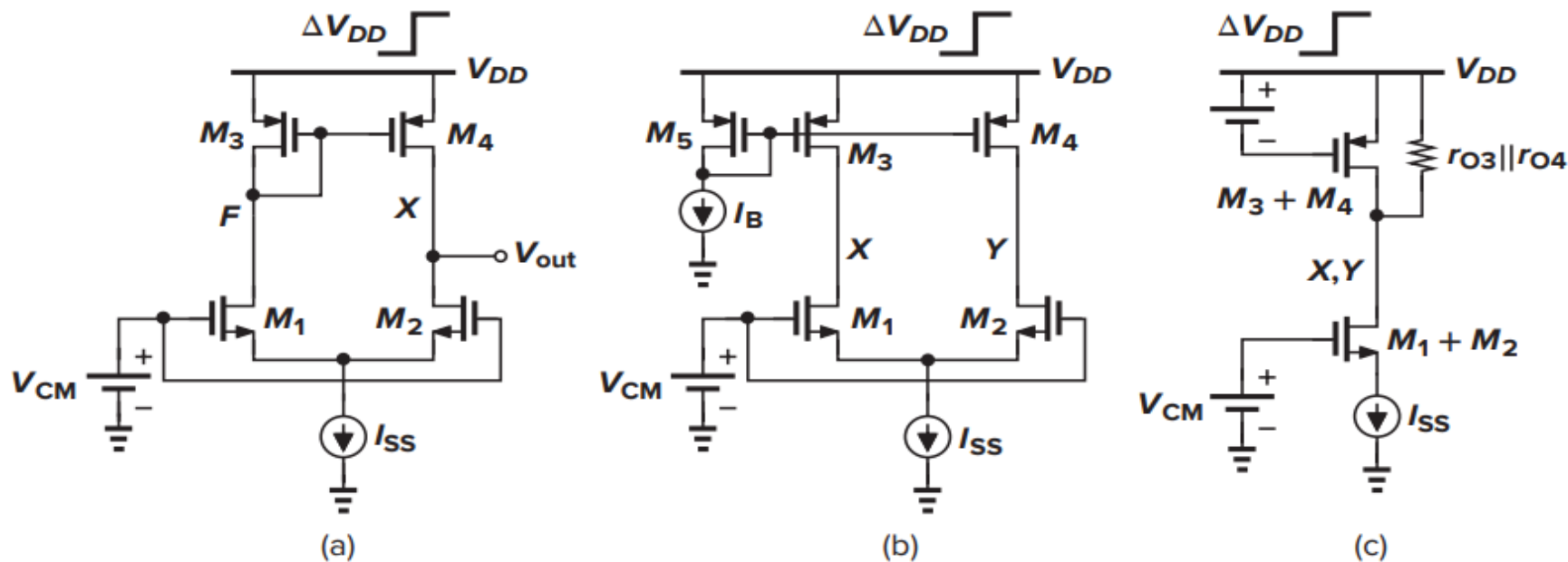


Figure 5.42 (a) OTA with supply step, (b) fully-differential circuit with supply step, and (c) equivalent circuit of (b).

电源变化 ΔV_{DD} , V_F 和 V_X (V_Y) 变化约 ΔV_{DD} ,
即电源到输出的增益 ≈ 1

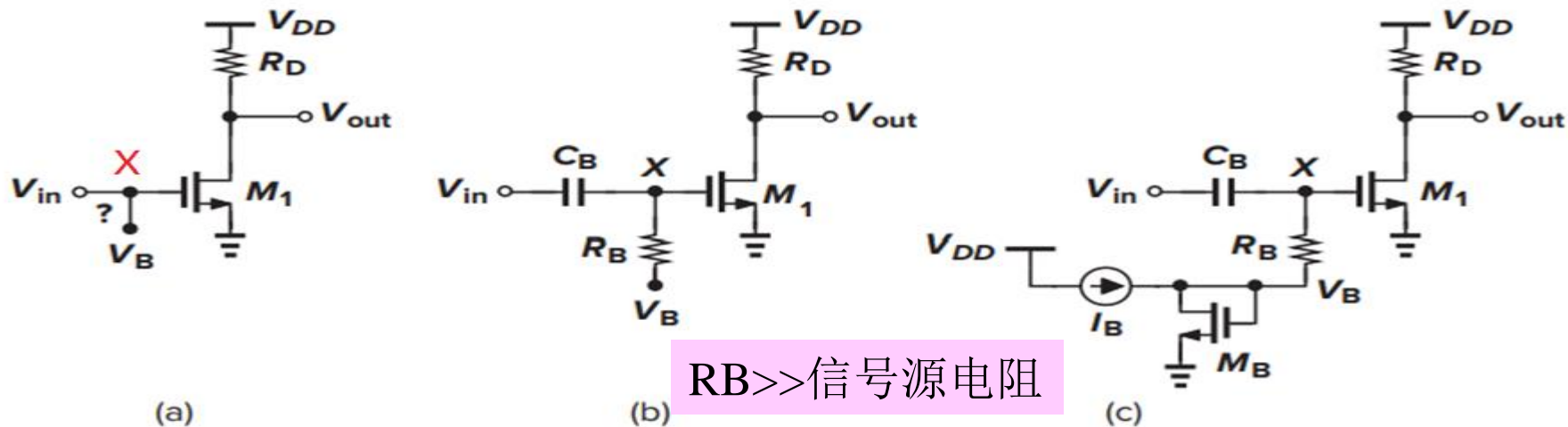
共模（电源噪声）等效电路



5.4 偏置技术

5.4.1 共源级的偏置

(c) 图：电流镜实现



$R_B \gg$ 信号源电阻

(a) 图：X直流电平由前级 V_{in} 提供（低频），**信号路径不能直接恒定 V_B**

(b) 图：由 V_B （高频， R_B 高阻）提供， C_B 和 R_B 组成**高通滤波器**

$C_B R_B$ 传递函数

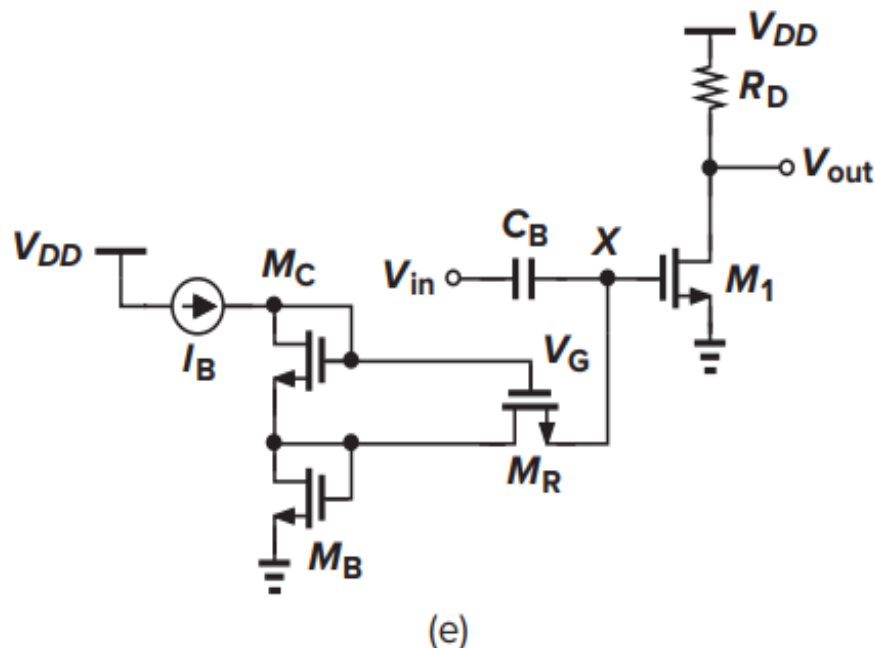
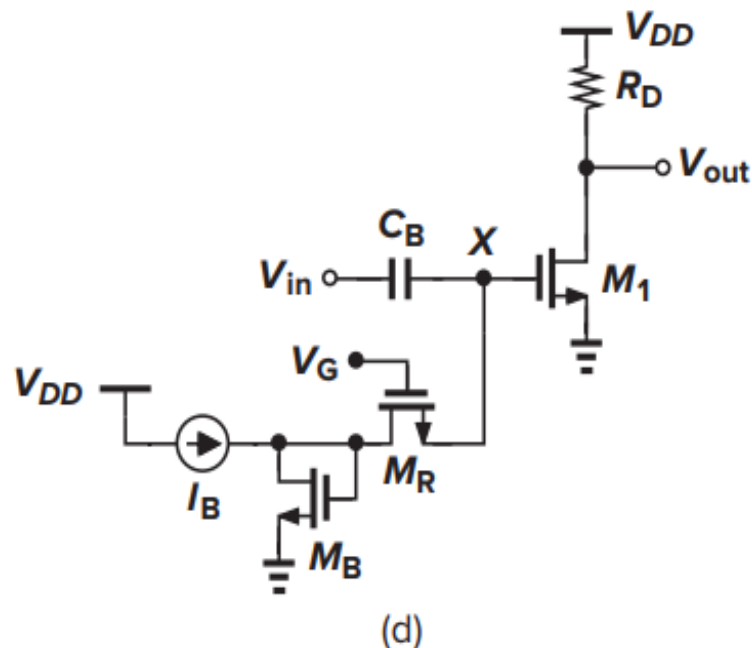
$$= \frac{R_B}{R_B + \frac{1}{sC_B}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{sR_B C_B}} = \frac{sR_B C_B}{1 + sR_B C_B}$$

低频截止频率 $\frac{1}{2\pi f_{3dB} R_B C_B} = 1$

$$\Rightarrow f \geq f_{3dB} = \frac{1}{2\pi R_B C_B}$$



共源级偏置：一种电路实现的设计优化



电流镜为信号通路产生偏置电压时，电流镜输出电压与信号输入通路之间需要用大电阻；若产生其它直流偏置电压或电流（非信号通路）则不要插入电阻。

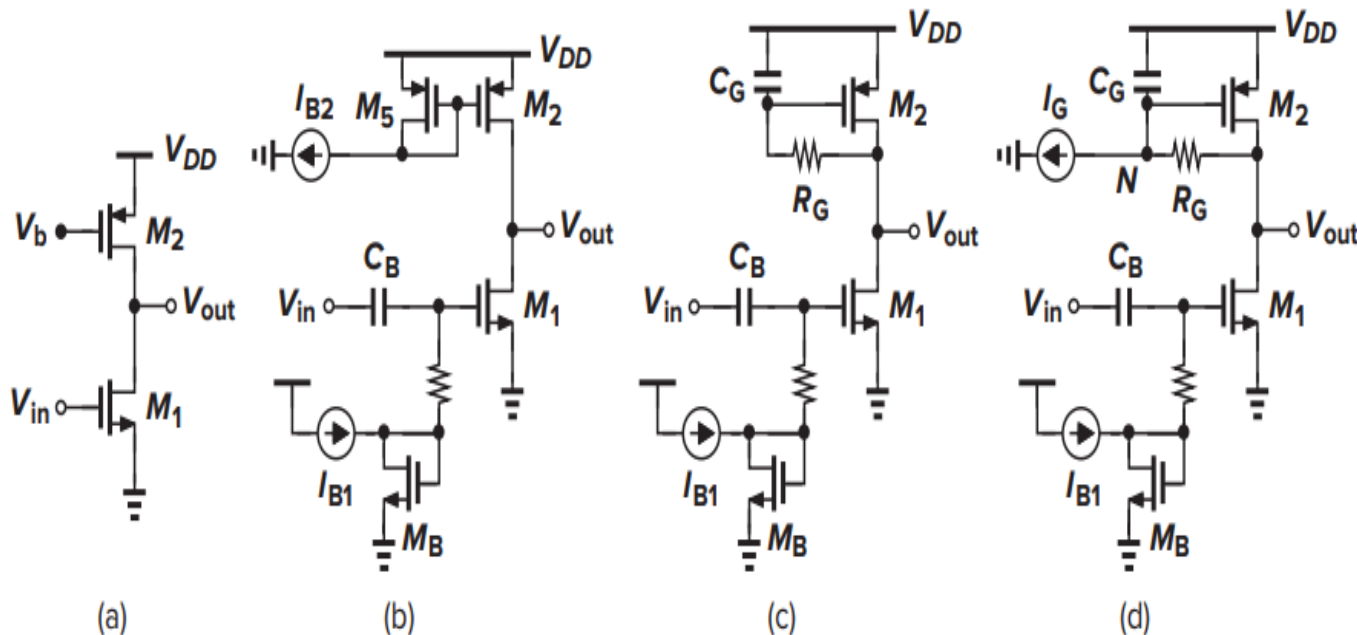
采用 M_C 二极管偏置 V_G ， M_R 自动工作在线性区。

不仅电路简单，而且有效克服 M_R 的PVT(工艺、电源、温度)变化影响。

M_C 宽长比很大，使 $V_{GSC}=V_{GSR}=V_{TH}$ ，且 M_R 宽长比很小（多MOS串联增大 L ）提高 M_R 沟道电阻



电流源负载CS的偏置电路优化设计



(a)和(b)图：

M1和M2电流不一致问题。

若 $I_{D1} > I_{D2}$, 则 V_{out} 下降, 反之上升。

直流电平不能确定！

(c)图：

M2直流是二极管，
 $V_{DS2} = V_{GS2}$ 电压确定，
 交流是电流源，
 C_G 电压基本不变。

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

(d)图：

扩展输出范围

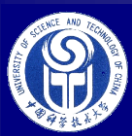
$$V_{out} = V_N + I_G R_G$$

C_G 上交流电压应很小

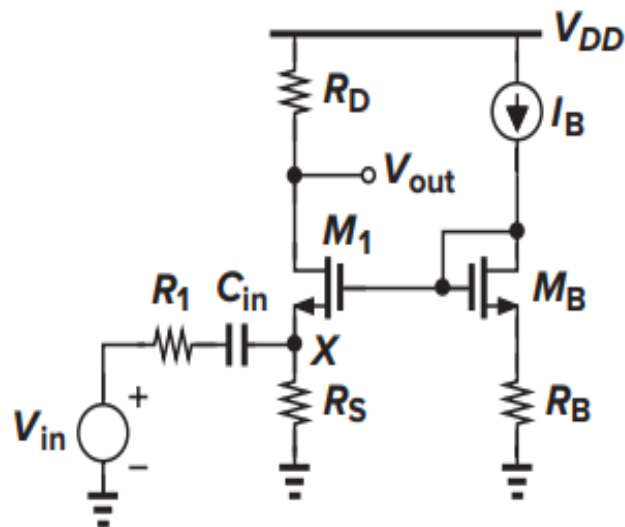
$$\frac{V_{CG}}{V_{out}} = \frac{1}{R_G + \frac{1}{j\omega C_G}}$$

$$= \frac{1}{1 + j2\pi f R_G C_G}$$

$$f \gg \frac{1}{2\pi R_G C_G}$$



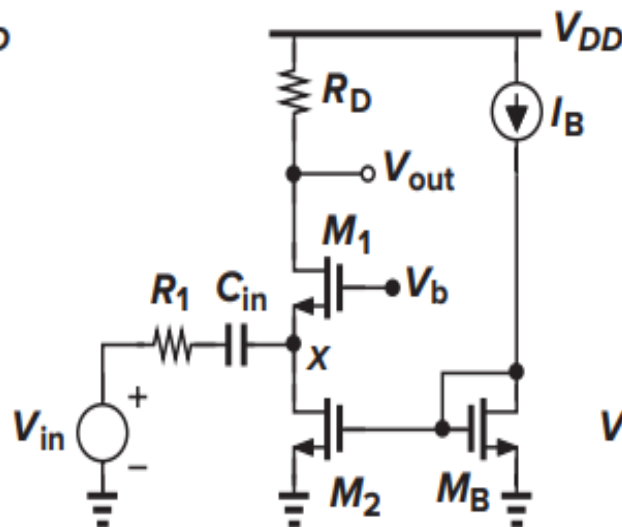
5.4.2 共栅级的偏置



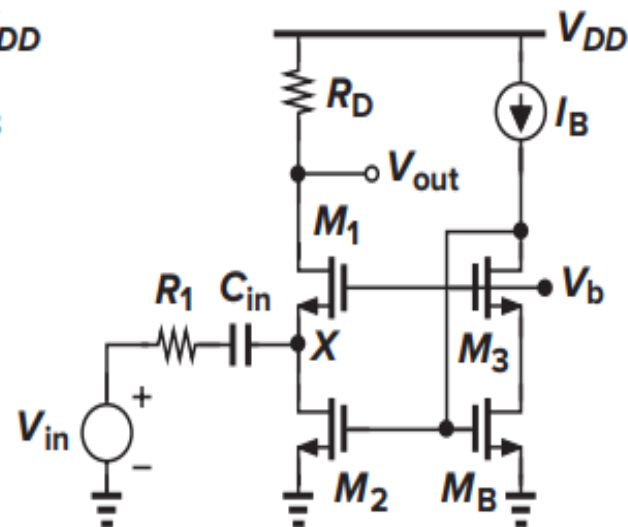
(a)

(a)图，输出电压由电流产生，因此输入信号实际是电流，需大 R_S 。

本例基本无用。



(b)



(c)

(c)图，增大输出范围（适宜低压电源）。



5.4.3 源跟随器的偏置

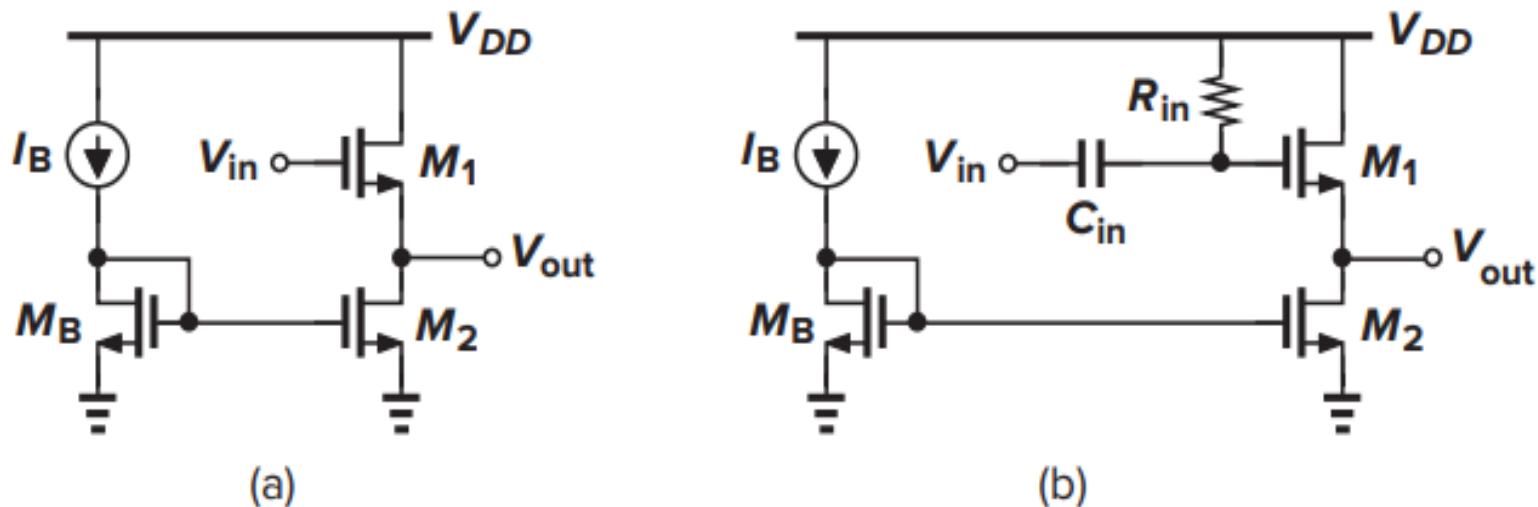
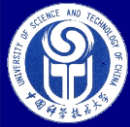


Figure 5.49 Source follower biasing with (a) current source and (b) ac coupling at input.

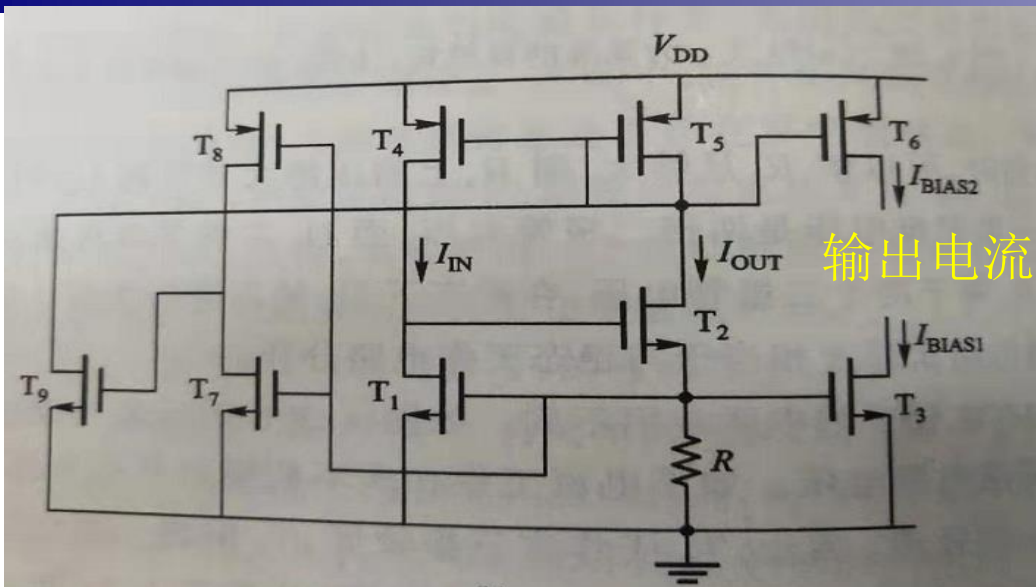
(b)图电路，适合高频、输入直流变化大的信号。
 V_{in} 变化幅度不超过 V_{TH} 。

$C_{in}R_{in}$ 高通滤波器。令复频率 $s = j\omega$ 得到稳态响应

$$\text{传递函数 } \frac{V_{GS1}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{R_{in}}{R_{in} + \frac{1}{sC_{in}}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{sR_{in}C_{in}}} \Rightarrow f \geq f_{3dB} = \frac{1}{2\pi R_{in}C_{in}}$$



例：带启动电路的阈值基准自偏置**电流源**电路



特点：自带 I_{ref} （图中为 I_{out} ），输出 I_{BIAS} 温度和电源影响小

$$\text{参考电流 } I_{out} = \frac{V_{GS1}}{R}$$

$$= \frac{V_{TH1} + \sqrt{\frac{2I_{IN}}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_1}}}{R} \approx \frac{V_{TH1}}{R}$$

(I_{IN} 很小)

左边启动电路用以脱离上电时 I_{out} 为0状态；正常工作时 T_8 、 T_9 自动关断

$$\begin{aligned} \text{温度系数 } TC &= \frac{\partial I_{out}}{\partial T} \times \frac{1}{I_{out}} = \left(\frac{\partial V_{TH1}}{\partial T} \times \frac{1}{R} - \frac{\partial R}{\partial T} \times \frac{V_{TH1}}{R^2} \right) \times \frac{R}{V_{TH1}} \\ &= \frac{\partial V_{TH1}}{\partial T} \times \frac{1}{V_{TH1}} - \frac{\partial R}{\partial T} \times \frac{1}{R}, \quad V_{TH1} \text{ 和 } R \text{ 为负温度系数, 可相互抵消} \end{aligned}$$

电路优点：自偏置降低了对电源电压的灵敏度, 无需精确的外部参考电流源
缺点：镜像性能不太好，需要合适的负温度系数 R ，参考电流可能偏大



本章知识要点

电流镜的主要作用：

(1) 产生偏置电流源，不随温度、工艺、电源变化；前提是被提供有一个不随温度、工艺、电源变化的参考电流源。

(2) 作为输入差动放大器负载，形成有源电流镜放大器，具有高增益、输出直流电平确定的优点；但对失配敏感、CMRR较差。

(3) 电流镜做放大器将以电流（功耗）为代价，因避免采用。一般地，电流放大器仅用于高频高速电路。

(4) 若为信号通路产生偏置电压，电流镜输出电压与信号输入通路之间需用大电阻。