Chapter 5
Passive and Active Current Mirrors

中科大微电子学院

黄 鲁

教材：模拟CMOS集成电路设计

Behzad Razavi

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：很大的小信号（动态）输出电阻，不能消耗过多的电压余度，即直流（静态）压降较小。
- 电流源的输出电阻、电容以及电压余度 与 输出电流的大小之间存在折衷 关系。
- 电流源的其它重要方面：与电源、工艺、温度的依赖性，输出噪声电流，与其它电流源的匹配。

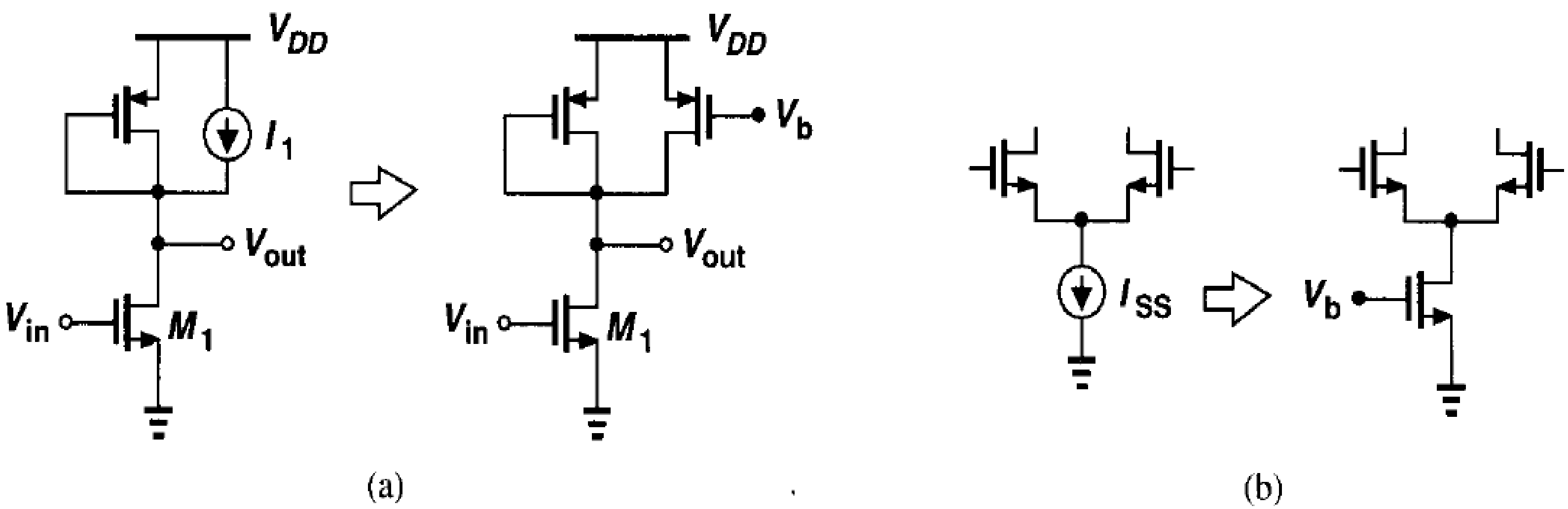
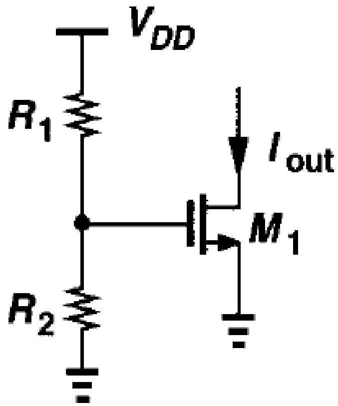


Figure 5.1 Applications of current sources.

如何给MOSFET加偏置使其作为稳定电流源？



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

- 电阻分压方法不好：

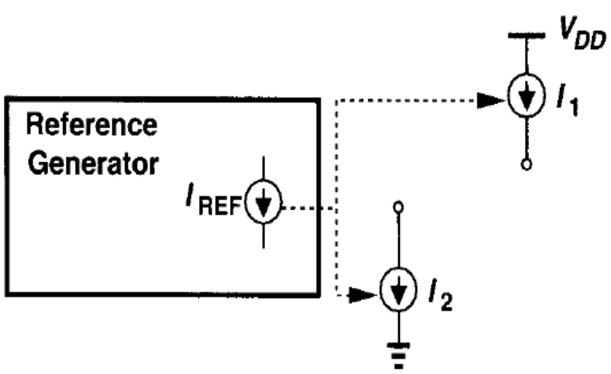
  易受**电源、工艺、温度、噪声**影响。

- 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$\lambda = 0$

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

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

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

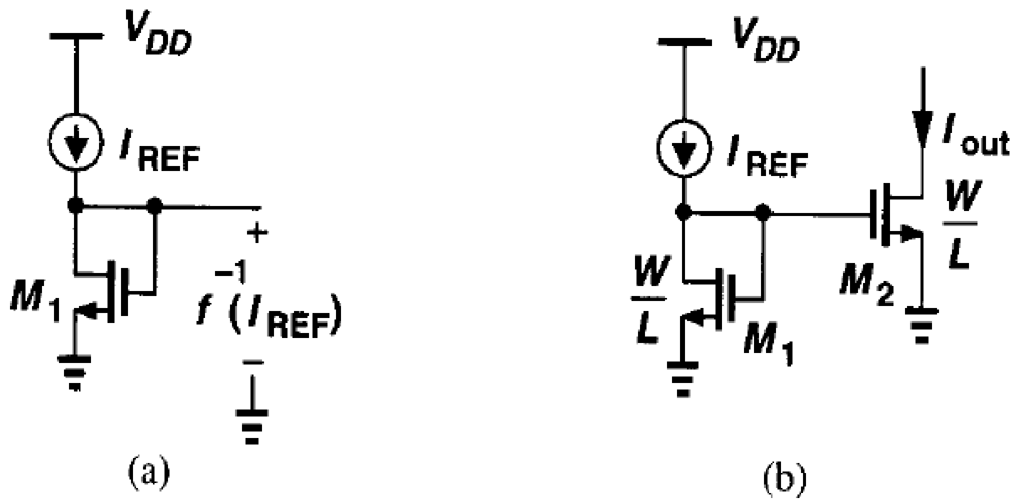
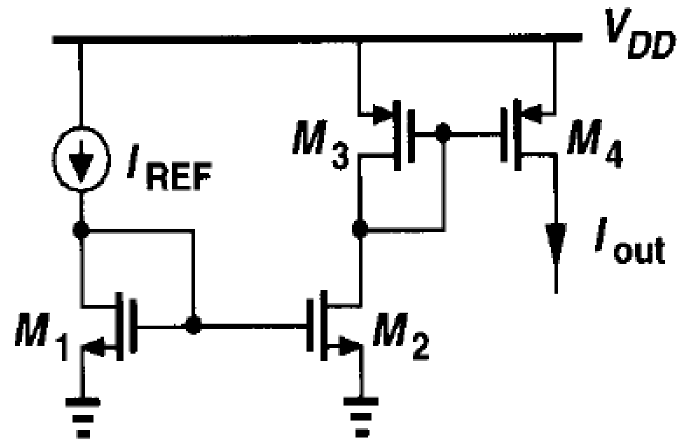


Figure 5.5 (a) Diode-connected device providing inverse function, (b) basic current mirror.

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I_{out}=100I_{REF} .

令$(W/L)_2$=10 $(W/L)_1$，$(W/L)_2$=10 $(W/L)_3$，M_3与M_1尺寸相同，I_2=10I_{REF}。

令$(W/L)_4$=10 $(W/L)_3$，则I_{out}=10I_3=10I_2==100I_{REF} 。

M4和M2各是M1的10倍尺寸。

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。

基本电流镜应用实例

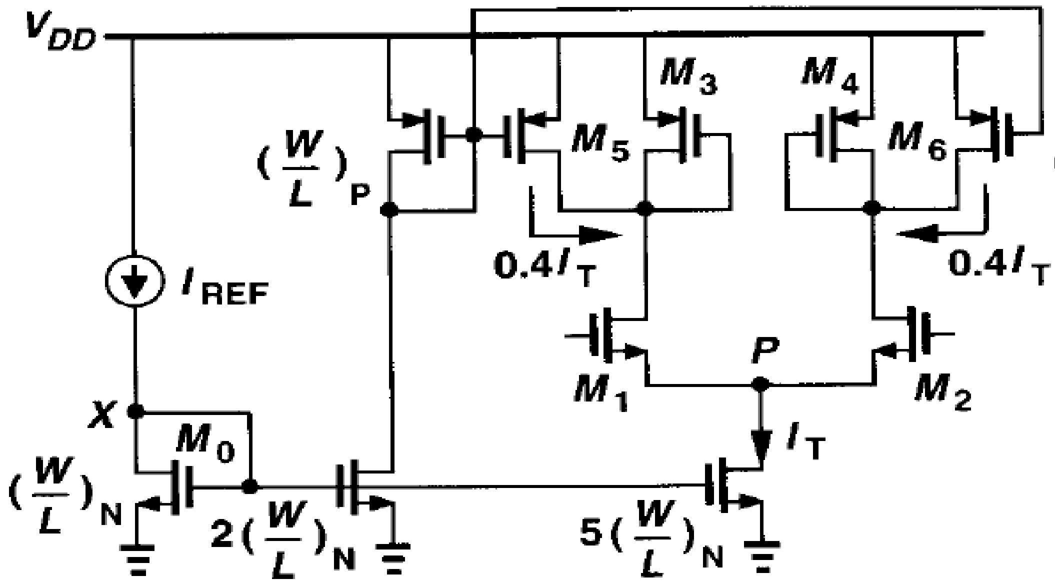


Figure 5.7 Current mirrors used to bias a differential amplifier.

PMOS电流镜减少了M3和M4漏电流，减少了二极管跨导，提高二极管输出电阻，即提高二极管负载共源放大器增益。本例提高 $\sqrt{5}$倍

- 器件阈值电压对沟道长度有一定的依赖性，电流值之比只能通过调节晶体管的宽度实现。因此电流镜中所有晶体管采用相同尺寸（最重要是L相同），以减少源漏区边缘扩散(LD)所产生的误差。

Example 5.2

Calculate the small-signal voltage gain of the circuit shown in Fig. 5.8.

M_1小信号漏电流：$i_1 = g_{m1}V_{in}$

$$I_{D3} = I_{D2}\frac{(W/L)_3}{(W/L)_2} = I_{D1}\frac{(W/L)_3}{(W/L)_2}$$，大小信号同样成立

小信号电流：$i_3 = i_1\frac{(W/L)_3}{(W/L)_2} = g_{m1}V_{in}\frac{(W/L)_3}{(W/L)_2}$

电压增益：$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{i_3R_L}{V_{in}} = g_{m1}R_L\frac{(W/L)_3}{(W/L)_2}$

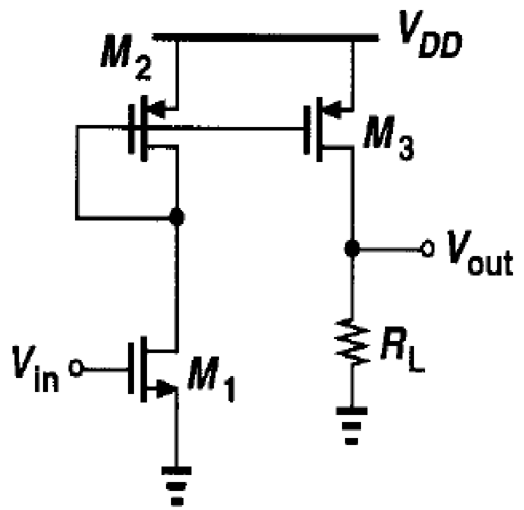


Figure 5.8

设计原则：尽量不采用电流换取放大增益。

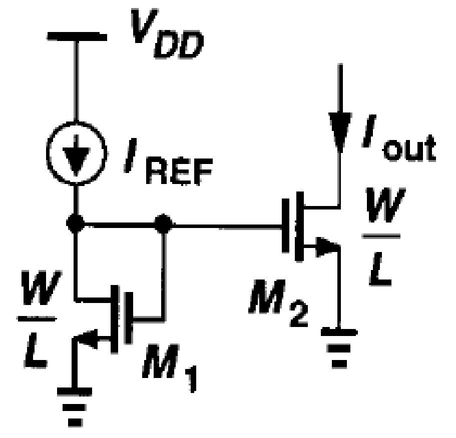
5.2 Cascode Current Mirrors

- 基本电流镜的缺点：

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

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

基本电流镜的L一般1~2um，不低于0.5um

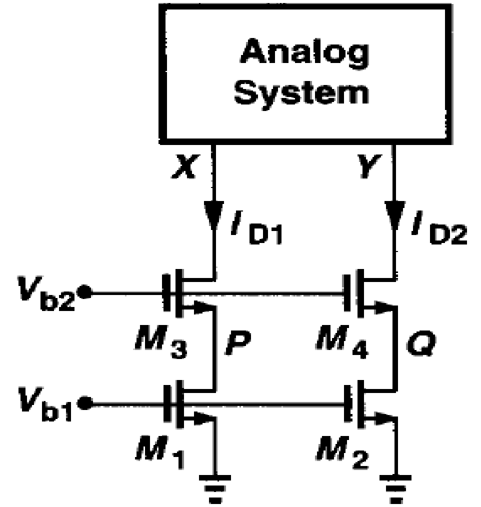


basic current mirror

- 沟道长度调制影响很大。
- 虽然VDS1=VGS1=VGS2，但由于M2负载的影响，$V_{DS2} \neq V_{GS2}$

- CASCODE电流源能够较好地抑制沟道长度调制的影响。回顾图3.61(b)结论，CASCODE器件输出点（漏极）的电压变化对底部MOSFET（电流源）漏级电压影响被衰减得很小。
- 基本不用CASCODE电流源，原因？

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



(b)

Cascode Current Mirrors (cont.)

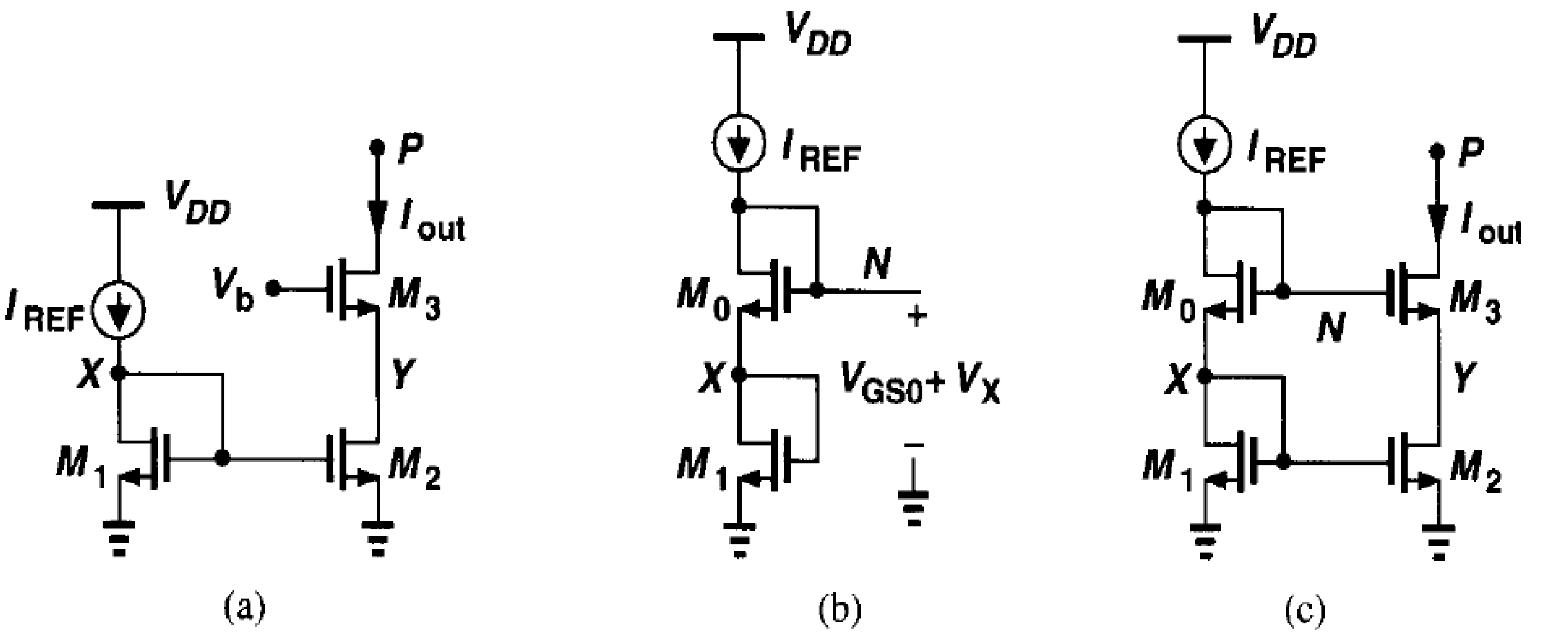


Figure 5.9 (a) Cascode current source, (b) modification of mirror circuit to generate the cascode bias voltage, (c) cascode current mirror.

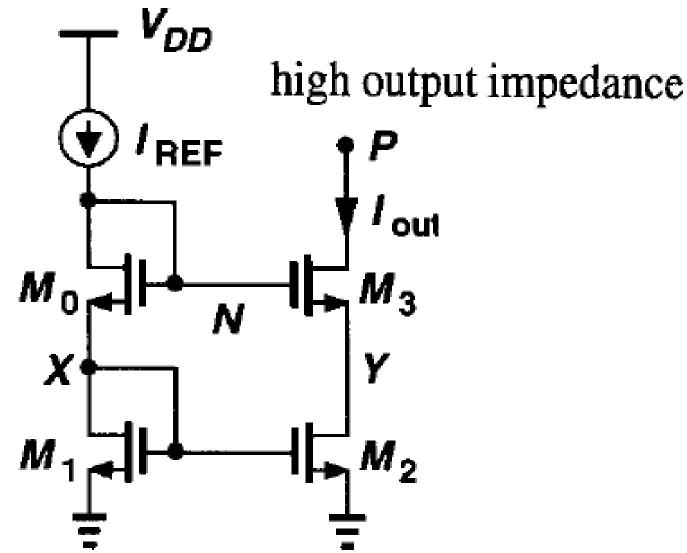
- P点电压变化对Y点影响很小。
- $V_P > V_Y + V_{OD3} = V_{GS1} + V_{OD3} = V_{TH1} + V_{OD1} + V_{OD3}$

低压电源不能采用此电流源

Cascode Current Mirrors (cont.)

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

要求$V_{GS0} = V_{GS3}$



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

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

$$\because \quad V_{GS1} = V_{GS2}$$

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

即可实现：$V_{GS0} = V_{GS3}$

$$V_Y = V_X$$

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

要求镜像电流为N整数倍：用N个参考MOS管拷贝（W为N倍，N=1,2，…）。
宽长比增大导致电流增大而VGS不变。

Example 5.3

In Fig. 5.10, sketch V_X and V_Y as a function of I_{REF}. If I_{REF} requires 0.5 V to operate as a current source, what is its maximum value?

求VN上限时电流

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

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

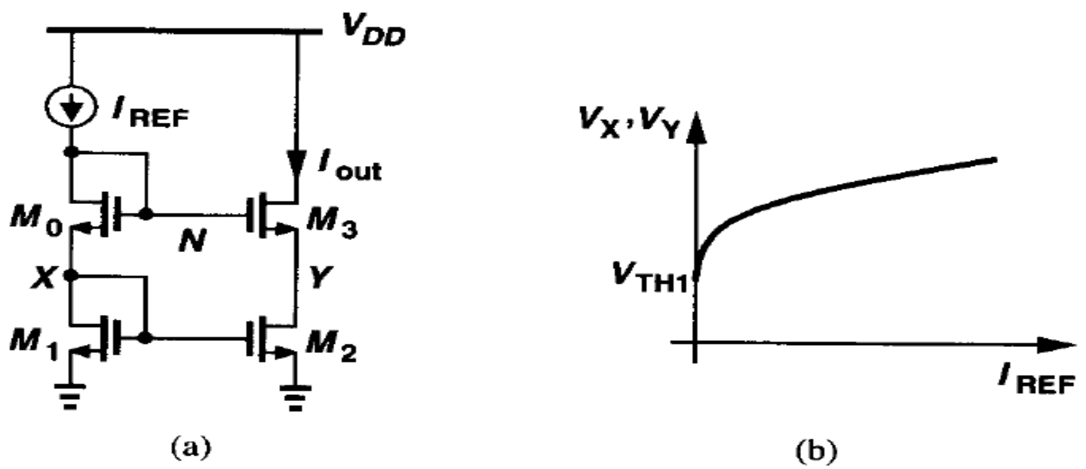


Figure 5.10

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

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

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

已知电流源两端电压最小为0.5V = VDD-VN,

解出最大IREF,MAX

电压余度(voltage headroom)分析：

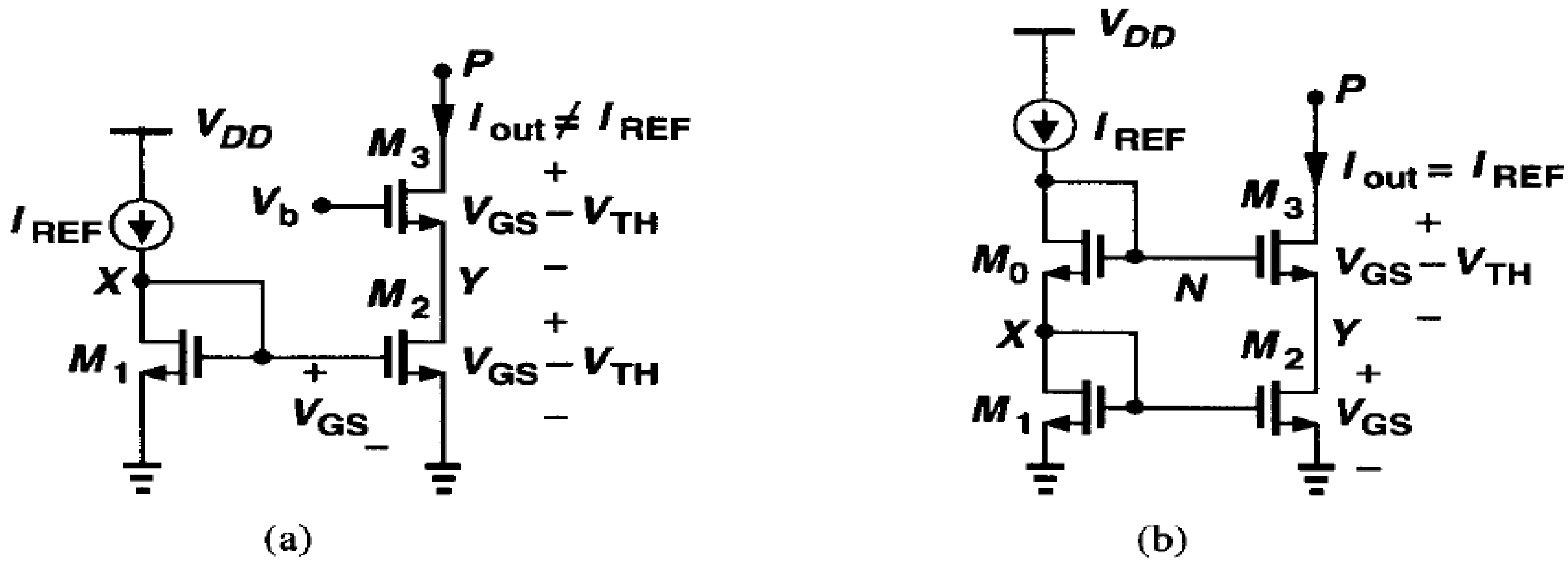
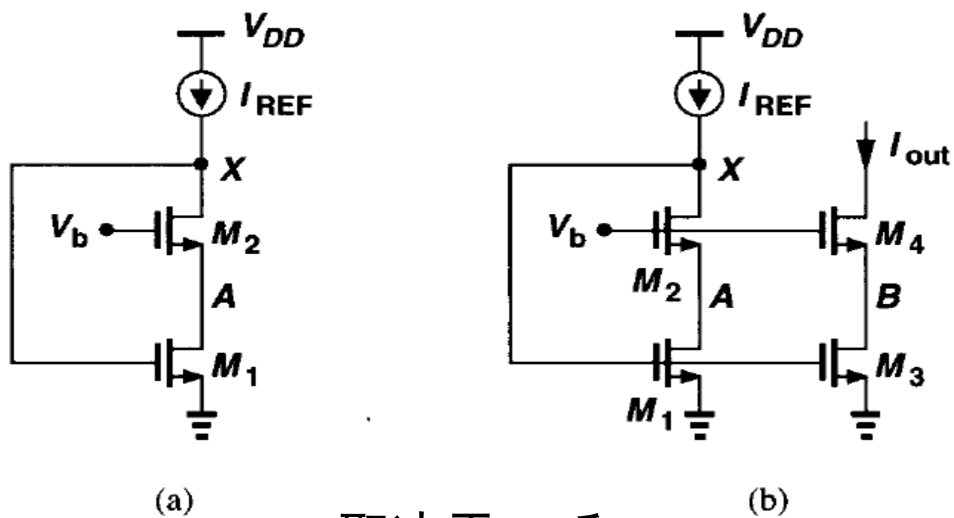


Figure 5.11 (a) Cascode current source with minimum headroom voltage, (b) headroom consumed by a cascode mirror.

- 图5.11(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Vb可使Vp为最低允许值。
- 图5.11(b) 输出电压余度有损失的CASCODE电流镜

设计思路：增大输出电压余度，关键在于使M2输出Y接近V_{OD}，且X和Y相同（电流镜像要求），要使X能降低。(b)结构不满足。

如何解决电流精度和电压余度之间的矛盾？



Vx取决于M1和IREF

Figure 5.13 Modification of cascode mirror for low-voltage operation.

- 输出输入短路的CASCODE结构。
- 如何选择Vb,使M3、M4工作在饱和区边缘？

M_1饱和区：$V_{GS1} - V_{TH1} \le V_A = V_b - V_{GS2}$

即：$V_{GS1} - V_{TH1} + V_{GS2} \le V_b$

$$V_{GS1} - V_{TH1} + V_{GS2} \le V_b \le V_{GS1} + V_{TH2}$$

$$V_{b,\min} = V_{GS1} - V_{TH1} + V_{GS2} = V_{GS2} + V_{OD1} = V_{GS3} - V_{TH3} + V_{GS4} = V_{GS4} + V_{OD3}$$

$$V_{out\ \min} = V_{b,\min} - V_{TH4} = (V_{GS3} - V_{TH3}) + (V_{GS4} - V_{TH4})$$ 此时输出电压余度最大

M1饱和区对M2设计要求： $V_{GS2} - V_{TH2} \le VDS2 < V_{TH1}$ 即(W/L)2有下限

使$V_{GS2} = V_{GS4}$ 可得到 $\frac{\left(\frac{W}{L}\right)_2}{\left(\frac{W}{L}\right)_4} = \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_1}{\left(\frac{W}{L}\right)_3}$

如何产生Vb

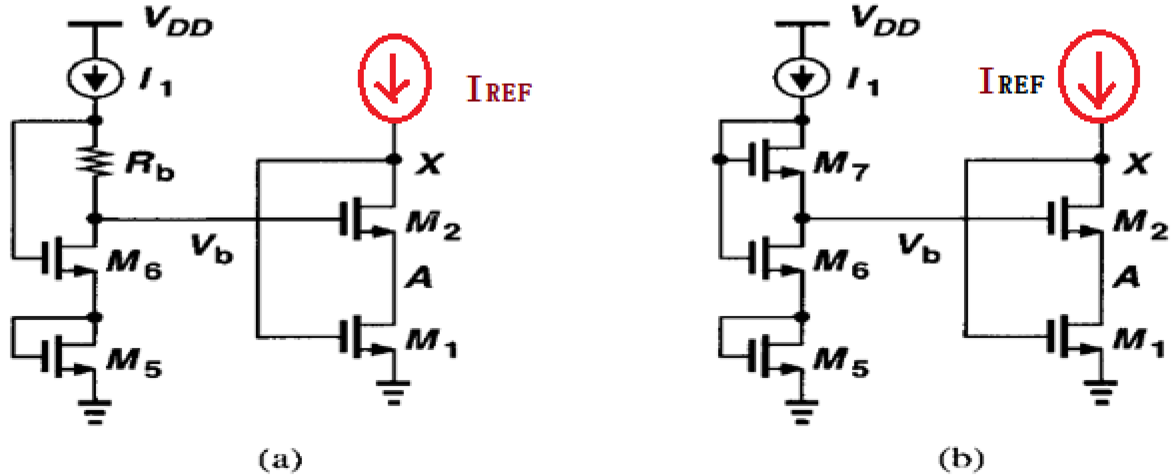


Figure 5.14 Generation of gate voltage V_b for cascode mirrors.

I1很小时

未画出M3和M4组成的输出支路

前页 $V_b \geq V_{GS2} + V_{OD1}$

$$V_b = V_{DS6} + V_{GS5} \geq V_{OD1} + V_{GS2}$$

使$V_{GS5} = V_{GS2}$ $\longrightarrow$ $V_{DS6} = V_{GS6} - I_b R_b \geq V_{OD1}$

电压RbIb不易控制，受工艺和温度影响大

图(b)二极管M7作为Rb。M7的W/L很大，从而使VGS7=VTH7,

$$V_b = V_{DS6} + V_{GS5} = V_{GS6} - V_{GS7} + V_{GS5} = V_{GS6} - V_{TH7} + V_{GS5} \geq V_{GS1} - V_{TH1} + V_{GS2}$$

$$V_{GS6} - V_{TH7} \geq V_{GS1} - V_{TH1}, \text{因此} V_{GS6} > V_{GS1}$$

这里I1是另增用作Vb偏置的电流源，并不用作镜像电流源，该支路中MOS可任设

使用源级跟随器进行电平位移

- 插入Ms，使 $V_{GS,S} \approx V_{TH3}$

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

- 如何设计使 $V_{GS,S} \approx V_{TH,S} \approx V_{TH3}$

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

具体做法是使电流源很小，而(W/L)s较大。
阈值电压不仅衬偏有关，还与L和finger有关

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

使 $V_{GS0} = V_{GS3}$ $\quad = V_{GS1} - V_{GS,S} = V_{GS1} - V_{TH3}$

当只有IREF时

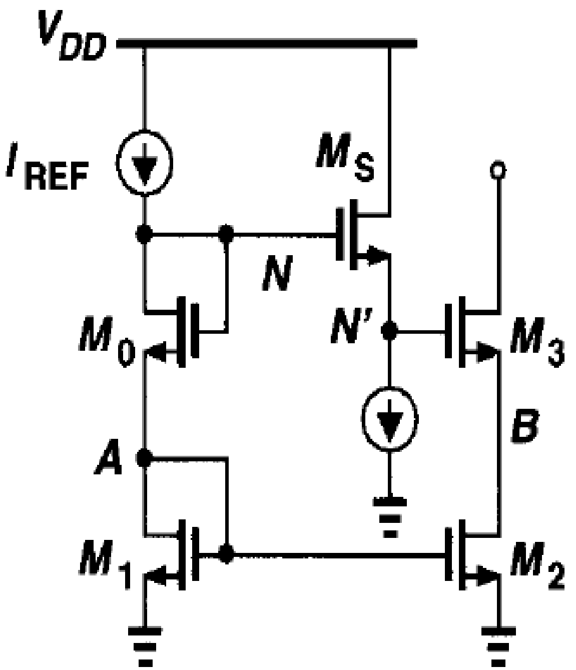
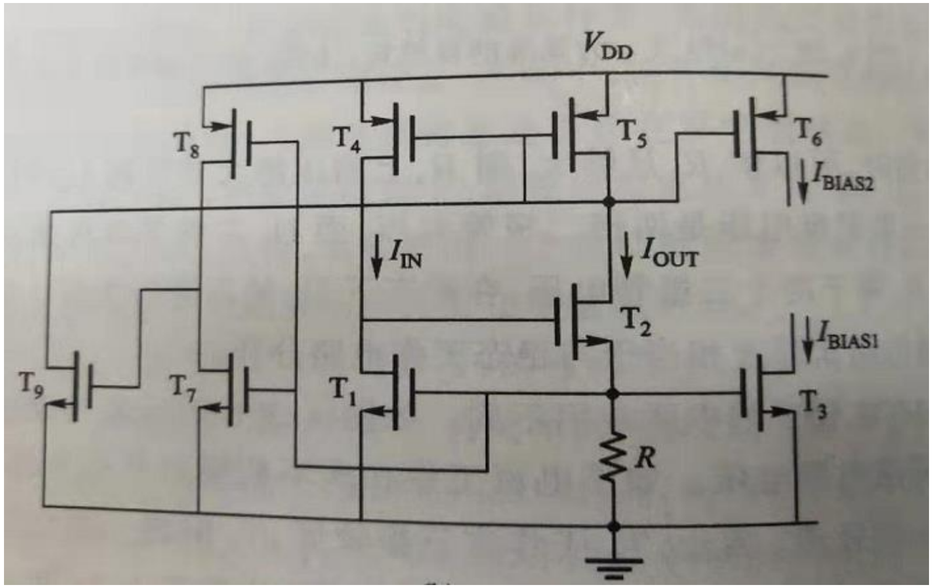


Figure 5.15 Low-voltage cascode using a source follower level shifter.

- M2接近线性区！M2、M1不需要镜像性，但CASCODE保证了电流源输出阻抗很大。

例：带有启动电路的阈值基准自偏置电路



左边启动电路，用以脱离电路上电初始的非期望0电流工作点；正常工作时自动关断

$$I_{out}=\frac{V_{GS1}}{R}=\frac{V_{th}+\sqrt{\frac{2I_{in}}{\mu C_{ox}\left(\frac{W}{L}\right)_1}}}{R}$$

$$=(V_{th}+V_{OD1})/R$$

当I_{IN}很小或$\left(W/_L\right)_1$很大时

$$I_{out}=V_{th}/R$$

可实现较小的温度系数

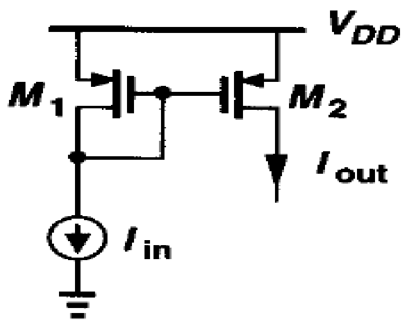
$$TC=\frac{1}{I_{out}}\frac{\partial I_{out}}{\partial T}=\frac{1}{V_{th}}\frac{\partial V_{th}}{\partial T}-\frac{1}{R}\frac{\partial R}{\partial T}$$

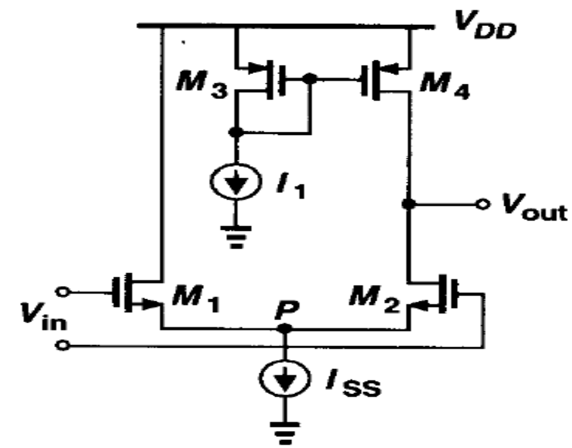
自偏置降低了电源电压的灵敏度

电路优点：无需精确的参考电流源

5.3 Active Current Mirrors

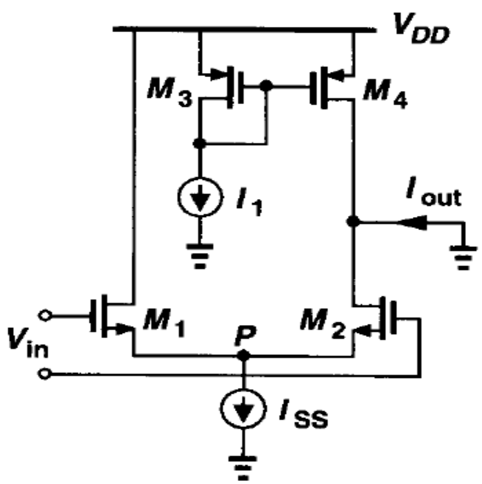
电流镜用作电流源负载





(a)

图5.17 带单端电流源负载的差动对



$$G_m = \frac{I_{out}}{V_{in}} = \frac{g_{m1} V_{in}/2}{V_{in}} = \frac{g_{m1}}{2}$$

$$v_{out} = \frac{v_{in}}{2} g_{m2} R_{out} = (\frac{g_{m2}}{2} R_{out}) v_{in}$$

浪费了M1的漏极小信号电流

图5.17(b) 计算gm的电路

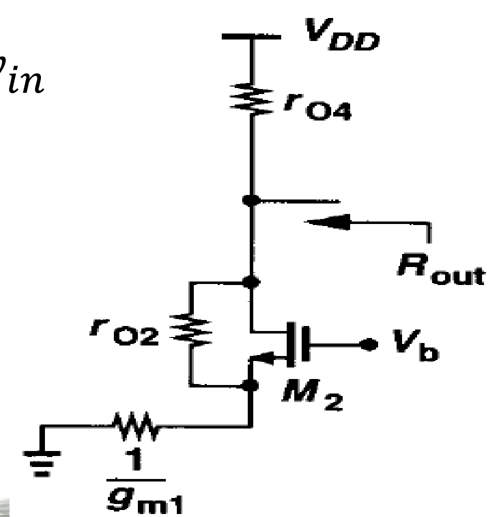


图5.17(c) 计算Rout的电路

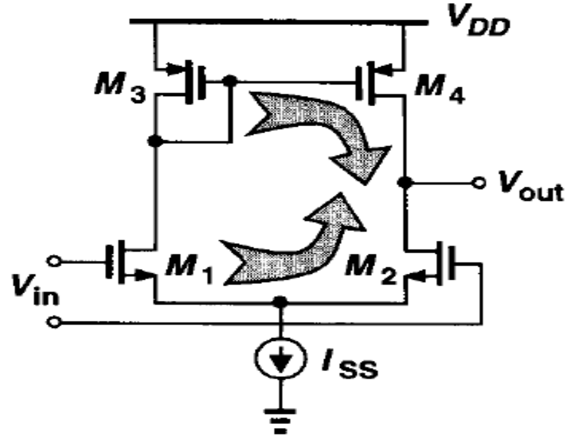
改进电路：电流镜负载

$$V_{GS1}\uparrow\Rightarrow I_{D1}=|I_{D3}|=|I_{D4}|\uparrow\Rightarrow I_{D2}\downarrow$$

增量电流流向何处？

流向负载（包括 输出端M2、 M4的ro2||ro4）。

使M1漏极交变小信号电流加到负载



(b)

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

输出端？

优点之二：当理想匹配时，输出共模电平（直流工作点）确定。

输出电压取决于M2和M4的电流差**Iout***负载（=R_L||ro4||ro2），其中**Iout=-I_{D4}-I_{D2}**

（I_D从D到S）。

优点之三：将双端输出转换成单端输出，适合某些单端输出要求。

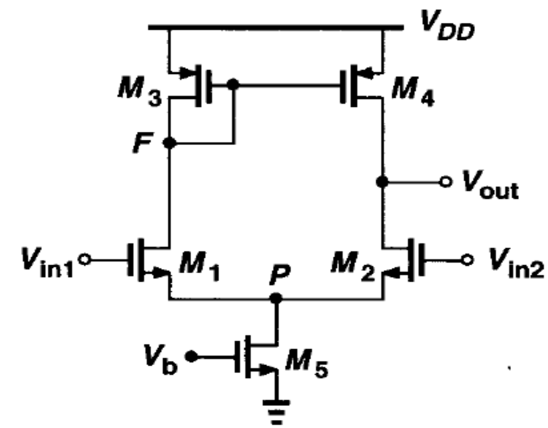
5.3.1 Large-signal analysis

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）Vin1、Vin2在VinCM 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！

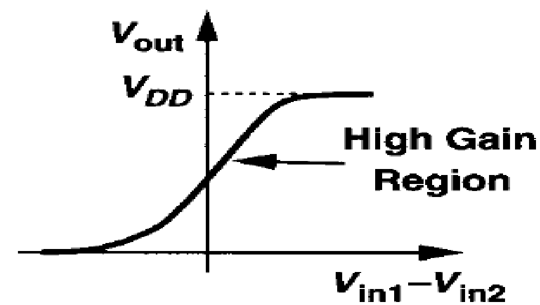
（2）Vin1-Vin2很正时（M1可能在线性区），尾电流全部流经M1，而M2截止，**I_{D4}上电流全部对负载充电使**Vout上升，M4视负载和频率情况可能进入深线性区，Vout→VDD。

（3）Vin1-Vin2为负时，Vout下降； Vin1-Vin2很负时，M1、M3和M4无电流； M2工作在深线性区，M5被M1压至深线性区，Vout=>0。



(a)

(a) Differential pair with active current mirror



$V_{in1} = V_{in2}$

(b) large-signal input-output characteristic.

Figure 5.21

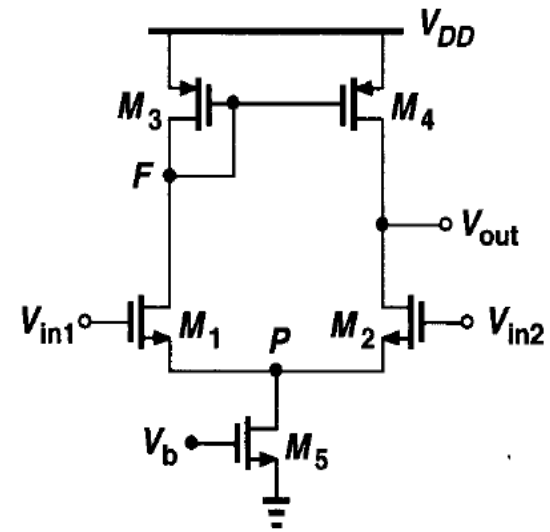
共模电平的设置

- 输出受输入限制:

直流工作点$V_{out} \geq V_{in,CM} - V_{TH2}$

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

- **一般设置VinCM=VoutCM 约为VDD/2**



(a)

$V_{in1} = V_{in2}$时, $V_{out} = V_{DD} - V_{GS3}$为确定值

- 该结论前提是电路严格对称!

- 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!

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：大的交变信号时，P点不能看为虚地，不能用半边电路方法分析。

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

设2输入端直流电平相同，

$I_{out} = -I_{D4} - I_{D2}$，

I_D：从漏到源电流，

－ 表示*PMOS*电流从上到下）

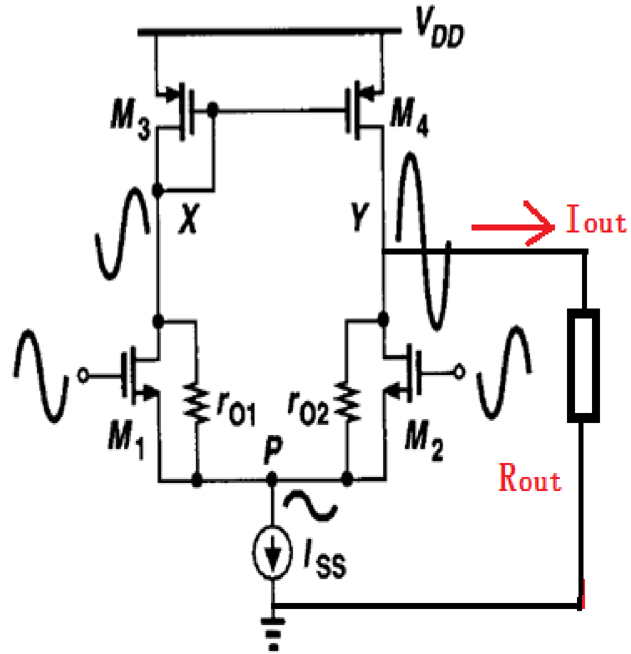
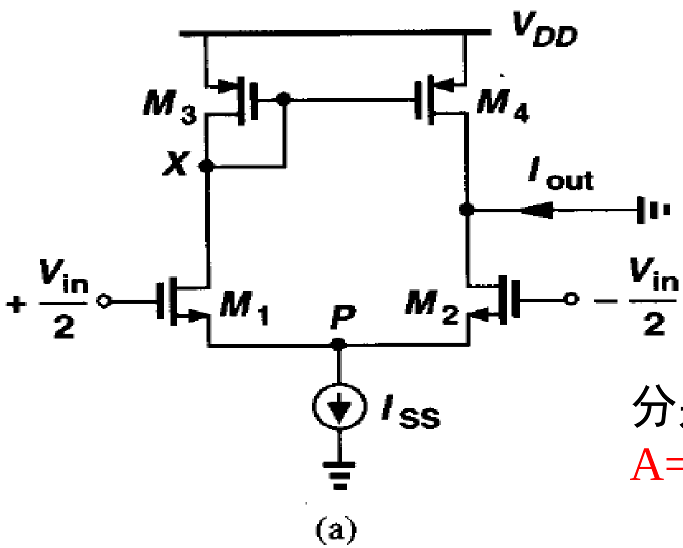


Figure 5.23 Asymmetric swings in a differential pair with active current mirror.

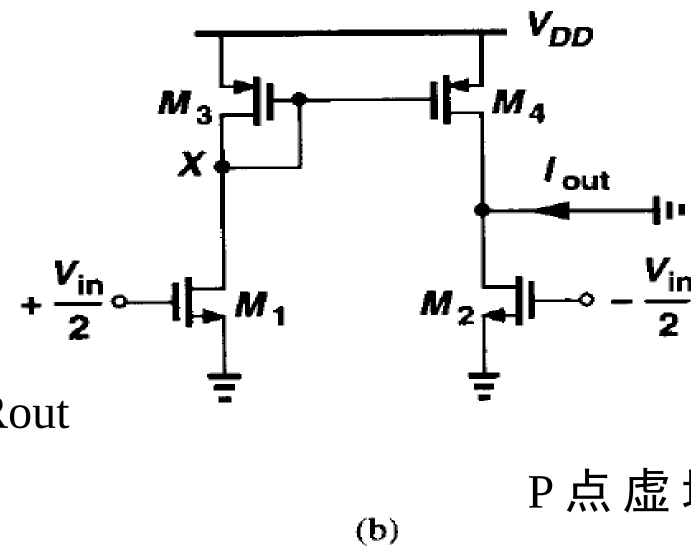
X点信号摆幅小，从X向M3看阻抗较小，约为**1/gm3**；

The first approach(方法) of computing gain



分别求Gm, Rout

A=Gm*Rout



P 点 虚 地 ！

Figure 5.24 (a) Circuit for calculation of G_m, (b) circuit of (a) with node P grounded.

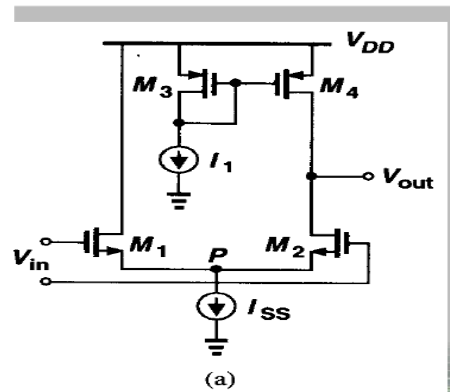
对于小幅度的交变信号，P点电位基本不变=>交流虚地。

交变小信号$I_{D1} = -I_{D3} = -I_{D4} = g_{m1} V_{in}/2$， $I_{D2} = g_{m2}(-V_{in}/2)$

流出交变小电流$I_{out} = -I_{D4} - I_{D2} = -I_{D3} - I_{D2}$

$= I_{D1} - I_{D2} = g_{m1}V_{in}$

$\therefore \quad G_m = g_{m1} = g_{m2}$ 与右图5.17相比，跨导增大了1倍。



Rout?

$$R_{out} \approx (2r_{o2}) \,||\, r_{o4}? \text{ 错！}$$

- 交流小信号的等效电路不同！M4的栅电压不是恒定值。

$$R_{XY} = 2r_{o1} = 2r_{o2} \qquad R_{eq} = \frac{1}{g_{m3}} \,||\, r_{o3} = \frac{r_{o3}}{1 + g_{m3}r_{o3}} = \frac{1}{g_{m3}}$$

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

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

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

$$R_{out} = \frac{V_x}{I_x} = \frac{1}{\dfrac{1}{r_{o1} + \dfrac{R_{eq}}{2}} + \dfrac{1}{r_{o4}}} = \left(r_{o1} + \frac{R_{eq}}{2}\right) \,||\, r_{o4}$$

$$\approx r_{o1} \,||\, r_{o4} = r_{o2} \,||\, r_{o4}, \text{ 即}P\text{点虚地}$$

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

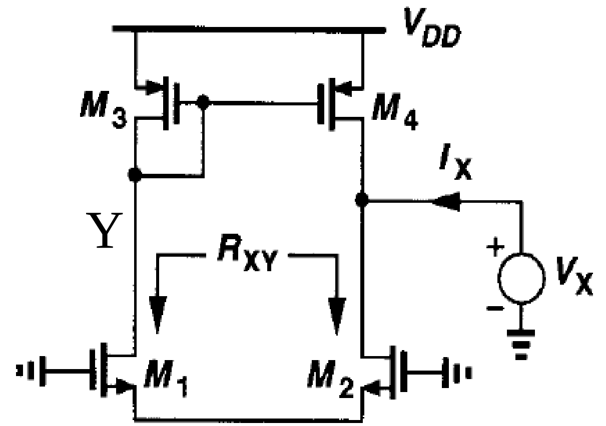
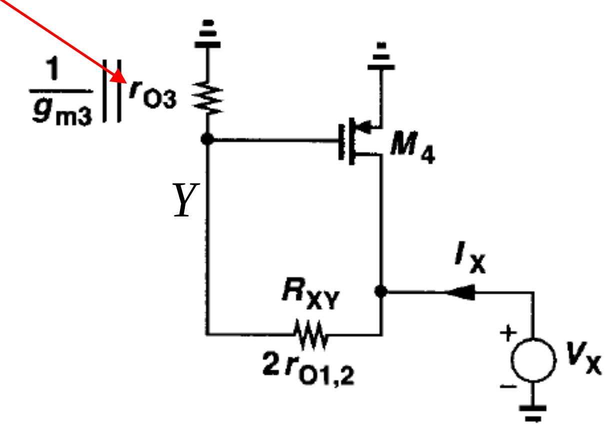
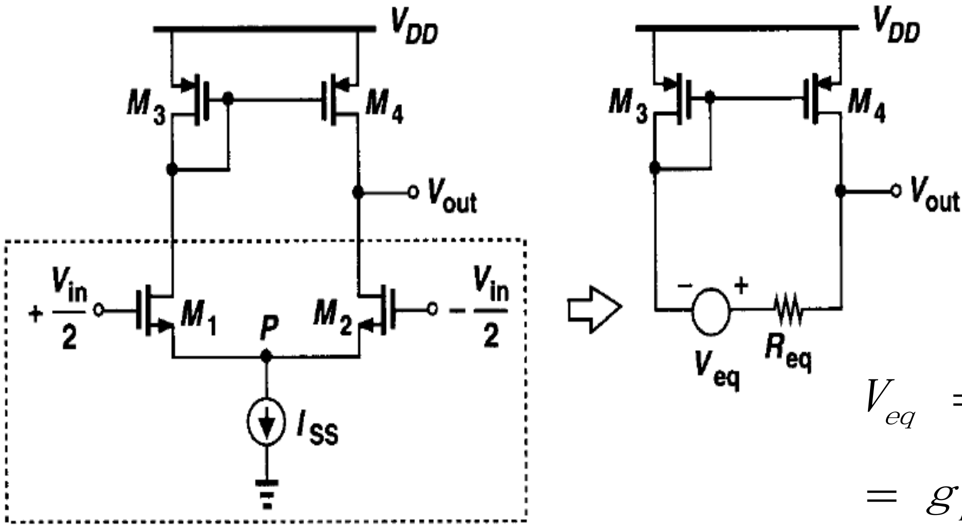


Figure 5.25 (a) Circuit for calculating R_{out}



(b) substitution of M_1 and M_2 by a resistor.

The second approach of computing voltage gain



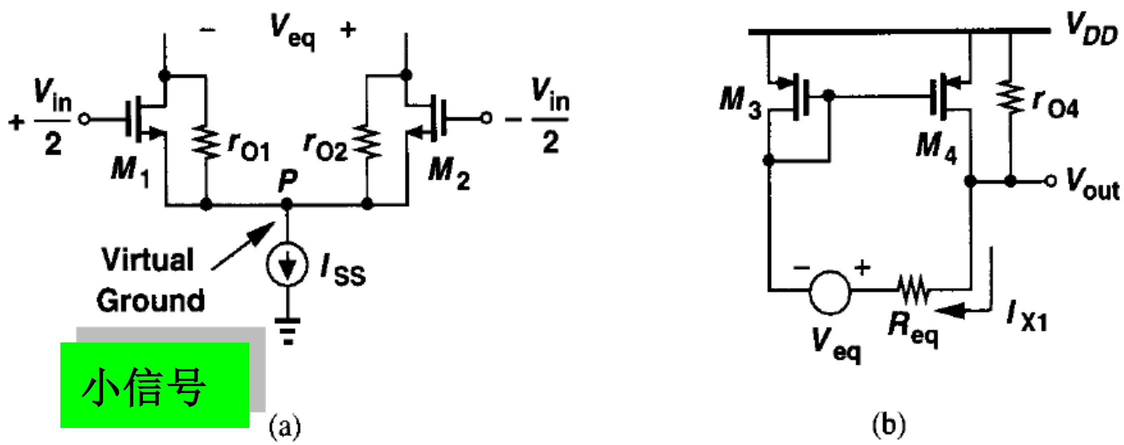
$$g_{m2} = g_{m1} = g_m$$

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

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

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

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

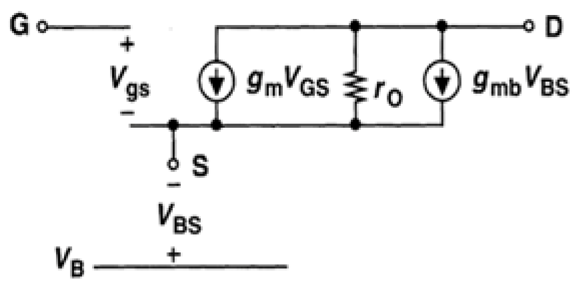


$$R_{eq} = 2r_{o1}$$

R_{eq}上小信号电流

$$I_{X1} = \frac{V_{out} - g_{m1}r_{o1}V_{in}}{2r_{o1} + \frac{1}{g_{m3}} \,||\, r_{o3}}$$

补充说明：有源电流镜的小信号镜像

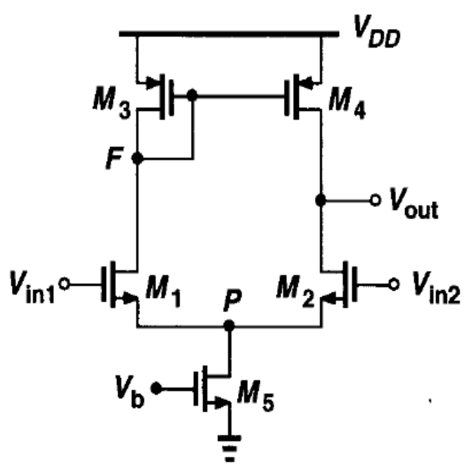


小信号$\partial I_D = g_m \partial V_{GS} + i_{ro}$

$$\therefore\ g_{m3}\partial V_{GS} = \partial I_{D3} - i_{ro3} = g_{m4}\partial V_{GS}$$

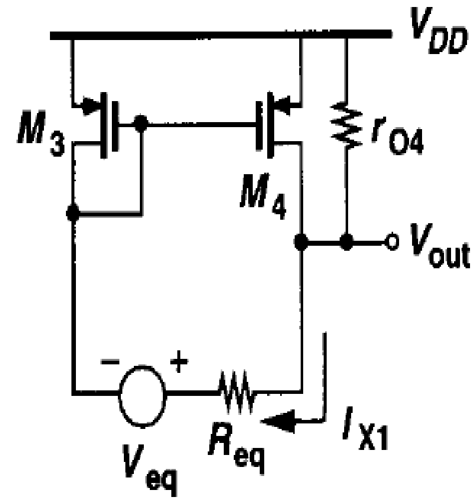
- 即M3管中受控电流源 镜像到M4的受控电流源

$M3$中受控电流源的小信号电流为$\mathrm{I}_{X1}\dfrac{r_{o3}}{\dfrac{1}{g_{m3}} + r_{o3}}$



(a)

二极管M3中的受控电流源
复制到了M4漏极中受控电流源I_{DS4}。



以下I和V均表示小信号：

$$\mathrm{I}_{X1} + I_{DS4} + \frac{V_{out}}{r_{o4}} = \frac{V_{out} - g_{m1} r_{o1} V_{in}}{2r_{o1} + \frac{1}{g_{m3}} \,||\, r_{o3}} \left(1 + \frac{r_{o3}}{\frac{1}{g_{m3}} + r_{o3}} \right) + \frac{V_{out}}{r_{o4}} = 0$$

上式约为 $\dfrac{V_{out} - g_{m1} r_{o1} V_{in}}{2r_{o1}} \times 2 + \dfrac{V_{out}}{r_{o4}} = 0$

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

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

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

虚地！

5.3.3 Common-Mode Properties

- 简单起见，不考虑衬偏效应。

predict the consequences of a finite output impedance in the tail current source.

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

- 对于输入共模电平，Vout=VF， F与X电平相当与短接，M4也成为二极管。

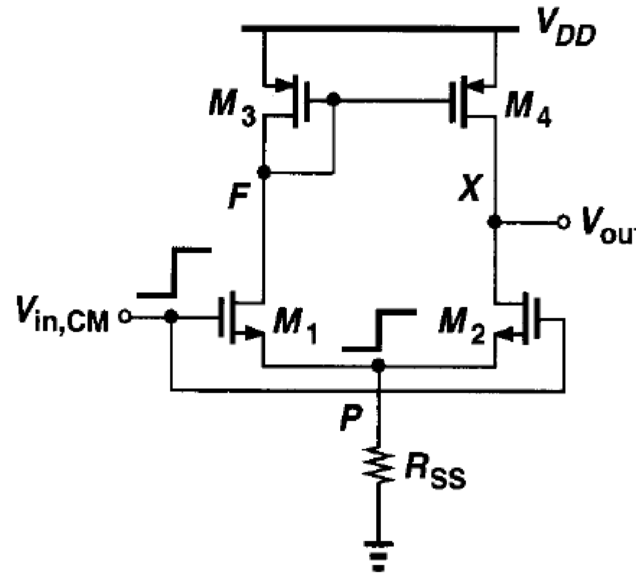


Figure 5.29 Differential pair with active current mirror sensing a common-mode change.

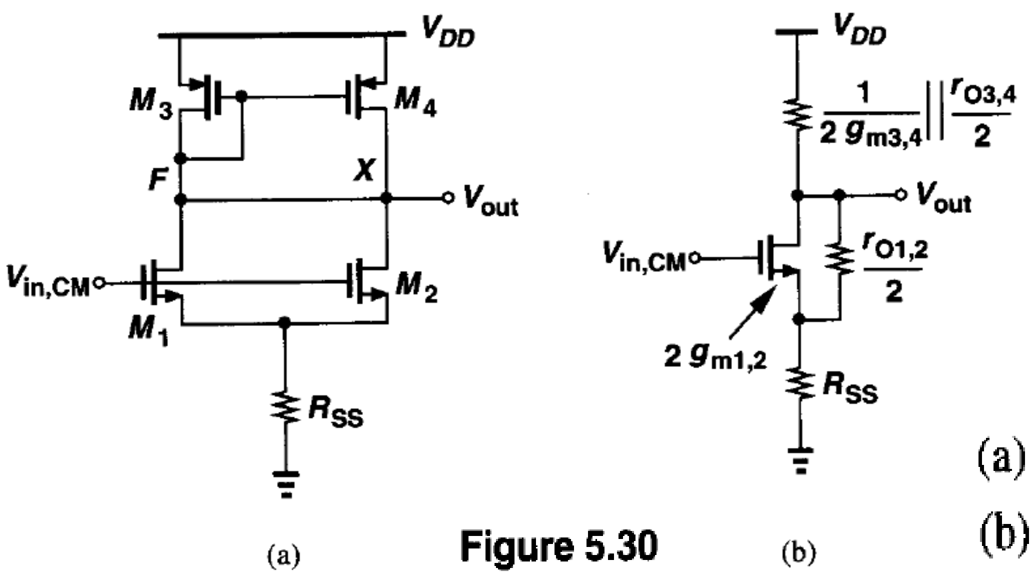


Figure 5.30

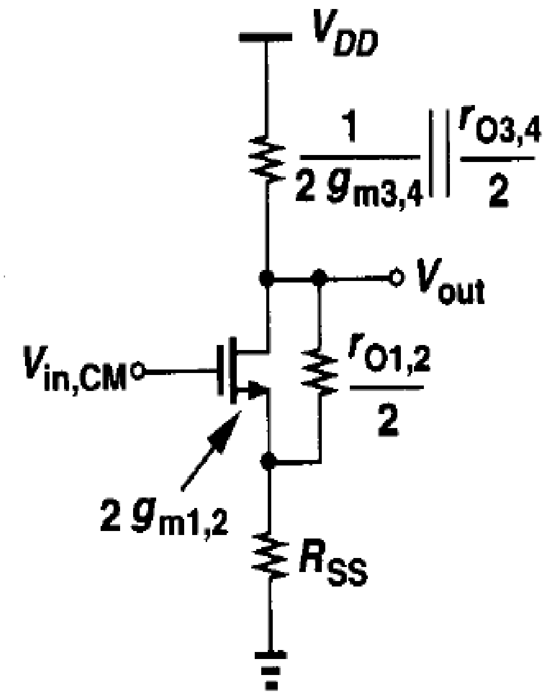
(a) Simplified circuit of Fig. 5.29,

(b) equivalent circuit of (a).

Common-Mode Properties (cont.)

- 由P99图4.25式（4.28）得（或P51图3.16式3.51）

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



$$\because\quad g_{m3}r_{o3}>>1\qquad\therefore\quad\frac{1}{2g_{m3}}\,||\,\frac{r_{o3}}{2}\approx\frac{1}{2g_{m3}}$$

$$A_{CM}\approx-\frac{\dfrac{1}{2g_{m3}}}{\dfrac{1}{2g_{m1}}+R_{SS}}=-\frac{g_{m1}}{g_{m3}(1+2g_{m1}R_{SS})}\qquad(5.35)$$

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

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

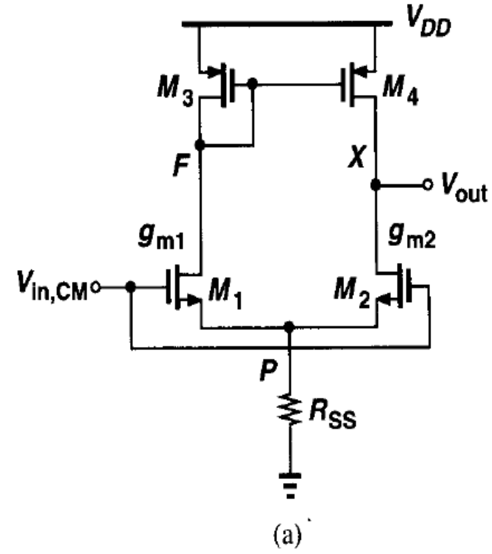
Common-mode gain in the presence of mismatches

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Vgs）

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

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



P点输出相当于源级跟随器SF

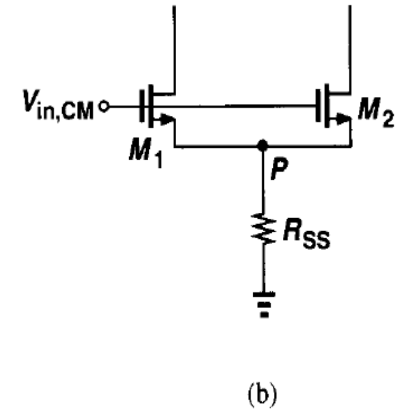


Figure 5.32 Differential pair with g_m mismatch.

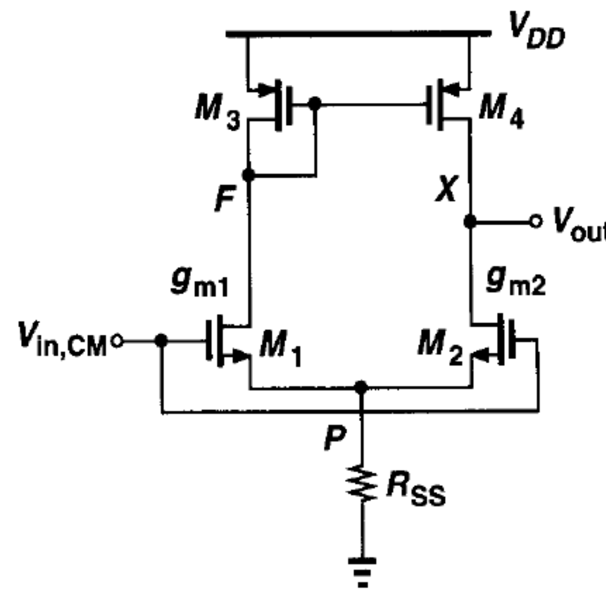
$$\partial V_P = \partial V_{in,CM} \frac{R_{SS}}{R_{SS} + \dfrac{1}{g_{m1} + g_{m2}}} = \partial V_{in,CM} \frac{R_{SS}(g_{m1} + g_{m2})}{R_{SS}(g_{m1} + g_{m2}) + 1}$$

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

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

common-mode gain in the presence of mismatches.

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



从M4漏极流出的电流变化：

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

$$\partial V_{out} = (\partial I_{D4} - \partial I_{D2})(r_{o4} \,||\, \text{Vout端M2漏极大阻抗，可忽略})$$

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

设 $g_{m3} = g_{m4}$， $r_{o3} = r_{o4}$

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

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

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

$g_{m1}=g_{m2}$时

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

本章总结

电流镜的主要作用：

（1）产生偏置电路电压，不随温度、工艺变化；

（2）作为差分放大器负载，具有高增益、确定的共模输出的优点；但对失配极为敏感。