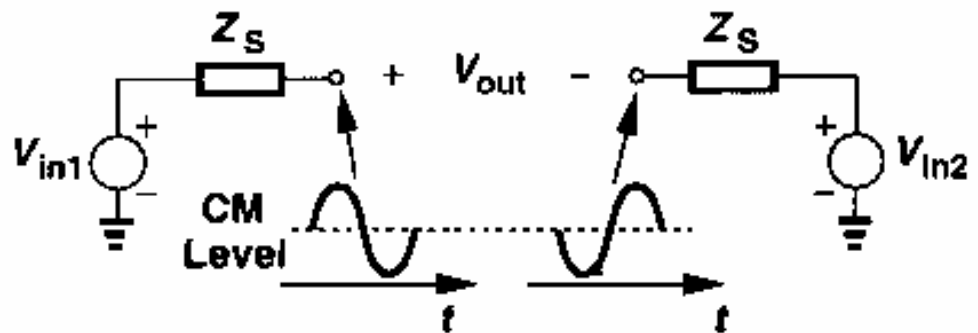
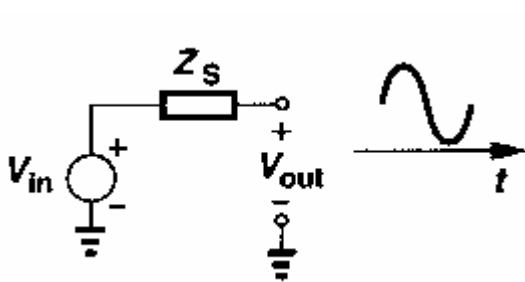


差分放大器

- 差分信号的定义
- 基本差动对
 - 定性和定量分析
 - 差分 and 共模分析
 - 失调电压
- MOS管负载的差动对
- CMOS差动对

差分信号的定义

- 单端信号：参考电位是一个固定的电平。
- 差分信号：为两个节点的电位之差。
 - 且这两个节点的电位相对于某一个固定电位大小相等，极性相反。
- “共模”电平：这一固定的中心电位称为“共模”电平。
 - 严格地说，这两个节点相对于固定电位的阻抗必须相等。

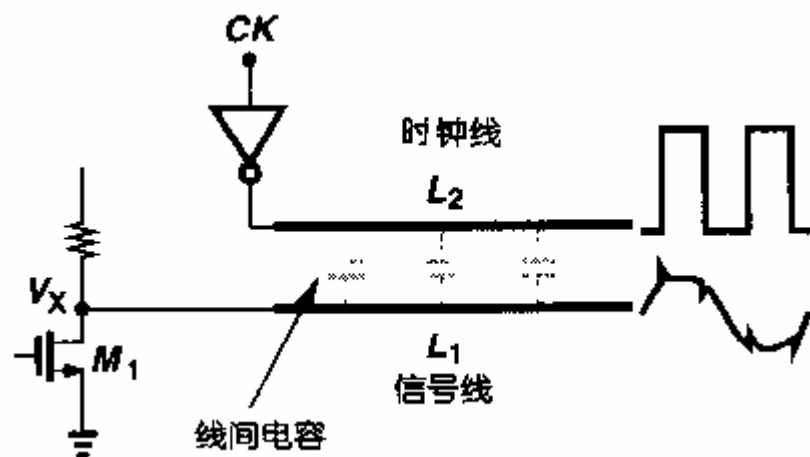


单端和差分工作的特点

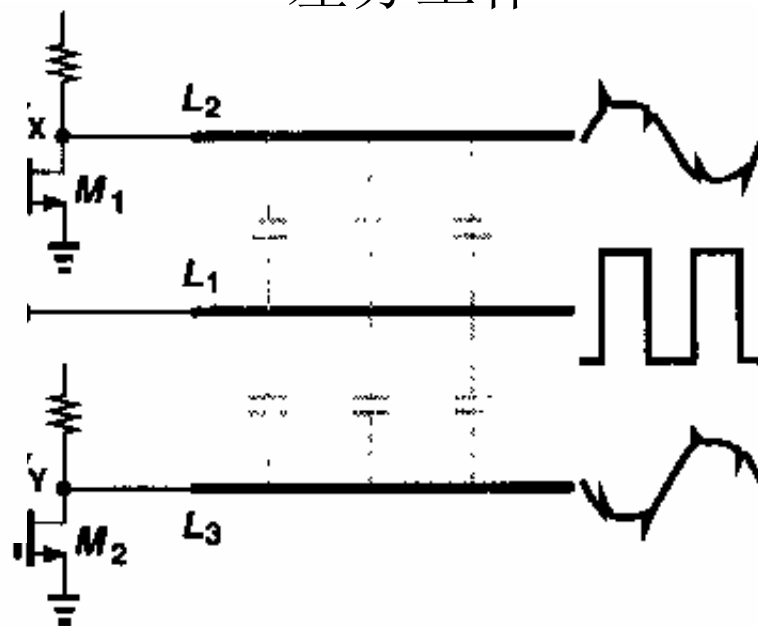
□ 抗干扰能力

- 对环境噪声具有更强的抗干扰能力，例如时钟干扰

单端工作



差分工作

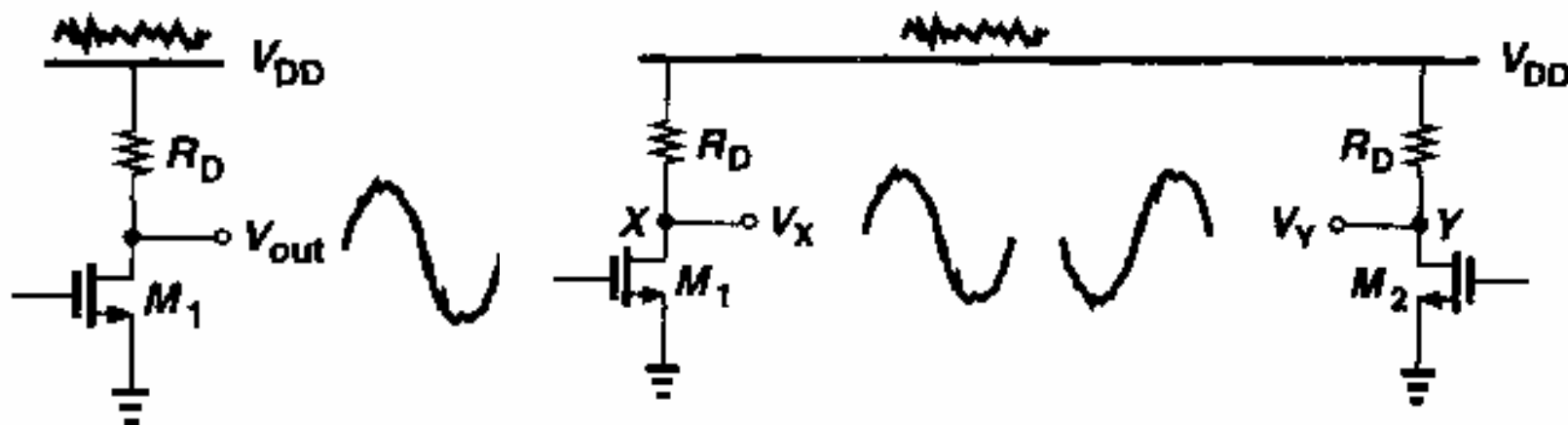


- L_1 对 L_2 和 L_3 的干扰幅度大小相等，方向相同。差分信号没有改变。

单端和差分工作的特点

□ 抗干扰能力

- 对电源噪声同样具有更强的抗干扰能力



- 电源对 V_X 和 V_Y 的干扰幅度大小相等，方向相同。
- 差分信号没有改变，共模电平改变。

单端和差分工作的特点

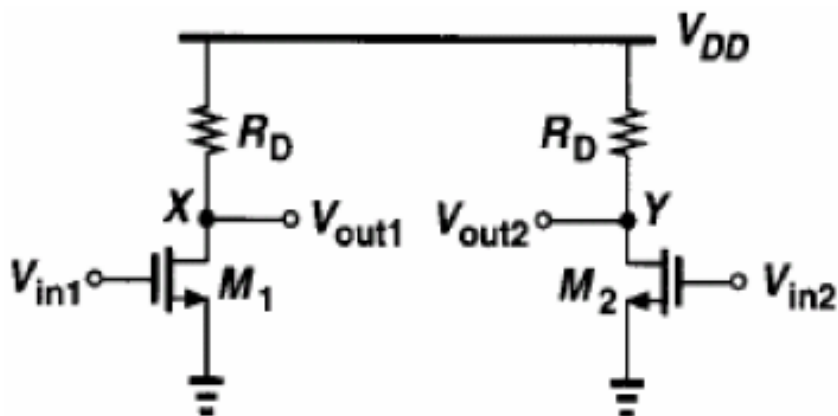
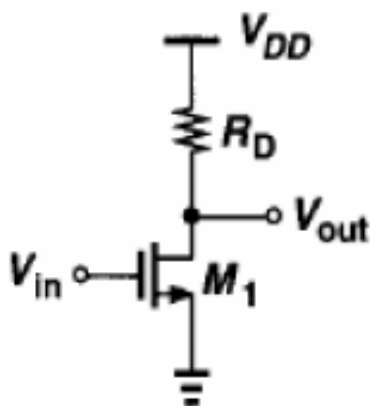
□ 差动信号增大了电压摆幅

■ 单端共源放大器:

$$V_{out,sw} = V_{DD} - V_{eff}$$

■ 差分放大器:

$$\begin{aligned} \because V_{out,max} &= V_{out1,max} - V_{out2,min} = (V_{DD} - V_{eff}) \Rightarrow V_{out,sw} = 2(V_{DD} - V_{eff}) \\ \because V_{out,min} &= V_{out1,min} - V_{out2,max} = -(V_{DD} - V_{eff}) \end{aligned}$$



单端和差分工作的特点

□ 差动放大器的偏置电路简单

- 一路尾电流源可以确定差动放大器的偏置

□ 差动信号具有更高的线性度

- 差动电路具有“奇对称”的输入输出特性，故由差动信号驱动的差动电路没有偶次谐波。呈现的失真比单端电路小的多。

□ 差动电路的面积较大

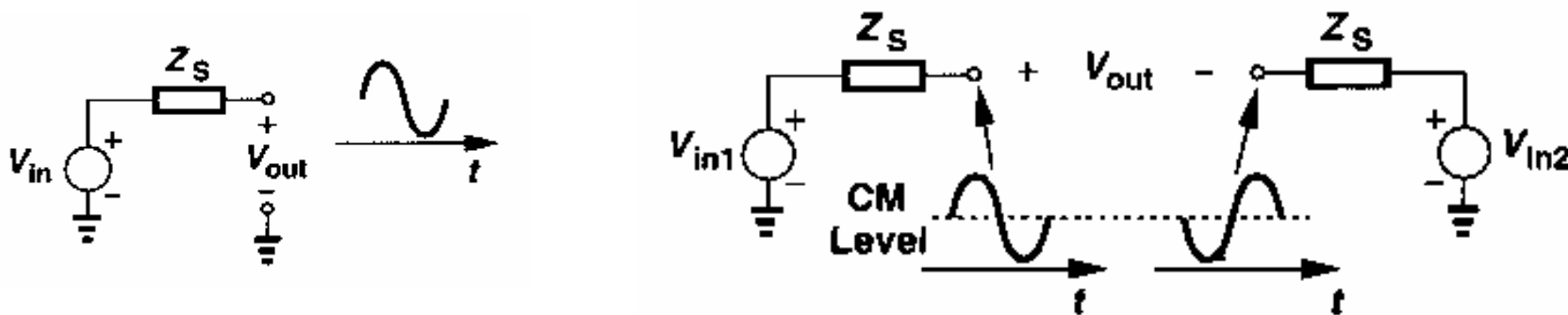
- 差动电路采用对管代替单管以得到和单端相同的增益。因此，电路的面积增加了。但要达到同样的性能，如线性度、抑制非理想的影响，使用单端设计得到的面积可能更大。

单端和差分工作的特点

□ 差分放大器的优缺点：

- 优点：对环境和电源干扰的抗干扰能力强；电压摆幅大；偏置电路简单；线性度好；
- 缺点：和单端电路相比，差分电路规模加倍，面积增加。但考虑差分电路的高性能特点，这一点不能所做缺点。

□ 差分放大是模拟电路的最重要的电路模块和电路发明之一



基本差动对

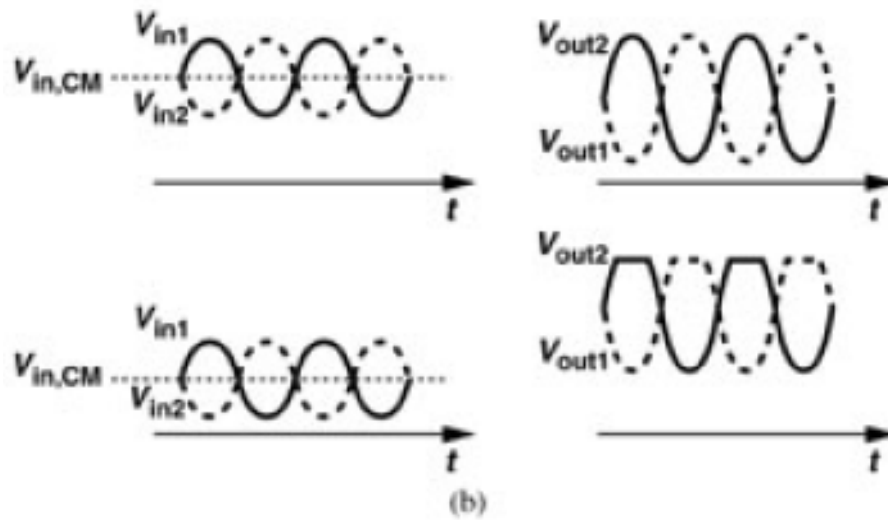
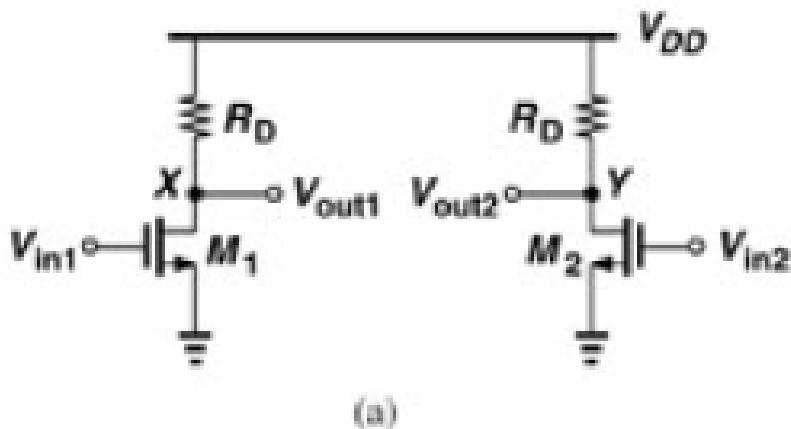
□ 简单差分电路

- 输入共模电平影响直流偏置电流，从而影响跨导与增益

$$g_m = \sqrt{2\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} I_D}, \quad A_V = -g_m R_D$$

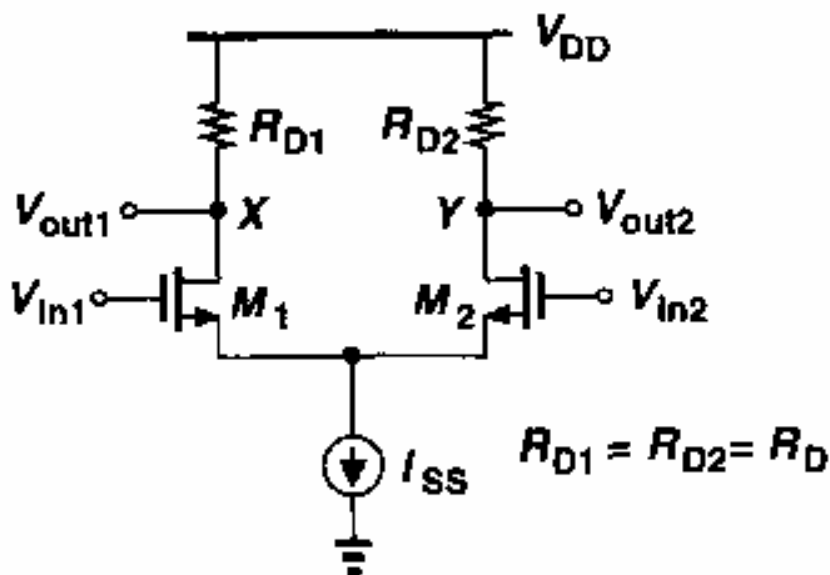
- 输入共模电平导致输出共模电平偏离，导致实际输出电压摆幅变小

□ 问题根源：偏置电流随输入共模电平改变



基本差动对

□ 电路结构:



差动对中用 I_{SS} 偏置 M_1 和 M_2

当 : $V_{in1} = V_{in2}$

M_1 和 M_2 的偏置电流均为 $I_{SS}/2$

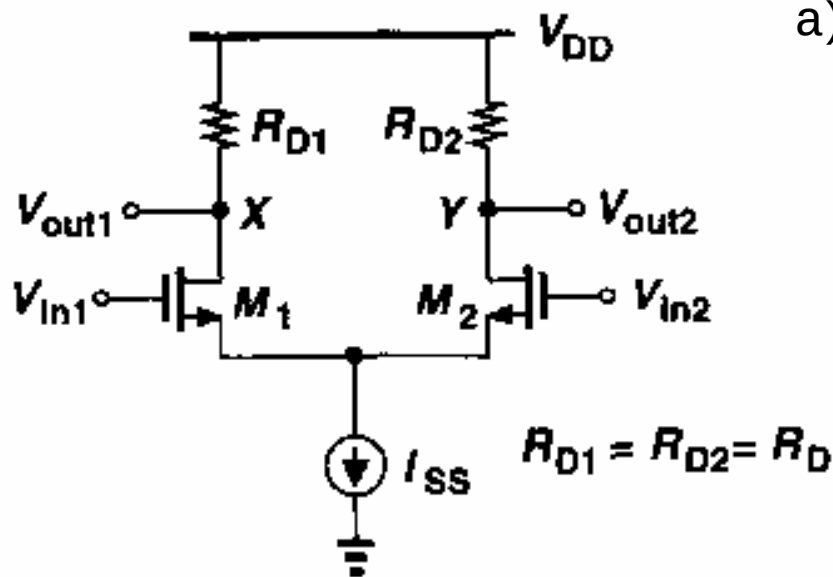
输出共模电平为

$$V_{CM} = V_{DD} - \frac{I_{SS}}{2} \times R_D$$

- 使用 I_{SS} 的目的是使偏置电流和共模电平无关，抑制输入共模电平对跨导、增益及输出共模电平的影响。

基本差动对的定性分析

□ 差模分析 $(V_{in1} - V_{in2}): -\infty \rightarrow +\infty$



a) 当 $V_{in1} \ll V_{in2}$, $M1_{off}$, $M2_{on}$,

$$\because V_p = V_{in2} - V_{TH2}$$

$$I_{D2} = I_{ss}, V_x = V_{DD}, V_y = V_{DD} - I_{ss} R_D$$

b) 当 $V_{in1} \rightarrow V_{in2}$, $M1_{on}$, $V_x \downarrow$

$$M2_{on}, I_{D2} \downarrow, V_y \uparrow \Rightarrow V_x > V_y$$

$$c) \text{ 当 } V_{in1} = V_{in2} \quad V_x = V_y = V_{DD} - \frac{I_{ss}}{2} R_D$$

$$d) \text{ 当 } V_{in1} > V_{in2} \quad V_x \downarrow, V_y \uparrow \Rightarrow V_x < V_y$$

$$e) \text{ 当 } V_{in1} \gg V_{in2} \quad V_x = V_{DD} - I_{ss} R_D \quad V_y = V_{DD}, (M2_{off})$$

基本差动对的定性分析

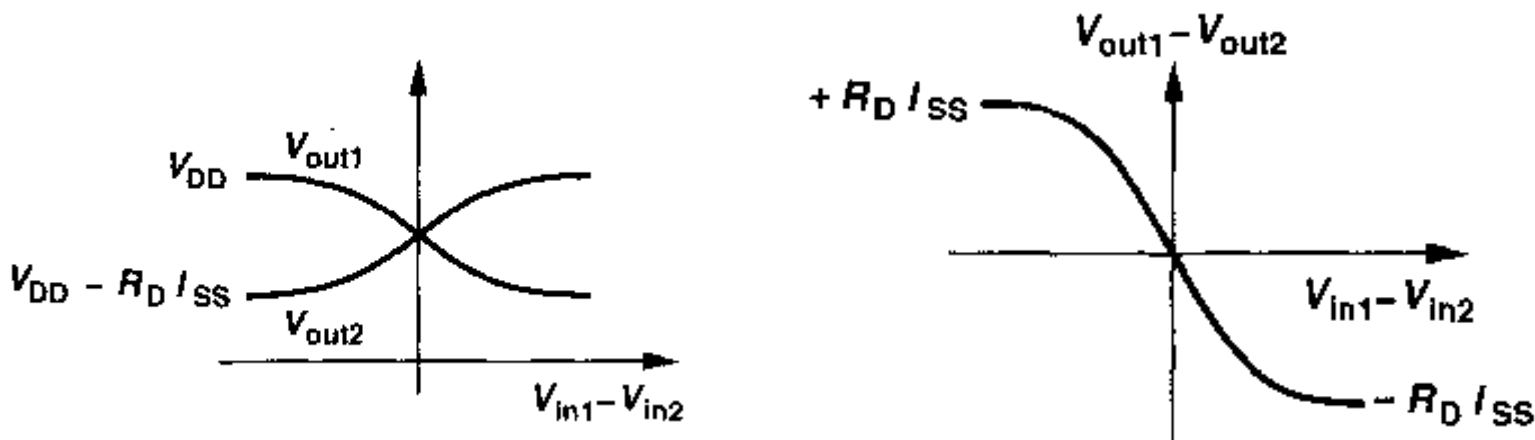
□ 差模分析

- 输出的最大与最小电平是完全确定的，和输入共模电平无关：

$$V_{\max} = V_{DD}, V_{\min} = V_{DD} - I_{ss} R_D$$

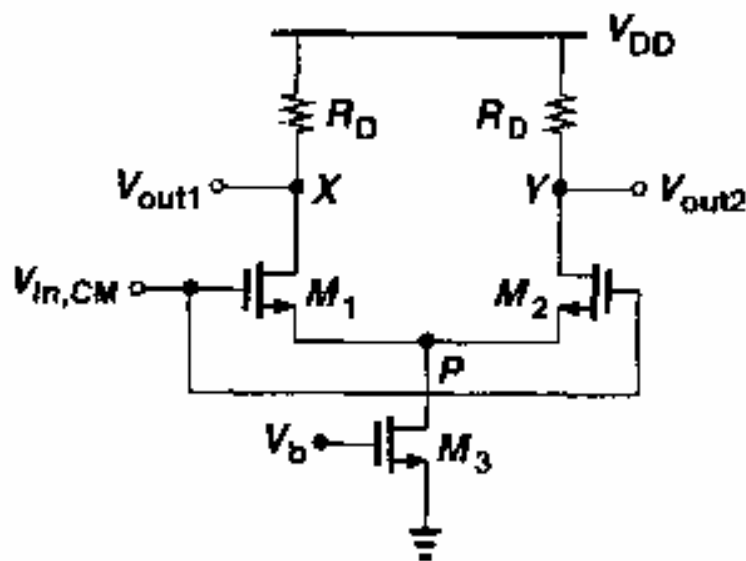
- 小信号增益在 $V_{in1} = V_{in2}$ 时最大，在两边变得非线性
- 定义：电路的平衡状态

$$V_{in1} = V_{in2}$$



基本差动对的定性分析

□ 共模分析



分析差动对的输入共模范围，确定输入信号的动态范围。

输入共模信号 $V_{in1} = V_{in2} = V_{in.cm}$

如图： V_b 很高时， M_3 导通，代替恒流源。

- a) 当 V_{in} 很小时， M_1 、 M_2 off， M_3 处于线性区。
- b) M_1 和 M_2 导通的条件：

和输入共模电平无关。

直观地， M_1 和 M_2 构成一个源跟随器

$V_{in.cm} \uparrow \Rightarrow V_p \uparrow \Rightarrow M_3 \text{ 饱和。}$

$$V_{in.cm} > V_{GS1} + V_{eff3} \Rightarrow$$

$$V_x = V_y = V_{DD} - \frac{1}{2} I_{ss} R_D$$

基本差动对的定性分析

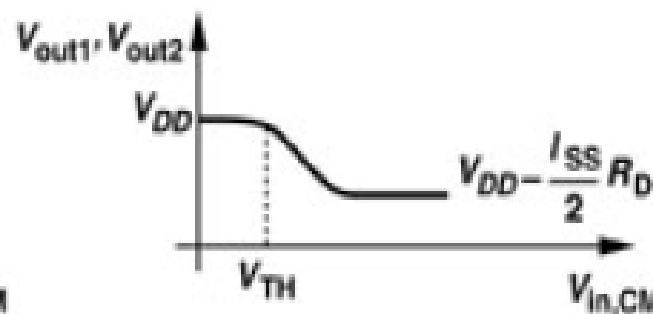
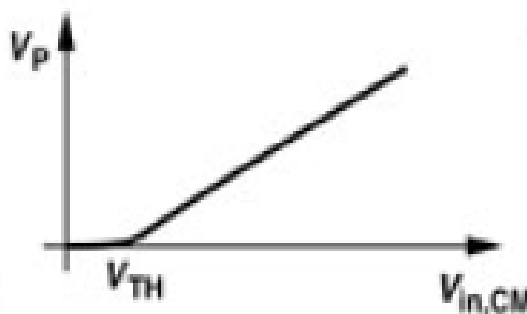
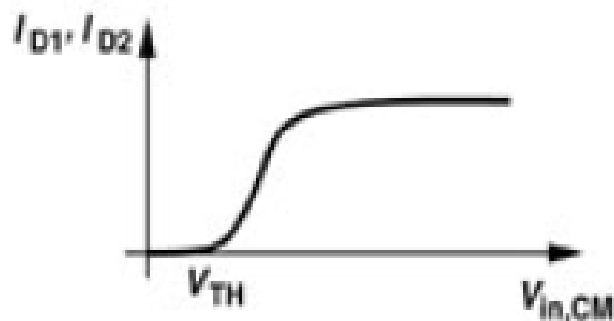
□ 共模分析

c) 当 V_{in} 继续上升时,

$$V_{in.cm} > V_x + V_{TH1} = V_{DD} - \frac{1}{2} I_{ss} R_D + V_{TH1} \quad \text{M1、M2进入线性区}$$

共模输入电压范围:

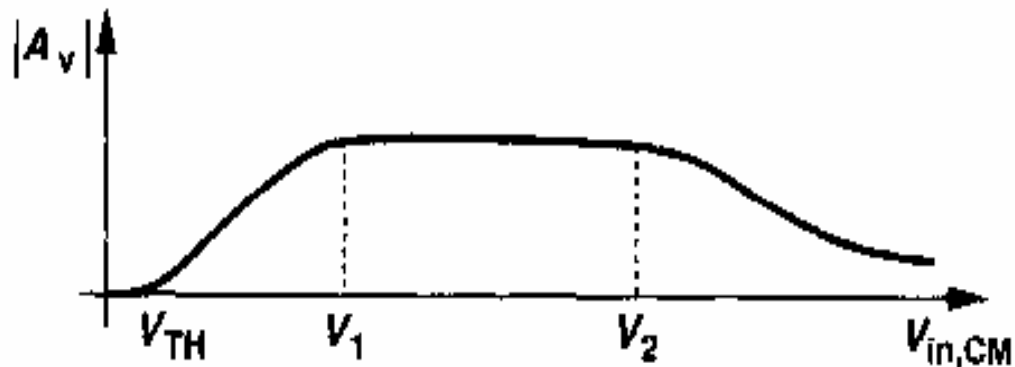
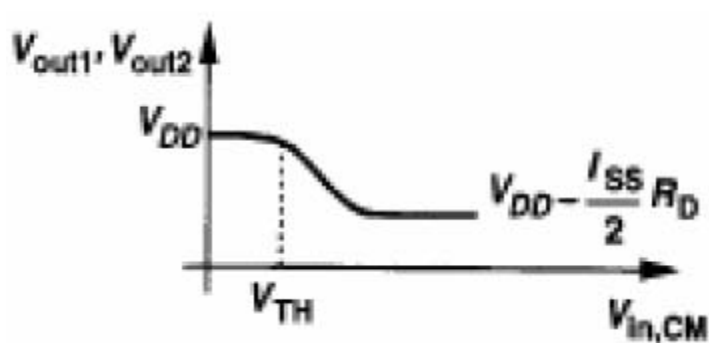
$$V_{GS1} + (V_{GS3} - V_{TH3}) < V_{in.cm} < \min\left(V_{DD}, V_{DD} - \frac{1}{2} I_{ss} R_D + V_{TH1}\right)$$



基本差动对的定性分析

□ 共模分析

- 由输出转移曲线求增益。
- 如图：当 $V_{in} > V_{th}$ 时，增益逐渐增加。在M3饱和后增益稳定。最后，当M1线性后，增益下降。
- $V_{in,cm}$ 可大于VDD，输入共模范围是非对称的
- PMOS？



基本差动对的定性分析

□ 尾电流源 I_{SS} 的作用

- a) 若尾电流源是理想电流源，（ $r_o = \infty$ ）
则 V_{out} 不会变化， $V_x = V_y = \text{常量}$
- b) 若尾电流源不是理想电流源，（ $r_o \neq \infty$ ）
则 V_{out} 会变化， $V_x = V_y \neq \text{常量}$
- c) 若尾电流源 $r_o \neq \infty$ ，且不对称。则 $V_x \neq V_y \neq \text{常量}$ 。输入共模电平引起输出差模信号的变化。这是不希望有的。

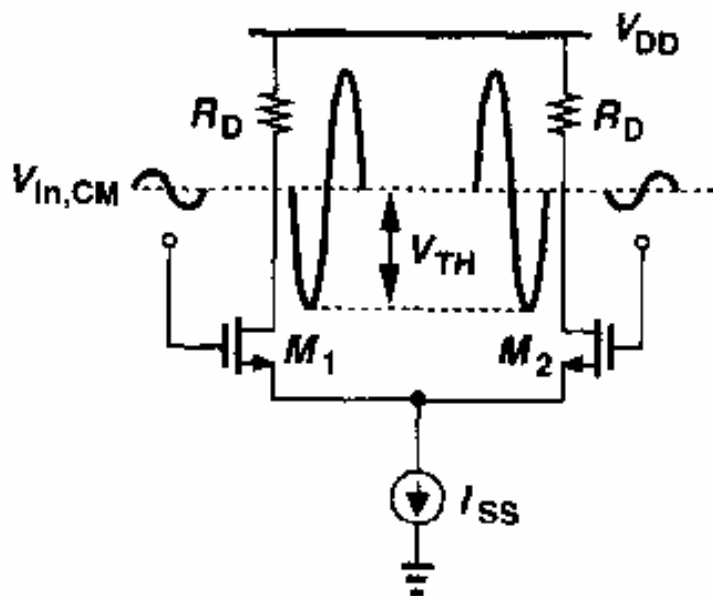
定义共模抑制比（CMRR）：

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

A_{DM} 是差模增益， A_{CM-DM} 是共模引起的输出差模增益

基本差动对的定性分析

□ 输出电压摆幅



考虑 M_1 、 M_2 不能进入线性区，
则：差分输出电平不是确定的。
例如：当 M_2 off 时， V_x 得到最低电平。

$$V_x = V_{DD} - I_{ss} R_D$$

M_1 在饱和区的条件是

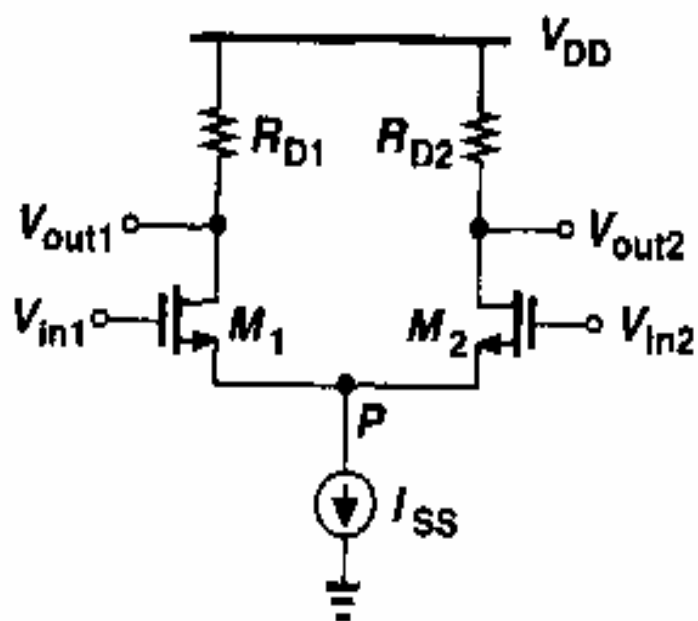
$$V_x > V_{in,cm} - V_{TH1} + V_{eff3}$$

$$V_x \in \max \{ V_{in,cm} - V_{TH1} + V_{eff3}, V_{DD} - I_{ss} R_D \}$$

结论是： $V_{in,cm} \downarrow$ ， 输出范围 $\uparrow$

基本差动对的定量分析

□ 差模分析:



思路: $\Delta V_{out} = R_D \times \Delta I_D$

求: $\Delta I_D \sim \Delta V_{in}$ 关系

考虑对称性

M_1 和 M_2 均处于饱和区, $\lambda = 0$

$$\beta = \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_1 = \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_2$$

$$\Delta V_{in} = V_{in1} - V_{in2}$$

$$\because V_p = V_{in1} - V_{GS1} = V_{in2} - V_{GS2}$$

$$\Delta V_{in} = V_{in1} - V_{in2} = V_{GS1} - V_{GS2}$$

基本差动对的定量分析

$$\therefore V_{TH1} = V_{TH2} \quad \Delta V_{in} = \sqrt{\frac{2I_{D1}}{\beta}} - \sqrt{\frac{2I_{D2}}{\beta}} \quad (1)$$

$$I_{ss} = I_{D1} + I_{D2} \quad (2)$$

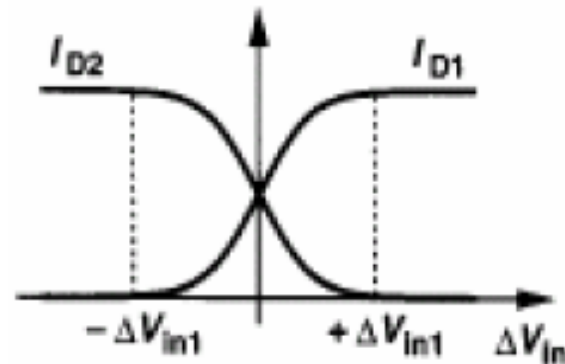
由式（1）和（2）得到：

$$\begin{cases} I_{D1} = \frac{I_{ss}}{2} + \frac{\beta \Delta V_{in}}{4} \sqrt{\frac{4I_{ss}}{\beta} - \Delta V_{in}^2} \\ I_{D2} = \frac{I_{ss}}{2} - \frac{\beta \Delta V_{in}}{4} \sqrt{\frac{4I_{ss}}{\beta} - \Delta V_{in}^2} \end{cases}$$
$$\Delta I_D = I_{D1} - I_{D2} = \frac{\beta \Delta V_{in}}{2} \sqrt{\frac{4I_{ss}}{\beta} - \Delta V_{in}^2}$$

基本差动对的定量分析

□ 电流与输入电压的关系

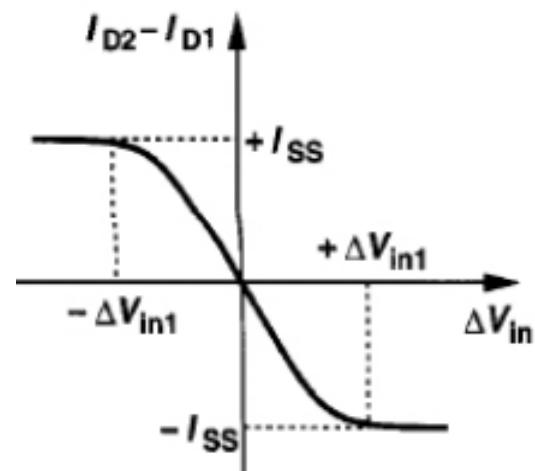
$$\Delta I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \Delta V_{in} \sqrt{\frac{4I_{ss}}{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L}} - \Delta V_{in}^2}$$



a) 当 $V_{in}=0$ 时, $\Delta I=0$ 。处于对称的平衡态

b) 由公式, 当 $\Delta V_{in} = \pm \sqrt{\frac{4I_{ss}}{\beta}}$ 时, $\Delta I=0$?

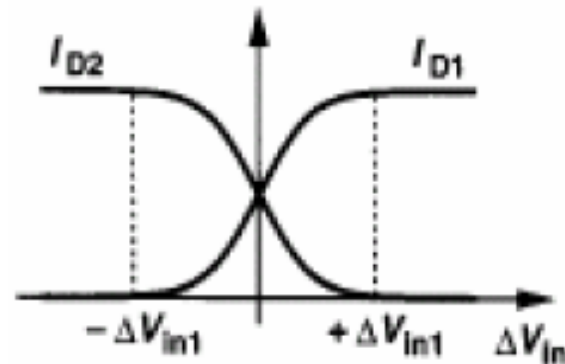
公式在M1、M2均导通条件下得到,
上述结果不成立。



基本差动对的定量分析

□ 电流与输入电压的关系

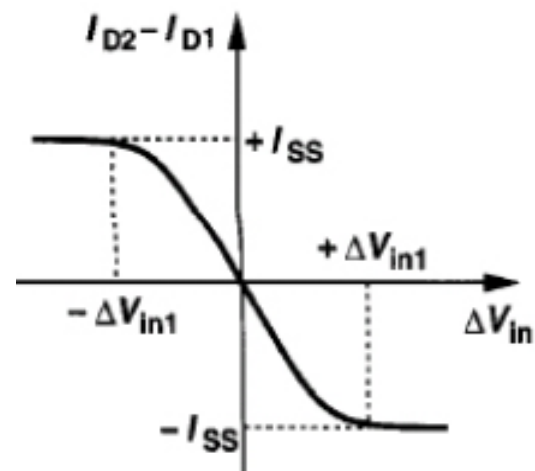
$$\Delta I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \Delta V_{in} \sqrt{\frac{4I_{ss}}{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L}} - \Delta V_{in}^2}$$



b) 当输入超过定值时, $\Delta I = I_{ss}$ 具有最大值
这时 I_{ss} 流过一个晶体管, 而另一个截止。

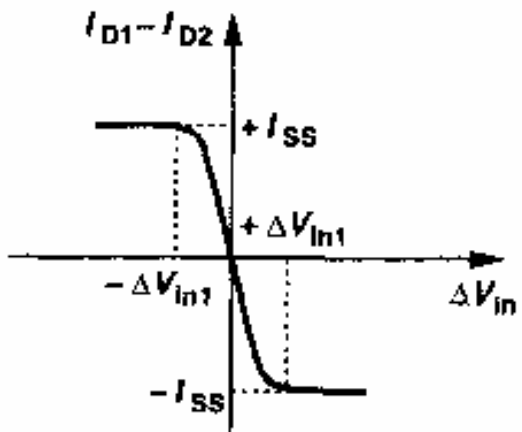
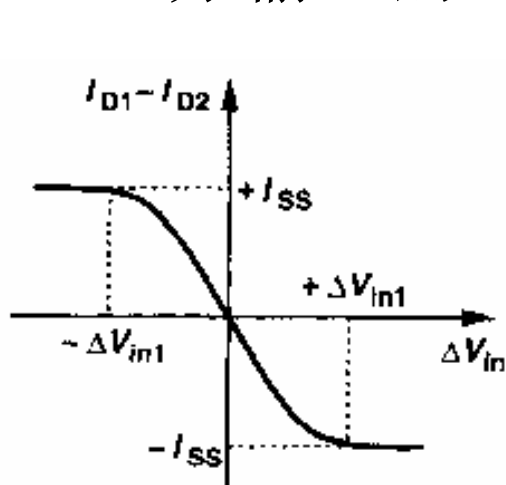
$$\because I_{D1} = I_{ss}, \Delta V_{in} = V_{GS1} - V_{TH}, \therefore \Delta V_{in} = \sqrt{\frac{2I_{ss}}{\beta}}$$

输入信号范围 $|\Delta V_{in}| \leq \sqrt{\frac{2I_{ss}}{\beta}}$



基本差动对的定量分析

□ 差分输入的线性范围



① 考虑 $|\Delta V_{in}| \leq \sqrt{\frac{2I_{ss}}{\beta}}$
 $\frac{W}{L} \downarrow \Rightarrow \beta \downarrow \Rightarrow \Delta V_{in} \uparrow$

Gm下降，则输入范围增加，线性度提高

② 当 $I_{ss} \uparrow \Rightarrow \Delta V_{in} \uparrow, \Delta I_D \uparrow$

结论: $I_{ss} \uparrow$ 或 $\beta \downarrow$ 提高输入范围和线性度

③ 平衡态, $I_{D1} = I_{D2} = \frac{1}{2} I_{ss}$
 $\therefore V_{eff1} = V_{eff2} = \sqrt{I_{ss}/\beta} \Rightarrow V_{eff} = \frac{1}{\sqrt{2}} \Delta V_{in}$
 $\Delta V_{in} \uparrow, V_{eff} \uparrow, I_{ss} \uparrow$ 或 I_{ss} 一定, $\frac{W}{L} \downarrow$

基本差动对的定量分析

□ 跨导

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

$$G_m = \frac{\partial \Delta I_D}{\partial \Delta V_{in}} = \frac{\beta}{2} \frac{\frac{4I_{ss}}{\beta} - 2\Delta V_{in}^2}{\sqrt{\frac{4I_{ss}}{\beta} - \Delta V_{in}^2}}$$

当 $\Delta V_{in} = 0$ 时， G_m 最大

$$G_m = \frac{\beta}{2} \frac{\frac{4I_{ss}}{\beta}}{\sqrt{\frac{4I_{ss}}{\beta}}} = \sqrt{\beta I_{ss}}$$

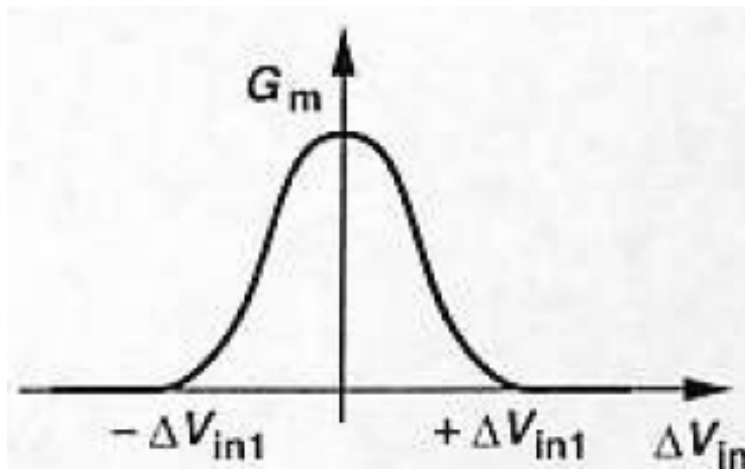
和单管的跨导相同；和M1、M2的跨导相同。

基本差动对的定量分析

□ 跨导曲线

$$G_m = \frac{\partial \Delta I_D}{\partial \Delta V_{in}} = \frac{\beta}{2} \frac{\frac{4I_{ss}}{\beta} - 2\Delta V_{in}^2}{\sqrt{\frac{4I_{ss}}{\beta} - \Delta V_{in}^2}}$$

$$G_{m, \max} = \sqrt{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} I_{ss}}$$



$$\Delta V_{in1} = \sqrt{\frac{2I_{ss}}{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L}}}$$

基本差动对的定量分析

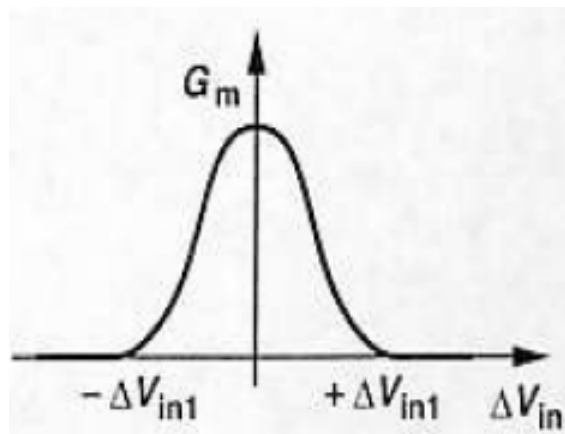
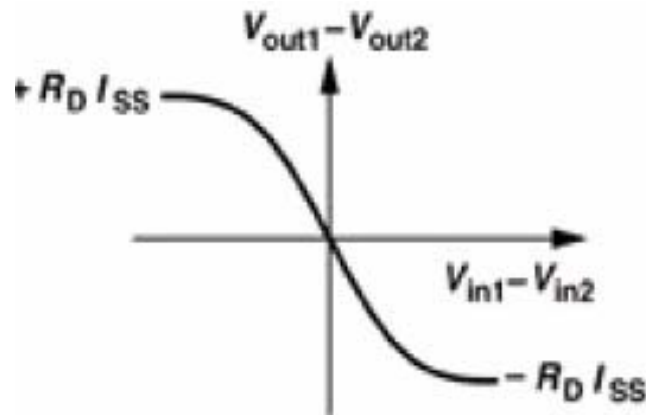
□ 差模增益

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

$$A_V = \frac{\partial \Delta V_{out}}{\partial \Delta V_{in}} = \frac{\partial \Delta V_{out}}{\partial \Delta I_D} \frac{\partial \Delta I_D}{\partial \Delta V_{out}}$$

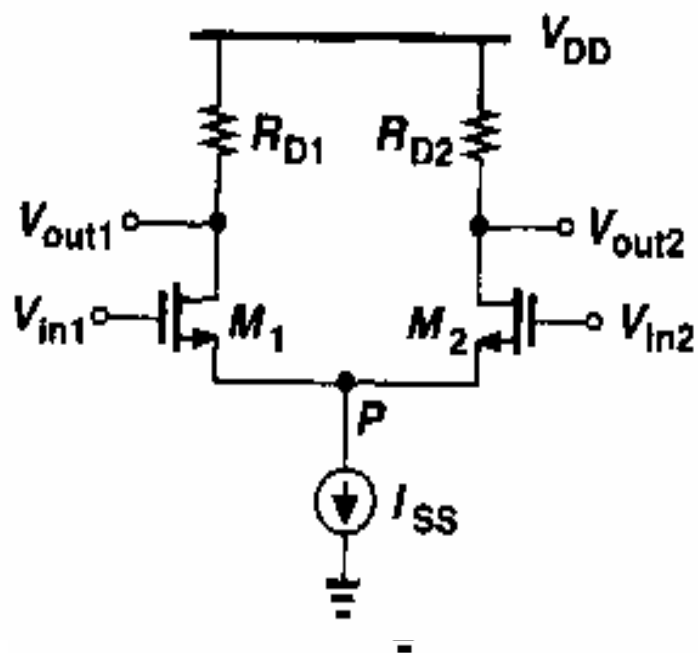
$$= -R_D \times G_m$$

$$A_V = -R_D \sqrt{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} I_{SS}} = -g_{m1,2} \times R_D$$



基本差动对的定量分析

□ 差动对的小信号分析：采用叠加法



因为电路有两个独立的信号源驱动
故采用叠加法具有普遍性，不需要
假定电路对称。

思路： V_{in1} 、 V_{in2} 是独立的信号源，
令 $V_{in2}=0$ ，分析 $V_{out1}-V_{out2}$
随 $V_{in1}-V_{in2}$ 的变化，然后令 $V_{in1}=0$ ，
分析 $V_{out1}-V_{out2}$ 随 V_{in2} 的变化。
将结果叠加。

可将电路简化为熟悉的电路结构。

基本差动对的定量分析

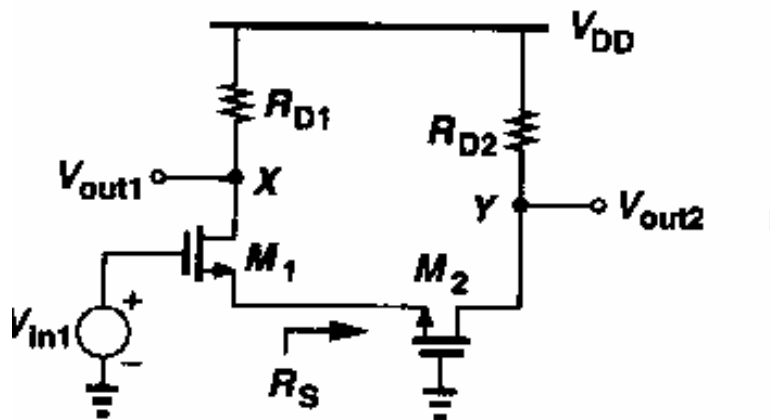
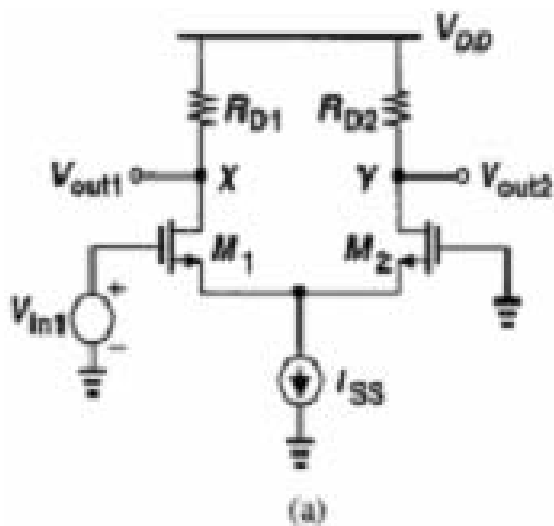
□ V_{out1} 随 V_{in1} 的变化

■ 计算从P点向右看的等效电阻 R_s 。

若尾电流 $r_o = \infty$ ，则 I_{SS} 是理想的，电阻可忽略。

R_s 是共栅级的输入电阻：

$$R_s = \frac{1}{g_m + g_{mb} + \frac{1}{r_o}} \left(1 + \frac{R_D}{r_o} \right) \approx \frac{1}{g_{m2}}$$



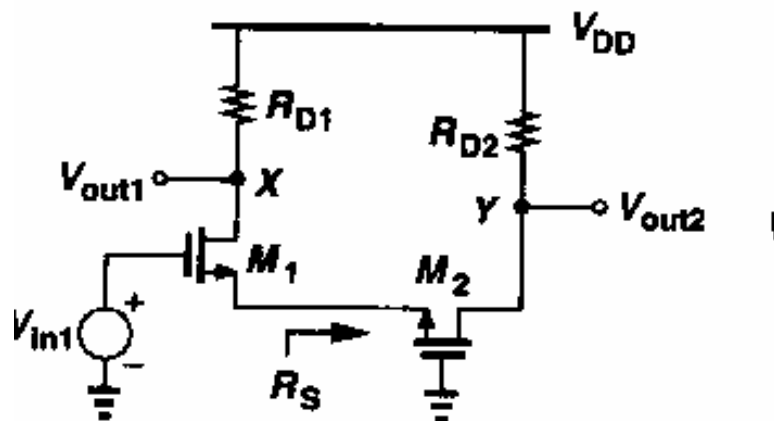
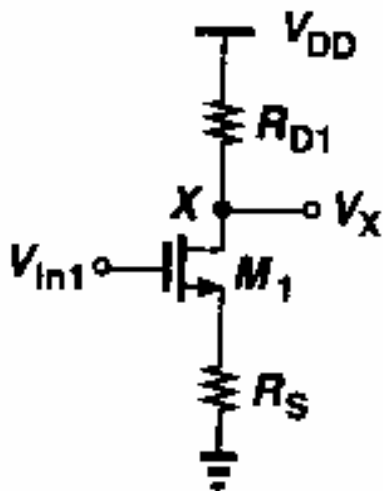
基本差动对的定量分析

□ V_{out1} 随 V_{in1} 的变化

■ 简化成源级负反馈共源放大器

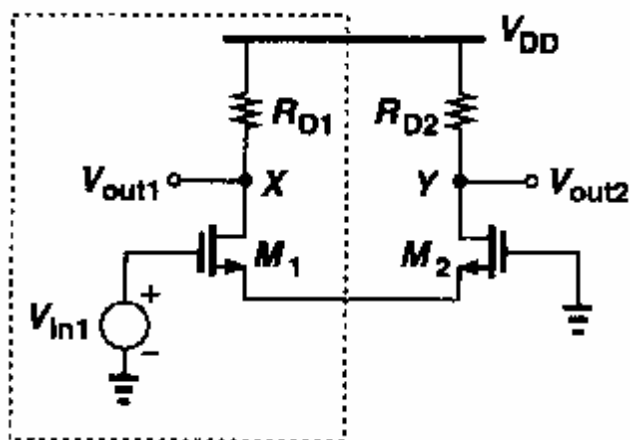
$$R_s = \frac{1}{g_m + g_{mb} + \frac{1}{r_o}} \left(1 + \frac{R_D}{r_o} \right) \approx \frac{1}{g_{m2}}$$

$$A_V = \frac{V_x}{V_{in1}} = -\frac{g_{m1}}{1 + g_{m1}R_s} R_D = -\frac{1}{\frac{1}{g_{m1}} + R_s} R_D = -\frac{R_D}{\frac{1}{g_{m1}} + \frac{1}{g_{m2}}}$$



基本差动对的定量分析

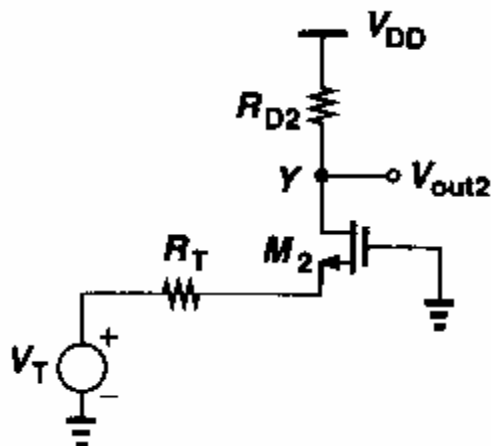
□ V_{out2} 随 V_{in1} 的变化



V_{in1} 是通过一个源跟随器驱动 M_2

通过戴维宁定理等效成一个信号源，成为共栅级电路。

$$V_T = V_{in1}$$



$V_{in1}=0$ 时等效电阻 R_T :

从P点向右看是共栅级的输入电阻。

$$\therefore R_T = \frac{1}{g_{m1}}$$

基本差动对的定量分析

则共栅级的增益:

$$A_V = \frac{V_{out2}}{V_{in1}} = \frac{R_D}{\frac{1}{g_{m1}} + \frac{1}{g_{m2}}}$$

$$\text{综合得: } (V_{out1} - V_{out2})_{\text{due-to-}V_{in1}} = \frac{2R_D}{\frac{1}{g_{m1}} + \frac{1}{g_{m2}}} V_{in1} \xrightarrow{g_{m1}=g_{m2}=g_m} = -g_m R_D V_{in1}$$

□ Vout1-Vout2随Vin2的变化

同样的, 由于电路对称, Vin2与Vin1的作用大小相同, 极性相反:

$$(V_{out1} - V_{out2})_{\text{due-to-}V_{in2}} = g_m R_D V_{in2}$$

基本差动对的定量分析

□ $V_{out1}-V_{out2}$ 随 $V_{in1}-V_{in2}$ 的变化:

$$(V_{out1} - V_{out2})_{total} = -g_m R_D (V_{in1} - V_{in2})$$

$$A_V = -g_m R_D$$

□ 结论: 双端输入双端输出: $A_V = g_m R_D$

单端输入双端输出: $A_V = g_m R_D$

双端输入单端输出: $A_V = \frac{1}{2} g_m R_D$

当 $g_{m1} \neq g_{m2}$, 电路不对称时, 同样可以采用这种分析方法。

□ 差动对的小信号分析方法2: 半边电路概念分析法→
简化成半边电路。条件是, 对称的电路结构。

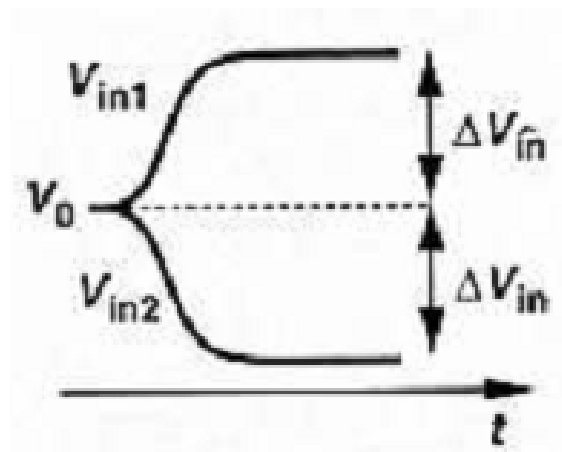
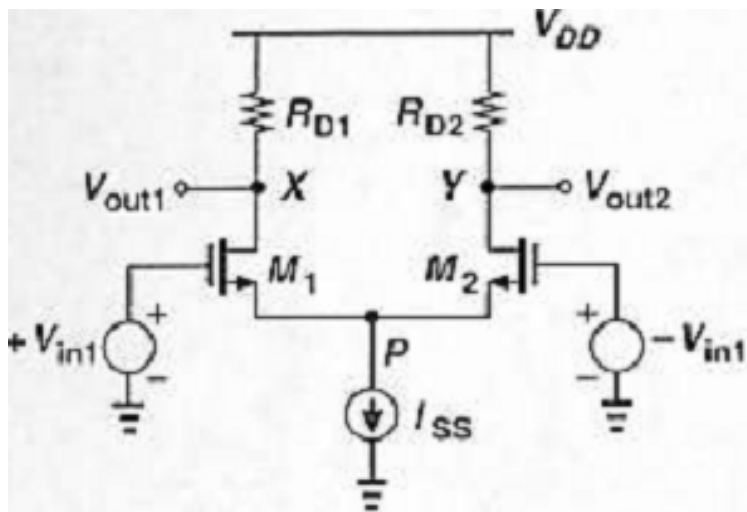
基本差动对的定量分析

□ 半边电路法分析全差分输入电路

■ 辅助定理：

如果电路对称，当 V_{in1} 从 V_0 变化到 $V_0 + \Delta V_{in}$ ， V_{in2} 从 V_0 变化到 $V_0 - \Delta V_{in}$ ，且电路线性，则： V_p 不变。

即：全差分输入时，P点为交流地。



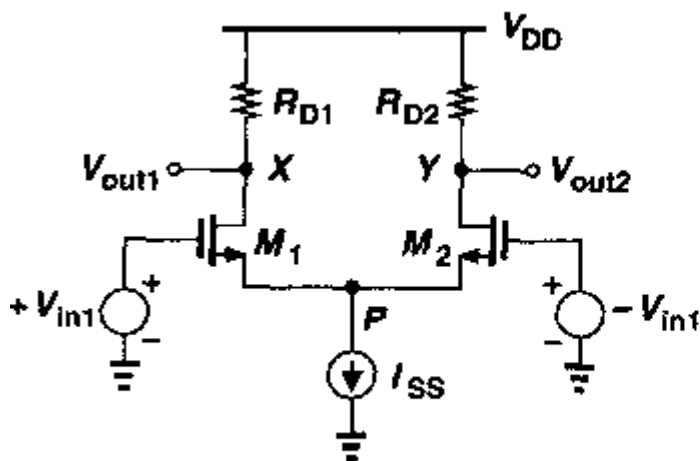
基本差动对的定量分析

□ 半边电路法分析全差分输入电路

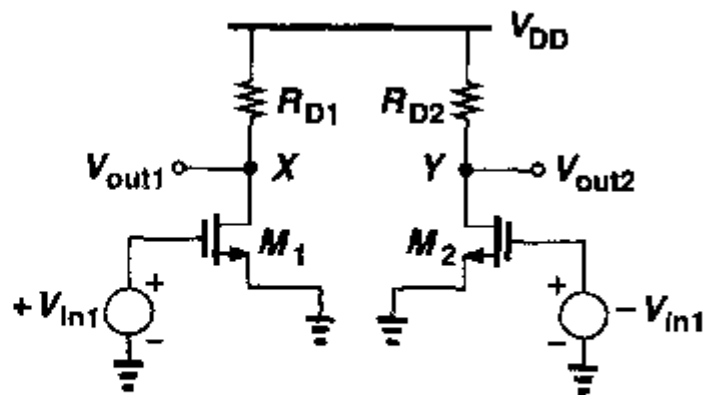
■ 简化差模增益推导

$$V_{out1} = -g_m R_D V_{in1} \quad V_{out2} = -g_m R_D (-V_{in1})$$

$$V_{out1} - V_{out2} = -2g_m R_D V_{in1} \quad A_V = \frac{V_{out1} - V_{out2}}{2V_{in1}} = -g_m R_D$$



(a)



(b)

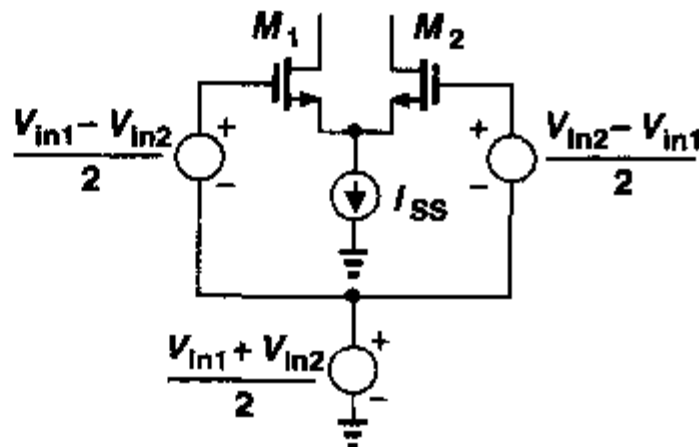
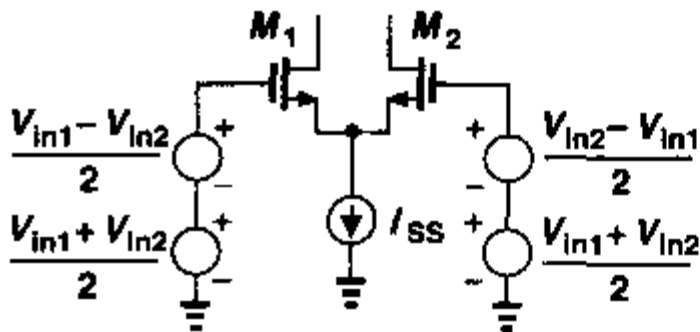
基本差动对的定量分析

□ 非全差分输入电路分析

- 输入信号不是大小相等、方向相反、 V_p 不是交流地
- 将输入分为差模输入部分和共模输入部分

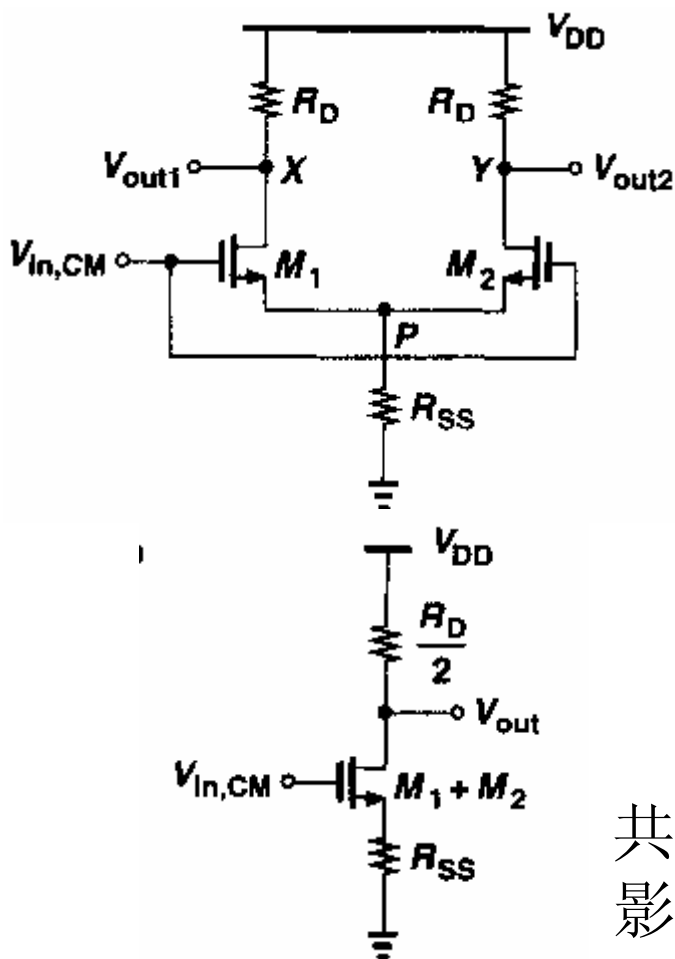
$$V_{in1} = \frac{V_{in1} - V_{in2}}{2} + \frac{V_{in1} + V_{in2}}{2} \quad V_{in2} = \frac{V_{in2} - V_{in1}}{2} + \frac{V_{in1} + V_{in2}}{2}$$

- 分别计算差模和共模响应后在用叠加定理



基本差动对的定量分析

- 共模响应：考虑非理性条件下，电路对共模扰动的抑制能力



- ① 考虑尾电流源的有限输出阻抗 R_{SS} 。

电路是对称的： $V_x = V_y$

负载电阻： $R_L = \frac{1}{2} R_D$

等效NMOS单管： $G_m = 2g_m$

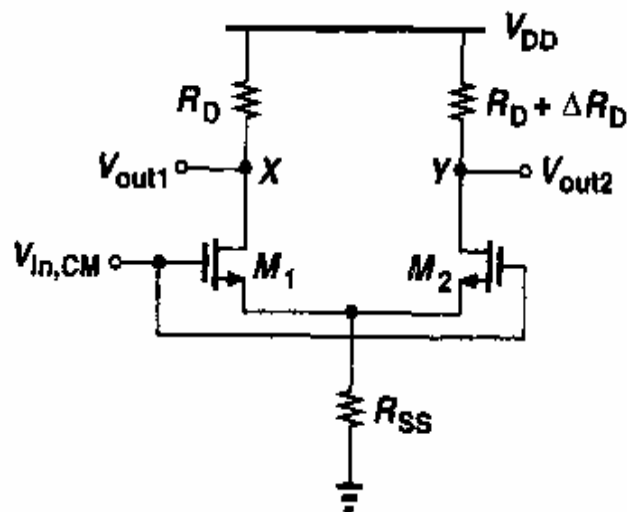
因此，对源极负反馈的共源放大器，有

$$A_{V,CM} = A_V = -\frac{R_D/2}{1/(2g_m) + R_{SS}}$$

共模电平的变化，导致输出电平的改变因而影响了偏置点、小信号增益、和输出摆幅。

基本差动对的定量分析

- 共模响应：电路不对称时，输入共模→输出差模信号



- ② 负载电阻不对称 $R_D, R_D + \Delta R_D$
因为 M_1 和 M_2 是相同的，因此，

$$\Delta I_{D1} = \Delta I_{D2} = \Delta I_D$$

$$\Delta I_D = \frac{g_m}{1 + 2g_m R_{SS}} \Delta V_{in,CM}$$

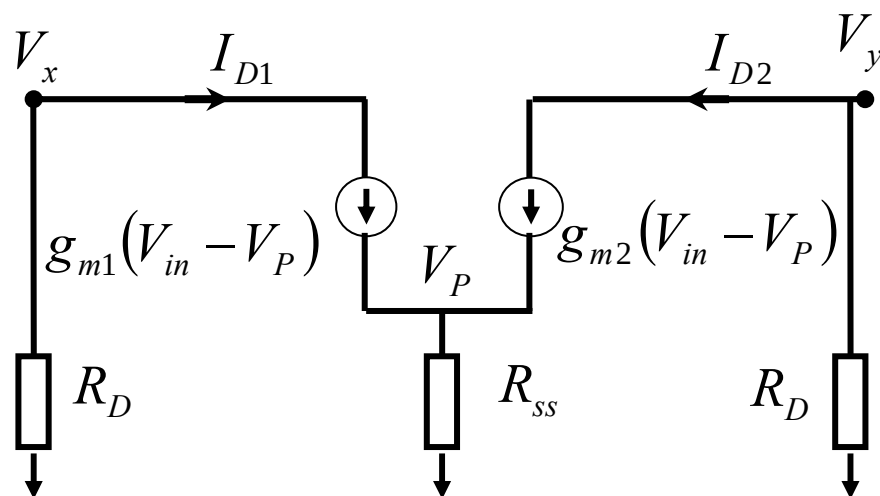
$$\Delta V_x = -\frac{g_m R_D}{1 + 2g_m R_{SS}} \Delta V_{in,CM} \quad \Delta V_y = -\frac{g_m (R_D + \Delta R_D)}{1 + 2g_m R_{SS}} \Delta V_{in,CM}$$

- 共模响应有二方面：输出共模电平的变化，和输出差模分量。
- 高频时，有寄生电容， R_{SS} 更小。

$$A_{CM-DM} = -\frac{g_m \Delta R_D}{1 + 2g_m R_{SS}}$$

基本差动对的定量分析

□ 共模响应：输入对管不对称



③ 考虑 $g_{m1} \neq g_{m2} \Rightarrow I_{D1} \neq I_{D2}$

如图是小信号等效电路

$$(g_{m1} + g_{m2})(V_{in} - V_p) = I_{D1} + I_{D2}$$

$$(g_{m1} + g_{m2})(V_{in} - V_p)R_{ss} = V_p$$

$$\Rightarrow V_p = \frac{(g_{m1} + g_{m2})R_{ss}}{1 + (g_{m1} + g_{m2})R_{ss}} V_{in}$$

$$\Rightarrow V_x = -I_{D1}R_D = -g_{m1}(V_{in} - V_p)R_D = -\frac{g_{m1}R_D}{1 + (g_{m1} + g_{m2})R_{ss}} V_{in}$$

同理：

$$V_y = -I_{D2}R_D = -\frac{g_{m2}R_D}{1 + (g_{m1} + g_{m2})R_{ss}} V_{in}$$

基本差动对的定量分析

共模响应: $V_x - V_y = -\frac{(g_{m1} - g_{m2})R_D}{1 + (g_{m1} + g_{m2})R_{ss}} V_{in,CM}$

$$A_{CM-DM} = -\frac{(g_{m1} - g_{m2})R_D}{1 + (g_{m1} + g_{m2})R_{ss}} = -\frac{\Delta g_m R_D}{1 + (g_{m1} + g_{m2})R_{ss}}$$

和 ΔR_D 结果相似

若计入 R_{ss} , 只考虑 g_m 的不匹配, 假定 $V_{in1} = V_{in2}$ 。

利用叠加法可得:

$$|A_{DM}| = -\frac{R_D}{2} \frac{g_{m1} + g_{m2} + 4g_{m1}g_{m2}R_{ss}}{1 + (g_{m1} + g_{m2})R_{ss}}$$

$$\text{则: } CMRR = \left| \frac{A_{DM}}{A_{CM-DM}} \right| = \frac{g_{m1} + g_{m2} + 4g_{m1}g_{m2}R_{ss}}{2\Delta g_m} \approx \frac{g_m}{\Delta g_m} (1 + 2g_m R_{ss})$$

基本差动对的定量分析

- 输入失调电压：当差动对管不对称时，存在共模信号到差模信号的转换。

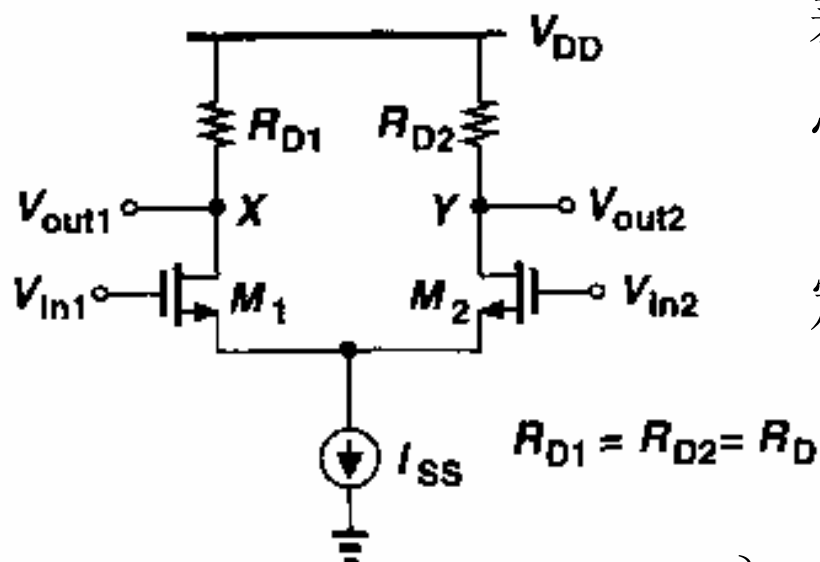
思路：输入端加一输入失调电压，使

$$V_{out1} = V_{out2}$$

定义：不考虑负载的匹配问题，当

$I_{D1} = I_{D2}$ 时，M1和M2的 V_{GS} 之差。

$$V_{os} = V_{in1} - V_{in2} = V_{GS1} - V_{GS2} = \Delta V_{GS}$$



$$\left. \begin{aligned} \text{推导: } I_{D1} &= \frac{\beta_1}{2} (V_{GS1} - V_{TH1})^2 \\ I_{D2} &= \frac{\beta_2}{2} (V_{GS2} - V_{TH2})^2 \\ I_{D1} &= I_{D2} = I_{SS}/2 \end{aligned} \right\} \Rightarrow \begin{cases} V_{GS1} = V_{TH1} + \sqrt{\frac{I_{SS}}{\beta_1}} \\ V_{GS2} = V_{TH2} + \sqrt{\frac{I_{SS}}{\beta_2}} \end{cases}$$

基本差动对的定量分析

得到: $V_{os} = V_{GS1} - V_{GS2} = V_{T1} - V_{T2} + \left(\sqrt{\frac{I_{ss}}{\beta_1}} - \sqrt{\frac{I_{ss}}{\beta_2}} \right)$

$$= \Delta V_T + \left(\sqrt{\frac{I_{ss}}{\beta_1}} - \sqrt{\frac{I_{ss}}{\beta_2}} \right) \xrightarrow{\beta_1 = \beta, \beta_2 = \beta + \Delta\beta}$$

$$= \Delta V_T + \sqrt{\frac{I_{ss}}{\beta}} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \Delta\beta/\beta}} \right)$$

$$\because (1+x)^{\frac{1}{2}} = 1 + \frac{1}{2}x$$

$$V_{os} = \Delta V_T + \sqrt{\frac{I_{ss}}{\beta}} \frac{\Delta\beta/2\beta}{1 + \Delta\beta/2\beta} \approx \Delta V_T + \sqrt{\frac{I_{ss}}{4\beta}} \frac{\Delta\beta}{\beta}$$

基本差动对的定量分析

$$\because \beta = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L}$$

$$\therefore \left| \frac{\Delta \beta}{\beta} \right| = \left| \frac{\Delta W}{W} \right| + \left| \frac{\Delta L}{L} \right| \quad \text{假定 } \mu_n、C_{ox} \text{ 不变。}$$

$$\text{则: } V_{os} = \Delta V_T + \sqrt{\frac{I_{ss}}{4\beta}} \left(\left| \frac{\Delta W}{W} \right| + \left| \frac{\Delta L}{L} \right| \right)$$

$$\because g_m = \sqrt{\beta I_{ss}} \Rightarrow V_{os} = \Delta V_T + \frac{I_{ss}}{2g_m} \left(\left| \frac{\Delta W}{W} \right| + \left| \frac{\Delta L}{L} \right| \right)$$

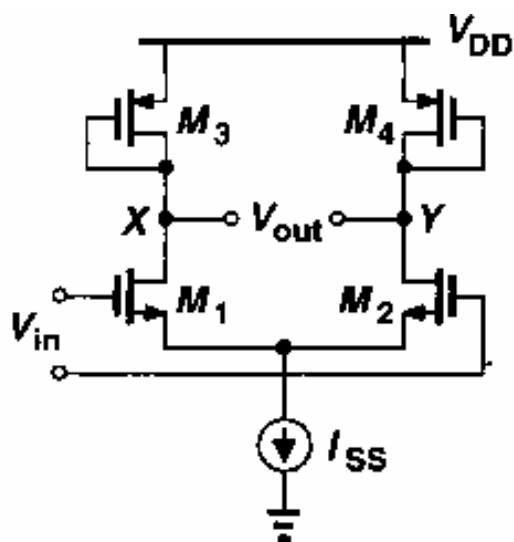
结论: a) 和 ΔV_T 成正比, 因此MOS管的失调电压大。

b) 增加器件的尺寸, V_{os} 下降。

c) 版图匹配好, V_{os} 下降。

MOS管负载的差动对

和单端共源放大器相似，负载电阻可以用MOS管代替



a) MOS二极管负载

$$R_D = \frac{1}{g_{mp}}$$

$$A_V \approx -g_{mn} \bullet R_D = -\frac{g_{mn}}{g_{mp}} = -\sqrt{\frac{\mu_n \left(\frac{W}{L}\right)_n}{\mu_p \left(\frac{W}{L}\right)_p}}$$

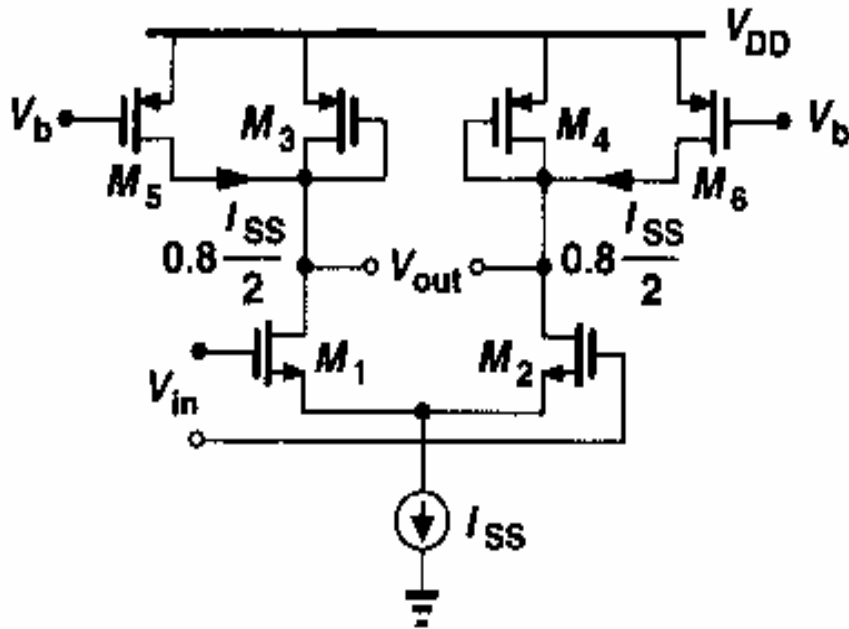
和共源级相似，能提供良好的线性度。

$A_V \uparrow, \Rightarrow \left(\frac{W}{L}\right)_p \downarrow \Rightarrow$ 电流一定 $\therefore V_{effp} \uparrow$ 摆幅下降。

例：若 $A_V = 10$, $\mu_n = 2\mu_p$

$\left(\frac{W}{L}\right)_n = 50\left(\frac{W}{L}\right)_p$ NMOS的面积大。

MOS管负载的差动对



附加电流源以提高增益，降低 NMOS 的面积。

如图：80% 的 PMOS 电流由电流源提供。

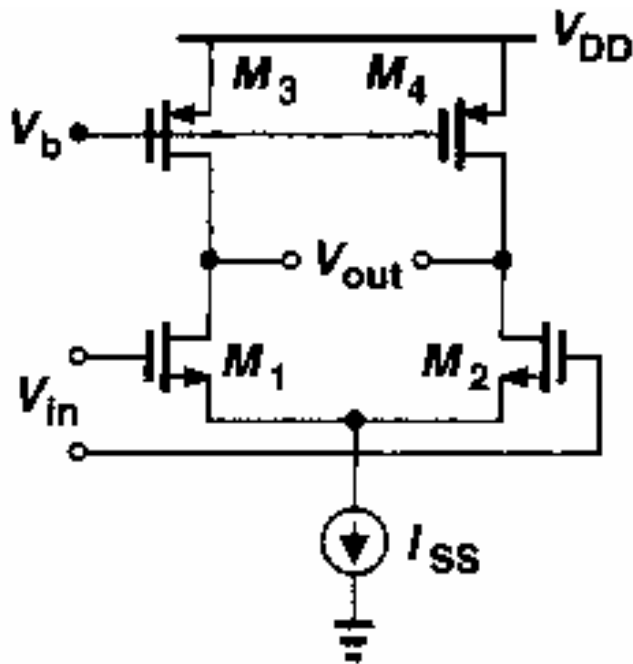
$$A_V = -\frac{g_{mn}}{g_{mp}} = -\sqrt{\frac{\mu_n \left(\frac{W}{L}\right)_n}{\frac{1}{5} \mu_p \left(\frac{W}{L}\right)_p}}$$

$$= -\sqrt{5} \sqrt{\frac{\mu_n \left(\frac{W}{L}\right)_n}{\mu_p \left(\frac{W}{L}\right)_p}}$$

结论：增益提高 $\sqrt{5}$ 倍。
或面积下降 5 倍。

MOS管负载的差动对

b) 电流源负载：提高输出阻抗



$\because r_{on}$ 和 r_{op} 大小相当, $\therefore r_{on}$ 不能忽略。

$$R_D = (r_{op} // r_{on})$$

$$A_V = -g_{mn} (r_{op} // r_{on})$$

有较大的增益

有较大的输出摆幅

需稳定输出共模电平

MOS管负载的差动对

c) 共源共栅结构：提高输出阻抗

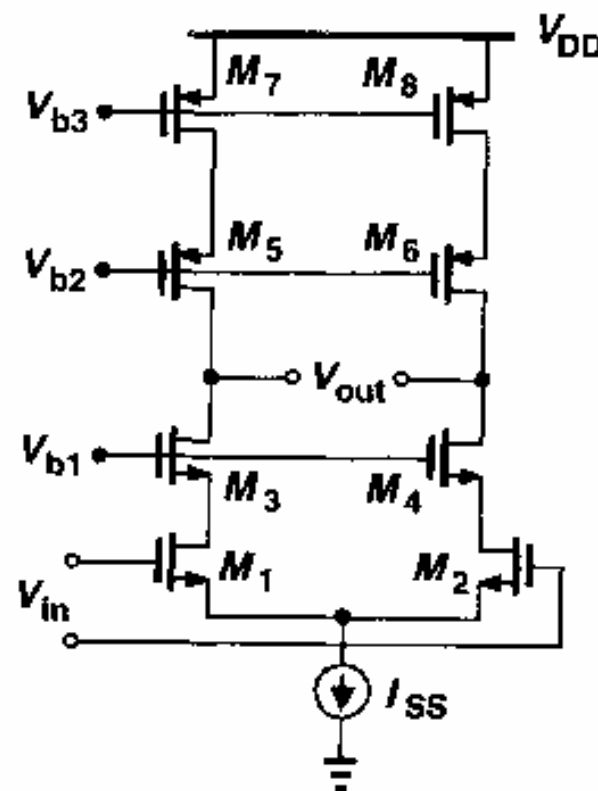
$$R_D \approx (g_{m5}r_{o5})r_{o7} // (g_{m3}r_{o3})r_{o1}$$

$$A_V \approx -g_{m1}[(g_{m5}r_{o5})r_{o7} // (g_{m3}r_{o3})r_{o1}]$$

增益 ↑

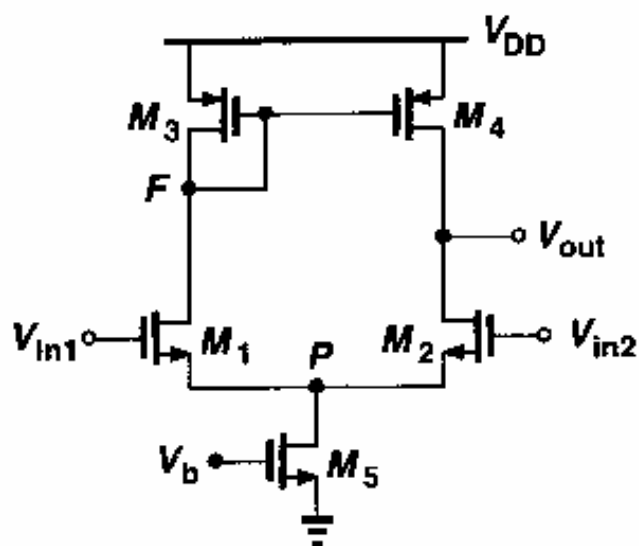
输出摆幅 ↓

需稳定输出共模电平



CMOS差动对

□ 电路结构：采用PMOS负载，单端输出



思路：直接单端输出时， A_v 下降一半， M_1 的电流被浪费了。因此采用电流镜电路， M_3 将 M_1 电流送到输出端
当 M_1 的栅极电压增加时，（ $V_{in1} \uparrow$ ）

$$M_1 \Rightarrow \Delta I \uparrow, M_2 \Rightarrow \Delta I \downarrow$$

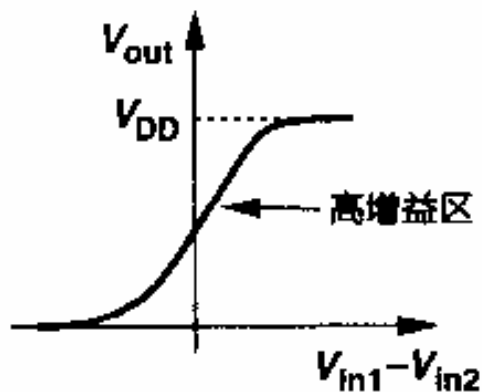
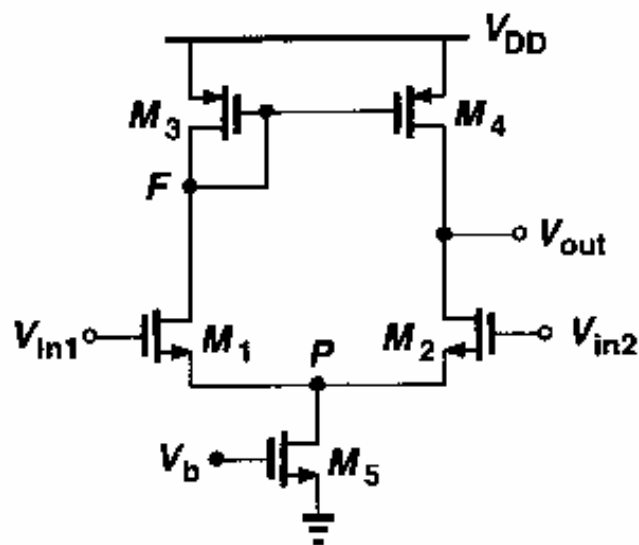
$$\because I_{D4} = I_{D3} = I_{D1} \quad \therefore M_4 \Rightarrow \Delta I \uparrow$$

$$\text{输出电流: } I_{out} = I_{D4} - I_{D2} = I_{D1} - I_{D2} \Rightarrow \Delta I_{out} = 2\Delta I$$

输出电流的改变由二种机制决定： M_2 漏电流下降，
 M_4 漏电流上升。

CMOS差动对

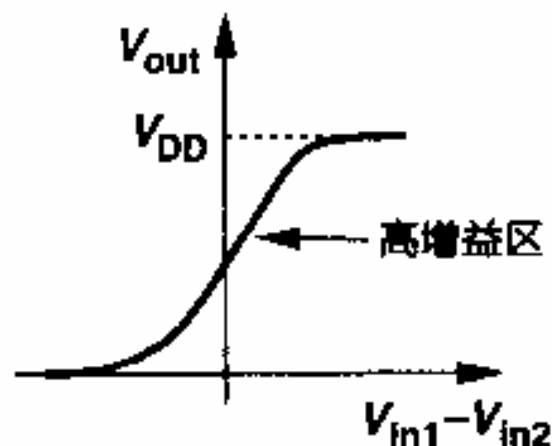
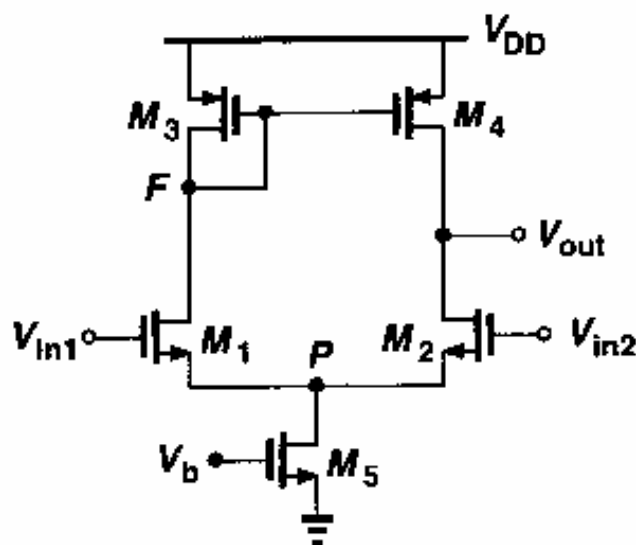
□ 大信号分析:



- ① 当 $V_{in1} \ll V_{in2}$
M1、M3截止。 $I_{D3} = 0$ M4截止
M2、M5在深线性区。
- ② 当 $V_{in1} = V_{in2}$
M2、M4在饱和区，高增益
- ③ 当 $V_{in1} \gg V_{in2}$
 I_{D1}, I_{D3}, I_{D4} 很大，
M2 截止或 I_{D2} 很小。M4进入
深线性区，最终：
 $I_{D4} = 0 \Rightarrow V_{out} = V_{DD}$

CMOS差动对

□ 大信号分析:



④ 输出共模分析:

输入共模的最小值 $V_{in,CM} > V_{GS2} + V_{eff5}$

M2 在饱和区: $V_{out} > V_{in,CM} - V_{TH2} \Rightarrow$ 输入共模尽可能低。

对称电路, $V_{in1}=V_{in2}$ 时, $V_{out} = V_{DD} - |V_{GS3}|$

CMOS差动对

□ 增益计算

- 结点X、Y的电压摆幅差别很大， V_x 、 V_y 在结点P的作用（分别通过 r_{o1} 和 r_{o2} ）不能相互抵消，结点P不能看作是交流地

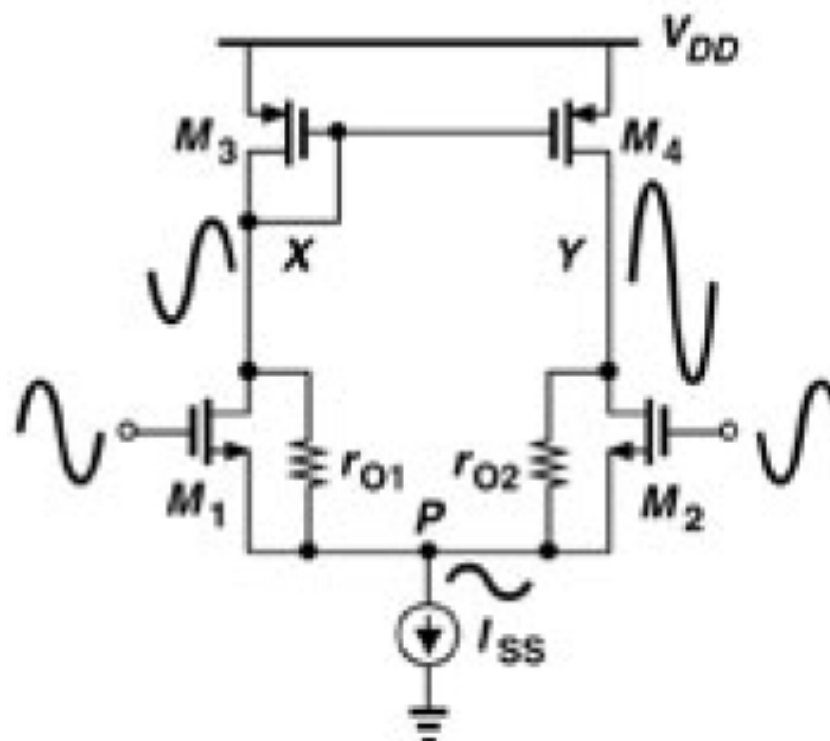
□ 方法： $A_V = -G_m R_{out}$

- 跨导

$$I_{D4} = |I_{D3}| \approx |I_{D1}| = g_m V_{in1}$$

$$\begin{aligned} I_{out} &= I_{D4} - I_{D2} \\ &= g_m V_{in1} - (g_m V_{in2}) \\ &= g_m (V_{in1} - V_{in2}) \end{aligned}$$

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



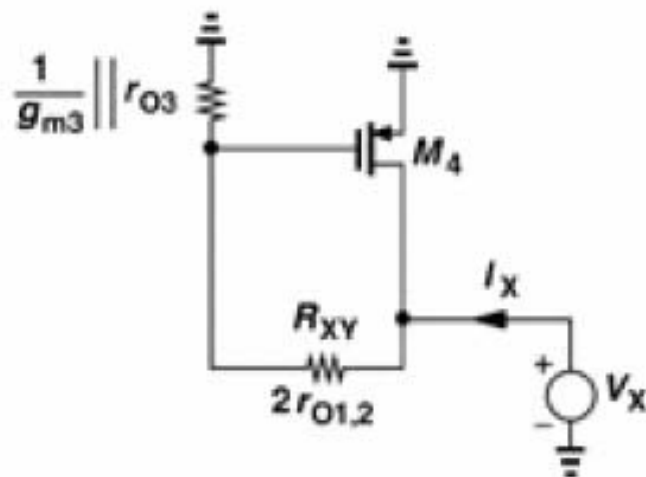
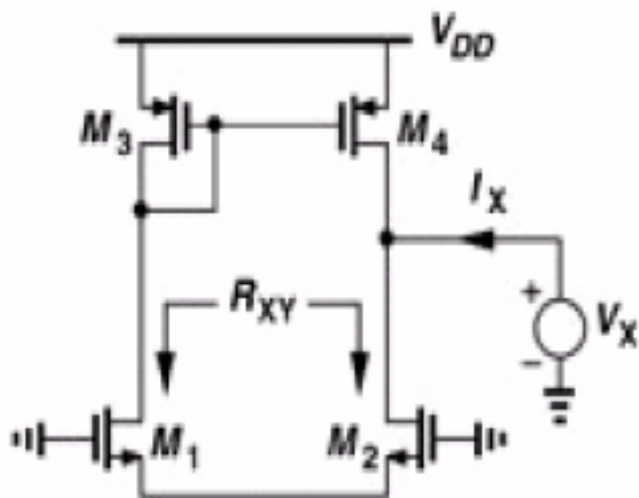
CMOS差动对

■ 输出阻抗

$$I_x = 2 \frac{V_x}{2r_{o1,2} + \frac{1}{g_{m3}} // r_{o3}} + \frac{V_x}{r_{o4}} \quad \because 2r_{o1,2} \gg \left(\frac{1}{g_{m3}} // r_{o3} \right)$$

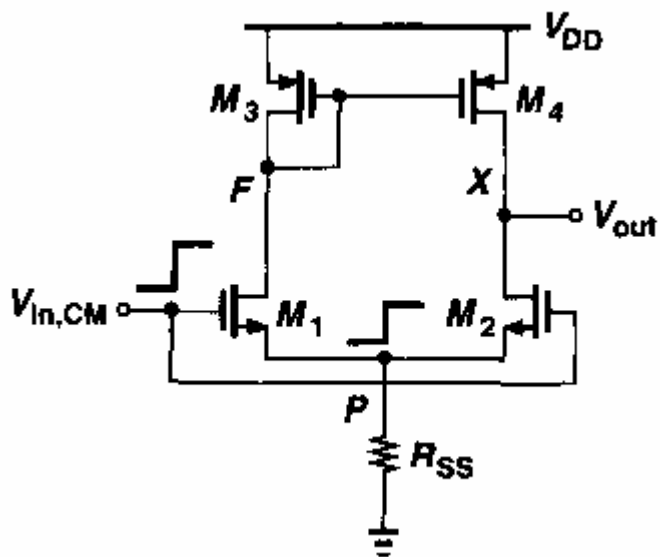
$$\therefore R_{out} \approx r_{o2} // r_{o4}$$

$$A_V \approx g_{m1,2} (r_{o2} // r_{o4})$$



CMOS差动对

□ 共模特性:



a) I_{SS} 有限阻抗的影响:

输入共模增益直接影响输出信号的大小。

若电路对称, 则 $V_{out} = V_F$

否则, V_{out} 可能产生偏差, 使 $M2$ 和 $M4$ 进入线性区。因此, 共模分析时 F 和 V_{out} 可以短接。

$$R_D = \frac{1}{g_{m3}} // \frac{1}{g_{m4}} // r_{o3} // r_{o4} = \frac{1}{2g_{m3}} // \frac{r_{o3}}{2} \approx \frac{1}{2g_{m3}}$$

$$G_m = 2g_{m1}$$

$$A_{CM} = -\frac{\frac{1}{2g_{m3}}}{\frac{1}{2g_{m1}} + R_{ss}} = -\frac{1}{1 + 2g_{m1}R_{ss}} \frac{g_{m1}}{g_{m3}}$$

CMOS差动对

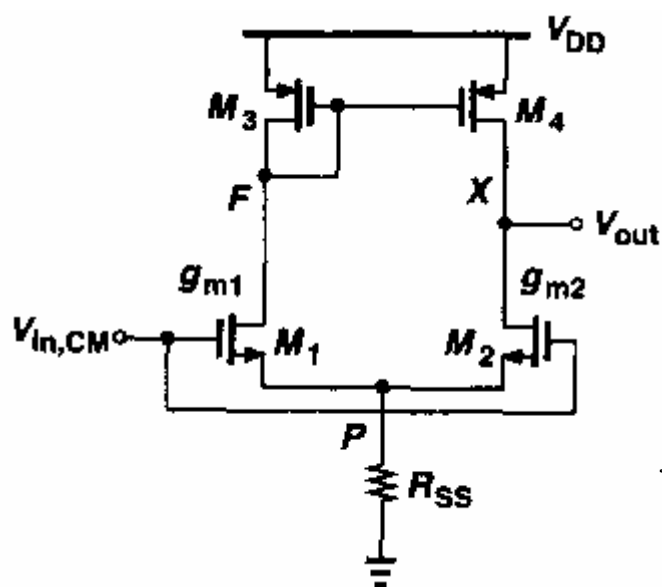
共模抑制比：

$$\begin{aligned} CMRR &= \left| \frac{A_{DM}}{A_{CM}} \right| \\ &= g_{m1} (r_{o2} // r_{o4}) \frac{(1 + 2g_{m1}R_{ss})g_{m3}}{g_{m1}} \\ &= (1 + 2g_{m1}R_{ss})g_{m3} (r_{o2} // r_{o4}) \end{aligned}$$

- 相比双端输出电路，共模输入对输出信号的影响更严重。
- 高频时，并联在 I_{ss} 二边的寄生电容使尾电流源的阻抗下降，CMRR下降。

CMOS差动对

b) 器件失配对共模相应的影响



忽略 $r_{o1}, r_{o2} (\lambda = 0)$

$$\Delta I_{D1} = g_{m1} (\Delta V_{in,CM} - \Delta V_p)$$

$$\Delta I_{D2} = g_{m2} (\Delta V_{in,CM} - \Delta V_p)$$

$$\begin{cases} \Delta I_D = \Delta I_{D1} + \Delta I_{D2} = (g_{m1} + g_{m2}) (\Delta V_{in,CM} - \Delta V_p) \\ \Delta I_D = \frac{1}{R_{ss}} \Delta V_p \end{cases}$$

得到:

$$\Delta V_p = \Delta V_{in,CM} \frac{(g_{m1} + g_{m2}) R_{ss}}{1 + (g_{m1} + g_{m2}) R_{ss}}$$

$$\Delta V_{in,CM} - \Delta V_p = \frac{\Delta V_{in,CM}}{1 + (g_{m1} + g_{m2}) R_{ss}}$$

CMOS差动对

得到 ΔI_{D4} :

$$\because \Delta I_{D3} = \Delta I_{D1} \quad \Delta V_{GS3} = \Delta I_{D1} \left(\frac{1}{g_{m3}} // r_{o3} \right) = \Delta V_{GS4}$$

$$\therefore \Delta I_{D4} = g_{m4} \Delta V_{GS3} = g_{m4} \left(\frac{1}{g_{m3}} // r_{o3} \right) \Delta I_{D1}$$

$$\because r_{o2} \rightarrow \infty, \therefore R_{out} = r_{o4} // r_{o2} \approx r_{o4}$$

$$\Delta V_{out} = (\Delta I_{D4} - \Delta I_{D2}) r_{o4}$$

$$= \left[\frac{g_{m1}}{1 + (g_{m1} + g_{m2}) R_{ss}} g_{m4} \left(\frac{1}{g_{m3}} // r_{o3} \right) - \frac{g_{m2}}{1 + (g_{m1} + g_{m2}) R_{ss}} \right] r_{o4} \Delta V_{in,CM}$$

$$\frac{\Delta V_{out}}{\Delta V_{in,CM}} = \frac{r_{o4}}{1 + (g_{m1} + g_{m2}) R_{ss}} \left[g_{m1} \frac{g_{m4}}{g_{m3}} - g_{m2} \right]$$

CMOS差动对

- 负载是对称的:

$$\begin{aligned} g_{m3} &= g_{m4} \\ A_{CM} &= \frac{r_{o4}}{1 + (g_{m1} + g_{m2})R_{ss}} [g_{m1} - g_{m2}] \\ &= \frac{\Delta g_{m1,2} r_{o4}}{1 + (g_{m1} + g_{m2})R_{ss}} \end{aligned}$$

- 只考虑负载不对称的情况

$$\begin{aligned} g_{m1} &= g_{m2} \\ A_{CM} &= \frac{r_{o4}}{1 + (g_{m1} + g_{m2})R_{ss}} \left[g_{m1,2} \frac{g_{m4} - g_{m3}}{g_{m3}} \right] \\ &= \frac{\Delta g_{m3,4} r_{o4}}{1 + (g_{m1} + g_{m2})R_{ss}} \frac{g_{m1,2}}{g_{m3}} \quad \text{和} \quad \frac{g_{m1}}{g_{m3}} \quad \text{的比值有关。} \end{aligned}$$

CMOS差动对

□ 器件失配对失调电压的影响

➤ 输入对管M1、M2 的失配影响

$$V_{os1} = \Delta V_{T1} + \sqrt{\frac{I_{ss}}{4\beta_{1,2}}} \frac{\Delta\beta_{1,2}}{\beta_{1,2}} = \Delta V_{T1} + \frac{I_{ss}}{2g_{m1}} \frac{\Delta\beta_1}{\beta_1}$$

➤ M3、M4电流镜 的失配引起的失调

$$\Delta V_{GS3,4} = \Delta V_{T3} + \frac{I_{ss}}{2g_{m3}} \frac{\Delta\beta_3}{\beta_3}$$

等效到M1、M2输入端： $\because \Delta I = g_{m1}V_{os2} = g_{m3}\Delta V_{GS3}$

$$V_{os2} = \frac{g_{m3}}{g_{m1}} \Delta V_{GS3,4} = \frac{g_{m3}}{g_{m1}} \Delta V_{T3} + \frac{I_{ss}}{2g_{m1}} \frac{\Delta\beta_3}{\beta_3}$$

$$V_{os} = \Delta V_{T1} + \frac{g_{m3}}{g_{m1}} \Delta V_{T3} + \frac{I_{ss}}{2g_{m1}} \left(\frac{\Delta\beta_1}{\beta_1} + \frac{\Delta\beta_3}{\beta_3} \right)$$