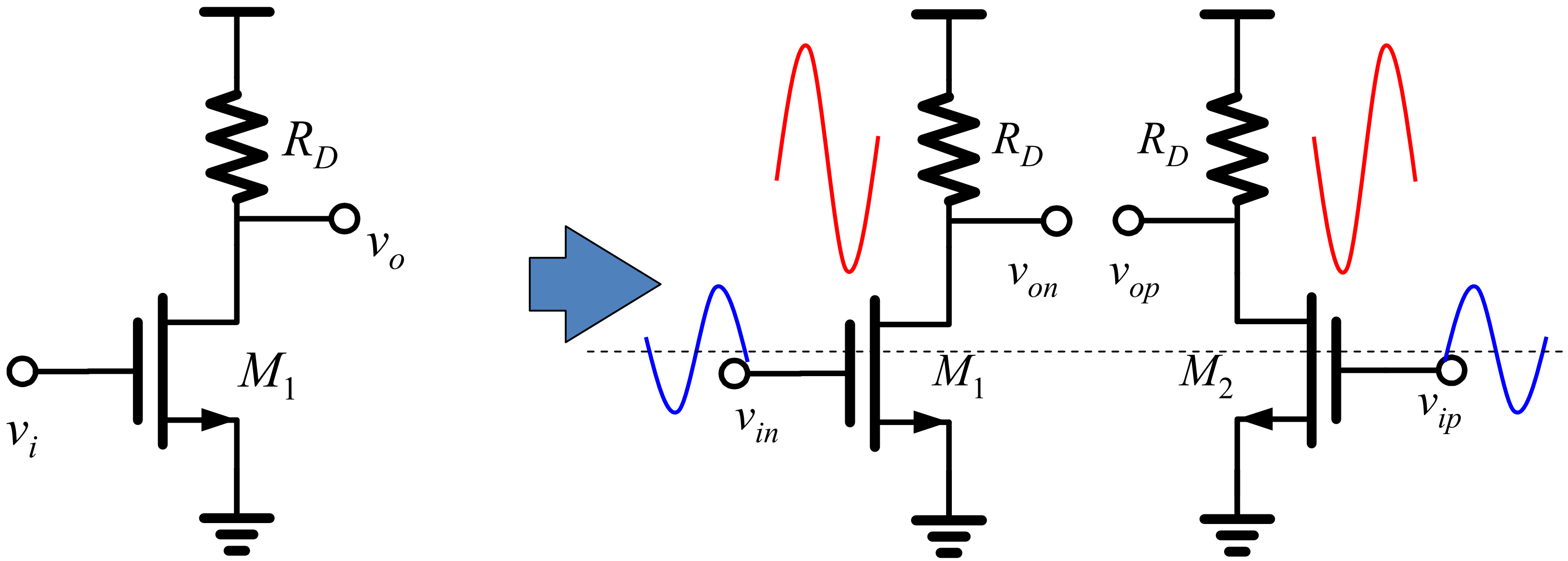
差分放大器补充

- 偏置方式
- 增益公式的直观解释
- 共模输入条件下的单边等效
- 直流转移特性
- 共模输入范围估计

差分输出的差分放大器

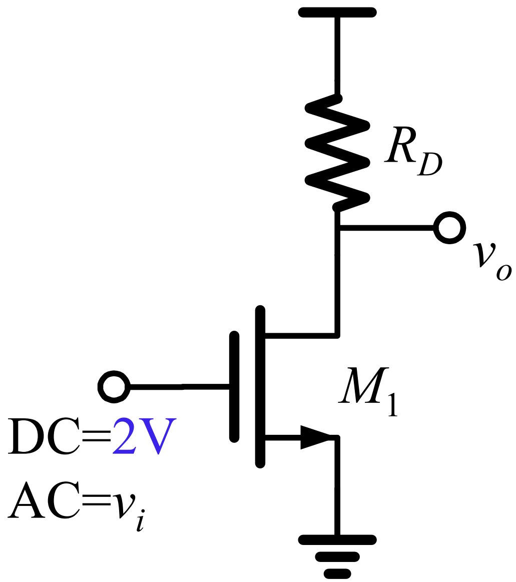
- 电阻负载NMOS共源放大器

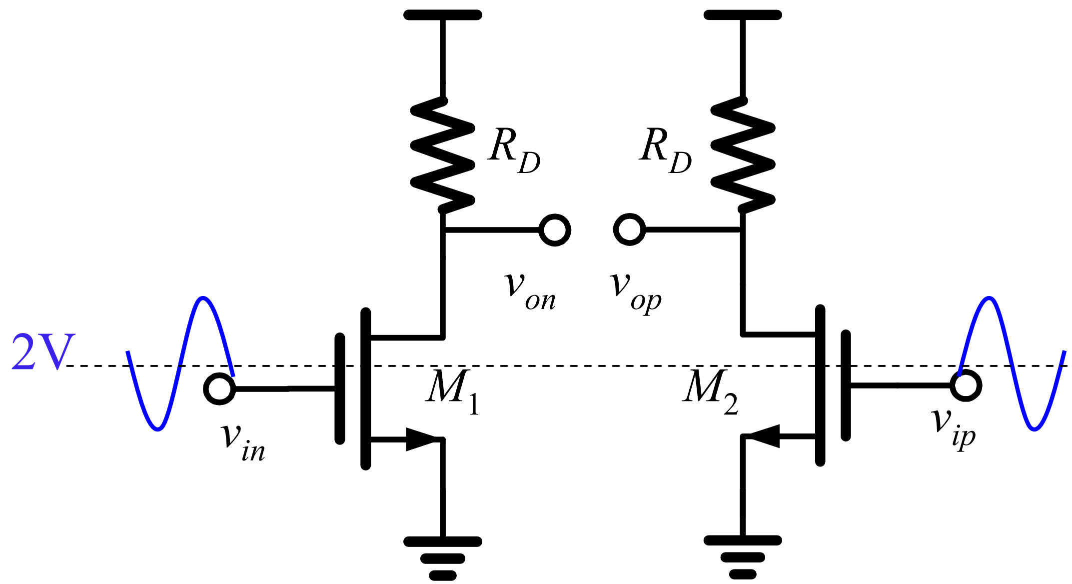


偏置电路

共源放大器
电压偏置

(如果采用电压偏置)
要求差分输入信号的
共模分量=2V

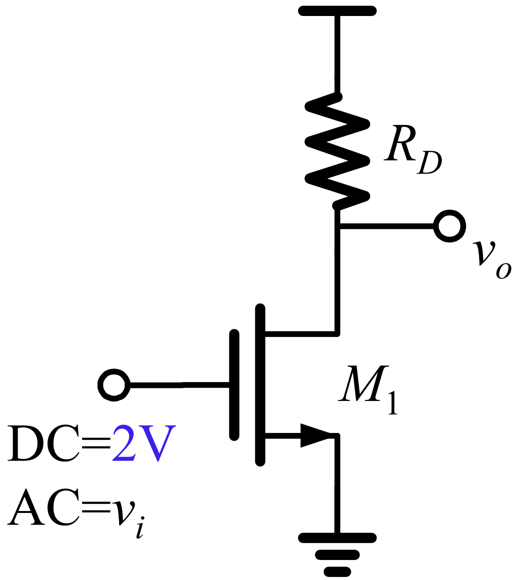




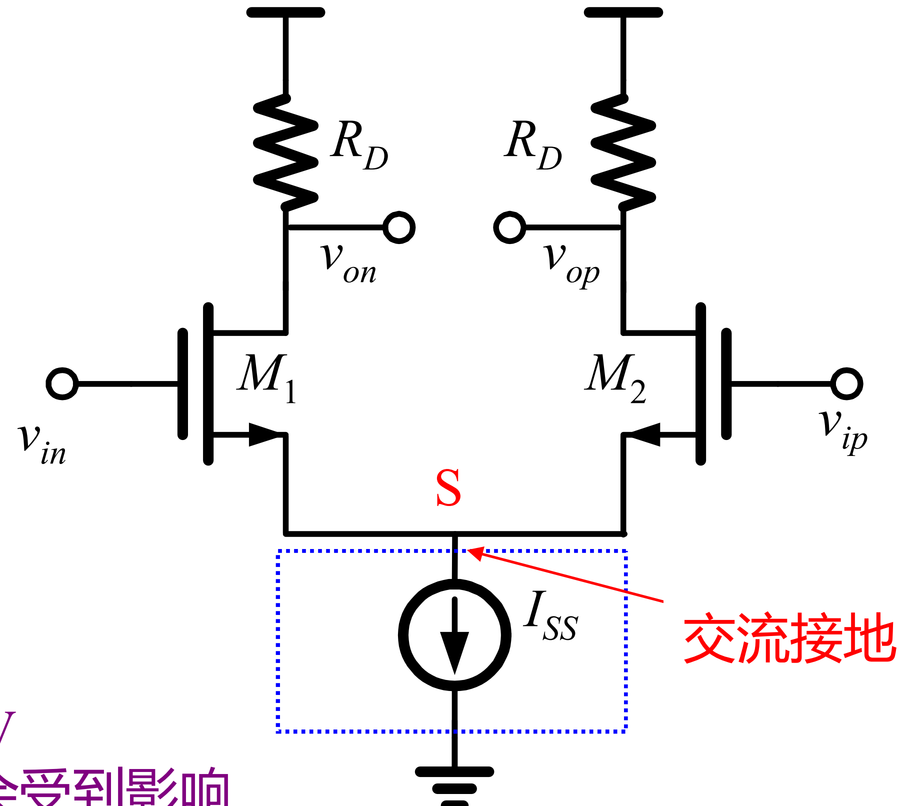
如果共模分量≠2V
M1/M2的直流工作点就会改变
($g_m/r_{ds}/A_v$都会改变)

偏置电路

共源放大器
电压偏置

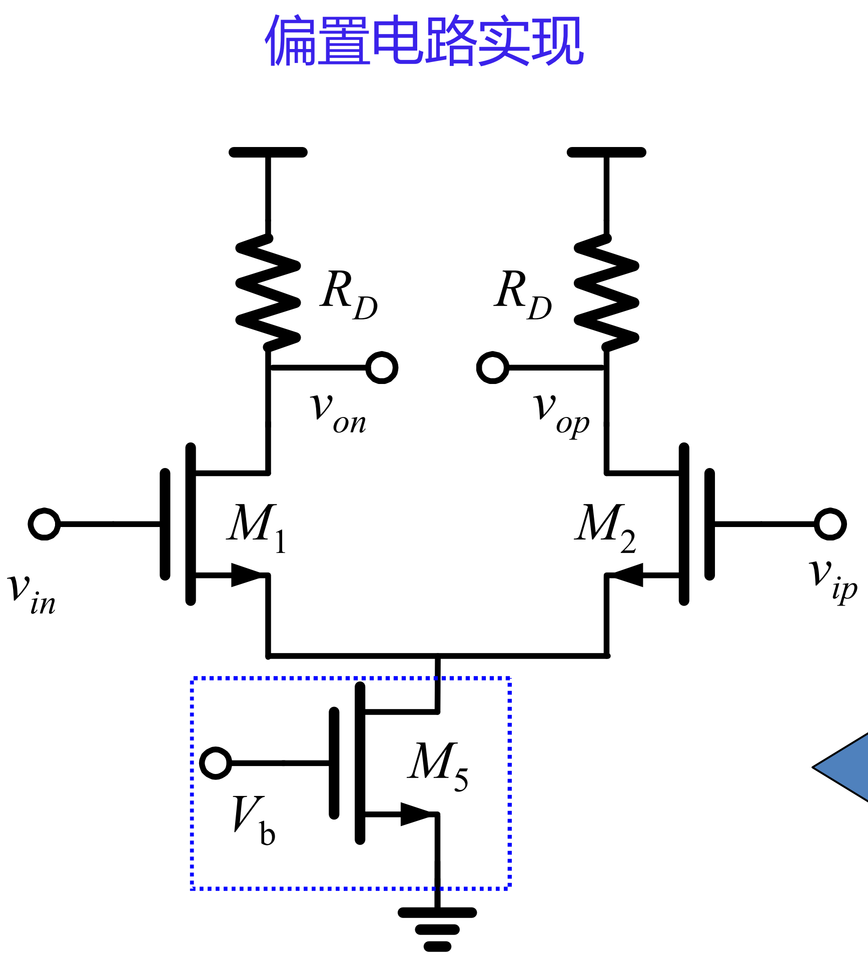


差分放大器
电流偏置

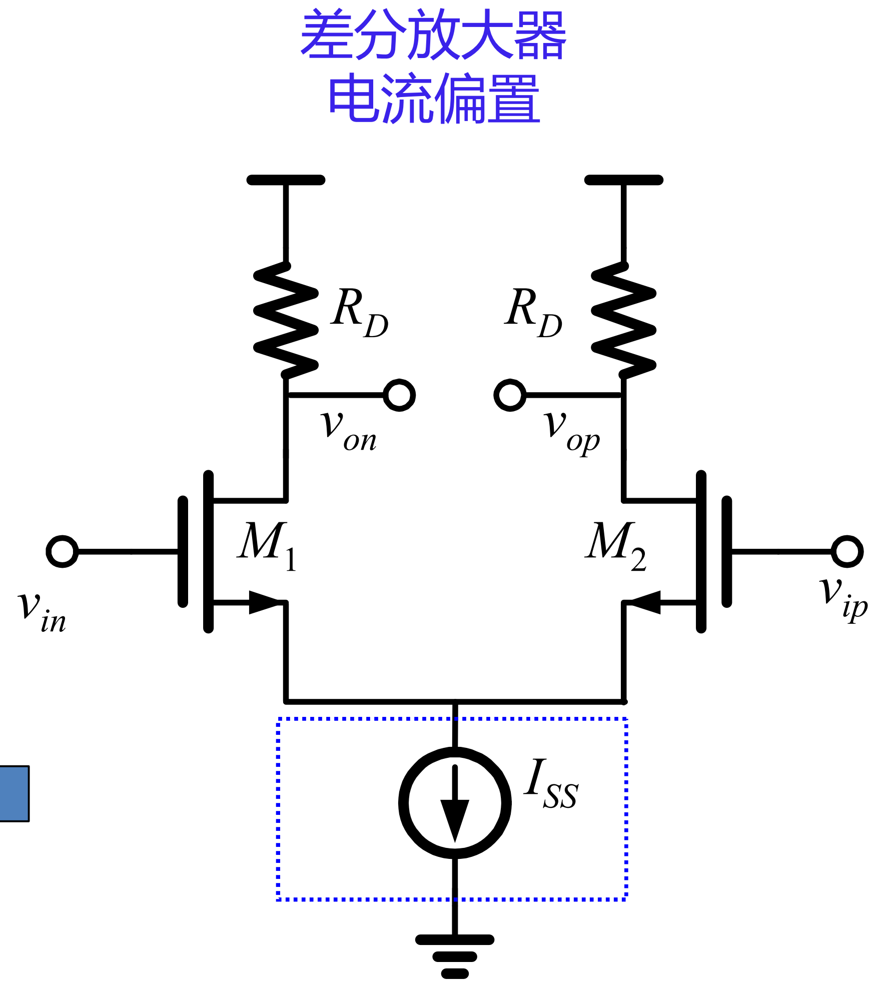


即使共模分量≠2V
M1/M2的直流工作点也不会受到影响

偏置电路



偏置电路实现
R_D
R_D
v_{on}
v_{op}
M_1
M_2
v_{in}
v_{ip}
M_5
V_b

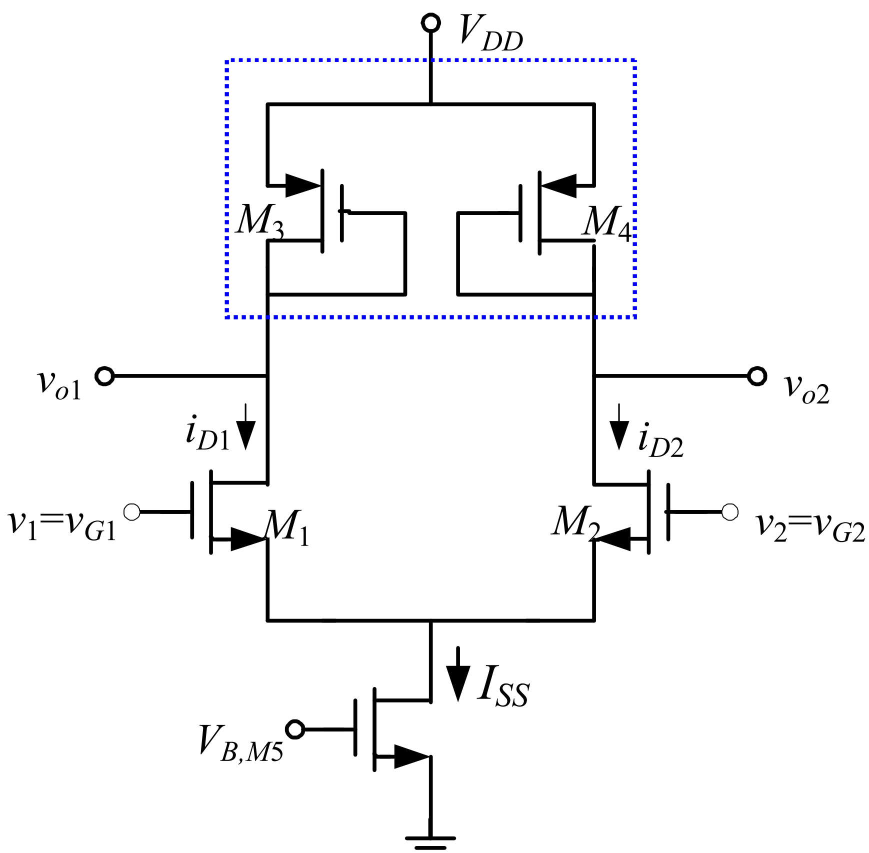


差分放大器
电流偏置
R_D
R_D
v_{on}
v_{op}
M_1
M_2
v_{in}
v_{ip}
I_{SS}

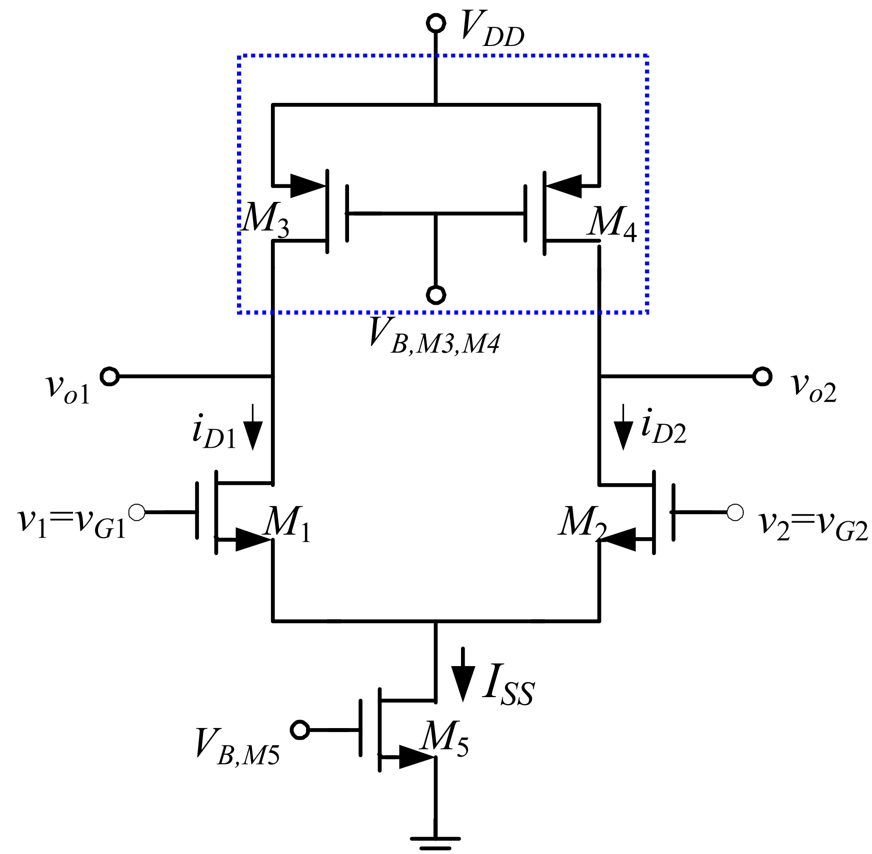
差分放大器负载

- 采用有源负载

PMOS二极管负载

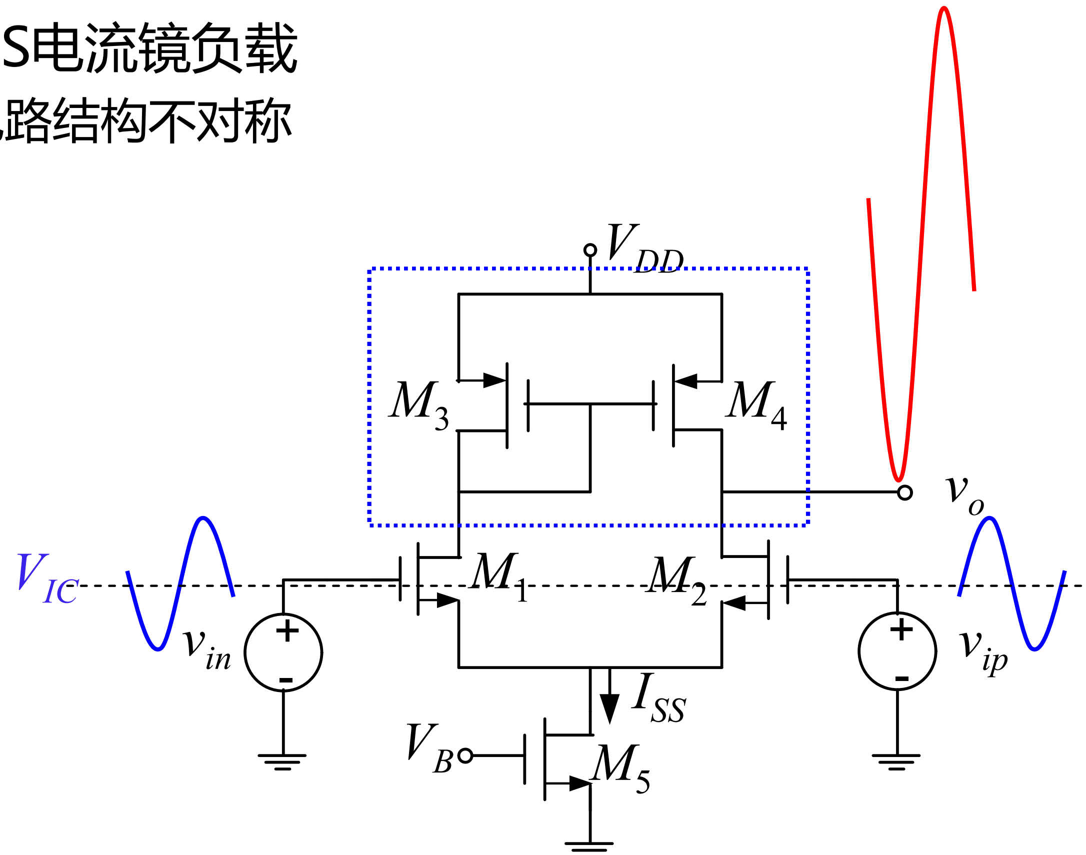


PMOS电流源负载



单端输出的差分放大器

- PMOS电流镜负载
  - 电路结构不对称



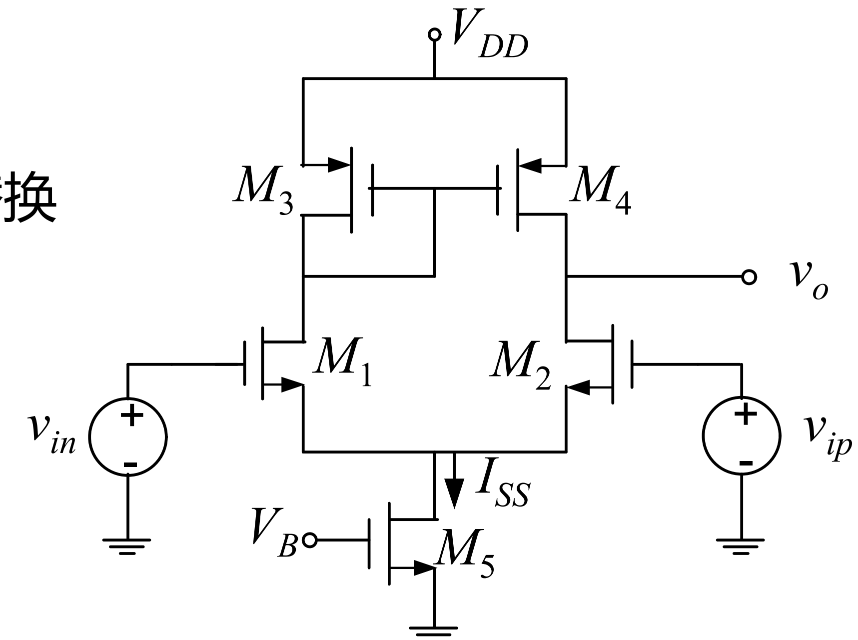
增益公式

分析方法

1，小信号等效电路模型

- M1~M4，用小信号等效电路替换
- M1/M2：必须考虑背栅效应
- M5：用电阻r_{ds5}替换

2，列写电路方程求解



增益公式

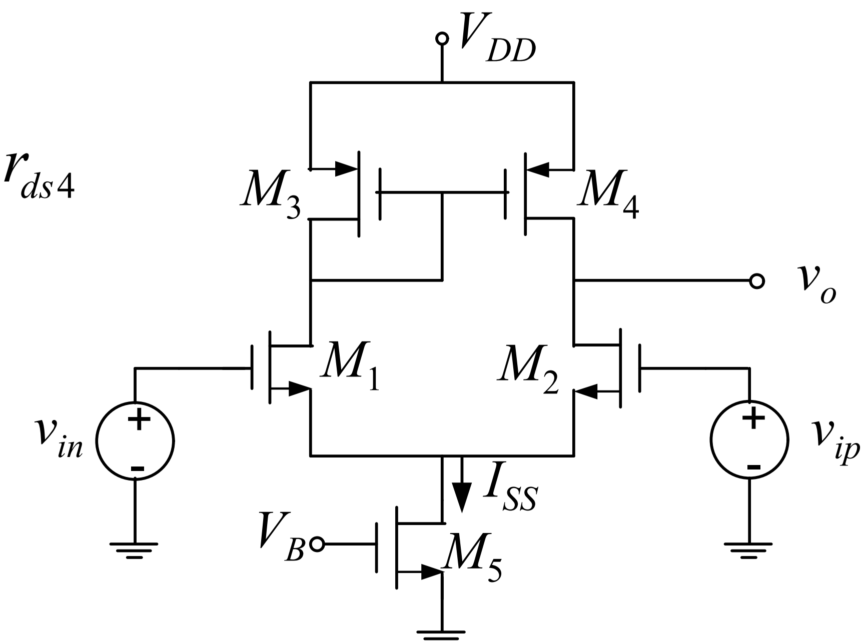
- 假设两侧电路参数相同

$$g_{m1} = g_{m2}, \quad r_{ds1} = r_{ds2}, \quad r_{ds3} = r_{ds4}$$

- 如果 $2r_{ds2} \gg \dfrac{1}{g_{m4}} \| r_{ds4}$

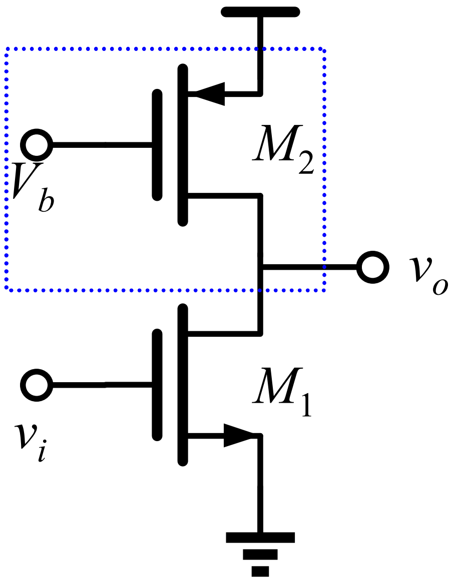
$$v_o = A_v\left(v_{ip} - v_{in}\right)$$

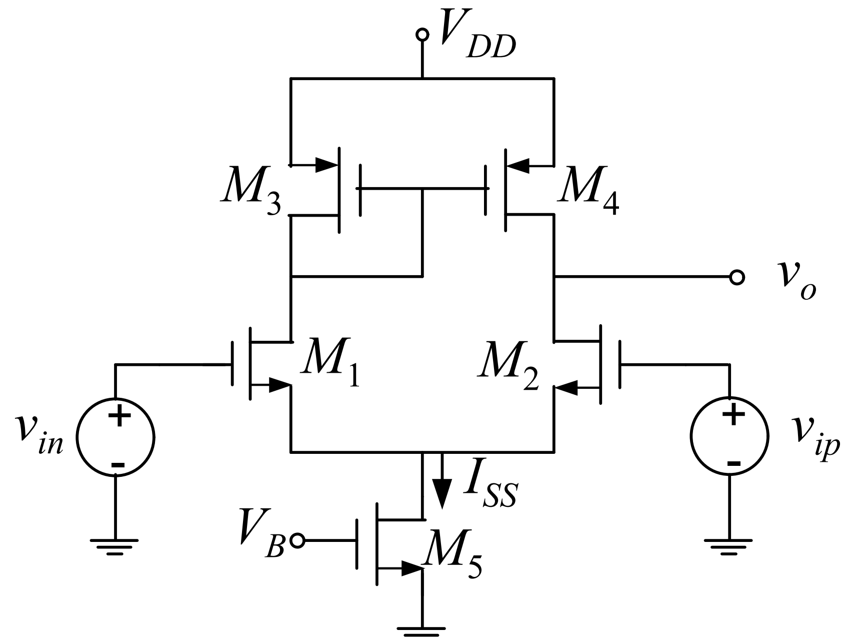
$$A_v = -g_{m2}\left(r_{ds2} \| r_{ds4}\right)$$



- 形式与PMOS电流源负载的NMOS共源放大器增益一样

增益公式对比





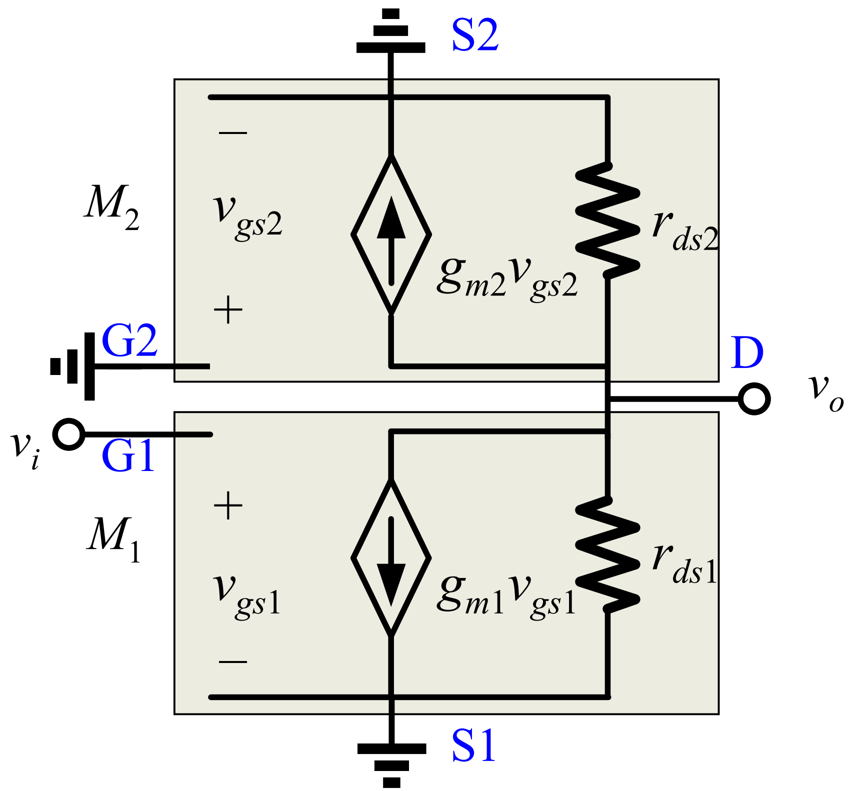
NMOS共源放大器

$$A_v = -g_{m1}\left(r_{ds1} \parallel r_{ds2}\right)$$

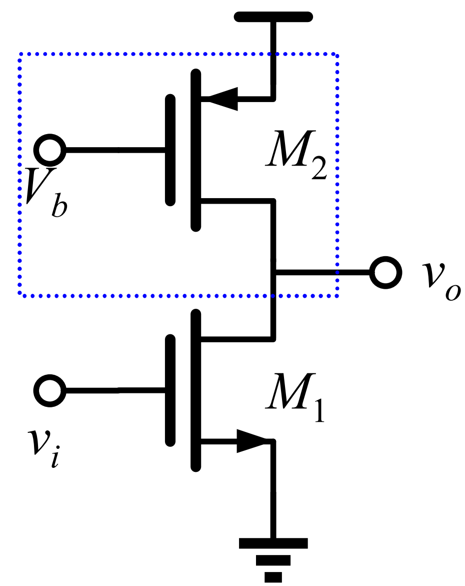
NMOS差分放大器

$$A_v = -g_{m2}\left(r_{ds2} \parallel r_{ds4}\right)$$

增益公式的直观解释



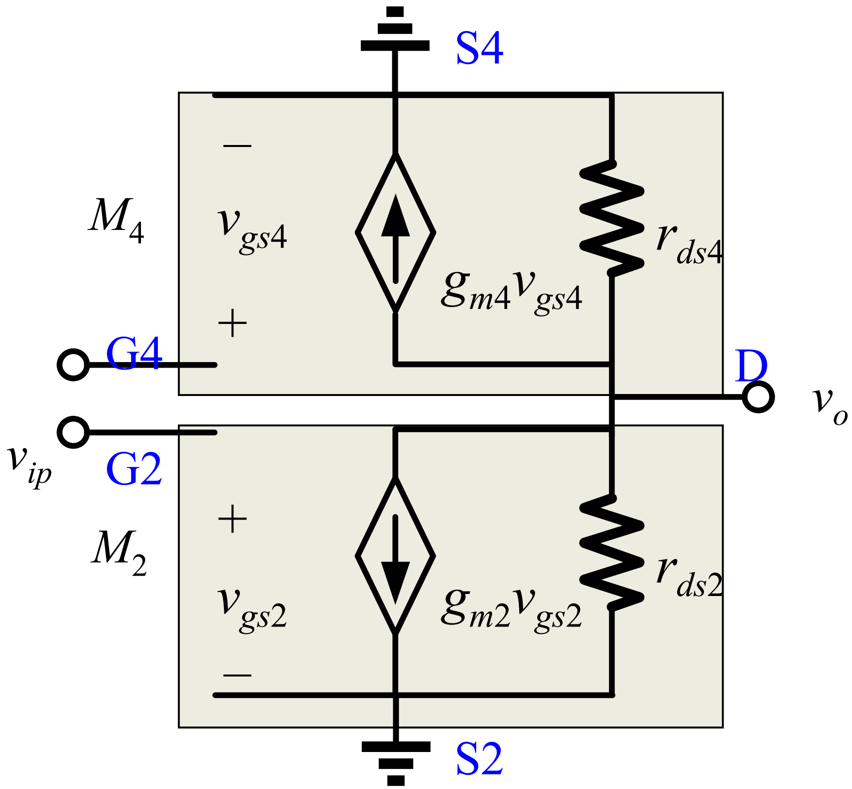
NMOS共源放大器



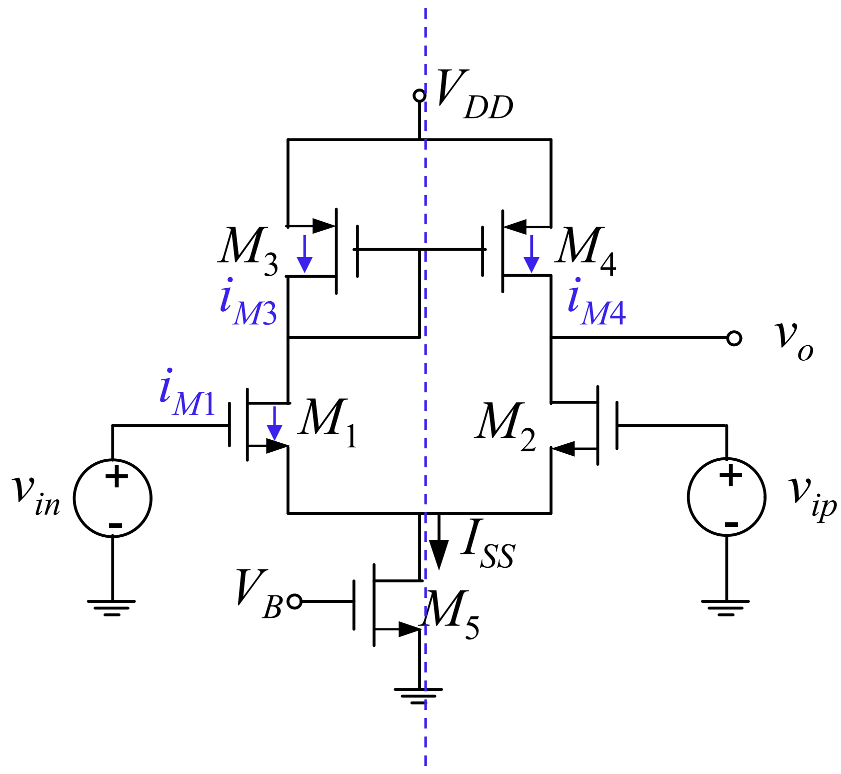
$$v_{gs2}=0,\quad g_{m1}v_{gs2}=0$$

$$A_v=-g_{m1}\left(r_{ds1}\parallel r_{ds2}\right)$$

增益公式的直观解释



NMOS差分放大器

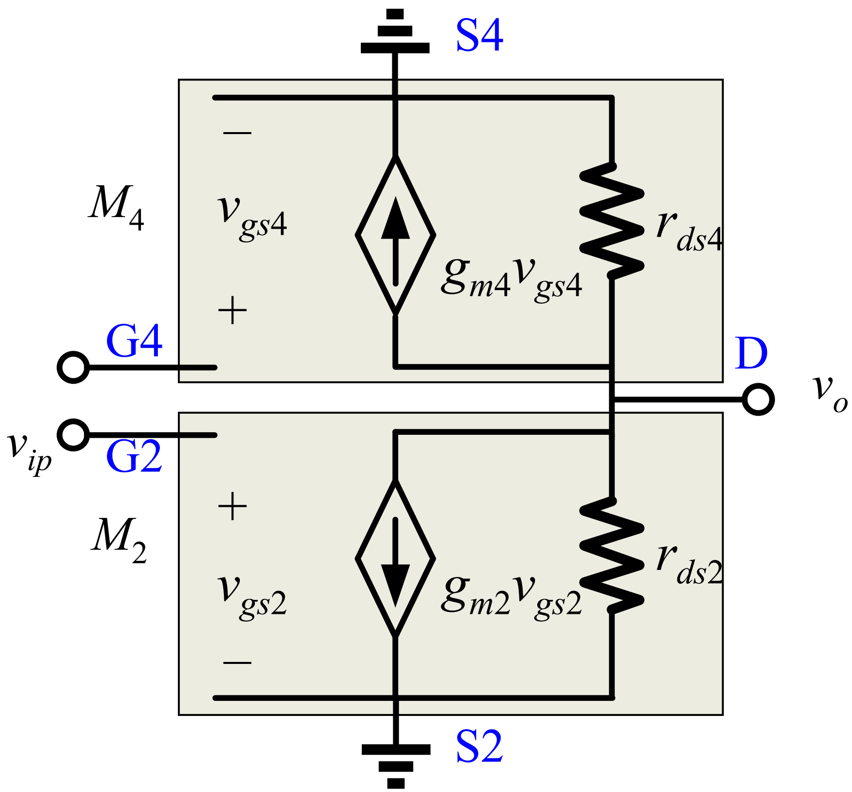


$$v_{gs1} = v_{in}, \quad v_{gs2} = v_{ip}$$

$$\left(i_{M4} = -g_{m4}v_{gs4}\right) = \left(i_{M3}\right) \approx \left(i_{M1} = g_{m1}v_{gs1}\right) \Rightarrow \boxed{\left(-g_{m4}v_{gs4}\right) \approx \left(g_{m1}v_{gs1}\right)}$$

增益公式的直观解释

NMOS差分放大器



$$v_{gs1}=v_{in},\quad v_{gs2}=v_{ip}$$

$$\boxed{\left(-g_{m4}v_{gs4}\right)\approx\left(g_{m1}v_{gs1}\right)}$$

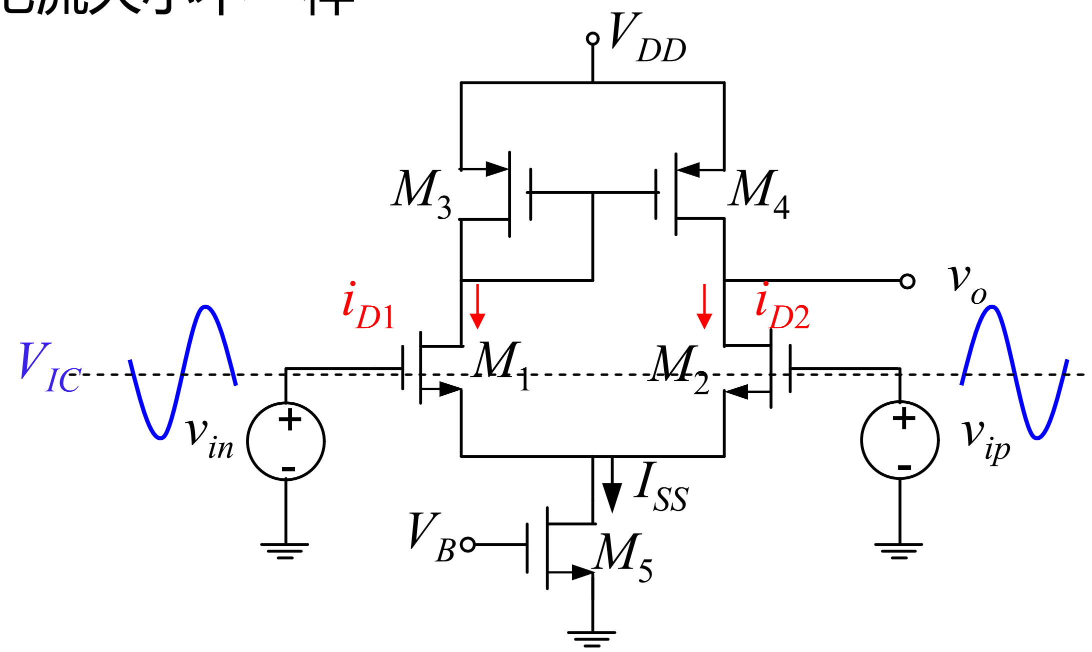
$$\begin{aligned} v_o &= -\left(g_{m2}v_{gs2}+g_{m4}v_{gs4}\right)\left(r_{ds2}\parallel r_{ds4}\right) \\ &= -\left(g_{m2}v_{gs2}-g_{m1}v_{gs1}\right)\left(r_{ds2}\parallel r_{ds4}\right) \\ &= -g_{m2}\left(v_{ip}-v_{in}\right)\left(r_{ds2}\parallel r_{ds4}\right) \end{aligned}$$

$$A_v=-g_{m2}\left(r_{ds2}\parallel r_{ds4}\right)$$

差分输入

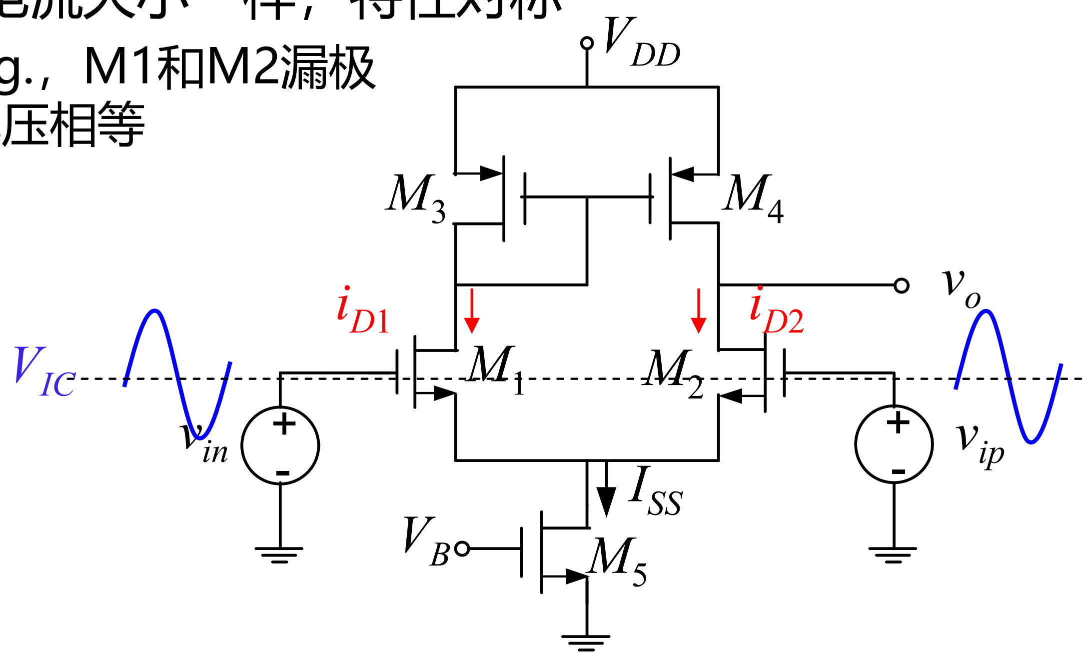
- 电路结构不对称

- 两侧电流大小不一样



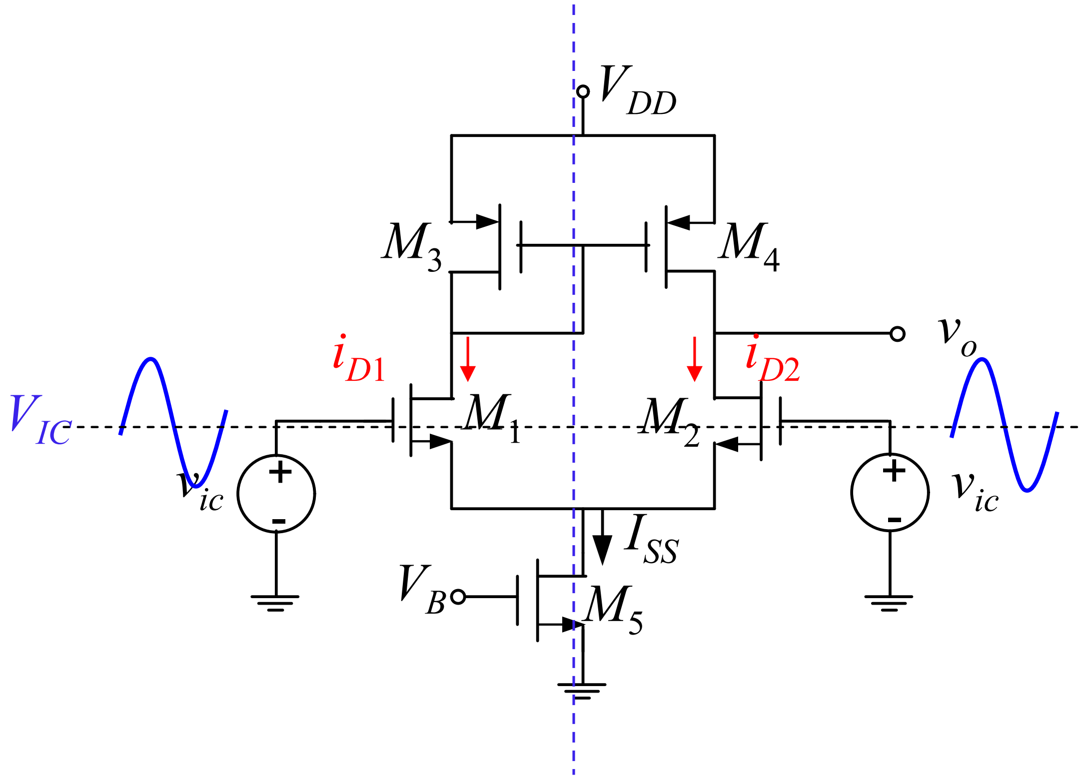
共模输入

- 电路结构不对称
- 两侧电流大小一样，特性对称
  - e.g.，M1和M2漏极电压相等



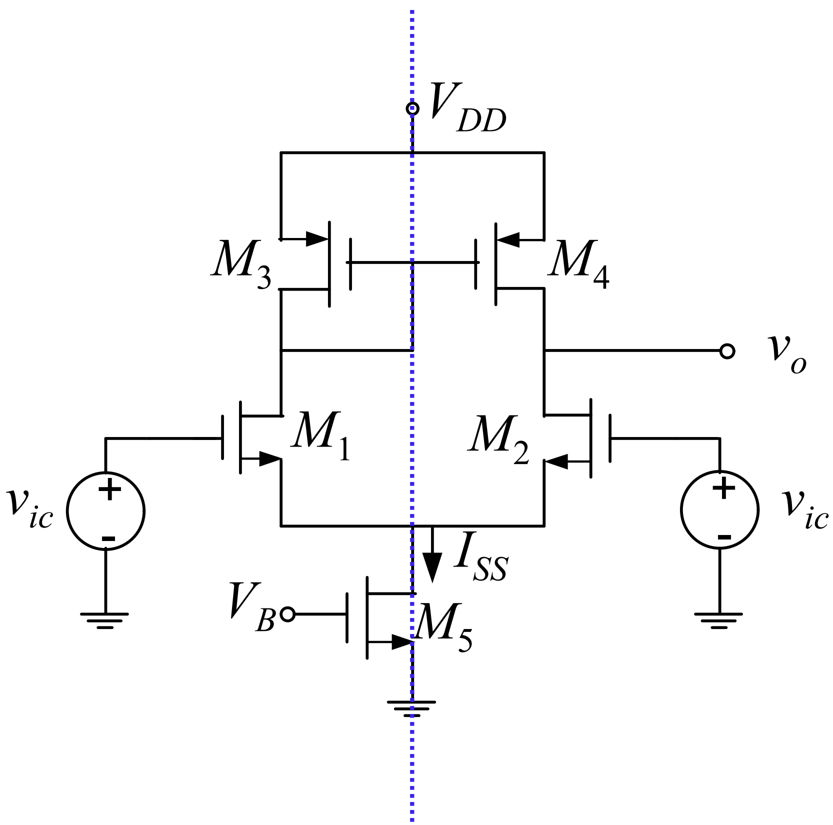
半边等效原理

- （偶）对称条件下
  - 对称面没有电流（断路）

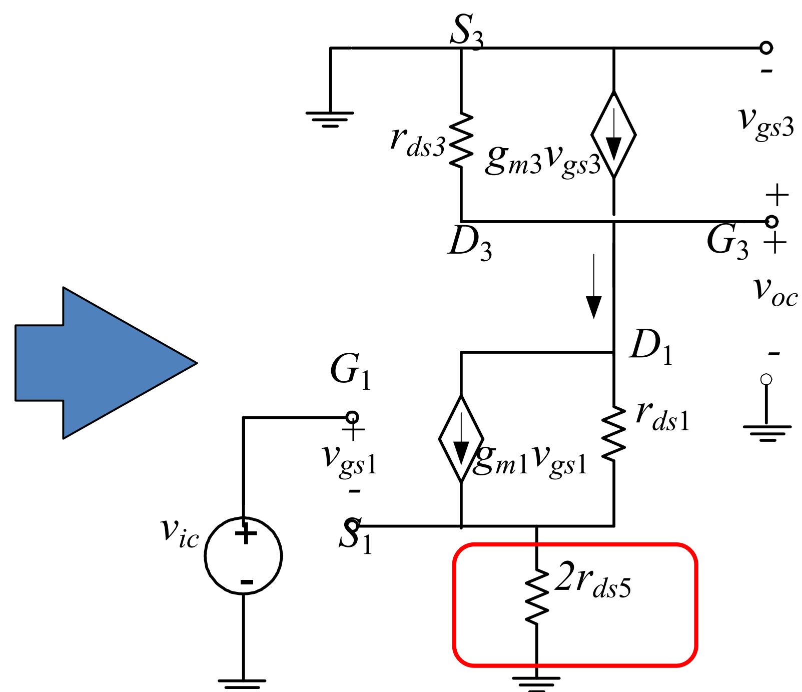


半边等效原理

- 共模条件下



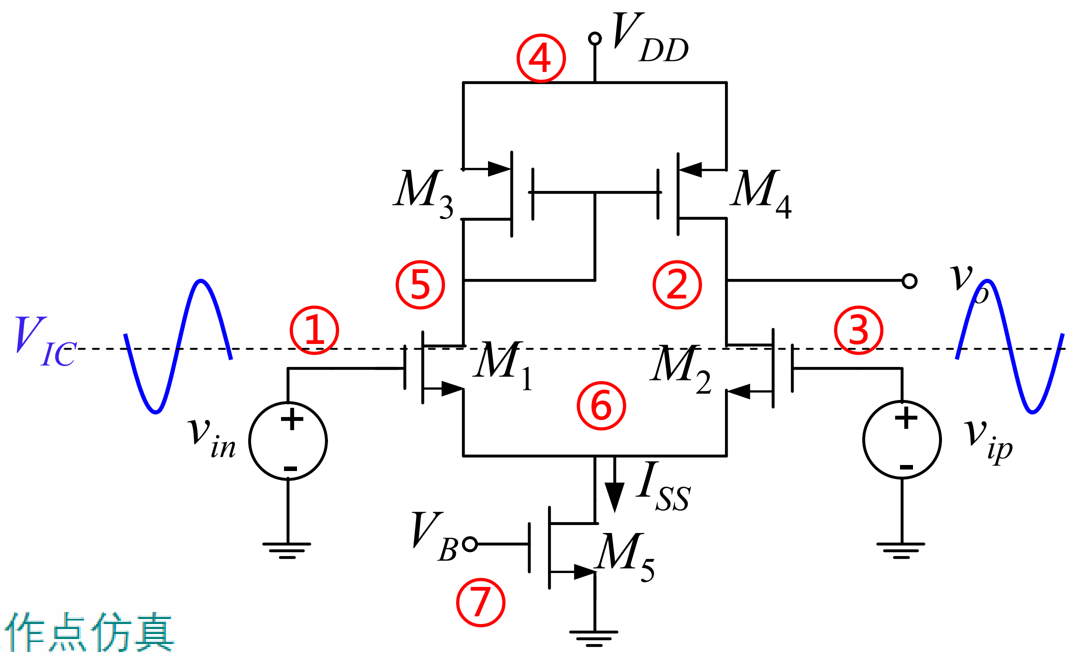
半边等效电路



M5：用电阻$2r_{ds5}$替换

直流转移特性仿真

```
.title DIFF_AMP_DC
* with current mirror load
M1 5 1 6 0 n08 W=10U L=1U
M2 2 3 6 0 n08 W=10U L=1U
M3 5 5 4 4 p08 W=10U L=1U
M4 2 5 4 4 p08 W=10U L=1U
M5 6 7 0 0 n08 W=10U L=1U
Vbias 7 0 DC=1.29

VDD 4 0 DC=5

.PARAM VCM=2 Vid=0
Vin 1 0 DC=VCM-Vid/2
Vip 3 0 DC=VCM+Vid/2

.OP                    *直流工作点仿真
.DC Vid -1 1 0.01      *直流扫描仿真
.probe v(2) v(1)

.option post probe

*.MODEL 语句省略

.end
```



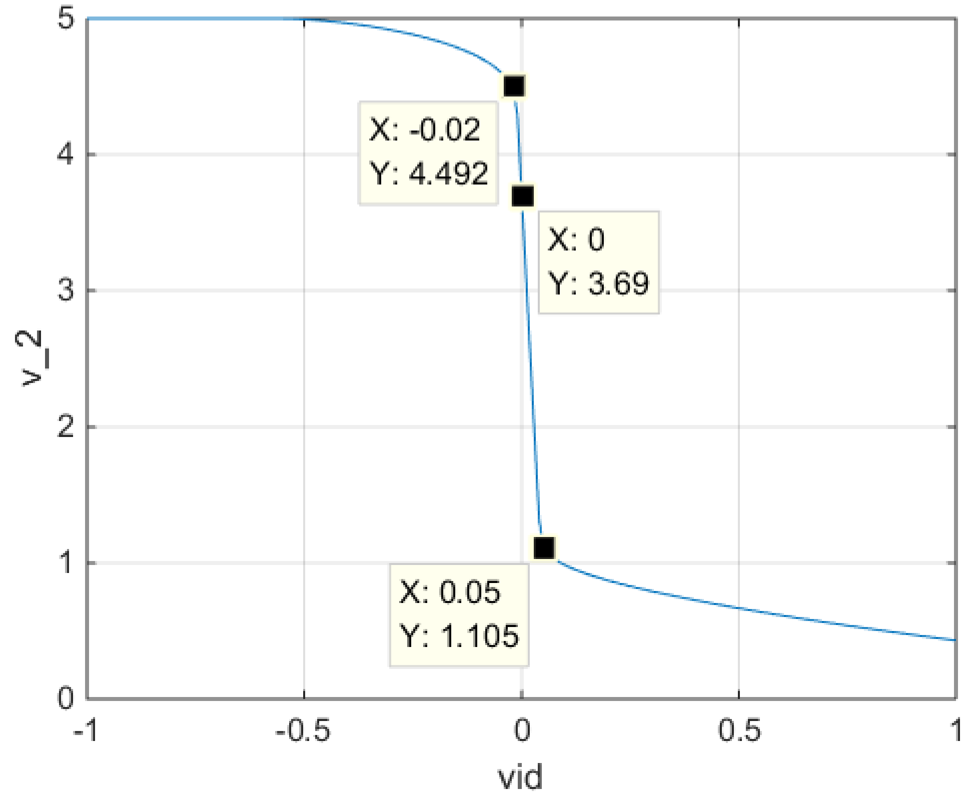
$$v_{ip} = V_{IC} + \frac{v_{id}}{2}$$

$$v_{in} = V_{IC} - \frac{v_{id}}{2}$$

直流转移特性

- 输出电压摆幅
  - 1.1~4.5V

Vid<-0.02，M4进入线性区



Vid>0.05，M2进入线性区

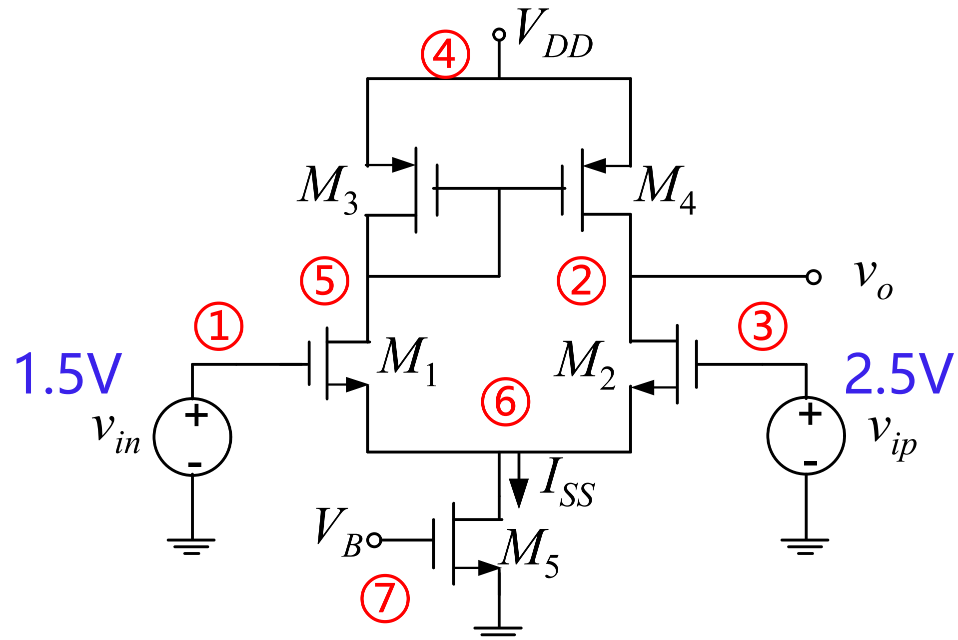
直流转移特性解释

- Vid>0.05

$$v_{id} = 1$$

$$v_{in} = 1.5, \quad v_{ip} = 2.5$$

VGS2过大
M2进入线性区



$$\boxed{\begin{aligned} v_{ip} &= V_{IC} + \frac{v_{id}}{2} \\ v_{in} &= V_{IC} - \frac{v_{id}}{2} \end{aligned}}$$

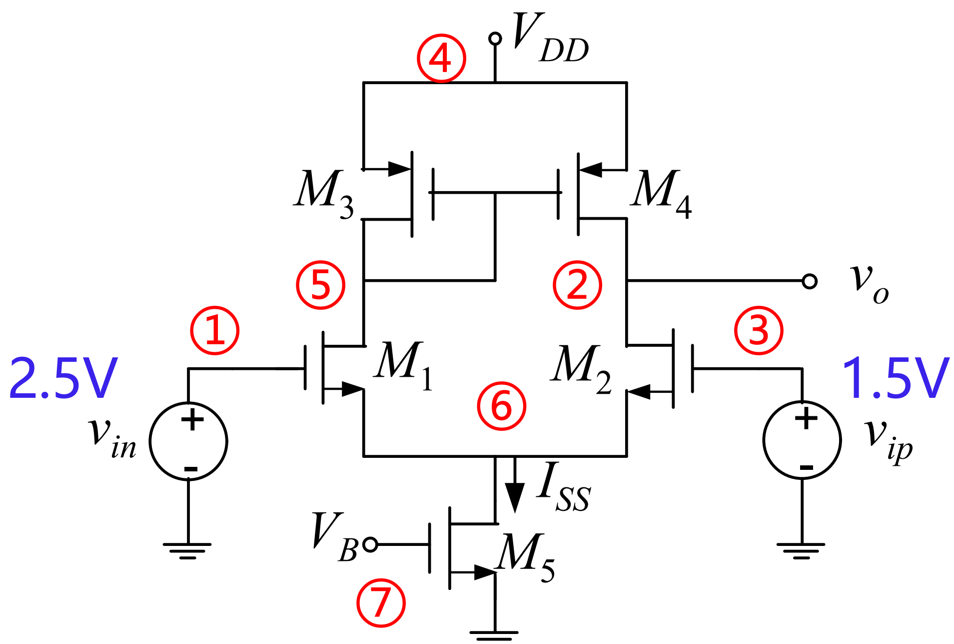
直流转移特性解释

- Vid < -0.02

$$v_{id} = -1$$

$$v_{in} = 2.5, \quad v_{ip} = 1.5$$

V1增大，V5减小
|VGS4|过大
M4进入线性区



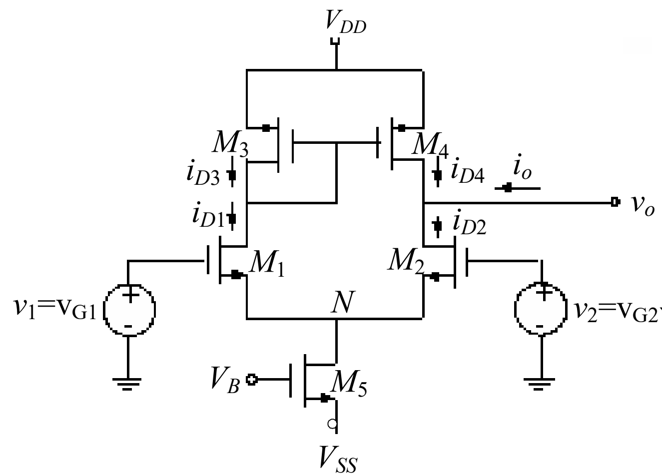
$$v_{ip} = V_{IC} + \frac{v_{id}}{2}$$

$$v_{in} = V_{IC} - \frac{v_{id}}{2}$$

共模输入范围估计(PMOS镜像电流源负载，双电源供电)

分析时将M1M2栅极连在一起，使v_d=0

然后扫描施加到M_1、M_2栅极的共模电压V_{cm}。从低到高扫描V_{cm}过程中，使差分放大器电路中晶体管工作在饱和区的V_{cm}的变化范围即输入共模范围



从V_{cm}到V_{DD}有两条路径：

(1)从M_1的栅G_1经M_1、M_3到V_{DD}，最大输入共模电压

$$V_{cm,\max} = V_{G1,\max} = V_{DD} - V_{SG3} - V_{DS1} + V_{GS1}$$

其中 $V_{DS1} = V_{GS1} - V_{TN1}$ ，所以左式可改写成

$$V_{cm,\max} = V_{DD} - V_{SG3} + V_{TN1}$$

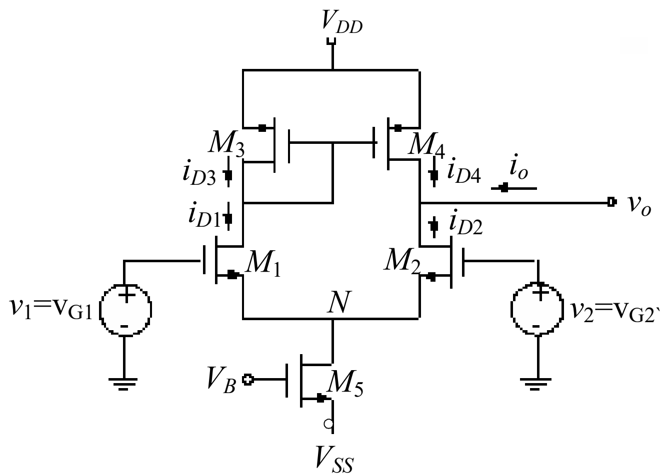
而 $V_{SG3} = \sqrt{\dfrac{2I_3}{\beta_3}} + |V_{T03}| = \sqrt{\dfrac{I_5}{\beta_3}} + |V_{T03}|$ 其中 $\beta_3 = \mu_{p3} C_{ox} \left(\dfrac{W}{L}\right)_3$ ，所以上式又可表示为

$$V_{cm,\max} = V_{DD} - \sqrt{\frac{I_5}{\beta_3}} - |V_{T03}|(\max) + V_{T1}(\min) \quad (1)$$

共模输入范围估计(PMOS镜像电流源负载，双电源供电)

分析时将M1、M2栅极连在一起，使v_d=0

$$V_{cm,\max} = V_{DD} - \sqrt{\frac{I_5}{\beta_3}} - |V_{T03}|(\max) + V_{T1}(\min) \quad (1)$$



(2)从M_2的栅G_2经M_2、M_4到V_{DD}。最大输入共模电压

$$V'_{cm,\max} = V_{G2,\max} = V_{DD} - V_{DS4,sat} - V_{DS2} + V_{GS2}$$

$$= V_{DD} - V_{DS4,sat} + V_{TN2} \quad (2)$$

因此路径2得到更高的$V_{cm,max}$，推荐用式(1)估计共模输入范围最大值

输入共模范围最小值，则从低到高扫描V_{cm}时，使M_1、M_2刚开始进入饱和区的输入共模电压决定，

$$V_{cm,\min} = V_{SS} + V_{DS5,sat} + V_{GS1} = V_{SS} + V_{DS5,sat} + V_{GS2}$$