

模拟CMOS集成电路设计

[美] 理查德·拉扎维 著

西安交通大学出版社

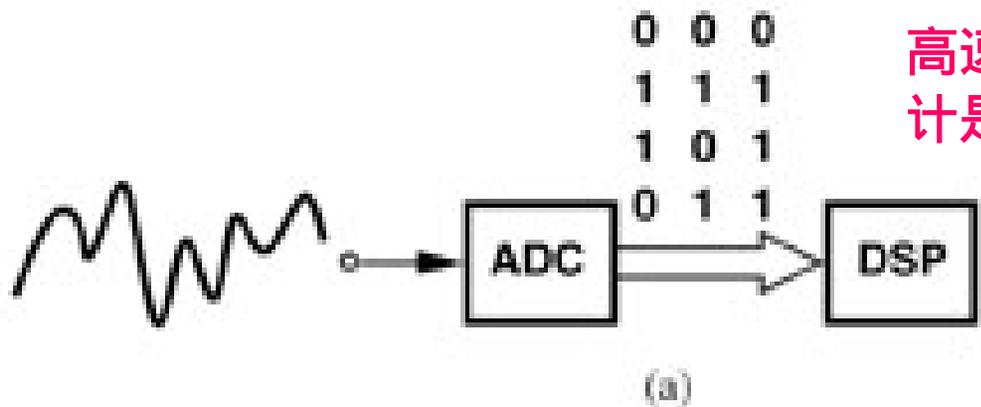
©2003



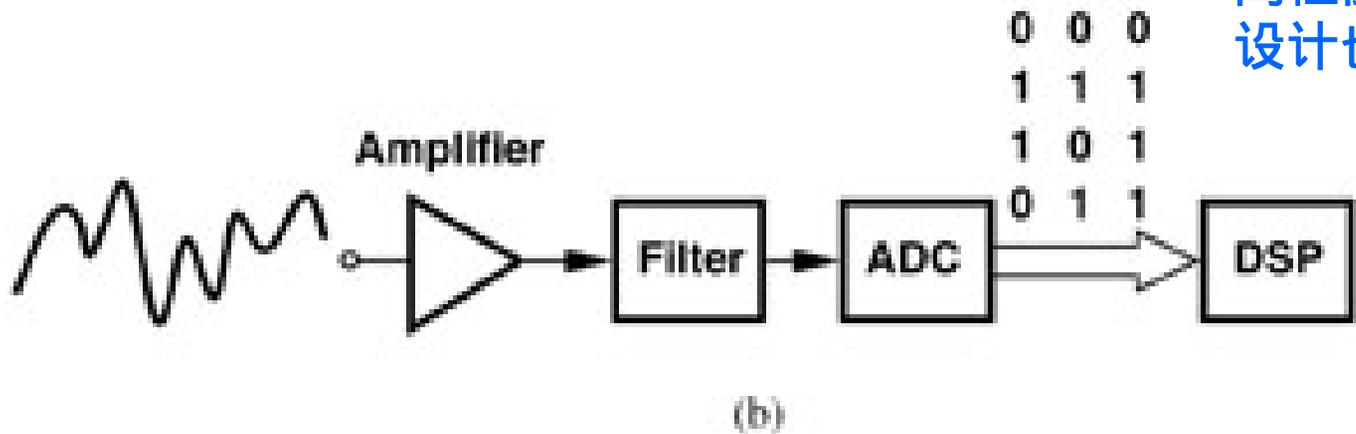
第一章

模拟集成电路设计绪论

自然界信号的处理



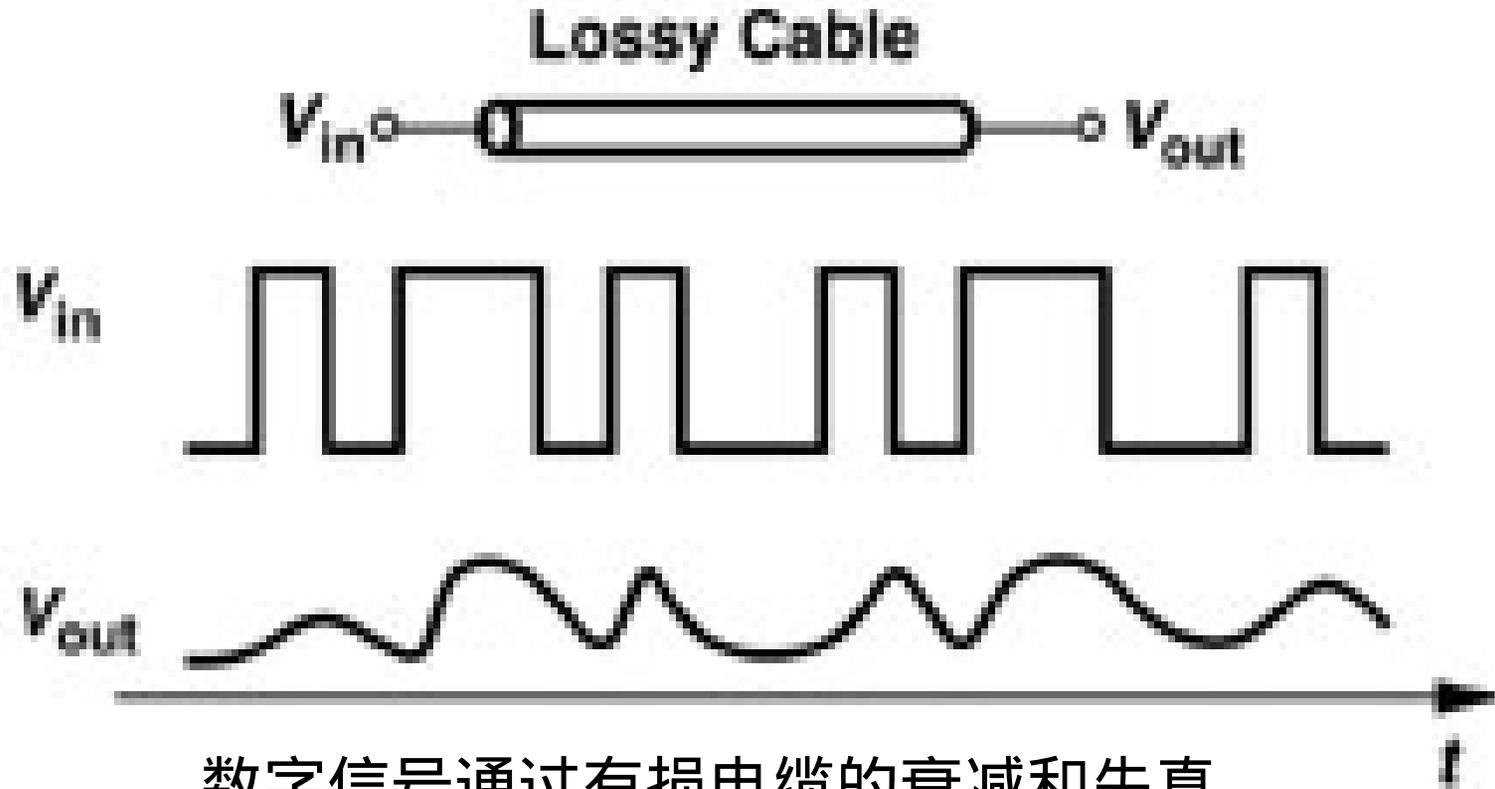
高速、高精度、低功耗ADC的设计是模拟电路设计中的难题之一



高性能放大器和滤波器设计也是热点研究课题

(a) 自然界信号的数字化 (b) 增加放大器和滤波器以提高灵敏度

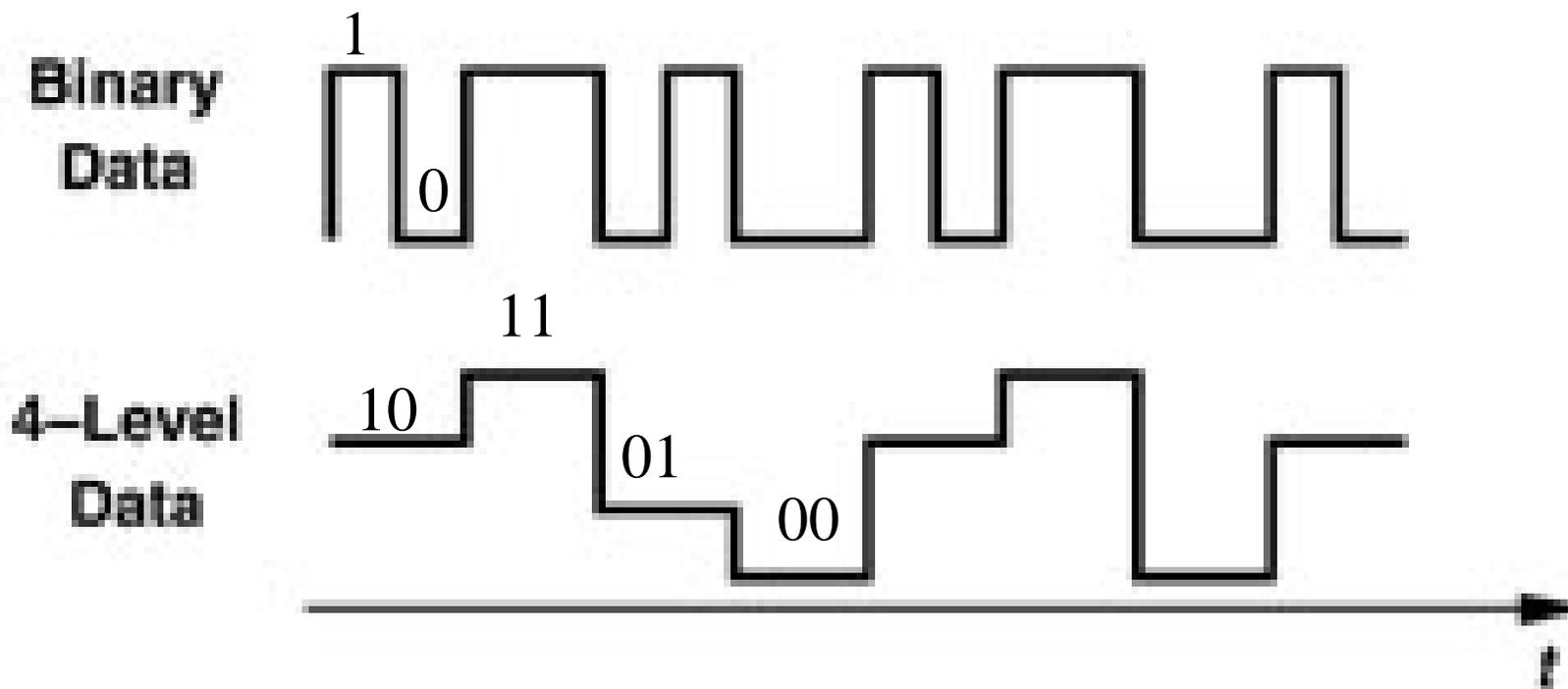
数字通信



数字信号通过有损电缆的衰减和失真

失真信号需放大、滤波和数字化后才再处理

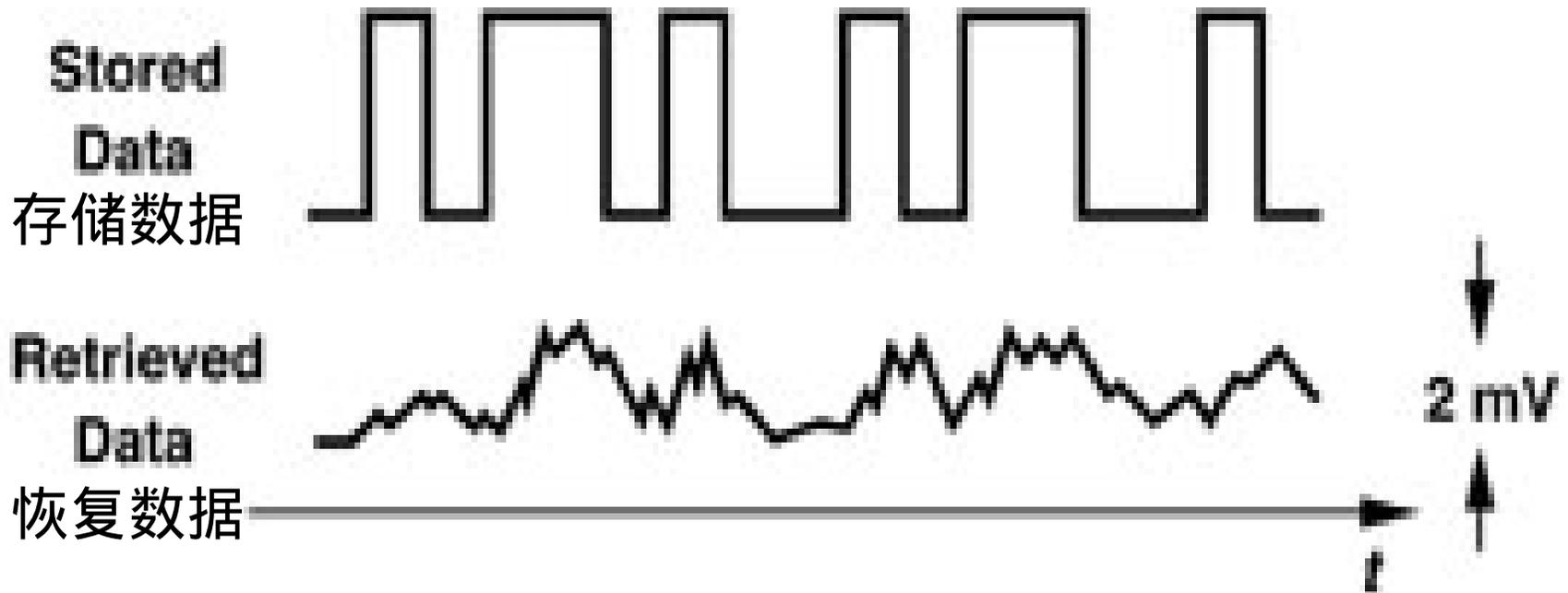
数字通信



使用多电平信号以减小所需的带宽

组合二进制数据 $\xrightarrow[\text{传送端}]{\text{DAC}}$ 多电平信号 $\xrightarrow[\text{接收端}]{\text{ADC}}$ 确定所传送电平

重邮光电工程学院
磁盘驱动电子学



硬盘存储和读出后的数据

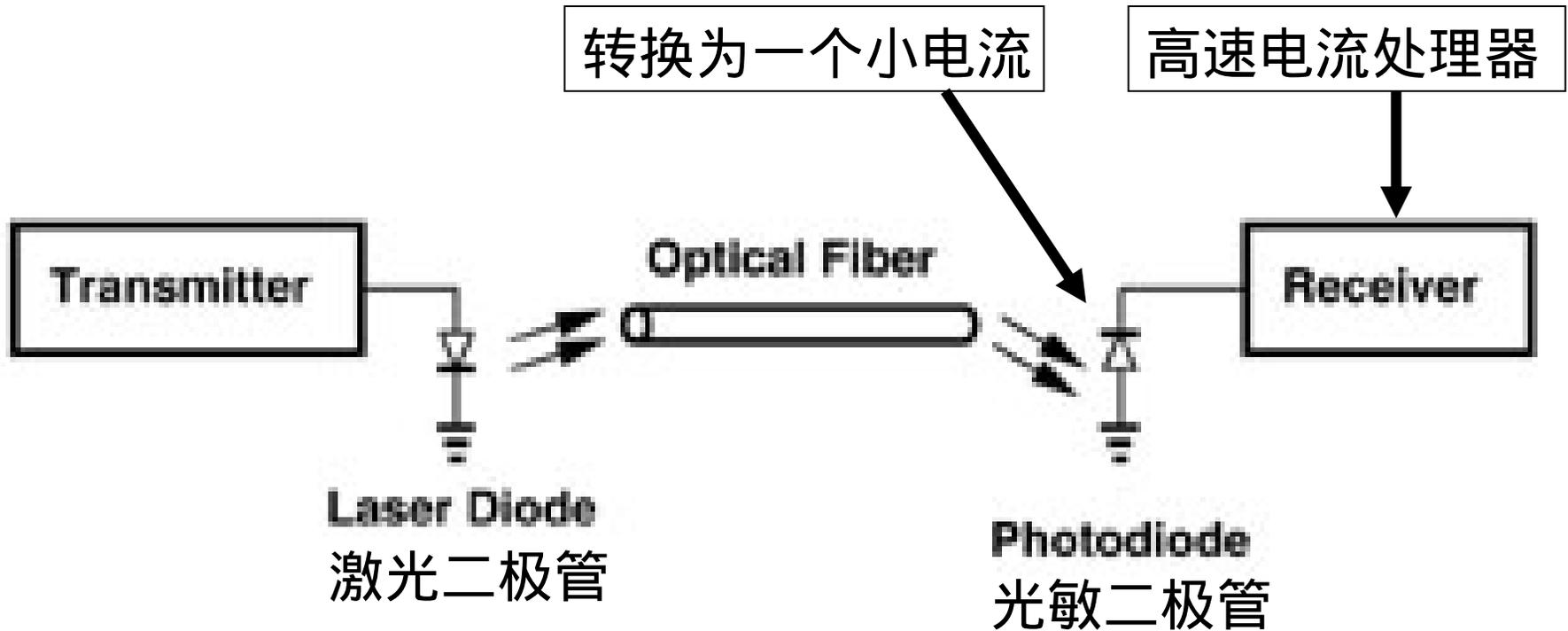
无线接收机



无线接收天线接收到的信号(幅度只有几微伏)和噪声频谱

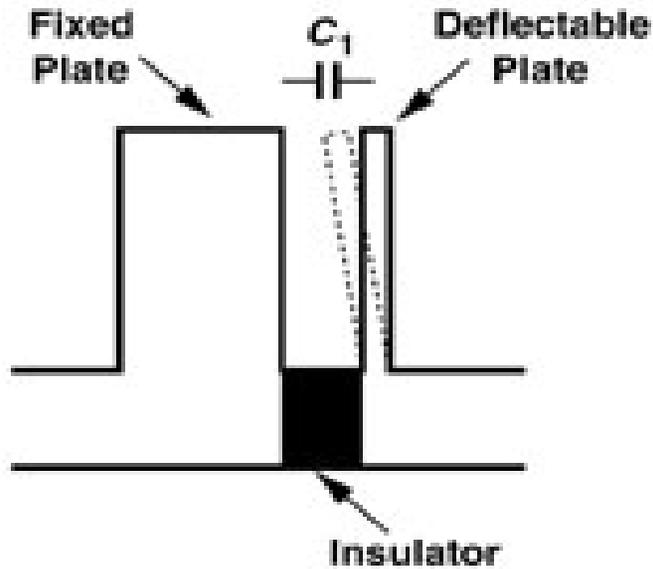
接收机放大低电平信号时必须具有极小噪声、工作在高频并能抑制大的有害成分

光接收机



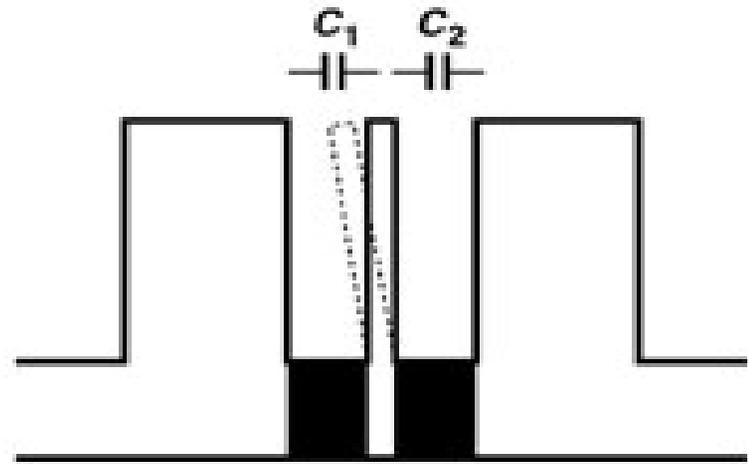
光纤系统

传感器



(a)

(a) 简单的加速度表



(b)

(b) 差动加速度表

汽车触发气囊的加速度检测原理图

模拟设计困难的原因是什么（1）？

- A. 模拟设计涉及到在速度、功耗、增益、精度、电源电压等多种因素间进行折衷，而数字电路只需在速度和功耗之间折衷。
- B. 模拟电路对噪声、串扰和其它干扰比数字电路要敏感得多。
- C. 器件的二级效应对模拟电路的影响比数字电路要严重得多。

模拟设计困难的原因是什么？

- D. 高性能模拟电路的设计很少能自动完成，而许多数字电路都是自动综合和布局的。
- E. 模拟电路许多效应的建模和仿真仍然存在问题，模拟设计需要设计者利用经验和直觉来分析仿真结果。
- F. 现代集成电路制造的主流技术是为数字电路开发的，它不易被模拟电路设计所利用，为了设计高性能的模拟电路，需不停开发新的电路和结构。

CMOS技术的发展及展望

时间	1974	1977	1980	1983	1986
L (微米)	6.0	4.0	3.0	2.0	1.2

1989	1995	1998	2001	2004	2007	2010
0.5	0.35	0.25	0.18	0.13	0.1	0.07

由于器件尺寸的不断缩小，几G ~ 几十G的模拟CMOS电路已经产生。 ($f_T \propto 1/L^2$)

为什么要学习CMOS模拟电路设计？

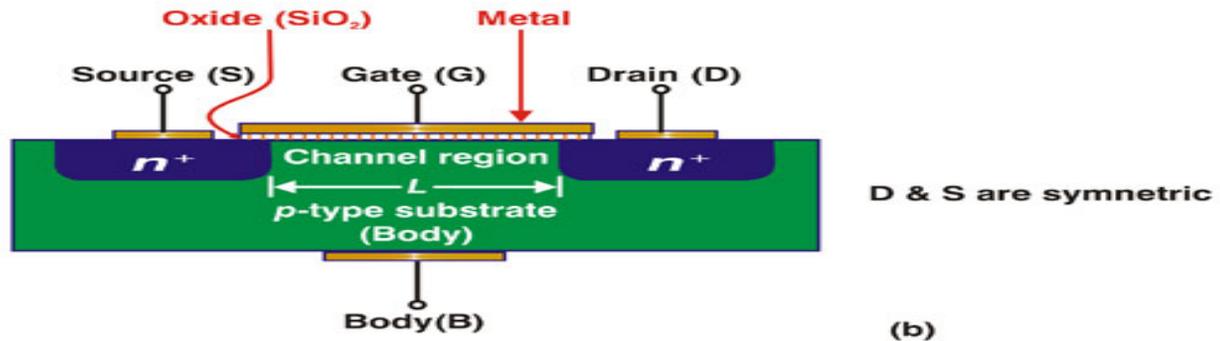
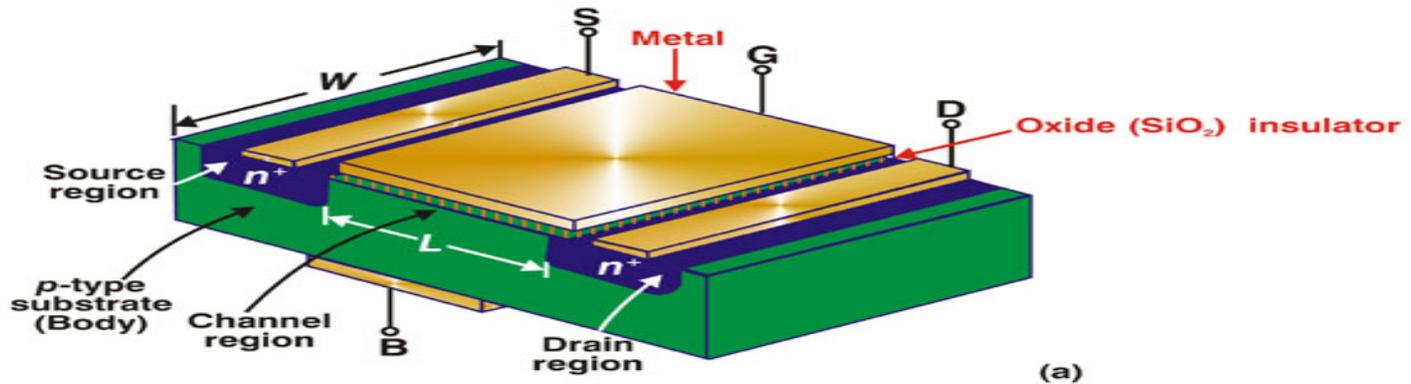
CMOS电路因其低成本、低功耗以及速度不断的提高已成为当今SOC设计的主流制造技术。由于模拟电路是SOC中不可缺少的部分，故高性能模拟CMOS电路的设计已成为当今的难点和热点。

第二章

MOS器件物理基础

MOSFET的结构

MOSFET TRANSISTORS



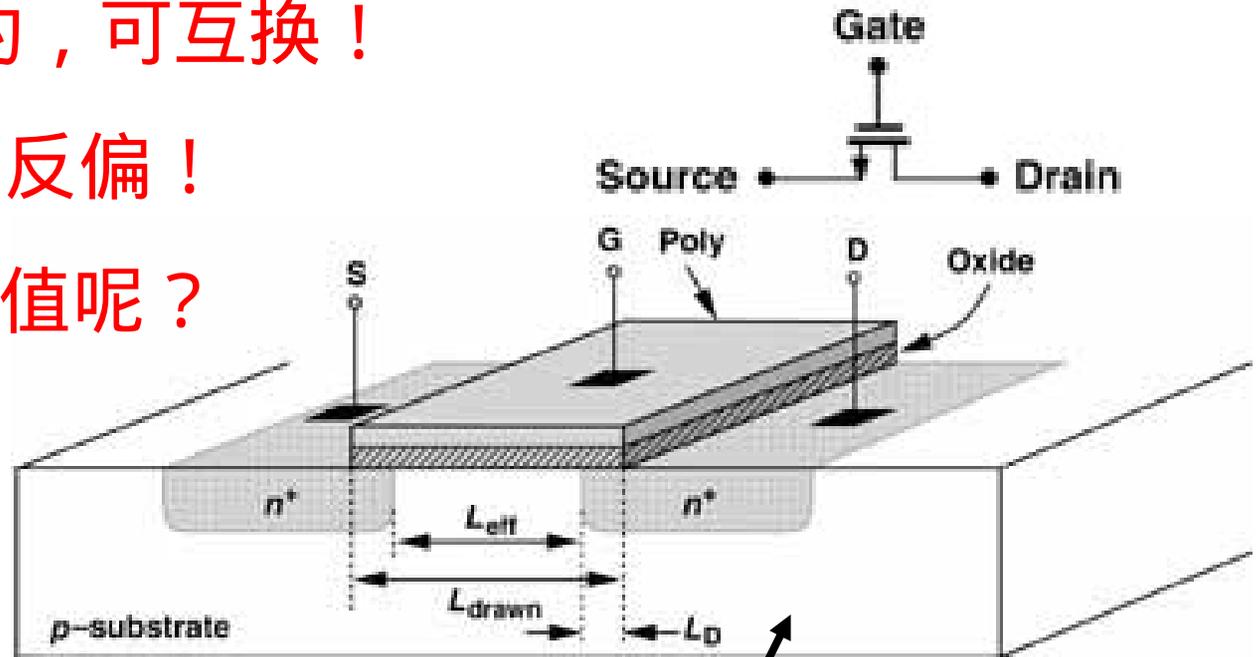
MOSFET = Metal - Oxide Semiconductor
Field - Effect Transistor

MOSFET的结构

*D、S是对称的，可互换！

*所有pn结必须反偏！

*BJT 的pn结偏值呢？



L_{drawn} : 沟道总长度

衬底 (bulk、body)

L_D : 横向扩散长度

L_{eff} : 沟道有效长度 , $L_{eff} = L_{drawn} - 2 L_D$

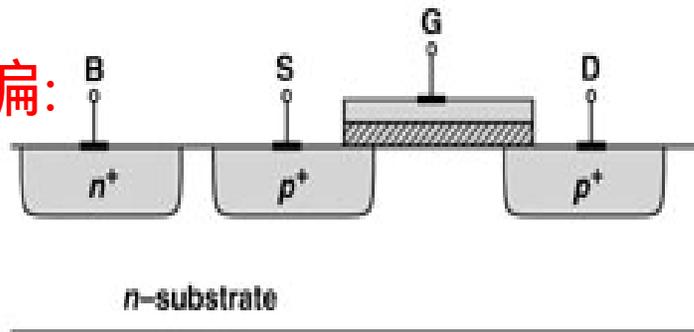
同一衬底上的NMOS和PMOS器件

MOS管所有pn结必须反偏:

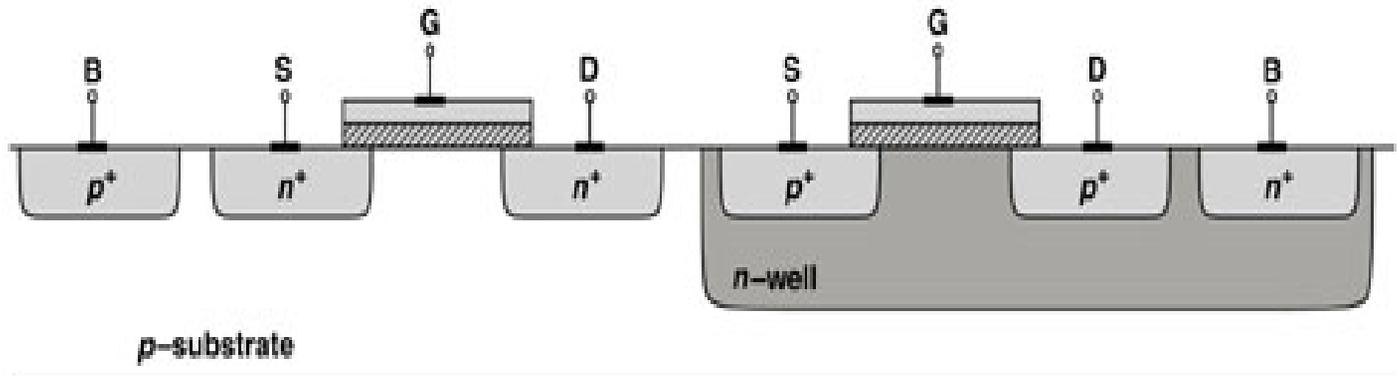
*N-SUB接VDD!

*P-SUB接VSS!

*阱中MOSFET衬底常接源极S

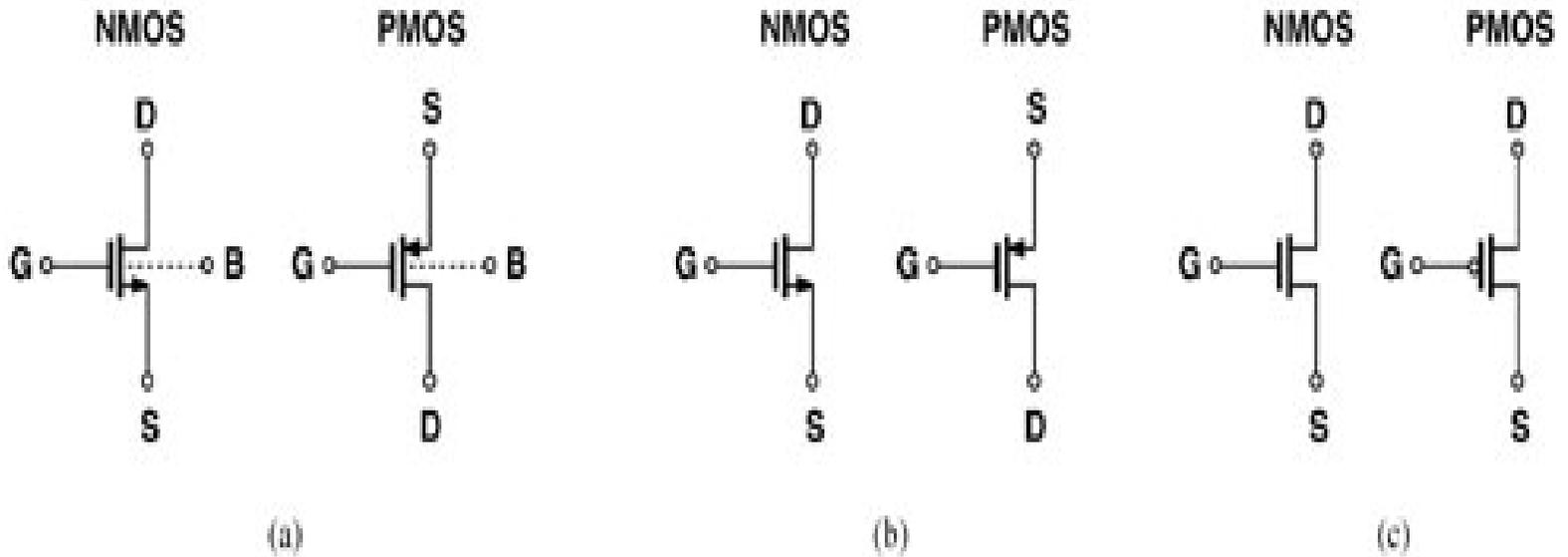


(a)



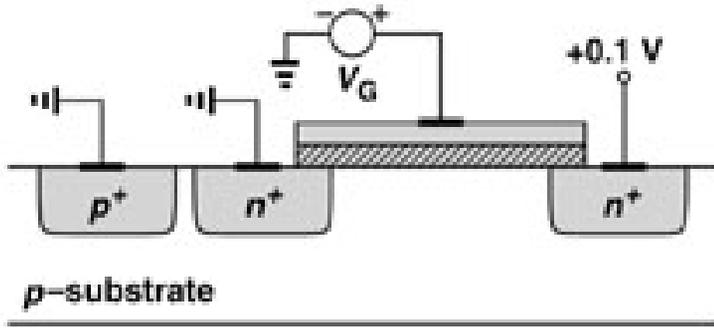
(b)

MOS器件符号

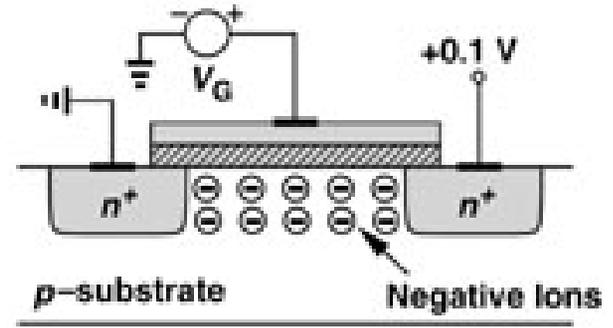
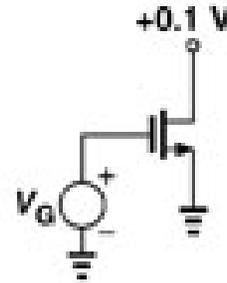


MOS管等效于一个开关!

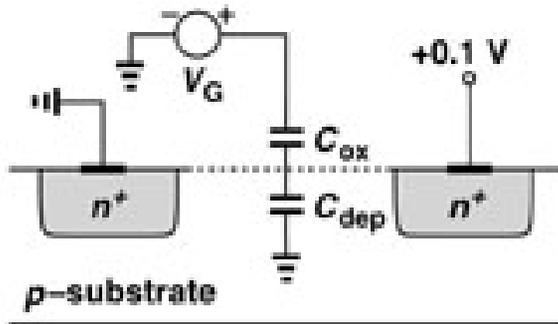
MOS器件的阈值电压 $V_{TN}(P)$



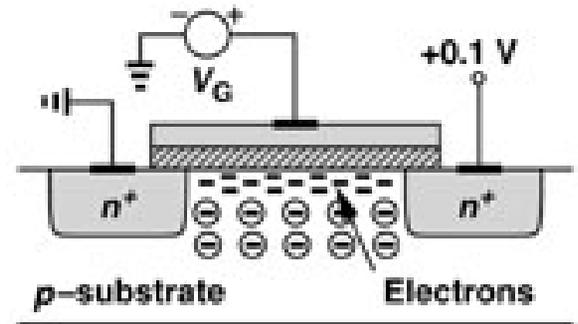
(a)



(b)



(c)



(d)

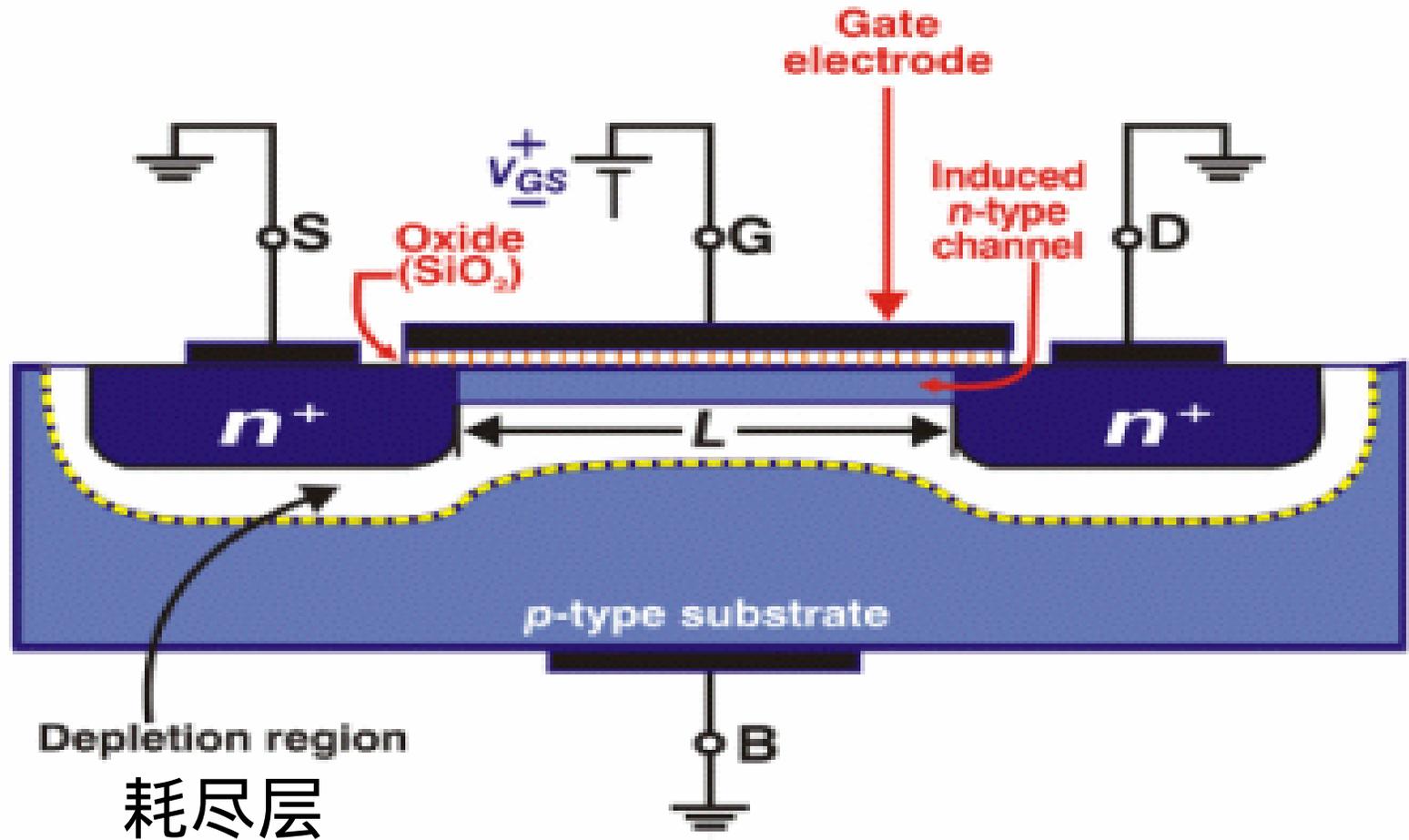
(a) 栅压控制的MOSFET

(b) 耗尽区的形成

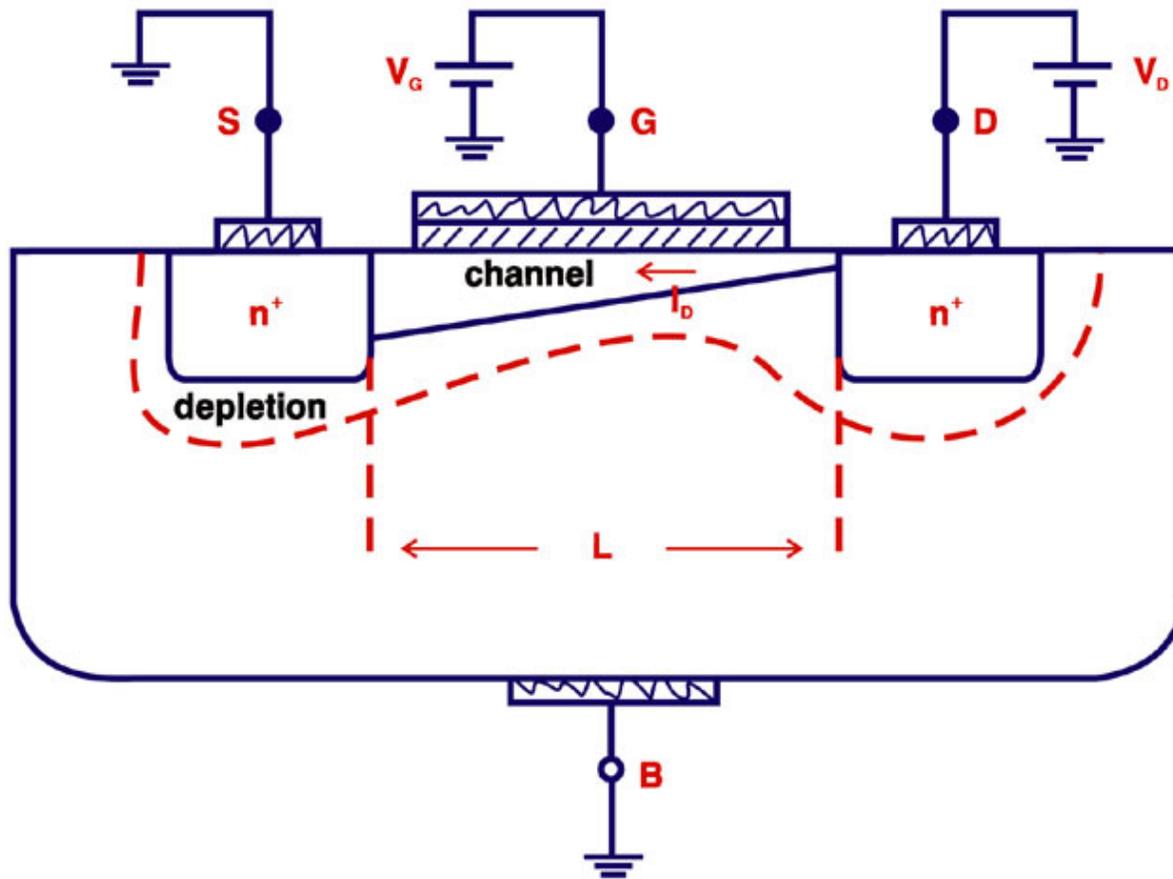
(c) 反型的开始

(d) 反型层的形成

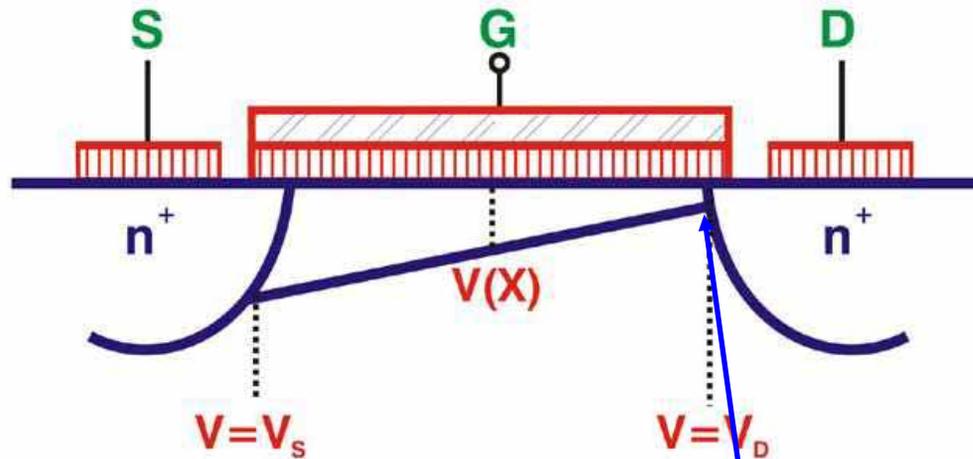
NMOS管 $V_{GS} > V_T$ 、 $V_{DS} = 0$ 时的示意图



NMOS管 $V_{GS} > V_T$ 、 $0 < V_{DS} < V_{GS} - V_T$ 时的示意图



NMOS沟道电势示意图 (1)

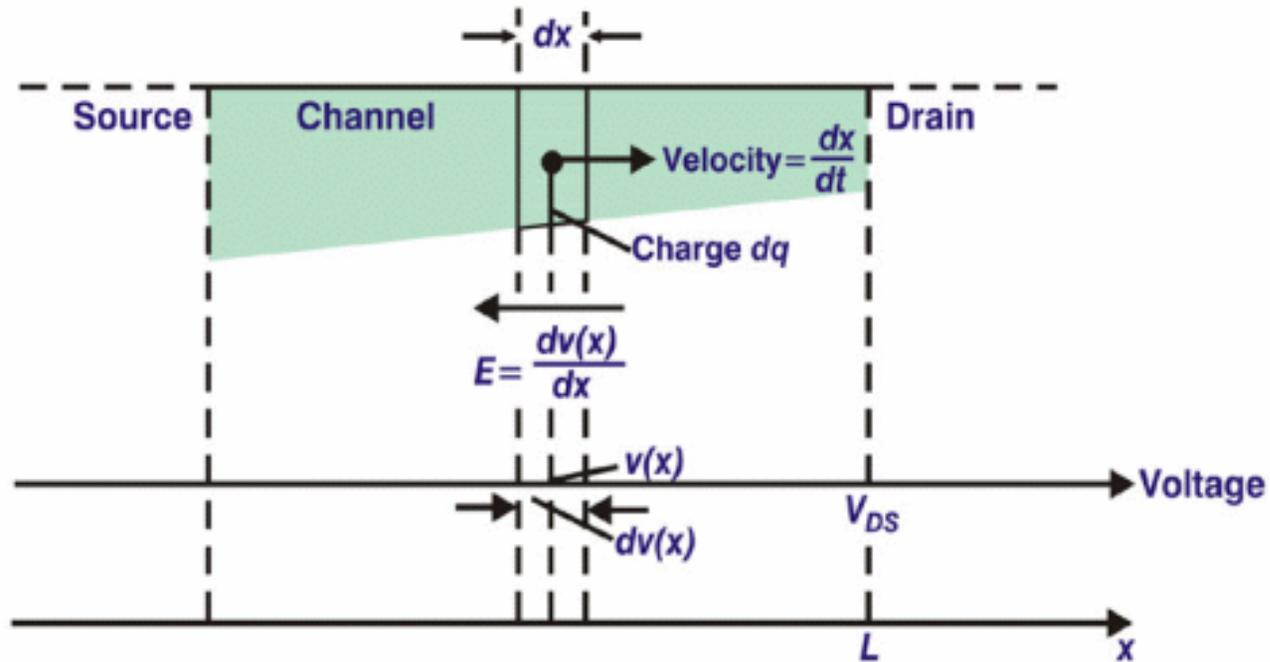


$$V_{GD} = V_G - V_D = V_G - V_S + V_S - V_D = V_{GS} + V_{SD} = V_{GS} - V_{DS}$$

$$V_G - V_D \geq V_t \Rightarrow V_{GS} - V_{DS} \geq V_t \quad \leftarrow \text{沟道未夹断条件}$$

$$\text{边界条件: } V(x)/_{x=0} = 0, \quad V(x)/_{x=L} = V_{DS}$$

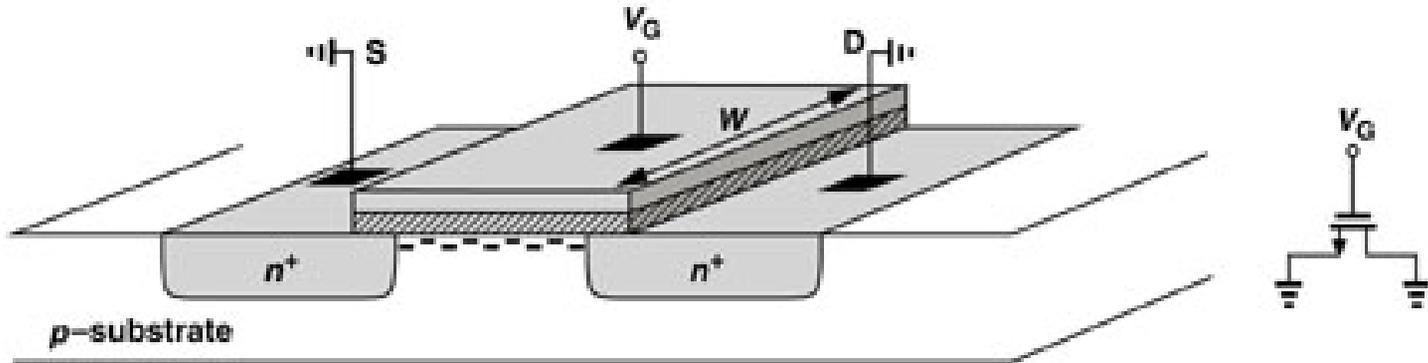
NMOS沟道电势示意图 (2)



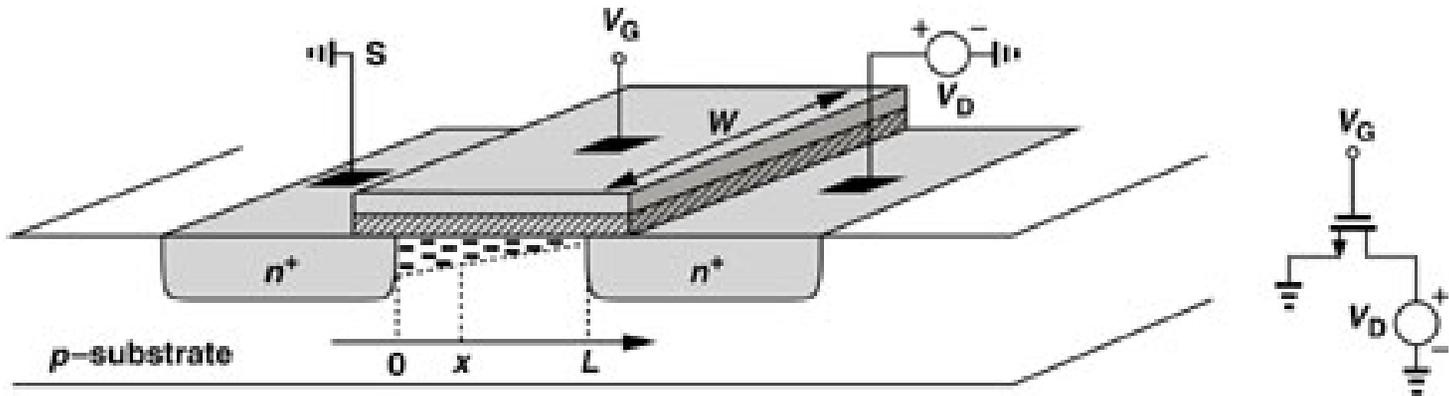
$$dq(x) = -C_{ox} W dx [v_{GS} - v(x) - V_{TH}]$$

边界条件: $V(x)/_{x=0} = 0, V(x)/_{x=L} = V_{DS}$

I/V特性的推导(1)

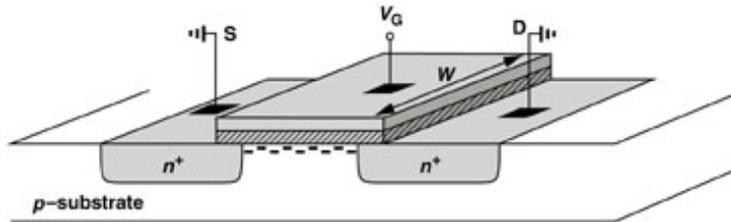


(a)

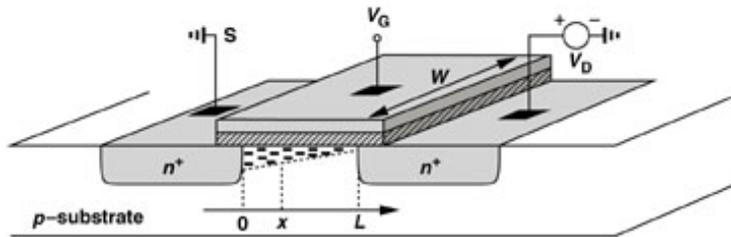


(b)

I/V特性的推导(2)



(a)



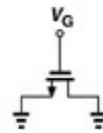
(b)

沟道单位长度电荷(C/m)

电荷移动速度(m/s)

$$I = Q_d \cdot v$$

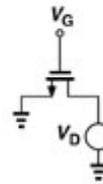
$$Q_d = WC_{ox}(V_{GS} - V_{TH})$$



$$Q_d(x) = WC_{ox}(V_{GS} - V(x) - V_{TH})$$

Q_d : 沟道电荷密度

C_{ox} : 单位面积栅电容



WC_{ox} : MOSFET单位长度的总电容

$Q_d(x)$: 沿沟道点x处的电荷密度

$V(x)$: 沟道x点处的电势 $V(x)|_{x=0}=0, V(x)|_{x=L}=V_{DS}$

I/V特性的推导(3)

$$I_D = -WC_{ox}[V_{GS} - V(x) - V_{TH}]v$$

对于半导体 $v = \mu E$ 且 $E(x) = -\frac{dV(x)}{dx}$

$$I_D = WC_{ox}[V_{GS} - V(x) - V_{TH}]\mu_n \frac{dV(x)}{dx}$$

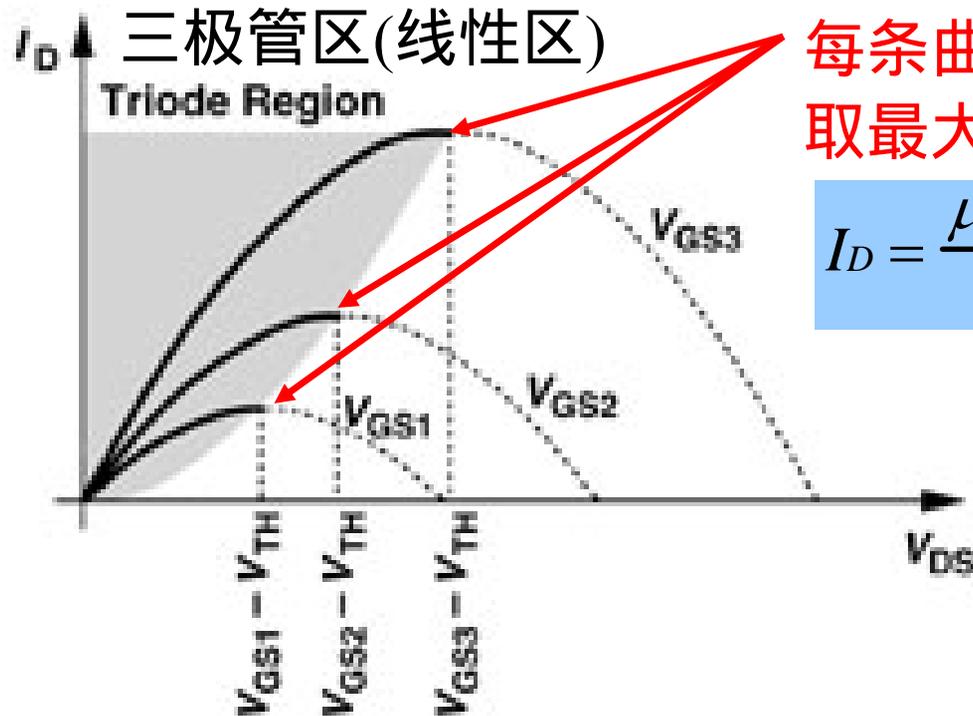
$$\int_{x=0}^L I_D dx = \int_{V=0}^{V_{DS}} WC_{ox}\mu_n [V_{GS} - V(x) - V_{TH}]dV \quad (I_D \text{ 为常数})$$

$$[i_D x]_0^L = [\mu_n C_{ox} W ((v_{GS} - V_{TH})v(x) - \frac{1}{2}v(x)^2)]_0^{v_{DS}}$$

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

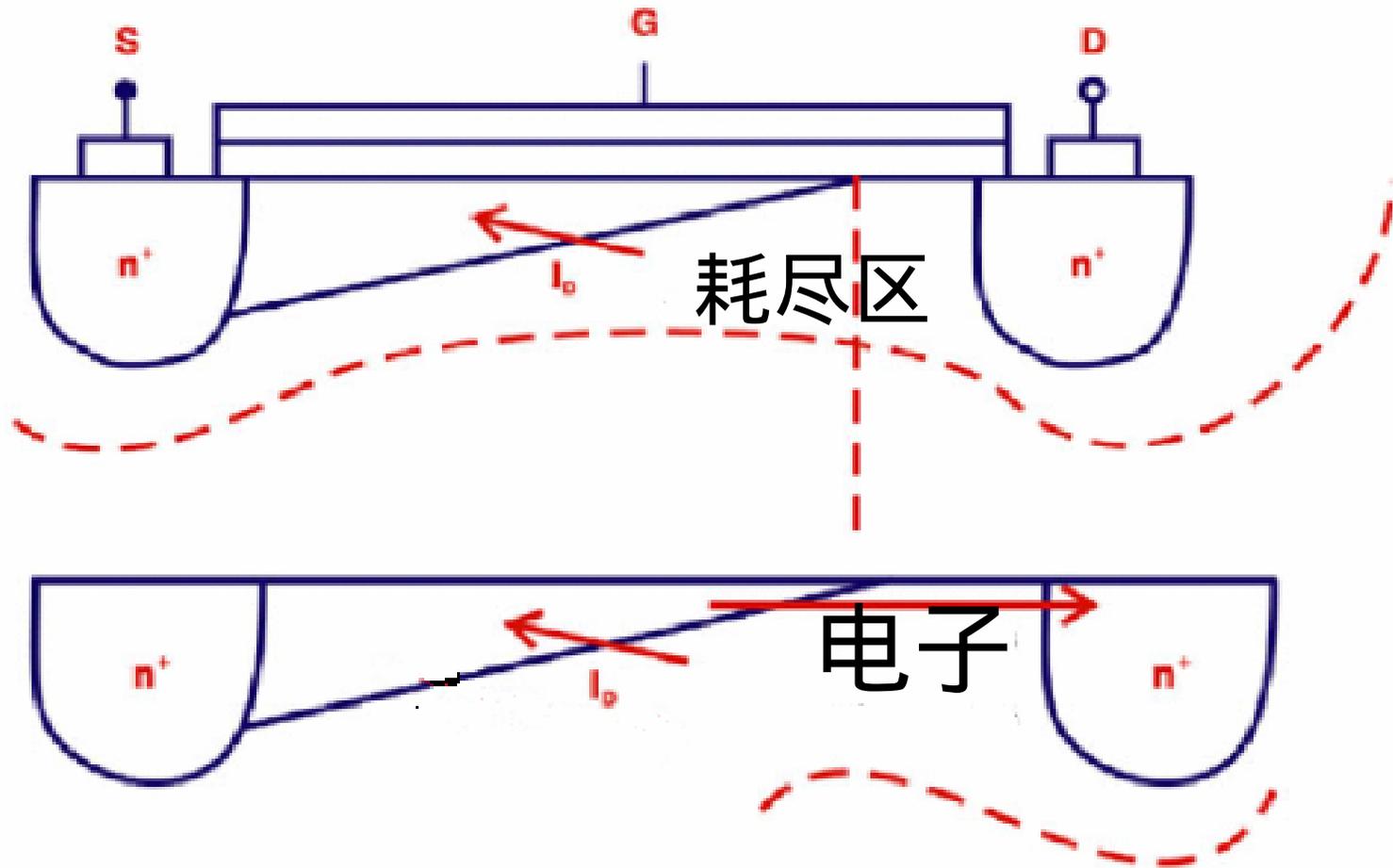
I/V特性的推导(4)

$$I_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_{TH}) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right]$$

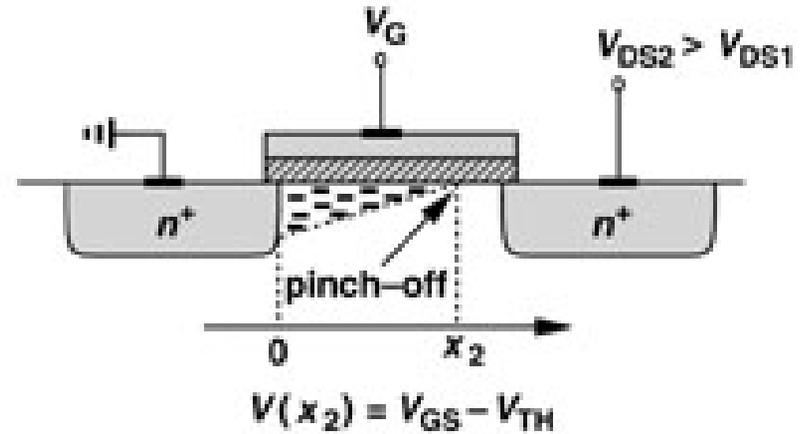
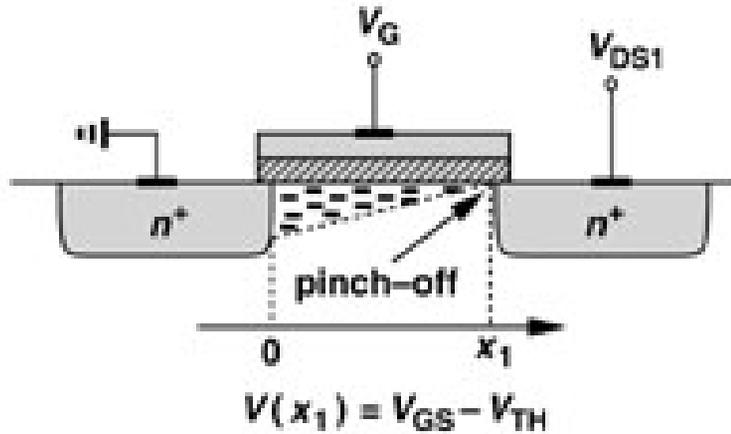


$$I_D = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2$$

NMOS管 $V_{GS} > V_T$ 、 $V_{DS} > V_{GS} + V_T$ 时的示意图



饱和区的MOSFET ($V_{DS} > V_{GS} - V_T$)



$$Q_d(x) = WC_{ox}(V_{GS} - V(x) - V_{TH})$$

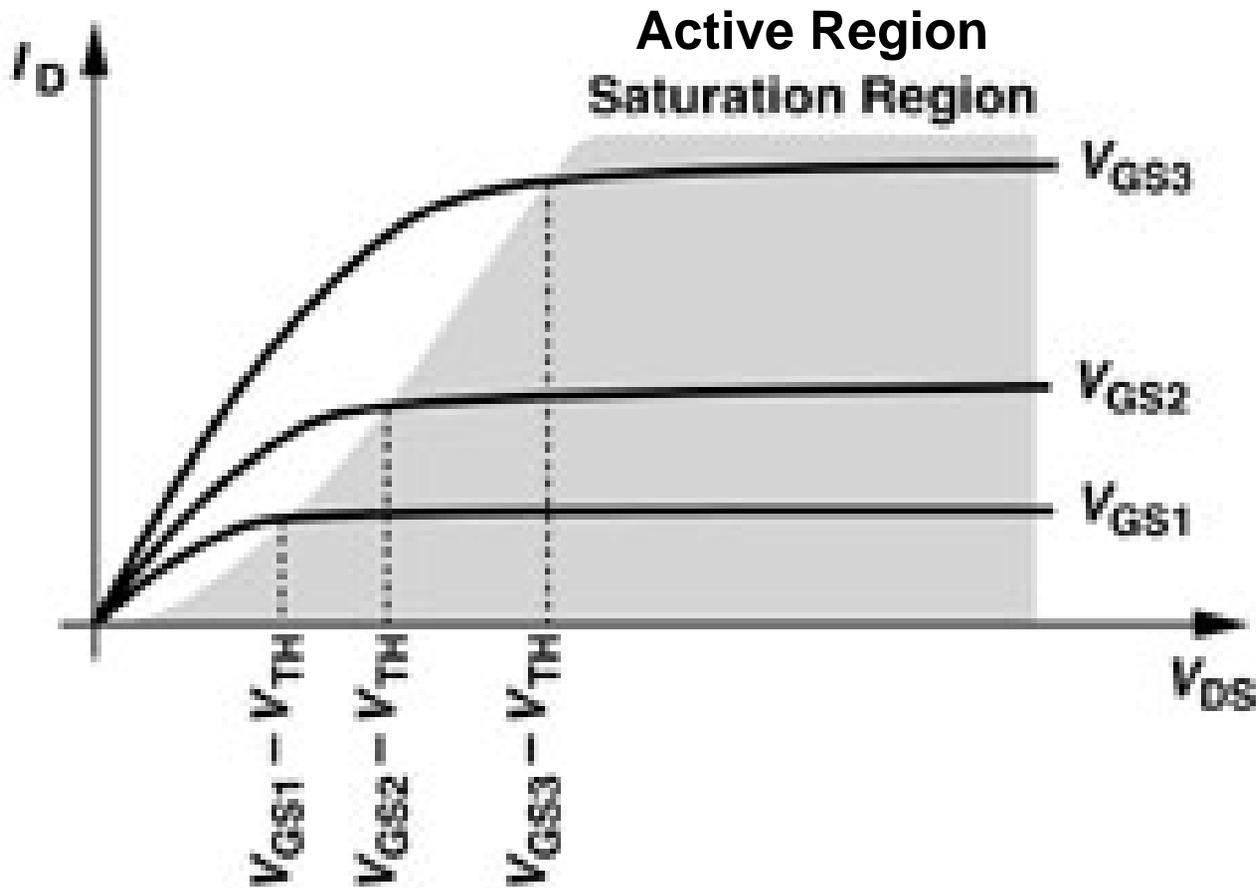
当 $V(x)$ 接近 $V_{GS} - V_T$,
 $Q_d(x)$ 接近于 0 , 即反
 型层将在 $x = L$ 处终止
 , 沟道被夹断。

$$I_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_{TH}) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right]$$

$$V'_{DS} = V_{GS} - V_{TH} \quad (\text{Pinch-off})$$

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

饱和区MOSFET的I/V特性



MOS管在饱和区电流公式

$$i_D = \frac{1}{2} (\mu_n C_{ox}) \frac{W}{L} (v_{GS} - V_{TH})^2$$

μ_n 的典型值为： $\mu_n \quad 580 \text{ [cm}^2/\text{Vs]}$

$$t_{ox} \quad 50\text{\AA}, C_{ox} \approx 6.9\text{fF}/\mu\text{m}^2$$

$$t_{ox} \quad 0.02\mu\text{m}, C_{ox} \approx 1.75\text{fF}/\mu\text{m}^2$$

$$t_{ox} \quad 0.1\mu\text{m}, C_{ox} \approx 0.35\text{fF}/\mu\text{m}^2$$

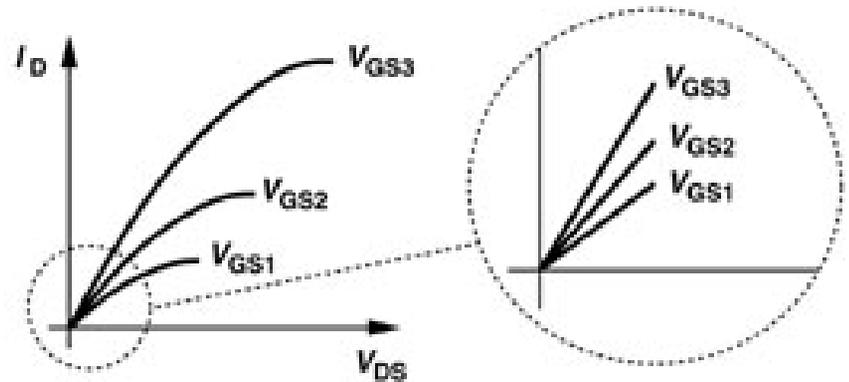
三极管区的MOSFET

$$I_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_{TH}) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right]$$

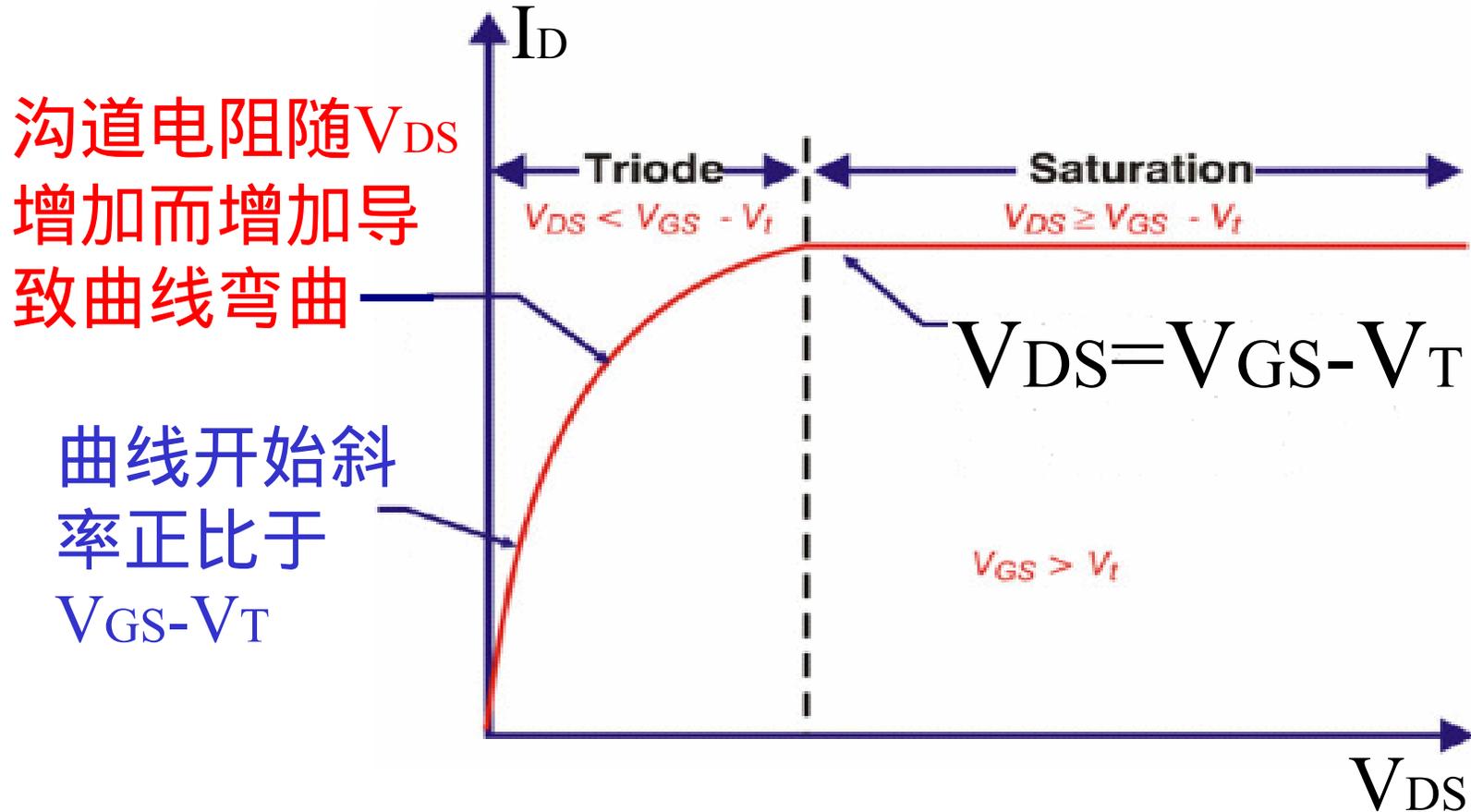
$$I_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH}) V_{DS}, \quad V_{DS} \ll 2(V_{GS} - V_{TH})$$

$$R_{ON} = \frac{1}{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})}$$

等效为一个
压控电阻



饱和区MOSFET的I/V特性

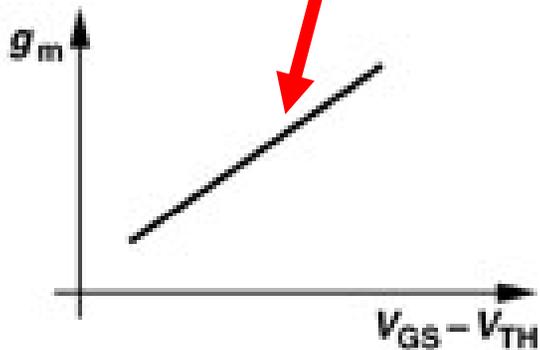


重邮光电工程学院

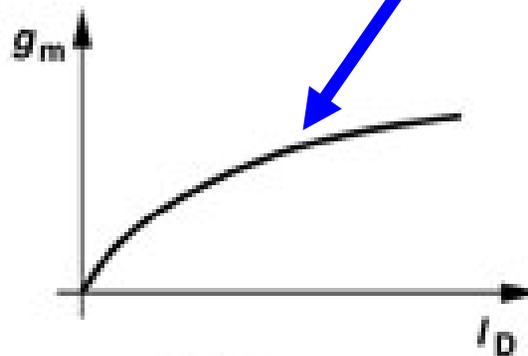
MOSFET的跨导 g_m

$$g_m = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{DS} \text{ constant}}$$
$$= \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})$$

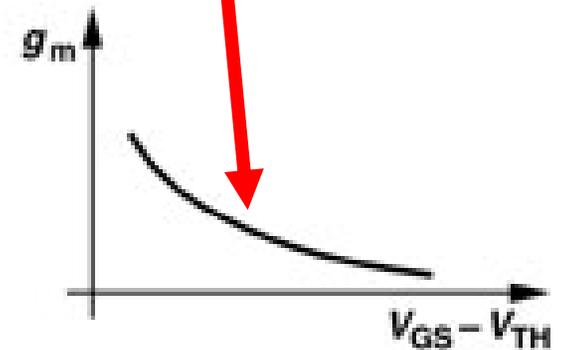
$$g_m = \sqrt{2 \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} I_D}$$
$$= \frac{2 I_D}{V_{GS} - V_{TH}}$$



W/L Constant

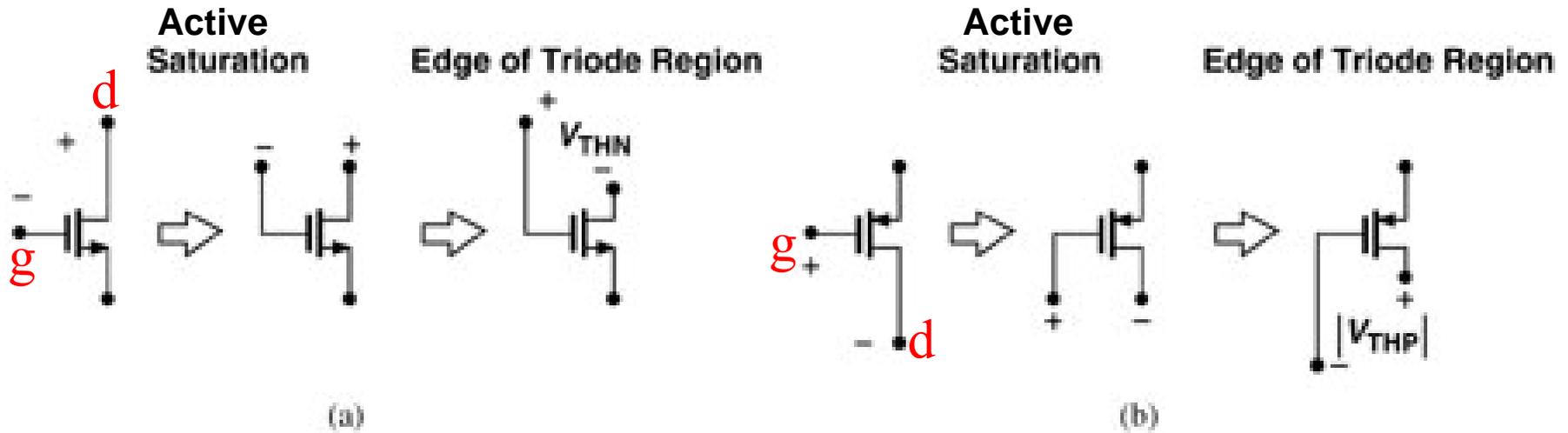


W/L Constant



I_D Constant

MOS管工作状态的判断



NMOS饱和条件： $V_d > V_g - V_{THN}$

PMOS饱和条件： $V_d < V_g - |V_{THP}|$

判断MOS管是否工作在饱和区时，不必考虑 V_s

MOS管的开启电压 V_T 及体效应

$$V_{TH} = \Phi_{MS} + 2\Phi_F + \frac{Q_{dep}}{C_{ox}}, \text{ where}$$

$$\Phi_{MS} = \Phi_{gate} - \Phi_{silicon}$$

$$\Phi_F = \left(\frac{kT}{q} \right) \ln \left(\frac{N_{sub}}{n_i} \right)$$

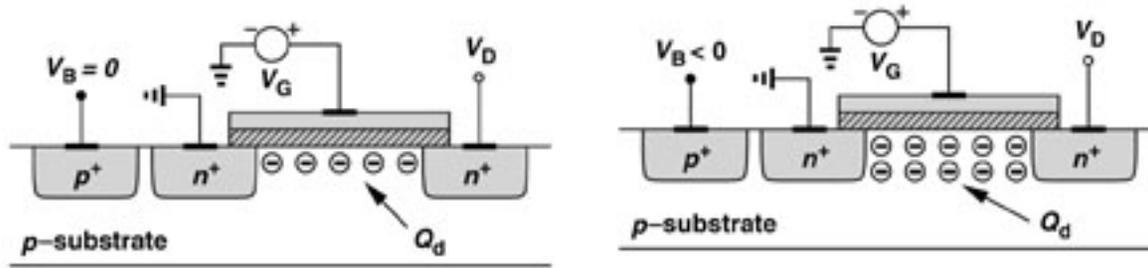
$$Q_{dep} = \sqrt{4q\epsilon_{si}|\Phi_F|N_{sub}}$$

C_{ox} : 单位面积栅氧化层电容

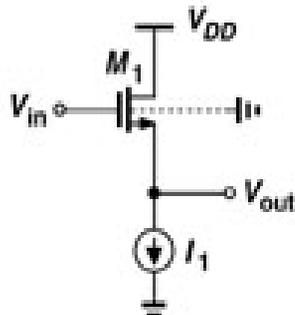
MS : 多晶硅栅与硅衬底功函数之差

Q_{dep} 耗尽区的电荷,是衬源电压 V_{BS} 的函数

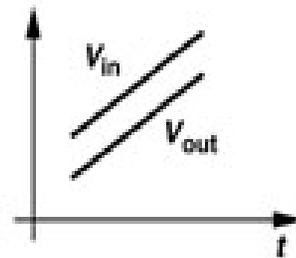
MOS管的开启电压 V_T 及体效应



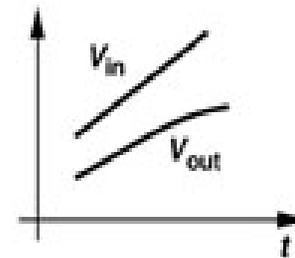
$$V_{TH} = V_{TH0} + \gamma \left(\sqrt{2\Phi_F + V_{SB}} - \sqrt{2\Phi_F} \right), \quad \gamma = \frac{\sqrt{2q\epsilon_{si}N_{sub}}}{C_{ox}}$$



源极跟随器

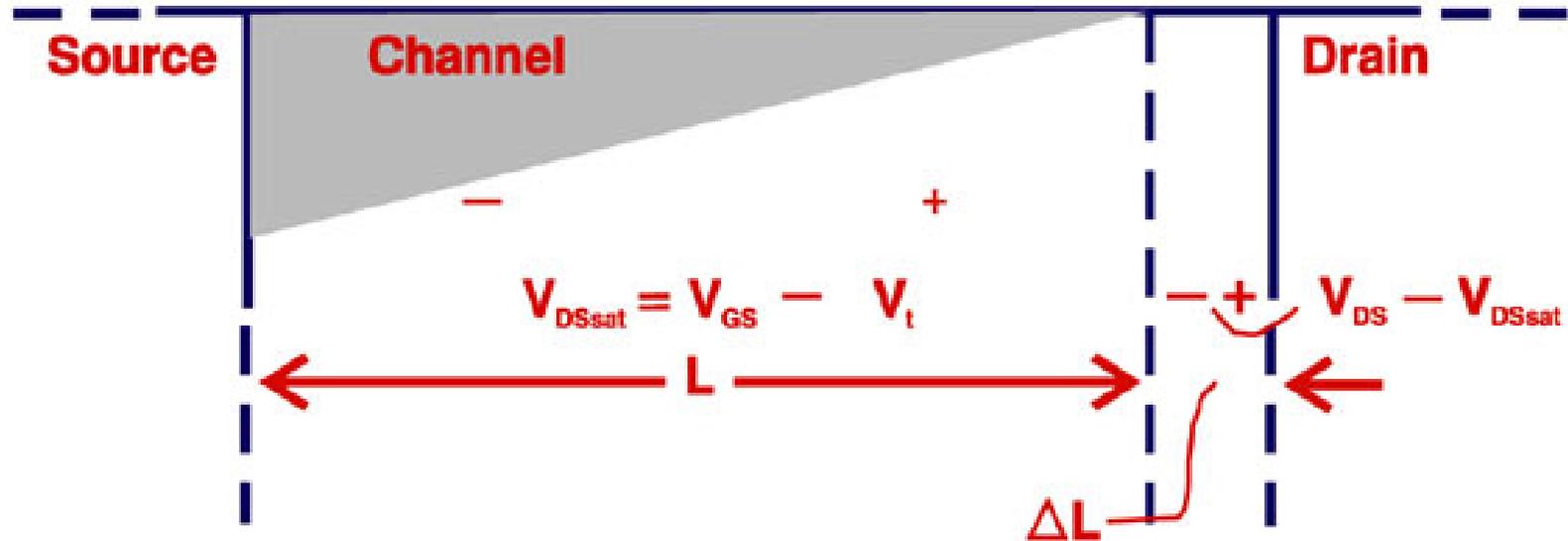


无体效应

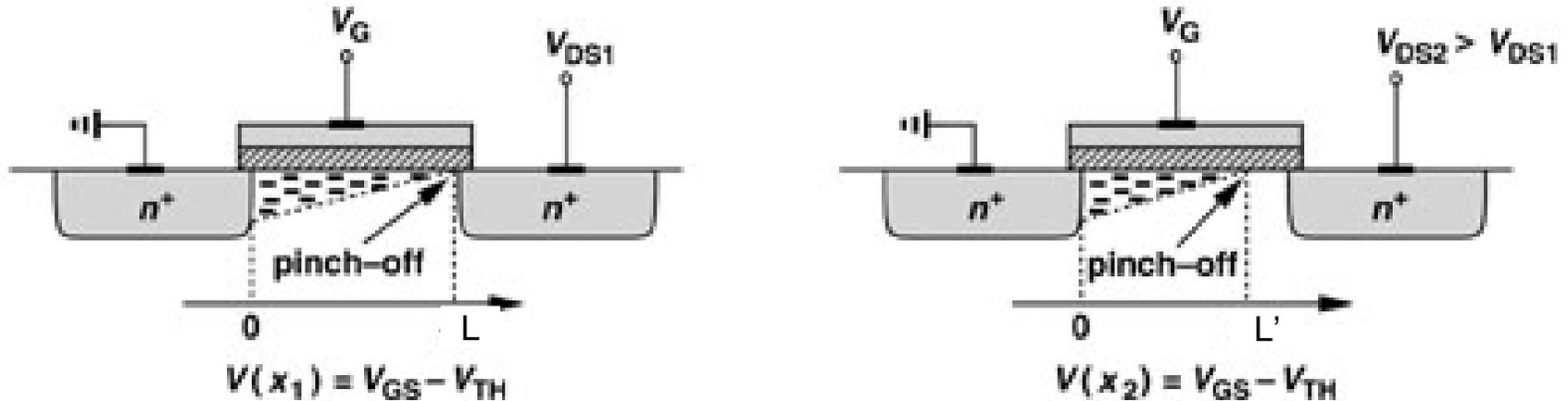


有体效应

MOSFET的沟道调制效应



MOSFET的沟道调制效应



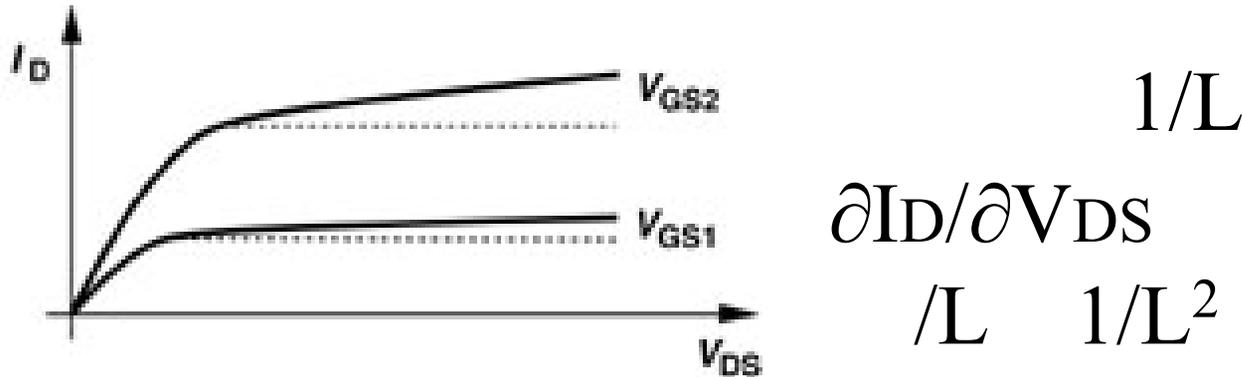
$$L' = L - \Delta L$$

$$1/L' = \frac{1}{L} (1 + \Delta L/L)$$

$$1/L' = \frac{1}{L} (1 + \lambda V_{DS}), \quad \lambda V_{DS} = \Delta L/L$$

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

考虑沟道调制效应后的跨导 g_m



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

$$g_m = \sqrt{\frac{2 \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} I_D}{(1 + \lambda V_{DS})}}$$

$$g_m = \frac{2I_D}{V_{GS} - V_{TH}}, \quad (\text{unchanged})$$

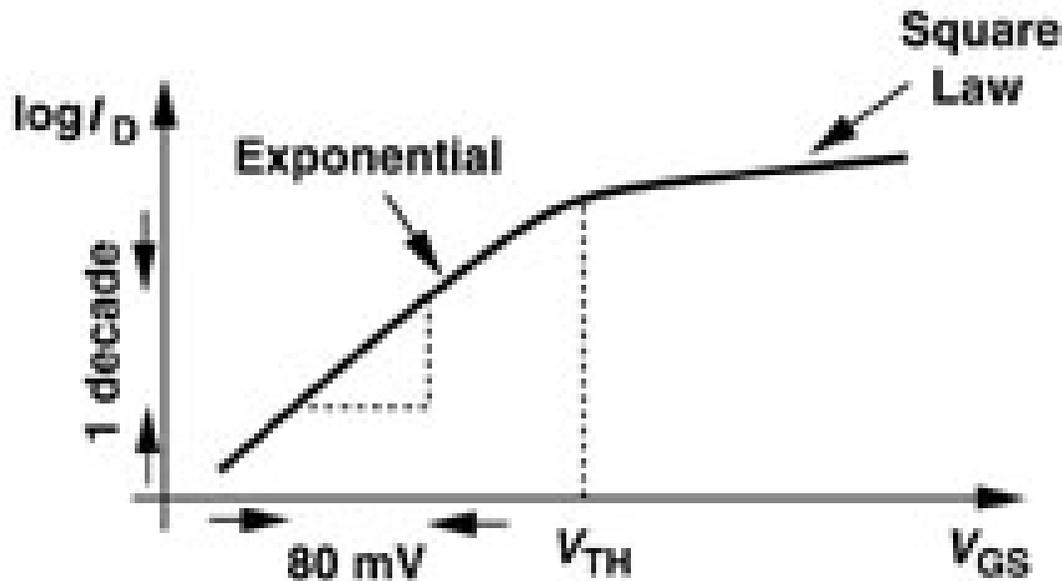
MOS管跨导 g_m 不同表示法比较

跨导 g_m	1	2	3
$\lambda = 0$	$\beta(V_{GS} - V_T)$	$\sqrt{2\beta I_D}$	$\frac{2I_D}{V_{GS} - V_T}$
$\lambda \neq 0$	$\beta(V_{GS} - V_T)(1 + \lambda V_{DS})$	$\sqrt{2\beta I_D(1 + \lambda V_{DS})}$	$\frac{2I_D}{V_{GS} - V_T}$

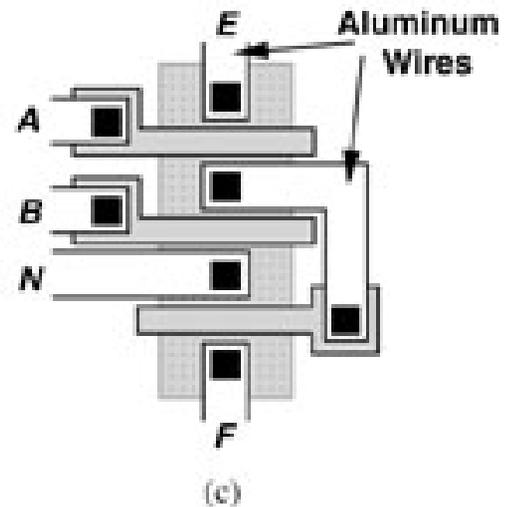
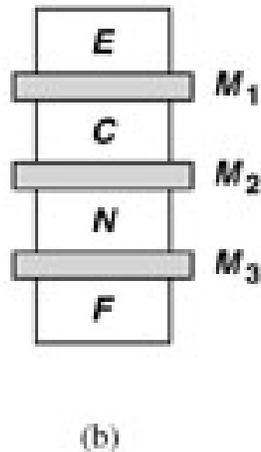
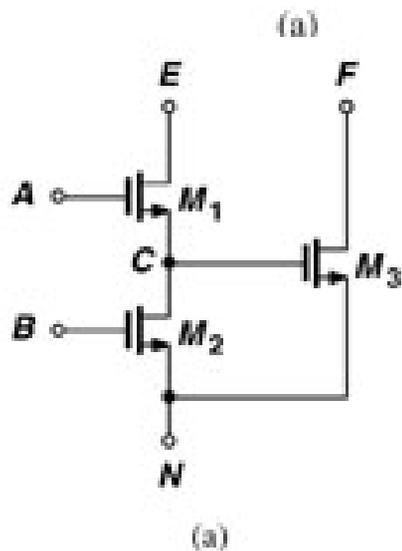
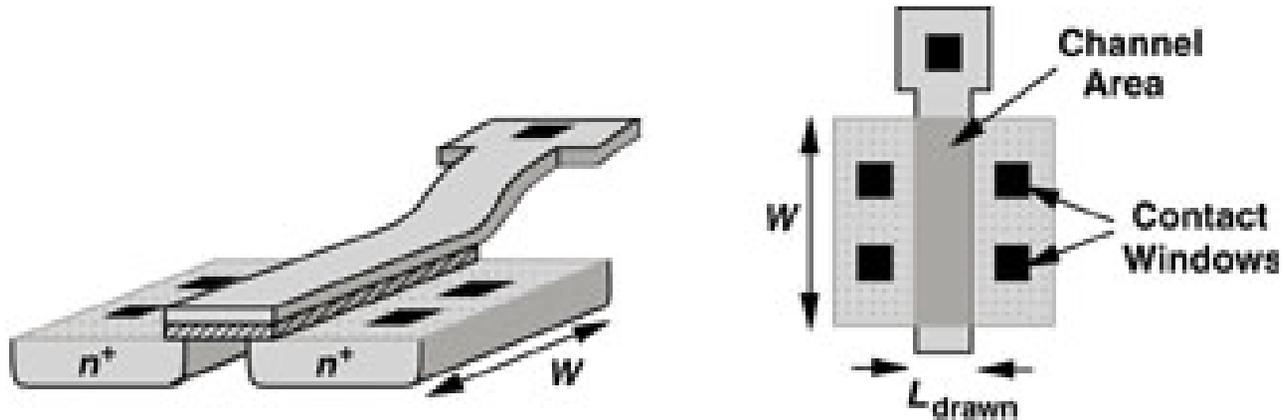
上式中: $\beta = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L}$

亚阈值导电特性

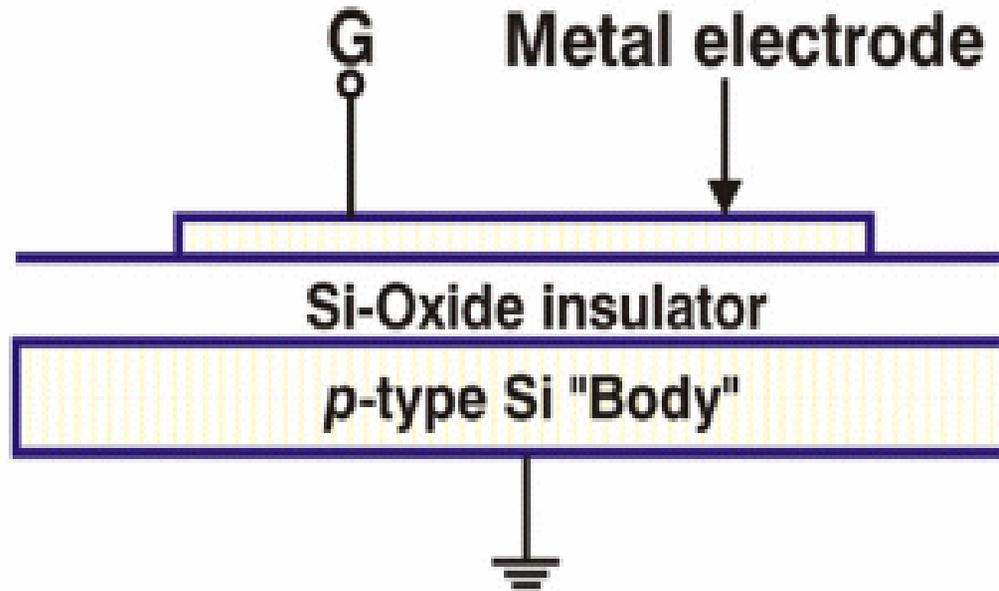
$$I_D = I_0 \exp\left(\frac{V_{GS}}{\zeta kT/q}\right) \quad (\zeta > 1, \text{是一个非理想因子})$$



MOS器件版图



MOS电容器的结构

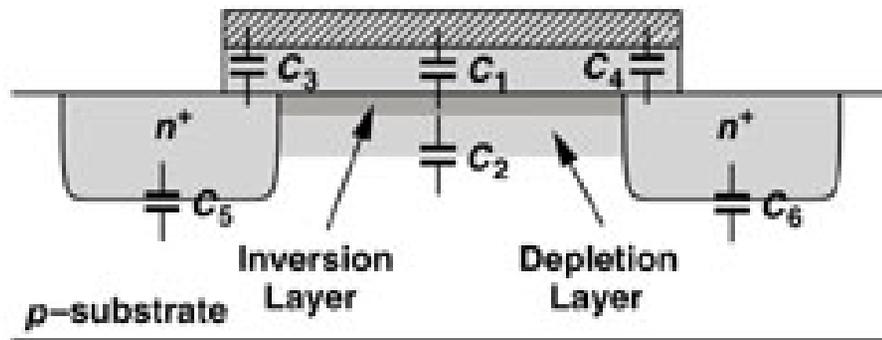
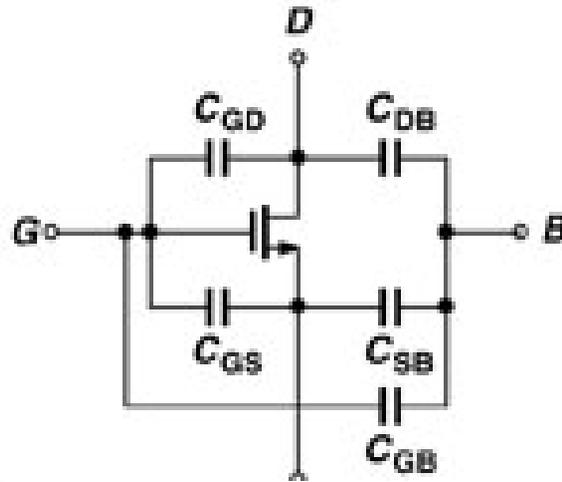


$$t_{\text{ox}} \quad 50\text{\AA}, \quad C_{\text{ox}} \approx 6.9 \text{ fF} / \mu\text{m}^2$$

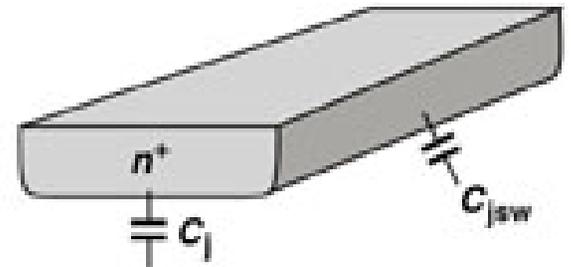
$$t_{\text{ox}} \quad 0.02 \mu\text{m}, \quad C_{\text{ox}} \approx 1.75 \text{ fF} / \mu\text{m}^2$$

$$t_{\text{ox}} \quad 0.1 \mu\text{m}, \quad C_{\text{ox}} \approx 0.35 \text{ fF} / \mu\text{m}^2$$

MOS器件电容

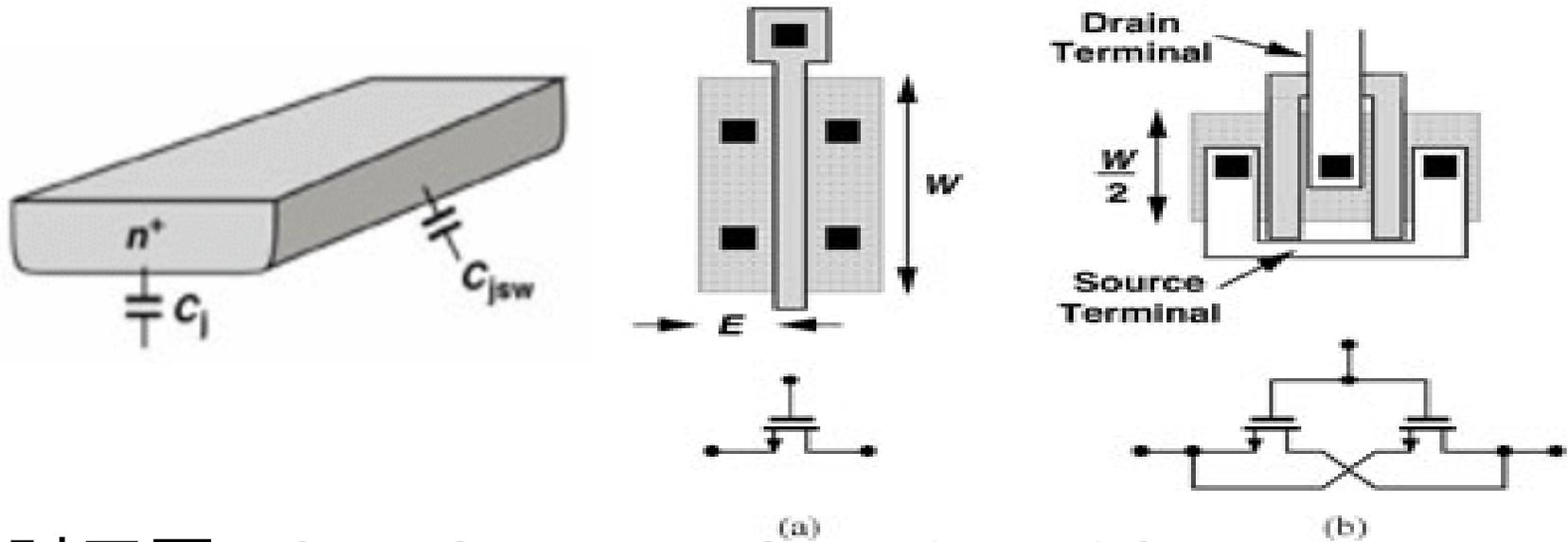


(a)



(b)

减小MOS器件电容的版图结构

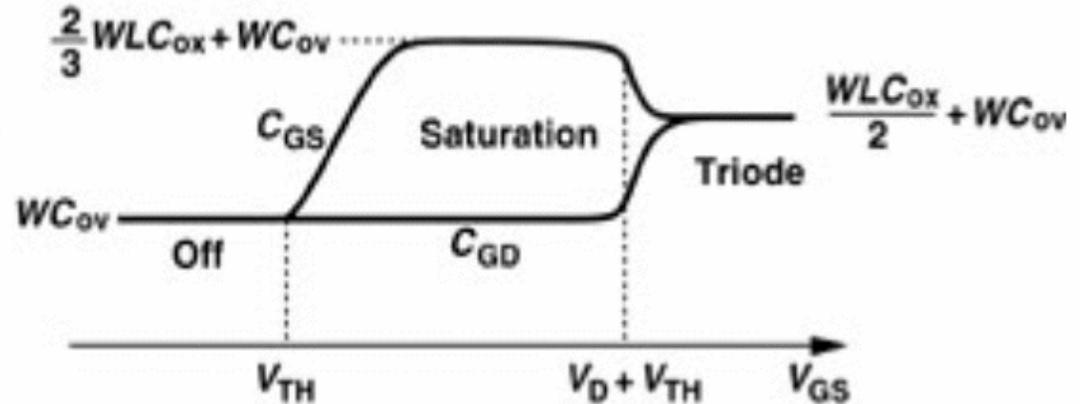
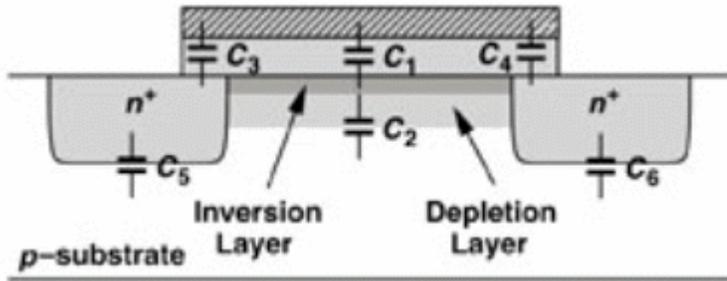


对于图a: $C_{DB} = C_{SB} = WEC_j + 2(W+E)C_{jsw}$

对于图b: $C_{DB} = (W/2)EC_j + 2((W/2)+E)C_{jsw}$

$$\begin{aligned}
 C_{SB} &= 2((W/2)EC_j + 2((W/2)+E)C_{jsw}) = \\
 &= WEC_j + 2(W+2E)C_{jsw}
 \end{aligned}$$

栅源、栅漏电容随 V_{GS} 的变化曲线



$$C_1 = WLC_{ox}$$

$$C_2 = WL \sqrt{q \epsilon_{si} N_{sub} / |4 \Phi_F|}$$

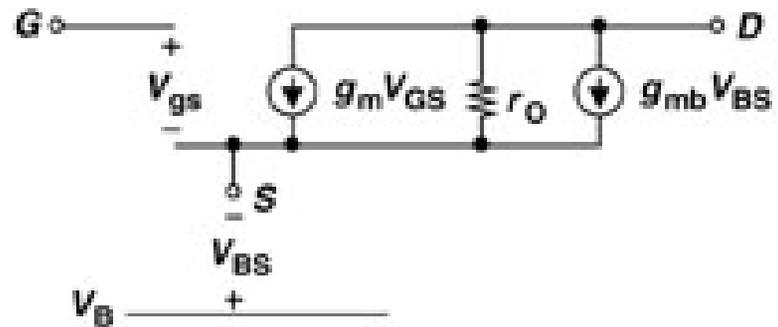
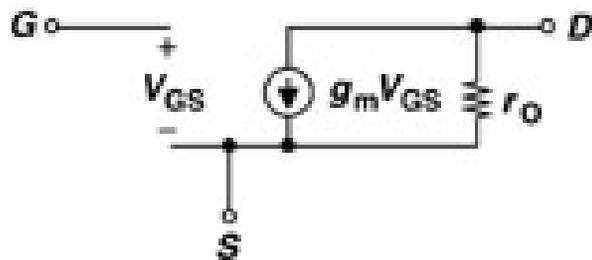
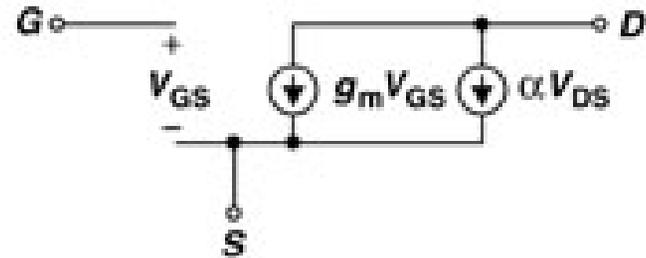
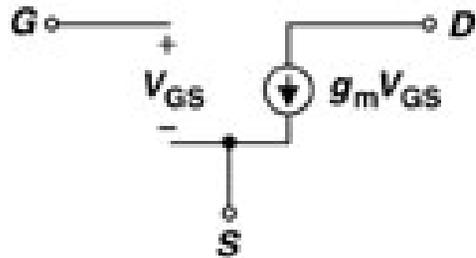
$$C_3 = C_4 = C_{ov} W \quad C_{ov} : \text{每单位宽度的交叠电容}$$

$$\text{MOS管关断时: } C_{GD} = C_{GS} = C_{ov} W, C_{GB} = C_1 // C_2$$

$$\text{MOS管深线性区时: } C_{GD} = C_{GS} = C_1/2 + C_{ov} W, C_{GB} = 0, C_2 \text{ 被沟道屏蔽}$$

$$\text{MOS管饱和时: } C_{GS} = 2C_1/3 + C_{ov} W, C_{GD} = C_{ov} W, C_{GB} = 0, C_2 \text{ 被沟道屏蔽}$$

MOS 小信号模型



$$r_o = \frac{\partial \mathcal{N}_{DS}}{\partial I_D} = \frac{1}{\partial I_D / \partial \mathcal{N}_{DS}} = \frac{1}{\frac{\mu_n C_{ox}}{2} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 \lambda} = \frac{1}{\lambda I_D}$$

衬底跨导 g_{mb}

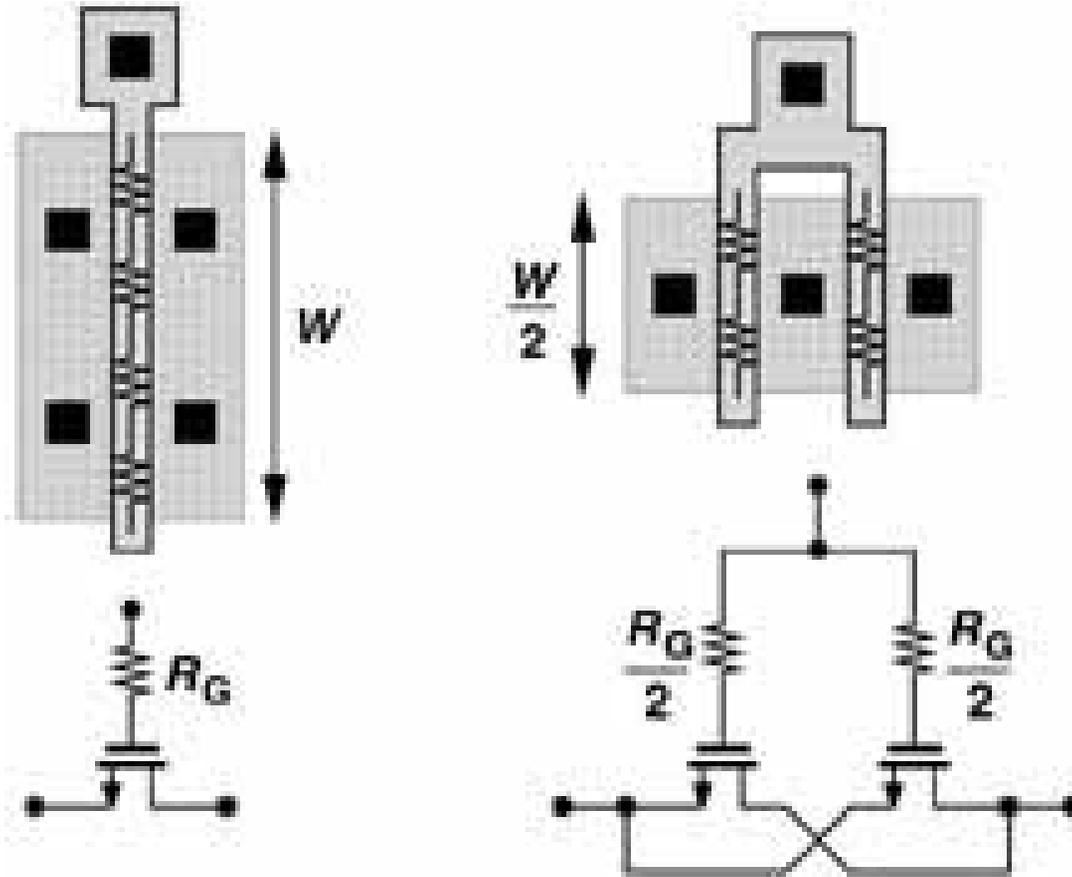
$$g_{mb} = \frac{\tilde{a}_D}{\mathcal{N}_{BS}} = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH}) \left(\frac{-\partial \mathcal{N}_{TH}}{\partial \mathcal{N}_{BS}} \right)$$

Also,

$$\frac{\partial \mathcal{N}_{TH}}{\partial \mathcal{N}_{BS}} = \frac{-\partial \mathcal{N}_{TH}}{\partial \mathcal{N}_{SB}} = -\frac{\gamma}{2} (2\Phi_F + V_{SB})^{-1/2}$$

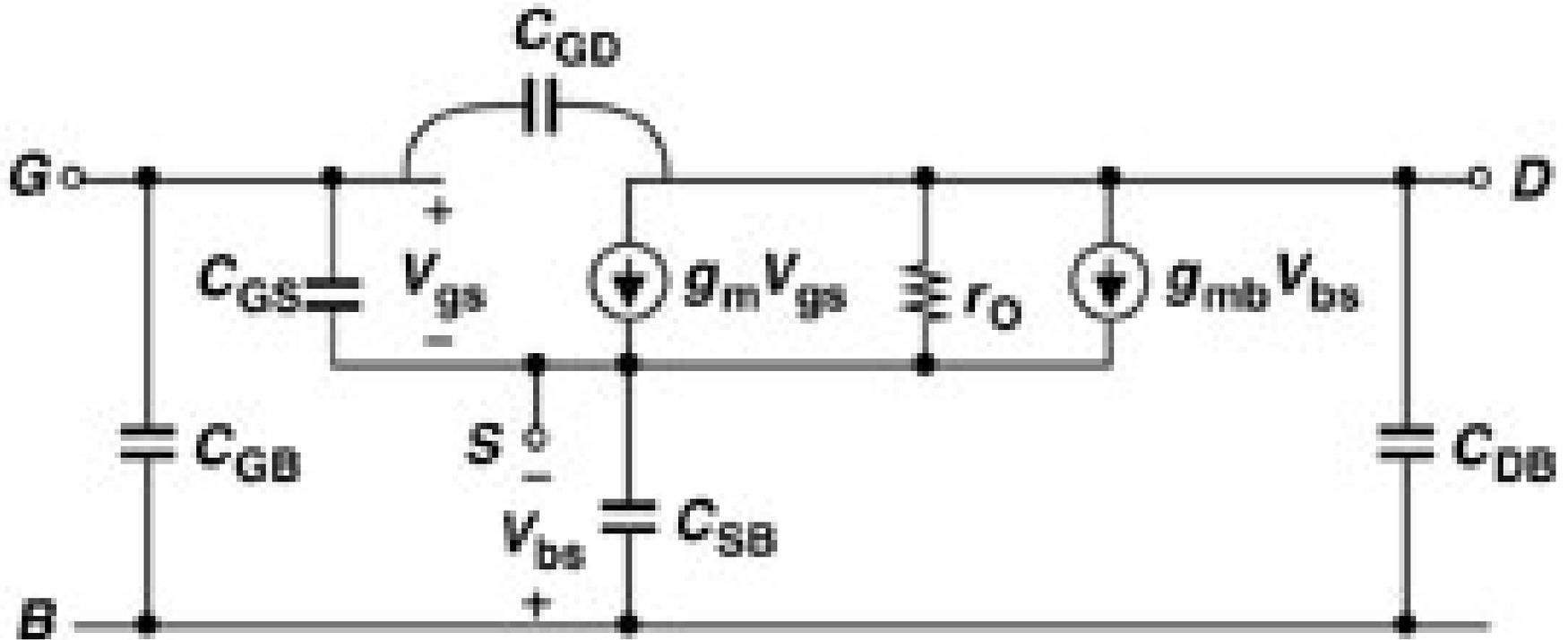
$$g_{mb} = g_m \frac{\gamma}{2\sqrt{2\Phi_F + V_{SB}}} = \eta g_m$$

栅极电阻

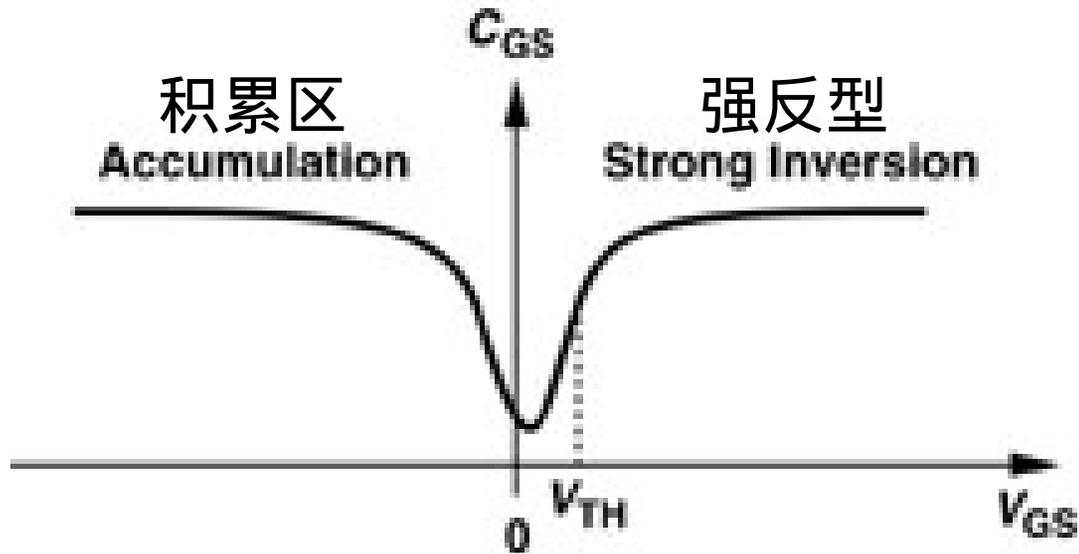
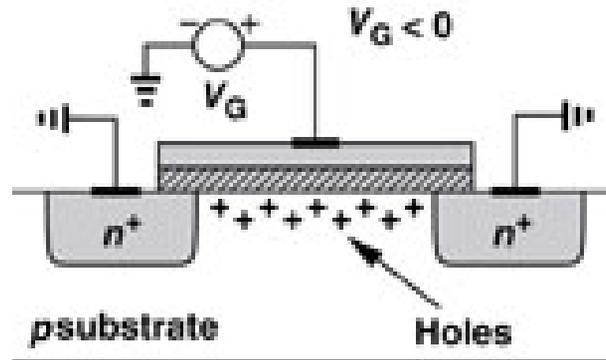


重邮光电工程学院

完整的MOS小信号模型



NMOS器件的电容--电压特性



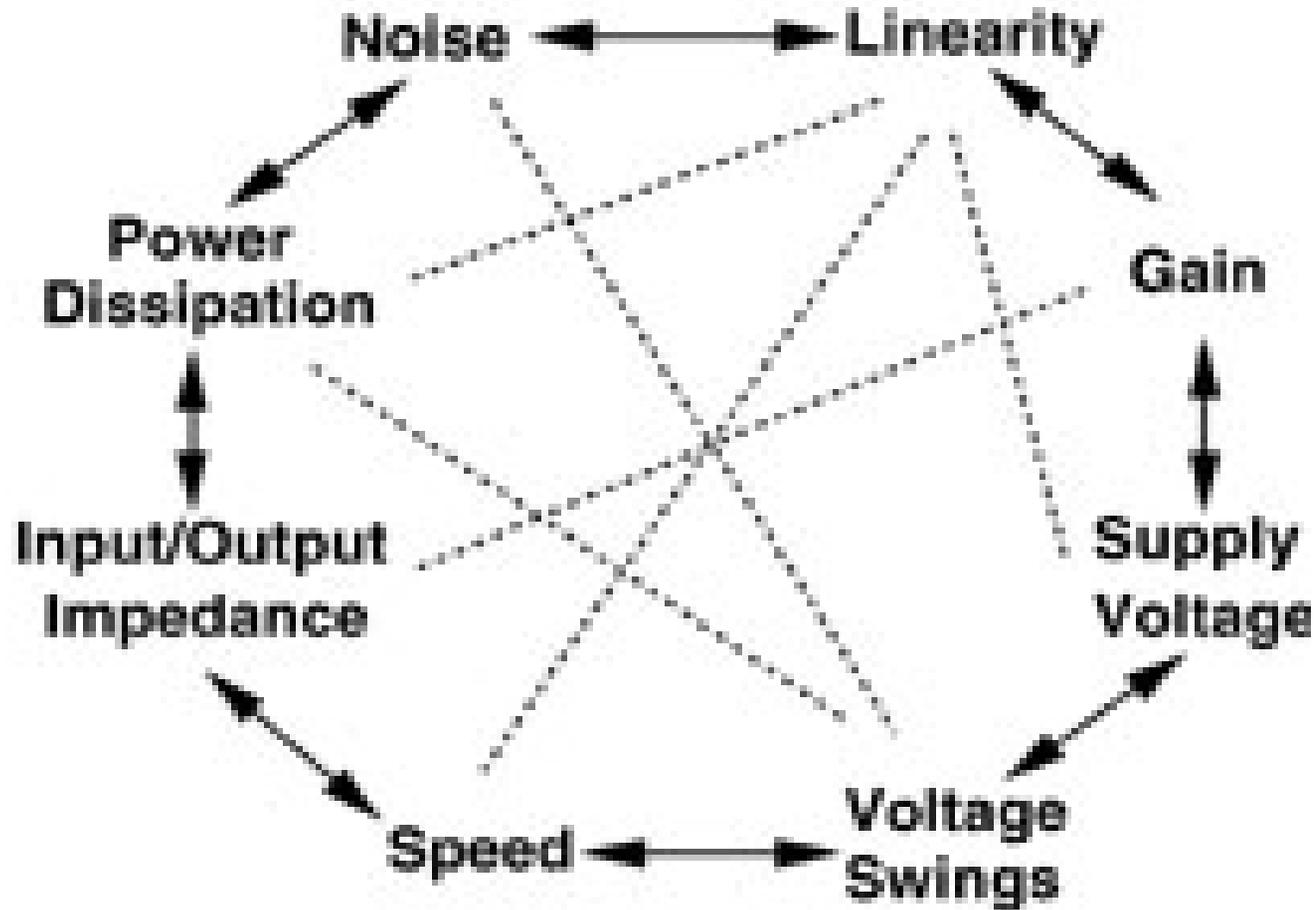
本章基本要求

1. 掌握MOSFET电流公式及跨导公式。
2. 掌握MOSFET小信号等效电路。
3. 掌握MOSFET的二阶效应、用作恒流源的结构特点及其饱和的判断条件。
4. 了解MOS管的PN结必须反偏，会根据MOS管B连接的方式判定是哪种衬底。

第三章

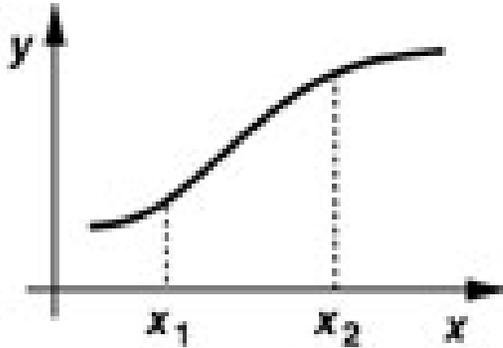
单级放大器

模拟电路设计的八边形法则



模拟设计的小信号概念(1)

设函数: $y=f(X)$



$$f(X_0 + \Delta X) = f(X_0) + f'(X_0) \Delta X + \frac{1}{2!} f''(X_0) \Delta X^2 + \dots$$

$$\Delta y = f(X_0 + \Delta X) - f(X_0) = f'(X_0) \Delta X + \frac{1}{2!} f''(X_0) \Delta X^2 + \dots$$

若: $\Delta X \approx 0$

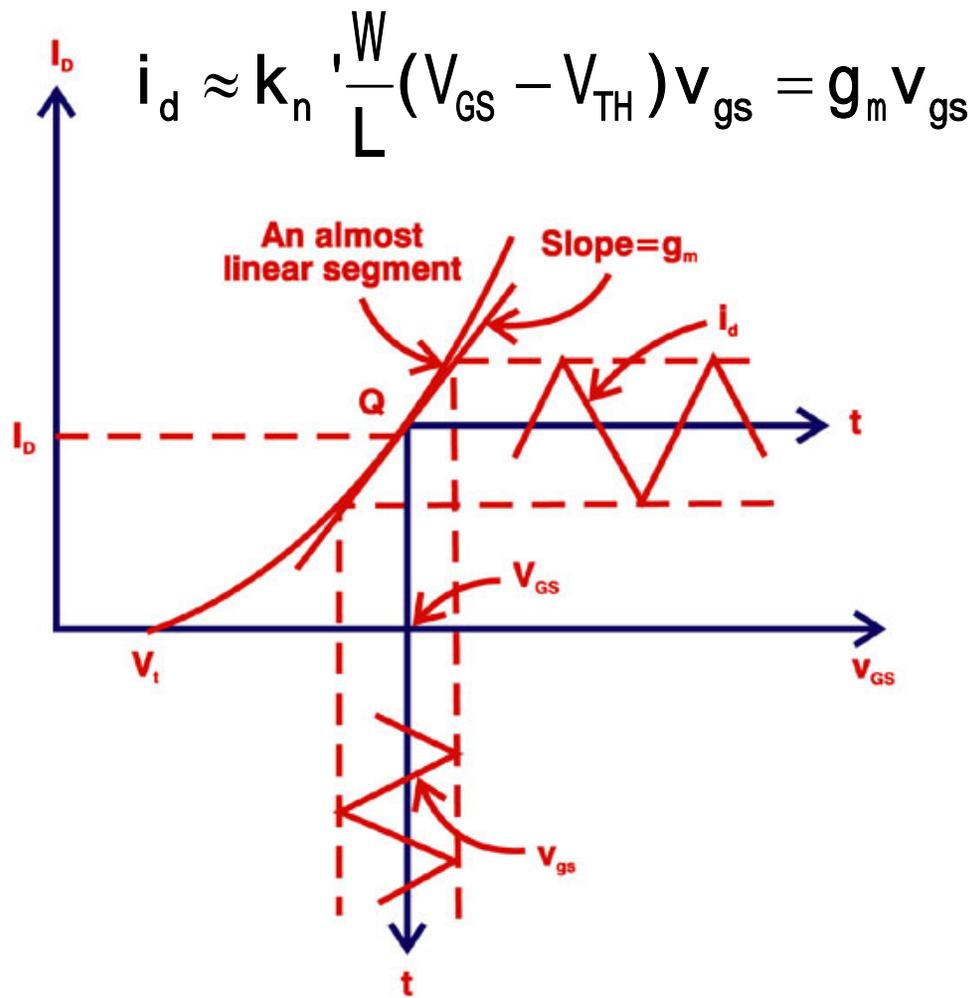
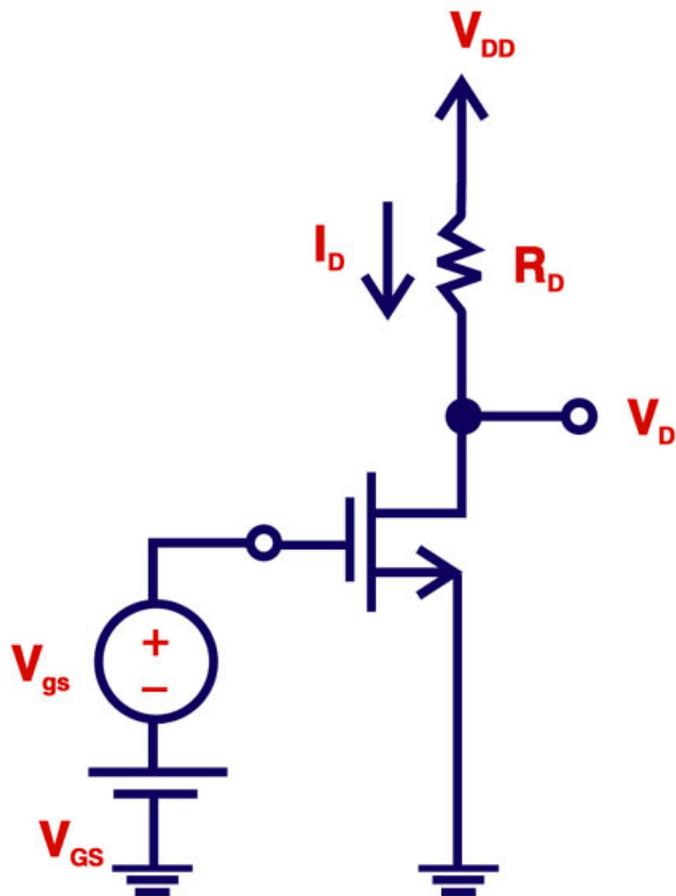
$$\Delta y = f(X_0 + \Delta X) - f(X_0) \approx f'(X_0) \Delta X$$

则增益: $A = \frac{\Delta y}{\Delta X} = f'(X_0)$

$(X_0, f(X_0))$ 就是静态工作点。

非线性系统的
输入输出特性

模拟设计的小信号概念(2)



模拟设计的小信号概念(3)

MOS管总电流为:

$$i_D = I_D + i_d = \frac{1}{2} k_n' \frac{W}{L} (v_{GS} - V_{TH})^2 = \frac{1}{2} k_n' \frac{W}{L} (V_{GS} + v_{gs} - V_{TH})^2 =$$

$$= \frac{1}{2} k_n' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 + k_n' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH}) v_{gs} + \frac{1}{2} k_n' \frac{W}{L} v_{gs}^2$$

MOS管的交流电流分量为:

$$i_d = k_n' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH}) v_{gs} + \frac{1}{2} k_n' \frac{W}{L} v_{gs}^2 \Rightarrow k_n' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH}) v_{gs} \gg \frac{1}{2} k_n' \frac{W}{L} v_{gs}^2$$

小信号的假定条件: $|v_{gs}| \ll 2(V_{GS} - V_{TH})$

通常认为“ \ll ”两边之比 $<1:10$ 时,“ \ll ”的条件成立, $|v_{gs}(t)|$ 可视为小信号

模拟设计的小信号概念(例)

假定 $V_{GS} - V_{TH} = 1V$, 则 $|v_{gs}(t)|$ 可视为小信号的变化范围为:

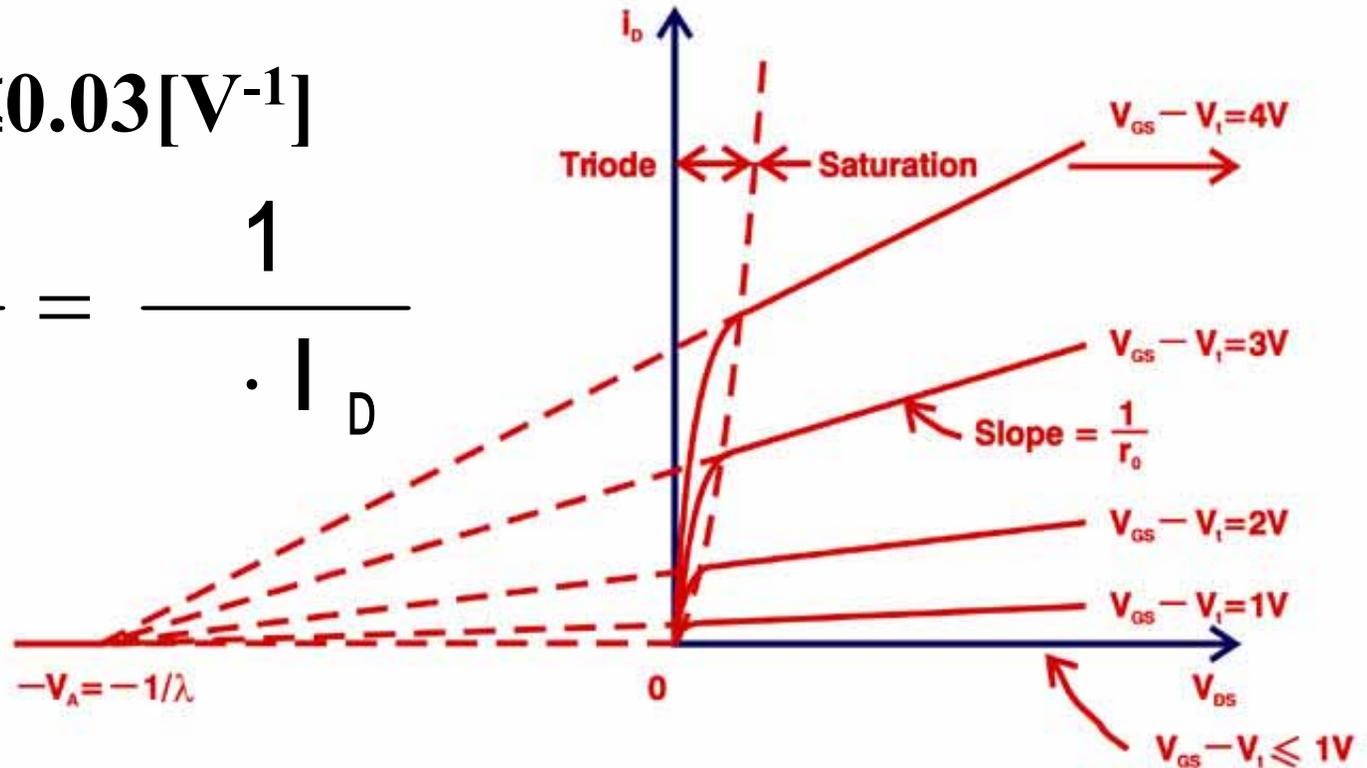
$$|v_{gs}(t)| < 0.1 \cdot 2(V_{GS} - V_{TH}) \approx 0.2V$$

注意该值 ($|v_{gs}(t)| \approx 0.2V$) 比BJT相对与 $V_{BE} = 0.7V$ 的 $|v_{be}(t)| \approx 10mV$ 大得多, 这是因为 I_D 与 V_{gs} 成平方关系, 而 I_C 与 V_{be} 成指数关系, $I_C = f(v_{be})$ 曲线比 $I_D = f(v_{gs})$ 曲线陡峭得多。

MOS管的小信号电阻 r_o

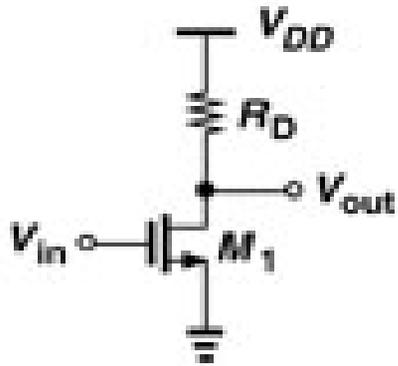
$$0.005 \leq \lambda \leq 0.03 [\text{V}^{-1}]$$

$$r_o \approx \frac{V_A}{I_D} = \frac{1}{\lambda \cdot I_D}$$

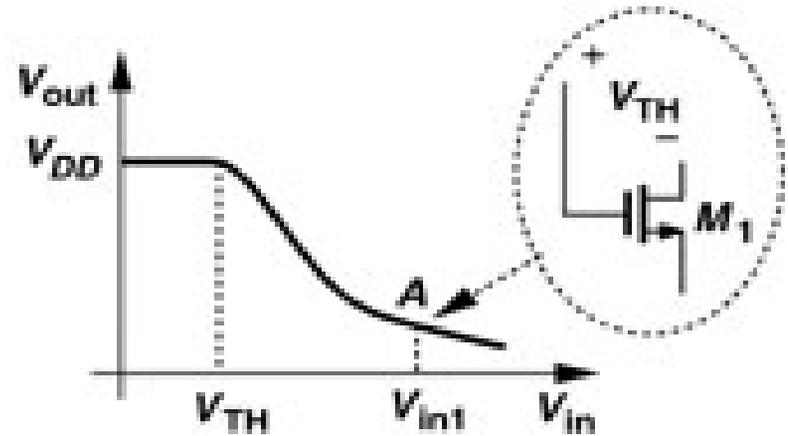


$$i_D = \frac{1}{2} (\mu_n C_{ox}) \frac{W}{L} (v_{GS} - V_{TH})^2 (1 + \lambda v_{DS})$$

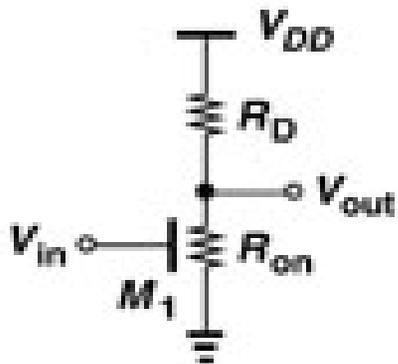
采用电阻负载的共源级(CS)



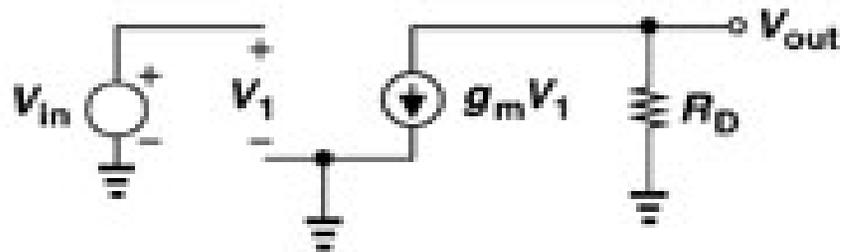
(a)



(b)

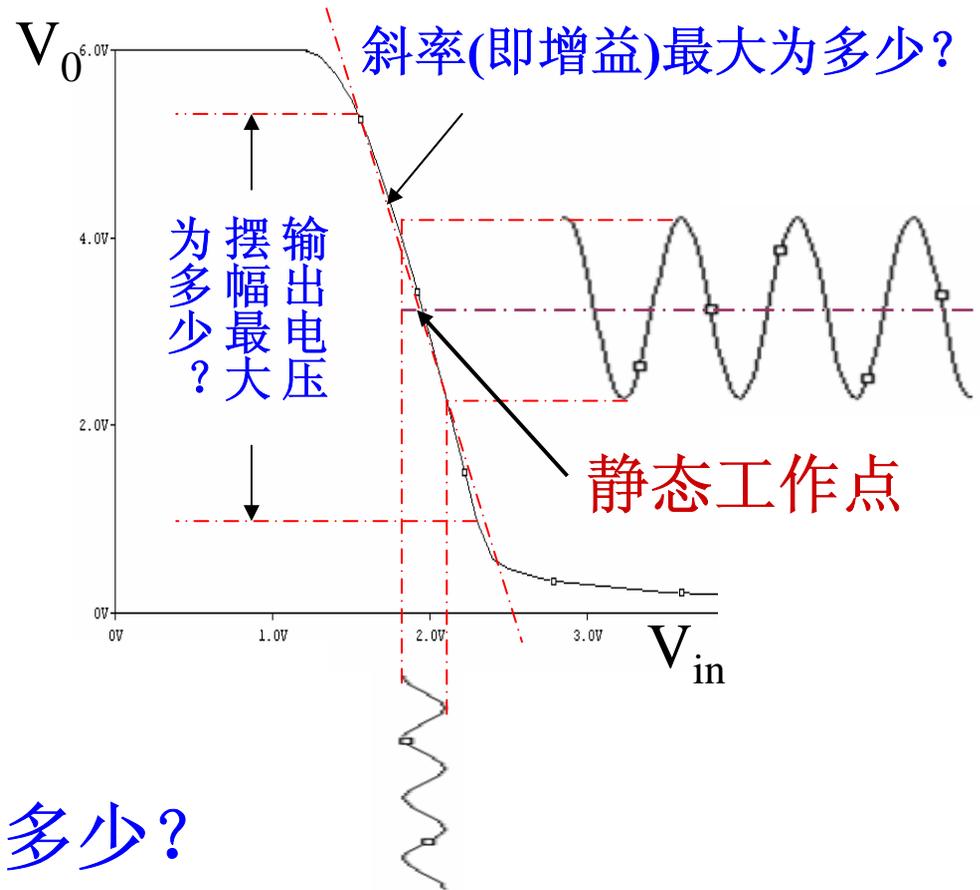
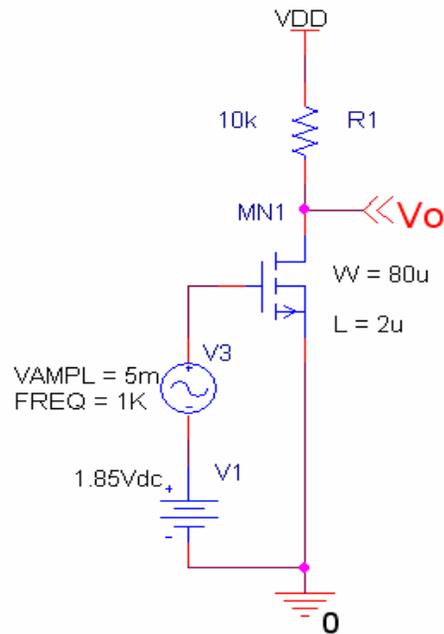


(c)



(d)

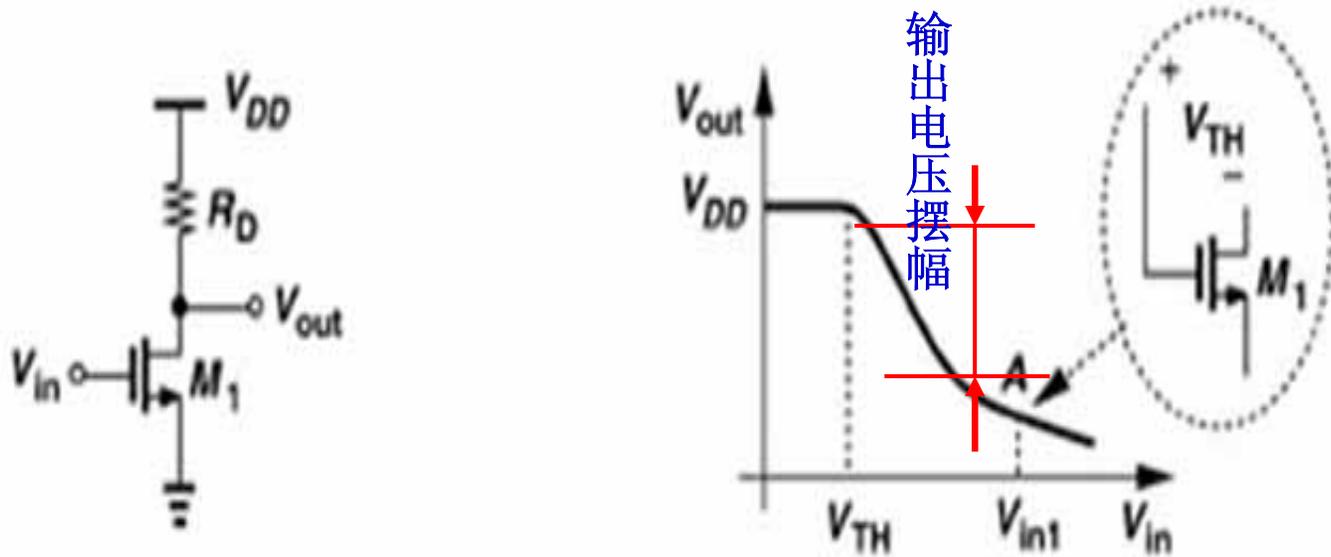
采用电阻负载的共源级(CS)



易观察到的两个问题:

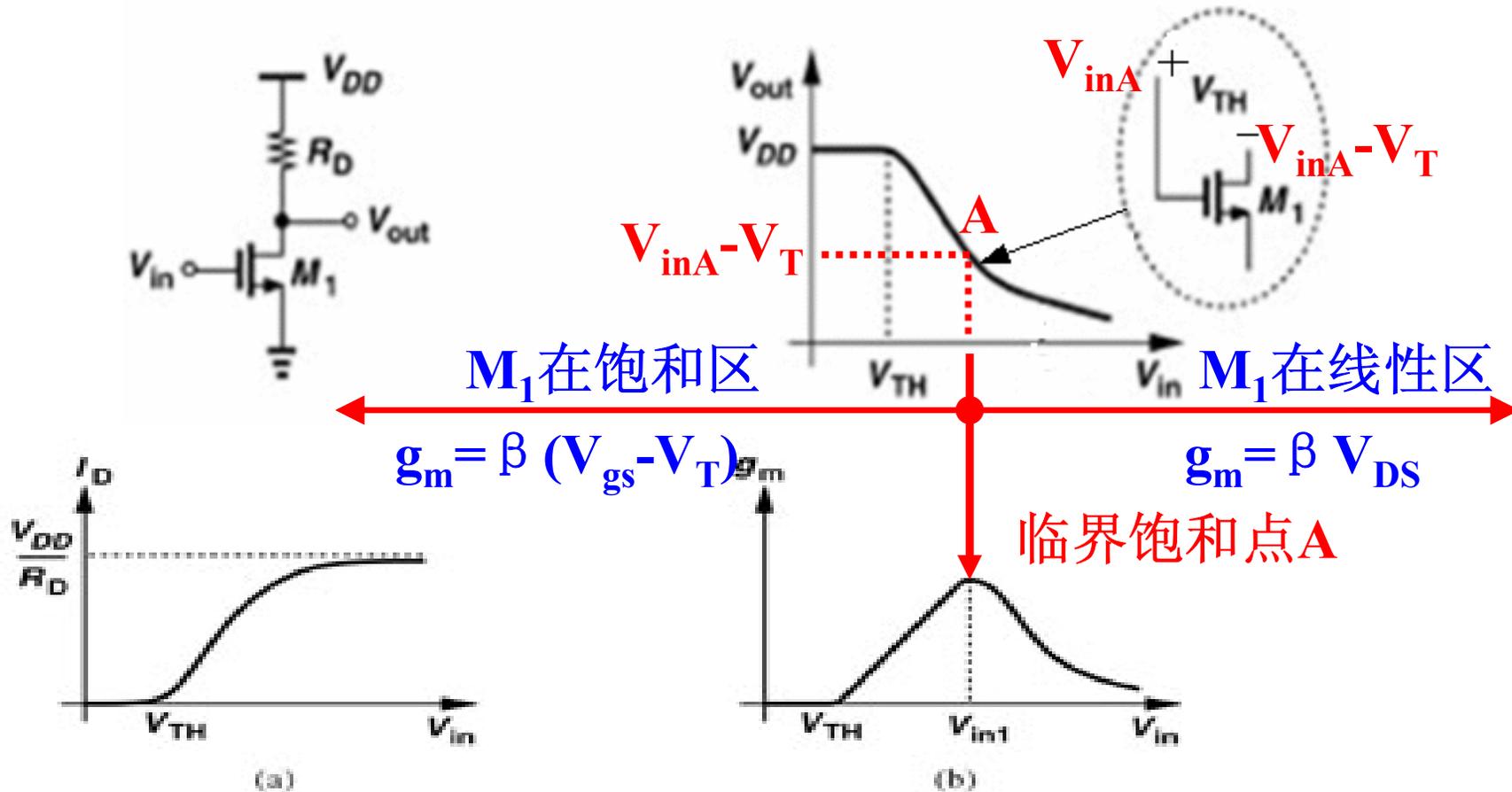
- 放大器增益最大可达到多少?
- 输出电压摆幅最大为多少?

简单CS放大器的设计参数



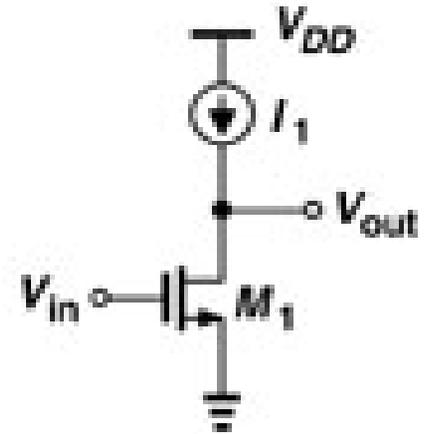
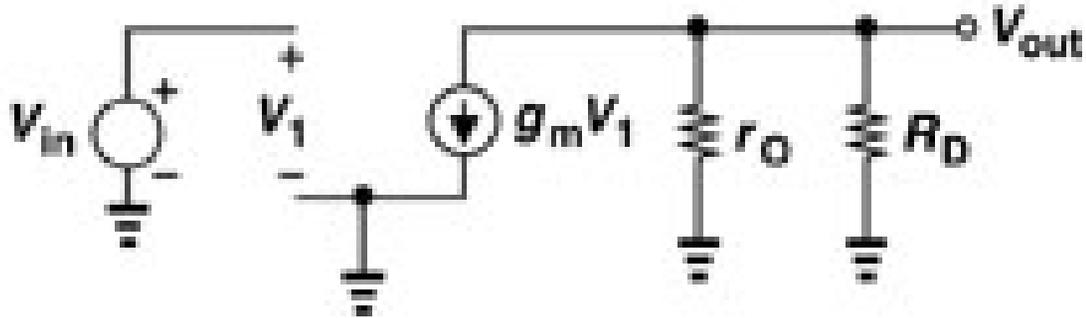
- 固定设计参数: k_n', V_{TH}, λ (由制造工艺决定)
- 设计目标: 一定大小的放大器增益 $A_v = -g_m R_D$ ($A_{vmax} = ?$)
- 设计可变参数: $V_{DD}, I_D, V_G, W/L, R_D$ (V_{DD} 通常也是固定的)
- 附加设计条件: 功耗大小要求; 输入、输出电压范围(摆幅)
- 限制条件: MOS管必须工作在饱和状态

电阻负载共源级的 $I_D(V_{in})$ 、 $g_m(V_{in})$



问题：图(b)中临界饱和点(A) g_m 最大，设为静态工作点放大器可获得最大增益。这种说法对吗？为什么？

电阻负载共源级的小信号等效电路



$$A_v = -g_m r_o \parallel R_D$$

$$A_v \approx -g_m R_D = -\sqrt{2 \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} I_D} R_D$$

$$A_v \approx -\sqrt{2 \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \frac{V_{RD}}{\sqrt{I_D}}}$$

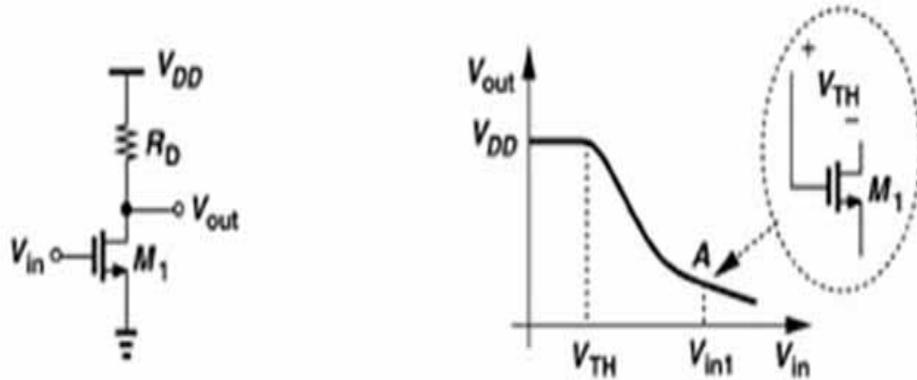
$$A_{v_{max}} = -g_m r_o$$

本征增益，大约为10~30

$$r_o = (10 \sim 30) \frac{1}{g_m} \gg \frac{1}{g_m}$$

$$r_o \parallel \frac{1}{g_m} \approx \frac{1}{g_m}$$

电阻负载CS放大器设计参数的制约关系

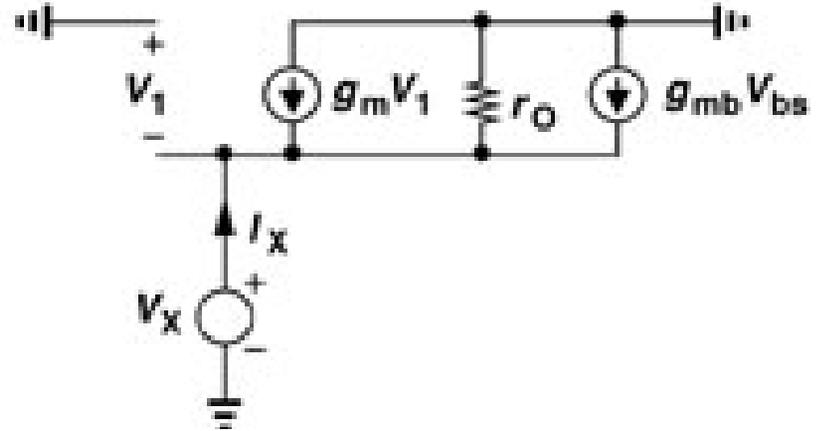
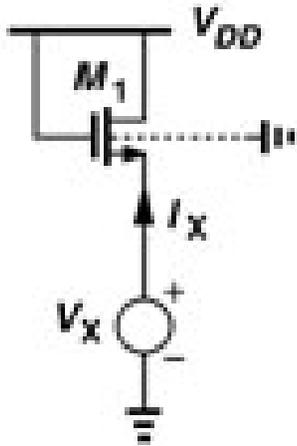


$$A_v \approx -g_m R_D = -\sqrt{2 \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} I_D R_D}$$

$$A_v \approx -\sqrt{2 \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \frac{V_{RD}}{\sqrt{I_D}}}$$

- 增益 A_v 与 W/L 、 I_D 、 R_D (V_{RD}) 三个参数有关。
- 若保持 I_D 、 R_D 为常数， $W/L \uparrow$ ， $A_v \uparrow$ ，但 MOS 管寄生电容 \uparrow ，高频相应(放大器的 $f_{3dB} \downarrow$) 变差。
- 若保持为 I_D 、 W/L 常数， $R_D \uparrow$ ， $A_v \uparrow$ ，这意味着 $V_{DS} \downarrow$ ，放大器静态工作点下移，输出电压的摆幅 \downarrow 。
- 若保持 W/L 、 V_{RD} 不变， $I_D \downarrow$ ， $A_v \uparrow$ ，这意味着 $R_D \uparrow$ ，版图面积 \uparrow ，电阻噪声 \uparrow ，放大器速度 \downarrow (输出节点时间常数 $RC \uparrow$)，沟道调制效应的影响 \uparrow (r_0 与 R_D 更接近)。

二极管连接的MOS管的小信号等效电阻



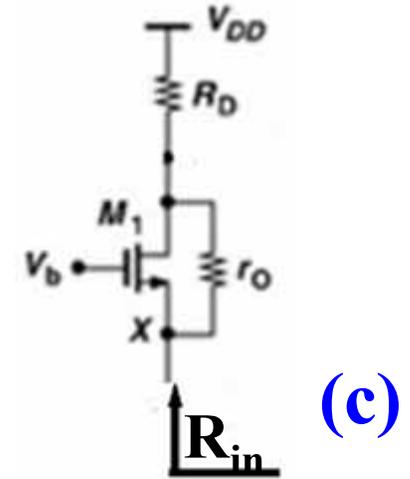
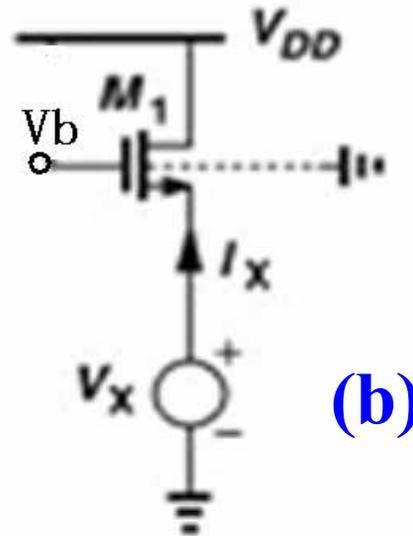
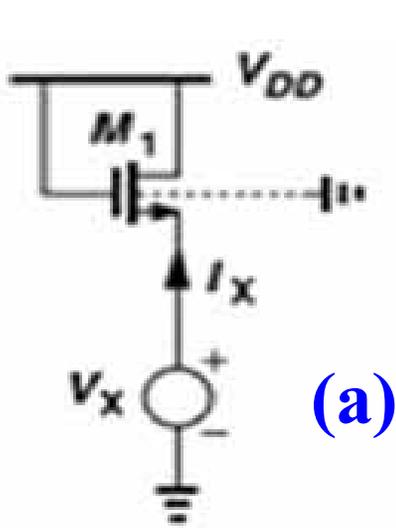
二极管连接的MOS管从源极看进去的小信号等效电阻：

$$(g_m + g_{mb}) V_x + \frac{V_x}{r_o} = I_x$$

$$\frac{V_x}{I_x} = \frac{1}{g_m + g_{mb}} \parallel r_o \approx \frac{1}{g_m + g_{mb}}$$

常用公式

二极管连接的MOS管小信号阻抗

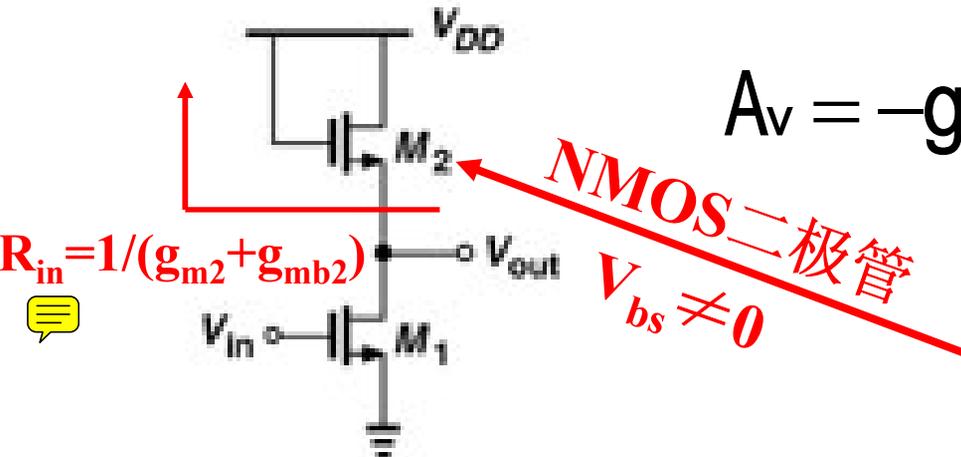


对于图(a)、(b) $\frac{V_x}{I_x} = \frac{1}{g_m + g_{mb}} \parallel r_o \approx \frac{1}{g_m + g_{mb}}$

对于图(c) $\frac{V_x}{I_x} = \frac{R_D + r_o}{1 + (g_m + g_{mb})r_o} \frac{R_D}{(g_m + g_{mb})r_o} + \frac{1}{g_m + g_{mb}}$

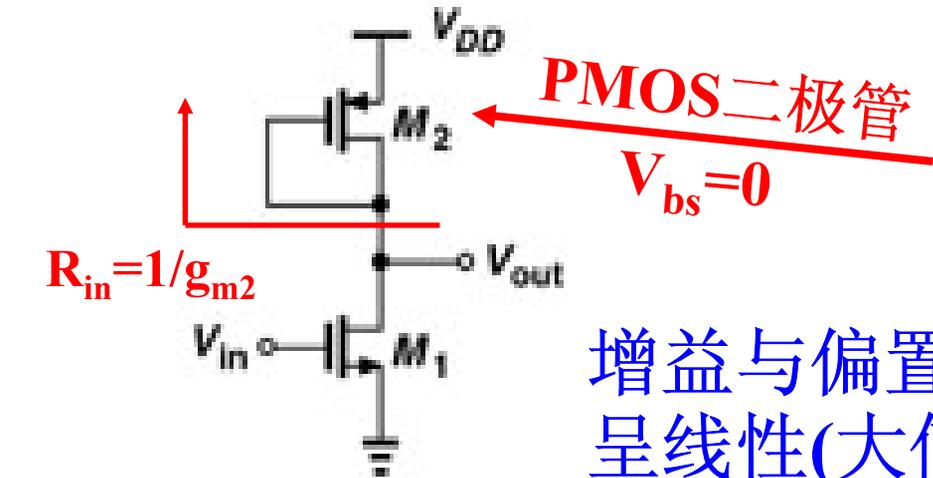
$\lambda = 0$ 时同(a)、(b)

MOS二极管连接负载的共源极



$$A_v = -g_{m1} \frac{1}{g_{m2} + g_{mb2}} = -\frac{g_{m1}}{g_{m2}} \frac{1}{1 + \frac{g_{mb2}}{g_{m2}}}$$

$$A_v = -\sqrt{\frac{(W/L)_1}{(W/L)_2}} \frac{1}{1 + \frac{g_{mb2}}{g_{m2}}}$$

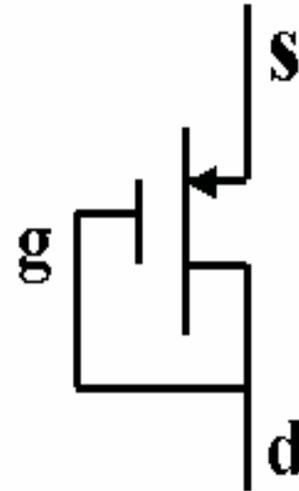
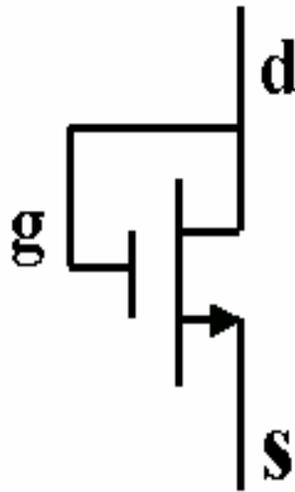


$$A_v = -\sqrt{\frac{\mu_n (W/L)_1}{\mu_p (W/L)_2}}$$

增益与偏置电流无关，即输入与输出呈线性(大信号时也如此！)

问题： $I_{D1} \neq 0$ 时， M_2 是工作在饱和区还是线性区？

二极管连结MOS管的工作状态



NMOS饱和条件: $V_d \geq V_g - V_{TN}$

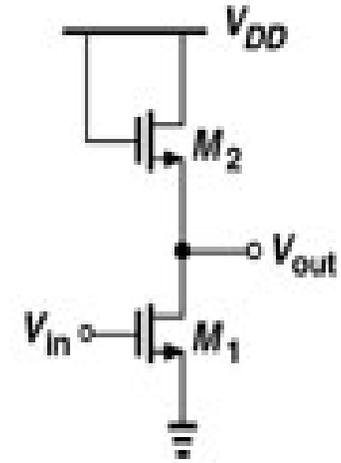
PMOS饱和条: $V_d \leq V_g + |V_{TP}|$

MOS管二极管连结并导通时, $V_g = V_d$, 显然, 不论是NMOS还是PMOS管, 均工作在饱和区!!!

MOS二极管连接负载的共源极(例1)

若需 $A_v=10$ 则有: $\frac{\mu_n (W/L)_1}{\mu_p (W/L)_2} = 100$

通常: $\mu_n \approx 2 \mu_p$ 于是: $\frac{(W/L)_1}{(W/L)_2} \approx 50$



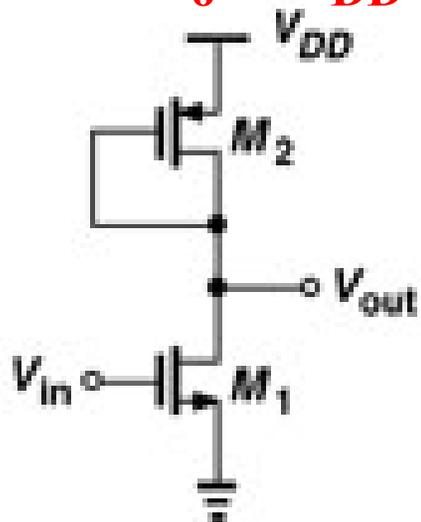
- 若 $(W/L)_2=1$, 则 $(W/L)_1 \gg 1$; $(W \cdot L)_1$ 很大, 若 $(W/L)_1=1$, 则 $(W/L)_2 \ll 1$, $(W \cdot L)_2$ 很大, 无论如何, 这都会导致要么输入寄生电容太大或输出寄生电容太大 ($(W \cdot L)$ 越大, 寄生电容也越大), 从而减小 3dB 带宽。
- 相对而言, $(W/L)_2 \ll 1$ 对带宽的影响比 $(W/L)_1 \gg 1$ 要小。
- 这体现了增益与速度(带宽)的矛盾!

MOS二极管连接负载的共源极

$$\because V_{on2} = V_{DD} - V_o - |V_{TP}|$$

$$\because I_{D1} = I_{D2} \quad \therefore$$

$$\therefore V_o = V_{DD} - |V_{TP}| - V_{on2}$$



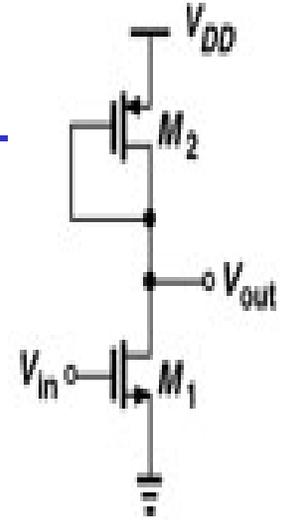
$$u_n \left(\frac{W}{L} \right)_1 (V_{GS1} - V_{TH1})^2 = u_p \left(\frac{W}{L} \right)_2 (V_{GS2} - V_{TH2})^2$$

$$A_v = - \sqrt{\frac{\mu_n (W/L)_1}{\mu_p (W/L)_2}} = - \frac{|V_{GS2} - V_{TH2}|}{V_{GS1} - V_{TH1}} = - \frac{V_{on2}}{V_{on1}}$$

记 $V_{on} = V_{GS} - V_T$ 表示MOS管的过驱动电压 (V_{on} 越大, MOS管工作电流也越大), 该式表明增益是两管过驱动电压之比, A_v 越大, V_{on2} 越大, V_{omax} 越小。

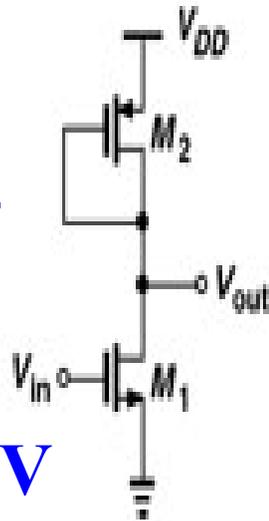
MOS二极管连接负载的共源极(例2)

$$A_V = - \frac{\sqrt{\mu_n(W/L)_1}}{\sqrt{\mu_p(W/L)_2}} = - \frac{|V_{GS2} - V_{TH2}|}{V_{GS1} - V_{TH1}} = - \frac{V_{on2}}{V_{on1}}$$



- 设电源电压 $V_{DD}=3V$, $|V_{TN}|=|V_{TP}|=0.7V$
- 假定 $V_{on1} = V_{GS1} - V_{TH1} = V_{in} - V_{TH1} \geq 0.2V$
- 若 $A_V = -10$, 则 $|V_{GS2}| \geq |A_V| \cdot V_{on1} + |V_{TH2}| = 2.7V$
- $\therefore |V_{DS2}| = |V_{GS2}| \geq 2.7V$
- 故 $V_o = V_{DD} - |V_{DS2}| \leq 3 - 2.7 = 0.3V$, 联系到 M_1 饱和要求: $V_o = V_{DS1} \geq V_{GS1} - V_{TH1} = V_{on1} = 0.2V$. 故 V_o 的变化范围仅有 $0.2V \sim 0.3V$, 输出电压摆幅非常小。

问题: 显而易见, $V_{in} \uparrow, V_o \downarrow$, 又 $\because V_o \geq V_{in} - V_{TH1}$ (M_1 饱和要求) 故存在 $V_{in \max}$, 那么 $V_{in \max} = ?$

求上例中 $V_{inmax}=?$ (例3)

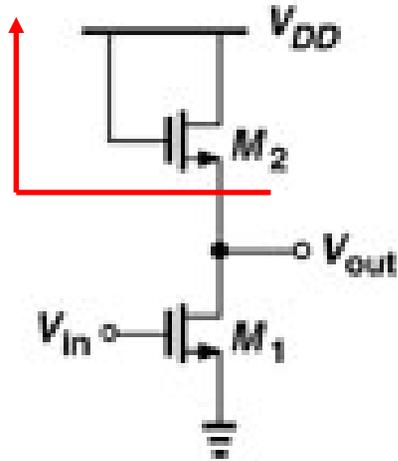
$$A_V = - \sqrt{\frac{\mu_n(W/L)_1}{\mu_p(W/L)_2}} = - \frac{|V_{GS2} - V_{TH2}|}{V_{GS1} - V_{TH1}} = - \frac{V_{on2}}{V_{on1}}$$

- 设电源电压 $V_{DD}=3V$, $|A_V|=10$, $|V_{TN}|=|V_{TP}|=0.7V$
- $\therefore M_1$ 临界饱和时: $V_o = V_{on1} = V_{GS1} - V_{TH1} = V_{inmax} - V_{TH1}$
- 又 $\therefore |V_{GS2}| = |A_V| (V_{inmax} - V_{TH1}) + |V_{TH2}|$
- 又 $\therefore V_o + |V_{GS2}| = V_{DD}$
- $\therefore (V_{inmax} - V_{TH1})(1 + |A_V|) + |V_{TH2}| = V_{DD}$
- $\therefore V_{inmax} = (V_{DD} - |V_{TH2}|) / (1 + |A_V|) + V_{TH1}$
- $\therefore V_{inmax} = (3 - 0.7) / (1 + 10) + 0.7 = 0.91V$
- $\therefore 0.7V = V_{TH1} < V_{in} \leq 0.91V$

易见, M_1 的输入电压范围也很窄!

MOS二极管连接负载的共源极

$$R_{in} = [1/(g_{m2} + g_{mb2})] // r_{o2}$$

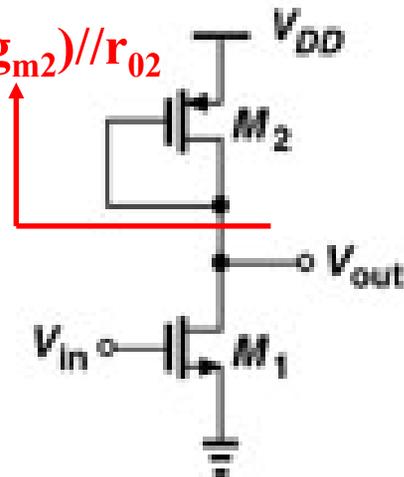


NMOS负载时, $\lambda \neq 0$, $\gamma \neq 0$

$$A_v = -g_{m1} \left(\frac{1}{g_{m2} + g_{mb2}} \parallel r_{o1} \parallel r_{o2} \right)$$

PMOS负载时, $\lambda \neq 0$, $\gamma = 0$

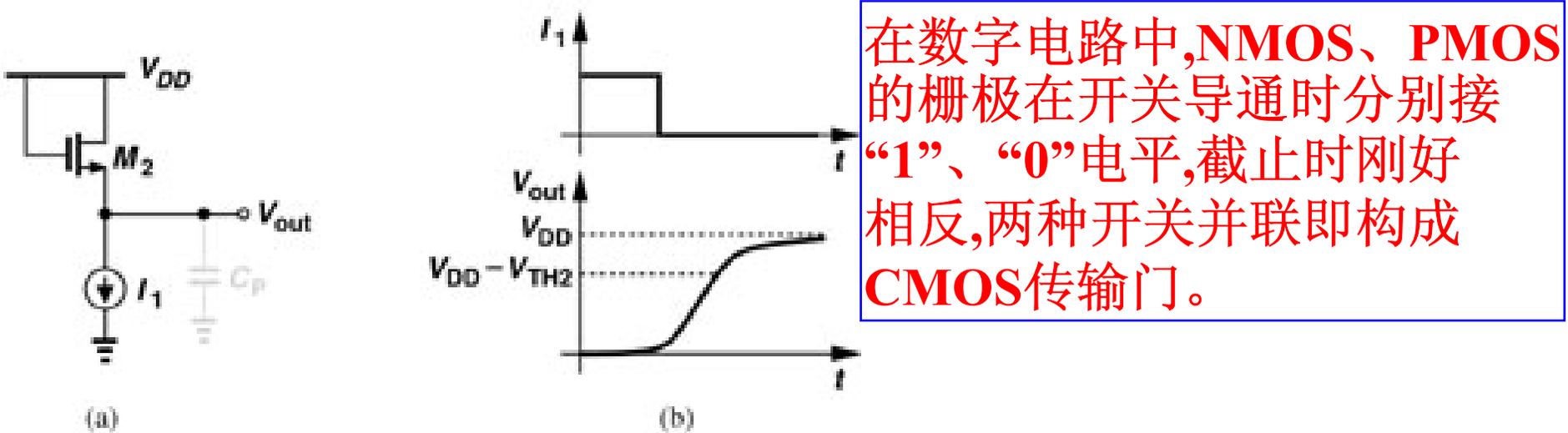
$$R_{in} = (1/g_{m2}) // r_{o2}$$



$$A_v = -g_{m1} \left(\frac{1}{g_{m2}} \parallel r_{o1} \parallel r_{o2} \right)$$

思考题: 当 M_1 截止时, 输出电压最大值为多少?

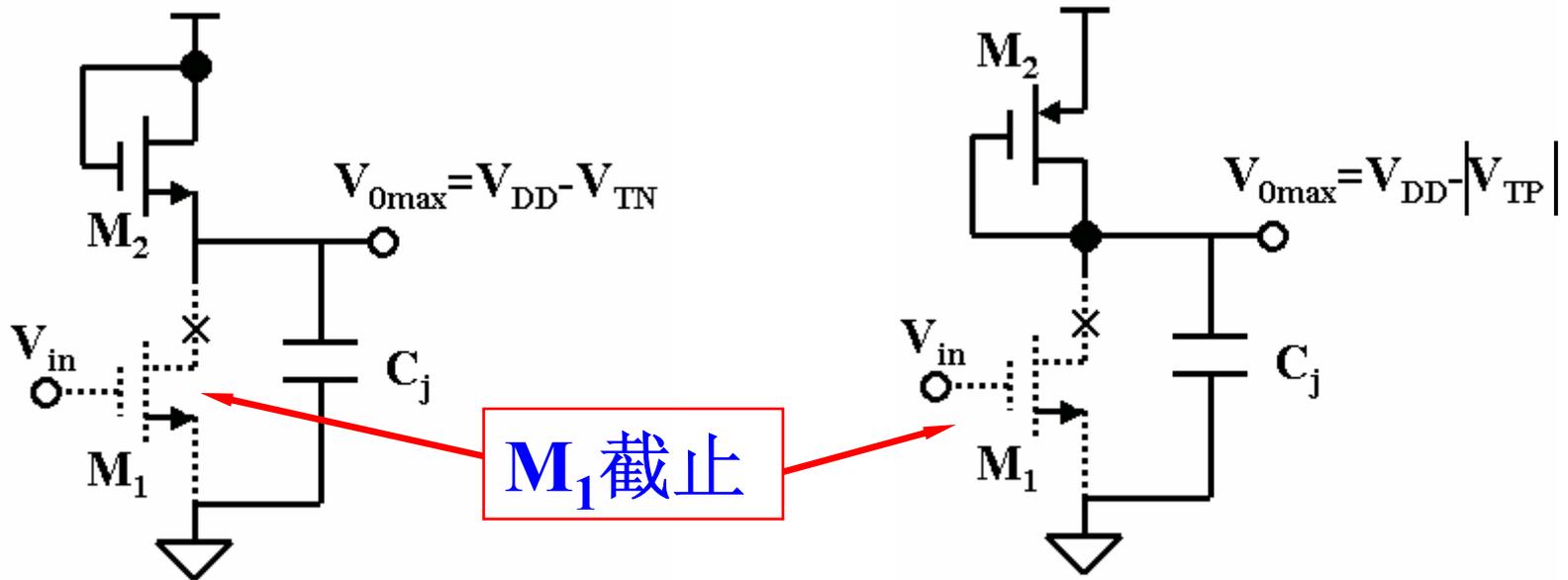
具有阶跃偏置电流的二极管连接器件



在数字电路中, NMOS、PMOS的栅极在开关导通时分别接“1”、“0”电平,截止时刚好相反,两种开关并联即构成CMOS传输门。

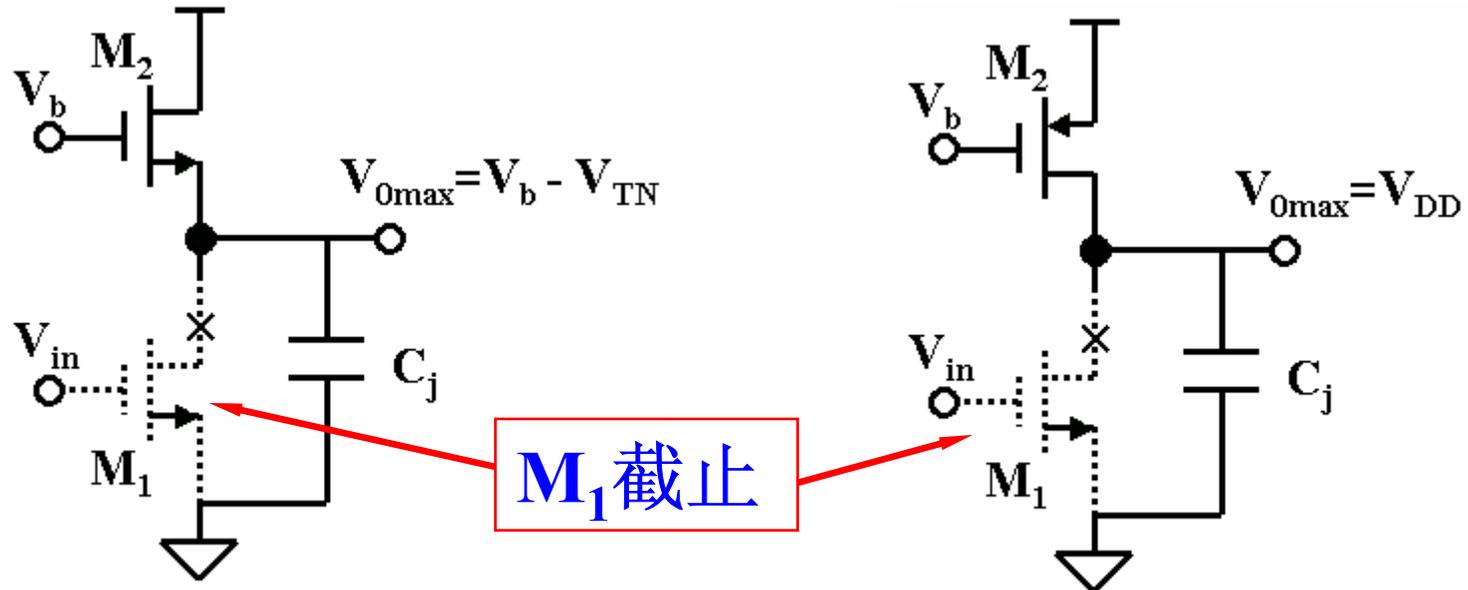
- 若 I_1 越来越小, V_{GS} 越来越接近 V_{TH}
- I_1 越来越接近 0 时, 忽略漏电流的影响, 我们有:
 $V_{GS} \approx V_{TH2}$, 因此 $V_{out} \approx V_{DD} - V_{TH2}$!!!
- 此即NMOS模拟开关传送高电平时的阈值损失特性
- PMOS开关呢? 情况又如何?

MOS二极管连接共源极的最大输出电压



若上图中M₂的栅极接一个固定电压V_b结果又如何?

MOS二极管连接共源极的最大输出电压

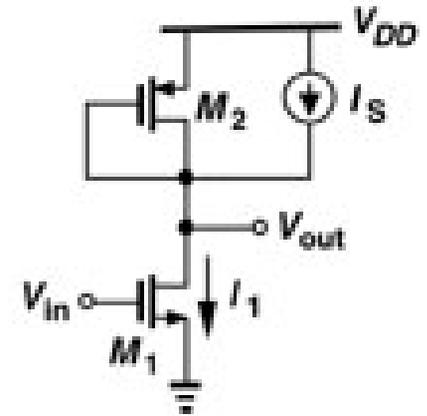


MOS二极管连接负载共源极的小结

- 增益 $A_v \propto [(W/L)_1 / (W/L)_2]^{1/2} = V_{on2} / V_{on1}$ 。
- 增益 A_v 不高(一般 < 10)，且输入、输出摆幅小，这一特点限制了它的应用。
- 它的优点是跨导 g_m 与电流 I_D 无关，放大器的线性特性好，大信号下也如此。二极管连接的MOS管常用来构成有源电流镜。
- 有改善 A_v 不高、输出摆幅小这一缺点的电路，但效果不是特别明显。

MOS二极管连接负载的共源极(例4)

右图中 M_1 偏置在饱和区，漏电流为 I_1 。
已知 $I_S=0.75I_1$ ，求 $A_v=?$



$$A_v \approx -\frac{g_{m1}}{g_{m2}} = -\sqrt{\frac{\mu_n C_{ox} (W/L)_1 I_{D1}}{\mu_p (W/L)_2 I_{D2}}}$$

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

$$I_{D1} = 4 I_{D2}, \quad \therefore$$

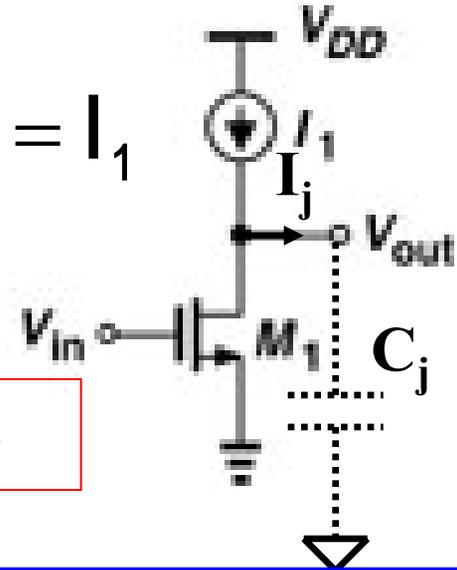
$$\mu_n \left(\frac{W}{L}\right)_1 (V_{GS1} - V_{TH1})^2 \approx 4 \mu_p \left(\frac{W}{L}\right)_2 (V_{GS2} - V_{TH2})^2$$

增加 I_S 在相同增益下可
增加输出电压摆幅。

$$\frac{A_v}{4} \approx \frac{|V_{GS2} - V_{TH2}|}{(V_{GS1} - V_{TH1})}$$

采用电流源负载的共源级

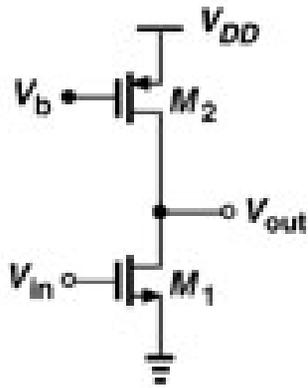
$$I_{D1} = 0.5 \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_1 (V_{in} - V_{TH1})^2 (1 + \frac{V_{out}}{V_{DD}}) = I_1$$



由上式可知:若 I_1 为理想恒流, $V_{in} \uparrow$,则 $V_{out} \downarrow$

也可以这样理解:静态时, $I_1 = I_{D1}$, V_0 为一确定的静态电压, $I_j = 0$ 。 $V_{in} \uparrow$, $I_{D1} \uparrow$, $I_j = I_1 - I_{D1} < 0$, C_j (可以理解成是负载电容,也可以理解成是寄生电容)放电, $V_0 \downarrow$,反之, $V_{in} \downarrow$, $I_{D1} \downarrow$, $I_j = I_1 - I_{D1} > 0$, C_j 充电, $V_0 \uparrow$

电流源负载共源级的输出电压摆幅问题



记 $V_{on} = V_{GS} - V_T$ ，常称 V_{on} 为 MOS 管的过驱动电压，它表征 MOS 管工作电流的大小

M_1 、 M_2 饱和要求：

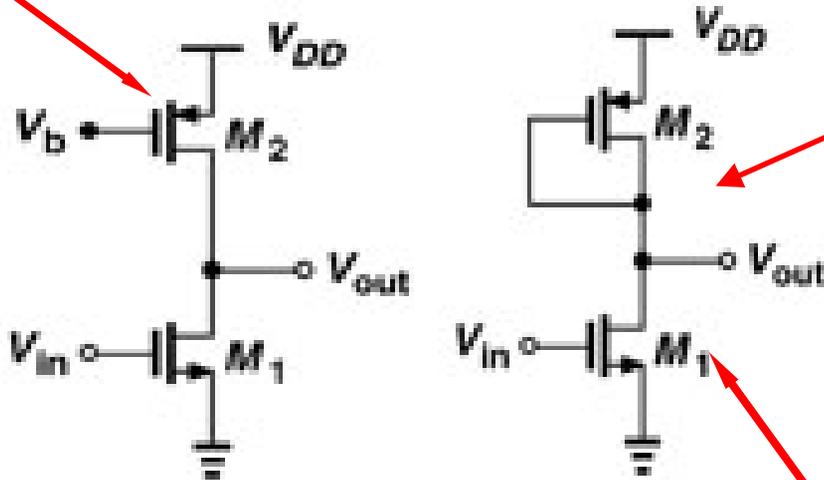
$$V_{on1} = V_{in} - V_{TN} \leq V_{out} \leq V_b + |V_{TP}| = V_{DD} - V_{on2}$$

1. 输出电压摆幅与 V_{in} 、 V_b 有关(也常说成与 V_{on1} 、 V_{on2} 有关，两种说法是一致的)。保持 I_D 不变，若 $(W/L)_{1,2} \uparrow$ ， $V_{on1,2} \downarrow$ ， $V_{in} \downarrow$ ， $V_b \uparrow$ ，摆幅增加(反之减小)。但 $(W \cdot L) \uparrow$ ，寄生电容 \uparrow ，高频性能变差， $f_{3dB} \downarrow$ 。此即摆幅与带宽的折衷。
2. 若保持 $(W/L)_{1,2}$ 不变， $I_D \uparrow$ (I_D 增加一般来说放大器速度也增加)， $V_{on} \uparrow$ ， $V_{in} \uparrow$ ， $V_b \downarrow$ ，摆幅减小(反之增加)。此即速度与摆幅的折衷。

问题：静态工作点 V_{out} 如何计算?????

电流源负载共源级的静态点问题(1)

$$\mu_n(W/L)_1(V_{in}-V_{TN})^2(1+\lambda_1V_0) = \mu_p(W/L)_2(V_{DD}-V_b-|V_{TP}|)^2[1+\lambda_1(V_0-V_{DD})]$$



若不考虑沟道调制效应:

$$\frac{1}{2}(V_{in} - V_{TN})^2 = \frac{1}{2}(V_{DD} - V_0 - |V_{TP}|)^2$$

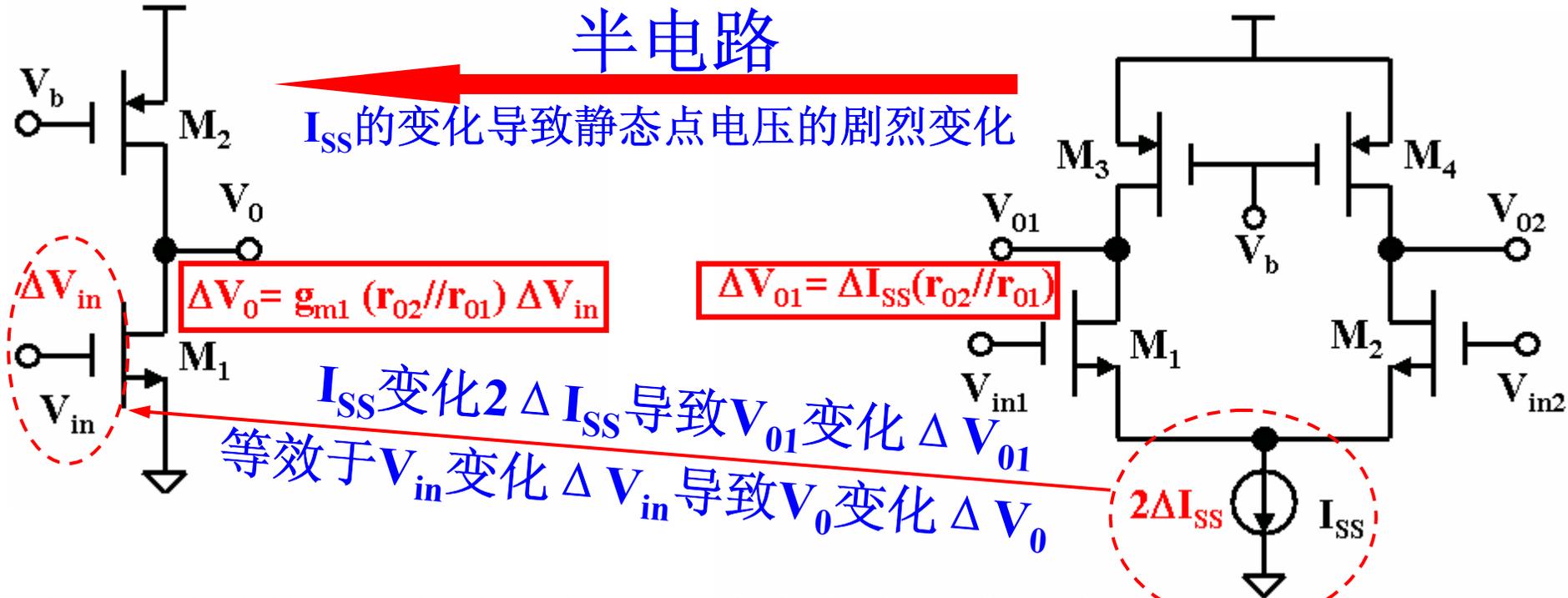
$$V_0 = V_{DD} - |V_{TP}| - \sqrt{\frac{1}{2}(V_{in} - V_{TN})^2}$$

静态工作点不能“目测”

静态工作点可以“目测”

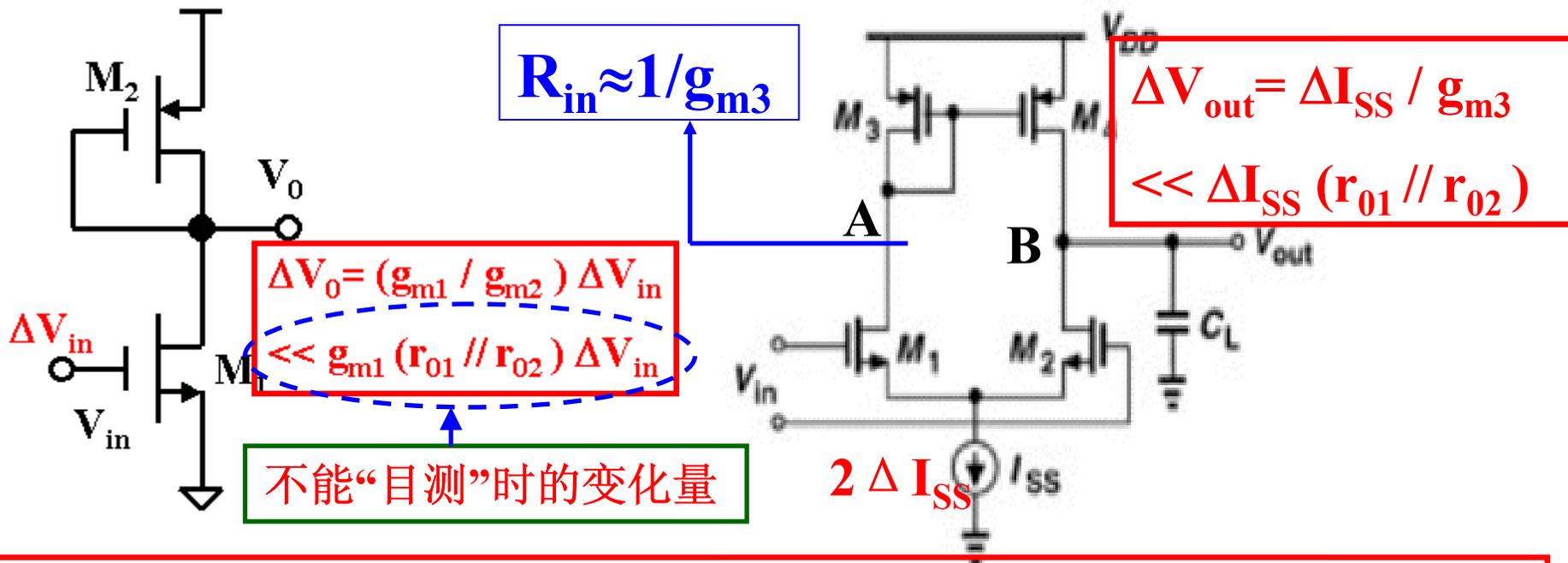
静态时(V_{in} 、 V_b 为一固定常数), V_{out} 的大小由沟道调制效应(λ_1 、 λ_2)决定, 若不考虑沟道调制效应则无法求得静态工作点, 这种情况叫静态工作点无法“目测”

静态点不能“目测”带来的问题(1)



恒流源负载的CS用作差分输入级的半电路时, I_{SS} 若因输入共模电压 $V_{in1}=V_{in2}$ 发生变化带来沟道调制效应(I_{SS} 通常是以单NMOS构成的简单恒流源)导致 I_{SS} 有一微小变化 $2 \Delta I_{SS}$, 其静态电压 V_{01} 因 $r_{o1} // r_{o2}$ 较大而变化一较大量 $2 \Delta I_{SS} (r_{o1} // r_{o2})$ (特别是共源共栅结构尤其明显), 这将导致后级因此无法正常工作。该电路作为差分对的半边电路时, 必需辅以稳定 V_{out} 静态电压的电路(通常称为共模反馈电路)才能正常工作!

静态点不能“目测”与能“目测”的差异



静态时A、B两点电压相等，因从 $M_{2(3)}$ 漏端看进去的阻抗 $1/g_{m2(3)}$ 远小于 $r_{o1} // r_{o2}$ ，故 I_{SS} 若因共模电压 $V_{in1} = V_{in2}$ 发生变化带来沟道调制效应(I_{SS} 通常是以单NMOS构成的简单恒流源)导致 I_{SS} 有一微小变化 $2 \Delta I_{SS}$ ，则静态电压的变化比恒流源负载的CS小得多，故该二级管连接负载的CS电路作为差分对的半边电路时，勿需共模反馈电路即能正常工作！

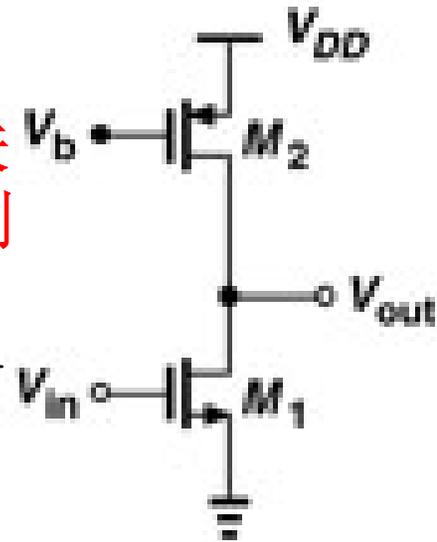
采用电流源负载共源级的 A_v

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

注意其 A_v 与摆幅之间的关系同带电阻负载CS的差别

$$\approx -g_m r_{o1} = -\sqrt{2\mu_n C_{ox} I_D} \left(\frac{W}{L}\right)_1 \frac{1}{I_D}$$

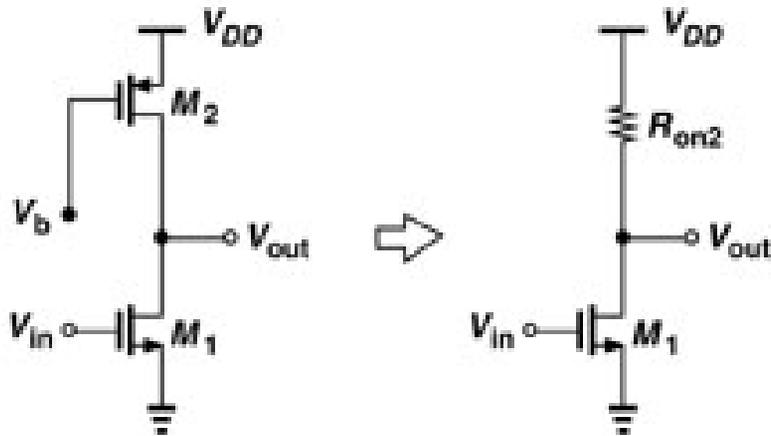
$$\propto \sqrt{\frac{W \cdot L}{I_D}} (\because \lambda \propto 1/L)$$



注意增益与 I_D 的平方根成反比!

1. 若 W 、 I_D 不变, $L \uparrow$ ($r_{o2} \uparrow$), $A_v \uparrow$, 但过驱动电压 $V_{on} \uparrow$, 输出电压摆幅 \downarrow , 若同时保持 V_{on} 不变(即摆幅不变), 则需 $W \uparrow$, 这会导致寄生电容 \uparrow , 放大器带宽 \downarrow 。这充分体现了模拟设计中的增益、摆幅、带宽之间的折衷关系。(电阻负载CS中 I_D 不变, $R_D \uparrow$, $A_v \uparrow$, 摆幅一定 \downarrow)
2. 若 L 、 I_D 不变, $W \uparrow$, $A_v \uparrow$, 过驱动电压 $V_{on} \downarrow$, 输出电压摆幅 \uparrow , 这会导致寄生电容 \uparrow , 放大器带宽 \downarrow 。这体现了模拟设计中的增益、摆幅、带宽之间的折衷关系。
3. 若 $I_D \downarrow$, $A_v \uparrow$, 过驱动电压 $V_{on} \downarrow$, 摆幅 \uparrow , 放大器速度 \downarrow ($I_D \downarrow$), 这体现了增益、摆幅、速度之间的折衷关系。

工作在线性区的MOS负载的共源级



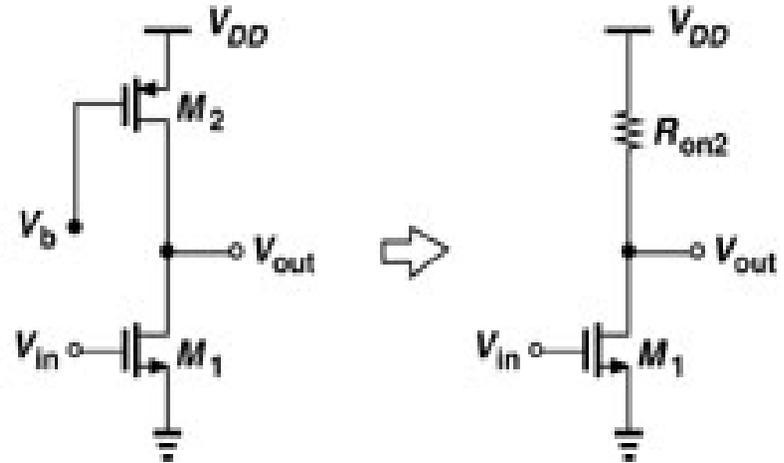
$$A_v = -g_m R_{ON2}$$

$$R_{ON2} = \frac{1}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_2 (V_{DD} - V_b - |V_{THP}|)}$$

工作在线性区的MOS负载的共源级

$$A_v = -g_m R_{ON2}$$

$$R_{ON2} = \frac{1}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_2 (V_{DD} - V_b - |V_{THP}|)}$$



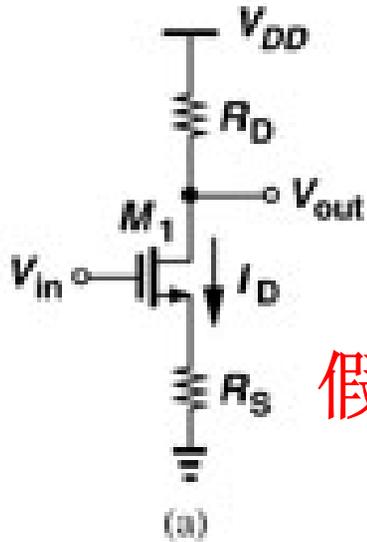
如何确定 V_b ?

- M_2 导通需满足: $V_b - V_{DD} \leq V_{TH2}$, 即 $V_b \leq V_{DD} + V_{TH2}$
- M_2 工作在线性区需满足: $V_{out} - V_{DD} \leq V_b - V_{DD} - V_{TH2}$, 即 $V_b \geq V_{out} + V_{TH2}$
- M_2 工作在深线性区需满足: $2(V_b - V_{DD} - V_{TH2}) \gg V_{out} - V_{DD}$, 即: $V_b \gg V_{DD}/2 + V_{TH2} + V_{out}/2$
- V_b 、 $(W/L)_2$ 还应满足 R_{on2} 大小的要求

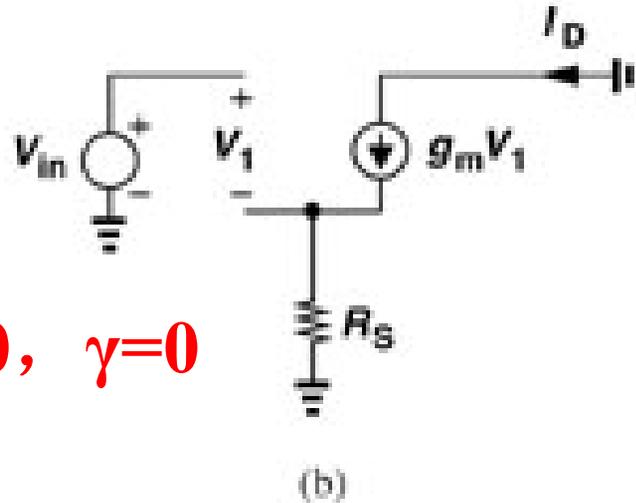
产生上述条件的 V_b 很难, 且 A_v 不高, 故这种放大器很少采用!!!

CS放大器小结

1. 带电阻负载的CS增益 $A_v = -g_m R_D$, 因 $R_D \uparrow$, 芯片版图面积 \uparrow , 且噪声 \uparrow , 输出摆幅 \downarrow , 故难于获得高增益, 但因电阻的匹配好, 常用于作低失调放大器的差分输入级。
2. 带MOS二极管连接负载的CS增益 $A_v = -g_{m1} / g_{m2}$, 因摆幅、带宽、芯片版图面积等原因难于获得高增益, 因此用得较少。
3. 带恒流源负载的CS增益 $A_v = -r_{o1} // r_{o2}$, 因高增益与输出摆幅没有不可避免的矛盾, 故用得最多, 用作差分输入级的半电路时需共模反馈电路以稳定静态直流工作点。
4. 由于存在密勒效应, 频带一般, 常同CB联合构成CS—CB放大器, 用于高速运放作差分输入放大级。

带源极负反馈的共源级($\lambda=0$, $\gamma=0$)

假定 $\lambda=0$, $\gamma=0$



等效跨导

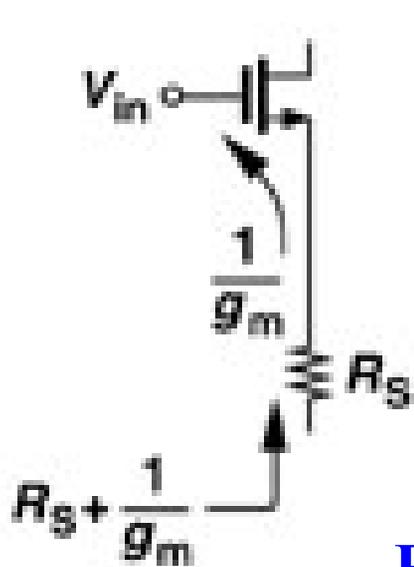
$$G_m = \frac{g_m}{1 + g_m R_S}$$

$$A_v = -G_m R_D$$

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

若 $g_m R_D \gg 1$, $A_v \approx R_D/R_S$, 输入与输出呈线性, 因 $A_v \downarrow$, 输入电压线性范围 \uparrow , 这是以牺牲增益为代价的。同时 R_S 的引入, 输出电压 $V_{0min} = V_{on1} + V_{RS}$ (比无 R_S 时: $V_{0min} = V_{on1}$ 大了 V_{RS})。输出摆幅 \downarrow 。

带源极负反馈的共源级 ($\lambda=0, \gamma=0$)



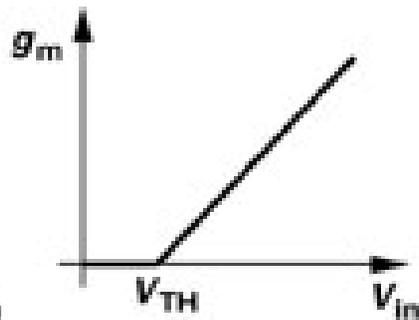
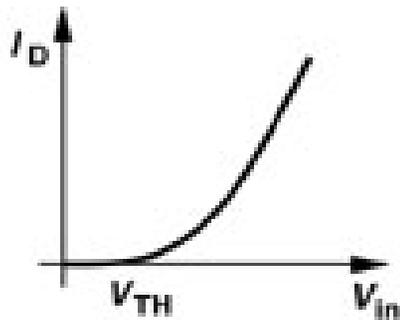
$$A_v = \frac{-g_m R_D}{1 + g_m R_S} = - \frac{R_D}{1/g_m + R_S}$$

负载电阻

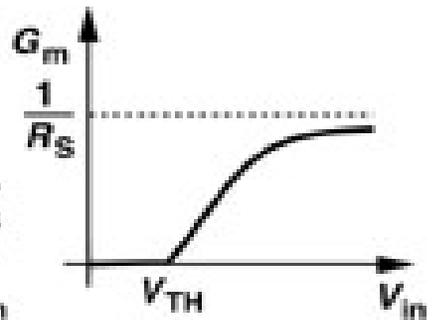
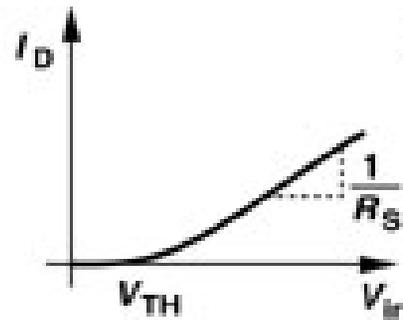
从源级看进去的阻抗

源级反馈电阻

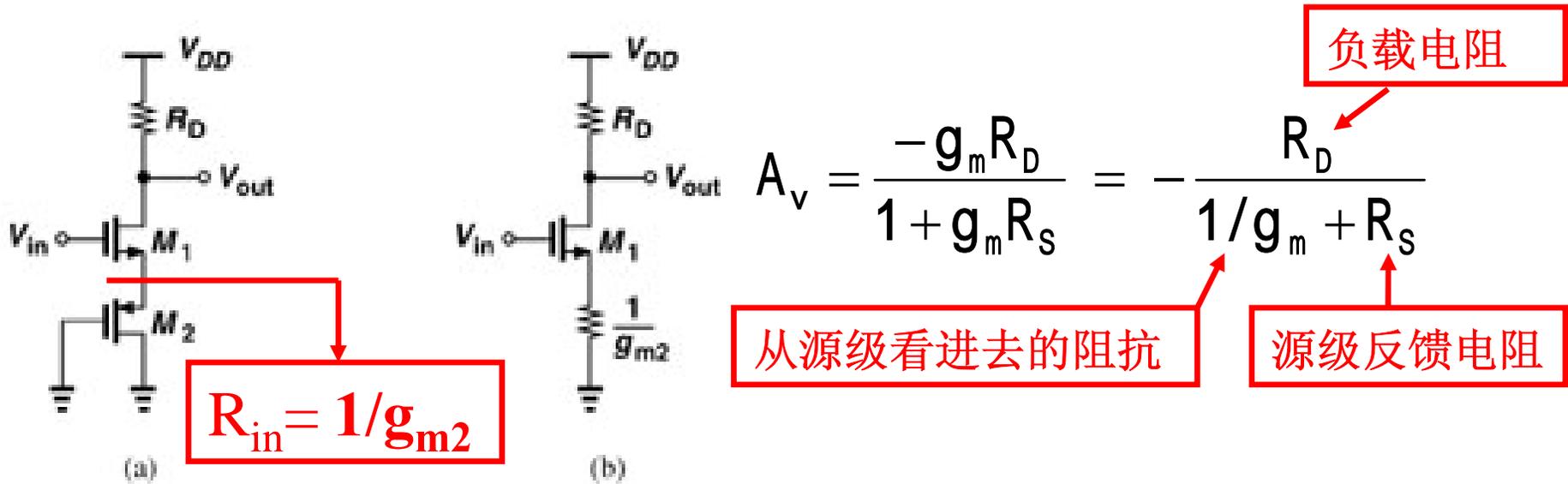
$R_S=0$ 、 $R_S \neq 0$ 漏电流和跨导曲线的差异



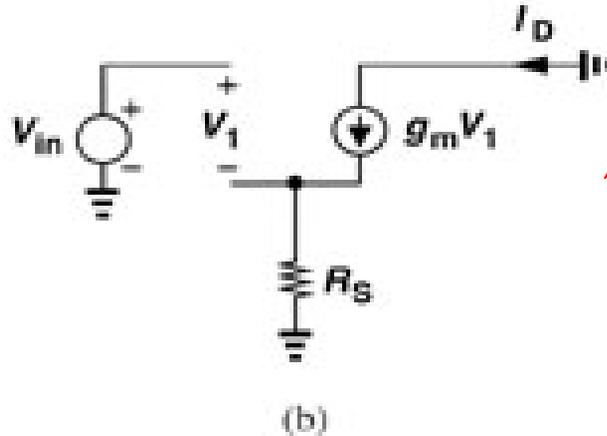
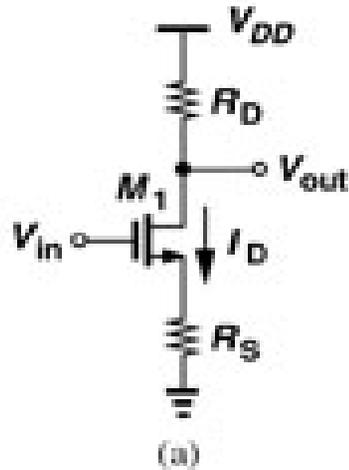
(a) $R_S=0$



(b) $R_S \neq 0$

带源极负反馈的共源级($\lambda=0$, $\gamma=0$)

- 注意到 M_2 连接为二极管，故其小信号等效电阻为 $1/g_{m2}$ 。
- 于是， $A_v = -R_D / (1/g_{m1} + 1/g_{m2})$

带源极负反馈的共源级($\lambda=0$, $\gamma=0$)假定 $\lambda=0$, $\gamma=0$

$$V_1 = V_{in} - I_D R_S = V_{in} - g_m V_1 R_S$$

$$\Rightarrow V_1 = \frac{V_{in}}{1 + g_m R_S} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow V_{out} = -g_m V_1 R_D = -\frac{g_m V_{in} R_D}{1 + g_m R_S}$$

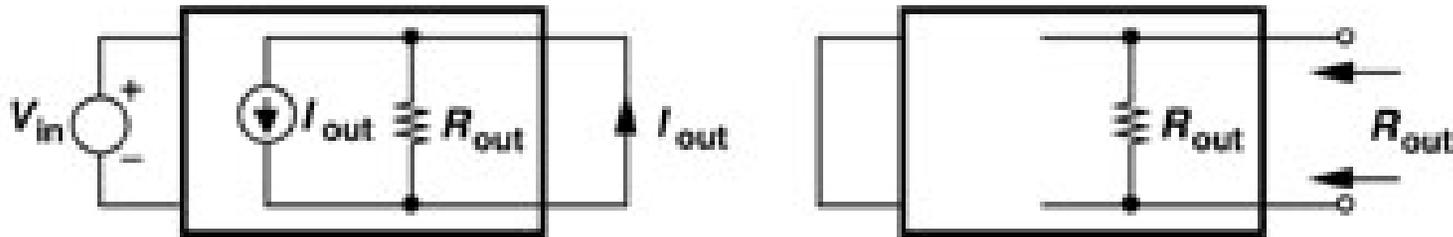
$$A_v \approx \frac{-g_m R_D}{1 + g_m R_S}$$

$$= -G_m R_D$$

等效跨导

在讲解考虑沟道调制效应和衬偏效应($\lambda \neq 0$, $\gamma \neq 0$), 的带源极负反馈的共源级之前我们先来看一个辅助定理!

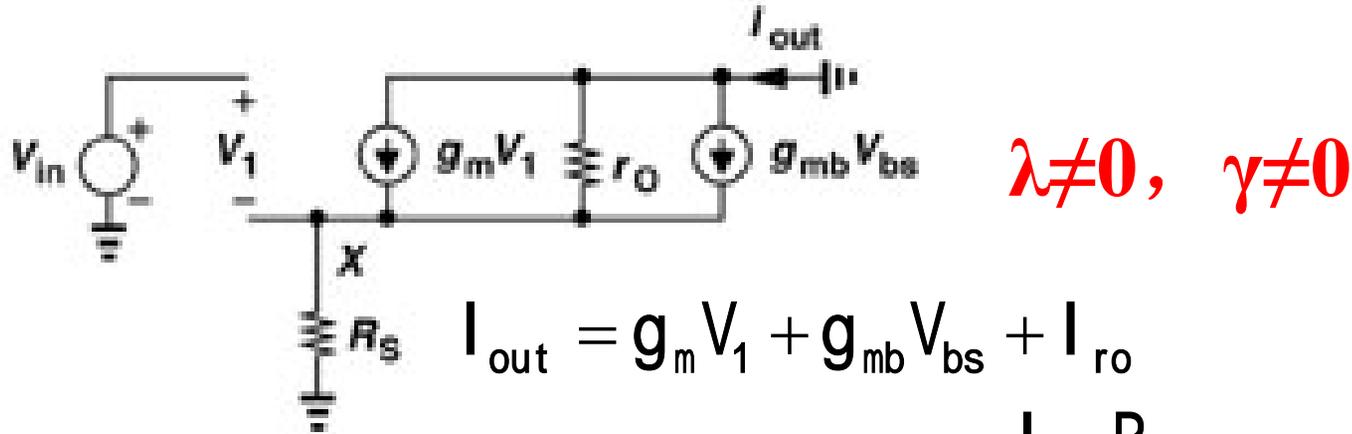
辅助定理



在线性电路中，电压增益 $A_v = -G_m R_{out}$ ，其中 G_m 表示输出对地短接时电路的跨导； R_{out} 表示当输入电压为零时电路的输出电阻。如上图所示。如果电路的 G_m 、 R_{out} 可以通过观察确定，这个辅助定理将会非常有用。

$$\because V_{out} = -I_{out} R_{out}, \text{ 定义 } G_m = I_{out} / V_{in}, \text{ 则 } V_{out} = G_m V_{in} R_{out}$$

$$\therefore A_v = V_{out} / V_{in} = -G_m R_{out}$$

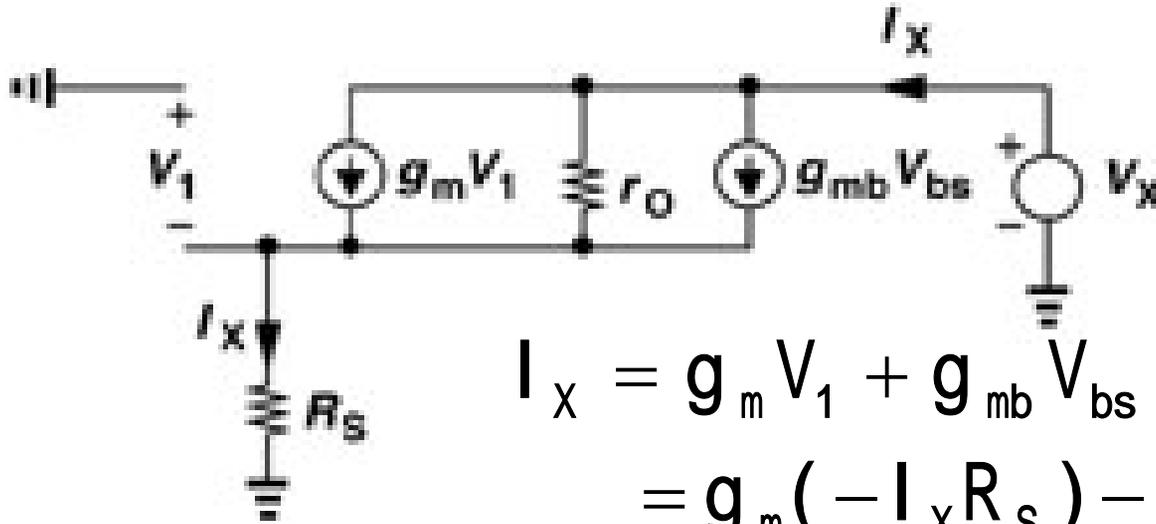
带负反馈的共源级的等效跨导 G_m 

$$I_{out} = g_m V_1 + g_{mb} V_{bs} + I_{ro}$$

$$= g_m V_1 - g_{mb} V_X - \frac{I_{out} R_S}{r_o}$$

$$= g_m (V_{in} - I_{out} R_S) + g_{mb} (-I_{out} R_S) - \frac{I_{out} R_S}{r_o}$$

$$\Rightarrow G_m = \frac{I_{out}}{V_{in}} = \frac{g_m r_o}{R_S + [1 + (g_m + g_{mb}) R_S] r_o}$$

共源极的输出电阻 R_{out} 

$$I_X = g_m V_1 + g_{mb} V_{bs} + I_{ro}$$

$$= g_m (-I_X R_S) - g_{mb} I_X R_S + I_{ro}$$

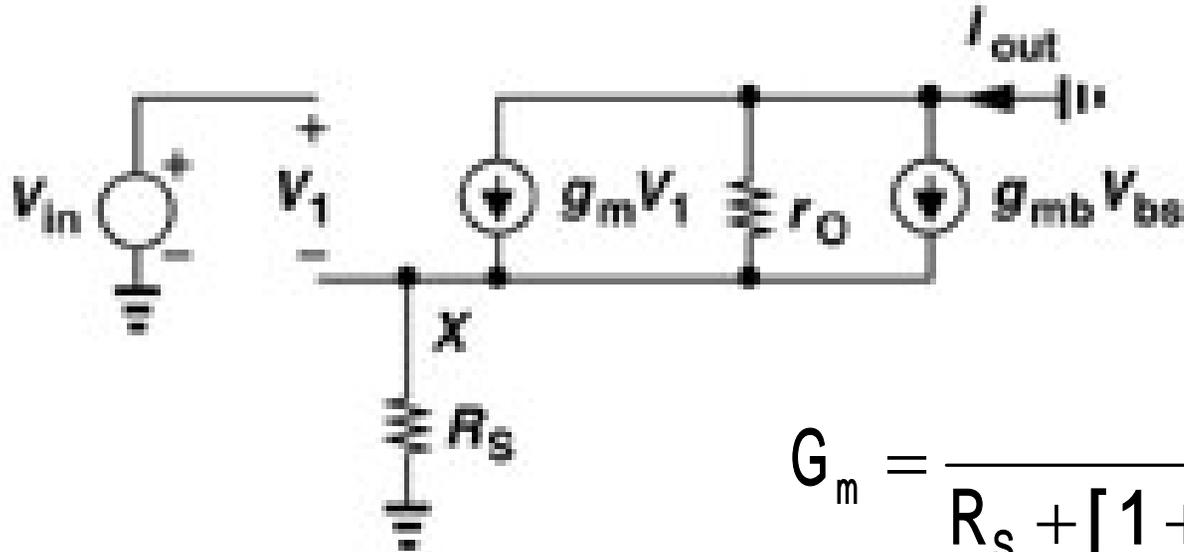
$$V_X = r_o (I_X + (g_m + g_{mb}) R_S I_X) + I_X R_S$$

$$R_{OUT} = [1 + (g_m + g_{mb}) r_o] R_S + r_o$$

输出电阻比不带 R_S 时扩大了 $[1 + (g_m + g_{mb})] R_S$ 倍!

$$R_{OUT} \approx r_o [1 + (g_m + g_{mb}) R_S]$$

$$A_v = -G_m R_D || r_o$$

带负反馈的共源级($\lambda \neq 0, \gamma \neq 0$) $\lambda \neq 0, \gamma \neq 0$

$$G_m = \frac{g_m r_o}{R_S + [1 + (g_m + g_{mb}) R_S] r_o}$$

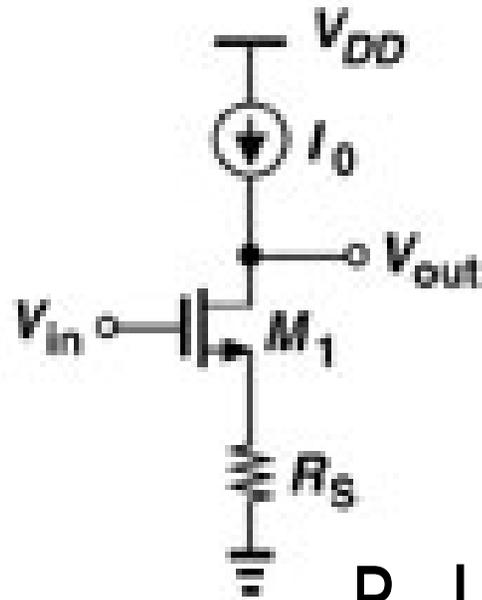
由代维南定理，可求得
输出端的等效输出电阻

$$R_{OUT} = [1 + (g_m + g_{mb}) r_o] R_S + r_o$$

由辅助定理，得：

$$A_v = -G_m (R_D || R_{OUT})$$

恒流源负载、带源极负反馈的增益



$$A_v = -G_m R_D \parallel r_o$$

$$G_m = \frac{g_m r_o}{R_S + [1 + (g_m + g_{mb}) R_S] r_o}$$

$$R_D \parallel r_o = \infty \parallel \{ [1 + (g_m + g_{mb}) r_o] R_S + r_o \}$$

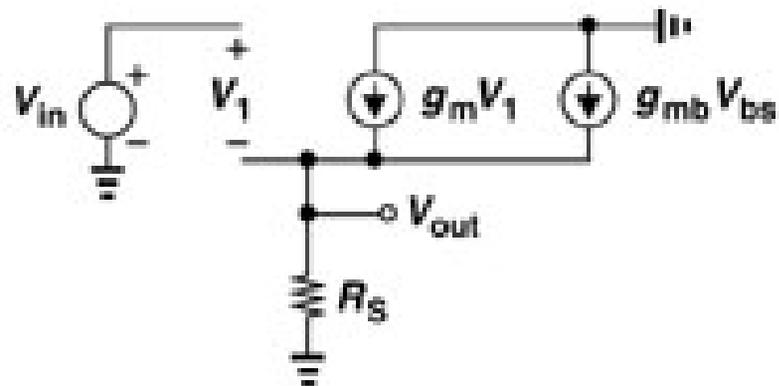
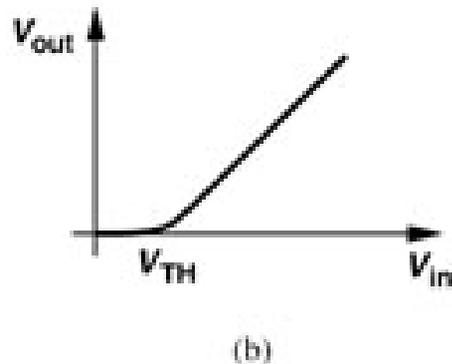
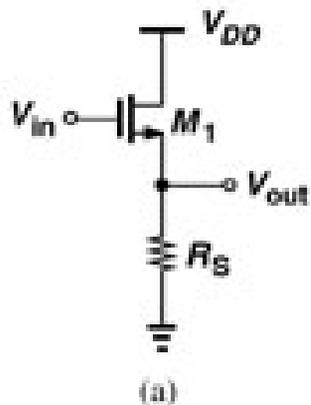
A_v 与 R_S 无关，请解释这个现象！

$$A_v = -g_m r_o !$$

带源级负反馈电阻的CS放大器小结

1. 因引入负反馈电阻 R_S , $A_V \downarrow$, 输入线性范围 \uparrow , 常在高线性的V/I变换电路中用作差分输入级的半电路。
2. 因输出阻抗较高, 利用该特性可在MOS管的源级加入负反馈电阻以构成高性能电流源。
3. 因负反馈电阻 R_S 的引入, 输出电压允许的最小值增加, 即输出摆幅 \downarrow 。即因此多消耗了一些电压余度。

源极跟随器及其小信号等效电路

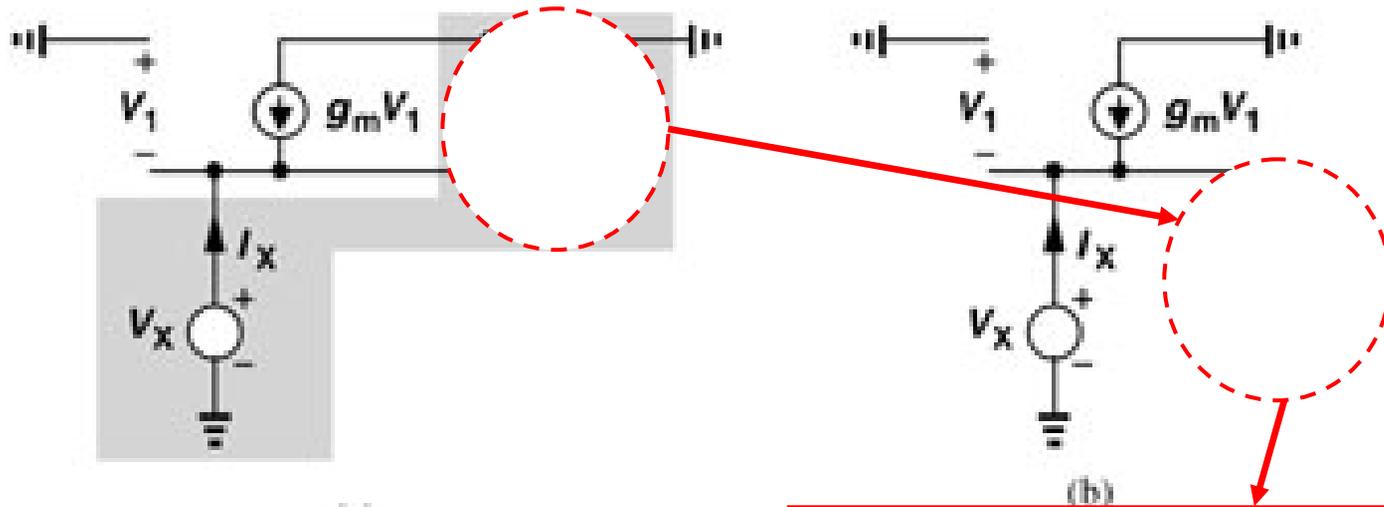


$$A_v \approx \frac{g_m R_S}{1 + (g_m + g_{mb}) R_S} = \frac{R_S}{1/g_m + (\frac{g_m + g_{mb}}{g_m}) R_S} \approx \frac{R_S}{1/g_m + R_S}$$

问题: M_1 会随 $V_{in} \uparrow$ 而进入线性区吗?

$$R_{out} \approx \frac{1}{g_m} \parallel \frac{1}{g_{mb}} = \frac{1}{g_m + g_{mb}}$$

源极跟随器的输出电阻



$$V_1 = -V_X \Rightarrow \quad (a)$$

$$I_X - g_m V_X - g_{mb} V_X = 0$$

$$R_{out} = \frac{V_X}{I_X} = \frac{1}{g_m + g_{mb}} = \frac{1}{g_m} // \frac{1}{g_{mb}}$$

衬偏效应等效于在输出端接了一个电阻 $1/g_{mb}$ ——这仅对源跟随器是正确的！

衬偏效应使源跟随器的输出电阻减小了！

源极跟随器的输出电阻(例)

习题2.2: $W/L=50/0.5$, $I_D=0.5\text{mA}$, 求 g_m

$$g_{m\text{NMOS}} = \sqrt{2 \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} I_D} = 3.66 \text{ mA/V}$$

$$R_{\text{outNMOS}} = \frac{1}{g_m} = \frac{1}{3.66} \approx 273$$

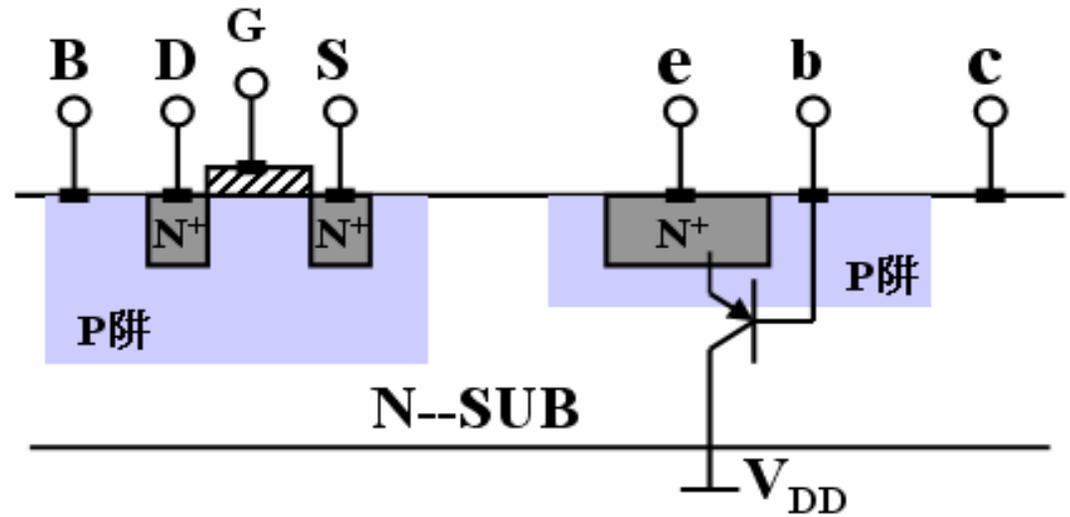
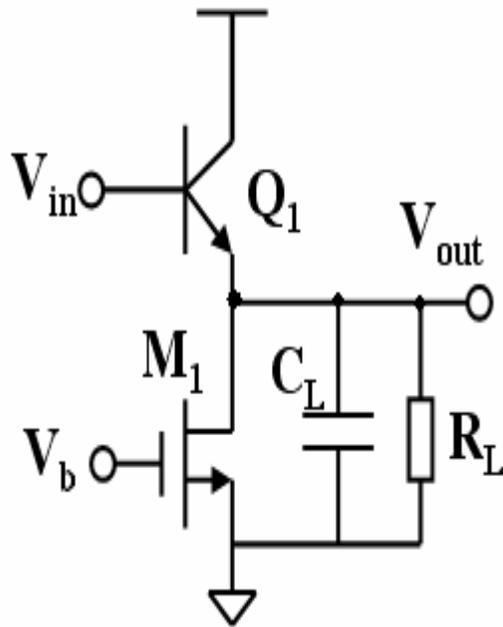
若是PMOS管, 该值还会增加近乎1倍

对于BJT: $R_{\text{out}} = r_e = V_T / I_C = 26\text{mV} / 0.5\text{mA} = 52 \Omega$

易见, BJT射极跟随器的输出电阻比MOS源跟随器的输出电阻小很多, 且实际用作输出级时 I_D 更大些, $R_{\text{outBJT}} / R_{\text{outMOS}}$ 会更大一些!! 这也是源跟随器驱动能力不强、实际中驱动低阻、大电容负载不常用的原因。

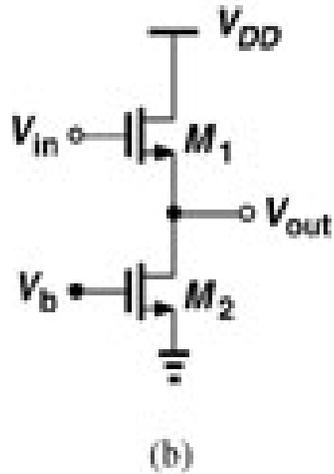
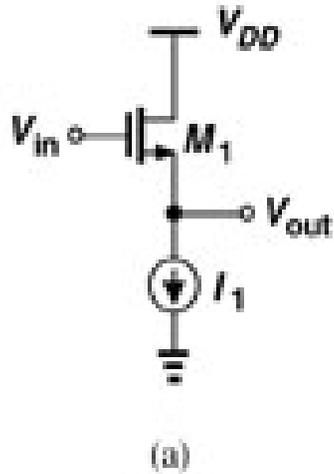
实际中常用什么做输出级驱动低阻、大电容负载呢?

驱动低阻、大电容负载的A类BiCMOS输出级



Q_1 是N—SUB上的衬底NPN，注意：因N—SUB接最高电位 V_{DD} ，故 Q_1 的集电极C只能接 V_{DD} 。同理，P—SUB上只能做衬底PNP，因P—SUB接最低电位 V_{EE} ，故衬底PNP的集电极C只能接 V_{EE} 。衬底NPN(PNP)的 β 可做到 >100 。

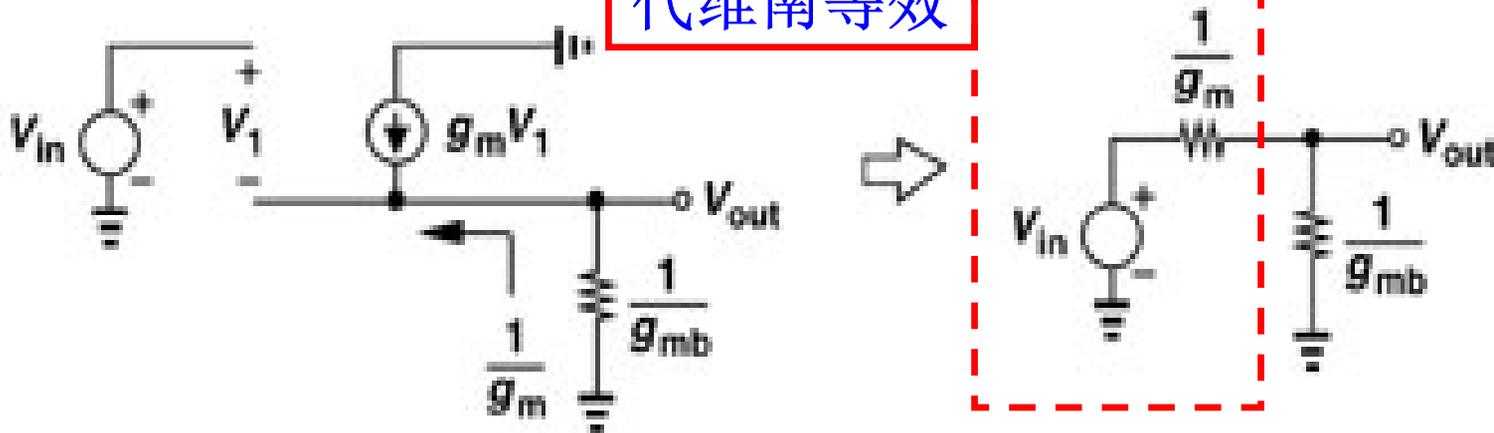
恒流源偏值源极跟随器的增益



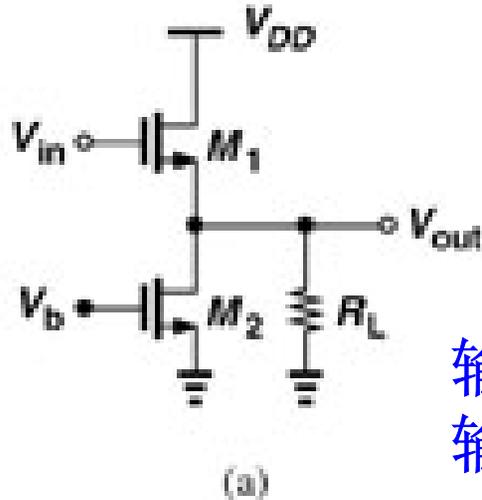
$$\lambda_1 = \lambda_2 = 0, \quad \gamma_1 \neq 0$$

$$A_V = \frac{g_m}{g_m + g_{mb}}$$

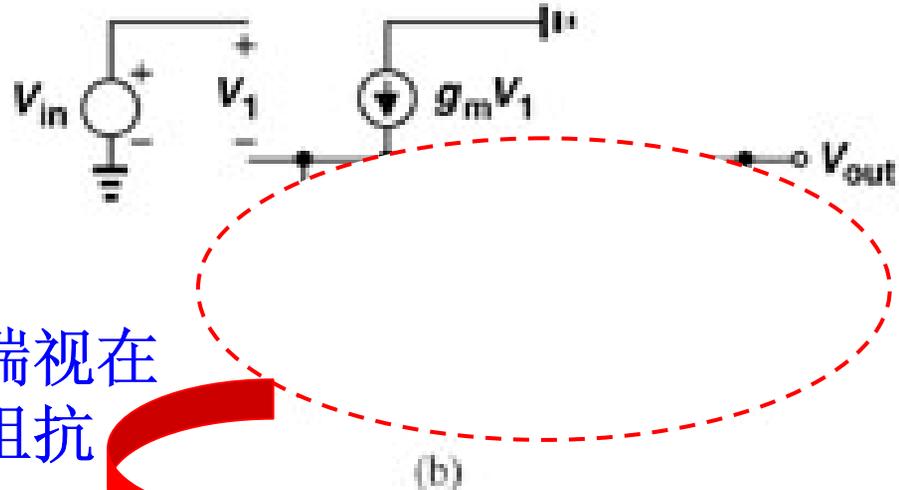
代维南等效



恒流源负载的源极跟随器



输出端视在
输入阻抗

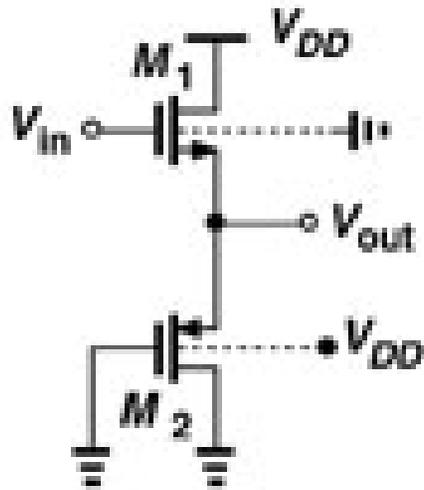


此项始终不变

$$\lambda_1 \neq 0, \lambda_2 \neq 0, \gamma_1 \neq 0$$

如何求 V_{out} 的摆幅? 摆幅 A_v 、 V_b 、偏值电流 I_0 、频率响应的折衷关系如何?

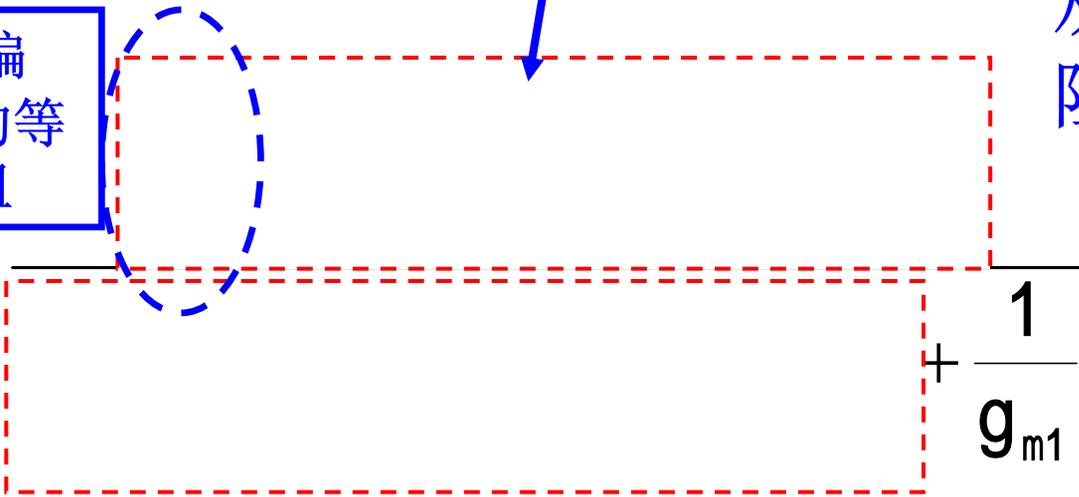
$$A_v = \frac{1}{g_m}$$

例3.8: 计算下图电路的电压增益 A_v 

输出端视在
输入阻抗

M_1 衬偏
效应的等
效电阻

$$A_v =$$



从 M_2 源端看进去的
阻抗为:

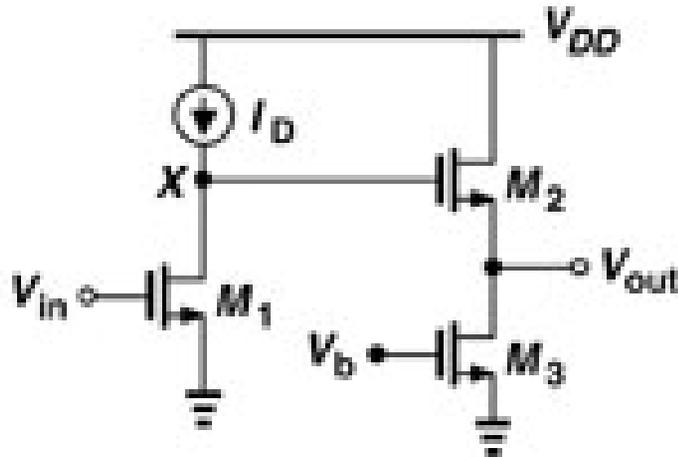
$$\frac{1}{g_{m2} + g_{mb2}} // r_{o2}$$

从 M_1 源端看进去的
阻抗为:

$$\frac{1}{g_{mb1}} // r_{o1}$$

M_1 衬偏
效应的等
效电阻

源跟随器与共源放大器的级联



用作电平移动的源跟随器会消耗电压余度
(减小输出摆幅)

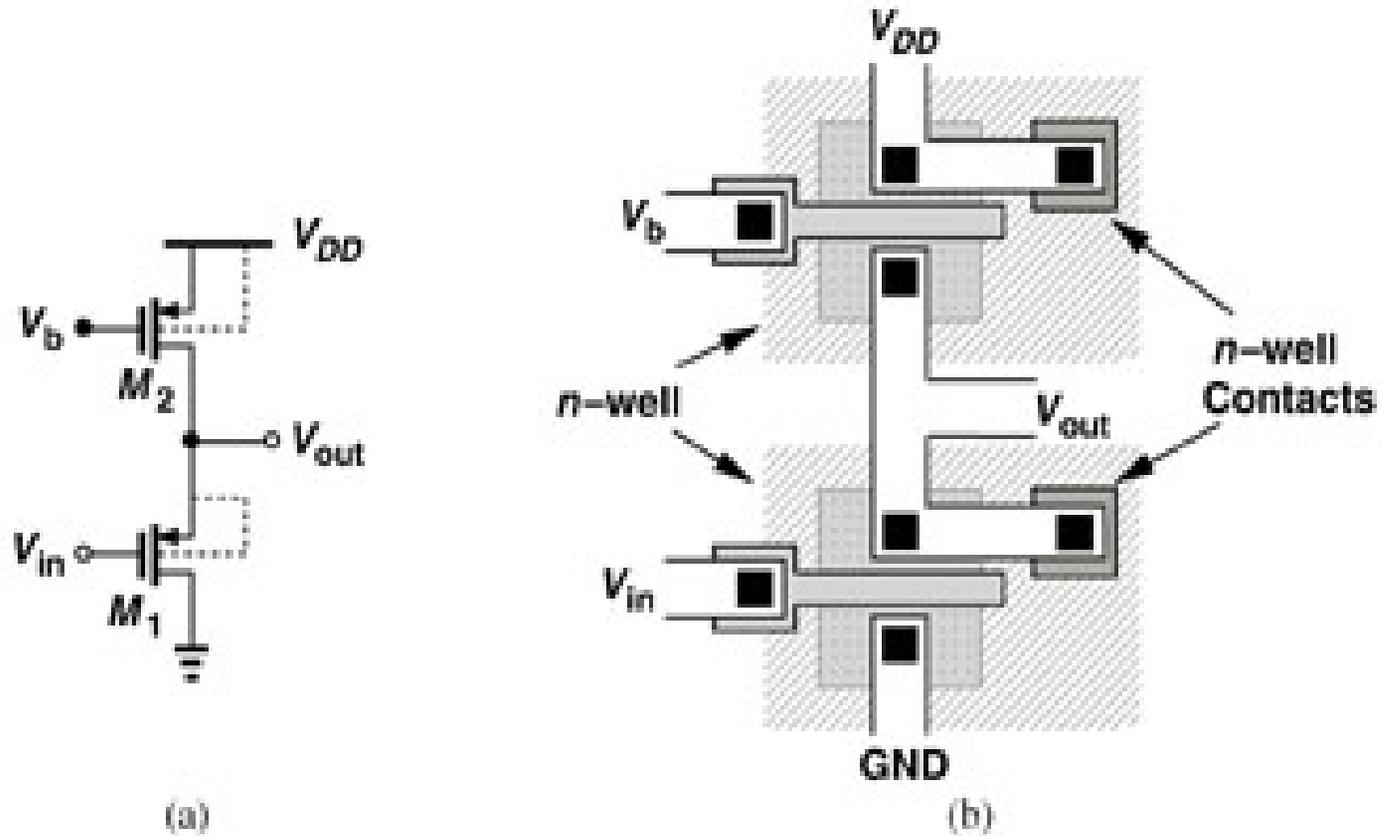
1. 仅有CS 放大器， M_1 工作在饱和区时：

$$V_X \geq V_{onM1} = V_{in} - V_{TH1}$$

2. 加上源跟随器后， M_3 工作在饱和区时：

$$V_X \geq V_{GS2} + V_{onM3} = V_{GS2} + (V_b - V_{TH3})$$

P-SUB上没有体效应的PMOS源跟随器

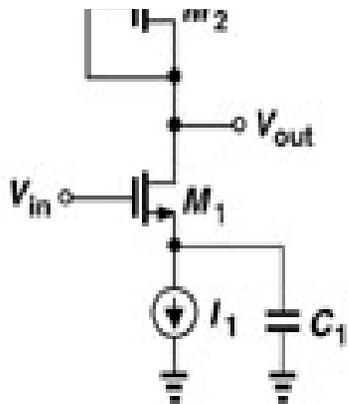


源级跟随器小结

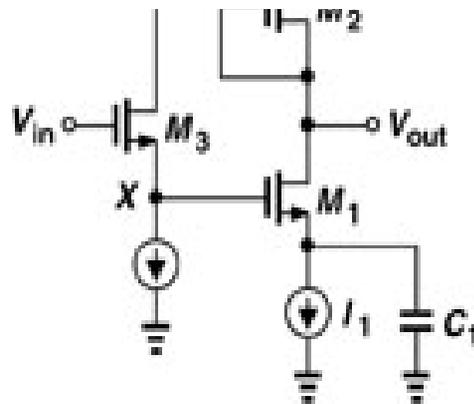
1. 源级跟随器的 $A_v \leq 1$ ，因输出电阻较大，一般只用来驱动小电容(或高阻)负载，不宜用来驱动低阻、大电容负载。
2. 源级跟随器的最可能的应用是用来构成电平位移电路。
3. 驱动低阻、大电容负载常用衬底NPN (PNP)构成射极跟随器来驱动。

流

短路，求 A_V ? M_1 工作在饱和区时，输入端允许的最大直流电平为多少？



(a)



(b)

2. 为了允许接近 V_{DD} 的输入直流电平，电路改为(b)图所示， M_1 、 M_3 的栅源电压应满足什么样的关系才能保证 M_1 工作在饱和区？

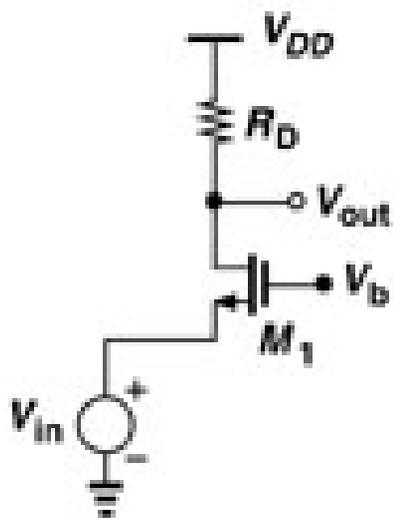
$$A_V = -g_{m1} [r_{o1} // r_{o2} // (1/g_{m2})]$$

$$V_{inmax} \leq V_{DD} - |V_{GS2}| + V_{TN}$$

若 $V_{in} = V_{DD}$ ，则 $V_X = V_{DD} - V_{GS3}$ ，要保证 M_1 工作在饱和区，则有：

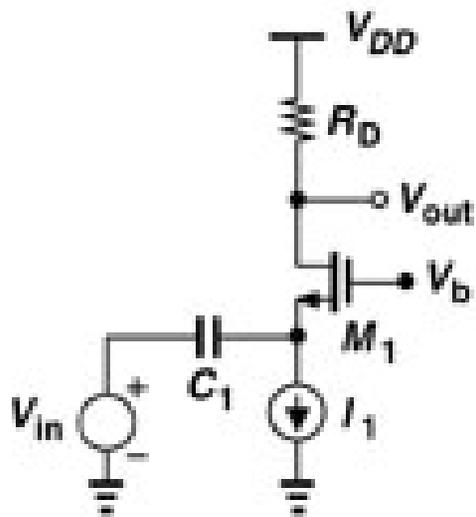
$$V_{DD} - V_{GS3} - V_{TN} \leq V_{DD} - |V_{GS2}|, \text{ 即 } V_{GS3} + V_{TN} \geq |V_{GS2}|$$

共栅放大器



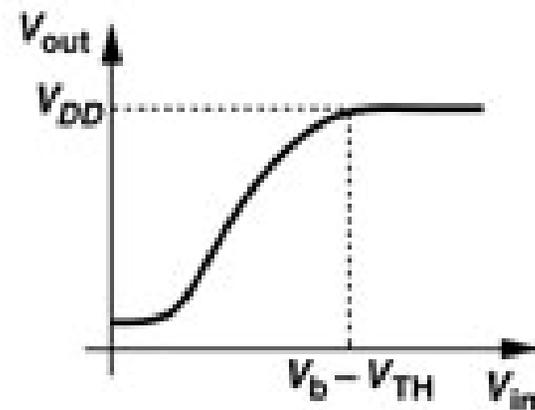
(a)

直接耦合的共栅级



(b)

电容耦合的共栅级



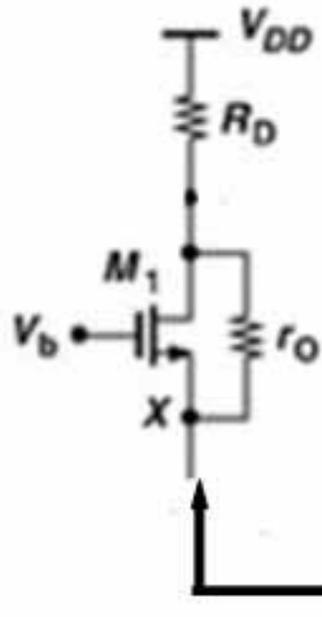
输入——输出特性

$$A_v = (g_m + g_{mb}) R_D = g_m (1 + \quad) R_D$$

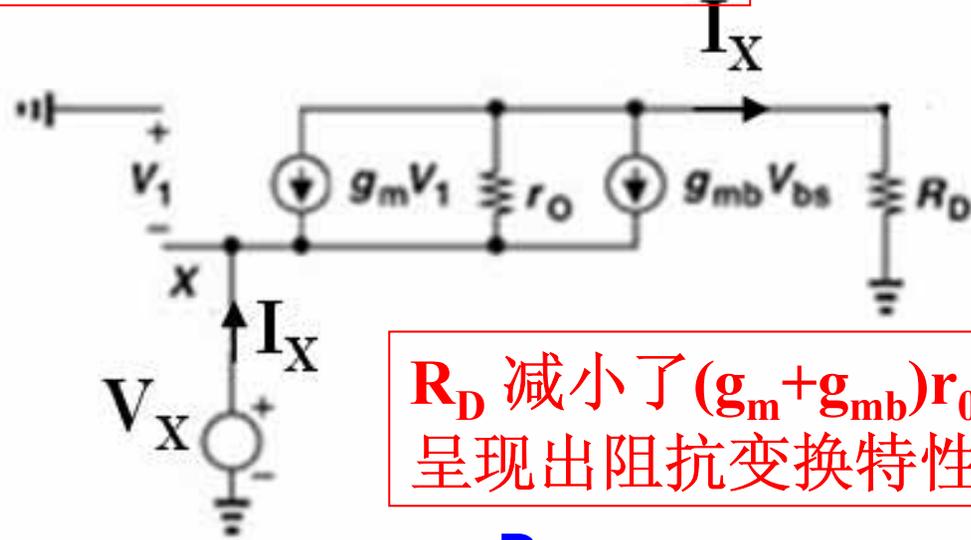
$$R_{out} = \{ [1 + (g_m + g_{mb}) r_o] R_s + r_o \} \parallel R_D$$

重邮光电工程学院

共栅放大器的输入电阻



$$R_D I_X + r_o [I_X - (g_m + g_{mb}) V_X] = V_X$$

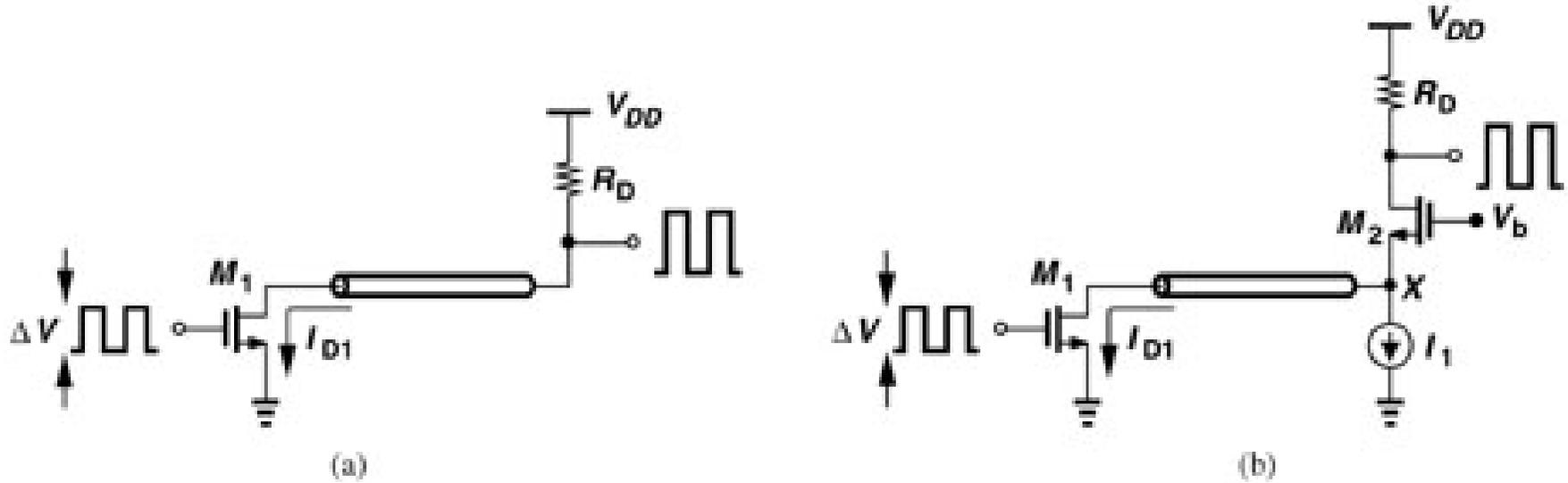


R_D 减小了 $(g_m + g_{mb})r_o$ 倍!
呈现出阻抗变换特性!

$$\frac{V_X}{I_X} = \frac{R_D + r_o}{1 + (g_m + g_{mb})r_o} = \frac{R_D}{(g_m + g_{mb})r_o} + \frac{1}{g_m + g_{mb}}$$

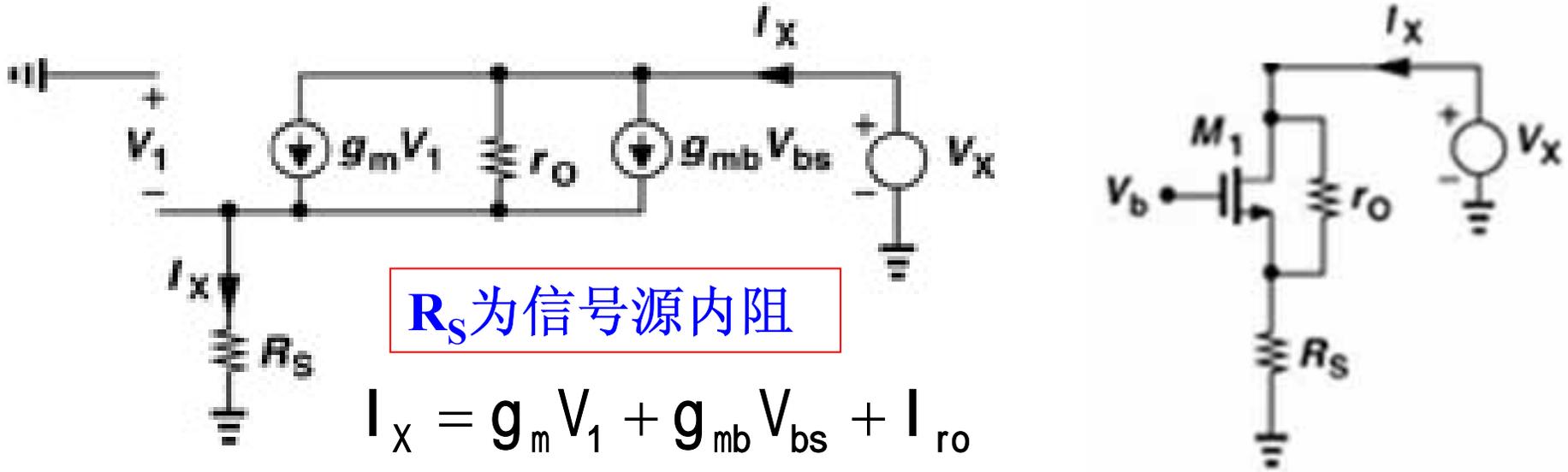
若 $\lambda = 0$, $R_{in} = 1 / (g_m + g_{mb})$, 输入呈现低阻抗特征

共栅放大器阻抗变换特性的应用



- 假定传输线的特征阻抗为 50Ω
- 若 $\lambda=\gamma=0$, 则漏电流的变化 $g_{m1}\Delta V_X$ 都是从 R_D 抽取的, 故两个电路的增益都是 $A_V \approx -g_m R_D$.
- 为使结点X处的反射最小, 传输线的负载阻抗必须等于其特征阻抗。 $R_D \neq 50\Omega$ 时, (a) 一定存在波反射, (b) 中选则合适的M1就可使 $R_{inM2} = 1/(g_m + g_{mb}) = 50\Omega$, 从而消除波反射!

共栅放大器的输出电阻



R_S 为信号源内阻

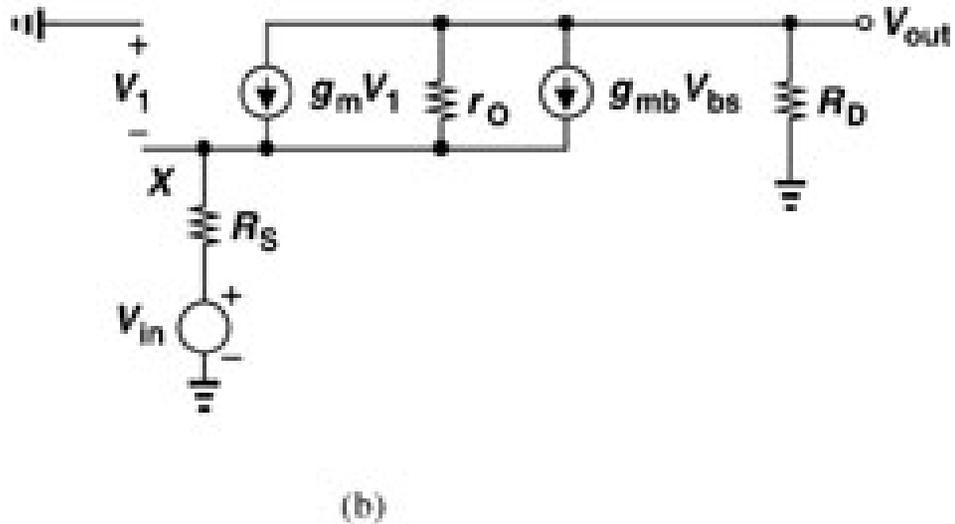
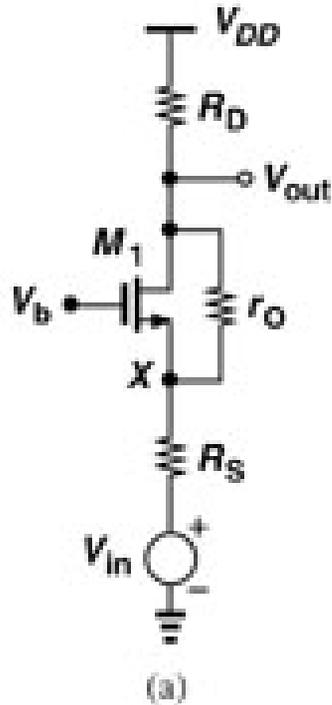
$$\begin{aligned} I_X &= g_m V_1 + g_{mb} V_{bs} + I_{ro} \\ &= g_m (-I_X R_S) - g_{mb} I_X R_S + I_{ro} \end{aligned}$$

$$V_X = r_o (I_X + (g_m + g_{mb}) R_S I_X) + I_X R_S$$

$$R_{OUT} = [1 + (g_m + g_{mb}) r_o] R_S + r_o \approx r_o [1 + (g_m + g_{mb}) R_S]$$

共栅放大器的输出电阻很大，约为 r_o 的 $[1 + (g_m + g_{mb}) R_S]$ 倍！

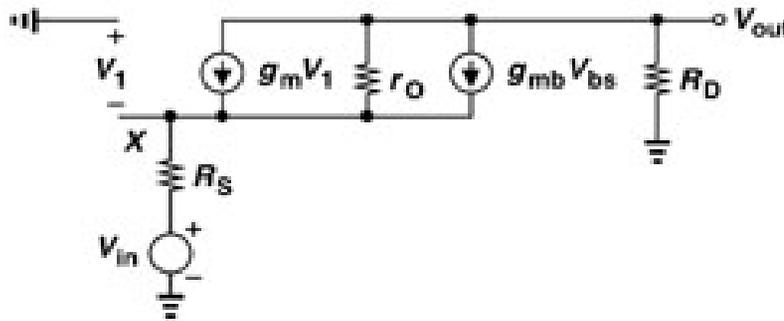
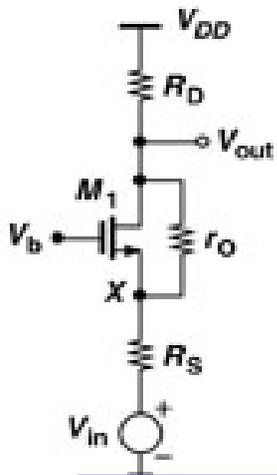
理解这一点是理解共源共栅电路的基础。

共栅放大器的增益 A_V 

$$A_V = \frac{(g_m + g_{mb}) r_o + 1}{r_o + (g_m + g_{mb}) r_o R_S + R_S + R_D} R_D$$

共栅放大器增益 A_v 的讨论

$$A_v = \frac{(g_m + g_{mb})r_o + 1}{r_o + (g_m + g_{mb})r_o R_S + R_S + R_D} R_D$$



$$\lim_{r_o \rightarrow \infty} A_v = \frac{(g_m + g_{mb})R_D}{1 + (g_m + g_{mb})R_S}$$

这同带源级负反馈电阻 R_S 的CS增益,只是符号相反,给出直观解释

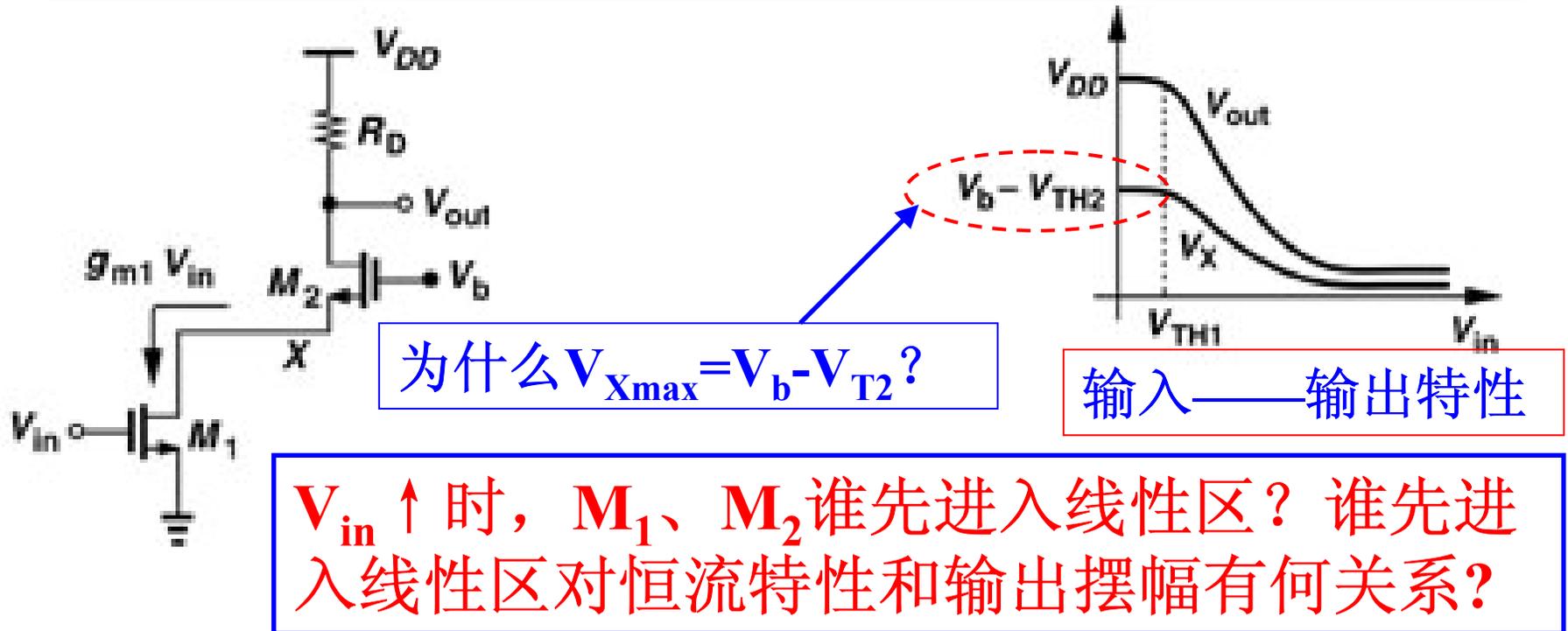
$$\lim_{R_D \rightarrow \infty} A_v = 1 + (g_m + g_{mb})r_o \approx (g_m + g_{mb})r_o$$

这同带恒流源负载的CS增益,只是符号相反,给出直观解释

共栅放大器小结

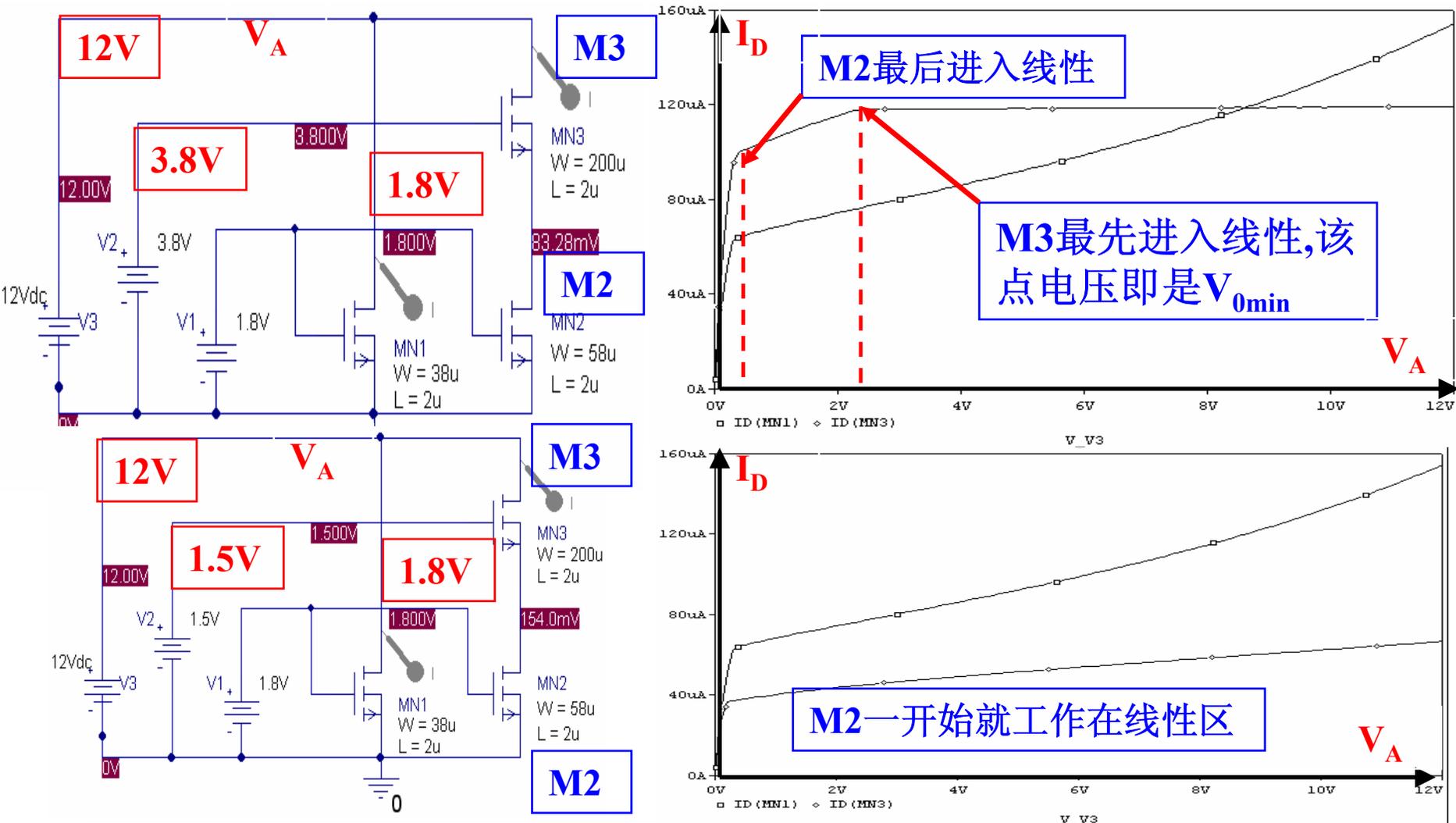
1. $A_i \approx 1$, $A_v = g_m(R_D // r_o)$, A_v 同CS放大器相当
2. 输入阻抗低, 有阻抗变换特性。
3. 输出阻抗高, 可用于提高增益和构成高性能恒流源。
4. 由于没有密勒效应, 频带最宽, 常同CS联合构成CS—CB放大器, 用于高速运放作差分输入放大级。

共源共栅（Cascade）放大器



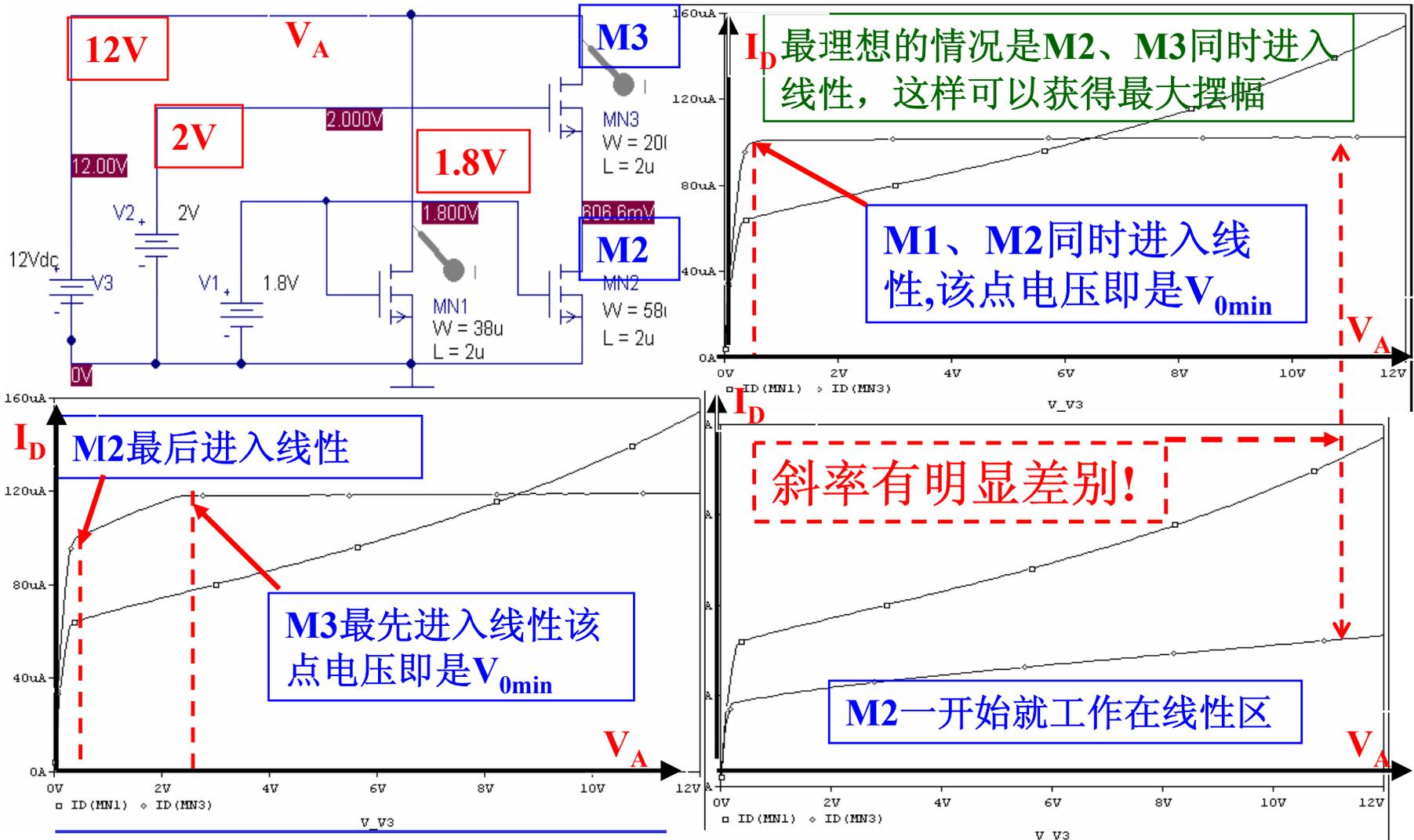
- 当 $V_X < V_{in} - V_{TH1}$ 时 M_1 进入线性区
- 当 $V_{out} < V_b - V_{TH2}$ 时 M_2 进入线性区
- 容易分析, V_b 较小时, M_1 比 M_2 先进入线性区

M₁、M₂不同偏值时Pspice仿真结果

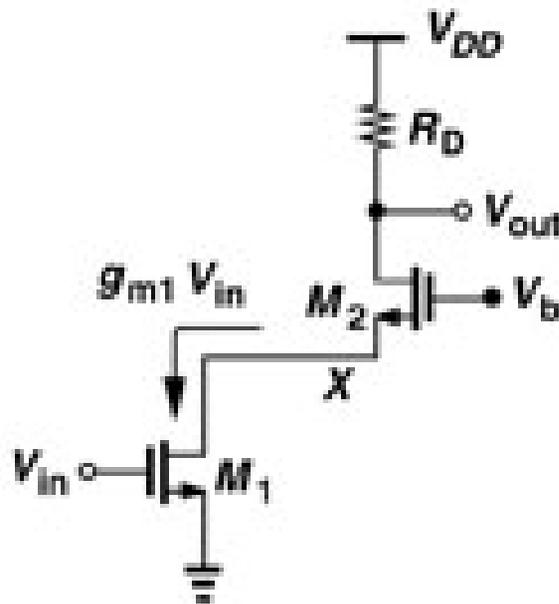


注意比较单MOS管与共源共栅结构曲线的斜率

M₁、M₂同时进入线性时Pspice仿真结果



共源共栅放大器的偏置条件

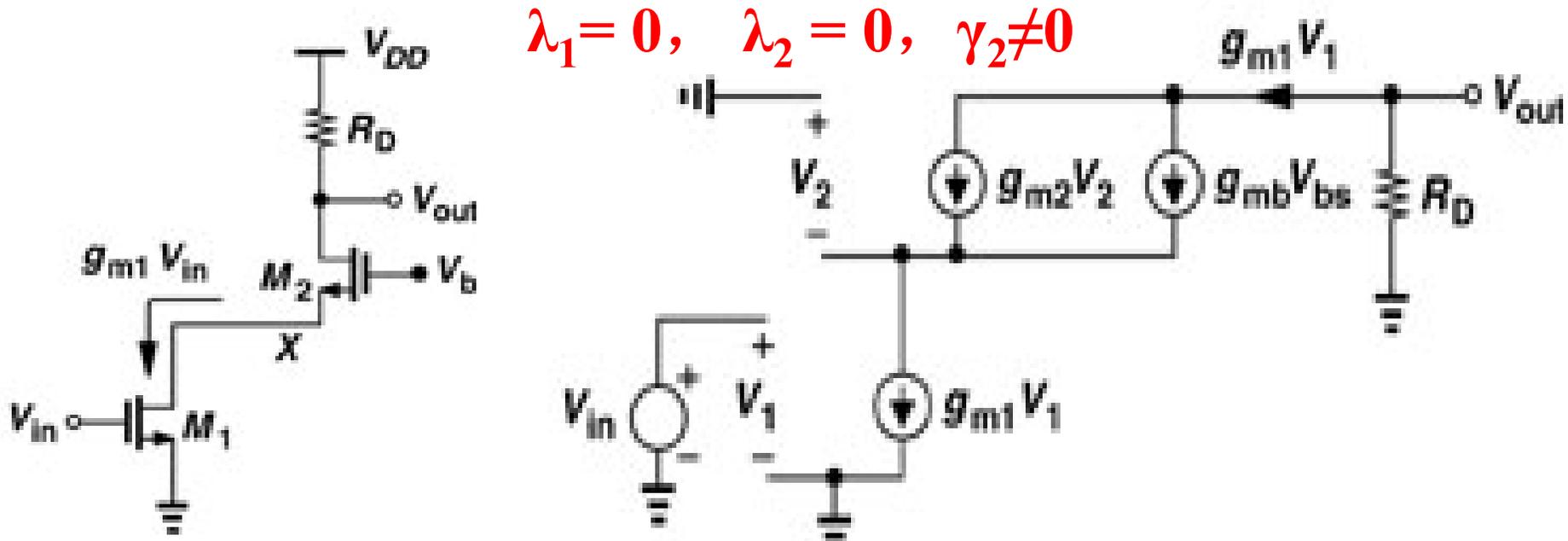


1. M_1 饱和时: $V_X \geq V_{in} - V_{TH1}$,
 即: $V_b \geq V_{in} - V_{TH1} + V_{GS2}$
 或: $V_b \geq V_{on1} + V_{GS2}$

2. M_2 饱和时: $V_{out} \geq V_b - V_{TH2}$,
 即: $V_{out} \geq V_{on1} + V_{GS2} - V_{TH2}$
 或: $V_{out} \geq V_{on1} + V_{on2}$

共栅管 M_2 的增加虽然提高了从 M_2 漏端看进去的阻抗、改善了放大器的频率特性，但输出电压摆幅减小了一个大小等于 M_2 的过驱动电压。这是靠牺牲摆幅来获取带宽和增益的提高。

共源共栅放大器的小信号等效电路



$$R_{out} = \{ [1 + (g_{m2} + g_{mb2}) r_{o2}] r_{o1} + r_{o2} \} \parallel R_D$$

$$\approx [r_{o1} r_{o2} (g_{m2} + g_{mb2})] \parallel R_D$$

$$A_V \approx g_{m1} \{ [r_{o1} r_{o2} (g_{m2} + g_{mb2})] \parallel R_D \}$$

例：求下图电路的 A_V (假定 $\lambda = 0$)

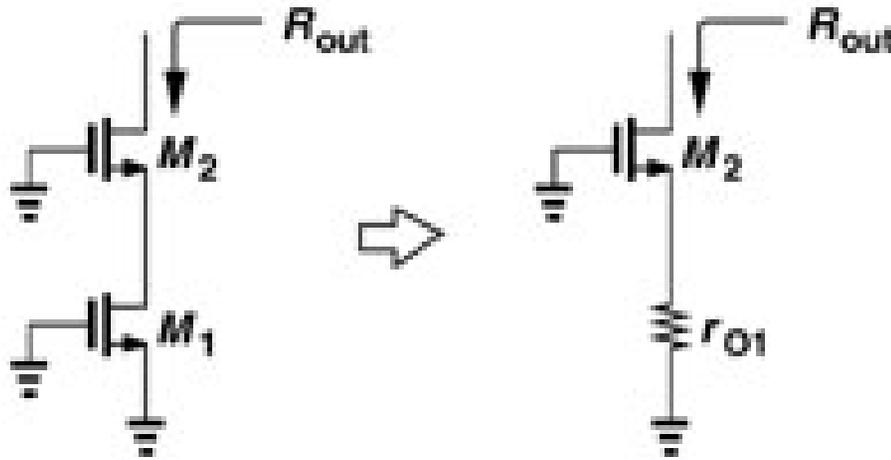
M_1 的小信号电流 $g_{m1}V_{in}$ 被 R_p 和向 M_2 源端看进去的阻抗 $1/(g_{m2}+g_{mb2})$ 分成两部分，故：

$$I_{D2} = g_{m1}V_{in} \frac{R_p}{R_p + \frac{1}{g_{m2} + g_{mb2}}} = g_{m1}V_{in} \frac{R_p(g_{m2} + g_{mb2})}{R_p(g_{m2} + g_{mb2}) + 1}$$

因 $V_{out} = I_{D2}R_D$ ，所以：

$$A_V = \frac{I_{D2}R_D}{V_{in}} = \frac{g_{m1}(g_{m2} + g_{mb2})R_pR_D}{R_p(g_{m2} + g_{mb2}) + 1}$$

共源共栅放大器的输出电阻



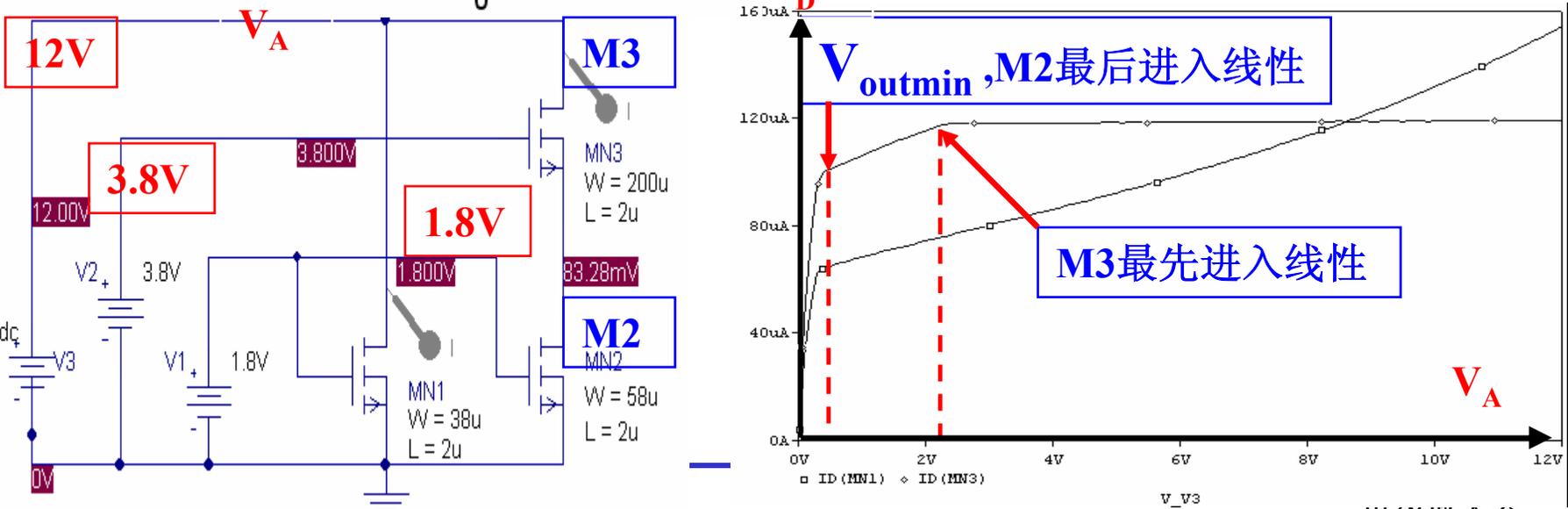
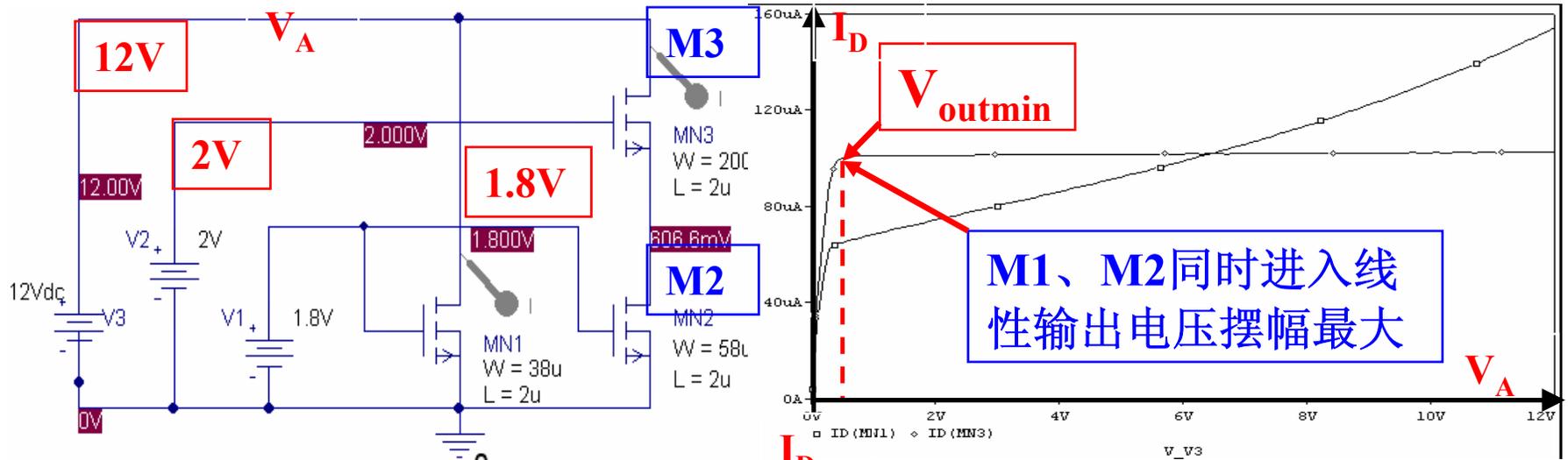
注意：左边电路的输出阻抗就是共源放大器带负反馈电阻 R_S 的输出阻抗

$$R_{out} = [1 + (g_{m2} + g_{mb2}) r_{o2}] r_{o1} + r_{o2}$$

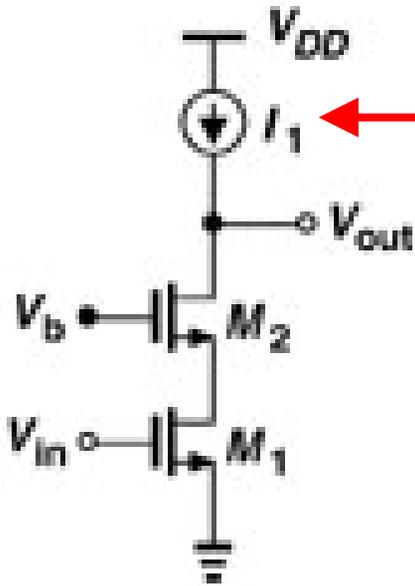
$$\approx r_{o1} r_{o2} (g_{m2} + g_{mb2})$$

上式表示共源共栅结构具有很高的输出阻抗，对提高放大器小信号增益、提高电路源的恒流特性十分有利

共栅放大器的输出电阻大在恒流源中的应用



恒流源负载的共源共栅放大器



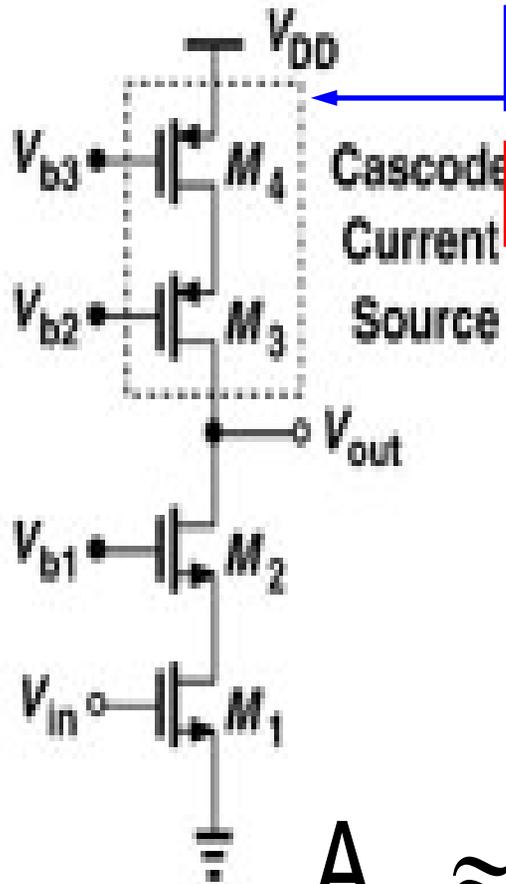
理想恒流源如何近似产生？

$$R_{out} = [1 + (g_{m2} + g_{mb2}) r_{o2}] r_{o1} + r_{o2}$$

$$\approx r_{o1} r_{o2} (g_{m2} + g_{mb2})$$

$$A_v \approx -g_{m1} r_{o1} r_{o2} (g_{m2} + g_{mb2})$$

共源共栅（Cascade）放大器



用共源共栅电流源近似代替理想恒流源

该电路的静态工作点 V_{out} 能“目测”吗？为什么？

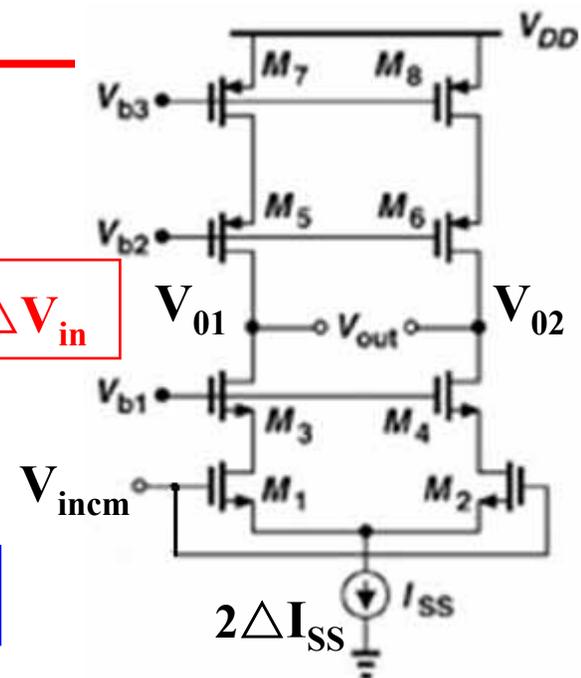
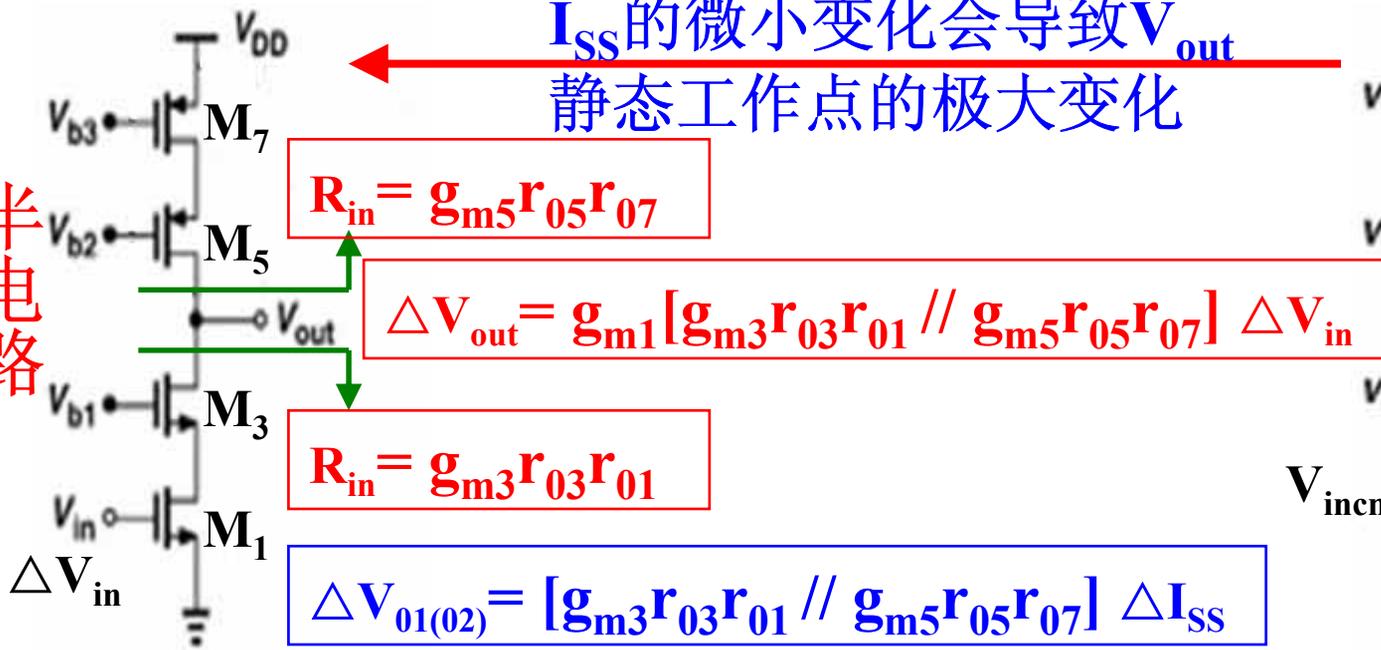
因 M_1 、 M_2 的高输出阻抗，欲得高增益要求所带负载也必须是高输出阻抗，故负载也常用共源共栅电路源。

$$A_V \approx g_{m1} [(r_{o1} r_{o2} g_{m2}) \parallel (r_{o3} r_{o4} g_{m3})]$$

共源共栅电路静态工作点不能“目测”带来的问题

I_{SS} 的微小变化会导致 V_{out} 静态工作点的极大变化

半电路

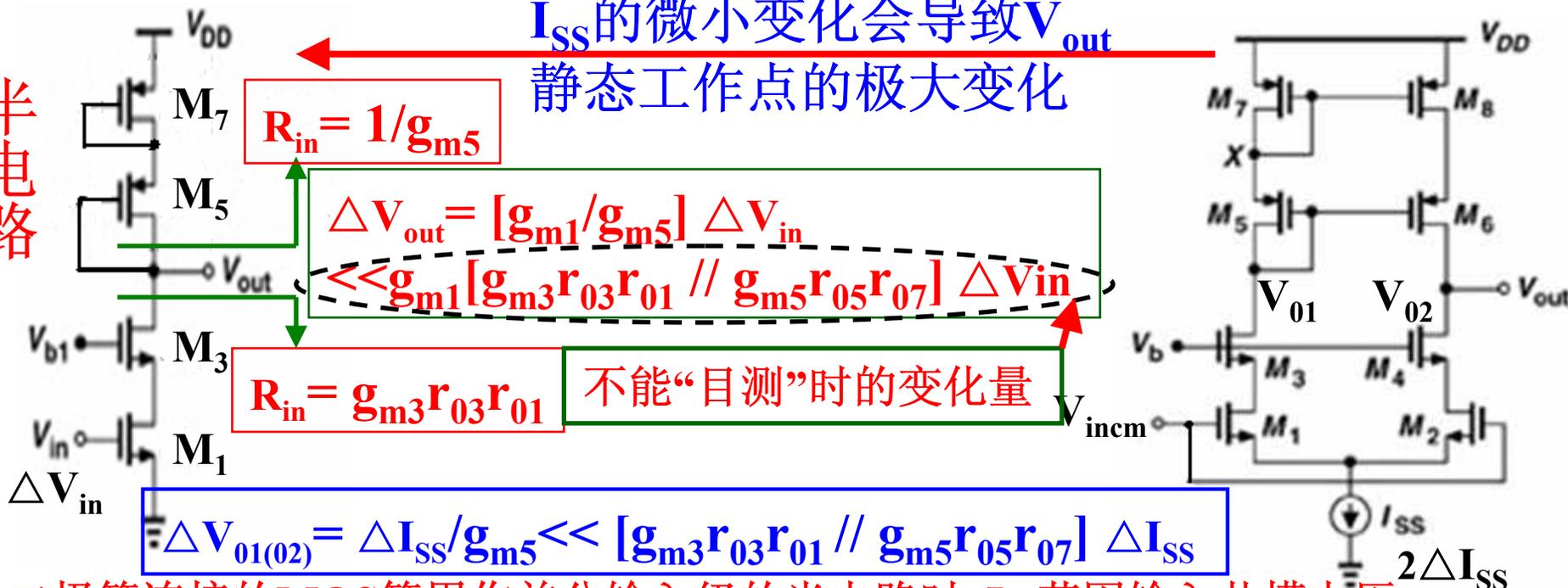


CS—CB恒流源负载用作差分输入级的半电路时, I_{SS} 若因输入共模电压发生变化 ($V_{in1} = V_{in2} = V_{inCM}$) 带来沟道调制效应 (I_{SS} 通常是以单NMOS构成的简单恒流源) 导致 I_{SS} 有一微小变化 $2 \Delta I_{SS}$, 其静态电压 $V_{01} = V_{02}$ 因 $(g_{m5} r_{o5} r_{o7}) // (g_{m3} r_{o3} r_{o1})$ 很大而变化一很大量 $\Delta I_{SS} [(g_{m5} r_{o5} r_{o7}) // (g_{m3} r_{o3} r_{o1})]$, 这将导致后级因此无法正常工作。该电路作为差分对的半边电路时, 必需辅以稳定 V_{out} 静态电压的电路 (通常称为共模反馈电路) 才能正常工作!

静态点不能“目测”与能“目测”的差异

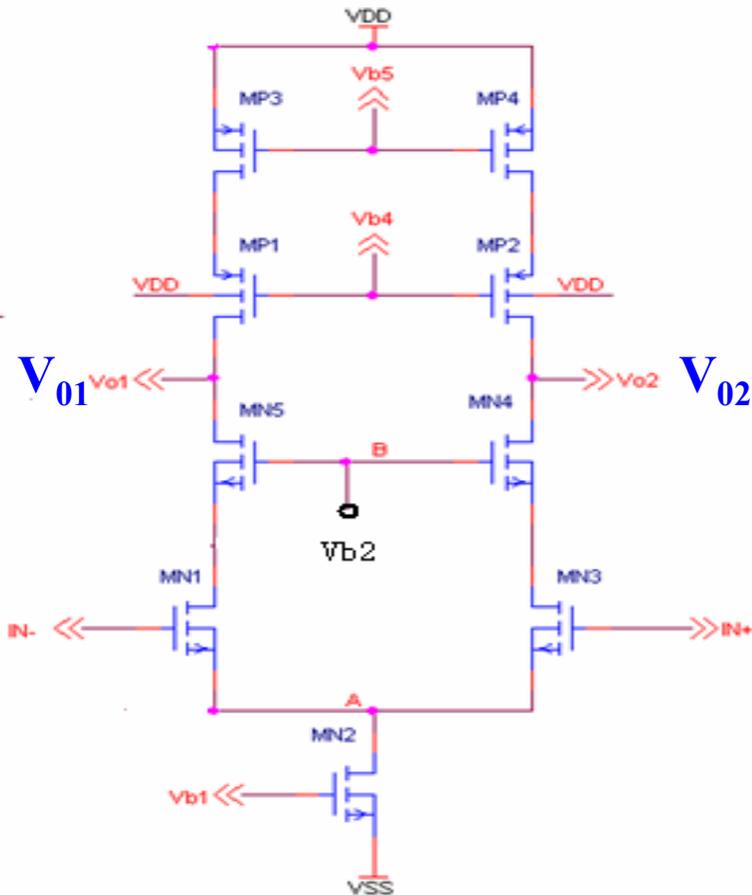
I_{SS} 的微小变化会导致 V_{out} 静态工作点的极大变化

半电路

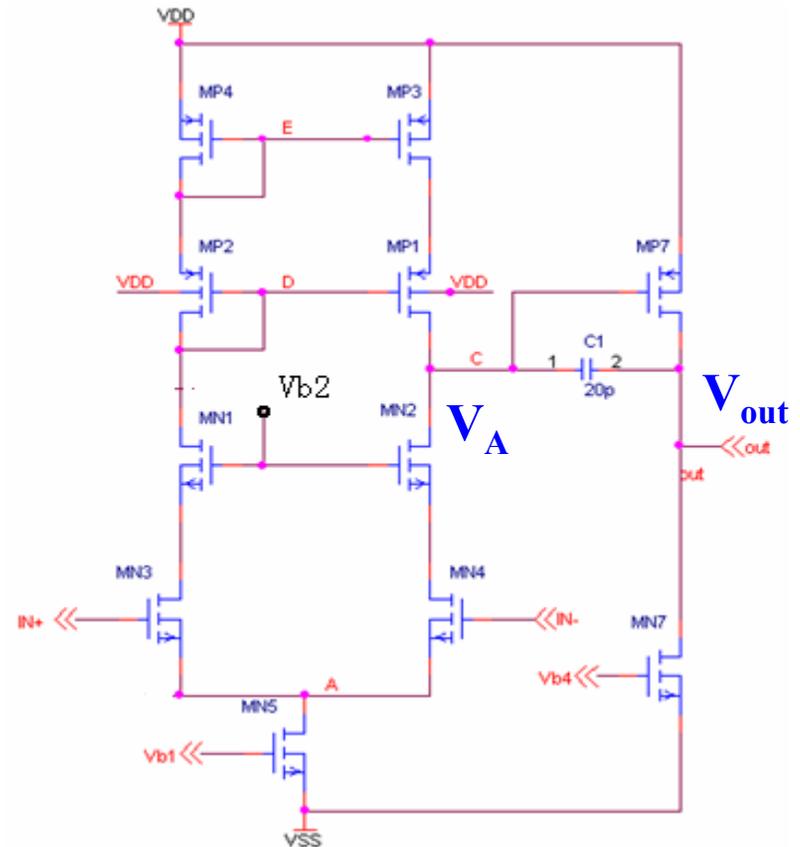


二极管连接的MOS管用作差分输入级的半电路时, I_{SS} 若因输入共模电压 $V_{in1}=V_{in2}=V_{incm}$ 发生变化带来沟道调制效应(I_{SS} 通常是以单NMOS构成的简单恒流源)导致 I_{SS} 有一微小变化 $2 \Delta I_{SS}$, 其静态电压 $V_{01} = V_{02}$ 因 $(1/g_{m5}) // (g_{m3} r_{03} r_{01}) \approx (1/g_{m5})$ 较小而变化一较小量 $\Delta I_{SS} / g_{m5}$, 这比CS—CB恒流源负载时远远小的多。故该电路作为差分对的半边电路时, 勿需辅以稳定 V_{out} 静态电压的电路(通常称为共模反馈电路)就能正常工作!

静态点不能“目测”与能“目测”的差异

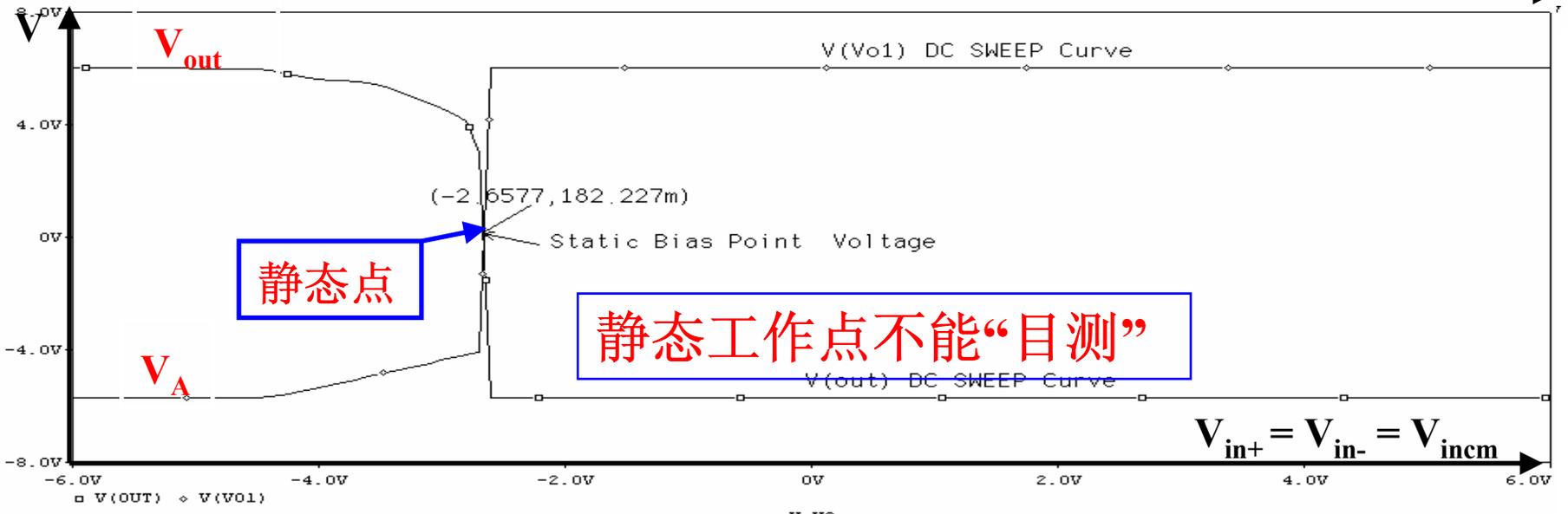
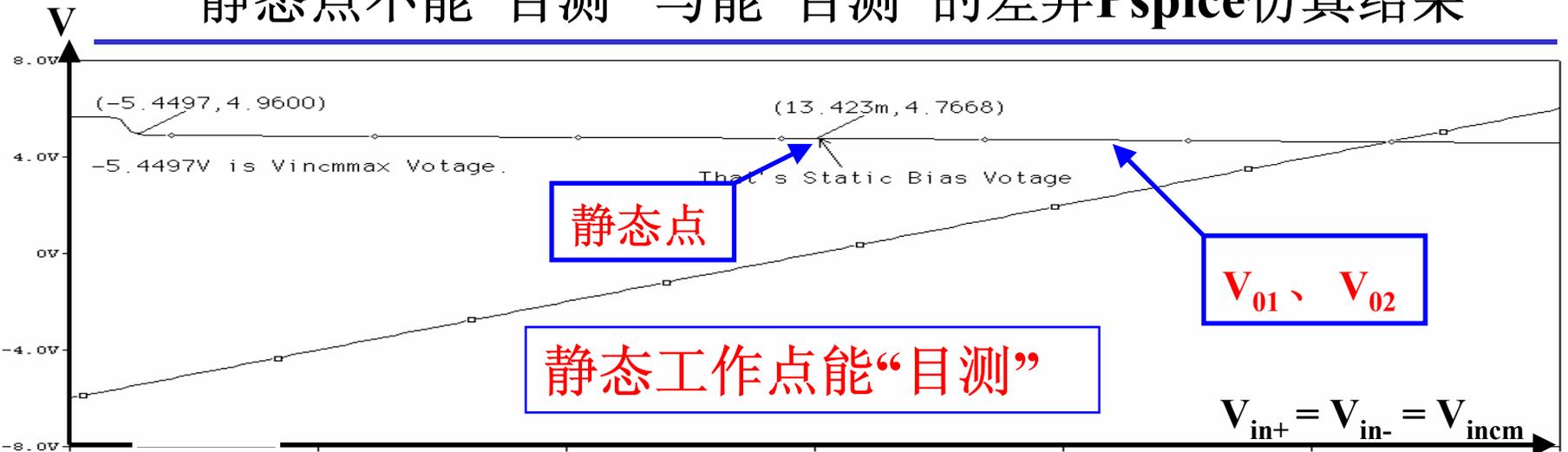


静态工作点不能“目测”

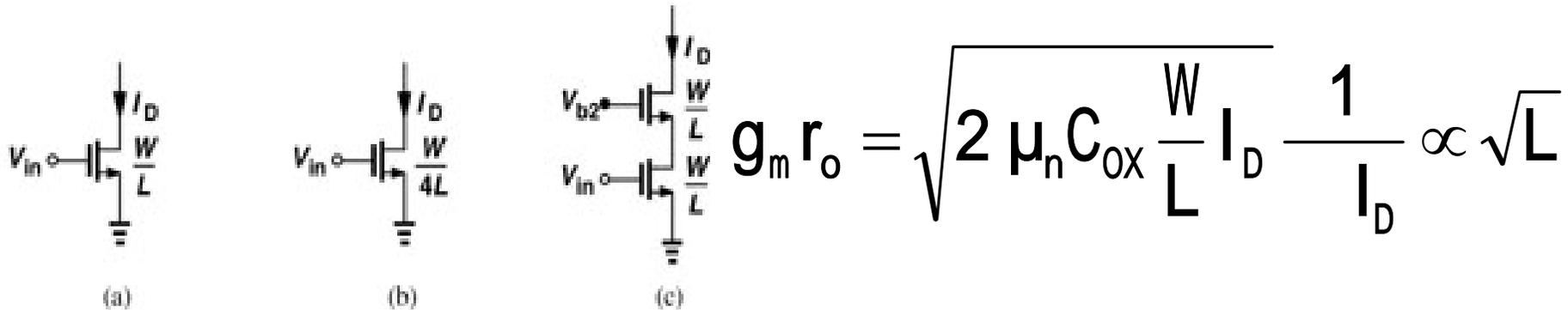


静态工作点能“目测”

静态点不能“目测”与能“目测”的差异Pspice仿真结果



增加L与采用共源共栅结构来提高增益的比较

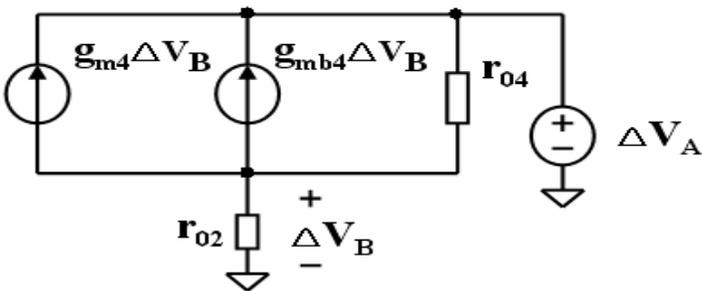
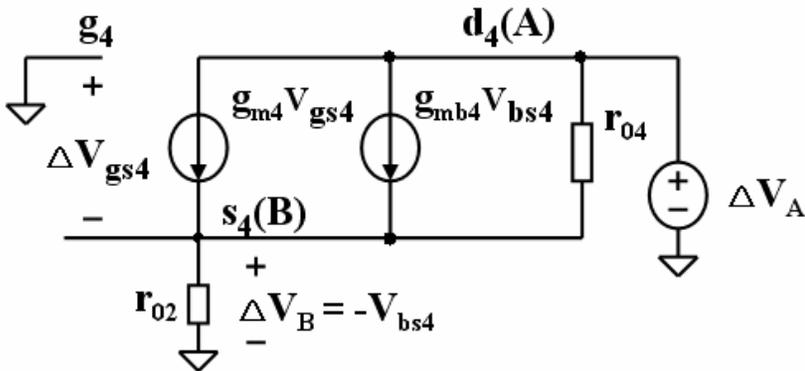
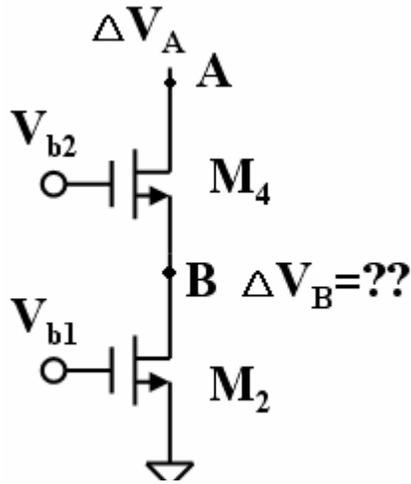


1. 假定 I_D 不变，若(a)中L变为原来的4倍而W保持不变，则 $V_{onb}=2V_{ona}$ ，与(b)中层叠的两个MOS管消耗的电压余度相同
2. 因 $g_m r_o \propto L^{1/2}$ ， $L \uparrow 4$ 倍的结果只是使 $g_m r_o \uparrow$ 两倍，而(c)中共源共栅结构输出增益大约增大为 $(g_m r_o)^2$ 倍，同时因(b)中 M_1 的跨导是(c)中的1/2，这会导致更高的噪声。

*放大器的噪声与用作放大MOS管的跨导 g_m 成反比，与用作恒流源的MOS管的跨导 g_m 成正比。

共源共栅结构的屏蔽特性(1)

左图中 M_2 、 M_4 均工作在饱和区，若A点电压变化 ΔV_A ，求 $\Delta V_B = ?$



$$\therefore V_B = -V_{gs4} = -V_{bs4}$$

$$\therefore V_A = \left(\frac{1}{r_{o2}} + g_{m4} + g_{mb4} \right) V_B r_{o4} + V_B$$

$$\therefore V_B = \frac{V_A r_{o2}}{[1 + (g_{m4} + g_{mb4}) r_{o2}] r_{o4} + r_{o2}}$$

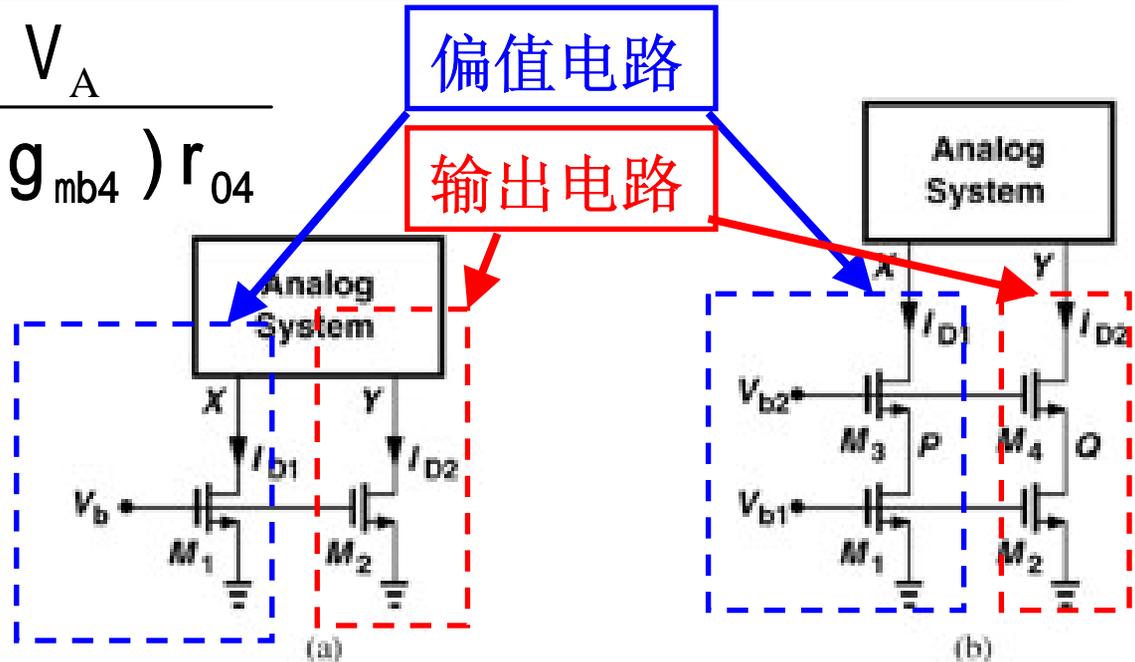
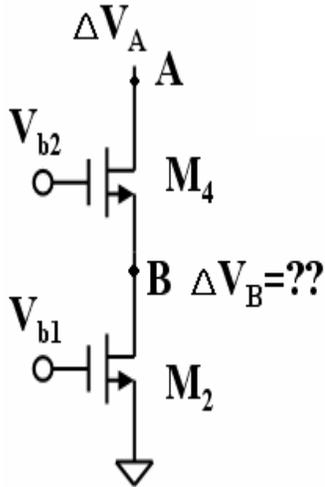
$$\approx \frac{V_A}{(g_{m4} + g_{mb4}) r_{o4}}$$

易见，因共栅管 M_4 的引入B点电压的变化量比A点减小了 $(g_{m4} + g_{mb4}) r_{o4}$ 倍，即 M_4 将B点屏蔽了。

前例结果

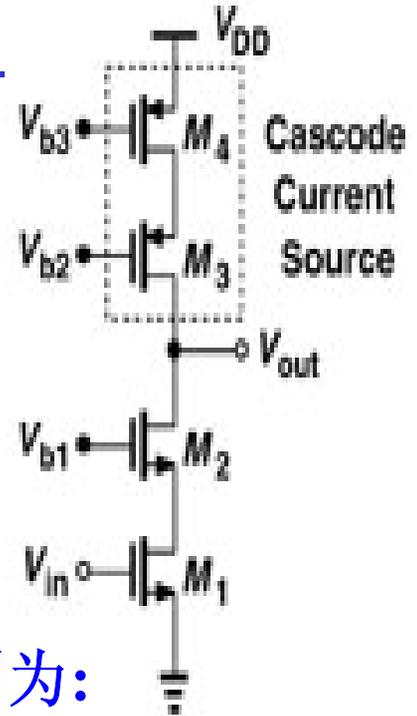
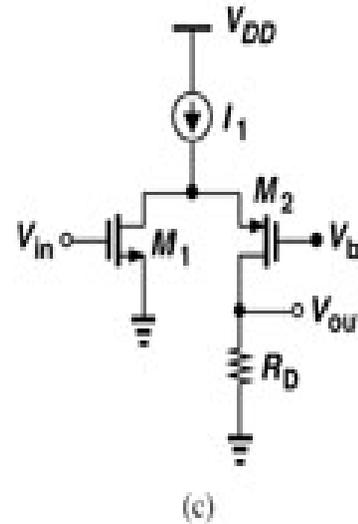
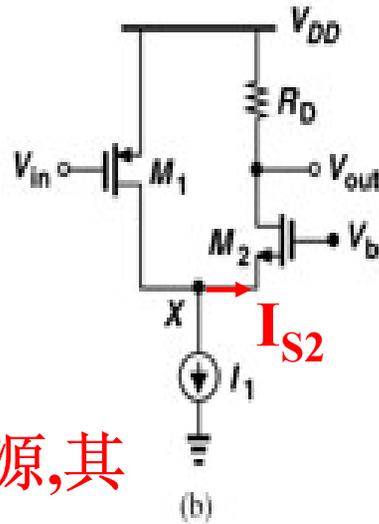
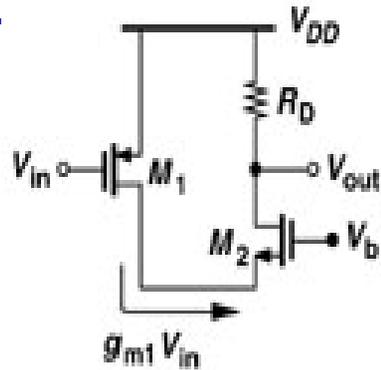
共源共栅结构的屏蔽特性(2)

$$V_B \approx \frac{V_A}{(g_{m4} + g_{mb4}) r_{o4}}$$



1. 假定 I_{D1} 是参考电流， I_{D2} 是输出电流。若 $\lambda \neq 0$ 且 $V_X \neq V_Y$ ，静态调整时一般 $V_P = V_Q$ ， I_{D1} 与 I_{D2} 在静态时不存在误差。
2. 动态时因 V_Y 发生变化导致 V_Q 也发生变化，因共源共栅的屏蔽特性， I_{D1} 与 I_{D2} 产生的误差为： $I_{D1} - I_{D2} \approx 0.5k_n'(W/L)(V_{b1} - V_{TH})^2 \lambda (\Delta V_Y) / [(g_{m4} + g_{mb4}) r_{o4}]$ ，比(a)减小了 $[(g_{m4} + g_{mb4}) r_{o4}]$ 倍，从而提高了电流镜的匹配精度。

折叠式共源共栅结构



若 I_1 为非理想恒流源,其交流小信号电阻为 r_{oI1} 。

则流过 M_2 源极及电阻 R_D 的小信号电流 I_{S2} 、 I_{RD} 分别为:

$$I_{S2} \approx \frac{(r_{oI1} // r_{o1}) g_{m1} V_{in}}{r_{oI1} // r_{o1} + \frac{1}{g_{m2}}} \quad I_{RD} \approx \frac{r_{o2} I_{S2}}{r_{o2} + R_D}$$

A_V 比同类型MOS管的折叠结构因引入恒流源 I_1 而有所减小,其优点留在运放章节分析

$$A_V = -I_{RD} R_D = - \frac{(r_{oI1} // r_{o1}) r_{o2} g_{m1} V_{in}}{(r_{oI1} // r_{o1} + \frac{1}{g_{m2}}) (r_{o2} + R_D)}$$

共源共栅放大器小结

- 结合了**CS**、**CB**放大器的优点， A_i 、 A_v 较大且频带宽。
- 输出电压摆幅因层叠的**MOS**管而有所损失，在低电源电压运用中这是致命的。
- 在低电源电压电路中共源共栅结构因要消耗过多的电压余度运用较少，此时需多级**CS**放大才能达到需要的增益，这会
给放大器的补偿带来更大困难。

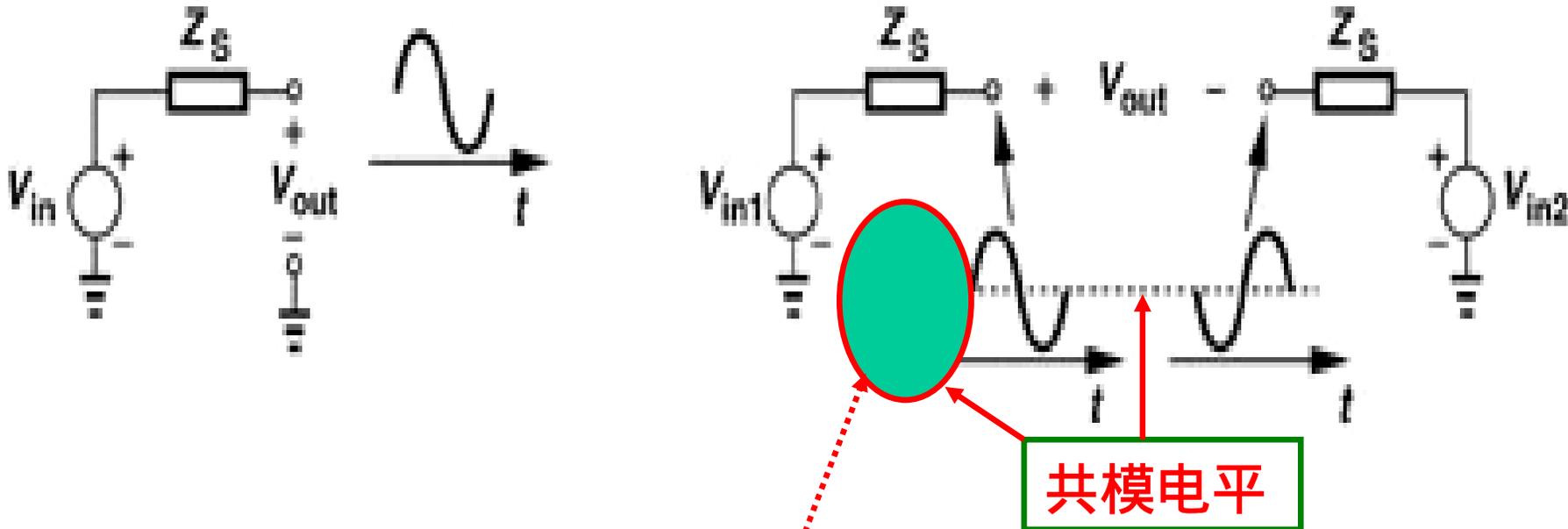
本章基本要求

1. 掌握带电阻负载的**CS**放大器的设计参数间的折衷关系。
2. 掌握恒流源负载的**CS**放大器增益与摆幅、速度、带宽之间的折衷关系。
3. 理解**MOS**源跟随器为什么不能用作驱动低阻、大电容负载的原因。
4. 理解**CB**放大器的阻抗变换特性、**CS—CB**结构的屏蔽特性及其输出阻抗大的特点及增益与摆幅的折衷关系。
5. 理解记忆**MOS**二极管的小信号等效阻抗、**MOS**基本恒流源、共源共栅恒流源的输出电阻，会用小信号等效电路求简单电路的 A_v 、 R_{in} 、 R_{out} 。

第四章

差分放大器

单端与差动的工作方式

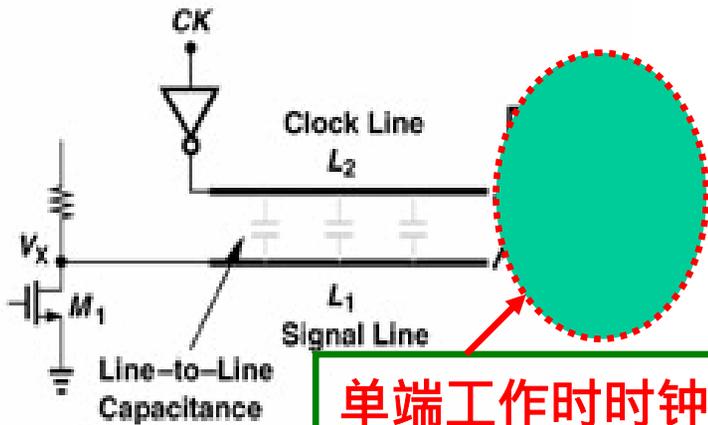


单端信号的参考电位为某一固定电位(通常为地电位), 差动信号定义为两个结点电位之差, 且这两个结点的电位相对于某一大小相等, 极性相反。在差动信号中, 中心电位称为“共模”(CM)电平。

差动工作比单端工作有什么优点?

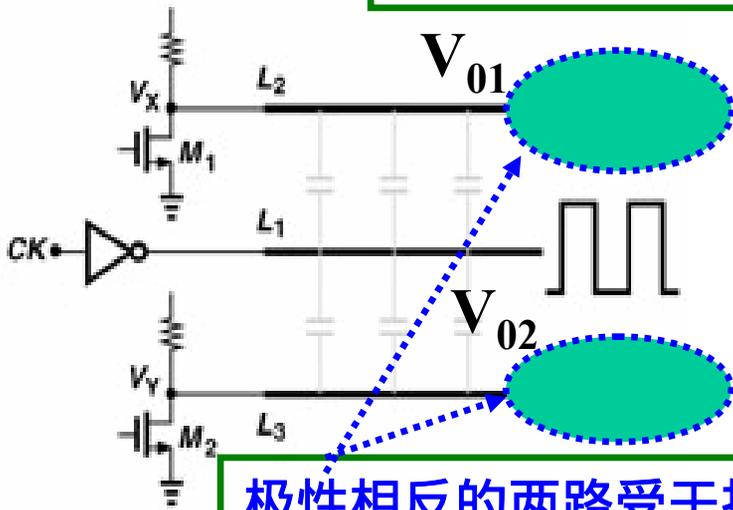
用差分放大器消除时钟噪声

差动工作与单端工作相比，一个重要优势在于它对环境噪声具有更强的抗干扰能力!!



单端工作时时钟大信号通过寄生电容干扰放大的小信号

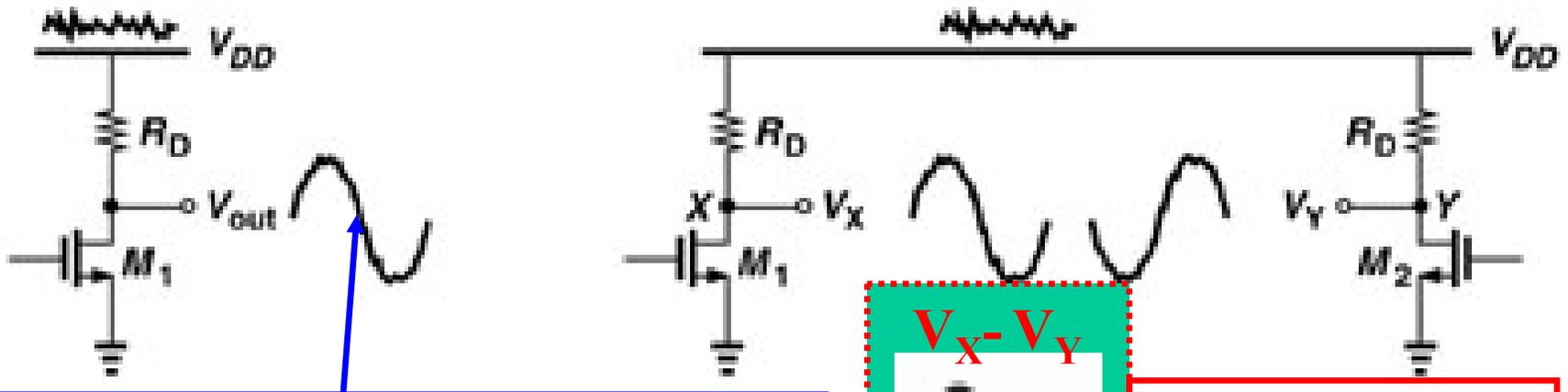
对称差动时钟大信号通过寄生电容耦合到小信号的噪声因极性相反而相互抵消



极性相反的两路受干扰小信号, 差动输出时干扰消除了!

差动工作还有什么优点?

差分放大器的优点



电源噪声对单端电路产生的干扰

差动输出时电源噪声产生的干扰消除了

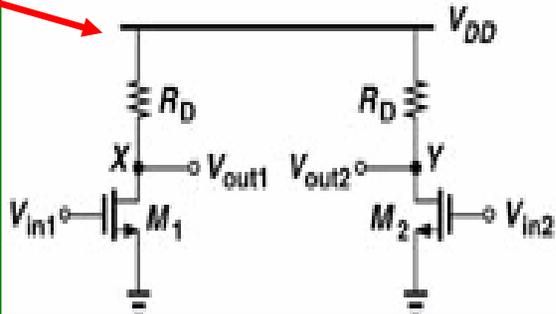
差动信号的优点：

1. 能有效抑制共模噪声。
2. 增大了输出电压摆幅(是单端输出的两倍)。
3. 偏置电路更简单、输出线性度更高。
4. 缺点是芯片面积和功耗略有增加,但绝对物有所值!

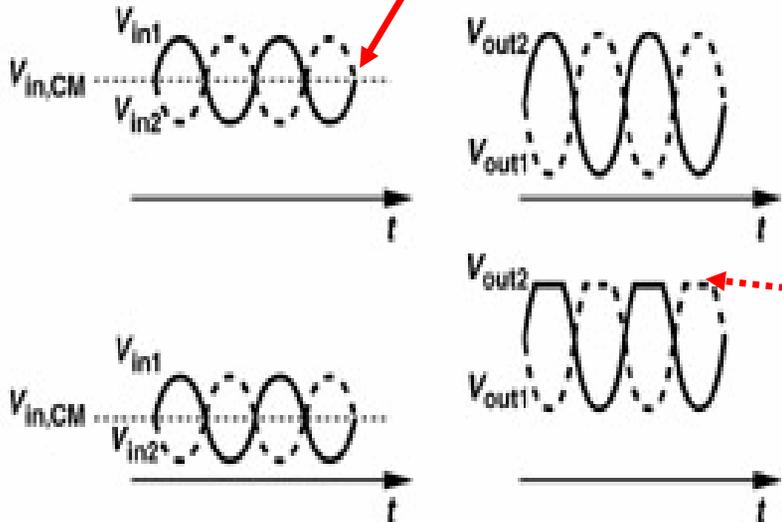
如何放大一个差分信号？

简单差动电路

简单差动对



V_{in1} 和 V_{in2} 是差动相位信号



输入共模电平对输出的影响

将两条相同的单端信号路径结合起来,分别处理两个差动相位信号 V_{in1} 和 V_{in2} ,但当 V_{in1} 和 V_{in2} 存在很大的共模干扰或各自的直流电平设置的不好时,随着共模电平 $V_{in,CM}$ 的变化, M_1 和 M_2 的偏置电流会变化,从而导致跨导和输出共模电平变化,跨导的变化会改变小信号增益,输出共模电平相对于理想值的偏离会降低最大允许输出摆幅,严重时会导致输出端出现严重失真。因此,重要的是应使 M_1 和 M_2 的偏置电流受输入共模电平的影响尽可能小。

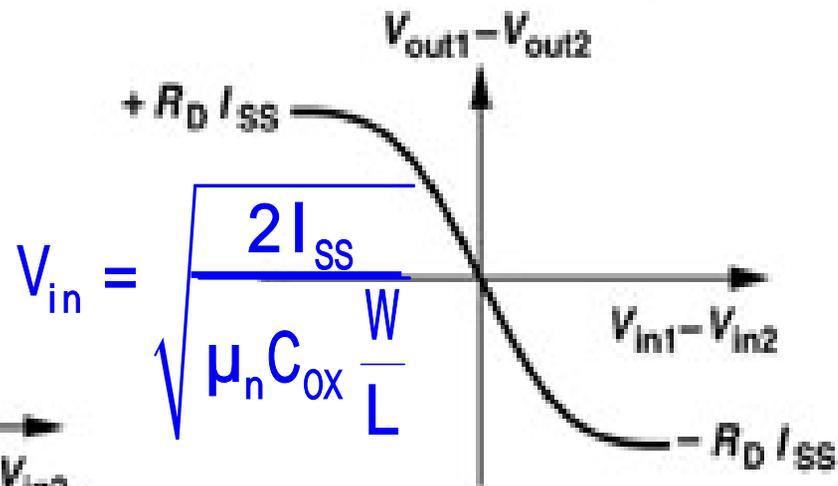
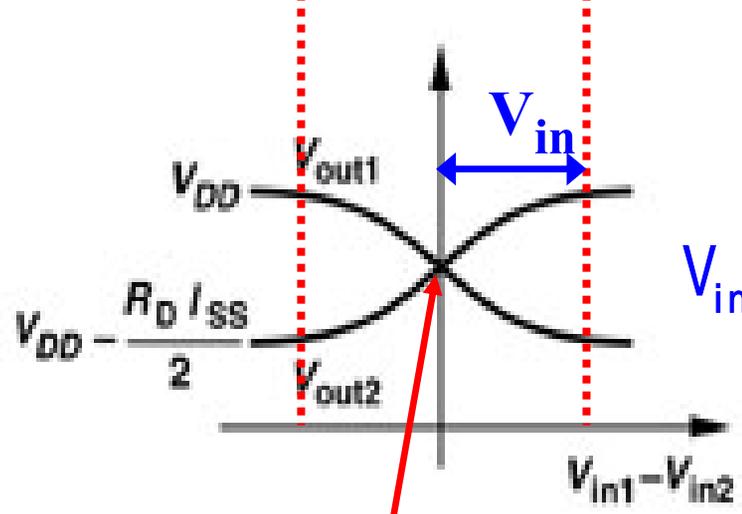
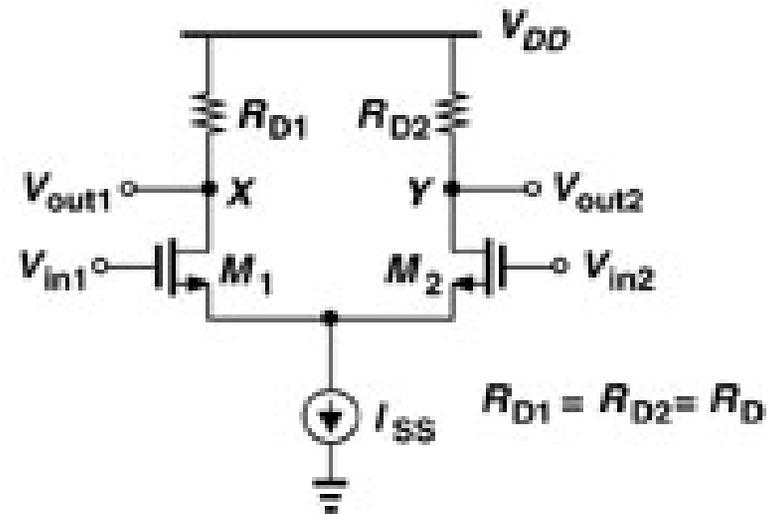
如何减小输入共模电平变化的影响呢?

重邮光电工程学院 基本差动对

$V_{in1} - V_{in2}$
足够负,
 M_1 截止,
 M_2 导通

$V_{in1} - V_{in2}$
相差不
大时, M_1
和 M_2 均
导通

$V_{in1} - V_{in2}$
足够正,
 M_1 导通,
 M_2 截止



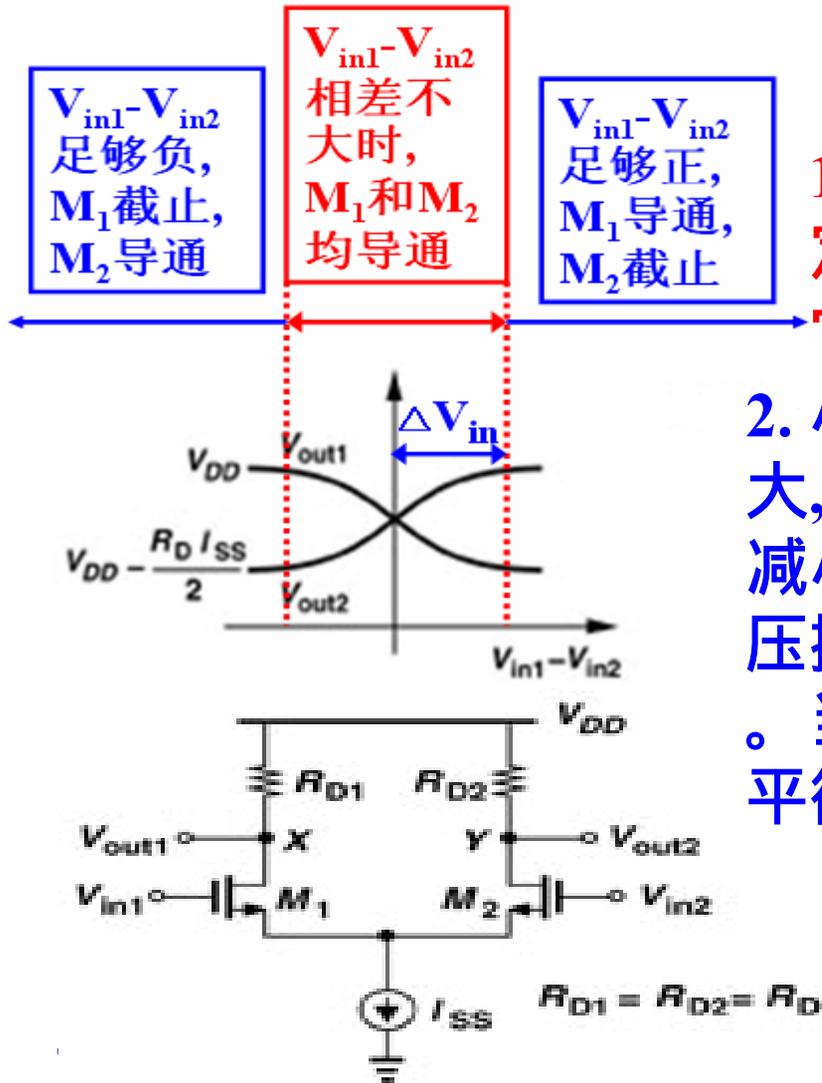
$V_{in1} = V_{in2}$ 时,小信号增益(即斜率)最大

基本差动对的重要特性

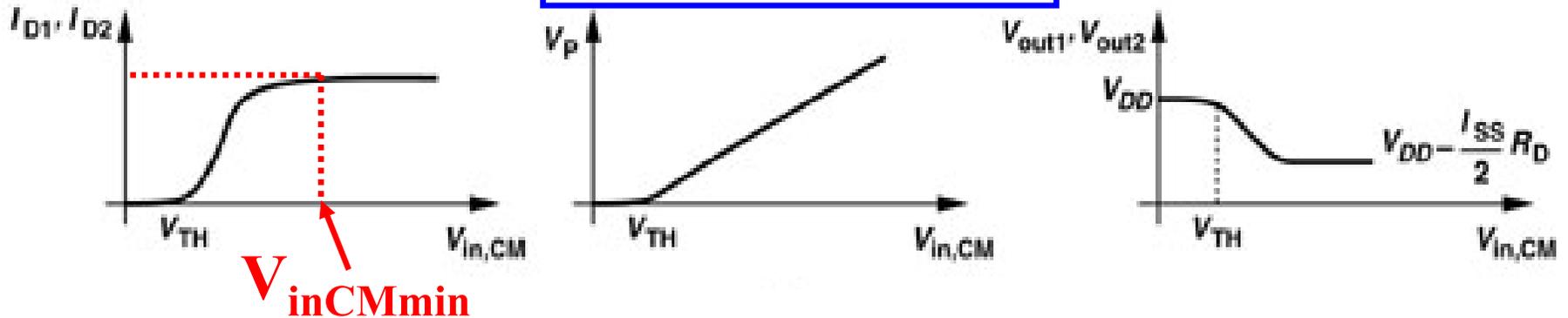
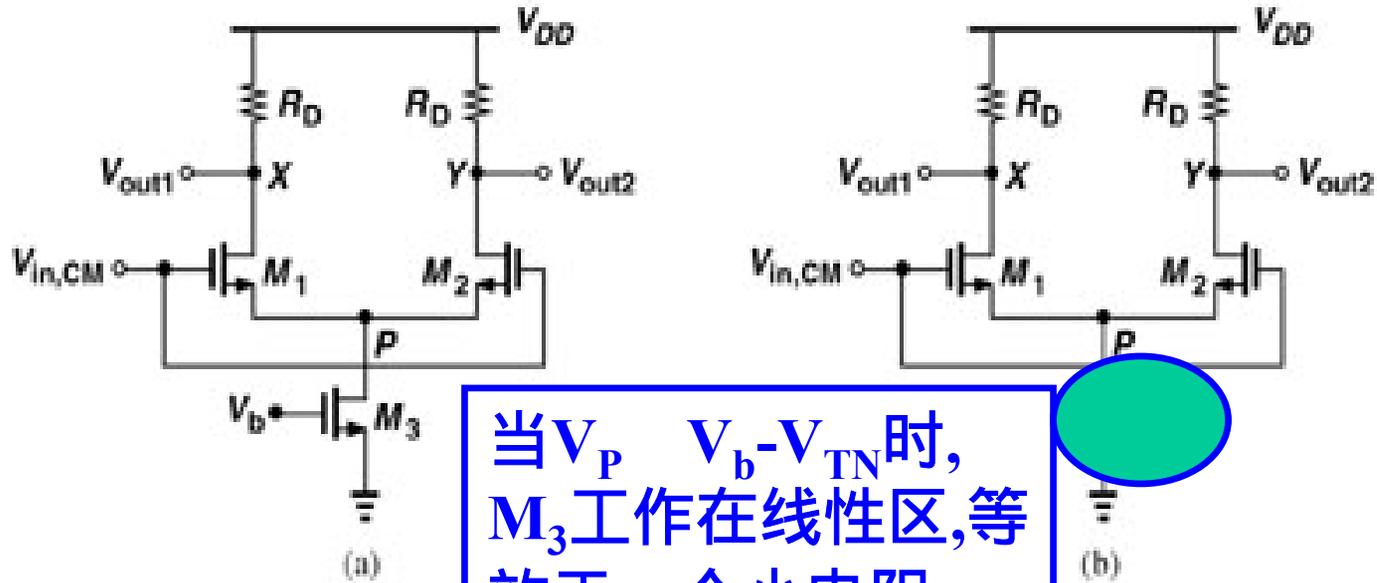
差动对的两个重要特性:

1. 输出端的最大和最小电平是确定的(分别为 V_{DD} 和 $V_{DD} - R_D I_{SS}$)。它们与共模输入电平无关。

2. 小信号增益当 $V_{in1} = V_{in2}$ 时达到最大,且随着 $|V_{in1} - V_{in2}|$ 的增加而逐渐减小到零。也就是说,随着输入电压摆幅的增大,电路变得更加非线性。当 $V_{in1} = V_{in2}$ 时,我们说电路处于平衡状态,即静态。

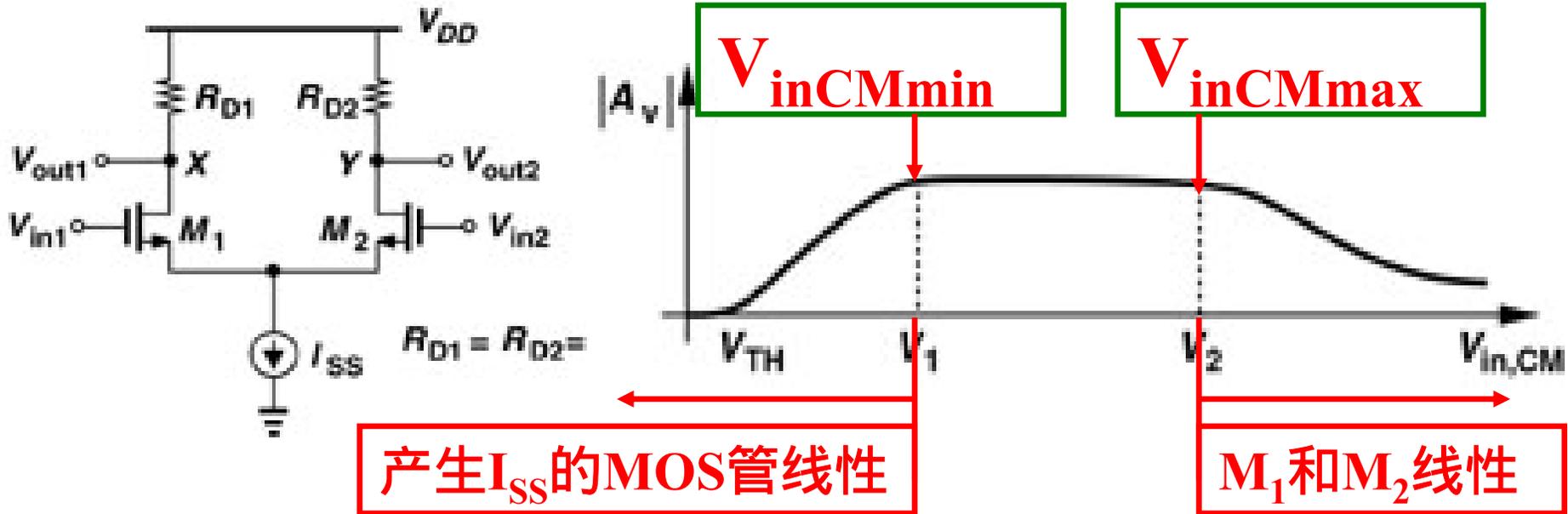


基本差分对的共模特性



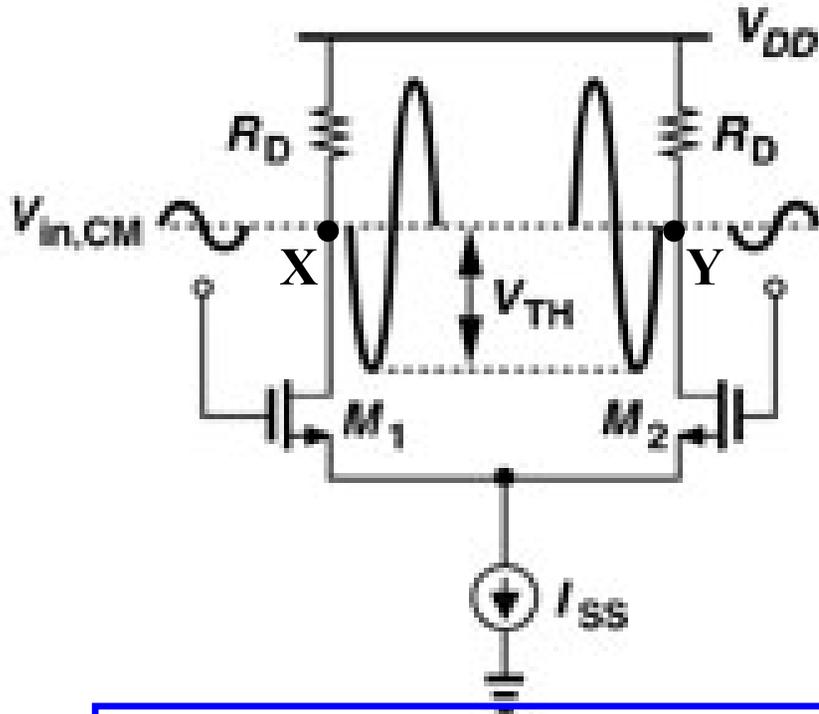
为保证M1和M2饱和, $V_{in,CMmin} = ?$, $V_{in,CMmax} = ?$

差动对小信号差动增益与共模输入电平的关系



$$\sqrt{\frac{SS}{1(2)}} + V_b \quad V_{inCMmax} \quad V_{DD} - \frac{I_{SS}}{2} R_D + V_{TN}$$

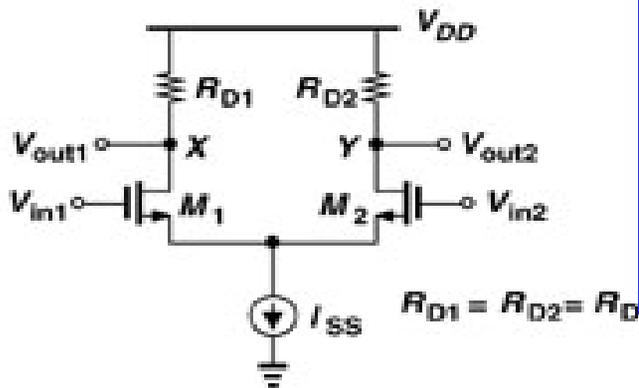
共模输入电压与输出摆幅



上式表明, 输入共模电平越大, 允许输出的输出摆幅就越小。幸运的是, 因运放通常需至少两级放大才能获得实际可使用的放大倍数, 因此对前级的摆幅要求大大降低。

例: 若两级运放 $A_I=100$, $A_{II}=400$ (即 $A_V=92\text{dB}$), 假定输出 $V_0 = \pm 10\text{V}$, 则第二级的输入电压范围(也即第一级的输出电压摆幅)仅需为: $\pm 10\text{V}/400 = \pm 25\text{mV}$ 。第一级的小信号输入范围仅为: $\pm 25\text{mV}/100 = 250\ \mu\text{V}$ 。

基本差分对的定量分析(1)



在左图的电阻负载基本差动对中, 记:

$V_{in} = V_{in1} - V_{in2}$, 且 $\beta_1 = \beta_2 = \beta = \mu_n C_{ox} (W/L)$, 假定 M_1 和 M_2 均工作在饱和区, I_{SS} 为理想恒流源, 则由平方律关系有:

$$\because I_D = \frac{1}{2} (V_{GS} - V_{TN})^2 \Rightarrow V_{GS} = \sqrt{2I_D} + V_{TN}$$

$$\therefore V_{in} = V_{GS1} - V_{GS2} = \sqrt{2I_{D1}} - \sqrt{2I_{D2}} \xrightarrow{\text{两边平方, 且考虑到 } I_{D1} + I_{D2} = I_{SS}}$$

$$\therefore V_{in}^2 = \frac{2I_{SS}}{2} - \frac{4}{2} \sqrt{I_{D1} I_{D2}} \Rightarrow 4I_{D1} I_{D2} = (I_{SS} - \frac{1}{2} V_{in}^2)^2$$

基本差分对的定量分析(2)

$$\because V_{in}^2 = \frac{2I_{SS}}{\beta} - \frac{4}{\beta} \sqrt{I_{D1} I_{D2}} \Rightarrow 4I_{D1} I_{D2} = \left(I_{SS} - \frac{\beta}{2} V_{in}^2 \right)^2$$

$$\begin{aligned} \because I_D^2 &= (I_{D1} - I_{D2})^2 = (I_{D1} + I_{D2})^2 - 4I_{D1} I_{D2} = I_{SS}^2 - \left(I_{SS} - \frac{\beta}{2} V_{in}^2 \right)^2 \\ &= -\frac{\beta^2}{4} V_{in}^4 + I_{SS} V_{in}^2 = \frac{\beta^2}{4} V_{in}^2 \left(\frac{4I_{SS}}{\beta} - V_{in}^2 \right) \end{aligned}$$

1. 静态时, $V_{in}=0$, $I_D=0$, 即 $I_{D1} = I_{D2} = I_{SS}/2$

2. I_D 只有在 V_{in} 很小时, 才与 V_{in} 近似成正比, 即: $I_D = -\frac{\beta}{2} V_{in}$

基本差分对的定量分析(3)

3. 为求得最大差模输入电压，假定 V_{inmax} 时， M_1 上通过的电流恰好为 I_{SS} ， M_2 刚好截至，即 $V_{GS2} = V_{TN}$ ，此时有：

$$V_{GS1} = \sqrt{\frac{2I_{SS}}{\mu_n C_{ox} W/L}} + V_{TN} \quad \therefore V_{inmax} = V_{GS1} - V_{GS2} = \sqrt{\frac{2I_{SS}}{\mu_n C_{ox} W/L}}$$

同理， M_1 恰好截至， M_2 上通过的电流恰好为 I_{SS} 时，此时有：

$$V_{inmax} = -\sqrt{\frac{2I_{SS}}{\mu_n C_{ox} W/L}} \quad \text{故允许输入的最大差模电压范围 } V_{ID} \text{ 为：}$$

$$V_{ID} = \pm \sqrt{\frac{2I_{SS}}{\mu_n C_{ox} W/L}} \quad \left(\text{这就是电路能处理信号的最大差模电压。} \right)$$

基本差分对的定量分析(4)

4. 因 I_D 是 V_{in} 的奇函数，故有：

$$I_D(t) = g_1 V_{in}(t) + g_3 V_{in}^3(t) + g_5 V_{in}^5(t) + \dots$$

上式表明，由差动信号驱动的差动电路不会产生偶次谐波，因此差分电路比单端电路表现出了更小的非线性。

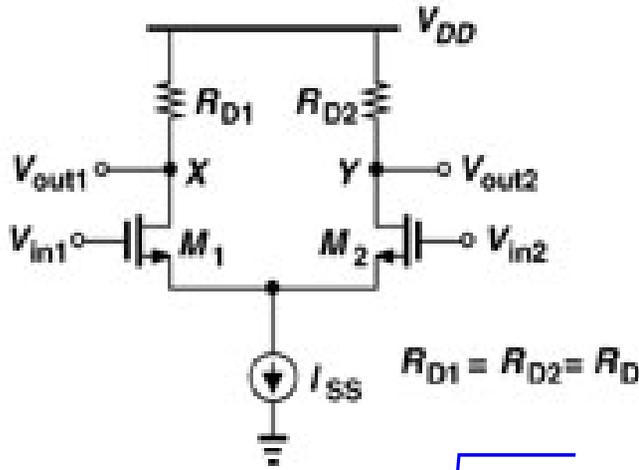
5. 因：
$$I_D = \frac{1}{2} I_{SS} \sqrt{1 - \frac{V_{in}^2}{V_{OV}^2}}$$



$$A_V = \sqrt{2} \left(\frac{I_{SS}}{2} \right) R_D$$

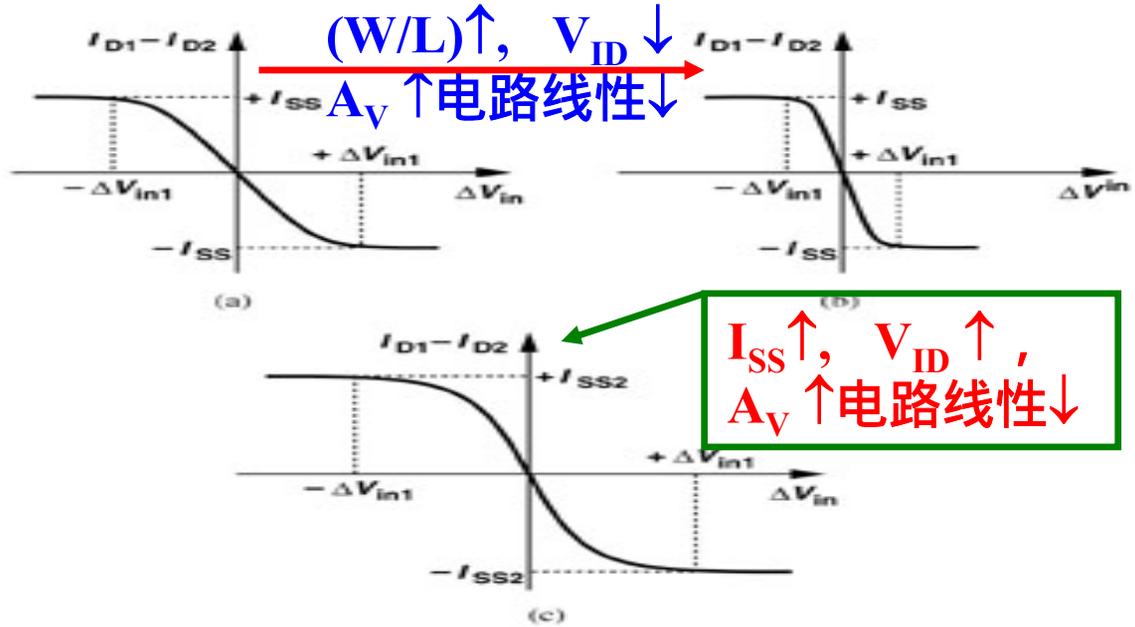
又 $V_{01} - V_{02} = R_D I_D = R_D G_m V_{in}$ ，故
平衡态下的小信号差动电压增益 A_V 为：

最大输入差模电压 V_{ID} 与过驱动电压 V_{on} 的关系



$$V_{ID} = \sqrt{\frac{2I_{SS}}{W/L}}$$

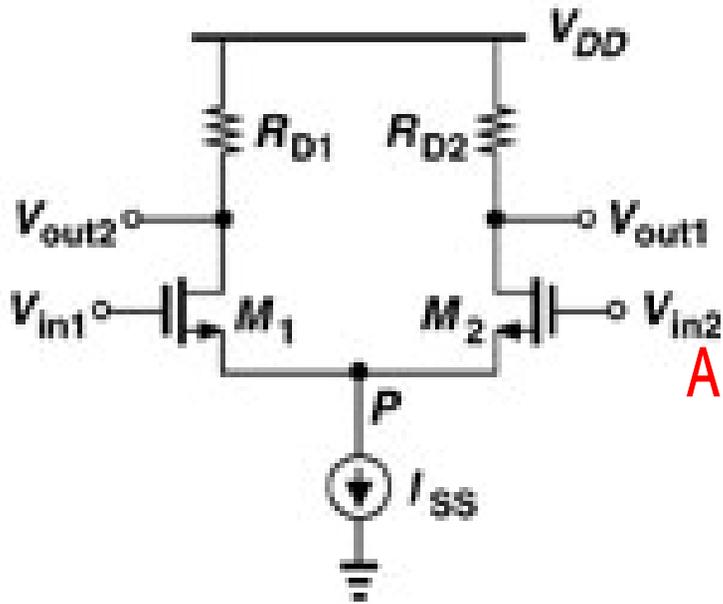
$$\therefore V_{on1,2} = V_{GS} - V_{TN} = \sqrt{\frac{I_{SS}}{W/L}} = \frac{V_{ID}}{\sqrt{2}}$$



右式表明若增加 V_{ID} 来使电路具有更好的线性不可避免会使 M_1 和 M_2 的过驱动

电压 $V_{on} \uparrow$ ，对于给定的 I_{SS} ，这只能靠减小 (W/L) (也即减小跨导，从而减小放大器增益) 来实现。 $V_{on} \uparrow$ 会使输入共模电压范围 \downarrow 。

差分放大器的增益

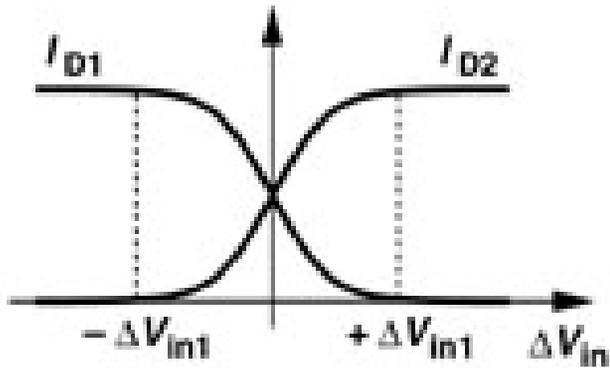


$$G_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{in}} = \frac{2I_{SS} - \frac{V_{in}^2}{4R_D}}{\sqrt{4I_{SS}R_D - \frac{V_{in}^2}{R_D}}}$$

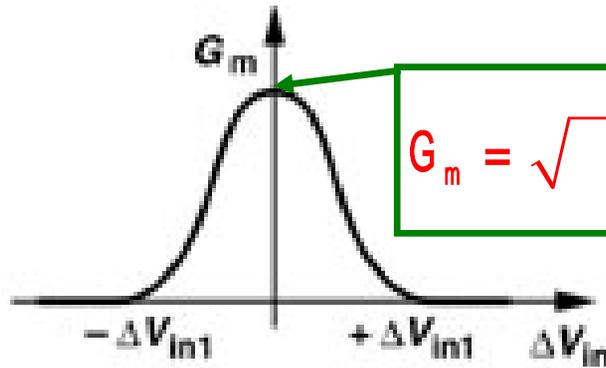
$$A_V = \frac{V_{01} - V_{02}}{V_{in1} - V_{in2}} = \sqrt{I_{SS}R_D}$$

同单级CS放大器的增益

$$G_m = \sqrt{I_{SS}} = \sqrt{2} \left(\frac{I_{SS}}{2} \right)$$



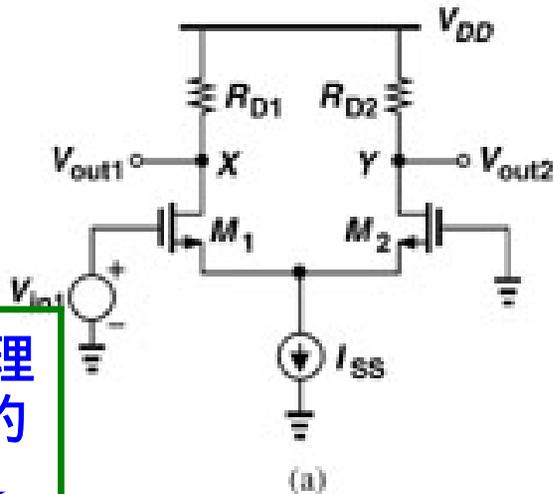
(a)



(b)

漏极电流和 G_m 随输入电压变化曲线

差分对的小信号特性(1)

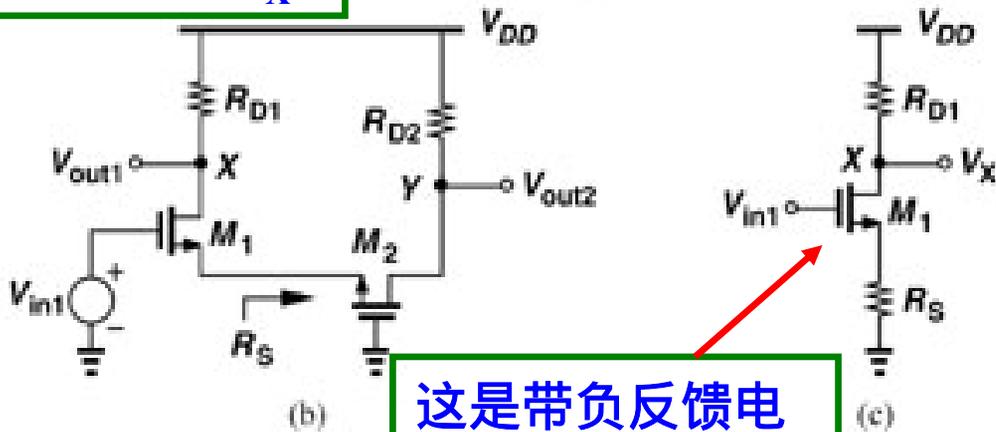


利用叠加定理,先考虑 V_{in1} 的作用,先求 V_X

$$R_{D1} = R_{D2} = R_D$$

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

$$R_S = \frac{1}{g_{m2}} = \frac{1}{g_m}$$



这是带负反馈电阻 R_S 的CS放大器

$$A_{VX} = -\frac{g_m R_D}{1 + g_m R_S} = -\frac{g_m R_D}{2}$$

$$V_X = A_{VX} V_{in1} = -\frac{g_m R_D}{2} V_{in1}$$

重邮光电工程学院

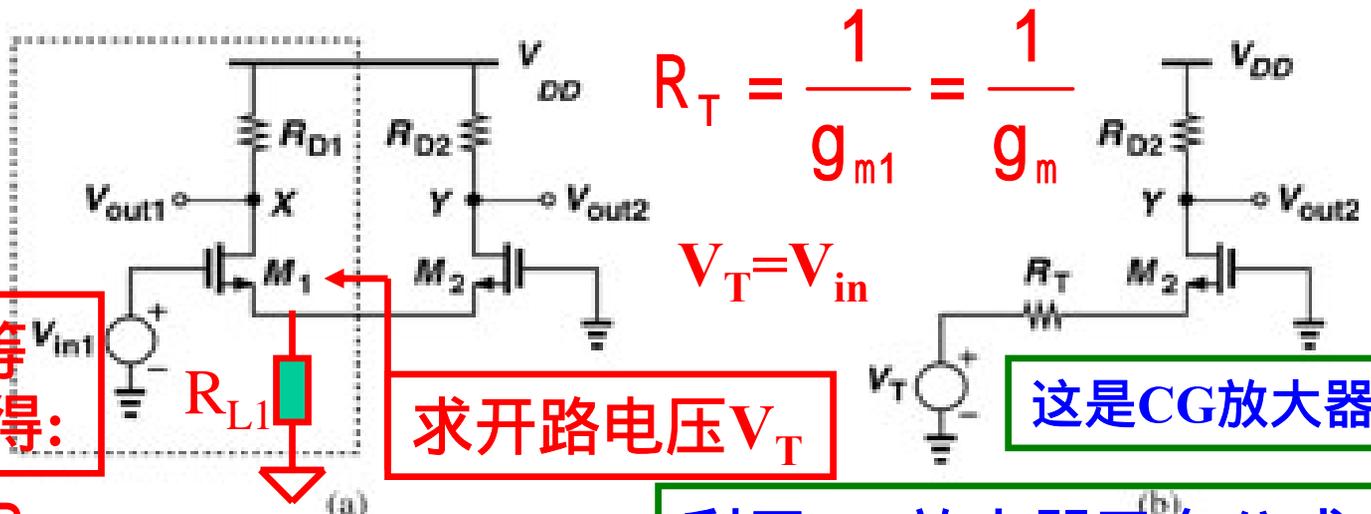
差分对的小信号特性(2)

利用叠加定理,先考虑 V_{in1} 的作用,再求 V_Y

利用小信号等效电路,可求得:

$$V_{R_{L1}} = \frac{g_{m1} R_{L1} R_{D1}}{1 + g_{m1} R_{L1}} V_{in}$$

$$V_T = \lim_{R_{L1} \rightarrow \infty} V_{R_{L1}} = \frac{g_{m1} R_{L1} R_{D1}}{1 + g_{m1} R_{L1}} V_{in} = V_{in}$$



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

$$V_T = V_{in}$$

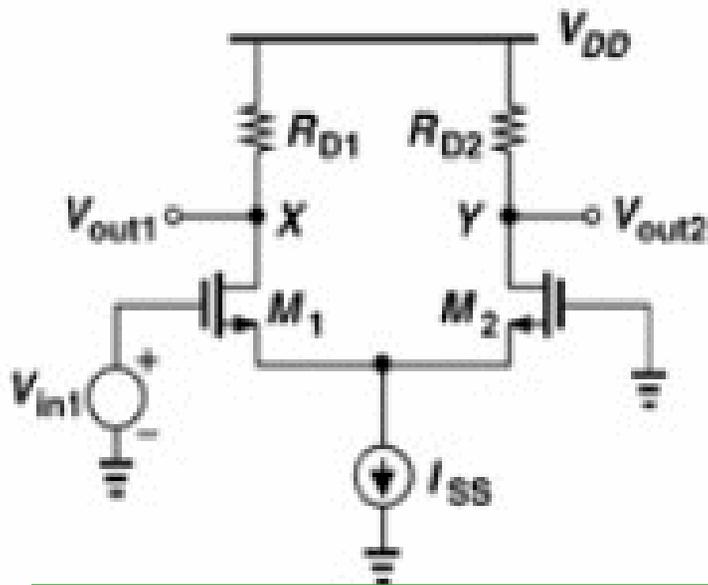
这是CG放大器

利用CG放大器已有公式:

$$A_{vX} = \frac{g_{m2} R_D}{1 + g_{m2} R_T} = \frac{g_m R_D}{2}$$

$$\therefore V_Y = A_{vX} V_T = \frac{g_m R_D}{2} V_{in}$$

差分对的小信号特性(3)



$$V_X = A_{VX} V_{in1} = -\frac{g_m R_D}{2} V_{in1}$$

$$V_Y = A_{VY} V_T = \frac{g_m R_D}{2} V_{in1}$$

$$(V_X - V_Y) |_{V_{in1} = \Delta V_{in}} = -g_m R_D \Delta V_{in}$$

$$(V_X - V_Y) |_{V_{in2} = -\Delta V_{in}} = -g_m R_D \Delta V_{in}$$

因电路对称,故除了极性相反外, V_{in2} 在X和Y点产生的作用和 V_{in1} 效果一样:

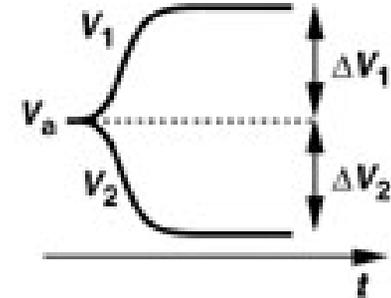
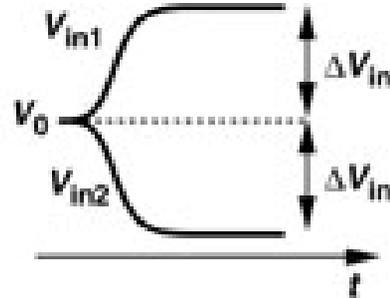
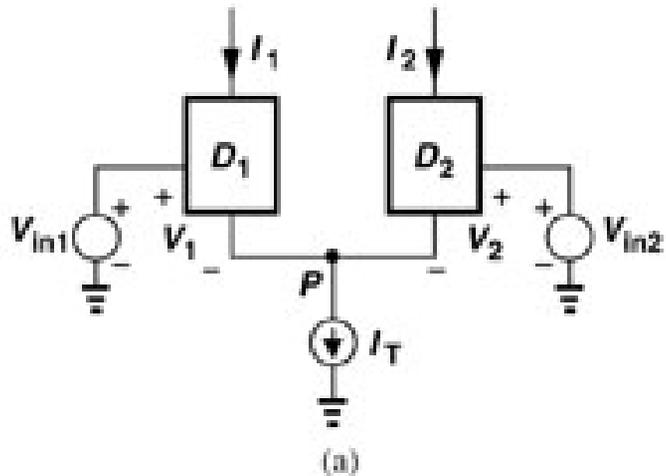
V_{in1} 和 V_{in2} 共同作用时, $(V_X - V_Y)$ 的增益为:

$$\frac{(V_X - V_Y) |_{V_{in1} = V_{in}} + (V_X - V_Y) |_{V_{in2} = -V_{in}}}{V_{in1} - V_{in2}} = \frac{-2g_m R_D}{V_{in} - (-V_{in})} = -g_m R_D$$

差分对增益与CS放大器增益的比较

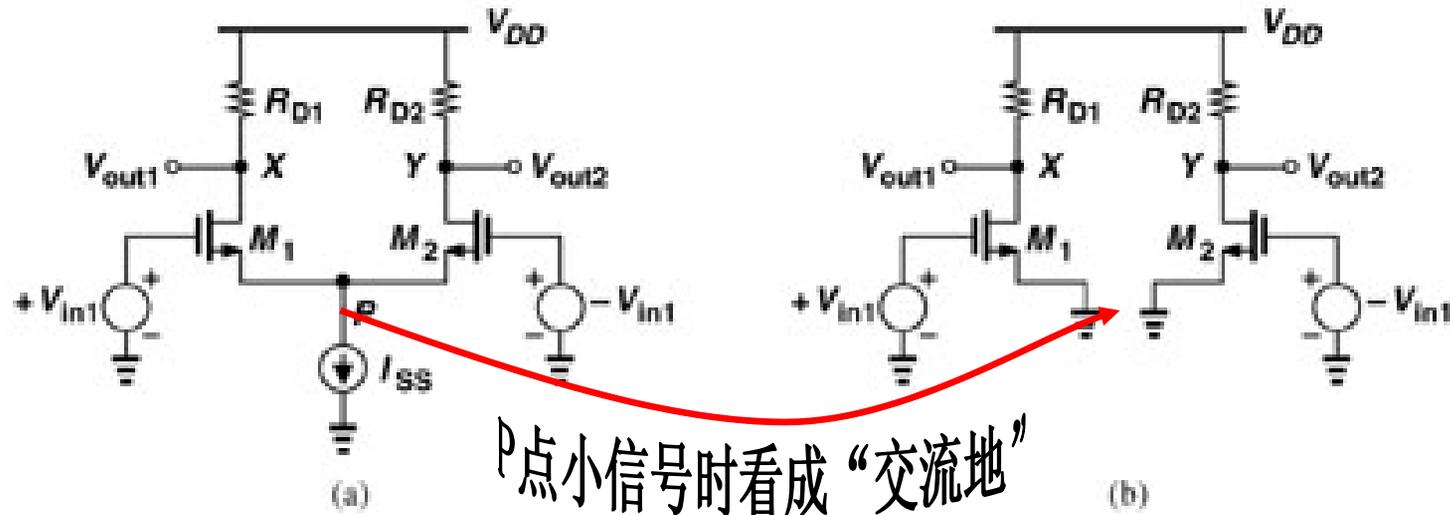
- 如果差分对的尾电流 I_{SS} 与CS放大器的静态工作电流相同, 则差分对管的跨导 g_m 只有CS放大器中MOS管跨导的 $1/2^{1/2}$ 。即差分对的增益只有CS放大器的 $1/2^{1/2}$ 。
- 如果两种放大器中MOS管的(W/L)和负载 R_D 均相同, 为了得到相同的增益, 若 CS 放大器中静态工作电流为 I_{SS} , 则差分对中的尾电流必须等于 $2I_{SS}$ 。
- 由此可见, 差分对是以更大的功耗来获取抗干扰能力、更好的线性。然而, 若不使用差分对, 即使将CS放大器功耗增加一倍, 也不可能获得与差分对相同的特性。

差动对的“虚地”概念



1. 在上图所示的对称电路中，其中 D_1 和 D_2 表示任何三端有源器件，假定 V_{in1} 从 V_0 变化到 $V_0 + V_{in}$ ，假定 V_{in2} 从 V_0 变化到 $V_0 - V_{in}$ ，如果电路仍保持线性，则 V_P 值不变。
2. 由上可知，差分对在差模小信号作用下，因 V_P 值不变，故P点成为“虚地”点，即差模小信号等效电路中P点可看成“交流地”。

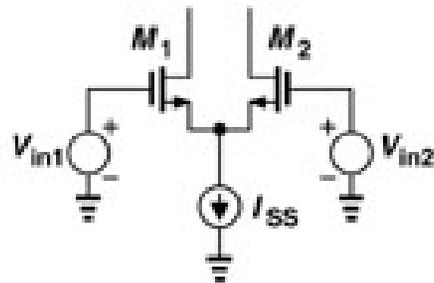
“虚地”的应用 - 差分对的半边电路



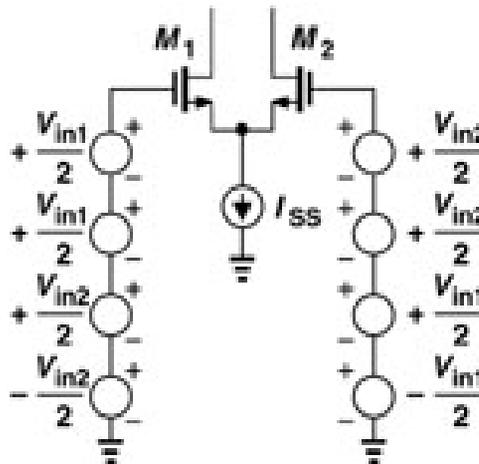
显然, $V_X = -g_m R_D V_{in1}$, $V_Y = -g_m R_D (-V_{in1}) = g_m R_D V_{in1}$

$$\therefore \frac{V_X - V_Y}{V_{in1} - V_{in2}} = \frac{-2g_m R_D V_{in1}}{V_{in1} - (-V_{in1})} = -g_m R_D$$

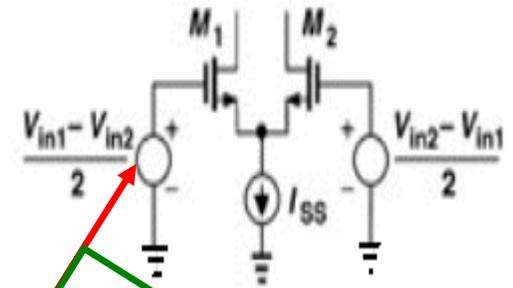
任意输入信号的差分对



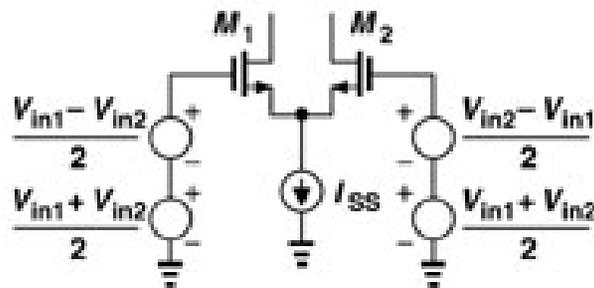
(a)



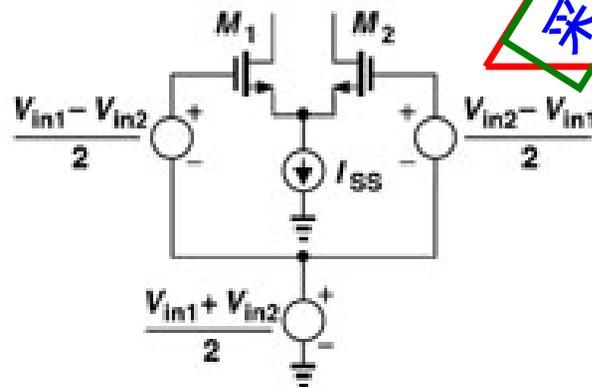
(b)



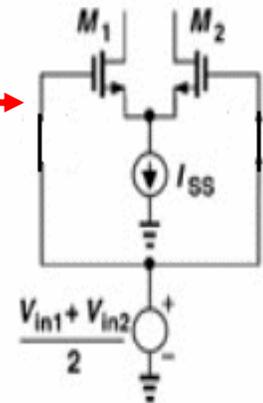
差模响应



(c)



(d)



共模响应

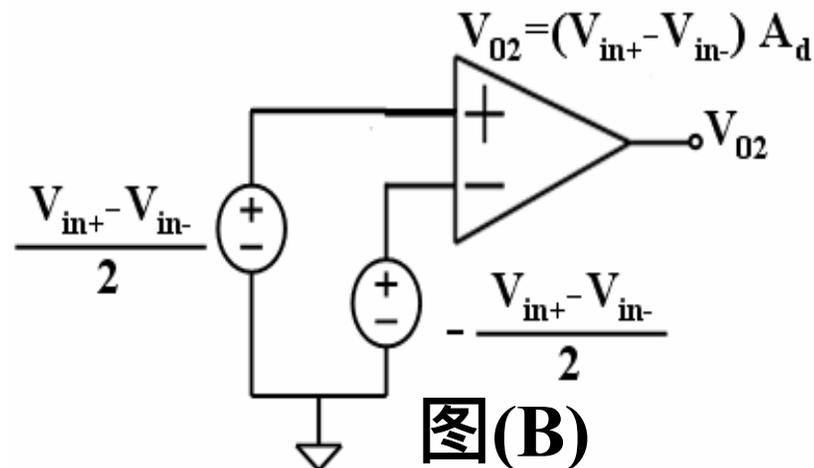
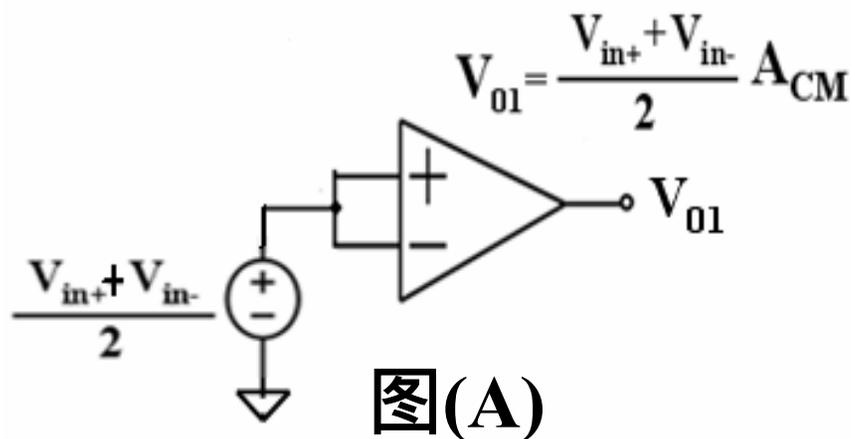
采用叠加定理

运放差模(共模)信号、差模(共模)增益的关系

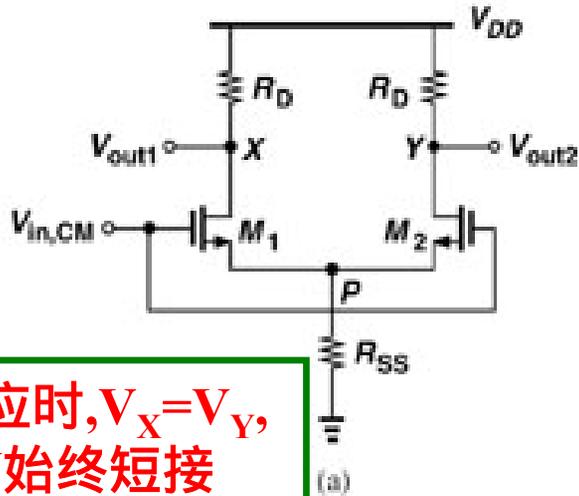
对于任意的输入信号 V_{in+} 、 V_{in-} ，均可写作：

	共模分量	差模分量
V_{in+}	$\frac{V_{in+} + V_{in-}}{2}$	$+\frac{V_{in+} - V_{in-}}{2}$
V_{in-}	$\frac{V_{in+} + V_{in-}}{2}$	$-\frac{V_{in+} - V_{in-}}{2}$

根据线性系统的叠加定理，运放总的输出电压 V_0 即是图(A)、(B)两个输出的叠加，即： $V_0 = V_{01} + V_{02}$



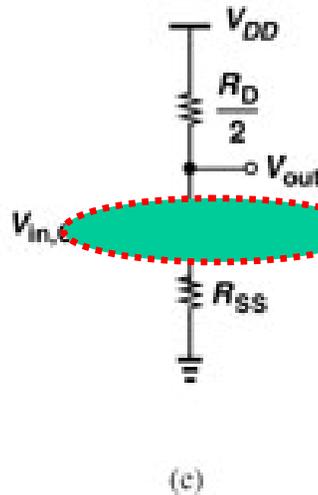
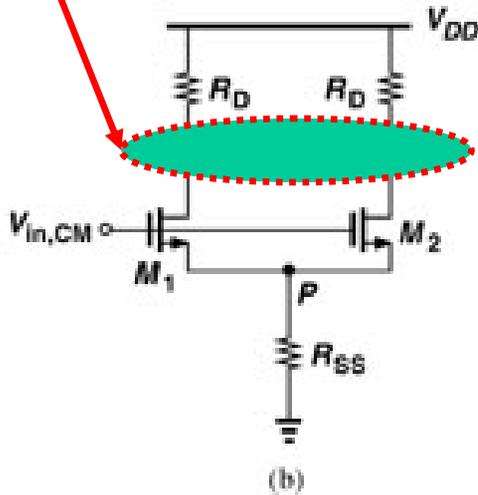
基本差分放大器的共模响应



$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in,CM}}$$

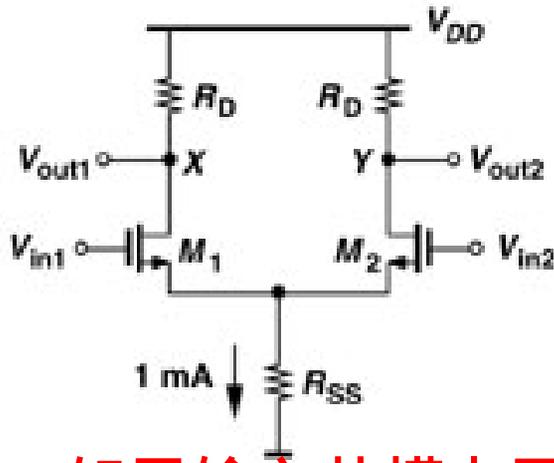
$$= \frac{R_D/2}{1/\text{[red oval]} + R_{SS}}$$

共模响应时, $V_X = V_Y$,
即X和Y始终短接



M_1 和 M_2 的跨导并联

例4.6 共模输入电压变化带来的影响



左图中用一个电阻来提供1mA的尾电流,已知 $(W/L)=25/0.5$, $\mu_n C_{OX}=50\mu A/V^2$, $V_T=0.6V$, $\lambda=\gamma=0$, $V_{DD}=3V$ 。求：

1. 如果 R_{SS} 上的压降保持在0.5V,则输入共模电平 = ?
2. 计算差模增益等于5时的 $R_D = ?$
3. 如果输入共模电平比(1)计算出的值大200mV,则输出如何变化?

因 $I_{D1}=I_{D2}=0.5mA$, 故: $V_{GS1,2} = \sqrt{\frac{I_{SS}}{\mu_n C_{OX} (W/L)}} + V_{TN} = 1.23V$

$\therefore V_{inCM} = V_{GS1} + V_{RSS} = 1.23 + 0.5 = 1.73V$ $V_X = V_Y = 3 - 0.5 * 3.16 = 1.42V$

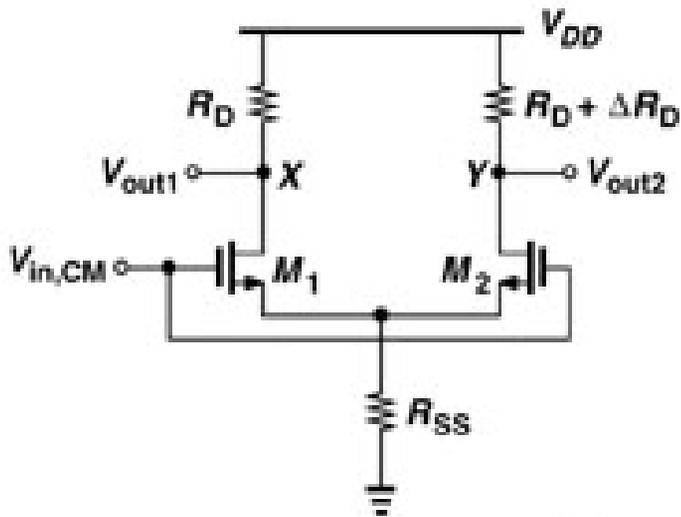
因 $g_m = \sqrt{2 I_{D1}} = 1/(623)$, 所以 $A_V=5$ 时, $R_D = 3.16K\Omega$, 此时

当 V_{inCM} 增加200mV, 则 $|\Delta V_{X,Y}| = \Delta V_{inCM} R_D / (2R_{SS} + 1/g_m) \approx 0.4V$

此时, $V_d = 1.42 - 0.4 \approx 1.02V$, $V_g = 1.73 + 0.2 = 1.98V$,

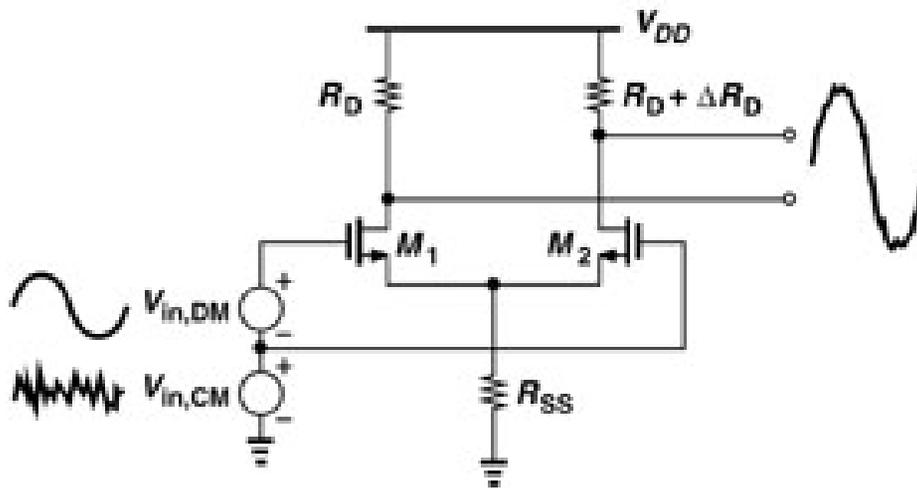
$M_{1(2)}$ 已进入线性区。

基本差动对电阻失配对共模响应的影响



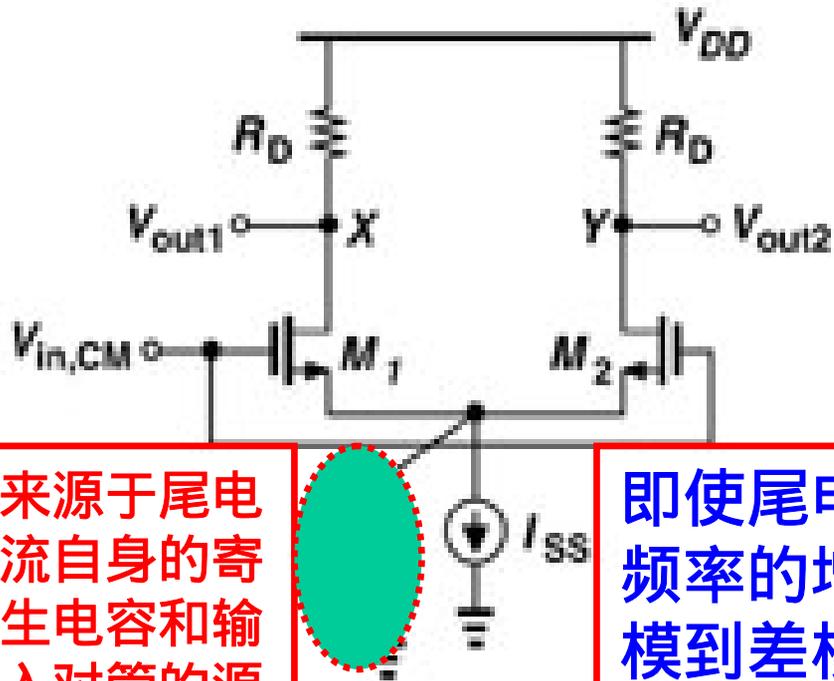
$$\frac{V_X}{V_{in,CM}} = -\frac{g_m}{1 + 2g_m R_{SS}} R_D$$

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



因电阻失配，共模电压的变化在输出端产生了一个差动成分，我们说电路表现出共模到差模的变换。此时若输入既有差模信号又有共模噪声，则输入共模的变化就会损害放大的差模信号。

尾电容有限时基本差分对的共模响应

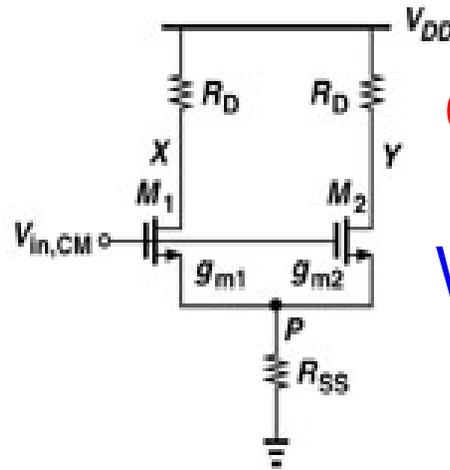
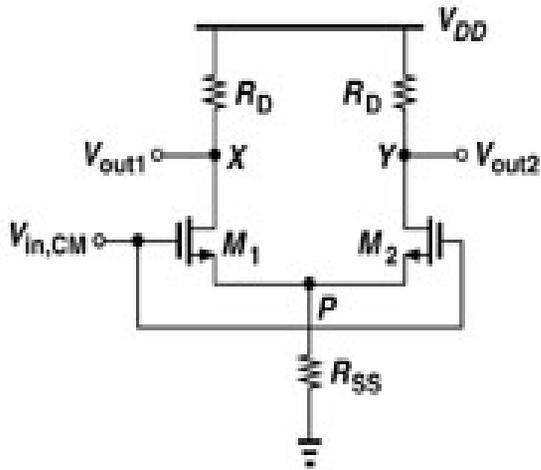


来源于尾电流自身的寄生电容和输入对管的源衬电容

差动对的共模响应取决于尾电流的输出阻抗和电路的不对称性，并表现为两方面的影响：对称电路的输出共模电平变化以及输入共模电压变化在输出端产生差模分量。

即使尾电流低频时输出阻抗很大，高频时因频率的增加导致等效输出阻抗减小，因此共模到差模的转换在高频时会变得严重，同时负载电阻及输入晶体管的失配也会导致共模到差模的转换，其中晶体管的失配通常比负载电阻的失配影响大得多。

基本差分对输入对管失配时的共模响应



$$(g_{m1} + g_{m2})(V_{inCM} - V_P)R_{SS} = V_P$$

$$V_P = \frac{R_{SS} V_{inCM}}{1 + (g_{m1} + g_{m2})R_{SS}}$$

$$V_X = -g_{m1}(V_{inCM} - V_P)R_D = -\frac{g_{m1}R_D}{1 + (g_{m1} + g_{m2})R_{SS}}V_{inCM}$$

$$V_Y = -g_{m2}(V_{inCM} - V_P)R_D = -\frac{g_{m2}R_D}{1 + (g_{m1} + g_{m2})R_{SS}}V_{inCM}$$

$$\therefore A_{CM-DM} = \frac{V_X - V_Y}{V_{inCM}} = -\frac{g_{m1} - g_{m2}}{1 + (g_{m1} + g_{m2})R_{SS}}R_D = -\frac{g_m R_D}{1 + (g_{m1} + g_{m2})R_{SS}}$$

等效跨导 G_m

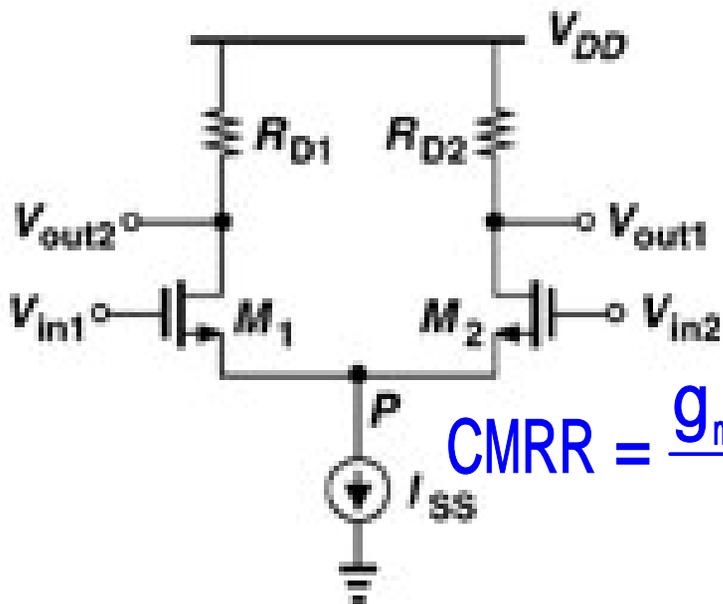
共模到差模的转换量

基本差分对的共模抑制比CMRR

$$A_{\text{CM-DM}} = \frac{V_X - V_Y}{V_{\text{inCM}}} = - \frac{g_{m1} - g_{m2}}{1 + (g_{m1} + g_{m2})R_{\text{SS}}} R_D = - \frac{g_m R_D}{1 + (g_{m1} + g_{m2})R_{\text{SS}}}$$

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

若只考虑 g_m 的不匹配，左图中：



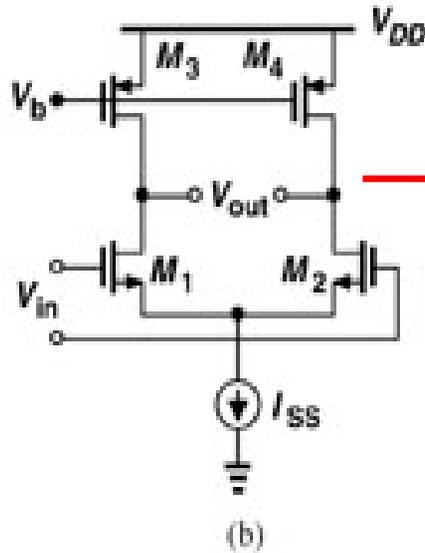
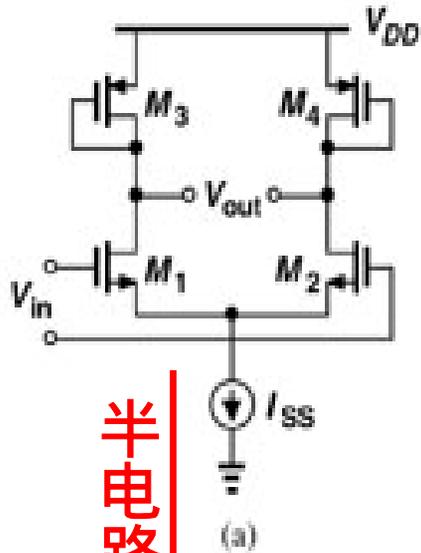
$$|A_{\text{DM}}| = \frac{R_D}{2} \frac{g_{m1} + g_{m2} + 4g_{m1}g_{m2}R_{\text{SS}}}{1 + (g_{m1} + g_{m2})R_{\text{SS}}}$$

假定 $V_{\text{in1}} = -V_{\text{in2}}$ ，则有：

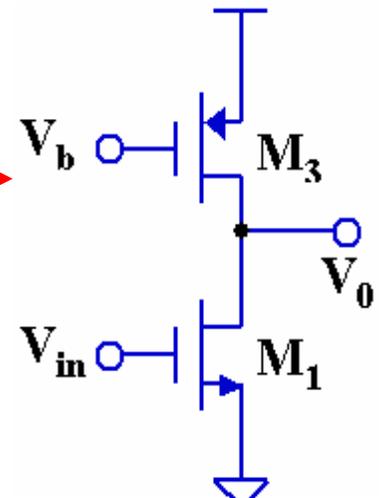
$$\text{CMRR} = \frac{g_{m1} + g_{m2} + 4g_{m1}g_{m2}R_{\text{SS}}}{2\Delta g_m} \approx \frac{g_m}{\Delta g_m} (1 + 2g_m R_{\text{SS}})$$

上式中, $g_m = (g_{m1} + g_{m2})/2$

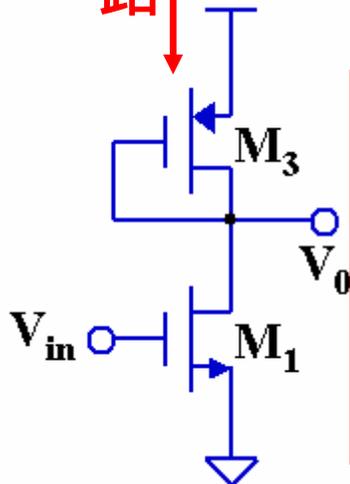
MOS负载的差分放大器



半电路



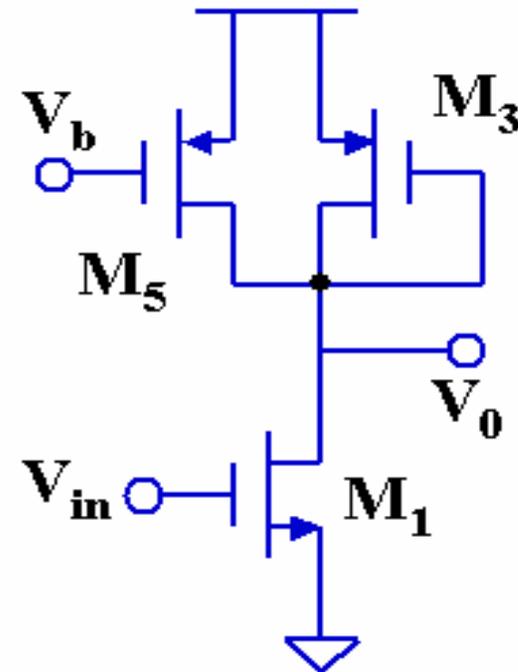
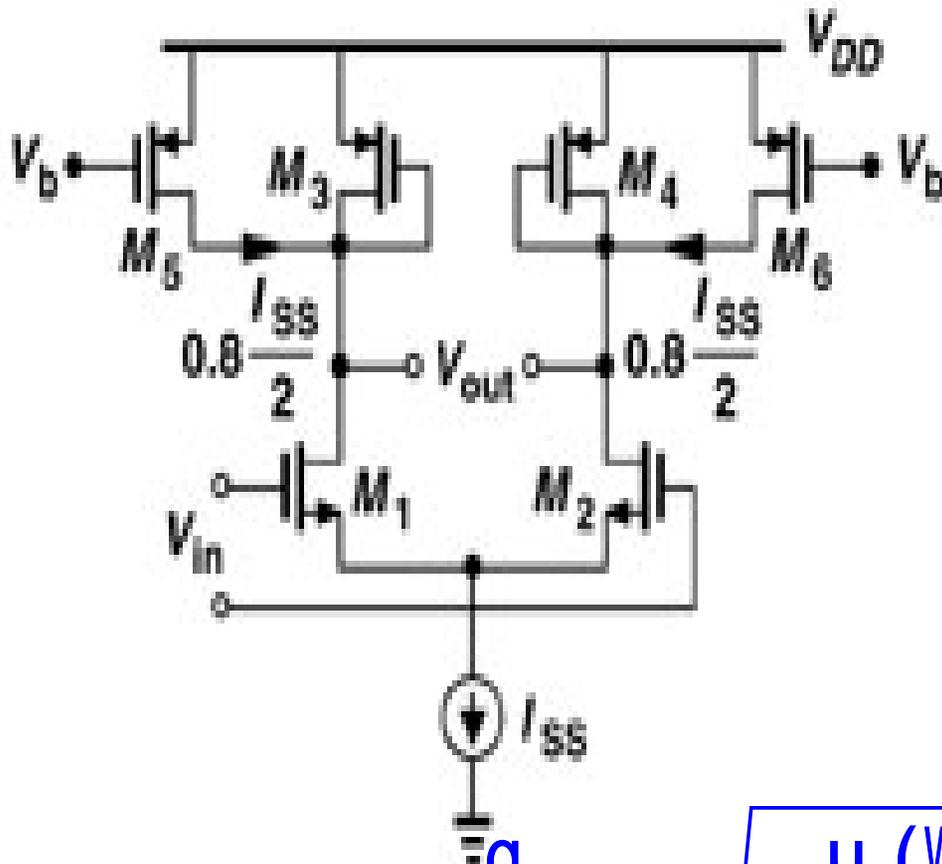
$$A_v = -g_{mN} (r_{oN} || r_{oP})$$



$$A_{V,diff} = -g_{mN} (g_{mP}^{-1} || r_{oN} || r_{oP})$$

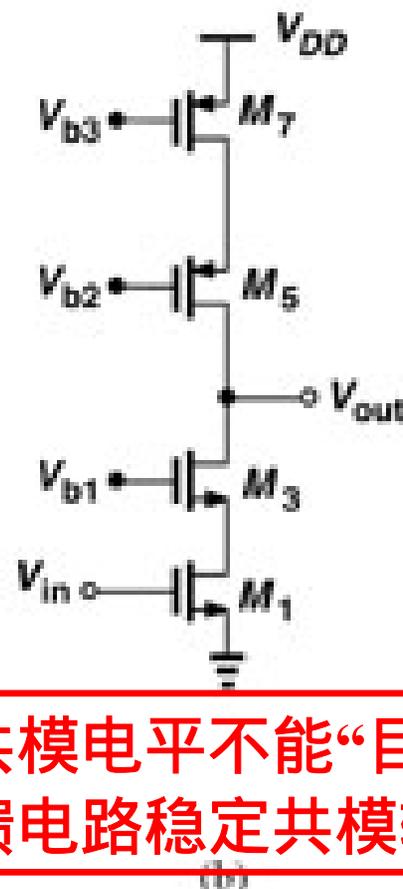
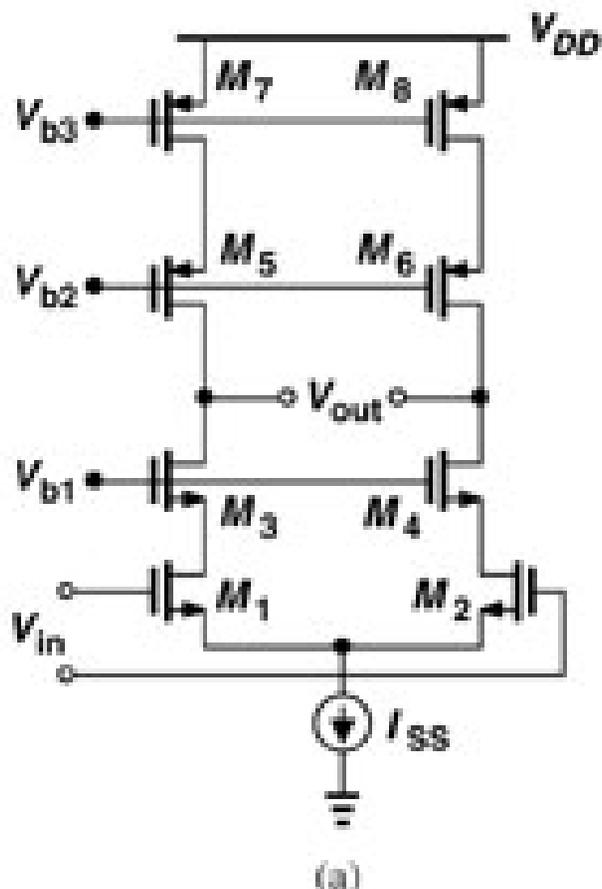
$$\approx -\frac{g_{mN}}{g_{mP}} = -\sqrt{\frac{\mu_n (W/L)_N}{\mu_p (W/L)_P}}$$

MOS负载的差分放大器



$$A_v = -\frac{g_{m1}}{g_{m3}} = -\sqrt{\frac{\mu_n(W/L)_1}{0.2\mu_p(W/L)_2}} = -\sqrt{\frac{5\mu_n(W/L)_1}{\mu_p(W/L)_2}}$$

MOS负载的差分放大器



输出共模电平不能“目测”，需共模反馈电路稳定共模输出电压。

$$A_v \approx g_{m1} [(g_{m3} r_{o3} r_{o1}) || (g_{m5} r_{o5} r_{o7})]$$

重邮光电工程学院

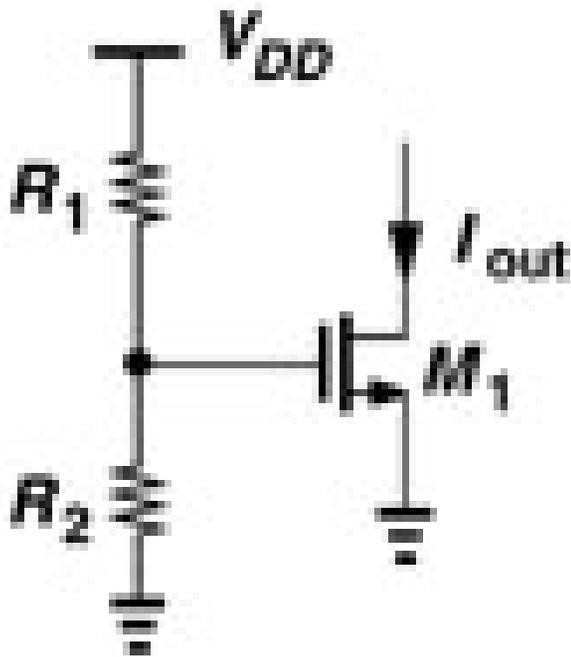
本章基本要求

- **理解并掌握**差分放大器为什么具有优越的抗干扰能力、较好线性的原因。
- **理解并掌握**什么是差分放大器的差模响应和共模响应，**会求共模输入电压范围**。**会画大信号的转移特性**。
- **理解并掌握**共模抑制比CMRR的意义。
- 会利用差分对的半电路概念求差分对的差模增益。

第五章

无源与有源电流镜

简单偏置的电流源



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

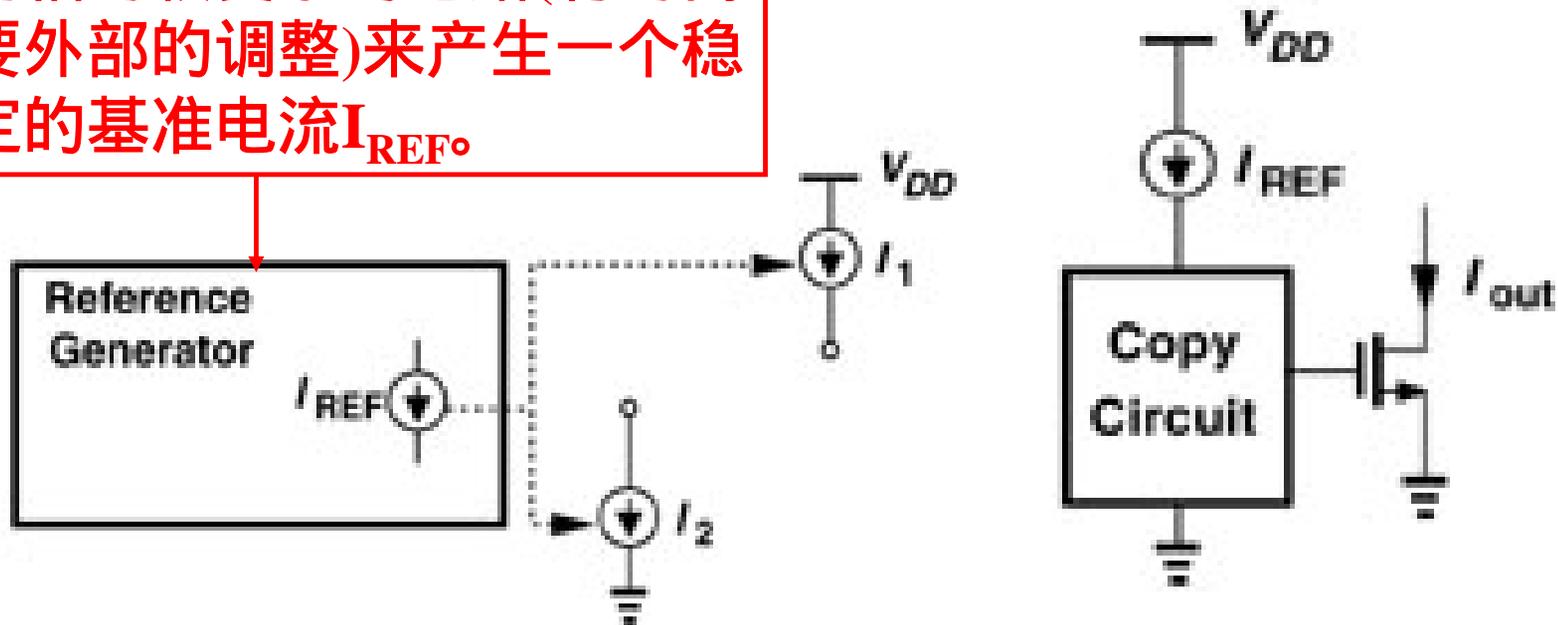
上式说明 I_{out} 受很多因素影响：电源、工艺(不同晶片 V_{TH} 可能会有 $\pm 100\text{mV}$ 的误差)、温度(μ_n , V_{TH} 都受温度的影响)。因此 I_{out} 很难确定。特别是为使 M_1 消耗较少的电压余度而采用较小的偏置电压时，这个问题更严重。

例如，若 $V_{\text{on1}} = 200\text{mV}$ ， V_{TH} 有 50mV 的误差就会使输出电流产生44%的误差。

如何产生精度、稳定性均较好的电流源？

用基准来产生电流源

用相对较复杂的电路(有时需要外部的调整)来产生一个稳定的基准电流 I_{REF} 。



在模拟电路中，电流源的设计是基于对一个稳定的基准电流 I_{REF} 的复制（ I_{REF} 常由基准电路(第11章)产生，这里不作讨论），从而得到众多的电流源。现在我们关心的是，如何产生一个基准电流的精确复制呢？

基准电流的简单“复制”

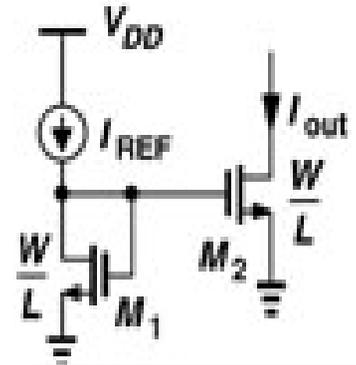
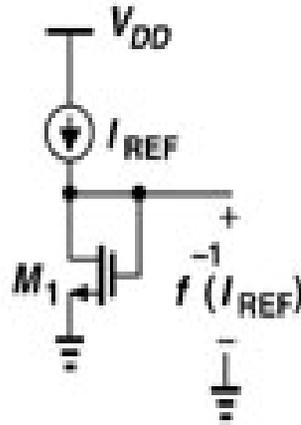
基本电流镜中，若不考虑沟道调制效应：

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

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

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

该式表明 I_{out} 是 I_{REF} 的复制且不受电源电压、温度和工艺的影响。

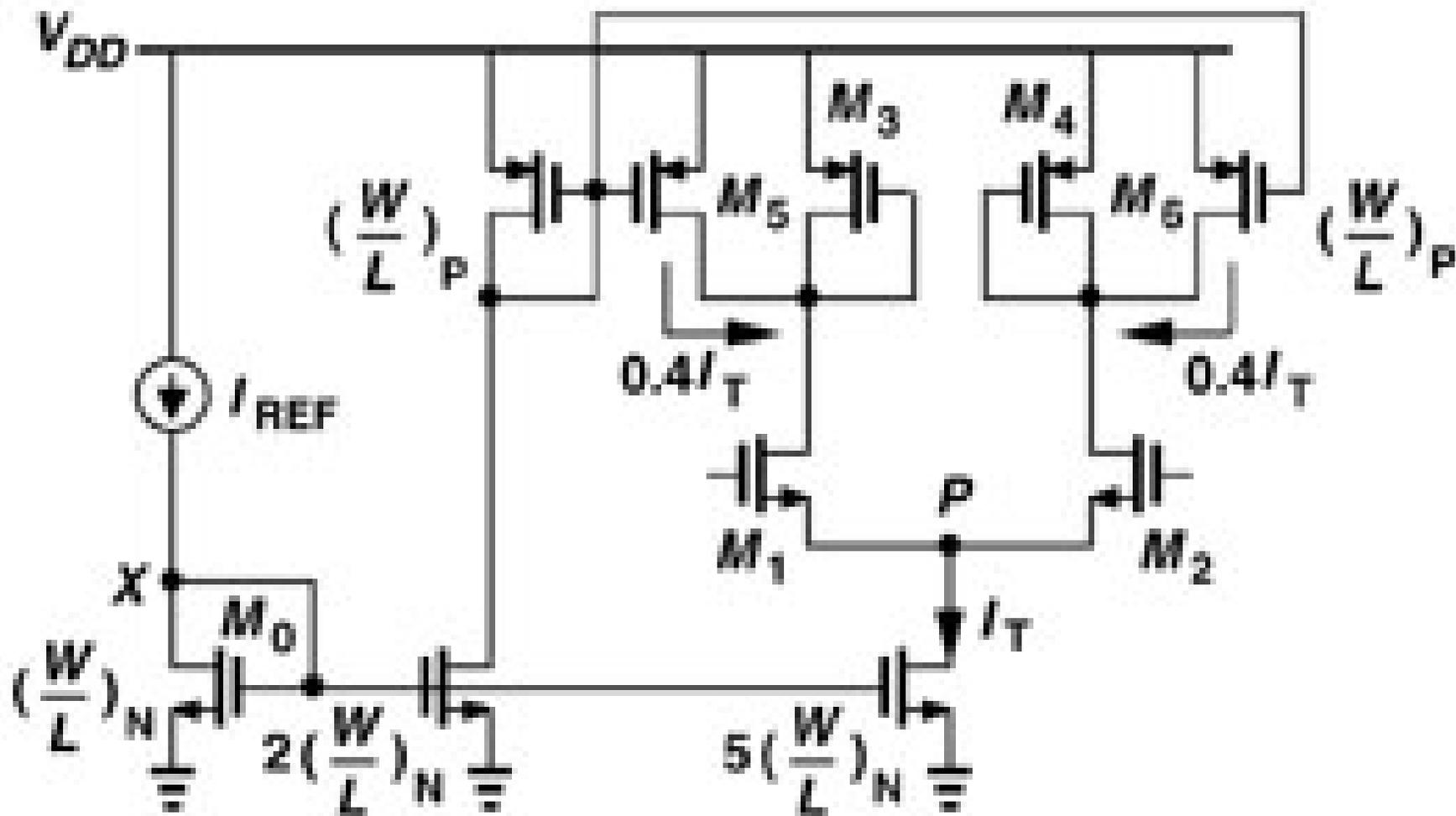


基本电流镜

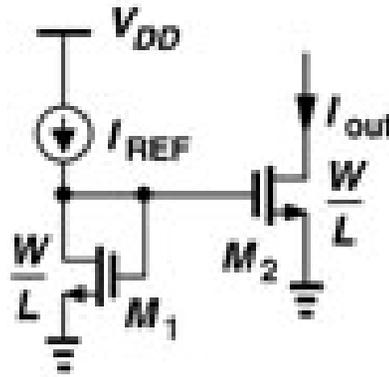
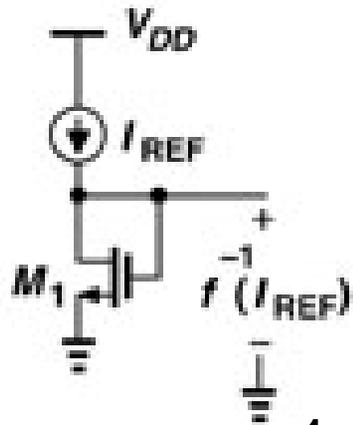
事实上， V_{DS1} 通常是不变的，而 V_{DS2} 与 I_{out} 连接的节点电压有关，一般而言，这个节点的电压是随输入信号变化而变化的， $\lambda \neq 0$ 时， I_{out} 不可能是 I_{REF} 的“精确”复制。

电流镜有何用途？

电流镜运用举例



基本电流镜的误差



I_{out} 如何精确复制 I_{ref} ?

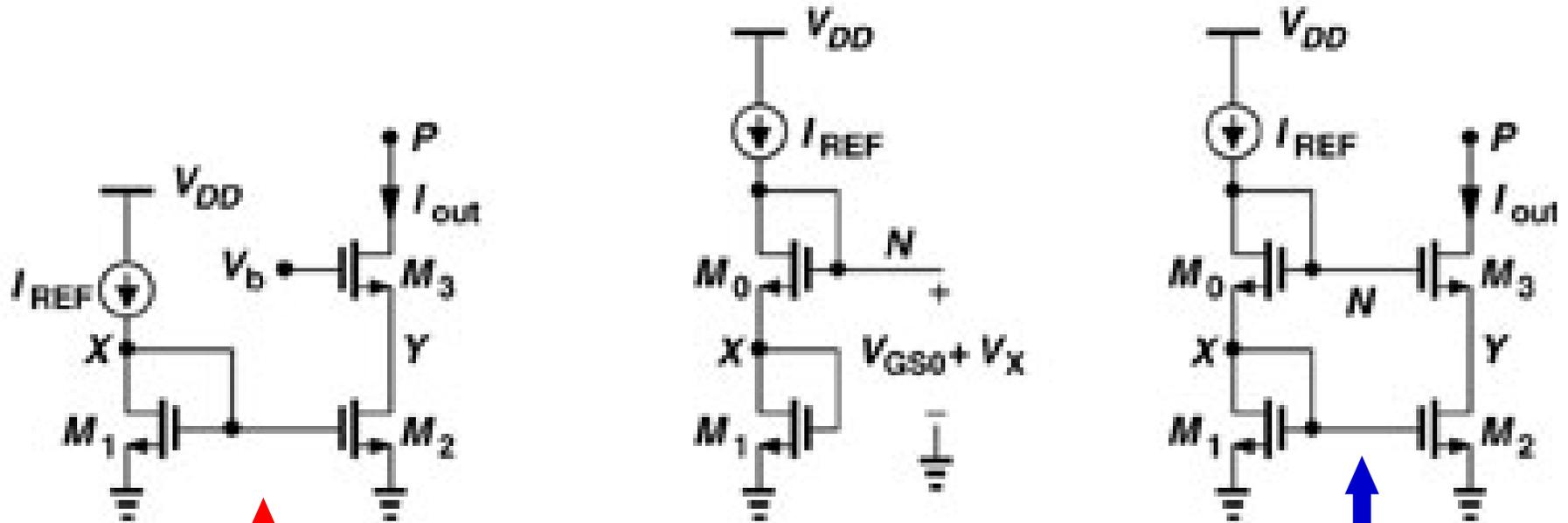
$$I_{D1} = I_{ref} = \frac{1}{2} k'_{n,1} \left(\frac{W}{L}\right)_1 (V_{GS,1} - V_{TH,1})^2 (1 + \lambda_1 V_{DS,1})$$

$$I_{D2} = I_{out} = \frac{1}{2} k'_{n,2} \left(\frac{W}{L}\right)_2 (V_{GS,2} - V_{TH,2})^2 (1 + \lambda_2 V_{DS,2})$$

$$\frac{I_{out}}{I_{ref}} = \frac{1 + \lambda_2 V_{DS2}}{1 + \lambda_1 V_{DS1}}$$

电流镜中所有MOS管取相同的沟道长度L，以减小源漏区边缘扩散(L_D)所产生的误差。

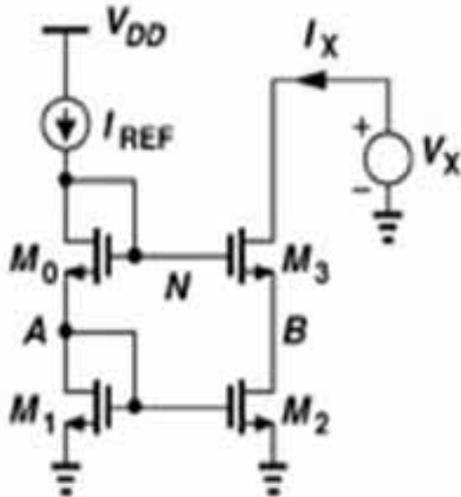
基本共源共栅电流镜



选择 V_b 使 $V_X = V_Y$, I_{out} 即是 I_{REF} 的精确复制! 即使 V_P 变化, 因 $\Delta V_Y = \Delta V_P / (g_{m3} r_{o3})$, 故 $V_X \approx V_Y$, $I_{out} \approx I_{REF}$ 。注意, 这是靠牺牲电压余度来获得的精度!

M_0 、 M_3 选择合适的宽长比使 $V_{GS0} = V_{GS3}$, 则 $V_X = V_Y$ 。

基本共源共栅电流镜摆幅损失的原因

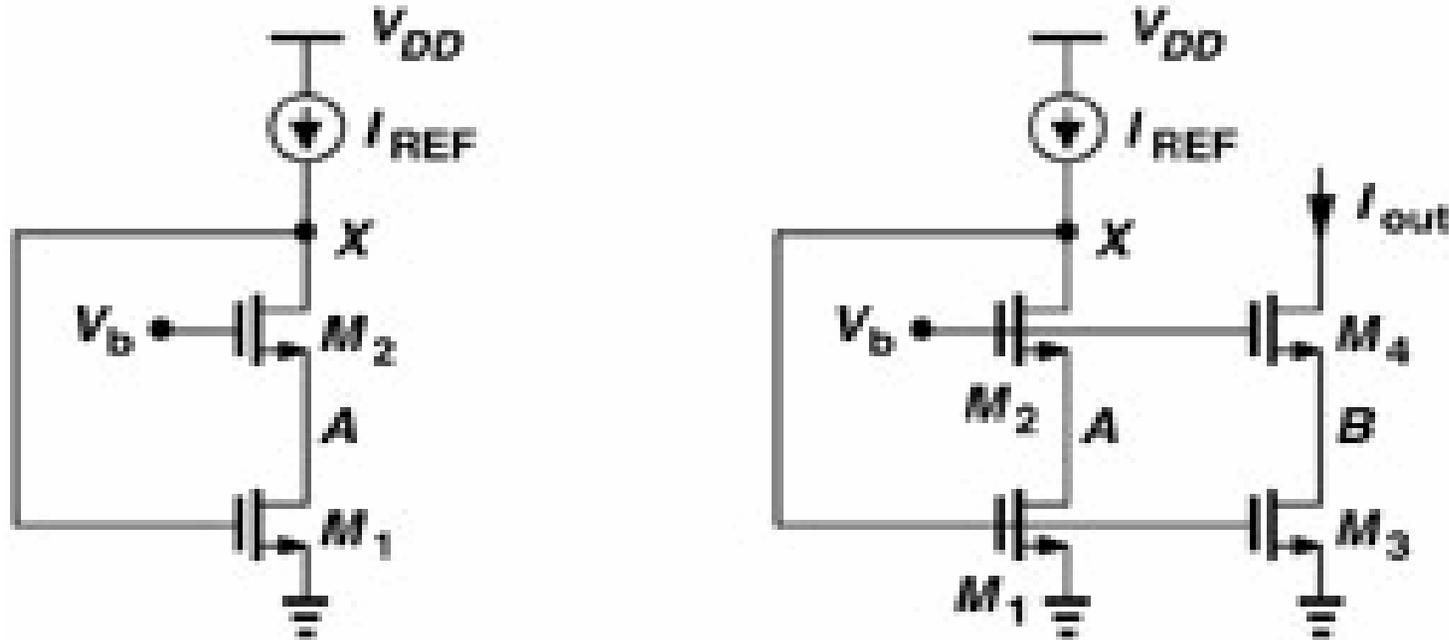


分析基本共源共栅电流镜输出摆幅损失了一个阈值电压 V_T 的原因不难发现: 由于 M_3 退出饱和时 V_B 基本不变, 故为使:

$$V_{Xmin} = V_{on3} + V_{on2}$$

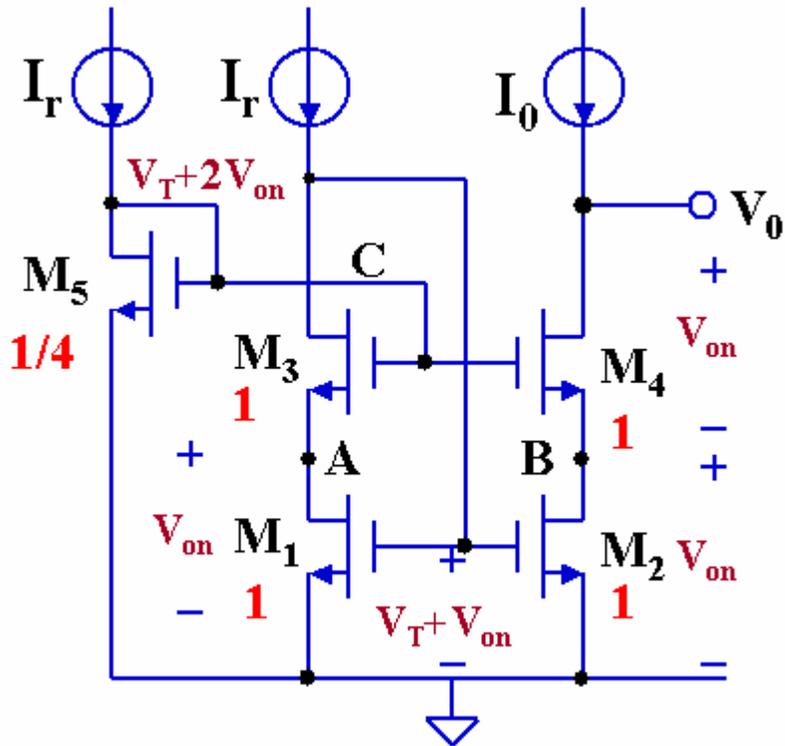
必须使 M_2 在正常工作时 $V_B = V_{on2(1)}$, 由于 $V_A = V_B$, 也即 $V_A = V_{on2(1)}$, 然而在基本共源共栅镜中 $V_A = V_{GS1} = V_{on1} + V_T$, 显然, 为减小基本共源共栅电流镜输出摆幅的损失必须减小 V_A 的大小。

低压共源共栅电流镜的原理



上图中 $V_A = V_{GS1} - V_{DS2}$ ，若选取 $V_{DS2} = V_T$ ，则：
 $V_B = V_A - V_{on1(3)}$ ，于是： $V_{Xmin} = V_{on4} + V_{on3}$ ，比基本共源共栅电流镜减小了一个阈值电压 V_T ，低压共源共栅电流镜由此得名。

低压共源共栅电流镜 V_b 的产生



左图中, 若 $(W/L)_{1\sim 4}=1$, $(W/L)_5=1/4$, 记 $V_{on}=V_{GS}-V_T$, 若不考虑沟道调制效应, 则: $V_{GS\ 1\sim 4}=V_T+V_{on}$ 。

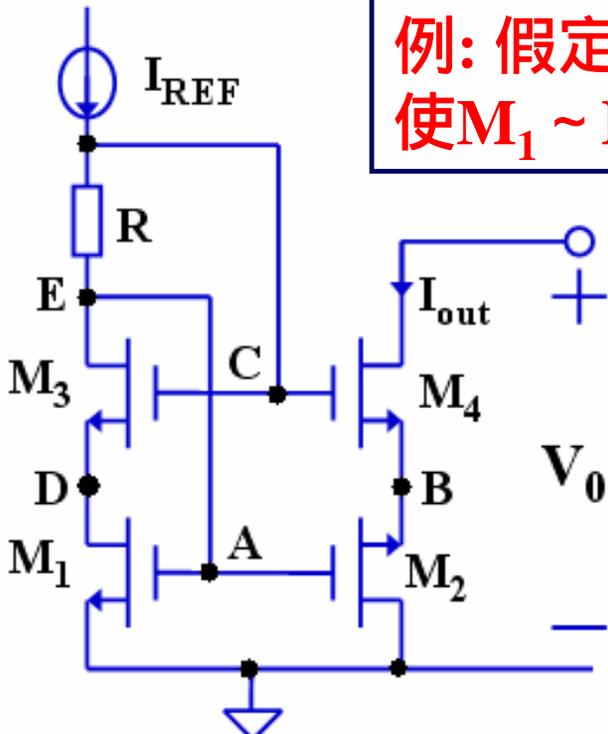
$$V_C = V_T + 2V_{on}$$

$$V_A = V_B = V_{on}$$

$$V_{0min} = 2V_{on}$$

该电路的缺点是为给 M_3 和 M_4 产生合适的偏置增加了 M_5 支路, 这给电路带来了附加功耗。下面介绍实用自偏置低压共源共栅电流镜。

实用(常用)自偏置低压共源共栅电流镜



例: 假定左图所有MOS管的开启电压均为 V_T , 若使 $M_1 \sim M_4$ 均饱和, I_{REF} 应满足什么要求?

M_3 饱和时, $V_E = V_C - V_T$, 即:

$$V_R = V_C - V_E = I_{REF} R = V_T,$$

故: $I_{REF} = \frac{V_T}{R}$

M_1 饱和时, $V_D = V_A - V_T$, 又因为:

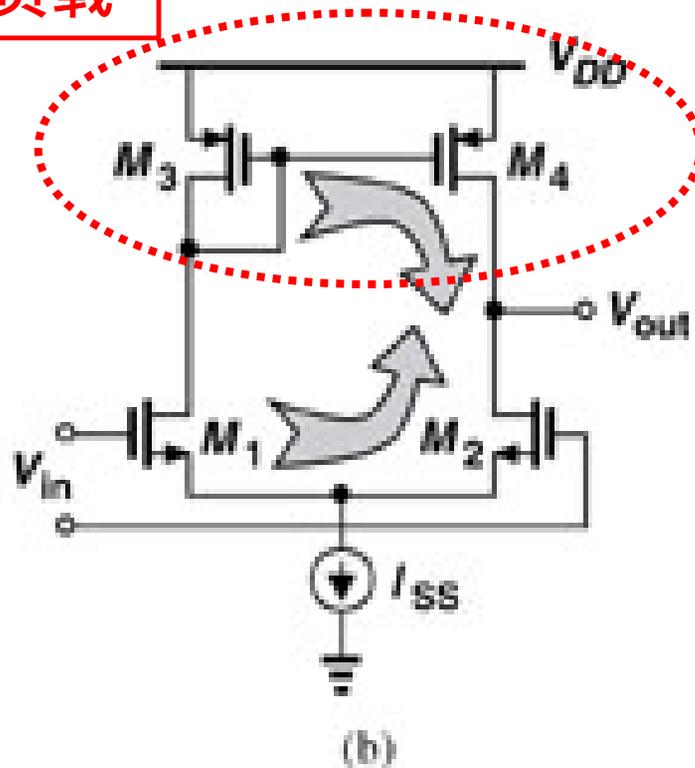
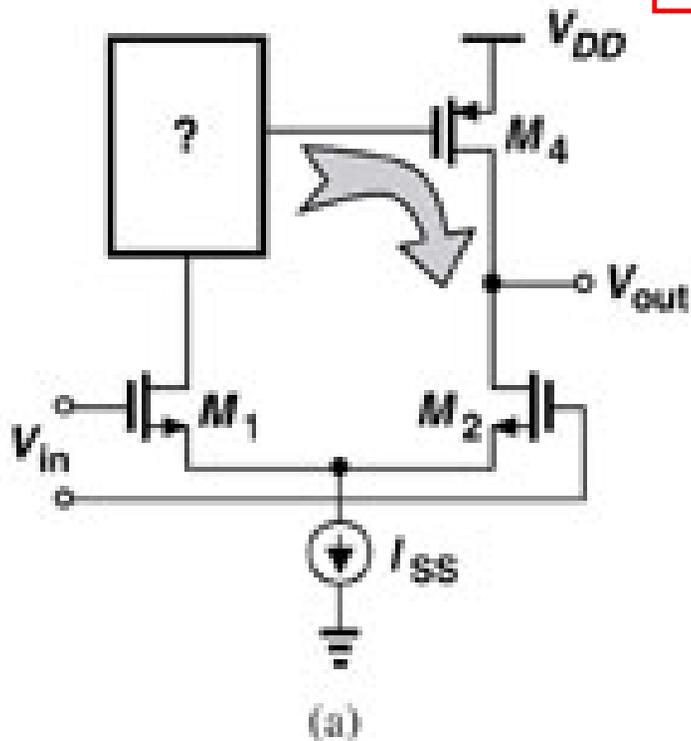
$$V_A - V_D = -I_{REF} R + V_{GS3} = \sqrt{\frac{2 I_{REF}}{\mu_n C_{ox} W/L}} + V_T - I_{REF} R = V_T$$

$$\therefore I_{REF} = \frac{2}{3 R^2} \therefore \frac{2}{3 R^2} = \frac{V_T}{R} \dots \dots (1)$$

$$(1) \text{式有解要求: } \frac{2}{3 R^2} = \frac{V_T}{R} \Rightarrow R = \frac{2}{3 V_T}$$

带有源电流镜的差动对

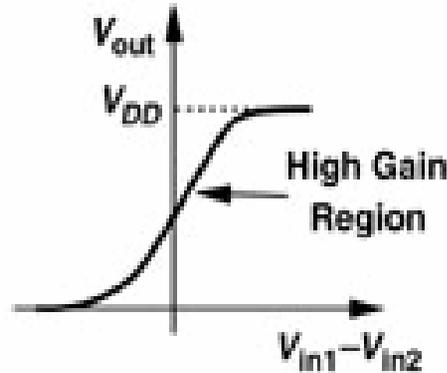
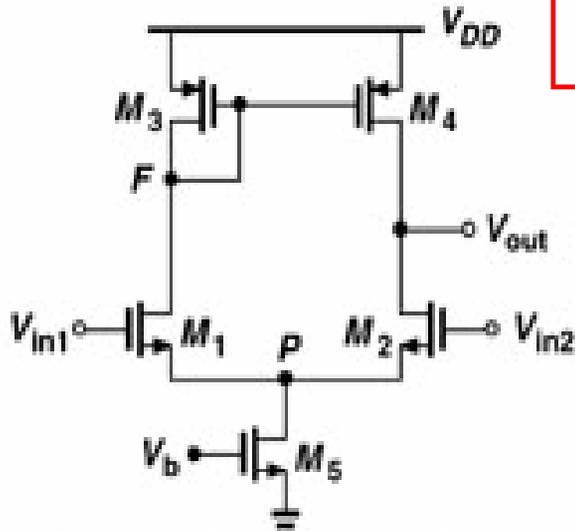
也称“有源”负载



该电路的重要特性是将差动输入信号变成了单端输出信号，完成了“双—单端”变换

有源负载差动对的大信号分析

大信号时, $V_{0\max}=V_{DD}$, $V_{0\min}=0$



M_2 饱和要求:

$$V_{0\min} \leq V_{in} - V_T$$

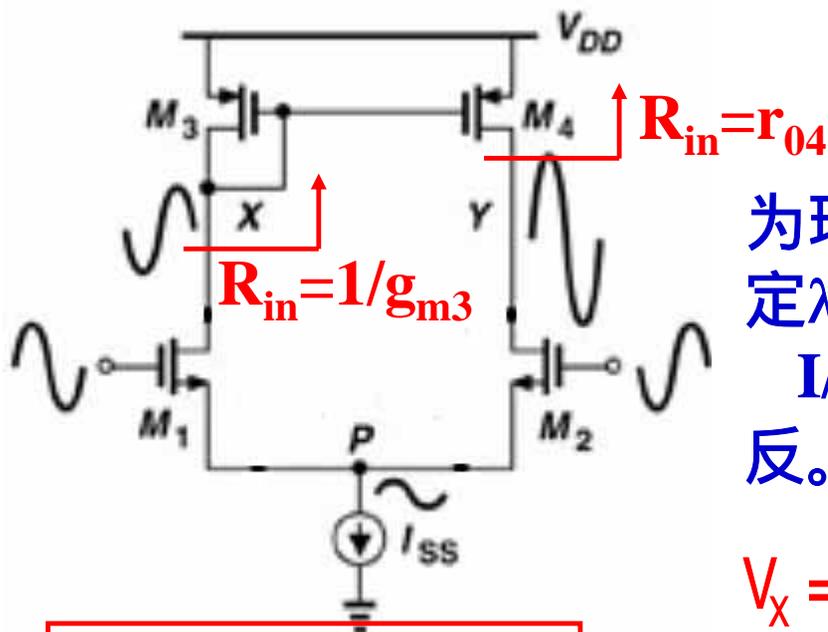
上式表明小信号时

$V_{0\min}$ 依赖于输入共模电平的大小,

为得到最大输出摆幅, 输入共模电平必须尽可能低, 输出摆幅与输入共模电平之间的矛盾是该电路的一个缺陷。

静态时($V_{in1}=V_{in2}$), 如果电路完全对称, 则 $V_F=V_{out}$, 证明如下: 假定 $V_F > V_{out}$ (即 $I_{D3} < I_{D4}$), 则由于沟道调制效应 $I_{D1} > I_{D2}$, 因 $I_{D1}=I_{D3}$, $I_{D2}=I_{D4}$, 故 $I_{D3} > I_{D4}$, 这与假设矛盾; 反之也成立, 故必有 $V_F=V_{out}$

有源负载差动对的不对称摆幅

即 A_X A_Y

为理解有源差动对的不对称摆幅, 假定 $\lambda=0$, 则流过 M_1 、 M_2 的小信号电流 $I/2 = g_{m1(2)} V_{in}/2$ 大小相等, 方向相反。

$$V_X = \frac{I}{2} \left(\frac{1}{g_{m3}} // r_{o1} \right) = \frac{g_{m1(2)} V_{in}}{2} \frac{1}{g_{m3}}$$

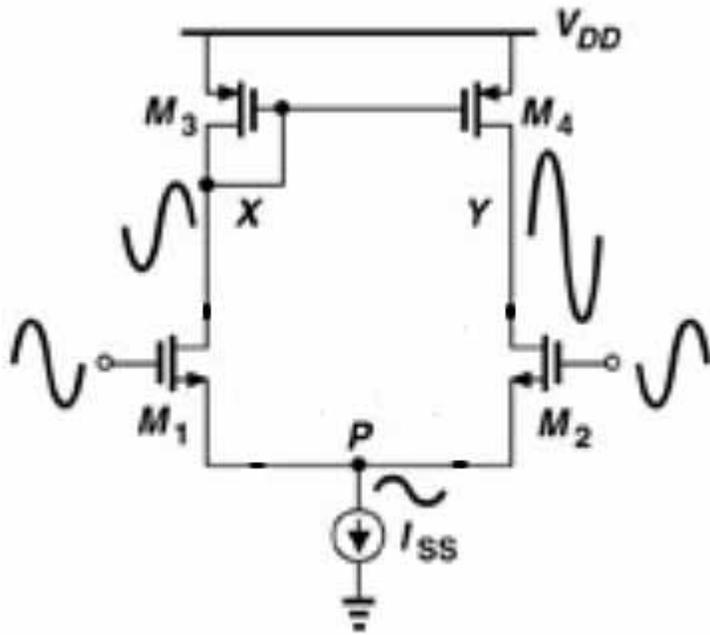
$$V_Y = I (r_{o4} // r_{o2}) = g_{m1(2)} V_{in} (r_{o4} // r_{o2})$$

$$\therefore A_X = \frac{V_X}{V_{in}} = \frac{g_{m1(2)}}{2g_{m3}}$$

$$\therefore A_Y = \frac{V_Y}{V_{in}} = g_{m1(2)} (r_{o4} // r_{o2})$$

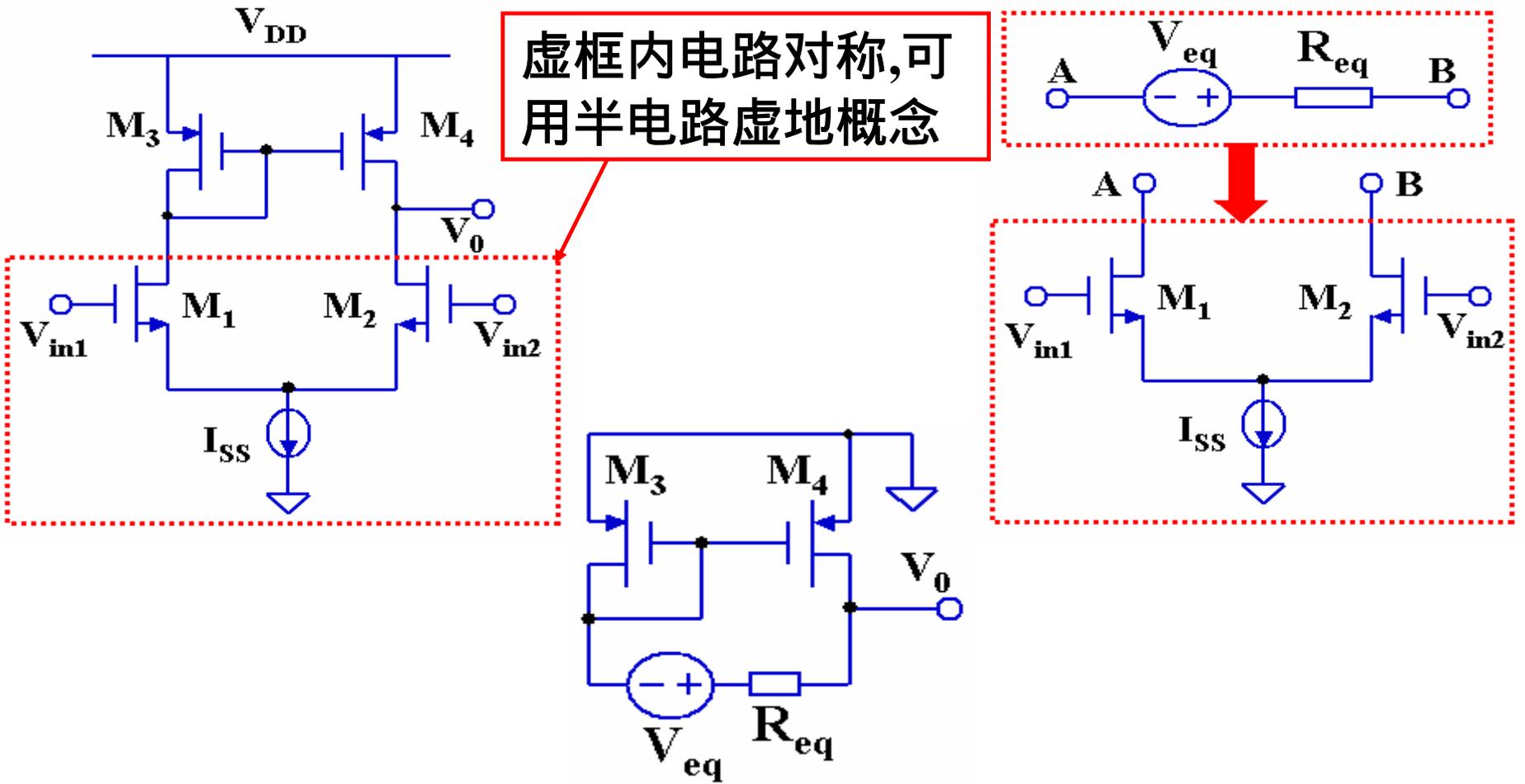
显然 $A_Y \gg A_X$

如何求有源负载差动对的小信号增益？

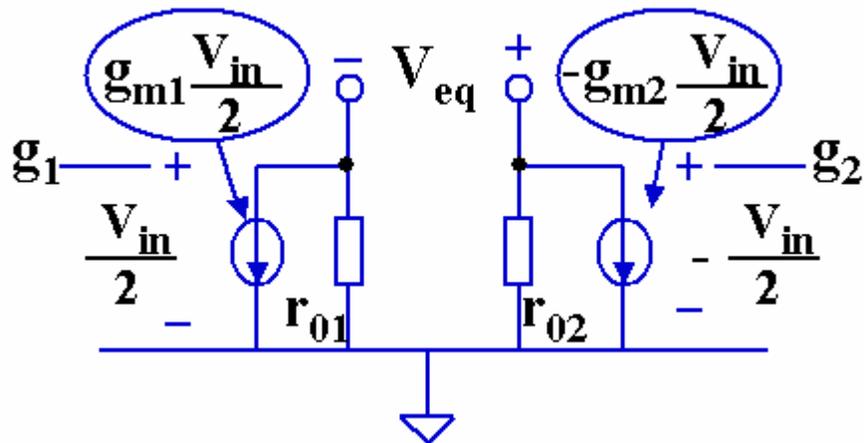
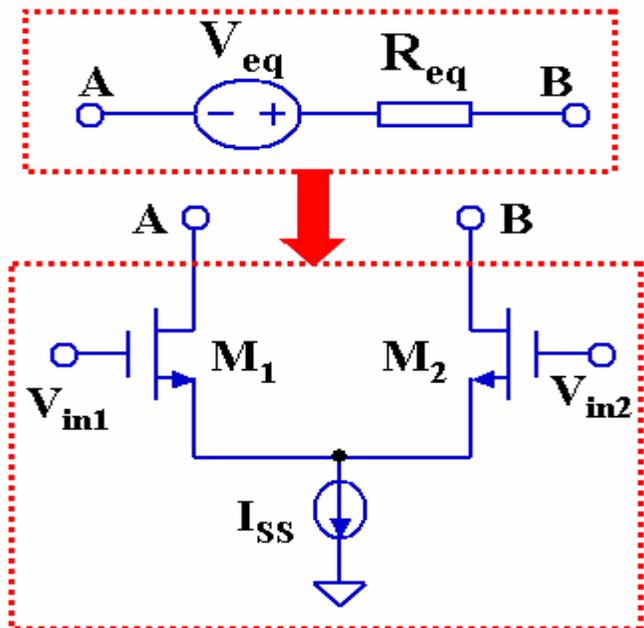


在有源负载的基本差分对中，因电路非完全对称，P点不再是虚地(为了简化计算，当然也可认为P点是虚地，我们稍后来作个比较)，为了帮助大家更好的理解电路，我们用戴维南定理来求其小信号增益。

有源负载差动对的小信号增益 (1)



有源负载差动对的小信号增益 (2)

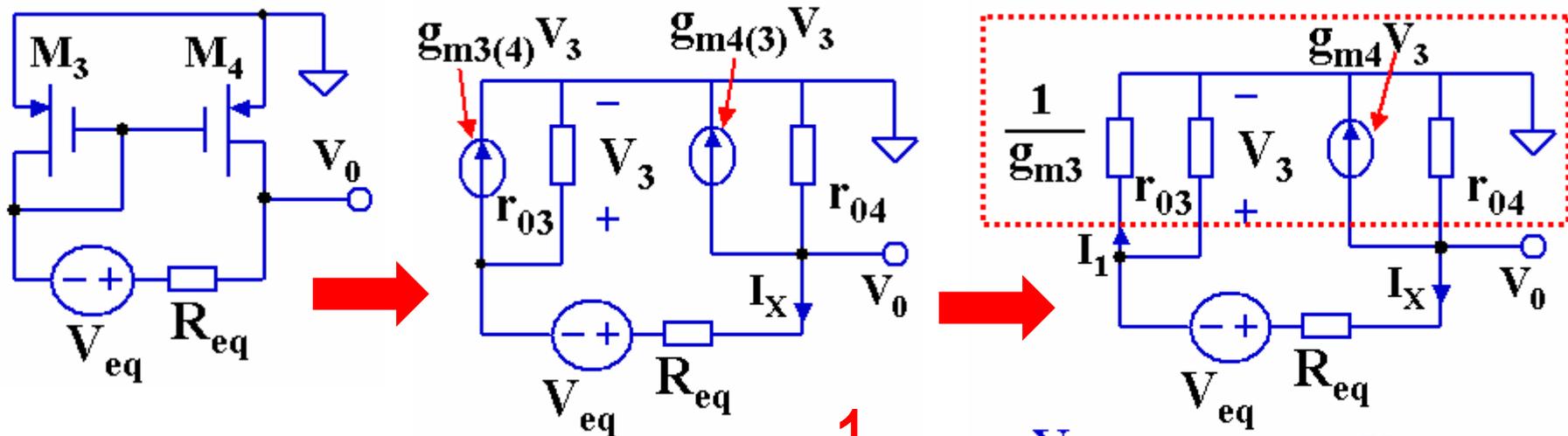


由KVL定理，得：

$$V_{eq} = -g_{m2} \left(-\frac{V_{in}}{2} \right) r_{o2} + g_{m1} \frac{V_{in}}{2} r_{o1} = g_{m1(2)} V_{in} r_{o1(2)}$$

由戴维南定理，显然： $R_{eq} = r_{o1} + r_{o2} = 2r_{o1(2)}$

有源负载差动对的小信号增益 (3)



$$V_0 = V_{eq} + I_X \left(R_{eq} + r_{03(4)} // \frac{1}{g_{m3(4)}} \right)$$

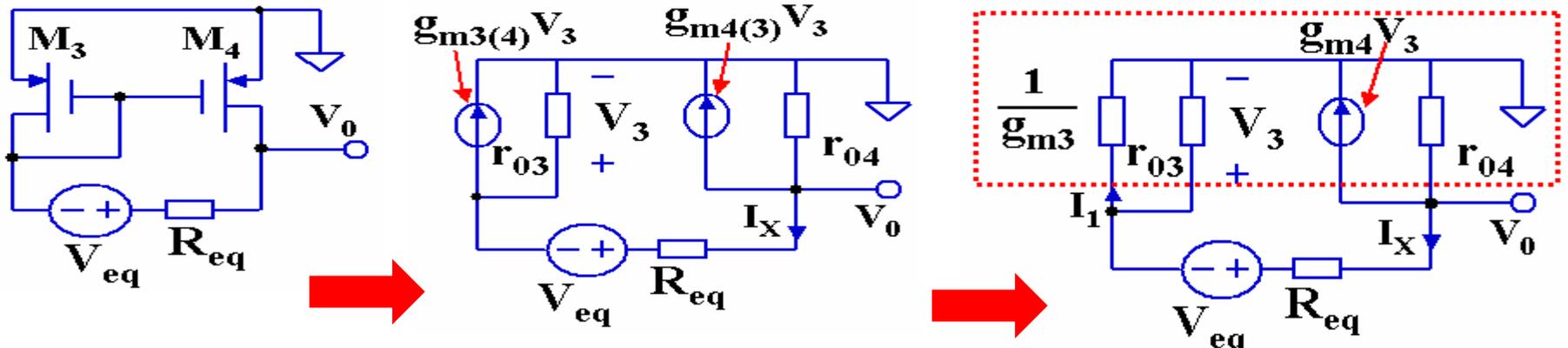
将虚框内电路看成一个
大节点,由KCL可得:

$$-\frac{V_0}{r_{03(4)}} = 2g_{m3(4)}V_3 + \frac{V_3}{r_{03(4)}} = 2I_1 + I_{r03(4)}$$

$$V_{eq} = g_{m1(2)} r_{01(2)} V_{in}$$

$$R_{eq} = 2 r_{01(2)}$$

有源负载差动对的小信号增益 (4)



$$-\frac{V_0}{r_{03(4)}} = 2g_{m3(4)}V_3 + \frac{V_3}{r_{03(4)}} = 2I_1 + I_{r_{03(4)}} \quad 2I_X$$

$$V_{eq} = g_{m1(2)} r_{01(2)} V_{in}$$

$$R_{eq} = 2 r_{01(2)}$$

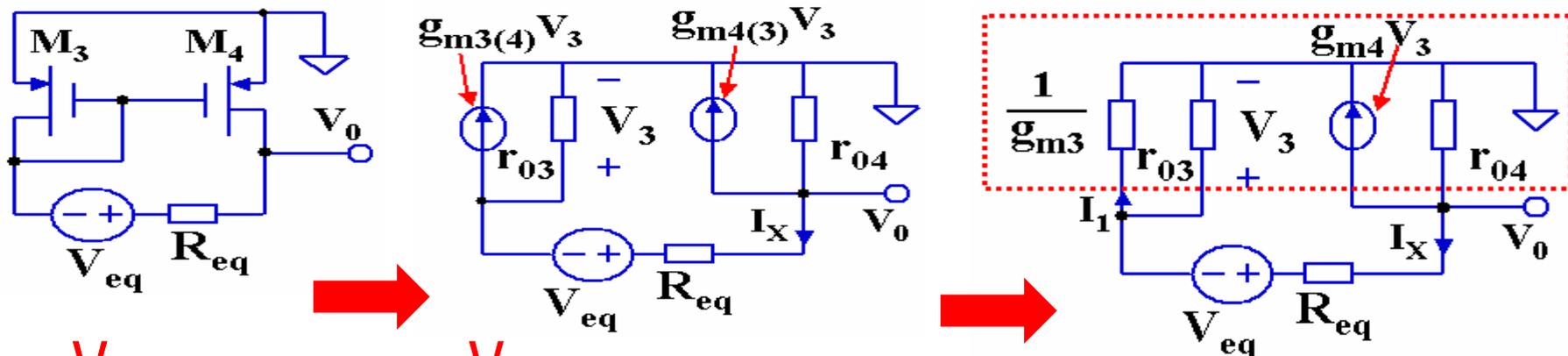
代入

代入

$$I_1 = \frac{r_{03(4)}}{r_{03(4)} + \frac{1}{g_{m3(4)}}} I_X \approx I_X$$

$$I_{r_{03(4)}} = \frac{g_{m3(4)}}{r_{03(4)} + \frac{1}{g_{m3(4)}}} I_X = \frac{1}{1 + g_{m3(4)} r_{03(4)}} I_X \ll I_X \quad I_1$$

有源负载差动对的小信号增益 (5)



$$-\frac{V_0}{r_{03(4)}} = 2g_{m3(4)}V_3 + \frac{V_3}{r_{03(4)}} = 2I_1 + I_{r_{03(4)}} \quad 2I_X$$

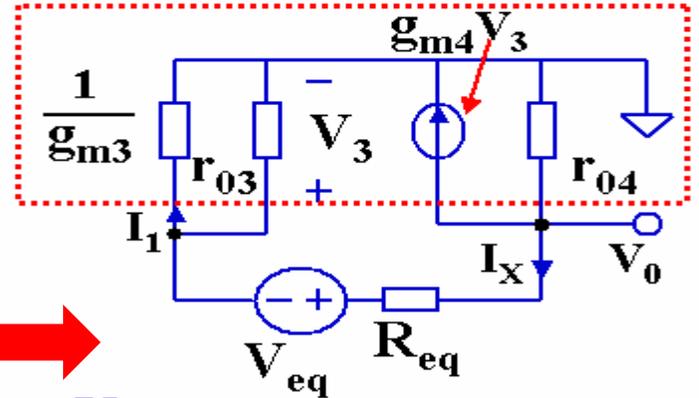
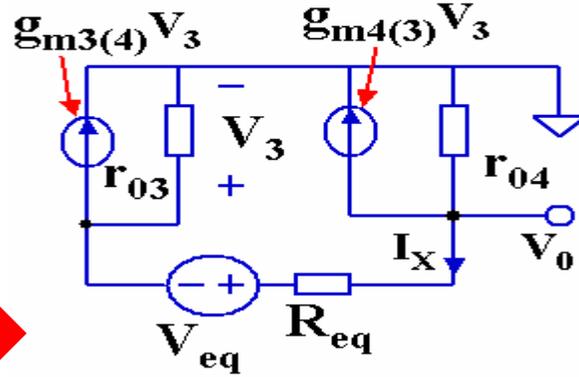
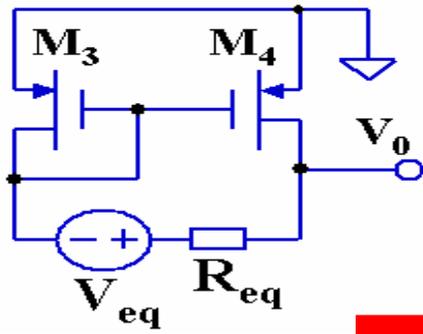
$$V_{eq} = g_{m1(2)} r_{01(2)} V_{in}$$

$$R_{eq} = 2 r_{01(2)}$$

$$-\frac{V_0}{r_{03(4)}} = 2 \frac{V_0 - V_{eq}}{R_{eq}} = 2 \frac{V_0 - g_{m1(2)} r_{01(2)} V_{in}}{2r_{01(2)}}$$

$$\therefore \left(1 + \frac{r_{01(2)}}{r_{03(4)}}\right) V_0 = g_{m1(2)} r_{01(2)} V_{in}$$

有源负载差动对的小信号增益 (6)



$$V_{eq} = g_{m1(2)} r_{01(2)} V_{in}$$

$$R_{eq} = 2 r_{01(2)}$$

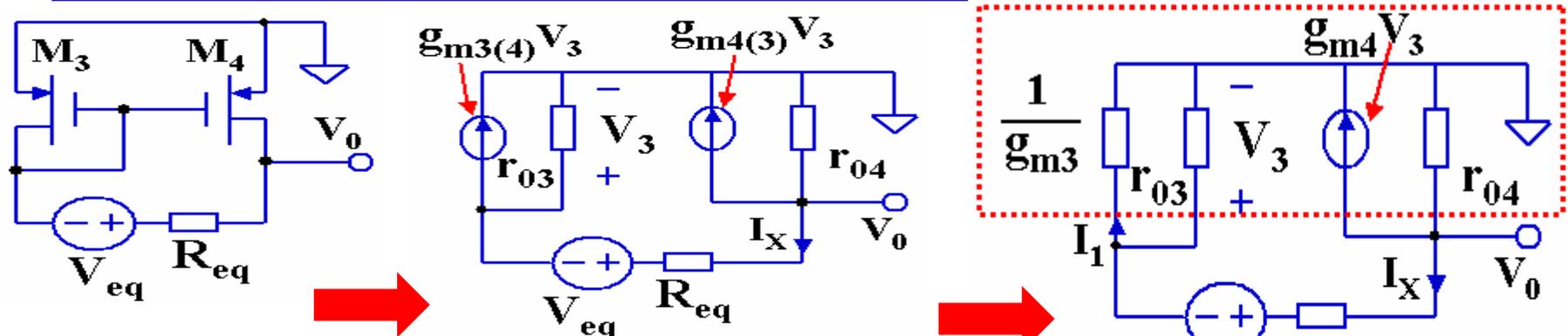
$$\therefore \left(1 + \frac{r_{01(2)}}{r_{03(4)}}\right) V_0 = g_{m1(2)} r_{01(2)} V_{in}$$

$$\therefore A_V = \frac{V_0}{V_{in}} = \frac{g_{m1(2)} r_{01(2)}}{1 + \frac{r_{01(2)}}{r_{03(4)}}} = g_{m1(2)} (r_{01(2)} // r_{03(4)})$$

$$A_{V3} = \frac{V_3}{V_{in}} = ?$$

这就是输出结点的小信号增益！

有源负载差动对的小信号增益 (7)



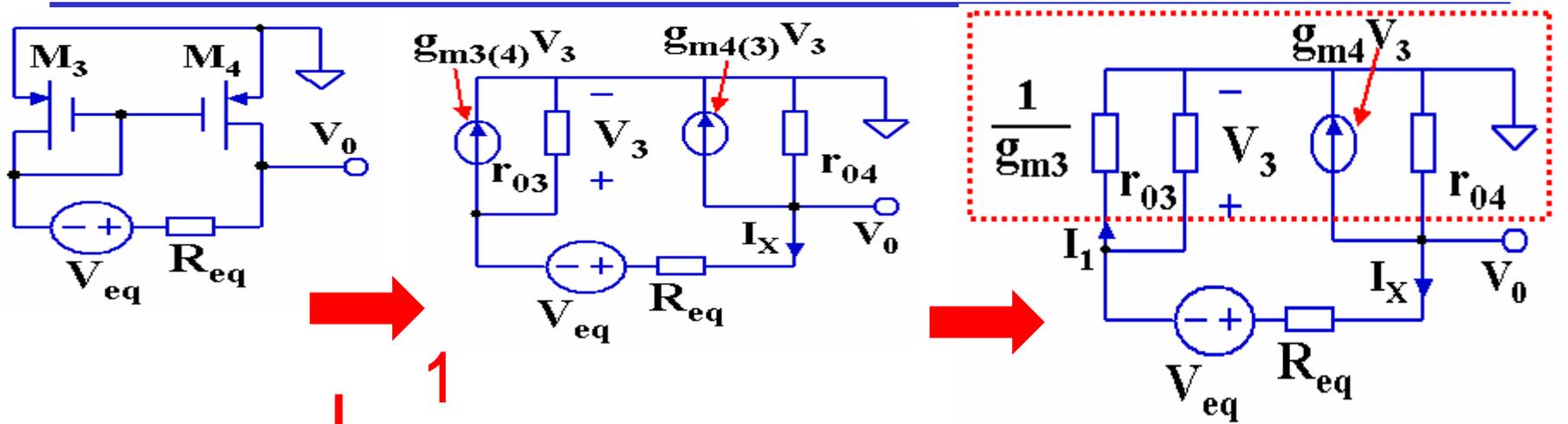
$$\therefore A_V = \frac{V_0}{V_{in}} = \frac{g_{m1(2)} r_{01(2)}}{1 + \frac{r_{01(2)}}{r_{03(4)}}} = g_{m1(2)} (r_{01(2)} // r_{03(4)})$$

$$V_{eq} = g_{m1(2)} r_{01(2)} V_{in}$$

$$R_{eq} = 2 r_{01(2)}$$

$$I_1 \quad I_X = \frac{V_0 - V_{eq}}{R_{eq}} = \frac{g_{m1(2)} (r_{01(2)} // r_{03(4)} - r_{01(2)})}{2 r_{01(2)}} = \frac{g_{m1(2)} r_{01(2)}}{2 (r_{01(2)} + r_{03(4)})}$$

有源负载差动对的小信号增益 (8)



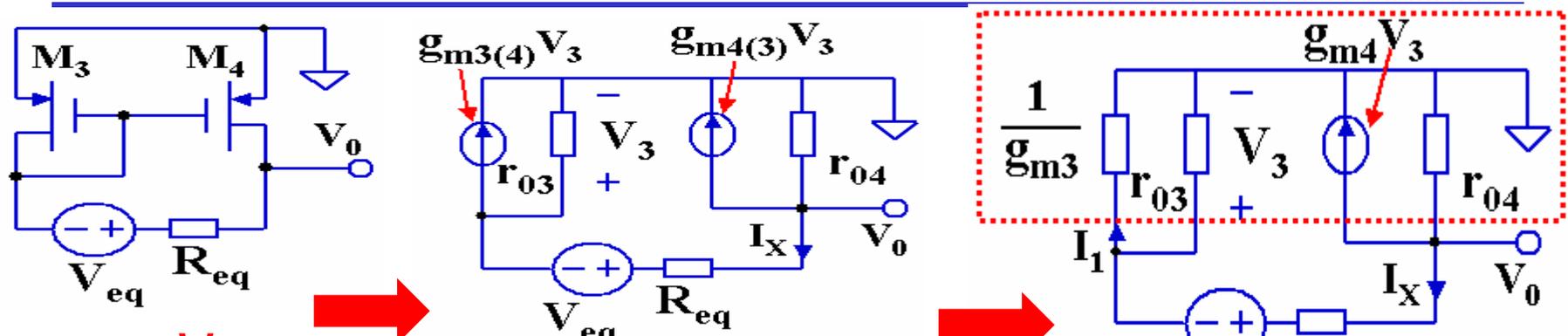
$$\therefore A_{V_3} = \frac{V_3}{V_{in}} = \frac{I_1}{V_{in}} \frac{1}{g_{m3(4)}} = \frac{g_{m1(2)} r_{01(2)}}{2g_{m3(4)} (r_{01(2)} + r_{03(4)})}$$

$$V_{eq} = g_{m1(2)} r_{01(2)} V_{in}$$

$$R_{eq} = 2 r_{01(2)}$$

$$I_1 \quad I_X = \frac{V_0 - V_{eq}}{R_{eq}} = \frac{g_{m1(2)} (r_{01(2)} // r_{03(4)} - r_{01(2)}) V_{in}}{2r_{01(2)}} = \frac{g_{m1(2)} r_{01(2)} V_{in}}{2(r_{01(2)} + r_{03(4)})}$$

有源负载差动对的小信号增益 (9)

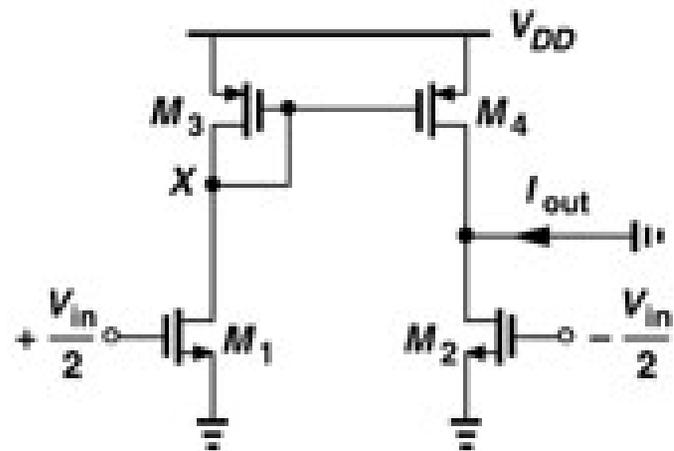
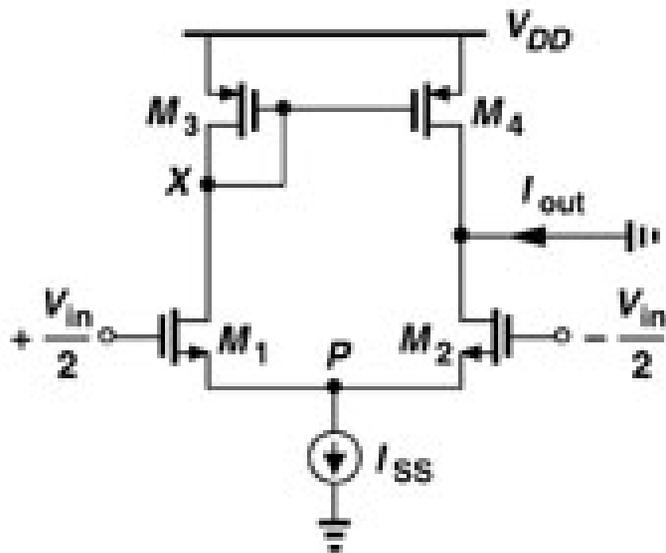


$$\therefore A_V = \frac{V_0}{V_{in}} = \frac{g_{m1(2)} r_{01(2)}}{1 + \frac{r_{01(2)}}{r_{03(4)}}} = g_{m1(2)} (r_{01(2)} // r_{03(4)})$$

$$V_{eq} = g_{m1(2)} r_{01(2)} V_{in}$$

$$R_{eq} = 2 r_{01(2)}$$

$$\therefore A_{V3} = \frac{V_3}{V_{in}} = \frac{I_1 \frac{1}{g_{m3(4)}}}{V_{in}} = \frac{g_{m1(2)} r_{01(2)}}{2g_{m3(4)} (r_{01(2)} + r_{03(4)})} \ll g_{m1(2)} (r_{01(2)} // r_{03(4)}) = A_V$$

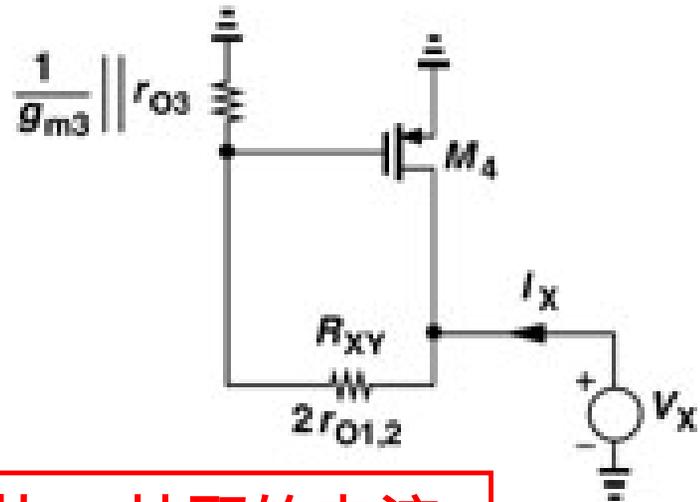
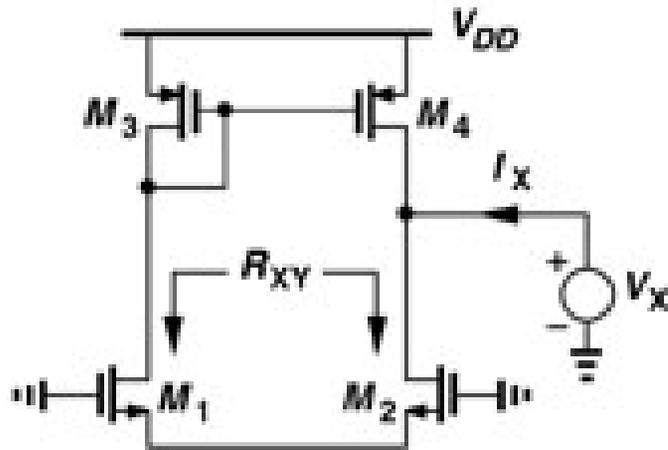
利用半电路近似计算 G_m 

$$I_{D1} = I_{D3} = I_{D4} = g_{m1,2} V_{in} / 2$$

$$I_{D2} = -g_{m1,2} V_{in} / 2$$

$$I_{out} = I_{D2} - I_{D4} = -g_{m1,2} V_{in} \Rightarrow G_m = g_{m1,2}$$

近似计算 R_{out}



1:1镜象到 M_4 从 V_X 抽取的电流

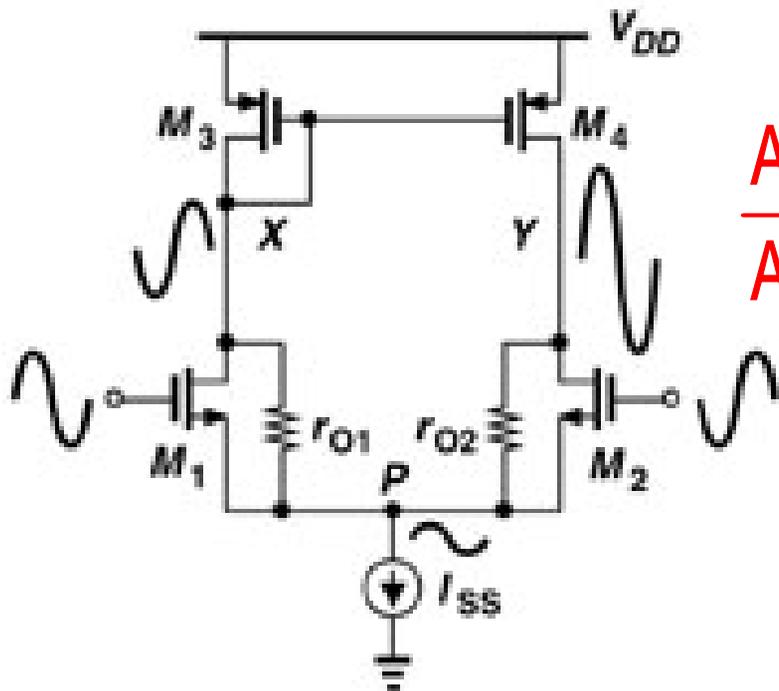
R_{XY} 从 V_X 抽取的电流

$$I_X = 2 \frac{V_X}{2r_{o1,2} + 1/g_{m3}} + \frac{V_X}{r_{o4}}$$

$$R_{out} \approx r_{o2} \parallel r_{o4}, \quad (2r_{o1,2} \gg [1/g_{m3}] \parallel r_{o3})$$

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

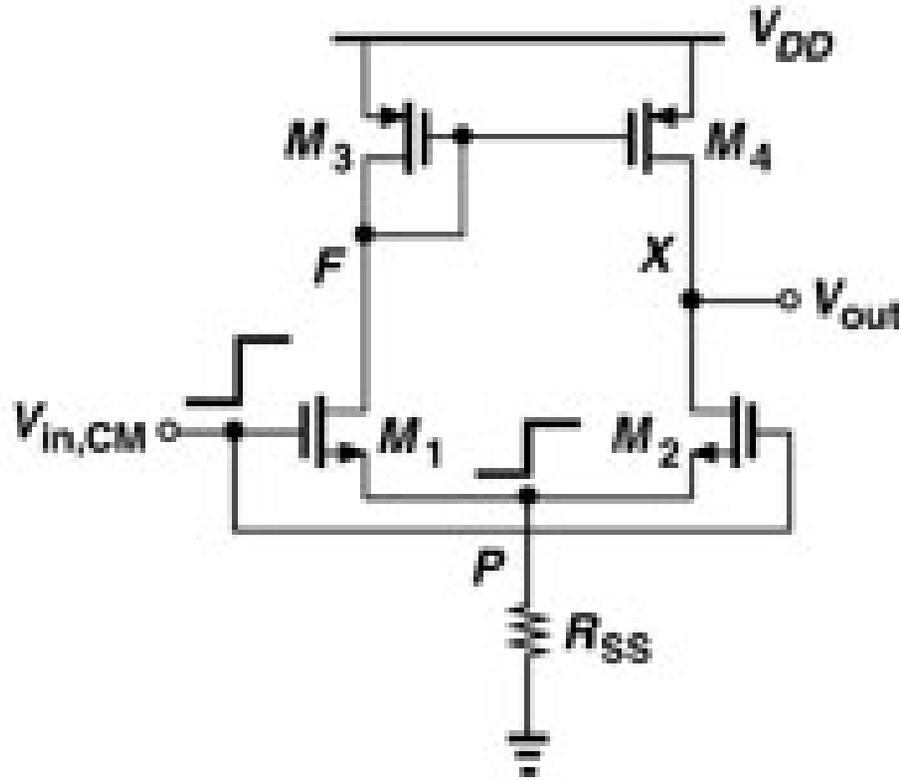
有源负载差动对的不对称摆幅



$$\frac{A_{vX}}{A_{vY}} = \frac{1}{2g_{m3(4)}r_{O3(4)}} \ll 1$$

$$\therefore A_{vX} = \frac{V_3}{V_{in}} \frac{I_1 \frac{1}{g_{m3(4)}}}{V_{in}} = \frac{g_{m1(2)}r_{O1(2)}}{2g_{m3(4)}(r_{O1(2)} + r_{O3(4)})} \ll g_{m1(2)}(r_{O1(2)} // r_{O3(4)}) = A_{vY}$$

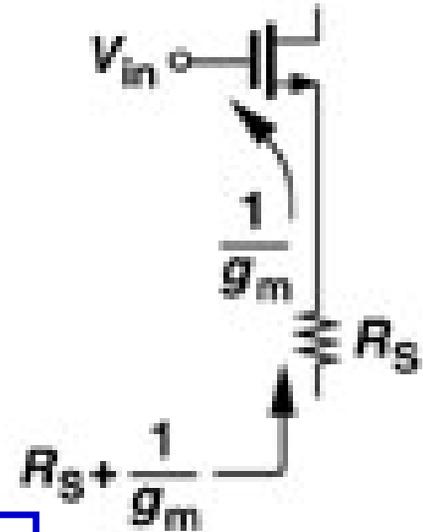
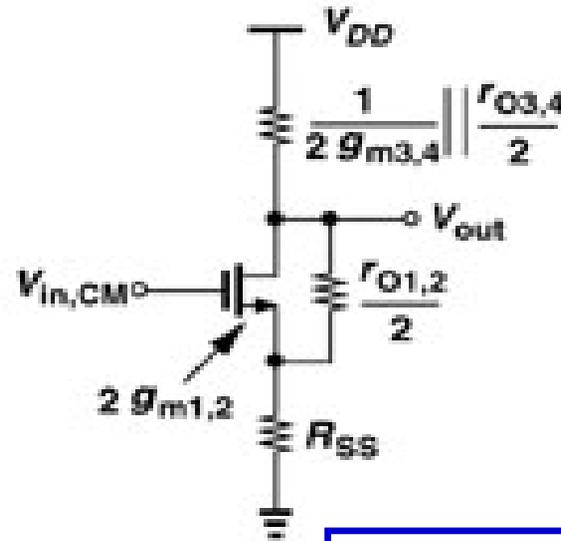
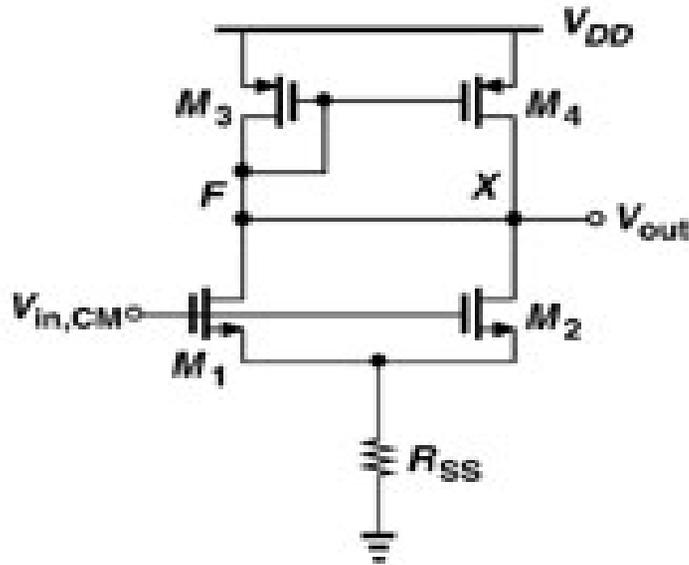
有源负载差动对的共模特性



共模增益的定义:

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

有源负载差动对的共模增益



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

负载电阻

$$A_V = \frac{R_D}{\frac{1}{g_m} + R_S}$$

从源级看进去的阻抗

重邮光电工程学院

有源负载差动对的CMRR

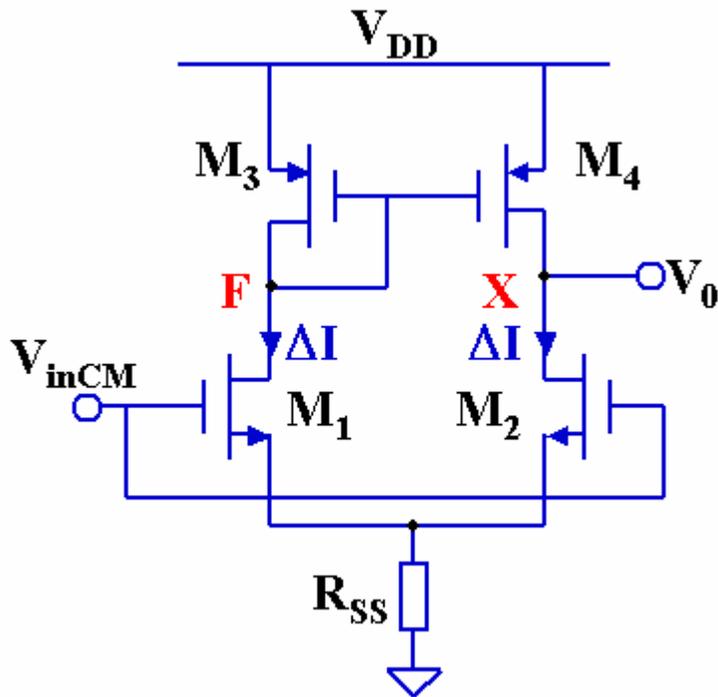
$$A_{CM} \approx \frac{-\frac{1}{2g_{m3,4}} \parallel \frac{r_{o3,4}}{2}}{\frac{1}{2g_{m1,2}} + R_{SS}} = \frac{-1}{1 + 2g_{m1,2}R_{SS}} \frac{g_{m1,2}}{g_{m3,4}}$$

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

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

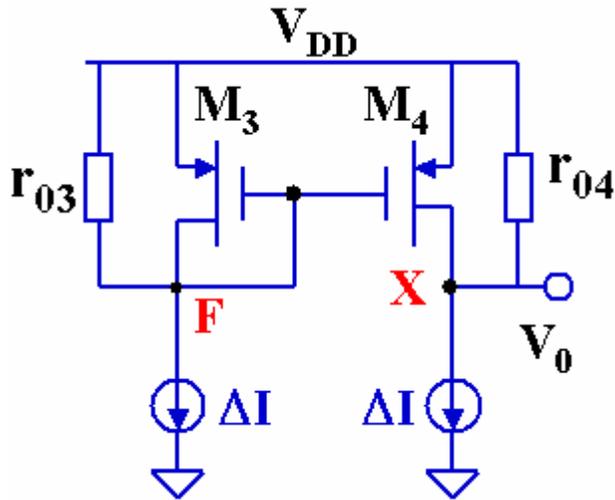
$$= g_{m3,4} (r_{o1,2} \parallel r_{o3,4}) (1 + 2g_{m1,2}R_{SS})$$

例 5.7



左图中，如果 V_{inCM} 使每一个输入晶体管的漏电流都产生 ΔI 的变化，那么 I_{D3} 、 I_{D4} 也会有相同的变化，因此 M_4 仿佛提供了 M_2 所需的额外电流，从而输出电压不需要变化，即 $A_{CM} = 0$ 。解释这一证明中的不严密性。

例 5.7 (续)



$$V_F = I \left(\frac{1}{g_{m3}} \parallel r_{03} \right)$$

$$|\Delta I_{D4}| = g_{m4} V_F = g_{m4} I \frac{r_{03}}{1 + g_{m3} r_{03}}$$

$$\Delta V_{out} = \left(g_{m4} \left| \frac{r_{03}}{1 + g_{m3} r_{03}} - I \right| \right) r_{04}$$

$$= - \left| \frac{1}{1 + g_{m3} r_{03}} r_{04} \right|$$

该值正好等于结点F的电压变化，这是显而易见的，因共模电压变化时，恒有 $V_X = V_Y$ 。

重邮光电工程学院

本章基本要求

1. **理解和掌握**共源共栅电流镜为何比基本电流镜精度更高的原因，精度的提高是靠消耗更多的电压余度而获得的。
2. **理解和掌握**低压共源共栅电流镜为何比普通共源共栅电流镜输出摆幅更小的原因，**会求实用低压共源共栅电流镜**中偏置电压 V_b 和 R 以及输出电压摆幅。
3. **会求**有源负载差分对的小信号增益，**理解和掌握**有源负载差分对的不对称输出摆幅特性及其共模响应。

第九章

模拟运算放大器

模拟运算放大器的一些重要参数

低频差模增益 A_d

单位增益带宽

最大功率带宽

输出电压(流)摆幅

线性

噪声与失调

转换速率 SR

共模抑制比 $CMRR$

电源抑制比 $PSRR$

运算放大器(简称运放)是许多模拟系统和模数混合信号系统中的一个完整部分。大量的具有不同复杂程度的运放被用来实现各种功能：从直流偏置的产生到高速放大或滤波。伴随着每一代CMOS工艺，由于电源电压和MOS管沟道长度的减小，为运放的设计不断提出复杂的课题。如低电压工作中的全摆幅运放(Rail to Rail Amp)、多极运放的设计等等。理解和学好运放知识是为今后更好从事模拟电路设计的基础，也是对前面所学知识的一种运用与实践。

运放的性能参数（1）

1. 差模开环增益 A_d ：运放工作于线性区时，其输出电压与差模输入电压之比，常用分贝dB表示。
2. 开环带宽BW（小信号带宽）：开环增益下降3dB（或直流增益的0.707倍）时所对应的信号频率。也称 f_{3dB} 带宽。
3. 全功率带宽BWP（大信号带宽）：运放跟随器连接时，当输入正弦大信号后，在额定负载、一定的失真条件下，运放输出电压幅度达到最大时所对应信号频率。

运放的性能参数 (3)

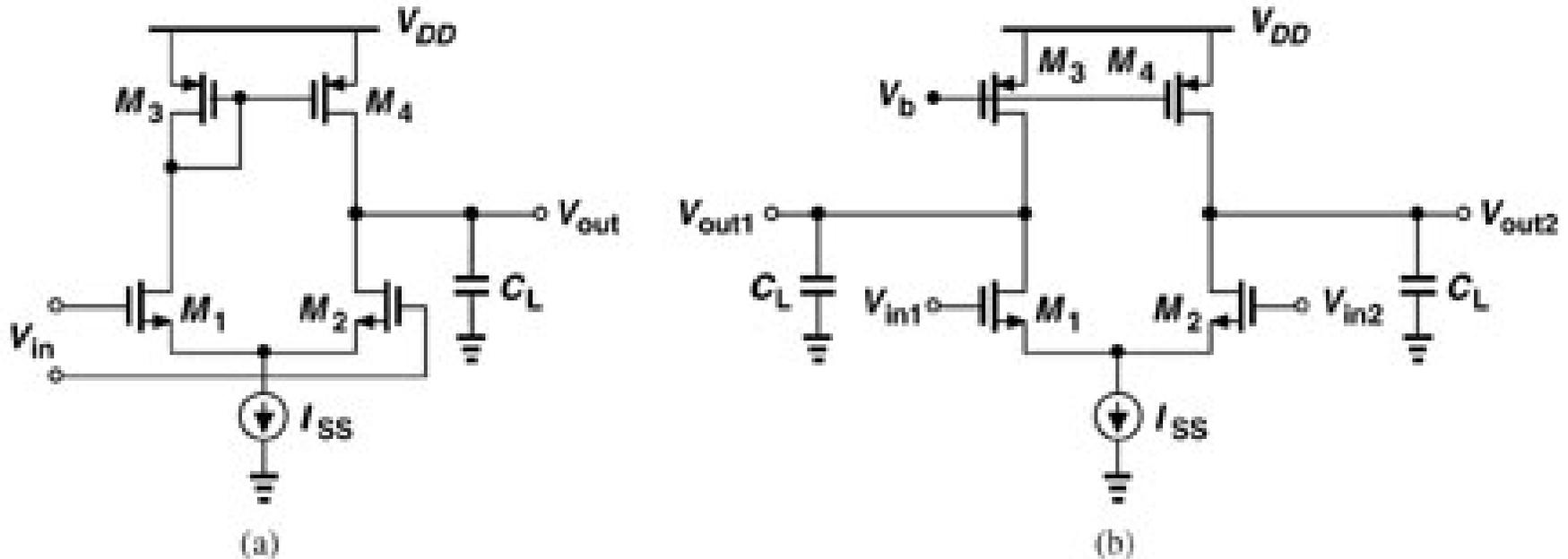
4. 输出峰-峰电压 V_{opp} (输出摆幅) : 指在特定负载条件下, 运放能输出的最大电压幅度, 即输出摆幅。
5. 线性 : 运放开环有很大的非线性, 全差动运放可以减小非线性, 负反馈也可以减小非线性, 开环增益越大, 负反馈后带来的非线性就越小。
6. 等效输入噪声电压 : 屏蔽良好、无信号输入的集成运放, 在其输出端产生的任何交流无规则的干扰电压。普通运放该值约为 $10 \sim 20\mu\text{V}$

运放的性能参数（2）

7. 输入失调电压 V_{os} ：在运放零输入时为使输出为零需在输入端所加的直流电压。通常以BJT作为差分输入级的运放 V_{os} 较小，约几毫伏，MOSFET输入级的运放（常规结构） V_{os} 相对较大。
8. 电源电压抑制比PSRR：运放工作于线性区时，输入失调电压随电源电压改变的变化率，即：

$$PSRR = 20 \log \left| \frac{V_{os}}{V_{CC/EE}} \right| = 20 \log \left| \frac{\frac{V_o}{A_d}}{V_{CC/EE}} \right| = 20 \log \left| \frac{A_{CD}}{A_d} \right|$$

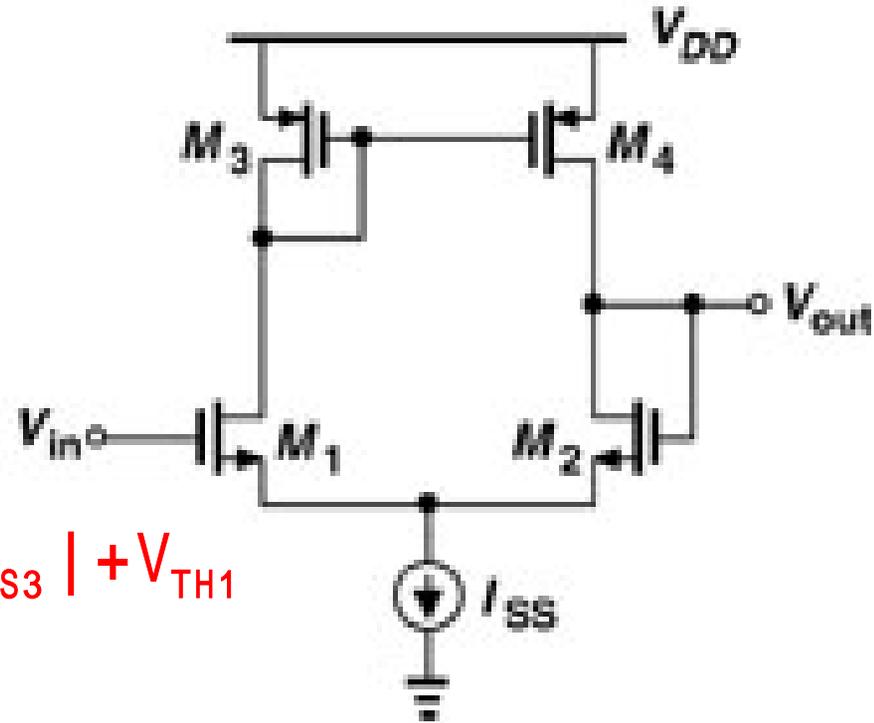
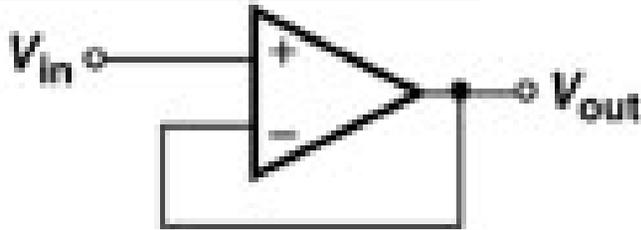
单级运算放大器



第四章中的差分对就是单级运算放大器，图(a)、(b)分别是单端和双端输出形式，从前面学过的知识可知，两种结构的小信号增益相同，但因(a)比(b)多一个“镜像”极点，故带宽比对称输出结构要窄，由于(b)的静态工作点不能“目测”，故还需共模反馈电路才能正常工作。

单级放大器接成单位增益缓冲器

这种接法也称为
跟随器连接方式



$$V_{GS1} + V_{onISS}$$

$$V_{inCM}$$

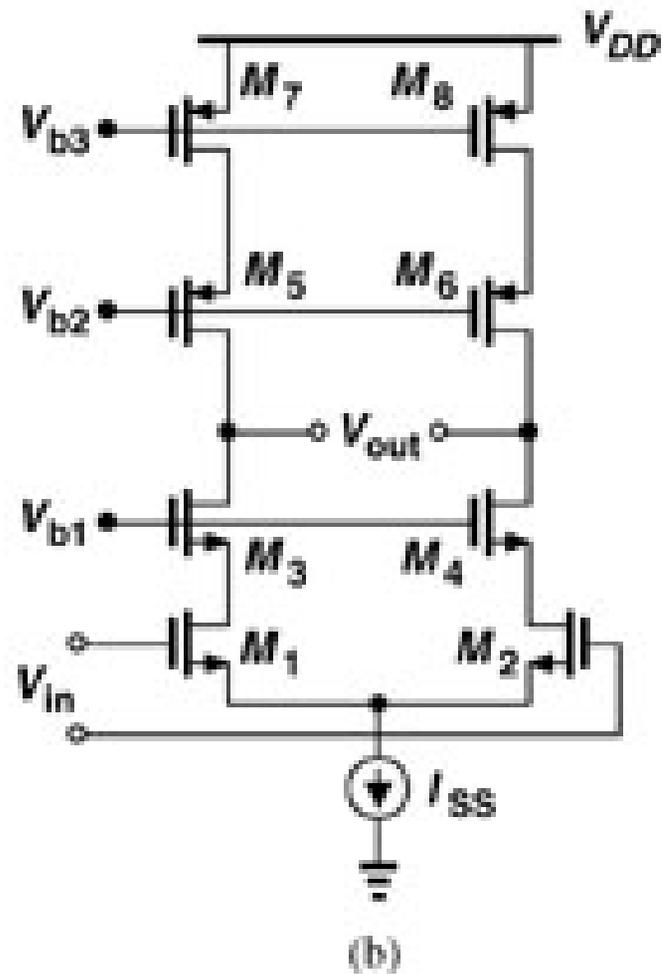
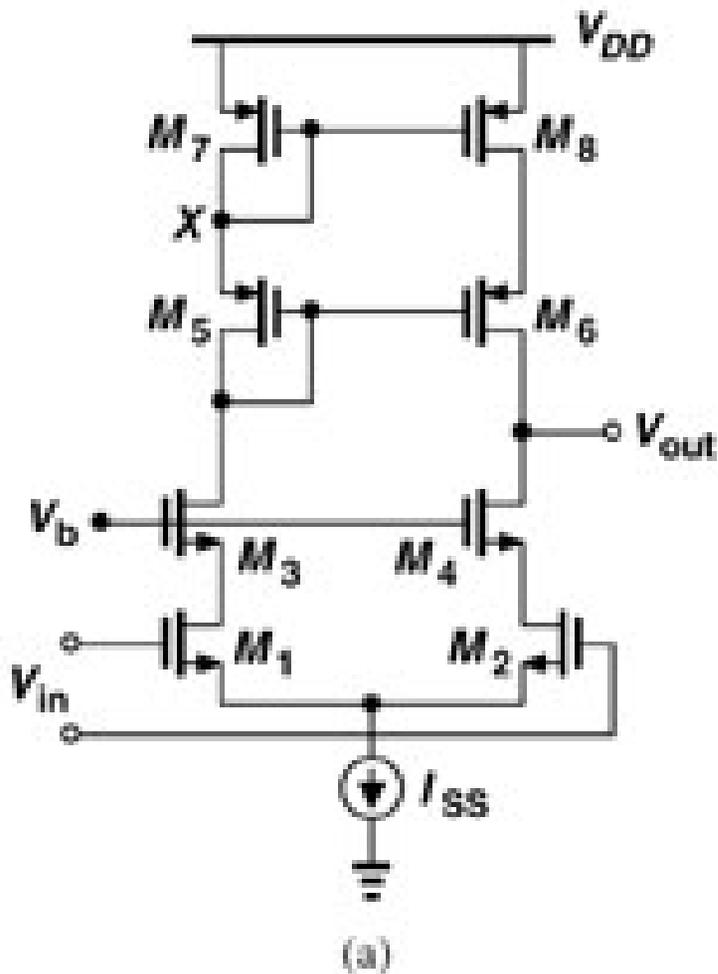
$$V_{DD} - |V_{GS3}| + V_{TH1}$$

$$A_V = g_{m1(2)} (r_{ON} // r_{OP})$$

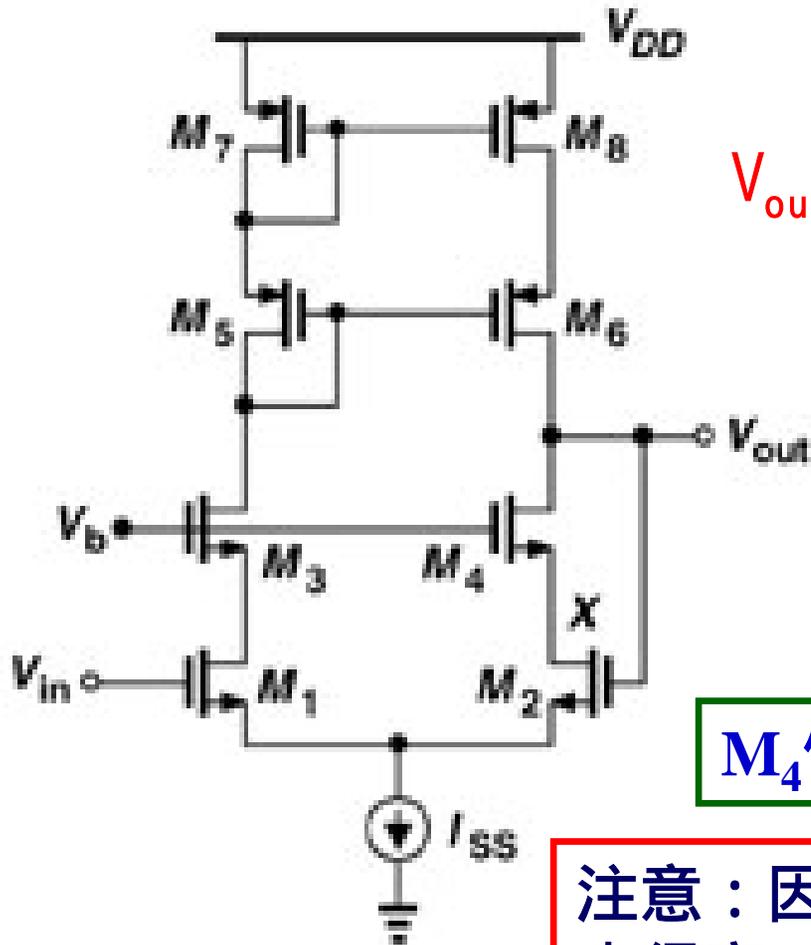
$$R_{out} = r_{ON} // r_{OP}$$

$$R_{out,f} = \frac{R_{out}}{1 + A_V} \quad \frac{1}{g_{m1(2)}}$$

“套筒式”共源共栅(Cascode)运放

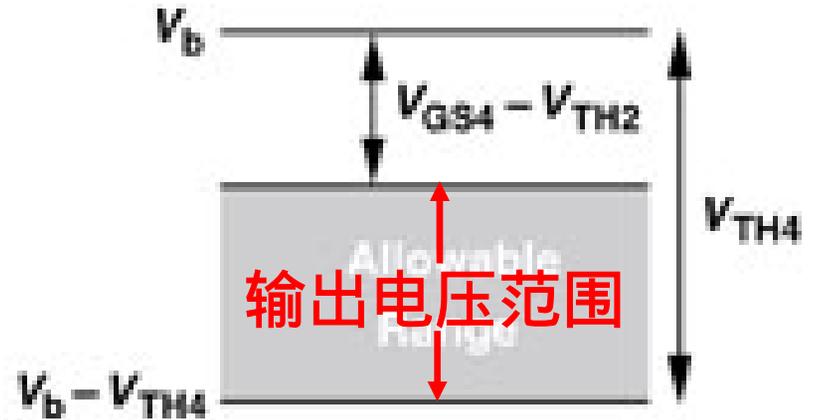


“套筒式”运放跟随器连接时的输出摆幅



M₂饱和要求：

$$V_{out} \quad V_X + V_{TH2} = V_b - V_{GS4} + V_{TH2}$$

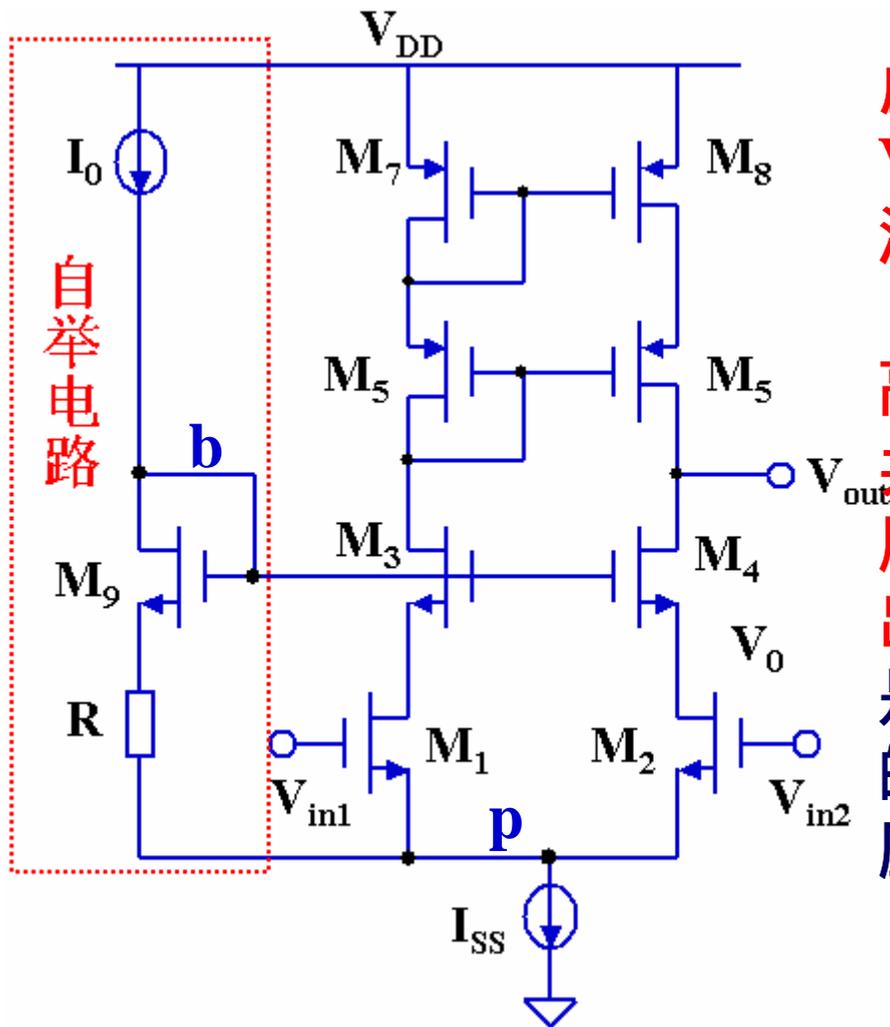


M₄饱和要求：

$$V_{out} \quad V_b - V_{TH4}$$

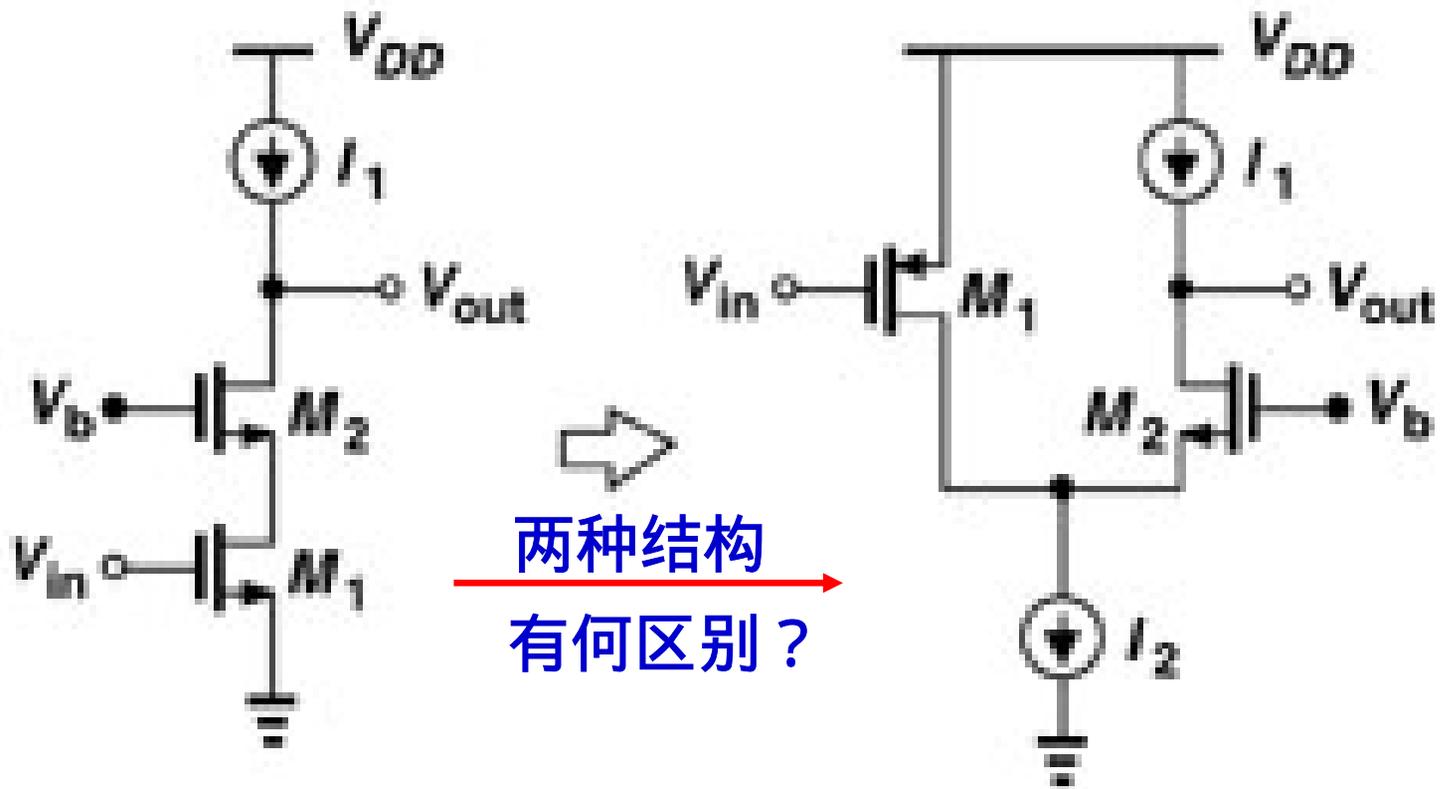
注意：因V_b的限制，共模输入电压范围也很窄。 $V_{inmax} \leq V_X + V_{TN} = V_b - V_{GS3(4)} + V_{TN}$

利用自举电路扩展共模和输出电压范围



虚框内电路构成自举电路：当 $V_{incM} \uparrow \rightarrow V_P \uparrow$ ，因 M_9 流过的电流恒定，故 $V_b = V_{GS9} + V_R + V_P \uparrow$ ，即 V_b 跟随输入共模电压的升高而“自举”提高，从而扩展了共模输入电压范围，同时也扩展了该电路接成跟随器时的输出电压范围。注意，当电路不是接成跟随器时，其输出电压的摆幅依然决定于共模输入电压范围！

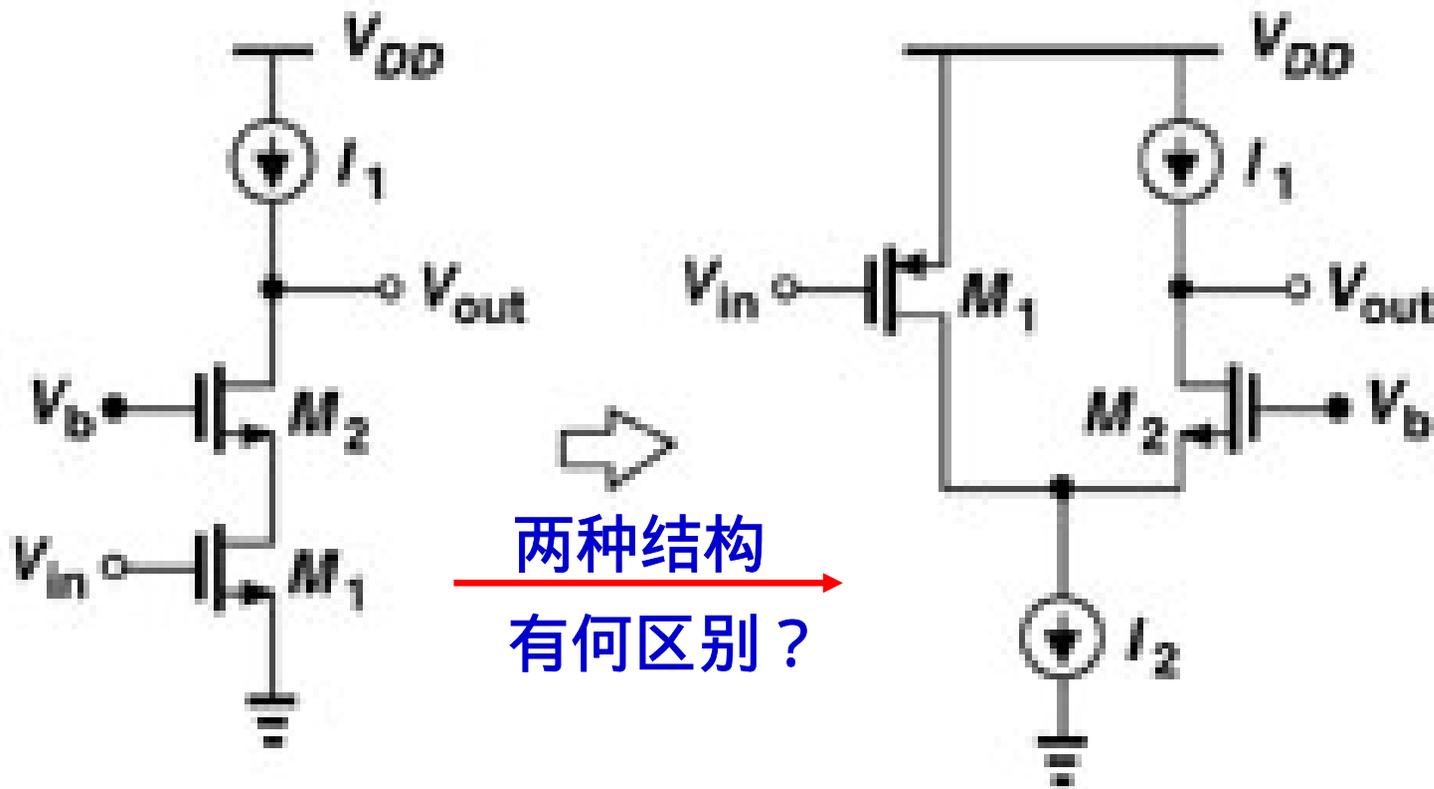
折叠式共源共栅放大器 (1)



同型NMOS管构成的共源共栅放大器

P - NMOS管构成的共源共栅放大器

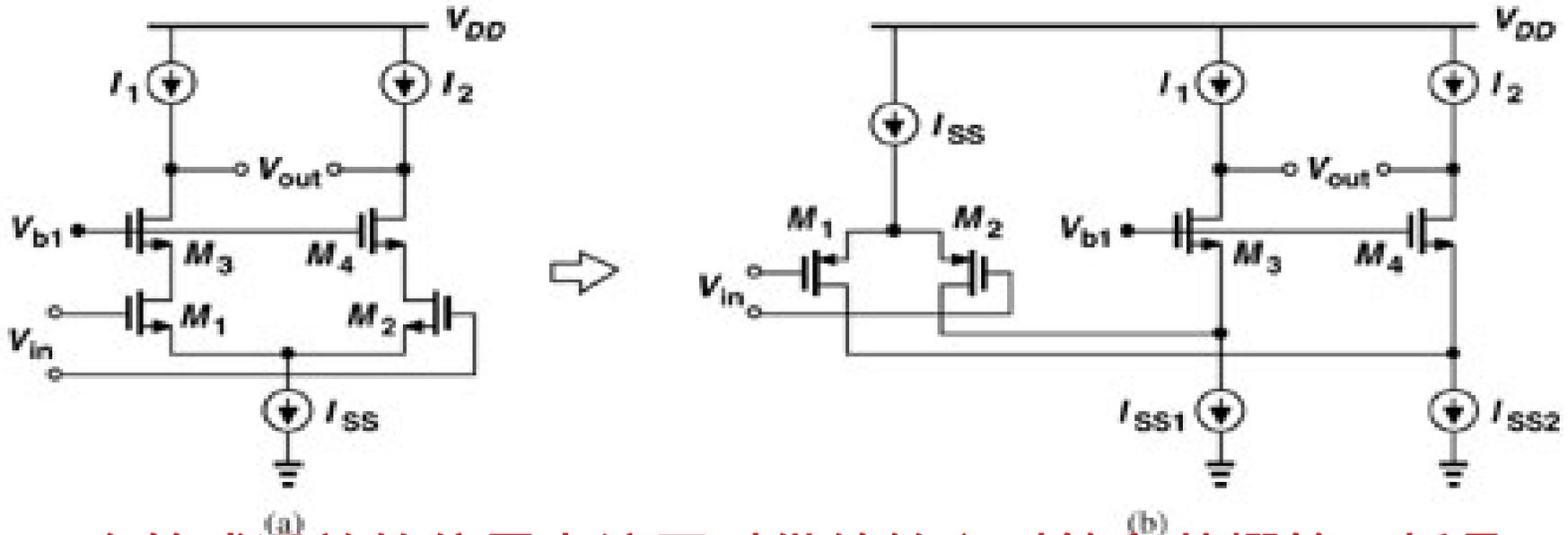
折叠式共源共栅放大器 (2)



同型PMOS管构成的共源共栅放大器

N - PMOS管构成的共源共栅放大器

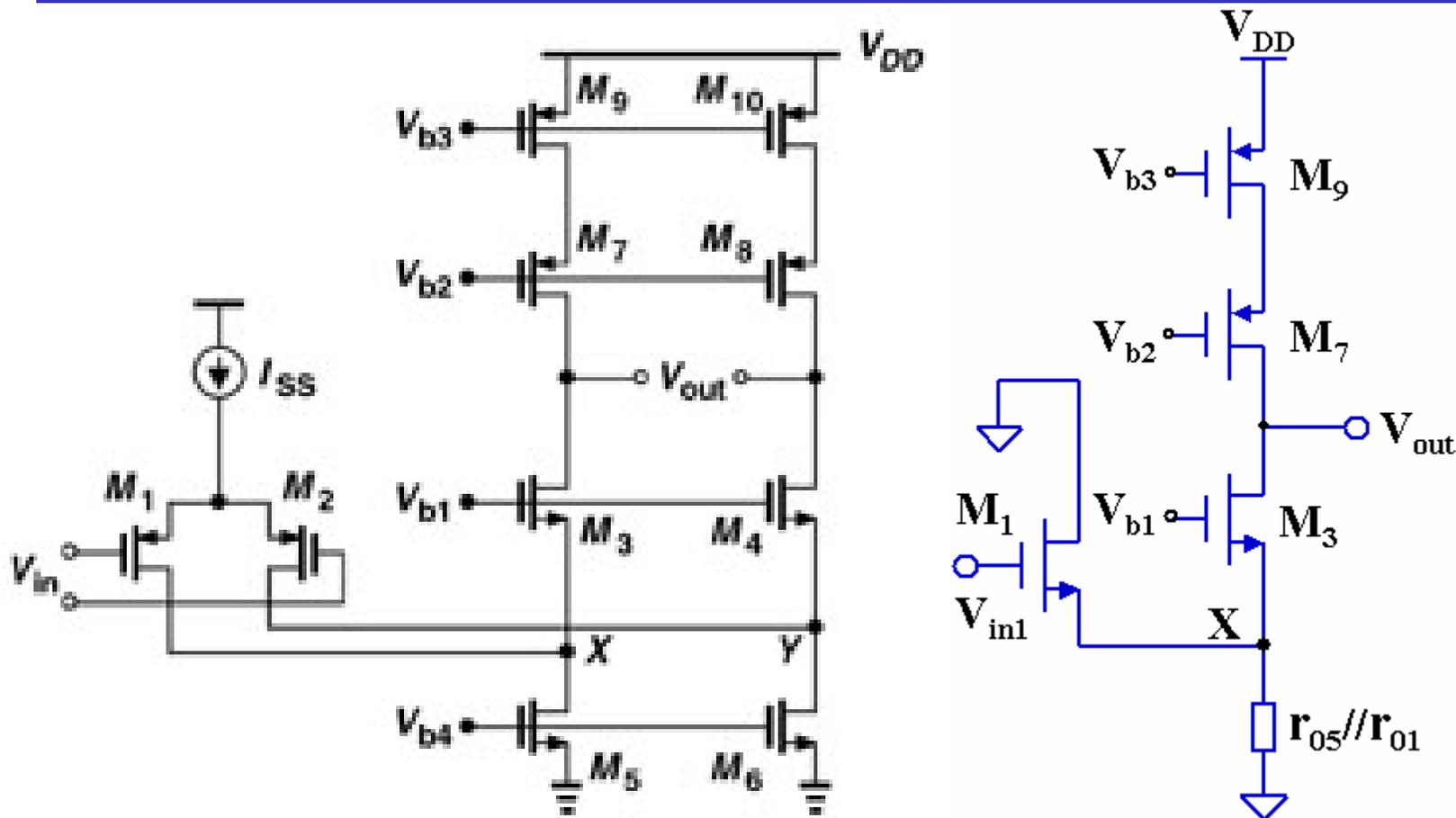
套筒式与折叠式共源共栅运放的区别



1. 套筒式运放的偏置电流同时供给输入对管和共栅管，折叠式运放的输入对管和共栅管需不同的偏置电流通常折叠式运放比套筒式运放要消耗更多的功耗。
2. 两种结构的共模输入电压范围有明显区别，对于套筒式运放而言， $V_{incM} \leq V_{b1} - V_{GS3} + V_{TN}$ ，对于折叠式而言， $V_{incM} \geq V_{b1} - V_{GS3} + |V_{TP}|$ ，这时折叠式可直接接成跟随器形式。

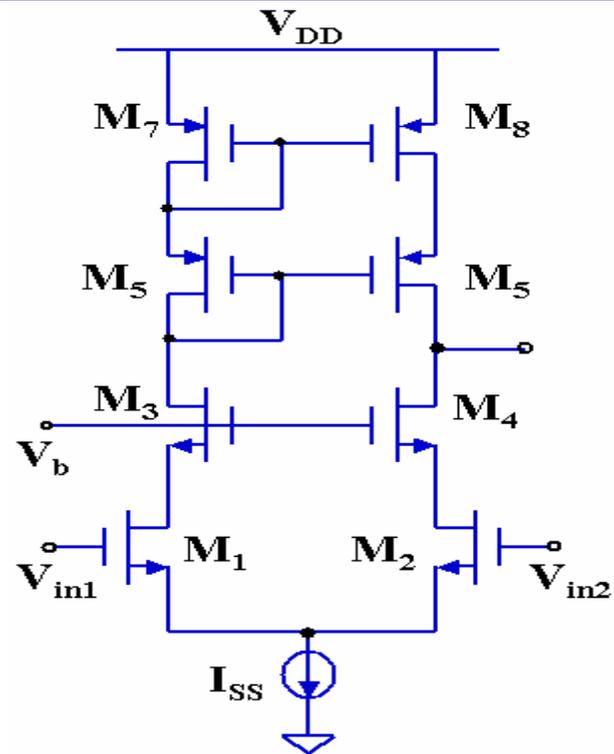
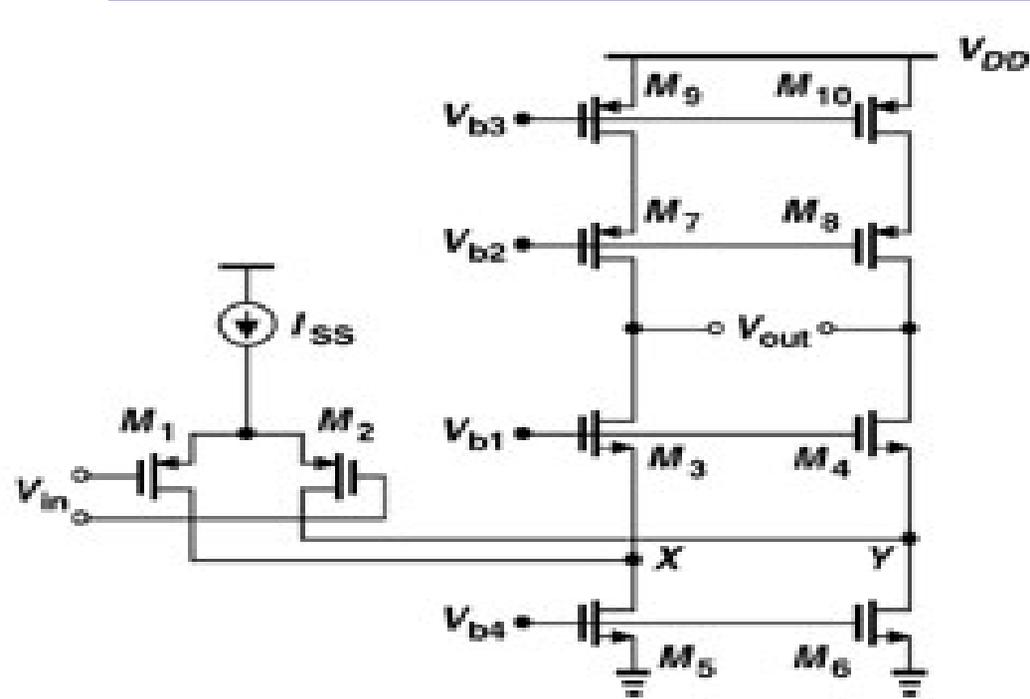
重邮光电工程学院

折叠式共源共栅运放 (2)



$$|A_v| \approx g_{m1} \{ [(g_{m3} + g_{mb3})r_{o3}(r_{o1} \parallel r_{o5})] \parallel [(g_{m7} + g_{mb7})r_{o7}r_{o9}] \}$$

套筒式与折叠式运放差模增益的区别

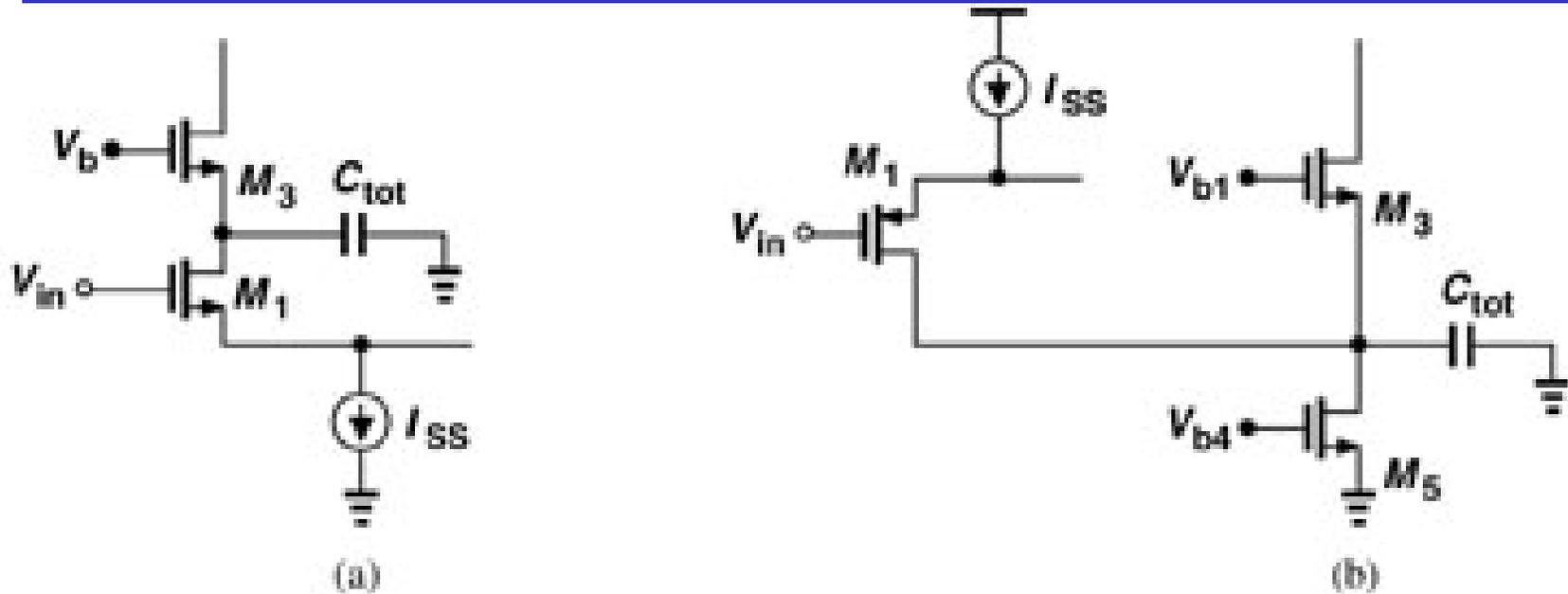


$$|A_v| \approx g_{m1} \{ [(g_{m3} + g_{mb3})r_{o3}(r_{o1} \parallel r_{o5})] \parallel [(g_{m7} + g_{mb7})r_{o7}r_{o9}] \}$$

$$|A_v| \approx g_{m1} [(g_{m3} + g_{mb3})r_{o3}r_{o1}] \parallel [(g_{m7} + g_{mb7})r_{o7}r_{o9}]$$

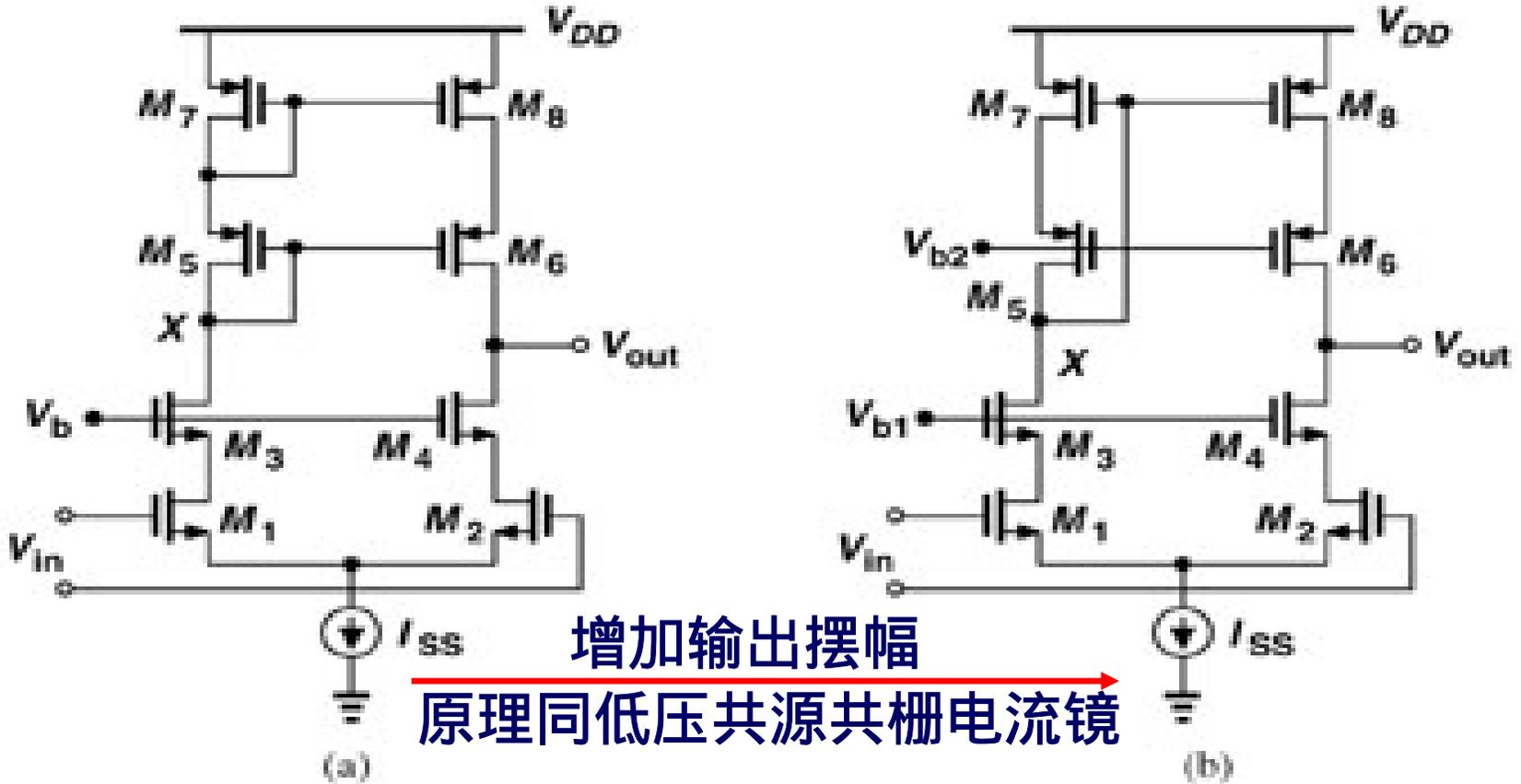
因NMOS的跨导比PMOS跨导大，且 $r_{o1} \parallel r_{o2} < r_{o1}$ ，故套筒式运放的增益比折叠式运放的增益大2~3倍。

套筒式与折叠式运放折叠点的区别



套筒式折叠点电容 C_{tot} 包括 C_{GS3} 、 C_{SB3} 、 C_{DB1} 和 C_{GD1} ，折叠式中还要包括 C_{DB5} 和 C_{GD5} ，且添加的这两个电容相当大，因为流过 M_5 的电流本身就较大，为了减小过驱动电压以增加输出摆幅，其宽长比就更大，结果该折叠点产生的极点比套筒式运放更靠近原点，带宽就比套筒式运放窄。

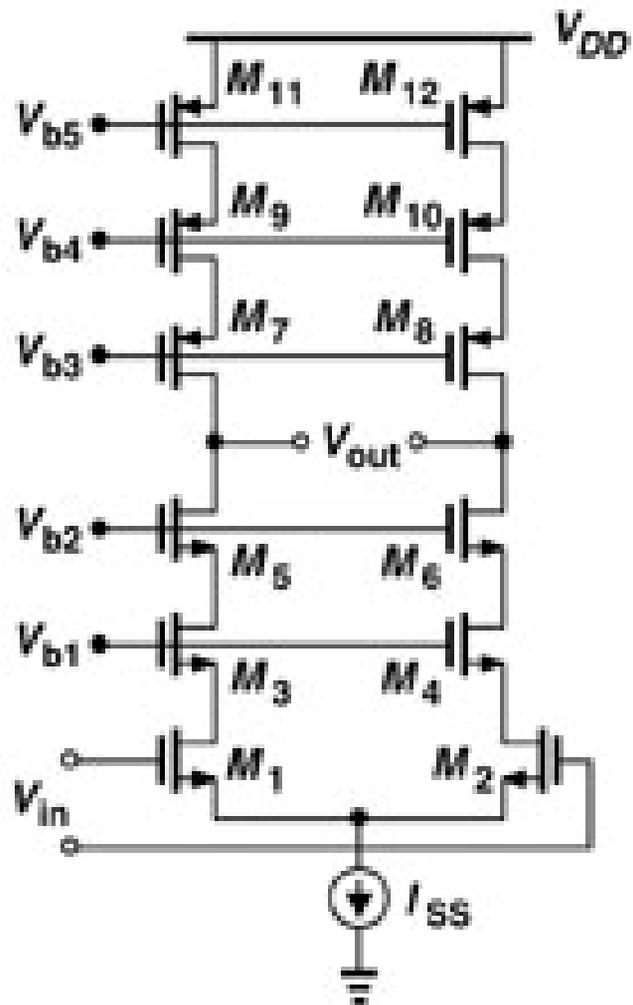
单端输出套筒式运放



$$V_{outmax} = V_{DD} - (V_{on6} + V_{on8}) - |V_{TP}|$$

$$V_{outmax} = V_{DD} - (V_{on6} + V_{on8})$$

三层叠共源共栅套筒式运放

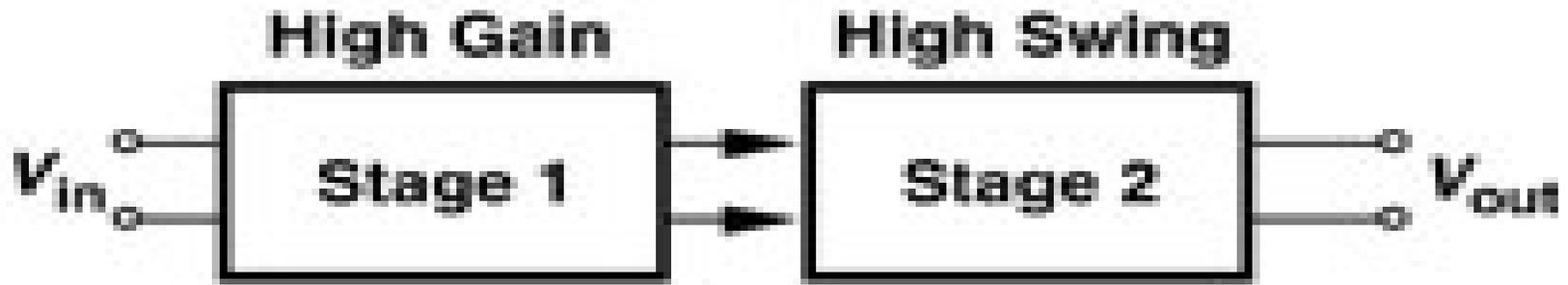


该结构虽然可获得高增益，但摆幅受限严重，实践中较少采用；同时节点增多，由此产生的极点也比两层叠的共源共栅运放多，带宽也要窄一些。

套筒式与折叠式运放的比较分析

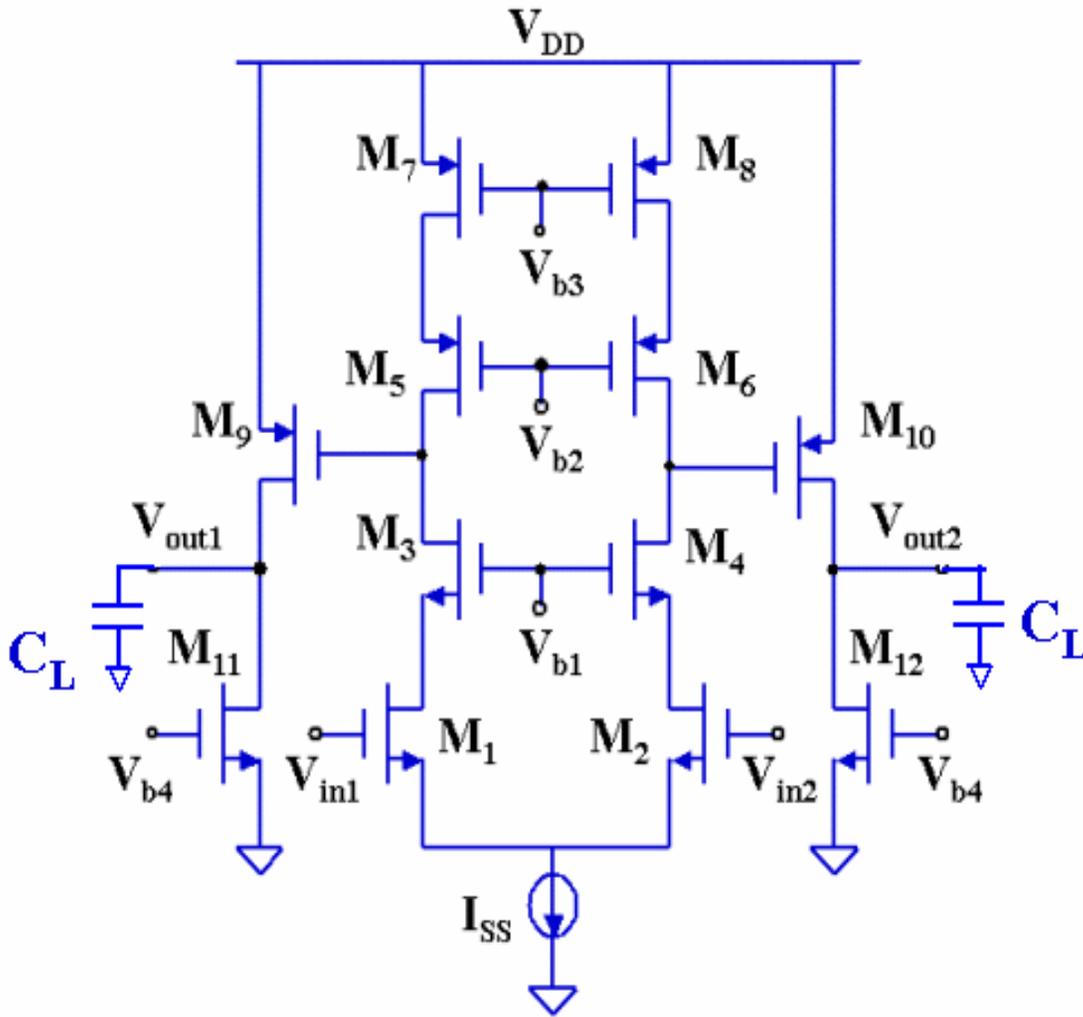
折叠式运放与套筒式运放相比，输出摆幅相对较大(比套筒式运放少折叠一个MOS管)，这是以较大功耗、较小的增益、较小的带宽和较大的噪声获得的。尽管如此，折叠式运放比套筒式运放运用更为广泛，因为它可以直接接成跟随器形式(折叠式常用于单级运放，两极运放中，第一级还是常用套筒式运放)，而套筒式运放不能接成跟随器形式(仅用作跟随器时，利用自举技术可以解决这一问题)。不论那种结构，双端输出比单端输出带宽更宽(没有“镜像极点”)。

两极运放



单级放大器的增益一般最大可做到70dB左右(在 L 较小时这个值很难达到)，要获得更高增益时需两极或两极以上(对于小 L 值、低电源电压情况)放大才能得到，在两极运放中，第一极通常用来获得高增益，第二级用来获得大输出摆幅。这样做的目的—是解决了高增益与输出摆幅的矛盾，另一方面也容易满足运放稳定性要求，同时可以减小运放的等效失调电压。

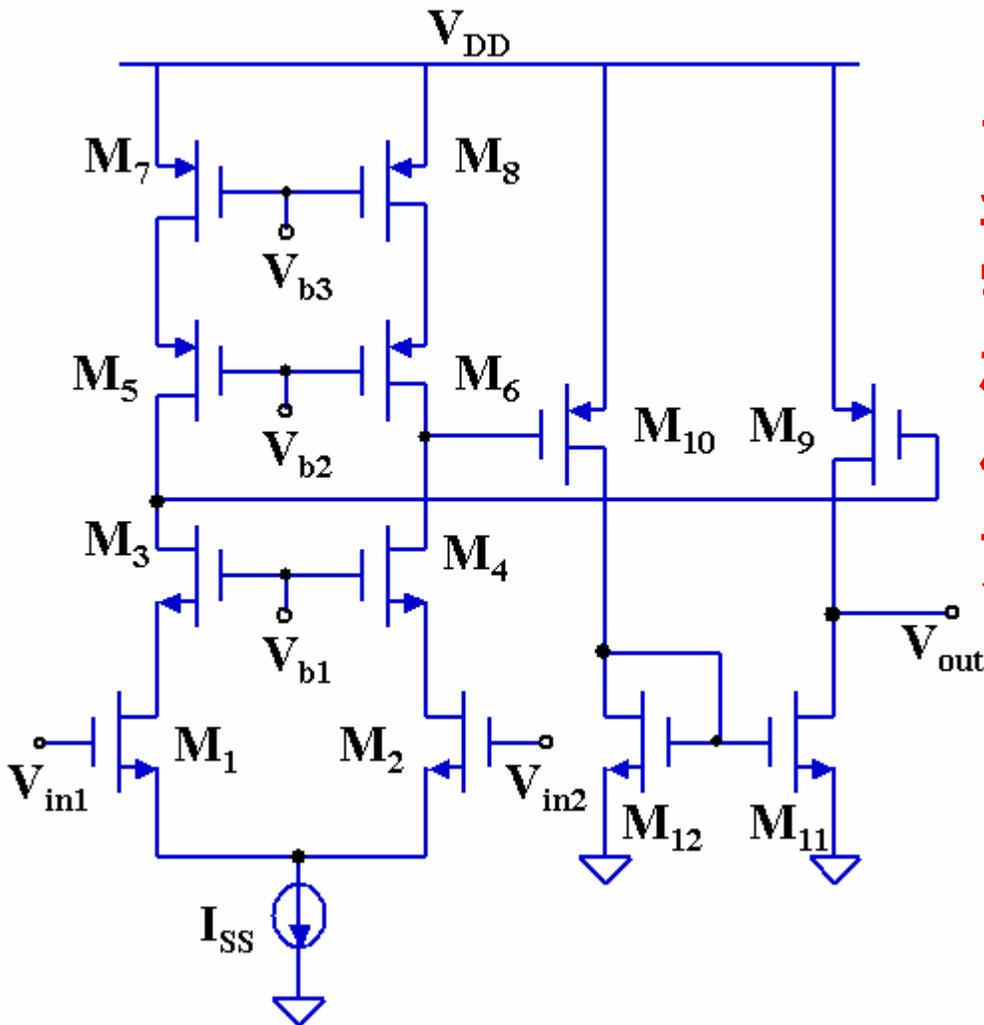
双端输出的两极运放



1. 增益为多少？
2. 那一个节点是第一主极点？第二主极点呢？
3. 输出摆幅 = ？
4. CMR如何？

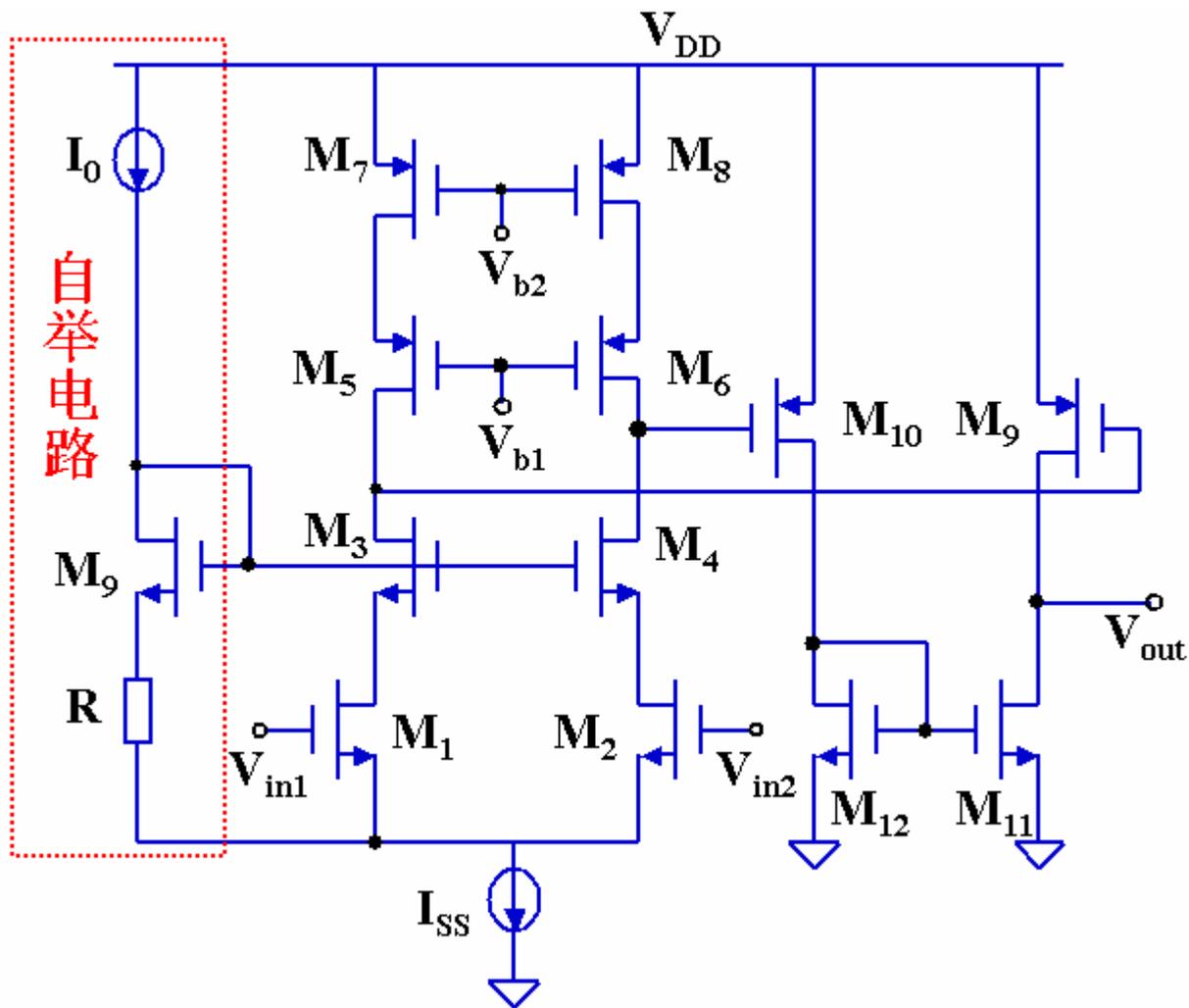
Common Mode Range

单端输出的两极运放

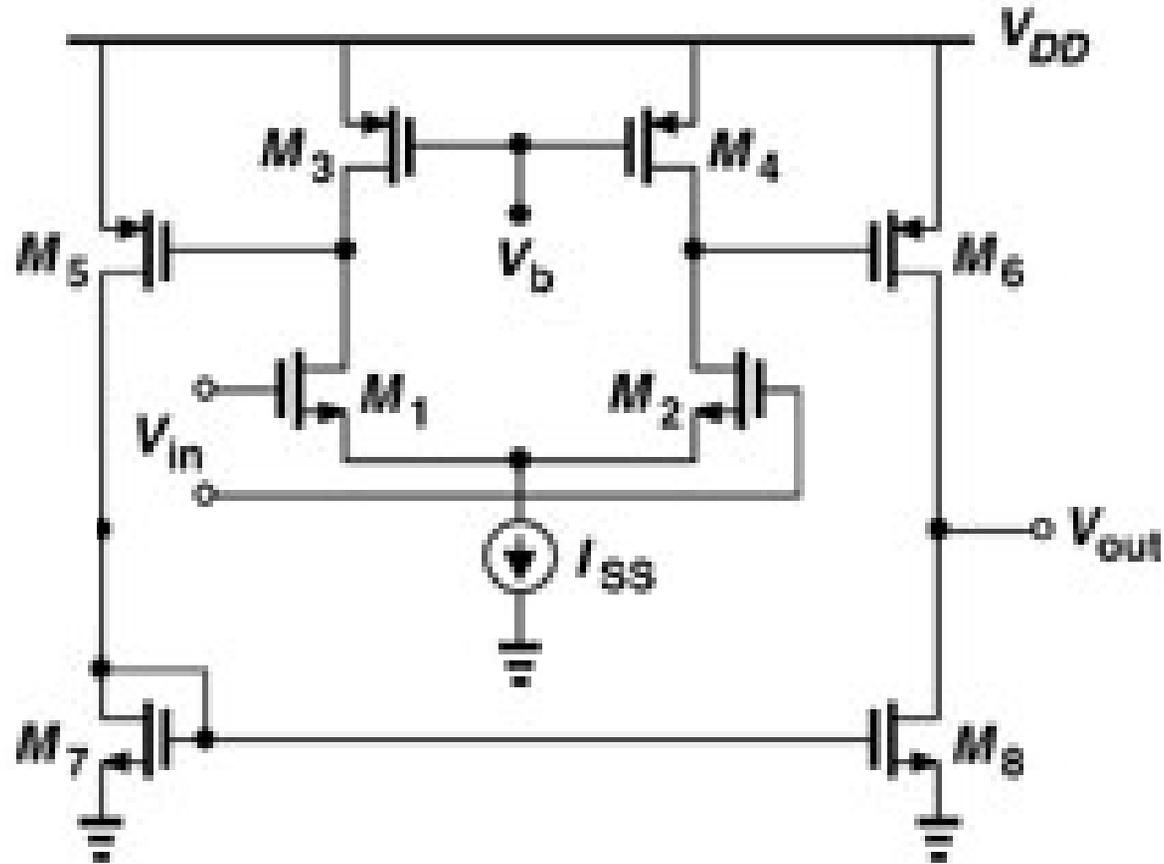


与前面双端输出运放有那些区别(增益和带宽)? 还需要共模反馈电路吗? 共模输入电压(CMR)范围如何? 可以接成跟随器连接方式吗?

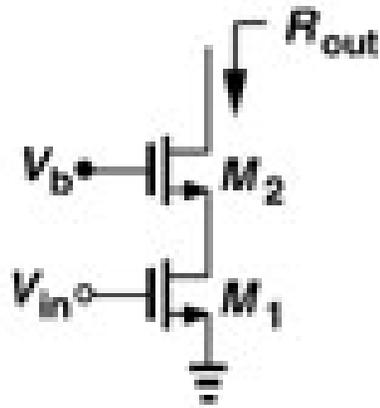
带自举电路的单端输出两极运放



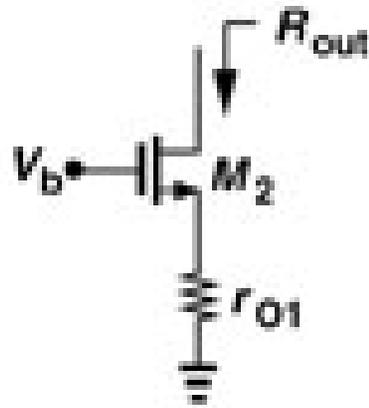
单端输出的两极运放



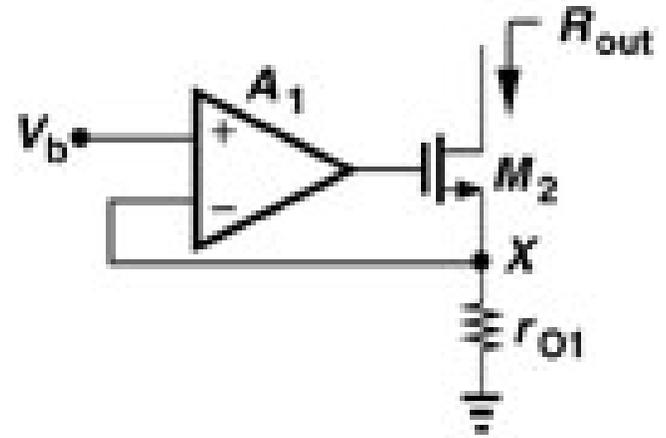
利用负反馈提高小信号输出电阻



(a)



(b)

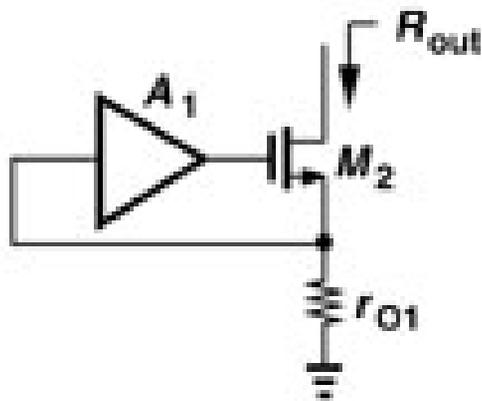


(c)

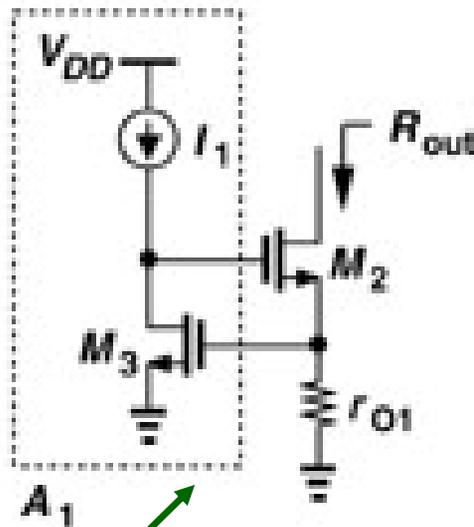
$$R_{out} = A_1 g_{m2} r_{o2} r_{o1}$$

增益提高运放的原理

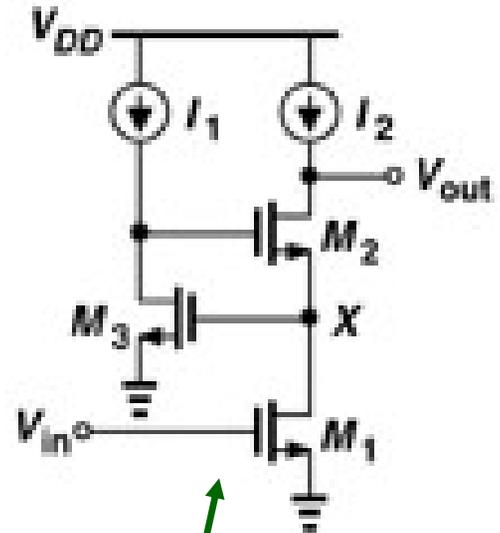
$$R_{out} = A_1 g_{m2} r_{o2} r_{o1}$$



(a)



(b)



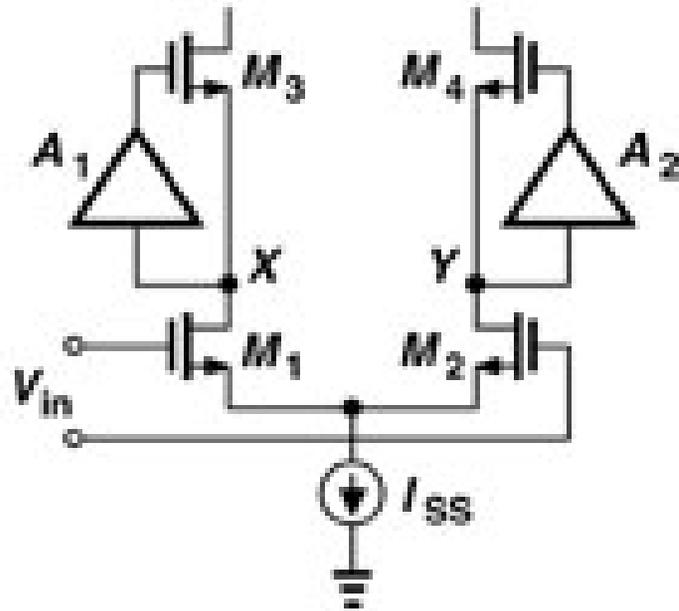
(c)

$$R_{out} = (g_{m3} r_{o3}) g_{m2} r_{o2} r_{o1}$$

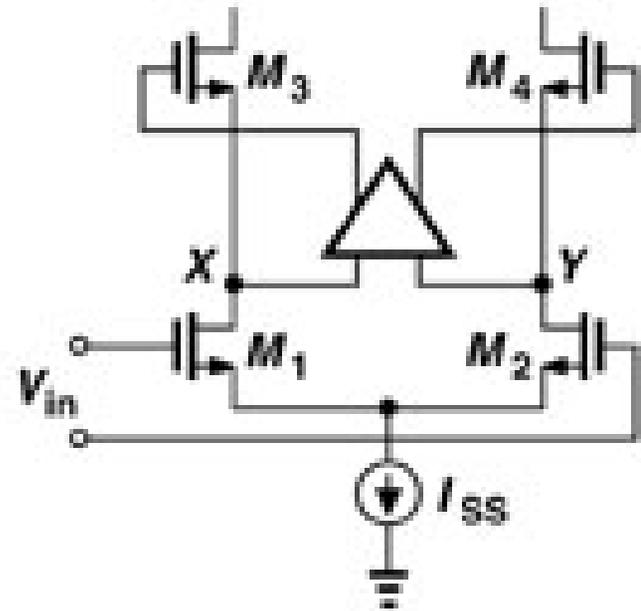
$$A_V = g_{m1} g_{m2} g_{m3} r_{o1} r_{o2} r_{o3}$$

注意：M₃、I₁构成的辅助放大器减小了输出电压摆幅。
 没有时 $V_{0min} = V_{on2} + V_{on1}$, 有时 $V_{0min} = V_{on2} + V_{GS3}$

增益提高运放的实现

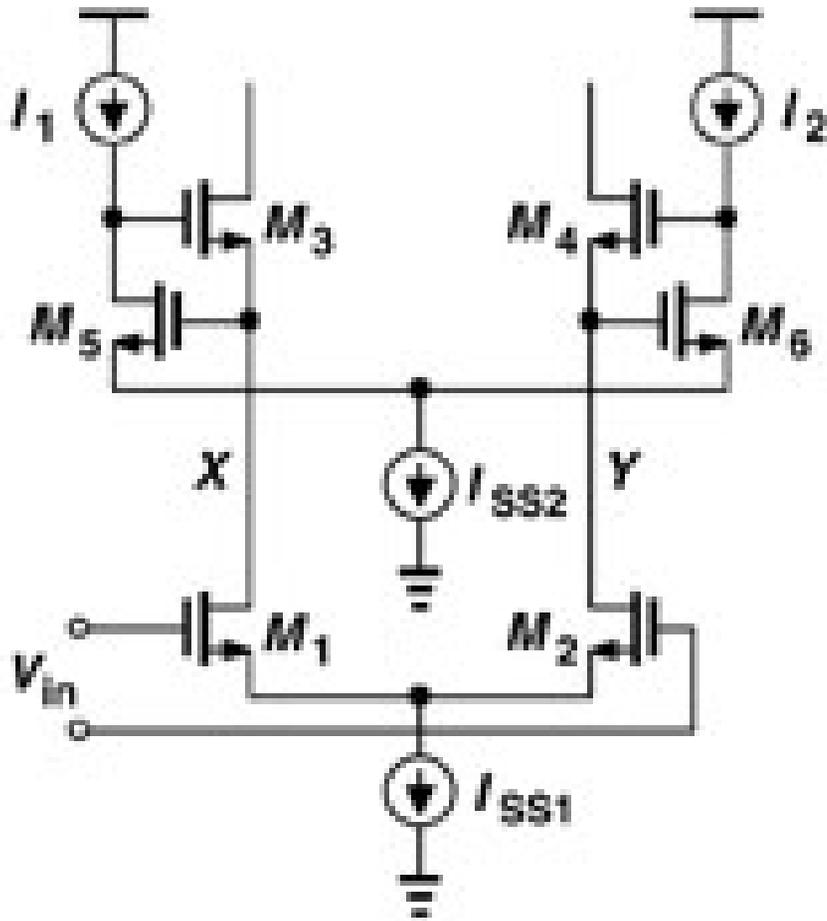


(a)



(b)

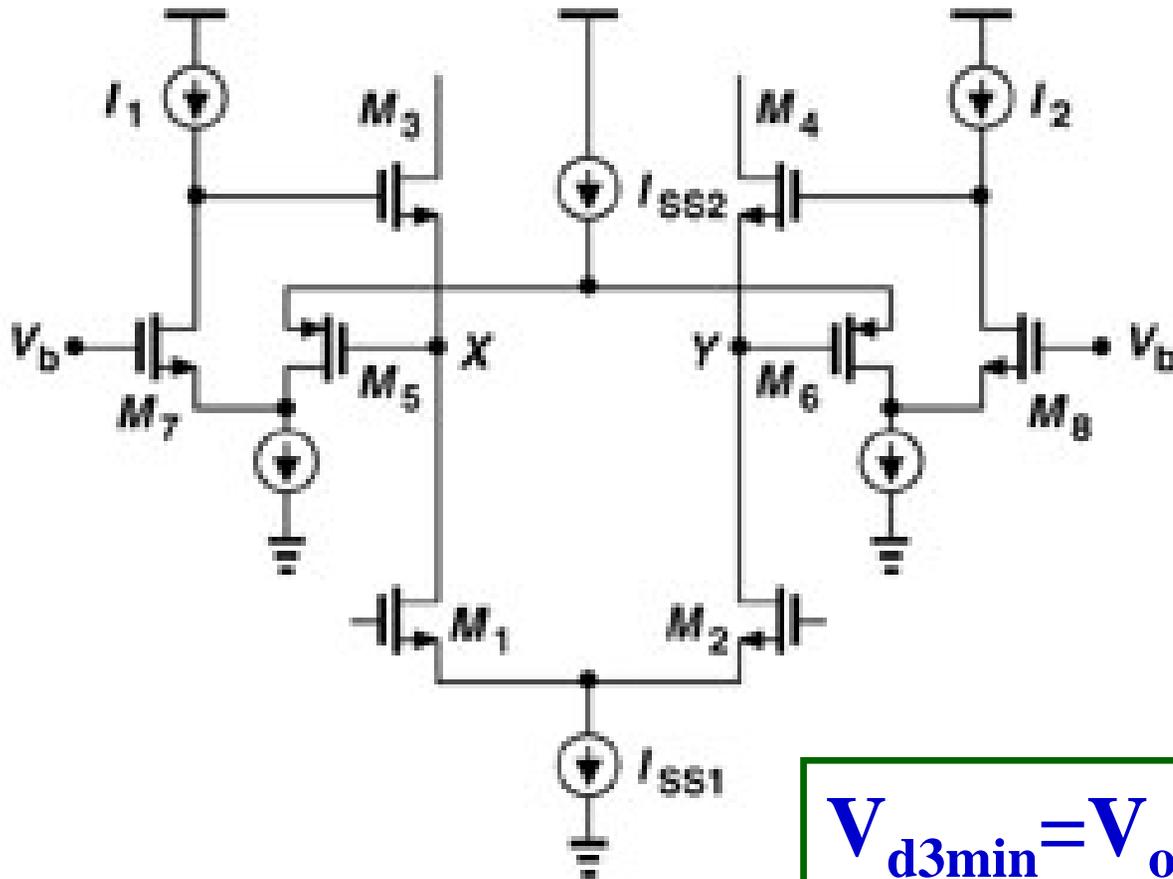
差分增益提高运放 (1)



$$V_{d3min} = V_{on3} + V_{GS5} + V_{onI_{SS2}}$$

M_5 、 M_6 、 I_{SS2} 限制了输出电压摆幅。大约比以前减小了一个阈值电压 V_{TN} 。

差分增益提高运放 (2)



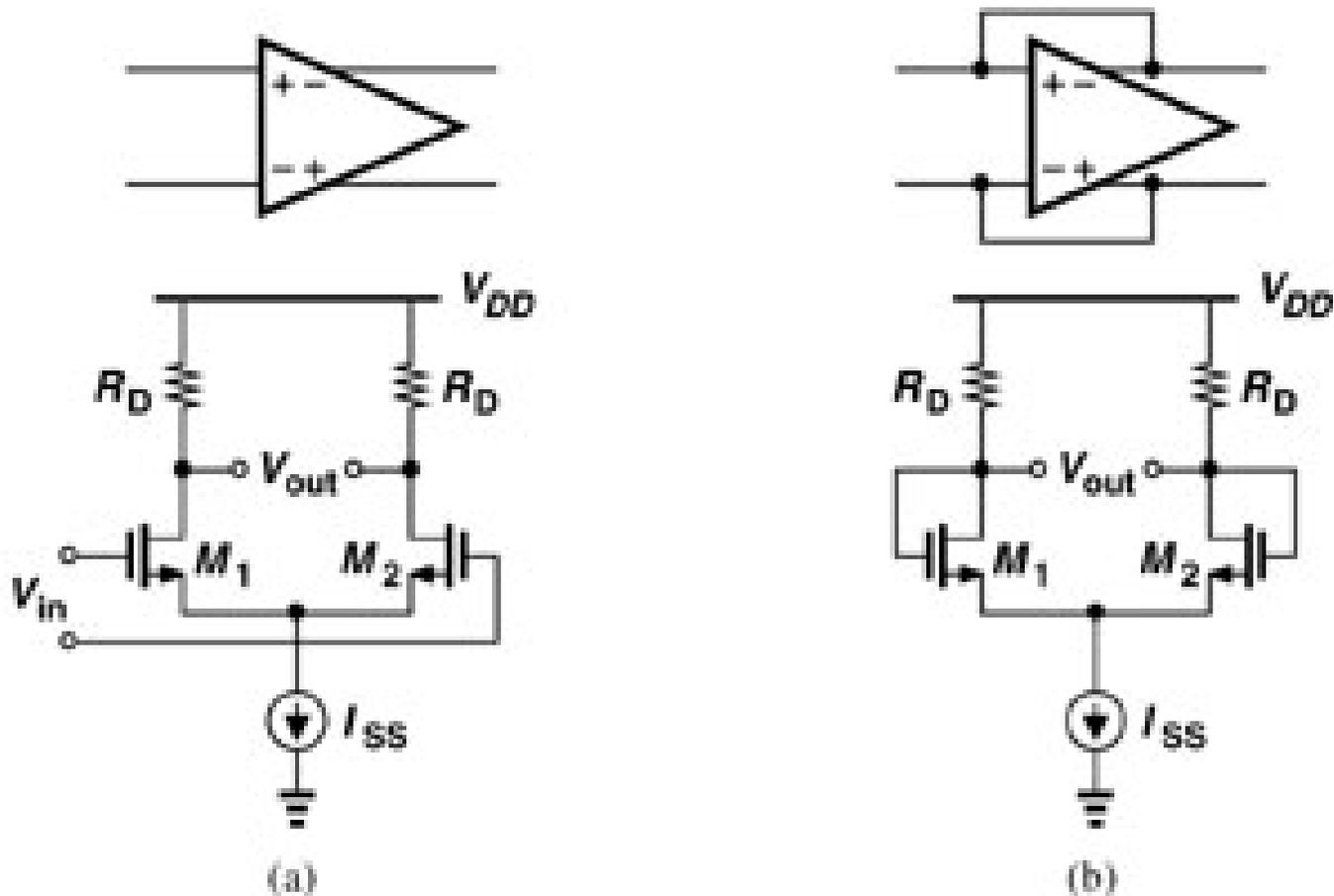
V_{0min} 与辅助
放大器无关!

$$V_{d3min} = V_{on3} + V_{on1} + V_{onI_{SS1}}$$

各种不同运放的性能比较

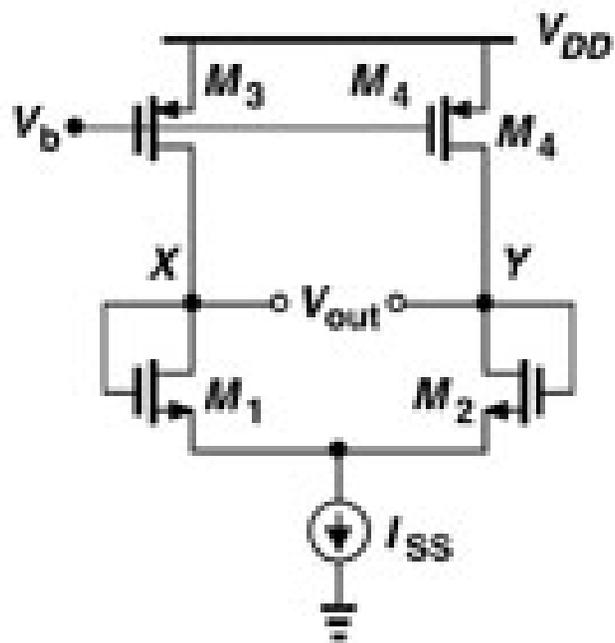
	增益	摆幅	速度	功耗	噪声
套筒式共源共栅	中	中	高	低	低
折叠式共源共栅	中	中	高	中	中
两极运放	高	高	低	中	低
增益提高运放	高	中	中	高	中

共模反馈 (CMFB) 的概念 (1)

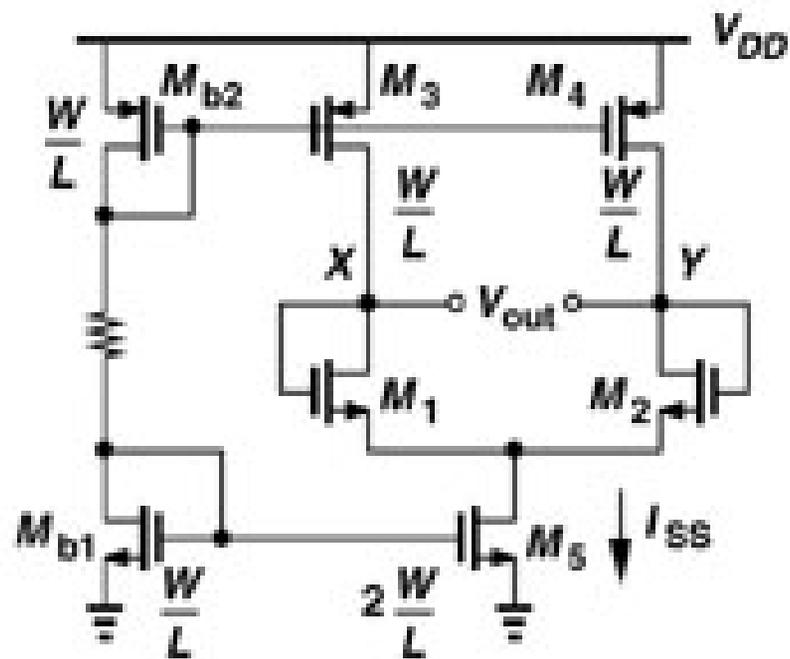


静态工作点可以“目测”的简单差动对

共模反馈的概念 (2)



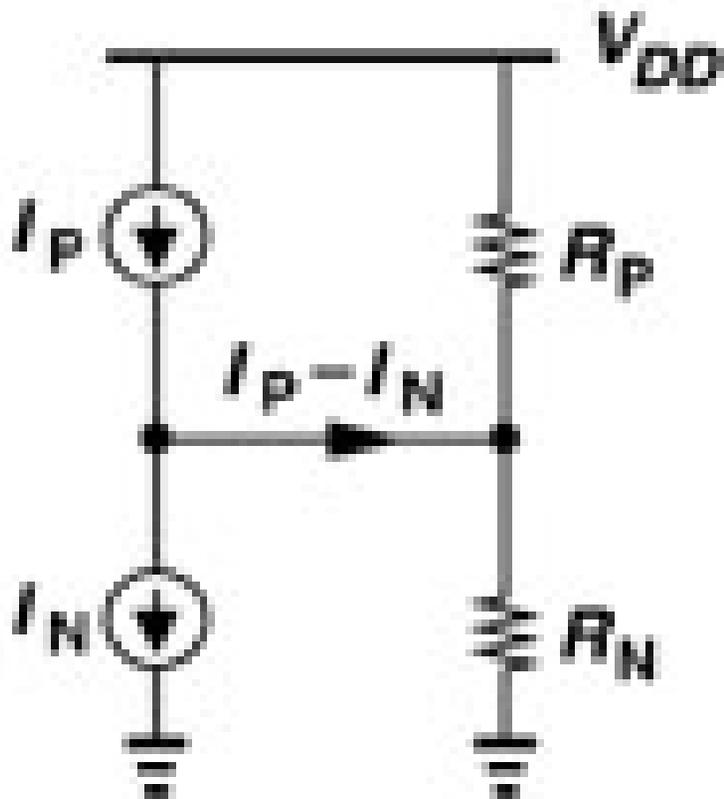
(a)



(b)

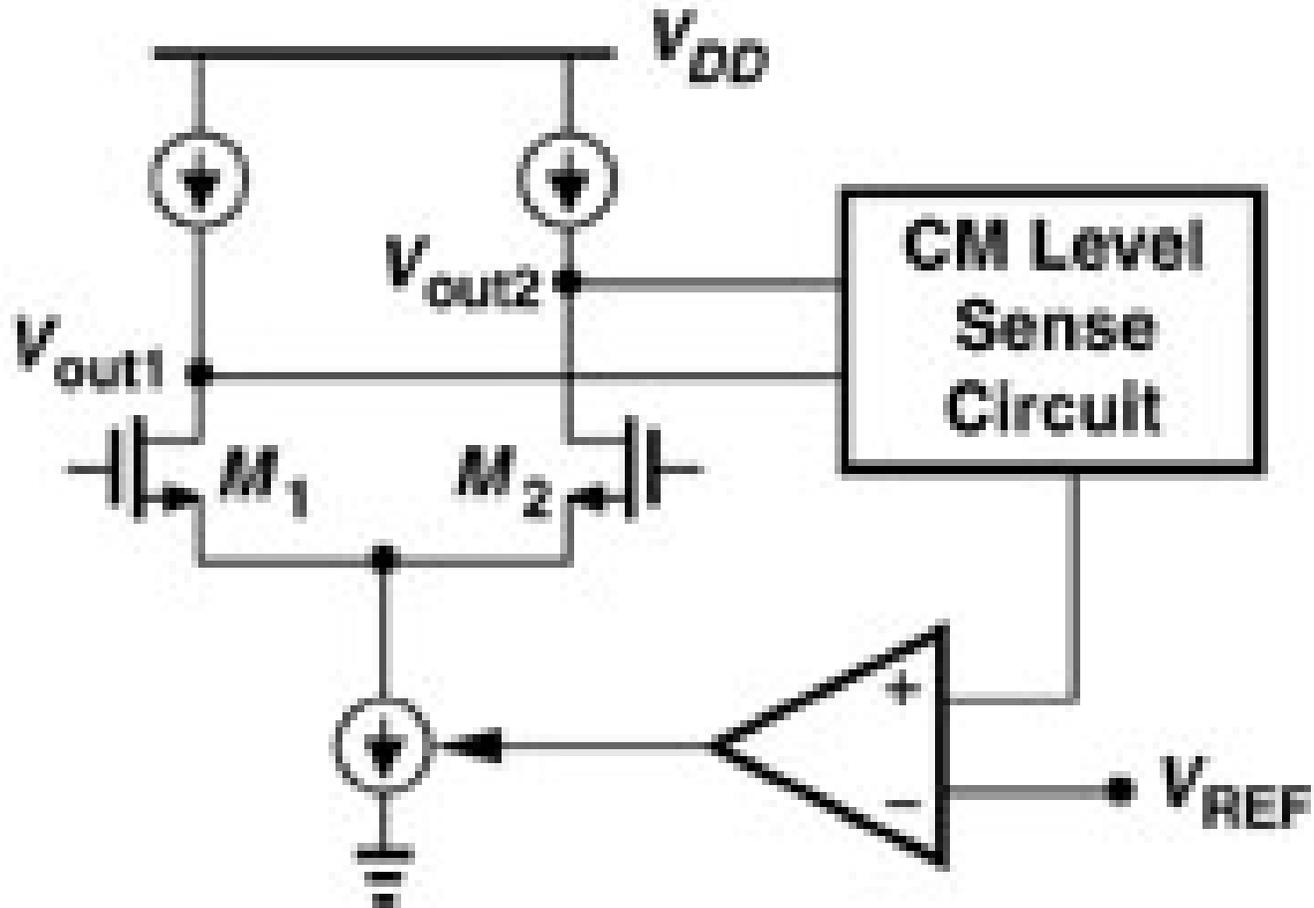
静态工作点不能“目测”的简单差动对

重邮光电工程学院
共模反馈的概念 (3)

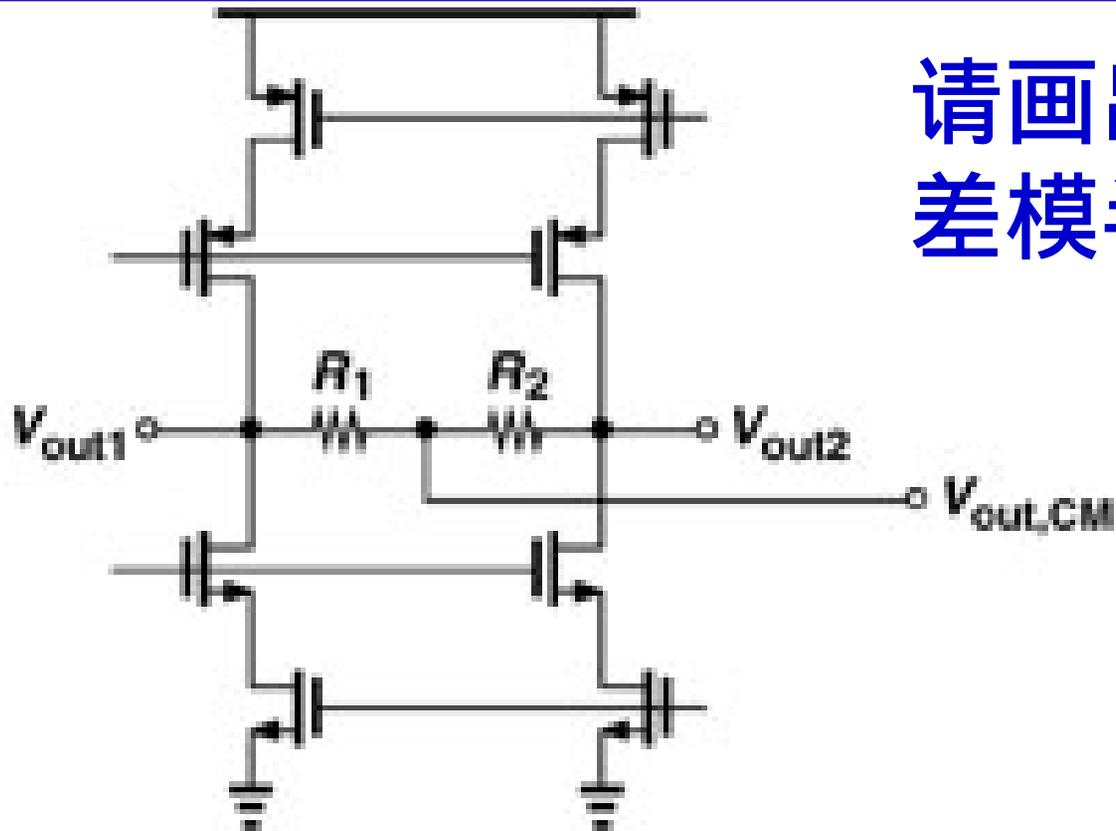


高增益恒流源负载差分放大器的简化模型

CMFB的原理结构图



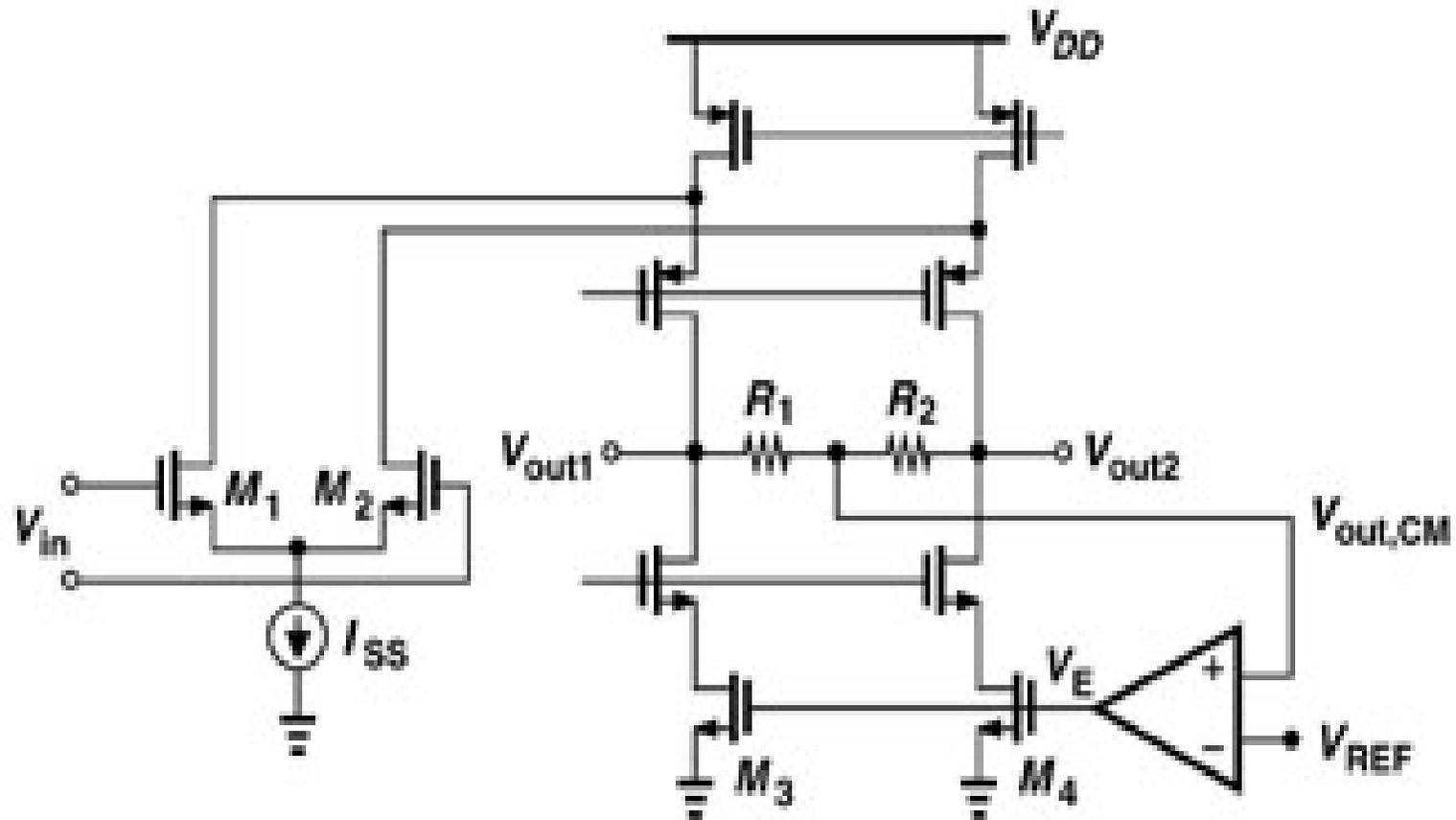
电阻检测的CMFB



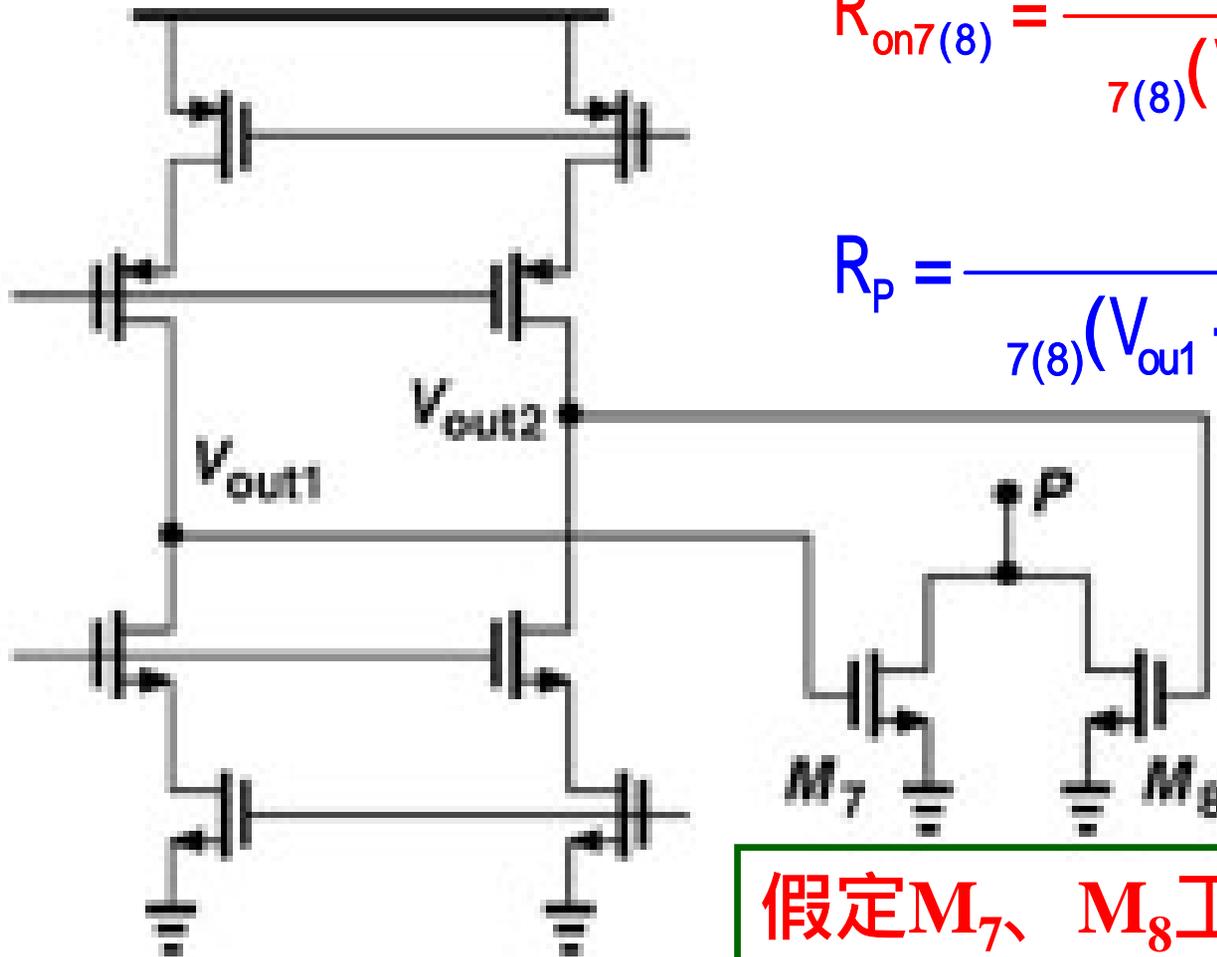
请画出左图的
差模半电路。

缺点是 R_1 、 R_2 需很大(为什么?)，版图面积、寄生电容和噪声会很大。

测量和控制输出共模电平



利用深线性区工作的MOS管的CMFB



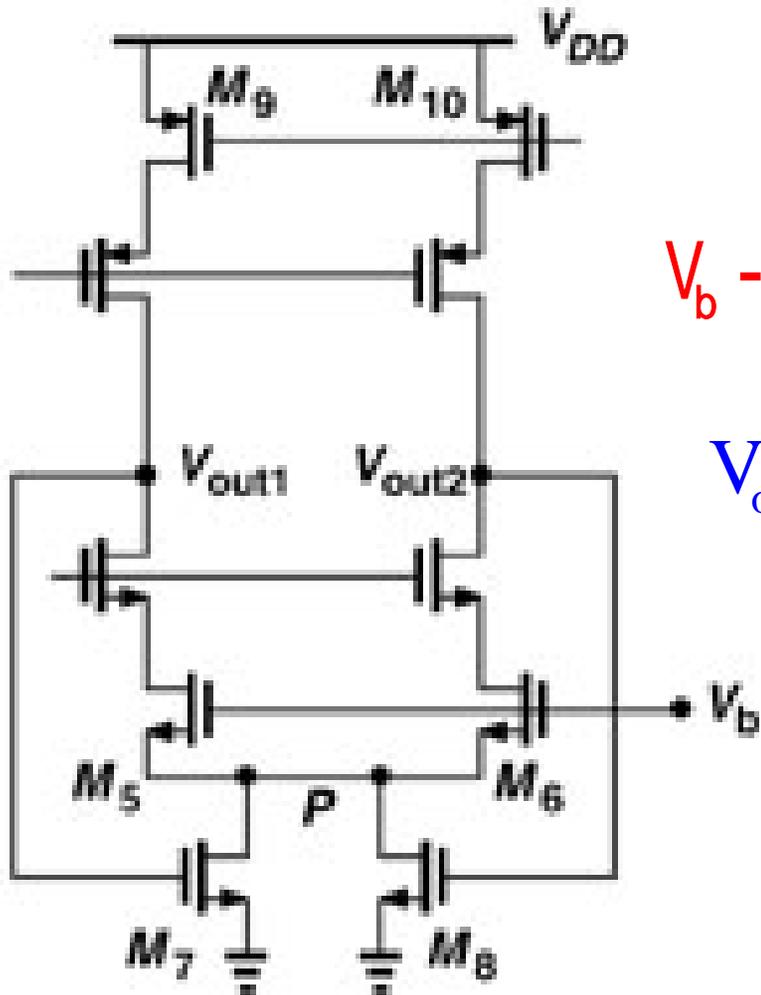
$$R_{on7(8)} = \frac{1}{7(8)(V_{ou1(2)} - V_{TH})}$$

$$R_p = \frac{1}{7(8)(V_{ou1} + V_{ou2} - 2V_{TH})}$$

假定 M_7 、 M_8 工作于深线性区

重邮光电工程学院

采用线性器件的CMFB



$$R_p = \frac{1}{7(8)(V_{ou1} + V_{ou2} - 2V_{TH})}$$

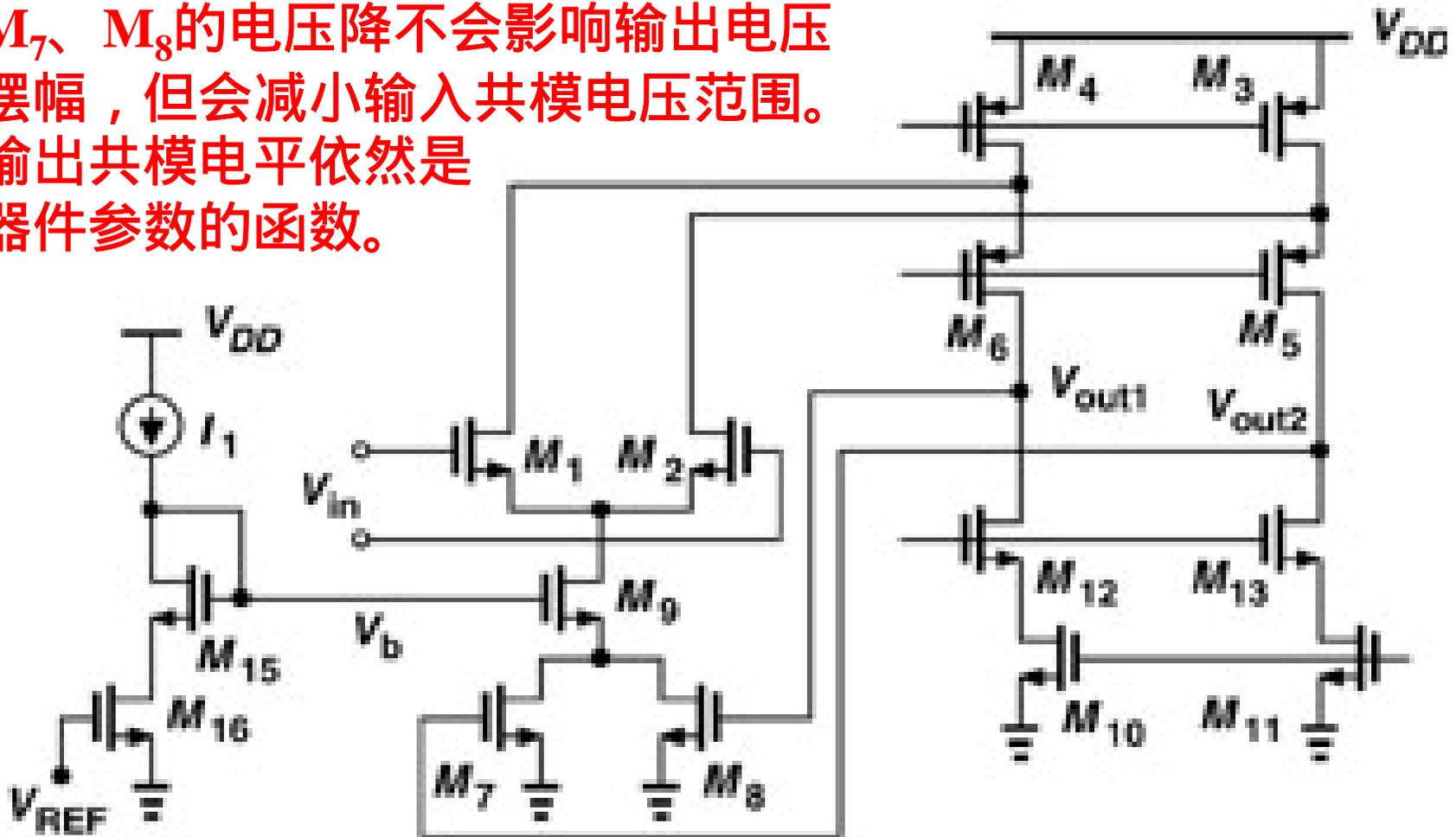
$$V_b - V_{GSS} = 2I_{D9(10)}(R_{on7} // R_{on8}) = 2I_{D9(10)}R_p$$

$$V_{outcm} = \frac{V_{ou1} + V_{ou2}}{2} = \frac{I_D}{7(8)(V_b - V_{GSS})} + V_T$$

1. 输出共模电平是器件参数的函数
2. M_7 、 M_8 限制了输出电压摆幅,要减小 M_7 、 M_8 两端的电压降,必须采用大 β 器件,会使 C_p 寄生电容明显增加。

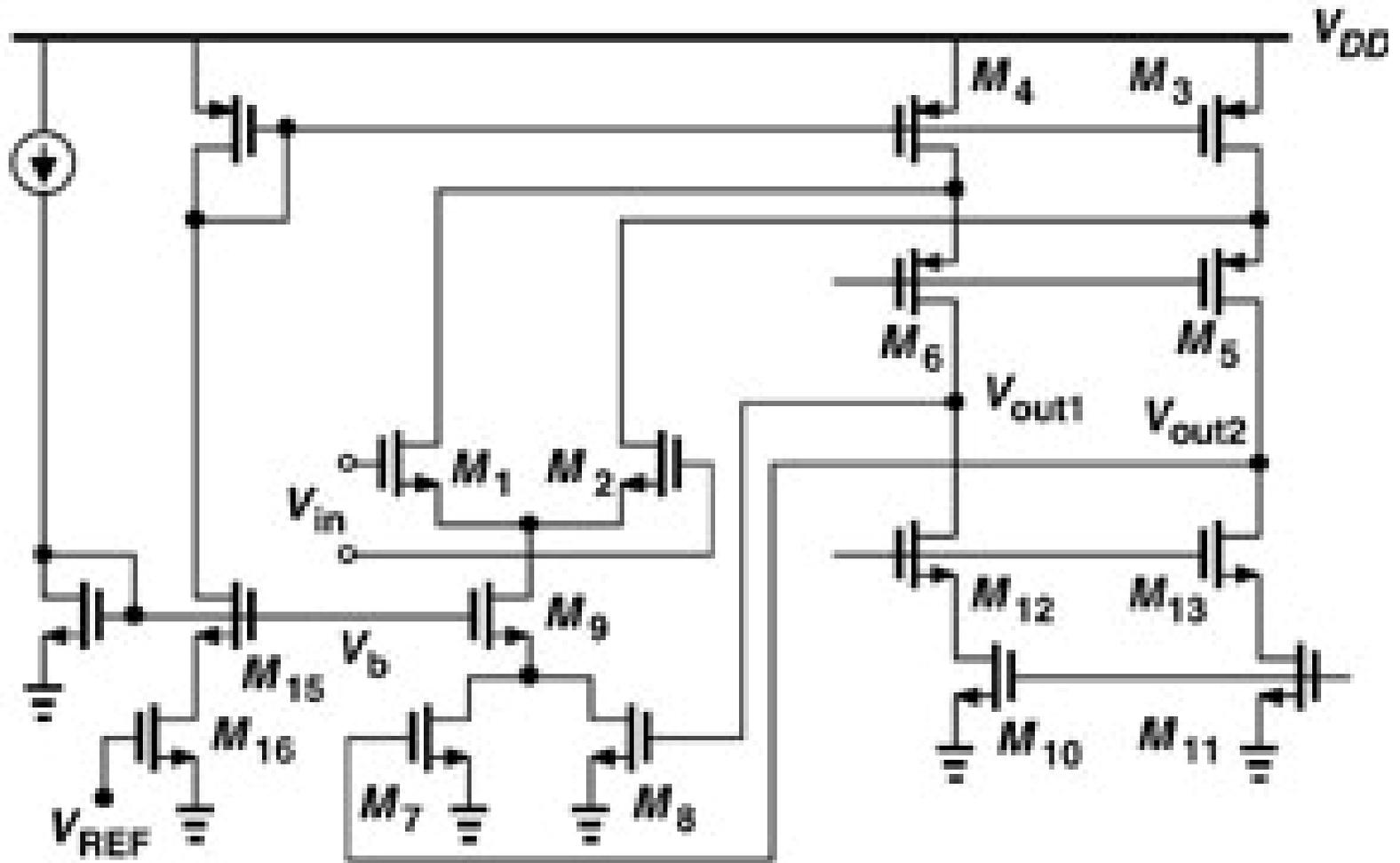
控制输出共模电平的另一方法

M_7 、 M_8 的电压降不会影响输出电压
 摆幅，但会减小输入共模电压范围。
 输出共模电平依然是
 器件参数的函数。



若 I_1 跟踪 I_{D9} , $(W/L)_{16} = (W/L)_7 + (W/L)_8$, $V_{outcm} = V_{REF}$ 模拟运算放大器

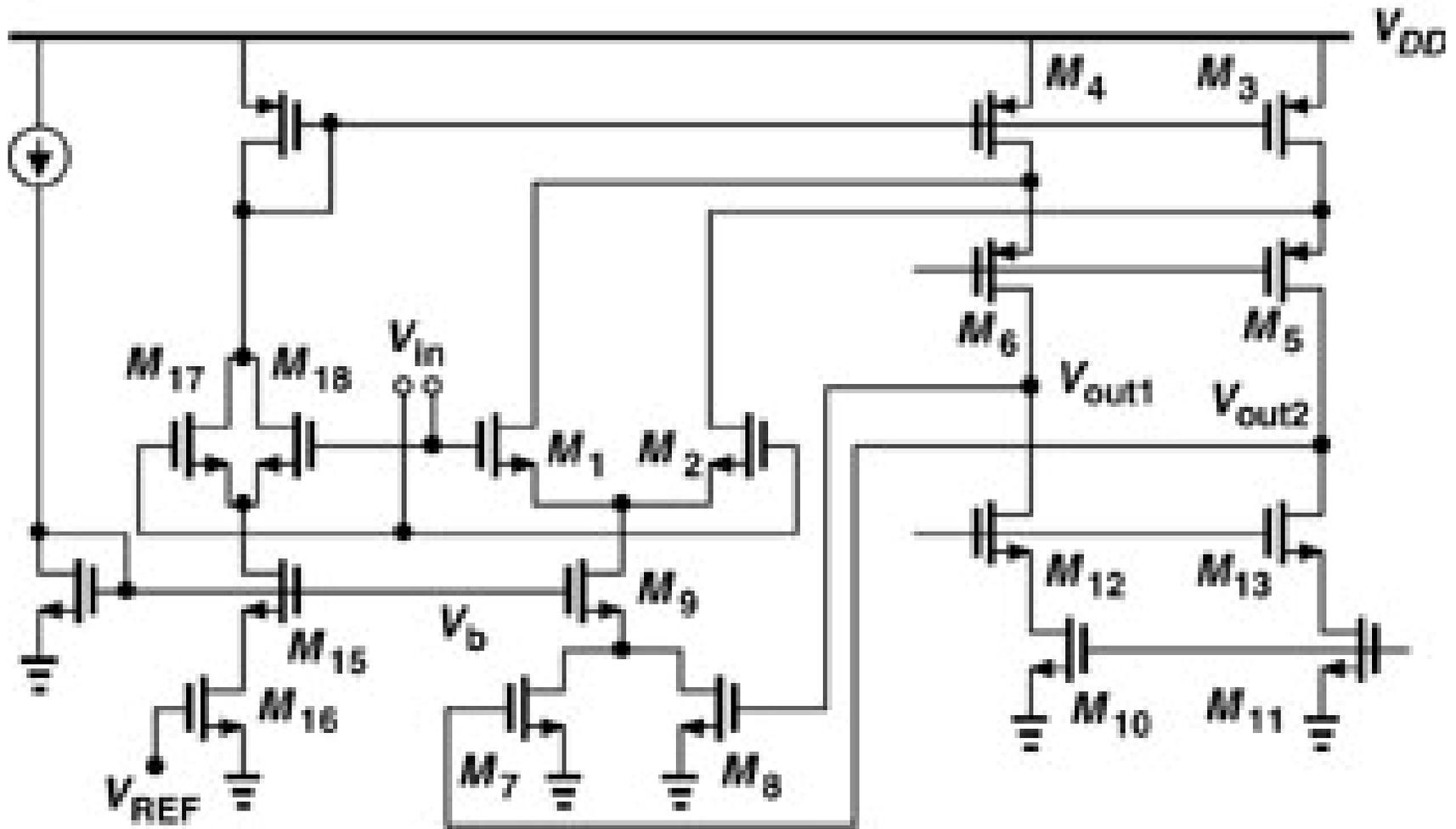
控制输出共模电平改进电路



M_{15} 、 M_9 由于沟道调制效应, $I_{D15} \neq I_{D9}$, $V_{outcm} \neq V_{REF}$

重邮光电工程学院

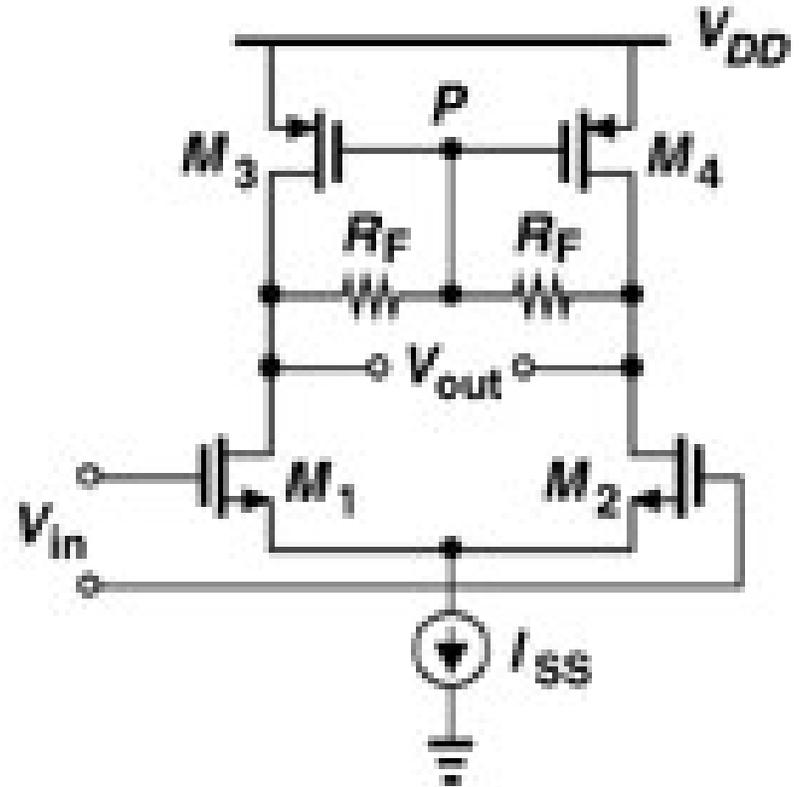
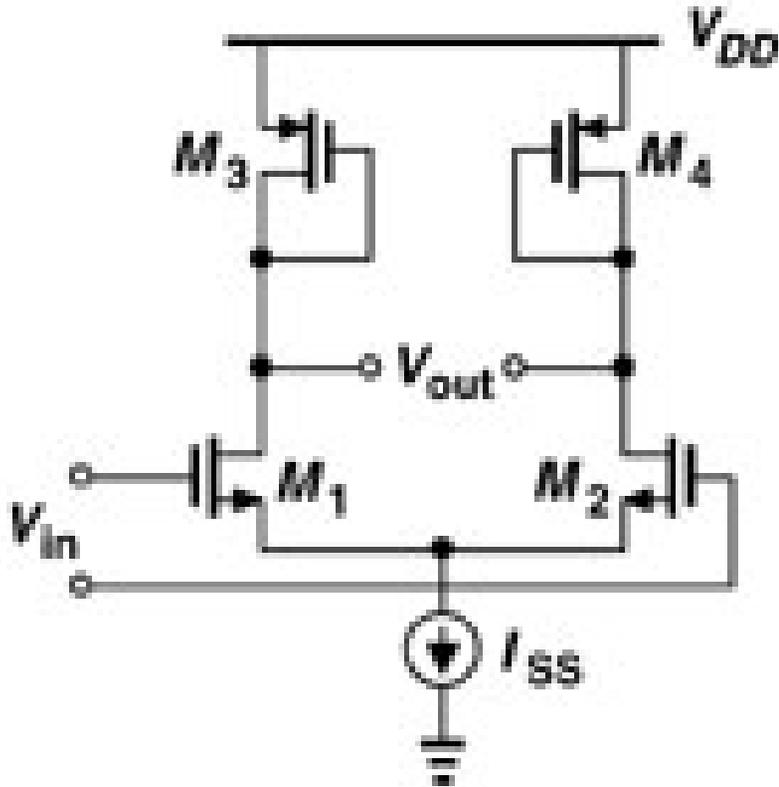
为抑制沟道长度效应的CMFB



减小 M_{15} 、 M_9 的沟道调制效应, 使 $I_{D15} = I_{D9}$, $V_{outcm} = V_{REF}$

重邮光电工程学院

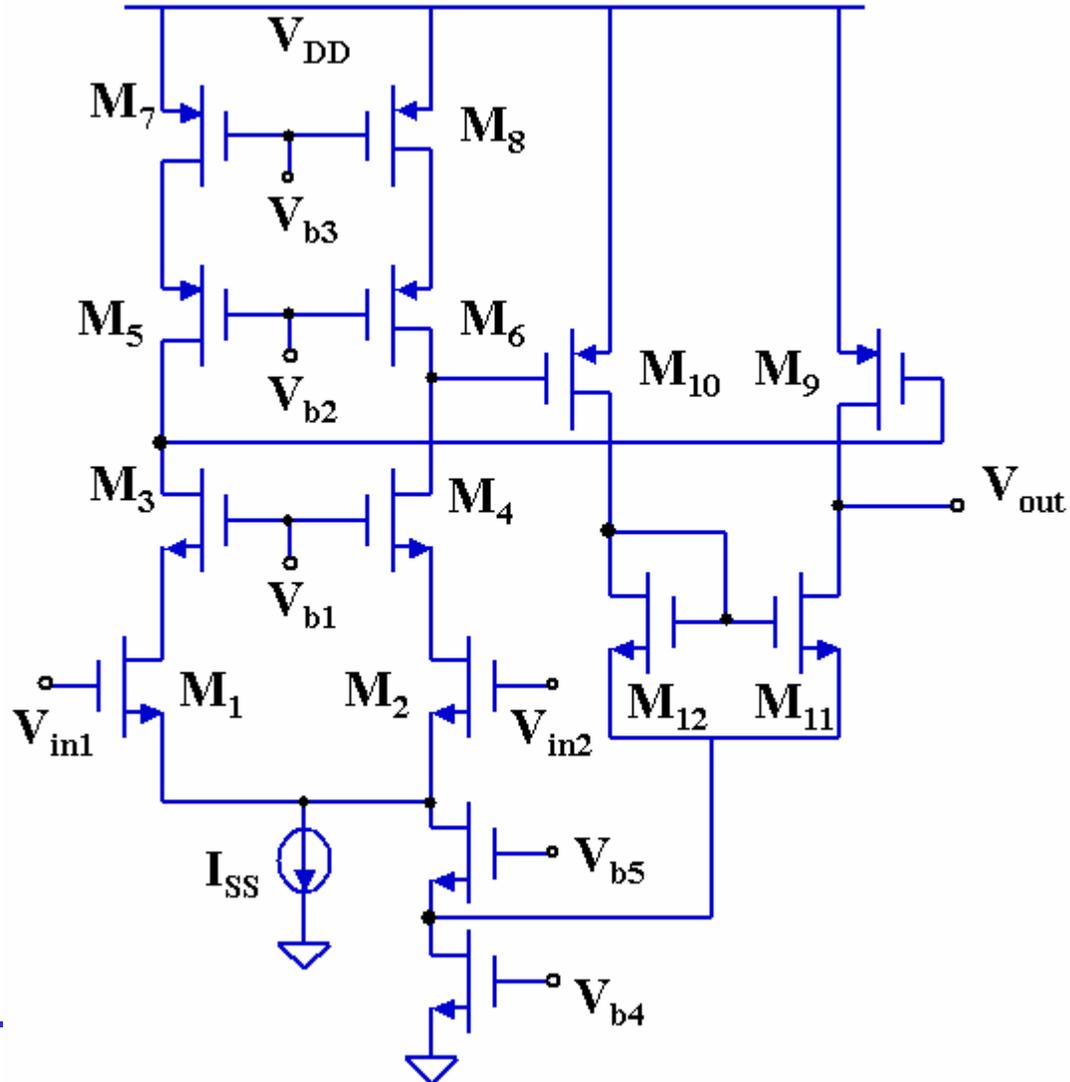
阻性 CMFB



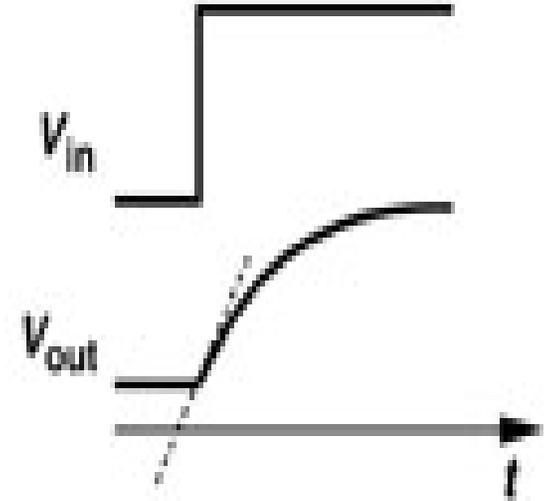
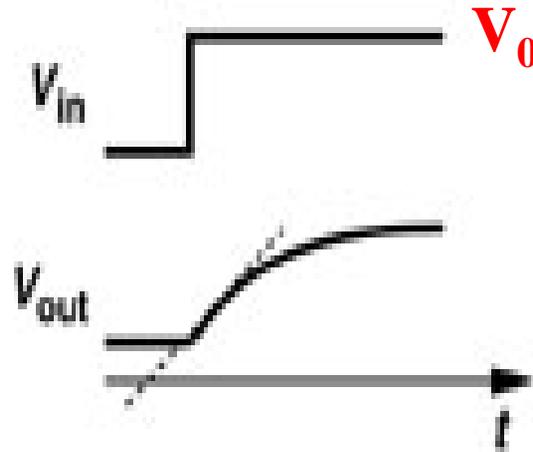
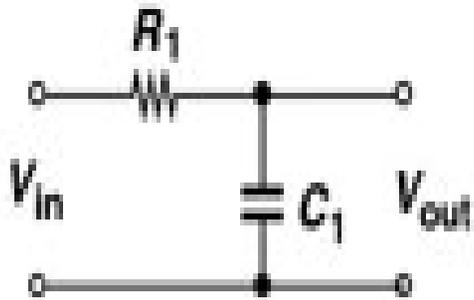
这里 R_F 为不影响差模增益需要很大的值吗?

重邮光电工程学院

一种实用的共模反馈技术



转换速率SR (Slew Rate)

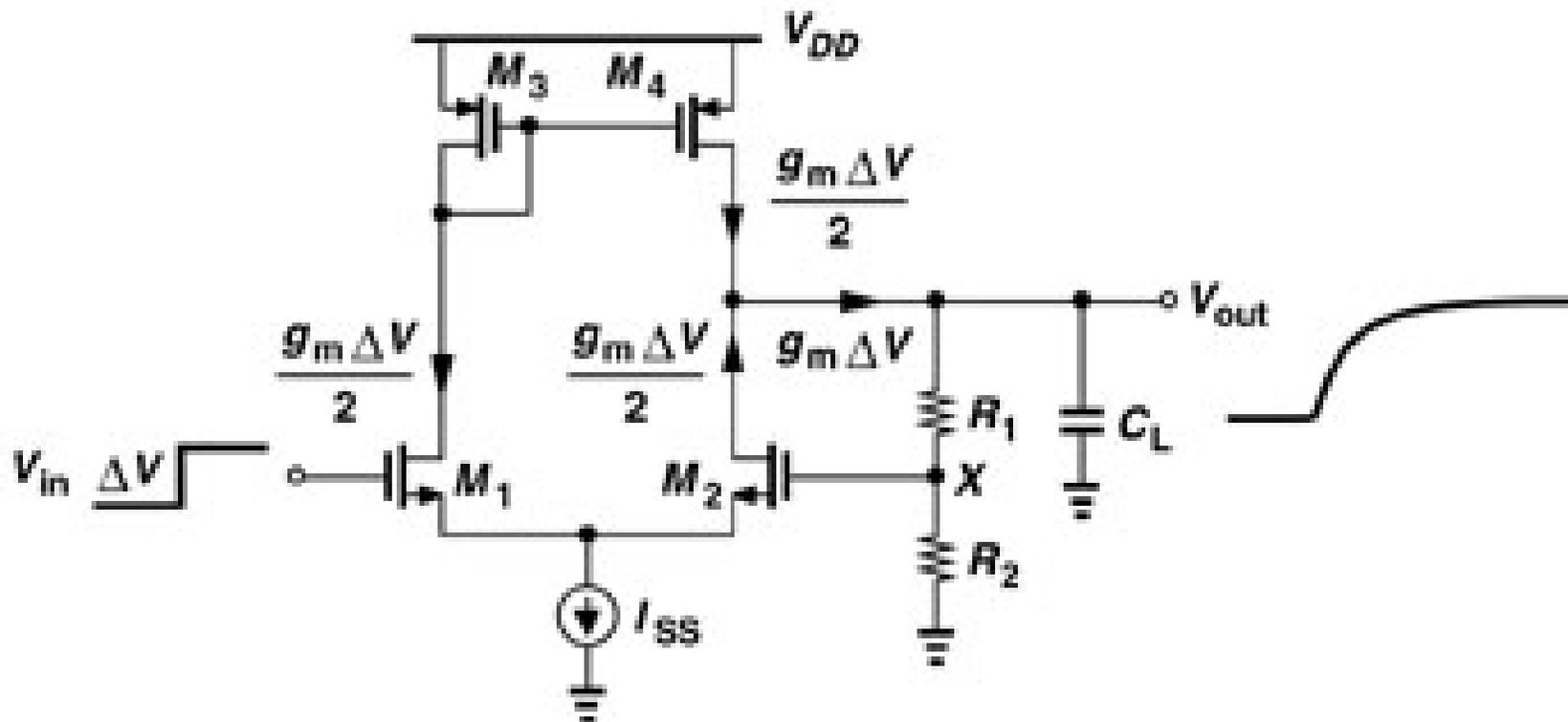


$$V_{\text{out}} = V_0 \left[1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right]$$

$$\frac{dV_{\text{out}}}{dt} = \frac{V_0}{\tau} e^{-\frac{t}{\tau}}$$

重邮光电工程学院

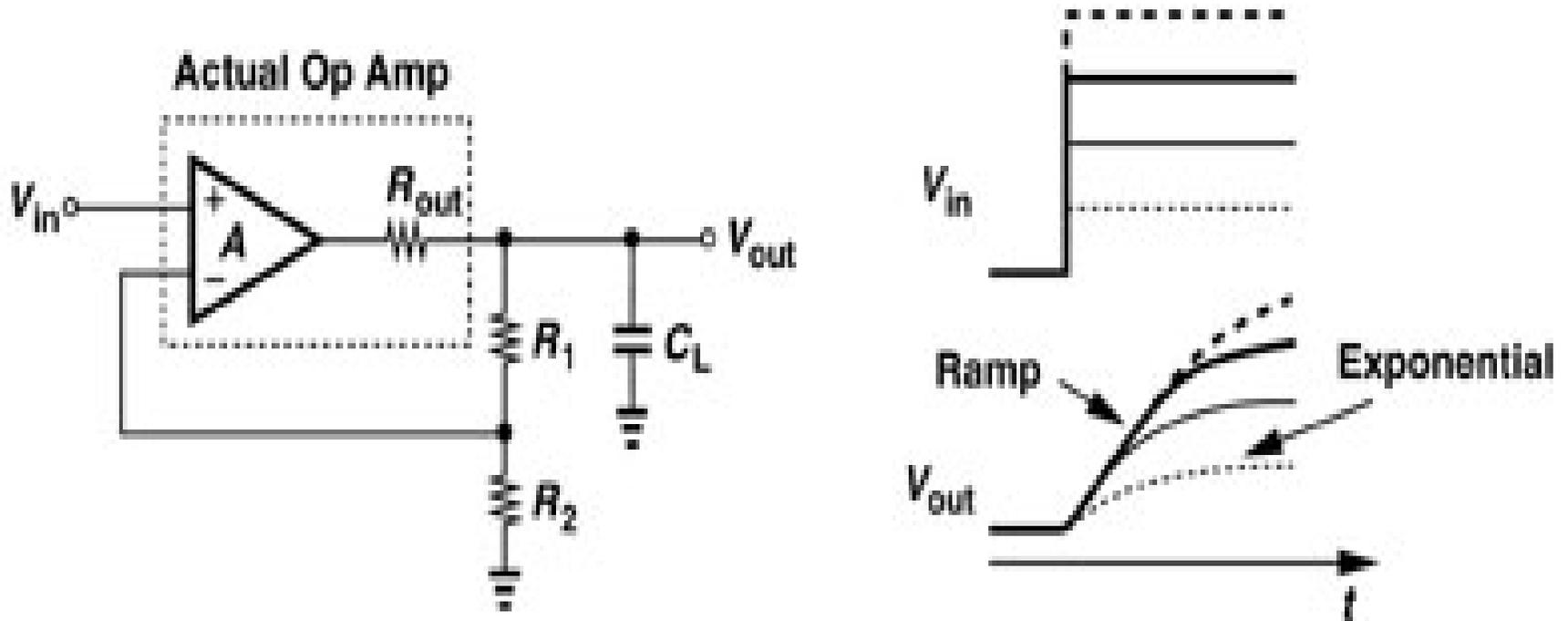
简单运放的小信号工作



对于小的阶跃响应(M_1 、 M_2 均未截至), 运放表现出斜率正比与输入阶跃幅度的线性斜坡。

重邮光电工程学院

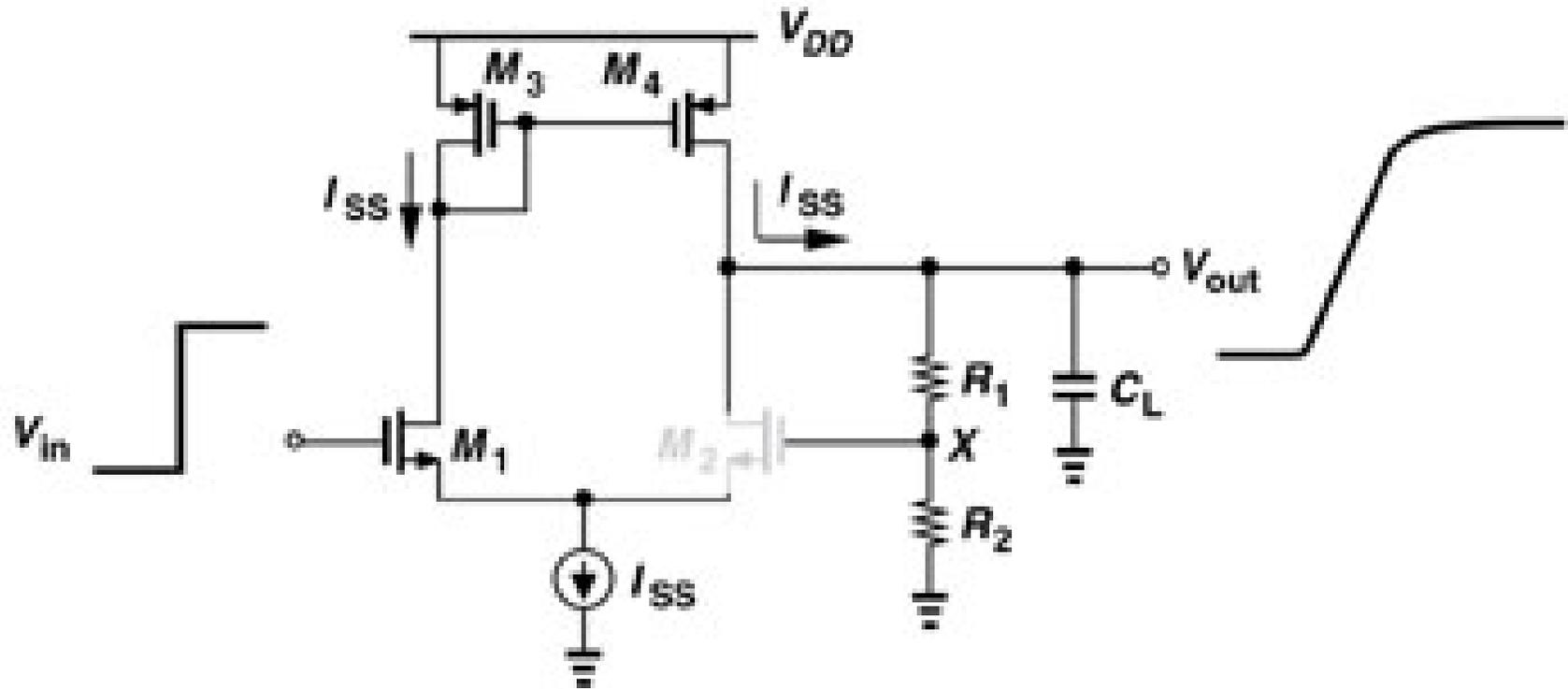
运放中的转换



对于大的阶跃响应，运放表现出具有不变斜率的线性斜坡。

重邮光电工程学院

低到高变化时的转换

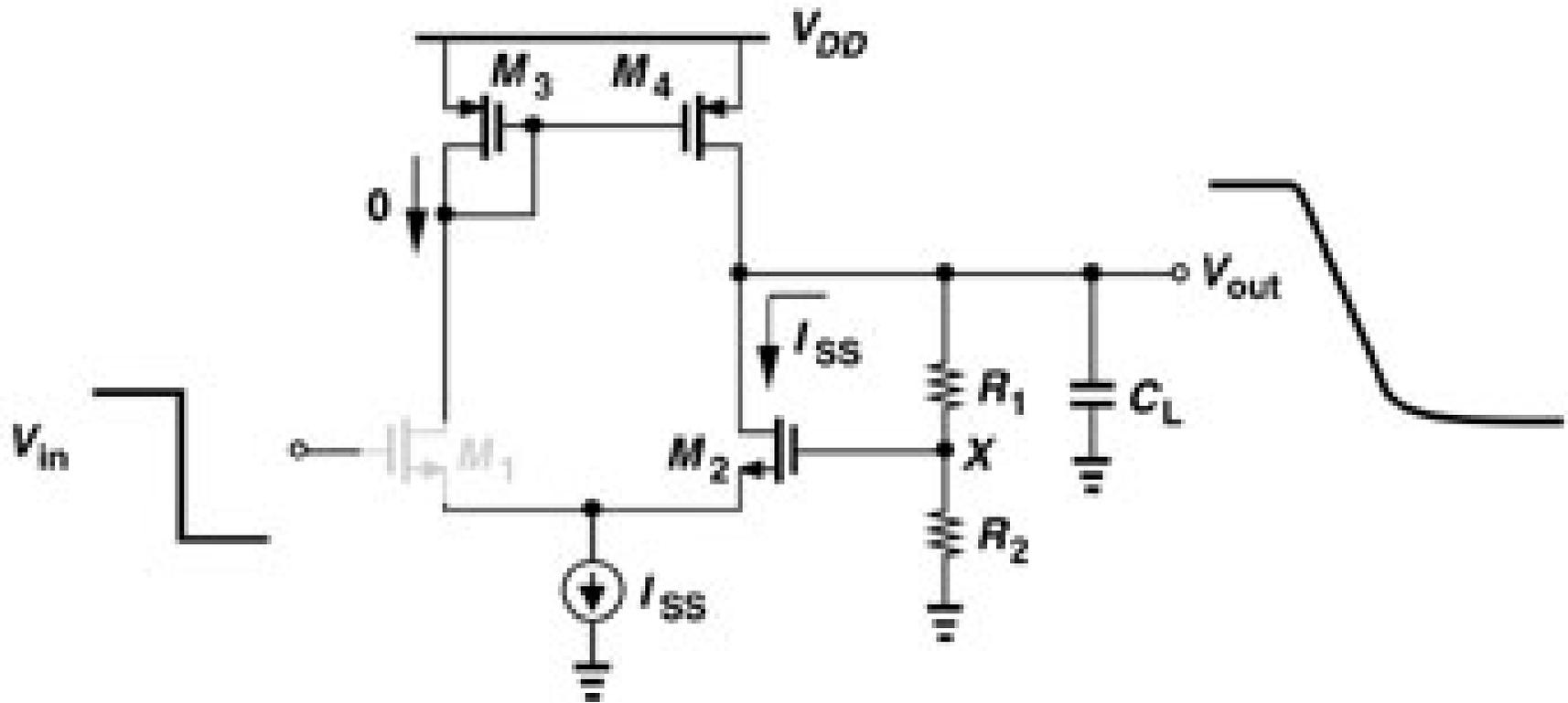


假定 R_1+R_2 很大

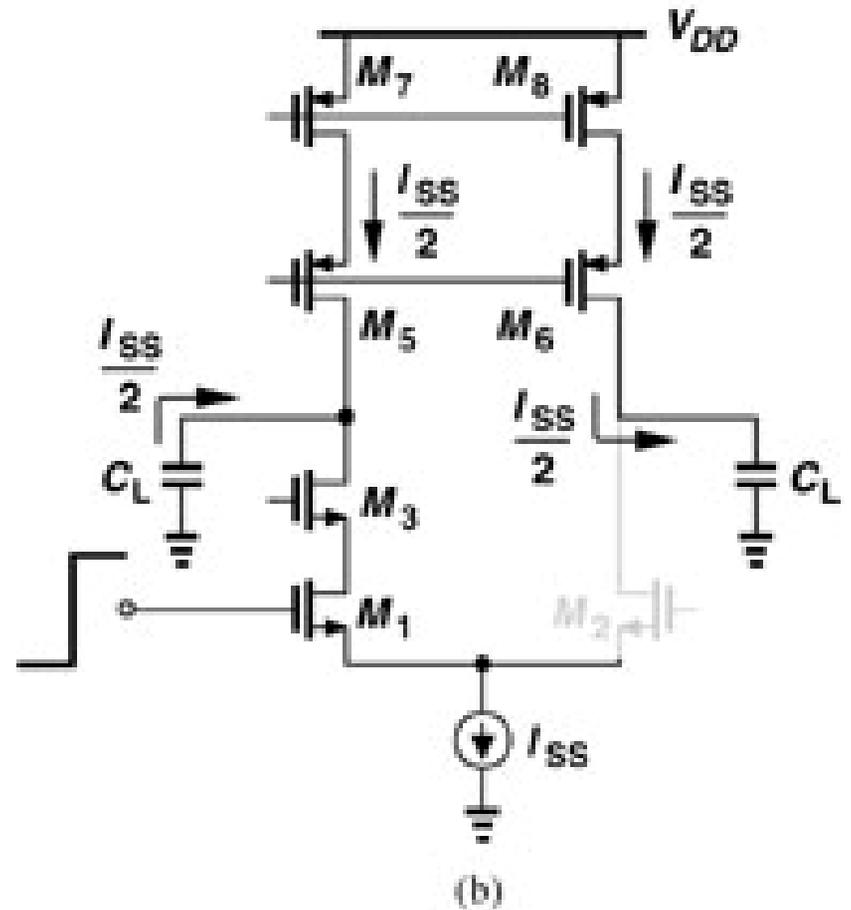
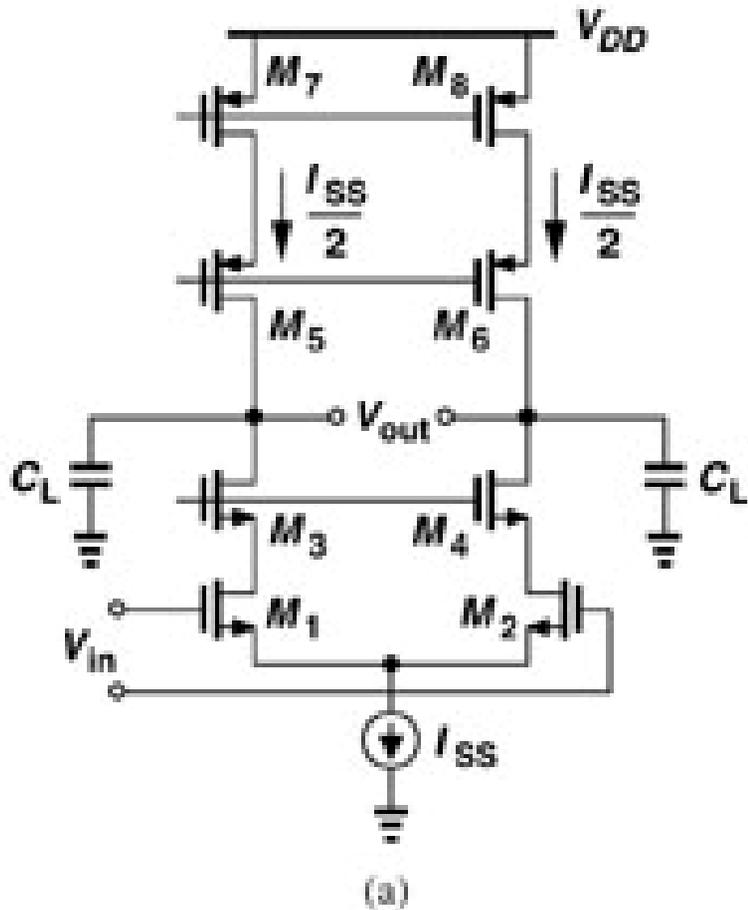
$$SR = V/S = I/C$$

重邮光电工程学院

高到低变化时的转换



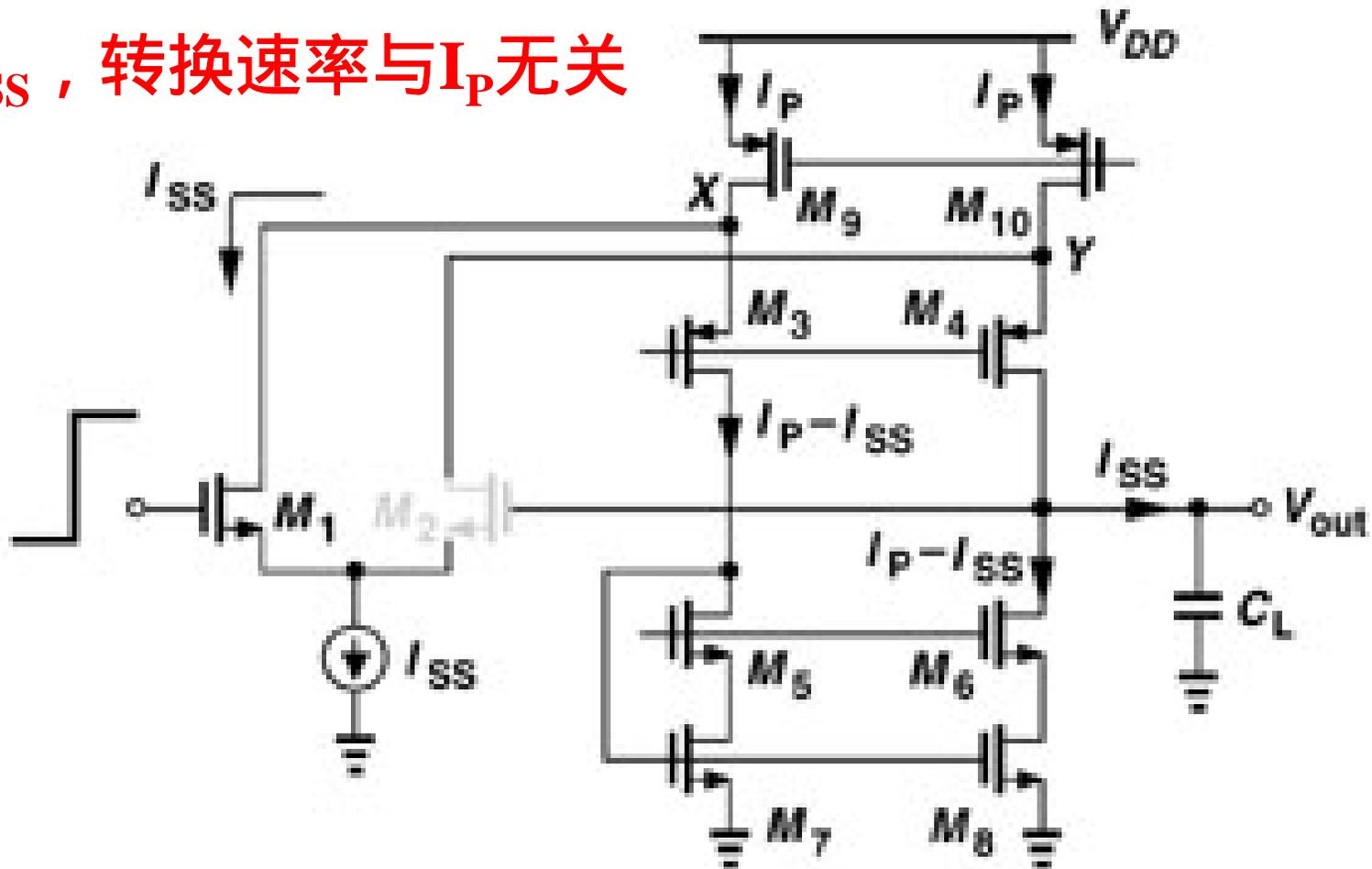
套筒式运放中的转换



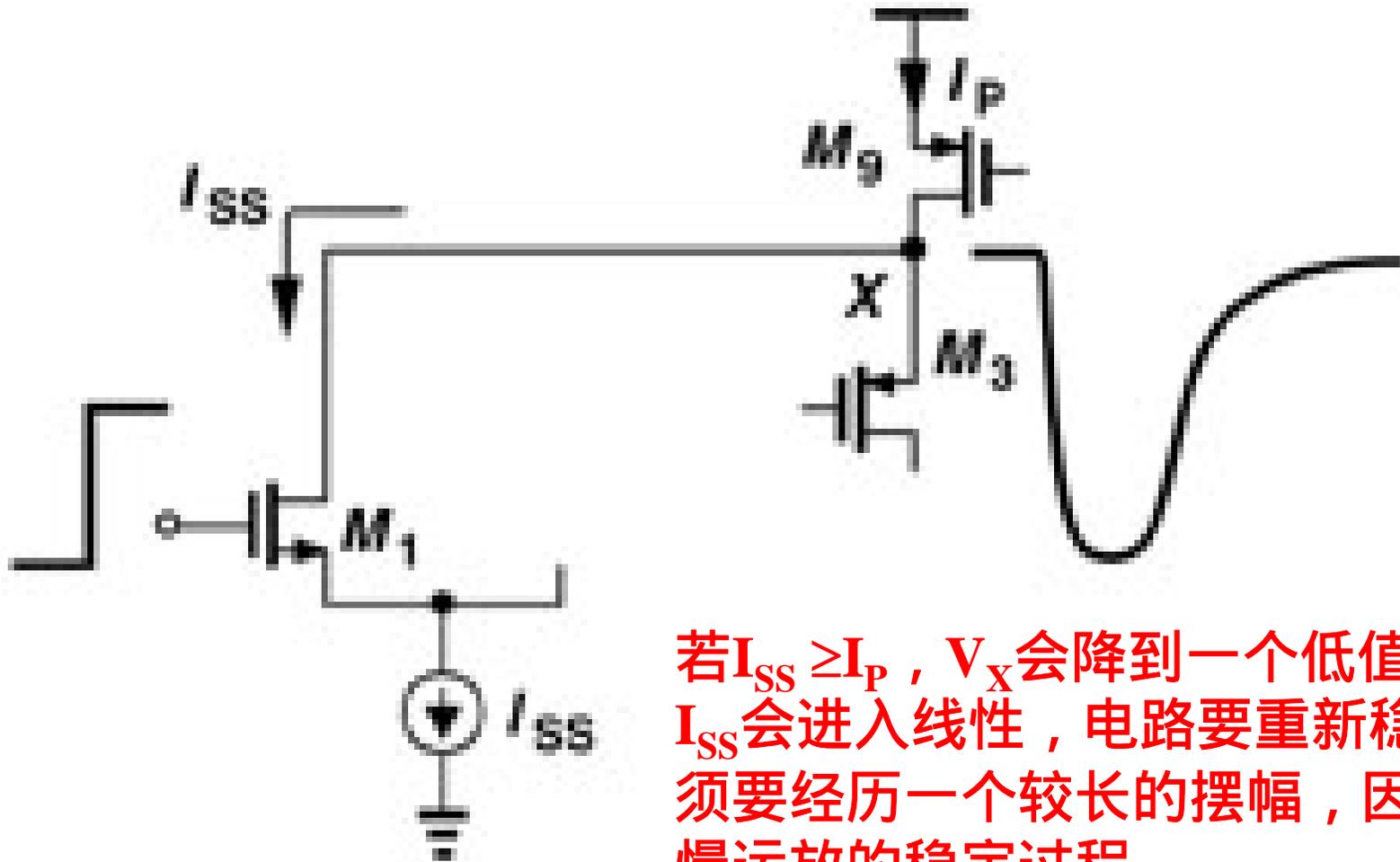
重邮光电工程学院

折叠式运放中的转换 (1)

若 $I_P \geq I_{SS}$, 转换速率与 I_P 无关

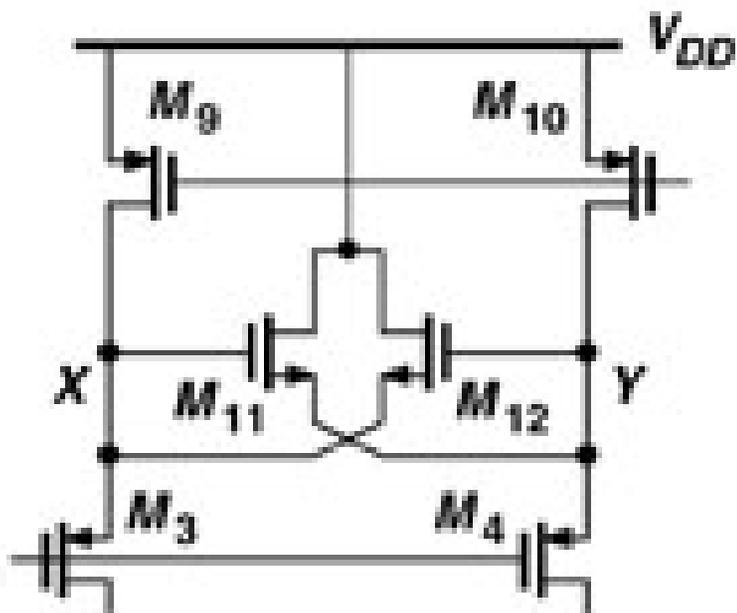


由于转换后过驱动恢复造成的长稳定过程

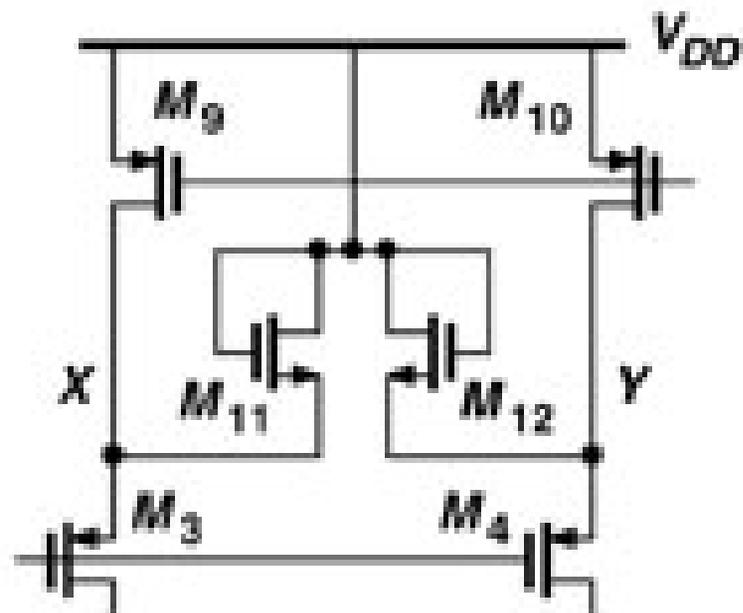


若 $I_{SS} \geq I_P$ ， V_X 会降到一个低值， M_1 和 I_{SS} 会进入线性，电路要重新稳定，必须要经历一个较长的摆幅，因此会减慢运放的稳定过程。

限制X点和Y点摆幅的箝位电路



(a)



(b)

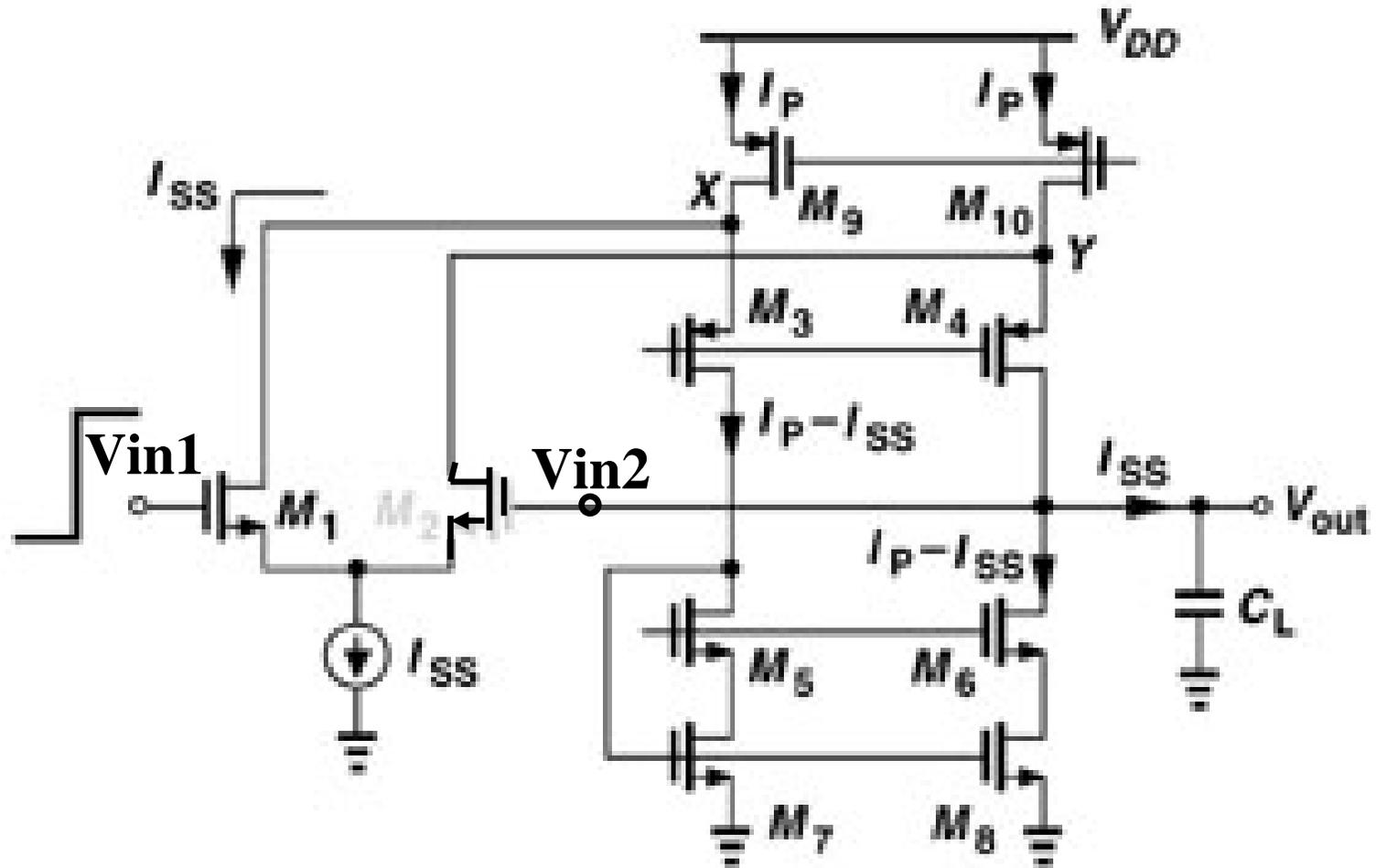
$|V_X - V_Y| \leq V_{TN}$ 时,
 M_{11} 、 M_{12} 截至。

平衡态时 $V_{X(Y)} \geq V_{VDD} - V_{TN}$,
 M_{11} 、 M_{12} 截至。

重邮光电工程学院

本章基本要求

1. 掌握套筒式运放与折叠式运放的基本结构和性能之间的差异。
2. 掌握共模反馈的概念和运放在什么情况下需要共模反馈电路。
3. 理解增益提高运放的原理及实现方法。
4. 掌握不同运放结构在增益、带宽、速度、功耗方面的特点。
5. 理解运放的转换、PSRR的意义。



第10章

运放的稳定性与频率补偿

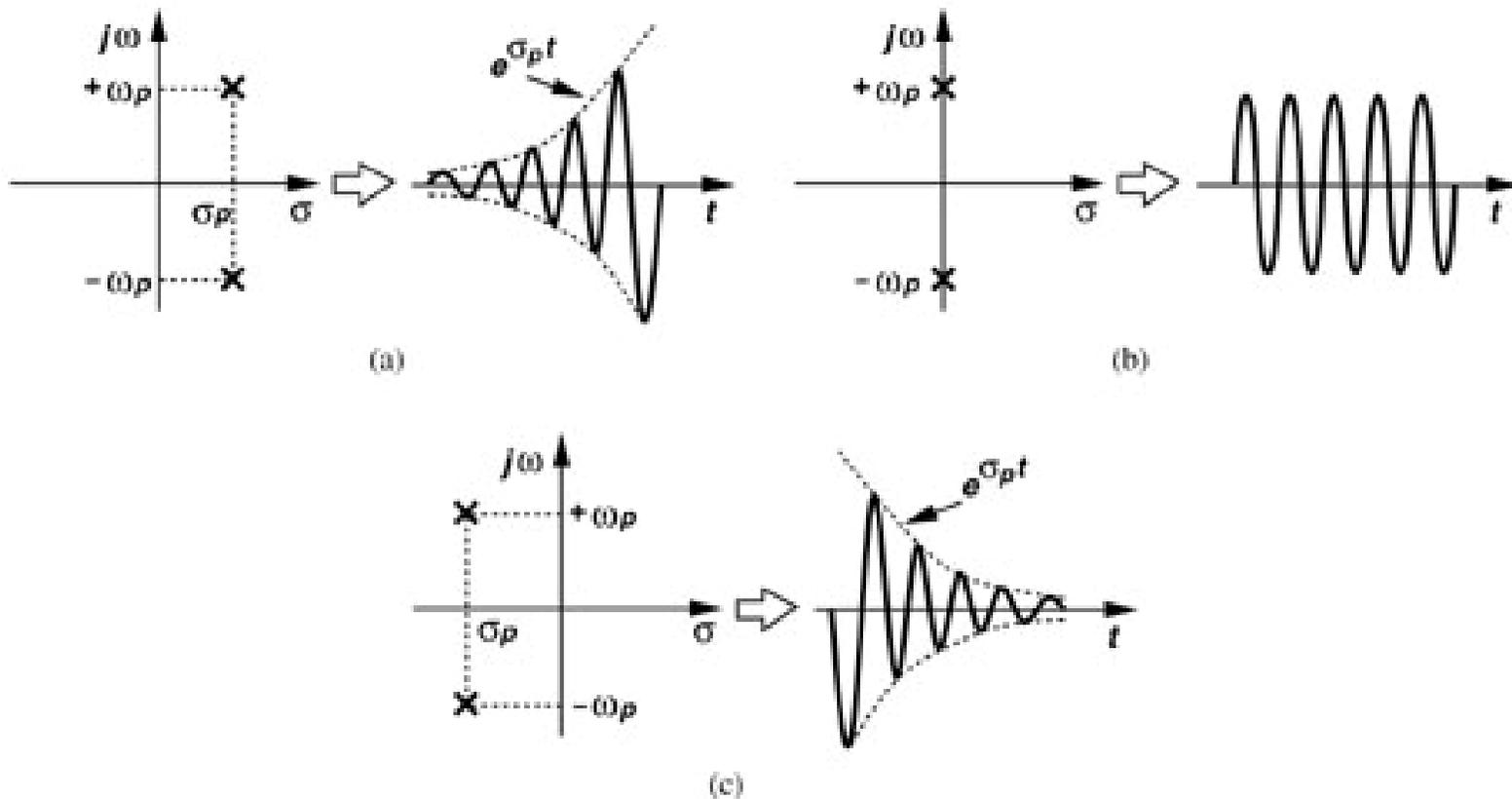
系统的传输函数

在线性系统中，电容C的阻抗用 $1/SC$ ，电感L的阻抗用 SL ，利用纯电阻分析方法求得输出电压与输入电压之比即为系统的传输函数 $A(S)$ 。即： $A(S)=V_o(S)/V_{in}(S)$ ，它是算子 S 的函数。

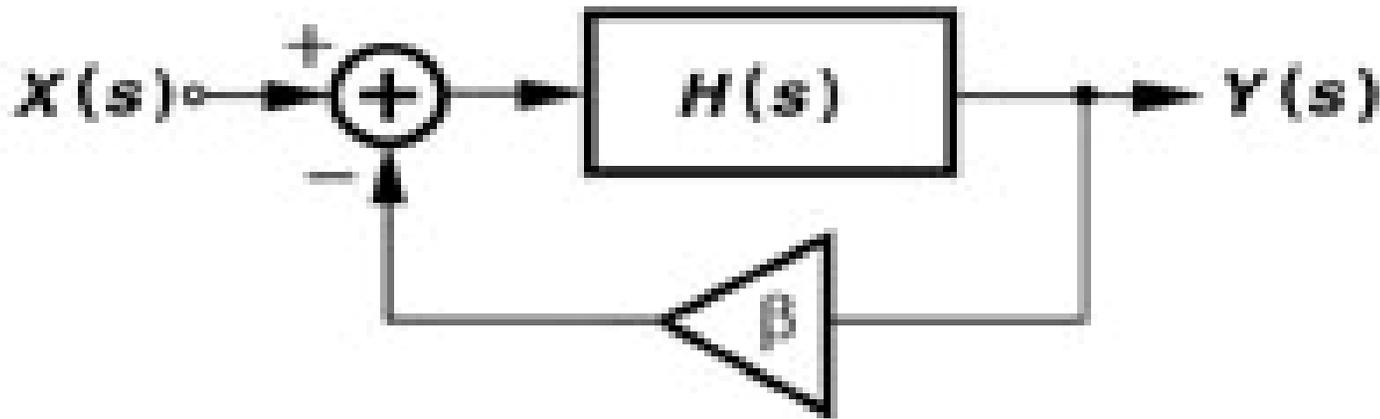
$$A(S) = \frac{Z(S)}{P(S)} = \frac{A_0 \left(1 \pm \frac{S}{Z_1}\right)}{\left(1 + \frac{S}{P_1}\right) \left(1 + \frac{S}{P_2}\right)}$$

1. 令 $Z(S)=0$, 得零点 S_Z ，令 $P(S)=0$, 得极点 S_P 。零、极点都是复数，稳定系统要求 $RE(S_P) < 0$ 。
2. 在 $A(S)$ 令 $S=j$ ，则 $|A(j)|$ 模值的大小即是放大器的幅频特性，它是频率 f 的函数。
3. 在 $A(S)$ 令 $S=j$ ，则 $\angle A(j)$ 的大小即是放大器的相频特性，它也是频率 f 的函数。

极点与系统稳定性的关系



负反馈系统的振荡条件



$$Y(S) = [X(S) - Y(S)]H(S) \quad \begin{array}{l} 1 + H(j\omega) = 0 \Rightarrow \\ |H(j\omega)| = 1 \\ \angle H(j\omega) = -180^\circ \end{array}$$

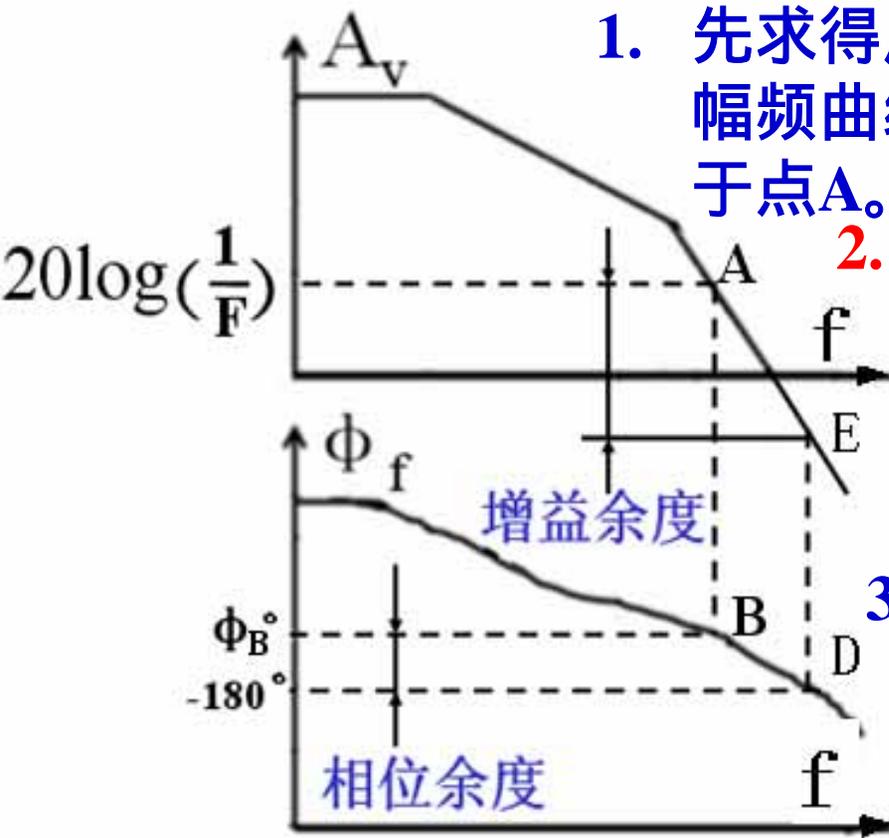
$$A_F(S) = \frac{Y(S)}{X(S)} = \frac{H(S)}{1 + H(S)}$$

判断系统是否稳定的有力工具是波特图！

波特图的画法

1. 幅频曲线中，每经过一个极点 p (零点 z)，曲线斜率以 -20dB/dec ($+20\text{dB/dec}$) 变化。
2. 相频曲线中，相位在 0.1 p (0.1 z) 处开始变化，每经过一个极点 p (零点 z)，相位变化 -45° ($\pm 45^\circ$)，相位在 10 p (10 z) 处变化 -90° ($\pm 90^\circ$)
3. 一般来讲，极点(零点)对相位的影响比对幅频的影响要大一些。

利用波特图判断运放稳定性的方法



1. 先求得反馈系数 F (F 一般是一个实数), 在幅频曲线上作直线 $-20\log F$, 交幅频曲线于点A。

2. 过A作垂线交相频曲线于点B, 若B点对应的相位 $\phi_B > -180^\circ$, 则系统稳定, 反之不稳定。 ϕ_B 与 -180° 的差值称为相位余度PM。

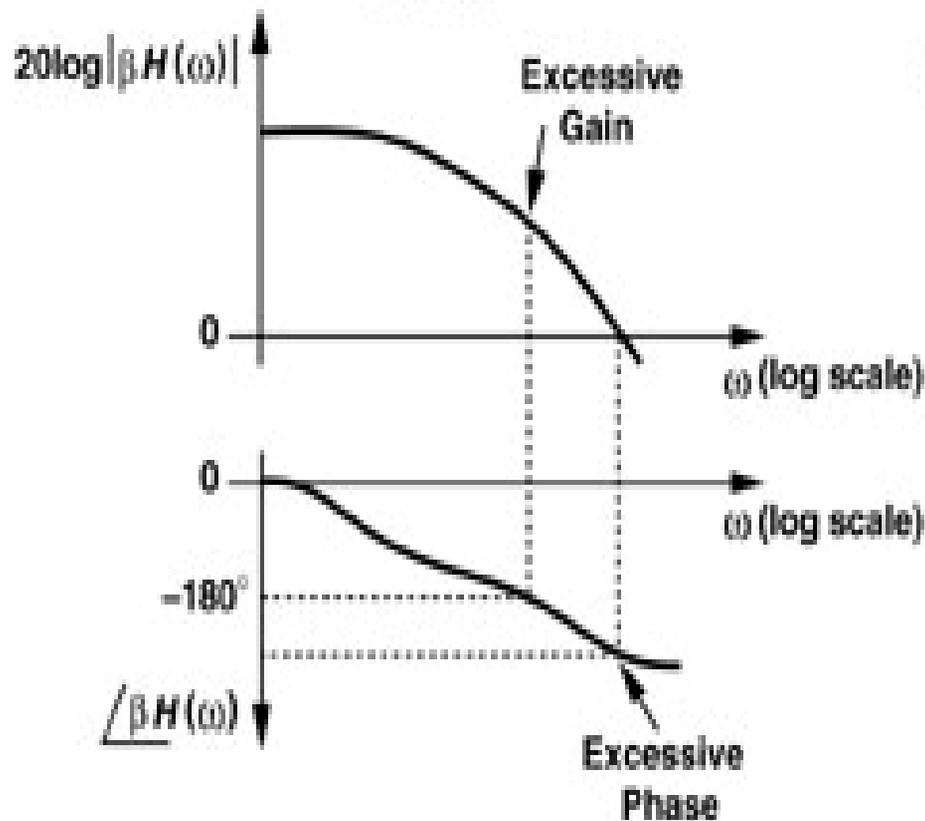
3. 也可以在相频曲线上作直线交相频曲线于点D, 过D作垂线交幅频曲线于E, 若E点对应的增益 $A_E < -20\log F$, 则系统稳定,

反之系统不稳定, A_E 与 $-20\log F$ 的差值称为增益余度GM。

实际中取 $PM=60^\circ$, 此时放大器上升时间 t_s 最小。

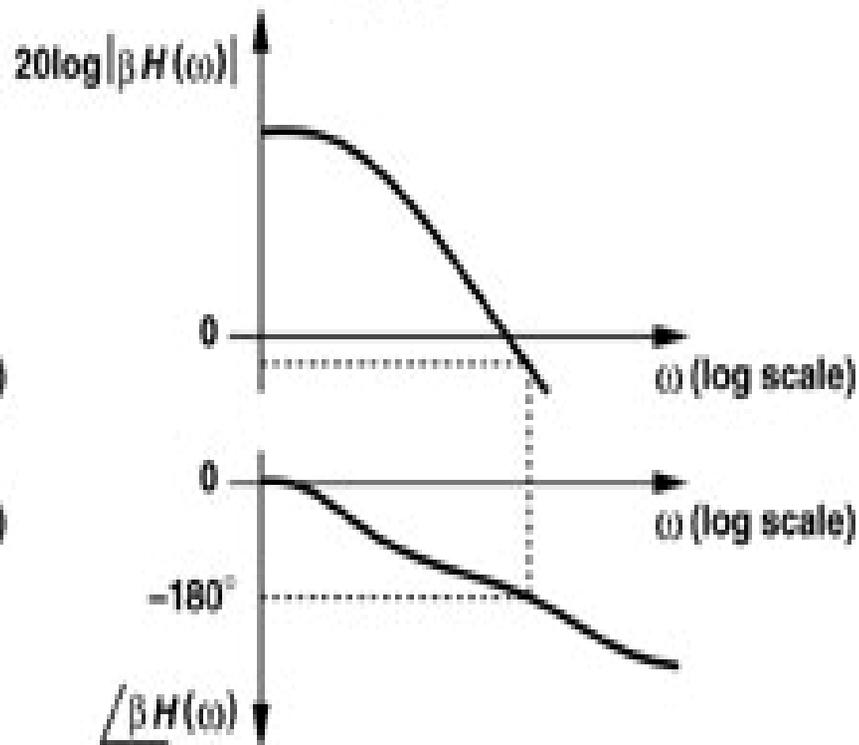
稳定与不稳定系统的波特图

Unstable



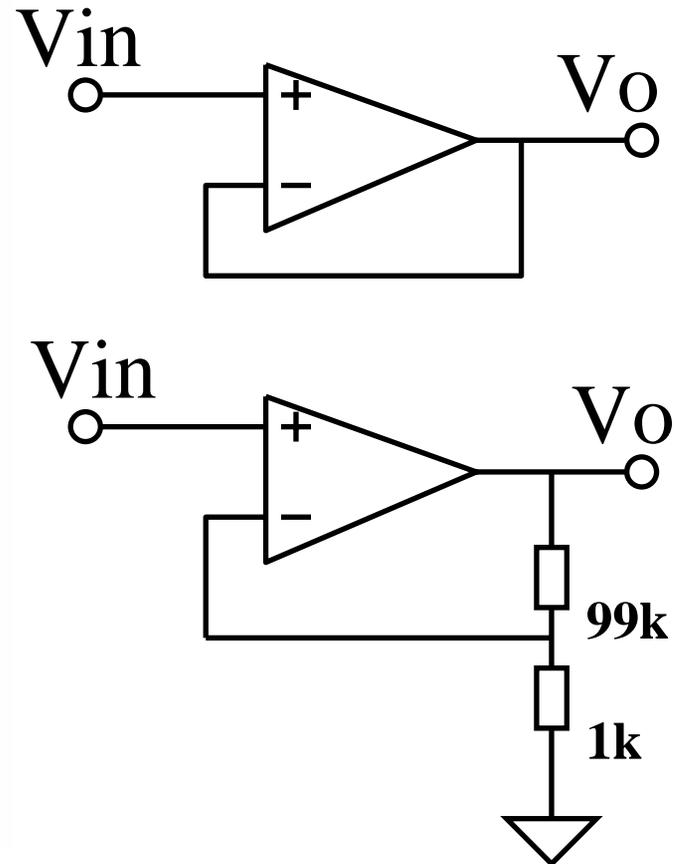
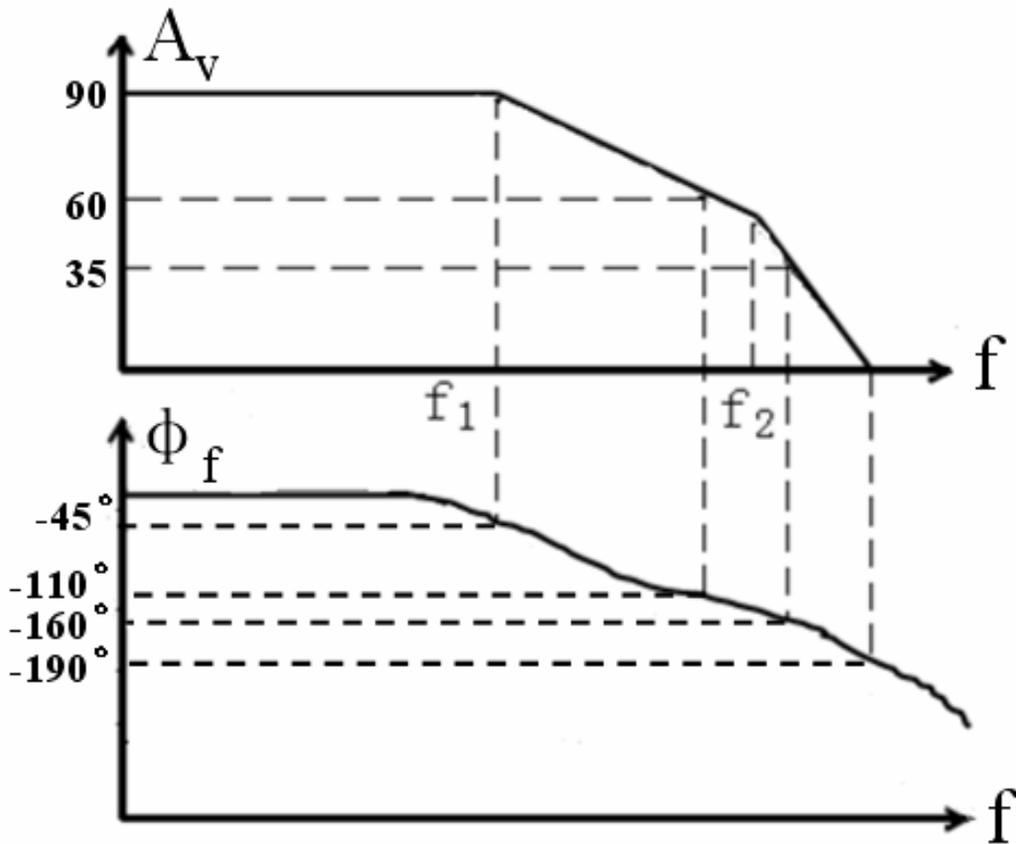
(a)

Stable



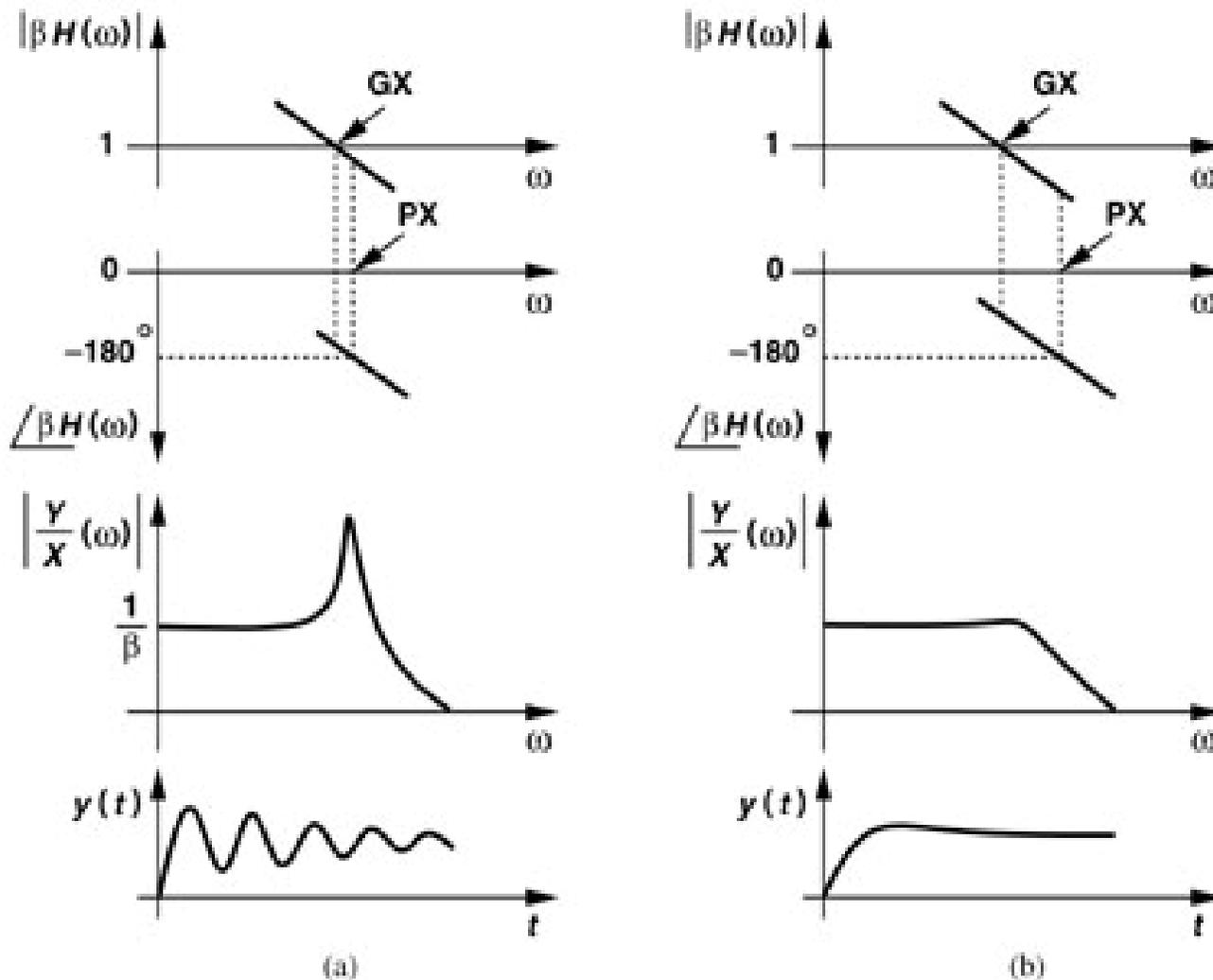
(b)

运放的稳定性及其判断（例）

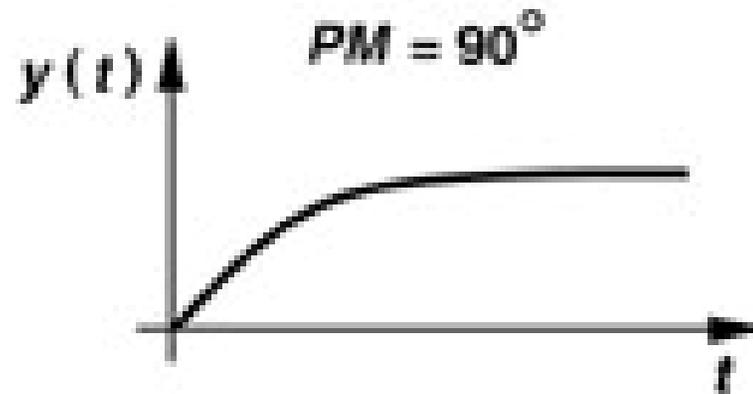
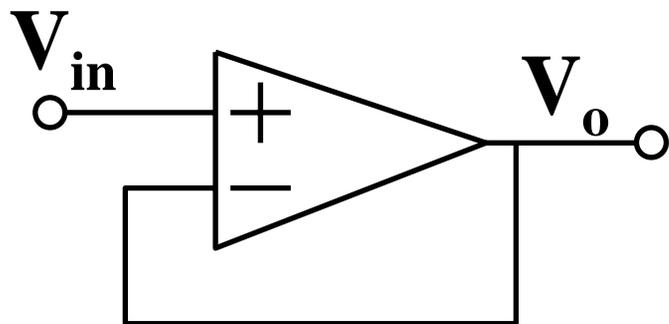
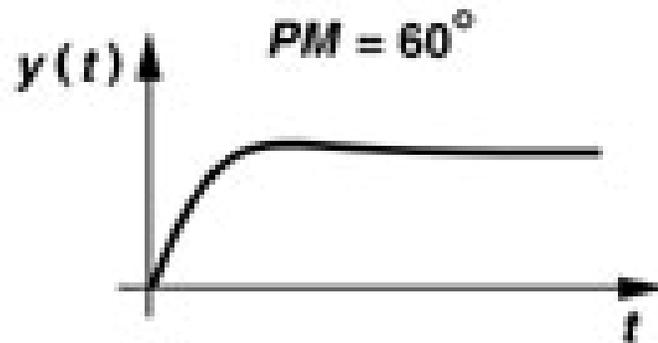
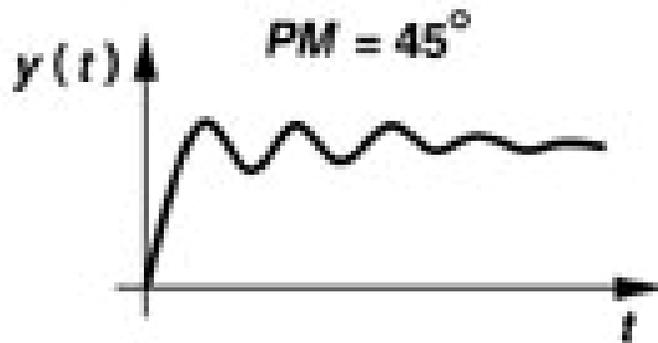


右图两个电路是否稳定？若需相位余度 $PM > 45^\circ$ ，幅频特性应如何变化(及零、极点应如何变化)。

相位裕度与时间响应的关系

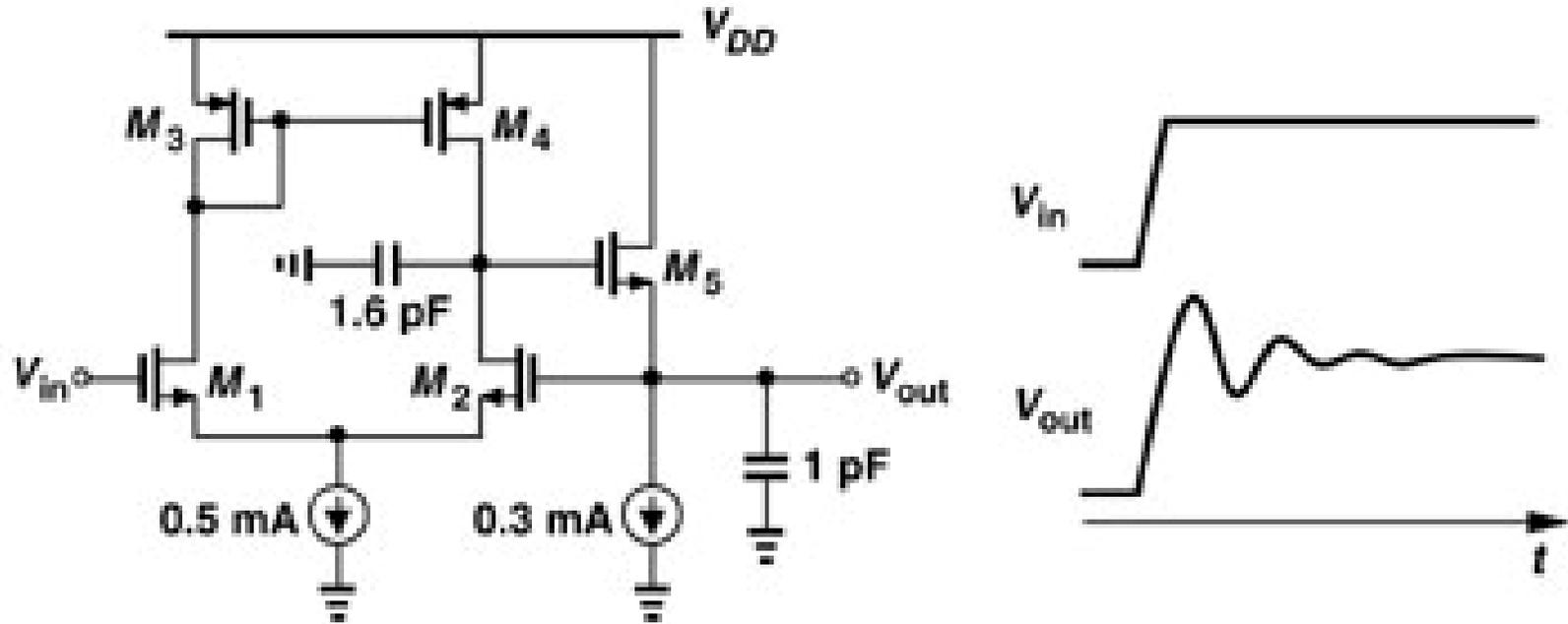


相位余度PM与运放闭环响应的关系



实际中取 $\Phi=60^\circ$ ，此时放大器上升时间 t_s 最小。

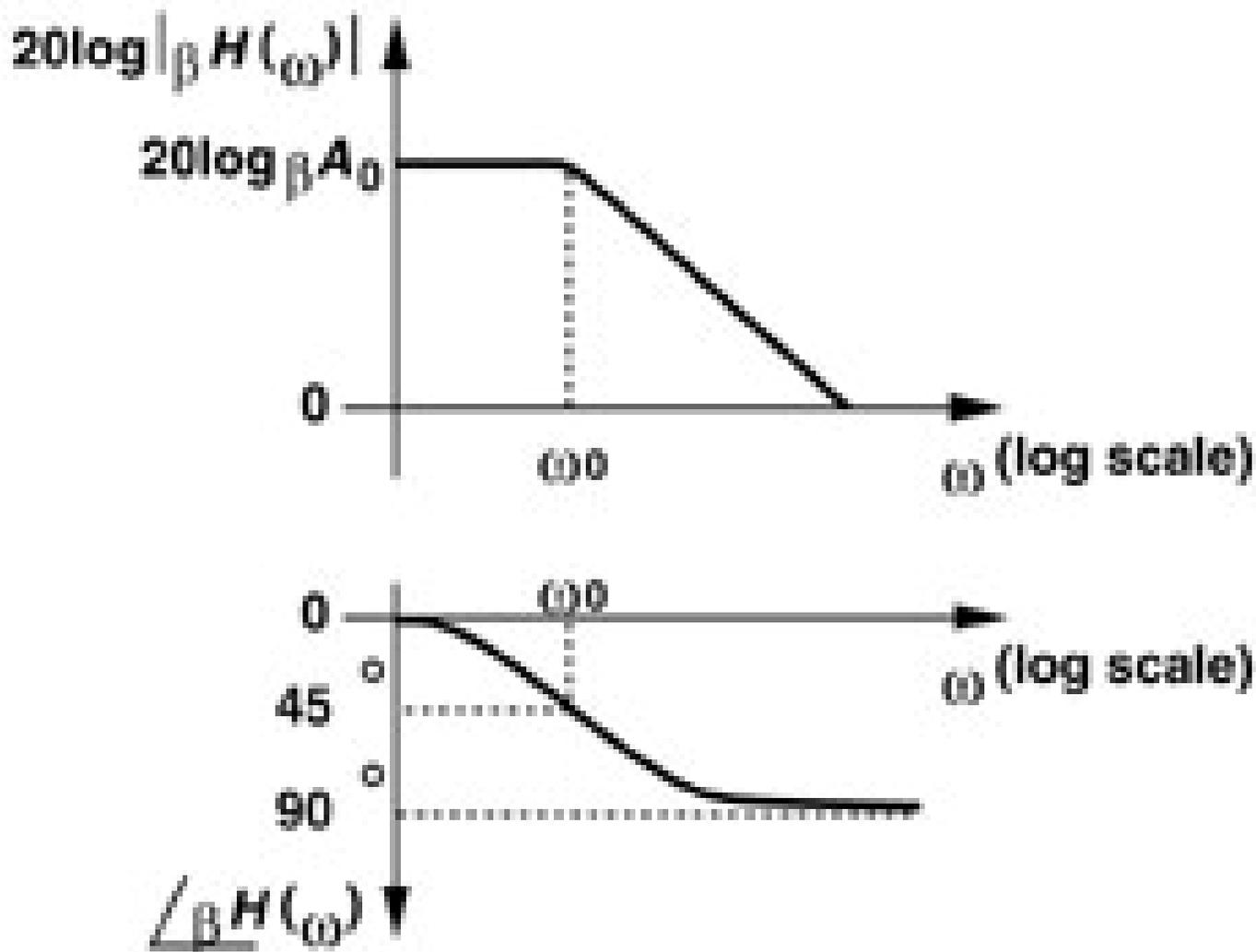
跟随器连接运放的阶跃响应



小信号 $PM = 65^\circ$ ，但大信号的时域响应仿真结果与前面分析有差异。这是因为大信号仿真时有的效应在小信号分析中没有体现。

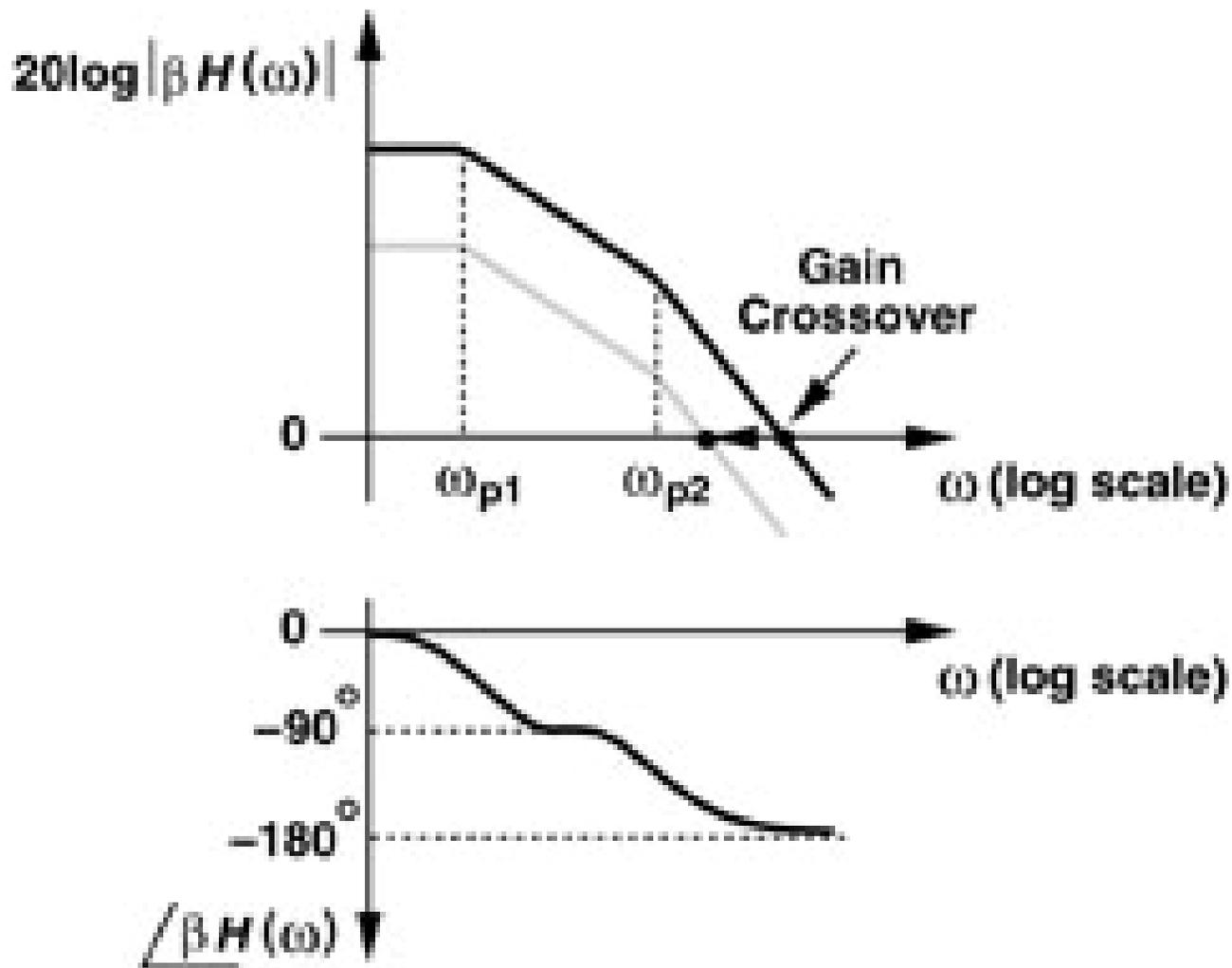
重邮光电工程学院

单极点系统的波特图

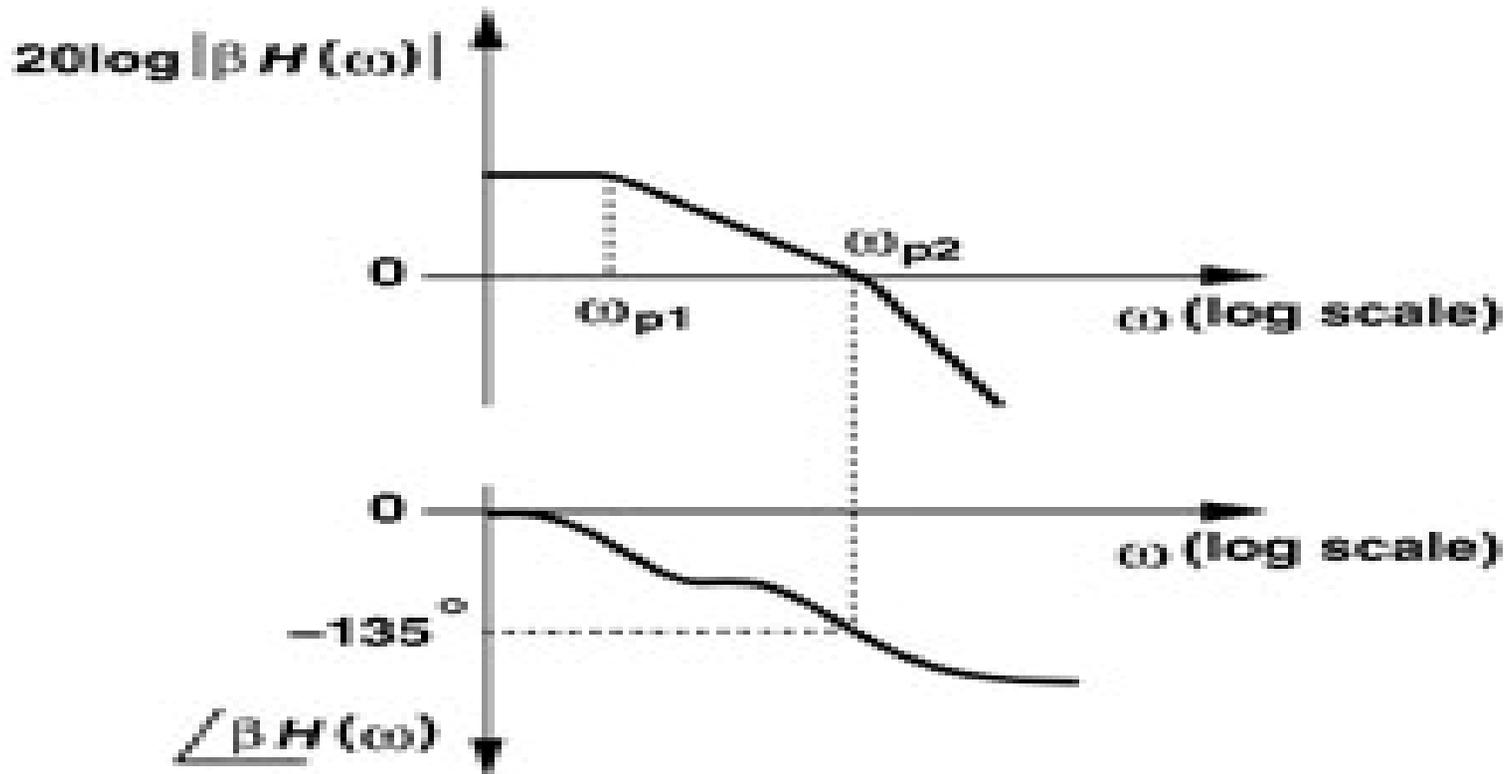


重邮光电工程学院

多极点系统的波特图

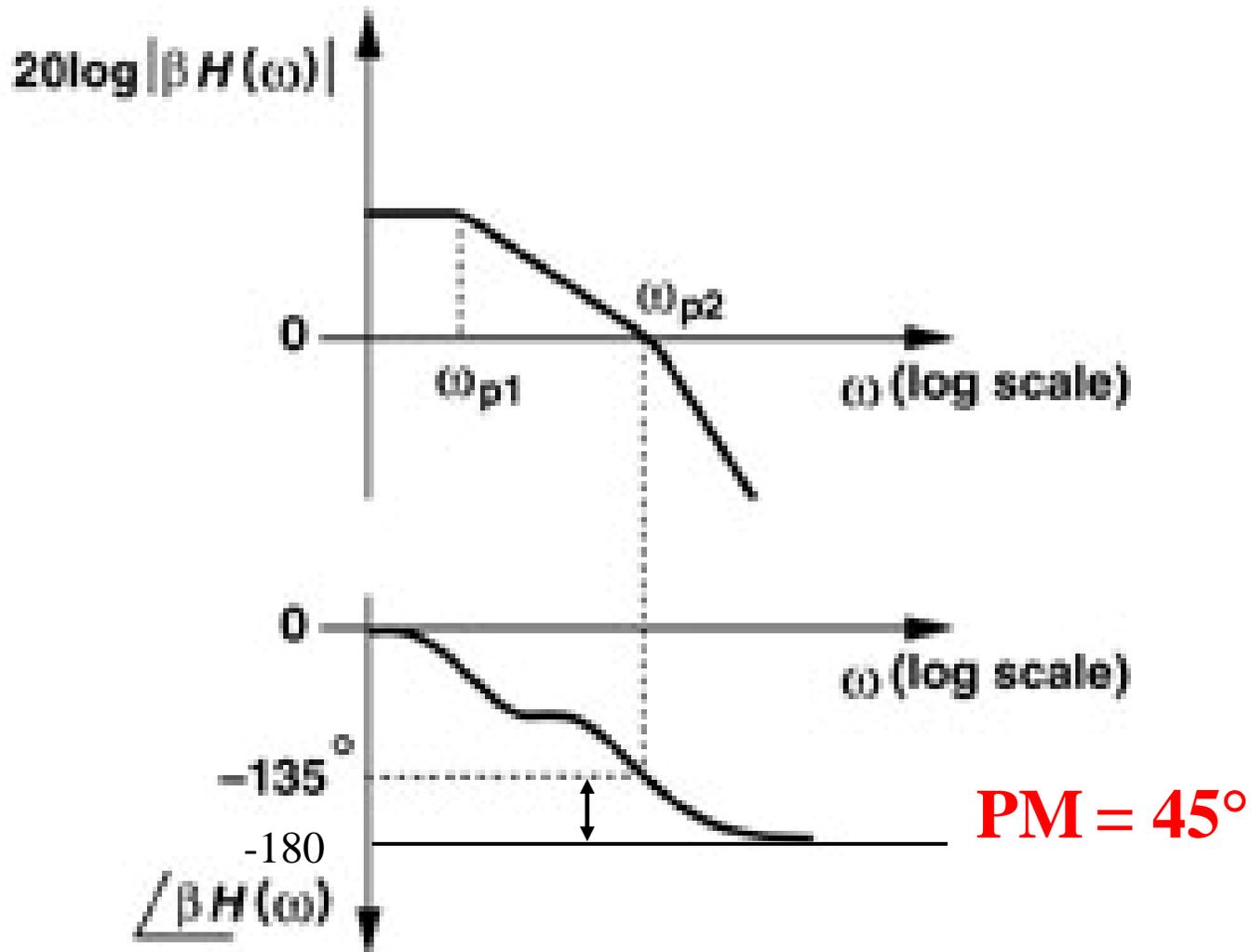


运放极点与单位增益带宽GW的关系



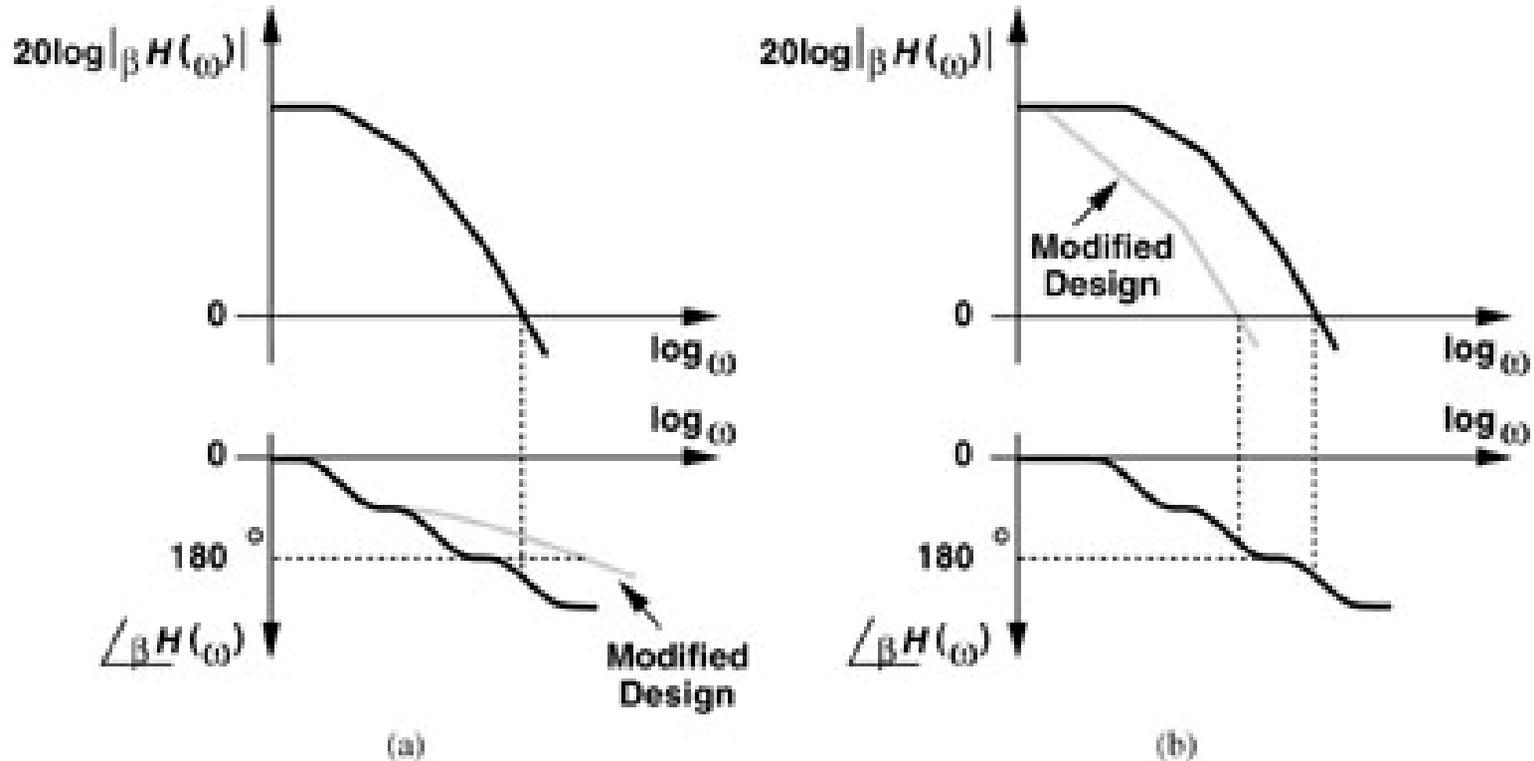
1. 第一主极点越大， f_{3dB} 越宽。
2. 第一、第二主极点相离越远，GW越宽。

相位裕度与极点的关系



重邮光电工程学院

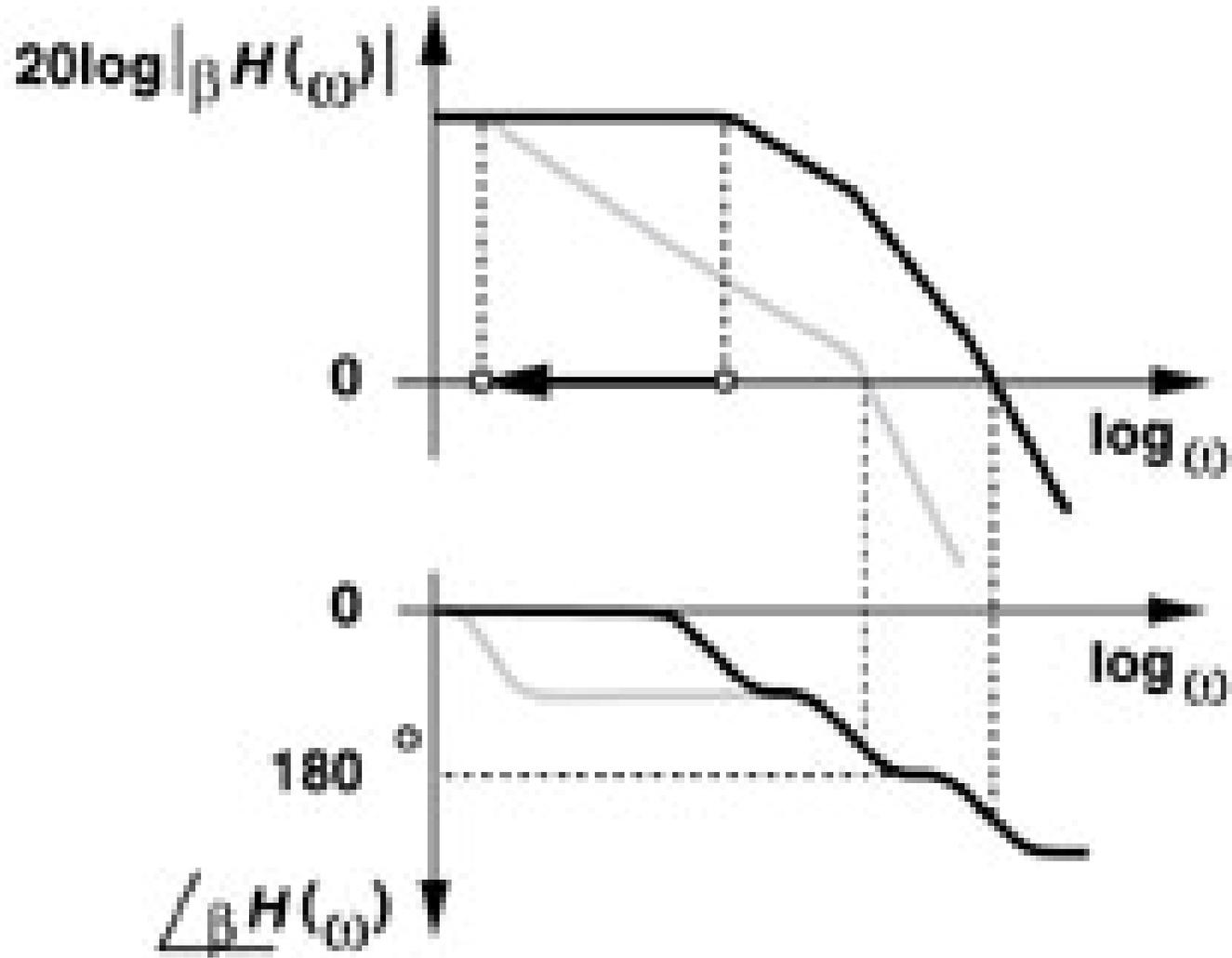
频率补偿 (1)



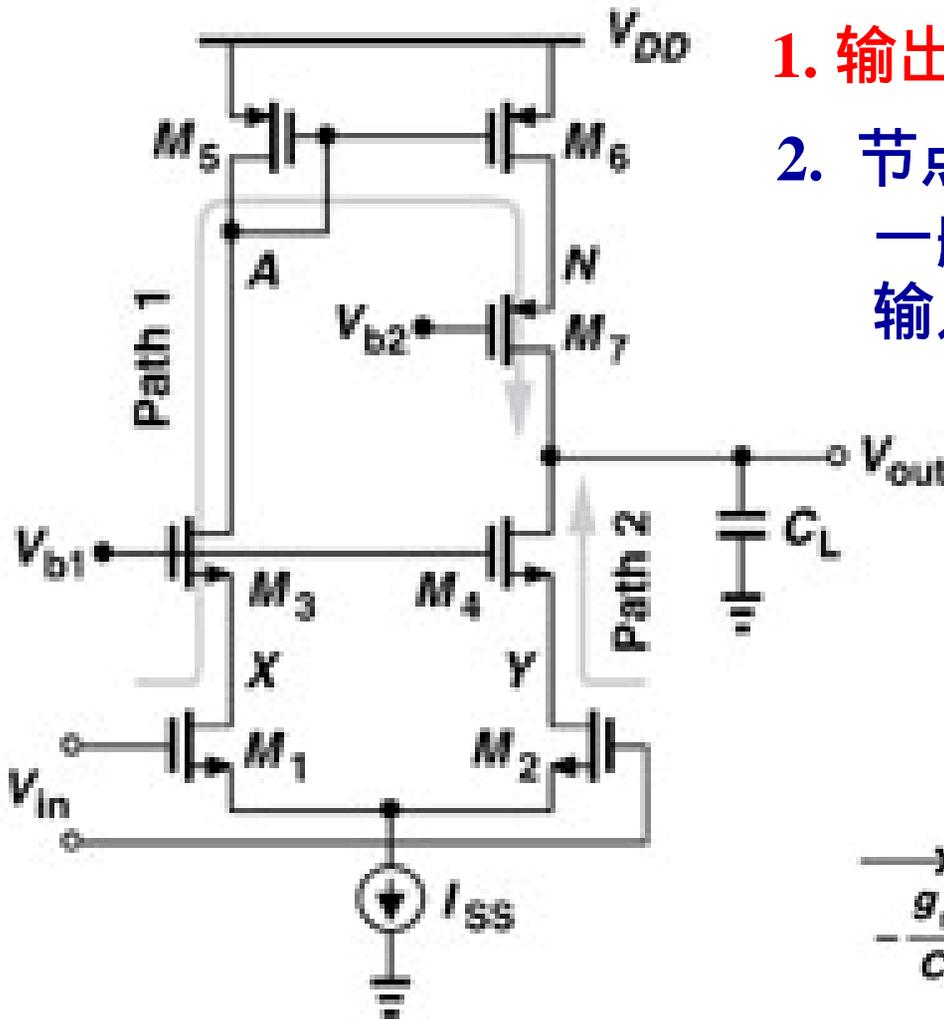
频率补偿的方法

重邮光电工程学院

频率补偿 (2)



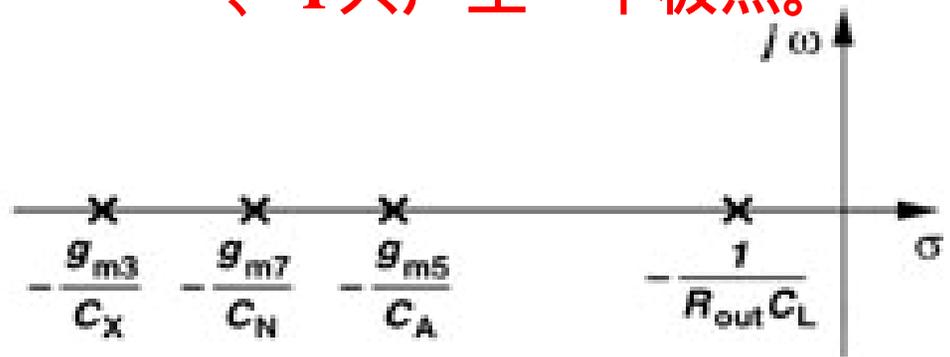
单端输出运放的极点图



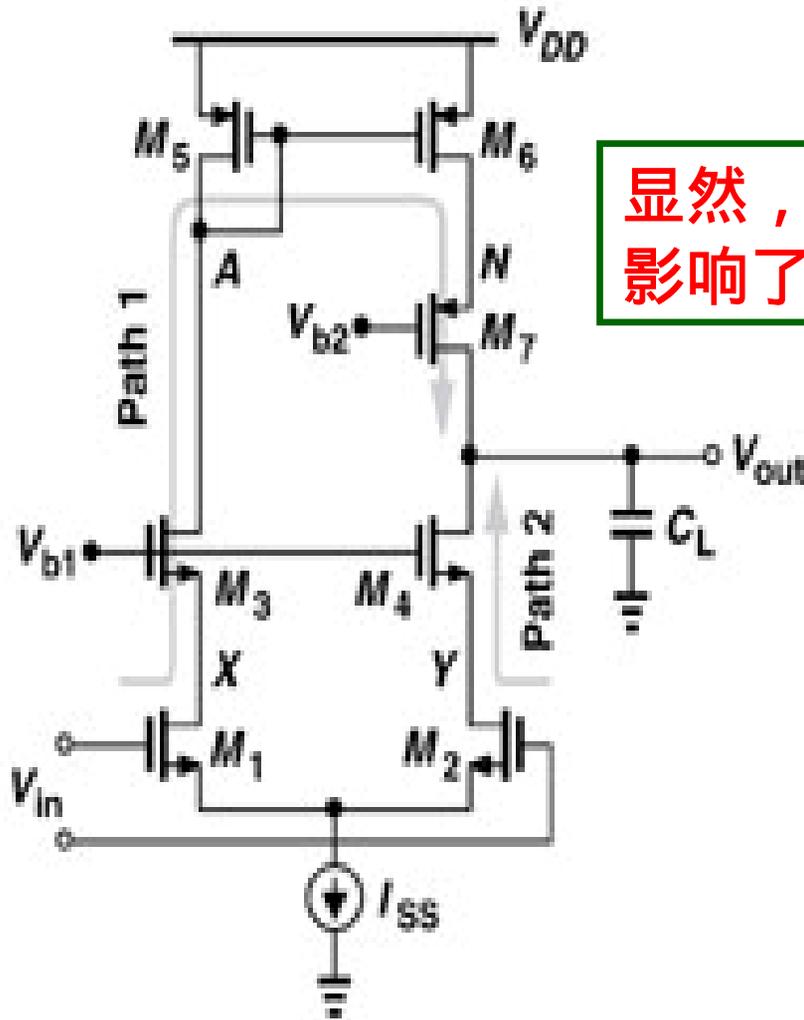
1. 输出节点对应的极点是第一主极点

2. 节点A对应的极点是第二主极点，一般该节点的寄生电容和小信号输入电阻比X、Y、N都大

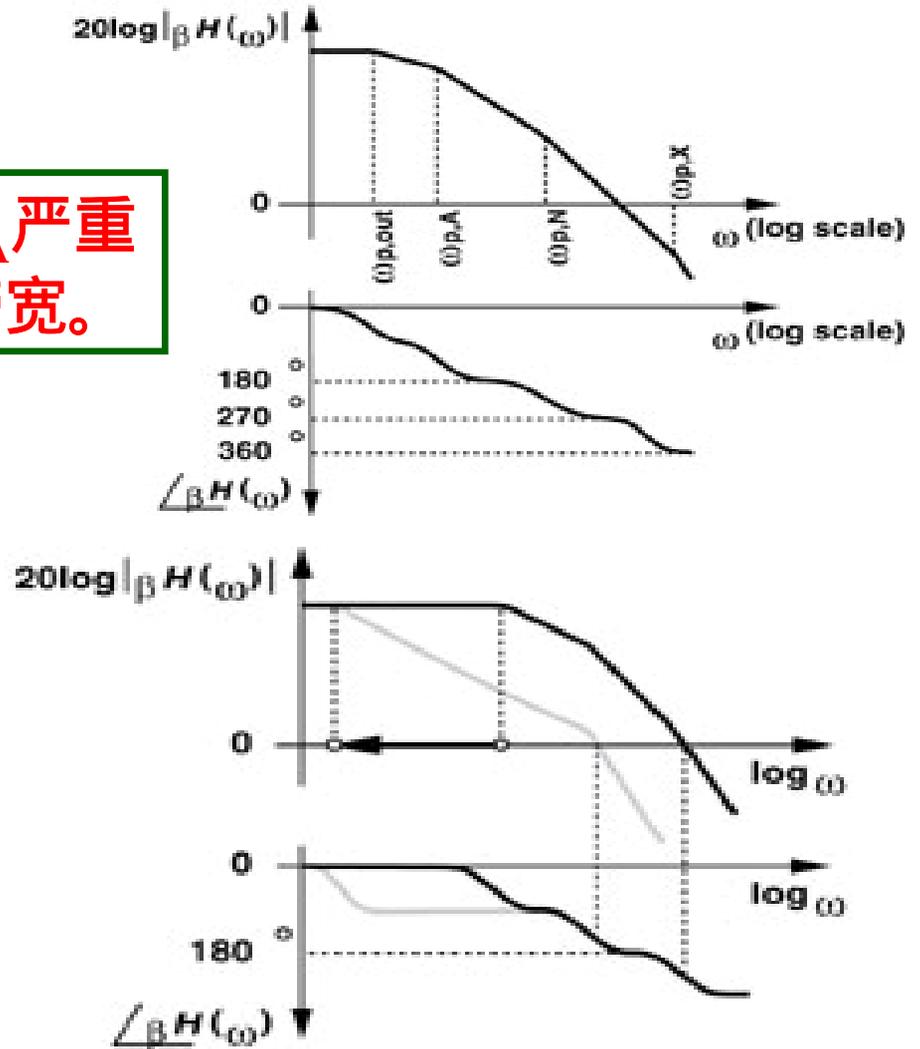
3. 节点N、X(Y)对应的极点很难断定谁大谁小，一般同属一个数量级，节点X、Y只产生一个极点。



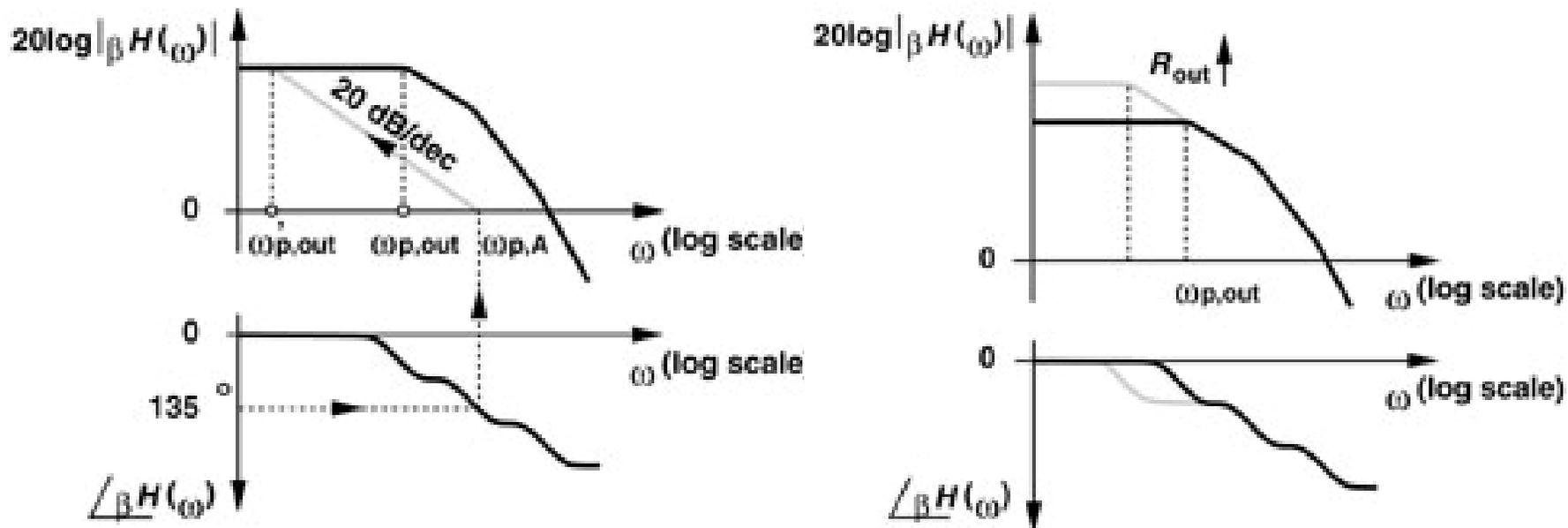
单端输出运放的波特图及补偿



显然， P_A 严重影响了带宽。



更高输出电阻时的波特图



增加输出电阻虽然使第一主极点前移，但低频增益也同时增大，相频特性只在低频段发生变化，相频特性PM没有发生任何变化。

运放的频率补偿（例1）

假定在单位增益带宽 $GB(f_{0dB})$ 内只有一个主极点 f_{P1} ，求低频增益 A_0 、 f_{0dB} 与 f_{P1} 的关系。

$$A(S) = \frac{A_0}{\frac{S}{f_{P1}} - 1} \Rightarrow A(j\omega) = \frac{A_0}{\frac{j\omega}{f_{P1}} - 1}$$

由单位增益的定义可知：

$$A_0 = \left| \frac{j f_{0dB}}{f_{P1}} - 1 \right| \quad \frac{f_{0dB}}{f_{P1}} \Rightarrow f_{P1} = \frac{f_{0dB}}{A_0}$$

显然 f_{P1} 越大， $GB(f_{0dB})$ 越宽。

运放的频率补偿（例2）

假定一三极点系统 $A_0 = 5000$ ，单位增益带宽频率 f_{0dB} 满足 $f_{p1} \ll f_{0dB} \ll f_{p2}$ ，若 $f_{p2} = 25M$ ， $f_{p3} = 50M$ ，求当 $PM = 70^\circ$ 时的单位增益带宽频率 f_{0dB} 及 f_{p1} 。

$$70^\circ = 180^\circ - \tan^{-1}\left(\frac{f_{0dB}}{f_{P1}}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{f_{0dB}}{f_{P2}}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{f_{0dB}}{f_{P2}}\right)$$

$$\approx 90^\circ - \tan^{-1}\left(\frac{f_{0dB}}{f_{P2}}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{f_{0dB}}{f_{P2}}\right) \Rightarrow f_{0dB} = 6M$$

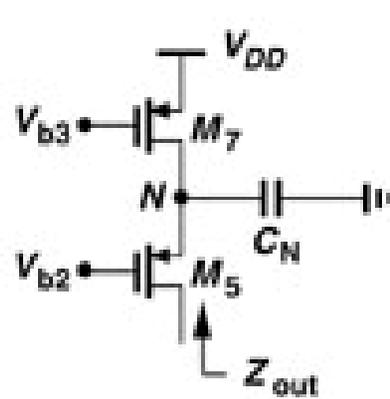
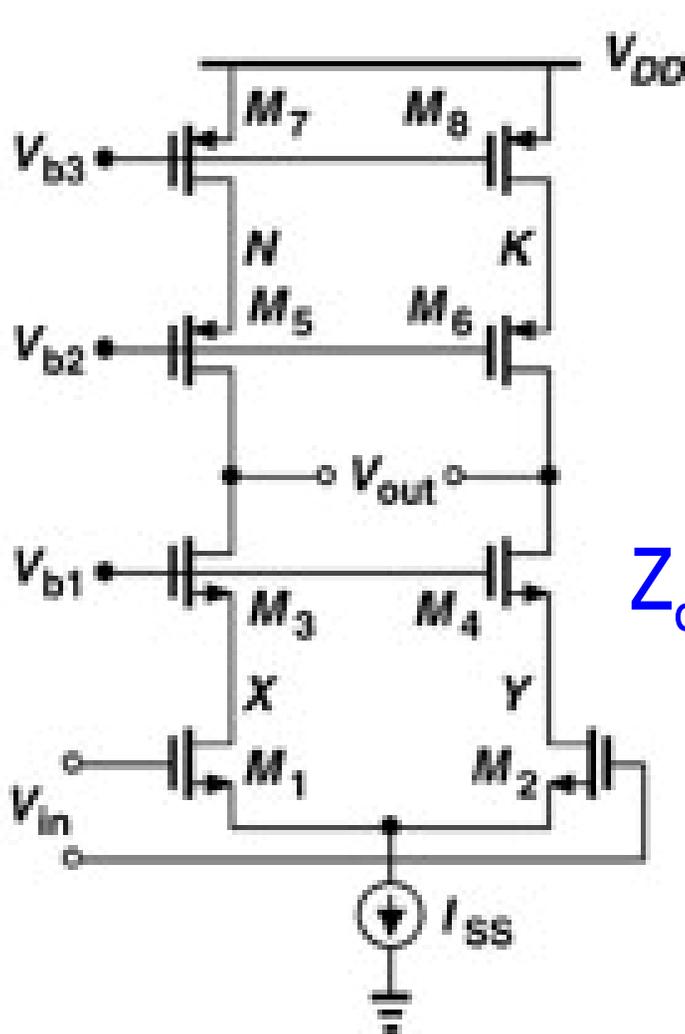
由前面推导可得：

$$f_{P1} = \frac{f_{0dB}}{A_0} = 1.2K$$

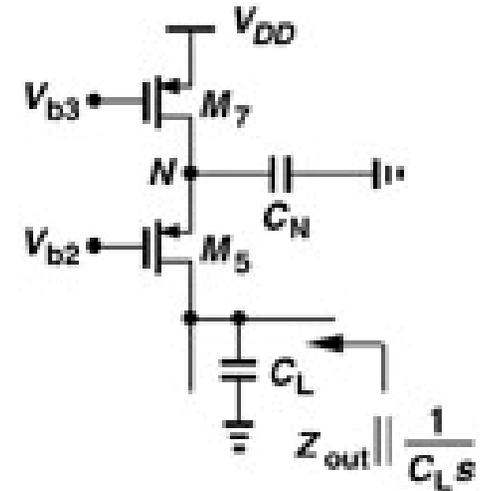
相位裕度与极点的关系（例）

1. 若运放有三个极点，没有零点，最高极点比GB高10倍，要达到 60° 相位裕度， P_2 必须比GB高2.2倍。
2. 若运放有两个极点，没有零点，要得到 60° 相位裕度， P_2 必须比GB高1.73倍。
3. 若运放有两个极点和一个RHP零点，零点比GB高10倍，要得到 45° 相位裕度， P_2 必须比GB高1.22倍，要得到 60° 相位裕度， P_2 必须比GB高2.2倍。

全差动套筒式运放的频率特性



(a)



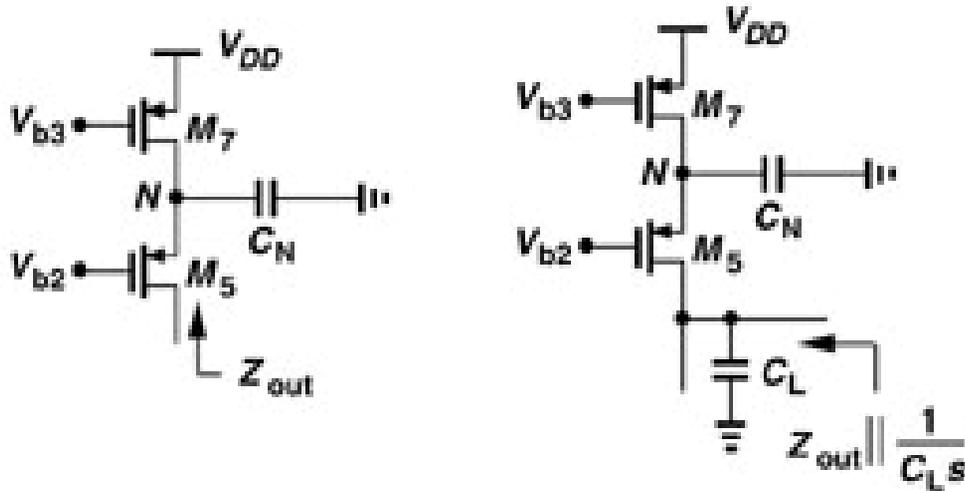
(b)

$$Z_{out} = (1 + g_{m5} r_{o5}) Z_N + r_{o5}$$

$$(1 + g_{m5} r_{o5}) \left[r_{o7} // (C_N S)^{-1} \right]$$

$$(1 + g_{m5} r_{o5}) \frac{r_{o7}}{r_{o7} C_N S + 1}$$

Cascode 电流镜内部节点处寄生电容的影响



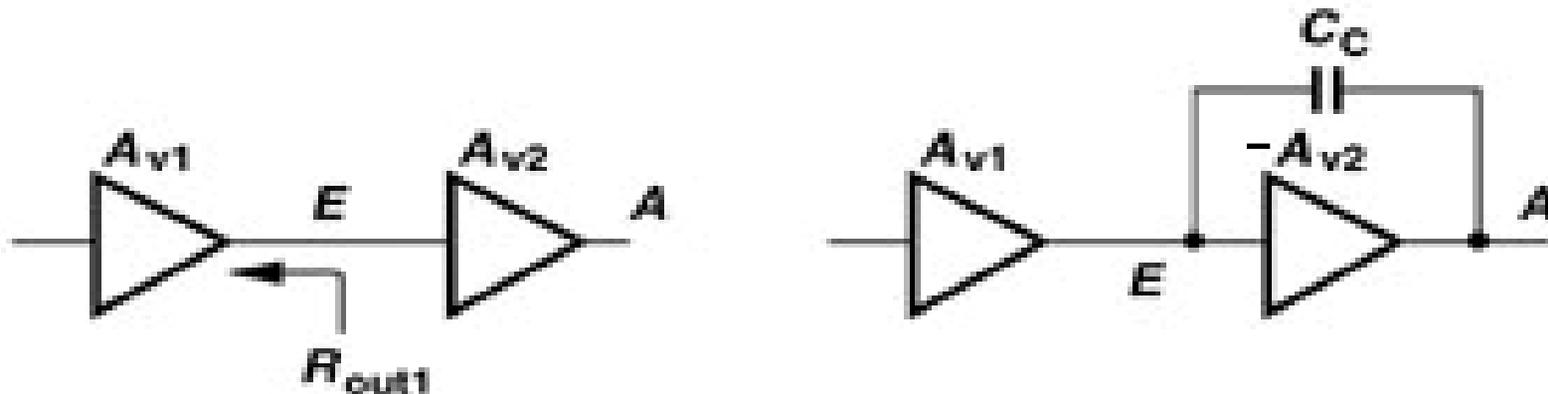
$$Z_{out} \parallel \frac{1}{sC_L} = \frac{(1 + g_{m5}r_{o5}) \frac{r_{o7}}{1 + sr_{o7}C_N} \frac{1}{sC_L}}{(1 + g_{m5}r_{o5}) \frac{r_{o7}}{1 + sr_{o7}C_N} + \frac{1}{sC_L}}$$

$$= \frac{(1 + g_{m5}r_{o5})r_{o7}}{1 + s[(1 + g_{m5}r_{o5})r_{o7}C_L + r_{o7}C_N]}$$

请注意, Z_{out} 与负载电容的并联仍保持为单极点, 即节点N的极点与输出节点的极点是合并的, 而不是两个极点。只是这个合并的极点比输出极点稍低一点, 其时间常数为输出节点的时间常数与 $r_{o7}C_N$ 之和。

重邮光电工程学院

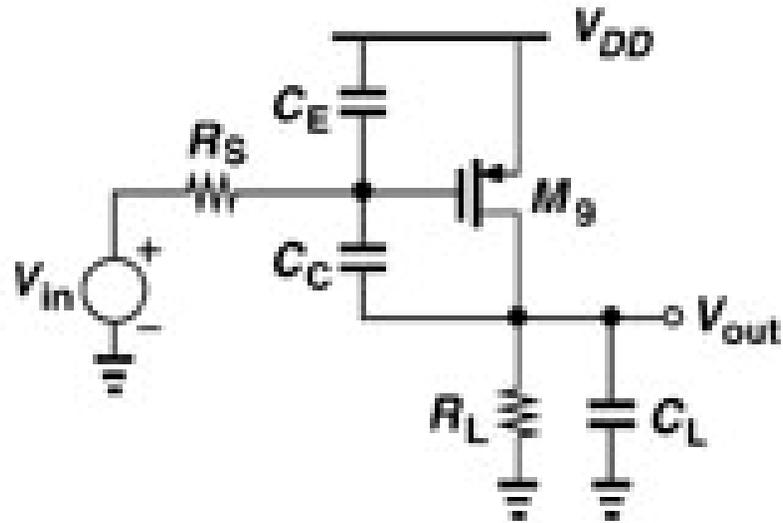
两极运放的密勒补偿 (1)



Miller Effect $C_{eq} = C_E + (1 + A_{v2})C_C$

$$f_{pE} = \frac{1}{2\pi R_{out} [C_E + (1 + A_{v2})C_C]}$$

两级运放的密勒补偿 (2)

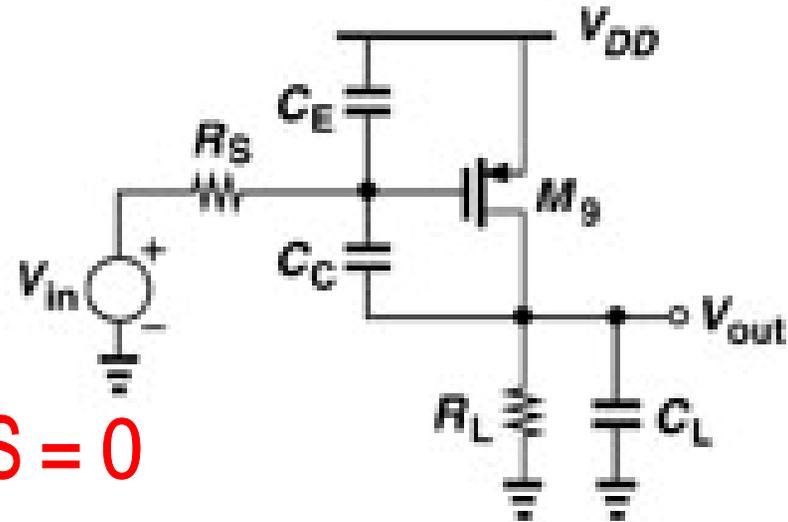
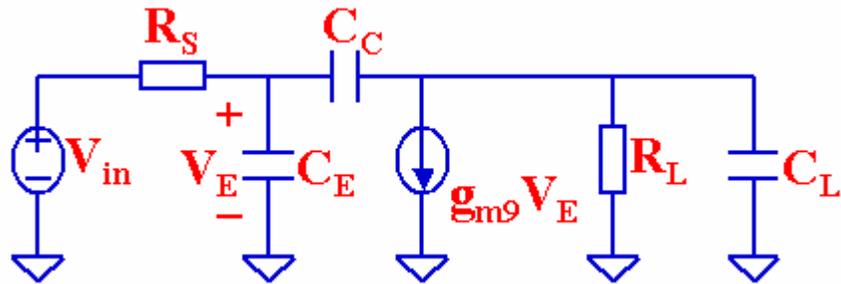


一种两级运放的简化电路

$$f_{p,in} = \frac{1}{2\pi(R_S [C_E + (1 + g_m R_L) C_C] + R_L (C_C + C_L))}$$

$$f_{p,in} \approx \frac{1}{2\pi R_S [C_E + (1 + g_m R_L) C_C]}$$

密勒补偿的极点分裂现象 (1)



$$\frac{V_E - V_{in}}{R_S} + V_E C_E S + (V_E - V_{out}) C_C S = 0$$

$$(V_{out} - V_E) C_C S + g_{m9} V_E + V_{out} (C_C S + 1/R_L)$$

$$\frac{V_{out}(S)}{V_{in}(S)} = \frac{-g_{m9} R_L \left(1 - \frac{C_C S}{g_{m9}}\right)}{R_S R_L \left[C_E C_C + (C_E + C_C) C_L \right] S^2 + \left\{ R_S \left[(1 + g_{m9} R_L) C_C + C_E \right] + (C_L + C_C) R_L \right\} S + 1}$$

密勒补偿的极点分裂现象 (2)

$$f_{P1} = \frac{1}{2\pi R_s \left[(1 + g_{m9} R_L) C_C + C_E \right] + (C_L + C_C) R_L} \approx \frac{1}{2\pi g_{m9} R_L R_s C_C}$$

$$f_{P2} = \frac{R_s \left[(1 + g_{m9} R_L) C_C + C_E \right] + (C_L + C_C) R_L}{2 R_s R_L \left[C_E C_C + (C_E + C_C) C_L \right]}$$

假定 $C_C = C_{GD}$

$$f_{P2} \approx \frac{1}{2 R_L C_L}$$

当 $C_C \gg C_E$ 时:

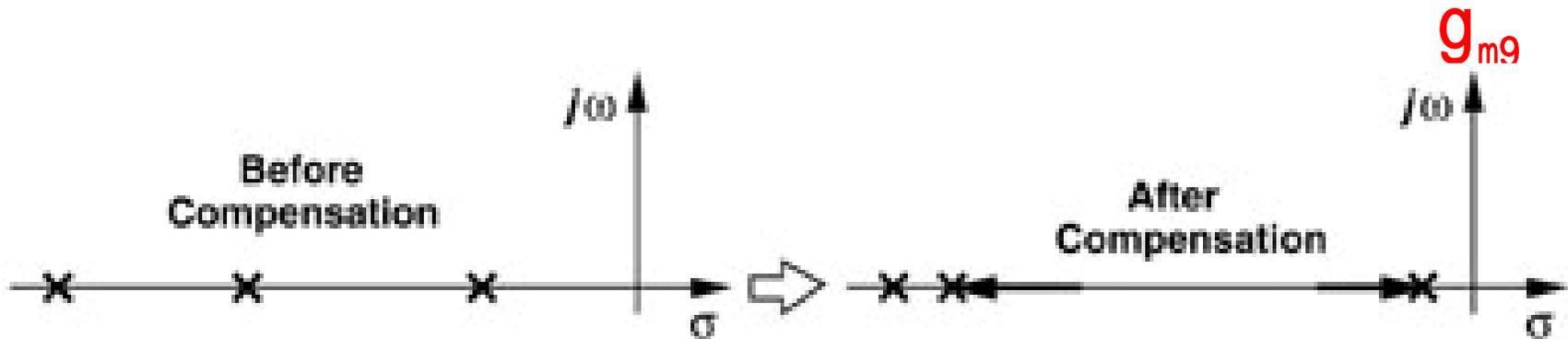
$$f_{P2} \approx \frac{R_s (1 + g_{m9} R_L) + R_L}{2 R_s R_L (C_E + C_L)} \approx \frac{1 + g_{m9} R_L}{2 R_L (C_E + C_L)} \approx \frac{1}{2 \frac{(C_E + C_L)}{g_{m9}}}$$

密勒补偿的极点分裂现象 (3)

$$f_{P2} \approx \frac{1}{2 R_L C_L}$$

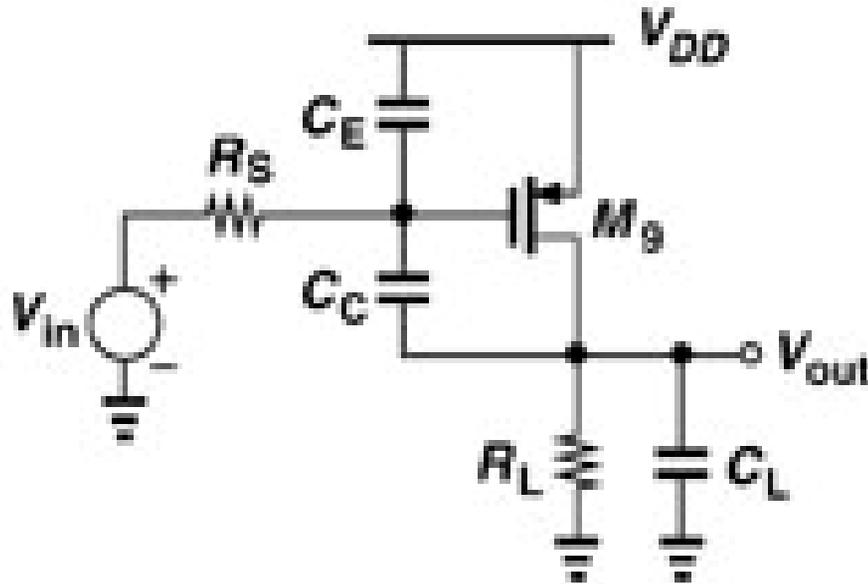
补偿后，在关心的频率内 C_C 近似于短路，输出电阻约为 $1/g_{m9} // R_L \approx 1/g_{m9}$ 。第二主极点提高了约 $g_{m9} R_L$ 倍。

$$f_{P2} \approx \frac{R_s (1 + g_{m9} R_L) + R_L}{2 R_s R_L (C_E + C_L)} \approx \frac{1 + g_{m9} R_L}{2 R_L (C_E + C_L)} \approx \frac{1}{2 (C_E + C_L)}$$



重邮光电工程学院

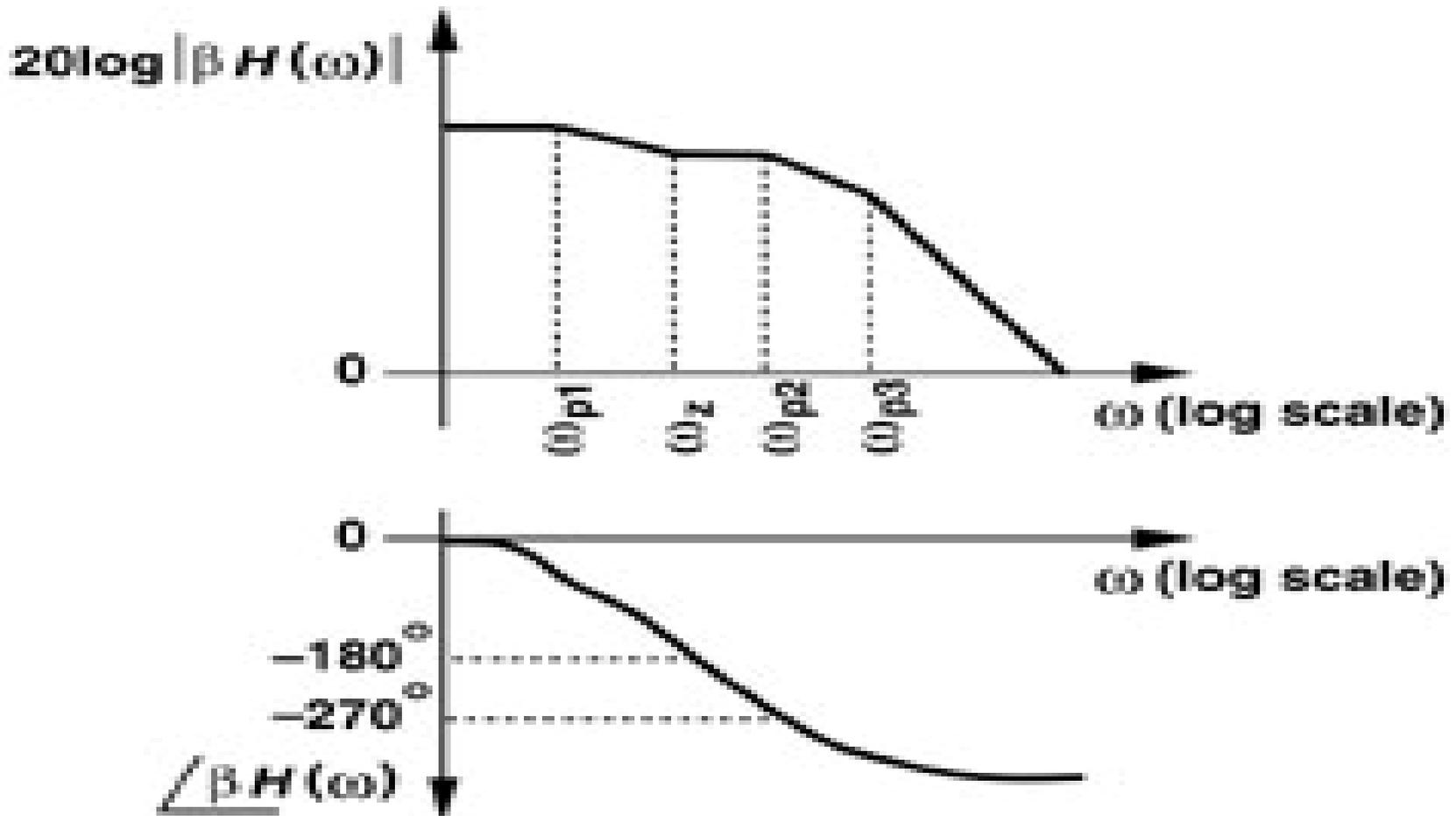
放大器零点的产生



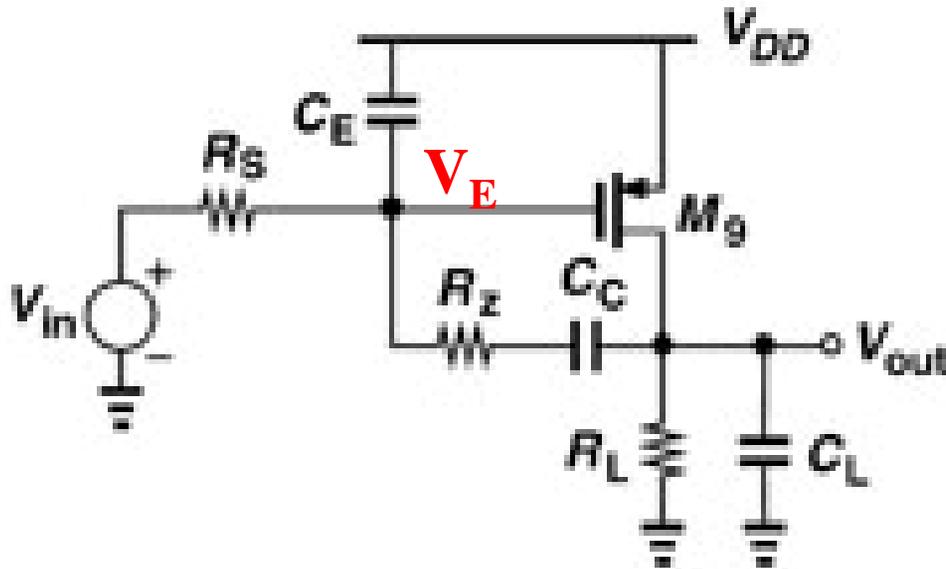
$$f_z(\text{RHP}) = \frac{g_{m9}}{2 C_C}$$

$$\frac{V_{out}(S)}{V_{in}(S)} = \frac{-g_{m9}R_L\left(1 - \frac{C_C S}{g_{m9}}\right)}{R_S R_L \left[C_E C_C + (C_E + C_C) C_L \right] S^2 + \left\{ R_S \left[(1 + g_{m9} R_L) C_C + C_E \right] + (C_L + C_C) R_L \right\} S + 1}$$

零点与相位裕度的关系



RHP 零点的消除方法 (1)



$$\frac{V_E}{R_Z + 1/C_C S} = g_{m9} V_E$$

$$R_Z + 1/C_C S = g_{m9}^{-1}$$

$$S = \frac{1}{(g_{m9}^{-1} - R_Z) C_C}$$

$$f_z = \frac{1}{2 (g_{m9}^{-1} - R_Z) C_C}$$

当 $g_{m9}^{-1} = R_Z$, $f_z = \infty$, 零点在无穷远处, 即零点被消除了!

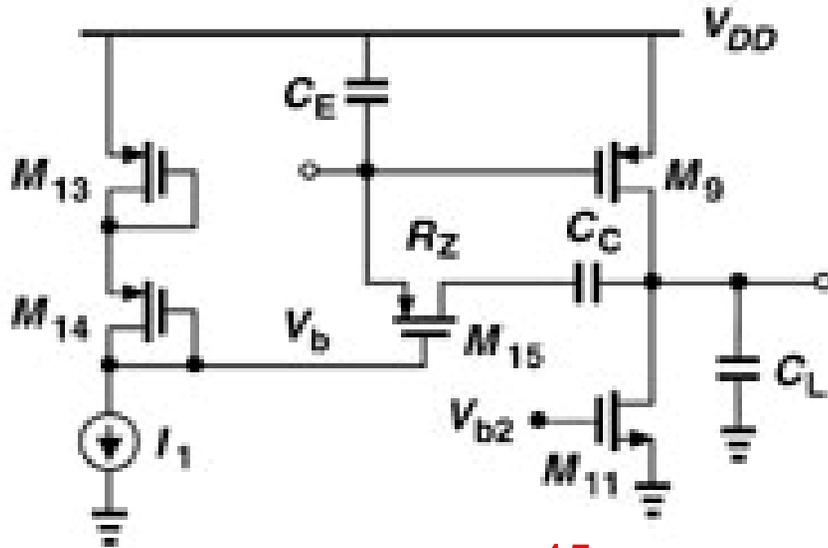
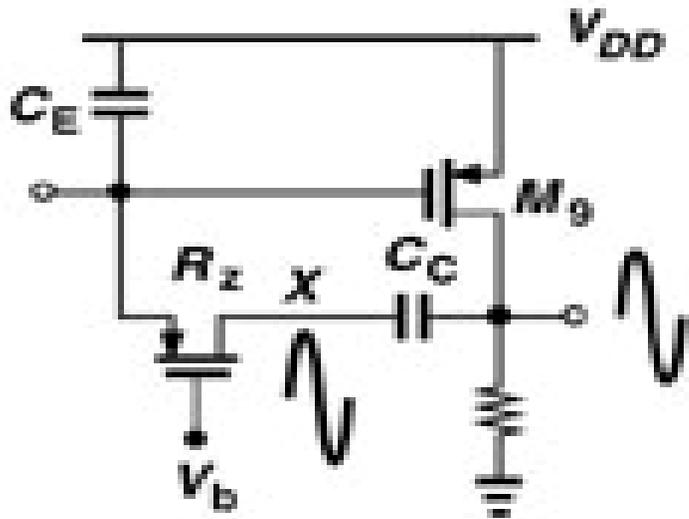
RHP 零点的消除方法 (2)

当 $g_{m9}^{-1} > R_Z$ ，零点移到左半平面，若满足下面条件，则以前的第二个极点就和该零点对消了，即以前的第二个极点消除了！

$$\frac{1}{C_C(1/g_{m9} - R_Z)} = \frac{-g_{m9}}{C_L + C_E}$$
$$R_Z = \frac{C_L + C_E + C_C}{g_{m9}C_C} \approx \frac{C_L + C_C}{g_{m9}C_C}$$

该零、极点对消技术的缺点是 R_Z 是负载电容 C_L 的函数，当负载电容未知或变化时，该技术很难实现。

RHP 零点的消除方法 (3)



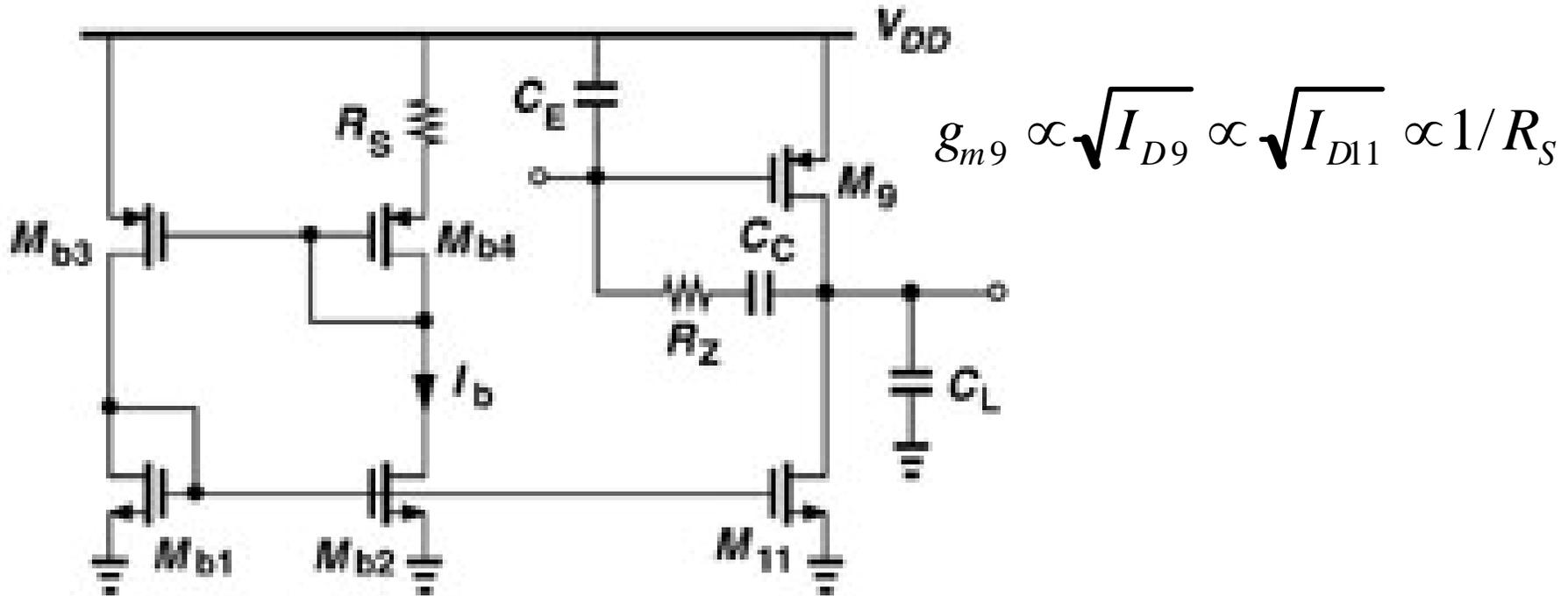
跟踪温度和工艺
而生成 Δg_m 的电路

$$V_{GS13} = V_{GS9} \Rightarrow V_{GS15} = V_{GS14} \Rightarrow g_{m15} = \frac{15}{14} g_{m14}$$

$$R_{on15} = \frac{1}{g_{m15}} = g_{m14}^{-1} \frac{14}{15} = g_{m9}^{-1} \left(1 + \frac{C_L}{C_C}\right) = R_Z \Rightarrow$$

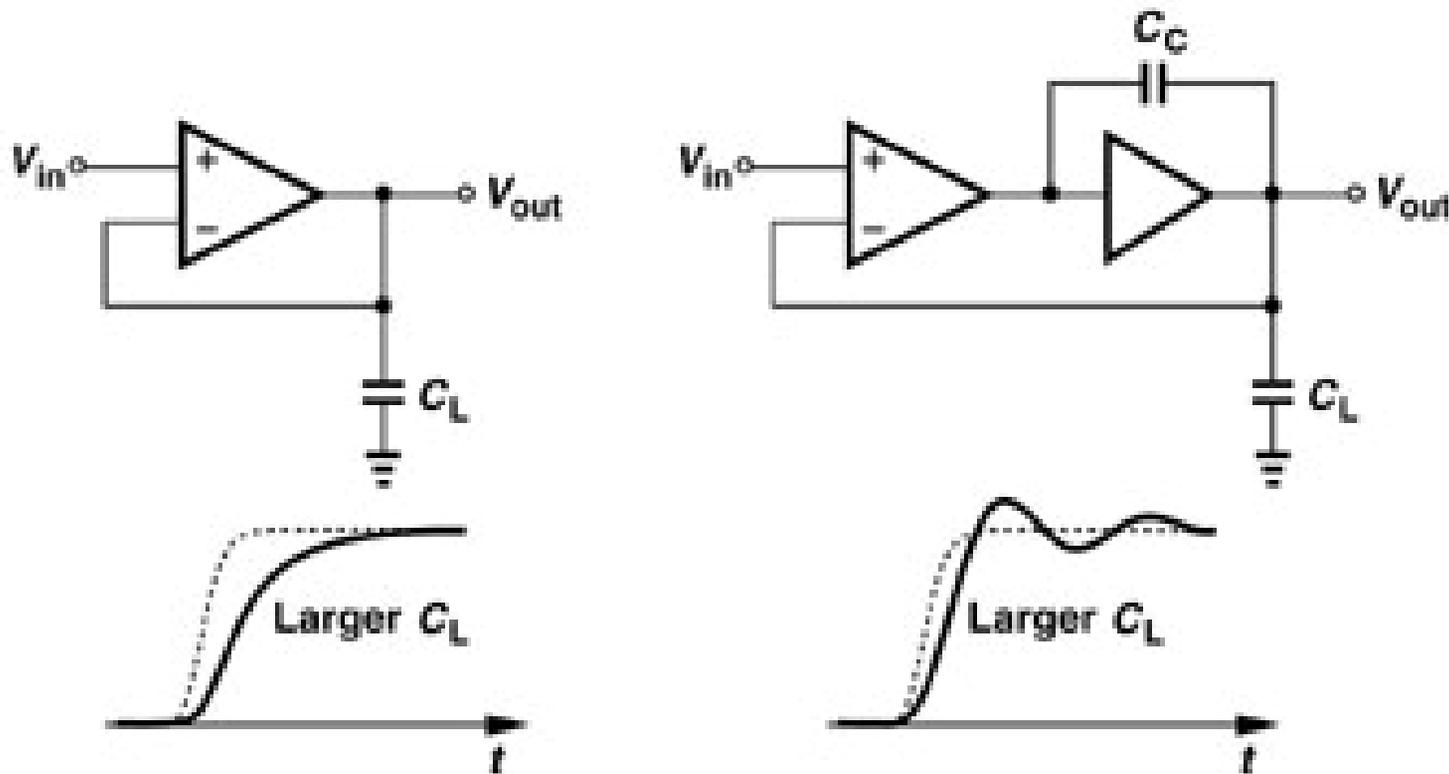
$$(W/L)_{15} = \sqrt{(W/L)_{14} (W/L)_9} \sqrt{I_{D9} / I_{D14}} (1 + C_C / C_L)$$

RHP 零点的消除方法 (4)



R_Z 与 R_S 的适当比率可保证 $R_Z=(1+C_L/C_C)/g_{m9}$ 成立

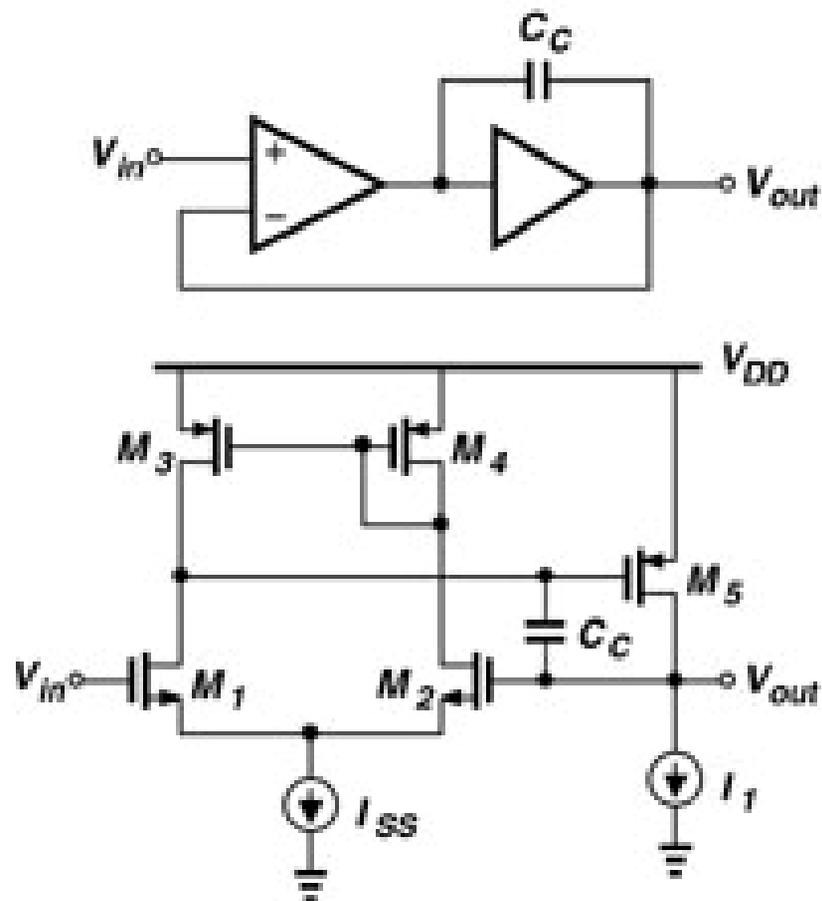
负载电容对阶跃响应的影响



增大负载电容对单级运放与两级运放阶跃响应的影响

重邮光电工程学院

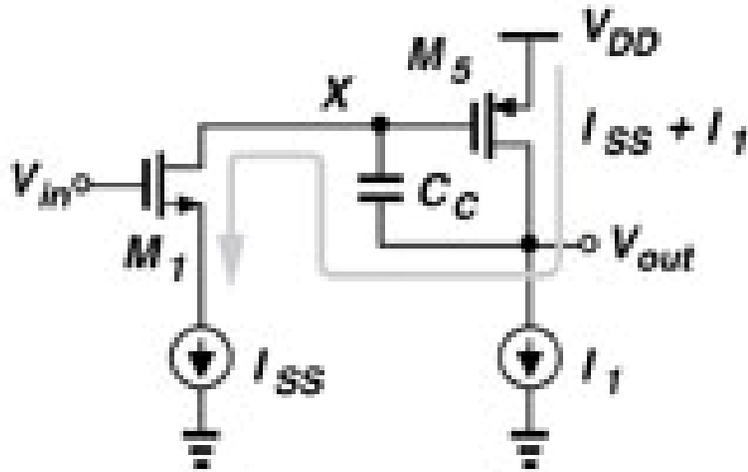
两极运放中的转换 (1)



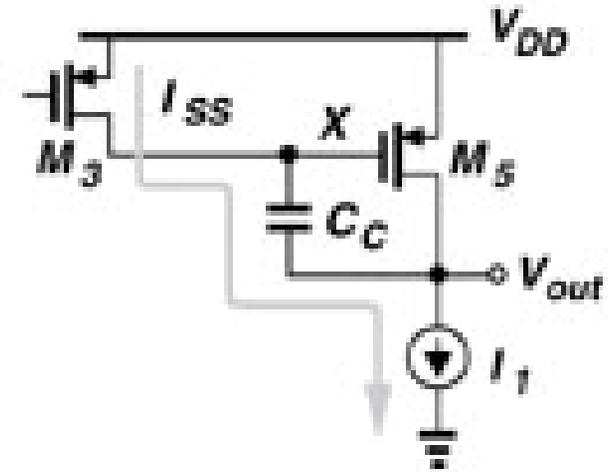
简单两级运放

重邮光电工程学院

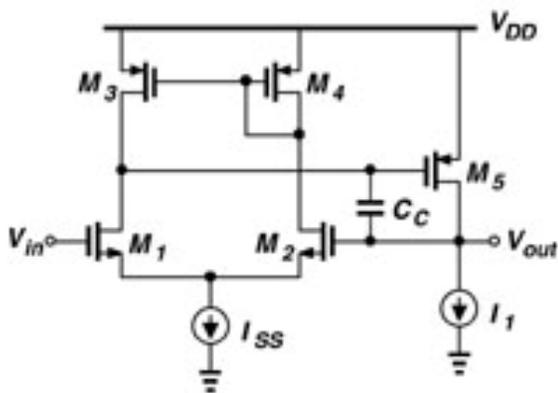
两极运放中的转换 (2)



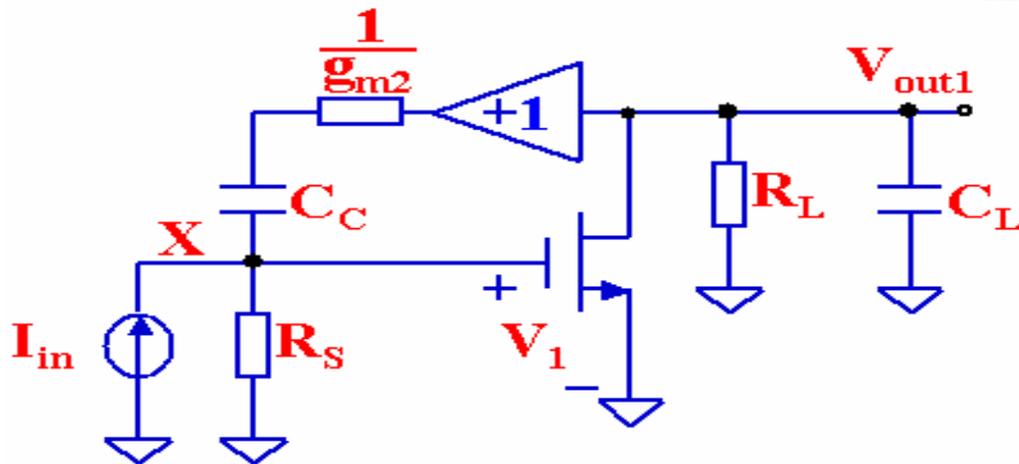
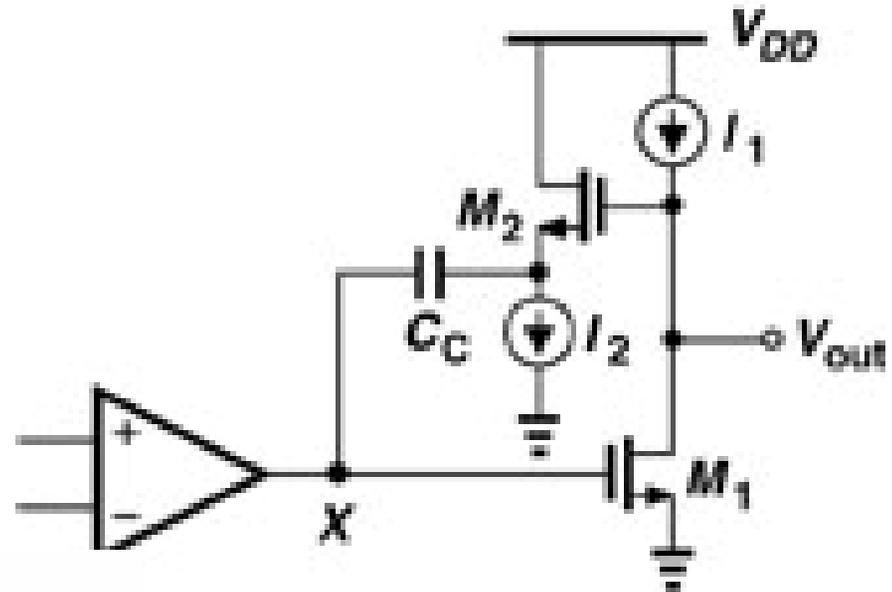
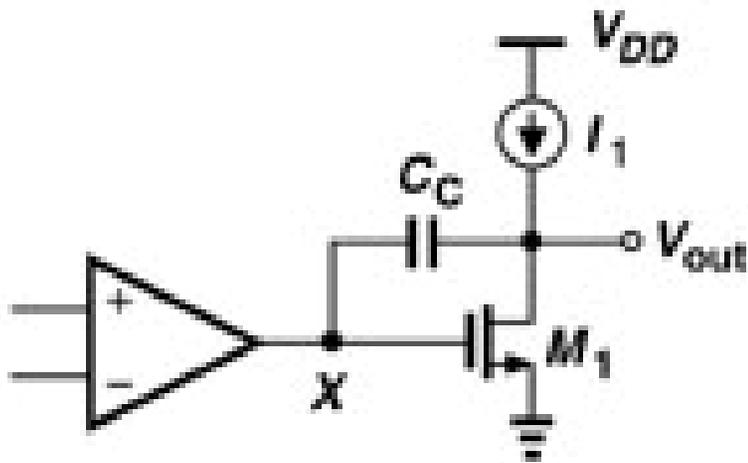
正转换期间的简化电路



负转换期间的简化电路



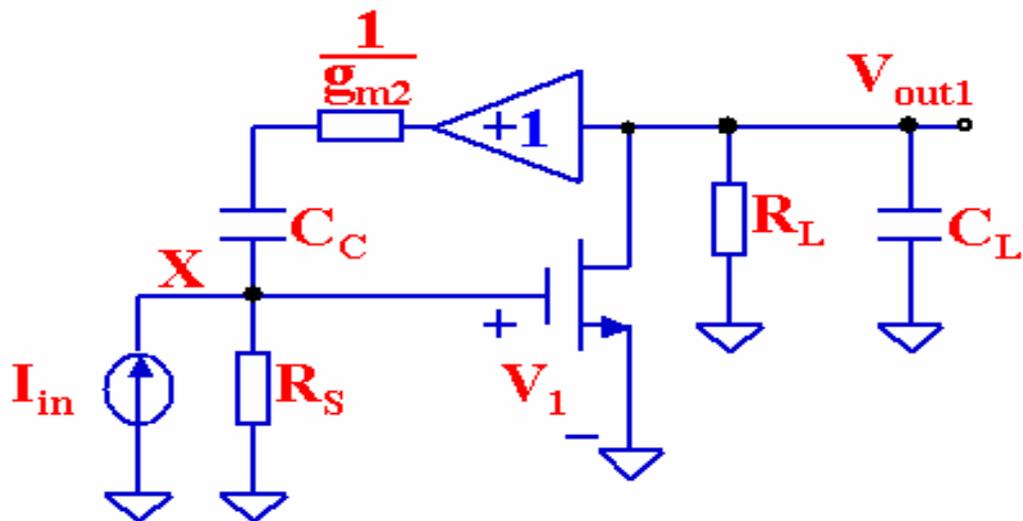
运放的其它补偿技术 (1)



$V_{outmin} = V_{GS2} + V_{I2}$,
源跟随器M2减小了
输出电压摆幅。

重邮光电工程学院

运放的其它补偿技术 (2)



$$f_{p1} \approx \frac{1}{2\pi R_S g_{m1} R_L C_C}$$

$$f_{p2} \approx \frac{g_{m1}}{2\pi C_L}$$

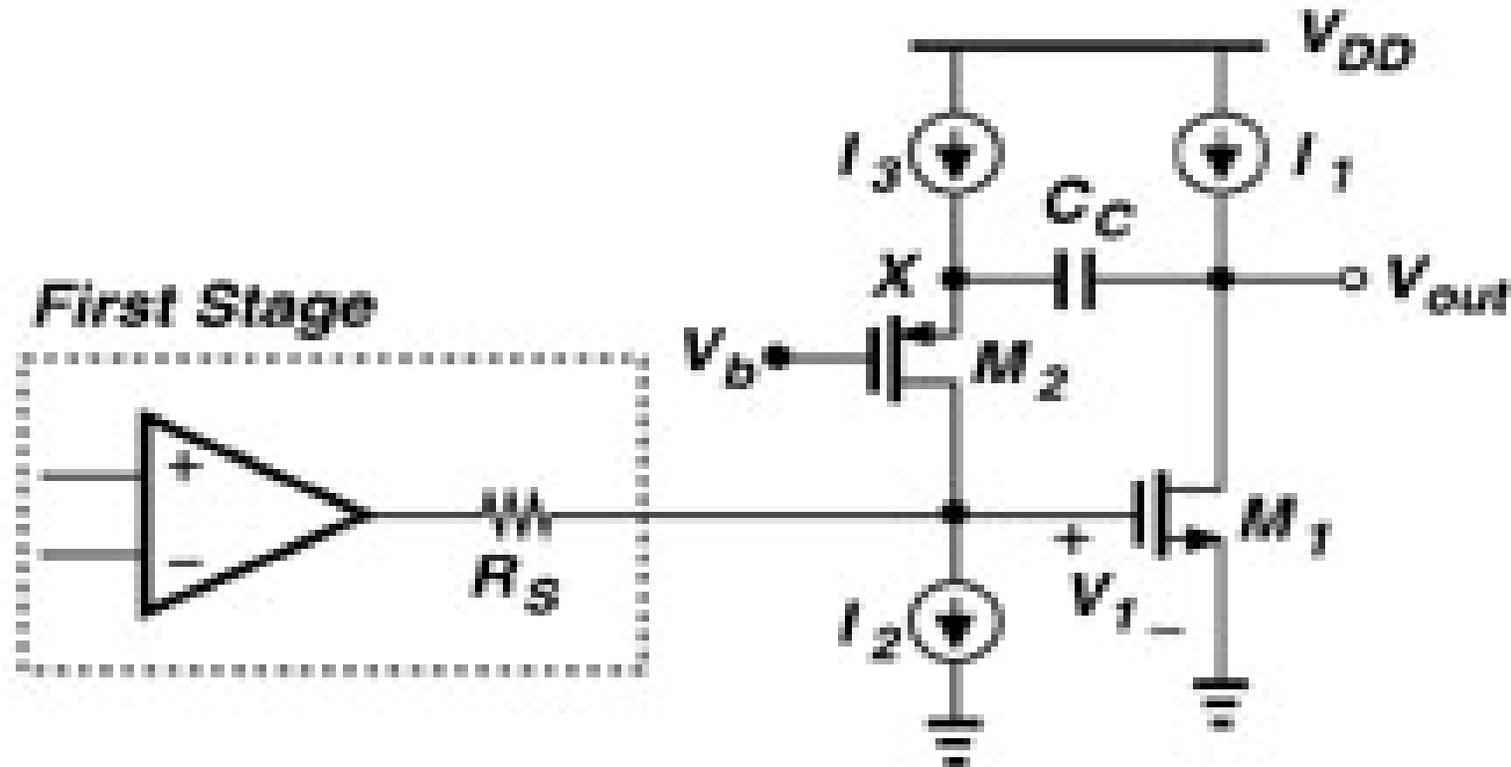
$$g_{m1} V_1 + V_{out} (R_L^{-1} + C_L S) = 0$$

$$\frac{V_{out} - V_1}{\frac{1}{g_{m2}} + \frac{1}{C_C S}} + I_{in} = \frac{V_1}{R_S}$$

$$\frac{V_{out}}{I_{in}} = \frac{-g_{m1} R_L R_S (g_{m2} + C_C S)}{R_L C_L C_C (1 + g_{m2} R_S) S^2 + \left[(1 + g_{m1} g_{m2} R_L R_S) C_C + g_{m2} R_L C_L \right] S + g_{m2}}$$

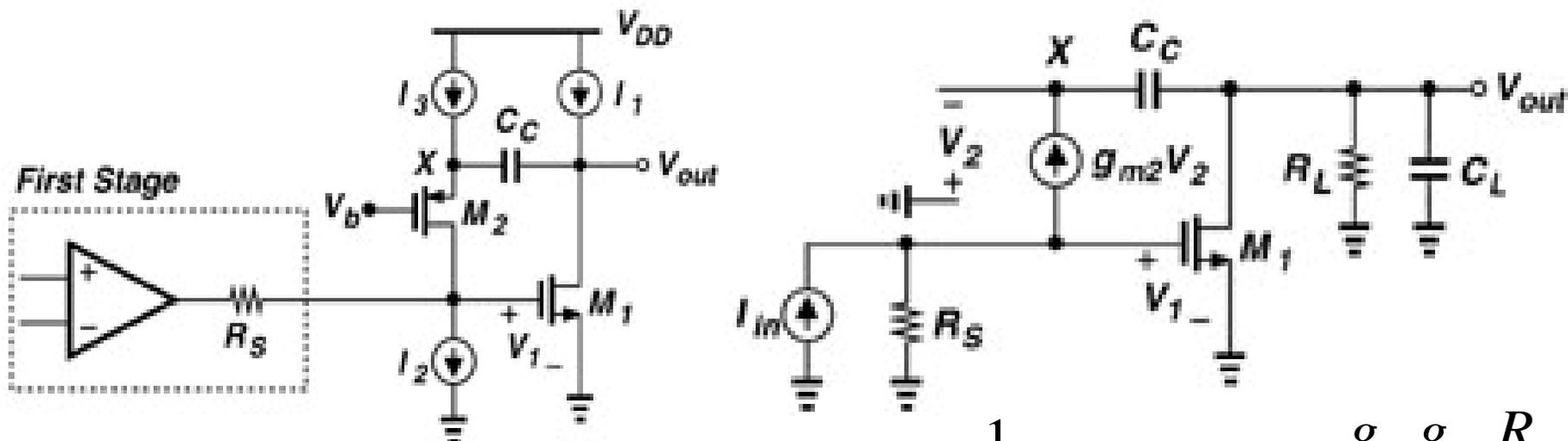
重邮光电工程学院

运放的其它补偿技术 (3)



前面补偿技术中的源跟随器限制了输出电压摆幅，本电路中 $V_{omin} = V_{on1}$ ，从后面的分析中还可看见，其带宽比前种补偿技术更宽，但所需静态功耗比前种补偿技术更大。

运放的其它补偿技术 (4)



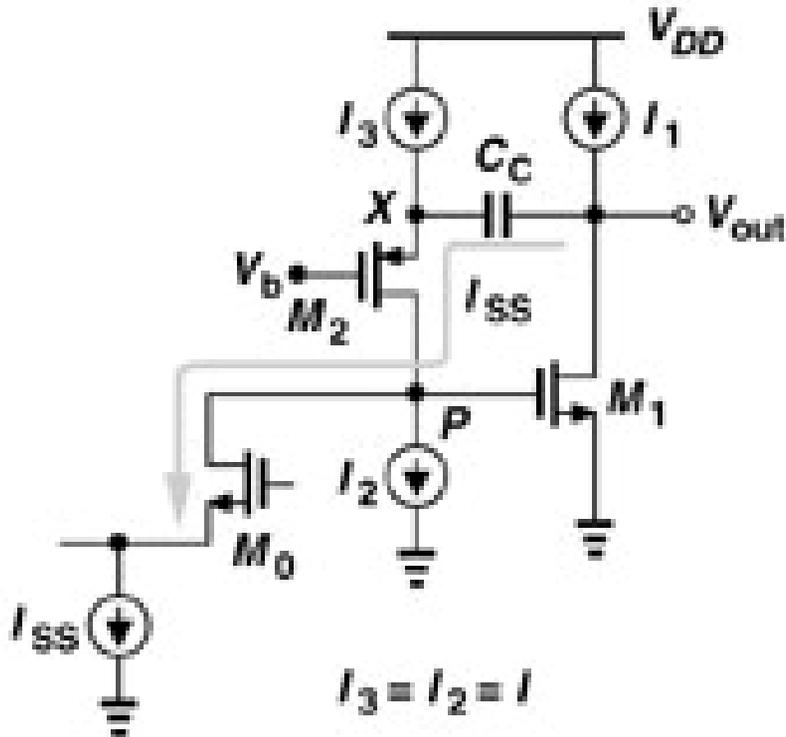
$$V_2 + V_{out} + \frac{g_{m2} V_2}{C_C S} = 0 \quad f_{p1} \approx \frac{1}{2\pi R_S g_{m1} R_L C_C} \quad f_{p2} \approx \frac{g_{m1} g_{m2} R_S}{2\pi C_L}$$

$$g_{m1} V_1 + V_{out} (1/R_L + C_L S) = g_{m2} V_2$$

$$\frac{V_{out}}{I_{in}} = \frac{-g_{m1} R_L R_S (g_{m2} + C_C S)}{R_L C_L C_C S^2 + \left[(1 + g_{m1} R_S) g_{m2} R_L C_C + C_C + g_{m2} R_L C_L \right] S + g_{m2}}$$

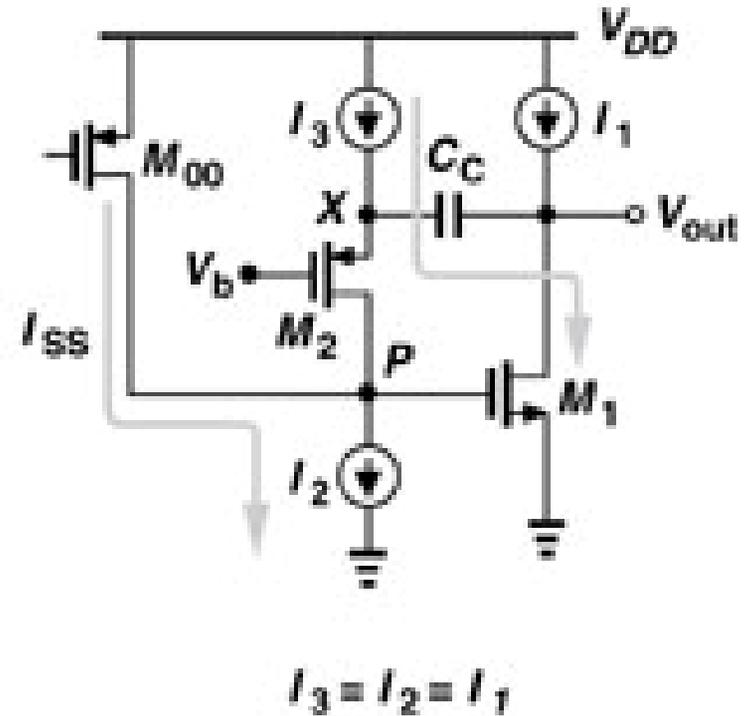
f_{p2} 增加了 $g_{m2} R_S$ 倍,电路可提供更大带宽。

前述补偿技术两极运放中的转换



(a)

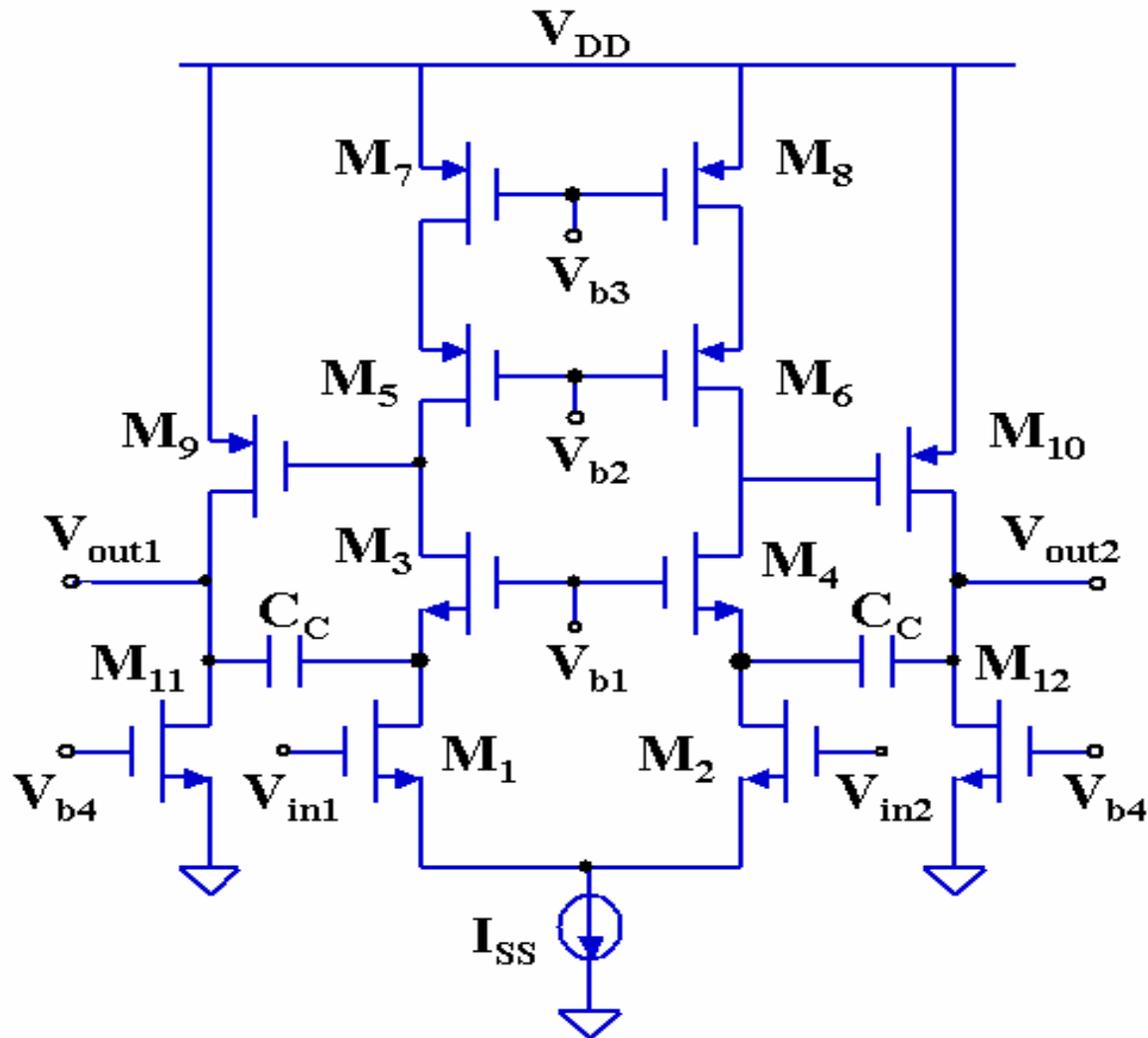
正转换简化电路



(b)

负转换简化电路

采用共栅补偿技术的全差动两级运放



重邮光电工程学院

本章基本要求

1. 理解和掌握运放的稳定性条件，会利用波特图判断运放是否稳定。
 2. 理解和掌握系统零点、极点与系统稳定性的相互关系。
 3. 理解和掌握运放密勒补偿的特点及运用条件。
 4. 理解和掌握利用跟随器进行补偿时的特点及其与密勒补偿法的区别。
 5. 理解采用共栅级进行补偿时的特点。
 6. 理解两级运放中的转换。
-