



中国科学技术大学

University of Science and Technology of China

国家示范性微电子学院

School of Microelectronics

模拟集成电路设计课程

第6章 放大器的频率特性

程 林，韩 旭

eecheng@ustc.edu.cn

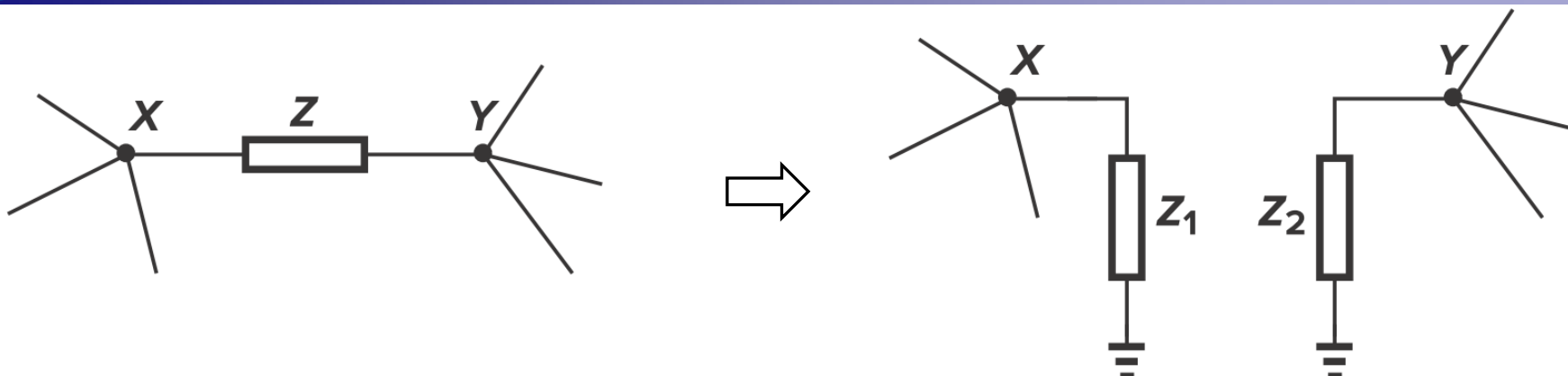


本章内容

- 6.1 概述
- 6.2 共源级的频率特性
- 6.3 源跟随器的频率特性
- 6.4 共栅级的频率特性
- 6.5 共源共栅级的频率特性
- 6.6 差动对的频率特性
- 6.7 增益-带宽的折中



6.1 概述



- 密勒定理：如果X点到Y点的增益为 A_V ($A_V = V_Y/V_X$), 则

$$Z_1 = Z/(1 - A_v)$$
$$Z_2 = Z/(1 - A_v^{-1})$$

- 证明：通过阻抗Z由X流向Y的电流为

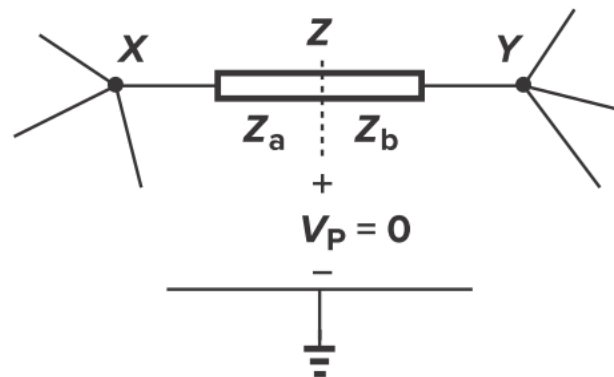
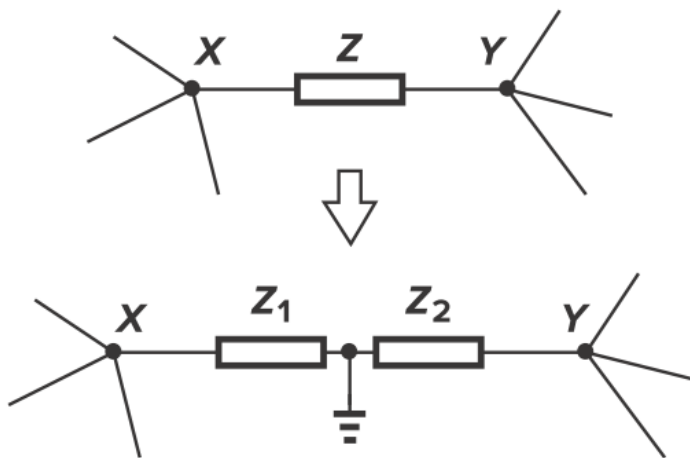
$$\frac{V_X - V_Y}{Z} = \frac{V_X}{Z_1} = -\frac{V_Y}{Z_2} \quad \Rightarrow \quad Z_1 = \frac{Z}{1 - \frac{V_Y}{V_X}} \quad Z_2 = \frac{Z}{1 - \frac{V_X}{V_Y}}$$



密勒效应

$$Z_1 = \frac{Z}{1 - \frac{V_Y}{V_X}} \quad Z_2 = \frac{Z}{1 - \frac{V_X}{V_Y}} \quad \Rightarrow \quad Z_1 + Z_2 = Z$$

V_X 和 V_Y 反向

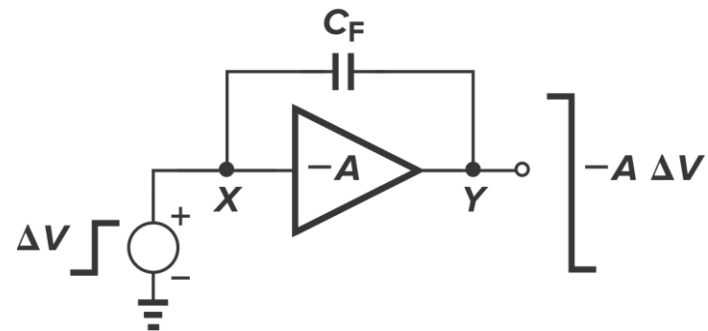
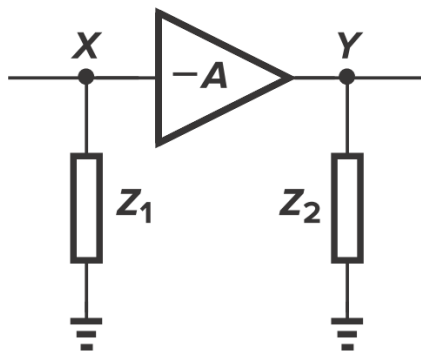
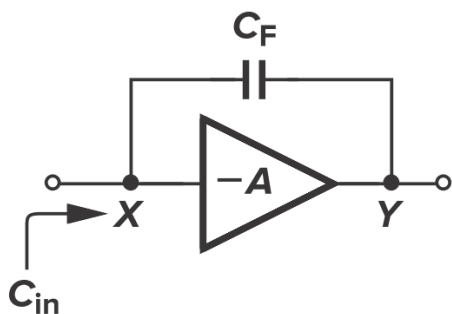


- 推测：由于 Z_1 和 Z_2 之间的结点可以接地，假设沿着阻抗 Z 从 X “走向” Y ，则在某个中点处，自身的电位会降为0

$$\frac{Z_a}{Z_a + Z_b} (V_Y - V_X) + V_X = 0 \quad \Rightarrow \quad Z_a = \frac{Z}{1 - V_Y/V_X} \quad Z_b = \frac{Z}{1 - V_X/V_Y}$$



例 6.1 计算电路的输入电容



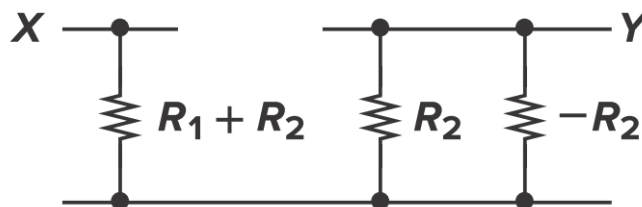
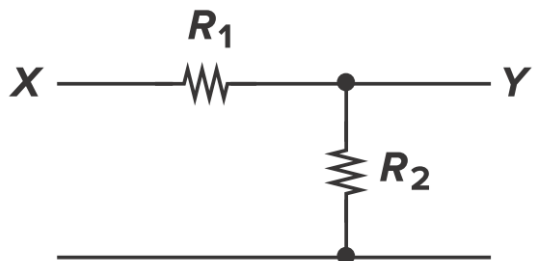
$$Z = 1/(C_F s) \Rightarrow Z_1 = [1/(C_F s)]/(1 + A)$$

如何理解？

- 测量输入电容方法为：假定输入端加一个阶跃电压，计算由此电压源供给的电荷。
- 等效输入电容增大了 $(1+A)$ 倍

密勒定理的限制

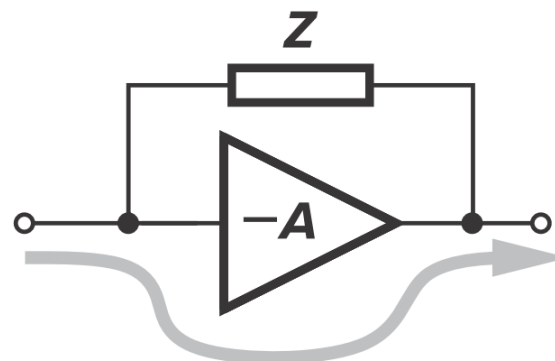
- 密勒定理没有规定转换成立的条件。
- 如果X点和Y点只有一个信号通路，转换往往不成立



$$Z_1 = \frac{Z}{1 - \frac{V_Y}{V_X}} = \frac{R_1}{1 - \frac{R_2}{R_1 + R_2}} = R_1 + R_2$$

$$Z_2 = \frac{Z}{1 - \frac{V_X}{V_Y}} = \frac{R_1}{1 - \frac{R_1 + R_2}{R_2}} = -R_2$$

输入阻抗计算正确，
输出阻抗可能错误

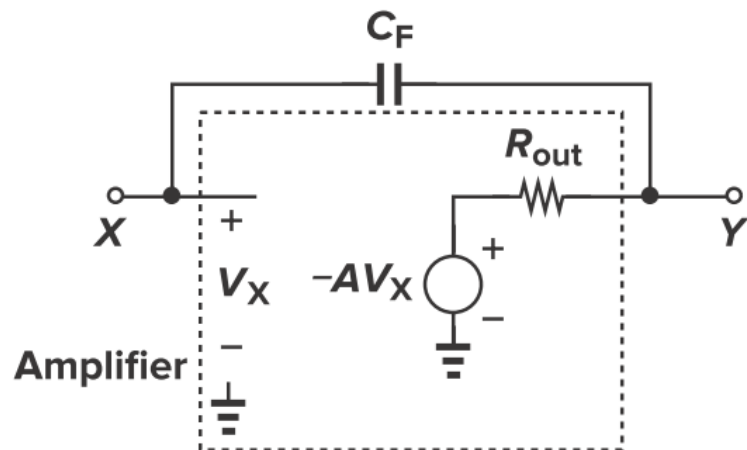


阻抗Z与信号主通路并联
情况下，一般是有用的



密勒近似

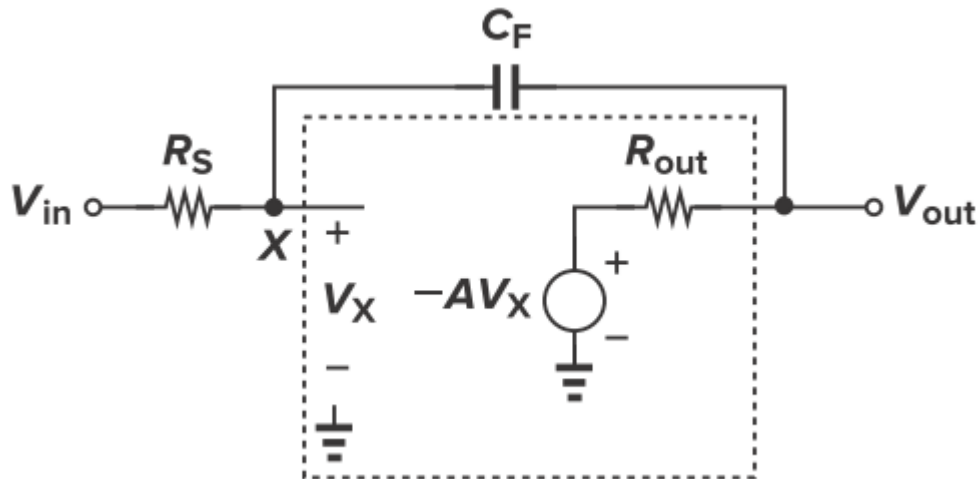
- 严格的说, $A_V = V_Y/V_X$ 的值必须在所关心的频率下计算, 会使代数式变得十分复杂



- 输出阻抗是有限的, 高频时 $V_Y \neq -AV_X$
- 采用密勒近似, 可以用低频的 A_V 值来方便的去理解电路的特性
- 但是可能会消除了电路中的零点和预测出额外的极点



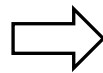
例 6.4 直接分析 v_s . 密勒近似



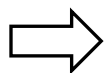
- 直接分析

$$\frac{V_{in} - V_X}{R_S} = (V_X - V_{out})C_F s$$

$$\frac{V_{in} - V_X}{R_S} R_{out} - AV_X = V_{out}$$



$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{R_{out}C_F s - A}{[(A + 1)R_S + R_{out}]C_F s + 1}$$

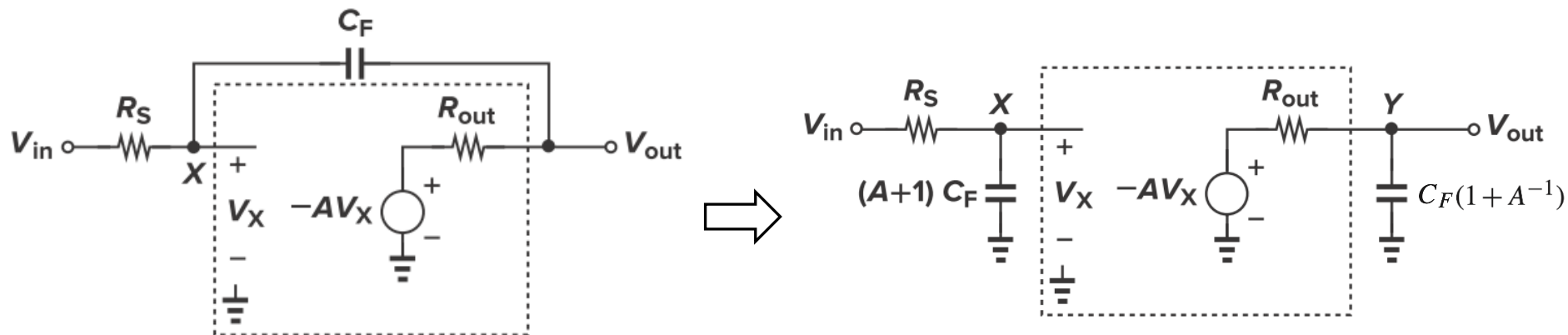


$$\omega_z = A/(R_{out}C_F)$$

$$\omega_p = -1/[(A + 1)R_S C_F + R_{out}C_F]$$



例 6.4 直接分析 v_s . 密勒近似



- 密勒近似

$$\frac{V_X}{V_{in}} = \frac{\frac{1}{(1+A)C_F s}}{\frac{1}{(1+A)C_F s} + R_S} = \frac{1}{(1+A)R_S C_F s + 1}$$

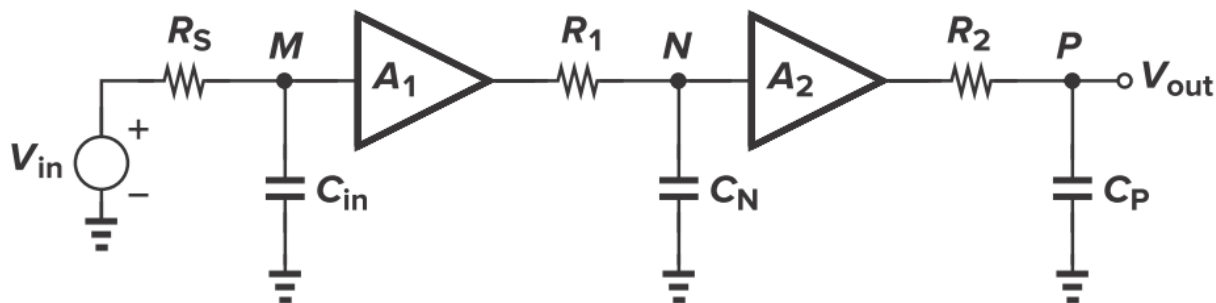
$$\frac{V_{out}}{V_X} = \frac{-A}{(1+A^{-1})C_F R_{out} s + 1}$$

丢失零点,
多了极点

$$\Rightarrow \frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{-A}{[(1+A)R_S C_F s + 1] [(1+A^{-1})C_F R_{out} s + 1]}$$



极点和结点的关联



A_1 和 A_2 是
理想放大器

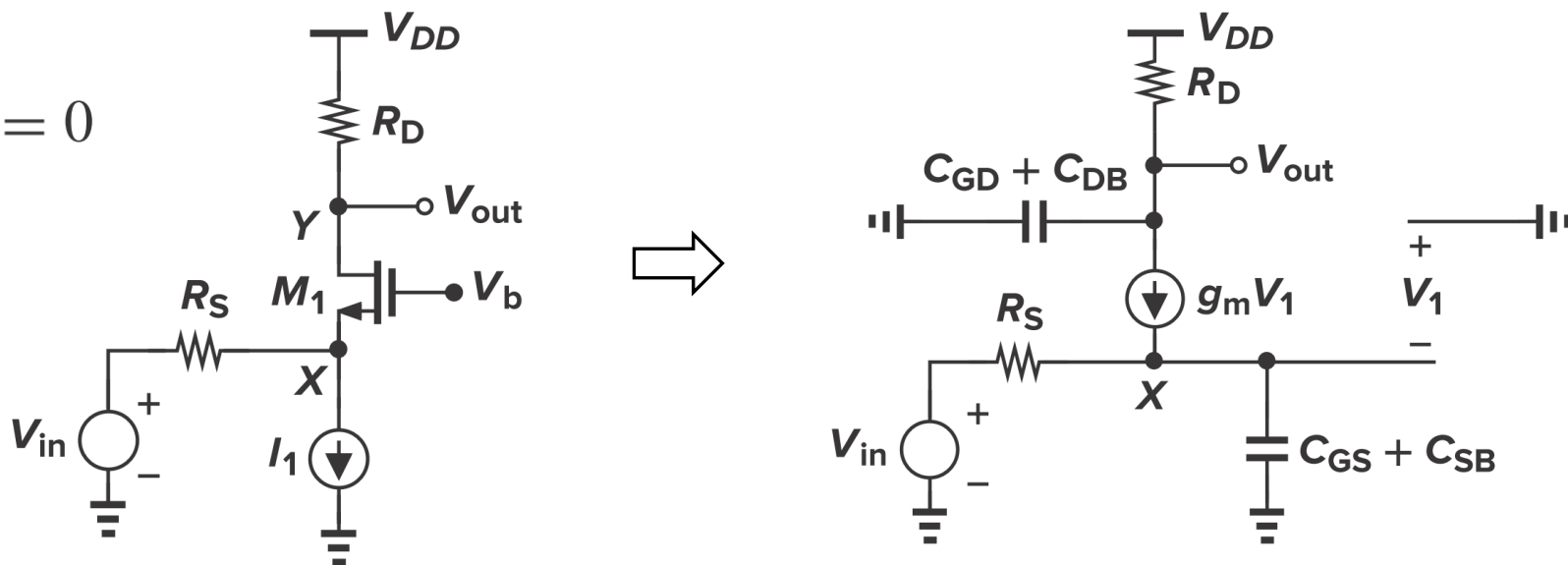
$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{A_1}{1 + R_S C_{in} s} \cdot \frac{A_2}{1 + R_1 C_N s} \cdot \frac{1}{1 + R_2 C_P s}$$

- 电路有3个极点
- 极点值由相应一个结点到地“看到的”总电容乘以这个结点到地“看到的”总电阻
- 每一个结点对传输函数贡献一个极点（无RC反馈回路）



例 6.5 计算共栅级电路的传输函数

$\lambda = 0$



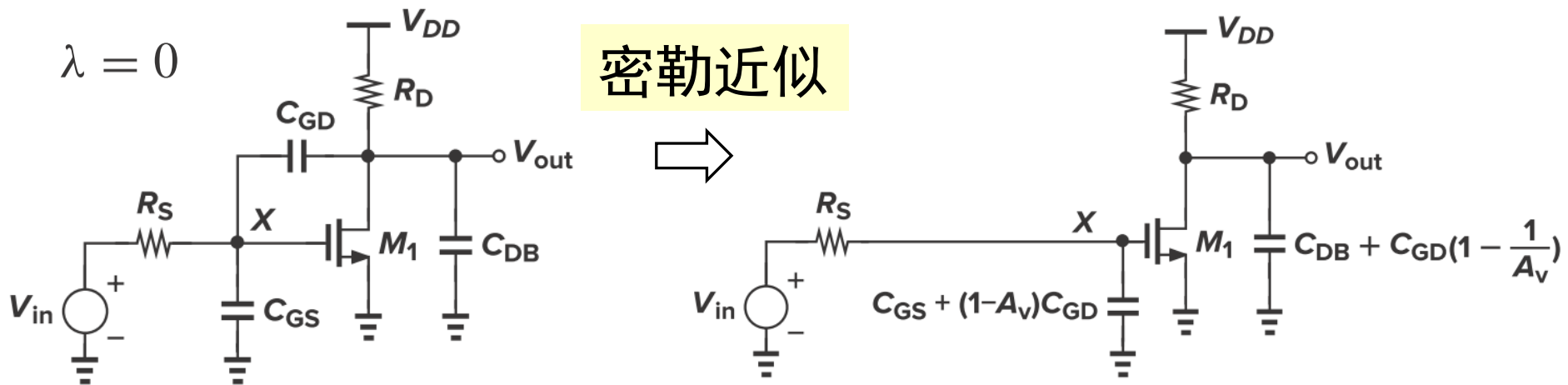
在结点X:
$$\omega_{in} = \left[(C_{GS} + C_{SB}) \left(R_S \parallel \frac{1}{g_m + g_{mb}} \right) \right]^{-1}$$

在结点Y:
$$\omega_{out} = [(C_{DG} + C_{DB})R_D]^{-1}$$

$$\Rightarrow \frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{(g_m + g_{mb})R_D}{1 + (g_m + g_{mb})R_S} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{in}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{out}}\right)}$$



6.2 共源级的频率特性



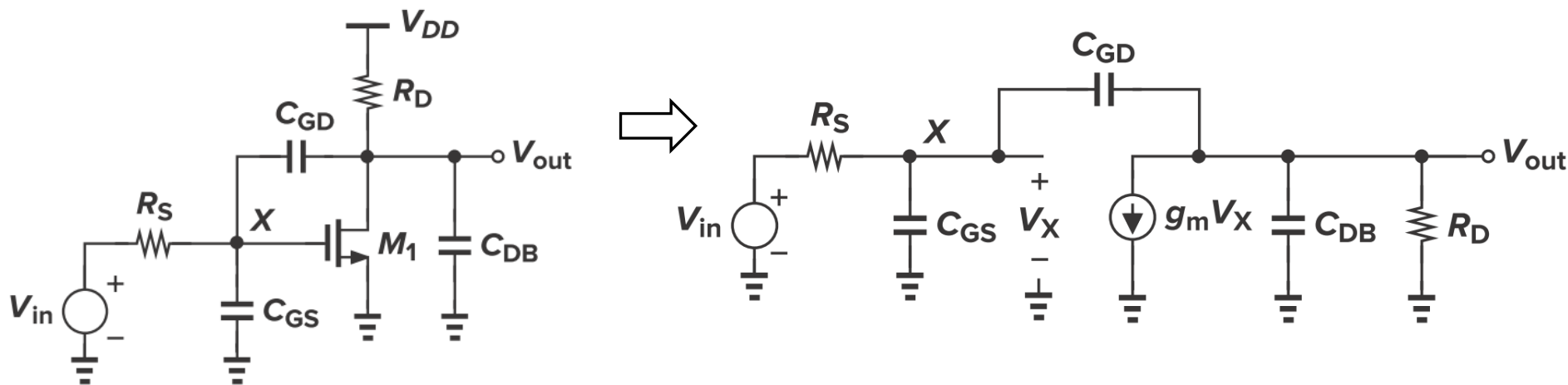
- 低频增益: $A_v = -g_m R_D$
- 输入极点: $\omega_{in} = \frac{1}{R_S [C_{GS} + (1 + g_m R_D) C_{GD}]}$
- 输出极点: $\omega_{out} = \frac{1}{R_D (C_{DB} + C_{GD})}$
- 传输函数: $\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{-g_m R_D}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{in}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{out}}\right)}$

误差:

1. 没有零点;
2. 增益随频率变化



直接分析



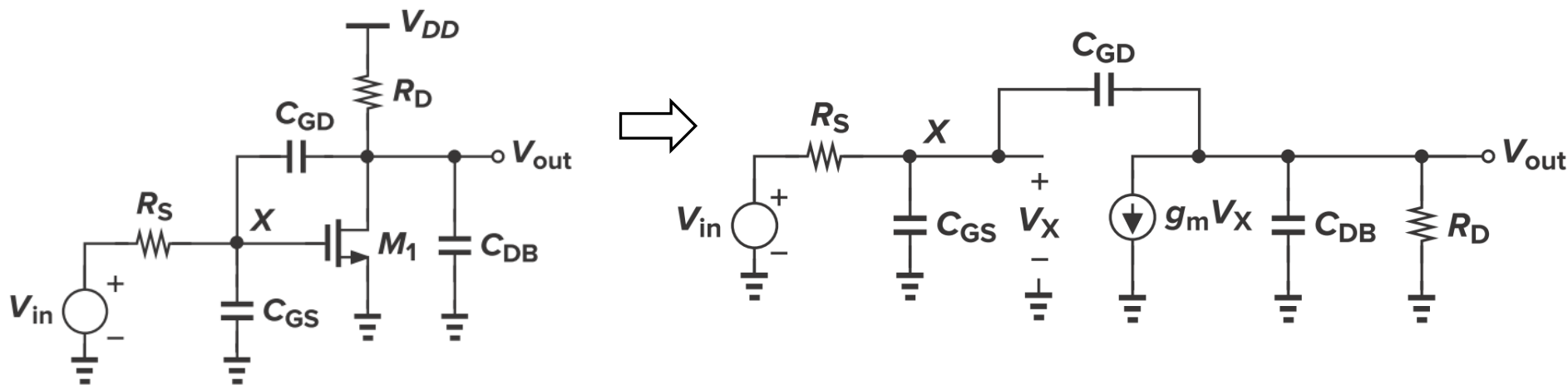
$$(V_{out} - V_X)C_{GDS} + g_m V_X + V_{out} \left(\frac{1}{R_D} + C_{DB}s \right) = 0$$

$$\Rightarrow V_X = - \frac{V_{out} \left(C_{GDS} + \frac{1}{R_D} + C_{DB}s \right)}{g_m - C_{GDS}}$$

$$\frac{V_X - V_{in}}{R_S} + V_X C_{GS}s + (V_X - V_{out})C_{GDS} = 0$$



直接分析



$$\Rightarrow -V_{out} \frac{[R_S^{-1} + (C_{GS} + C_{GD})s][R_D^{-1} + (C_{GD} + C_{DB})s]}{g_m - C_{GD}s} - V_{out}C_{GD}s = \frac{V_{in}}{R_S}$$

有零点

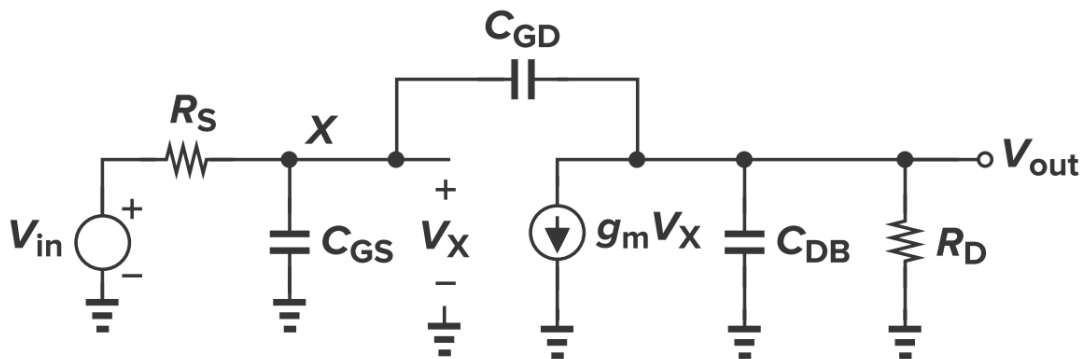
$$\Rightarrow \frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{(C_{GD}s - g_m)R_D}{R_S R_D \xi s^2 + [R_S(1 + g_m R_D)C_{GD} + R_S C_{GS} + R_D(C_{GD} + C_{DB})]s + 1}$$

$$\xi = C_{GS}C_{GD} + C_{GS}C_{DB} + C_{GD}C_{DB}$$



直接分析-主极点近似

- 两个极点相隔较远, $|\omega_{p1}| \ll |\omega_{p2}|$



$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{(C_{GD}s - g_m)R_D}{R_S R_D s^2 + [R_S(1 + g_m R_D)C_{GD} + R_S C_{GS} + R_D(C_{GD} + C_{DB})]s + 1}$$

$$D = \left(\frac{s}{\omega_{p1}} + 1 \right) \left(\frac{s}{\omega_{p2}} + 1 \right) = \frac{s^2}{\omega_{p1}\omega_{p2}} + \left(\frac{1}{\omega_{p1}} + \frac{1}{\omega_{p2}} \right) s + 1$$

$$\Rightarrow \omega_{p1} = \frac{1}{R_S(1 + g_m R_D)C_{GD} + R_S C_{GS} + R_D(C_{GD} + C_{DB})}$$

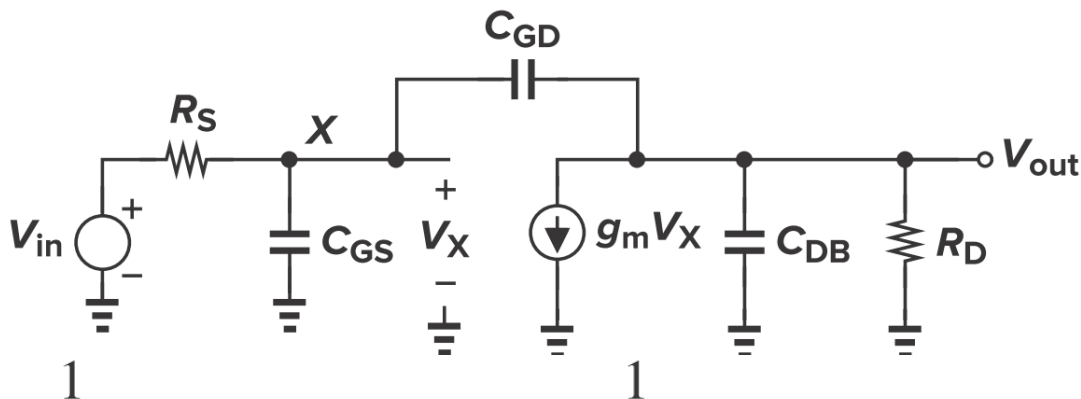
- 密勒近似的结果 $\omega_{in} = \frac{1}{R_S[C_{GS} + (1 + g_m R_D)C_{GD}]}$

更直观
和简单



直接分析-主极点近似

- 两个极点相隔较远, $|\omega_{p1}| \ll |\omega_{p2}|$



$$\omega_{p2} = \frac{1}{\omega_{p1}} \cdot \frac{1}{R_S R_D (C_{GS} C_{GD} + C_{GS} C_{DB} + C_{GD} C_{DB})}$$
$$= \frac{R_S (1 + g_m R_D) C_{GD} + R_S C_{GS} + R_D (C_{GD} + C_{DB})}{R_S R_D (C_{GS} C_{GD} + C_{GS} C_{DB} + C_{GD} C_{DB})}$$

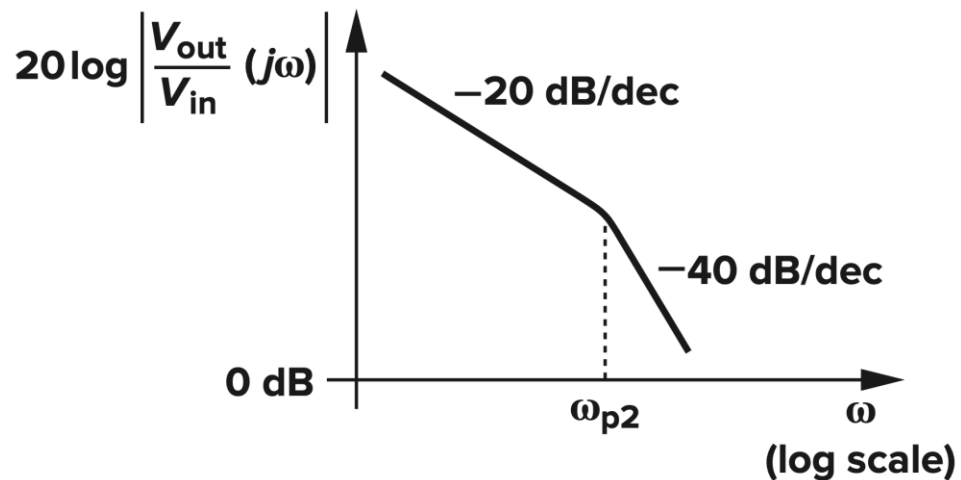
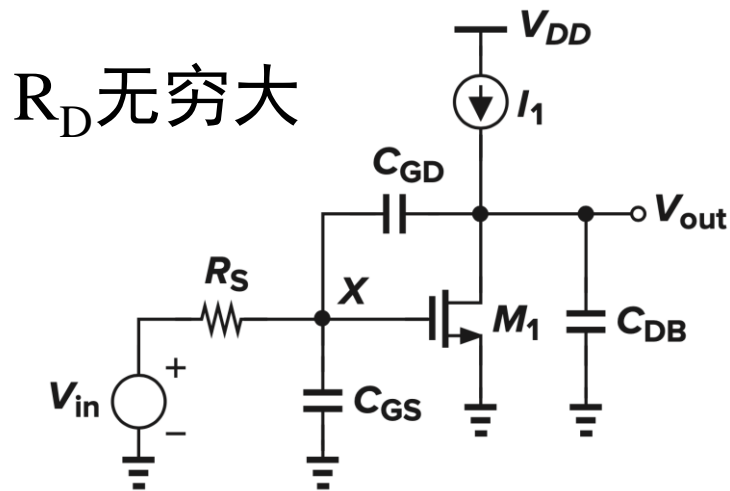
如果 $C_{GS} \gg (1 + g_m R_D) C_{GD} + R_D (C_{GD} + C_{DB}) / R_S$

$$\omega_{p2} \approx \frac{R_S C_{GS}}{R_S R_D (C_{GS} C_{GD} + C_{GS} C_{DB})} = \frac{1}{R_D (C_{GD} + C_{DB})}$$

- C_{GS} 很大时, 密勒近似中输出极点的方法是有效的



例 6.7 负载电容很大时的情况



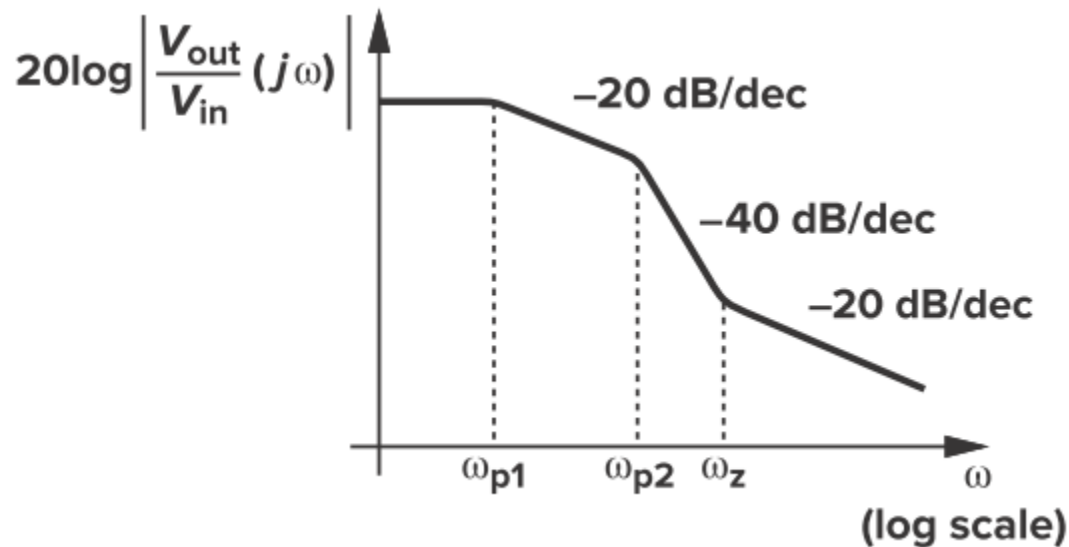
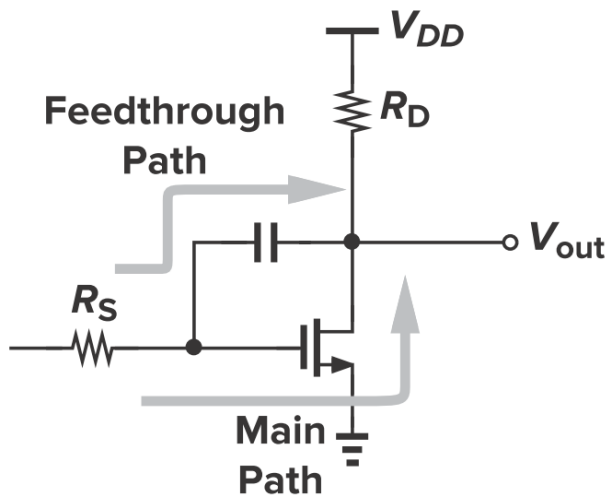
$$\begin{aligned} \frac{V_{out}}{V_{in}}(s) &= \frac{C_{GD}s - g_m}{R_S \xi s^2 + [g_m R_S C_{GD} + (C_{GD} + C_{DB})]s} \\ &= \frac{C_{GD}s - g_m}{s[R_S(C_{GS}C_{GD} + C_{GS}C_{DB} + C_{GD}C_{DB})s + (g_m R_S + 1)C_{GD} + C_{DB}]} \end{aligned}$$

$$\Rightarrow \omega_{p2} \approx \frac{(1 + g_m R_S)C_{GD} + C_{DB}}{R_S(C_{GD}C_{GS} + C_{GS}C_{DB} + C_{GD}C_{DB})} \quad \begin{matrix} C_{DB} \text{ 很大} \\ \Rightarrow \end{matrix} \quad \omega_{p2} \approx \frac{1}{R_S(C_{GS} + C_{GD})}$$

- C_{GD} 没有密勒乘积项 如何解释?



零点

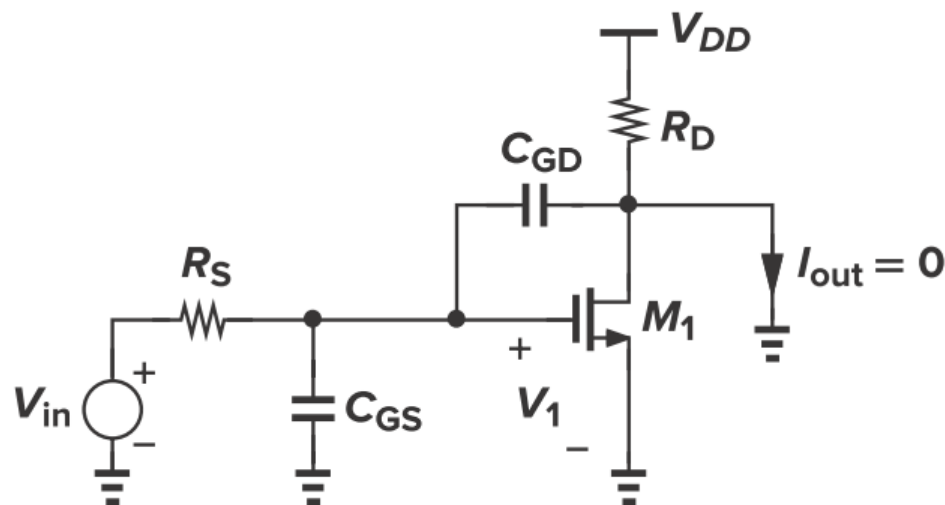


$$\omega_z = +g_m / C_{GD}$$

- 该零点无法由密勒近似得出，是由输入和输出通过 C_{GD} 直接耦合产生的，位于右半平面
- C_{GD} 提供了一个前馈通路，传导高频输入信号到输出端



零点的计算



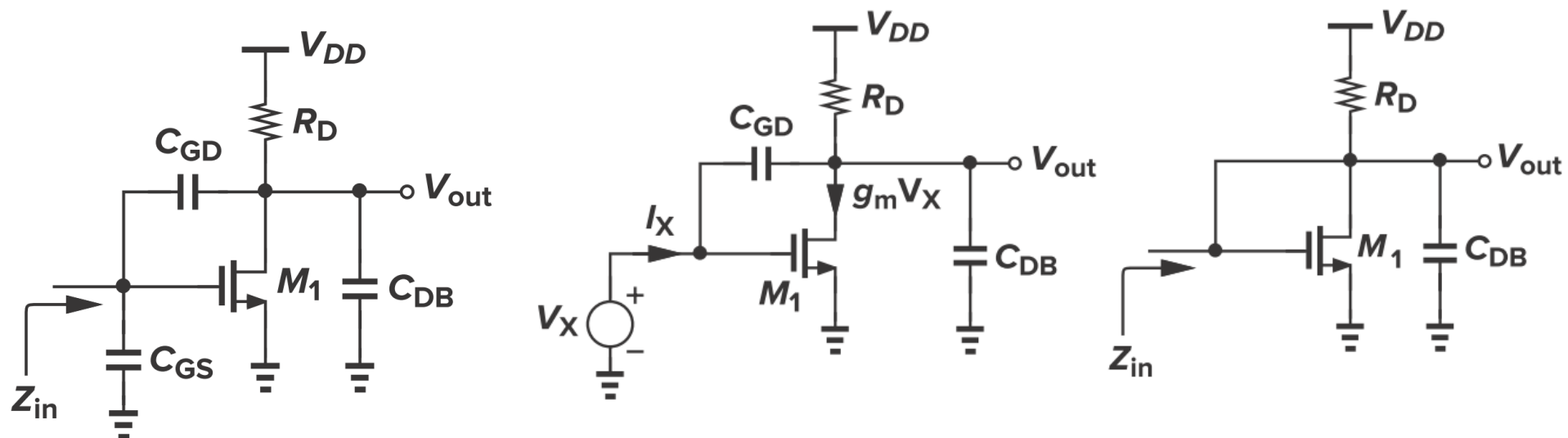
- 在零点处， $V_{out}(s)/V_{in}(s)$ 必须为0，即 $V_{out}(s_z)=0$

$$V_1 C_{GD} s_z = g_m V_1$$

$$\Rightarrow s_z = +g_m / C_{GD}$$



共源级的输入阻抗



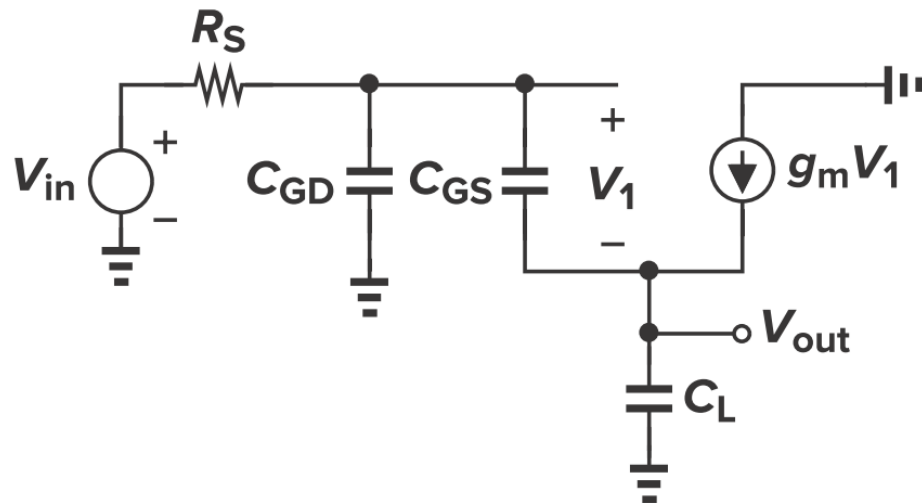
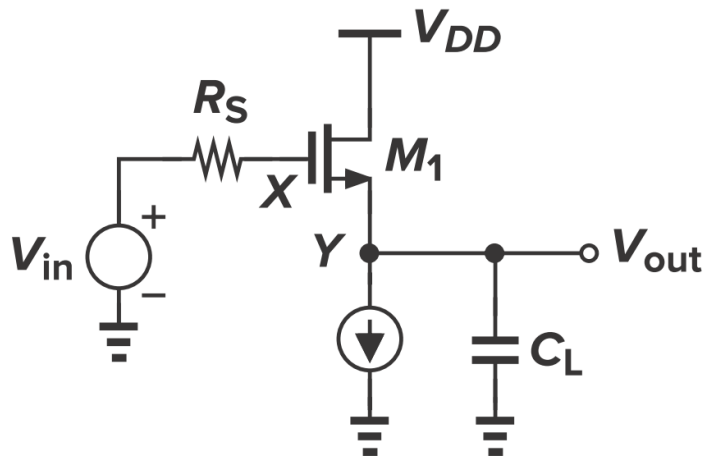
- 密勒近似
$$Z_{in} = \frac{1}{[C_{GS} + (1 + g_m R_D)C_{GD}]s}$$
- 考虑输出结点的影响
$$(I_X - g_m V_X) \frac{R_D}{1 + R_D C_{DB} s} + \frac{I_X}{C_{GD} s} = V_X$$

$$\Rightarrow \frac{V_X}{I_X} = \frac{1 + R_D(C_{GD} + C_{DB})s}{C_{GD} s(1 + g_m R_D + R_D C_{DB} s)}$$

- 如果 C_{GD} 很大，在 M_1 的栅和漏之间提供了一个低阻抗通路

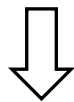


6.3 源跟随器



$$V_1 C_{GS}s + g_m V_1 = V_{out} C_L s \Rightarrow V_1 = \frac{C_L s}{g_m + C_{GS}s} V_{out}$$

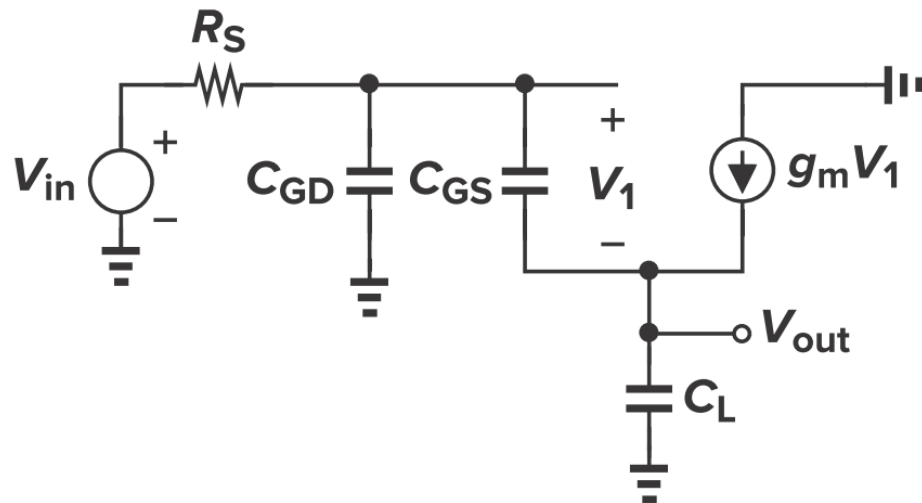
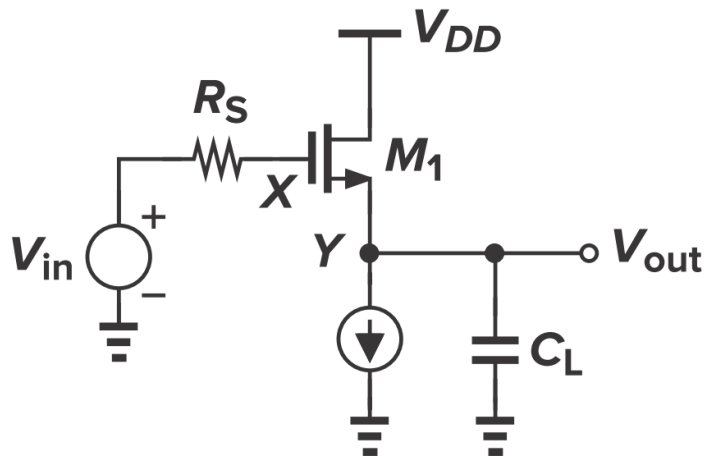
$$V_{in} = R_S [V_1 C_{GS}s + (V_1 + V_{out}) C_{GD}s] + V_1 + V_{out}$$



$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{g_m + C_{GS}s}{R_S(C_{GS}C_L + C_{GS}C_{GD} + C_{GD}C_L)s^2 + (g_m R_S C_{GD} + C_L + C_{GS})s + g_m}$$



6.3 源跟随器

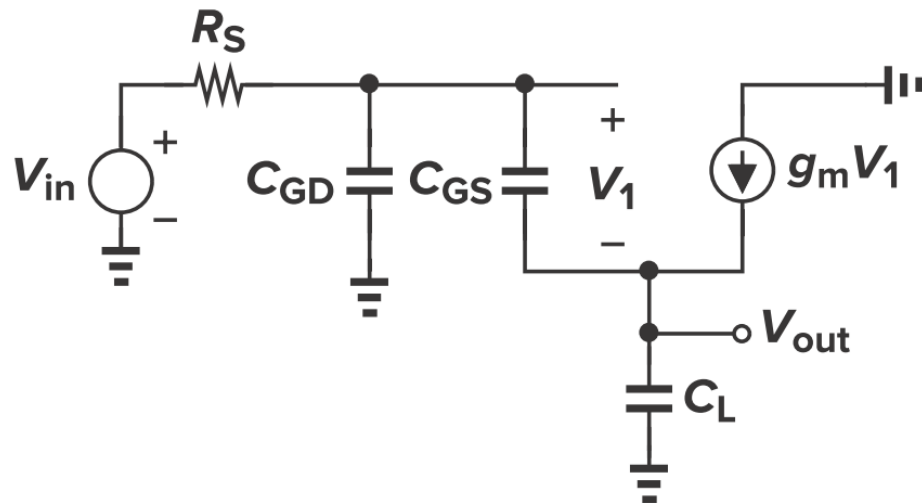
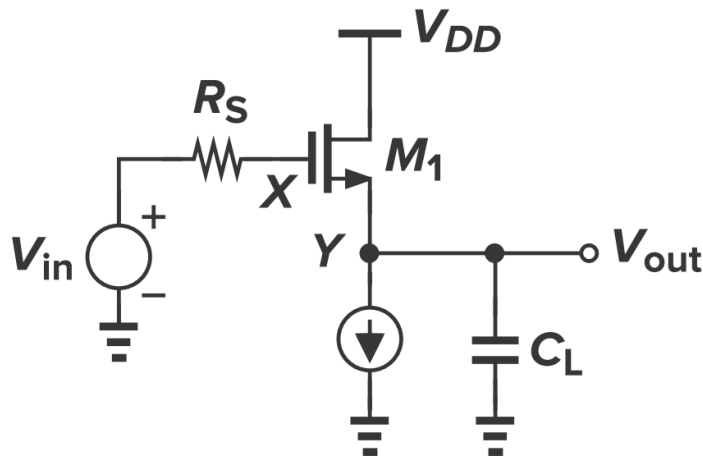


$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{g_m + C_{GS}s}{R_S(C_{GS}C_L + C_{GS}C_{GD} + C_{GD}C_L)s^2 + (g_m R_S C_{GD} + C_L + C_{GS})s + g_m}$$

- 主极点近似, $\omega_{p1} \approx \frac{g_m}{g_m R_S C_{GD} + C_L + C_{GS}} = \frac{1}{R_S C_{GD} + \frac{C_L + C_{GS}}{g_m}}$
- 如果 $R_S=0$, $\omega_{p1} = g_m / (C_L + C_{GS})$



6.3 源跟随器



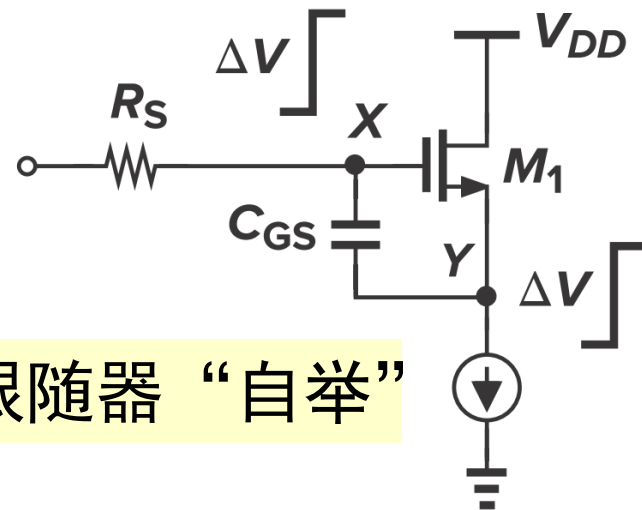
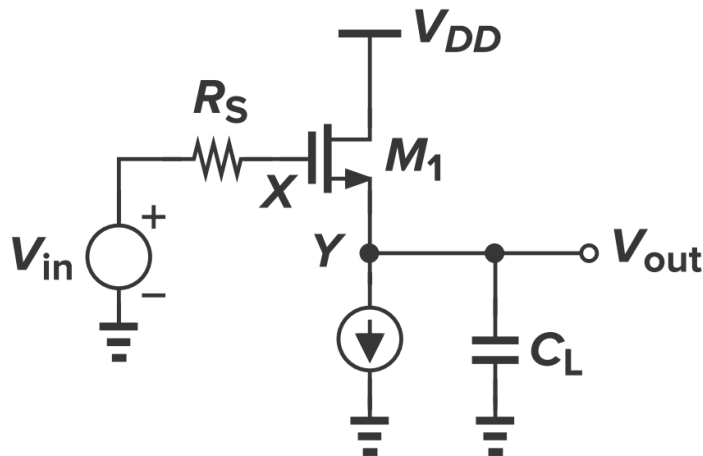
$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{g_m + C_{GS}s}{R_S(C_{GS}C_L + C_{GS}C_{GD} + C_{GD}C_L)s^2 + (g_m R_S C_{GD} + C_L + C_{GS})s + g_m}$$

- 如果 $C_L=0$,
$$\begin{aligned} \frac{V_{out}}{V_{in}} &= \frac{g_m + C_{GS}s}{R_S C_{GS} C_{GD} s^2 + (g_m R_S C_{GD} + C_{GS})s + g_m} \\ &= \frac{g_m + C_{GS}s}{(1 + R_S C_{GD}s)(g_m + C_{GS}s)} = \frac{1}{1 + R_S C_{GD}s} \end{aligned}$$

如何解释无 C_{GS} ?



6.3 源跟随器



C_{GS} 被源跟随器 “自举”

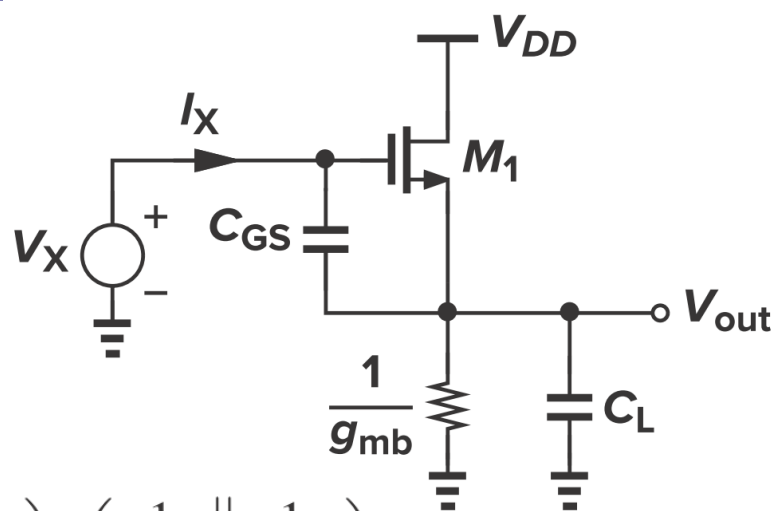
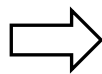
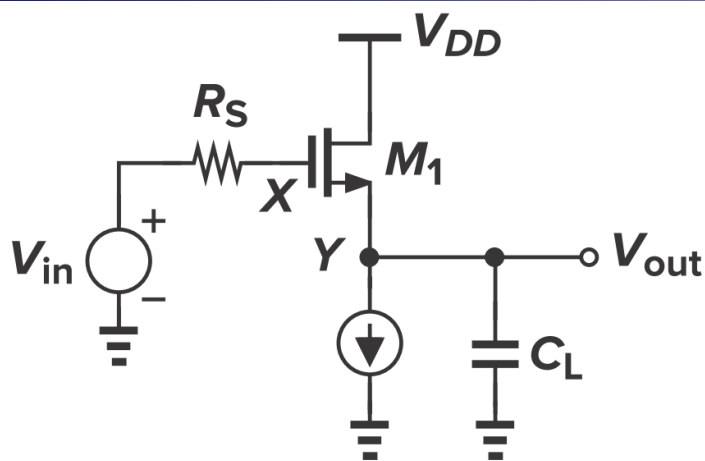
$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{g_m + C_{GS}s}{R_S(C_{GS}C_L + C_{GS}C_{GD} + C_{GD}C_L)s^2 + (g_m R_S C_{GD} + C_L + C_{GS})s + g_m}$$

- 如果 $C_L=0$,
$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{g_m + C_{GS}s}{R_S C_{GS} C_{GD} s^2 + (g_m R_S C_{GD} + C_{GS})s + g_m}$$
$$= \frac{g_m + C_{GS}s}{(1 + R_S C_{GD} s)(g_m + C_{GS}s)} = \frac{1}{1 + R_S C_{GD} s}$$

如何解释无 C_{GS} ?



输入阻抗



$$V_X = \frac{I_X}{C_{GSS}} + \left(I_X + \frac{g_m I_X}{C_{GSS}} \right) \left(\frac{1}{g_{mb}} \parallel \frac{1}{C_L s} \right)$$

$$\Rightarrow Z_{in} = \frac{1}{C_{GSS}} + \left(1 + \frac{g_m}{C_{GSS}} \right) \frac{1}{g_{mb} + C_L s}$$

- 如果 $g_{mb}=0$, $C_L=0$, 则 $Z_{in}=\infty$.

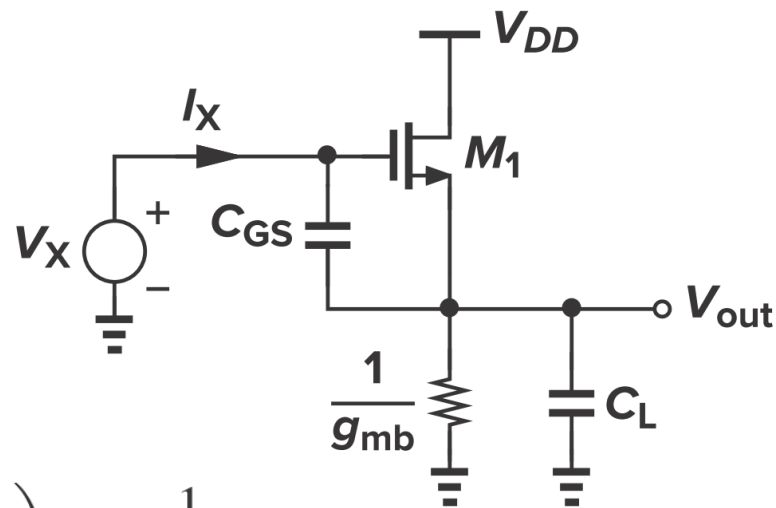
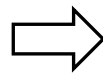
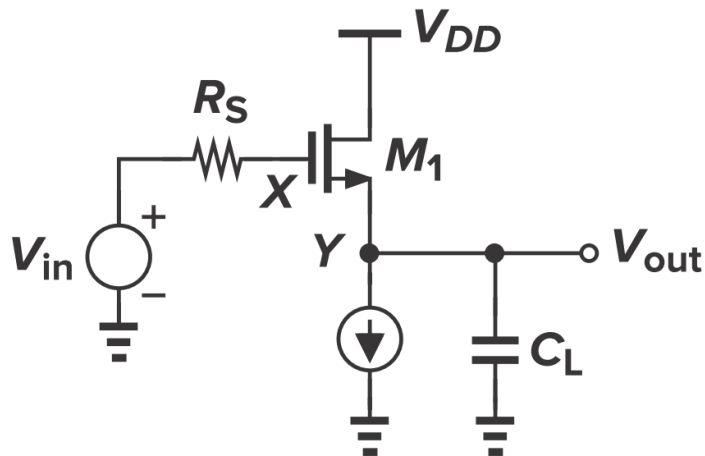
因为 C_{GS} 被源跟随器自举，不会从输入抽取电流

- 低频情况下, $g_{mb} \gg |C_L s|$, $Z_{in} \approx \frac{1}{C_{GSS}} \left(1 + \frac{g_m}{g_{mb}} \right) + \frac{1}{g_{mb}}$

远小于 C_{GS}

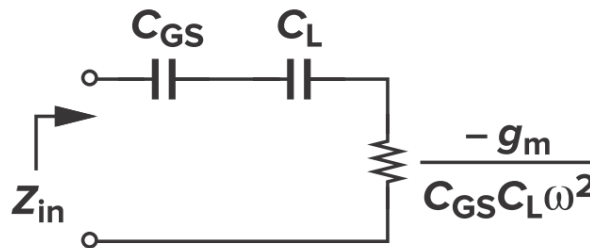
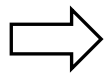
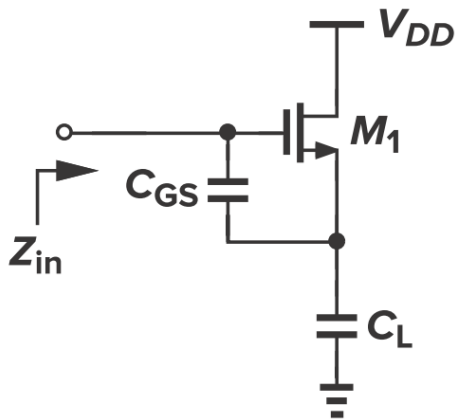


输入阻抗



$$Z_{in} = \frac{1}{C_{GS}s} + \left(1 + \frac{g_m}{C_{GS}s}\right) \frac{1}{g_{mb} + C_L s}$$

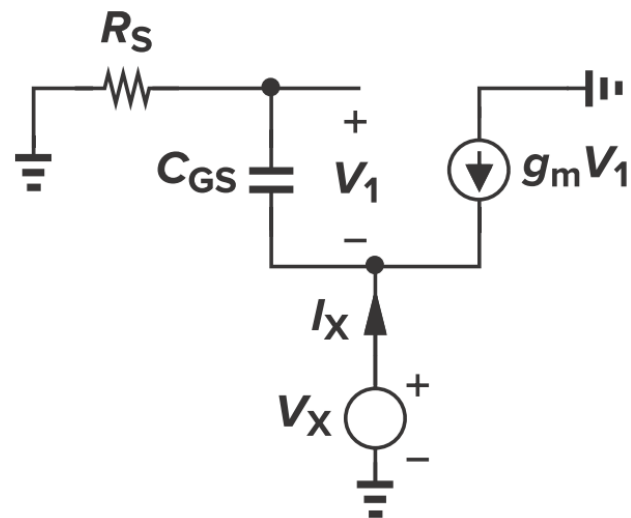
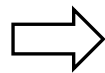
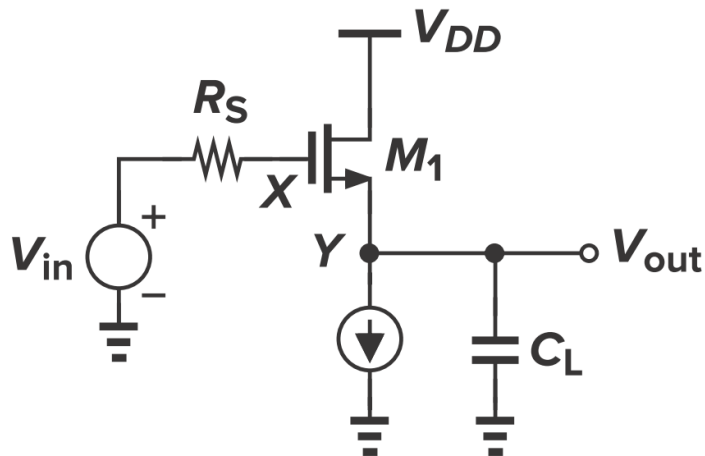
- 高频情况下, $g_{mb} \ll |C_L s|$, $Z_{in} \approx \frac{1}{C_{GS}s} + \frac{1}{C_L s} + \frac{g_m}{C_{GS} C_L s^2}$



驱动负载电容的源跟随器会显示负的输入电阻, 可能引起不稳定



输出阻抗



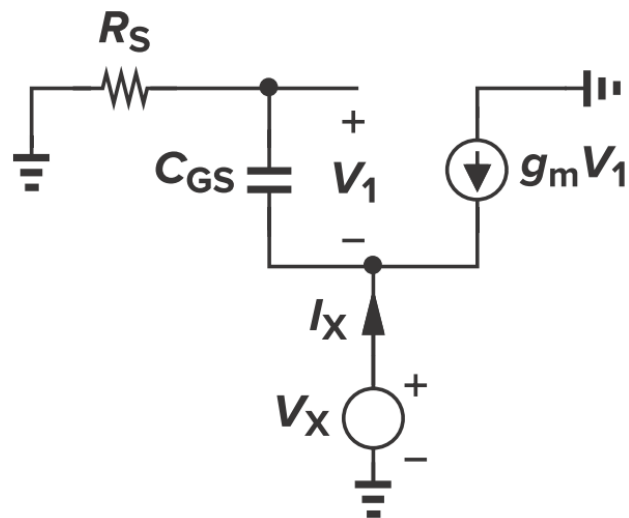
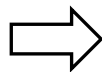
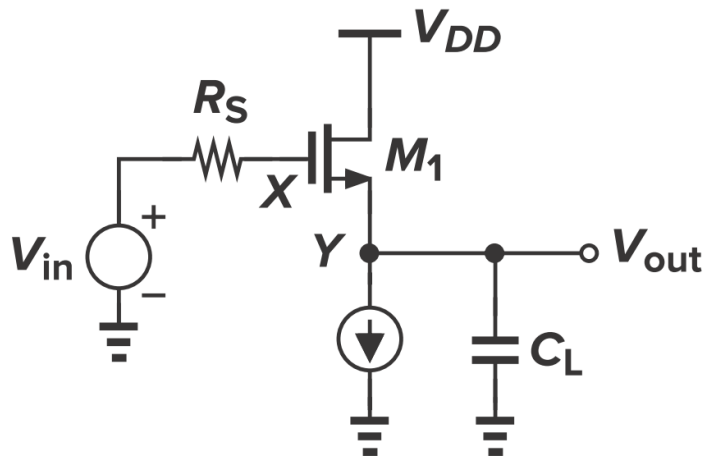
- C_{SB} 、 $1/g_{mb}$ 和 r_o 均连接在输出与地之间，可以先不计算
- 假设可忽略 C_{GD} ，则

$$\begin{aligned} V_1 C_{GS} s + g_m V_1 &= -I_X \\ V_1 C_{GS} s R_S + V_1 &= -V_X \end{aligned} \Rightarrow Z_{out} = \frac{V_X}{I_X} = \frac{R_S C_{GS} s + 1}{g_m + C_{GS} s}$$

- 低频情况下， $Z_{out} \approx 1/g_m$
- 高频情况下， $Z_{out} \approx R_S$

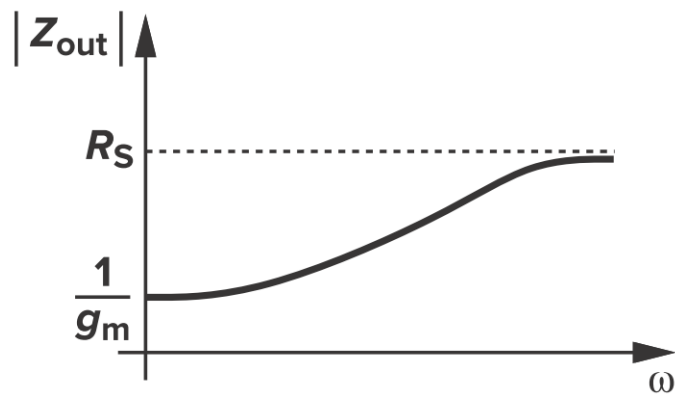
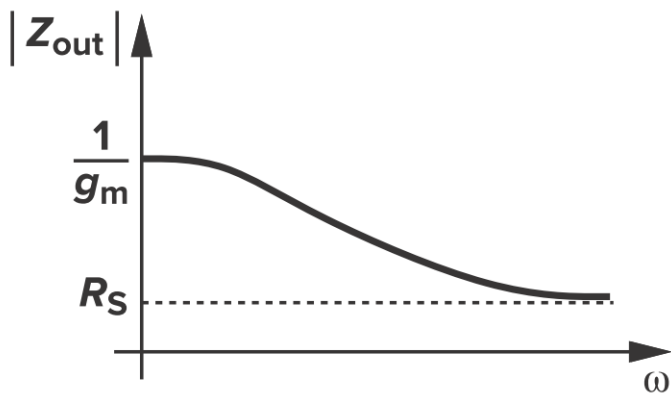


输出阻抗



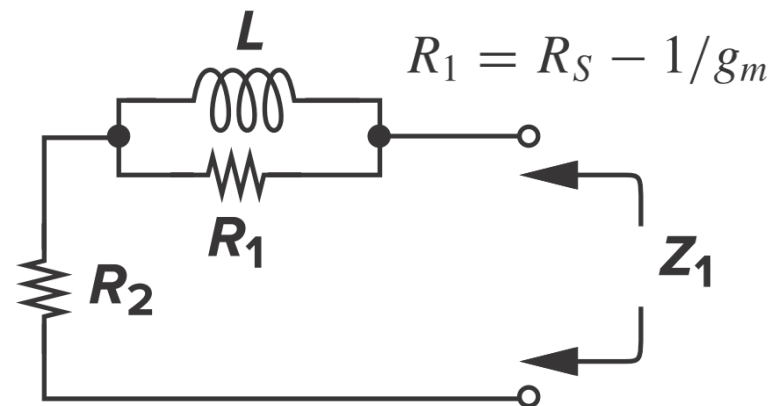
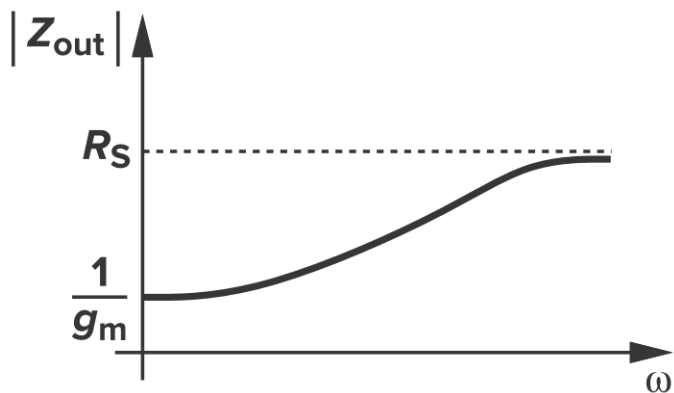
- 低频情况下, $Z_{out} \approx 1/g_m$
- 高频情况下, $Z_{out} \approx R_S$

哪一种更合理?





输出阻抗



当 $\omega=0$ 时, $Z_{out}=1/g_m$;

当 $\omega=\infty$ 时, $Z_{out}=R_S$

当 $\omega=0$ 时, $Z_{out}=R_2=1/g_m$;

当 $\omega=\infty$ 时, $Z_{out}=R_1+R_2=R_S$

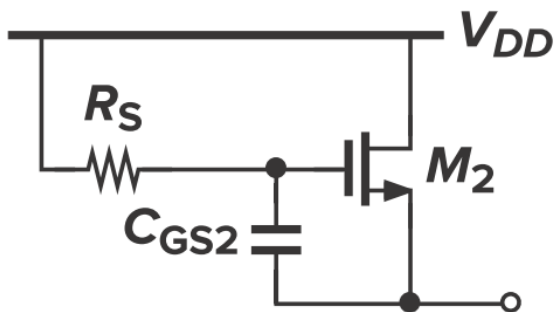
$$sL \parallel R_1 = Z_{out} - \frac{1}{g_m} = \frac{C_{GSS} \left(R_S - \frac{1}{g_m} \right)}{g_m + C_{GSS}s}$$

$$\Rightarrow L = \frac{C_{GS}}{g_m} \left(R_S - \frac{1}{g_m} \right)$$

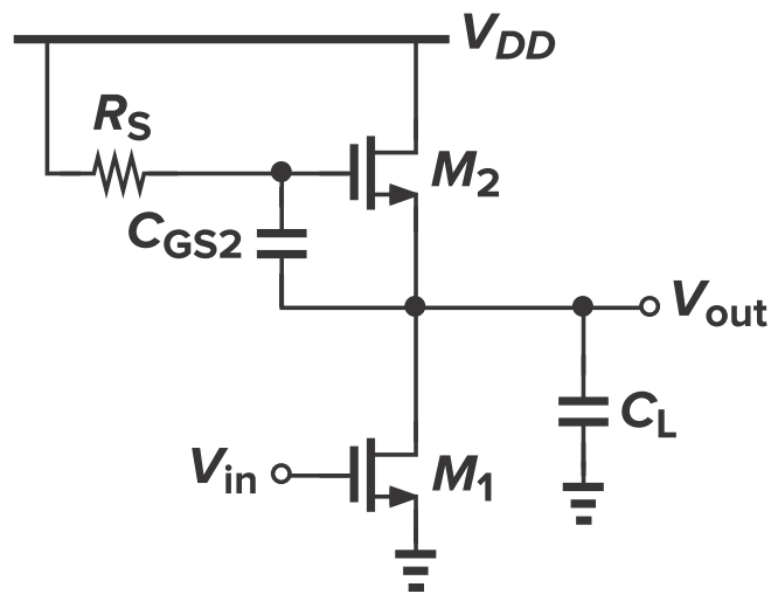
$$\frac{1}{Z_{out} - \frac{1}{g_m}} = \frac{1}{R_S - \frac{1}{g_m}} + \frac{1}{\frac{C_{GSS}}{g_m} \left(R_S - \frac{1}{g_m} \right)}$$



有源电感



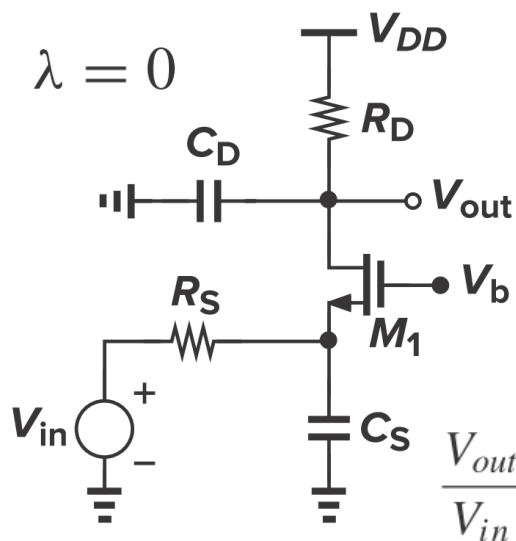
$$L = (C_{GS2}/g_{m2})(R_S - 1/g_{m2})$$



- 先并联一个电阻再和一个电阻串联，所以Q值很低
- 应用：高频条件下，该电感可以部分抵消 C_L ，从而扩大带宽，但是会消耗电压余度（ V_{GS2} ）



共栅级



$$\omega_{in} = \left[(C_{GS} + C_{SB}) \left(R_S \parallel \frac{1}{g_m + g_{mb}} \right) \right]^{-1}$$

$$\omega_{out} = [(C_{DG} + C_{DB})R_D]^{-1}$$

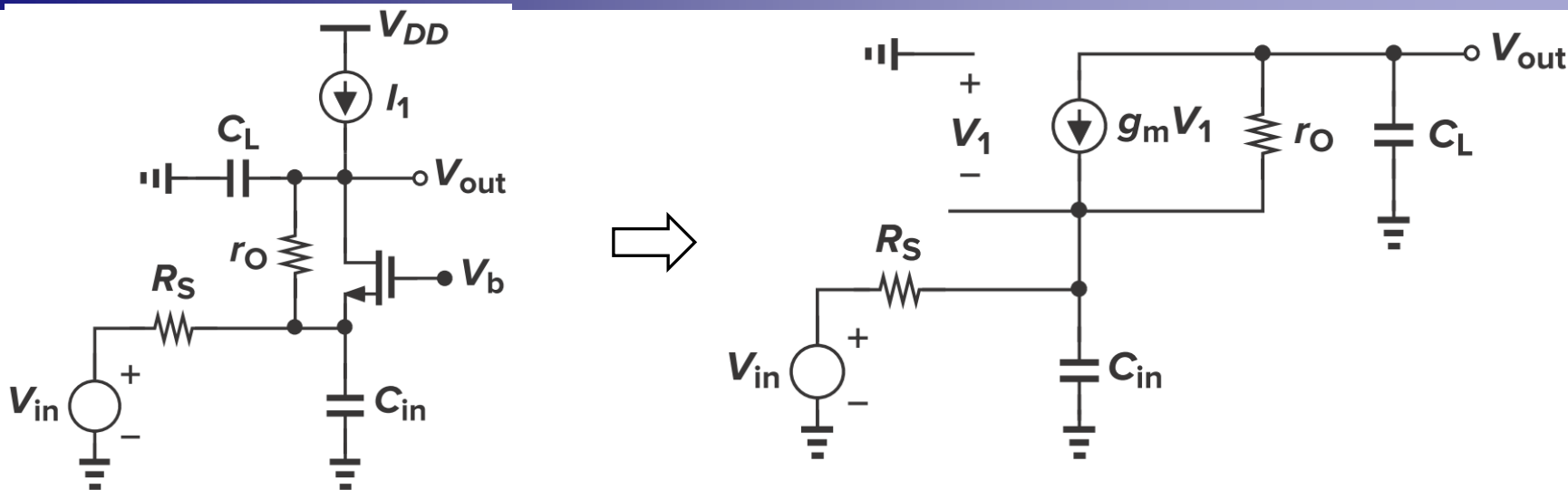
$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{(g_m + g_{mb})R_D}{1 + (g_m + g_{mb})R_S} \frac{1}{\left(1 + \frac{C_S}{g_m + g_{mb} + R_S^{-1}}s \right) (1 + R_D C_D s)}$$

- 没有电容的密勒乘积项，可达到宽带
- 低输入阻抗会成为前一级的负载
- 如果考虑沟道长度调制效应，则计算相当复杂。输入阻抗跟输出阻抗有关，很难给出输入极点

$$Z_{in} \approx \frac{Z_L}{(g_m + g_{mb})r_O} + \frac{1}{g_m + g_{mb}}$$



例6.15 计算传递函数



$$(-V_{out}C_Ls + V_1C_{in}s)R_S + V_{in} = -V_1$$

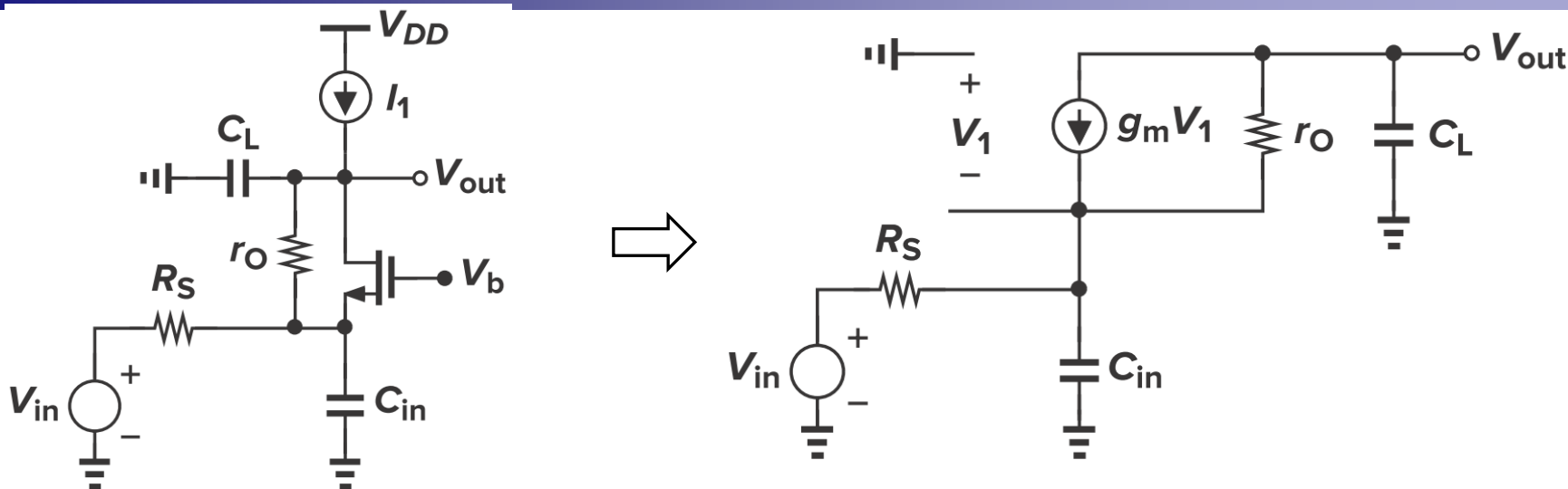
$$\Rightarrow V_1 = -\frac{-V_{out}C_LsR_S + V_{in}}{1 + C_{in}R_Ss}$$

$$r_O(-V_{out}C_Ls - g_mV_1) - V_1 = V_{out}$$

$$\Rightarrow \frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{1 + g_mr_O}{r_OC_LC_{in}R_Ss^2 + [r_OC_L + C_{in}R_S + (1 + g_mr_O)C_LR_S]s + 1}$$



例6.15 计算输入阻抗



$$Z_{in} \approx \frac{Z_L}{(g_m + g_{mb})r_O} + \frac{1}{g_m + g_{mb}}$$

$$\Rightarrow Z_{in} = \frac{1}{g_m + g_{mb}} + \frac{1}{C_L s} \cdot \frac{1}{(g_m + g_{mb})r_O}$$

高频或 C_L 很大时 $Z_{in} = \frac{1}{g_m + g_{mb}}$

为何和 C_L 无关了?

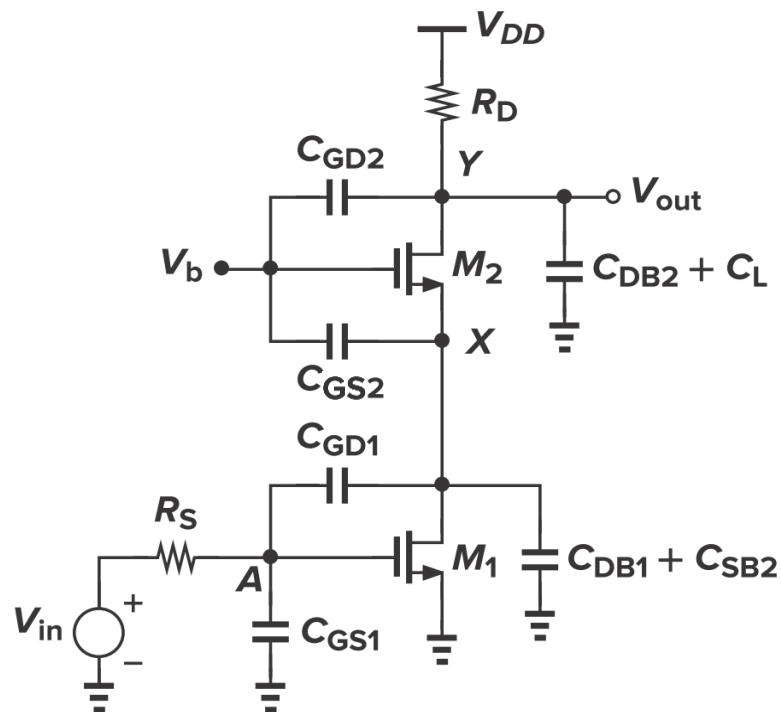
$$\omega_{p,in} = \frac{1}{\left(R_S \parallel \frac{1}{g_m + g_{mb}} \right) C_{in}}$$



6.5 共源共栅级

- C_{GD1} 的密勒效应

- 由A点到X点的增益决定，约为 $-g_{m1}/(g_{m2} + g_{mb2})$
- 如果 M_1 和 M_2 的尺寸大致相同，则密勒乘积项约为2
- 与共源级相比，共源共栅级的密勒效应小很多



$$\omega_{p,A} = \frac{1}{R_S \left[C_{GS1} + \left(1 + \frac{g_{m1}}{g_{m2} + g_{mb2}} \right) C_{GD1} \right]}$$

$$\omega_{p,X} = \frac{g_{m2} + g_{mb2}}{2C_{GD1} + C_{DB1} + C_{SB2} + C_{GS2}}$$

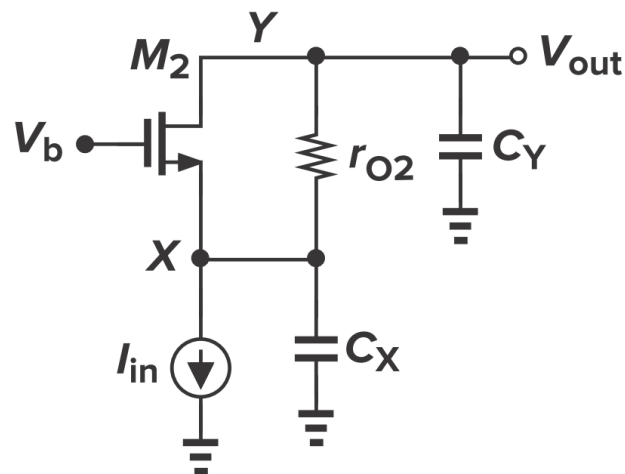
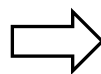
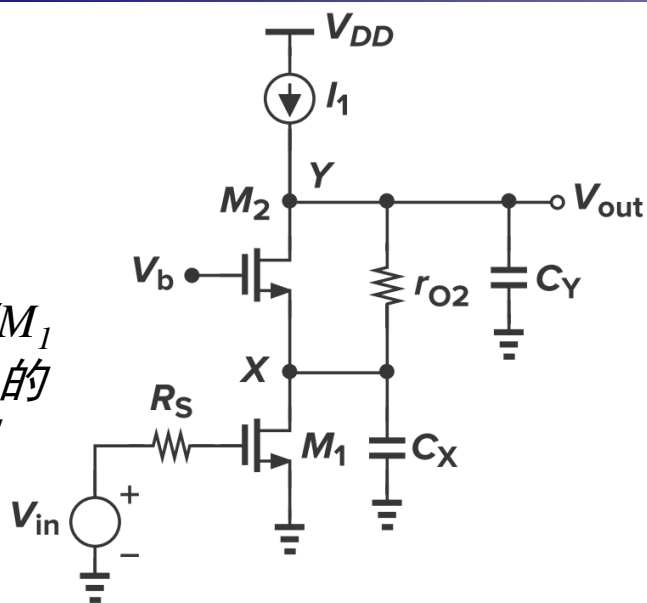
$$\omega_{p,Y} = \frac{1}{R_D (C_{DB2} + C_L + C_{GD2})}$$

频率最高，
但是如果 R_D 很大？



电流源做负载的情况 (R_D 很大)

忽略 M_1
相关的
电容



$$V_X = -(V_{out}C_Ys + I_{in})/(C_Xs)$$

$$V_{out} = -r_{O2} \left[(V_{out}C_Ys + I_{in}) \frac{g_{m2}}{C_Xs} + V_{out}C_Ys \right] - (V_{out}C_Ys + I_{in}) \frac{1}{C_Xs}$$

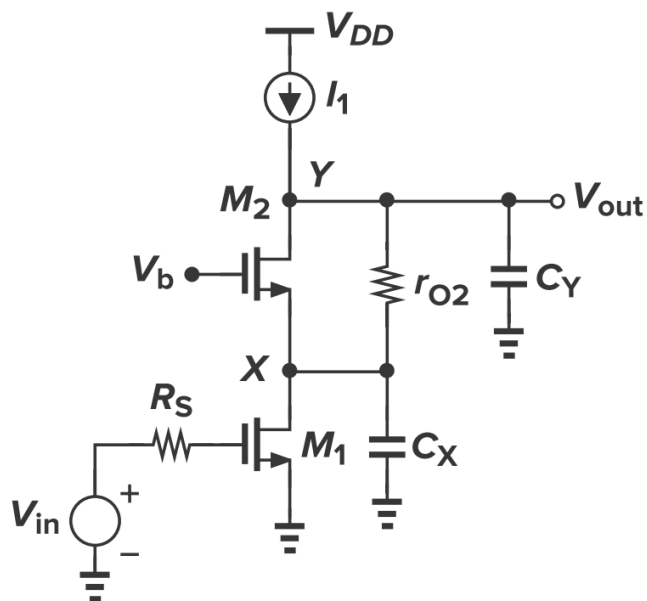
$$\Rightarrow \frac{V_{out}}{I_{in}} = -\frac{g_{m2}r_{O2} + 1}{C_Xs} \cdot \frac{1}{1 + (1 + g_{m2}r_{O2}) \frac{C_Y}{C_X} + C_Yr_{O2}s}$$

极点位置
不变

$$\Rightarrow \frac{V_{out}}{I_{in}} \approx -\frac{g_{m2}}{C_Xs} \frac{1}{\frac{C_Y}{C_X}g_{m2} + C_Ys} \Rightarrow \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_YC_Xs} \frac{1}{g_{m2}/C_X + s}$$



输出阻抗



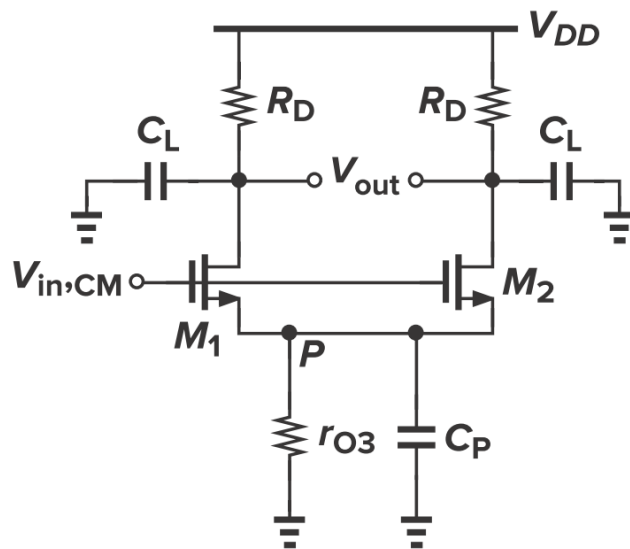
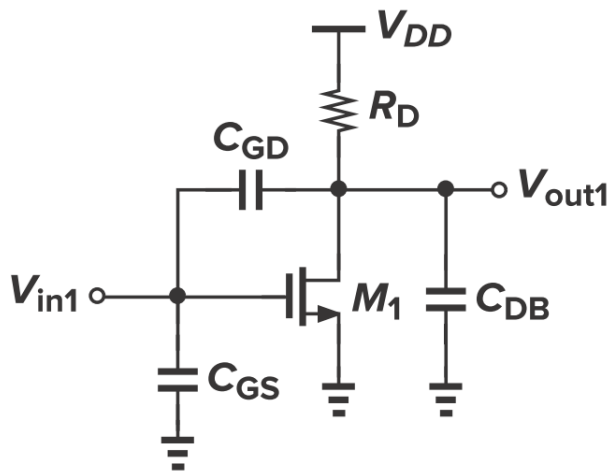
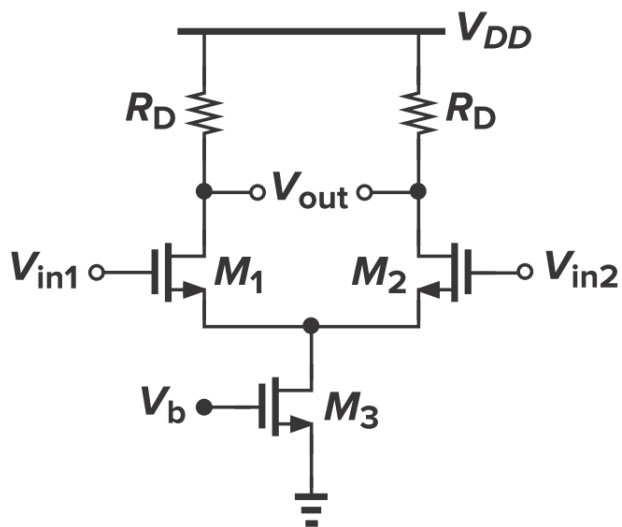
$$Z_{out} = (1 + g_{m2}r_{O2})Z_X + r_{O2}$$

$$Z_X = r_{O1} || (C_X s)^{-1}$$

- 共源共栅级的输出阻抗中包含了一个极点，说明其阻抗是随频率变化的。



6.6 差动对



- 差模响应与共源级相同，有 C_{GD} 的密勒乘积项。传输函数中的极点数等于一条通路的极点数，而不是二条通路之和

- 共模增益
$$-\frac{\Delta g_m R_D}{(g_{m1} + g_{m2}) R_{SS} + 1}$$

$$R_D \Leftrightarrow R_D \parallel [1/(C_L s)]$$

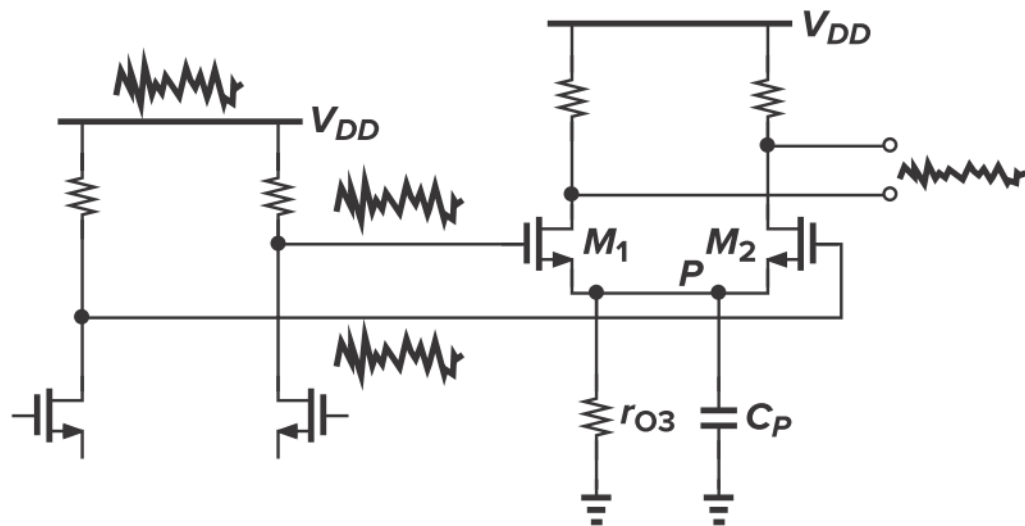
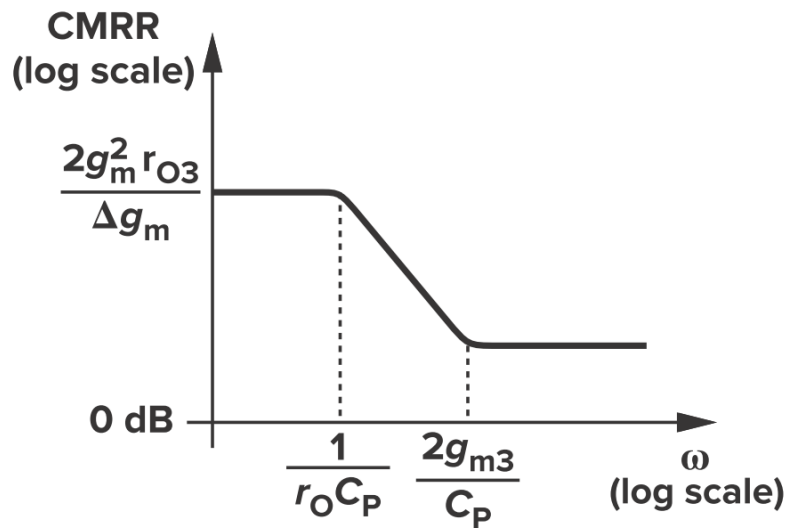
$$R_{SS} \Leftrightarrow r_{O3} \parallel [1/(C_P s)]$$

$$\Rightarrow A_{v,CM} = -\frac{\Delta g_m \left[R_D \parallel \left(\frac{1}{C_L s} \right) \right]}{(g_{m1} + g_{m2}) \left[r_{O3} \parallel \left(\frac{1}{C_P s} \right) \right] + 1}$$



基本差动对的CMRR

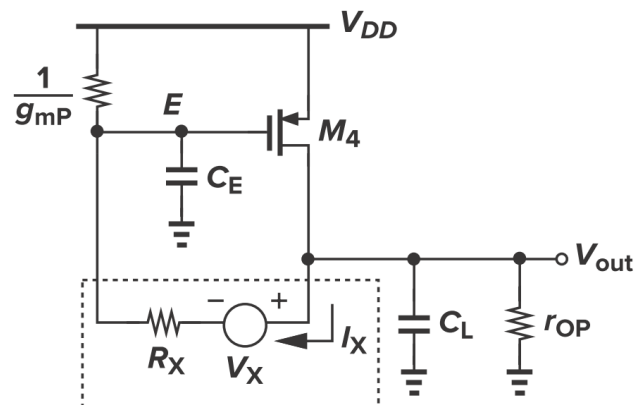
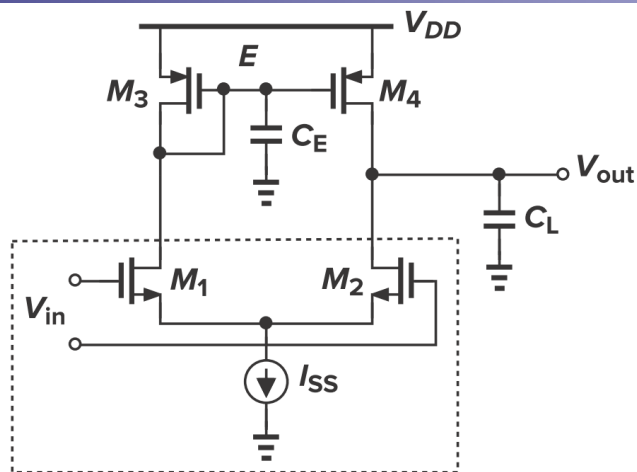
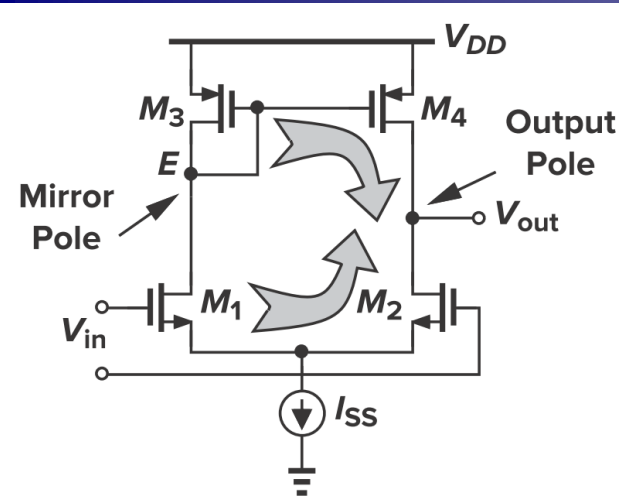
$$\text{CMRR} \approx \frac{g_m}{\Delta g_m} \left[1 + 2g_m \left(r_{O3} \parallel \frac{1}{C_{PS}} \right) \right] \approx \frac{g_m}{\Delta g_m} \frac{r_{O3} C_{PS} + 1 + 2g_m r_{O3}}{r_{O3} C_{PS} + 1}$$



- CMRR响应与频率有关。在高频时，电路的共模抑制能力下降很多
- 当电源的噪声频率高于主极点频率，CMRR显著降低
- 电路存在电压余度和共模抑制比的折中问题



有源负载差动对

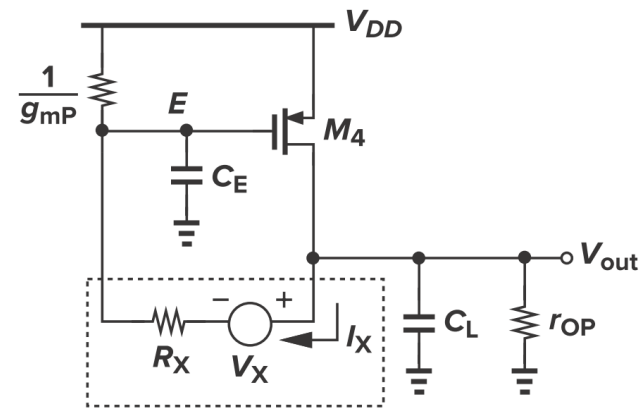
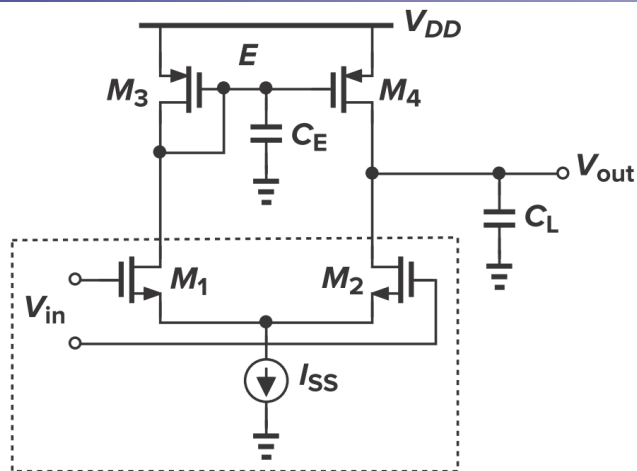
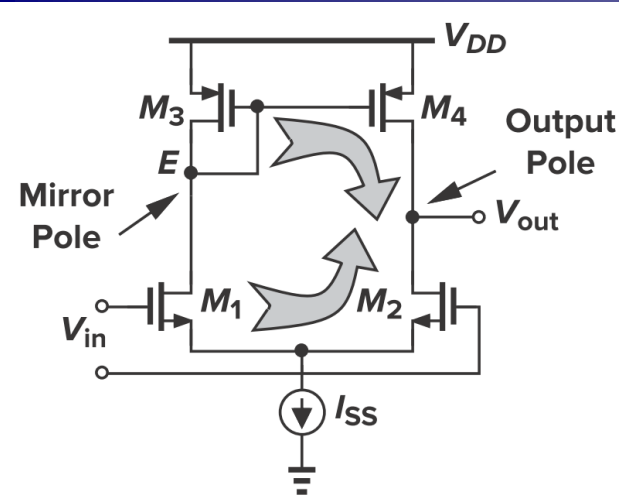


- 电路有几个极点？
- 结点E出的极点为 g_{m3}/C_E ，其中 C_E 包括 $C_{GS3,4}$ 、 $C_{DB1,3}$ 和 $C_{GD1,4}$ 的密勒效应等效电容
- g_{m3} 和 C_E 存在困难的折中，此处的极点会明显影响电路的性能，称为“镜像”极点
- 两个信号通路在输出结点上仅有一个极点
- 为简化分析，采用戴维南等效电路 $V_X = g_{mN} r_{ON} V_{in}$

$$R_X = 2r_{ON}$$



有源负载差动对



$$V_E = (V_{out} - V_X) \frac{\frac{1}{C_{ES} + g_{mP}}}{\frac{1}{C_{ES} + g_{mP}} + R_X}$$

$$-g_{m4}V_E - I_X = V_{out}(C_L s + r_{OP}^{-1})$$

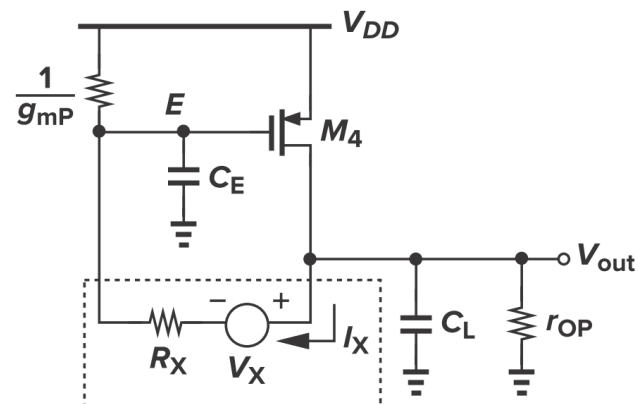
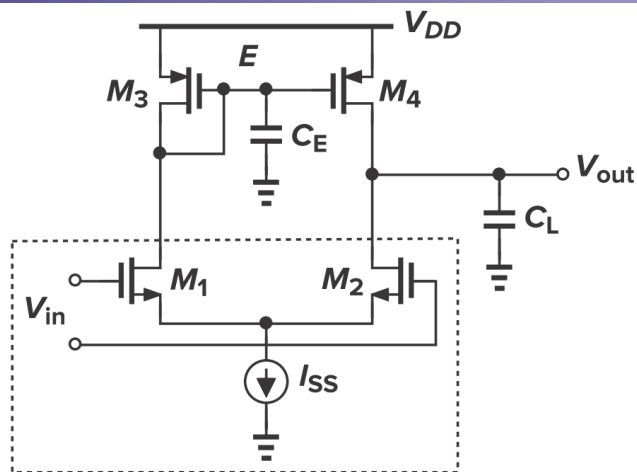
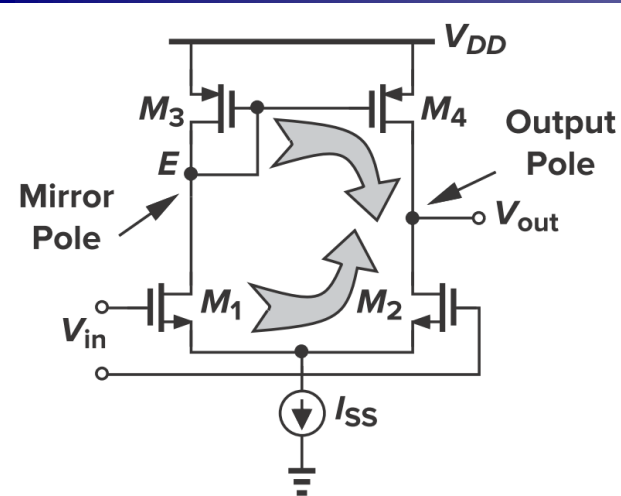
$$\Rightarrow \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{g_{mN}r_{ON}(2g_{mP} + C_{ES})r_{OP}}{2r_{OP}r_{ON}C_EC_Ls^2 + [(2r_{ON} + r_{OP})C_E + r_{OP}(1 + 2g_{mP}r_{ON})C_L]s + 2g_{mP}(r_{ON} + r_{OP})}$$

- 主极点 $\omega_{p1} \approx \frac{2g_{mP}(r_{ON} + r_{OP})}{(2r_{ON} + r_{OP})C_E + r_{OP}(1 + 2g_{mP}r_{ON})C_L} \approx \frac{1}{(r_{ON} \parallel r_{OP})C_L}$
- 次极点 $\omega_{p2} \approx \frac{g_{mP}}{C_E}$
- 零点 $\omega_{z2} = \frac{2g_{mP}}{C_E}$

全差动电路无镜像极点



有源负载差动对



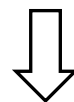
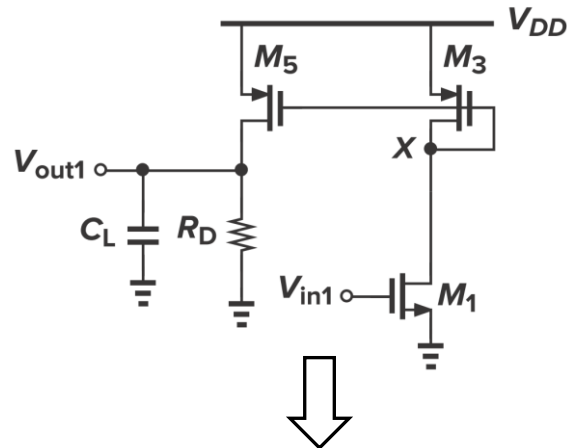
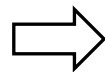
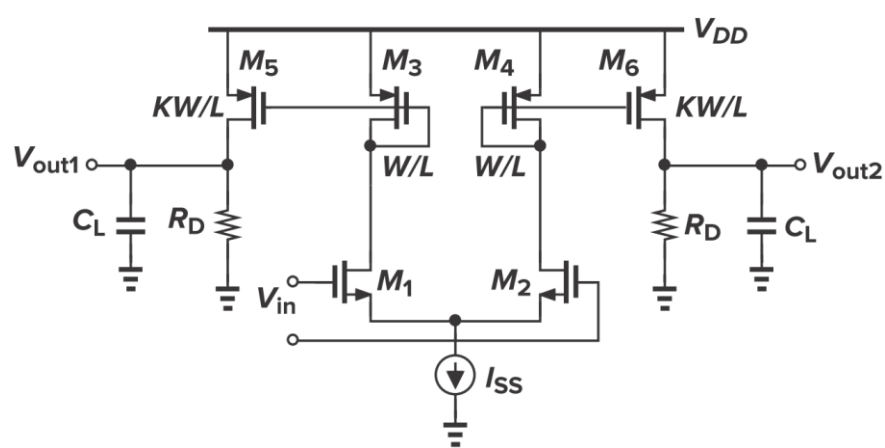
- 左半平面零点：电路由“慢通路”(M_{1,3,4})和“快通路”(M_{1,2}) 并联而成。

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{A_0}{1 + s/\omega_{p1}} \left(\frac{1}{1 + s/\omega_{p2}} + 1 \right) = \frac{A_0(2 + s/\omega_{p2})}{(1 + s/\omega_{p1})(1 + s/\omega_{p2})}$$

在 $2\omega_{p2}$ 处有个零点



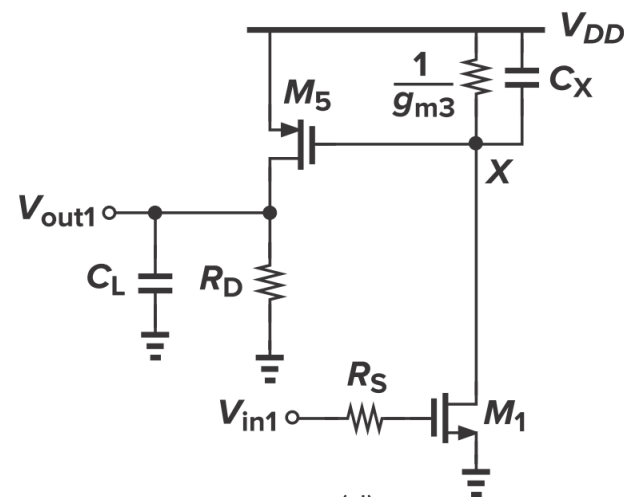
例 6.17 计算低频增益和传输函数



- 低频增益: $A_v = g_{m1} K R_D$
- X处等效电容:

$$C_X \approx C_{GS3} + C_{GS5} + C_{DB3} + C_{GD5}(1 + g_{m5}R_D) + C_{DB1} + C_{GD1}$$

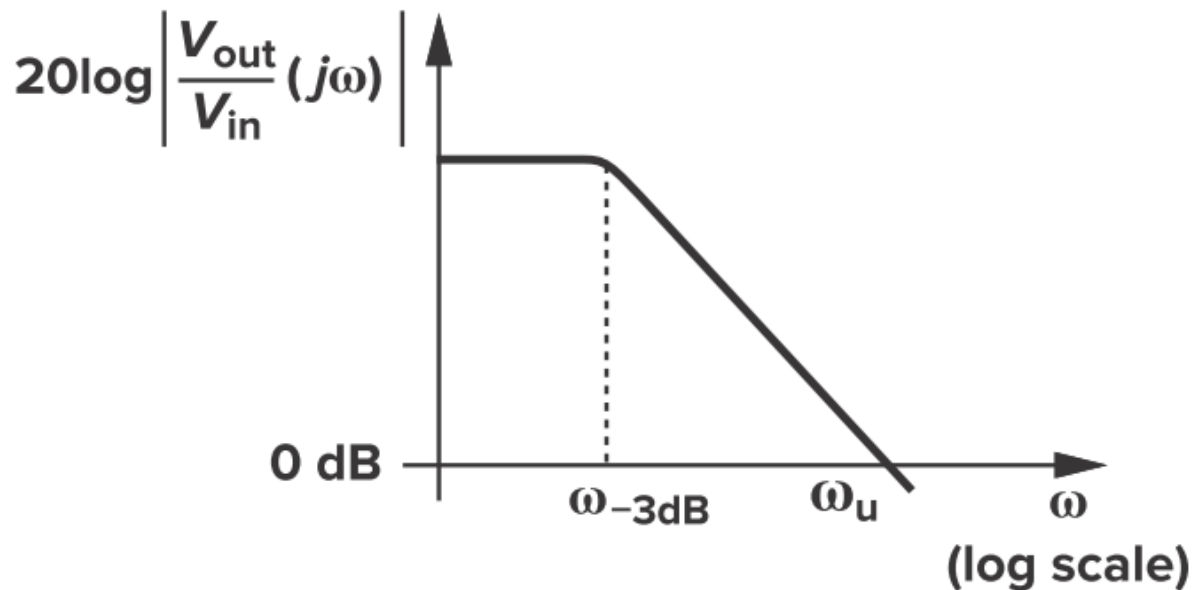
$$\frac{V_{out1}}{V_X}(s) = -g_{m5}R_D \frac{1}{1 + R_D C_L s}$$



$$V_X/V_{in1} = \frac{(C_{GD}s - g_m)R_D}{R_S R_D \xi s^2 + [R_S(1 + g_m R_D)C_{GD} + R_S C_{GS} + R_D(C_{GD} + C_{DB})]s + 1}$$



6.7 增益和带宽的折中



- -3dB带宽 $\omega_{-3\text{dB}}$ ：一般由主极点决定
- 单位增益带宽 ω_u ：增益为0dB处

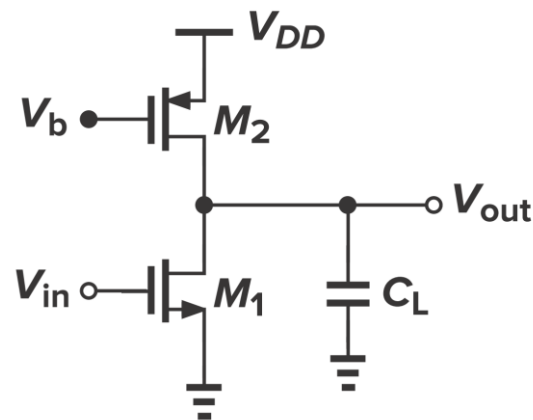


单极点电路

- 单极点近似：在感兴趣的频率范围内，电路只有一个极点，则-3dB带宽等于该极点频率
- 忽略寄生电容，共源级放大器为一个单极点电路，其极点位于

$$\omega_p = [(r_{O1} || r_{O2}) C_L]^{-1}$$

$$|A_0| = g_{m1}(r_{O1} || r_{O2})$$



与输出阻抗无关！

增益
带宽积

$$GBW = A_0 \omega_p = g_{m1}(r_{O1} || r_{O2}) \frac{1}{2\pi(r_{O1} || r_{O2}) C_L} = \frac{g_{m1}}{2\pi C_L}$$

$$\frac{A_0}{\sqrt{1 + (\frac{\omega_u}{\omega_p})^2}} = 1 \Rightarrow \omega_u = \sqrt{A_0^2 - 1} \omega_p \approx A_0 \omega_p$$

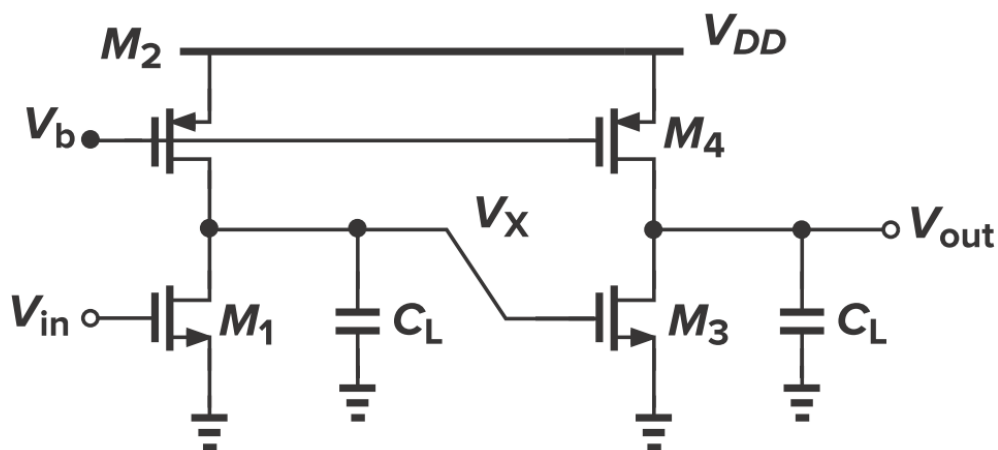
GBW与 ω_u 大致相等

共源共栅结构是否
可以提高GBW？



多极点电路

- 可以通过级联两个或更多增益级的方法提高GBW，但是造成多个极点，接成负反馈电路后导致稳定性变差



$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{A_0^2}{(1 + \frac{s}{\omega_p})^2}$$

$$\frac{A_0^2}{1 + \frac{\omega_{-3dB}^2}{\omega_p^2}} = \frac{A_0^2}{\sqrt{2}} \Rightarrow$$

$$\omega_{-3dB} = \sqrt{\sqrt{2} - 1} \omega_p \approx 0.64 \omega_p$$

$$GBW = \sqrt{\sqrt{2} - 1} A_0^2 \omega_p$$



本章小结

- 密勒定理
 - 密勒定理的使用及限制
 - 密勒近似
- 共源级的频率特性
 - 传输函数有两个极点，一个右半平面零点
 - 使用密勒近似时应注意条件是否成立
 - 输入和输出阻抗在高频时降低
- 源跟随器的频率特性
 - 传输函数有两个极点，一个左半平面零点
 - 栅源电容被“自举”
 - 驱动电容负载时，输入阻抗会显示负的输入电阻
 - 输出阻抗呈现出感性，等效电感Q值很低



本章小结

- 共栅级的频率特性
 - 没有电容的密勒乘积项，频率特性好
 - 输入阻抗与输出阻抗有关
- 共源共栅级的频率特性
 - 密勒效应比共源级小
 - 传输函数含有三个极点，一般在共栅器件源端的极点频率最高，即使输出阻抗很高
- 差动对的频率特性
 - 基本差动对的频率响应与共源级相同
 - 高频时电路的共模抑制能力下降很多，电路存在电压余度和CMRR折中的问题
 - 有源负载差动对存在一个镜像极点，频率特性比全差分电路差

Thank you

程 林

Email: eecheng@ustc.edu.cn