

上一讲

□对电流源的要求

- ❖ 可调、精确、稳定(PTV)
- ❖ 基于 I_{REF} 用电流镜得到所需电流

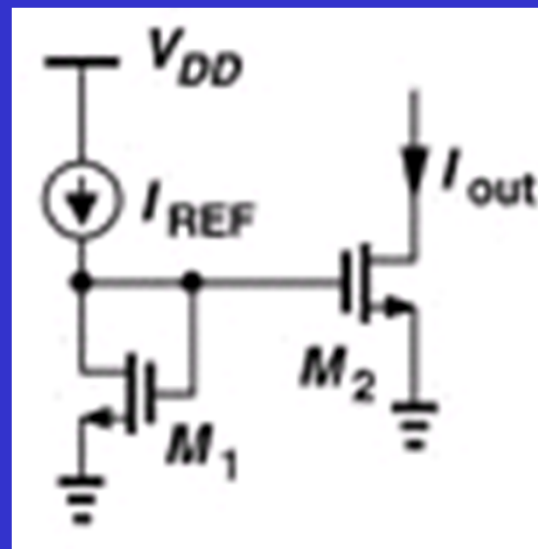
□基本电流镜

- ❖ 合理设计尺寸比可获得期望电流
- ❖ 沟道长度调制效应引起精度降低
- ❖ L 取相同, W 基于单元MOS管并联

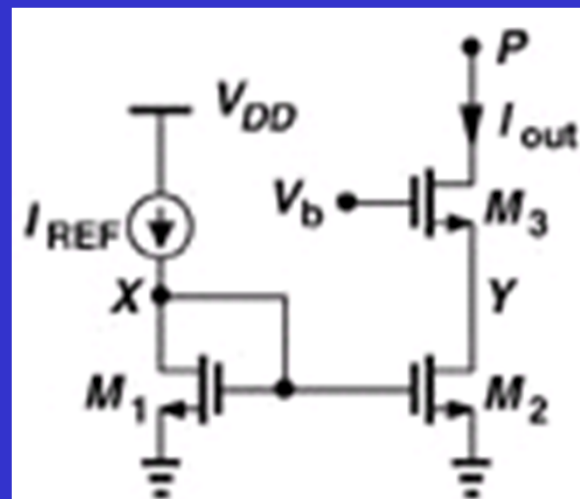
□共源共栅电流镜

- ❖ 提高了输出电阻, 实现了高精度
- ❖ 牺牲了输出电压摆幅
- ❖ 降低 V_b 值能增大摆幅

$$V_{out, \min} \approx V_{OV1} + V_{OV2}$$



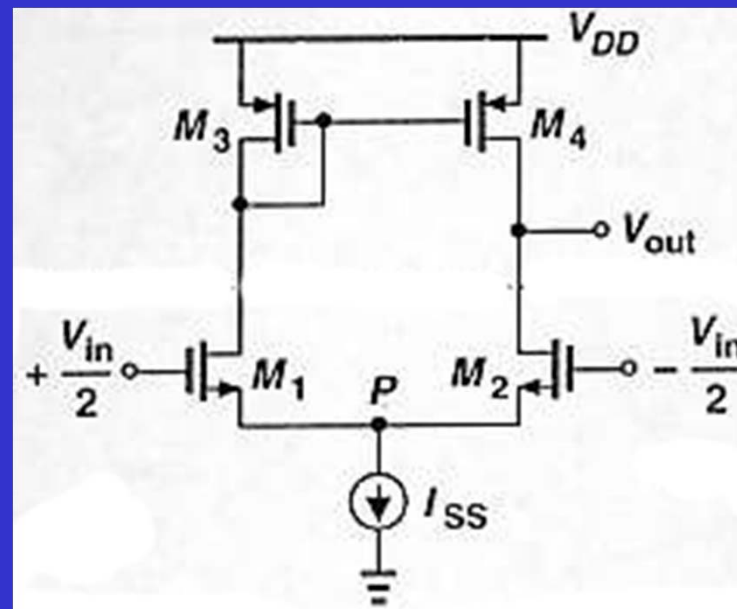
$$I_{out} = \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1} \cdot I_{REF}$$



上一讲

□ 电流镜做负载的差分放大器

- ❖ 将差分输入转换为单端输出
- ❖ 差分增益
- ❖ 共模增益会影响差分放大器性能；高频时、存在失配时更严重

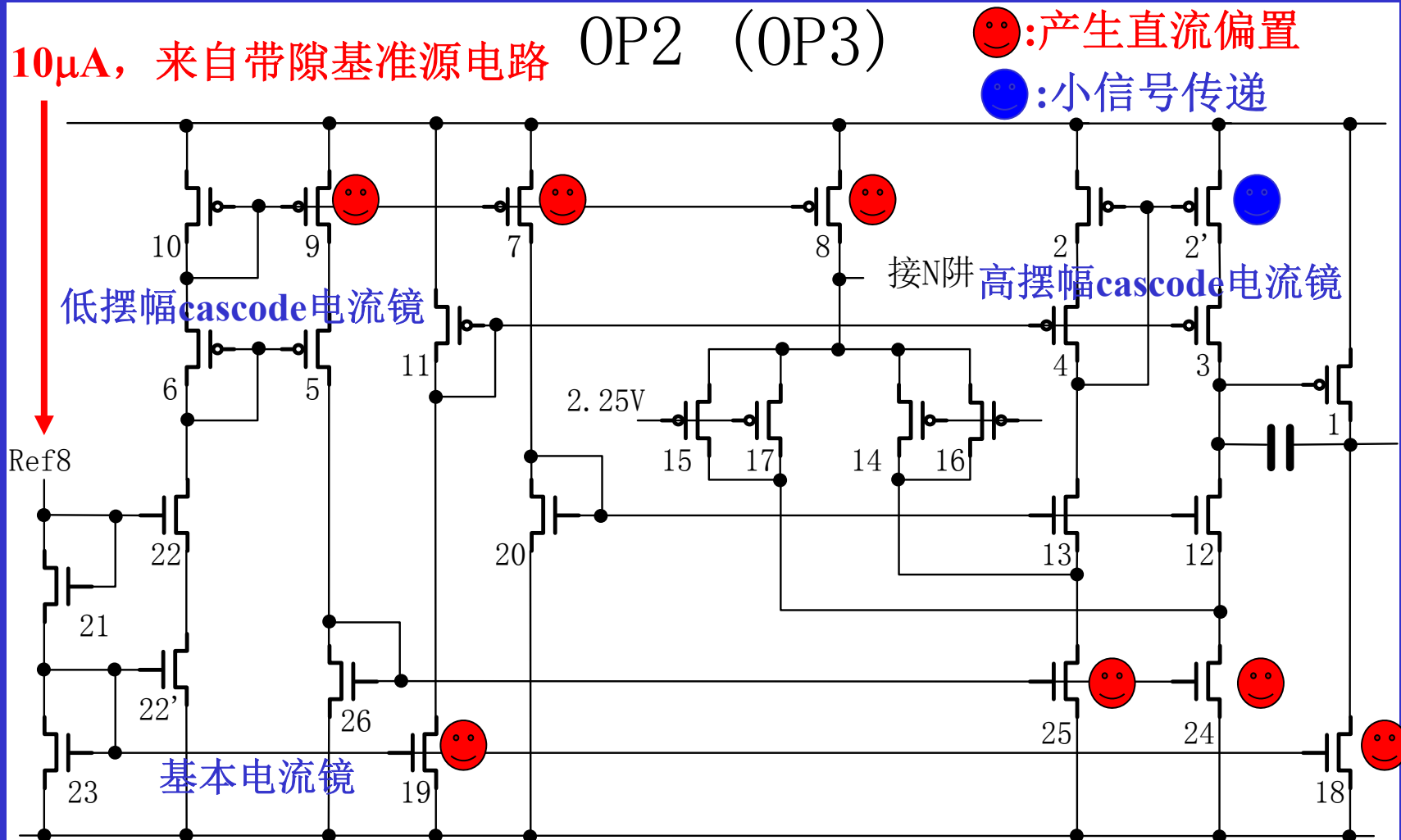


$$A_{DM} = g_{m1,2} (r_{O1,2} \parallel r_{O3,4})$$

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

上一讲

□ 电流镜是AIC的基础电路模块



模拟集成电路原理与设计

第6章 放大器的频率特性

陈中建

chenzj@pku.edu.cn

62759620, 理科2号楼2617

微电子学系

授课内容

绪论, 2学时	重要性、一般概念
器件物理基础, 2学时	MOSFET结构、IV特性、二级效应、器件模型
单级放大器, 5学时	共源、共漏、共栅、共源共栅
EDA系统使用常识 和设计实习实例演示, 2学时	做设计实习所需软硬件系统的使用
差动放大器, 3学时	定性分析、定量分析、共模响应、吉尔伯特单元
无源/有源电流镜, 2学时	基本/共源共栅/有源电流镜
放大器的频率特性, 4学时	米勒效应、极点与节点关系、单级放大器频率特性分析
噪声, 4学时	统计特性、类型、电路表示、单级放大器噪声分析、噪声带宽
期中考试 2学时, 评卷 1学时。习题课若干学时	
反馈, 6学时	特性、四种反馈结构、负载影响、对噪声的影响
运算放大器, 6学时	性能参数、一级运放、两级运放、各指标分析
稳定性和频率补偿, 6学时	多极点系统、相位裕度、频率补偿
版图, 3学时	叉指、对称、ESD等

本讲 放大器的频率特性

□概述

- ❖线性电路的S域分析法
- ❖密勒效应
- ❖极点与结点的关联

□共源级

□源跟随器

□共栅级

□共源共栅级

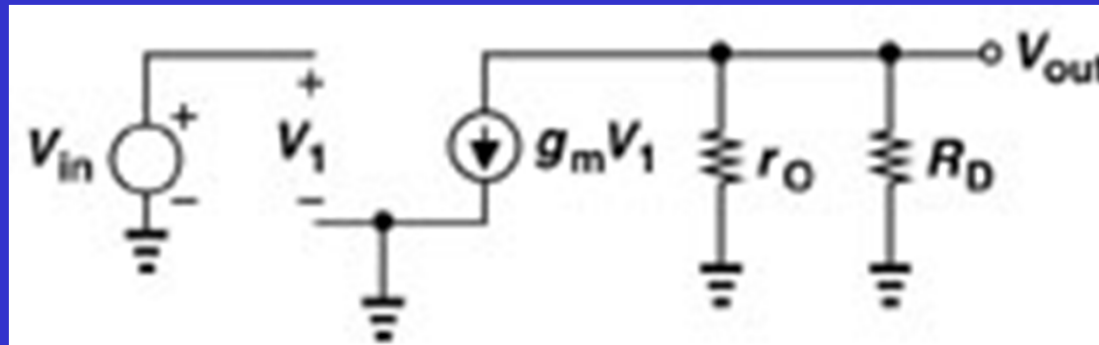
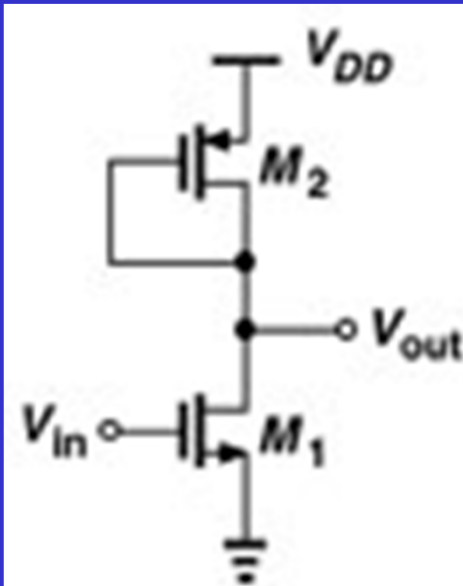
□差分对

概述

□前面分析各放大级时未考虑寄生电容

- ❖在低频时，这些电容的阻抗 ($1/2\pi fC$) 很大
- ❖相比于 r_o 和 R_D ，电容阻抗可忽略
- ❖根据作业2.15，知50/0.5的NMOS管的各寄生电容均小于100fF， $f=1\text{Hz}$ 时的阻抗为：

$$\left| \frac{1}{sC} \right| = \left| \frac{1}{2\pi fC} \right| = \frac{10^{15}}{2\pi \times 1 \times 100} = 1592\text{G}\Omega, \quad r_o = \frac{1}{\lambda_n I_D} = \frac{1}{0.1\text{V}^{-1} \times 1\text{mA}} = 10\text{K}\Omega$$



$$A_v = -g_{m1} \left(\frac{1}{g_{m2}} \parallel r_{O1} \parallel r_{O2} \right)$$

当 $f=1\text{GHz}$ 时，
电容阻抗不可忽略了

概述

□ 频率特性

- ❖ 输入信号频率从低频到高频变化过程中，线性电路的增益、输入阻抗、噪声等指标随频率的变化特性
- ❖ 关注其幅值和相位随频率的改变

□ 变化的原因

- ❖ 电阻阻值不随频率改变，但电容、电感等器件的阻抗随频率改变
- ❖ 直流时认为电容断路，电感短路；即电容阻抗无穷大，电感阻抗为零

□ 如何分析电路的频率特性？

- ❖ 复数分析法、S域分析法
- ❖ 《电路分析》，王楚等，北京大学出版社

S域中的电阻/电容/电感的电压/电流方程

S域中电阻、电容和电感的电压方程:

$$V(s) = RI(s), s\text{域阻抗为 } R$$

$$V(s) = \frac{V(0)}{s} + \frac{1}{sC} I(s), s\text{域阻抗为 } 1/sC$$

$$V(s) = -LI(0) + sLI(s), s\text{域阻抗为 } sL$$

S域中电阻、电容和电感的电流方程:

$$I(s) = GV(s), s\text{域导纳为 } G$$

$$I(s) = -CV(0) + sCV(s), s\text{域导纳为 } sC$$

$$I(s) = \frac{1}{s} I(0) + \frac{1}{sL} V(s), s\text{域导纳为 } 1/sL$$

S域中分析频率特性的通用方法

□ 画出电路的高频小信号等效电路

□ 推导传输函数（如 $A_v(s)$ ）等

❖ 电容C的阻抗为 $(1/sC)$ ，电感L的阻抗为 sL

❖ 方法1

- 列出基尔霍夫电流方程或电压方程（组），解方程
- 比较繁琐，但结果准确

❖ 方法2

- 用极点-结点关联法直接写出传输函数
- 在适用情形下，能极大地简化推导，但有误差。一般用来了解变化趋势

□ 根据推导结果，分析变化规律，用于指导设计

❖ 传输函数通常要分析极点和零点

❖ $R_{in}(s)$ 、 $R_{out}(s)$ 分析其随频率的变化

S域中的传输函数

□ 传输函数的通用表达式

$$H(s) = \frac{G(s)}{F(s)} = H_0 \frac{(1 - \frac{s}{z_1}) \dots (1 - \frac{s}{z_m})}{(1 - \frac{s}{p_1}) \dots (1 - \frac{s}{p_n})}$$

❖ H(s)分母的根为极点

- 只有所有的根的实部都是负数时，电路加激励后才能趋于稳定

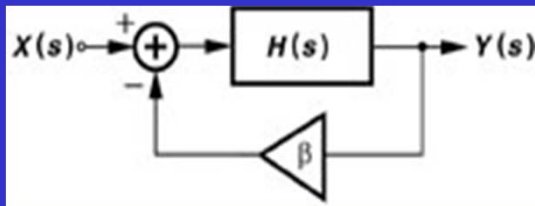
❖ H(s)分子的根为零点

- 零点位于波特图的左半平面时，有利于反馈放大器的稳定

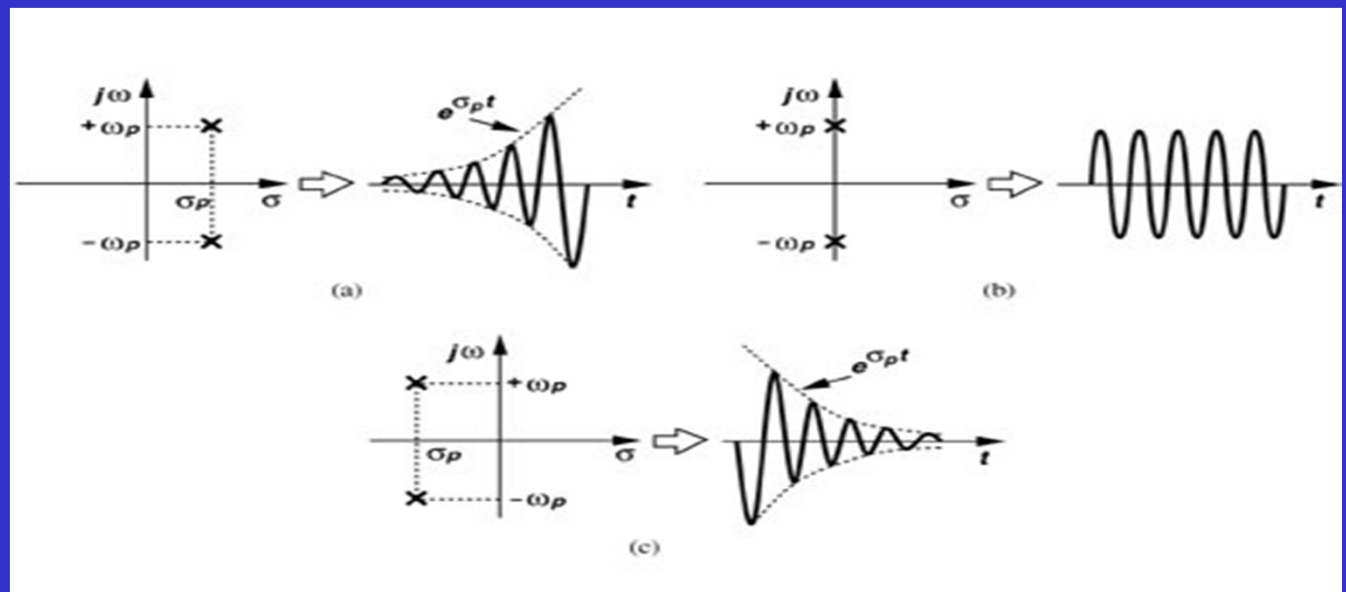
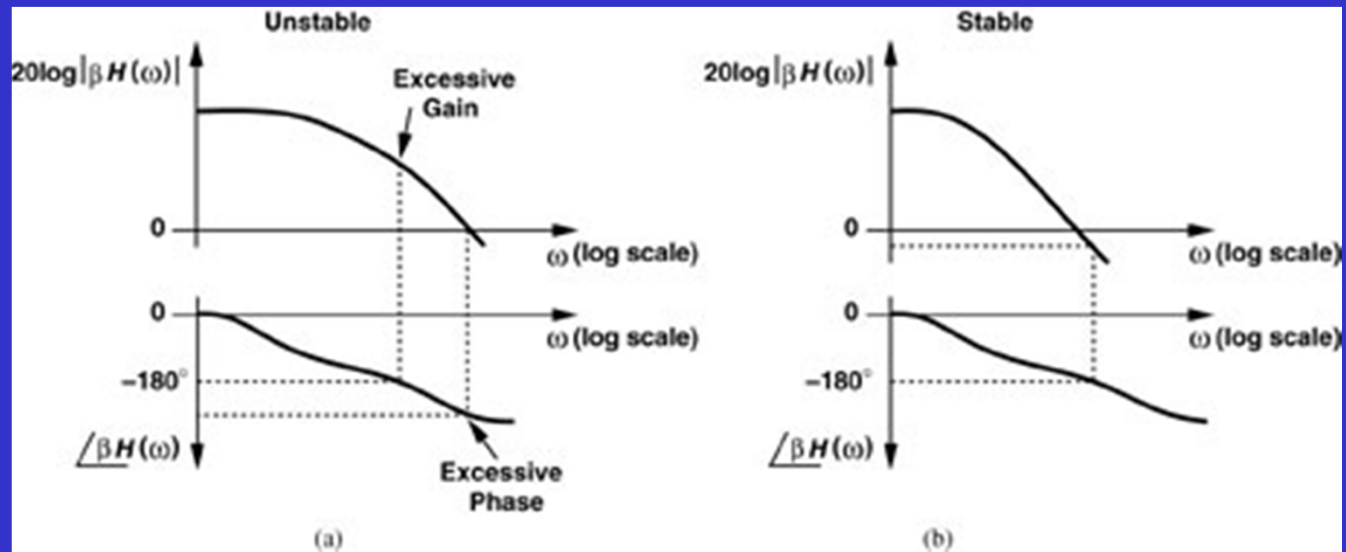
为什么重点分析极点和零点？

第10章会专门讲

- 1、主极点 \approx 带宽
($0.707A_v$ 点对应的频率)
- 2、构成反馈系统后，极零点决定着系统能否稳定

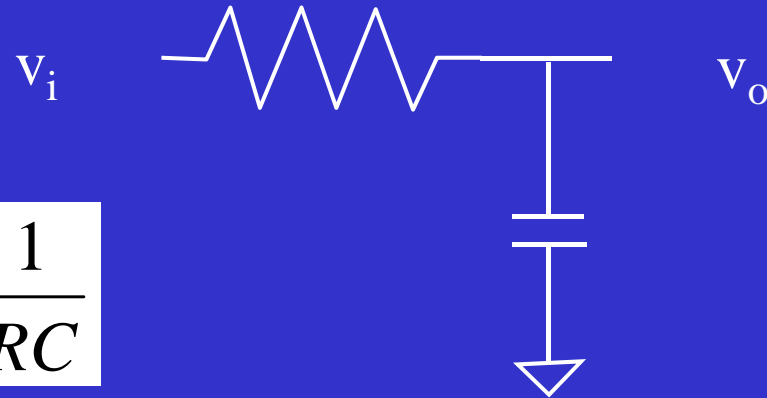


下面在分析放大器的频率特性时主要是分析传输函数的极零点



用S域分析法分析电路频率特性示例

$$v_o / v_i = \frac{1/sC}{R + 1/sC}$$



$$v_o / v_i = \frac{1}{sRC + 1}$$

$$\text{极点 } P = -\frac{1}{RC}$$

$$\frac{v_o}{v_i}(f) = \frac{1}{1 + j2\pi fRC}$$

$$\frac{v_o}{v_i}(f) = \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_p}}, \quad f_p = 1/2\pi RC$$

传输函数是单个极点
 $P = -1/RC$

电容会影响电压增益和相位。当信号频率足够高时（远大于 P ），电压增益降为0，引入-90°相移

本讲 放大器的频率特性

□概述

- ❖线性电路的S域分析法
- ❖密勒效应
- ❖极点与结点的关联

□共源级

□源跟随器

□共栅级

□共源共栅级

□差分对

密勒效应和密勒定理

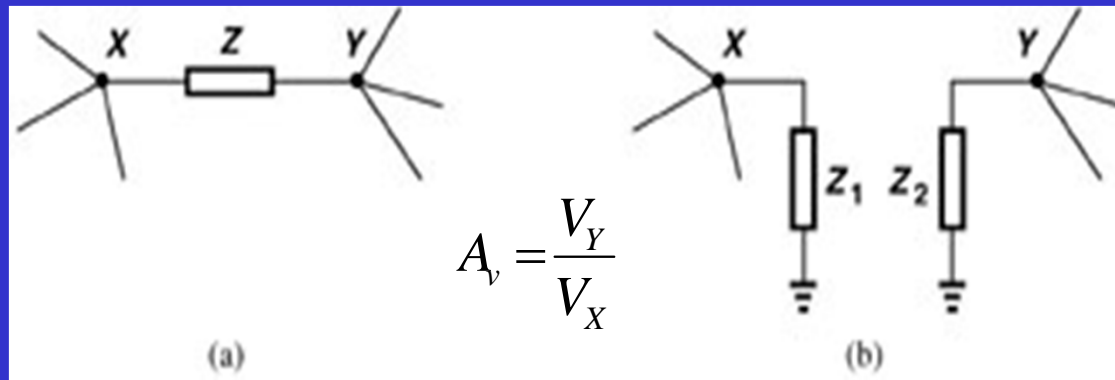
□ 密勒效应

❖ 用密勒定理来表述

- “如果图a中电路可以转换成图b中电路，则 $Z_1=Z/(1-A_v)$ ， $Z_2=Z/(1-A_v^{-1})$ ，其中 $A_v=V_Y/V_X$ ”

❖ 实质

- 把X与Y之间的阻抗的影响转换成X和Y对“地”的阻抗
- 一种为了方便电路分析而进行的电路转换



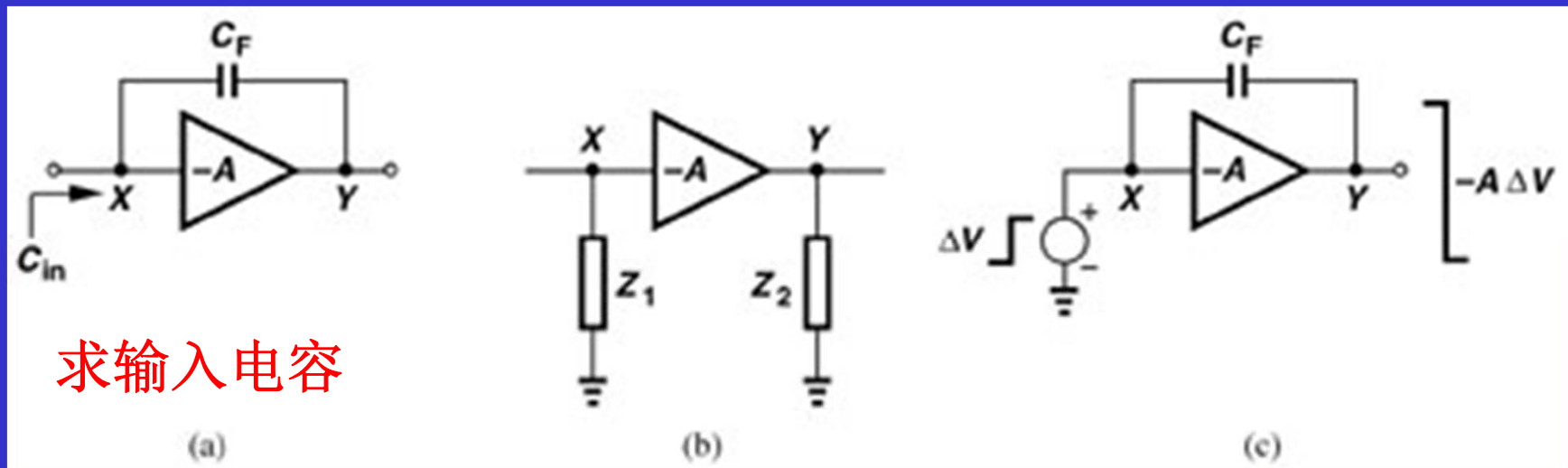
$$Z_1 = \frac{Z}{(1 - A_v)}$$

$$Z_2 = \frac{Z}{(1 - A_v^{-1})}$$

$$\frac{V_X - V_Y}{Z} = \frac{V_X}{Z_1}, Z_1 = \frac{Z}{1 - \frac{V_Y}{V_X}} = \frac{Z}{1 - A_v}$$

$$\frac{V_X - V_Y}{Z} = -\frac{V_Y}{Z_2}, Z_2 = \frac{Z}{1 - \frac{V_X}{V_Y}} = \frac{Z}{1 - A_v^{-1}}$$

密勒定理的应用实例



求输入电容

$$Z = \frac{1}{sC_F} \quad A_v = -A$$

$$Z_1 = \frac{Z}{1 - A_v}$$

$$C_1 = (1 + A)C_F$$

$$Z_2 = \frac{Z}{1 - A_v^{-1}}$$

$$C_2 = C_F (1 - A_v^{-1}) \approx C_F$$

电容极板的总的电压变换为:

$$(1 + A)\Delta V$$

C_F 从 V_{in} 抽取的总电荷为:

$$(1 + A)\Delta V C_F$$

等效输入电容为:

$$(1 + A)C_F$$

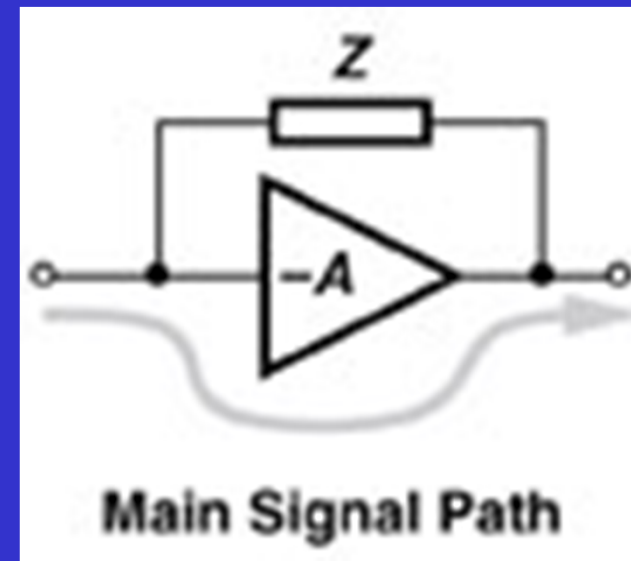
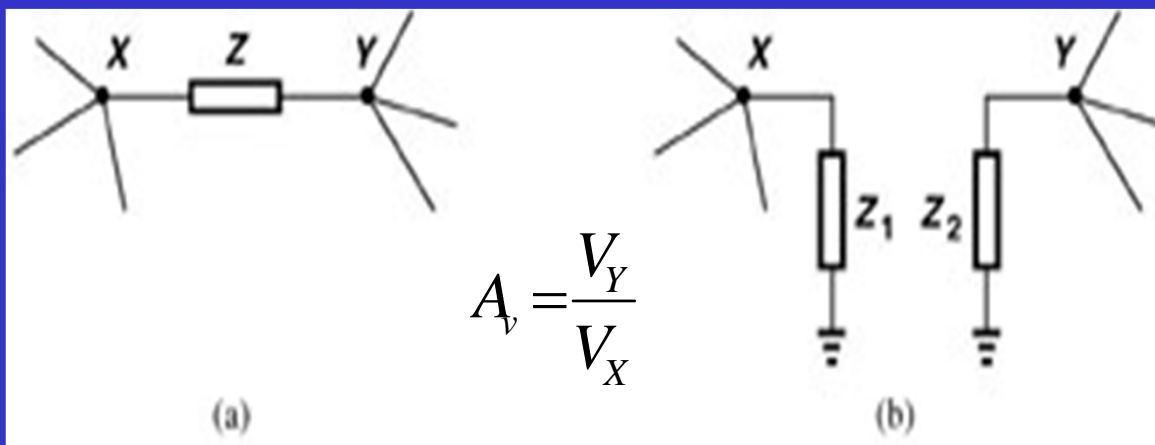
密勒定理的适用条件

□ 密勒定理

- ❖ “如果图a中电路可以转换成图b中电路，则 $Z_1=Z/(1-A_v)$ ， $Z_2=Z/(1-A_v^{-1})$ ，其中 $A_v=V_Y/V_X$ ”

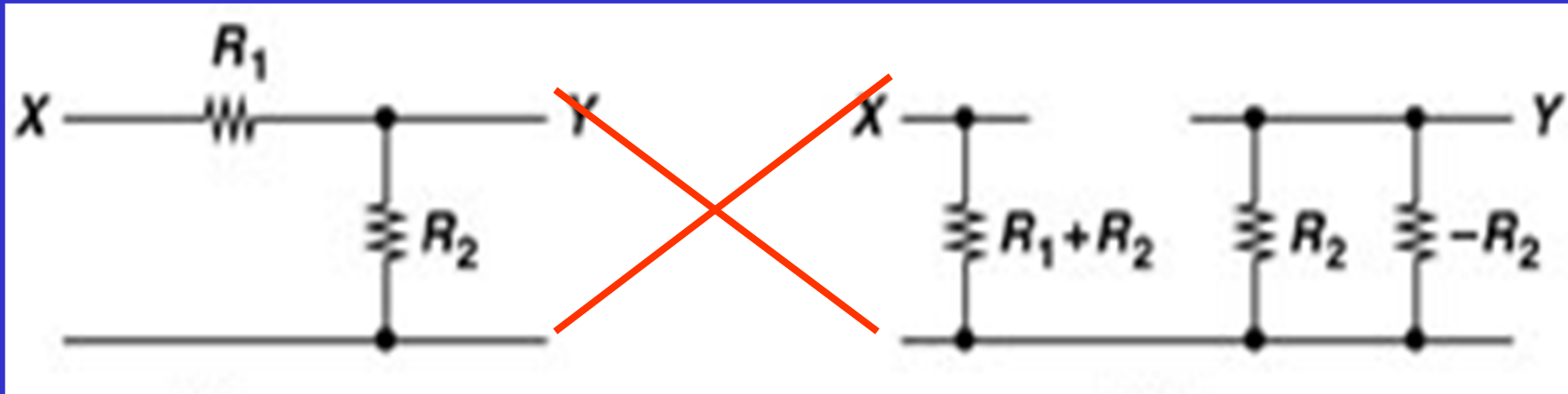
□ 适用条件

- ❖ 阻抗Z和信号主通路并联时，被证明适用
- ❖ 如果X和Y之间只有一个信号通路，则这种转换往往不成立



密勒定理的适用条件

□ 如果X和Y之间只有一个信号通路，则这种转换往往不成立



$$Z = R_1, A_v = \frac{R_2}{R_1 + R_2},$$

$$Z_1 = \frac{Z}{1 - A_v} = R_1 + R_2,$$

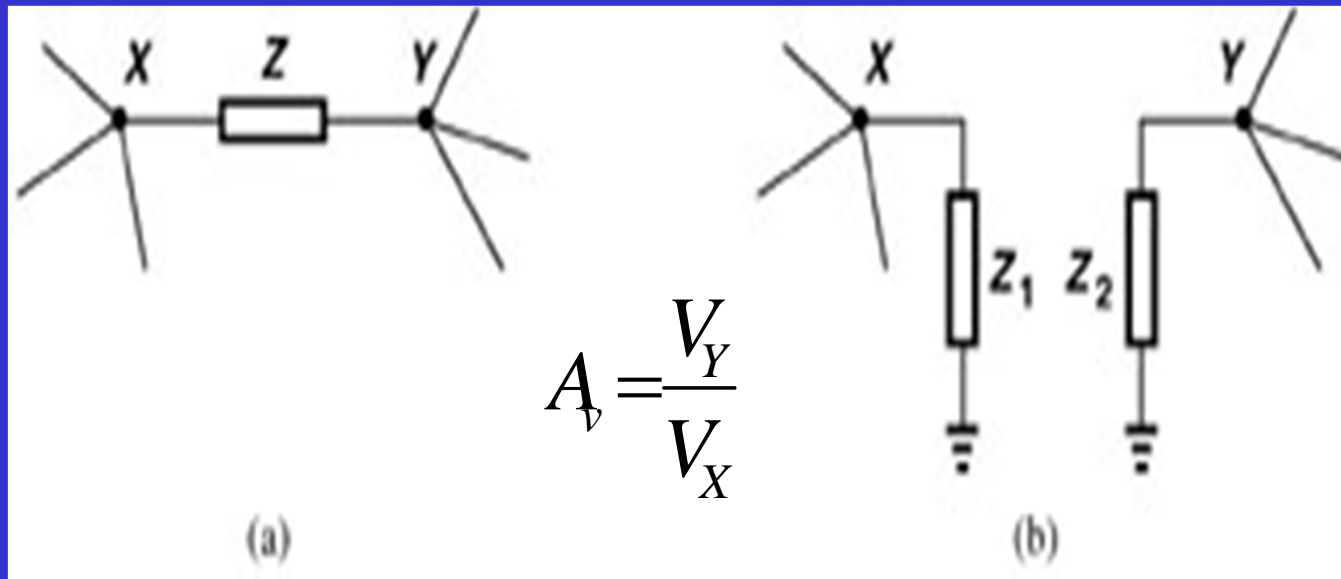
$$Z_2 = \frac{Z}{1 - A_v^{-1}} = -R_2$$

	左图	右图
增益	$R_2 / (R_1 + R_2)$	0
输入阻抗	$R_1 + R_2$	$R_1 + R_2$
输出阻抗	$R_1 \parallel R_2$	∞

密勒定理的适用条件

□ 严格讲， A_v 的值应为特定频率下的值

❖ 实际常用低频 A_v 就能了解电路特性

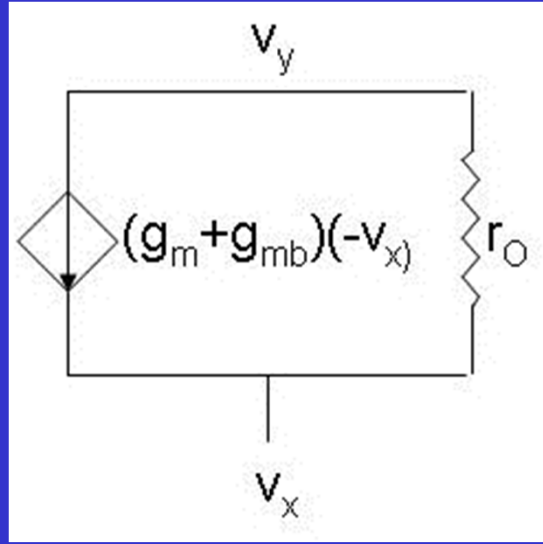
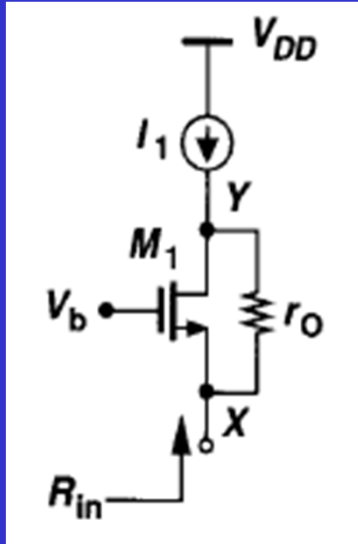


$$Z_1 = \frac{Z}{(1 - A_v)}$$

$$Z_2 = \frac{Z}{(1 - A_v^{-1})}$$

密勒定理可用于求 A_v 和 R_{in}

用常规的小信号电路推导方法

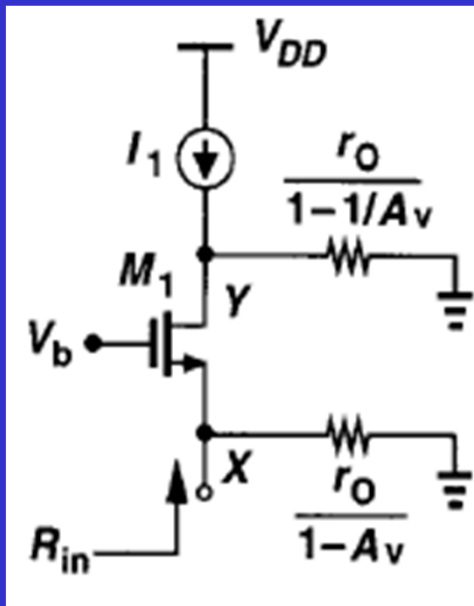


$$\because v_y - v_x = (g_m + g_{mb})v_x r_o$$

$$\therefore A_v = \frac{v_y}{v_x} = 1 + (g_m + g_{mb})r_o$$

$$R_{in} = \infty \quad (\because \text{负载为电流源})$$

用密勒定理推导



在Y节点有： $(g_m + g_{mb})(-v_x) \frac{r_o}{1 - 1/A_v} = -v_y$

得： $A_v = 1 + (g_m + g_{mb})r_o$

$$R_{in} = \frac{r_o}{1 - [1 + (g_m + g_{mb})r_o]} \parallel \frac{1}{g_m + g_{mb}}$$

$$= \frac{-1}{g_m + g_{mb}} \parallel \frac{1}{g_m + g_{mb}} = \infty$$

结果相同

“如果用密勒定理求传输函数，则不能同时用该定理来计算输出阻抗”

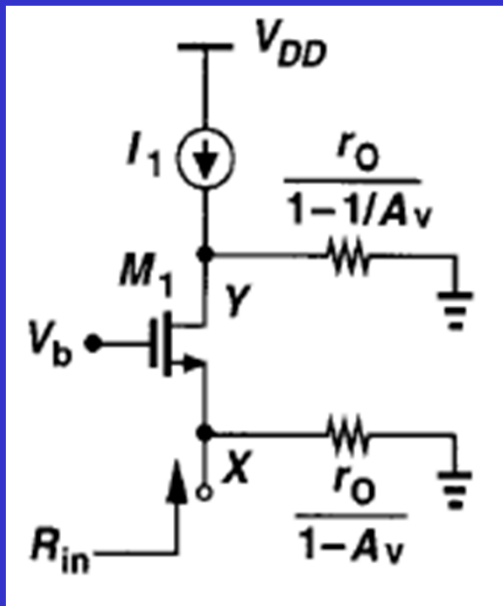
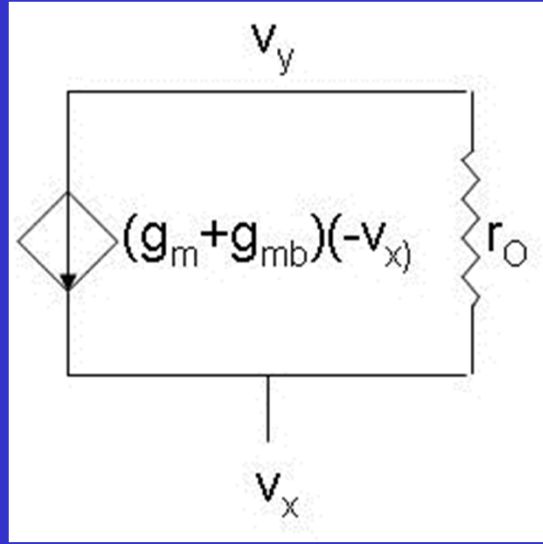
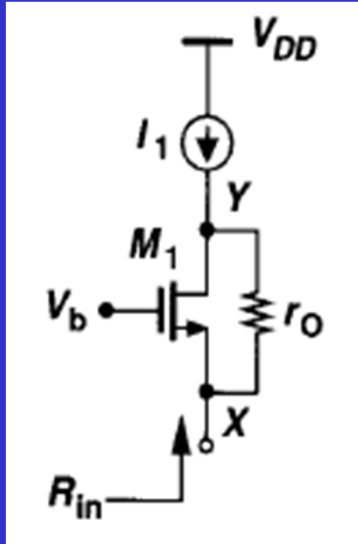
密勒定理可用于求 A_v 和 R_{in}

用常规的方法推导 R_{out} ：

$$R_{out} = r_o$$

用密勒定理推导 R_{out} ：

结果不正确



$$\begin{aligned} R_{out} &= \frac{r_o}{1 - 1/A_v} \\ &= \frac{r_o}{1 - [1 + (g_m + g_{mb})r_o]^{-1}} \\ &= \frac{1}{g_m + g_{mb}} + r_o \end{aligned}$$

教材P141：“如果用密勒定理求传输函数，则不能同时用该定理来计算输出阻抗”

原因：从X到Y的增益不一定等于从Y到X的增益的倒数

密勒定理可用于求 A_v 和 R_{in}

❑ 为了避免上述计算错误，我们仍采用常规方法来计算 A_v 、 R_{in} 、 R_{out}

❖ A_v : 在输入端加激励 V_{in} ，推导 V_{out}/V_{in}

❖ R_{in} : 在输入端加激励 V_{in} ，推导 V_{out}/I_{in}

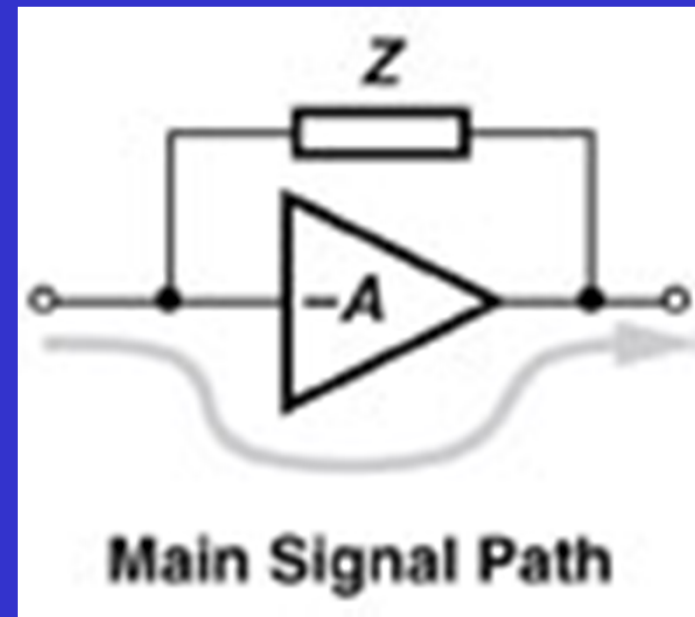
❖ R_{out} : 输入端接交流地，在输入端加激励 V_x ，推导 V_x/I_x

❑ 密勒定理还有其他应用限制

❑ 在本书中

❖ 通常都满足适用条件，可直接用于简化电路分析

- 阻抗 Z 和信号主通路并联时，被证明适用



本讲 放大器的频率特性

□概述

- ❖线性电路的S域分析法
- ❖密勒效应
- ❖极点与结点的关联

□共源级

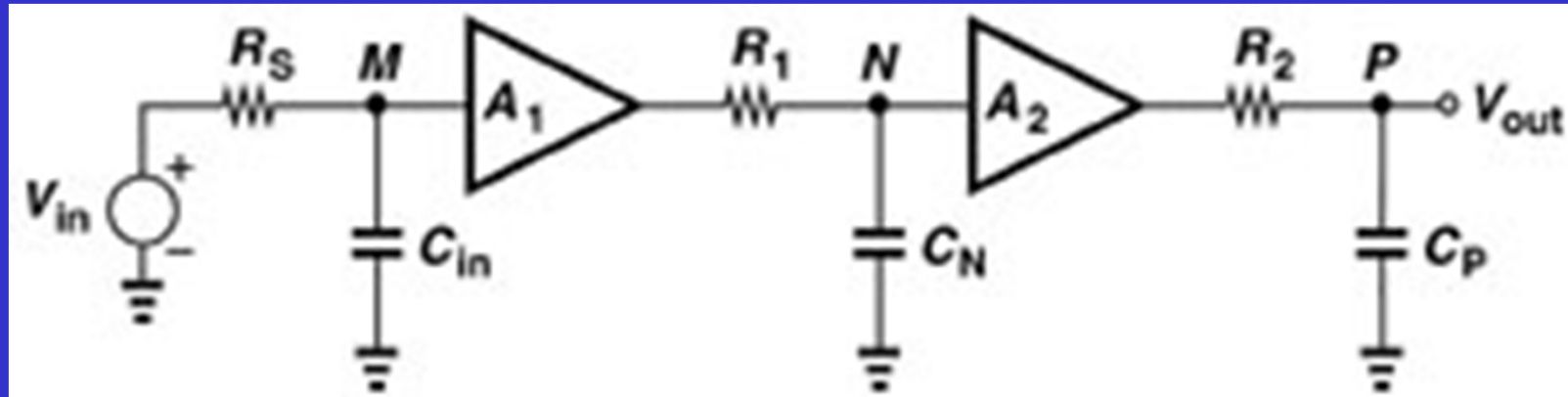
□源跟随器

□共栅级

□共源共栅级

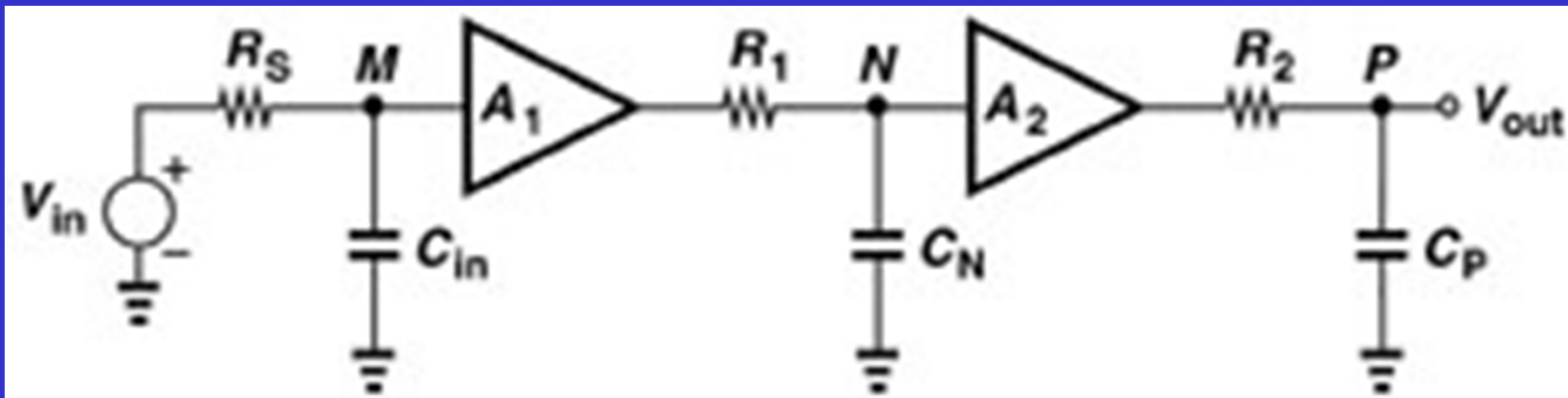
□差分对

传输函数的极点和电路中结点的关联



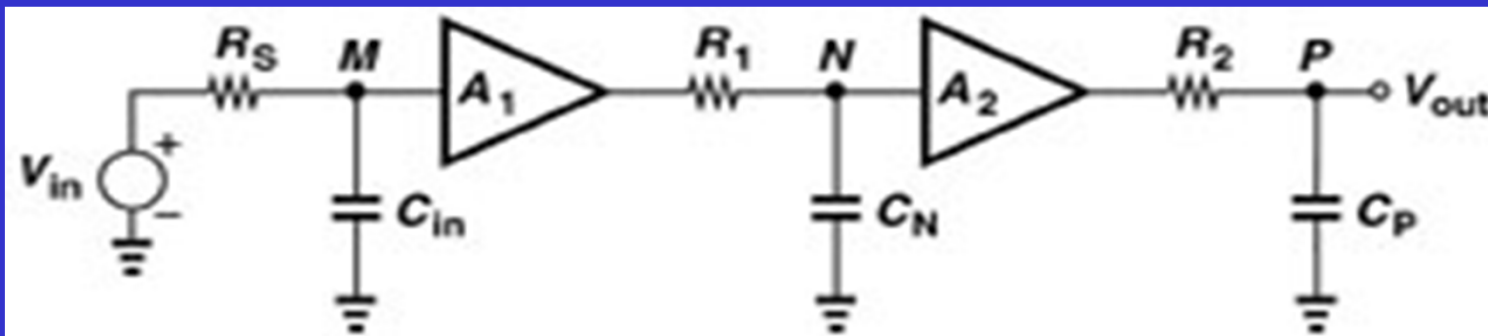
- A_1 和 A_2 是理想的电压放大器
- R_1 和 R_2 表示每级的输出电阻
- C_{in} 和 C_N 表示每级的输入电容
- C_P 表示负载电容

传输函数的极点和电路中结点的关联



$$\begin{aligned} \text{传输函数 } H(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}}(s) &= \frac{\frac{1}{sC_{in}}}{R_S + \frac{1}{sC_{in}}} \times A_1 \times \frac{\frac{1}{sC_N}}{R_1 + \frac{1}{sC_N}} \times A_2 \times \frac{\frac{1}{sC_P}}{R_2 + \frac{1}{sC_P}} \\ &= \frac{A_1}{R_S C_{in} s + 1} \cdot \frac{A_2}{R_1 C_N s + 1} \cdot \frac{1}{R_2 C_P s + 1} = A_1 A_2 \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{\frac{1}{R_S C_{in}}}\right) \left(1 + \frac{s}{\frac{1}{R_1 C_N}}\right) \left(1 + \frac{s}{\frac{1}{R_2 C_P}}\right)} \end{aligned}$$

传输函数的极点和电路中结点的关联



$$\text{传输函数 } H(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = A_1 A_2 \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{\frac{1}{R_S C_{in}}}\right) \left(1 + \frac{s}{\frac{1}{R_1 C_N}}\right) \left(1 + \frac{s}{\frac{1}{R_2 C_P}}\right)}$$

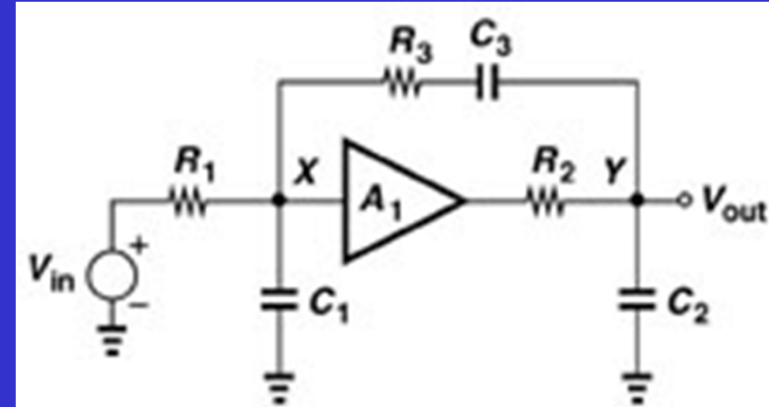
观察 $H(s)$ ，知：

- 1、传递函数有三个极点，每个结点对应一个极点
- 2、每个极点的值可以通过“对应结点到地看到的总电容”乘以“对应结点到地看到的总电阻”确定，如M结点对应的极点为 $1/R_S C_{in}$

但这种通过“每个结点对应一个极点”从而直接得出传输函数的方法不具有普适性

传输函数的极点和电路中结点的关联

当结点之间有除主路径以外的相互作用途径时，严格来讲，不能再用极点—结点关联法直接得出传输函数和极点



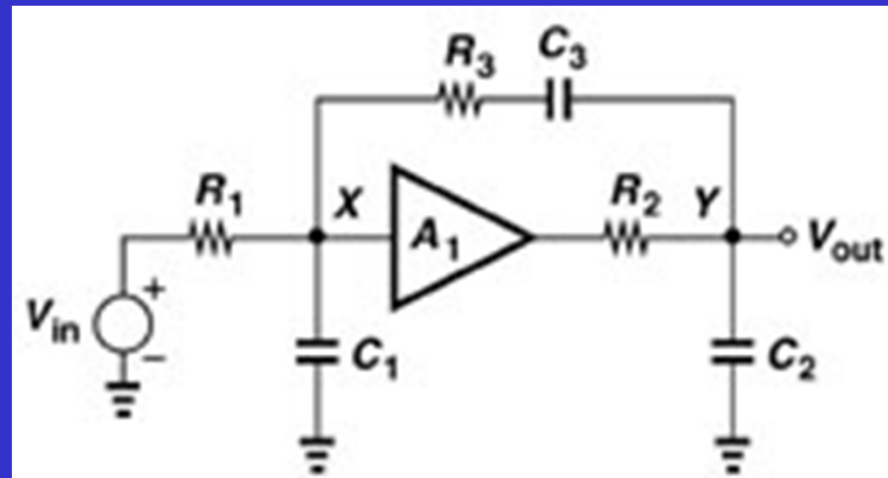
$$\therefore \frac{V_X - V_{in}}{R_1} + \frac{V_X}{\frac{1}{sC_1}} + \frac{V_X - V_{out}}{R_3 + \frac{1}{sC_3}} = 0, V_X A_1 \frac{\frac{1}{sC_2}}{\frac{1}{sC_2} + R_2} = V_{out}$$
$$\therefore H(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}}(s)$$

存在多个极点和零点

传输函数的极点和电路中结点的关联

当结点之间有除主路径以外的相互作用途径时，
不能再用极点—结点关联法直接得出传输函数和
极点

通常需要用密勒定理，把 R_3 串联 C_3 所对应的阻抗，转换为 X 结点对地阻抗 Z_1 和 Y 结点对地阻抗 Z_2 ，从而消除 X 和 Y 结点之间通过 R_3 和 C_3 的相互作用。再应用极点—结点关联法分析传输函数和极点。可以简化电路分析，但常会丢掉零点。



尽管如此，在分析许多电路的传输函数时，仍常用极点—结点关联法粗略估算传输函数和极点。会有误差，但可简化传输函数计算、分析

例6.3 用极点—结点关联法求极点

□求与结点X相关联的极点

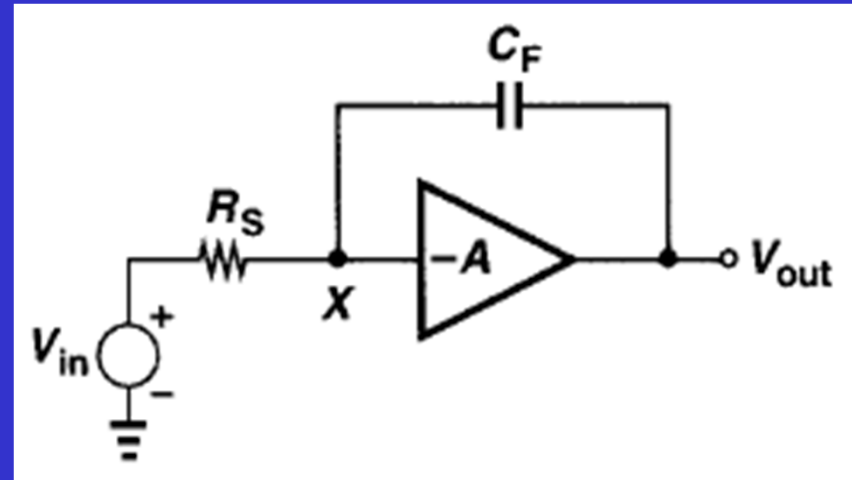
X结点对地的电容为: $(1+A)C_F$

X结点对地的阻抗为: R_S

∴ 对应的极点 (输入极点)

$$P = \frac{1}{R_S (1+A)C_F} \text{ (rad / s)}$$

可见, 对这个电路, 结果相同, 但用极点—结点关联法极大地简化了计算



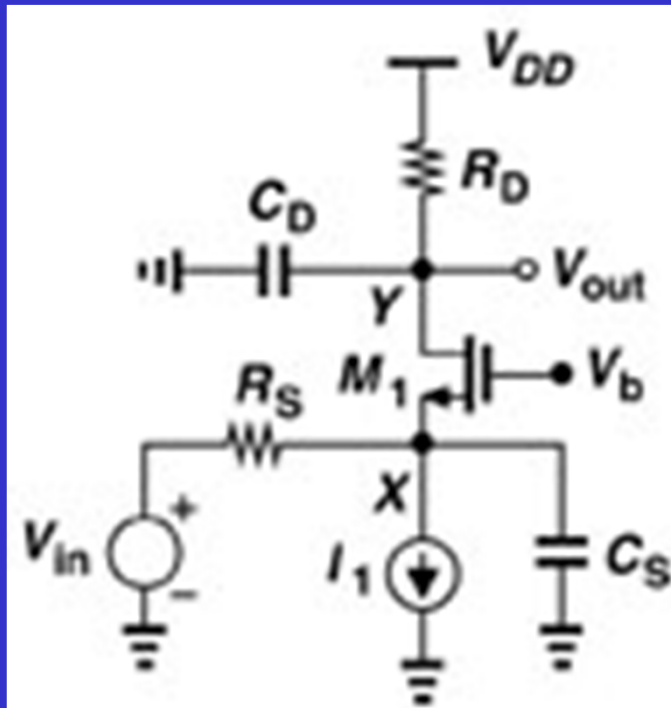
严格来推导

$$\frac{V_X - V_{in}}{R_S} + \frac{V_X - V_{out}}{\frac{1}{sC_F}} = 0, \quad V_X (-A) = V_{out}$$

$$\therefore H(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{-A}{1 + \frac{1}{R_S(1+A)C_F}}$$

例6.4 极点与结点关联法应用实例

共栅级（忽略 R_O ）
求传输函数



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

$$\omega_{out} = \frac{1}{(C_{GD} + C_{DB}) R_D}$$

如果不忽略 R_O ，则输入结点和输出结点间有相互作用，计算会复杂

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

本讲 放大器的频率特性

□概述

- ❖线性电路的S域分析法
- ❖密勒效应
- ❖极点与结点的关联

□共源级

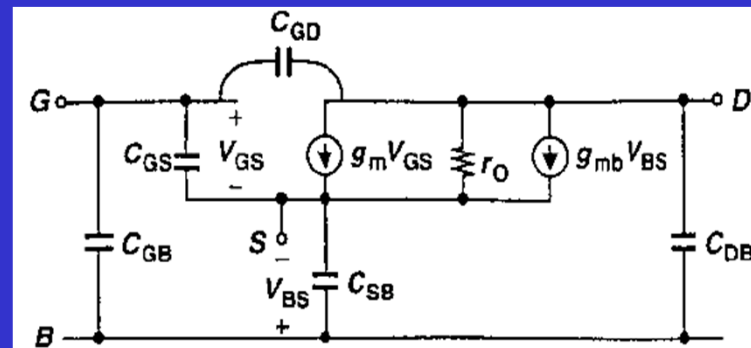
□源跟随器

□共栅级

□共源共栅级

□差分对

回顾MOSFET高频小信号模型



$$\text{跨导 } g_m: g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH}) = \frac{2I_D}{V_{GS} - V_{TH}} = \sqrt{2\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} I_D}$$

$$\text{体跨导 } g_{mb}: g_{mb} = \frac{\partial I_D}{\partial V_{BS}} = \frac{\partial I_D}{\partial V_{TH}} \cdot \frac{\partial V_{TH}}{\partial V_{BS}} = g_m \cdot \frac{\gamma}{2\sqrt{2\Phi_F + V_{SB}}} = \eta g_m \quad L = L_{eff}$$

$$\text{小信号电阻 } r_o: r_o = \left(\frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}}\right)^{-1} = \frac{V_E}{I_D} = \frac{1}{\lambda I_D}, \lambda = \frac{1}{V_E} = \frac{1}{L_{EFF}} \left(\frac{dX_d}{dV_{DS}}\right)$$

寄生电容:

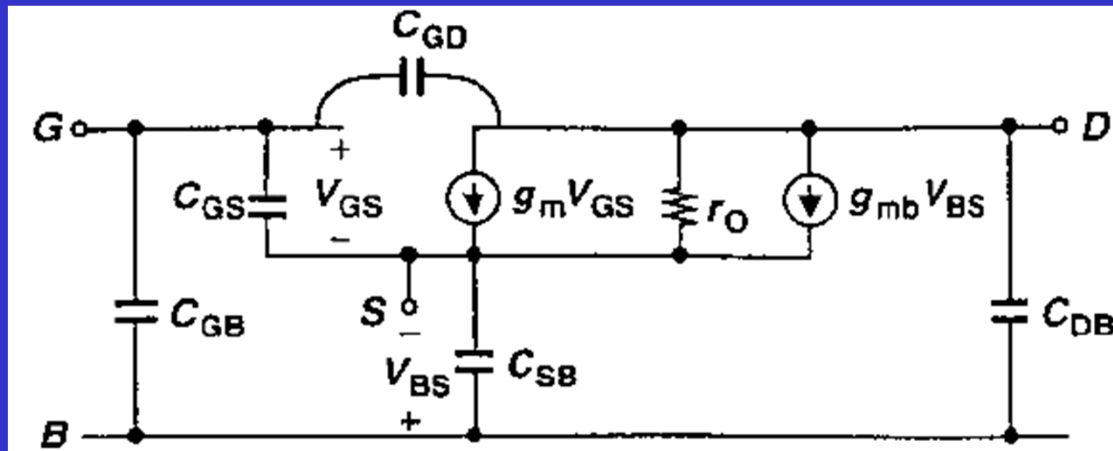
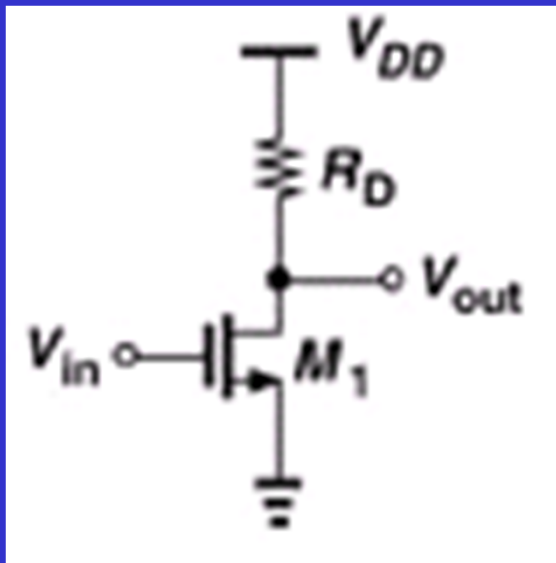
$$\text{饱和区: } C_{GS} = \frac{2}{3}WL_{eff}C_{OX} + WC_{OV}, C_{GD} = WC_{OV}, C_{GB} = \text{场区电容}$$

$$\text{线性区: } C_{GS} = \frac{1}{2}WL_{eff}C_{OX} + WC_{OV}, C_{GD} = \frac{1}{2}WL_{eff}C_{OX} + WC_{OV}, C_{GB} = \text{场区电容}$$

$$\text{截止区: } C_{GS} = C_{GD} = WC_{OV}, C_{GB} = \text{场区电容} + C_{OX} \text{ 串联 } C_d$$

$$C_{SB}, C_{DB}: \text{周长} \cdot C_{jsw} + \text{底面积} \cdot C_j, C_j = C_{j0} / (1 + V_R / \Phi_B)^m$$

共源级的频率特性



$$A_{v0} = -g_m R_D$$

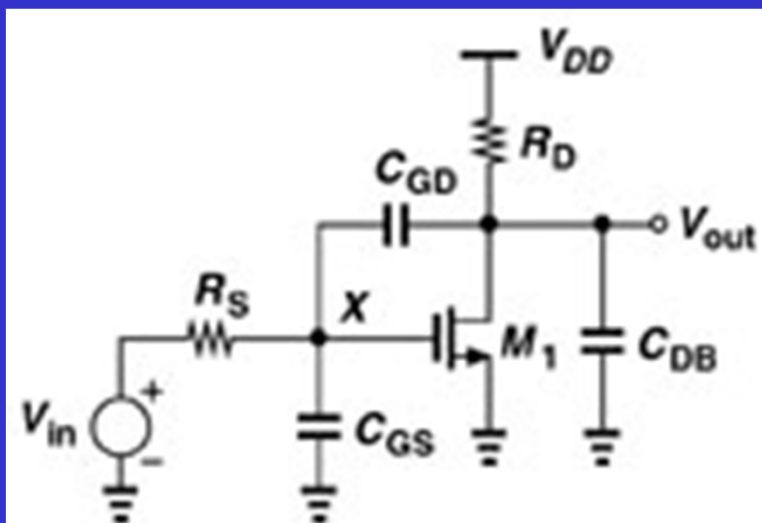
求传输函数：

首先：

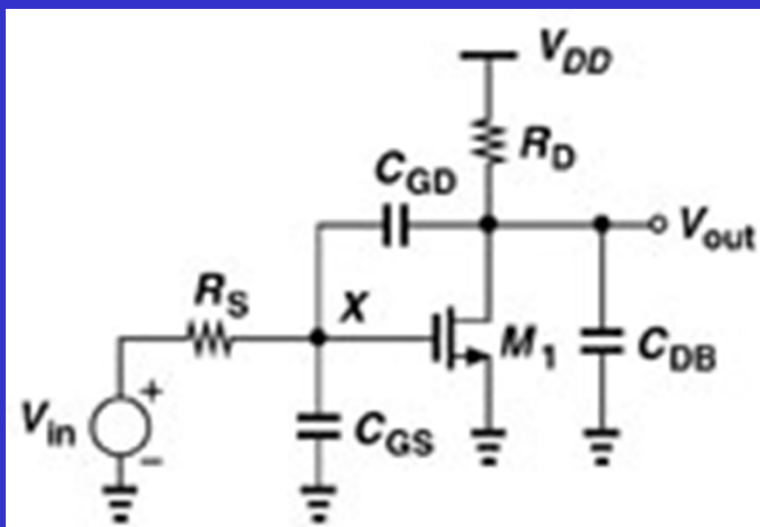
用结点-极点关联法估算出传输函数

然后：

用完整的小信号等效电路推导得到精确的传输函数



用极点-结点法估算传输函数



$$A_{v0} = -g_m R_D$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{-g_m R_D}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{in}}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_{out}}\right)}$$

忽略 C_{GD} 引入的输入和输出结点之间的相互作用

假定 $\lambda=0$, M1 工作在饱和区

输入结点对应的极点:

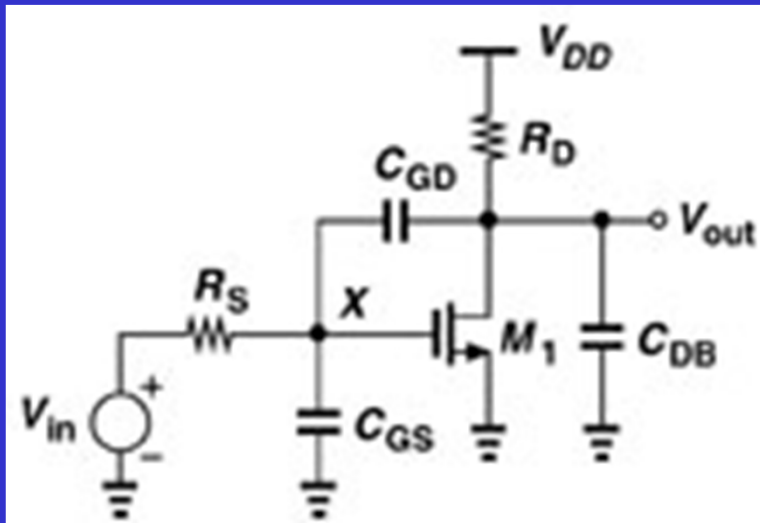
$$\omega_{in} = \frac{1}{R_S [C_{GS} + (1 + g_m R_D) C_{GD}]}$$

输出结点对应的极点:

$$\text{电容} = C_{GD}(1 - A_v^{-1}) + C_{DB} \approx C_{GD} + C_{DB}$$

$$\omega_{out} = \frac{1}{(C_{GD} + C_{DB})R_D}$$

用极点-结点法估算传输函数



$$A_{v0} = -g_m R_D$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{-g_m R_D}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{in}}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_{out}}\right)}$$

这种估算方法的价值:

直观, 计算简单, 能粗略反映出变化趋势

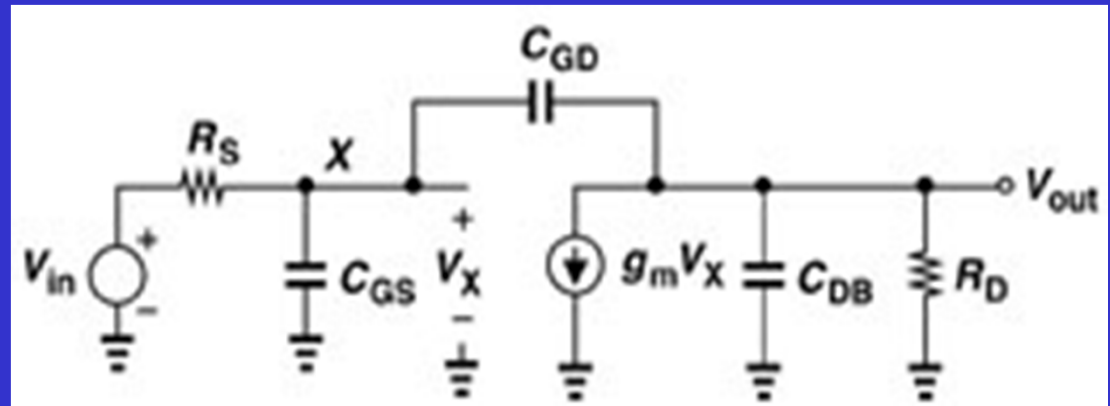
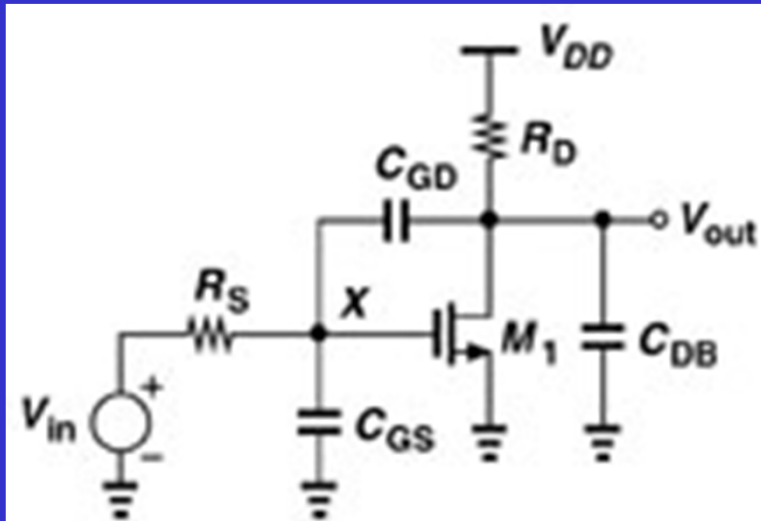
估算出的传输函数的主要误差:

- 1、没体现出零点的存在 (因为忽略了 C_{GD} 引入的输入和输出结点之间的相互作用)
- 2、用 $-g_m R_D$ 近似放大器的增益 (实际上应该用对应频率点的增益)

$$\omega_{in} = \frac{1}{R_S [C_{GS} + (1 + g_m R_D) C_{GD}]}$$

$$\omega_{out} = \frac{1}{(C_{GD} + C_{DB}) R_D}$$

用完整的小信号电路推导传输函数



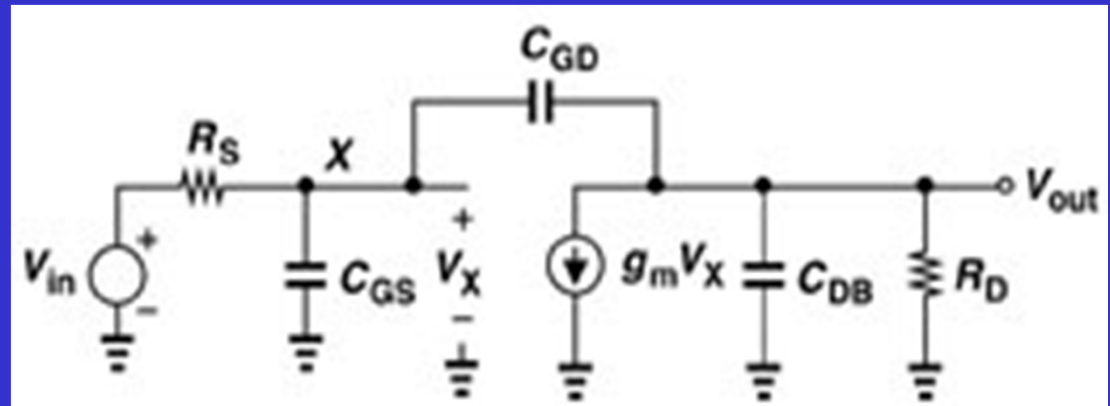
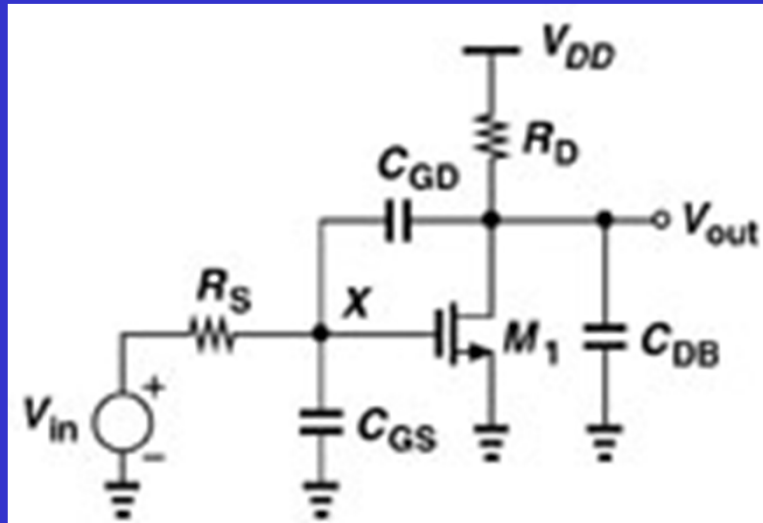
$$\frac{V_X - V_{in}}{R_S} + V_X C_{GS} s + (V_X - V_{out}) C_{GD} s = 0$$

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

解方程组，得精确的
传输函数：

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

用完整的小信号电路推导传输函数



$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{(sC_{GD} - g_m)R_D}{s^2 R_S R_D (C_{GS} C_{GD} + C_{GS} C_{DB} + C_{GD} C_{DB}) + s [R_S (1 + g_m R_D) C_{GD} + R_S C_{GS} + R_D (C_{GD} + C_{DB})] + 1}$$

$$= (-g_m R_D) \frac{1 - \frac{s}{\frac{g_m}{C_{GD}}}}{\left(\frac{s}{\omega_{p1}} + 1\right) \left(\frac{s}{\omega_{p2}} + 1\right)} = A_{v0} \frac{1 - \frac{s}{\omega_z}}{\left(\frac{s}{\omega_{p1}} + 1\right) \left(\frac{s}{\omega_{p2}} + 1\right)}$$

用完整的小信号电路推导传输函数

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{(sC_{GD} - g_m)R_D}{s^2 R_S R_D (C_{GS} C_{GD} + C_{GS} C_{DB} + C_{GD} C_{DB}) + s [R_S (1 + g_m R_D) C_{GD} + R_S C_{GS} + R_D (C_{GD} + C_{DB})] + 1}$$

$$= (-g_m R_D) \frac{1 - \frac{s}{\frac{g_m}{C_{GD}}}}{\left(\frac{s}{\omega_{p1}} + 1\right) \left(\frac{s}{\omega_{p2}} + 1\right)} = A_{v0} \frac{1 - \frac{s}{\omega_z}}{\left(\frac{s}{\omega_{p1}} + 1\right) \left(\frac{s}{\omega_{p2}} + 1\right)} = A_{v0} \frac{1 - \frac{s}{\omega_z}}{\frac{s^2}{\omega_{p1} \omega_{p2}} + s \left(\frac{1}{\omega_{p1}} + \frac{1}{\omega_{p2}}\right) + 1}$$

假定 $\omega_{p1} \ll \omega_{p2}$, 则:

$$\omega_{p1} \approx \frac{1}{R_S [(1 + g_m R_D) C_{GD} + C_{GS}] + R_D (C_{GD} + C_{DB})}$$

用极点-结点关联法
求得的极点结果:

$$\omega_{in} = \frac{1}{R_S [(1 + g_m R_D) C_{GD} + C_{GS}]}$$

用完整的小信号电路推导传输函数

假定 $\omega_{p1} \ll \omega_{p2}$, 则:

$$\omega_{p1} \approx \frac{1}{R_S [(1 + g_m R_D) C_{GD} + C_{GS}] + R_D (C_{GD} + C_{DB})}$$

$$\omega_{in} = \frac{1}{R_S [(1 + g_m R_D) C_{GD} + C_{GS}]}$$

两种方法所得结构对照: $R_D(C_{GD} + C_{DB})$ 项在一些情况下可忽略时, 结果相同

结论:

- 1、用极点-结点关联法求输入结点对应的极点简单、省力
- 2、用低频增益计算密勒乘积项可行

用完整的小信号电路推导传输函数

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{(sC_{GD} - g_m)R_D}{s^2 R_S R_D (C_{GS} C_{GD} + C_{GS} C_{DB} + C_{GD} C_{DB}) + s [R_S (1 + g_m R_D) C_{GD} + R_S C_{GS} + R_D (C_{GD} + C_{DB})] + 1}$$

$$= (-g_m R_D) \frac{1 - \frac{s}{\frac{g_m}{C_{GD}}}}{\left(\frac{s}{\omega_{p1}} + 1\right) \left(\frac{s}{\omega_{p2}} + 1\right)} = A_{v0} \frac{1 - \frac{s}{\omega_z}}{\left(\frac{s}{\omega_{p1}} + 1\right) \left(\frac{s}{\omega_{p2}} + 1\right)} = A_{v0} \frac{1 - \frac{s}{\omega_z}}{\frac{s^2}{\omega_{p1} \omega_{p2}} + s \left(\frac{1}{\omega_{p1}} + \frac{1}{\omega_{p2}}\right) + 1}$$

假定 $\omega_{p1} \ll \omega_{p2}$, 则:

$$\omega_{p1} \approx \frac{1}{R_S [(1 + g_m R_D) C_{GD} + C_{GS}] + R_D (C_{GD} + C_{DB})}$$

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

用完整的小信号电路推导传输函数

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{(sC_{GD} - g_m)R_D}{s^2 R_S R_D (C_{GS} C_{GD} + C_{GS} C_{DB} + C_{GD} C_{DB}) + s [R_S (1 + g_m R_D) C_{GD} + R_S C_{GS} + R_D (C_{GD} + C_{DB})] + 1}$$

$$= (-g_m R_D) \frac{1 - \frac{s}{\frac{g_m}{C_{GD}}}}{\left(\frac{s}{\omega_{p1}} + 1\right) \left(\frac{s}{\omega_{p2}} + 1\right)} = A_{v0} \frac{1 - \frac{s}{\omega_z}}{\left(\frac{s}{\omega_{p1}} + 1\right) \left(\frac{s}{\omega_{p2}} + 1\right)} = A_{v0} \frac{1 - \frac{s}{\omega_z}}{\frac{s^2}{\omega_{p1} \omega_{p2}} + s \left(\frac{1}{\omega_{p1}} + \frac{1}{\omega_{p2}}\right) + 1}$$

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

与用极点-结点
关联法求得的结果同

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

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

$$\omega_{out} = \frac{1}{(C_{GD} + C_{DB}) R_D}$$

用完整的小信号电路推导传输函数

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{(sC_{GD} - g_m)R_D}{s^2 R_S R_D (C_{GS} C_{GD} + C_{GS} C_{DB} + C_{GD} C_{DB}) + s [R_S (1 + g_m R_D) C_{GD} + R_S C_{GS} + R_D (C_{GD} + C_{DB})] + 1}$$

$$= (-g_m R_D) \frac{1 - \frac{s}{\frac{g_m}{C_{GD}}}}{\left(\frac{s}{\omega_{p1}} + 1\right)\left(\frac{s}{\omega_{p2}} + 1\right)} = A_{v0} \frac{1 - \frac{s}{\omega_z}}{\left(\frac{s}{\omega_{p1}} + 1\right)\left(\frac{s}{\omega_{p2}} + 1\right)} = A_{v0} \frac{1 - \frac{s}{\omega_z}}{\frac{s^2}{\omega_{p1}\omega_{p2}} + s\left(\frac{1}{\omega_{p1}} + \frac{1}{\omega_{p2}}\right) + 1}$$

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

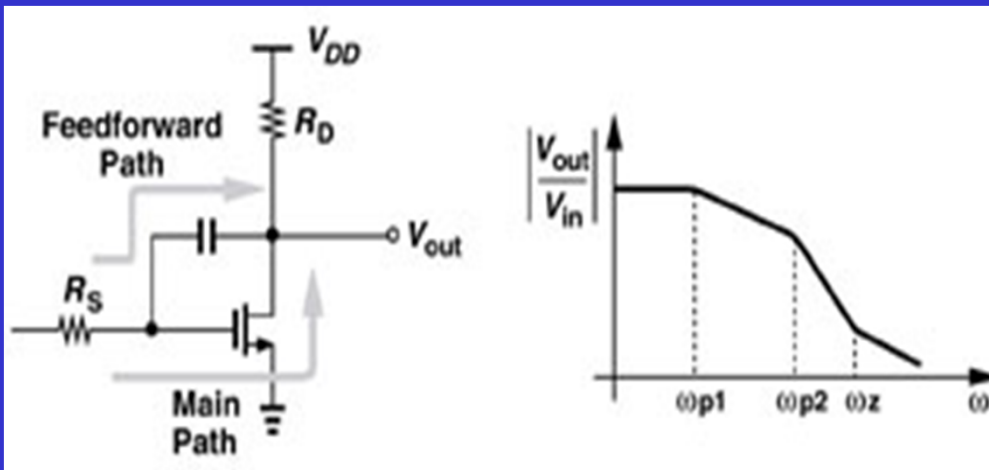
用极点-结点关联法求得的结果中无此零点

源于输入、输出通过 C_{GD} 的直接耦合；高频时输入信号直接通过该电容到输出端；位于波特图的右半平面，会引起反馈放大器的稳定性问题

用完整的小信号电路推导传输函数

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{(sC_{GD} - g_m)R_D}{s^2 R_S R_D (C_{GS} C_{GD} + C_{GS} C_{DB} + C_{GD} C_{DB}) + s [R_S (1 + g_m R_D) C_{GD} + R_S C_{GS} + R_D (C_{GD} + C_{DB})] + 1}$$

$$= (-g_m R_D) \frac{1 - \frac{s}{\frac{g_m}{C_{GD}}}}{\left(\frac{s}{\omega_{p1}} + 1\right) \left(\frac{s}{\omega_{p2}} + 1\right)} = A_{v0} \frac{1 - \frac{s}{\omega_z}}{\left(\frac{s}{\omega_{p1}} + 1\right) \left(\frac{s}{\omega_{p2}} + 1\right)} = A_{v0} \frac{1 - \frac{s}{\omega_z}}{\frac{s^2}{\omega_{p1} \omega_{p2}} + s \left(\frac{1}{\omega_{p1}} + \frac{1}{\omega_{p2}}\right) + 1}$$

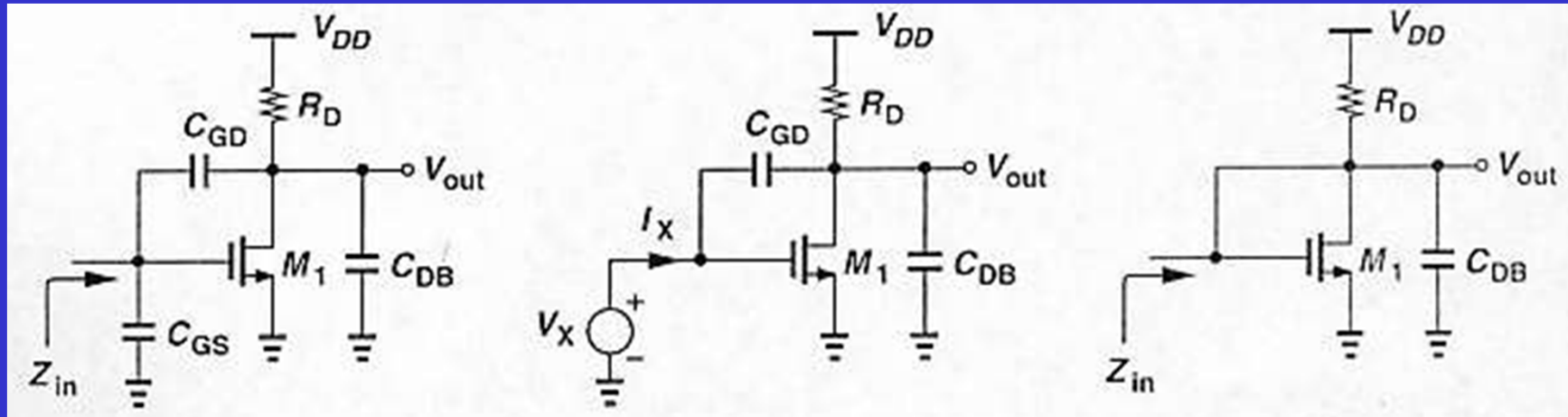


$$\left| \frac{V_{out}}{V_{in}} \right| = |A_{v0}| \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_z}\right)^2}}{\sqrt{\left(\frac{\omega}{\omega_{p1}}\right)^2 + 1} \sqrt{\left(\frac{\omega}{\omega_{p2}}\right)^2 + 1}}$$

高频时输入信号直接通过该电容到输出端，引起曲线下降斜率低于-40dB/dec

输入阻抗随频率的变化

高频应用中，输入阻抗的频率特性很重要

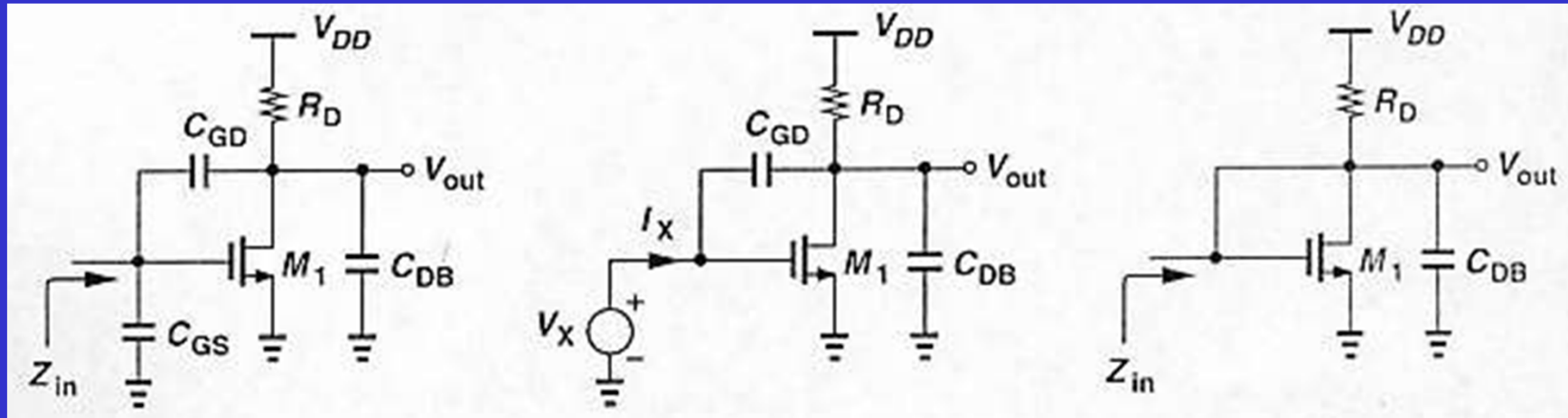


$$(I_X - g_m V_X) \frac{R_D}{1 + R_D C_{DB} s} + \frac{I_X}{C_{GD} s} = V_X$$

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

$$R_{in} = \frac{1 + R_D (C_{GD} + C_{DB}) s}{C_{GD} s (1 + g_m R_D + R_D C_{DB} s)} \parallel \frac{1}{C_{GS} s}$$

输入阻抗随频率的变化



$$R_{in} = \frac{1 + R_D(C_{GD} + C_{DB})s}{C_{GD}s(1 + g_m R_D + R_D C_{DB}s)} \parallel \frac{1}{C_{GS}s}$$

某些频率下，

当 $|R_D(C_{GD} + C_{DB})s| \ll 1$

且 $|R_D C_{DB}s| \ll (1 + g_m R_D)$ 时：

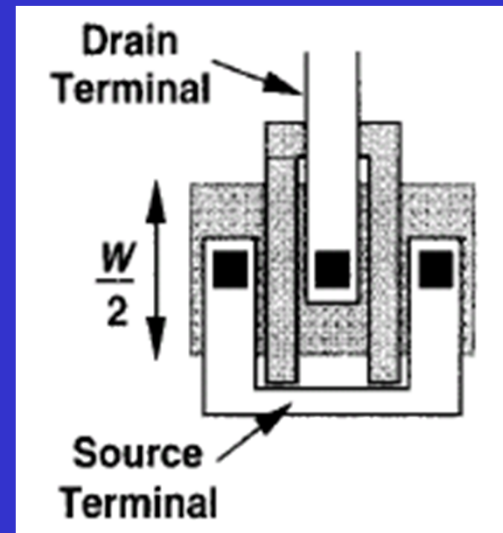
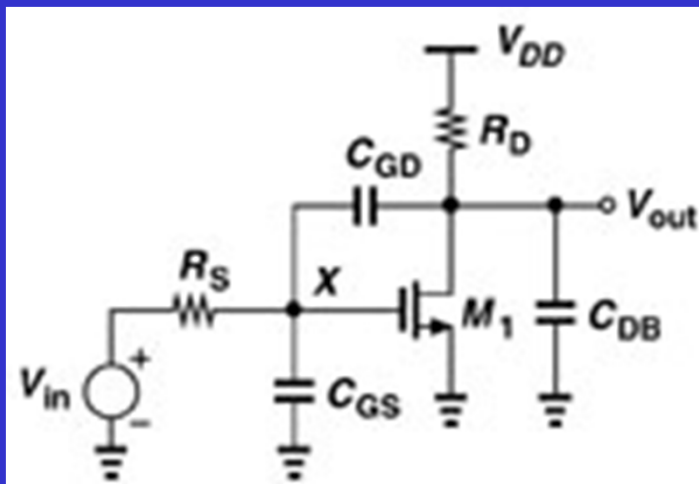
$$R_{in} = \frac{1}{C_{GD}(1 + g_m R_D)s} \parallel \frac{1}{C_{GS}s}$$

等于密勒近似时的结果，输入阻抗是容性的

更高频率下，输入阻抗中既有实数部分，又有虚数部分，不是简单的电阻阻抗或电容阻抗

例题 求CS级的极零点

□ 对于图示电路, $(W/L)_1=50/0.5$, $R_S=1K\Omega$, $R_D=2K\Omega$, $I_{D1}=1mA$, M1管版图按图2.32(b)所示结构, $E=1.5\mu m$ 。确定该电路的极零点。

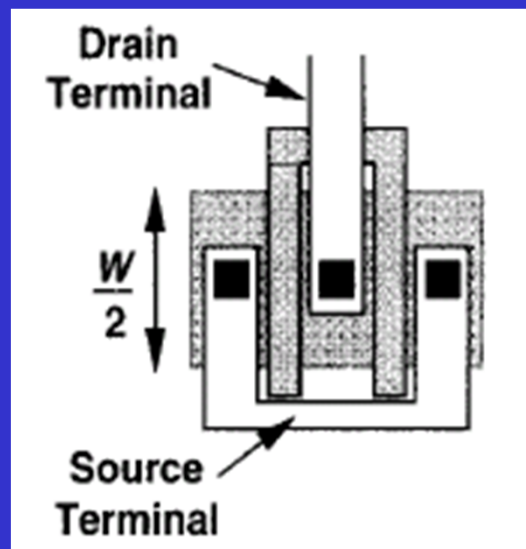
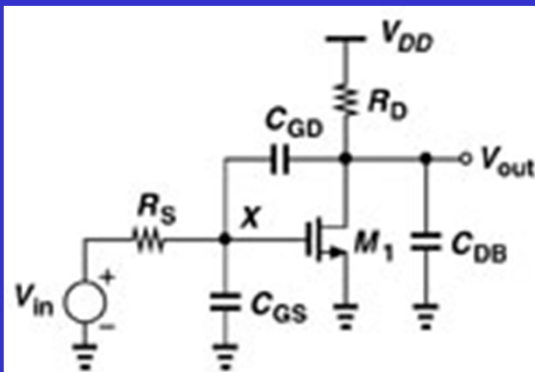


$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{(sC_{GD} - g_m)R_D}{s^2 R_S R_D (C_{GS} C_{GD} + C_{GS} C_{DB} + C_{GD} C_{DB}) + s [R_S (1 + g_m R_D) C_{GD} + R_S C_{GS} + R_D (C_{GD} + C_{DB})] + 1}$$

首先求出跨导和各寄生电容的值。代入上式, 即可求出极零点。

$$g_m = \sqrt{2I_{D1}\mu_n C_{OX} \frac{W}{L}} = \sqrt{2 \times 1 \times 0.13429 \times \frac{50}{0.5}} = 5.18 [mA/V]$$

例题 求CS级的极零点



$$V_D = V_{DD} - I_{D1} R_D = 3 - 1 \times 2 = 1V$$

$$C_{GS} = \frac{2}{3} W L_{eff} C_{OX} + W C_{OV}$$

$$= \frac{2}{3} \times 50 \times (0.5 - 2 \times 0.08) \times 3.836 + 50 \times 0.4 = 63.47 fF$$

$$C_{GD} = W C_{OV} = 50 \times 0.4 = 20 fF$$

$$C_{jsw} = C_{jsw0} / (1 + V_R / \Phi_B)^{mjsw} = \frac{0.0035}{(1 + \frac{1}{0.9})^{0.2}} = 0.003 fF / \mu m$$

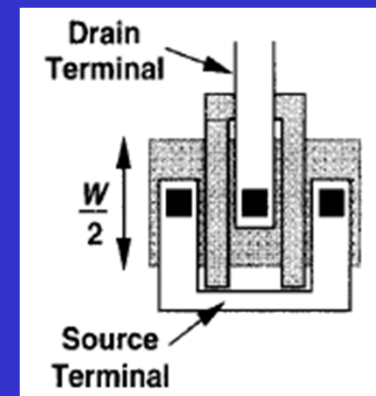
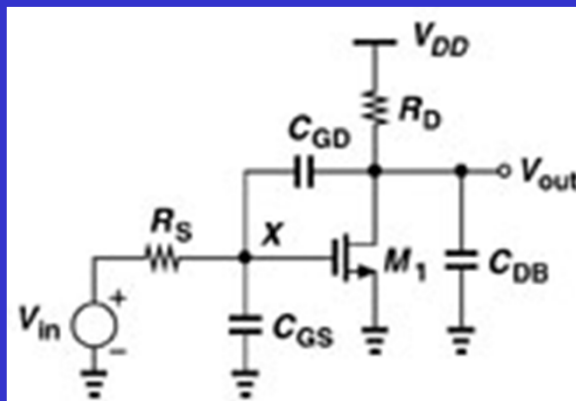
$$C_j = C_{j0} / (1 + V_R / \Phi_B)^{mj} = \frac{0.56}{(1 + \frac{1}{0.9})^{0.45}} = 0.4 fF / \mu m^2$$

$$C_{DB} = \text{周长} \cdot C_{jsw} + \text{底面积} \cdot C_j = (\frac{W}{2} + E) \times 2 \times C_{jsw} + \frac{W}{2} \times E \times C_j$$

$$= (25 + 1.5) \times 2 \times 0.003 + 25 \times 1.5 \times 0.4 = 15.159 fF$$

例题 求CS级的极零点

□ 对于图示电路, $(W/L)_1=50/0.5$, $R_S=1K\Omega$, $R_D=2K\Omega$, $I_{D1}=1mA$, M1管版图按图2.32(b)所示结构, $E=1.5\mu m$ 。确定该电路的极零点。



将求得的跨导等代入下式:

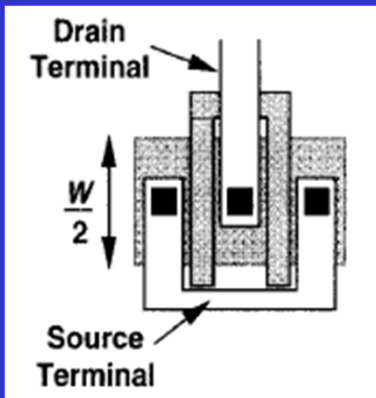
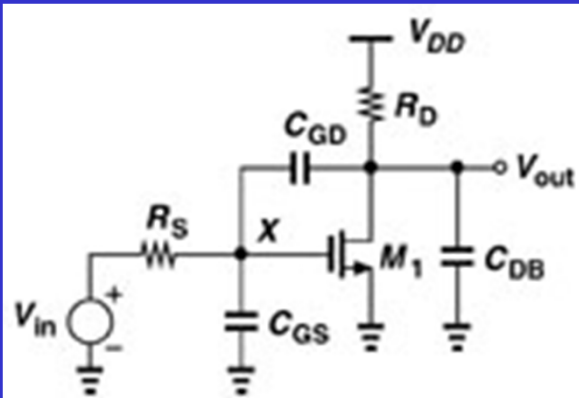
$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{(sC_{GD} - g_m)R_D}{s^2 R_S R_D (C_{GS} C_{GD} + C_{GS} C_{DB} + C_{GD} C_{DB}) + s \left[R_S (1 + g_m R_D) C_{GD} + R_S C_{GS} + R_D (C_{GD} + C_{DB}) \right] + 1}$$

得:

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{(s \times 20 fF - 5.18 mA/V) \times 2 K\Omega}{5069.4 \times 10^{-24} s^2 + 360.988 \times 10^{-12} s + 1}$$

例题 求CS级的极零点

□ 对于图示电路, $(W/L)_1=50/0.5$, $R_S=1K\Omega$, $R_D=2K\Omega$, $I_{D1}=1mA$, M1管版图按图2.32(b)所示结构, $E=1.5\mu m$ 。确定该电路的极零点。



$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{(s \times 20 \text{ fF} - 5.18 \text{ mA/V}) \times 2 \text{ K}\Omega}{5069.4 \times 10^{-24} s^2 + 360.988 \times 10^{-12} s + 1}$$

令分子等于0, 解得的根即为零点:

$$\omega_z = \frac{g_m}{C_{GD}} = 259 \times 10^9 [\text{rad / sec}]$$

令分母等于0, 解得的根即为极点:

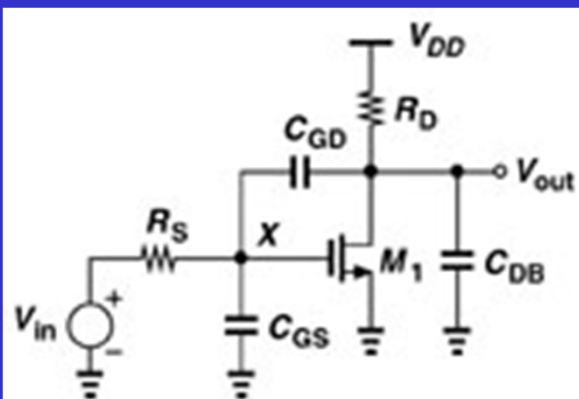
$$\omega_{p1} = -2.89 \times 10^9 [\text{rad / sec}]$$

$$\omega_{p2} = -68.3 \times 10^9 [\text{rad / sec}]$$

假定 “ $\omega_{p1} \ll \omega_{p2}$ ” 是成立的

例题 求CS级的极零点

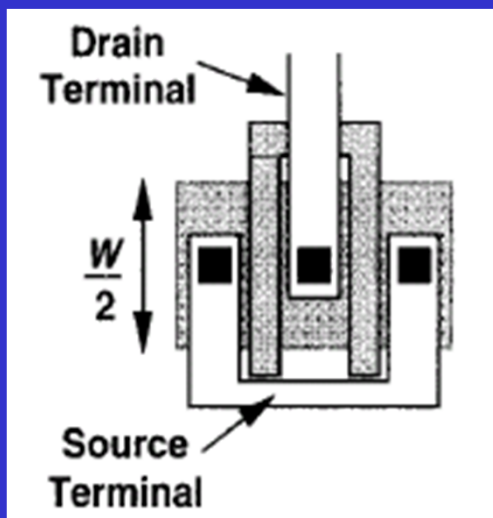
□ 对于图示电路, $(W/L)_1=50/0.5$, $R_S=1K\Omega$, $R_D=2K\Omega$, $I_{D1}=1mA$, M1管版图按图2.32(b)所示结构, $E=1.5\mu m$ 。确定该电路的极零点。



若直接用下式计算:

$$\omega_{p1} \approx \frac{1}{R_S [(1 + g_m R_D) C_{GD} + C_{GS}] + R_D (C_{GD} + C_{DB})}$$

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



有风险。因为前提是 $\omega_{p1} \ll \omega_{p2}$ 。

粗略估算时, 可用极点 - 节点关联法计算极点:

$$\omega_{in} = \frac{1}{R_S [(1 + g_m R_D) C_{GD} + C_{GS}]}, \omega_{out} = \frac{1}{(C_{GD} + C_{DB}) R_D}$$

本讲 放大器的频率特性

□概述

- ❖线性电路的S域分析法
- ❖密勒效应
- ❖极点与结点的关联

□共源级

□源跟随器

□共栅级

□共源共栅级

□差分对

低频特性回顾

做电压平移

$$V_{GS} = V_{TH} + V_{OV} = \sqrt{\frac{2I}{\mu C_{ox} \frac{W}{L}}}$$

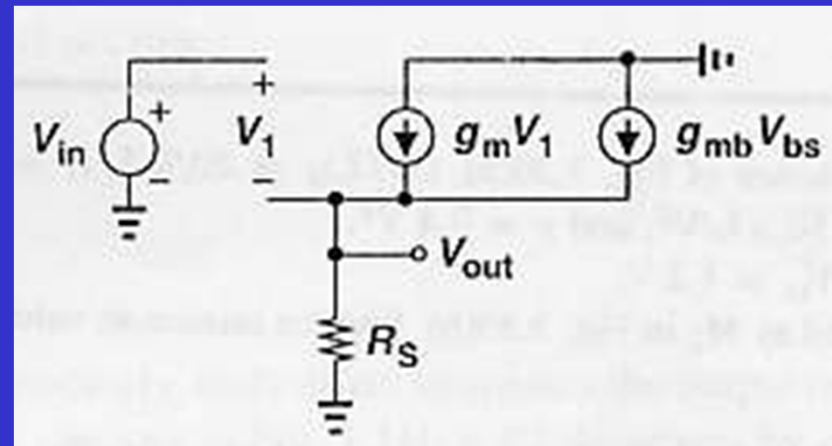
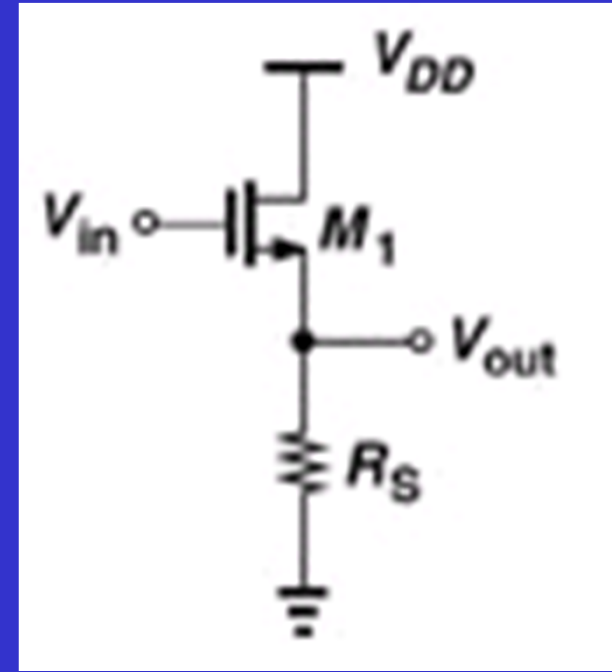
$$A_v = \frac{g_m R_S}{1 + (g_m + g_{mb}) R_S}$$

$$= \frac{1}{\frac{1}{g_m R_S} + (1 + \eta)} \approx \frac{1}{1 + \eta} \quad (\text{当 } g_m R_S \text{ 足够大时})$$

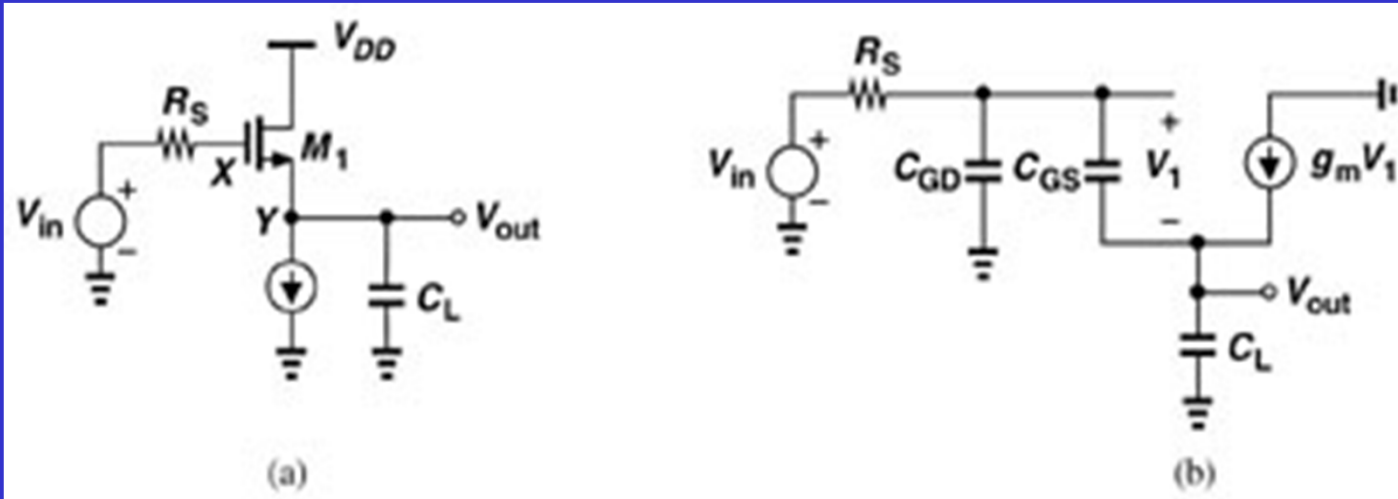
$$R_{in} = \infty$$

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

做缓冲器，实现阻抗转换
在高输出阻抗电路驱动低阻负载时



传输函数和主极点



$C_{DB}=0$

C_{SB} 包含在 C_L 中

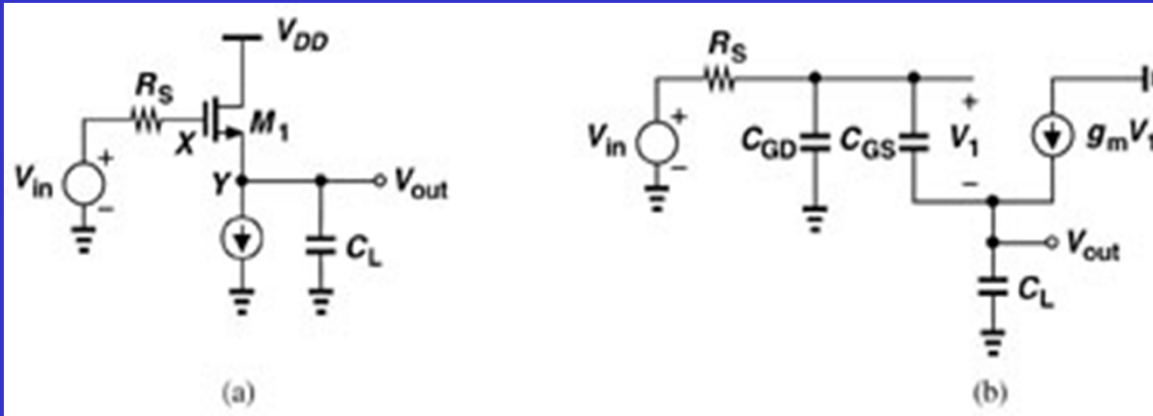
C_{GB} 由场氧化层电容构成，常被忽略

忽略体效应以简化计算

由于输入与输出间通过 C_{GS} 有很强的相互作用，不能直接用极点节点关联法。根据小信号等效电路，推导出 A_v

$$\begin{aligned} \frac{v_o}{v_i} &= \frac{\left(1 + \frac{s}{g_m / C_{GS}}\right)}{s^2 [R_S (C_{GS} C_L + C_{GS} C_{GD} + C_{GD} C_L) / g_m] + s [(g_m R_S C_{GD} + C_L + C_{GS}) / g_m] + 1} \\ &= \frac{\left(1 + \frac{s}{z}\right)}{\left(\frac{s}{p_1} + 1\right) \left(\frac{s}{p_2} + 1\right)} \end{aligned}$$

传输函数和主极点



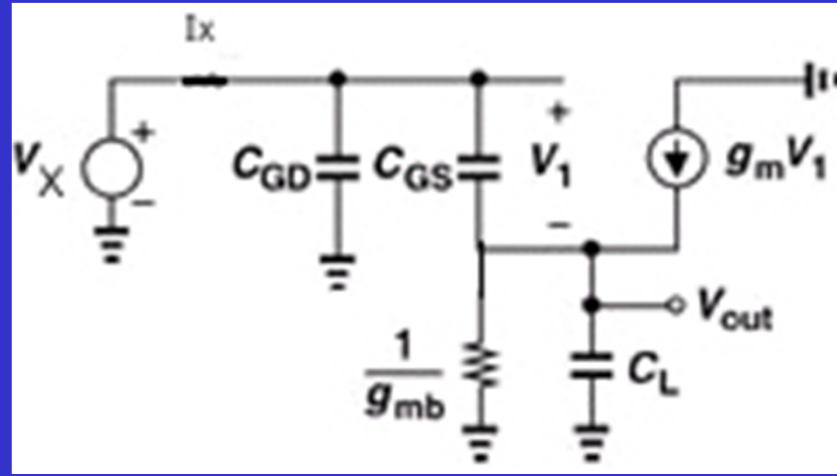
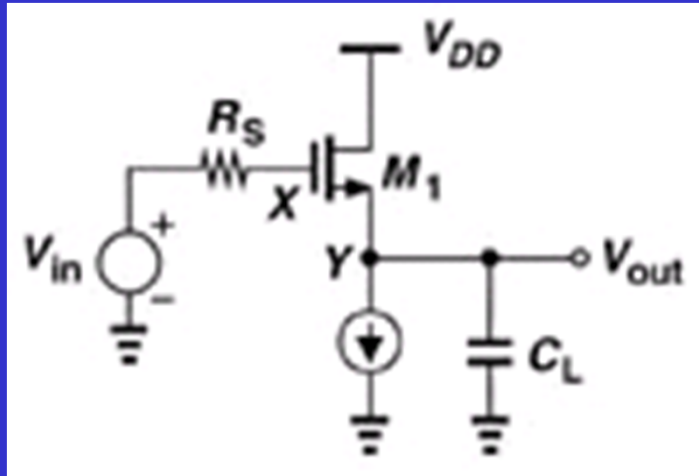
有一个负零点；它来源于通过 C_{GS} 的信号传导

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{\left(1 + \frac{s}{g_m / C_{GS}}\right)}{s^2 [R_S (C_{GS} C_L + C_{GS} C_{GD} + C_{GD} C_L) / g_m] + s [(g_m R_S C_{GD} + C_L + C_{GS}) / g_m] + 1} = \frac{\left(1 + \frac{s}{z}\right)}{\left(\frac{s}{p_1} + 1\right) \left(\frac{s}{p_2} + 1\right)}$$

$$f_{p1} \approx \frac{g_m}{2\pi (g_m R_S C_{GD} + C_L + C_{GS})} = \frac{1}{2\pi \left(R_S C_{GD} + \frac{C_L + C_{GS}}{g_m} \right)}, \text{ 假定 } f_{p2} \gg f_{p1}$$

$$\text{当 } R_S = 0 \text{ 时, } f_{p1} \approx 1 / \left(2\pi \frac{C_L + C_{GS}}{g_m} \right)$$

输入阻抗



$$Z_{in} = \frac{V_X}{I_X} \approx \frac{1}{sC_{GD}} \parallel \left[\frac{1}{sC_{GS}} + \left(1 + \frac{g_m}{sC_{GS}} \right) \frac{1}{g_{mb} + sC_L} \right]$$

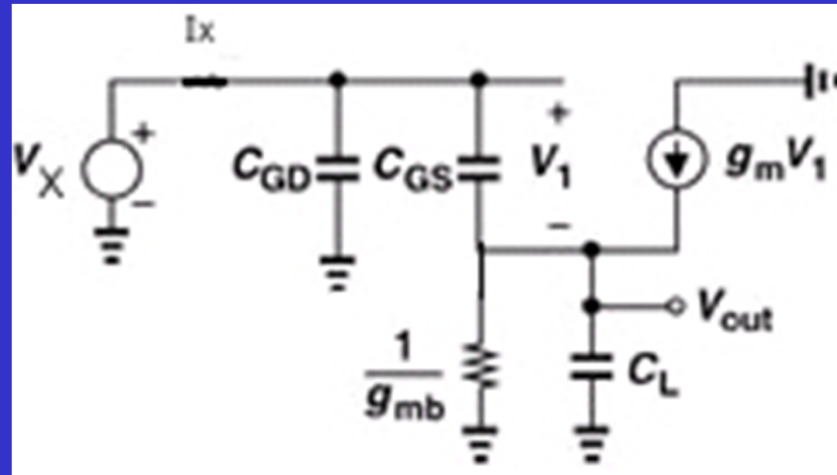
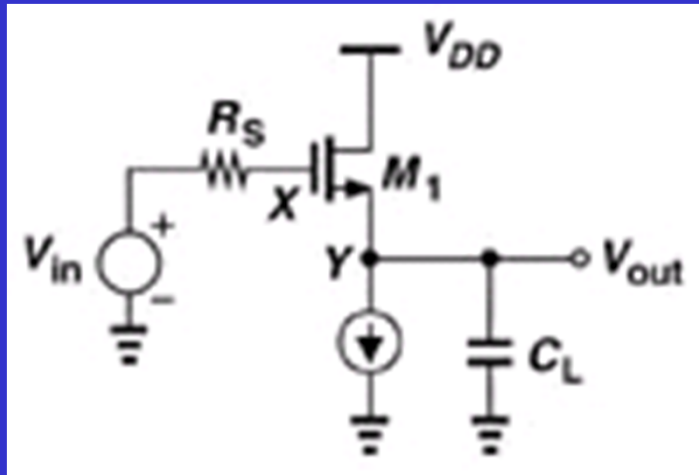
$$A_{v0} = \frac{g_m}{g_m + g_{mb}}$$

低频时，有 $g_{mb} \gg |sC_L|$ ：

$$Z_{in} \approx \frac{1}{sC_{GD}} \parallel \left[\frac{1}{sC_{GS}} (1 + g_m / g_{mb}) + 1 / g_{mb} \right]$$

\therefore 从X结点看进去的电容 $C_{GS} g_{mb} / (g_m + g_{mb})$ 与用密勒定理得到的结果同

输入阻抗



$$Z_{in} = \frac{V_X}{I_X} \approx \frac{1}{sC_{GD}} \parallel \left[\frac{1}{sC_{GS}} + \left(1 + \frac{g_m}{sC_{GS}} \right) \frac{1}{g_{mb} + sC_L} \right]$$

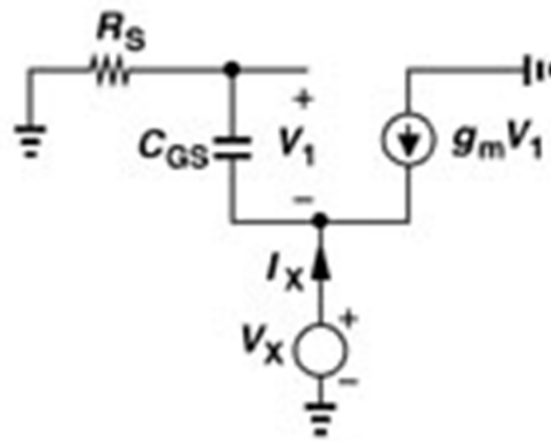
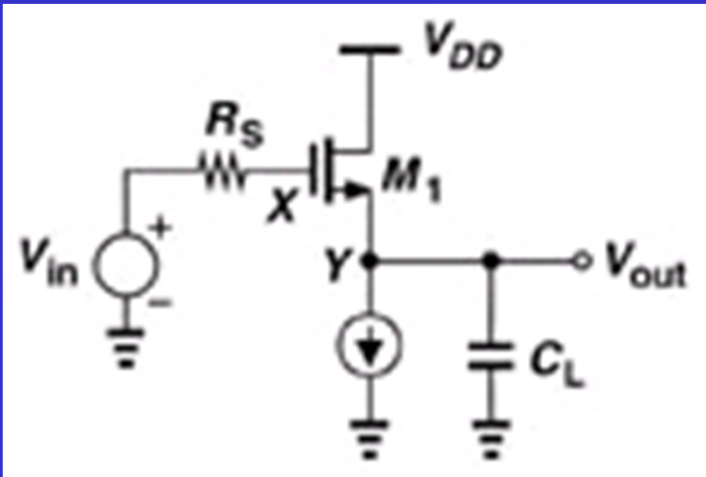
高频时, $g_{mb} \ll |sC_L|$:

$$Z_{in} \approx \frac{1}{sC_{GD}} \parallel \left(\frac{1}{sC_{GS}} + \frac{1}{sC_L} + \frac{g_m}{s^2 C_{GS} C_L} \right)$$

阻抗由 C_{GD} 并联一个串联组合构成;

串联组合由 C_{GS} 、 C_L 和一个阻值为 $-g_m/(C_{GS}C_L\omega^2)$ 的负值电阻构成

输出阻抗



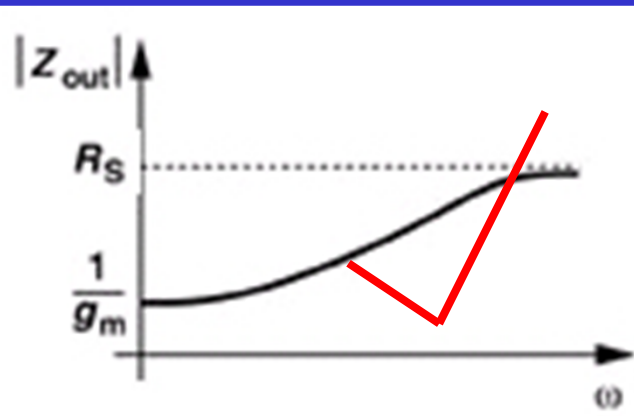
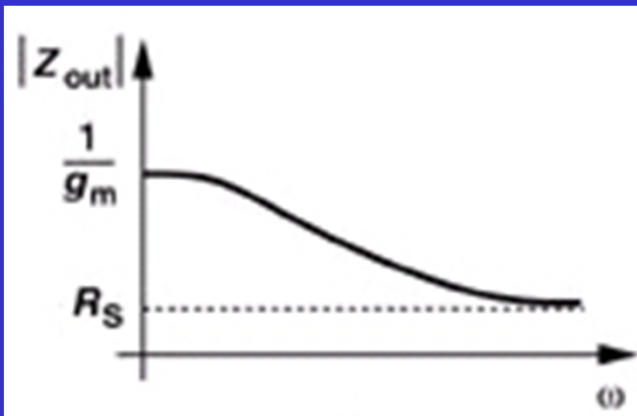
$$Z_{OUT} = V_X / I_X$$

$$= \frac{sR_S C_{GS} + 1}{g_m + sC_{GS}}$$

$\approx 1/g_m$ (低频时),
或 $\approx R_S$ (高频时)

忽略体效应、 C_{SB} 和 C_{GD} 的影响

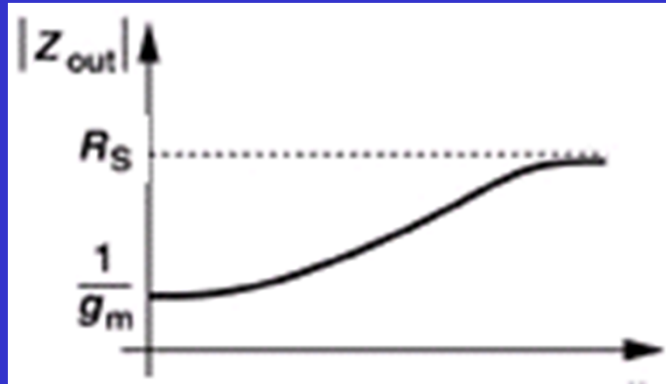
体效应、 C_{SB} 引入与输出并联的阻抗;
 C_{GD} 引入与 R_S 并联的阻抗



低频时流过 R_S 的电流很小, C_{GS} 上的 V_1 等于 $-V_X$;
高频时 C_{GS} 把栅源短路

做缓冲器使用时, 应该是 R_S (信号源内阻) 比 $1/g_m$ (低频 Z_{out}) 大

输出阻抗

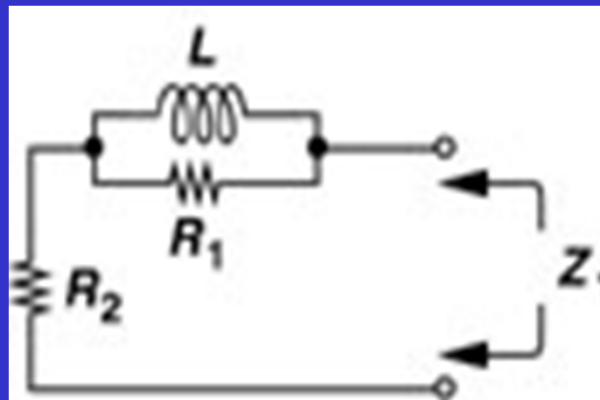
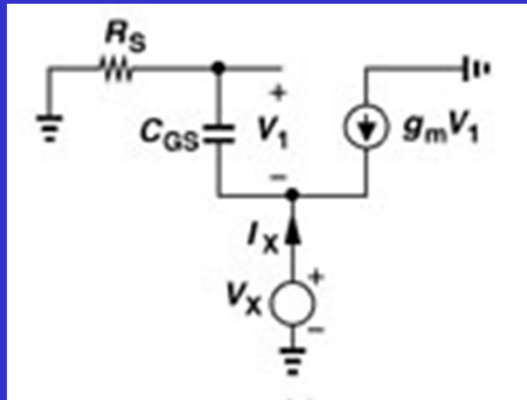


$$Z_{OUT} = V_X / I_X$$

$$= \frac{sR_S C_{GS} + 1}{g_m + sC_{GS}}$$

$\approx 1/g_m$ (低频时) , 或 $\approx R_S$ (高频时)

Z_{out} 随频率增大而增大，类似电感的阻抗 sL 随频率的变化，因此，怀疑输出阻抗含有电感元件的特性



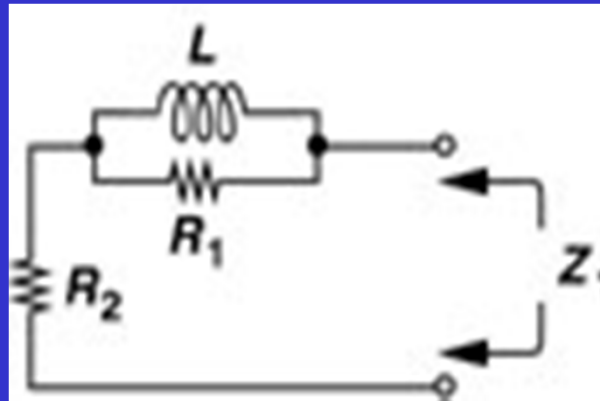
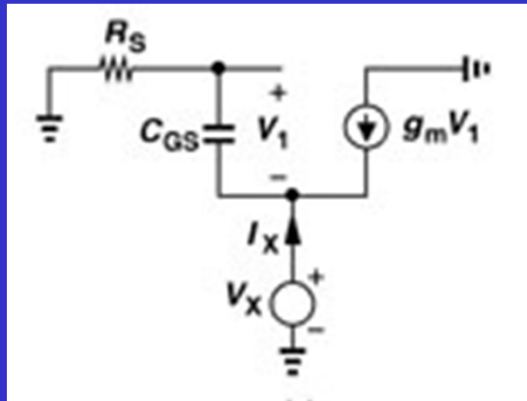
$$R_2 = 1/g_m$$

$$R_1 = R_S - 1/g_m$$

$$L = \frac{C_{GS}}{g_m} (R_S - 1/g_m)$$

源随器被大电阻 (R_S) 驱动时，输出阻抗中的电感行为会很明显；若驱动大负载电容会使输出做减幅振荡

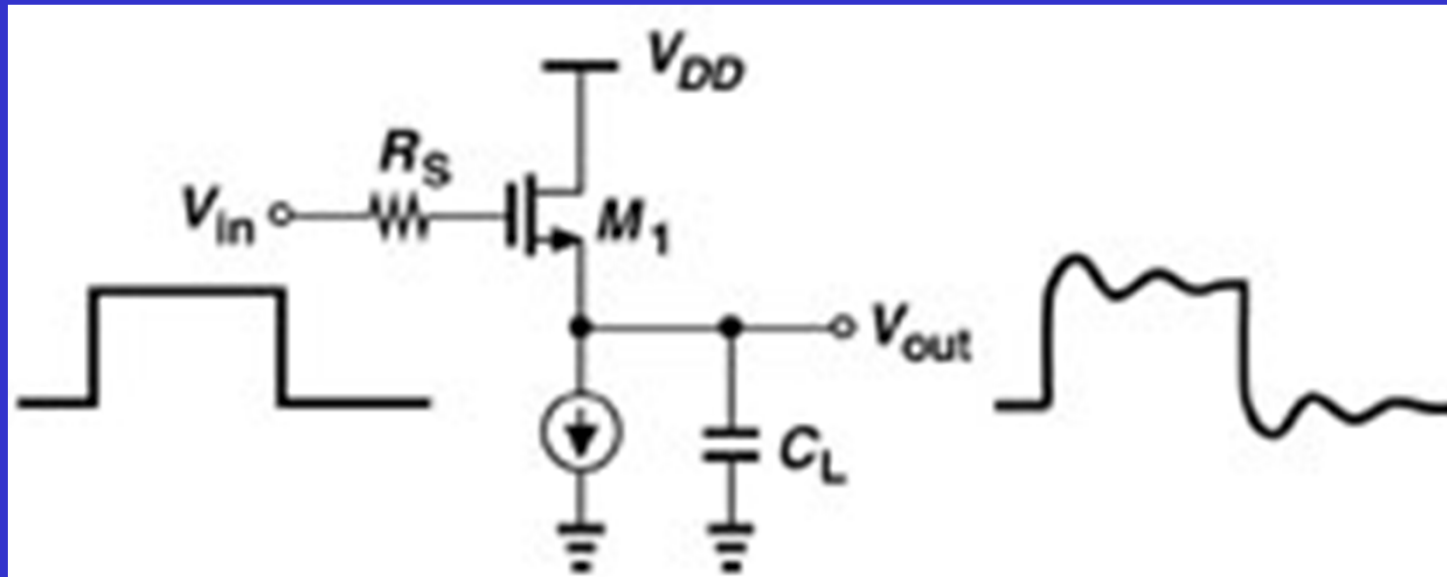
输出阻抗



$$R_2 = 1/g_m$$

$$R_1 = R_S - 1/g_m$$

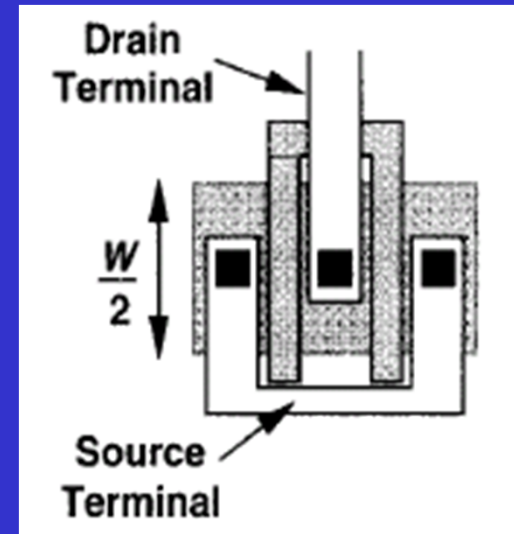
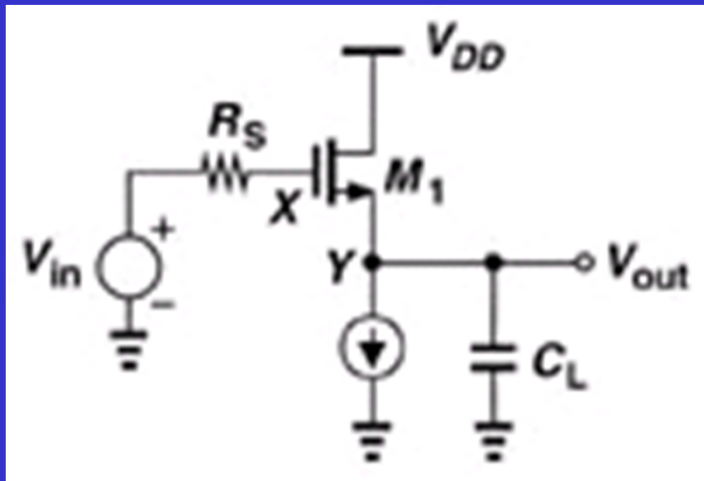
$$L = \frac{C_{GS}}{g_m} (R_S - 1/g_m)$$



振荡原因是负载电容 C_L 和输出阻抗中的电感成分构成了谐振电路

例题 求CD级的输出电感值

□ 对于图示电路, $(W/L)_1=50/0.5$, $R_S=10K\Omega$, $I_D=1mA$, M1管版图按图2.32(b)所示结构, $E=1.5\mu m$ 。确定输出端看到的电感值。



解:
$$L = \frac{C_{GS}}{g_m} (R_S - 1/g_m)$$

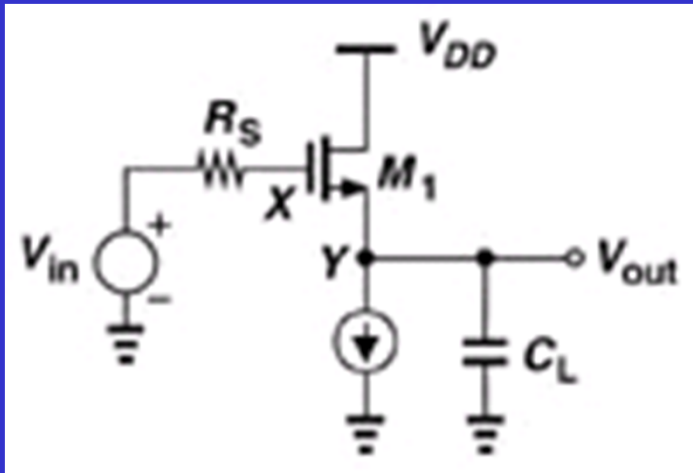
$$C_{GS} = \frac{2}{3} W L_{eff} C_{OX} + W C_{OV}$$

$$= \frac{2}{3} \times 50 \times (0.5 - 2 \times 0.08) \times 3.836 + 50 \times 0.4 = 63.47 \text{ fF}$$

$$g_m = \sqrt{2 I_D \mu_n C_{OX} \frac{W}{L}} = \sqrt{2 \times 1 \times 0.13429 \times \frac{50}{0.5}} = 5.18 \text{ [mA/V]}$$

例题 求CD级的输出电感值

□ 对于图示电路, $(W/L)_1=50/0.5$, $R_S=10K\Omega$, $I_D=1mA$, M1管版图按图2.32(b)所示结构, $E=1.5\mu m$ 。确定输出端看到的电感值。



$$C_{GS} = \frac{2}{3}WL_{eff}C_{OX} + WC_{OV} = 63.47 fF$$

$$g_m = \sqrt{2I_D\mu_n C_{OX} \frac{W}{L}} = 5.18 [mA/V]$$

$$L = \frac{C_{GS}}{g_m} (R_S - 1/g_m) = \frac{63.47 [fF]}{5.18 [mA/V]} \left(10K\Omega - \frac{1}{5.18 [mA/V]} \right)$$
$$= 1.2 \times 10^{-7} H$$

本讲 放大器的频率特性

□概述

- ❖线性电路的S域分析法
- ❖密勒效应
- ❖极点与结点的关联

□共源级

□源跟随器

□共栅级

□共源共栅级

□差分对

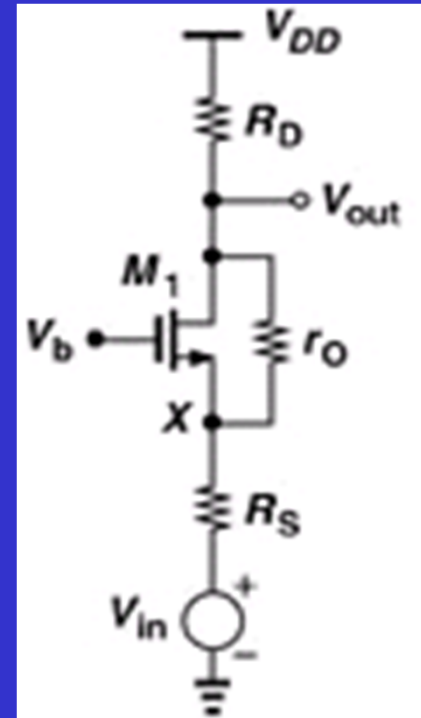
低频特性回顾

□ R_{in} 小, R_{out} 大

□ 用途

- ❖ 输入信号为电流信号的情形
- ❖ 与共源级结合构成共源共栅级

$$A_v = g_m (1 + \eta) R_D$$



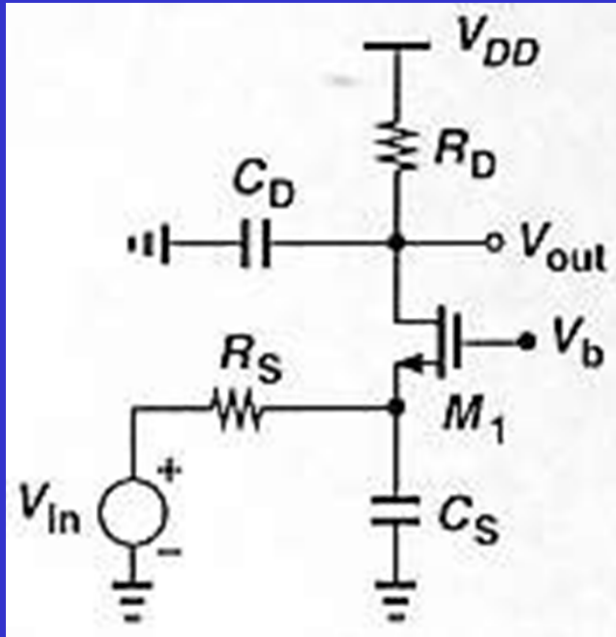
$$A_v = \frac{(g_m + g_{mb})r_o + 1}{r_o + (g_m + g_{mb})r_o R_S + R_S + R_D} R_D$$

$$\approx \frac{(g_m + g_{mb})R_D}{1 + (g_m + g_{mb})R_S}$$

$$R_{in} = \frac{1}{g_m (1 + \eta)} \quad R_{in} = \frac{R_D + r_o}{1 + (g_m + g_{mb})r_o} \approx \frac{R_D}{(g_m + g_{mb})r_o} + \frac{1}{g_m + g_{mb}}$$

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

传输函数



忽略 r_o 时，可用极点-结点关联法
得到传输函数

极点中没有密勒电容项，可达到高
带宽

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

$$R_{in} = \frac{1}{g_m(1 + \eta)}$$

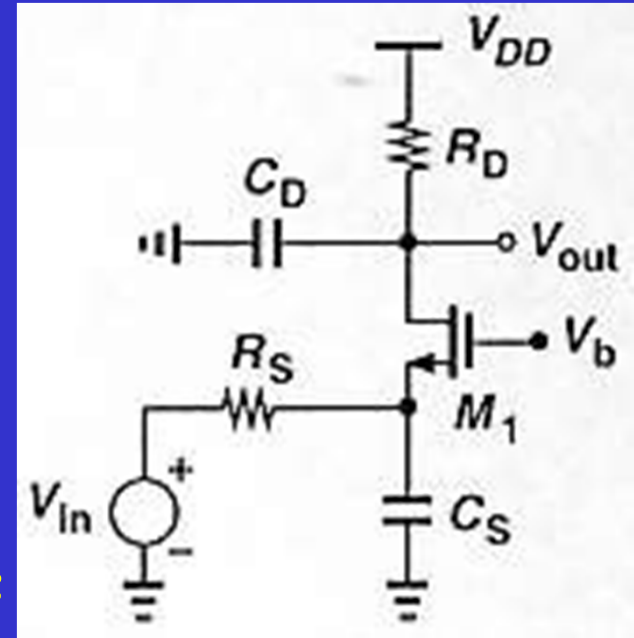
不忽略 r_o 时，不能用极点-结点
关联法，计算会比较复杂

输入阻抗

忽略 r_o 时:

$$R_{in} = \frac{1}{g_m(1+\eta)}$$

不忽略 r_o 时, 从M1源端看进去的阻抗:

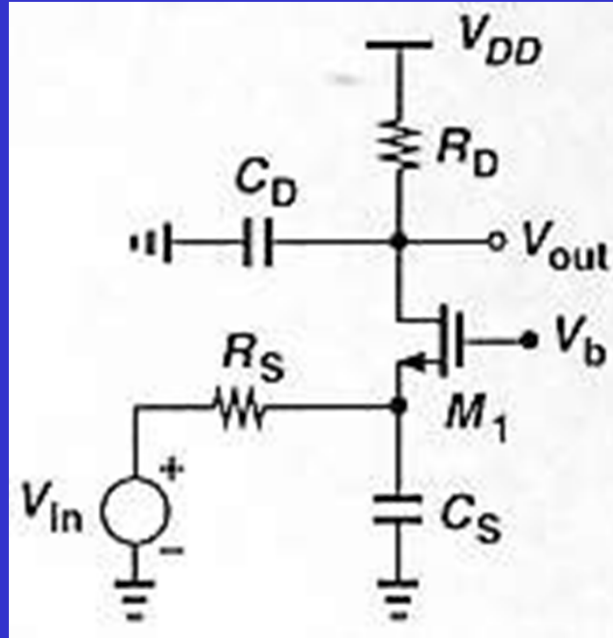


$$R_{in} = \frac{Z_L + r_o}{1 + (g_m + g_{mb})r_o} \approx \frac{Z_L}{(g_m + g_{mb})r_o} + \frac{1}{g_m + g_{mb}}$$

$$Z_L = R_D \parallel \frac{1}{sC_D}$$

频率增大时, Z_L 趋近于0, R_{in} 趋近于 $1/(g_m + g_{mb})$

输出阻抗

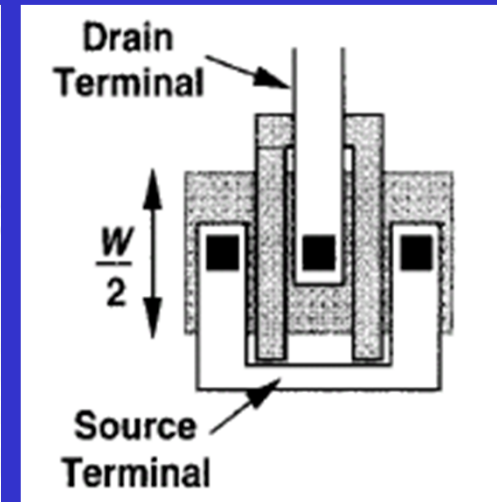
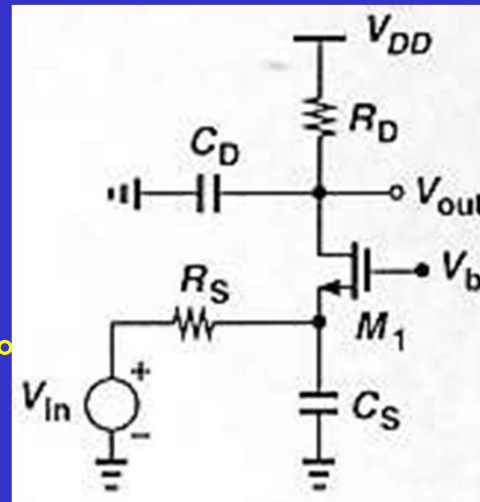


$$R_{out} = \left\{ [1 + (g_m + g_{mb})r_o] R_S \parallel \left(\frac{1}{sC_S} + r_o \right) \right\} \parallel \left(R_D \parallel \frac{1}{sC_D} \right)$$

频率增大时， $1/sC_S$ 和 $1/sC_D$ 项减小， R_{out} 减小

例题 求CG级的极零点

□ 对于图示电路，
 $(W/L)_1=50/0.5$ ， $R_S=1K\Omega$ ，
 $R_D=2K\Omega$ ， $I_{D1}=1mA$ ，M1
 管版图按图2.32(b)所示结
 构， $E=1.5\mu m$ 。假定 $\lambda=0$ 。
 确定该电路的极点和低频
 增益。



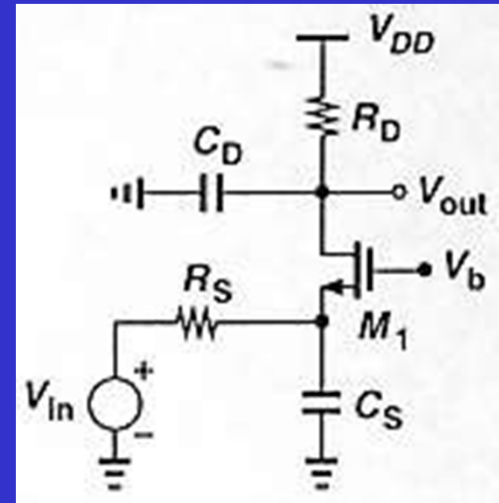
因为 $\lambda=0$ ，所以可以用极点-节点关联法直接写出传输函数。

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

$$C_S = C_{GS1} + C_{SB1}, C_D = C_{GD1} + C_{DB1}$$

例题 求CG级的极零点

□ 对于图示电路, $(W/L)_1=50/0.5$, $R_S=1K\Omega$, $R_D=2K\Omega$, $I_{D1}=1mA$, M1管版图按图2.32(b)所示结构, $E=1.5\mu m$ 。假定 $\lambda=0$ 。确定该电路的极点和低频增益。



$$\omega_{p1} = -\frac{g_m + g_{mb} + R_S^{-1}}{C_{GS1} + C_{SB1}}$$

$$\omega_{p2} = -\frac{1}{R_D C_D}$$

$$A_{v0} = \frac{(g_m + g_{mb})R_D}{1 + (g_m + g_{mb})R_S}$$

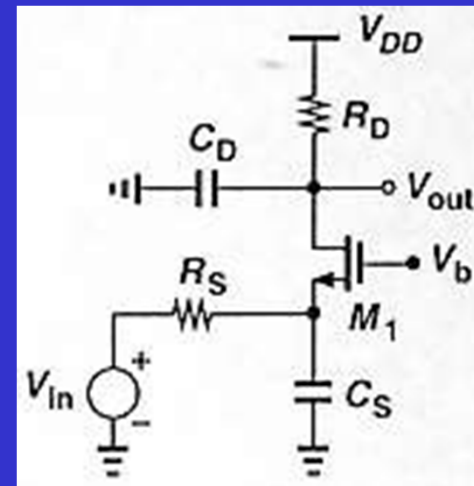
求出跨导和各寄生电容的值后, 可求出极点和低频增益。

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

$$C_S = C_{GS1} + C_{SB1}, C_D = C_{GD1} + C_{DB1}$$

例题 求CG级的极零点

□ 对于图示电路, $(W/L)_1=50/0.5$, $R_S=1K\Omega$, $R_D=2K\Omega$, $I_{D1}=1mA$, M1管版图按图2.32(b)所示结构, $E=1.5\mu m$ 。假定 $\lambda=0$ 。确定该电路的极点和低频增益。



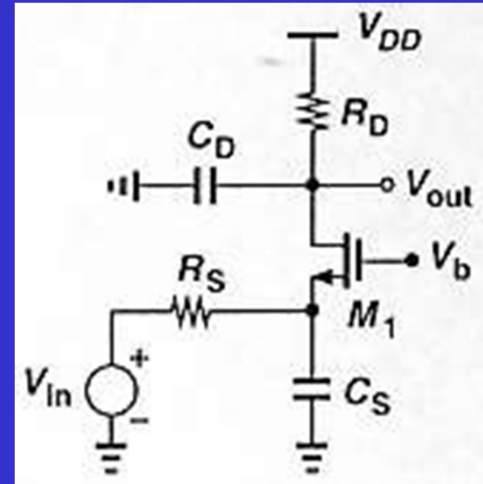
为简化计算, 取 V_b 的值使 $V_s = 0$ 。

$$g_m = \sqrt{2I_D \mu_n C_{OX} \frac{W}{L}} = \sqrt{2 \times 1 \times 0.13429 \times \frac{50}{0.5}} = 5.18 [mA/V]$$

$$g_{mb} = \frac{\gamma}{2\sqrt{2\Phi_F + V_{SB}}} g_m = \frac{0.45}{2 \times \sqrt{0.9 + 0}} g_m = 1.23 [mA/V]$$

例题 求CG级的极零点

□ 对于图示电路, $(W/L)_1=50/0.5$, $R_S=1K\Omega$, $R_D=2K\Omega$, $I_{D1}=1mA$, M1管版图按图2.32(b)所示结构, $E=1.5\mu m$ 。假定 $\lambda=0$ 。确定该电路的极点和低频增益。



$$V_D = V_{DD} - I_{D1}R_D = 3 - 1 \times 2 = 1V$$

$$C_{GS} = \frac{2}{3}WL_{eff}C_{OX} + WC_{OV}$$

$$= \frac{2}{3} \times 50 \times (0.5 - 2 \times 0.08) \times 3.836 + 50 \times 0.4 = 63.47 fF$$

$$C_{GD} = WC_{OV} = 50 \times 0.4 = 20 fF$$

$$C_{jswS} = C_{jsw0} / (1 + V_R / \Phi_B)^{m_{jsw}} = 0.0035 fF / \mu m$$

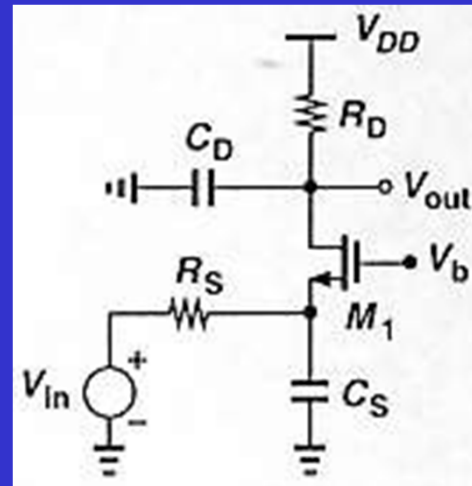
$$C_{jS} = C_{j0} / (1 + V_R / \Phi_B)^{m_j} = 0.56 fF / \mu m^2$$

$$C_{SB} = \text{周长} \cdot C_{jswS} + \text{底面积} \cdot C_{jS} = \left(\frac{W}{2} + E\right) \times 2 \times 2 \times C_{jswS} + \frac{W}{2} \times E \times 2 \times C_{jS}$$

$$= (25 + 1.5) \times 2 \times 2 \times 0.0035 + 25 \times 1.5 \times 2 \times 0.56 = 42.37 fF$$

例题 求CG级的极零点

□ 对于图示电路, $(W/L)_1=50/0.5$, $R_S=1K\Omega$, $R_D=2K\Omega$, $I_{D1}=1mA$, M1管版图按图2.32(b)所示结构, $E=1.5\mu m$ 。假定 $\lambda=0$ 。确定该电路的极点和低频增益。



$$C_{jswD} = C_{jsw0} / (1 + V_R / \Phi_B)^{m_{jsw}} = \frac{0.0035}{\left(1 + \frac{1}{0.9}\right)^{0.2}} = 0.003 fF / \mu m$$

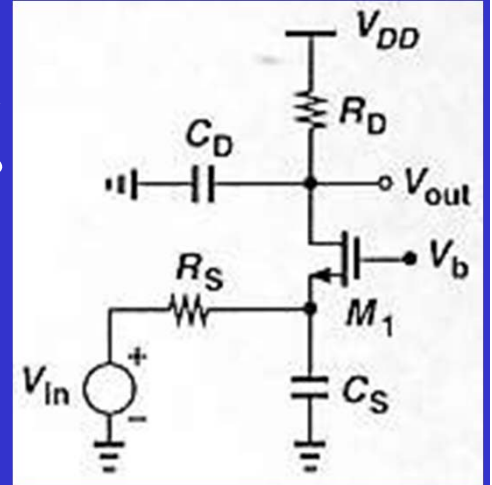
$$C_{jD} = C_{j0} / (1 + V_R / \Phi_B)^{m_j} = \frac{0.56}{\left(1 + \frac{1}{0.9}\right)^{0.45}} = 0.4 fF / \mu m^2$$

$$C_{DB} = \text{周长} \cdot C_{jswD} + \text{底面积} \cdot C_{jD} = \left(\frac{W}{2} + E\right) \times 2 \times C_{jswD} + \frac{W}{2} \times E \times C_{jD}$$

$$= (25 + 1.5) \times 2 \times 0.003 + 25 \times 1.5 \times 0.4 = 15.159 fF$$

例题 求CG级的极零点

□ 对于图示电路, $(W/L)_1=50/0.5$, $R_S=1K\Omega$, $R_D=2K\Omega$, $I_{D1}=1mA$, M1管版图按图2.32(b)所示结构, $E=1.5\mu m$ 。假定 $\lambda=0$ 。确定该电路的极点和低频增益。



$$C_{SB} = 42.37 fF$$

$$C_{DB} = 15.159 fF$$

$$C_{GS} = 63.47 fF$$

$$C_{GD} = 20 fF$$

$$g_m = 5.18 [mA/V]$$

$$g_{mb} = 1.23 [mA/V]$$

$$\omega_{p1} = -\frac{g_m + g_{mb} + R_s^{-1}}{C_{GS1} + C_{SB1}} = -70 \times 10^9 [rad/sec]$$

$$\omega_{p2} = -\frac{1}{R_D C_D} = -14.2 \times 10^9 [rad/sec]$$

$$A_{v0} = \frac{(g_m + g_{mb})R_D}{1 + (g_m + g_{mb})R_S} = 1.73$$

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

$$C_S = C_{GS1} + C_{SB1}, C_D = C_{GD1} + C_{DB1}$$

本讲 放大器的频率特性

□概述

- ❖线性电路的S域分析法
- ❖密勒效应
- ❖极点与结点的关联

□共源级

□源跟随器

□共栅级

□共源共栅级

□差分对

低频特性回顾

□ R_{in} 和 R_{out} 大，高增益，屏蔽特性好

不足：

输出摆幅受一定影响

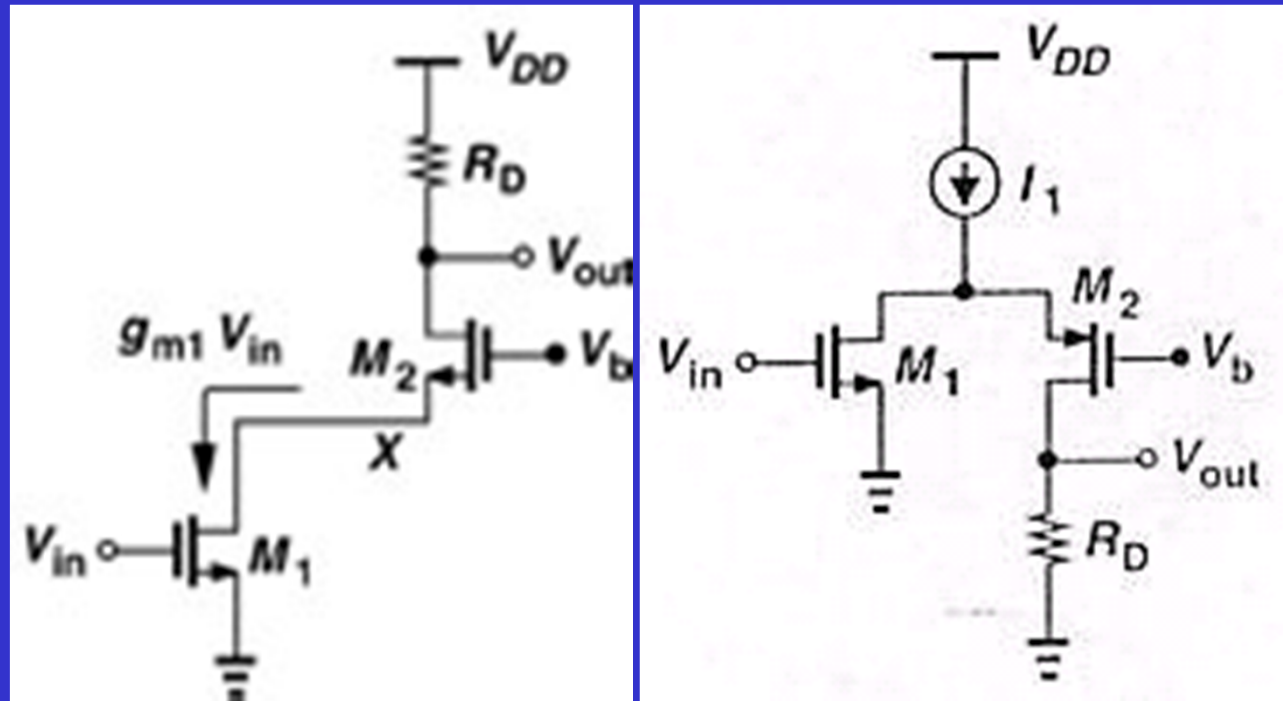
主要应用：

电流源
共源共栅 OPA
折叠共源共栅 OPA 等

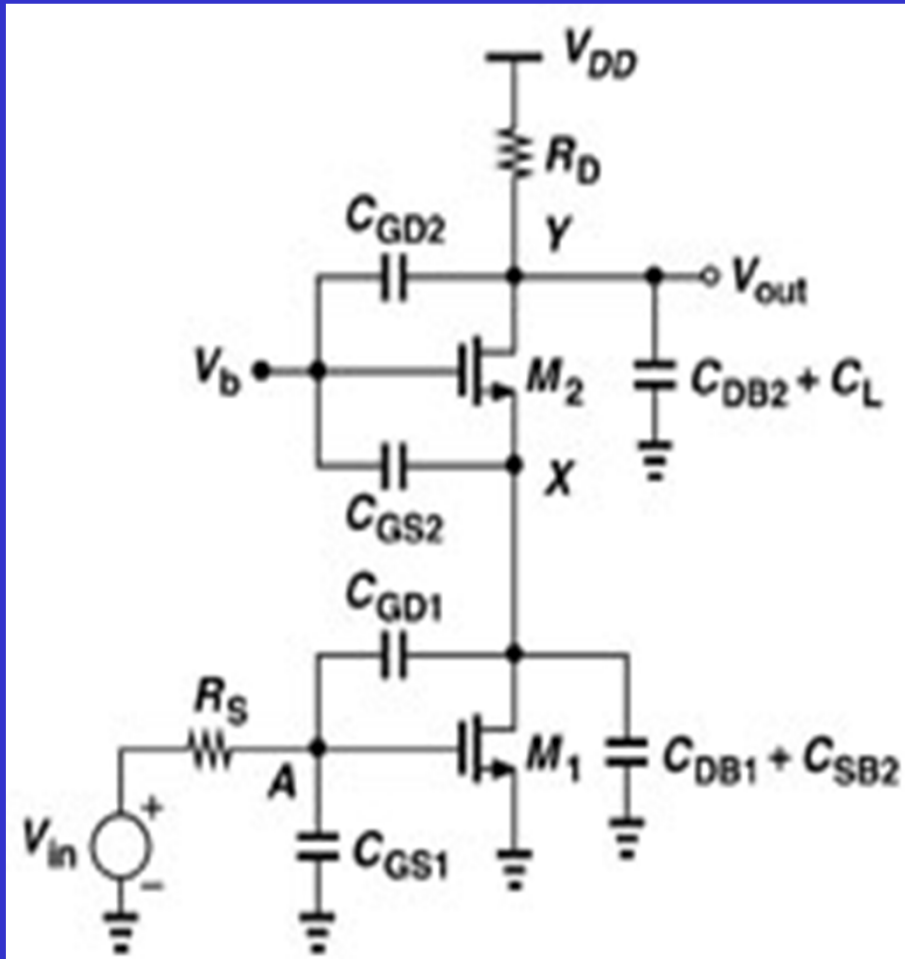
$$A_v = g_{m1} R_D$$

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

抑制了密勒效应，频率特性好，适于做高频放大器



能实现高频放大的原因



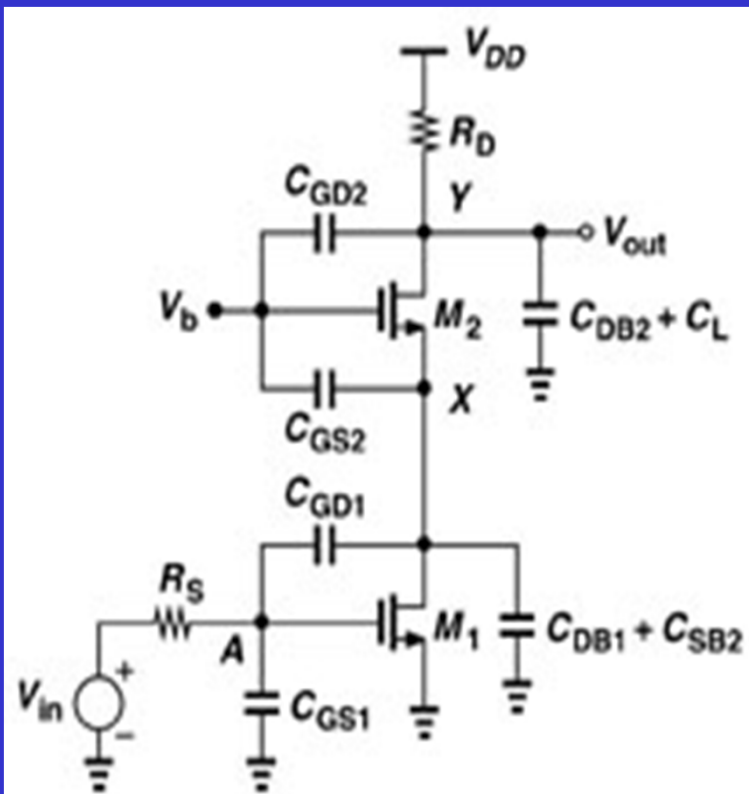
C_{GD1} 的密勒效应由A到X之间的增益决定。可采用低频增益来近似（忽略 λ 影响且 R_D 较小时）：

$$A_{A \rightarrow X} \approx \frac{g_{m1}}{g_{m2} + g_{mb2}}$$

$$R_{\text{从X看上去}} \approx \frac{R_D}{(g_m + g_{mb})r_O} + \frac{1}{g_m + g_{mb}}$$

在M1和M2尺寸大致相同时， C_{GD1} 的密勒倍乘项约为2。和单级共源放大级相比，密勒效应小很多。因此可用于高频放大器

极点和输出阻抗



$$f_{pA} = \frac{1}{2\pi R_S \left[C_{GS1} + C_{GD1} \left(1 + \frac{g_{m1}}{g_{m2} + g_{mb2}} \right) \right]}$$

$$f_{pX} = \frac{g_{m2} + g_{mb2}}{2\pi (2C_{GD1} + C_{DB1} + C_{SB2} + C_{GS2})}$$

$$f_{pY} = \frac{1}{2\pi R_D (C_{DB2} + C_L + C_{GD2})}$$

为了保证放大器的稳定性，通常设计 f_{pX} 最大（第10章专讲）

$$Z_{out} \approx [(1 + g_{m2}r_{O2})Z_X + r_{O2}] \parallel (1/sC_Y)$$

$$Z_X = r_{O1} \parallel (sC_X), \text{ 忽略 } C_{GD1}$$

频率增大时， Z_{out} 下降

本讲 放大器的频率特性

□概述

- ❖线性电路的S域分析法
- ❖密勒效应
- ❖极点与结点的关联

□共源级

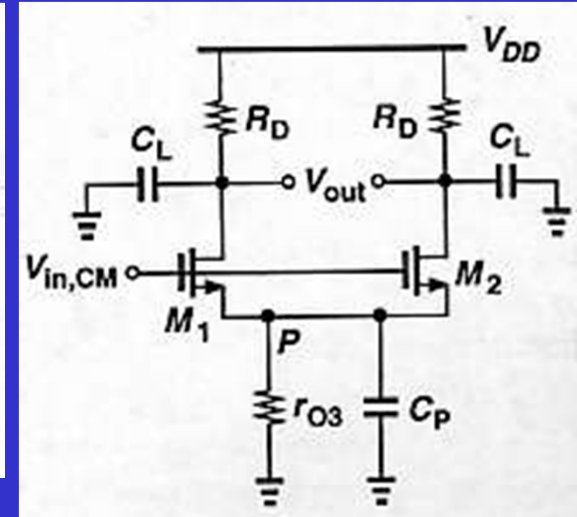
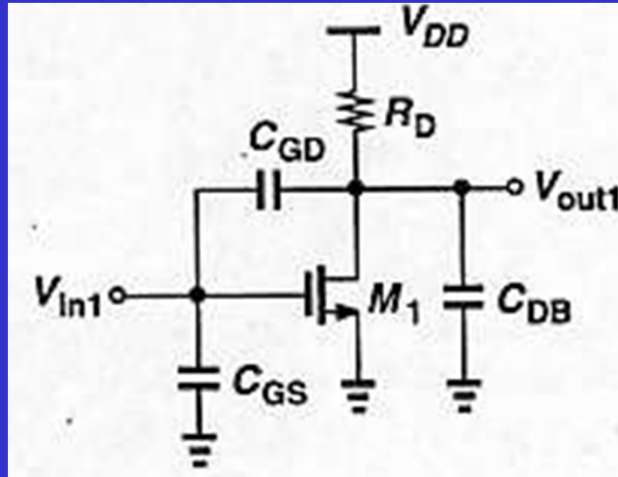
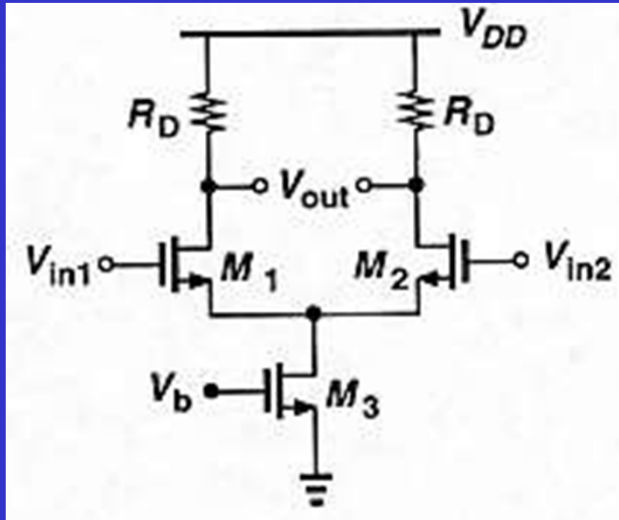
□源跟随器

□共栅级

□共源共栅级

□差分对

简单差分对



$$A_{v0} = -g_m R_D$$

差模频率特性分析—半
电路法
与共源放大器同

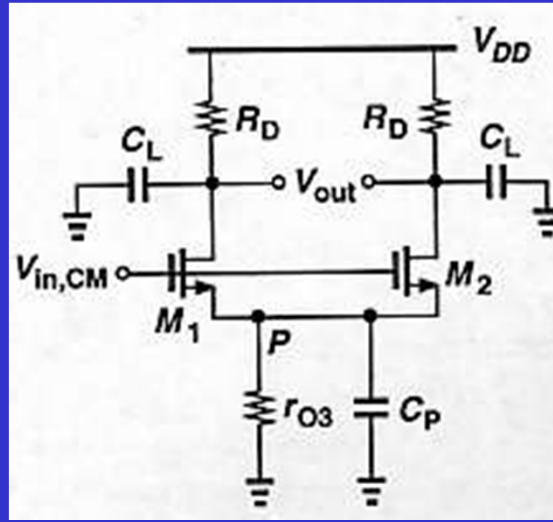
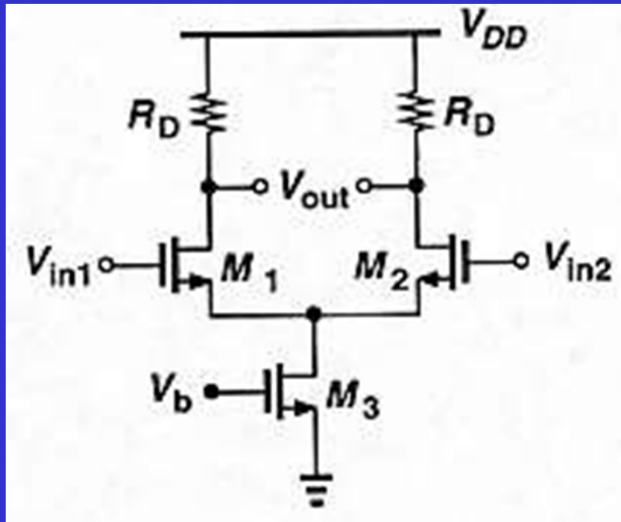
共模频率特性分析

理想的差分对的共增益为0
考虑 R_D 失配、 g_m 失配、 R_{SS}
不是无限大等非理想因素

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = A_{v0} \frac{\left(1 - \frac{s}{\omega_z}\right)}{\left(\frac{s}{\omega_{p1}} + 1\right) \left(\frac{s}{\omega_{p2}} + 1\right)}$$

$$A_{CM-DM} = -\frac{g_{m1} - g_{m2}}{(g_{m1} + g_{m2})R_{SS} + 1} \cdot R_D$$

简单差分对—共模频率特性



C_P 为 C_{GD3} 、 C_{DB3} 、 C_{SB1} 、 C_{SB2} 电容组成， C_{GS1} 和 C_{GS2} 对 C_P 无贡献

C_L 为输出结点总电容

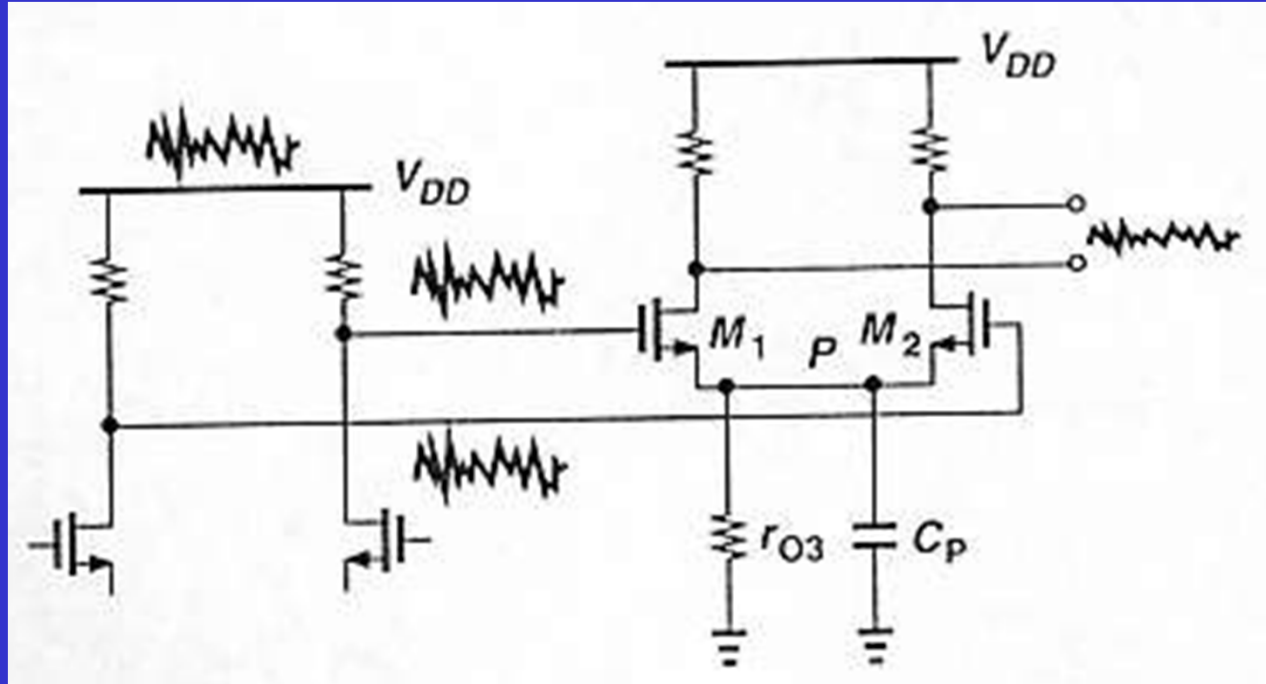
$$A_{CM-DM} = -\frac{g_{m1} - g_{m2}}{(g_{m1} + g_{m2})R_{SS} + 1} \cdot R_D$$

C_P 通常比较大。因为为了降低 V_{ov3} 和输入管匹配度高，M1-M3 通常大尺寸。

$$A_{CM-DM} = -\frac{g_{m1} - g_{m2}}{(g_{m1} + g_{m2})\left(r_{O3} \parallel \frac{1}{sC_P}\right) + 1} \cdot \left(R_D \parallel \frac{1}{sC_L}\right)$$

如果输出极点比 P 点极点大，则高频时，共模抑制能力会显著下降

简单差分对—共模频率特性



电源上的高频噪声会在输出端引起差分噪声

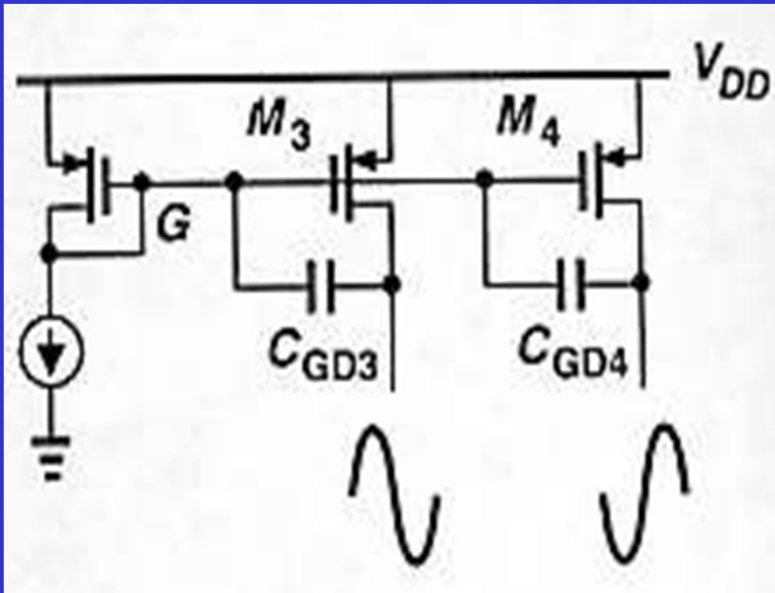
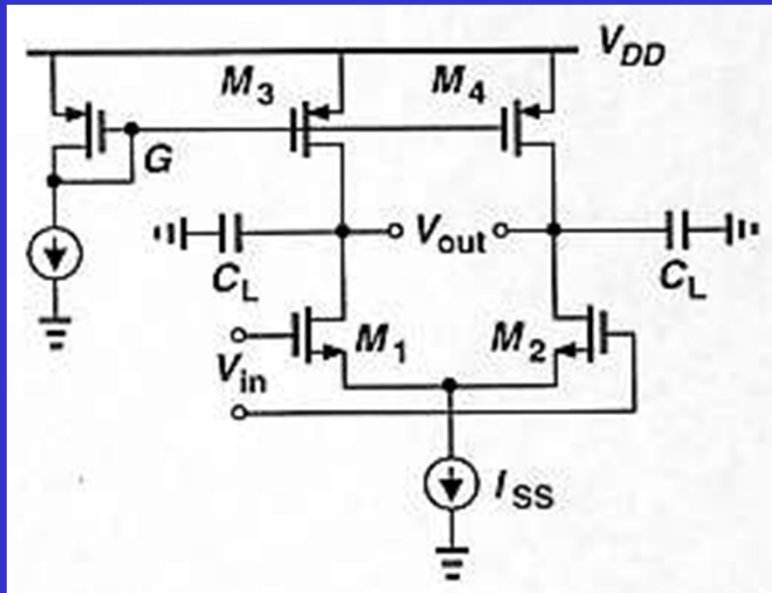
设计时，M3的尺寸需在输出摆幅和共模抑制比指标间折衷考虑

M3管大W/L可降低 V_{OV3} ，有利于提高输出摆幅，但大W/L会增大 C_P 导致低共模抑制

$$A_{CM-DM} = - \frac{g_{m1} - g_{m2}}{(g_{m1} + g_{m2}) \left(r_{O3} \parallel \frac{1}{sC_P} \right) + 1} \cdot \left(R_D \parallel \frac{1}{sC_L} \right)$$

高频时，共模抑制能力会显著下降

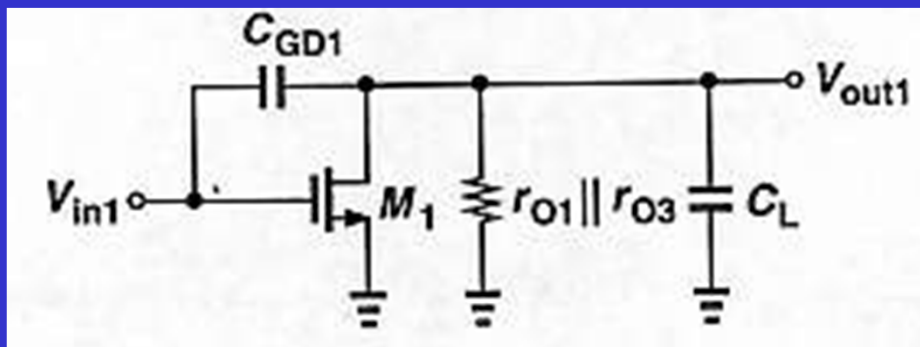
高阻抗负载的差分对



共模特性
类似简单
差分对

差模频率特性用半电路法分析

C_L 包括 C_{DB3} 、 C_{GD3} (G点为交流地)、 C_{DB1}

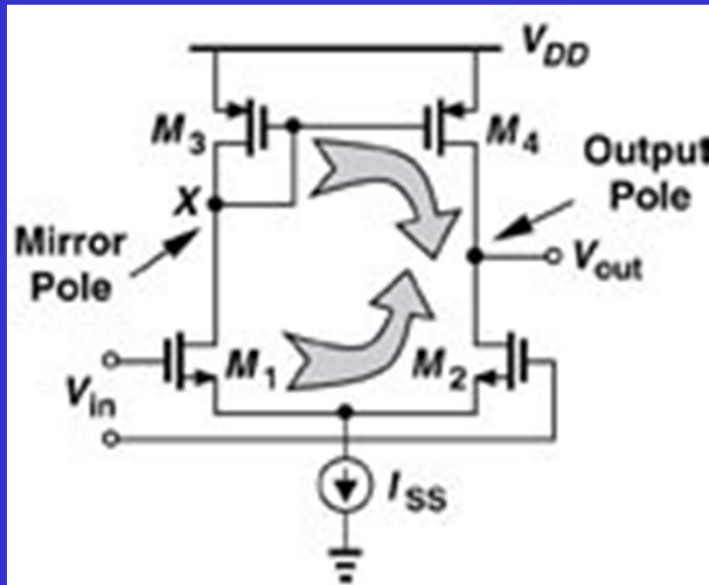


用共源放大器传输函数结论得:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = A_{v0} \frac{\left(1 - \frac{s}{\omega_z}\right)}{\left(\frac{s}{\omega_{p1}} + 1\right)\left(\frac{s}{\omega_{p2}} + 1\right)}$$

主极点为: $f_{p1} = 1/2\pi C_L (r_{O1} \parallel r_{O3})$

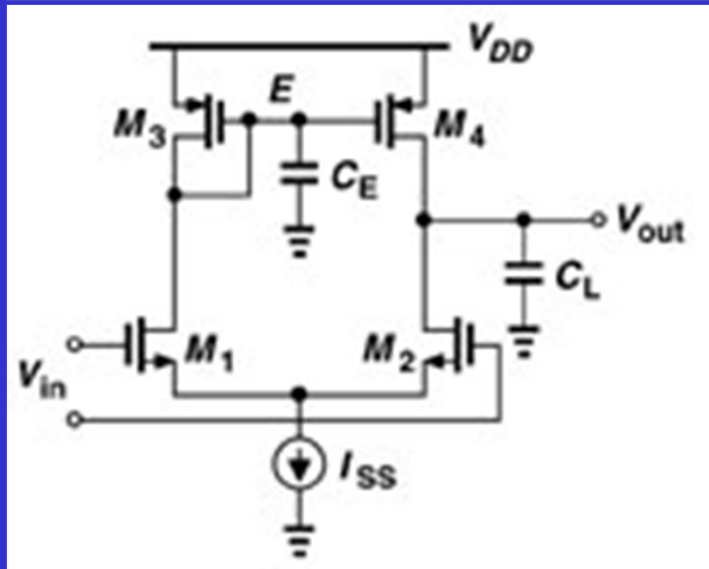
电流镜负载的差分对



从输入到输出有两条信号路径
 结点E对应的极点为镜像极点:

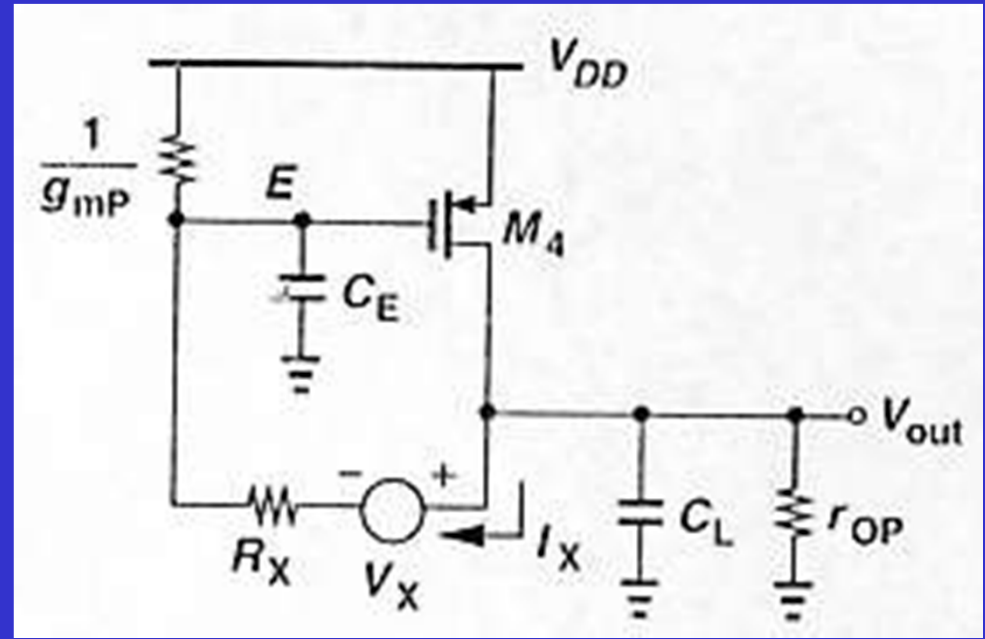
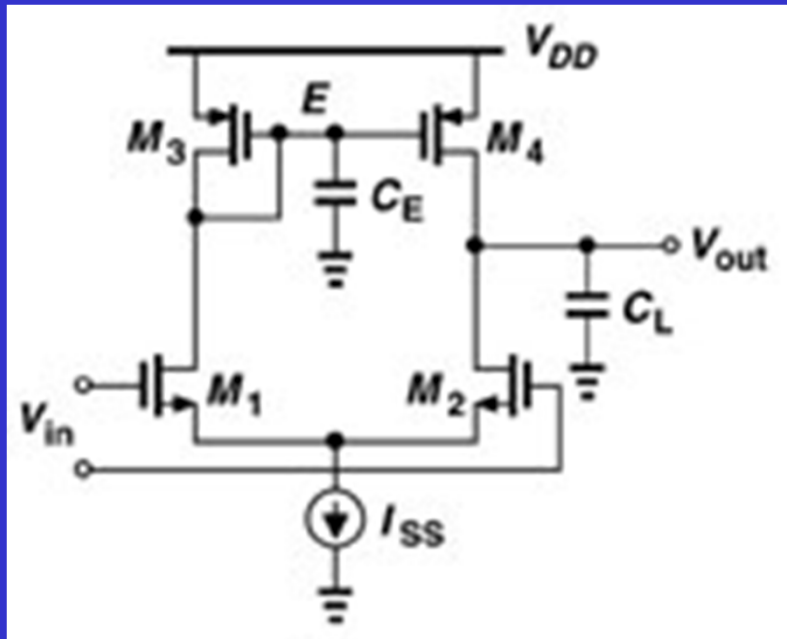
$$\omega_{p2} = g_{m3} / C_E$$

C_E 包括 C_{GS3} 、 C_{GS4} 、 C_{DB3} 、 C_{DB1} 、
 C_{GD1} 和 C_{GD4} 对应的密勒电容



根据分析频率特性的简化电路，可求其传输函数：戴维南等效法

电流镜负载的差分对



用戴维宁定理等效 V_{in} 、 M_1 、 M_2
 (见第5章“电流镜做负载的差分放大器”节)

$$V_{eq} = g_{mN} r_{ON} v_{in} \quad R_{eq} = 2r_{ON}$$

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

电流镜负载的差分对

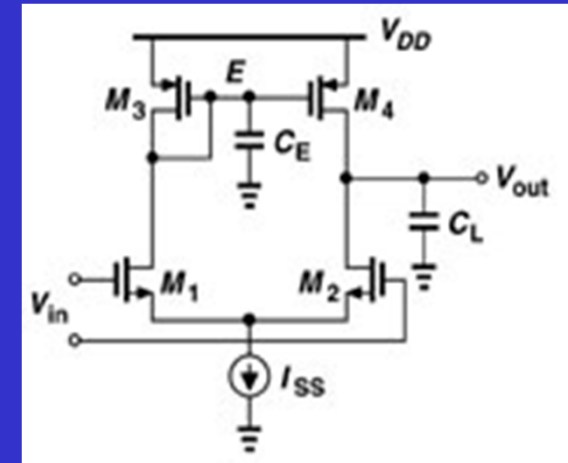
$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{g_{mN} r_{ON} (2g_{mP} + sC_E)}{2r_{ON} r_{OP} C_E C_L s^2 + [(2r_{ON} + r_{OP})C_E + r_{OP}(1 + 2g_{mP} r_{ON})C_L]s + 2g_{mP}(r_{ON} + r_{OP})}$$

镜像极点通常比输出极点大，即 $\omega_{p1} \ll \omega_{p2}$ ，因此有：

$$\omega_{p1} = \frac{2g_{mP}(r_{ON} + r_{OP})}{(2r_{ON} + r_{OP})C_E + r_{OP}(1 + 2g_{mP} r_{ON})C_L}$$

忽略分母中第一项并假设 $2g_{mP} r_{ON} \gg 1$ ，则：

$$\omega_{p1} \approx \frac{1}{C_L (r_{OP} \parallel r_{ON})}$$



$$\frac{1}{\omega_{p1}} \cdot \frac{1}{\omega_{p2}} = \frac{r_{ON} r_{OP} C_E C_L}{g_{mP} (r_{ON} + r_{OP})}$$

$$\omega_{p2} \approx \frac{g_{mP}}{C_E}$$

$$\omega_Z = 2\omega_{p2} = -\frac{2g_{mP}}{C_E}$$

零点出现的原因： 电路由两条信号路径并联构成，分别为M1、M3、M4构成的“慢”路径和M1、M2构成的“快”路径

本讲 放大器的频率特性

□概述

- ❖线性电路的S域分析法
- ❖密勒效应
- ❖极点与结点的关联

□共源级

□源跟随器

□共栅级

□共源共栅级

□差分对

总结

□ 频率特性

- ❖ 电路性能指标随信号频率的变化特性
- ❖ 考虑电容、电感等参数对频率敏感的元件的影响

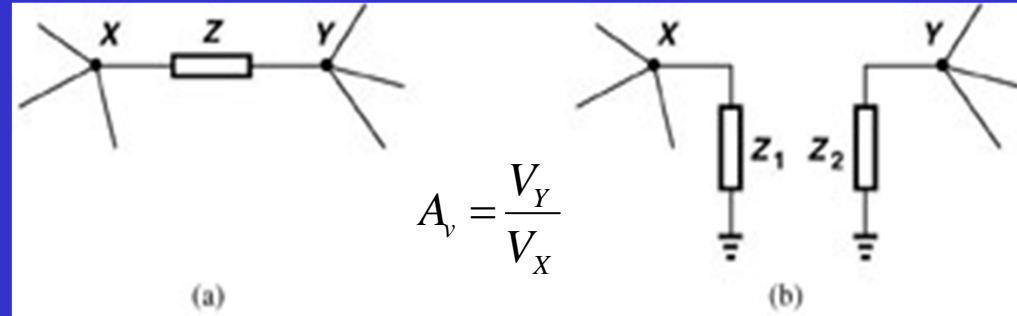
□ 用s域分析法来分析频率特性

□ 密勒定理

- ❖ 一种为了方便电路分析而进行的电路转换
- ❖ X和Y之间只有一个信号通路时往往不适用
- ❖ 阻抗Z和信号主通路并联时适用

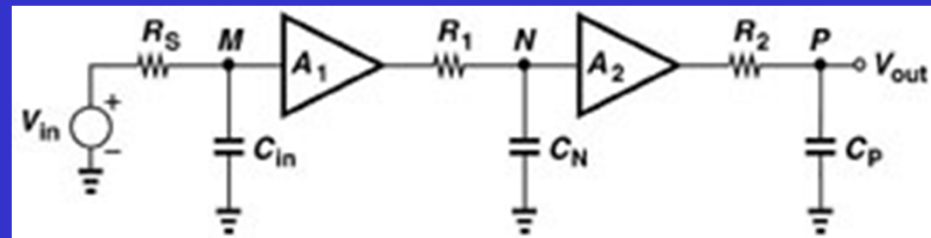
□ 极点-结点的关联

- ❖ 每个结点对应一个极点
- ❖ 结点之间有相互作用时不再是每个结点贡献一个极点



$$Z_1 = \frac{Z}{(1 - A_v)}$$

$$Z_2 = \frac{Z}{(1 - A_v^{-1})}$$



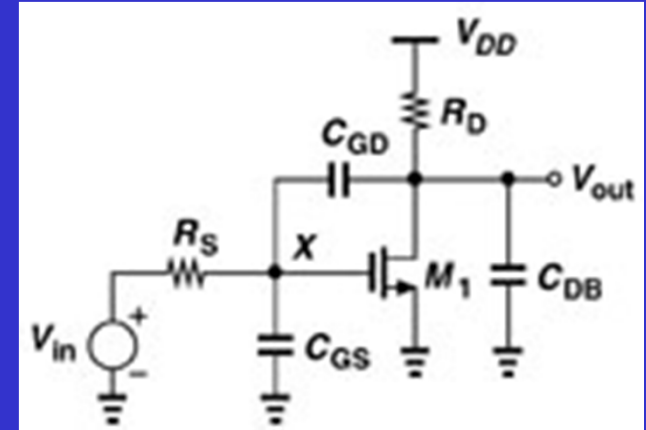
$$H(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}}(s)$$

$$= A_{v0} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_{p3}}\right)}$$

总结

□ 共源级的频率特性

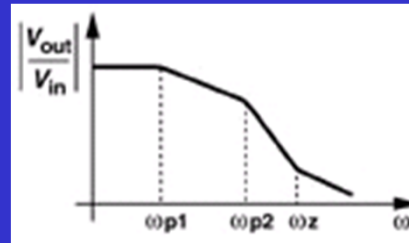
- ❖ 传输函数（增益）和输入阻抗
- ❖ 用极点-结点关联法
 - 计算简单直观。有误差；没反映出零点



$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{-g_m R_D}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{in}}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_{out}}\right)}$$

$$\omega_{out} = \frac{1}{(C_{GD} + C_{DB})R_D}$$

$$\omega_{in} = \frac{1}{R_S [C_{GS} + (1 + g_m R_D)C_{GD}]}$$



$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{\left(\frac{s}{\omega_z} - 1\right)}{\left(\frac{s}{\omega_{p1}} + 1\right)\left(\frac{s}{\omega_{p2}} + 1\right)}$$

- ❖ 用完整等效电路推导法

- 计算复杂，但结果精确，反映了零点的影响

$$R_{in} = \frac{1 + R_D(C_{GD} + C_{DB})s}{C_{GD}s(1 + g_m R_D + R_D C_{DB}s)} \parallel \frac{1}{C_{GS}s}$$

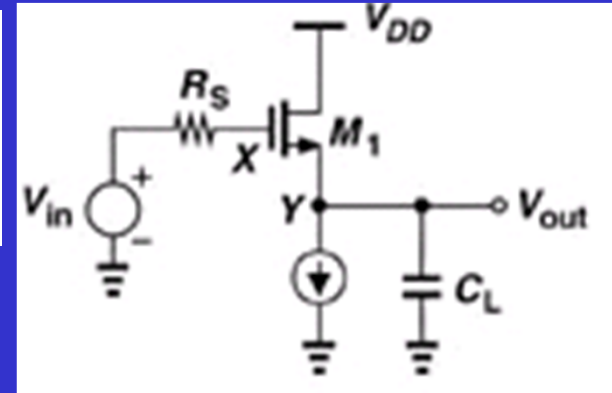
$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{(sC_{GD} - g_m)R_D}{s^2 R_S R_D (C_{GS} C_{GD} + C_{GS} C_{DB} + C_{GD} C_{DB}) + s [R_S (1 + g_m R_D) C_{GD} + R_S C_{GS} + R_D (C_{GD} + C_{DB})] + 1}$$

总结

源跟随器

- 1、做电压平移
- 2、做阻抗转换缓冲器

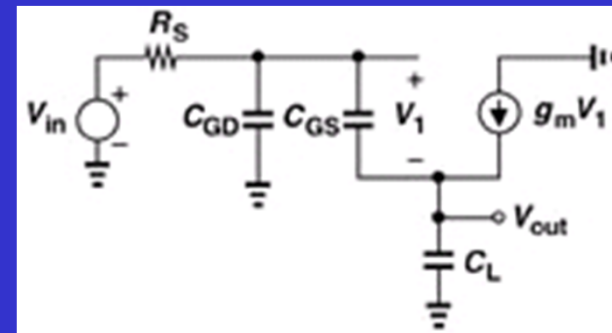
$$A_v = \frac{1}{\frac{1}{g_m R_S} + (1 + \eta)} \approx \frac{1}{1 + \eta}$$



传输函数和极零点：根据该式，合理设计可获得期望带宽、相位裕度等指标

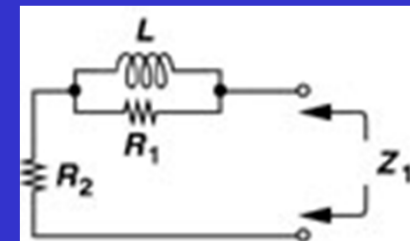
输入阻抗：

$$Z_{in} = \frac{V_X}{I_X} \approx \frac{1}{sC_{GD}} \parallel \left[\frac{1}{sC_{GS}} + \left(1 + \frac{g_m}{sC_{GS}} \right) \frac{1}{g_{mb} + sC_L} \right]$$



$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{g_m + sC_{GS}}{s^2 R_S (C_{GS} C_L + C_{GS} C_{GD} + C_{GD} C_L) + s(g_m R_S C_{GD} + C_L + C_{GS}) + g_m}$$

输出阻抗： $Z_{OUT} = (sR_S C_{GS} + 1) / (g_m + sC_{GS})$
 $\approx 1 / g_m$ (低频时) , $\approx R_S$ (高频时)

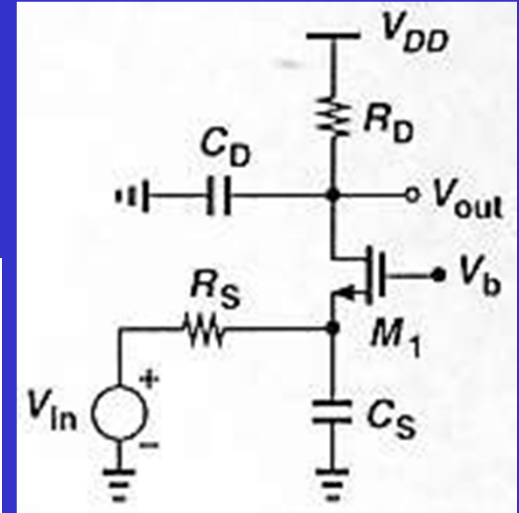


总结

□ 共栅级—— R_{in} 小, R_{out} 大

□ 传输函数: 无密勒电容项, 高带宽

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



□ 输入阻抗: 频率增大时, Z_L 趋近于0, R_{in} 趋近于 $1/(g_m + g_{mb})$

$$R_{in} = \frac{Z_L + r_o}{1 + (g_m + g_{mb})r_o} \approx \frac{Z_L}{(g_m + g_{mb})r_o} + \frac{1}{g_m + g_{mb}}$$

$$Z_L = R_D \parallel \frac{1}{sC_D}$$

□ 输出阻抗

$$R_{out} = \{[1 + (g_m + g_{mb})r_o]R_S \parallel \frac{1}{sC_S} + r_o\} \parallel \left(R_D \parallel \frac{1}{sC_D}\right)$$

总结

□ 共源共栅级

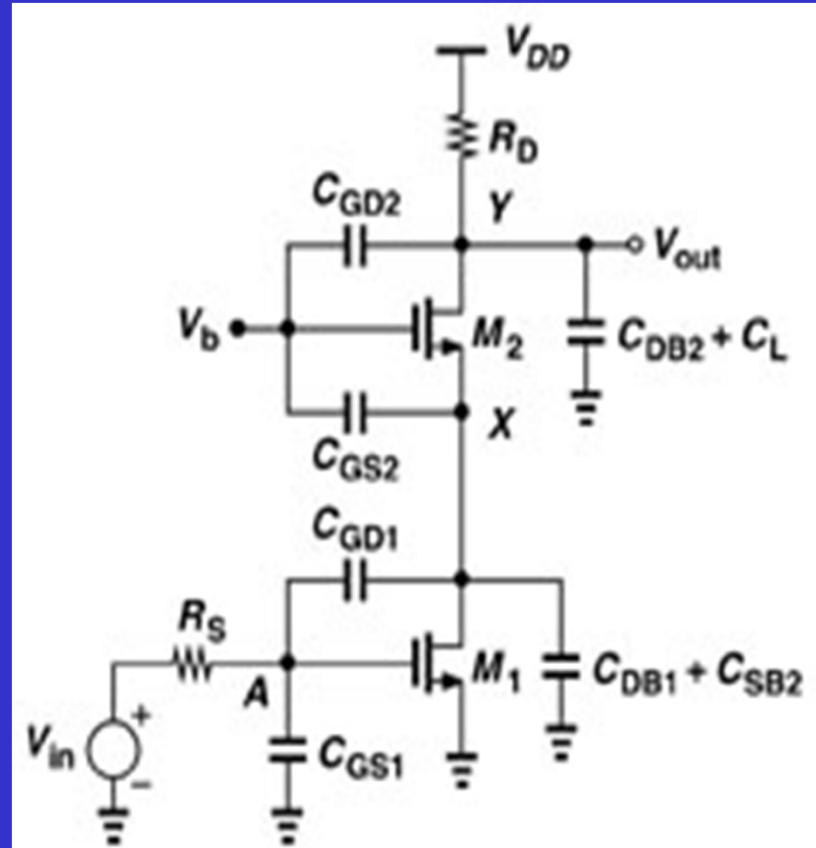
- ❖ R_{in} 和 R_{out} 大，高增益
- ❖ 密勒效应小，高频

□ 极点

- ❖ 为了保证放大器的稳定性，通常设计 f_{pX} 最大

□ 输出阻抗

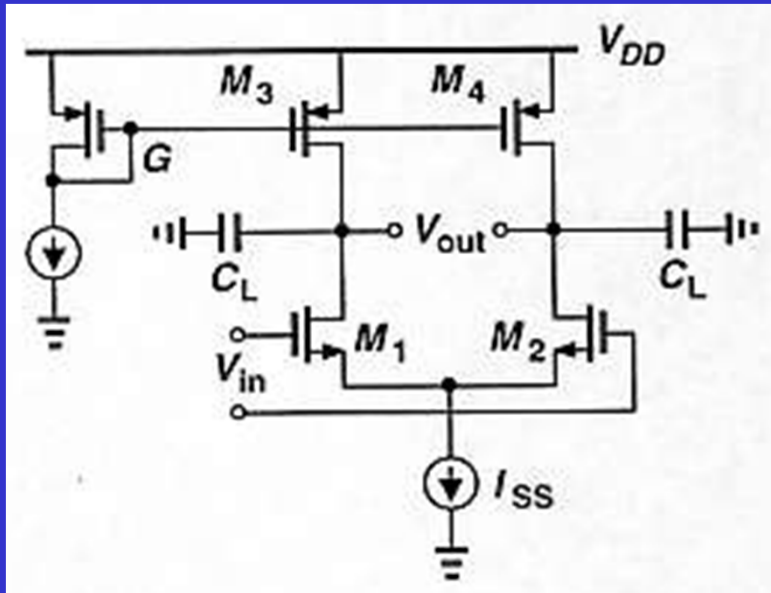
- ❖ 频率增大时下降



$$Z_{out} \approx [(1 + g_{m2}r_{O2})Z_X + r_{O2}] \parallel (1/sC_Y)$$
$$Z_X = r_{O1} \parallel (sC_X), \text{忽略 } C_{GD1}$$

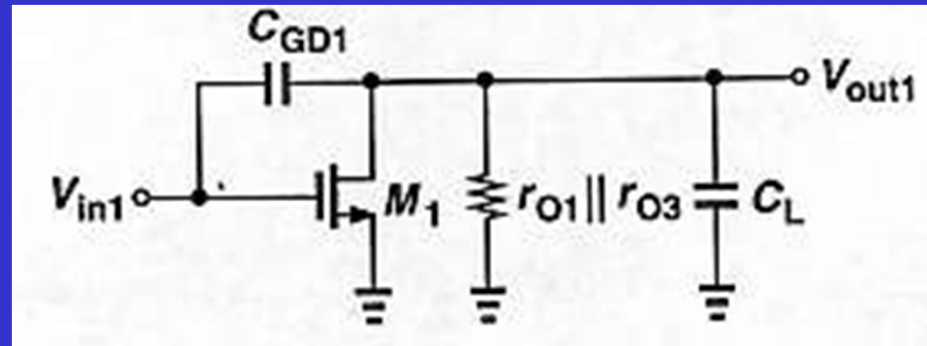
总结

电流源负载的差分放大器



差模频率特性用半电路法分析

C_L 包括 C_{DB3} 、 C_{GD3} (G点为交流地)、 C_{DB1}



用共源放大器传输函数结论得：

$$A_{CM-DM} = \frac{g_{m1} - g_{m2}}{(g_{m1} + g_{m2})(r_{O3} \parallel \frac{1}{sC_P}) + 1} \cdot (R_D \parallel \frac{1}{sC_L})$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = A_{v0} \frac{\left(1 - \frac{s}{\omega_z}\right)}{\left(\frac{s}{\omega_{p1}} + 1\right)\left(\frac{s}{\omega_{p2}} + 1\right)}$$

高频时共模抑制能力下降

主极点为： $f_{p1} = 1 / 2\pi C_L (r_{O1} \parallel r_{O3})$

总结

电流镜负载的差分放大器

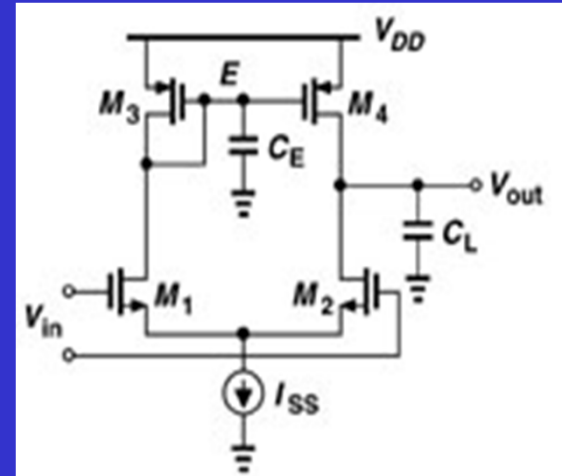
$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{g_{mN} r_{ON} (2g_{mP} + sC_E)}{2r_{ON} r_{OP} C_E C_L s^2 + [(2r_{ON} + r_{OP}) C_E + r_{OP} (1 + 2g_{mP} r_{ON}) C_L] s + 2g_{mP} (r_{ON} + r_{OP})}$$

镜像极点通常比输出极点大，即 $\omega_{p1} \ll \omega_{p2}$ ，因此有：

$$\omega_{p1} = \frac{2g_{mP} (r_{ON} + r_{OP})}{(2r_{ON} + r_{OP}) C_E + r_{OP} (1 + 2g_{mP} r_{ON}) C_L}$$

忽略分母中第一项并假设 $2g_{mP} r_{ON} \gg 1$ ，则：

$$\omega_{p1} \approx \frac{1}{C_L (r_{OP} \parallel r_{ON})}$$



$$\frac{1}{\omega_{p1}} \cdot \frac{1}{\omega_{p2}} = \frac{r_{ON} r_{OP} C_E C_L}{g_{mP} (r_{ON} + r_{OP})}$$

$$\omega_{p2} \approx \frac{g_{mP}}{C_E}$$

$$\omega_Z = 2\omega_{p2} = -\frac{2g_{mP}}{C_E}$$

重点掌握

□密勒效应和密勒定理

❖掌握，会用

□极点与结点的关联

❖掌握，会用

□共源级/源跟随器/共栅级/共源共栅级/差分对

❖掌握推导方法，熟悉变化规律并理解引起变化的原因

作业

□6.4

❖ 计算CS级的极点和零点

□6.16

❖ 计算差分放大器的零点、极点

❖ R_D 由饱和区工作的NFET实现

□交作业时间

❖ 听助教通知

设计实习6

□ 针对设计实习2所设计的电流源做负载的共源放大级。仿真其电压增益的频率特性，得到主极点频率（低频增益下降3dB时的频率）。

□ 实习目的

❖ 仿真电流源做负载的放大级，掌握频率特性仿真方法

□ 实习后，提交《设计实习6报告》到助教Email信箱

❖ 报告内容

▪ 实习目的、实习内容、实习结果及对结果的必要分析

❖ 电子版

❖ 文件命名规范：学号-姓名-设计实习6报告

下一讲

绪论, 2学时	重要性、一般概念
器件物理基础, 2学时	MOSFET结构、IV特性、二级效应、器件模型
单级放大器, 5学时	共源、共漏、共栅、共源共栅
EDA系统使用常识 和设计实习实例演示, 2学时	做设计实习所需软硬件系统的使用
差动放大器, 3学时	定性分析、定量分析、共模响应、吉尔伯特单元
无源/有源电流镜, 2学时	基本/共源共栅/有源电流镜
放大器的频率特性, 4学时	米勒效应、极点与节点关系、单级放大器频率特性分析
噪声, 4学时	统计特性、类型、电路表示、单级放大器噪声分析、噪声带宽
期中考试 2学时, 评卷 1学时。习题课若干学时	
反馈, 6学时	特性、四种反馈结构、负载影响、对噪声的影响
运算放大器, 6学时	性能参数、一级运放、两级运放、各指标分析
稳定性和频率补偿, 6学时	多极点系统、相位裕度、频率补偿
版图, 3学时	叉指、对称、ESD等