

上一讲

□9.1 概述

- ❖ 掌握各性能指标的定义

□9.2 一级运放

- ❖ 基本运放、套筒式和折叠式cascode
- ❖ 理解原理，会分析，会设计

□9.3 两级运放

- ❖ 简单两级运放、Cascode的两级运放、多级运放
- ❖ 理解原理，会分析，会设计

□9.4 增益的提高

- ❖ 增益提高的套筒式和折叠式cascode运放
- ❖ 理解原理，会分析

上一讲

□9.5 性能比较

- ❖ 套筒式cascode、折叠式cascode、两级的、增益提高的
- ❖ 了解

□9.6 共模反馈

- ❖ 电阻法、源跟随器—电阻法、电容法、深线性区MOS管法
- ❖ 理解原理，会分析

□9.7 输入范围限制

- ❖ 宽摆幅运放
- ❖ 理解原理，会分析

上一讲

□9.8 转换速率

- ❖ 线性运放和实际运放的大阶跃响应
- ❖ 基本运放、套筒式和折叠式cascode运放的压摆率限制问题、压摆率限制对建立时间的影响
- ❖ 理解原理，会分析

□9.9 电源抑制

- ❖ PSRR的定义和推导方法
- ❖ 理解原理，会分析

□9.10 运放的噪声

- ❖ 套筒式和折叠式cascode运放的噪声
- ❖ 两级运放的噪声
- ❖ 理解原理，会分析

模拟集成电路原理与设计

第10章 稳定性和频率补偿

陈中建

chenzj@pku.edu.cn

62759051, 理科2号楼2619

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

第10章 稳定性和频率补偿

□10.1 概述

□10.2 多极点系统

□10.3 相位裕度

□10.4 频率补偿

□10.5 两级运放的补偿

❖10.5.1 两级运放中的压摆率限制

□10.6 其他补偿技术

本章重点

□ 反馈系统稳定需要满足什么条件？

- ❖ 10.1 概述

- ❖ 10.2 多极点系统

- ❖ 10.3 相位裕度

□ 为了保证反馈系统稳定，如何进行频率补偿？

- ❖ 10.4 频率补偿

- 单端输出的套筒式cascode运放
- 差分输出的套筒式cascode运放

- ❖ 10.5 两级运放的补偿

- ❖ 10.6 其他补偿技术

引言

□第8章讲述了“反馈”

- ❖ 负反馈系统能降低增益对PTV的敏感度，改变输入/输出阻抗，增大带宽，降低非线性

□不足

- ❖ 负反馈系统有潜在的不稳定性（振荡）

□本章

- ❖ 研究线性反馈系统的稳定性和频率补偿

第10章 稳定性和频率补偿

□10.1 概述

□10.2 多极点系统

□10.3 相位裕度

□10.4 频率补偿

□10.5 两级运放的补偿

❖10.5.1 两级运放中的压摆率限制

□10.6 其他补偿技术

10.1 概述

□ 考虑右图负反馈系统

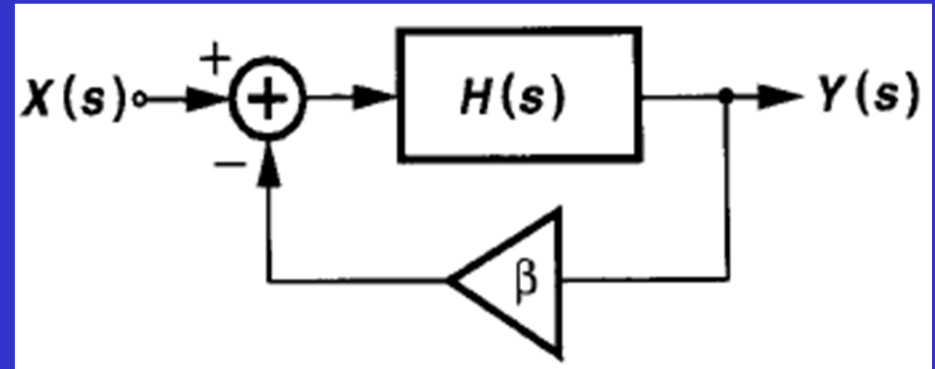
- ❖ 假定B是常数
- ❖ 不随频率等变化

□ 当 $\beta H(s=j\omega_1) = -1$ 时

- ❖ 增益趋于无穷大
- ❖ 电路可放大自身噪声，最终形成自激振荡
- ❖ 即：该电路可在频率 ω_1 处产生自激振荡

□ 对应 $\beta H(s=j\omega_1) = -1$ 的幅值和相位

- ❖ Barkhausen判据：振荡条件



$$\frac{Y}{X}(s) = \frac{H(s)}{1 + \beta H(s)}$$

$$|\beta H(j\omega_1)| = 1,$$

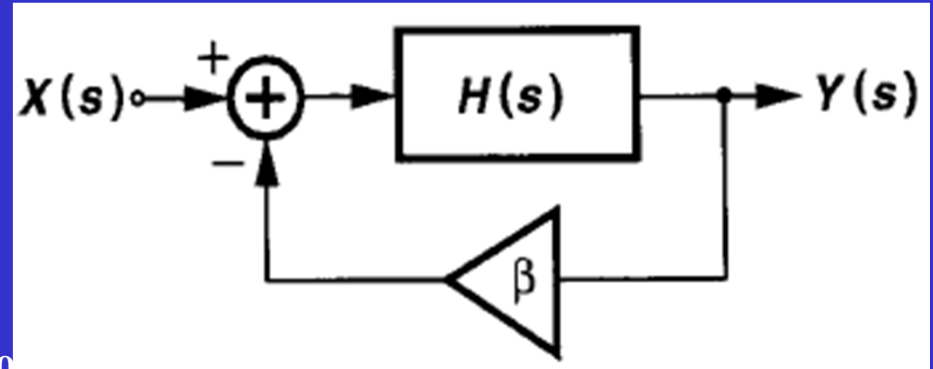
$$\angle \beta H(j\omega_1) = -180^\circ$$

开环系统不存在稳定性问题

环路相移和环路增益

□考虑右图负反馈系统

- ❖假定B是常数
- ❖不随频率等变化



□BH (s=jω₁) = -1时

- ❖ω₁时的环路总相移为360°
 - 反馈回来的信号同相地与输入信号叠加
 - 是振荡必须的条件之一
- ❖ω₁时的环路增益应大于或等于1
 - 以保证振荡幅度维持或不断增大

$$\frac{Y}{X}(s) = \frac{H(s)}{1 + \beta H(s)}$$

$$|\beta H(j\omega_1)| = 1,$$

$$\angle \beta H(j\omega_1) = -180^\circ$$

不稳定情形

□ 条件1

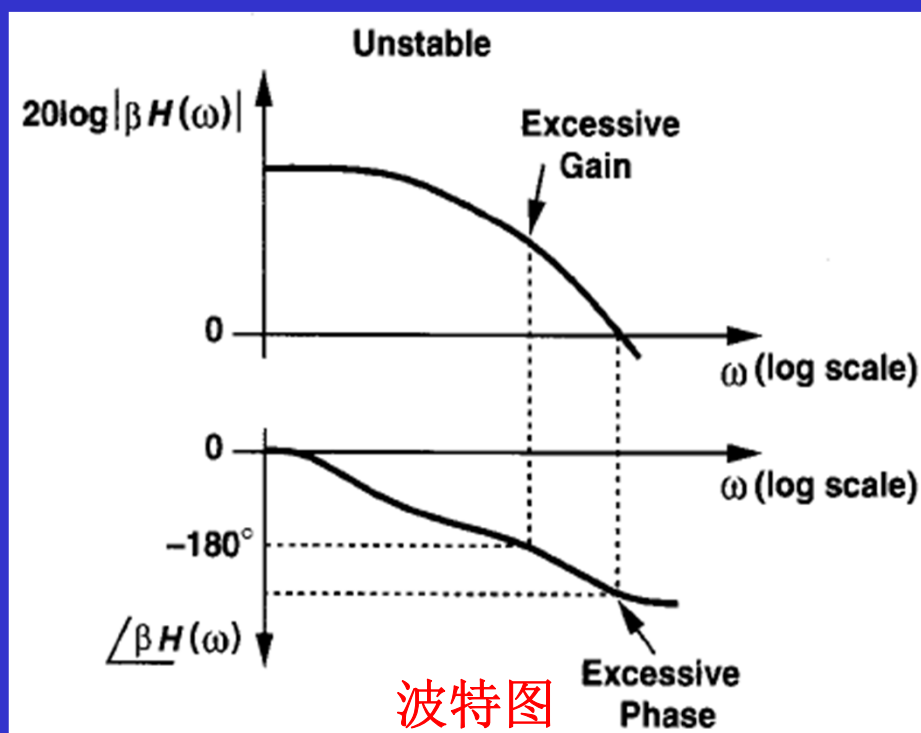
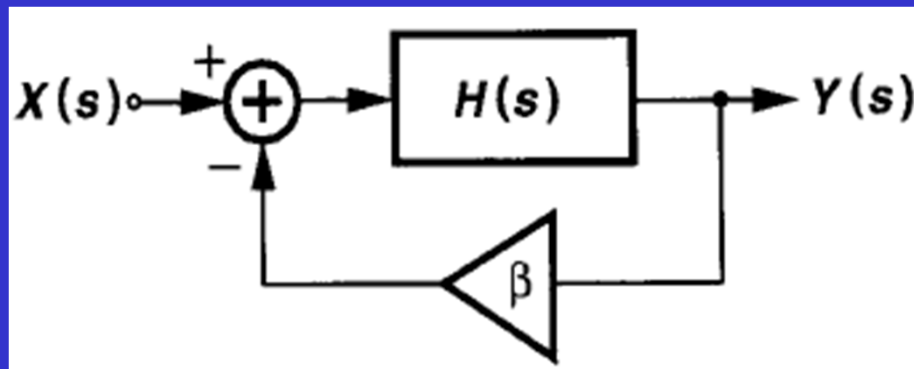
- ❖ 在该频率下，环路相移能大到使反馈变成了正反馈

□ 条件2

- ❖ 在该频率下，环路增益足以使信号建立或维持下去

□ 稳定的途径

- ❖ $|BH|=1$ 时的环路相移要正于 -180°
- ❖ 环路相移为 -180° 时的环路增益幅值小于1



波特图

□ Bode plot

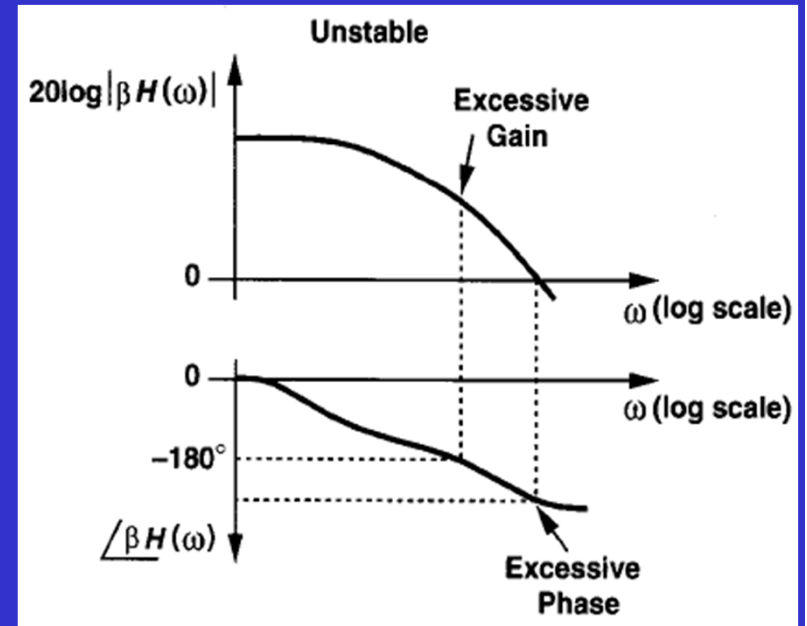
❖ 根据极零点的大小，来分析复变函数的幅值和相位特性

□ 幅值曲线与极零点的关系

- ❖ 每碰到一个零点，幅值曲线的斜率改变+20dB/dec
- ❖ 每碰到一个极点，幅值曲线的斜率改变-20dB/dec

□ 相移曲线与极零点的关系

- ❖ 每碰到一个负零点 ω_z ，相位在 $0.1\omega_z$ 处开始上升，在 ω_z 处产生+45°相移，在 $10\omega_z$ 处产生的相移约90°
- ❖ 每碰到一个负极点 ω_p ，相位在 $0.1\omega_p$ 处开始下降，在 ω_p 处产生-45°相移，在 $10\omega_p$ 处产生的相移约-90°



稳定情形

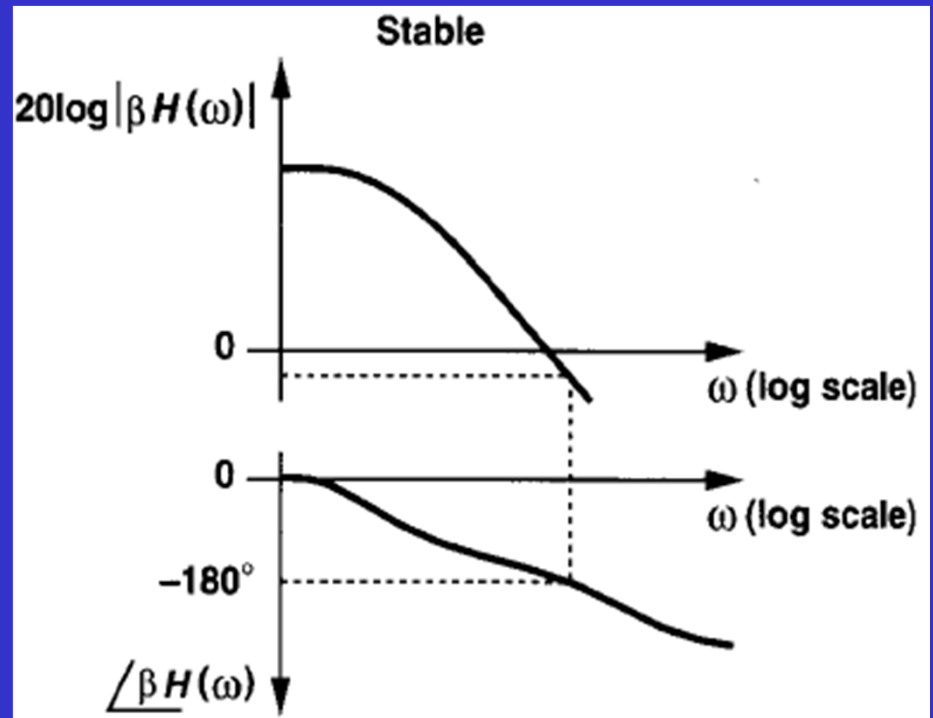
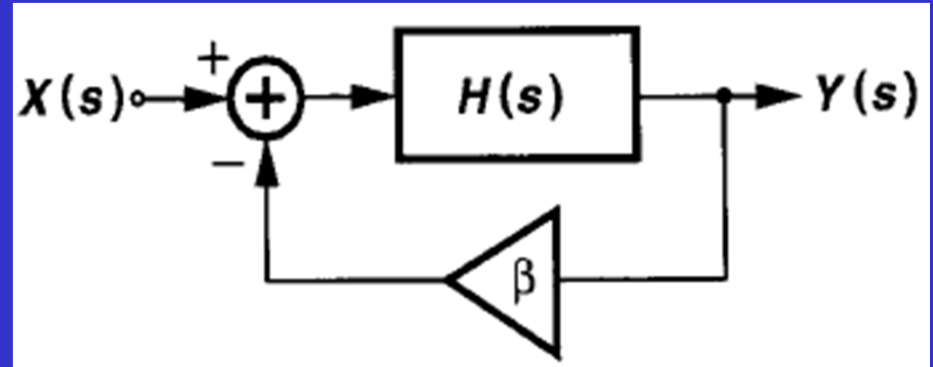
□ 稳定情形

- ❖ $|BH|=1$ 时的环路相移要正于 -180°
- ❖ 环路相移为 -180° 时的环路增益幅值小于1

□ 有两个频率点对稳定性分析比较重要

- ❖ 增益降为1时对应的角频率，称为“增益交点”，GX
- ❖ 相位降为 -180° 时对应的角频率，称为“相位交点”，PX

□ 稳定系统的GX一定先于PX



稳定度与B的关系

□ 稳定情形

- ❖ $|BH|=1$ 时的环路相移要正于 -180°
- ❖ 环路相移为 -180° 时的环路增益幅值小于1

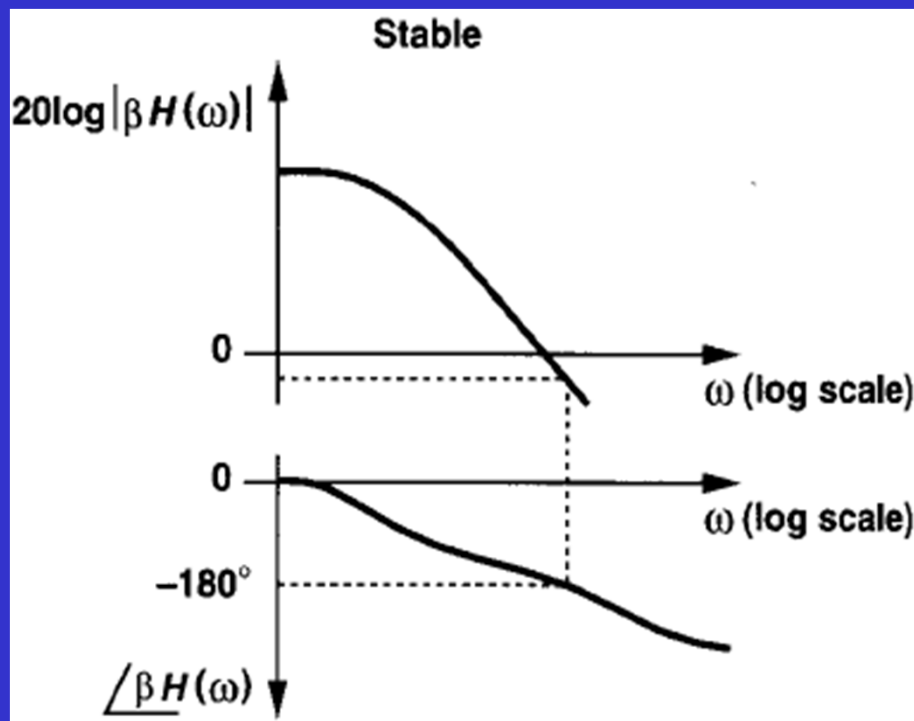
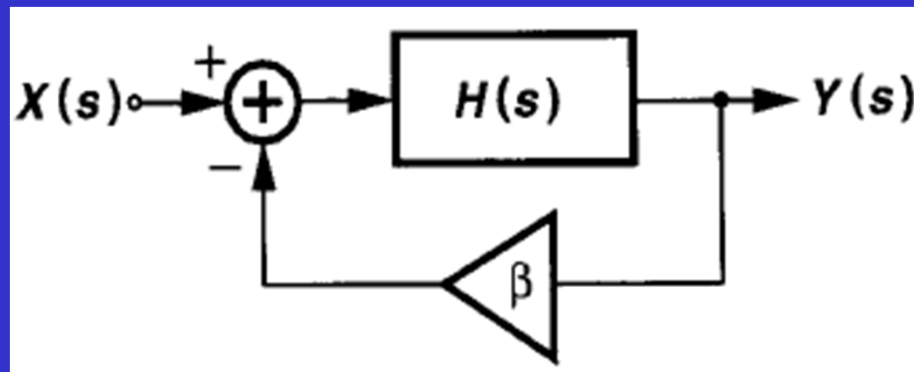
□ 若B减小

- ❖ 若B为常数（与频率无关），则相移曲线不变
- ❖ 幅值曲线下移，GX相原点移动，更稳定

□ B=1时（单位增益反馈）是反馈系统的稳定性的最差情形

- ❖ 分析B=1时的BH(s)的稳定性，即H(s)的幅值和相位特性，即足以判定构成反馈系统时是否稳定

□ B通常是 ≤ 1 （否则闭环系统的低频增益 $1/B$ 小于1）



单极点系统的环路增益波特图

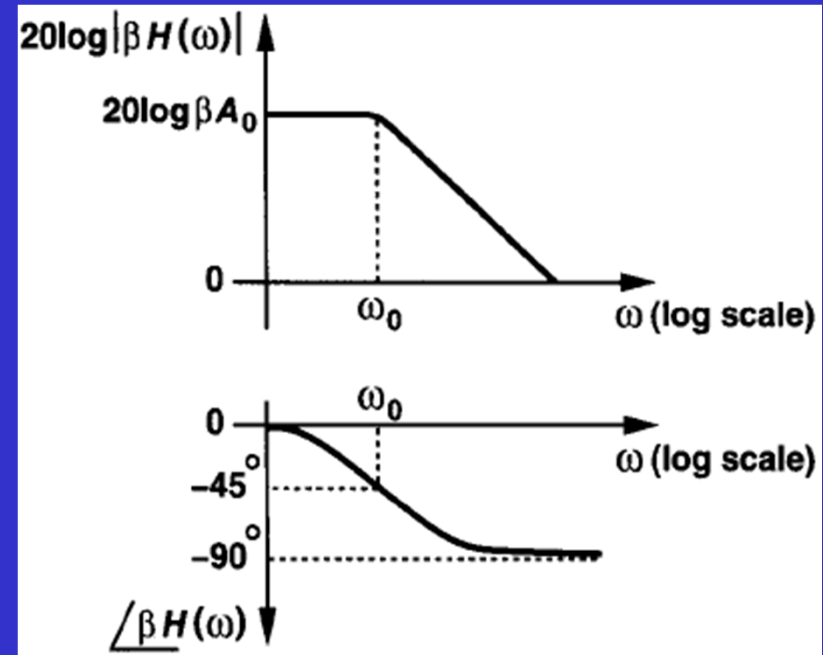
□单极点系统不可能产生-180°相移

❖最大为-90°

❖因此，对任何B都是稳定的

$$H(s) = A_0 / (1 + s/\omega_0)$$

$$\frac{Y}{X}(s) = \frac{\frac{A_0}{1 + \beta A_0}}{1 + \frac{s}{\omega_0(1 + \beta A_0)}}$$



复平面内极零点位置与稳定的关系

□ 在复平面内标出极零点位置

❖ 用来判定闭环系统是否稳定

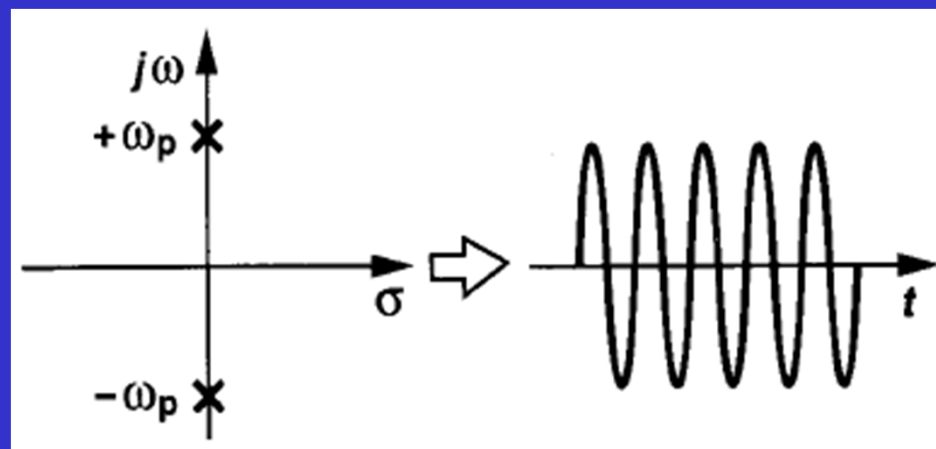
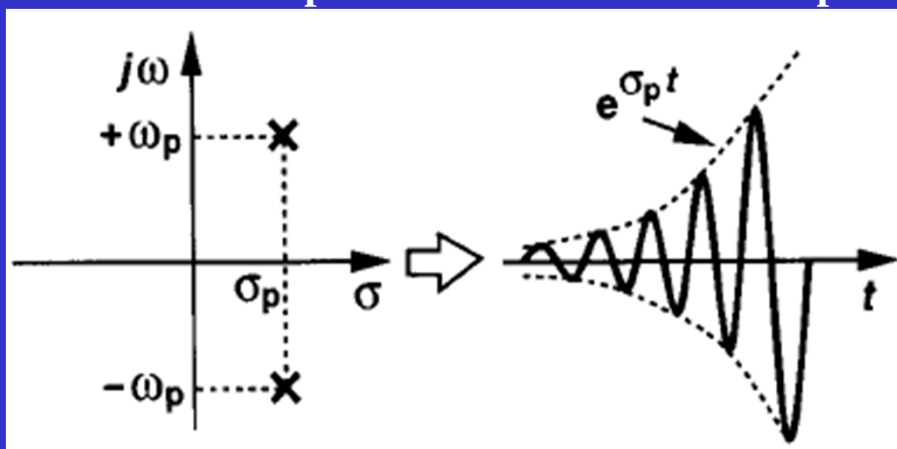
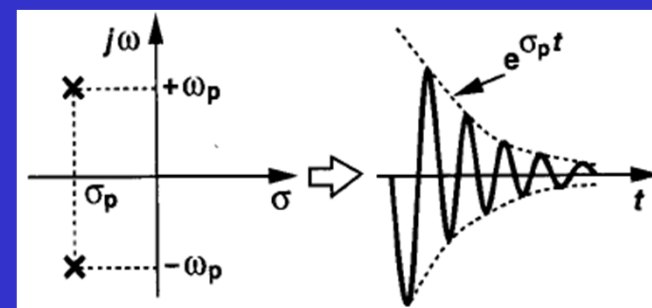
□ 每个极点 $s_p = j\omega_p + \sigma_p$

❖ 系统的冲击响应包含 $\exp(j\omega_p + \sigma_p)t$ 项

❖ 若 s_p 在右半平面, 则 $\sigma_p > 0$, 系统振荡

❖ 若 $\sigma_p = 0$, 系统等幅振荡

❖ 若 s_p 在左半平面, 则 $\sigma_p < 0$, 系统能最终稳定



根轨迹

□ Root locus

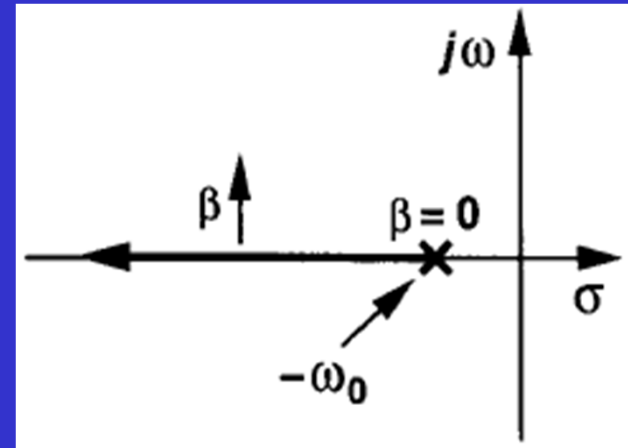
- ❖ 在复平面内，画出环路增益变化时极点的变化趋势
- ❖ 用来判定闭环系统在多大程度上接近振荡

□ 例10.1

- ❖ 构建单极点系统的根轨迹

$$s_p = -\omega_0(1 + \beta A_0)$$

$$\frac{Y}{X}(s) = \frac{\frac{A_0}{1 + \beta A_0}}{1 + \frac{s}{\omega_0(1 + \beta A_0)}}$$



第10章 稳定性和频率补偿

□10.1 概述

□10.2 多极点系统

□10.3 相位裕度

□10.4 频率补偿

□10.5 两级运放的补偿

❖10.5.1 两级运放中的压摆率限制

□10.6 其他补偿技术

10.2 多极点系统

□ 运放通常是多极点系统

□ 两极点运放构成的反馈系统

❖ 环路增益的波特图

❖ 该系统是稳定的

▪ GX点先与PX点

□ 若反馈程度减弱

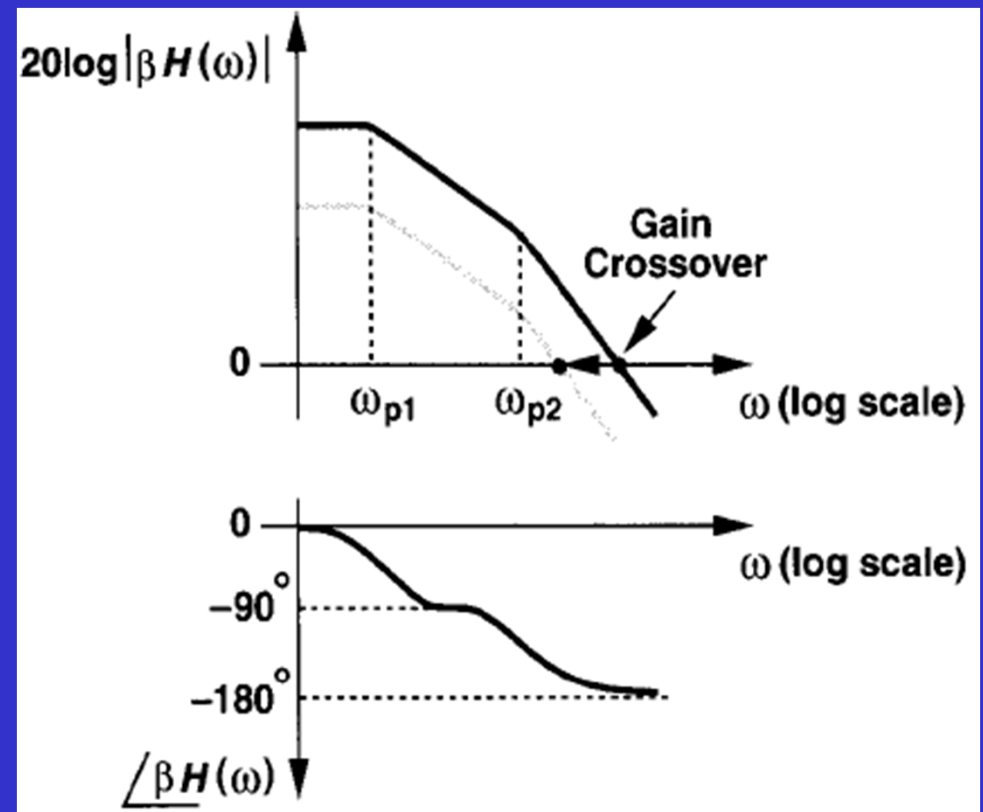
❖ 即反馈系数B减小

❖ 幅值曲线下降

▪ GX左移

❖ 相移曲线不变

❖ 因此，更稳定



例10.2 两极点系统的根轨迹

□构建两极点系统的根轨迹

解：开环传输函数为：

$$H(s) = \frac{A_0}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)}$$

闭环传输函数为：

$$\begin{aligned} \frac{Y}{X}(s) &= \frac{A_0}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right) + \beta A_0} \\ &= \frac{A_0 \omega_{p1} \omega_{p2}}{s^2 + (\omega_{p1} + \omega_{p2})s + (1 + \beta A_0)\omega_{p1} \omega_{p2}} \end{aligned}$$

例10.2 两极点系统的根轨迹

□ 构建两极点系统的根轨迹

闭环传输函数为：

$$\begin{aligned}\frac{Y}{X}(s) &= \frac{A_0}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right) + \beta A_0} \\ &= \frac{A_0 \omega_{p1} \omega_{p2}}{s^2 + (\omega_{p1} + \omega_{p2})s + (1 + \beta A_0)\omega_{p1} \omega_{p2}}\end{aligned}$$

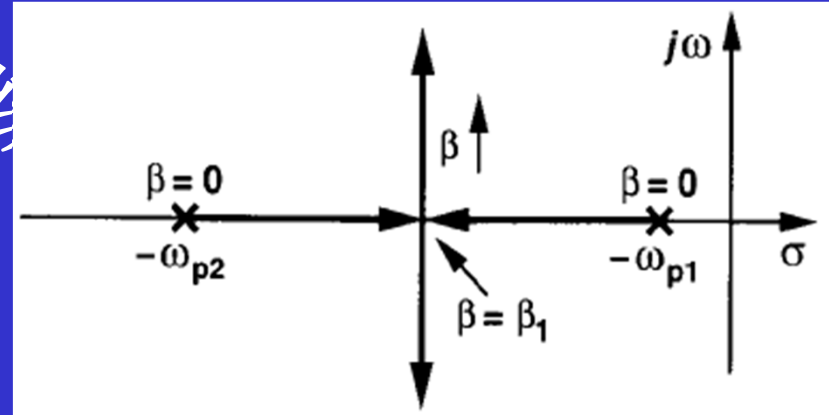
闭环系统的两个极点为：

$$s_{1,2} = \frac{-(\omega_{p1} + \omega_{p2}) \pm \sqrt{(\omega_{p1} + \omega_{p2})^2 - 4(1 + \beta A_0)\omega_{p1} \omega_{p2}}}{2}$$

例10.2 两极点系统

□ 构建两极点系统的根轨迹

闭环系统的两个极点为：



$$s_{1,2} = \frac{-(\omega_{p1} + \omega_{p2}) \pm \sqrt{(\omega_{p1} + \omega_{p2})^2 - 4(1 + \beta A_0)\omega_{p1}\omega_{p2}}}{2}$$

B=0时： $s_{1,2} = -\omega_{p1}, -\omega_{p2}$

B从0开始增大时，根号下项开始减小， s_1 和 s_2 的差距减小

当**B**增大到某值时，根号下项为零： $\beta_1 = \frac{1}{A_0} \frac{(\omega_{p1} - \omega_{p2})^2}{4\omega_{p1}\omega_{p2}}$

当**B**超过**B1**后进一步增大，根号下项为负值， s_1 和 s_2 为复数

三极点系统环路增益的波特图

□GX后于PX，系统不稳定

- ❖ 第三极点带来了 -90° 相移
- ❖ 第三极点也使环路增益的下降速度更快了

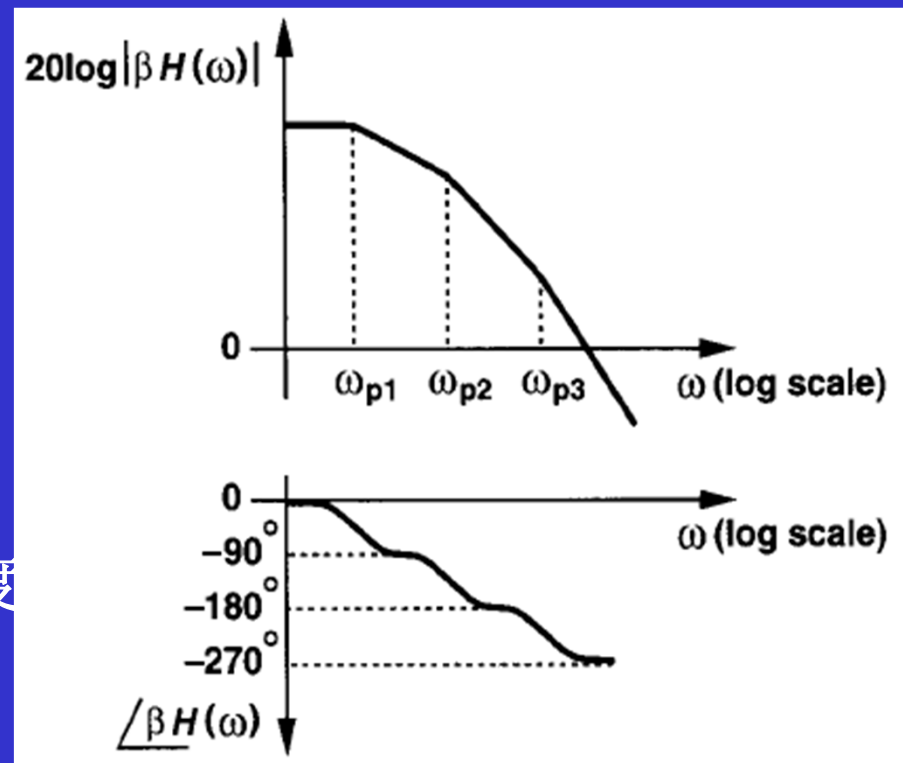
□为什么GX比PX移动的少？

- ❖ 在 $0.1\omega_{p3}$ 处，相位就已改变了 5.7° ；等 ω_{p3} 时已改变 45°
- ❖ 幅值在 $0.1\omega_{p3}$ 处仅改变了 0.04dB ，等 ω_{p3} 时仅改变 3dB

□因此

- ❖ 高频极零点对相位的影响程度比对幅值的影响程度大

□若B减小，系统趋向稳定



第10章 稳定性和频率补偿

□10.1 概述

□10.2 多极点系统

□10.3 相位裕度

□10.4 频率补偿

□10.5 两级运放的补偿

❖10.5.1 两级运放中的压摆率限制

□10.6 其他补偿技术

10.3 相位裕度

□GX必须在PX前，系统才能稳定

❖应超前多少？相位的“裕度”多少合适？

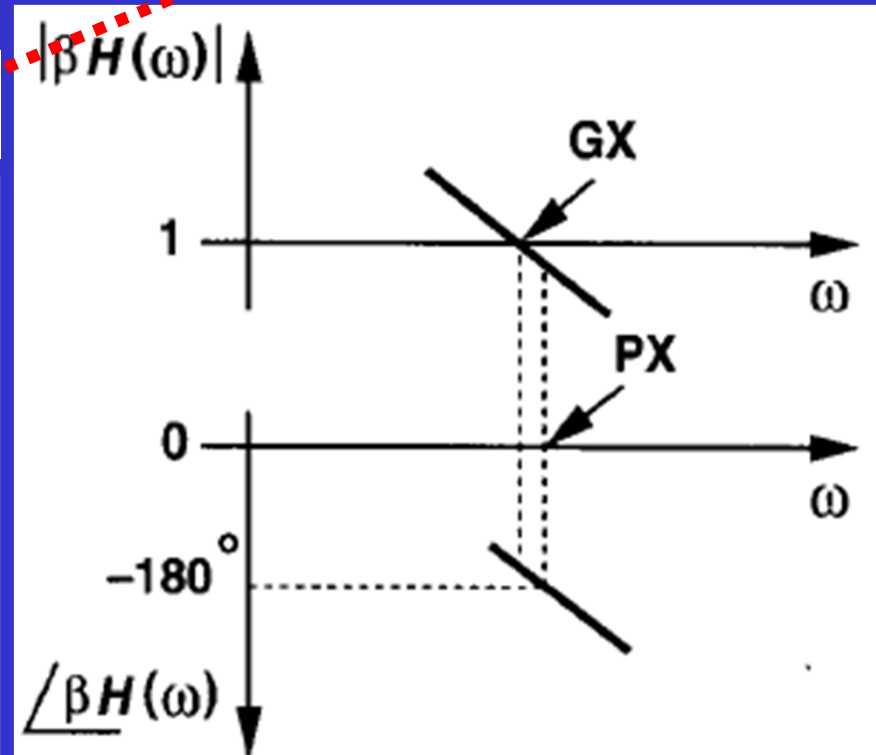
□首先考察GX略低于PX情形

❖GX点对应的相位为-175°

用复指数来表示相位；
见王楚等《电路分析》

$$\beta H(j\omega_1) = 1 \times \exp(-j175^\circ)$$

$$\begin{aligned} \frac{Y}{X}(j\omega_1) &= \frac{H(j\omega_1)}{1 + \beta H(j\omega_1)} \\ &= \frac{1}{\beta} \frac{\exp(-j175^\circ)}{1 + \exp(-j175^\circ)} \\ &= \frac{1}{\beta} \cdot \frac{-0.9962 - j0.0872}{0.0038 - j0.0872} \end{aligned}$$



GX略低于PX情形

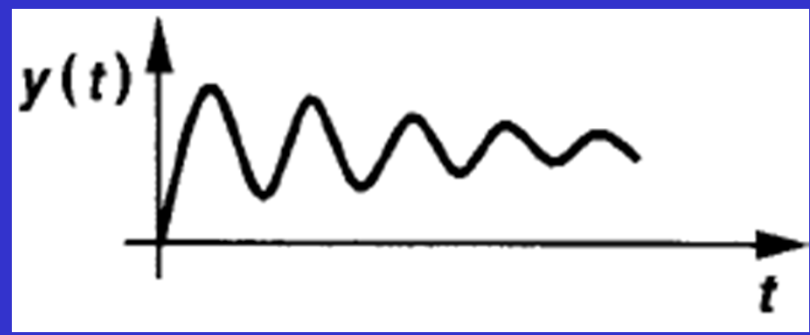
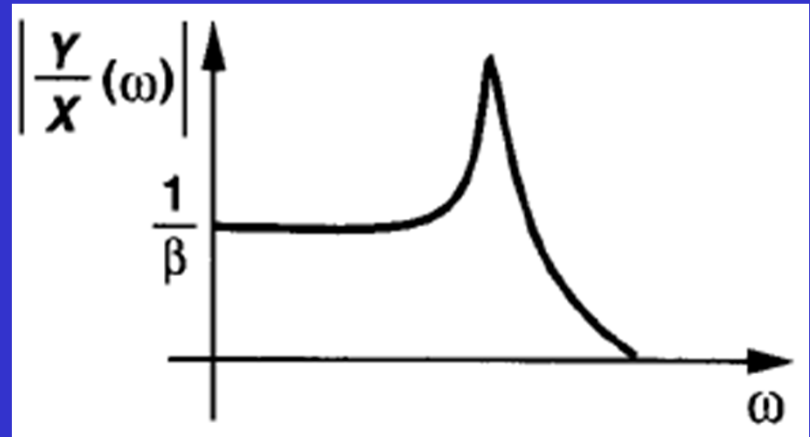
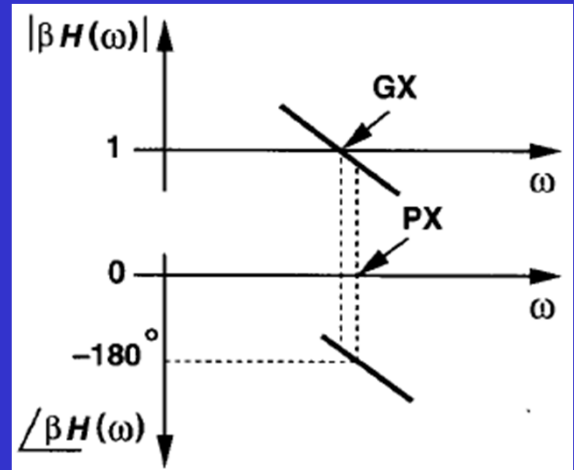
$$\frac{Y}{X}(j\omega_1) = \frac{1}{\beta} \cdot \frac{-0.9962 - j0.0872}{0.0038 - j0.0872}$$

$$\left| \frac{Y}{X}(j\omega_1) \right| \approx \frac{1}{\beta} \cdot \frac{1}{0.0872} \approx \frac{11.5}{\beta}$$

低频下 $|Y/X| \approx 1/B$

ω_1 频率时 $|Y/X| \approx 11.5/B$ ，闭环频率响应出现尖峰，接近振荡；其阶越响应呈欠阻尼振荡特性

结论：此时尽管系统是稳定的，但可能出现减幅振荡



GX显著低于PX情形

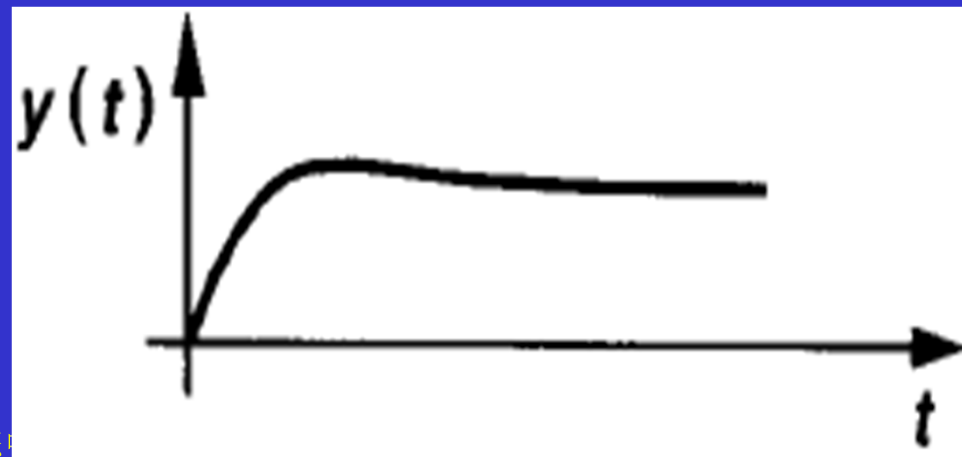
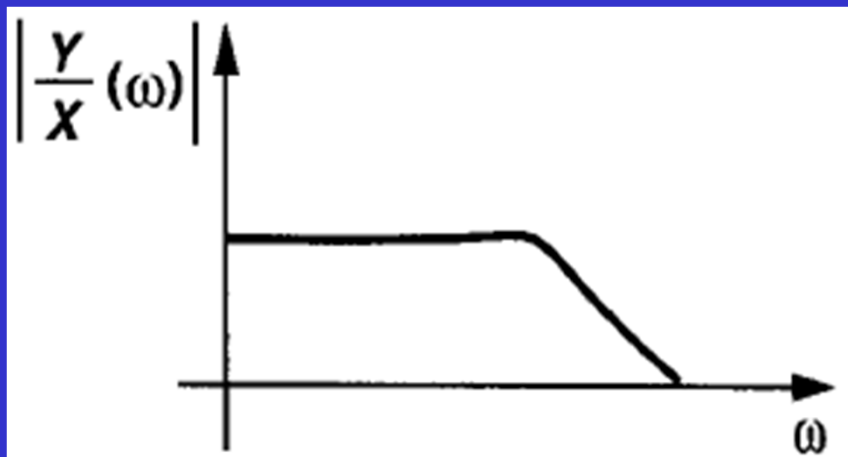
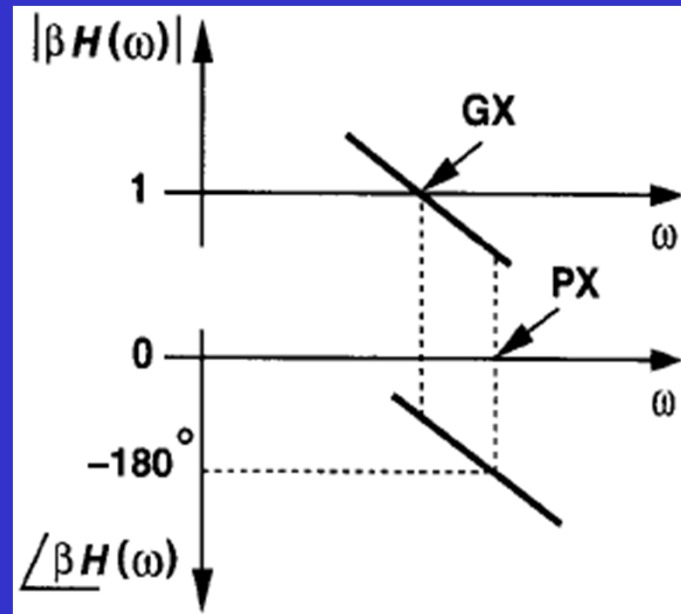
□ GX与PX间距越大，反馈系统越稳定

❖ GX处(ω_1)的相位可作为稳定度的衡量标准

□ 相位裕度定义

❖ Phase Margin, PM

$$PM = 180^\circ + \angle \beta H(\text{GX点})$$



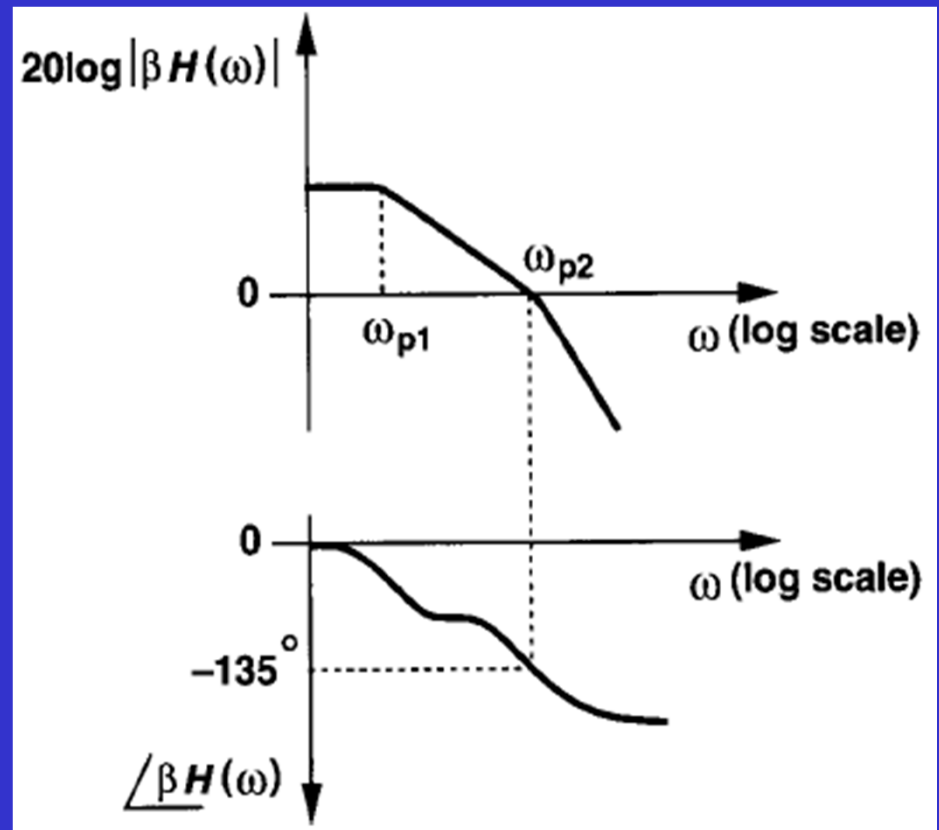
例10.3 计算PM

□ 一个两极点反馈系统， $|\beta H(\omega_{p2})| = 1$ ，
且 $\omega_{p1} \ll \omega_{p2}$ 。计算其PM。

$$PM = 180^\circ + \angle \beta H(\text{GX点})$$

$$\begin{aligned} \because \angle \beta H(\text{GX点}) \\ = \angle \beta H(\omega = \omega_2) = -135^\circ \end{aligned}$$

$$\therefore PM = 180^\circ - 135^\circ = 45^\circ$$



PM多大合适？

□太小

❖ 接近振荡

□太大

❖ 不会振荡，但时间响应减慢

□研究不同PM下的闭环频率响应

❖ $PM=45^\circ$

❖ $PM=60^\circ$

❖ $PM=90^\circ$

PM=45°

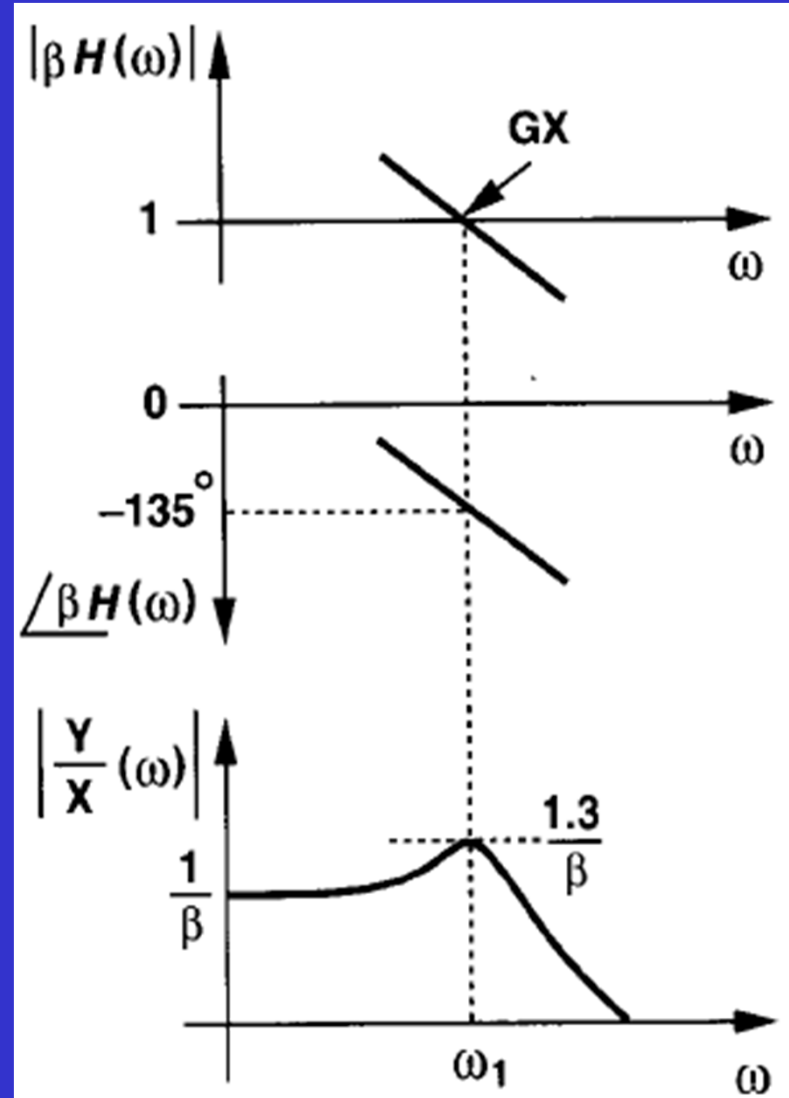
□GX频率用 ω_1 表示

$$\angle \beta H(\omega_1) = -135^\circ, |\beta H(\omega_1)| = 1$$

$$\frac{Y}{X} = \frac{H(j\omega_1)}{1 + 1 \times \exp(-j135^\circ)}$$

$$= \frac{H(j\omega_1)}{0.29 - j0.71} = \frac{1}{\beta} \cdot \frac{\beta H(j\omega_1)}{0.29 - j0.71}$$

$$\therefore \left| \frac{Y}{X} \right| = \frac{1}{\beta} \cdot \frac{1}{|0.29 - j0.71|} \approx \frac{1.3}{\beta}$$

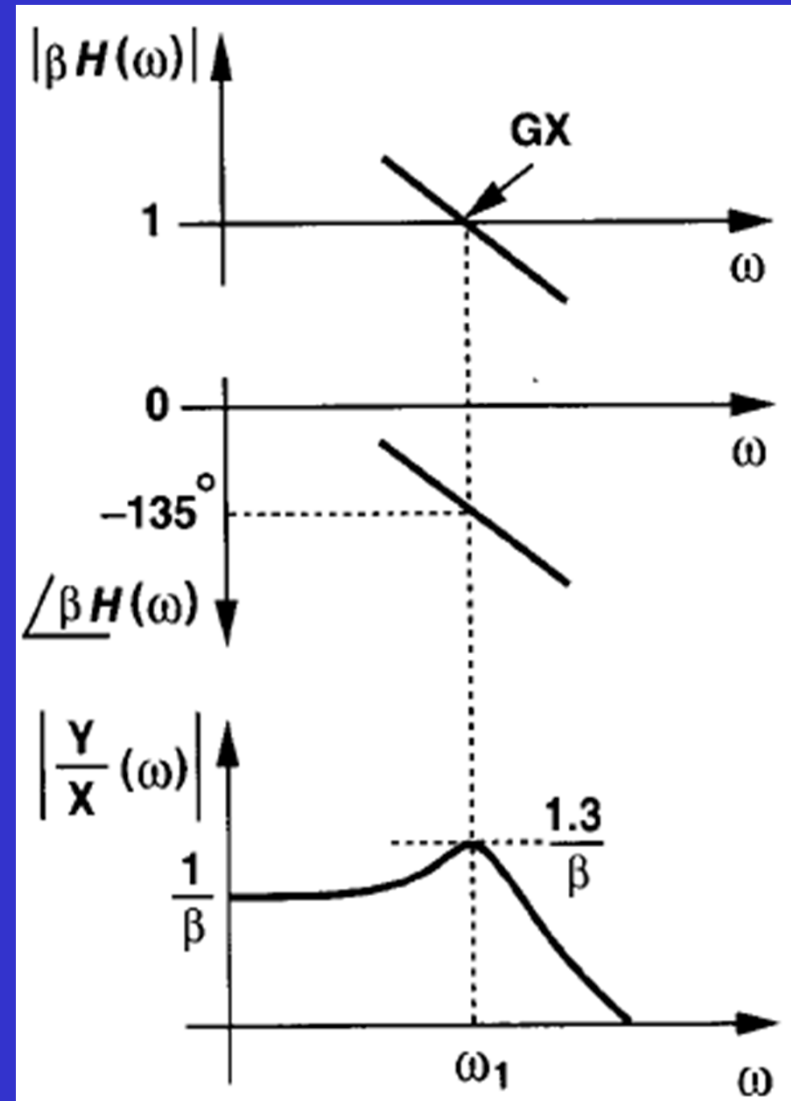
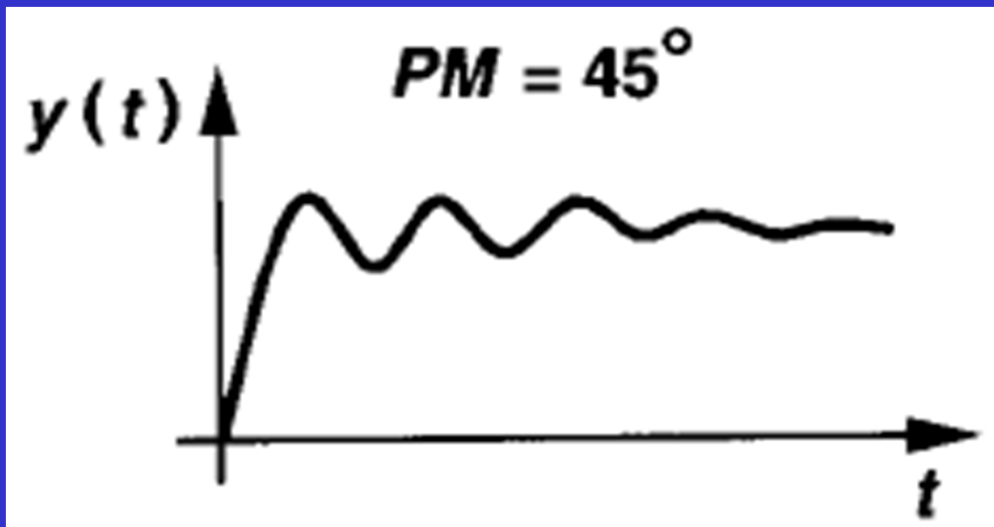


PM=45°

□GX频率用 ω_1 表示

$$\angle \beta H(\omega_1) = -135^\circ, |\beta H(\omega_1)| = 1$$
$$\frac{Y}{X} = \frac{1}{\beta} \cdot \frac{\beta H(j\omega_1)}{0.29 - j0.71}, \left| \frac{Y}{X} \right| \approx \frac{1.3}{\beta}$$

闭环时域阶跃响应:

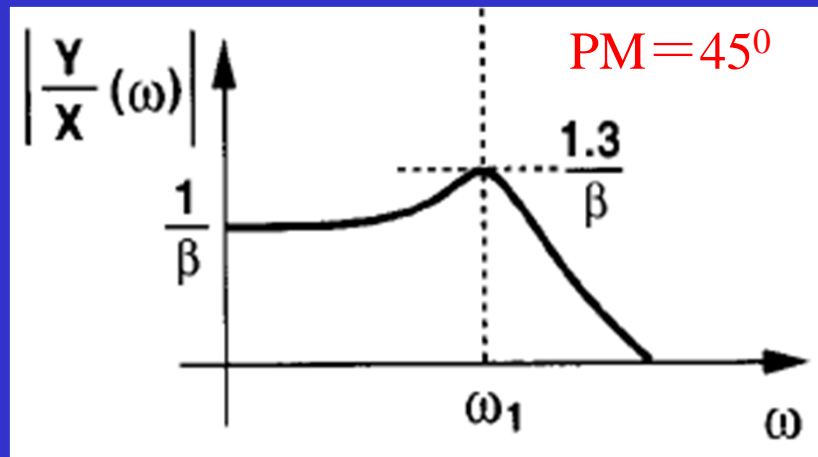
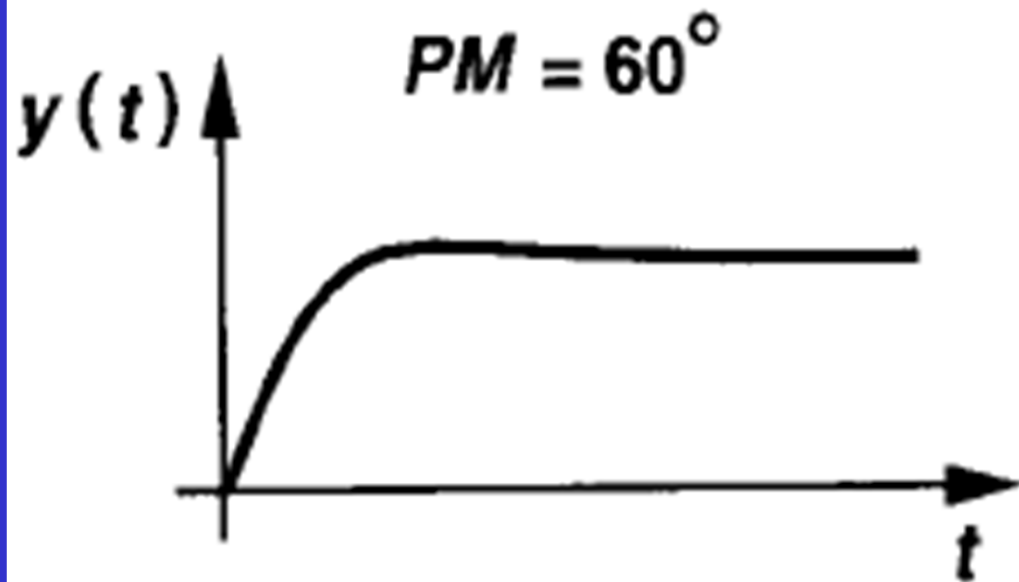


PM=60°

□GX频率用 ω_1 表示

$$\angle \beta H(\omega_1) = -120^\circ, |\beta H(\omega_1)| = 1$$

$$\frac{Y}{X} = \frac{1}{\beta} \cdot \frac{\beta H(j\omega_1)}{0.5 - j0.866}, \left| \frac{Y}{X} \right| \approx \frac{1}{\beta}$$



闭环频率响应中， ω_1 处的尖峰可忽略

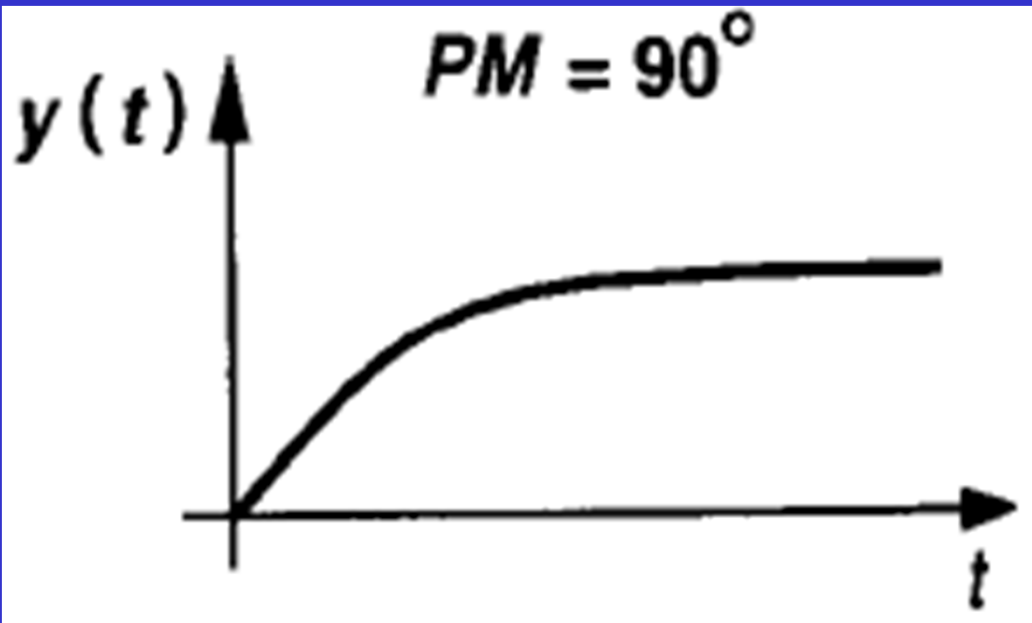
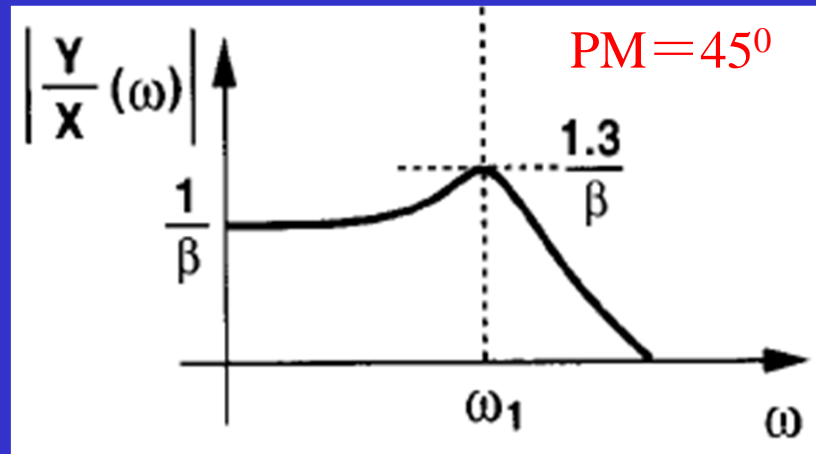
意味着：反馈系统的阶跃响应几乎没有减幅振荡现象，可快速稳定

PM=90°

□GX频率用 ω_1 表示

$$\angle \beta H(\omega_1) = -90^\circ, |\beta H(\omega_1)| = 1$$

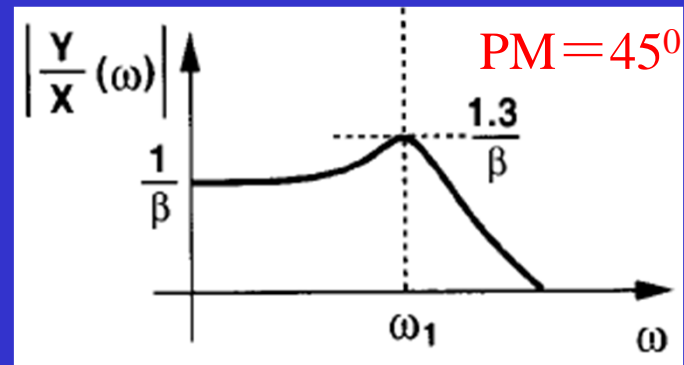
$$\frac{Y}{X} = \frac{1}{\beta} \cdot \frac{\beta H(j\omega_1)}{1-j}, \left| \frac{Y}{X} \right| \approx \frac{0.707}{\beta}$$



闭环频率响应中， ω_1 处不但没有尖峰，幅值反而低于低频时幅值 $1/B$

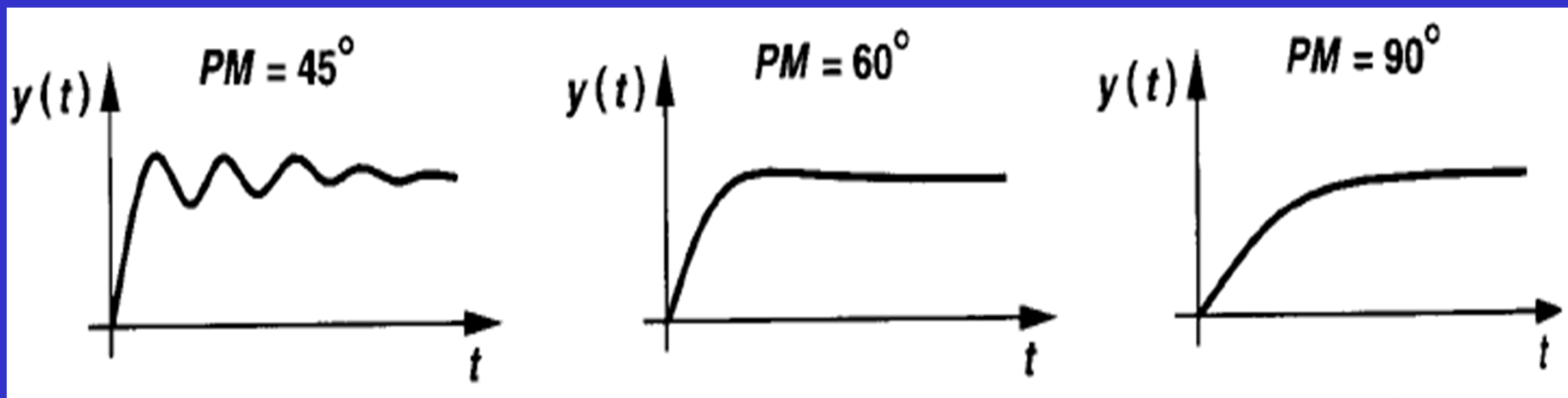
意味着：反馈系统更加稳定，但阶跃响应变慢

PM多少合适?

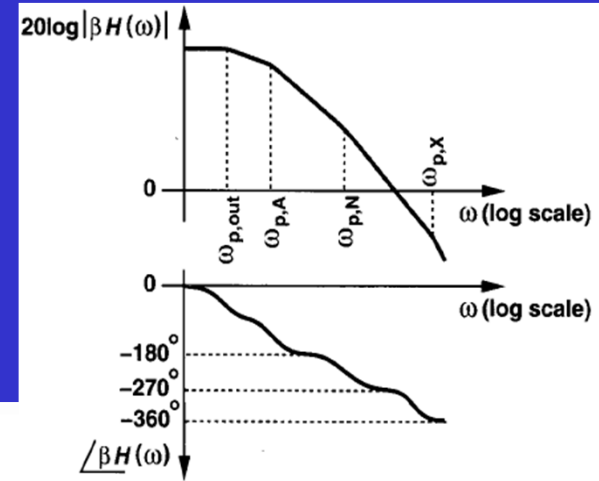


□ 60°

- ❖ 低于此值时， ω_1 处幅值会高于 $1/\beta$ ，出现尖峰
 - 最终能稳定，但尖峰会导导致减幅振荡，使稳定过程变慢
- ❖ 高于此值时， ω_1 处幅值已低于 $1/\beta$
 - 最终能稳定，但高频点的幅值过早降低，使稳定过程变慢
- ❖ 等于此值时， ω_1 处幅值正好等于 $1/\beta$ ，正好无尖峰
 - 能快速稳定



极点位置与相位裕度



设增益带宽积GBW，极点 f_{p1} 、 f_{p2} 、……、 f_{pn}

$$\text{则PM} = 180^\circ - \tan^{-1}\left(\frac{\text{GBW}}{f_{p1}}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{\text{GBW}}{f_{p2}}\right) - \dots - \tan^{-1}\left(\frac{\text{GBW}}{f_{pn}}\right)$$

补偿后， $\text{GBW} \gg f_{p1}$ 所以 $\tan^{-1}\left(\frac{\text{GBW}}{f_{p1}}\right) \approx 90^\circ$

$$\text{PM} \approx 90^\circ - \tan^{-1}\left(\frac{\text{GBW}}{f_{p2}}\right) - \dots - \tan^{-1}\left(\frac{\text{GBW}}{f_{pn}}\right)$$

若 f_{p3} 、……、 f_{pn} 均远大于GBW

$$\text{则PM} \approx 90^\circ - \tan^{-1}\left(\frac{\text{GBW}}{f_{p2}}\right)$$

极点位置与相位裕度

$$f_{p2} < \text{GBW} \text{ 时, } PM < 45^\circ, PM \approx 90^\circ - \tan^{-1}\left(\frac{\text{GBW}}{f_{p2}}\right)$$

$$f_{p2} = \text{GBW}, PM \approx 45^\circ$$

$$f_{p2} = 2 \times \text{GBW}, PM \approx 63.4^\circ$$

$$f_{p2} = 3 \times \text{GBW}, PM \approx 71.6^\circ$$

$$f_{p2} = 4 \times \text{GBW}, PM \approx 76.0^\circ$$

$$f_{p2} = 10 \times \text{GBW}, PM \approx 84.3^\circ$$

合理的设计： $f_{p2} = 2 \sim 4\text{GBW}$

例1

假设低频增益 $A_{v0} = 5000V/V$,

$f_{p1} = 2MHz$, $f_{p2} = 25MHz$, $f_{p3} = 50MHz$

将 f_{p1} 修改为 f'_{p1} , 使得 $PM = 70^\circ$, 求补偿后 f'_{p1} ?

补偿后的单位增益带宽 GBW'

$$70^\circ \approx 90 - \tan^{-1}\left(\frac{GBW'}{f_{p2}}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{GBW'}{f_{p3}}\right)$$

$$GBW' \approx 6MHz, \text{ 所以 } f'_{p1} \approx \frac{GBW'}{A_{v0}} \approx 1.2KHz$$

例2 由极/零点和PM求 A_{v0}

□ 一个放大器的前向增益为 A_0 ，并分别在10MHz和500MHz有两个极点。将该放大器至于单位增益反馈环路中，要求PM为 60° ，求 A_0 的值

思路：求出GX频率，根据幅值曲线斜率，求出 A_0

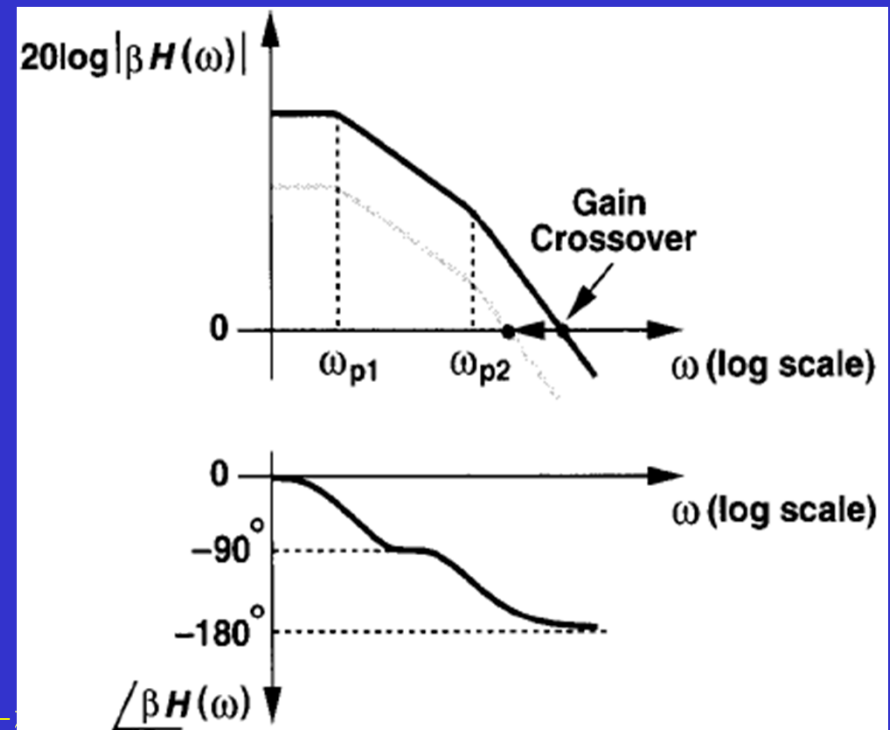
$$PM = 180^\circ + \angle \beta H(\omega = \omega_{GX})$$

$$\angle \beta H(\omega = \omega_{GX}) = -120^\circ$$

$$\because B = 1$$

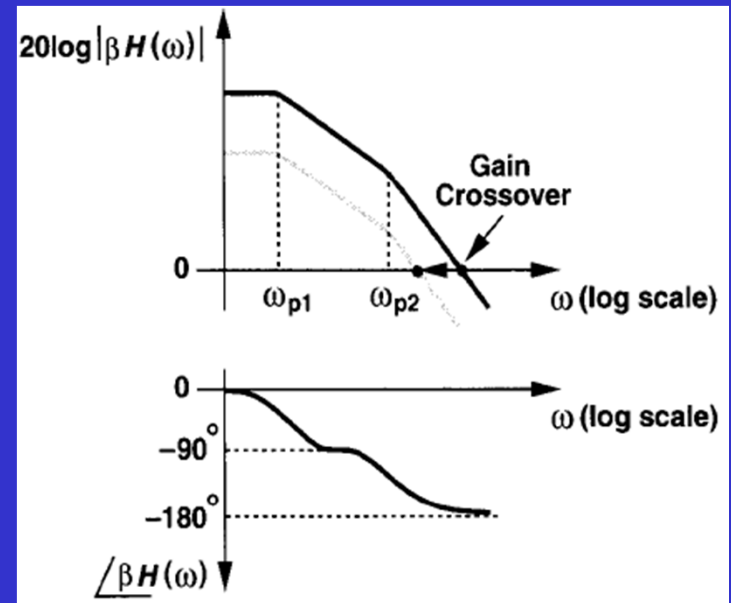
$$\therefore \beta H(s) = H(s),$$

$$\angle H(\omega_{GX}) = -120^\circ$$



例2 由极/零点和PM求 A_{v0}

□ 一个放大器的前向增益为 A_0 ，并分别在10MHz和500MHz有两个极点。将该放大器至于单位增益反馈环路中，要求PM为 60° ，求 A_0 的值



$$\angle H(\omega_{GX}) = -120^\circ$$

$$H(s) = \frac{A_0}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)}$$

$$\therefore \angle H(\omega_{GX}) = -\tan^{-1}\left(\frac{\omega_{GX}}{\omega_{p1}}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{\omega_{GX}}{\omega_{p2}}\right) = -120^\circ$$

解得: $\omega_{GX} = 311 \text{ MHz}$

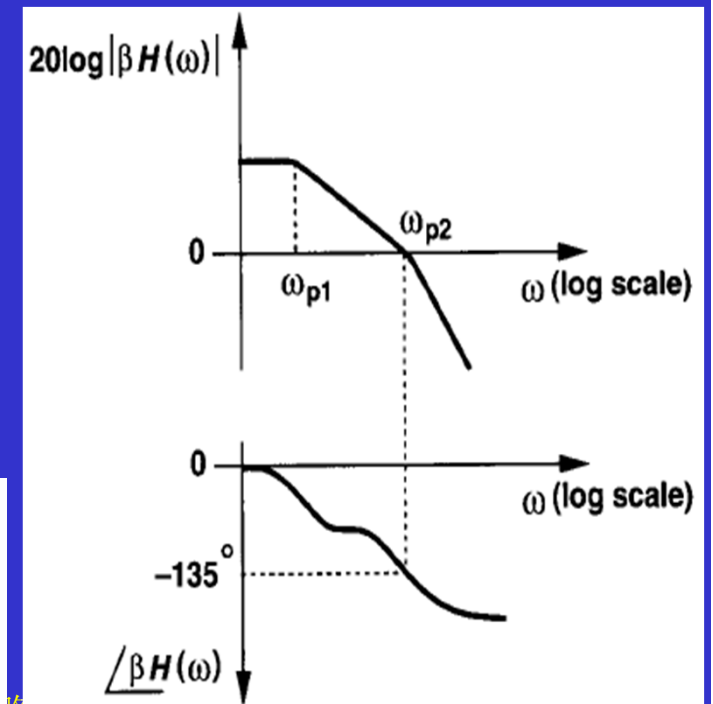
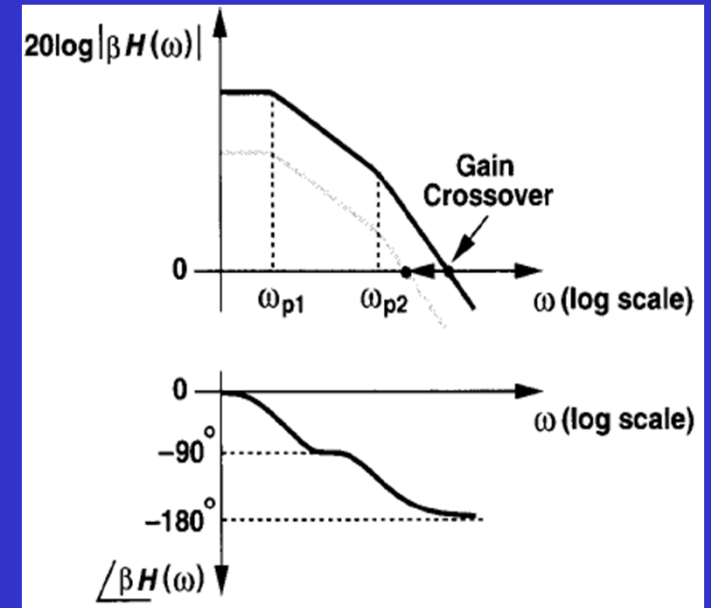
例2 由极/零点和PM求 A_{v0}

□ 一个放大器的前向增益为 A_0 ，并分别在10MHz和500MHz有两个极点。将该放大器至于单位增益反馈环路中，要求PM为 60° ，求 A_0 的值

$$\omega_{GX} = 311 \text{ MHz}$$

$$H(s) = \frac{A_0}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)}$$

$$A_0 = 20 \lg \frac{\omega_{GX}}{\omega_1} = 20 \lg \frac{311}{10} = 29.86 \text{ dB}$$



大信号时的阶跃响应

□ 上面关于**PM**的结论仅适用于小信号分析

❖ 小的阶跃信号时

□ 大的阶跃信号时，时域响应会比较复杂

❖ 压摆率限制阶段

❖ 非线性比较大的小信号建立阶段

- 此阶段的直流偏置点还不是理想值
- 极/零点也会不同于理想偏置点时的极/零点

❖ 线性度比较好的小信号建立阶段

- 此阶段已是理想直流偏置点
- 上述**PM**结论仅在本阶段适用

□ 大阶跃信号时闭环系统的时域响应如何优化？

❖ 主要靠仿真验证

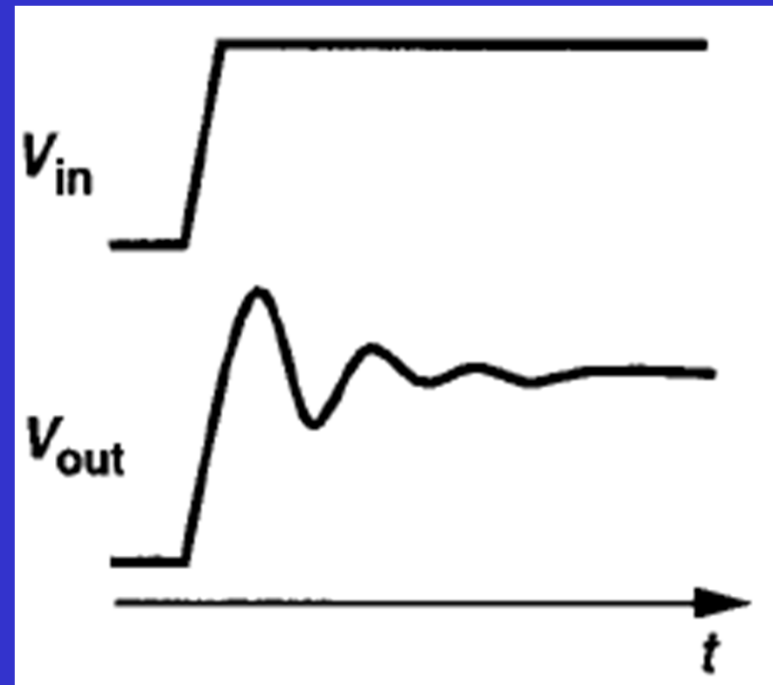
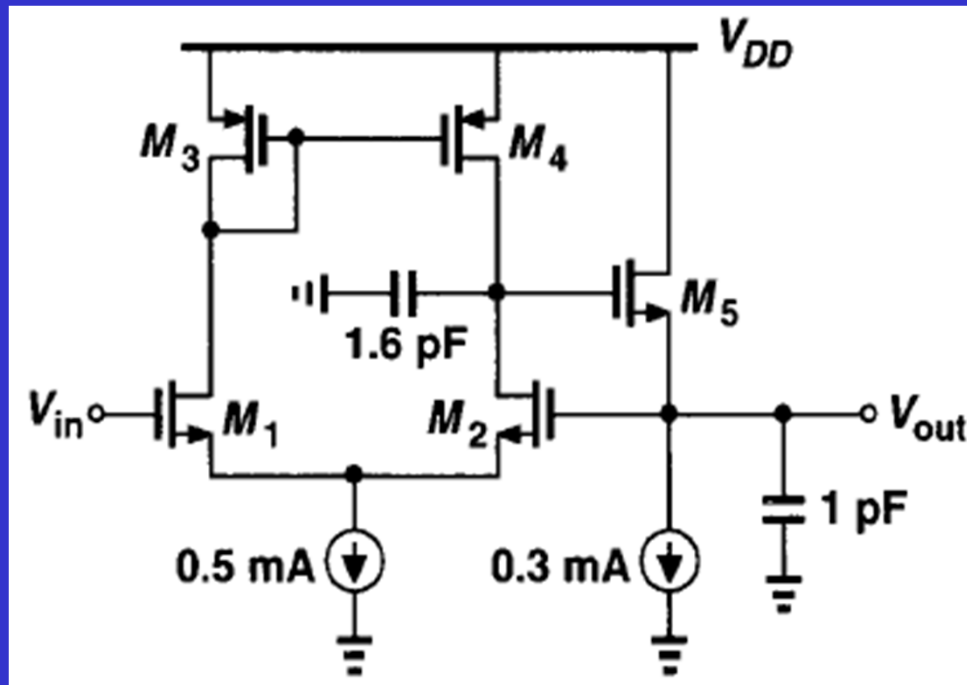
大信号时的阶跃响应

□ 单位增益放大器

❖ 所有 $W/L=50\mu\text{m}/0.6\mu\text{m}$

❖ SPICE仿真，该反馈电路有很好的PM (65°)，
 $f_u=150\text{MHz}$

□ SPICE仿真发现，其大信号阶跃响应有很大抖动



第10章 稳定性和频率补偿

□10.1 概述

□10.2 多极点系统

□10.3 相位裕度

□10.4 频率补偿

□10.5 两级运放的补偿

❖10.5.1 两级运放中的压摆率限制

□10.6 其他补偿技术

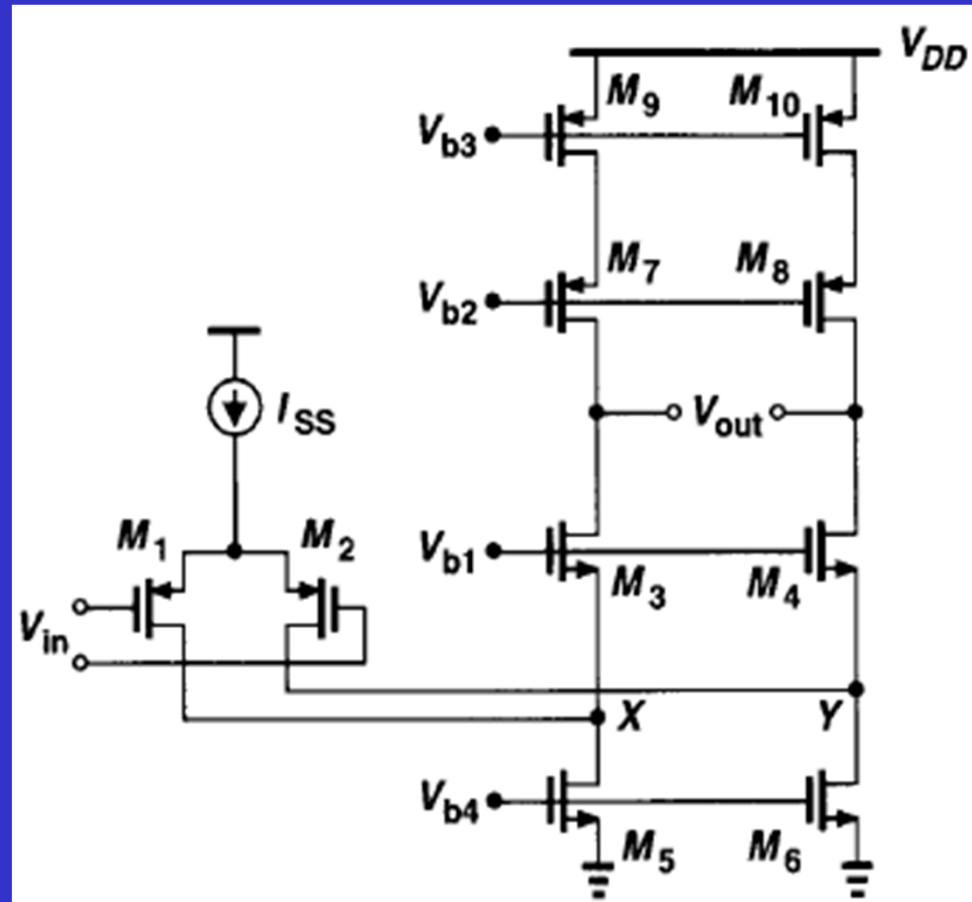
10.4 对运放进行频率补偿的必要性

□常用运放通常包含多个极点

❖折叠cascode运放中折叠点和输出点均产生极点

□运放通常需要“补偿”

❖修正开环传输函数，使闭环电路稳定且时间响应好



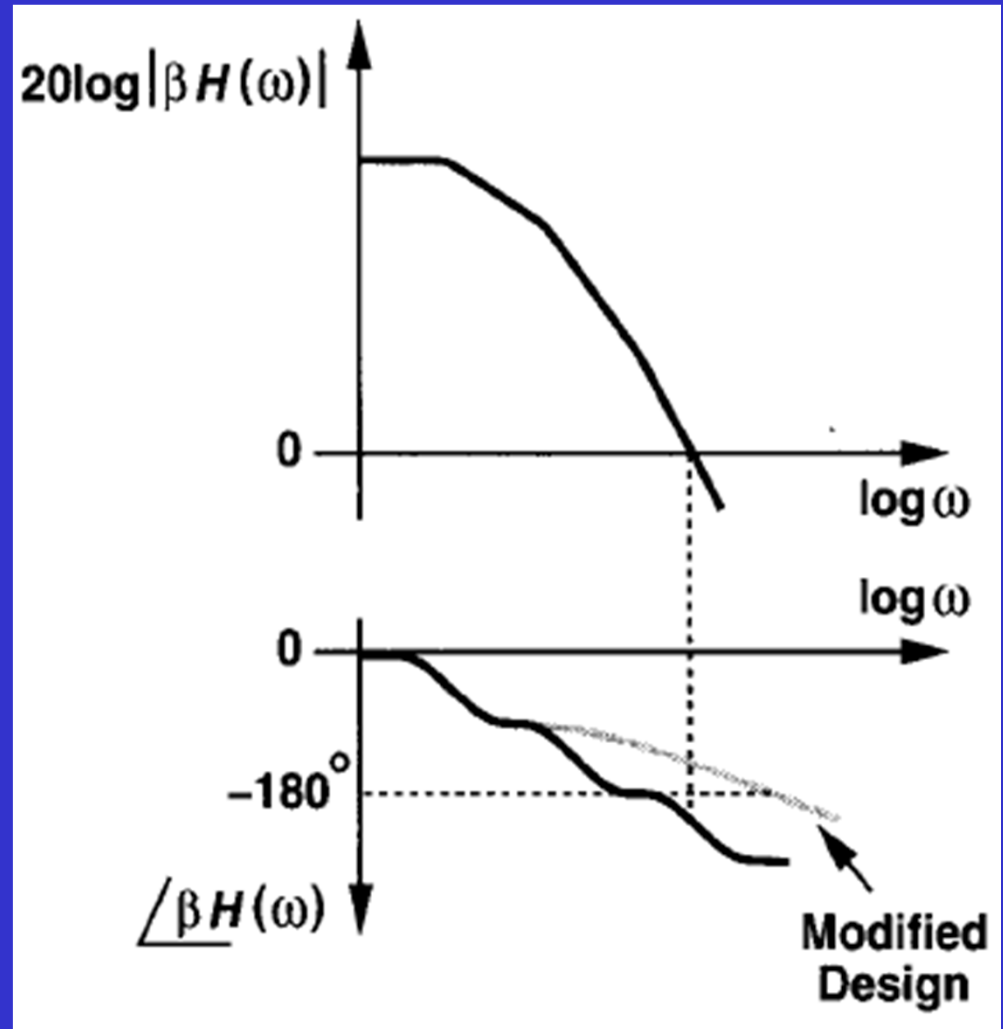
频率补偿方法一

□需要补偿的原因

- ❖ $\angle BH$ 在接近 -180° 相移时 $|BH|$ 没降到1

□补偿方法一

- ❖ 把总相移减到最小，把PX“外移”
- ❖ 途径：改进设计，把信号通路上的极点数减到最少
 - 级数少，致电压增益小或输出摆幅小



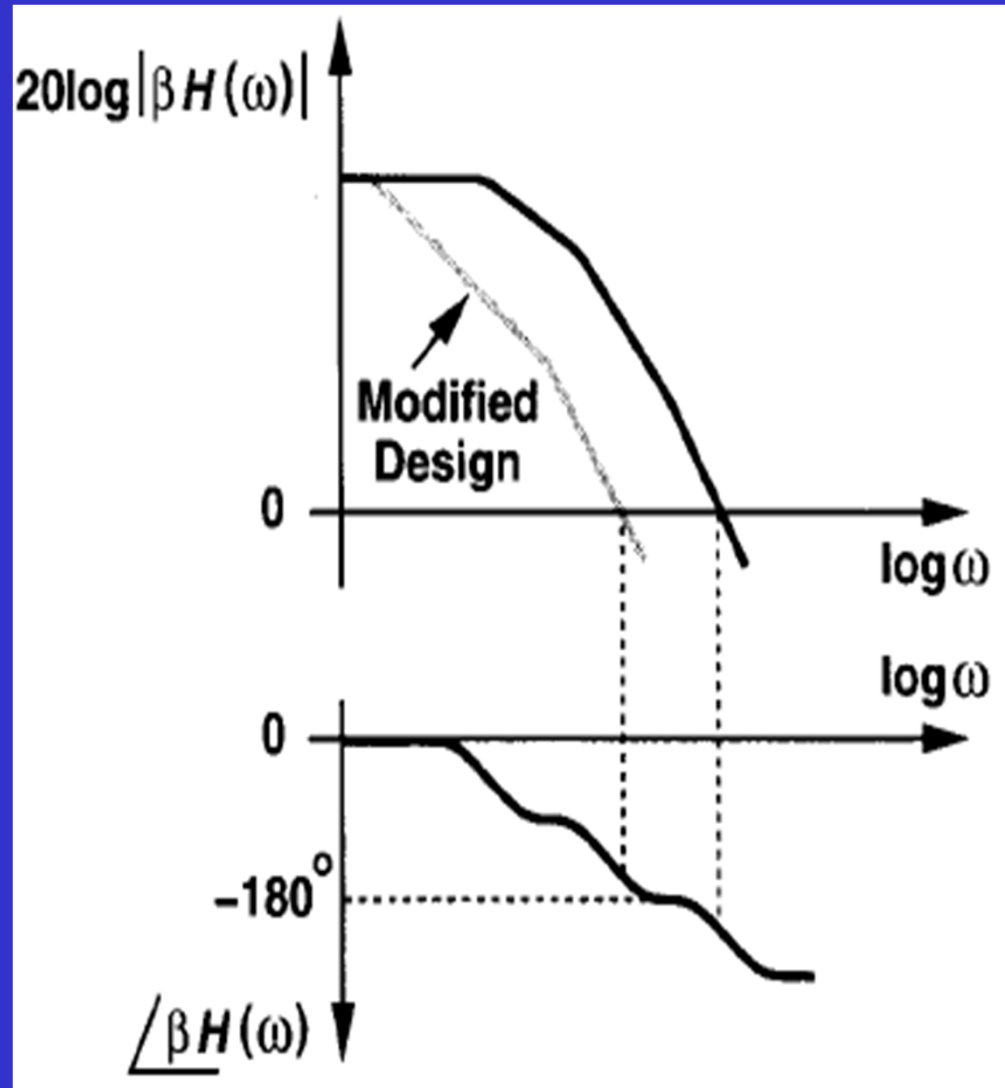
频率补偿方法二

需要补偿的原因

- ❖ $\angle BH$ 在接近 -180° 相移时 $|BH|$ 没降到1

补偿方法二

- ❖ 降低增益，把GX“内移”
- ❖ 途径：改进设计，保持低频增益和输出摆幅，减小带宽，使增益在较低频率下就开始下降



实际运放设计时的补偿方法

□ 补偿方法

- ❖ 首先在满足其他指标的前提下，尽可能最少极点数目
- ❖ 若仍不能满足PM要求，则修改运放设计，进行补偿，使GX左移

□ 用该方法设计如下运放

- ❖ 单端输出的套筒式cascode运放
- ❖ 差分输出的套筒式cascode运放
- ❖ 两级运放

单端输出的套筒式cascode运放

□有两个信号通路

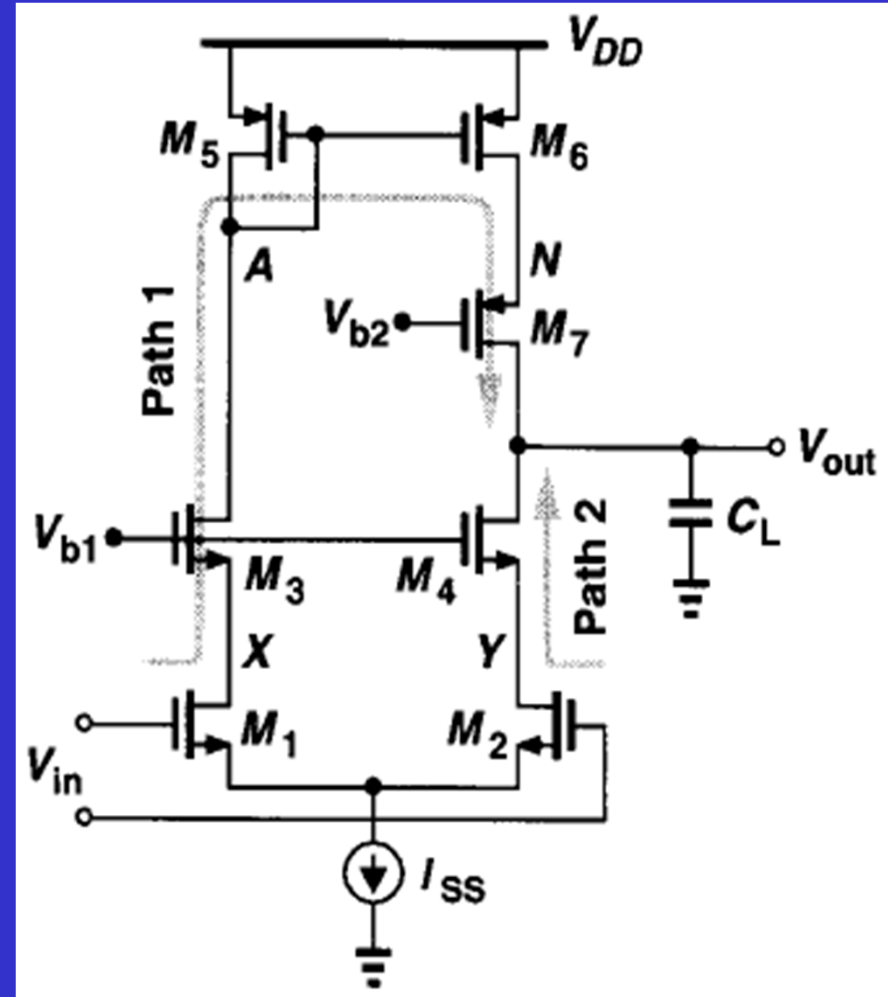
❖ Path1和path2

□Path1上的极点

- ❖ M3源端对应一个高频极点 $\omega_{p,X}$
- ❖ A节点对应一个镜像极点 $\omega_{p,A}$
- ❖ M7源端对应一个高频极点 $\omega_{p,N}$
- ❖ 输出端对应一个极点 $\omega_{p,out}$

□Path2上的极点

- ❖ M4源端对应一个高频极点 $\omega_{p,Y}$
- ❖ 输出端对应一个极点 $\omega_{p,out}$

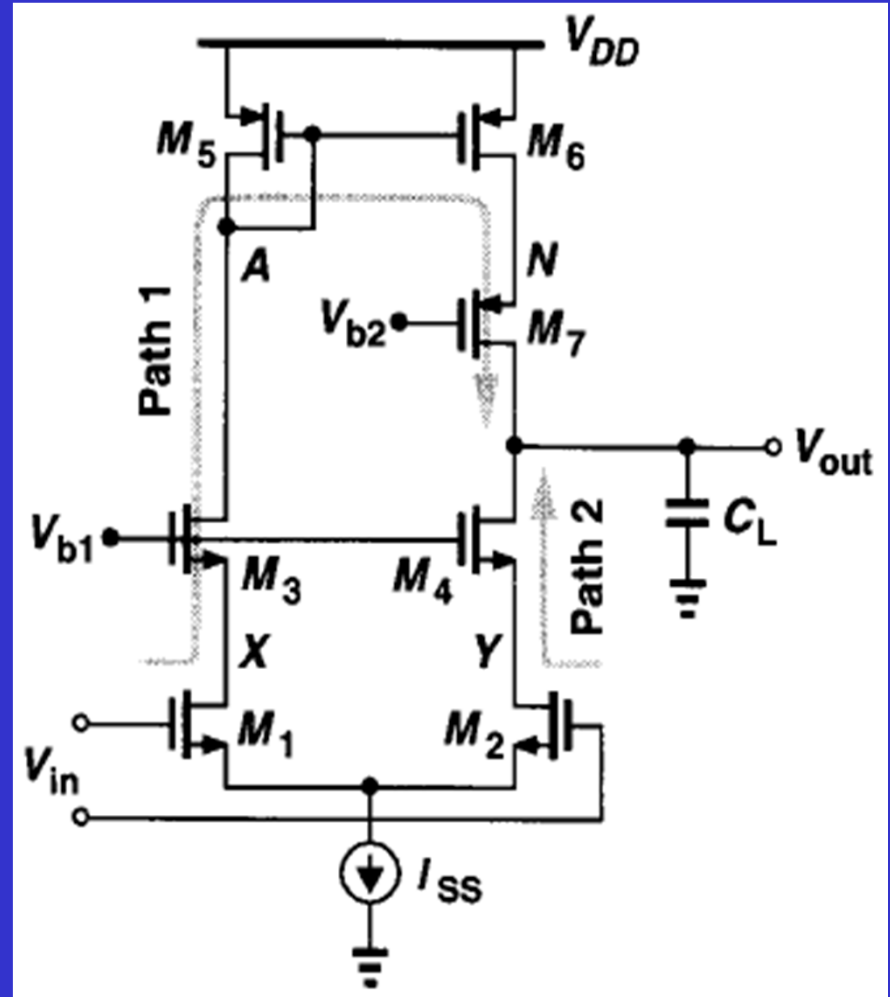


单端输出的套筒式cascode运放

□各极点的相对大小

- ❖ $\omega_{p,out}$ 最小，为主极点
 - 对地小信号电阻最大
- ❖ $\omega_{p,A}$ 次小，为次主极点
 - 对地小信号电阻为 $1/g_{mp5}$
 - 对地电容通常会比X、Y、N节点的电容大：

$$C_A = C_{GS5} + C_{GS6} + C_{DB5} + C_{DB3} + C_{GD3} + 2C_{GD6}$$



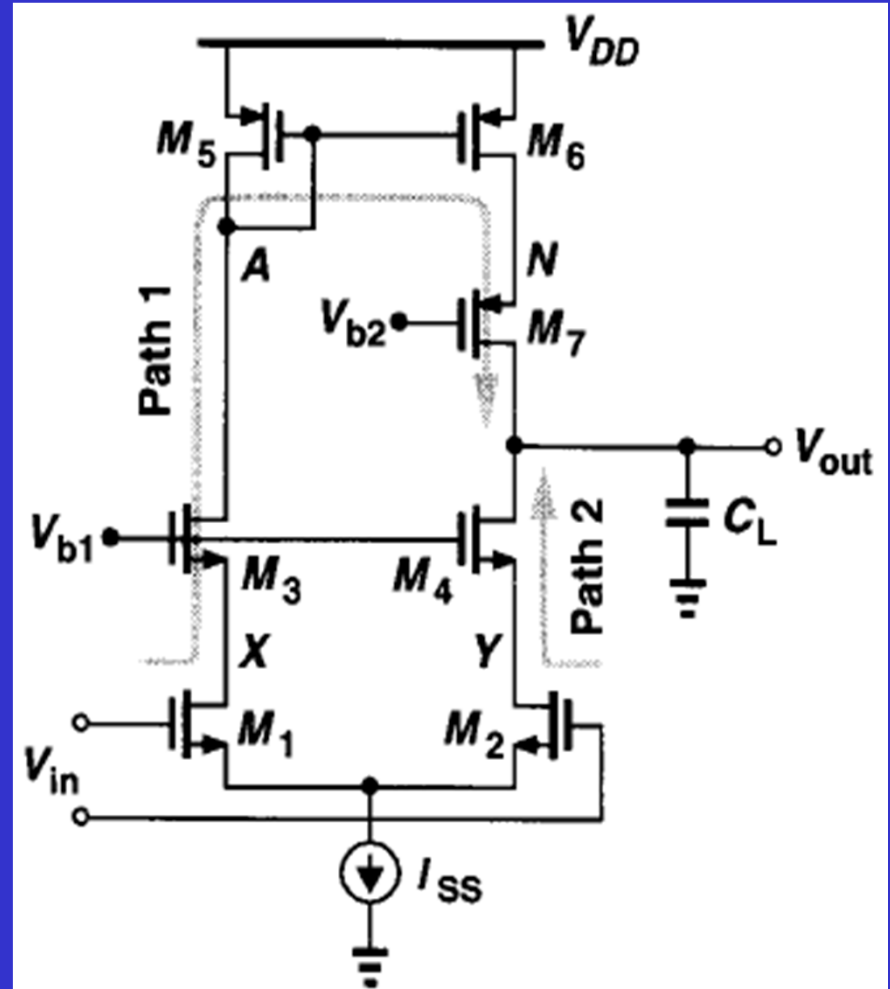
单端输出的套筒式cascode运放

□各极点的相对大小

❖ $\omega_{p,N}$ 为第三极点

- M4和M7的 V_{ov} 相同时， g_m 相同，因此，对地的小信号电阻同为 $1/g_m$
- PMOS尺寸大， C_N 大

$$\frac{\left(\frac{W}{L}\right)_7}{\left(\frac{W}{L}\right)_4} = \frac{\mu_n}{\mu_p} \approx 3$$



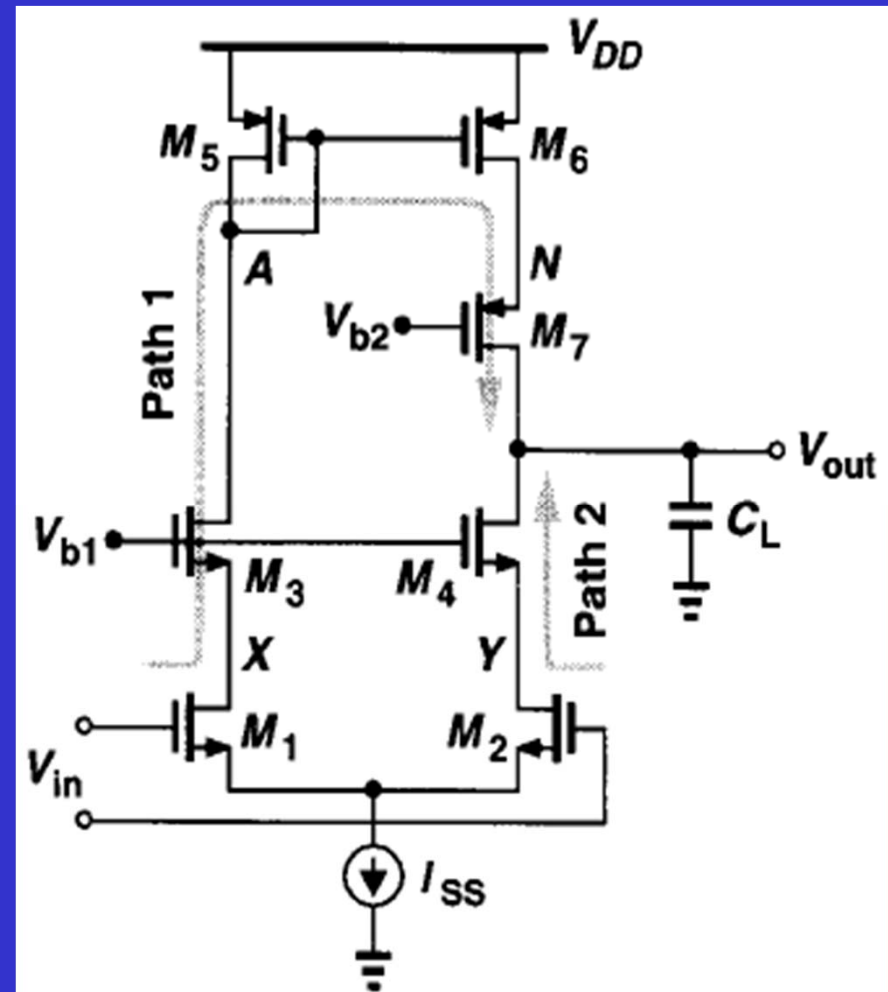
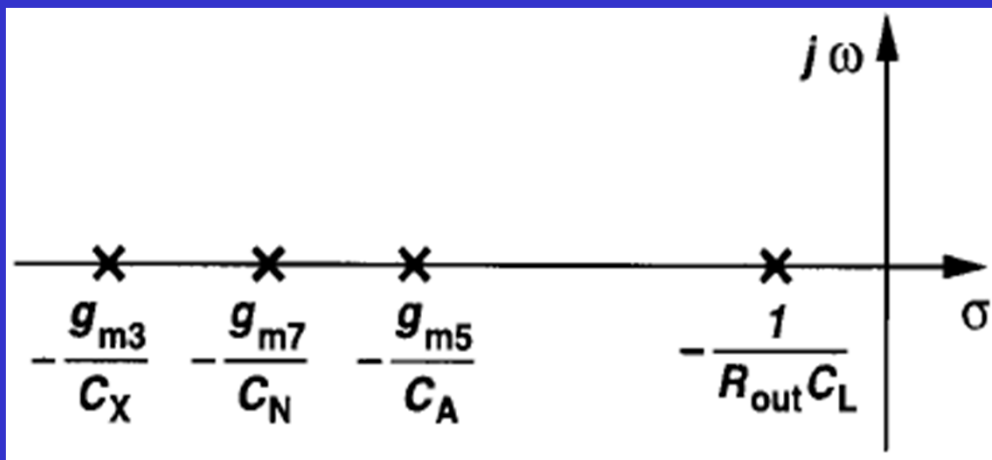
$$g_m = \frac{2I_D}{V_{ov}}, \quad I_D = \frac{1}{2} \mu_p C_{OX} \left(\frac{W}{L}\right)_7 V_{ov}^2 = \frac{1}{2} \mu_n C_{OX} \left(\frac{W}{L}\right)_4 V_{ov}^2$$

单端输出的套筒式cascode运放

□各极点的相对大小

❖ $\omega_{p,X}$ 和 $\omega_{p,Y}$ 大致相同，为第四极点

- 对地的小信号电阻和电容相同



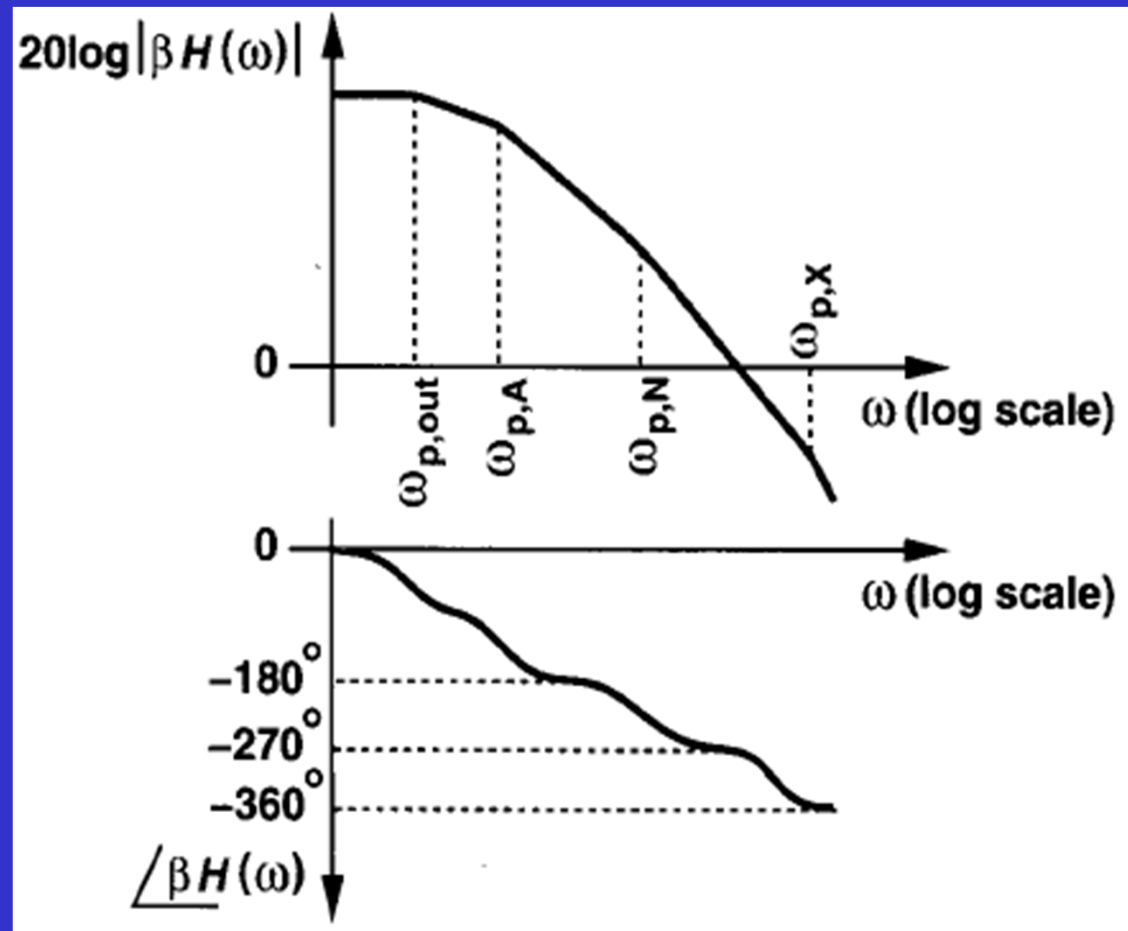
单端输出的套筒式cascode运放

□ 环路增益 BH
(S) 的波特图

❖ $B=1$ 时是最坏情形

□ 镜像极点限制了 PM

❖ 它一旦起作用, PM 就只有 45° 了



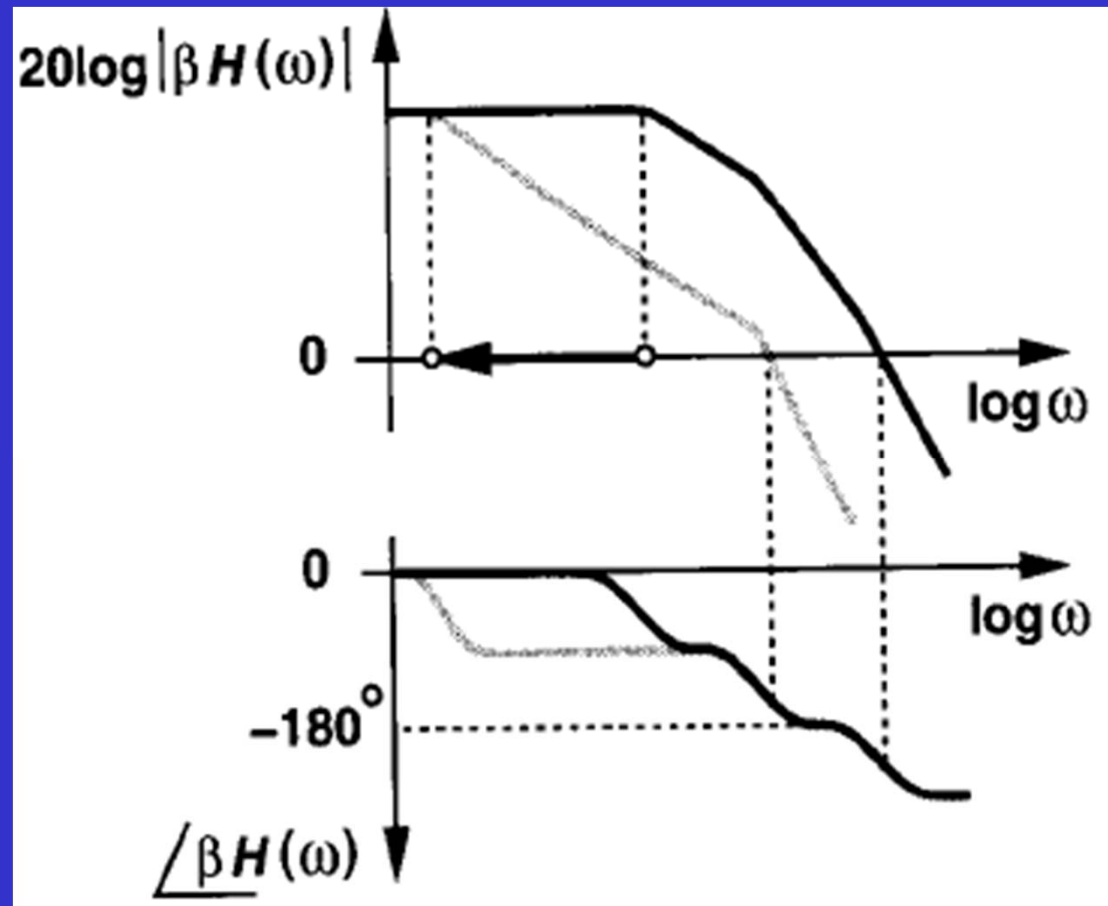
单端输出的套筒式cascode运放

□ 如何补偿？

- ❖ 假定非主极点的数目和位置不能改变
- ❖ 那只能通过GX左移来补偿

□ 增加负载电容，使主极点频率降低，即可使GX左移

□ 主极点应左移多少？

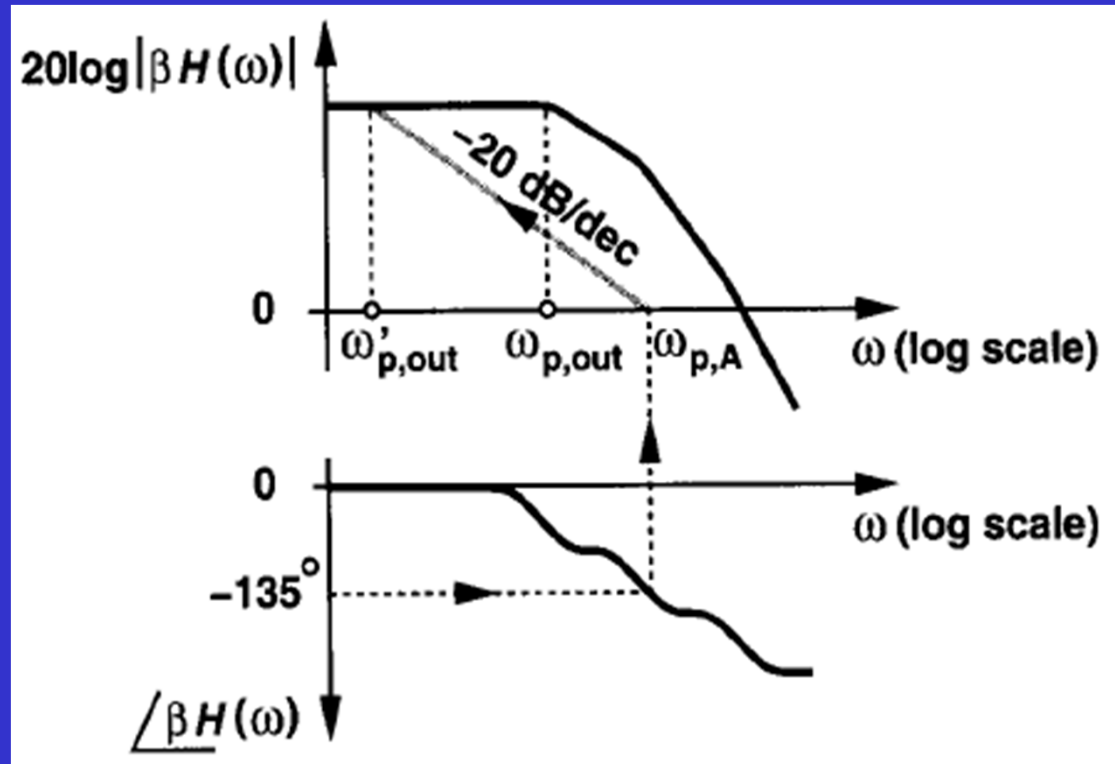


假设：第二个非主极点 $\omega_{p,N}$ 比第一个 $\omega_{p,A}$ 高很多，使得 $\omega_{p,A}$ 处的相移为 -135° 。

单端输出的套筒式cascode运放

□主极点应左移多少？

- ❖ 补偿目标是使 $PM=45^\circ$
- ❖ $PM=45^\circ$ 所对应的GX 为 $\omega_{p,A}$
- ❖ 从 $\omega_{p,A}$ 开始，以 $-20\text{dB}/\text{dec}$ 为斜率向原点方向做直线，与低频增益的交点，即为新的主极点 $\omega'_{p,out}$
- ❖ 负载电容增大 $\omega'_{p,out}/\omega_{p,out}$ 倍即可



补偿后的运放的GBW为 $f_{p,A}$ ，要实现高带宽的运放，必须尽可能增大第一非主极点（即镜像极点）。因此，镜像极点的存在不利于高带宽

差分输出的套筒式cascode运放

□ 输出节点对应主极点

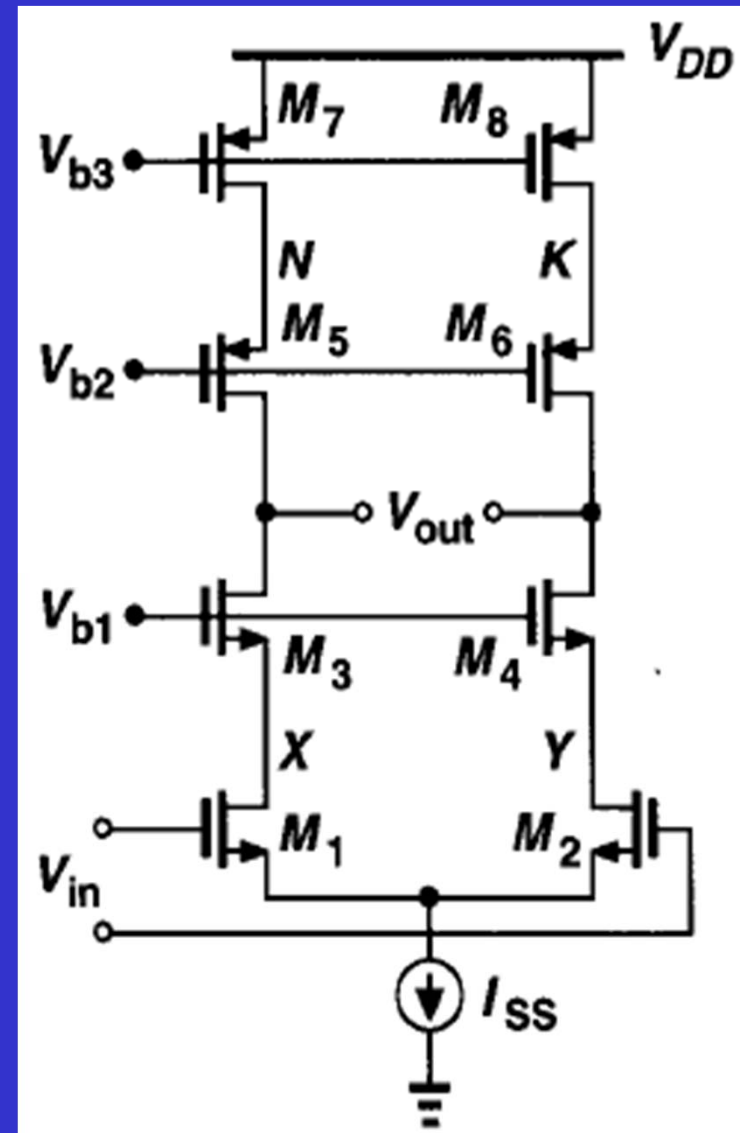
- ❖ 对地的小信号电阻为输出阻抗，很高

□ X和Y对应次主极点

- ❖ 高频极点
- ❖ 对地的小信号电阻为 $1/g_{m3}$ ，比较小

□ N和K对应的极点合并到了输出极点中，没产生额外的极点

□ 因此，PM好，很稳定



差分输出的套筒式cascode运放

□ **N**和**K**对应的极点合并到了输出极点中，没产生额外的极点

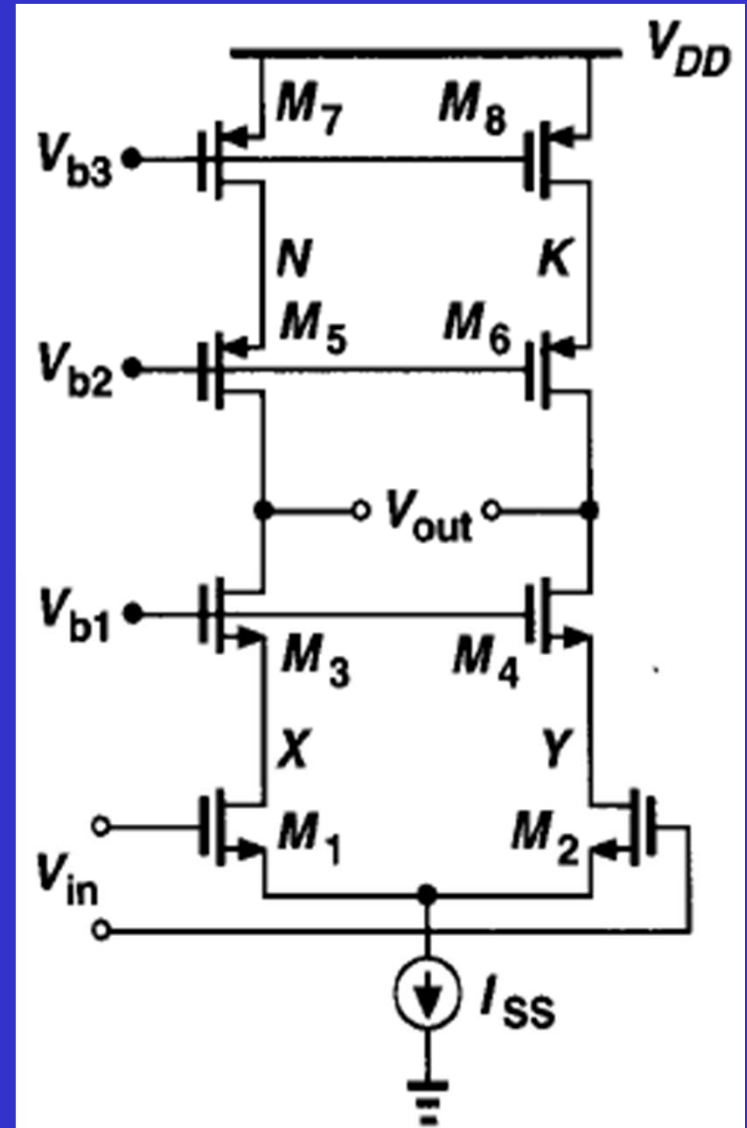
$$C_N = C_{GS5} + C_{SB5} + C_{GD7} + C_{DB7}$$

从M5漏端看上去的阻抗：

$$Z_{out} = (1 + g_{m5}r_{O5})Z_N + r_{O5}$$

$$Z_N = r_{O7} || (C_{NS})^{-1}$$

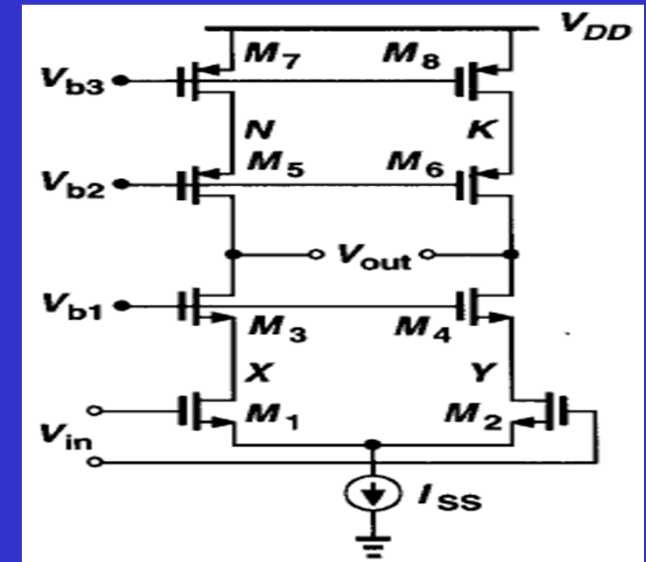
$$Z_{out} \approx (1 + g_{m5}r_{O5}) \frac{r_{O7}}{r_{O7}C_{NS} + 1}$$



差分输出的套筒式cascode运放

□ **N**和**K**对应的极点合并到了输出极点中，没产生额外的极点

$$Z_{out} \approx (1 + g_{m5}r_{O5}) \frac{r_{O7}}{r_{O7}C_{NS} + 1}$$



$$\begin{aligned} Z_{out} \parallel \frac{1}{C_{LS}} &= \frac{(1 + g_{m5}r_{O5}) \frac{r_{O7}}{r_{O7}C_{NS} + 1} \cdot \frac{1}{C_{LS}}}{(1 + g_{m5}r_{O5}) \frac{r_{O7}}{r_{O7}C_{NS} + 1} + \frac{1}{C_{LS}}} \\ &= \frac{(1 + g_{m5}r_{O5})r_{O7}}{[(1 + g_{m5}r_{O5})r_{O7}C_L + r_{O7}C_N]s + 1} \end{aligned}$$

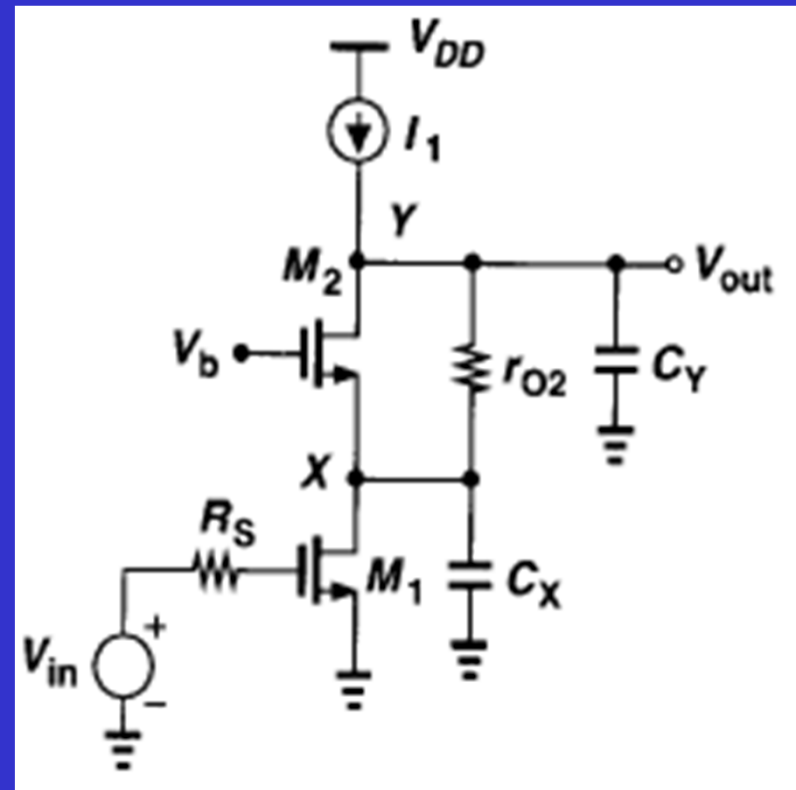
差分输出的套筒式cascode运放

□ **N**和**K**对应的极点合并到了输出极点中，没产生额外的极点

第6章例6.8曾推导过右图cascode级的传输函数（**P154**）：

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_Y C_X s} \frac{1}{g_{m2}/C_X + s}$$

式中的 $1/(C_Y s)$ 用刚才求出的输出阻抗替代，即可得到差分输出的套筒式cascode运放的传输函数



差分输出的套筒式cascode运放

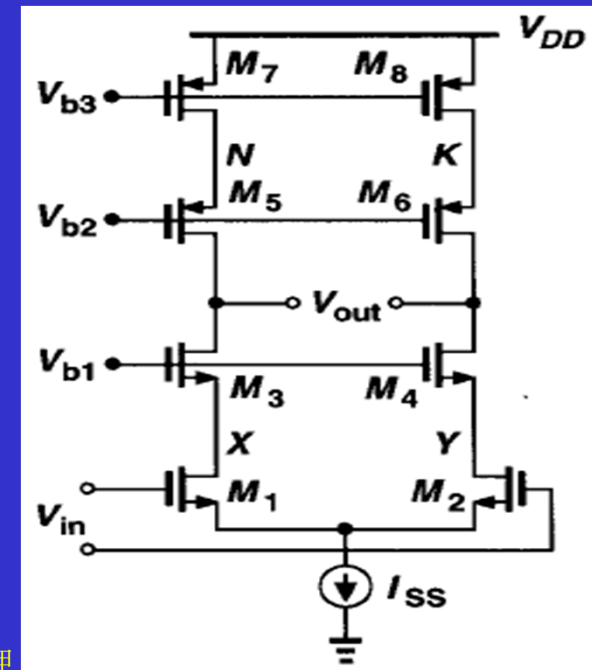
□ **N**和**K**对应的极点合并到了输出极点中，没产生额外的极点

$$Z_{out} \parallel \frac{1}{C_L s} = \frac{(1 + g_{m5} r_{O5}) r_{O7}}{[(1 + g_{m5} r_{O5}) r_{O7} C_L + r_{O7} C_N] s + 1}$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = - \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_Y C_X s} \frac{1}{g_{m2} / C_X + s}$$

可知：该运放有两个极点，分别对应输出节点和X节点

考察输出极点



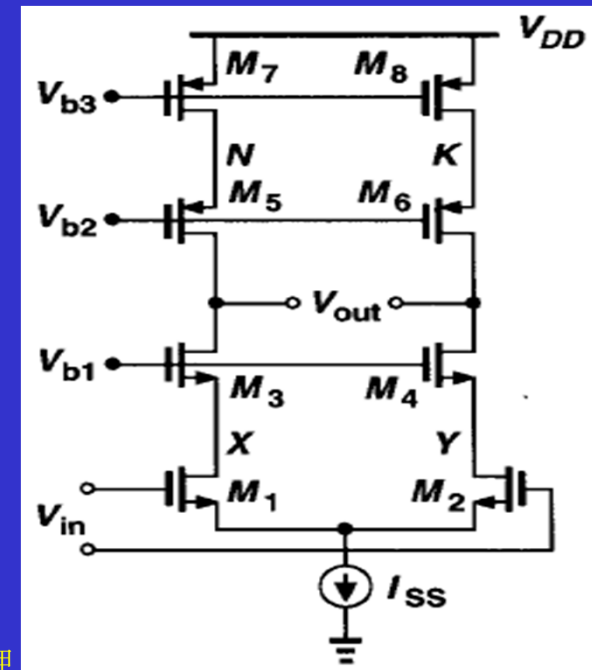
差分输出的套筒式cascode运放

□ **N**和**K**对应的极点合并到了输出极点中，没产生额外的极点

$$Z_{out} \parallel \frac{1}{C_L s} = \frac{(1 + g_{m5} r_{O5}) r_{O7}}{[(1 + g_{m5} r_{O5}) r_{O7} C_L + r_{O7} C_N] s + 1}$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = - \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_Y C_X s} \frac{1}{g_{m2} / C_X + s}$$

输出极点所对应的时间常数中包含 $r_{O7} C_N$ 项，因此说，PMOS电流源贡献的极点合并到了输出极点中了，没产生额外极点



差分输出的套筒式cascode运放

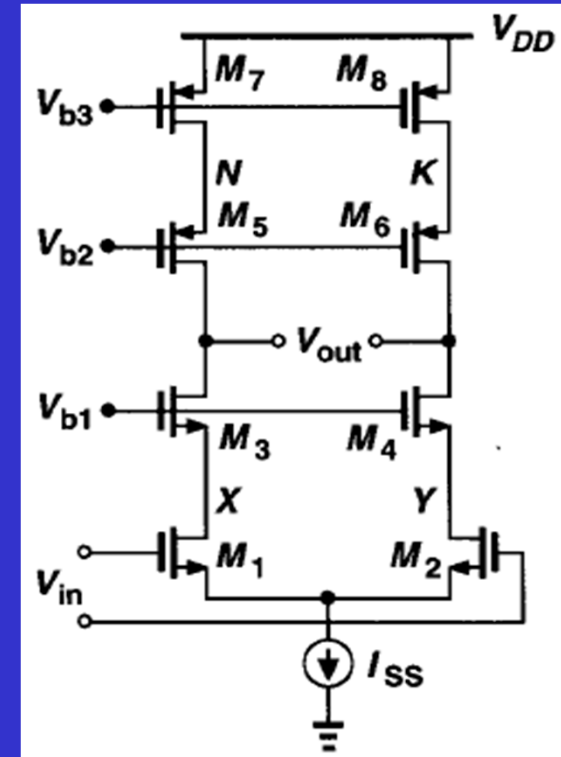
□N和K对应的极点合并到了输出极点中，没产生额外的极点

从M5漏端看上去的阻抗：

$$Z_{out} = (1 + g_{m5}r_{O5})Z_N + r_{O5}$$

$$Z_N = r_{O7} || (C_N s)^{-1}$$

$$Z_{out} \approx (1 + g_{m5}r_{O5}) \frac{r_{O7}}{r_{O7}C_N s + 1}$$



$$Z_{out} || (1 / C_L s)$$

若不忽略 r_{O5} 项，则推导得到的总输出阻抗中有一个极点和一个零点，两者几乎相等。当 $g_m r_o \gg 1$ 和 $C_L > C_N$ 时，其影响可忽略

能否通过引入零点来补偿

□在传输函数中引入零点来消除一个或多个极点，实现补偿，是否可行？

❖引入零点，当 $\omega_z = \omega_{p2}$ 时，传输函数表现为一阶特性，PM改善

$$H(s) = \frac{A_0 \left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)}$$

能否通过引入零点来补偿

□理论上可以，实际应用时有困难

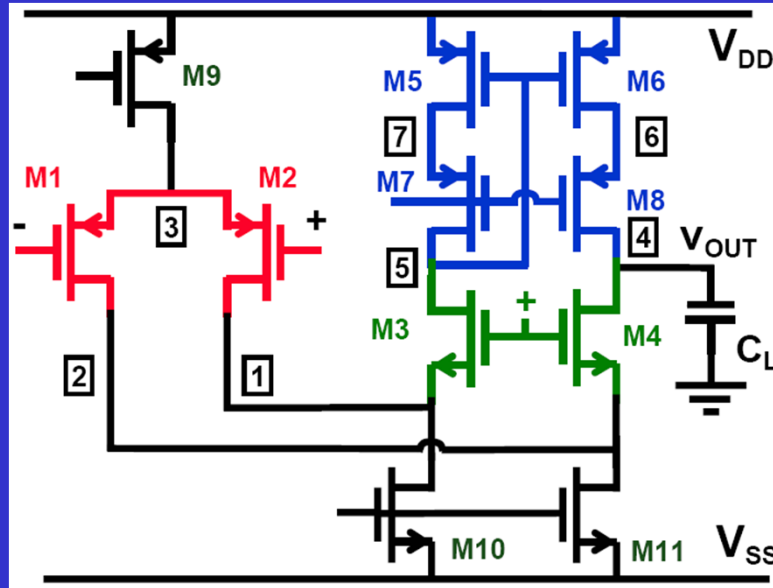
- ❖ 器件间总存在失配，使得零点和次主极点无法做到完全相等，恰好抵消
- ❖ 若不能恰好抵消，闭环系统的阶跃响应中含有一个指数项，导致信号稳定的时间变长
- ❖ 详见习题10.19

$$(1 - \omega_Z / \omega_{p2}) \exp(-\omega_{p2} t)$$

$$H(s) = \frac{A_0 (1 + \frac{s}{\omega_Z})}{(1 + \frac{s}{\omega_{p1}})(1 + \frac{s}{\omega_{p2}})}$$

其时间常数为 $1/\omega_{p2}$ ，是一个较长的时间量，导致信号建立时间变长

一级运放的GBW



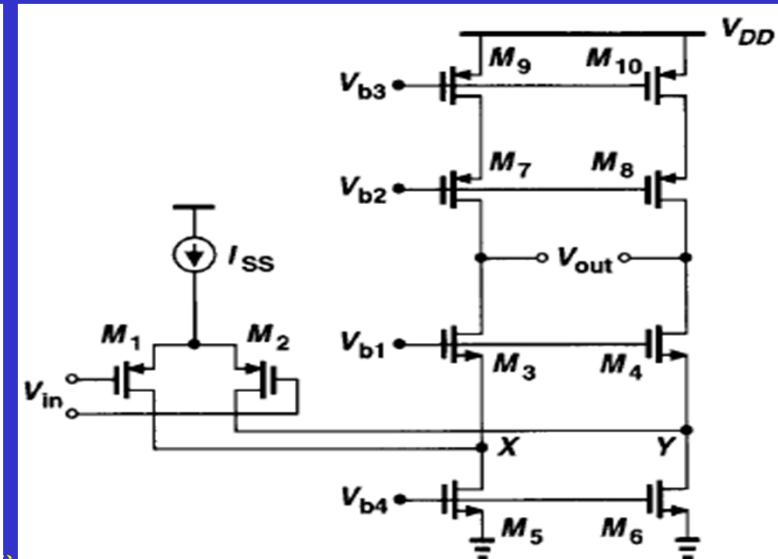
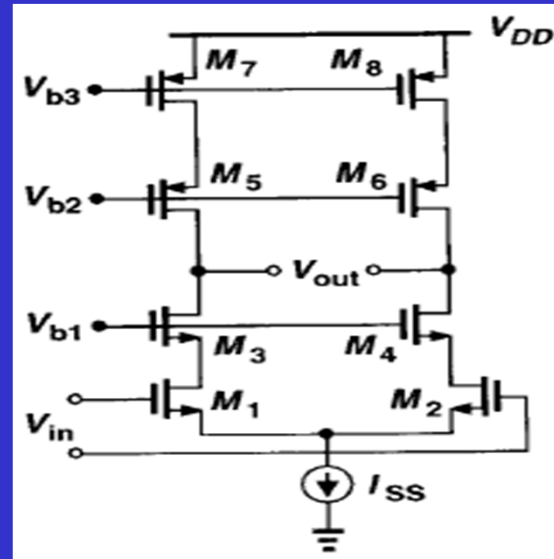
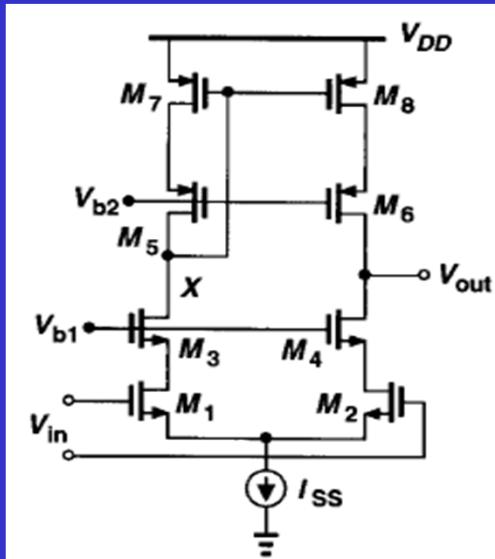
$$R_{out} = (g_{m4}r_{o4}(r_{o1} \parallel r_{o11})) \parallel (g_{m8}r_{o8}r_{o6})$$

$$A_{v0} = g_{m1}R_{out}$$

$$BW = \frac{1}{2\pi R_{out}C_L}$$

$$GBW = \frac{g_{m1}}{2\pi C_L}$$

单级运放的GBW均为 $\frac{g_{m1}}{2\pi C_L}$



第10章 稳定性和频率补偿

□10.1 概述

□10.2 多极点系统

□10.3 相位裕度

□10.4 频率补偿

□10.5 两级运放的补偿

❖10.5.1 两级运放中的压摆率限制

□10.6 其他补偿技术

10.5 两级运放的补偿

□ 既高增益又大输出摆幅，就需用两级运放

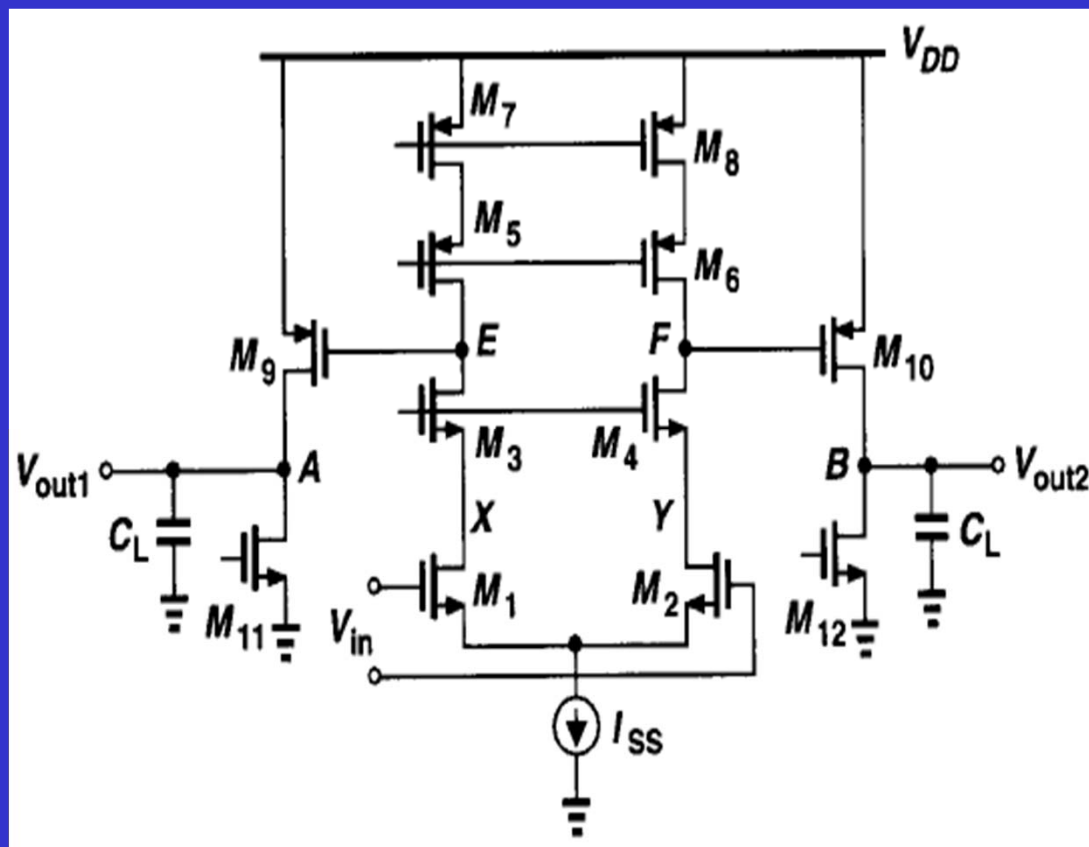
□ 三个极点

❖ X、E、A

X对应的极点频率最高

E对地小信号电阻大，
M3、M5、M9贡献结
点电容，极点低

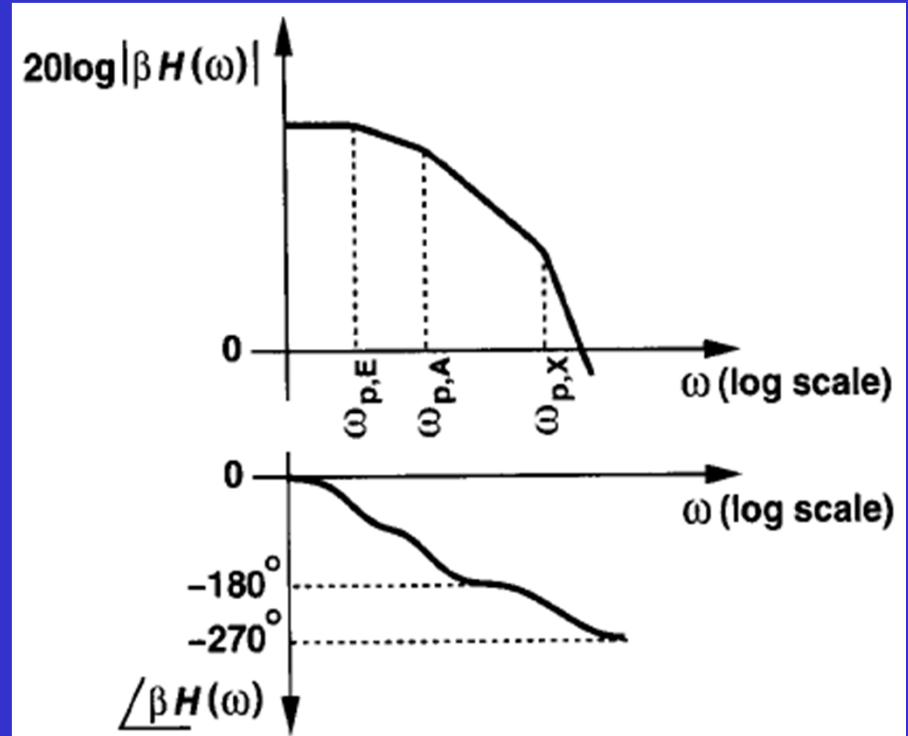
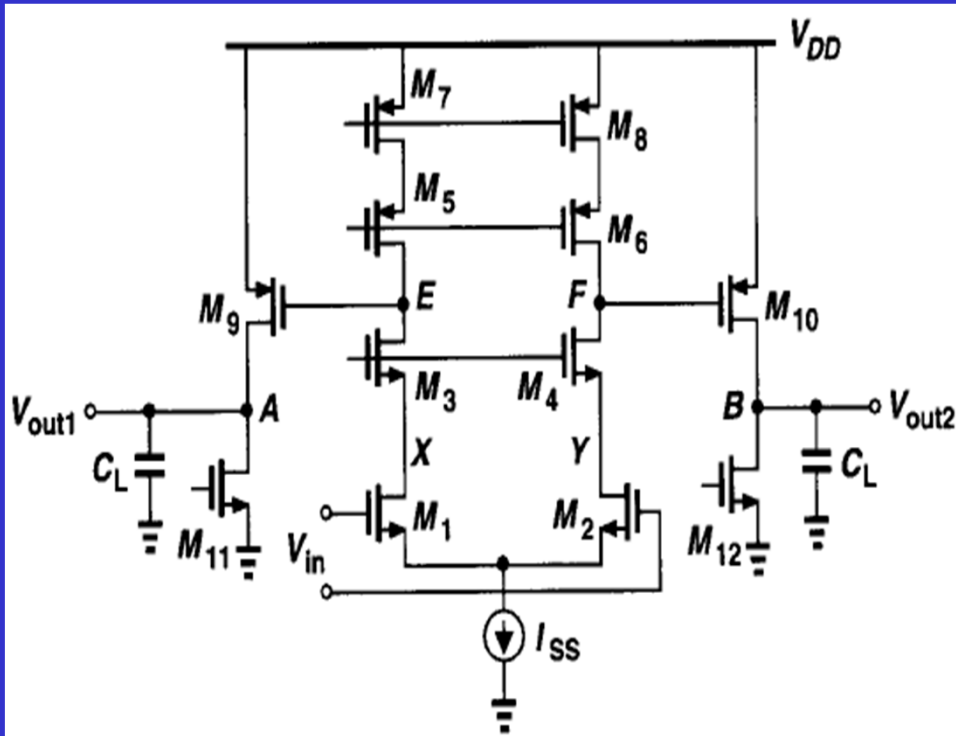
A对地小信号电阻低于
E的，但 C_L 使得节点电
容大，极点低



波特图和PM

□波特图

- ❖ ω_E 和 ω_A 均离原点较近，数量级相同，均远低于 ω_X
- ❖ 哪个是主极点？与具体设计和负载有关
- ❖ 这里假定 ω_E 是主极点 ω_X 还没起作用，PM已等于0



补偿方法一

□ 在E节点处增加一个补偿电容

❖ 使主极点左移，从而GX左移

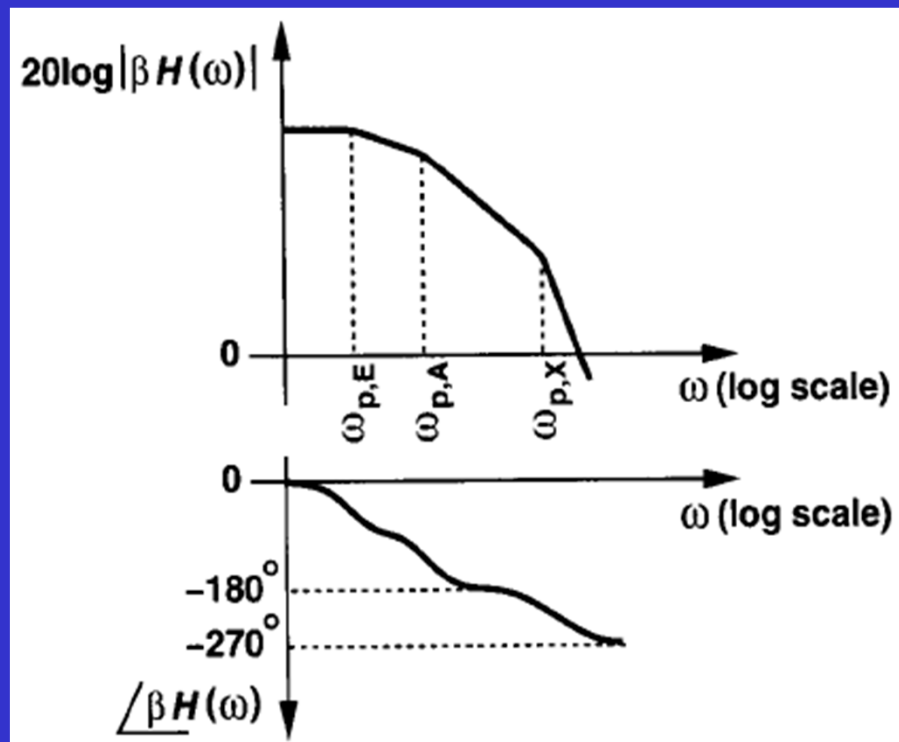
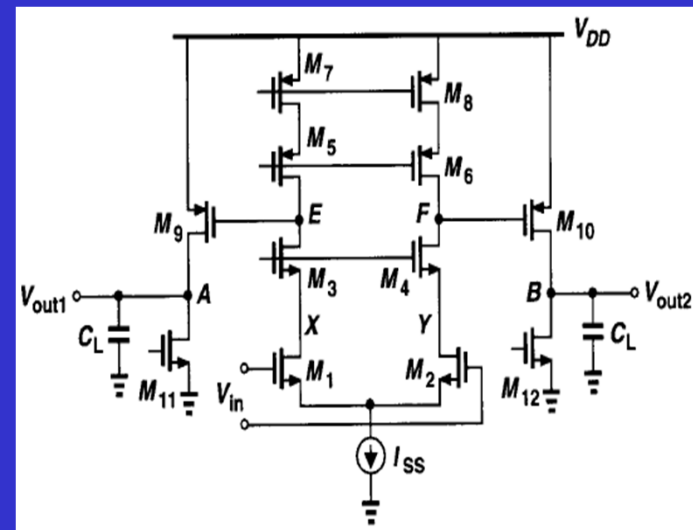
□ 缺点

❖ 补偿电容可能很大，以得到足够低的主极点

❖ 补偿后的 f_u 不可能超过次主极点频率

▪ 限制了带宽

▪ 次主极点处的PM为 45° ，已是最低允许值



补偿方法二

□ 在E和A之间加入一个密勒补偿电容

❖ 称为“密勒补偿”

$$(1 + A_{v2})C_C$$

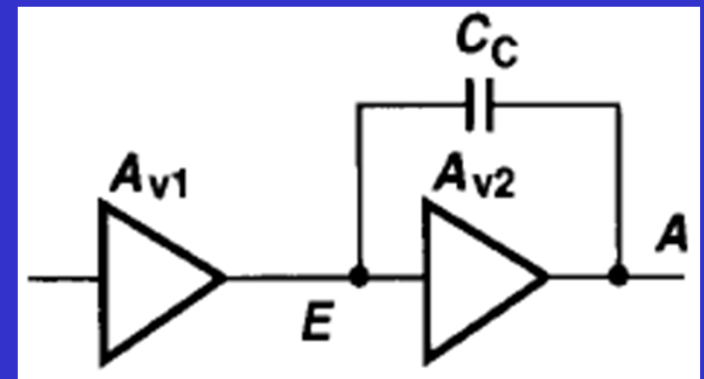
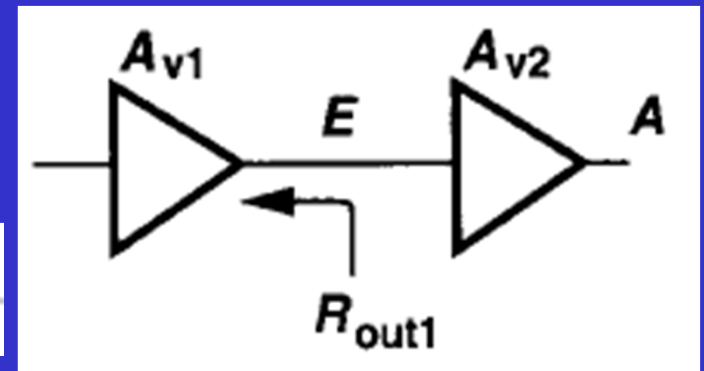
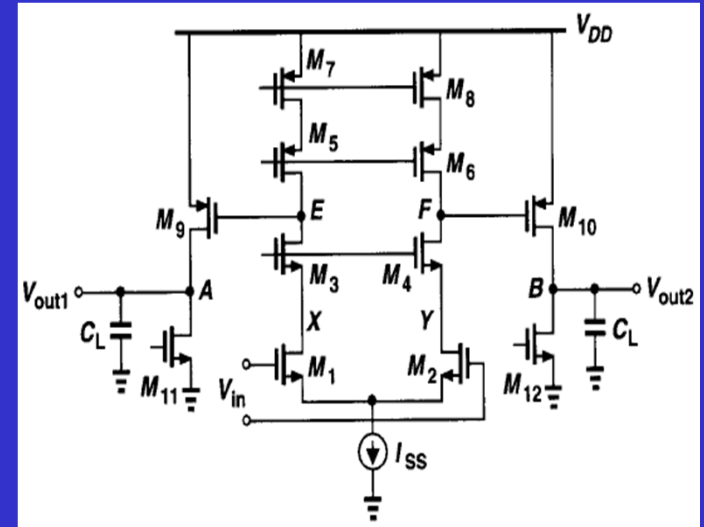
E节点对应的极点变为：

$$R_{out1}^{-1} [C_E + (1 + A_{v2})C_C]^{-1}$$

补偿电容的面积不必太大

能右移A节点对应的极点（次主极点），从而扩大带宽

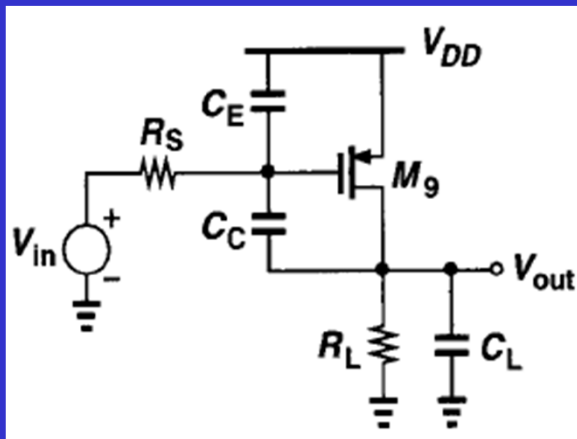
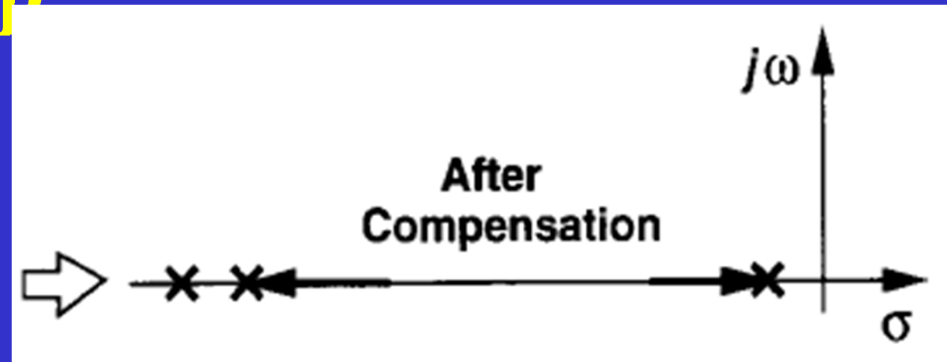
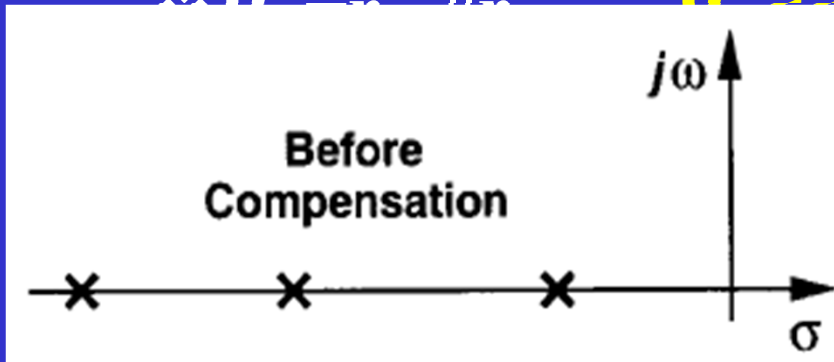
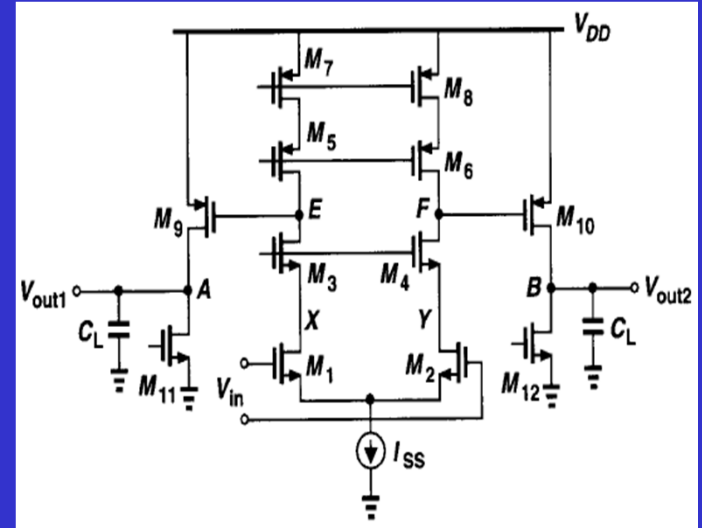
称为“极点分离”



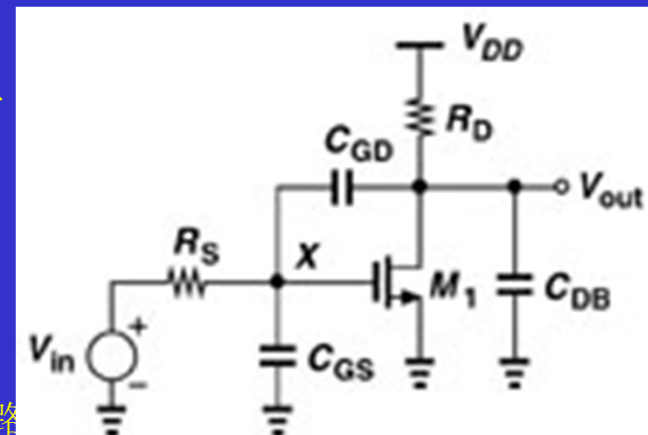
补偿方法二

能“极点分离”，提高带宽

❖ R_S 代表第一级输出阻抗



在第6章推导过右图电路的传输函数和极零点



第6章已推导出的结果

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

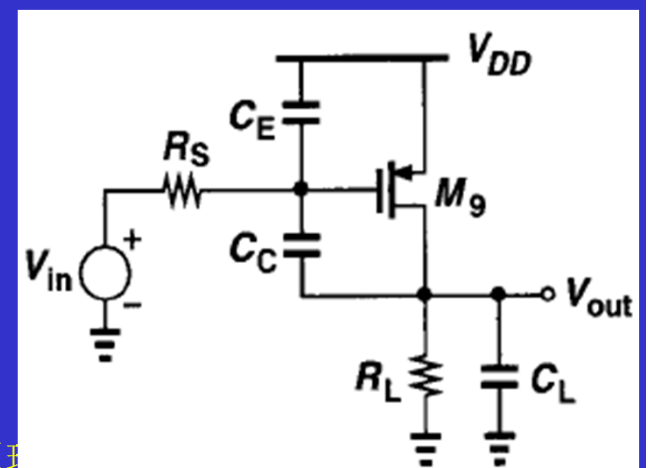
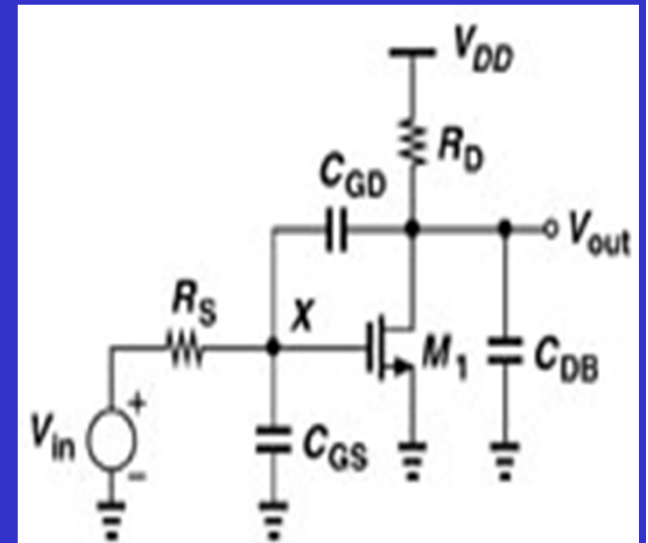
假定 $\omega_{p1} \ll \omega_{p2}$, 则:

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

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

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

把这些结果用于分析
右图电路的极零点

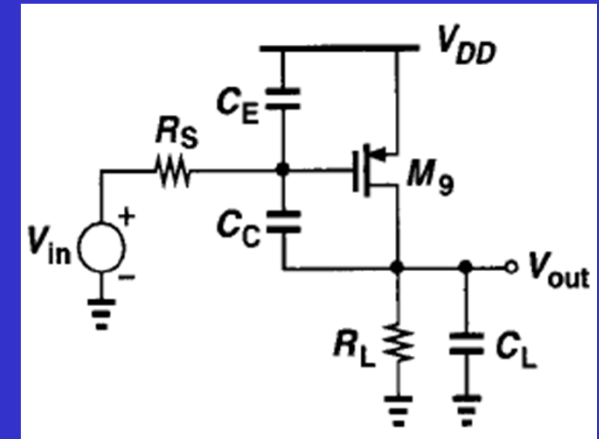


补偿方法二

□能“极点分离”，提高带宽

❖没有 C_c 时， ω_{p1} 、 ω_{p2} 同数量级

❖加入 C_c 后，可以做到 $\omega_{p1} \ll \omega_{p2}$



$$\omega_{p1} \approx \frac{1}{R_S[(1 + g_{m9}R_L)(C_C + C_{GD9}) + C_E] + R_L(C_C + C_{GD9} + C_L)}$$
$$\omega_{p2} \approx \frac{R_S[(1 + g_{m9}R_L)(C_C + C_{GD9}) + C_E] + R_L(C_C + C_{GD9} + C_L)}{R_S R_L [(C_C + C_{GD9})C_E + (C_C + C_{GD9})C_L + C_E C_L]}$$

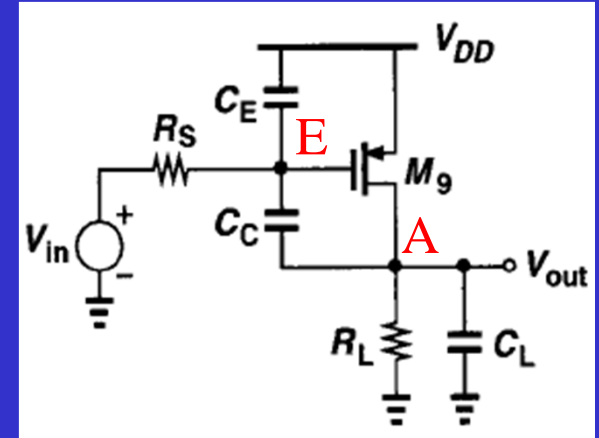
考察并比较 C_c 补偿前后输出极点的变化

C_c 补偿前，输出极点为：
$$\omega_{p2} \approx \frac{1}{R_L C_L}$$

补偿方法二

□能“极点分离”，提高带宽

C_C 补偿后，输出极点为：



$\because R_L C_L$ 和 $R_S C_E$ 同数量级， $R_L \ll R_S$

$\because C_E \ll C_L$

$$\omega_{p2, \text{补偿前}} \approx \frac{1}{R_L C_L}$$

又 \because 通常 $C_C + C_{GD9} \gg C_E$

$$\therefore \omega_{p2} \approx \frac{R_S [(1 + g_{m9} R_L)(C_C + C_{GD9}) + C_E] + R_L (C_C + C_{GD9} + C_L)}{R_S R_L [(C_C + C_{GD9}) C_E + (C_C + C_{GD9}) C_L + C_E C_L]}$$

$$\approx \frac{g_{m9}}{C_E + C_L} = \frac{A_{0,2}}{R_L C_L}$$

机理：高频时， C_C 提供了低阻通路，使A节点对地阻抗由 R_L 变为 $R_L \parallel R_S \parallel (1/g_{m9}) \approx 1/g_{m9}$

结论：密勒补偿法能左移主极点，右移次主极点，实现极点分离，从而扩大带宽

第6章已推导出的结果

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

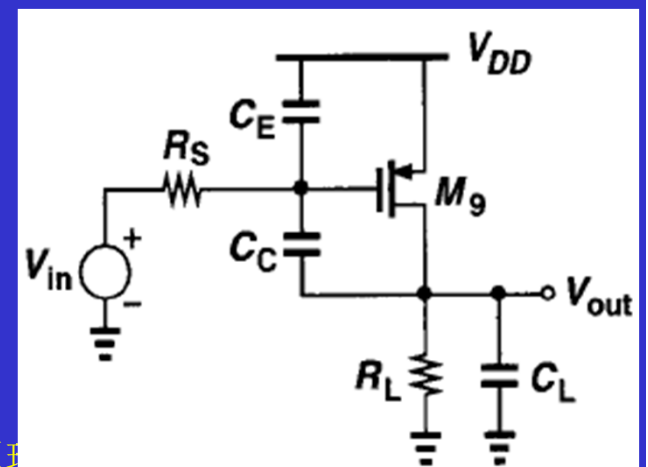
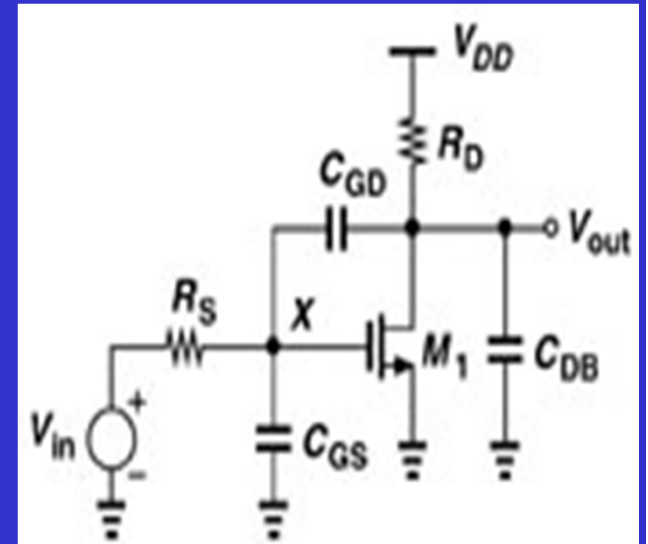
假定 $\omega_{p1} \ll \omega_{p2}$, 则:

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

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

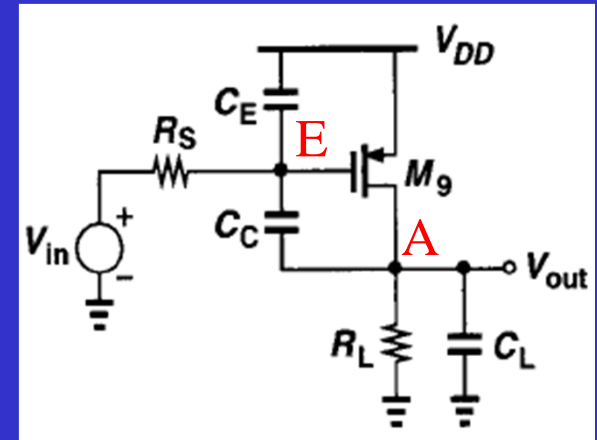
$$\omega_z = g_m / C_{GD}$$

把这些结果用于分析
右图电路的零点



零点的影响

□ 零点



$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{[g_{m9} - s(C_{GD9} + C_C)]R_L}{as^2 + bs + 1} = \frac{A_{V0}(1 - s/\omega_z)}{(1 + s/\omega_{p1})(1 + s/\omega_{p2})}$$

$$\omega_z = g_{m9} / (C_C + C_{GD9})$$

离原点较近

为了使主极点合适， C_C 通常较大，使得 $\omega_z < \omega_{p2}$

$$\omega_{p2} \approx g_{m9} / (C_E + C_L)$$

位于复平面的右半平面带来的相移是：

$$-\tan^{-1}(\omega/\omega_z)$$

使PX左移

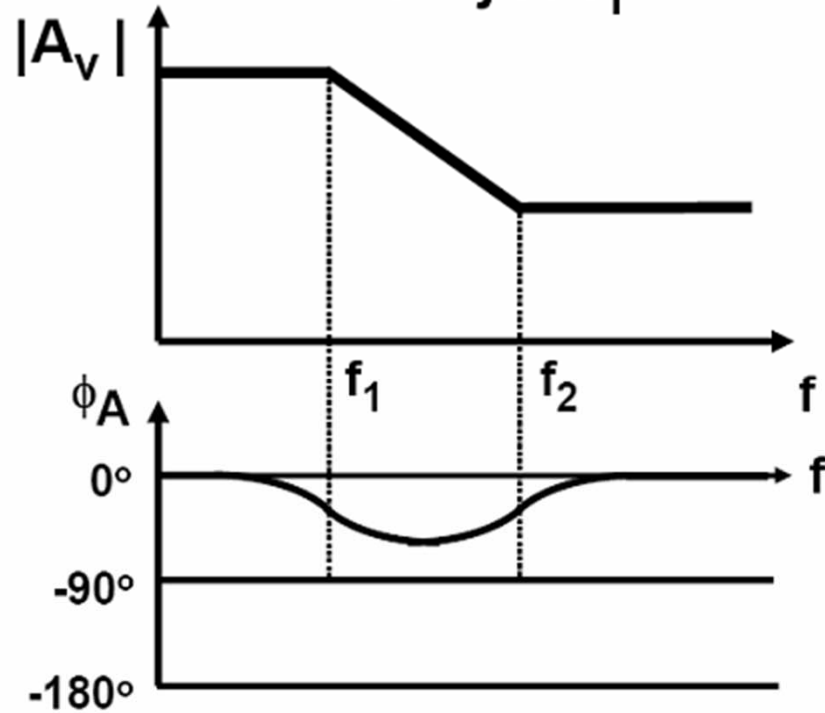
使GX右移

恶化了PM

负零点与正零点

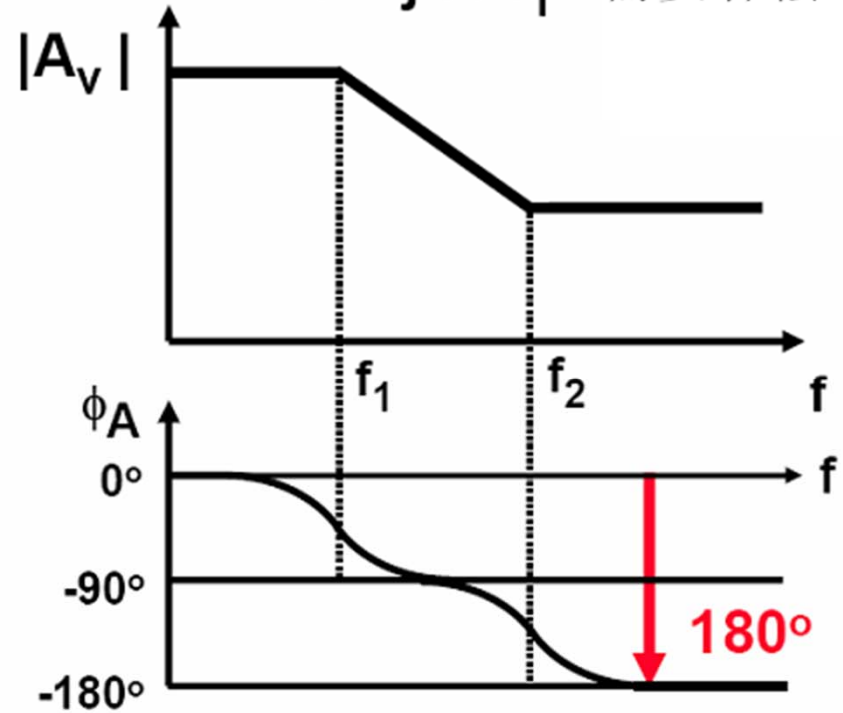
负零点

$$A_v = A_{v0} \frac{1 + j f / f_2}{1 + j f / f_1}$$



正零点

$$A_v = A_{v0} \frac{1 - j f / f_2}{1 + j f / f_1}$$



正零点的相位特性类似极点，因此需要补偿

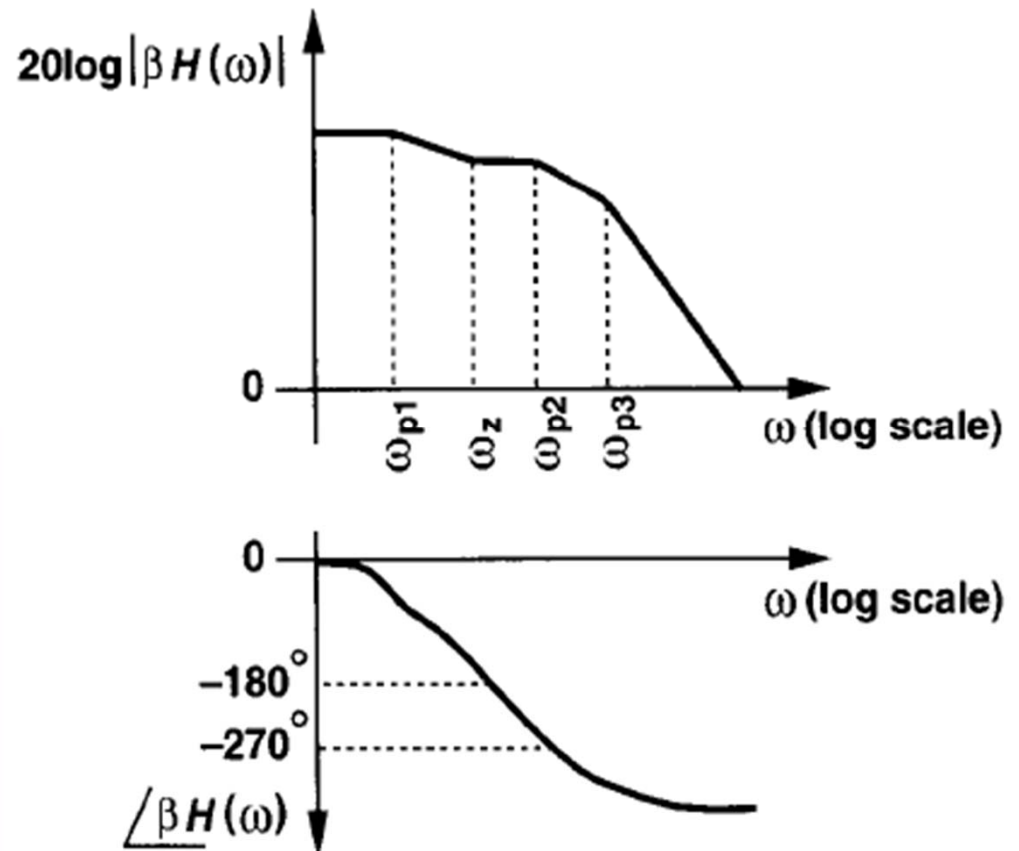
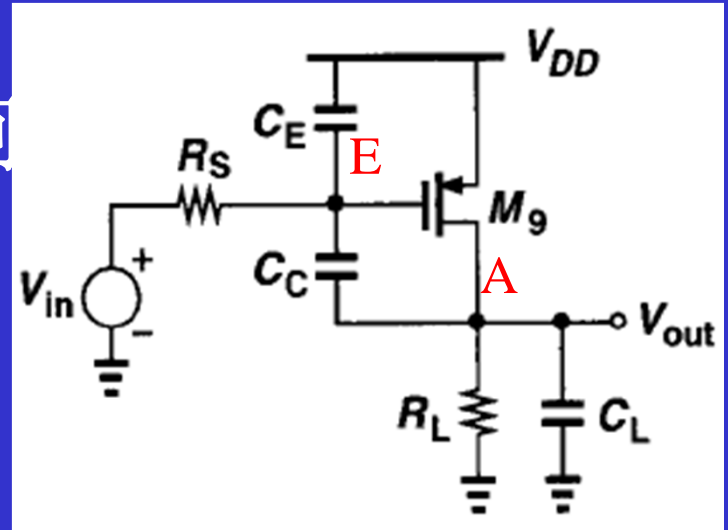
零点的影响

□考虑零点后的波特图

❖对两级运放，通常是

$$|\omega_{p1}| < |\omega_z| < |\omega_{p2}|$$

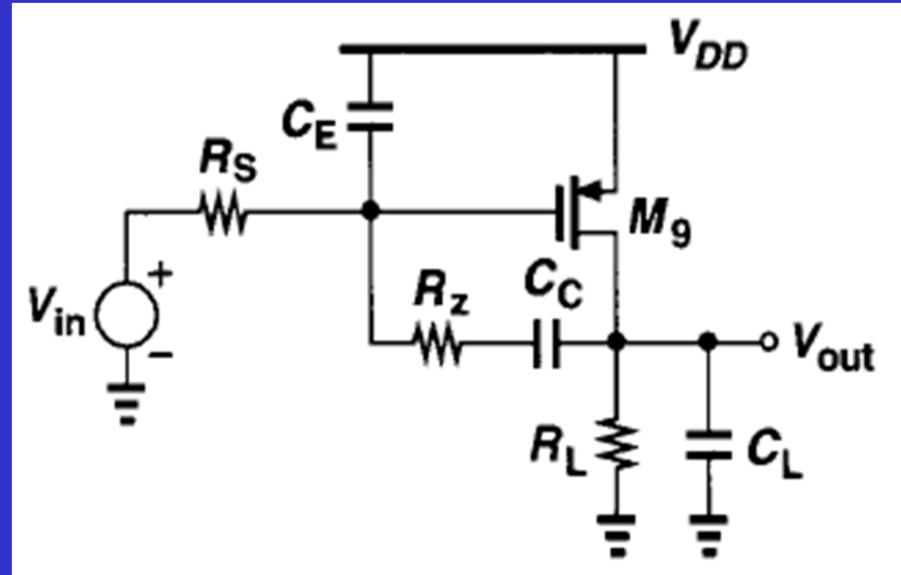
该零点无法使PM
满足稳定性要求，
需要消除或移动该
零点



改善零点的影响

□ 增加电阻 R_Z

❖ 移动零点频率



$$V_E s C_E + \frac{V_E - V_{in}}{R_S} + \frac{V_E - V_{out}}{R_Z + 1/s C_C} = 0$$

$$g_{m9} V_E + \frac{V_{out} - V_E}{R_Z + 1/s C_C} + \frac{V_{out}}{R_L} + V_{out} s C_L = 0$$

由此两式，

可推导出 $\frac{V_{out}}{V_{in}}(s)$

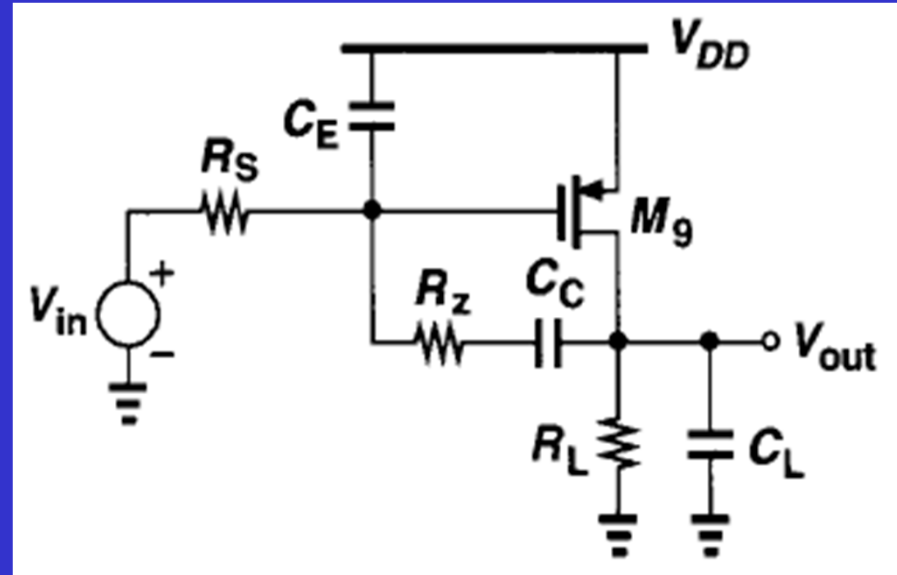
改善零点的影响

□ 增加电阻 R_Z

❖ 移动零点频率

1个零点:

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



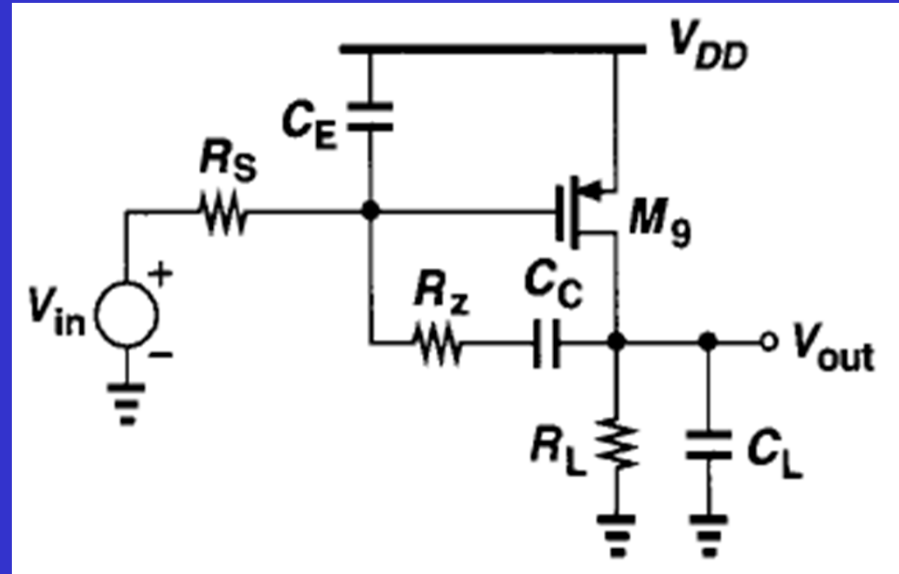
$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-R_S^{-1} g_{m9} [1 - s C_C (g_{m9}^{-1} - R_Z)]}{s C_C (s C_E + s C_L + R_S^{-1} + R_L^{-1} + g_{m9}) + (R_L^{-1} + s C_L) (R_S^{-1} + s C_E) (1 + s C_C R_Z)}$$

3个极点: 中等阻值的 R_Z 可使第3极点位于高频, 第1和第2极点近似等于 $R_Z=0$ 时的值

$$= A_{v0} \cdot \frac{1 - \frac{s}{\omega_Z}}{a s^3 + b s^2 + c s + 1}$$

改善零点的影响

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = A_{v0} \cdot \frac{1 - \frac{s}{\omega_z}}{C_C (g_{m9}^{-1} - R_Z) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p3}}\right)}$$



若 $R_Z = g_{m9}^{-1}$, 则 ω_z 无穷大, 消除了零点;

通常取 $R_Z > g_{m9}^{-1}$, 使零点变为负零点, 来抵消次主极点;

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

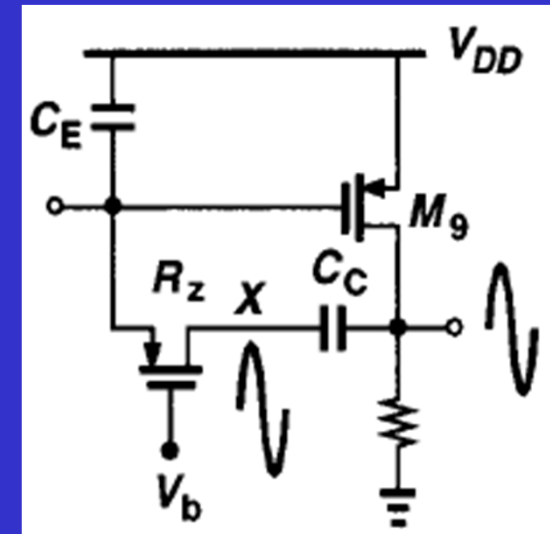
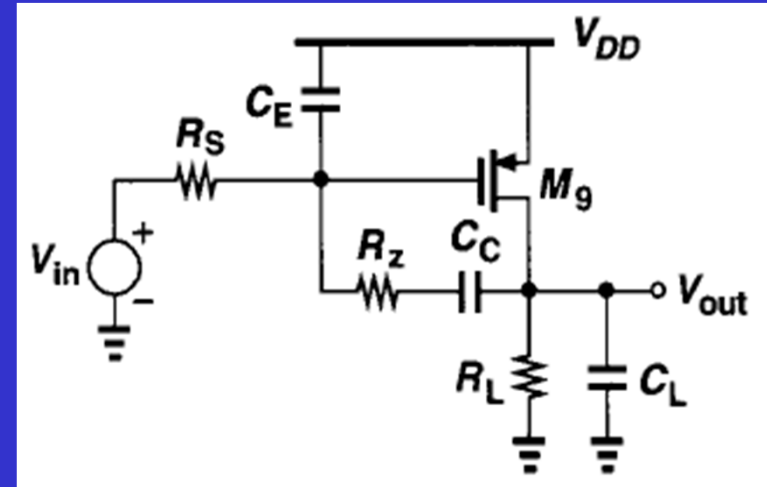
改善零点的影响

通过合理设计 R_Z 的值,
使零点抵消次主极点

$$R_Z = \frac{C_L + C_E + C_C}{g_{m9} C_C} \approx \frac{C_L + C_C}{g_{m9} C_C}$$

□有2个难点

- ❖ 很难保证 R_Z 的值是期望值
 - 特别是 C_L 未知或是变量时
- ❖ 通常用线性区MOS管实现 R_Z
 - 其阻值会随输出电压的改变而改变
 - 导致大信号建立时间延长 (习题10.19)



改善零点的影响

□如何保证 R_Z 的值对PVT改变不敏感?

❖方法一

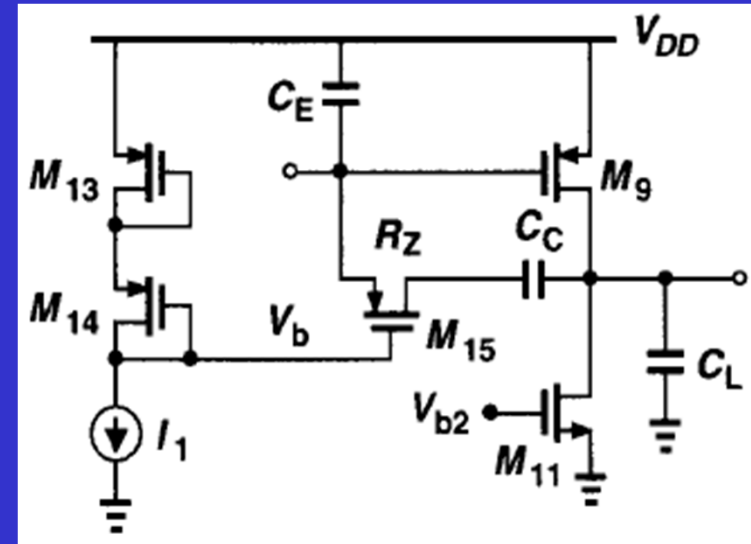
合理设计 I_1 和 $(\frac{W}{L})_{13}$, 使 $V_{GS13} = V_{GS9}$,

则: $V_{GS14} = V_{GS15}$

$$\therefore g_{m14} = \mu_p C_{OX} \left(\frac{W}{L}\right)_{14} (V_{GS14} - V_{TH14}),$$

$$R_{on15} = [\mu_p C_{OX} \left(\frac{W}{L}\right)_{15} (V_{GS15} - V_{TH15})]^{-1},$$

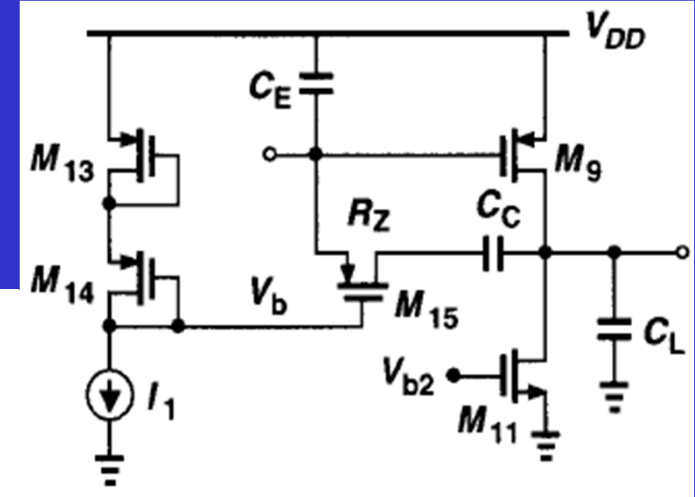
$$\therefore R_{on15} = g_{m14}^{-1} \left(\frac{W}{L}\right)_{14} / \left(\frac{W}{L}\right)_{15} = \frac{C_L + C_C}{g_{m9} C_C}$$



$$R_Z \approx \frac{C_L + C_C}{g_{m9} C_C}$$

改善零点的影响

□ 如何保证 R_Z 的值对 PVT 改变不敏感?



$$R_{on15} = g_{m14}^{-1} \left(\frac{W}{L}\right)_{14} / \left(\frac{W}{L}\right)_{15} = \frac{C_L + C_C}{g_{m9} C_C}$$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{15} = \frac{g_{m14}^{-1} \left(\frac{W}{L}\right)_{14} g_{m9} C_C}{C_L + C_C} = \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_{14} \sqrt{2I_{D9} \mu_p C_{OX} \left(\frac{W}{L}\right)_9} \cdot C_C}{\sqrt{2I_{D14} \mu_p C_{OX} \left(\frac{W}{L}\right)_{14}} \cdot C_L + C_C}$$

$$= \sqrt{\left(\frac{W}{L}\right)_{14} \left(\frac{W}{L}\right)_9} \cdot \sqrt{\frac{I_{D9}}{I_{D14}}} \cdot \frac{C_C}{C_L + C_C}$$

若 C_L 为恒值，则该式由各比值决定，可精确成立，使 R_Z 对 PVT 低敏感

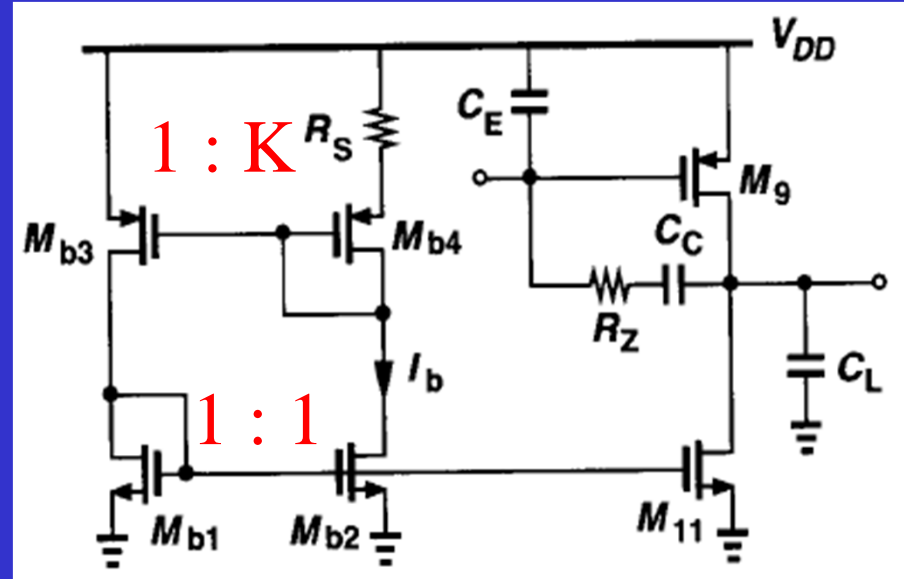
改善零点的影响

□ 如何保证 R_Z 的值对 PVT 改变不敏感?

❖ 方法二

❖ R_S 和 R_Z 按一定比率精确匹配

$$R_Z \approx \frac{C_L + C_C}{g_{m9} C_C}$$



合理设计 $M_{b1} \sim M_{b4}$ 和 R_S , 能使 $I_b \propto R_S^{-2}$ (见第11章P311) :

$$|V_{GS,b3}| = |V_{GS,b4}| + R_S I_b$$

$$\sqrt{\frac{2I_b}{\mu_p C_{OX} (W/L)_{b3}}} + |V_{TH,b3}| = \sqrt{\frac{2I_b}{\mu_p C_{OX} K (W/L)_{b3}}} + |V_{TH,b4}| + R_S I_b$$

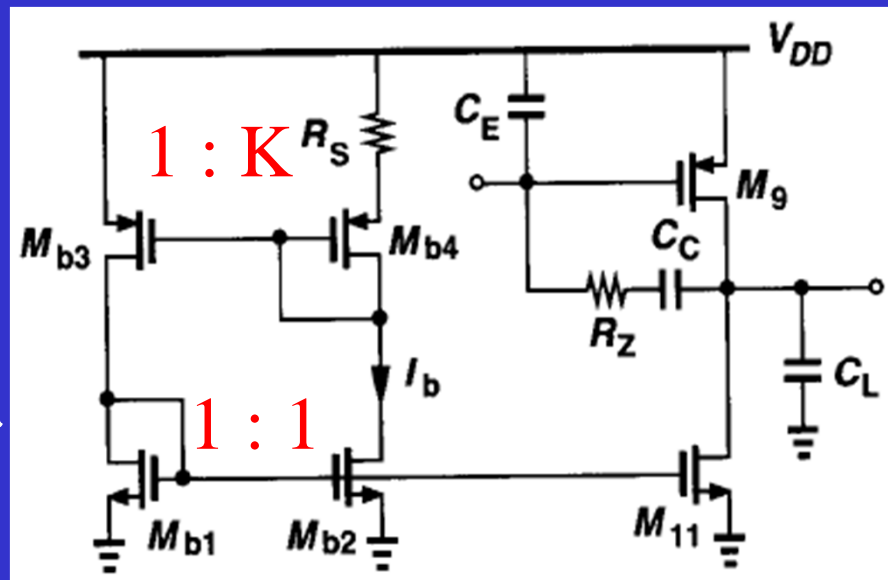
改善零点的影响

□ 如何保证 R_Z 的值对 PVT 改变不敏感?

❖ 方法二

❖ R_S 和 R_Z 按一定比率精确匹配

$$R_Z \approx \frac{C_L + C_C}{g_{m9} C_C}$$



PMOS管B端接S，消除体效应。

$$\begin{aligned} & \sqrt{\frac{2I_b}{\mu_p C_{OX} (W/L)_{b3}}} + |V_{TH,b3}| \\ &= \sqrt{\frac{2I_b}{\mu_p C_{OX} K (W/L)_{b3}}} + |V_{TH,b4}| + R_S I_b \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \sqrt{\frac{2I_b}{\mu_p C_{OX} (W/L)_{b3}}} (1 - \sqrt{1/K}) = R_S I_b \\ \therefore I_b &= \frac{2}{\mu_p C_{OX} (W/L)_{b3} R_S^2} (1 - \sqrt{1/K})^2 \propto R_S^{-2} \end{aligned}$$

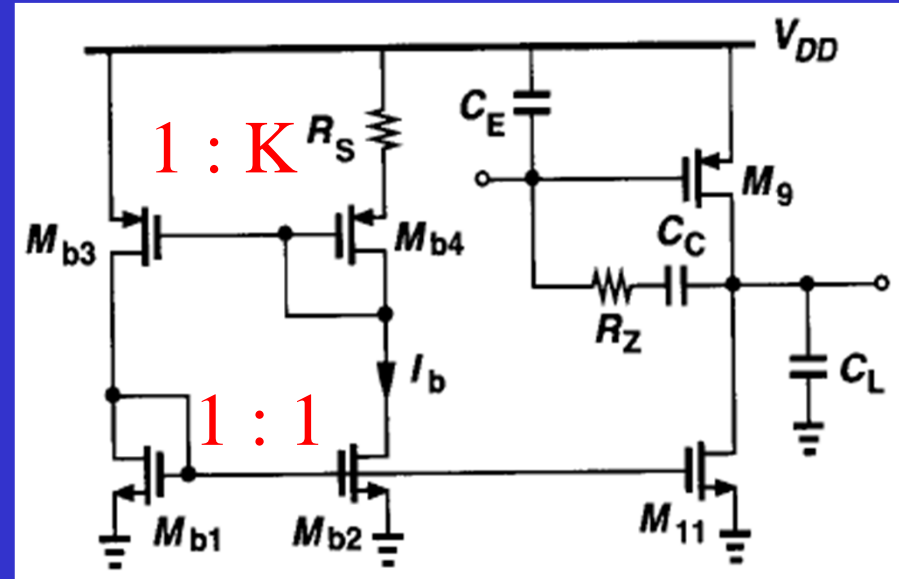
改善零点的影响

□ 如何保证 R_Z 的值对 PVT 改变不敏感?

❖ 方法二

❖ R_S 和 R_Z 按一定比率精确匹配

$$R_Z \approx \frac{C_L + C_C}{g_{m9} C_C}$$



$I_b \propto R_S^{-2}$, 则:

$$g_{m9} = \sqrt{2I_{D9}\mu_p C_{OX} \left(\frac{W}{L}\right)_9} \propto \sqrt{I_{D9}} \propto \sqrt{I_{D11}} \propto R_S^{-1}$$

$$\therefore R_Z g_{m9} \approx \frac{C_L + C_C}{C_C} \propto \frac{R_Z}{R_S}$$

该式由各比值决定，可精确成立，使极零相消对 PVT 低敏感

先进工艺下，I-V 特性会显著偏离平方关系，上述两法均有显著偏差

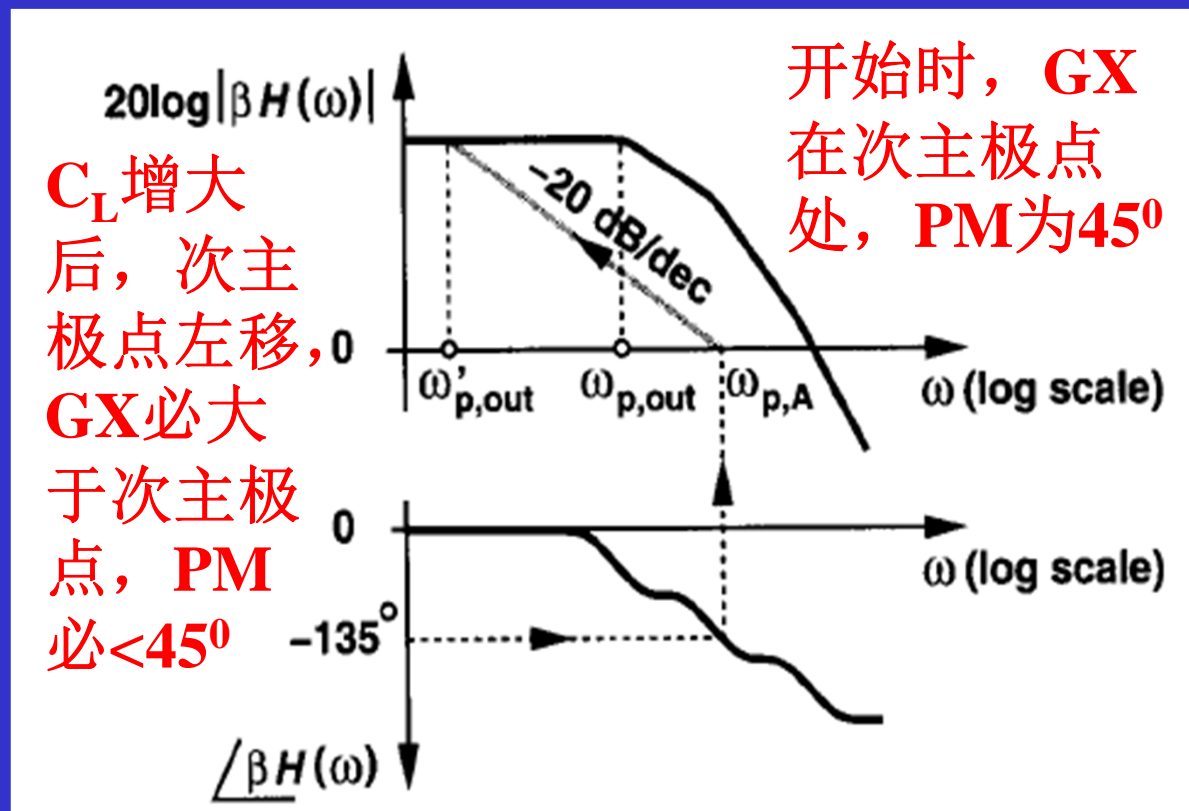
两级运放的PM对 C_L 敏感

□一级运放

- ❖主极点是输出极点， C_L 增大，主极点左移，PM更大，更稳定；PM过大会过阻尼

□二级运放

- ❖主极点来自第一级的输出节点
- ❖次主极点来自第二级的输出节点
- ❖ C_L 增大，次主极点左移，PM减小，趋于不稳定

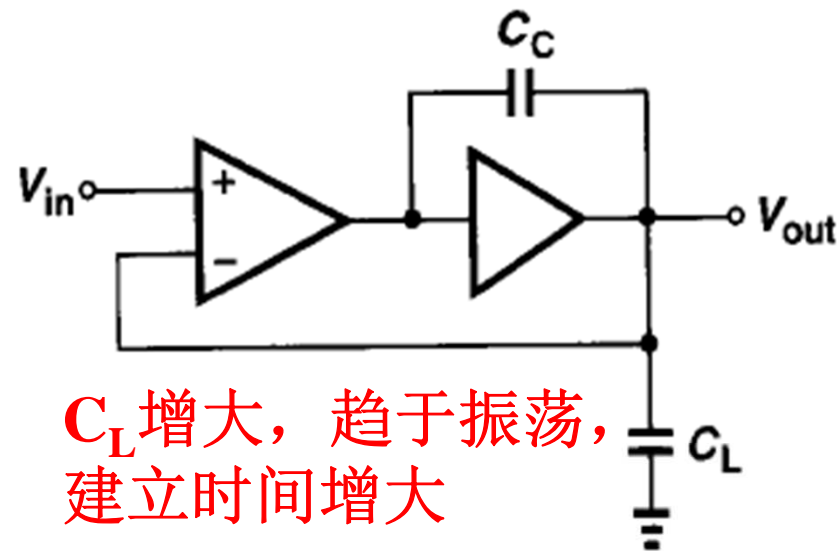
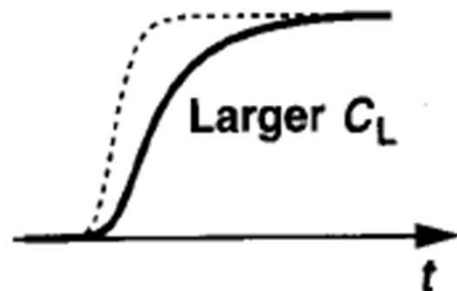
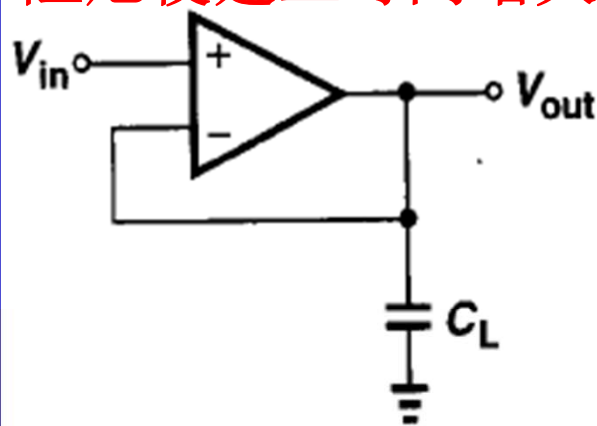


两级运放的PM对 C_L 敏感

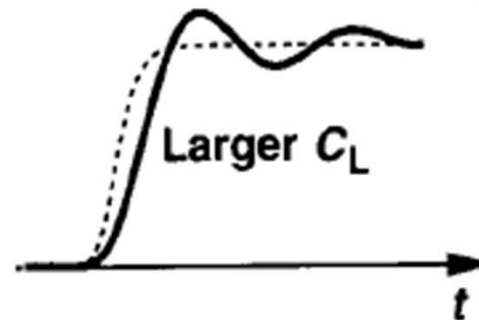
□单位增益放大器的阶跃响应

❖分别由一级运放和二级运放构成

C_L 增大，更稳定，但过阻尼使建立时间增大



C_L 增大，趋于振荡，建立时间增大



第10章 稳定性和频率补偿

□10.1 概述

□10.2 多极点系统

□10.3 相位裕度

□10.4 频率补偿

□10.5 两级运放的补偿

❖10.5.1 两级运放中的压摆率限制

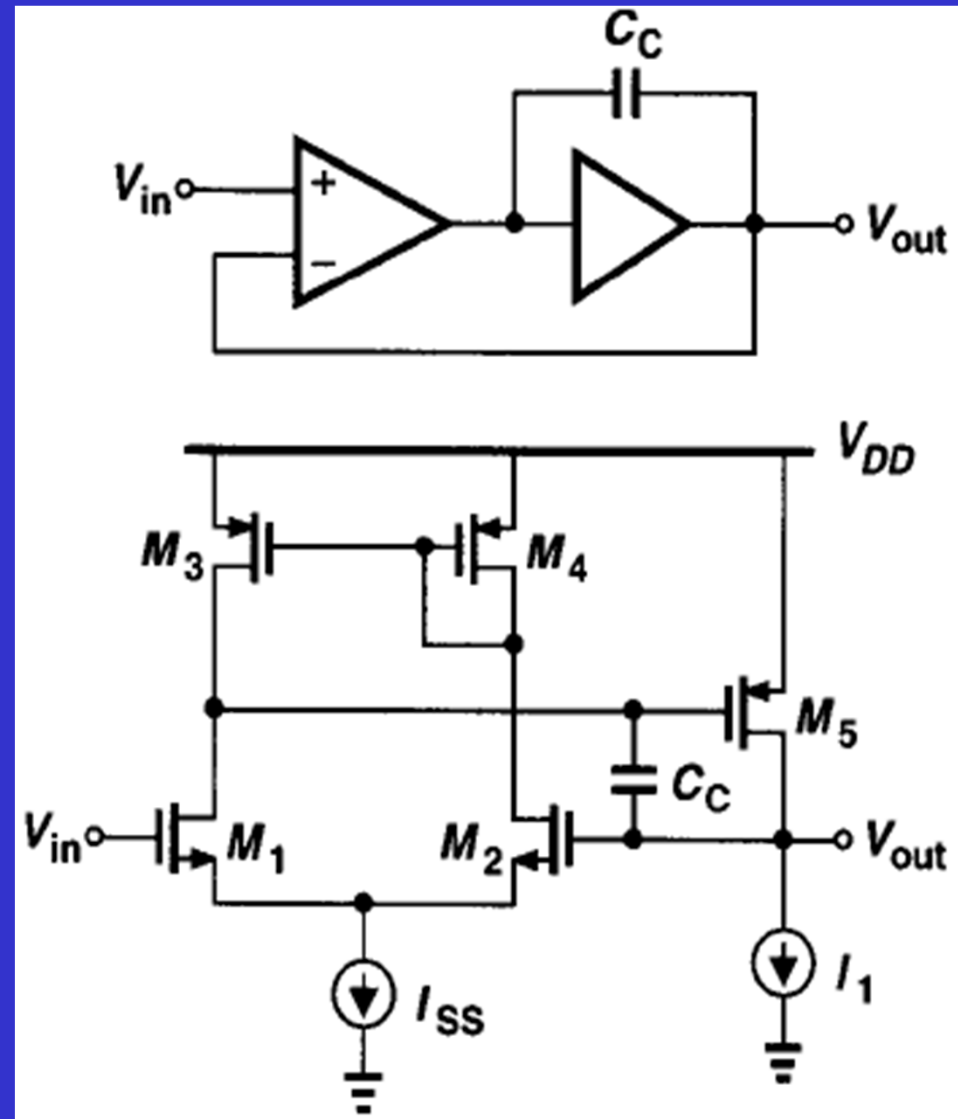
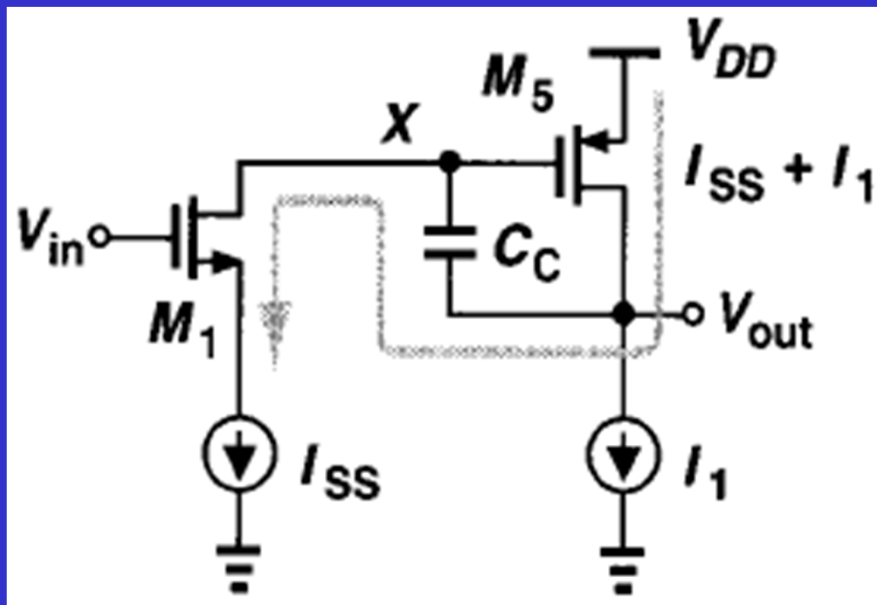
□10.6 其他补偿技术

10.5.1 两级运放中的压摆率限制

□ 单位增益接法的两级运放

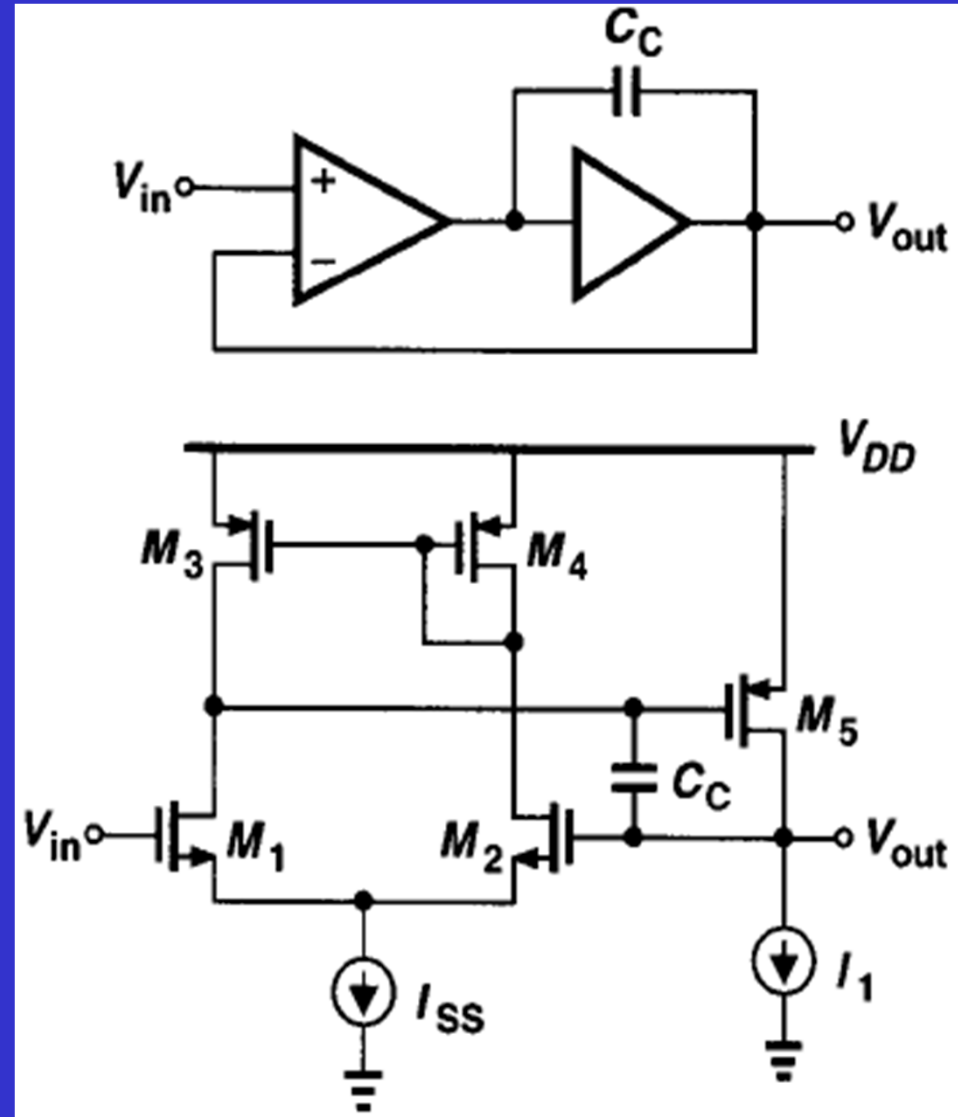
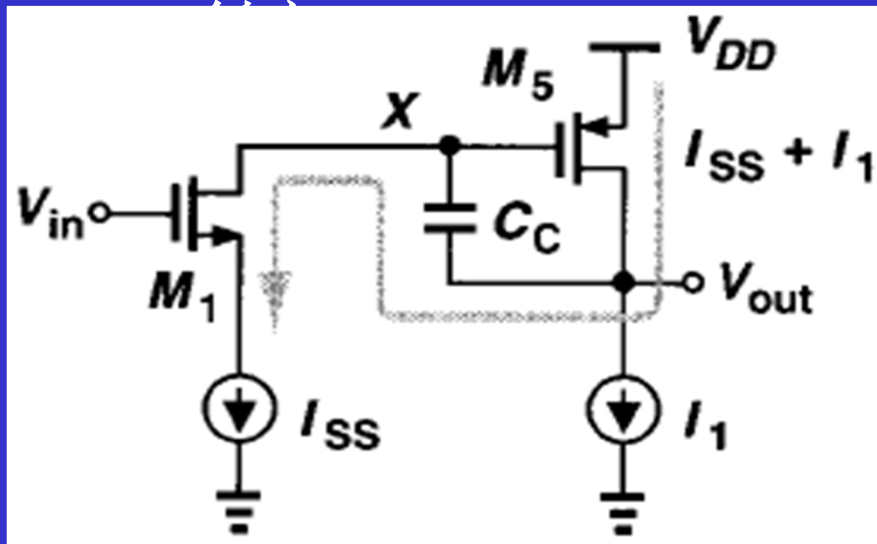
□ 大的正阶跃时

❖ 若M5足够宽，能提供 $I_{SS} + I_1$ ，仍在饱和区



大的正阶跃时

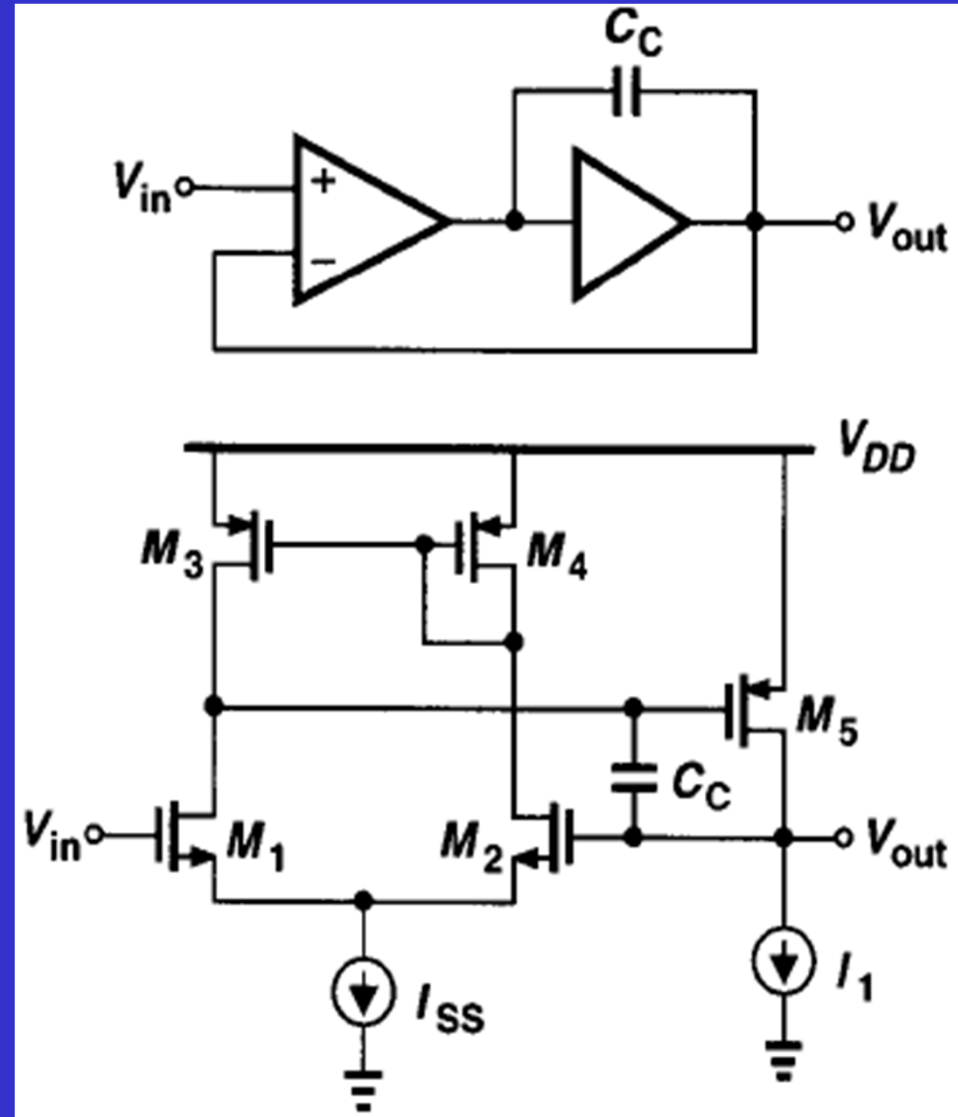
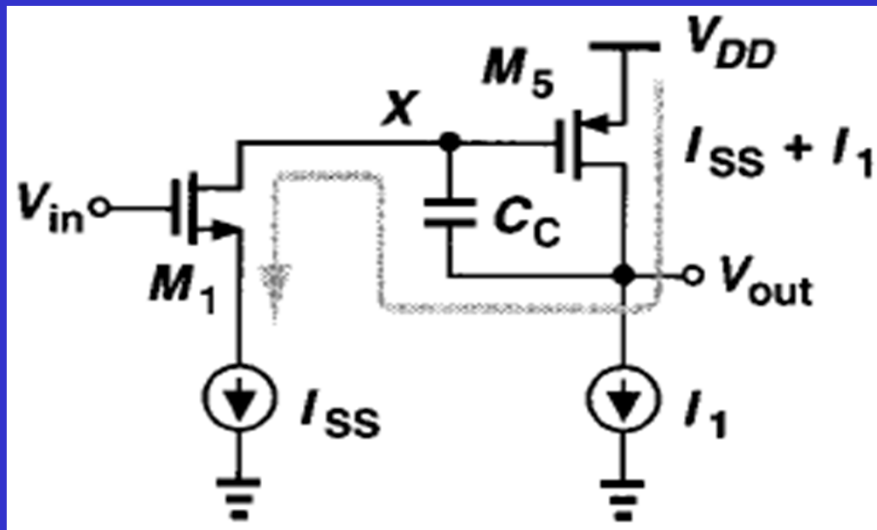
- 若M5足够宽，能提供 $I_{SS} + I_1$ ，仍在饱和区
- 输出级的增益使X节点近似为虚地
- 正压摆率 $\approx I_{SS} / C_C$
 - ❖ “正”、“负”指 V_{out} 的



大的正阶跃时

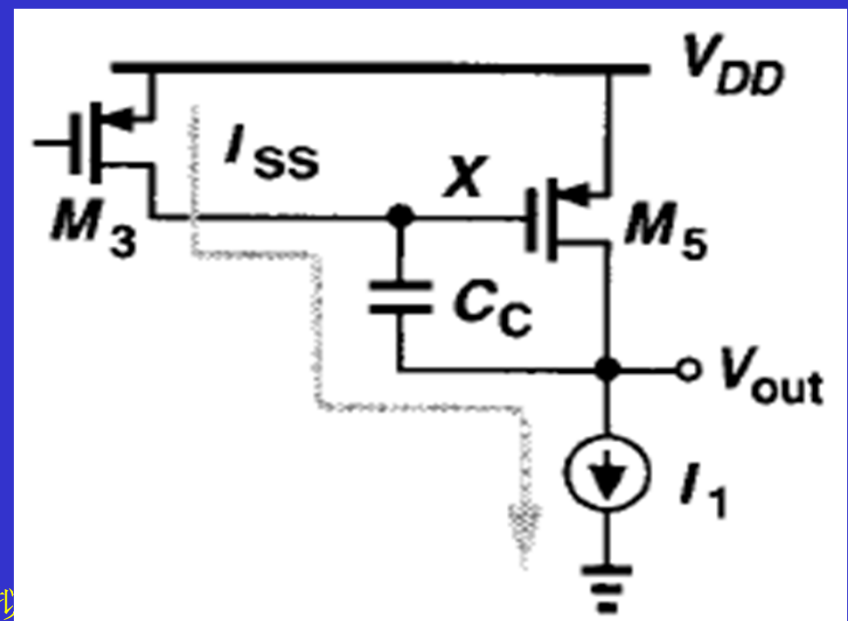
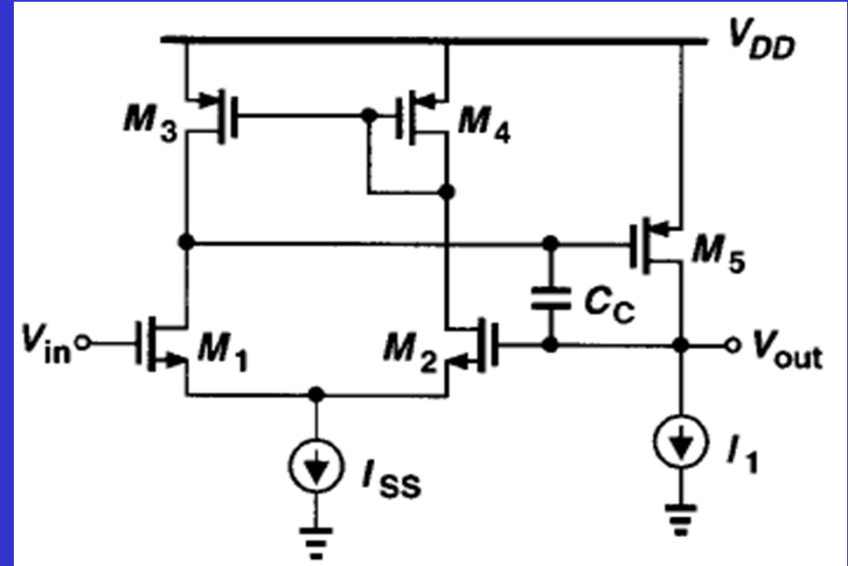
□若M5不够宽

- ❖ X节点电压会显著下降，M1有可能进入线性区，这时 I_{D1} 可能小于 I_{SS}
- ❖ 正压摆率 $\approx I_{D1}/C_C$



大的负阶跃时

- 若 I_1 能吸纳 I_{SS} 和 I_{D5} ,
 - ❖ 负压摆率为 I_{SS}/C_C
- 若 $I_1 = I_{SS}$
 - ❖ X点电压增大, M5关断, 负压摆率为 I_{SS}/C_C
- 若 $I_1 < I_{SS}$
 - ❖ X点电压增大, M3进入线性区以减小 I_{D3} , M5关断, 负压摆率为 I_1/C_C



第10章 稳定性和频率补偿

□10.1 概述

□10.2 多极点系统

□10.3 相位裕度

□10.4 频率补偿

□10.5 两级运放的补偿

❖10.5.1 两级运放中的压摆率限制

□10.6 其他补偿技术

两级运放的补偿方法二

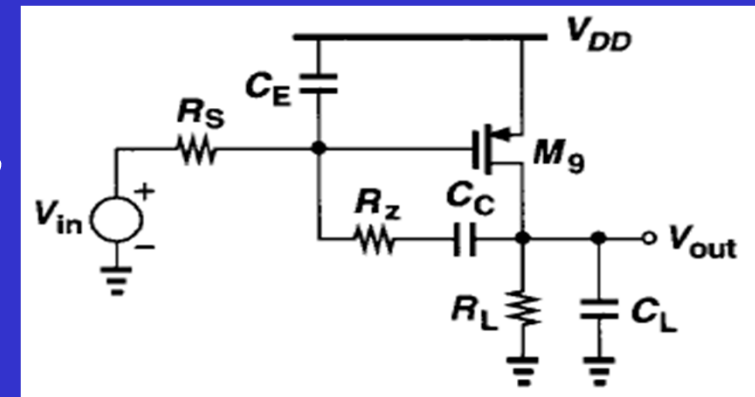
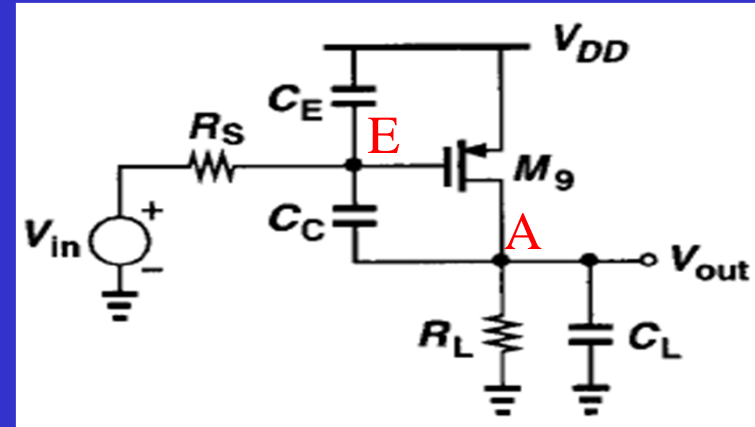
□在E和A之间加入一个密勒补偿电容

❖能左移主极点，右移次主极点，实现极点分离，从而扩大带宽

❖但存在离原点较近的正零点，使PX左移，使GX右移，无法使PM满足稳定性要求

$$\omega_z = g_{m9} / (C_C + C_{GD9})$$

$$|\omega_{p1}| < |\omega_z| < |\omega_{p2}|$$



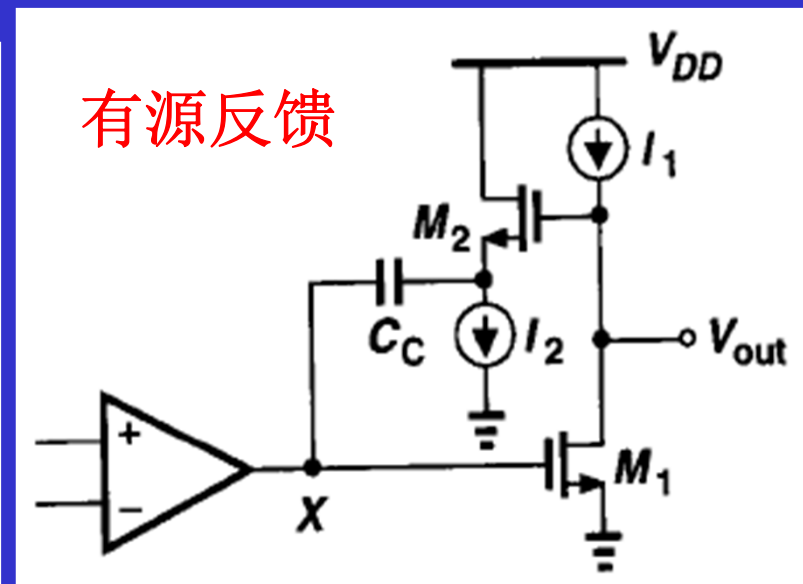
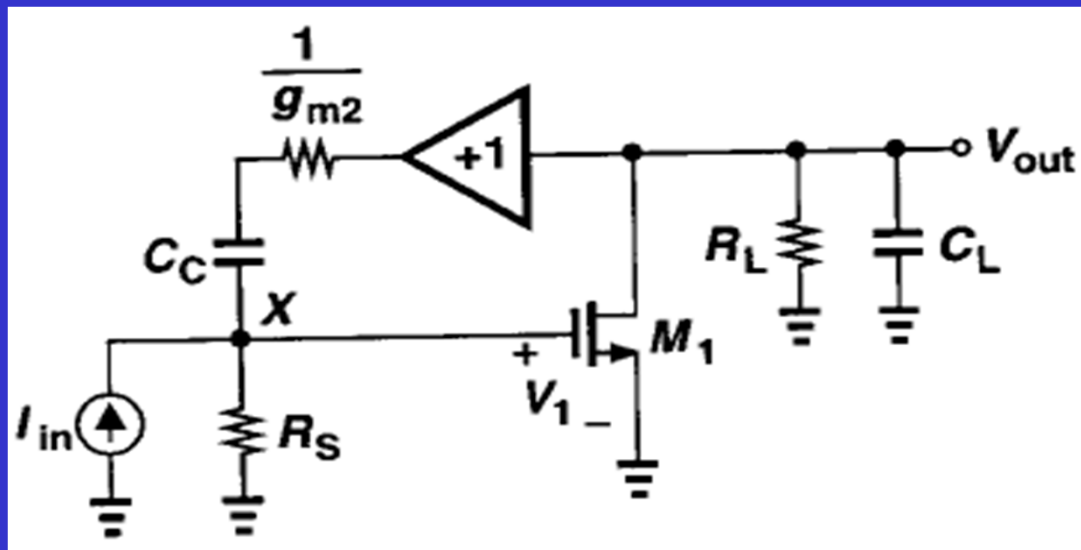
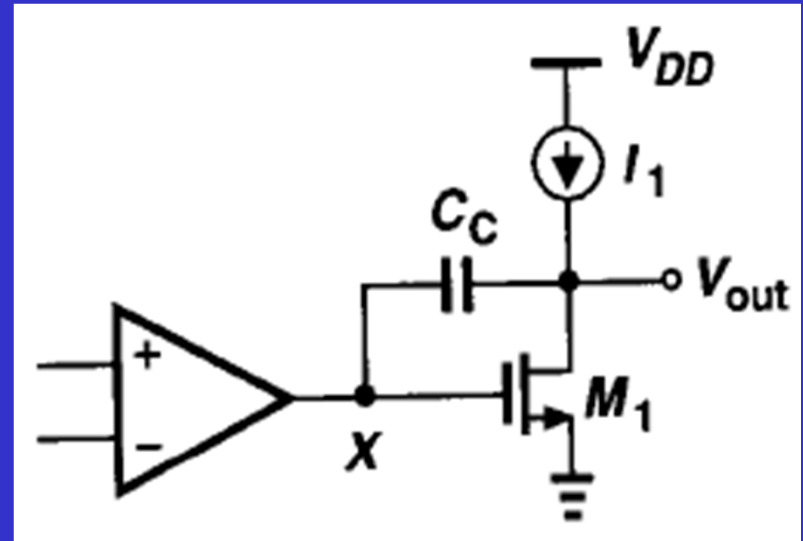
可增加电阻 R_z ，实现极零相消，从而改善PM

还有没有其他补偿方法？

其他补偿方法—SF法

□插入源跟随器，与 C_C 串联

- ❖ 阻断了 C_C 前馈通路
- ❖ 假定 $\gamma=\lambda=0$ ，则 $A_{v, SF}=1$ ；
一些器件寄生电容比 C_C 小很多，可忽略；以简化分析



其他补偿方法—SF法

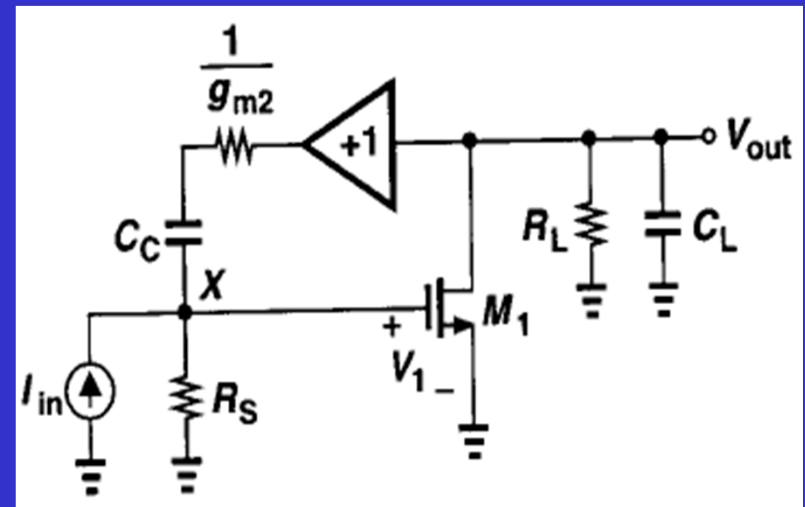
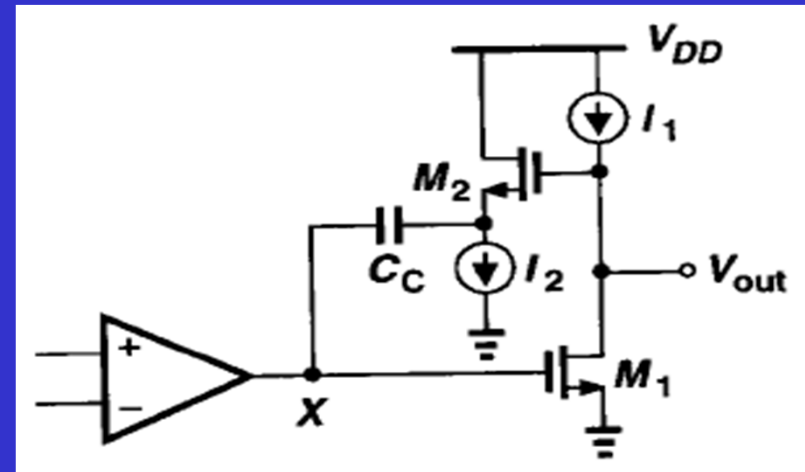
□插入源跟随器，与 C_C 串联

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

$$V_1 = \frac{-V_{out}}{g_{m1} R_L} (1 + R_L C_L s)$$

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

可得传输函数 V_{out}/I_{in}



其他补偿方法—SF法

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

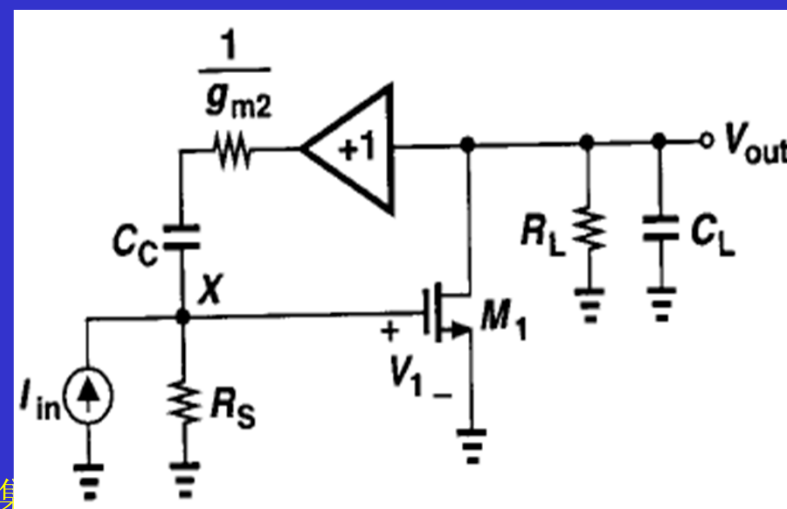
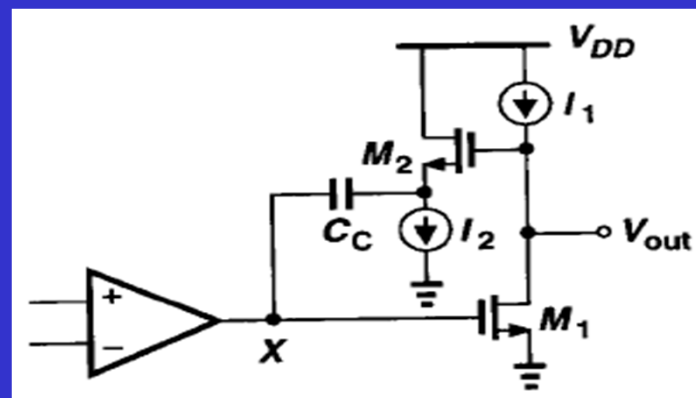
左半平面的零点： g_{m2}/C_C

可用来消除一个极点

计算两个极点（假定两极点相差很远）：

通常有： $1 + g_{m2} R_S \gg 1$;

$(1 + g_{m1} g_{m2} R_L R_S) C_C \gg g_{m2} R_L C_L$



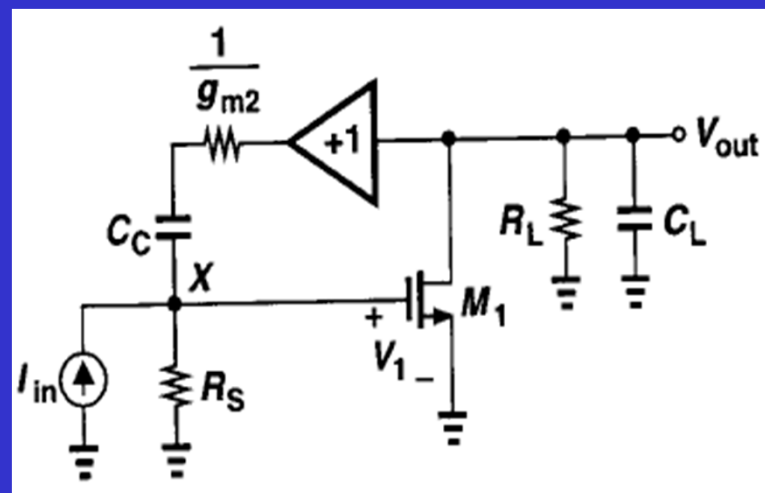
其他补偿方法—SF法

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

计算两个极点（假定两极点相差很远）：

通常有： $1 + g_{m2}R_S \gg 1$;

$(1 + g_{m1}g_{m2}R_L R_S)C_C \gg g_{m2}R_L C_L$



$$\omega_{p1} \approx \frac{g_{m2}}{g_{m1}g_{m2}R_L R_S C_C}$$

$$\approx \frac{1}{g_{m1}R_L R_S C_C},$$

$$\omega_{p2} \approx \frac{g_{m1}g_{m2}R_L R_S C_C}{R_L C_L C_C g_{m2}R_S}$$

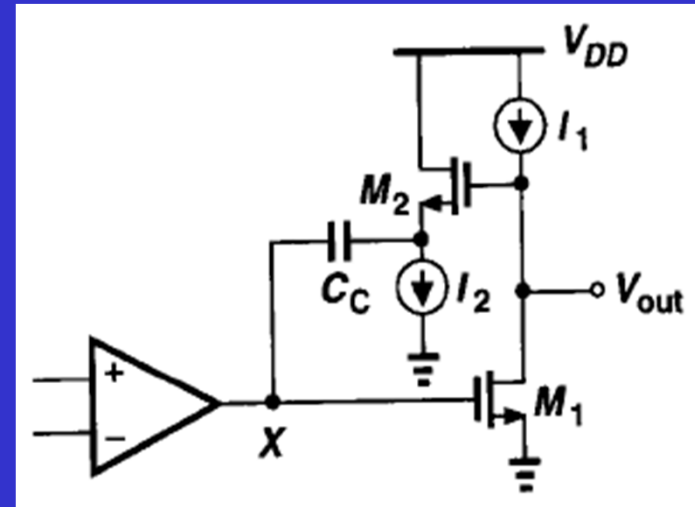
$$\approx \frac{g_{m1}}{C_L} \text{ 与密勒近似法得到的值类似}$$

其他补偿方法—CG法

□ 插入源跟随器，与 C_C 串联

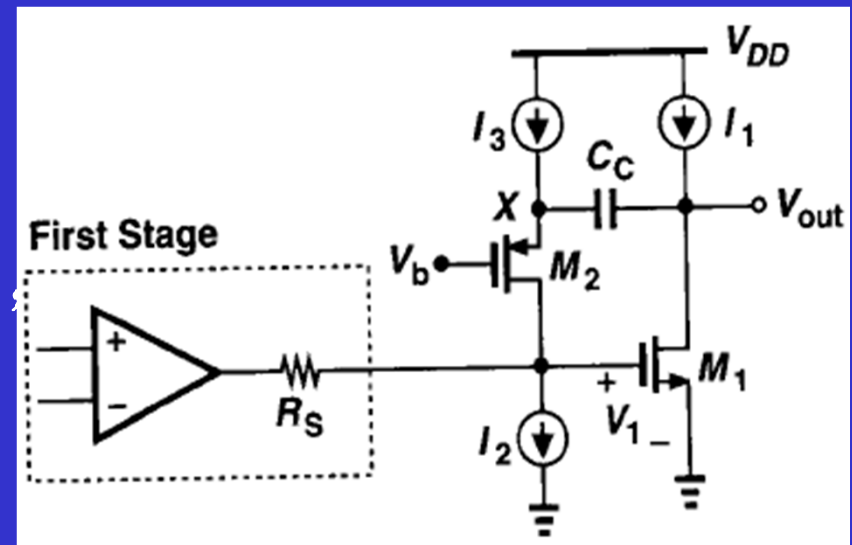
- ❖ SF输入需直接接 V_{out} ，牺牲了输出摆幅

$$V_{GS2} + V_{I2}$$



□ 另一种补偿方法

- ❖ 插入CG级，与 C_C 串联
- ❖ CG级输入可不直接接 V_{out} ，用 C_C 隔开，交流耦合，输出摆幅不受影响



其他补偿方法—CG法

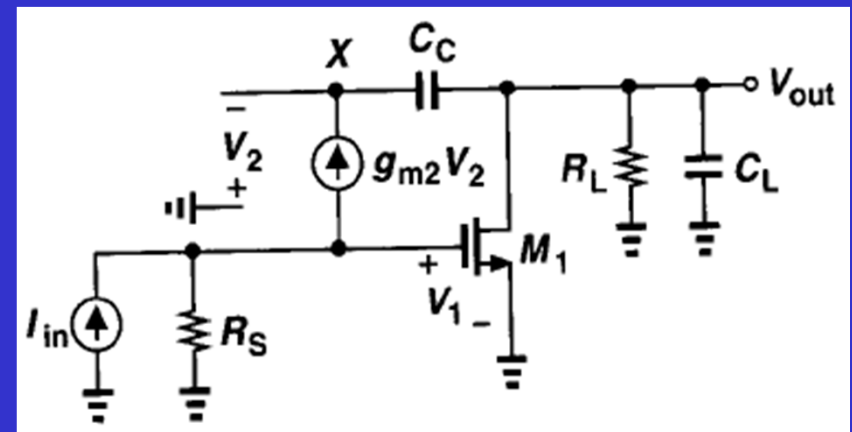
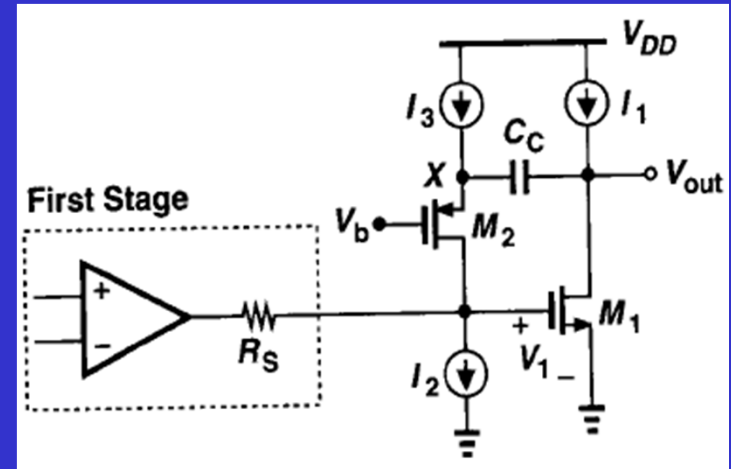
假定共栅级的 $\gamma=\lambda=0$

由：

$$V_{out} + \frac{g_{m2}V_2}{C_{CS}} = -V_2$$

得：

$$V_2 = -V_{out} \frac{C_{CS}}{C_{CS} + g_{m2}}$$

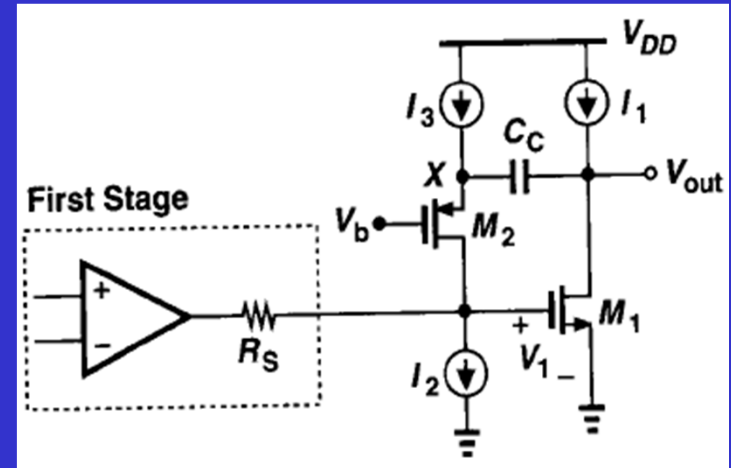


对输出节点，有：
$$g_{m1}V_1 + V_{out} \left(\frac{1}{R_L} + C_{LS} \right) = g_{m2}V_2$$

其他补偿方法—CG法

$$V_2 = -V_{out} \frac{C_C s}{C_C s + g_{m2}}$$

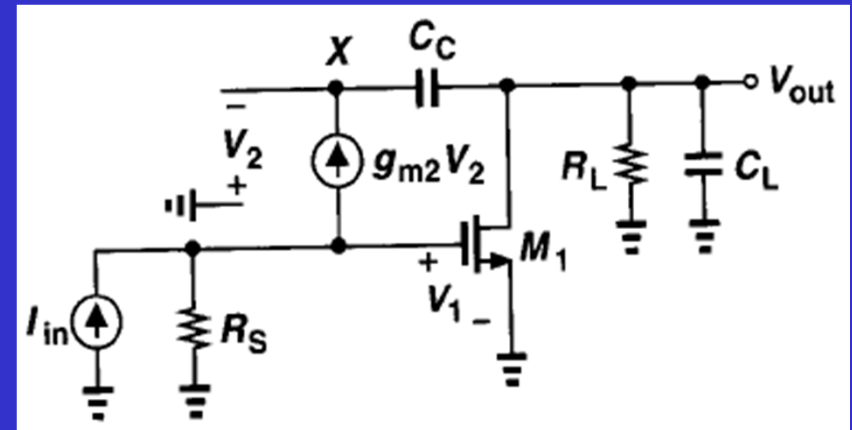
$$g_{m1} V_1 + V_{out} \left(\frac{1}{R_L} + C_L s \right) = g_{m2} V_2$$



对输入节点，有：

$$I_{in} = V_1 / R_S + g_{m2} V_2$$

得：



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

其他补偿方法—CG法

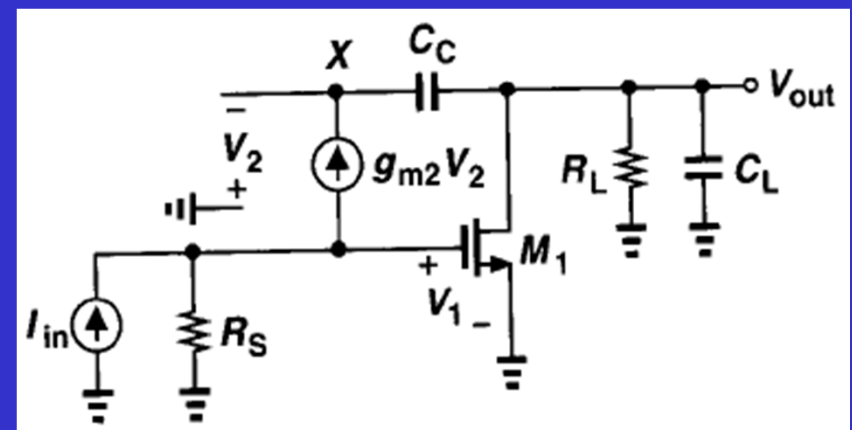
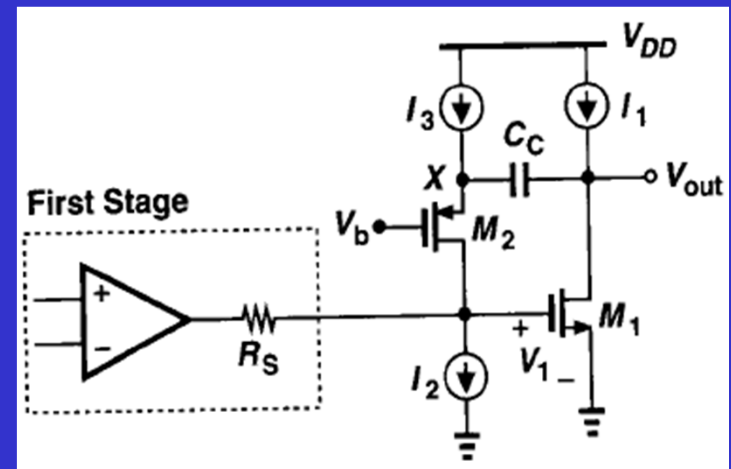
$$\frac{V_{out}}{I_{in}} = \frac{-g_{m1}R_S R_L (g_{m2} + C_C s)}{R_L C_L C_C s^2 + [(1 + g_{m1}R_S)g_{m2}R_L C_C + C_C + g_{m2}R_L C_L]s + g_{m2}}$$

左半平面的零点： g_{m2}/C_C

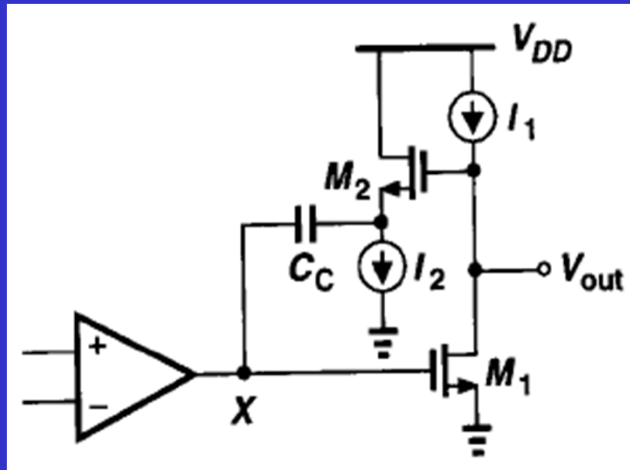
计算两个极点（假定两极点相差很远）：

$$\omega_{p1} \approx \frac{1}{g_{m1}R_L R_S C_C}$$

$$\omega_{p2} \approx \frac{g_{m2}R_S g_{m1}}{C_L}$$



比较SF法和CG法

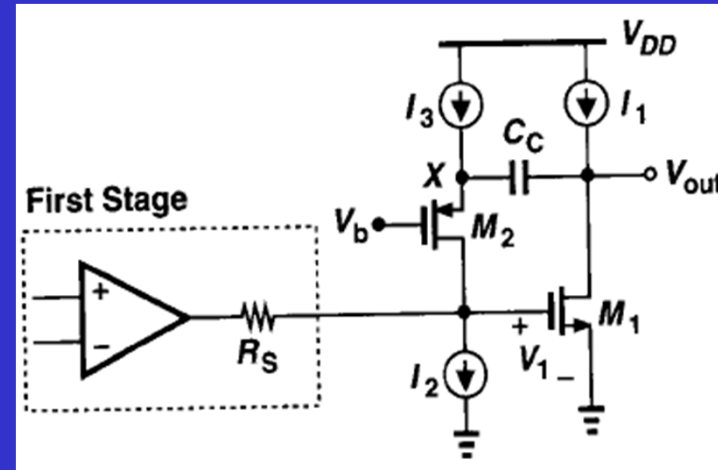


左半平面的零点: g_{m2}/C_C

两个极点:

$$\omega_{P1} \approx \frac{1}{g_{m1} R_L R_S C_C}$$

$$\omega_{P2} \approx \frac{g_{m1}}{C_L}$$



左半平面的零点: g_{m2}/C_C

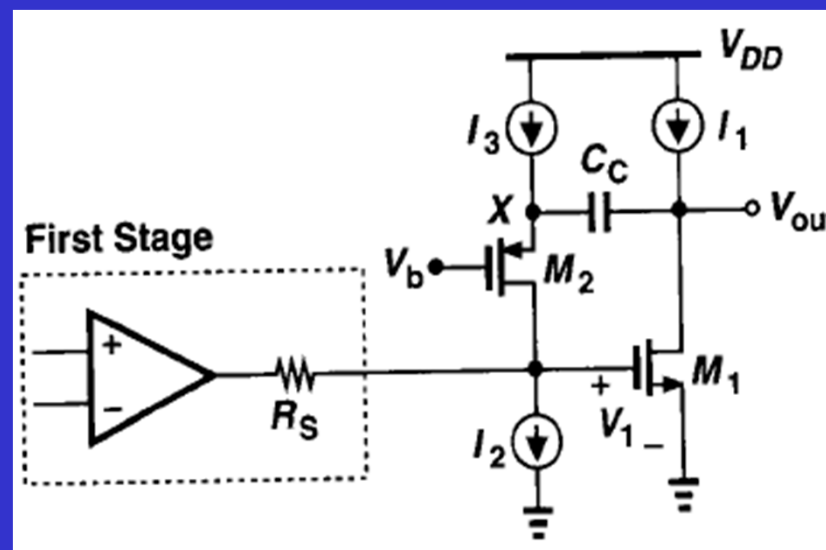
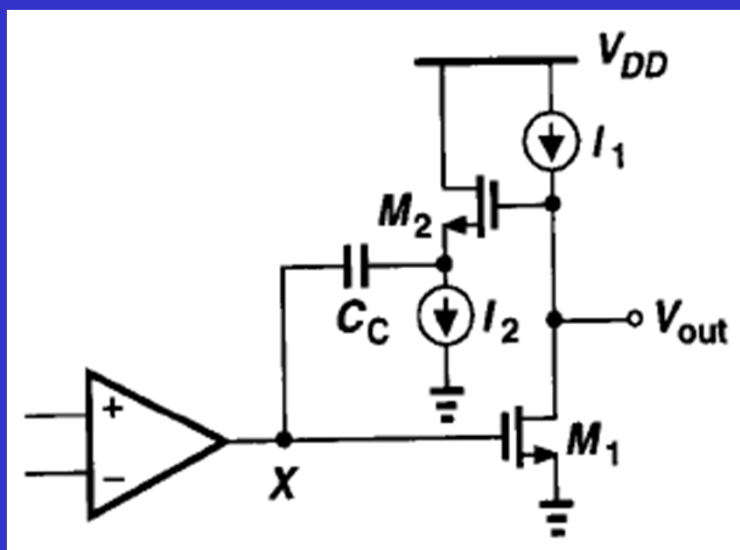
两个极点:

$$\omega_{P1} \approx \frac{1}{g_{m1} R_L R_S C_C}$$

$$\omega_{P2} \approx \frac{g_{m2} R_S g_{m1}}{C_L}$$

ω_{P2} 增大了
 $g_{m2} R_S$ 倍,
更大带宽

比较SF法和CG法



$$\omega_Z \approx \frac{g_{m2}}{C_C}, \omega_{P1} \approx \frac{1}{g_{m1} R_L R_S C_C}$$

$$\omega_{P2,SF} \approx \frac{g_{m1}}{C_L}$$

$$\omega_{P2,CG} \approx \frac{g_{m2} R_S g_{m1}}{C_L}$$

- 1、均为电压—电流负反馈
- 2、用负反馈，降低 R_{out} ，提高 ω_{P2} 的频率
- 3、CG法的环路增益更大， R_{out} 更小， ω_{P2} 更大

CG法的压摆率限制问题

□ 负压摆率限制时

$I_2 \geq I_{SS}$ 时:

V_P 将上升, I_{D2} 减少 I_{SS} ,

I_{D1} 增大 I_{SS} ,

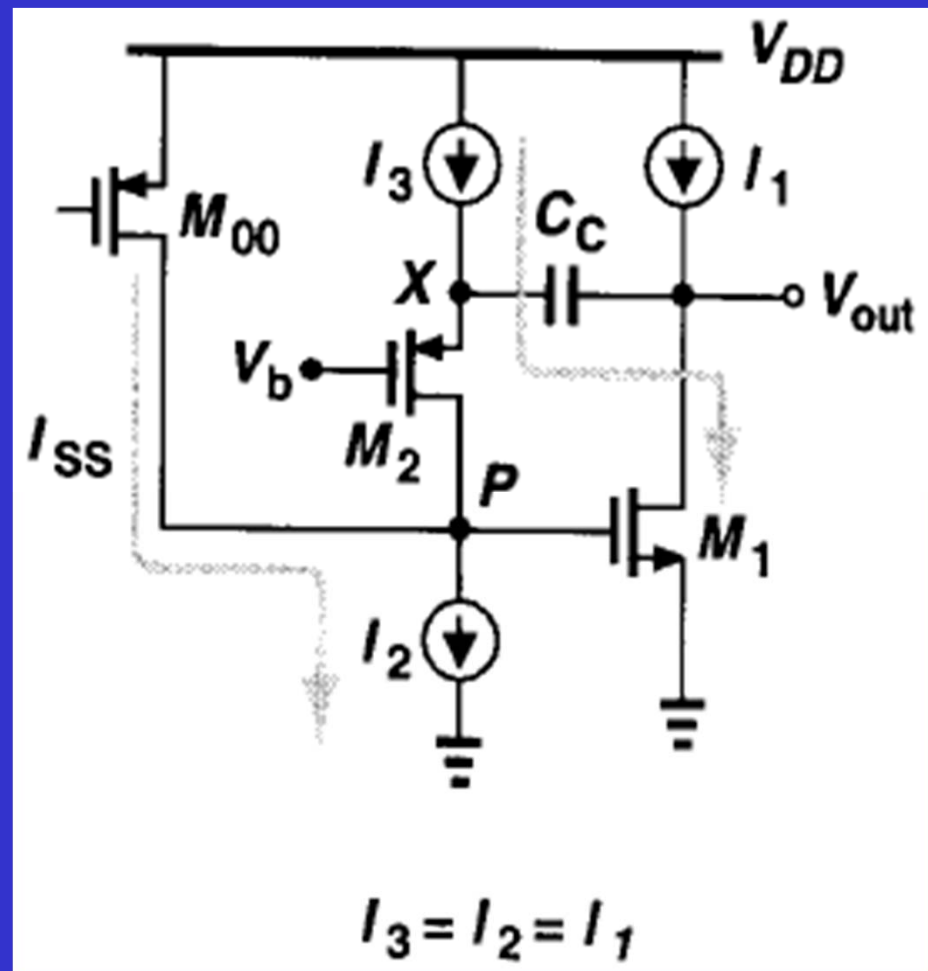
负压摆率为: I_{SS} / C_C

$I_2 < I_{SS}$ 时:

V_P 将上升, M_2 截止,

I_{D1} 增大 I_3 。

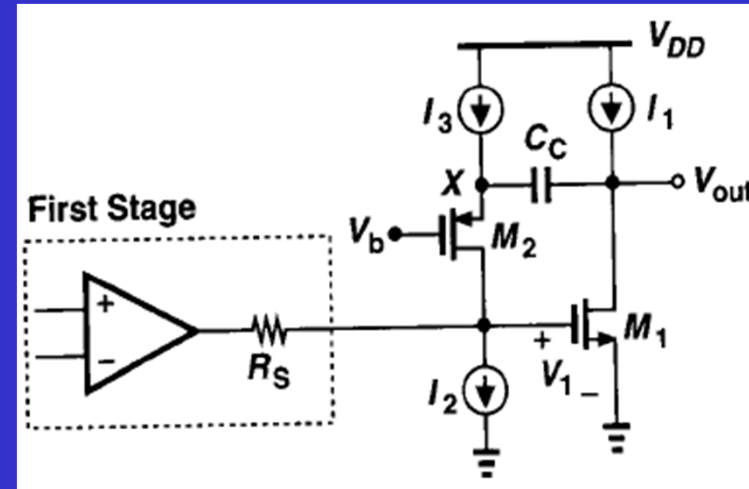
负压摆率为: I_3 / C_C



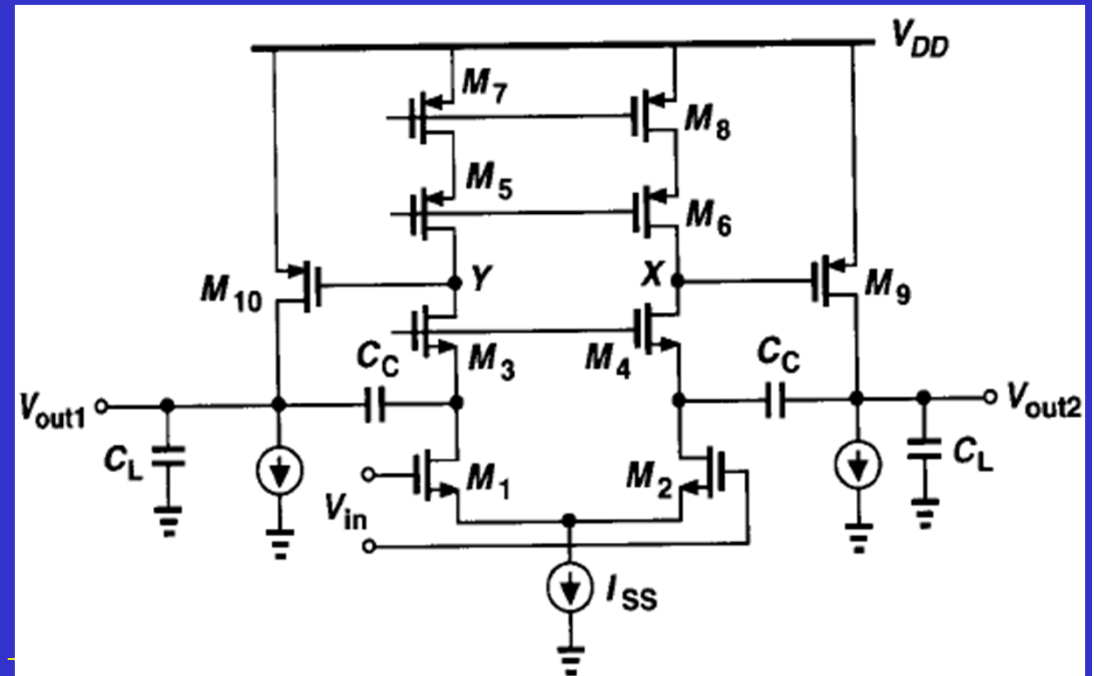
用CG法补偿两级运放

□ 两级运放的第一级为套筒式结构

❖ 补偿电路所需要的CG管共享运放第一级中的CG管



□ 分析其极零点

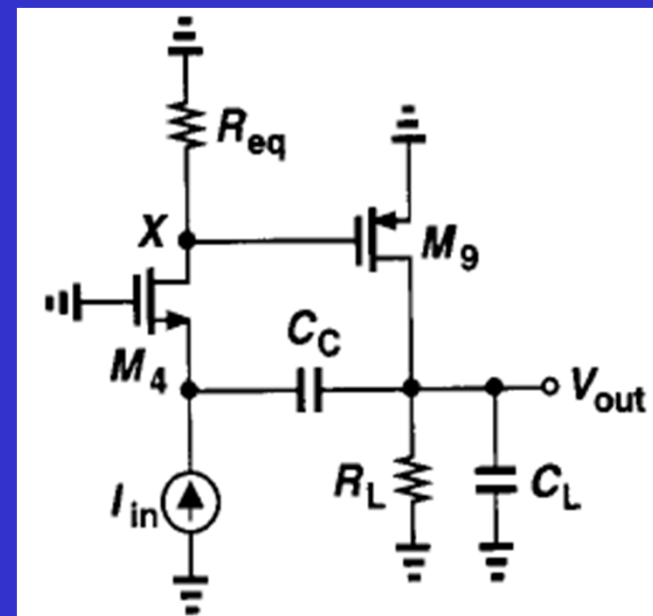
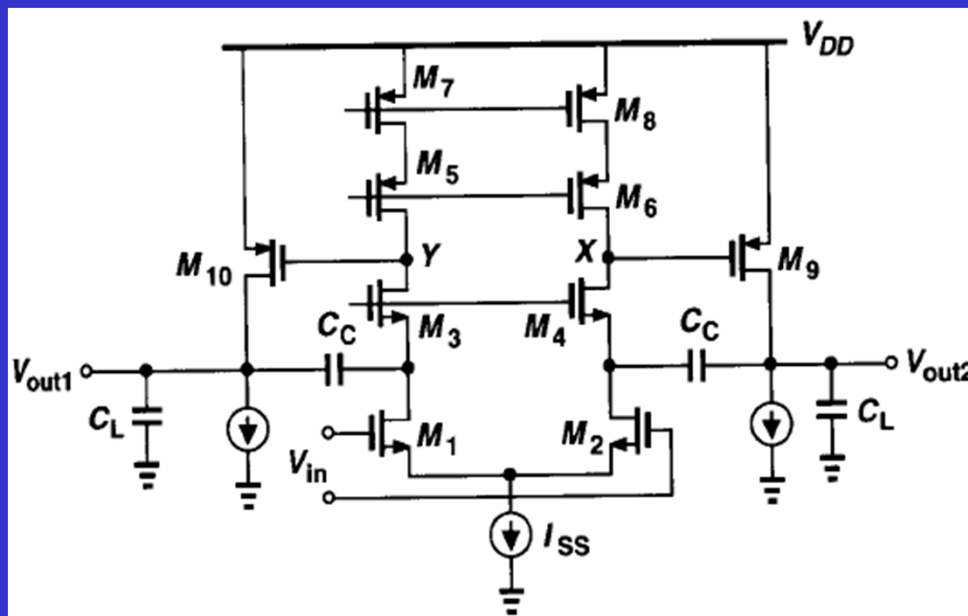


用CG法补偿两级运放

$$\omega_Z \approx \frac{(g_{m4} R_{eq}) g_{m9}}{C_C}, \omega_{P1} \approx \frac{1}{R_{eq} (g_{m9} R_L) C_C}, \omega_{P2} \approx \frac{(g_{m4} R_{eq}) g_{m9}}{C_L}$$

□ 零点

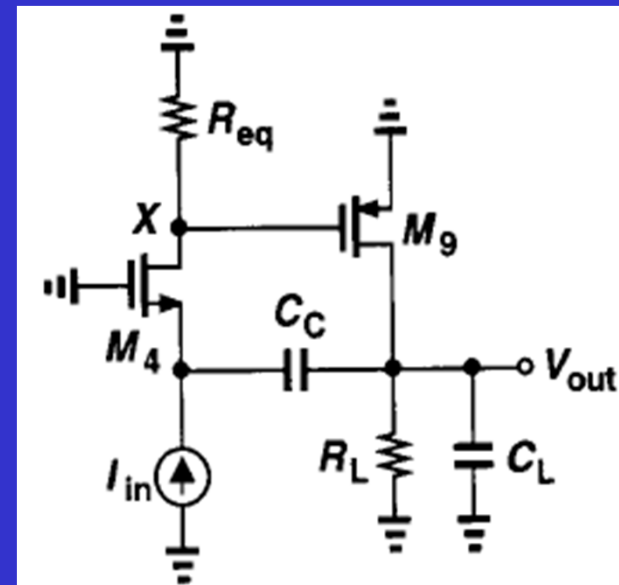
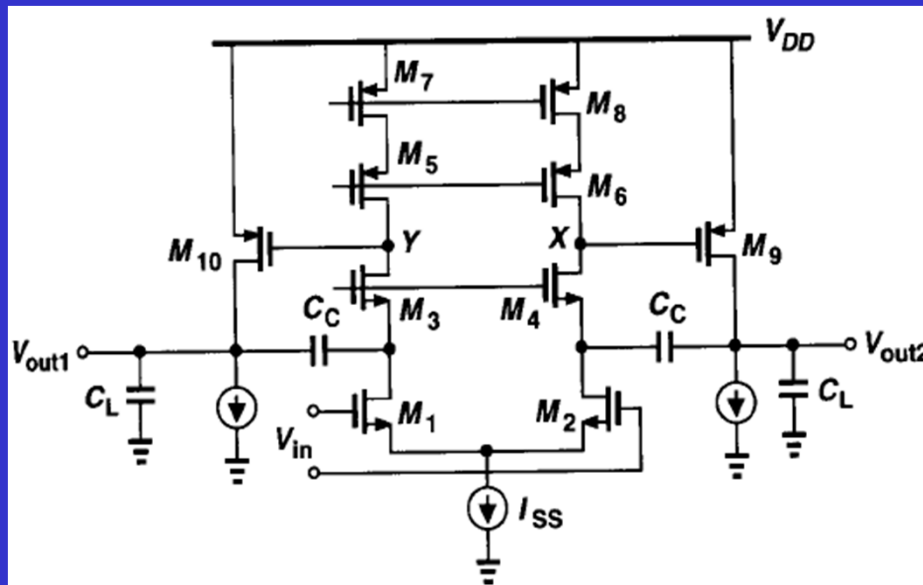
- ❖ 正零点，右半平面，数值比前面CG法 g_{m2}/C_C 高很多
- ❖ 通常比次主极点高，位于高频处，对PM影响小



用CG法补偿两级运放

$$\omega_Z \approx \frac{(g_{m4} R_{eq}) g_{m9}}{C_C}, \omega_{P1} \approx \frac{1}{R_{eq} (g_{m9} R_L) C_C}, \omega_{P2} \approx \frac{(g_{m4} R_{eq}) g_{m9}}{C_L}$$

- 主极点来自X点，同前面CG补偿法结果
- 次主极点来自输出节点，同前面CG补偿法结果



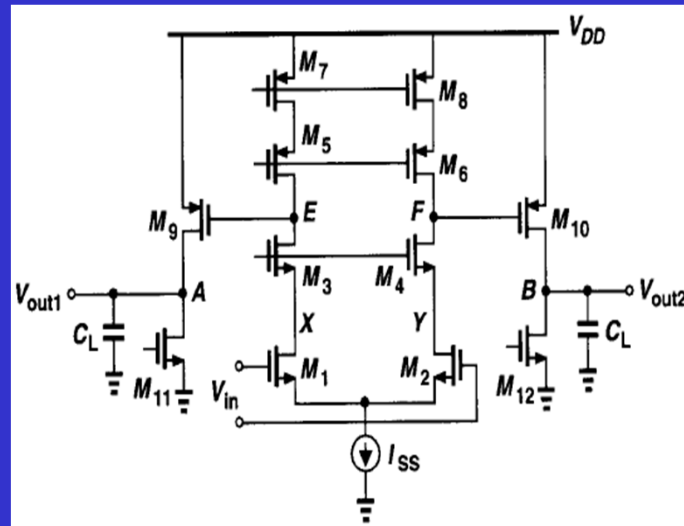
补偿后的两级运放的GBW

□主极点均来自E节点

❖ $R_Z - C_C$ 补偿法

❖ SF法

❖ CG法

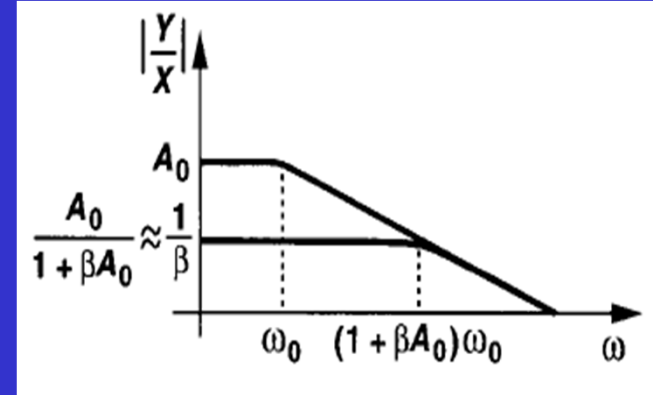


$$f_{p1} = \frac{\omega_{p1}}{2\pi} \approx \frac{1}{2\pi R_{out1} C_c (1 + |A_{v02}|)} \approx \frac{1}{2\pi R_{out1} C_c |A_{v02}|},$$

$$|A_{v0}| = |A_{v01}| \cdot |A_{v02}| = g_{m1,2} R_{out1} \cdot |A_{v02}|$$

$$\therefore GBW = f_{p1} |A_{v0}| \approx \frac{g_{m1,2}}{2\pi C_c}$$

实际运放的GBW

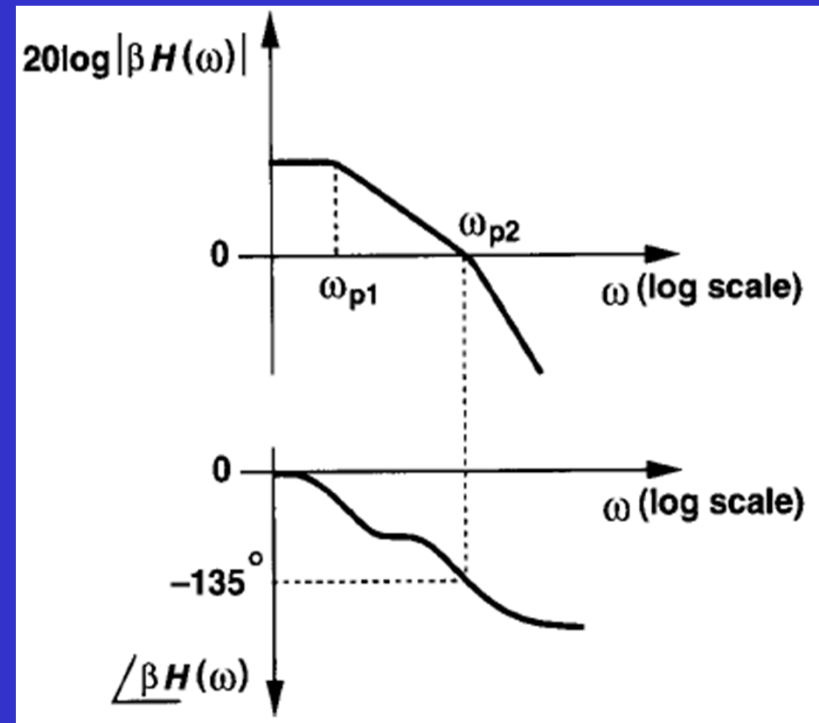


□实际运放是多极/零点系统

- ❖对单极点系统，GBW等于 $A_0\omega_0$
- ❖对多极/零点的实际运放，GBW是否还等于 $A_0\omega_0$ ？

□实际运放的PM>45°

- ❖次主极点 $>f_u$
- ❖在所关心的频段内为单极点特性
- ❖GBW仍等于 $A_0\omega_0$



第10章 稳定性和频率补偿

□10.1 概述

□10.2 多极点系统

□10.3 相位裕度

□10.4 频率补偿

□10.5 两级运放的补偿

❖10.5.1 两级运放中的压摆率限制

□10.6 其他补偿技术

重点掌握

□ 10.1 概述

- ❖ Barkhausen判据、波特图、复平面、根轨迹

□ 10.2 多极点系统

- ❖ 波特图和根轨迹

□ 10.3 相位裕度

- ❖ 定义、不同PM对时域响应的影响、最佳值?

□ 10.4 频率补偿

- ❖ 单端输出的套筒式cascode运放
- ❖ 差分输出的套筒式cascode运放

□ 10.5 两级运放的补偿

- ❖ 直接补偿法和密勒补偿法
- ❖ 零点的影响和改善方法
- ❖ 10.5.1 两级运放中的压摆率限制

□ 10.6 其他补偿技术

- ❖ SF法
- ❖ CG法

作业

□10.3

- ❖ 已知 A_{v0} 、主极点、次主极点，求PM
- ❖ 更正：(a) $\omega_{p2}=2\omega_{p1}$ 。原著对，译著错

□10.11

- ❖ 两级运放的补偿，密勒补偿法

□10.12

- ❖ 极零相消法中， R_z 的实现电路的设计

□交作业时间

- ❖ 听助教通知

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