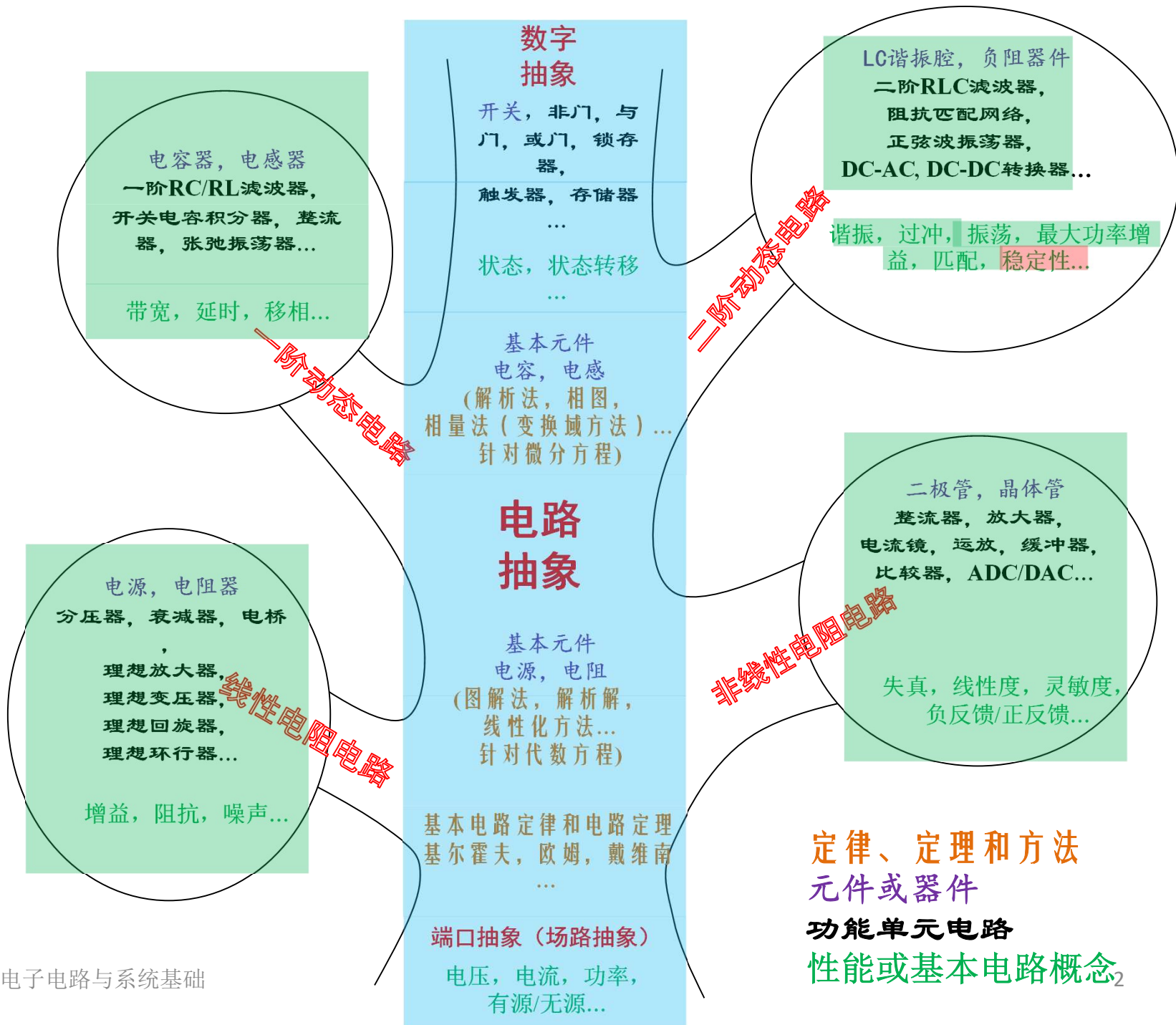


电子电路与系统基础II

理论课第14讲 负反馈放大器的稳定性分析与设计

李国林
清华大学电子工程系

一条主干 四个分支

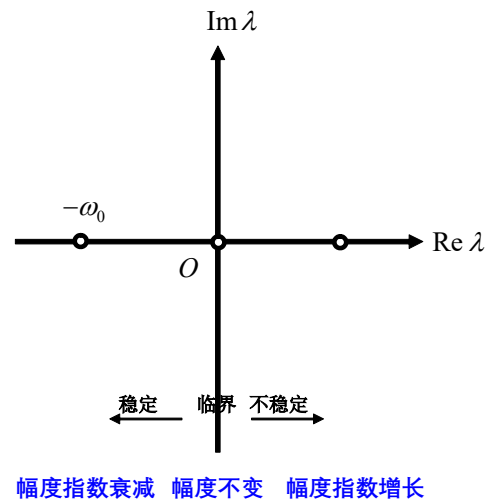


负反馈放大器的稳定性分析与设计 大纲

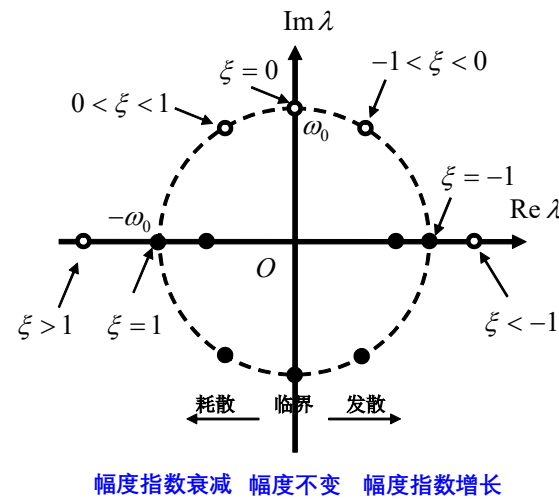
- **LTI系统的稳定性**
 - 稳定系统与不稳定系统
- **理想运放与实际运放**
 - 重点考察**非无穷大增益**和**非无限大带宽**的影响
 - 增益带宽积
- **运放负反馈稳定性分析**
 - 运放寄生效应导致的额外相移不应超过**180°**
 - **相位裕度**: 离**180°**相移一定距离, 系统就会具有**响应速度快的优良性能**
- **741运放中的MILLER补偿分析**
 - 使得运放在单位负反馈应用中具有**优良性能**

1.1 LTI系统特征根及其稳定性

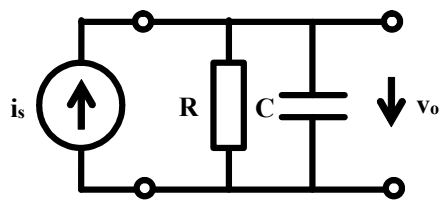
- 在时域看，如果一个LTI系统加载冲激激励后（赋予初始能量后），其冲激响应随着时间的增加，
 - 趋于无穷大，则属不稳定系统
 - 趋于零，则属稳定系统
 - 稳定于某非零有限值，则属临界系统
- 在复频域看，观察LTI系统函数的极点（微分方程的特征根），
 - 全部位于左半平面，则属稳定系统
 - 至少有一个位于右半平面极点（或虚轴上存在重根极点），则属不稳定系统
 - 非重根的虚轴极点，则属临界系统



一阶系统特征根位置



二阶系统特征根位置



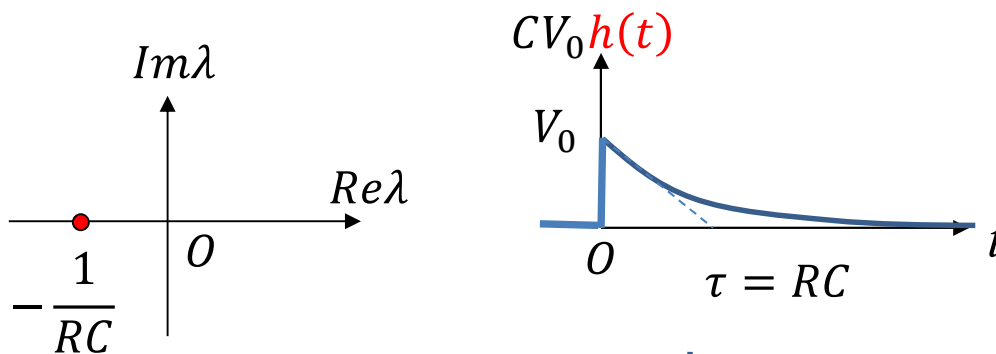
$$v_C(0^-) = 0 \quad v_C(t) = V_0 e^{-\frac{t}{RC}} U(t) \quad H(s) = \frac{R}{1 + sRC} = H_0 \frac{1}{1 + s\tau}$$

$$v_C(0^+) = V_0 \quad h(t) = \frac{1}{C} e^{-\frac{t}{RC}} U(t)$$

$$\lambda = -\frac{1}{RC} = -\frac{1}{\tau}$$

$$i_s(t) = CV_0 \delta(t)$$

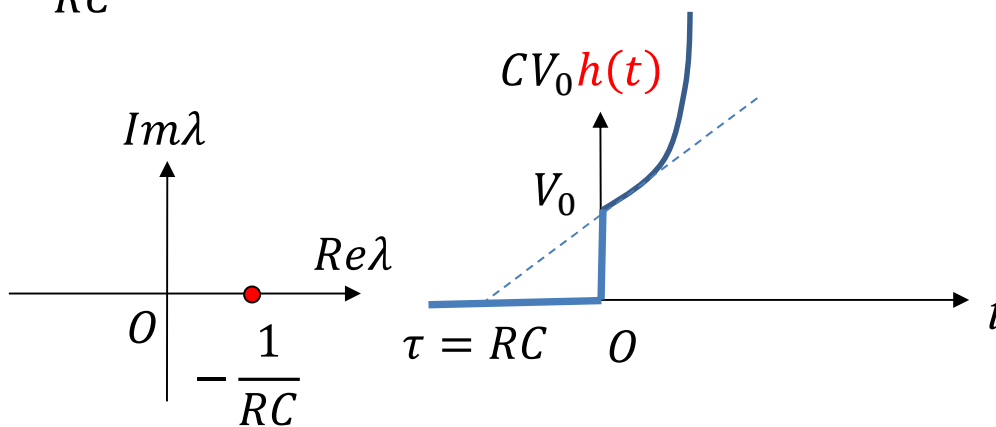
$$v_o(t) = CV_0 h(t)$$



$$R > 0$$

$$G > 0$$

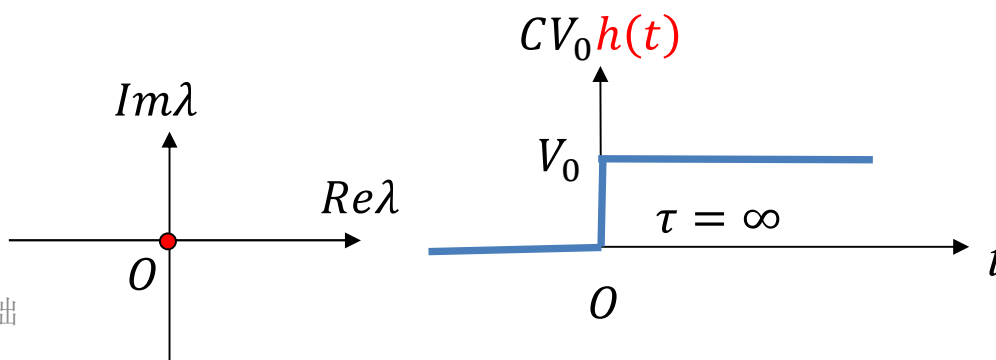
稳定系统



$$R < 0$$

$$G < 0$$

不稳定系统

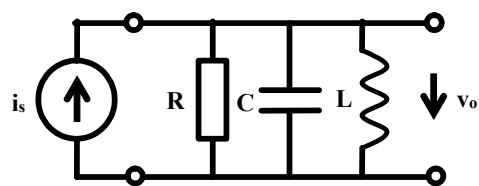


$$R = \infty$$

$$G = 0$$

临界系统

一阶系统



$$i_s(t) = CV_0\delta(t)$$

$$v_o(t) = CV_0h(t)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$\xi = \frac{G}{2Y_0} = \frac{1}{2R} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

二阶系统

$$v_c(t) = \dots$$

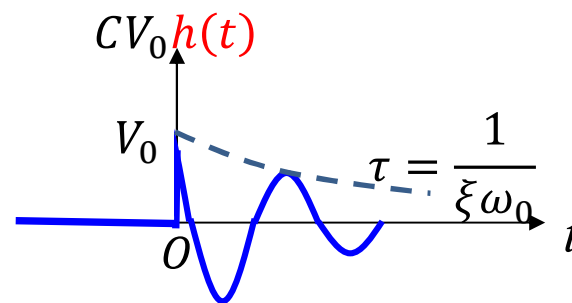
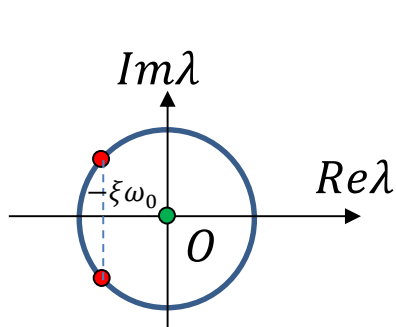
$$v_c(0^+) = V_0 \quad v_{c\infty}(t) = 0$$

$$\frac{d}{dt}v_c(0^+) = \frac{i_c(0^+)}{C} = \dots$$

$$H(s) = H_0 \frac{2\xi\omega_0 s}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2}$$

$$\lambda_{1,2} = -\xi\omega_0 \pm j\sqrt{1-\xi^2}\omega_0$$

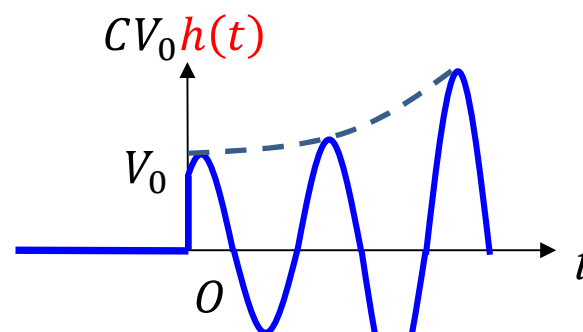
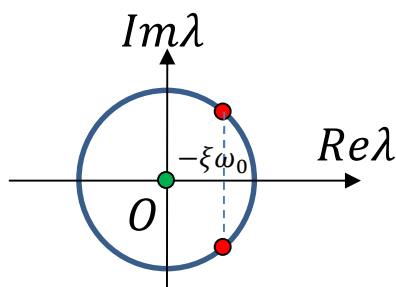
$$h(t) = \frac{1}{C\sqrt{1-\xi^2}} e^{-\xi\omega_0 t} \cos\left(\sqrt{1-\xi^2}\omega_0 t + \arctan\frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}}\right) U(t)$$



$$R > 0$$

$$G > 0$$

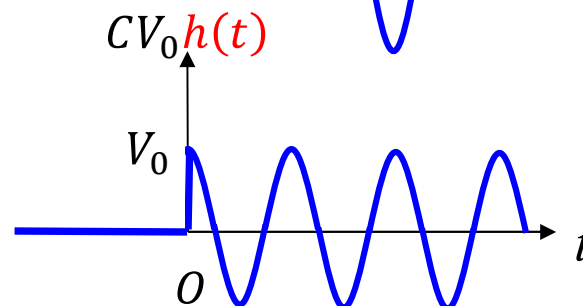
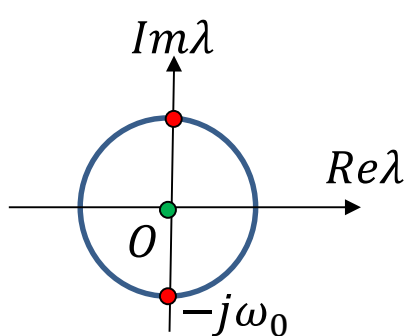
稳定系统



$$R < 0$$

$$G < 0$$

不稳定系统



$$R = \infty$$

$$G = 0$$

临界系统

零点

- 系统函数中的零点，只影响时域响应的幅度和相位，不影响时域波形的形态
 - 考察系统稳定性时，只关注系统函数的极点（特征根）位置

$$H(s) = \frac{b}{(s+a)^2 + b^2} \quad h(t) = e^{-at} \sin bt = e^{-\frac{t}{\tau}} \sin \omega_d t \quad a = \xi \omega_0 = \frac{1}{\tau}$$

$$H(s) = \frac{s+a}{(s+a)^2 + b^2} \quad h(t) = e^{-at} \cos bt = e^{-\frac{t}{\tau}} \cos \omega_d t \quad b = \sqrt{1 - \xi^2} \omega_0 = \omega_d$$

$$\lambda_{1,2} = a \pm jb = -\xi \omega_0 \pm j \sqrt{1 - \xi^2} \omega_0 = \frac{1}{\tau} \pm j \omega_d$$

1.2 优良性能的低通网络

低通网络首先是一个稳定系统

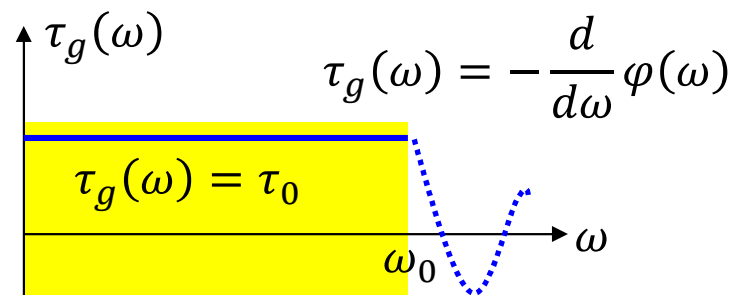
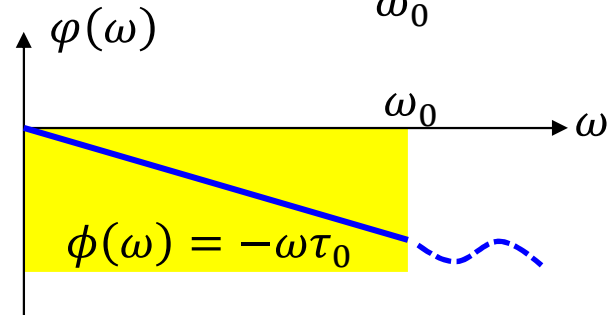
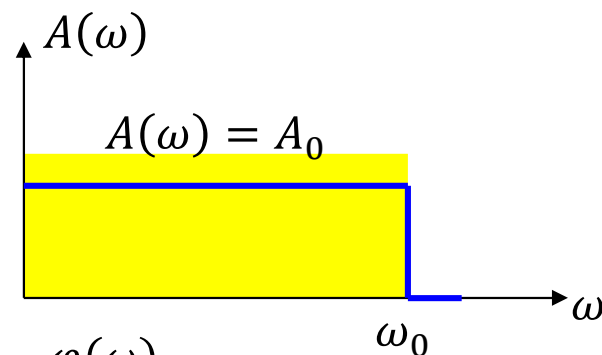
- 理想低通
 - 通带内是理想线性系统
 - 幅度为常数
 - 通带内信号到达输出端后, 各频率分量的幅度比例关系不变
 - 相位为直线
 - 群延时为常数
 - 通带内信号能够同时到达输出端
 - 通带外全衰减

$$H(j\omega) = A_0 e^{-j\omega\tau_0}$$

$$in = x(t)$$

$$out = A_0 x(t - \tau_0)$$

通带内信号无失真传输
通带外信号完全衰减



$$\tau_g(\omega) = -\frac{d}{d\omega} \phi(\omega)$$

理想系统不可实现

实际系统应充分逼近理想系统

$$H(j\omega) = \begin{cases} A_0 e^{-j\omega\tau_0} & \text{通带内} \\ 0 & \text{通带外} \end{cases}$$

理想低通

$$A(\omega) = \begin{cases} A_0 & \text{通带内} \\ 0 & \text{通带外} \end{cases}$$

$$\tau_g(\omega) = \begin{cases} \tau_0 & \text{通带内} \\ \text{随意} & \text{通带外} \end{cases}$$

- 在通带内幅度尽量平坦
 - 巴特沃思逼近实现的是幅度最大平坦特性
- 在通带内群延时特性尽量平坦
 - 贝塞尔逼近实现的是群延时最大平坦特性

通带内绝对平坦

$$\left. \frac{d^k A(\omega)}{d\omega^k} \right|_{\omega=0} = 0 \quad k = 1, 2, \dots, N$$

$$\left. \frac{d^k \tau_g(\omega)}{d\omega^k} \right|_{\omega=0} = 0 \quad k = 1, 2, \dots, N$$

最大平坦定义

巴特沃思逼近实现幅度最大平坦特性

$$A(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1+\omega^{2N}}} \quad \left. \frac{d^k A(\omega)}{d\omega^k} \right|_{\omega=0} = 0 \quad k = 1, 2, \dots, N$$

$$H_1(s) = \frac{1}{1+s} = \frac{1}{1+j\omega} = \frac{1}{\sqrt{1+\omega^2}} e^{-j\arctan \omega}$$

$$H_2(s) = \frac{1}{1+\sqrt{2}s+s^2} = \frac{1}{1+\sqrt{2}j\omega-\omega^2} = \frac{1}{\sqrt{1+\omega^4}} e^{-j\arctan \frac{\sqrt{2}\omega}{1-\omega^2}}$$

$$H_3(s) = \frac{1}{1+2s+2s^2+s^3} = \dots = \frac{1}{\sqrt{1+\omega^6}} e^{-j\arctan \dots}$$

3dB频点归一化为1

$$2\pi BW_{3dB} = 1 \text{ rad/s}$$

$$A(1) = \frac{1}{\sqrt{2}} = -3\text{dB}$$

贝塞尔逼近实现群延时最大平坦特性

$$H(s) = e^{-j\omega\tau_0} = e^{-s\tau_0} = e^{-s} (\tau_0=1)$$

$$= \frac{1}{e^s} = \frac{1}{\cosh s + \sinh s}$$

$$\tanh s = \frac{\sinh s}{\cosh s}$$

$$= \frac{1}{\frac{1}{s} + \frac{1}{\frac{3}{s} + \frac{1}{\frac{5}{s} + \dots}}}$$

$$= \frac{s}{1}, \frac{s}{1+s^2/3}, \frac{s+s^3/15}{1+6s^2/15}, \dots$$

$$\left. \frac{d^k \tau_g(\omega)}{d\omega^k} \right|_{\omega=0} = 0 \quad k = 1, 2, \dots, N$$

$$H_1(s) = \frac{1}{1+s}$$

$$H_2(s) = \frac{1}{1+s+s^2/3}$$

$$H_3(s) = \frac{1}{1+s+6s^2/15+s^3/15}$$

$$\tau_g(\omega=0) = 1s \quad \text{群延时归一化为1}$$

高斯逼近令幅频特性具有钟形形态

形态美

$$A^2(\omega) \stackrel{???}{=} e^{-\gamma\omega^2} = \frac{1}{e^{\gamma\omega^2}}$$
$$= \frac{1}{1 + \gamma\omega^2 + \frac{1}{2!}(\gamma\omega^2)^2 + \frac{1}{3!}(\gamma\omega^2)^3 + \dots}$$

$$H_1(s) = \frac{1}{1+s}$$

$$H_2(s) = \frac{1}{1+1.329s + s^2/1.932}$$

$$H_3(s) = \frac{1}{1+1.653s + 1.016s^2 + s^3/4.193}$$

$$2\pi BW_{3dB} = 1 \text{ rad} / s$$

3dB频点归一化为1

二阶低通

$$H_{2,LP}(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{Q} + s^2}$$

自由振荡频率归一化为1

$$H_2(s) = \frac{1}{1 + \sqrt{2}s + s^2}$$

$$H_{2butterworth}(s) = \frac{1}{1 + 1.414s + s^2}$$

$$Q = 0.707 = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad \text{巴特沃思逼近}$$

$$H_2(s) = \frac{1}{1 + s + s^2/3}$$

$$H_{2bessel}(s) = \frac{1}{1 + 1.732s + s^2}$$

$$Q = 0.577 = \frac{1}{\sqrt{3}} \quad \text{贝塞尔逼近}$$

$$H_2(s) = \frac{1}{1 + 1.329s + s^2/1.932}$$

$$H_{2gaussian}(s) = \frac{1}{1 + 1.848s + s^2}$$

$$Q = \frac{1}{1.848} = 0.541 \approx \frac{1}{\sqrt{3.5}} \quad \text{高斯逼近}$$

$$H_{2repeatedroot}(s) = \frac{1}{1 + 2s + s^2}$$

$$Q = \frac{1}{2} = 0.5 = \frac{1}{\sqrt{4}} \quad \text{重根}$$

均属优良的二阶低通系统： $\xi \in [0.707, 1]$

$$0.707 \geq Q = \frac{1}{2\xi} \geq 0.5$$

频域/时域响应

$$H_2(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{Q} + s^2}$$

巴特沃思逼近

贝塞尔逼近

高斯逼近

重根

品质因数

$$Q = 10/2/1/0.707/0.577/0.541/0.5$$

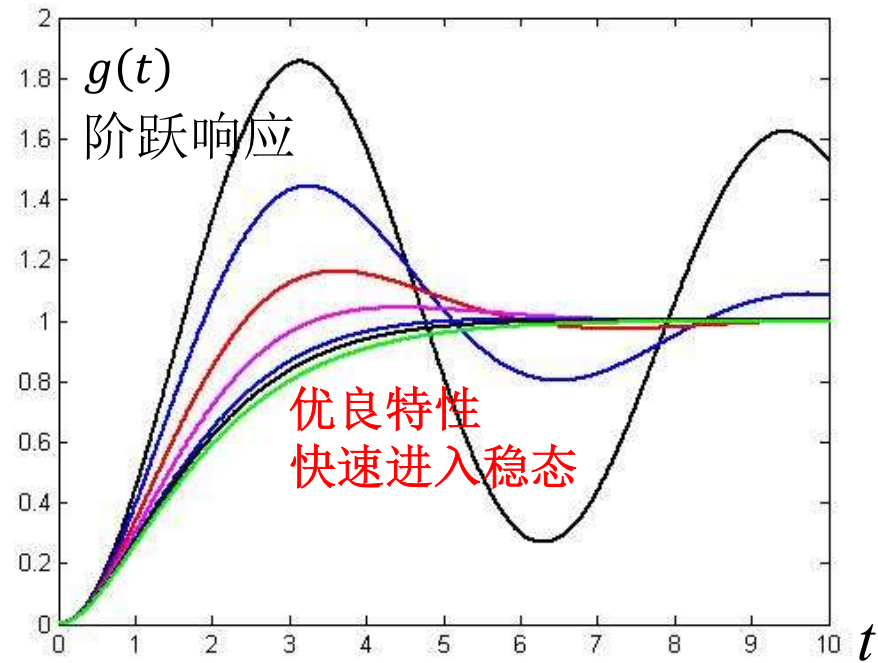
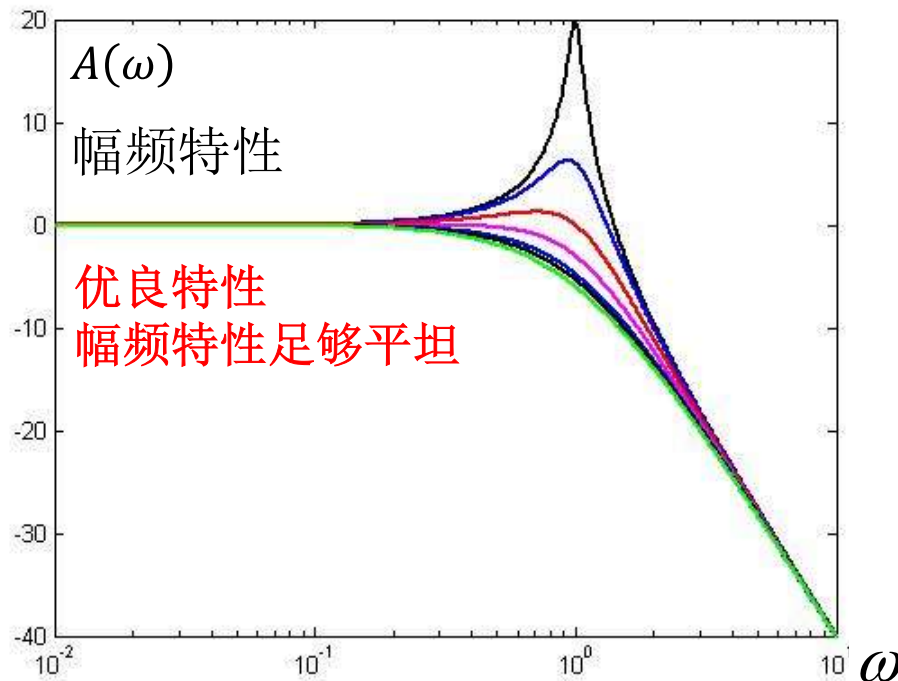
巴特沃思逼近

贝塞尔逼近

高斯逼近

重根

阶跃响应过冲量 $\Delta_t = e^{\frac{-\pi}{\sqrt{4Q^2-1}}} = 0.854/0.444/0.163/4.32\%/0.43\%/0.05\%/0$

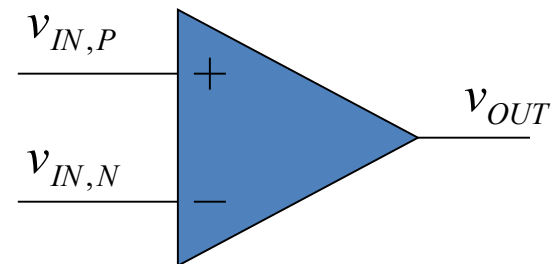


二阶低通系统的Q值在0.707-0.5之间，或 ξ 在0.707-1之间时，具有优良特性

负反馈放大器的稳定性 大纲

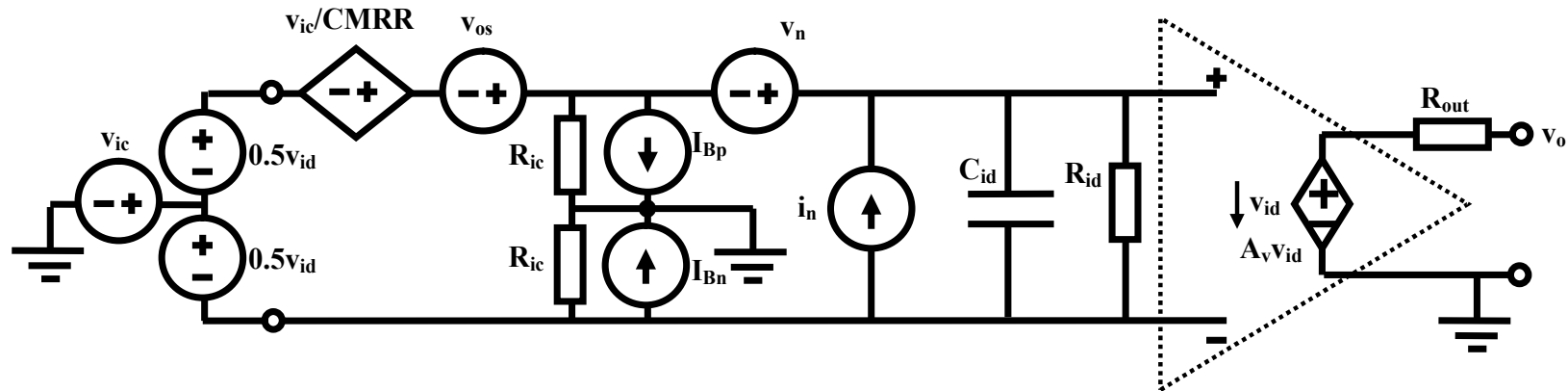
- LTI系统稳定性分析
- 理想运放与实际运放
- 运放负反馈稳定性分析
- **741运放中的MILLER补偿**

2.1 理想运放



- 无穷大的增益，无限大的带宽
 - 输出在正负饱和电压之间，则在任何频率下，均有 $v_{IN,P} = v_{IN,N}$
 - $i_{IN,P} = 0 = i_{IN,N}$
 - 虚短，虚断
- 无穷大的输入阻抗
 - $i_{IN,P} = 0, i_{IN,N} = 0$: 无需电流，无限大的被驱动能力
 - 虚断
- 零输出阻抗
 - 无限大的驱动能力
 - 非零任意负载阻抗

2.2



- 有限**CMRR**，存在失调，噪声，阻抗，...
- 有限增益，有限带宽

实际运放

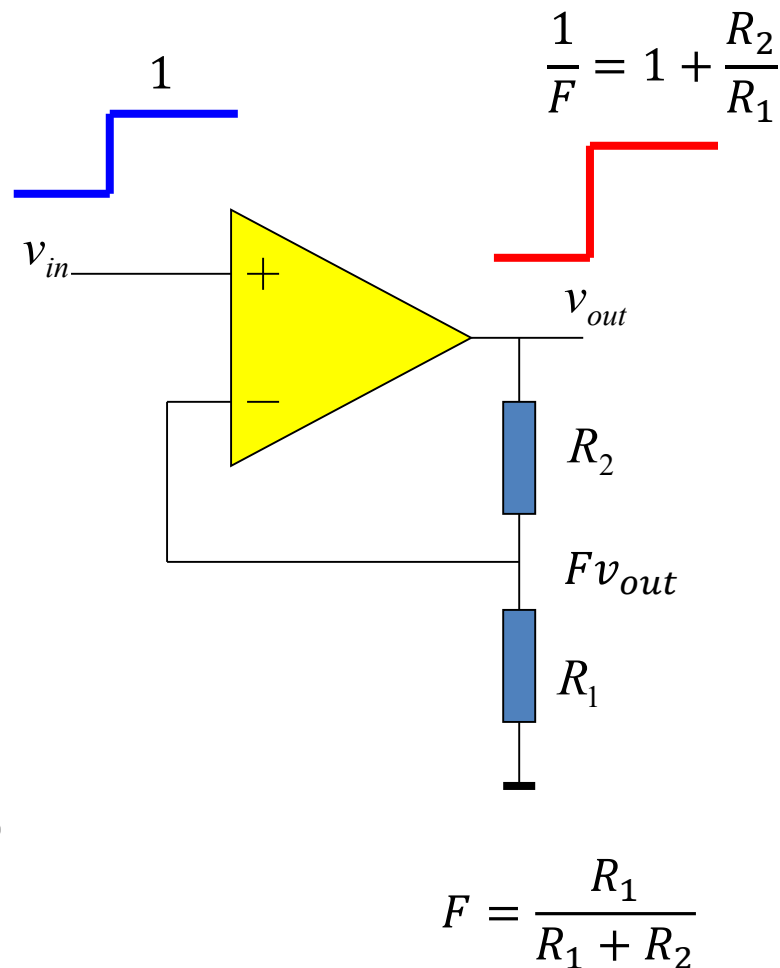
$$A_v(j\omega) = \begin{cases} A_0 \frac{1}{1 + \frac{j\omega}{\omega_0}} & \text{单极点运放} \\ A_0 \frac{1}{1 + 2\xi \frac{j\omega}{\omega_0} + \left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2} & \text{双极点运放} \\ A_0 \frac{1}{1 + a_1 \frac{j\omega}{\omega_0} + a_2 \left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2 + \left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^3} & \text{三极点运放} \end{cases}$$

同相电压放大电路：理想运放负反馈

$$H = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{A}{1 + AF} \stackrel{A \rightarrow \infty}{\approx} \frac{1}{F} = \frac{1}{\frac{R_1}{R_1 + R_2}}$$
$$= \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

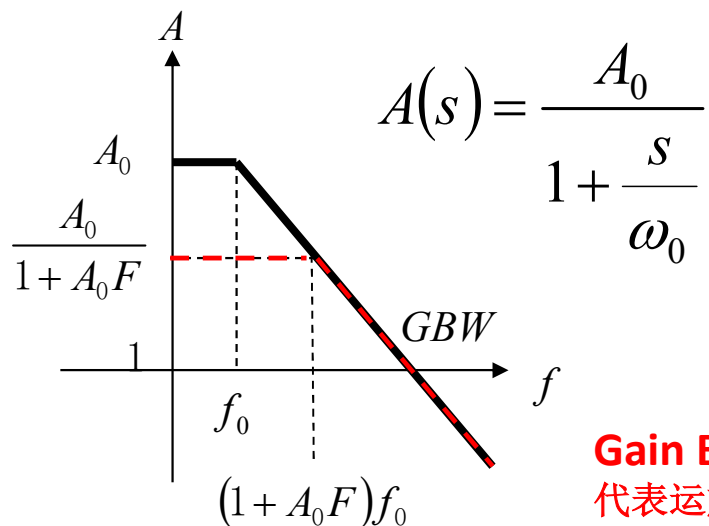
放大器增益完全由外电路电阻比值所决定
这是我们希望的理想情况

$$v_{in}(t) = U(t) \qquad v_{out}(t) = \frac{1}{F} U(t)$$



以单极点运放为例

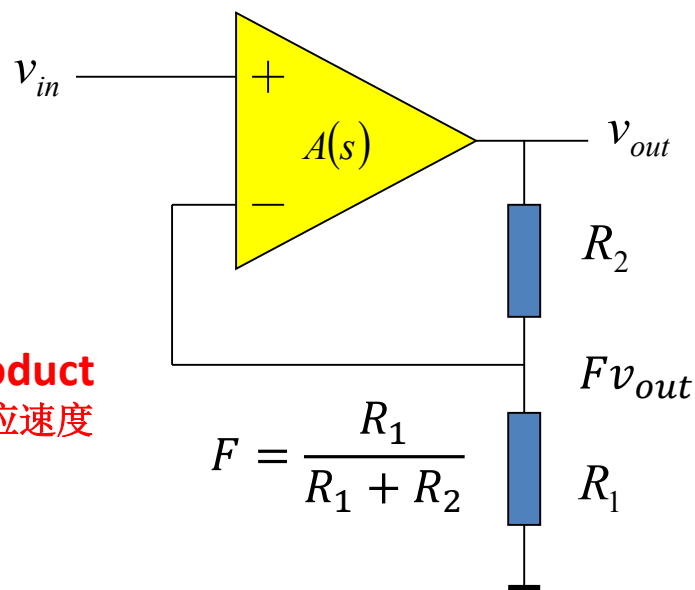
有限增益有限带宽导致...



$$GBW = A_0 f_0$$

Gain Bandwidth Product
代表运放带宽，运放响应速度

负反馈系统带宽提高的代价是其增益下降



$$\begin{aligned}
 H(s) &= \frac{v_{out}(s)}{v_{in}(s)} = \frac{A(s)}{1 + A(s)F(s)} = \frac{\frac{A_0}{1 + \frac{s}{\omega_0}}}{1 + \frac{A_0}{1 + \frac{s}{\omega_0}} F} = \frac{A_0}{1 + \frac{s}{\omega_0} + A_0 F} \\
 &= \frac{A_0}{1 + A_0 F} \frac{1}{1 + \frac{s}{(1 + A_0 F)\omega_0}} = A_{F0} \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_{F0}}}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 A_{F0} &= \frac{A_0}{1 + A_0 F} \\
 \omega_{F0} &= (1 + A_0 F)\omega_0
 \end{aligned}$$

$$A_{F0} \omega_{F0} = A_0 \omega_0 = 2\pi GBW$$

有限增益有限带宽导致误差和延时，精度受限

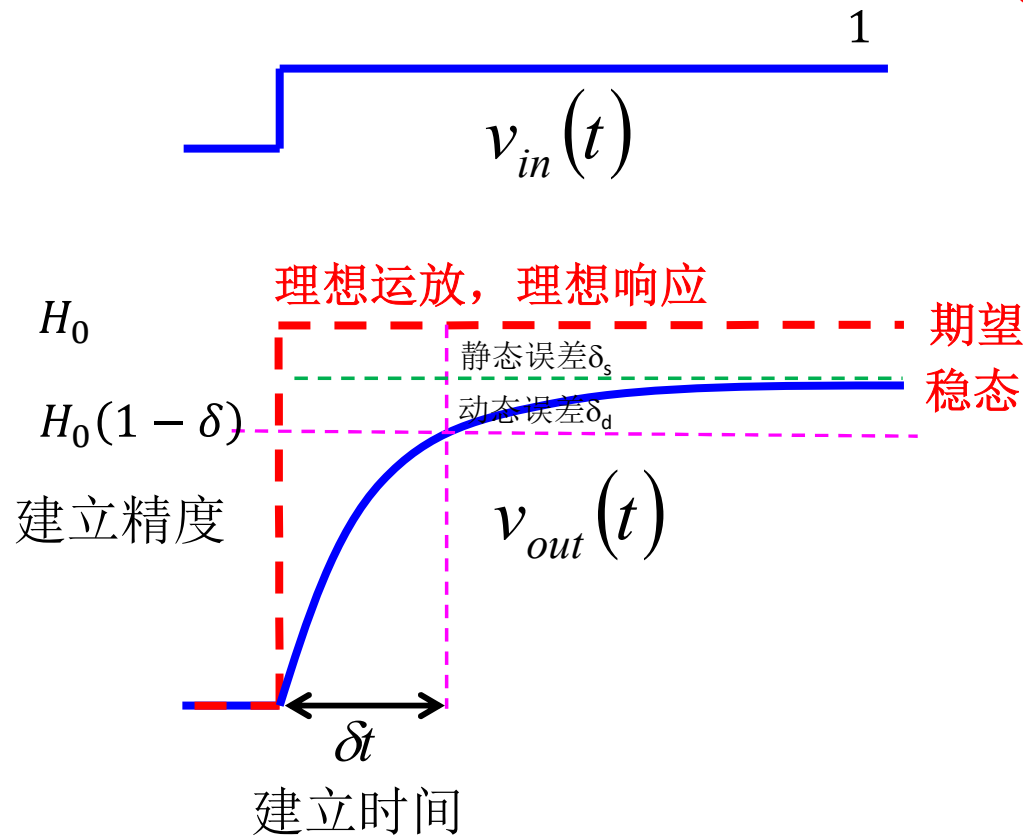
$$H(s) = A_{F0} \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_{F0}}}$$

$$A_{F0} = \frac{A_0}{1 + A_0 F}$$

$$\omega_{F0} = (1 + A_0 F) \omega_0$$

A_0 越大，静态误差越小

GBW越大，响应速度越快，动态误差越小



$$H_0 = \frac{1}{F} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

$$A_{F0} = \frac{A_0}{1 + A_0 F} = \frac{1}{F} (1 - \delta_s)$$

作业：假设需要在**1ns**的建立时间内，建立精度（误差）小于**1%**，在理论增益取值为**10**的假设下，对一阶运放的增益 **A_0** 和增益带宽积**GBW**有何要求？

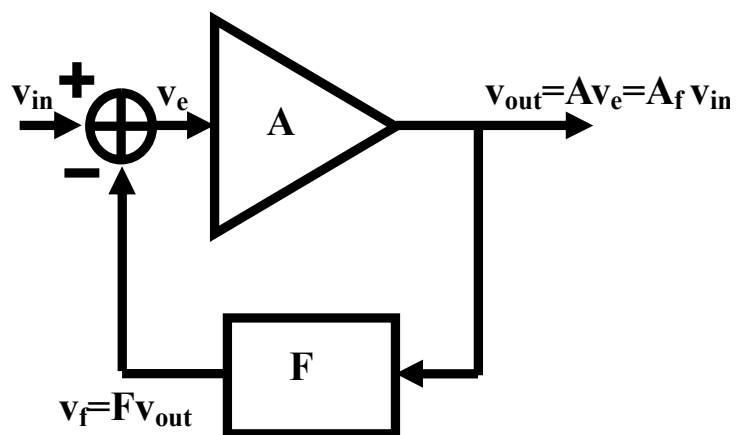
负反馈放大器的稳定性 大纲

- LTI系统稳定性分析
- 理想运放与实际运放
- 运放负反馈稳定性分析
 - 稳定性判据
 - 稳定性分析
 - 极点配置方案
- **741运放中的MILLER补偿**

3.1 反馈与稳定性

- 运算放大器通常以负反馈的形式获得稳定的、可控的线性放大增益
 - 在负反馈应用的所有情况下，通用运算放大器都应该是稳定的
 - **基本假设**：单位增益负反馈（电压缓冲器应用）是通用运放的最大负反馈应用情况
$$A_F = \frac{1}{F} \stackrel{F=1}{\cong} 1$$
 - 如果在单位增益负反馈情况下通用运放是稳定的，则认为通用运放在其他负反馈情况下也是稳定的
 - 这里的稳定不仅是指系统稳定，同时指系统应具有**良好的行为特性**
 - 希望反馈系统具有频域最佳响应或时域最佳响应，具有最快的响应速度

负反馈原理



$$A_f = \frac{A}{1 + AF}$$

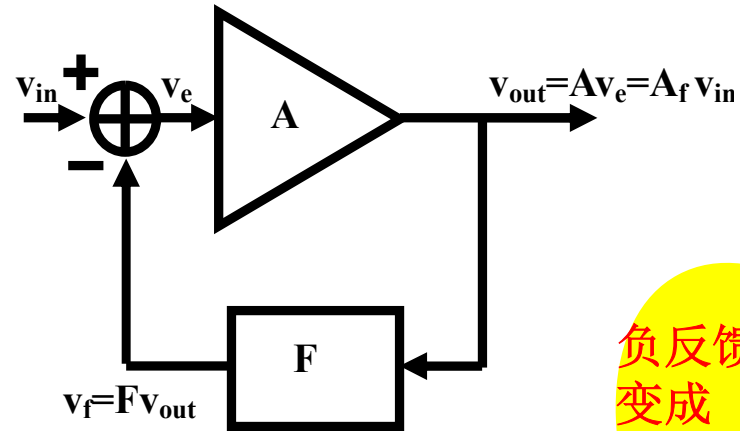
$$AF \gg 1$$

$$A_f \approx \frac{1}{F}$$

负反馈设计中忌讳负反馈变成正反馈

$$A(j\omega_0)F(j\omega_0) = -\alpha$$

由于寄生效应或动态系统的移相效应，在某频点，环路一周的负反馈信号多移了180°相位，负反馈变成了正反馈



负反馈放大器
变成
正反馈放大器

$$A_f(j\omega_0) = \frac{A(j\omega_0)}{1 + A(j\omega_0)F(j\omega_0)} = \frac{A(j\omega_0)}{1 - \alpha} = \begin{cases} 10A(j\omega_0) & \alpha = 0.9 \\ 100A(j\omega_0) & \alpha = 0.99 \\ \dots & \dots \\ \infty & \alpha = 1 \end{cases}$$

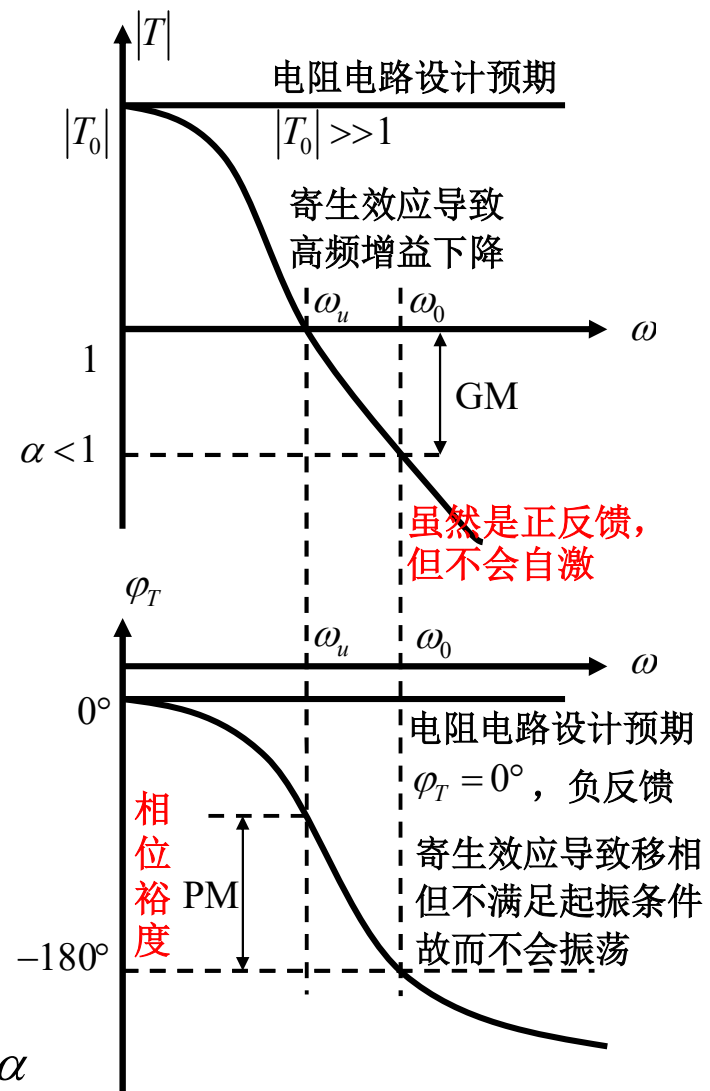
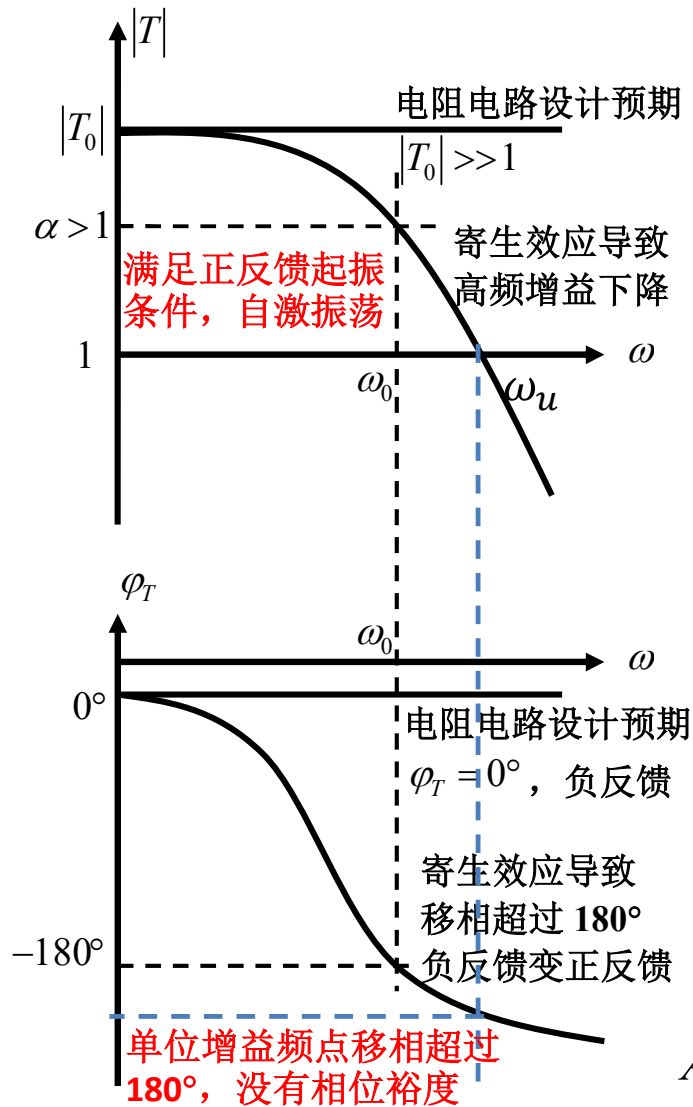
满足正反馈振荡器的平衡条件，
负反馈放大器设计变成振荡器

$$-A(j\omega_0)F(j\omega_0) = \alpha > 1$$

起振条件满足，负反馈放大器自激振荡变成正反馈振荡器

$$T(j\omega) = A(j\omega)F(j\omega) = |T(j\omega)|e^{j\varphi_T(\omega)}$$

环路增益

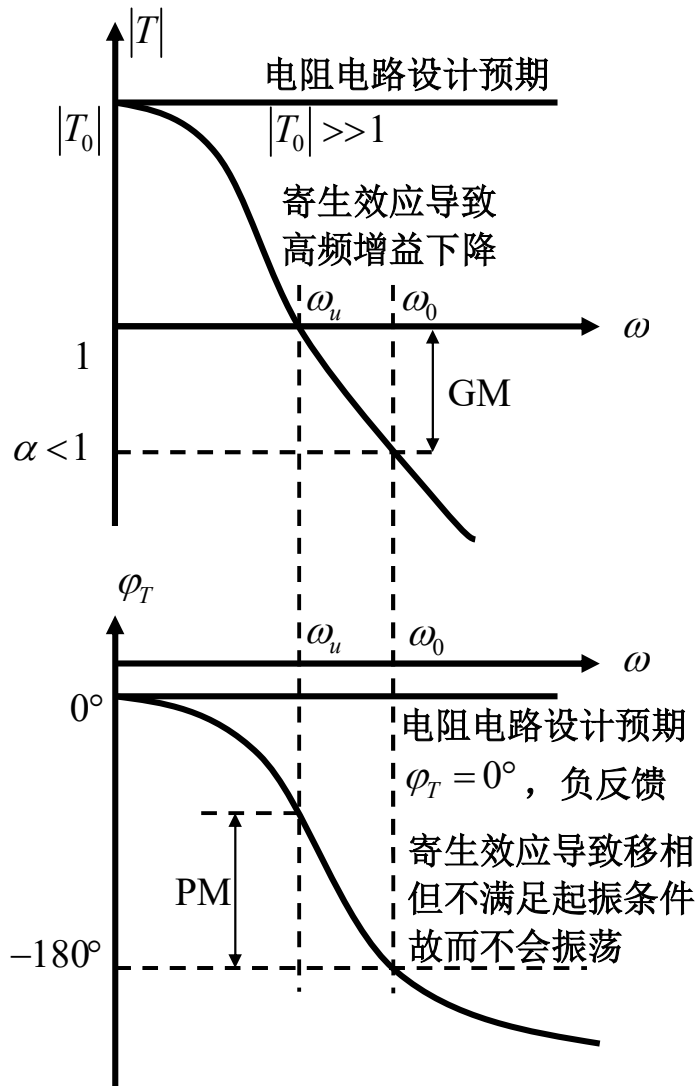


$$A(j\omega_0)F(j\omega_0) = -\alpha$$

ω_0 是正反馈频点：如果正反馈环路增益大于1，则自激

ω_u 是单位增益频点：单位增益频点的相位滞后不过 180° ，负反馈放大器可确保稳定

如果不希望自激振荡 则需要留有裕量



$$GM = -20 \log_{10} |T(j\omega_0)|_{\phi_T(\omega_0) = -180^\circ} = 20 \log_{10} \frac{1}{\alpha}$$

幅度裕度大于0，才是稳定的

$$PM = \phi_T(\omega_u)_{|T(\omega_u)|=1} + 180^\circ$$

相位裕度大于0°，才是稳定的

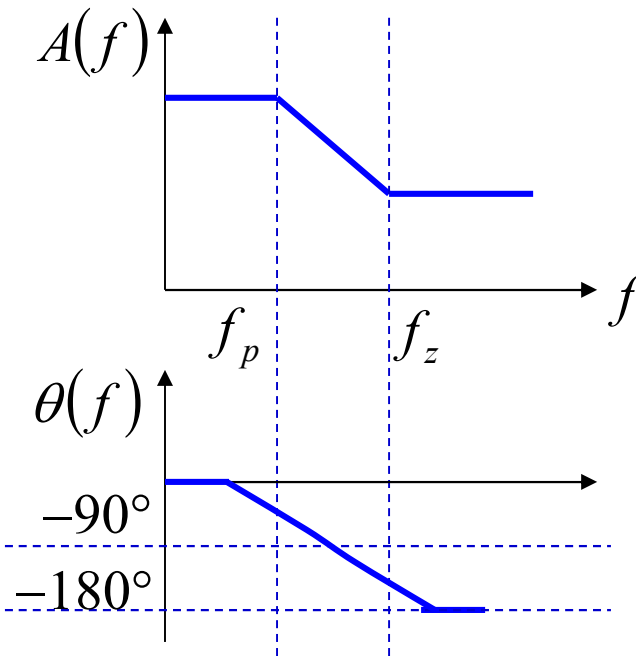
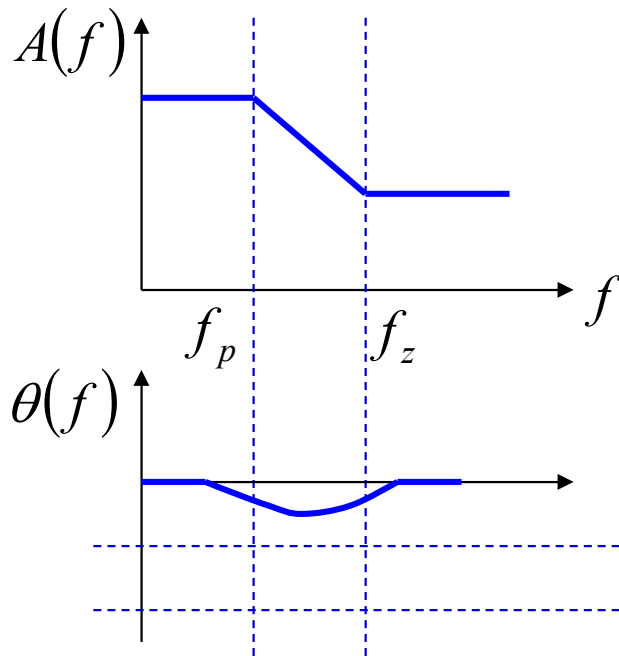
裕度越高，负反馈放大器越稳定，但设计成本越高，裕度到底取多大最适当呢？

影响相位裕度的因素

一个极点相位则滞后 90° ，极点越多，相位裕度越不够，负反馈系统就越不稳定

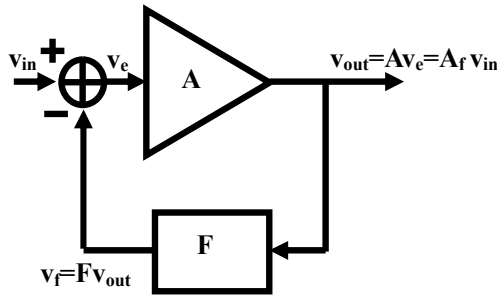
$$T(jf) = \frac{1 + jf/f_z}{1 + jf/f_p}$$

$$T(jf) = \frac{1 - jf/f_z}{1 + jf/f_p}$$



- 左半平面零点有相位补偿作用，可以通过增加左半平面零点的方式改善相位裕度
- 右半平面零点相当于一个极点的 90° 相位滞后，使得右半平面零点对闭环系统稳定性的影响有可能比一个极点还要恶劣，应极力避免单位增益频点附近出现右半平面零点

基本结论

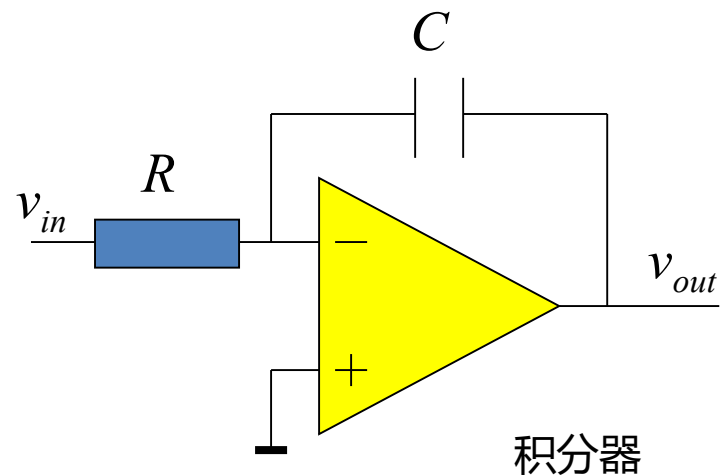
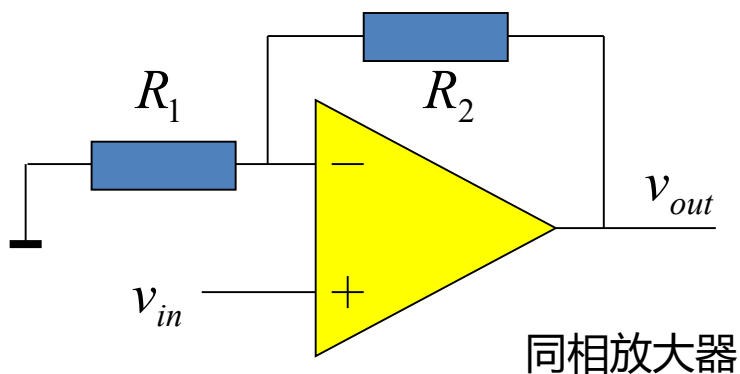
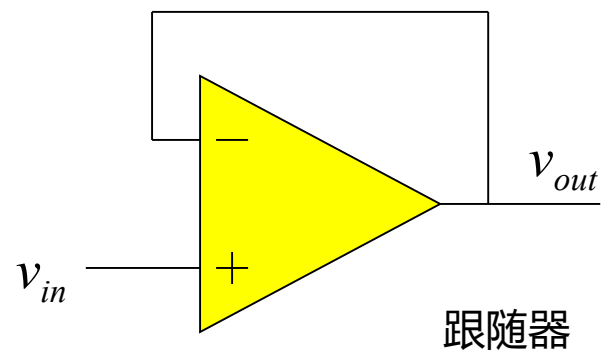
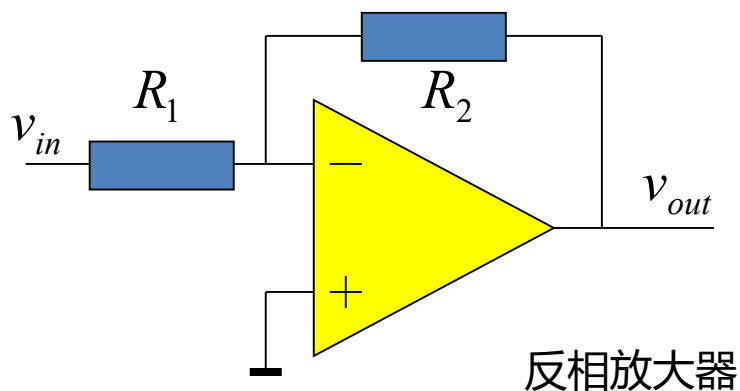


负反馈系统的环路增益如果没有相位裕度（相位裕度 $\leq 0^\circ$ ）
负反馈系统闭环后将满足正反馈起振条件而自激振荡，对应的
闭环系统函数，其极点必将进入右半平面（或虚轴上），系统
是不稳定的，无法实现期望的放大或滤波功能

$$T(j\omega) = A(j\omega)F(j\omega) = |T(j\omega)|e^{j\varphi_T(\omega)}$$

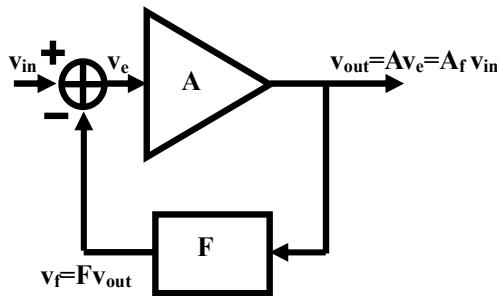
- 如果负反馈系统的环路增益是单极点系统，则闭环后系统一定是稳定的：相位滞后不超过 90° ，相位裕度 $> 90^\circ$
- 如果负反馈系统的环路增益是两极点系统，则闭环后系统一定是稳定的：相位滞后不超过 180° ，相位裕度 $> 0^\circ$
- 如果负反馈系统的环路增益是**两极点一零点系统**
 - 如果零点在左半平面，则闭环系统一定是稳定的：相移 $< 180^\circ$
 - 如果零点在右半平面，则闭环系统**有可能是不稳定的**：相移 $< 270^\circ$
- 如果负反馈系统的环路增益是**三极点系统**，则闭环系统**可能是不稳定的**：相移 $< 270^\circ$
- 对于稳定性不高或不稳定的负反馈系统，可通过提高其环路增益相位裕度的方式提高其稳定性
 - 在环路增益的单位增益频点附近增加左半平面零点
 - 把环路增益的非主极点推离单位增益频点远处
 - 导致3dB带宽的极点为主极点：非主极点提供的相位滞后还没有来得及起作用

3.2 运放负反馈应用稳定性分析



运放的典型负反馈应用

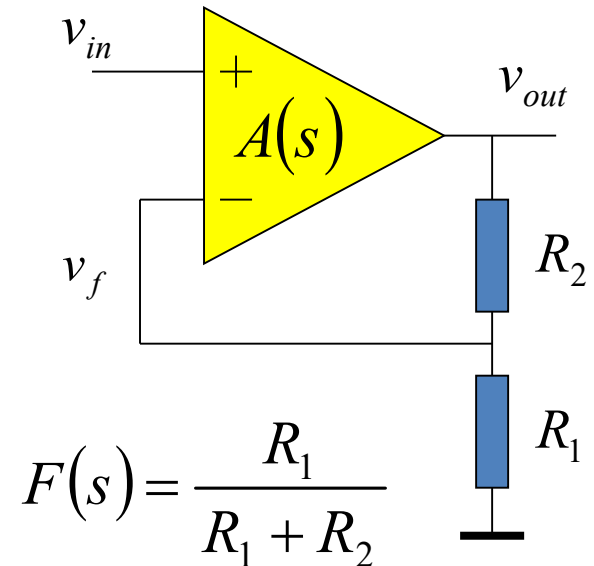
同相电压放大器为例



$$H_F(s) = \frac{A(s)}{1 + A(s)F(s)}$$

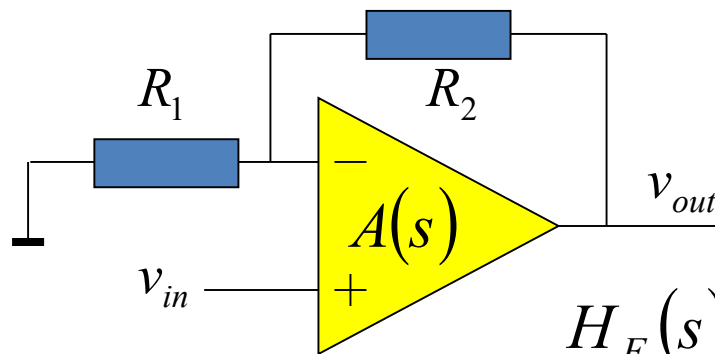
理想运放

$$A(s) = \infty : H_F(s) = \frac{1}{F} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$



串并负反馈，形成更接近理想的压控压源

单极点运放



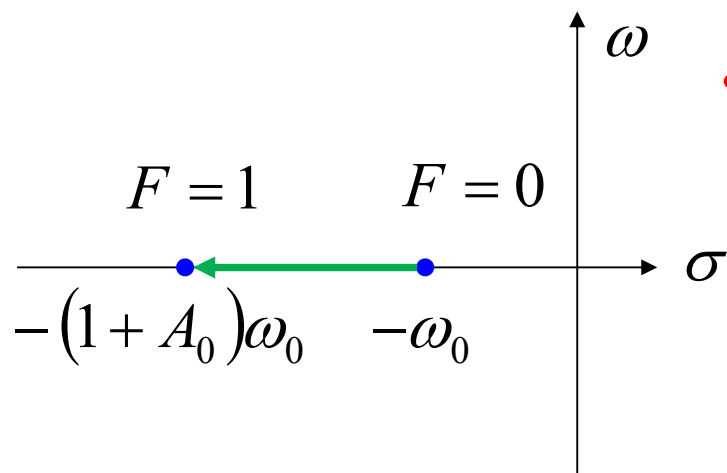
$$H_F(s) = \frac{A(s)}{1 + A(s)F(s)}$$

$$H_F(s) = \frac{A(s)}{1 + A(s)F(s)} = \frac{A_0}{1 + A_0F} \frac{1}{1 + \frac{s}{(1 + A_0F)\omega_0}}$$

$$F(s) = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$A(s) = \frac{A_0}{1 + \frac{s}{\omega_0}}$$

$$T = AF = \frac{A_0F}{1 + \frac{j\omega}{\omega_0}}$$

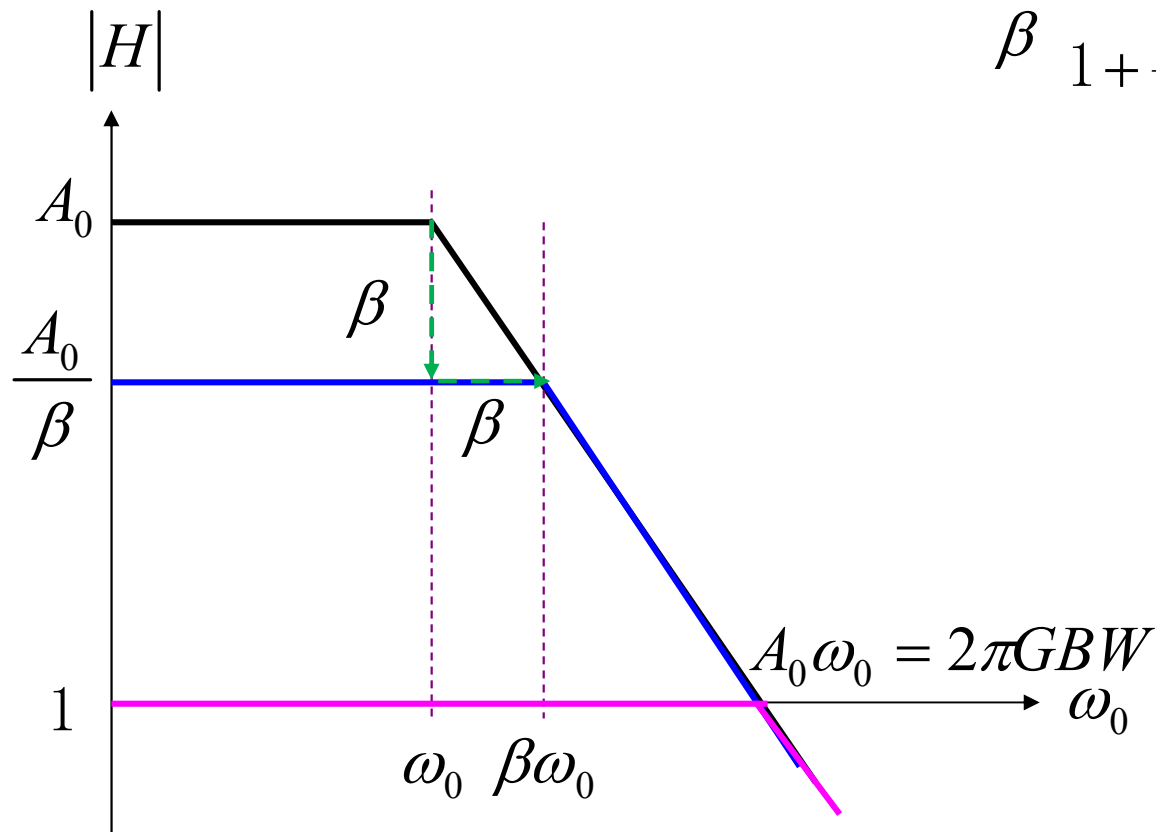


- 闭环系统的极点始终位于左半平面
 - 环路增益 $T=AF$ 的相位滞后不超过 90° ，相位裕度超过 90° ，闭环后负反馈不存在变成正反馈的可能性，故而闭环系统始终是稳定的

增益带宽积不变

$$H_F(s) = \frac{A_0}{1 + A_0 F} \frac{1}{1 + \frac{s}{(1 + A_0 F)\omega_0}}$$

$$= \frac{A_0}{\beta} \frac{1}{1 + \frac{s}{\beta\omega_0}}$$



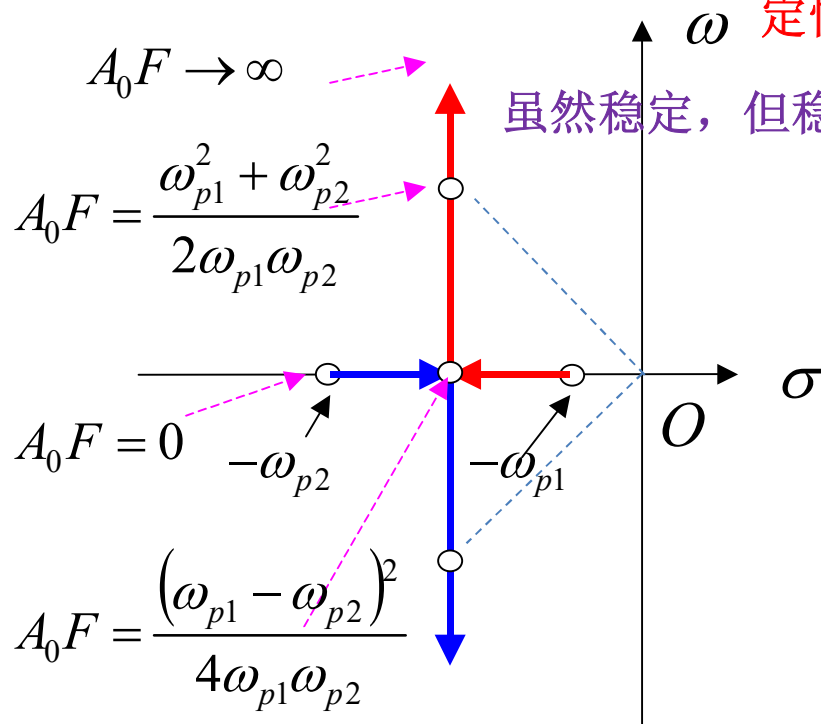
- 增益每下降 **20dB**，带宽就增加**10**倍，这两者之间是简单的互换关系
 - 增益带宽积始终不变

双极点运放

三极点运放，随着反馈系数的增加，闭环系统的极点有可能进入右半平面，...（《信号与系统》课程中讨论系统稳定性时会专门研究）

$$H_F(s) = \frac{A(s)}{1 + A(s)F(s)}$$

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



$$H_F(s) = \frac{A_0}{1 + A_0F} \frac{1}{1 + \frac{1}{Q_F} \frac{s}{\omega_{0F}} + \left(\frac{s}{\omega_{0F}}\right)^2}$$

$$Q_F = \frac{\sqrt{(1 + A_0F)\omega_{p1}\omega_{p2}}}{\omega_{p1} + \omega_{p2}}$$

$$\omega_{0F} = \sqrt{(1 + A_0F)\omega_{p1}\omega_{p2}}$$

- 双极点系统，其闭环后系统极点始终在左半平面
 - 环路增益 $T=AF$ 的相位滞后 $< 180^\circ$ ，有相位裕度，闭环后负反馈没有成为正反馈的可能性，故而系统始终稳定
- ? 符合数学上的稳定定义就够了吗？
 - $Q > 0.707$: 稳定性不够!!!!

3.3 双极点运放的最优极点配置方案

- 单位负反馈低通系统的系统Q值应在**0.707-0.5**之间!!!

$$\xi_F: 0.707 - 1$$

$$Q_F: 0.707 - 0.5$$

以实现快速进入稳态

$$Q_F = \frac{\sqrt{(1 + A_0 F) \omega_{p1} \omega_{p2}}}{\omega_{p1} + \omega_{p2}}$$

$$= \frac{\sqrt{(1 + A_0 F) \omega_{p1} (\gamma A_0 \omega_{p1})}}{\omega_{p1} + \gamma A_0 \omega_{p1}}$$

$$f_{p2} = \gamma \cdot GBW = \gamma \cdot A_0 f_{p1}$$

为了获得足够高的相位裕度，非主极点应远离单位增益频点

$$\stackrel{F=1}{=} \frac{\sqrt{(1 + A_0) \gamma A_0}}{1 + \gamma A_0} \stackrel{A_0 \gg 1}{\approx} \frac{\sqrt{A_0 \gamma A_0}}{\gamma A_0} = \frac{1}{\sqrt{\gamma}}$$

单位负反馈应用

运放增益极高：合理假设

极点配置方案

$$Q_F \approx \frac{1}{\sqrt{\gamma}} \quad \gamma = \frac{f_{p2}}{GBW}$$

$$GBW = A_0 f_{p1}$$

- 若要双极点运算放大器在单位负反馈（电压缓冲器）应用条件下有好的时域/频域性能，那么设计系统时，其环路增益（开环增益）的第二个极点（非主极点）应该设计为其增益带宽积的
 - **2倍**：单位负反馈放大电路具有幅度最大平坦特性
 - $Q_F=0.707$
 - **3倍**：单位负反馈放大电路具有群延时最大平坦特性
 - $Q_F=0.577$
 - **4倍**：单位负反馈放大电路具有重根
 - $Q_F=0.5$
 - **1倍**：单位负反馈放大电路的性能可以接受吗？
 - $Q_F=1$

$$Q_F = 1.732/1.414/1/0.707/0.577/0.5$$

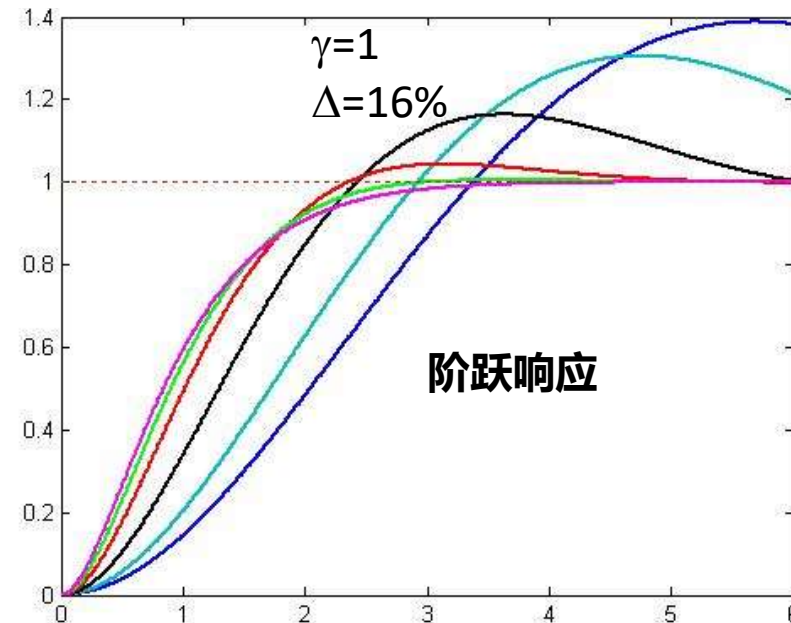
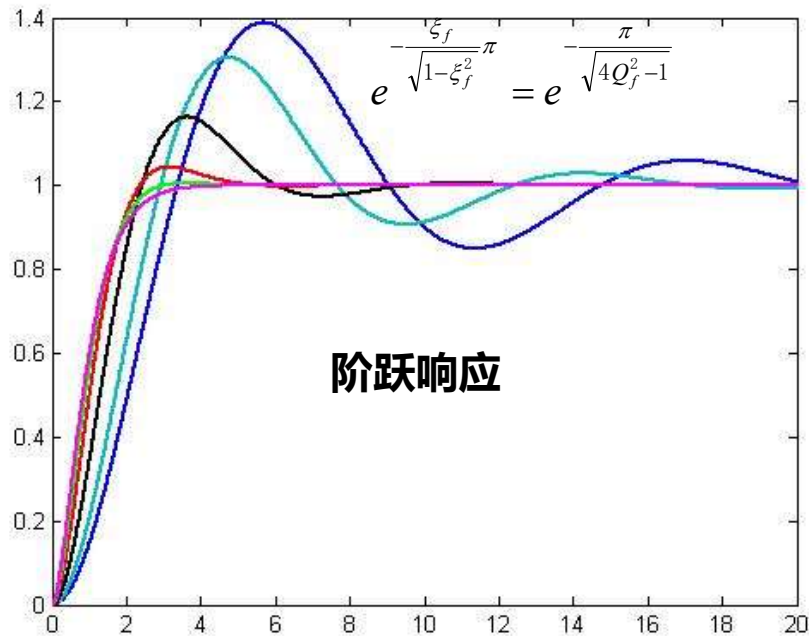
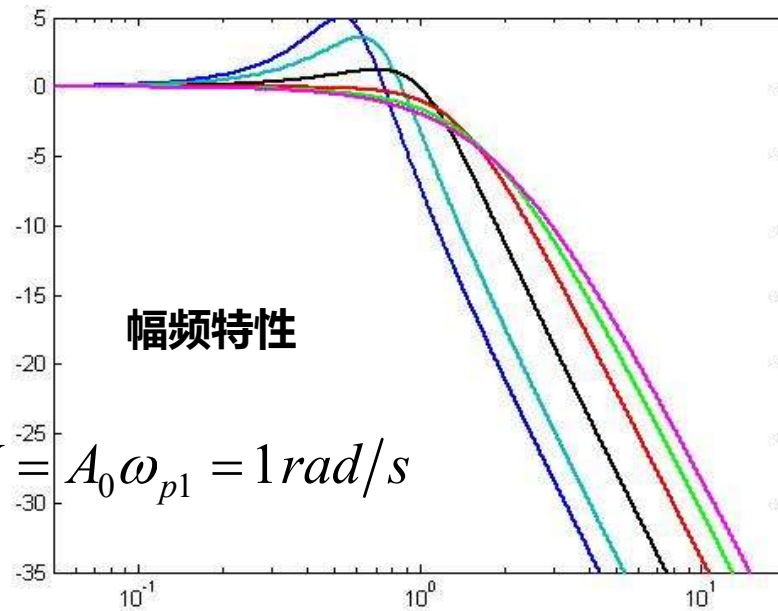
$$\gamma = \frac{1}{3} / \frac{1}{2} / 1 / 2 / 3 / 4$$

特性

- 假设增益带宽积恒定

$$f_{p2} = \gamma \cdot GBW$$

$$2\pi GBW = A_0 \omega_{p1} = 1 \text{ rad/s}$$



$$Q_F = \frac{\sqrt{(1 + A_0 F)\omega_{p1}\omega_{p2}}}{\omega_{p1} + \omega_{p2}}$$

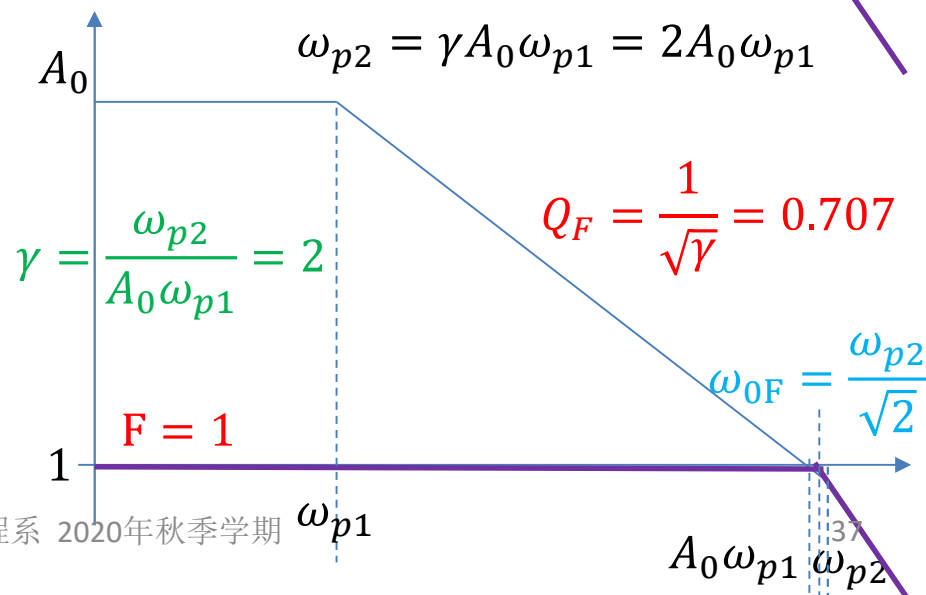
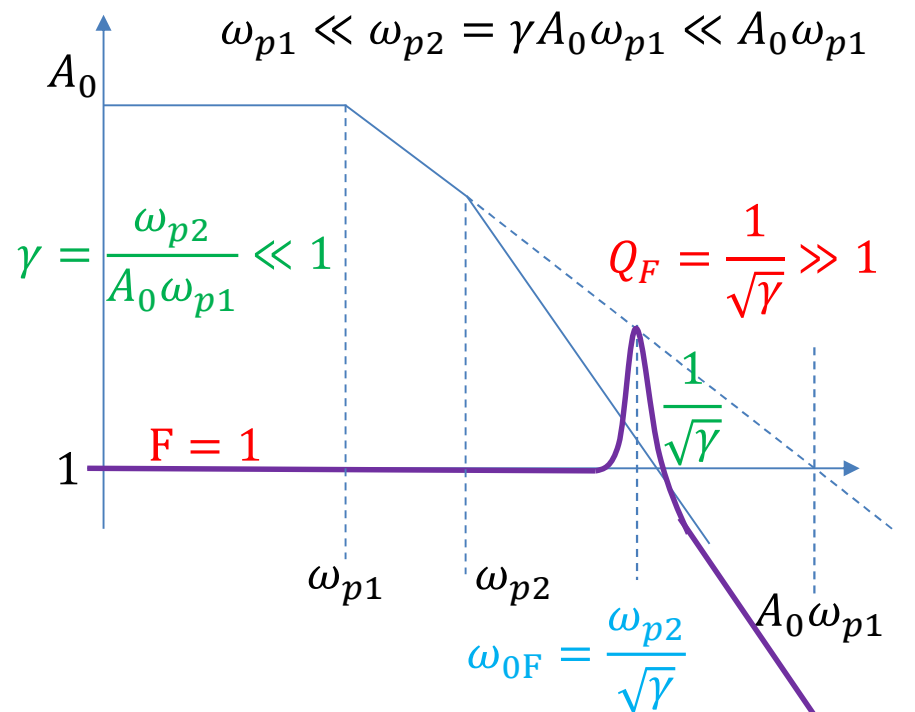
$$\stackrel{\substack{\omega_{p1} \ll \omega_{p2} \\ F=1, A_0 \gg 1}}{\approx} \frac{\sqrt{A_0 \omega_{p1} \gamma A_0 \omega_{p1}}}{\gamma A_0 \omega_{p1}}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{\gamma}}$$

$$\omega_{0F} = \sqrt{(1 + A_0 F)\omega_{p1}\omega_{p2}}$$

$$\stackrel{F=1, A_0 \gg 1}{\approx} \sqrt{A_0 \omega_{p1} \omega_{p2}}$$

$$= \frac{\omega_{p2}}{\sqrt{\gamma}}$$



非主极点位置：理论设计

相位裕度：仿真易观测参量

$$T(j\omega) = A(j\omega)F \stackrel{F=1}{=} \frac{A_0}{\left(1 + \frac{j\omega}{\omega_{p1}}\right)\left(1 + \frac{j\omega}{\omega_{p2}}\right)} = \frac{A_0}{\left(1 + \frac{j\omega}{\omega_{p1}}\right)\left(1 + \frac{j\omega}{\gamma A_0 \omega_{p1}}\right)}$$

单位负反馈应用，环路增益就是开环增益

$$1 = |T(j\omega_u)| = \frac{A_0}{\sqrt{\left(1 + \left(\frac{\omega_u}{\omega_{p1}}\right)^2\right)\left(1 + \left(\frac{\omega_u}{\gamma A_0 \omega_{p1}}\right)^2\right)}} \approx \frac{1}{\frac{\omega_u}{A_0 \omega_{p1}} \sqrt{\left(1 + \left(\frac{\omega_u}{\gamma A_0 \omega_{p1}}\right)^2\right)}}$$

单位增益频点

$$\omega_u \approx \sqrt{\frac{\sqrt{\gamma^4 + 4\gamma^2} - \gamma^2}{2}} A_0 \omega_{p1}$$

相位裕度是单位增益频点位置相位和-180°的差距

$$PM = 180^\circ - \arctan \frac{\omega_u}{\omega_{p1}} - \arctan \frac{\omega_u}{\gamma A_0 \omega_{p1}}$$

$$f_u \approx \sqrt{\frac{\sqrt{\gamma^4 + 4\gamma^2} - \gamma^2}{2}} GBW$$

$f_u/GBW, \gamma$
 0.786, 1
 0.910, 2
 0.953, 3

$$\approx 90^\circ - \arctan \sqrt{\frac{2}{\sqrt{\gamma^4 + 4\gamma^2} + \gamma^2}}$$

$$\gamma = \frac{f_{p2}}{GBW}$$

相位裕度取值

$$f_{p1} \ll f_{p2} = \gamma GBW$$

极点配置	阻尼系数	过冲	相位裕度	备注
γ	ξ_f	Δ	PM	
0.01	0.05	85%	6°	无法容忍的振铃
0.1	0.158	60%	18°	
0.5	0.354	31%	39°	
0.707	0.42	23%	45°	可容忍的最小PM，其实难以容忍
1	0.5	16%	52°	
2	0.707	4.3%	66°	幅度最大平坦
3	0.866	0.43%	72°	群延时最大平坦
4	1	0	76°	时域响应无过冲

需要确保环路增益的相位裕度大体在70°附近，即可确保闭环后负反馈系统有良好的性能，充分接近理想系统的群延时最大平坦

$$\xi_f = \frac{\omega_{p1} + \omega_{p2}}{2\sqrt{(1+A_0)\omega_{p1}\omega_{p2}}} = \frac{1 + \gamma A_0}{2\sqrt{(1+A_0)\gamma A_0}} \approx \frac{\sqrt{\gamma}}{2}$$

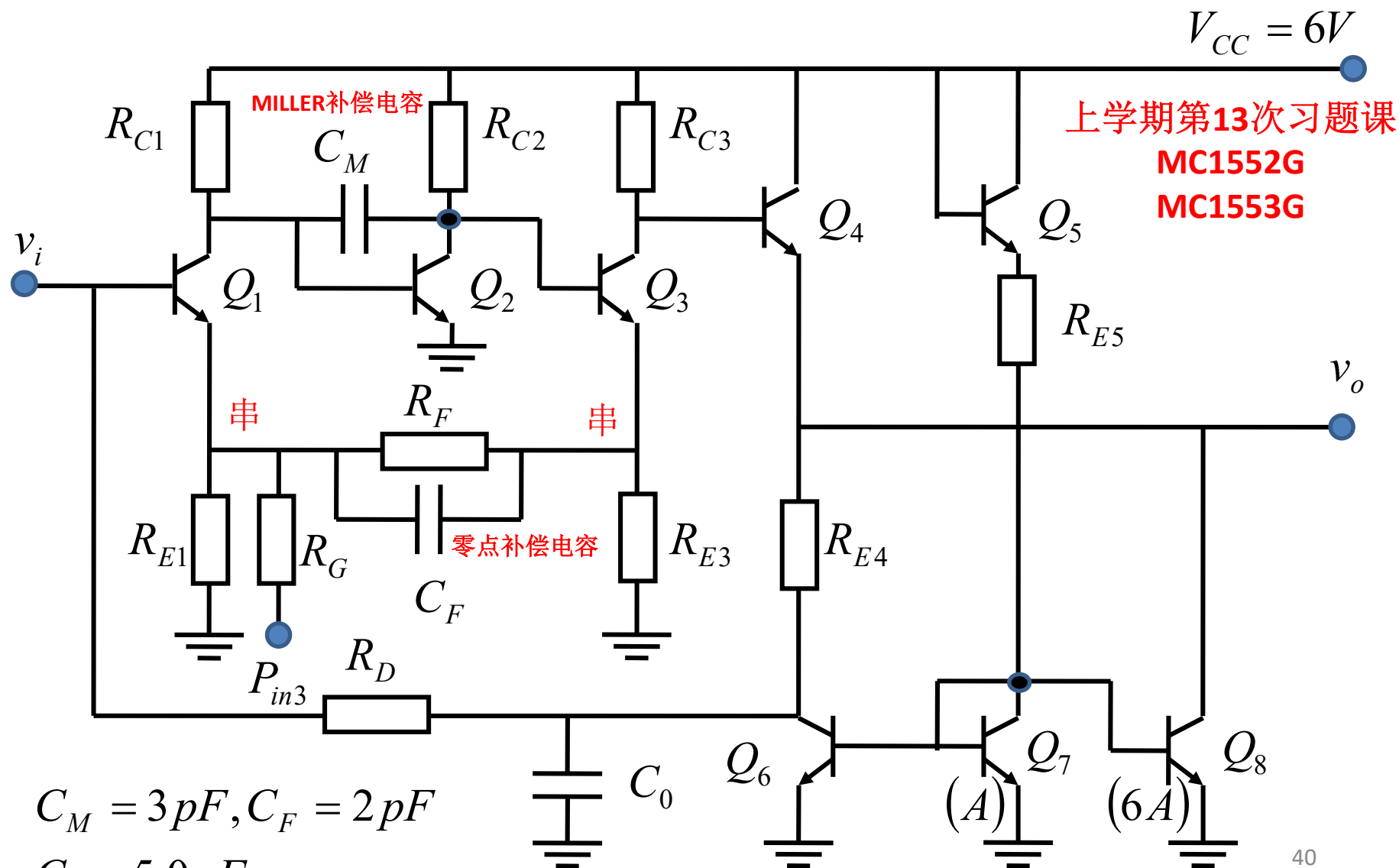
阻尼系数

$$\text{过冲 } \Delta = e^{-\frac{\xi_f}{\sqrt{1-\xi_f^2}}\pi} \approx e^{-\sqrt{\frac{\gamma}{4-\gamma}}\pi}$$

$$PM \approx 90^\circ - \arctan \sqrt{\frac{2}{\sqrt{\gamma^4 + 4\gamma^2} + \gamma^2}}$$

相位裕度

C_M 密勒补偿电容通过配置非主极点位置提高系统稳定性
 C_F 零点补偿电容通过增加左半平面零点以提高环路增益的相位裕度



负反馈放大器的稳定性 大纲

- 理想运放与实际运放
- LTI系统稳定性分析
- 运放负反馈稳定性分析
- **741运放中的MILLER补偿**

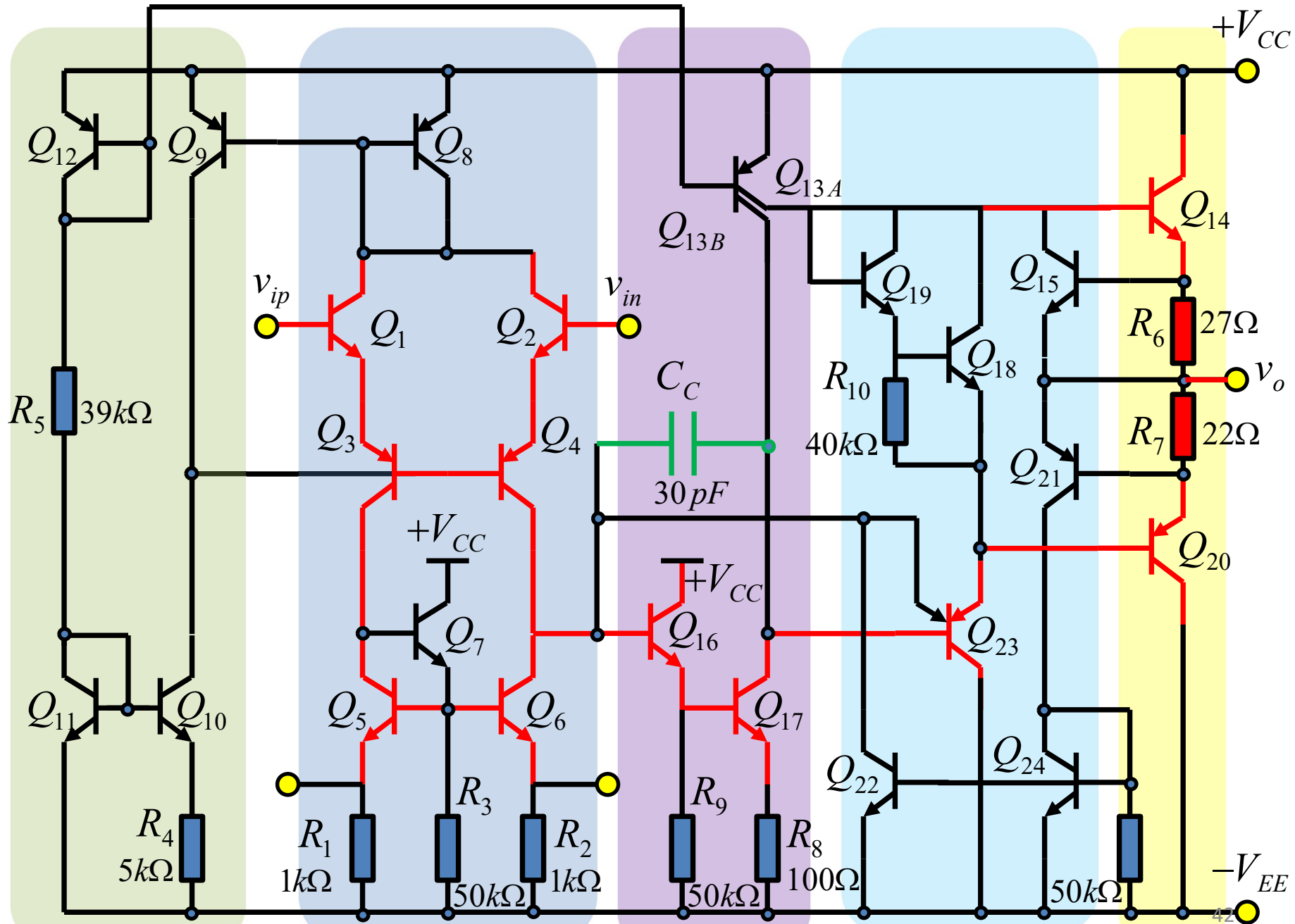
直流偏置参考源

差分输入级

中间放大级

输出短路保护

输出级

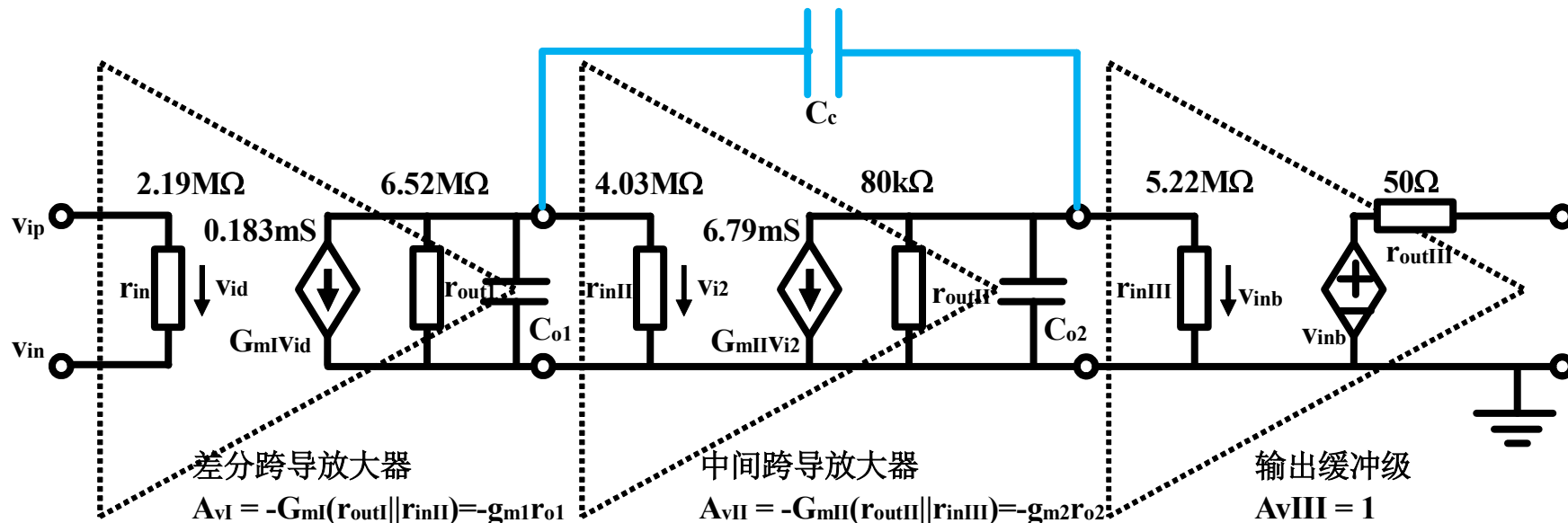


$$r_{o1} = r_{outI} \parallel r_{inII} = 2.49M\Omega$$

$$r_{o2} = r_{outII} \parallel r_{inIII} = 78.8k\Omega$$

$$A_0 = g_{m1}r_{o1}g_{m2}r_{o2} = 244k$$

三级级联模型



$$A(j\omega) = A_{v1}(j\omega)A_{v2}(j\omega)A_{v3}(j\omega) = \left(-\frac{g_{m1}r_{o1}}{1 + j\omega r_{o1}C_{o1}} \right) \left(-\frac{g_{m2}r_{o2}}{1 + j\omega r_{o2}C_{o2}} \right) \cdot 1$$

$$= g_{m1}r_{o1}g_{m2}r_{o2} \frac{1}{1 + j\omega r_{o1}C_{o1}} \cdot \frac{1}{1 + j\omega r_{o2}C_{o2}}$$

C_{o1} 估算大约为20pF, C_{o2} 估算大约为340pF

$$\omega_{p1} = \frac{1}{r_{o1}C_{o1}} = 2\pi \times 3.20kHz$$

$$\omega_{p2} = \frac{1}{r_{o2}C_{o2}} = 2\pi \times 5.94kHz$$

无补偿电容：单位负反馈

$$A(j\omega) = g_{m1}r_{o1}g_{m2}r_{o2} \frac{1}{1 + j\omega r_{o1}C_{o1}} \cdot \frac{1}{1 + j\omega r_{o2}C_{o2}}$$

$$F = 1$$

$$\xi_f = \frac{\omega_{p1} + \omega_{p2}}{2\sqrt{(1 + A_0F)\omega_{p1}\omega_{p2}}} = 0.0021$$

$$\omega_{f0} = \sqrt{(1 + A_0F)\omega_{p1}\omega_{p2}} = 2\pi \times 2.15\text{MHz}$$

$$A_0 = g_{m1}r_{o1}g_{m2}r_{o2} = 244\text{k}$$

$$\omega_{p1} = \frac{1}{r_{o1}C_{o1}} = 2\pi \times 3.20\text{kHz}$$

$$\omega_{p2} = \frac{1}{r_{o2}C_{o2}} = 2\pi \times 5.94\text{kHz}$$

$$e^{-\frac{\xi_f}{\sqrt{1-\xi_f^2}}\pi} = 0.993$$

$$\frac{6.9}{\xi_f \omega_{f0}} \approx 240\mu\text{s}$$

第一次过冲**99.3%**，以**2.15MHz**的振荡频率，经过**240μs**（**500**多个振铃周期后）才进入**0.1%**精度的稳态

稳定性差的原因

C_{o1} 估算大约为20pF, C_{o2} 估算大约为340pF; 由此估算出两个极点频率分别为3.20kHz和5.94kHz

- 二阶运放的两个极点离得太近, 在单位增益频点两个极点都几乎提供了-90°相移, 相位裕度极小, 导致单位负反馈应用时, 产生了极小的阻尼系数, 长时间振铃无法快速进入稳态

$$\xi_f = 0.0021 \quad Q_f = \frac{1}{2\xi_f} = 238$$

- 需要对运放进行改造, 使得运放的两个极点距离足够远, 非主极点提供很小的相位滞后

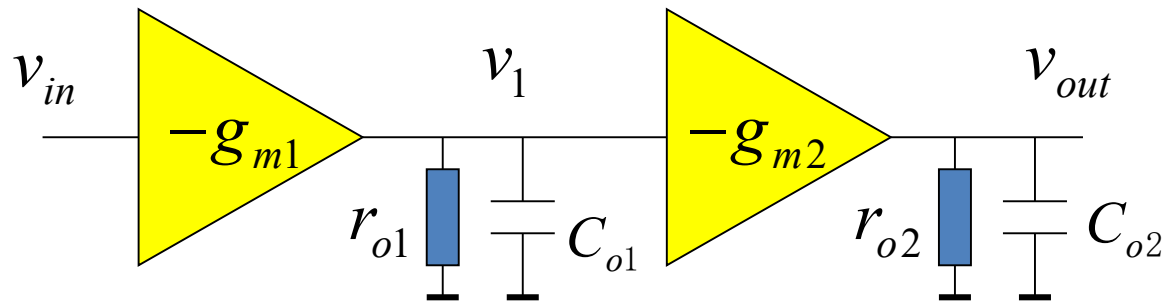
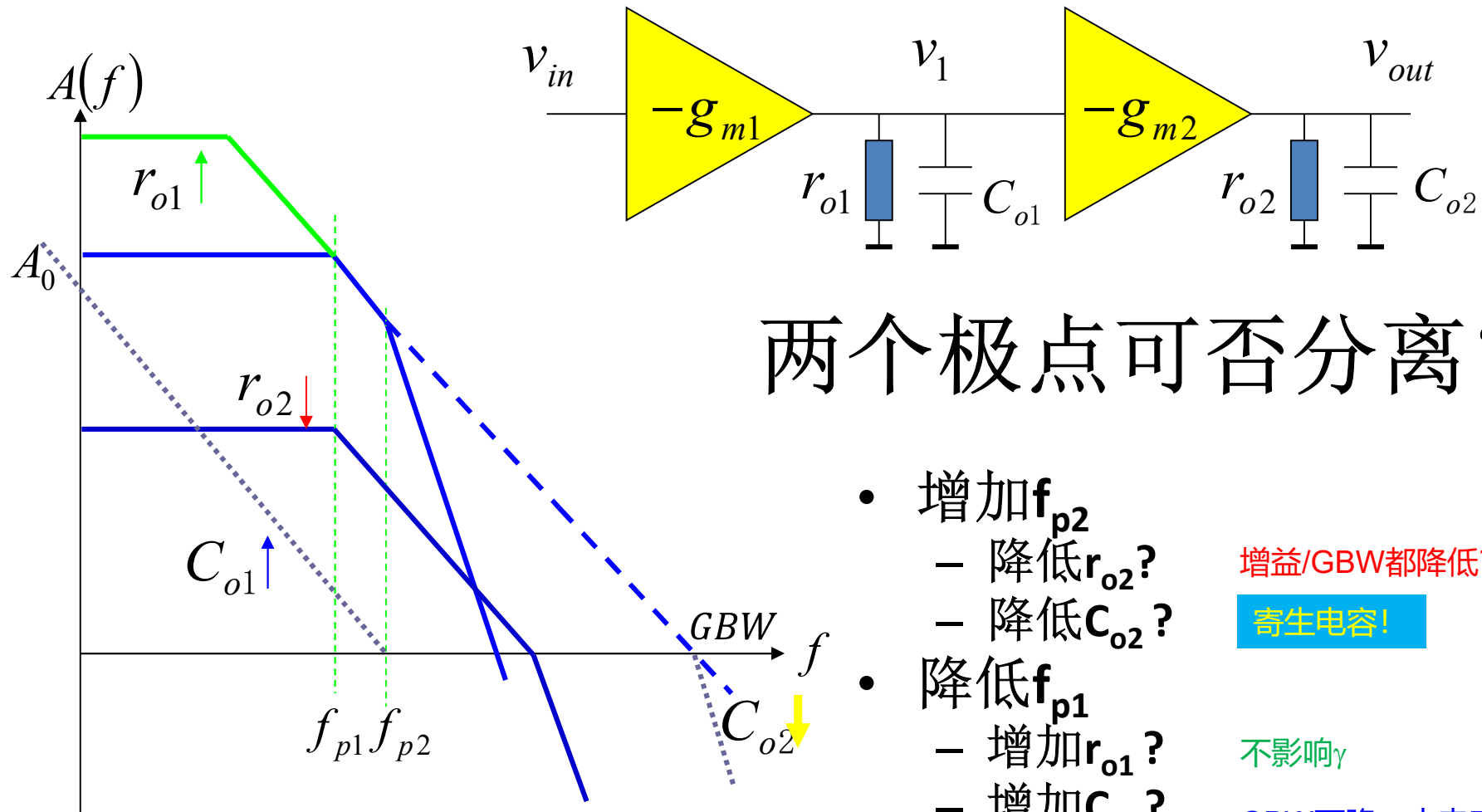
$$\gamma = \frac{f_{p2}}{A_0 f_{p1}} = \frac{f_{p2}}{GBW} = 2 \sim 4$$

$$\xi_f = 0.707 \sim 1$$

$$Q_f = \frac{1}{2\xi_f} = 0.707 \sim 0.5$$

$$GBW = A_0 f_{p1} = g_{m1} r_{o1} g_{m2} r_{o2} \frac{1}{2\pi r_{o1} C_{o1}} = g_{m2} r_{o2} \frac{g_{m1}}{2\pi C_{o1}} \quad f_{p2} = \frac{1}{2\pi r_{o2} C_{o2}} = \gamma GBW$$

$$\gamma = \frac{f_{p2}}{GBW} = \frac{C_{o1}}{C_{o2}} \frac{1}{g_{m1} r_{o2} g_{m2} r_{o2}} = \frac{20p}{340p \cdot 0.183m \times 6.79m \times (78.8k)^2} = 7.62 \times 10^{-6} \lll 2,3,4$$



两个极点可否分离？

- 增加 f_{p2}
 - 降低 r_{o2} ?
 - 降低 C_{o2} ?

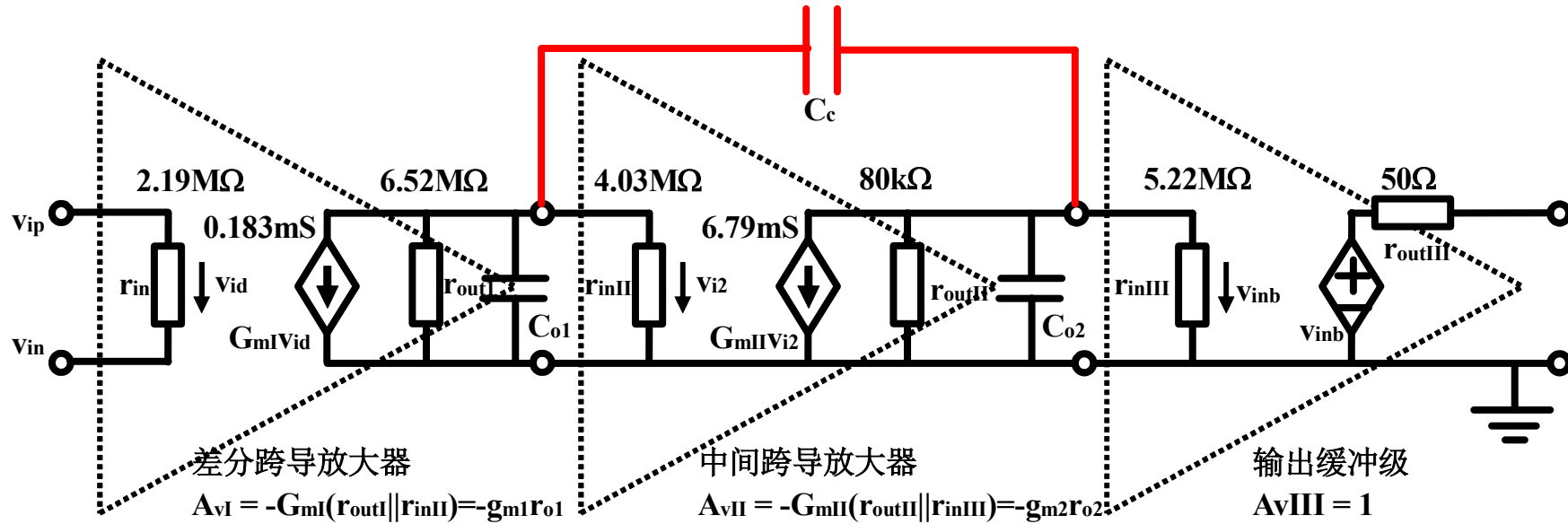
增益/GBW都降低?

寄生电容!
- 降低 f_{p1}
 - 增加 r_{o1} ?
 - 增加 C_{o1} ?

不影响 γ

GBW下降, 大电容!

MILLER补偿：小电容形成主极点！



$$A(j\omega) = g_{m1}r_{o1}g_{m2}r_{o2} \frac{1 - \frac{j\omega C_c}{g_{m2}}}{1 + j\omega(C_{o1}r_{o1} + C_c(r_{o1} + r_{o2} + g_{m2}r_{o1}r_{o2}) + C_{o2}r_{o2}) + (j\omega)^2 r_{o1}r_{o2}(C_c C_{o1} + C_{o1}C_{o2} + C_{o2}C_c)} = A_0 \frac{1 - \frac{j\omega}{\omega_z}}{\left(1 + \frac{j\omega}{\omega_{p1}}\right)\left(1 + \frac{j\omega}{\omega_{p2}}\right)}$$

$$= A_0 \frac{1 - \frac{j\omega}{\omega_z}}{1 + j\omega\left(\frac{1}{\omega_{p1}} + \frac{1}{\omega_{p2}}\right) + (j\omega)^2 \frac{1}{\omega_{p1}\omega_{p2}}} \stackrel{\substack{A_0\omega_{p1} \ll \omega_z \\ \omega_{p1} \ll \omega_{p2}}}{\approx} A_0 \frac{1}{1 + j\omega \frac{1}{\omega_{p1}} + (j\omega)^2 \frac{1}{\omega_{p1}\omega_{p2}}}$$

补偿电容太小 其影响则不计

$$C_c \ll C_{c1} = \frac{C_{o1}r_{o1} + C_{o2}r_{o2}}{r_{o1} + r_{o2} + g_{m2}r_{o1}r_{o2}} = 57 \text{ fF}$$

$$A(j\omega) = g_{m1}r_{o1}g_{m2}r_{o2} \frac{1 - \frac{j\omega C_c}{g_{m2}}}{1 + j\omega(C_{o1}r_{o1} + C_c(r_{o1} + r_{o2} + g_{m2}r_{o1}r_{o2}) + C_{o2}r_{o2}) + (j\omega)^2 r_{o1}r_{o2}(C_c C_{o1} + C_{o1}C_{o2} + C_{o2}C_c)}$$

$$A(j\omega) \approx g_{m1}r_{o1}g_{m2}r_{o2} \frac{1}{1 + j\omega(C_{o1}r_{o1} + C_{o2}r_{o2}) + (j\omega)^2 r_{o1}r_{o2}(C_{o1}C_{o2})}$$

$$= A_0 \frac{1}{\left(1 + \frac{j\omega}{\omega_{p1,0}}\right) \left(1 + \frac{j\omega}{\omega_{p2,0}}\right)}$$

$$\omega_{p1,0} = \frac{1}{r_{o1}C_{o1}} = 2\pi \times 3.20 \text{ kHz}$$

$$\omega_{p2,0} = \frac{1}{r_{o2}C_{o2}} = 2\pi \times 5.94 \text{ kHz}$$

补偿电容起作用了 MILLER效应

$$C_c \gg C_{c1} = \frac{C_{o1}r_{o1} + C_{o2}r_{o2}}{r_{o1} + r_{o2} + g_{m2}r_{o1}r_{o2}} = 57 \text{ fF}$$

$$1 - \frac{j\omega C_c}{g_{m2}} \quad C_c \ll C_{c2} = \frac{C_{o1}C_{o2}}{C_{o1} + C_{o2}} = 19 \text{ pF}$$

$$A(j\omega) = g_{m1}r_{o1}g_{m2}r_{o2} \frac{g_{m2}}{1 + j\omega(C_{o1}r_{o1} + C_c(r_{o1} + r_{o2} + g_{m2}r_{o1}r_{o2})) + C_{o2}r_{o2}} + (j\omega)^2 r_{o1}r_{o2}(C_c C_{o1} + C_{o1}C_{o2} + C_{o2}C_c)$$

$A(j\omega)$

$$\approx g_{m1}r_{o1}g_{m2}r_{o2} \frac{1 - \frac{j\omega C_c}{g_{m2}}}{1 + j\omega(C_c(r_{o1} + r_{o2} + g_{m2}r_{o1}r_{o2})) + (j\omega)^2 r_{o1}r_{o2}(C_{o1}C_{o2})}$$

$$\approx A_0 \frac{1 - \frac{j\omega}{\omega_z}}{\left(1 + \frac{j\omega}{\omega_{p1,1}}\right)\left(1 + \frac{j\omega}{\omega_{p2,1}}\right)} \approx A_0 \frac{1}{1 + j\omega \frac{1}{\omega_{p1,1}} + (j\omega)^2 \frac{1}{\omega_{p1,1}\omega_{p2,1}}}$$

$$\omega_{p1,1} \approx \frac{1}{g_{m2}r_{o1}r_{o2}C_c}$$

$$\omega_{p2,1} \approx \frac{g_{m2}C_c}{C_{o1}C_{o2}}$$

随着补偿电容 C_c 的增加，两个极点开始分离，离得越来越远

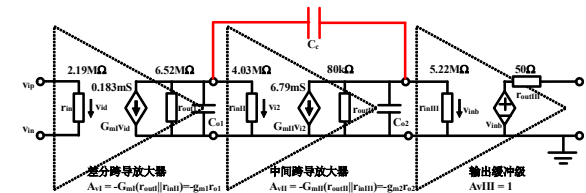
补偿电容太大了 高频端可视其为短路

$$C_c \gg C_{c2} = \frac{C_{o1}C_{o2}}{C_{o1} + C_{o2}} = 19\text{pF}$$

$$A(j\omega) = g_{m1}r_{o1}g_{m2}r_{o2} \frac{1 - \frac{j\omega C_c}{g_{m2}}}{1 + j\omega(C_{o1}r_{o1} + C_c(r_{o1} + r_{o2} + g_{m2}r_{o1}r_{o2}) + C_{o2}r_{o2}) + (j\omega)^2 r_{o1}r_{o2}(C_c C_{o1} + C_{o1}C_{o2} + C_{o2}C_c)}$$

$$A(j\omega) \approx g_{m1}r_{o1}g_{m2}r_{o2} \frac{1 - \frac{j\omega C_c}{g_{m2}}}{1 + j\omega(C_c(r_{o1} + r_{o2} + g_{m2}r_{o1}r_{o2})) + (j\omega)^2 r_{o1}r_{o2}C_c(C_{o1} + C_{o2})}$$

$$\approx A_0 \frac{1 - \frac{j\omega}{\omega_z}}{\left(1 + \frac{j\omega}{\omega_{p1,2}}\right)\left(1 + \frac{j\omega}{\omega_{p2,2}}\right)} \approx A_0 \frac{1}{1 + j\omega \frac{1}{\omega_{p1,2}} + (j\omega)^2 \frac{1}{\omega_{p1,2}} \frac{1}{\omega_{p2,2}}}$$



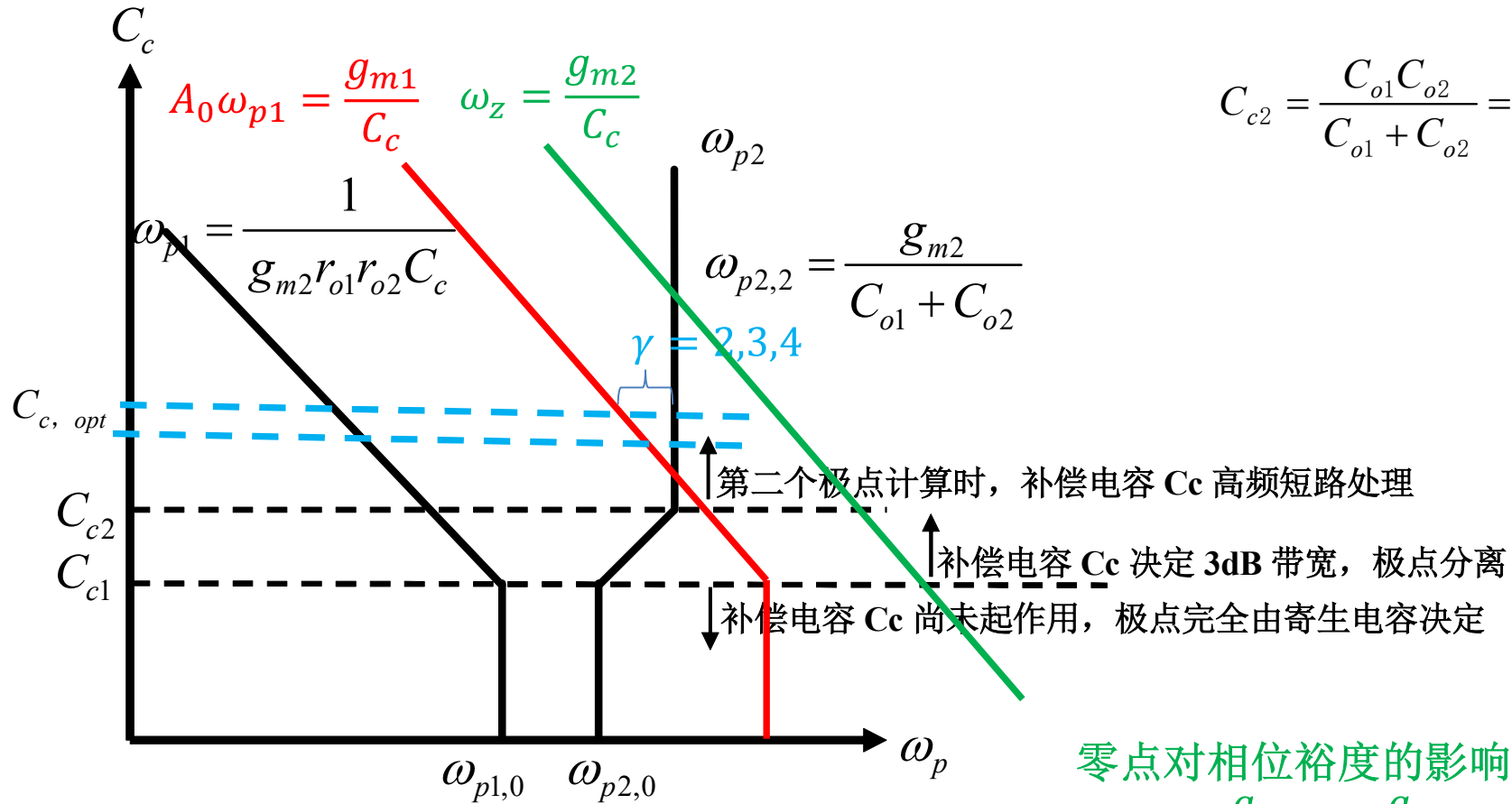
$$\omega_{p1,2} = \omega_{p1,1} \approx \frac{1}{g_{m2}r_{o1}r_{o2}C_c}$$

$$\omega_{p2,2} \approx \frac{g_{m2}}{C_{o1} + C_{o2}}$$

极点分离和最优补偿

$$C_{c1} = \frac{C_{o1}r_{o1} + C_{o2}r_{o2}}{r_{o1} + r_{o2} + g_{m2}r_{o1}r_{o2}} = 57 \text{ fF}$$

$$C_{c2} = \frac{C_{o1}C_{o2}}{C_{o1} + C_{o2}} = 19 \text{ pF}$$



零点对相位裕度的影响可忽略

$$f_z = \frac{g_{m2}}{2\pi C_c} \gg \frac{g_{m1}}{2\pi C_c} = GBW$$

$$A(j\omega) = g_{m1}r_{o1}g_{m2}r_{o2} \frac{g_{m2}}{1 + j\omega(C_{o1}r_{o1} + C_c(r_{o1} + r_{o2} + g_{m2}r_{o1}r_{o2}) + C_{o2}r_{o2}) + (j\omega)^2 r_{o1}r_{o2}(C_c C_{o1} + C_{o1}C_{o2} + C_{o2}C_c)}$$

$$\omega_{p1} \approx \frac{1}{C_{o1}r_{o1} + C_c(r_{o1} + r_{o2} + g_{m2}r_{o1}r_{o2}) + C_{o2}r_{o2}}$$

$$\approx \frac{1}{g_{m2}r_{o1}r_{o2}C_c}$$

$$\omega_{p2} \approx \frac{C_{o1}r_{o1} + C_c(r_{o1} + r_{o2} + g_{m2}r_{o1}r_{o2}) + C_{o2}r_{o2}}{r_{o1}r_{o2}(C_cC_{o1} + C_{o1}C_{o2} + C_{o2}C_c)}$$

$$\approx \frac{g_{m2}C_c}{(C_cC_{o1} + C_{o1}C_{o2} + C_{o2}C_c)}$$

$$1 - \frac{j\omega C_c}{g_{m2}}$$

最佳补偿电容

$$A(j\omega) = g_{m1}r_{o1}g_{m2}r_{o2} \frac{g_{m2}}{1 + j\omega(C_{o1}r_{o1} + C_c(r_{o1} + r_{o2} + g_{m2}r_{o1}r_{o2}) + C_{o2}r_{o2}) + (j\omega)^2 r_{o1}r_{o2}(C_cC_{o1} + C_{o1}C_{o2} + C_{o2}C_c)}$$

$$\omega_{p2} = \gamma A_0 \omega_{p1} \frac{g_{m2}C_c}{(C_cC_{o1} + C_{o1}C_{o2} + C_{o2}C_c)} = \gamma g_{m1}r_{o1}g_{m2}r_{o2} \frac{1}{g_{m2}r_{o1}r_{o2}C_c}$$

$$C_c \approx \frac{\gamma}{2} \frac{g_{m1}}{g_{m2}} (C_{o1} + C_{o2}) + \sqrt{\left(\frac{\gamma}{2} \frac{g_{m1}}{g_{m2}} (C_{o1} + C_{o2})\right)^2 + \gamma \frac{g_{m1}}{g_{m2}} C_{o1}C_{o2}}$$

$$\gamma=2$$

$$C_c = 31pF$$

30pF密勒电容的补偿效果

$$\omega_{p1} \approx \frac{1}{C_{o1}r_{o1} + C_c(r_{o1} + r_{o2} + g_{m2}r_{o1}r_{o2}) + C_{o2}r_{o2}} = 2\pi \times 3.97\text{Hz}$$
$$\omega_{p2} \approx \frac{C_{o1}r_{o1} + C_c(r_{o1} + r_{o2} + g_{m2}r_{o1}r_{o2}) + C_{o2}r_{o2}}{r_{o1}r_{o2}(C_c C_{o1} + C_{o1}C_{o2} + C_{o2}C_c)} = 2\pi \times 1.85\text{MHz}$$

$$\gamma = \frac{\omega_{p2}}{A_0\omega_{p1}} = 1.912 \quad \xi_f \approx \frac{\sqrt{\gamma}}{2} = 0.691 \quad e^{-\frac{\xi_f}{\sqrt{1-\xi_f^2}}\pi} = 0.05$$

$$\omega_{f0} \approx \sqrt{A_0\omega_{p1}\omega_{p2}} = 2\pi \times 1.34\text{MHz}$$

误差小于**0.1%**的精度回落到稳定值**1**附近的总延时

$$\frac{6.9}{\xi_f\omega_{f0}} \approx 1.2\mu\text{s}$$

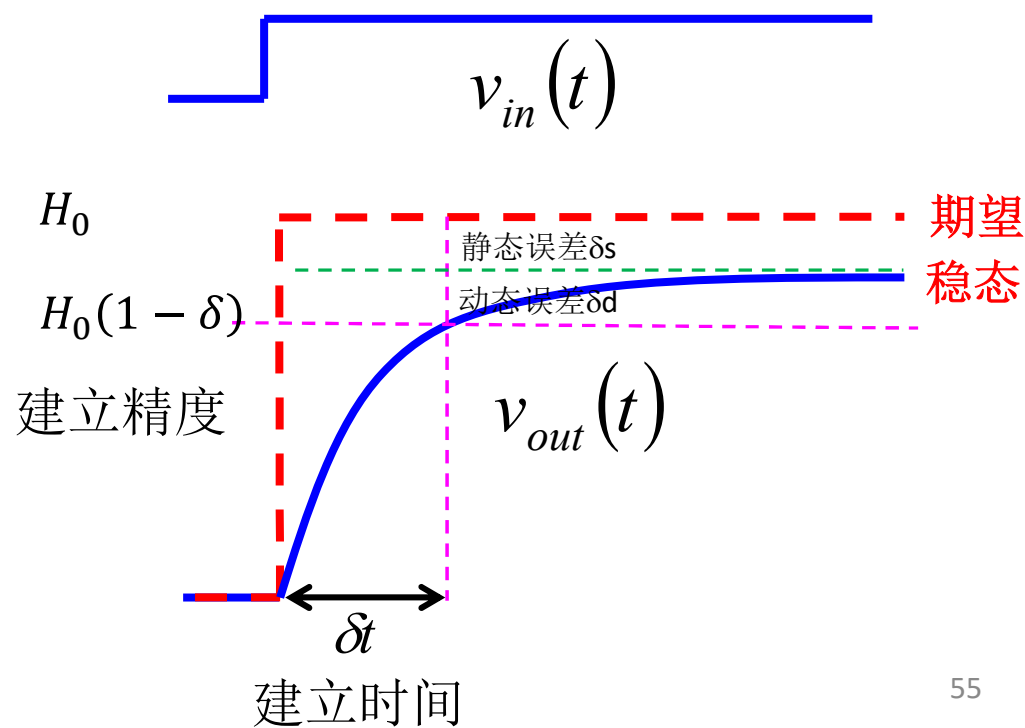
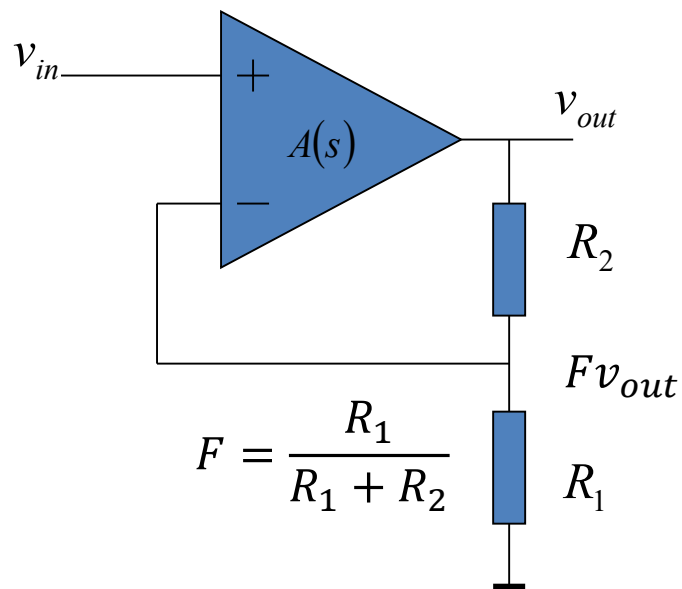
本节小结

- **原理：** LTI系统的全部特征根（系统函数的极点）位于左半平面则为稳定系统，有位于右半平面的特征根则为不稳定系统
 - 负反馈放大器设计时，我们期望它不仅是稳定系统，而且还应是具有优良性能的稳定系统
- **设计：** 对于双极点运放，环路增益的非主极点应设计令其位于增益带宽积之外
 - 2倍：闭环系统则具有幅度最大平坦特性
 - 3倍：闭环系统则具有群延时最大平坦特性
- **仿真调试：** CAD工具可仿真获得环路增益的幅频特性和相频特性，可读出相位裕度大小
 - 仿真调试负反馈系统时，环路增益的相位裕度应取值在 70° 附近可获得优良性能：时域看有最快的响应速度，频域看幅频特性（群延时特性）足够平坦
 - 相位裕度 $\sim 66^\circ$ ，闭环后具有幅度最大平坦特性
 - 相位裕度 $\sim 72^\circ$ ，闭环后具有群延时最大平坦特性
 - 负反馈系统设计中的大忌
 - 相位裕度太小，负反馈闭环后系统的长时间振铃难以容忍
 - 没有相位裕度（相位裕度小于等于 0° ），闭环系统则会自激振荡
- **设计、调测：** 当发现相位裕度不够时，可采用如下补偿措施
 - MILLER补偿电容用于配置非主极点位置，令其推离主极点
 - 零点补偿电容通过左半平面零点的引入提高相位裕度
 - ...其他措施，高年级专业课程或研究生课程进一步讨论

作业 1

运放基本参数的确定

- 假设需要在 **1ns** 的建立时间内，建立精度（误差）小于 **1%**，在理论设计增益取值为 **10** 的假设下，对一阶运放的增益 A_0 和增益带宽积 **GBW** 有何要求？



作业2 MILLER补偿电容

- 假设**741**在**MILLER**补偿前的所有参量如本课件

$$r_{o1} = r_{outI} \parallel r_{inII} = 2.49M\Omega$$

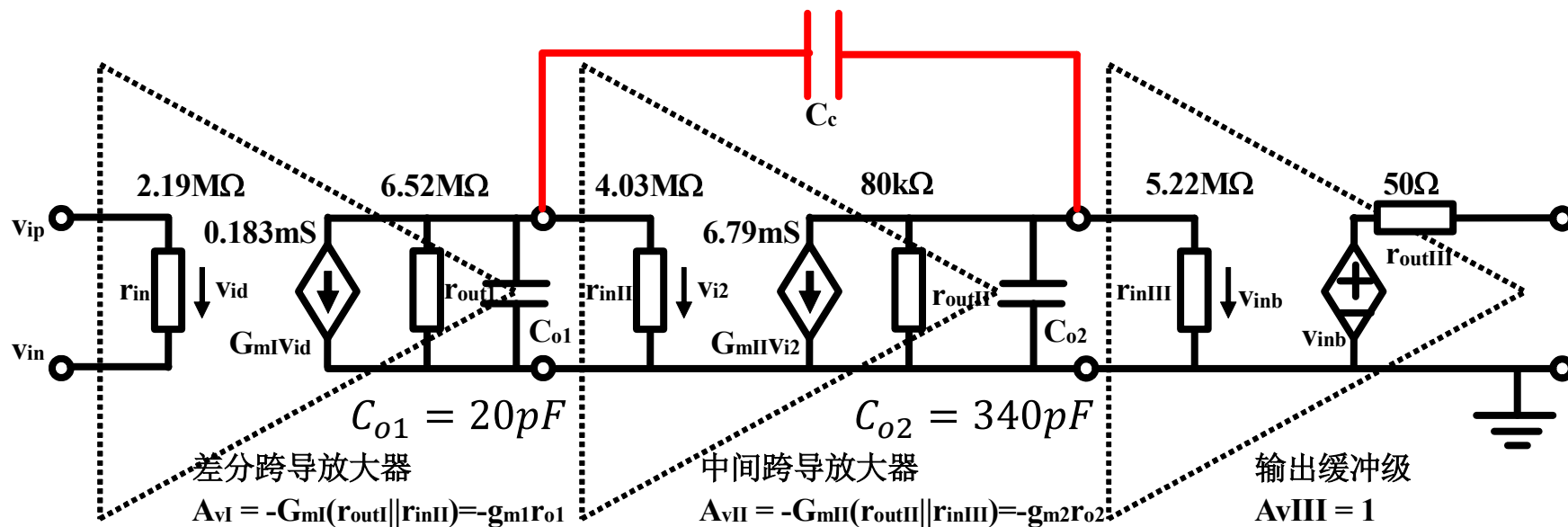
$$r_{o2} = r_{outII} \parallel r_{inIII} = 78.8k\Omega$$

$$g_{m1} = 0.183mS \quad C_{o1} = 20pF$$

$$g_{m2} = 6.79mS \quad C_{o2} = 340pF$$

- 如果希望单位负反馈具有群延时最大平坦特性，**MILLER**补偿电容取多大？阶跃响应进入和稳态值差**0.1%**所需时间多大？和**30pF**补偿电容对比。
- 如果该运放并非通用运放，而是同相放大倍数为**10**的特定应用，此时**MILLER**补偿电容取值多大，可使得系统具有良好的性能？

CAD仿真



这是运放内部电路模型

仿真确认当不存在密勒补偿电容时，单位负反馈应用情况下，阶跃响应振铃进入稳态（误差小于**0.1%**）的时间远大于存在**30pF**密勒补偿电容时进入稳态的时间，前者不可用，后者可用

再用后者实现增益为**10**的同相放大，仿真其阶跃响应，降低密勒补偿电容量大小，直至达到最优，和理论分析是否相符？