

# 第五章 放大电路中的反馈

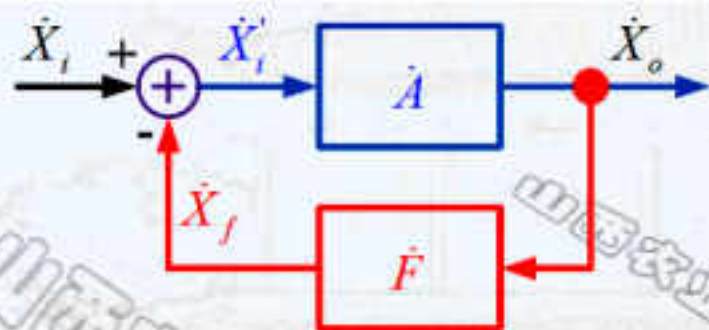
——王文俊

山西农业大学

# 十五、负反馈放大电路的稳定性

## • 1、自激振荡产生的原因

任何负反馈放大电路，都可以用如图所示的方块图来表示。



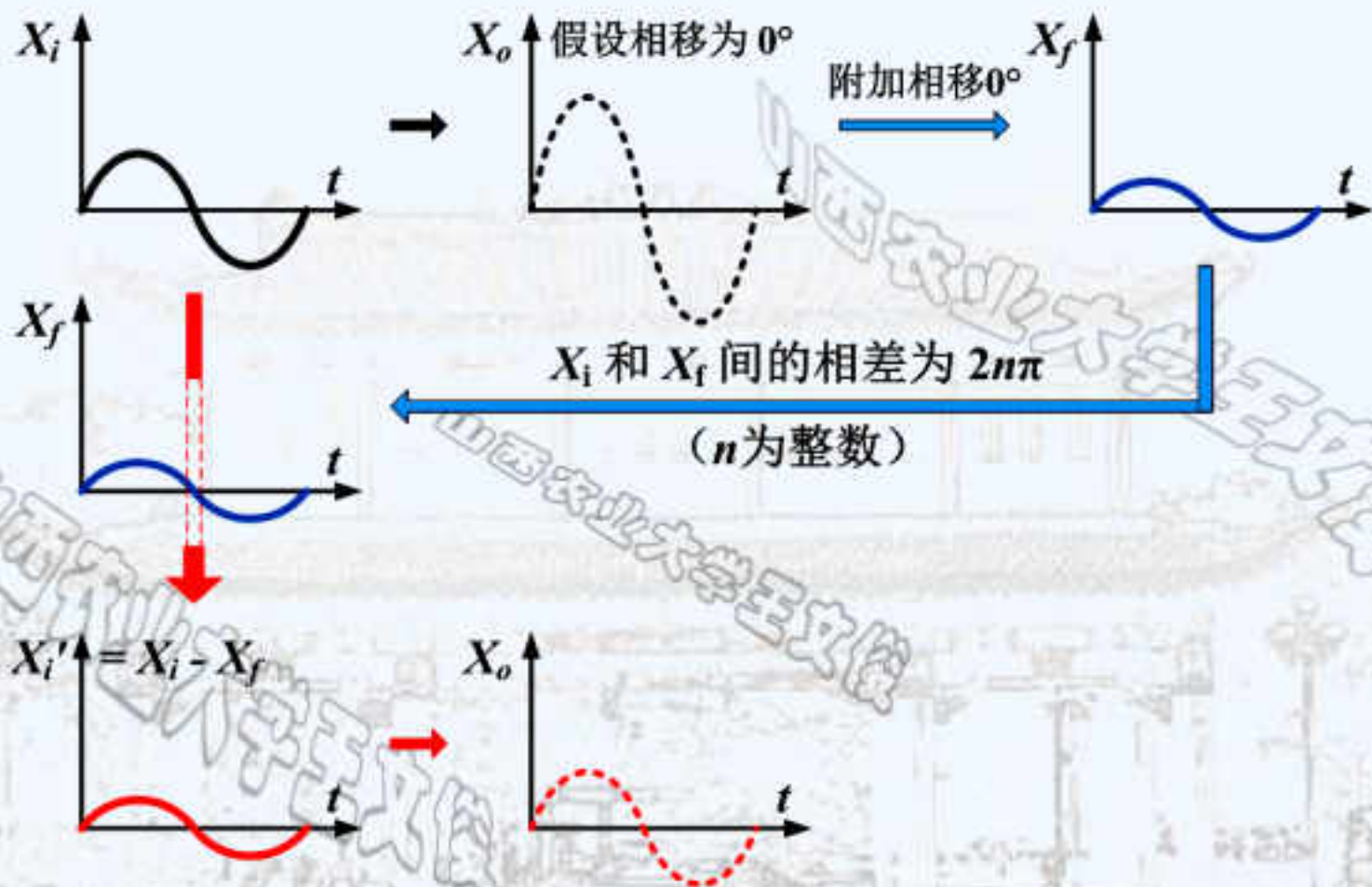
• 负反馈放大电路的一般表达式：

$$\dot{A}_f = \frac{\dot{A}}{1 + \dot{A}\dot{F}}$$

中频段

- 由于  $\dot{A}\dot{F} > 0$ ， $\dot{A}$  和  $\dot{F}$  的相角  $\varphi_A + \varphi_F = 2n\pi$  ( $n$  为整数)，因此净输入量  $\dot{X}_i'$ 、输入量  $\dot{X}_i$  和反馈量  $\dot{X}_f$  之间的关系为： $|\dot{X}_i'| = |\dot{X}_i| - |\dot{X}_f|$ 。
- 反馈的结果使净输入量  $|\dot{X}_i'|$  减小，输出量  $|\dot{X}_o|$  也随之减小，因此反馈的结果是放大倍数减小。

# 1、自激振荡产生的原因



中频段（无附加相移）时输入量、反馈量与净输入量间的关系



## • 1、自激振荡产生的原因

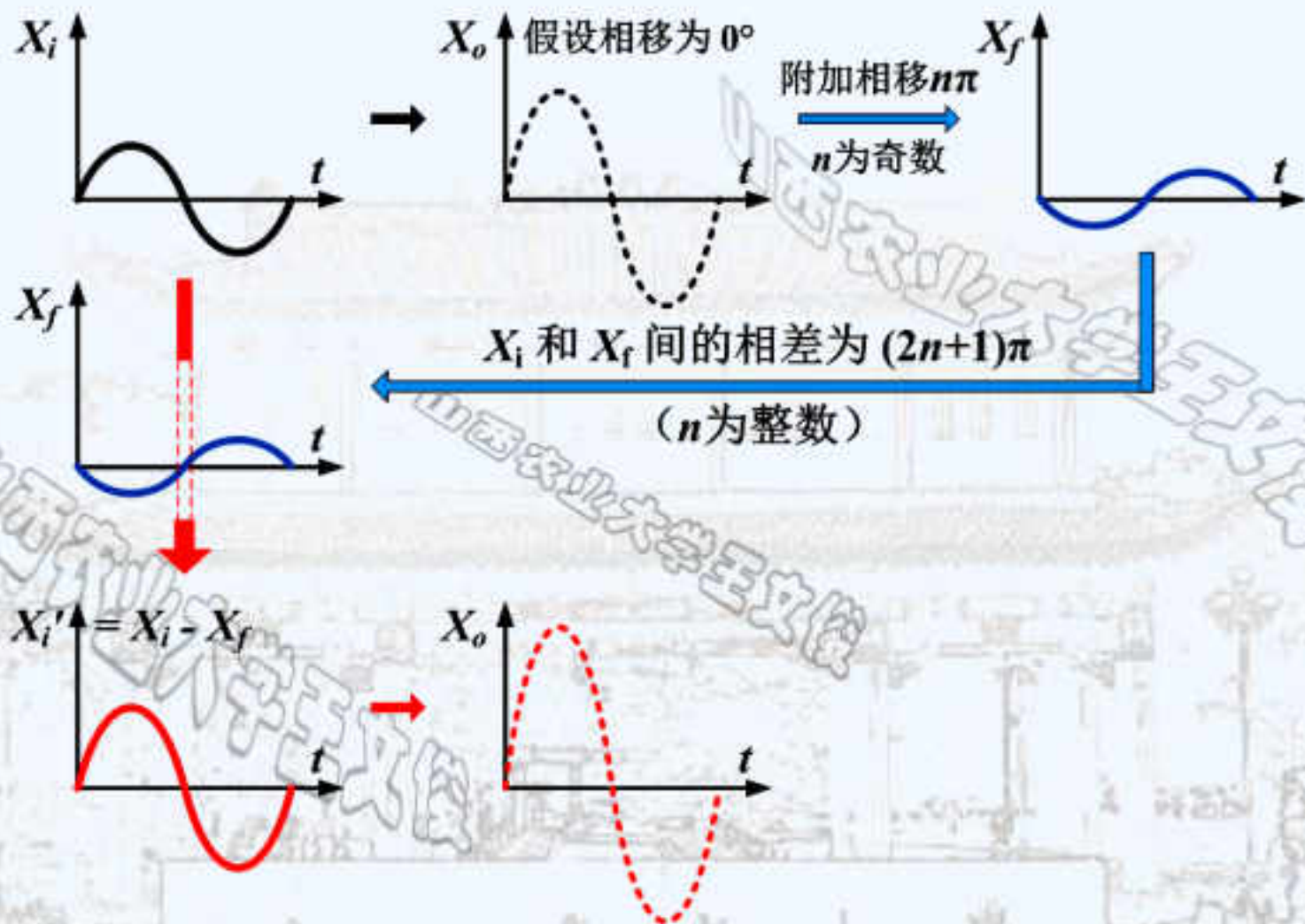
- |      |  |
|------|--|
| 低频段  | • 因为耦合电容、旁路电容的存在, $\dot{A}\dot{F}$ 将产生超前相移。                                    |
| 高频段  | • 因为半导体元件极间电容的存在, $\dot{A}\dot{F}$ 将产生滞后相移。                                    |
| 附加相移 | • 超前相移和滞后相移, 都是在中频段相位关系的基础上所产生的相移, 因此称为附加相移, 用 $(\varphi'_A + \varphi'_F)$ 表示。 |

- 当某一频率  $f_0$  的信号使附加相移  $\varphi'_A + \varphi'_F = n\pi$  ( $n$  为奇数) 时, 反馈量  $\dot{X}_f$  与中频段相比产生超前或者滞后  $180^\circ$  的附加相移, 因而使净输入量:

$$|\dot{X}'_i| = |\dot{X}_i| + |\dot{X}_f|$$

- 反馈的结果使净输入量  $\dot{X}'_i$  增大, 输出量  $\dot{X}_o$  也随之增大, 因此反馈的结果是放大倍数增大。

# 1、自激振荡产生的原因

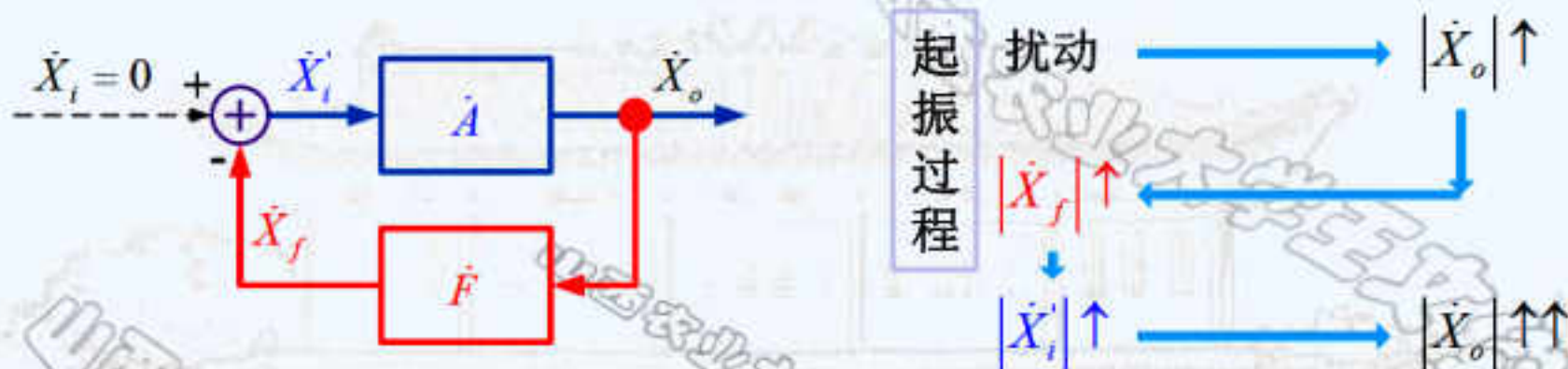


高、低频段（有附加相移）时输入量、反馈量与净输入量间的关系



## • 1、自激振荡产生的原因

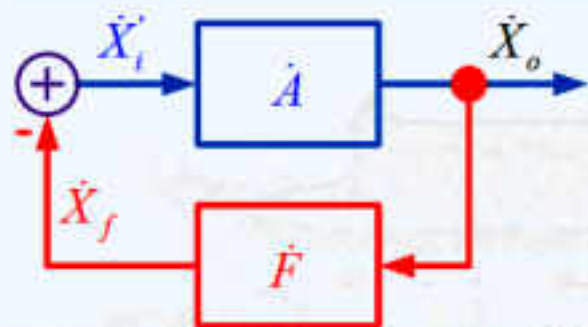
若在输入信号为零时，因某种电扰动（如合闸通电），其中含有为频率为 $f_0$ 的信号，使 $\varphi_A + \varphi_F = \pm\pi$ ，由此产生了输出信号 $\dot{X}_o$ 。



- 由于半导体的非线性特性，若电路最终达到动态平衡，即反馈信号（也就是负的净输入信号）维持着输出信号，而输出信号又维持着反馈信号，它们相互依存，则称电路产生了自激振荡。
- 当电路产生自激振荡时，输出信号有其特定的频率 $f_0$ 和一定的幅值，且振荡频率 $f_0$ 必在电路的低频段和高频段。
- 而电路一旦产生自激振荡将无法正常工作，称电路处于不稳定状态。

## • 2、自激振荡的平衡条件

当电路产生自激振荡时，没有输入信号， $\dot{X}_o$ 与 $\dot{X}_f$ 相互维持。



• 反馈量:  $\dot{X}_f = F\dot{X}_o$

• 净输入量:  $\dot{X}_i = X_i - \dot{X}_f = -\dot{X}_f = -F\dot{X}_o$

• 输出量:  $\dot{X}_o = A\dot{X}_i = A(-F\dot{X}_o) = -AF\dot{X}_o$

• 自激振荡的平衡条件:

$$\begin{cases} |AF| = 1 & \text{幅值平衡条件} \\ \varphi_A + \varphi_F = (2n+1)\pi, n \in Z & \text{相位平衡条件} \end{cases}$$

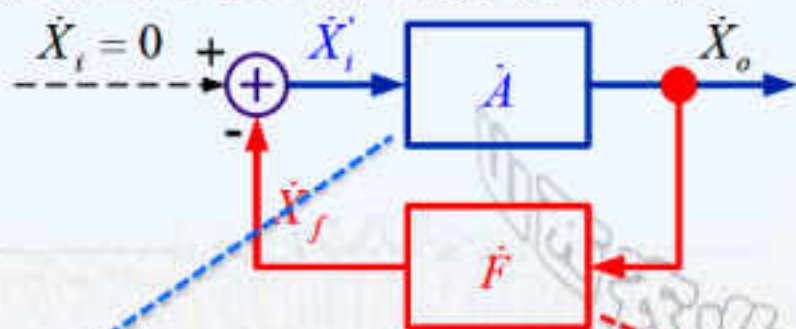
只有同时满足幅值条件和相位条件，电路才会产生自激振荡。

• 在起振过程中， $|\dot{X}_o|$ 有一个从小到大的过程，即输出量的幅值经反馈后会使输出量的幅值进一步增大，因此需满足:  $|-AF\dot{X}_o| > |\dot{X}_o|$

• 自激振荡的起振条件:



### • 3、负反馈放大电路稳定性的定性分析



#### 放大电路采用直接耦合的方式

- 无耦合电容的影响，在低频段不会产生超前相移；
- 需考虑极间电容的影响，在高频段会产生滞后相移。

#### 反馈网络为纯电阻网络

- 反馈网络在中频段无附加相移；
- 反馈网络在低频段和高频段也均不会产生附加相移。

- 自激 • 附加相移仅产生于放大电路，且只有在高频段产生滞后相移；
- 振荡 • 因此，负反馈放大电路只可能在高频段产生高频振荡。



### • 3、负反馈放大电路稳定性的定性分析

$$\left\{ \begin{array}{l} |\dot{A}\dot{F}|=1 \\ \varphi_A' + \varphi_F' = (2n+1)\pi, n \in Z \end{array} \right. \xrightarrow{\text{平衡条件}} \left\{ \begin{array}{l} |\dot{A}\dot{F}|=1 \\ \varphi_A' + \varphi_F' = -180^\circ n \quad (n \text{ 为奇数}) \end{array} \right.$$

#### ① 单级放大电路

- 引入负反馈后，附加相移最大为  $-90^\circ$ 。
- 由于不存在满足相位条件的频率，故不可能产生自激振荡。

#### ② 两级放大电路

- 引入负反馈后，附加相移从  $0^\circ$  变化到  $-90^\circ \times 2 = -180^\circ$ 。
- 虽然从理论上存在满足相位条件的频率  $f_0$ ，但  $f_0$  趋于无穷大；且当  $f=f_0$  时  $\dot{A}$  的值为零，不满足幅值条件，故不可能产生自激振荡。

### • 3、负反馈放大电路稳定性的定性分析

$$\left\{ \begin{array}{l} |\dot{A}\dot{F}|=1 \\ \varphi_A' + \varphi_F' = (2n+1)\pi, n \in Z \end{array} \right. \xrightarrow{\text{平衡条件}} \left\{ \begin{array}{l} |\dot{A}\dot{F}|=1 \\ \varphi_A' + \varphi_F' = -180^\circ n \quad (n \text{ 为奇数}) \end{array} \right.$$

#### ③ 三级放大电路

- 引入负反馈后，附加相移从  $0^\circ$  变化到  $-90^\circ \times 3 = -270^\circ$ 。
- 存在使  $\varphi_A' = -180^\circ$  的频率  $f_0$ ，且当  $f=f_0$  时  $|\dot{A}| > 0$ ，有可能满足幅值条件，故可能产生自激振荡。

#### ④ 多级放大电路

- 引入负反馈后，最大附加相移远超过  $-180^\circ$ 。
- 必然存在满足相位条件的频率  $f_0$ ，且更容易满足幅值条件，因此四级、五级放大电路更容易产生自激振荡。



### • 3、负反馈放大电路稳定性的定性分析

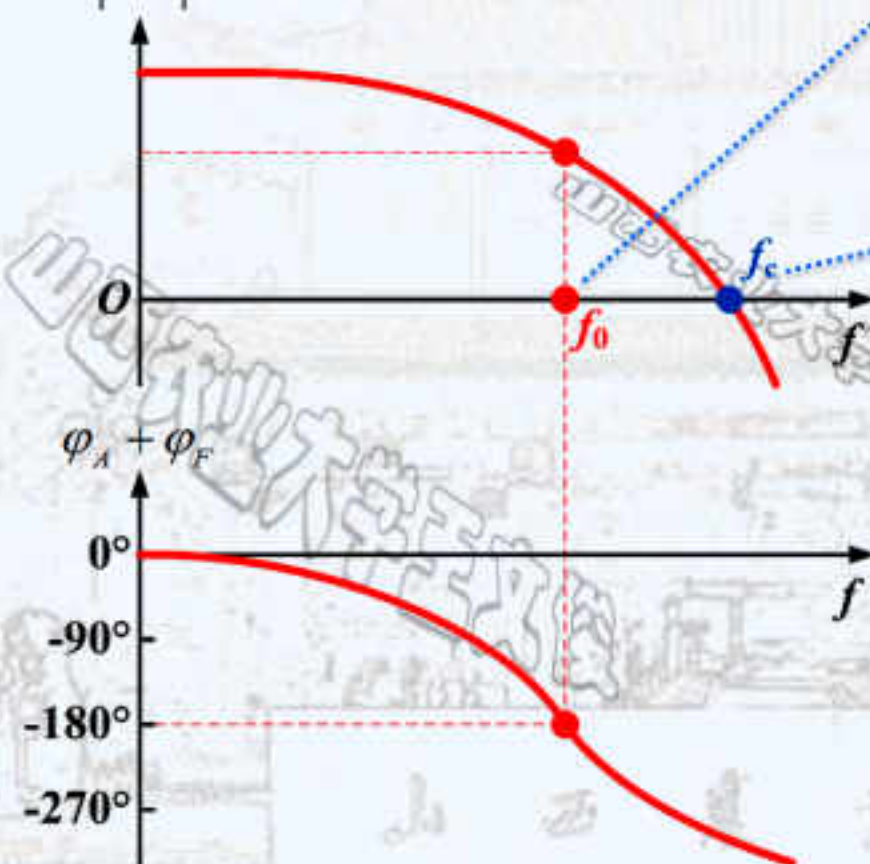
#### ⑤ 总结

- 放大电路的级数越多，引入负反馈后，产生高频振荡的可能性就越大。因此实用电路中以三级放大电路最为常见。
- 阻容耦合放大电路中耦合电容、旁路电容的数目越多，引入负反馈后，产生低频振荡的可能性就越大。
- 负反馈深度越深， $(1 + AF)$  越大，中频段的  $|\dot{A}\dot{F}|$  越大，在满足相位条件时满足幅值条件的可能性越大，产生自激振荡的可能性就越大。
- 自激振荡是由电路自身条件决定的，不因其输入信号的改变而消除。
- 要消除自激振荡，就必须破坏产生振荡的条件；而只有消除了自激振荡，放大电路才能稳定的工作。

## 4、负反馈放大电路稳定性的判断

利用负反馈放大电路环路增益  $\dot{A}\dot{F}$  的频率特性，可以判断电路闭环后是否会产生自激振荡，即电路是否稳定。

$20\lg|\dot{A}\dot{F}|/\text{dB}$



满足相位条件的频率  $f_0$

$$\varphi_A + \varphi_F = -180^\circ n, n = 1, 3, 5, \dots$$

满足幅值条件的频率  $f_c$

$$20\lg|\dot{A}\dot{F}| = 0 \Rightarrow |\dot{A}\dot{F}| = 1$$

$f_0$  和  $f_c$  的三种关系

- ①  $f_0$  不存在
- ②  $f_0 < f_c$
- ③  $f_0 > f_c$



## • 4、负反馈放大电路稳定性的判断

### ① 满足相位条件的频率 $f_0$ 不存在

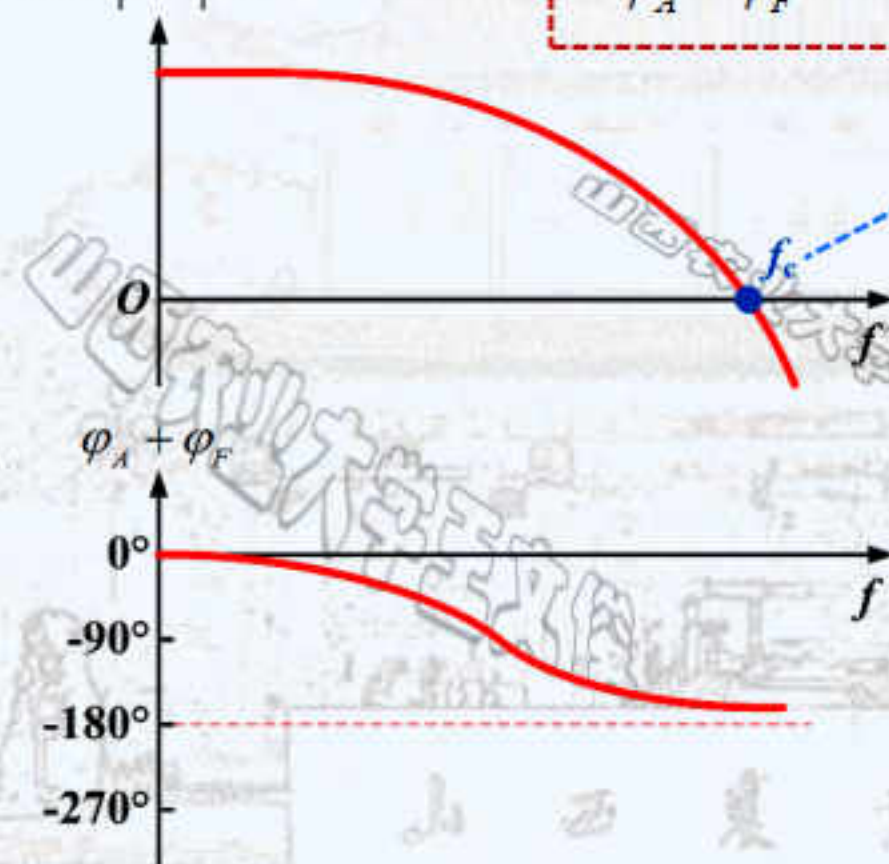
$20\lg|\dot{A}\dot{F}|/\text{dB}$

满足相位条件的频率

$$\varphi_A + \varphi_F = -180^\circ$$

满足幅值条件的频率

$$|\dot{A}\dot{F}|=1$$



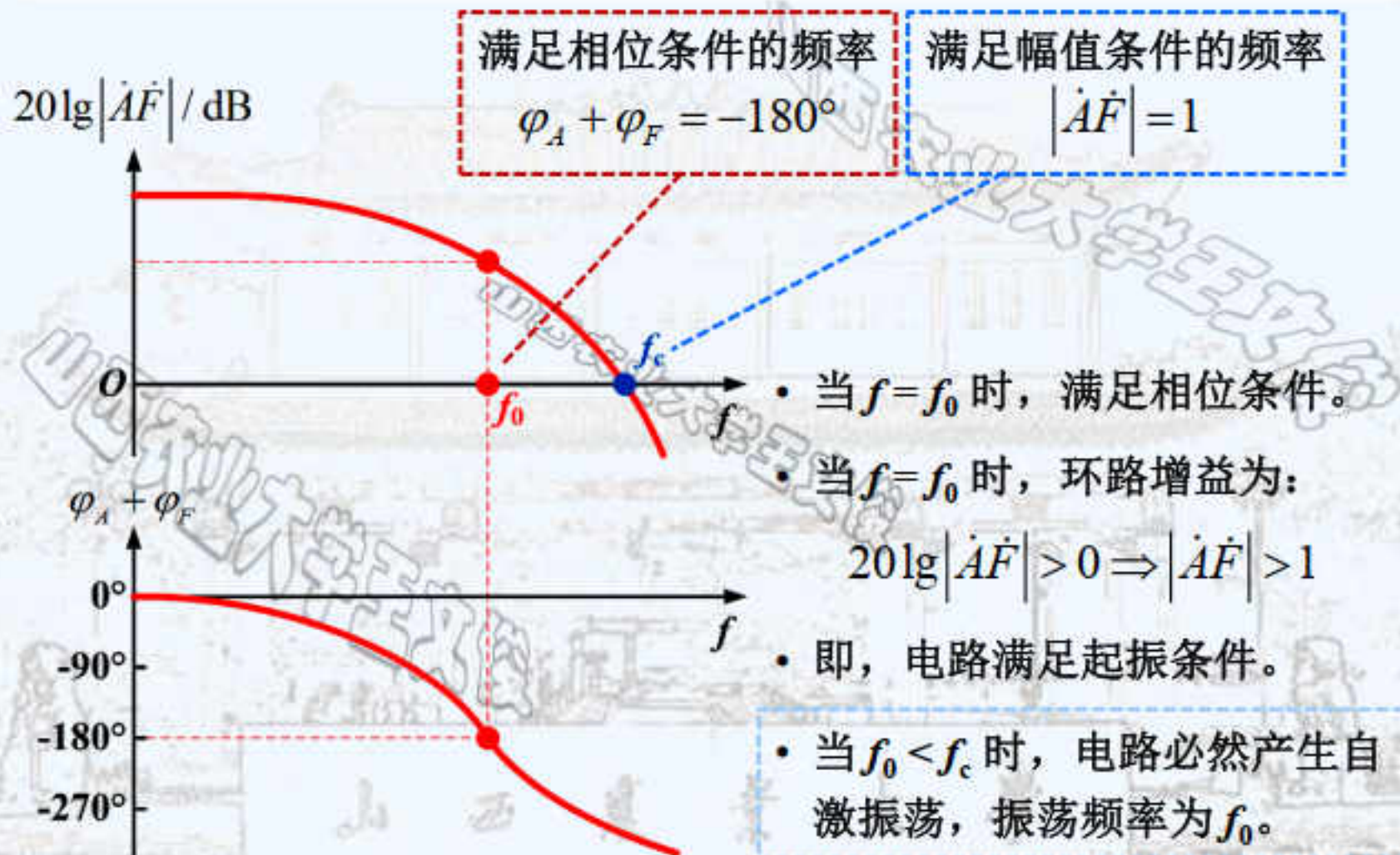
• 满足相位条件的频率  $f_0$  不存在，即任何频率均不满足相位条件。

• 在任何频率下，均不会产生自激振荡。

• 当  $f_0$  不存在时，电路稳定，不会产生自激振荡。

## • 4、负反馈放大电路稳定性的判断

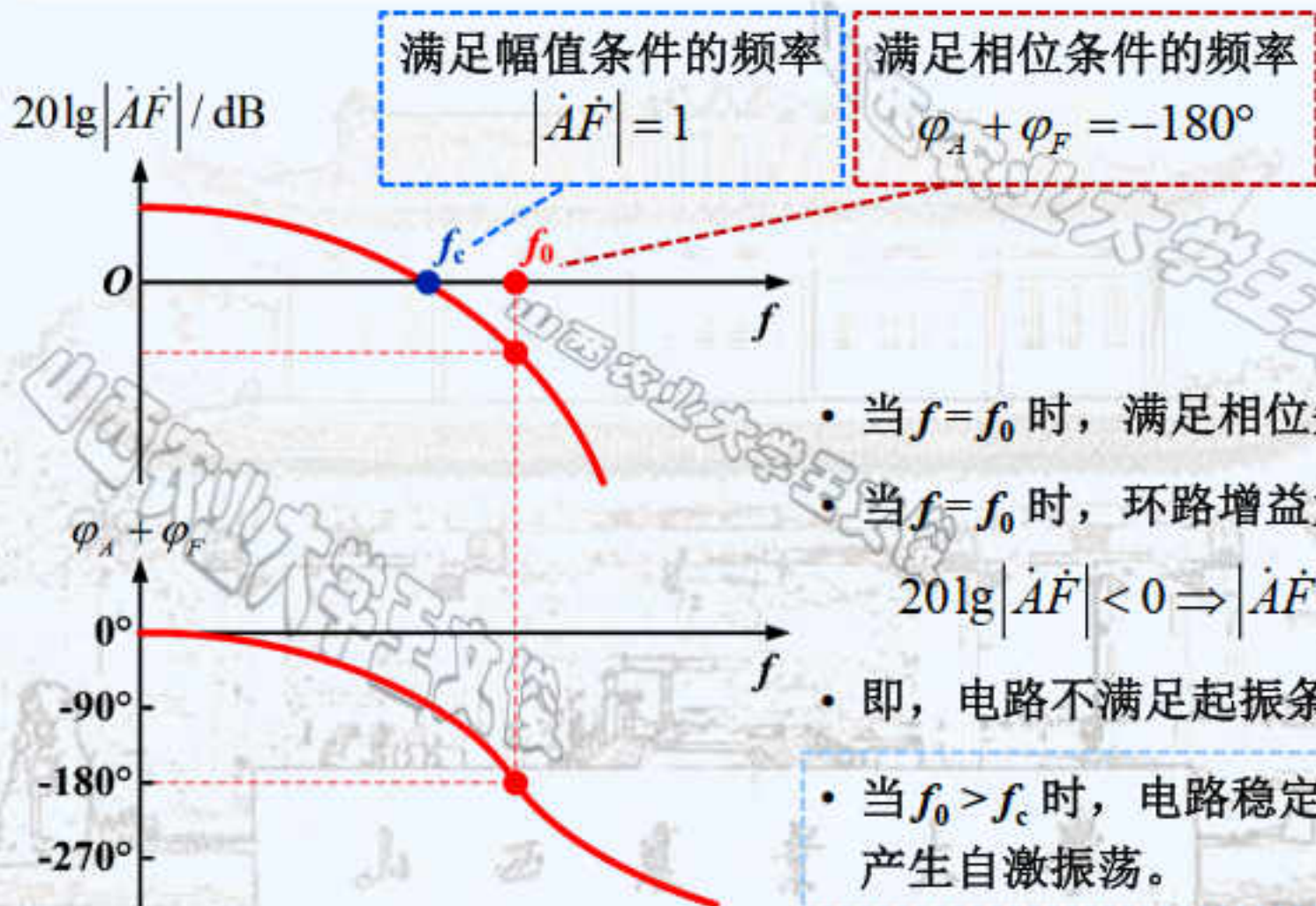
② 满足相位条件的频率  $f_0$  小于满足幅值条件的频率  $f_c$





## • 4、负反馈放大电路稳定性的判断

③ 满足相位条件的频率  $f_0$  大于满足幅值条件的频率  $f_c$



• 当  $f = f_0$  时，满足相位条件。

• 当  $f = f_0$  时，环路增益为：

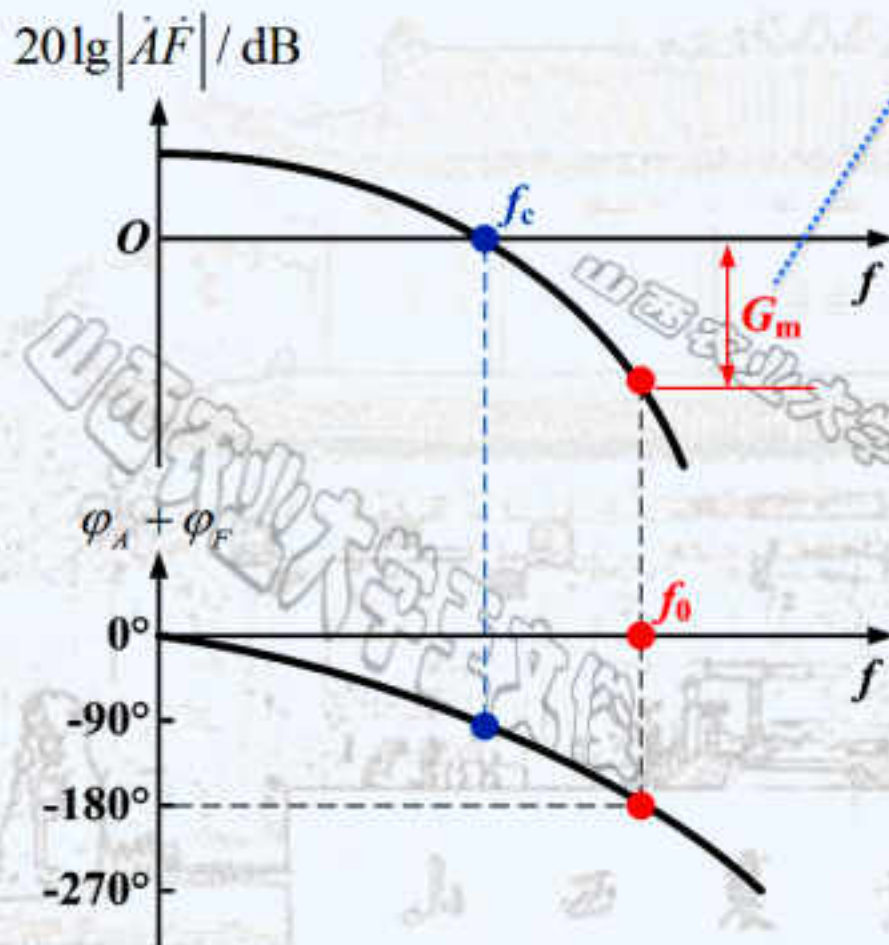
$$20\lg|\dot{A}\dot{F}| < 0 \Rightarrow |\dot{A}\dot{F}| < 1$$

• 即，电路不满足起振条件。

• 当  $f_0 > f_c$  时，电路稳定，不会产生自激振荡。

## • 5、负反馈放大电路的稳定裕度

理论上只要  $f_0 > f_c$  电路就能稳定，但为了使电路具有足够的可靠性，还规定电路应具有一定的稳定裕度。



幅值裕度  $G_m$

- 定义  $f=f_0$  时所对应的环路增益  $20\lg|\dot{A}\dot{F}|$  的值为幅值裕度。

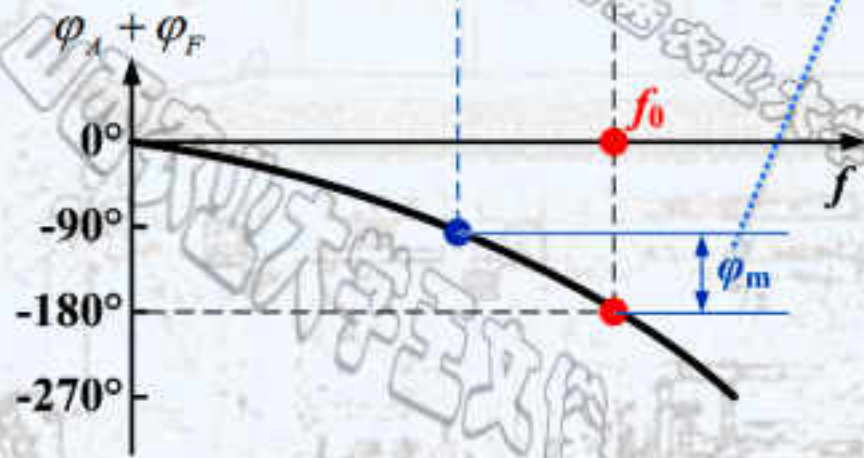
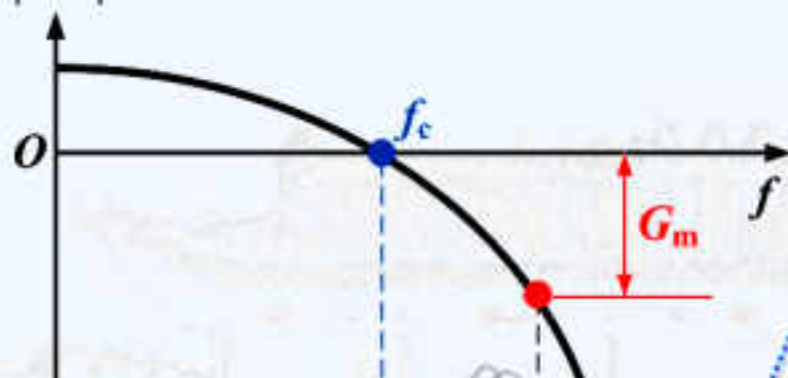
$$G_m = 20\lg|\dot{A}\dot{F}|_{f=f_0}$$

- 稳定的负反馈放大电路的  $G_m < 0$ ，而且  $|G_m|$  越大，电路越稳定。
- 通常认为  $G_m < -10\text{ dB}$ ，电路就具有足够的幅值稳定裕度。



## • 5、负反馈放大电路的稳定裕度

$20\lg|\dot{A}\dot{F}|/\text{dB}$



相位裕度  $\varphi_m$

- 定义  $f=f_c$  时的  $|\varphi_A + \varphi_F|$  与  $180^\circ$  的差值为相位裕度  $\varphi_m$ 。

$$\varphi_m = 180^\circ - |\varphi_A + \varphi_F|_{f=f_c}$$

- 稳定的负反馈放大电路的  $\varphi_m > 0^\circ$ ，而且  $\varphi_m$  越大，电路越稳定。
- 通常认为  $\varphi_m > 45^\circ$ ，电路就具有足够的相位稳定裕度。

综上所述，只有当  $G_m < -10\text{ dB}$  且  $\varphi_m > 45^\circ$  时，才认为负反馈放大电路具有可靠的稳定性。

## 十六、滞后补偿

### • 1、负反馈放大电路自激振荡的消除方法

通过对负反馈放大电路环路增益的频率特性分析可知：当  $f_0 < f_c$  时，电路不稳定，必然会产生自激振荡。

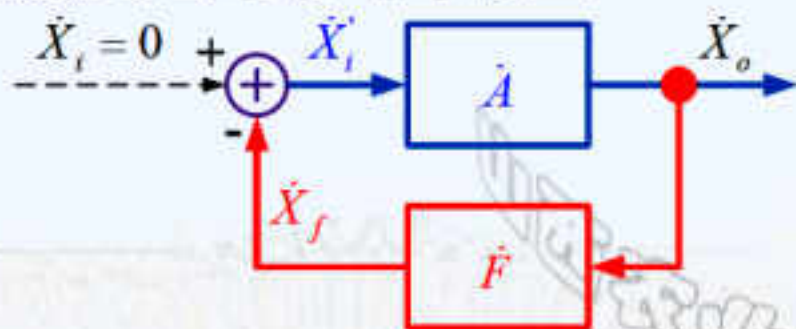
若采用某种方法能够改变  $AF$  的频率特性，使  $f_0$  不存在，或者即使存在  $f_0$ ，但  $f_0 > f_c$ ，那么就必然能够消除自激振荡。

由于自激振荡是由电路自身条件决定的，因此想要消除自激振荡，就必须对原有电路进行修改。

通常采用补偿的方法来消除自激振荡，包括：滞后补偿（简单滞后补偿、 $RC$  滞后补偿和密勒效应补偿）、超前补偿。



## • 2、某负反馈放大电路的环路增益



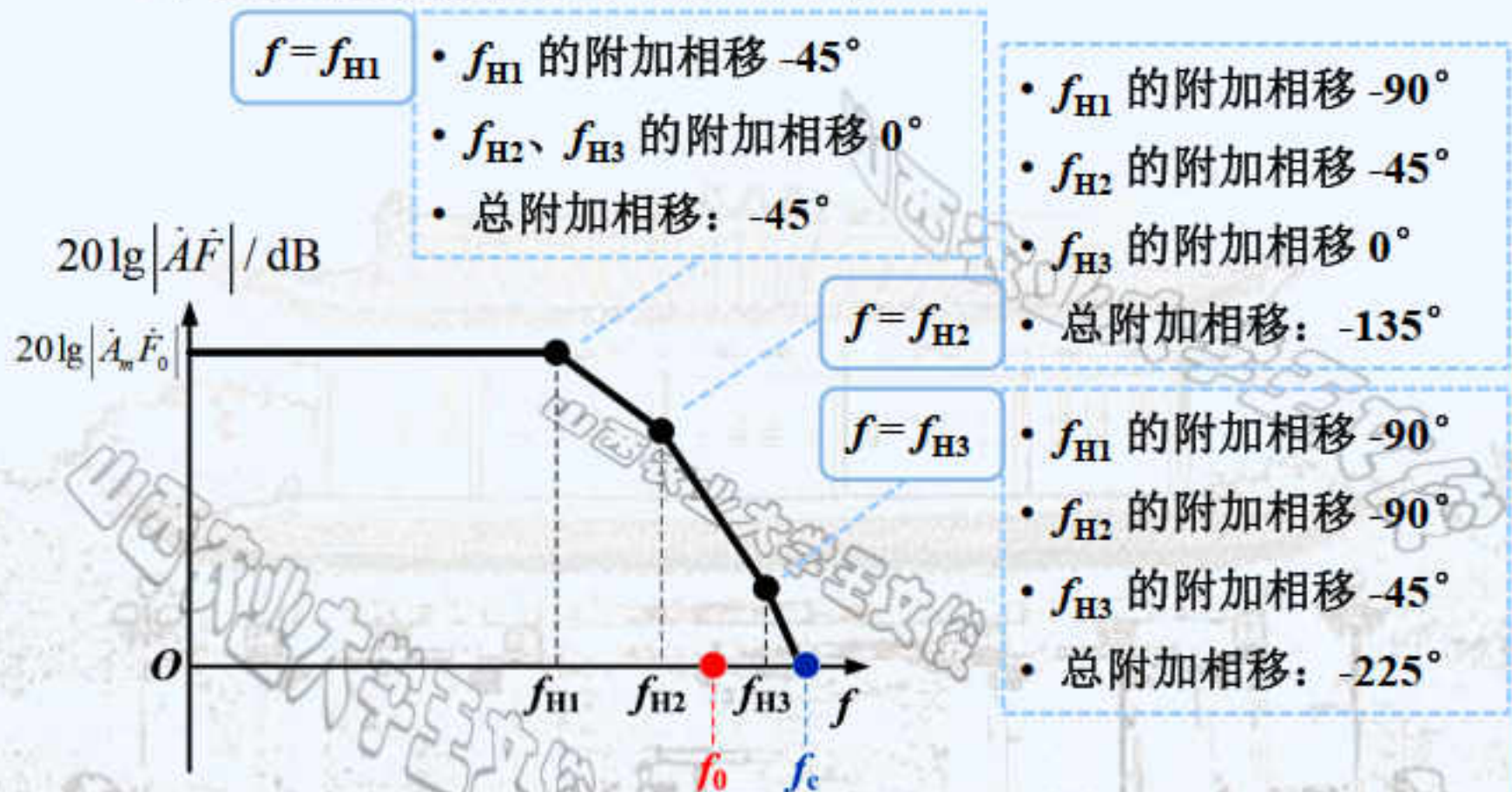
- 基本放大电路为三级放大电路，中频段输入与输出同相。其上限频率分别为  $f_{H1}$ 、 $f_{H2}$ 、 $f_{H3}$ ，且满足  $f_{H1} \ll f_{H2} \ll f_{H3}$ 。其放大倍数为：

$$\dot{A} = \dot{A}_m \frac{1}{\left(1 + j \frac{f}{f_{H1}}\right) \left(1 + j \frac{f}{f_{H2}}\right) \left(1 + j \frac{f}{f_{H3}}\right)}$$

- 反馈网络为纯电阻网络，反馈系数为正。其反馈系数为： $\dot{F} = \dot{F}_0$
- 因此，负反馈放大电路的环路增益为：

$$\dot{A}\dot{F} = \dot{A}_m \dot{F}_0 \frac{1}{\left(1 + j \frac{f}{f_{H1}}\right) \left(1 + j \frac{f}{f_{H2}}\right) \left(1 + j \frac{f}{f_{H3}}\right)}$$

## 2、某负反馈放大电路的环路增益

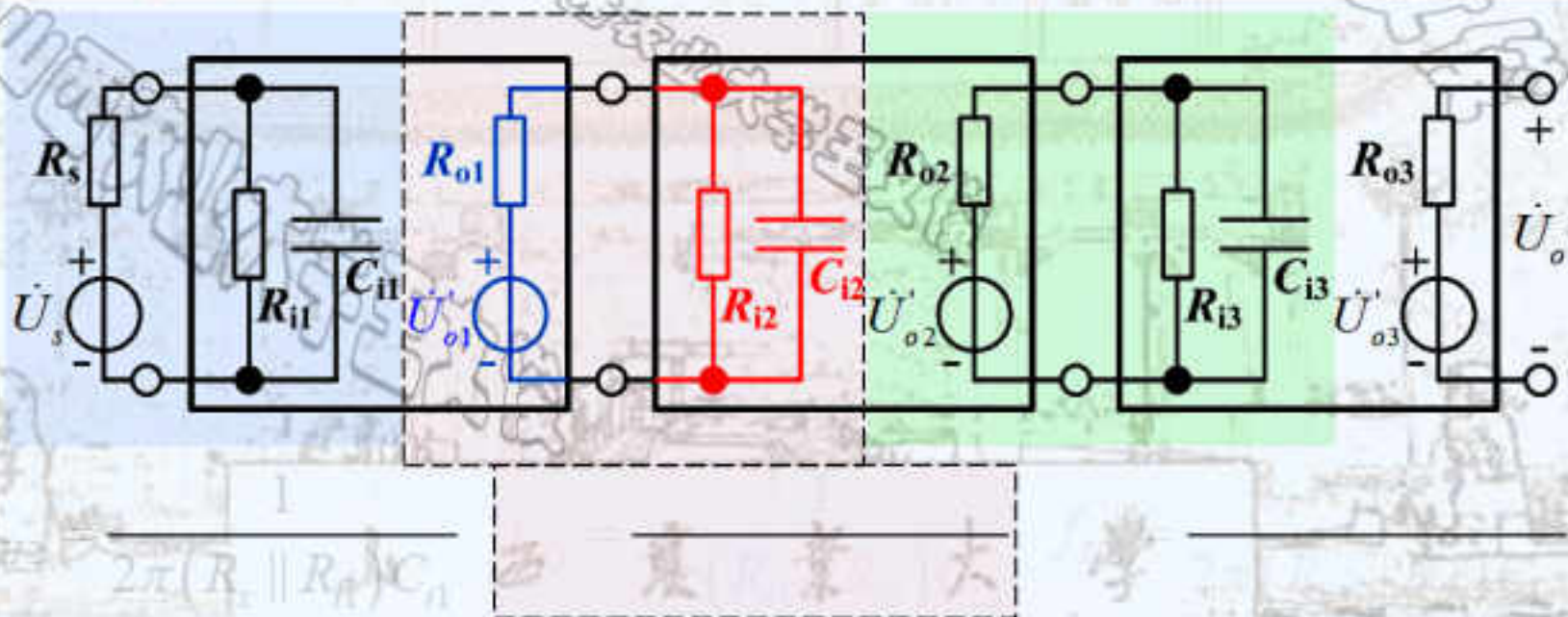
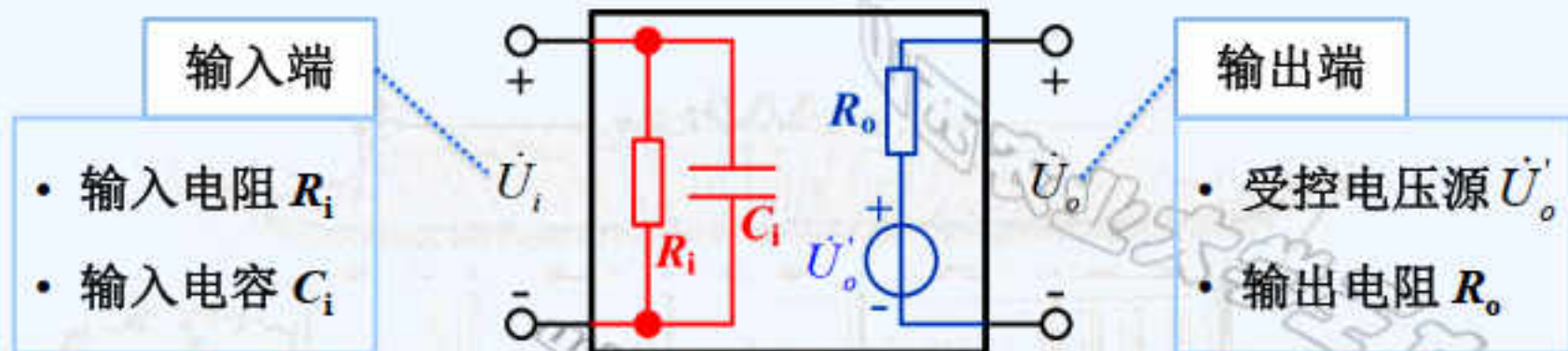


- 满足相位条件的频率  $f_0$  小于  $f_{H3}$ ；满足幅值条件的频率  $f_c$  大于  $f_{H3}$ ；因此  $f_0 < f_c$ ，电路不稳定，一定会产生自激振荡。

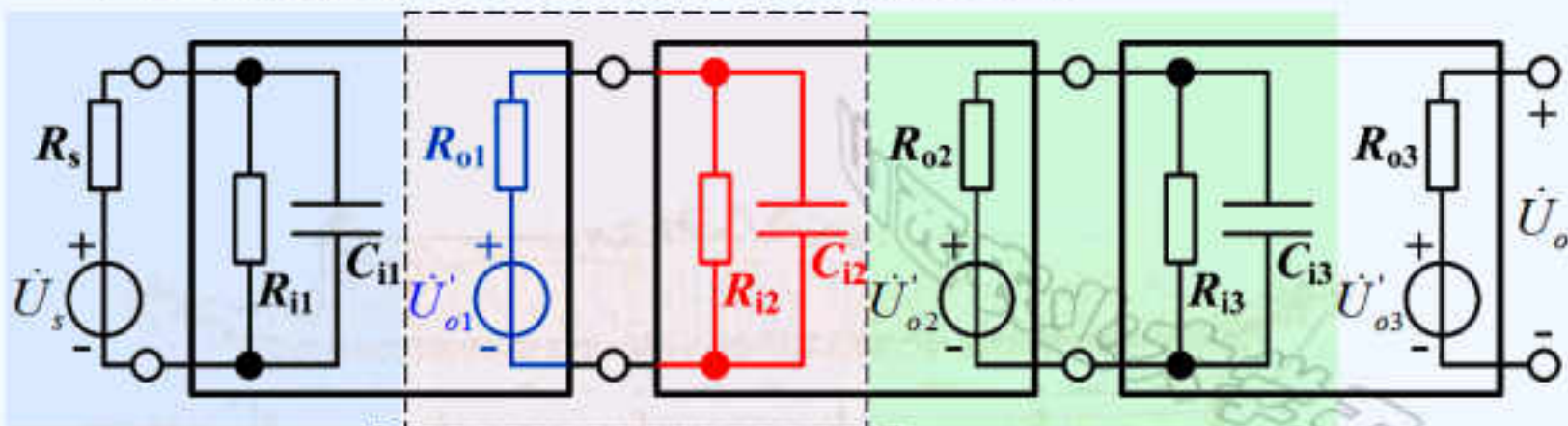


### • 3、基本放大电路的上限频率等效电路

任何一个放大电路，均可看成一个两端口网络。



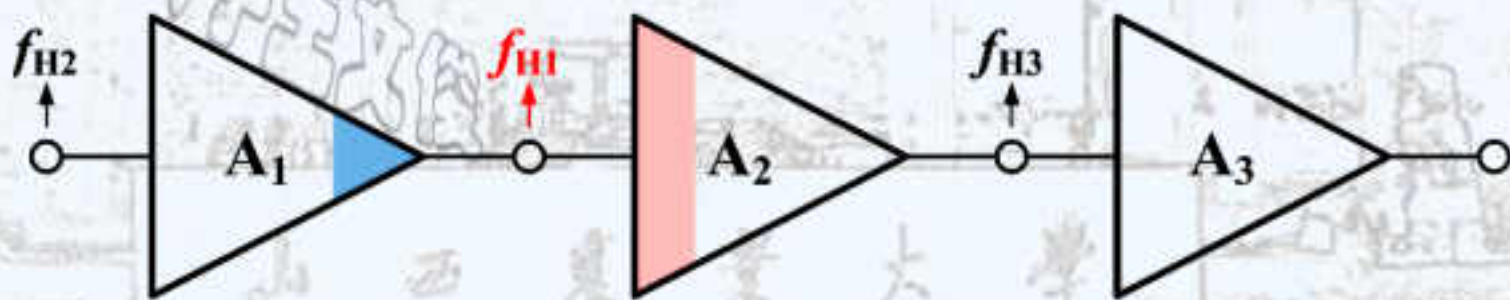
### 3、基本放大电路的上限频率等效电路



$$f_{H1} = \frac{1}{2\pi(R_{o1} \parallel R_{i2})C_{i2}}$$

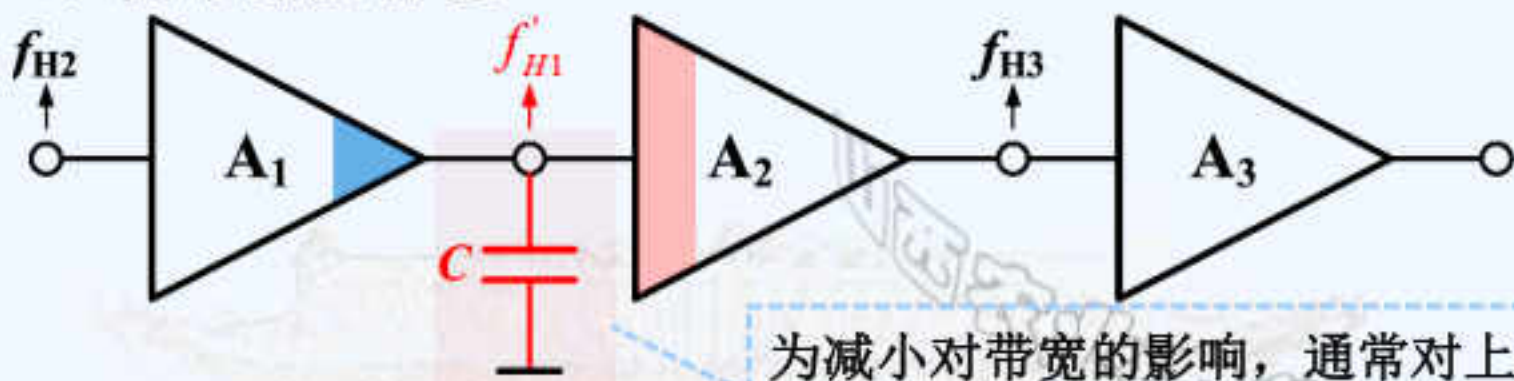
 $f_{H3}$ 

简化画法





#### • 4、简单滞后补偿



为减小对带宽的影响，通常对上限频率最低的一级电路进行补偿。

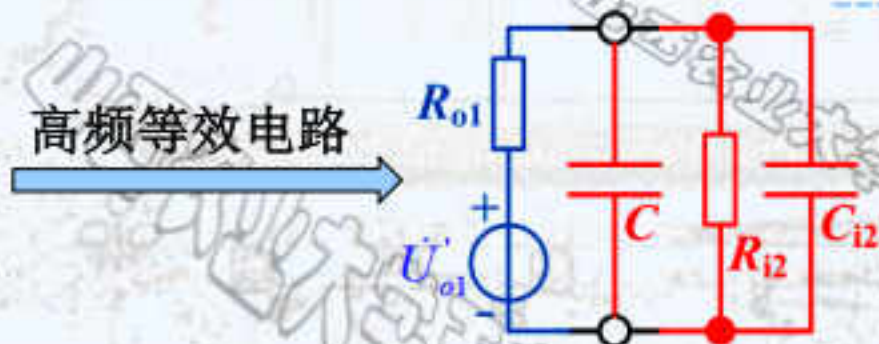
• 上限频率  $f_{H1}'$  为：

$$f_{H1}' = \frac{1}{2\pi(R_{o1} \parallel R_{i2})(C_{i2} \parallel C)}$$

• 加补偿电容  $C$  后，放大电路的环路增益变为：

$$\dot{A}\dot{F} = \dot{A}_m \dot{F}_0 \frac{1}{\left(1 + j \frac{f}{f_{H1}'}\right) \left(1 + j \frac{f}{f_{H2}}\right) \left(1 + j \frac{f}{f_{H3}}\right)}$$

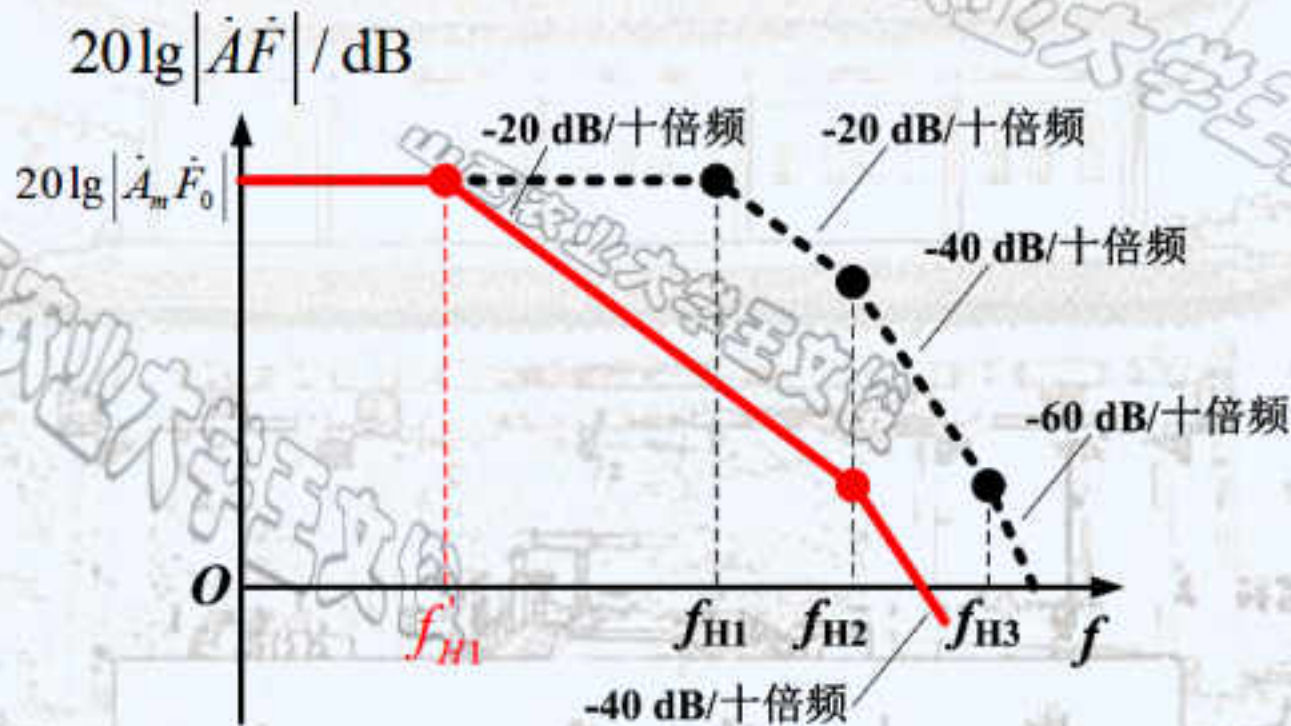
高频等效电路



## • 4、简单滞后补偿

$$\text{补偿前 } f_{H1} = \frac{1}{2\pi(R_{o1} \parallel R_{i2})C_{i2}} \quad \text{补偿后 } f'_{H1} = \frac{1}{2\pi(R_{o1} \parallel R_{i2})(C_{i2} \parallel C)}$$

- 简单滞后补偿后，上限频率  $f'_{H1}$  小于原有上限频率  $f_{H1}$ 。

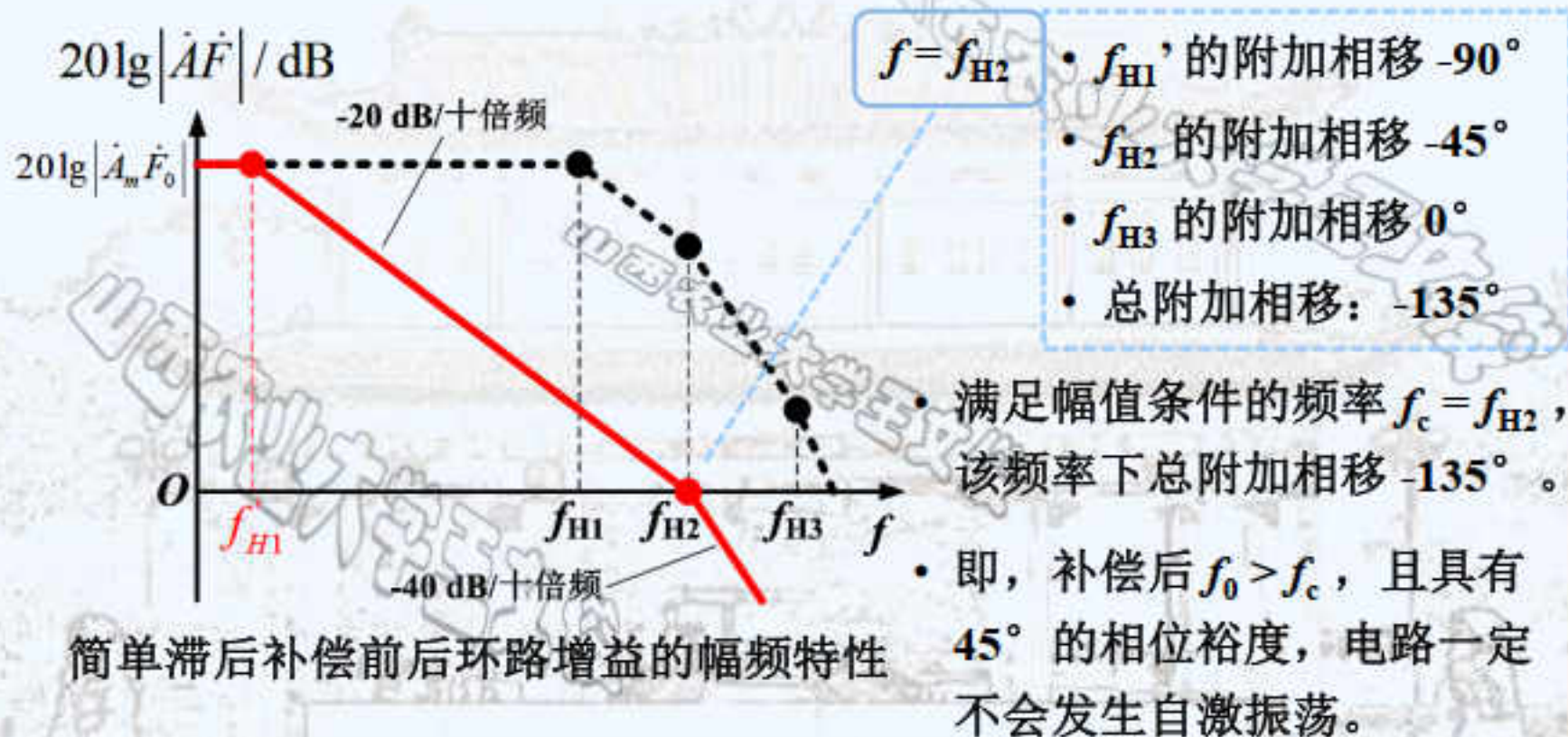


简单滞后补偿前后环路增益的幅频特性



#### • 4、简单滞后补偿

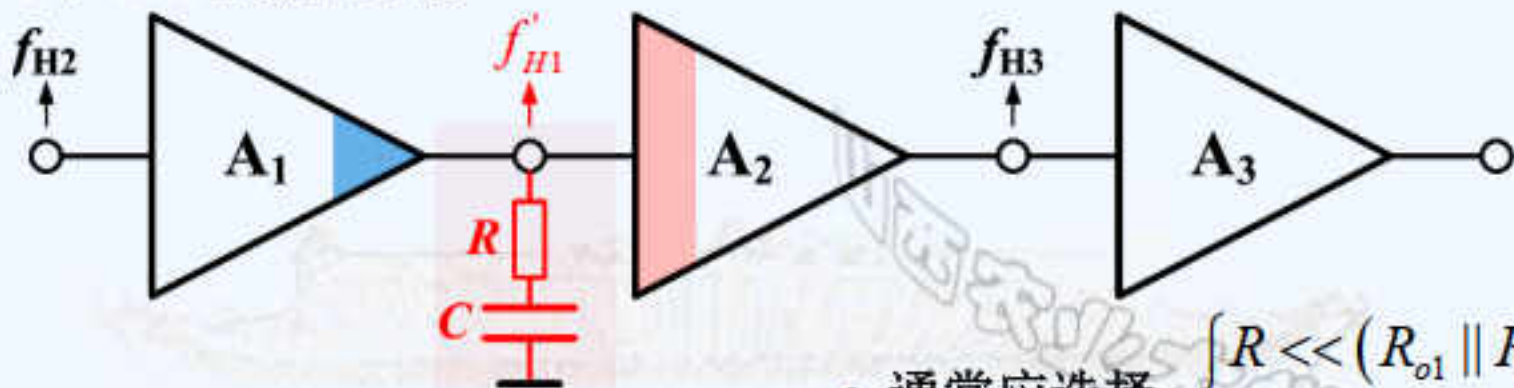
- 令:  $f=f_{H2}$  时,  $20\lg|\dot{A}\dot{F}|=0\text{dB}$ , 且  $f_{H2} \geq 10f_{H1}'$  (即  $f_{H2} \gg f_{H1}'$ ), 则简单滞后补偿后的环路增益的幅频特性如下图所示。



简单滞后补偿前后环路增益的幅频特性

- 简单滞后补偿的代价是带宽大大变窄。

## • 5、RC 滞后补偿



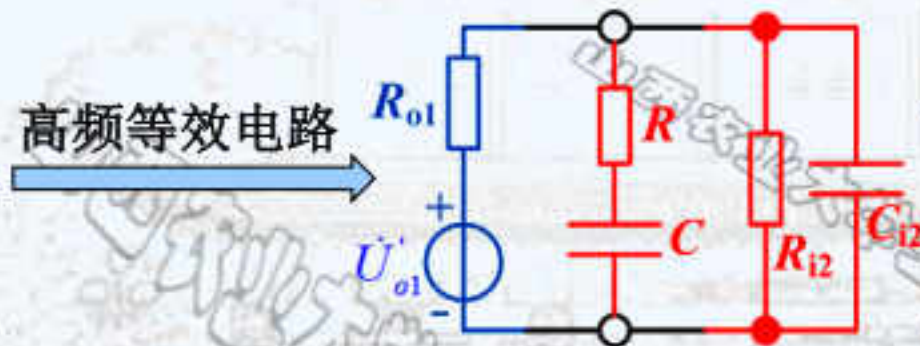
- 通常应选择:  $\begin{cases} R \ll (R_{o1} \parallel R_{i2}) \\ C \gg C_{i2} \end{cases}$

- 则,  $RC$  和  $C_{i2}$  的复阻抗关系:

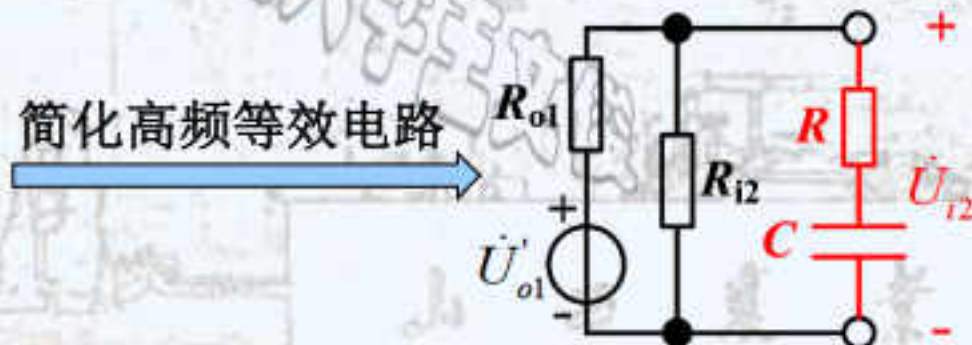
$$\frac{1}{j\omega C_{i2}} \gg R + \frac{1}{j\omega C}$$

- 近似分析时可认为  $C_{i2}$  开路。

高频等效电路

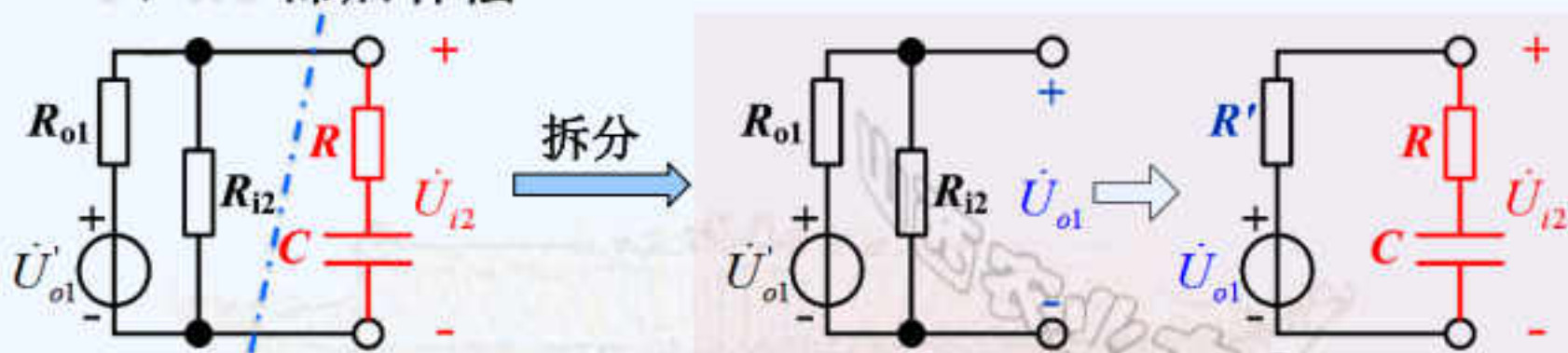


简化高频等效电路





## • 5、RC 滞后补偿



• 等效电压源电压:  $\dot{U}_{o1} = \frac{R_{i2}}{R_{o1} + R_{i2}} \dot{U}'_{o1}$

• 等效电压源内阻:  $R' = R_{o1} \parallel R_{i2}$

• 输出和输入电压之比:

$$\frac{\dot{U}_{i2}}{\dot{U}_{o1}} = \frac{R + \frac{1}{j\omega C}}{R' + R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1 + j\omega RC}{1 + j\omega(R' + R)C}$$

- 5、RC 滞后补偿

$$\bullet \text{ 令: } \begin{cases} f'_{H1} = \frac{1}{2\pi(R'+R)C} \\ f'_{H2} = \frac{1}{2\pi RC} \end{cases} \longrightarrow \begin{cases} (R'+R)C = \frac{1}{2\pi f'_{H1}} \\ RC = \frac{1}{2\pi f'_{H2}} \end{cases}$$

- 于是:

$$\frac{\dot{U}_{i2}}{\dot{U}_{o1}} = \frac{1+j\omega RC}{1+j\omega(R'+R)C} = \frac{1+j(2\pi f)\frac{1}{2\pi f'_{H2}}}{1+j(2\pi f)\frac{1}{2\pi f'_{H1}}} = \frac{1+j\frac{f}{f'_{H2}}}{1+j\frac{f}{f'_{H1}}}$$

- 补偿后, 上限频率  $f_{H1}$  的附加项由原来的  $\frac{1}{1+j\frac{f}{f_{H1}}}$  变为  $\frac{1+j\frac{f}{f'_{H2}}}{1+j\frac{f}{f'_{H1}}}$



## • 5、RC 滞后补偿

- 补偿后，放大电路的环路增益表达式为：

$$\dot{A}\dot{F} = \dot{A}_m\dot{F}_0 \frac{1 + j\frac{f}{f'_{H2}}}{1 + j\frac{f}{f_{H1}}} \frac{1}{\left(1 + j\frac{f}{f_{H2}}\right)} \frac{1}{\left(1 + j\frac{f}{f_{H3}}\right)}$$

- 取 RC 使  $f_{H2} = f'_{H2}$ ，则环路增益变为：

$$\dot{A}\dot{F} = \dot{A}_m\dot{F}_0 \frac{1}{\left(1 + j\frac{f}{f_{H1}}\right) \left(1 + j\frac{f}{f_{H3}}\right)}$$

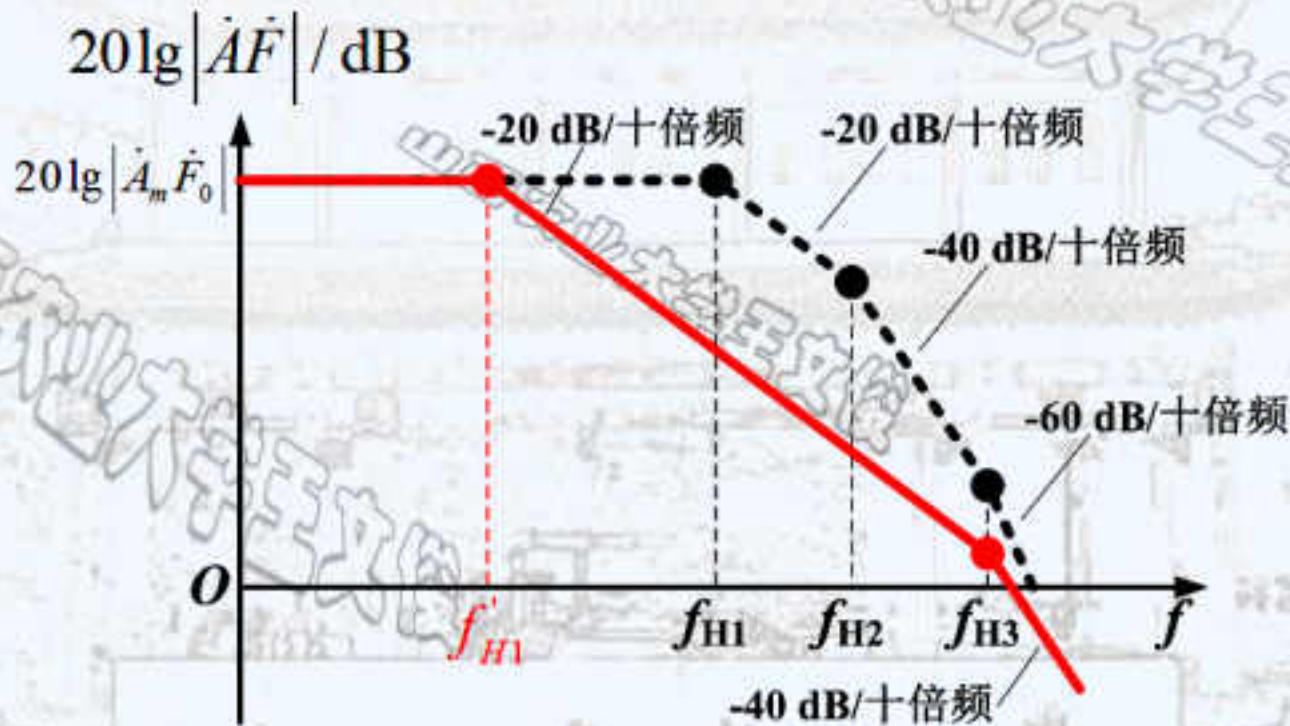
- 补偿后，环路增益的幅频特性曲线中只有两个拐点，满足相位要求的频率  $f_0$  不存在，因此电路不可能产生自激振荡。

## • 5、RC 滞后补偿

补偿前  $f_{H1} = \frac{1}{2\pi(R_{o1} \parallel R_{i2})C_{i2}}$

补偿后  $f'_{H1} = \frac{1}{2\pi(R_{o1} \parallel R_{i2} + R)C}$

- RC 滞后补偿后，上限频率  $f'_{H1}$  小于原有上限频率  $f_{H1}$ 。

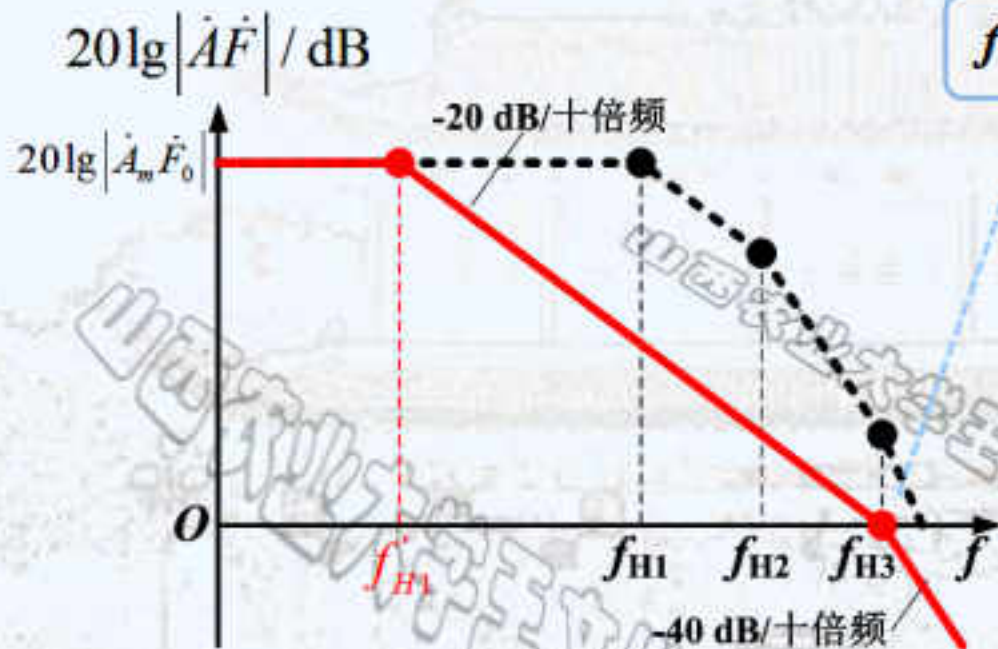


RC 滞后补偿前后环路增益的幅频特性



## • 5、RC 滞后补偿

- 令:  $f=f_{H3}$  时,  $20\lg|\dot{A}\dot{F}|=0\text{dB}$ , 且  $f_{H3} \geq 10f_{H1}'$  (即  $f_{H3} \gg f_{H1}'$ ), 则 RC 滞后补偿后的环路增益的幅频特性如下图所示。



$f=f_{H3}$  •  $f_{H1}'$  的附加相移  $-90^\circ$

•  $f_{H3}$  的附加相移  $-45^\circ$

• 总附加相移:  $-135^\circ$

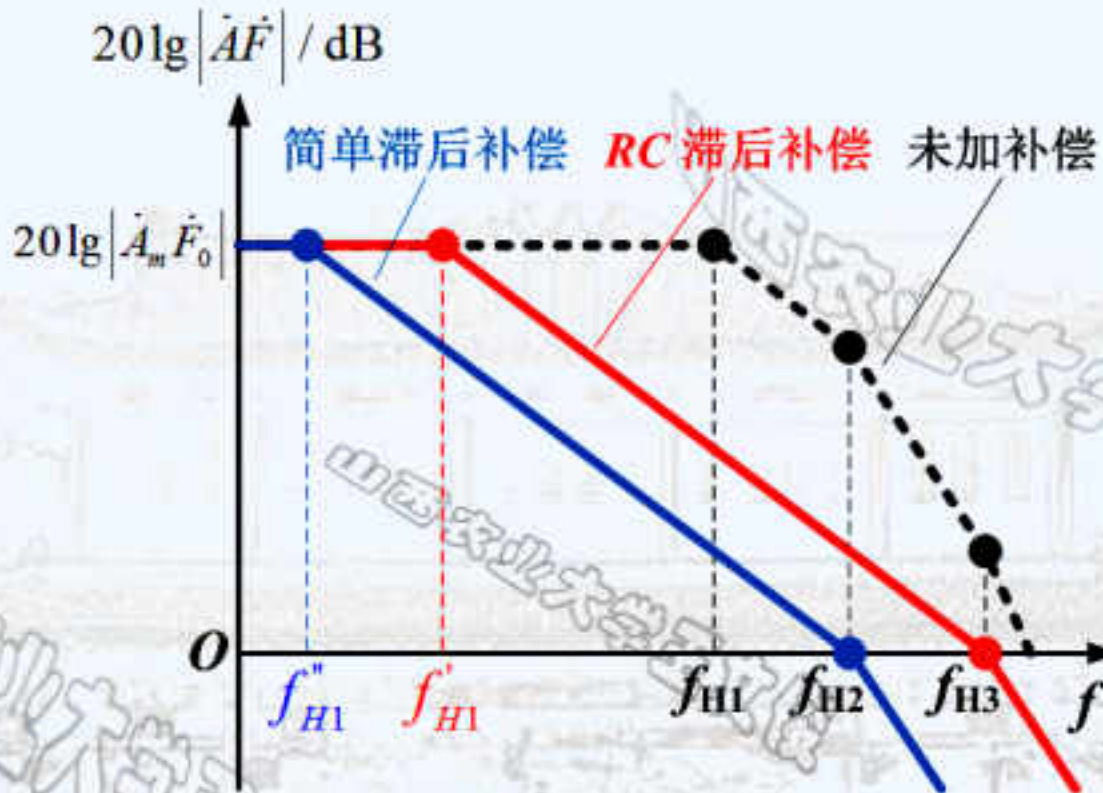
- 满足幅值条件的频率  $f_c = f_{H3}$ , 该频率下总附加相移  $-135^\circ$ 。

- 即, 补偿后  $f_0 > f_c$ , 且具有  $45^\circ$  的相位裕度, 电路一定不会发生自激振荡。

RC 滞后补偿前后环路增益的幅频特性

- RC 滞后补偿同样会使带宽变窄。

## • 5、RC 滞后补偿



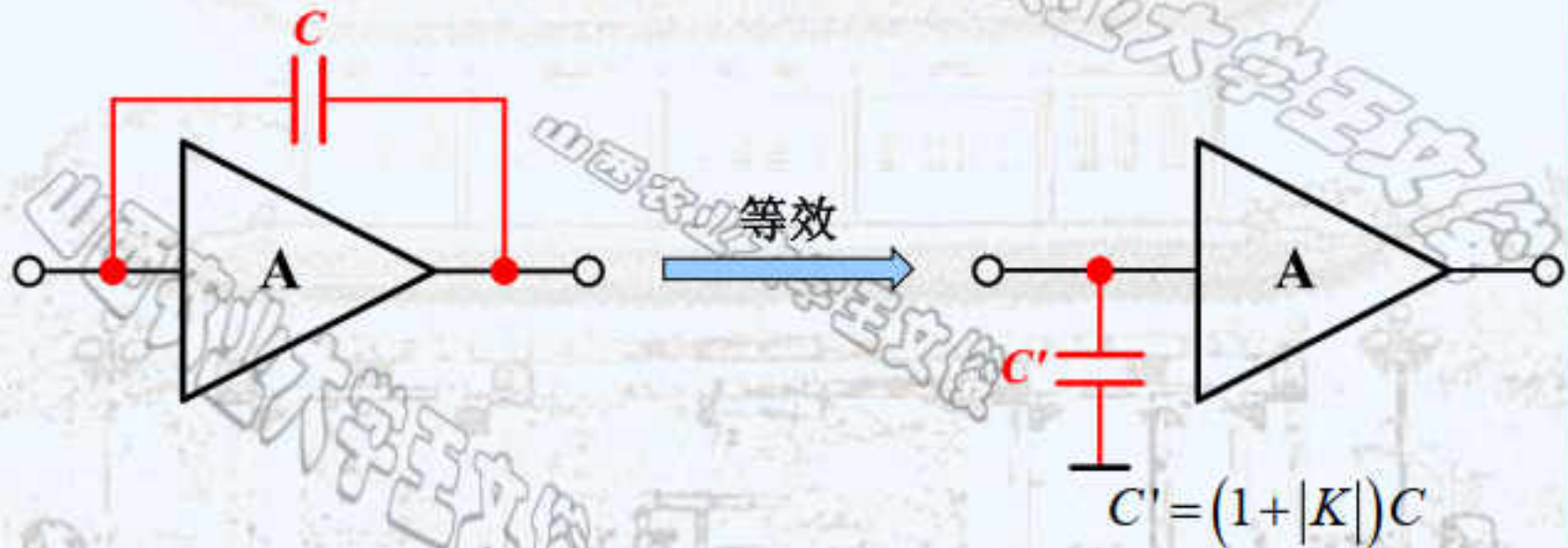
- RC 滞后补偿比简单滞后补偿的带宽有所改善。
- 实际上，当  $f=f_{H3}$  时，即使  $20\lg|\dot{A}\dot{F}| > 0\text{dB}$ ，但由于不存在满足相位条件的频率  $f_0$ ，电路也不可能产生自激振荡，因此 RC 补偿后的幅频特性曲线还可右移，即频带还可更宽些。



## • 6、密勒效应补偿

密勒效应

- 在反相放大电路中，跨接在输入与输出之间的电容，其等效到输入端的电容值会扩大为原电容值的  $1+|K|$  倍。
- 其中  $K$  是该级放大电路电压放大倍数。



- 例如：电压放大倍数  $A = -100$ ，接在输入与输出间的电容  $C = 20 \text{ pF}$ ，则等效到输入端的电容为： $C' = (1 + |K|)C \approx 100 \times 20 \text{ pF} = 2000 \text{ pF}$

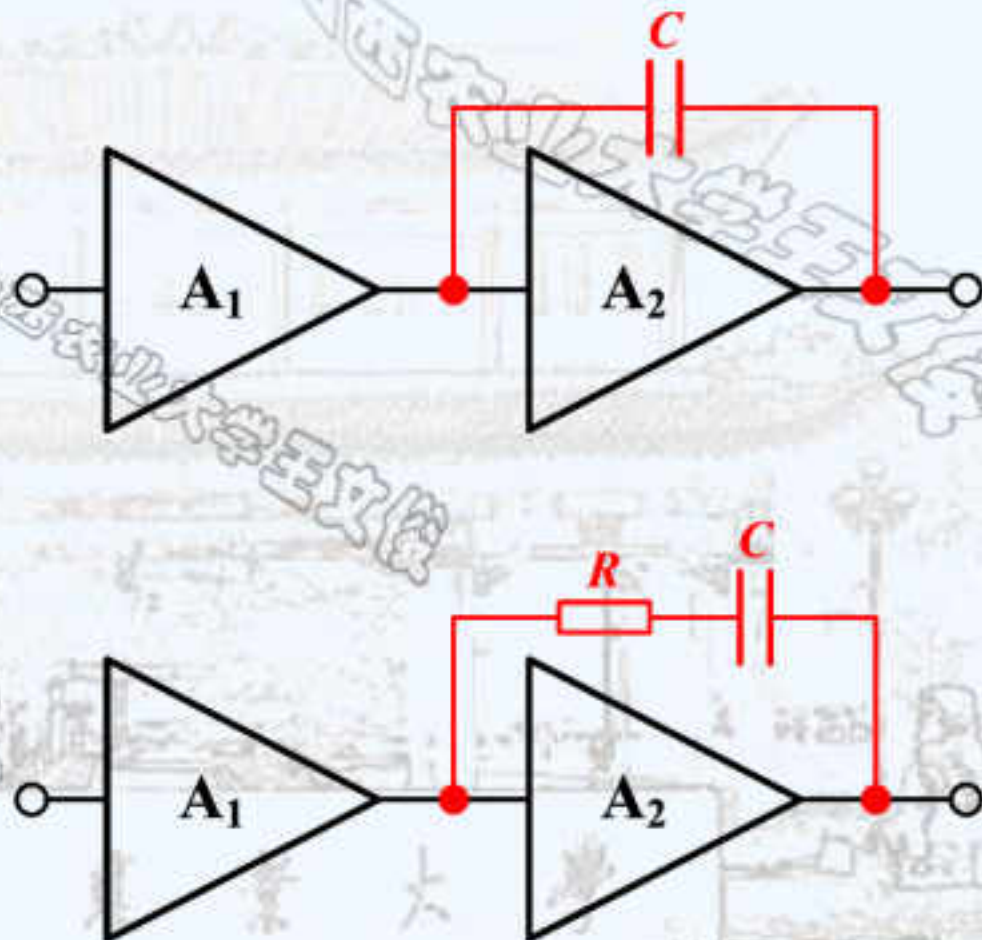
## • 6、密勒效应补偿

利用密勒效应，将补偿电容，或补偿电阻和电容跨接在放大电路的输入端和输出端，可以有效减小补偿电容的容量，节省芯片的面积。

密勒效应补偿电路

电容补偿

电容-电阻补偿

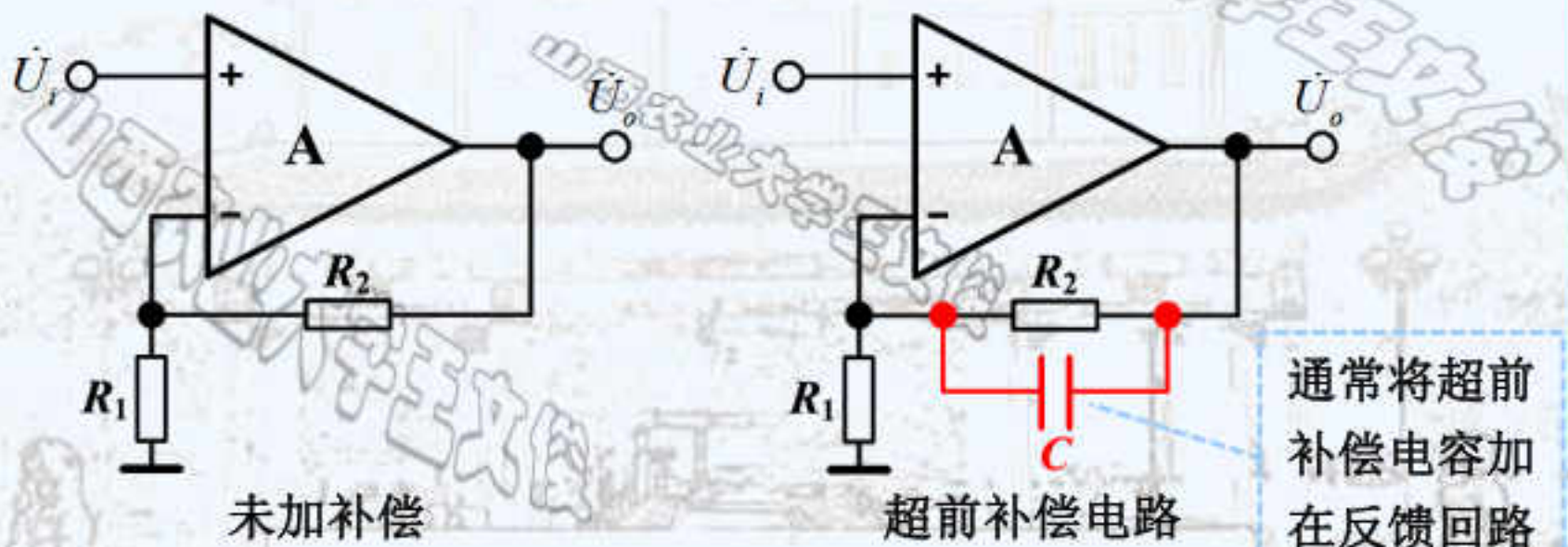




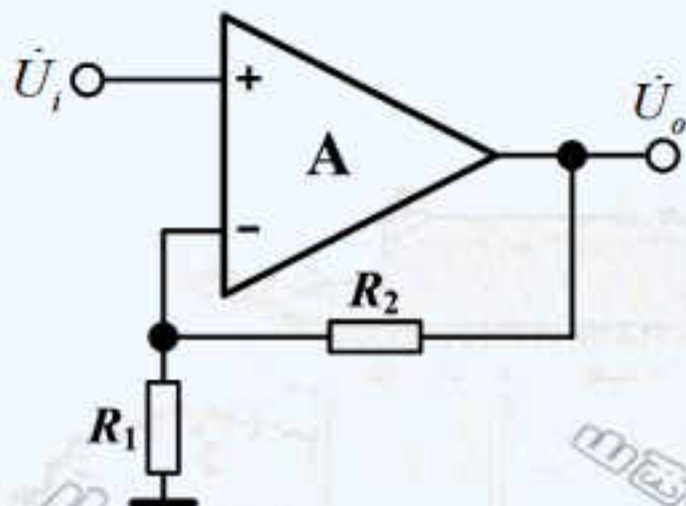
## 十七、超前补偿

### • 1、超前补偿

若改变负反馈放大电路在环路增益为 **0 dB** 点的相位，使之超前，则  $f_0 > f_c$ ，也能破坏其自激振荡条件，这种补偿方法称为超前补偿方法。



## • 2、未加补偿电路分析



- 基本放大电路为三级放大电路，中频段输入与输出同相。其上限频率分别为  $f_{H1}$ 、 $f_{H2}$ 、 $f_{H3}$ ，且满足  $f_{H1} \ll f_{H2} \ll f_{H3}$ 。其放大倍数为：

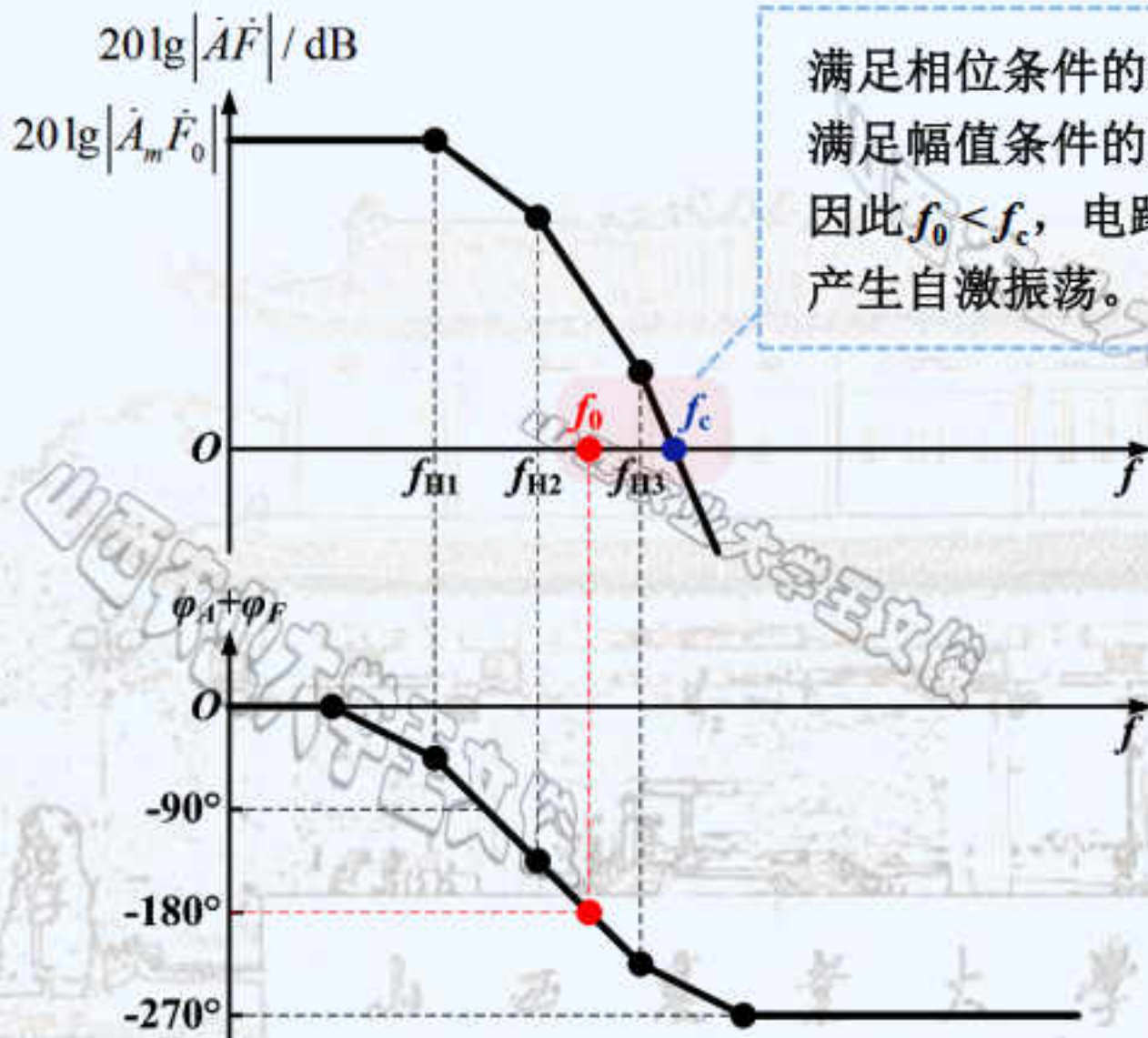
$$\dot{A} = \dot{A}_m \frac{1}{\left(1 + j \frac{f}{f_{H1}}\right) \left(1 + j \frac{f}{f_{H2}}\right) \left(1 + j \frac{f}{f_{H3}}\right)}$$

- 反馈网络的反馈系数为： $\dot{F}_0 = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$
- 因此，负反馈放大电路的环路增益为：

$$\dot{A}\dot{F} = \dot{A}_m \dot{F}_0 \frac{1}{\left(1 + j \frac{f}{f_{H1}}\right) \left(1 + j \frac{f}{f_{H2}}\right) \left(1 + j \frac{f}{f_{H3}}\right)}$$

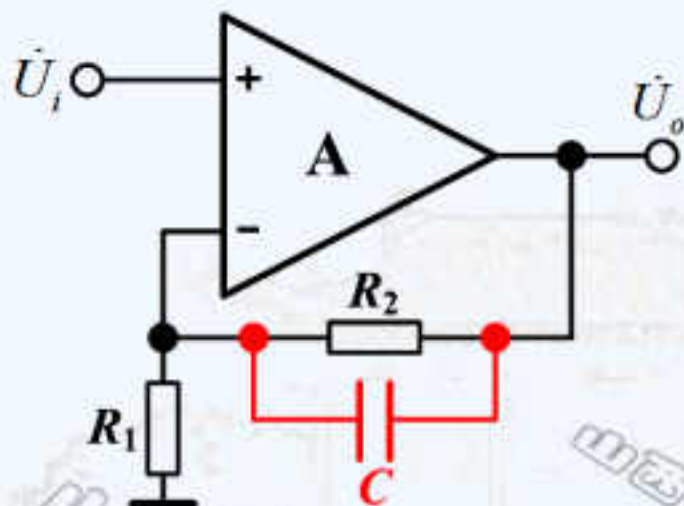


## • 2、未加补偿电路分析



满足相位条件的频率  $f_0$  小于  $f_{H3}$  ;  
 满足幅值条件的频率  $f_c$  大于  $f_{H3}$  ;  
 因此  $f_0 < f_c$ , 电路不稳定, 一定会产生自激振荡。

### • 3、补偿后的反馈网络分析



- 基本放大电路不变，电压放大倍数的表达式不变，因此只需要分析反馈网络。
- 加补偿电容后，反馈网络的反馈系数为：

$$\begin{aligned}\dot{F} &= \frac{R_1}{R_1 + R_2 \parallel \frac{1}{j\omega C}} \\ &= \frac{R_1}{R_1 + \frac{R_2 \frac{1}{j\omega C}}{R_2 + \frac{1}{j\omega C}}} = \frac{R_1}{R_1 + \frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C}}\end{aligned}$$

- 分子分母同乘以  $(1 + j\omega R_2 C)$ ，得：

$$\dot{F} = \frac{(1 + j\omega R_2 C) R_1}{(1 + j\omega R_2 C) R_1 + R_2} = \frac{(1 + j\omega R_2 C) R_1}{R_1 + R_2 + j\omega R_1 R_2 C}$$



### • 3、补偿后的反馈网络分析

- 提出  $\frac{R_1}{R_1 + R_2}$ ，得：

$$\dot{F} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1 + j\omega R_2 C}{1 + j\omega \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C} = F_0 \cdot \frac{1 + j\omega R_2 C}{1 + j\omega (R_1 \parallel R_2) C}$$

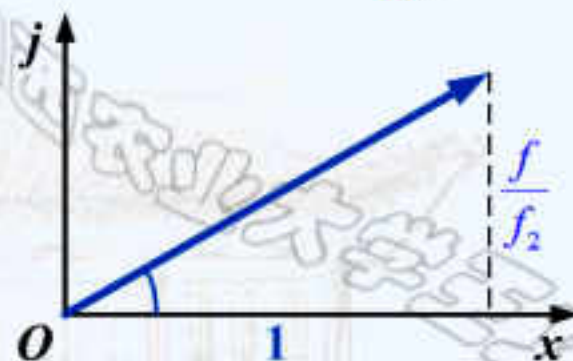
$$\text{令: } \begin{cases} f_1 = \frac{1}{2\pi R_2 C} \\ f_2 = \frac{1}{2\pi (R_1 \parallel R_2) C} > f_c > f_1 \end{cases} \longrightarrow \begin{cases} R_2 C = \frac{1}{2\pi f_1} \\ (R_1 \parallel R_2) C = \frac{1}{2\pi f_2} \end{cases}$$

- 加补偿电容后，反馈网络的反馈系数为：

$$\dot{F} = F_0 \cdot \frac{1 + j\omega R_2 C}{1 + j\omega (R_1 \parallel R_2) C} = F_0 \cdot \frac{1 + j(2\pi f) \frac{1}{2\pi f_1}}{1 + j(2\pi f) \frac{1}{2\pi f_2}} = F_0 \cdot \frac{1 + j \frac{f}{f_1}}{1 + j \frac{f}{f_2}}$$

### • 3、补偿后的反馈网络分析

- 加补偿电容后，反馈网络的反馈系数为： $\dot{F} = F_0 \bullet 1 + j \frac{f}{f_1} / 1 + j \frac{f}{f_2}$



$$1 + j \frac{f}{f_1} = \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_1}\right)^2} e^{j \arctan \frac{f}{f_1}}$$

$$1 + j \frac{f}{f_2} = \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_2}\right)^2} e^{j \arctan \frac{f}{f_2}}$$

• 频率特性：

$$\begin{cases} 20\lg|\dot{F}| = 20\lg|\dot{F}_0| + 20\lg \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_1}\right)^2} - 20\lg \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_2}\right)^2} \\ \varphi_F = \arctan \frac{f}{f_1} - \arctan \frac{f}{f_2} \end{cases}$$



### • 3、补偿后的反馈网络分析

• 频率特性:

$$\begin{cases} 20\lg|\dot{F}| = 20\lg|\dot{F}_0| + 20\lg\sqrt{1+\left(\frac{f}{f_1}\right)^2} - 20\lg\sqrt{1+\left(\frac{f}{f_2}\right)^2} \\ \varphi_F = \arctan\frac{f}{f_1} - \arctan\frac{f}{f_2} \end{cases}$$

• ① 当  $f \ll f_1 \ll f_2$  时,  $\begin{cases} 20\lg|\dot{F}| \approx 20\lg|\dot{F}_0| \\ \varphi_F \approx 0^\circ \end{cases}$

• ② 当  $f = f_1 \ll f_2$  时,  $\begin{cases} 20\lg|\dot{F}| \approx 20\lg|\dot{F}_0| + 20\lg\sqrt{2} \\ \varphi_F \approx 45^\circ \end{cases}$

• ③ 当  $f_1 \ll f \ll f_2$  时,  $\begin{cases} 20\lg|\dot{F}| \approx 20\lg|\dot{F}_0| + 20\lg\frac{f}{f_1} & \text{斜率为: } 20 \text{ dB/十倍频} \\ \varphi_F \approx 90^\circ \end{cases}$

### • 3、补偿后的反馈网络分析

• 频率特性:

$$\begin{cases} 20\lg|\dot{F}| = 20\lg|\dot{F}_0| + 20\lg\sqrt{1+\left(\frac{f}{f_1}\right)^2} - 20\lg\sqrt{1+\left(\frac{f}{f_2}\right)^2} \\ \varphi_F = \arctan\frac{f}{f_1} - \arctan\frac{f}{f_2} \end{cases}$$

• ④ 当  $f = f_2 \gg f_1$  时,

$$\begin{cases} 20\lg|\dot{F}| \approx 20\lg|\dot{F}_0| + 20\lg\frac{f}{f_1} - 20\lg\sqrt{2} \\ \varphi_F \approx 45^\circ \end{cases}$$

• ⑤ 当  $f \gg f_2 \gg f_1$  时,

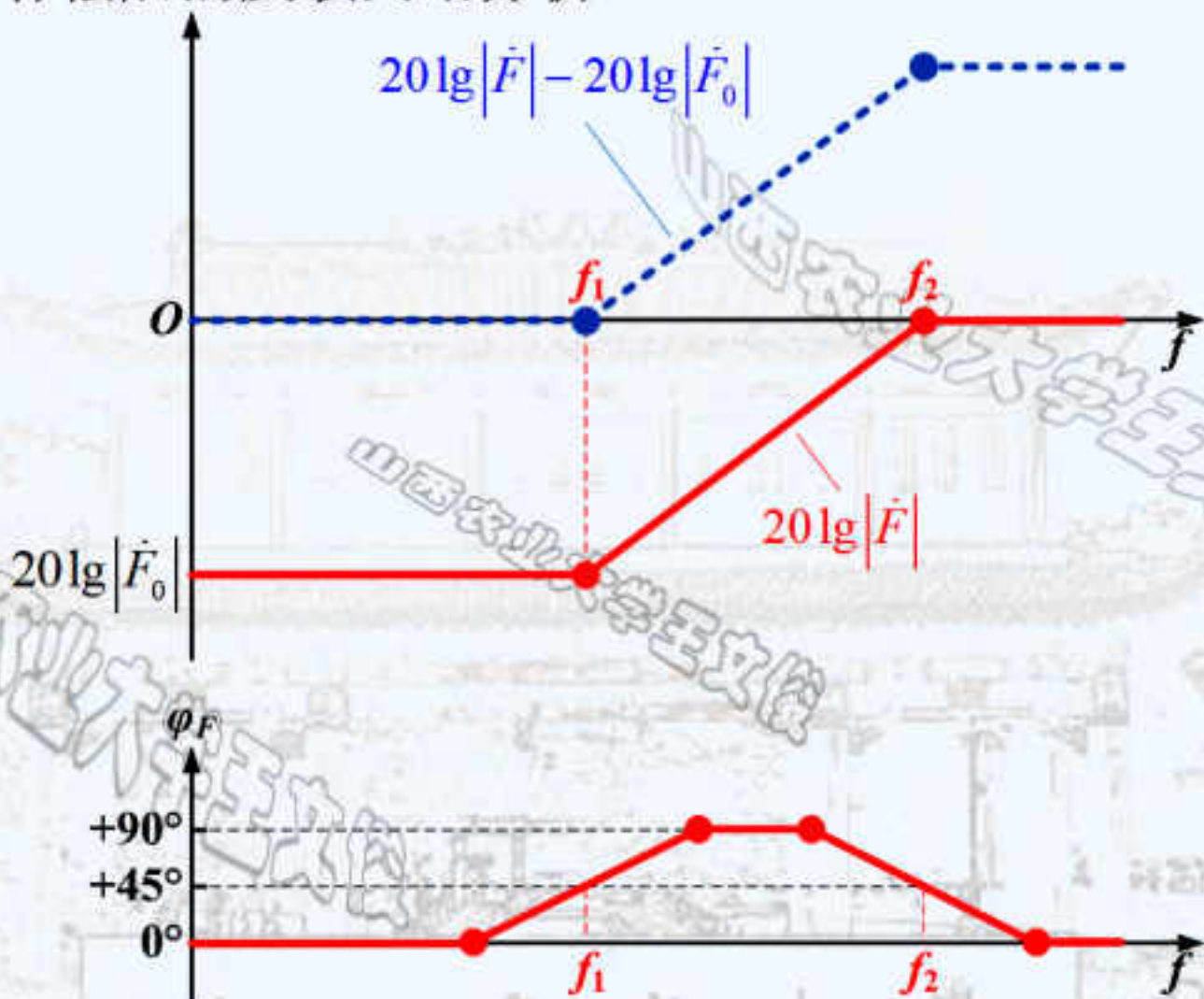
$$\begin{cases} 20\lg|\dot{F}| \approx 20\lg|\dot{F}_0| + 20\lg\frac{f}{f_1} - 20\lg\frac{f}{f_2} \\ \varphi_F \approx 0^\circ \end{cases}$$

↓

$$20\lg|\dot{F}| \approx 20\lg|\dot{F}_0| - 20\lg\frac{f_1}{f_2} = 20\lg|\dot{F}_0| - 20\lg|\dot{F}_0| = 0$$



### • 3、补偿后的反馈网络分析



反馈网络的波特图

## • 4、超前补偿后的波特图

- 补偿前的幅频特性:

$$20\lg|\dot{A}\dot{F}_0| = 20\lg|\dot{A}| + 20\lg|\dot{F}_0|$$

- 补偿后反馈网络的幅频特性:

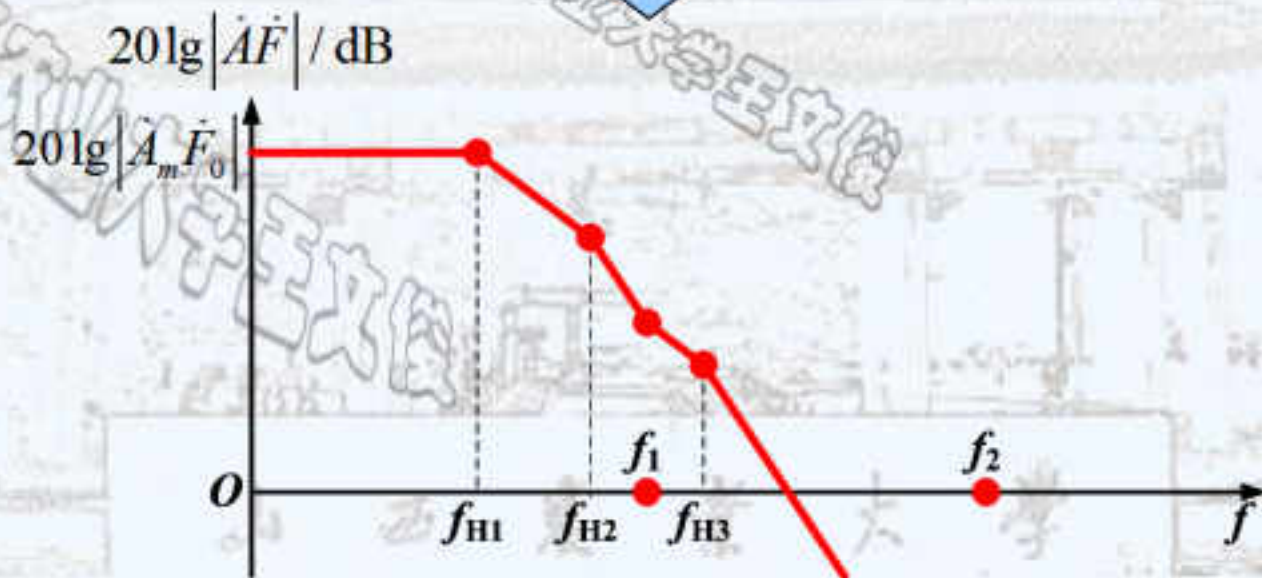
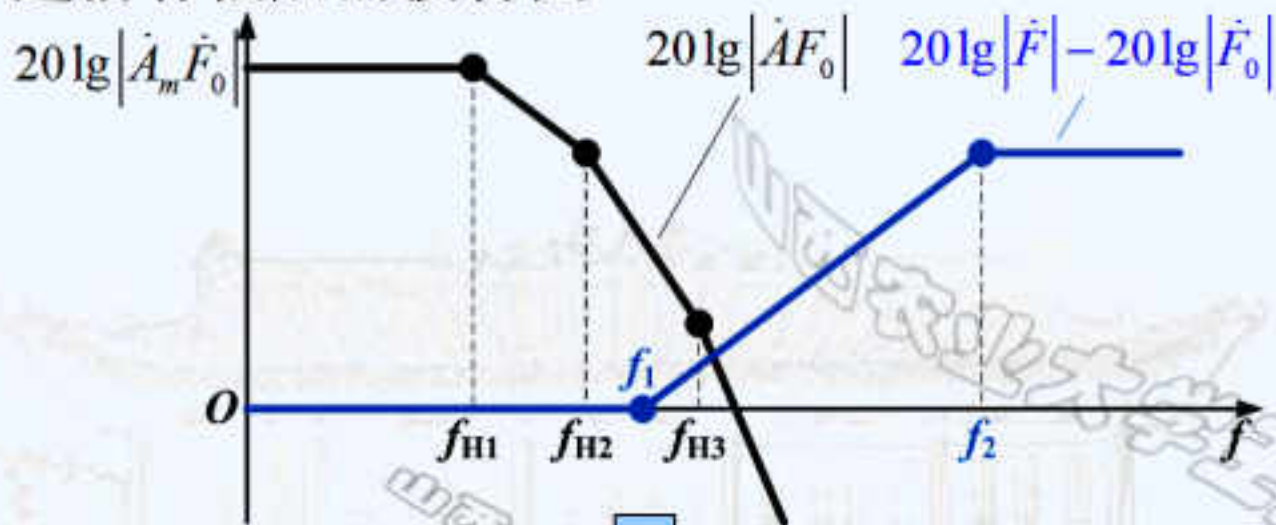
$$20\lg|\dot{F}| = 20\lg|\dot{F}_0| + (20\lg|\dot{F}| - 20\lg|\dot{F}_0|)$$

- 补偿后的幅频特性:

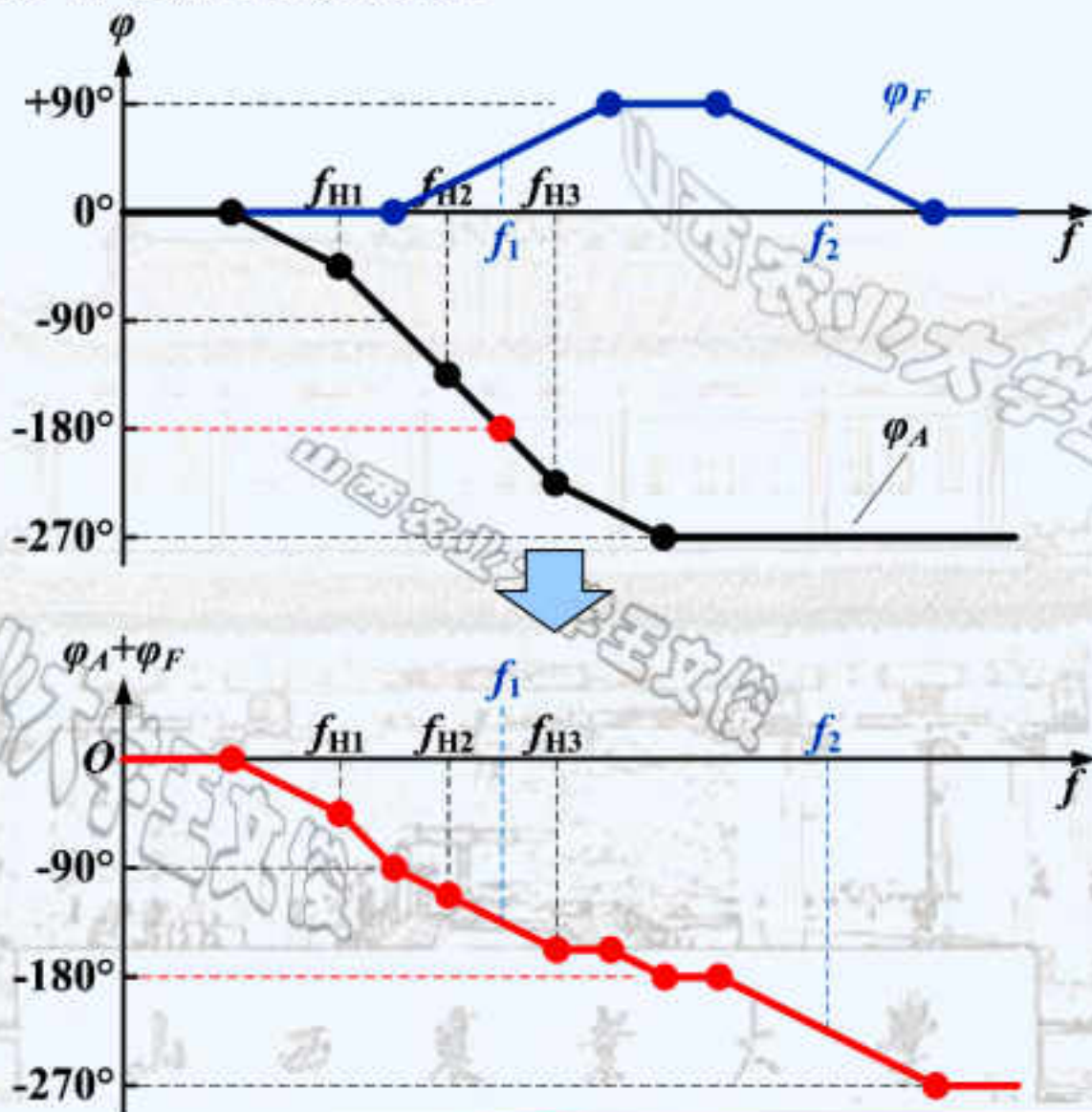
$$\begin{aligned} 20\lg|\dot{A}\dot{F}| &= 20\lg|\dot{A}| + 20\lg|\dot{F}| \\ &= 20\lg|\dot{A}| + 20\lg|\dot{F}_0| + (20\lg|\dot{F}| - 20\lg|\dot{F}_0|) \\ &= \underbrace{20\lg|\dot{A}\dot{F}_0|}_{\text{补偿前}} + (20\lg|\dot{F}| - 20\lg|\dot{F}_0|) \end{aligned}$$



# 4、超前补偿后的波特图

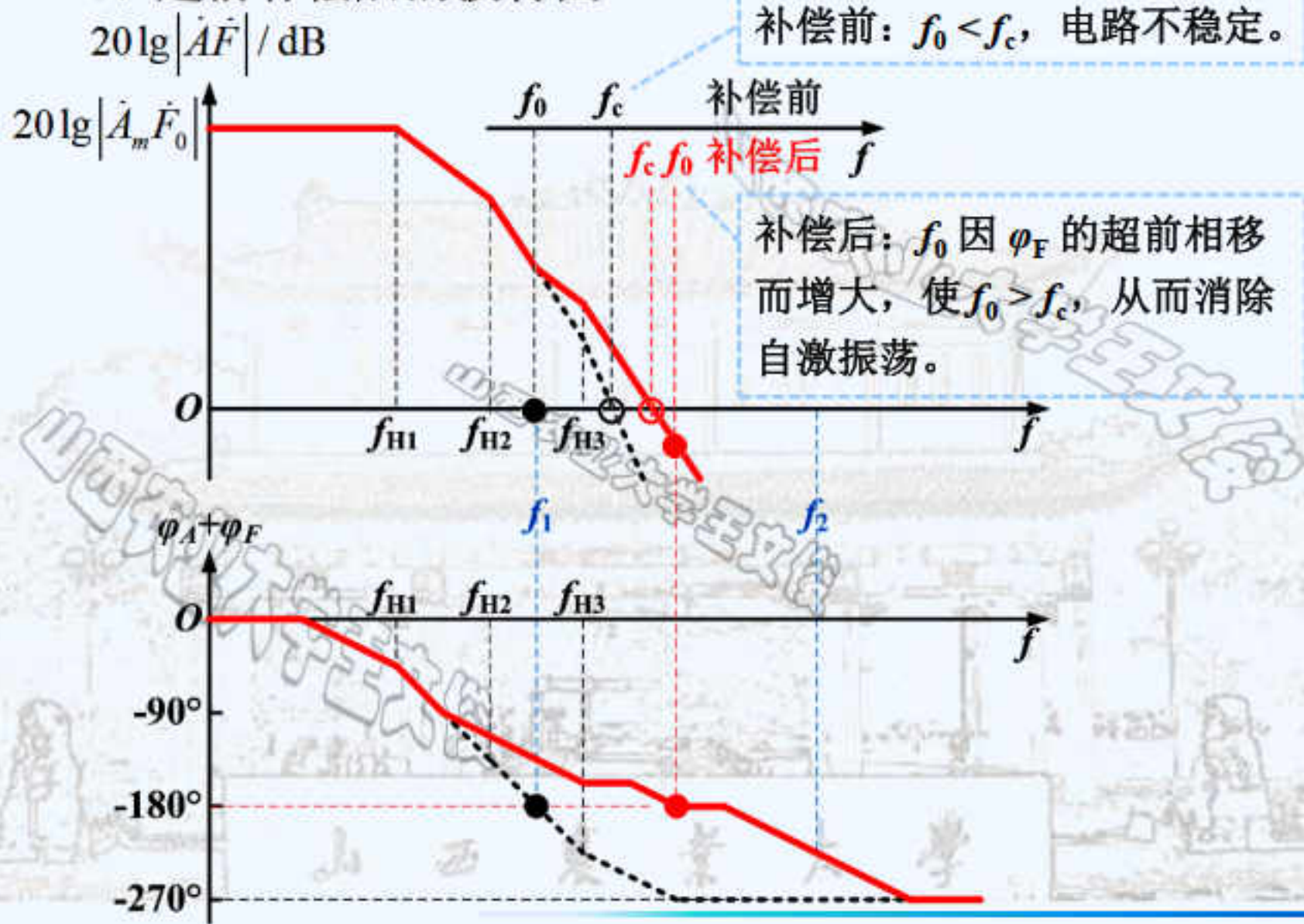


# 4、超前补偿后的波特图





# 4、超前补偿后的波特图



## • 5、频率补偿总结

无论是滞后补偿还是超前补偿，都可用很简单的电路来实现。

补偿后对带宽影响最大的是简单滞后补偿，其次是  $RC$  滞后补偿，最小的是超前补偿。

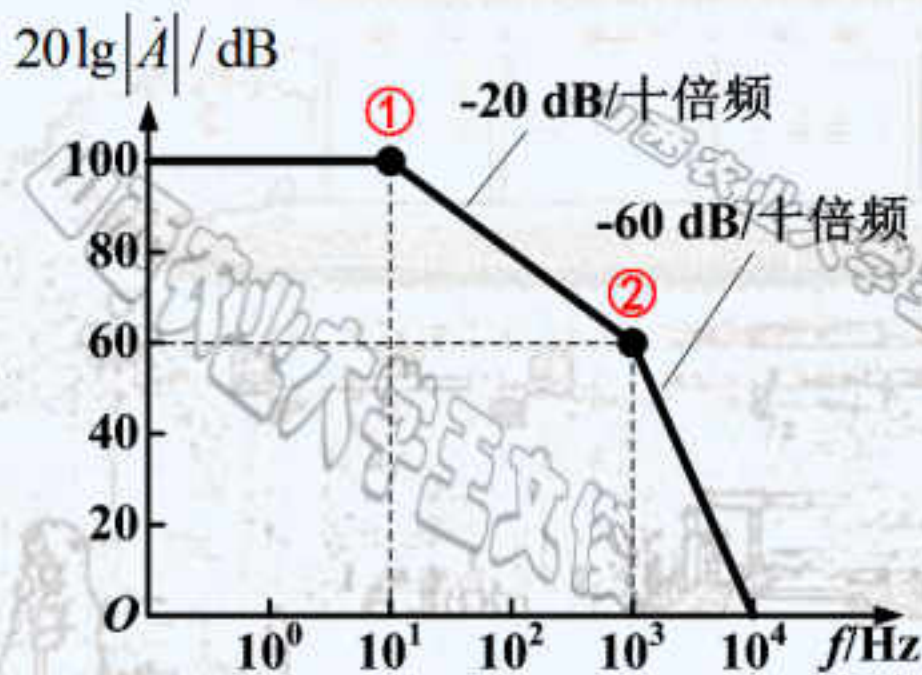
理解消除自激振荡的基本思路，以及不同方法的特点，要比具体计算补偿元件的参数重要得多。

这是因为在很多情况下，需要在正确思路的指导下，通过实验来获得理想的补偿效果。



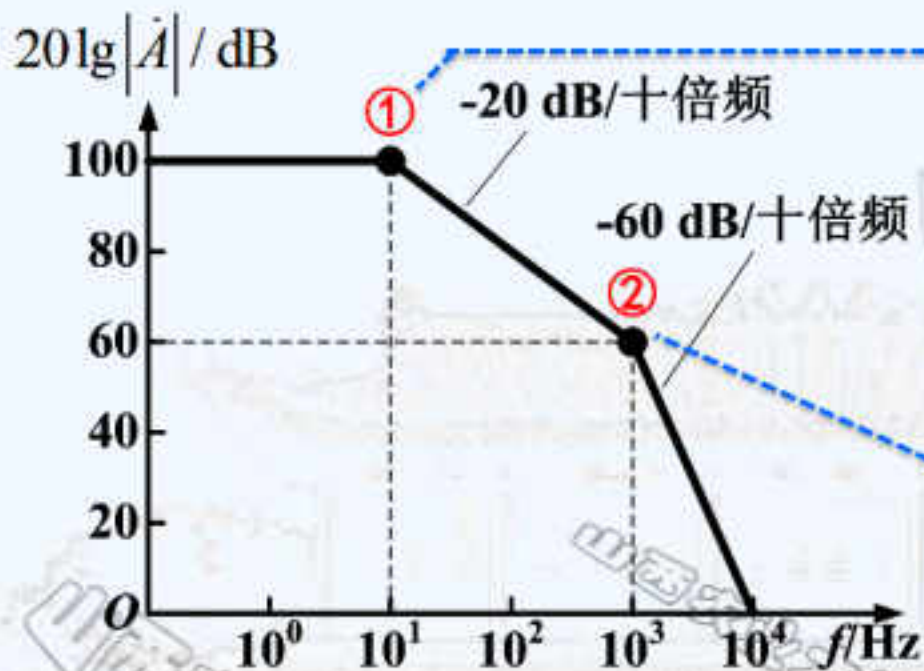
# 十八、负反馈放大电路的稳定性分析

- 例：已知放大电路的幅频特性近似如图所示。
  - 引入负反馈时，反馈网络为纯电阻网络，且其参数变化对基本放大电路的影响可忽略不计。试问：



放大电路的幅频特性

- (1) 当  $f = 10^3 \text{ Hz}$  时，增益  $20\lg|A|$  和附加相移  $\varphi_A$  各为多少？
- (2) 若引入反馈后反馈系数  $F = 1$ ，试问电路是否会产生自激振荡？
- (3) 若想引入负反馈后电路稳定，则  $|F|$  的上限值约为多少？



## 拐点 ①

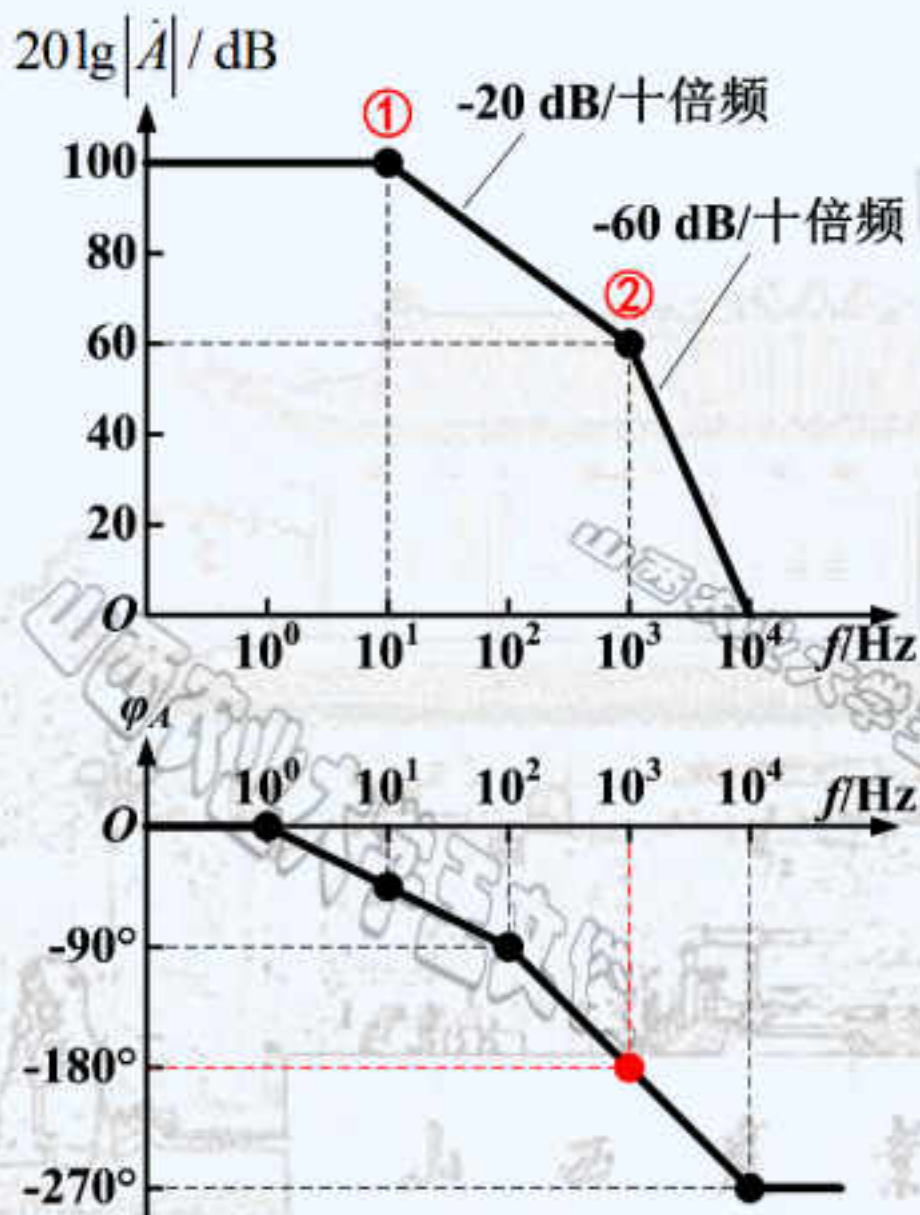
- 拐点两侧斜率变化 -20 dB/十倍频，有一个上限频率。
- $f_{H1} = 10 \text{ Hz}$ 。

## 拐点 ②

- 拐点两侧斜率变化 -40 dB/十倍频，有两个上限频率。
- $f_{H2} = f_{H3} = 10^3 \text{ Hz}$ 。

频率	$\leq 10^0$	$10^1$	$10^2$	$10^3$	$\geq 10^4$
$f_{H1}$	0	-45	-90	-90	-90
$f_{H2}$	0	0	0	-45	-90
$f_{H3}$	0	0	0	-45	-90
$\varphi_A$	0	-45	-90	-180	-270

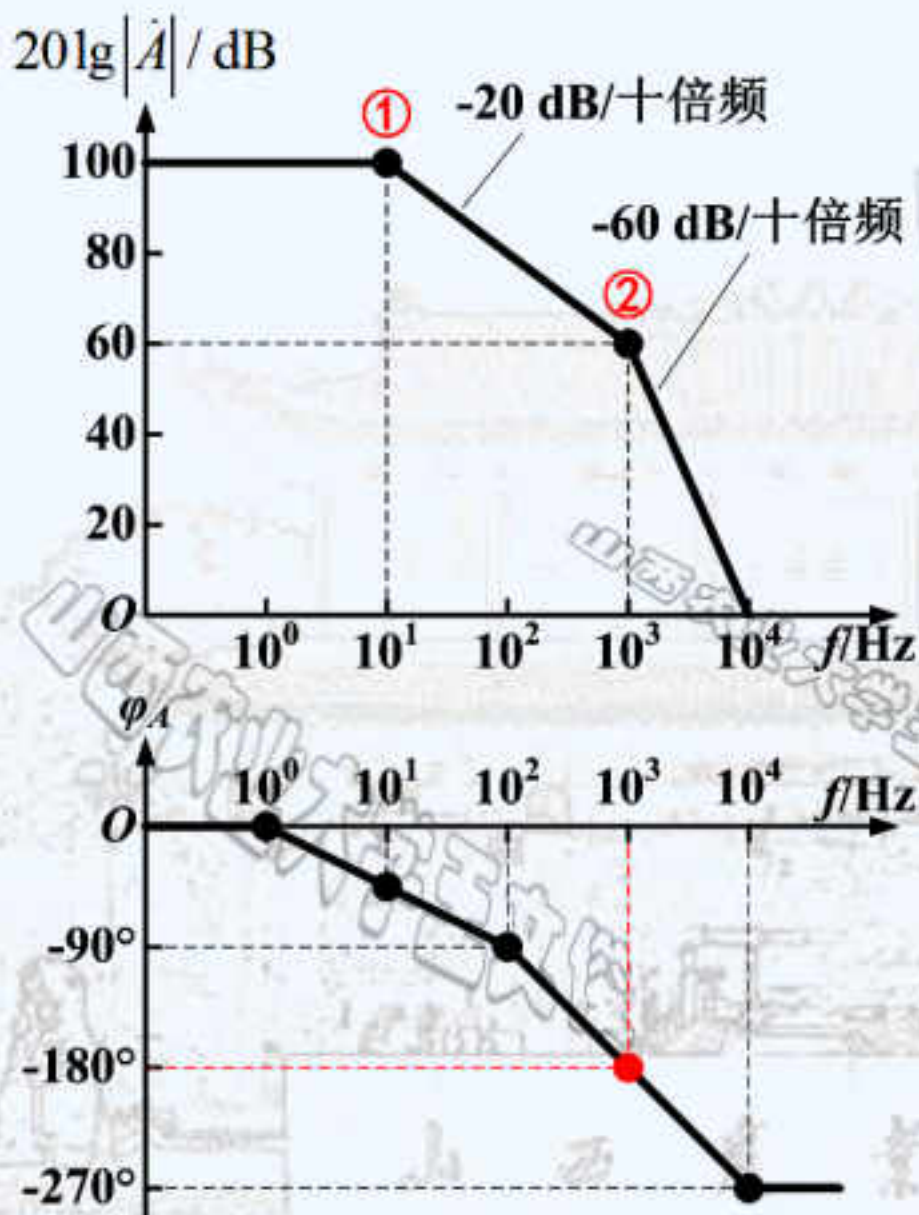




- (1) 当  $f = 10^3 \text{ Hz}$  时, 增益  $20\lg|\dot{A}|$  和附加相移  $\varphi_A$  各为多少?

$$\begin{cases} 20\lg|\dot{A}| \approx 60\text{dB} \\ \varphi_A \approx -180^\circ \end{cases}$$

- (2) 若引入反馈后反馈系数  $\dot{F} = 1$ , 试问电路是否会产生自激振荡?
- 满足相位条件的频率  $f_0 = 10^3 \text{ Hz}$  时, 附加相移  $-180^\circ$
- 满足幅值条件的频率  $f_c = 10^4 \text{ Hz}$ , 增益为  $0 \text{ dB}$ 。
- $f_0 < f_c$ , 电路不稳定, 会产生自激振荡。



- (3) 若想引入负反馈后电路稳定, 则  $|\dot{F}|$  的上限值约为多少?

- 只要令  $f = f_0 = 10^3 \text{ Hz}$  时, 环路增益下降到 0 dB 以下, 即可消除自激振荡。

$$\begin{aligned}
 20\lg|\dot{A}\dot{F}| &= 20\lg|\dot{A}| + 20\lg|\dot{F}| < 0 \\
 &\approx 60 + 20\lg|\dot{F}| < 0
 \end{aligned}$$

$$\lg|\dot{F}| < -3$$

$$|\dot{F}| < 10^{-3} = 0.001$$

- 即,  $|\dot{F}|$  的上限值为 0.001。



# 十九、集成运放的频率响应和频率补偿

## • 1、集成运放的频率响应

### ① 低频特性

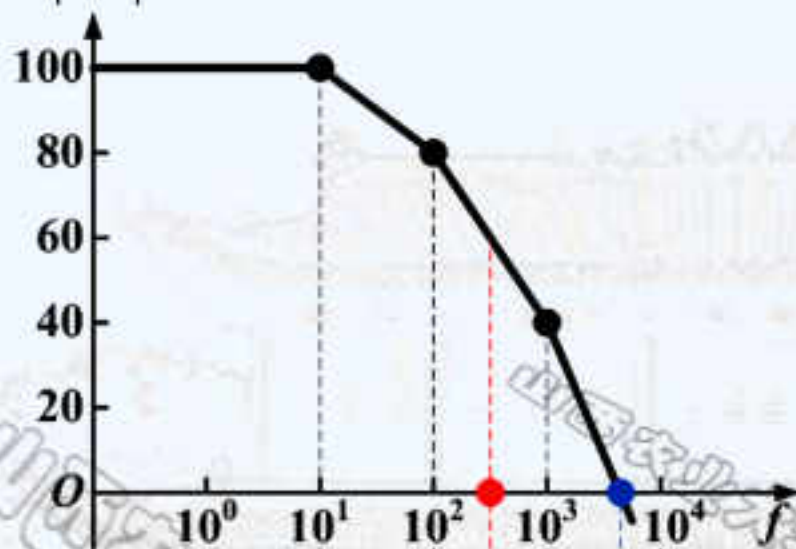
- 集成运放的各级放大电路之间采用直接耦合的方式，因此具有很好的低频特性。

### ② 高频特性

- 集成运放为多级放大电路，各级半导体管的极间电容将影响它的高频特性。
- 由于输入级和中间级均有很高的电压增益（高达几百倍，甚至上千倍），所以尽管结电容的数值很小，但晶体管发射结的等效电容  $C_{\pi}'$  和场效应管 g-s 间等效电容  $C_{gs}'$  却很大，致使上限频率很低。
- 通用型集成运放的 -3 dB 带宽只有十几到几十赫兹。

# 1、集成运放的频率响应

$20\lg|\dot{A}_{od}| / \text{dB}$



开环差模增益

- 开环差模增益 **100 dB**，即  $A_{od} = 10^5$

上限频率

- 三个上限频率分别为 **10 Hz**、**100 Hz** 和 **1000 Hz**。

稳定性

- 当反馈系数为 **1** 时， $f_0 < f_c$ ，电路不稳定，需进行频率补偿。

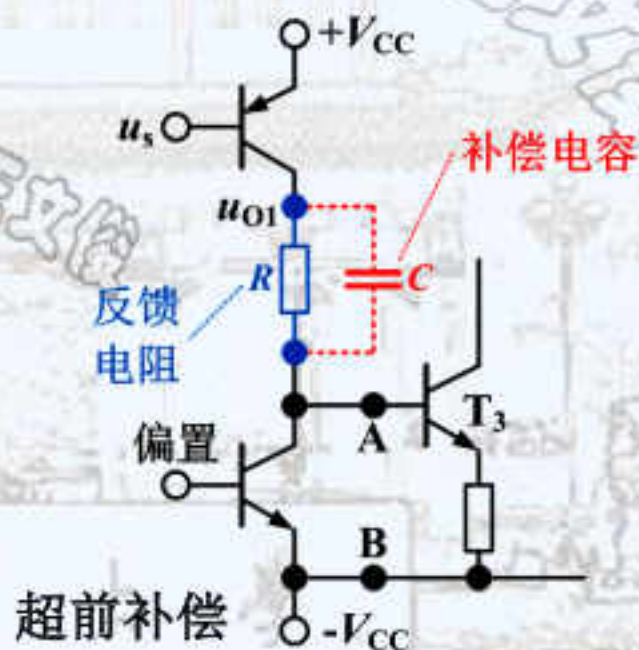
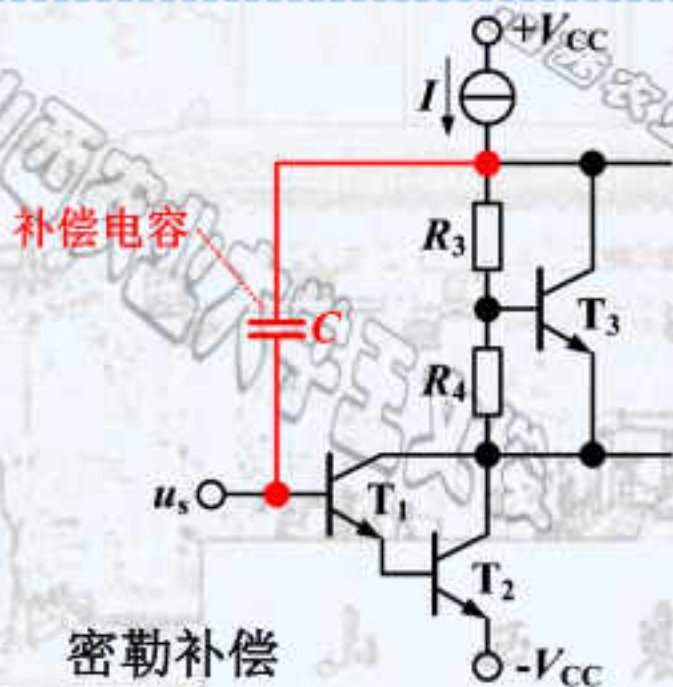




## • 2、集成运放中的频率补偿

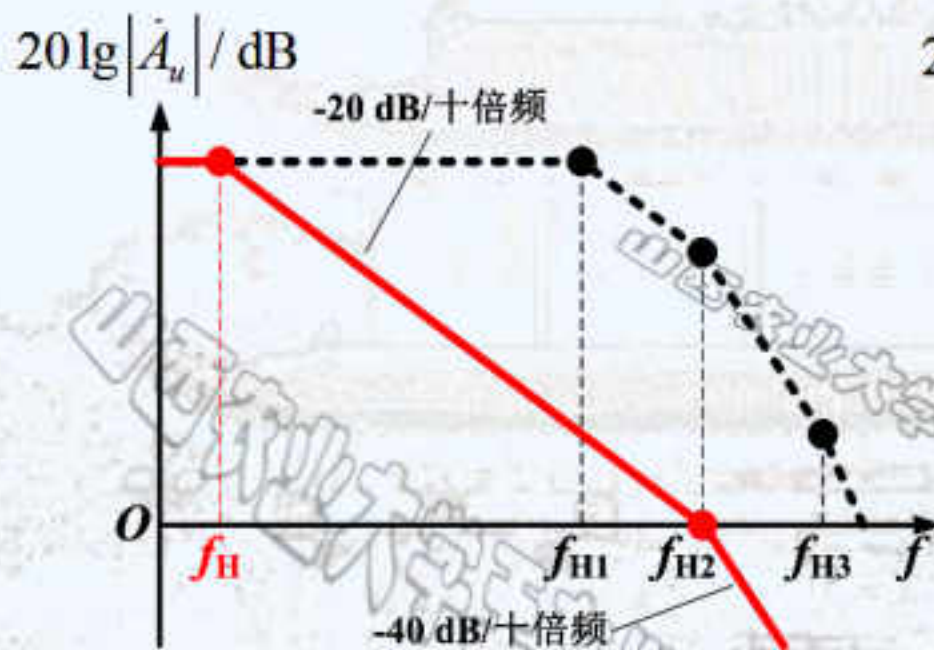
为防止引入负反馈后产生自激振荡，通常在集成运放内部加频率补偿。

- 集成运放内部的频率补偿多为简单滞后补偿（密勒补偿）或超前补偿，使之在开环差模增益降至 **0 dB** 时最大附加相移为 **-135°**。
- 这样，在引入负反馈且反馈网络为纯电阻网络时，电路一定不会产生自激振荡，并且有足够的稳定性（相位裕度 **45°**）。

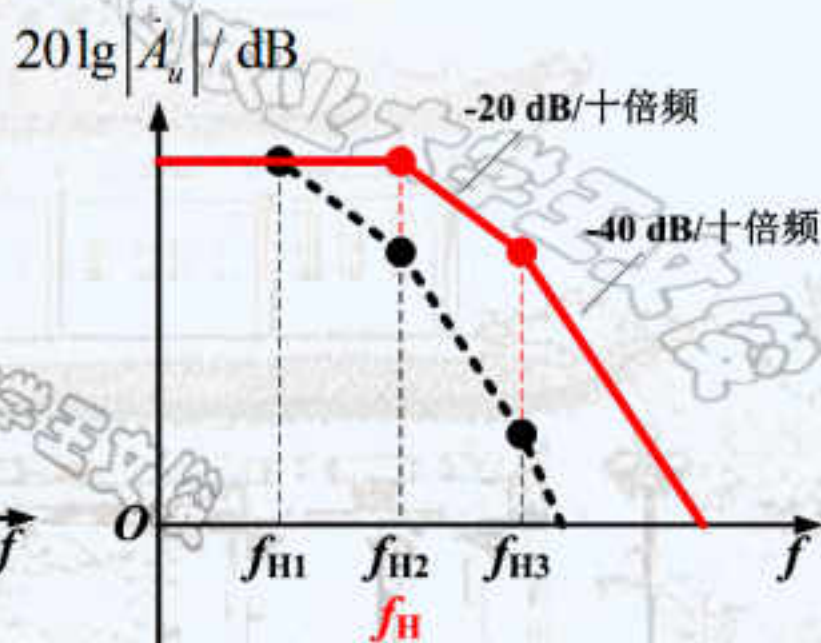


### • 3、加补偿后的频率响应

不同的频率补偿方法，对放大电路的带宽影响不同。



加滞后补偿，通频带会变窄



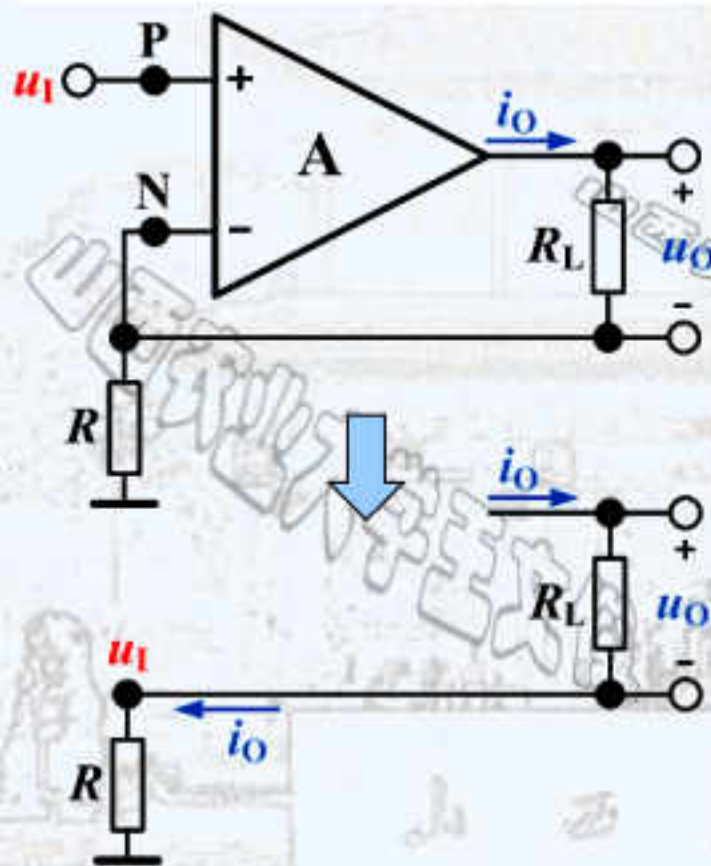
加超前补偿，若  $RC$  取得当，则通频带变宽



## 二十、电压-电流转换电路

### • 1、电流串联负反馈电路

在放大电路中引入电流串联负反馈，可以实现电压 - 电流转换。



• 根据“虚短”，同相和反相输入端电位相等，即： $u_N = u_P = u_I$

• 根据“虚断”，反相输入端输入电流为零，即： $i_N = 0, i_R = i_O$

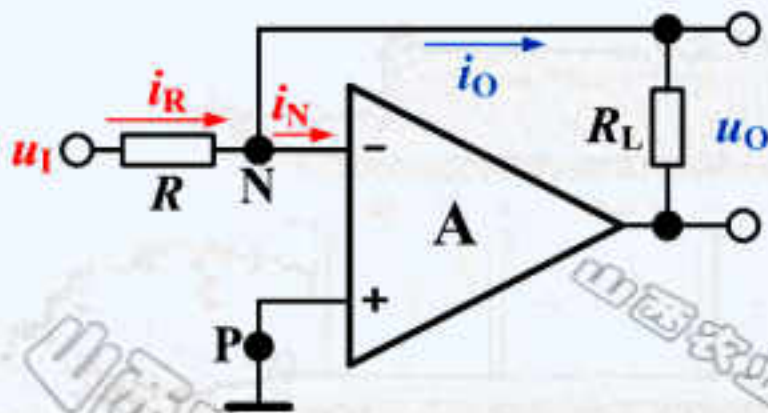
• 输出电流与输入电压的关系：

$$i_O = \frac{u_I}{R}$$

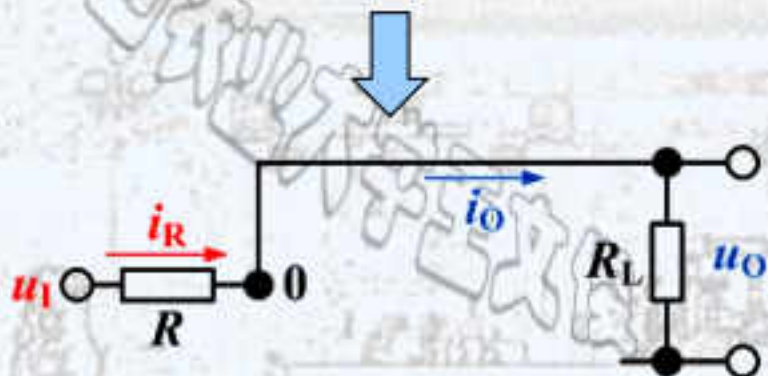
• 即，电路引入电流串联负反馈后，实现了电压 - 电流转换。

## • 2、电流并联负反馈电路

实际上，若信号源能够输出足够大的电流且集成运放有足够大的耗散功率，则电路中引入电流并联负反馈也可实现电压 - 电流转换。



- 根据“虚短”，同相和反相输入端电位相等，即： $u_N = u_P = 0$
- 根据“虚断”，反相输入端输入电流为零，即： $i_N = 0, i_R = i_O$



- 输出电流与输入电压的关系：

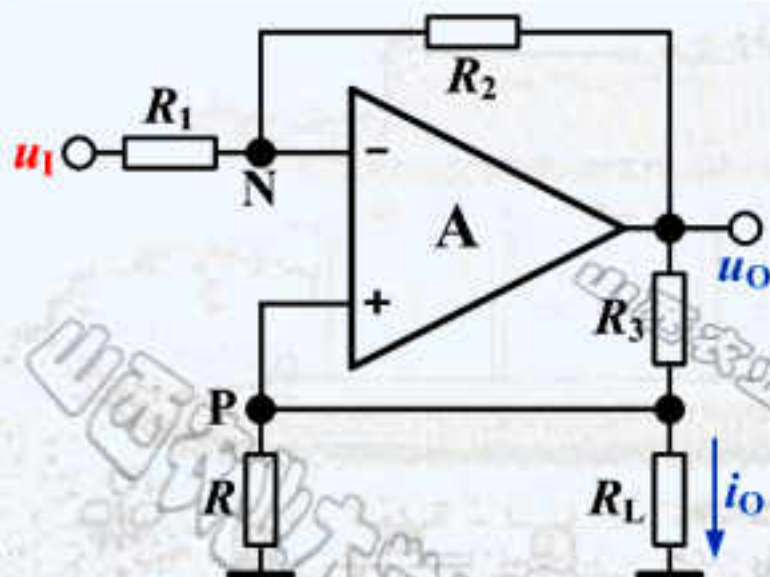
$$i_O = i_R = \frac{u_I}{R}$$

- 即，电路引入电流并联负反馈后，实现了电压 - 电流转换。



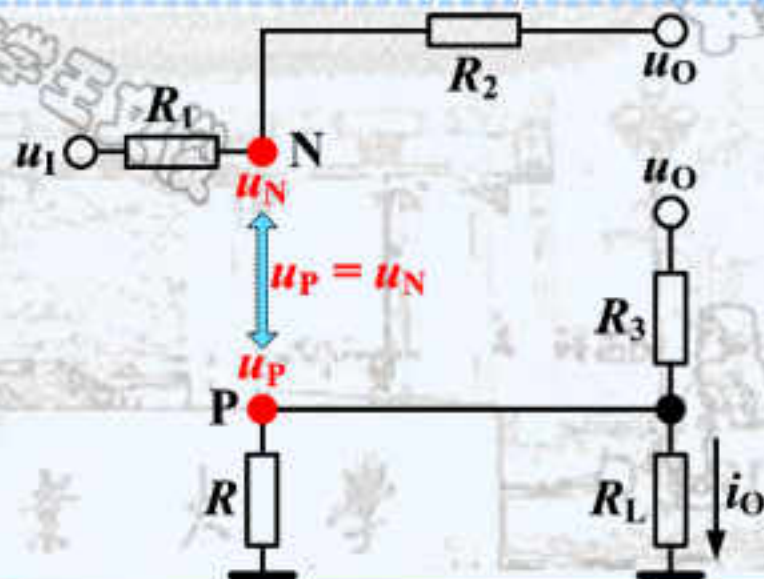
### • 3、豪兰德电流源电路

在实用电路中，常需要将负载电阻  $R_L$  有接地端，因此产生了豪兰德（Howland）电流源电路。

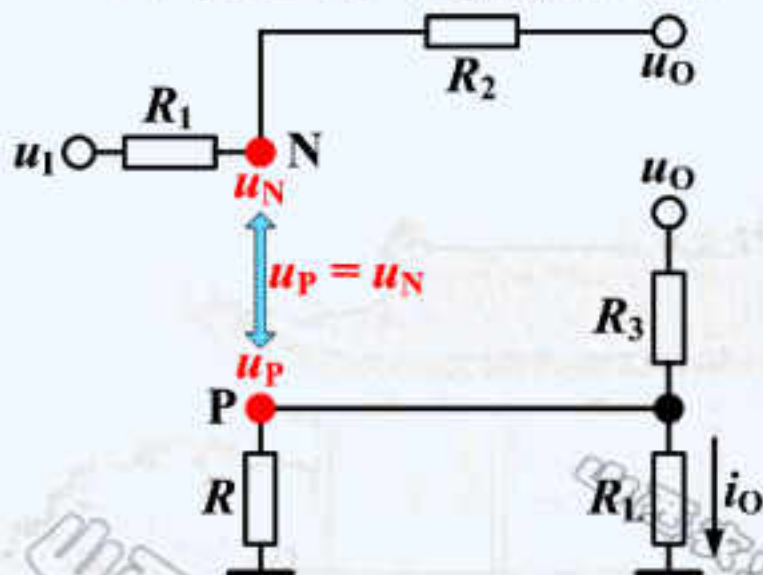


等效电路

- 根据“虚短”，同相和反相输入端电位相等，即： $u_N = u_P$
- 根据“虚断”，同相和反相输入端输入电流为零，即： $i_P = i_N = 0$



### • 3、豪兰德电流源电路



• 结点  $N$  的电流方程:

$$\frac{u_I - u_N}{R_1} = \frac{u_N - u_O}{R_2}$$

• 因而,  $N$  点的电位:

$$u_N = \left( \frac{u_I}{R_1} + \frac{u_O}{R_2} \right) (R_1 \parallel R_2)$$

• 结点  $P$  的电流方程: —

• 因而,  $P$  点的电位:  $u_P = \left( \frac{u_O}{R_3} - i_O \right) (R \parallel R_3)$

• 根据  $u_P = u_N$ , 可得:  $\left( \frac{u_O}{R_3} - i_O \right) (R \parallel R_3) = \left( \frac{u_I}{R_1} + \frac{u_O}{R_2} \right) (R_1 \parallel R_2)$



### • 3、豪兰德电流源电路

- 对上式展开、整理，可得：

$$\frac{R}{R+R_3}u_o - \frac{RR_3}{R+R_3}i_o = \frac{R_2}{R_1+R_2}u_I + \frac{R_1}{R_1+R_2}u_o$$

- 输出电流的表达式：

$$\begin{aligned} i_o &= \frac{R+R_3}{RR_3} \left( \frac{R}{R+R_3} - \frac{R_1}{R_1+R_2} \right) u_o - \frac{R+R_3}{RR_3} \frac{R_2}{R_1+R_2} u_I \\ &= \frac{RR_2 - R_1R_3}{RR_3(R_1+R_2)} u_o - \frac{R+R_3}{RR_3} \frac{R_2}{R_1+R_2} u_I \end{aligned}$$

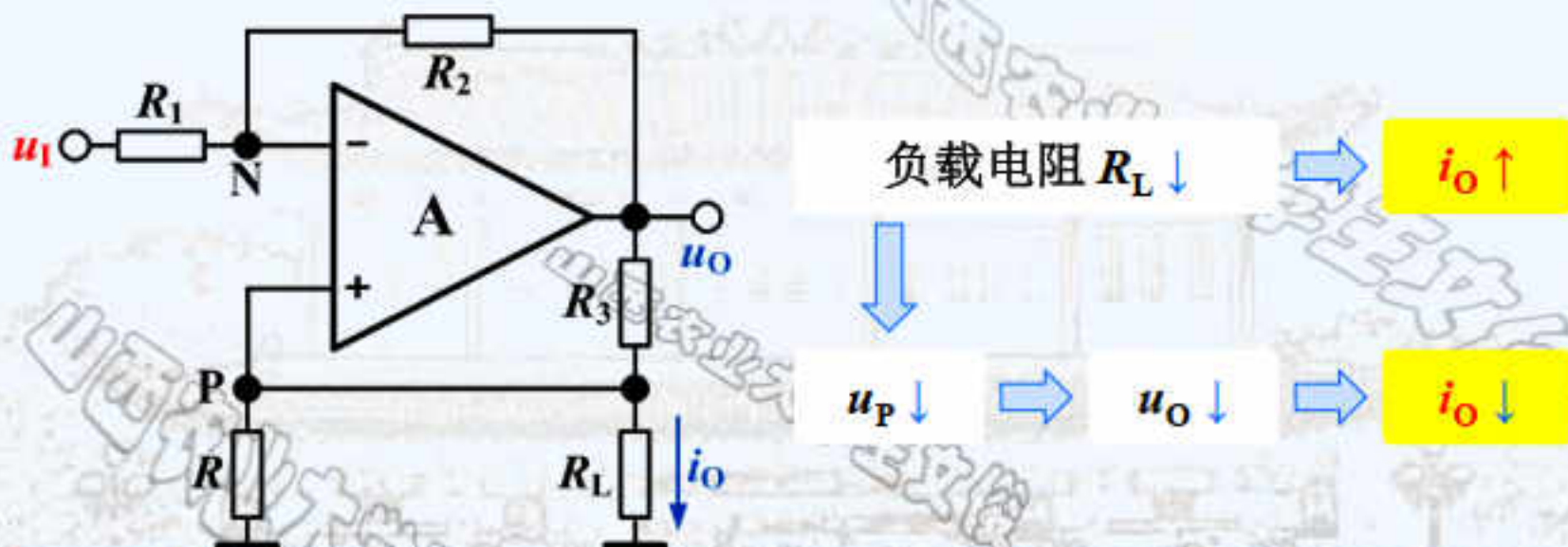
- 当  $\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_3}{R}$ ，则： $\frac{RR_2 - R_1R_3}{RR_3(R_1+R_2)} = 0$ ,  $\frac{R+R_3}{RR_3} \frac{R_2}{R_1+R_2} = \frac{1}{R}$

- 输出电流的表达式： $i_o = -\frac{u_I}{R}$

豪兰德电流源电路具有电压 - 电流转换功能。

#### • 4、豪兰德电流源中的反馈

从物理概念上讲，豪兰德电路中既引入了负反馈，又引入了正反馈。通过引入合适的正反馈，同样可以改善电路的性能。

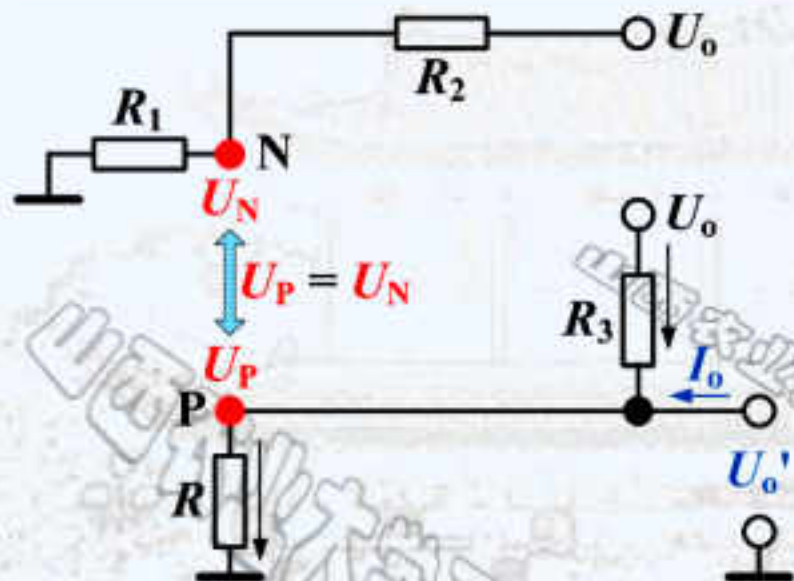


- 当满足  $R_2/R_1 = R_3/R$  时，因  $R_L$  减小引起的  $i_O$  的增大等于因正反馈作用引起的  $i_O$  的减小，即正好相互抵消，因而在电路参数确定后， $i_O$  仅受控于  $u_I$ 。
- $i_O$  不受负载电阻的影响，说明电路的输出电阻无穷大。



## • 5、豪兰德电流源的输出电阻

输出电阻的求法：令  $u_I = 0$ ，去掉负载  $R_L$ ，在  $R_L$  处加交流电压  $U_o'$ ，由此产生电流  $I_o$ ，则  $U_o'/I_o$  即为输出电阻。



• 结点  $N$  的电流方程：

$$\frac{0 - U_N}{R_1} = \frac{U_N - U_o}{R_2}$$

•  $N$  点的电位：  $U_N = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_o$

•  $P$  点的电位：  $U_P = U_o'$

• 根据  $U_P = U_N$ ，得输出端电位：  $U_o = \frac{R_1 + R_2}{R_1} U_o'$

• 输出电流：  $I_o = \frac{U_o'}{R} - \frac{U_o - U_o'}{R_3}$

- 5、豪兰德电流源的输出电阻

- 将  $U_o = \frac{R_1 + R_2}{R_1} U_o'$  代入  $I_o = \frac{U_o'}{R} - \frac{U_o - U_o'}{R_3}$ ，得：

- 输出电流的表达式：

$$I_o = \frac{U_o'}{R} - \frac{\frac{R_1 + R_2}{R_1} U_o' - U_o'}{R_3} = \frac{R_1 R_3 - R R_2}{R R_1 R_3} U_o'$$

- 当  $\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_3}{R}$ ，有： $I_o = 0$ ，因此输出电阻为：

$$R_o = \frac{U_o'}{I_o} = \infty$$

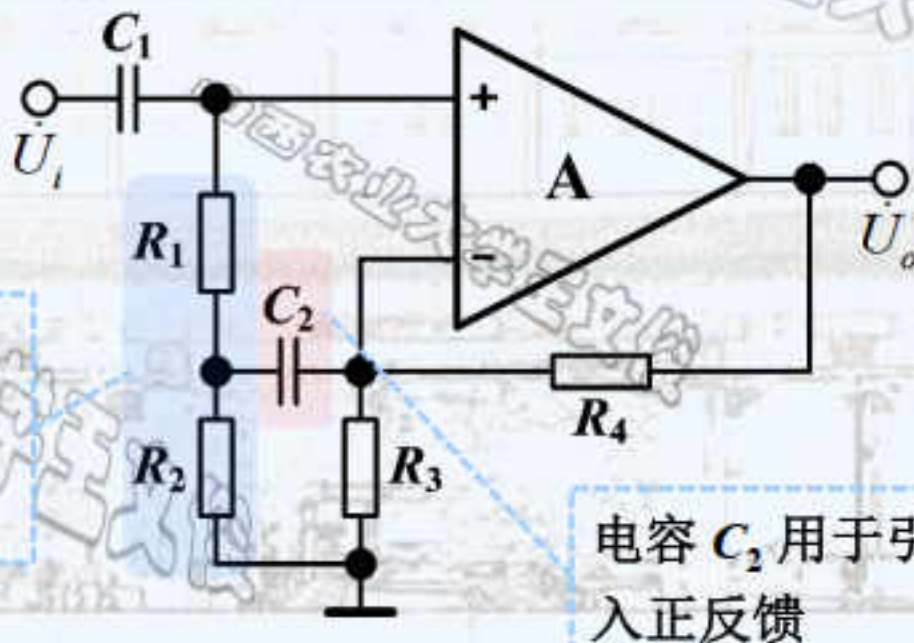
只有严格保证  $R_1$ 、 $R_2$ 、 $R_3$  和  $R$  之间的匹配关系，输出电阻才趋于无穷大，输出电流也才具有恒流特性。



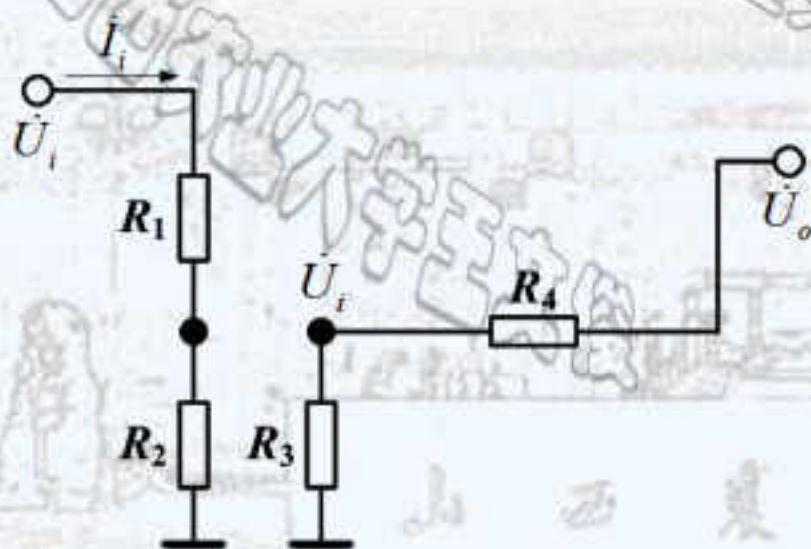
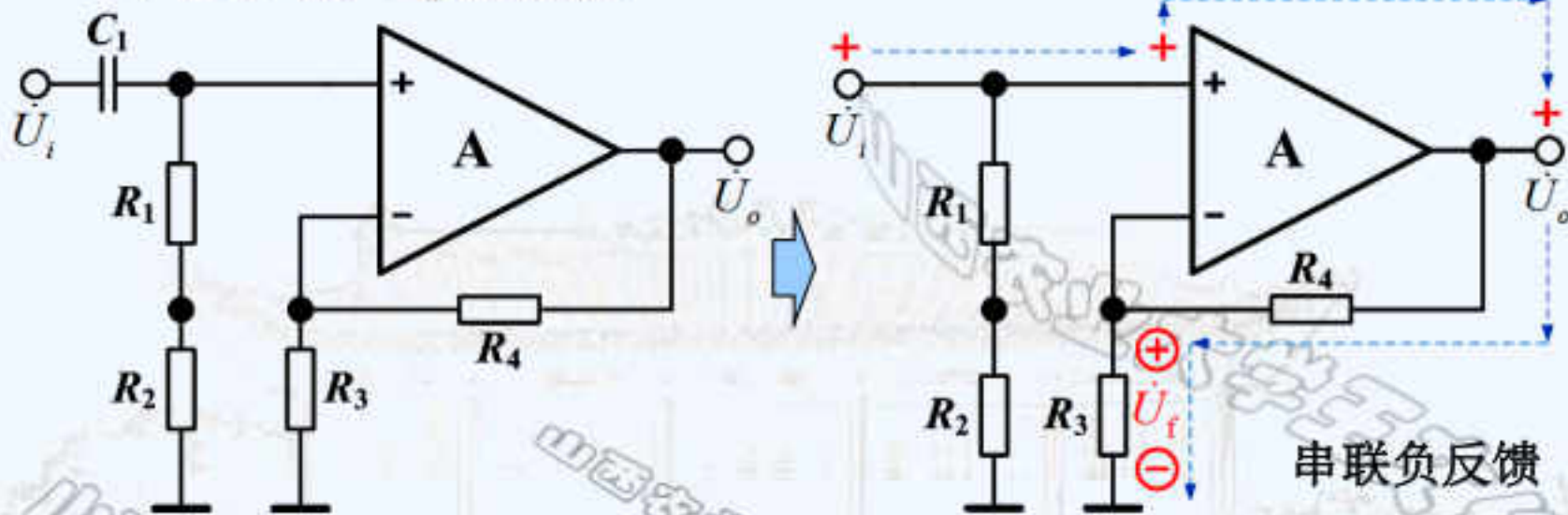
## 二十一、自举电路

### • 1、自举电路

在阻容耦合放大电路中，常在引入负反馈的同时，引入合适的正反馈，以提高输入电阻。



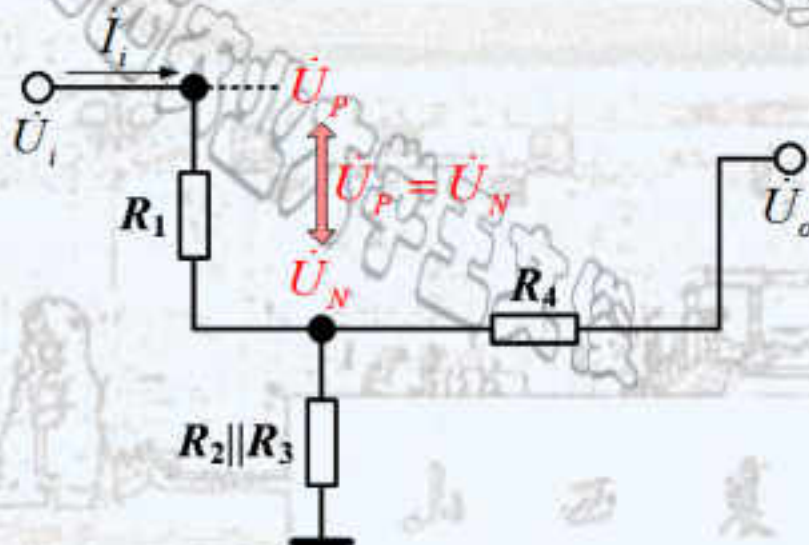
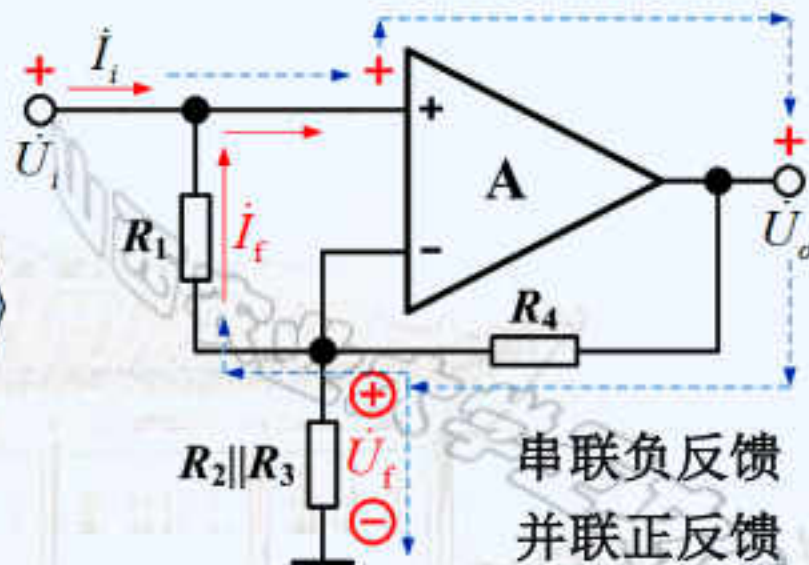
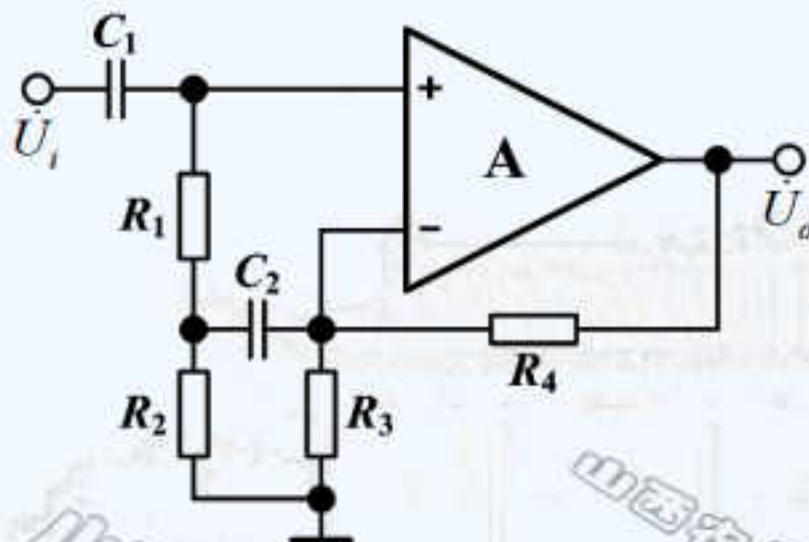
## • 2、无电容 $C_2$ 的情况



- 根据“虚短”，同相和反相输入端电位相等，即： $\dot{U}_N = \dot{U}_P = \dot{U}_i$
- 根据“虚断”，同相和反相输入端输入电流为零，即： $\dot{I}_N = \dot{I}_P = 0$
- 输入电阻： $R_i = \frac{U_i}{I_i} = R_1 + R_2$

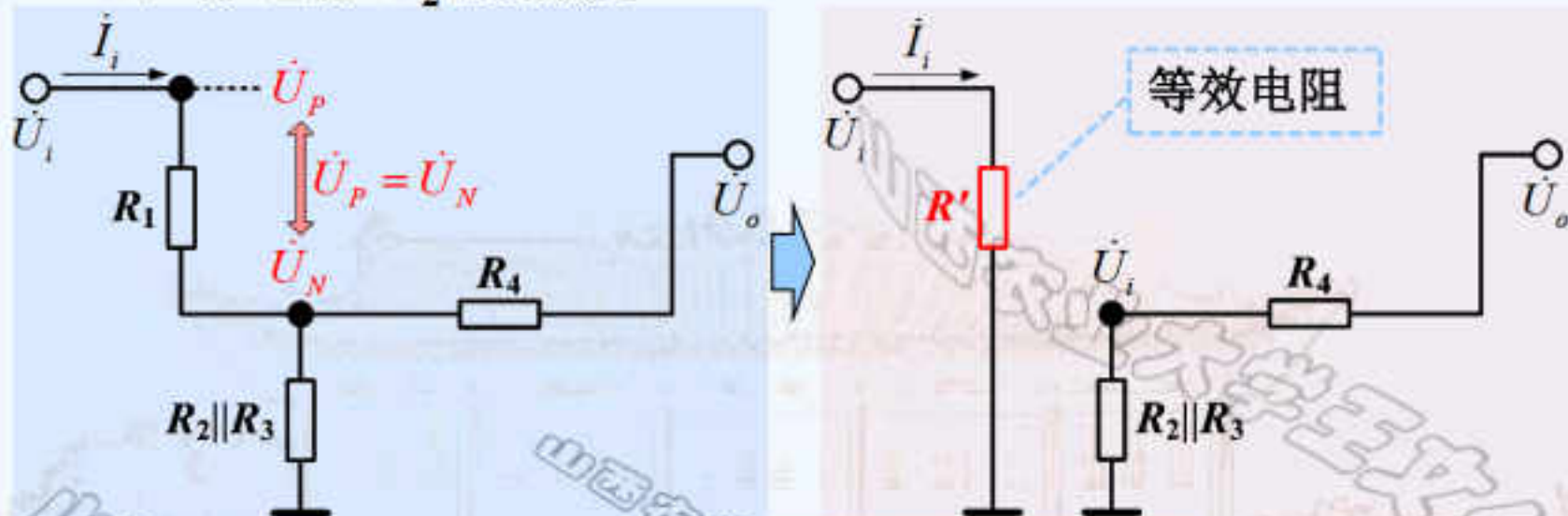


### • 3、有电容 $C_2$ 的情况



- 根据“虚短”，同相和反相输入端电位相等，即： $\dot{U}_N = \dot{U}_P = \dot{U}_i$
- 根据“虚断”，同相和反相输入端输入电流为零，即： $\dot{I}_N = \dot{I}_P = 0$

### • 3、有电容 $C_2$ 的情况



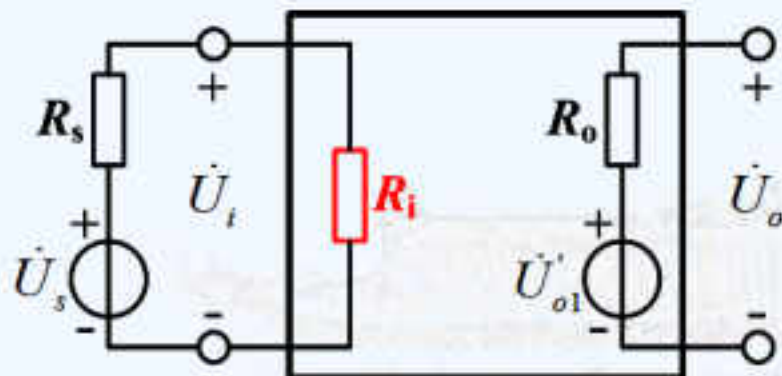
- 输入电流，即电阻  $R_1$  中的电流： $I_i = I_{R1} = \frac{U_P - U_N}{R_1}$
- $R_1$  等效到输入与地之间的等效电阻：

$$R' = \frac{U_i}{I_i} = \frac{U_i}{\frac{U_P - U_N}{R_1}} = \frac{U_i}{U_P - U_N} R_1$$

- 对于理想运放，根据  $U_P = U_N$ ， $R' = \infty$ ，输入电阻  $R_i$  趋于无穷大。



#### • 4、正反馈对输入电压的影响



- 当信号源为有内阻的电压源时，输入电压与信号源电压的关系为：

$$\dot{U}_i = \frac{R_i}{R_s + R_i} \dot{U}_s = \frac{1}{1 + \frac{R_s}{R_i}} \dot{U}_s$$

##### 无正反馈

- 输入电阻： $R_i = R_1 + R_2$
- 输入电压： $\dot{U}_i = \frac{1}{1 + \frac{R_s}{R_1 + R_2}} \dot{U}_s$
- 内阻  $R_s$  越大， $U_i$  越小。

##### 有正反馈

- 输入电阻： $R_i = \infty$
- 输入电压： $\dot{U}_i = \frac{1}{1 + 0} \dot{U}_s = \dot{U}_s$
- 正反馈的结果使输入端动态电位升高。

- 通过引入正反馈，使输入端动态电位升高的电路，称为自举电路。