

# 第十一章 反馈

反馈原理

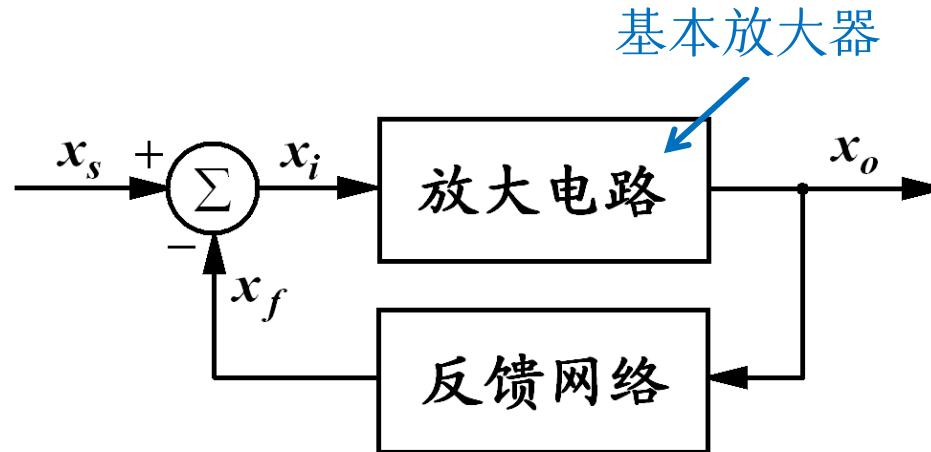
四种负反馈组态分析计算

负反馈电路的稳定性问题

# 11.1 反馈原理

## 11.1.1 反馈基本结构

反馈就是通过一个相应的网络把放大器的输出信号的一部分或全部反送到输入端，并与原始信号相叠加。



放大电路输出量的一部分或全部通过一定的方式引回到输入回路，

影响输入，称为反馈。

怎样引回

输出电压  
OR  
输出电流

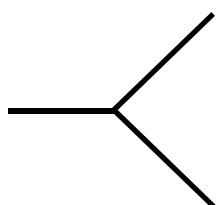
多少

怎样引出

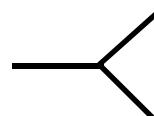
影响  
输入电压  
OR  
输入电流

直流反馈（稳定静态工作点）

反馈



交流反馈



正反馈（增大增益，使系统不稳定）

负反馈（减小增益，改善性能）

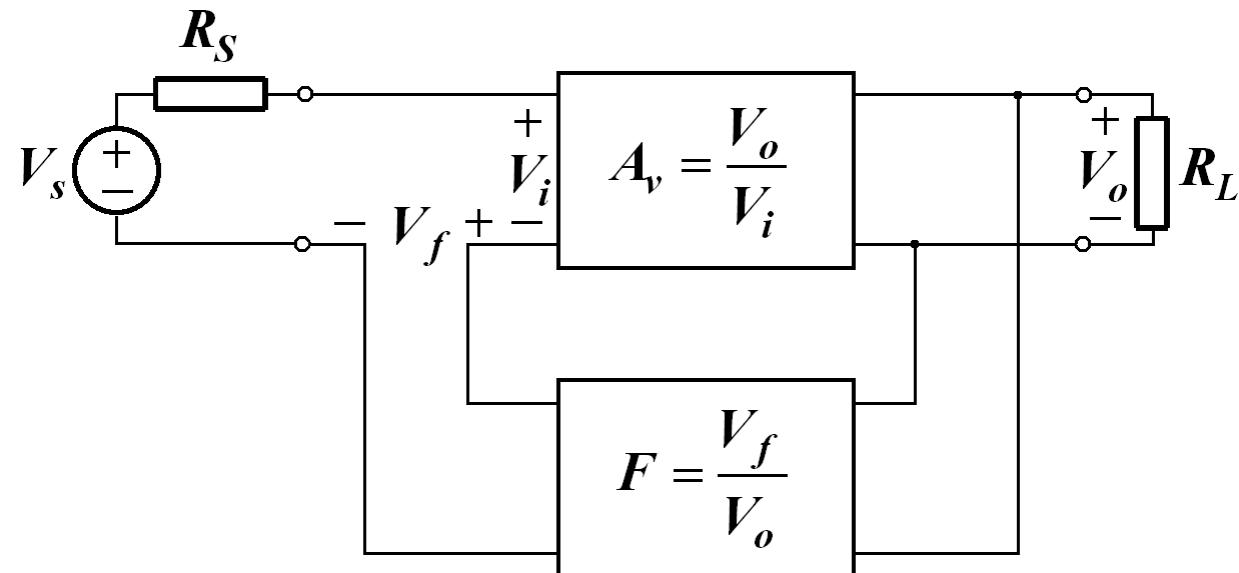
## 11.1.2 负反馈放大电路的四种组态

负反馈放大电路有四种组态。

若将反馈放大电路的基本放大电路与反馈网络均看成二端口网络，那么不同的反馈组态表明了两个网络的不同的连接方式。

# 一、电压采样串联接入

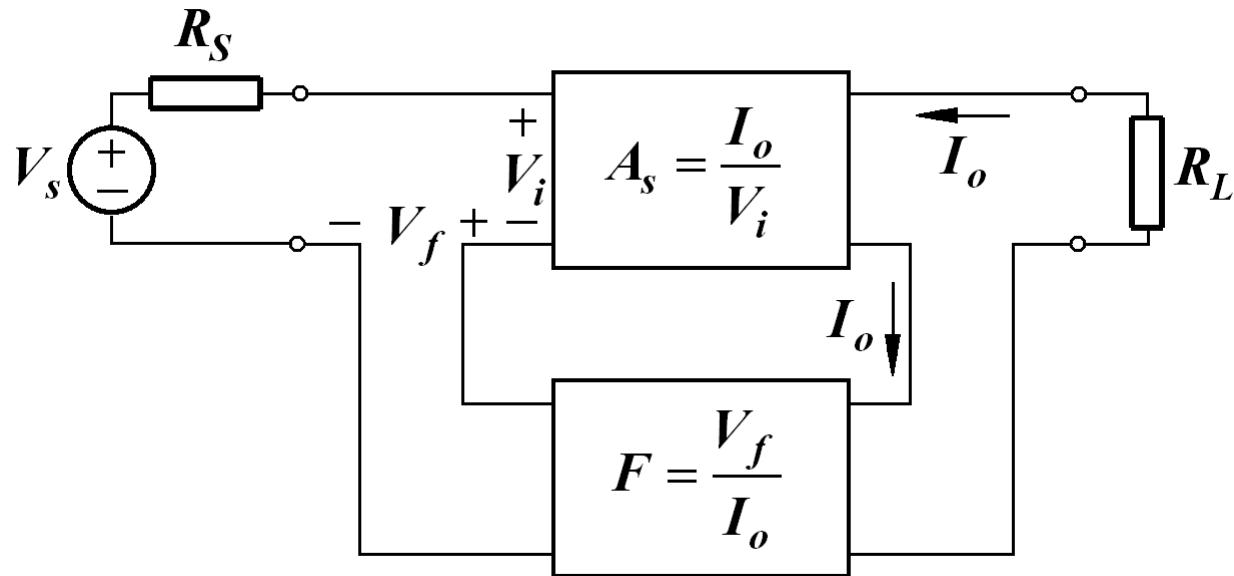
又称为电压串联反馈，串联并联反馈（series-shunt feedback），即电压采样电压反馈（voltage-sampling, voltage-mixing）。



电压放大器（Voltage Amplifier）

## 二、电流采样串联接入

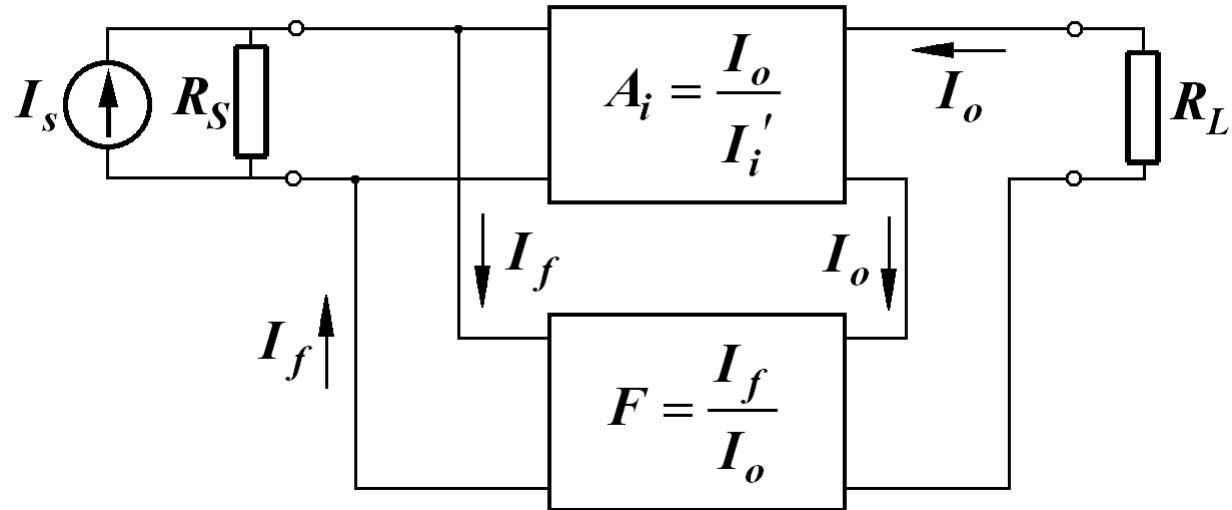
又称为电流串联反馈，串联串联反馈 (series-series feedback) ,  
即电流采样电压反馈 (current-sampling, voltage-mixing) 。



跨导放大器 (Transconductance Amplifier)

### 三、电流采样并联接入

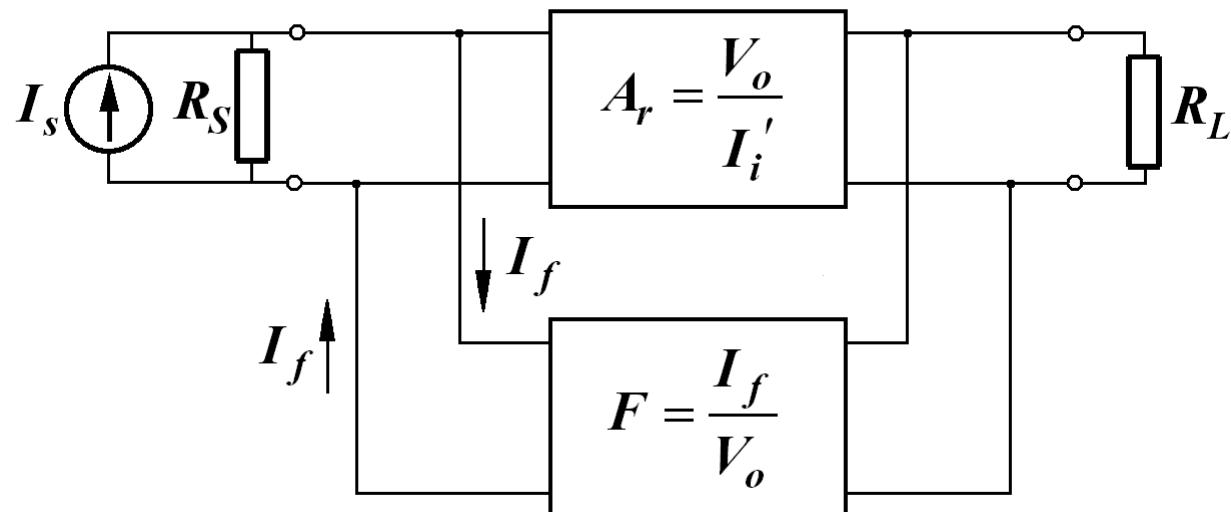
又称为电流并联反馈， 并联串联反馈， 即电流采样电流反馈（current-sampling, current-mixing）。



电流放大器 (Current Amplifier)

## 四、电压采样并联接入

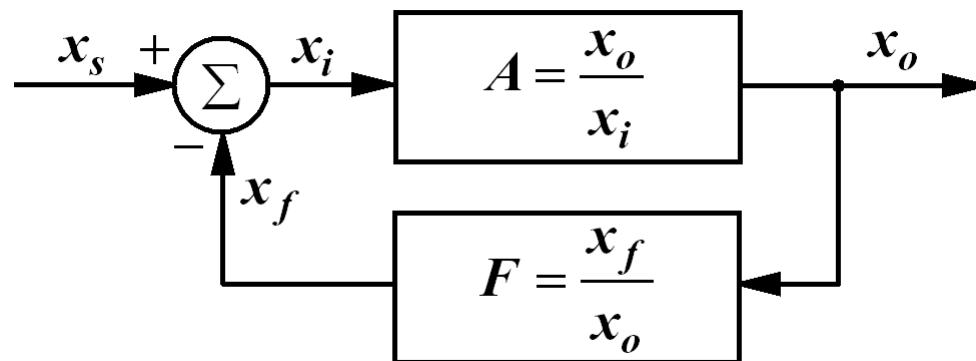
又称为电压并联反馈， 并联并联反馈， 即电压采样电流反馈（voltage-sampling, current-mixing）。



跨阻放大器（Transresistance Amplifier）

### 11.1.3 负反馈对放大器性能的影响

#### 一、负反馈网络对放大器增益的影响



$$A_f = \frac{x_o}{x_s} = \frac{Ax_i}{x_i + x_f} = \frac{Ax_i}{x_i + Fx_o} = \frac{Ax_i}{x_i + AFx_i} = \boxed{\frac{A}{1 + AF}}$$

$A$  — 开环 (open-loop) 增益

$A_f$  — 闭环 (closed-loop) 增益

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

闭环增益  $A_f$

环路增益  $AF$

开环增益  $A$

反馈量  
(反馈深度)  $1 + AF$

反馈系数  $F$  (或  $\beta$ )

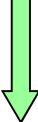
深度负反馈时,  $1 + AF \gg 1$



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

闭环增益  $A_f$  与开环增益  $A$  无关

$$\begin{cases} x_o = Ax_i \\ x_f = Fx_o \\ x_i = x_s - x_f \end{cases} \quad \longrightarrow \quad x_f = \frac{AF}{1+AF} x_s \quad x_i = \frac{1}{1+AF} x_s$$

  $1 + AF \gg 1$

$$x_f \approx x_s \quad x_i \rightarrow 0$$

误差信号  
(error signal)

基本放大器的输入  $x_i$  趋于零

## 二、负反馈网络提高放大器增益稳定性

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

$$\frac{dA_f}{dA} = \frac{1}{1 + AF} - \frac{AF}{(1 + AF)^2} = \frac{1}{(1 + AF)^2}$$

$$\frac{dA_f}{A_f} = \frac{dA}{A_f(1 + AF)^2} = \frac{dA}{\frac{A}{1 + AF}(1 + AF)^2} = \boxed{\frac{1}{(1 + AF)} * \frac{dA}{A}}$$

闭环增益稳定性

开环增益稳定性

### 三、负反馈网络扩展放大器的带宽

若原基本放大器的增益为单极点的高响应

$$A(s) = \frac{A_M}{1 + s/\omega_H}$$

$$A_f(s) = \frac{A(s)}{1 + A(s)F} = \frac{A_M / (1 + A_M F)}{1 + s / [(1 + A_M F)\omega_H]}$$

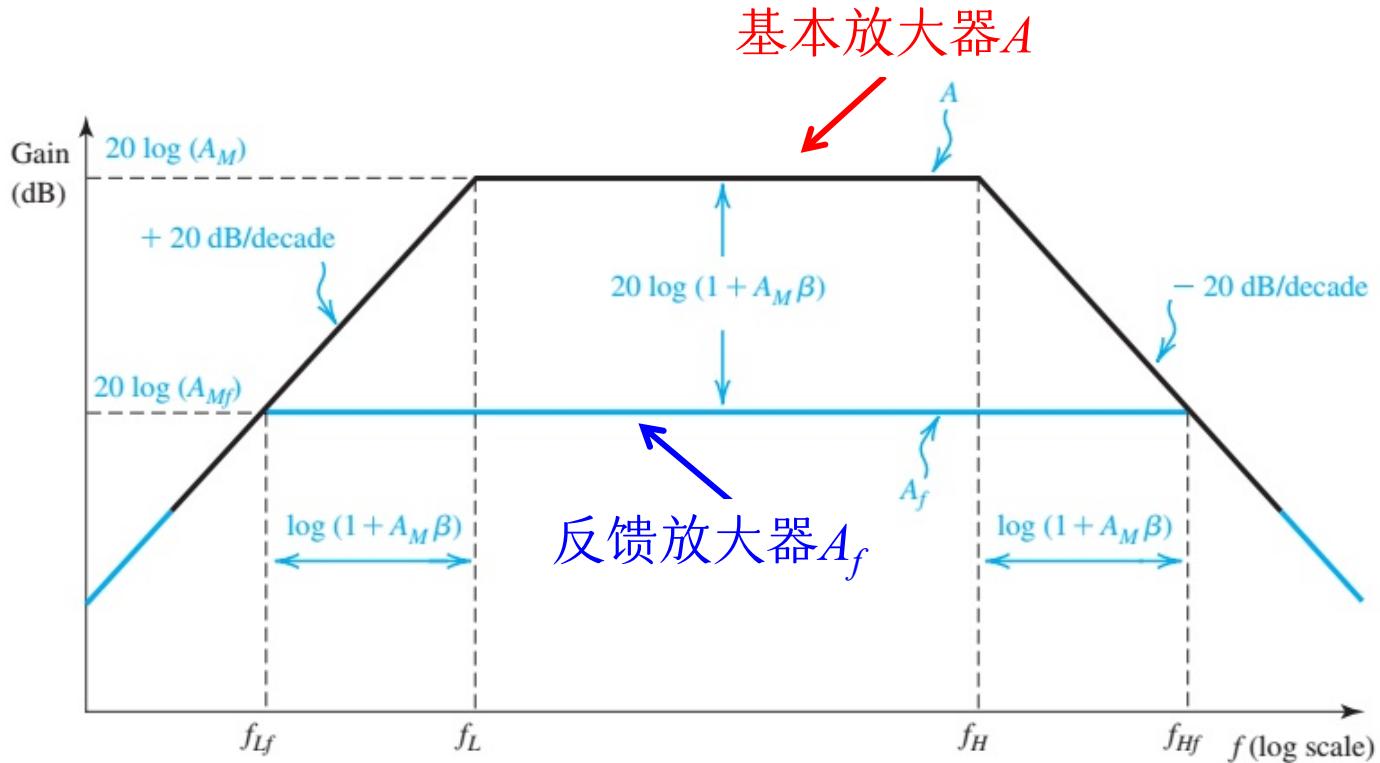
$$\omega_{Hf} = (1 + A_M F) \omega_H \quad \omega_H \text{更高}$$

若原基本放大器的增益为单极点的低频响应，同理可得

$$\omega_{Lf} = \frac{\omega_L}{1 + A_M F} \quad \omega_L \text{更低}$$

带宽更宽

# 放大器的幅频响应

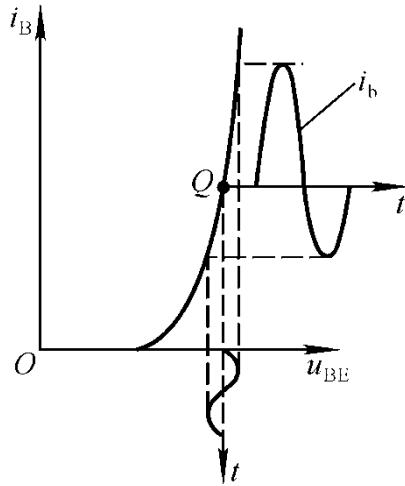


$$f_{Lf} = \frac{f_L}{1 + A_M \beta}$$

$$A_{Mf} = \frac{A_M}{1 + A_M \beta}$$

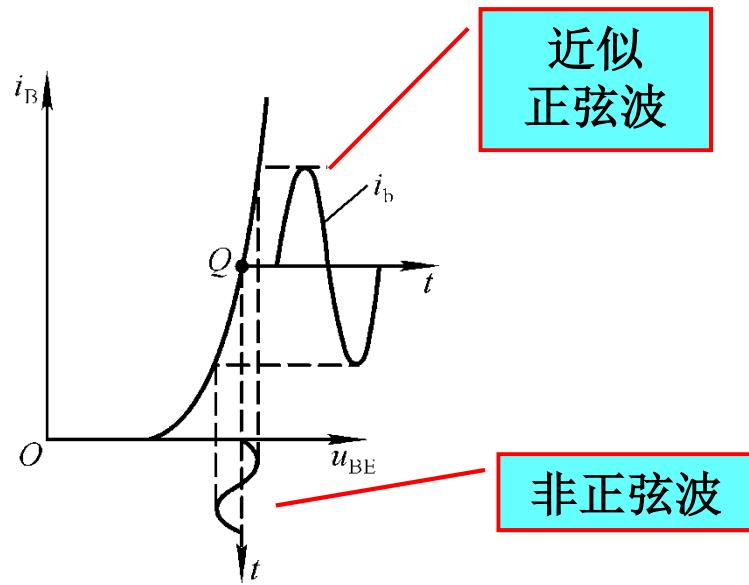
$$f_{Hf} = f_H (1 + A_M \beta)$$

## 四、负反馈网络减小放大器的非线性失真

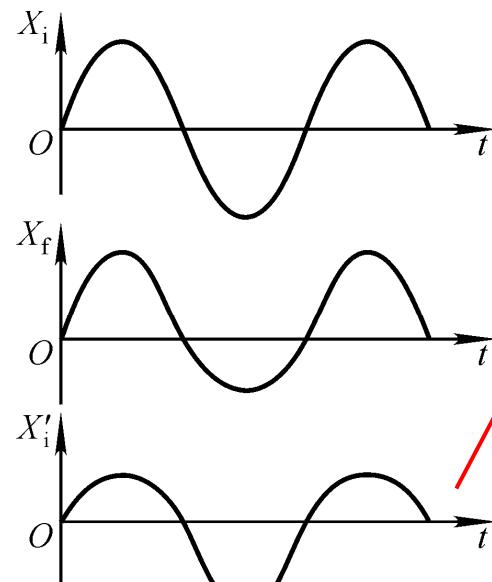
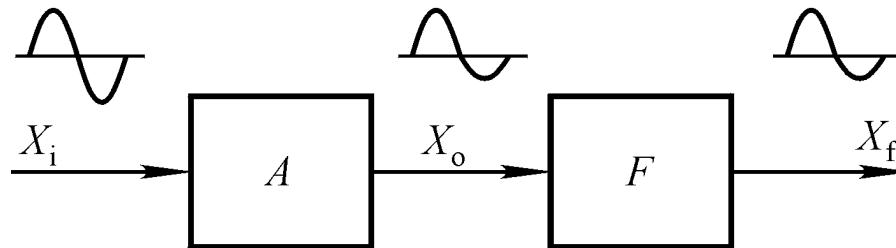


由于晶体管输入特性的非线性，当b-e间加正弦波信号电压时，基极电流的变化不是正弦波。

可以设想，若加在b-e之间的电压正半周幅值小于负半周的幅值，则其电流失真会减小，甚至为正弦波。



设基本放大电路的输出信号与输入信号同相。



$$X'_i = X_i - X_f$$

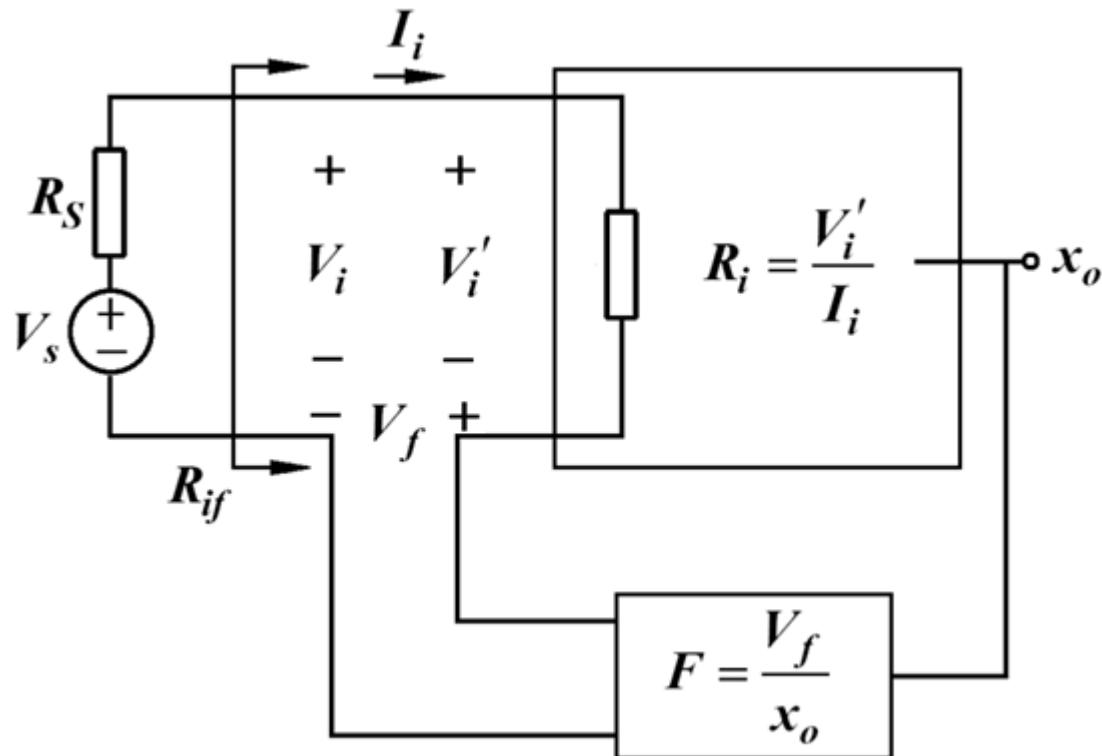
基本放大器的输入

净输入信号的正半周幅值小于负半周幅值

可以证明，在引入负反馈前后输出量基波幅值相同的情况下，非线性失真减小到基本放大电路的 $1/(1+AF)$ 。

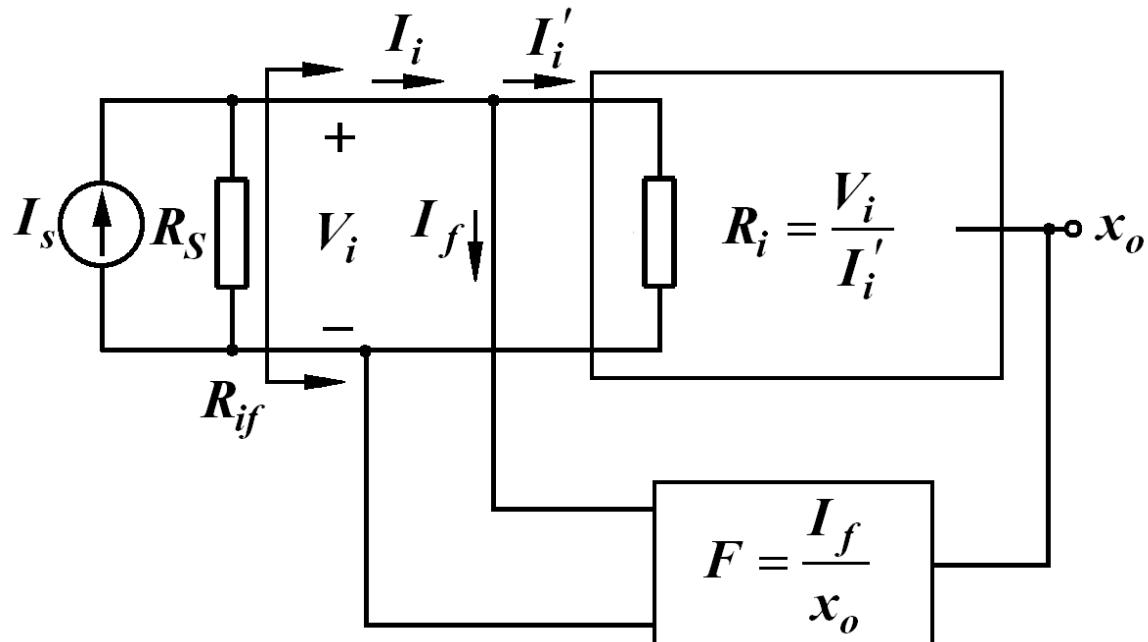
## 五、负反馈网络控制放大器的输入电阻

1、串联反馈放大器的输入电阻增大，与采样对象无关。



$$\begin{aligned} R_{if} &= \frac{V_i}{I_i} = \frac{V'_i}{I_i} \frac{V_i}{V'_i} \\ &= R_i \frac{V'_i + V_f}{V'_i} \\ &= R_i \frac{V'_i + AFV_i}{V'_i} \\ &= R_i (1 + AF) \end{aligned}$$

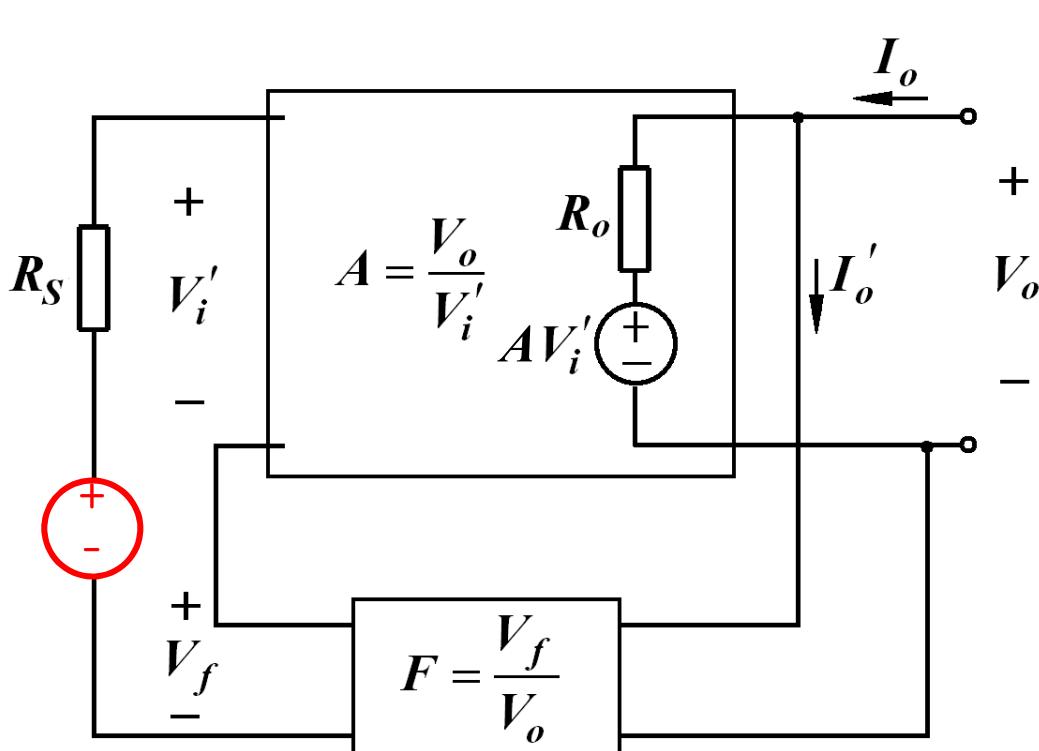
## 2、并联反馈放大器的输入电阻减小，与采样对象无关。



$$\begin{aligned}
 R_{if} &= \frac{V_i}{I_i} \\
 &= \frac{V_i}{I_i' + I_f} \\
 &= \frac{V_i}{I_i' + AFI_i'} \\
 &= \frac{V_i}{I_i'} \frac{1}{1 + AF} \\
 &= \frac{R_i}{1 + AF}
 \end{aligned}$$

## 六、负反馈网络控制放大器的输出电阻

1、电压采样使放大器的输出电阻减小，与输入端接入方式无关。



串联接入

假设  $I_o' \approx 0$  采样电压  
电流为零

$$V_o = I_o R_o + A V_i'$$

假设  $R_s \rightarrow 0$  源电阻

$$V_i' = -V_f = -F V_o$$

$$\therefore V_o = I_o R_o - A F V_o$$

$$R_{of} = \frac{V_o}{I_o} = \frac{R_o}{1 + AF}$$

并联接入

假设  $I_o' \approx 0$  采样电压电流为零

$$V_o = I_o R_o + A I_i'$$

假设  $R_s \rightarrow \infty$  源电阻

$$I_i' \approx -I_f$$

$$\therefore V_o = I_o R_o - A I_f = I_o R_o - A F V_o$$

$$R_{of} = \frac{V_o}{I_o} = \frac{R_o}{1 + AF}$$

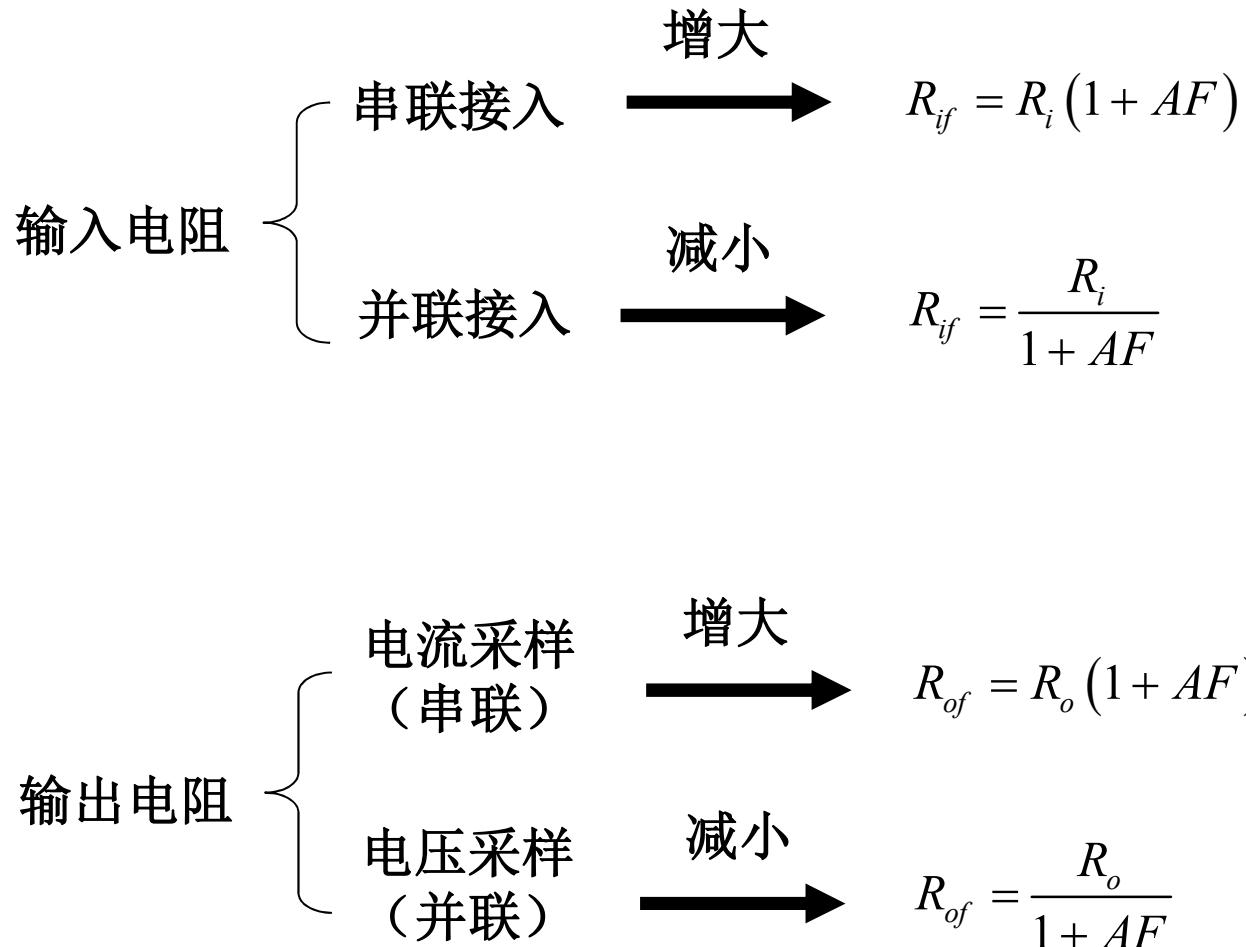
同理可得：

2、电流采样使放大器的输出电阻增大，与输入端接入方式无关。

$$R_{of} = R_o (1 + AF)$$



## 小结



## 11.1.4 反馈组态判别

### 一、判断方法

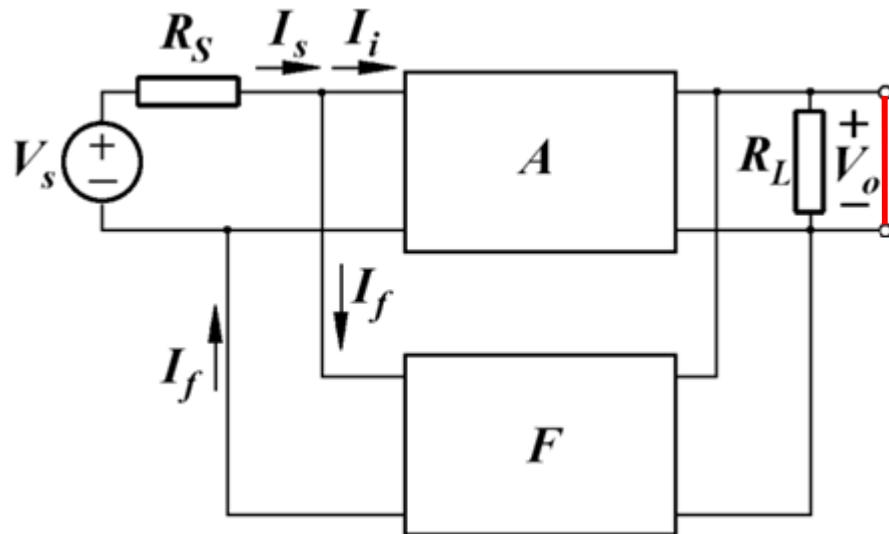
1. 根据反馈网络感知的是输出电压还是输出电流，判断是电压采样或电流采样。
2. 根据反馈网络输出信号影响的是放大器的净输入电压还是净输入电流，判断是串联接入或并联接入。
3. 判断是正反馈还是负反馈用瞬时极性法。

# 反馈组态判断的经验

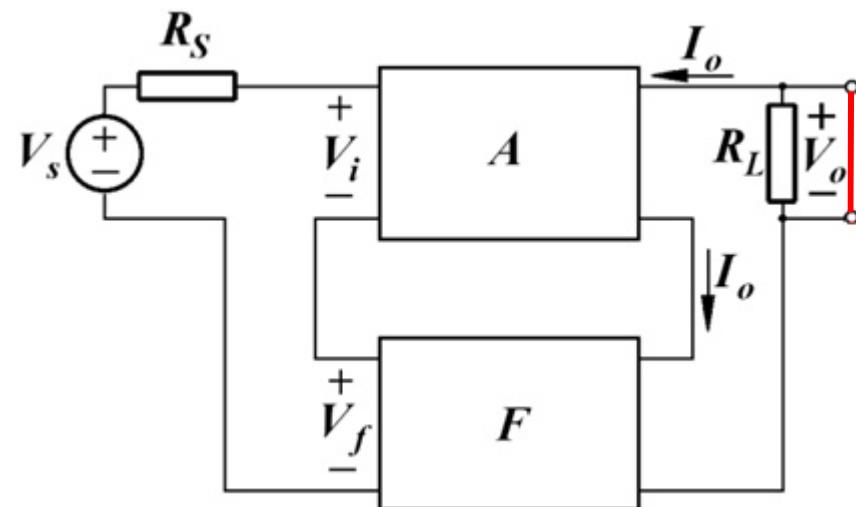
将电路的输出端交流短路

反馈消失者为电压采样

反馈继续存在的为电流采样



电压采样

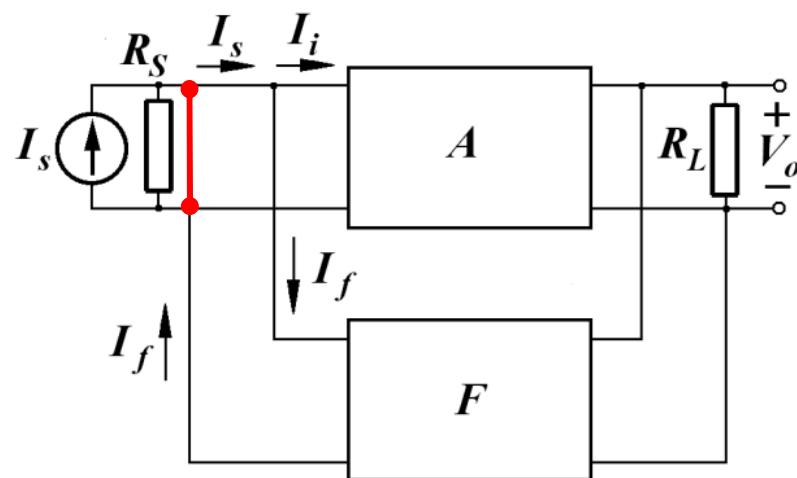


电流采样

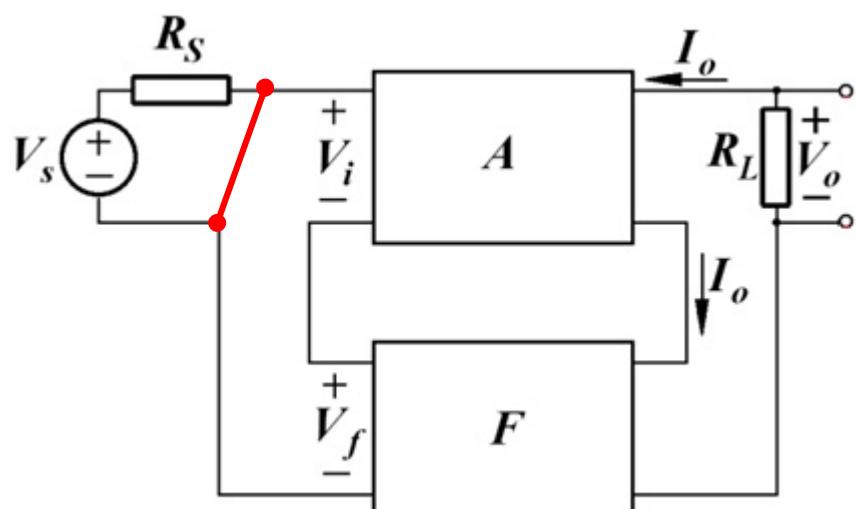
将电路的输入端交流短路

反馈加不上者为并联接入

反馈仍能加上的为串联接入

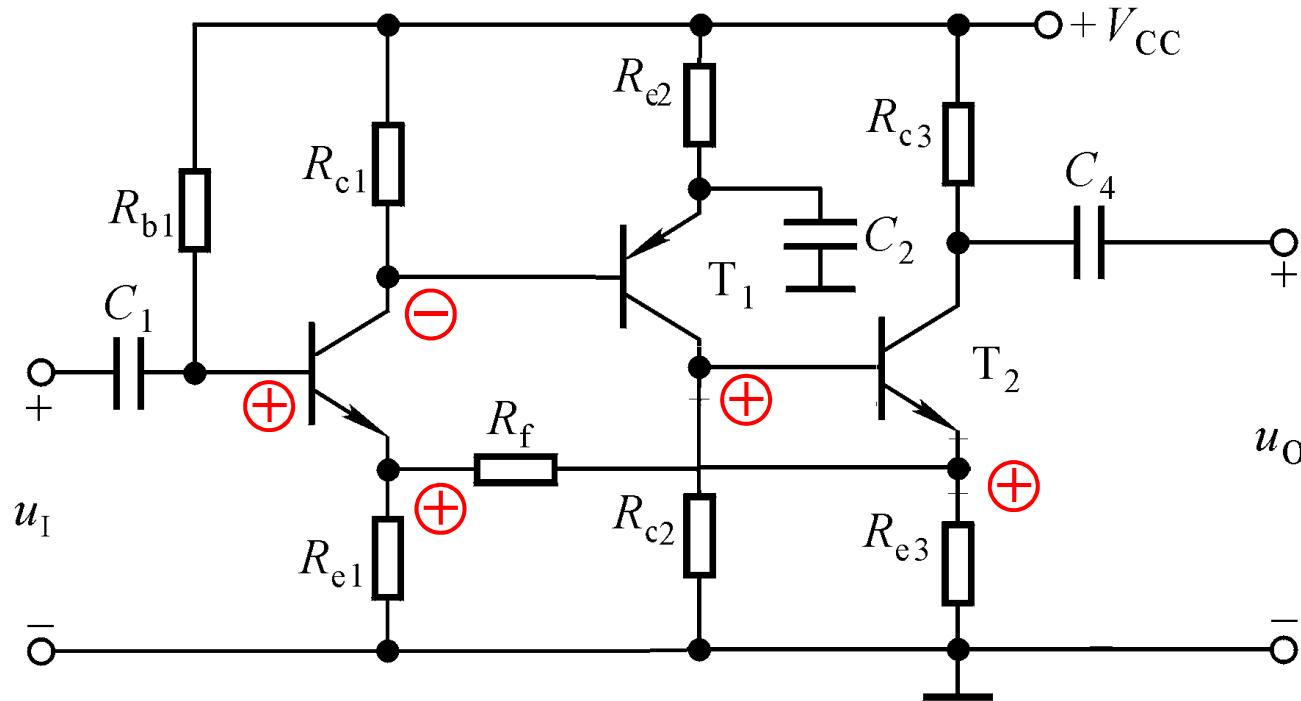


并联接入



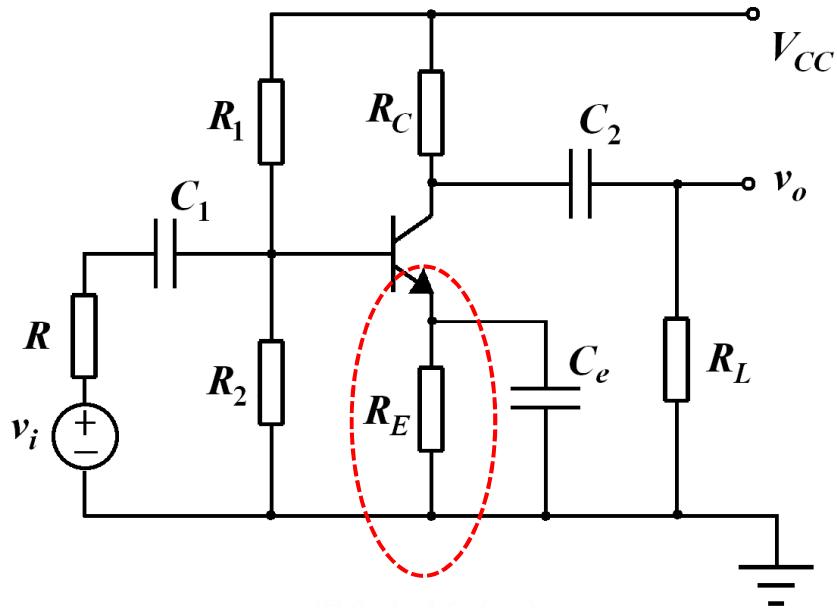
串联接入

规定电路输入信号在某一时刻对地的极性，然后逐级判断电路中各相关点电流的流向或电位的极性，从而得出输出信号的极性；根据输出信号的极性判断反馈信号的极性；若反馈信号使基本放大器的净输入信号增大，则引入的是正反馈；反之引入的是负反馈。

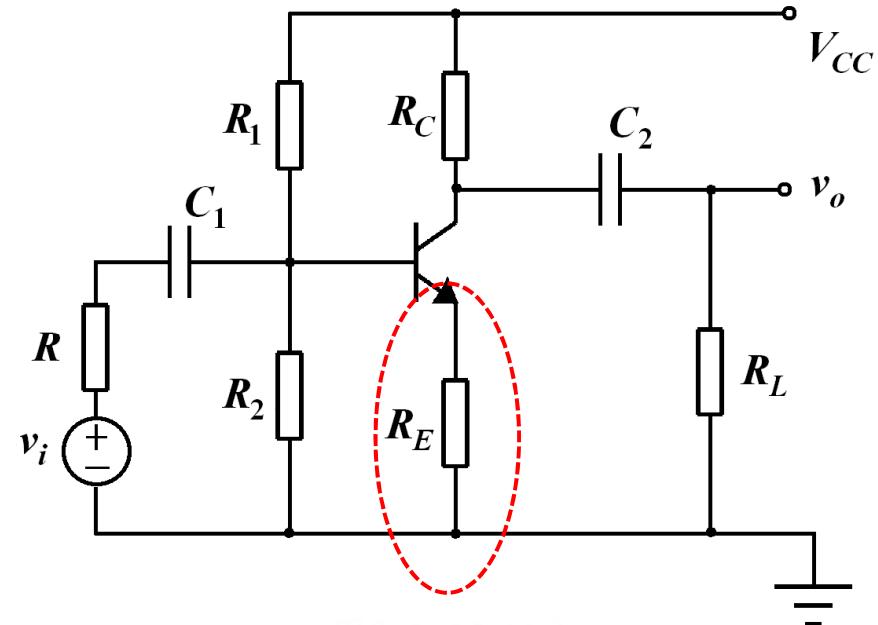


## 二、举例说明

例1 判断下图电路为直流反馈，还是交流反馈？并说明反馈的作用。

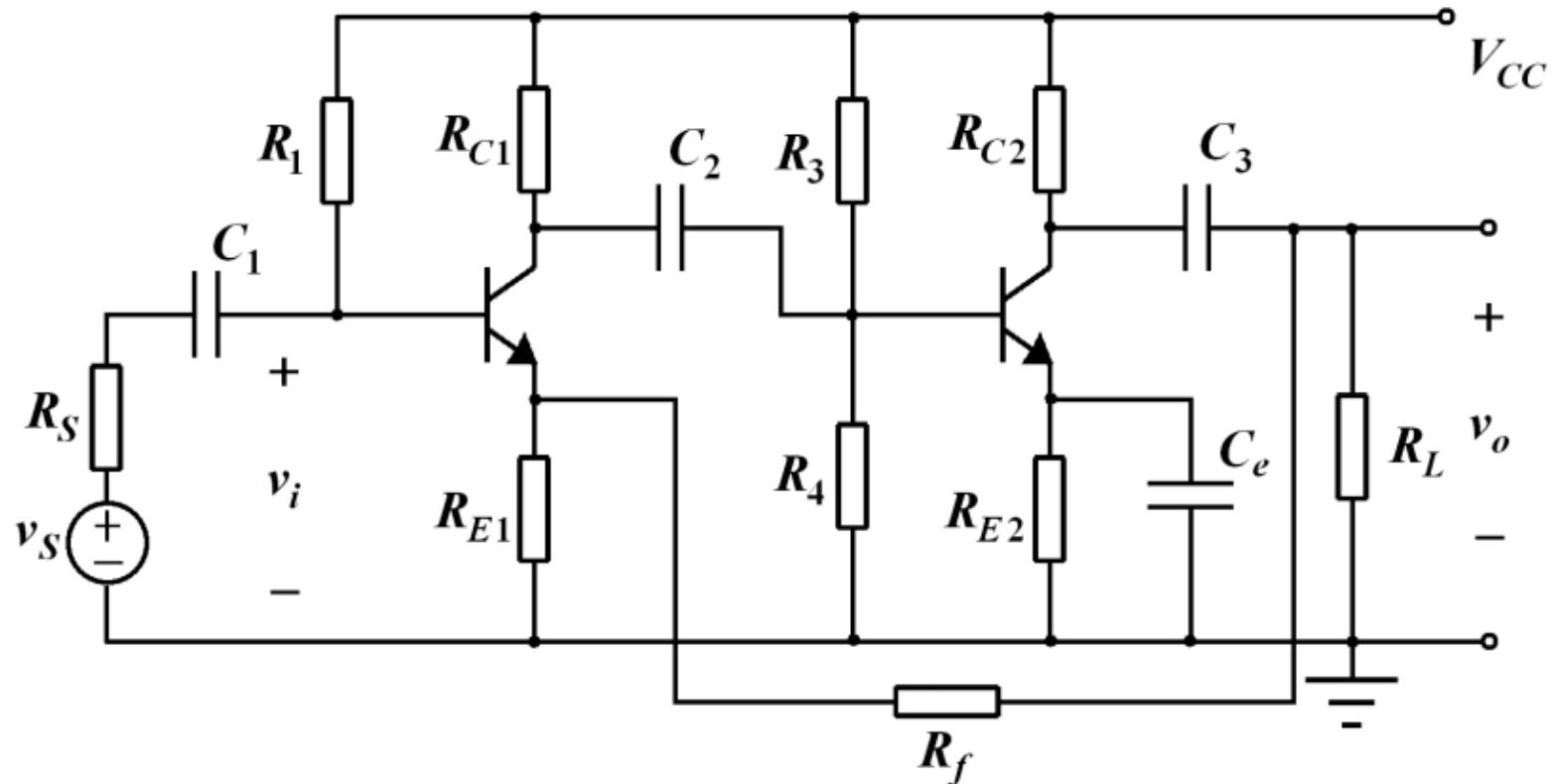


直流反馈



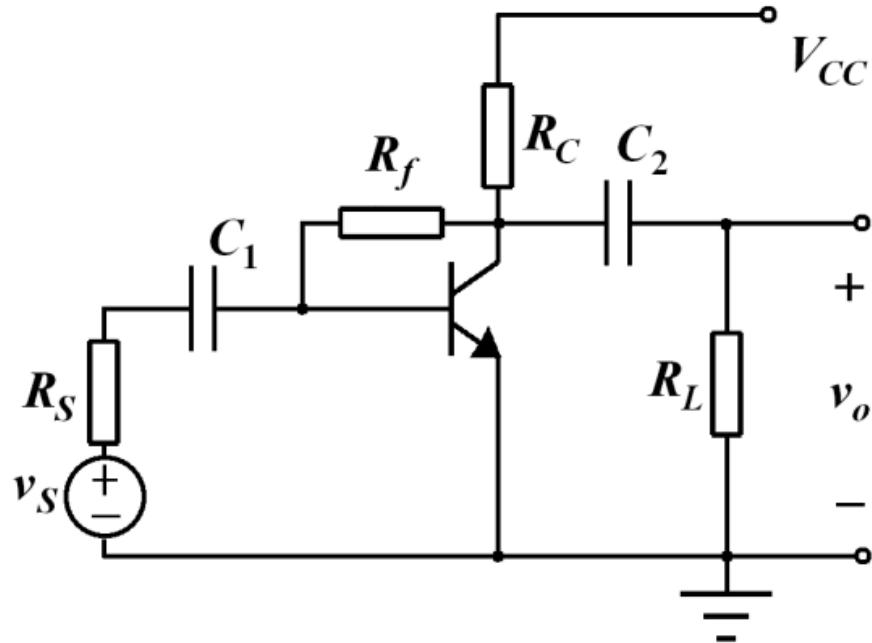
直流和交流反馈

例2 判断下图所示电路为什么反馈？



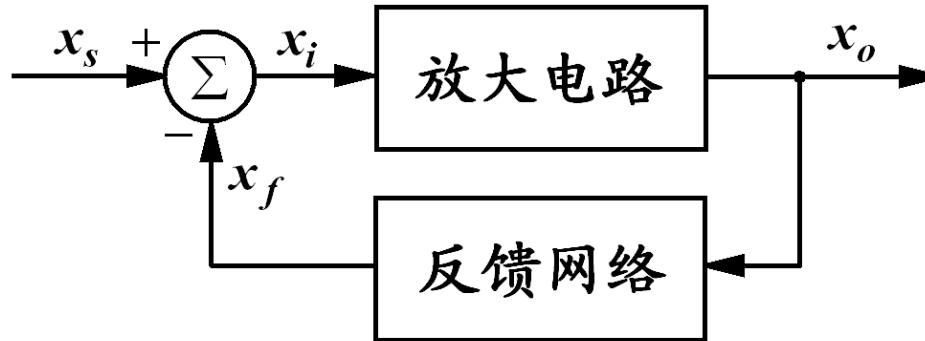
电压采样串联接入负反馈

例3 判断下图所示电路为什么反馈？



电压采样并联接入负反馈

## 11.1.5 负反馈电路的拆环



- 理论上，假设放大电路和反馈网络都是单向传输电路。
- 理论上，理想的反馈网络对放大电路没有负载效应。

如采样电压，  
则认为（流入反馈网络的）电流为零

- 实际的反馈网络或多或少对放大电路有负载效应。
- 对反馈网络进行拆环的目的是分析其对放大电路的负载效应。

## 拆环方法

画输入，看输出：

反馈网络的输入（电压）为零，  
=从基本放大器输出断开

输出端如果是电压采样，则将输出端对地短路；如果是电流采样，  
则将输出端开路。

反馈网络的输入（电流）为零，  
=从基本放大器输出断开

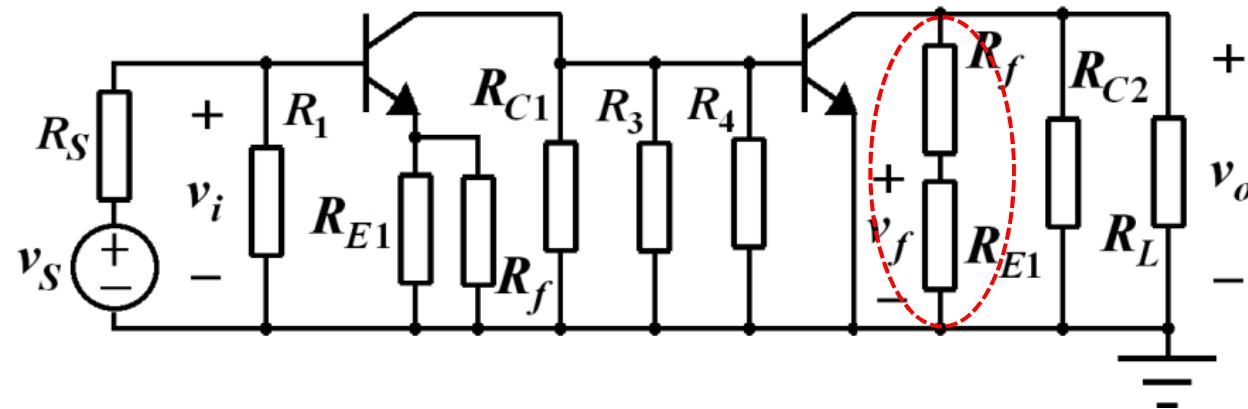
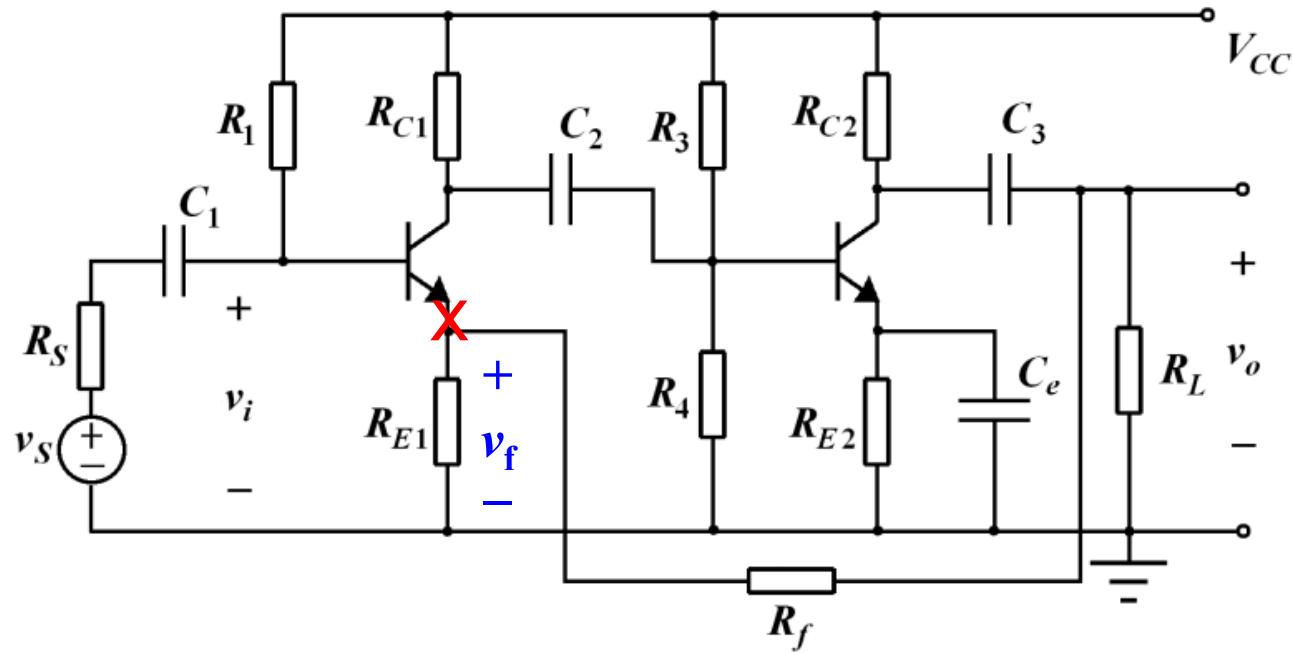
画输出，看输入：

输入端如果是并联接入，则将输入端对地短路；如果是串联接入，  
则将输入端开路。

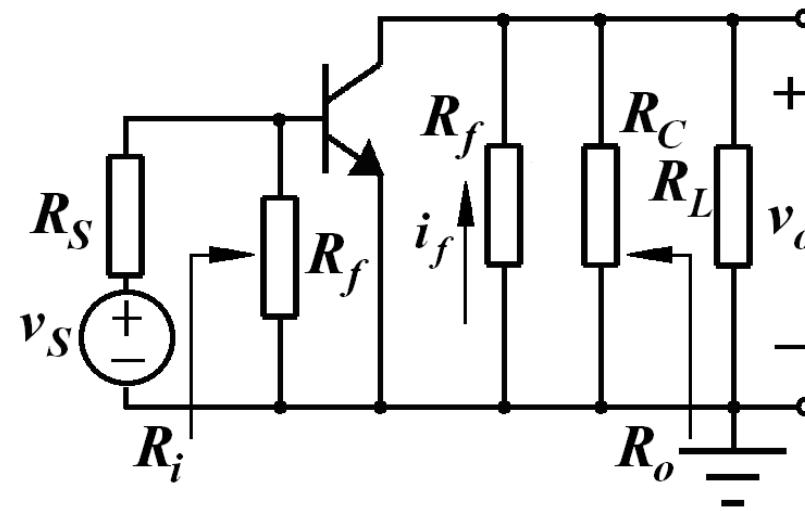
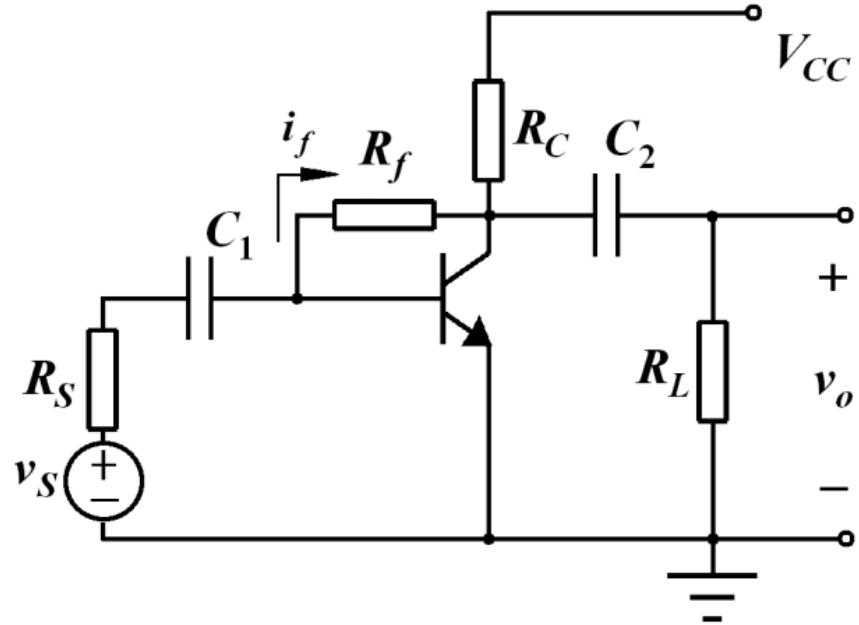
=从基本放大器输入断开

# 举例

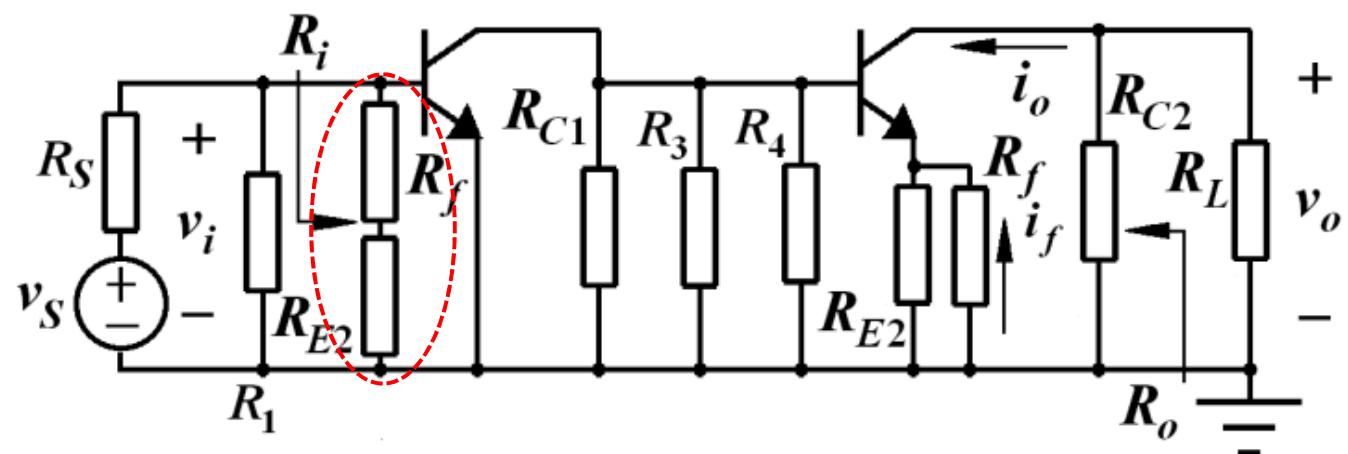
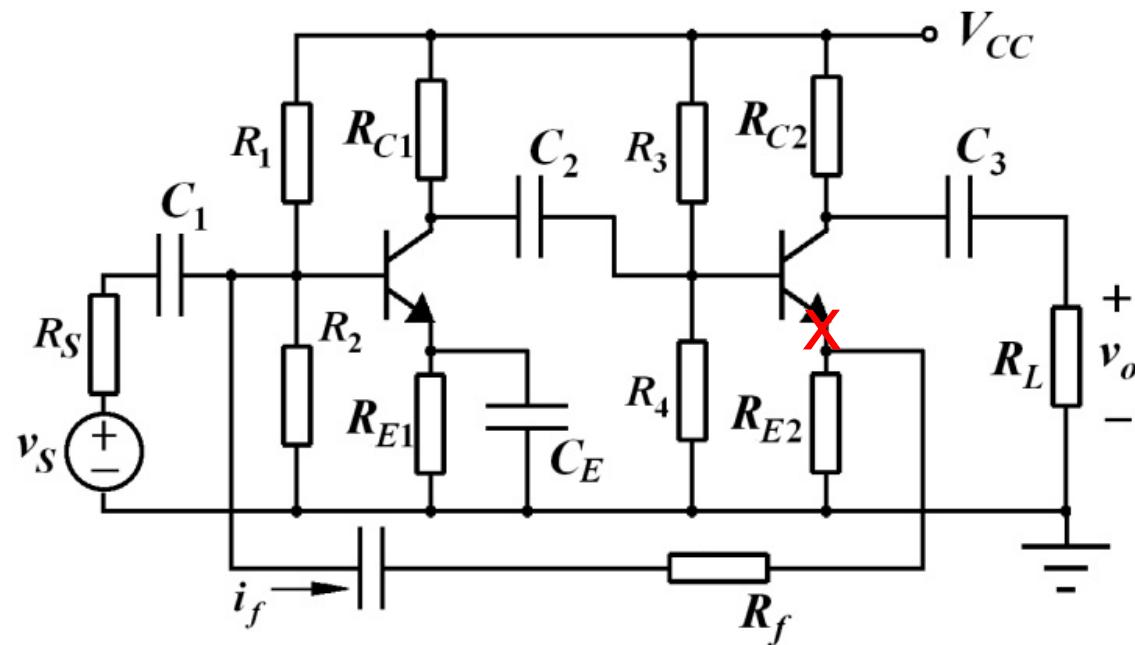
## (1) 电压串联负反馈电路



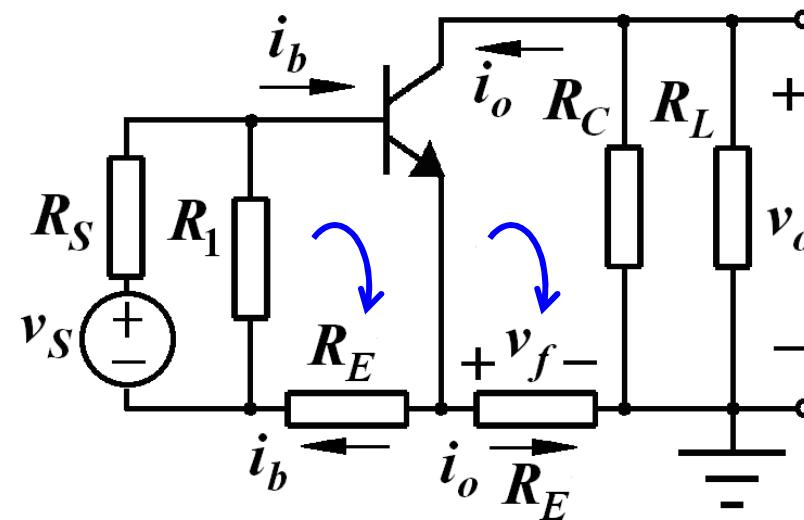
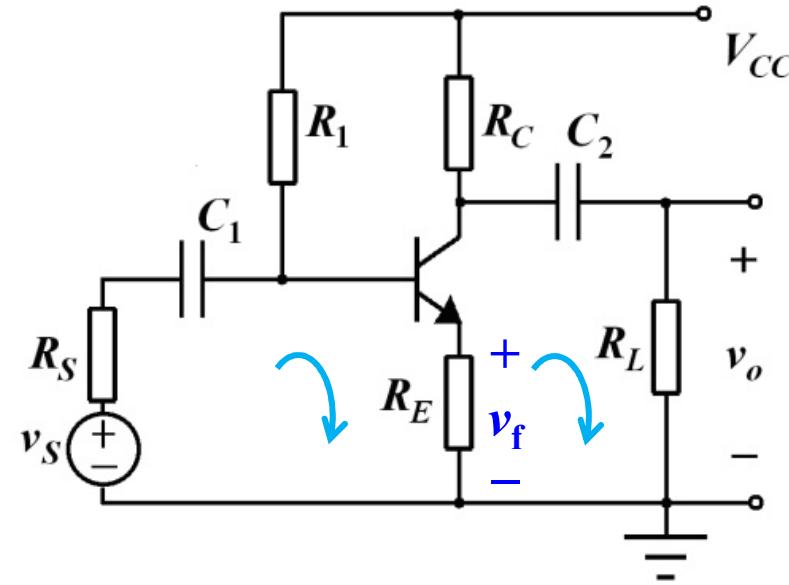
## (2) 电压并联负反馈



### (3) 电流并联负反馈



#### (4) 电流串联负反馈

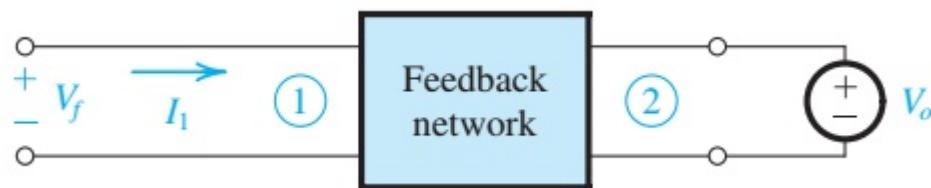
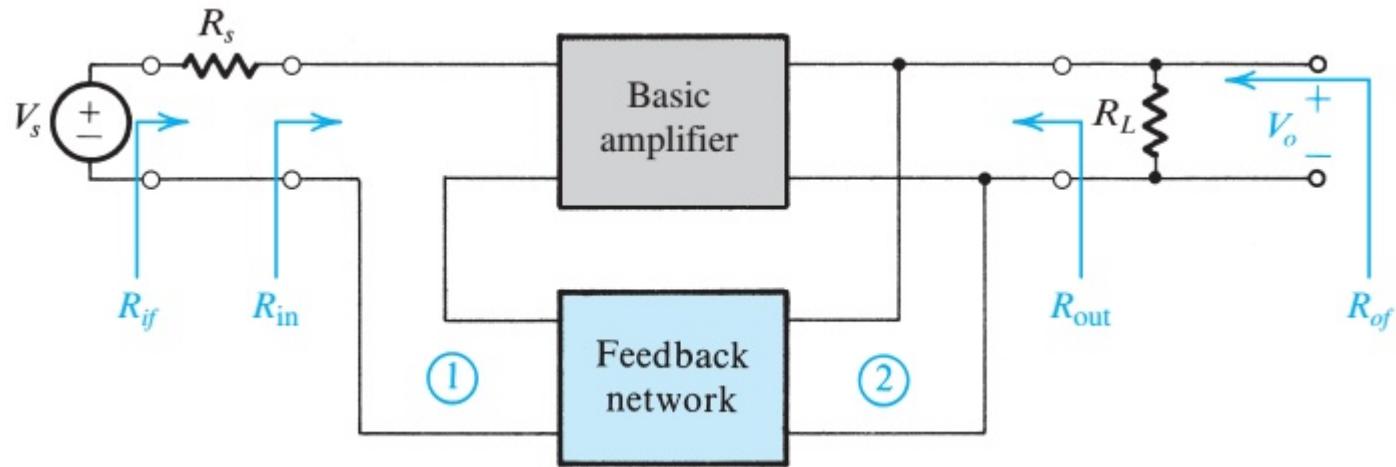


## 11.2 四种负反馈组态分析计算

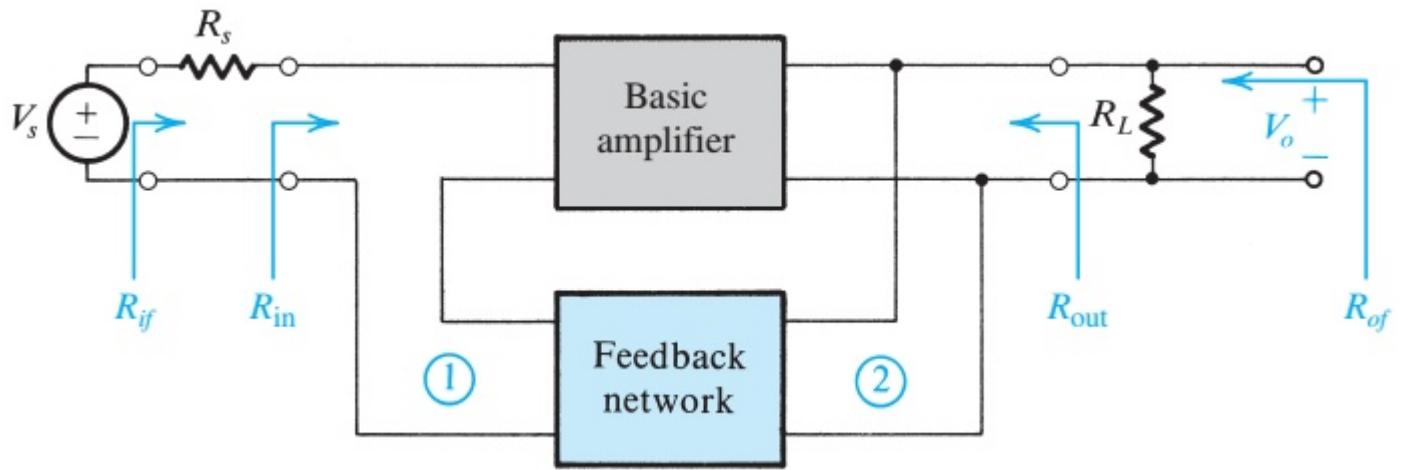
负反馈电路分析计算的步骤：

1. 判定反馈类型
2. 画出基本放大器交流通路（带反馈网络负载效应）
3. 计算基本放大器的增益、输入电阻、输出电阻
4. 计算反馈网络的反馈系数
5. 求出闭环增益、输入阻抗、输出阻抗

## 11.2.1 电压串联负反馈电路分析计算



$$F = \left. \frac{V_f}{V_o} \right|_{I_1=0}$$



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

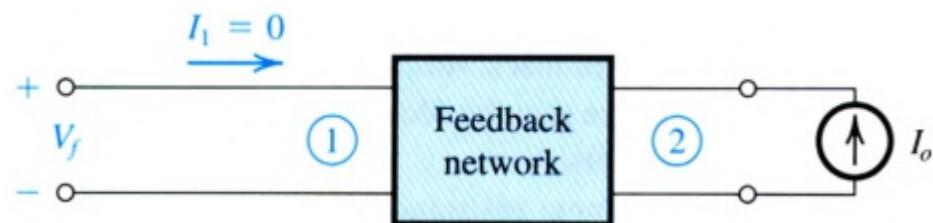
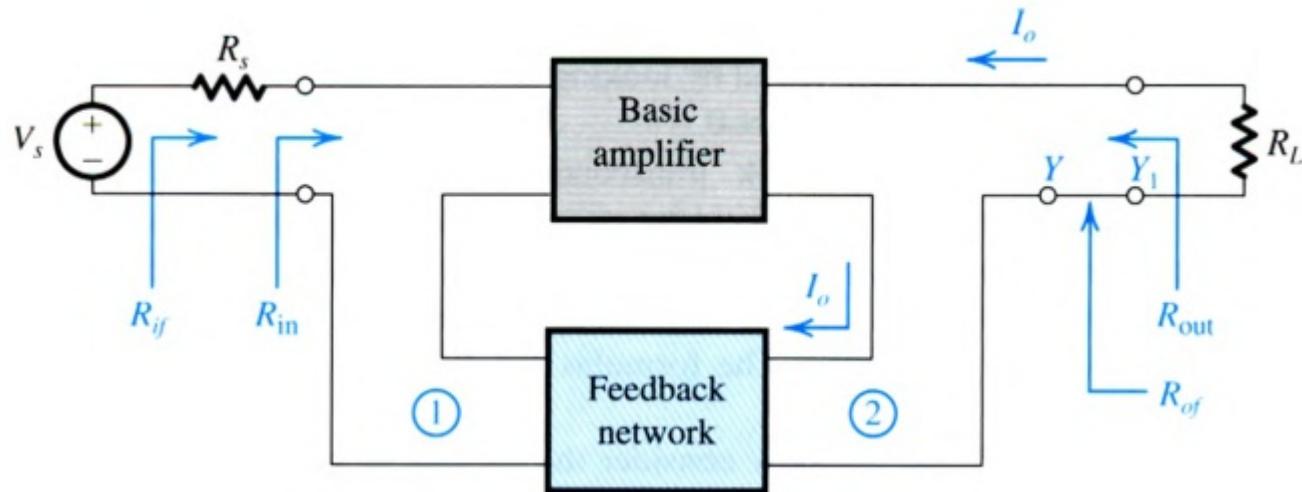
$$R_{if} = R_i(1 + AF) = R_{in} + R_S$$

$$R_{in} = R_{if} - R_S$$

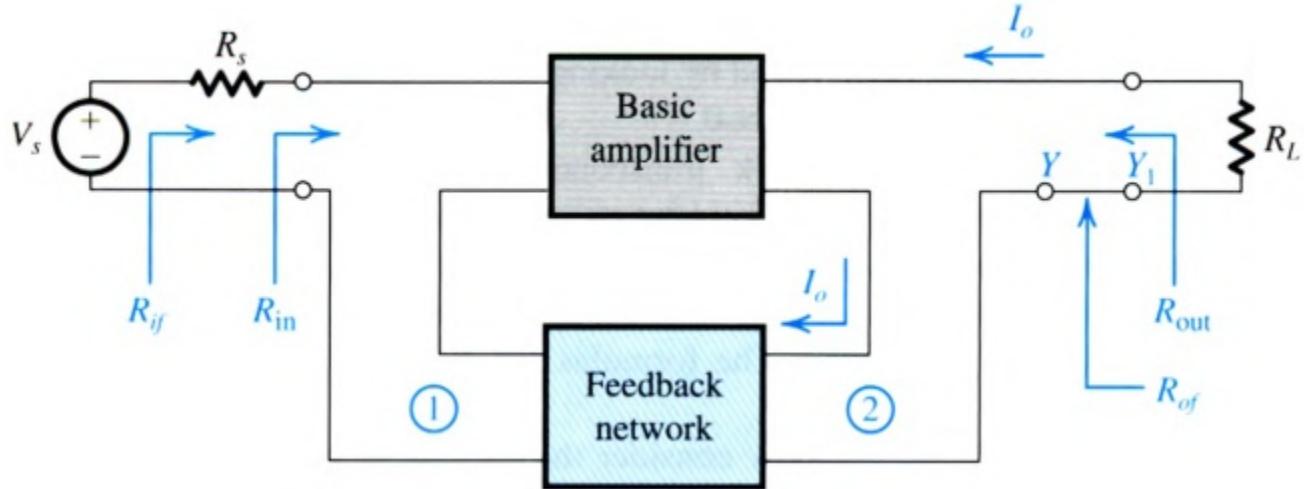
$$R_{of} = \frac{R_o}{1 + AF} = R_{out} // R_L$$

$$R_{out} = 1 \left/ \left( \frac{1}{R_{of}} - \frac{1}{R_L} \right) \right.$$

## 11.2.2 电流串联负反馈电路分析计算



$$F = \left. \frac{V_f}{i_o} \right|_{i_1=0}$$



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

$$A_{vf} = \frac{v_o}{v_s} = \frac{i_o}{v_s} \times \frac{v_o}{i_o} = R_L A_f$$

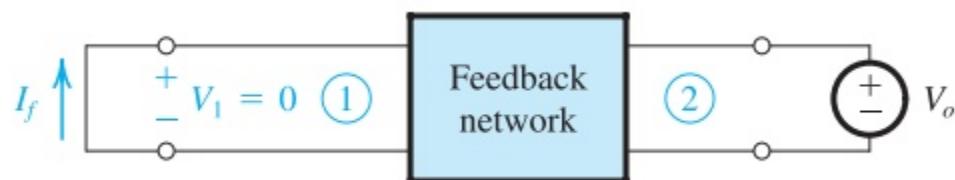
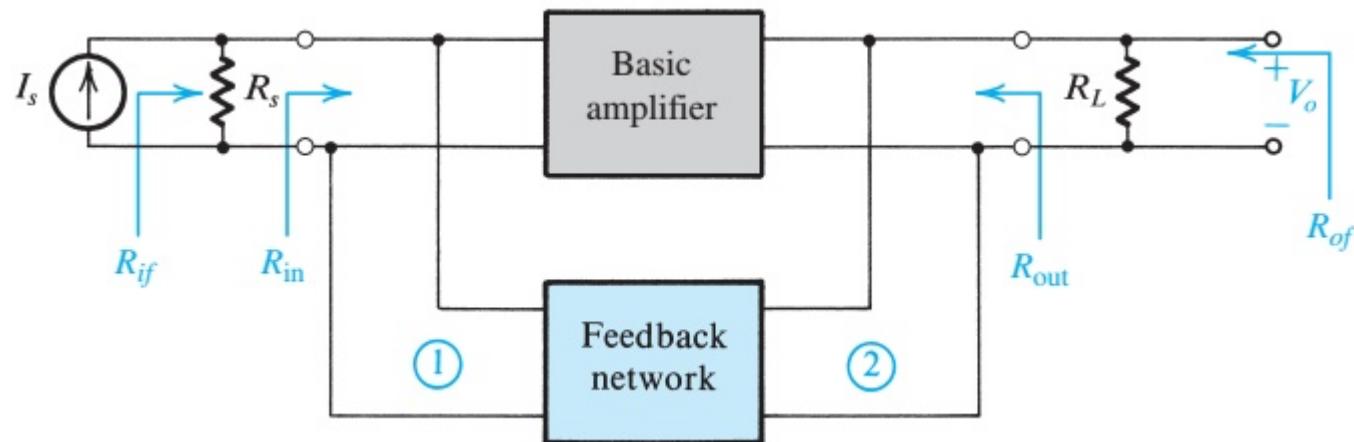
$$R_{if} = R_i(1 + AF) = R_{in} + R_S$$

$$R_{in} = R_{if} - R_S$$

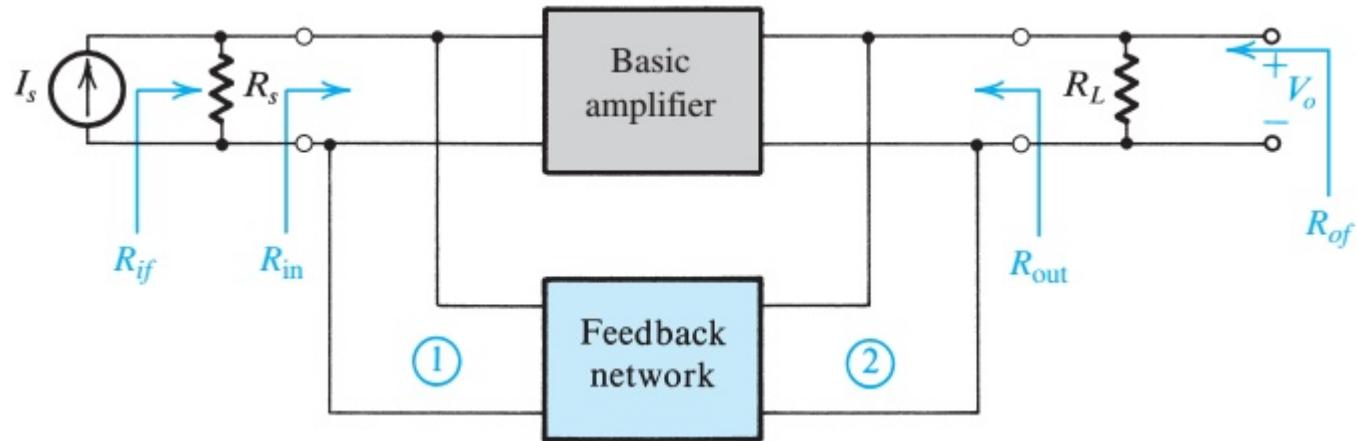
$$R_{of} = (1 + AF)R_o = R_{out} + R_L$$

$$R_{out} = R_{of} - R_L$$

### 11.2.3 电压并联负反馈电路分析计算



$$F = \left. \frac{i_f}{v_o} \right|_{v_i=0}$$



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

$$A_{vf} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{i_s} \frac{i_s}{V_s} = \frac{1}{R_S} A_f$$

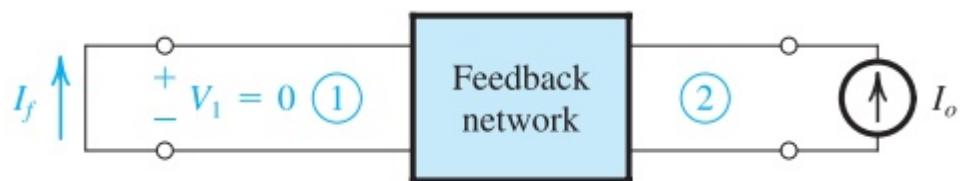
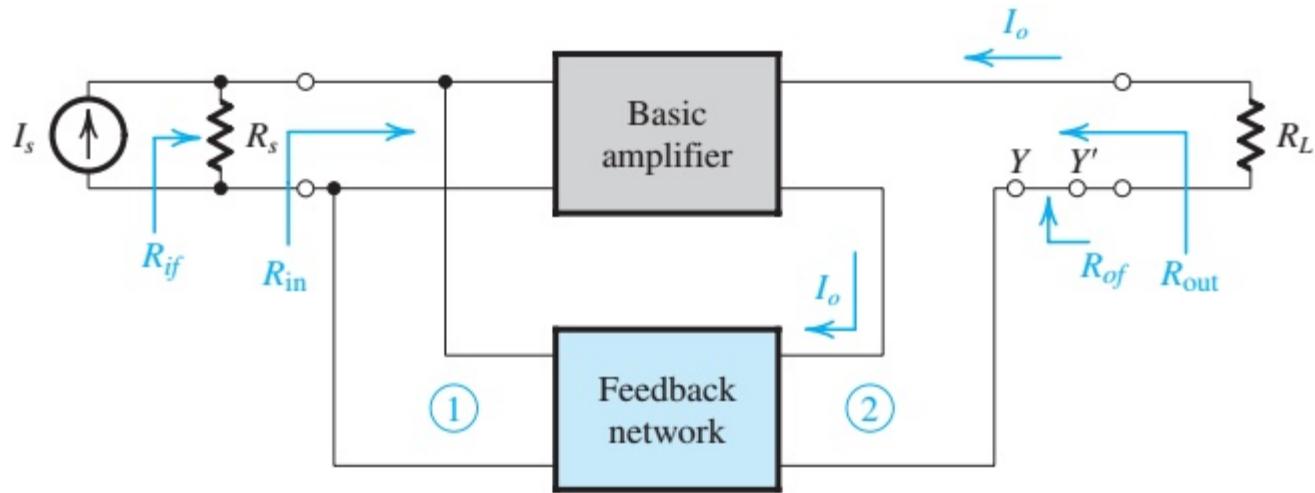
$$R_{if} = \frac{R_i}{1 + AF} = R_{in} // R_S$$

$$R_{in} = 1 \left/ \left( \frac{1}{R_{if}} - \frac{1}{R_S} \right) \right.$$

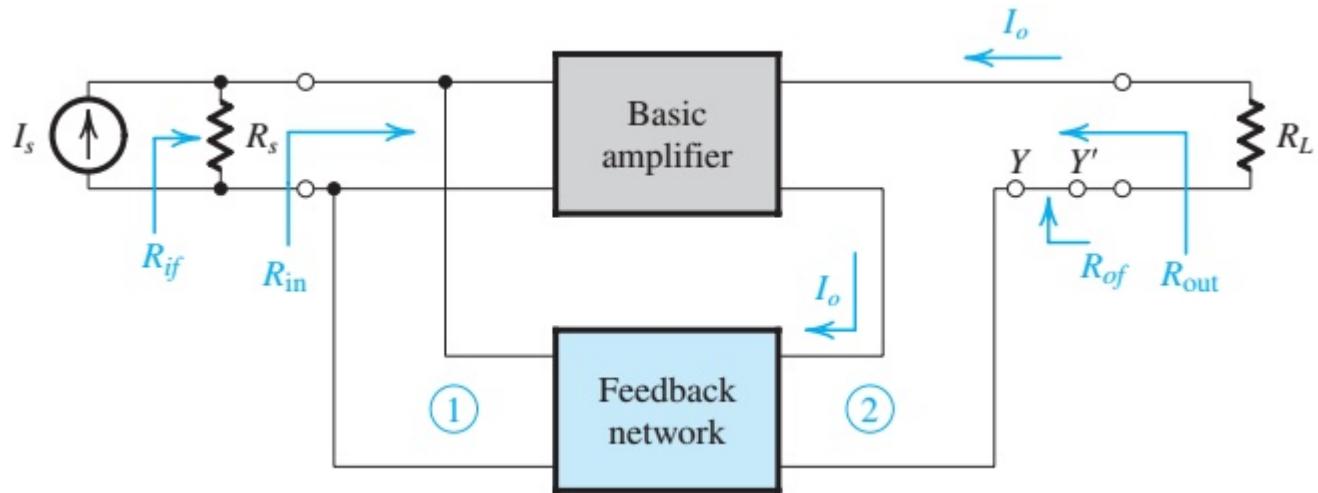
$$R_{of} = \frac{R_o}{1 + AF} = R_{out} // R_L$$

$$R_{out} = 1 \left/ \left( \frac{1}{R_{of}} - \frac{1}{R_L} \right) \right.$$

## 11.2.4 电流并联负反馈电路分析计算



$$F = \frac{i_f}{i_o} \Big|_{v_1=0}$$



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

$$A_{vf} = \frac{v_o}{v_s} = \frac{R_L i_o}{R_S i_s} = \frac{R_L}{R_S} A_f$$

$$R_{if} = \frac{R_i}{1 + AF} = R_{in} // R_S$$

$$R_{in} = 1 \left/ \left( \frac{1}{R_{if}} - \frac{1}{R_S} \right) \right.$$

$$R_{of} = (1 + AF) R_o = R_{out} + R_L$$

$$R_{out} = R_{of} - R_L$$

## 11.3 负反馈电路的稳定性问题

### 11.3.1 稳定性问题

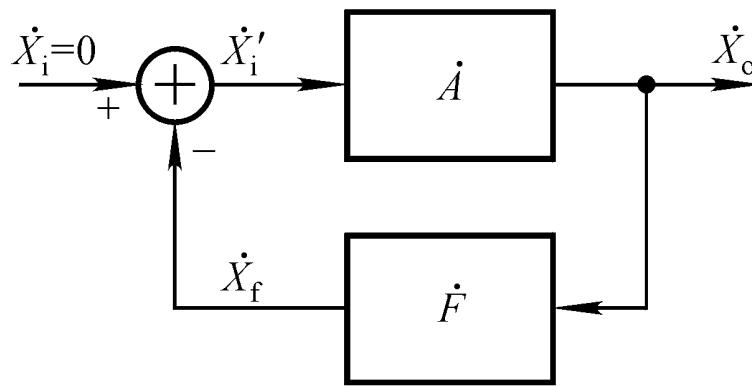
$$\dot{A}_f = \frac{\dot{A}}{1 + \dot{A}F}$$

$$\dot{A}\dot{F} = -1 \quad \longrightarrow \quad \dot{A}_f \rightarrow \infty$$

系统不稳定，出现自激振荡

### 11.3.2 稳定判据和稳定裕度

换个角度：没有输入，也有输出  
= 振荡



$X_i = 0$  时， $X_o$  维持  $X_o$

$$\dot{X}_o = -\dot{A}\dot{F}X_o$$

幅值平衡条件

相位平衡条件

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



$$\begin{cases} |\dot{A}\dot{F}| = 1 \\ \phi_A + \phi_F = \pm(2n+1)\pi \quad (n \text{ 为整数}) \end{cases}$$

角度  $180^\circ$  (模  $2\pi$ )

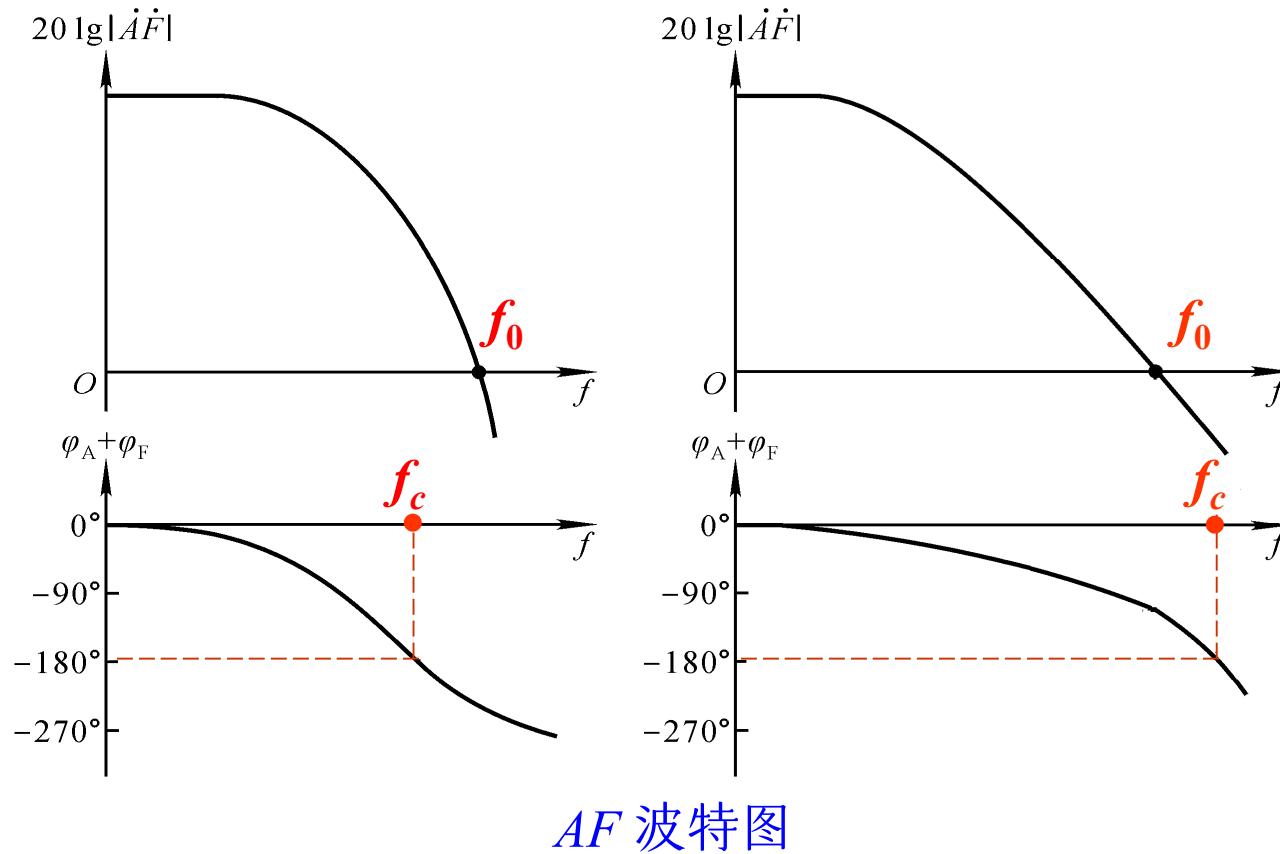
由于电路通电后输出量有一个从小到大直至稳幅的过程，起振条件为

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

由环路增益的频率特性来判断闭环后电路的稳定性。

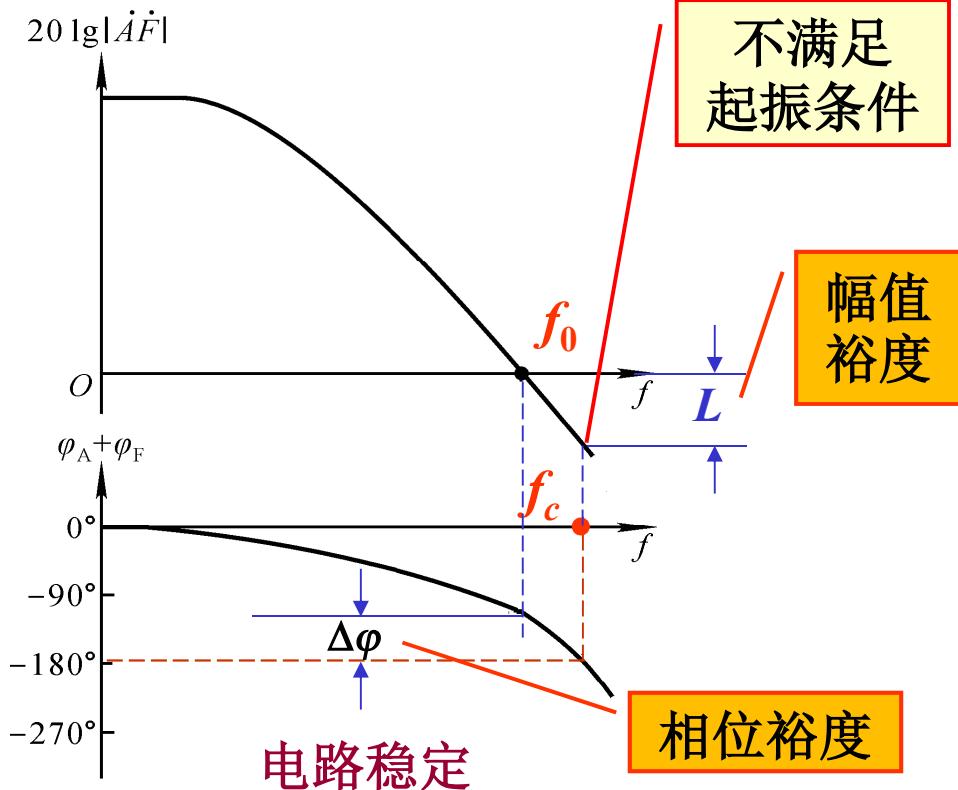
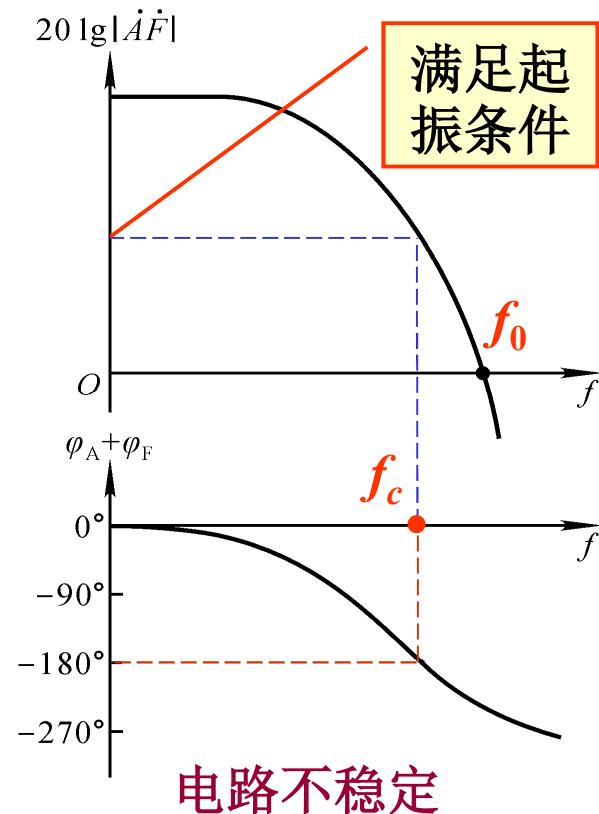
使环路增益下降到 0 dB 的频率，记作  $f_0$ ； 模为 1

使  $\varphi_A + \varphi_F = \pm (2n+1)\pi$  的频率，记作  $f_c$ 。 角度 180° (模  $2\pi$ )



## 稳定性的判断

当  $|L| \geq 10 \text{ dB}$  且  $\Delta\phi > 45^\circ$  时，电路才具有可靠的稳定性。



$f_0 > f_c$ , 电路不稳定，会产生自激振荡；  
 $f_0 < f_c$ , 电路稳定，不会产生自激振荡。

缺点：反馈系数  $F$  不同，需要重新绘图

### 11.3.3 负反馈电路稳定性分析

放大器开环增益

- 1、更多用  $A$  (而非  $AF$ ) 的波特图
- 2、更多用相位裕度 (而非增益裕度)
- 3、最低要求  $45^\circ$ , 一般要求  $60^\circ$

$$A = \frac{10^5}{(1 + jf/10^5)(1 + jf/10^6)(1 + jf/10^7)}$$

其相频特性为

$$\phi = -\left[ \tan^{-1}(f/10^5) + \tan^{-1}(f/10^6) + \tan^{-1}(f/10^7) \right]$$

假设反馈网络为纯电阻的。

$$20 \log(AF) = 20 \log(A) - 20 \log\left(\frac{1}{F}\right)$$

$A$  与  $1/F$  的差  
(用 dB 计)

$1/F$  与频率无关, 对应水平直线

若引入的负反馈为

$$20 \log(1/F) = 85 \text{ dB}$$

问放大器是否稳定?

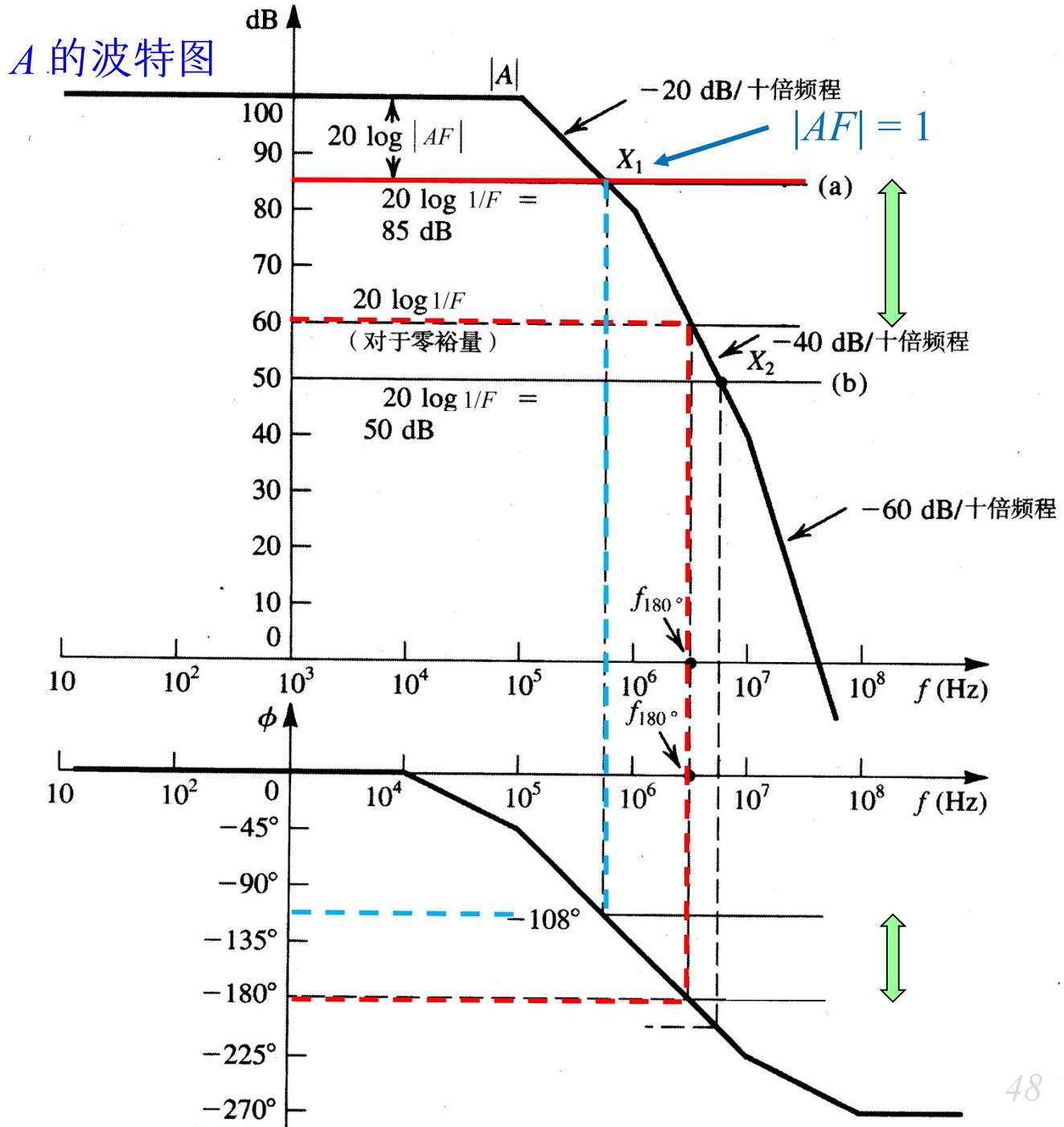
增益裕度

$$L \approx 25 \text{ dB}$$

相位裕度

$$\Delta\phi \approx 72^\circ$$

放大器稳定



若引入的负反馈为

$$20 \log(1/F) = 50 \text{ dB}$$

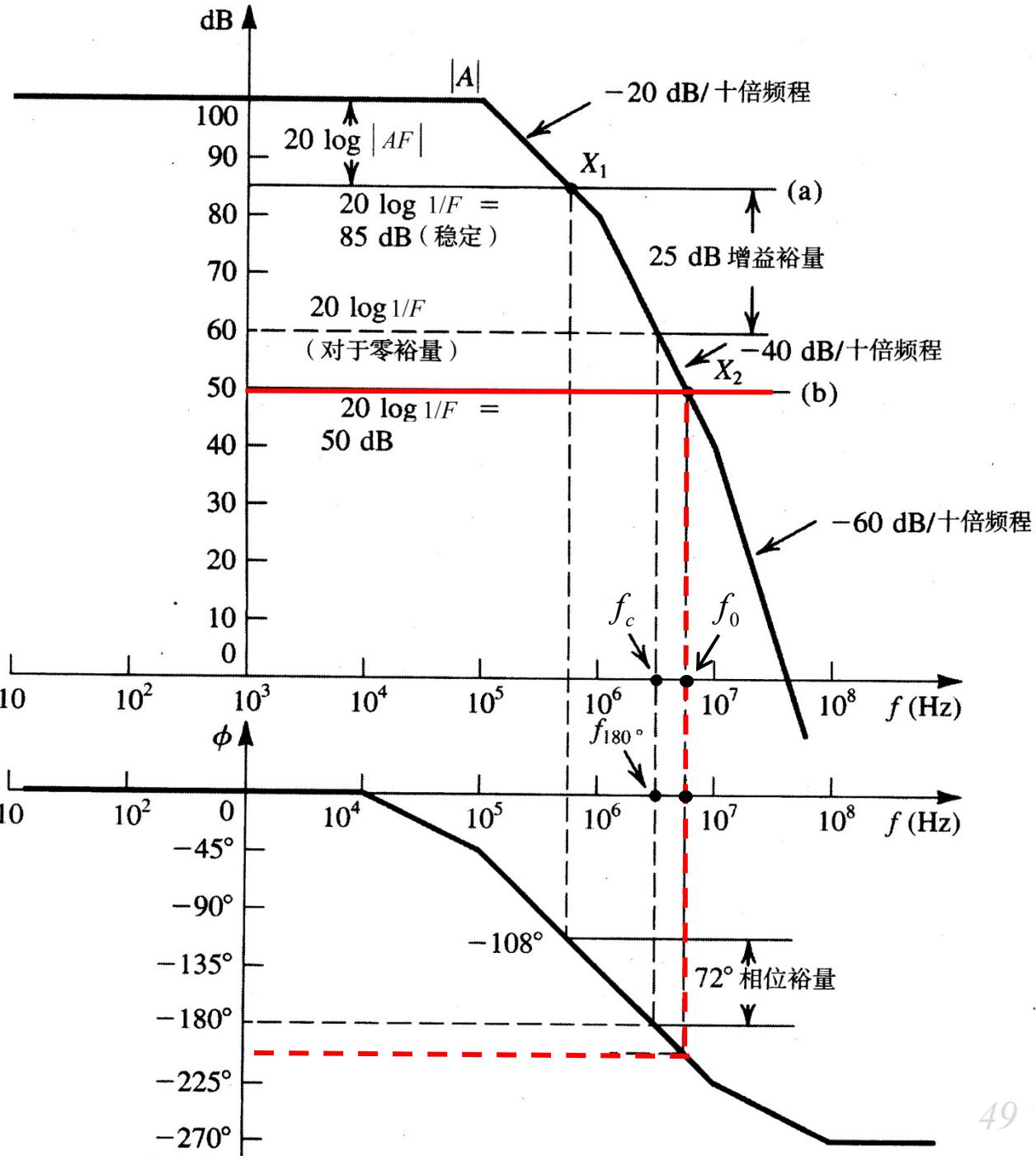
问放大器是否稳定?

相位裕度

$$\Delta\phi < 0$$

$$\text{或 } f_0 > f_c$$

放大器不稳定

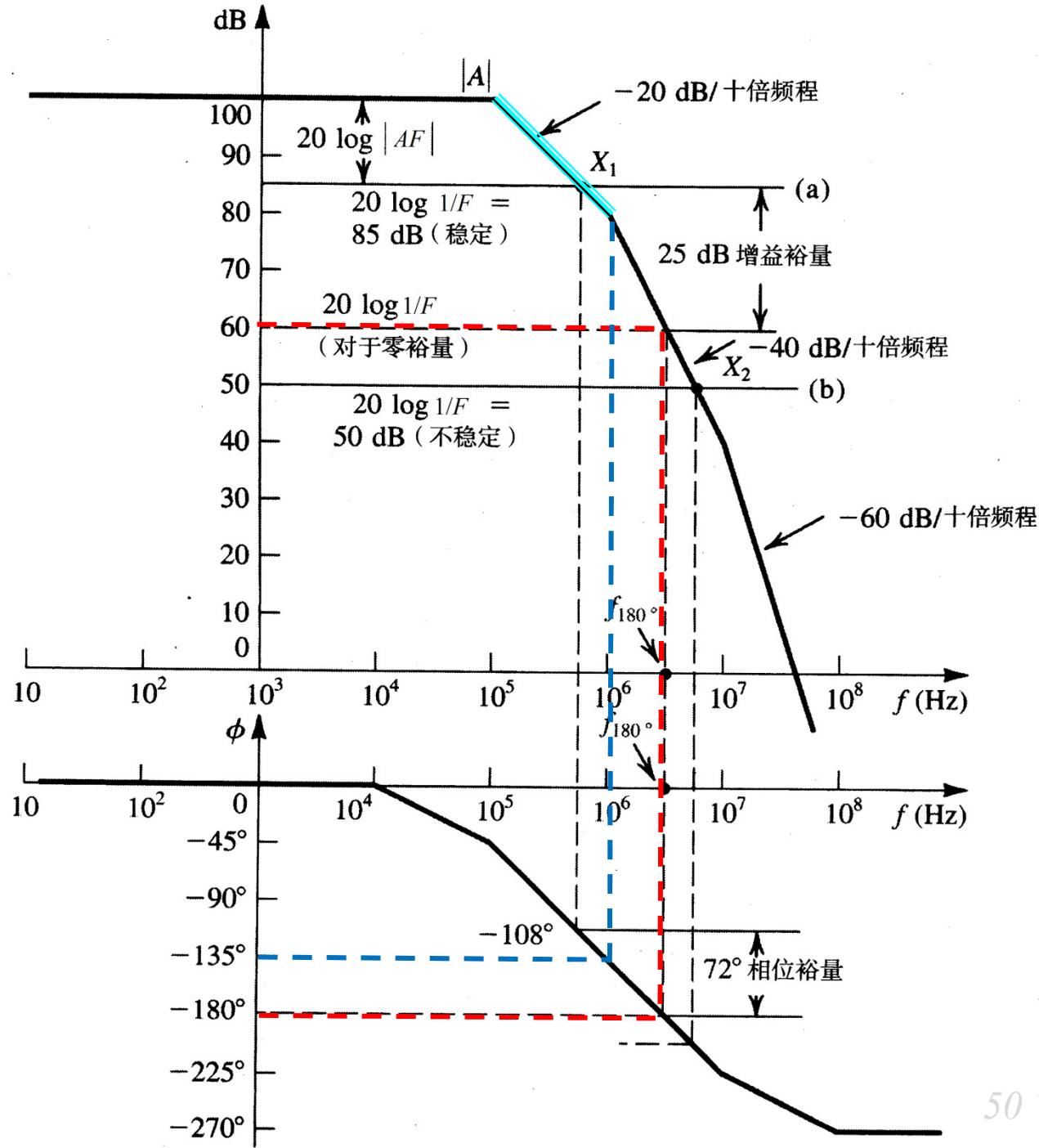


要使放大器稳定，允许引入的最大反馈？

$$20 \log(1/F) \approx 60 \text{ dB}$$

但由于没有相位和幅度裕度，这种情况下电路是不稳定的。

一般，若 $20\log(1/F)$ 对应的直线与 $20\log |A|$ 曲线的交点处于斜率为 $-20\text{dB/十倍频程}$ 的线段，则至少能保证 $45^\circ$ 的相位裕度。

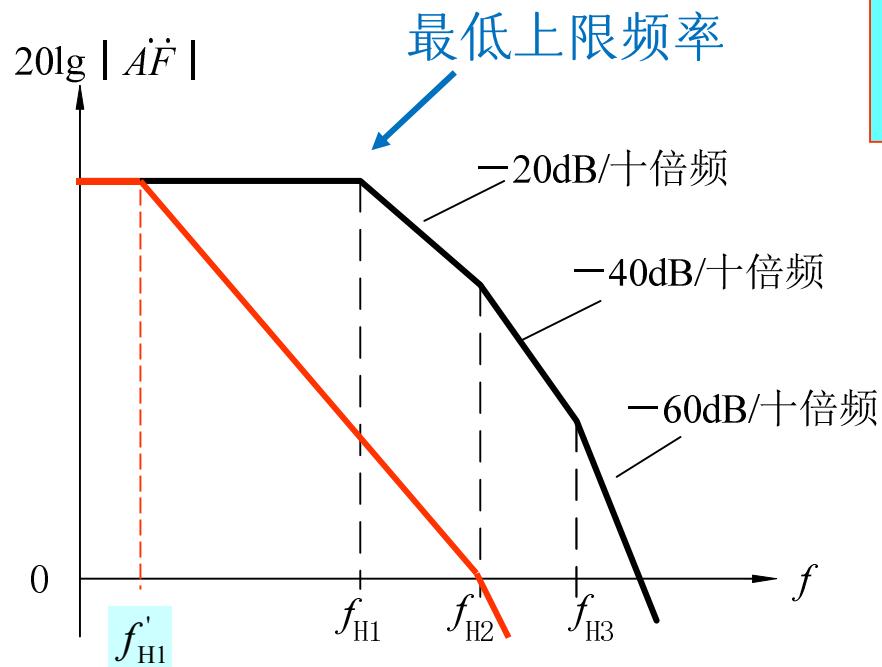


## 12.3.4 负反馈电路自激振荡的消除

常用的方法为滞后补偿方法。

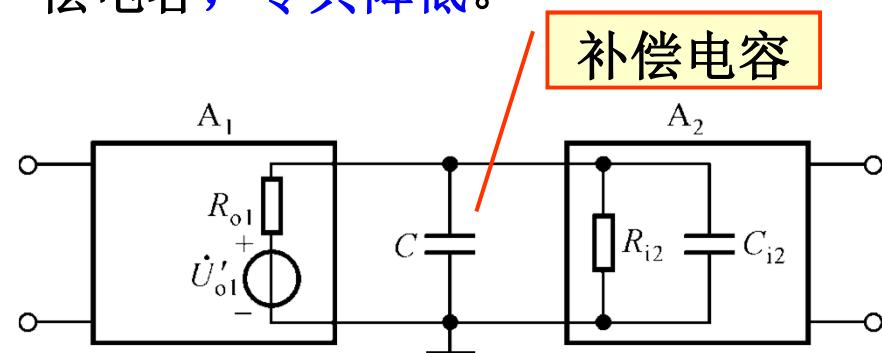
设放大电路为直接耦合方式，反馈网络为电阻网络，以 3 极点情况为例。

### 一、简单滞后补偿



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

在最低的上限频率所在回路加补偿电容，令其降低。



补偿前

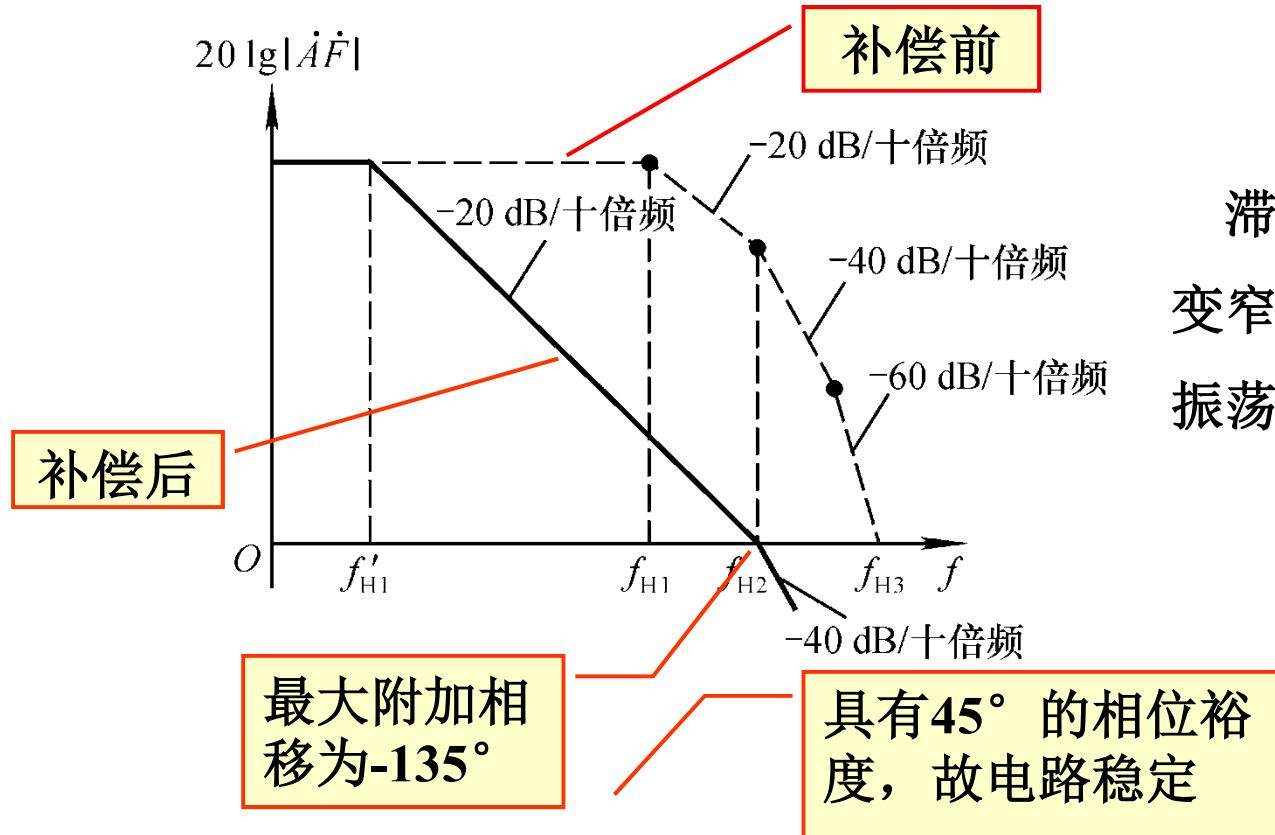
$$f'_{H1} = \frac{1}{2\pi (R_{o1}/R_{i2}) C_{i2}}$$

补偿后

$$f'_{H1} = \frac{1}{2\pi (R_{o1}/R_{i2})(C_{i2} + C)} \quad 51$$

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

补偿后，当  $f = f_{H2}$  时， $20\lg|\dot{A}\dot{F}| = 0\text{dB}$ 。

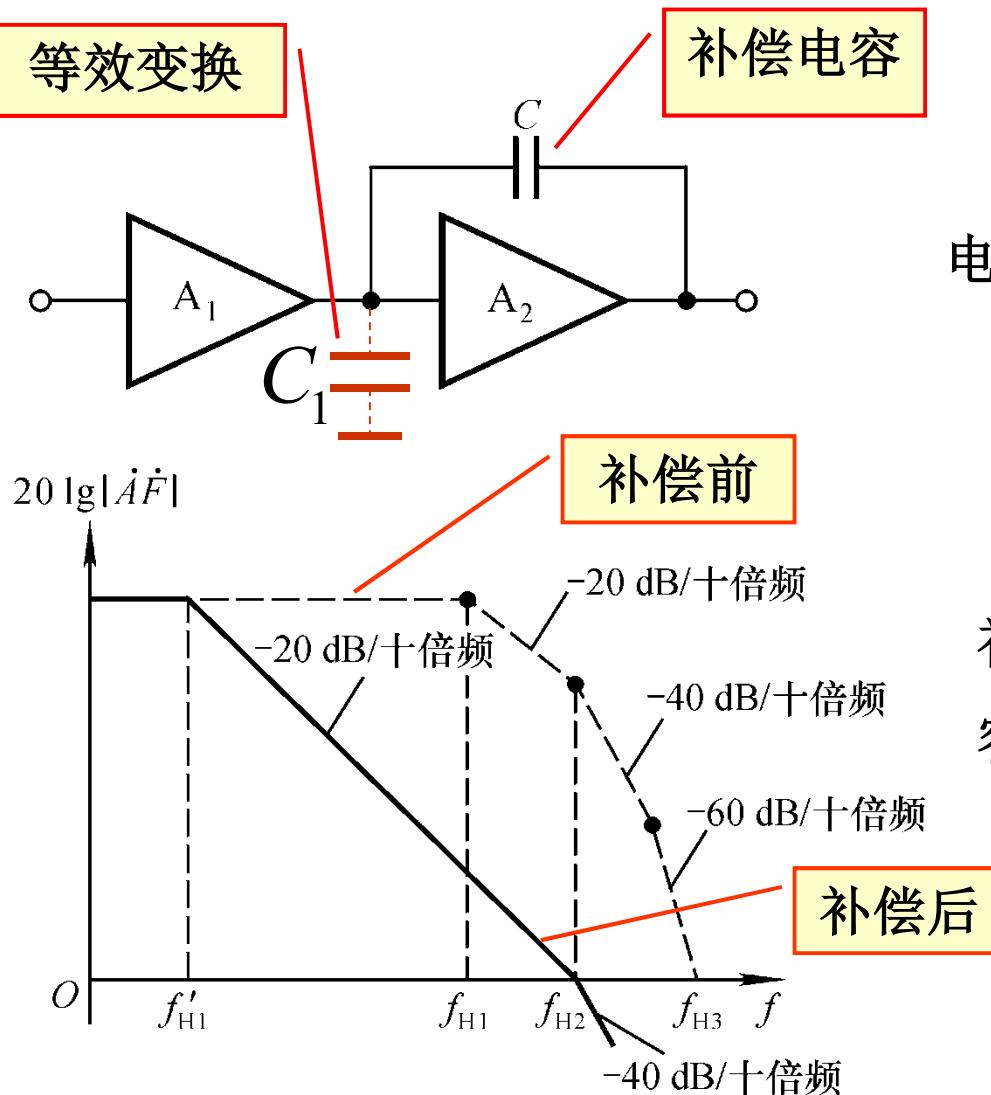


滞后补偿法是以频带变窄为代价来消除自激振荡。

recall:

$C$ 可以等效为 $C_1$ 和 $C_2$ ,  $C_1=(1-A)C$ ,  $C_2 \approx C$

## 二、密勒补偿

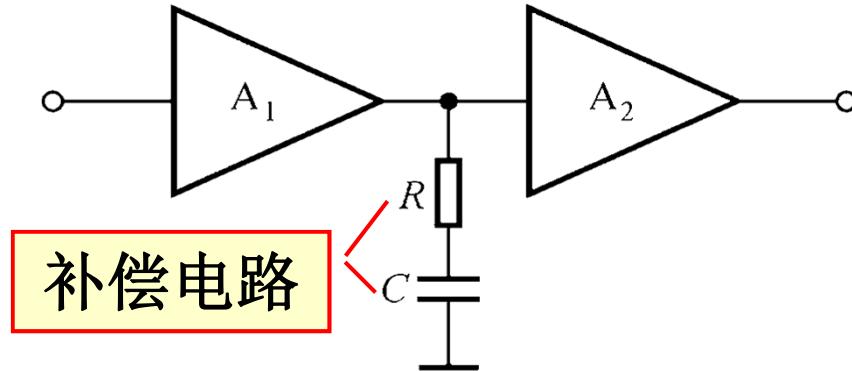


在最低的上限频率所在放大电路中加补偿电容。

$$C_1 = (1 + |k|)C$$

在获得同样补偿的情况下，补偿电容比简单滞后补偿的电容小得多。

### 三、 $RC$ 滞后补偿：在最低的上限频率所在回路加补偿



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

$$\frac{1 + j \frac{f}{f'_{H2}}}{1 + j \frac{f}{f'_{H1}}}$$

补偿后产生系数

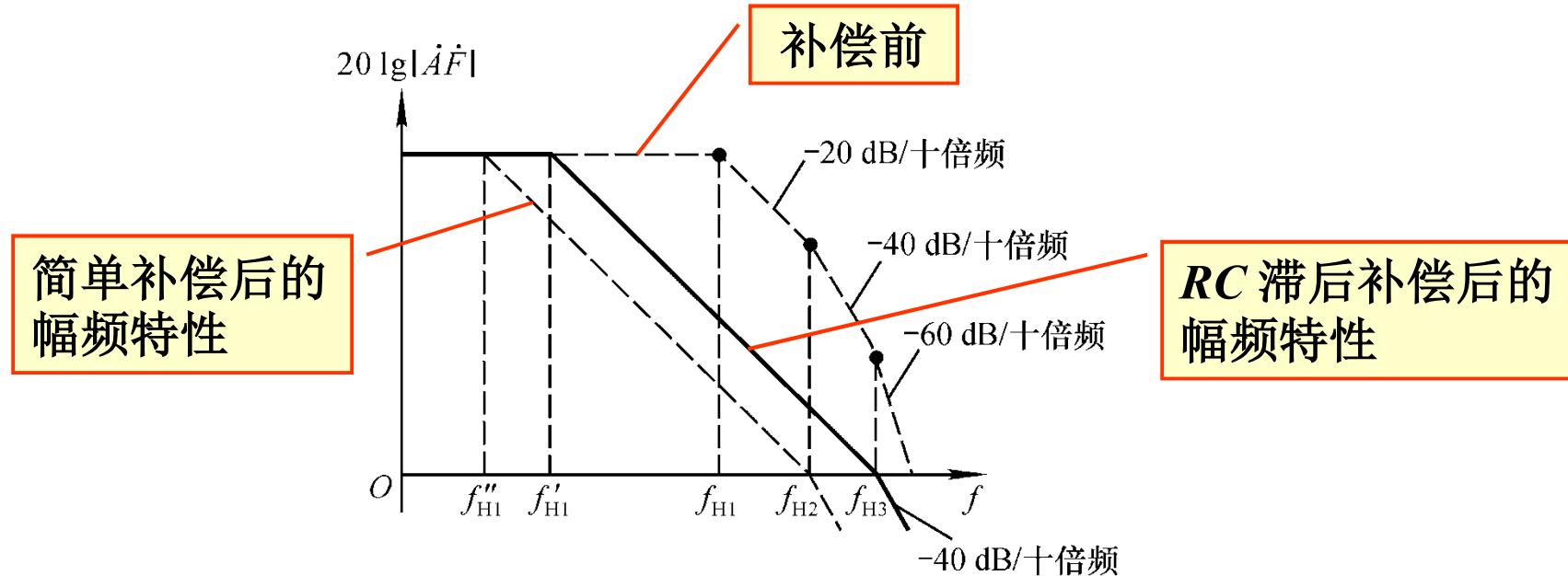
$$\text{取代 } \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_{H1}}}$$

引入一个零点，  
与一个极点相消  
一般消掉第2极点

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

上式表明，电路的附加相移必定小于 $-180^\circ$ ，不满足起振条件，闭环后一定不会产生自激振荡，电路稳定。

## $RC$ 滞后补偿与简单滞后补偿比较



滞后补偿法消振均以频带变窄为代价， $RC$ 滞后补偿较简单电容补偿产生的频带变化更小一些。

为使消振后频带变化更小，可考虑采用超前补偿的方法。