



第五章 放大电路中的反馈

郭圆月

2024年11月10日





本章主要内容

§5.1 反馈的基本概念及判断方法

§5.2 负反馈放大电路的四种基本组态

§5.3 负反馈放大电路的框图及一般表达式

§5.4 深度负反馈放大电路放大倍数的分析

§5.5 负反馈放大器的分析方法

§5.6 负反馈对放大电路性能的影响

§5.7 负反馈放大电路的稳定性



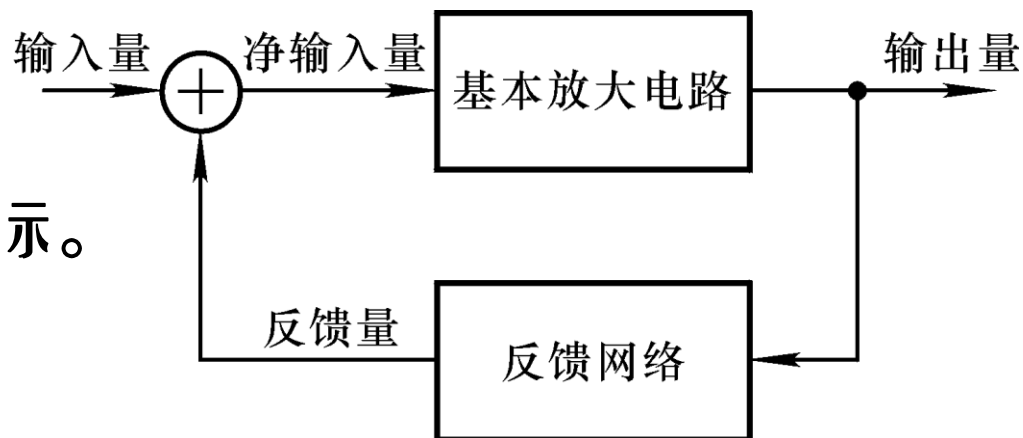


§ 5.1 反馈的概念及判断

1. 什么是反馈？

■ 反馈放大电路可用方框图表示。

■ 要研究哪些问题？



➤ 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

输出电压还是输出电流

多少

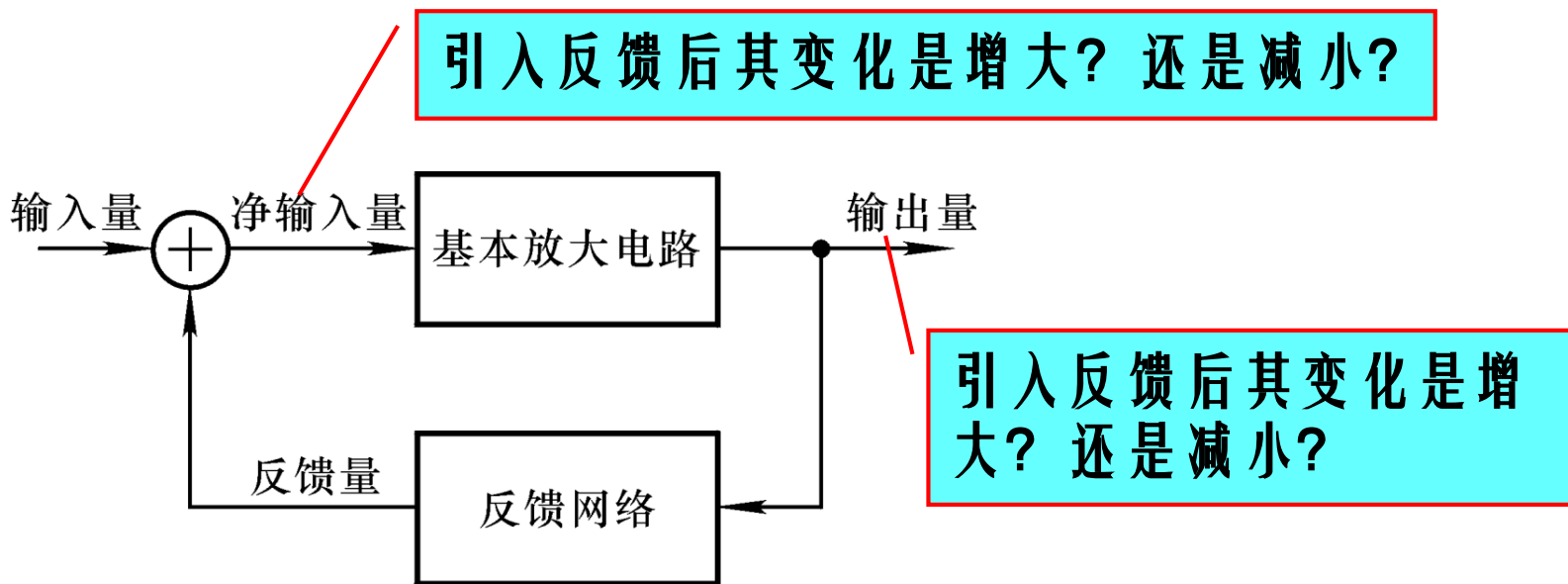
影响放大电路的输入电压还是输入电流

怎样引出





2. 正反馈和负反馈



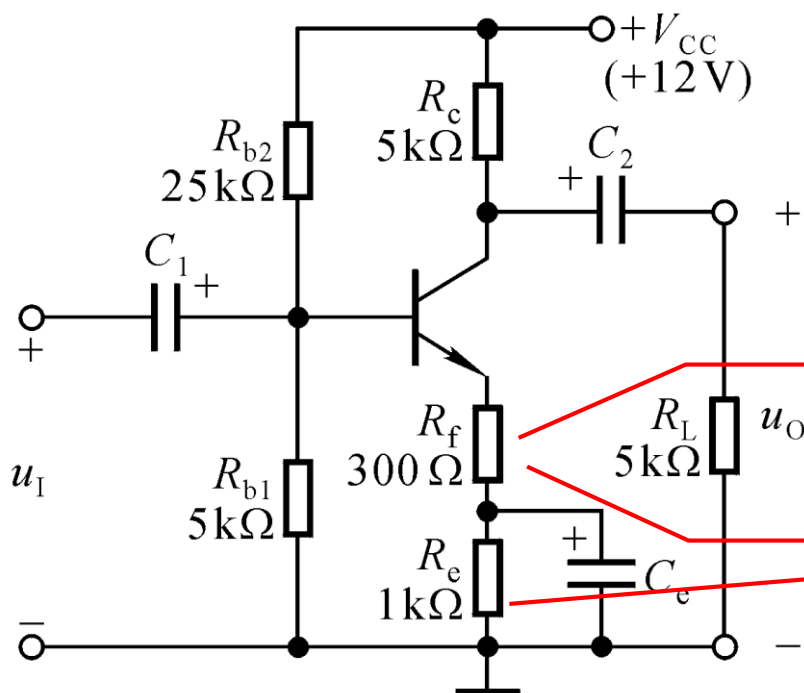
- 从反馈的效果来判断，凡反馈的结果使输出量的变化减小的为负反馈，反之为正反馈；
- 或者，凡反馈的结果使净输入量减小的为负反馈，反之为正反馈。





3. 直流反馈和交流反馈

■ 直流通路中存在的反馈称为直流反馈，交流通路中存在的反馈称为交流反馈。



影响交流动态参数

引入交流负反馈

引入直流负反馈



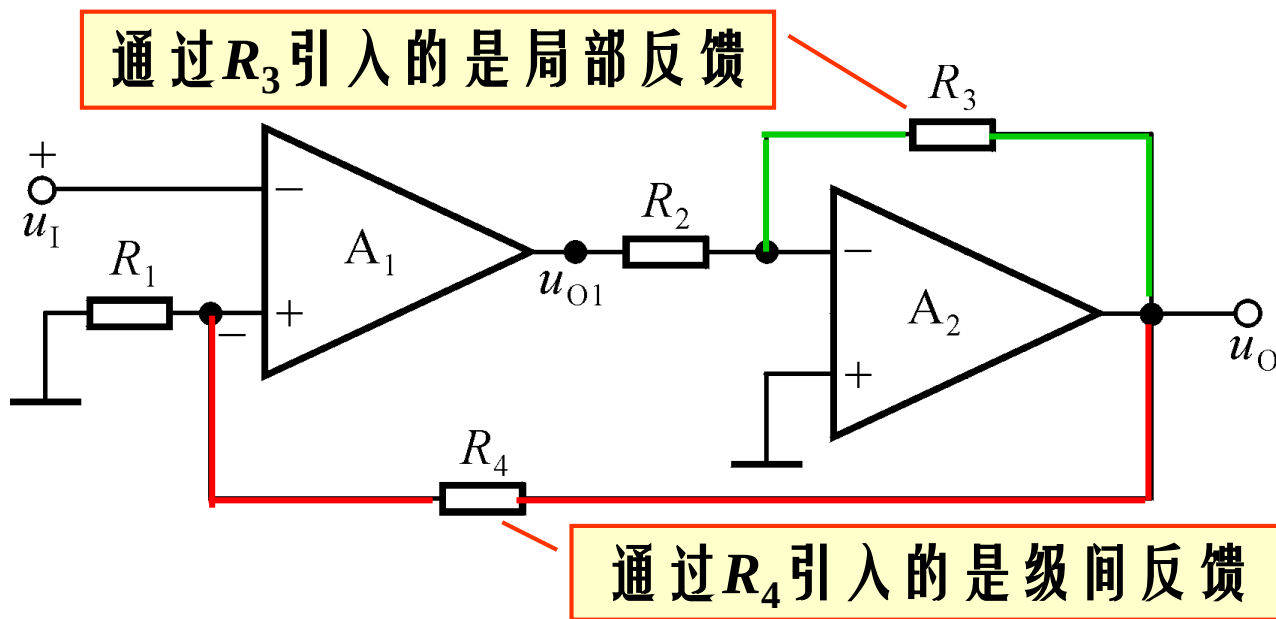
稳定静态工作点Q





4. 局部反馈和级间反馈

- 只对多级放大电路中某一级起反馈作用的称为 **局部反馈**,
- 将多级放大电路的输出量引回到其输入级的输入回路的称为 **级间反馈**。



➤ 通常，重点研究级间反馈或称 **总体反馈**。





§ 5.2 负反馈放大电路的四种基本组态

1. 电压反馈和电流反馈

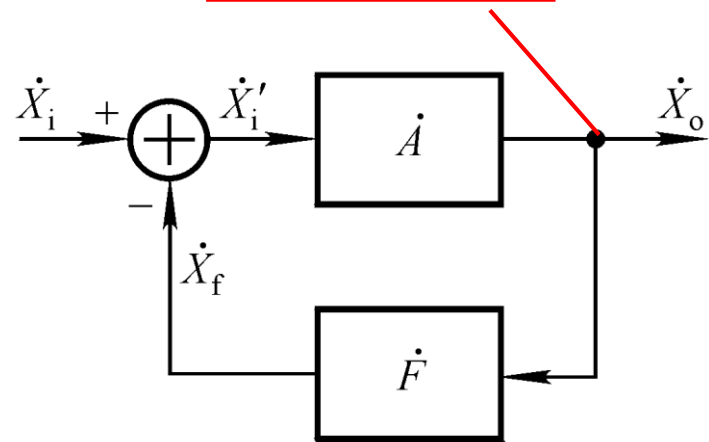
◆ 描述放大电路和反馈网络在输出端的 连接方式，即反馈网络的 取样形式。

◆ 将输出电压的一部分或全部引回到输入回路来影响净输入量的为 电压反馈，即

$$\dot{X}_o = \dot{U}_o$$

◆ 将输出电流的一部分或全部引回到输入回路来影响净输入量的为 电流反馈，即

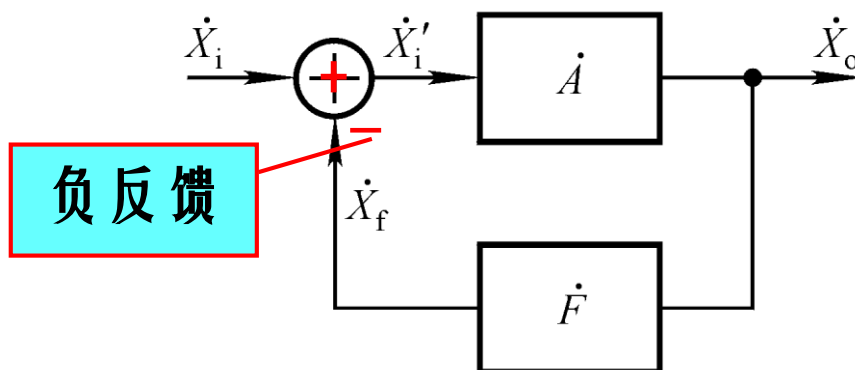
$$\dot{X}_o = \dot{I}_o$$





2. 串联反馈和并联反馈

■ 描述放大电路和反馈网络在**输入端**的连接方式，即输入量、反馈量、净输入量的**叠加形式**。



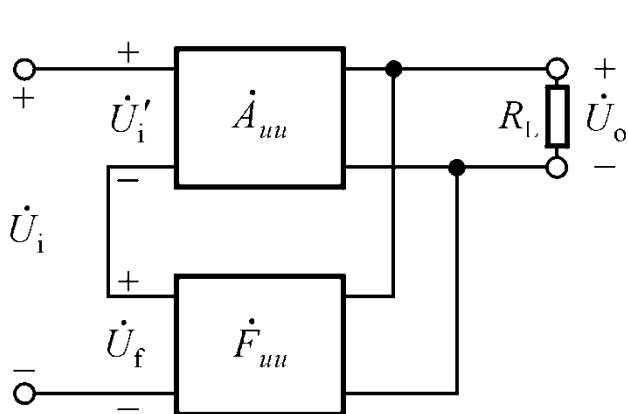
$$\dot{U}_i = \dot{U}_i' + \dot{U}_f \quad \text{-- 串联负反馈}$$

$$\dot{I}_i = \dot{I}_i' + \dot{I}_f \quad \text{-- 并联负反馈}$$

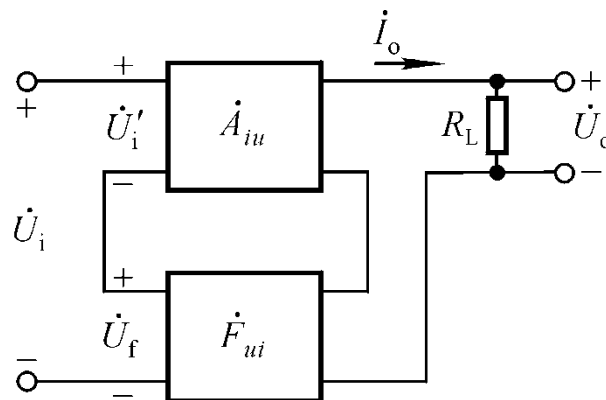




3. 四种反馈组态: 注意量纲

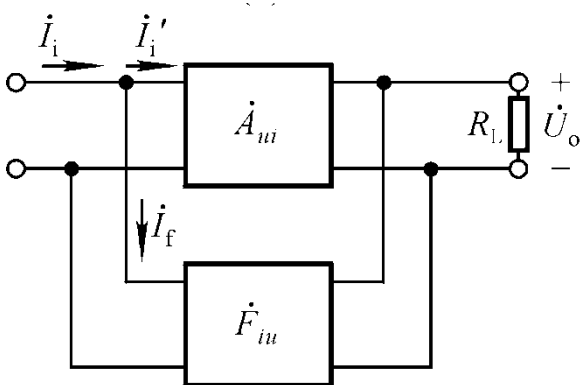


电压串联负反馈

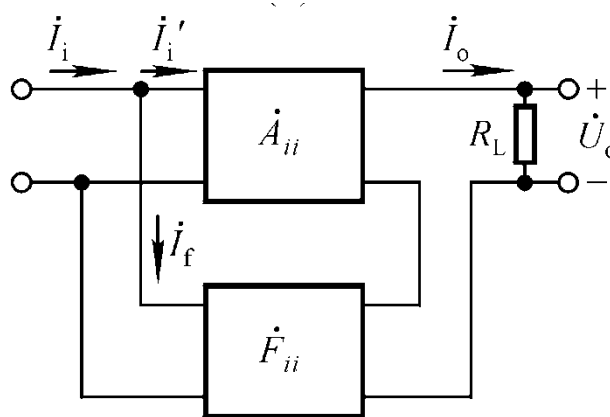


电流串联负反馈

➤ 为什么在并联负反馈电路中不加恒压源信号?



电压并联负反馈



电流并联负反馈

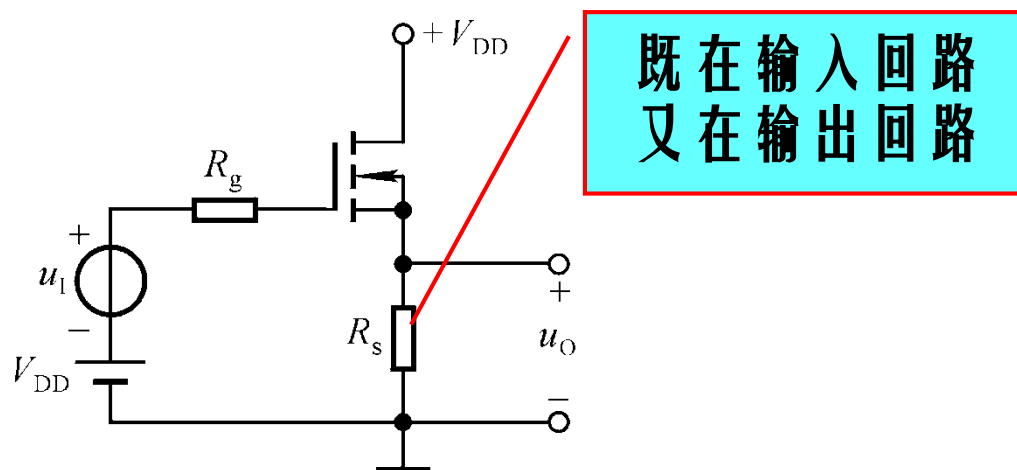
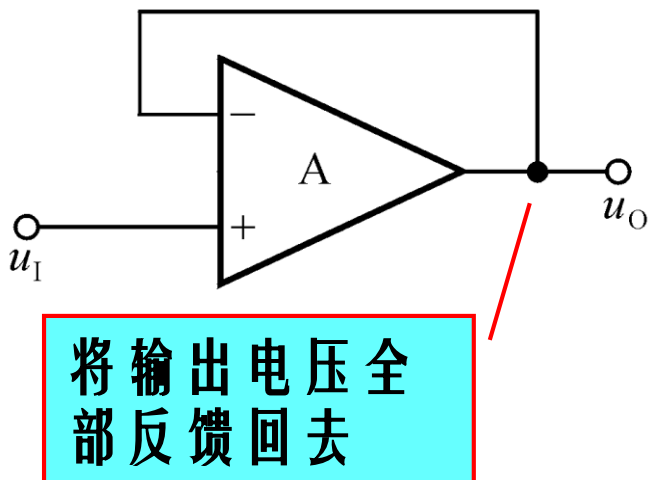
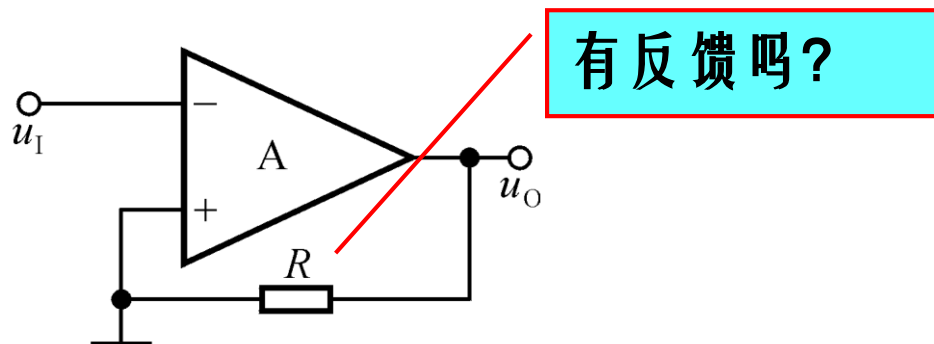
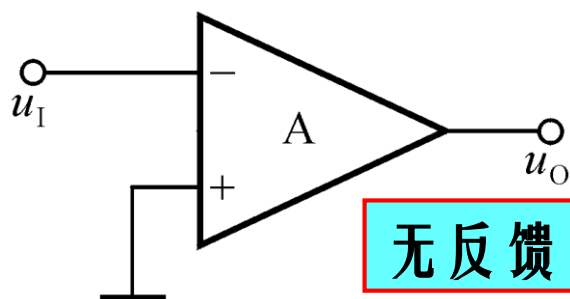
➤ 为什么在串联负反馈电路中不加恒流源信号?





4、反馈的判断

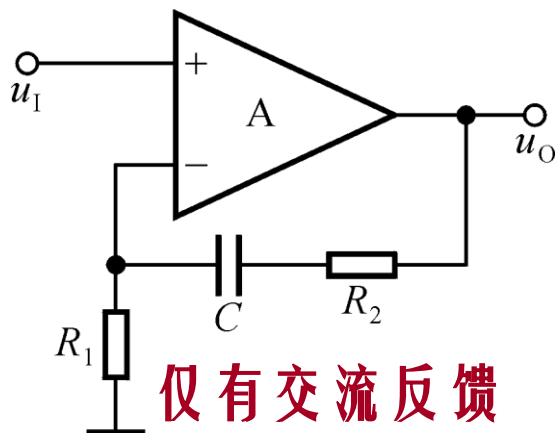
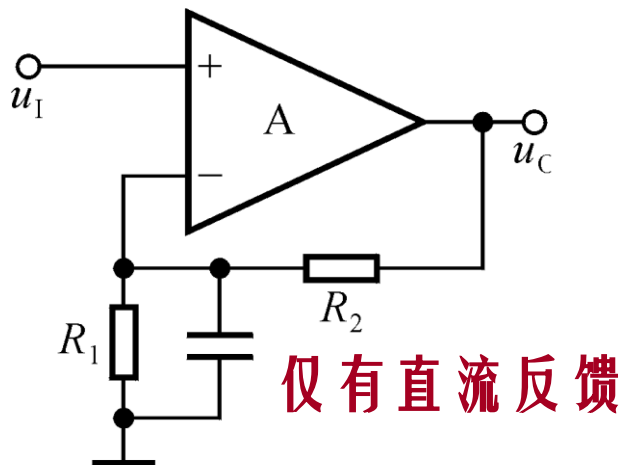
1. “找反馈支路”：找输出回路与输入回路的反馈支路，若有则有反馈，否则无反馈。



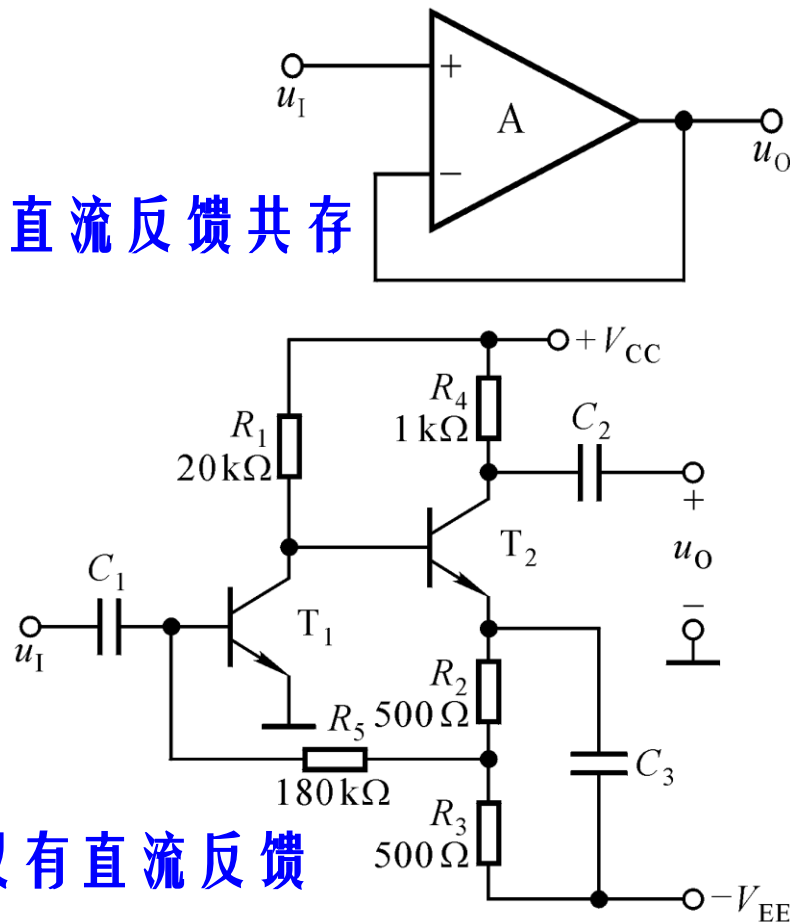


2. 直流反馈和交流反馈的判断

■ “看通路”，即看反馈是存在于直流通路还是交流通路。
设以下电路中所有电容对交流信号均可视为短路。



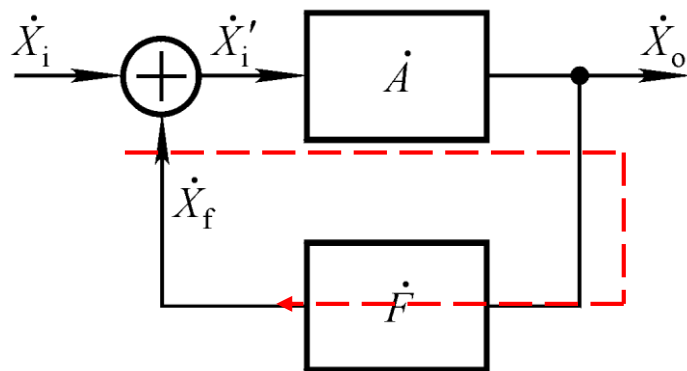
交、直流反馈共存





3. 正、负反馈（**反馈极性**）的判断

■ “看反馈的结果”，即净输入量是被增大还是被减小。



瞬时极性法：给定 $\dot{X}_i$ 瞬时极性，以此为依据分析电路中各电流、电位的极性从而得到 $\dot{X}_o$ 的极性；

■ $\dot{X}_o$ 的极性 $\rightarrow \dot{X}_f$ 的极性 $\rightarrow \dot{X}_i$ 、 $\dot{X}_f$ 、 $\dot{X}'_i$ 的叠加关系！

$$\dot{U}'_i = \dot{U}_i - \dot{U}_f \text{ 或 } \dot{I}'_i = \dot{I}_i - \dot{I}_f \quad \text{-- 负反馈}$$

$$\dot{U}'_i = \dot{U}_i + \dot{U}_f \text{ 或 } \dot{I}'_i = \dot{I}_i + \dot{I}_f \quad \text{-- 正反馈}$$

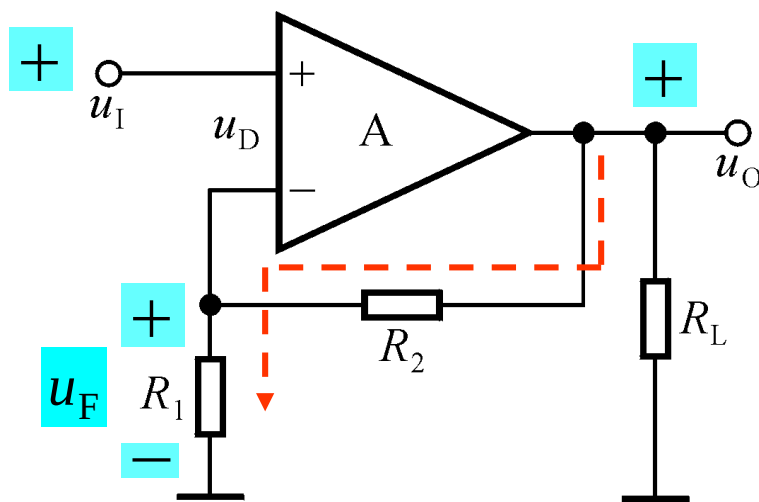




3. 正、负反馈的判断

$$u_D = u_I - u_F$$

$$u_F = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot u_O$$

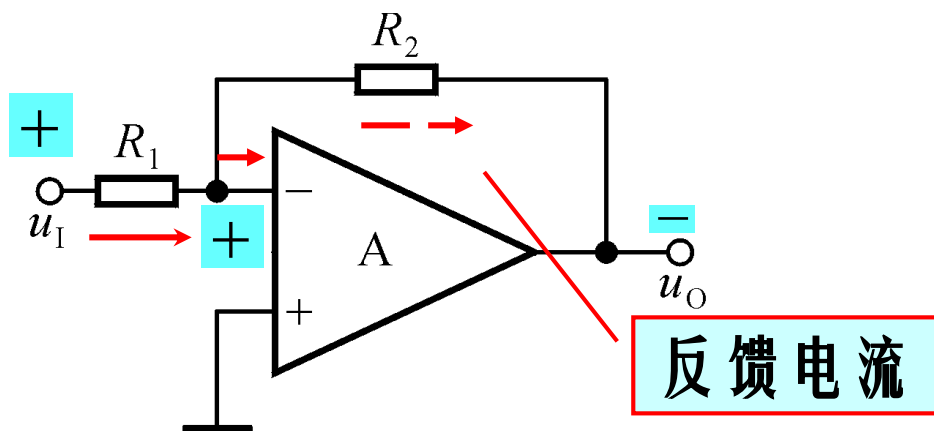


反馈量是仅仅决定于输出量的物理量。





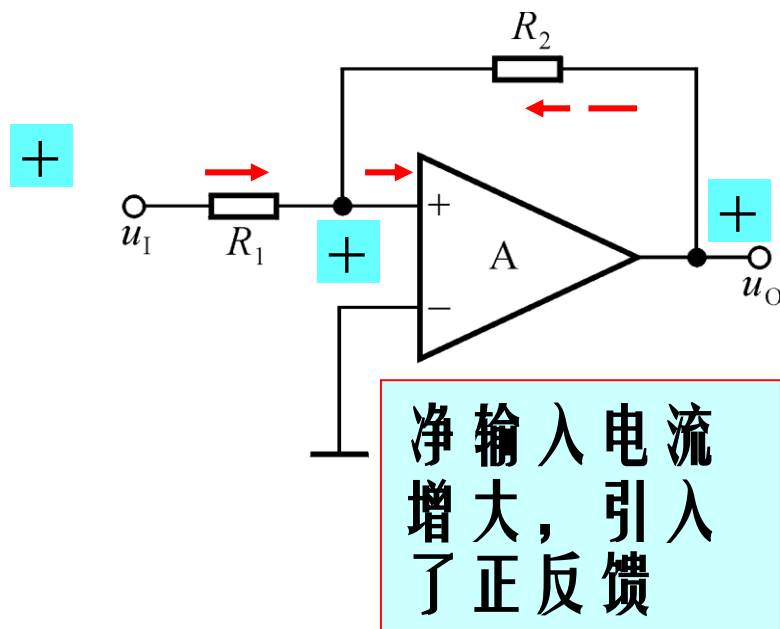
3. 反馈量仅决定于输出量



净输入电流减小，引入了负反馈

$$i_{R_2} = \frac{u_N - u_O}{R_2}$$

反馈量



净输入电流增大，引入了正反馈

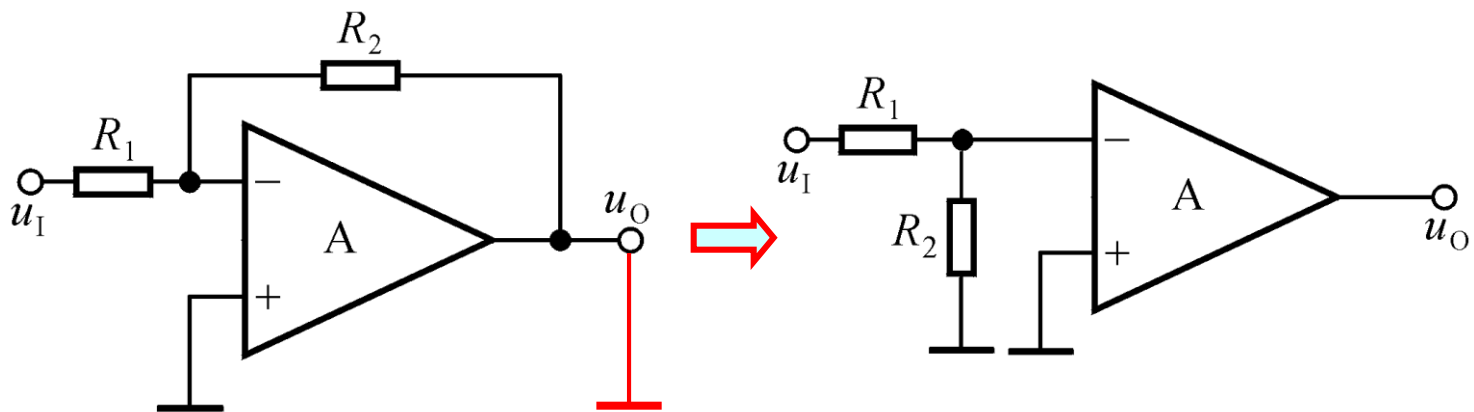
➤ 在判断集成运放构成的反馈放大电路的反馈极性时，**净输入电压**指的是集成运放两个**输入端的电位差**，**净输入电流**指的是同相输入端或反相**输入端的电流**。





4. 电压反馈和电流反馈的判断

■ 令输出电压为0，若反馈量随之为0，则为电压反馈；若反馈量依然存在，则为电流反馈。

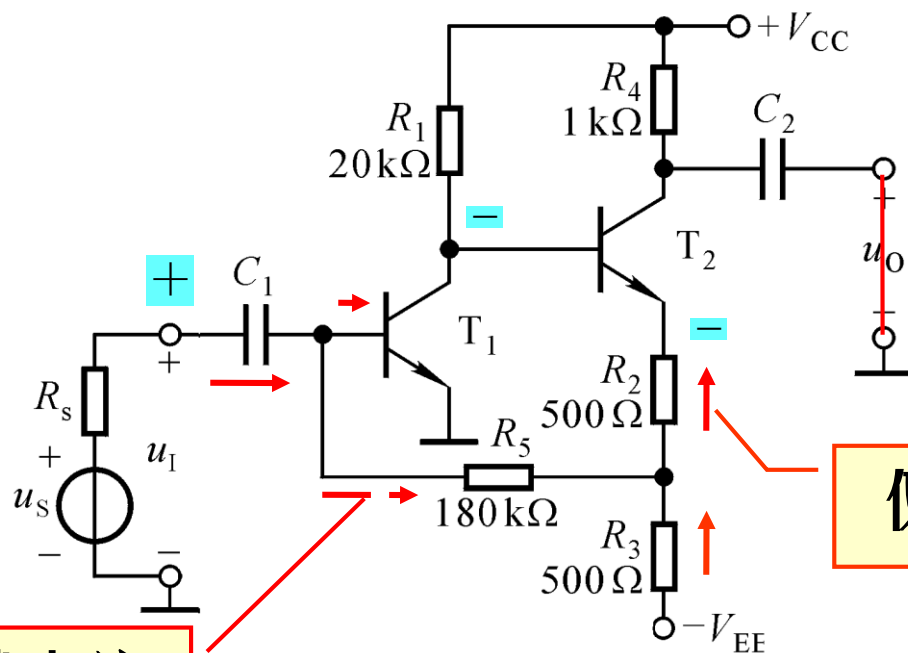


电路引入了电压负反馈





4. 电压反馈和电流反馈的判断



反馈电流

仅受基极电流的控制

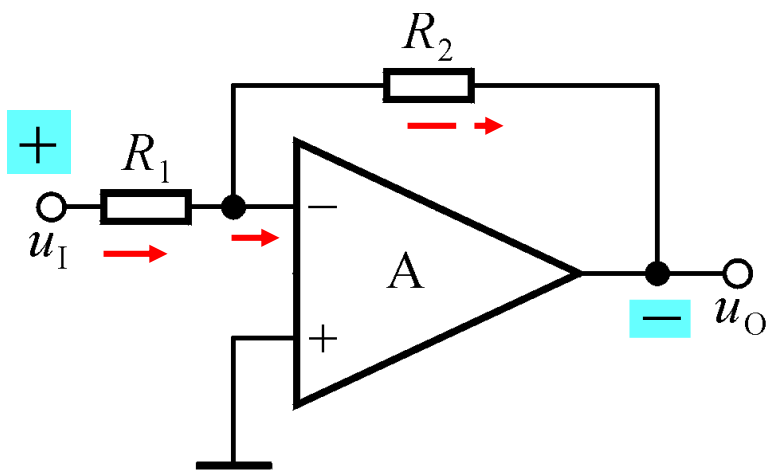
电路引入了电流负反馈





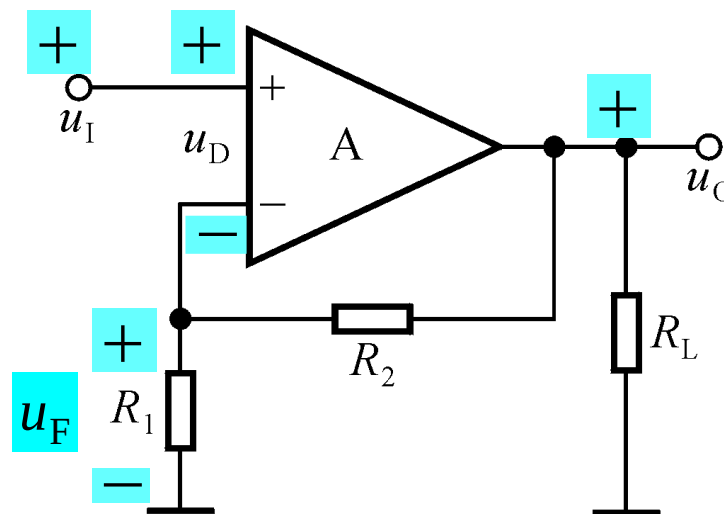
5. 串联反馈和并联反馈的判断

- 在输入端，输入量、反馈量和净输入量以电压的方式叠加，为**串联反馈**；以电流的方式叠加，为**并联反馈**。



$$i_N = i_I - i_F$$

引入了并联反馈



$$u_D = u_I - u_F$$

引入了串联反馈





引入了电压串联负反馈

引入了电流串联负反馈

注意：反馈网络的构成？

1. 若从第三级射极输出，则电路引入了哪种组态的交流负反馈？

2. 若在三级的射极加旁路电容，则反馈的性质有何变化？ 无交流反馈

无交流反馈

3. 若在第三级的射极加旁路电容，且在输出端和输入端跨接一电阻，则反馈的性质有何变化？

引入了电压并联负反馈

有效？



6.分立元件放大电路中**净输入量**和**输出电流**

■ 在判断分立元件反馈放大电路的反馈极性时，**净输入电压**常指输入级晶体管的b-e (e-b) 间或场效应管g-s (s-g) 间的电位差，**净输入电流**常指输入级晶体管的基极电流 (射极电流) 或场效应管的栅极 (源极) 电流。

■ 在分立元件**电流负反馈**放大电路中，反馈量常取自于输出级晶体管的**集电极电流或发射极电流**，而不是负载上的电流；此时称输出级晶体管的集电极电流或发射极电流为**输出电流**，反馈的结果将稳定该电流。





§ 5.3 负反馈放大电路的框图及一般表达式

一、负反馈放大电路的 **单环方框图模型**

二、负反馈放大电路增益的 **基本方程式**

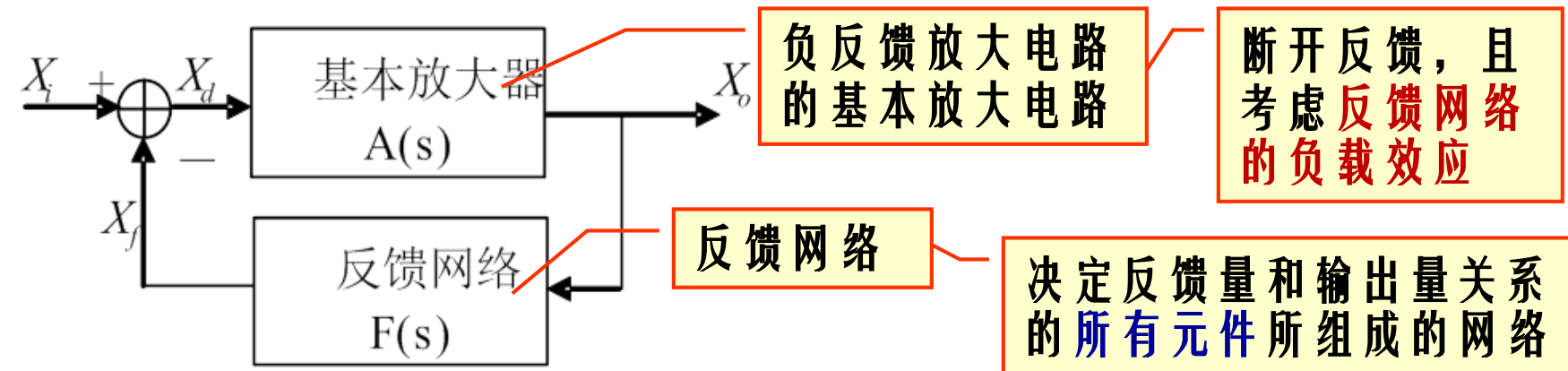
三、**深度负反馈**的实质

四、基于反馈系数 F 的 **增益估算方法**





一、负反馈放大器的单环理想方框图模型



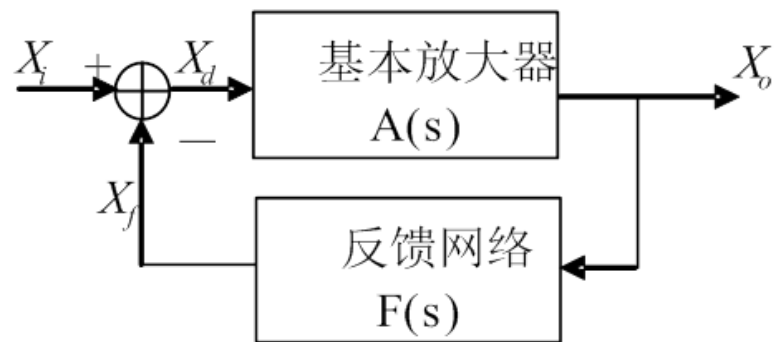
由基本放大器A和反馈网络F组成的单环闭合环路，信号是单向流通的。

- 基本放大电路的开环增益函数：
$$\dot{A}(S) \stackrel{\text{def}}{=} \frac{\dot{X}_o(S)}{\dot{X}_i(S)} \Big|_{\dot{X}_f(S)=0} = \frac{\dot{X}_o(S)}{\dot{X}_d(S)}$$
- 反馈函数：
$$\dot{F}(S) \stackrel{\text{def}}{=} \frac{\dot{X}_f(S)}{\dot{X}_o(S)}$$
- 闭环增益函数：
$$\dot{A}_f(S) \stackrel{\text{def}}{=} \frac{\dot{X}_o(S)}{\dot{X}_i(S)}$$
- 信号关系
- $$\begin{cases} X_d(s) = X_i(s) - X_f(s) & \text{同类电量} \\ X_f(s) = F(s)X_o(s) & \text{可不同类} \\ X_o(s) = A(s)X_d(s) & \text{可不同类} \end{cases}$$





一、负反馈放大器的理想单环框图模型

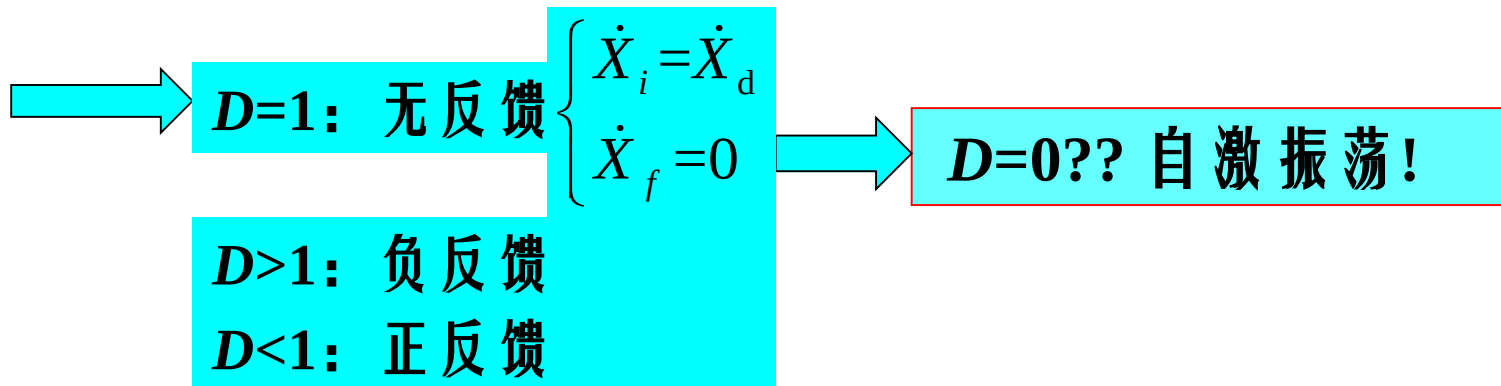


➤ 环路传递函数：

$$T(S) \stackrel{\text{def}}{=} \frac{-\dot{X}_f}{\dot{X}_d} = \frac{-\dot{X}_f}{\dot{X}_o} \cdot \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_d} = -F(s)A(S)$$

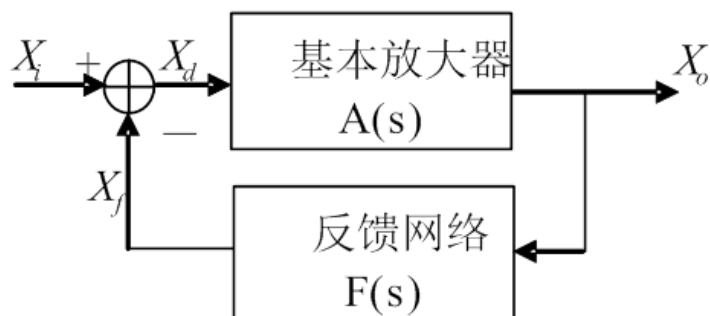
➤ 反馈深度：

$$D(S) \stackrel{\text{def}}{=} \frac{X_i(S)}{\dot{X}_d(S)} = \frac{\dot{X}_d(S) + \dot{X}_f(S)}{\dot{X}_d(S)} = 1 + A(S)F(s) = 1 - T(S)$$





二、基本反馈方程式



$$A_f(s) = \frac{X_o}{X_i} = \frac{X_o}{X_d} \cdot \frac{X_d}{X_i} = \frac{A(s)}{\underbrace{D(s)}_{\text{形式一}}}$$

◆ 加入负反馈，闭环放大器的增益下降了 D 倍

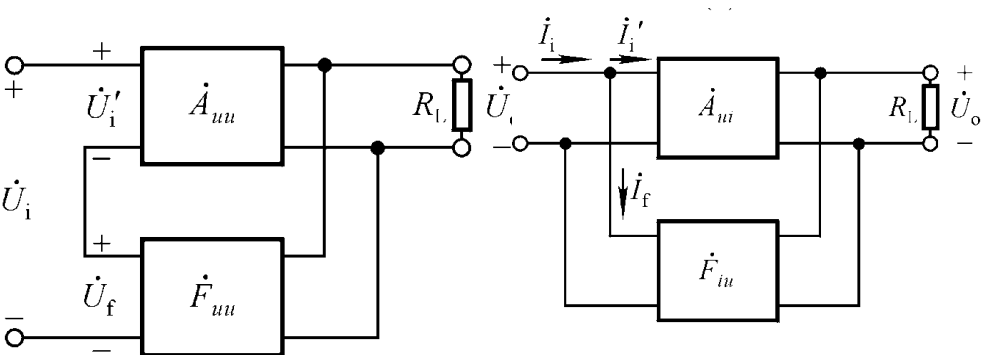
$$= \underbrace{\frac{A(s)}{1 + A(s)F(s)}}_{\text{形式二}} = \underbrace{\frac{A(s)}{1 - T(s)}}_{\text{形式三}}$$

◆ 闭环增益 A_f 仅由基本放大器开环增益函数 A 和反馈函数 F 决定。

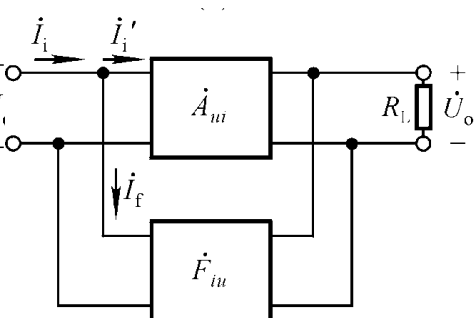




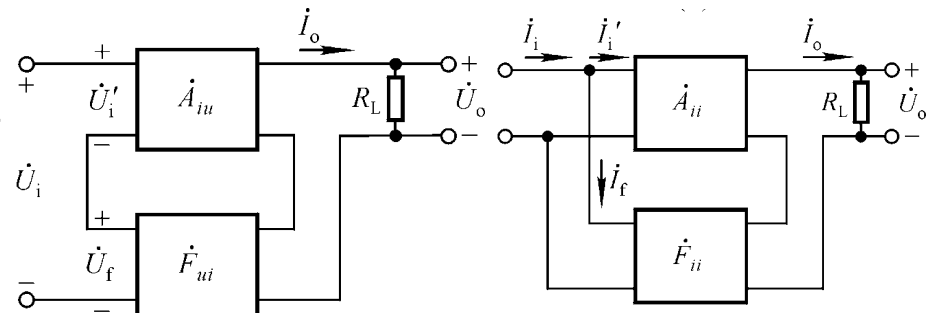
二、基本反馈方程式



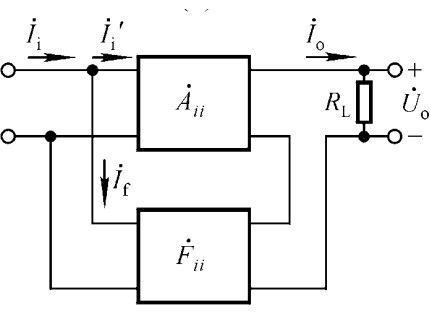
电压串联负反馈



电压并联负反馈



电流串联负反馈



电流并联负反馈

反馈组态	功能	$\dot{A}$	$\dot{F}$	$\dot{A}_f$
电压串联	电压控制电压	$\dot{U}_o / \dot{U}_i$	$\dot{U}_f / \dot{U}_o$	$\dot{U}_o / \dot{U}_i$
电压并联	电流控制电压	$\dot{U}_o / \dot{I}_i$	$\dot{I}_f / \dot{U}_o$	$\dot{U}_o / \dot{I}_i$
电流串联	电压控制电流	$\dot{I}_o / \dot{U}_i$	$\dot{U}_f / \dot{I}_o$	$\dot{I}_o / \dot{U}_i$
电流并联	电流控制电流	$\dot{I}_o / \dot{I}_i$	$\dot{I}_f / \dot{I}_o$	$\dot{I}_o / \dot{I}_i$

受控源

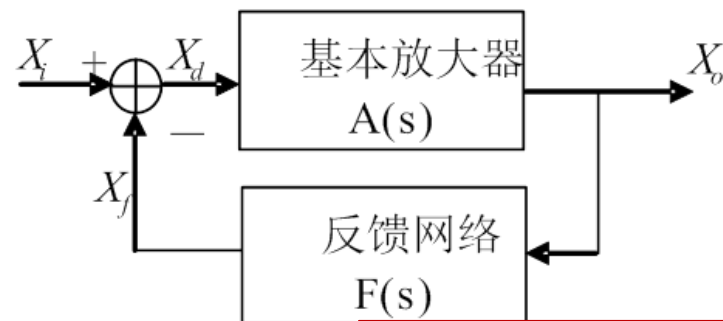




三、深度负反馈的实质

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

环路放大倍数



深度负反馈

若 $|1 + \dot{A}\dot{F}| \gg 1$ ，则 $\dot{A}_f \approx \frac{1}{\dot{F}}$ ，即 $\dot{X}_i \approx \dot{X}_f$ $\dot{X}_d \approx 0$

净输入量
忽略不计

➤ 深度负反馈放大器的闭环性质 A_f 完全由反馈网络 F 决定，而与基本放大器 A 无关；→ 不同外部反馈网络，构建不同功能的运放电路；

➤ 深度负反馈情况下，采用零温度系数电阻反馈网络，构建不受温度等影响的精密放大器。



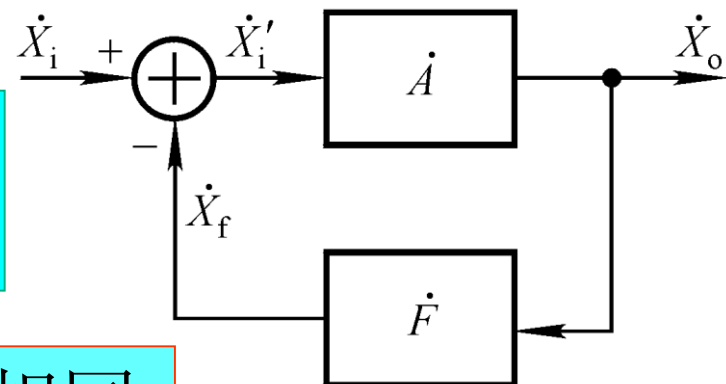


三、深度负反馈的稳定性问题

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

只有 $\dot{A}\dot{F} > 0$,
电路引入的才为负反馈。

在中频段，通常， $\dot{A}$ 、 $\dot{F}$ 、 $\dot{A}_f$ 符号相同。



➤ 高频时，有附加相移，多级放大器的附加相移就可能达到 180° ，
则 AF 变负，负反馈就变成了正反馈。

$$A_f(s) = \frac{A(s)}{D(s)} \Big|_{D(s) \neq 0}$$

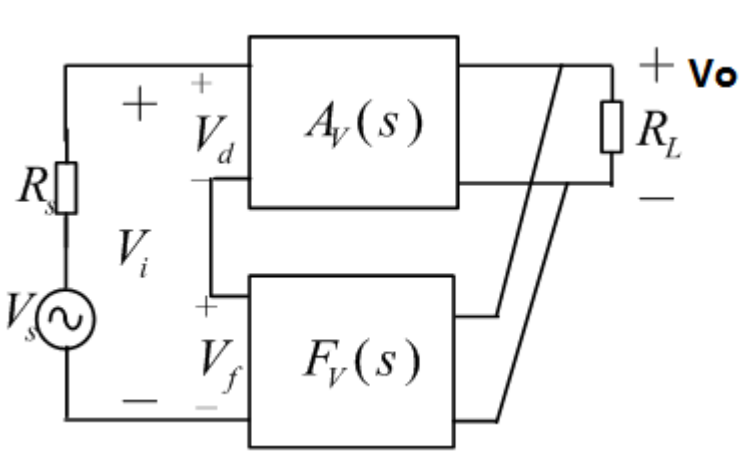




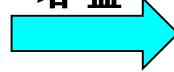
§ 5.4 深度负反馈放大电路放大倍数分析

1. 电压串联负反馈电路

(1) 电压增益传递函数



开环增益



$$A_V(s) = \frac{V_o(s)}{V_d(s)}$$

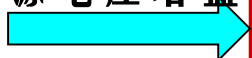
$$F_V(s) = \frac{V_f(s)}{V_o(s)}$$

闭环增益



$$A_{Vf}(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{A_V(s)}{1 + A_V(s)F_V(s)}$$

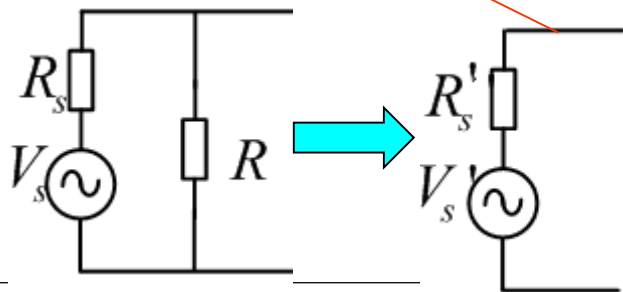
闭环源电压增益



$$A_{Vs f}(s) = \frac{V_o(s)}{V_s(s)} = \frac{A_{Vs}(s)}{1 + A_{Vs}(s)F_V(s)}$$

戴维宁定理

■ 环外电阻的处理



$$R_s' = R \parallel R_s$$

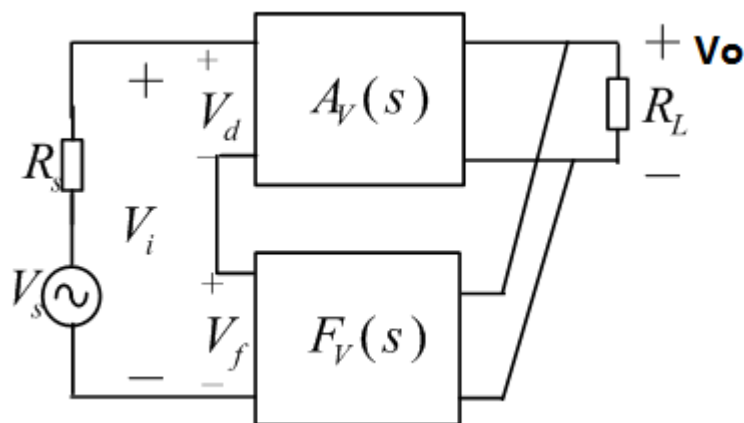
$$V_s' = V_s \cdot \frac{R}{R + R_s}$$





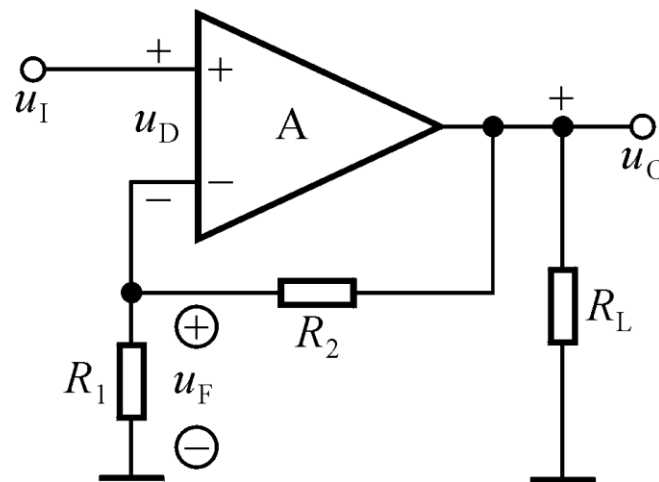
1. 电压串联负反馈电路

(2) 深度负反馈时电压增益估算



➤ 反馈网络系数

$$\dot{F}_{uu} = \frac{\dot{V}_f}{\dot{V}_o}$$



$$\dot{F}_v = \frac{V_f}{V_o} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

➤ 深度负反馈闭环电压增益传递函数

$$\dot{A}_{vf} = \frac{V_o}{V_i} \approx \frac{V_o}{V_f} = \frac{1}{\dot{F}_v}$$

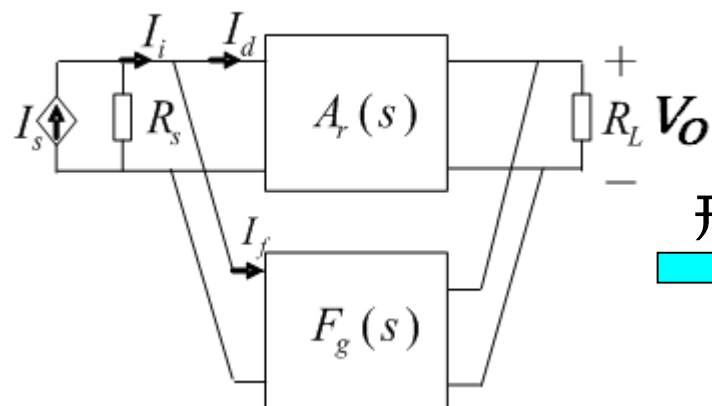
闭环
电压增益

$$\dot{A}_{vf} \approx \frac{1}{\dot{F}_v} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$





2. 电压并联负反馈电路



➤ 电阻传递函数:

开环增益

$$A_r(s) = \frac{V_o(s)}{I_d(s)}$$

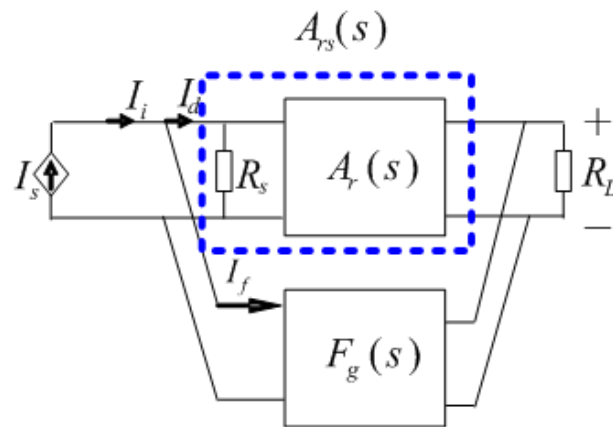
$$F_g(s) = \frac{I_f(s)}{V_o(s)}$$

闭环增益

$$A_{rf}(s) = \frac{V_o(s)}{I_i(s)} = \frac{A_r(s)}{1 + A_r(s)F_g(s)}$$

闭环电流源增益

$$A_{rsf}(s) = \frac{V_o(s)}{I_s(s)} = \frac{A_{rs}(s)}{1 + A_{rs}(s)F_g(s)}$$

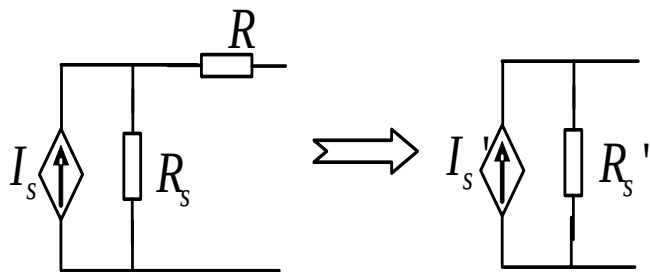




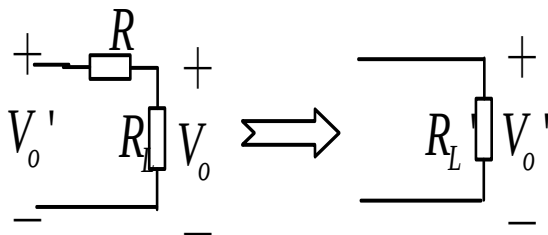
2. 电压并联负反馈电路

(2) 环外电阻的处理方法

输入端存在环外电阻



输出端存在环外电阻



诺顿定理

$$I_s' = I_s \cdot \frac{R_s}{R + R_s}$$

$$R_s' = R + R_s$$

$$V_o = V_o' \cdot \frac{R_L}{R + R_L}$$

$$R_L' = R + R_L$$

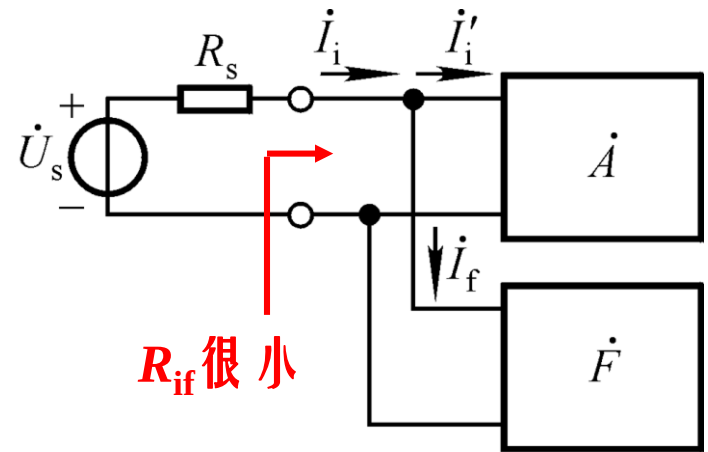
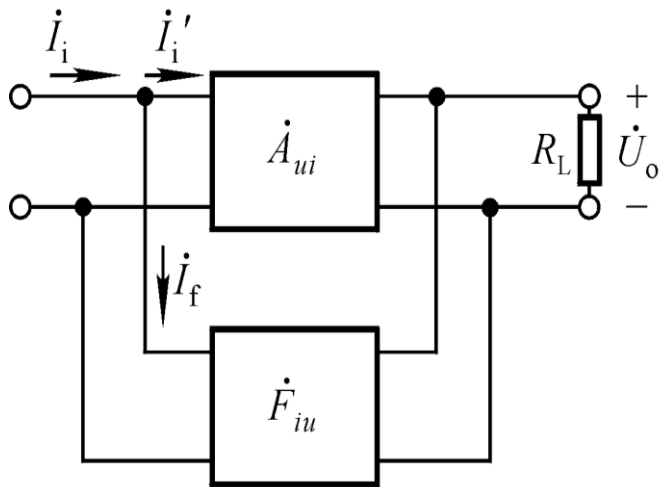
➤ 环外电阻处理后，满足基本反馈方程式的函数就变成了 I_s' 和 V_o' 了，而不再是 I_s 和 V_o ；





2. 电压并联负反馈电路

(3) 深度负反馈时闭环源电压增益估算



➤ 反馈网络系数

$$\dot{F}_g = \frac{\dot{I}_f}{U_o}$$

➤ 深度负反馈源电压增益

为什么？

$$\dot{A}_{vsf} = \frac{U_o}{\dot{U}_s} \approx \frac{\dot{U}_o}{\dot{I}_s R_s} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{I}_i R_s}$$

为什么？

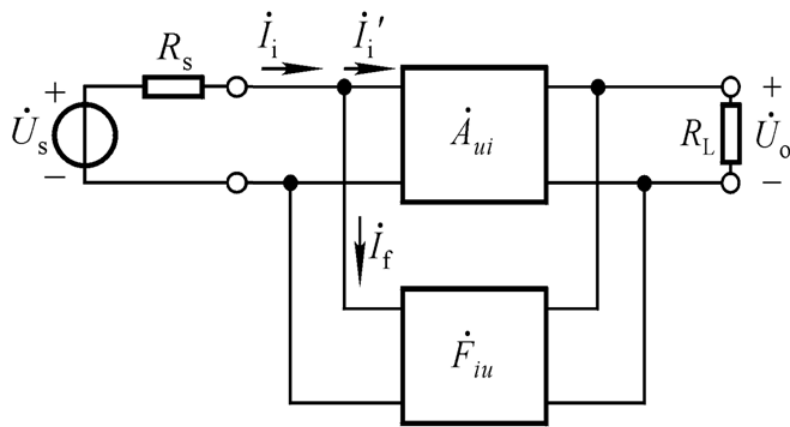
$$\approx \frac{\dot{U}_o}{\dot{I}_f R_s} = \frac{1}{\dot{F}_{iu}} \cdot \frac{1}{R_s}$$





2. 电压并联负反馈电路

(3) 深度负反馈时源电压增益估算

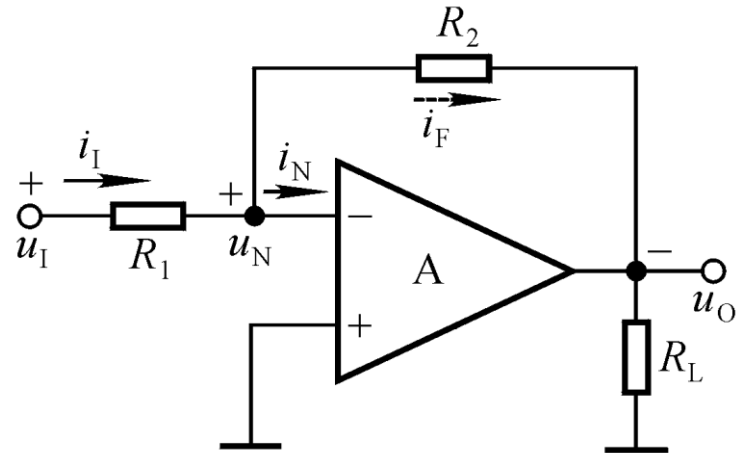


➤ 反馈网络系数

$$\dot{F}_g = \frac{\dot{I}_f}{\dot{U}_o}$$

➤ 深度负反馈源电压增益

$$\dot{A}_{usf} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} \approx \frac{1}{\dot{F}_{iu}} \cdot \frac{1}{R_s}$$



$$i_{R_2} = \frac{u_N - u_O}{R_2}$$

$$\text{令 } u_N = 0$$

$$\dot{F}_{iu} = \frac{\dot{I}_f}{\dot{U}_o} = -\frac{1}{R_2}$$

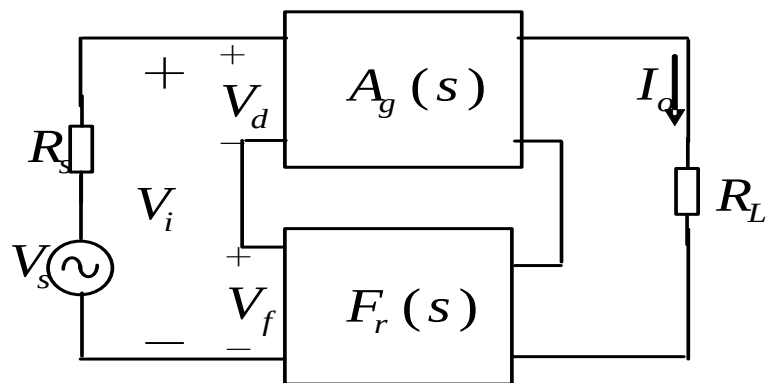
$$\dot{A}_{usf} \approx \frac{1}{\dot{F}_{iu}} \cdot \frac{1}{R_s} = -\frac{R_2}{R_1}$$





3. 电流串联负反馈电路传递函数

(1) 电导传递函数



开环增益

$$A_g(s) = \frac{I_o(s)}{V_d(s)}$$

$$F_r(s) = \frac{V_f(s)}{I_o(s)}$$

闭环增益

$$A_{gf}(s) = \frac{I_o(s)}{V_i(s)} = \frac{A_g(s)}{1 + A_g(s)F_r(s)}$$

闭环源增益

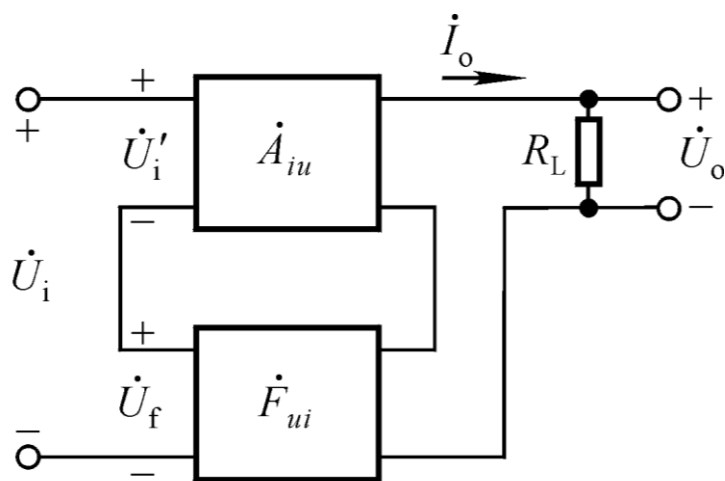
$$A_{gsf}(s) = \frac{I_o(s)}{V_s(s)} = \frac{A_{gs}(s)}{1 + A_{gs}(s)F_r(s)}$$





3. 电流串联负反馈电路传递函数

(2) 深度负反馈时电压增益估算

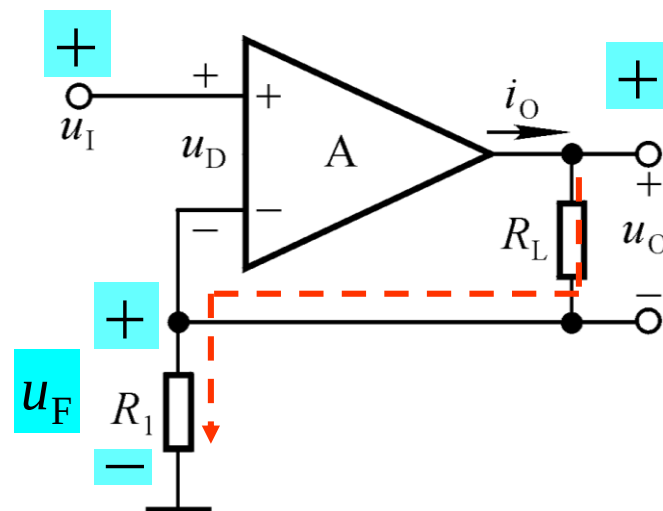


➤ 反馈网络系数

$$\dot{F}_{ui} = \frac{\dot{U}_f}{\dot{I}_o}$$

➤ 深度负反馈电压增益

$$\dot{A}_{uf} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} \approx \frac{\dot{I}_o \cdot R'_L}{\dot{U}_f} = \frac{1}{\dot{F}_{ui}} \cdot R'_L$$



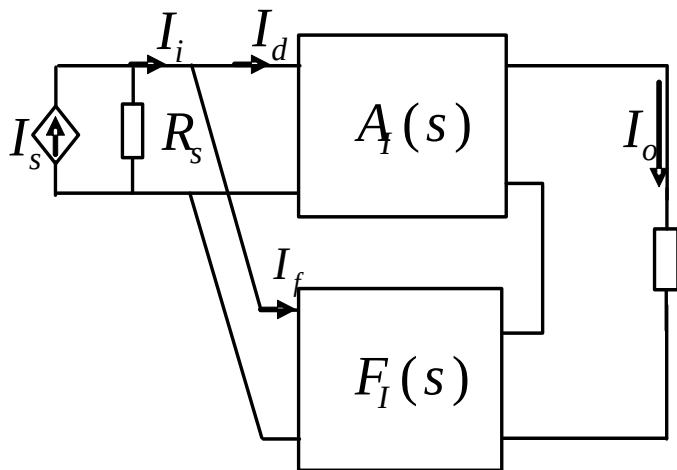
$$\dot{F}_{ui} = \frac{\dot{U}_f}{\dot{I}_o} = R_1$$

$$\dot{A}_{uf} \approx \frac{1}{\dot{F}_{ui}} \cdot R'_L = \frac{R_L}{R_1}$$





4. 电流并联负反馈电路传递函数



(1) 电流传递函数

开环增益

$$A_f(s) = \frac{I_o(s)}{I_d(s)}$$

$$F_f(s) = \frac{I_f(s)}{I_o(s)}$$

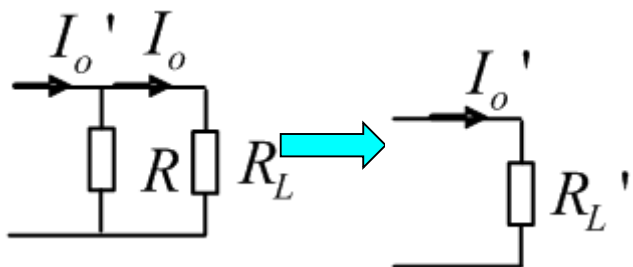
闭环增益

$$A_{if}(s) = \frac{I_o(s)}{I_i(s)} = \frac{A_f(s)}{1 + A_f(s)F_f(s)}$$

闭环源增益

$$A_{isf}(s) = \frac{I_o(s)}{I_s(s)} = \frac{A_{is}(s)}{1 + A_{is}(s)F_f(s)}$$

输出端存在环外电阻



$$R_L' = R \parallel R_L$$

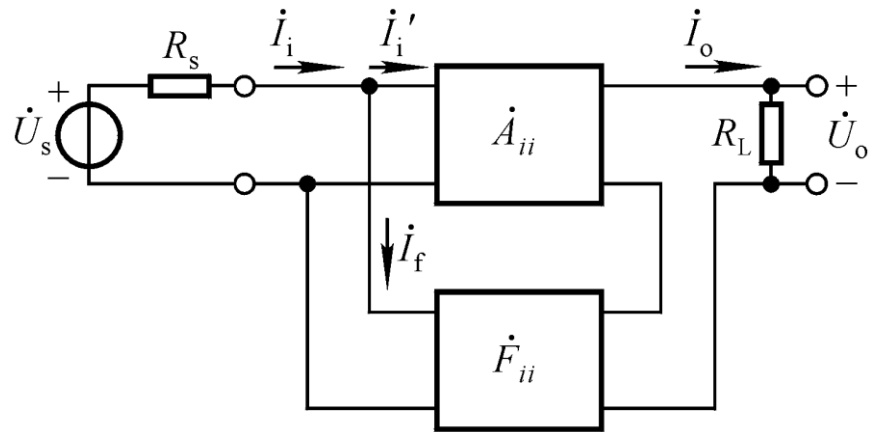
$$I_o' = I_o \cdot \frac{R + R_L}{R_L}$$





4. 电流并联负反馈电路传递函数

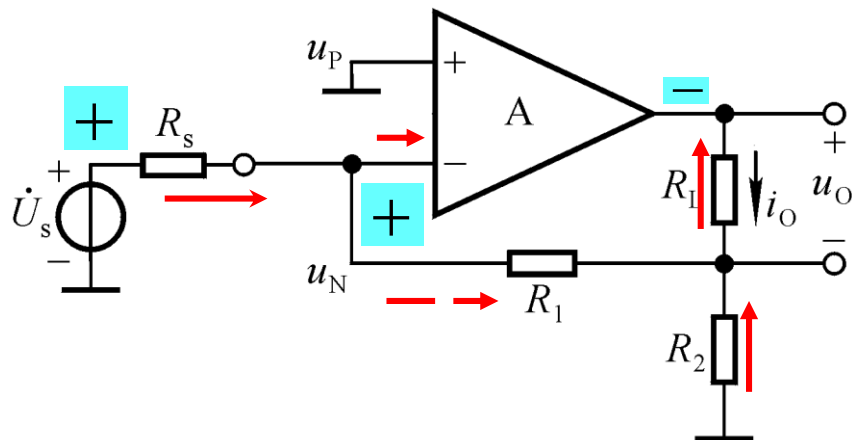
(2) 深度负反馈时源电压增益的估算



$$\dot{F}_I = \dot{I}_f / \dot{I}_o$$

$$\dot{U}_s \approx \dot{I}_f R_s, \quad \dot{U}_o = \dot{I}_o R'_L$$

$$\dot{A}_{usf} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} \approx \frac{1}{\dot{F}_{ii}} \cdot \frac{R'_L}{R_s}$$



$$\dot{F}_{ii} = \frac{\dot{I}_f}{\dot{I}_o} = -\frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$\dot{A}_{usf} \approx \frac{1}{\dot{F}_{ii}} \cdot \frac{R'_L}{R_s} = -(1 + \frac{R_1}{R_2}) \frac{R_L}{R_s}$$





5. 四种组态的电压放大倍数

■ 深度负反馈条件下四种组态负反馈放大电路的电压放大倍数

反馈组态	$\dot{A}_{uf}$ 或 $\dot{A}_{usf}$
电压串联	$\dot{A}_{uf} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} \approx \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_f} = \frac{1}{\dot{F}_{uu}}$
电压并联	$\dot{A}_{usf} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} \approx \frac{1}{\dot{F}_{iu}} \cdot \frac{1}{R_s}$
电流串联	$\dot{A}_{uf} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} \approx \frac{1}{\dot{F}_{ui}} \cdot R'_L$
电流并联	$\dot{A}_{usf} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} \approx \frac{1}{\dot{F}_{ii}} \cdot \frac{R'_L}{R_s}$

与负载无关

近似恒压源

与总负载成
线性关系

近似恒流源

通常， $\dot{A}_{uf}$ ($\dot{A}_{usf}$)、 $\dot{A}$ 、 $\dot{F}$ 、 $\dot{A}_f$ 符号相同。

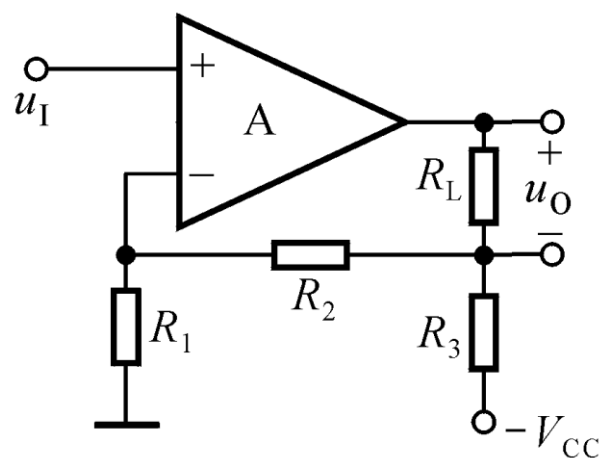
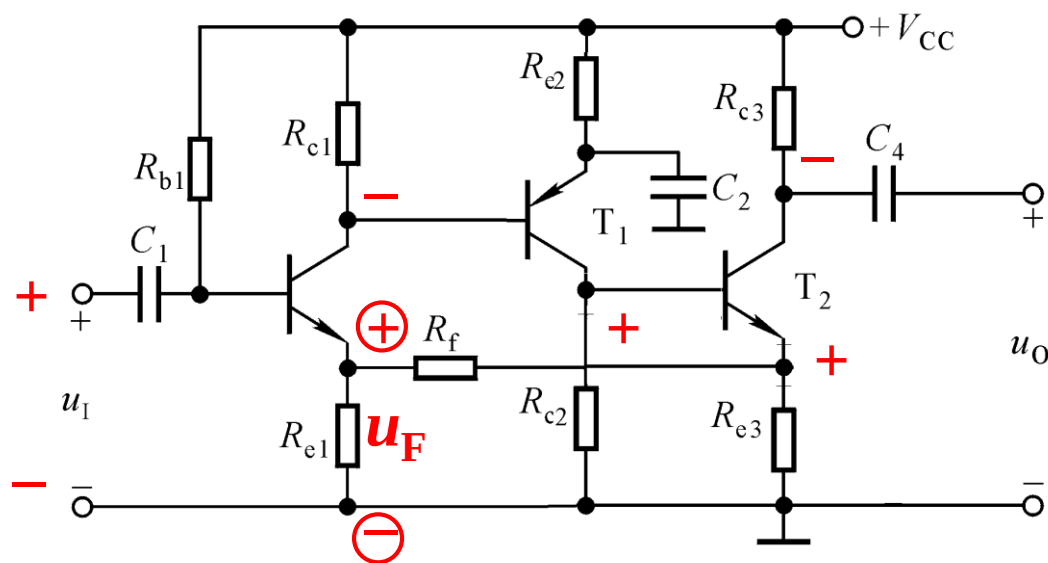
➤ 引入电压负反馈**稳定输出电压**，引入电流负反馈**稳定输出电流**





讨论一

■ 求解在深度负反馈条件下电路的电压放大倍数。



比较两电路

电流串联负反馈

$$\dot{F} = \frac{\dot{U}_f}{\dot{I}_o} = -\frac{R_{e1}R_{e3}}{R_{e1} + R_f + R_{e3}}$$

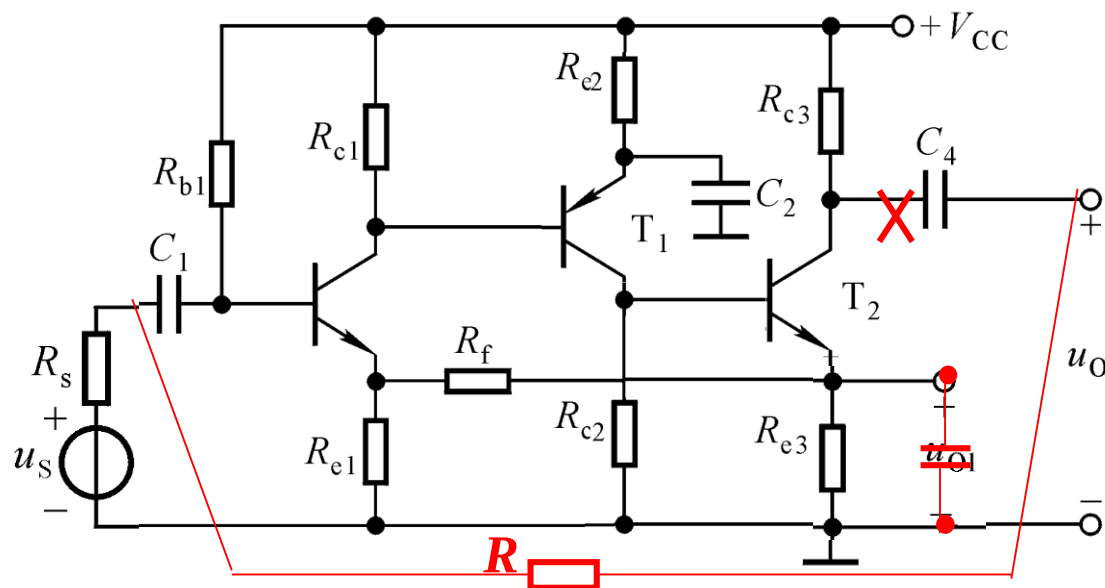
$$\dot{A}_{uf} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} \approx -\frac{R_{e1} + R_f + R_{e3}}{R_{e1}R_{e3}} \cdot (R_{c3} // R_L)$$





讨论二

■ 求解在深度负反馈条件下电路的电压放大倍数。



$$\dot{A}_{uf} = 1 + \frac{R_f}{R_{e1}}$$

$$\dot{A}_{usf} = -\frac{R}{R_S}$$

1. 第三级从射极输出；

电压串联负反馈

2. 若在第三级的射极加旁路电容，且在输出端和输入端跨接一电阻。

电压并联负反馈





§ 5.5 负反馈放大器的 分析方法

郭圆月

2024年11月10日





§ 5.5 负反馈放大器的分析方法

§5.5.1 概述

§5.5.2 单环方框图分析方法

§5.5.3 深度负反馈放大器

§5.5.4 基于理想运放的放大倍数分析

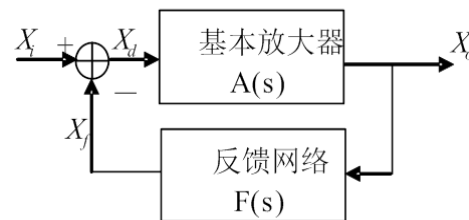




§ 5.5.1 概述

1. 模型法 (等效电路法)

- 建立 **交流等效电路**，求解节点或回路方程，分析电路交流性能；
- 要求 **电路单向化**，单级负反馈放大器简单；多级负反馈放大器较为复杂，且负反馈的物理含义较难反映；



2. 方框图法:

- 把负反馈放大器 A_f 分解为基本放大器 A 和反馈网络 F 两个方框；先 **开环分析** 处理、求出基本放大电路 A 及其动态参数、反馈网络系数 F 和反馈深度 D ，然后 **闭环求解** 负反馈放大电路 A_f 及其动态参数。

$$\dot{A} \quad R_i \quad R_o \quad f_L \quad f_H \quad f_{bw} \rightarrow 1 + \dot{A}\dot{F} \rightarrow \dot{A}_f \quad R_{if} \quad R_{of} \quad f_{Lf} \quad f_{Hf} \quad f_{bwf}$$

$\uparrow$
 $\dot{F}$

→ 各物理量反馈 **前后变化** 可以得到明显表示。

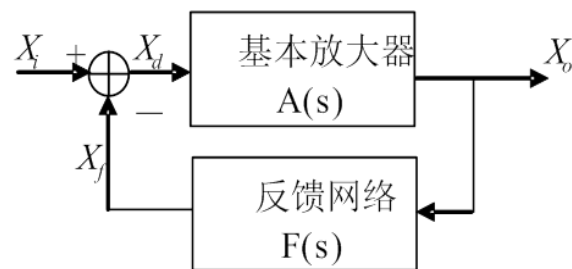




§ 5.5.2 理想单环方框图分析方法

■ 前提条件

- 电路能够明显划分成基本放大器 A 和反馈网络 F ，并要求它们分别具有独立的电路性能；
- 信号只能单向传输，即在基本放大器和反馈网络中，信号只能按箭头单向传输；



■ 基本假定

- 基本放大器 A 的正向传输远大于反馈网络 F 的正向传输；
- 基本放大器 A 的反向传输远小于反馈网络 F 的反向传输；

➡ 不同组态反馈类型，对负反馈放大器套用相应的等效电路模型。





(1) 电压并联负反馈

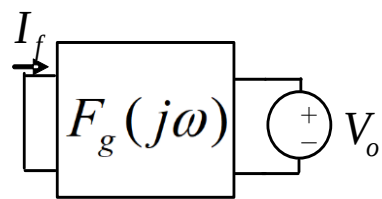
➤ 先开环分解、处理基本放大器 A 和反馈网络 F ，再用基本反馈方程式闭环计算性质；

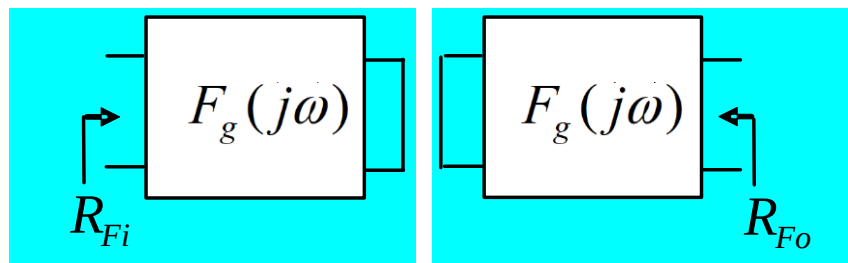
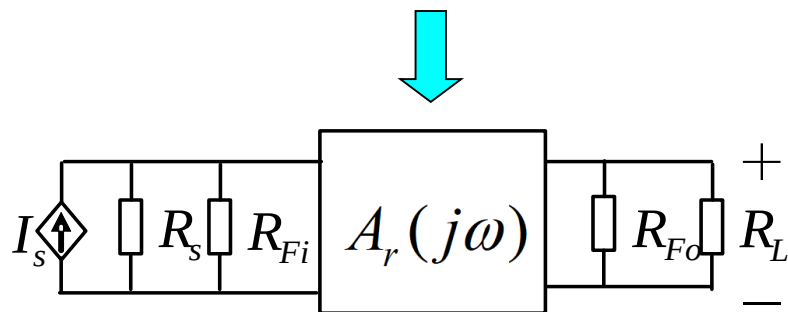
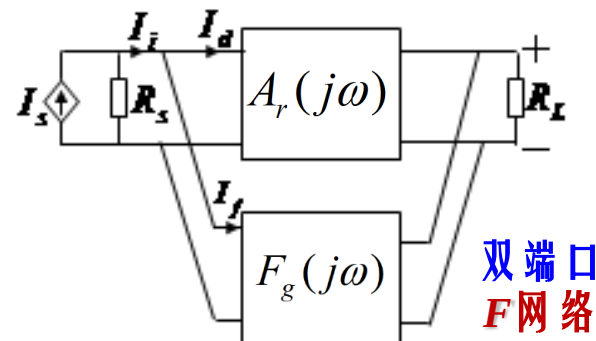
➤ 反馈网络 F “负载效应”：求输入端负载时，

令输出量为0；求输出端负载时，输入量为0

➤ 输出端为并联方式应短路；输入端同样为并联方式，也为短路。

➤ 反馈网络系数 F ：

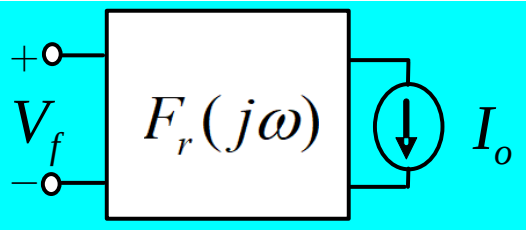
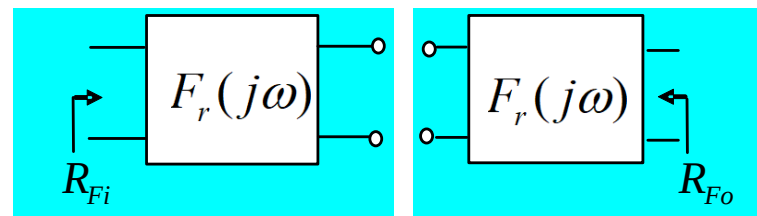
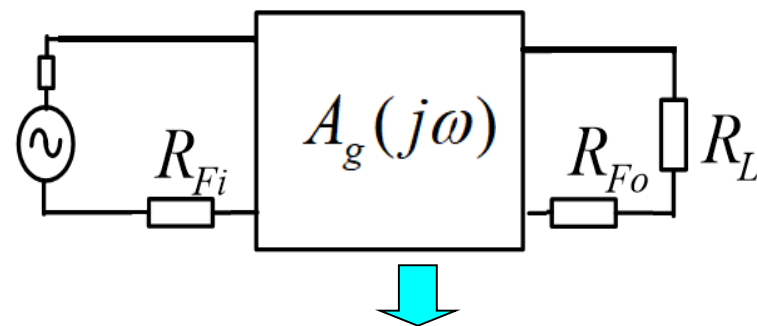
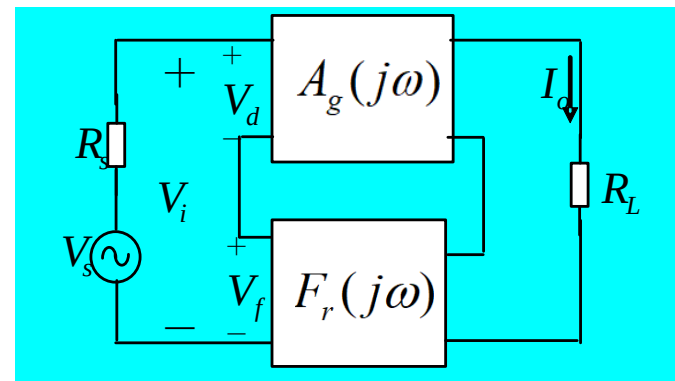

$$F_g(j\omega) = \frac{I_f(j\omega)}{V_o(j\omega)}$$





(2) 电流串联负反馈

- 开环 F 负载等效：输入、输出是串联方式，所以 F 的等效负载串接于基本放大器中；
- 输出端为串联方式应开路；输入端同样为串联方式，也为开路。
- 反馈网络系数 F ：在网络的输入端加入电流、得到输出端的开路电压。



$$F_r(j\omega) = \frac{V_f(j\omega)}{I_o(j\omega)}$$



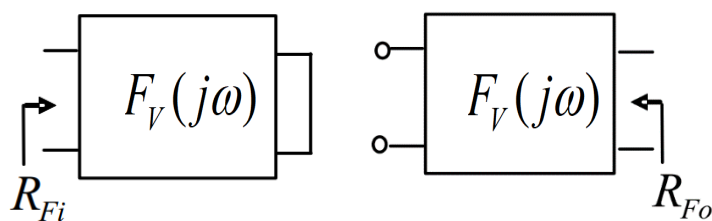
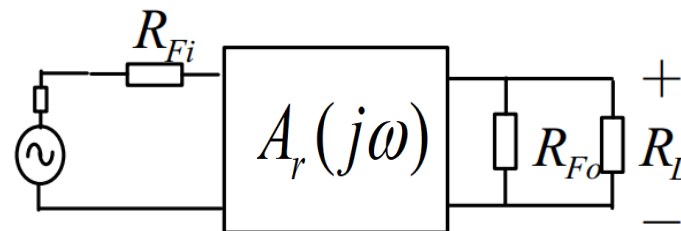
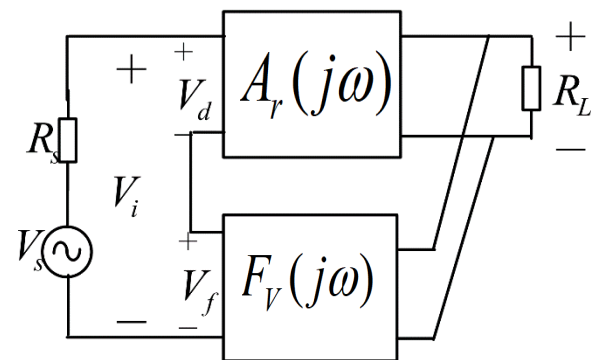


(3) 电压串联负反馈

➤ 开环 F 负载等效：输入是串联方式、输出

并联方式于基本放大器中；

➤ 反馈网络系数 F ：在网络的输入端加入电压、得到输出端的开路电压。



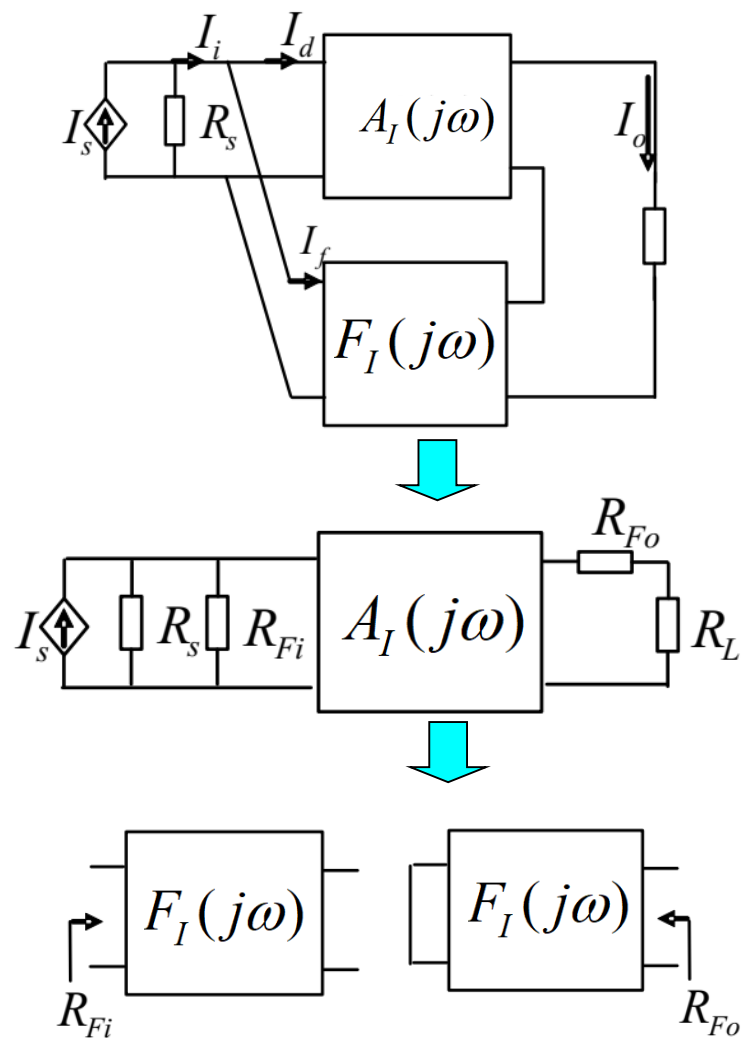
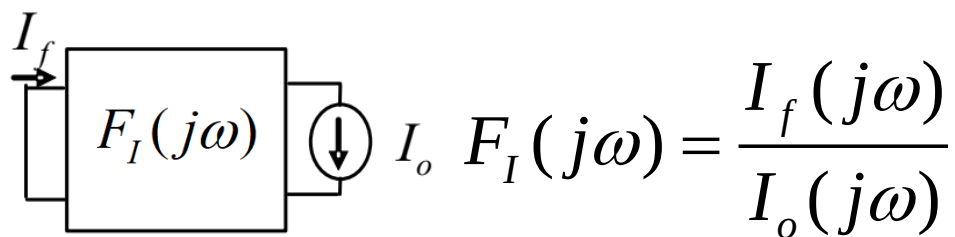
$$F_V(j\omega) = \frac{V_f(j\omega)}{V_o(j\omega)}$$





(4) 电流并联负反馈

- 开环 F 负载等效：输入是并联方式、输出串联方式于基本放大器中；
- 反馈网络系数 F ：在网络的输入端加入电流、得到输出端的短路电流。



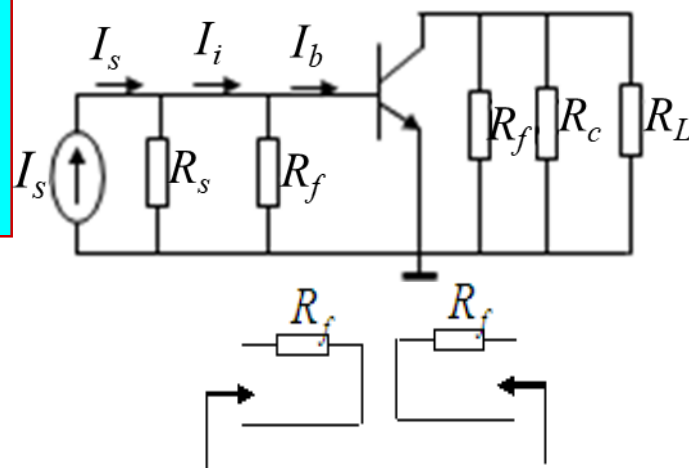
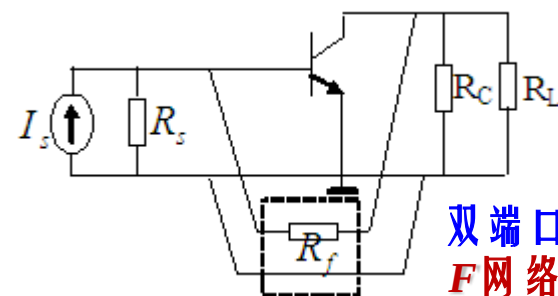
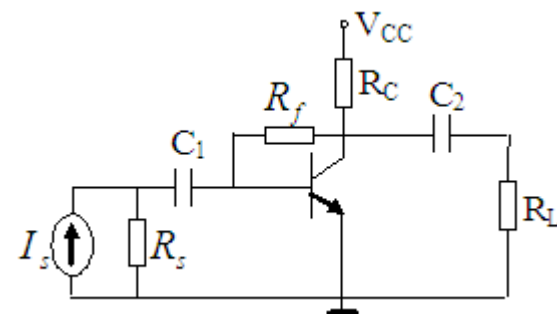


(5) 方框图法分析具体步骤

① 划分A/F，判断反馈类型，处理环外电阻：

电压并联负反馈，传输函数为 A_r 、 F_{go} 。

② 求A网络开环性质；F网络负载作用，求 R_{fi} 和 R_{fo} ，开环交流通路图；



$$A_r = \frac{V_o}{I_i} = - \frac{\beta i_B (R_C \parallel R_L \parallel R_f)}{i_B \cdot \frac{R_f + r_{be}}{R_f}} = - \frac{\beta (R_C \parallel R_L \parallel R_f) \cdot R_f}{R_f + r_{be}}$$

$$A_{rs} = \frac{V_o}{I_s} = - \frac{\beta (R_C \parallel R_L \parallel R_f) \cdot (R_f \parallel R_s)}{(R_f \parallel R_s) + r_{be}}$$

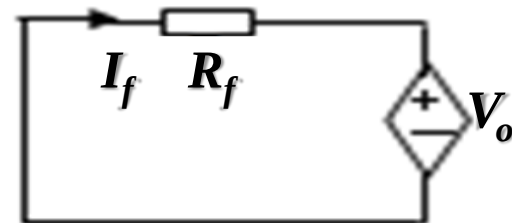




(5) 方框图法分析步骤

③求 F 网络函数: $F_{g(j\omega)}$ 为反馈电流除以电压, 即

电压作用下的短路电流。→ $F_g(j\omega) = \frac{I_f(j\omega)}{V_o(j\omega)} = -\frac{1}{R_f}$



④求反馈深度 D :

$$D = 1 + A_r F_g$$

$$D_s = 1 + A_{rs} F_g$$

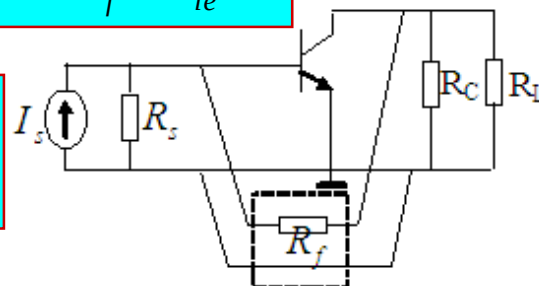
$$D = 1 + \frac{\beta(R_C \parallel R_L \parallel R_f)}{R_f + h_{ie}}$$

⑤求闭环性质:

$$A_{rf} = \frac{A_r}{D}$$

$$R_{if} = \frac{R_i}{D}$$

$$R_{of} = \frac{R_o}{(D_s)_\infty}$$



⑥求负反馈放大器电压、电流增益性质:

$$A_{vsf} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{\left(\frac{R_s + R_{if}}{R_{if}}\right)V_i} = \frac{R_{if}}{R_s + R_{if}} \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_{if}}{R_s + R_{if}} \frac{V_o}{I_i R_{if}} = \frac{1}{R_s + R_{if}} \frac{V_o}{I_i} = \frac{1}{R_s + R_{if}} A_{rf}$$

$$A_{if} = \frac{I_o}{I_i} = \frac{V_o}{R_L \cdot I_i} = \frac{A_{rf}}{R_L}$$





§ 5.5.3 深度负反馈放大器

■ 深度负反馈条件及其推论

$$A(j\omega)F(j\omega) > 1$$

$$\Rightarrow D \gg 1 \Rightarrow X_i \gg X_d \Rightarrow X_f \approx X_i$$

■ 闭环增益：

$$A_f(j\omega) = \frac{A(j\omega)}{1 + A(j\omega)F(j\omega)} \approx \frac{A(j\omega)}{A(j\omega)F(j\omega)} = \frac{1}{F(j\omega)}$$

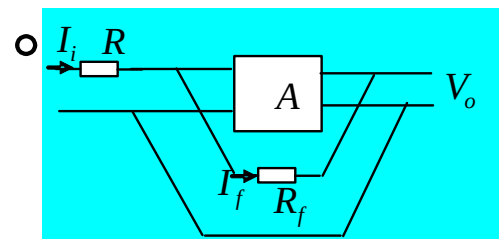
■ 深度负反馈放大器，只需求反馈网络即可得到闭环放大器的增益，但由于没有主网络性质，放大器的很多其它性质无法求，只能求一部分性质。





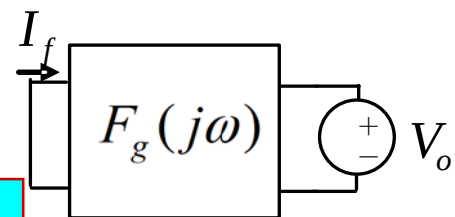
举例

例：已知网络满足深度负反馈条件，求 A_{vf} 和 R_{if}



解：电压并联负反馈，为 A_{rf} 、 F_g ， R 为环外电阻；

$$F_g = \frac{I_f}{V_o} = -\frac{1}{R_f} \Rightarrow A_{rf} = \frac{1}{F_g} = -R_f$$



$$V_i = I_i R + I_f R_f + V_o = I_i (R + R_f) + V_o$$

$$= \frac{V_o}{A_{rf}} \cdot (R + R_f) + V_o = V_o \left(-\frac{R + R_f}{R_f} + 1 \right) = -\frac{R}{R_f} V_o$$

$$A_{vf} = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_f}{R}$$

$$R_{if} = \frac{V_i}{I_i} = \frac{V_i}{V_o} \cdot \frac{V_o}{I_i} = \frac{A_{rf}}{A_{vf}} = R$$





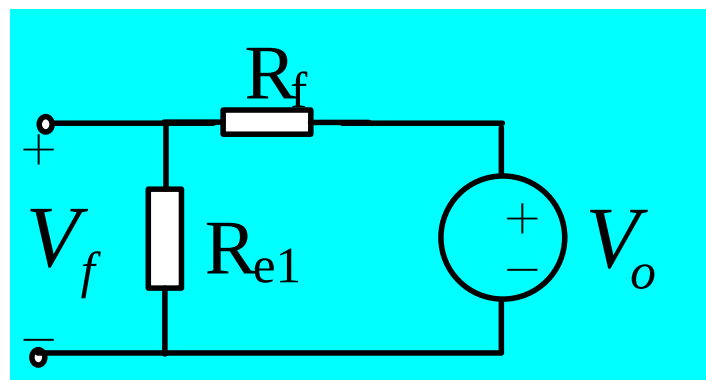
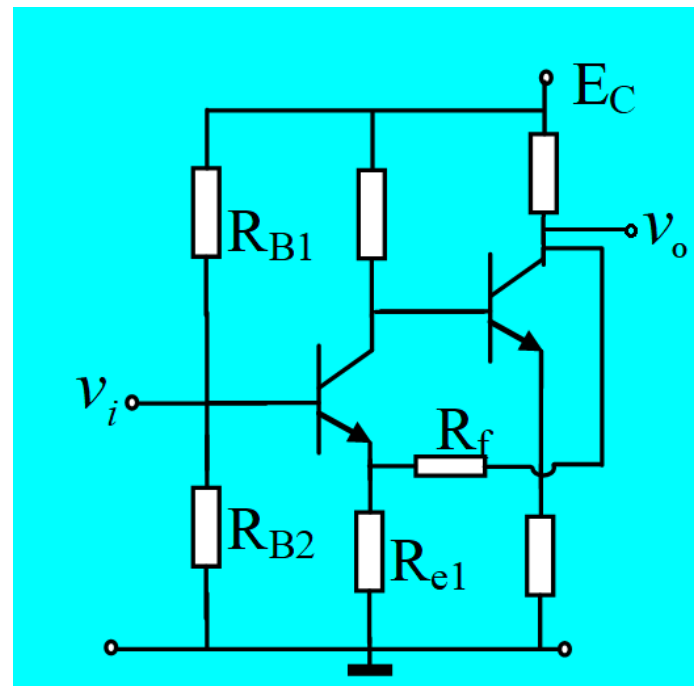
举例

例：求深度负反馈放大器的闭环电压增益

解：判断反馈类型为电压串联负反馈，

$$F_V = \frac{V_f}{V_o} = \frac{R_{e1}}{R_f + R_{e1}}$$

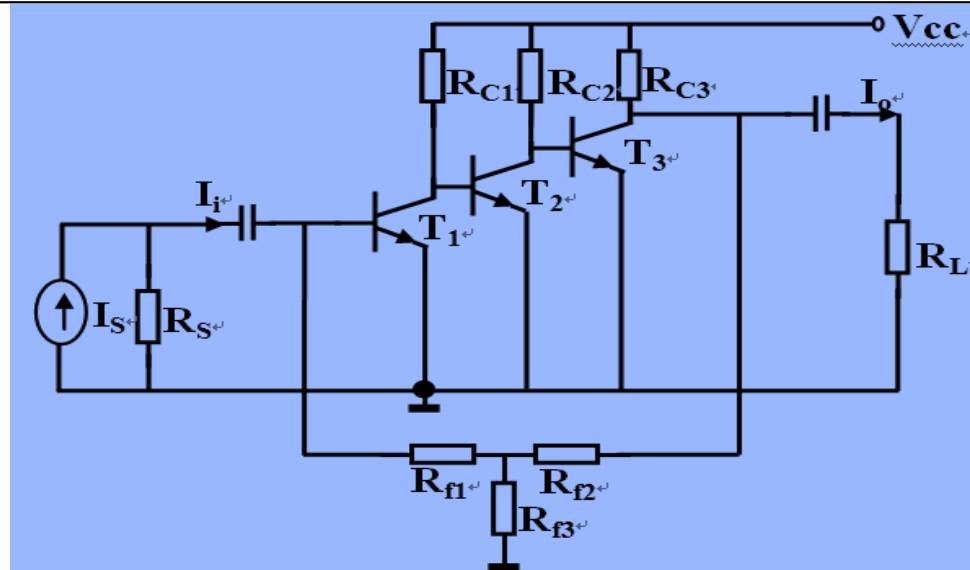
$$\Rightarrow A_{Vf} = \frac{1}{F_V} = 1 + \frac{R_f}{R_{e1}}$$





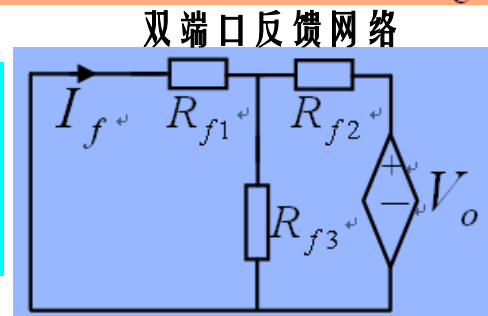
典型题解——深度负反馈的估算

例：右图所示放大器满足深度负反馈条件，判断反馈类型并写出电路的电流放大倍数 $A_{If} = \frac{I_o}{I_i}$ 的表达式？



解：反馈类型为电压并联负反馈，满足基本反馈方程式的函数为 A_r 、 F_g 。

$$A_{rf} = \frac{V_o}{I_i} \quad F_g = \frac{I_f}{V_o} = -\frac{R_{f3}}{R_{f1}R_{f2} + R_{f2}R_{f3} + R_{f1}R_{f3}}$$



$$A_{If} = \frac{I_o}{I_i} = \frac{V_o}{R_L} \cdot \frac{1}{I_i} = \frac{A_{rf}}{R_L} \approx -\frac{1}{R_L} \cdot (R_{f1} + R_{f2} + \frac{R_{f1}R_{f2}}{R_{f3}})$$

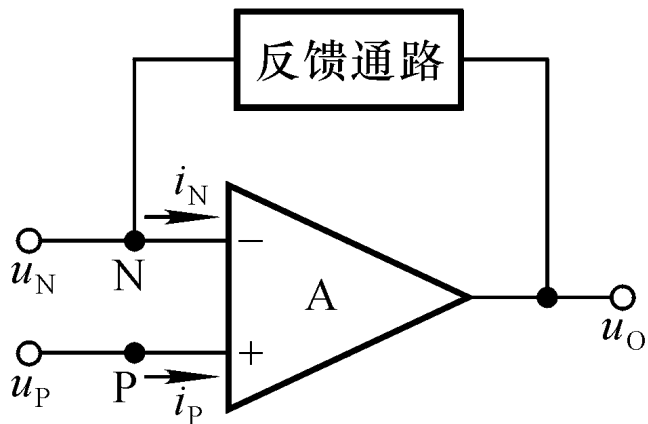
$$A_{I_{sf}} ?$$





§ 5.5.4 基于理想运放的放大倍数分析

■ 理想运放的线性工作区



1. 理想运放参数特点：

$A_{od} = \infty$, $r_{id} = \infty$, $r_o = 0$, $f_H = \infty$,
所有失调因素、温漂、噪声均为零。

2. 理想运放工作在线性区的特点

因为 u_O 为有限值， $A_{od} = \infty$ ，所以 $u_N - u_P = 0$ ，即 $u_N = u_P$

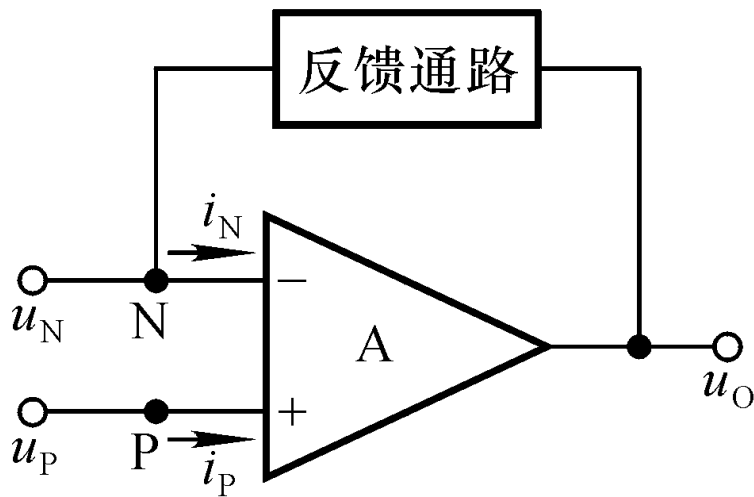
因为 $r_{id} = \infty$ ，所以 $i_N = i_P = 0$





§ 5.5.4 基于理想运放的放大倍数分析

■ 理想运放的线性工作区



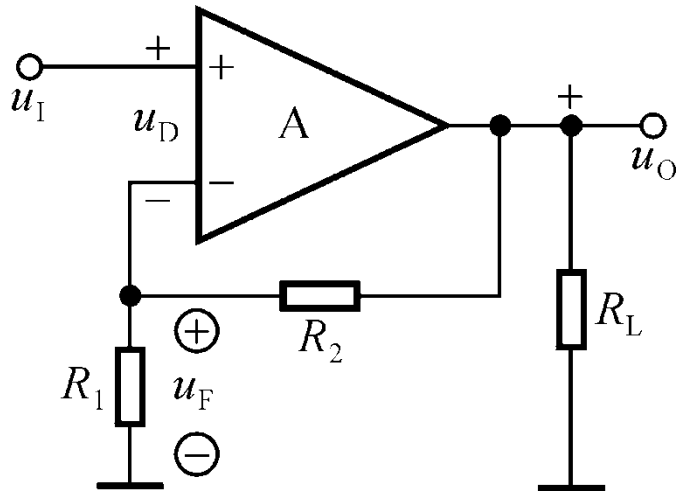
$$\begin{cases} u_P = u_N & \text{--- 虚短} \\ i_P = i_N = 0 & \text{--- 虚断} \end{cases}$$





§ 5.5.4 基于理想运放的放大倍数分析

■ 电压串联负反馈放大倍数分析



$$u_F = u_I, \quad i_{R_1} = i_{R_2} = u_I / R_1$$

$$u_O = \frac{u_I}{R_1} (R_1 + R_2)$$

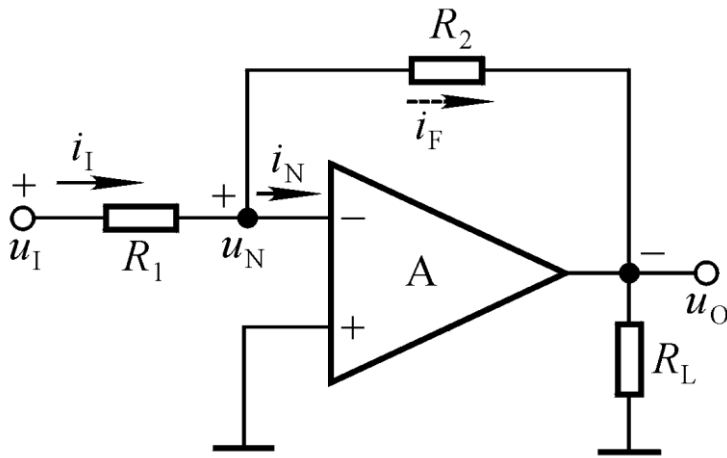
$$A_u = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$





§ 5.5.4 基于理想运放的放大倍数分析

■ 电压并联负反馈放大倍数分析



$$u_P = u_N = 0$$

$$u_O = -i_F R_2 = -i_I R_2 = -\frac{u_I}{R_1} R_2$$

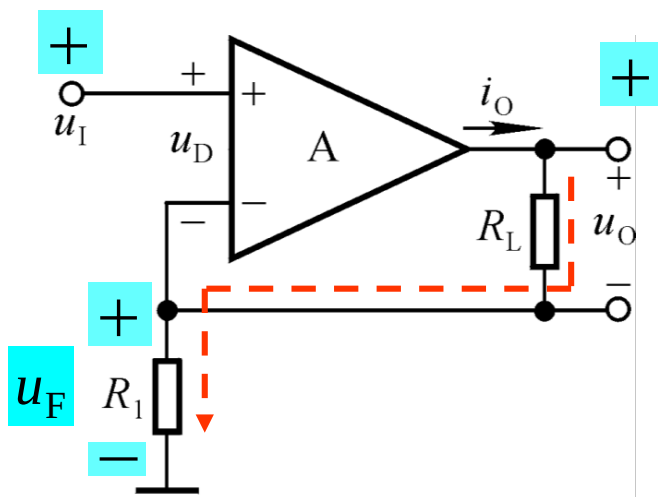
$$A_u = -\frac{R_2}{R_1}$$





§ 5.5.4 基于理想运放的放大倍数分析

■ 电流串联负反馈电路



$$u_F = u_I, \quad i_{R_L} = i_{R_1} = u_I / R_1$$

$$u_O = i_{R_L} R_L = \frac{u_I}{R_1} R_L$$

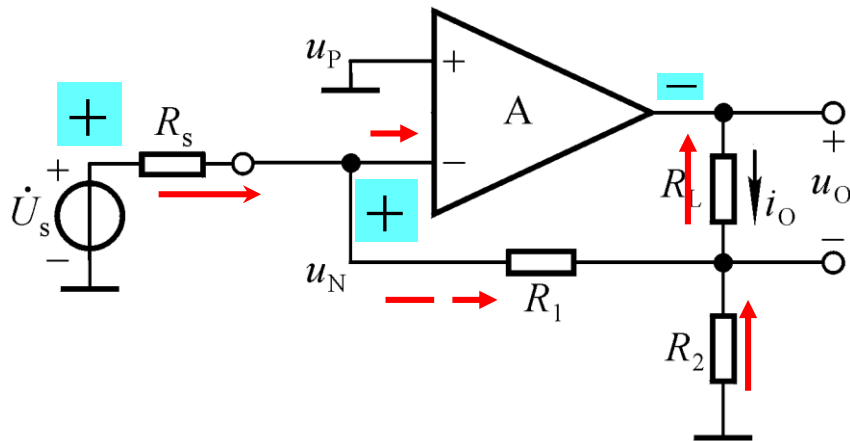
$$A_u = \frac{R_L}{R_1}$$





§ 5.5.4 基于理想运放的放大倍数分析

■ 电流并联负反馈电路



$$u_P = u_N = 0$$

$$i_s = i_1 = \frac{U_s}{R_s} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} i_L$$

$$u_O = -i_L R_L$$

$$A_{us} = -\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \frac{R_L}{R_s}$$





典型例题

例题：由三极管和理想运放组成的反馈放大器如图所示，

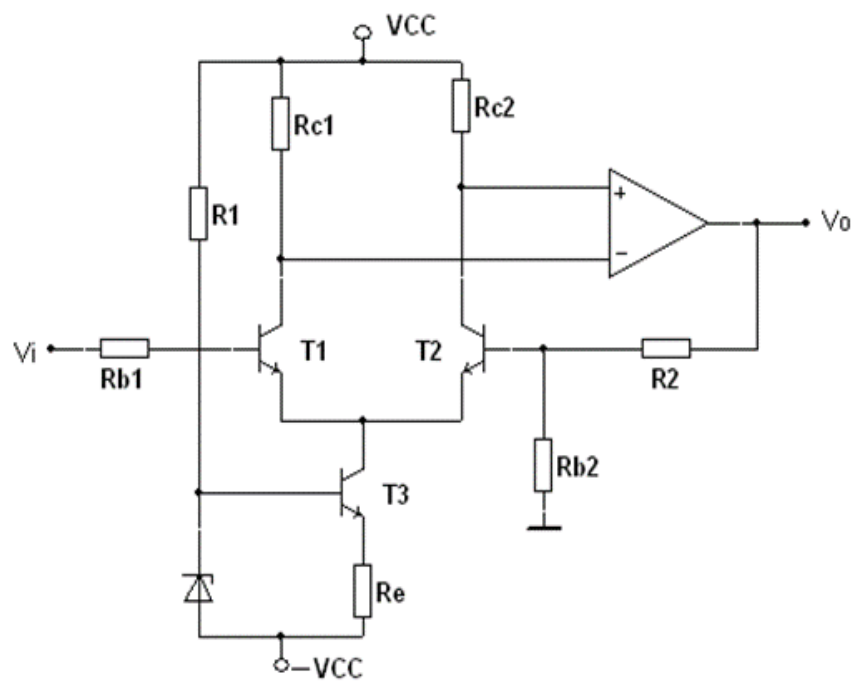
(1) 指出其中的反馈支路，并判断反馈类型；

(2) 在深度负反馈的假定下，求放大器的电压增益。

解：(1) 反馈支路是 R_2 和 R_{b2} ，输出端电压采样，输入端为串联反馈。

$$(2) F_V = \frac{R_{b2}}{R_{b2} + R_2}$$

$$A_{Vf} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{F_V} = \frac{R_{b2} + R_2}{R_{b2}}$$





典型例题

[例] 已知 $R_1 = 10\text{K}\Omega$, $R_2 = 100\text{K}\Omega$, $R_3 = 2\text{K}\Omega$, $R_L = 5\text{K}\Omega$ 。求解在深度负反馈条件下的 A_{uf} 。

解：反馈支路： R_3 、 R_2 与 R_1

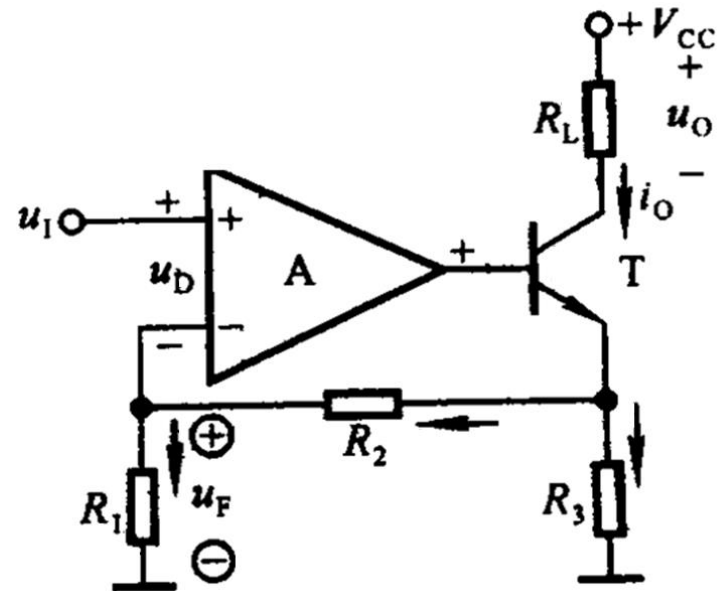
电路引入电流串联负反馈

$$\dot{I}_{R1} = \frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3} \cdot \dot{I}_0$$

$$\dot{U}_f = \dot{I}_{R1} R_1 = \frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3} \cdot \dot{I}_0 R_1$$

$$\dot{F}_{ui} = \frac{\dot{U}_f}{\dot{I}_0} = \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_2 + R_3}$$

$$\dot{A}_{uf} = \frac{\dot{U}_0}{\dot{U}_i} = \frac{\dot{I}_0 R_L}{\dot{U}_f} \approx \frac{R_L}{\dot{F}_{ui}} = \frac{(R_1 + R_2 + R_3) R_L}{R_1 R_3} = 30$$





§ 5.6 负反馈对放大电路性能的影响

- 一、提高增益的稳定性
- 二、改变输入电阻和输出电阻
- 三、展宽频带
- 四、减小非线性失真
- 五、引入负反馈的一般原则





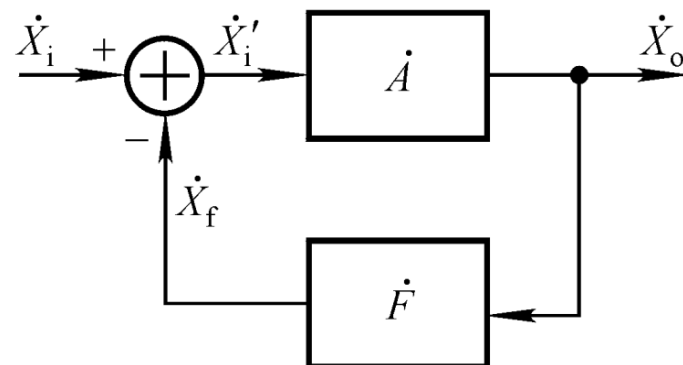
一、提高增益的稳定性

➤ 在中频段，放大倍数、反馈系数等均为实数。

$$A_f(0) = \frac{A(0)}{1 + A(0)F(0)}$$

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

仅讨论中频增益稳定的改善！



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

$$\frac{dA_f}{A_f} = \frac{1}{1 + AF} \cdot \frac{dA}{A} = \frac{1}{D} \cdot \frac{dA}{A}$$

➤ 闭环增益相对变化量减小到开环基本放大电路增益的 $\frac{1}{D(0)}$ ；

➤ 闭环增益稳定性是开环基本放大电路增益的 $D(0)$ 倍。

深度负反馈： $A_f \approx 1/F$ ----说明闭环增益与开环增益无关，因此，无论开环增益如何变化都不会影响闭环增益。



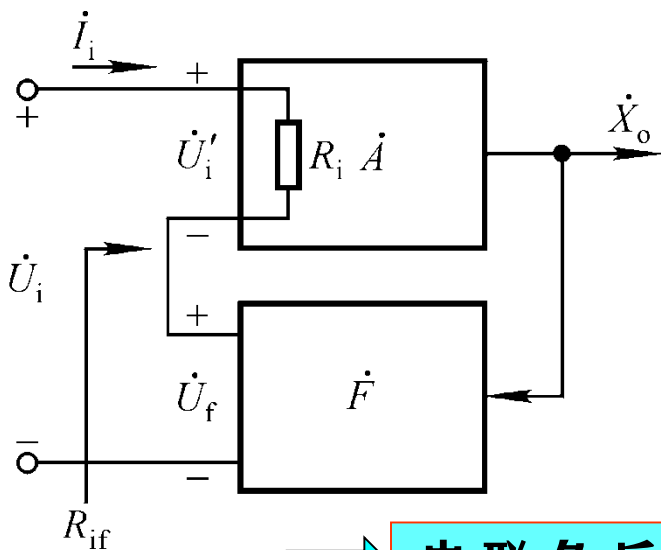


二、改变输入阻抗和输出阻抗

1. 对输入电阻的影响

对输入电阻的影响仅与反馈网络和基本放大电路在输入端的接法有关，即决定于是串联反馈还是并联反馈。

引入串联负反馈时



开环

$$R_i = \frac{U_i |_{U_f=0}}{I_i} = \frac{U_i'}{I_i}$$

闭环

$$R_{if} = \frac{U_i}{I_i} = \frac{U_i' + U_f}{I_i} = \frac{U_i' + AFU_i'}{I_i}$$

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

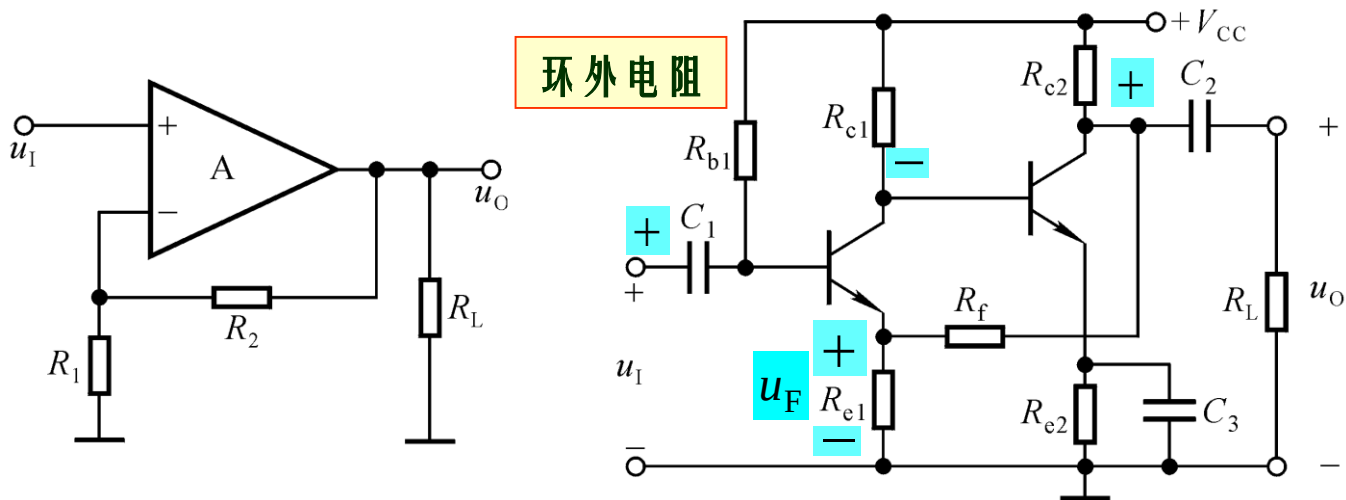


串联负反馈输入电阻增大到原来的 $(1 + AF)$ 倍。



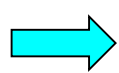


2. 串联负反馈对输入电阻影响的讨论



- 引入串联负反馈，图示两电路输入电阻所产生的影响一样码？
- R_{b1} 支路在引入反馈前后对输入电阻的影响有无变化？

引入串联负反馈，使引入**反馈的支路**的等效电阻增大到原来的 $(1 + AF)$ 倍。



$$R'_{if} = (1 + AF)R'_i$$

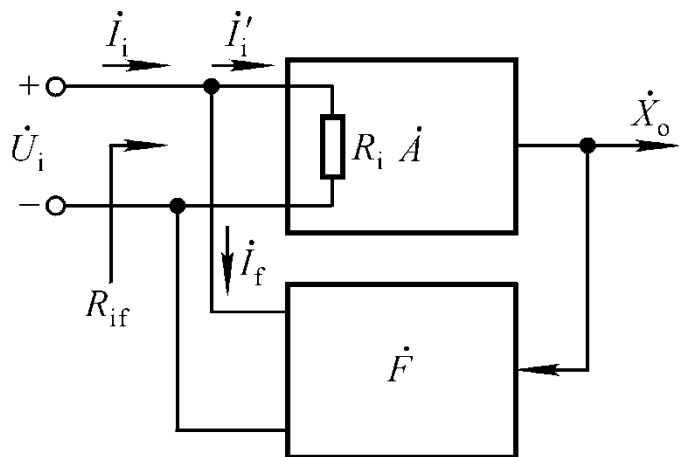
$$R_{if} = R'_{if} \parallel R_{b1}$$





2. 并联负反馈对输入电阻影响

引入并联负反馈时

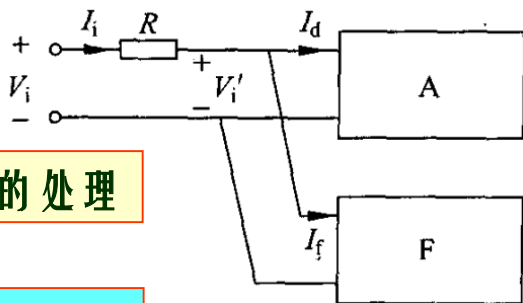


开环 $R_i = \frac{U_i}{I_i'}$

闭环 $R_{if} = \frac{U_i}{I_i} = \frac{U_i}{I_i' + I_f} = \frac{U_i}{I_i' + AFI_i'}$

$$R_{if} = \frac{R_i}{1 + AF} = \frac{R_i}{D}$$

串联负反馈增大输入电阻，并联负反馈减小输入电阻。



环外电阻的处理

$$R_{if}' = \frac{R_i'}{D}$$

$$R_{if} = R_{if}' + R$$

在 $(1 + AF) \rightarrow \infty$ 时

引入串联负反馈 R_{if} (或 R_{if}') $\rightarrow \infty$,
引入并联负反馈 $R_{if} \rightarrow 0$ 。





2. 对输出电阻的影响

■ 对输出电阻的影响仅与反馈网络和基本放大电路在输出端的接法有关，即决定于是电压反馈还是电流反馈。

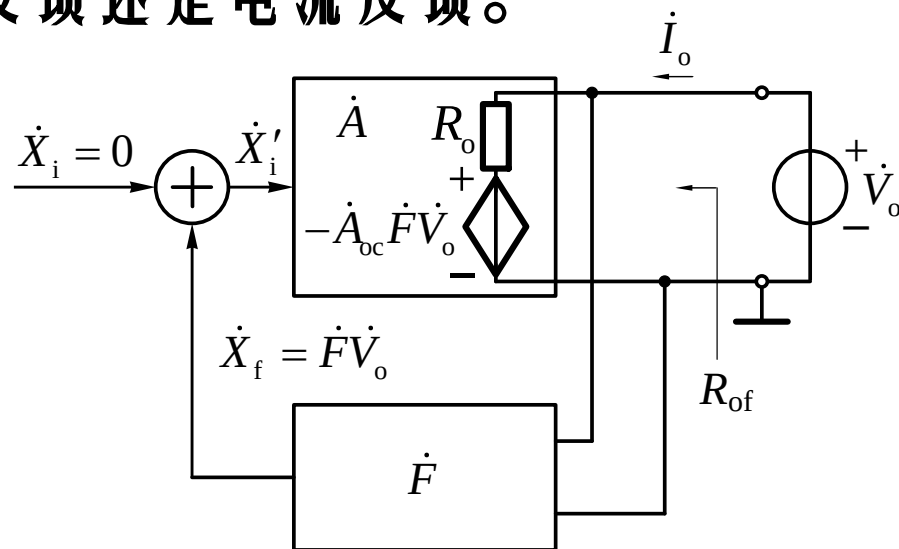
➤ 电压负反馈减小输出电阻

放大电路的输出电阻定义为：

$$R_{of} = \left. \frac{\dot{U}_o}{\dot{I}_o} \right|_{\dot{X}_i=0, R_L=\infty} \quad \text{当 } \dot{X}_i = 0 \text{ 时}$$

$$\dot{X}'_i = \dot{X}_i - \dot{X}_f = -\dot{X}_f = -\dot{F}\dot{U}_o$$

$$\dot{U}_o = \dot{I}_o R + \dot{A} \dot{X}'_i = \dot{I}_o R_o - \dot{A} \dot{F} \dot{U}_o \quad \text{得：} \quad R_{of} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{I}_o} = \frac{R_o}{1 + \dot{A} \dot{F}}$$



■ 结论：引入电压负反馈，放大电路输出电阻减小到无反馈时的 $\frac{1}{(1 + \dot{A} \dot{F})}$





2. 对输出电阻的影响

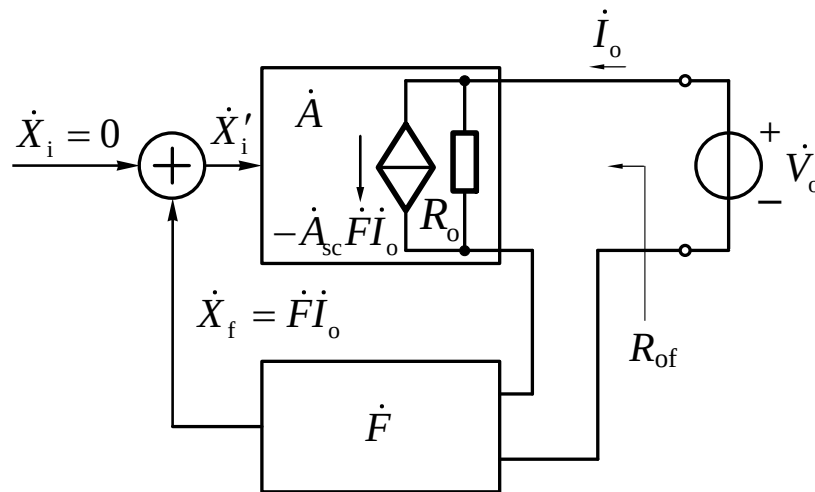
■ 对输出电阻的影响仅与反馈网络和基本放大电路在输出端的接法有关，即决定于是电压反馈还是电流反馈。

➤ 电流负反馈增大输出电阻

$$\dot{X}'_i = \dot{X}_i - \dot{X}_f = -\dot{X}_f = -\dot{F}\dot{I}_o$$

$$\dot{I}_o \approx \frac{\dot{U}_o}{R_o} + \dot{A}_o \dot{X}'_i = \frac{\dot{U}_o}{R_o} - \dot{A}_o \dot{F} \dot{I}_o$$

$$R_{of} = (1 + \dot{A}_o \dot{F}) R_o$$



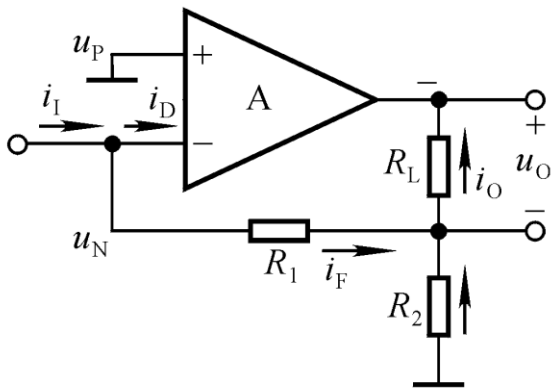
■ 结论：引入电流负反馈，放大电路的输出电阻增大到无反馈时的 $(1 + \dot{A}_o \dot{F})$ 倍。



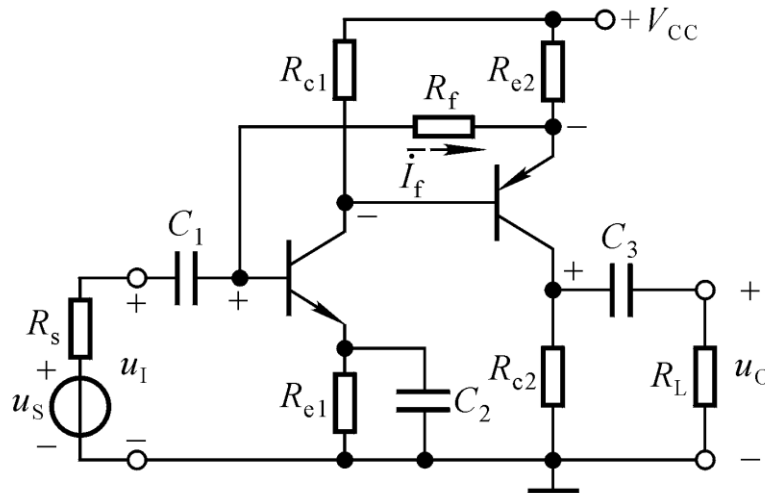


2. 电流负反馈对输出电阻影响的讨论

■ R_{c2} 支路在引入反馈前后对输出电阻的影响有无变化？

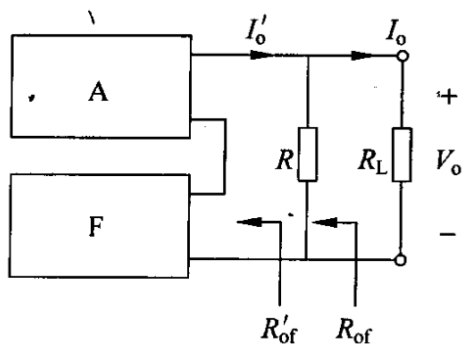


(a)



(b)

引入电流负反馈，使引出反馈的支路的等效电阻增大到原来的 $(1 + AF)$ 倍。



环外电阻的处理

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

$$R_{of} = R_{of}' \parallel R$$

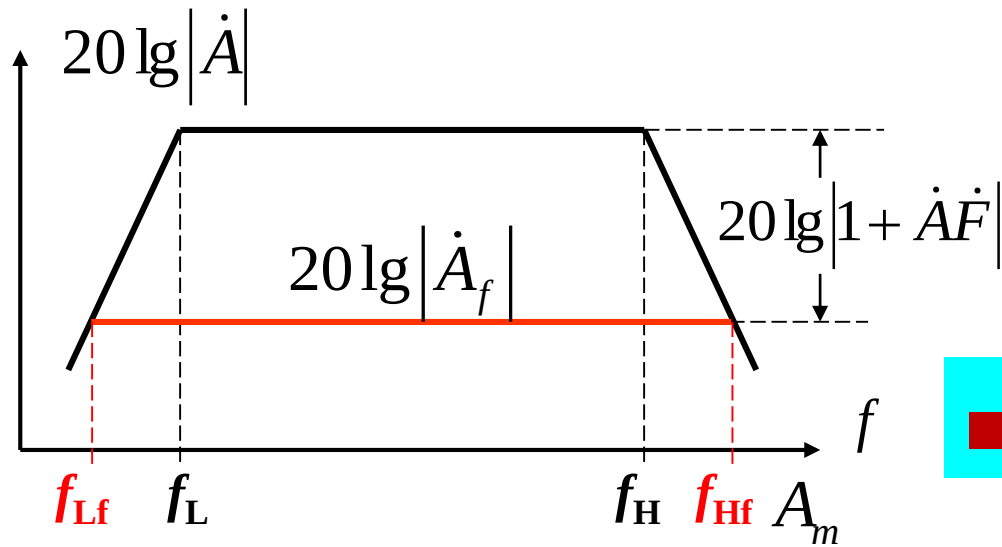
在反馈深度 $(1 + AF) \rightarrow \infty$ 时
引入电压负反馈 $R_{of} \rightarrow 0$;
引入电流负反馈 R_{of} (或 R_{of}') $\rightarrow \infty$ 。





三、展宽频带

■ 设反馈网络F是纯电阻网络，开环增益A的上限截止频率 ω_h :



低通函数

$$\begin{cases} A(jf) = \frac{A_m}{1 + \frac{jf}{f_h}} \\ F(jf) = F_0 \end{cases}$$

■ 闭环增益 A_f 上限截止频率 f_{hf} :

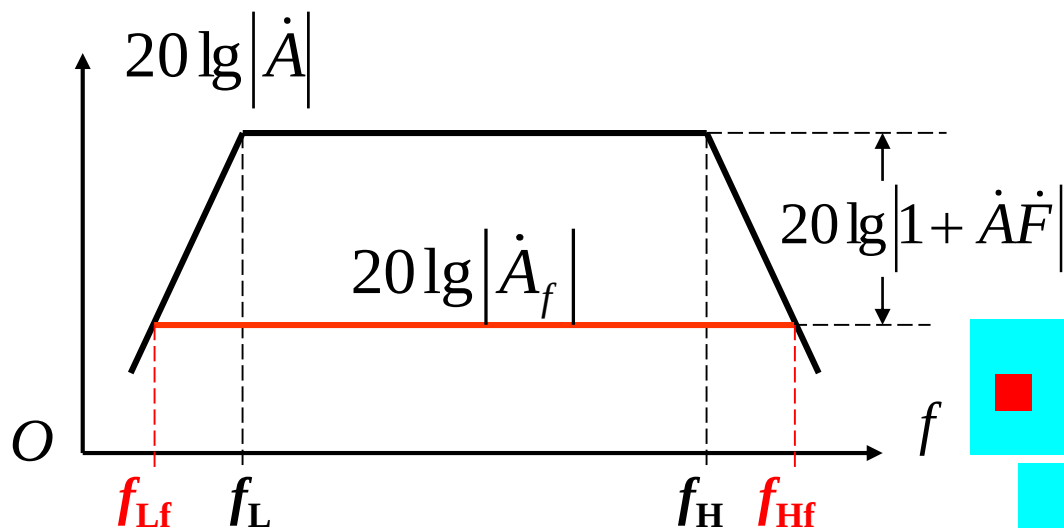
$$\begin{aligned} \text{令 } A_f(jf) &= \frac{A(jf)}{1 + A(jf)F_0} = \frac{\frac{A_m}{1 + \frac{jf}{f_h}}}{1 + \frac{A_m F_0}{1 + \frac{jf}{f_h}}} = \frac{A_m}{1 + A_m F_0 + j \frac{f}{f_h}} = \frac{\frac{A_m}{1 + A_m F_0}}{1 + \frac{jf}{(1 + A_m F_0) f_h}} \\ &= \frac{A_{fm}}{1 + \frac{jf}{f_{hf}}} \end{aligned}$$
$$\Rightarrow f_{hf} = (1 + A_m F_0) f_h$$





三、展宽频带

■ 设反馈网络F是纯电阻网络，开环增益A的下限截止频率 ω_l :



高通函数

$$A(jf) = \frac{A_m}{1 + \frac{f_l}{jf}}$$

■ 闭环增益 A_f 下限截止频率 f_{lf} :

$$A_f(jf) = \frac{A(jf)}{1 + A(jf)F_0}$$

令 $1 + A(jf)F_0 = 0$ $A(jf)F_0 = -1$

$$\frac{A_m F_0}{1 + \frac{f_l}{jf}} = -1 \quad A_m F_0 = -1 - \frac{f_l}{jf} \quad jf = -\frac{f_l}{(1 + A_m F_0)}$$

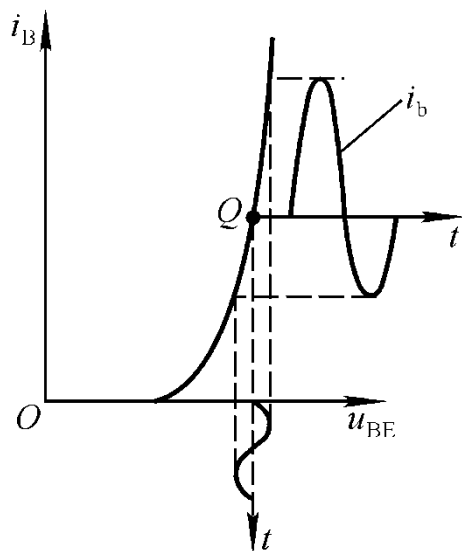
$$\Rightarrow f_{lf} = \frac{f_l}{1 + A_m F_0}$$

⇒ 闭环系统与开环系统相比，3dB截止频率有严格的 $(1 + A_m F_0)$ 倍关系。



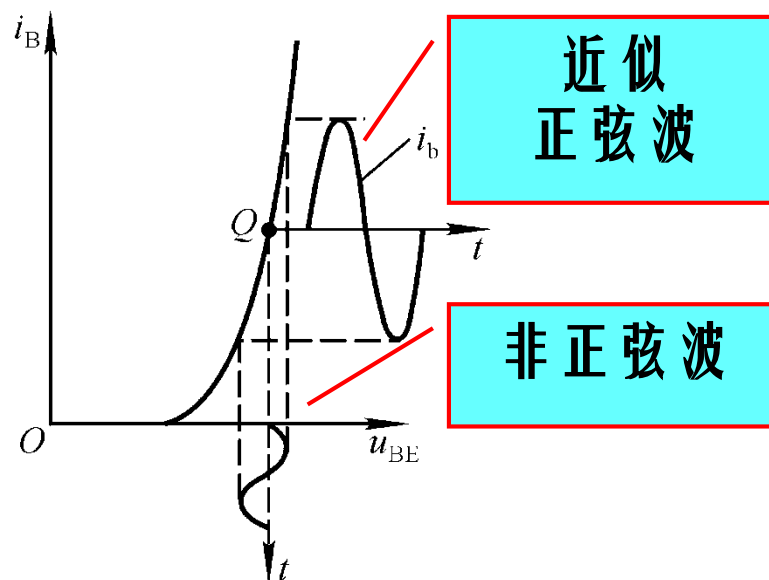


四、减小非线性失真



■ 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**。（**正半周较大**）

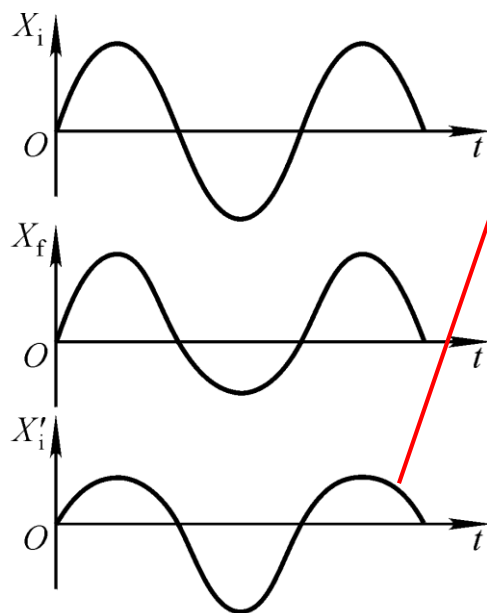
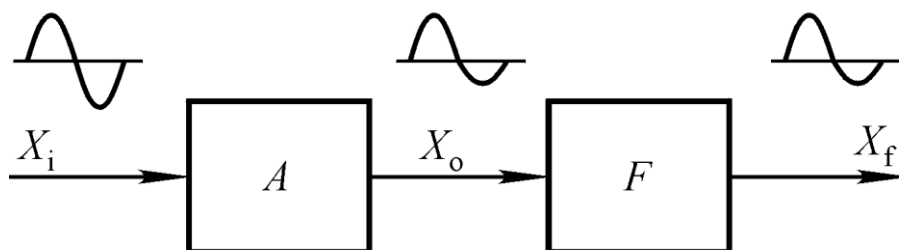
■ 可以设想，若加在b-e之间的电压**正半周幅值小于负半周**的幅值，则其电流失真会减小，甚至为正弦波。





四、减小非线性失真

■ 设基本放大电路的输出信号与输入信号同相。



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 $1/(1 + AF)$ 。

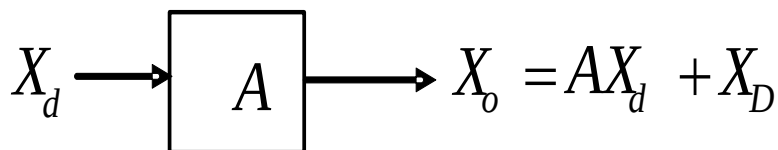
负反馈只能改善放大器本身产生的失真，对输入信号的失真无改善！



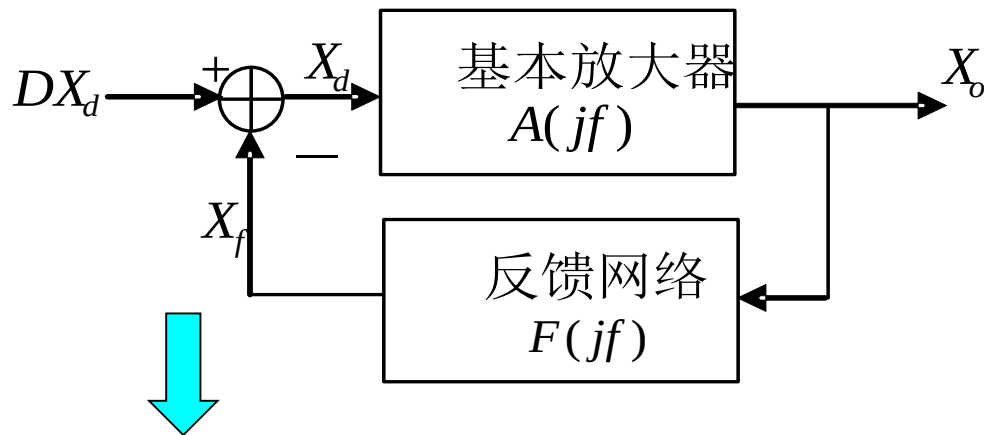


四. 改善非线性失真

- 前提条件：在负反馈加入前后，保证基本放大器的**相同输入**都有**相同的非线性失真**。



X_D : 非线性失真信号



$$X_o = AX_d + X_D = A(DX_d - X_f) + X_D = ADX_d - AFX_o + X_D$$

$$\Rightarrow X_o = AX_d + \frac{X_D}{D}$$

有用信号不变，而谐波失真减小了 D 倍。





五、引入负反馈的一般原则

- 稳定静态Q点应引入直流负反馈，改善动态性能应引入交流负反馈；
- 根据负载需要，需输出稳定电压（即减小输出电阻）的应引入电压负反馈，需输出稳定电流（即增大输出电阻）的应引入电流负反馈；
- 根据信号源特点，增大输入电阻应引入串联负反馈，减小输入电阻应引入并联负反馈；
- 从信号转换关系看，输出电压是输入电压受控源的为电压串联负反馈，输出电压是输入电流受控源的为电压并联负反馈，输出电流是输入电压受控源的为电流串联负反馈，输出电流是输入电流受控源的为电流并联负反馈；当 $(1 + AF) \gg 1$ 时，它们的转换系数均约为 $1/F$ 。

$$\dot{A}_f \approx \frac{1}{F}$$





讨论一

■ 为减小放大电路从信号源索取的电流，增强带负载能力，应引入什么反馈？

电压串联负反馈

电流并联负反馈

■ 为了得到稳定的电流放大倍数，应引入什么反馈？

■ 为了稳定放大电路的静态工作点，应引入什么反馈？

直流
负反馈

■ 为了使电流信号转换成与之成稳定关系的电压信号，应引入什么反馈？

电压并联负反馈

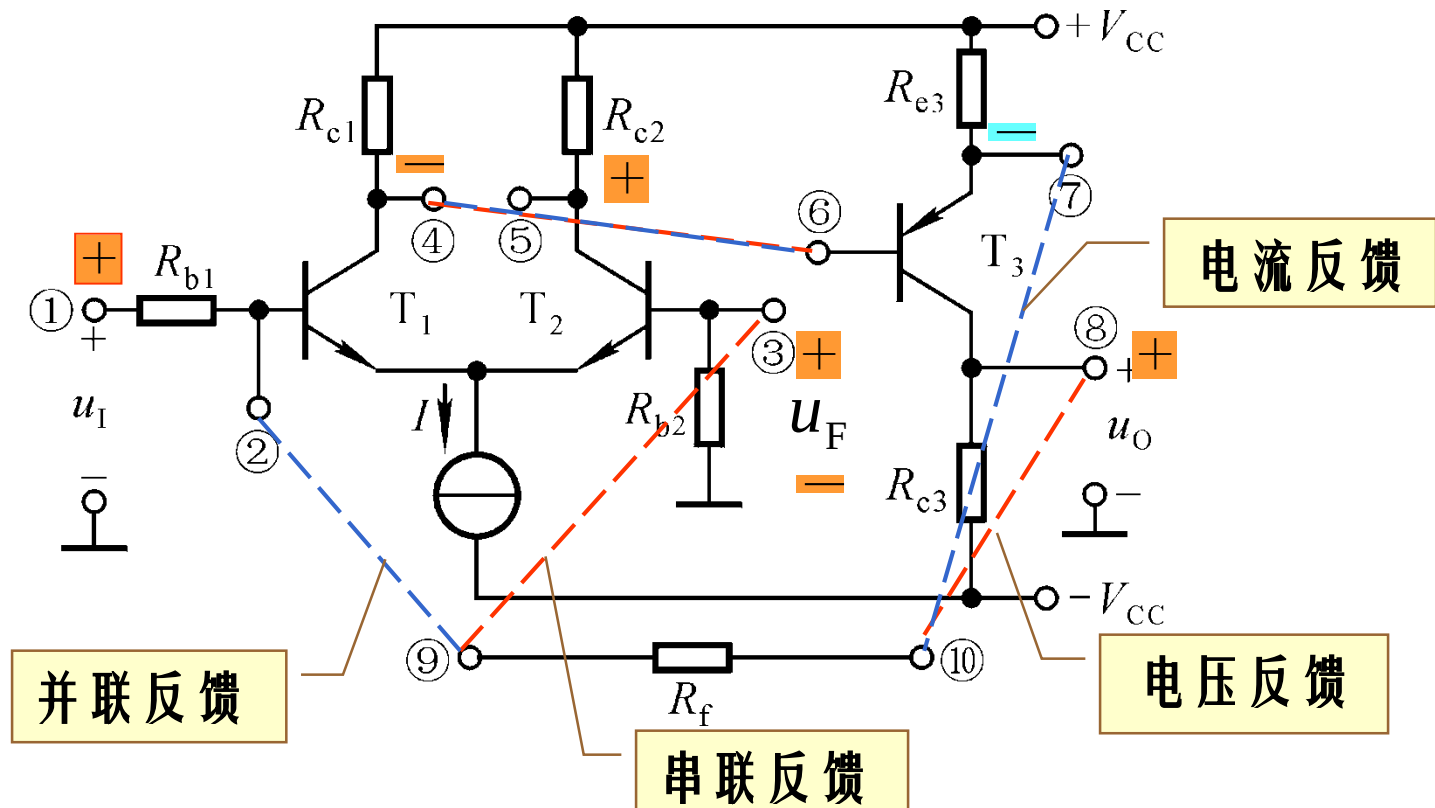
■ 为了使电压信号转换成与之成稳定关系的电流信号，应引入什么反馈？

电流串联负反馈





讨论二



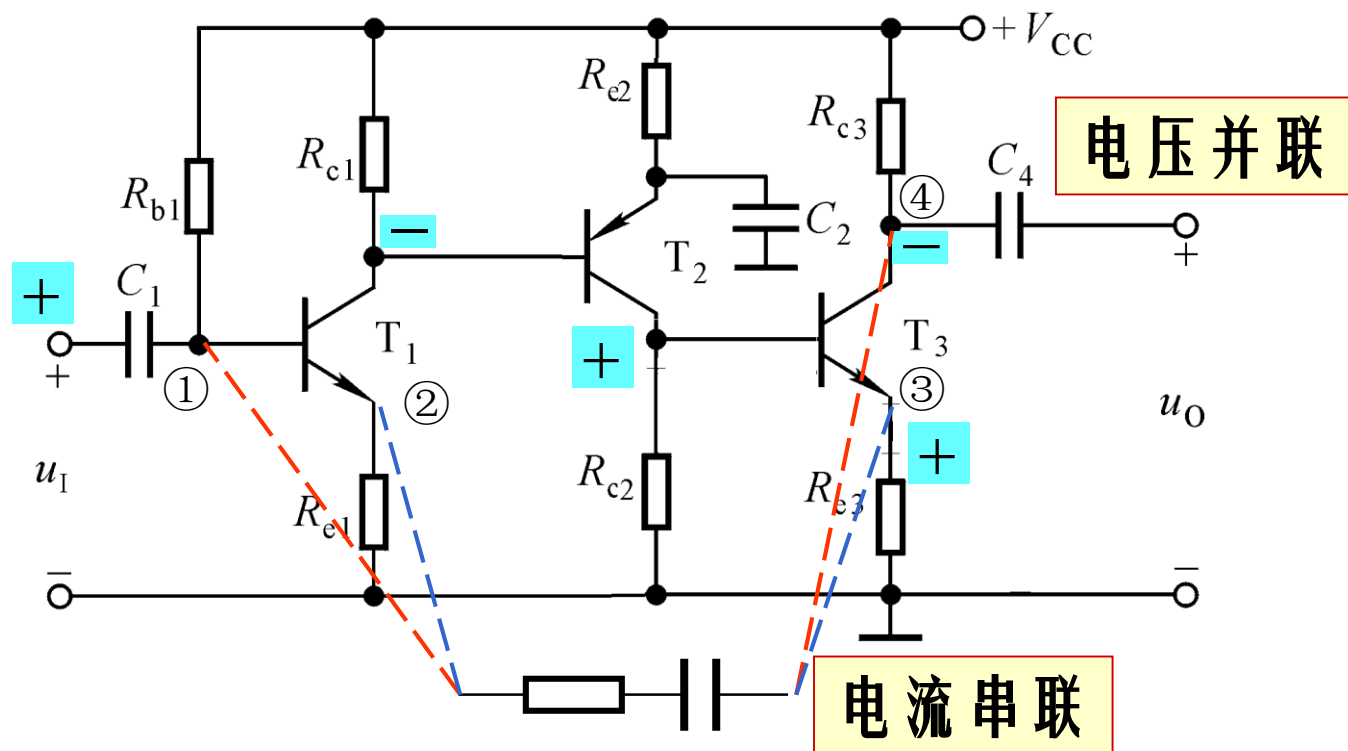
试在图示电路中分别引入四种不同组态的交流负反馈。





讨论三

■ 在图示电路中能够引入哪些组态的交流负反馈？



只可能引入电流串联或电压并联两种组态的交流负反馈。





§ 5.7 负反馈放大电路的稳定性

- 一、自激振荡产生的原因及条件
- 二、负反馈放大电路稳定性的分析
- 三、负反馈放大电路稳定性的判断
- 四、消除自激振荡的方法

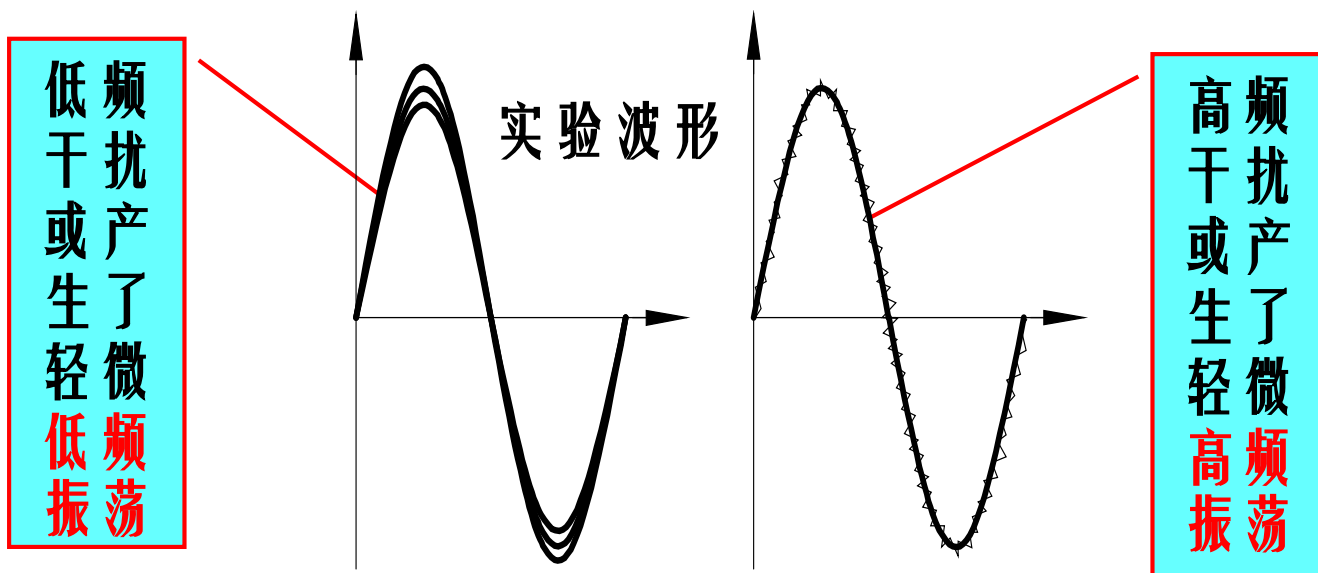




一、自激振荡产生的原因及条件

1. **现象**：输入信号为0时，输出有一定幅值、一定频率的信号，称电路产生了自激振荡。

----负反馈放大电路自激振荡的频率在**低频段或高频段**。

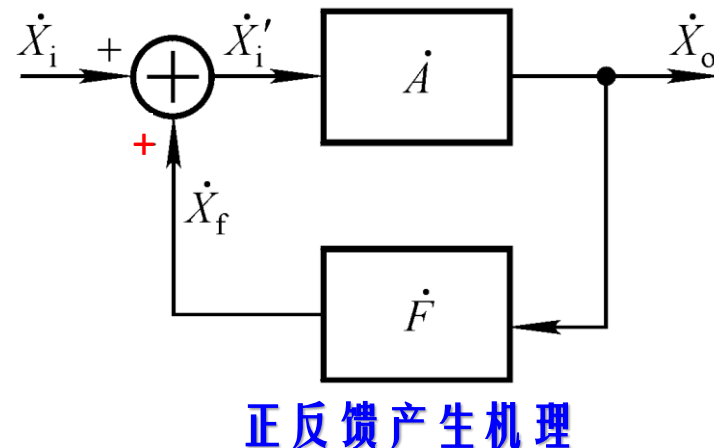




2. 自激振荡产生的原因及条件

- 在低或高频段，若存在一个频率 f_0 ，且当 $f = f_0$ 时，附加相移为 $\pm\pi$ ，使原本设计在中频的负反馈变为正反馈，从而导致放大器自激。

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



- 在电扰动下，如合闸通电，必含有频率为 f_0 的信号，对于 $f = f_0$ 的信号，产生正反馈过程

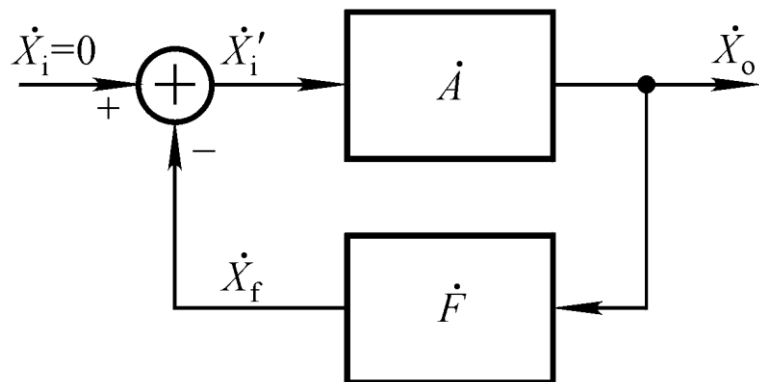
$$|\dot{X}_o| \uparrow \rightarrow |\dot{X}_f| \uparrow \rightarrow |\dot{X}_i'| \uparrow \rightarrow |\dot{X}_o| \uparrow \uparrow$$

- 输出量逐渐增大，直至达到动态平衡，电路产生了自激振荡。





3. 自激振荡的临界条件



$\dot{X}_i = 0$ 时, $\dot{X}_o$ 维持 $\dot{X}_o$

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

自激振荡临界条件

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



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

$$\varphi_A + \varphi_F = (2n+1)\pi \quad (n \text{ 为整数})$$

幅值平衡条件

相位平衡条件

■ 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

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





二、负反馈放大电路稳定性的分析

■ 设反馈网络 F 为电阻网络，基本放大电路 A 为直接耦合。

① 附加相移由基本放大电路 A 决定；

② 振荡只可能产生在高频段。

➤ 对于单管单极点放大电路：

$$f \rightarrow \infty \text{ 时, } \phi_A' \rightarrow -90^\circ, |\dot{A}| \rightarrow 0$$

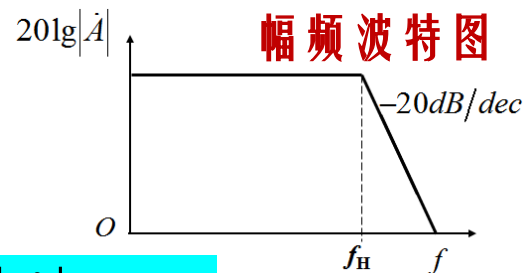
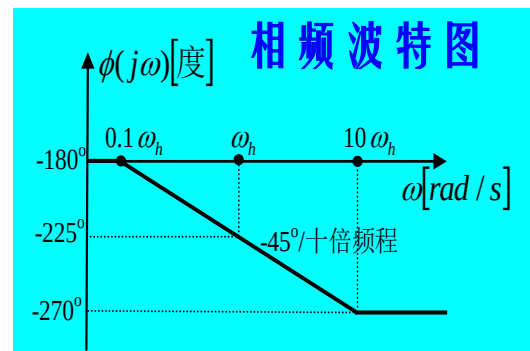
因没有满足相位条件的频率，故负反馈后不可能振荡。

➤ 对于两级放大电路： $f \rightarrow \infty \text{ 时, } \phi_A' \rightarrow -180^\circ, |\dot{A}| \rightarrow 0$

因没有满足幅值条件的频率，故引入负反馈后不可能振荡。

➤ 对于三级放大电路： $f \rightarrow \infty \text{ 时, } \phi_A' \rightarrow -270^\circ, |\dot{A}| \rightarrow 0$

对于产生 -180° 附加相移的信号频率，有可能满足起振条件，故引入负反馈后可能振荡。





二、负反馈放大电路稳定性的分析

■ 什么样的放大电路引入负反馈后容易产生自激振荡？

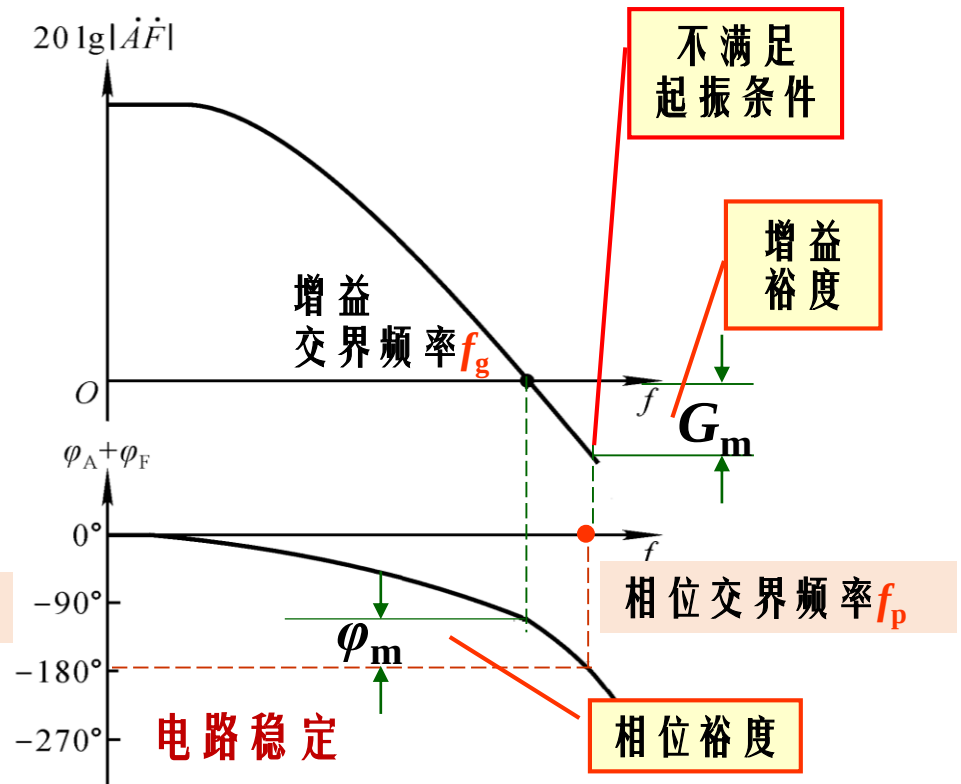
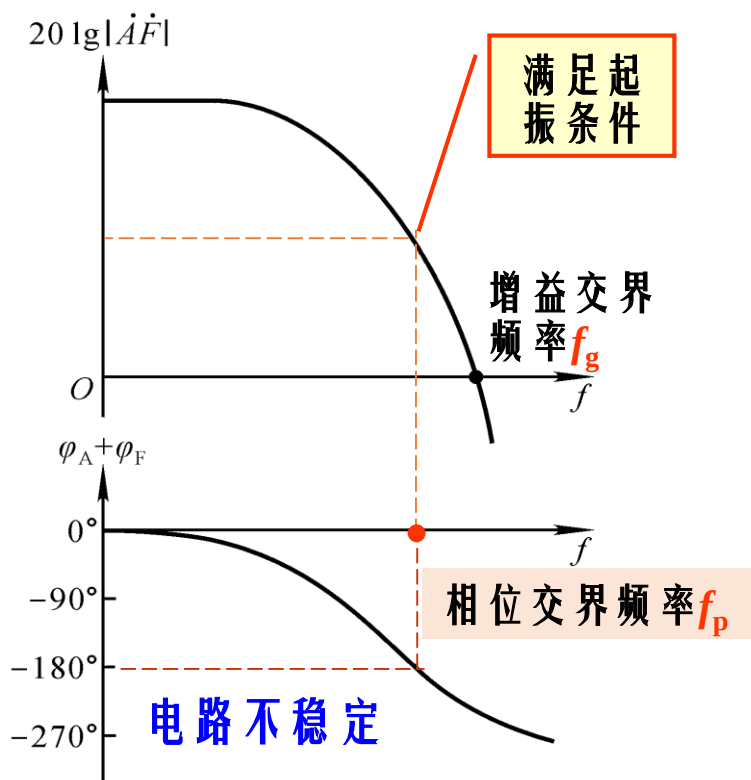
- 三级或三级以上 **直耦** 放大电路引入负反馈后有可能产生 **高频振荡**；
同理，耦合电容、旁路电容等为三个或三个以上的 **阻容耦合** 放大电路，引入负反馈后有可能产生 **低频振荡**。
- 环路放大倍数 **AF 越大**，越容易满足起振条件，闭环后越容易产生自激振荡。
- 放大电路的级数越多，耦合电容、旁路电容越多，引入的 **负反馈越深**，产生自激振荡的可能性越大。
- 中频反馈深度的 **矛盾**：放大器性能的改善需要一定的反馈深度；放大器的稳定性要求 **必须控制反馈深度**；





三、负反馈放大电路稳定性的判断

(1) 交界频率法：已知 AF 环路幅相临界条件来判断闭环后电路稳定性。



➤ $f_p < f_g$ ，电路不稳定，自激振荡； $f_p > f_g$ ，电路稳定，无自激振荡。

➤ 工程上，当 $G_m \leq -10\text{dB}$ 且 $\varphi_m > 45^\circ$ ，才具有可靠的稳定性。





三、负反馈放大电路稳定性的判断

■ 增益裕量

➤ 在相位交界频率处的环路增益 $G_m = 20\lg|A(j\omega_p)F(j\omega_p)|$

■ 相位裕量

➤ 在增益交界频率处， $\varphi_{AF}(j\omega_g)$ 与临界点处相位之差

$$\varphi_m = 180^\circ - |\phi_{AF}(j\omega_g)|$$

■ 判断依据

➤ 增益裕量 $<0\text{dB}$ 或者相位裕量 $>0^\circ$ ，系统均稳定

➤ 增益裕量 $<-10\text{dB}$ 或者相位裕量 $>45^\circ$ ，系统具有可靠的稳定性





举例

已知 $A(j\omega)F(j\omega) = \frac{4}{(1+j\omega)^3}$ ，试分析该系统的稳定性

解：方法一：令 $|AF| = \frac{4}{|(1+j\omega_g)^3|} = 1 \Rightarrow \omega_g = 1.23 \text{ rad/s}$

令 $\varphi_{AF}(j\omega_p) = -180^\circ \Rightarrow \omega_p = 1.73 \text{ rad/s}$ 由于 $\omega_g < \omega_p \Rightarrow$ 系统稳定

方法二：令 $|AF| = \frac{4}{|(1+j\omega_g)^3|} = 1 \Rightarrow \omega_g = 1.23 \text{ rad/s}$
 $\Rightarrow$ 相位裕度 $\gamma = 27.33^\circ$
 $\Rightarrow$ 系统稳定。

$\varphi_{AF}(j\omega_g) = -3 \arctan \omega_g = -152.67^\circ$

方法三： $\varphi_{AF}(j\omega_p) = -180^\circ \Rightarrow \omega_p = 1.73 \text{ rad/s}$

$G_p = 0 - (-6 \text{ dB}) = 6 \text{ dB} > 0 \Rightarrow$ 系统稳定 $\Rightarrow$ 幅值裕度 6dB





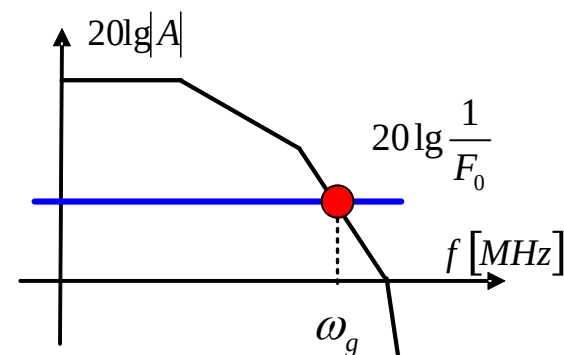
三、负反馈放大电路稳定性的判断

(2) 波特图法：反馈网络为纯阻网络的负反馈放大器

■ 方法：第一种：已知 $A(S)$ ， $F=F_0$ ，

令 $|A(j\omega_g)| = \frac{1}{|F_0|}$ ，直接得出 **环路增益** ω_g ，其他

方法同上，相位也可用 *Bode* 图。



第二种：已知 $A(S)$ ，求 $F_{0\max}$

先用 $A(S)$ **相位波特图** 求环路增益 ω_p ，并令 $\omega_g = \omega_p$ ，再由 **幅度波特图** 得到：

$$|A(j\omega_g)| \longrightarrow F_{0\max} = \frac{1}{|A(j\omega_g)|}$$





举例

例：已知多级放大器的中频增益 $A_0=10^3$ ，三个极点的转角频率分别是
 $f_1=1\text{MHz}$ $f_2=10\text{MHz}$ $f_3=100\text{MHz}$.

- (1) 写出该放大器的增益传递函数 $A(jf)$ 的表达式。
- (2) 若加纯阻反馈网络 $F_0=0.01$ ，判断电路能否稳定工作。
- (3) 若要求电路有的 60° 相位裕量，问 F_0 为多少。

解： (1)
$$A(jf) = \frac{10^3}{(1 + \frac{jf}{10^6})(1 + \frac{jf}{10^7})(1 + \frac{jf}{10^8})}$$





举例

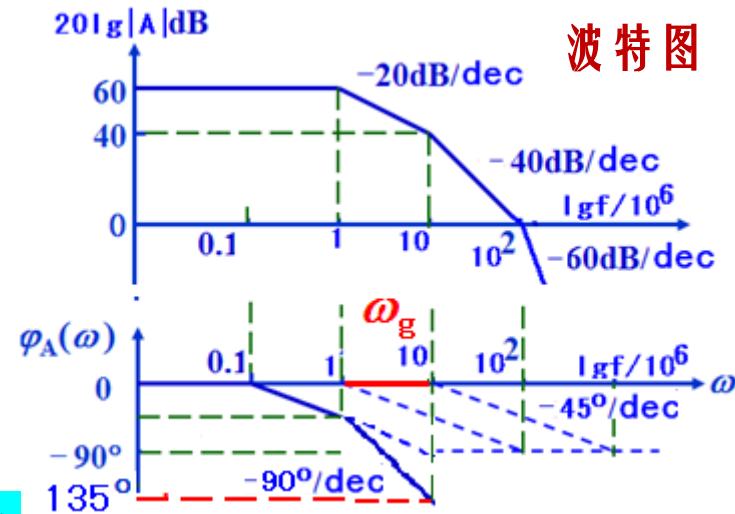
(2) 由 $F_0 = 0.01$, $20\lg \frac{1}{F_0} = 40dB$

$\Rightarrow |A(jf_g)| = \frac{1}{|F_0|}$

则由其右波特图可以读出： $\Rightarrow f_g = 10MHz$

画出其附加相位图 φ_A , 可以读出:

$\Rightarrow \varphi_A(f_g) = -135^\circ \Rightarrow \gamma = 45^\circ$, 系统稳定



波特图

(3) 若 $\gamma = 60^\circ$, 则 $\varphi_A(f_g) = -120^\circ$ 故由附加相位图, $\varphi_A(f_g)$ 是前两个虚线值的叠加:

由 $\varphi_A(jf_g) = -45\lg \frac{f_g}{0.1} - 45\lg \frac{f_g}{1} = -120^\circ$, 得到 $f_g = 6.84MHz$

而此时 A 的幅度 $20\lg |A(jf_g)| = 60 - 20\lg \frac{6.84}{1} = 43.3dB$,

改写数值为 $A(jf_g) = 146.2 \Rightarrow F_0 = 0.0068$



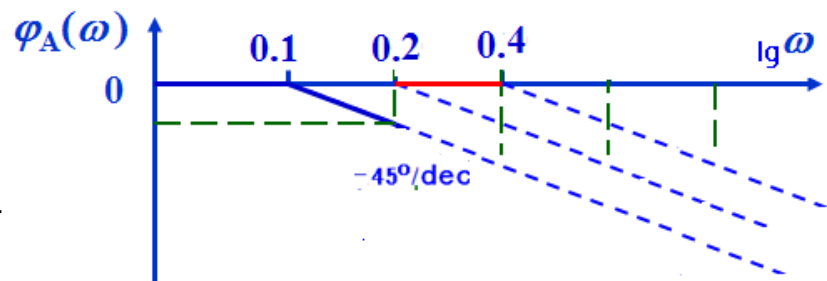


举例

已知 $A(j\omega) = \frac{8 \times 10^2}{(j\omega + 1)(j\omega + 2)(j\omega + 4)}$, $F = F_0$, 求使系统稳定的 $F_{0\max}$

解(1)归一化整理得:

$$A(j\omega) = \frac{10^2}{(1 + \frac{j\omega}{1})(1 + \frac{j\omega}{2})(1 + \frac{j\omega}{4})}$$



三个极点: $p_1 = -1$, $p_2 = -2$, $p_3 = -4$, 它们各自附加相位波特图如上图:

$$\Rightarrow \varphi_A(j\omega_p) = -45 \lg \frac{\omega_p}{0.1} - 45 \lg \frac{\omega_p}{0.2} - 45 \lg \frac{\omega_p}{0.4} = -180^\circ \Rightarrow \omega_p = 4.3 \text{ rad/s} < 10, \text{有效};$$

(3) 求 $F_{0\max}$

$$\text{令 } \omega_g = \omega_p, \text{ 则根据 } 20 \lg |A(j\omega_g)| = 20 \lg \left| \frac{1}{F_{0\max}} \right|$$

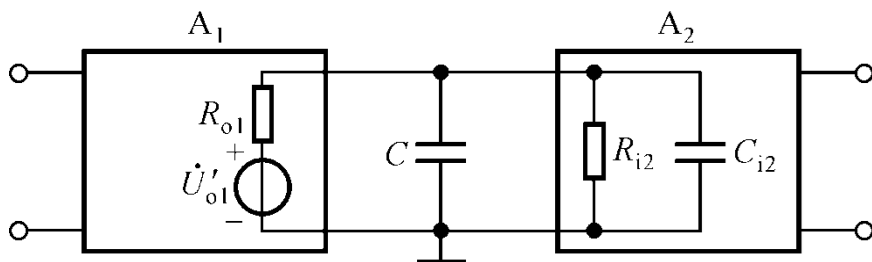
$$20 \lg 10^2 - 20 \lg \frac{4.3}{1} - 20 \lg \frac{4.3}{2} - 20 \lg \frac{4.3}{4} \approx 20 \text{ dB} \Rightarrow F_{0\max} = 0.1 = -20 \text{ dB}$$





四、负反馈放大电路自激振荡的消除方法

■ 简单滞后补偿



补偿前

补偿后

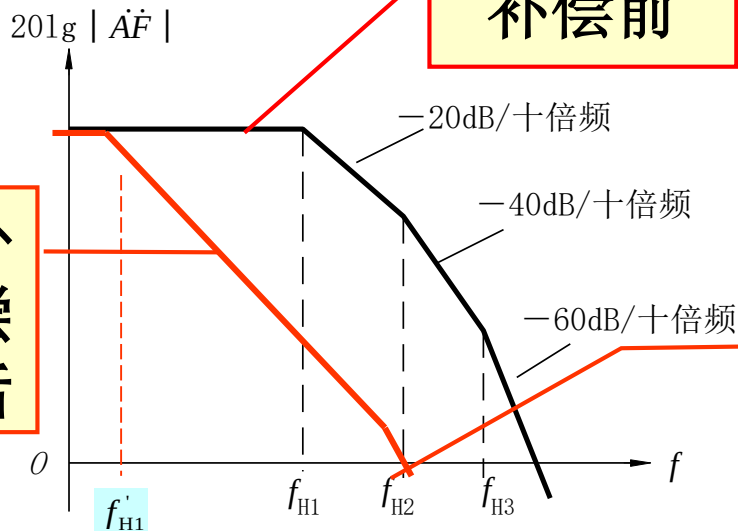


图 简单滞后补偿前后幅频特性

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

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

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

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

最大附加相移为 -135°

具有 45° 的相位裕度，故电路稳定

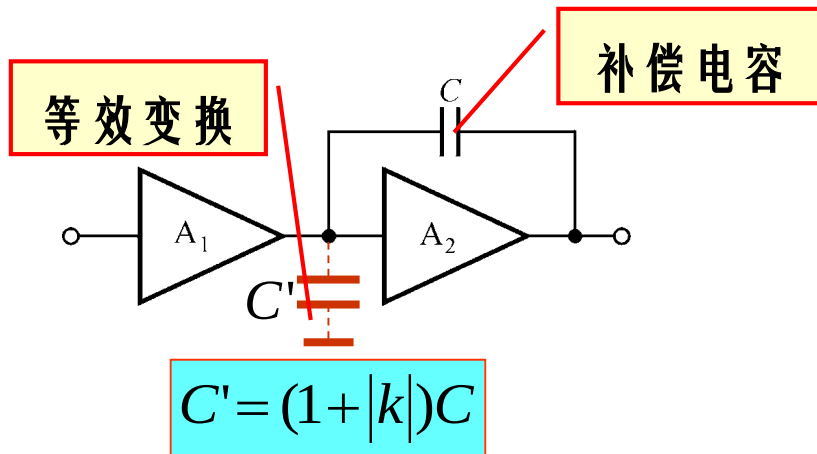
滞后补偿法是以频带变窄为代价来消除自激振荡的。





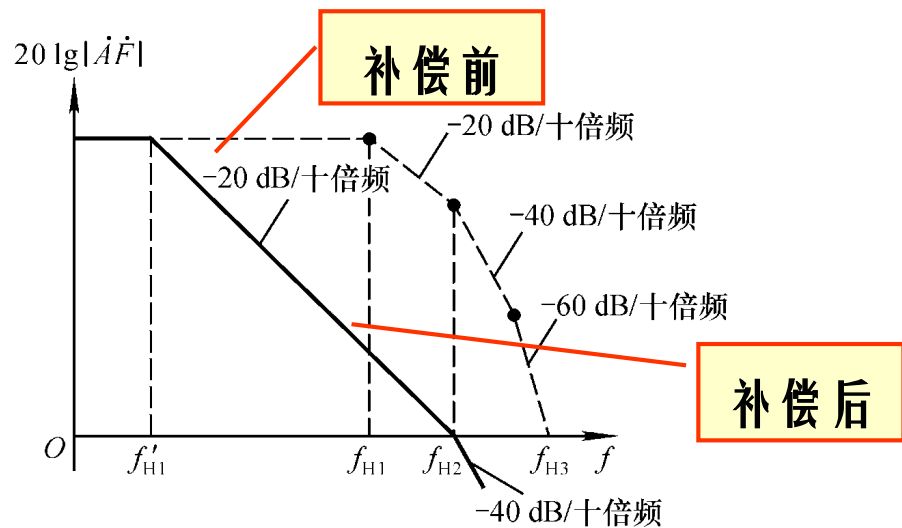
四、负反馈放大电路自激振荡的消除方法

2. 密勒补偿



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。

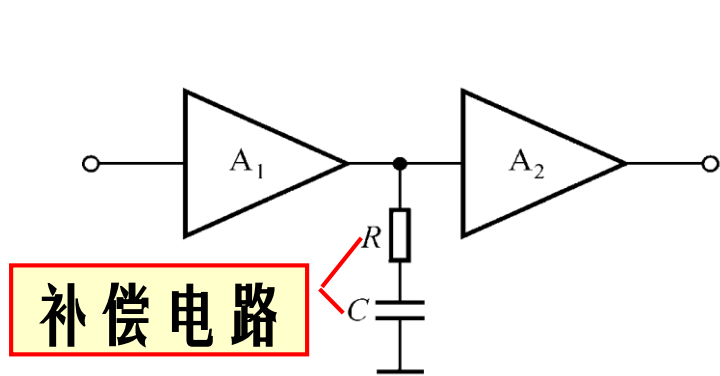
在最低的上限频率所在放大电路中加补偿电容。





四、负反馈放大电路自激振荡的消除方法

3. RC 滞后补偿：在最低的上限频率所在回路加补偿。



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

补偿后产生系数： $\frac{1 + j\frac{f}{f'_{H2}}}{1 + j\frac{f}{f'_{H1}}}$ ，取代 $\frac{1}{1 + j\frac{f}{f_{H1}}}$

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

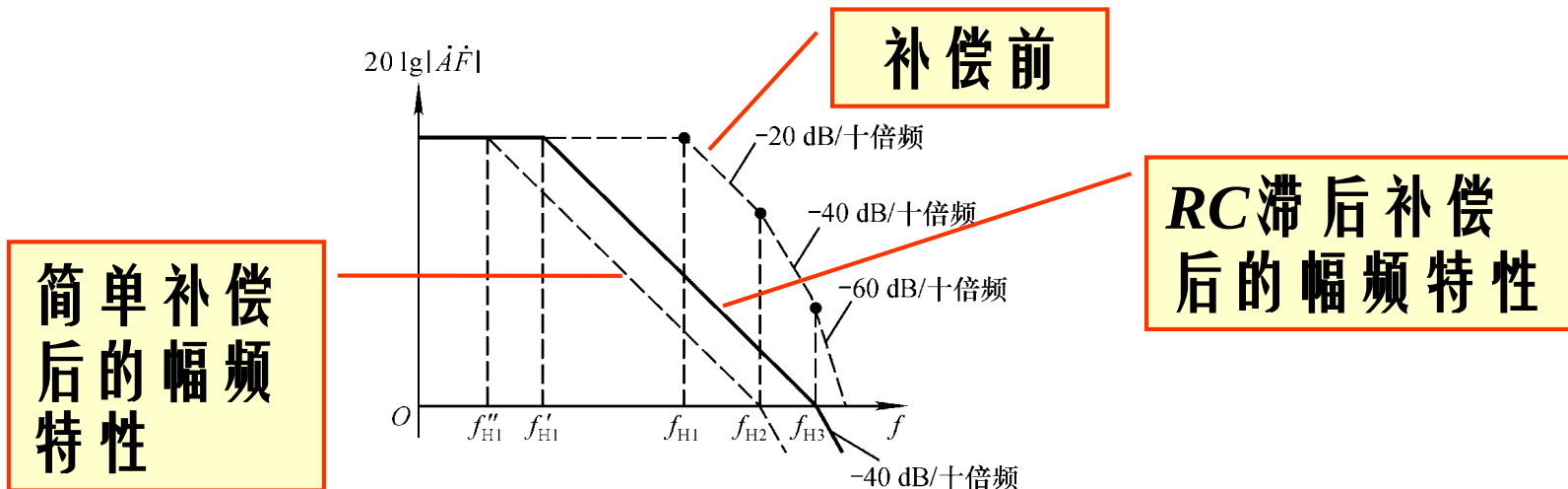
表明，最大附加相移为 -180° ，不满足起振条件，闭环后一定不会产生自激振荡，电路稳定。





四、负反馈放大电路自激振荡的消除方法

■ 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使频带的变化小些。

为使消振后频带变化更小，可考虑采用超前补偿的方法。





四、负反馈放大电路自激振荡的消除方法

■ 例：简单电容补偿

一个三极点运放， $A_m=2000$ ， $f_1=0.8\text{MHz}$ ， $f_2=4\text{MHz}$ ， $f_3=40\text{MHz}$ ，该运放有频率补偿端，等效的 $C_1=5\text{pF}$ (R_1 ， C_1 形成极点 f_1)

(1) 加纯阻负反馈，求使得系统稳定的 $F_{0\max}$

(2) 若要求 $F_0=0.0125$ ，相位裕量 $\gamma=45^\circ$ ，求修正电容 C_p 及修正后的 f_1'





四、负反馈放大电路自激振荡的消除方法

解：（1）依 $\varphi_A(jf_p) = -180^\circ$ ，先求 f_p ，即

$$-45^\circ (\lg \frac{f_p}{0.08} + \lg \frac{f_p}{0.4} + \lg \frac{f_p}{4}) = -180^\circ \Rightarrow f_p = 10.86 \text{MHz}$$

分析可知，上式需要修正为

$$-90^\circ - 45^\circ (\lg \frac{f_p}{0.4} + \lg \frac{f_p}{4}) = -180^\circ \Rightarrow f_p = 12.65 \text{MHz}$$

令 $f_p = f_g$ ，由 $F_{0\max} = \frac{1}{|A(jf_g)|}$ 可知，

$$20 \lg |A(jf_g)| = 66 - 20 \lg \frac{12.65}{0.8} - 20 \lg \frac{12.65}{4} = 32(\text{dB})$$

$$\Rightarrow F_{0\max} = 0.025$$





四、负反馈放大电路自激振荡的消除方法

(2) 假定 $f_1' \ll f_2$, 由 $\varphi_A(jf_g') = -135^\circ$ 可得

$$-90^\circ - 45^\circ \left(\lg \frac{f_g'}{0.4} + \lg \frac{f_g'}{4} \right) = -135^\circ \Rightarrow f_g' = 4\text{MHz}$$

则由

$$20 \lg |A(jf_g')| = 66 - 20 \lg \frac{4}{f_1'} - 3 = -20 \lg 0.0125 (\text{dB})$$

求出 $f_1' = 0.226\text{MHz}$, 假设成立

$$\text{于是根据} \begin{cases} 2\pi f_1 = \frac{1}{R_1 C_1} \\ 2\pi f_1' = \frac{1}{R_1 (C_1 + C_p)} \end{cases} \Rightarrow C_p = 12.7 \text{ pF}$$

