

8.3 负反馈对放大电路性能的影响

8.3.1 提高增益的稳定性

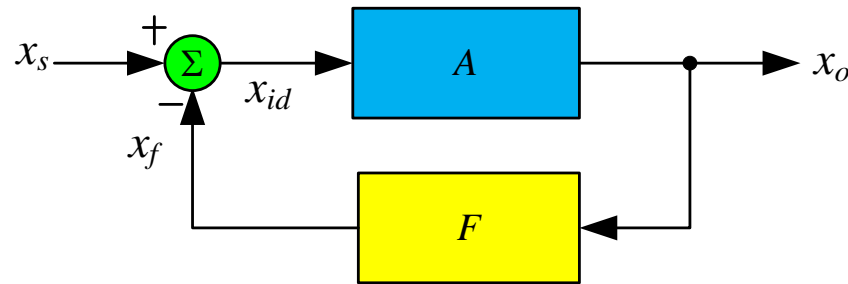
8.3.2 减小非线性失真

8.3.3 抑制反馈环内噪声

8.3.4 对输入电阻和输出电阻的影响

8.3.5 扩展频带

8.3.1 提高增益的稳定性



闭环时有：

$$\dot{A}_f = \frac{x_o}{x_s} = \frac{x_o}{x_{id} + x_f} = \frac{x_o}{x_o / \dot{A} + x_o \cdot \dot{F}} = \frac{\dot{A}}{1 + \dot{A}\dot{F}}$$

只考虑幅值有 $A_f = \frac{A}{1 + AF}$

对A求导得 $\frac{dA_f}{dA} = \frac{1}{(1 + AF)^2} \Rightarrow \frac{dA_f}{A_f} = \frac{1}{1 + AF} \cdot \frac{dA}{A}$

即闭环增益相对变化量比开环减小了 $1+AF$ ，提升了增益稳定性！

负反馈的组态不同，稳定的增益不同 (A_{vf} 、 A_{rf} 、 A_{gf} 、 A_{if})

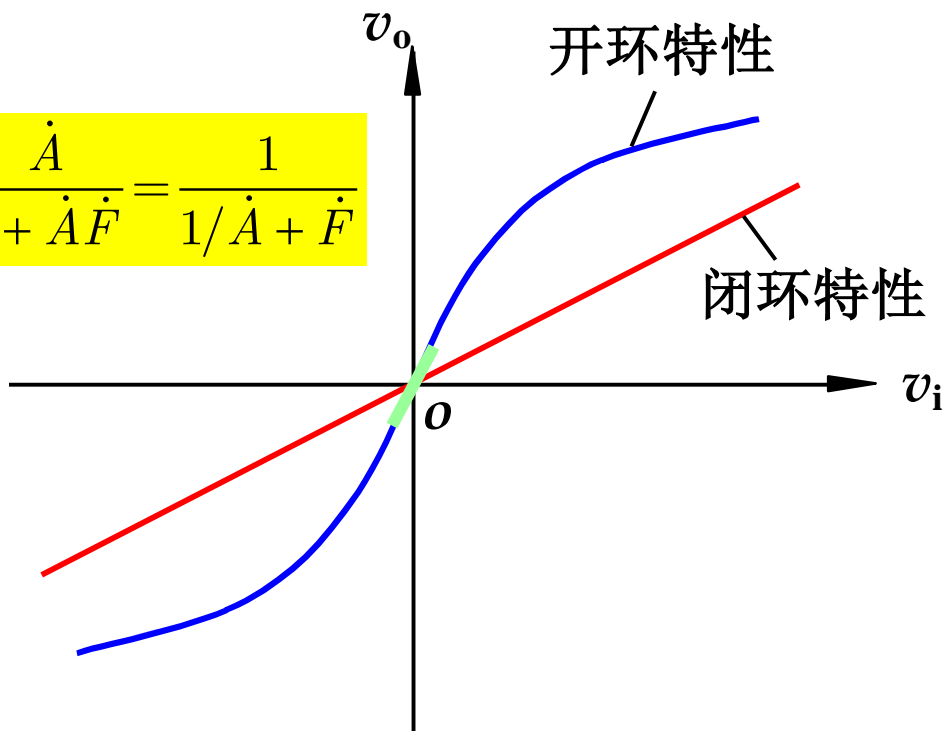
8.3.2 减小非线性失真

通过负反馈，在放大器开环增益 \dot{A} 很大时，使整体闭环增益 \dot{A}_f 与放大器开环增益这个非线性系统呈弱相关关系，而主要取决于 \dot{F} ，当由电阻等线型器件构成时，大大提升闭环线性度！

负反馈通过牺牲非线性的开环高增益，获得线型的闭环低增益。

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

只能减少环内放大电路产生的失真。不是去消除信号的失真！



8.3.3 抑制反馈环内噪声

自学

8.3.4 对输入电阻和输出电阻的影响

1. 对输入电阻的影响

串联负反馈

开环输入电阻 $R_i = v_{id}/i_i$

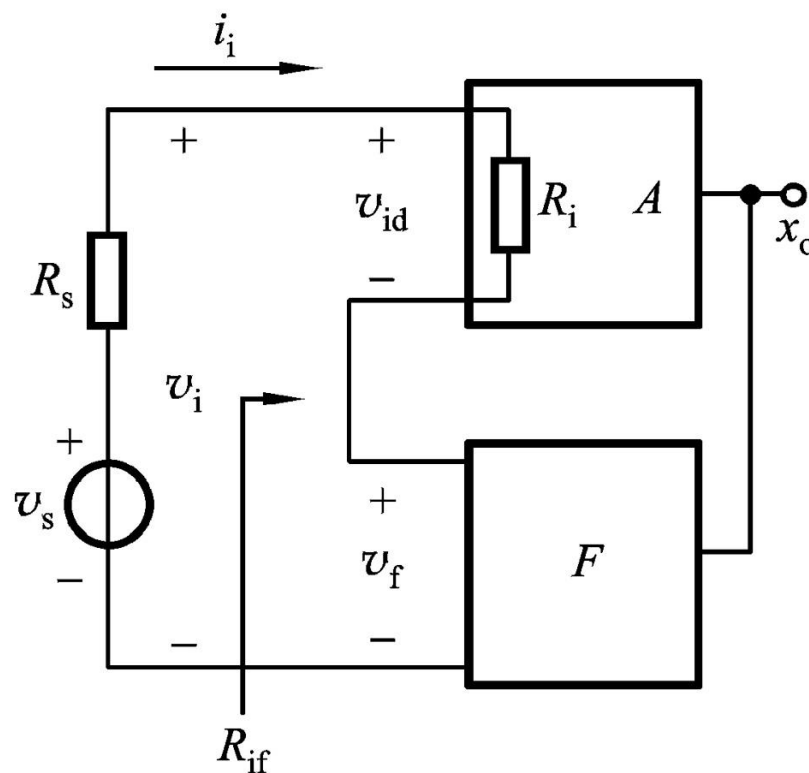
闭环输入电阻 $R_{if} = v_i/i_i$

因为 $v_f = F \cdot x_o$ $x_o = A \cdot v_{id}$

所以 $v_i = v_{id} + v_f = (1 + AF) v_{id}$

闭环输入电阻 $R_{if} = v_i/i_i = (1 + AF) \frac{v_{id}}{i_i} = (1 + AF) R_i$

引入串联负反馈后，输入电阻增加了。



8.3.4 对输入电阻和输出电阻的影响

1. 对输入电阻的影响

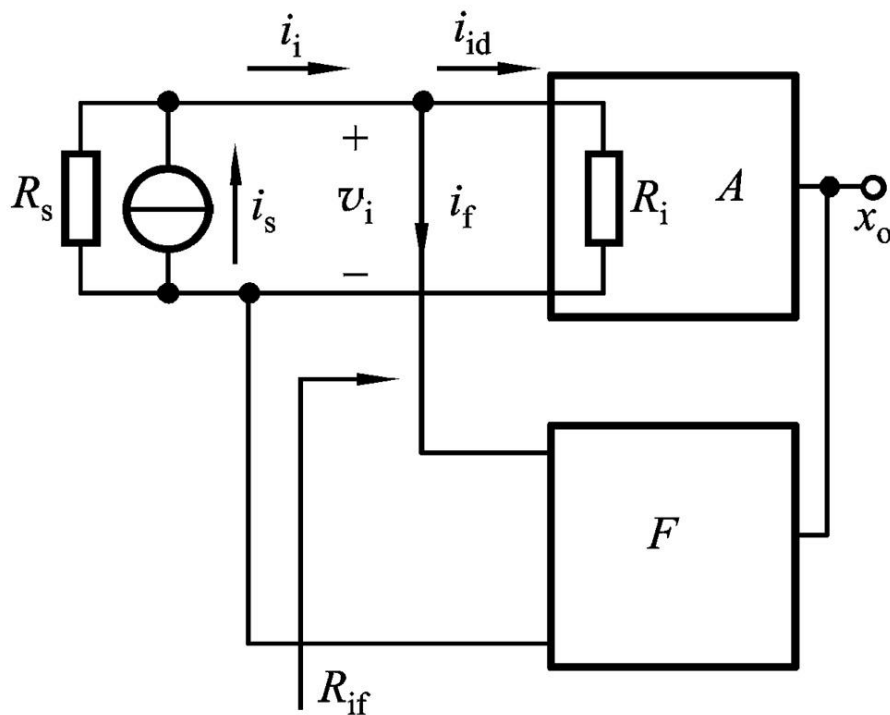
并联负反馈

闭环输入电阻

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

引入并联负反馈后，输入电阻减小了。

注意：反馈对输入电阻的影响仅限于环内，对环外不产生影响。



8.3.4 对输入电阻和输出电阻的影响

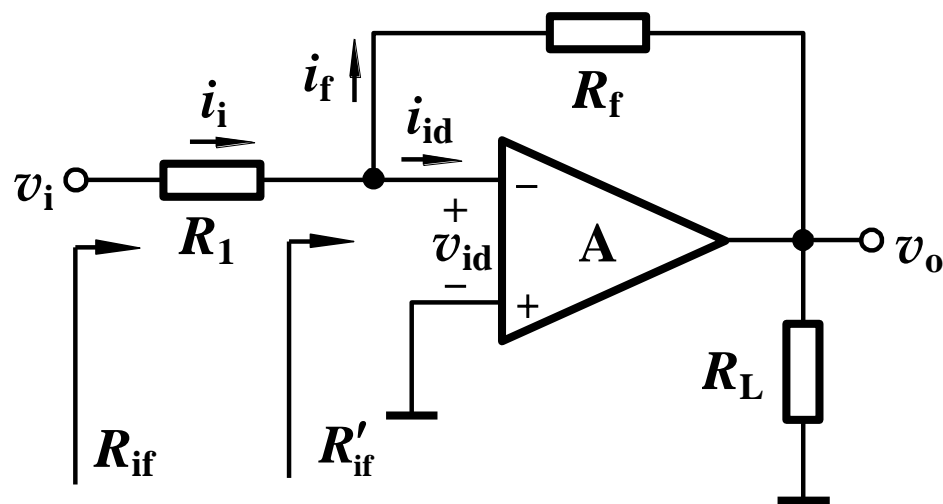
1. 对输入电阻的影响

例如

图中 R_1 不在环内

$$R'_{if} = \frac{R_i}{1 + AF}$$

但是 $R_{if} = R_1 + R'_{if}$



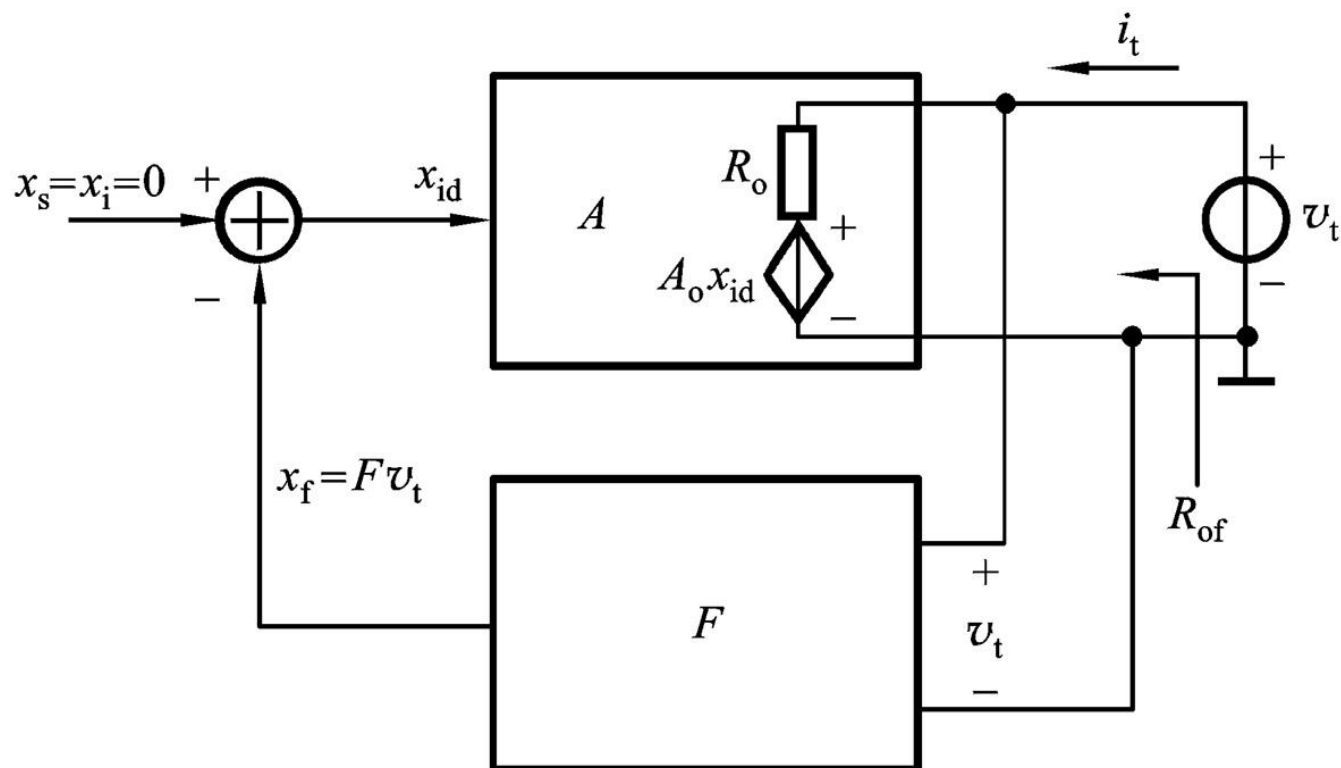
并联负反馈电路

当 $R_1 \gg R'_{if}$ 时, 反馈对 R_{if} 几乎没有影响。

8.3.4 对输入电阻和输出电阻的影响

2. 对输出电阻的影响

电压负反馈



8.3.4 对输入电阻和输出电阻的影响

2. 对输出电阻的影响

电压负反馈

闭环输出电阻

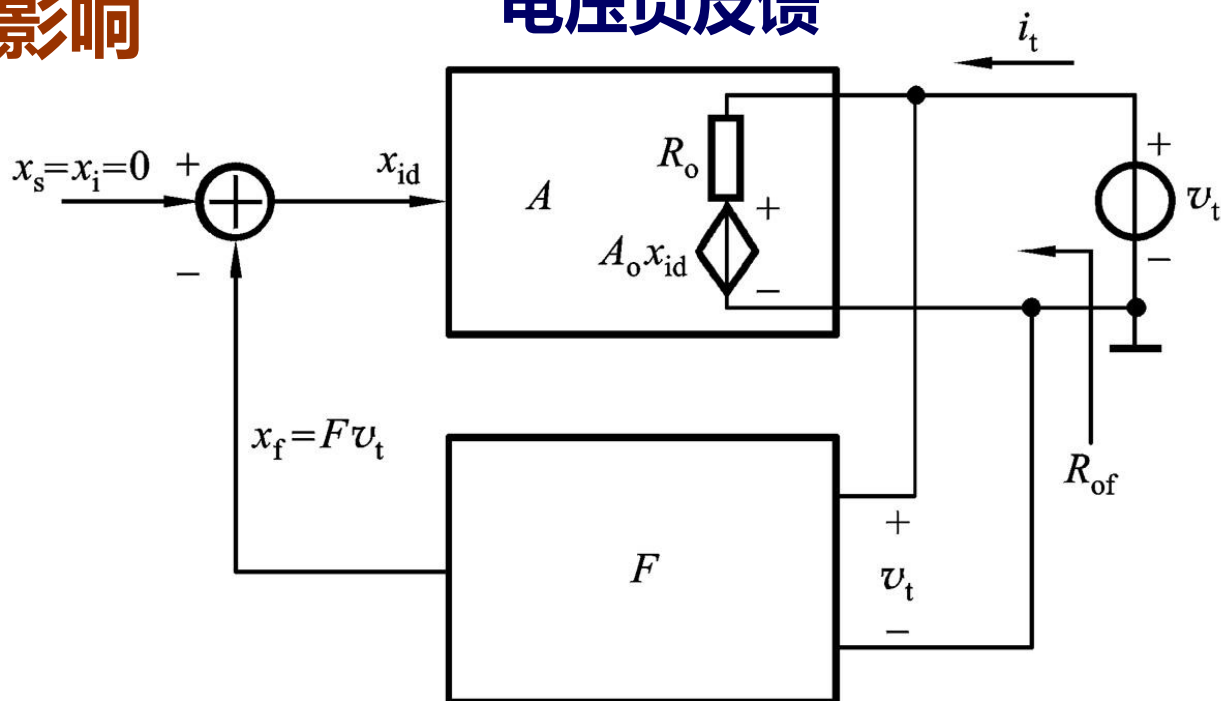
$$R_{\text{of}} = \frac{v_t}{i_t}$$

忽略反馈网络对 i_t 的分流

$$v_t = i_t R_o + A_o x_{\text{id}}$$

而 $x_{\text{id}} = -x_f = -F v_t$

→ $R_{\text{of}} = \frac{v_t}{i_t} = \frac{R_o}{1 + A_o F}$



所以

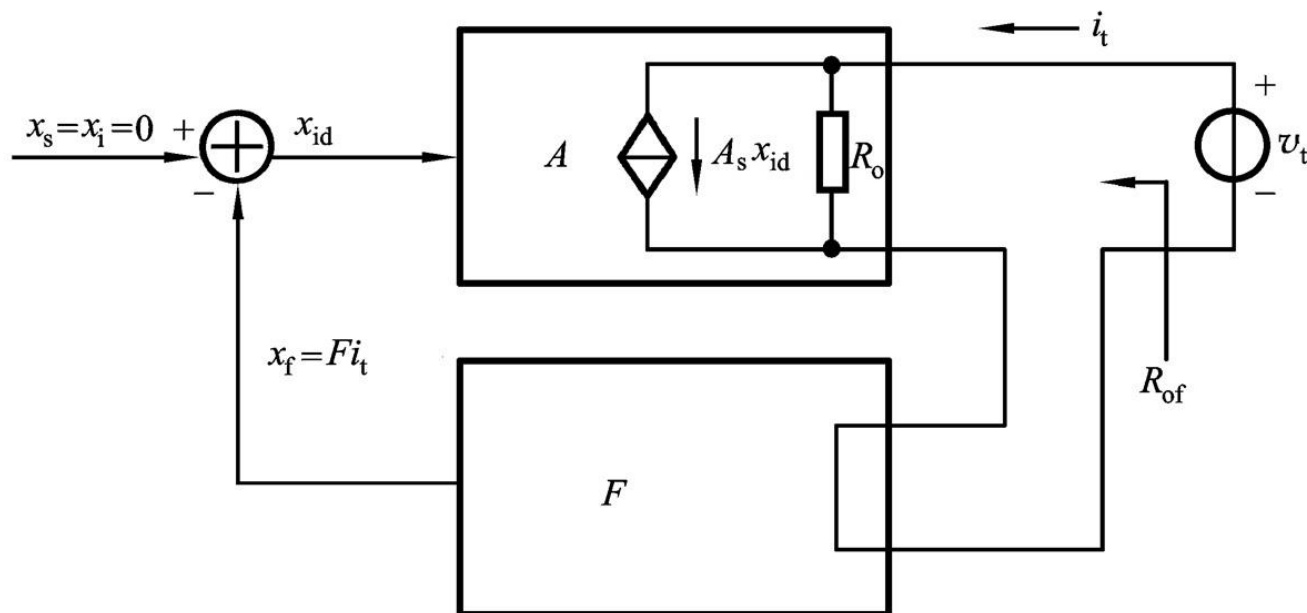
$$v_t = i_t R_o - A_o F v_t$$

引入电压负反馈后，输出电阻减小了。

8.3.4 对输入电阻和输出电阻的影响

2. 对输出电阻的影响

电流负反馈



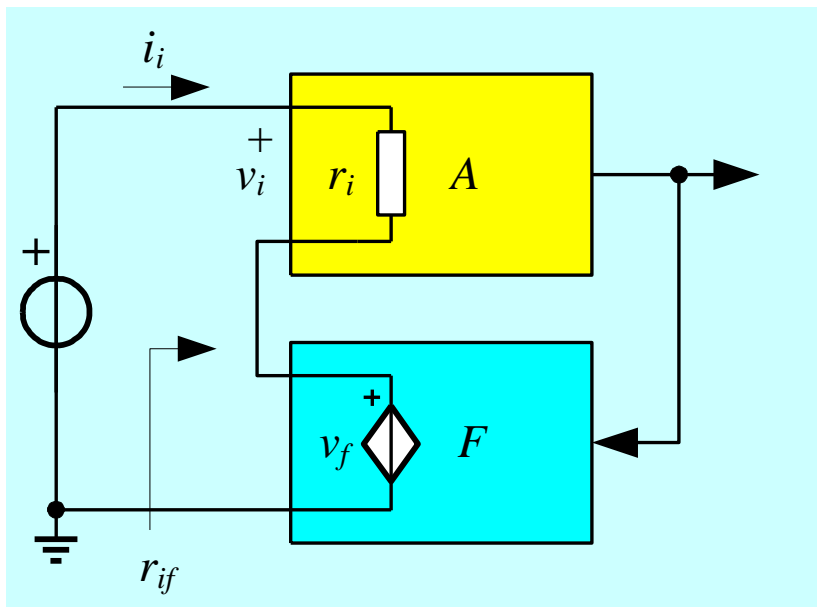
闭环输出电阻

$$R_{of} = \frac{v_t}{i_t} = (1 + A_s F) R_o$$

引入电流负反馈后，输出电阻增大了。

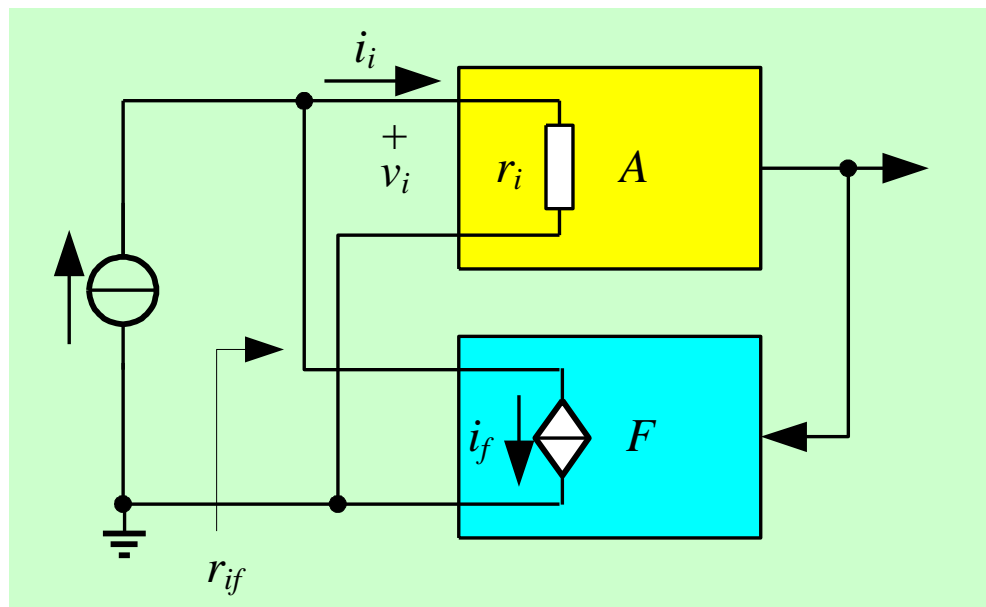
注意: 反馈对输出电阻的影响仅限于环内，对环外不产生影响。

总结：负反馈放大器的输入阻抗



$$r_{if} = r_i(1 + AF)$$

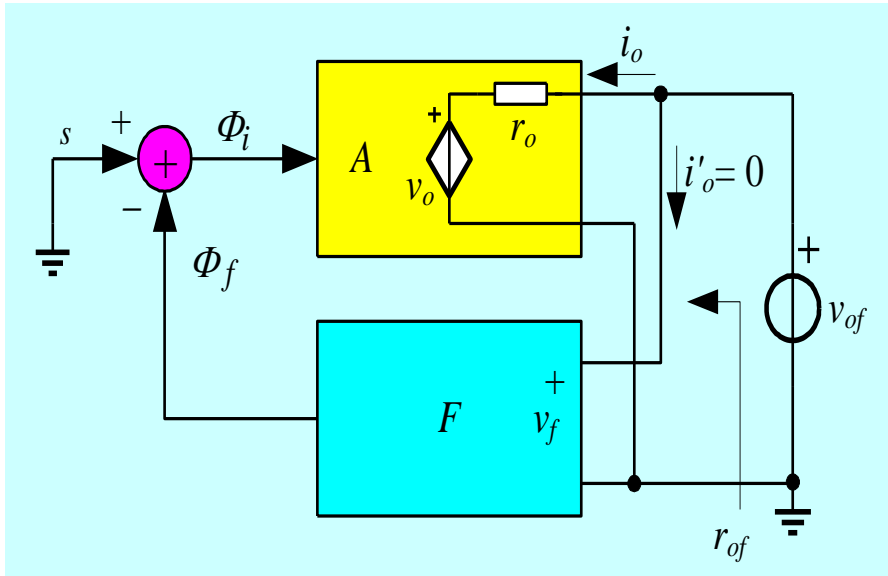
串联负反馈:增大输入（串联）阻抗



$$r_{if} = \frac{r_i}{1 + AF}$$

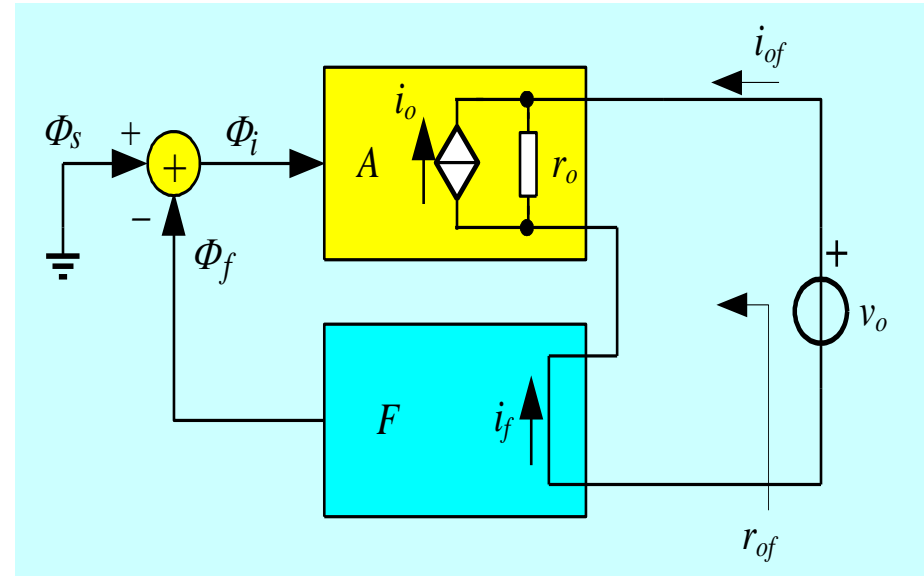
并联负反馈:减小输入（并联）阻抗

总结：负反馈放大器的输出电阻



$$r_{of} = \frac{r_o}{1 + AF}$$

电压负反馈：减小输出（串联）阻抗



$$r_{of} = r_o (1 + AF)$$

电流负反馈：增大输出（并联）阻抗

8.3.5 扩展频带

1. 频率响应的一般表达式

基本放大电路的高频响应 $\dot{A}_H = \frac{A}{1 + j \frac{f}{f_H}}$ **A为基本放大电路通带增益**

根据闭环增益表达式有
(设反馈网络为纯阻网络)

$$\dot{A}_{Hf} = \frac{\dot{A}_H}{1 + \dot{A}_H F} = \frac{A}{j \frac{f}{f_H} + 1 + AF}$$

所以，闭环的极点变为：

$$f_{Hf} = (1 + AF)f_H \quad \text{——闭环上限频率} \quad \text{比开环时增加了}$$

类似地可以建模计算出，闭环下限频率会降低，总体的效果是**带宽拓展了**

8.3.5 扩展频带

2. 增益-带宽积

(过零频率前为) 单极点的放大电路的增益-带宽积为常数

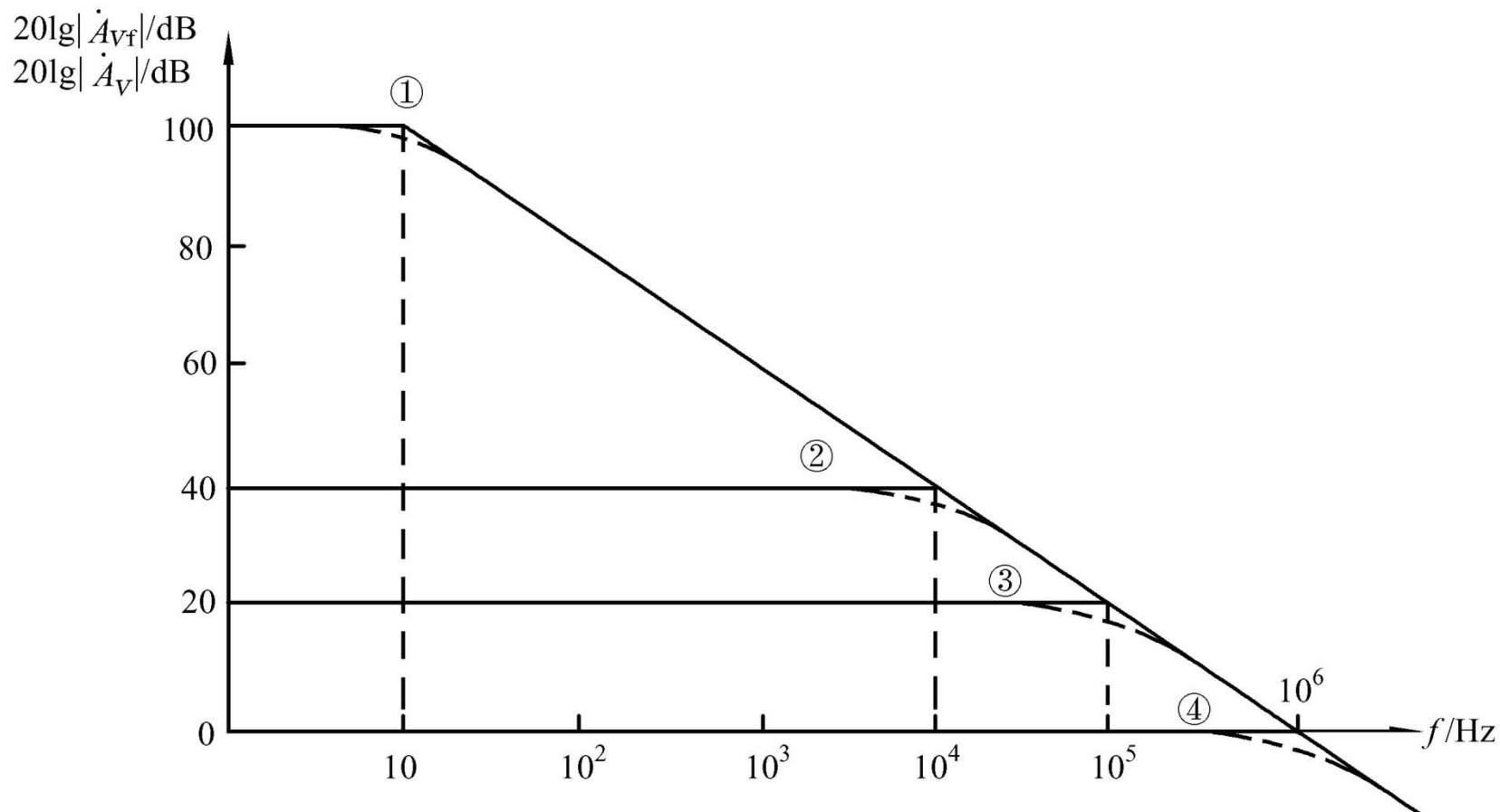
$$A_f f_{Hf} = \frac{A}{1 + AF} \times \left[(1 + AF) f_H \right] = A f_H$$

闭环增益-带宽积

开环增益-带宽积

8.3.5 扩展频带

3. 不同负反馈深度下的频带



8.4 深度负反馈条件下的近似计算

1. 深度负反馈的特点

由于 $|1 + \dot{A}\dot{F}| \gg 1$ 则 $\dot{A}_f = \frac{\dot{A}}{1 + \dot{A}\dot{F}} \approx \frac{\dot{A}}{\dot{A}\dot{F}} = \frac{1}{\dot{F}}$

即，深度负反馈条件下，闭环增益只与反馈网络有关

又因为 $\dot{A}_f = \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_i}$ $\dot{F} = \frac{\dot{X}_f}{\dot{X}_o}$ 代入上式

得 $\dot{X}_f \approx \dot{X}_i$ (也常写为 $x_f \approx x_i$) 输入量近似等于反馈量

→ $\dot{X}_{id} = \dot{X}_i - \dot{X}_f \approx 0$ ($x_{id} \approx 0$) 净输入量近似等于零

由此可得深度负反馈条件下，基本放大电路“两虚”的概念

既然深度负反馈条件下，闭环增益只与反馈网络有关，那么是否意味着基本放大电路的增益 A 已经无关紧要了？

如何满足深度负反馈条件？

8.4 深度负反馈条件下的近似计算

1. 深度负反馈的特点

深度负反馈条件下

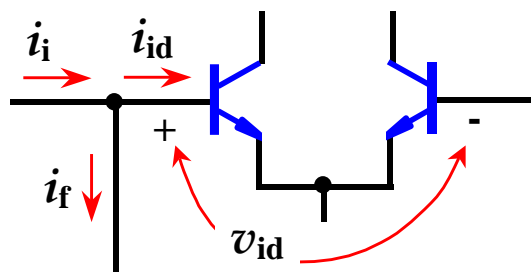
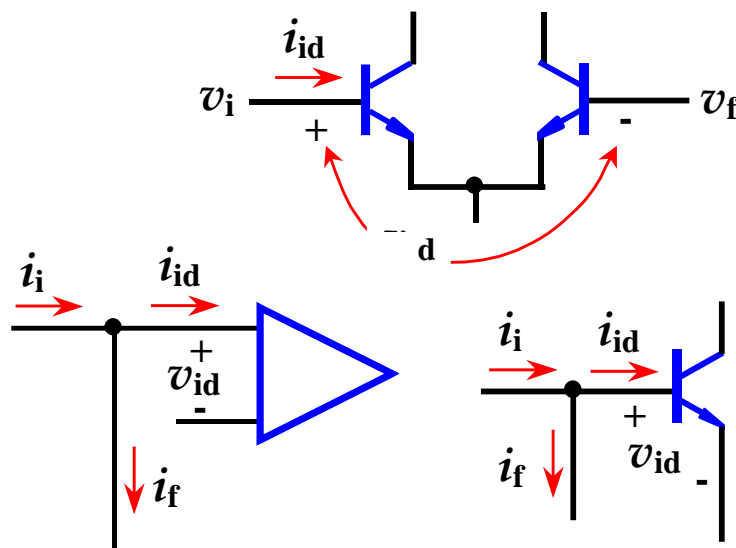
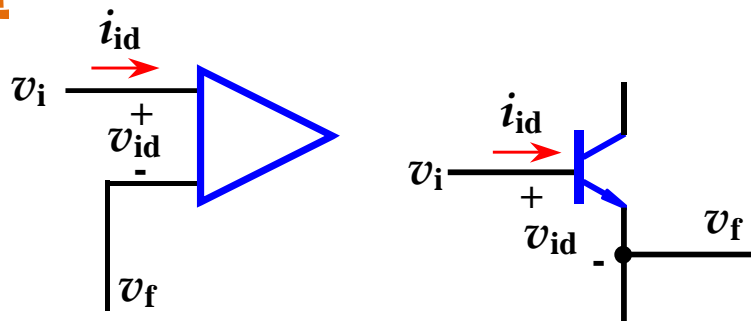
$$x_{id} = x_i - x_f \approx 0$$

串联负反馈，输入端电压求和

$$\begin{cases} v_{id} = v_i - v_f \approx 0 & \text{虚短} \\ i_{id} = \frac{v_{id}}{r_i} \approx 0 & \text{虚断} \end{cases}$$

并联负反馈，输入端电流求和

$$\begin{cases} i_{id} = i_i - i_f \approx 0 & \text{虚断} \\ v_{id} = i_{id} r_i \approx 0 & \text{虚短} \end{cases}$$



8.4 深度负反馈条件下的近似计算

2. 分析负反馈放大电路的一般步骤

(1) 找出信号放大通路和反馈通路

(2) 用瞬时极性法判断正、负反馈

(3) 判断交、直流反馈

(4) 判断反馈组态

(5) 标出输入量、输出量及反馈量

(6) 估算深度负反馈条件下电路的 F 、 A_f 、 A_{vf} 。

(常常利用虚短和虚断直接列表达式求解)

8.4 深度负反馈条件下的近似计算

3. 举例

设电路满足深度负反馈条件，试写出该电路的闭环电压增益表达式。

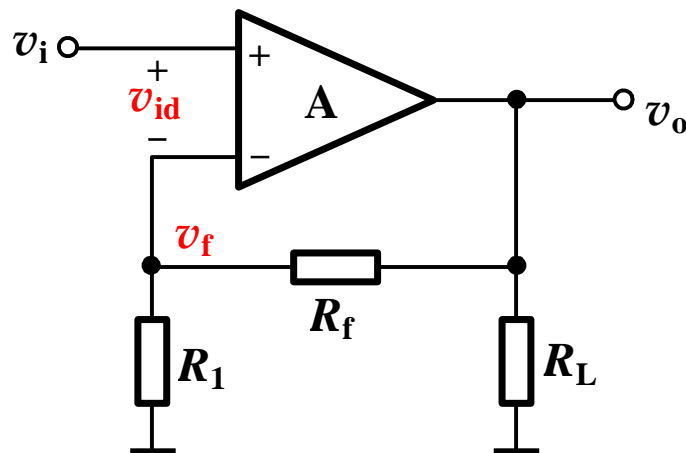
解：电压串联负反馈

根据**虚短**、**虚断**

反馈系数 $F_v = \frac{v_f}{v_o} = \frac{R_1}{R_1 + R_f}$

闭环增益
(就是闭环电压增益)

$$A_{vf} = \frac{v_o}{v_i} \approx \frac{1}{F_v} = 1 + \frac{R_f}{R_1}$$



实际上该电路就是第2章介绍的同相比例放大电路，此处结果与第2章所得结果相同

8.4 深度负反馈条件下的近似计算

3. 举例

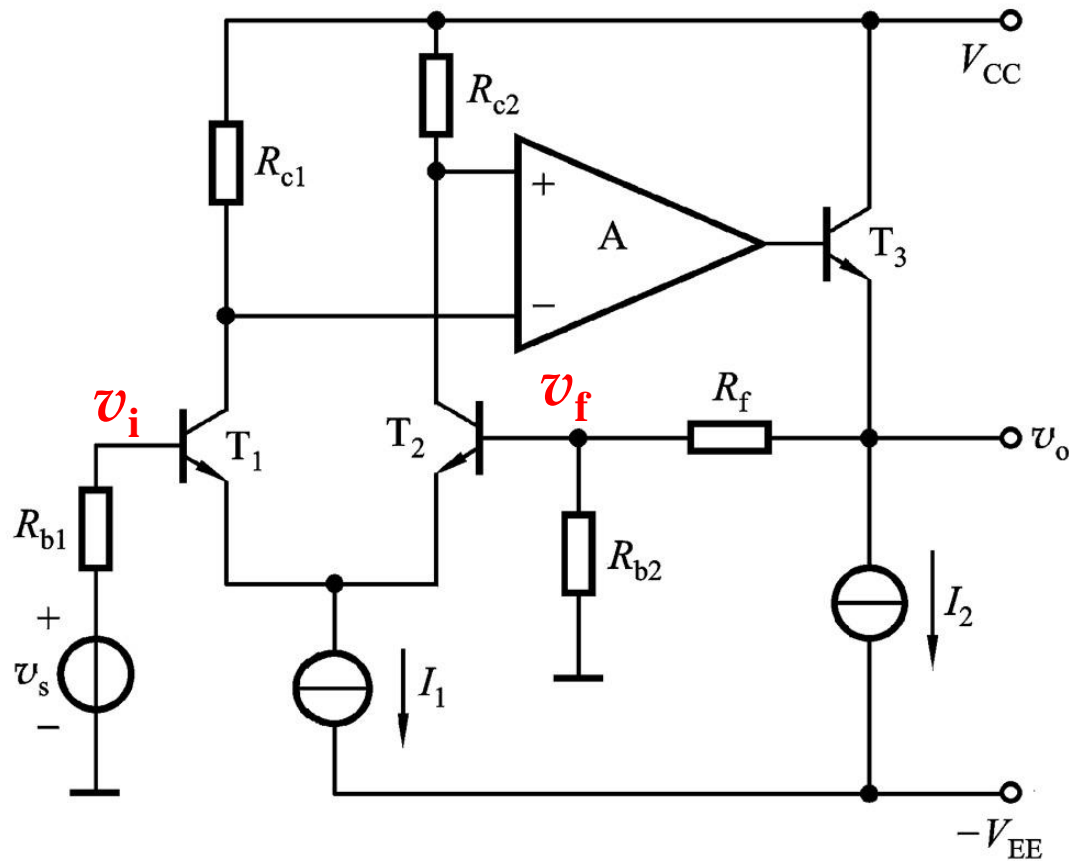
设电路满足深度负反馈条件，试写出该电路的闭环电压增益表达式。

解：电压串联负反馈

根据**虚短**、**虚断**

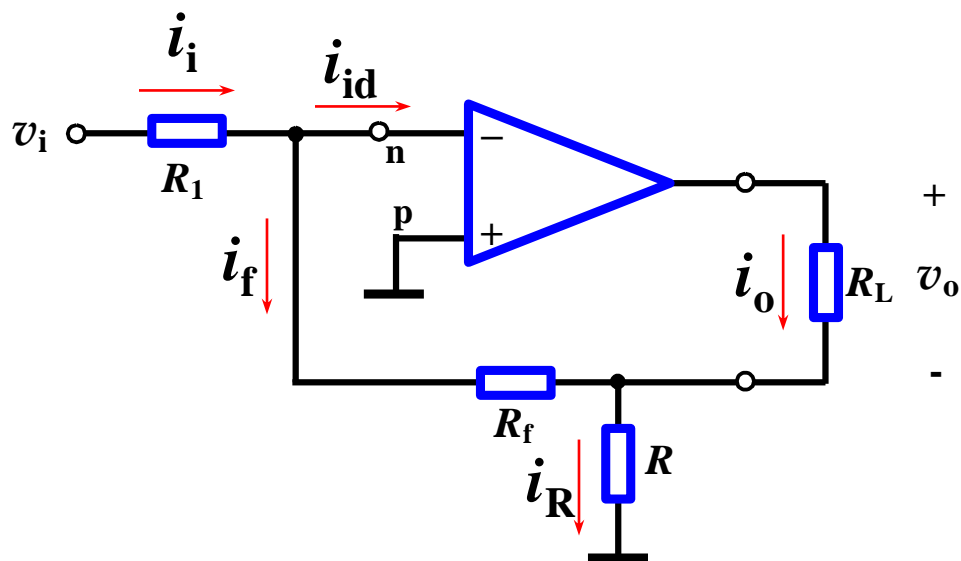
$$\begin{cases} v_f = v_i \\ v_f = \frac{R_{b2}}{R_{b2} + R_f} v_o \end{cases}$$

$$\text{闭环电压增益 } A_{vf} = \frac{v_o}{v_i} = 1 + \frac{R_f}{R_{b2}}$$



3. 举例

设电路满足深度负反馈条件，
试写出该电路的闭环增益和闭环
电压增益表达式。



解： 电流并联负反馈
根据虚短、虚断

$$\begin{cases} i_f = i_i \\ -i_f R_f = i_R R \\ i_R = i_f + i_o \end{cases}$$

闭环增益 $A_{if} = \frac{i_o}{i_i} = -(1 + \frac{R_f}{R})$

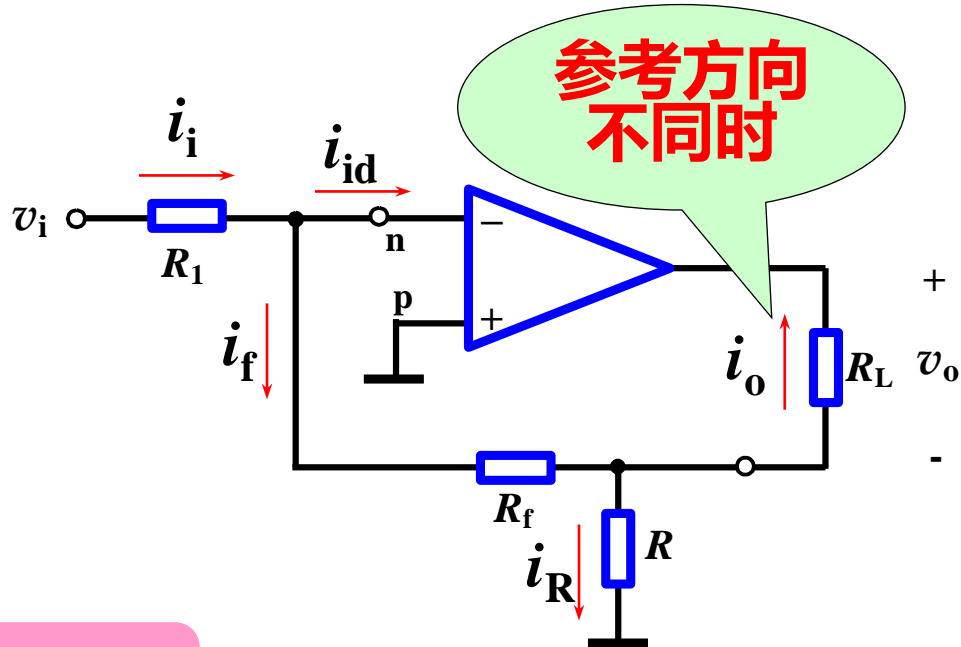
又因为 $v_n = v_p = 0$ $v_i = i_i R_1$ $v_o = i_o R_L$

所以闭环电压增益 $A_{vf} = \frac{v_o}{v_i} = \frac{i_o R_L}{i_i R_1} = -(1 + \frac{R_f}{R}) \frac{R_L}{R_1}$

注意：若 i_o 参考方向不同，将影响闭环增益的结果

3. 举例

设电路满足深度负反馈条件，
试写出该电路的闭环增益和闭环
电压增益表达式。



解： 电流并联负反馈
根据虚短、虚断

$$\begin{cases} i_f = i_i \\ -i_f R_f = i_R R \\ i_R = i_f + i_o \end{cases}$$

$$v_o = -i_o R_L$$

闭环增益

$$A_{if} = \frac{i_o}{i_i} = -(1 + \frac{R_f}{R})$$

又因为 $v_n = v_p = 0$

$$v_i = i_i R_1$$

$$v_o = i_o R_L$$

$$i_R = i_f - i_o$$

电压增益

$$A_{vf} = \frac{v_o}{v_i} = \frac{i_o R_L}{i_i R_1} = -(1 + \frac{R_f}{R}) \frac{R_L}{R_1}$$

$$(1 + \frac{R_f}{R})$$

注意：若 i_o 参考方向不同，将影响闭环增益的结果

例8.4.5 ... (3) 求大环反馈的闭环增益以及对信号源的闭环电压增益; ...

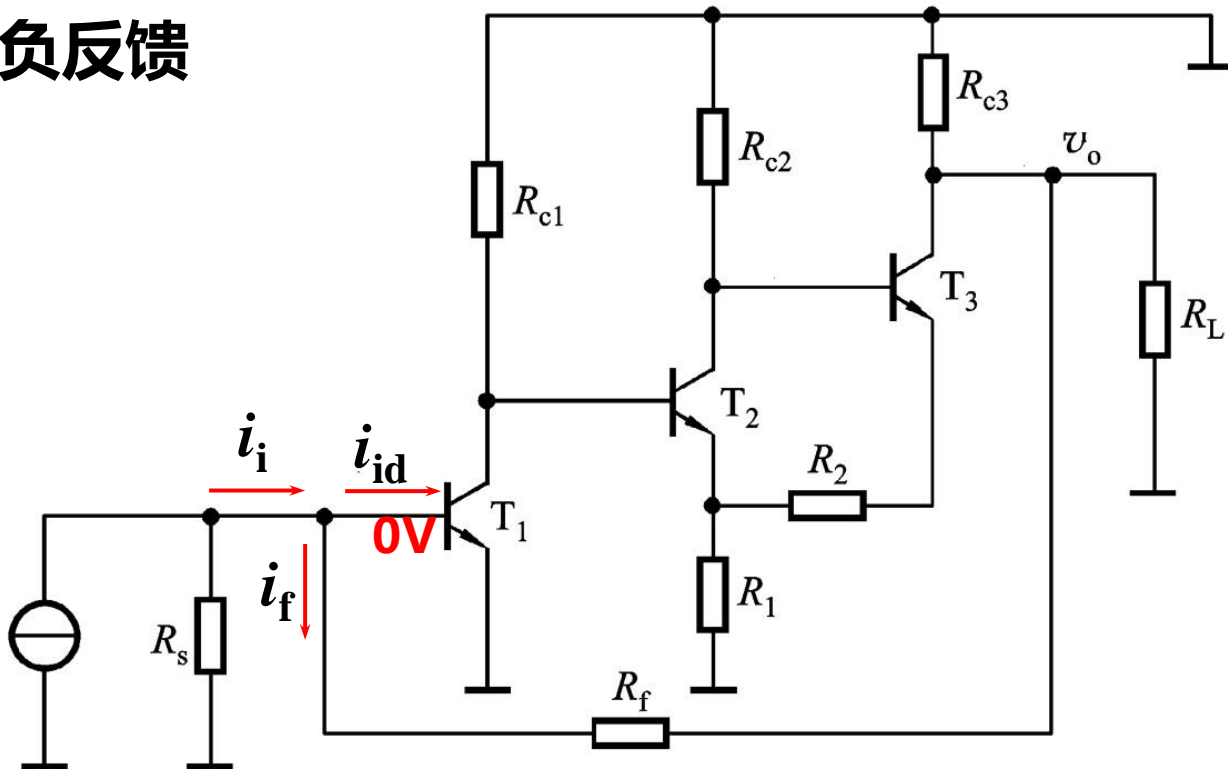
解: (3) 电压并联负反馈

根据虚短、虚断

$$\begin{cases} i_f = i_i \\ v_o = -i_f R_f \end{cases}$$

闭环增益

$$A_{rf} = \frac{v_o}{i_i} = -R_f i_s$$



例8.4.5 ... (3) 求大环反馈的闭环增益以及对信号源的闭环电压增益; ...

解: (3) 电压并联负反馈

根据虚短、虚断

$$\begin{cases} i_f = i_i \\ v_o = -i_f R_f \end{cases}$$

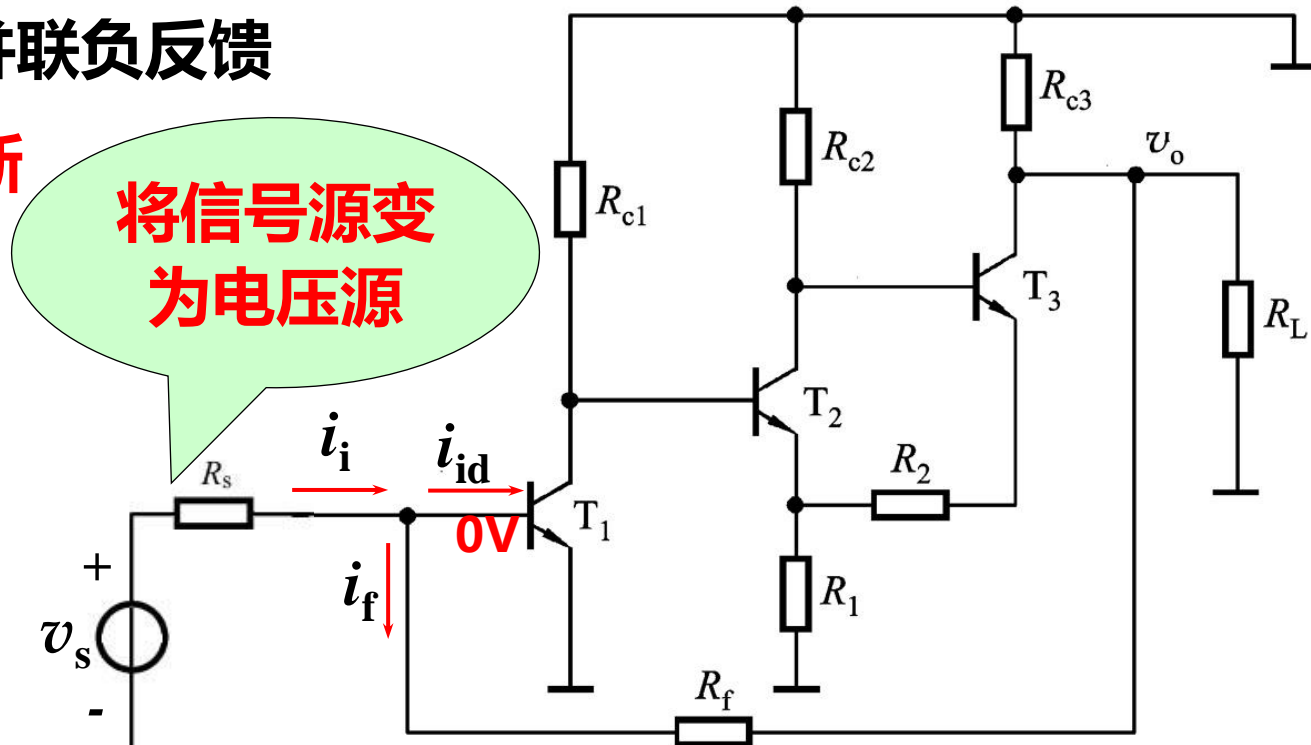
闭环增益

$$A_{rf} = \frac{v_o}{i_i} = -R_f$$

又因为 $v_{be} = 0$

$$v_s = i_i R_s$$

所以闭环源电压增益



$$A_{vsf} = \frac{v_o}{v_s} = \frac{v_o}{i_i R_s} = \frac{1}{R_s} A_{rf} = -\frac{R_f}{R_s}$$

[自学]负反馈放大器的精确分析方法

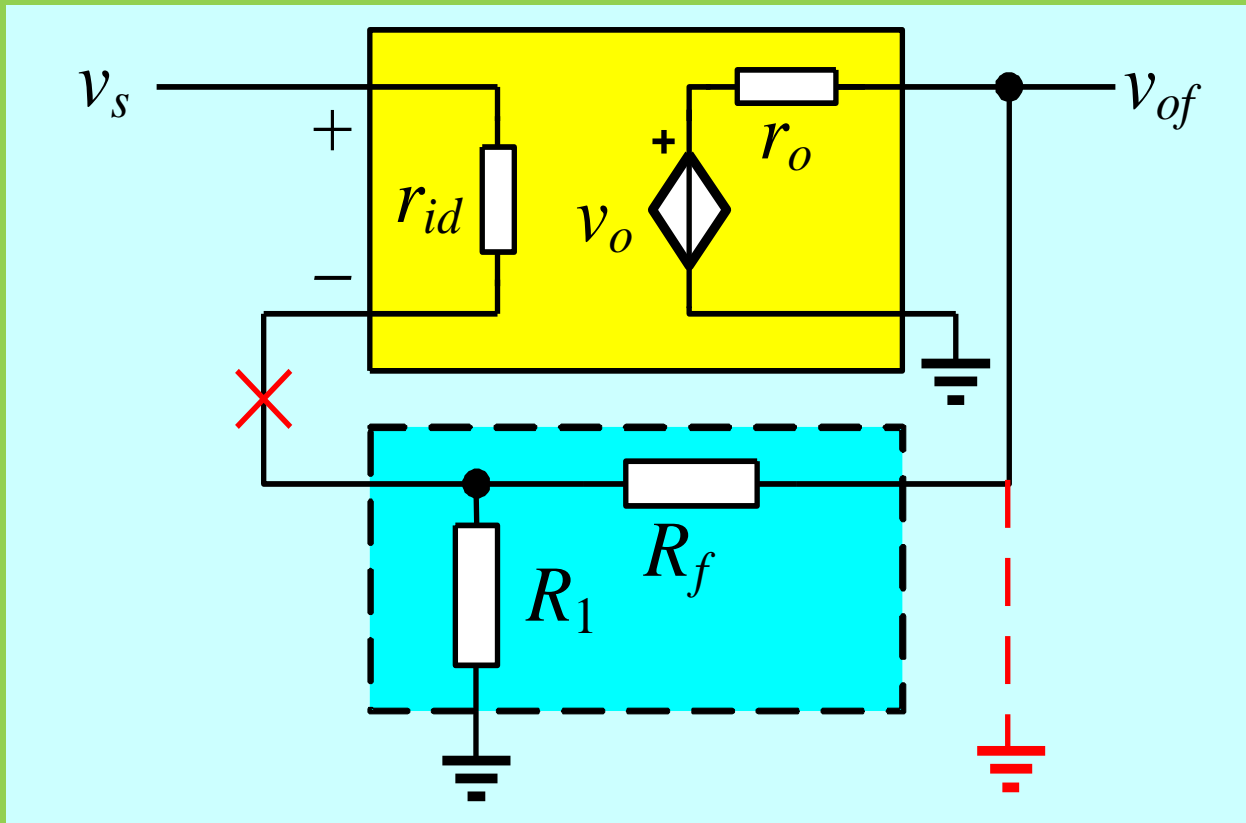
前面的近似分析方法只能分析增益特性，无法精确计算闭环时的输入、输出阻抗，在高性能模拟设计中一般采用下面的精确分析方法：

- 判断反馈放大器的反馈类型
- 分离负反馈网络：

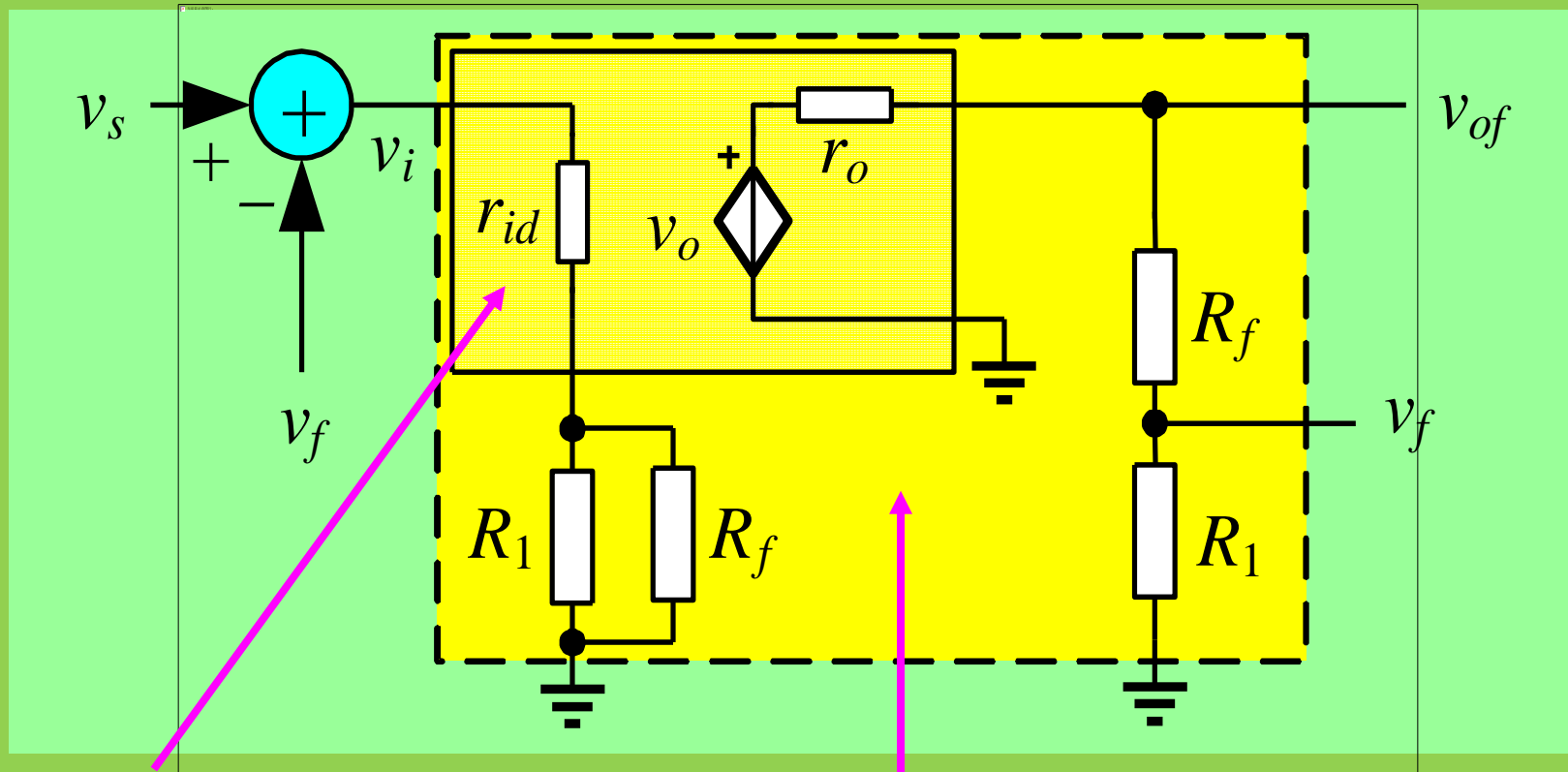
原则为：输入端屏蔽反馈信号，输出端不影响反馈信号

- ✓ （输出）电压反馈，反馈网络取样点短路
- ✓ （输出）电流反馈，反馈网络取样点开路
- ✓ （输入）串联反馈，反馈网络的反馈点开路
- ✓ （输入）并联反馈，反馈网络的反馈点短路
- 画出分离反馈网络后的基本放大器
- 画出反馈信号，得到反馈系数
- 计算分离反馈网络后的基本放大器的增益和其它指标
- 计算反馈深度
- 计算反馈放大器的各项性能指标

例1/3: 电压串联负反馈的反馈网络分离



例2/3: 反馈网络分离后的电压串联负反馈



原来的电压
放大器

考虑反馈网络影响后的
基本放大器

例3/3:

电压串联负反馈的例子

- 放大器的基本参数为：差分放大器的差模输入电阻 $r_{id}=10\text{K}$, 射极跟随器的输出电阻 $r_o=100$, 三级放大器的电压增益 $A_{vo}=8000$ 。反馈网络的参数为 $R_1=1\text{k}$, $R_f=20\text{K}$ 。

考虑反馈网络影响后的基本放大器的开路电压增益:

$$A_v = A_{vo} \cdot \frac{r_{id}}{r_{id} + R_1 // R_f} \cdot \frac{R_1 + R_f}{r_o + R_1 + R_f} = 8000 \times \frac{10}{10 + 1 // 20} \times \frac{1 + 20}{0.1 + 1 + 20} \approx 7270$$

考虑反馈网络影响后的基本放大器的输入电阻:

$$r_i = r_{id} + R_1 // R_f = 10 + 1 // 20 = 10.95\text{k}\Omega$$

考虑反馈网络影响后的基本放大器的输出电阻:

$$r_o = r_o / / (R_1 + R_f) = 0.1 / / (1 + 20) = 99.53\Omega$$

反馈深度:

$$1 + A_v F = 1 + A_v \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_f} = 1 + 7270 \times \frac{1}{1 + 20} \approx 347.2$$

闭环输入电阻:

$$r_{if} = (1 + A_v F) r_i = 347.2 \times 10.95 \approx 3802\text{k}\Omega$$

闭环输出电阻:

$$r_{of} = \frac{r_o}{1 + A_v F} = \frac{99.53}{347.2} \approx 0.2867\Omega$$

闭环电压增益:

$$A_{vf} = \frac{A_v}{1 + A_v F} = \frac{7270}{347.2} \approx 20.94$$

8.5 负反馈放大电路设计

8.5.1 设计负反馈放大电路的一般步骤

8.5.2 设计举例

8.5.1 设计负反馈放大电路的一般步骤

1. 选定需要的反馈类型

信号源性质 对输出信号的要求

对输入、输出电阻的要求

对信号变换的要求 (V - V 、 V - I 、 I - V 、 I - I)

2. 确定反馈系数的大小

深度负反馈时 $A_f \approx \frac{1}{F}$

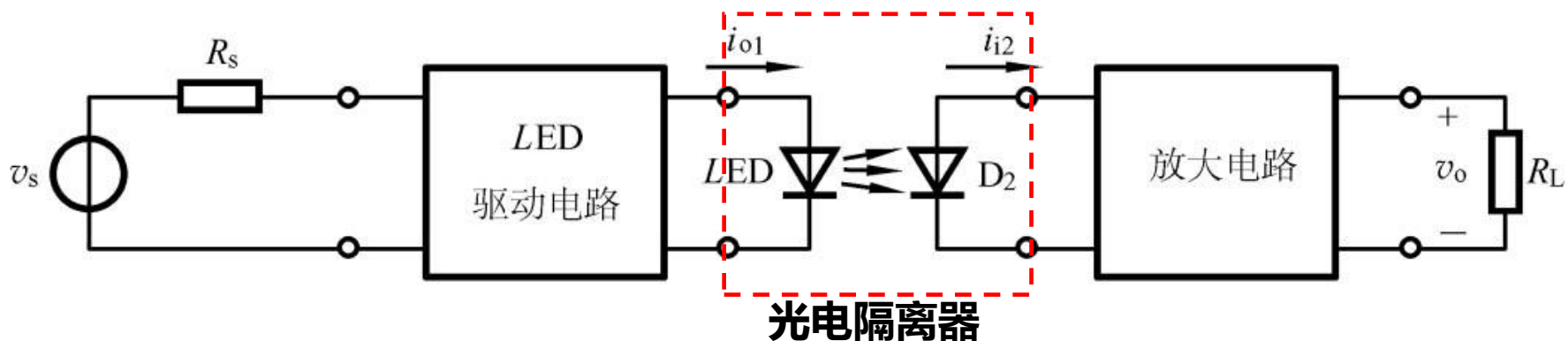
3. 适当选择反馈网络中的电阻阻值

尽量减小反馈网络对基本放大电路的负载效应

4. 通过仿真分析，检验设计是否满足要求

8.5.2 设计举例

例7.6.2 设计一个带负反馈的光电隔离器的驱动电路。设 v_s 的变化范围为 $0 \sim 5V$ ，内阻 $R_s=500\Omega$ 。要求LED的 $i_{o1}=10^{-3}v_s(A)$ 。已知运放的 $A_{vo}=10^4$ ， $R_i=5k\Omega$ ， $R_o=100\Omega$ 。设计后仿真检验发光二极管的电流。



解：已知LED的光强度——**线性**——流过LED的电流 i_{o1} ——**线性**——电压信号 v_s

驱动电路需要将电压 v_s 转换为电流 i_{o1}

选用电流串联负反馈电路

例7.6.2 设计一个驱动光电隔离器的放大电路。设 v_s 的变化范围为0~5V，内阻 $R_s=500\Omega$ 。要求LED的 $i_{o1}=10^{-3}v_s(\text{A})$ 。已知运放的 $A_{vo}=10^4$ ， $R_i=5\text{k}\Omega$ ， $R_o=100\Omega$ 。设计后仿真检验发光二极管的电流。

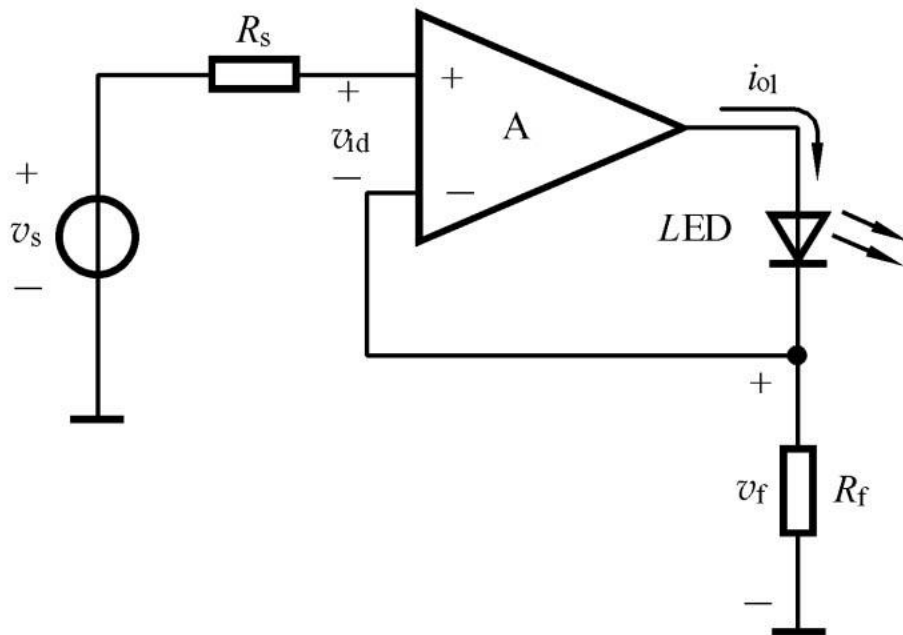
解：选用电流串联负反馈电路

$$A_{\text{gfs}} = \frac{i_{o1}}{v_s} = 10^{-3} \text{ A/V}$$

深度负反馈时 $A_f \approx \frac{1}{F}$

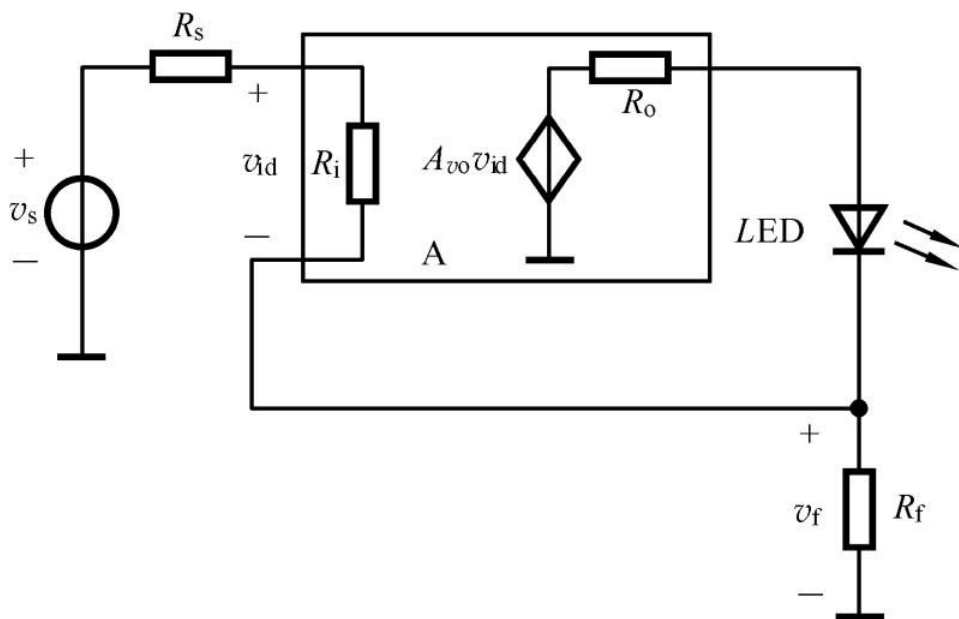
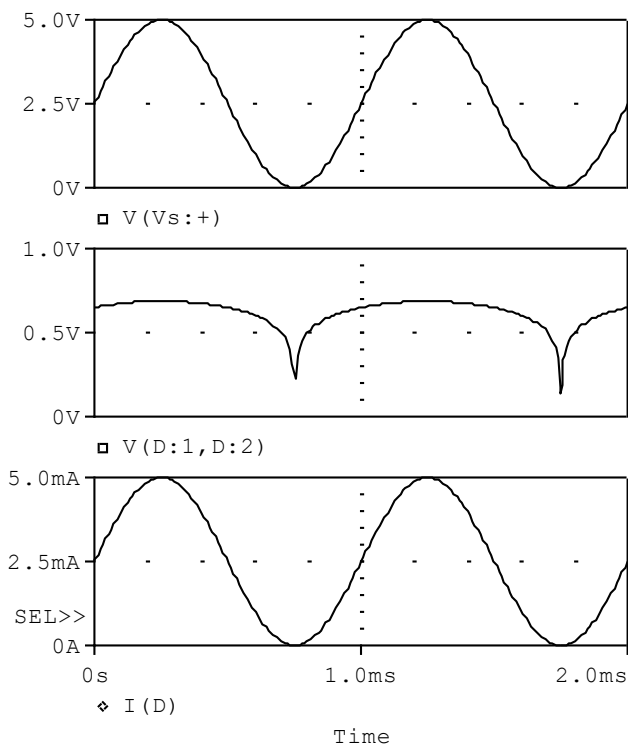
$$F_r = \frac{1}{A_{\text{gfs}}} = 1000\Omega = 1\text{k}\Omega$$

又因为根据**虚断**有 $F_r = \frac{v_f}{i_{o1}} = R_f$ 所以 $R_f=1\text{k}\Omega$



例7.6.2 设计一个驱动光电隔离器的放大电路。设 v_s 的变化范围为0~5V，内阻 $R_s=500\Omega$ 。要求LED的 $i_{o1}=10^{-3}v_s(\text{A})$ 。已知运放的 $A_{vo}=10^4$ ， $R_i=5\text{k}\Omega$ ， $R_o=100\Omega$ 。设计后仿真检验发光二极管的电流。

解： 仿真电路



i_{o1} 与 v_s 的呈线性关系， $i_{o1}=10^{-3}v_s$ ，放大电路满足设计要求。

8.6 负反馈放大电路的稳定性

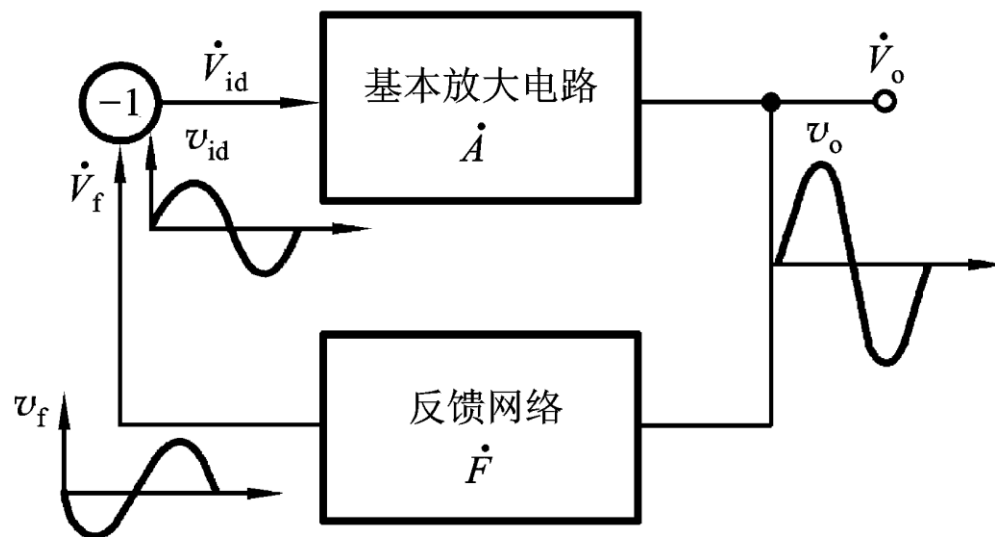
8.6.1 自激振荡及稳定工作的条件

8.6.2 频率补偿

8.6.1 自激振荡及稳定工作的条件

1. 自激振荡现象

在不加任何输入信号的情况下，放大电路仍会产生一定频率的信号输出。



2. 产生原因

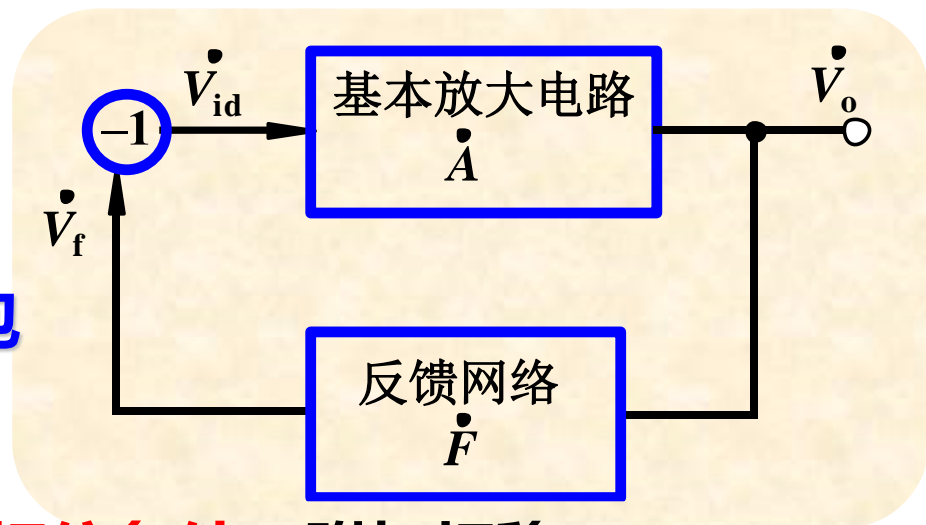
\dot{A} 和 \dot{F} 在高频区或低频区产生的**附加相移**达到 180° ，使中频区的负反馈在高频区或低频区变成了正反馈，当满足了一定的幅值条件时，便产生自激振荡。

8.6.1 自激振荡及稳定工作的条件

3. 自激振荡条件

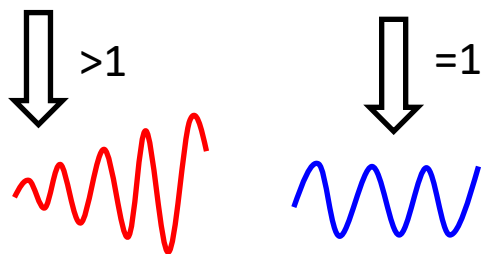
自激振荡条件

输入端求和的相位 (-1) 不包含在内，整体形成正反馈



$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_a(\omega_k) + \varphi_f(\omega_k) = (2n + 1) \times 180^\circ \quad \text{相位条件 (附加相移)} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} |\dot{A}(\omega_k) \cdot \dot{F}(\omega_k)| \geq 1 \quad \text{幅值条件} \end{array} \right.$$



振幅平衡条件

注：负反馈放大电路是否自激振荡实际上与输入信号无关。

8.6.1 自激振荡及稳定工作的条件

4. 稳定工作条件

破坏自激振荡条件

$$\begin{cases} |\dot{A}\dot{F}| < 1 \\ \varphi_a + \varphi_f = (2n+1)180^\circ \end{cases} \quad \text{或} \quad \begin{cases} |\dot{A}\dot{F}| = 1 \\ |\varphi_a + \varphi_f| < 180^\circ \end{cases}$$

写成等式，且幅值用分贝数表示时

$$\begin{cases} G_m = 20\lg|\dot{A}\dot{F}| \leq -10 \text{ dB} \\ \varphi_a + \varphi_f = (2n+1)180^\circ \end{cases} \quad \begin{cases} 20\lg|\dot{A}\dot{F}| = 0 \\ |\varphi_a + \varphi_f| + \varphi_m = 180^\circ \end{cases}$$

其中 G_m ——**幅值裕度**，一般要求 $G_m \leq 0\text{dB}$, 工程上 -10dB (保证可靠稳定, 留有余地)
 φ_m ——**相位裕度**，一般要求 $\varphi_m \geq 0^\circ$, 工程上 45°
当反馈网络为纯电阻网络时, $\varphi_f = 0^\circ$ 。

8.6.1 自激振荡及稳定工作的条件

4. 稳定工作条件

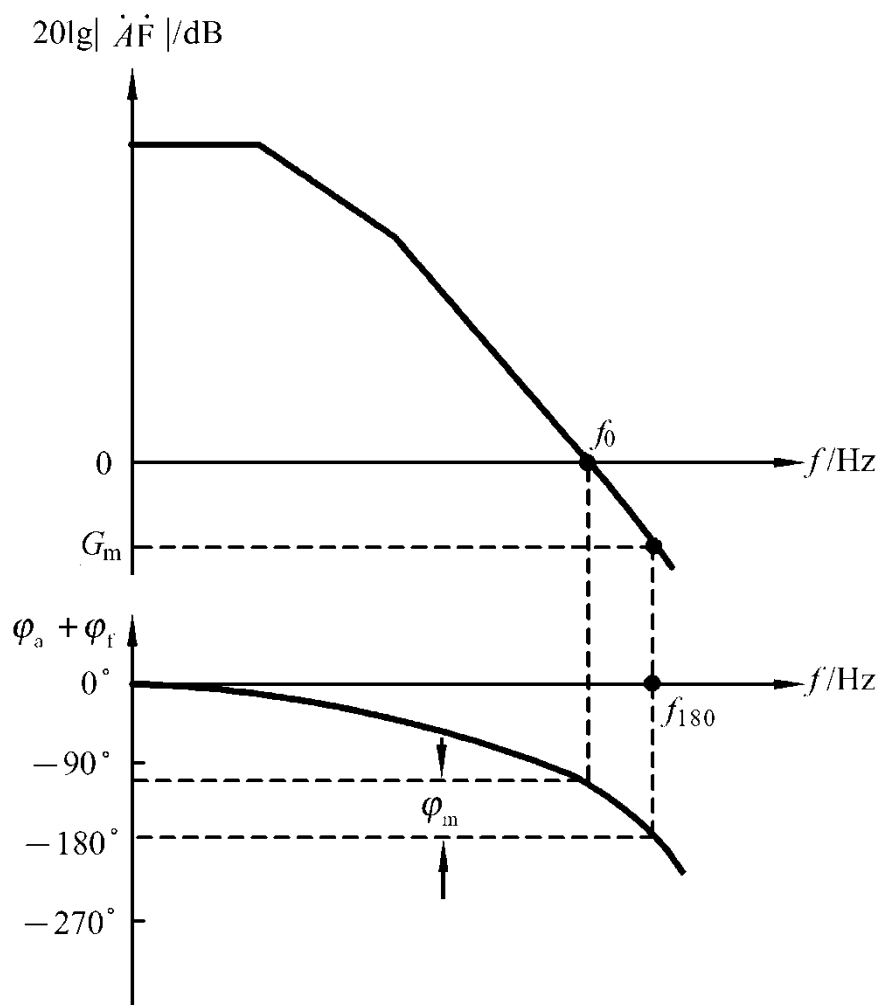
用波特图表示

$$\begin{cases} G_m = 20\lg|\dot{A}\dot{F}| \leq -10\text{ dB} \\ \varphi_a + \varphi_f = (2n+1)180^\circ \end{cases}$$

或

$$\begin{cases} 20\lg|\dot{A}\dot{F}| = 0 \\ |\varphi_a + \varphi_f| + \varphi_m = 180^\circ \end{cases}$$

$$G_m \leq -10\text{ dB} \quad \text{或} \quad \varphi_m \geq 45^\circ$$



8.6.1 自激振荡及稳定工作的条件

5. 负反馈放大电路稳定性分析

利用波特图分析

环路增益的幅频响应写为 $20\lg|\dot{A}\dot{F}| = 20\lg|\dot{A}| - 20\lg\left|\frac{1}{\dot{F}}\right|$

一般 \dot{F} 与频率无关, 则 $20\lg\left|\frac{1}{\dot{F}}\right|$ 的幅频响应是一条水平线

水平线 $20\lg\left|\frac{1}{\dot{F}}\right|$ 与 $20\lg|\dot{A}|$ 的交点为 $20\lg\left|\frac{1}{\dot{F}}\right| = 20\lg|\dot{A}|$

即该点满足 $|\dot{A}\dot{F}| = 1$

关键作出 \dot{A} 的幅频响应和相频响应波特图

8.6.1 自激振荡及稳定工作的条件

5. 负反馈放大电路稳定性分析

判断稳定性方法

(1) 作出 \dot{A} 的幅频响应和相频响应波特图

(2) 作 $20\lg\left|\frac{1}{\dot{F}}\right|$ 水平线

(3) 判断两线交点对应的相位是否满足相位裕度 ($\varphi_m \geq 45^\circ$)

在水平线 $20\lg\left|\frac{1}{\dot{F}}\right|$ 与 $20\lg|\dot{A}|$ 的交点作垂线交相频响应曲线的一点

若该点 $|\varphi_a| \leq 135^\circ$ 满足相位裕度，稳定；否则不稳定。

或 在相频响应的 $\varphi_a = -135^\circ$ 点处作垂线交 $20\lg|\dot{A}|$ 于P点

若P点在 $20\lg\left|\frac{1}{\dot{F}}\right|$ 水平线之下 ($|\dot{A}_P \dot{F}| < 1$, 稳定；否则不稳定。

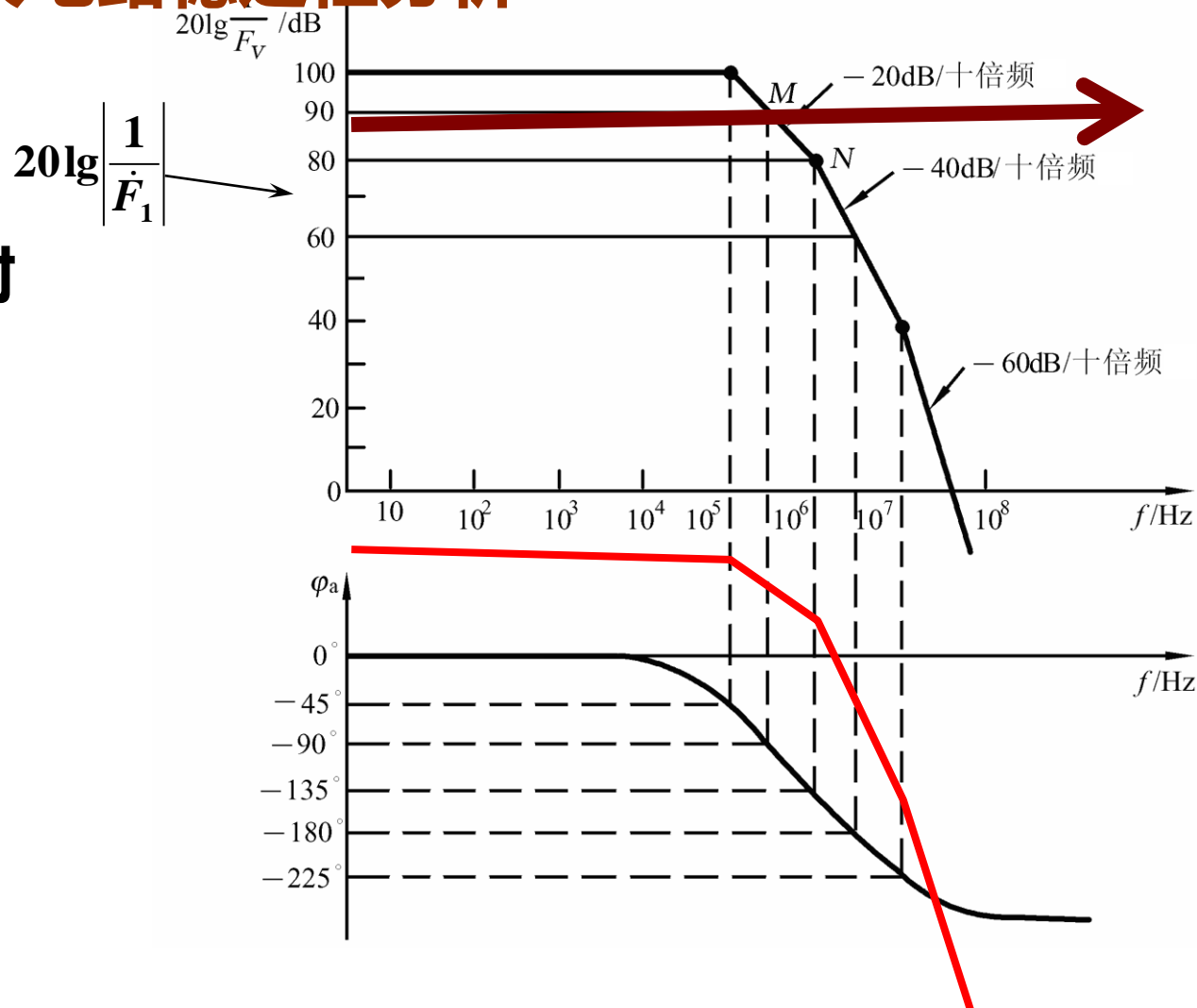
8.6.1 自激振荡及稳定工作的条件

5. 负反馈放大电路稳定性分析

反馈系数为 F_1 时

$$\varphi_m = 90^\circ \geq 45^\circ$$

负反馈放大
电路稳定



8.6.1 自激振荡及稳定工作的条件

5. 负反馈放大电路稳定性分析

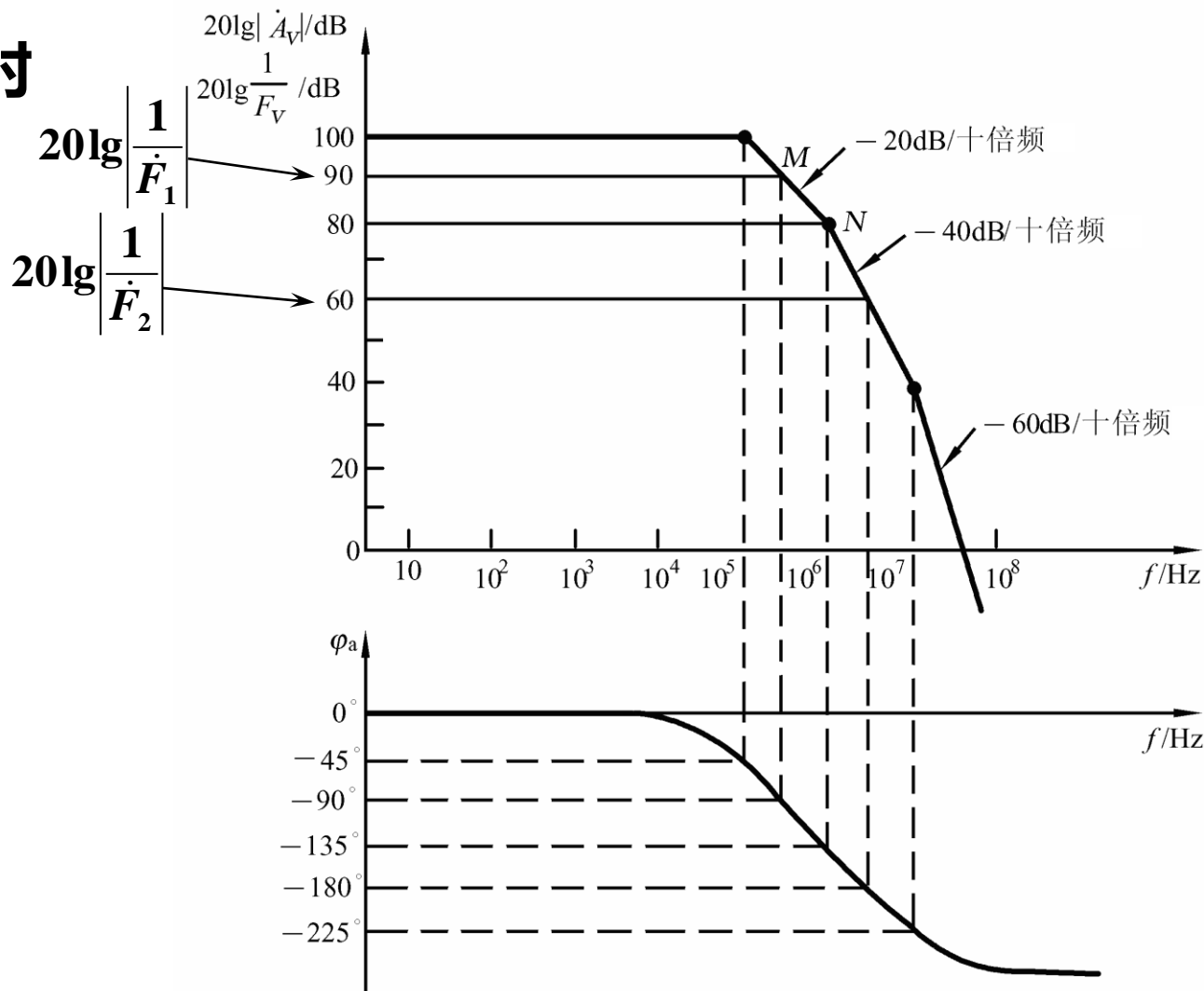
反馈系数为 F_2 时

$$(F_2 > F_1)$$

$$|\varphi_a + \varphi_f| = 180^\circ$$

$$\varphi_m = 0^\circ < 45^\circ$$

不稳定(临界振荡)



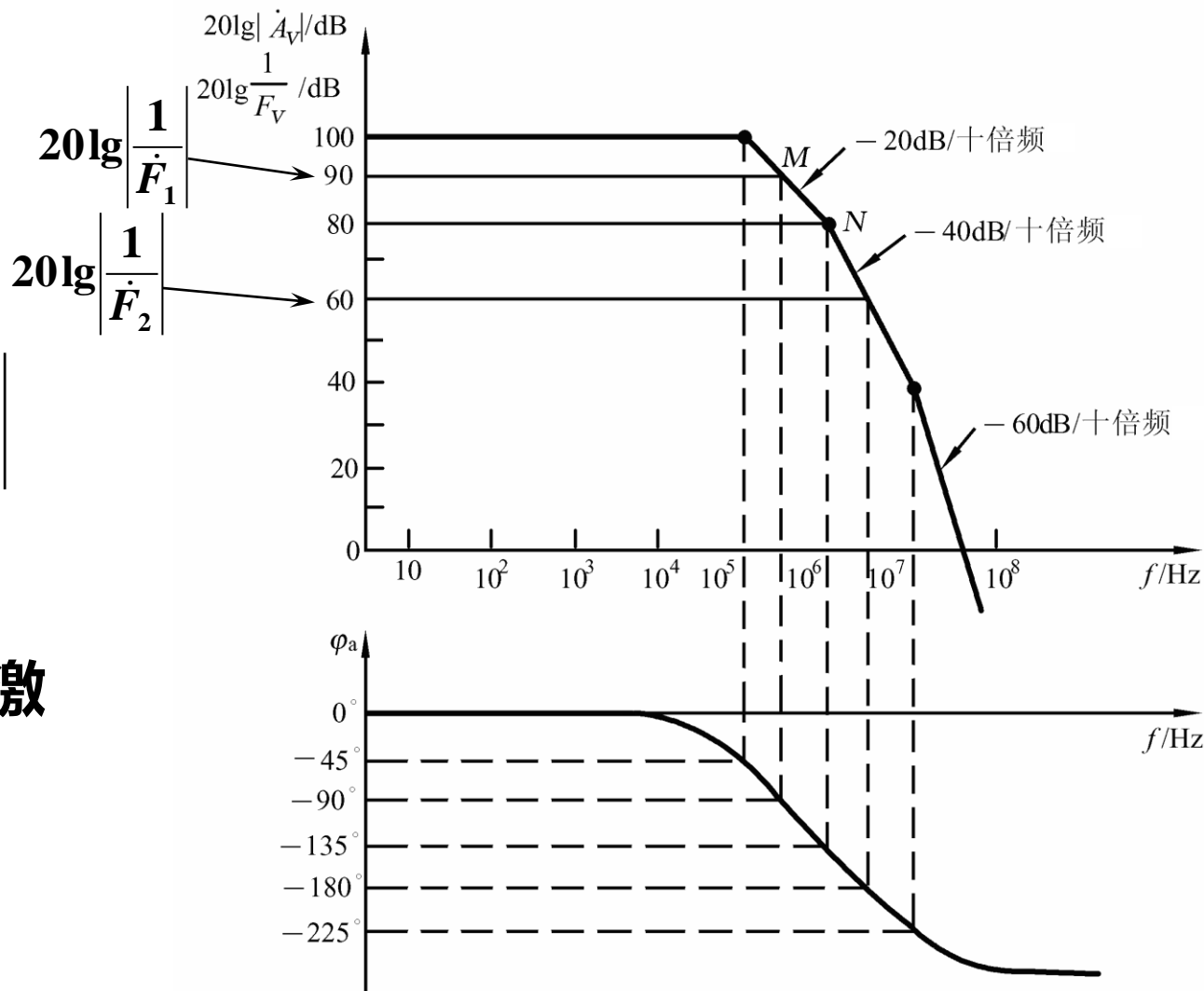
8.6.1 自激振荡及稳定工作的条件

5. 负反馈放大电路稳定性分析

$|\dot{F}|$ 越大，反
馈深度越深，

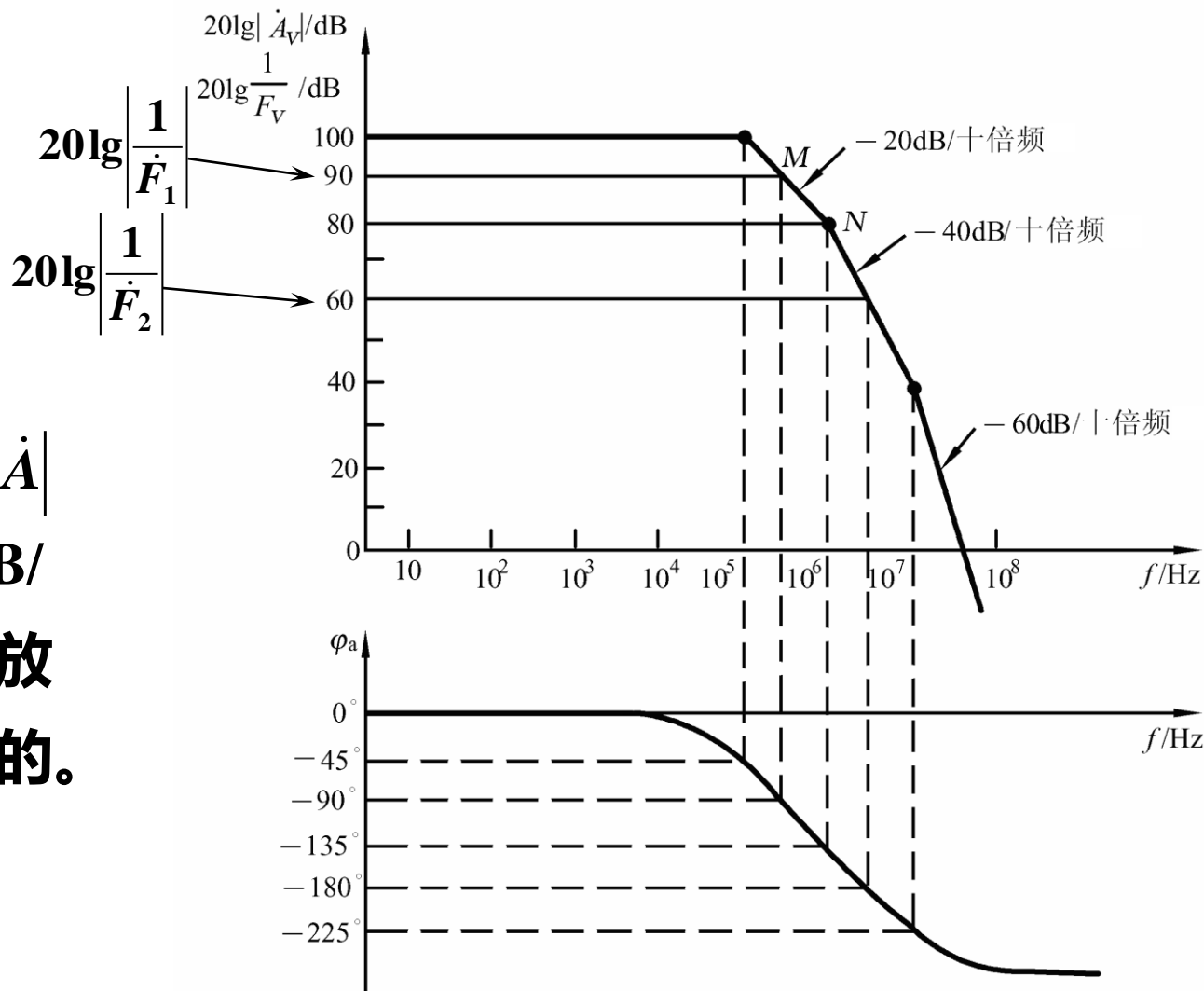
水平线 $20\lg\left|\frac{1}{\dot{F}}\right|$
越下移，

越容易产生自激



8.6.1 自激振荡及稳定工作的条件

5. 负反馈放大电路稳定性分析



推论:

P点交在 $20\lg|\dot{A}|$
的斜率为 -20dB/
十倍频程处, 放
大电路是稳定的。

*8.6.2 频率补偿

741的频率补偿



**要求：741构成任何深度的电压串联负反馈时都能稳定工作
(反馈网络为纯电阻)**

反馈最深时： $F_{\max} = \frac{v_f}{v_o} = 1$ $20\lg\left|\frac{1}{F_{\max}}\right| = 0 \text{ dB}$

即 $20\lg\left|\frac{1}{F_{\max}}\right|$ 是一条 0 分贝水平线

若要满足要求，则 $20\lg|\dot{A}|$ 在 0 分贝水平线上的衰减斜率只能是-20dB/十倍频程，从而可保证其它反馈深度条件下

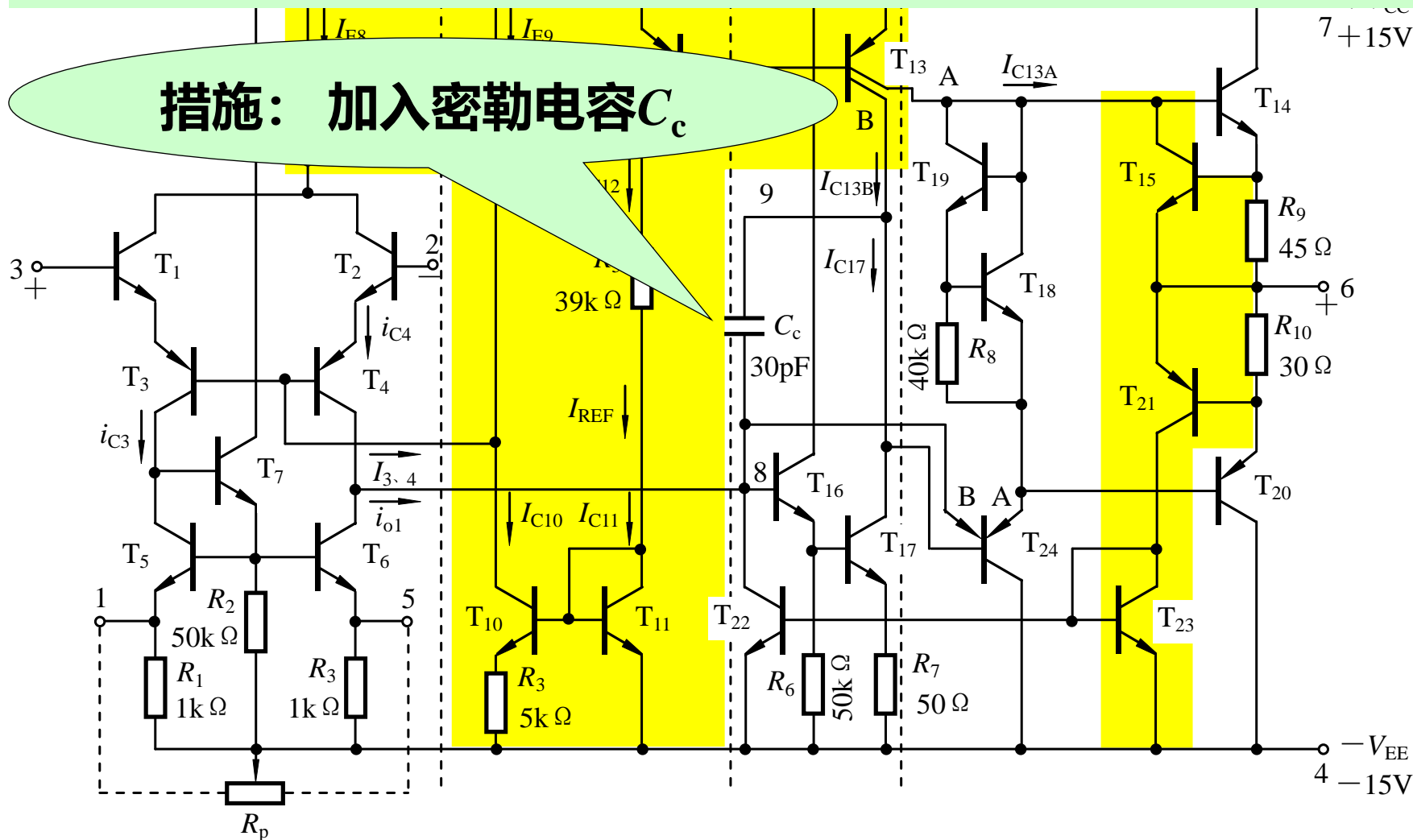
$20\lg\left|\frac{1}{F}\right|$ 与 $20\lg|\dot{A}|$ 相交于增益衰减斜率的-20dB/十倍频程处

*8.6.2 频率补偿

(741的频率补偿)

思路：0 分贝水平线上增益的衰减斜率只有-20dB/十倍频程

措施：加入密勒电容 C_c



*8.6.2 频率补偿

(741的频率补偿)

加入电容 C_c 后

增加了一个大时间

常数的 RC 电路

增添了一个新的上限

频率 $f_{H0} = 1/2\pi RC$

使增益从 f_{H0} 开始衰减

当 $f = f_{H1}$ 时, 增益已经
小于等于 0 分贝。

保证了 0 分贝平线上
增益的衰减斜率只有-
20dB/十倍频程

