

电子电路与系统基础(B2)---非线性电路

第9讲：负反馈

李国林

清华大学电子工程系

B班课程内容安排

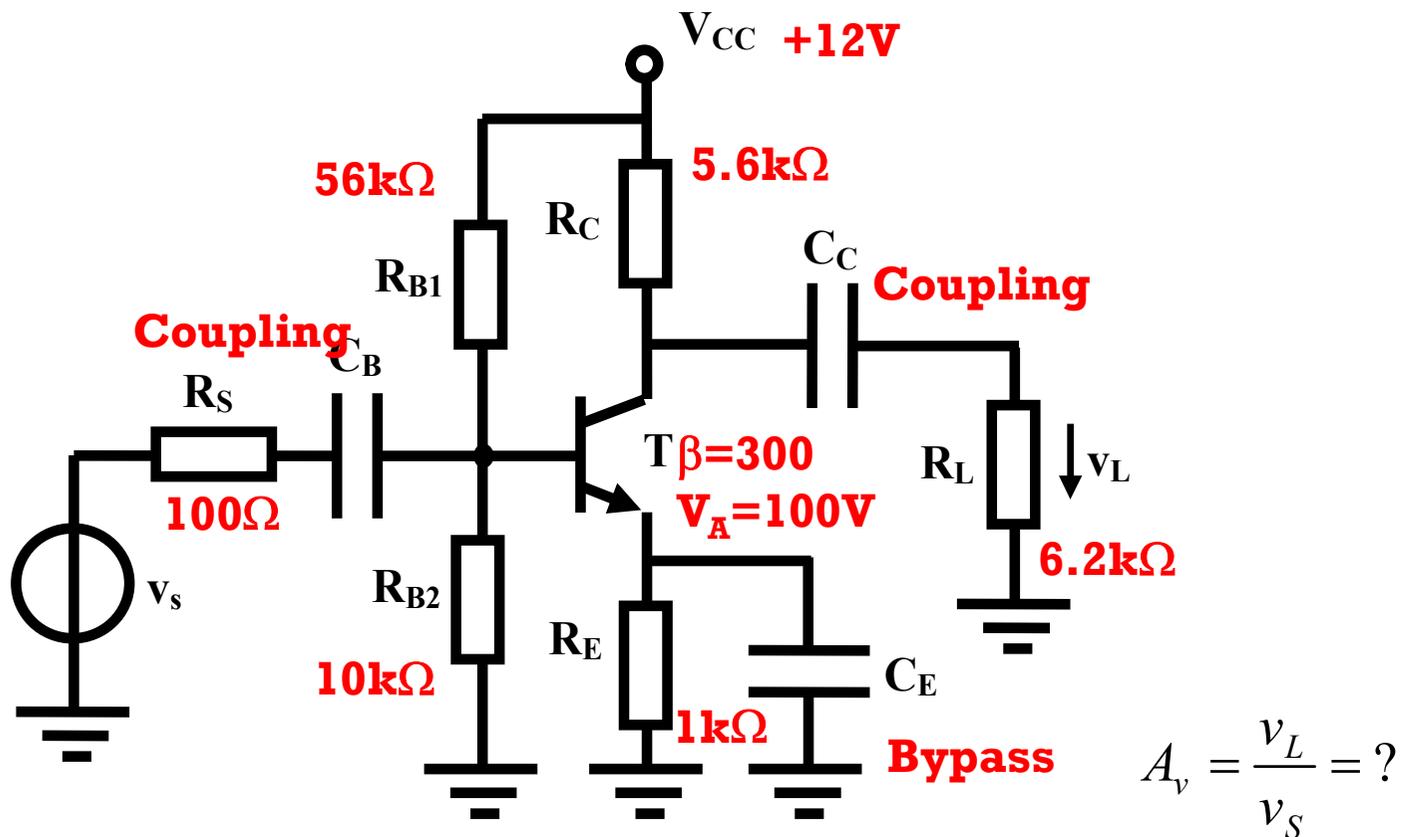
第一学期：线性	序号	第二学期：非线性
电路定律	1	器件基础
电阻电源	2	二极管
电容电感	3	MOSFET
信号分析	4	BJT
分压分流	5	反相电路
正弦稳态	6	数字门
时频特性	7	放大器
期中复习	8	期中复习
RLC 二阶	9	负反馈
二阶时频	10	差分放大
受控源	11	频率特性
网络参量	12	正反馈
典型网络	13	振荡器
作业选讲	14	作业选讲
期末复习	15	期末复习

负反馈 内容

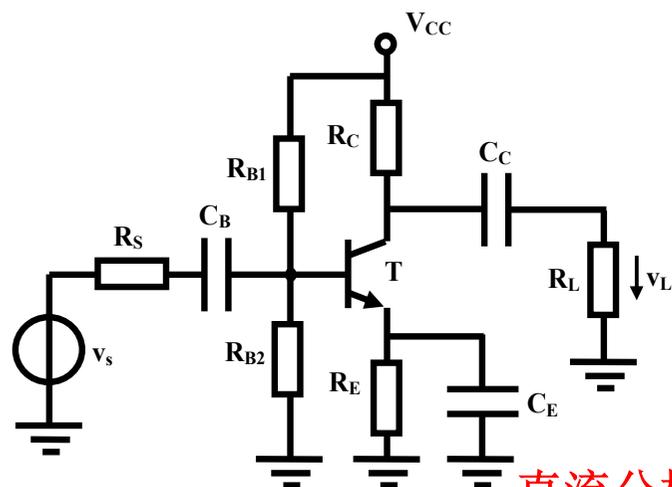
- CE组态晶体管串串负反馈放大器分析
- 负反馈分析的一般理论
- 运放负反馈放大器分析案例

- 作业选讲
 - 晶体管的放大功能来自其换能能力

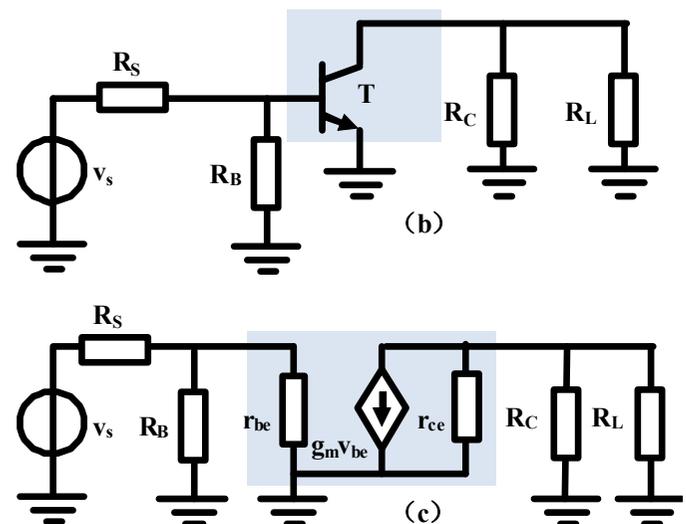
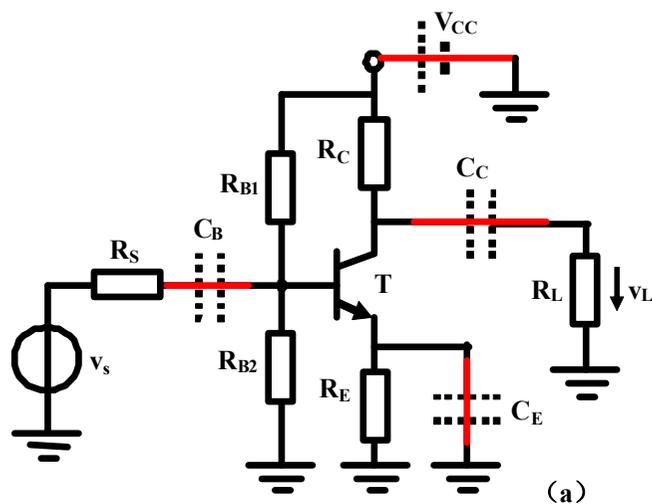
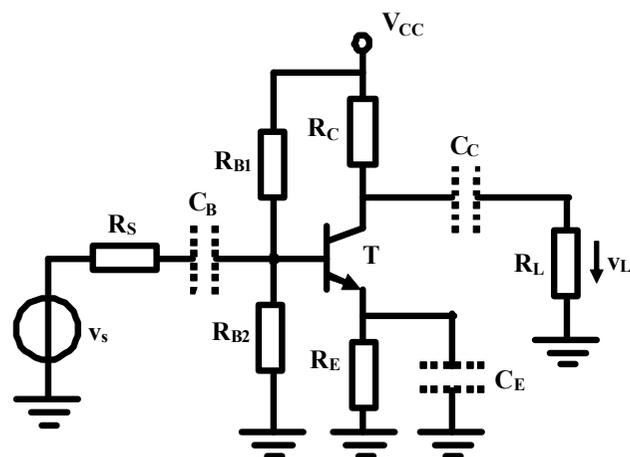
一、CE组态放大器分析



直流分析与交流分析



直流分析：获得直流工作点
分段折线法



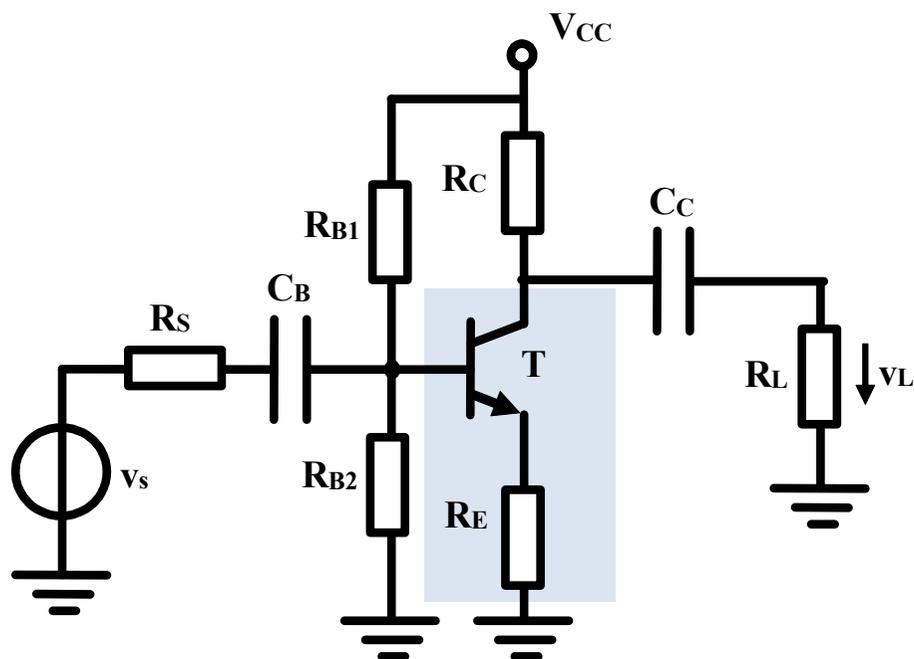
交流小信号分析：获得交流小信号电压放大倍数
局部线性化：线性电路分析

$$A_v = \frac{v_L}{v_S} = -115$$

41.2dB反相放大

如果没有旁路电容

交流也存在负反馈：理想晶体管假设



有串串负反馈电阻的理想晶体管（理想压控流源）仍然是理想晶体管（理想压控流源），只不过其跨导增益改变（下降，稳定性提高，线性度提高了，...）

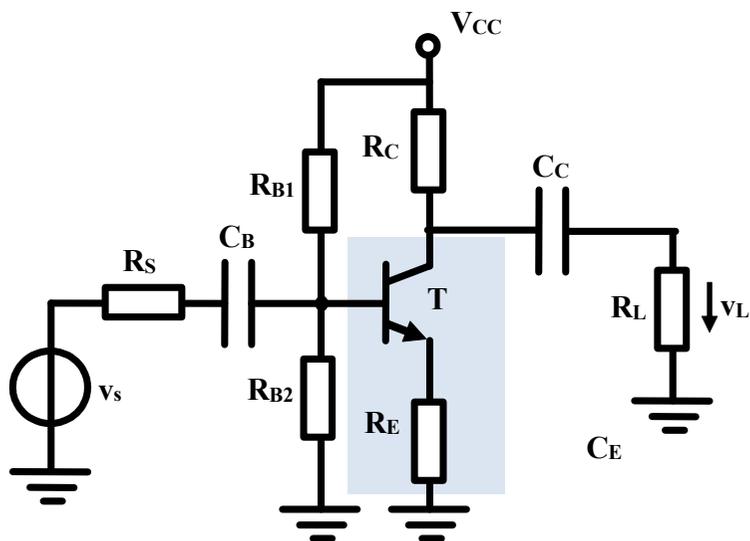
$$g_{mf} = \frac{g_m}{1 + g_m R_E} \stackrel{g_m R_E \gg 1}{\approx} \frac{1}{R_E}$$

$$\begin{aligned} A_v &= (R_L \parallel R_C) \left(-\frac{g_m}{1 + g_m R_E} \right) \frac{R_B}{R_B + R_S} \\ &= 2.94k \times \left(-\frac{41.5m}{1 + 41.5m \times 1k} \right) \times \frac{8.48k}{8.48k + 0.1k} \\ &= 2.94k \times (-0.976m) \times 0.988 = -2.84 = 9.06dB \text{反相电压放大} \end{aligned}$$

电压增益远低于有旁路电容/交流无负反馈情况下的**41.2dB**反相放大倍数

晶体管非理想因素的影响如何体现？

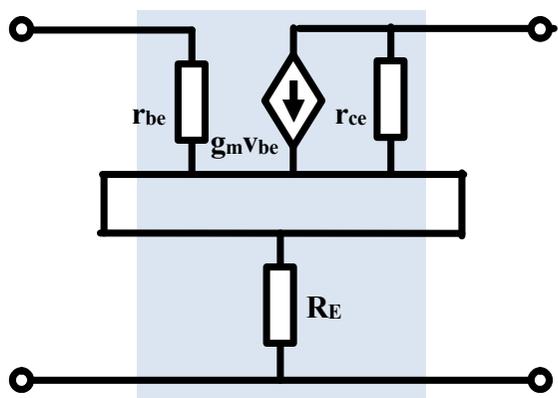
按数学分析流程走一遍负反馈分析



串串连接 \mathbf{z} 相加

$$\mathbf{z}_T = \mathbf{y}_T^{-1} = \begin{bmatrix} g_{be} & 0 \\ g_m & g_{ce} \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} r_{be} & 0 \\ -g_m r_{be} r_{ce} & r_{ce} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{z}_E = \begin{bmatrix} R_E & R_E \\ R_E & R_E \end{bmatrix}$$



$$\begin{aligned} \mathbf{z} = \mathbf{z}_T + \mathbf{z}_E &= \begin{bmatrix} r_{be} & 0 \\ -g_m r_{be} r_{ce} & r_{ce} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_E & R_E \\ R_E & R_E \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} r_{be} + R_E & R_E \\ -g_m r_{be} r_{ce} + R_E & r_{ce} + R_E \end{bmatrix} \end{aligned}$$

串串负反馈形成接近理想压控流源

输出端口串联

反馈网络检测放大网络的输出电流

输入端口串联

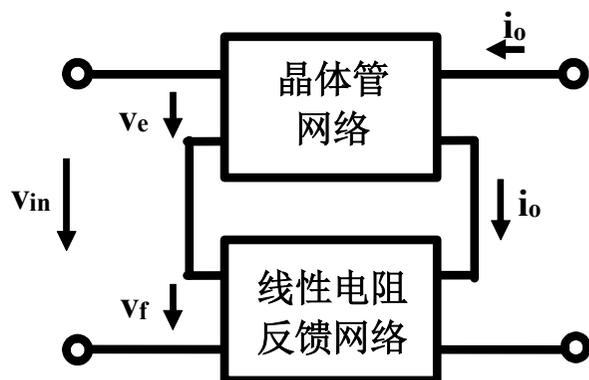
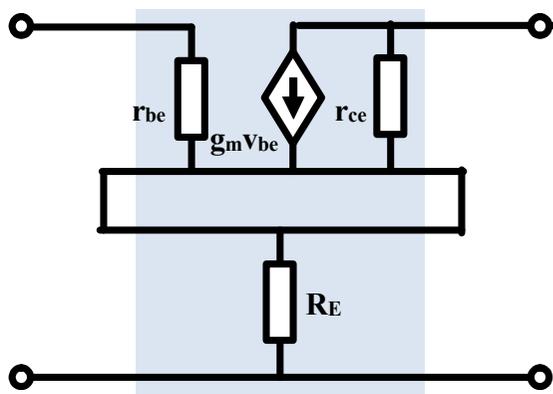
通过反馈网络形成反馈电压

串串负反馈连接方式

从输入电压中扣除，形成的误差电压稳定输出电流（被检测的输出电流中任意扰动都会被抑制）

因而串串负反馈将形成接近理想的压控流源

压控流源最适参量为 y 参量



$$\mathbf{z} = \mathbf{z}_T + \mathbf{z}_E$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{z}^{-1}$$

矩阵要素先分解，利于电路原理阐述

闭环放大器=开环放大器+理想反馈网络

$$\mathbf{Z} = \mathbf{Z}_T + \mathbf{Z}_E = \begin{bmatrix} r_{be} + R_E & R_E \\ -g_m r_{be} r_{ce} + R_E & r_{ce} + R_E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{in} & R_F \\ -G_{m0} r_{in} r_{out} & r_{out} \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} r_{in} & 0 \\ -G_{m0} r_{in} r_{out} & r_{out} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & R_F \\ 0 & 0 \end{bmatrix} = \mathbf{Z}_{Ao} + \mathbf{Z}_F = \begin{bmatrix} g_{in} & 0 \\ G_{m0} & g_{out} \end{bmatrix}^{-1} + \begin{bmatrix} 0 & R_F \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

一般无需考虑反馈网络的前向作用

可能需要考虑输出端口负载效应

反馈系数由反馈网络提供

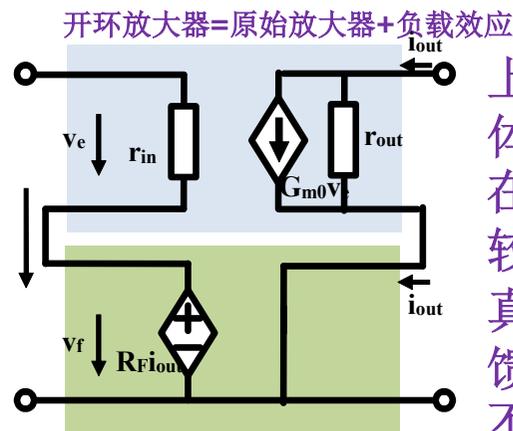
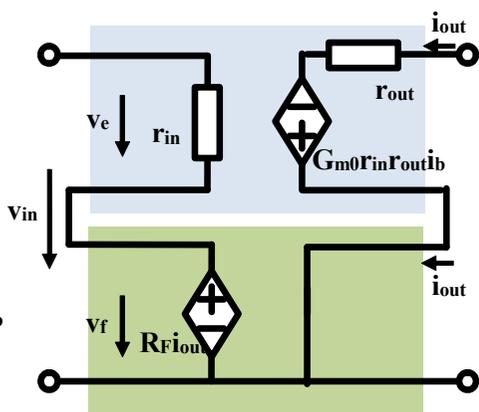
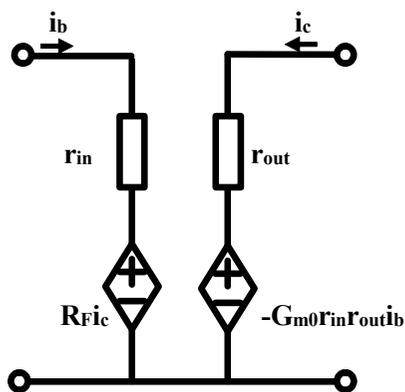
开环放大器
单向网络

理想反馈网络
单向网络

开环跨导放大器

输出对输入的反向作用即反馈

开环放大器和理想反馈网络都是单向网络，便于电路分析



上节课讨论的理想晶体管串串负反馈不存在负载效应，如果 R_E 较小 ($R_E \ll r_{be}, r_{ce}$)，真实晶体管串串负反馈的负载效应可忽略不计

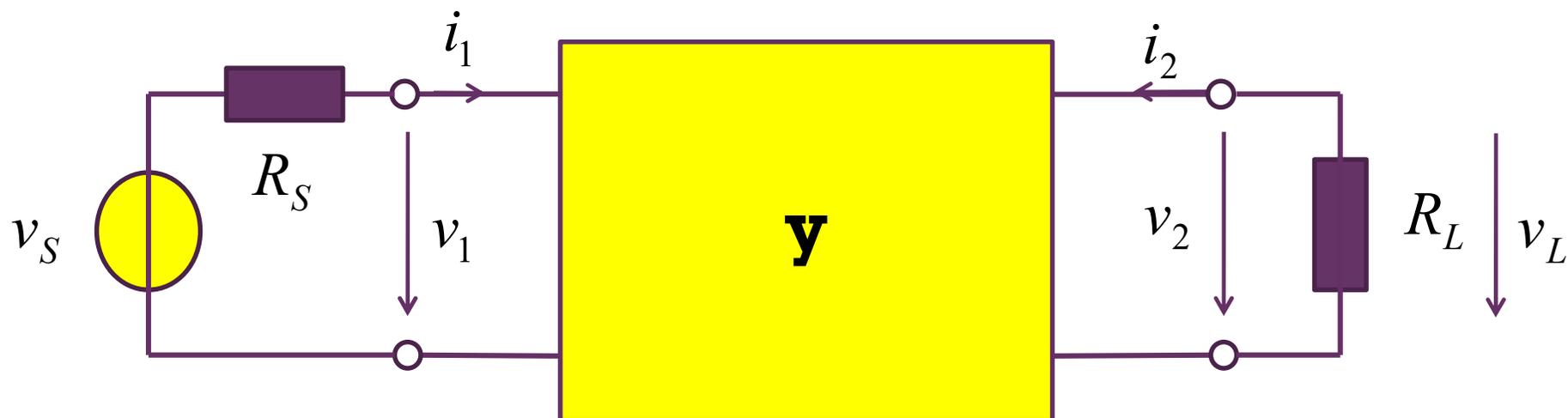
压控流源y最适

$$\mathbf{z} = \mathbf{z}_A + \mathbf{z}_F = \begin{bmatrix} r_{in} & R_F \\ -G_{m0}r_{in}r_{out} & r_{out} \end{bmatrix} = \mathbf{z}_{A0} + \mathbf{z}_{iF}$$

$$\mathbf{y}_{A0} = \mathbf{z}_{A0}^{-1} = \begin{bmatrix} r_{in} & 0 \\ -G_{m0}r_{in}r_{out} & r_{out} \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{r_{in}} & 0 \\ G_{m0} & \frac{1}{r_{out}} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{z}^{-1} = \frac{1}{1 + G_{m0}R_F} \begin{bmatrix} \frac{1}{r_{in}} & \frac{-R_F}{r_{in}r_{out}} \\ G_{m0} & \frac{1}{r_{out}} \end{bmatrix} \text{满足单向化条件} \approx \frac{1}{1 + G_{m0}R_F} \mathbf{y}_{A0}$$

单向化条件



$$H = \frac{v_L}{v_S} = \frac{-y_{21}G_S}{(y_{11} + G_S)(y_{22} + G_L) - y_{21}y_{12}} \approx \frac{-y_{21}G_S}{(y_{11} + G_S)(y_{22} + G_L)} = \frac{1}{y_{22} + G_L} (-y_{21}) \frac{G_S}{y_{11} + G_S}$$

双向网络传递函数

单向网络传递函数

$$|y_{21}y_{12}| \ll |(y_{11} + G_S)(y_{22} + G_L)|$$

单向化条件：和信源内阻、负载电阻密切相关

负反馈放大器的单向化负载条件

$$|y_{21}y_{12}| \ll |(y_{11} + G_S)(y_{22} + G_L)|$$

- 见习题4.14分析

$$\mathbf{y} = \mathbf{z}^{-1} = \frac{1}{1 + G_{m0}R_F} \begin{bmatrix} \frac{1}{r_{in}} & \frac{-R_F}{r_{in}r_{out}} \\ G_{m0} & \frac{1}{r_{out}} \end{bmatrix}$$

$$R_S \ll r_{in}$$

$$R_L \ll r_{out}$$

$$R_S R_L \ll r_{in} r_{out} G_{m0} R_F$$

三个负载条件任意满足其一，单向化条件就是满足的

负反馈放大器的绝大部分实际应用环境中，信源内阻和负载电阻的选择都是满足单向化条件的

闭环放大器的阻抗和增益

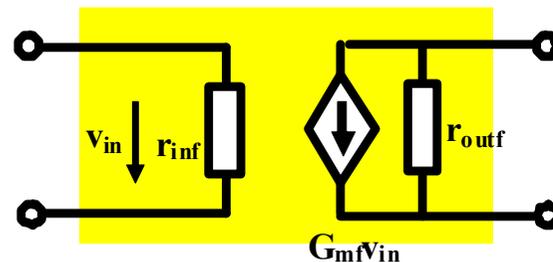
$$\mathbf{y} = \mathbf{z}^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{r_{in}(1 + G_{m0}R_F)} & \frac{-R_F}{r_{in}r_{out}(1 + G_{m0}R_F)} \\ \frac{G_{m0}}{1 + G_{m0}R_F} & \frac{1}{r_{out}(1 + G_{m0}R_F)} \end{bmatrix} \text{满足单向化条件} \approx \begin{bmatrix} \frac{1}{r_{inf}} & 0 \\ G_{mf} & \frac{1}{r_{outf}} \end{bmatrix} = \frac{1}{1 + G_{m0}R_F} \mathbf{y}_{A0}$$

$$T = G_{m0}R_F$$

$$r_{inf} = r_{in}(1 + T) = r_{in}(1 + G_{m0}R_F)$$

$$r_{outf} = r_{out}(1 + T) = r_{out}(1 + G_{m0}R_F)$$

$$G_{mf} = \frac{G_{m0}}{1 + T} = \frac{G_{m0}}{1 + G_{m0}R_F} \approx \frac{1}{R_F}$$



深度负反馈条件：环路增益 $T = G_{m0}R_F \gg 1$ ：
 负反馈放大器性能几乎由负反馈网络决定
 负反馈放大器充分接近理想受控源

数值计算结果

不稳定，不可靠

$$g_m = \frac{I_{C0}}{v_T} = \frac{1.08mA}{26mV} = 41.5mS$$

$$r_{be} = \beta \frac{1}{g_m} = 300 \times 24\Omega = 7.22k\Omega$$

$$r_{ce} = \frac{V_A}{I_{C0}} = \frac{100V}{1.08mA} = 92.6k\Omega$$

$$R_E = 1k\Omega$$

稳定，可靠

$$\mathbf{z} = \mathbf{z}_T + \mathbf{z}_E = \begin{bmatrix} r_{be} + R_E & R_E \\ -g_m r_{be} r_{ce} + R_E & r_{ce} + R_E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 7.22 + 1 & 1 \\ -27778 + 1 & 92.6 + 1 \end{bmatrix} k\Omega = \begin{bmatrix} 8.22 & 1 \\ -27777 & 93.6 \end{bmatrix} k\Omega$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{z}^{-1} = \begin{bmatrix} 3.28 & -0.0350 \\ 973 & 0.288 \end{bmatrix} \mu S \approx \begin{bmatrix} 3.28 & 0 \\ 973 & 0.288 \end{bmatrix} \mu S$$

是否可视为单向网络？

$$R_S = 100\Omega \ll r_{in} = 8.22k\Omega \text{ 或}$$

$$R'_L = R_L \parallel R_C = 2.94k\Omega \ll r_{out} = 93.6k\Omega \text{ 或}$$

$$R_S R'_L = 2.94 \times 10^5 (\Omega)^2 \ll \frac{r_{inf} r_{outf}}{G_{m0} R_F} = \frac{1}{|y_{12} y_{21}|} = 2.93 \times 10^{10} (\Omega)^2$$

视为单向网络毫无问题

也可以不走数学过程，直接给答案：

$$r_{inf} = \frac{1}{y_{11}} = 305k\Omega \approx r_{be} (1 + g_m R_E) = 307k\Omega$$

大得可视为无穷：可靠

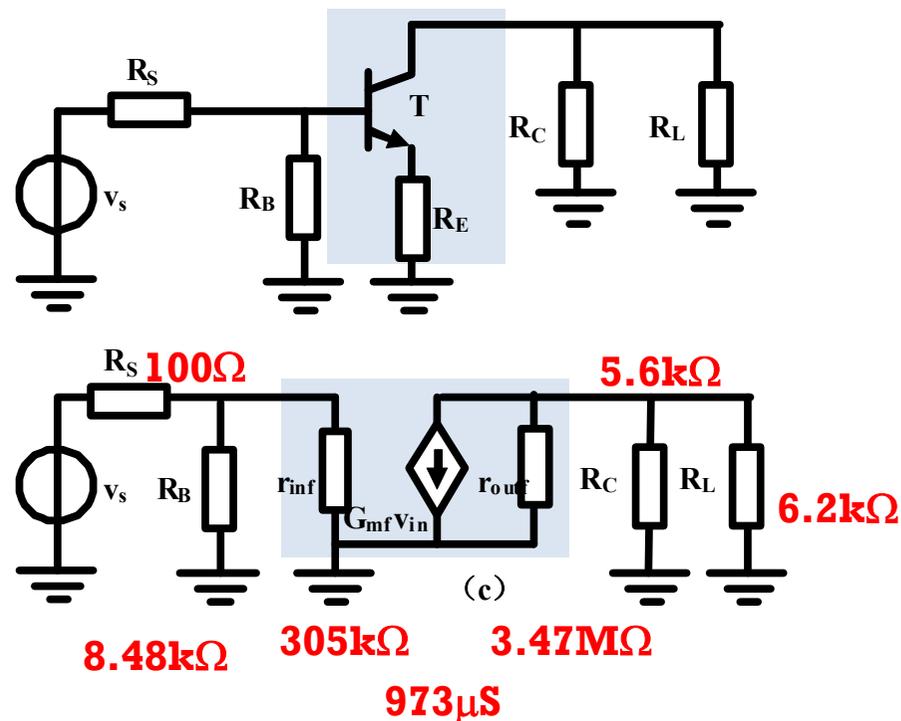
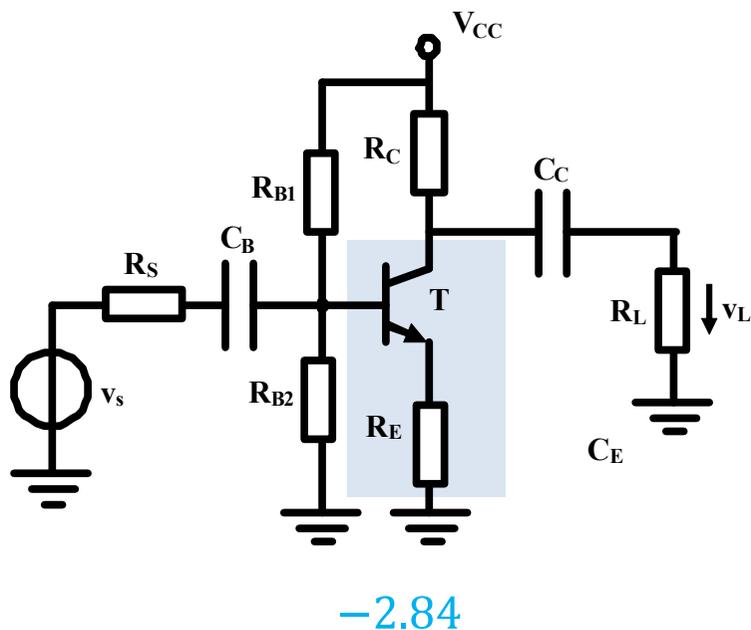
$$r_{outf} = \frac{1}{y_{22}} = 3.47M\Omega \approx r_{ce} (1 + g_m R_E) = 3.94M\Omega$$

深度负反馈

$$G_{mf} = 973\mu S \approx \frac{1}{R_F} = 1mS$$

闭环增益几乎由反馈网络决定：可靠

无旁路电容, 增益下降严重



无旁路电容

$$A_v \approx -G_{mf} R'_L = -973 \mu S \times 2.94 k\Omega = -2.86 \sim -\frac{R'_L}{R_E} = -2.94$$

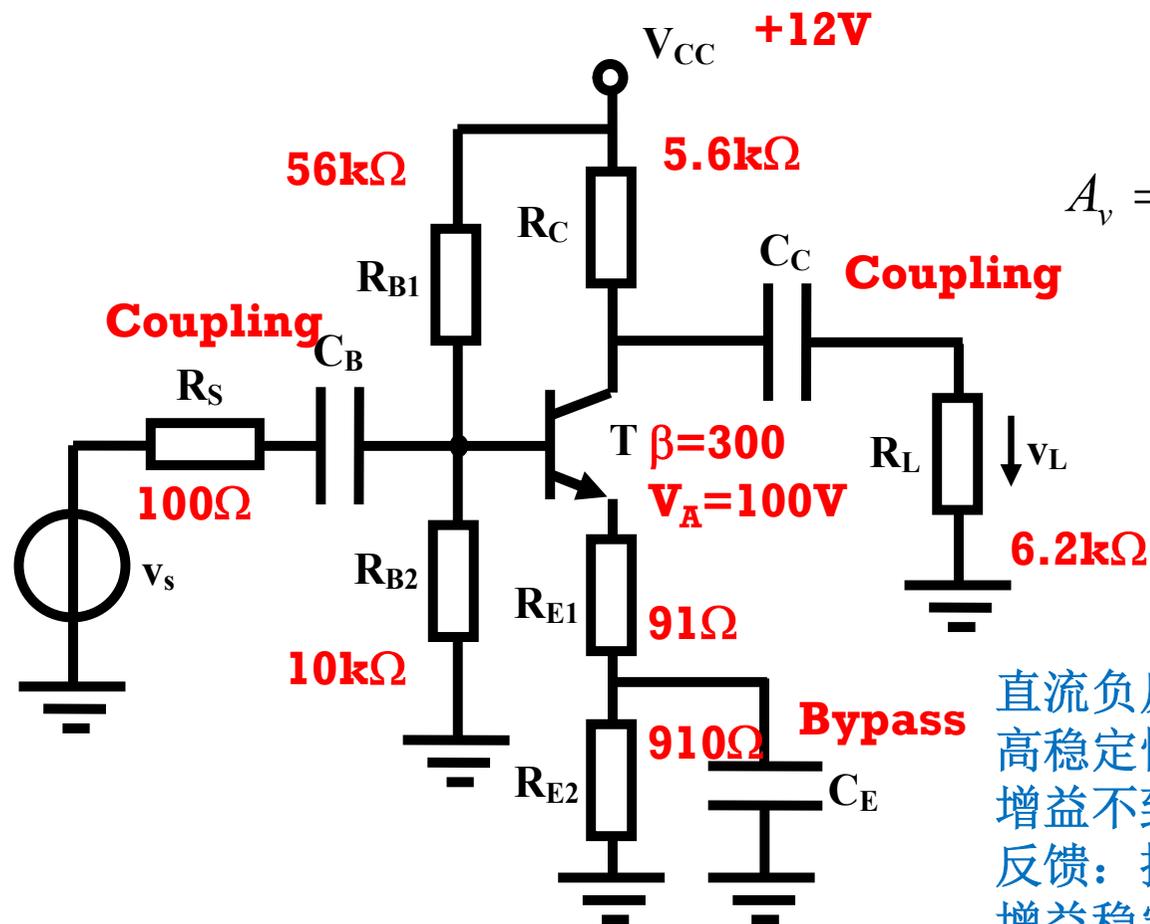
有旁路电容

$$A_v = \frac{v_L}{v_S} = -115 \sim g_m R'_L = -122$$

9dB的反相电压增益: 不令人满意
但温度敏感度低: 令人满意

41dB的反相电压增益: 令人满意
温度敏感度高: 不令人满意

折中方案



反馈深度不够，
估算误差稍大

$$A_v = \frac{v_L}{v_S} = -25.5 \sim -\frac{R'_L}{R_{E1}} = -32.2$$

28dB

30dB

电压增益下降伴随
的好处：交流小信号
增益稳定性提高

直流负反馈很深，确保直流工作点的高稳定性；交流负反馈较浅，使电压增益不致太低，同时提供串串交流负反馈：接近理想压控流源，提高电压增益稳定性，提高放大器带宽，提高线性度

负反馈优点

$$T = A_0 F$$

环路增益 = 开环放大倍数 × 反馈系数

- 负反馈使得放大器接近理想受控源
 - 输入电阻、输出电阻变得更大或更小
 - 理想受控源输入电阻、输出电阻或无穷、或为零
 - 串联则阻抗变大，并联则阻抗变小

- 提高稳定性

- 提高线性度

- 提高带宽

$$A_f = \frac{A_0}{1 + A_0 F} \stackrel{T=A_0 F \gg 1}{\approx} \frac{1}{F}$$

$$r_{inf} = r_{in} (1 + T), \frac{r_{in}}{1 + T}$$

$$r_{ouf} = r_{out} (1 + T), \frac{r_{out}}{1 + T}$$

$$G_{mf} = \frac{G_{m0}}{1 + G_{m0} R_F} \stackrel{T=G_{m0} R_F \gg 1}{\approx} \frac{1}{R_F}$$

实用的晶体管放大电路或多或少都存在着某种形式的负反馈结构

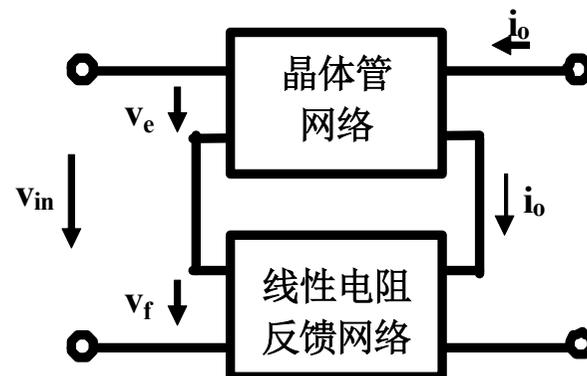
负反馈使得增益不再由放大网络单独决定
深度负反馈增益几乎完全由反馈网络决定，
等于反馈系数的倒数：反馈网络具有什么
特性，闭环放大器则具有什么特性

串串负反馈小结

(1) **原理**: 检测输出电流 i_o , 形成反馈电压 v_f , 从输入信号 v_{in} 中扣除, 形成误差电压 v_e , 作用到晶体管放大网络, 稳定输出电流 i_o 。故而串串负反馈形成接近理想的压控流源

(2) **分析**: 串串连接 \mathbf{z} 相加, \mathbf{z}_{12} 元素为理想反馈网络的反馈系数 \mathbf{R}_F , 扣除反馈系数作用后的单向放大网络称之为开环放大器, 开环放大器输入电阻 $\mathbf{r}_{in}=\mathbf{z}_{11}$, 输出电阻 $\mathbf{r}_{out}=\mathbf{z}_{22}$, 开环跨导增益 $\mathbf{G}_{m0}=-\mathbf{z}_{21}/(\mathbf{z}_{11}\mathbf{z}_{22})$ 。闭环放大器接近理想压控流源, 其最适参量矩阵为 \mathbf{y} 参量, 故而对 \mathbf{z} 求逆, $\mathbf{y}=\mathbf{z}^{-1}$ 。

(3) **结果**: 闭环放大器环路增益 $\mathbf{T}=\mathbf{G}_{m0}\mathbf{R}_F$, 输入电阻变大 $\mathbf{r}_{inf}=\mathbf{r}_{in}(1+\mathbf{T})$, 输出电阻变大 $\mathbf{r}_{outf}=\mathbf{r}_{out}(1+\mathbf{T})$, 闭环跨导增益 $\mathbf{G}_{mf}=\mathbf{G}_{m0}/(1+\mathbf{T})$ 变得稳定了, 在深度负反馈条件 $\mathbf{T}\gg 1$ 下, 闭环跨导增益几乎是反馈系数的倒数



串串负反馈

$$\mathbf{z} = \mathbf{z}_T + \mathbf{z}_E = \begin{bmatrix} r_{in} & R_F \\ -G_{m0}r_{in}r_{out} & r_{out} \end{bmatrix}$$

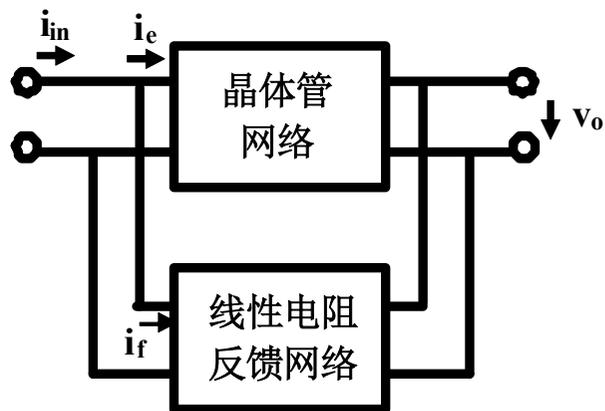
$$\mathbf{y} = \mathbf{z}^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{r_{in}(1+G_{m0}R_F)} & \frac{-R_F}{r_{in}r_{out}(1+G_{m0}R_F)} \\ \frac{G_{m0}}{1+G_{m0}R_F} & \frac{1}{r_{out}(1+G_{m0}R_F)} \end{bmatrix}$$

单向化条件满足 \approx

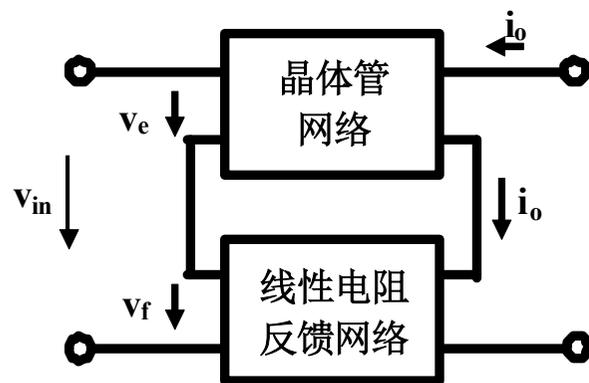
$$\begin{bmatrix} \frac{1}{r_{inf}} & 0 \\ G_{mf} & \frac{1}{r_{outf}} \end{bmatrix}$$

$$G_{mf} = \frac{G_{m0}}{1+G_{m0}R_F} \stackrel{G_{m0}R_F \gg 1}{\approx} \frac{1}{R_F}$$

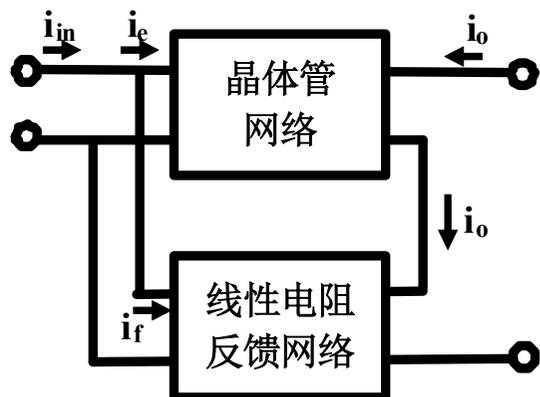
四种负反馈连接形成四种接近理想受控源



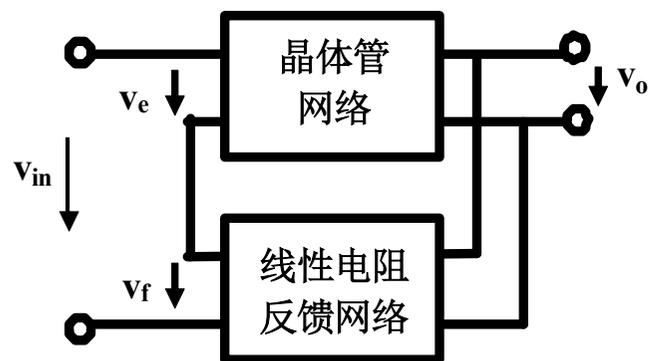
并并负反馈



串串负反馈



并串负反馈

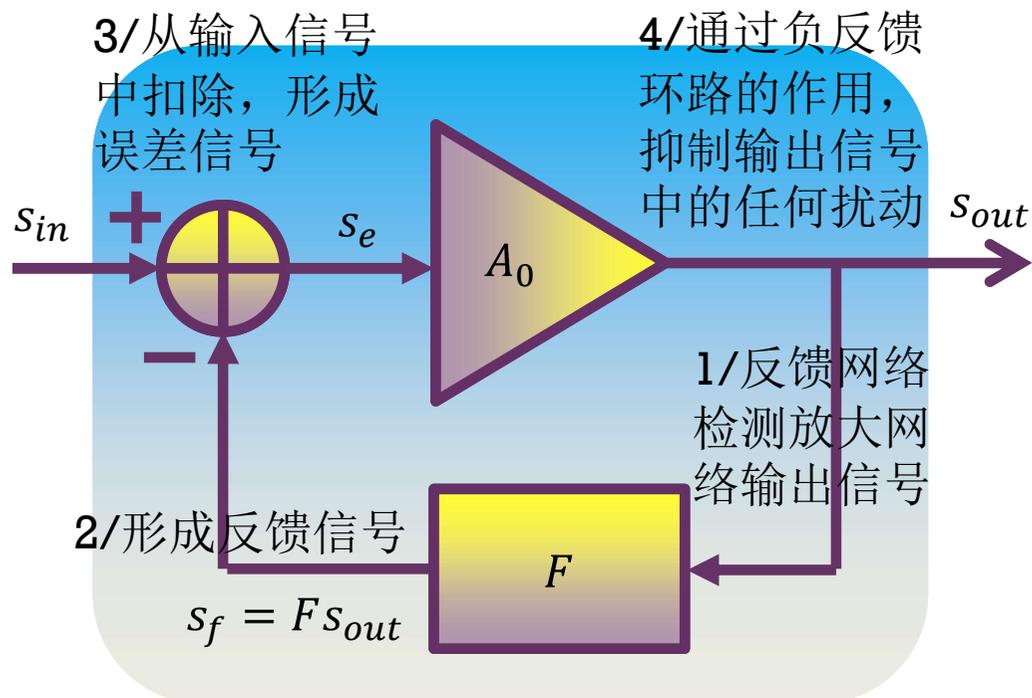


串并负反馈

仿照上页串串负反馈格式，用相同的语式描述所有4种负反馈放大器：3句话，3个公式

二、负反馈分析 电路分析原理

$$S_{out} = A_0 s_e = A_0 (s_{in} - s_f) = A_0 (s_{in} - F S_{out})$$



$$A_f = \frac{S_{out}}{S_{in}} = \frac{A_0}{1 + A_0 F} \stackrel{A_0 F \rightarrow \infty}{\approx} \frac{1}{F}$$

负反馈放大器变得稳定了

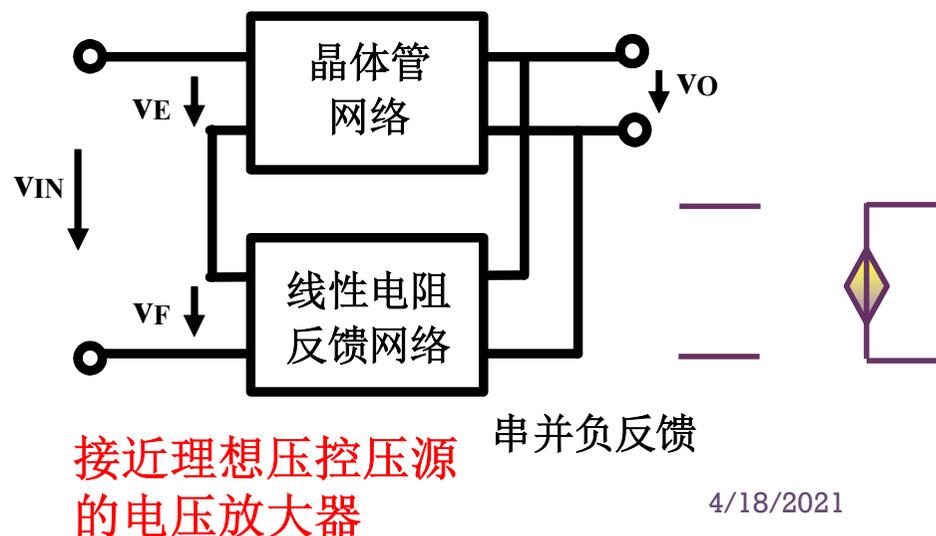
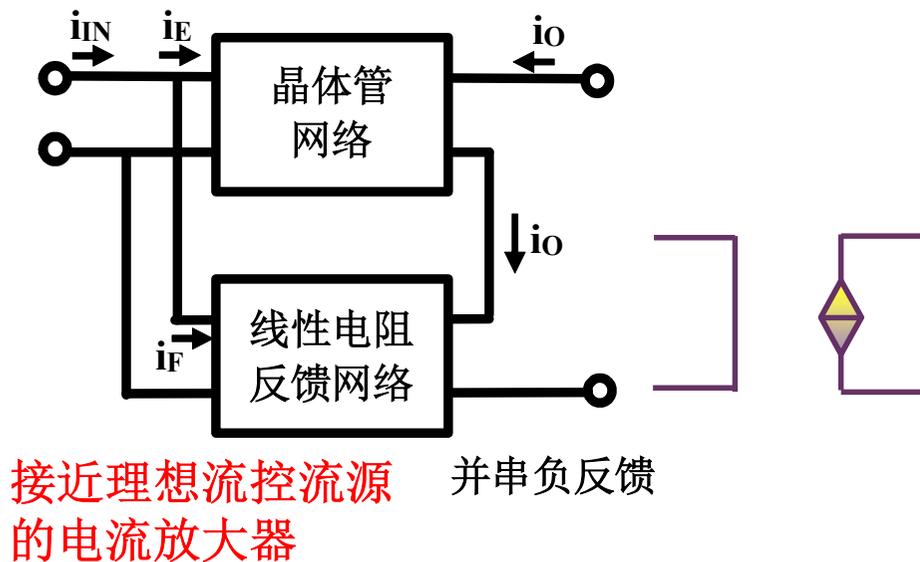
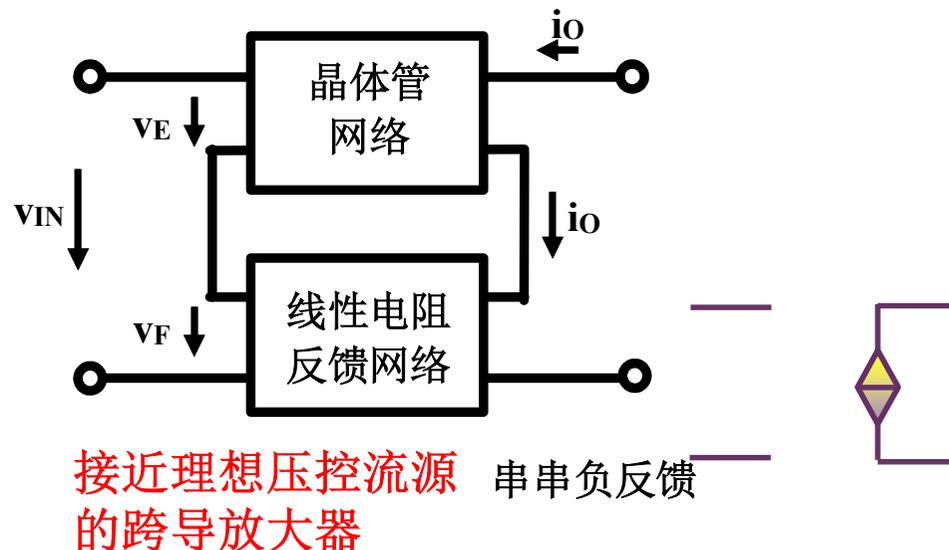
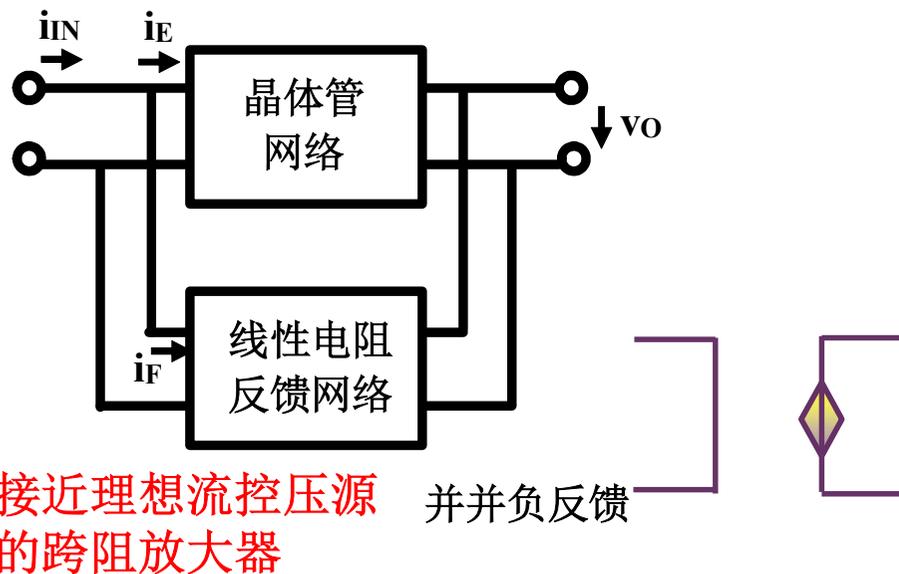
$$A_f = \frac{A_0}{1 + A_0 F}$$

$$= \frac{1}{F} \frac{1}{1 + \frac{1}{A_0 F}} \approx \frac{1}{F} \left(1 - \frac{1}{A_0 F} \right)$$

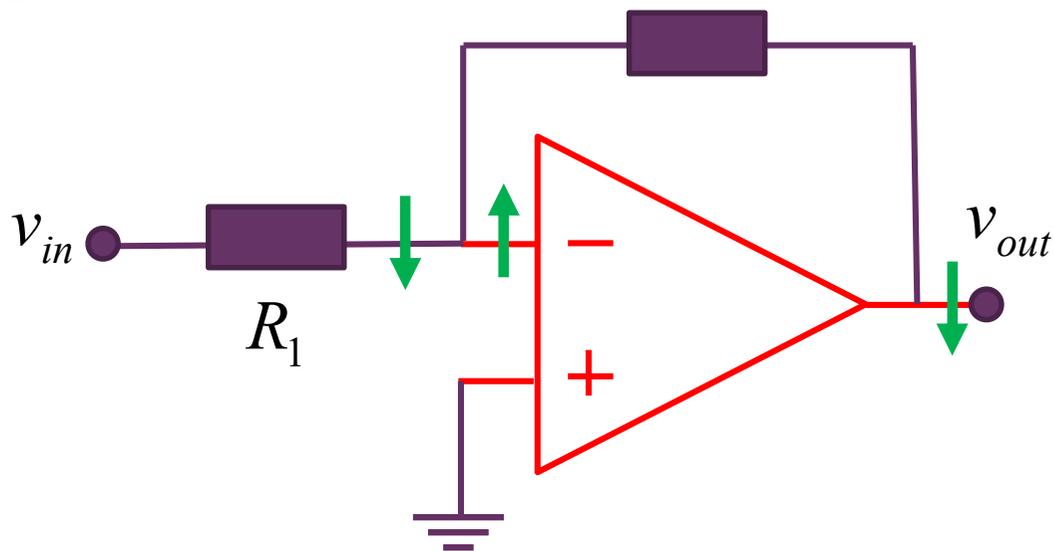
误差大小由环路增益 $T = A_0 F$ 决定

S_{in}	S_{out}	s_e	A_0	F	T	A_f	输入	输出	四种受控源
电压	电压	电压	A_{v0}	F_v	$A_{v0} F_v$	$A_{v0} / (1 + A_{v0} F_v)$	串联	并联	压控压源
电压	电流	电压	G_{m0}	R_F	$G_{m0} R_F$	$G_{m0} / (1 + G_{m0} R_F)$	串联	串联	压控流源
电流	电压	电流	R_{m0}	G_F	$R_{m0} G_F$	$R_{m0} / (1 + R_{m0} G_F)$	并联	并联	流控压源
电流	电流	电流	A_{i0}	F_i	$A_{i0} F_i$	$A_{i0} / (1 + A_{i0} F_i)$	并联	串联	流控流源

四种理想受控源



反相电压放大电路例



$$R_1 = 1k\Omega$$

$$R_2 = 10k\Omega$$

$$R_{in} = 2M\Omega$$

$$R_{out} = 75\Omega$$

$$A_{v0} = 200000$$

如果运放增益极高，可抽象为无穷大增益的理想运放，可用理想运放的虚短、虚断特性进行分析

如果提出如下问题：激励源看到的输入阻抗是多少？
负载看到的等效源内阻是多少？
那么就需要更进一步的阻抗分析：负反馈网络到底有多么地接近理想受控源？

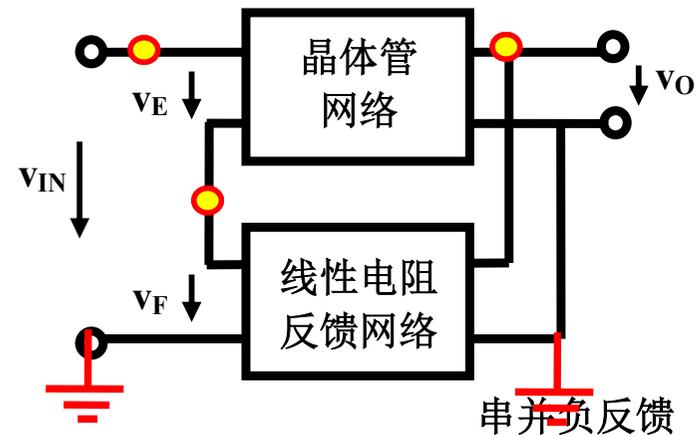
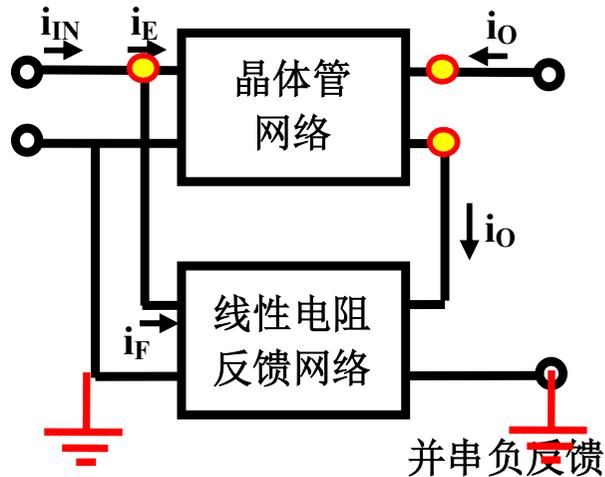
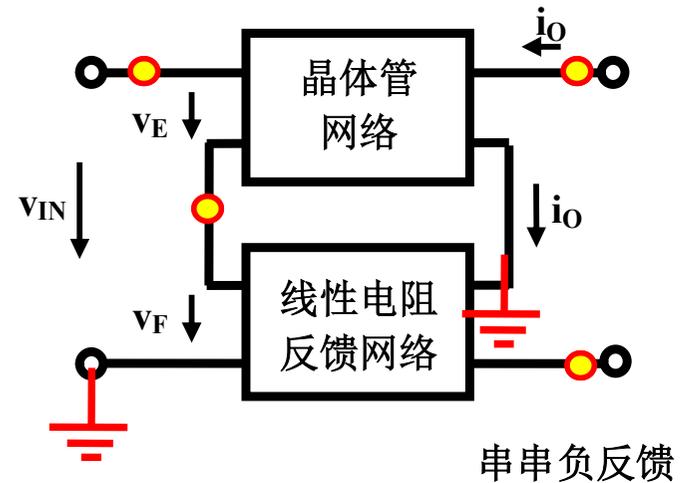
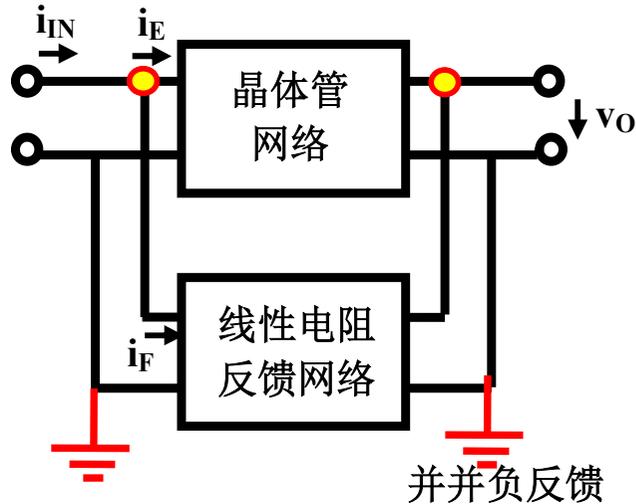
对运放电路而言，只要通过电阻、电容网络从输出端连接到反相输入端，即是负反馈连接方式

$$\frac{v_{in} - 0}{R_1} = \frac{0 - v_{out}}{R_2}$$

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{R_2}{R_1} = -10$$

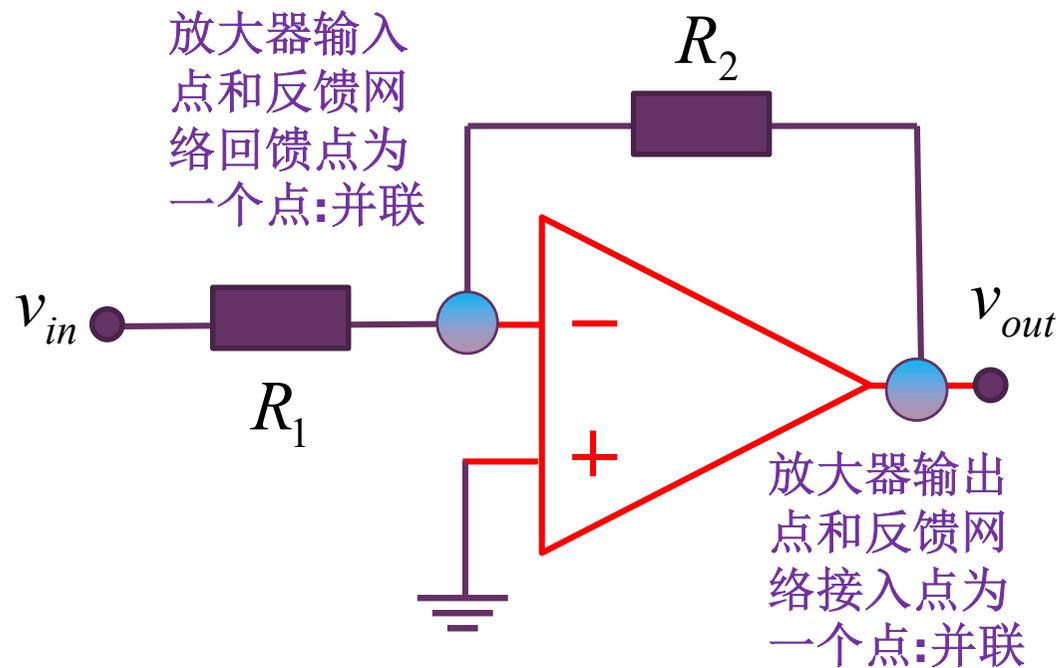
对放大器特性感兴趣 用负反馈原理进行分析

首先判定负反馈连接方式

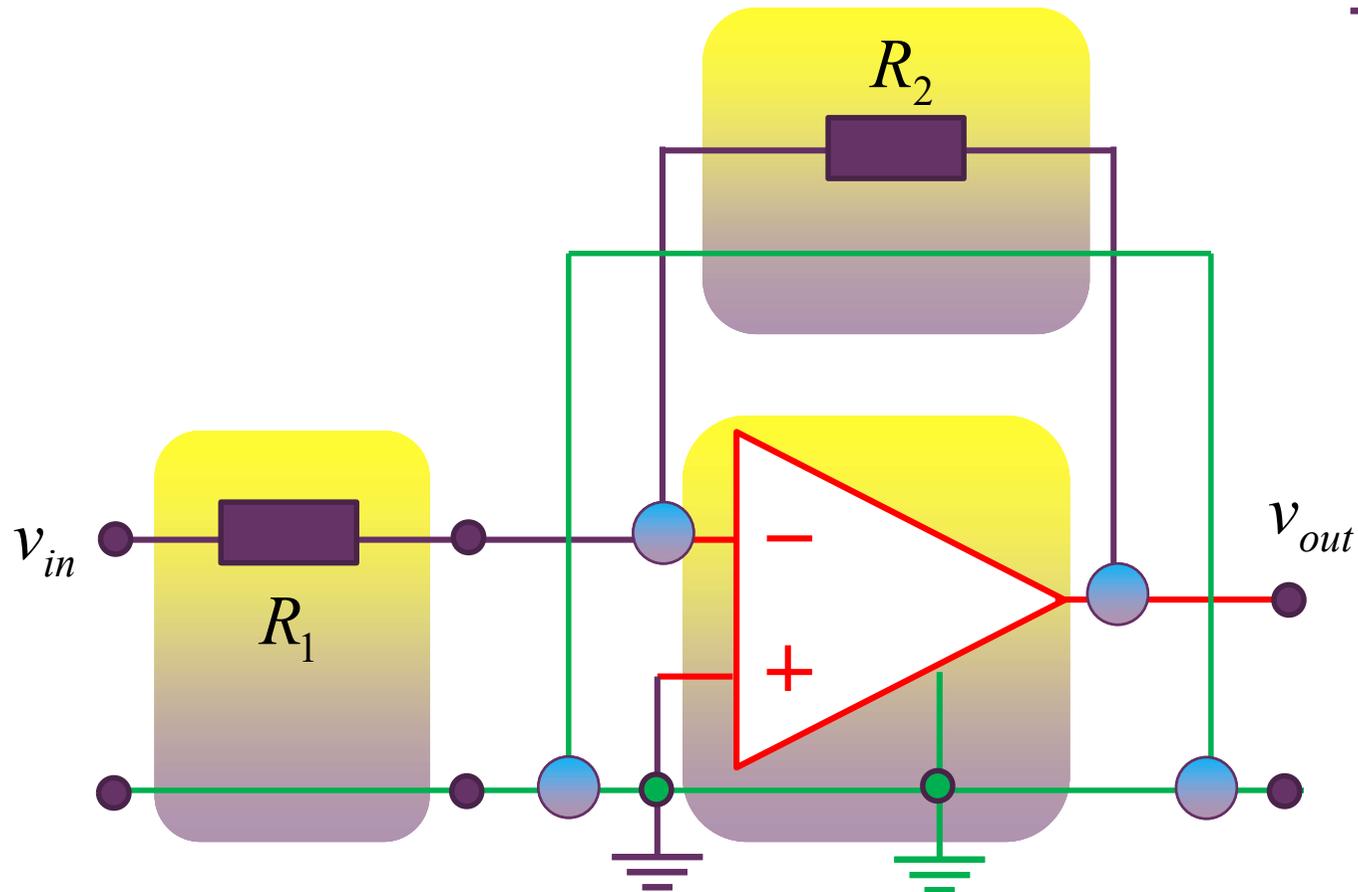
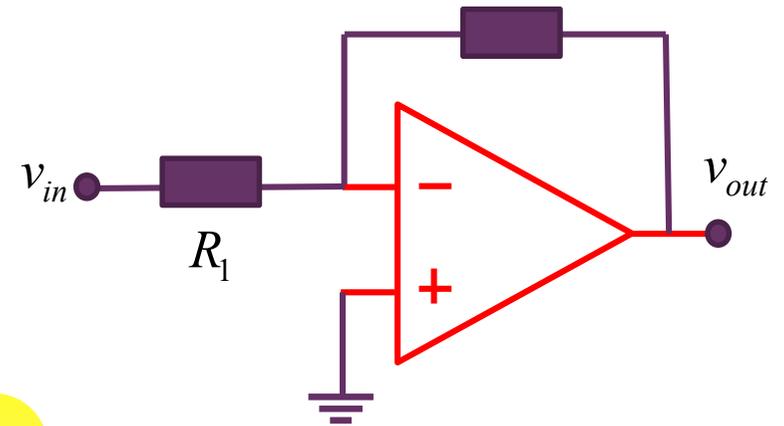


默认存在公共地时：放大网络输入点和反馈回馈点是一个点则并联，不是一个点则串联；
放大网络输出点和反馈接入点是一个点则并联，不属一个点则串联

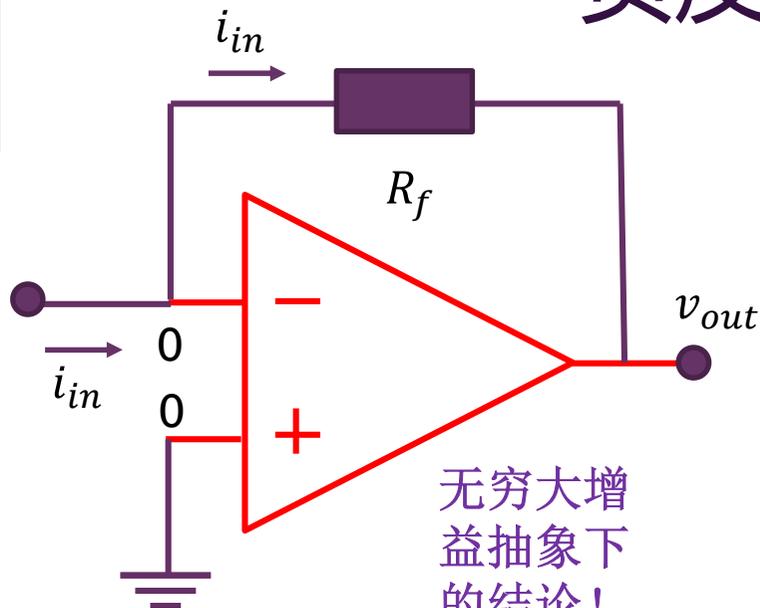
反相放大器属并并负反馈连接方式



并并负反馈连接



负反馈放大器分析第一步 确定负反馈连接类型

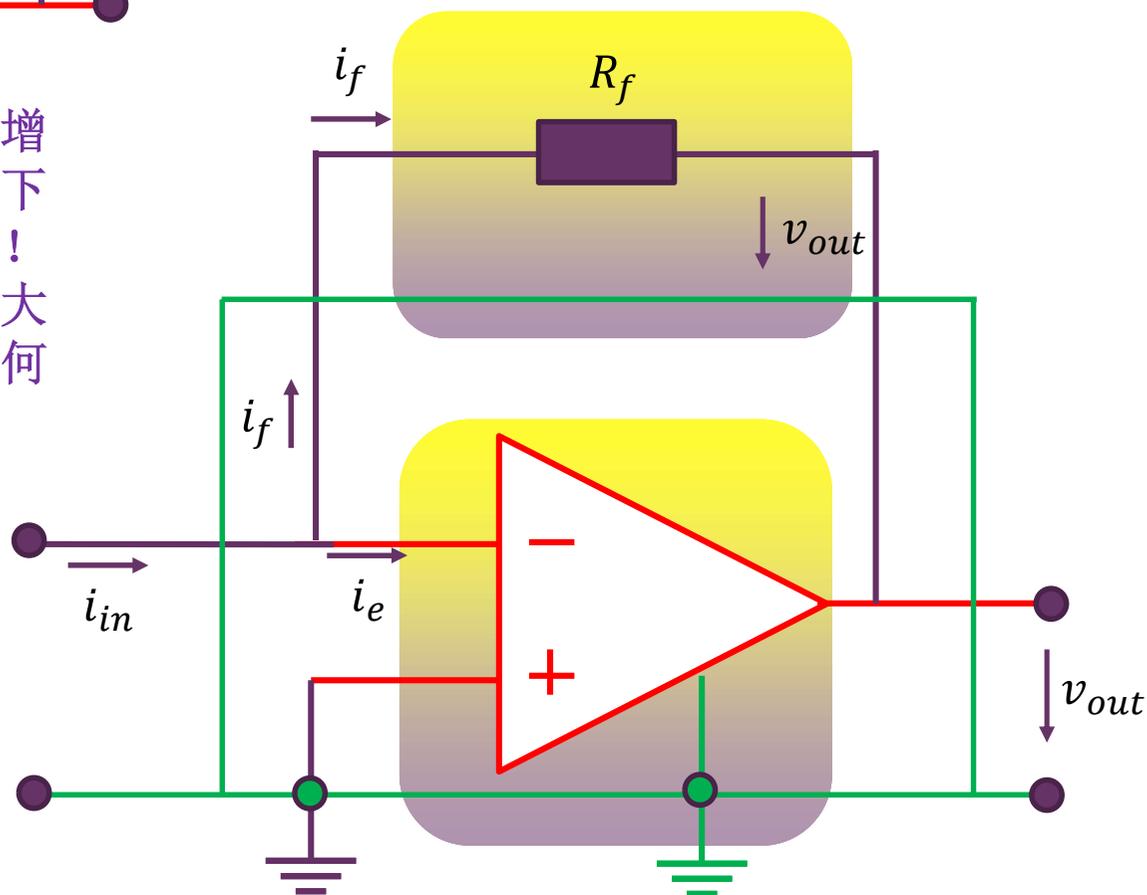


无穷大增益抽象下的结论！
非无穷大增益如何分析？

$$0 - v_{out} = i_{in} R_f$$

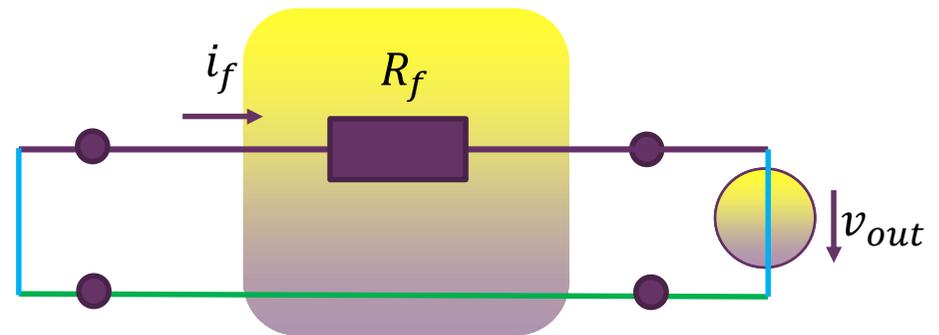
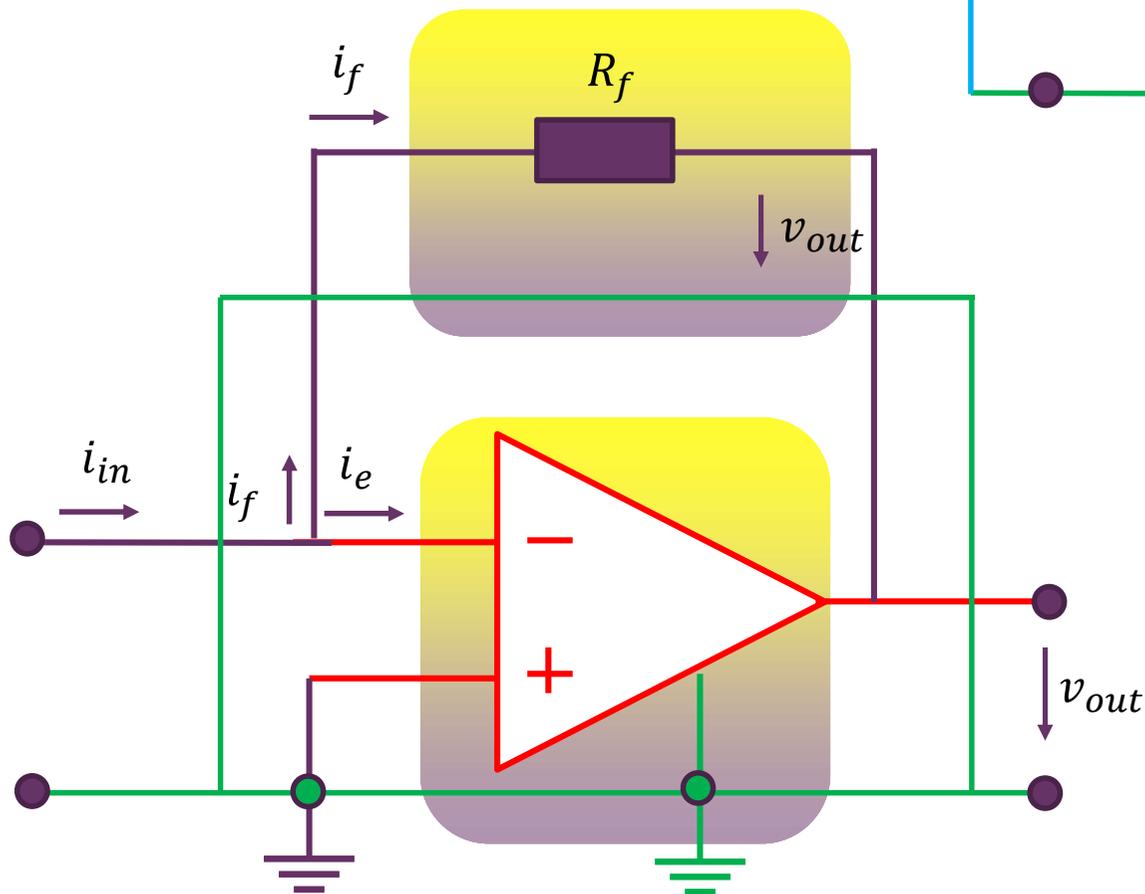
$$R_{mf} = \frac{v_{out}}{i_{in}} = -R_f$$

并并负反馈连接：反馈网络检测输出电压，形成反馈电流，从输入电流中扣除，形成的误差电流稳定输出电压，故而形成接近理想的流控压源



负反馈放大器分析的一般流程

第二步：确定反馈系数



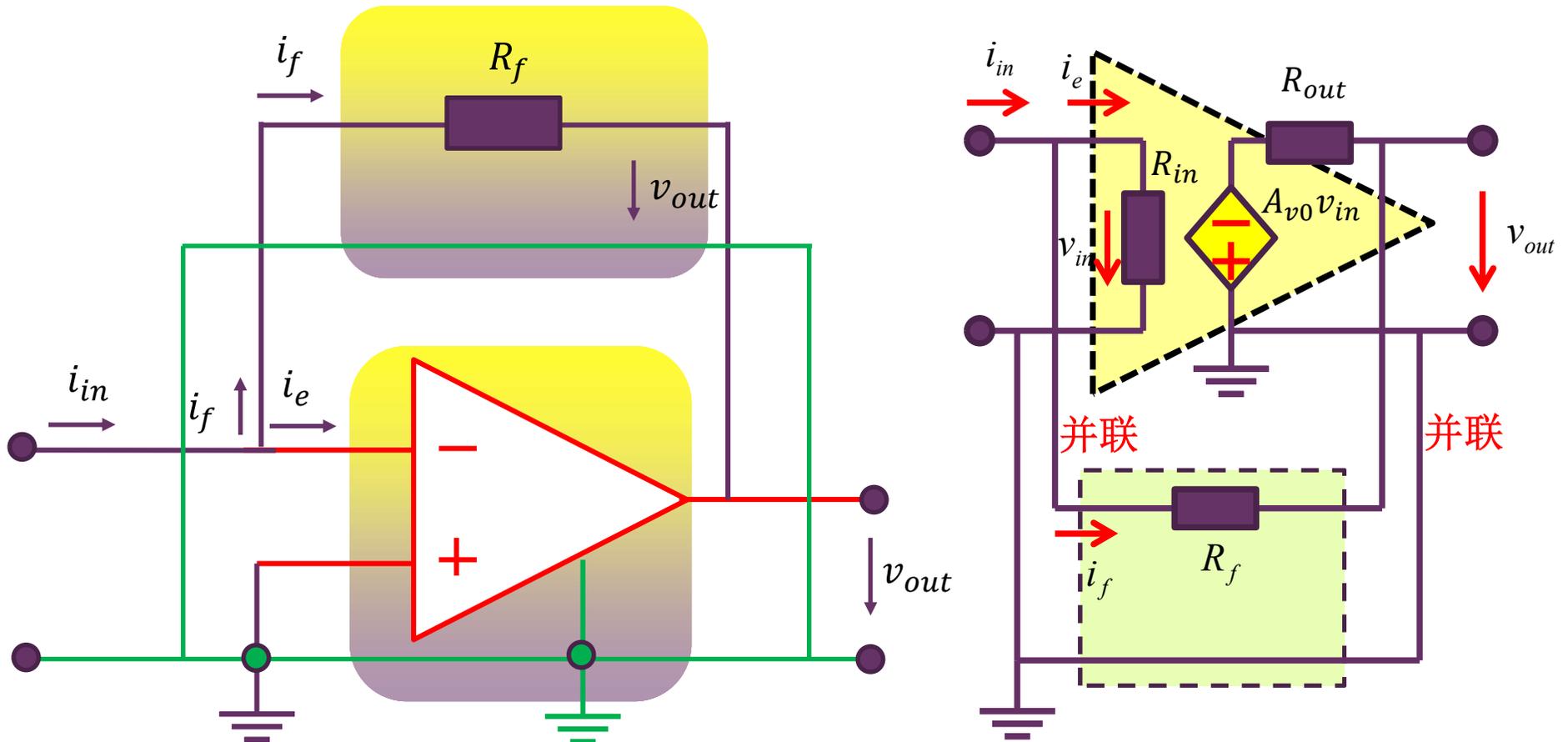
$$G_F = \frac{i_f}{v_{out}} = -\frac{1}{R_f}$$

$$R_{mf} = \frac{R_{m0}}{1 + R_{m0}G_F}$$

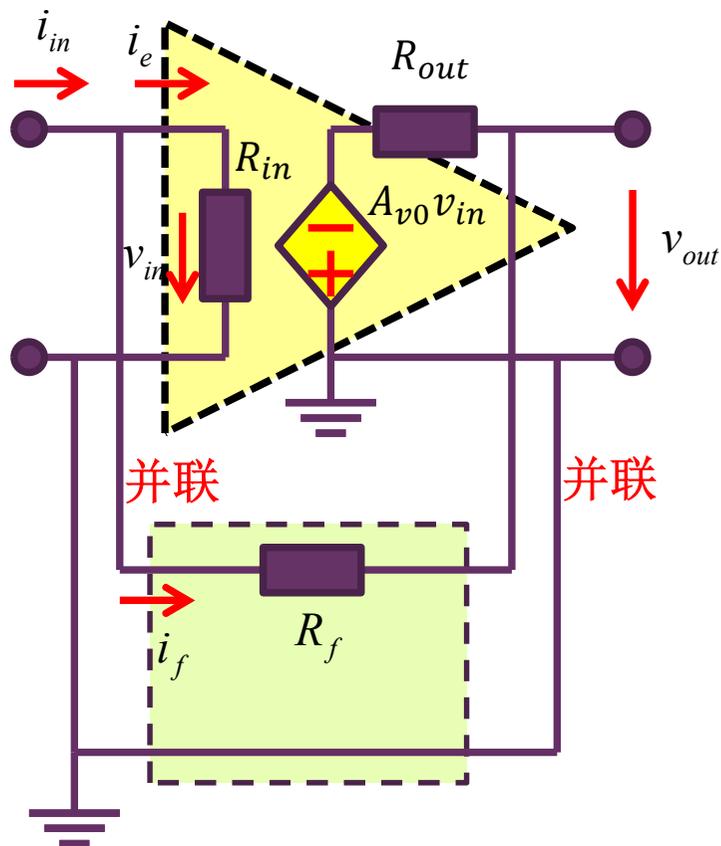
$$\stackrel{R_{m0}G_F \gg 1}{\approx} \frac{1}{G_F} = -R_f$$

此分析结果和虚短、
虚断分析结果相同，
因为理想运放意味着
无穷大环路增益

如果对负反馈放大器的阻抗特性感兴趣



电路分析流程是建立在 数学分析流程基础上的



$$i_1 = G_{in}v_1$$

$$i_2 = (A_{v0}v_1 + v_2)G_{out}$$

$$\mathbf{y}_A = \begin{bmatrix} G_{in} & 0 \\ A_{v0}G_{out} & G_{out} \end{bmatrix}$$

$$i_1 = G_f(v_1 - v_2)$$

$$i_2 = G_f(v_2 - v_1)$$

$$\mathbf{y}_F = \begin{bmatrix} G_f & -G_f \\ -G_f & G_f \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{y}_{AF} = \mathbf{y}_A + \mathbf{y}_F = \begin{bmatrix} G_{in} + G_f & -G_f \\ A_{v0}G_{out} - G_f & G_{out} + G_f \end{bmatrix}$$

并并连接形成接近理想的流控压源，流控压源的最适网络参量为 \mathbf{z} 参量（ \mathbf{z}_{21} 为流压控制系数，跨阻增益），因此需要对 \mathbf{y} 参量求逆，获得 \mathbf{z} 参量后分析闭环放大器特性

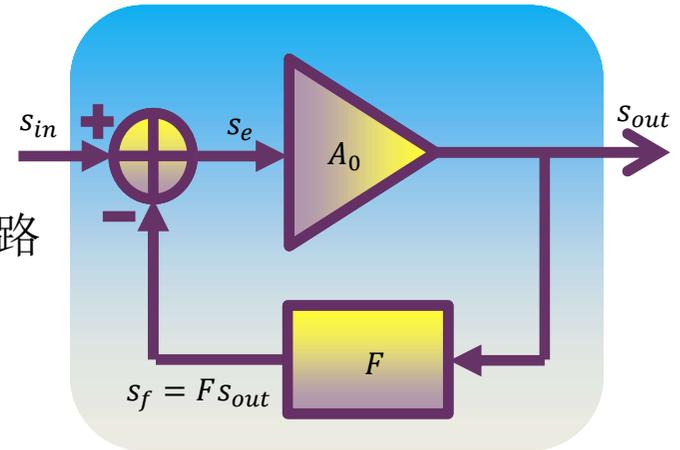
$$\mathbf{z}_{AF} = \mathbf{y}_{AF}^{-1} = \dots$$

纯数学流程，电路概念不清楚，同时由于有些负反馈放大器的晶体管电路由于高度抽象无法求网络参量，导致数学分析无法进行。网络参量不存在，电路却始终存在的，因而转换为电路语言进行分析可将分析保持下去。无论是电路语言，还是数学语言，它们背后的数学本质是一样的，电路语言只是数学语言的符号化表述而已

将数学流程转化为电路分析流程

闭环放大器=开环放大器+理想反馈网络

电路符号是对数学语言的电路翻译，先数学，后电路



$$\mathbf{y}_A = \begin{bmatrix} y_{A11} & 0 \\ y_{A21} & y_{A22} \end{bmatrix} \quad \text{原始放大器一般为单向放大器}$$

$$\mathbf{y}_F = \begin{bmatrix} y_{F11} & y_{F12} \\ y_{F21} & y_{F22} \end{bmatrix} \quad \text{反馈网络一般是电阻、电容网络，是互易网络}$$

$y_{F21} = y_{F12} \quad (z_{F21} = z_{F12}, h_{F21} = -h_{F12}, g_{F21} = -g_{F12})$

$$\mathbf{y}_{AF} = \mathbf{y}_A + \mathbf{y}_F = \begin{bmatrix} y_{A11} + y_{F11} & y_{F12} \\ y_{A21} + y_{F21} & y_{A22} + y_{F22} \end{bmatrix}$$

闭环放大器

原始放大器是晶体管放大器，提供的**21**元素（放大倍数）远远大于反馈网络提供的**21**元素（等于**12**元素反馈系数）

$$= \begin{bmatrix} y_{A11} + y_{F11} & 0 \\ y_{A21} + y_{F21} & y_{A22} + y_{F22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & y_{F12} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} y_{A11} + y_{F11} & 0 \\ y_{A21} & y_{A22} + y_{F22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & y_{F12} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

开环放大器

理想反馈网络

$$\mathbf{y}_{AF,OpenLoop} \approx \begin{bmatrix} y_{A11} + y_{F11} & 0 \\ y_{A21} & y_{A22} + y_{F22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{A11} & 0 \\ y_{A21} & y_{A22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} y_{F11} & 0 \\ 0 & y_{F22} \end{bmatrix}$$

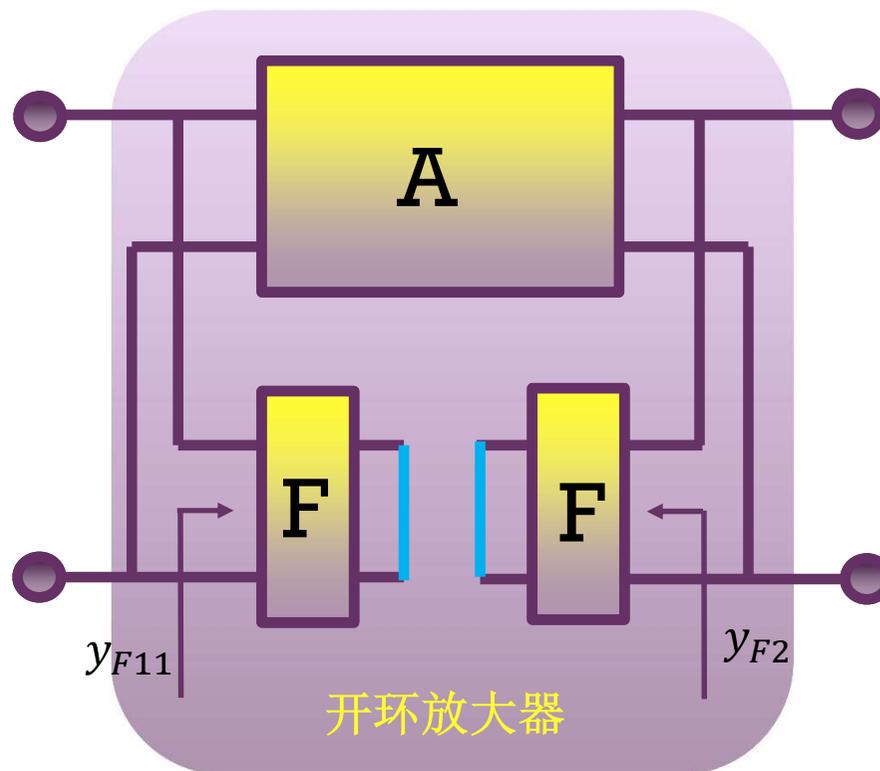
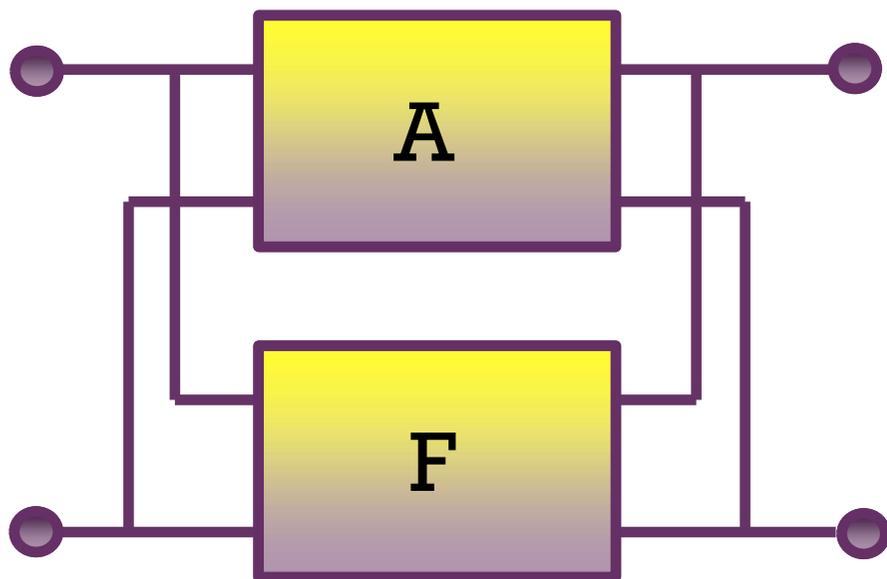
开环放大器=原始放大器+反馈网络负载效应

负反馈放大器分析一般流程

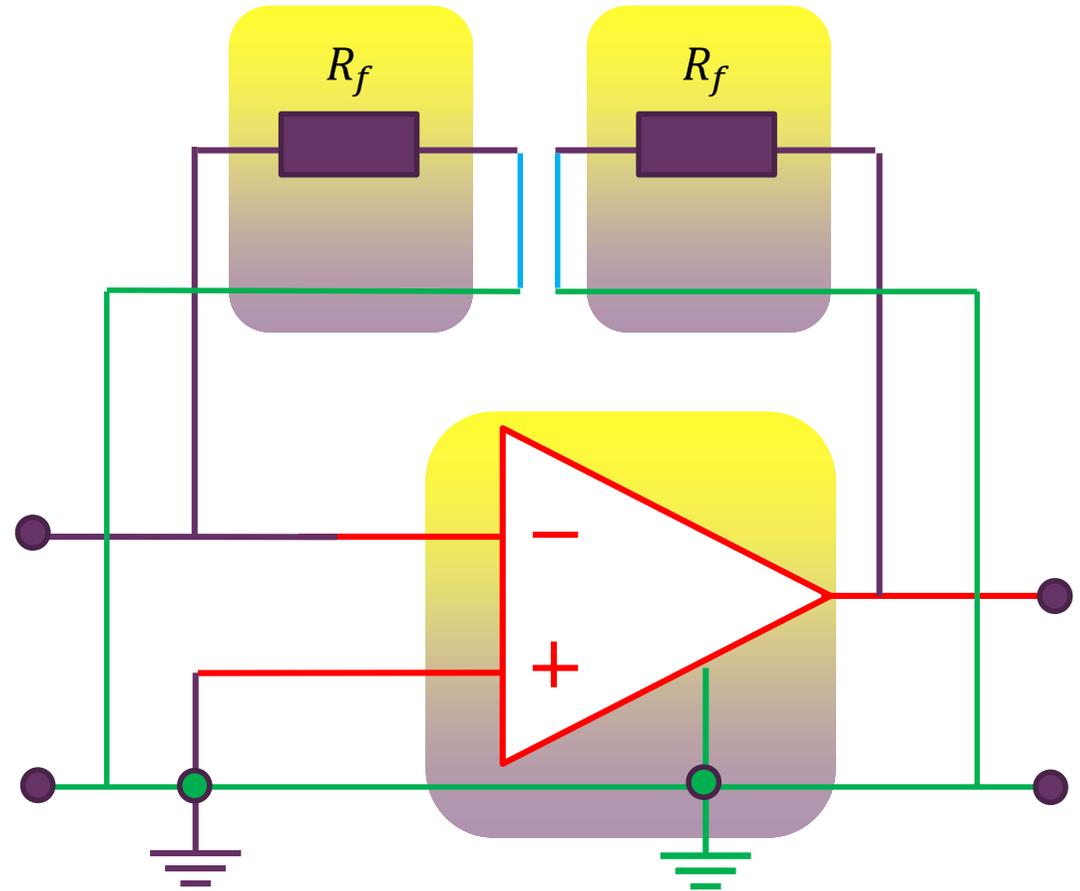
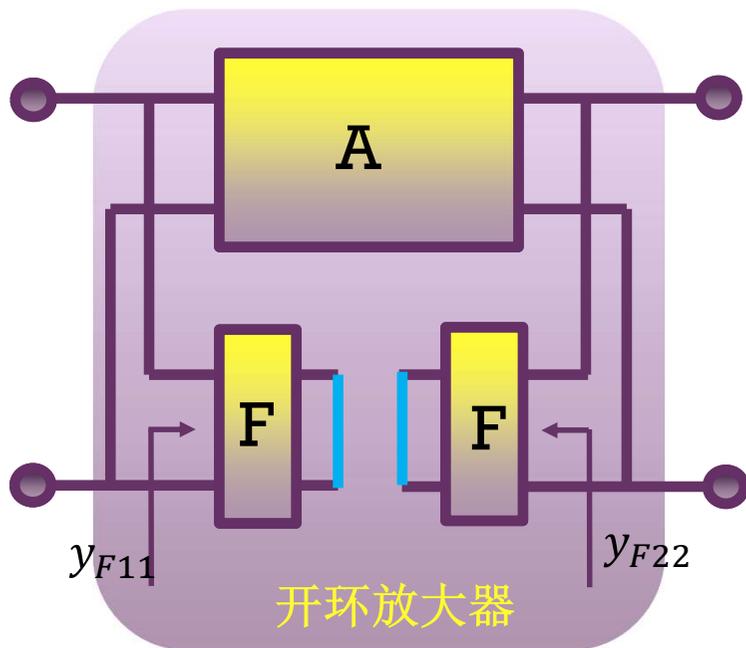
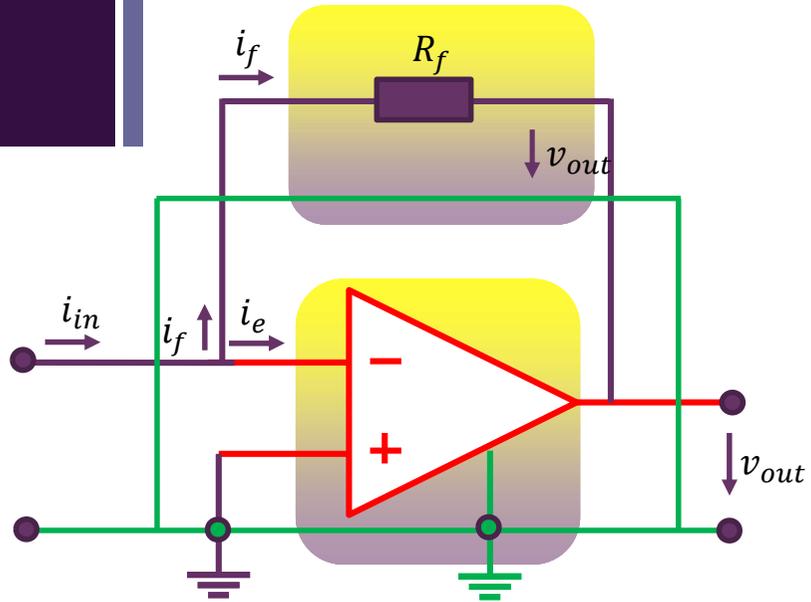
第三步：开环放大器

$$y_{AF,OpenLoop} \approx \begin{bmatrix} y_{A11} + y_{F11} & 0 \\ y_{A21} & y_{A22} + y_{F22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{A11} & 0 \\ y_{A21} & y_{A22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} y_{F11} & 0 \\ 0 & y_{F22} \end{bmatrix}$$

数学语言转化为电路语言...

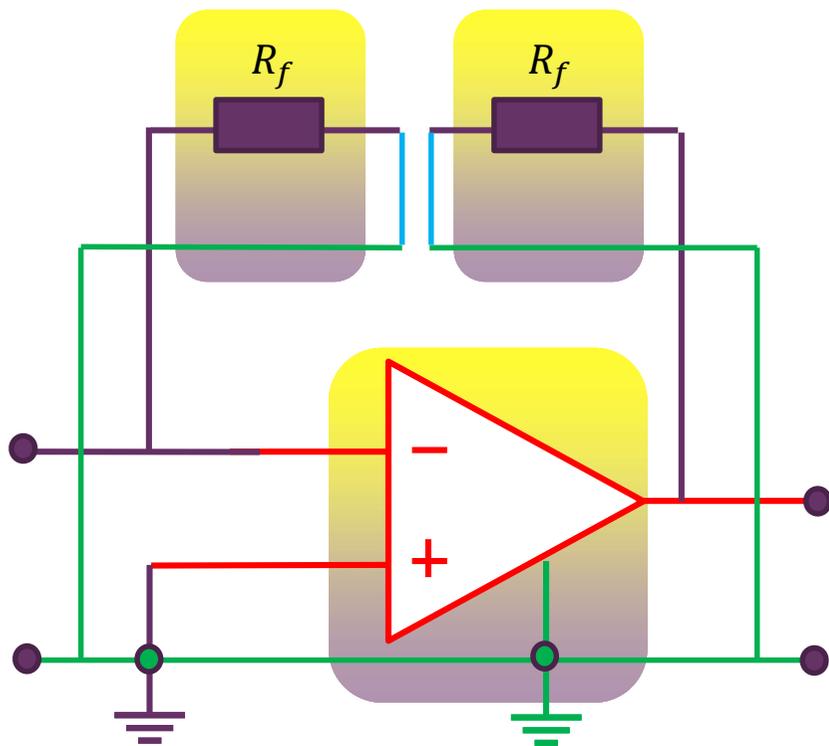


开环放大器

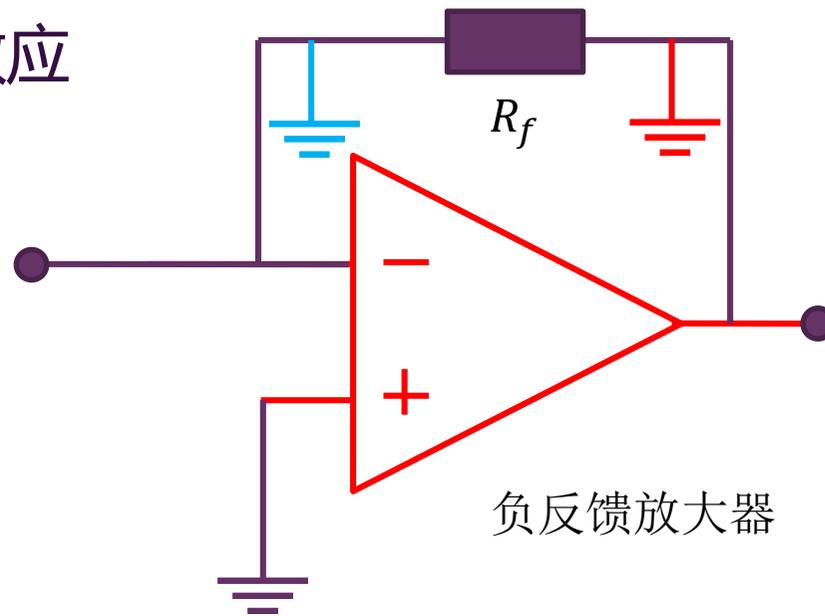


开环放大器

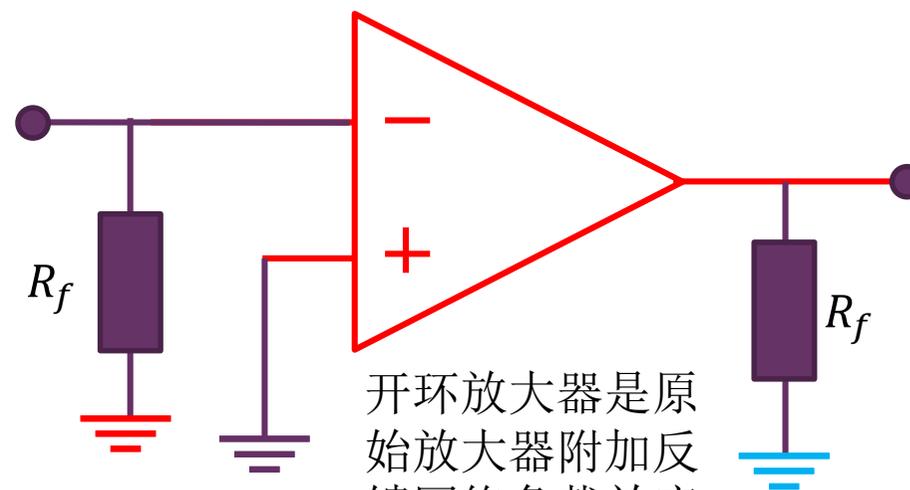
原始放大器+反馈网络负载效应



开环放大器原理图

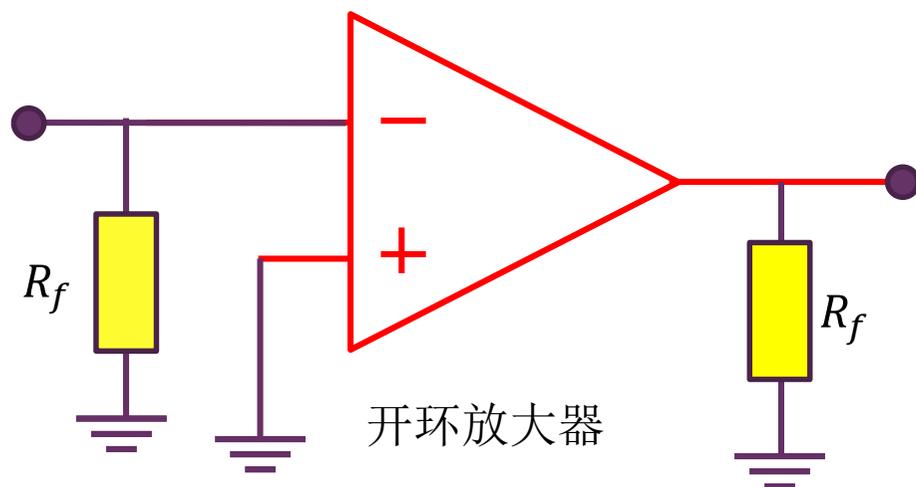


负反馈放大器



开环放大器是原始放大器附加反馈网络负载效应

开环放大器参量

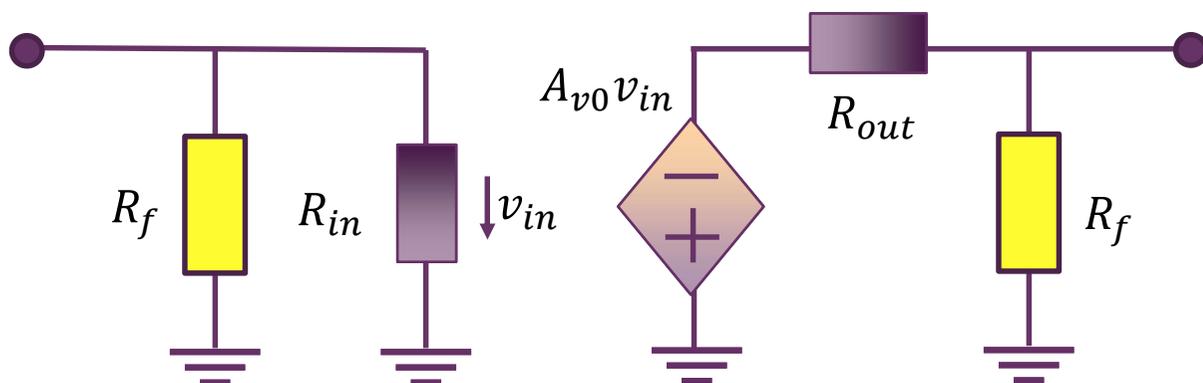


$$r_{in0} = R_{in} \parallel R_f = 2M \parallel 10k = 9.95k\Omega$$

本例中，负反馈网络在输入端的负载效应强烈，闭环放大器输入电阻几乎由负反馈网络决定

$$r_{out0} = R_{out} \parallel R_f = 75\Omega \parallel 10k = 74.44\Omega$$

本例中，负反馈网络在输出端的负载效应微弱，闭环放大器输出电阻几乎就是原始放大器输出电阻

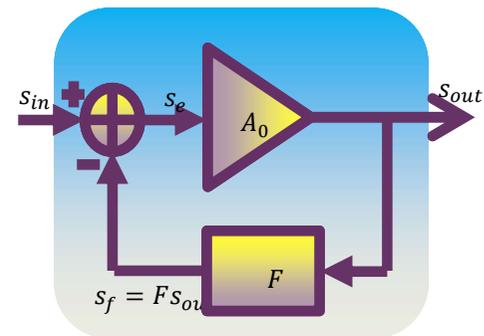


$$\begin{aligned} R_{m0} &= \frac{v_{out,open}}{i_{in}} \\ &= \frac{R_f}{R_{out} + R_f} (-A_{v0}) r_{in0} \\ &= -1.975G\Omega \end{aligned}$$

极大的开环增益可使得深度负反馈条件极易满足

闭环放大器

数学分析：并并连接形成接近理想的流控压源，流控压源最适参量为 z 参量，因而并并连接 y 相加后需要求逆获得闭环放大器 z 参量，以考察其性质



$$\mathbf{y}_{AF} = \mathbf{y}_A + \mathbf{y}_F = \begin{bmatrix} y_{A11} + y_{F11} & y_{F12} \\ y_{A21} + y_{F21} & y_{A2} + y_{F22} \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} y_{A11} + y_{F11} & 0 \\ y_{A21} + y_{F21} & y_{A22} + y_{F22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & y_{F12} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{in0} & 0 \\ -R_{m0}g_{in0}g_{out0} & g_{out0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & G_F \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{y}_{AF,OpenLoop} = \begin{bmatrix} g_{in0} & 0 \\ -R_{m0}g_{in0}g_{out0} & g_{out0} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{z}_{AF,OpenLoop} = \begin{bmatrix} r_{in0} & 0 \\ R_{m0} & r_{out0} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{y}_{AF} = \begin{bmatrix} g_{in0} & G_F \\ -R_{m0}g_{in0}g_{out0} & g_{out0} \end{bmatrix}$$

开环跨阻增益 $R_{m0} = -\frac{y_{AF21}}{y_{AF11}y_{AF22}}$

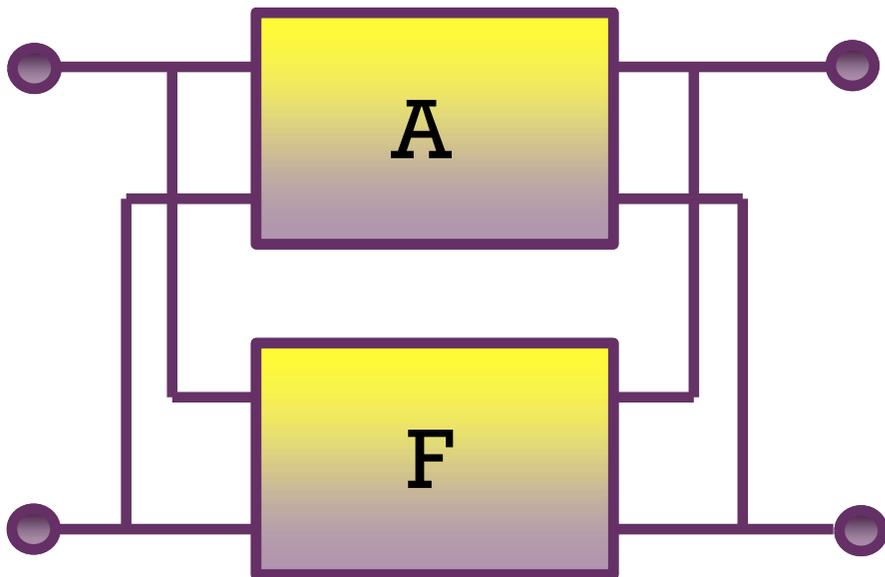
跨导反馈系数 $G_F = y_{AF12}$

$$\mathbf{z}_{AF} = \mathbf{y}_{AF}^{-1} = \frac{\begin{bmatrix} g_{out0} & -G_F \\ R_{m0}g_{in0}g_{out0} & g_{in0} \end{bmatrix}}{g_{in0}g_{out0} + R_{m0}G_Fg_{in0}g_{out0}} = \frac{1}{1 + R_{m0}G_F} \begin{bmatrix} \frac{1}{g_{in0}} & -\frac{G_F}{g_{in0}g_{out0}} \\ R_{m0} & \frac{1}{g_{out0}} \end{bmatrix}$$

实际应用环境中，**12**元素的影响几乎可以完全忽略不计：默认负载单向化条件满足

$$= \frac{1}{1 + R_{m0}G_F} \begin{bmatrix} r_{in0} & -G_F r_{in0} r_{out0} \\ R_{m0} & r_{out0} \end{bmatrix} \approx \frac{1}{1 + R_{m0}G_F} \begin{bmatrix} r_{in0} & 0 \\ R_{m0} & r_{out0} \end{bmatrix} = \frac{1}{1 + R_{m0}G_F} \mathbf{z}_{AF,OpenLoop}$$

闭环放大器参量



$$\mathbf{z}_{AF,OpenLoop} = \begin{bmatrix} r_{in0} & 0 \\ R_{m0} & r_{out0} \end{bmatrix}$$

先求出开环放大器的网络参量，直接除以 $(1+T)$ 就是闭环放大器的网络参量

$$\mathbf{z}_{AF} \approx \frac{1}{1 + R_{m0}G_F} \begin{bmatrix} r_{in0} & 0 \\ R_{m0} & r_{out0} \end{bmatrix}$$

$$r_{inf} = \frac{r_{in0}}{1 + R_{m0}G_F}$$

由于输入端口并联，负反馈放大器输入电阻变小了，是开环放大器输入电阻的 $1/(1+T)$

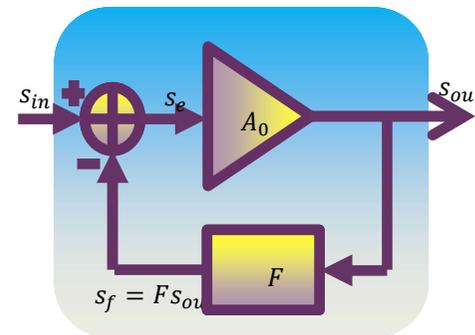
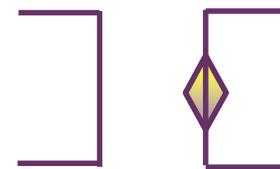
$$r_{outf} = \frac{r_{out0}}{1 + R_{m0}G_F}$$

由于输出端口并联，负反馈放大器输出电阻变小了，是开环放大器输出电阻的 $1/(1+T)$

$$R_{mf} = \frac{R_{m0}}{1 + R_{m0}G_F}$$

闭环增益是开环增益的 $1/(1+T)$ ，变得稳定了，在深度负反馈条件下，闭环增益近似为 $1/F=1/G_F$

并并负反馈连接使得负反馈放大器接近理想的流控压源（输入电阻为0，输出电阻为0，跨阻控制系数稳定）



负反馈放大器分析第四步

闭环放大器参量

$$r_{in0} = R_{in} || R_2 = 2M || 10k = 9.95k\Omega$$

$$r_{out0} = R_{out} || R_2 = 75 || 10k = 74.44\Omega$$

$$R_{m0} = -A_{v0} \frac{R_2}{R_{out} + R_2} r_{in0} = -1.975G\Omega$$

$$G_F = -\frac{1}{R_2} = -0.1mS$$

$$T = R_{m0} G_F = (-1.975G\Omega) \times (-0.1mS) = 19.75 \times 10^4 \gg 1$$

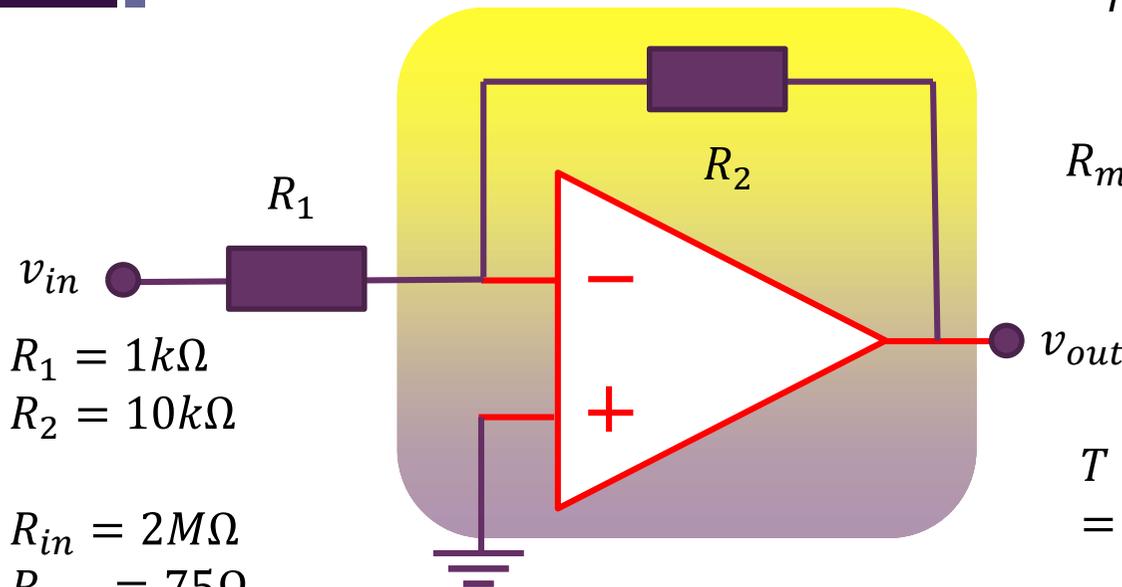
深度负反馈可使得负反馈放大器
接近理想流控压源

$$r_{inf} = \frac{r_{in0}}{1 + T} = 50m\Omega \approx 0\Omega$$

$$r_{outf} = \frac{r_{out0}}{1 + T} = 0.38m\Omega \approx 0\Omega$$

$$R_{mf} = \frac{R_{m0}}{1 + T} = -9.999k\Omega \approx -10k\Omega = -R_2$$

4/18/2021



$$R_1 = 1k\Omega$$

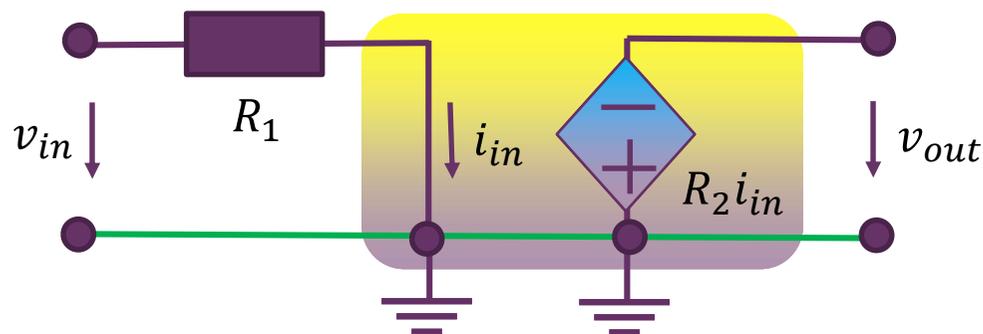
$$R_2 = 10k\Omega$$

$$R_{in} = 2M\Omega$$

$$R_{out} = 75\Omega$$

$$A_{v0} = 200000$$

$m\Omega$ 量级 r_{inf} 、 r_{outf} 被视为短路



反相电压放大器等效电路

小结：负反馈放大器分析的数学流程

$$\mathbf{p}_{AF} = \mathbf{p}_A + \mathbf{p}_F = \begin{bmatrix} p_{A11} & 0 \\ p_{A21} & p_{A22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p_{F11} & p_{F12} \\ p_{F21} & p_{F22} \end{bmatrix}$$

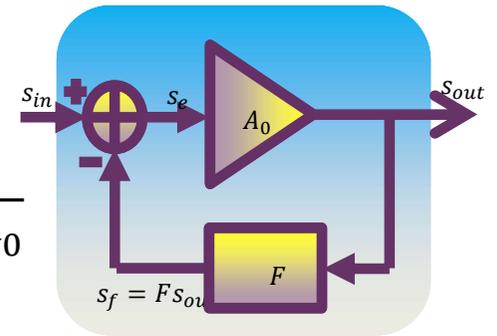
串串连接 \mathbf{z} 相加，并并连接 \mathbf{y} 相加，
串并连接 \mathbf{h} 相加，并串连接 \mathbf{g} 相加

$$= \begin{bmatrix} p_{A11} + p_{F11} & p_{F12} \\ p_{A21} + p_{F21} & p_{A22} + p_{F22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p_{A11} + p_{F11} & 0 \\ p_{A21} + p_{F21} & p_{A22} + p_{F22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & p_{F12} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} p_{in0} & 0 \\ -A_0 p_{in0} p_{out0} & p_{out0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & F \\ 0 & 0 \end{bmatrix} = \mathbf{p}_{AF,OpenLoop} + \mathbf{p}_{F,ideal} = \begin{bmatrix} q_{in0} & 0 \\ A_0 & q_{out0} \end{bmatrix}^{-1} + \begin{bmatrix} 0 & F \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

不同连接类型负反馈放大器形成了接近理想的受控源，
该受控源的最适参量矩阵恰好是 \mathbf{p} 矩阵的逆

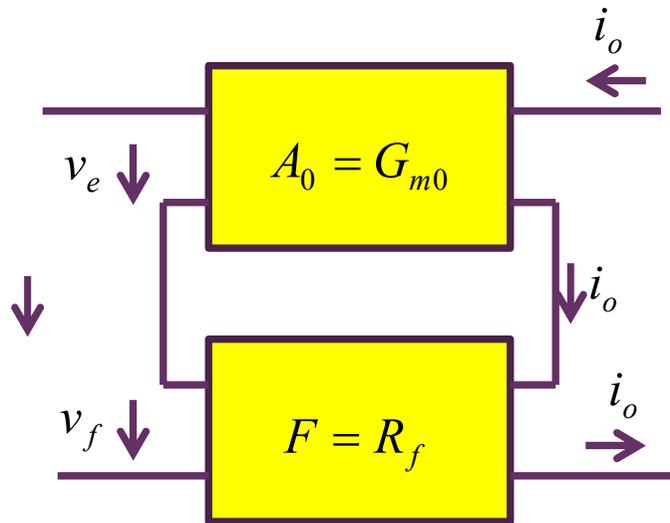
$$\mathbf{q}_{AF} = \mathbf{p}_{AF}^{-1} = \begin{bmatrix} p_{in0} & F \\ -A_0 p_{in0} p_{out0} & p_{out0} \end{bmatrix}^{-1} = \frac{\begin{bmatrix} p_{out0} & -F \\ A_0 p_{in0} p_{out0} & p_{in0} \end{bmatrix}}{p_{in0} p_{out0} + A_0 F p_{in0} p_{out0}}$$



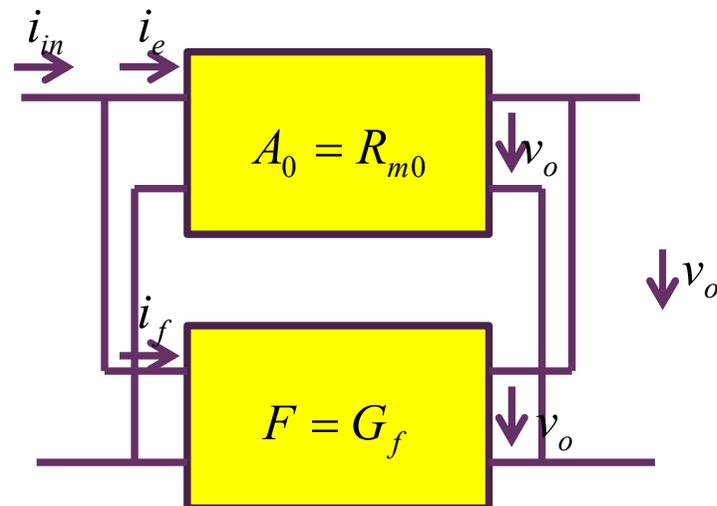
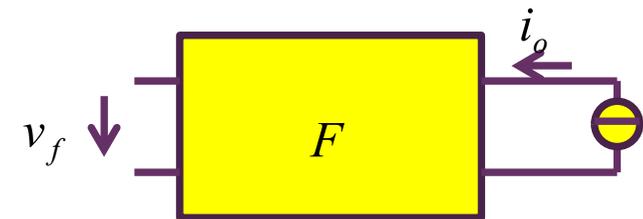
$$= \frac{1}{1 + A_0 F} \begin{bmatrix} \frac{1}{p_{in0}} & -\frac{F}{p_{in0} p_{out0}} \\ A_0 & \frac{1}{p_{out0}} \end{bmatrix} = \frac{1}{1 + A_0 F} \begin{bmatrix} q_{in0} & -F q_{in0} q_{out0} \\ A_0 & q_{out0} \end{bmatrix} \approx \frac{1}{1 + A_0 F} \begin{bmatrix} q_{in0} & 0 \\ A_0 & q_{out0} \end{bmatrix}$$

端口并联则阻抗变小 $1/(1+\mathbf{T})$ 趋于 0 ，端口串联则阻抗变大 $(1+\mathbf{T})$ 趋于无穷大，使其接近理想受控源

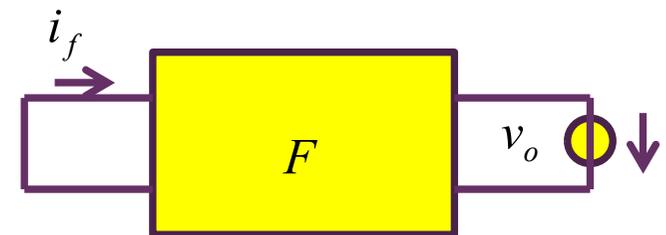
负反馈放大器分析的电路流程之 反馈系数计算



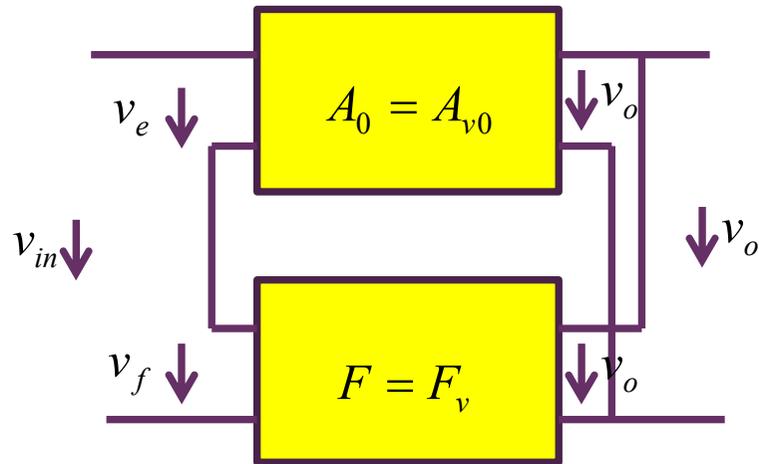
$$F = \frac{v_f}{i_o} = z_{F,12} = R_f$$



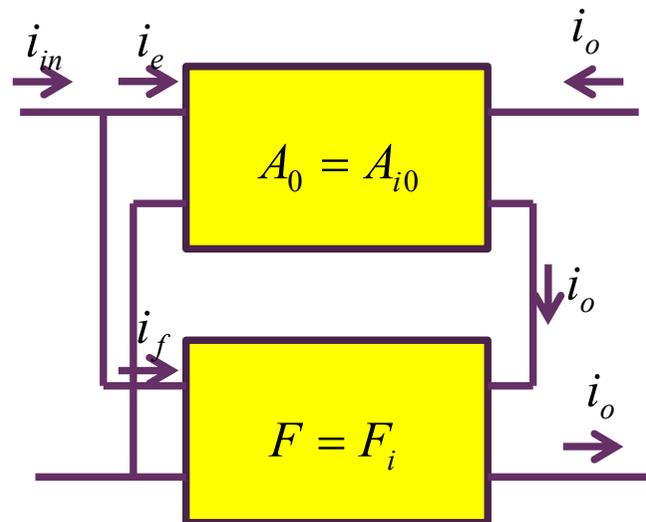
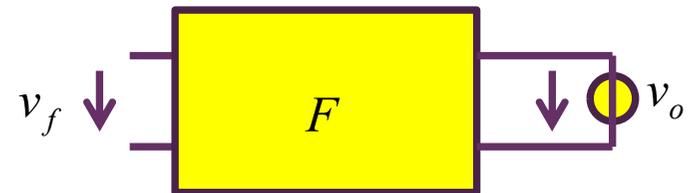
$$F = \frac{i_f}{v_o} = y_{F,12} = G_f$$



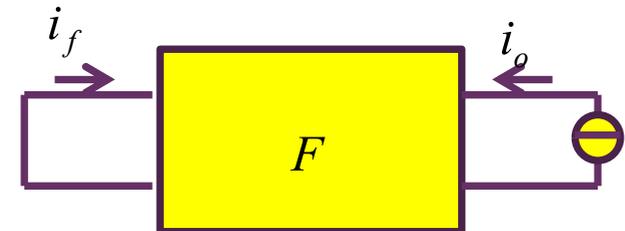
反馈系数



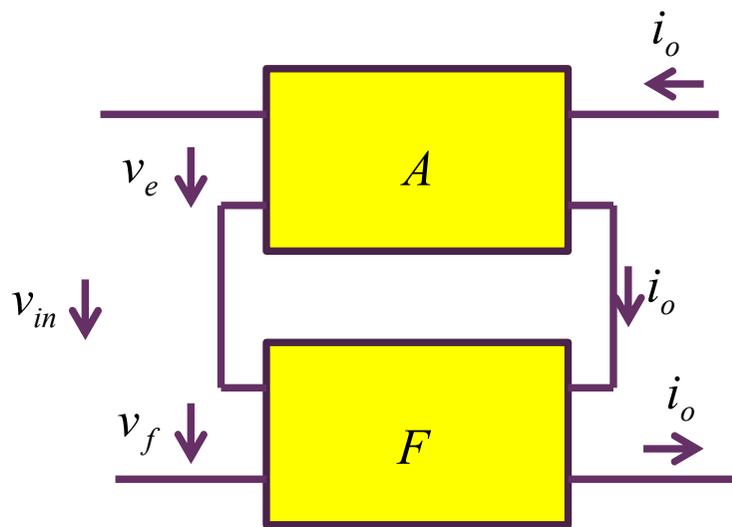
$$F = \frac{v_f}{v_o} = h_{F,12} = F_v$$



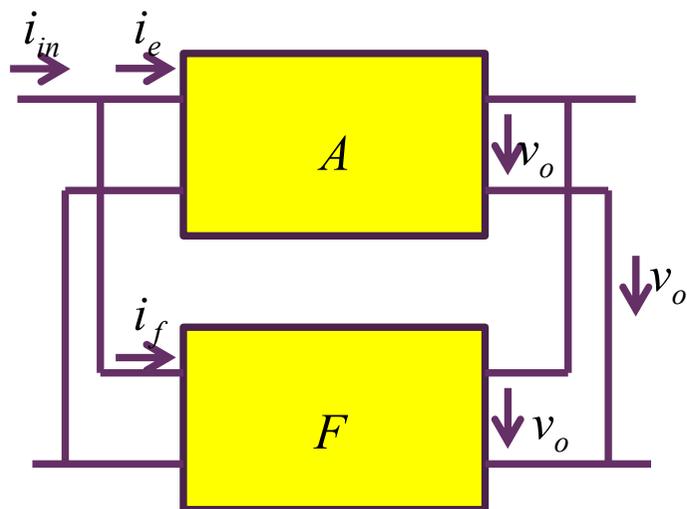
$$F = \frac{i_f}{i_o} = g_{F,12} = F_i$$



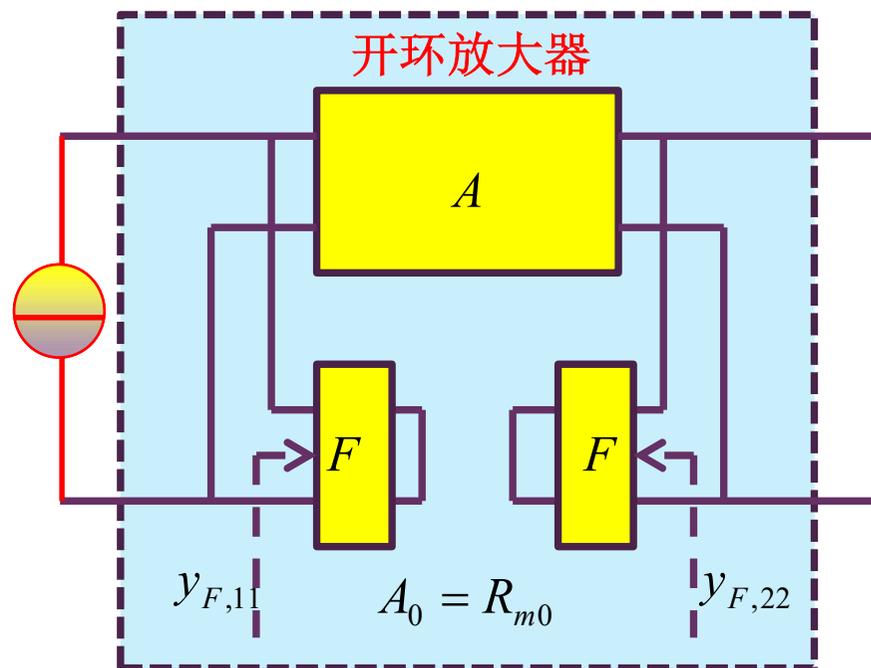
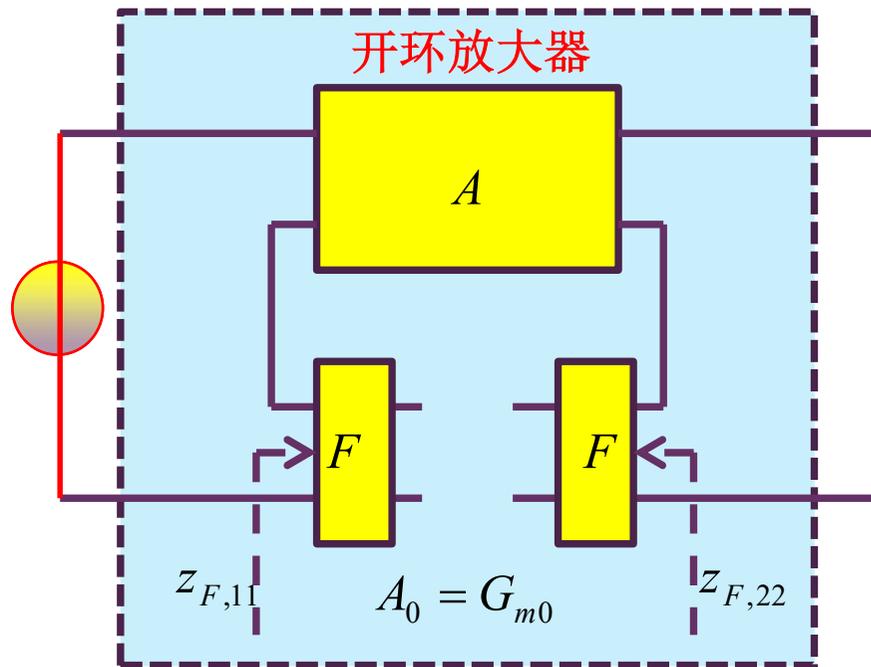
开环放大器



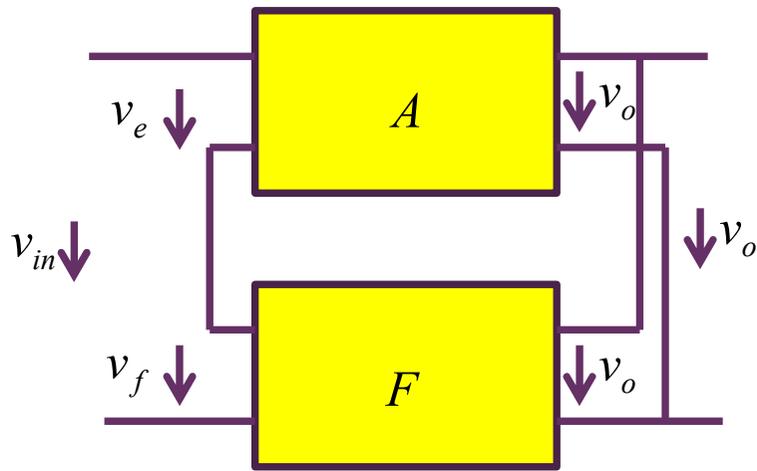
$$\mathbf{z}_{A, \text{openloop}} \approx \begin{bmatrix} z_{A,11} & 0 \\ z_{A,21} & z_{A,22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_{F,11} & 0 \\ 0 & z_{F,22} \end{bmatrix}$$



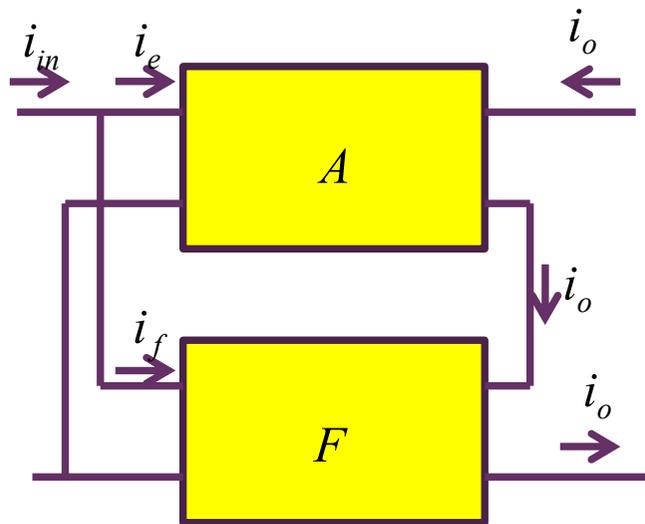
$$\mathbf{y}_{A, \text{openloop}} \approx \begin{bmatrix} y_{A,11} & 0 \\ y_{A,21} & y_{A,22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} y_{F,11} & 0 \\ 0 & y_{F,22} \end{bmatrix}$$



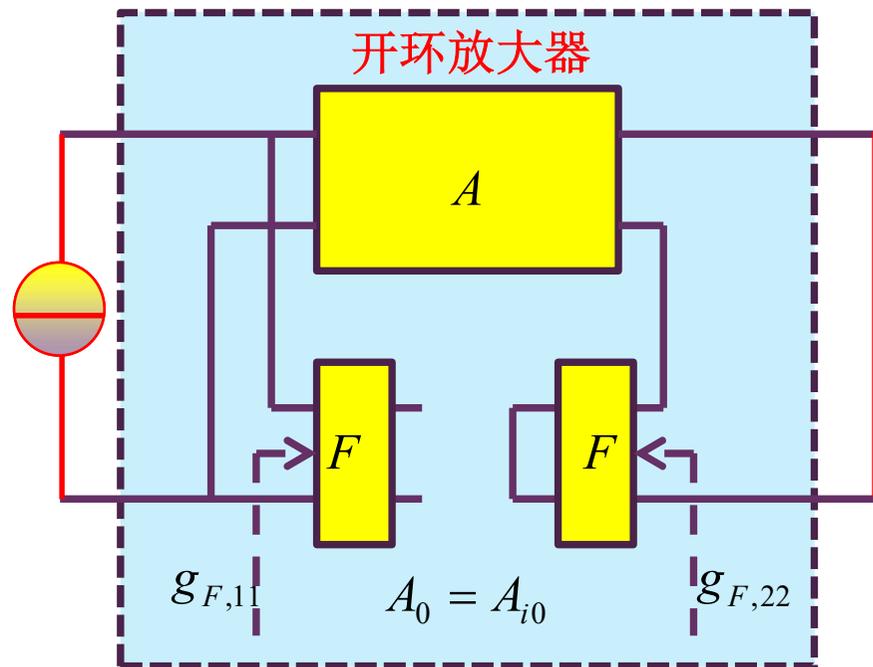
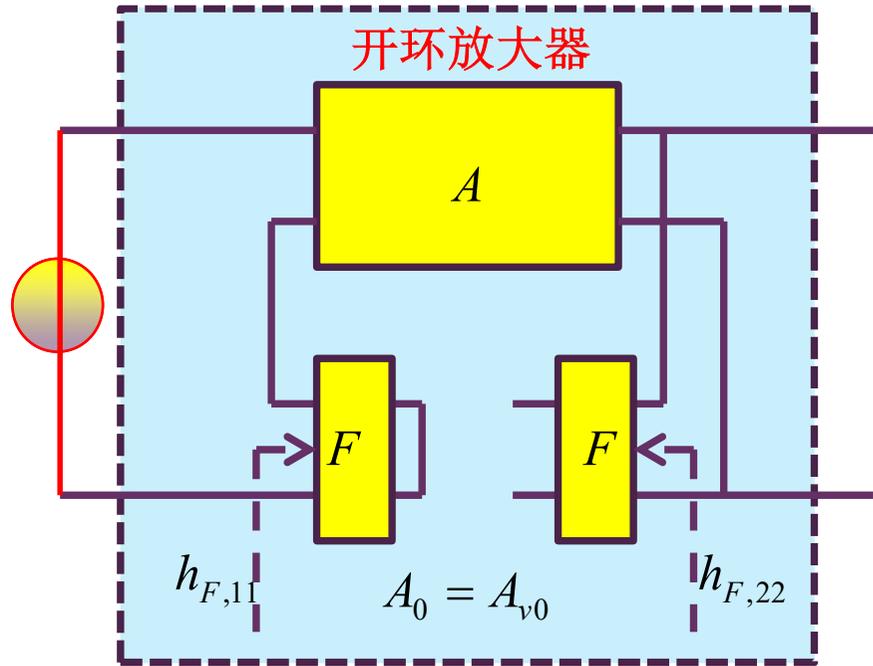
开环放大器



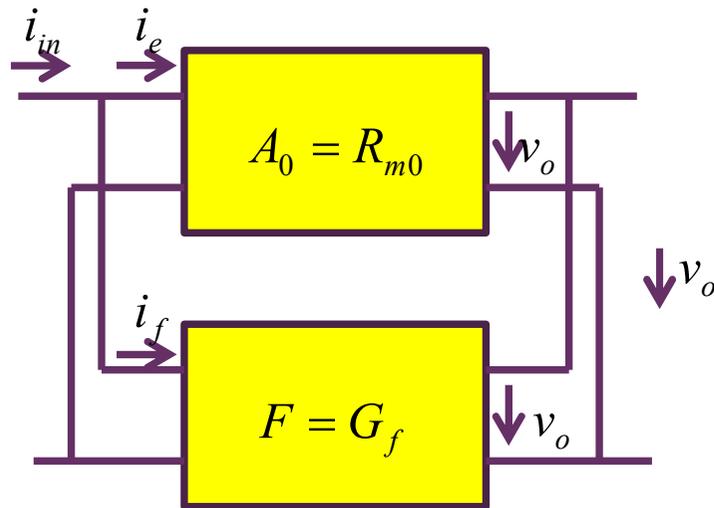
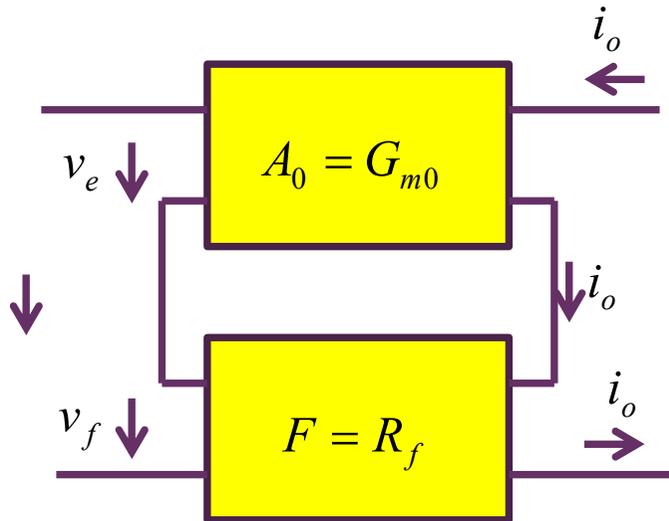
$$\mathbf{h}_{A,openloop} \approx \begin{bmatrix} h_{A,11} & 0 \\ h_{A,21} & h_{A,22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_{F,11} & 0 \\ 0 & h_{F,22} \end{bmatrix}$$



$$\mathbf{g}_{A,openloop} \approx \begin{bmatrix} g_{A,11} & 0 \\ g_{A,21} & g_{A,22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} g_{F,11} & 0 \\ 0 & g_{F,22} \end{bmatrix}$$



闭环放大器



$$r_{inf} = (1 + A_0 F) r_{in0} = (1 + G_{m0} R_f) r_{in0}$$

$$r_{outf} = (1 + A_0 F) r_{out0} = (1 + G_{m0} R_f) r_{out0}$$

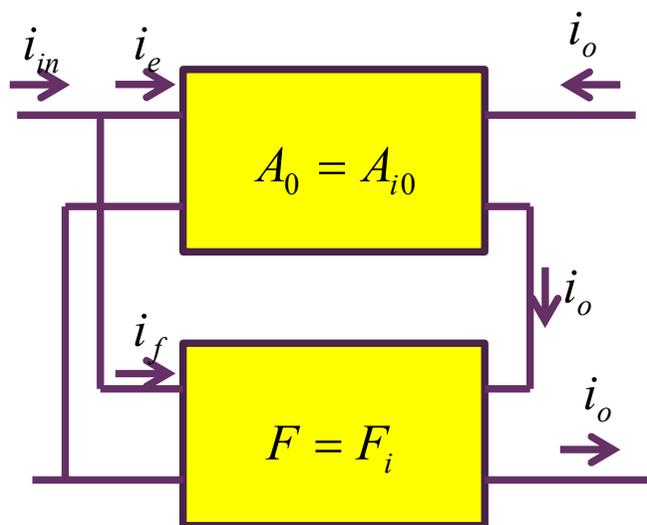
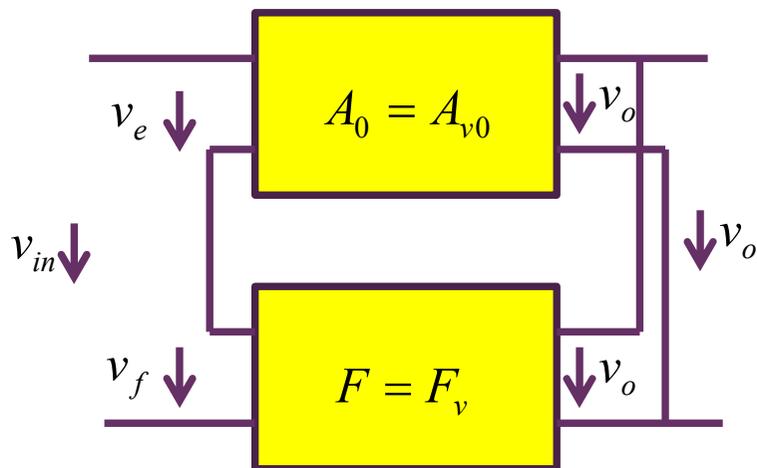
$$A_f = \frac{A_0}{1 + A_0 F} = \frac{G_{m0}}{1 + G_{m0} R_f} = G_{mf} \stackrel{A_0 F \gg 1}{\approx} \frac{1}{R_f} = \frac{1}{F}$$

$$r_{inf} = \frac{r_{in0}}{1 + A_0 F} = \frac{r_{in0}}{1 + R_{m0} G_f}$$

$$r_{outf} = \frac{r_{out0}}{1 + A_0 F} = \frac{r_{out0}}{1 + R_{m0} G_f}$$

$$A_f = \frac{A_0}{1 + A_0 F} = \frac{R_{m0}}{1 + R_{m0} G_f} = R_{mf} \stackrel{A_0 F \gg 1}{\approx} \frac{1}{G_f} = \frac{1}{F}$$

闭环放大器



$$r_{inf} = (1 + A_0 F) r_{in0} = (1 + A_{v0} F_v) r_{in0}$$

$$r_{outf} = \frac{r_{out0}}{1 + A_0 F} = \frac{r_{out0}}{1 + A_{v0} F_v}$$

$$A_f = \frac{A_0}{1 + A_0 F} = \frac{A_{v0}}{1 + A_{v0} F_v} = A_{vf} \stackrel{A_0 F \gg 1}{\approx} \frac{1}{F_v} = \frac{1}{F}$$

$$r_{inf} = \frac{r_{in0}}{1 + A_0 F} = \frac{r_{in0}}{1 + A_{i0} F_i}$$

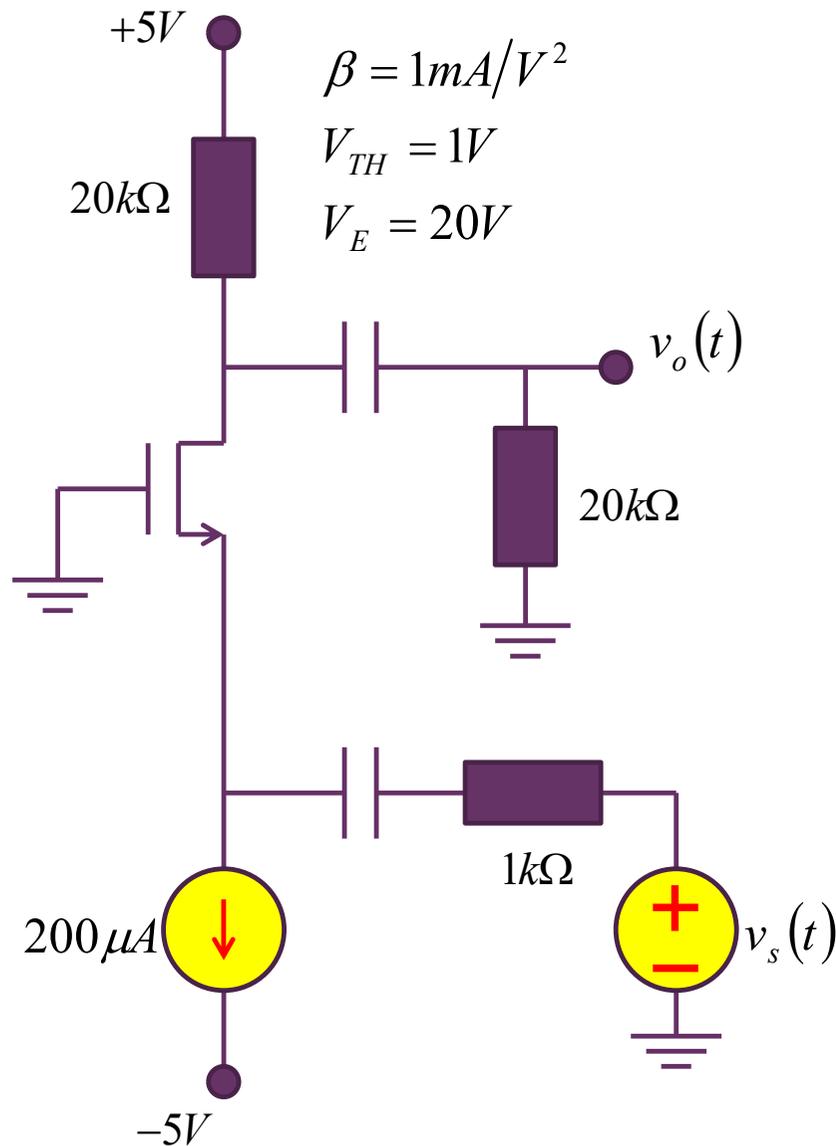
$$r_{outf} = (1 + A_0 F) r_{out0} = (1 + A_{i0} F_i) r_{out0}$$

$$A_f = \frac{A_0}{1 + A_0 F} = \frac{A_{i0}}{1 + A_{i0} F_i} = A_{if} \stackrel{A_0 F \gg 1}{\approx} \frac{1}{F_i} = \frac{1}{F}$$

小结

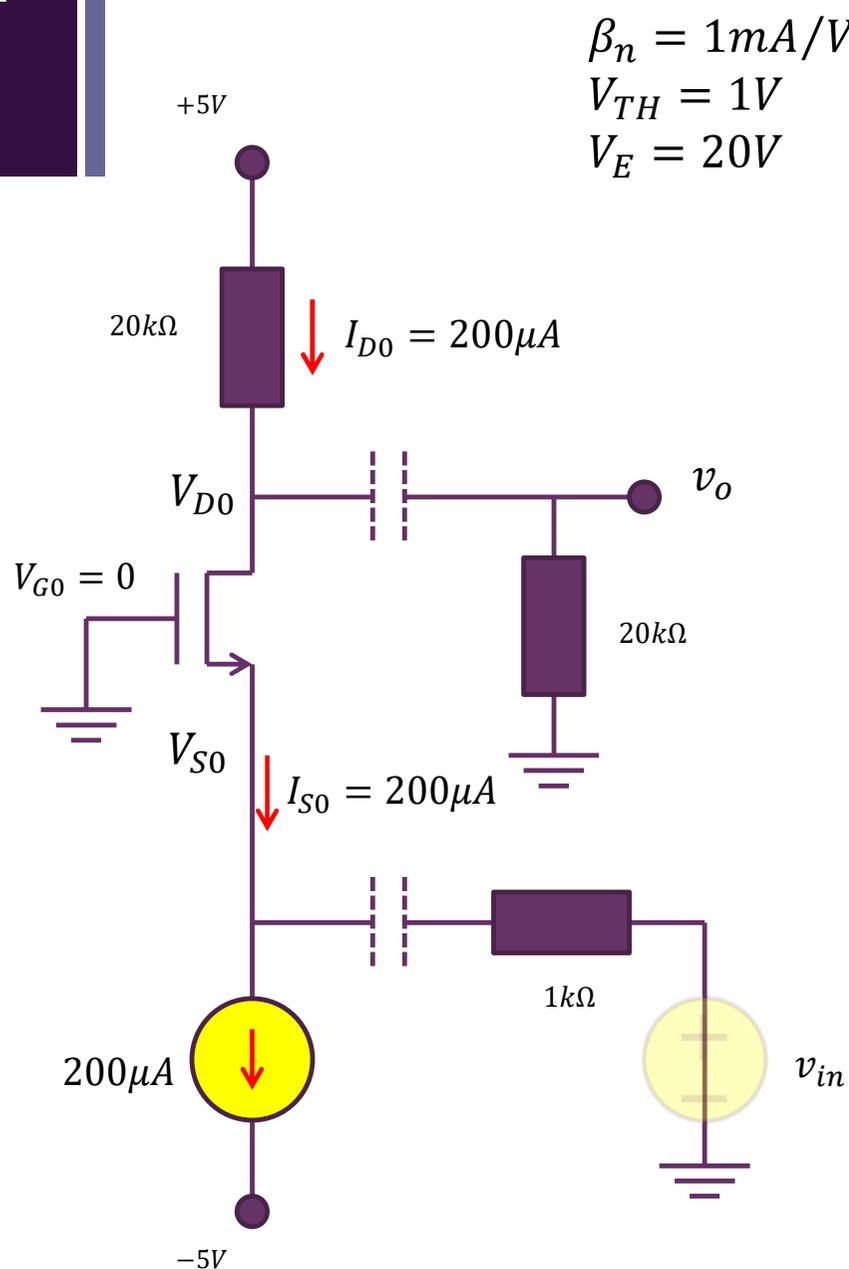
- 负反馈放大器有四种负反馈连接方式，将形成四种接近理想的受控源
 - 串串连接：压控流源
 - 串并连接：压控压源
 - 并并连接：流控压源
 - 并串连接：流控流源
- 负反馈放大器的数学分析流程为：不同负反馈连接关系导致相应网络参量矩阵相加，再求逆即可获得近似理想受控源的网络参量
 - 优点：过程简单，但需要这些网络参量存在
 - 缺点：网络参量可能无法求取，尤其是放大网络和反馈网络不能截然分离，或者放大网络过度抽象使得网络参量无法表述
- 负反馈放大器的电路分析流程为
 - 判断反馈连接类型
 - 求反馈系数
 - 求开环放大器参量
 - 求闭环放大器参量
 - 串联导致阻抗加大 $(1+T)$ ，并联导致阻抗减小 $(1+T)$ ，使得充分接近理想受控源的阻抗特性
 - 闭环增益近似为反馈系数倒数，受控源受控系数足够稳定，因为反馈网络足够稳定

作业选讲



- 作业7.1 CG组态晶体管放大器
- 确认直流工作点在恒流区
- 求电压放大倍数和功率放大倍数
- 选作：分析说明MOSFET将直流电能转换为交流电能
 - (1) 将电容抽象为直流电压源，分析每个部件上的电压电流，说明无交流小信号激励时晶体管消耗的能量多，有交流小信号激励时，晶体管消耗的能量降低。可以理解为晶体管将吸收的直流能量转换为交流能量送出去，被负载电阻吸收
 - (2) 说明晶体管微分元件y参量电路为有源电路

直流分析



$$V_{D0} = V_{DD} - I_{D0}R_D = 5 - 4 = 1\text{V}$$

$$V_{GD} = -1\text{V} < V_{TH}$$

$$\begin{aligned}
 I_{D0} &= \beta_n (V_{GS0} - V_{TH})^2 \left(1 + \frac{V_{DS0}}{V_E} \right) \\
 &= \beta_n (V_{G0} - V_{S0} - V_{TH})^2 \left(1 + \frac{V_{D0} - V_{S0}}{V_E} \right) \\
 &= \beta_n (V_{S0} + V_{TH})^2 \left(1 + \frac{1 - V_{S0}}{V_E} \right)
 \end{aligned}$$

$$0.2 = (V_{S0} + 1)^2 \left(1 + \frac{1 - V_{S0}}{20} \right)$$

方程化简后，只有一个未知量 V_{S0} 待求

非线性方程求解：简单迭代法

$$0.2 = (V_{S0} + 1)^2 \left(1 + \frac{1 - V_{S0}}{20} \right) \quad V_{S0} = -1 - \sqrt{\frac{0.2}{1 + \frac{1 - V_{S0}}{20}}}$$

有意义解
无意义解？自己分析

$$V_{S0}^{(0)} = -1 - \sqrt{\frac{0.2}{1}} = -1.447$$

不考虑厄利效应的解作为初始值

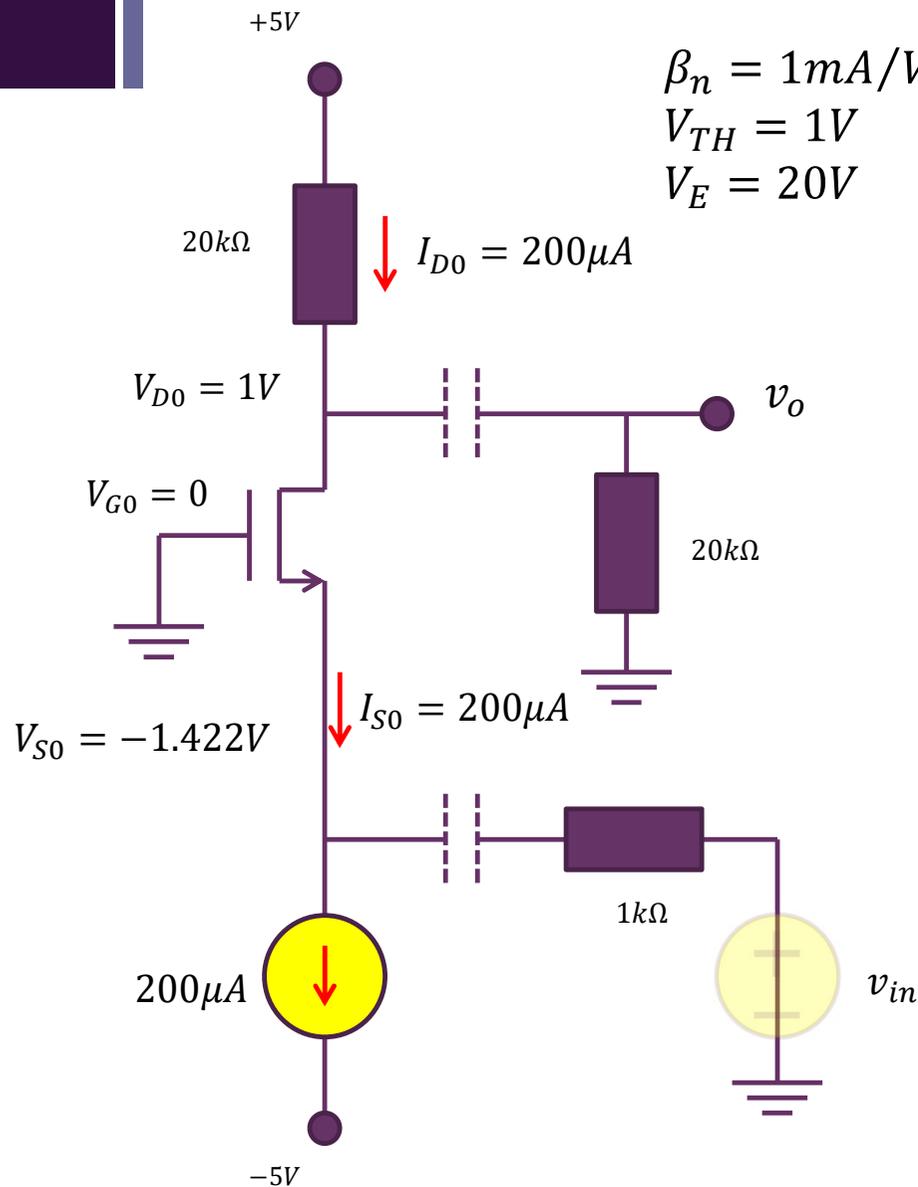
$$V_{S0}^{(1)} = -1 - \sqrt{\frac{0.2}{1 + \frac{1 - V_{S0}^{(0)}}{20}}} = -1 - \sqrt{\frac{0.2}{1 + \frac{1 + 1.447}{20}}} = -1.422$$

考虑厄利效应和 不
考虑厄利效应微有
差别，差别不大

$$V_{S0}^{(2)} = -1 - \sqrt{\frac{0.2}{1 + \frac{1 - V_{S0}^{(1)}}{20}}} = -1 - \sqrt{\frac{0.2}{1 + \frac{1 + 1.422}{20}}} = -1.422$$

迭代结果在有效
位数内看已无差
别，迭代结束

微分元件模型



$$i_D = \beta_n (v_{GS} - V_{TH})^2 \left(1 + \frac{v_{DS}}{V_E} \right)$$

$$\begin{aligned}
 g_m &= \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right|_Q \\
 &= 2\beta_n (V_{GS0} - V_{TH}) \left(1 + \frac{V_{DS0}}{V_E} \right) \\
 &= \frac{2I_{D0}}{V_{GS0} - V_{TH}} = \frac{2 \times 200\mu}{1.422 - 1} = 0.947\text{mS}
 \end{aligned}$$

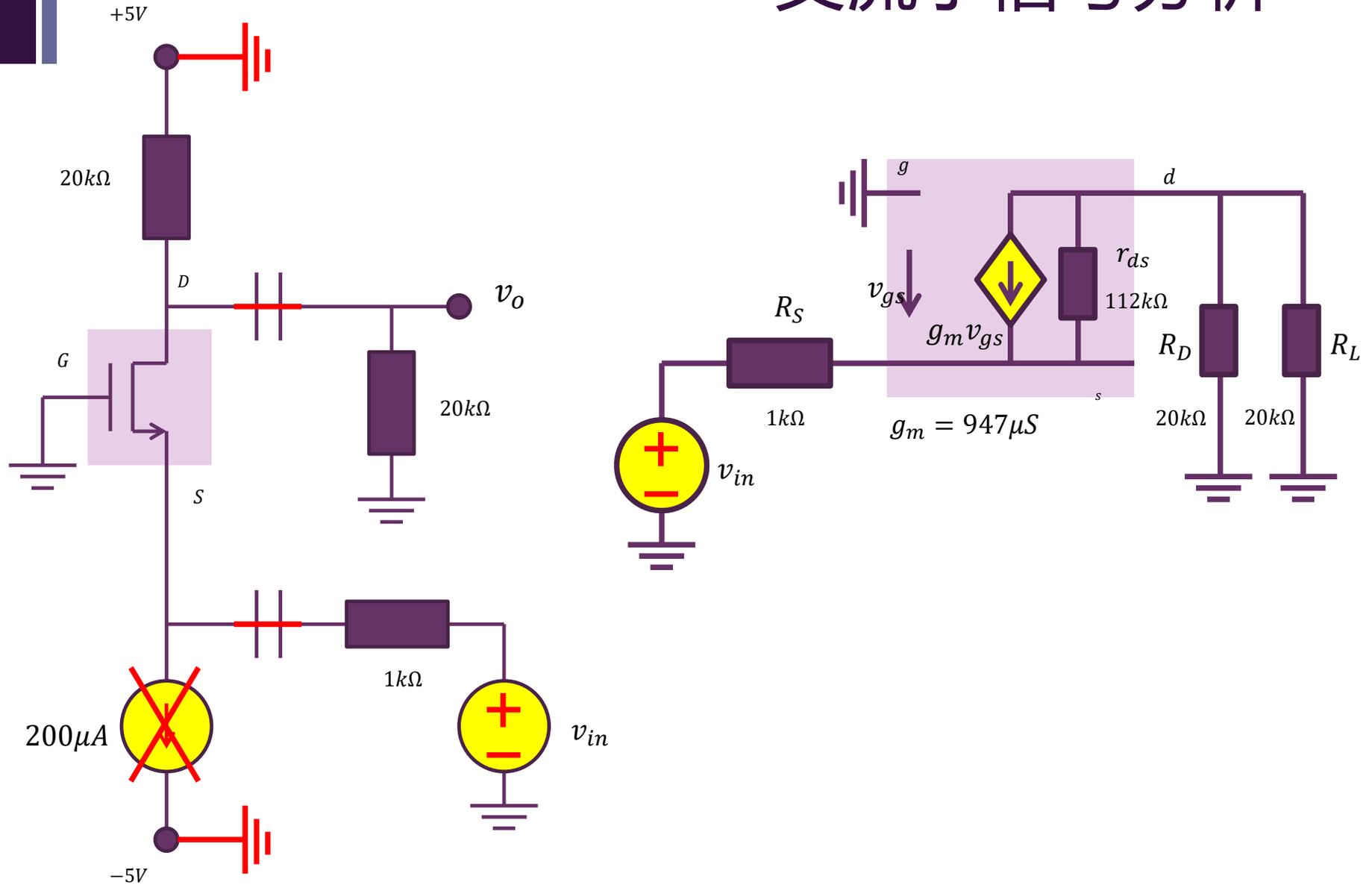
$$\begin{aligned}
 g_{ds} &= \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}} \right|_Q = \beta_n (V_{GS0} - V_{TH})^2 \frac{1}{V_E} \\
 &= 1 \times (0.422)^2 \times \frac{1}{20} = 8.92\mu\text{S}
 \end{aligned}$$

$$r_{ds} = 112\text{k}\Omega$$

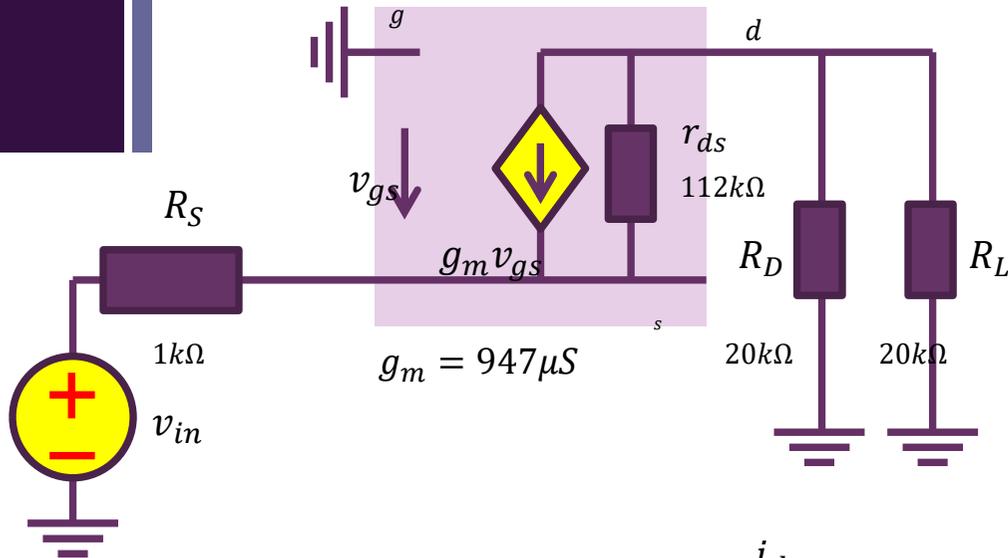
$$g_{ds} \approx \frac{I_{D0}}{V_E} = 10\mu\text{S}$$

$$r_{ds} \approx 100\text{k}\Omega$$

交流小信号分析



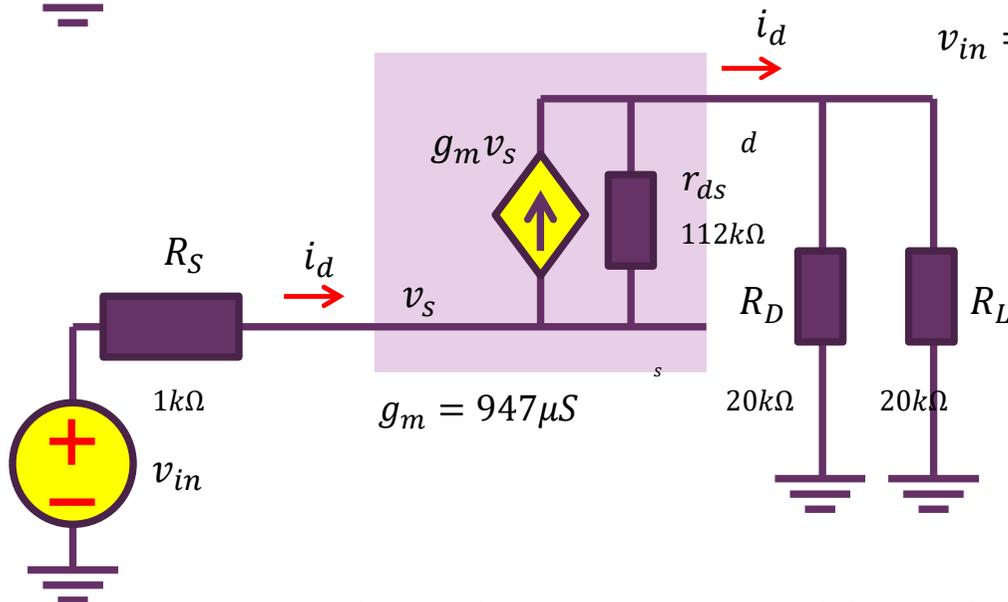
π模型分析



$$v_{in} = i_d R_S + (i_d - g_m v_s) r_{ds} + i_d (R_D || R_L)$$

$$v_{in} = i_d R_S + v_s$$

$$v_s = v_{in} - i_d R_S$$



$$v_{in} = i_d R_S + (i_d - g_m (v_{in} - i_d R_S)) r_{ds} + i_d (R_D || R_L)$$

$$i_d = \frac{1 + g_m r_{ds}}{R_S + r_{ds} + g_m r_{ds} R_S + (R_D || R_L)} v_{in}$$

$$G_p = \frac{V_{L,rms}^2 / R_L}{V_{S,rms}^2 / 4 R_S} = 4 \frac{R_S}{R_L} \left(\frac{V_{L,rms}}{V_{S,rms}} \right)^2$$

$$= 4 \times \frac{1k}{20k} \times (4.674)^2 = 4.369 = 6.4dB$$

$$A_v = \frac{v_L}{v_{in}} = \frac{i_d (R_D || R_L)}{v_{in}} = \frac{(1 + g_m r_{ds})(R_D || R_L)}{R_S + r_{ds} + g_m r_{ds} R_S + (R_D || R_L)}$$

$$= \frac{1070.64k}{1k + 112k + 0.947m \times 112k \times 1k + 10k} = \frac{1070.64k}{229.064k} = 4.674 = 13.4dB$$

功率增益和电压增益不同

T模型分析

$$i_1 = \frac{1}{R_s + \frac{1}{g_m}} v_{in}$$

$$= \frac{g_m}{1 + g_m R_s} v_{in} = g_{mf} v_{in}$$

$$v_L = i_1 R'_L = g_{mf} R'_L v_{in}$$

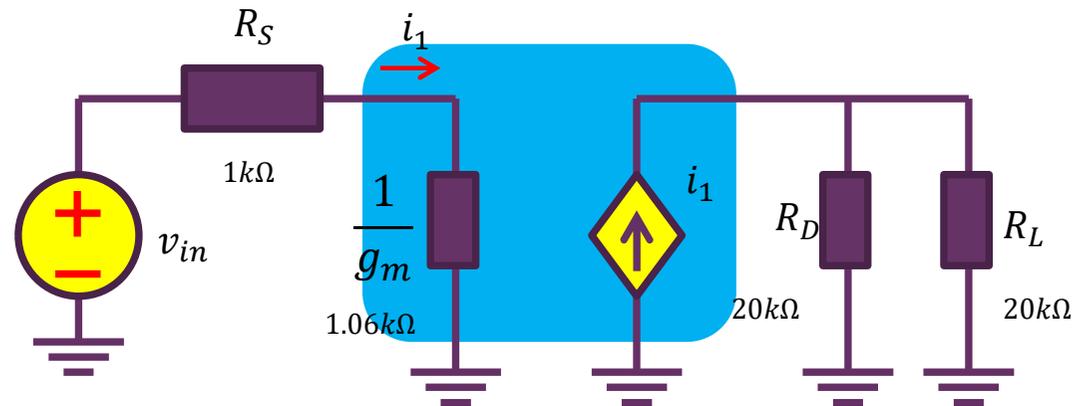
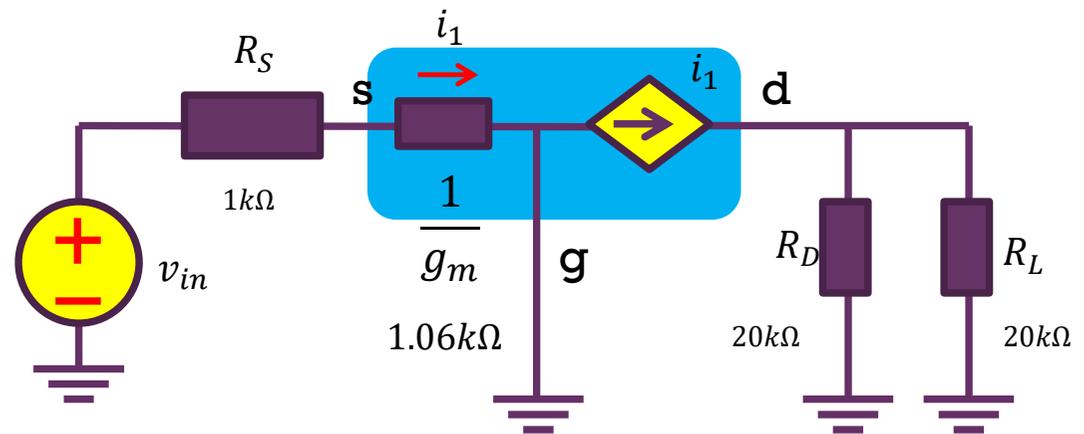
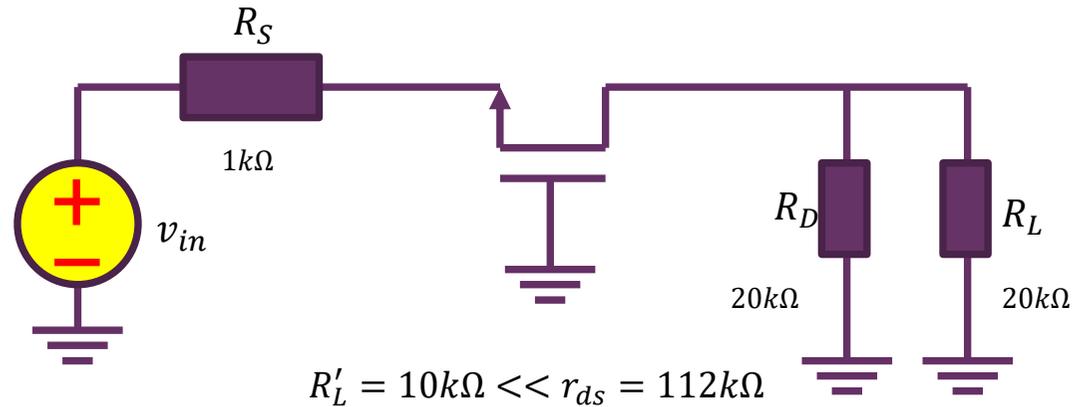
$$\frac{v_L}{v_{in}} = g_{mf} R'_L$$

$$= \frac{0.947m}{1 + 0.947m \times 1k} \times 10k$$

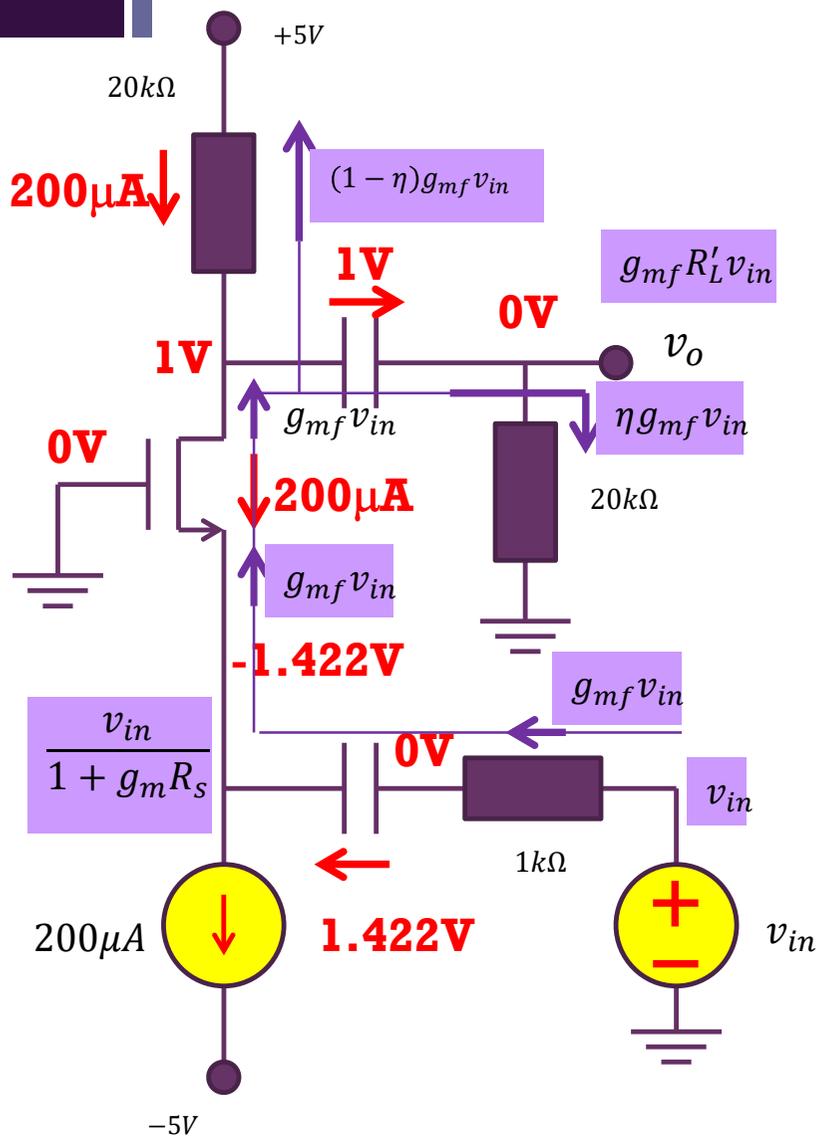
$$= 0.4864m \times 10k = 4.864$$

$$= 13.7dB$$

差**0.3dB**: 误差可以容忍



功率转换分析：仅直流功率



如果没有激励信号 $v_{in} = 0$

直流功率

+5V电源提供

$$5V \times 200\mu A = 1mW$$

-5V电源提供

$$5V \times 200\mu A = 1mW$$

偏置电阻消耗

$$4V \times 200\mu A = 0.8mW$$

晶体管消耗

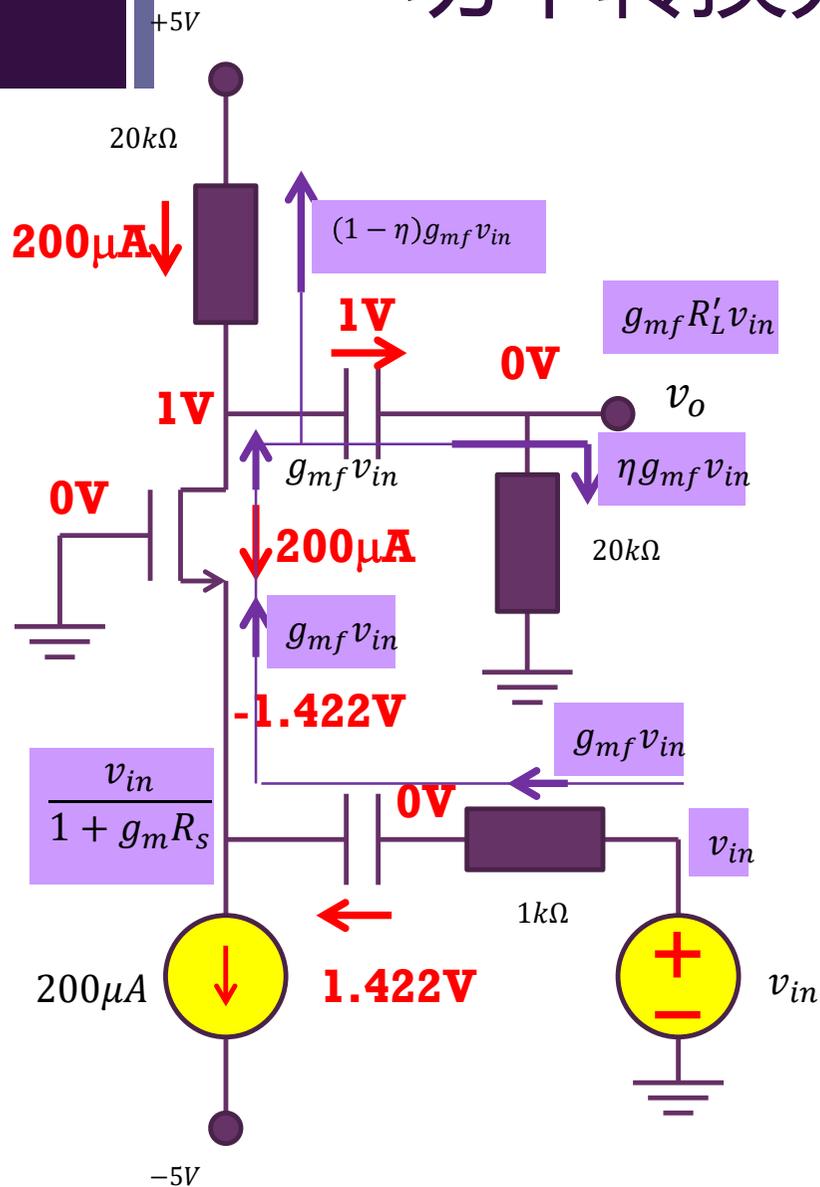
$$2.422V \times 200\mu A = 0.48mW$$

偏置电流源消耗

$$3.578V \times 200\mu A = 0.72mW$$

由工作在恒流区的晶体管等效
本质上仍然是电阻，仅提供恒流特性而已

功率转换分析：供能与耗能



现加入激励信号 $v_{in} = V_m \cos \omega t$

直流功率

+5V电源提供
$$\overline{5V \times (0.2mA - (1 - \eta)g_m v_{in})} = 1mW$$

-5V电源提供
$$5V \times 200\mu A = 1mW$$

小信号激励功率

v_{in} 提供

$$\overline{v_{in} \cdot g_m v_{in}} = g_m \overline{v_{in}^2}$$

$$= 0.5g_m V_m^2 = 0.24V_m^2$$

小信号源内阻耗能

$$\overline{(g_m v_{in})^2 R_s} = g_m^2 R_s \overline{v_{in}^2}$$

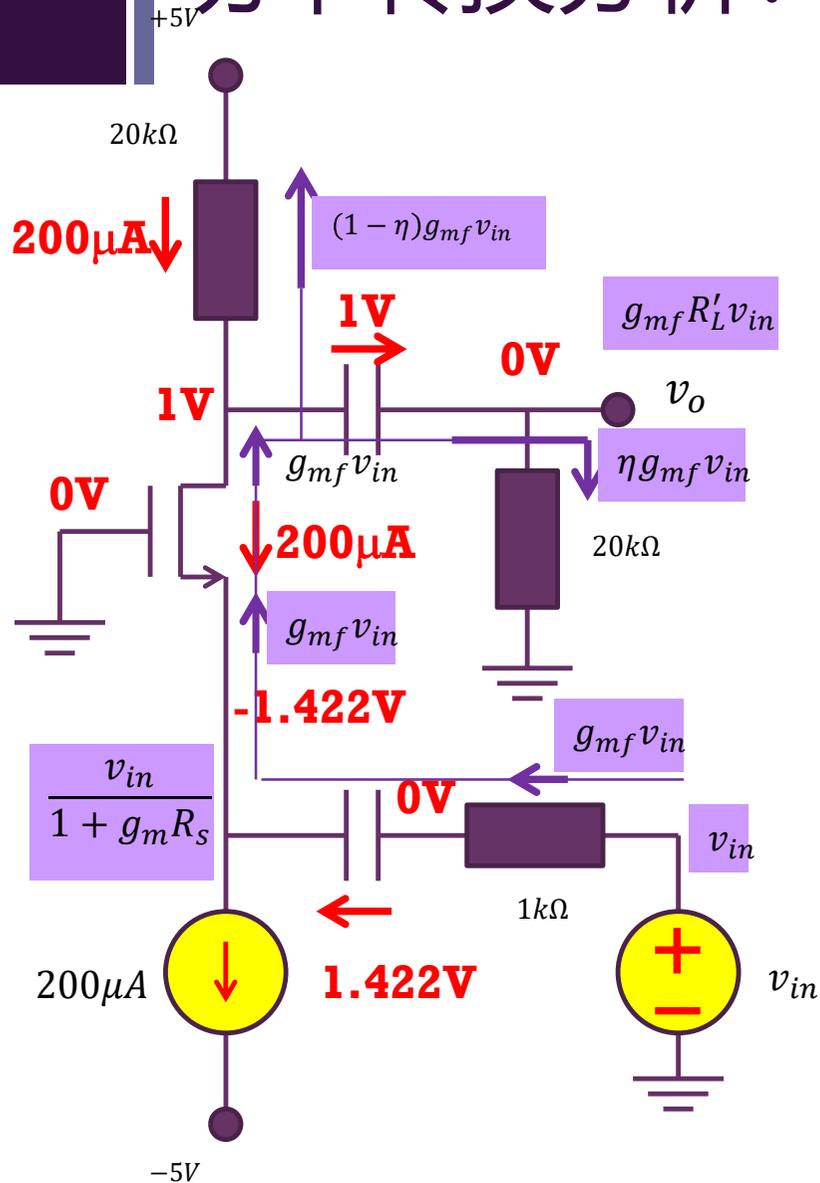
$$= 0.5g_m^2 R_s V_m^2 = 0.12V_m^2$$

偏置电流源消耗

$$\overline{\left(3.578V + \frac{v_{in}}{1 + g_m R_s}\right) \times 200\mu A}$$

$$= 0.72mW$$

功率转换分析：晶体管的换能功能



现加入激励信号 $v_{in} = V_m \cos \omega t$

偏置电阻消耗 $\overline{(4 - g_{mf}R'_L v_{in}) \cdot (0.2 - (1 - \eta)g_{mf}v_{in})}$

$$= 0.8 + (1 - \eta)g_{mf}^2 R'_L \overline{v_{in}^2}$$

$$= 0.8 + 0.5(1 - \eta)g_{mf}^2 R'_L V_m^2$$

$$= (0.8 + 0.59V_m^2)mW$$

负载电阻消耗 $\overline{g_{mf}R'_L v_{in} \cdot \eta g_{mf}v_{in}} = \eta g_{mf}^2 R'_L \overline{v_{in}^2}$

$$= 0.5\eta g_{mf}^2 R'_L V_m^2 = 0.59V_m^2$$

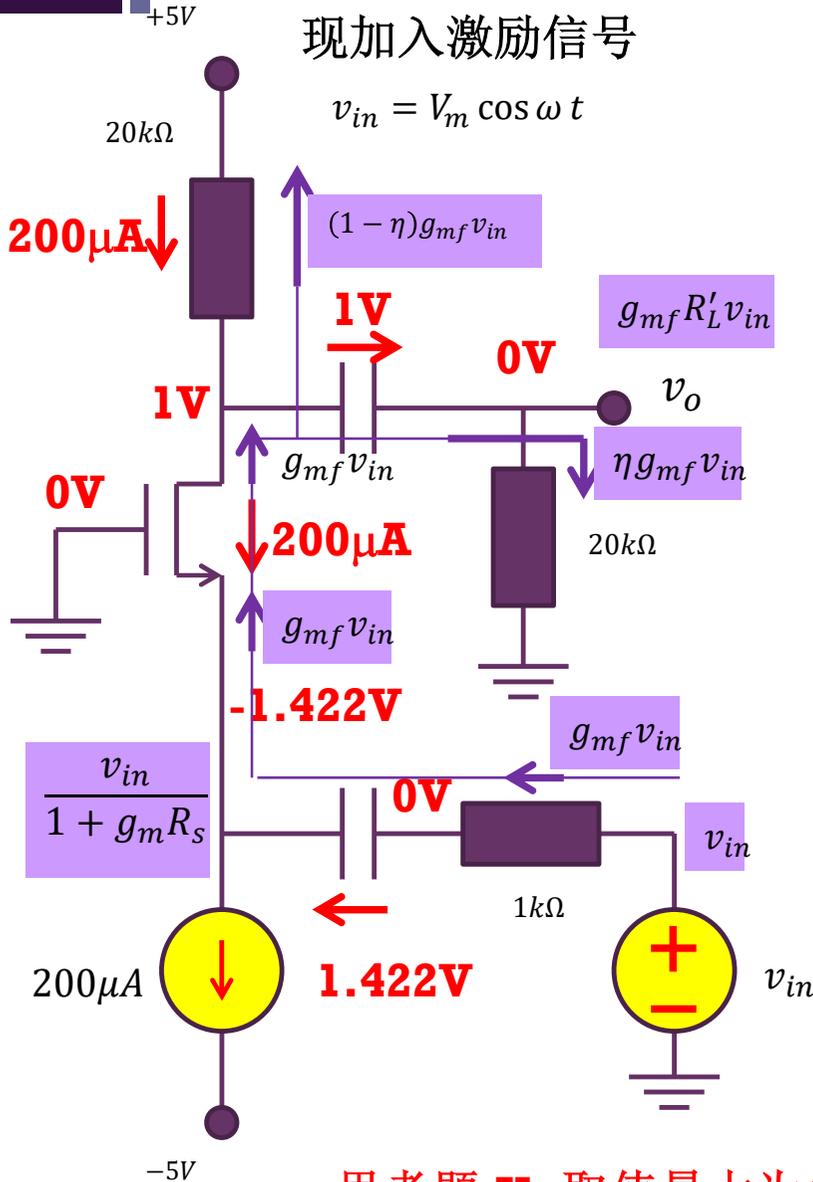
晶体管消耗 $\overline{(2.422 + g_{mf}(R'_L - r_e)v_{in}) \cdot (0.2 - g_{mf}v_{in})}$

$$= 0.48 - g_{mf}^2 (R'_L - r_e) \overline{v_{in}^2}$$

$$= 0.48 - 0.5g_{mf}^2 (R'_L - r_e) V_m^2$$

$$= (0.48 - 1.06V_m^2)mW$$

供能、换能、耗能



思考题: V_m 取值最大为多少?

+5V电源供能

$$5V \times (0.2mA - (1 - \eta)g_{mf}v_{in}) = 1mW$$

-5V电源供能

$$5V \times 200\mu A = 1mW$$

v_{in} 供能

$$v_{in} \cdot g_{mf}v_{in} = 0.24V_m^2$$

小信号源内阻耗能

$$(g_{mf}v_{in})^2 R_s = 0.12V_m^2$$

偏置电流源耗能

$$(3.578V + v) \times 200\mu A = 0.72mW$$

偏置电阻消耗

$$(4 - g_{mf}R'_L v_{in}) \cdot (0.2 - (1 - \eta)g_{mf}v_{in}) = (0.8 + 0.59V_m^2)mW$$

负载电阻消耗

$$g_{mf}R'_L v_{in} \cdot \eta g_{mf}v_{in} = 0.59V_m^2$$

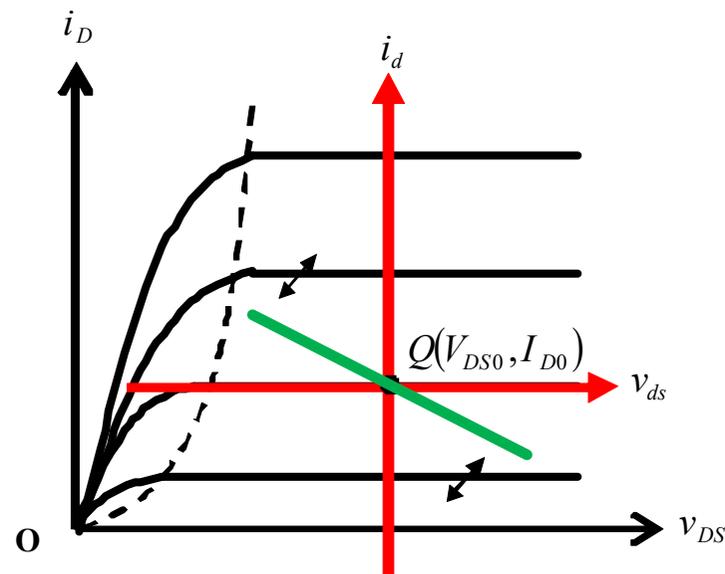
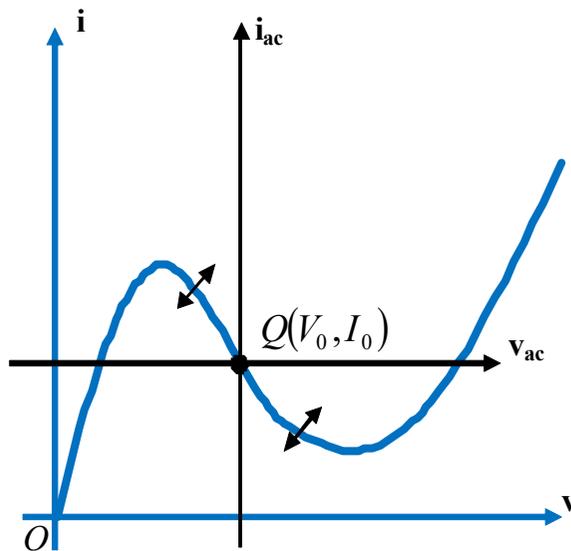
晶体管消耗

$$(2.422 + g_{mf}(R'_L - r_e)v_{in}) \cdot (0.2 - g_{mf}v_{in}) = (0.48 - 1.06V_m^2)mW$$

晶体管是换能器件

晶体管是换能器件

- 工作在负阻区的负阻器件，工作在有源区的晶体管，具有将直流能量转换为交流能量的能力，它们都是换能器件，和直流偏置源组合后，可形成向外端口输出交流能量的有源器件

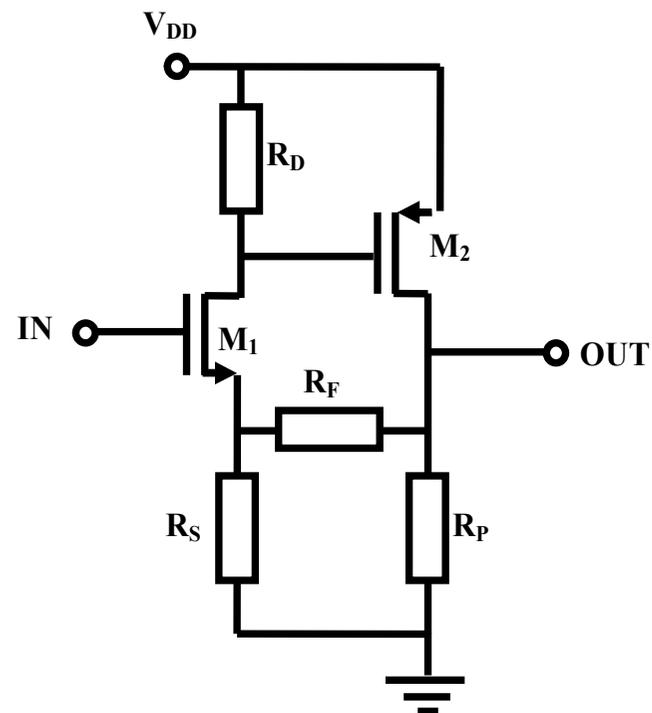


作业1/2 负反馈放大器

- 作业1：将17页的串串连接负反馈放大器分析的三句话转换为对18页四种负反馈连接方式负反馈放大器的原理分析
 - 具有将上述数学流程转换为电路流程的能力
- 作业2：针对单晶体管串串负反馈，用电路流程求其闭环放大器输入电阻、输出电阻、闭环增益，并和13页的数学流程数值结果进行比对，两者差别应极小

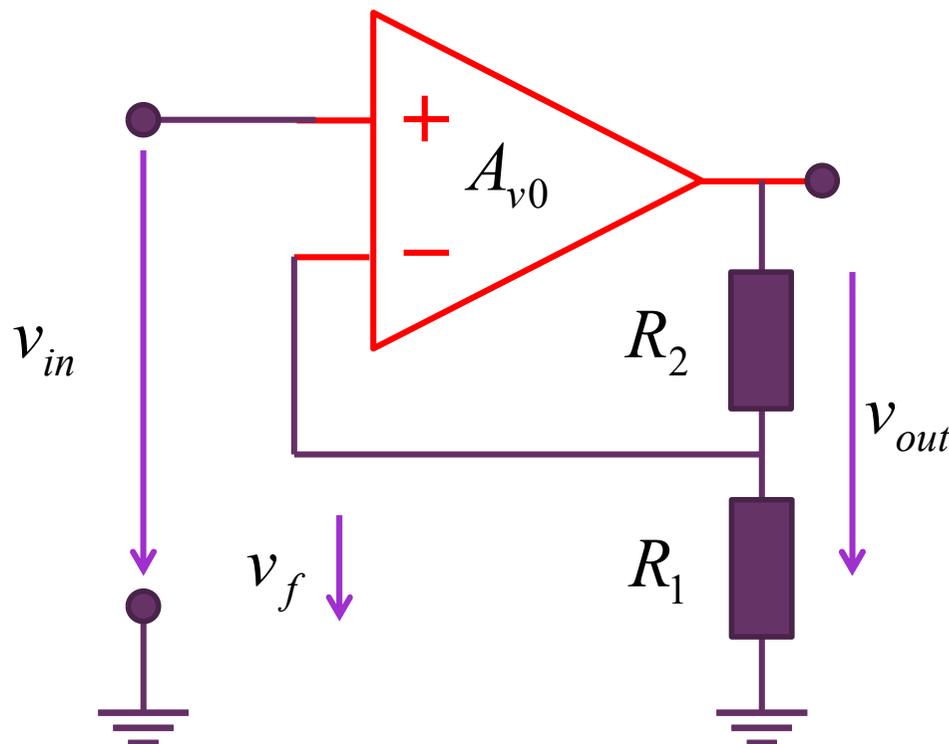
作业3 负反馈晶体管放大器分析

- 习题4.23 一个负反馈放大器的分析：
对于如图E4.8.25所示负反馈放大电路。
 - (1) 找到负反馈闭合环路并加以描述，说明闭环上某一点电压的波动，环路一周后其波动被抑制，从而说明这是一个负反馈连接形式。
 - (2) 判定其负反馈连接方式，说明该负反馈连接方式决定的受控源类型，进而获得反馈系数表达式，并给出深度负反馈情况下的闭环增益表达式。
 - (3) 假设两个晶体管在恒流区的交流小信号电路模型为理想压控流源，其跨导增益分别为 g_{m1} 和 g_{m2} ，请给出开环增益表达式
 - (4) 给出负反馈放大器的输入电阻、输出电阻、闭环增益



作业4 负反馈运放放大器分析

- 首先用虚短、虚断特性给出分析结果
- 再用负反馈放大器分析的电路流程给出分析结果
 - 判断负反馈连接类型
 - 求反馈系数
 - 求开环放大器参量
 - 求闭环放大器参量



$$R_1 = 1k\Omega$$

$$R_2 = 9k\Omega$$

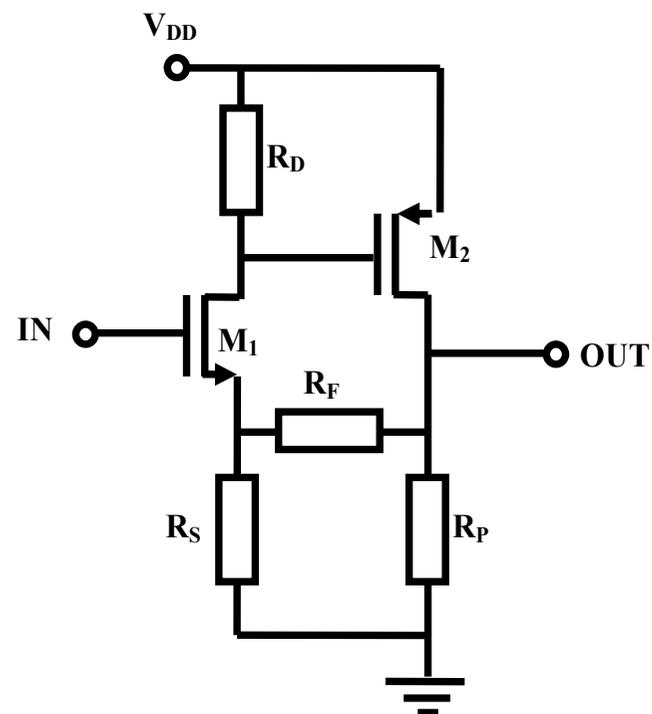
$$R_{in} = 2M\Omega$$

$$R_{out} = 75\Omega$$

$$A_{v0} = 200000$$

CAD作业

- 库中找MOS晶体管，设计外围电路使得两个晶体管工作在恒流导通区
- 理论分析开环放大器和闭环放大器输入电阻、输出电阻和电压增益
 - 电阻电路分析，直流分析
- 仿真确认开环放大器和闭环放大器的输入电阻、输出电阻和电压增益是否符合理论分析
 - 动态电路分析，晶体管存在寄生电容效应
 - 频域分析，幅频特性和相频特性
 - 考察零频点附近结论符合理论分析



本节课内容在教材中的章节对应

- P208-217: 负反馈放大器基本原理
- P231: 习题3.24, 负反馈放大器闭环增益
- P233: 习题3.25, 开环放大器分析
- P348-351: 晶体管负反馈放大器分析
- P409: 习题4.13, 负反馈放大器分析的数学流程
- P410: 习题4.14, 负反馈放大器的单向化条件
- P412: 习题4.15, 负反馈放大器的反馈系数与闭环增益
- P429: 练习5.1.3, 四种负反馈连接形成的接近于理想的受控源
- P465: 习题5.1 负反馈连接类型的判定方法