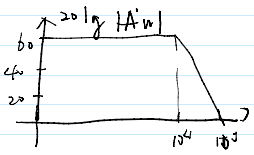


已知某放大电路幅频特性曲线：

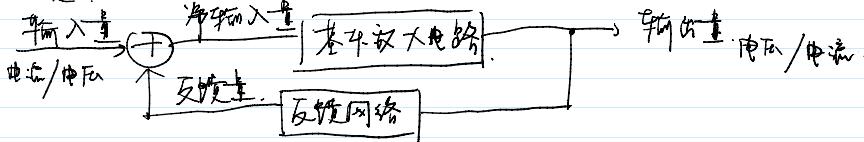


1. 3级放大.  $10^4 \rightarrow 60\text{dB}$ .
2. 耦合方式 | 没有高通电路. 无  $C_e$  元件 (耦合电容), 直接耦合.
3.  $f = 10^4 \text{ Hz}$ . 下降  $20\text{dB}$ .  $180^\circ$  相移  $\phi = -135^\circ$
4.  $f = 10^5 \text{ Hz}$ , 电压增益.  $\phi = -270 + 15^\circ \approx -255^\circ$ .
5.  $f_H = 1.1 \cdot \sum_{k=1}^n \sqrt{\frac{1}{|H_{0k}|^2}} \approx 0.5 \text{ Hz}$

## 9. 反馈.

放大电路的输出量的一部分或全部通过一定的方式引回到输入回路, 来影响回路的输入量措施.

称为反馈.



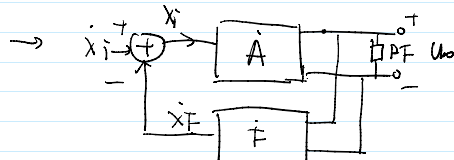
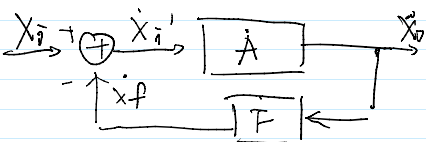
- 研究目的:
- ① 从输出电压还是输出电流中引出的.
  - ② 是一部分, 还是全部.
  - ③ 如何引回到输入.
  - ④ 影响的是输入电阻和输入电压.

• 反馈的类型.

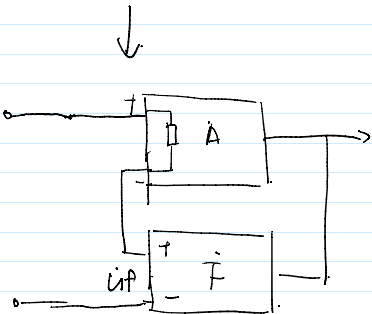
1. 正反馈: 使输入变量的变化增大. 负反馈
2. 直流反馈. 交流反馈: 直流通路中存在反馈. 交流通路中存在反馈.
3. 局部反馈. 级间反馈: 只对放大电路一级起反馈作用, 称为局部反馈.  
多级放大电路的输出量引回到输入级的反馈称为级间反馈.

★ 重点研究级间或样总体的交流负反馈. 直流负反馈在三极管中只有介绍, 用来稳定工作点.

• 交流负反馈的四种组态

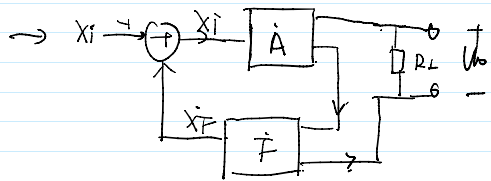


电压反馈 ( $X_o = U_o$ , 能稳定输出电压!)



串联反馈

$$U_i = U_i' + U_F$$



电流反馈 ( $X_o = I_o$ , 能稳定输出电流)

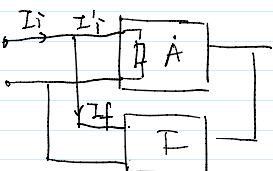
分析: 输入端和输出端接入反馈网络的形式相同时,

反馈的性质不同. 原因是在反馈网络的输入端(放大电路的输出端)

中寻找相同的量. 反馈网络的输出端要寻找变化的量.

这样才能有效量的控制反馈. (这也存在电压电流同时存在.

却有这么多反馈形式的的原因 | power by weibaoofficial)



$$I_i = I_i' + I_f$$

综合以上，四种反馈组合分别是

- 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

在并联负反馈中加恒流源，不加恒压源  
在串联负反馈中加恒压源，不加恒流源

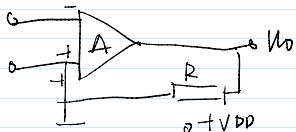
加恒压源会固定电压  
加恒流源会固定电流

A: 下标1, 下标2. 下标1: 输出电压, 下标2: 输入量

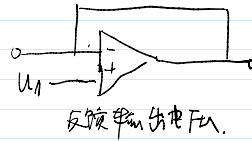
F: 下标1, 下标2. 下标1: 输入量, 下标2: 输出量

放大电路中，有正反馈和直流交流反馈的判断。

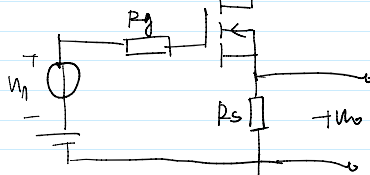
有无反馈：“找联系”



这是无反馈

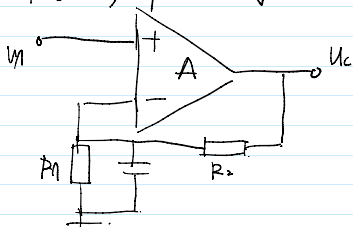


反馈输出电压

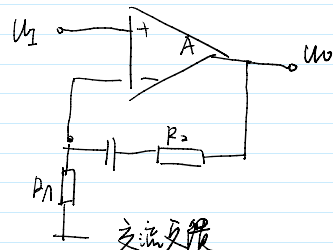


$R_b$  即在输入回路  
又在输出回路

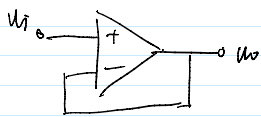
直流，交流反馈（电容隔直交变）  
不考虑频率响应问题。



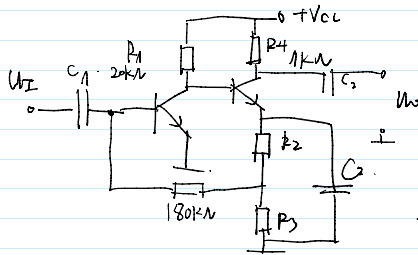
直流反馈



交流反馈



直流反馈共存

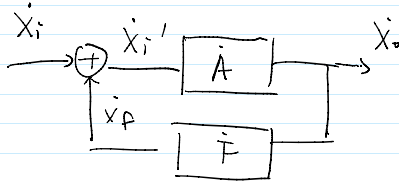


直流反馈

正反馈，负反馈的判断

通常采用瞬时极性法，也就是  
净输入量被增大还是减小。

$$\frac{u_o/i_s}{u_i/i_i} \quad \text{判断 } u_f/i_f \text{ 的正负}$$



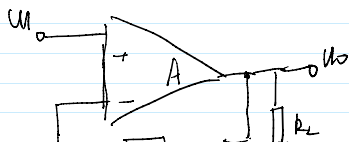
$$u_i' = u_i - u_f \text{ 串联负反馈}$$

$$I_i' = I_i - I_f \text{ 并联负反馈}$$

$$u_i' = u_i + u_f \text{ 串联正反馈}$$

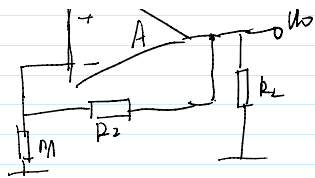
$$I_i' = I_i + I_f \text{ 并联正反馈}$$

例1.



交流反馈和直流反馈同时存在。

$U_o$  在  $R_2$  和  $R_1$  上形成电流。



$R_1, R_2$  构成反馈网络

可将输出当作一个独立的源来判断反馈网络。

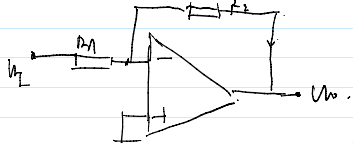
交流反馈和直流反馈同时存在。

$U_0$  在  $R_2$  和  $P_1$  上形成电流。

$$U_f = \frac{U_0 R_1}{R_1 + R_2}$$

$$U_D = U_1 - U_f \text{ 串联负反馈}$$

例2



$$i_{R2} = \frac{U_1 - U_0}{R_2}, \text{ 其中 } U_1 = 0$$

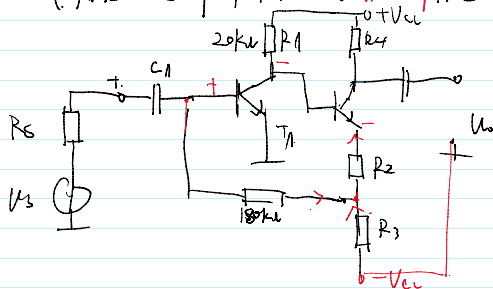
$$\therefore i_{R2} = -\frac{U_0}{R_2}, \text{ 仅仅只有 } -U_0.$$

反馈仅仅只考虑  $U_0$ . 可以假设  $u_1 = 0$ .

交流负反馈四种状态的判断

① 电压/电压: 令输入电压为0. 若反馈量为0. 则说明是电压反馈. 否则为电压反馈.

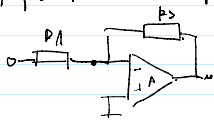
(原理上是判断输出回路(交流)有无除反馈网络外的回路. 若则是电压反馈. 否则为电流反馈.)



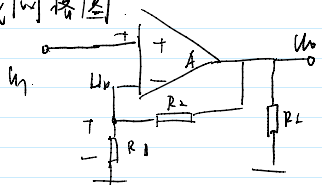
这里表面上  $U_0$  接地, 但在交流通路并不存在其他回路. 所以是个电压反馈.

② 串联/并联: 看取试(电压/电流)

与输出端连接相同. 这即是得电路等效成网络图.

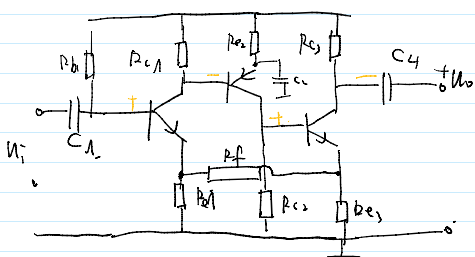


串联负反馈.



并联负反馈.

分立元件放大电路的分析.



电压串联负反馈 (直流. 交流共存)

$C_2$  在交流中短路  $R_{e1}$

看取是合并. 看是什么类型

在极性的判断. 直接判断

这时. 输入端不单独电压源.

净输入量: 对串联反馈. 指  $I_b$  上的电流或源极上的电流.

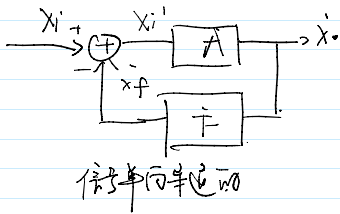
对并联反馈.  $U_{be}, U_{gs}$  上的电压.

净输出量: 对电流: 常取晶体管上的电流. 反馈给集电极电流 (负反馈)

对电压: 常取输出电压. 反馈给基极电压 (负反馈)

分立元件不常用. 集成运放性能好.

方框图及一般表达式



$\bar{A}$  是一个基本放大电路。  
分析电路断开反馈，且考虑反馈网络的负载效应。  
(不仅在输出端考虑，输入端也要考虑)  
几乎总是深度负反馈

基本放大电路放大倍数  $\bar{A} = \frac{X_o}{X_i}$

反馈系数  $F = \frac{X_f}{X_o}$

这个放大倍数  $\bar{A}_f = \frac{X_o}{X_i} = \frac{X_o}{X_i + X_f} = \frac{1}{\frac{X_i}{X_o} + \frac{X_f}{X_o}} = \frac{\bar{A}}{1 + \bar{A}F}$  (1分:  $\bar{A}F \ll 1$ )

反馈组态	A	F	AF	电压控制电压
电压串联	$U_o/U_i$	$U_f/U_o$	$U_o/U_i$	电压控制电压
电压并联	$U_o/I_i$	$I_f/U_o$	$U_o/I_i$	电压控制电压
电流串联	$I_o/U_i$	$U_f/I_o$	$I_o/I_i$	电流控制电压
电流并联	$I_o/I_i$	$I_f/I_o$	$I_o/I_i$	电流控制电压

$\bar{A}F$ , 环路放大倍数.  $\bar{A}F$  同时引入负反馈.

$1 + \bar{A}F \gg 1$ ,  $\bar{A}F \approx \frac{1}{F}$ ,  $X_i \approx X_f$ .

串联负反馈中  $U_i \approx U_f$

并联负反馈中  $I_i \approx I_f$ .  $\bar{A}, F, \bar{A}F$  同量

电压放大倍数的估算方法.

思路: 首先判断出深度负反馈.

$F \rightarrow \bar{A}F (\approx 1/F) \rightarrow \bar{A}_of (U_o/U_i)$  或  $\bar{A}_iof (U_o/I_o)$

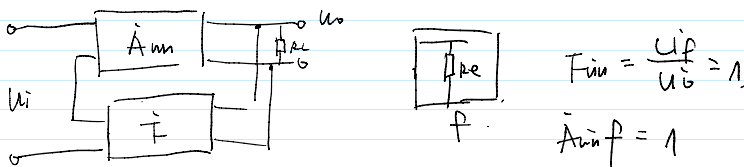
对照上面的表格.

电压串联  $\bar{A}_of = \frac{1}{F}$   
 电压并联  $\bar{A}_of = U_o/I_i \approx U_o/I_f$   
 电流串联  $\bar{A}_of = I_o/U_i \approx I_o/U_f$   
 电流并联  $\bar{A}_of = I_o/I_i = I_o/I_f \approx \frac{1}{F}$

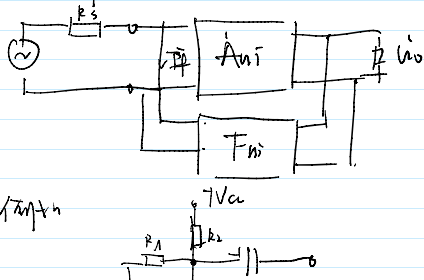
反馈电压  $\rightarrow$  电压源  
 输入电流  $\rightarrow$  电流源

$\bar{A}_iof = \begin{cases} \text{电压串联 } \bar{A}_iof = \frac{1}{F} \cdot \frac{R_o}{R_i} \\ \text{电压并联 } \bar{A}_iof = \frac{R_o}{R_i} \\ \text{电流串联 } \bar{A}_iof = \frac{R_o}{R_i} \\ \text{电流并联 } \bar{A}_iof = \frac{R_o}{R_i} \end{cases}$

1. 电压串联负反馈 (例如在  $Re$  射极跟随器)



2. 电压并联负反馈.

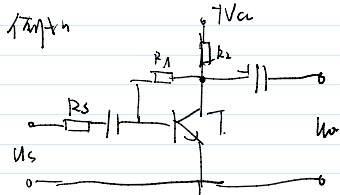


这是电压源电压源，但是因代有内阻，所以可以用诺顿定理等效。  
 $U_i$  并不起正电压

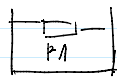
$F_{ui} = \frac{I_f}{U_o} = \bar{A}_{iof} = \frac{U_o}{U_s} \approx \frac{U_o}{I_c R_o} \approx \frac{U_o}{I_f} \cdot \frac{1}{R_s} = \frac{1}{F_{oi} R_s}$

因于是深度负反馈， $F_{ui}$  很大，所以  $I_f$  较大。

$R_{if} = R_i // R_f \rightarrow R_{if}$  很小， $U_{ui}$  几乎都降在  $R_s$  上



例：电压串联负反馈。+ui/Ui。P1和P2取入。  
 $R_{if} = R_i / A_{uf} \rightarrow R_{if}$  很小。电压串联负反馈在  $R_s$  上

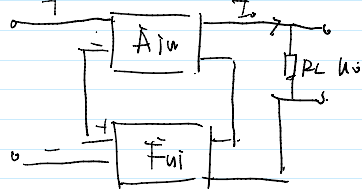


$$F = \frac{-1}{A_1}$$

$$\therefore A_{uf} = \frac{-1}{F \cdot R_s} = -\frac{R_1}{R_s}$$

注意：正负。  
 单管电路，误差较大。  
 因为A不是够大。

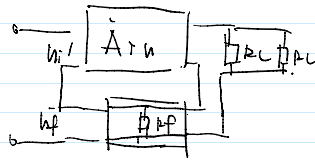
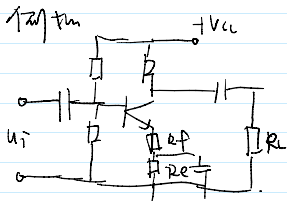
### 3. 电压串联负反馈电路



$$F_{ui} = \frac{U_f}{I_o}$$

$$A_{uf} = \frac{U_o}{U_i} \approx \frac{I_o \cdot R_L'}{U_f} = \frac{1}{F_{ui}} \cdot R_L'$$

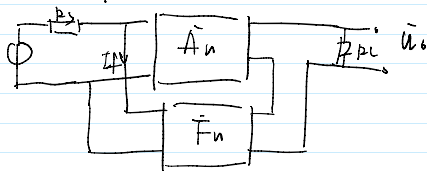
串联。输入端阻抗变大



$$F_{ui} = \frac{U_f}{I_o} = -R_f$$

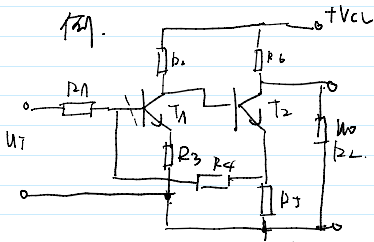
$$A_{uf} = \frac{1}{F_{ui}} \cdot R_L' = \frac{R_c / R_L}{-R_f}$$

### 4. 电压并联负反馈



$$A_{uf} = \frac{-R_f}{I_o R_L'} = -\frac{I_o R_L'}{I_f R_s} = -\frac{R_L'}{R_s}$$

$$F_{ui} = \frac{I_f}{I_o}$$



$$F_{ii} = \frac{I_f}{I_o} = \frac{R_f}{R_4 + R_5} = \frac{I_o \cdot \frac{R_4 R_5}{R_4 + R_5}}{I_o}$$

$$A_{uf} = \frac{1}{F_{ii}} \cdot \frac{R_L'}{R_s} = (1 + \frac{R_4}{R_5}) \cdot \frac{R_L'}{R_s}$$

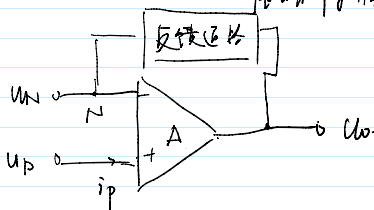
电压反馈与负载电压有关。  
 电压反馈和总输出电压。

### 基于理想运放的电压放大电路分析方法

理想运放：即参数理想变化。

$A_{od} = \infty$   $r_{id} = 0$   $I_o = 0$   $f_H = \infty$ ，无时间因素，温度，噪声为0。

电路特征：引入负反馈（输出端引到反相输入端）



因为  $U_o$  有限值， $A_{od} = \infty \rightarrow U_N = U_P = 0$ 。

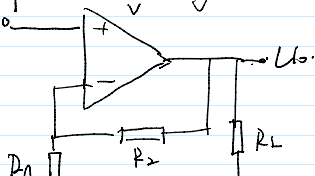
$U_N = U_P \rightarrow$  虚短路  $(A_{od}$  趋近于无穷大增益)

由于  $r_{id} = 0$

$I_N = I_P = 0$  —— 虚断线。

如果有疑问仔细研究反馈网络。

### 例：电压串联负反馈电路



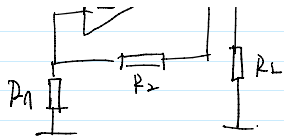
$$U_N = U_P = U_i$$

$$I_{R1} = I_{R2} = U_i / R_1$$

$$U_o = \frac{U_i}{R_1} (R_1 + R_2)$$

$$A_u = \frac{\Delta U_o}{\Delta U_i} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

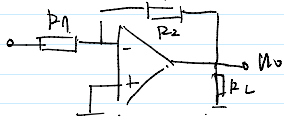
同相放大电路



$$U_o = \frac{U_i}{R_1} (R_1 + R_2)$$

$$A_u = \frac{\Delta U_o}{\Delta U_i} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}, \text{ 同相放大}$$

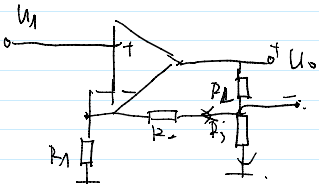
用在并联负反馈电路



$$\frac{U_i}{R_1} = \frac{-U_o}{R_2}$$

$$\frac{U_o}{U_i} = -\frac{R_2}{R_1}, \text{ 反相放大}$$

电流串联负反馈电路



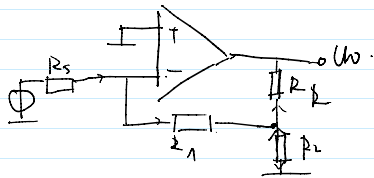
$$I_{R1} = I_{R2} = \frac{U_i}{R_1}$$

$$I_{R3} = \frac{U_i}{R_1} (R_1 + R_2) / R_3$$

$$I_{RL} = I_{R2} + I_{R3} = \frac{U_i}{R_1} (1 + \frac{R_1 + R_2}{R_3})$$

$$\therefore \frac{U_o}{U_i} = \frac{R_L}{R_1} (1 + \frac{R_1 + R_2}{R_3})$$

电压并联负反馈

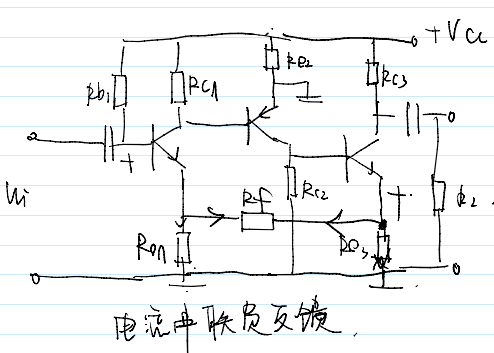


$$\left( \frac{U_i}{R_5} \cdot R_1 / R_2 + \frac{U_i}{R_5} \right) R_L = -U_o$$

$$\frac{U_o}{U_i} = - \left( \frac{R_1 \cdot R_L}{R_5 R_2} + \frac{R_L}{R_5} \right)$$

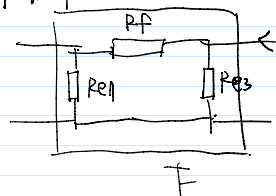
理想运放输入电阻无穷大

深度负反馈电压放大倍数的讨论



电压串联负反馈

反馈网络 F



$$\dot{f} = \frac{U_f}{U_o}, \quad I_o = \frac{U_f}{R_{o1}} (R_{o1} + R_f) / R_{o3} + \frac{U_f}{R_{e1}}$$

$$= \left( \frac{R_{e1} + R_f + R_{o3}}{R_{e1} \cdot R_{o3}} \right) U_f$$

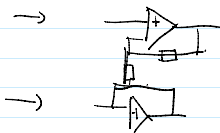
可从过看重网，  
珠角折给求良否正确。

分立元件和集成电路有相同的组态，可以类推  
例如此图可以参考理想运放的电压串联负反馈

$$\dot{f} = \frac{-R_{e1} \cdot R_{o3}}{R_{e1} + R_f + R_{o3}}$$

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = \frac{1}{\dot{f}} \cdot (R_{o3} / R_L)$$

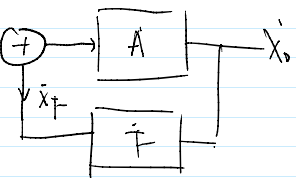
考：1) 第三级从射极输出 → 电压串联负反馈  
2) 射极加旁路电容，且跨接一电阻。  
电压串联负反馈



引入交流负反馈稳定电路，并改变输入，输出电阻

在中频段，放大倍数和反馈系数均为实数。(容抗可以忽略不计！)  $X_i \rightarrow \oplus$

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



1) 差值稳定性指标也是求相对误差。

1) 考查稳定性指标时要求相对误差。

根据泰勒公式

$$A_n = A_{n0} + \frac{dA_n}{dA} \cdot \Delta A + O(\dots) \quad \leftarrow \text{无穷小项}$$

$$\text{其中 } \frac{dA_n}{dA} = \frac{HAF - AF}{|HAF|} = \frac{1}{|HAF|}$$

$$\therefore \text{相对误差 } e = \frac{\frac{dA_n}{dA} \cdot \Delta A}{AF} = \frac{dA}{|HAF|A} \quad \text{所以放大倍数变化率下降} > \frac{1}{|1+AF|}$$

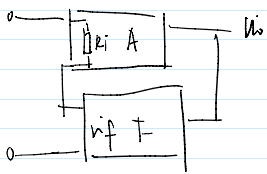
稳定性提升  $\rightarrow$   $|HAF|$  深 (放大倍数下降  $\rightarrow$   $|1+AF|$  深)

2) 输入电阻的影响

这取决于串联反馈还是并联反馈。

$$\frac{U_{IP}}{U_i} = \frac{U_P}{U_o} \cdot \frac{U_o}{U_i} = F \cdot A$$

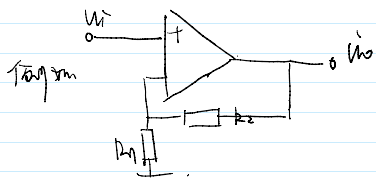
串联



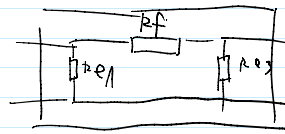
$$R_i = \frac{U_i}{I_i}$$

$$R_{if} = \frac{U_i}{I_i} = \frac{U_i' + U_f}{I_i} = \frac{U_i' (1+AF)}{I_i} = R_i (1+AF)$$

串联反馈使输入电阻增大



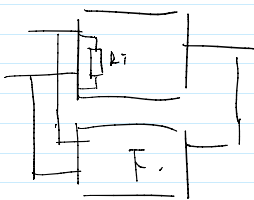
和上串中电路



引入串联负反馈, 使引入反馈的电路的支路等效电阻增大  $(1+AF)R_i$ 。

再讨论输入电阻还分情况讨论。  $R_{if}' = (1+AF)R_i'$

并联负反馈,



$$R_i = \frac{U_i}{I_i}$$

$$R_{if} = \frac{U_i}{I_i} = \frac{U_i}{I_i' + I_f} = \frac{U_i}{(1+AF)I_i'} = \frac{R_i}{1+AF}$$

这样上使输入电阻减小。

所以,  $(1+AF) \rightarrow \infty$  时, 串联负反馈  $R_{if} \rightarrow \infty$ , 并联负反馈  $\rightarrow 0$ 。

3) 输出电阻的影响。

这取决于基本的放大电路和反馈网络的接法。即取决于电压反馈还是电流反馈。

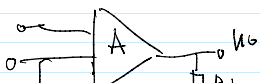
电压反馈, 相当于反馈网络与输出端并联 (或使地短路), 减小输入电阻。

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

引入电流负反馈的: (使电流稳定, 串联), 增大输入电阻。

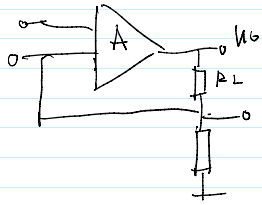
$$R_{of} = R_o (1+AF)$$

电压负反馈对输出电阻的讨论。



同输出端同支路的电阻。

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



同相点输入支路的阻抗

$$R_{of} = (1 + AF) R_0$$

在  $(1 + AF) \rightarrow \infty$  时

电压反馈  $R_{of} \rightarrow \infty$

电压反馈  $R_{of} \rightarrow \infty$

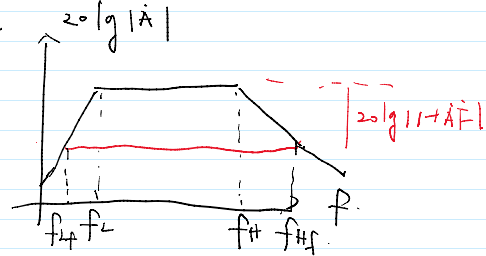
引入交流负反馈展宽频带, 减小非线性失真

1.) 展宽频带

设反馈网络是纯电阻网络

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

波特图中, 除法变为减法



从图中看出, 频带由于负反馈被展宽, 符合增益带宽积定理

$$\dot{A}_{fL} = \frac{A_m}{1 + \frac{f_L}{jF}}, \quad \dot{A}_{fH} = \frac{A_m}{1 + j\frac{f}{f_H}}$$

若记不住, 可以简单推导. 则低频公式

$$A_{fL} = \frac{A_m R}{R + j\omega C} = \frac{A_m}{1 + j\omega CR} = \frac{A_m}{1 + \frac{f_L}{jF}}$$

$$f_{HF} = (1 + A_m F) f_H$$

$$f_{fHL} = \frac{f_L}{(1 + A_m F)}$$

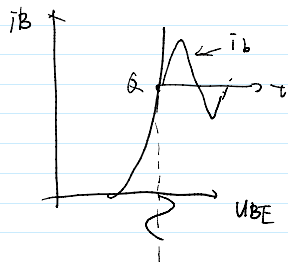
$$f_{BW} \approx (1 + AF) f_{BW} \quad (f_H \gg f_L)$$

推导过程, 对于高频

$$A_{fH} = \frac{A_m}{1 + A_m F} = \frac{A_m / (1 + A_m F)}{1 + \frac{j f}{f_H + A_m F}} = \frac{A_m / (1 + A_m F)}{1 + \frac{j f}{(1 + A_m F) f_H}}$$

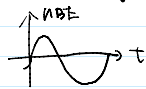
对不同反馈组态, 放大倍数不同

2.) 减小非线性失真



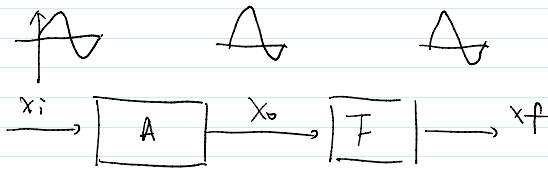
→ 指数不为直线, 即为非线性失真

若在正半周的幅值大于负半周, 则可以减小非线性失真

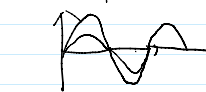


负反馈电路的作用:

假设输出信号与输入信号同相



$$x_i - x_f$$



可使正半周幅值减小

非线性失真减小到基本放大电路的  $\frac{1}{1 + AF}$  倍  
很主要

如何根据电路引入负反馈

1.) 稳定点引入直流负反馈, 改善动态则引入交流负反馈

2.) 增大输入电阻引入串联负反馈, 减小输入电阻引入并联负反馈



1.) 根据反馈引入串-串负反馈. 减小输入电阻引入串-串负反馈.

2.) 增大输入电阻引入串-串负反馈. 减小输入电阻引入并-串负反馈.

3.) 根据负载需求, 需稳定输出电压 (即减小输出电阻) 应引入电压反馈.  
稳定输出电流 (即增大输出电阻) 应引入电流反馈.

4.) 从信号关系入手分析:  $U_o (U_i)$ , 电压串联负反馈.

$U_o (I_i)$ , 电压并联负反馈.

$I_o (U_i)$ , 电流串联负反馈.

$I_o (I_i)$ , 电流并联负反馈. 若  $|HAF| \gg 1$  时, 电压增益约为  $1/F$ .

实际情况取决于分析能力.

讨论和做题不矛盾, 参考教科书, 这里只提供思路.

若遇不会, 可以先从理想运放开始考虑. 因为可以求比, 可以简化计算.

并不是所有电路都可以引入四种反馈. 因为正、负反馈已经不相容.

### 放大电路的自激振荡的原因及条件

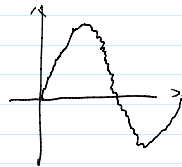
输入信号为 0 时, 输出有一定幅值, 一定频率的信号, 称电路产生了自激振荡.

负反馈放大电路自激振荡发生在低频段和高频段.

由于极间电容, 旁路电容等, 仅放大电路产生附加相移.

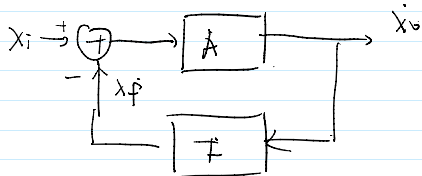


低频自激 (中频电路不稳)



高频自激 (中频电路不稳)

中频段:



$\phi_A + \phi_F = 2n\pi$   
因为 A, F 都为负反馈.

在低频段和中频段, 若存在一个频率  $f_0$ , 当  $f = f_0$  时附加相移为  $\pm\pi$ .

$$|\dot{X}_f| = |\dot{X}_i| + |\dot{X}_F|, \text{ 仅负反馈变为正反馈.}$$

对于干扰, 则  $f = f_0$  时, 会产生自激振荡.

$$\dot{X}_o = -A F \dot{X}_o \quad \text{当 } \dot{A} \dot{F} = -1$$

中频段平衡条件, 起振条件  $|A F| > 1$

$$\begin{cases} |A F| = 1 \\ \phi_A + \phi_F = (2n+1)\pi \end{cases}$$

### 负反馈放大电路稳定性分析

反馈网络为  $\pi$  网络, 放大电路直接耦合

· 附加相移由放大电路决定.

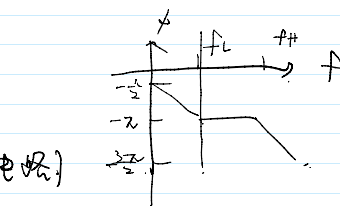
· 只可能产生在高频段. (直接耦合则没有高通电路)

对于单管放大电路

$f \rightarrow \infty, \phi_A \rightarrow -90^\circ, |A| \rightarrow 0$ . 无法自激振荡.

对于多管放大电路

$n=2, f \rightarrow \infty, \phi_A \rightarrow -180^\circ, |A| \rightarrow 0$



$$|A F| = 1$$

$$\phi_A + \phi_F = (2n+1)\pi$$

无法自激

对于多管放大电路

$n=2$ .  $f \rightarrow \infty$ .  $\phi_A \rightarrow -180^\circ$ .  $|A| \rightarrow 0$  无法自激  $\phi_A + \phi_F = (2n+1)\pi$

$n > 3$ .  $f \rightarrow \infty$ .  $\phi_A \rightarrow -270^\circ$ .  $|A| \rightarrow 0$ . 可自激  $\phi = -180^\circ$

$n > 3$ , 更容易自激, 所以通常设计为3级最大电路

环路放大倍数大  $A|F$  大. 容易自激

→ 级数越多, 引入电容越多, 引入负反馈越深, 产生自激振荡的机率较大.

反馈深度不能过深, 否则直接不可用

$f_c$  → 使环路增益下降的 0dB 的频率. 记作  $f_c$

$f_0$  → 使  $\phi_A + \phi_F = (2n+1)\pi$  的频率. 记作  $f_0$

当  $f_0 > f_c$  时. 在  $f_0$  处,  $f_c$  外.  $A|F| < 1$ . 不能自激.

$f_0 < f_c$  时. 在  $f_0$  处,  $f_c$  处.  $A|F| > 1$ . 可自激.

有相角裕度.  $f_0$  处.  $0 - 20 \lg |A|F|$

和幅裕度.  $f_c$  处.  $\phi(f_c) - (-180^\circ)$

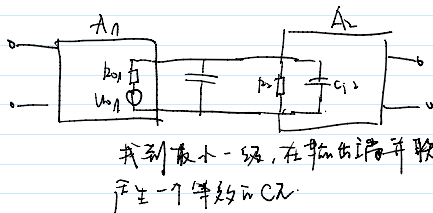
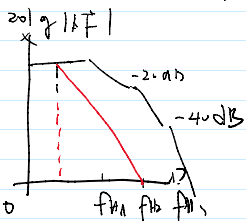
• 简单的滞后补偿. 用来消除自激

设三级放大电路. 直接耦合. 反馈网络为电阻网络. 滞后则指仅  $f_0$  滞后

$$\dot{A}|F| = \frac{A_n F_m}{(1 + j\frac{f}{f_{H1}})(1 + j\frac{f}{f_{H2}})(1 + j\frac{f}{f_{H3}})} \quad f_{H1} < f_{H2} < f_{H3}$$

① 在截止上限截止频率所在因路加入补偿电容.

产生一个更低的上限频率. 取作  $f_{H1}$ . 主要电路截止  $f_0 > f_c$



找到最小一级. 在输出端并联电容. 产生一个等效的  $C'$

补偿前.  $f_{H1} = \frac{1}{2\pi R_1 C} = \frac{1}{2\pi (R_{o1} // R_{i2}) C_{i2}}$

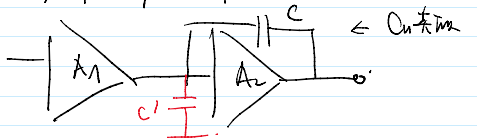
补偿后.  $f_{H1} = \frac{1}{2\pi R_1 C'} = \frac{1}{2\pi (R_{o1} // R_{i2}) (C_{i2} + C)} \leftarrow$  减小. 取好  $f_{H2}$  时  $-40\text{dB}$ .

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

补偿后  $f = f_{H2}$  时为 0dB. 且  $f_{H2} \gg 10 f_{H1}$   $-180^\circ$   $f_{H3}$

则当  $f = f_c$  时.  $|\phi_A + \phi_F| \rightarrow -135^\circ$ .  $f_0 > f_c$ , 不能自激.  $45^\circ$  相角裕度.

频率变窄. 来消除自激.



可等效为  $C'$

$C' = (1 + |k|) C$ .  $k$  与放大倍数  $A_n$  由容变大.

加入阻抗时. 可以改变频率变窄情况

频率变窄. 频率变窄.

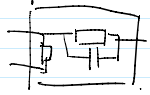
在阻抗匹配中. 通常取最大阻抗和输出阻抗  $C'$  较大. 应在最大和输出之间. 通常电阻和补偿

② 使  $f_c$  点超前. 可以消除自激. 超前补偿

在反馈电容中. 并联电容 仅  $f_c$  超前

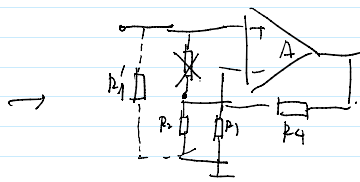
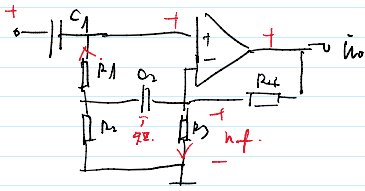
② 使 \$f\_c\$ 超前，可以消除自激，进行前馈补偿。

在反馈电容中，并联电容



使 \$f\_c\$ 超前

· 放大电路的正反馈，(\$U\_p, U\_N\$ 都有反馈，有正-正-反)



正:

等效变换 \$R\_1 \to R\_1'\$  
(仅电压不发生双变)

$$I_{p1} = \frac{U_p - U_N}{R_1}$$

$$R_1' = \frac{U_i}{I_{p1}} = \frac{U_p}{U_p - U_N} R_1$$

$$R_1 = \infty \rightarrow R_i \rightarrow \infty$$

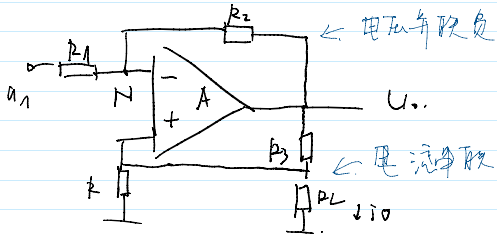
增大输入电阻，提高输入电阻。

负，电压串联负反馈，  
同样提高输入电阻

自举电路，既有正反馈，又有负反馈，正反馈不能太强。

电路中有两种反馈，要分别分析。

引入的正反馈，负反馈同相取一取。



← 电压串联负

← 电压串联正反馈

$$R_{Ld} \rightarrow i_o \uparrow$$

$$R_{Ld} \rightarrow U_p \downarrow \rightarrow U_o \downarrow \rightarrow i_o \downarrow$$

负反馈抵消，则 \$i\_o\$ 稳定。

康兰强由强源

理想情况下

$$i_{p1} = i_{p2} \quad i_{p3} = i_{p2} + i_o \quad U_N = U_p$$

$$\frac{U_i - U_p}{R_1} = \frac{U_p - U_o}{R_2}, \quad \frac{U_o - U_p}{R_3} = \frac{U_p}{R} + i_o$$

$$\Rightarrow \text{若 } \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_3}{R} \Rightarrow i_o = \frac{U_i}{R}$$

有很好的恒流特性。

10. 理想运放 — 理想运放等值处理。