

2022年 模电复习提纲

1、绪论

1.1 模拟信号与数字信号的基本概念

1.2 放大器基本模型（四种基本放大器）熟悉从受控源到放大器的过渡。

1.3 放大器主要指标及理想特性（输出阻抗、输入阻抗、增益、带宽（-20db/10倍频程）等）

2、第二章

2.1 集成运放的模型与电压传输特性（理想运放条件是什么）

2.2 引入负反馈后的运放特点（虚短、虚断、虚地等）

2.2 比例运算放大器（虚短、虚断、虚地、输入阻抗、输出阻抗、跟随器等）

2.3 相加器（会计算，同相，反相的区别）

2.4 相减器（会计算，注意电阻配对，重点是仪用放大器）

2.5 积分器与微分器（会计算，幅频响应曲线、相频响应曲线，频域与时域的转换等，同相和反相的区别）

2.6 V/I 变换器和 I/V 变换器

2.7 各类电路的组合应用

3、第三章

3.1 有源 RC 滤波器（各种滤波器分类、类型和主要应用）

3.2 一阶、二阶有源 RC 滤波器。

4、第四章

4.1 本征半导体、N型、P型半导体的概念与特性

4.2 PN结的概念与特性

4.3 二极管模型、特性与主要参数

4.4 稳压二极管

4.5 二极管的应用电路（整流、限幅保护、电平选择电路、峰值检波电路）

4.6 三极管的原理、特性曲线，工作状态的判断（放大区、截止区、饱和区）与计算。

4.7 JFET 和 MOSFET 管的工作原理、输出特性曲线。直流偏置下的 FET 的工作状态分析、计算。
做题注意带宽！！！

5、第五章

5.1 三极管基本放大器的组成原理，直流通路、交流通路确定方法。静态工作点的计算，直流偏置电路分析。

5.2 三极管低频交流小信号模型

5.3 基本放大器的三种组态（共射 CE、共基 CB、共集 CC）电路组成，主要指标（输出阻抗、输入阻抗、电流增益、电压增益、带宽）

5.4 场效应管基本放大器应用，偏执电路与分析计算。

5.5 多级放大器级联原则、级间耦合方式、主要性能指标的计算，CC-CE、CE-CC 和 CE-CB 组合放大器特点与分析计算。

6、第六章

6.1 集成运算放大器的组成与电路（输入级（差动放大器）/中间级（有源负载）/输出级（推挽）/电流源电路，主要作用）

6.2 电流源电路与应用（单管、镜像、比例、微电流和负反馈电流源），有源负载放大器的组成、特点以及电路的分析、计算

6.3 差动放大器的结构特点、基本工作原理、主要性能指标、传输特性。差动电路应用

6.4 运算放大器输出级电路（互补对称型射级输出器）分析与交越失真。

6.5 理想集成运放内部电路组成和分析

集成运放的非理性特性 (影响精度的指标、影响速度的指标、增益带宽积、轨对轨的概念)

7、第七章

- 7.1 频率失真、线性失真和非线性失真概念，增益带宽积概念
- 7.2 密勒定理及应用。

8、第八章

- 8.1 负反馈的概念与特性、深度负反馈的条件 (反馈深度、比较环节、取样环节、前向通路、反馈通路等)

- 8.2 负反馈分类 (电压、电流负反馈；串联、并联负反馈)
- 8.3 负反馈电路的分析方法

9、第十章

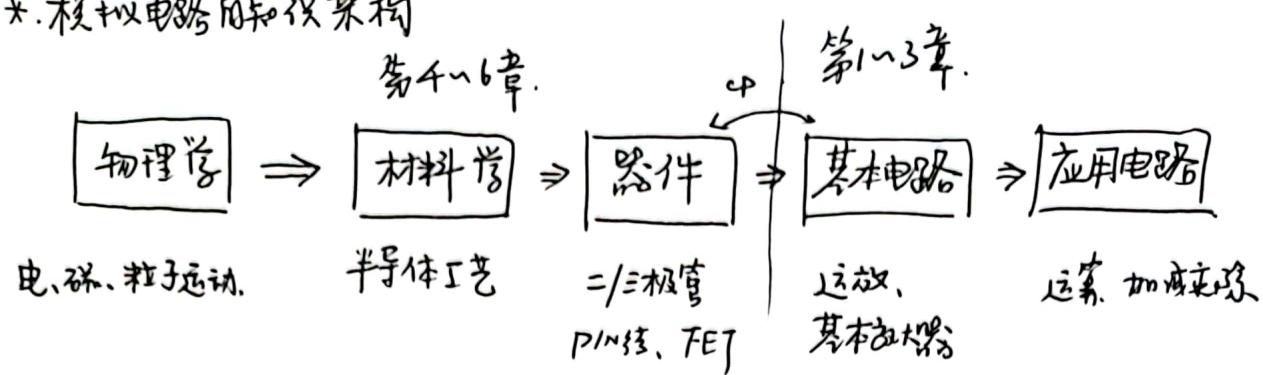
- 10.1 电压比较器的基本特性
- 10.2 简单比较器的概念与应用
- 10.3 迟滞比较器的概念与应用
- 10.4 弛张振荡器的概念与应用

10、第十一章 低频功率放大电路

四种功放及其效率

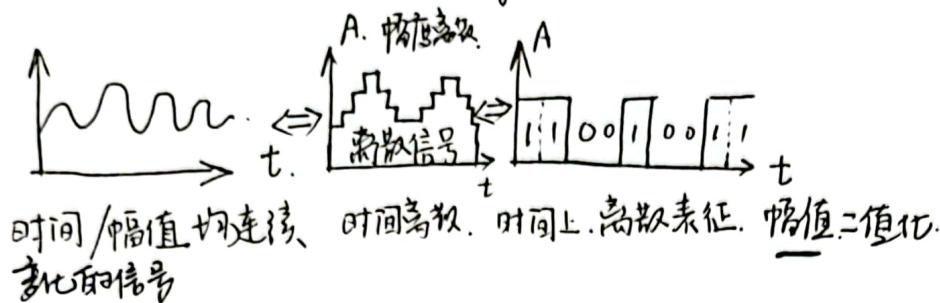
模拟电子电路

*. 模拟电路的知识架构



- 0 - 预备知识.

(I). 什么是模拟信号: Analog.

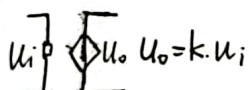


(II). 思维的转换 < 认识真实的物理世界>

- ① “等号”是不存在的。 — 精度。
- ② “立刻”“同时”这些概念不存在 (电流是连续的，不可能很快) — 速度常数
- ③ “模型” \Rightarrow 简化 (为了具体精度应用性条件)

(III). 从 可控源 放大器

压控电压 VCVS



电压放大器

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} \text{ 电压增益.}$$

流控电流 ICLS



电流放大器

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} \text{ 电流增益.}$$

流控电压 ICVS



阻抗放大器

$$A_r = \frac{U_o}{I_i} \text{ (s) 互阻.}$$

压控电流 VCIS



跨导放大器

$$A_g = \frac{I_o}{U_i} \text{ (s) 跨导.}$$

$$R_i \rightarrow \infty$$

$$R_i \rightarrow 0$$

$$R_i \rightarrow 0$$

$$R_i \rightarrow \infty$$

$$R_o \rightarrow 0$$

$$R_o \rightarrow \infty$$

$$R_o \rightarrow 0$$

$$R_o \rightarrow \infty$$

应用最广(首选)

应用: ① 高阻端

电压表测电压

② 远距离传输

好处: 节电(无寄生场)

优点: 高速+抗干扰.

加电阻分流
仍变吧.

电压电流相互转化.

? 不太理解

(IV). 表征放大器的指标

(1) R_i 输入阻抗

(2) R_o 输出阻抗

讨论: R_i 和 R_o 太大? 小好?

取决于设计的放大器类型.



(3) 增益: $A_u/A_i/A_r/A_g$ (放大倍数)

$$G = \frac{u_o}{u_i} = \boxed{A_u}$$

表示
方式

$$\textcircled{1} A_u = \frac{u_o}{u_i}$$

$$\textcircled{2} A_u (\text{dB}) = 20 \log_{10} \frac{u_o}{u_i} (\text{dB}) \quad \text{工程中常用}$$

未除

dB 相量转代

加减

e.g.

$$\begin{aligned} +20 \text{ dB} &\Leftrightarrow \times 10 \text{ 倍} \\ -20 \text{ dB} &\Leftrightarrow \times \frac{1}{10} \text{ 倍} \end{aligned}$$

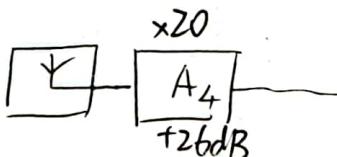
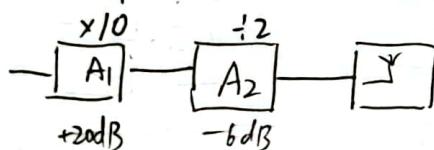
$$\begin{aligned} +6 \text{ dB} &\Leftrightarrow \times 2 \text{ 倍} \quad 10^2 = 100 \\ -6 \text{ dB} &\Leftrightarrow \times \frac{1}{2} \text{ 倍} \end{aligned}$$

$$+3 \text{ dB} \Leftrightarrow \times \sqrt{2} \text{ 倍} \quad -3 \text{ dB} \Leftrightarrow \times \frac{1}{\sqrt{2}} \text{ 倍}$$

$$+40 \text{ dB} = ? \text{ 倍} \quad (\text{未除 } \text{dB} \Leftrightarrow \text{加减})$$

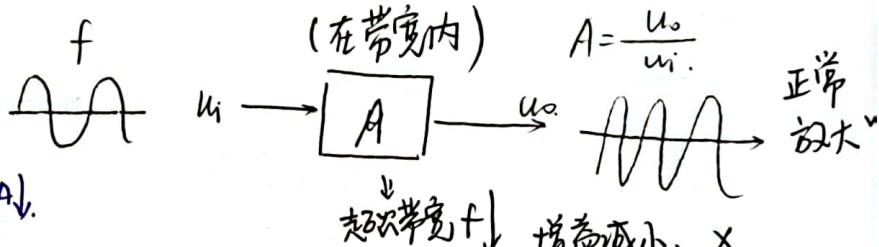
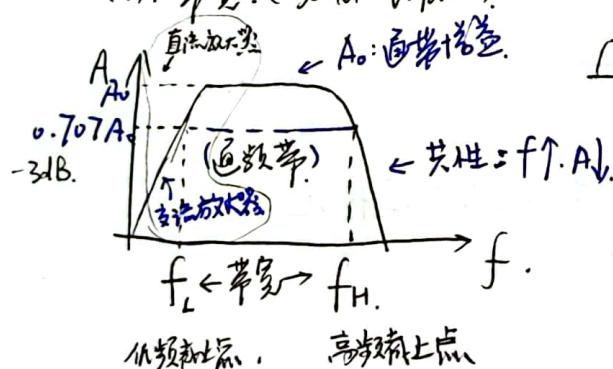
$$+20 \text{ dB} + 20 \text{ dB} + 6 \text{ dB} \Rightarrow 10 \times 10 \times 2 = 200 \text{ 倍}$$

在实际工程中:



$$A_{\text{总}} = (+20 - 6 + 26) \text{ dB} = 40 \text{ dB} \quad (\text{未除变加减})$$

(4). 带宽. (Band Width).



* 课外知识——分贝 (dB) 的来源.

R(B): 来自贝尔实验室

发现: 音频功率 $\times 10$ 倍 \Leftrightarrow 听觉(听觉)增加了 1 倍. ($\times 2$).

$$+1B(R) \Leftrightarrow \times 10 \text{ 倍 功率}$$

$$+2B(R) \Leftrightarrow \times 100 \text{ 倍 功率}$$

$$-1B \Leftrightarrow \times 0.1 \text{ 倍 功率}$$

$$A(B) = \log_{10} \frac{P_o}{P_i} (B)$$

$$\Rightarrow A_n(B) = \log_{10} \left(\frac{U_o}{U_i} \right)^2 (B) \quad \begin{matrix} P_o = U_o^2 / R \\ P_i = U_i^2 / R \end{matrix}$$

* 分贝 = $\frac{1}{2}(+\infty \rightarrow) dB.(B)$

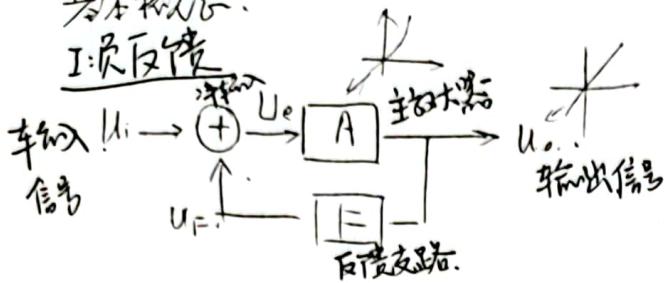
$$A_n(dB) = 10 \log_{10} \left(\frac{U_o}{U_i} \right)^2 dB = 20 \log_{10} \frac{U_o}{U_i} dB$$

第二章 运算放大器及其应用

$$u_o = u_i - \frac{u_f}{F} = u_i - \frac{u_e}{A \cdot F}$$

基本概念.

I: 负反馈



开环增益 (open loop gain)

$$u_o = u_e \cdot A$$

$$\frac{u_o}{u_e} = A$$

$$\frac{u_f}{u_e} = AF$$

不带反馈
(loop Gain)

$$u_f = u_o \cdot F$$

$$\frac{u_f}{u_o} = F$$

$$u_e = u_i - u_f$$

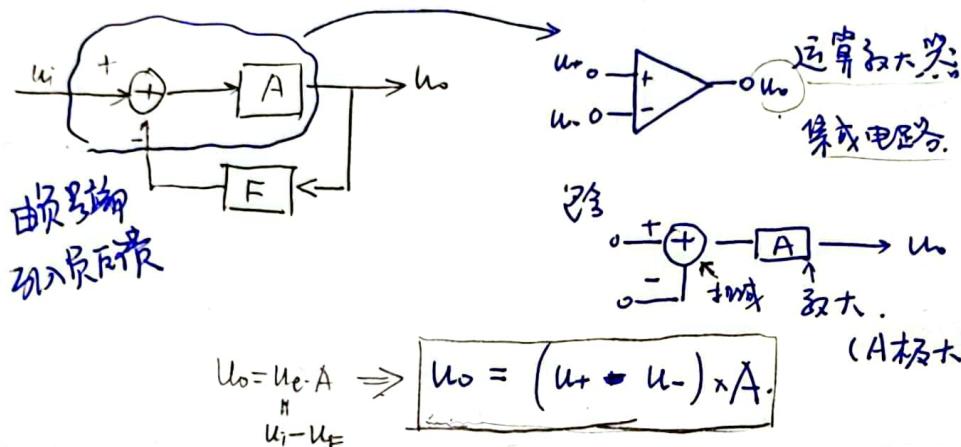
$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} = \frac{A}{1+AF} \quad \text{或 } D = 1 + AF \geq 1 \quad \text{深度负反馈}$$

深度负反馈
(若 $AF > 1$)

若有 A 与 A_F .

$$\frac{u_o}{u_i} = \frac{u_o}{u_e + u_f} = \frac{\frac{u_o}{u_e}}{1 + \frac{u_e}{u_o}} = \frac{A}{1+AF}$$

运算放大器的输出形式



定义与概念再整理.

u_e. 增强输入.

$$A: \text{开环增益.} = \frac{u_o}{u_e}$$

F: 反馈系数.

$$D = 1 + AF: \text{反馈深度}$$

AF: 不带反馈增益.

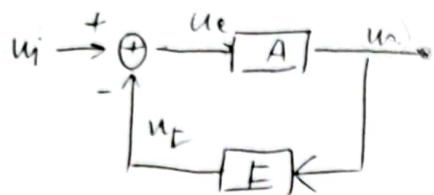
$AF \gg 1 \therefore \text{深度负反馈.}$

在深度负反馈条件下, 有 $A_{uf} = \frac{1}{F}$ $\rightarrow A$ 无关
↑
开环增益.

*: 只要放大器开环增益 A . 足够高.

则放大器闭环增益与 A 无关.

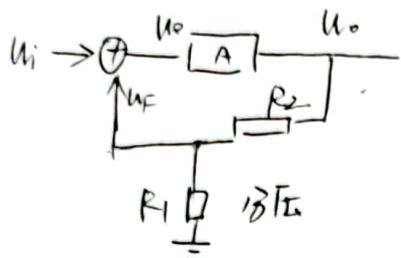
(1) 同相放大器 $u_o = k u_i$ ($k > 0$)



$$A_{uf} = \frac{1}{F} \quad (AF \gg 1)$$

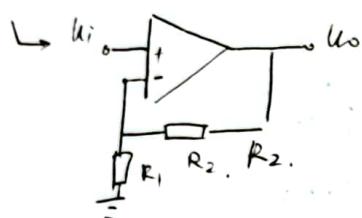
$\circ \boxed{F < 1} \rightarrow A_{uf} > 1$

衰减器 (电阻分压)



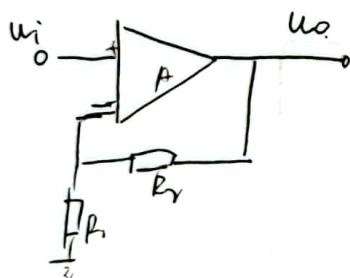
$$F = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (< 1) \quad \text{最佳反馈率? 依据虎克定律}$$

$$A_{uf} = \frac{1}{F} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$



* 讨论:

① 虚短路与虚断路现象。



已知: $A_f \gg 1$ ($u_o \rightarrow u_f$)

$$\boxed{u_o \text{ 有界}} \Rightarrow u_o = \frac{u_i}{A} \text{ 极小} \rightarrow u_i \approx u_f \quad (\text{虚短})$$

发生在深度负反馈下

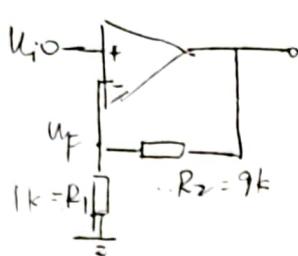
虚断路现象: $u_i + p u_i -$ 两个端口不吸收电流

看进去像断路

总结: ① 虚短路是深度负反馈的固有特性。

② 虚断路是运放放大器的固有特性

② 放大器的反馈工作过程



$$\text{例: } U_i = 1V, A_{uf} = 10, U_o = 10V$$

a) 若 U_o 超过 $10V$, ($10.00V$)

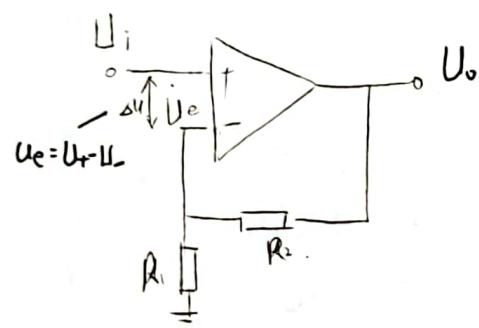
$$\rightarrow (U_F \uparrow) \rightarrow U_c = (U_i - U_F) \downarrow \rightarrow U_o \downarrow$$

b) 若 U_o 超过 $10V$, ($9.99V$)

$$\rightarrow U_i \downarrow \rightarrow U_c = (U_i - U_F) \uparrow \rightarrow U_o \uparrow$$

$\therefore U_o$ 不得不维持 $10V$.

* 讨论: 利用虚短、虚断原理进行综合分析.



基本原理
① 理想负反馈 + 深度($A \gg 1$)

step 1: 找净输入 U_e .

step 2: 假设某种原因使 U_e 变化

step 3: 看反馈下使 U_e 如何变化.

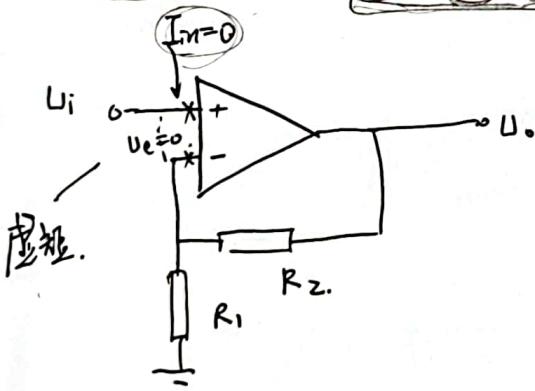
step 4: 判断振荡消除 U_e 变化.

负反馈 ✓.

② 在深度负反馈下, $U_e \rightarrow 0$ (虚短)

$$U_e \uparrow \rightarrow U_o \uparrow \\ (U_i - U_o) \leftarrow U_F \uparrow$$

③ $U_e = 0$ 和 $I_{in} = 0$ (作为条件, 计算电路)



$$U_i = U_F = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_o$$

$$\therefore U_i = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_o$$

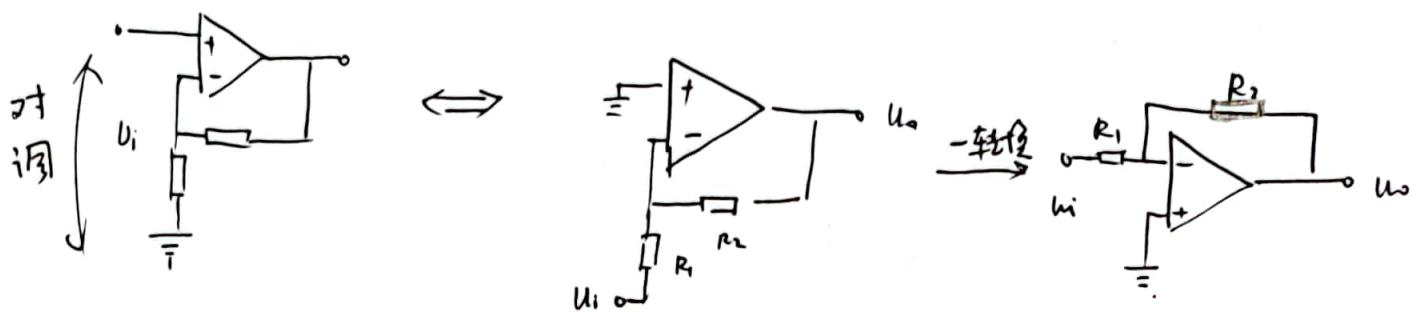
$$A_{uf} = \frac{U_o}{U_i} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

无需计算 F . A 也未出现.

总结: 该类放大器在电路的网孔方程中引入零号

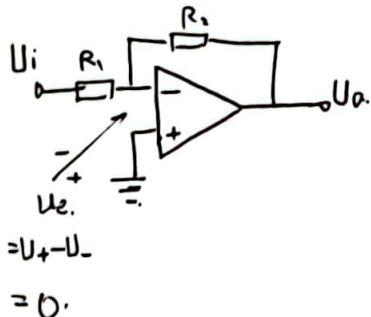
12) 反相放大器: $U_o = -k U_i$

来源:



分析:

① 判断负反馈. (✓)



$$U_i \uparrow \rightarrow U \uparrow \rightarrow U_e \downarrow \rightarrow U_- \downarrow \rightarrow U_o \downarrow$$



$U_o = 0V$. (满足引入节点初等条件)

$$U_i \xrightarrow{R_1} \xrightarrow{R_2} U_o \quad I_i = \frac{U_i}{R_1} \Rightarrow \text{全部流过} R_2.$$

强激励=0V. 但不吸电流.
且短. 虚断.

$$U_o = -I_i R_2 = -\frac{R_2}{R_1} \cdot U_i \quad \Rightarrow A_{uf} = \frac{U_o}{U_i} = -\frac{R_2}{R_1}$$

$\therefore R_i = R_1 = \frac{U_i}{I_i} = R_1$. (缺显) 输入阻抗不太好.

Pr7

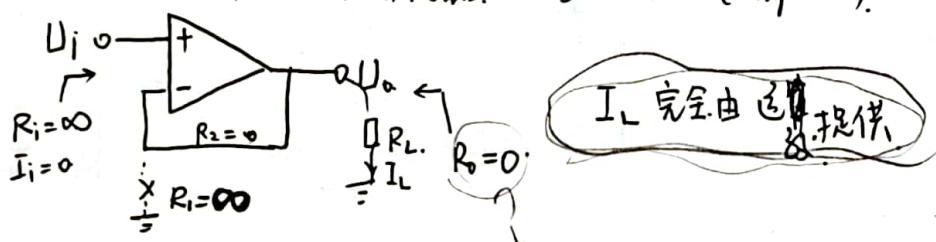
讨论：同相与反相放大器的对比。

①.

Amp	同相.	反相
$ A_{uf} $	$\geq 1 \cdot (1 + \frac{R_2}{R_1})$	$0 \sim \infty \cdot (-\frac{R_2}{R_1})$ ✓
R_T	$\sqrt{\infty}$ (信号端).	R_I
应用.	① 放大倍数 ② 阻抗变换	① 放大/缩小倍数. ② 阻抗变换

② 关于阻抗变换 / 跟随器.

Follower. 跟随器. $U_o = U_i$ ($A_{uf} = 1$).

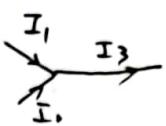


应用: ① 用于串级的总输入端: 与前级阻抗隔离.

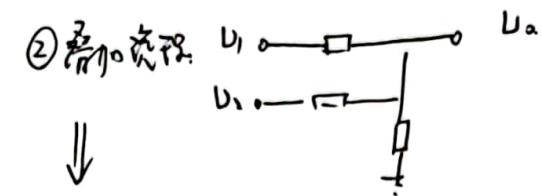
② 用于 ... - - - 车输出端: 与负载无关.

$$(3) \text{ 动态法: } U_o = k_1 U_1 + k_2 U_2.$$

回顾: «电路» 有加法功能. $\left\{ \begin{array}{l} \text{OKCL} \\ \text{②叠加原理} \end{array} \right.$



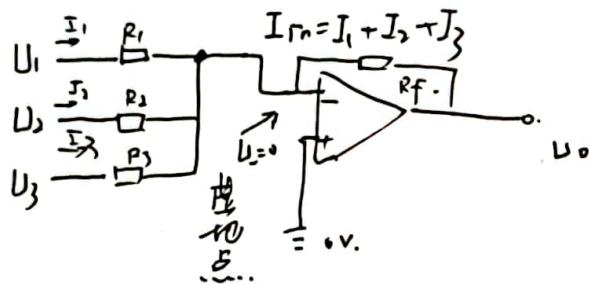
$$I_2 = I_1 + I_3$$



独立作用
之和.

满足串并联条件, 发挥2条定理,

(A). 反相加法器



$$\left. \begin{array}{l} I_1 = \frac{U_1}{R_1} \\ I_2 = \frac{U_2}{R_2} \\ I_3 = \frac{U_3}{R_3} \end{array} \right\} \underbrace{I_{Rn} = \sum_{i=1}^3 I_i}_{\text{加法.}}$$

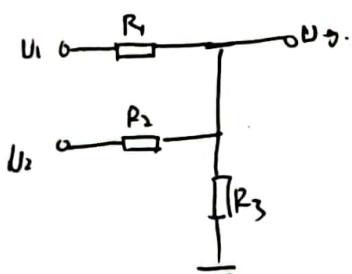
$$U_o = (I_1 + I_2 + I_3) \times (-R_f)$$

KCL

$$\Rightarrow U_o = - \left(\frac{U_1}{R_1} \cdot R_f + \frac{U_2}{R_2} \cdot R_f + \frac{U_3}{R_3} \cdot R_f \right) \\ = - \left(U_1 \cdot \frac{R_f}{R_1} + U_2 \cdot \frac{R_f}{R_2} + U_3 \cdot \frac{R_f}{R_3} \right)$$

(B). 同相加法器

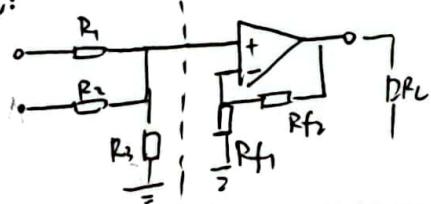
叠加原理



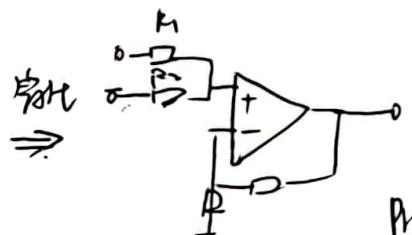
$$U_o = U_1 \times \frac{R_2 // R_3}{R_1 + R_2 // R_3} + U_2 \times \frac{R_1 // R_3}{R_2 + R_1 // R_3}$$

缺点: $\left\{ \begin{array}{l} ① \text{不能加负载} \\ ② k_1 = k_2 < 1. (\text{不满足}) \end{array} \right.$

改进:



相加器使用: $\left\{ \begin{array}{l} ① \text{能加} R_L \\ ② \text{放大} \end{array} \right.$



Pg

$$U_o = \left(\frac{R_2}{R_1+R_2} \cdot U_1 + \frac{R_1}{R_1+R_2} \cdot U_2 \right) \times \left(1 + \frac{R_{f2}}{R_{f1}} \right)$$

$k_1 < 1$ $k_2 < 1$ $k_3 < 1$.

\Rightarrow 用 $R_1 = R_2$, $R_{f1} = R_{f2}$.

$$\therefore U_o = U_1 + U_2 \quad (\text{同相})$$

* 讨论: 同相 / 反相, 加法电路分析.

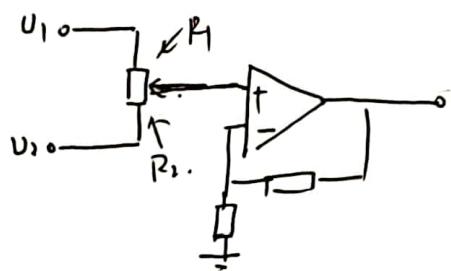
① 反相加法: 实现各支路电压按权值相加.

$$U_o = - (k_1 U_1 + k_2 U_2 + k_3 U_3)$$

独立调节 k_1, k_2, k_3 , 互不影响

② 同相加法: 各支路电压相加.

$$\text{但有一种特例. } k_1 = \frac{k_2}{R_1 + R_2}, \quad k_2 = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

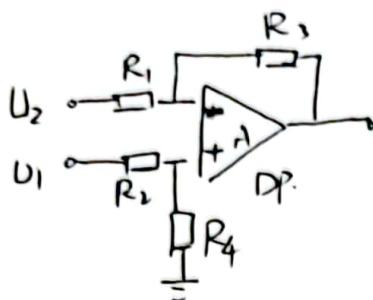


$$k_1 \uparrow, \quad k_2 \downarrow$$

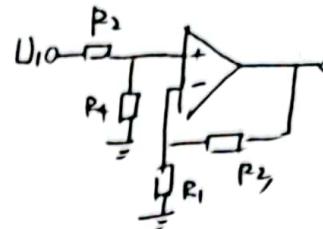
$$\text{但有 } k_3 \cdot k_1 + k_2 = 1.$$

应用: 在保证总权值不变的情况下, 分配各支路权值.

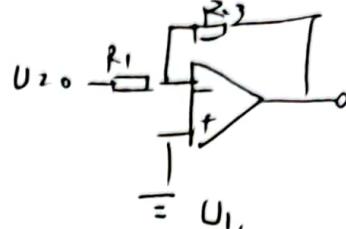
(4) ~~差~~ ~~滤器~~ $U_0 = k_1(U_1 - U_2)$ $\therefore k_1 U_1 - k_2 U_2$
 需求更多
 差分放大



$\Rightarrow k_1 U_1 (U_2 = 0)$
 叠加原理
 $\Downarrow k_2 U_2 (U_1 = 0)$



$$U_{01} = \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right) \cdot \left(\frac{R_4}{R_2 + R_4}\right) U_1.$$



$$U_{02} = -\frac{R_3}{R_1} U_2.$$

$$\sum U_{01} + U_{02} = U_0$$

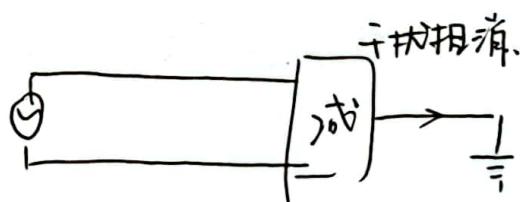
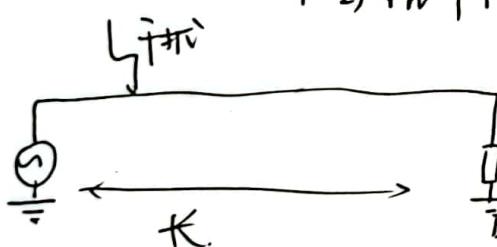
$$= \left(\frac{R_1 + R_3}{R_1} \cdot \frac{R_4}{R_2 + R_4} \right) U_1 - \left(\frac{R_3}{R_1} \right) U_2,$$

$$k_1 = k_2.$$

若 $R_1 = R_2, R_3 = R_4$

$$U_0 = \frac{R_4}{R_1} \cdot U_1 - \frac{R_3}{R_1} U_2 = \frac{R_3}{R_1} (U_1 - U_2)$$

计作. ① 应用.
 1). 电压跟随器.
 2). 反相放大 (差分放大).

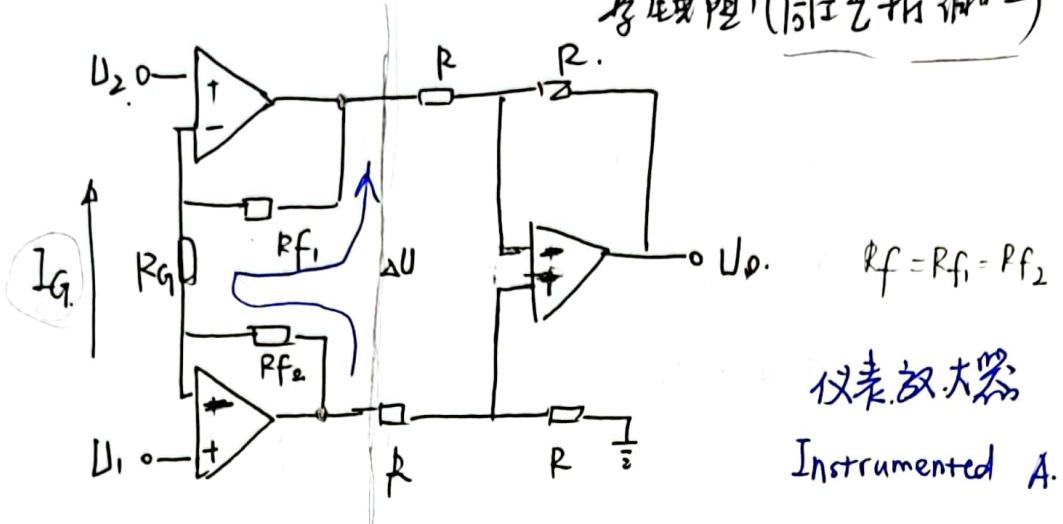


②. $k_1 = k_2$. 有 $1V/V$. $\Rightarrow R_1 = R_2, R_3 = R_4$

* “极性” = “不存无存.” “ = ”意味着精度, 例如大 (精度匹配)

③ 实用微差法. 甲路.

差动阻抗 (同工艺桥 测量)



$$R_f = R_{f1} = R_{f2}$$

仪表放大器

Instrumented A.

$$I_G = (U_1 - U_2) / R_G. \quad \Delta U = (2P_f + R_G) I_G = \left(1 + \frac{2P_f}{R_G}\right) (U_1 - U_2).$$

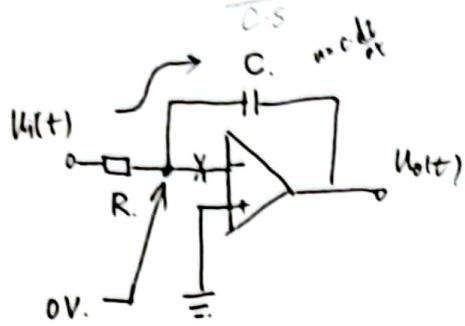
$$U_o = \Delta U = \left(1 + \frac{2P_f}{R_G}\right) \cdot (U_1 - U_2)$$

优点: ① R_G 只有一个调节 \Leftrightarrow 调 R_G 来实现.

② $R_i = \infty$. ③ 解决两个不同的问题.

(5). 积分器电路. $y(t) = \int u(t) dt$ III

$$\text{回路: } U_o(t) = \frac{1}{C} \int I_o(t) dt$$

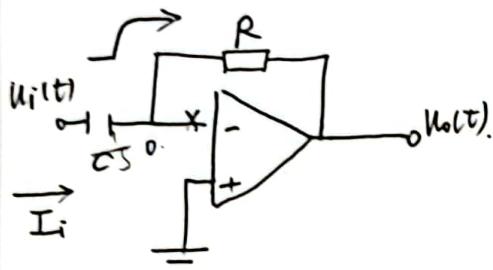


$$I_i(t) = U_i(t)/R$$

$$U_o(t) = -\frac{1}{C} \int I_i(t) dt = -\frac{1}{RC} \int U_i(t) dt.$$

物理意义: 电荷积分

(6). 微分电路. (符号). $y(t) = x'(t)$. $d x(t)/dt$



$$I_i(t) = C \cdot dU_i(t)/dt$$

$$U_o(t) = -I_i(t) \cdot R = -RC \frac{dU_i(t)}{dt}$$

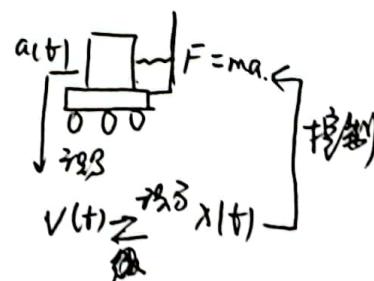
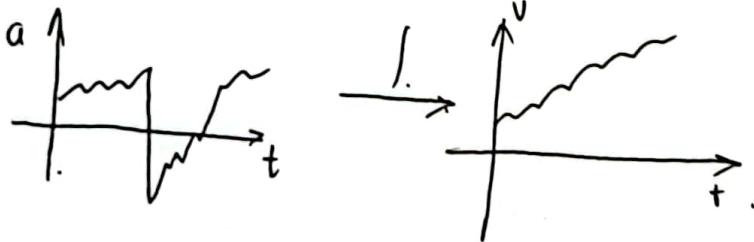
$$U_o(s) = -\frac{R}{1/s} \cdot \underline{U_i(s)} = -RC \underline{s \cdot U_i(s)}$$

用途: ① 应用.

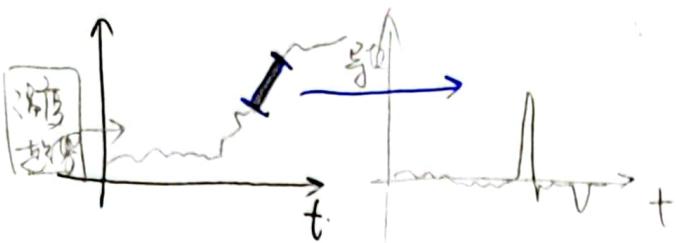
四 波形变换



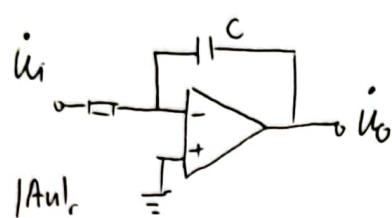
(12) 积分器实现. 累积 / 波形平均



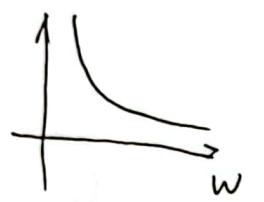
(3) 滤波器：实现对信号的滤波和提取



记忆：②：滤波器与微分器的频域特性 (正弦稳态分析)



$$Z = \frac{1}{j\omega C} \quad (\text{虚数单位})$$

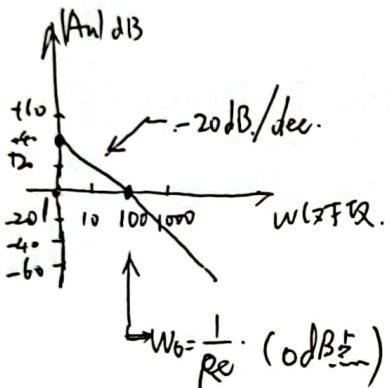


$$A_u = -\frac{Z}{R} = -\frac{1}{j\omega R C} = -\frac{1}{\omega R C} \quad \left(\frac{1}{\omega}\right)$$

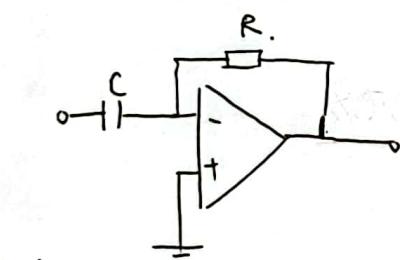
幅值特性： $|A_u| = \frac{1}{\omega R C}$ (反相放大)

相位特性： $\Delta\phi = -90^\circ$ (反相加相立)

相对子电路原理 (反相放大). 相位关系： -180° -90°

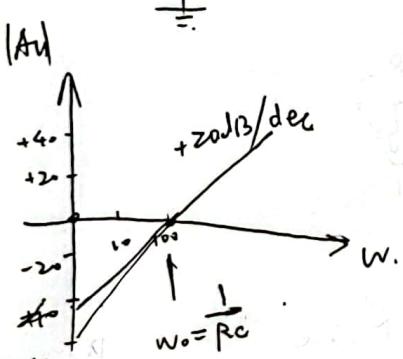


$$w_0 = \frac{1}{R_C} \quad (0 \text{ dB})$$



$$A_u = -\frac{R}{Z} = -j\omega R C = -\omega R C j$$

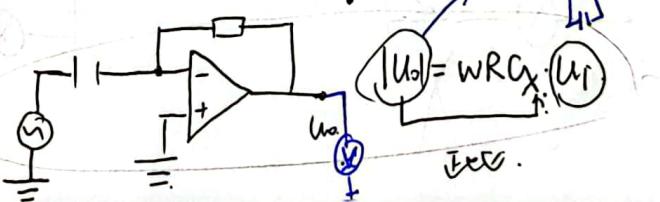
$$\left. \begin{array}{l} \text{幅：} |A_u| = \omega R C \\ \text{相：} \Delta\phi = +90^\circ \end{array} \right.$$



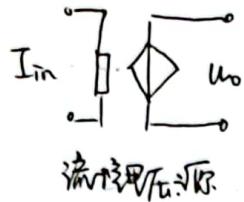
$$w_0 = \frac{1}{R_C}$$

$$+20 \text{ dB/dec.} \rightarrow \text{+20 dB/dec.}$$

$$\text{应用：} \frac{U_o}{U_i} = \frac{1}{1 + j\omega R C}$$

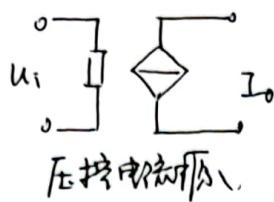


(7). I/V 变换器和 V/I 变换器 (电压/电流信号的互换)



流控压源

(互阻放大器 $A_f = \frac{U_o}{I_i}$)



压控电流源

(互导放大器 $g_{in} = \frac{I_o}{U_i}$)

应用: ① I/V 倍数
② 阻抗变换

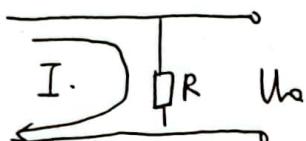
互阻: $R_i \rightarrow \infty \quad R_o \rightarrow 0$

互导: $R_i \rightarrow \infty \quad R_o \rightarrow \infty$

③ 远传信号

④ 高速信号放大

✓ I/V
讨论: 如何把 I 转成 V?

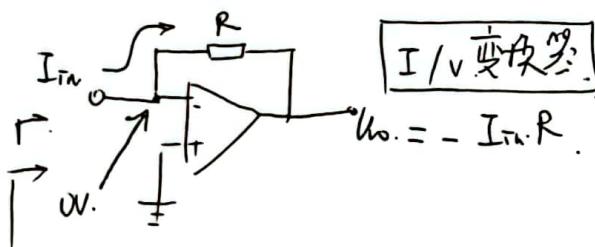


$U_o = I_{in} \cdot R$, 电阻可否作 I/V 级?
X

存在问题: ① 不能带载 $R_L \parallel R$.

② $R_i \neq 0$. ($R_i = R$)

③ 分布电容影响. R_C 放大器 \rightarrow 低频高通滤波

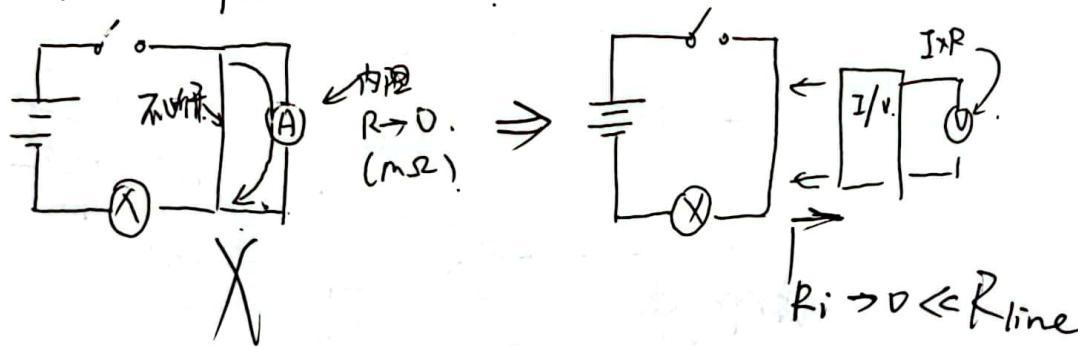


- ① I_{in} 仍流过 R.
- ② R 并联在回路中.
- ③ $R_{in} = 0$.

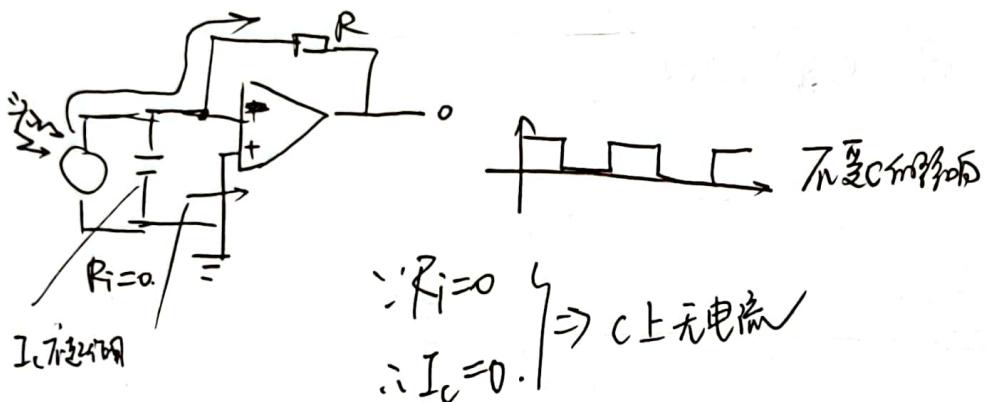
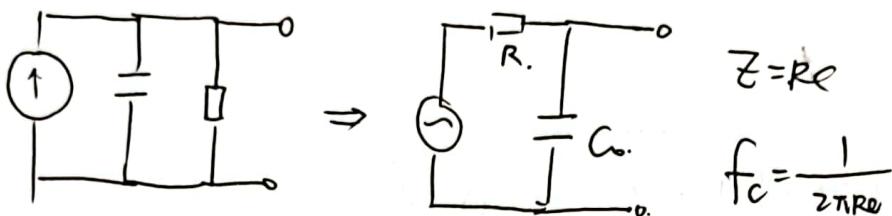
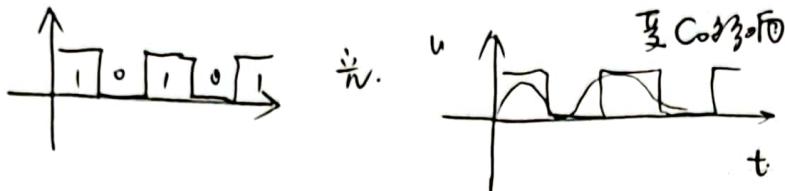
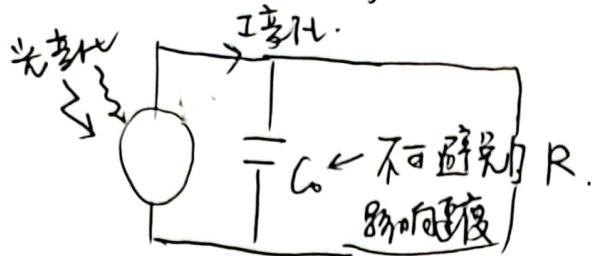
应用优势: 内阻为 0, 不影响放大器

R_{in}
(理想电压源)

应用: 电流在线测量 (理想电流表)

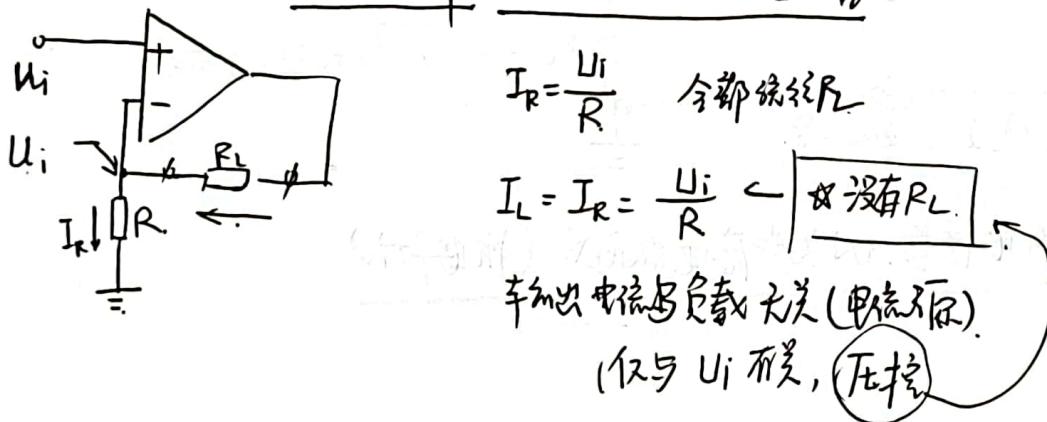


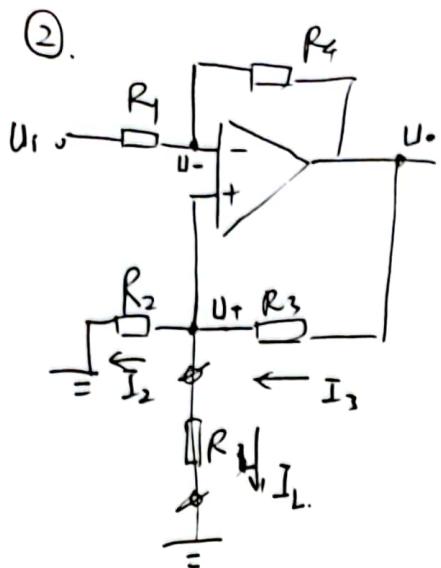
应用例：高速光脉冲（光电转换）



* V/I 变换器：将电压信号 \rightarrow 电流信号

① 是恒流源。优点：简单。缺点：RL两端都是原形。





对地串电流.

$$\frac{U_+}{R_2} = \frac{U_o}{R_3} - \frac{U_+}{R_3} - I_L \quad U_o = \left(\frac{U_o}{R_3} - I_L \right) / \left(\frac{R_1 + R_3}{R_1 R_3} \right)$$

$$U_+ = I_2 \cdot R_2 = (I_3 - I_L) R_2 = \left(\frac{U_o - U_+}{R_3} - I_L \right) \cdot R_2 \quad ④$$

$$U_- = \frac{R_4}{R_1 + R_4} \cdot U_i + \frac{R_1}{R_1 + R_4} \cdot U_o \quad ② = \frac{R_3}{R_1 + R_3} \cdot U_i + \frac{R_4}{R_1 + R_3} \cdot U_o$$

为简化: 假设 $R_1 = R_2$, $R_3 = R_4$

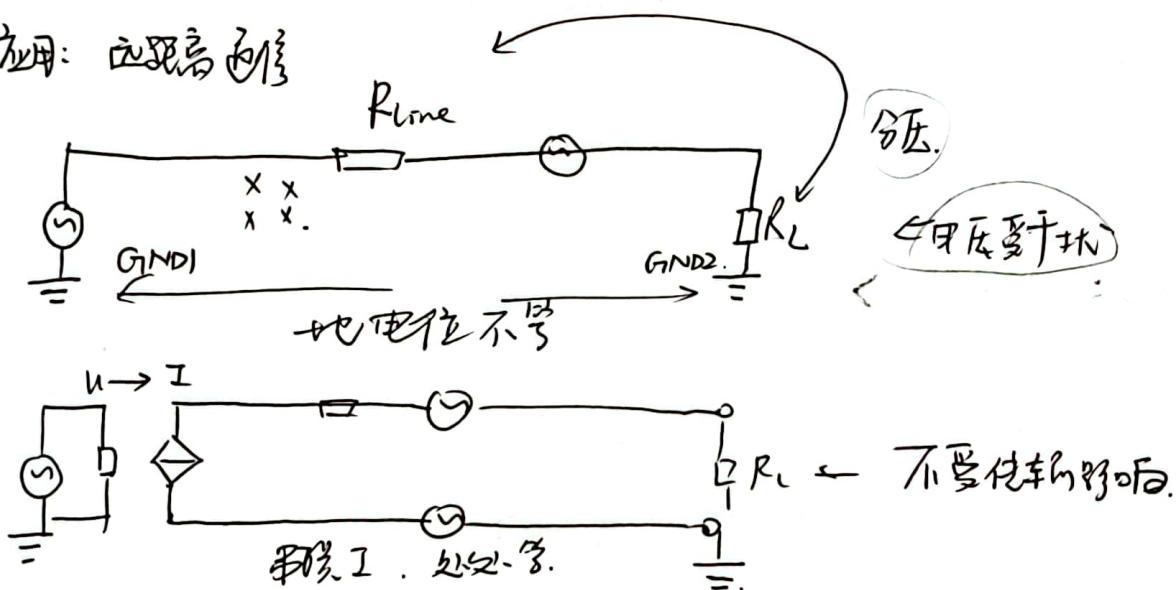
$$① = ② \Rightarrow I_L = -\frac{U_i}{R_2} \quad (\text{与 } R_L \text{ 无关})$$

$$\therefore I_2 = -\frac{U_i}{R_1} = -\frac{U_i}{R_2}$$

优点: R_L 有一端有公共地. 有几路负载, 只需 N+1 根线.

缺点: ① 电路相对复杂 ② 需要两对

应用: 远距离传输



远距离传输的电信号, 优先考虑电流形式. (抗干扰)

第二章 小结

① 运算放大器：已经成为 模拟工程研究的基本器件。

② 运算本身只完成 相加 和 高倍放大 \Rightarrow 需要配合

③ 四则运算、微积分都可以由 电路单元实现！

函数(数学表达式) \Leftrightarrow 电路单元(硬件)。

电源进行信号变换和处理

④ 信号输入是 电压形式，输出是 电流形式



第三章 有源滤波器 (Active Filter) 引入不同W的电流

4. 理论知识

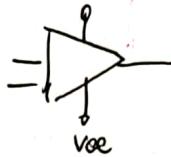
①. 滤波器：具有滤波特性的二类电路

②. 有源 (Active) / 无源 (Passive)

有电源：输出的能量并不直接来自电源输入。

$$I_{in} \rightarrow | \sum | \rightarrow I_{out}$$

$$P_i \geq P_o$$



$$P_i < P_o$$

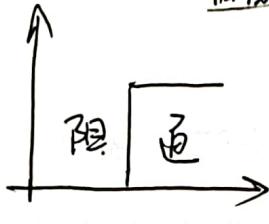
为什么 $P_i > P_o$
因为无电源，无法放大

③. 滤波器的类型。(表征滤波器特性，用 Bode 图)



低通滤波器 (LPF)

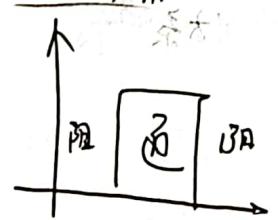
Low-Pass Filter



高通 (HPP)

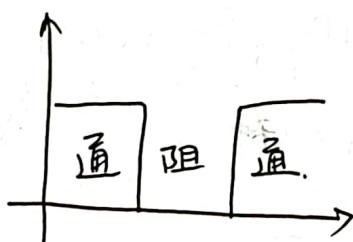
伯德

幅值-相角



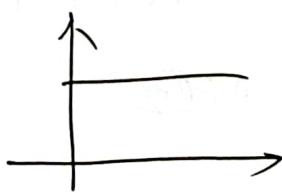
带通 (BPF)

Band Pass Filter



带阻滤波器 (BRF)

Band Reject



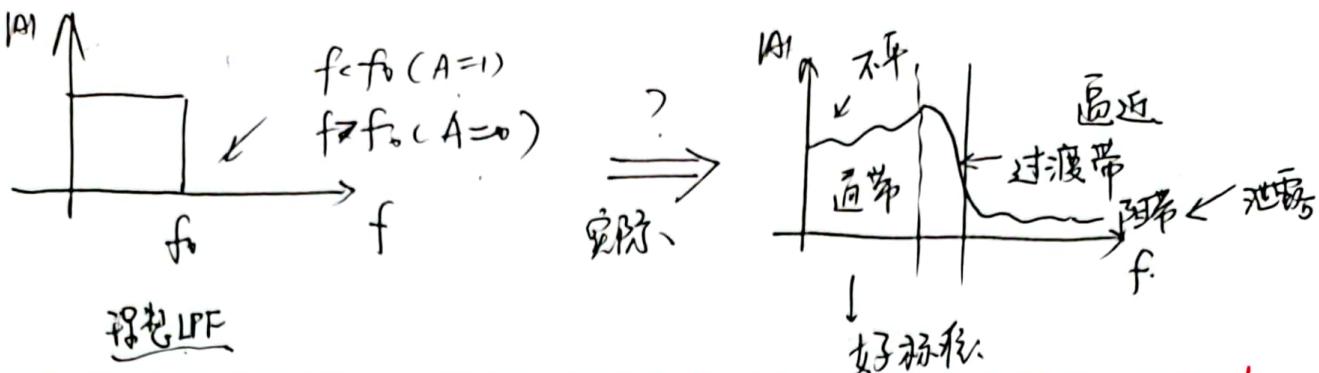
全通 (APF)

理想 Filter

实际不可完全实现

All-Pass

④. 实际的滤波器 —— 受限于频率响应条件



理想 LPF

频率选择元件
均无耗
元件

$$L: Z_L = j\omega L \quad (\text{正弦})$$

$$C: Z_C = \frac{1}{j\omega C} \quad (\text{反弦})$$

- ① 过渡带 —— “陡”
 ② 通带 —— “平”
 ③ 阻带 —— “缓”

“滤波器设计的核心问题：用 $j\omega L$ 和 $\frac{1}{j\omega C}$ 构造 Bode 图”
 (正弦) (反弦)

⑤ 滤波器的基本概念

功能 LPF HPF BPF BRF ...

阶数 系统中有几个 储能 (能量存储性) 元件

极点形式 巴特沃斯、切比雪夫、贝塞尔、椭圆

物理实现 无源电路 (LRC) 有源电路 (+op) 反馈 DSP、
 (数字信号处理)
磁带机、机芯 (微机与接口)
 (MOS、石墨制)
 电容形式 Sallenkey、MFB型 (十几种)
 (或电容反馈形式)

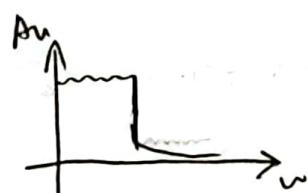
⑥ 常见滤波器形式和性能对比

① 巴特沃斯 (Butter Worth)

优点：带内平坦

缺点：过渡带一般

用途：音频 / 首选应用



② 切比雪夫型

优点：过渡带陡

缺点：通带不平

应用：区分靠的很近的两个信号

③ 带通滤波器

优点：过渡带极陡

缺点：通带不平 + 阻带弹性

应用：需区分十分频的两个信号

注意：需配合已判决，将阻带降低。

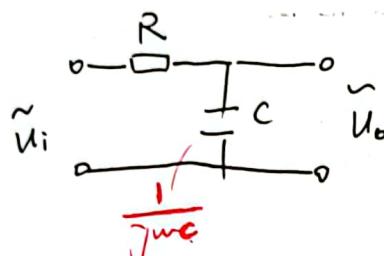
④ 尖截止滤波器

优点：时延相同(线性相位)

缺点：通带下降，过渡带不陡。

应用：波形的平滑(时域好)

复习：一阶无源滤波器



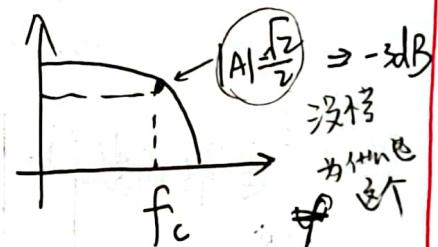
$$U_o = \frac{Z_c}{Z_c + R} U_i = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{\frac{1}{j\omega C} + R} U_i = \frac{1}{1 + j\omega RC} U_i$$

$$|A_u| = \frac{U_o}{U_i} = \frac{1}{1 + j\omega RC}$$

① 当 $|wRC| \ll 1$ (低频) $|A| \approx 1$

② 当 $|wRC| \gg 1$ (高频) $|A| \approx \frac{1}{wRC}$

③ 转折点 $|wRC| = 1$ $f_c = \frac{w}{2\pi} = \frac{1}{2\pi R C}$

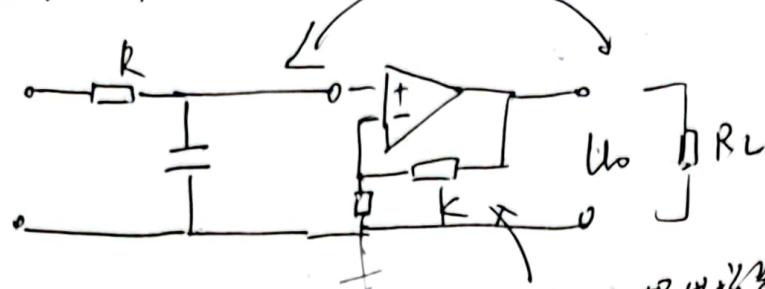


小结：
一阶无源 \Rightarrow “一阶有源”

- 无源电路缺点：
- ① 不能带载； $R_L \parallel C$ 上，影响带宽
 - ② $|A| \leq 1$ ，只能衰减、不能增益
 - ③ 稳定性差 R_s 影响 f_c

I : -阶无源 \Rightarrow “一阶有源”

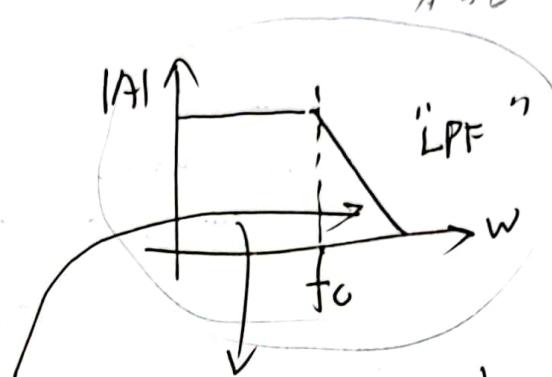
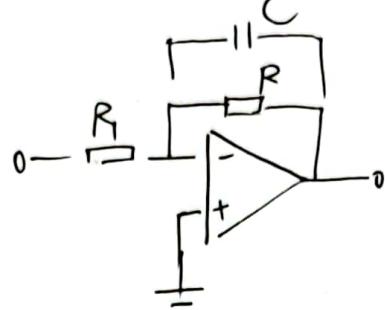
方案 I : 元件 + 同相放大



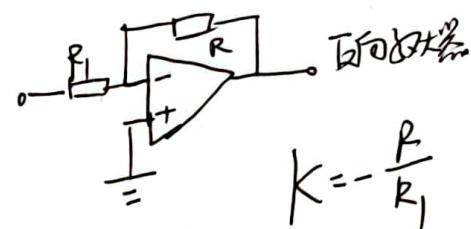
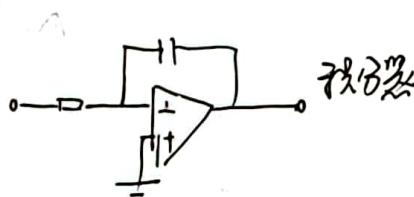
$K \gg 1$, 提供增益.

为啥这么画图?

方案 II: (LPF)



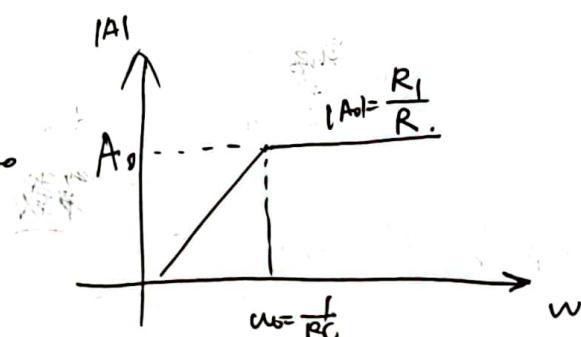
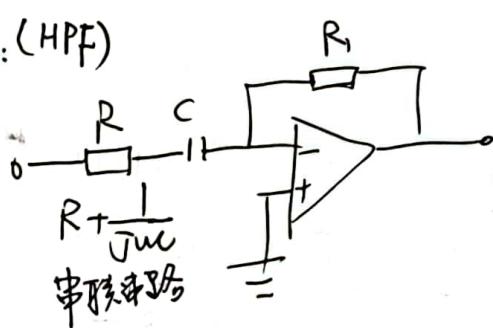
① 当 w 大时, $\frac{1}{j\omega C} \ll R$. 忽略. (不看 R) ② 当 $w \approx N \sim \infty$, $\left| \frac{1}{j\omega C} \right| \gg 1^2$



$$K = -\frac{R}{R_L}$$

③ 转折频率: $| \frac{1}{j\omega C} | = R \Rightarrow \omega_C = \frac{1}{RC} \cdot f_C = \frac{\omega_C}{2\pi} = \frac{1}{2\pi R C}$

方案 III: (HPF)



① 当 w 很小 \Rightarrow 微分器 (R 可忽略)

② 当 w 很大 \Rightarrow 放大器 (C 可忽略)

③ 转折 $R = \left| \frac{1}{j\omega C} \right| \Rightarrow \omega_C = \frac{1}{RC} \Rightarrow f_C = \frac{1}{2\pi R C}$

★ 反向增益 (共射点反向增益, 再分析电路)

$$x \rightarrow H(s) \rightarrow y \quad H(s) = \frac{s^2 + b_1 s + b_0}{s^2 + a_1 s + a_0}$$

查表:

$$H(s) = \frac{H(\omega_0) \omega^2}{s^2 + \frac{\omega_0^2}{Q} s + \omega_0^2} \quad (\text{RL 通})$$

$$H(s) = \frac{H(\omega_0) s^2}{s^2 + \frac{\omega_0^2}{Q} s + \omega_0^2} \quad (\text{高通})$$

$$H(s) = \frac{H(\omega_0) \cdot \frac{\omega_0}{Q} \cdot s}{s^2 + \frac{\omega_0^2}{Q} s + \omega_0^2} \quad (\text{带通})$$

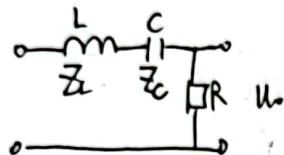
BP

ZP

BP

看 s^2 等效为 1
看 s 的阶数

例 1:



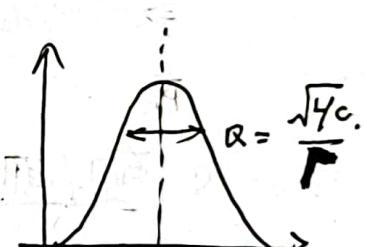
$$\begin{aligned} A = \frac{U_o}{U_i} &= \frac{R}{Z_L + Z_C + R} = \frac{R}{(j\omega L + \frac{1}{j\omega C}) + R} \\ &= \frac{R}{SL + \frac{1}{SC} + R} = \frac{RCS}{LCS^2 + RCS + 1} \end{aligned}$$

$$\frac{H(\omega_0) \cdot \frac{\omega_0}{Q} \cdot s}{s^2 + \frac{\omega_0^2}{Q} s + \omega_0^2} \iff \frac{\frac{R}{L} \cdot s}{s^2 + \frac{R}{L} \cdot s + \frac{1}{LC}} \quad (\text{首1, 形式})$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC} \Rightarrow \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (\text{中心频率})$$

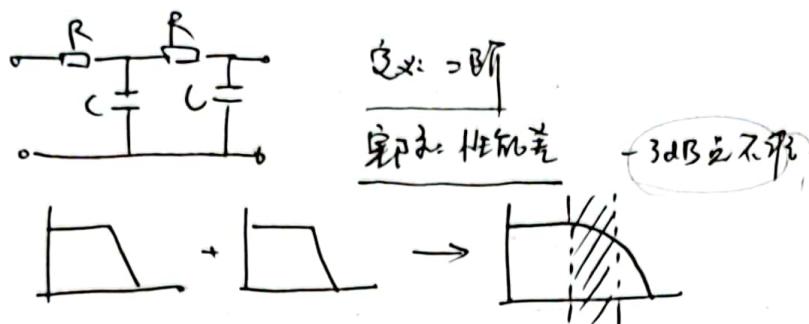
$$\omega_0/Q = R/L \Rightarrow Q = \sqrt{L/C} / R \quad (\text{品质因数})$$

$$\rightarrow H(\omega_0) = 1 \quad (\text{通带增益})$$



II. -阶有源滤波器 \Rightarrow 二阶 \Rightarrow 高阶 n 个二阶 \Rightarrow -阶

例 1 2T-阶串联 \Rightarrow 二阶滤波器



① 为什么 $= \sqrt{2}$, 甚至高阶 $(n\sqrt{2}) = n$ 个低级 $\sqrt{2}$)



$$\frac{L}{j\omega}, \frac{1}{j\omega C}$$

一个低级元件只能产生
-次关系 $\propto \omega^{\frac{1}{2}}$

阻抗元件 -20dB/dec
$\propto -20\text{dB}/0.1\text{dec}$
$+20\text{dB}/\text{dec}$

二阶 $\Rightarrow \propto \int w^2 \text{ or } \frac{1}{w^2}$

$\Rightarrow -20\text{dB}/\text{dec}$ 无阻带?

$n\sqrt{2}$ $\Rightarrow \propto w^n \text{ or } \frac{1}{w^n}$

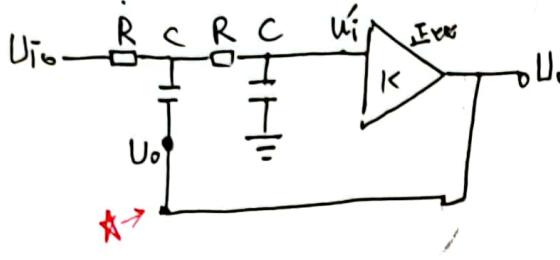
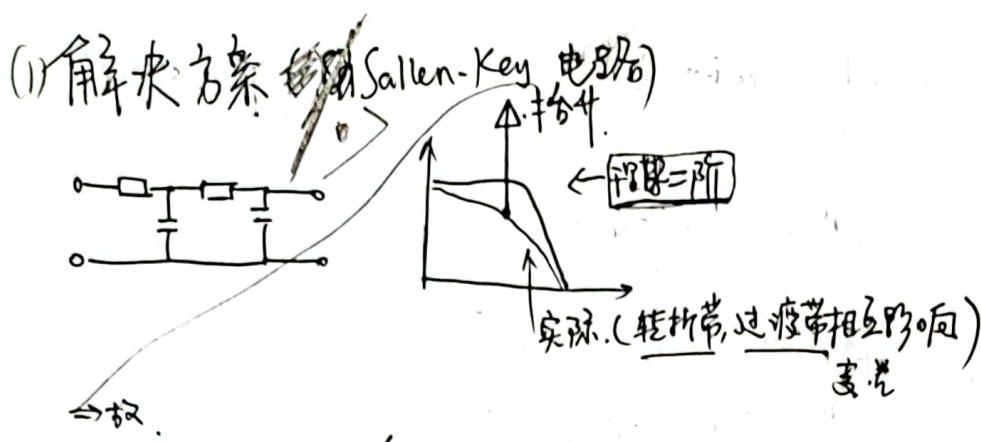
$\Rightarrow -20n/\text{dec}$ 阻带

结论: ① 有用/无用信号混杂时

② 无用信号很强,

③ 要求有用信号干净

高阶 n



定性分析:

① 若 U_i 的 ω 很高, $Z_c = \frac{1}{j\omega C} \ll R$.

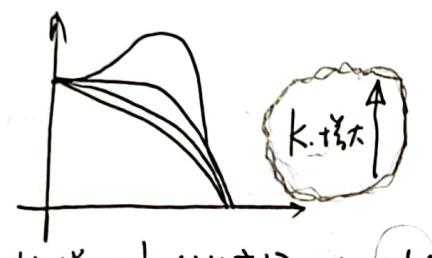
$U_i \rightarrow 0 \Rightarrow U_o \rightarrow 0 \Rightarrow$ 反馈点 $\rightarrow 0$ (与接地无区别)
★ 不影响阻带特性.

② 若 U_i 的 ω 很小, $Z_c = \frac{1}{j\omega C} \gg R$.

反馈忽略不计.

★ 也不影响通带特性.

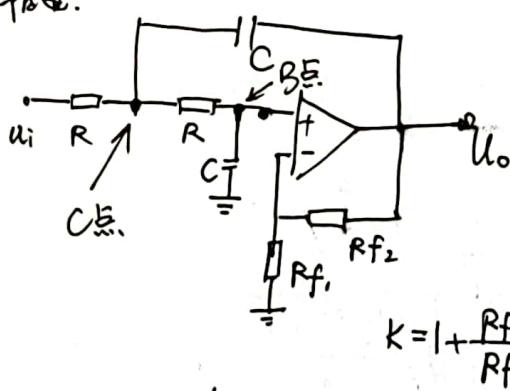
③ 当 U_i 的 ω 接近转折频率 ω_c , 反馈由 K 决定.



当 K 增大时, 特性变好, 过渡带宽.

严格的数学推导: (模电中先会用定性分析, 之后再手写用定理. 这是一种理解方法)

推导.



$$KCL \left\{ \begin{array}{l} C\text{点: } \frac{U_i - U_c}{R} + \frac{U_o - U_c}{Z_c} + \frac{U_B - U_c}{R} = 0 \\ B\text{点: } \frac{U_c - U_B}{R} + \frac{U_o - U_B}{Z_c} = 0 \end{array} \right. \quad U_o = K \cdot U_B \quad (K = 1 + \frac{Rf_2}{Rf_1})$$

$$A_{U(s)} = \frac{U_o}{U_i} = \frac{K(\frac{1}{Z_c})^2}{s^2 + \frac{3-K}{R_c} \cdot s + (\frac{1}{Z_c})^2} \Leftrightarrow \frac{H(s) \cdot \omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0^2}{Q} \cdot s + \omega_0^2}$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{RC} \quad (\text{转折频率})$$

$$Q = \frac{1}{3-K} \quad (K > 3) \quad (\text{若 } K > 3 \text{ 且 } Q < 0, \text{ 有振荡})$$

$$H(s) = K \cdot (通带增益)$$

① 那么 K 要多大合适呢？/ 评估 $(K \leftrightarrow Q)$

[取决于拿滤波做什么]

1) 当 $Q = 0.707$. 好. 巴特沃斯滤波器 (巴带平)

2) 当 $Q = 1.3$. 物理上比零大很多 (dB带陡)

3) 当 $Q = 0.5 \sqrt{2}$. 物理上比零小很多 (dB近平坦) \rightarrow 选择

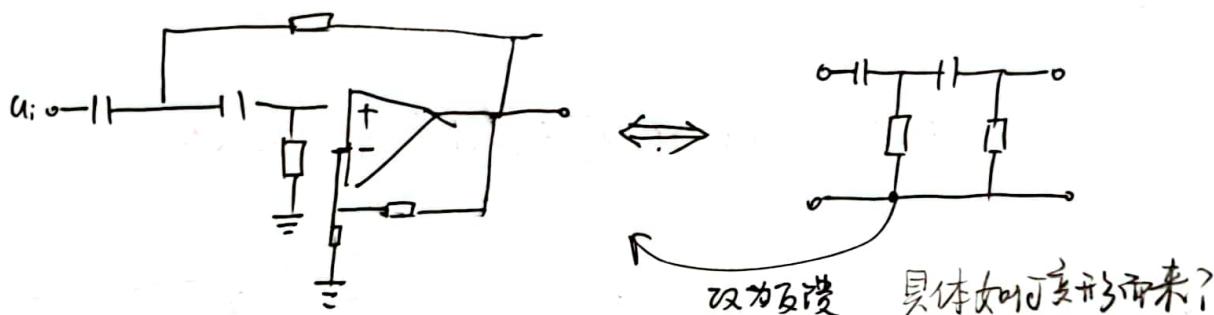
综上，计算上代入路中 K , 以及 R_f1, R_f2 .

② Sallen-Key 型电路的应用范围.

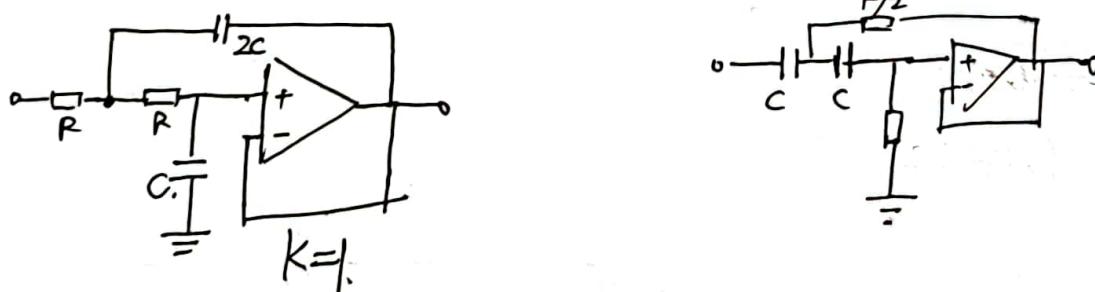
* 一般应用于 T 或 Q 值的应用 (有平坦带)



③ Sallen-Key 电路的变形 (增益形式), (高通形式)



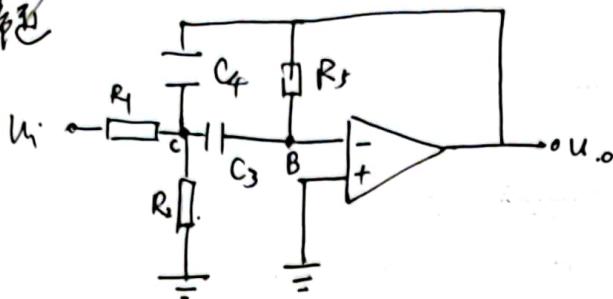
④ Sallen Key 在单位增益形式 (巴特沃斯简化)



2C: C: Q约 0.707.

2 多重反馈式(MFB型)滤波器 (Multiple-FeedBack)

特点



KCL 方程:

$$C_{23} \frac{U_i - U_c}{R_1} + \frac{0 - U_c}{R_2} + \frac{U_B - U_o}{Z_{C_3}} + \frac{U_o - U_c}{Z_{C_4}} = 0$$

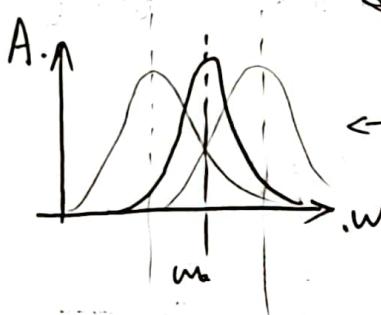
$$\text{平衡: } \frac{U_c - U_B}{Z_{C_3}} + \frac{U_o - U_B}{R_5} = 0$$

$$U_B = 0$$

$$\Rightarrow A_{H(s)} = -\frac{\frac{1}{R_1 C} \cdot s}{s^2 + \frac{2}{R_2 C} \cdot s + \frac{R_1 + R_2}{C R_1 R_2}} \Leftrightarrow -\frac{1 + (w_0) \cdot \frac{w_0}{Q} \cdot s}{s^2 + \frac{w_0}{Q} s + w_0^2}$$

$$w_0 = \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{C^2 R_1 R_2 R_5}} = \frac{1}{C} \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_5}} = \frac{1}{C} \sqrt{\frac{1}{R_5} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)} \approx \frac{1}{C} \sqrt{\frac{1}{R_2 R_3}} \quad (\text{假设 } R_2 \ll R_1)$$

$$\text{带宽 } B_w = \frac{w_0}{Q} = \frac{2}{R_2 C} \quad |A(w_0)| = -\frac{R_5}{2R_1} \quad \boxed{\text{幅值衰减}} \quad A(w_0) = \frac{1}{R_1 C} - \frac{R_5}{2}$$



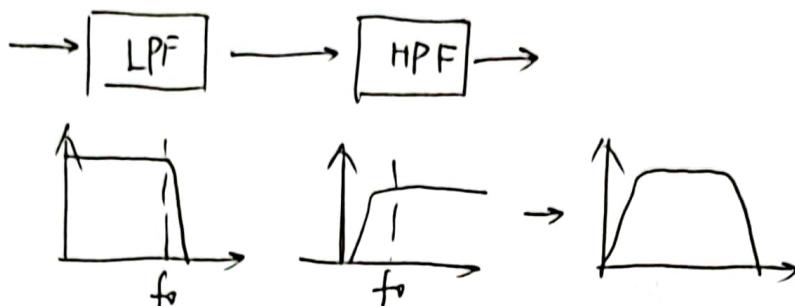
\leftrightarrow 幅值: 双节段实现
(可变增益方式)

应用: MFB 滤波器.

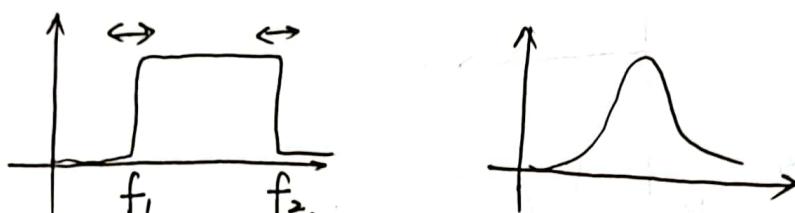
- ① 达到了高 Q 值，支点的选取灵活
- ② 带宽宽限很宽
- ③ 固有延迟

滤波器的组合

① 低通(LPF)和高通(HPF)串联 \Rightarrow 带通BPF



注意: LPF + HPF 方案 VS MFB 方案 带通滤波器



①' 串联方案: f_1 , f_2 , 单独调节, 互不影响

MFB方案: BW不变, 中心频率f可调(f_H , f_L 同时移动)

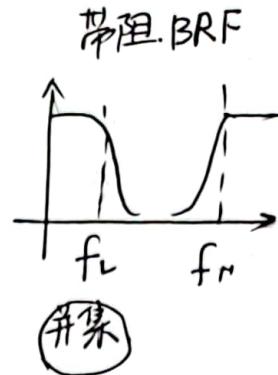
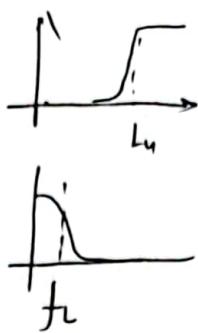
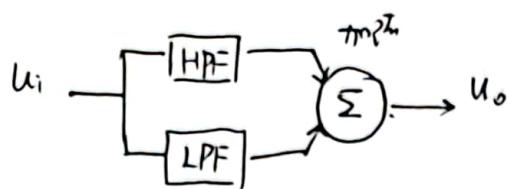
②' 串联方案, 只含低Q值, (有平坦段), (f_1 与 f_2 很远).

10x以上

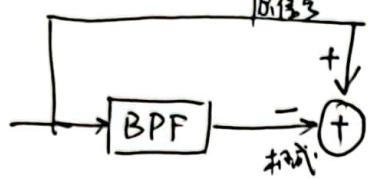
③' MFB只含高Q值, (尖锐共振), (f_1 , f_2 相距很近)

④' 串联方案需2个达林顿, 构造复杂

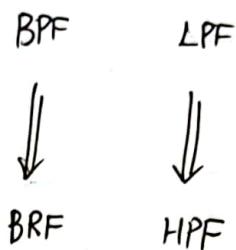
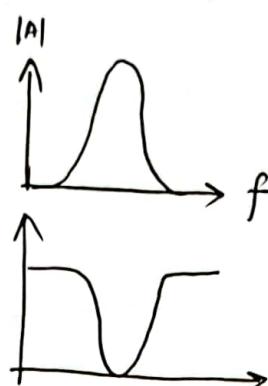
② T型 LPF 和高通 HPF 并联



③ 对偶变换 (减法器实现)



应用：ECG MFB(极客带BPF) 变为
极客带的BRF(滤波器)



例：心电图信号降噪

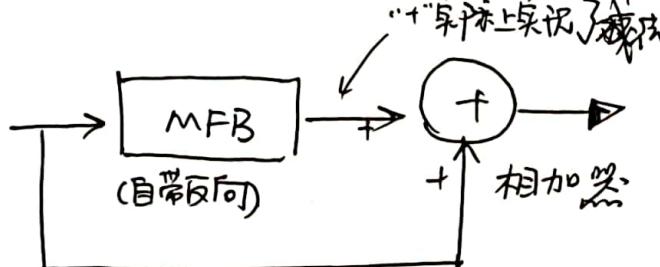
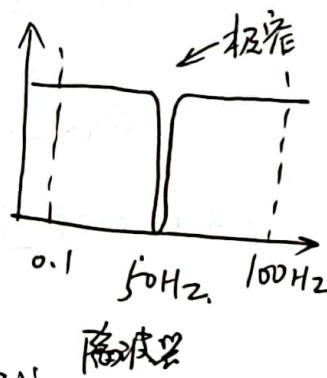


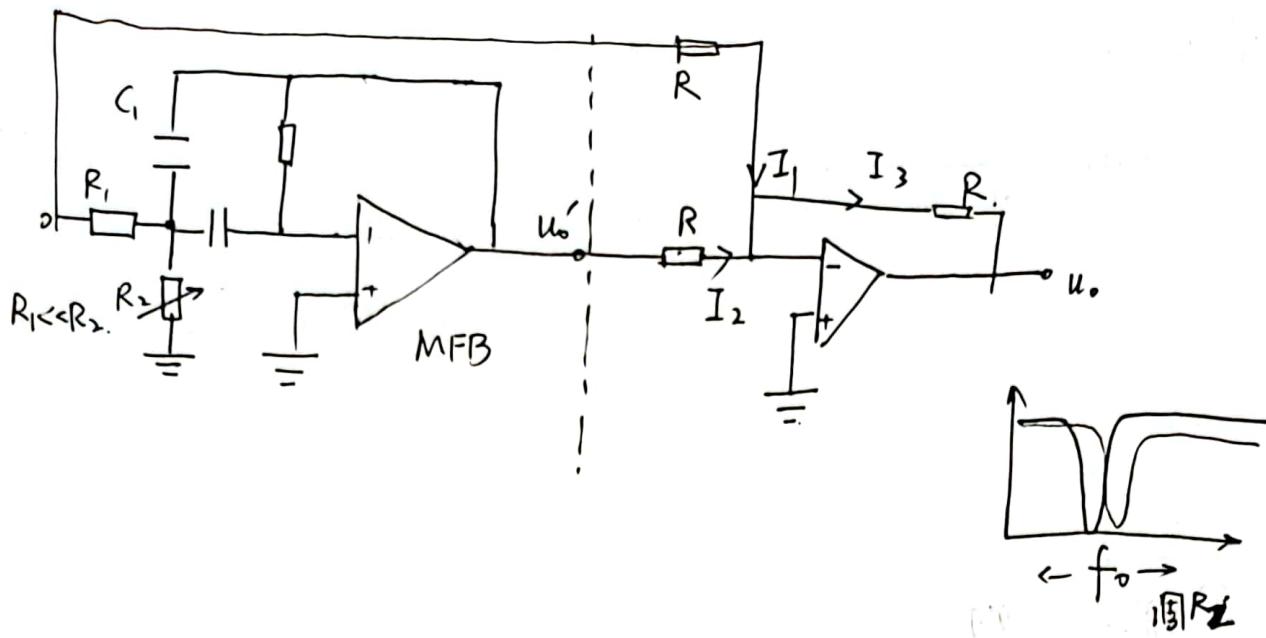
1-3Hz (60-180bpm)

带宽: 0.1~100Hz mV.

↑ 工频干扰 nTv

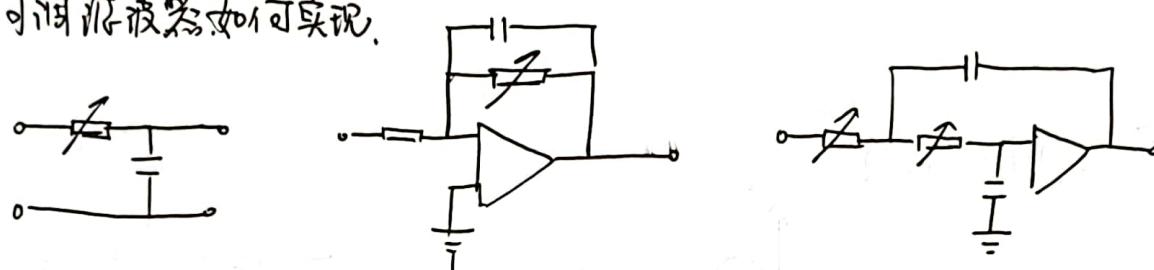
来自于市电 AC 220V.





* 滤波器中新技术探讨

(1). ? 可调滤波器如何实现.

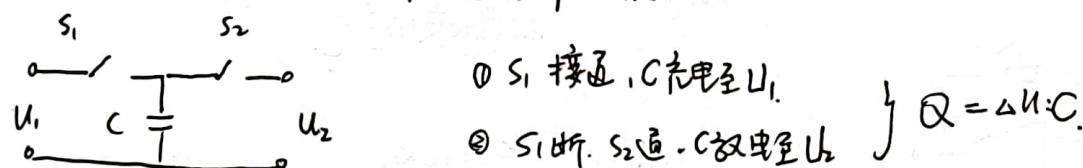


★ 调R. 调C. → 调R更简单.

问题: ① 只能手动

② 同步调很难.
多TR.

新技: 开关电容技术 \Rightarrow 开关电容滤波器



电荷被贮存. 一个周期过量Q.

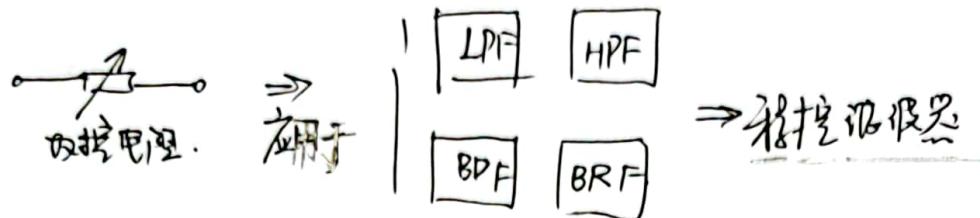
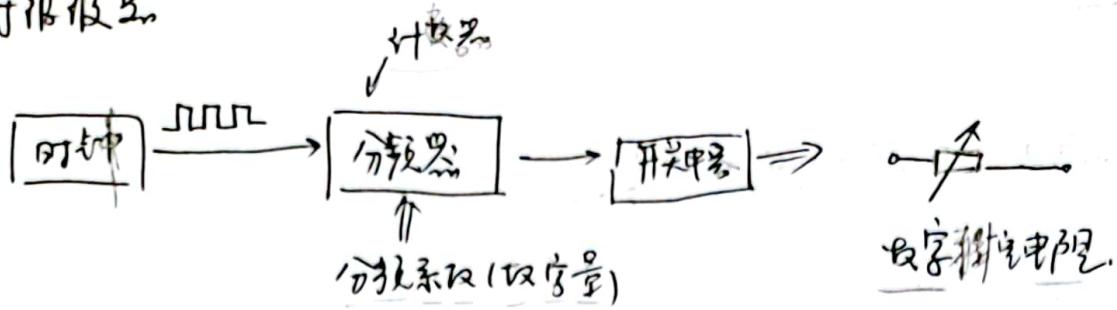
$$I = f_{cuk} \cdot Q = \Delta U \cdot C \cdot f_{cuk}$$

$$R = -\frac{U_2 - U_1}{I} = -\frac{1}{C f_{cuk}} \Rightarrow U_1 \xrightarrow{R} U_2$$

可换电阻

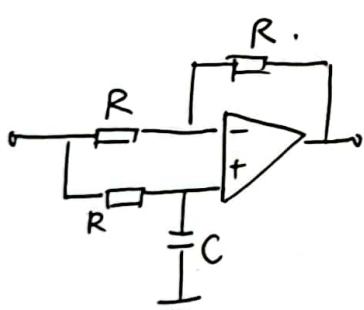
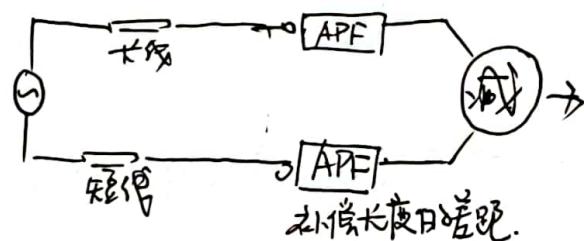
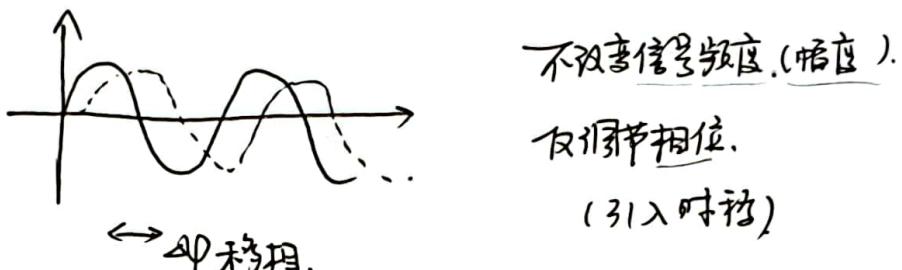
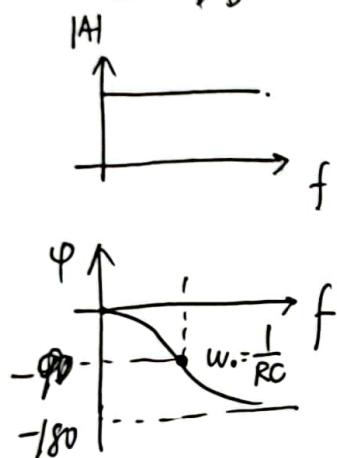
P3-12

用于限波器



* $f_{cuk} \gg$ 信号频率 把音频及视为交流电流.

(2) 全通器. (移相器)



$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{1 - j\omega RC}{1 + j\omega RC}$$

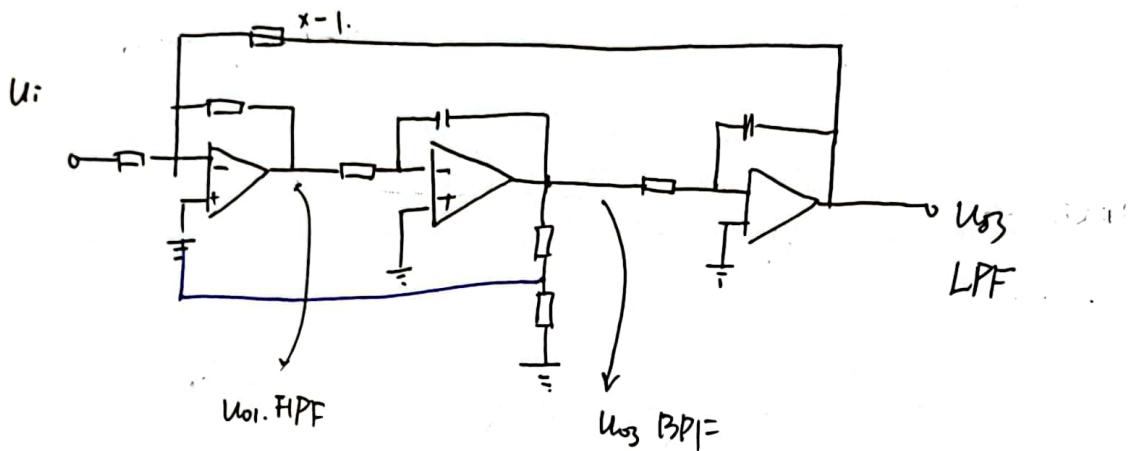
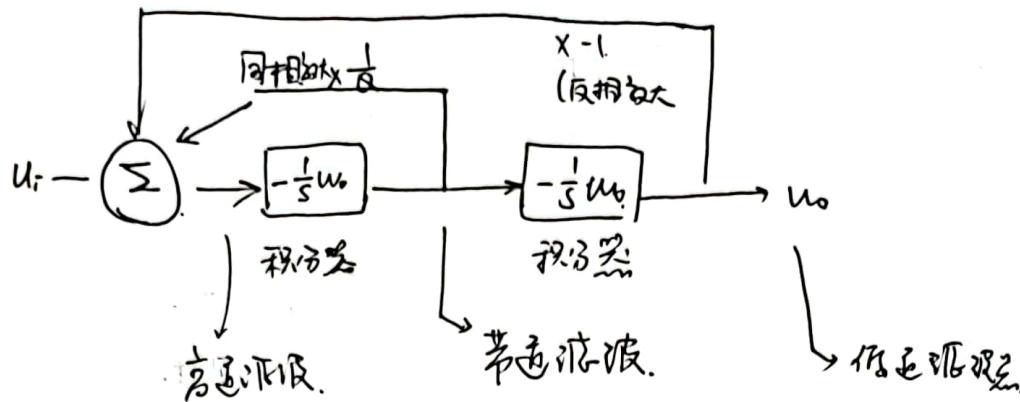
$$|A_u|=1, \Delta\varphi = -\alpha \tan \frac{\omega}{\omega_a} \leftarrow \omega_a = \frac{1}{RC}$$

应用: 调节相位, 补偿延时长度:

B-13

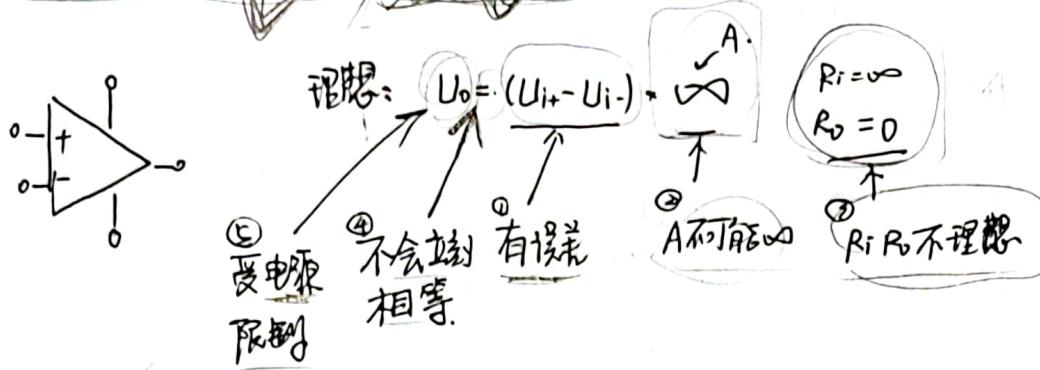
(3). 状态变量滤波器.

思想: 从数学题出发 \Rightarrow 本节选电路.



* 从一个通用网络同时实现所类型二阶滤波器

*. 运算放大器的非理想特性及其应用限制



非理想因素分类

I: 与精度有关

失调电压 U_{os} (Offset Voltage)

偏置电流 I_b Bias Current

失调电流 I_{os} Offset Current

开环增益 A Open Loop Gain

II: 与速度有关

带宽 (增益带宽积) GBW (Gain \times Bandwidth)

压摆率 Slew Rate

III: 与输出端有关

输出阻抗 R_o

摆幅 Output Swing

共模输入范围 V_{icm} 最大电流 I_{omax}

1. 失调电压：加性的误差 (至输入端)

\Rightarrow 反映虚短路不成立 还是有电压差的

\Rightarrow 影响产生叠加 / 偏移误差

★ ① 信号小、 U_{os} 影响大

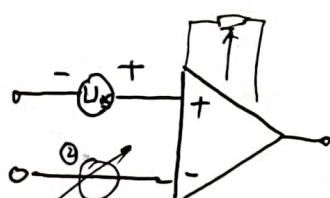
② 放大倍数大、 U_{os} 影响大

③ 精度高、 U_{os} 需要精度越小

原因：内部输入级不对称 可以理解为



模型：



消除：① 调零：在输入 0V 时，输出误差为 0

② 外补偏流：加一个可调电容源

③ 降低 OSR 速率

P3-15

2. 偏置电流 I_b. Bias Current

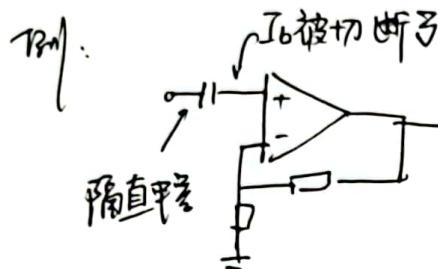
→虚断路不成立！

矛盾？

原因：通过外部电阻转化成叠加电压

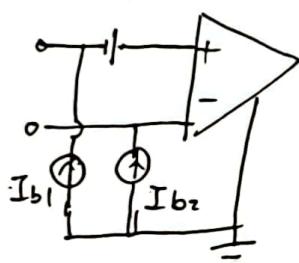
- * ① 支路电阻大。（选择反馈电路不宜大）
- * ② 支路电流小。（处理弱电流，要关注）。

原因：I_b 是运放正常工作的必需条件。



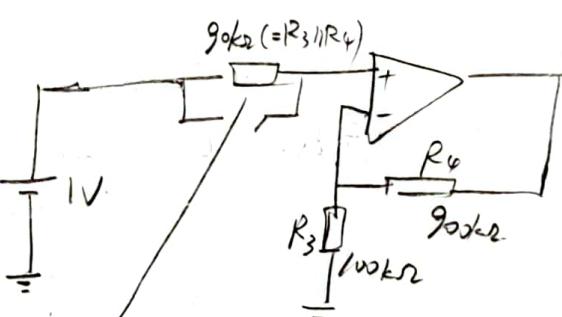
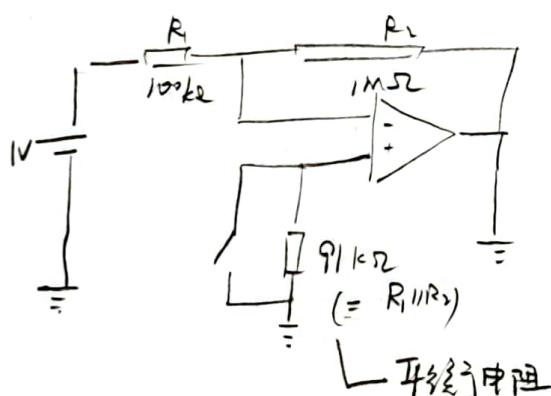
这个电路直接不工作。
把运放必需的电流隔掉了

极性：



* 实际中，I_{b1}, I_{b2} 是基本相等的。
(I_{b1} ≈ I_{b2})

消除①平行电阻。让 U₊ U₋ 看上去电阻相等。 看脚下有什么设计？



② 增强 I_b 的负反馈

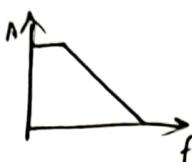
→ P_A → 专用偏流区极：f_A ≤ 1 PA
需要电路设计来配合

3. 扩环增益.

$$\Rightarrow U_o = A(1+AF) \quad A \text{ 取很大, 但 } F \text{ 很大也会影响.}$$

一般足夠的.

\Rightarrow 扩环增益是有限的



$$f \uparrow, A \downarrow$$

\Rightarrow 由热和 T 增益随频率
(LPH)

4. 增益带宽积 (GBW). 处理频率范围.

\Rightarrow 提高: 可以级连.

5. 压摆率. (爬升电压/单位时间)

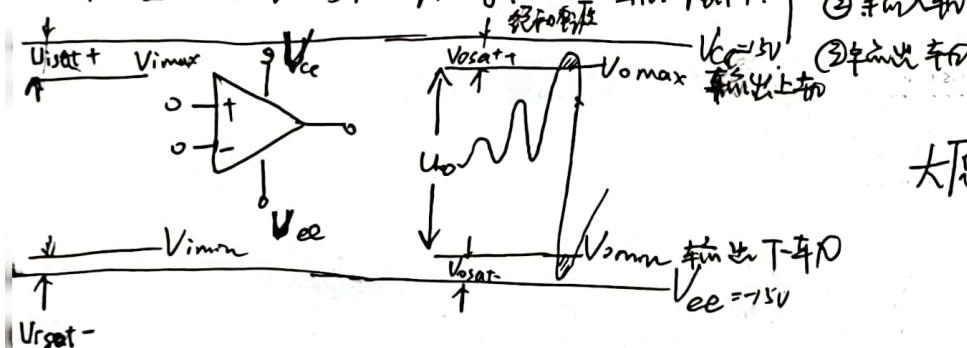
\Rightarrow 对应波: 阶跃信号 $\xrightarrow[\text{压摆率}]{\text{运放}} \text{梯形波}$

$$0.3V/\mu s$$

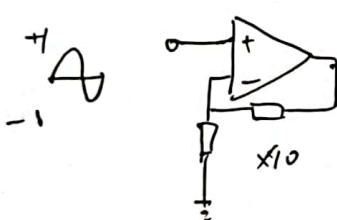
\Rightarrow 在放大过程中 不满足虚短条件. (运放是渐变的)

III. 运放的电流及输出限制

轨: $R_{out} = 1 \Omega$ } ① 电源输入
② 轨输出输入 } ③ 轨输出输出



大原则: ① U_o 要在输出轨内
② U_i 要在输入轨内
③ 电源束缚区



$$V_{cc} > 12V$$

$$V_{omax} > 10V$$



特殊之处

① 单电源运放 $U_{imn} \rightarrow V_{cc}$
 $V_{omn} \rightarrow V_{ee}$.
处理正相性信号, V_{ee} 不接地

② 满幅幅值放。
(原电压用)

③ 输入轨使用 IR 轨, 输出轨也使用 IR 轨

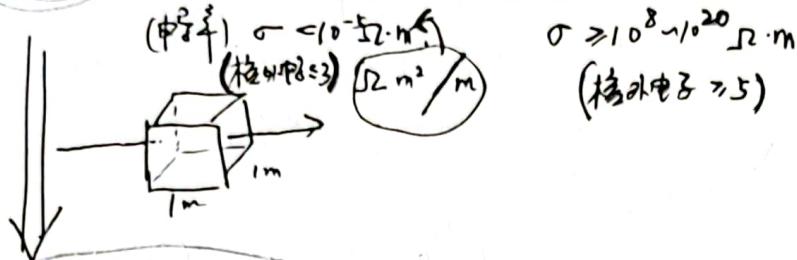
P3-1

第四章 半导体物理基础

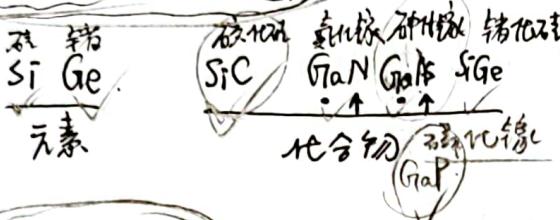
semi-conductor

① 重要意义(发现半导体)：
制造非线性器件 \Rightarrow 反变元件 \rightarrow 导体
制造放大器 \Rightarrow 增强的频率 \rightarrow 模电基础

半导体：导电能力介于金属和绝缘体之间



大部分外层电子 = 4个



* 半导体的特点

热敏性、光敏性、掺杂特性

- ① 导电能力是可控制的 (受温度、杂质浓度等影响) ($T \uparrow R \downarrow$ 与金属相反)
- ② 特性对微量杂质极为敏感 (比金属敏感 $\times 100$ 倍)
- ③ 不同的杂质，影响差异很大。 (可被利用的特性)

- 1) 按纯度不完全的剩余价值 (有害的、行乞)
- 2) 有目的地添加杂质 (掺杂) —— 有目的的改变性
- 3) 对杂质类型非常敏感 (3价/5价 行乞)
少电子 多空穴

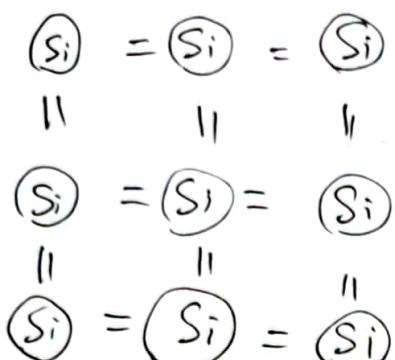
* 半导体的类型

(1) 本征半导体 (纯净的半导体、单质或化合物 + 晶格完整)

99.9...9 10^-9

单晶体

概念



特性:

① 导电能力强 (直接电子导电)

② 存在载流子的“本征激发” (一点点热运动)

热运动挣脱束缚 —— 与温度有关

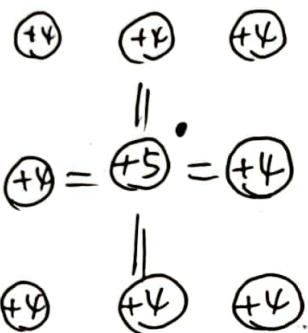
动态平衡之中 (统计学的平均深度)

电子和空穴都只载流子

③ 电子浓度 = 空穴浓度 $n_i = P_i$
 $n_e = 1.45 \times 10^{10} \text{ 对./cm}^3 (300K)$

(2) N型半导体 (人为向本征半导体中掺入 +5价元素) P、As

特点



① 导电性变强 (掺杂即可)

② 本底浓度基本决定了电子浓度

因为掺杂浓度远大于本征激发

③ 带电粒子浓度不平行

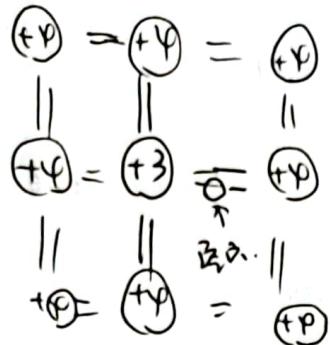
掺杂浓度 $\rightarrow n_e \gg n_i$ ← 其余本征粒子微弱

④ 多极载流子: 自由电子

少极载流子: 空穴

N型: Negative (负电荷). N型半导体导电主要为负电子

(3) P型半导体. (掺入+3价杂质)



① 导电机制

② 杂质浓度决定了 n_i 空穴浓度

③ 载流子浓度不平均

掺杂浓度 $n_i > n_e$ 本征激发浓度

* 空穴的本质：缺共价键电子

空穴是可以移动的，但分布在共价键上运动

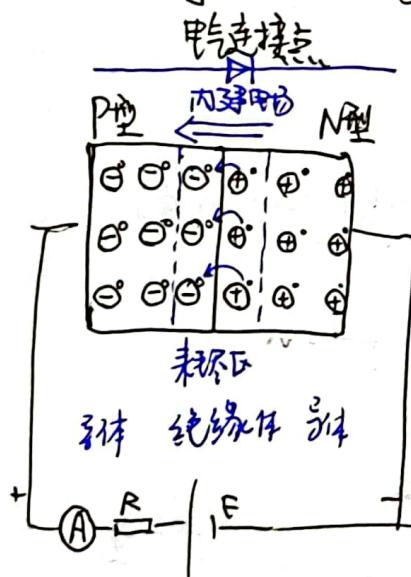
④ 多数载流子是空穴
少数载流子 中子

P. Positive 正极

P型半导体禁带导体

一般来说，能用N不用P.

(4). P-N结 P-N Junction (单向导电性)



① 边界会发生电子、空穴复合

② 表面上的杂质失去了作用(束缚能)。
形成一个“耗尽区”(不导电区)

③ 过程不会持续下去，因为会有一个产生的内建电场
阻止了这一过程

④ 若 P加正极 N加负极 $P \xrightarrow{+} N$ (正偏)
与内建电场同向，载流子向耗尽区运动，耗尽区变薄消失，呈导电型

若逆向 $N \xrightarrow{+} P$,

与内建电场同向，耗尽区加厚，呈不导电型
加负

讨论:

① P-N 结的正向导通，需要一零门槛。

⇒ 需要外加场源消除内电场

电压多大？只取决于材料	硅材料：需0.6~0.7V 锗 0.2~0.3V 砷化镓 1.3~2V
"导通压降"	
石墨	

② P-N 结反向时，完全不导电吗？

No！半导体仍有Si原子本征激发。

具有较弱的电场，→反向漏电。nA~mA (不是很好形容)

③ 若 T↑，本征激发↑，未设漏电流 I₀。高温下漏电流差。(坏现象)

④ T_J ≈ 85°C. (视PE125°C)

SiC: 200~300°C.

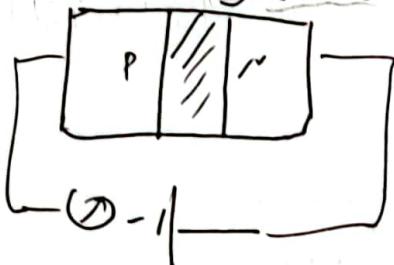
GaN: > 100°C

⑤ 光照在 P-N 结上 → 产生光电流。(即产生光强的电流) (光能叫光)

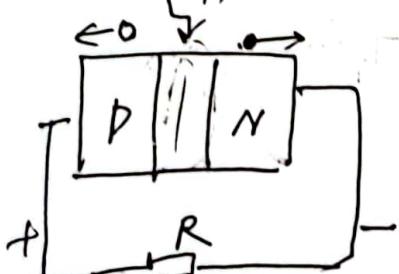
⑥ 高能粒子 X 射线

⑦ 不能见光

对物质的认识



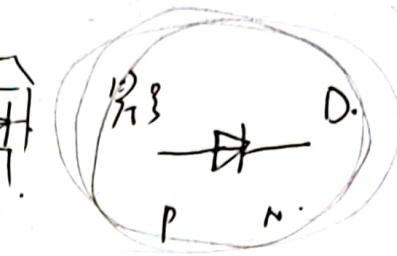
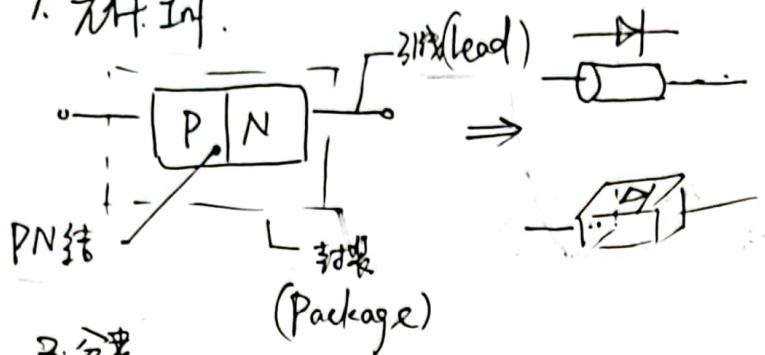
⑥ 光照在 P-N 结上 (无电极) (太阳能电池) <无电极> 放电子发电



4.3 二极管 (Diode)

(PN 结材料)

1. 元件 Inf.



2. 分类

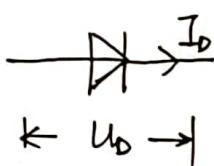
材料

- 硅管 (硅 P,N 结) 广 通用
- 锗管 (锗 P,N 结) 高频
- 肖特基管 (硅金属结) 大功率
- SiC / 碳化硅管 高压

用途

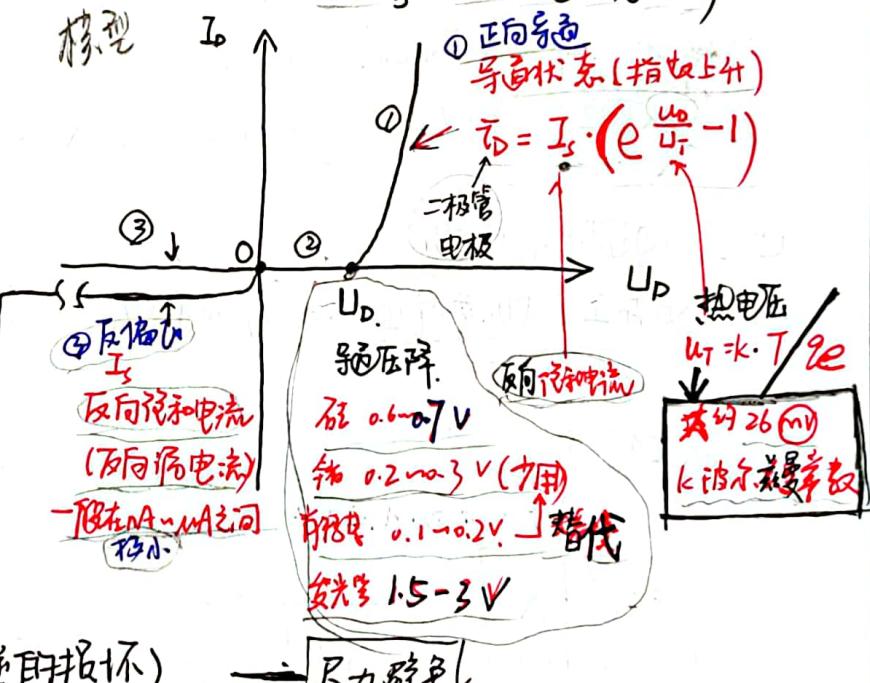
- 通用管
- 整流管 ($AC \rightarrow DC$)
- 调波管 (高放、射频) 小信号高频
- 稳压管 (特殊的反向击穿)
- 发光管 (正向导通发光 LED)

3. 二极管特性



模型

I_D



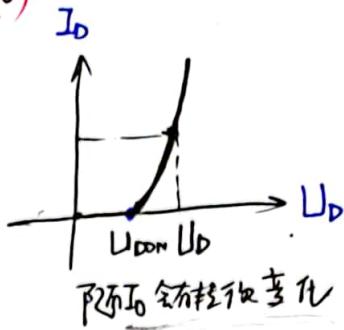
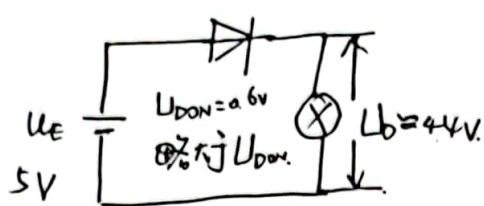
4. 击穿:

① 雪崩击穿 (不稳定的损坏) — 尽力避免

② 齐纳击穿 (Zener) 可恢复击穿 — 可被利用

4. 二极管关系参数分析

① 正向导通电压降 $U_{D(on)}$ (电耗损失, 越小越好)



② 二极管的等效电阻

$$(1) \text{ 直流等效电阻 } R_D = \frac{U_P}{I_D} \quad (\text{算损耗用}) \longrightarrow \text{过原点}$$

$$(2) \text{ 交流等效电阻 } R_D = \frac{\Delta U_D}{\Delta I_D} \approx \frac{U_T}{I_D} \quad (\text{算交流信号用}) \longrightarrow \text{作切线}$$

要牢记这个公式, 2个之间要能转化

共用: R 随工作点变
非线性系统

③ 额定电流 I_F (Forward Current)

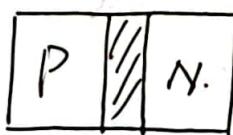
可长期工作的最大正向电流; 结面积越大, $\rightarrow I_F \uparrow$

子质

④ 最大反向击穿电压 U_r

通常工作电压(峰值) $\leq (0.7 \sim 0.8) U_F$, <设计规范>

⑤ 最大工作频率



$$\text{结电容 } C = \frac{\epsilon s}{4\pi k d}$$

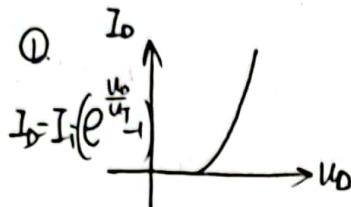


过高 高频寄生电容

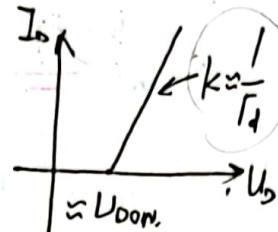
八、 结电容 $\Rightarrow f \uparrow \Rightarrow f_{max}$ 不可行: $I \uparrow \Rightarrow f_{max} \downarrow$

5. 二极管的模型(符号)和模型

思想:   $\xrightarrow{\text{简化}} -||-$  \Rightarrow 和电路分析> 所以.

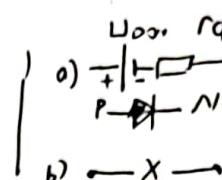


\Rightarrow 简化



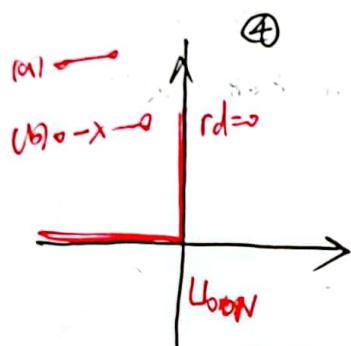
-极二极管 (在以下只讨论正向)

正向导通



b) $\rightarrow x \rightarrow$ 正向导通.

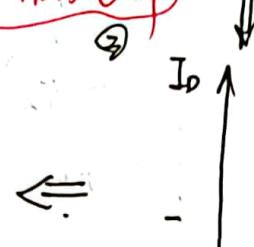
解析模型(最常用, 但算不出)



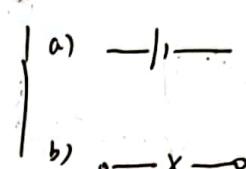
理想二极管模型

(外电路电压大于 $U_{D(on)}$)

(依情况选择)



小电流模型(通用)



6. 含二极管串场的分析

步骤:

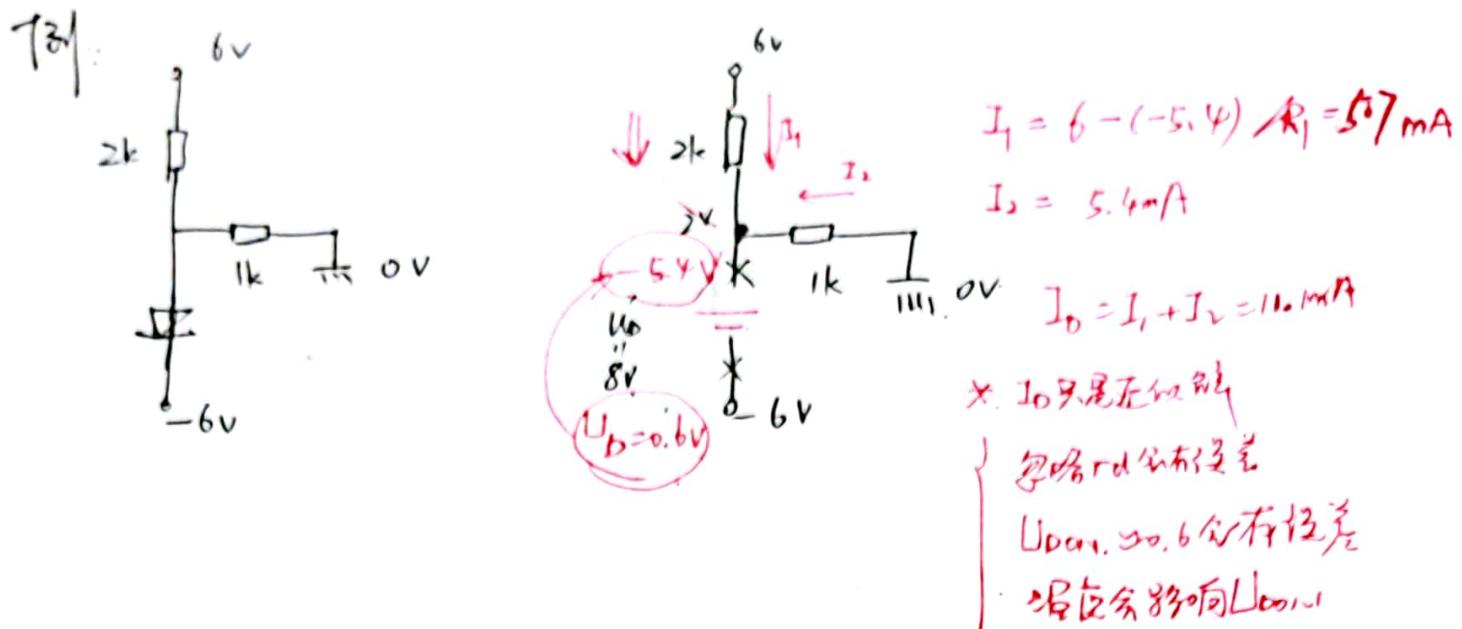
① 把二极管从电路中移掉.

② 判断原位置 $U_D \geq U_{D(on)}$

— No. 处于截止状态: 代入截止模型 $\rightarrow x \rightarrow$

Yes. 处于导通状态: 合理选择一种简化模型
精度 \leftrightarrow 复杂度权衡

③ 将模型代入原位置重新计算甲路

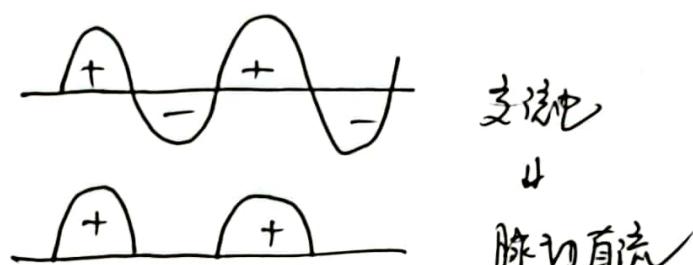
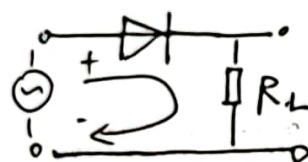


7. 二极管的应用

(1) 整流 (Rectifier.)

实现将 AC \rightarrow DC ("整流")

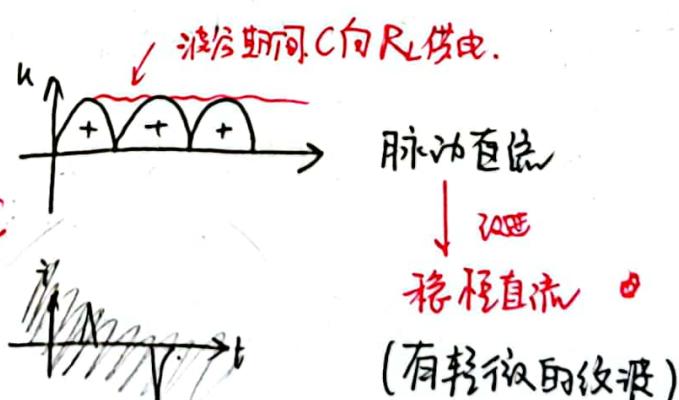
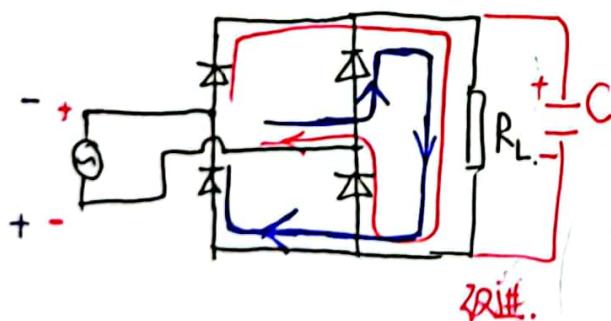
① 半波整流电路.



优点: 简单, 缺点: ① 浪费元件 (反向), ② 具有不对称

应用: 功率减半

② 全桥整流 (Full Bridge)



注意: 大当 C 轻大时, 纹波小, 正入输出恒定

讨论：①如何降低纹波 1) 增大 C
2) 增加一级电压，或 LC 滤波

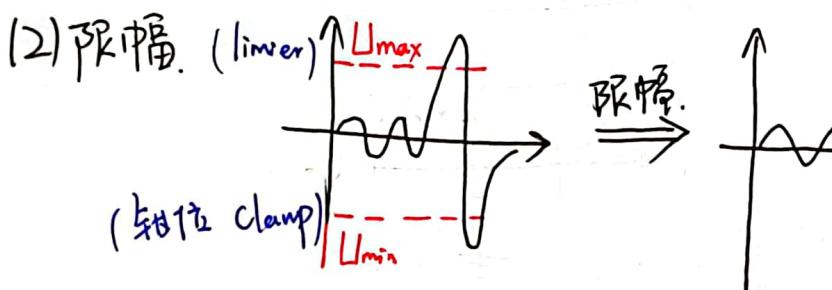
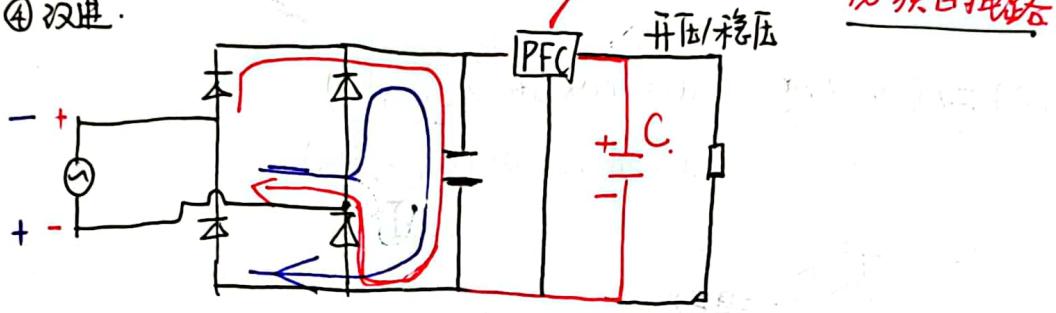
$$② U_o = ? \quad \sqrt{U_i^2 - 2U_{o(\text{on})}^2}$$

峰值

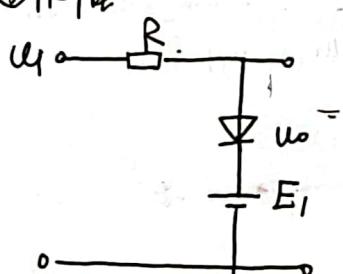
③ 缺点：电流是脉冲形式

- └ I. 谐波丰富、干扰变压器 → 无功功率 ① 降低电网自功率因素
② 使线路负荷不均
- └ II. 影响断发电机 (时间上脉动)
- └ III. 浪费电网能量

④ 改进：



① 单边限幅



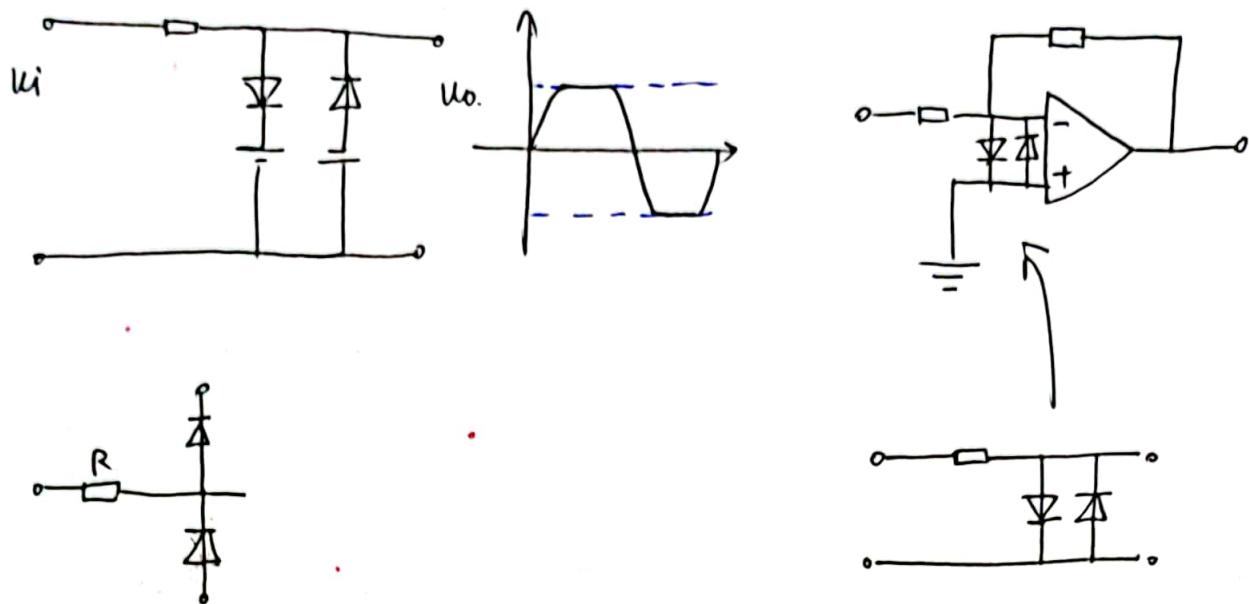
①. 当 $u_i > E_1 + 0.6V$

二极管导通 $\Rightarrow u_o = E_1 + 0.6V$. (限幅)

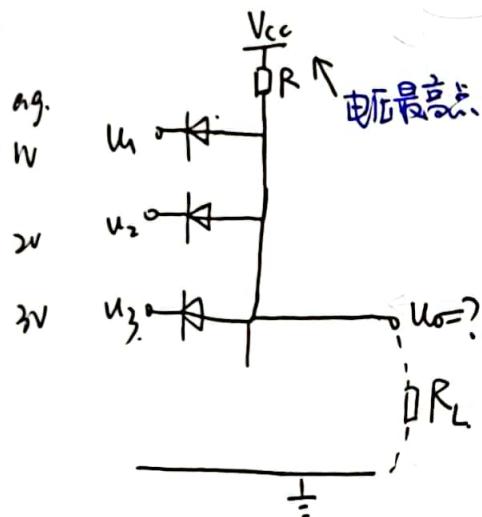
②. 当 $u_i < E_1 + 0.6V$

二极管截止 $\Rightarrow u_o = u_i$

② 双极性限幅

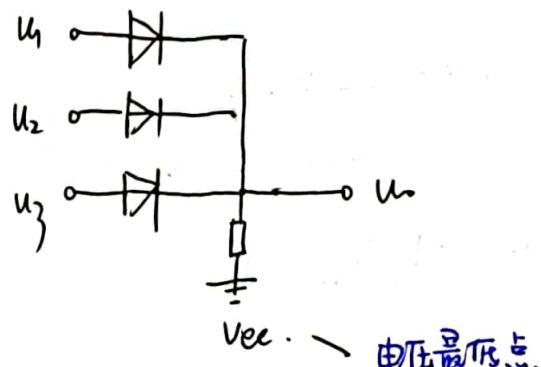


(3) 电平选择器. $\left\{ \begin{array}{l} u_o = \max(u_1, u_2, \dots, u_n) \\ u_o = \min(u_1, u_2, \dots, u_n) \end{array} \right.$



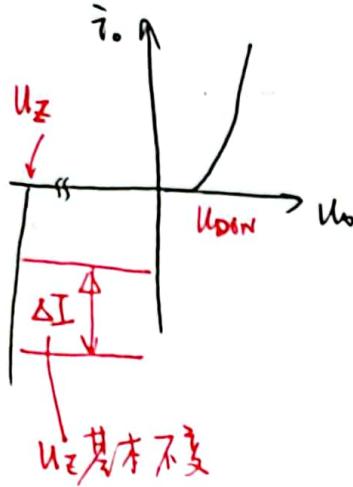
$$u_o = \min(u_1, u_2, u_3) + 0.6$$

从三个输入中输出最低值



$$u_o = \max(u_1, u_2, u_3)$$

(4) 稳压 = 极管及其应用



思想：利用击穿区半导体的转折特性。

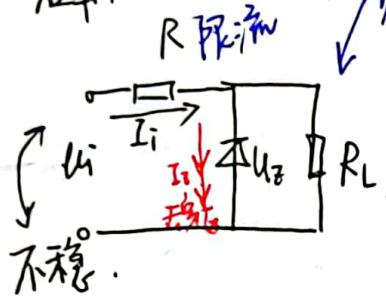
I_c 平时不随向 U_c ($U_c \approx U_z$)

*. 去穿分两类。} 雪崩去穿 (不)
齐纳去穿 (可用)

专门工艺，使其只适用于齐纳去穿电压

去穿区具有稳定性。

应用：



负载并联在放大元件两端。(并联电压)

条件：① 输入电压 $U_i > U_z$ (只能降压)

② I_z 在一定范围

$$- I_z > I_{zmin} (\text{n mA})$$

$$- I_z < I_{zmax} (\text{由额定功率决定})$$

$$I_{zmax} = P_{max} / U_z$$

\uparrow
 $0.5 \text{ W} / 1 \text{ W} / 3 \text{ W}$ 额定功率

甲路工作条件：合理选择 α

使 U_i 变化 ($U_{imn} \sim U_{imax}$)，且 $R \neq R_L$ ($R_{Lmn} = R_{Lmax}$)

始终保持 $I_{zmn} < I_z < I_{zmax}$

① I_z 何时会最大，此时 $I_z < I_{zmax}$

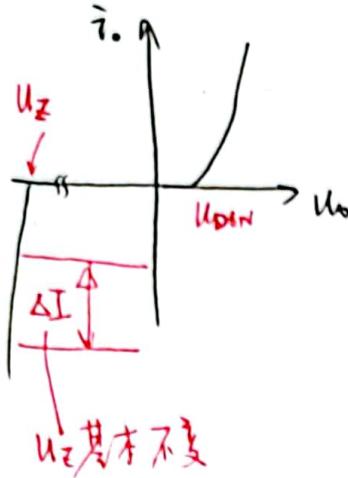
$$I_z = I_i - I_L = \underbrace{\frac{U_i - U_z}{R}}_{\text{最大值出现在 } U_{imax} + R_{Lmax} \text{ 组况下 (输入阻大, 输出弱)}} - \frac{U_z}{R_L} < I_{zmax}$$

最大值出现在 $U_{imax} + R_{Lmax}$ 组况下 (输入阻大, 输出弱)

$$\frac{U_{imax} - U_z}{R_{Lmax}} < I_{zmax} \Rightarrow R > \frac{(U_{imax} - U_z) \cdot R_{Lmax}}{(I_{zmax}) R_{Lmax} + U_z}$$

$$\textcircled{2} \quad \frac{U_{imn} - U_z}{R_{Lmin}} > I_{zmn} \Rightarrow R < \frac{(U_{imn} - U_z) R_{Lmin}}{I_{zmn} R_{Lmin} + U_z}$$

(4) 稳压二极管及其应用



思想：利用击穿区负锐的转折特性

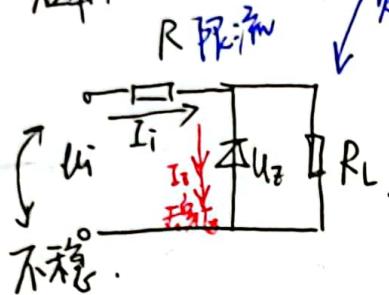
I_z 平时不饱和， U_D ($U_D \approx U_z$)

- *. 击穿分两类。}
 - 雪崩击穿 (不)
 - 齐纳击穿 (可用)

专门工艺，使其可用于齐纳击穿电压

击穿区具有负阻特性。

应用：



负载并联在稳压元件两端。(并联电压)

条件：① 输入电压 $U_i > U_z$ (只能降低)

② I_z 在一定范围

$$- I_z > I_{z\min} (\text{n mA})$$

$$- I_z < I_{z\max} (\text{由额定功率决定})$$

$$I_{z\max} = P_{\max} / U_z$$

↑

0.5W/1W/3W 规定

实际工作条件：合理选择一个R

使 U_i 变化 ($U_{imn} \sim U_{imax}$)，且 R 变化 ($R_{Lmn} \sim R_{Lmax}$)

始终保持 $I_{zmn} < I_z < I_{zmax}$

(1) I_z 何时会最大，即时 $I_z < I_{zmax}$

$$I_z = I_t - I_L = \underbrace{\frac{U_i - U_z}{R}}_{\text{最大值出现在 } U_{imn} + R_{Lmax} \text{ 组况下 (输入低, 负载高)}} - \frac{U_z}{R_L} < I_{zmax}$$

最大值出现在 $U_{imn} + R_{Lmax}$ 组况下 (输入低, 负载高)

$$\frac{U_{imax} - U_z}{R_{Lmax}} < I_{zmax} \Rightarrow R > \frac{(U_{imax} - U_z) \cdot R_{Lmax}}{(I_{zmax}) R_{Lmax} + U_z}$$

$$(2) \frac{U_{imn} - U_z}{R_{Lmin}} > I_{zmn} \Rightarrow R < \frac{(U_{imn} - U_z) R_{Lmin}}{I_{zmn} R_{Lmn} + U_z}$$

缺点：无论 R_L 是否消耗， I_2 总要浪费电流或功率 \Rightarrow 效率极低。

优点：将负载电流变化与电源输入隔开 \Rightarrow 从输入看，恒定负载。

4.4 三极管 Bipolar Transistor 双极型 晶体三极管 "传递+可控" er.

最外层的内层之一

用途：在电路中作为一个可变源（流控电流源）以放大。（有增益）

放大（提供基本的放大能力）eg. $A \uparrow$ 功能力需以三极管为核心。

几个难点：① 第一次学习有源器件。（输出 \rightarrow 输入）

② 第一次接触非线性有源器件。

→ 大量正似简化的模型 →

/多种。

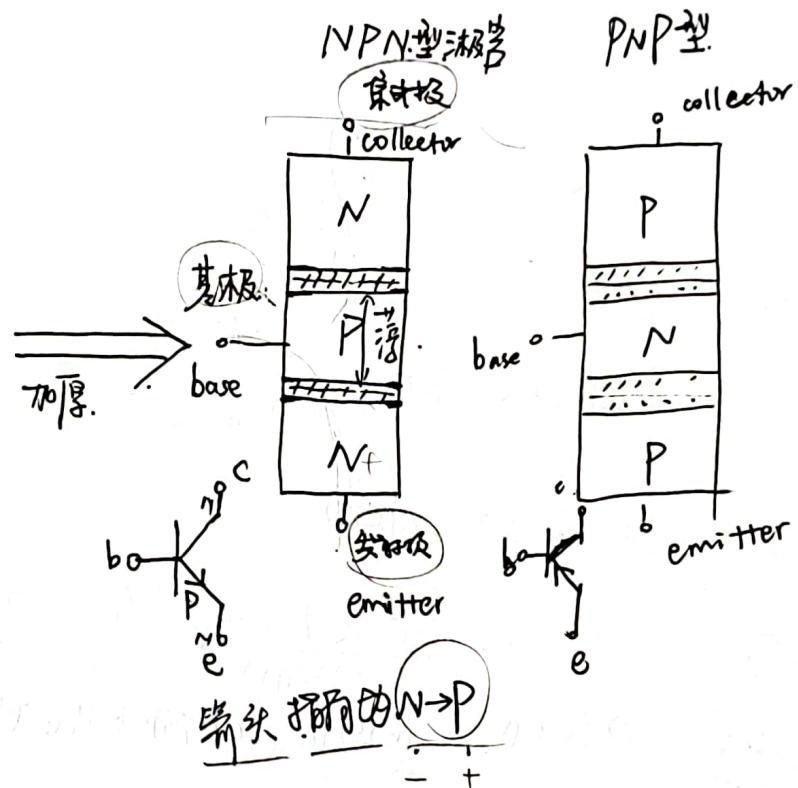
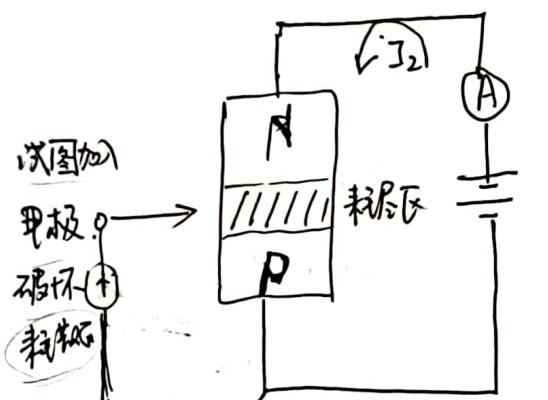
简化31+么？

忽略31么？

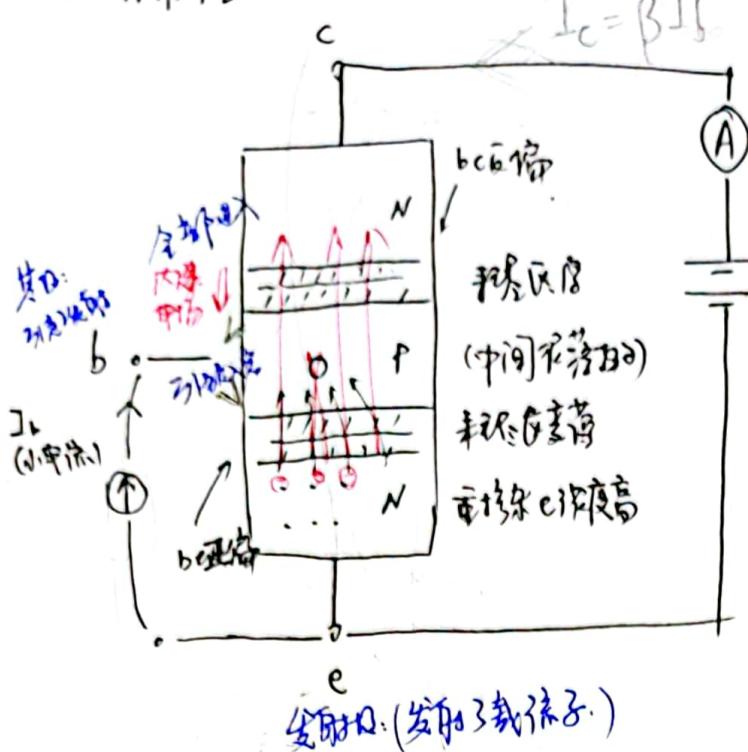
适用于31么？

1. 三极管的原理

从知识讲起



放大器原理



$$I_c = \beta I_b$$

三极管的电流倍益。

(电流放大系数)

$$\text{定义为 } \beta = \frac{I_c}{I_b}$$

由结构决定(固有特性)

(尺寸,掺杂浓度、温度来决定)

几十几百的β值

讨论: β 加上 $\beta \uparrow$

① $\beta \uparrow$: 增加 $N_e \uparrow$.

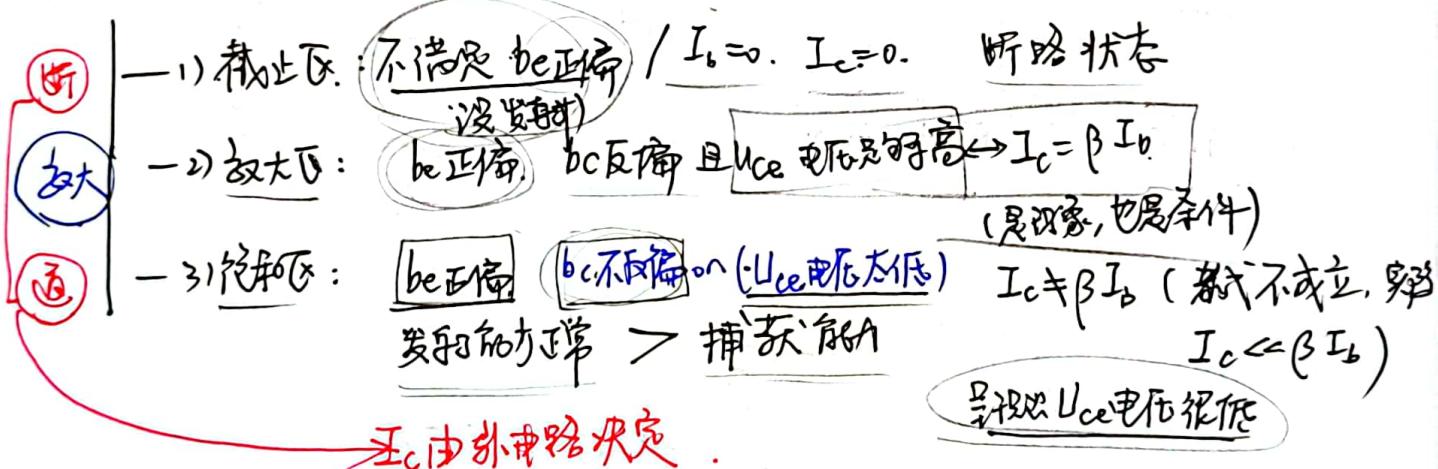
\hookrightarrow b区变薄.

讨论:

① 三极管正常放大工作条件: $\begin{cases} 1) bc\text{反偏} \\ 2) be\text{正偏} \end{cases}$ 提供捕获能力

提供发射能力

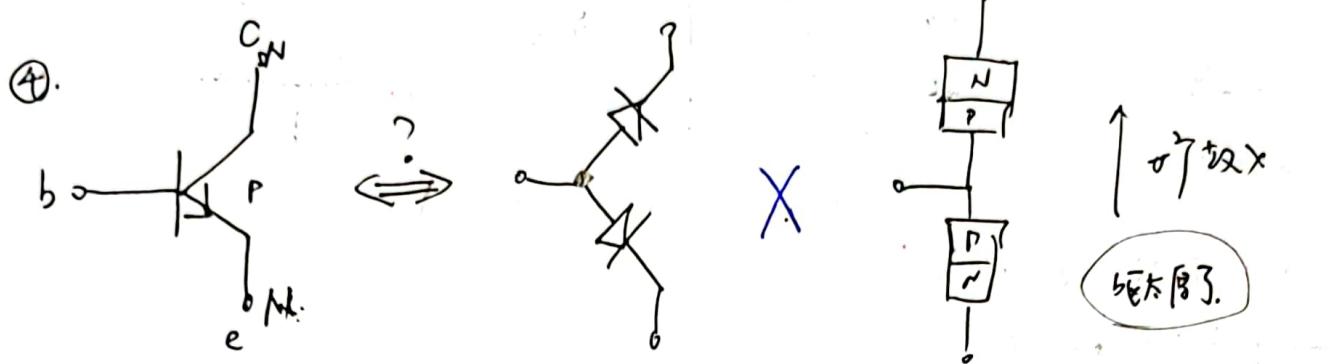
② 二极管三种状态(工作区)



③ 三个工作区的用途.

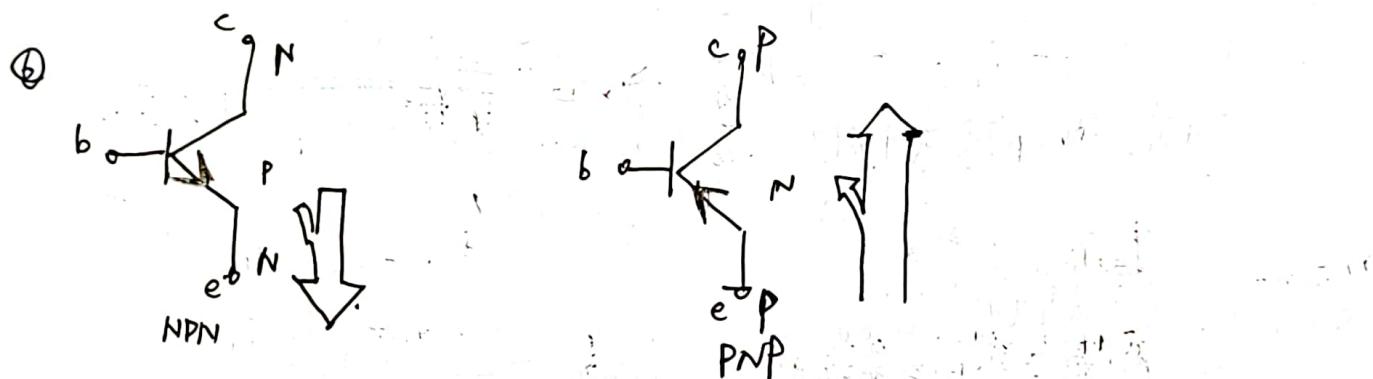
- 1) 截止区 ↔ 饱和区 : 开关电路、数字电路、二值化电路
OFF ON.
- 2) 放大区: 限幅放大器、线性电路.

具体工作在何区, 由偏置电路决定.



⑤ 三极管的电流关系.. 1) $I_e = I_c + I_b$

$$2) I_e = (\beta + 1) I_b \text{ 放大区}$$



why 有 NPN 和 PNP 两种类型?

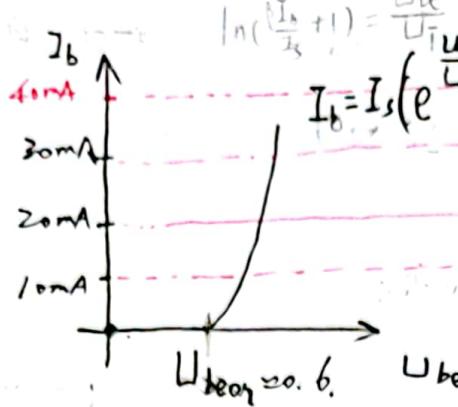
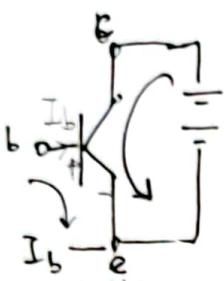
* 因为 be正偏. bc反偏 避免了二极管只能处理 单极性信号

- 1, 2 种型号. 分别是 NPN, PNP 型 互补对称电路

-> 输入信号提升. 为 单极性信号. 处理完去掉提升直流

2. 三极管的伏安特性.

不是直线 (由线性)



be 不作输出

be 伏安特性曲线

bc 有工作输出

(同 be 二极管)

$$\text{且有 } i_E = i_C = I_s e^{\frac{U_{BE}}{U_T}}$$

3. 三极管的参数指标.

① β 值: 表征放大能力 (通常越大越好)

$$-\text{1) 直流 } \bar{\beta} \text{ 值. } (\text{hFE}) = \frac{I_C}{I_B}$$

$$-\text{2) 支流 } \beta \text{ 值. } \beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$$

β 随频率 f 变化而变化
 $\beta \downarrow$

② be 电压. $U_{BE(on)}$ 取决于材料. $\left\{ \begin{array}{l} \text{硅: } 0.6 \text{-- } 0.7 \text{ V} \\ \text{锗: } 0.2 \text{-- } 0.3 \text{ V} \end{array} \right.$

③ 耐压 (C-E 断开电压). U_{CEO} .

表征元件工作时最高电压 — 大于电源电压

④ 最大工作电流. I_{CM} .

⑤ 最大耗散功率. $P_{CM} > P_C$ 才不会损坏。实际上一定要降额使用。

工作限制. bc. 发热. $P_C \leq I_C U_{CE}$

去穿 U_{CEO}

条件 $I_C = \beta I_B$

$I_b = 4 \text{ mA}$

$I_b = 3 \text{ mA}$
 $I_b = 2 \text{ mA}$
 $I_b = 1 \text{ mA}$

在上 $I_b = 0$

(c 结输出伏安曲线)

(要大于 I_D , I_S 一起用)

*. 附注: 温度对三极管参数的影响

① 温度会改变 U_{be0K} . $T \uparrow \rightarrow [U_{be0K}]$

$$\text{斜率} \approx -2 \text{ mV/K}$$

逐级运动

被当作温度传感器 (e.g. 基极温度)

有用

② 温度升高引起漏电急剧增大.

二极管 I_s (反向饱和)

三极管 I_{ce0} (输出开路时漏电流).

破坏截止区 平衡特性

$$T \uparrow 10K \rightarrow I_s \uparrow \times 2 \\ I_{ce0}$$

相似的效应是一些底层物理学

③ 温度 $\uparrow \rightarrow \beta \uparrow \cdot 0.5 - 1.7\%/\text{K}$.

低温下 β 不足 (零下和它是工作下限)

⇒ 三极管对温度非常敏感. (需在设计中考虑 / 克服)

FET 45. 场效应管 (Field Effect Transistor) 单极性

+ 三极管 vs 场效应管 \Rightarrow [极低的功耗]

流控源. ($I_c = \beta I_b$)
 压控源 (电压传递信息)

电流驱动. (由三极管构建电子系统由电流来驱动, 3级, 传递信息)

功耗. (电流来源于电源)

\Rightarrow 有了压控源型半导体器件 (FET)

低功耗设备

便携式设备

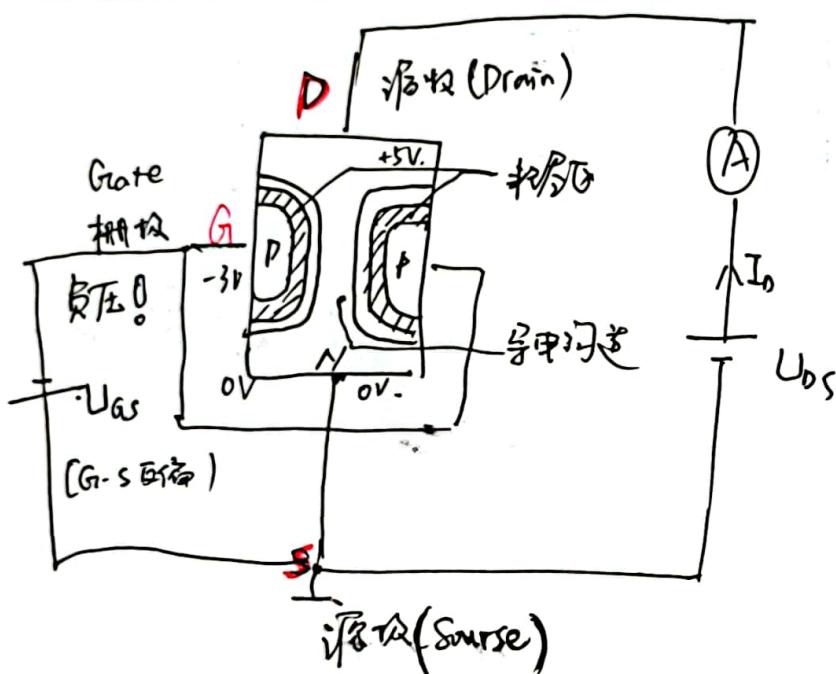
高性能/低功耗处理器

FET 是低功耗的基石

Junction FET (J-FET)

/ 结型场效应管 (J-FET)

*. 原理: 扩大耗尽区宽度 \Rightarrow 双重截止



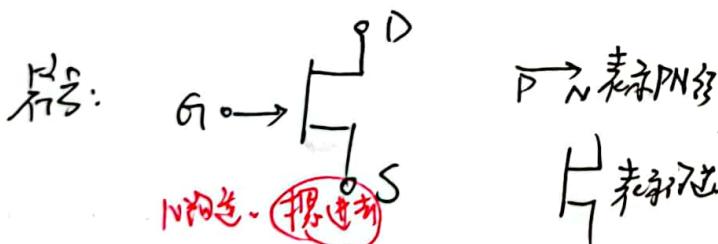
① $|U_{GS}|$ 很大. (负很大)

耗尽区变厚 \Rightarrow 通道夹断

无论 U_{DS} 多少, $I_D = 0$ (截止)

* 关键参数: 夹断电压 U_{GSoff} .

: 当 $|U_{GS}| > |U_{GSoff}| \Rightarrow$ 截止



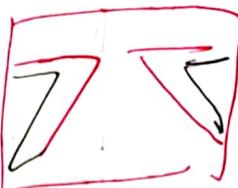
截止区

P417

② 若 $|U_{GS}| < |U_{GSON}|$. (沟道下部打开)

→ U_{DS} 较小, $|U_{DG}| < |U_{GSOH}|$. (沟道上部打开)

U_{GS} 较大, 沟道狭窄, 且逆场; DS 电阻 $R_{DS} \downarrow$



可变电阻区

呈现低频电
阻特性. 可变电阻区. 声从“快而低”

③ → U_{DS} 较高, 使 $|U_{DG}| > |U_{GSoff}|$. (沟道上部闭合/夹断)

称为“预夹断”状态; 此时 I_D 电流基本不变, 且受控于 U_{DS}



不随 U_{DS} 变.

$$I_D = \frac{U_{DS}}{R_{DS}} \uparrow \text{恒流}$$

* 得到压控电流源. (U_{GS} 控制 I_D)

恒流区

放大器

应用:

① 沟道钳/开关之间切换 —— 数字逻辑、开关电路 eg. CPU, 电源开关

优势: 压控, 低成本

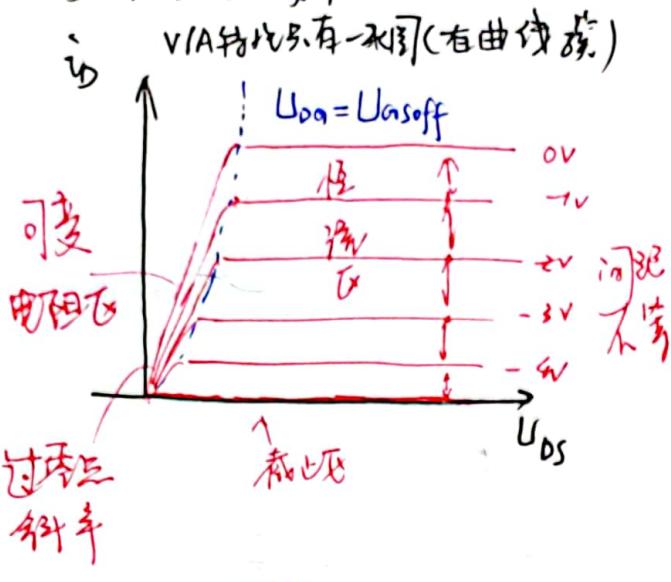
② 可变电阻区: → 压控滤波器, 压控增益, eg. VCA, VGA

③ 恒流区: 压控电流源 → 放大器 (低噪声) eg. LNA, GPS接收机,

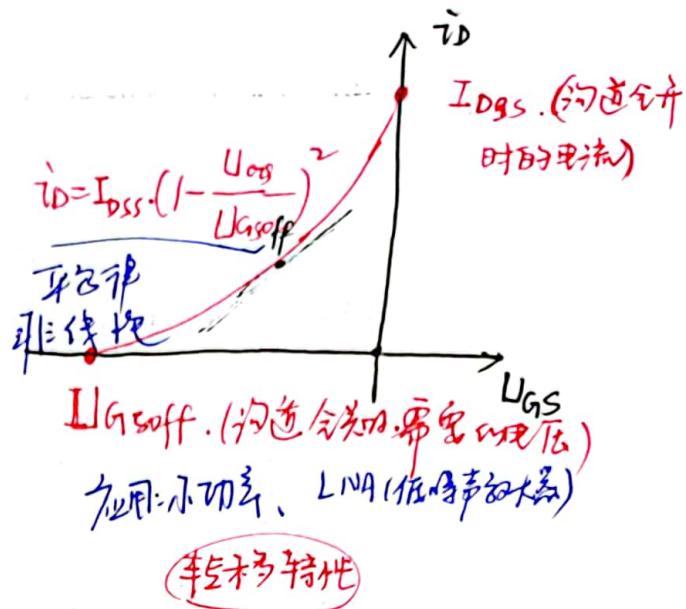
④ D.S. 可互换, 电流在 DS 间, 可双向流动。

应用: 模拟开关.   eg. 音箱开关、蓝牙配对开关.

2. 场效应管的伏安特性



(输出特性)



$$\text{跨导: } g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}} \quad (\text{电流增益})$$

$$I_D = I_S = g_m \cdot U_{GS}$$

JFET 的不足:

① PN 结反偏作开关 (还有在射频应用中 PA mA)

② 最大工作电流受限于 I_D , 不允许 G/S 正偏
(一般仅用在小信号路)

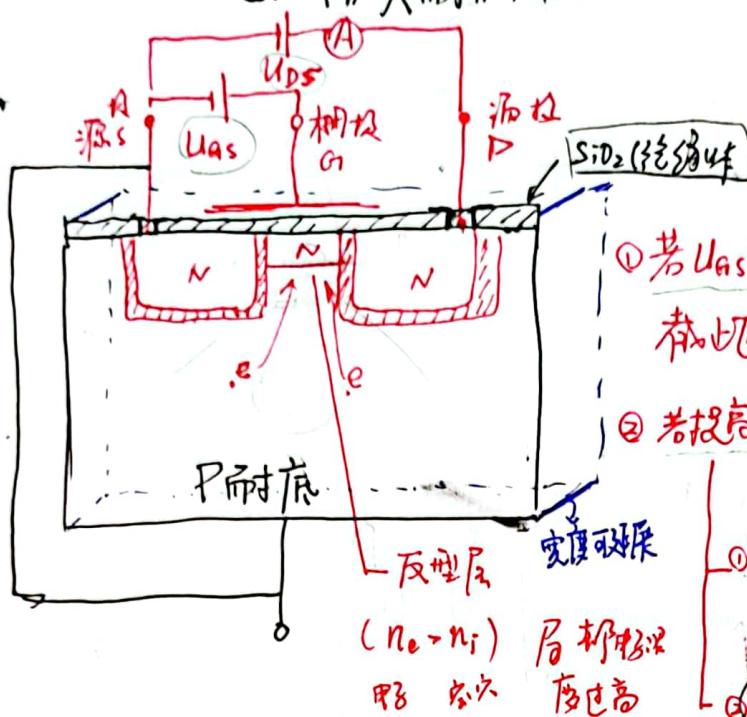
⇒ 改进: 在栅极插入 (3 层) 一层片绝缘体.

绝缘栅场效应管 MOSFET 以 Si 制成电子基底
+ 功率高、低内阻、接近理想的开关元件

4.5.2 MOSFET 棚极与全部沟道均无电气连接

* 指示: ①减小栅电流。(提高阻抗 $\rightarrow G_{RD} \sim T_{RD}$)

② 增大耐流能力——大功率应用.



$$k_w \rightarrow \frac{1}{k_w}$$

$$\frac{1}{I_A} \rightarrow \frac{1}{k_w I_A}$$

$\sim 3 \sim 4V$

① 若 U_{GS} 很小 ($U_{GS} < U_{Gsth}$). $I_D = 0$.

截止区

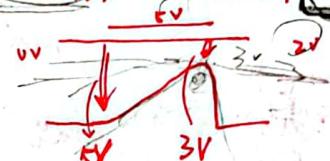
反型层形成所需门限电压

② 若提高 U_{GS} ($U_{GS} > U_{Gsth}$)

密度可调层
局部电场
电子 e
空穴 h

① U_{DS} 较小, 反型层厚度受控于 U_{GS} .
 DS 间电容可变电阻 (可变栅压)

② U_{DS} 较高, 沟道会倾斜. 可能出现击穿



输出怎么进行?

工作状态:

① 截止态. $U_{GS} < U_{Gsth}$. $I_D = 0$. 与 U_{DS} 无关

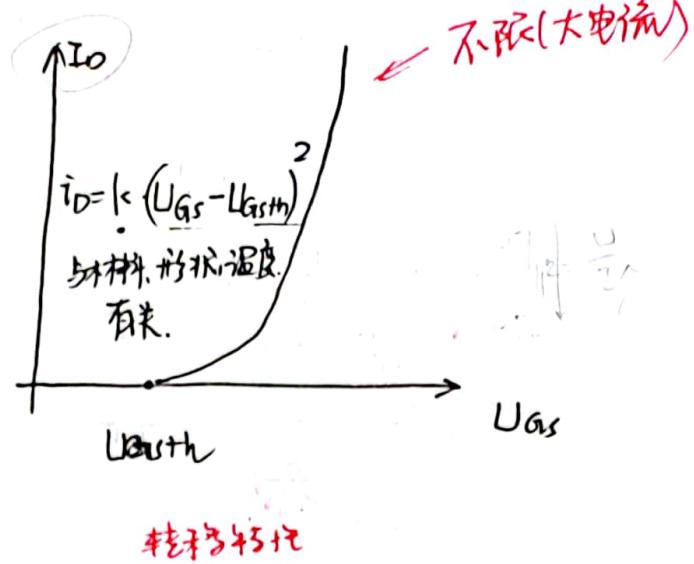
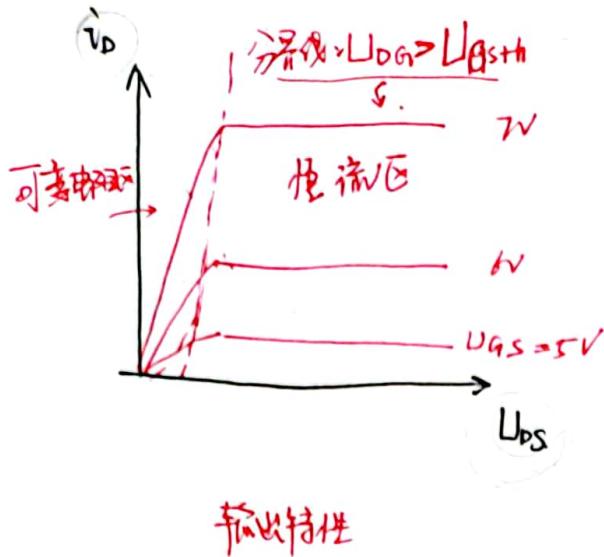
OFF] 应用: 大功率开关
(开关电源, 逆变器
— 电力电子组成)

② 可变电阻区. $U_{GS} > U_{Gsth}$. 且 $U_{DS} > U_{Dsth}$. (左右都开门) ON

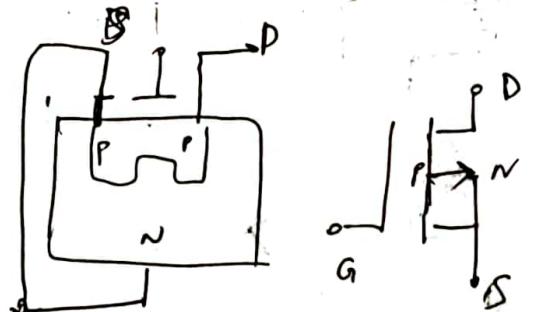
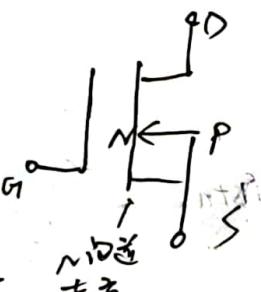
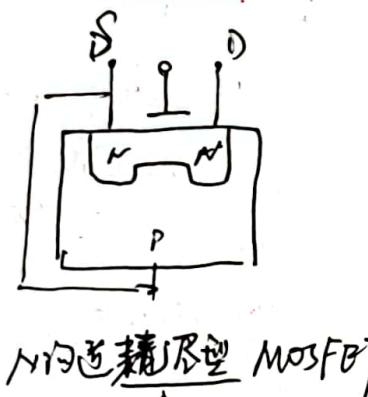
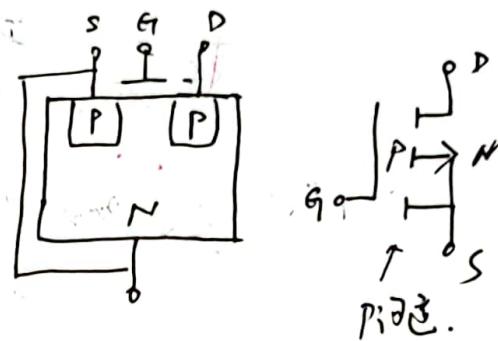
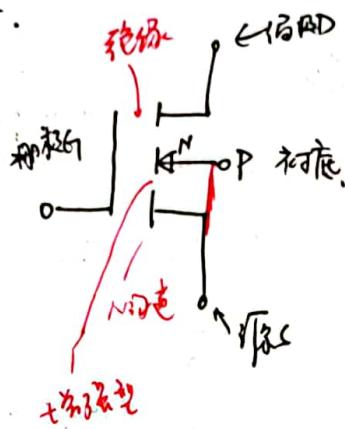
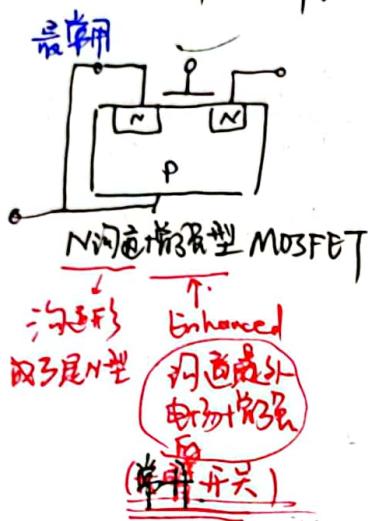
$U_{GS} \uparrow$. $R_{DS(on)}$ 小 (高阳极驱动). $E/P \downarrow$
(左边开, 右边开)

③ 极流区. $U_{GS} > U_{Gsth}$ 且 $U_{DS} < U_{Dsth}$.

反向即 \Rightarrow 极流] 应用: 大功率的
性放大器



六. MOSFET的几种类型



常闭开关

场效应管 FET 的参数.

① 开通/关断电压. (U_{gate})

JFET: U_{GSON} . (小于开)

增强型: U_{Gsth} . (大于开)

② 漏电流: | I_{GS} 为负 JFET: nA . MOSFET $\mu A-fA$.

| $I_{DS(on)}$ $nA \sim \mu A$

| 在饱和

③ 去偏电压. U_{DSR} . $(U_{DS} > U_{DSR} \text{ 会击穿})$ $U_{DS} \leq 80\% U_{DS(on)}$

④ 最大工作电流. $I_R < I_{Dmax}$ — JFET: $mA \sim \mu A$

MOSFET: $mA \sim \mu A$

⑤ 最大耗散功率. $P_{cm} \dots P_c \leq P_{cm}$. | JFET $mW \sim \mu W$
MOSFET. $\mu W \sim mW$.

⑥ 互导电容 R_{on} . 通过努力会降低最低可达的阻值. JFET. $\mu \Omega \sim n\Omega$
MOSFET $1m\Omega \sim 10m\Omega$

三极管放大器

4.6. 三极管的电压放大倍数

$\uparrow \text{输出}$

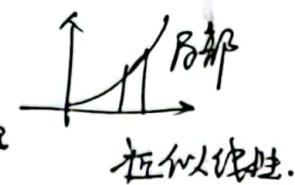
(三极管的电压放大倍数模型)



忽略了所有电容

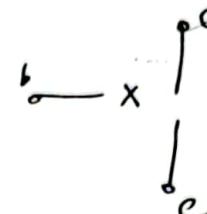


忽略非线性

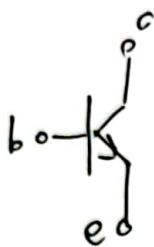


近似线性

① 截止区 极型 (全断)



② 放大区 极型. $I_c = \beta I_b$ (流过电流动源)

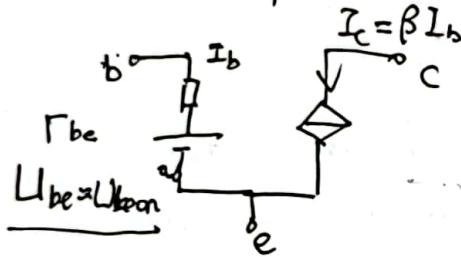


\Rightarrow

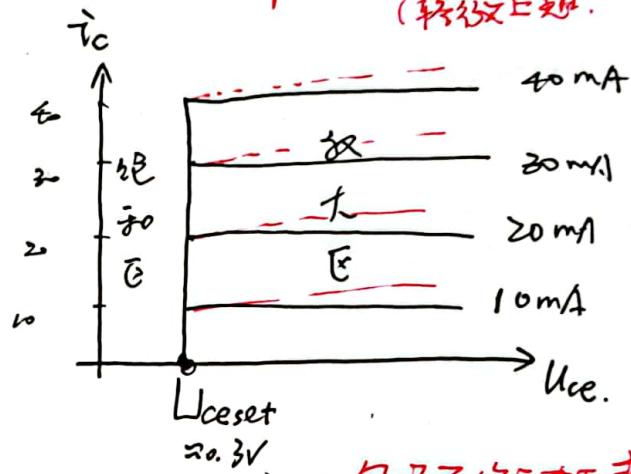
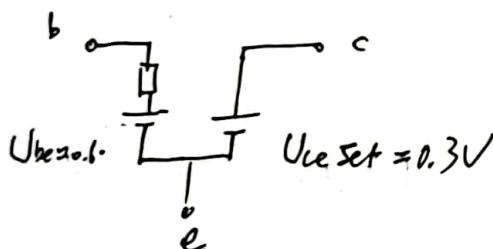
③ 饱和区. $U_{ce} \ll 0$. (近似小压源)

* 极性差异: ① 忽略了饱和不稳定性
(静态上短)

放大区: be 正偏. ce 是电流源



饱和区: be 正偏. ce 是电压源 (近似)



② 忽略了饱和电压变化.

(U_{ce} 饱和电压会变化)

③ 饱和电击穿未考虑.

含有三极管电路的计算 (状态判别)

① 判断三极管是否处于截止区 (判断 be 反偏?)

→ 若 $U_{be} < U_{beon}$ ⇒ 判断反为截止区. (be 反偏, 空电位)

→ 是.

② 假设处于放大区. ($U_{R2} \approx I_C = \beta I_B$) 计算 U_{ce} .

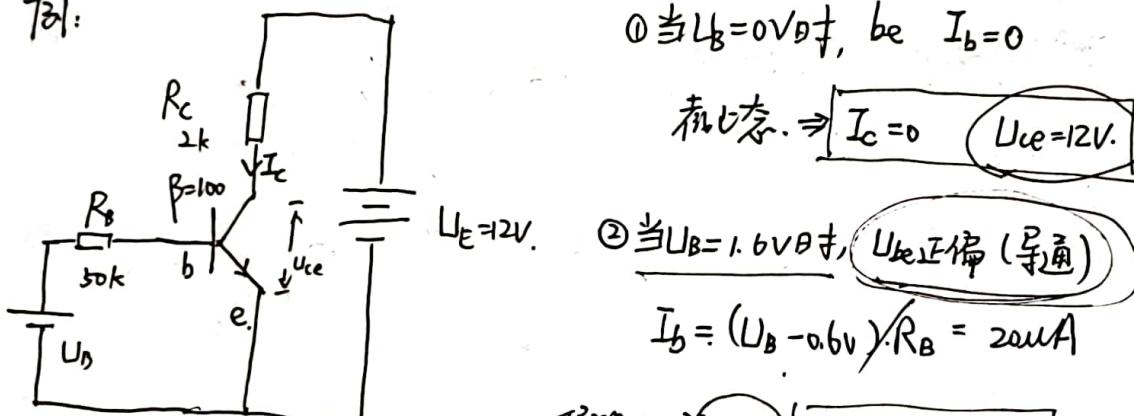
→ 若 $U_{ce} > 0.3V$ ($U_{ce} < U_{cesat}$) (假设成立) 放大区

若 $U_{ce} < 0.3V$ 或为负值 (假设失败, 其为饱和区)

③ 若 $U_{ce} = 0.3V$. 强行代入. 重新计算各参数. ($I_C \neq \beta I_B$)

↑ 饱和区. 电压电流由外部决定的, 三极管不能控

T3:



假设进入放大区 $I_C = \beta I_B = 2mA$
 $U_{ce} = 12 - R_C \cdot I_c = 8V$

且 $U_{ce} > 0.3V$. ∵ 假设成立

③ 当 $U_B = 5.6V$ 时, U_{be} 正偏 $I_B = (U_B - 0.6V) / R_B = 10mA$

假设放大区. $I_C = \beta I_B = 10mA$.

$$U_{ce} = 12 - R_C \cdot I_c = -8V$$

显然 $U_{ce} < 0.3V$. 故假设不成立.

⇒ 工作点: $U_{ce} = 0.3V$. $I_C = (12 - 0.3) / R_C = 6mA$

→ 外部电路决定与 I_B 无关

P424

第五章 晶体管放大器.

* 基本概念框架.

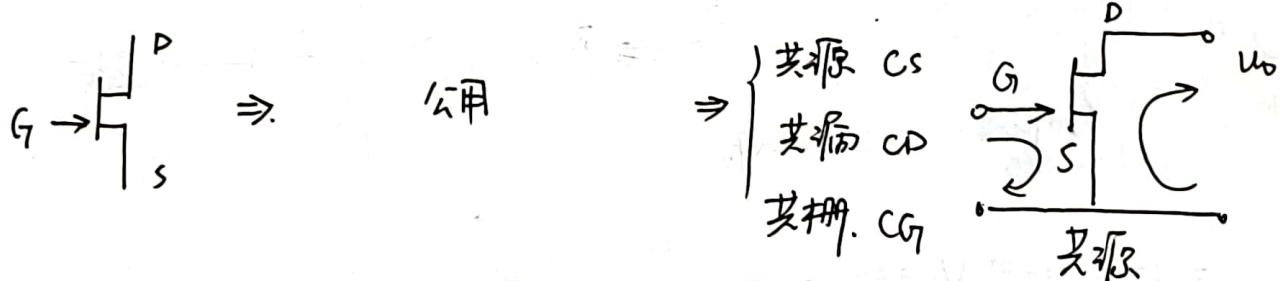
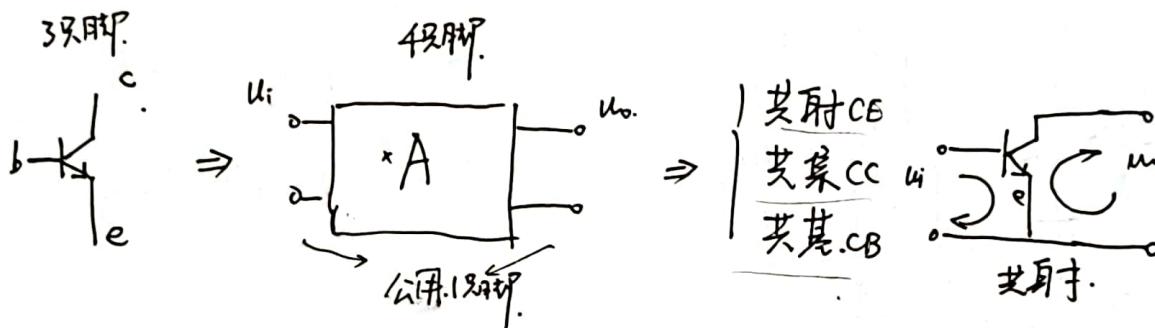
(教材区间)

1. 晶体管作为放大器条件: BJT: 双极工作于 放大区. Bipolar Junction Transistor.
FET: 恒流区 Field Effect Transistor
2. 放大信号的过程中, 不能因为信号的 影响 进入 输出端上/尾和区.
- 必须要有一个 "偏置电路" (Bias), 并合理设置工作点.

3. 三极管放大类: 输入/输出阻抗特性并不理想.

⇒ 必须关注: $R_i \neq \infty$, $R_o \neq 0$, A_u 有限

4. 放大器有三种 "组态"

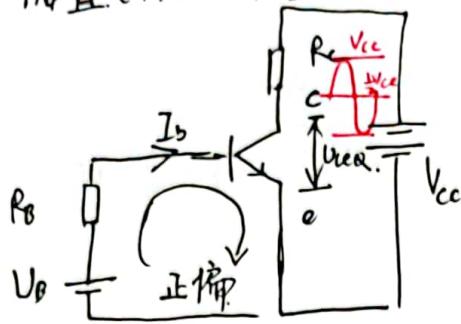


5. 三种组态放大器各有优缺点 (没有一个是完美的)

实际应用中, 常会将不同组态进行组合使用.

例：构建一个基本的三极管放大器

STEP1：偏置（保证三极管处于放大区） \leftarrow be正偏，bc反偏



工作点计算： $I_B = (U_B - 0.6) / R_B$

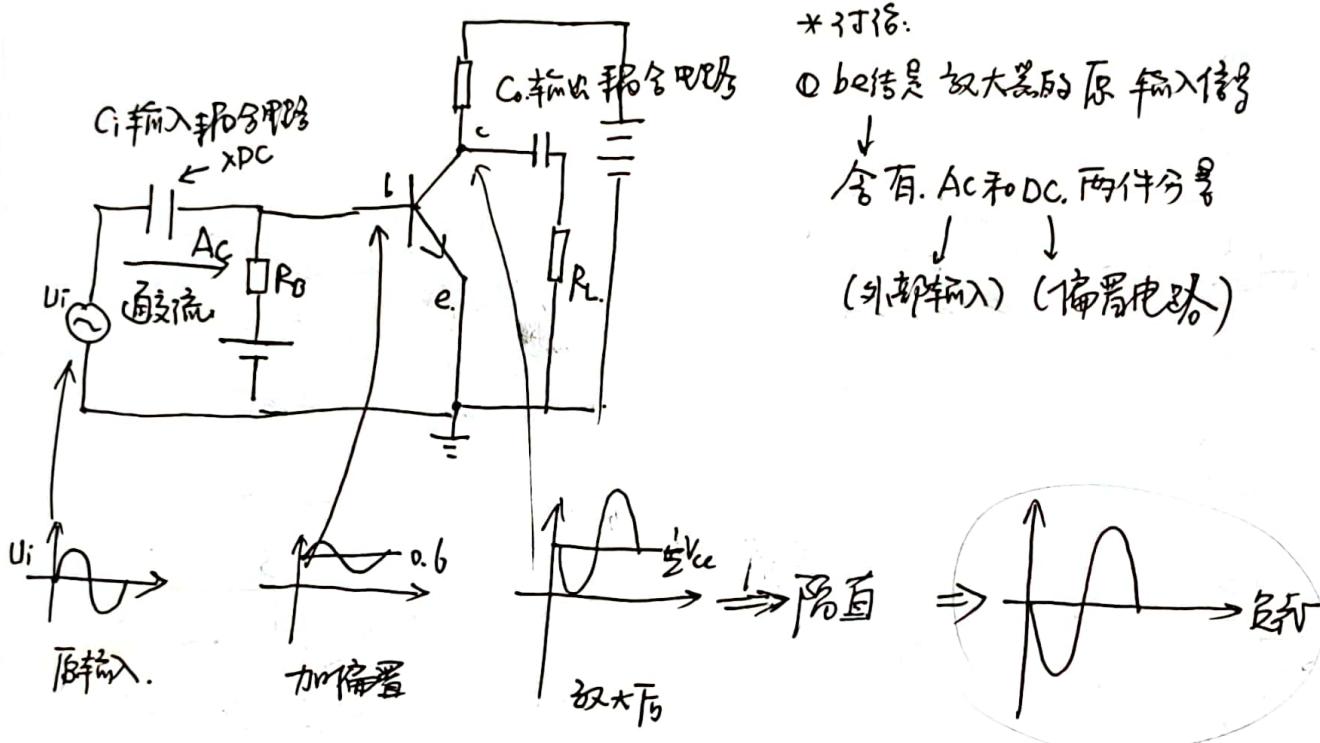
$$\left\{ \begin{array}{l} I_{CQ} = \beta I_B \\ U_{CEQ} = V_{CC} - R_L \cdot I_{CQ} \end{array} \right.$$

静态工作点

通常取 $U_{CEQ} \approx \frac{1}{2} V_{CC}$ 最佳

保证了 U_{CE} 有最大的摆动范围 | 不超过 V_{CC}
不低于 0.3

STEP2：将输入信号耦合进入放大器



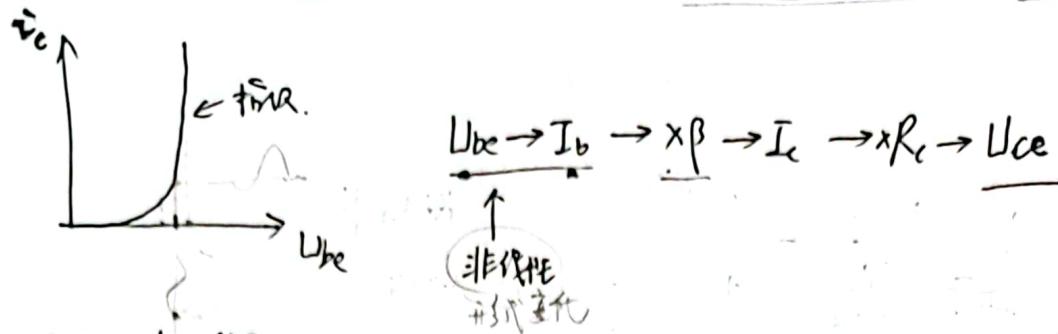
缺点 ① 基极：电路复杂得多 (DC, AC 两个通路)

② R_i 和 R_o 不理想

③ 放大系数主要由元件决定。(运放由外部电阻决定)

- | → 1) 不好调 A_v 2) 批次一致性难保证 3) 温飘严重

④ 非线性失真严重. (信号越大, 越严重) 只有当为小信号时才能当作近似线性



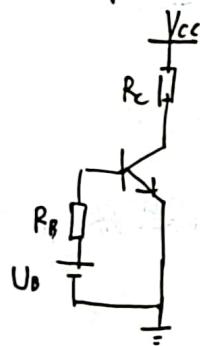
⑤ 只能放大 AC 信号

优点: **噪声低**

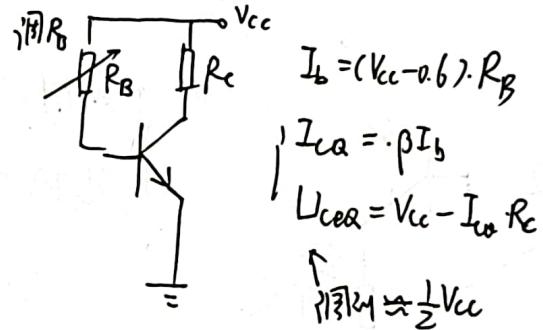
应用: 放大信号、天线前端、**LNA**

直流通路部分的电路设计与分析

1. 固定式.

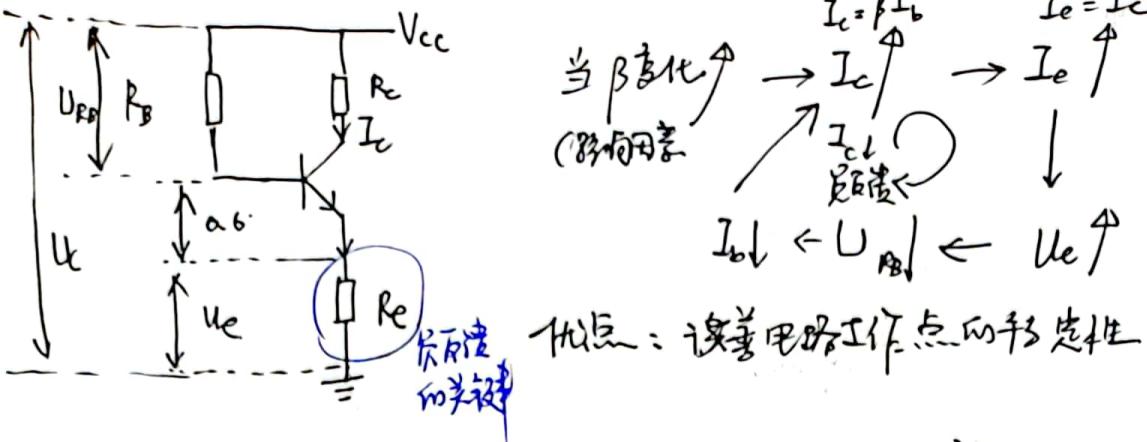


$$\begin{aligned} I_B &= (U_B - 0.6)/R_B \\ I_C &= \beta I_B \\ U_{CEQ} &= V_{CC} - I_{CEQ} R_C \end{aligned}$$



优点: 简单 缺点: 相位失真 \rightarrow 地效差
 \rightarrow 温度漂移

2. 电流反馈型偏置电路. (抗 β 变化)



计算：假设 be 行电流为 I_b . * 无法直接求解方程

$$U_{RB} + 0.6 + U_e = V_{cc}$$

$$U_{RB} = I_b \cdot R_B \quad U_e = I_e \cdot R_e \approx I_c \cdot R_e = \beta I_b \cdot R_e$$

$$\Rightarrow I_b \cdot R_B + 0.6 + R_e(1+\beta) \cdot I_b = V_{cc}$$

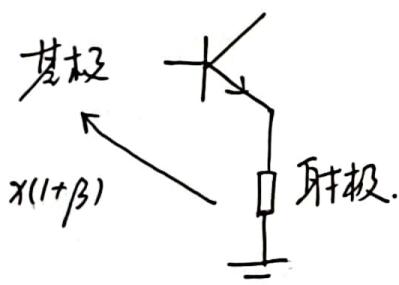
$$I_b [R_B + (1+\beta)R_e] = V_{cc} - 0.6 \Rightarrow \begin{cases} I_c = \beta I_b \\ U_{ceq} = V_{cc} - I_c (R_o + R_c) \end{cases}$$

$$I_b = (V_{cc} - 0.6) / [R_B + (1+\beta)R_e]$$

工作点

$$\Rightarrow \text{反馈系数} \quad I_{BQ} = \frac{U_{cc} - U_{BQ}}{R_B + (1+\beta)R_G}$$

① 公式的工程概念。



} 射极电阻 $x(1+\beta)$ \rightarrow 折合为基极电阻
 } 基极电阻 $/ (1+\beta)$ \rightarrow 折合为射极电阻

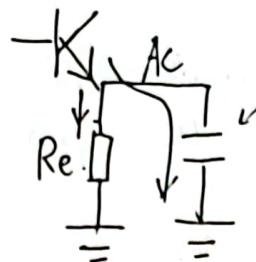
② R_e 的影响

- 便集电极稳定 (工作点)
- 使电路受工变变化影响也变小了。
 \Rightarrow 放大能力变弱了

$$I_c = \beta \cdot I_b$$

不容易调节
放大倍数

解耦与旁路电路



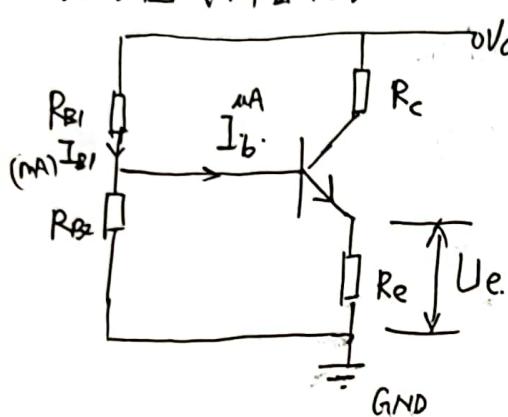
旁路电容 (ByPass)

作用：让 Re 只在 DC 中体现
(其它直流通路是)

让 Re 在 AC 中被旁路

不产生放大输出 \Leftarrow (对 AC/信号不起作用)

3. 分压式偏置电路



原理：用 R_{B1}, R_{B2} 直接确定 U_B

前提：[让 R_{B1} 与 R_{B2} 足够小]：让 $I_B \gg I_b$

$$U_B \approx -\frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \cdot V_{cc}$$

$$U_e \approx U_B - 0.6V = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \cdot V_{cc} - 0.6$$

工作点与 β 平无关.

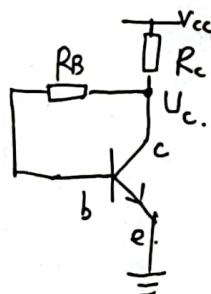
抗 β 变化能力很强 (优).

$$\left. \begin{array}{l} I_{CQ} = I_e = \frac{U_e}{R_e} \quad * \text{与 } \beta \text{ 无关.} \\ U_{CEQ} = U_{cc} - I_c (R_c + R_e) \end{array} \right\}$$

缺点： R_{B1} 和 R_{B2} 较大 ($I_B \gg I_b$) 使输入阻抗降低.

| 对 V_{cc} 敏感. V_{cc} 变化有 $\frac{\partial U_e}{\partial V_{cc}}$.

4. 分压负反馈式偏置电路



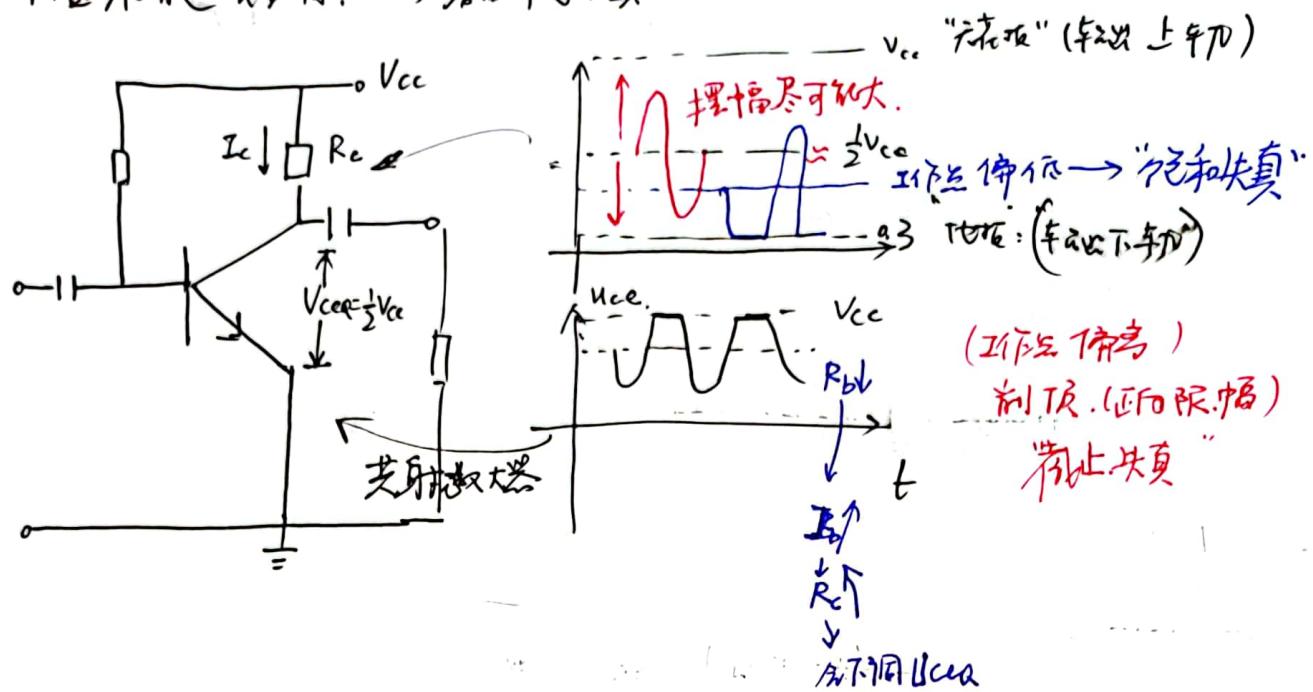
$T \uparrow \rightarrow \beta \uparrow \rightarrow I_c \uparrow$

$I_b \downarrow \leftarrow U_{cb}$

分析：第17作业

P58

* 偏置不合适如何? → 容易引起失真

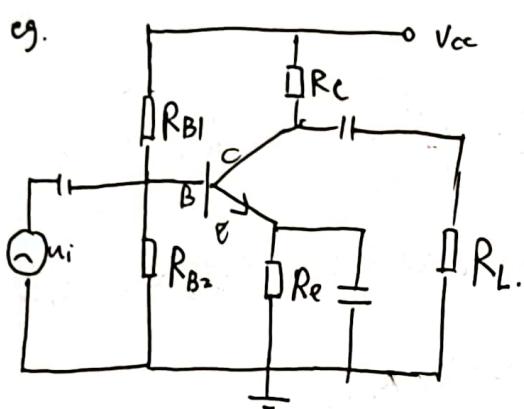


* 注意: 饱和/截止失真的定义与限幅无关 只与失真时状态有关

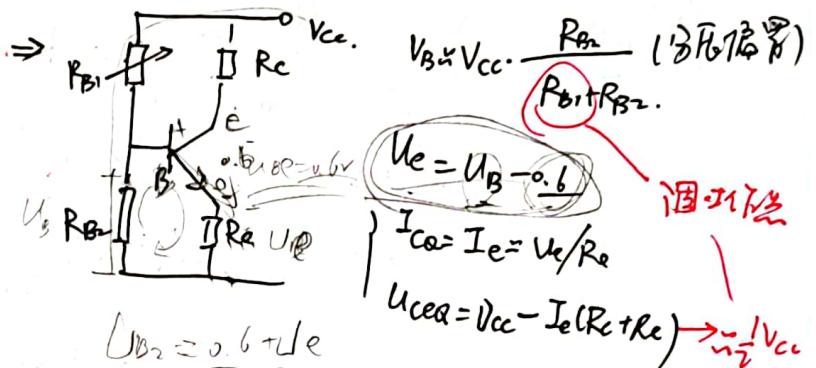
5.2 共射放大器的分析(定性分析) CE

一、分析步骤:

- ①. 把电路分解:
 - DC 通路 \Rightarrow DC 等效电路 \Rightarrow 分析工作点
(偏置)
 - AC 通路 \Rightarrow AC 等效电路 \Rightarrow 分析放大倍数 $\propto R_i \cdot R_o$ 等。
(信号)
- ②. 计算 DC 工作点 (在 DC 等效电路中进行) \Rightarrow 确保处于放大区 (必须)
- ③ 把三极管看成放大区模型 (流控压) \Rightarrow AC 串路 (前提)
- ④. 估算 A_u . 计算 R_i , R_o



Step 1. 在 DC 通路中: C 极为断路. L 极为短路

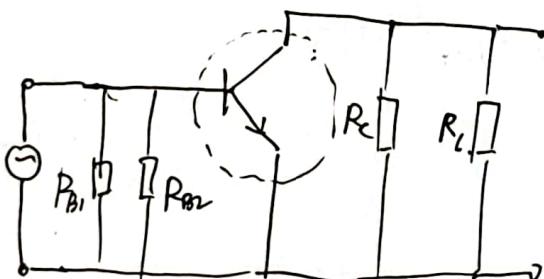


Step 2: 在 AC 通路中. 假设: 1) 将所有的电容视为短路 (等效 C). 2) $U_{CE} \approx U_{CC}$

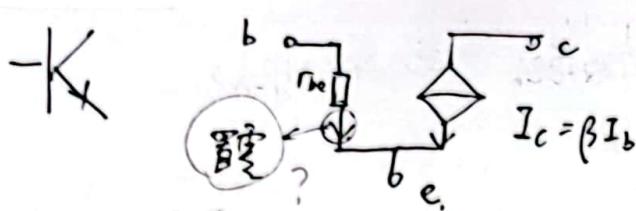
2) $U_B = U_{BQ}$ (假设)

3) 将所有电源 (以及电压不变点) 视为接地

DC L



Step3: 三极管模型切入.

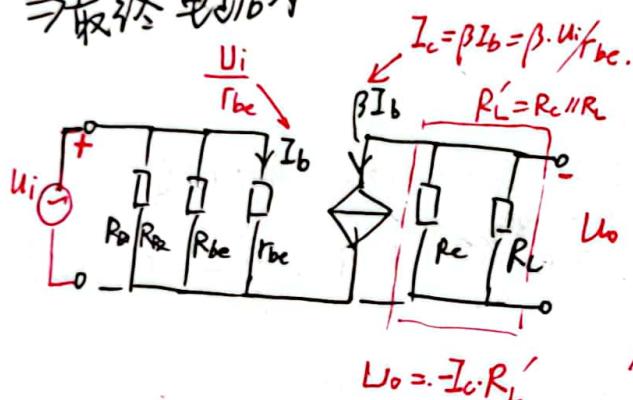


指出三极管 β 值

$$\boxed{\begin{aligned} \text{②. } r_{be} \text{ 计算. } & \left. \begin{array}{l} \text{体阻 } (26mV) \\ \text{be 结电阻. } \end{array} \right\} \quad r_{be} \text{ 表示 } \text{ 三极管内阻 } \\ & \text{表达式: } r_{be} = \frac{U_T}{I_b} = \beta \frac{U_I}{I_c} \end{aligned}}$$

$$r_{be} = r_{bb'} + r_{b'e} = r_{bb'} + \frac{U_I}{I_b}$$

\Rightarrow 最终电路为



$$\therefore A_u = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{\beta R_L'}{r_{be}}$$

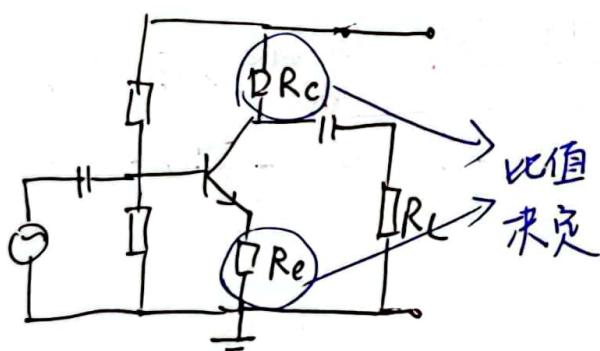
$$u_o = u_i \cdot \frac{\beta \cdot R_L'}{r_{be}}$$

1. ① u_i / r_{be} ② I_b 放大 β 倍 ③. 流过 R_L' 为电压

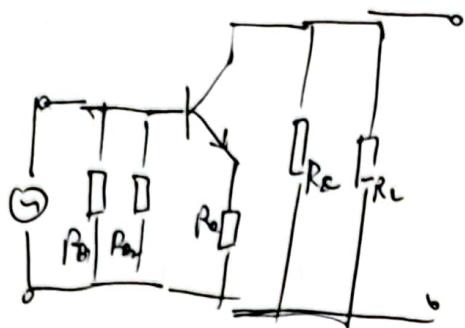
$$2. R_i = R_{B1} // R_{B2} // r_{be} \approx r_{be}$$

$$3. R_o = R_C$$

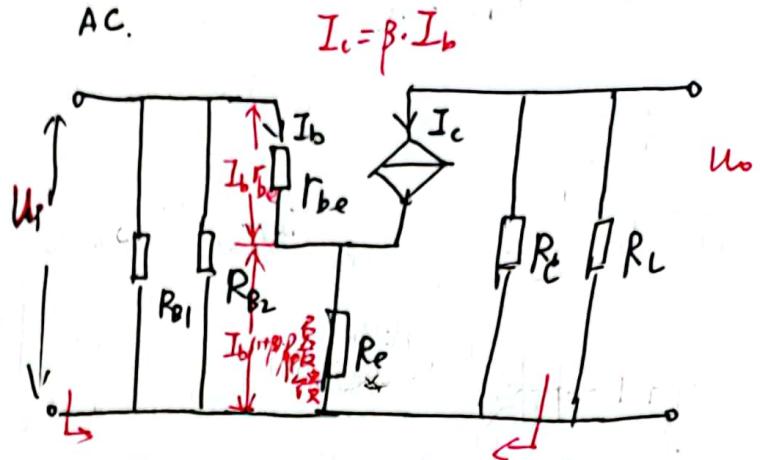
eg 等效 (去电容)



DC.



AC.



$$I_c = \beta \cdot I_b$$

$$U_i = I_b \cdot r_{be} + I_b (1+\beta) \cdot R_E$$

$$= I_b \cdot [r_{be} + (1+\beta) \cdot R_E]$$

$$U_o = -I_c \cdot R_L' = -\beta I_b \cdot R_L'$$

$$A_v = \frac{U_o}{U_i} = \frac{-\beta R_L'}{r_{be} + (1+\beta) R_E}$$

$r_{be} \ll R_E (\gamma \beta)$ $\approx -\frac{\beta R_L'}{(1+\beta) R_E} \approx -\frac{R_L'}{R_E}$

射极负反馈放大

$$R_L' \Rightarrow R_C$$

$$\approx -\frac{R_C}{R_E}$$

2°: R_i (1点)

$$R_i = R_{B1} + R_{B2} // R_i' \approx R_{B1} // R_{B2}$$

$$R_i' = \frac{U_i}{I_b} = r_{be} + (1+\beta) R_E$$

$R_E \gg r_{be}$ 大射极负反馈 $\approx R_i'$



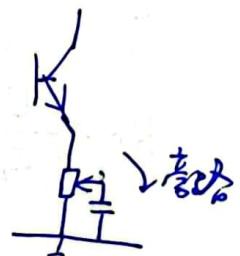
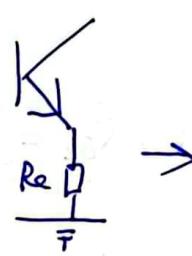
*思考:

能否像这样

一样做成可变

增益大些? (不可行).

3°: $R_o = R_C$.



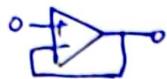
可调增益放大如何实现?

$R_E \rightarrow$ AC 增益 部分负反馈
 $R_E \rightarrow$ DC 增益

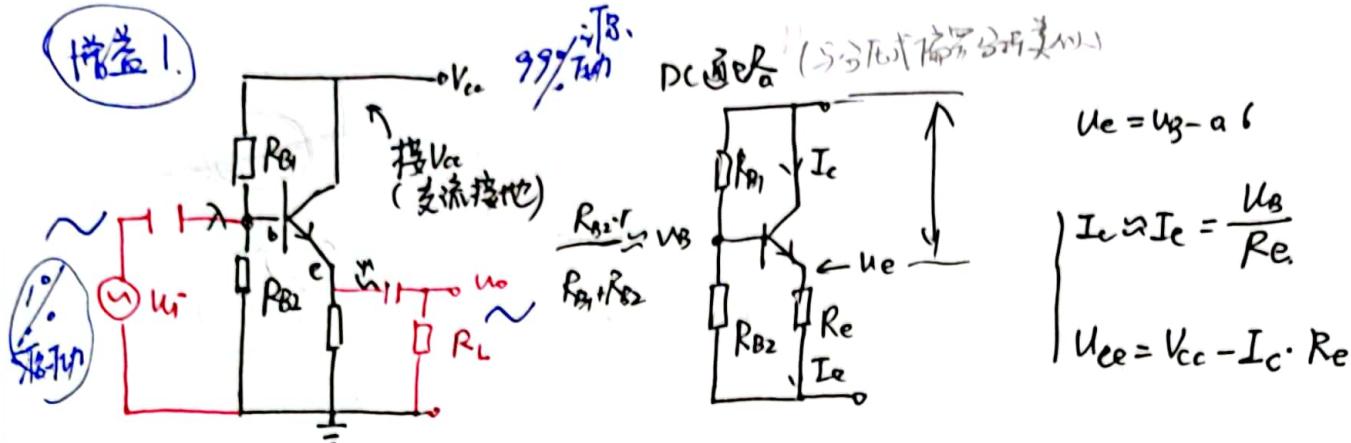
5-3 共集电极放大器 (CC 放大器)

射随器

基极输入 射极输出



增益 1.



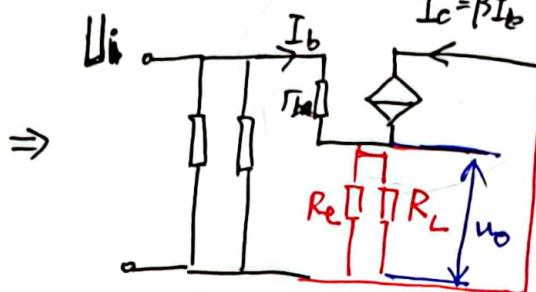
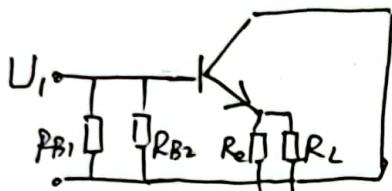
$$U_e = U_B - a \cdot b$$

$$\left\{ \begin{array}{l} I_c \approx I_e = \frac{U_B}{R_E} \\ U_{ce} = V_{cc} - I_c \cdot R_E \end{array} \right.$$

$$U_o = U_{ce} - U_E$$

AC 反馈

流控电压法



$$\left\{ \begin{array}{l} U_i = I_b \cdot r_{be} + \frac{(1+\beta) I_b \cdot (R_E // R_L)}{R_L} \\ U_o = (1+\beta) I_b R_L \end{array} \right.$$

$$\therefore A_u = \frac{U_o}{U_i} = \frac{(1+\beta) R_L}{r_{be} + (1+\beta) R_L} \approx 1 \quad (\text{忽略 } r_{be} \text{ 和 } R_L)$$

分析:

$$R_f = \frac{U_o}{I_b} // R_{B1} // R_{B2} = \frac{[r_{be} + (1+\beta) R_E] // R_L}{R_B} \approx (1+\beta) R_E \quad (\text{忽略 } r_{be} \text{ 和 } R_L)$$

可以忽略 r_{be} 和 R_L
在三极管中已经做的很好了

P5-10

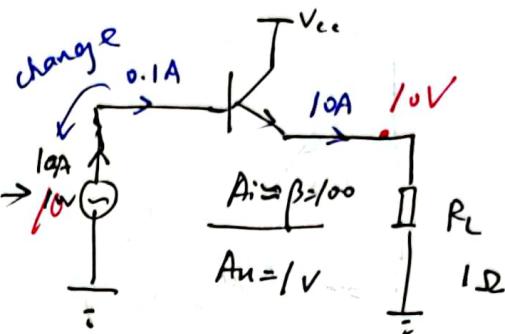
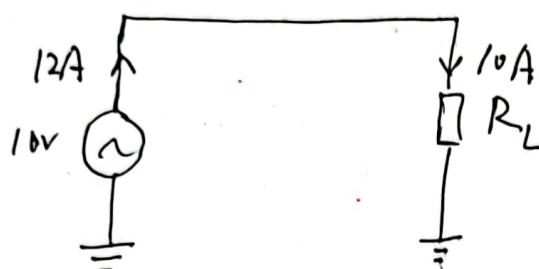
$$R_o = R_e \parallel \frac{r_{be}}{1+\beta} \underset{\text{相等化}}{\approx} r_{be}/(1+\beta) \quad \text{几近等于}$$

应用：

① 阻抗变换。（类似于变压器）

② 电流放大。 $A_i = (1/\beta) \Rightarrow$ 理解为对原信号能力的缩减

\Rightarrow

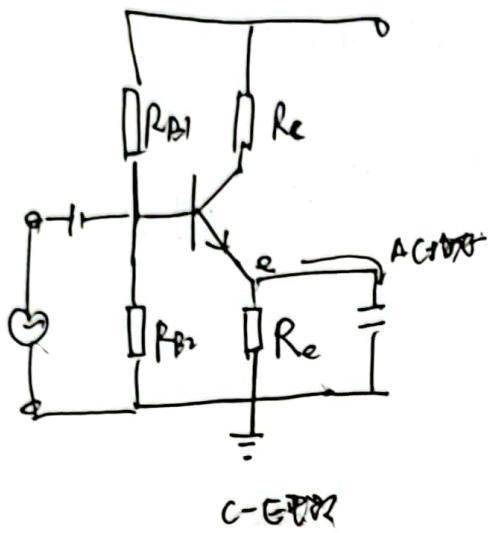


③. 驱动一些大功率 / 大电流 / 低阻负载

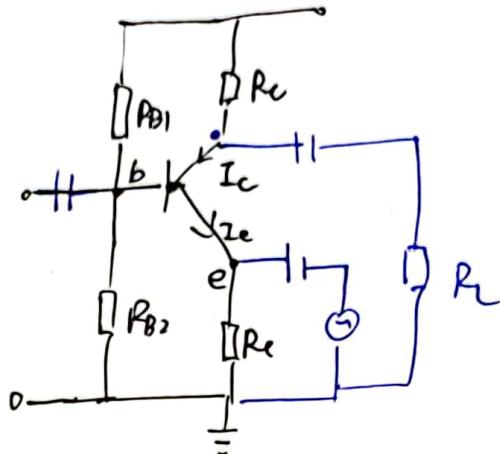
5.4 共基极放大器 CB (三极管互阻放大器)

① 原理：同是基极被所控制。

② 也可以按这个理解。



change
⇒



CB

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_C}$$

频率高

$$A_u = \frac{\beta R_L'}{R_{be}} \quad (1 + \beta + \frac{1}{R_L}) \quad \leftarrow \text{共基极}$$

$$R_i = R_e \parallel \frac{R_{be}}{1 + \beta} = \frac{R_{be}}{1 + \beta} \quad \leftarrow \text{等效CC} \quad \beta \gg R_o$$

$$R_o = R_C \cdot (不变)$$

$$A_i = \frac{I_i}{I_o} = \frac{I_e}{I_o} = \frac{\beta}{1 + \beta} \approx 1$$

* ① 当电压放大器 → 很差

当 I/V 增强 → 很好

应用

① 高速电路

② 射频、微波

③ 光电传感器 (消除结电容的影响)

P5-12

讨论：放大器对比。

的缺点

共射CE

共集CC

共基CB

电压放大倍数 A_v

$$-\beta R'_e / r_{be}$$

1

电流放大倍数 A_i

$$\beta \frac{R'_e}{r_{be}}$$

功率消耗
较高

$1 + \beta$

$$\beta \cdot R'_e / r_{be}$$

I

输出阻抗 R_o

$$r_{be} \text{ 小}$$

自振不理想

输出阻抗 R_o

$$R_c \text{ 很大}$$

应用：

通用

作限幅器

不失真
双工

相位：

b与c反相

输入 车输出

b与e同相

车输入 车输出

高频 高速，
互阻放大器
有很好的频率特性

e与b同相

车输出 车输入

5.7 场效应管放大器

基本概念与方法

1. FET放大器工作于恒流区(类似于放大区)
2. 放大过程中不能进入截止区、可变电阻区。(饱和区)

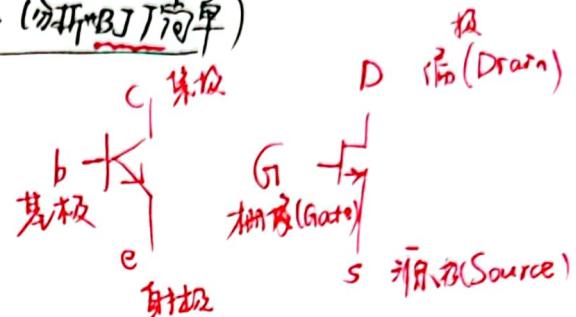
3. 部分偏置电路(Bias)。偏置。

场效应管电极偏置 ✓ 三端型 电流偏置 ✓

4. $R_i \rightarrow \infty$. 优于BJT. $I_{qs} = 0$. $I_o = I_s$ (分析BJT简单)

5. FET也有三种组态: 共源、共漏、共栅。

BJT
· 变容 供射 (共集) (共基)
·



分析方法:

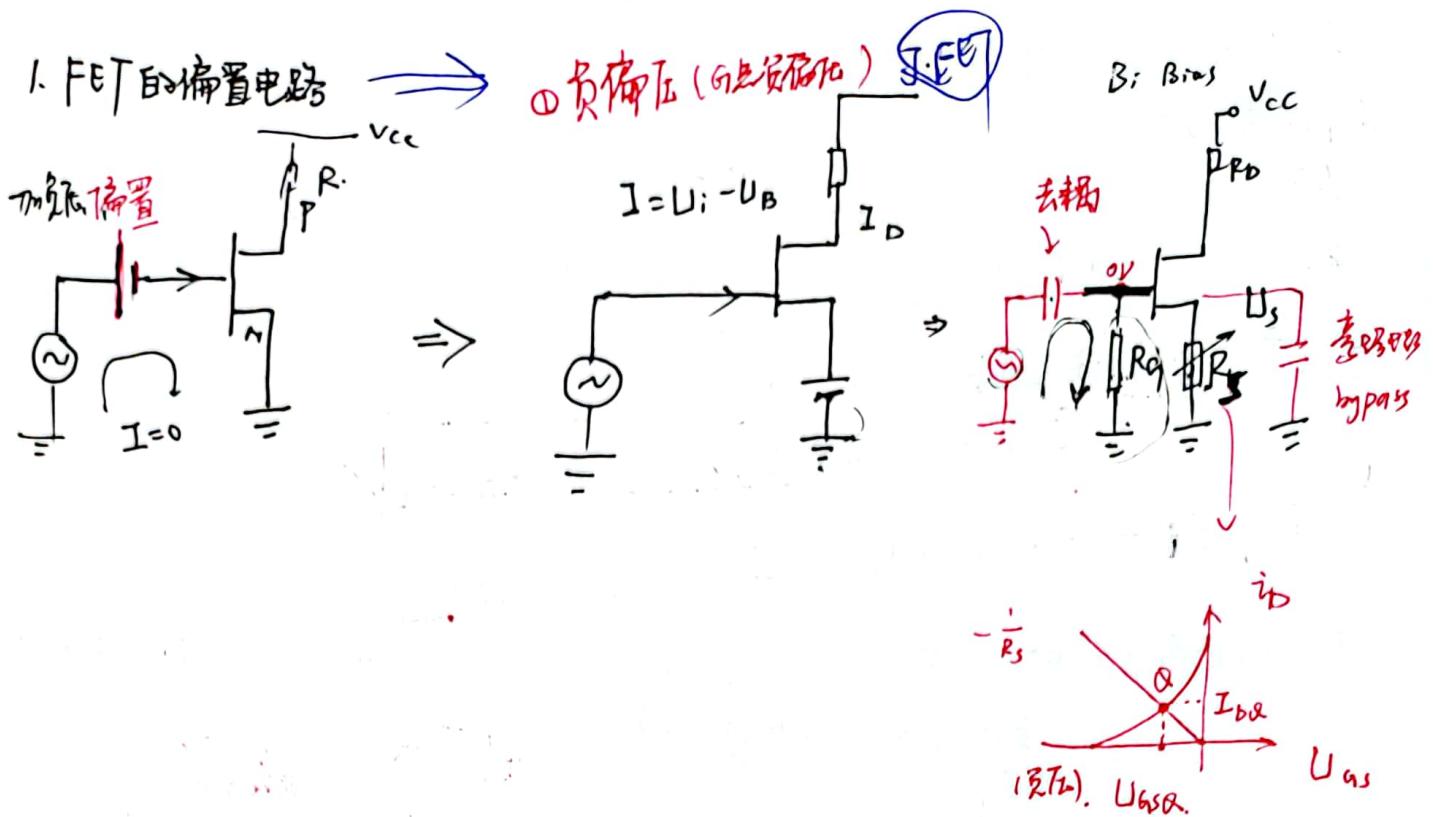
① 把电路分解 $\begin{cases} AC\text{通路} & A_u, R_i, R_o \\ DC\text{通路} & : 找偏置工作点 \end{cases}$

② 画出DC通路(偏置) \rightarrow 确保FET处于恒流区

③ 将FET和T形负载模型(压控电流源)代入AC通路

④ 计算参数 A_u, R_i, R_o

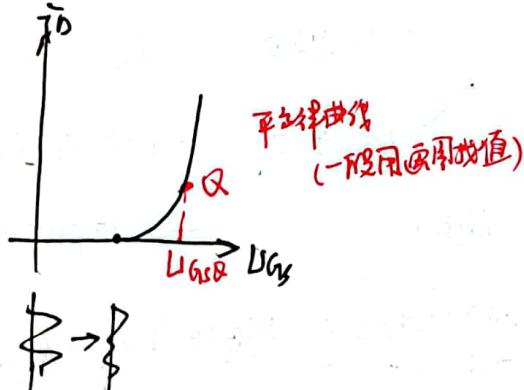
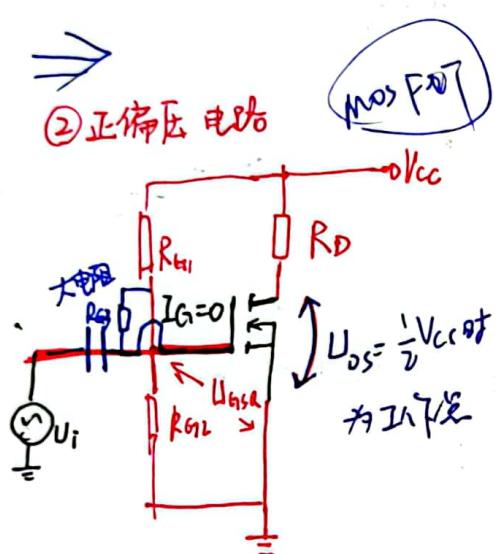
1. FET 的偏置电路



调 R_s 交点 \rightarrow 稳定工作点。

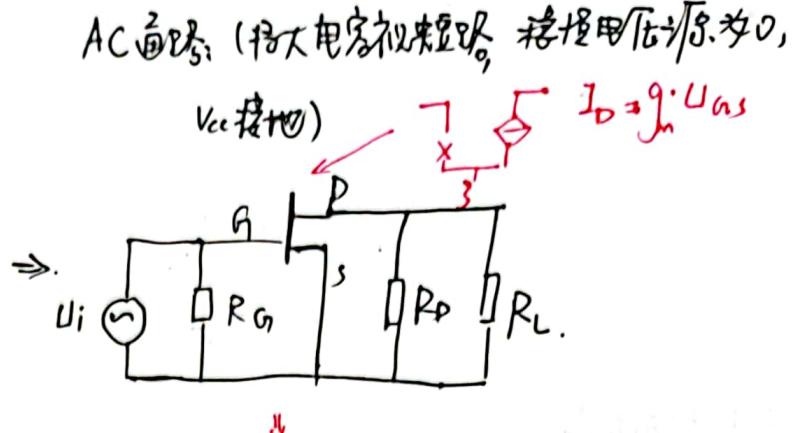
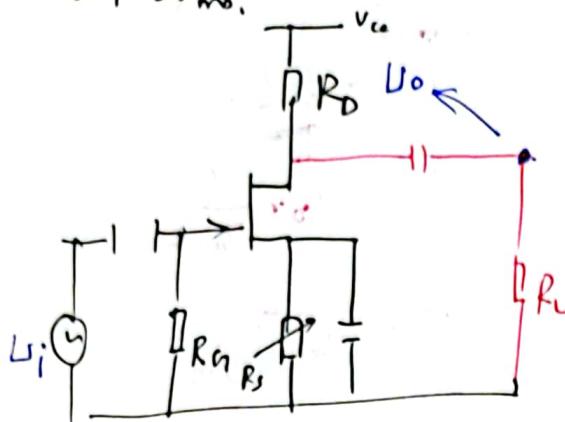


② 正偏压 电路



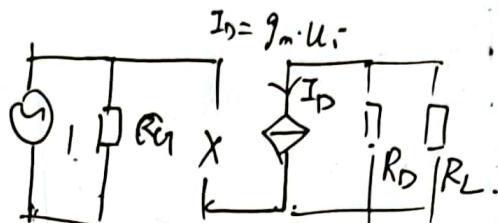
三种FET放大器.

①共源放大器.



$$U_{GS} = U_i$$

$$U_o = - I_D \cdot R_L \rightarrow R_D / R_L$$



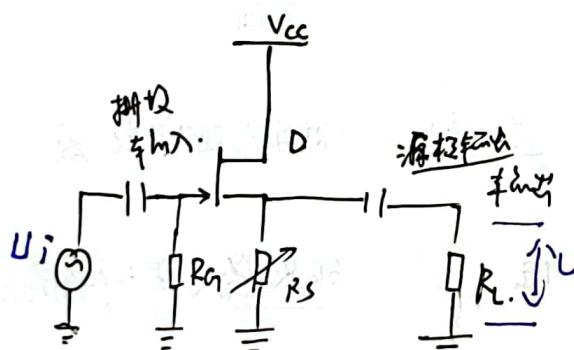
$$\therefore A_v = - g_m \cdot R_L \quad (R_i = R_G)$$

(完全不漏泄电流)

$$R_D = R_L$$

適合: 电压放大器. (完全不漏泄电流)

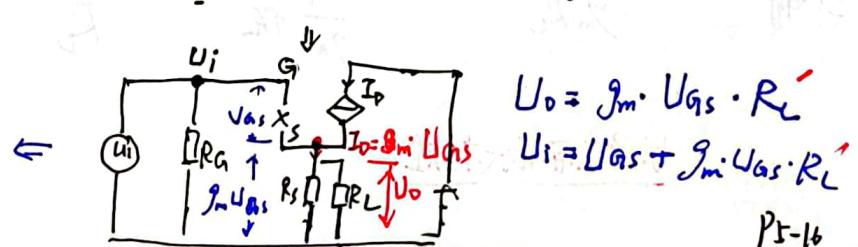
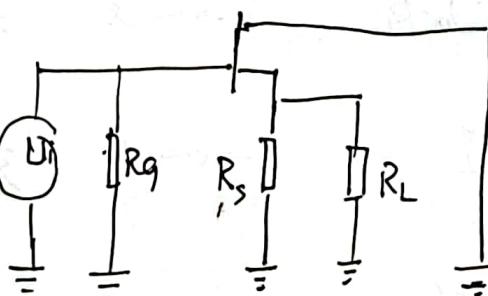
②共漏极放大器 (1/3+1/2+1/2共漏极)



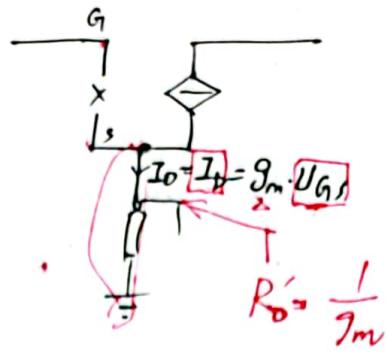
$$A_v = \frac{U_o}{U_i} = \frac{g_m \cdot R_L}{1 + g_m R_L} \approx 1$$

$$R_i = R_G (R_D \text{ 不取})$$

AC 面図.

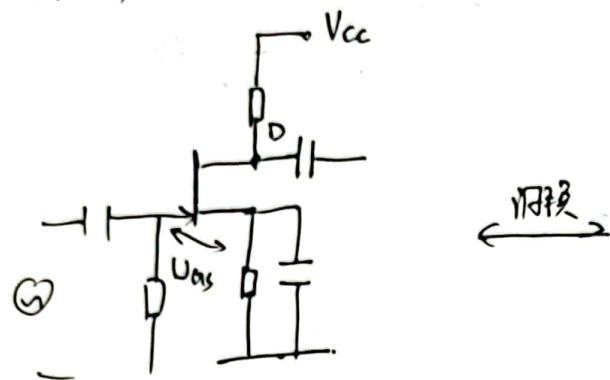


输出阻抗计算，和三极管不一样

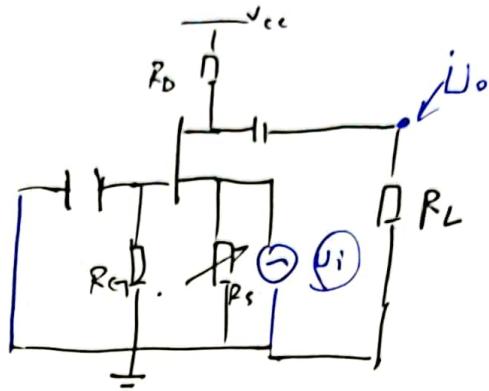


$$\therefore R_o = R_s \parallel \frac{1}{g_m} = \frac{1}{g_m}$$

③共栅放大器：



归一化



$$A_v = g_m \cdot R_L$$

$$R_T = \frac{1}{g_m} \parallel R_S \approx \frac{1}{g_m} \quad (\text{忽略 } R_o)$$

$$R_o = R_D \quad (\text{与共源相同})$$

总结：

	放大倍数 A_v	R_i	R_o	应用
共源	$-g_m \cdot R_L$	$\rightarrow \infty$	$\approx R_D$ 低 (差)	一般的高阻后级放大器
共漏	≈ 1	$\rightarrow \infty$	$\frac{1}{g_m}$ 高	跟随器、阻抗隔离器
共栅	$g_m \cdot R'_L$	$\frac{1}{g_m}$ 低	R_D	I/V 变换器、高阻放大器

实际应用：取长补短

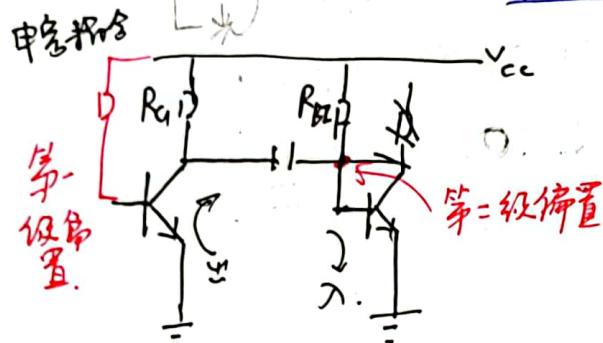
5.8 放大器的组合与级联

- 目的：① 通过级联获最高增益 $A_{\text{总}}$ 。
 ② 通过组合（取长补短），获得更加理想的放大器。

1. 预备知识

① 级间耦合方式：(为了让各级的DC偏置互不影响)

- 直接耦合：第一级的 U_{ceo} 直接作为第二级的DC偏置 (优点：带宽扩展到DC)
- 电容耦合：带宽最窄 ✓。缺点：低频包度过差， $Z = \frac{1}{j\omega C}$
- 变压器耦合 缺点：笨重，高额，低频特性有限



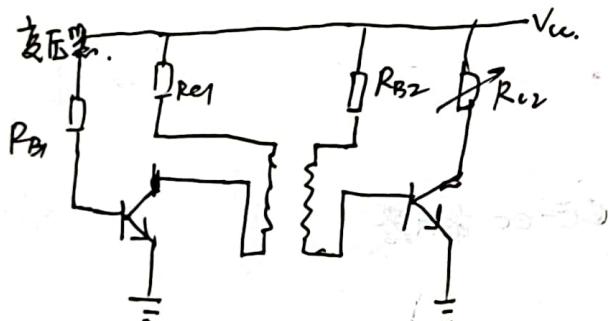
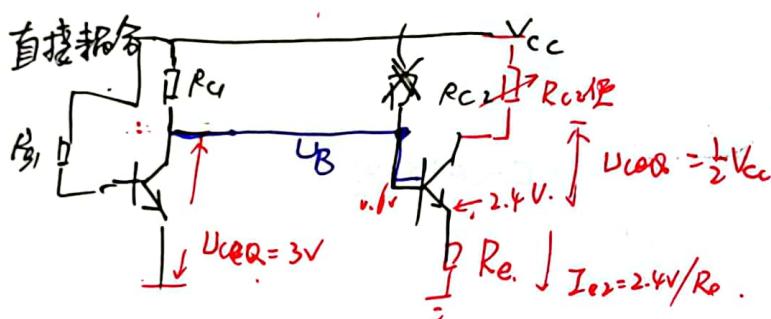
工作频率范围很宽

缺点：带宽受限

低频包度过差

$$Z = \frac{1}{j\omega C}$$

低频特性有限



① 阻抗变换 → 宽泛阻抗匹配
便传递效率最高
(最大功率传输点)

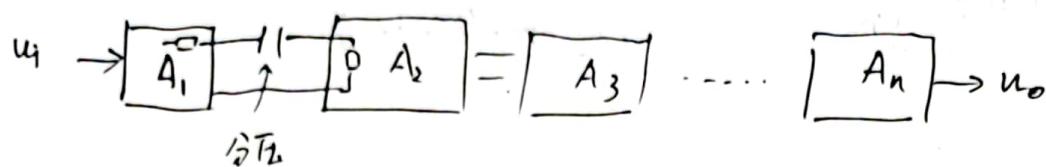
② 电气隔离 (2端接地保证接地不同)

③ 网线 保证不同模块工作

无关，不能故障扩大化

所有信号与其寄生隔离开

② 级联电路的增益



$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{u_{o1}}{u_i} \times \frac{u_{o2}}{u_{o1}} \dots \quad \begin{matrix} \text{考虑了前级 } R_o \text{ 与 } R_i \text{ 分压之后的电压} \\ \text{放大倍数} \end{matrix}$$

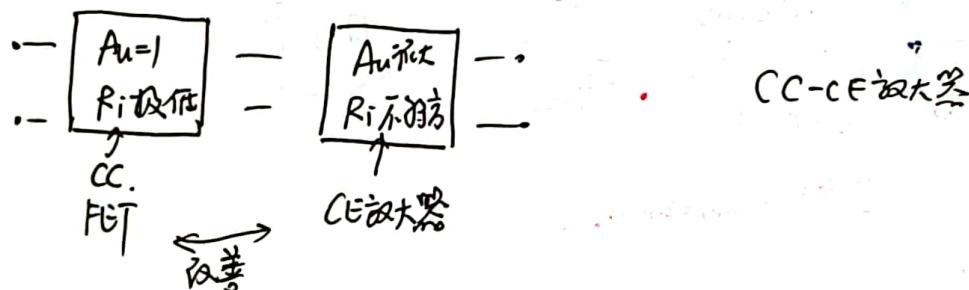
$$= A'_1 \times A'_2 \times A'_3 \dots A'_n \quad \begin{matrix} \leftarrow \text{带负载的增益} \\ \text{将下一级 } R_i \text{ 当作 } R_L \end{matrix}$$

$\therefore A_1 \times A_2 \times A_3 \dots$ (也可, 当每级 $R_o \ll$ 下一级 R_i)
 " why $R_i \rightarrow \infty, R_o \rightarrow 0$

③ 几种常见的组合方式

1) 以提高增益为目的 (R_o↑)

2) 改善输入特性 (eg. 提高 R_i)



3) 改善输出特性 (eg. 降低 R_o)



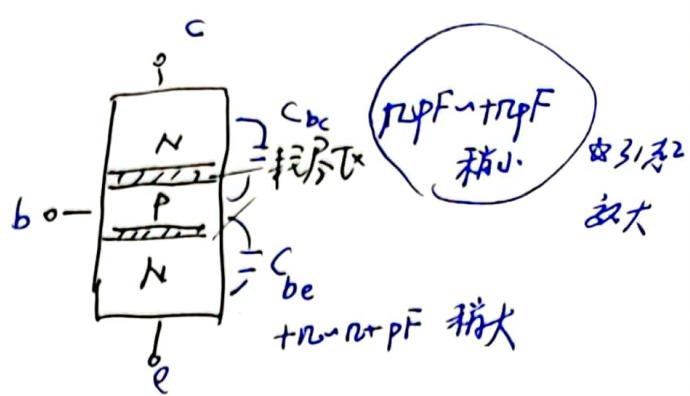
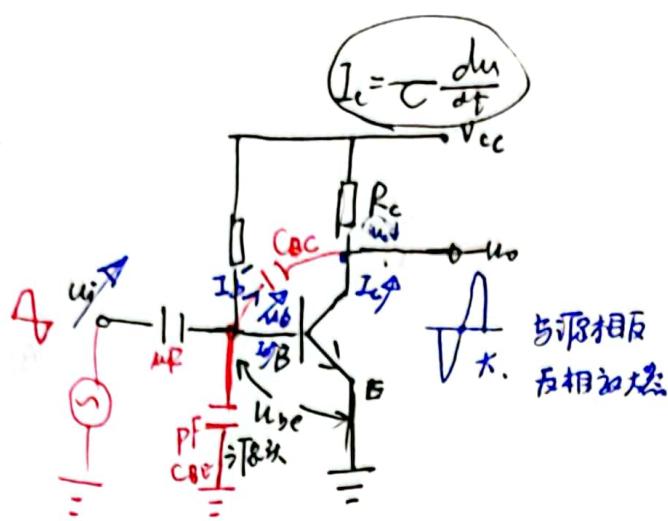
⇒

$$\boxed{\text{CC}} = \boxed{\text{CE}} = \boxed{\text{CC}} = \quad \begin{matrix} \text{CC-CE-CC 放大器} \\ \text{或} \end{matrix}$$

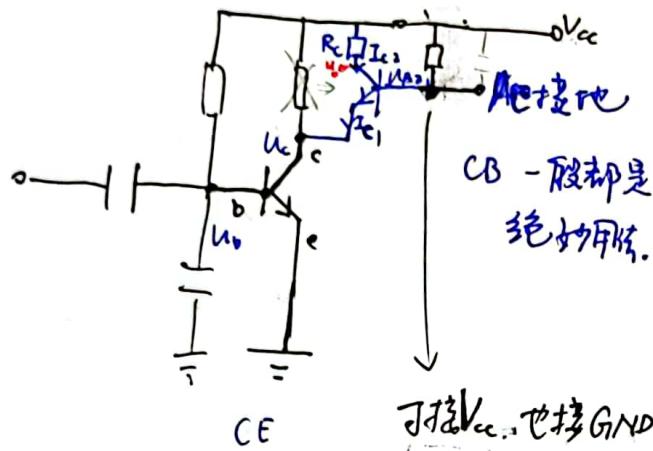
4) 改善高频特性(提高带宽)

CE-CB 组合

混源复电容补偿



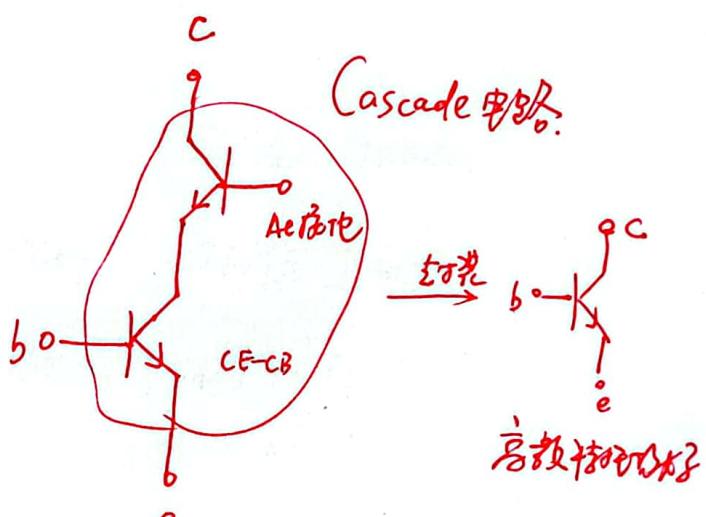
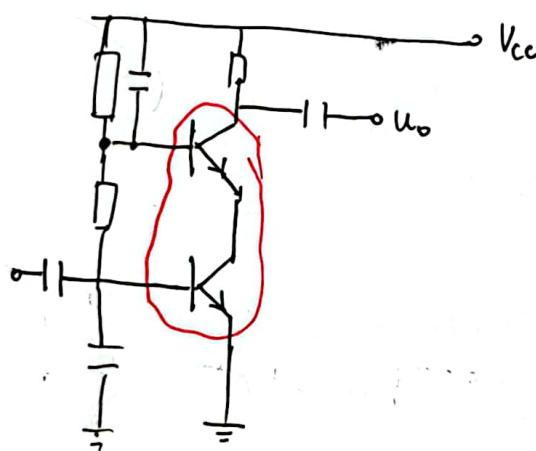
只要 R_L 足够低，PF 几乎没影响



CB 放大器作用
消除 u_o 与 u_b 之间的电容

即 $u_{B2} > u_{C1} > u_{B1}$

↓ 简化画法

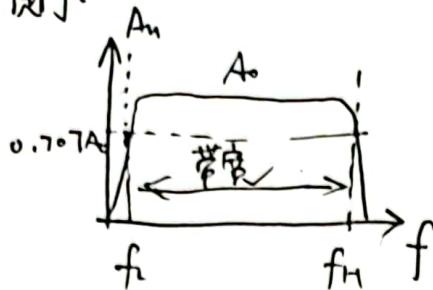


宽带高频放大器

P5-20

第七章 三极管放大器的频率特性

提问：

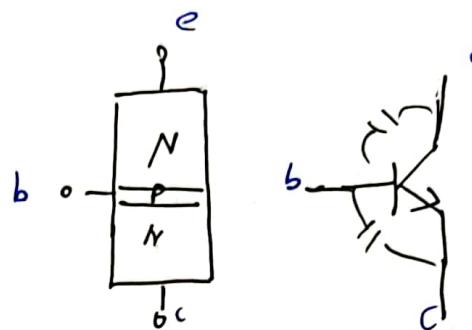
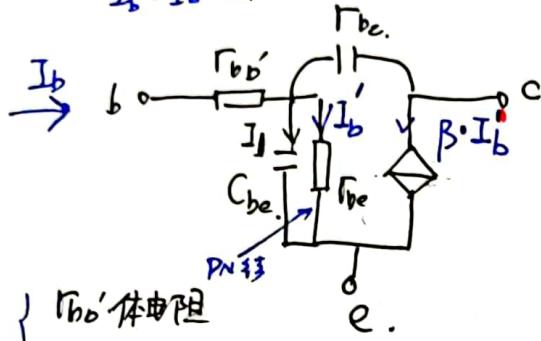


f_H : 高频截止频率 (由三极管结电容引起)

f_L : (由耦合/旁路电容引起) (由AC)

7.2. 三极管自身的频率特性

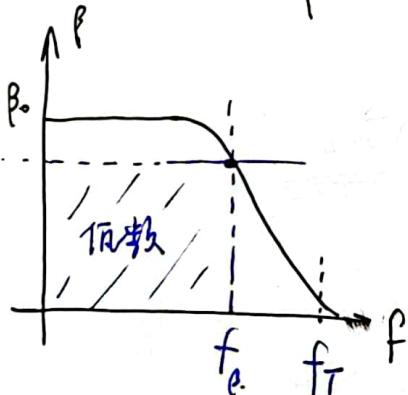
$$I_b' = I_b - I_i$$



三极管高频小信号模型

$$\beta = \frac{I_c}{I_b} \text{ 从端口流入的电流}$$

* 在高频率下，三极管 β 值下降，导致放大器的频率问题



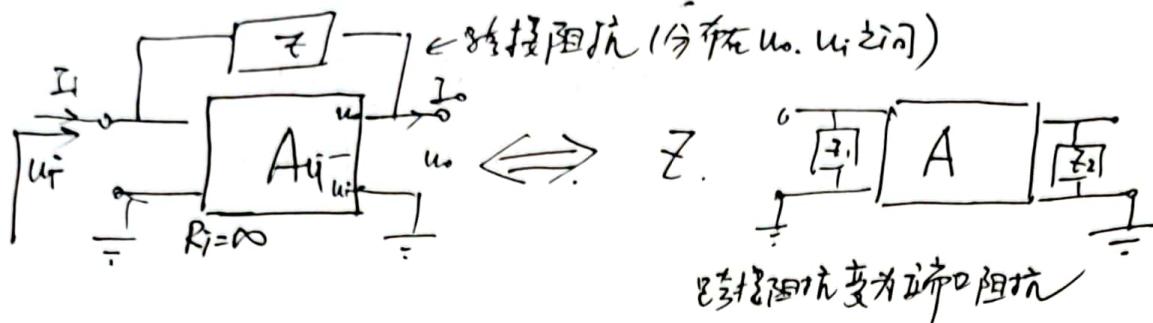
定义：① f_B : 上限频率， β 值下降至 $0.707\beta_0$ 时的频率
② f_T : 高频截止频率。 β 值下降至 1 时的频率

f_B : 表示超过 f_B 后，三极管特性开始下降
($f \ll f_B \rightarrow$ 可使用 ~~小信号模型~~ 低频)

f_T : 表示三极管行波失去放大能力

7.3. 三种放大器高频特性对比

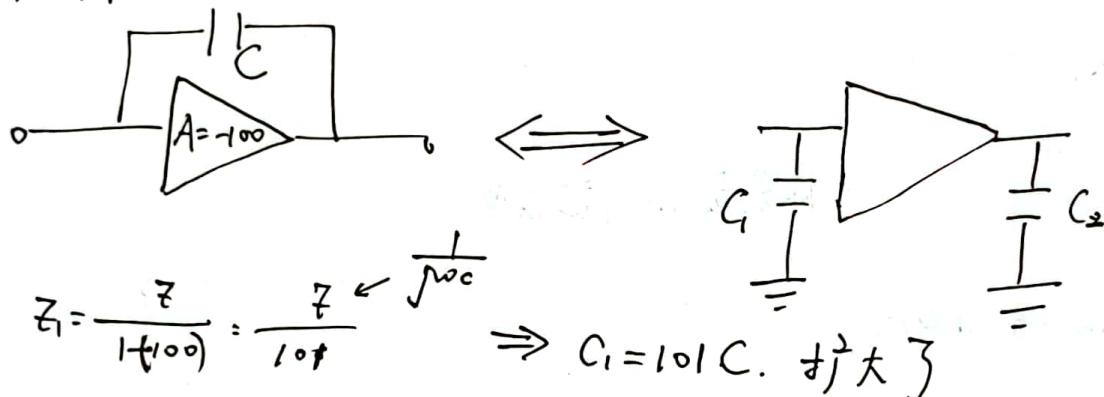
* 两端输入 - 两端输出. (直接反馈)



$$Z_1 = \frac{u_i}{I_i} = \frac{u_i}{\left(\frac{u_o - u_i}{Z}\right)} = \frac{Z}{1 - A}$$

$$Z_2 = \frac{u_o}{I_o} = \frac{u_o}{\left(\frac{u_o - u_i}{Z}\right)} = \frac{A}{A - 1} \cdot Z$$

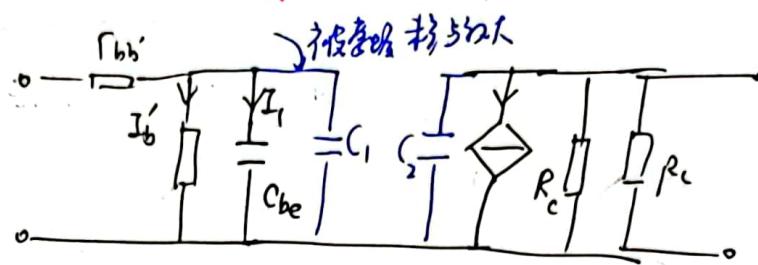
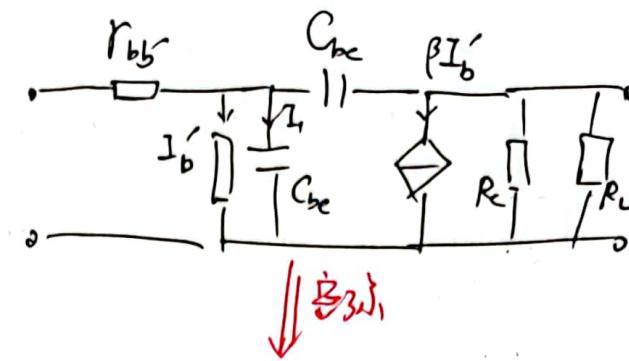
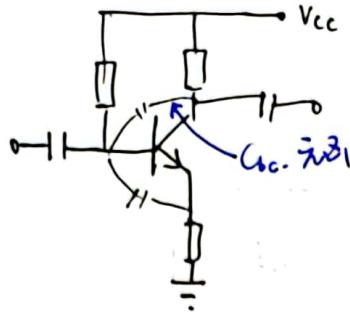
例: A 是反相放大器. Z 是电容.



$$Z_2 = \frac{-100}{-100 - 1} \cdot Z = \frac{100}{99} Z \Rightarrow C_2 \asymp C. \text{ 不变}$$

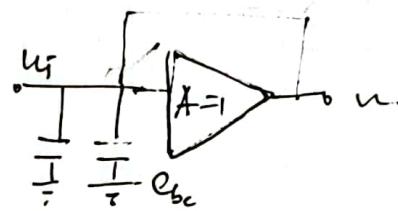
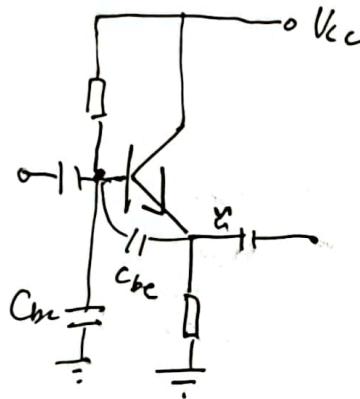
* 对电容来说, 直接效应使电容倍增. (只有一个端)

共射放大器



$C_1 = (1+A) C_{bc} \gg C_{be}$. 由此可知
共射放大器. 为频带拓宽

共集电极放大器



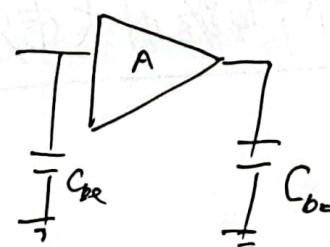
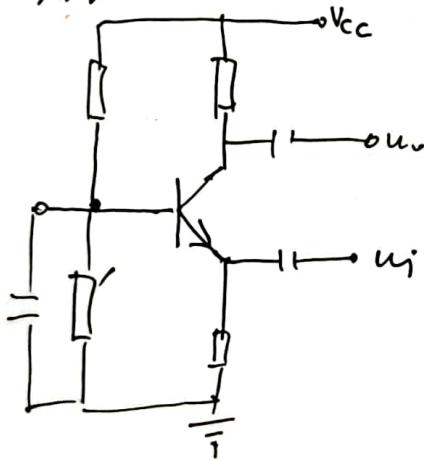
CC. 放大器高输入阻抗

$$A=1$$

$$Z_1 = \frac{z}{1-A} = \infty \quad C_1 = 0$$

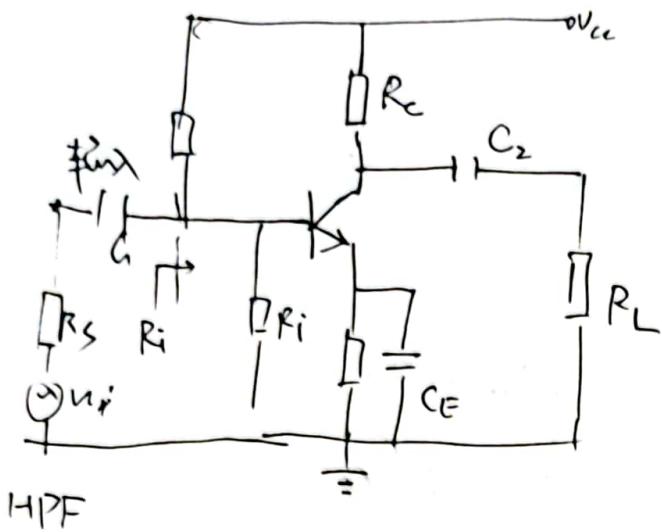
$$Z_2 = \frac{A}{A-1} = \infty \quad C_2 = 0$$

共基



CB 放大器. 不有输出功率效应

7.6 放大器的低频特性



输入回路: $C_1 H F_1$

$$f_{H_1} = \frac{1}{2\pi(R_s + R_i)C_1}$$

输出回路

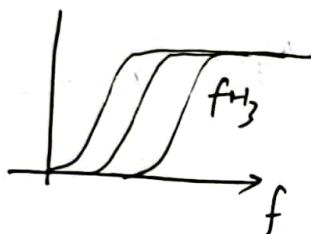
$$f_{H_2} = \frac{1}{2\pi(R_o + R_L)C_2}$$

旁路:

$$f_{H_3} = \frac{1}{2\pi(R_{e2} || \frac{R_o}{1+\beta})C_E}$$

问: 哪个电容最大?

(越大, f 越大, 阻尼系数越小)



$$f_L = \max(f_{H_1}, f_{H_2}, f_{H_3})$$

* 有一个环节不够低, 整体低频特性差

* 哪个环节 R 忽略小, 哪个电容用大电容 ✓

第六章 OP的内部电路 Operational Amplifier

预备知识 → 模拟电路 → 模拟集成电路 a major.
↑ 在芯片上, 而非印刷板做电路

① 设计特点

- 1) 元器件成本:
- 三极管、二极管 成本最低(面积小)
 - 电阻成本最高 → 在芯片上, 几乎无法成形, 面积正比于阻值.
 - 电容成本极高. → 面积大, 在芯片上只能做PF级.
- 取决于占用面积 (芯片在芯片占面积)

2) 所有元件温度特性极差.

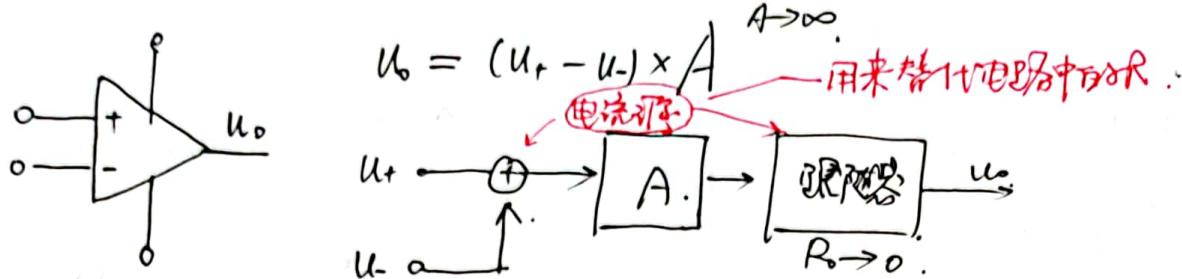
例: R 随温度变化 可达 $100\% \sim 200\%$.

- 3) 元件的值很准确不易. $0.2 \sim 5\%$ 的初值误差. (还不算温度) \rightarrow 对称性 / 精度大了
厂家: "这是正常的, 你的设计必须考虑这些问题."

② 集成电路内部电路的核心思想

- 1) 尽量用三极管来替代 R . (e.g. 用三极管代替 R 偏置) (e.g. 电流源路 $\Rightarrow R$)
- 2) 必须使用 直耦合 (没有大容量 C)
- 3) 用 "对称性" 替代 "准确性"

6.1. 运放电路的构成



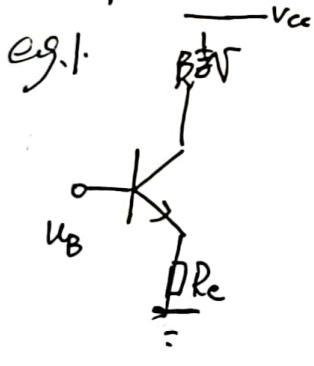
- ① 输入级. (完成相减)
也称: 差分放大器
- ② 中间级. (完成高增益)
- ③ 输出级. (完成低阻抗输出)
驱动 R_L .

6.2. 电流源电路.

电流源作用:

-  $\Rightarrow R$
- ① 提供偏置. I_b
 - ② 可以当负载 (没错) (看作很大的负载电阻)
 - ③ 信号的放大传递 / 复制

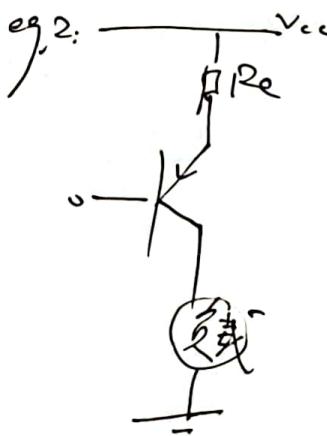
① 单管电流源.



$$I_b = I_c \approx I_e$$

$$= \frac{U_B - 0.6}{R_e}$$

下拉电流源
对地电流源

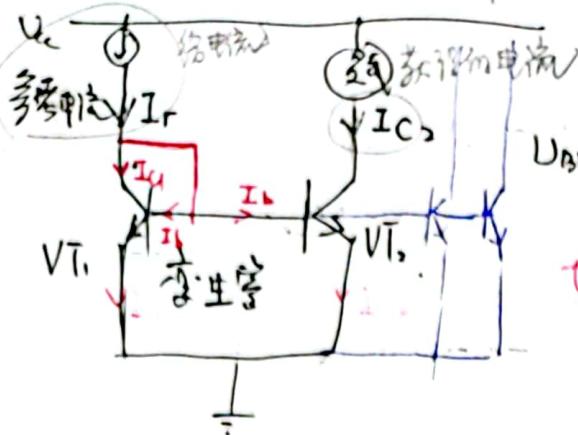


优点: 简单 .

缺点: 有一个电感 .

用途: 一般作为电流源头使用

②. 镜像电流源——将电流复制成几份



$$U_{BE} \text{ 为 } 0, \beta \text{ 为 } 1, \Rightarrow I_{C1} = I_{C2}$$

$$\text{也有 } I_{C2} = I_{C1} = I_r - 2I_b.$$

$$\beta I_b = I_r - \frac{2}{\beta} I_{C2}$$

$$\text{当 } \beta \text{ 很大, } \frac{2}{\beta} I_{C2} \ll I_r, \text{ 即 } I_{C2} \approx I_r$$

不同 I_{Cn} 是相
同的, 变化
量 I_{Cn} 也是
相等的

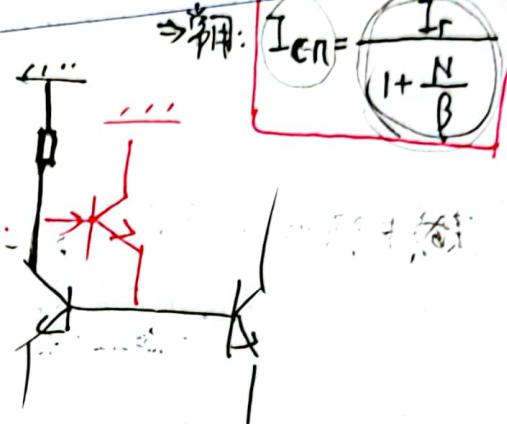
优点: 没有电阻 缺点: 当 N 很大时,

\uparrow
复制路数

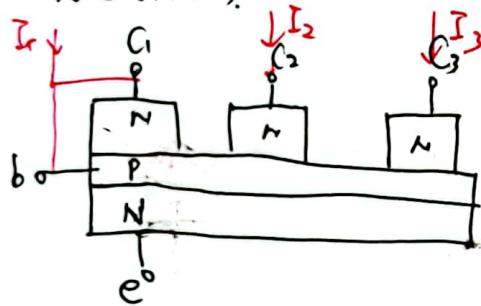
$$I_{Cn} = I_{C1} = I_r - \frac{N}{\beta} I_{C2}$$

有误差

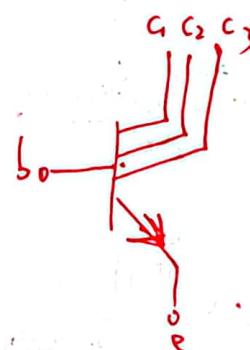
改进: 将导线(上面红色)加一个附加阻抗:



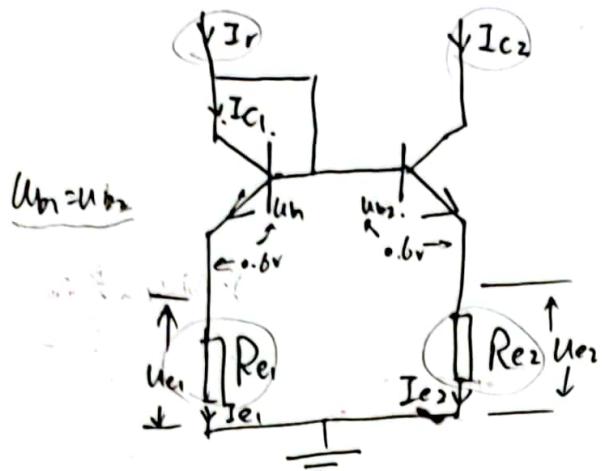
* 实现(补充)



也可以



③ 代例电流源



$$U_{e1} = U_{B1} - 0.6 \approx U_{B2} - 0.6 = U_{e2}$$

$$I_{e1} \approx I_{c1} \approx I_{e2}$$

$$I_{e1} \cdot R_{e1} = I_{e2} \cdot R_{e2}$$

$$\therefore \frac{I_r}{I_{C2}} = \frac{R_{e2}}{R_{e1}} \quad \text{由比例式}$$

$$\text{设 } I_r : I_{C2} : I_{C3} = \frac{1}{R_e} : \frac{1}{R_v} : \frac{1}{R_u}$$

④ 限流源 $I = \frac{U}{R}$ 第M2级
（本极高）
电流在MA级别

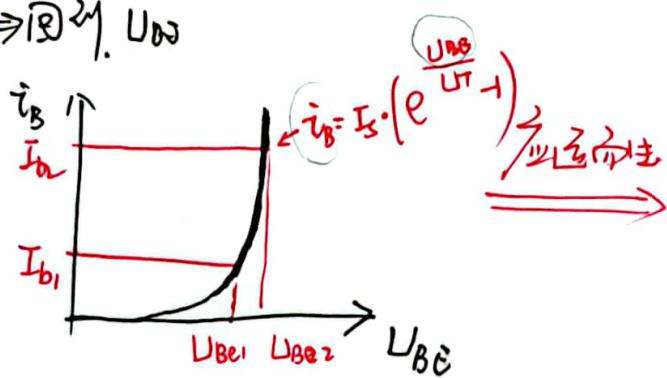
用途：就是替代大电阻。（之后）

目标：不用大电阻的前提下，获得mA级电流

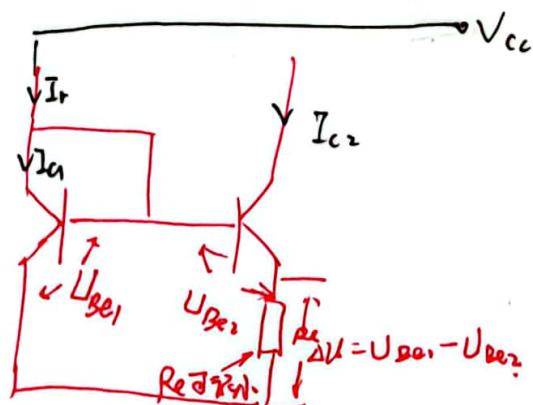
⇒ 问题变为：寻找一个很小的U，同时不使用电阻
建立限流源
只使用三极管。

$$U_{BE} \approx 0.6V \text{ 还不够小。} T_{31}, B_{1A} \quad R = \frac{0.6}{2mA} = 300k\Omega \text{ 还很大}$$

⇒ 固定 U_{BE}



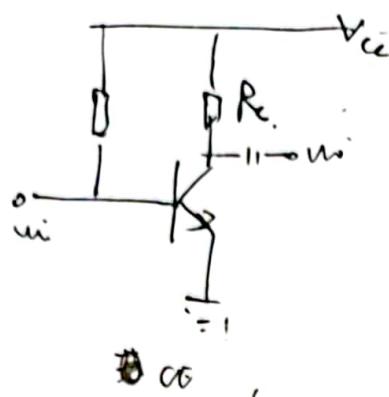
$$\Delta U = (U_{BE2} - U_{BE1}) \cdot \bar{I}_B$$



$$\therefore \Delta U = U_{BE1} - U_{BE2} \approx U_T \left(\ln \frac{I_{C1}}{I_{S1}} - \ln \frac{I_{C2}}{I_{S2}} \right)$$

$$I_{C2} = \frac{\Delta U}{R_{C2}} = \frac{1}{R_{C2}} \cdot U_T \cdot \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \quad \text{由 } I_r \quad \text{上 } \frac{1}{R_{C2}}$$

⑤ 电源流的应用、有源负载放大 (运放中的反馈问题 / 放大器)



$$A_u = -\frac{\beta R_c}{r_{be}}$$

放大倍数如何增加?

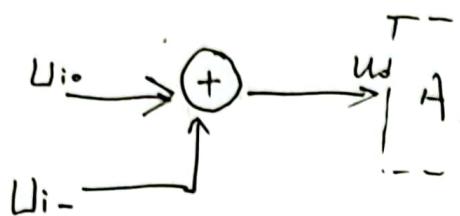
① $\beta R_c \rightarrow I_C \rightarrow I_B \downarrow \rightarrow r_{be} \uparrow$ $\Rightarrow \beta R_c$ 并不能提高 r_{be}

提高 R_c 的同时 不变 r_{be} 才行.

不变 I_C 的话

$$\boxed{\beta R_c \rightarrow \text{换成 电流 } \beta}$$

6-3 差动放大器 (运放输入级)



输入级功能实现 相减。(双端 \rightarrow 单端)

* 用三极管(场效应管)实现 减法功能。

差动放大 \Leftrightarrow 减法 (相减)

$$U_o = (U_{o+} - U_{o-}) \times k.$$

| 若 k 很精确, 确定, 叫成放大

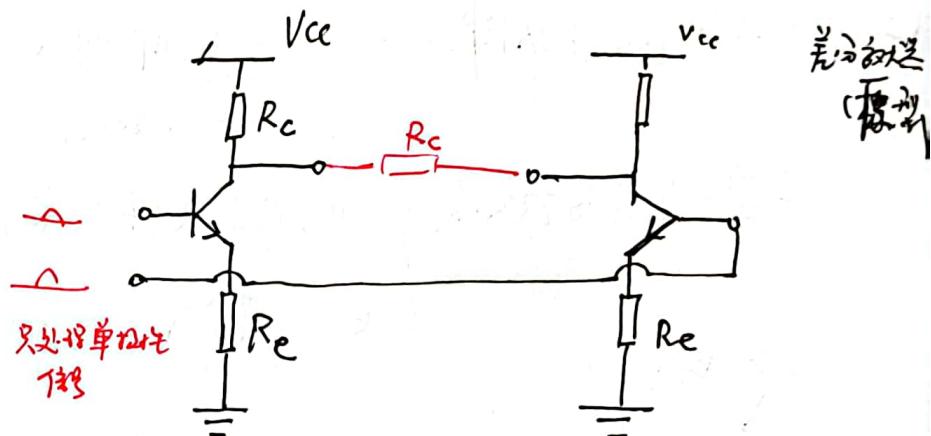
| 若 k 不是很精确, 则重点是 相减完全, 叫差动放大。

差动放大器由最原始的 FET / 晶体管实现

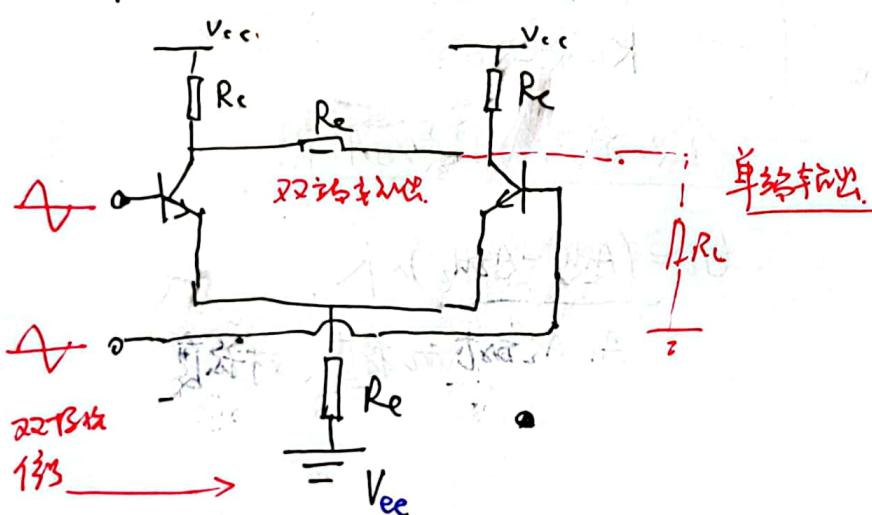
减法功能实现 —— 对称性。



用同相级



差动放大
原理



单端输出

支路

共集应变: R_e

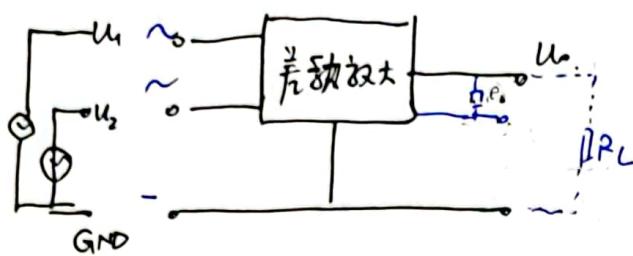
加减速度: A_1, A_2

失调(输出). U_{o+}, U_{o-}

输出. U_o, U_L

⇒ 几个折衷方案

① 差模 / 共模电压.



Common Mode

$$\text{共模电压. } U_c = \frac{1}{2}(U_1 + U_2)$$

2个输入端相同的分量, 差动放大器对其不响应.

差模电压. $U_d = U_1 - U_2$.

\nwarrow different mode.

2个输入端差异的部分

差动放大器应该对其中有较高增益.

② 单端/双端输出.

双端输出: R_L 连接在2个输出之间

单端输出: R_L 接地 ($U_o \rightarrow \text{GND}$)

③ 评价差动放大器的关键. —— 共模抑制比. K_{CMR} .

差模. 放大.

\nearrow different

希望一个差分放大器. } ① 差模放大倍数尽可能大. $A_{ud} \rightarrow \infty$

} ② 共模输入——小. $A_{uc} \rightarrow 0$

\downarrow common

差模

$$K_{CMR} = \left| \frac{A_{ud}}{A_{uc}} \right|$$

common mode. Reject

理想差分放大器

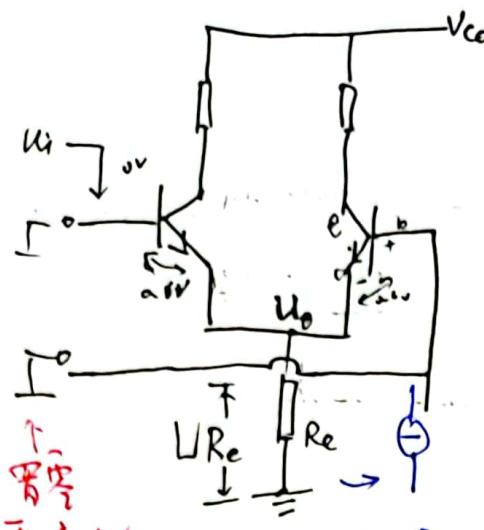
$$K_{CMR} \rightarrow \infty$$

备注: 减法减得是否干净..

$$U_o = (A_1 U_1 - A_2 U_2) \times K$$

A_1, A_2 的匹配程度、对称度

分析1: DC工作点 ($\mu_i = 0$)



$$U_e = U_{\text{ref}}(0V) - 0.6V = -0.6V$$

$$I_e = \frac{U_{pe}}{R_E} = (|V_{ce}| - 0.6)/R_E$$

$$\rightarrow I_{e1} = I_{e2} = \frac{1}{2} I_e$$

$$I_{c1} \approx I_{c2} \approx \frac{1}{2} I_e$$

$$\left| \begin{array}{l} U_{ceQ} = (V_{cc} + 0.6) - I_{c1} \cdot R_{c1} \\ \end{array} \right.$$

$$\text{由 } R_{c1} \gg \rightarrow 2 \rightarrow \left| \begin{array}{l} I_{c1Q} = I_{ceQ} \approx \frac{1}{2} I_e \\ U_{ceQ} = (U_c + 0.6) - I_{c1} \cdot R_{c1} \end{array} \right. \checkmark \text{ 一样}$$

$$\text{补: } I_b = \frac{1}{\beta} \cdot I_e$$

好处: ①兼顾单/双端输出
②工作点直接由 I_e 确定。

问题: I_b 是谁提供的?

- 工作点先确定 I_e (或 I_c), 再由 $I_b = \frac{1}{\beta} \cdot I_e$ 再确定 I_b .
- I_b 由输入信号 u_i 提供!!! 目的: 增大 R_B 中阻 $M\Omega$, 很大
- 若 I_b 悬空, 电路无法工作.
- 实际 I_b 破坏了“虚断”特性.
- I_b 会对高阻后级输入产生影响

\Rightarrow 如何降低 I_b . } ①增大 β nA级

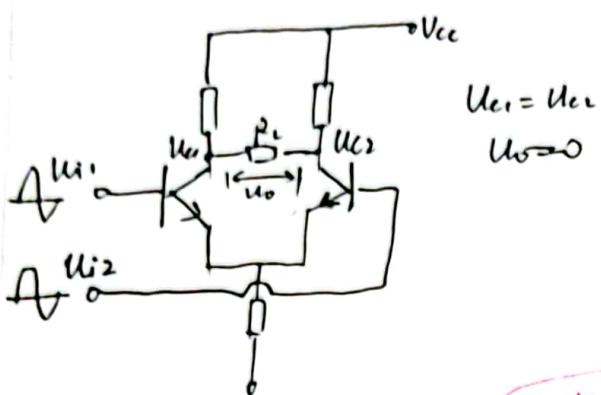
②将输入端换成 FET. P-A级



$$\beta' \approx \beta^2$$

2. 差动放大器. 反相. (4种情况)

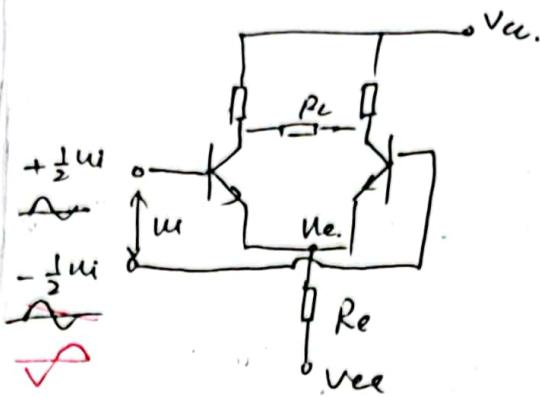
① 共模输入 / 双端输出 A_{uc} .



$$\therefore A_{uc\text{双}} = 0$$

$$K_{CMR} = \infty$$

② 差模输入, 双端输出 A_{ud} .



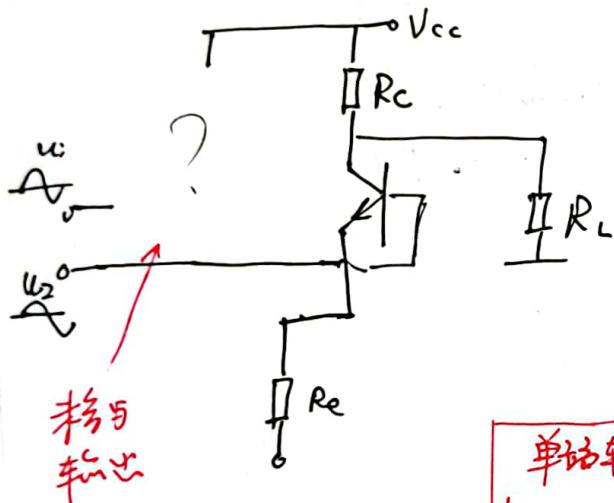
双端输出
 $K_{CMR} = \infty$
好!

$$\Delta I_{e1} = -\Delta I_{e2}, \quad I_e \text{ 不变.} \Rightarrow U_e \text{ 不变.}$$

$\Rightarrow AC \text{ 接地. 无布艺路电容, 即可忽略 } R_L$

$$\therefore A_{ud\text{双}} = -\beta \frac{R'_L}{r_{be}} \quad (\text{忽略 } R'_L \text{ 值})$$

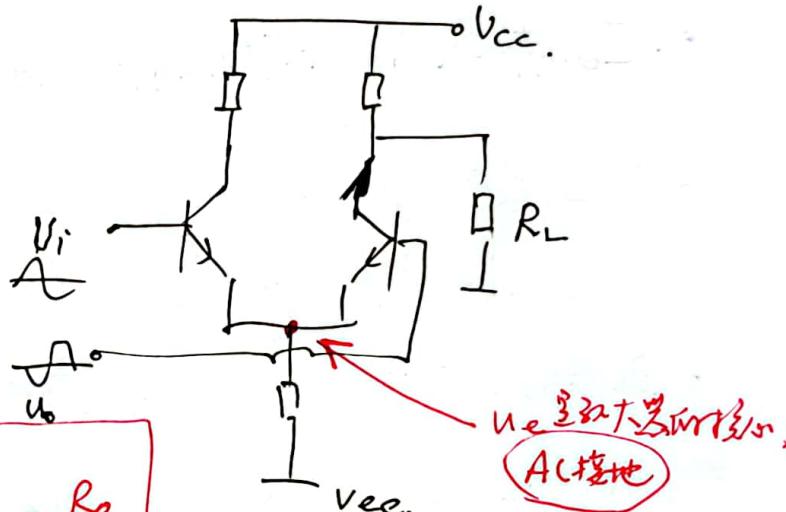
③ 差模输入, 单端输出 A_{uc} .



$$\therefore A_{uc} = -\frac{R'_L}{2R_e} \approx -\frac{R'_L}{2R_e}$$

(较小)
因为已故
前一个输出(较大)

④ 差模输入单端输出. A_{ud} .



$$K_{CMR} = \frac{A_{ud}}{A_{uc}} = \beta \frac{R'_L}{r_{be}}$$

实际应用必须单端

全效

$$A_{ud} = \frac{1}{2} A_{ud\text{双}}$$

$R_L \bar{r}_{be}$

$$= -\frac{1}{2} \beta \cdot \frac{R'_L}{r_{be}}$$

$R_L || R_C$

↓
 单级
 如何把 K_{am} 变大？——关键问题.

$$K_{am} = \frac{\beta R_e}{r_{be}}$$

办法：提高 R_e .

$$R_e \uparrow \rightarrow I_e \downarrow \rightarrow I_c \downarrow$$

$$r_{be} \uparrow \leftarrow I_b \downarrow \leftarrow$$

$$r_{be} = U_T / I_b$$

单级输入的
电

困难：提高 R_e 的同时， I_b 不变， βR_e 增加 故电流

$$K_{amR}(\text{单}) = \infty \quad I_{e1} = \frac{1}{\beta} I_e \quad I_b = \frac{1}{1+\beta} I_e$$

注：由双电源 中流源在集成运放中有着重要作用

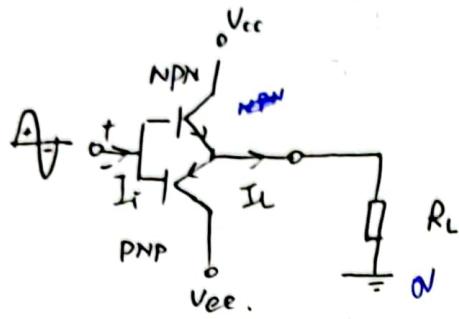
提供稳定电流，防止增加

~~也给了稳定~~

~~也给了偏置~~

6.5 运算放大器的输出级

→ 抗干扰式放大器：由PNP、NPN 双管组合而成。



(推挽式)
互补对称型射随器
C-C放大器

AC 原理电路中，并联NPN/PNP 管

在AD.2 实际上并联的 | 输入电压: $U_o \rightarrow U_i - U_{be}$ (只在 $\sqrt{I_i}$ 工作)

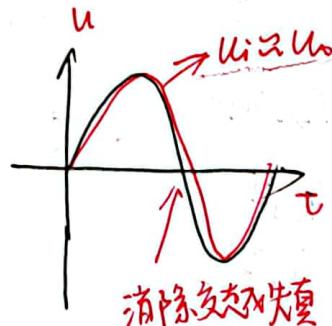
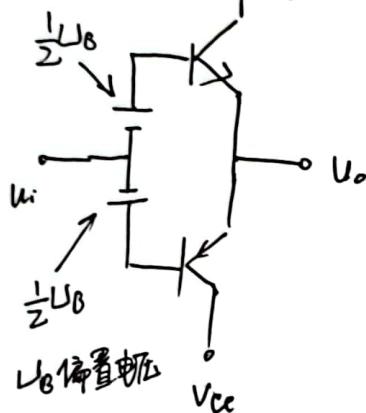
$$\text{输入电流} I_i = I_L / (1 + \beta)$$

$$\text{输出电压} U_o \rightarrow U_i + U_{be}$$

$$I_i = I_L / (1 + \beta)$$

但存在死区问题与交越失真

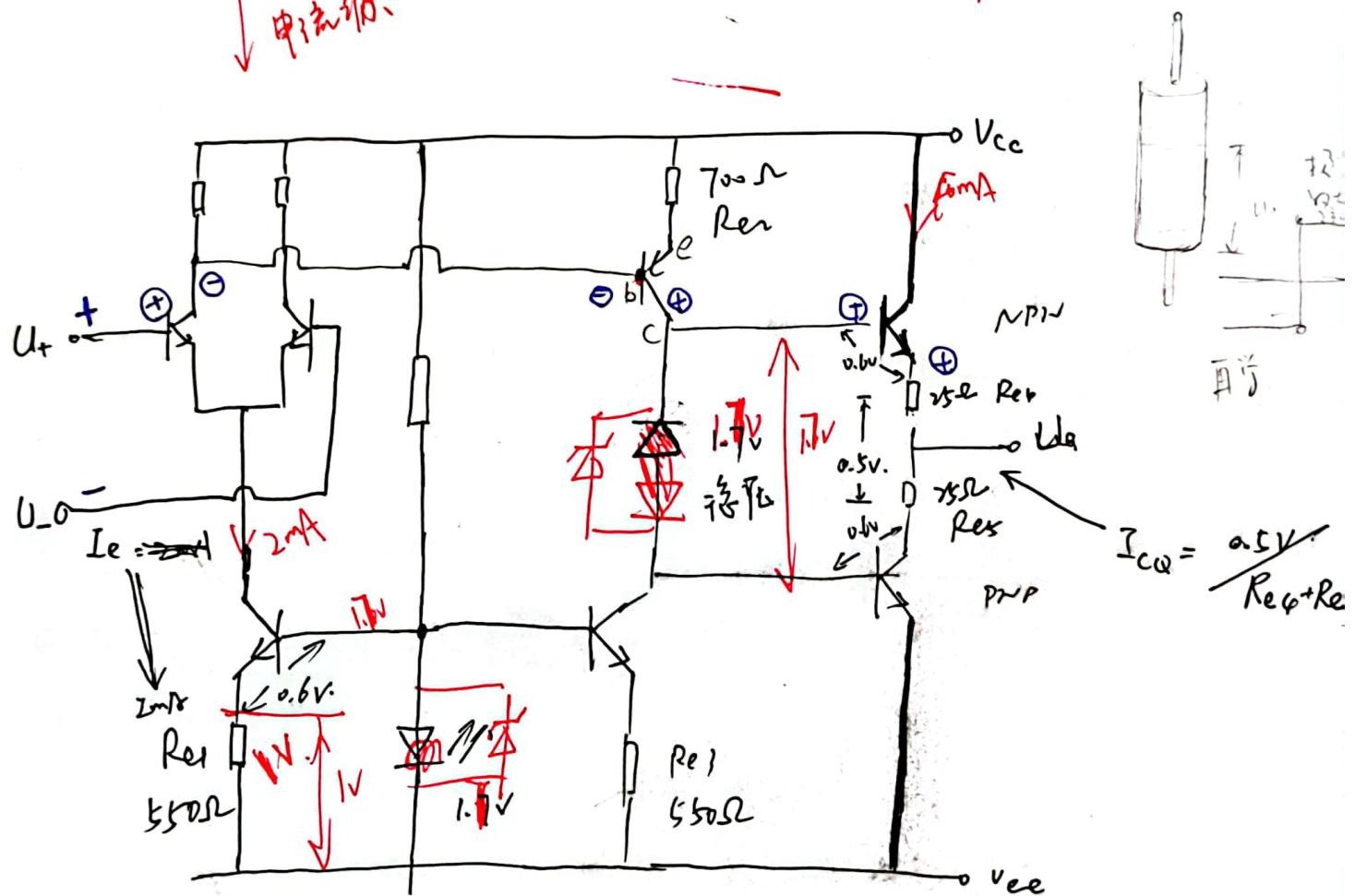
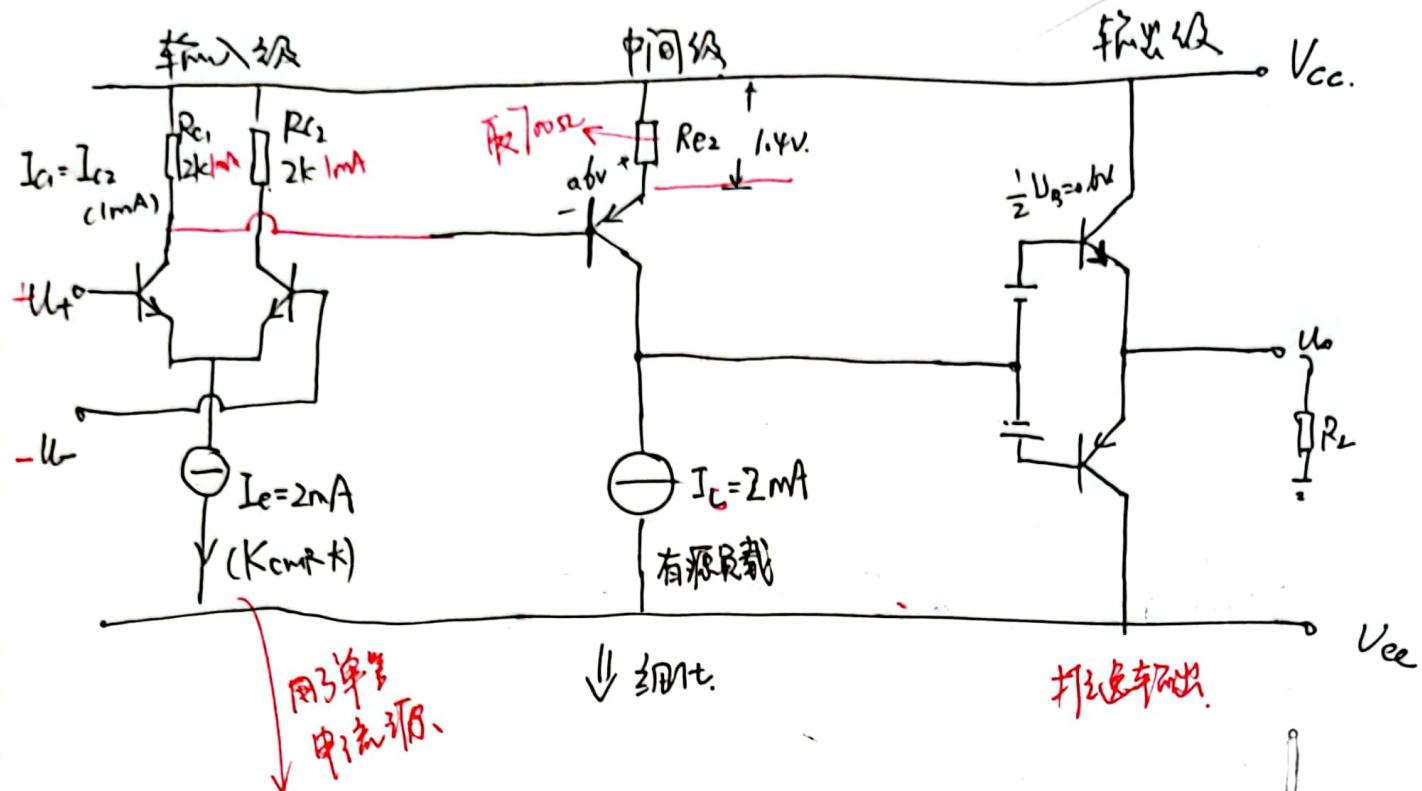
~~输入偏置~~
~~输出偏置~~
~~交越失真~~



消除交越失真

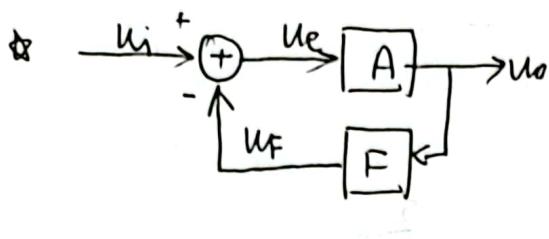
6.6 OP的设计案例

目标：用最少的元件，自己设计DIY一个OP放大器（最简版）。



第八章 反馈

思考.



A: 前置增益

F: 反馈系数

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

$$A_{nf} = \frac{A}{1+AF} = \frac{1}{F} \quad (\text{不计负反馈})$$

$D = 1 + AF$ (反馈深度), $D \gg 1$.

$A_{nf} \approx 1$

$AF \cdot (1 + AF) \approx 1$, $AF \gg 1$

1. 反馈的类型

- ① 按极性: 正反馈 \rightarrow 形成振荡 (人为构成振荡器)
- 负反馈 \rightarrow 提高系统响应速度 (适当提升)

- ② 按取样点 — 取什么, 给什么 (任何物理量均可取样)

电压
反馈
— 反了 R_L 的电压

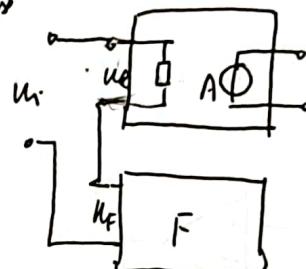
— $-R_L$ 电流

— 扩展反饋. (UI 工作点稳定, 温度反馈, CC/CV 反饋)
(采用传感器)

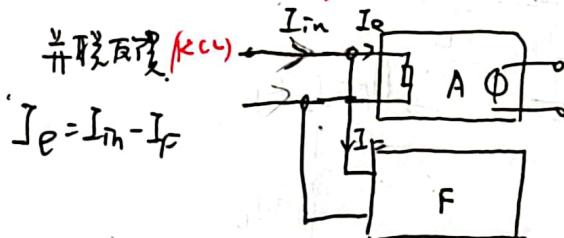
- ③ 按相位如何实现 \Rightarrow

电压反馈 (不稳)

$$U_o = U_r - U_f$$



$$I_o = I_m - I_f$$

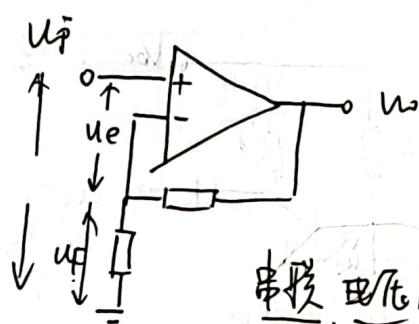


判断类型:

e.g. 1.

- ① 根据输出取样关系, 判断 电压 / 电流反馈

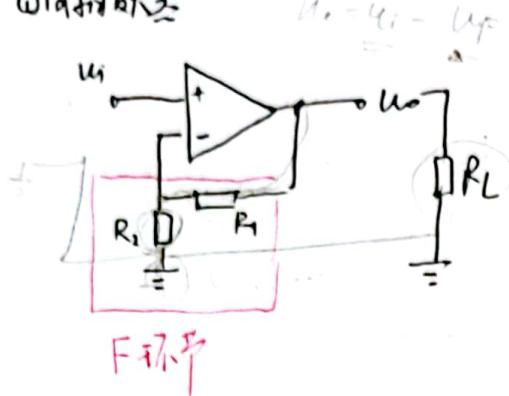
- ② 根据输入求差方法, ... 串级 / 并联反馈



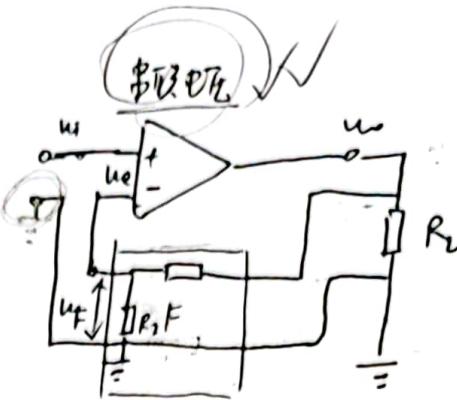
串级电压反馈

分析：

①同相放大器

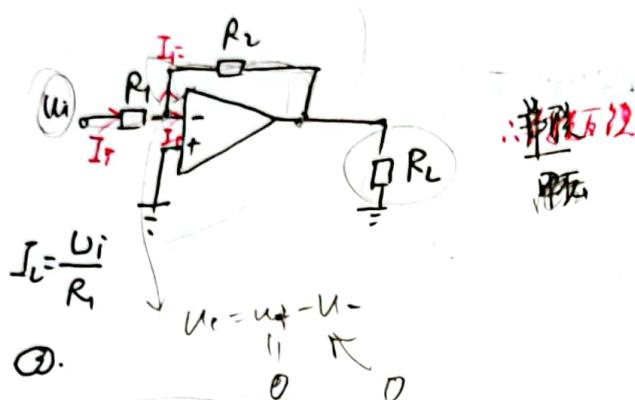


change

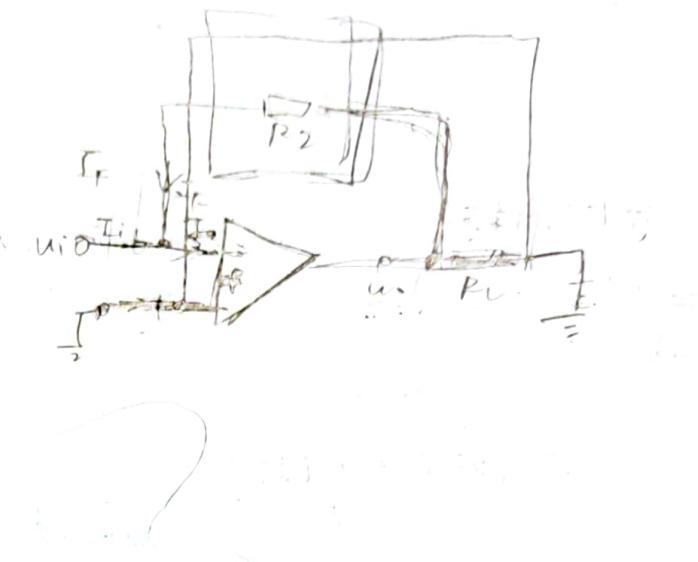


F环节

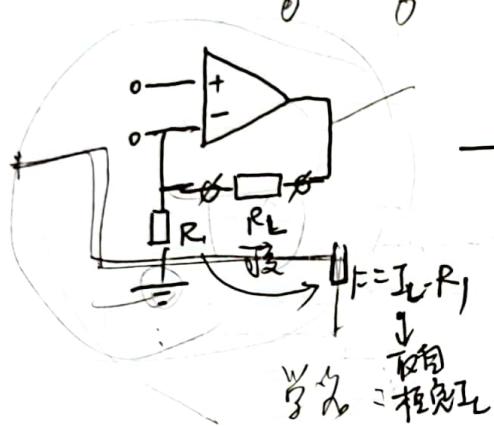
②反相放大器



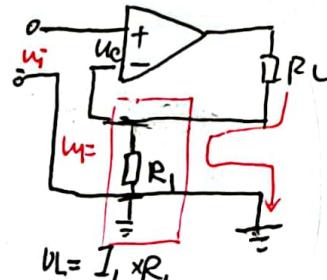
非线性区



③.



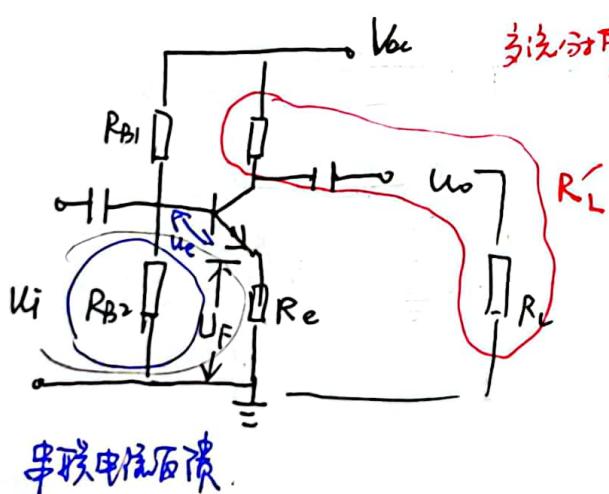
change



非线性区
电流半控区

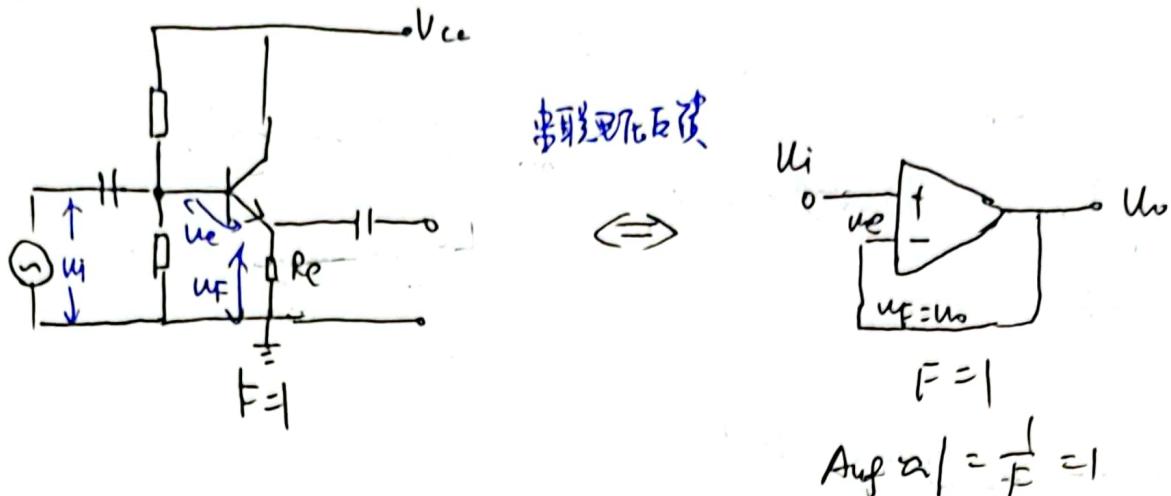
"取1+u_0等于什么"

④.



P8-2

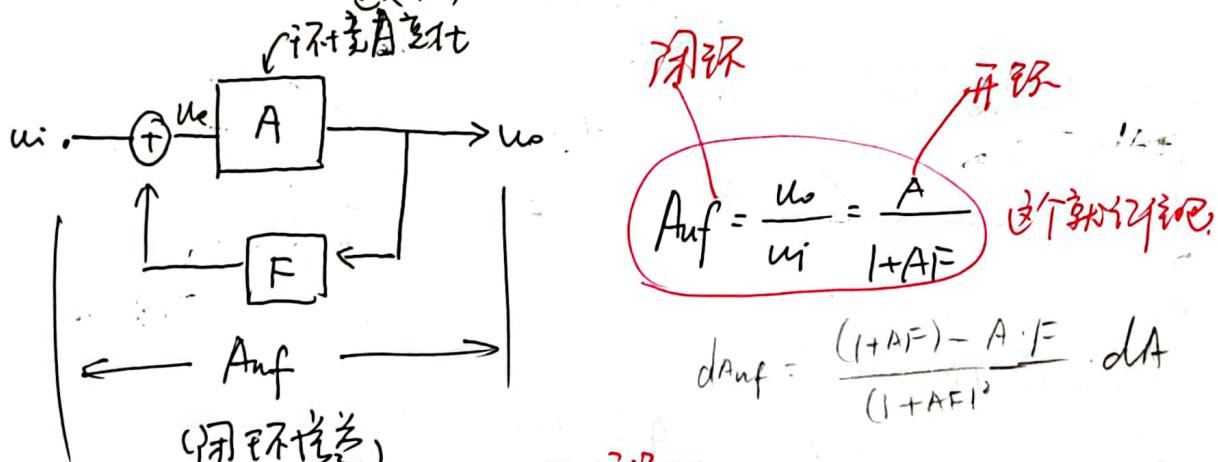
⑤



8.3. 负反馈对放大器影响

(1). 负反馈是放大器增益稳定性提高 $(1+AF)^{-1}$

influence 不变 不随动 stability
反馈 (v) (x)



$$\Rightarrow \therefore \frac{dA_{uf}}{A_{uf}} = \frac{1}{(1+AF)^2} \cdot dA = \frac{A}{1+AF} \cdot \frac{1}{1+AF} \cdot \frac{dA}{A}$$

闭环不随动误差 闭环不随动误差

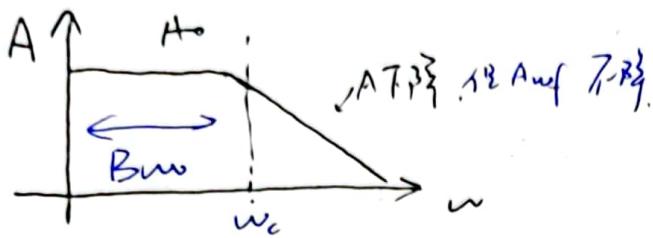
$$\frac{\frac{dA_{uf}}{A_{uf}}}{A_{uf}} = \frac{1}{1+AF} \left(\frac{dA}{A} \right)$$

A 的相对误差 $\frac{1}{1+AF}$

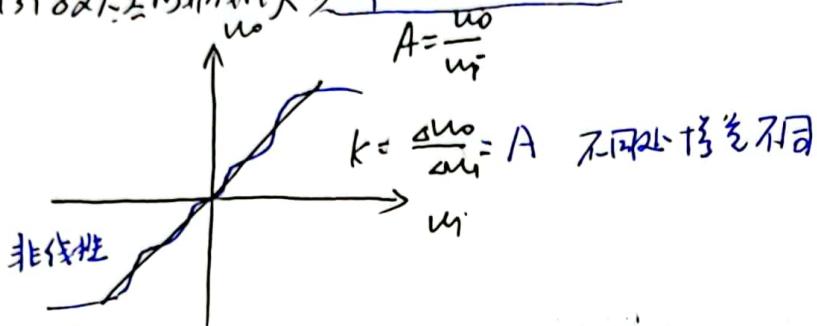
$\{ \text{即 } 3 \text{ 为 } 1+AF \text{ 的 } \frac{1}{3} \text{ 变化 } \} (1+AF)^{\frac{1}{3}}$

结论：1. 任何参数 F 等为 A 变化的因素，都必须 $1+AF$ 倍。

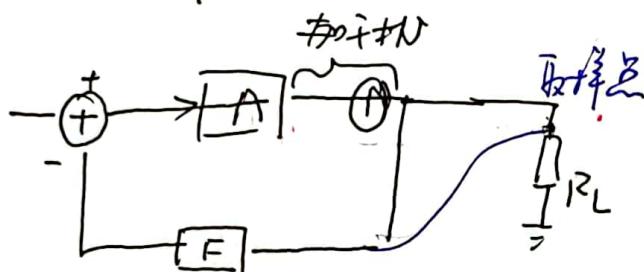
(2) 放大器的带宽 \rightarrow 增益 $(1+AF)$ 降低



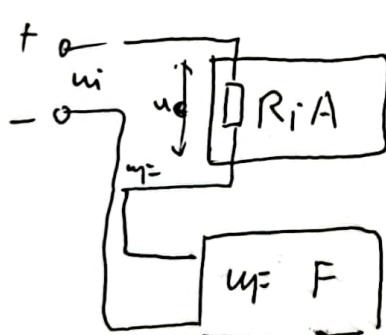
(3) 放大器的非线性失真 下降 $(1+AF)^{\frac{1}{2}}$



(4) 内部噪声及前向通路干扰 下降 $(1+AF)^{\frac{1}{2}}$



(5) 串/并联反馈对 R_i 的影响

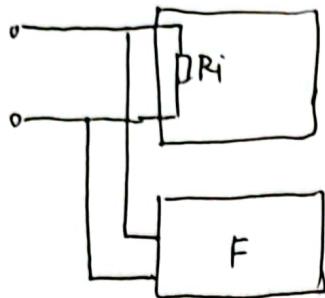


$$\because A_{\text{auf}} = \frac{A}{1+AF} = \frac{u_o}{u_i}$$

$$\therefore u_e = \frac{1}{1+AF} \cdot u_i$$

$$\therefore I_{in} = \frac{1}{1+AF} \cdot \frac{u_i}{R_i}$$

串联反馈提高 R_i $\therefore R'_i = (1+AF) \cdot R_i$



$$I_e = \frac{1}{1+AF} I_{in}$$

$$\therefore U_i = I_e R_i = \frac{1}{1+AF} I_{in} R_i$$

并联反馈降低了 R_i

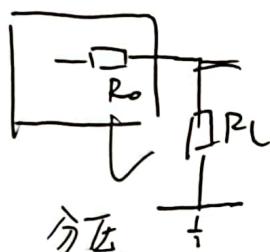
$$\Rightarrow R'_i = \frac{1}{1+AF} R_i$$

e.g. I/V . 互阻

(6). 取样对 R_o 的影响

① 电压反馈：

取电压，使 U_o 的稳定性提高 $(1+AF)^{\frac{1}{2}}$



$$\Rightarrow R_o \downarrow \text{了} (1+AF)^{\frac{1}{2}}$$

\Rightarrow 放大器更接近电压源。

A 下降。

② 电流反馈，使负反馈放大倍数和稳定性提高 $(1+AF)^{\frac{1}{2}}$

$$\Rightarrow R_o 上升了 (1+AF)^{\frac{1}{2}}$$

\Rightarrow 放大器更接近电流源。

8.4 反馈的近似分析.

— 利用负反馈、信号源和负载分析可大大简化.

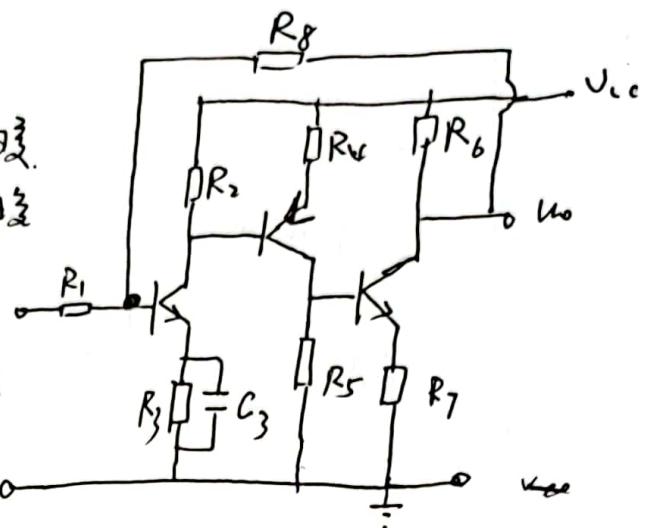
步骤:

①判断是否负反馈.

→ 找 u_i , u_f , u_o 关系 (IP, A, F)

→ 看 u_o 变化 → 正反馈是 u_o

$u_b = u_e$ 同相
 $u_b = -u_e$ 反相



②判断反馈模式 < ①取样部分 ③是否深度
②找差部分 反馈

③根据 $u_o \rightarrow 0$ (虚短) 求开环增益 并设电压反馈

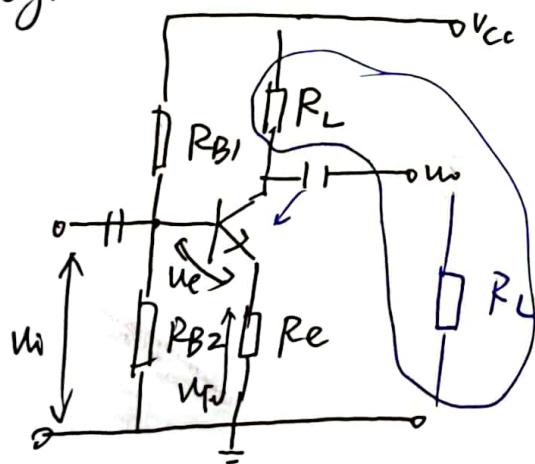
$$A_{uf} = -\frac{R_2}{R_1}$$

$$A_{uf} = \frac{1}{P} (D \gg 1) \quad A_{uf} = A / (1 + AF)$$

①



eg.



R_L 的电流

$$U_f = I_e \cdot R_e$$

当 β 足够大 (A 足够大), 会有 $U_e \rightarrow 0$

∴ $u_f \rightarrow u_i$

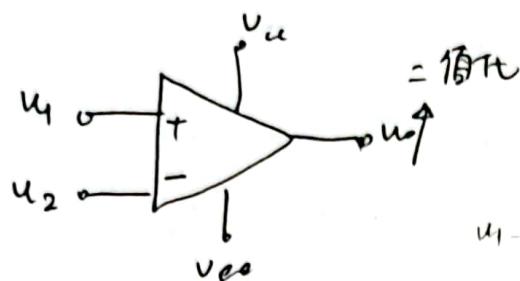
$$\therefore I_e = \frac{u_i}{R_e} \approx I_c$$

$$\therefore U_o = -I_c \cdot R'_L \approx -\frac{u_i}{R_e} \cdot R'_L$$

$$\Rightarrow A_{uf} = \frac{U_o}{U_i} = -\frac{R'_L}{R_e} \approx -\frac{R_L}{R_e}$$

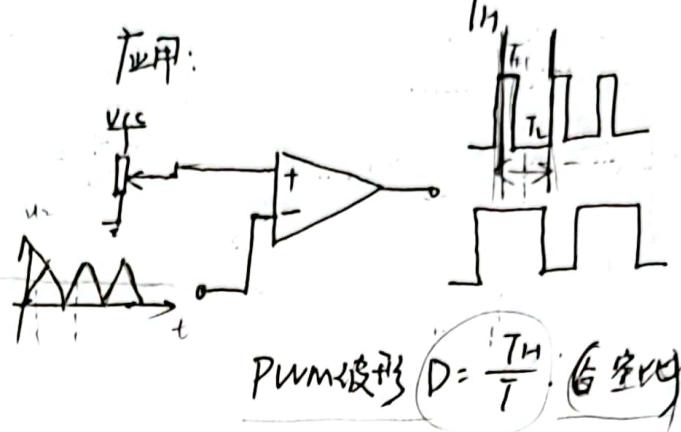
第十一章 放大器的非线性应用及正负反馈应用

1. 无反馈应用 → 比较器



若 $u_1 > u_2$, $u_o \rightarrow V_{CC}$

若 $u_1 < u_2$, $u_o \rightarrow V_{EE}$.

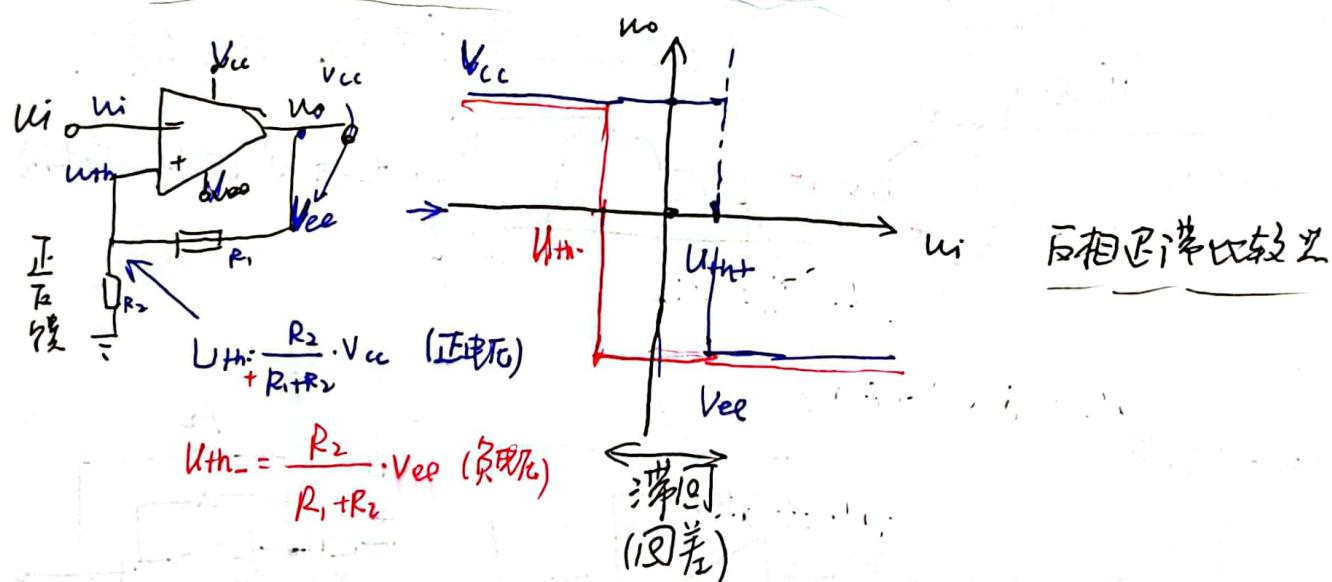


$$\text{PWM波形 } D = \frac{T_H}{T} \quad (\text{占空比})$$

调光效率: $\eta \rightarrow 95\% \sim 100\%$

- 应用:
- ① 脉宽调制 ✓
- ② 报警门限 ✓
- ③ 波形转换 ✓

2. 正反馈的引入 — 反滞比较器 反相滞环比较器的一种



讨论:

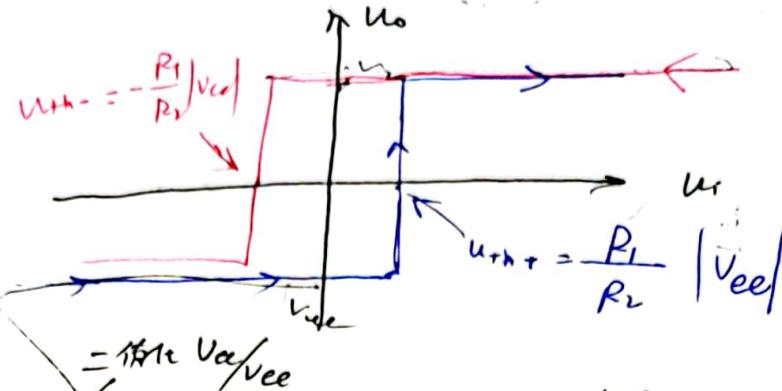
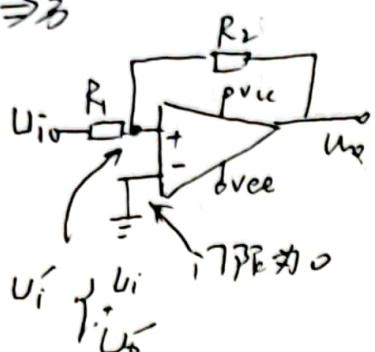
- ① 延迟正跳? × 不存在 正负反馈
- ② 申路有上值函数
- ③ 申路有记忆 (正反馈) ← 联动

④ 抗干扰

$$\text{回差电压 } U_{Th} = |U_{Th+} - U_{Th-}|$$

当干扰 $U_n < U_{Th}$, 不会进扩增区

\Rightarrow

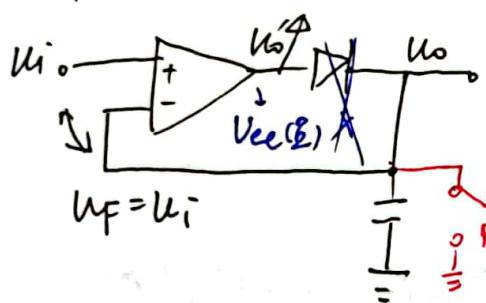


$$U_i' = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_i + \frac{P_1}{R_1 + R_2} \cdot U_o$$

同相迟滞比极差

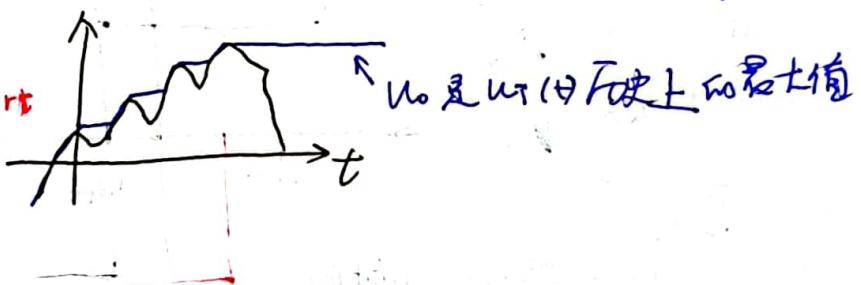
3. 引入非线性元件

① 峰值保持电路

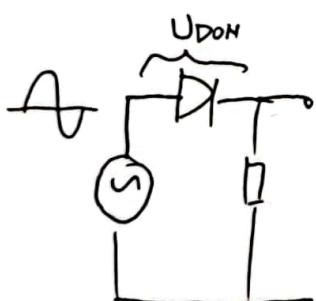


① 当 $U_i > U_o \Rightarrow U_o \rightarrow U_i$

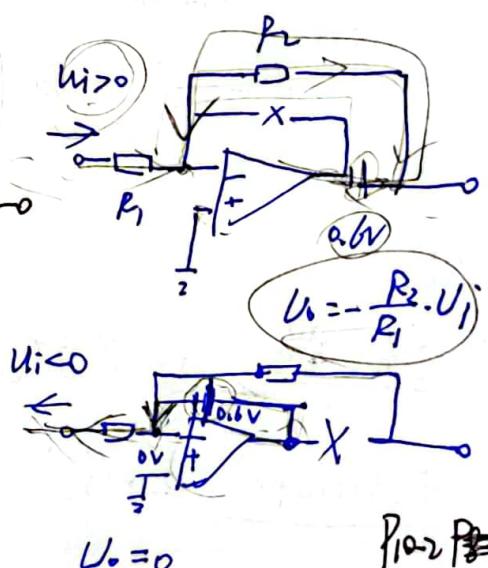
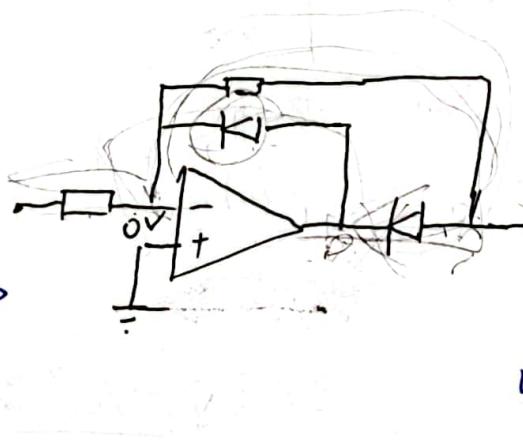
② 当 $U_i < U_o \Rightarrow U_i \rightarrow U_{vee}$ 但 U_o 不变



② 精密二极管

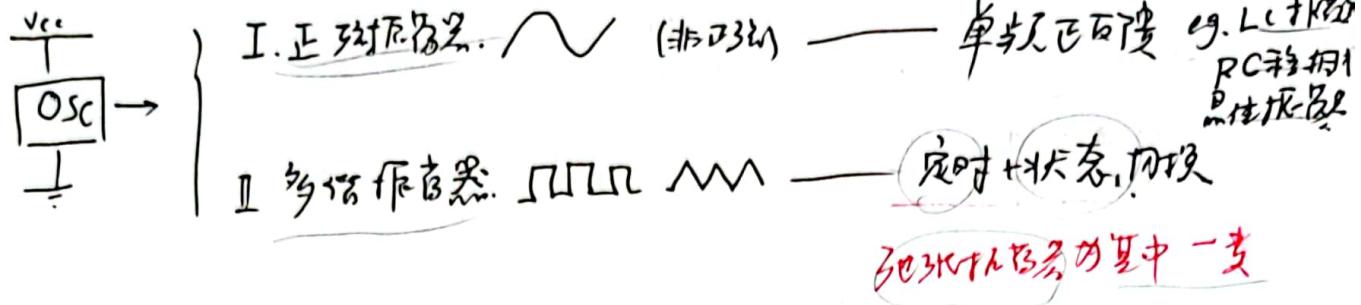


精密

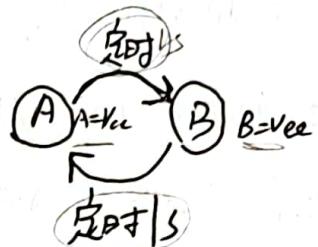
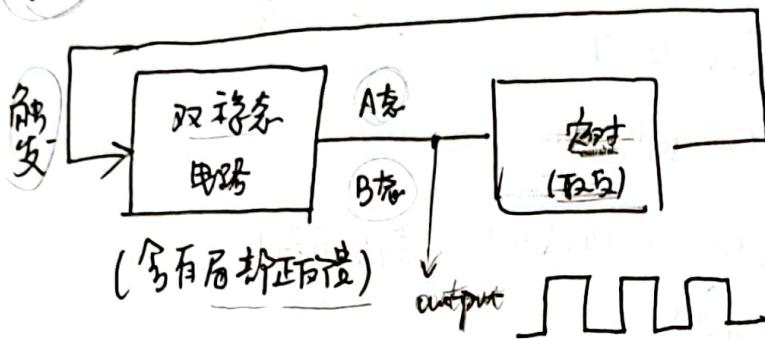


正反馈应用(2) —— 振荡器

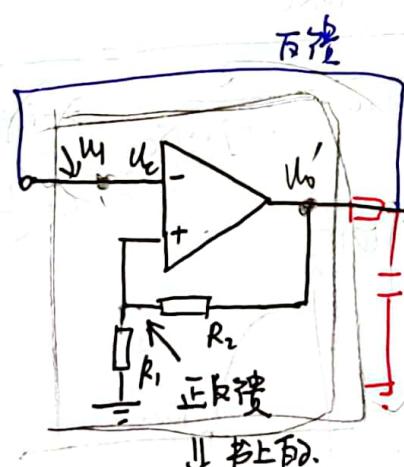
基本概念：振荡器 —— 无外部激励，能自动产生周期信号的电路



思路：



讨论：局部正反馈，大环不饱和
 (双稳态) (制作状态切换)

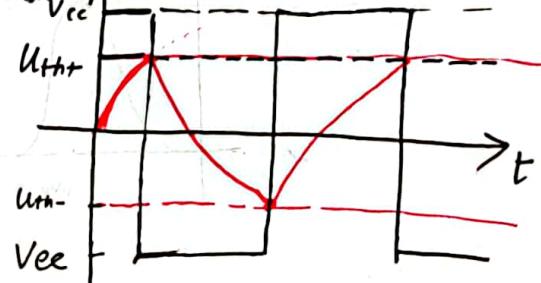


若 $U_i > U_{th+}$, $U_o \rightarrow V_{cc}$, $U_{th+} \rightarrow U_{th-}$

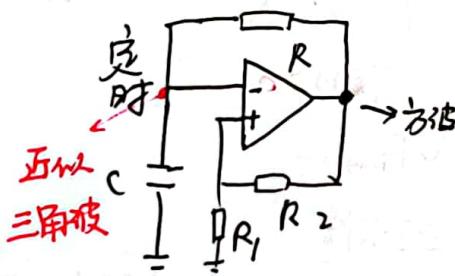
若 $U_i < U_{th-}$, $U_o \rightarrow V_{ee}$, $U_{th-} \rightarrow U_{th+}$

$$U_o = U_o' \frac{\frac{1}{C_S}}{R + \frac{1}{C_S}}$$

$$U_o, U_o'.$$



未振荡周期



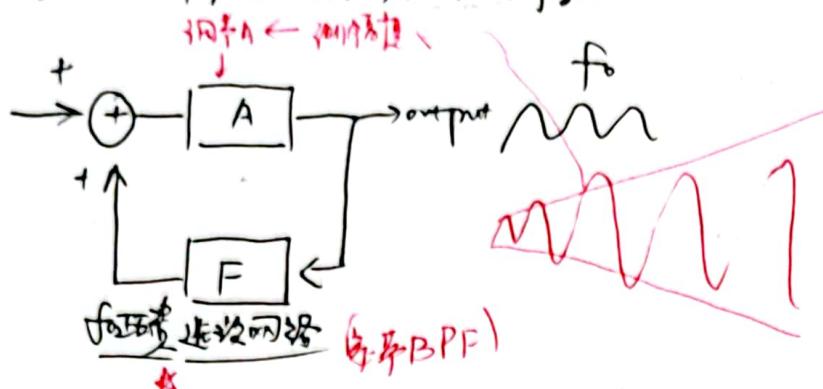
$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2Rc \ln(1 + 2\frac{R_1}{R_2})}$$

$$U_o(t) = U_{cc} - [U_{cc} - U_{o(0)}] e^{-\frac{t}{T_1}} \quad T_1 = R_1 c (1 + 2\frac{R_1}{R_2})$$

$$U_{th+} \quad U_{cc} \quad U_{th-}$$

正反馈应用(3) —— 正弦波振荡器

思路：引入单频正反馈以对某频率 f_0 是正反馈，其余频率为负反馈



特征：①. 选频网络起作用，正弦波振荡。

②. 起振如何发生？ 依靠噪声启动

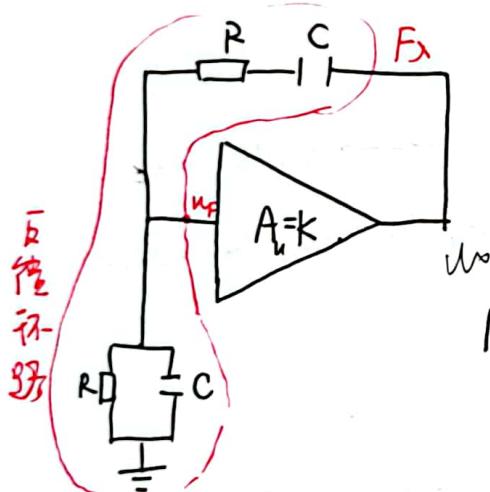
③. 起振条件： $AF > 1$. (环路增益)

④. 稳幅条件： $A \cdot F = 1$. (U形所用波形) (等幅振荡)

⑤. 需要有一个自动切换，③④的机制

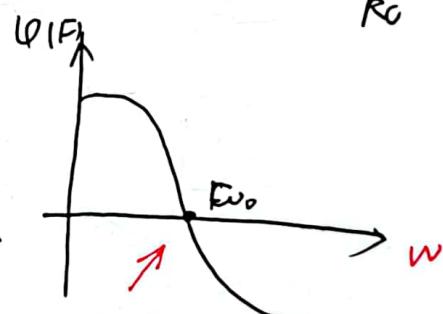
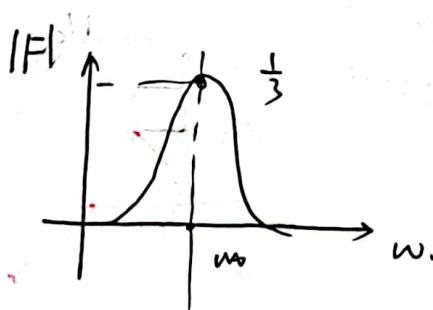
化解

例：文氏桥+压控型。 Wien Bridge. 老恩桥



$$F = \frac{u_F}{u_o} = \frac{\frac{R}{1+j\omega RC}}{R + \frac{1}{j\omega_0 C} + \frac{R}{1+j\omega RC}} = \frac{1}{3 + j(\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0})}$$

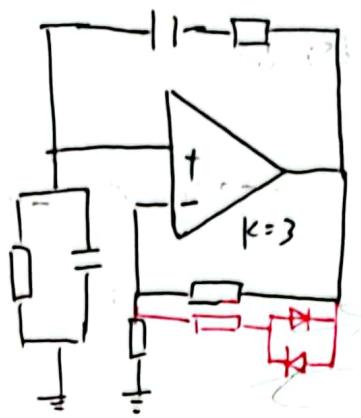
$$u_o = \frac{1}{RC}$$



相移为 0

$$\begin{cases} ① F_{\max} = \frac{1}{3} \\ ② 正反馈 \end{cases}$$

P10-4 P10-3

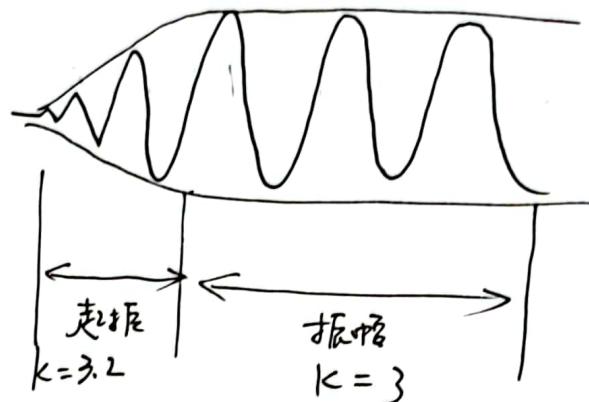


$$K_o = 3.2 > 3$$

$$K_I = 2.8 < 3$$

难振点: }
 U_o 频度较低 $k > 3$
 U_o 滤波要求 $k = 3$,
 U_o 频度过大 $k < 3$

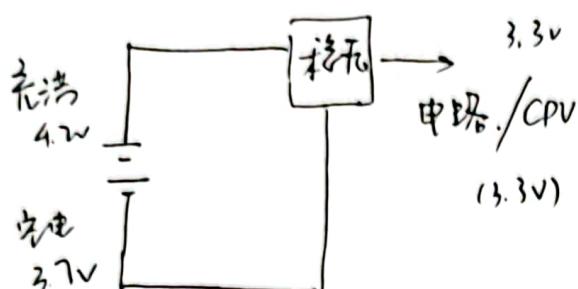
稳幅机制



总结: 2个正反馈 1个负反馈

模拟电路设计案例 — 稳压电源

0. 为什么需要稳压?



这里申论

一定要有电压反馈

① 对 Uc 变化

② 对 Rf 变化

③ 对 RL 变化

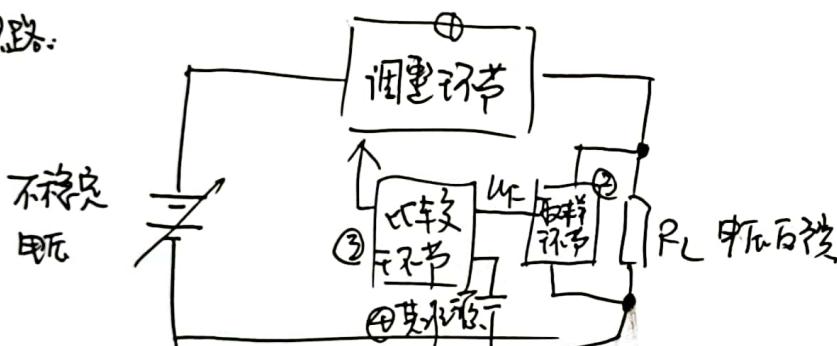
④ 对 AC 噪声的残余影响

稳定 Uo

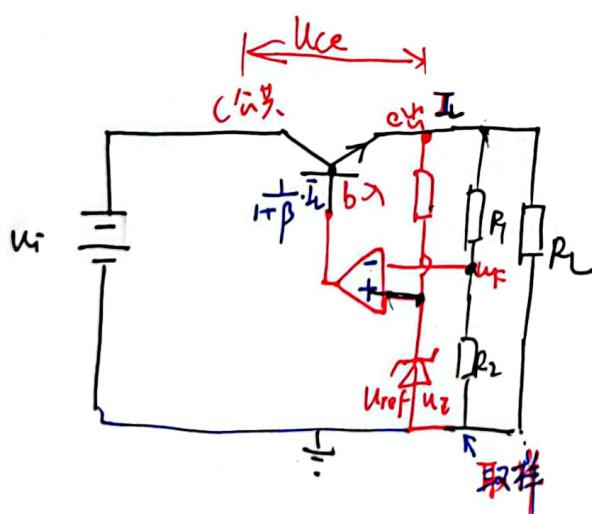
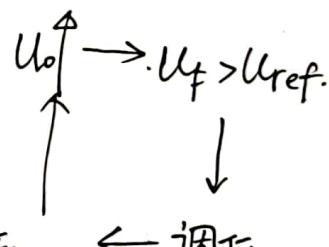
- 要求 ① 要输出电压稳定 不随 Uc, Rf 变化

② 输出要有一定的带载能力 (即 IL 较大, A 较大)

思路:



若某原因



$$\text{称 } U_o = \frac{R_2}{R_1 + R_2} (U_{ref} + U_{ce}) \Rightarrow U_f = U_{ref} \cdot n \text{ 为稳定的}$$

$$\begin{cases} U_f = U_{ref} \\ U_f = U_o \frac{R_2}{R_1 + R_2} = U_{ref} \end{cases}$$

$$U_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot U_{ref} \quad (\text{稳定的})$$

讨论:

①串联稳压: 调节环节, 将“多余”电压分走

优点: 简单, 纹波抑制“干净”

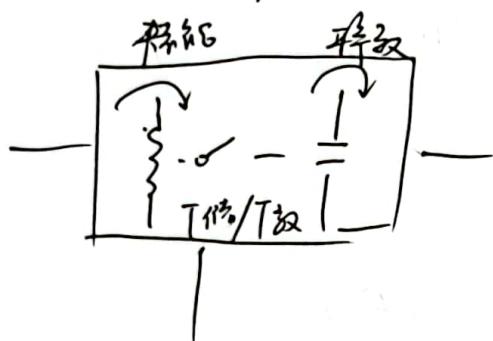
缺点: 只能降压 $U_o < U_i$ 压降(压差) $U_{drop} = (U_i - U_o)_{min}$

例: 100W 电源 $U_{drop} = 0.8V$, $U_o = 3.3V$, $U_i > 4.1V$

②效率低 $\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{U_o \cdot I_o}{U_i \cdot I_i} = \frac{U_o}{U_i}$. 电源越大效率越低

另一类电源: 开关电源 (缺点: 效率低)

调节环节: 由分压原理 \rightarrow 1倍器/降压, 固定时间比例



$\eta > 90\%$. 升/降压. 发热小, 偏流小,
应用主流.

模拟电路设计案例 —— 功率放大器 Power Amplifier

* Powerful Amplifier

具有大功率输出能力的电压放大器

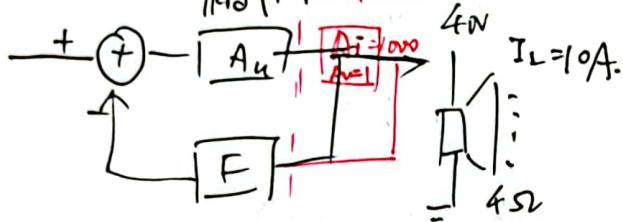
要求

- ① 具有电压放大的功能 (有反馈件起增益作用)
- ② 大电流驱动能力. (输出大, 反馈系数热功率)
- ③ 低失真度波形不失真
- ④ 要考虑效率 $\eta = \frac{P_o}{P_E} \cdot \frac{\text{输出功率}}{\text{输入功率}}$

$$P_c = (1 - \eta) P_E \text{ 为热功率}$$

除了输出部分

其余都发热了.



前级(电压级) | 后级(功率级)

| Power Stage.

对功率级的要求:

① 处理双极性信号能力

| 要能输出大电流

Source

| 要能吸入大电流

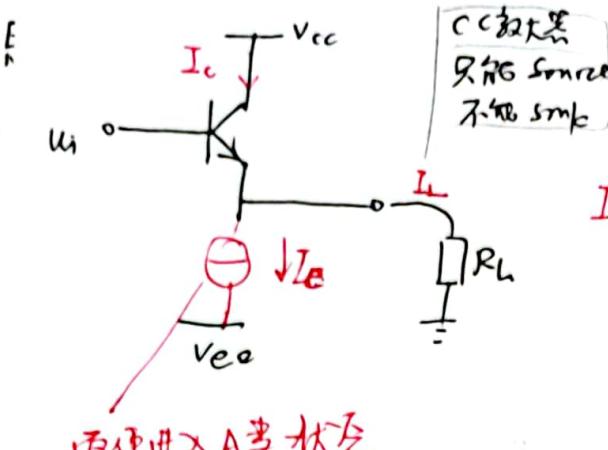
Sink *

② 避免自身引入失真

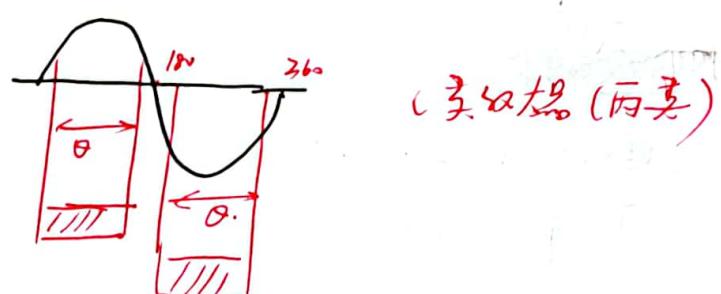
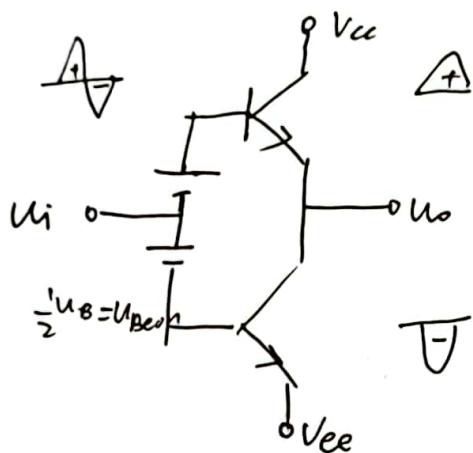
③ 要有板热措施

Pin:

思路(I) —— 单端放大器 (Single Ended)



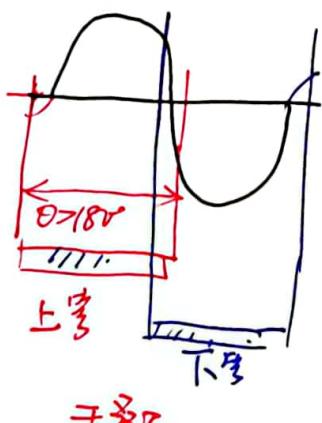
思路(II) —— 推挽放大器 (Push-Pull)



②若 $\frac{1}{2}U_B = U_{Beon}$ $\theta = 180^\circ$. B类放大器(乙类)

③若 U_B 使. $\frac{1}{2}U_B$ 大于 U_{Beon}

$180^\circ < \theta < 360^\circ$ (实际上略大于 180°)

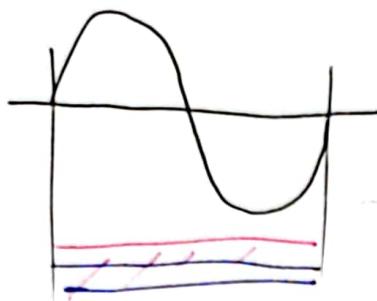


AB类放大器(甲类 > 乙类)
绝大部分放大器. 选择AB类
重叠角好 - 更低的失真(比B类)

代价: 带来一定的静态功耗. 因此大. 静态功耗
对漂移误差. 对抗能力

④ 调节 U_B $\rightarrow \theta = 360^\circ$

A类(甲类)



优点：失真最小，效率最高

缺点：耗电大，效率低

对称：

A类：性能最好，失真最小。应用：高保真，发烧级音响。

B类：耗电功率最小，失真较小。应用：要求低音耗电。(e.g. 投影仪)

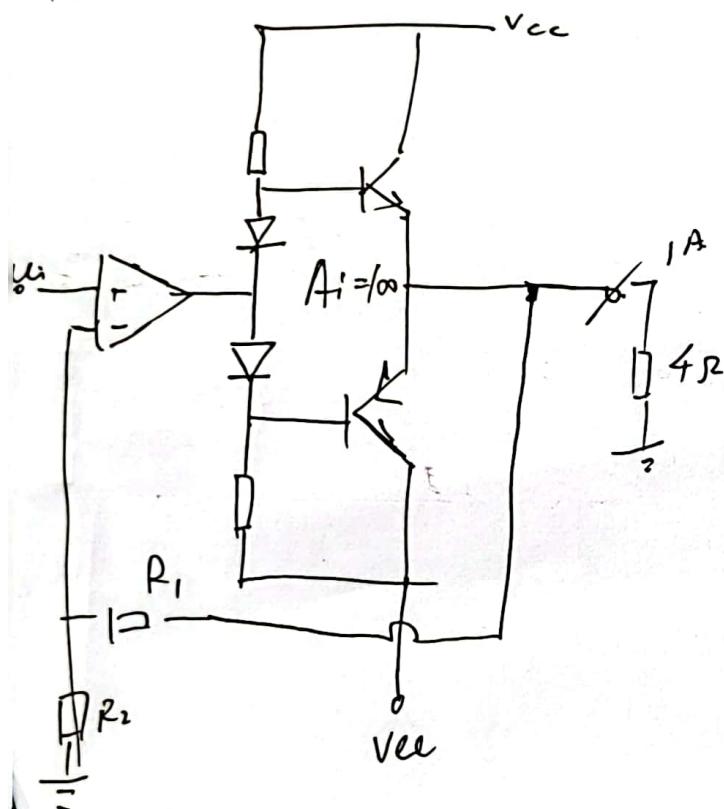
AB类：最常用。(兼顾了A类和B类)

C类：效率很高，而今LC滤波网络使用。

一般用在射频中/微波

讨论：单端放大器，必须 A 类状态

反馈电路



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

