

一、常用半导体器件

1. 半导体二极管

(1) 掌握二极管具有单向导电的特性。用电位的方法来判断二极管是否导通，即，哪个二极管的阳极电位最高，或哪个二极管的阴极电位最低，哪个二极管就优先导通。

(2) 注意：理想二极管导通之后相当短路，截止后相当开路。 直流/瞬时

(3) 掌握二极管的微变等效电路，注意二极管的动态电阻小，静态电阻大的概念（直流通路恒压源，交流通路小电阻）。 交流

(4) 熟悉二极管的应用（开关、钳位、隔离、保护、整流、限幅）作业：1.3

2. 半导体稳压管

后几章用

(1) 掌握稳压管工作在反向击穿区的特点。

(2) 掌握稳压管与一电阻串联时，在电路中起的稳压作用。

(3) 掌握稳压管的动态电阻小，静态电阻大的概念。

(3) 熟悉稳压管的应用（稳压、限幅）作业：1.5, 1.6

3. 晶体三极管

(1) 熟悉晶体管的电流放大原理（重点掌握 $I_c = \beta I_b$ ）

(2) 掌握 NPN 型三极管的输出特性曲线。

(3) 掌握三极管的放大、饱和与截止条件。

* (4) 理解 I_{CBO} 和 I_{CEO} 的定义及其对晶体管集电极电流的影响。作业：1.9, 1.12,

4. 场效应管

(1) 能够从转移特性曲线和输出特性曲线识别场效应管类型。

(2) 掌握结型场效应管的转移特性和输出特性的意义。

(3) 掌握绝缘栅 N 沟道增强型 MOS 的转移特性和输出特性的意义。

(4) 掌握电流方程，1.4.4 式和 1.4.5 式 作业：1.14

一、半导体

1. 本征半导体


纯净、有晶体结构

(1) 半导体

① 温度↑, 导电↑

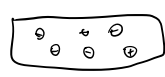
② 光照↑, 导电↑

③ 掺杂质, 导电↑

(2) 晶体结构: 正四面体形  , 一原子连四原子.

(3) 载流子: 电子挣脱共价键成为自由电子 \ominus , 共价键上形成空穴 \oplus .

电流: $\left\{ \begin{array}{l} \text{自由电子运动} \quad \rightarrow \\ \text{价电子运动(空穴运动)} \quad \leftarrow \end{array} \right.$



2. 杂质半导体

(1) N型半导体: 掺入 P , 增加自由电子, 自由电子 \gg 空穴

(2) P型半导体: 掺入 B , 增加空穴, 自由电子 \ll 空穴

杂质 \Rightarrow 多子
热激发 \Rightarrow 少子

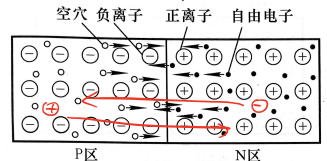
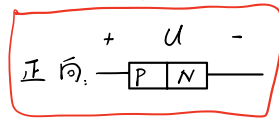
3. PN结

(1) 形成: PN型半导体两种多子扩散, 在交界附近中和, 形成空间电荷区.

扩散运动 \rightleftharpoons 空间电荷区宽度 \rightleftharpoons 漂移运动

(多子)

(少子)



(2) 单向导电性(多子是否运动)

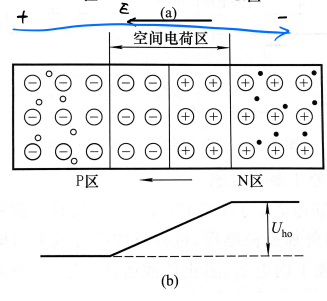
① 外加正向电压(正向偏置): 促进多子穿过PN结, 导通.

② 外加反向电压(反向偏置): 抑制多子穿过PN结, 截止.

4. PN结电容效应

(1) 势垒电容: 反向偏置 u 变化, 空间电荷区宽度变化, 电荷流入/出, 存在电容 C_b .

(2) 扩散电容: 正向偏置 u 变化, 扩散中的载流子浓度变化, 存在电容 C_d .



$$C_j = C_b + C_d$$

5. PN结电流方程

$$i = I_s (e^{\frac{u}{U_T}} - 1) = I_s (e^{\frac{u}{26mV}} - 1), \quad I_s \text{ 饱和电流, 电压当量 } U_T = 26mV (300K).$$

二、半导体二极管

1. 结构

PN结 + 外壳 + 引线

接触结面积: 小 \rightarrow 载流小, 结电容小, 工作高频

2. 伏安特性

(1) 近似分析: 近似于PN结, $i = I_s (e^{\frac{u}{U_T}} - 1)$.

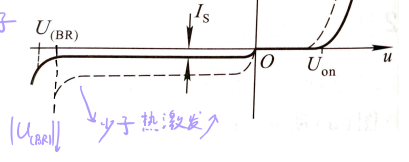
(2) 特性曲线

① 正向: $u \gg U_T$, $i \approx I_s e^{\frac{u}{U_T}}$, 存在开启电压 U_{on}

② 反向: $|u| \gg U_T$, $i = -I_s$, 反向饱和 \rightarrow 少子数有限

$u < U_{(BR)}$, 反向击穿.

\rightarrow 内电场阻碍多子



材 料	开启电压 U_{on}/V	导通电压 U/V	反向饱和电流 $I_s/\mu A$
硅(Si)	≈ 0.5	$0.6 \sim 0.7$	< 0.1
锗(Ge)	≈ 0.1	$0.2 \sim 0.3$	几十

3. 主要参数

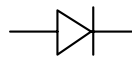
(1) 最大整流电流 I_F

(2) 最高反向工作电压 U_R : $U_R \leq \frac{1}{2} U_{(BR)}$

(3) 反向峰值电流 I_R : $u = -U_R$ 时的电流

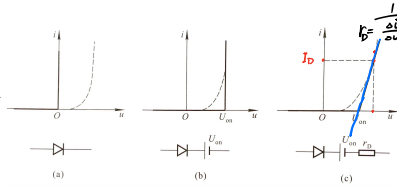
(4) 最高工作频率 f_m .

4. 等效电路

(1) 理想二极管: 正向短路, 反向开路. 

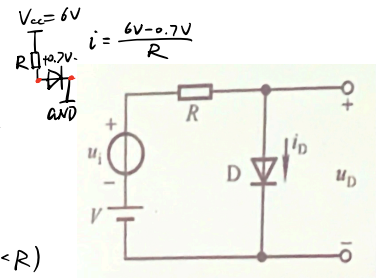
(2) $u > U_{on}$ 时短路

(3) $u > U_{on}$ 时为电阻



直流: $u > 0.7V$, \rightarrow

交流: $r_D = \frac{U_T}{I_D} = \frac{U_T}{I_0} e^{-\frac{U_D}{U_T}}$ \rightarrow



(4) 微变等效电路 (小信号分析法)

静态工作点 (U_D, I_D) , 等效电导 $G_d = \left. \frac{di}{du} \right|_{u=U_D} = \frac{I_D}{U_T} e^{\frac{U_D}{U_T}} \approx \frac{I_D}{U_T}$, $R_d \approx \frac{U_T}{I_D}$ ($R_d \ll R$)

5. 稳压二极管

(1) 伏安特性: 反向击穿区陡峭, $u = U_Z$.

(2) 参数

① 稳定电压 U_Z

② 稳定电流 I_Z : $i > I_Z$ 时稳压, 否则截止

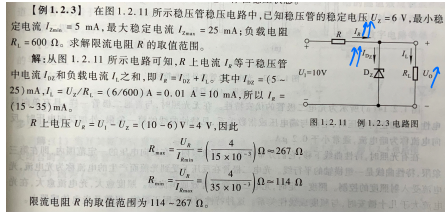
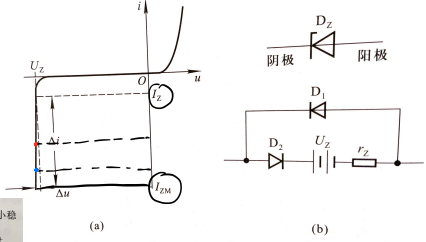
③ 最大功耗 P_{ZM}

④ 动态电阻 r_z : 越小越好

(3) 作用

① 稳压: 通常需串联限流电阻

② 限幅:



* 判断通断: 电势差高的先通

三、晶体三极管

1. 结构

分为三区两结, 三区引三极

掺杂浓度 $E > C > B$.

2. 电流放大作用

工作电源 $V_{CC} > V_{BB}$, 使发射结正偏, 集电结反偏。

电位 $U_C > U_B > U_E$.

$I_E = I_C + I_B$, $I_C \gg I_B$, 放大倍数 $\bar{\beta} = \frac{I_C}{I_B}$, $\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$.

3. 共射特性曲线

(1) 输入特性: $I_B - U_{BE}$, 类二极管

u_{CE} 增大右移, $u_{CE} \geq 1V$ 不动。

(2) 输出特性: $I_C \sim U_{CE}$

① 放大区: 发射结正, 集电结反

$I_C = \beta I_B$, 与 u_{CE} 无关。

② 饱和区: $u_{CE} < u_{BE}$, 均正偏, $V_B > V_C > V_E$

$I_C < \beta I_B$, $I_C = \frac{V_{CC} - V_{CEs}}{R_c}$, $I_B > I_{BS} = \frac{V_{CC} - V_{CEs}}{\beta R_c}$

饱和管压降 $V_{CEs} = 0.2 \sim 0.3V$.

③ 截止区: $u_{BE} < 0$, $I_B = 0$, 均反偏, $I_C = I_{CBO} \approx 0$.

$u_{CE} = V_{CC}$.

4. 参数

(1) 共射放大倍数 β , 近似 $\bar{\beta} = \beta$.

(2) 共基放大倍数 $\alpha = \frac{I_{CQ}}{I_{BQ}}$, $\bar{\alpha} \approx \alpha \approx 1$.

(3) 集-基反向截止电流 I_{CBO} , 发射极开路

(4) 集射穿透电流 I_{CEO} , 基极开路, $I_{CEO} = (1 + \beta) I_{CBO}$

* $I_C = \beta I_B + I_{CEO}$, 估算时可忽略 I_{CEO} , 性能好需 I_{CBO} 小

(5) 集电极电流 I_{CM} : $I_C \uparrow \Rightarrow \beta \downarrow$, $I_{CM} = I_C |_{\beta \text{ 为定}}$

(6) 集射反向击穿电压 $U_{(BR)CEO}$, (基极开路)

(7) 集电极最大功耗 P_{CM} : $P_C = I_C U_{CE}$, 需 $P_C < P_{CM}$.

5. 温度影响

$T \uparrow$, I_{CBO} , $I_{CEO} \uparrow$, $I_C \uparrow$; $I_B \uparrow$; $\beta \uparrow$

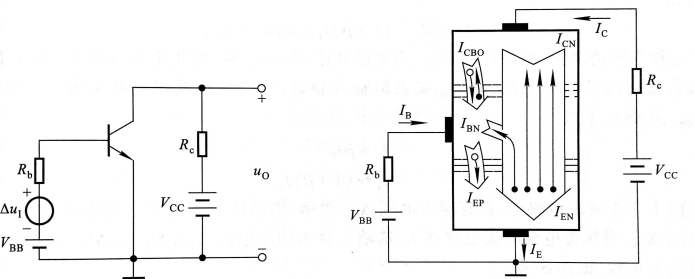
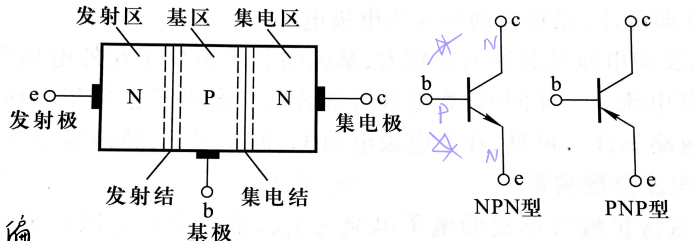
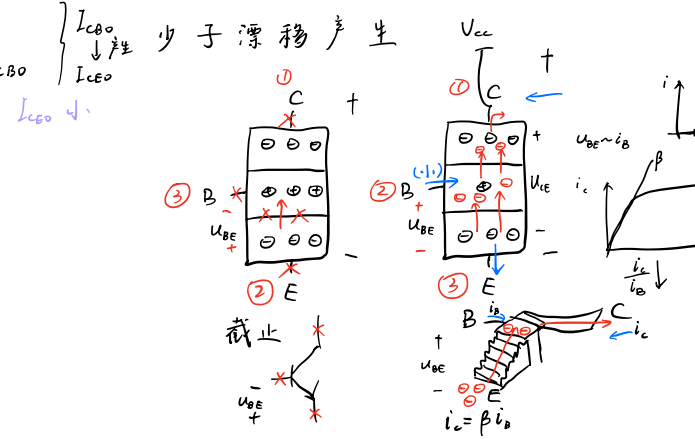
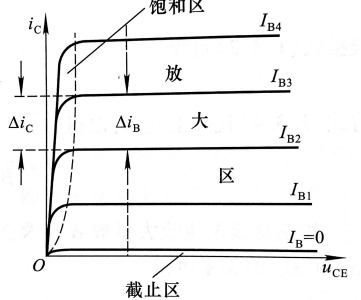
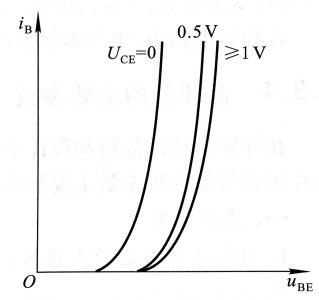


图 1.3.3 基本共射放大电路

图 1.3.4 晶体管内部载流子运动与外部电流



△ 二、基本放大电路

1. 掌握典型的共发射极接法（例如静态工作点稳定电路）、共集电极接法的射极输出器的工作原理。

- (1) 熟悉各元件的作用、各元件参数的数量级。
- (2) 三个基本放大电路的优缺点，特性及应用。

2. 熟练掌握典型的共发射极接法（例如静态工作点稳定电路）、射极输出器的指标计算。

- (1) 会画直流通路，用估算法求解静态工作点的公式；
- (2) 会画交流通路、放大电路的微变等效电路，求解电压放大倍数、输入电阻、输出电阻的公式。

3. 对于静态工作点的几个重要的概念

- (1) 理解电压放大电路为什么要设置静态工作点？
- (2) 静态工作点不合适对电路的哪个指标有影响？其影响结果是什么？
- (3) 静态工作点偏高、偏低会出现什么失真？哪个物理量先失真？对于单管放大，输出电压波形是怎样失真的？
- (4) 理解为什么要稳定放大电路的静态工作点？采用什么方法进行稳定的？
- (5) 典型的工作点稳定电路、射极输出器存在什么类型的直流负反馈。

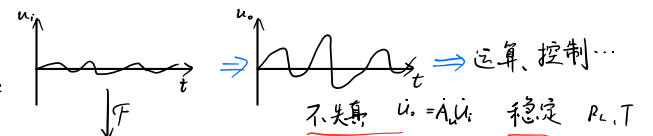
4. 掌握基本共源和共漏场效应管放大电路（包括分压式偏置）工作原理及指标计算（主要是N沟道增强型）

- (1) 静态工作点的计算；例如教材：图 2.6.5
- (2) 微变等效电路；
- (3) 放大倍数、输入电阻和输出电阻的计算公式。

5. 熟悉共基放大电路的特点，与共射电路相比，有什么不同？

6. 熟悉复合管的概念与应用。

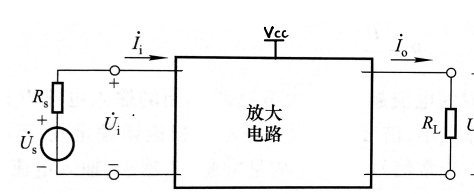
作业：2.1, 2.5, 2.9, 2.11, 2.12

模电干什么：  \Rightarrow 运算、控制...
不失真 $u_o = A u_i$ 稳定 R_c, T

直流 + 交流： 输入 = $U + U_1 \sin \omega t + U_2 \sin 2\omega t + U_3 \sin 3\omega t$
输出 = (u, i)

通路	直流	交流
	$\frac{1}{j\omega C}$	$\frac{1}{\omega C}$
	$j\omega L$	ωL
	R	R
	U	U
	\sim	\sim
	\rightarrow	\rightarrow
	i_b, i_c, i_e $i_c = \beta i_b$	$I_C = \beta I_B$ $B_{0.7V} \sim E$

$\dot{U} = Z \dot{I}$ 相量
 $u = 10 \sin(\omega t + 45^\circ) V$
 $\dot{U} = \frac{10}{\sqrt{2}} \angle 45^\circ$
 $U = |\dot{U}|$



$R_A = \frac{U_i}{I_o}$

一、放大电路及参数

1. 概念

转换能量，使小信号不失真放大

2. 性能

可视为二端口，输入电压、电流 \dot{U}_i, \dot{I}_i ，输出 \dot{U}_o, \dot{I}_o

(1) 放大倍数: $\dot{A}_{uom} = \dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i}$, $\dot{A}_{iis} = \dot{A}_i = \frac{\dot{I}_o}{\dot{I}_i}$, $\dot{A}_{uis} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{I}_i}$, $\dot{A}_{iu} = \frac{\dot{I}_o}{\dot{U}_i}$

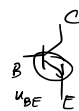
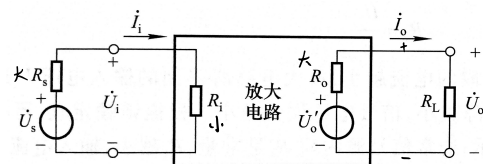
(2) 输入电阻: $R_i = \frac{U_i}{I_i}$

输出电阻: $R_o = (\frac{U_o}{I_o} - 1)R_L$

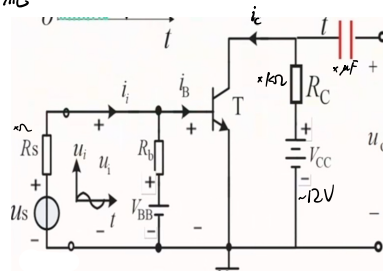
(3) 通频带: $|A| \sim f$ 曲线, $|A| > \frac{1}{10}|A_m|$ 部分为通频带

(4) 最大不失真输出电压: 波形不非线性失真

(5) 最大输出功率



\dot{U}_o 交流



二、基本共射放大电路的工作原理

1. 结构

(1) 基本组成: 基极电源、信号源、集电极电源

(2) 作用

① 基极电源: 提供 BE 间直流电流, 导通 BE, 使其在 线性区 工作

② 信号源: 提供交流电流, 从而被放大

③ 集电极电源: 使集电结正偏; 提供能量

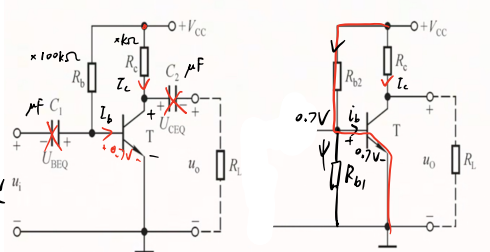
④ 电容: 隔直

(3) 信号传输: u_i, i_b, i_c 同相位, u_o 反相

2. 简化

去除基极电源

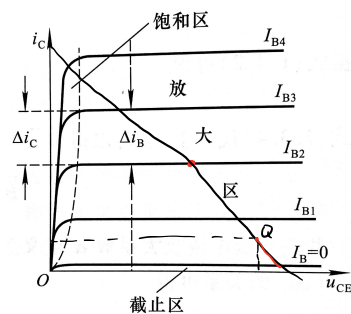
(1) 阻容耦合共射放大电路 (2) 直接耦合共射放大电路



$$I_{BQ} \quad I_{CQ} = \beta I_{BQ} \quad U_{CEQ}$$

$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - 0.7V}{R_{B2} + \beta R_{B1}} - \frac{0.7}{\beta R_{B1}}$$

$$V_{CC} - I_{BQ} R_{B1} = U_{BE}$$



三、分析方法

1. 分析指标

(1) 静态分析指标: 偏低 \rightarrow 失真, 偏高 $\rightarrow \beta$ 小 $U_{CE} = 6V$ 左右合适

(2) 动态分析指标: R_i, R_o, β

2. 静态分析

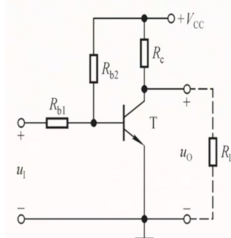
求 $I_{BQ}, I_{CQ}, I_{BEQ}, U_{CEQ}$ ($I_{BEQ} = 0.7V/0.3V$)

(1) 估算法: 取直流通路计算, $I_{BQ} = \frac{V_{CC} - U_{BEQ}}{R_{B2} + \beta R_{B1}} - \frac{U_{BEQ}}{\beta R_{B1}}$, $I_{CQ} = \beta I_{BQ}$, $U_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} R_C$ (阻容耦合)

(2) 图解法: 估算 I_B , 在输出特性曲线上求 Q 点

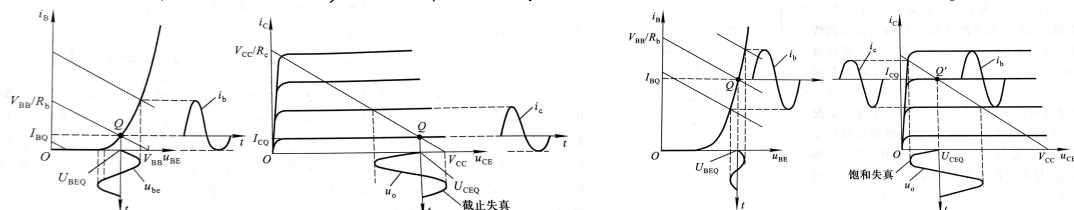
(3) 等效电路法: 等效为有开压电压的 CCCS

(4) 直接耦合: 取直流通路, $I_{BQ} = \frac{V_{CC} - U_{CEQ} - U_{BEQ}}{R_{B2} + \beta R_{B1}}$, $I_{CQ} = \beta I_{BQ}$, $U_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} R_C$
带负载: 载角, $V_{CC}' = \frac{R_C}{R_C + R_L} V_{CC}$, $R_C' = R_C \parallel R_L$



3. 非线性失真

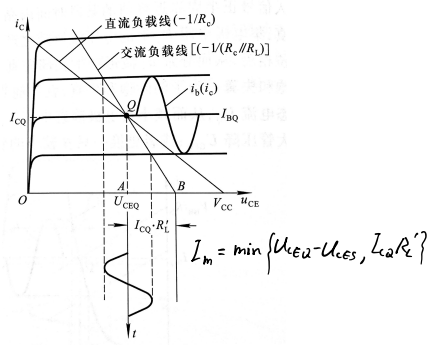
(1) 截止失真: Q 偏低, 下半波截止, U_{CE} 偏高, i_b 输入先失真 $\Leftarrow R_b \downarrow$



(2) 饱和失真: Q 高, i_b 正常, 上半波失真(饱和区), U_{CE} 偏低 $\Leftarrow R_b \uparrow$

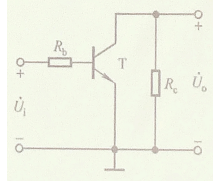
4. 负载线

- (1) 直流负载线: $u_{CE} = V_{CC} - i_C R_C$
 (2) 交流负载线: 无负载时与直流负载线重合, 有负载时交流通路 $R_C \parallel R_L$, 斜率为 $-\frac{1}{R_C \parallel R_L}$

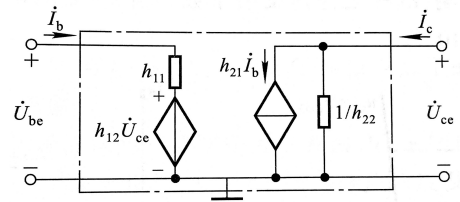


5. 动态分析

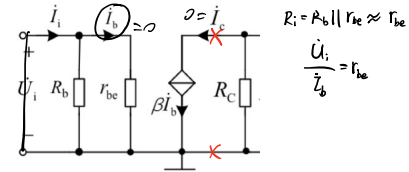
- (1) 交流通路: 电容, 直流源短路
 (2) h 参数等效: 低频小信号, 三极管二端口 (U_{be}, I_b), (U_{ce}, I_c), $\begin{cases} U_{be} = h_{11} I_b + h_{12} U_{ce} \\ I_c = h_{21} I_b + h_{22} U_{ce} \end{cases}$



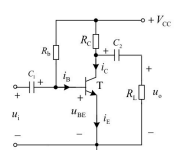
$h_{11} = \frac{\partial U_{be}}{\partial I_b} = r_{be}$ 动态电阻, $h_{12} = \frac{\partial U_{be}}{\partial U_{ce}}$ 内反馈系数 $< 10^{-2}$
 $h_{21} = \frac{\partial I_c}{\partial I_b} = \beta$ 电流放大系数, $h_{22} = \frac{\partial I_c}{\partial U_{ce}} = \frac{1}{r_{ce}} > 100 \mu S$
 h_{11}, h_{12} 可忽略不计. $r_{be} = r_{bb'} + (1+\beta) \frac{U_T}{I_{EQ}} = r_{bb'} + \beta \frac{U_T}{I_{CQ}}$, $r_{bb'}$ 为基区体电阻.
 $r_{be}: 400\Omega \sim 1k\Omega$, β 越高 r_{be} 越大.



- (3) 放大电路微变等效电路: 画交流通路, 三极管等效
 ① \dot{A}_u : $U_i = I_b r_{be}$, $U_o = -\beta I_b R_C \Rightarrow \dot{A}_u = \frac{U_o}{U_i} = -\beta \frac{R_C}{r_{be}}$. 负号表示电压反相
 ② R_i : $R_i = R_b \parallel r_{be} \approx r_{be}$
 ③ R_o : $R_o = R_C$ * 几千欧, 不能直接带负载



eg1. 【例2.3.1】晶体管交流放大电路如图所示, 已知 $V_{CC}=12V$, $R_C=3k\Omega$, $R_L=6k\Omega$, $R_b=240k\Omega$, $\beta=40$, $r_{be}=0.73k\Omega$.
 求: (1) 负载开路和带载时的电压放大倍数.
 (2) 输入电阻和输出电阻.

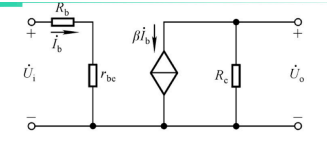


【解】 利用放大电路的微变等效电路求解.

(3) 若信号源的内阻为600欧, 求 $A_{us} = \dot{U}_o / \dot{U}_s$

输出端开路时 $A_u = -\frac{\beta R_C}{r_{be}} = -\frac{40 \times 3}{0.73} = -164.4$
 $\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{-\beta I_b R_C}{I_b r_{be}} = -\frac{\beta R_C}{r_{be}}$
 输出端带负载时 $A_u = -\frac{\beta R_C \parallel R_L}{r_{be}} = -\frac{40 \times 3 \parallel 6}{0.73} = -109.6$
 $R_i = R_b \parallel r_{be} \approx 0.73k\Omega$ $R_o = R_C = 3k\Omega$
 $A_{us} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} \cdot \frac{\dot{U}_i}{\dot{U}_s} = \frac{R_i}{R_s + R_i} \dot{A}_u$
 $A_{us} = \frac{R_i}{R_s + R_i} \dot{A}_u = \frac{0.73}{0.6 + 0.73} \times (-109.6) = -60.2$

eg2. 【例2.3.2】晶体管放大电路如图所示. 试求:
 (1) 画出交流通路和微变等效电路
 (2) 写出电压放大倍数和输入电阻、输出电阻的公式.



【解】 (1)

(2) $A_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{-\beta I_b R_C}{I_b (R_b + r_{be})} = \frac{-\beta R_C}{R_b + r_{be}}$
 $R_i = R_b + r_{be}$
 $R_o = R_C$

eg3. 【例2.3.3】晶体管放大电路如图所示. 试求:
 (1) 微变等效电路.
 (2) 写出电压放大倍数和输入电阻、输出电阻的公式.

【解】 (1)

(2) $A_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} \approx \frac{-\beta I_b R_C}{I_b (R_{i1} + r_{be})} = \frac{-\beta R_C}{R_{i1} + r_{be}}$
 $R_i = R_{i1} + (R_{i2} \parallel r_{be}) \approx R_{i1} + r_{be}$ $R_o = R_C$

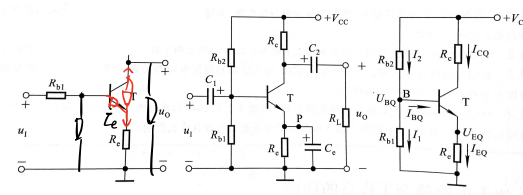
四、静态工作点的稳定

1. 温度影响

$T \uparrow \Rightarrow \beta \uparrow, I_{CQ0} \uparrow, I_{CQ} \uparrow, I_b \uparrow, Q \uparrow$

2. 稳定原理

$T \uparrow, I_c \uparrow$, 需使 $I_c \downarrow$, 则需 $I_b \downarrow \Rightarrow e$ 极串电阻 R_e , $I_c \uparrow, I_E \uparrow, U_{BE} \downarrow, I_b \downarrow, I_c \downarrow$.
 使 V_B 不变: 接 R_{b2} 分压, $I_1 \approx I_2 \gg I_b$, I_b 变化不影响 V_B .
 $U_{BQ} = \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} V_{CC}$, $I_{BQ} = \frac{U_{BQ} - U_{BEQ}}{R_e}$, $U_{BEQ} = U_{BE} + U_{RE}$, $U_{BQ} - U_{BE} \gg U_{RE}$ 则 I_{EQ} 稳.
 并联电容: 保证 A_u 不变, 开通交流旁路

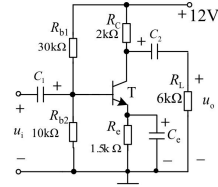


eg. 【例2.4.1】分压式偏置电路如图所示，已知 $\beta=50$,

$U_{BE}=0.7V$, $r_{be}=0.86k\Omega$ 。

试求：1. 放大电路的静态值。

2. 电压放大倍数、输入电阻和输出电阻。



【解】

1. 根据直流通路求静态值。

2. 根据微变等效电路求电压放大倍数和输入、输出电阻。

1. 根据直流通路求静态值。

$$U_{BQ} \approx \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} V_{CC} = \frac{10}{30+10} \times 12 = 3V$$

$$I_{EQ} = \frac{U_{BQ} - U_{BEQ}}{R_e} = \frac{3-0.7}{1.5} = 1.5mA \quad I_{BQ} = \frac{I_{EQ}}{1+\beta} = \frac{1.5}{51} = 30\mu A$$

$$U_{CEQ} \approx V_{CC} - I_{CQ}(R_c + R_e) = 12 - 1.5 \times 3.5 = 6.65V$$

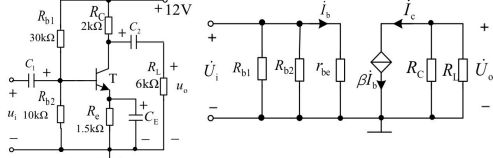
$$U_{ce} \rightarrow I_{Ee} \quad \frac{I_E}{1+\beta} = I_{BQ}$$

$$I_{BQ} \rightarrow I_C$$

$$I_{CQ} \approx I_{EQ}$$

$$U_{ceQ} = V_{CC} - I_{CQ}R_c - I_{EQ}R_e$$

2. 根据微变等效电路求动态指标

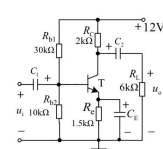


$$\dot{A}_u = -\frac{\beta R'_L}{r_{be}} = -\frac{\beta R_c \parallel R_L}{r_{be}} = -\frac{50 \times 2 \parallel 6}{0.86} = -87.2$$

$$R_i = R_{b1} \parallel R_{b2} \parallel r_{be} = 30 \parallel 10 \parallel 0.86 = 0.77k\Omega$$

$$R_o = R_c = 2k\Omega$$

思考：若旁路电容开路？对哪些指标有影响？

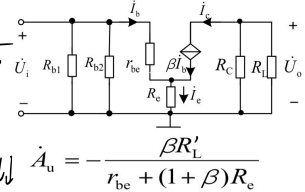


$$\dot{A}_u = -\frac{\beta R'_L}{r_{be} + (1+\beta)R_e} = -\frac{50 \times 2 \parallel 6}{0.86 + 51 \times 1.5} = -\frac{75}{65.79} = -1.1$$

$$R_i = R_{b1} \parallel R_{b2} \parallel (r_{be} + (1+\beta)R_e)$$

$$= 30 \parallel 10 \parallel (0.86 + 51 \times 1.5) = 30 \parallel 10 \parallel 65.79$$

$$= 20.6 \parallel 10 = 6.7k\Omega$$



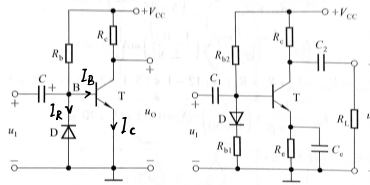
若 $(1+\beta)R_e \gg r_{be}$, 则 $A_u \approx -\frac{R'_L}{R_e}$

放大倍数不受温度影响，稳定性好！

其他稳定方法：

二极管温度补偿： $T \uparrow, I_{R2} \uparrow, I_B \downarrow, I_C \downarrow$

补偿 + 负反馈： $T \uparrow \left\{ \begin{array}{l} U_D \downarrow \\ U_{BE} \downarrow, I_{B2} \downarrow, I_C \downarrow \\ I_C \uparrow, U_{CE} \uparrow \end{array} \right.$



五、放大电路三种接法

1. 共集电极输出器

(1) 静态分析：直流通路 (b)

$$V_{CC} = I_{BQ}R_b + U_{BEQ} + I_{EQ}R_e = I_{BQ}(R_b + (1+\beta)R_e) + U_{BEQ}$$

$$\Rightarrow I_{BQ} = \frac{V_{CC} - U_{BEQ}}{R_b + (1+\beta)R_e}, \quad U_{CE} = V_{CC} - I_{EQ}R_e = V_{CC} - (1+\beta)I_{BQ}R_e$$

(2) 动态分析：交流通路 (c)

$$\dot{U}_i = \dot{I}_b r_{be} + \dot{I}_c R'_e = \dot{I}_b (r_{be} + (1+\beta)R'_e), \quad R'_e = R_e \parallel R_L$$

$$\dot{U}_o = (1+\beta) \dot{I}_b R'_e$$

$$\dot{A}_u = \frac{(1+\beta)R'_e}{r_{be} + (1+\beta)R'_e} \leq 1, \text{ 不能放大电压}$$

$$\textcircled{2} R'_i = \frac{\dot{U}_i}{\dot{I}_b} = r_{be} + (1+\beta)R'_e, \quad R_i = R_b \parallel R'_i, \text{ 输入电阻高}$$

$$\textcircled{3} R_o = \frac{r_{be} + R'_e}{1+\beta} \parallel R_e \approx \frac{r_{be} + R'_e}{1+\beta} \quad (R'_e = R_e \parallel R_L), \text{ 输出电阻低} (\times \Omega)$$

(3) 特点

- ① R_i 高, R_o 低 \rightarrow 可带负载
- ② $\beta \leq 1, U_o, U_i$ 同相 \rightarrow 电压跟随
- ③ 存在串联电压负反馈 \rightarrow 稳压

(4) 应用

- ① 接在电压放大电路的首级，可以提高电压放大电路的输入电阻。
- ② 接在电压放大电路的末级，可以降低电压放大电路的输出电阻，提高电路的带负载能力。
- ③ 接在电压放大电路的两级之间，可以使前级放大电路的电压放大倍数不受后级电压放大电路的影响。

eg. 【例2.5.1】在图示电路中，已知 $V_{CC}=12V, \beta=60$, $R_b=200k\Omega, R_c=3k\Omega, R_L=3k\Omega, R_S=50\Omega, r_{be}=1k\Omega$ 。

求：(1) 静态值；(2) 电压放大倍数；(3) 输入电阻和输出电阻。

【解】 (1)

$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - U_{BEQ}}{R_b + (1+\beta)R_c}$$

$$= \frac{12 - 0.6}{200 \times 10^3 + (1+60) \times 3 \times 10^3}$$

$$= \frac{11.4}{383 \times 10^3} \approx 30\mu A$$

$$I_{EQ} = (1+\beta)I_{BQ} = 61 \times 30 \times 10^{-6} = 1.83mA$$

$$U_{CEQ} = V_{CC} - I_{EQ}R_c = 12 - 1.83 \times 3 = 6.51V$$

【解】 (1)

$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - U_{BEQ}}{R_b + (1+\beta)R_c}$$

$$= \frac{12 - 0.6}{200 \times 10^3 + (1+60) \times 3 \times 10^3}$$

$$= \frac{11.4}{383 \times 10^3} \approx 30\mu A$$

【解】 (2) 电压放大倍数

$$\dot{A}_u = \frac{(1+\beta)R'_L}{r_{be} + (1+\beta)R'_L}$$

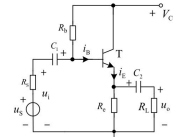
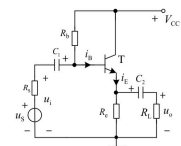
$$= \frac{(1+60) \times 1.5}{1 + (1+60) \times 1.5} = \frac{91.5}{92.5} = 0.989$$

(3) 输入电阻和输出电阻

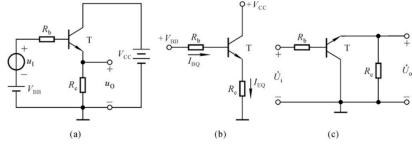
$$R_i = R_b \parallel [r_{be} + (1+\beta)R'_L] = 200 \parallel [1 + (1+60) \times 1.5]$$

$$= 200 \parallel 92.5k\Omega = 63.3k\Omega$$

$$R_o = \frac{R'_S + r_{be}}{\beta} = \frac{50 + 1000}{60} = 17.5\Omega$$



eg2. 【例2.5.2】求图 (a) 电路的静态工作点和动态指标。



1. 静态分析

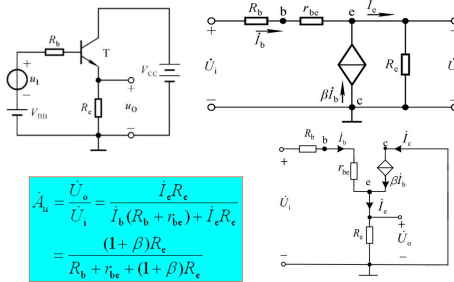
$$V_{BB} = I_{BQ}R_b + U_{BEQ} + I_{EQ}R_e$$

$$V_{CC} = U_{CEQ} + I_{EQ}R_e$$

$$I_{BQ} = \frac{V_{BB} - U_{BEQ}}{R_b + (1 + \beta)R_e}$$

$$I_{EQ} = (1 + \beta)I_{BQ}$$

$$U_{CEQ} = V_{CC} - I_{EQ}R_e$$



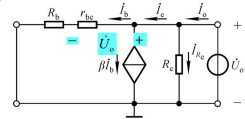
$$\dot{A}_v = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{\beta i_b R_c}{i_b (R_b + r_{be}) + \beta i_b R_c}$$

$$= \frac{\beta R_c}{R_b + r_{be} + (1 + \beta)R_c}$$

若 $(1 + \beta)R_c \gg R_b + r_{be}$, 则 $\dot{A}_v \approx 1$, 即 $U_o \approx U_i$.

输出电阻的分析

令输入电压为零, 保留内阻 R_b , 应用外加电压法求输出电阻。



$$R_o = \frac{\dot{U}_o}{\dot{I}_o} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{I}_c + \dot{I}_b}$$

$$= \frac{\dot{U}_o}{\frac{\dot{U}_o}{R_c} + (1 + \beta)\frac{\dot{U}_o}{R_b + r_{be}}}$$

$$R_o = R_c // \frac{R_b + r_{be}}{1 + \beta}$$

3. 特点: 输入电阻大, 输出电阻小; 只放大电流, 不放大电压; 在一定条件下有电压跟随作用!

2. 共基

E 输入, C 输出, B 接地。

(1) 静态分析

$$\begin{cases} U_{BEQ} + I_{EQ}R_e - U_{BB} = 0 \\ V_{BB} + V_{CE} - I_{CQ}R_c - U_{CEQ} - I_{EQ}R_e = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} I_{EQ} = \frac{V_{BB} - U_{BEQ}}{R_e} \\ U_{CEQ} = \end{cases}$$

(2) 动态分析

$$\textcircled{1} \dot{A}_v = \frac{I_c R_c}{I_e R_e + I_b r_{be}} = \frac{\beta R_c}{r_{be} + (1 + \beta)R_e}$$

$$\textcircled{2} R_i = \frac{I_e R_e + I_b r_{be}}{I_e} = R_e + \frac{r_{be}}{1 + \beta}$$

$$\textcircled{3} R_o = R_c$$

(3) 特点

- ① 只放大电压, 不放大电流 ($A_i = \alpha$)
- ② R_i 小, R_o 大

六. 场效应管放大电路

1. 场效应管

(1) 结型 (JFET)

① 栅源反向电压可使非耗尽层导电沟道变化。

$u_{GS} \leq u_{GS(off)} < 0$ 时, 沟道夹断, 截止区。

$u_{GS(off)} < u_{GS} < 0$ 时, 若 $u_{DS} > u_{GS} - u_{GS(off)}$, $i_D \propto u_{DS}$, 电阻由 u_{GS} 决定, 可变电阻区。

$u_{GS} \nearrow$, 沟道变窄, $u_{GS} < u_{GS(off)}$, 夹断, i_D 由 u_{GS} 控制, 恒流区

低频跨导 $g_m = \frac{\partial i_D}{\partial u_{GS}}$

② 转移特性: $u_{GS} \nearrow, i_D \downarrow$

$$i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{u_{GS}}{u_{GS(off)}}\right)^2$$

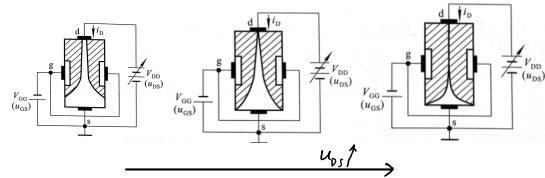
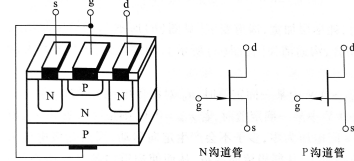
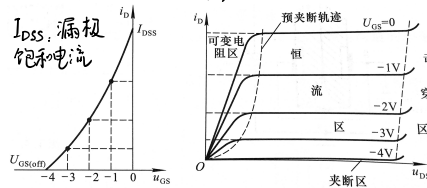
③ 输出特性

预夹断轨迹 $u_{GD} = u_{GS(off)}$

<1> 截止区: $u_{GS} \leq u_{GS(off)} < 0, i_D \approx 0$

<2> 可变电阻区: $u_{DS} < u_{GS} - u_{GS(off)}, u_{GS}$ 控制 $g_m, i_D - u_{DS}$ 线性

<3> 恒流区: $u_{DS} > u_{GS} - u_{GS(off)}, u_{GS}$ 控制 i_D .



(2) 绝缘栅型 (IGFET/MOSFET)

正向 u_{GS} 形成/消耗导电沟道。

$u_{GS} \downarrow$, 逐渐夹断, 可变电阻区 \rightarrow 恒流区

恒流区 $i_D = I_{D0} \left(\frac{u_{GS}}{u_{GS(th)}} - 1\right)^2, I_{D0} = i_D(u_{GS} = u_{GS(th)})$. (增强型)

分类	符号	转移特性曲线	输出特性曲线
结构场效应管	N 沟道		
	P 沟道		
绝缘栅型场效应管	增强型		
	耗尽型		

→ $u_{GS}=0$ 时有导电沟道, u_{GS} 可正/负

2. 放大电路

(1) 静态分析

① 共源

$$U_{GSQ} = V_{GS}, I_{DQ} = I_{D0} \left(\frac{V_{GS}}{U_{GS(th)}} - 1 \right)^2, U_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ} R_d$$

② 自给偏压电路

$$U_{GS} = 0, U_{GSQ} = -I_{DQ} R_s, U_{GSQ} = -I_{DQ} R_s, I_{DQ} = I_{D0} \left(\frac{V_{GS}}{U_{GS(th)}} - 1 \right)^2, U_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ} (R_s + R_d)$$

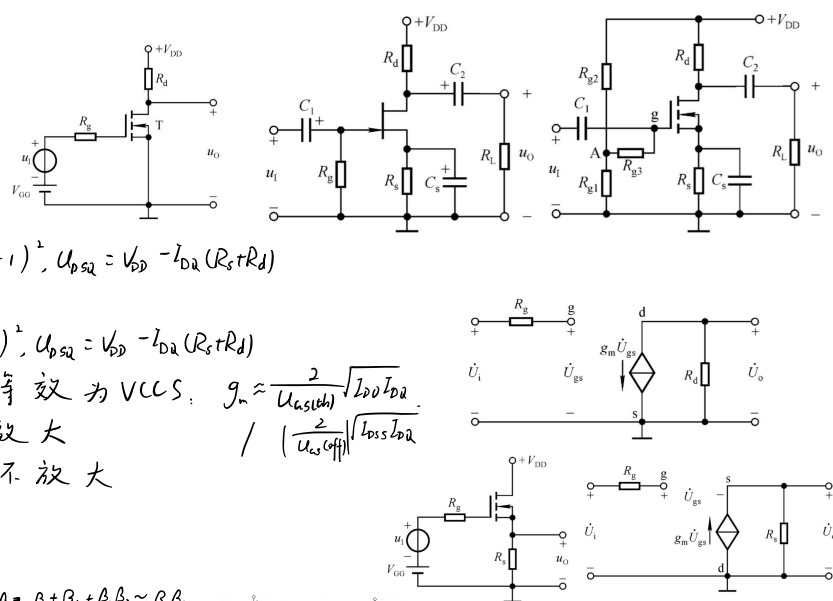
③ 分压偏置电路

$$U_{GS} = \frac{R_{g2}}{R_{g1} + R_{g2}} V_{DD}, U_{GSQ} = I_{DQ} R_s, I_{DQ} = I_{D0} \left(\frac{V_{GS}}{U_{GS(th)}} - 1 \right)^2, U_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ} (R_s + R_d)$$

(2) 动态分析: 输入等效开路, 输出等效为 $V_{CC} S$: $g_m \approx \frac{2}{U_{GS(th)}} \sqrt{I_{D0} I_{DQ}}$

① 共源: $A_u = -g_m R_d, R_i = \infty, R_o = R_d$, 能放大

② 共漏: $A_u = \frac{g_m R_s}{1 + g_m R_s}, R_i = \infty, R_o = R_s \parallel \frac{1}{g_m}$, 不放大



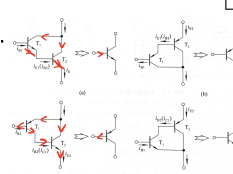
七. 派生电路

1. 复合管放大电路

(1) 复合管: 多管连接等效为一管, $\beta = \beta_1 + \beta_2 + \beta_1 \beta_2 \approx \beta_1 \beta_2$

i_{B1} 方向决定复合管类型

电流方向合适可复合(看 i_{B2})



* (2) 放大电路

① 射极输出器

2. 复合管放大电路

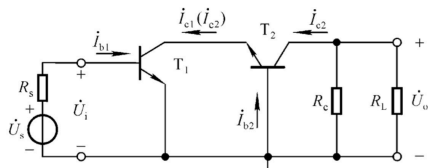
集成复合管, 即达林顿管, 这种晶体管的放大倍数高、特征频率高、体积小、功率大, 便于安装散热片。

$R_i = R_{s1} [r_{be1} + (1 + \beta_1)(r_{be2} + (1 + \beta_2)(R_{e1} \parallel R_L))]$

$R_o = R_{e1} \parallel \frac{r_{be2} + r_{be1} + R_{e1} \parallel R_L}{1 + \beta_1}$

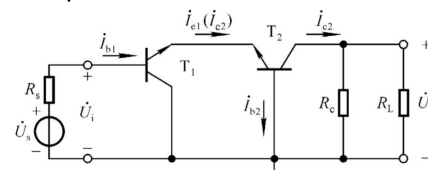
输入电阻更高, 输出电阻更低。

② 共射-共基



R_i 小, T_1 结电容影响小
→ 高频好

③ 共集-共基



R_i 大, 能放大电压

通带宽

三、集成运算放大器

1. 掌握多级放大电路的两种耦合方式

- (1) 阻容耦合交流电压放大电路 (两级);
- (2) 直接耦合电压放大电路存在的问题, 解决方法是什么?

2. 掌握阻容耦合交流电压放大电路的指标计算

- (1) 各级静态工作点计算;
- (2) 放大电路的微变等效电路;
- (3) 电压放大倍数、输入电阻和输出电阻的计算。例题: 3.1.1

3. 熟练掌握长尾式差分放大电路的工作原理及动态指标分析 共模、差模输入

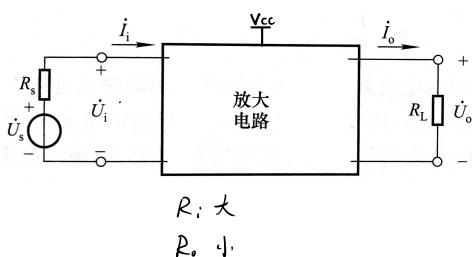
- (1) 双入、双出差分放大电路的动态指标公式 (静态工作点, 交直流通路, 共模及差模微变等效电路);
- (2) 双入、单出差分放大电路的动态指标公式 (静态工作点, 交直流通路, 共模及差模微变等效电路)。作业: 3.2, 3.3, 3.5
- (3) 从双入、双出差分放大电路和双入、单出差分放大电路, 总结单入、双出差分放大电路和单入、单出差分放大电路的动态指标公式的求解。

4. 掌握镜像电流源、比例电流源的工作原理 (易)

- (1) 镜像电流源的输出电流与基准电流的关系式;
- (2) 比例电流源的输出电流与基准电流的关系式。

*5. 理解集成运算放大器的保护电路

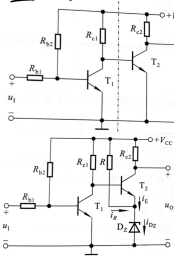
- (1) 输入端的保护电路;
- (2) 输出端的保护电路;
- (3) 电源端的保护电路。教材: 170 页, 3.7.2 节



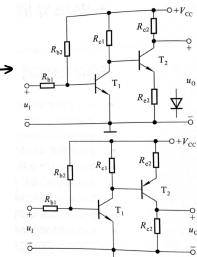
一、多级放大电路

1. 耦合方式

(1) 直接耦合：输出直接连输入



能放大缓慢信号
Q点相互影响, Q_1 不合适
零点漂移
二极管 → 稳压管, $U_{CE1} = U_{BE2} + U_Z$
 U_{CE2} 逐级增大



Q_1, Q_2 合适
 R_c 减小放大倍数 → 二极管
PNP, NPN混用, PNP可降低 U_{CE}

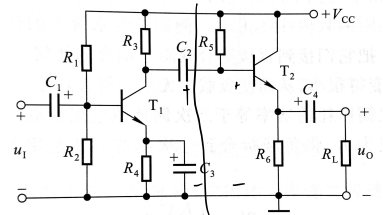
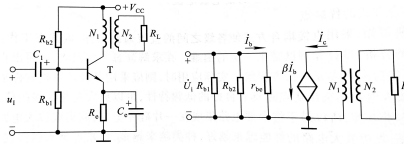
(2) 阻容耦合：隔直流，漂移信号不影响，各级Q点不影响。

不放大缓慢信号，低频差

(3) 变压器耦合：只能放大交流信号。

R_L 变换为 $R_c = (\frac{N_1}{N_2})^2 R_L$

(4) 光电耦合： $u_1 \rightarrow$ 光 \rightarrow 光敏 $\rightarrow u_o$



$$\dot{U}_i \xrightarrow{A_{u1}} \dot{U}_{o1} = \dot{U}_{i2} \xrightarrow{A_{u2}} \dot{U}_o$$

$$\dot{U}_o = \dot{A}_{u1} \dot{A}_{u2} \dot{U}_i$$

2. 动态分析

(1) 放大倍数： $\dot{A}_u = \prod_{j=1}^n \dot{A}_{uj}$

(2) 输入电阻： $R_i = R_{i1}$

(3) 输出电阻： $R_o = R_{on}$

各级间有影响

【例 3.1.1】已知图 3.1.2 所示电路中, $R_1 = 15 \text{ k}\Omega, R_2 = R_3 = 5 \text{ k}\Omega, R_4 = 2.3 \text{ k}\Omega, R_5 = 100 \text{ k}\Omega, R_6 = R_7 = 5 \text{ k}\Omega; V_{CC} = 12 \text{ V}$; 晶体管的 β 均为 150, $r_{be1} = 4 \text{ k}\Omega, r_{be2} = 2.2 \text{ k}\Omega, U_{BEQ1} = U_{BEQ2} = 0.7 \text{ V}$ 。

试估算电路的Q点、 \dot{A}_u 、 R_i 和 R_o 。

解：(1) 求解Q点：由于电路采用阻容耦合方式，所以每一级的Q点都可以按单管放大电路来求解。

第一级为典型的Q点稳定电路，根据参数取值可以认为

$$U_{BQ1} \approx \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{CC} = \frac{5}{15 + 5} \times 12 \text{ V} = 3 \text{ V}$$

$$I_{BQ1} \approx \frac{U_{BQ1} - U_{BEQ1}}{R_4} = \frac{3 - 0.7}{2.3} \text{ mA} = 1 \text{ mA}$$

$$I_{EQ1} = \frac{I_{BQ1}}{1 + \beta_1} \approx \frac{1}{150} \text{ mA} = 0.0067 \text{ mA} = 6.7 \mu\text{A}$$

$$U_{CEQ1} = V_{CC} - I_{EQ1}(R_3 + R_4) = [12 - 1 \times (5 + 2.3)] \text{ V} = 4.7 \text{ V}$$

第二级为共集放大电路，根据其基极回路方程求出 I_{BQ2} 和 U_{CEQ2} 。即

$$I_{BQ2} = \frac{V_{CC} - U_{BEQ2}}{R_5 + (1 + \beta_2)R_6} = \frac{12 - 0.7}{100 + 151 \times 5} \text{ mA} = 0.013 \text{ mA} = 13 \mu\text{A}$$

$$I_{EQ2} = (1 + \beta_2)I_{BQ2} \approx (1 + 150) \times 13 \mu\text{A} = 1.963 \text{ mA} \approx 2 \text{ mA}$$

$$U_{CEQ2} = V_{CC} - I_{EQ2}R_6 = (12 - 2 \times 5) \text{ V} = 2 \text{ V}$$

(2) 求解 \dot{A}_u 、 R_i 和 R_o ：画出图 3.1.2 所示电路的交流等效电路如图 3.1.8 所示。

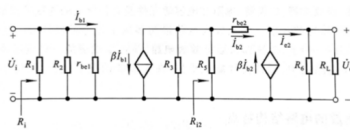


图 3.1.8 图 3.1.2 所示电路的交流等效电路

将 \dot{A}_{u1} 与 \dot{A}_{u2} 相乘，便可得出整个电路的电压放大倍数

$$\dot{A}_u = \dot{A}_{u1} \cdot \dot{A}_{u2} \approx -176 \times 0.994 \approx -175$$

$$R_i = R_1 // R_2 // r_{be1} = \left(\frac{1}{1/15 + 1/5 + 1/4} \right) \text{ k}\Omega \approx 1.94 \text{ k}\Omega$$

电路的输出电阻 R_o 与第一级的输出电阻 R_{o1} 有关。

$$R_o = R_6 // \frac{r_{be2} + R_5 // R_7}{1 + \beta_2} \approx \frac{r_{be2} + R_5}{1 + \beta_2} = \frac{2.2 + 5}{1 + 150} \text{ k}\Omega \approx 0.0477 \text{ k}\Omega \approx 48 \Omega$$

为了求出第一级的电压放大倍数 \dot{A}_{u1} ，首先应求出其负载电阻，即第二级的输入电阻：

$$R_L = R_6 // [(1 + \beta_2)(R_5 // R_7)] \approx 79 \text{ k}\Omega$$

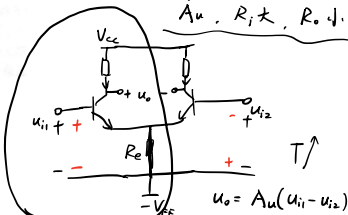
$$\dot{A}_{u1} = -\frac{\beta_1(R_3 // R_L)}{r_{be1}} = -\frac{150 \times \frac{5 \times 79}{5 + 79}}{4} \approx -176$$

第二级的电压放大倍数应接近 1，根据电路可得

$$\dot{A}_{u2} = \frac{(1 + \beta_2)(R_6 // R_L)}{r_{be2} + (1 + \beta_2)(R_5 // R_7)} = \frac{151 \times 2.5}{2.2 + 151 \times 2.5} \approx 0.994$$

共集 - 共射 - 共集

\dot{A}_u 、 R_i 大， R_o 小。



$$u_o = A_u(u_{i1} - u_{i2})$$

$$u_{i2} = -u_{i1}$$

二、集成运算放大器

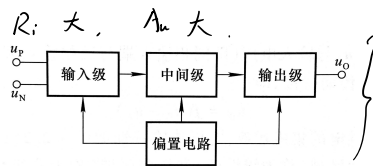
1. 组成

(1) 输入级：双输入，抑制零点漂移。

(2) 中间级：放大

(3) 输出级： R_o 小，不失真，带载强。

(4) 偏置电路，提供Q点。

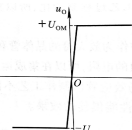


2. 电压传输特性

$u_o = f(u_p - u_n)$ 实验曲线：

(1) 线性区： $u_o = A_{od}(u_p - u_n)$ ，放大输入， A_{od} 开环差模放大倍数 $\approx \times 10^5$ ， $u_p - u_n \approx 10 \mu\text{V}$

(2) 饱和区： $|u_o| = U_{om}$



三、集成运放中的单元电路

1. 输入差分放大电路

(1) 长尾式：抵消零漂，对称结构取 u_o 。

结构完全对称，加差模信号放大。

① 静态：变量对称相等， $U_{OQ} = 0$ (无零漂)

$$V_{EE} = I_{BQ} R_b + U_{BEQ} + 2I_{EQ} R_e \approx U_{BEQ} + 2I_{EQ} R_e \Rightarrow I_{EQ} = \frac{V_{EE} - U_{BEQ}}{2R_e}, U_{CEQ} = -U_{BEQ}, U_{CE2} \approx V_{CC} - I_{CQ} R_c + U_{BEQ}$$

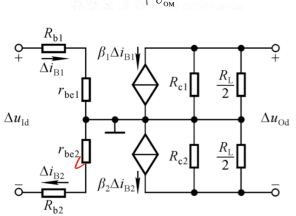
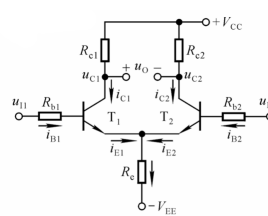
② 抑制共模： $\Delta u_{oc} = (U_{c1} + \Delta u_{c1}) - (U_{c2} + \Delta u_{c2}) = 0$ ，共模放大倍数 $A_c = \frac{\Delta u_{oc}}{\Delta u_{ic}} = 0 \Rightarrow$ 可抑制温漂。

$T_f \rightarrow I_c \rightarrow U_{ce} \rightarrow I_b$, R_e 负反馈，越大抑制共模越强。

③ 放大差模： $u_{i1} = -u_{i2} = \frac{u_{id}}{2}$ ， $\Delta i_{B1} = -\Delta i_{B2} = -\Delta i_{BQ}$ ， $\Delta u_{ce1} = -\Delta u_{ce2}$ ，交流不过 R_e ， R_e 视为短路。

R_c 视为各接 $\frac{R_c}{2}$ 至地， $\Delta u_{id} = \Delta i_{B1} \cdot 2(R_b + R_{be})$ ， $\Delta u_{od} = -\Delta i_{C1} \cdot 2(R_c // \frac{R_L}{2})$ ，差模放大倍数 $A_d = -\frac{\beta(R_c // \frac{R_L}{2})}{R_b + R_{be}}$

$$R_i = 2(R_b + R_{be}), R_o = 2R_c, \text{ 共模抑制比 } K_{CMR} = \left| \frac{A_d}{A_c} \right| = \infty$$



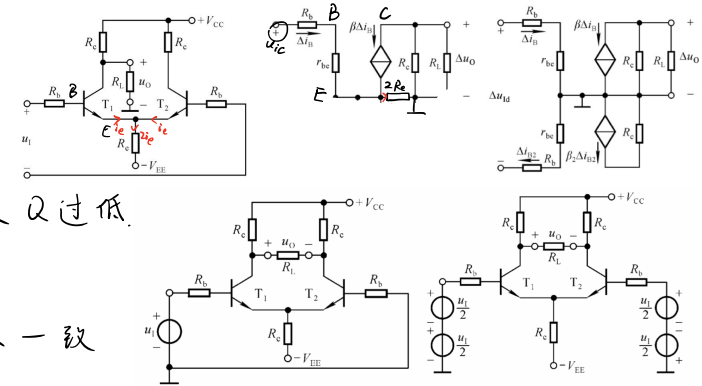
(2) 双入-单出: R_L 接一端 C 极, 地, $u_{22}=0$, R_L 影响 u_{cQ1} , 戴维南, $V_{cc} = \frac{R_c}{R_c + R_L} V_{cc}$, $R_c' = R_c \parallel R_L$.

① 静态: $I_{EQ} = \frac{V_{EE} - U_{BEQ2}}{2R_e}$, $U_{EQ2} = -U_{BEQ2}$, $\begin{cases} U_{cQ2} \approx V_{cc} - I_{cQ2} R_c' + U_{BEQ2} \\ U_{cQ2} \approx V_{cc} - I_{cQ2} R_c' + U_{BEQ2} \end{cases}$

② 差模: $A_d = -\frac{\beta(R_c \parallel R_L)}{2(R_b + r_{be})}$, $R_i = 2(R_b + r_{be})$, $R_o = R_c$.

③ 共模: $A_c = -\frac{\beta(R_c \parallel R_L)}{R_b + r_{be} + 2(1+\beta)R_e}$, $R_e \rightarrow \infty$ 则 $A_c \rightarrow 0$. R_e 过大 Q 过低.

$K_{CMR} = \frac{R_b + r_{be} + 2(1+\beta)R_e}{2(R_b + r_{be})}$



(3) 单入-双出: u_i 可分为 $\frac{u_i}{2}$ 共模 u_c 差模. $\Delta u_o = A_d \Delta u_c + A_c \cdot \frac{\Delta u_i}{2}$. 双出 $\rightarrow A_c = 0, K_{CMR} = \infty$. Q 与双入一致

双端输出: $A_d = -\frac{\beta(R_c \parallel R_L)}{R_b + r_{be}}$	单端输出: $A_d = -\frac{\beta(R_c \parallel R_L)}{2(R_c + r_{be})}$
$A_c = 0$	$A_c = -\frac{\beta(R_c \parallel R_L)}{R_b + r_{be} + 2(1+\beta)R_e}$
$K_{CMR} = \infty$	$K_{CMR} = \frac{R_b + r_{be} + 2(1+\beta)R_e}{2(R_c + r_{be})}$
$R_o = 2R_c$	$R_o = R_c$

$u_{i1} = u_i - u_{i2} = \Delta u_{id}$
 $u_{i2} = \frac{u_{i1} + u_{i2}}{2} = \Delta u_{ic}$
 $u_{o1} = \Delta u_{ic} + \frac{\Delta u_{id}}{2}$
 $u_{o2} = \Delta u_{ic} - \frac{\Delta u_{id}}{2}$
 $u_o = A_d \Delta u_{id} + A_c \Delta u_{ic}$

(4) 恒流源差分电路, 欲 $R_e \rightarrow \infty$ 但不影响 $Q \Rightarrow R_e$ 换为恒流源. $I_2 \gg I_{B3}, I_1 \approx I_2, I_1 R_1 = U_{BE3} + I_{E3} R_3 \Rightarrow I_{C3} \approx \frac{R_2 V_{EE}}{(R_1 + R_2) R_3}$ 近似恒流 $\Rightarrow A_c = 0$.

(5) 改进: 发射极接电位器 R_w ($\times \Omega$), 令减小 $|A_d|$, 增大 R_i .

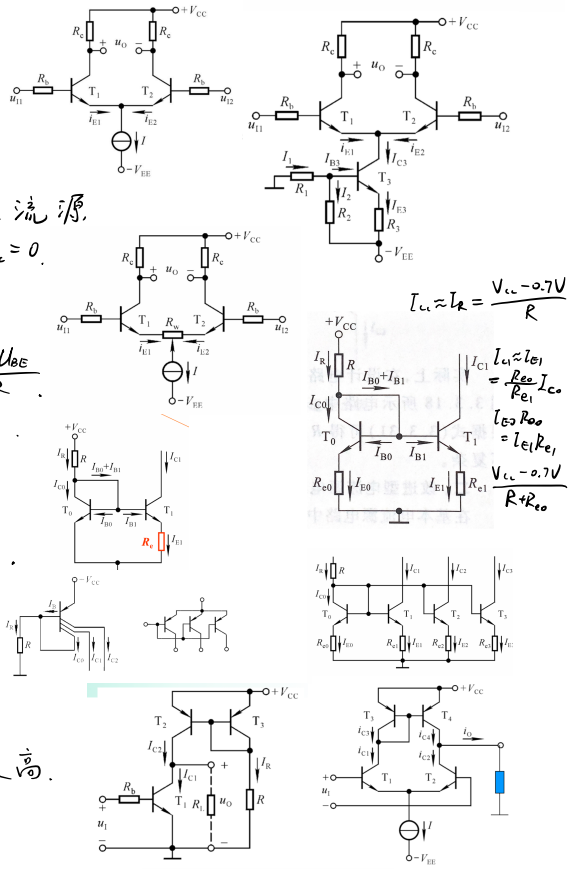
2. 电流源电路

(1) 镜像电流源: $u_{ce1} = U_{BE}$, T_1 临界放大, 基准电流 $I_R = \frac{V_{cc} - U_{BE}}{R}$. $I_{C1} = \beta I_B, I_R = \beta I_B + 2I_B \Rightarrow I_{C1} = \frac{\beta}{\beta+2} I_R \approx I_R = \frac{V_{cc} - U_{BE}}{R}$. 恒流, 温度补偿. V_{cc} 一定, I_{C1} 无法较大/小.

(2) 比例电流源: $I_{C1} R_{e1} \approx I_{E3} R_{e3}, I_C = \frac{\beta}{\beta+2} I_R \approx I_R, I_C = I_E \Rightarrow I_{C1} \approx \frac{R_{e3}}{R_{e1}} I_R$.

(3) 微电流源: $I_{C1} \approx I_{E1} = \frac{U_{BE3} - U_{BE1}}{R_e}, I_{C1} = \frac{U_T}{R_e} \ln \frac{I_{C1}}{I_{S1}}, U_{BE3} - U_{BE1} \sim 10mV, I_{C1}$ 小.

(4) 多路电流源: $I_{E3} R_{e3} = I_{E1} R_{e1} = I_{E2} R_{e2} \dots$ 或多 e 极管: $I_{C1} \propto$ 集电区面积 S_1



(5) 有源负载

① 共射: $I_R = \frac{V_{cc} - U_{BE3}}{R}, I_{CQ1} = \frac{\beta}{\beta+2} I_R$ 稳定. 动态, T_L 为 T_1 负载, $A_m = -\frac{\beta_1 (V_{ce1} \parallel R_{ce2} \parallel R_c)}{R_b + r_{be1}} \approx -\frac{\beta_1 R_c}{R_b + r_{be1}}$ 提高.

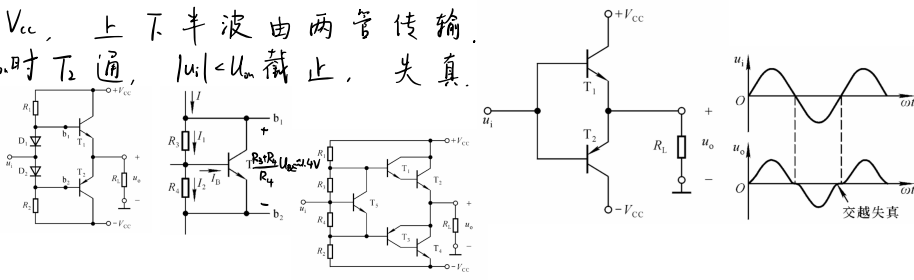
② 差分放大

3. 输出-直接耦合互补放大功率

(1) 互补输出: 电压波形峰值接近 V_{cc} , 上下半波由两管传输. $u_i > U_{on}$ 时 T_1 通, $u_i < -U_{on}$ 时 T_2 通, $|u_i| < U_{on}$ 截止, 失真.

(2) 消除交越失真, 二极管 U_{BE} 倍增

(3) 复合管: 增大 β , 减小前置电流



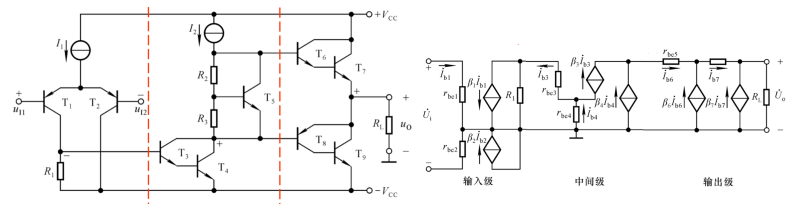
四. 集成运放

1. 双极型

(1) 输入: 双入双出, $R_i = 2r_{be}$, 带电流源

(2) 放大: 复合管, β 大

(3) 输出: 互补输出



四、放大电路的频率响应

1. 重点掌握 下限截止频率 f_L 、上限截止频率 f_H 及通频带的定义与公式

2. 掌握幅频特性曲线的画法

(1) 一般的幅频特性的画法;

(2) 波特图的画法 (幅值和相位, 波特图与放大倍数表达式转换)。

作业: 4.2, 4.3,

4.5

3. 掌握单管共射放大电路的频率响应

(1) 重点掌握简化的混合 π 模型, 掌握从低频到高频的微变等效电路;

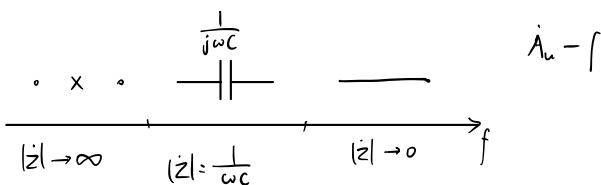
(2) 中频的微变等效电路, 电压放大倍数 \dot{A}_{usm} 计算公式; (第二章)

(3) 低频的微变等效电路, \dot{A}_{usL} 与 \dot{A}_{usm} 的关系式, 下限截止频率, 时间常数公式。

(4) 高频的微变等效电路, \dot{A}_{ush} 与 \dot{A}_{usm} 的关系式, 上限截止频率, 时间常数公式。

4. 理解多个 f_L 、 f_H 的影响的叠加效应, 会画波特图

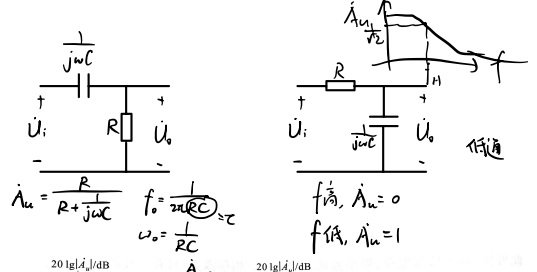
教材: 例题 4.4.1, 4.5.2 作业: 4.8。



一、概念

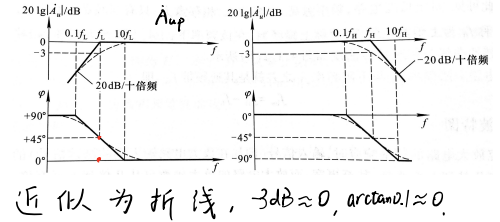
1. 频率特性

- (1) 幅频: $|A_u| \sim f$. $|A_u|$ 下降到 $\frac{1}{\sqrt{2}}$ 时 f 为截止频率.
- (2) 相频: $\varphi \sim f$. 截止频率时 $\varphi = 45^\circ$.
- (3) 低通: $A_u = \frac{1}{1+jf/f_H}$, $|A_u| = \frac{1}{\sqrt{1+(f/f_H)^2}}$, $\varphi = -\arctan \frac{f}{f_H}$.
- (4) 高通: $A_u = \frac{jff_H}{1+jf/f_H}$, $|A_u| = \frac{ff_H}{\sqrt{1+(ff_H/f)^2}}$, $\varphi = 90^\circ - \arctan \frac{f}{f_H}$, $f_{LH} = \frac{1}{2\pi C}$.



2. 波特图

- 使用对数坐标 $\lg f$, $20 \lg |A_u|$, φ .
- (1) 高通: $20 \lg |A_u| = 20 \lg f_c - 10 \lg (1 + (f_c/f)^2)$
 - $f \gg f_c$, $20 \lg |A_u| = 0$.
 - $f = f_c$, $20 \lg |A_u| = -3 \text{ dB}$.
 - $f \ll f_c$, $20 \lg |A_u| = 20 \lg f_c$, $20 \text{ dB}/10 \text{ 倍}$.
 - (2) 低通: $20 \lg |A_u| = -10 \lg (1 + (f/f_c)^2)$
 - $f \gg f_c$, $20 \lg |A_u| = -20 \lg f$.
 - $f = f_c$, $20 \lg |A_u| = -3 \text{ dB}$.
 - $f \ll f_c$, $20 \lg |A_u| = 0$.

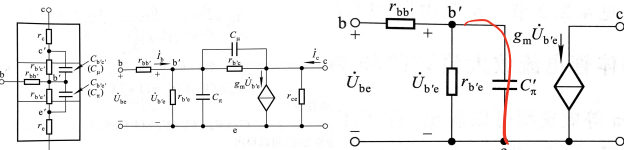


近似为折线, $3 \text{ dB} \approx 0$, $\arctan 1 \approx 45^\circ$.

二、晶体管高频等效模型

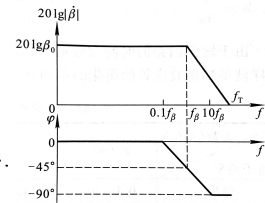
1. 混合π模型

存在结电容 C_{μ}, C_{π} , i_b, i_c 与频率有关, $i_c = g_m \dot{U}_{be}$.
 C_{μ} 等效折合至输入/出端, 等效前后 $i_{C_{\mu}}$ 相同, $X_{C_{\mu}} = \frac{X_{C_{\mu}}}{1-K}$, $C_{\mu'} = (1-K)C_{\mu} \approx (1+|K|)C_{\mu}$, $K = \frac{U_{ce}}{U_{be}}$ (K 取中频值)
 $C_{\pi} = C_{\pi} + C_{\mu}$.



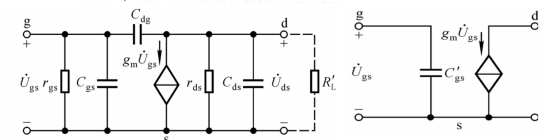
2. 电流放大倍数频率响应

$\beta = \frac{g_m}{j\omega C_{\mu}}$, 共射截止频率 $f_{\beta} = \frac{1}{2\pi r_{be} C_{\mu}}$, 低通. 由 f_{β} 可求 C_{μ} .
 特征频率 $f_T \approx \beta f_{\beta}$ 为 $|\beta| = 1$ 时的 f . $f_{\alpha} = f_T$, 共基截止频率, 高于 f_{β} .



三、场效应管高频等效模型

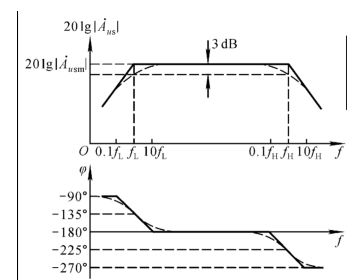
三极间有结电容, C_{gs} 等效至 gs 端, $C_{gs}' = C_{gs} + (1+g_m R_L) C_{gd}$.
 比中频增加 C_{gs} , gs 有电流.



四、单管放大电路频率响应

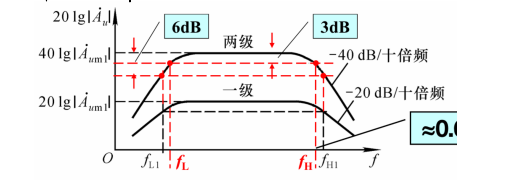
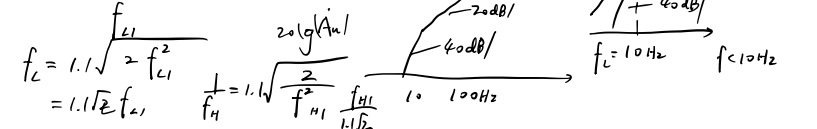
1. 共射

- (1) 中频: C 短路, C_{π} 开路, $A_{usm} = \frac{R_i}{R_i + R_s} \cdot \frac{r_{be}}{r_{be}} \cdot (-g_m R_c)$, 与频率无关.
 - (2) 低频: C_{π} 开路, 考虑 C_{μ} , C 前侧戴维南等效, $\dot{U}_s' = \frac{R_i}{R_i + R_s} \cdot \frac{r_{be}}{r_{be}} \cdot (-g_m R_c) \dot{U}_s$, $f_L = \frac{1}{2\pi(R_c + R_i)C}$, $A_{usl} = A_{usm} \cdot \frac{jf/f_L}{1 + jf/f_L}$.
 $f \gg f_L$, $20 \lg |A_{usl}| \approx 20 \lg A_{usm}$
 $f = f_L$, $20 \lg |A_{usl}|$ 下降 3dB, $\varphi = -180^\circ + 45^\circ = -135^\circ$.
 $f \ll f_L$, $20 \lg |A_{usl}| \approx 20 \lg (A_{usm} \frac{f}{f_L})$, $\varphi \rightarrow -90^\circ$.
 - (3) 高频: C 短路, 考虑 C_{π} , 等效 $\dot{U}_s' = \frac{r_{be}}{r_{be}} \cdot \frac{R_i}{R_s + R_i} \cdot \dot{U}_s$, $R = r_{be} \parallel (r_{bb'} + R_s \parallel R_i)$.
 $A_{ush} = -g_m R_c' \cdot \frac{j\omega C_{\pi}}{R + j\omega C_{\pi}} \cdot \frac{r_{be}}{r_{be}} = \frac{R_i}{R_s + R_i} \cdot \frac{r_{be}}{r_{be}} \cdot \frac{1}{1 + j\omega R C_{\pi}} \cdot (-g_m R_c')$, $f_H = \frac{1}{2\pi R C_{\pi}'}$, $A_{ush} = A_{usm} \cdot \frac{1}{1 + jf/f_H}$.
 $f \ll f_H$, $20 \lg |A_{ush}| \approx 20 \lg |A_{usm}|$
 $f = f_H$, $20 \lg |A_{ush}|$ 下降 3dB, $\varphi = -180^\circ - 45^\circ = -225^\circ$.
 $f \gg f_H$, $20 \lg |A_{ush}| \approx 20 \lg |A_{usm}| - 20 \lg \frac{f}{f_H}$, $\varphi \rightarrow -270^\circ$.
- 全频: $A_{us} = \frac{A_{usm} \cdot jf/f_L}{(1 + jf/f_L)(1 + jf/f_H)}$ (叠加)
 $f_L \ll f \ll f_H$: 中频, $A_{us} \approx A_{usm}$.
 f 接近 f_L : 低频, $A_{us} \approx A_{usl}$.
 f 接近 f_H : 高频, $A_{us} \approx A_{ush}$.
- (4) 带宽增益积: 增大带宽需减小 $f_L = \frac{1}{2\pi(R_c + R_i)C}$ (增大 R_c, C), 增大 $f_H = \frac{1}{2\pi R C_{\pi}'}$ (减小 R, C_{π}')
 会减小 $|A_{usl}|$. 用 $|A_{um} f_{bw}| \approx |A_{um} f_H|$ 衡量, $|A_{um} f_{bw}| \approx \frac{1}{2\pi(r_{bb'} + R_s)C_{\pi}'}$

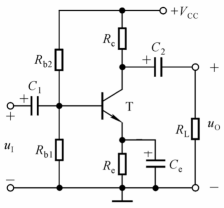


五、多级放大电路频率响应

两级与一级比, $f_{L2} \approx 0.643 f_{L1}$, $f_{L3} \approx 1.56 f_{L1}$, 三级 $f_{H3} \approx 0.52 f_{H1}$, $f_{L3} \approx 1.91 f_{L1}$, 频带变窄. (各级同频率特性)
 放大倍数为各级之积. $f_L = 1.1 \sqrt{2} f_{L1}$, $f_H = 1.1 \sqrt{2} f_{H1}$

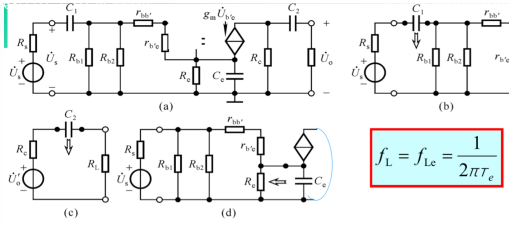
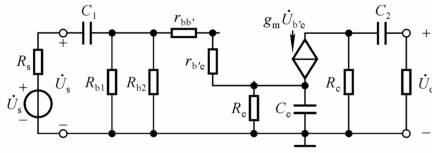


例题4.5.2 电路的下限频率决定于哪个电容?



$$C_1 = C_2 = C_e$$

单独求一个电容确定的 τ ,
其它电容短路



$$f_L = f_{Le} = \frac{1}{2\pi\tau_e}$$

C_2, C_e 短路, 求出 $\tau_1 = (R_s + R_{b1} \parallel R_{b2} \parallel r_{be})C_1$

C_1, C_e 短路, 求出 $\tau_2 = (R_c + R_L)C_2$

C_1, C_2 短路, 求出 $\tau_e = (R_c \parallel \frac{r_{be} + R_s \parallel R_{b1} \parallel R_{b2}}{1 + \beta})C_e$

τ_e 远小于 τ_1, τ_2 电路的下限截止频率就是 f_{Le} $\rightarrow f_L \approx f_{Le} \gg C_1, C_2$

高频 f_H : C_1, C_2, C_e 短路, 由 C_c 确定

△ 五、放大电路的负反馈

1. 熟练掌握四种负反馈的判断 △

(1) 用瞬时极性法判断负反馈;

(2) 对于共射电路来说, 用电路结构形式判断反馈类型, 即“集出为压, 射出为流, 基入为并, 射入为串”。

教材: 图 5.1.4, 图 5.2.2, 图 5.2.4, 例题: 5.2.1, 5.2.2 作业: 5.6, 5.7

2. 熟练掌握有负反馈时的放大倍数、电压放大倍数的计算

(1) 熟练掌握 4 种类型负反馈电路的反馈系数公式;

(2) 深度负反馈的条件: 忽略净输入量, 即 $\dot{U}_i \approx \dot{U}_f$, $\dot{I}_i \approx \dot{I}_f$;

(3) 熟练掌握放大倍数 A_f , 电压放大倍数 \dot{A}_{uf} 和 \dot{A}_{usf} 的估算。例题: 5.4.1, 5.4.2, 5.4.3, 作

业: 5.8, 5.9

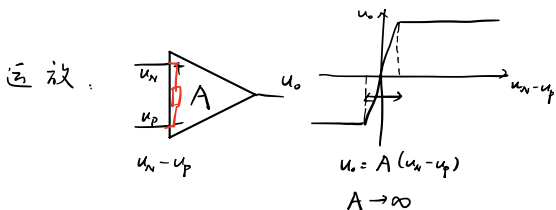
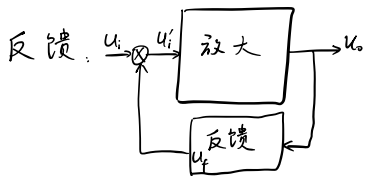
3. 负反馈对放大电路性能的改善

(1) 对放大倍数的影响, 掌握 $\dot{A}_f = \frac{A}{1+AF}$ 、 $\frac{dA_f}{A_f} = \frac{1}{1+AF} \cdot \frac{dA}{A}$ 公式及物理意义

(2) 对输入电阻的影响, 掌握 $R_{if} = (1+AF)R_i$ 、 $R_{if} = \frac{R_i}{1+AF}$ 公式及物理意义

(3) 对输出电阻的影响, 掌握 $R_{of} = (1+AF)R_o$ 、 $R_{of} = \frac{R_o}{1+AF}$ 公式及物理意义

(4) 对通频带的影响, 掌握 $f_{HF} = (1+A_m F)f_H$ 、 $f_{Lf} = \frac{f_L}{1+A_m F}$ 、 f_{bwf} 公式及物理意义



线性 $\left\{ \begin{array}{l} \textcircled{1} u_n \approx u_p \text{ 虚短} \\ \textcircled{2} i_n \approx 0, i_p \approx 0 \text{ 虚断} \end{array} \right.$

一、反馈

1. 概念

输出作用于输入，反馈量：\$U_o, I_o\$

正/负反馈：使输出变化增大/减小

直/交流反馈：直/交流通路中的反馈

局部/总体反馈：一级放大电路内，多级之间的反馈

2. 判断

(1) 有无反馈：输出输入是否相连，且有无影响

(2) 反馈极性：净输入量增/减

瞬时极性法：定输入 \$X_i\$ 极性，分析净输入 \$X_i'\$，反馈 \$X_f\$ 极性

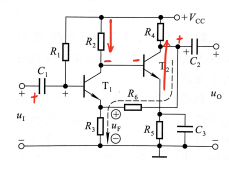
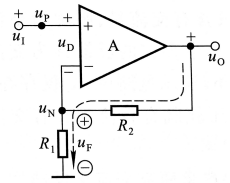
\$X_i' = X_i - X_f\$，负反馈；\$X_i' = X_i + X_f\$，正反馈

$$u_o = u_i - u_f$$

eg1. 输入 \$u_i\$ 假设 +，净输 \$u_o\$ +，\$u_o\$ +，反馈量 \$u_f\$ +，使 \$u_o\$ ↓，负反馈

* 运放接至 + 为正反馈，- 为负反馈

eg2. 判断 \$R_2\$ 交流反馈极性：\$u_i\$ 输入 +，\$u_{o2}\$ 净输入 +，两级放大 \$V_{o2}\$ +，\$u_f\$ +，使 \$u_{o2}\$ ↓，负反馈



二、四种基本组态

1. 运放组成

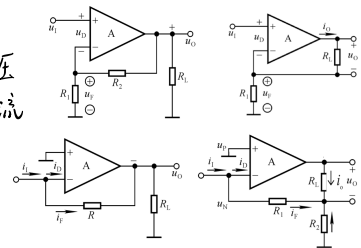
(1) 电压串联：\$u_f \propto u_o\$，电阻分压 \$u_f = \frac{R_1}{R_1+R_2} u_o\$ (\$i_f \approx 0\$)

(2) 电压并联：\$R_1, R_2\$ 反馈，\$u_f = i_f R_1\$

(3) 电流串联：输入分流，\$i_f = -\frac{u_o}{R}\$ (\$u_f \approx 0\$)

(4) 电流并联：\$i_f \propto i_o\$，电阻分流 \$i_f = -\frac{R_2}{R_1+R_2} i_o\$

电压：\$X_f\$ 取自电压
 电流：\$X_f\$ 取自电流
 串联：\$u_f\$
 并联：\$i_f\$



2. 判断

(1) 电压/流：看结构/推 \$X_f \sim X_o\$ / 令 \$u_o = 0\$，若 \$X_f = 0\$，则为电压反馈

(2) 串/并联：看结构，输入端分压/分流

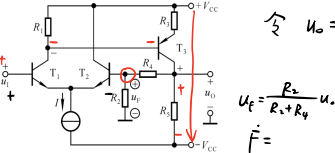
eg1. 令 \$u_o = 0\$，无反馈，为电压反馈

* 对标准共射：集出为压，射出为流，基入为并，射入为串

输入端分流，\$i_i = i_f + i_o\$，并联
 $i_f = -\frac{u_o}{R_f}$

eg2. \$u_o = u_i - u_f\$，串联反馈，\$u_f\$ +，\$u_{o1}\$ -，\$u_{o2}\$ +，\$u_f\$ -，负反馈

令 \$u_o = 0 \Rightarrow u_f = 0\$，电压反馈

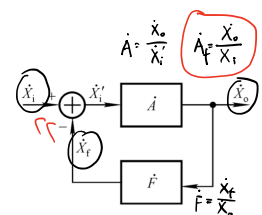


三、方框图，一般表达式

(1) 方框图：输入 \$X_i\$，净输入 \$X_i'\$，输出 \$X_o\$ 经反馈网络 \$F\$ 得 \$X_f\$，\$X_i' = X_i - X_f\$

\$A = \frac{X_o}{X_i'}\$ 为基本放大倍数，\$F = \frac{X_f}{X_o}\$ 为反馈系数，\$A_f = \frac{X_o}{X_i}\$ 为反馈放大倍数

\$A_f = \frac{A}{1+A_f F}\$，有反馈放大倍数 ↓，环路放大倍数 \$A_f F = \frac{X_o}{X_i}\$



四、深度负反馈

$$A_f F \gg 1 \quad A_f = \frac{X_o}{X_i} \gg 1$$

1. 实质

\$A_f F \gg 0\$，\$|1+A_f F| \gg 1\$，\$A_f \approx \frac{1}{F}\$，\$X_i \approx X_f\$，净输入可忽略

2. 分析

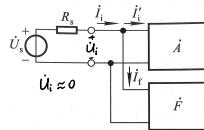
(1) 电压串联：求 \$F_{in} = \frac{u_f}{u_o}\$，\$A_{uf} \approx \frac{1}{F_{in}}\$

例如运放：\$F_{in} = \frac{R_1}{R_1+R_2}\$，\$A_{uf} = 1 + \frac{R_2}{R_1}\$

(2) 电压并联：求 \$F_{in} = \frac{i_f}{u_o}\$，\$A_{uf} = \frac{u_o}{i_f} \approx \frac{u_o}{i_o R_s} = \frac{1}{R_s F_{if}}\$ (\$R_s \gg R_{if}\$)

(3) 电流串联：\$F_{if} = \frac{u_f}{i_o}\$，\$A_{if} \approx \frac{i_o R_c}{u_f} = \frac{R_c}{F_{if}}\$

(4) 电流并联：\$F_{if} = \frac{i_f}{i_o}\$，\$A_{if} = \frac{u_o}{i_f} \approx \frac{i_o R_c}{i_f} = \frac{1}{F_{if}} \cdot \frac{R_c}{R_s}\$

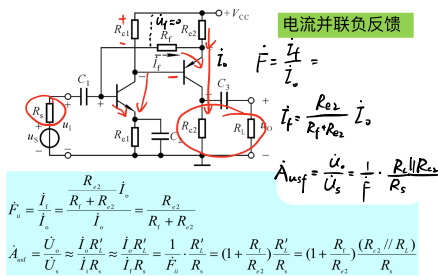


反馈组态	\$X_i, X_i', X_f\$	\$X_i\$	\$A\$	\$F\$	\$A_f\$	功能
电压串联	\$u_i, u_i', u_f\$	\$u_i\$	\$A_u = \frac{u_o}{u_i'}\$	\$F_u = \frac{u_f}{u_o}\$	\$A_{uf} = \frac{u_o}{u_i}\$	\$u_i\$ 控制 \$u_o\$，电压放大
电压并联	\$u_i, u_i', u_f\$	\$i_i\$	\$A_u = \frac{u_o}{i_i'}\$	\$F_u = \frac{u_f}{u_o}\$	\$A_{uf} = \frac{u_o}{i_i}\$	\$i_i\$ 控制 \$u_o\$，电压转换成电流
电流串联	\$i_i, i_i', i_f\$	\$u_i\$	\$A_i = \frac{i_o}{i_i'}\$	\$F_i = \frac{i_f}{i_o}\$	\$A_{if} = \frac{i_o}{i_i}\$	\$i_i\$ 控制 \$i_o\$，电流转换成电压
电流并联	\$i_i, i_i', i_f\$	\$i_i\$	\$A_i = \frac{i_o}{i_i'}\$	\$F_i = \frac{i_f}{i_o}\$	\$A_{if} = \frac{i_o}{i_i}\$	\$i_i\$ 控制 \$i_o\$，电流放大

反馈组态	\$A_{uf}\$ 或 \$A_{if}\$
电压串联	\$A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} \approx \frac{u_o}{u_i'} \cdot \frac{1}{F_{in}}\$
电压并联	\$A_{uf} = \frac{u_o}{i_i} \approx \frac{1}{F_{if}} \cdot \frac{1}{R_s}\$
电流串联	\$A_{if} = \frac{i_o}{i_i} \approx \frac{1}{F_{if}} \cdot R_c\$
电流并联	\$A_{if} = \frac{i_o}{i_i} \approx \frac{1}{F_{if}} \cdot \frac{R_c}{R_s}\$

\$A_f = \frac{1}{F}\$，(电流 \$\times R_c\$)，(并联 \$\times \frac{1}{R_s}\$)
 并联时求 \$A_{uf}\$

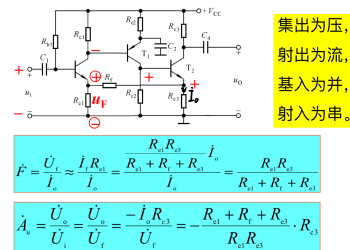
例5.4.2 求在深度负反馈条件下的电压放大倍数。



讨论一

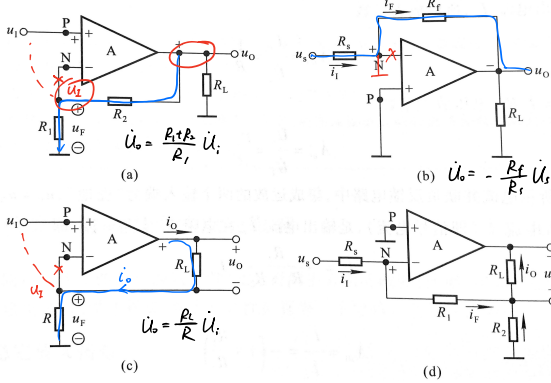
电流串联负反馈

求解在深度负反馈条件下电路的电压放大倍数。



3. 理想运放分析

$A_{id} = \infty, r_{id} = \infty, r_o = 0 \Rightarrow u_n = u_p = 0$, 虚短; $i_n \approx i_p = 0$, 虚断。



五. 负反馈的影响

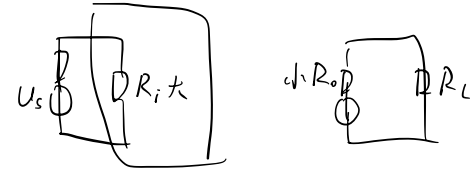
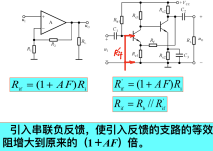
1. 稳定放大倍数

$A_f = \frac{A}{1+AF} \Rightarrow dA_f = \frac{dA}{(1+AF)^2}$, $\frac{dA_f}{A_f} = \frac{1}{1+AF} \cdot \frac{dA}{A}$. 稳定 $1+AF$ 倍. 深度负反馈时 A_{uf} 只与电阻有关, 稳定。

2. 改变电阻

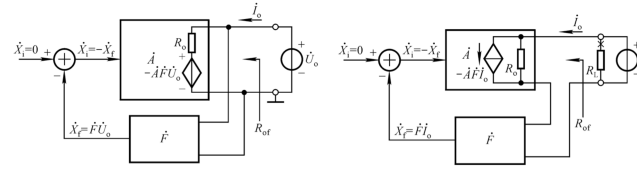
(1) 输入电阻

- ① 串联: $R_{if} = (1+AF)R_i$, 增大
- ② 并联: $R_{if} = \frac{R_i}{1+AF}$, 减小



(2) 输出电阻

- ① 电压: 输出端等效, 开路电压为 $-AX_f = -AFu_o$.
 $R_{of} = \frac{u_o}{i_o} = \frac{R_o}{1+AF}$, 减小.
- ② 电流: 诺顿等效, 短路电流为 $-AX_f = -AFi_o$.
 $R_{of} = \frac{u_o}{i_o} = (1+AF)R_o$, 增大.



3. 展宽通带

$A_{uf} = \frac{A_{mf}}{1 + j\frac{f}{f_{Hf}}} = \frac{A_{mf}}{1 + j\frac{f}{(1+A_m F)f_{Hf}}} = \frac{A_{mf}}{1 + j\frac{f}{f_{Hf}'}}$, $f_{Hf}' = (1+A_m F)f_{Hf}$, $f_{Lf}' = \frac{f_{Lf}}{1+A_m F}$, 展宽。

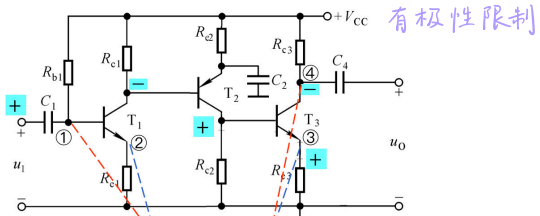
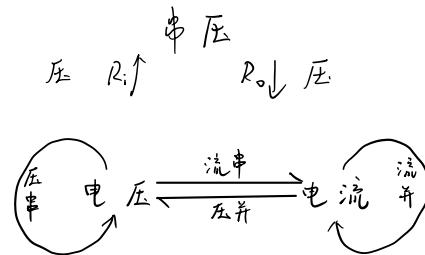
4. 减小失真

输入 X_i \rightarrow 输出 X_o . 失真 \rightarrow 反馈 X_f 失真 \rightarrow 失真 \downarrow

入: 电压, $R_i \uparrow$, 串
 出: 电压, $R_o \downarrow$, 压

5. 引入负反馈原则

- (1) 稳 Q 点/动态, 直流/交流
- (2) 增/减 R_i : 串/并
- (3) 稳压 (R_o 小): 电压
 稳流 (R_o 大): 电流
- (4) 压/流转换: 输出为输入控制的源, 在图示电路中能够引入哪些组态的交流负反馈?



只能引入电压并联或电流串联两种组态的交流负反馈。

六、信号的运算和处理

1. 熟练掌握集成运放的线性分析依据（输入端的虚短、虚断和虚地）；
2. 熟练掌握比例运算电路（反相比例运算、同相比例运算、电压跟随器）。

- (1) 标准电路模型；
- (2) 输入电压与输出电压的关系式；
- (3) 电压放大倍数；
- (4) 静态平衡电阻；
- (5) 负反馈类型；
- (6) 输入电阻和输出电阻。 教材：例题 6.1.2 作业：6.4, 6.5。

3. 熟练掌握加法、减运算电路

- (1) 标准电路模型；
- (2) 输入电压与输出电压的关系式；
- (3) 电压放大倍数；
- (4) 静态平衡电阻。 作业：6.6, 6.9, 6.10

4. 熟练掌握积分、微分算电路

- (1) 标准电路模型；
- (2) 输入电压与输出电压的关系式；电压放大倍数
- (3) 波形分析
- (4) 静态平衡电阻。 教材：例题 6.1.4, 作业：6.11, 6.16

注意 1: 对于多输入信号的加、减法运算电路，可用叠加原理来分析。

注意 2: 对于同相输入端加入多个输入信号的电路，求 u_p 时可用两个结点电压公式来分析。

注意 3: 积分运算和微分运算电路要会画输出电压波形。

5. 有源滤波器

- (1) 熟练掌握低通、高通、带通、带阻滤波器的定义与物理意义；
- (2) 熟练掌握有源低通一阶滤波器的电压放大倍数与频率的关系式，通带放大倍数，截止频率；
 A_{v-f}
- (3) 通带截止频率与特征频率的概念与定义。
- (4) 通带截止频率公式；
- (5) 会画幅频特性（波特图）；
- (6) 理解二阶有源低通滤波器（简单二阶、压控电压源、无限增益）的电路结构、工作原理及特点，掌握其通带放大倍数、特征频率的计算。

6. 基本运算电路的设计

- (1) 画出电路图
- (2) 选择元件参数。教材：例题 6.1.3 作业：6.3,

一、基本运算电路

运放工作在线性区, $u_o = A_{od}(u_p - u_n)$, 虚短虚断, 负反馈 A_{od} , 加宽线性区

1. 比例运算

(1) 基本电路

① 输出: $u_n = 0, i_r = i_f \Rightarrow u_o = -\frac{R_f}{R} u_1$

② 输入电阻: $R_i = R$, 小, 增大 R_i 需较大 R_f

③ R' 静态平衡电阻, 使运放两管 Q 点相同, $R' = R \parallel R_f$

(2) T形网络反相电路

① 输出: $u_o = -\frac{R_2 + R_3}{R_3} \frac{R_2 \parallel R_3 + R_4}{R_1} u_1$

② $R_1 = R_1$, R_3 取小即可使 u_o 大

(3) 同相电路

① 输出: $u_o = (1 + \frac{R_f}{R}) u_1$

② 输入电阻: $R_i = \infty$

③ 输出电阻: $R_o = 0$

2. 电压跟随器

(1) 输出: $u_o = u_i$

(2) 作用: $R_i = \infty, R_o = 0$, 改善阻抗

3. 加法运算

(1) 反相求和: 基本反相比例输入并联

$u_o = -R_f i_f = -R_f (\frac{u_{i1}}{R_1} + \frac{u_{i2}}{R_2} + \frac{u_{i3}}{R_3})$

(2) 同相求和: 同相比例运放输入并联

$u_o = (1 + \frac{R_f}{R}) u_p, \frac{u_{i1} - u_p}{R_1} + \frac{u_{i2} - u_p}{R_2} + \frac{u_{i3} - u_p}{R_3} = \frac{u_p}{R_4} \Rightarrow u_p = (R_1 \parallel R_2 \parallel R_3 \parallel R_4) (\frac{u_{i1}}{R_1} + \frac{u_{i2}}{R_2} + \frac{u_{i3}}{R_3})$

$u_o = \frac{R + R_f}{R_f} R_p (\frac{u_{i1}}{R_1} + \frac{u_{i2}}{R_2} + \frac{u_{i3}}{R_3}) \cdot R_f = R_f \frac{R_p}{R_f} (\frac{u_{i1}}{R_1} + \frac{u_{i2}}{R_2} + \frac{u_{i3}}{R_3}) = R_f (\frac{u_{i1}}{R_1} + \frac{u_{i2}}{R_2} + \frac{u_{i3}}{R_3})$

4. 减法

(1) 两输入: $u_o = -\frac{R_f}{R} (u_{i1} - u_{i2})$ 实现差分放大

(2) 多输入: $u_o = R_f (\frac{u_{i3}}{R_3} + \frac{u_{i4}}{R_4} - \frac{u_{i1}}{R_1} - \frac{u_{i2}}{R_2})$

5. 积分

$i_c = \frac{u_i}{R} = C \frac{du_o}{dt} = -C \frac{du_o}{dt} \Rightarrow u_o = -\frac{1}{RC} \int u_i dt$ 输出积分分量

防止 u_i 低频使 u_o 过大, C 并联电阻分流

6. 微分

$i_c = C \frac{du_i}{dt}, u_o = -i_c R = -RC \frac{du_i}{dt}$

存在阻塞 (u_i 过大, 运放卡在非线性区), 串 R 限流, 并稳压管限幅

自激振荡: 并小电容补偿相位

7. 对数

利用 PN 结压流关系, $i_c = I_s e^{-\frac{u_{BE}}{U_T}} = \frac{u_o}{R}, u_o = -u_{BE} = -U_T \ln \frac{u_i}{I_s R}, u_i > 0$

I_s 受温度影响, 类似差放, $u_{P1} = u_{BE2} - u_{BE1} = -U_T \ln \frac{u_{i1}}{I_s R_1}, u_o = (1 + \frac{R_2}{R_1}) u_{P2}$

$= -(1 + \frac{R_2}{R_1}) U_T \ln \frac{u_{i1}}{I_s R_1}, R_1$ 热敏补偿 U_T 变化, T, R_1, U_T

8. 指数

$i_c = I_s e^{-\frac{u_i}{U_T}}, u_o = -i_c R = -I_s R e^{-\frac{u_i}{U_T}}, u_i > 0, \text{且 } u_i \text{ 较小}$

I_s 影响: 对称电路

9. 乘除

通过对数加减实现: $a \cdot b = e^{\ln a + \ln b}, u_o = -\frac{u_{i1} \cdot u_{i2}}{I_s R}$

二、* 模拟乘法器

1. 功能

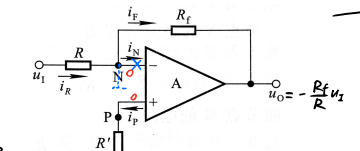
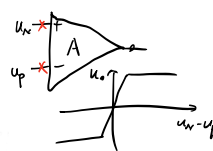
$u_o = k u_x u_y$, 理想 $k=0, k$ 不变

2. 结构

变跨导型, $u_o = \frac{R_c}{2U_T R_e} u_x u_y$

三、有源滤波电路

1. 滤波电路

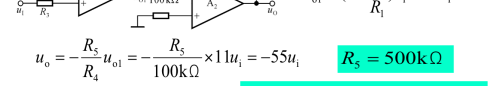


例6.1.2 已知集成运放的最大幅值为 $\pm 14V, u_i = -55u_o$ 求

(1) R_3 , (2) 若 u_i 与地换接, u_o 有什么变化?

(3) 若 $u_i = 10mV$, 而 $u_o = -14V$, 电路会出现什么问题?

解: (1)

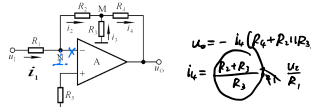


$u_{o1} = (1 + \frac{R_2}{R_1}) u_{i1} = 11u_i$

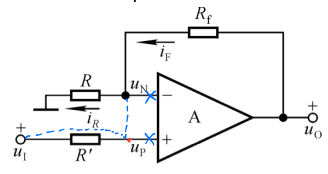
$u_o = -\frac{R_5}{R_4} u_{o1} = -\frac{R_5}{100k\Omega} \times 11u_i = -55u_i, R_5 = 500k\Omega$

(2) $u_{o1} = -\frac{R_2}{R_1} u_{i1} = -10u_i, u_o = -\frac{R_5}{R_4} u_{o1} = -5 \times (-10)u_i = 50u_i$

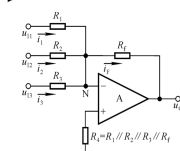
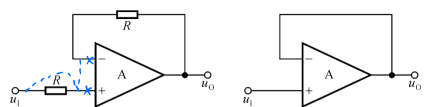
(3) $u_i = 10mV$, 正常情况下, 当 $u_o = -14V$ 时, 至少一级 $u_o = -55 \times 10mV = -550mV$ 运放工作在开环状态等等。



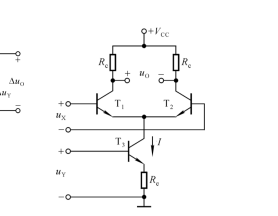
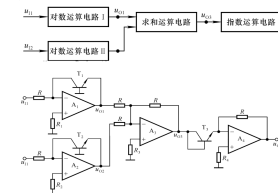
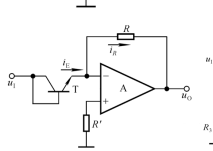
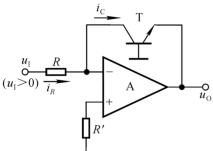
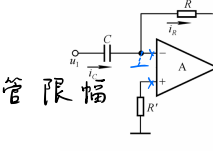
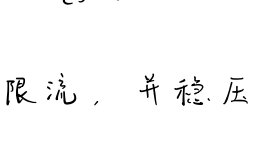
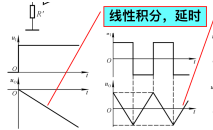
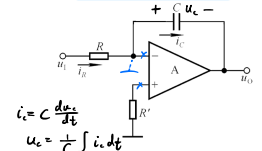
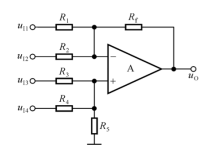
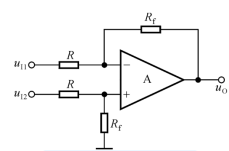
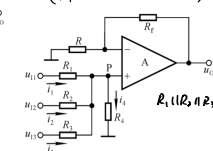
$u_o = -\frac{R_f(R_2 + R_3 + R_4)}{R_1} u_i$



$u_o = \frac{R_f + R}{R} u_i$



$u_o = -(\frac{R_f}{R_1} u_{i1} + \dots)$



(1) 功能: 通过指定频段信号

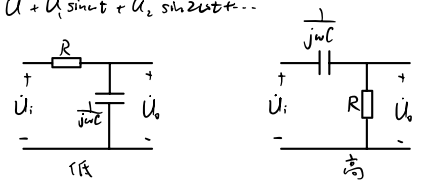
(2) 种类: 低通(LPF), 高通(HPF), 带通(BPF), 带阻(BEF), 全通(APF)

(3) 幅频特性: $|A_u| \sim f$, 截止频率 f_p , 下降速率.

(4) 无源滤波: 空载 $A_u = \frac{|A_{up}|}{1 + (f/f_p)^2}$, $|A_{up}| = 1$, $f_p = \frac{1}{2\pi RC}$. 受负载影响
 有载 $A_{up} = \frac{R_2}{R_2 + R_L} < 1$, $f_p' = \frac{1}{2\pi(R_2 || R_L)C}$

有源滤波: 运放, 隔离负载与滤波电阻; A_{up} 可 > 1 .

$$U_1 + U_1 \sin \omega t + U_2 \sin 2\omega t + \dots$$



2. 低通滤波器

(1) 同相输入

① 一阶: $A_{up} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$, $f_p = \frac{1}{2\pi RC}$, $A_u = \frac{A_{up}}{1 + j\frac{f}{f_p}}$, $A_u(s) = (1 + \frac{R_2}{R_1}) \frac{1}{1 + sRC}$.

② 简单二阶: $A_u(s) = \frac{U_o(s)}{U_p(s)} \cdot \frac{U_p(s)}{U_i(s)} = (1 + \frac{R_2}{R_1}) \frac{1}{1 + 3sRC + (sRC)^2}$, 有 s^2 项.

$A_u = (1 + \frac{R_2}{R_1}) \frac{1}{1 - (\frac{f}{f_0})^2 + 3j\frac{f}{f_0}}$, $f_p \approx 0.37f_0$, 按 -40dB/十倍频下降.

③ 压控电压源二阶: 引入正反馈改善 f_0 附近.

$A_{up} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$, $A_u(s) = \frac{A_{up}(s)}{1 + (3 - A_{up}(s))sRC + (sRC)^2}$, $A_u = \frac{A_{up}}{1 - (\frac{f}{f_0})^2 + j(3 - A_{up})\frac{f}{f_0}}$, $A_{up} < 3$, 否则自激.

品质因数 $Q = \frac{1}{3 - A_{up}}$, $f = f_0$ 时, $|A_u| = Q|A_{up}|$, 若 $Q = 1$, 则 $|A_u| = |A_{up}|$

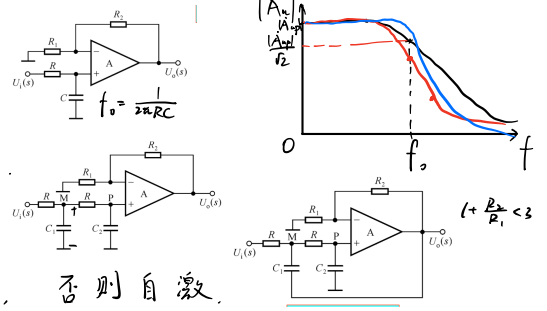
(2) 反相输入

① 一阶: $A_{up} = -\frac{R_2}{R_1}$, $A_u(s) = -\frac{R_2 || \frac{1}{sC}}{R_1}$, $A_u = \frac{A_{up}}{1 + j\frac{f}{f_0}}$, $f_0 = \frac{1}{2\pi R_2 C}$.

② 二阶: 改善为无限增益多路反馈, $A_u(s) = \frac{A_{up}(s)}{1 + sC_1 R_2 R_f (\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_f}) + s^2 C_1 C_2 R_2 R_f}$.

不会自激 $f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_1 C_2 R_2 R_f}}$, $A_u = (1 + \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \frac{R_2 || R_f}{R_1 || R_2 || R_f}) \frac{1}{1 - (\frac{f}{f_0})^2}$.

$Q = (R_1 || R_2 || R_f) \frac{C_1 R_2 R_f}{C_2}$.



3. 高通滤波器

与低通对偶, 阻容互换.

(1) 压控电压源二阶: $A_u(s) = \frac{A_{up}(s)}{1 + (3 - A_{up}(s))sRC + (sRC)^2}$, $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$.

(2) 无限增益: $A_{up} = -\frac{C_1}{C_2}$, $Q = (C_1 + C_2 + C_3) \sqrt{\frac{R_2}{C_2 C_3 R_1}}$.

4. 带通滤波器

高通 + 低通 串联

5. 带阻滤波器

高通 + 低通 并联, 相加.

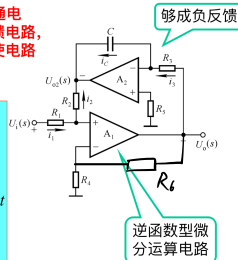
6. 状态变量型滤波器

用基本运算电路组成.

(1) 积分电路

(2) 多阶滤波

由于积分电路具有低通电路的特性, 将其作为负反馈电路, 则可得到微分运算电路, 使电路具有高通特性.



$$i_1 = i_2$$

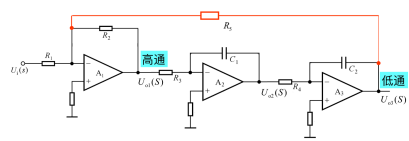
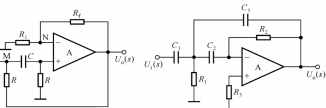
$$\frac{u_i}{R_1} = -\frac{u_{o1}}{R_1}$$

$$u_{o1} = -\frac{R_1}{R_1} u_i = -\frac{1}{RC} \int u_i dt$$

$$u_o = \frac{R_2 RC}{R_1} \frac{du_{o1}}{dt}$$

够成负反馈

逆函数型微分运算电路



七、波形的发生和信号的转换

1. 正弦波振荡电路

- (1) 熟练掌握自激振荡条件、起振条件；
- (2) 熟练掌握 RC 正弦波振荡电路是否振荡的判断及振荡频率；
- (3) 熟练掌握 LC 正弦波振荡电路是否振荡的判断及振荡频率。

教材：图 7.1.6，图 7.1.13，图 7.1.16，图 7.1.19。作业：7.4，7.7，7.10

2. 电压比较器

- (1) 熟练掌握集成运放的非线性分析依据： $u_N > u_P, u_o = -U_{OM}$ $u_P > u_N, u_o = +U_{OM}$
- (2) 熟练掌握单限比较器、滞回比较器电路结构、阈值电压的求解、电压传输特性和输出波形的画法。

教材：例题 7.2.1，7.2.2，7.2.3 作业：7.13，7.14。

- (3) 掌握窗口比较器的工作原理和电压传输特性。

3. 非正弦波发生电路

- (1) 熟练掌握矩形波发生电路的工作原理、输出波形、占空比的调节、幅值和频率的调节。

教材：例题 7.3.1，作业：7.17。

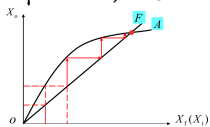
- (2) 熟练掌握三角波发生电路的工作原理、输出波形、幅值和频率的调节。
- (3) 熟悉矩齿波发生电路的工作原理、输出波形、幅值和频率的调节。

一、正弦波振荡电路

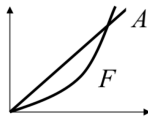
1. 振荡电路

(1) 条件：无输入，需正反馈、选频网络。

$X_f = AF X_i$ ，需存在特定频率 f_0 ，使 $|AF| > 1$ 且 $\varphi_A + \varphi_F = 0$ 以起振出单一频率波 f_0 被放大，其余衰减。



A 非线性使振荡稳定

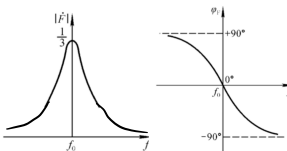
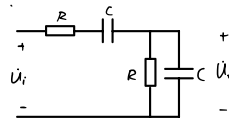


F 非线性可交在 A 线性区，不失真

(2) 组成：放大电路、正反馈、选频网络、稳幅环节。

(3) 分析：判断相位条件、幅值条件

(4) 分类：RC (低)、LC、石英晶体。



2. RC 振荡电路

(1) 串并联选频网络： $F = \frac{R \parallel \frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C} + R \parallel \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{3 + j(\omega RC - \frac{1}{\omega RC})}$, $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$, 带通。

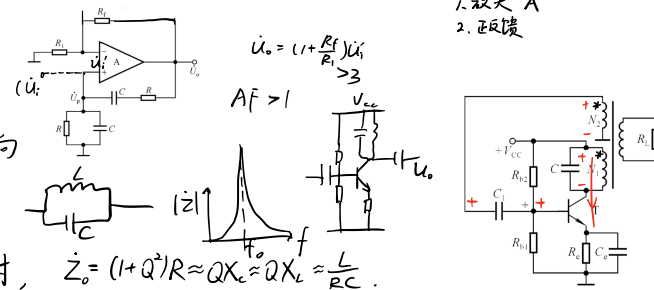
$\varphi_F = 0$, 选中频率 $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$, $F = \frac{1}{3}$. 需 $A_u = 3$. \rightarrow 可用共射+压串负反馈/运放。

(2) 桥式振荡电路：A 用同相比例运放， $1 + \frac{R_f}{R_1} \geq 3$.

串二极管非线性环节，幅值稳定

并稳压管限幅。

缺点：频率 $\leq 1\text{MHz}$, R 太小时受运放 R_o 影响



3. LC 振荡电路

(1) LC 谐振回路，LC 并联， $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ 时谐振， $Z_0 = \infty$.

实际 $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L} + \frac{1}{C}} \cdot \sqrt{C}$, $Q = \frac{\omega_0 L}{R}$, $Q \gg 1$ 时, $\omega_0 \approx \frac{1}{\sqrt{LC}}$, $Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$, $f \cdot f_0$ 时, $Z_0 = (1+Q^2)R \approx QX_L \approx QX_C = \frac{L}{RC}$.

(2) 变压器反馈式：LC 并联代替共射中 R_c , 则 $f \cdot f_0$, $R_c \rightarrow \infty$, 放大, 其余衰减。

等效为 R', L' , $Q = \frac{1}{R'} \sqrt{\frac{L'}{C}}$, $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L'C}}$, $|Z| = Q|Z_L|$, $U_f = I_c R_c$, $\frac{U_f}{U_i} = \omega_0 M Q \beta \frac{1}{r_{be}} > 1 \Rightarrow \beta > \frac{r_{be}}{\omega_0 M Q} = \frac{r_{be} R_c C}{M}$.

(3) 电感反馈式： N_1, N_2 合并, $f_0 \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1+L_2+2M)C}}$.

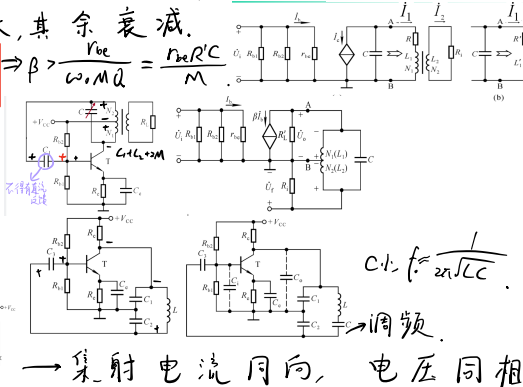
$|F| = \frac{L_2 M}{L_1 + M}$, 等效负载 $R'' = R_c' \parallel \frac{R_f}{M}$, $A_u = -\beta \frac{R''}{r_{be}}$, $|AF| > 1 \Rightarrow \beta > \frac{L_1 + M}{L_2 + M} \frac{r_{be}}{R_c'}$.

$\frac{L_1}{L_2}$ 需合适, 耦合紧, 易起振; 高次谐波多 \rightarrow 电容反馈

(4) 电容反馈式： C_1, C_2 连二极管三极, $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}}$, $|F| \approx \frac{C_1}{C_2}$.

$R_c' = R_c \parallel \frac{R_f}{M}$, $|A_u| = \beta \frac{R_c'}{r_{be}} \Rightarrow \beta > \frac{C_2}{C_1} \frac{r_{be}}{R_c'}$. C_1, C_2 不能过小, 否则受结电容影响, 波形好, 频率范围小。

共基式：结电容影响小, 频率可超 100MHz.



4. 晶振电路

(1) 石英晶体

① 压电效应：电场 \Rightarrow 机械振动，固有频率 f_0 .

② 等效电路： $C_0 \parallel RLC$, 不振为 C_0 , $C_0 = xx\text{pF}$, $L = xx\text{mH}$.

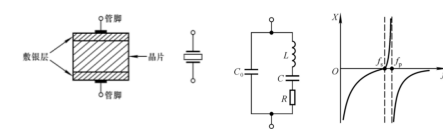
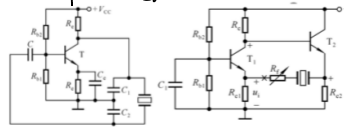
串联谐振时 $f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$, $R \ll \omega C_0$, $Z = R$.

$f = f_0$ 容性, $f_s = f_0 \sqrt{\frac{C_0}{C_0 + C}}$ 感性, $f_p = f_0 \sqrt{1 + \frac{C_0}{C}} \approx f_s$, 感性频带窄, $Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \approx 10^4 \sim 10^6$.

(2) 振荡电路

① 并联型： $f_0 = f_p$

② 串联型： $f_0 = f_s$



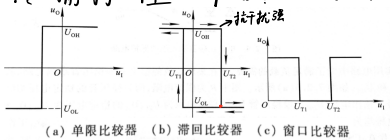
二、电压比较器

1. 概述

(1) 功能：输出电压大小比较结果 0, 1.

(2) 描述：传输特性 $u_o = f(u_i)$: $u_i > U_T$, $u_o = U_{om}$; $u_i < U_T$, $u_o = -U_{om}$.

(3) 分类：

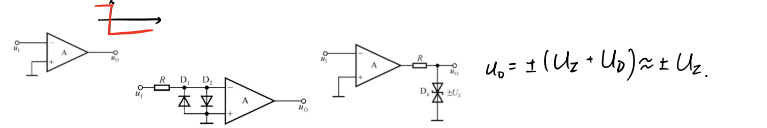


(4) 运放工作区：非线性区，输出 0/1，引入正反馈使跳变更快。

2. 单限比较器

(1) 过零比较器： $U_T = 0$, $u_i > 0$, $u_o = +U_{om}$; $u_i < 0$, $u_o = -U_{om}$.

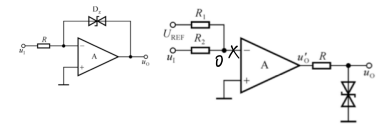
输入、输出限幅：



反馈限幅：工作在线性区，状态转换快，保护输入。

(2) 一般形式：外加参考电压 U_{REF} ， $u_i = u_p$ 时 $u_o = U_T = -\frac{R_2}{R_1} U_{REF}$ 。

$u_i > U_T$, $u_o' = -U_{om}$, $u_o = -U_2$; $u_i < U_T$, $u_o = U_2$ 。

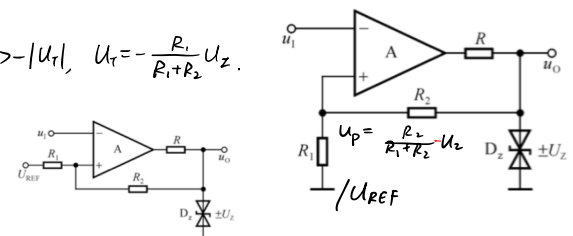


3. 滞回比较器

引入正反馈， $u_p = \frac{R_1}{R_1+R_2} u_o$, $U_T = \pm \frac{R_1}{R_1+R_2} U_2$, $u_i < |U_T|$, $U_T = \frac{R_1}{R_1+R_2} U_2$; $u_i > |U_T|$, $U_T = -\frac{R_1}{R_1+R_2} U_2$ 。
 $|U_T| < u_i < |U_T|$ 时，不易受干扰。

正反馈可加快状态转换速度。

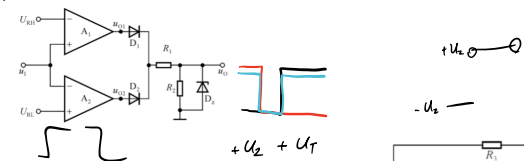
平移： R_1 接 U_{REF} , $U_T = \frac{R_2}{R_1+R_2} U_{REF} \pm \frac{R_1}{R_1+R_2} U_2$ [反 ---]。
 跃变方向：信号所接端口决定。[同相端正跳变]。



4. 窗口比较器

u_i 接两运放同、反相端 \rightarrow 正、反跳变 $\xrightarrow{\text{取或}}$ 窗口 \square

$U_{RH} > u_i$, $U_{RL} < u_i < U_{RH}$ 时 $u_o = 0$ 。



三、非正弦波发生电路

1. 矩形波

(1) 组成：开关电路、正反馈、RC 延迟电路位于负反馈端。

(2) 电路：使用滞回比较器，输出反充电容， $u_o = u_c$ 逐渐变化，直至 $|u_i| > U_T$ 。

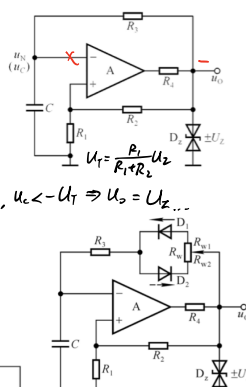
分析：两暂态能否交替，无稳态： $t=0, u_c=0, u_i \uparrow \Rightarrow u_o = +U_2$; $u_c \uparrow, u_c > +U_T \Rightarrow u_o = -U_2$; $u_c \downarrow, u_c < -U_T \Rightarrow u_o = +U_2$...

$U_T = \frac{R_1}{R_1+R_2} U_2 < U_2$, 故可以出现 $|u_i| > U_T$ 跳变。

(3) 波形： u_c 幅值为 U_T , 频率：求 $u_c(t)$, 解 $u_c(t) = U_T \Rightarrow \frac{1}{2} = t = \tau \ln \frac{U_2 + U_T}{U_2 - U_T}$

$$T = 2R_3 C \ln \left(1 + \frac{2R_1}{R_2} \right)$$

(4) 占空比调整，改变电容两向充电的 τ , 占空比 $q \approx \frac{R_{w1} + R_3}{R_w + 2R_3}$ 。



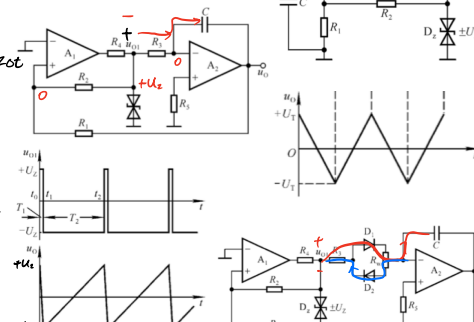
2. 三角波

(1) 电路：方波电路 + 积分电路，两 RC 环节合并。

(2) 原理： $u_p = \frac{R_1 u_{i1} + R_2 u_{i2}}{R_1 + R_2} = 0 \Rightarrow u_{i1} = \pm \frac{R_2}{R_1} U_2$, $u_{i1} = +U_2$, 反向积分 $u_o \downarrow$, $u_o = -U_T$ 时

u_{i1} 跃变至 $-U_2$, 正向积分 $u_o \uparrow$, $u_o = +U_T$ 时 $u_{i1} = +U_2$ 。

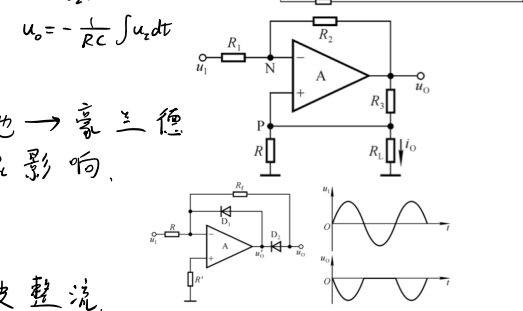
(3) 波形： u_o 峰值为 $\pm U_T$, $|u_o| = \frac{1}{RC} \int U_2 dt = U_2 t$, $\frac{1}{RC} U_2 \cdot \frac{T}{2} = 2U_T \Rightarrow T = \frac{4U_T RC}{U_2} = \frac{4R_1 R_3 C}{R_2}$ 。



3. 锯齿波

(1) 电路：方波电路 + 积分电路，充电 $\tau_1 \gg$ 放电 τ_2 。

(2) 原理：方波占空比小， τ_1 小，放电迅速 $\rightarrow u_o$ 跳变。

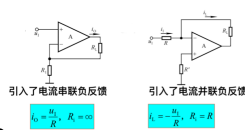


四、信号转换电路

1. 电压-电流转换

(1) $u \rightarrow i$, 运放 + 电流负反馈：引入了电流串联负反馈 $i_o = -\frac{u_i}{R_1}, R_2 = \infty$ \rightarrow 负载没接地 \rightarrow 豪兰德

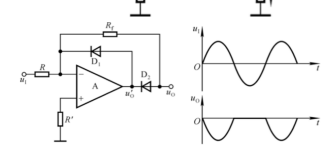
电流源电路：若 $\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_3}{R_2}$, 则 $i_o = -\frac{u_i}{R_1}$, 正反馈抵消 R_2 影响。



2. 精密整流电路

小信号易进入死区，失真 \rightarrow 运放。

(1) 电路： $u_i > 0$, $u_o < 0$, D_2 通, $u_o = -\frac{R_1}{R_2} U_1$; $u_i < 0$, D_1 通, $u_o = 0$, 负半波整流。



八、功率放大电路

1. 掌握功率放大电路的任务和技术指标的物理意义

2. OTL 电路

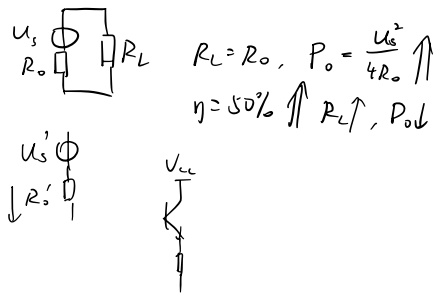
(1) 掌握 OTL 的工作原理与优缺点，掌握其最大输出功率的计算。

3. OCL 电路

(1) 熟练掌握 OCL 的工作原理与优缺点；

(2) 熟练掌握最大输出功率和效率的计算。

(3) 熟悉晶体管的选择 教材：例题 8.2.1, 8.2.2 作业：8.4, 8.9, 8.11



一、概述

1. 指标

- (1) 最大输出功率 P_{om}
- (2) 转换效率 $\eta = \frac{P_{om}}{P_V}$

2. 晶体管

工作在极限状态

3. 分析法

图解法

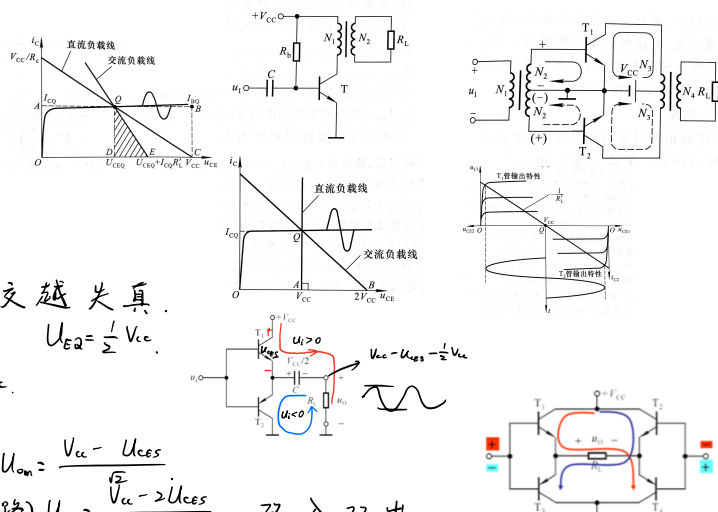
4. 分类

- (1) 共射: $R_c \parallel R_L$ 上 $P'_{om} = \frac{1}{2} I_{cQ} (I_{cQ} R_c')$ 小, 不适合.
- (2) 变压器耦合: $P_{om} = \frac{1}{2} I_{cQ} V_{ce}$, $\eta = 50\%$, 损耗大.
- (3) 乙类推挽: 两管交替工作, 损耗小, 有交越失真.
- (4) OTL(无输出变压器): 对称三极管交替导通. $U_{EQ} = \frac{1}{2} V_{cc}$.

$$U_{om} = \frac{V_{cc}/2 - U_{CES}}{\sqrt{2}}, \quad C \text{ 较大, 作为 } T_2 \text{ 电源, } U_c = \frac{1}{2} V_{cc}$$

射极输出, $u_o \approx u_i$, 低频差.

- (5) OCL(无输出电容): 使用双电源而非电容, $U_{om} = \frac{V_{cc} - U_{CES}}{\sqrt{2}}$
- (6) BTL(桥式推挽): 交替两管导通(4桥驱动电路) $U_{om} = \frac{\sqrt{2} V_{cc} - 2U_{CES}}{\sqrt{2}}$, 双入双出.



二、互补功率放大电路

1. OCL

- (1) 电路: 对原电路(甲类无Q点)消除交越失真, 工作在甲乙类.

三极管微导通, 调 R_2 使 $U_E = 0$.

- (2) 功率: $P_{om} = \frac{U_{om}^2}{R_L}$, $P_V = I_C V_{cc} \rightarrow$ 求 U_{om} . $I_C = \frac{V_{cc} - U_{CES}}{R_c}$. $U_{om} = \frac{V_{cc} - U_{CES}}{\sqrt{2}}$. $P_{om} = \frac{(V_{cc} - U_{CES})^2}{2R_L}$. $U_{CES} = 2-3V$.
- $i_c = \frac{V_{cc} - U_{CES}}{R_L} \sin \omega t \Rightarrow P_V = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_{cc}(V_{cc} - U_{CES})}{R_c}$, $\eta = \frac{\pi}{4} \frac{V_{cc} - U_{CES}}{V_{cc}}$.
- 若 U_{CES} 可忽略, $P_{om} = \frac{V_{cc}^2}{2R_L}$, $P_V = \frac{2}{\pi} \frac{V_{cc}^2}{R_L}$, $\eta = \frac{\pi}{4} \approx 78.5\%$.

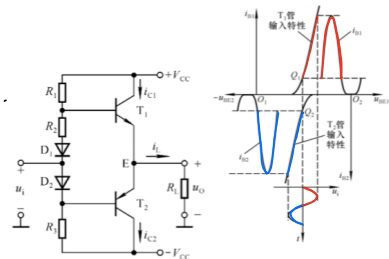
(3) 极限参数

① 最大管压降: T_1 导通时 $u_E = V_{cc} - U_{CES}$, $u_{EC2max} = 2V_{cc} - U_{CES1}$, $u_{EC1max} = 2V_{cc} + U_{CES2}$.

② 集电极最大电流: $I_{cmax} \approx \frac{V_{cc} - U_{CES}}{R_L} \approx \frac{V_{cc}}{R_L} < I_{cm}$

③ 最大功耗: $P_T = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi u_{CE} i_c dt = \frac{1}{R_L} \left(\frac{V_{cc} U_{om}}{R_L} - \frac{U_{om}^2}{4} \right) \leq \frac{V_{cc}^2}{\pi^2 R_L}$, $P_{Tmax} = \frac{V_{cc}^2}{\pi^2 R_L}$ ($U_{om} = 0.6V_{cc}$).

若 $U_{CES} = 0$, $P_{Tmax} \approx 0.2 P_{om} |_{U_{CES}=0}$



三、集成功放

LM386 (OTL), TDA1521 (OCL)

九、直流电源

1. 整流电路

(1) 熟练掌握单相半波整流电路的工作原理、输出波形、输出电压、电流的平均值、选择整流管；

(2) 熟练掌握单相桥式整流电路的工作原理、输出波形、输出电压、电流的平均值、选择整流管。

教材：例题 9.2.1 ， 9.2.2 。 作业： 9.6， 9.7， 9.8.

2. 滤波电路

(1) 掌握电容滤波原理；

(2) 掌握电容滤波后电路的特点（输出电压平均值、二极管导通角、输出特性）；

(3) 掌握滤波电容的选择方法及公式。 教材：例题 9.3.1 。

3. 稳压电路

(1) 熟练掌握稳压管稳压电路的稳压原理；

(2) 掌握稳压管稳压电路中限流电阻的选择；

(3) 理解稳压系数和输出电阻的物理意义及公式。 教材：例题 9.4.1 ， 9.4.2

(4) 掌握串联型稳压电路的工作原理和输出电压可调范围。

(5) 熟练掌握三端集成稳压器的应用（W7800、W7900、W117）

a 输出正电压； (易)

b.输出负电压；

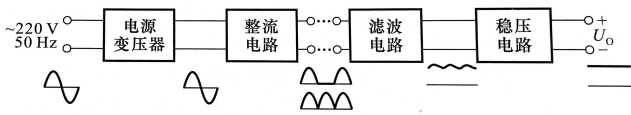
c.输出正、负电压；

d.输出电压可调。

4. 稳压管稳压电路的设计 第 9 章课件：设计过程的步骤。

教材：例题 9.4.1 ， 9.4.2 作业： 9.17

一、组成



二、整流电路

1. 单相半波整流

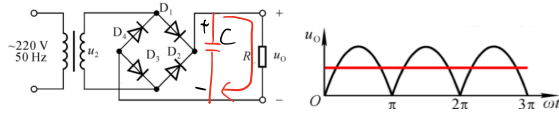
$$u_o = \begin{cases} U_2 & u_2 > 0 \\ 0 & u_2 < 0 \end{cases}$$

$$\bar{u}_o = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} U_2 \sin \omega t dt = \frac{0.45 U_2}{R_L}$$

串二极管 保留单相 二极管 $U_R > 1.1 \sqrt{2} U_2$, $I_0 > 1.1 \frac{0.45 U_2}{R_L}$

$$\bar{u}_o = \frac{\sqrt{2} U_2}{\pi} \approx 0.45 U_2, \bar{i}_o = \frac{\bar{u}_o}{R_L}$$

2. 单相桥式整流



$$U_o = |u_1|, \bar{u}_o = \frac{2\sqrt{2} U_2}{\pi} \approx 0.9 U_2 \text{ (半波两倍)}$$

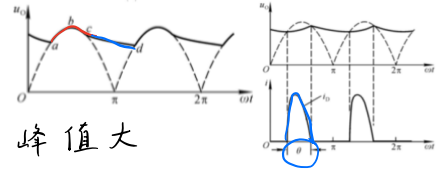
二极管 $U_R > 1.1 \sqrt{2} U_2$, $I_0 > 1.1 \frac{0.45 U_2}{R_L}$

三、滤波电路

1. 电容滤波



(1) 原理: $|u_1| > u_c$ 时, 充电, $\tau = R_L C$ 很小, u_c 跟随 u_2 .
 $|u_1| < u_c$ 时, 四管截止, 放电, $\tau = R_L C$.

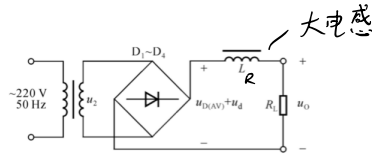


(2) 二极管导通角: 导通时的相位区间, 小于 π , 峰值大

(3) 电容选择: $R_L C \approx 3 \sim 5 \times \frac{T}{2}$ 时, $\bar{u}_o \approx 1.2 U_2$, $U_{cm} > 1.1 \sqrt{2} U_2$.

* 不适合大电流, 二极管冲击大

2. 电感滤波



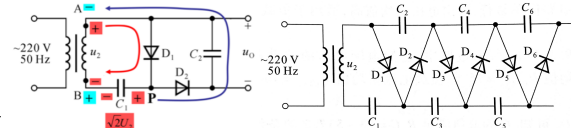
$$\text{直流分量 } \bar{u}_o = \frac{R_L}{R + R_L} \bar{u}_D = \frac{R_L}{R + R_L} 0.9 U_2$$

$$\text{交流分量 } u_c = \frac{R_L}{\sqrt{R_L^2 + (\omega L)^2}} u_d \approx \frac{R_L}{\omega L} u_d \ll \bar{u}_o, \text{ 纹波小}$$

* 体积大, 适合大负载

3. 倍压整流

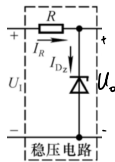
负载开路, 正半周 C_1 充电至 $\sqrt{2} U_2$, 负半周 C_2 充至 $2\sqrt{2} U_2$, ...



四、稳压电路

1. 稳压管稳压电路

(1) 参数: 稳压系数 $S = \frac{\frac{\Delta U_o}{U_o}}{\frac{\Delta U_i}{U_i}}$, 输出电阻 $R_o = \left| \frac{\Delta U_o / U_o}{\Delta I_o / I_o} \right|$, 纹波电压

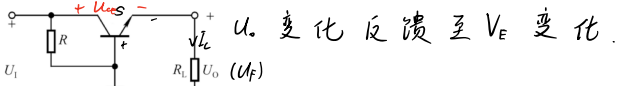


U_o 变, I_{D2} 剧烈变化, 抽 R 电流使 U_o 恢复.
 交流通路 D_2 动态电阻 r_{D2} 小 \rightarrow 减小 $R_o \rightarrow$ 稳压.
 $S \approx \frac{r_D}{R} \frac{U_i}{U_o}$, $R_o = r_D \parallel R \approx r_D$

(2) 电路: 稳压管与电阻

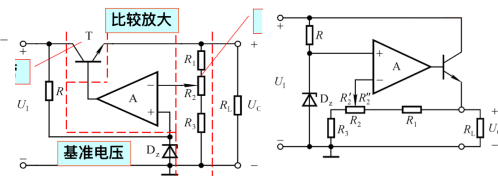
(3) 参数选择:

- $U_o = (2 \sim 3) U_Z \rightarrow$ 确定滤波电路
- 稳压管: $U_o = U_Z$, $I_{Zmax} - I_{Zmin} \leq I_{Zm} - I_Z$, $I_{Zm} \geq I_{Lmax} + I_{Zmin}$
- 电阻: $I_{Zmin} \leq I_{D2} \leq I_{Zmax}$



2. 串联型稳压电路

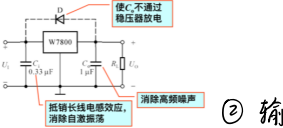
(1) 调整管电路, 放大电流, 负反馈稳定 $U_o = U_Z + U_{BE}$
 (2) 有放大环节: 比较基准 U_Z 与 U_o 的取样形成负反馈.
 运放为同相比例, $U_o = (1 + \frac{R_2 + R_1}{R_1}) U_Z$. 调 R_2 , $\frac{U_o}{U_Z} = \frac{R_2 + R_1 + R_3}{R_1 + R_3} \approx \frac{R_2 + R_1}{R_3}$
 $U_i \uparrow, U_o \uparrow$, $U_o \downarrow, U_o \downarrow$



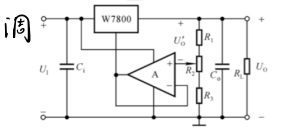
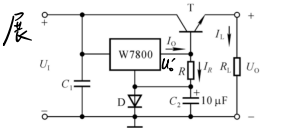
调整管选择: $I_{Emax} \approx I_{Lmax} < I_{cm}$, $U_{CEmax} = U_{i2max} - U_{omin} < U_{(BR)CEO}$, $P_{Tmax} = U_{CEmax} I_{Emax} < P_{cm}$

3. 集成三端稳压器

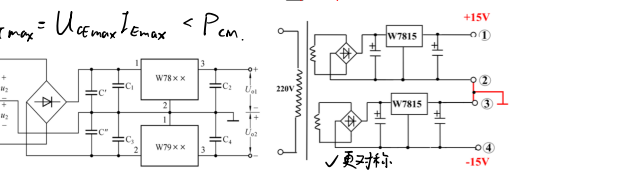
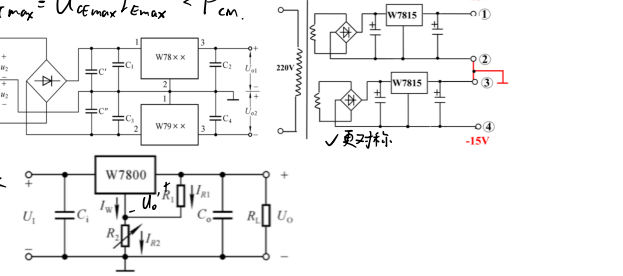
(1) W7800 $\frac{U_o}{U_i} = \frac{U_o}{U_i}$



- 输出正电压
- 输出电流扩展: 增大 I_L , $U_{or} = U_o \rightarrow U_o = U_o'$
- 输出电压可调



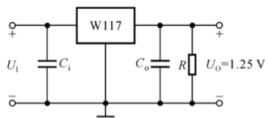
- 输出正负电压
- 输出电压扩展: 增大 U_o , $U_o = (1 + \frac{R_2}{R_1}) U_o' + I_w R_2$



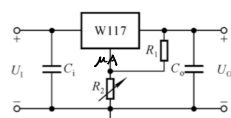
(2) W117

① 基准电压源

$U_0 = 1.25V$ 稳定.



可调



保护

