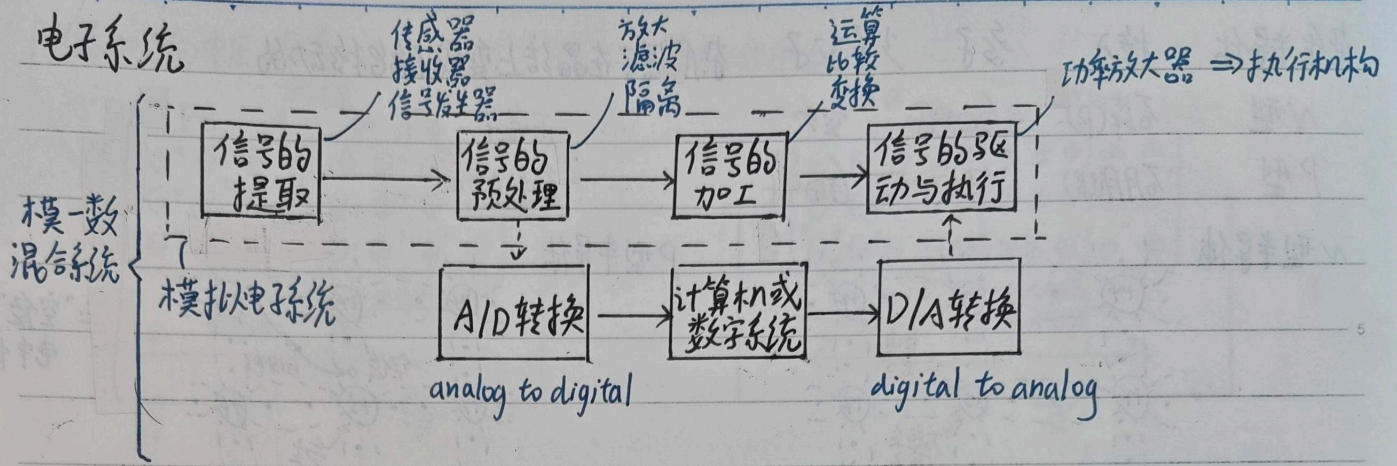


模拟电子技术基础

绪论



第一章 常用半导体器件

基本符号: $I_{B(AV)}$: 平均值, i_b : 交流复数值

i_B : 交、直流瞬时总量, $I_B(I_{BQ})$: 直流量(静态量)

§1.1 半导体基础知识

i_b : 交流瞬时值, I_b : 交流有效值

一、本征半导体

Δi_B : 瞬时值的变化量

1. 半导体

导体一般为低价元素: Fe, Al, Cu等; 绝缘体一般为高价元素或高分子物质: He, Ne... 橡胶
常用的半导体材料: 硅(Si), 锗(Ge) 均为四价元素

本征半导体: 纯净的具有晶体结构的半导体

无杂质, 稳定结构, 相邻原子间有一对共用电子形成共价键

将纯净的半导体经过一定的工艺过程制成单晶体, 即为本征半导体

2. 本征半导体中的两种载流子

载流子: 运载电荷的粒子

导体的载流子: 自由电子

本征半导体的载流子: 自由电子、空穴 (带负电, 带正电)

本征激发: 半导体在热激发下产生成对的(自由电子, 空穴)的现象

复合: 自由电子在运动过程中遇到并填补空穴, 使两者成对消失

达到动态平衡

=> 一定温度下, 本征半导体中载流子的浓度是一定的, 并且自由电子与空穴的浓度相等

T ↑ => 热运动加剧 => 载流子浓度升高 => 导电性增强

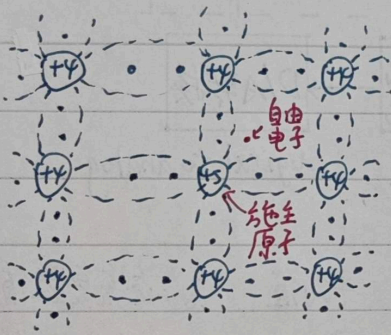
二、杂质半导体

通过扩散工艺, 在本征半导体中掺入少量杂质元素, 可得到杂质半导体

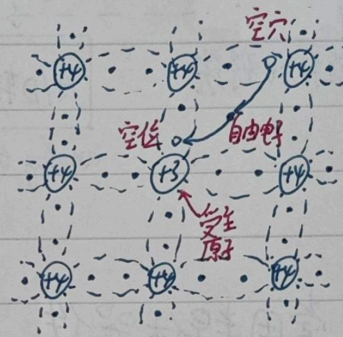
杂质半导体自身是电中性的

杂质半导体	掺入	多子	少子	杂质原子在晶格上变成不能移动的
N型	磷(P)	自由电子	空穴	正离子
P型	硼(B)	空穴	自由电子	负离子

N型半导体



P型半导体



注“空位”为
电中性

注: 1. 对于杂质半导体, 多子的浓度越高, 少子的浓度就越低

2. 温度变化时, 由热运动引起的多子和少子数目的变化相等, 而浓度的变化少子比多子大得多

⇒ 少子的浓度对温度非常敏感

3. 杂质半导体起导电作用的主要是多子, 掺入的杂质越多, 多子浓度越高, 导电性能就越强

三、PN结

采用不同的掺杂工艺, 将P型半导体和N型半导体制作在同一块硅片上, 在它们的交界面形成PN结

1. PN结的形成

扩散运动: 物质总是从浓度高的地方向浓度低的地方运动 空穴: P→N 自由电子: N→P

扩散运动使PN结交界面形成空间电荷区(耗尽层), 从而形成内电场

漂移运动: 在电场力的作用下, 载流子的运动 (漂移运动的是少子) 空穴 N→P 自由电子: P→N

上述两个运动达到动态平衡, 使耗尽层具有一定的宽度, 电位差为 U_0 , 电流为零

2. PN结的单向导电性

(1) PN结外加正向电压时处于导通状态

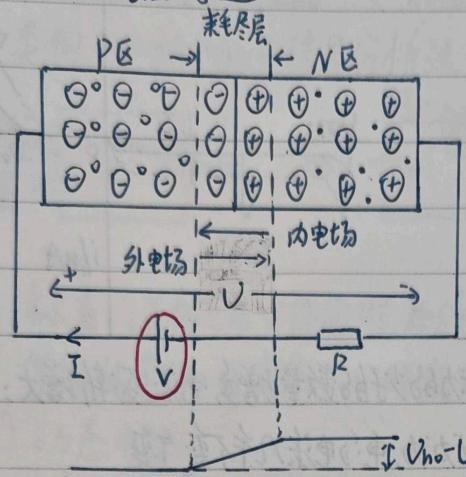
外电场使耗尽层变窄, 削弱内电场, 使扩散运动加剧, 漂移运动减弱, 形成正向电流

(2) PN结外加反向电压时处于截止状态

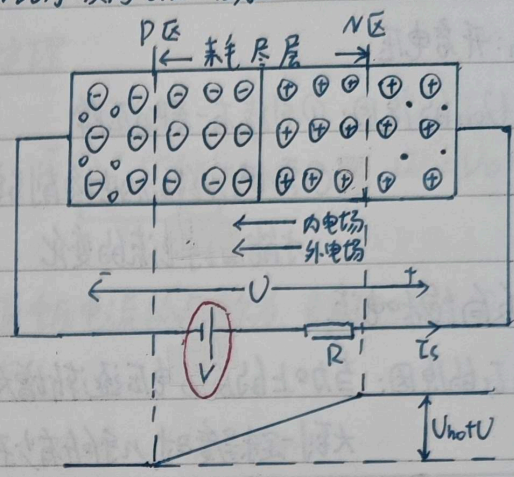
外电场使耗尽层变宽, 加强内电场, 使扩散运动减弱, 漂移运动加剧, 形成反向电流(漂移电流)

少数载流子数目极少 ⇒ 忽略不计

PN结加正向电压：导通



PN结加反向电压：截止



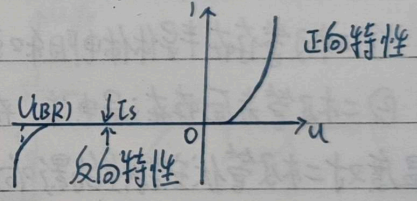
3. PN结的电流方程与伏安特性

(1) PN结的电流方程 $i = I_s(e^{\frac{u}{U_T}} - 1)$ $U_T = \frac{kT}{e}$

其中 I_s 为反向饱和电流, U_T 为温度的电压当量, 常温下, $T=300K$ 时, $U_T \approx 26mV$, k 为玻尔兹曼常量

(2) PN结的伏安特性

如图, $U_{(BR)}$ 为击穿电压, $u < U_{(BR)}$ 时反向电流 I_s



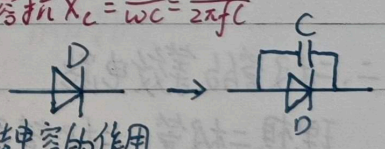
四. PN结的电容效应

结电容 $C_j =$ 势垒电容 $C_b +$ 扩散电容 C_d (pF量级)

容抗 $X_c = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f C}$

(1) 信号频率低时, 表现出很大的容抗, 结电容的作用可忽略不计

信号频率高到一定程度时, 容抗很小, 电容相当于被短路, 需考虑结电容的作用



(2) 结面积大 \rightarrow 可通过的电流大

结电容大 \rightarrow 工作频率低

§ 1.2 半导体二极管

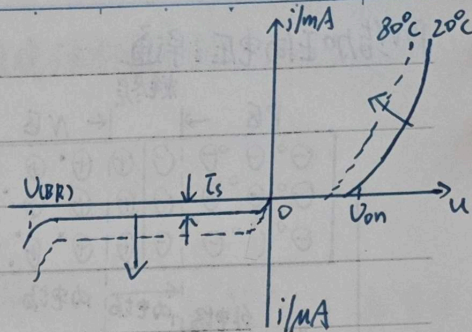
PN结 + 外壳 + 电极引线 \rightarrow 半导体二极管

符号: 阳极 阴极

一、二极管的伏安特性

1. U_{on} : 开启电压

存在 U_{on} 的原因: ① 引线有一部分压降
② 需使PN结的内电场削弱到一定程度, 才能看到电流的变化



I_s : 反向饱和电流

存在 I_s 的原因: 当加上的反向电压逐渐增大, 参与漂移运动的少子的数量增多, 电流逐渐增大; 大到一定程度时, n 乎所有少子都参与漂移运动, 之后反向电流几乎不变

材料	开启电压(死区电压) U_{on}/V	导通电压 U_D/V	反向饱和电流 $I_s/\mu A$
硅(Si)	≈ 0.5	$0.6 \sim 0.8 \Rightarrow 0.7$	< 0.1
锗(Ge)	≈ 0.1	$0.1 \sim 0.3 \Rightarrow 0.2$	$n \times$

2. 二极管与PN结的伏安特性的区别

说明硅制成的二极管的单向导电性优越

- ① 二极管存在半导体体电阻和引线电阻, 在外加正向电压相同时, 二极管的正向电流小于PN结的。
- ② 二极管表面存在漏电流, 在外加反向电压相同时反向电流增大。

3. 温度对二极管伏安特性的影响

$T \uparrow \Rightarrow$ 二极管正向特性曲线左移; 反向特性曲线下移

二、二极管的等效电路

相当于短路 相当于开路

理想二极管: 二极管导通时正向压降为零, 截止时反向电流为零的理想模型, 符号

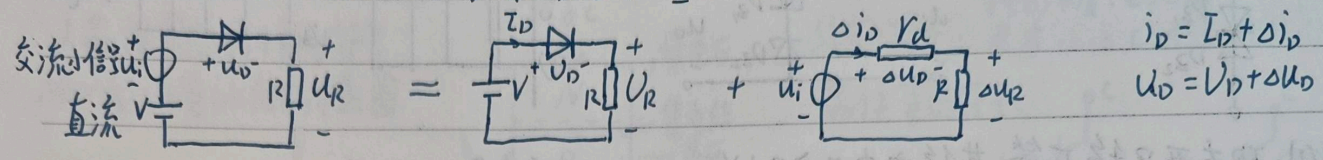
1. 伏安特性折线化

设 V_a 为电源电压, R_L 为外接电阻, 下述导通电压与 V_{cc} 相比, 正向电阻与 R_L 相比

<p>简化后的伏安特性</p>	
<p>等效电路特征</p> <p>理想模型·误差最大</p> <p>应用: 导通电压可忽略, 正向电阻可忽略</p>	<p>恒压降模型·应用最广</p> <p>导通电压不可忽略, 正向电阻可忽略</p>
<p>应用</p> <p>误差最小</p> <p>导通电压不可忽略, 正向电阻不可忽略</p>	<p>误差最小</p> <p>导通电压不可忽略, 正向电阻不可忽略</p>

2. 二极管的微变等效电路 = 二极管的动态电阻 $r_d \approx 10\Omega$ 口诀: 直流通路恒压源, 交流通路小电阻

类似于电路中的小信号分析法, 利用了叠加定理

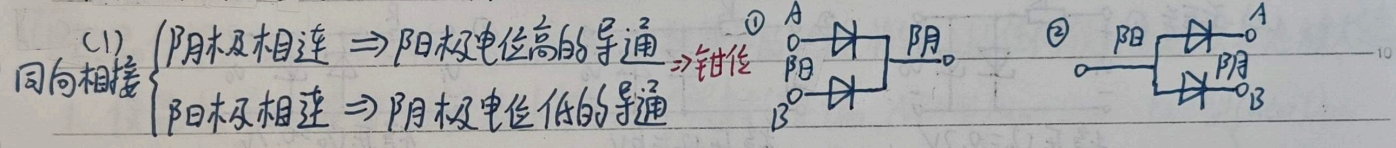


称直流正向电压 V 作用时, 曲线上反映二极管电压电流的点称为 **静态工作点 Q**

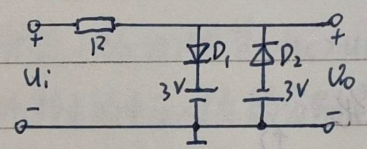
等效的条件: 交流信号 u_i 幅值较小且频率较低

Δ 动态电阻 $r_d = \frac{\Delta u_D}{\Delta i_D} \approx \frac{V_T}{I_D}$, I_D 为 Q 点处的电流, $V_T \approx 26mV$

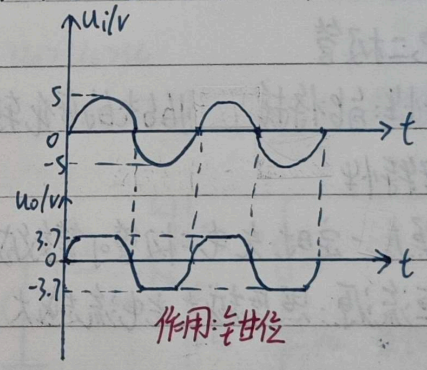
3. 含两个二极管的电路的分析.



(2) 反向相接, 例, $u_i = 5 \sin \omega t (V)$, $U_D = 0.7V$. 画出 u_i 与 u_o 的波形



- 分类讨论
- $u_i > 3.7V$ 时, D_1 导通, D_2 截止, $u_o = 3.7V$
 - $u_i < -3.7V$ 时, D_1 截止, D_2 导通, $u_o = -3.7V$
 - $-3.7V \leq u_i \leq 3.7V$ 时, D_1, D_2 均截止, $u_o = u_i$

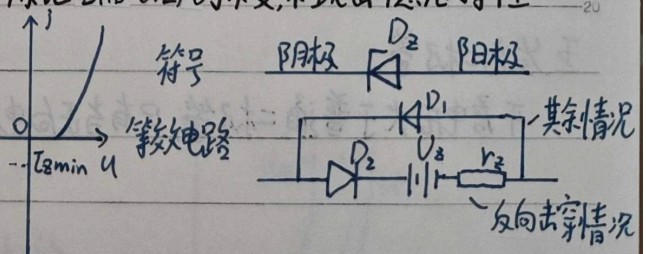


三. 稳压二极管 稳压区

特性: 稳压管在 **反向击穿** 时, 在一定的电流范围内, 保证端电压几乎不变, 表现出稳压特性

1. 稳压管的伏安特性与主要参数

- 稳定电压 U_Z : 稳压管的反向击穿电压
- 稳定电流 I_{Zmin} : 电流低于此值时不稳压
- 最大稳定电流 I_{Zmax} : 电流高于此值时会因结温升高而损坏
- 额定功率 $P_{Zm} = U_Z \cdot I_{Zmax}$

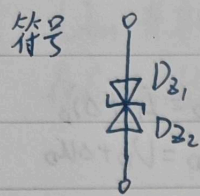


(5) 动态电阻 $r_z = \frac{\Delta U_Z}{\Delta I_Z}$, 越小越好 稳压管静态电阻大, 动态电阻小

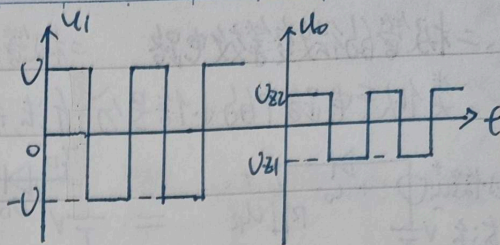
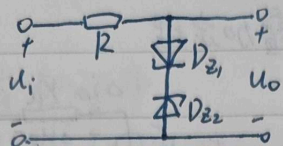
注: 在稳压管电路中, 必须串联一个取值合适的限流电阻 R , 从而保证稳压管正常工作

(即反向电流 $I_{Zmin} < i < I_{Zmax}$)

2. 双向稳压管 — 稳压管的限幅作用



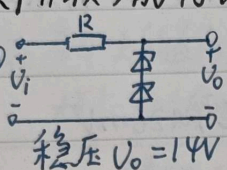
限幅电路



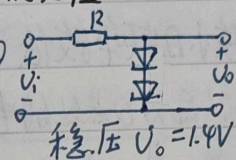
3. 例: 现有两只稳压管, 其稳定电压分别为 6V、8V, 正向导通电压均为 0.7V,

将其串联/并联, 能得到几种稳压值?

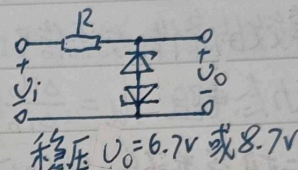
解: (1) 串联



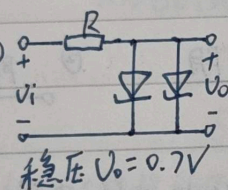
②



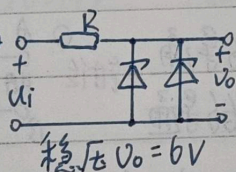
③



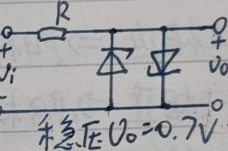
(2) 并联



②



③



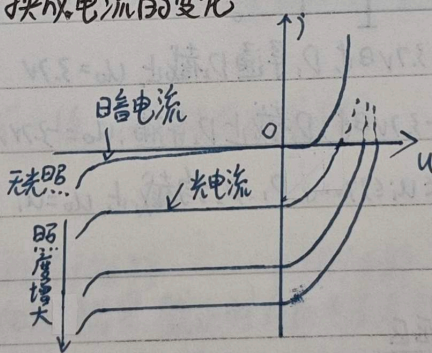
四. 光电二极管

特性: 能将接收到的光的变化转换成电流的变化

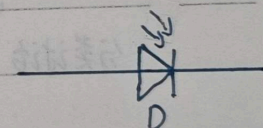
1. 伏安特性

照度一定时, 光电二极管等效成

恒流源; 照度越大, 光电流越大



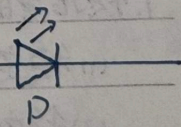
符号



五. 发光二极管

开启电压大于普通二极管, 只有当正向电流足够大时才能发光

符号

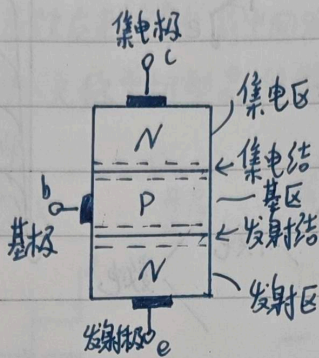


§ 1.3 晶体三极管 有两种带不同极性电荷的载流子参与导电, 又称双极型晶体管(BJT)

一、晶体管的结构及类型

1. 晶体管的结构与符号

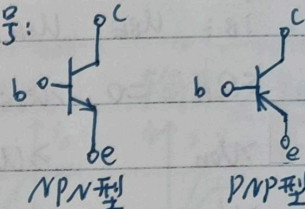
MPN型硅管的结构示意图



集电极 Collector
 基极 Base
 发射极 Emitter

掺杂浓度: $e > c > b$
 结构特点: 尺寸: $c > e > b$

晶体管的符号:



箭头 P→N

二、晶体管的电流放大作用

晶体管是放大电路的核心元件, 能够控制能量的转换, 将输入的任何微小变化不失真地放大输出

1. 使晶体管工作在放大状态的外部条件
- | | | | | | |
|---|-------|------|-------------------|------|-------------------|
| { | 发射结正偏 | NPN型 | $U_{be} > U_{on}$ | PNP型 | $U_{eb} > U_{on}$ |
| | 集电结反偏 | | $U_{cb} > 0$ | | $U_{bc} > 0$ |

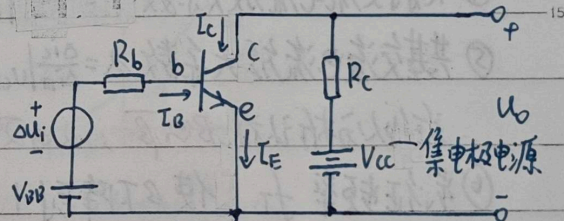
注: 对于放大状态的NPN管 $U_c > U_b > U_e$; PNP管 $U_e > U_b > U_c$

两个相差比较小的电压对应的分别是基极和发射极, 且对于硅管, $\Delta U \approx 0.7V$, 锗管 $\Delta U \approx 0.2V$

2. 晶体管内部载流子的运动

- ① 发射结加正向电压, 扩散运动形成发射极电流 I_E
- ② 扩散到基区的自由电子与空穴的复合运动形成基极电流 I_B
- ③ 集电结加反向电压, 漂移运动形成集电极电流 I_C

从外部看 $I_E = I_B + I_C \Rightarrow i_c = \beta i_b$



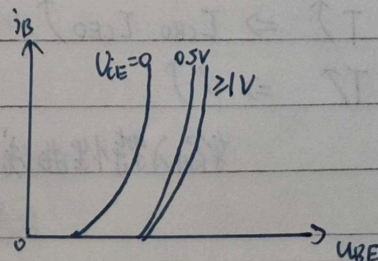
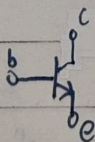
基本共射放大电路

三、晶体管的共射特性曲线

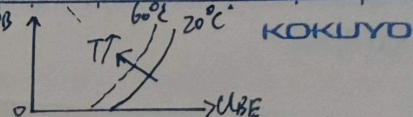
1. 输入特性曲线

$i_B = f(U_{BE}) | U_{CE} = \text{常数}$

- ① U_{CE} 增大曲线右移的原因: 由发射区(e)注入基区(b)的非平衡少数子(电子)有一部分流过基区和集电结形成 i_C , 使在基区参与复合运动的非平衡少数子随着 U_{CE} 增大而减小



温度的影响:

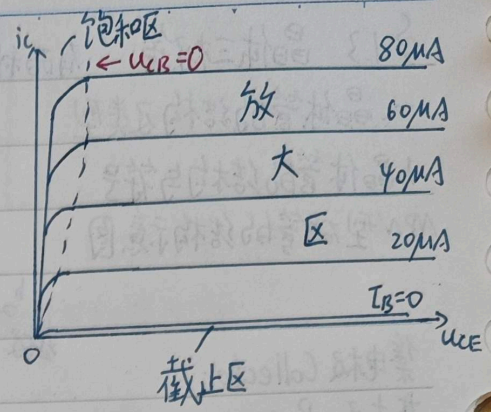
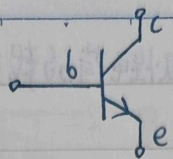


2. 输出特性曲线

$$I_C = f(U_{CE}) | I_B = \text{常数}$$

NPN型管的三个工作区域，以共射电路为例：

状态	U_{BE}	i_B	U_{CE} (管压降)	i_C
截止	$\leq U_{on}$	$= 0$	$> U_{BE}, \approx V_{CC}$	$= I_{CEO} \approx 0$
放大	$> U_{on}$	$> U_{BE}$		$= \beta i_B$
饱和	$> U_{on}$	$< U_{BE}$		$< \beta i_B$



饱和：“发射有余而收集不足” 临界饱和： $U_{CB} = 0V$ 时

3. 晶体管的主要参数

① 共射直流电流放大系数 $\beta \approx \frac{I_C}{I_B}$

② 共基直流电流放大系数 $\alpha \approx \frac{I_C}{I_E}$

③ 极间反向电流 $\begin{cases} I_{CBO}: \text{发射极开路时, 集电极的反向饱和电流} \\ I_{CEO}: \text{基极开路时, 集电极与发射极间的穿透电流} \end{cases}$

$$I_{CEO} = (1 + \beta) I_{CBO}; \quad I_{CBO} \text{ 与 } I_{CEO} \text{ 越小越好}$$

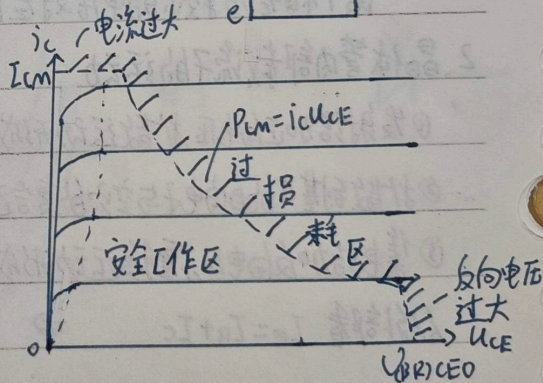
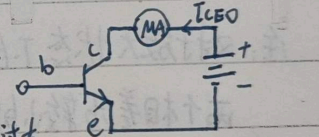
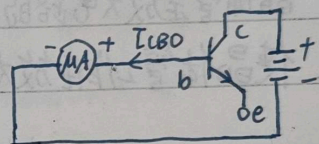
④ 共射交流电流放大系数 $\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} | U_{CE} = \text{const}$

⑤ 共基交流电流放大系数 $\alpha = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E} | U_{CB} = \text{const}$

近似分析认为： $\beta \approx \beta, \alpha \approx \alpha \approx 1$

⑥ 特征频率 f_T 使 β 下降到 1 的信号频率

⑦ $P_{cm}, I_{cm}, U_{(BR)CEO}$ 一极限参数



四. 温度对晶体管特性及参数的影响

$I_{CBO}, I_{CEO} \uparrow$

$T \uparrow \Rightarrow \beta \uparrow$

\Rightarrow 输出特性曲线上移, $I_{CQ} \uparrow \Rightarrow Q \uparrow$ 上升

输入特性曲线左移

§ 1.4 场效应管 FET

利用输入回路的电场效应来控制输出回路的半导体器件,

仅靠半导体中的多子导电, 又称单极型晶体管

特点: 输入回路内阻极高, 热稳定性好

场效应管的符号与特性

分类

符号

$V_{GS(th)}$
开启电压

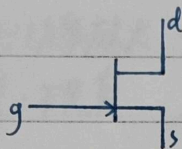
$V_{GS(off)}$
夹断电压

$i_D = f(U_{GS}) / U_{DS} = \text{常数}$
转移特性曲线
恒流区

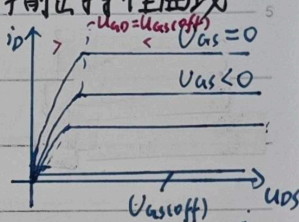
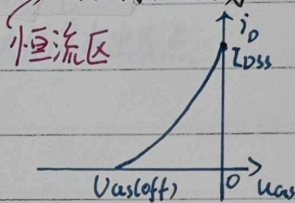
$i_D = f(U_{DS}) / U_{GS} = \text{常数}$
输出特性曲线

结型场效应管

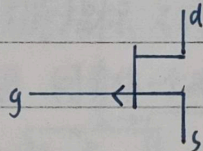
N沟道



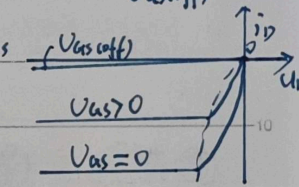
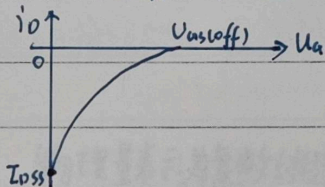
-



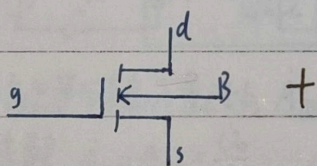
P沟道



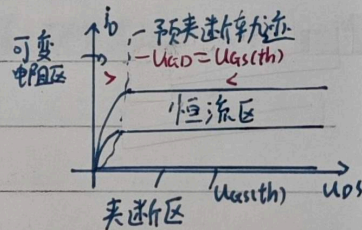
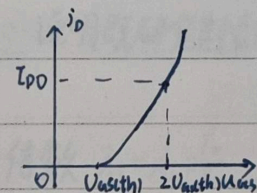
+



增强型
N沟道

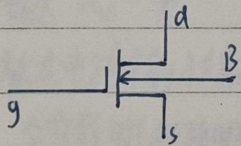


+

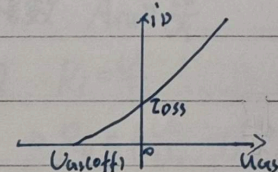


绝缘栅型场效应管

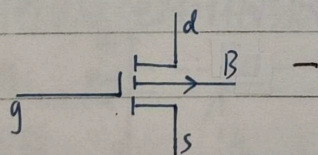
耗尽型



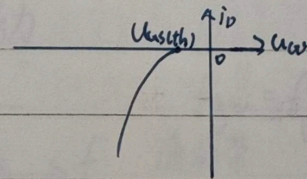
-



增强型

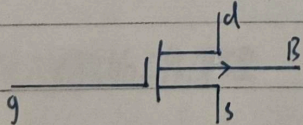


-

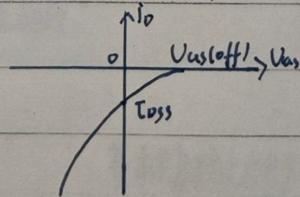


P沟道

耗尽型



+



恒流区中 i_D 表达式

$$g_m = \frac{di_D}{dU_{GS}}$$

$$i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{V_{GS(off)}}\right)^2 \Rightarrow g_m = \frac{-2}{V_{GS(off)}} \sqrt{I_{DSS} I_{DQ}}$$

i_D 越大, g_m 也越大

$$i_D = I_{DQ} \left(\frac{U_{GS}}{V_{GS(th)}} - 1\right)^2 \Rightarrow g_m = \frac{2}{V_{GS(th)}} \sqrt{I_{DQ} I_{DQ}}$$

第2章 基本放大电路

§2.1 放大的概念与性能指标

一、放大的概念

放大的对象: 变化量(差异) 常用正弦波做测试信号

放大的本质: 能量的控制和转换, 利用有源元件实现

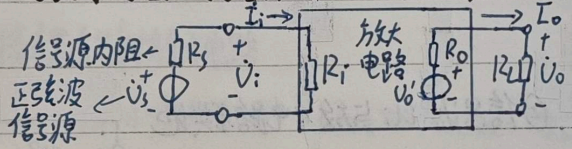
有源元件: 能够控制能量的元件 eg. 晶体管, 场效应管

放大的特征: 功率放大 - 判断电路能否放大的基本出发点

放大的前提: 不失真

二、放大电路的性能指标 研究的是动态性能

放大电路示意图: (可看作一个两端口网络)



物理量表示为复数(相量)

说明既研究其幅值又研究其相位

1. 放大倍数 输出量与输入量之比, A_{ui}

① 电压放大倍数 $A_u = A_{uu} = \frac{U_o}{U_i}$

② 电流放大倍数 $A_i = A_{ii} = \frac{I_o}{I_i}$

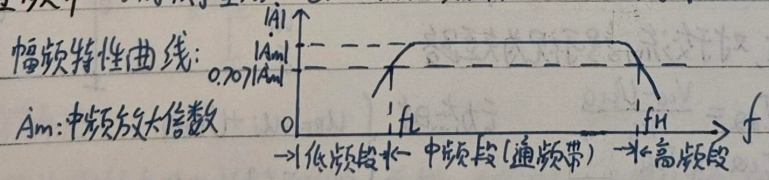
③ 互阻放大倍数 $A_{ui} = \frac{U_o}{I_i}$

④ 互导放大倍数 $A_{iu} = \frac{I_o}{U_i}$

2. 输入电阻 从放大电路输入端看进去的等效电阻 $R_i = \frac{U_i}{I_i}$

3. 输出电阻 空载时(断路时)为 $U_o' = \frac{R_L}{R_o + R_L} U_o \Rightarrow R_o = (\frac{U_o'}{U_o} - 1) R_L$

4. 通频带 用于衡量放大电路对不同频率信号的放大能力



$f_{bw} = f_H - f_L$

通频带 上限截止频率

§2.2 基本共射放大电路的工作原理

一、各元件作用

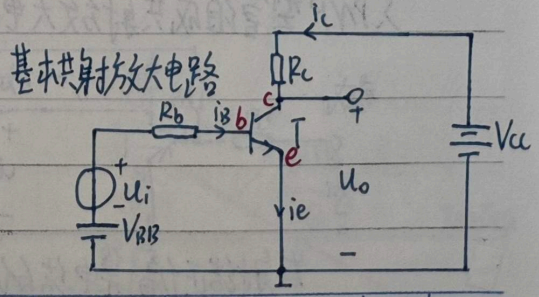
T : 放大元件, 有 $i_c = \beta i_B$; 也是控制元件, 控制 V_{cc} 提供的能量

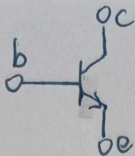
V_{BB} (几伏): 使发射结正偏, 提供合适静态工作点

V_{CC} (几伏~十几伏): ①使集电结反偏 ②作为负载的能源

R_C (几千欧~几十千欧): 将动态的电流转化为电压的变化

动态信号作用时: 变化的输入 $\Delta u_i \rightarrow \Delta i_B \rightarrow \Delta i_c = \beta \Delta i_B \rightarrow \Delta u_{RC} = R_C \Delta i_c \rightarrow \Delta u_{CE}$ 即 Δu_o 变化的输出





二、静态工作点

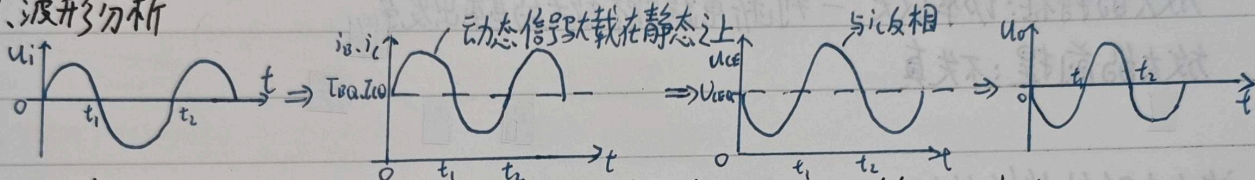
当输入信号 $u_i = 0$ 即 b 处只有直流电源单独作用时称静态工作点 Q , eg. $I_{BQ}, I_{CQ}, I_{EQ}, U_{BEQ}, U_{CEQ}$

静态工作点表达式: 令电路中 $i = 0$

$$\begin{cases} I_{BQ} = \frac{V_{BB} - U_{BEQ}}{R_b} \\ I_{CQ} = \beta I_{BQ} \\ U_{CEQ} = V_{CC} - R_c I_{CQ} \end{cases}$$

设置静态工作点的目的: 保证放大电路不失真

三、波形分析



共射放大电路的特征: 被放大的电压的数值是增大的, 相位和输入电压相反

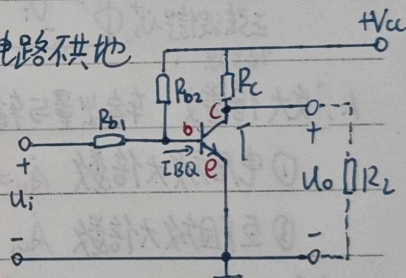
四、两种实用的共射放大电路

基本共射放大电路的问题 ① 使用两种电源 ② 信号源 u_i 与放大电路不共地

1. 直接耦合共射放大电路

静态工作点表达式

$$\begin{cases} U_{R_{b1}} = U_{BEQ} \\ I_{BQ} = \frac{V_{CC} - U_{R_{b1}}}{R_{b2}} - \frac{U_{R_{b1}}}{R_{b1}} \\ I_{CQ} = \beta I_{BQ} \\ U_{CEQ} = V_{CC} - R_c I_{CQ} \end{cases}$$



缺点: ① R_{b1} 有交流损失 ② R_c 有直流量

2. 阻容耦合共射放大电路

★ 耦合电容: 隔离直流, 通过交流

(MF级) 其容量应足够大, 对于交流信号可视为短路

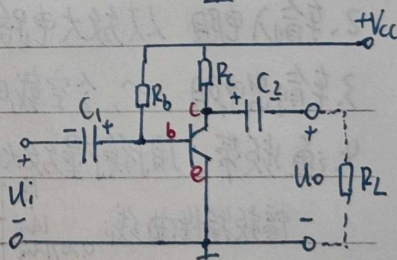
静态时

$$\begin{cases} U_{C1} = U_{BEQ} \\ U_{C2} = U_{CEQ} \\ I_{BQ} = \frac{V_{CC} - U_{BEQ}}{R_b} \\ I_{CQ} = \beta I_{BQ} \\ U_{CEQ} = V_{CC} - R_c I_{CQ} \end{cases}$$

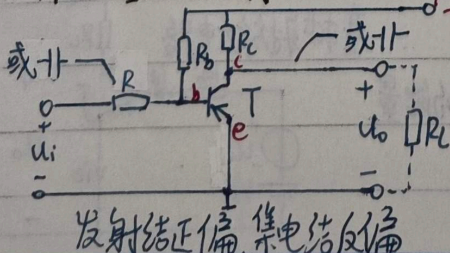
动态时

$$\begin{cases} U_{BE} = u_i + U_{BEQ} \\ U_{CE} = U_{CEQ} + u_{ce} \Rightarrow u_o = u_{ce} \end{cases}$$

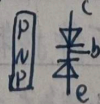
瞬时 交流



3. PNP型管组成共射放大电路



PNP型管:



2.3 放大电路的分析方法 先静态,后动态

一、直流通路与交流通路

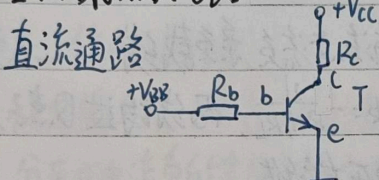
1. 直流通路 静态电流流经的通路,用于分析静态工作点Q

① 信号源 $U_s = 0$, 但保留 R_s ② 电容 \rightarrow 开路, 电感 \rightarrow 短路

2. 交流通路 用于研究动态参数

① 大容量电容 (如耦合电容) \rightarrow 短路 ② 直流电源 (如 V_{CC}) \rightarrow 短路 (即直接接地)

eg. 1. 基本共射放大电路



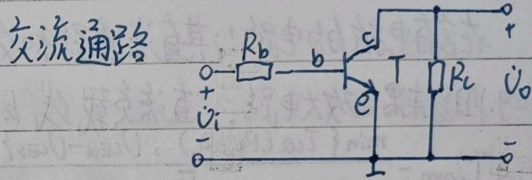
估算法

$$V_{BEQ} \approx 0.7V$$

$$I_{BQ} = \frac{V_{GS} - V_{BEQ}}{R_b}$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ}$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - R_c I_{CQ}$$



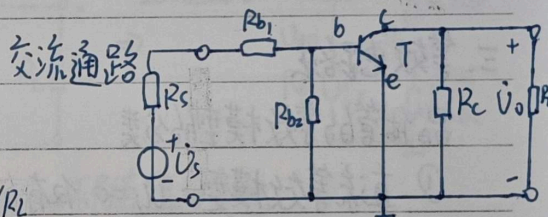
2. 直接耦合共射放大电路

直流通路 (和原电路一致) $V_{BEQ} \approx 0.7V, I_{BQ} = \frac{V_{CC} - V_{BEQ}}{R_{b2}} - \frac{V_{BEQ}}{R_{b1}}$

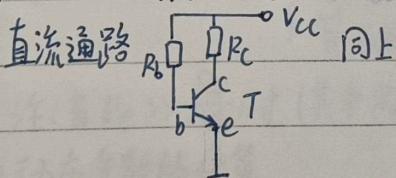
假定负载开路: $V_{CEQ} = V_{CC} - R_c I_{CQ}$

若有负载 R_L 求 V_{CEQ} 时利用戴维南等效: $V_{cc}' = \frac{R_L}{R_c + R_L} V_{CC}, R_c' = R_c // R_L$

$$\Rightarrow V_{CEQ} = V_{cc}' - R_c' I_{CQ}$$



3. 阻容耦合共射放大电路

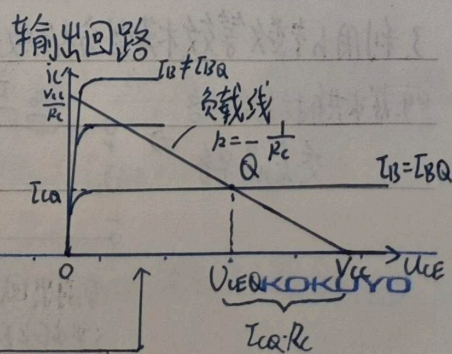
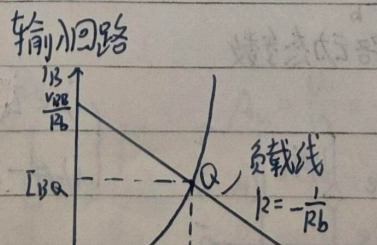
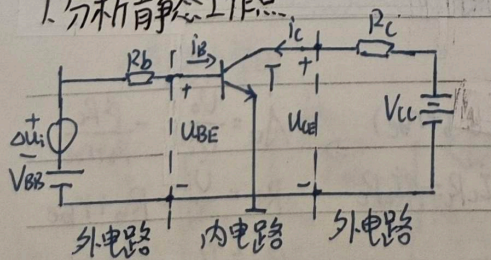


交流通路同上, 少个 R_{b1}

二、图解法

用作图的方法分析放大电路, 前提: 已实测晶体管的输入特性和输出特性

1. 分析静态工作点



外电路回路方程 ① 输入: $U_{BE} = V_{GS} - I_B R_b$

② 输出: $U_{CE} = V_{CC} - I_C R_c$

2. NPN 基本共射放大电路波形非线性失真的分析 P71

放大电路的最大不失真输出电压(有效值)

类型	Q点情况	i_B	输出波形	消除失真的方法	V_{om}
截止失真	过低	底部失真	顶部失真	增大 V_{BB} , 增大 R_c	$V_{om} = \frac{V_{CC} - U_{CEQ}}{\sqrt{2}}$
饱和失真	过高	无失真	底部失真	增大 R_b , 减小 R_c , 减小 β	$V_{om} = \frac{U_{CEQ} - U_{CES}}{\sqrt{2}}$

(U_{CES} 为饱和管压降)

即 $V_{om} = \frac{\min\{V_{CC} - U_{CEQ}, U_{CEQ} - U_{CES}\}}{\sqrt{2}}$

3. 直流负载线与交流负载线

在含有电抗的电路中,其直流通路和交流通路差别较大,有直流交流两条负载线

eg. 阻容耦合放大电路: 直流负载线 $k = -\frac{1}{R_c}$ 交流负载线 $k = -\frac{1}{R_c \parallel R_L}$, 两线均过 Q 点

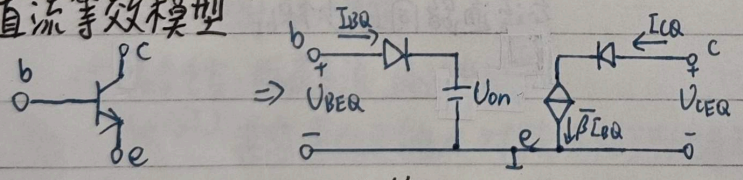
$\star V_{om} = \frac{\min\{I_{CQ}(R_c \parallel R_L), U_{CEQ} - U_{CES}\}}{\sqrt{2}}$ ← 最大不失真输出电压有效值

三. 等效电路法

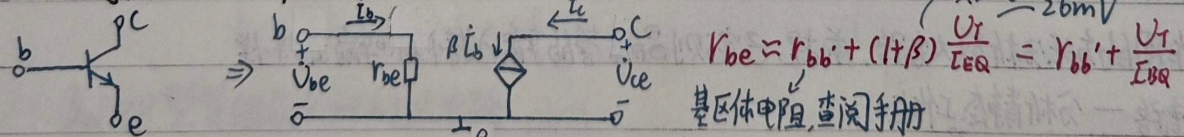
晶体管的等效模型分类

- ① 直流等效模型: $U_i = 0$, 仅有直流电源作用 \Rightarrow 用于分析静态工作点
- ② 交流等效模型: 在静态基础上加低频小信号 \Rightarrow 用于分析电压放大倍数, 输入电阻, 输出电阻
- ③ 高频等效模型: 高频, 考虑结电容的影响 \Rightarrow 用于分析电路的高频特性

1. 直流等效模型



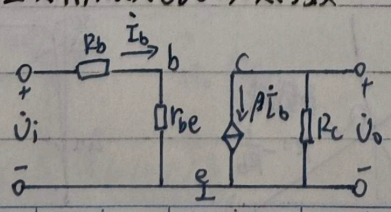
2. h 参数等效模型 (即晶体管的低频小信号模型)



3. 利用 h 参数等效模型分析放大电路动态参数

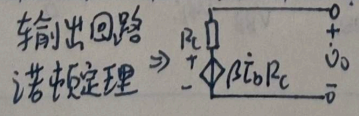
eg. 基本共射放大电路

交流通路 \Rightarrow



$$\begin{cases} U_i = I_b (R_b + r_{be}) \\ U_o = -I_c R_c = -\beta I_b R_c \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} A_u = \frac{U_o}{U_i} = -\frac{\beta R_c}{R_b + r_{be}} \\ R_i = \frac{U_i}{I_b} = R_b + r_{be} \\ R_o = R_c \end{cases}$$

Campus



\star 注: 输入电阻不应含 R_s , 输出电阻不应含 R_L
若信号源有内阻 R_s , 则 $A_{us} = \frac{U_o}{U_s} = \frac{U_i}{U_s} \cdot \frac{U_o}{U_i} = \frac{R_i}{R_s + R_i} \cdot A_u$

§ 2.4 放大电路静态工作点 Q 的稳定

一、放大电路中静态对动态的影响

eg. 对于阻容耦合共射放大电路 ① 在 u_i 不变的情况下, 减小 R_b , u_o 如何变化? R_i 如何变化?
② 当 u_o 最大值, 再减小 R_b , 会发生什么?

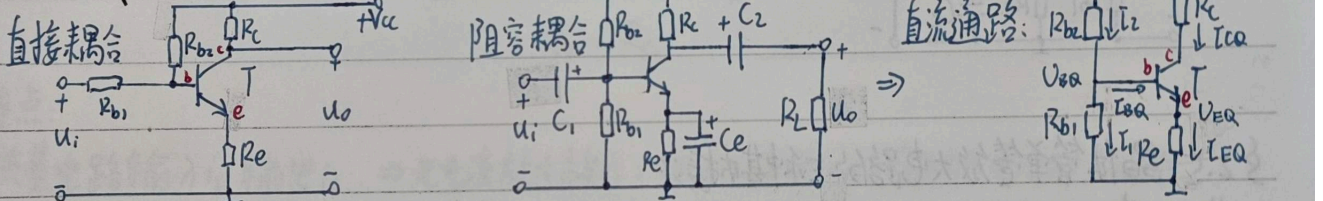
答: ① 一定范围内, $R_b \downarrow \Rightarrow I_{BQ} \uparrow \Rightarrow I_{EQ} \uparrow \Rightarrow A_u = -\frac{\beta R_i}{r_{be}} = -\frac{\beta(R_c \parallel R_L)}{r_{be} + (1+\beta)\frac{V_{CEQ}}{I_{EQ}}} \uparrow \Rightarrow u_o \uparrow$
 $\Rightarrow R_i = R_b \parallel r_{be} \approx r_{be} \downarrow$

② $R_b \downarrow \Rightarrow I_{BQ} \uparrow \Rightarrow Q$ 点沿着直流负载线升高 $\Rightarrow U_{CEQ} \downarrow \Rightarrow$ 饱和失真

二、静态工作点 Q 的稳定

1. 稳定的方法 依靠 I_{BQ} 的变化来抵消 I_{CQ} 和 U_{CEQ} 的变化 起因: $T \uparrow$ 会使 I_{CQ} 明显 \uparrow , Q 点 \uparrow

2. 分压式电流负反馈 Q 点稳定电路 R_e 引入直流负反馈



要求: 选参数使 $I_1 \gg I_{BQ}$, 则 $I_1 \approx I_2$, $U_{BQ} \approx \frac{R_{b1}}{R_{b1} + R_{b2}} V_{CC}$, U_{BQ} 不随温度变化

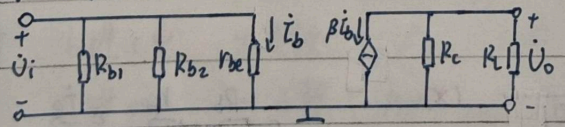
过程: $T(^{\circ}C) \uparrow \Rightarrow I_{CQ} (I_{EQ}) \uparrow \Rightarrow U_{EQ} \uparrow$ 又 U_{BQ} 基本不变 $\Rightarrow U_{BE} \downarrow \Rightarrow I_{BQ} \downarrow \Rightarrow I_{CQ} \downarrow$

① 静态工作点的估算: $\begin{cases} U_{BQ} \approx \frac{R_{b1}}{R_{b1} + R_{b2}} V_{CC} & \text{发射极电流 } I_{EQ} = \frac{U_{BQ} - U_{BEQ}}{R_e} & I_{CQ} \approx I_{EQ} \\ \text{管压降 } U_{CEQ} \approx V_{CC} - I_{CQ}(R_c + R_e) & I_{BQ} = \frac{I_{EQ}}{1+\beta} \end{cases}$

注: 当 $R_e \gg \frac{R_b}{1+\beta}$ 时 (其中 $R_b = R_{b1} \parallel R_{b2}$), 才有 $I_1 \gg I_{BQ}$, 上述分析才成立

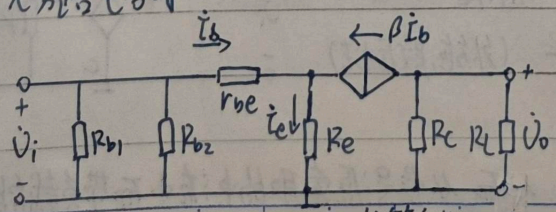
② 动态参数的估算

阻容耦合 Q 点稳定电路的交流等效电路 - 有旁路电容时 $A_u = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{\beta(R_c \parallel R_L)}{r_{be}}$



$R_i = R_{b1} \parallel R_{b2} \parallel r_{be}$
 $\Delta R_o = R_c \quad R_o \text{ 里无 } R_L!$

无旁路电容时



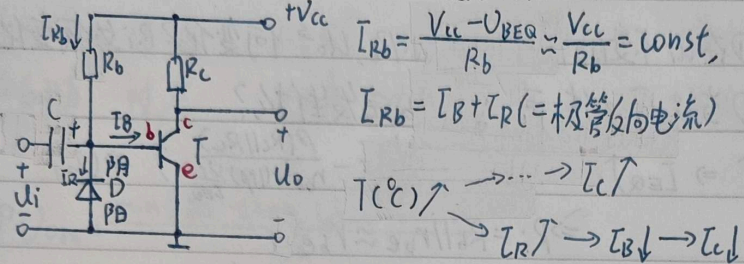
$A_u = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{\beta(R_c \parallel R_L)}{r_{be} + (1+\beta)R_e} \xrightarrow[\beta \gg 1]{(1+\beta)R_e \gg r_{be}} A_u \approx -\frac{R_c \parallel R_L}{R_e}$
 $R_i = \frac{u_i}{i_i} = R_{b1} \parallel R_{b2} \parallel [r_{be} + (1+\beta)R_e]$
 $R_o = R_c \quad R_o \text{ 里无 } R_L!$

无旁路电容的利: A_u 与晶体管参数无关, 温度稳定性好; 弊: $|A_u|$ 大大减小, 电压放大能力差

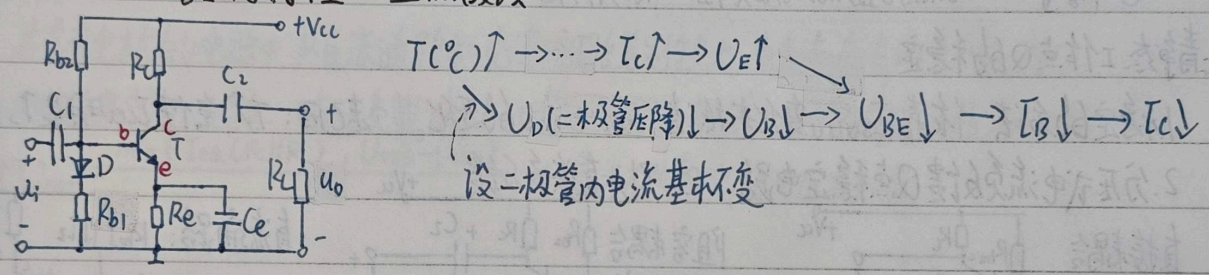
R_e 的利: 提高 R_i ; 弊: $|A_u| \downarrow$
阻容耦合的缺点: 有电容元件无法集成

3. 采用温度补偿来稳定Q点 => 必须借助对温度敏感的器件 eg. 二极管、热敏电阻

① 利用二极管反向特性进行温度补偿



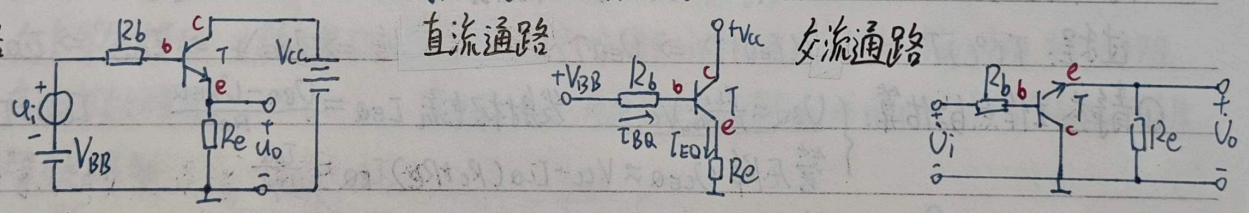
② 利用二极管正向特性 + 直流负反馈



§2.5 晶体管单管放大电路的三种基本接法

一. 基本共集放大电路 **b进e出** 又称射极输出器、射极跟随器

1. 电路



2. 静态分析:

输入回路方程: $V_{BB} = I_{BQ}R_b + U_{BEQ} + I_{EQ}R_e$

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

$$\Rightarrow \begin{cases} I_{BQ} = \frac{V_{BB} - U_{BEQ}}{R_b + (1+\beta)R_e} \\ I_{EQ} = (1+\beta)I_{BQ} \\ U_{CEQ} = V_{CC} - I_{EQ}R_e \end{cases}$$

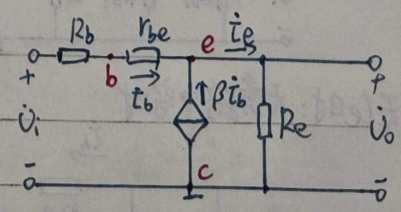
3. 动态分析:

$$U_i = I_b(R_b + r_{be}) + I_e R_e$$

$$= I_b [R_b + r_{be} + (1+\beta)R_e] \Rightarrow R_i = \frac{U_i}{I_i} = R_b + r_{be} + (1+\beta)R_e$$

$$U_o = I_e R_e = I_b (1+\beta)R_e$$

$$R_o = R_e \parallel \frac{R_b + r_{be}}{1+\beta} \quad (\text{外加激励法})$$



4. 特点:

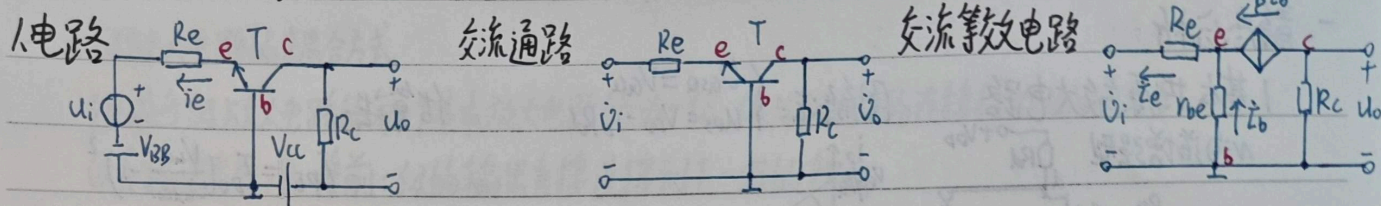
共集放大电路的输入电阻大, 输出电阻小, 从而从信号源索取的电流小而带负载能力强

Campus

(*) 表明 U_o 与 U_i 同相且 $U_o < U_i$, 一般 $A_{u0} \approx 1$ 即 $U_o \approx U_i$, 无电压放大能力

但 $I_e \gg I_b$, 有功率放大作用

二. 基本共基放大电路 e 进 c 出



2. 静态分析

$$\begin{cases} \text{输入回路方程: } V_{BB} = U_{BEQ} + I_{EQ}R_e \Rightarrow I_{EQ} = \frac{V_{BB} - U_{BEQ}}{R_e} \\ \text{且 } U_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}R_C \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} U_{CEQ} = V_{CEQ} - U_{BEQ} = V_{CC} - I_{CQ}R_C + U_{BEQ} \end{cases}$$

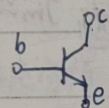
3. 动态分析

$$\begin{aligned} U_i &= -(i_e R_e + i_b r_{be}) = -i_b [(1+\beta)R_e + r_{be}] \Rightarrow A_u = \frac{\beta R_C}{r_{be} + (1+\beta)R_e} \\ U_o &= -\beta i_b R_C \Rightarrow R_i = R_e + \frac{r_{be}}{1+\beta} \\ R_o &= R_C \end{aligned}$$

4. 特点:

共基电路输入 i_e 输出 i_c \Rightarrow 无电流放大能力; 一般 R_e 非常小 \Rightarrow 有足够电压放大能力
最大优点: 通频带宽

三. 三种接法的比较



1. 共射: 既能放大电流又能放大电压, 输入电阻居三种电路之中, 输出电阻较大, 频带较窄
2. 共集: 只能放大电流, 电压跟随, 输入电阻最大, 输出电阻最小
3. 共基: 只能放大电压, 电流跟随, 输入电阻小, 电压放大倍数, 输出电阻与共射电路相当, 高频特性最好

接法	A_u	A_i	R_i	R_o	频带	特点	
共射	b 进 c 出	大, 负数	β	中	大	窄	\Rightarrow 低频电压放大电路的单元电路
共集	b 进 e 出	≈ 1 , 正数	$(1+\beta)R_e$	大	小	中	\Rightarrow 用于放大电路的输入级和输出级
共基	e 进 c 出	大, 正数	≈ 1	小	大	宽	\Rightarrow 宽频带放大电路

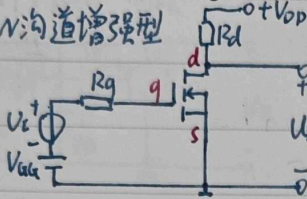
§2.6 场效应管放大电路

特点: U_{GS} 控制 i_D , $i_B = 0$

一、静态分析

1. 基本共源放大电路

N沟道增强型

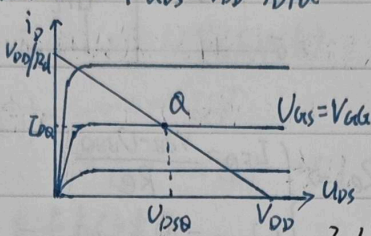


图解法:
$$\begin{cases} U_{GS} = V_{GS} \\ U_{DS} = V_{DD} - i_D R_D \end{cases}$$

估算法:

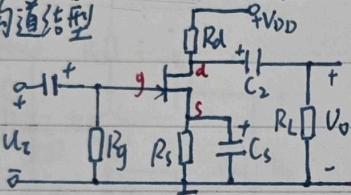
$$I_{DQ} = I_{D0} \left(\frac{U_{GS}}{U_{GS(th)}} - 1 \right)^2$$

$$U_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ} R_D$$



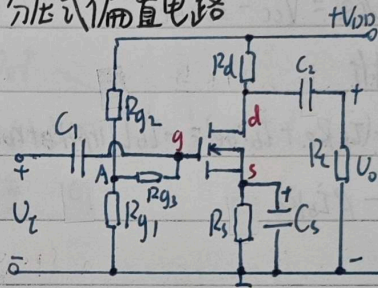
2. 自给偏压共源放大电路

N沟道结型



$$\begin{aligned} U_{GSQ} &= V_{GS} - U_{DSQ} \\ &= -I_{DQ} R_S < 0 \end{aligned}$$

3. 分压式偏置电路



$$I_{R3} = 0$$

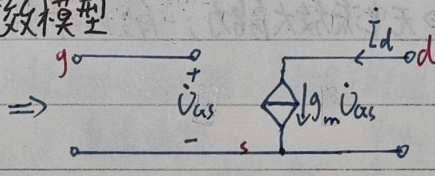
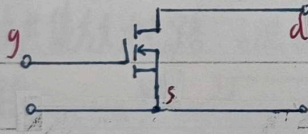
$$U_{GS} = \frac{R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}} V_{DD}$$

$$U_{GS} = I_{DQ} R_S$$

$\Rightarrow U_{GSQ} = f(I_{DQ})$
联立, 求解

二、动态分析

场效应管的低频小信号等效模型



$$g_m \stackrel{\text{def}}{=} \frac{di_D}{dU_{GS}} = \frac{i_D}{U_{GS}}$$

$$g_m \approx \frac{2}{U_{GS(th)}} \sqrt{I_{D0} I_{DQ}}$$

$$g_m \approx \frac{-2}{U_{GS(off)}} \sqrt{I_{DSS} I_{DQ}}$$

§2.7 复合管放大电路

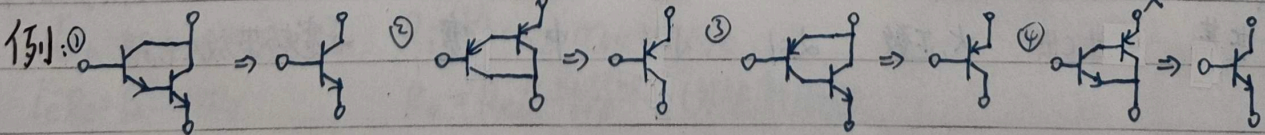
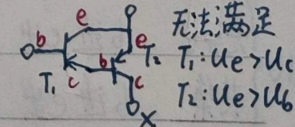
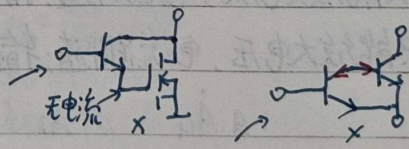
复合管组成原则:

① 复合管等效为第一个管同类型的管子

② 若含场效应管, 则场效应管只能为第一个管

③ 分析方法 电流流向 每只管的各极电流应有合适的通路

电位分析 每只管均能工作在放大区/恒流区



上述四种情况均有 $\beta = \beta_1 \beta_2$

第3章 集成运算放大电路

§3.1 多级放大电路

一、多级放大电路的耦合方式

组成多级放大电路的每一个基本放大电路称为一级，级与级之间的连接称为级间耦合

① 直接耦合：将前一级的输出直接连接到下一级的输入

优点：低频特性好，可以放大变化缓慢的信号，没有大电容易于集成

缺点：存在零点漂移现象；静态工作点相互影响，电路分析困难

→ 改进：长尾式差分放大电路

② 阻容耦合：

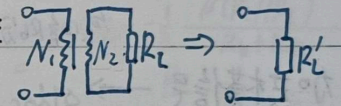
优点：各级间直流通路不相通，各级的静态工作点相互独立，电路分析简单

缺点：低频特性差；难以集成

③ 变压器耦合：

优点：可实现阻抗变换，使负载获得足够大的功率；各级独立

缺点：同阻容耦合



④ 光电耦合

优点：抗干扰能力强，可用于远距离信号传输

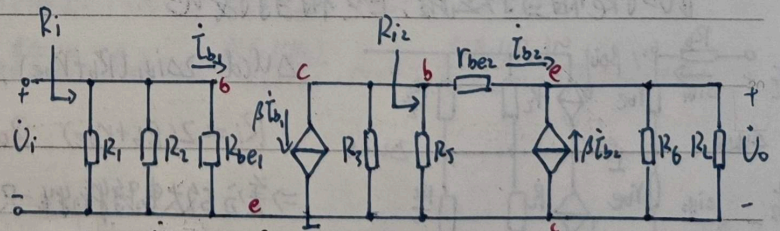
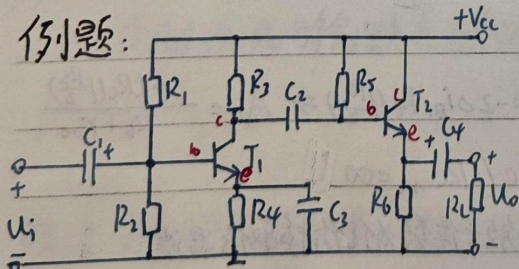
let $n = \frac{N_1}{N_2}$, $R_L' = n^2 R_L$

二、多级放大电路的动态分析

电压放大倍数： $A_u = \prod_{i=1}^n A_{ui}$ 每一级的放大倍数 A_{ui} 均是以后面所有电路作为其负载时的放大倍数

电压： $U_{o1} = U_{i2}$, $U_{o2} = U_{i3} \dots U_{o(n-1)} = U_{in}$ 输入电阻 $R_i = R_{i1}$ 输出电阻 $R_o = R_{on}$

例题：



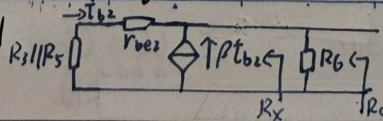
解：第一级： $U_{i1} = I_{b1} r_{be1}$, $U_{o1} = -\beta I_{b1} (R_3 // R_{i2}) \Rightarrow A_{u1} = \frac{U_{o1}}{U_{i1}} = -\frac{\beta (R_3 // R_{i2})}{r_{be1}} \Rightarrow A_u = A_{u1} \cdot A_{u2}$

第二级： $U_{i2} = I_{b2} r_{be2} + U_{o1}$, $U_{o2} = (1+\beta) I_{b2} (R_6 // R_L) \Rightarrow A_{u2} = \frac{U_{o2}}{U_{i2}} = \frac{(1+\beta) (R_6 // R_L)}{r_{be2} + (1+\beta) (R_6 // R_L)}$

求 R_{i2} : $R_{i2} = R_5 // [r_{be2} + (1+\beta) I_{b2} (R_6 // R_L)]$

$\Rightarrow R_{i2} = R_5 // (\frac{U_{o1}}{I_{b2}}) = R_5 // [r_{be2} + (1+\beta) (R_6 // R_L)]$

$R_i = R_1 // R_2 // r_{be1}$ 求 R_o : 有 $I_{b1} = 0$, 则



对 R_x : $I_x = -(1+\beta) I_{b2}$, $U = -(R_5 // R_6 + r_{be2}) I_{b2}$
 $\Rightarrow R_x = \frac{R_5 // R_6 + r_{be2}}{1+\beta}$
 $\Rightarrow R_o = R_x // R_6$

§ 3.2 集成运放中的单元电路

一、差分放大电路

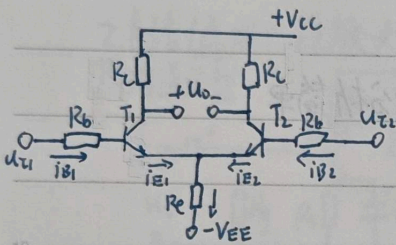
定义: 共模信号 U_{TC} : ^{温漂}大小相等极性相同的输入信号; 共模放大倍数: $A_c = \frac{\Delta U_{oc}}{\Delta U_{TC}}$ ← 共模输入电压

差模信号 U_{Td} : 大小相等极性相反的输入信号; 差模放大倍数: $A_d = \frac{\Delta U_{od}}{\Delta U_{Td}}$ ← 差模输入电压

共模抑制比 $K_{CMR} = \left| \frac{A_d}{A_c} \right|$ 越大说明电路性能越好

1. 长尾式差分放大电路:

★ R_e : 直流共模变两倍, 差模直接接地



① 静态分析:

$$I_{Re} = I_{EQ1} + I_{EQ2} = 2I_{EQ}$$

由于 $U_{CQ1} = U_{CQ2}$,

$$\text{基极回路: } I_{BQ} R_b + U_{BEQ} + 2I_{EQ} R_e = V_{EE}$$

故 $U_o = U_{CQ1} - U_{CQ2} = 0$

$$\Rightarrow I_{EQ} = \frac{V_{EE} - U_{BEQ}}{\frac{R_b}{1+\beta} + 2R_e}, \quad I_{BQ} = \frac{I_{EQ}}{1+\beta}$$

忽略 R_b 分压: $U_{CEQ} = U_{CQ} - U_{EQ} \approx V_{CC} - I_{CQ} R_c + U_{BEQ}$

② 加共模信号 ΔU_{TC} : $\Delta U_{oc} = 0, A_c = 0$

对共模信号的抑制: 既利用了电路参数对称性所起的补偿作用, 使两只晶体管的 ΔU_{ce} 相同, $\Delta U_{oc} = 0$ 又利用了 R_e 对共模信号的负反馈作用, 抑制了每只晶体管 i_c 的变化

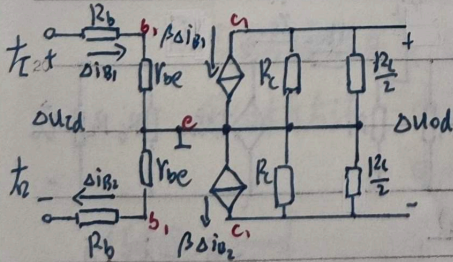
设所加共模信号 ΔU_{TC} 为正, 分析左半边: $\Delta U_E = 2\Delta i_e R_e$

$$\Delta U_{TC} \uparrow \rightarrow i_{B1} \uparrow \rightarrow i_{E1} \uparrow \rightarrow U_{E1} \uparrow \rightarrow U_{BE1} \downarrow \rightarrow i_{B1} \downarrow \rightarrow i_{E1} \downarrow$$

$\Delta U_E = \Delta i_e (2R_e)$, 对每边晶体管而言, 发射极等效电阻为 $2R_e$ R_e : 共模反馈电阻, 越大负反馈作用越强

③ 加差模信号 ΔU_{Td}

此时 R_e 相当于短路, E点相当于接地



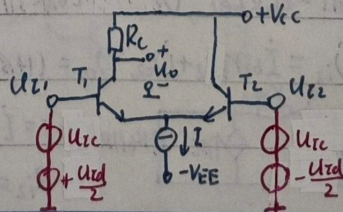
$$\Delta U_{Td} = 2\Delta i_{B1} (R_b + r_{be}), \quad \Delta U_{od} = -2\beta \Delta i_{B1} (R_c \parallel \frac{R_c}{2}) \Rightarrow A_d = -\frac{\beta (R_c \parallel \frac{R_c}{2})}{R_b + r_{be}}$$

$$R_i = 2(R_b + r_{be}) \quad R_o = 2R_c \quad K_{CMR} = \infty$$

⇒ 差分放大电路牺牲一只管子的放大倍数为代价换取低温漂

例: 若加入直流信号 U_{T1}, U_{T2} , 则

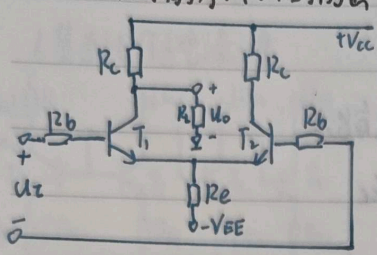
共模输入 $U_{TC} = \frac{U_{T1} + U_{T2}}{2}$ 差模输入 $U_{Td} = |U_{T1} - U_{T2}|$



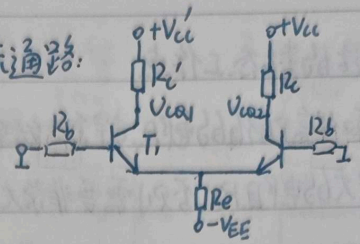
$$\Delta U_o = A_d \Delta U_{Td} + A_c \Delta U_{TC}$$

注: $U_o = U_{CQ1} + \Delta U_o$
记得静态值

2. 双端输入, 单端输出

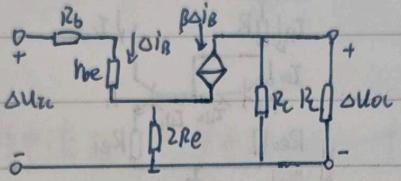
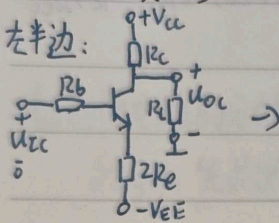


① 直流通路:



等效: $V_{ce}' = \frac{R_c}{R_c + R_c} V_{cc}$, $R_i' = R_c \parallel R_c$
静态工作点求法同上

② 加共模信号

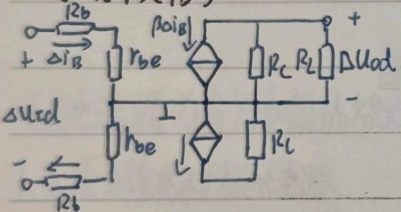


$$\Delta U_{ic} = \Delta i_b [R_b + r_{be} + 2(1+\beta)R_e]$$

$$\Delta U_{oc} = -\beta \Delta i_b (R_c \parallel R_c)$$

$$\Rightarrow A_c = -\frac{\beta(R_c \parallel R_c)}{R_b + r_{be} + 2(1+\beta)R_e}$$

③ 加差模信号



$$\Delta U_{od} = -\Delta i_c (R_c \parallel R_c), \Delta U_{id} = 2\Delta i_b (R_b + r_{be}) \Rightarrow A_d = -\frac{1}{2} \frac{\beta(R_c \parallel R_c)}{R_b + r_{be}}$$

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

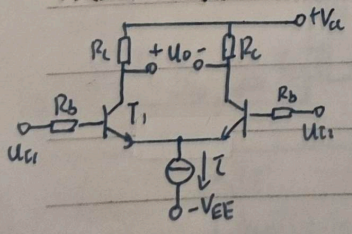
3. 单端输入

设输入 ΔU_i , 则 $\Delta U_{ic} = \frac{\Delta U_i}{2}$, $\Delta U_{id} = \Delta U_i$, $\Rightarrow \Delta U_o = A_d \Delta U_{id} + A_c \Delta U_{ic}$

归纳: 四种接法:

- 1) 输入电阻均为 $R_i = 2(R_b + r_{be})$
- 2) 单端输入 \Rightarrow 可分解为共模 + 差模输入
- 3) A_d, A_c, R_o 与输出方式有关
 - ① 双端输出: $A_d = -\frac{\beta(R_c \parallel R_c)}{R_b + r_{be}}, A_c = 0, R_o = 2R_c$
 - ② 单端输出: $A_d = -\frac{1}{2} \frac{\beta(R_c \parallel R_c)}{R_b + r_{be}}, A_c = -\frac{\beta(R_c \parallel R_c)}{R_b + r_{be} + 2(1+\beta)R_e}, R_o = R_c$

改进: 具有恒流源的差分放大电路



恒流源内阻为无穷大, 相当于 $R_e \rightarrow \infty$
因此无论双端单端输出, 有 $A_c = 0, K_{CMR} = \infty$

二. 电流源电路

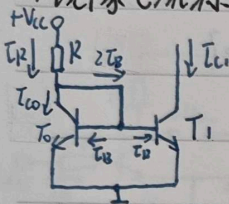
作用: 静态: 为各级提供合适的静态工作点

动态: 作为有源负载取代高阻值的电阻, 提高多级电路的放大能力

不能直接用很大的电阻 R_c , 否则需要非常大的源电压 V_{cc}

基本电流源电路

1. 镜像电流源 $I_{C1} \approx I_R$



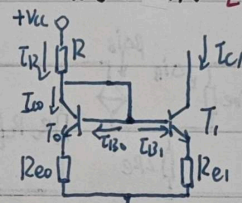
$$I_{B0} = I_{B1} = I_{B2}$$

$$I_{C0} = I_{C1} = I_{C2} = \beta I_B$$

$$I_R = \frac{V_{CC} - U_{BE}}{R} = \frac{\beta + 2}{\beta} I_{C1} \approx I_{C1}$$

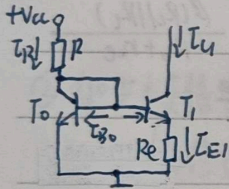
缺点: R 功耗大

2. 比例电流源 $I_{C1} R_{e1} \approx I_R R_{e0}, I_R \approx \frac{V_{CC} - U_{BE0}}{R + R_{e0}}$



3. 微电流源

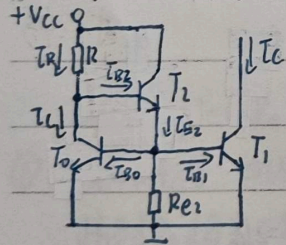
$$I_{C1} \approx \frac{U_T}{R_{e1}} \ln \frac{I_R}{I_{C1}}, I_R \approx \frac{V_{CC} - U_{BE0}}{R}$$



可以获得非常小的输出电流 I_{C1}

改进型电流源电路

1. 加射级输出器的电流源 $I_{C1} \approx I_R$



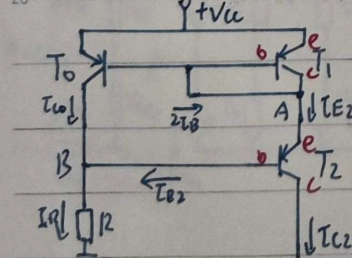
$$I_C = I_{C2} - I_{B2} = I_{C2} \frac{I_{E2}}{I_{C2}} = I_{C2} \frac{2I_{B2}}{I_{C2}} = I_{C2} \frac{2}{\beta + 1}$$

$$\Rightarrow I_C = \frac{I_R}{1 + \frac{2}{\beta + 1}} \approx I_R$$

作用: 即使 β 很小, 也可以认为 $I_C \approx I_R$, I_C 与 I_R 的镜像关系好

R_{e1} 的作用: 增大 T_2 管的工作电流, 提高 T_2 管的 β

2. 威尔逊电流源 $I_{C2} \approx I_R$



对称: $I_{C0} = I_{C1} = I_C$

A点: $I_{E2} = I_{C1} + 2I_{B2} = (1 + \frac{2}{\beta}) I_C$

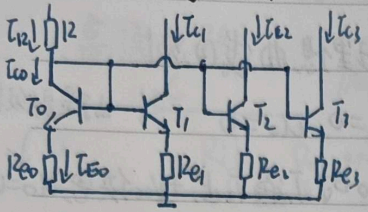
故 $I_C = \frac{\beta}{\beta + 2} I_{E2} = \frac{\beta}{\beta + 2} \frac{\beta + 1}{\beta} I_{C2} = \frac{\beta + 1}{\beta + 2} I_{C2}$

B点: $I_R = I_{B2} + I_C = \frac{I_{C2}}{\beta} + \frac{\beta + 1}{\beta + 2} I_{C2} = \frac{\beta^2 + 2\beta + 2}{\beta + 2\beta} I_{C2}$

$\Rightarrow I_{C2} = (1 - \frac{2}{\beta^2 + 2\beta + 2}) I_R \approx I_R$

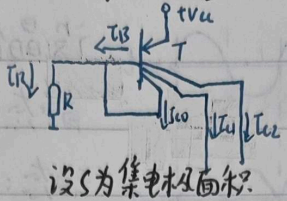
多路电流源电路

1. 基于比例电流源



$$I_{E0} R_{E0} = I_{E1} R_{E1} = I_{E2} R_{E2} = I_{E3} R_{E3}$$

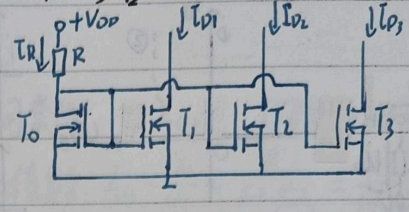
2. 多集电极管



$$I_{C0} : I_{C1} : I_{C2} = S_0 : S_1 : S_2$$

设 \$S\$ 为集电极面积

3. MOS管



$$I_{D0} : I_{D1} : I_{D2} : I_{D3} = S_0 : S_1 : S_2 : S_3$$

沟道越宽越短
 ⇒ 电阻越小, \$I_D\$ 越大
 设沟道宽长比 \$S = \frac{W}{L}\$

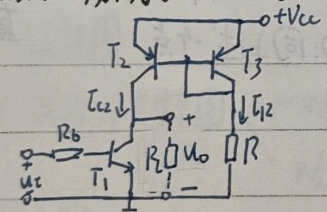
电流源电路的分析

Step 1: 先求出基准电流 \$I_R\$ \$I_R\$ 是电路中唯一能通过对列写回路方程求出来的电流

Step 2: 利用 \$I_R\$ 及上述模型求出各路输出电流

以电流源为有源负载的放大电路

1. 有源负载共射放大电路

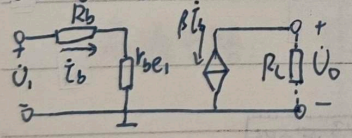


\$T_1\$ 为放大管, \$T_2\$ 与 \$T_3\$ 亦构成镜像电流源, \$T_2\$ 是 \$T_1\$ 的有源负载

$$\text{基准电流 } I_R = \frac{V_{CC} - U_{EB3}}{R}, T_1 \text{ 集电极静态电流 } I_{CQ1} = I_{C2} = \frac{\beta}{\beta+2} I_R$$

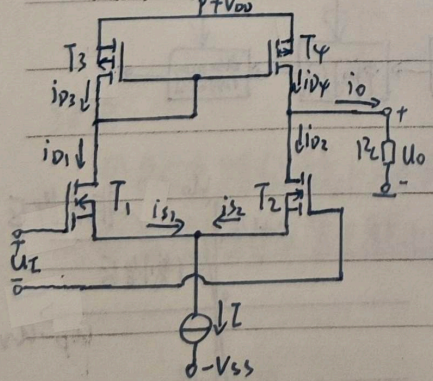
注: 输入端 \$u_i\$ 中应有直流分量, 为 \$T_1\$ 提供基极静态电流 \$I_{BQ1} = \frac{I_{CQ1}}{\beta}\$ 才不冲突

交流等效电路



$$A_u = -\frac{\beta R_L}{R_b + r_{be}}$$

2. 有源负载差分放大电路



静态: \$I_{S1} = I_{S2} = \frac{I}{2}, I_{D1} = I_{D2} = \frac{I}{2}\$ 且 \$I_{D3} = I_{D1}, I_{D3} = I_{D4} \Rightarrow i_o = I_{D4} - I_{D3} = 0\$

加差模信号 \$\Delta u_i: \Delta i_{D1} = -\Delta i_{D2}\$ 故 \$\Delta i_{D2} = -\Delta i_{D1} \Rightarrow i_o = \Delta i_{D4} - \Delta i_{D3} = 2 \Delta i_{D1}\$

此时 \$A_{iu} = \frac{\Delta i_o}{\Delta u_i} = \frac{\Delta i_o}{\frac{\Delta u_i}{2}} = g_m\$ 为 MOS 管的跨导

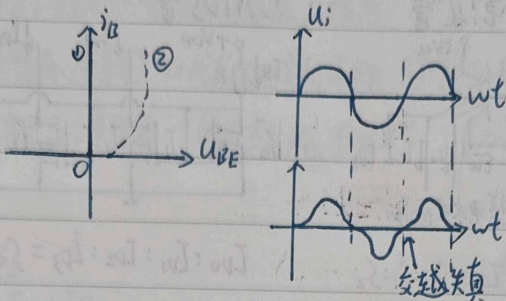
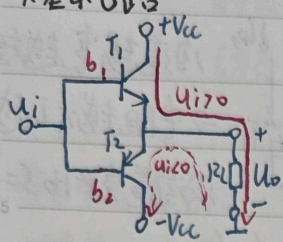
$$A_u = \frac{\Delta u_o}{\Delta u_i} = A_{iu} \frac{\Delta u_o}{\Delta i_o} = A_{iu} R_L$$

加共模信号 \$\Delta u_i\$: 输出为 0

⇒ 利用镜像电流源可以使单端输出差分放大电路的 \$A_d\$ 提高至双端输出的情况 (即 \$\times 2\$)

三、双向跟随的互补输出级

1. 基本电路



设晶体管理想曲线①, 则

静态: $U_i = 0, U_o = 0$

由于射级输出

动态: $U_i > 0$ 时, T_1 通 T_2 止, $+V_{cc}$ 供电, $U_o = U_i$

$U_i < 0$ 时, T_1 止 T_2 通, $-V_{cc}$ 供电, $U_o = U_i$

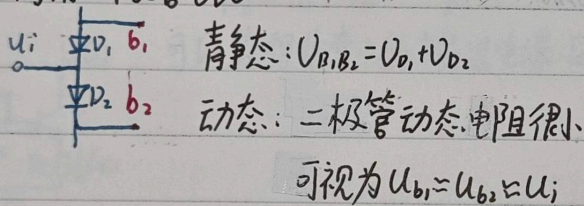
最大不失真电压: $\pm(V_{cc} - |U_{CES}|)$

若考虑晶体管实际输入特性②, 则会产生交越失真

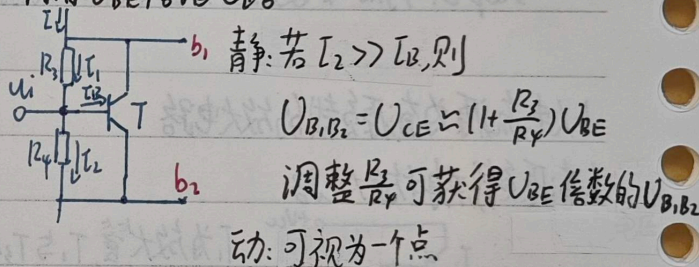
消除失真的方法: 设置合适静态工作点, 使静态时两管均处于微导通状态, 当有输入信号时就有管子导通

2. 消除交越失真的方法

① 利用二极管电路



② 利用 U_{BE} 倍增电路



动: 可视为一个点

3. 采用复合的互补输出级

准互补电路: 从输出端看进去, 输出管为同一类型管的电路

4. 互补输出级画交流通路: 只画一边的管子

§3.3 集成运放

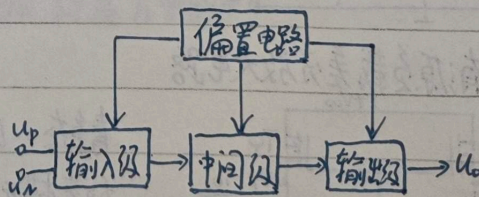
一、集成运放电路的组成

1. 输入级: 双端输入的差分放大电路, 其 R_i 高, $|A_{u1}|$ 大, 抑制零漂现象的能力强, 静态电流小

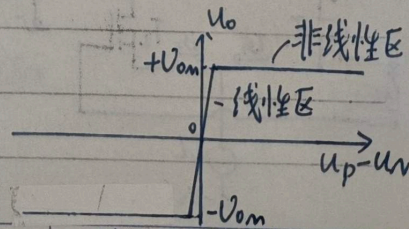
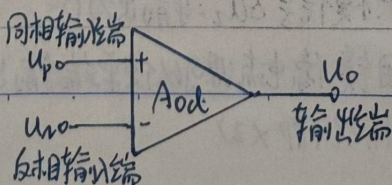
2. 中间级: 主放大器, 多采用复合管

3. 输出级: 互补输出电路, R_{o1} (带负载能力强)

4. 偏置电路: 采用电流源电路, 为各级设置静态工作点



二、集成运放的电压传输特性



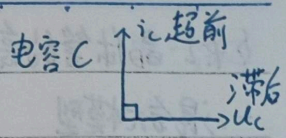
A_{od} : 差模开环放大倍数, 约几十万

线性区内: $U_o = A_{od}(U_p - U_n)$

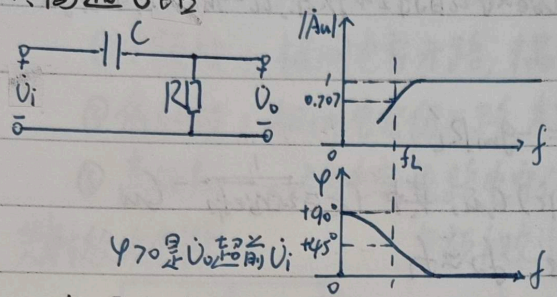
第4章 放大电路的频率响应

§4.1 频率响应概述

一、无源单级RC电路的频率响应

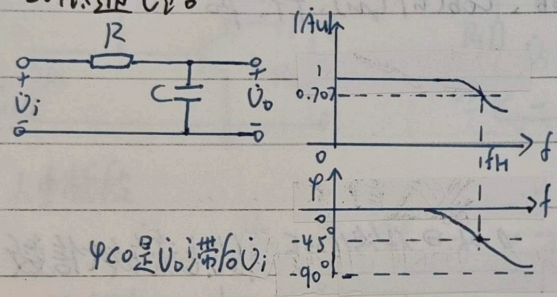


1. 高通电路



回路时间常数 $T = R_{eq}C$ 下限截止频率 $f_L = \frac{1}{2\pi T} = \frac{1}{2\pi R_{eq}C}$
 电压放大倍数: $A_u = \frac{U_o}{U_i} = \frac{R}{R + j\omega C} = \frac{j\omega R}{1 + j\omega R C}$ $A_{up} = 1$
 $\Rightarrow \begin{cases} A_u \text{ 的幅频特性: } |A_u| = \frac{f/f_L}{\sqrt{1+(f/f_L)^2}} \\ A_u \text{ 的相频特性: } \varphi = 90^\circ - \arctan(f/f_L) \end{cases}$

2. 低通电路



回路时间常数 $T = R_{eq}C$ 上限截止频率 $f_H = \frac{1}{2\pi T} = \frac{1}{2\pi R_{eq}C}$
 电压放大倍数: $A_u = \frac{U_o}{U_i} = \frac{1}{j\omega R C + 1} = \frac{1}{1 + j\frac{f}{f_H}}$ $A_{up} = 1$
 $\Rightarrow \begin{cases} |A_u| = \frac{1}{\sqrt{1+(f/f_H)^2}} \\ \varphi = -\arctan(f/f_H) \end{cases}$

二、波特图

1. 定义: 波特图

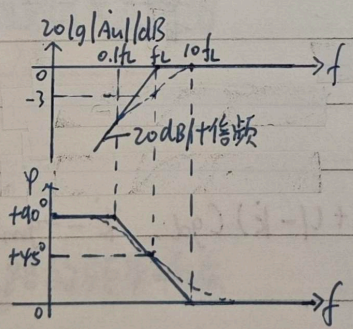
对数幅频特性: 横轴 $\lg f$ 纵轴 $20 \lg |A_u|$, 单位 dB
 对数相频特性: 横轴 $\lg f$ 纵轴 φ

以10为底的对数

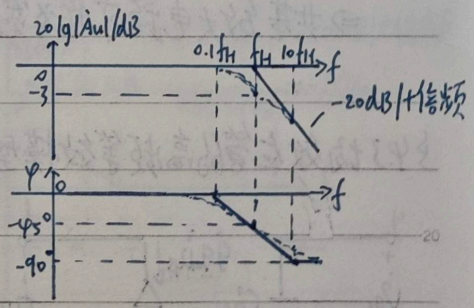
- 0 dB: 不放大不增益
- + dB: 放大
- dB: 衰减

2. 近似的波特图:

高通电路:



低通电路:

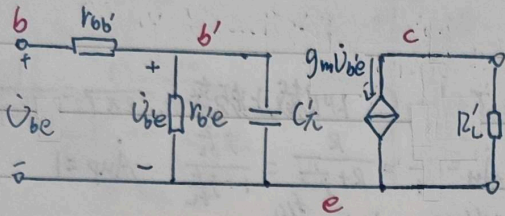


结论

- ① RC电路的截止频率取决于电容所在回路的时间常数 $T = R_{eq}C$
- ② 当信号频率等于截止频率 f_L / f_H 时放大电路的增益下降了3dB, 且产生 $+45^\circ - 45^\circ$ 的相移

§4.2 晶体管的高频等效电路

一. 混合π模型



g_m : 跨导描述 v_{be} 对 i_c 的控制关系, $i_c = g_m v_{be}$, 求法 $g_m = \frac{I_{EQ}}{U_T}$

$$r_{be} = \frac{U_T}{I_{BQ}}$$

$$k \stackrel{\text{def}}{=} \frac{v_{ce}}{v_{be}} = -g_m R_L'$$

$$C_{\pi}' = (C_{\pi} + (1-k)C_{\mu}), \text{ 其中 } C_{\pi} = \frac{1}{2\pi r_{be} f_T} - C_{\mu}$$

$$\text{且 } f_T = \beta_0 f_{\beta}, \quad f_{\beta} \approx f_T$$

手册可查: $r_{bb'}$, C_{ob} (即 C_{μ}), f_T , β_0

二. 晶体管电流放大倍数 β 的频率响应

电流放大倍数定义 $\beta = \frac{i_c}{i_b} \Big|_{u_{ce}=U_{CE}}$

此时 $k=0$, $C_{\pi}' = C_{\pi} + C_{\mu}$, 有 $\beta = \frac{\beta_0}{1+j\omega r_{be} C_{\pi}'}$

β_0 为晶体管低频时的电流放大倍数

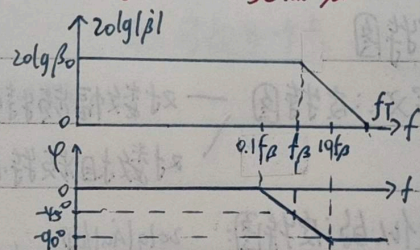
故 β 与低通电路相似, 记 f_{β} 为 β 的上限截止频率, 有 $f_{\beta} = \frac{1}{2\pi r_{be} C_{\pi}'} = \frac{1}{2\pi r_{be} (C_{\pi} + C_{\mu})}$

$$\text{有 } \beta = \frac{\beta_0}{1+j\frac{f}{f_{\beta}}}$$

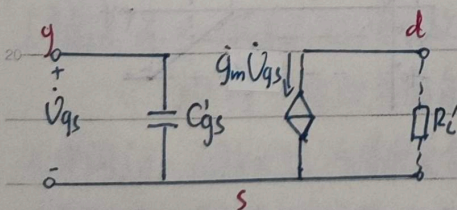
f_T 为特征频率, 有 $f_T \approx \beta_0 f_{\beta} = f_{\beta}$

其中 f_{β} 是共基电流放大倍数的上限截止频率 $f_{\beta} = \frac{f_T}{\beta_0}$

\Rightarrow 共基放大电路可作为宽频带放大电路



§4.3 场效应管的高频等效模型



$$C_{gs}' = (C_{gs} + (1-k)C_{gd}), \quad k = -g_m R_L'$$

§4.4 单管放大电路的频率响应

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

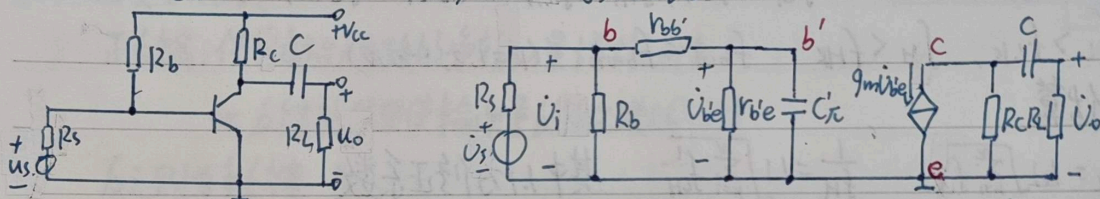
一、单管共射放大电路的频率响应

在分析放大电路的频率响应时，将输入信号的频率范围分为三个频段

- ① 中频段：极间电容开路，耦合电容、旁路电容短路
- ② 低频段：极间电容仍开路，耦合电容、旁路电容构成高通电路 $\rightarrow f_L$ (主要由旁路电容决定)
- ③ 高频段：耦合电容、旁路电容仍短路，极间电容构成低通电路 $\rightarrow f_H$

共射放大电路

全频段交流等效电路



1. 中频段

$$\dot{A}_{usm} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} = \frac{\dot{U}_i}{\dot{U}_s} \frac{U_{be}}{\dot{U}_i} \frac{\dot{U}_o}{U_{be}} = \frac{R_i}{R_s + R_i} \frac{r_{be}}{r_{be}} (-g_m R_L') \quad \text{其中 } R_i = R_b \parallel r_{be}, R_L' = R_c \parallel R_L$$

2. 低频段

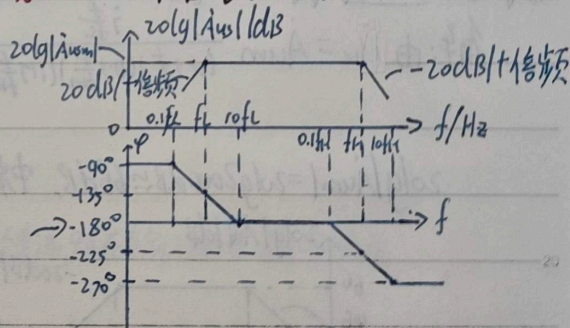
$$\dot{A}_{usl} = \dot{A}_{usm} \frac{jf}{1+jf} \quad \text{其中 } f_L = \frac{1}{2\pi T_L}, T_L = R_{eq1} \cdot C \text{ 是 } C \text{ 所在回路的时间常数}$$

3. 高频段

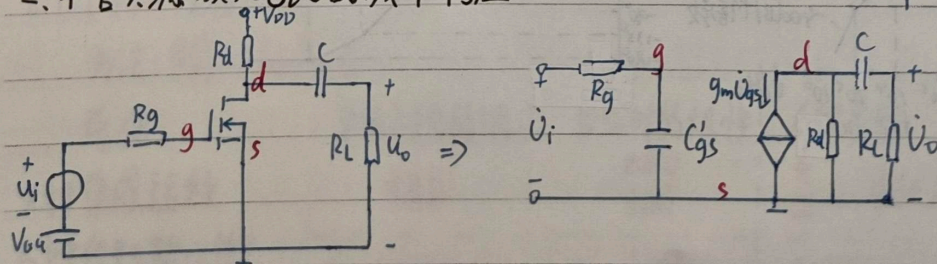
$$\dot{A}_{ush} = \dot{A}_{usm} \frac{1}{1+jf_H} \quad \text{其中 } f_H = \frac{1}{2\pi T_H}, T_H = R_{eq2} \cdot C' \text{ 是 } C' \text{ 所在回路的时间常数}$$

\Rightarrow 全频段电压放大倍数及其波特图

$$\dot{A}_{us} = \dot{A}_{usm} \frac{jf}{(1+jf/f_L)(1+jf_H/f)}$$



二、单管共源放大电路的频率响应



$$\Rightarrow f_H = \frac{1}{2\pi R_g C_{gs}}$$

$$f_L = \frac{1}{2\pi(R_d + R_L)C}$$

A_u 形式同上，波特图同上

§4.5 多级放大电路的频率响应

一、定性分析

1. 设一个 N 级放大电路各级的电压放大倍数为 $A_{u1}, A_{u2}, \dots, A_{uN}$, 则该电路的电压放大倍数

$$A_u = \prod_{k=1}^N A_{uk} \Rightarrow \begin{cases} 20 \lg |A_u| = \sum_{k=1}^N 20 \lg |A_{uk}| \\ \varphi = \sum_{k=1}^N \varphi_k \end{cases}$$

即波特图上, 该电路的增益/相移为各级放大电路增益/相移之和

2. 设一个 N 级放大电路各级截止频率 $f_{L1}, \dots, f_{LN}, f_{H1}, \dots, f_{HN}$, 与 f_{bw1}, \dots, f_{bwN} , 则

$$f_L > f_{Lk}, f_H < f_{Hk} \quad f_{bw} < f_{bwk} \quad (k=1, 2, \dots, N)$$

二、截止频率的估算

$$f_L = 1.1 \sqrt{\sum_{k=1}^N f_{Lk}^2} \quad \frac{1}{f_H} = 1.1 \sqrt{\sum_{k=1}^N \frac{1}{f_{Hk}^2}} \quad \text{其中 } 1.1 \text{ 为修正系数}$$

⇒ ① 放大电路级数愈多, 频带愈窄

② 在多级放大电路中, 若某级的下限频率 f_{Lj} 远高于其他各级的下限频率 f_{Lk} ($j=1, 2, \dots, N, j \neq k$)

则可认为 $f_L \approx f_{Lj}$; 上限频率同理

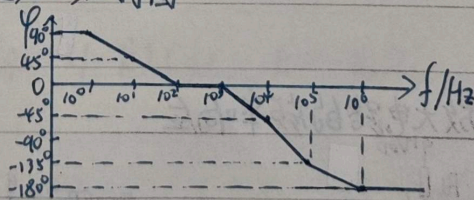
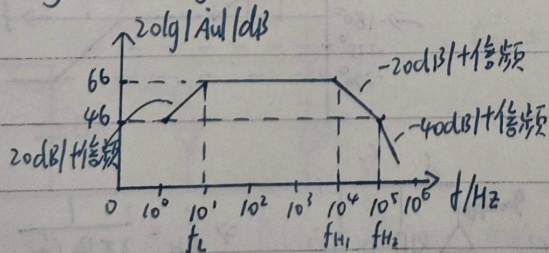
$$\text{即 } \underbrace{f_{L1} f_{L2} f_{L3}}_{f_L} \underbrace{f_{H1} f_{H2}}_{f_H} \rightarrow f \Rightarrow f_L \approx f_{L3}, f_H \approx f_{H1}$$

例: 已知两级共射放大电路的电压放大倍数, $A_u = \frac{200j\omega}{(1+j\omega/10)(1+j\omega/10^4)(1+j\omega/10^5)}$, 画出波特图

解: 由 $A_u = A_{um} \frac{j\omega}{(1+j\omega/10)(1+j\omega/10^4)(1+j\omega/10^5)}$ 知 $f_L = 10\text{Hz}, f_{H1} = 10^4\text{Hz}, f_{H2} = 10^5\text{Hz}, A_{um} = 2000$

由于 $f_{H1} \ll f_{H2}$, 故 $f_H \approx f_{H1} = 10^4\text{Hz}$

$20 \lg |A_{um}| = 20 \lg 2000 \text{dB} \approx 66 \text{dB}$, 中频时相位为 0° , 波特图:



第5章 放大电路中的反馈

§5.1 反馈的基本概念、分类与判断

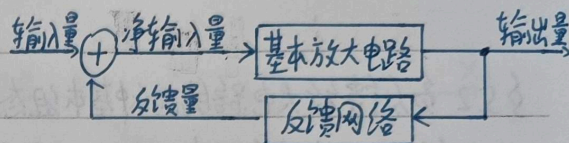
一、反馈的基本概念

1. 电子电路中的反馈: 将输出量(u_o 或 i_o)的一部分或全部, 通过一定的电路形式作用到输入回路, 用来影响其输入量(放大电路的 u_i 或 i_i)的措施称为反馈

反馈系统是一闭环系统

反馈放大电路的框图

反馈量是输出量的函数, 而与输入量无关



2. 正反馈与负反馈

正反馈: 使基本放大电路的净输入量增大的反馈

or 反馈的结果使输出量的变化增大的反馈

反之则为负反馈

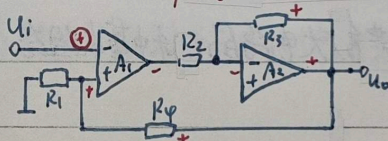
3. 直流反馈与交流反馈

仅在直流通路中存在的反馈称为直流反馈; 仅在交流通路中存在的称为交流反馈

直流负反馈的作用: 稳定放大电路的静态工作点, 抑制温漂

4. 局部反馈与级间反馈

只影响局部电路 | 影响整个电路



R_4 所引入的负反馈: 级间反馈

A_2, R_2, R_3 中的负反馈: 局部反馈

二、反馈的判断

1. 有无反馈的判断

① 结构上: 输出回路与输入回路必须有相连的通路

② 作用上: 利用叠加定理, 将输出量视为一信号源, 看反馈通路在输入端处是否有响应

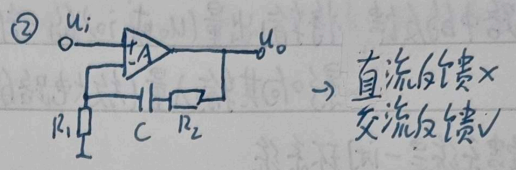
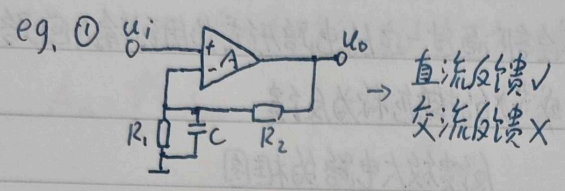
2. 反馈极性的判断

方法: 瞬时极性法

总结:	输入端的端子	瞬时时的极性	反馈类型
对于集成运放,	相异	相同	负
反馈信号与输入信号:	相同	相反	正
		相同	串联反馈
		相反	并联反馈

3. 直流反馈与交流反馈的判断

根据定义判断



§ 5.2 负反馈放大电路的四种基本组态

称引入了交流负反馈的放大电路为负反馈放大电路 交流负反馈使电路的放大能力下降

负反馈放大电路的分类:

电压反馈: 反馈量取自输出电压, 使输出电压稳定 \Rightarrow 可作电压型信号源

电流反馈: \sim

串联反馈: 反馈量与输入量在输入端以电压方式相叠加, 反馈减小了净输入电压 $u_D = u_i - u_F$

并联反馈: \sim

$$i_D = i_i - i_F$$

以上两两组合成负反馈放大电路的四种基本组态

二、反馈组态的判断

1. 电压/电流负反馈

令反馈放大电路的输出电压 u_o 为零, 若反馈量也随之为零, 则引入的是电压负反馈; 否则是电流反馈

2. 串联/并联反馈

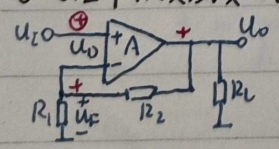
反馈信号与输入信号于运放的同一端子 \rightarrow 并联反馈; 不同端子 \rightarrow 串联反馈

输入信号源是恒流源

输入信号源是恒压源

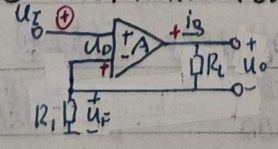
例:

① 电压串联负反馈电路



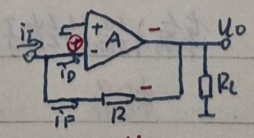
$$\text{反馈量: } u_F = \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_o$$

② 电流串联负反馈电路



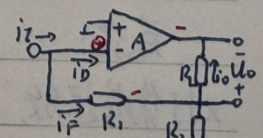
$$u_F = i_o R_1$$

③ 电压并联负反馈电路

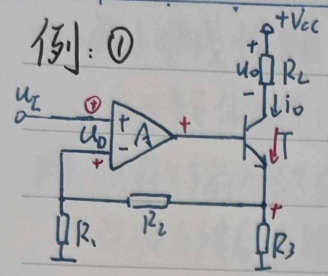


$$i_F = -\frac{u_o}{R}$$

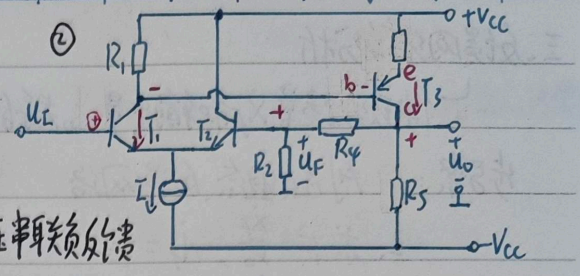
④ 电流并联负反馈电路



$$i_F = -\frac{R_2}{R_1 + R_2} i_o$$



例: ① R_2 存在: 既引入了直流反馈又引入交流
交流: 电流串联负反馈

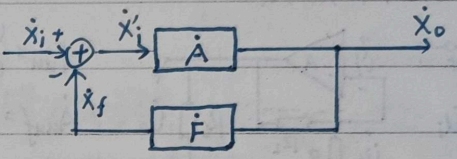


电压串联负反馈

差分放大电路的净输入电压: T_1, T_2 两管基极电位差

§5.3 负反馈放大电路的框图及其一般表达式

x_i 为输入量 x_i' 为净输入量 x_f 为反馈量 x_o 为输出量



⊕ 表示信号叠加, 关系: $x_i' = x_i - x_f$

基本放大电路的放大倍数 $A = \frac{x_o}{x_i'}$ 输出 / 净输入

反馈系数 $F = \frac{x_f}{x_o}$ 反馈 / 输出

闭环放大倍数 $A_f = \frac{x_o}{x_i}$

环路放大倍数 $AF = \frac{x_f}{x_i}$ 无量纲

反馈深度 $1 + AF$

$\Rightarrow A_f = \frac{A}{1 + AF}$ 引入反馈后, 电路的放大倍数降为基本放大电路放大倍数的 $\frac{1}{1 + AF}$

电压负反馈: $x_o = U_o$ 电流负反馈 $x_o = I_o$

串联负反馈: $x_i = U_i$, $x_i' = U_i'$, $x_f = U_f$

并联负反馈: $x_i = I_i$, $x_i' = I_i'$, $x_f = I_f$

§5.4 深度负反馈放大电路放大倍数的分析

一、深度负反馈

当反馈深度 $1 + AF \gg 1$ 有 $A_f \approx \frac{1}{F}$ 即深度负反馈时闭环放大倍数几乎仅取决于反馈网络而与基本放大电路无关

★ 实质: 忽略净输入量 x_i' , 即 $x_i' \approx x_f$ 串联: $U_i = U_f$, 并联: $I_i = I_f$

二、理想运放

1. 理想运放的性能指标 $A_{od} = \infty$ $r_{id} = \infty$ $r_o = 0$ $K_{CMR} = \infty$ $f_H = \infty$

2. 工作区: 集成运放 + 负反馈 = 工作在线性区, 集成运放 + 无反馈/正反馈 = 工作在非线性区

3. 理想运放在线性区的特点: ① 虚短, $U_p = U_n$ 在非线性区: 仅有虚断

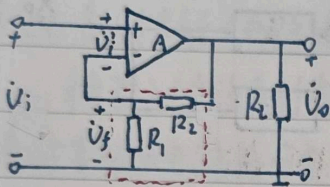
② 虚断, $i_p = i_n = 0$

三、反馈网络的分析

体现反馈量 X_f 和输出量 X_o 关系的网络

- 步骤聚:
1. 判断组态、反馈网络
 2. 求 $F = \frac{X_f}{X_o}$, $A_f = \frac{1}{F}$
 3. 将 A_f 转为 A_{uif}

1. 电压串联负反馈

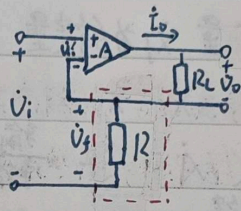


$$F_{ui} = \frac{U_f}{U_o} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$A_{uif} = \frac{1}{F_{ui}} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

故 $U_o = (1 + \frac{R_2}{R_1}) U_i$
 \Rightarrow 受控恒压源

2. 电流串联负反馈



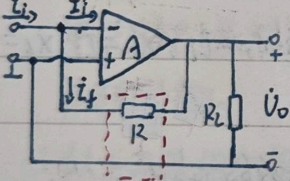
$$F_{ui} = \frac{U_f}{I_o} = R$$

$$A_{uif} = \frac{1}{F_{ui}} = \frac{1}{R} \Rightarrow I_o = \frac{1}{R} U_i$$

$$\dot{A}_{uif} = R_L \dot{A}_{iif} = \frac{R_L}{R} \Rightarrow U_o = \frac{R_L}{R} U_i$$

\Rightarrow 受控恒流源

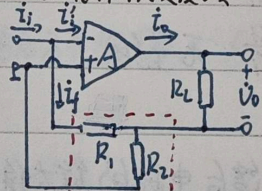
3. 电压并联负反馈



$$F_{ii} = \frac{I_f}{U_o} = -\frac{1}{R}$$

$$A_{uif} = \frac{1}{F_{ii}} = -R$$

4. 电流并联负反馈



$$F_{ii} = \frac{I_f}{I_o} = -\frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$A_{iif} = \frac{1}{F_{ii}} = -(1 + \frac{R_1}{R_2})$$

§5.5 负反馈对放大电路性能的影响

一、稳定放大倍数

$$\frac{dA_f}{A_f} = \frac{1}{1 + AF} \frac{dA}{A}$$

即 A_f 的稳定性是 A 的 $(1 + AF)$ 倍

注: A_f 的稳定性以损失放大倍数为代价, $A_f = \frac{1}{1 + AF} A$

二、改变输入电阻和输出电阻 \star 对比记忆

① 串联负反馈 (信号源为电压源) 增大输入电阻 $R_{if} = (1 + AF) R_i$ $R_{if} \rightarrow \infty$

② 并联负反馈 (信号源为电流源) 减小输入电阻 $R_{if} = \frac{1}{1 + AF} R_i$ $R_{if} \rightarrow 0$

③ 电压负反馈 减小输出电阻 \rightarrow 恒压源 $R_{of} = \frac{1}{1 + AF} R_o$ $R_{of} \rightarrow 0$

④ 电流负反馈 增大输出电阻 \rightarrow 恒流源 $R_{of} = (1 + AF) R_o$ $R_{of} \rightarrow \infty$

三、展宽频带

设基本放大电路的中频放大倍数为 A_m , 上、下限频率为 f_H, f_L , 则

$$f_{Hf} = (1 + A_m F) f_H, \quad f_{Lf} = \frac{1}{1 + A_m F} f_L \Rightarrow f_{bwf} = (1 + A_m F) f_{bw}$$

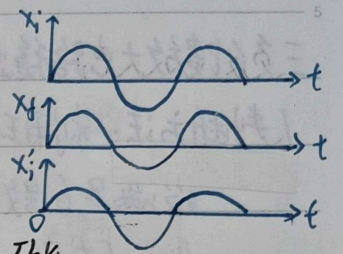
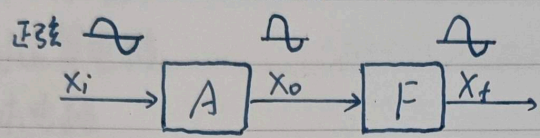
频带展宽到 $(1 + AF)$ 倍

四. 减小非线性失真

由于半导体器件(晶体管或场效应管)具有非线性特性, 当输入幅值较大的正弦波时, 输出信号除了含有与输入信号频率相同的基波外, 还含有其他谐波。

引入负反馈后, 在输出基波幅值不变的情况下, 输出的谐波部分减小到基本放大电路的 $\frac{1}{1+AF}$

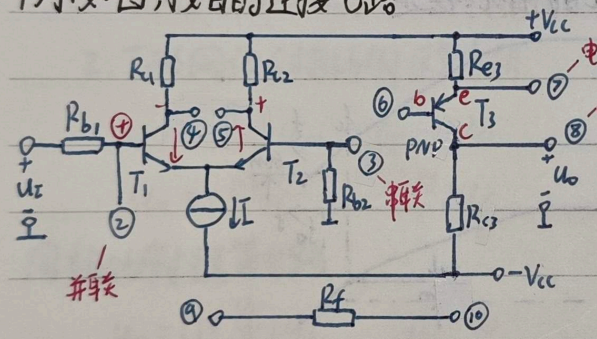
定性分析 开环时各点的波形 闭环时的波形分析



结论: (1) 前提: 信号源有足够潜力, 使输出量在闭环前基波成分不变

(2) 因非线性特性产生的非线性失真才能被抑制, X_i 波形的畸变不能

例: 如图, 按目的连接电路



- (1) 减小放大电路从信号源索取的电流并增强带负载能力 $\rightarrow R_{i大}$ 输出电压, $R_{o小}$
 \Rightarrow 电压串联负反馈, ④接⑥, ③-⑨-⑩-⑧
- (2) 将输入电流 i_i 转换为与之呈稳定线性关系的输出电流
 \Rightarrow 电流并联负反馈, ④接⑥ ②-⑨-⑩-⑦
- (3) 将输入电流 i_i 转换成输出电压
 \Rightarrow 电压并联负反馈, ⑤接⑥ ②-⑨-⑩-⑧

§5.6 负反馈放大电路的稳定性

一. 自激振荡产生的原因和条件

1. 自激振荡: 负反馈放大电路在输入量为零时, 输出却产生了一定频率和一定幅值的信号。

2. 产生的原因: 由 $X_i = X_i - X_f = X_i - AF X_i$ 中频段: $|X_i| = |X_i| - |AF X_i|$

低频段: 由耦合电容旁路电容, AF 产生超前相移 } 附加相移 $\varphi_A + \varphi_F$
 高频段: 由极间电容 AF 产生滞后相移

当某一频率的信号使得 $\varphi_A + \varphi_F = (2k+1)\pi$ ($k=0, 1, 2, \dots$) 时, 有 $|X_i| = |X_i| + |AF X_i|$

3. 自激振荡平衡条件: X_o 与 X_f 相互维持时, $X_o = A X_i = -AF X_o \Rightarrow AF = -1$ $\begin{cases} |AF| = 1 \\ \varphi_A + \varphi_F = (2k+1)\pi \quad (k=0) \end{cases}$

起振条件: $|AF| > 1$

二、负反馈放大电路稳定性的定性分析

1. 假设直接耦合, 反馈网络为纯电阻, 只可能存在高频振荡
 一级、二级放大电路不可能产生自激振荡; 三级可能
2. 放大电路中耦合电容、旁路电容越多, 越容易产生低频振荡

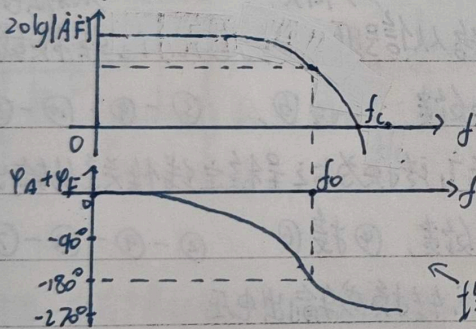
三、负反馈放大电路稳定性的判断

1. 判断方法: 利用环路增益的频率特性

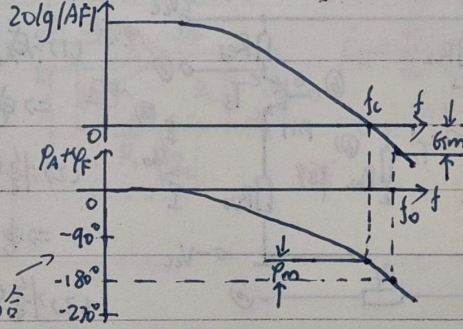
设满足自激振荡相位条件的频率为 f_0 , 满足幅值条件的频率为 f_c , 则:

- ① 若不存在 f_0 , 则电路稳定; 若存在 f_0 但 $f_0 > f_c$, 电路也稳定
- ② 若存在 f_0 且 $f_0 < f_c$, 则电路不稳定

例: $f_0 < f_c$ 的情况: 不稳定



例: $f_0 > f_c$ 的情况: 稳定



均为直接耦合

2. 稳定裕度

幅值裕度 $G_m = 20\lg|AF|_{f=f_0}$ 相位裕度 $\varphi_m = 180^\circ - |PA+PF|_{f=f_c}$

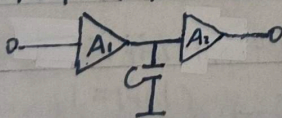
通常认为, 满足 $G_m \leq -10\text{dB}$ 且 $\varphi_m \geq 45^\circ$ 的负反馈放大电路有可靠的稳定性

四、负反馈放大电路自激振荡的消除方法

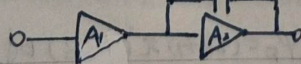
滞后补偿: 以频带变窄为代价消除自激振荡 设三级放大电路直接耦合, 反馈网络为纯电抗性

在最低的上限频率 f_{uh} 所在的外围电路中加上补偿电容

1. 简单滞后补偿电路



2. 密勒补偿



等效为 $C' = (1+|K|)C$

在获得相同补偿的情况下, 密勒补偿的电容 C 比简单滞后补偿的小得多

第6章 信号的运算和处理

§6.1 基本运算电路

一、概述

1. 电路组成: 为实现 u_o 与 u_i 的某种运算关系 \Rightarrow 集成运放工作在线性区 \Rightarrow 引入电压负反馈
2. 电路分析: 虚短 虚断 多采用节点电流法, 可利用叠加原理

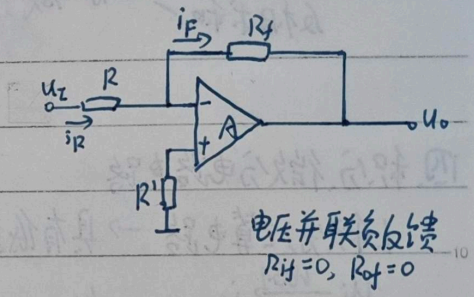
二、比例运算电路

反相比例运算电路

1. 基本电路

$$u_i \xrightarrow{\text{成比例}} i_R \quad u_o \xrightarrow{\text{成比例}} i_F$$

相等 $\Rightarrow u_o = -\frac{R_f}{R} u_i$ $R_i = R$
 $R_o = 0$



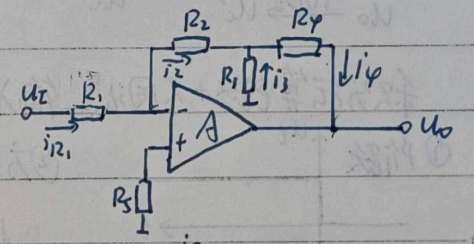
R' : 补偿电阻, 保证集成运放输入级差分放大电路
外接电阻的对称性 $R' = R // R_f$

2. T形网络反相比例运算电路

$$u_i \rightarrow I_{R_1} \rightarrow u_m \rightarrow I_F \rightarrow u_o$$

$$u_o = -\frac{R_2 + R_4}{R_1} \left(1 + \frac{R_2 // R_4}{R_3}\right) u_i$$

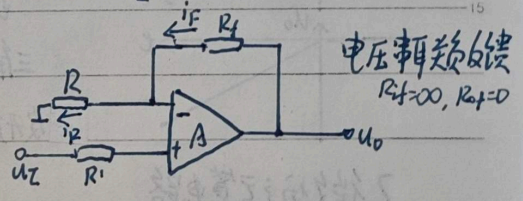
$R_i = R_1$
 $R_o = 0$



同相比例运算电路

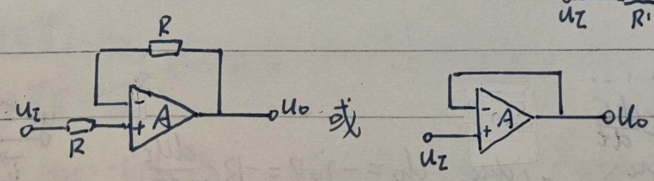
$$u_o = \left(1 + \frac{R_f}{R}\right) u_i$$

$R_i = \infty$
 $R_o = 0$



电压跟随器

$$u_o = u_i$$



注: 在多级运算电路的分析中, 因各级运算电路的 $R_o = 0$, 后级电路不影响前级电路的运算关系
 \Rightarrow 可对每级运算电路单独分析 电路带负载后运算关系不变

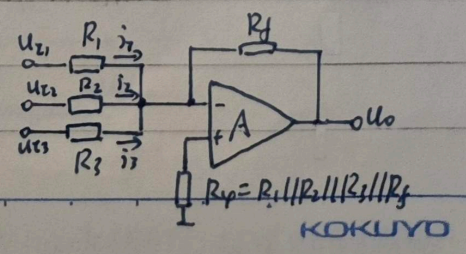
三、加减运算电路

1. 反相求和运算电路

反相比例 \rightarrow 反相求和 $u_o = -R_f \left(\frac{u_{i1}}{R_1} + \frac{u_{i2}}{R_2} + \frac{u_{i3}}{R_3} \right)$

$u_{i1} \xrightarrow{R_1} i_1$
 $u_{i2} \xrightarrow{R_2} i_2$
 $u_{i3} \xrightarrow{R_3} i_3$

KCL $\rightarrow i_F \xrightarrow{R_f} u_o$



2. 同相求和运算电路

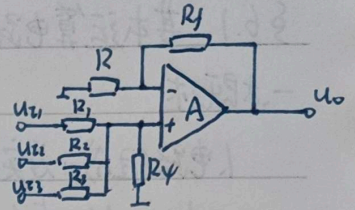
同相比例 \rightarrow 同相求和

当 $R_p = R_N$ 时

记 $R_p = R_1 \parallel R_2 \parallel R_3 \parallel R_4$, $R_N = R_1 \parallel R_f$

$$U_p = R_p \left(\frac{U_{i1}}{R_1} + \frac{U_{i2}}{R_2} + \frac{U_{i3}}{R_3} \right)$$

$$U_o = R_f \left(\frac{U_{i1}}{R_1} + \frac{U_{i2}}{R_2} + \frac{U_{i3}}{R_3} \right)$$

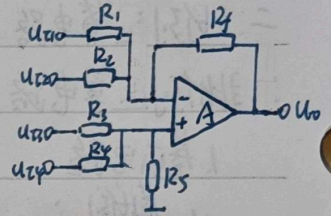


3. 加减运算电路

同相求和 \rightarrow 加减
反相求和 \rightarrow 加减

当 $R_1 \parallel R_2 \parallel R_f = R_3 \parallel R_4 \parallel R_5$ 时

$$U_o = R_f \left(\frac{U_{i3}}{R_3} + \frac{U_{i4}}{R_4} - \frac{U_{i1}}{R_1} - \frac{U_{i2}}{R_2} \right)$$



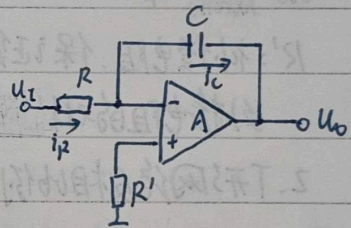
四. 积分、微分运算电路

1. 积分运算电路 \rightarrow 具有低通特性

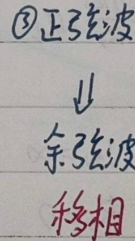
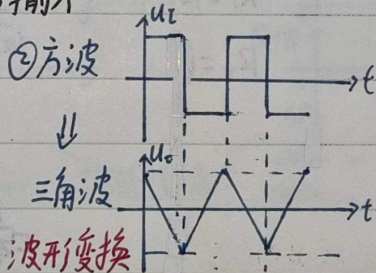
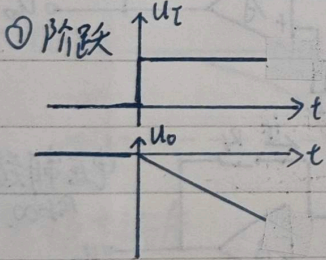
$$U_i \xrightarrow{|b|} i_c, \quad i_c = C \frac{dU_c}{dt}$$

$$U_o = -\frac{1}{RC} \int U_i dt$$

$$= -\frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_2} U_i dt + U_o(t_1)$$



积分运算电路 + 不同波形输入

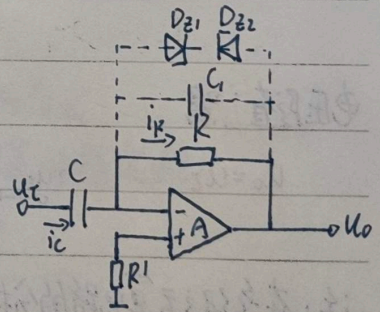


2. 微分运算电路

① 基本微分运算电路

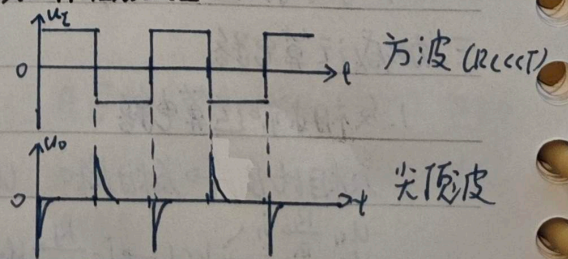
$$U_i \xrightarrow{|b|} U_c, \quad i_c = C \frac{dU_c}{dt}$$

$$U_o = -i_c R = -RC \frac{dU_i}{dt}$$



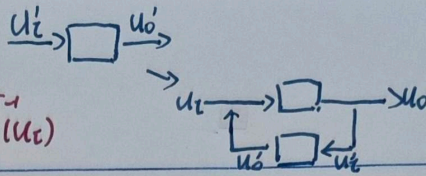
稳压二极管: 限制 U_o 幅值, 保证放大管始终工作在放大区

C_1 : 起相位补偿作用, 防止产生自激振荡



利用逆函数构造运算电路

$$\left. \begin{aligned} u'_0 &= f(u_i) \\ u_0 \propto u_i, u_i \propto u'_0 \end{aligned} \right\} \Rightarrow u_0 \propto f^{-1}(u'_0)$$



No.

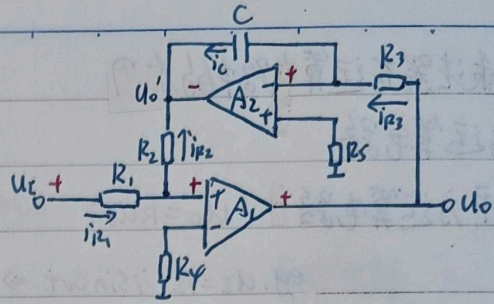
psp_data

Date

② 逆函数型微分运算电路

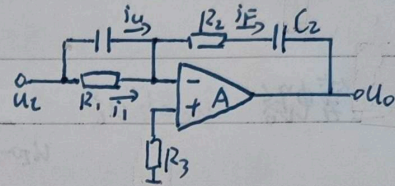
$$u_0 = \frac{R_2 R_3 C}{R_1} \cdot \frac{du_i}{dt}$$

注：运算电路都要引入负反馈



3. PID 调节器

$$u_0 = -\left(\frac{R_2}{R_1} + \frac{C_1}{C_2}\right)u_i - R_2 C_1 \frac{du_i}{dt} - \frac{1}{R_1 C_2} \int u_i dt$$



$$i_F = i_C + i_I$$

$$u_0 = u_{C1} + u_{R2}$$

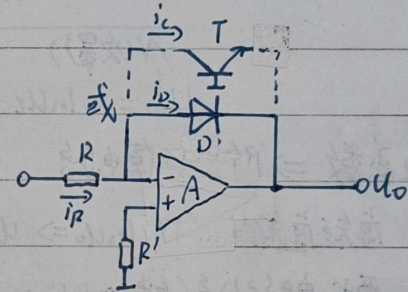
五. 对数、指数运算电路

1. 对数运算电路

$$\begin{aligned} u_i &\xrightarrow{\text{成比例}} i_D \rightarrow i_D = I_S e^{\frac{u_D}{U_T}} & u_0 &= -U_T \ln \frac{u_i}{I_S R} \\ u_0 &\xrightarrow{\text{成比例}} u_D \end{aligned}$$

若使用二极管: $u_0 = -u_D$

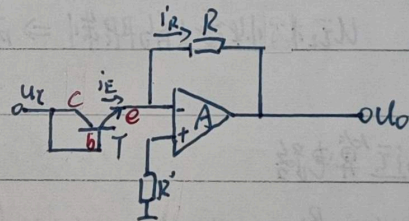
若使用晶体管共基接法: $i_C = 2i_E \approx i_E, u_0 = -u_{BE}$



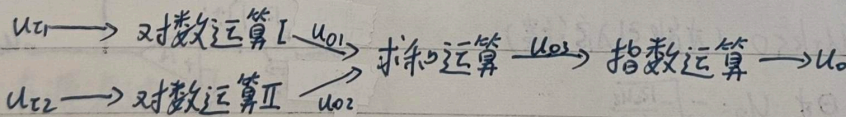
2. 指数运算电路

$$u_0 = -i_P R = -I_S e^{\frac{u_i}{U_T}} \cdot R$$

要求: $u_i > 0$



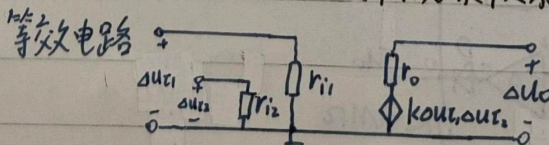
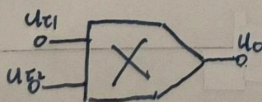
3. 用对数和指数运算电路实现乘法运算电路



$$u_{o1} = -U_T \ln \frac{u_{i1}}{I_S R} \quad u_{o2} = U_T \ln \frac{u_{i2}}{(I_S R)^2} \Rightarrow u_0 = -\frac{u_{i1} u_{i2}}{I_S R}$$

§6.2 模拟乘法器

一. 简介: 输入输出均对地而言, 有 $u_0 = k u_{i1} u_{i2}$ 其中 k 为乘积系数, 多为 $+0.1V^{-1}$ 或 $-0.1V^{-1}$



理想模拟乘法器: (1) $r_{i1}, r_{i2} \rightarrow \infty$ (2) $r_o \rightarrow 0$ (3) k 不随信号幅值、频率而变化
(4) $u_{i1} = 0$ 或 $u_{i2} = 0$ 时, $u_0 = 0$

二. 模拟乘法器在运算电路中的应用

1. 乘方运算电路

平方运算电路

$$U_o = kU_i^2$$

eg. $U_i = \sqrt{2}U_m \sin \omega t \Rightarrow U_o = U_i^2 = kU_m^2(1 - \cos 2\omega t)$

直流 = 1倍频

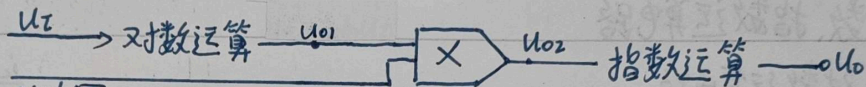


三次方运算电路

$$U_o = k^2 U_i^3$$



高次幂乘方运算



N(次幂)

$$U_{o1} = k_1 \ln U_i$$

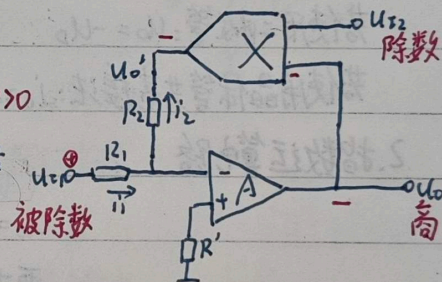
$$U_{o2} = k_2 N \ln U_i \Rightarrow U_o = k_3 U_i^{k_1 k_2 N}$$

2. 反函数 \Rightarrow 除法运算电路

虚短虚断 + $U_o' = kU_i U_o \Rightarrow U_o = -\frac{R_2}{kR_1} \cdot \frac{U_i}{U_i}$

要求: 电路引入负反馈 $\Rightarrow U_i U_o' < 0 \Rightarrow U_o U_o' > 0 \Rightarrow U_i k > 0$

U_i 极性受 k 的限制 \Rightarrow 两象限除法运算电路



3. 开方运算电路

$$U_o' = -\frac{R_2}{R_1} U_i, U_i = kU_o^2 \Rightarrow |U_o| = \sqrt{\frac{-R_2 U_i}{kR_1}}, U_o U_i < 0$$

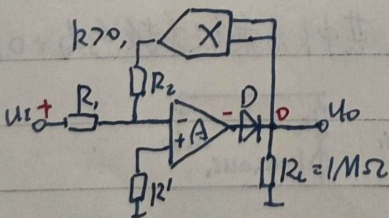
根号下为正, 要求: $U_i k < 0$ (才能引入负反馈)

① $U_i > 0, k < 0$ 时, $U_o = -\sqrt{\frac{R_2 U_i}{kR_1}}$

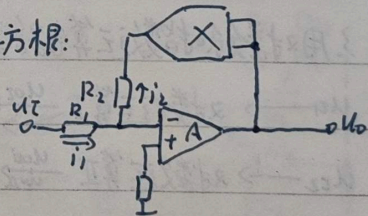
② $U_i < 0, k > 0$ 时, $U_o = \sqrt{\frac{-R_2 U_i}{kR_1}}$

(此时若瞬间 $U_i > 0$, 则引入正反馈, 集成运放无法回到线性区 \Rightarrow 闭锁)

防止闭锁现象的平方根电路:



平方根:



§6.3 有源滤波电路

一、简介

1. 滤波电路: 对于信号的频率具有选择性的电路。

2. 分类: ① 低通滤波器 LPF: 作为直流电源整流后的滤波电路

② 高通滤波器 HPF: 阻容耦合, 隔直通交

③ 带通滤波器 BPF: 通信电路, 提高信噪比

④ 带阻滤波器 BEF: 抗干扰频率的干扰或噪声

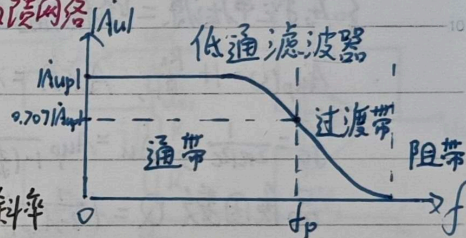
⑤ 全通滤波器 APF: 对不同频率信号产生不同的相移, 用于检测信号频率

3. 滤波器的幅频特性

A_{up} : 通带放大倍数, 通带中的 $\frac{U_o}{U_i}$ 取决于由电阻组成的反馈网络

f_p : 通带截止频率, 使 $|A_u| = 0.707|A_{up}|$ 的频率

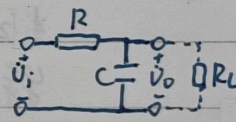
过渡带越窄, 电路选择性越好, 滤波特性越理想



4. 分析滤波电路 \rightarrow 研究其幅频特性 \rightarrow 计算 A_{up} f_p 过渡带斜率

5. 滤波电路 ① 无源滤波电路: 仅由无源元件 (R, L, C) 组成

例: RC 低通滤波器 $A_{up} = \frac{U_o}{U_i} = 1$, $f_p = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi RC}$



缺点: 无源滤波电路的 A_u 、 f_p 随负载而变化 带载后: $A_{up} = \frac{R_L}{R+R_L}$, $f_p = \frac{1}{2\pi(R||R_L)C}$

② 有源滤波电路: 无源滤波 + 集成运放 + 负载 负载变化不影响频率特性

缺点: 不适于高压大电流的负载 C R_i 高 R_o 低

6. 有源滤波电路的传递函数

$R(s) = R$, $Z_C(s) = \frac{1}{sC}$, $Z_L(s) = sL$ 传递函数 $A_u(s) = \frac{U_o(s)}{U_i(s)}$ 将 s 换成 $j\omega$ 即得到放大倍数

传递函数中分母中 s 的最高指数称为滤波器的阶数

电路中 RC 环节越多, 阶数越高, 过渡带将越窄

二. 低通滤波器

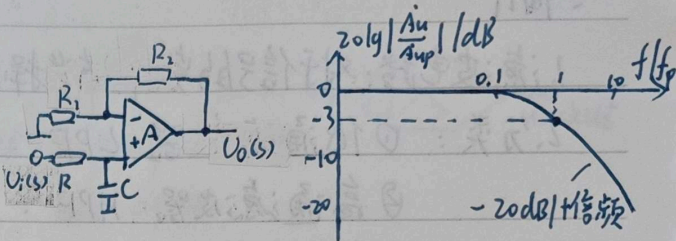
f_0 为特征频率, f_p 为通带截止频率

同相输入低通滤波器

1. 一阶电路

$$A_u(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = (1 + \frac{R_2}{R_1}) \frac{V_p(s)}{V_i(s)} = (1 + \frac{R_2}{R_1}) \frac{1}{1 + sRC}$$

$$\Rightarrow A_{up} = 1 + \frac{R_2}{R_1}, f_p = \frac{1}{2\pi RC}, A_u = \frac{A_{up}}{1 + j\frac{f}{f_p}}$$

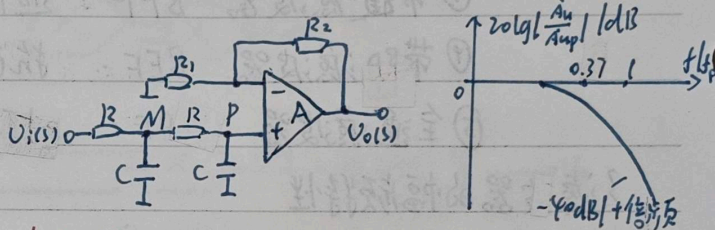


2. 简单二阶电路

$$A_u(s) = (1 + \frac{R_2}{R_1}) \frac{V_p(s)}{V_i(s)} = (1 + \frac{R_2}{R_1}) \frac{V_p(s)}{V_m(s)} \cdot \frac{V_m(s)}{V_i(s)}$$

$$= (1 + \frac{R_2}{R_1}) \frac{1}{1 + 3sRC + (sRC)^2}$$

$$\text{令 } f_0 = \frac{1}{2\pi RC}, \text{ 有 } f_p = 0.37 f_0$$



3. 压控电压源 = 二阶低通滤波电路 认为 $f_p = f_0$

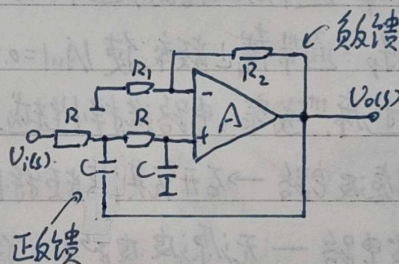
$$A_{up}(s) = 1 + \frac{R_2}{R_1}, A_u(s) = A_{up}(s) \frac{1}{1 + [3 - A_{up}(s)]sRC + (sRC)^2}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}, A_u = A_{up} \frac{1}{1 - (\frac{f}{f_0})^2 + j(3 - A_{up})\frac{f}{f_0}}$$

$$\text{品质因数 } Q = \frac{1}{3 - A_{up}} = \frac{|A_u|_{f=f_0}}{|A_{up}|}$$

当 $2 \leq |A_{up}| < 3$ 时, $|A_u|_{f=f_0} \geq |A_{up}|$

特别地: 当 $A_{up} = 2$ 时, $Q = 1$.



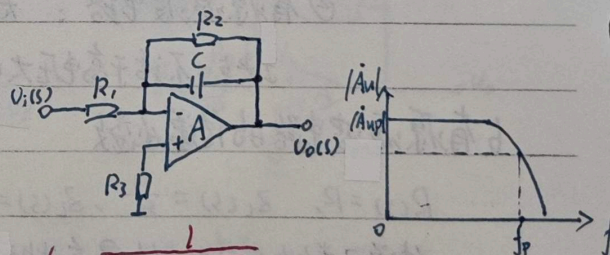
反相输入低通滤波器

1. 一阶电路

$$A_{up} = -\frac{R_2}{R_1}, A_u(s) = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + sR_2C}$$

$$\text{令 } j\omega \text{ 取代 } s, f_0 = \frac{1}{2\pi R_2C} \Rightarrow A_u = A_{up} \frac{1}{1 + j\frac{f}{f_0}}$$

$$\text{通带截止频率 } f_p = f_0 = \frac{1}{2\pi R_2C}$$



2. 无限增益多路反馈二阶低通滤波电路 $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1C_2R_1R_2}}$

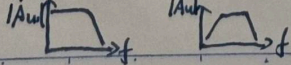
三. 高通滤波器

高通滤波电路和低通滤波电路是对偶的 高通滤波电路 $\xleftrightarrow{R \leftrightarrow C \text{ 互换}}$ 低通滤波电路

四. 带通、带阻滤波器

带通滤波器: $V_i \rightarrow \text{LPF} \rightarrow V_{o1} \rightarrow \text{HPF} \rightarrow V_o$

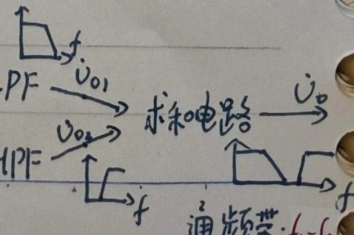
要求 $f_H > f_L$



通频带: $f_H - f_L$

带阻滤波器: $V_i \rightarrow \text{LPF} \rightarrow V_{o1}$ 和 $V_i \rightarrow \text{HPF} \rightarrow V_{o2}$ 求和电路 $\rightarrow V_o$

要求 $f_H < f_L$



通频带: $f_L - f_H$

运算电路和有源滤波器之间的比较

- 相同之处: 1. 电路中均引入深度负反馈, 集成运放均工作在线性区
2. 均有“虚短虚断”, 均可用节点电流法求解电路

- 不同之处: 1. 运算电路研究的是时域问题, 用运算关系描述 u_o 与 u_i 的关系
测试时, 在输入信号不变 (或直流) 下测量 u_o 与 u_i 有效值的关系
2. 有源滤波器研究的是频域问题, 用 A_u 的幅频特性描述滤波特性
测试时, 在 u_i 幅值不变的情况下测量 u_o 幅值与 u_i 的 f 的关系

仪表放大器

作用: 用于弱信号放大 特点: A_d 大 R_{id} 大 K_{CMR} 高

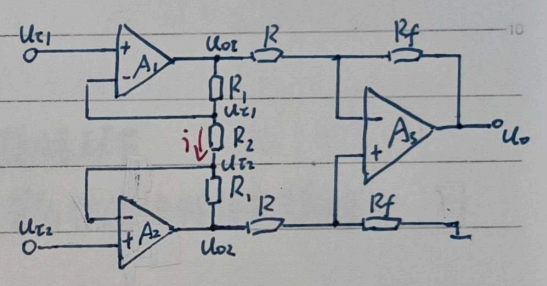
三运放构成的仪表放大器

$$u_{o1} - u_{o2} = \left(1 + \frac{2R_1}{R_2}\right) (u_{i1} - u_{i2})$$

R_2 作用: 提高差模信号, 而不放大共模信号

$$u_o = -\frac{R_f}{R} (u_{o1} - u_{o2}) \Rightarrow u_o = -\frac{R_f}{R} \left(1 + \frac{2R_1}{R_2}\right) u_{id}$$

对于共模信号, $u_{i1} = u_{i2} = u_{ic}$ 时, $i = 0, u_{o1} = u_{o2} = u_{ic} \Rightarrow u_o = 0$



第7章 波形的发生和信号的转换

§7.1 正弦波振荡电路

指在没有外加输入信号的情况下,依靠电路自激振荡而产生正弦波输出电压的电路

一、概述

1. 产生正弦波振荡的条件

正弦波振荡电路引入正反馈以满足振荡条件,且外加选频网络使振荡频率人为可控

正弦波振荡的平衡条件 $AF = 1$ 即 $\left\{ \begin{array}{l} \text{幅值条件 } |AF| = 1 \\ \text{相位条件 } \varphi_A + \varphi_F = 2n\pi (n \in \mathbb{Z}) \end{array} \right.$

注: $A = \frac{x_o}{x_i}$, $F = \frac{x_f}{x_o}$

起振: 合闸后, 输出电压从幅值很小含有丰富频率, 到仅有一种频率 $f = f_0$

且幅值由小逐渐增大直至稳幅(动态平衡)

起振条件: $|AF| > 1$

2. 正弦波振荡电路的组成

四个部分: 放大电路、选频网络、正反馈网络、稳幅环节

常将选频和正反馈合为一个网络; 依靠晶体管的非线性特性来稳幅

3. 正弦波振荡电路的分类

依照选频网络所用元件命名	RC正弦波振荡电路	振荡频率较低, $< 1\text{MHz}$
	LC ~	$> 1\text{MHz}$
	石英晶体 ~	特点是振荡频率非常稳定, 可等效为LC ~

二、RC正弦波振荡电路

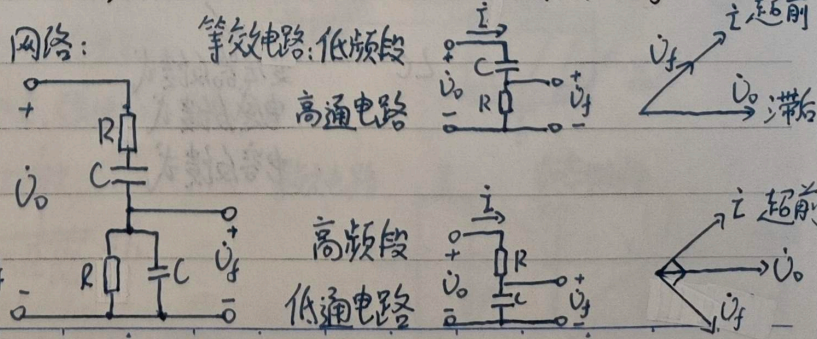
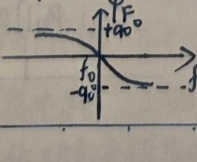
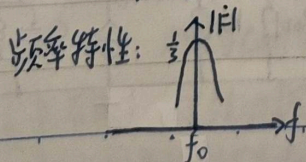
1. RC串并联选频网络

在正弦波振荡电路中既为选频网络, 又为正反馈网络, 其输入为 \dot{U}_0 , 输出为 \dot{U}_f

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

$$f = f_0 \text{ 时, } F = \frac{\dot{U}_f}{\dot{U}_0} = \frac{1}{3}$$

$$\text{即 } |\dot{U}_f| = \frac{1}{3} |\dot{U}_0|, \varphi_F = 0$$



电容 $C: i_C = C \frac{du_C}{dt}$

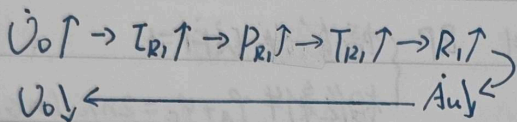
2. RC桥式正弦波振荡电路

= RC串并联选频网络 + 同相比例运算电路

起振条件: 由 $f=f_0$ 时 $F=\frac{1}{3}$ 得 $A_u = \frac{U_o}{U_p} = 1 + \frac{R_f}{R_1} \geq 3$

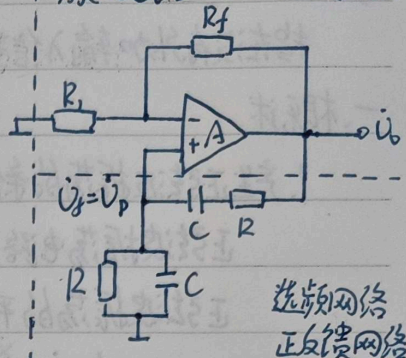
$\Rightarrow R_f \geq 2R_1$

提高稳定性: 可选用 R_1 为正温度系数的热敏电阻



或选用 R_f 为负温度系数的电阻

放大电路: 电压串联负反馈



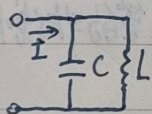
选频网络
正反馈网络

三. LC正弦波振荡电路

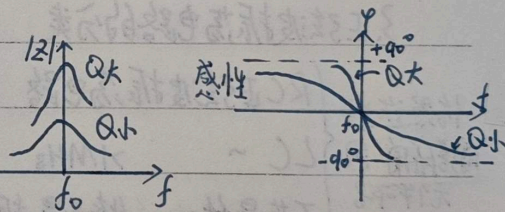
采用LC并联网络作选频网络 振荡频率高, 故放大电路采用分立元件, 必要时用共基电路或宽频带运放

1. LC并联网络 作为LC正弦波振荡电路的选频网络

理想情况: $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ $f=f_0$ 时, 网络呈纯阻性且 $Z \rightarrow \infty$



考虑电路损耗: $Q = \frac{\omega_0 L}{R}$
 $Q \gg 1$ 时 $f_0 \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$



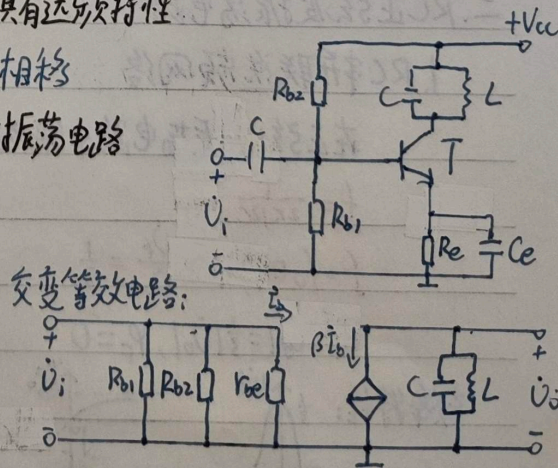
2. 选频放大电路

以LC并联网络取代共射放大电路的 R_c , 该电路具有选频特性

$A_u = -\beta \frac{Z}{r_{be}} \Rightarrow f=f_0$ 时 $|A_u|$ 最大, 且无附加相移

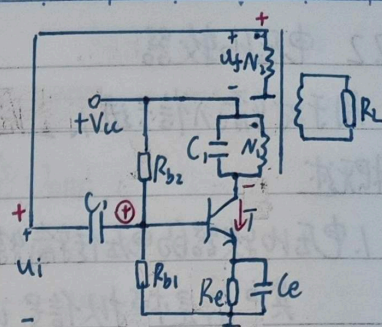
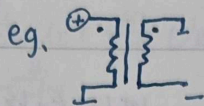
若在选频放大电路中引入正反馈则成为正弦波振荡电路

变压器反馈式
电感反馈式
电容反馈式



① 变压器反馈式振荡电路

Recap: 同名端: 传递瞬时相对极性



优点: 易于产生振荡; 波形较好; 应用范围广泛

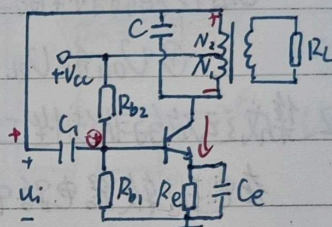
缺点: 磁耦合有气隙耦合不紧密信号有损失; 振荡频率的稳定性不高

② 电感反馈式振荡电路 电感三点式 $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 L_2} C}$

优点: N_2 与 N_1 间耦合紧密, 振幅大;

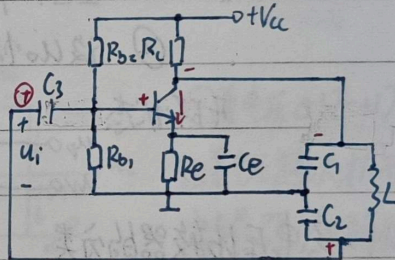
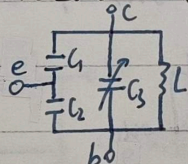
将 C 采用可变电容, 可以获得调节范围较宽的振荡频率

缺点: 输出电压波形中含有高次谐波



③ 电容反馈式振荡电路 电容三点式 $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L C_1 C_2}}$

获得小范围可调的振荡频率



四. 石英晶体正弦波振荡电路

石英晶体具有非常稳定的固有频率, 作选频网络时可用于对振荡频率稳定性要求高的电路

1. 石英晶体的特点

压电效应: 石英晶体的引脚加交变电场 \rightarrow 产生机械变形 \rightarrow 产生交变电场

压电振荡: 对于频率为一特定值的交变电场, 振幅非常大, 产生共振, 称其为石英晶体的固有频率

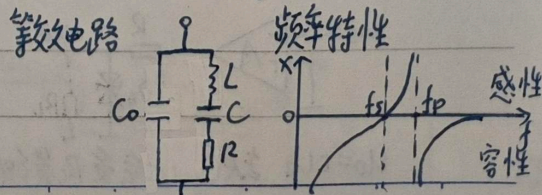
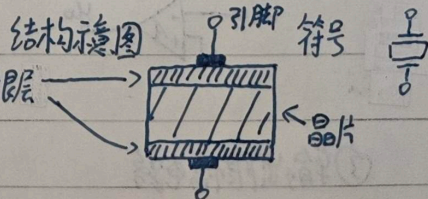
2. 石英晶体的等效电路

石英晶体不振动时: 平板电容 \rightarrow 静态电容 C_0

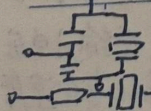
振动时: 机械振动的外禀性 \rightarrow L 弹性 \rightarrow C 发热 \rightarrow R

谐振: RLC 支路串联谐振: $f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$

RLC 与 C_0 并联谐振: $f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \frac{C_0 C}{C_0 + C}}} \approx f_s$



3. 石英晶体正弦波振荡电路



① 并联型石英晶体正弦波振荡电路: 电路振荡频率为并联谐振频率 f_p

② 串联型: 串联谐振频率 f_s

7.2 电压比较器

用于对输入信号进行鉴幅和比较,是组成非正弦波发生电路的基本单元电路

一、概述

1. 电压比较器的电压传输特性 $u_o = f(u_i)$

(模/数转换电路)

其中 u_i 是模拟信号, u_o 表示比较的结果, 只有高电平 U_{OH} 、低电平 U_{OL} 两种可能状态。

记使得 $u_p = u_n$ 时的 u_i 为阈值电压 U_T , 即 $U_T \equiv u_i |_{u_p = u_n}$

电压传输特性的三个要素

- ① U_{OH} 和 U_{OL}
- ② U_T
- ③ 当 u_i 变化经过 U_T 时, u_o 跃变的方向, \uparrow or \downarrow

(取决于 u_i 作用于 P 端还是 N 端)

2. 集成运放的非线性工作区

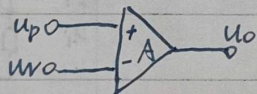
在电压比较器电路中,大多数集成运放处于开环状态或引入了正反馈,工作在非线性工作区

特点: ① 虚断 $i_p = i_n = 0$, 但虚短不成立

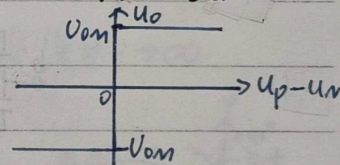
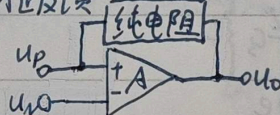
判断电路是否为电压比较器的出发点

② 设 u_o 幅值为 $\pm U_{om}$, 则: $u_p > u_n$ 时 $u_o = +U_{om}$; $u_p < u_n$ 时 $u_o = -U_{om}$

开环状态



引入正反馈



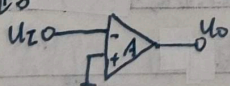
3. 电压比较器的分类

- ① 单限比较器
- ② 滞回比较器
- ③ 窗口比较器

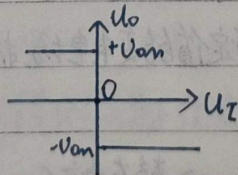
二、单限比较器 特点: 灵敏, 但抗干扰能力差

1. 过零比较器 $U_T = 0$

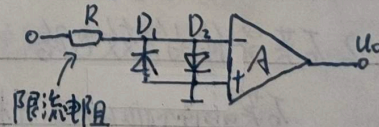
① 电路



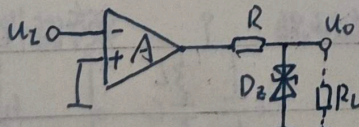
电压传输特性



② 输入及保护电路



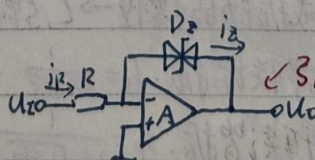
③ 输出限幅电路



$u_o = \pm U_z$ 缺点: u_o 会受 R 影响

若 R_L 太小则 D_2 不被击穿, 无法稳压

或



引入负反馈 \rightarrow 虚短虚断

$u_o = \pm U_z$

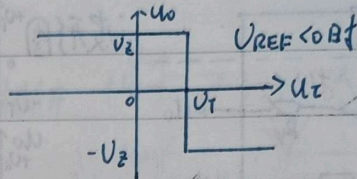
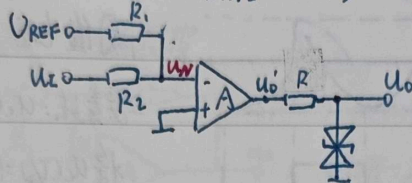
优点 ① 集成运放的净输入电压和净输入电流均 ≈ 0

② 集成运放没有工作到非线性区, 在输入电压过零时不需要退饱和, 从而提高 u_o 变化速度

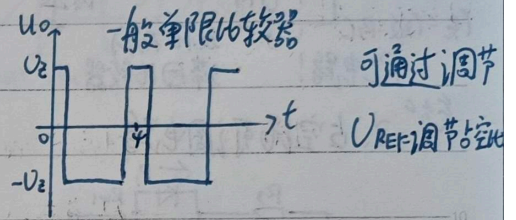
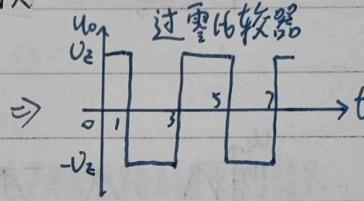
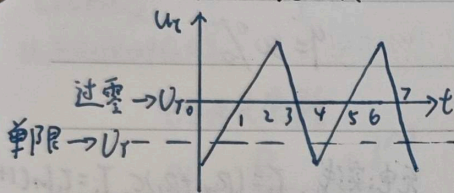
2. 一般单限比较器

外加参考电压 U_{REF} ，用叠加原理分析

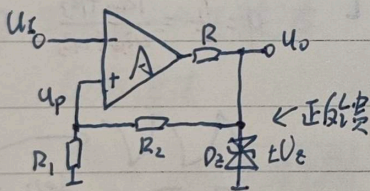
$$U_N = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_I + \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{REF}, \text{ 令 } U_N = U_P = 0, \text{ 有 } U_T = -\frac{R_2}{R_1} U_{REF}$$



3. 单限比较器实现波形变换

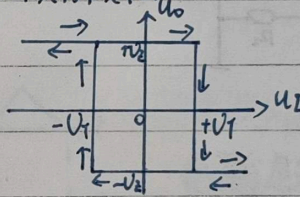


三. 滞回比较器 有一定抗干扰能力, 具有滞回特性 (即具有惯性)



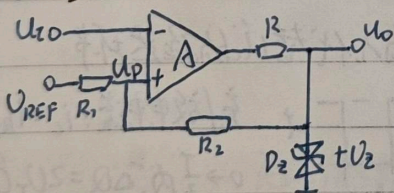
$$U_P = \pm \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_Z$$

$$U_T = \pm \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_Z$$



回差电压 $\Delta U = +U_T - (-U_T)$
回差电压越大, 抗干扰能力越强, 但灵敏度越差

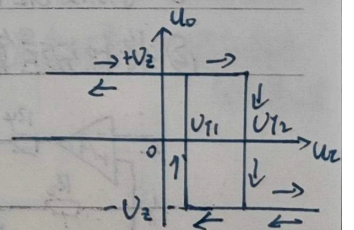
加参考电压



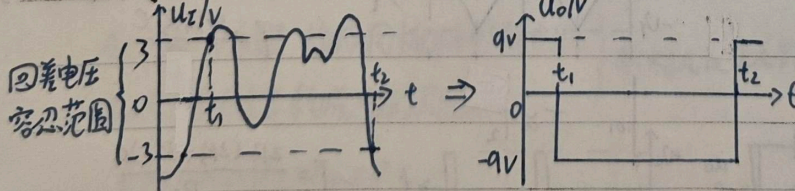
$$U_P = \pm \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_Z + \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{REF}$$

$$\text{令 } U_P = U_N, \text{ 有 } U_{T1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{REF} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_Z$$

$$U_{T2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{REF} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_Z$$



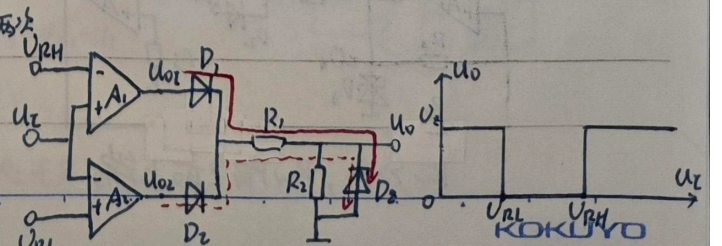
例: 滞回比较器 $U_{T1} = -3V, U_{T2} = 3V, U_Z = 9V$, 则



四. 窗口比较器 在 U_I 单方向变化过程中, U_O 跃变两次

外加参考电压 $U_{RH} > U_{RL}$

- ① $U_I > U_{RH}$ 时, 电流通路为实线, D_2 稳压
- ② $U_I \in (U_{RL}, U_{RH})$ 时, D_1, D_2 均截止, D_2 截止
- ③ $U_I < U_{RL}$ 时, 电流通路为虚线, D_1 稳压



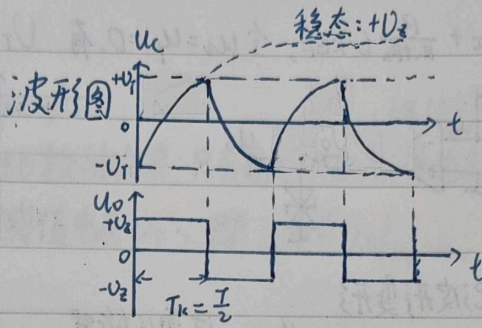
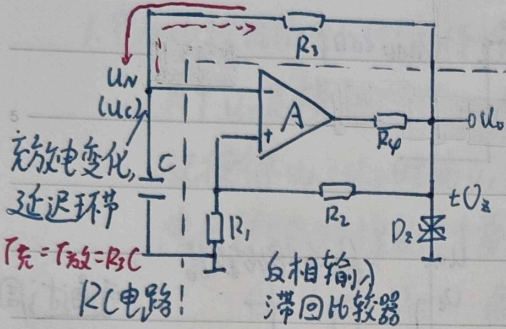
$$\Rightarrow U_c(t) = U_c(\infty) + [U_c(0^+) - U_c(\infty)]e^{-\frac{t}{\tau}}$$

$$\Rightarrow \tau = T \ln \frac{U_c(\infty) - U_c(0^+)}{U_c(\infty) - U_c(t)}$$

§ 7.3 非正弦波发生电路

一、矩形波发生电路

1. 电路组成和工作原理



稳态: $+U_z$

阈值电压 $\pm U_T = \pm \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_z$

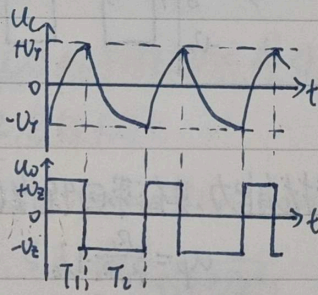
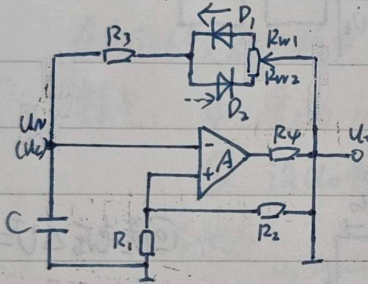
三要素法: $U_c(t) = U_z + (U_T - U_z)e^{-\frac{t}{\tau}}$

将 $U_c(T_1) = U_T$ 代入, \Rightarrow

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

$$q = 50\%$$

2. 占空比可调电路



充电: 实线, $T_1 = (R_{w1} + R_3)C, T_1 = T_1 \ln \left(1 + \frac{2R_1}{R_2} \right)$

放电: 虚线, $T_2 = (R_{w2} + R_3)C, T_2 = T_2 \ln \left(1 + \frac{2R_1}{R_2} \right)$

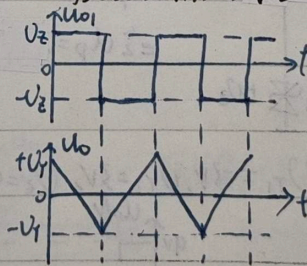
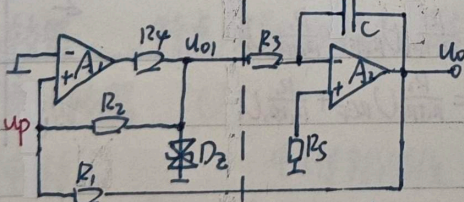
$$T = T_1 + T_2 = (R_w + 2R_3) \ln \left(1 + \frac{2R_1}{R_2} \right)$$

$$q = \frac{T_1}{T} = \frac{R_{w1} + R_3}{R_w + 2R_3}$$

二、三角波发生电路

① 将方波电压作为积分运算电路的输入, 输出即为三角波电压

② 将积分运算电路的输出三角波接回滞回比较器的输入代替 U_c 的延迟环节



充/放电电流: $i_c = i_{R_2} = \frac{U_{o1}}{R_2}$

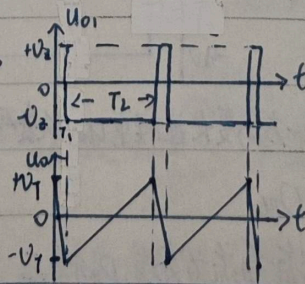
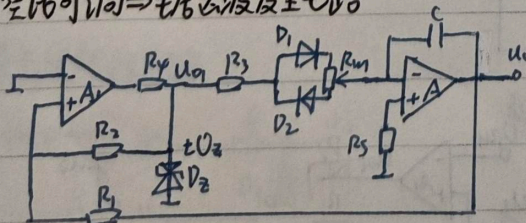
阈值电压: $\pm U_T = \pm \frac{R_1}{R_2} U_z$

$0 \rightarrow \frac{T}{2}$ 内, $\Delta Q = 2U_T C$, 由 $\Delta Q = i_c t$ 得

$$T = \frac{4R_1 R_3 C}{R_2}$$

U_{o1} 为输入 \rightarrow 同相输入滞回比较器, 积分运算电路

占空比可调 \Rightarrow 锯齿波发生电路



$$T = \frac{2R_1(2R_3 + R_w)C}{R_2}$$

$$q = \frac{T_1}{T} = \frac{R_3}{2R_1 + R_w}$$

$R_w \gg R_3$, R_w 滑至最上端

斜率大 \Rightarrow 充/放电电流大
 \downarrow
电阻小

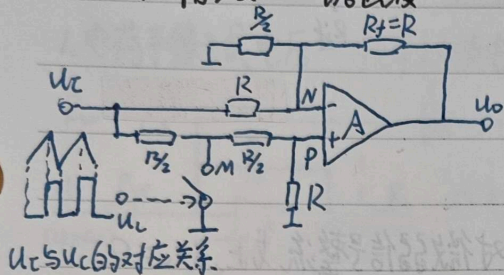
- ① 改锯齿波幅值: 调 R_1, R_2
- ② 改振荡周期: 调 R_1, R_2, R_w, C
- ③ 调占空比: 调电位器

四. 波形变换电路

将一种波形变换成另一种波形 eg. 积分电路: 方波 \rightarrow 三角波, 微分电路: 三角波 \rightarrow 方波

电压比较器, 正弦波 \rightarrow 矩形波, 模拟乘法器: 正弦波 \rightarrow 二倍频

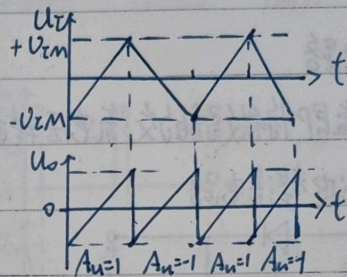
1. 三角波 \rightarrow 锯齿波



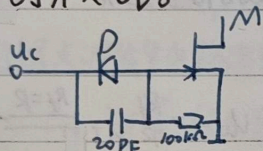
开关M: 低电平时断开

断开: $A_u = 1$

闭合: $A_u = -1$



电子开关电路



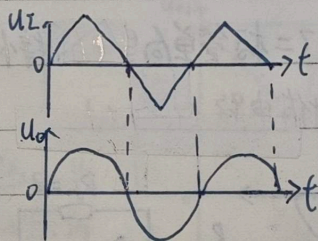
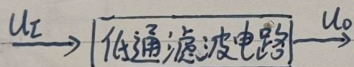
电子开关的控制信号:

可用微分运算电路将三角波 \rightarrow 方波

D用于控制电流方向

2. 三角波 \rightarrow 正弦波

① 滤波法



$$\text{三角波 } u_c(\omega t) = \frac{8}{\pi} U_m (\sin \omega t - \frac{1}{9} \sin 3\omega t + \dots)$$

低通滤波器的截止频率应大于三角波的基波频率且小于三次谐波频率
无法处理: 最高频率 > 3 倍最低频率的三角波

§ 7.4 利用集成运放实现信号转换电路

一. 电压-电流转换电路

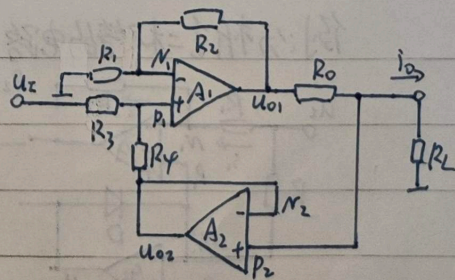
A_1 : 引入负反馈, 构成同相比例运算电路 } A_2 对 A_1 是正反馈
 A_2 : 引入负反馈, 构成电压跟随器

$$\text{令 } R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$$

$$\left. \begin{aligned} u_{o2} &= u_{p2} \\ u_{p1} &= \frac{R_4}{R_1 + R_4} u_1 + \frac{R_1}{R_1 + R_4} u_{p2} = 0.5 u_1 + 0.5 u_{p2} \end{aligned} \right\} \Rightarrow u_{o1} = u_{p2} + u_1$$

$$u_{o1} = (1 + \frac{R_2}{R_1}) u_{p1} = 2 u_{p1}$$

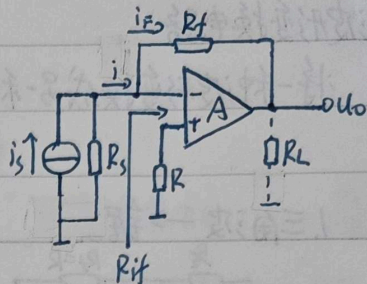
$$\Rightarrow R_0 \text{ 上电压 } u_{R_0} = u_{o1} - u_{p2} = u_1 \Rightarrow i_o = \frac{u_1}{R_0}, i_o \text{ 与 } R_L \text{ 无关}$$



二. 电流-电压转换电路

集成运放引入电压并联负反馈即可

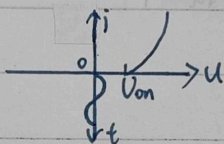
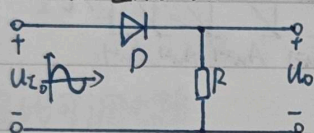
理想运放 $R_{if}=0, i_f=i_s \Rightarrow U_o = -i_s R_f$



三. 精密整流电路

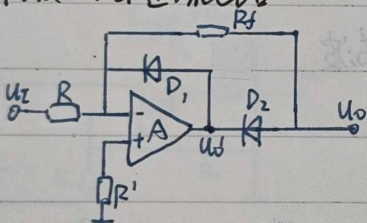
精密整流即将微弱的交流电压转换成直流电压

1. 一般半波整流电路



信号整个周期内, D 截止, $U_o = 0$
不能对微弱信号整流

2. 半波精密整流电路



① $U_i > 0$ 时 $U_o' < 0$, D_2 导通 D_1 截止

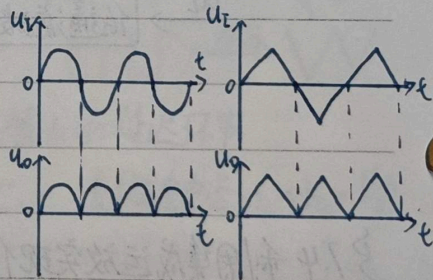
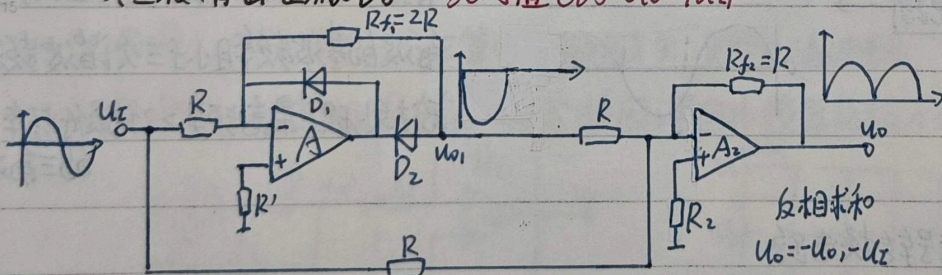
$$U_o = -\frac{R_f}{R} U_i \quad \frac{R_f}{R} = R \Rightarrow -U_i$$

② $U_i < 0$ 时 $U_o' > 0$, D_2 截止 D_1 导通

$$U_o = 0$$

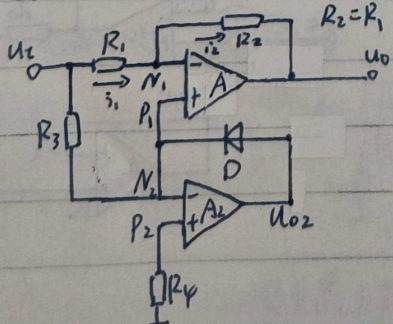
⇒ 既利用了二极管单向导电的特性, 又利用有源元件克服了 0.7V 的压降

3. 全波精密整流电路 绝对值电路 $U_o = |U_i|$



反相求和
 $U_o = -U_{o1} = -U_i$

例: 分析含二极管的电路: 判断管子工作状态 ⇒ 常取决于 u_i 极性



① 若 $U_i > 0$, 则 $U_{o1} < 0$, D_1 截止, A_2 开环, $u_{p1} = u_{n2} = U_i$
又 A_1 负反馈, 故 $i_1 = i_2 = 0 \Rightarrow U_o = U_i$

② 若 $U_i < 0$, 则 $U_{o1} > 0$, D_1 导通, A_2 负反馈, $u_{n1} = u_{p1} = u_{n2} = u_{p2} = 0$

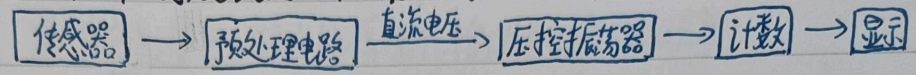
$$U_o = -\frac{R_2}{R_1} U_i = -U_i$$

综上, $U_o = |U_i|$, 为绝对值电路

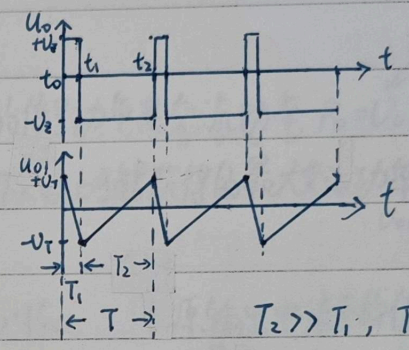
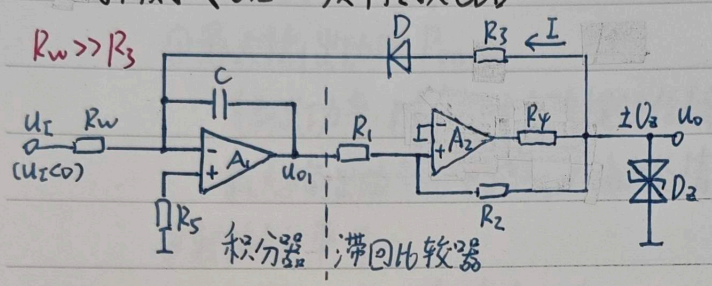
四. 电压-频率转换电路

将输入直流电压转换成频率与其数值成正比的输出电压, 也称为压控振荡电路

作用: 电压-频率转换电路是一种模数转换电路, 可构成数字式测量仪表



1. 电荷平衡式电压-频率转换电路

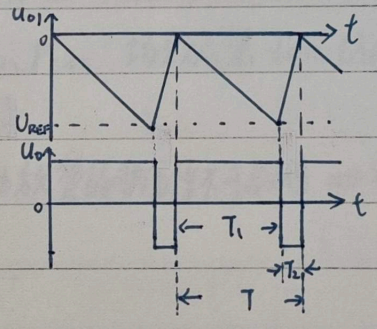
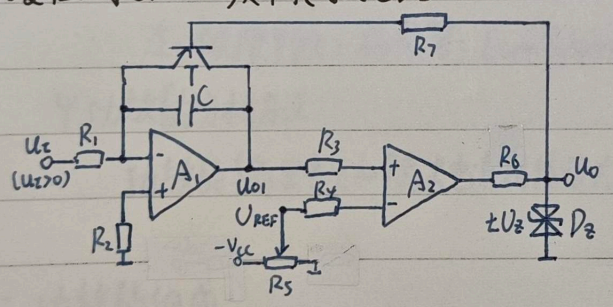


由锯齿波发生电路演变为电压-频率转换电路

计算: 从 t_1 到 t_2 : 充电电流 $i_c = \frac{|U_I|}{R_W}$, $\Delta V = +U_T - (-U_T) = 2U_T$ 其中 $\pm U_T = \pm \frac{R_1}{R_2} U_Z$

$$\Delta Q = 2CU_T \quad T_2 = \frac{\Delta Q}{i_c} = \frac{2U_Z R_1 R_W C}{R_2 |U_I|}, \quad f \approx \frac{1}{T_2} \quad \Rightarrow \quad f \approx \frac{R_2 |U_I|}{2R_1 R_W U_Z C} \propto |U_I|$$

2. 复位式电压-频率转换电路



计算: $\Delta Q = CU_{REF}$, $i_c = \frac{U_I}{R_1}$
 $\Rightarrow T_1 = \frac{\Delta Q}{i_c} = R_1 C \cdot \frac{U_{REF}}{U_I}$
 $\Rightarrow f \approx \frac{U_I}{R_1 C U_{REF}}$

第8章 功率放大电路

§8.1 功率放大电路概述

一、功放特点

1. 功放: 放在放大电路的末级(即输出级), 能向负载提供足量的信号功率的放大电路
追求在电源电压确定的情况下, 输出尽可能大的功率

2. 主要技术指标: P_{om}, η

① 最大输出功率 P_{om}

输出功率: 功率放大电路提供给负载的信号功率是交流功率, $P_o = U_o I_o$

最大输出功率: 在电路参数确定的情况下负载上可能获得的最大交流功率 $P_{om} = \frac{U_{om}^2}{R_L}$
 $U_{om} = U_{om}/\sqrt{2}$ (交流有效值)

② 转换效率 η

电源提供的功率: 直流功率 $P_V = I_{C(AV)} \cdot V_{CC}$ 电源输出电流平均值 $\times V_{CC}$

转换效率为最大输出功率与电源提供功率之比 $\eta = \frac{P_{om}}{P_V}$

3. 功放中的功放管的选用

为使输出功率尽可能大, 要求功放管工作在 **极限应用状态**.

注: 极限参数: 晶体管: $[I_{CM}, U_{(BR)CEO}, P_{CM}$ 场效应管: $[I_{DM}, U_{(BR)DS}, P_{DM}$

4. 功放的分析方法

功放的输出电压和输出电流幅值很大, 功放管的非线性不可忽略 \Rightarrow 采用 **图解法**

二、功放的组成

1. 共射放大电路用作功放

缺点: 输出功率很, 效率很低

2. 变压器耦合功率放大电路

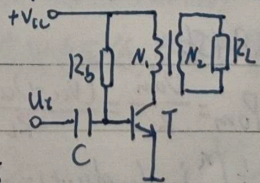
用途: 用于需要特别大的输出功率的地方

优点: 可以实现阻抗变换

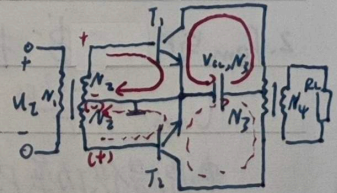
缺点: 体积庞大笨重, 消耗有色金属, 低频与高频

特性差, 变压器自身损耗大, 效率较低

单管变压器耦合功放



变压器耦合乙类推挽功放



其中 T_1, T_2 均是 NPN 共射

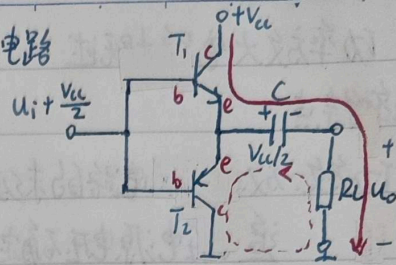
$$U_{om} = \frac{V_{CC} - U_{CES}}{\sqrt{2}}$$

3. 无输出变压器的功率放大电路 (OTL电路) → 乙类 OTL电路

耦合电容 C 足够大, 为几千微法的电解电容

T_1 : NPN T_2 : PNP 均为射极输出 $\Rightarrow U_o = u_i$

$$U_{om} = \frac{V_{CC} - U_{CES}}{\sqrt{2}} \quad P_{om} = \frac{(V_{CC} - U_{CES})^2}{2R_L}$$



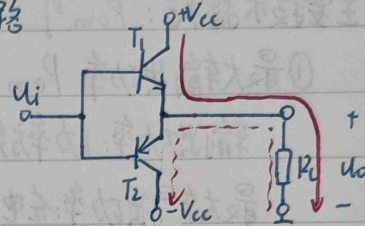
4. 无输出电容的功率放大电路 (OCL电路) → 乙类 OCL电路

静态时: T_1 与 T_2 均截止, $U_o = 0$

T_1 : NPN T_2 : PNP 均为射极输出 $\Rightarrow U_o = u_i$

$$U_{om} = \frac{V_{CC} - U_{CES}}{\sqrt{2}}$$

缺点: 使用了两路电源



5. 桥式推挽功率放大电路 (BTL电路) → 乙类 BTL电路

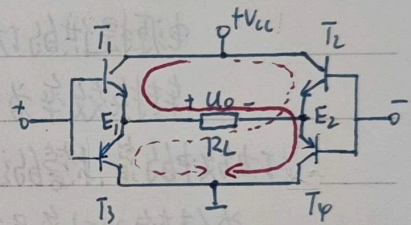
静态时 T_1 、 T_4 均截止, $U_o = 0$

T_1 、 T_4 均为射极输出 $\Rightarrow U_o = u_i$

$$U_{om} = \frac{V_{CC} - 2U_{CES}}{\sqrt{2}}$$

缺点: ① 四只管子难以做到特性理想对称 ② 管子总损耗大, 转换效率较低

③ 电路采用双端输入, 双端输出, 输入和输出无接地点, 有些场合不适用



§ 8.2 OCL电路的计算

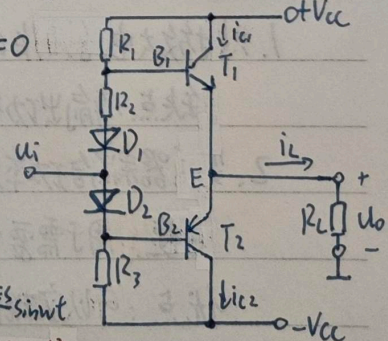
1. 工作原理

静态时, $U_{B1B2} = U_{R2} + U_{D1} + U_{D2} \approx 2U_{on}$, $u_o = 0V$ R_2 : 很小, 微扰用使 $U_E = 0$

动态时, $u_{b1} \approx u_{b2} \approx u_i$

信号电压很小时, 两只管子同时导通, 它们工作在甲乙类状态。

消除交越失真的晶体管 OCL 电路



2. P_{om} 与 η

书本 P456

$$U_{om} = \frac{V_{CC} - U_{CES}}{\sqrt{2}} \quad P_{om} = \frac{U_{om}^2}{R_L} = \frac{(V_{CC} - U_{CES})^2}{2R_L}$$

电源提供功率 $P_V = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_c V_{CC} d(\omega t) = \frac{2 V_{CC} (V_{CC} - U_{CES})}{\pi R_L} \Rightarrow \eta = \frac{P_{om}}{P_V} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_{CC} - U_{CES}}{V_{CC}}$

忽略 U_{CES} $\eta = \frac{\pi}{4} \approx 78.5\%$

3. 晶体管参数

留有裕量: $U_{(BR)CEO} > 2V_{CC}$, $I_{cm} > \frac{V_{CC}}{R_L}$, $P_{cm} > 0.2 P_{om} | U_{CES} = 0$

其中 $P_{om} | U_{CES} = 0 = \frac{V_{CC}^2}{2R_L}$

① 最大管压降 $U_{EC2max} = 2V_{CC} - U_{CES}$

② 集电极最大电流 $I_{cm} \approx I_{Emax} = \frac{V_{CC} - U_{CES}}{R_L}$

Campus

③ 集电极最大功耗 晶体管损耗功率 $P_T = P_V - P_o$, $U_{CE} = V_{CC} - U_{om} \sin \omega t$, $i_c = \frac{U_{om}}{R_L} \sin \omega t$, $P_T = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi U_{CE} i_c d\omega t$

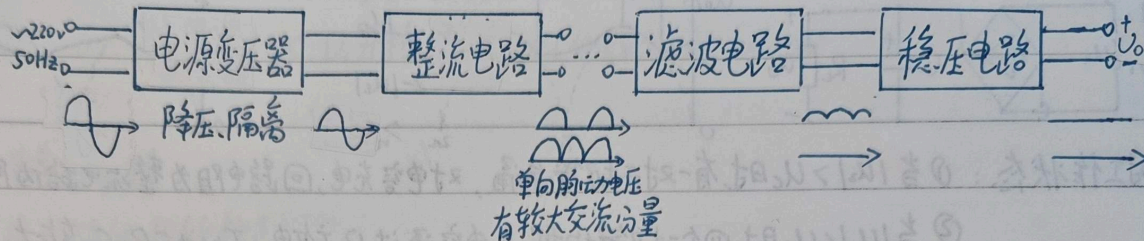
$\frac{dP_T}{dU_{om}} = 0 \Rightarrow P_{Tmax} = \frac{V_{CC}^2}{\pi^2 R_L}$ 当 $U_{CES} = 0$ 时 $P_{Tmax} \approx 0.2 P_{om} | U_{CES} = 0$

第9章 直流电源

§9.1 概述

直流电源：将供电系统的交流电压转换为稳定的直流电压，是一个能量转换系统

本章的直流电源为单相小功率电源，将 50Hz、有效值 220V 的单相交流电压转为直流电压



- 整流电路：将变压器二次电压转换为直流电压（有较大交流分量）
 - 滤波电路：减小电压的脉动，使输出电压平滑
 - 稳压电路：使输出直流电压基本不受①电网电压波动 ②负载电阻变化的影响，提高稳定性
- 注：允许电网电压有 ±10% 的波动，电源变压器一次电压 198~242V 均有可能

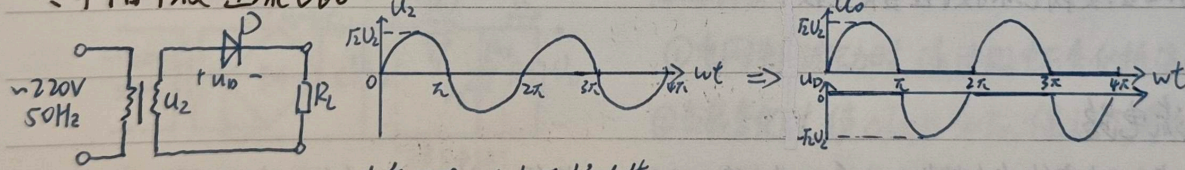
§9.2 整流电路

分析整流电路时，均假定负载为纯电阻性，整流二极管理想、变压器理想。

电路指标：整流电路输出电压/电流平均值 $(U_{O(AV)}, I_{O(AV)})$ ，脉动系数 $S = \frac{U_{O(m)}}{U_{O(AV)}} = \frac{u_{O \text{ 基波峰值}}}{u_{O \text{ 平均值}}}$

二极管参数要求
最大平均电流 I_F
最高反向电压 U_{RM}
(瞬时值)

一、单相半波整流电路



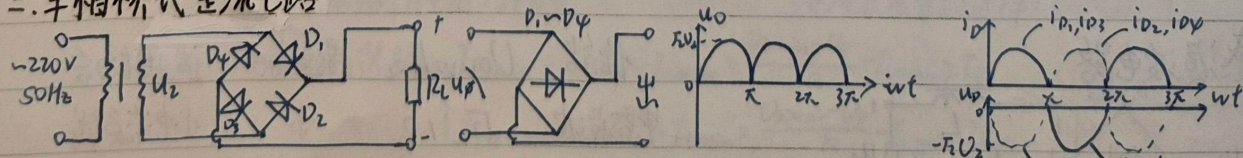
$u_2 = \sqrt{2} U_2 \sin \omega t$, U_2 为变压器二次电压有效值

主要参数： $U_{O(AV)} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d(\omega t)$ $U_{O(AV)} = 0.45 U_2$, $I_{O(AV)} = \frac{0.45 U_2}{R_L}$, $S = 1.57$

二极管的选择：留有 10% 的余量 $U_{RM} > 1.1 \sqrt{2} U_2$, $I_F > 1.1 I_{O(AV)}$

优点：电路简单，所用二极管数量少 缺点：输出电压低，交流分量较大，效率低

二、单相桥式整流电路



主要参数： $U_{O(AV)} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d(\omega t)$ $U_{O(AV)} = 0.9 U_2$, $I_{O(AV)} = \frac{0.9 U_2}{R_L}$, $S = 0.67$

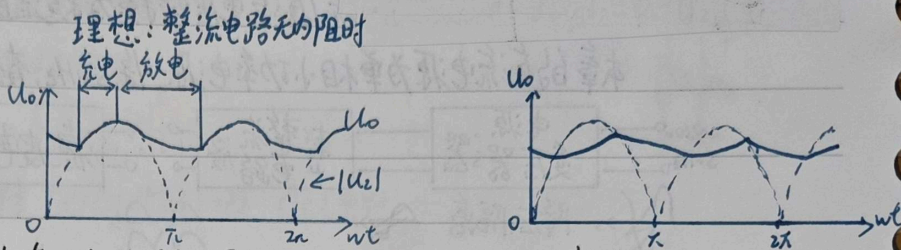
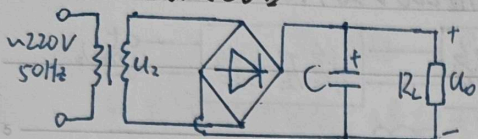
二极管的选择： $U_{RM} > 1.1 \sqrt{2} U_2$, $I_F > 1.1 \frac{I_{O(AV)}}{2}$

⇒ 两种整流电路在相同的 u_2 下，对二极管的要求是一样的 (U_{RM}, I_F)

§ 9.3 滤波电路

均采用无源滤波电路

一. 电容滤波电路



稳定时工作状态: ① 当 $|u_2| > U_c$ 时, 有一对二极管导通, 对电容充电, 回路电阻为整流电路内阻, $T_{充电}$ 很小

② 当 $|u_2| < U_c$ 时, 四个二极管均截止, 电容通过 R_L 放电, $T_{放电} = R_L C$ 较大

$T_{放电} \gg T_{充电}$ 电容越大, 负载电阻越大, 则放电越小, 滤波后输出电压越平滑

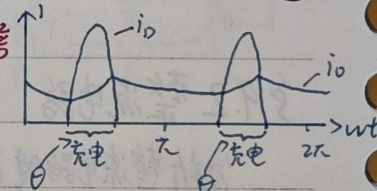
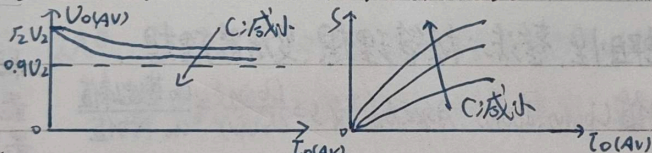
输出电压平均值: 负载开路时, $R_L = \infty$, $U_{O(AV)} = \sqrt{2} U_2$; $T = R_L C = (3-5) \frac{T}{2}$ 时, $U_{O(AV)} \approx 1.2 U_2$

整流=二极管的导通角 ① 若未加滤波电路, 导通角均为 $\theta = \pi$ T 为电网电压周期

② 加上滤波电路后, $\theta < \pi$, 且 $R_L C$ 越大, 滤波效果越好, θ 将越小

应选择二极管的最大整流平均电流 I_F 大于负载电流的 2-3 倍

电容滤波电路的输出特性和滤波电路



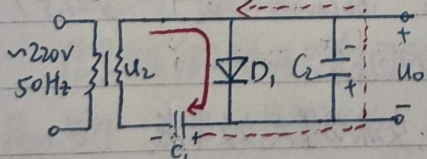
注: R_L 越小, $I_{O(AV)}$ 越大

适用场合: 负载电流较小且变化也较小

二. 倍压整流电路

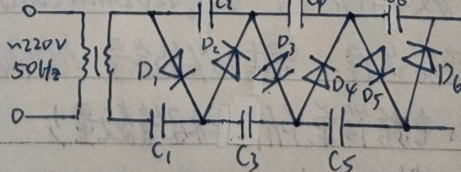
利用滤波电容的存储作用, 由多个二极管和电容可以获得几倍于 U_2 的输出电压, 称为倍压整流电路

二倍压整流电路 (假设空载)



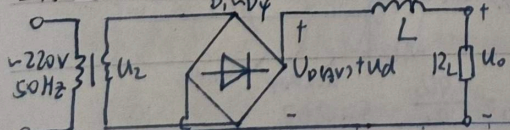
最终: $U_{C1} = \sqrt{2} U_2$
 $U_{C2} = 2\sqrt{2} U_2$

多倍压整流电路 (假设空载)



最终 $U_{C1} = \sqrt{2} U_2$
 $U_{C2} = 2\sqrt{2} U_2$

三. 电感滤波电路



L 越大, 滤波效果越好

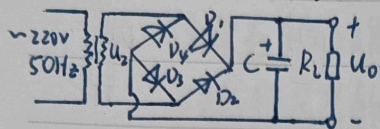
性能 $U_{O(AV)}/U_2$ 导通角 适用场合

电容滤波 $\sqrt{2}, 1.2$ 小 小电流负载

电感滤波 0.9 大, 不 大电流负载

即 $R_L C \approx (3-5) \frac{T}{2}$

例: 在电容滤波电路中, 变压器副边电压有效值为 $U_2 = 10V$, 滤波电容足够大, 求输出电压平均值 $U_{O(AV)}$



1. 正常工作 $U_{O(AV)} = 1.2 U_2 = 12V$
2. R_L 开路 $U_{O(AV)} = \sqrt{2} U_2 = 10\sqrt{2}V$
3. C 开路 $U_{O(AV)} = 0.9 U_2 = 9V$
4. D_1 和 C 同时开路 $U_{O(AV)} = 0.45 U_2 = 4.5V$
5. D_1 开路 $U_{O(AV)} \in (4.5V, 12V) \rightarrow 10V$

§9.4 稳压电路

一. 稳压电路的性能指标

1. 输出电压 U_o , 输出电流 I_o . 纹波电压: 输出电压的交流分量
2. 稳压系数 S_r : 负载一定时, 稳压电路输出电压相对变化量与其输入电压相对变化量之比

$$S_r = \frac{\frac{\Delta U_o}{U_o}}{\frac{\Delta U_i}{U_i}} \Big|_{R_L = \text{常}}$$

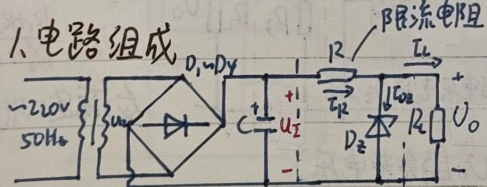
S_r 表明电网电压波动对输出电压的影响, S_r 越小影响越小, 越稳定

3. 输出电阻: 电网电压一定时, 输出电压变化量与输出电流变化量之比

$$R_o = \frac{\Delta U_o}{\Delta I_o} \Big|_{U_i = \text{常}}$$

R_o 表明负载电阻的变化对稳压性能的影响

二. 稳压管稳压电路



2. 稳压原理

① 电网电压波动时, 通过 R 上电压变化抵消 U_i 变化, 即 $\Delta U_R = \Delta U_i$

② 负载变化时, 使 $\Delta I_{DZ} = -\Delta I_L$, 保证 I_R 基本不变, R 上压降不变

\Rightarrow 利用 D_Z 的电流调节作用, 通过 R 上电压/电流变化进行补偿从而稳压

$$U_i = U_R + U_o, I_i = I_{DZ} + I_L$$

3. 性能指标: 稳压管的动态电阻 $r_z \approx 10\Omega$, 有 $R_L \gg r_z, R \gg r_z$, 故

$$U_o \approx U_z, S_r = \frac{\Delta U_o \cdot U_i}{\Delta U_i \cdot U_o} \approx \frac{r_z \cdot U_i}{R \cdot U_z}, R_o \approx r_z \quad I_L: I_{Lmax} - I_{Lmin} \leq I_{ZM} - I_Z$$

4. 电路参数的选择 已知需求: $U_o, I_{Lmin} \sim I_{Lmax}$

① 稳压电路输入电压: 经验值 $U_i = (2 \sim 3) U_o$

② 稳压管的选择: $U_z = U_o$

$$\text{③ 限流电阻的选择: } \begin{cases} I_{DZmin} = I_{Rmin} - I_{Lmax} = \frac{U_{imin} - U_z}{R} - I_{Lmax} \geq I_Z \\ I_{DZmax} = I_{Rmax} - I_{Lmin} = \frac{U_{imax} - U_z}{R} - I_{Lmin} \leq I_{ZM} \end{cases}$$

$$\Rightarrow \frac{U_{imax} - U_z}{I_{ZM} + I_{Lmin}} \leq R \leq \frac{U_{imin} - U_z}{I_Z + I_{Lmax}}$$

注: 若③求得 $R_{min} > R_{max}$, 说明稳压管选择不合适, 应选择 I_{ZM} 更大的

在 U_i 与稳压管选定的情况下, 由 S_r 的表达式可知, R 越大越稳定

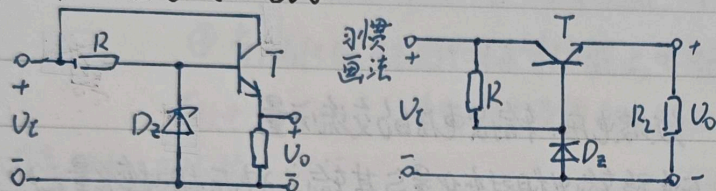
5. 稳压管稳压电路设计: 依次选择 U_i 、稳压管 \rightarrow 限流电阻 $R \rightarrow$ 滤波电容 $C \rightarrow U_2 \rightarrow$ 整流二极管

6. 稳压管稳压电路的特点: 简单易行, 稳压性能好。适用于输出电压固定、负载电流较小的场合

三、串联型稳压电路

串联型稳压电路以稳压管稳压电路为基础, 利用晶体管的电流放大作用增大负载电流; 在电路中引入深度负反馈使输出电压稳定; 通过改变反馈网络参数使输出电压可调

1. 基本调整管稳压电路



稳压原理: 引入了电压负反馈

输出: $U_o = U_z - U_{BE}$

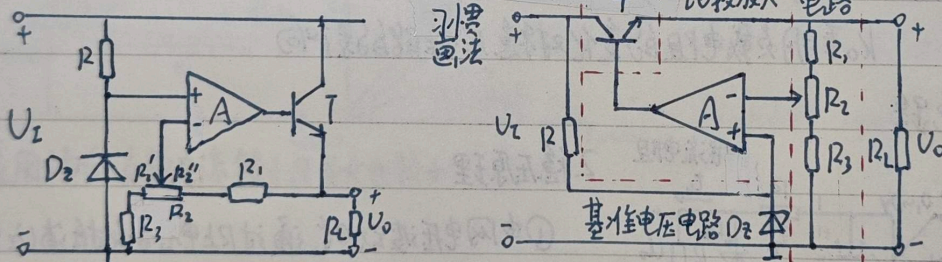
负载电流调节范围 $\Delta I_{Lmax} = (1+\beta)(I_{zm} - I_z)$

要求调整管工作在放大状态, 即电路应满足 $0.9U_i \geq U_o + U_{CES}$

缺点: 1. 输出电压 U_o 不可调 2. 输出电压 U_o 随 U_{BE} 变化, 稳定性较差

2. 具有放大环节的串联型稳压电路

引入放大环节(同相比例运算电路)



电路引入深度负反馈

$R_o \approx 0$, 故 U_o 相当稳定

$U_o = \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_2 + R_3} U_z$

电路组成: 调整管 T、基准电压电路(是 U_o 的参考电压)、

采样电路(对 U_o 的取样, 与基准电压共同决定 U_o)、比较放大电路(决定电路的稳定性)

注: 1. 若电路输出纹波电压很大, 则可能是电路产生了自激振荡

2. 采样电阻大些好, 上限值应保证其上的电流大于调整管的穿透电流, 以防空载时 T 饱和

输出电压可调范围: $\frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_2 + R_3} U_z \leq U_o \leq \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_3} U_z$

调整管的选择: 最大集电极电流 $I_{cm} \approx I_{Lmax}$

最大管压降 $U_{CEmax} = U_{i,max} - U_{o,min} \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} I_{cm} > I_{Lmax} \\ U_{(BR)CEO} > U_{i,max} - U_{o,min} \end{array} \right.$

最大功率 $P_{cm} = I_{cm} U_{CEmax}$

$P_{cm} > I_{cm} U_{(BR)CEO} = I_{Lmax} (U_{i,max} - U_{o,min})$

要求调整管工作在放大状态, U_i 的选择应满足 $0.9U_i \geq U_{o,max} + U_{CES}$

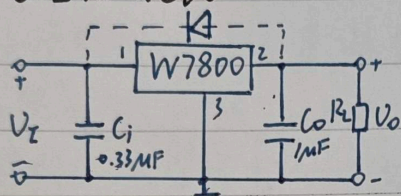
3. 集成串联型稳压电路

通常有输入端、输出端、公共端三个引脚，又称三端稳压器

三端稳压器的输入电压 U_i 为输入端与公共端间电压， U_o 为输出端与公共端间电压

固定式集成稳压器 W7800 的应用 $W78XX$ 代表输出电压 $U_{23} = (X) \times V$

① 基本应用电路

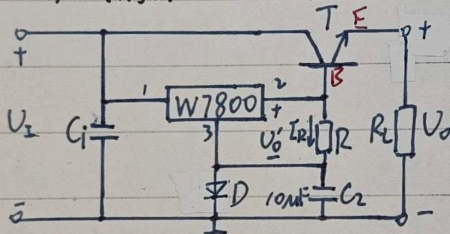


C_i : 抵消输入线较长时的电感效应，防止电路产生自激振荡

C_o : 消除输出电压中的高频噪声

D : 给 C_o 一个放电的通路，使 C_o 不通过稳压器放电

② 扩大输出电流的稳压电路

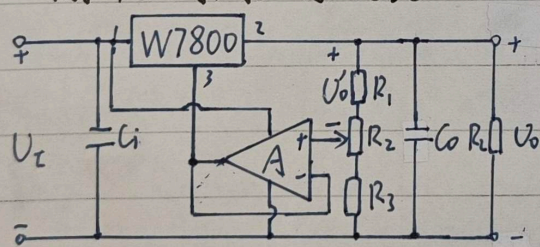


设三端稳压器的输出电压 U_o' ； D 用于消除 U_{BE} 对 U_o 的影响

$$U_o = U_o' + U_o - U_{BE} \approx U_o'$$

负载电流最大值 $I_{Lmax} = (1 + \beta)(I_{omax} - I_R)$
~ 一般很小

③ 输出电压可调的稳压电路



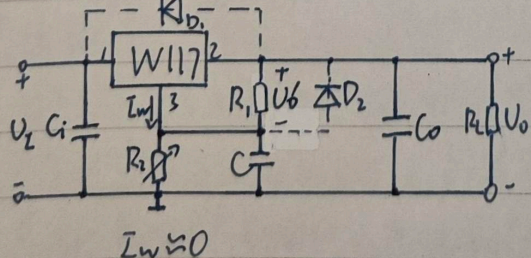
三端稳压器既作为稳压器件，又为电路提供基准电压

电压跟随器将稳压器和采样电阻隔离

$$\text{输出电压 } \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1 + R_2} U_o' \leq U_o \leq \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1} U_o'$$

基准电压源三端稳压器 W117

特点：输出电压为非常稳定的 $U_{REF} = 1.25V$ ，调整端（公共端）电流 I_w 只有几微安



C : 减小纹波电压

D_1, D_2 : 保护稳压器，使 C 通过 D_1, D_2 放电

$$\text{输出电压 } U_o = (1 + \frac{R_2}{R_1}) U_{REF}$$