

典型题总结

——模拟电子技术(制作者:CSXJ1902 Sukuna)

第一题 MOS 与 BJT 三极管

基本电路:6 个共*电路,其实本质上都差不多,就是特例罢了

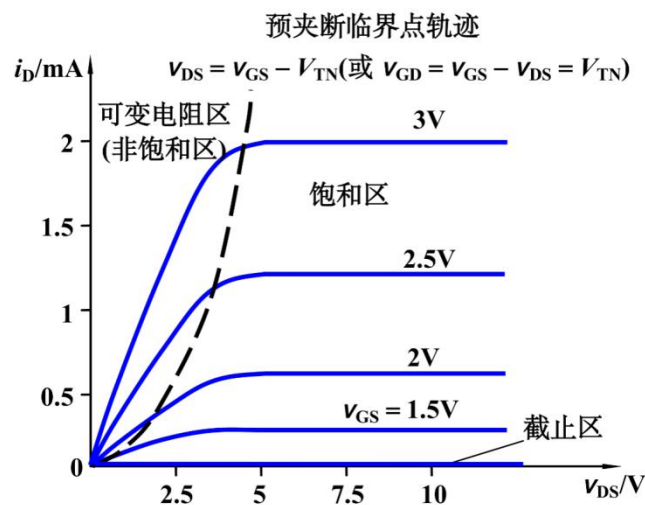
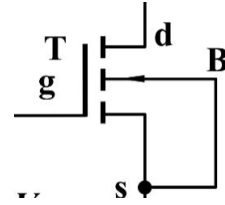
基础知识:

负载线:输出回路 KCL 与 KVL 的结果

失真:饱和失真(进入饱和区),截止失真(进入截止区)

带宽:fH-fL(注意每个组态的高频和低频响应)

MOS 三极管的三个区域



区域的划分由两个量决定:

一个是 V_{DS} 一个是 V_{GS} , 后者确定是截止区还是什么区域, 前者确定能否正常放大, $V_{GS} > V_{TN}$, 且 $V_{DS} \geq (V_{GS} - V_{TN})$ 的时候, 正常放大, 放大的特征就是 i_d 不会变

一些其他知识:

其他类型的 MOS 管画法:

(1) 耗尽型: 实线, 增强型: 虚线

(2) P 沟道: 从三极管指向外面, N 沟道: 从外面指向三极管, 箭头是衬底和沟道之间 PN 结的方向

(3) 耗尽型 N 沟道: 同样是 $V_{GS} > V_{TN}$, 且 $V_{DS} \geq (V_{GS} - V_{TN})$ 的时候, 但是 $V_{TN} < 0$

(4) P 沟道: 所有的符号都反过来, 增强型 V_{PN} 小于 0, 耗尽型大于 0: $V_{GS} < V_{TN}$, 且 $V_{DS} \leq (V_{GS} - V_{TN})$

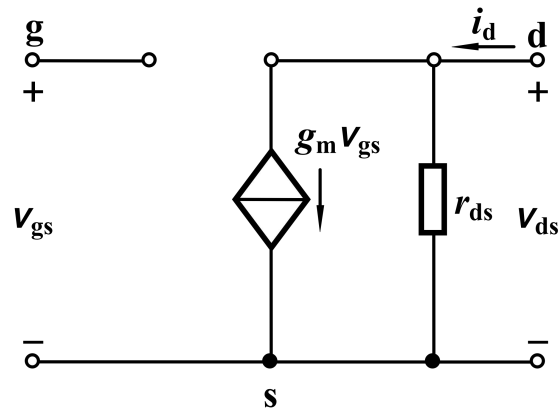
沟道长度调制响应: 记得 r_{ds} 怎么算就行:

$$r_{ds} = [\lambda K_n (V_{GS} - V_{TN})^2]^{-1} \approx \frac{1}{\lambda i_D} = \frac{V_A}{i_D}$$

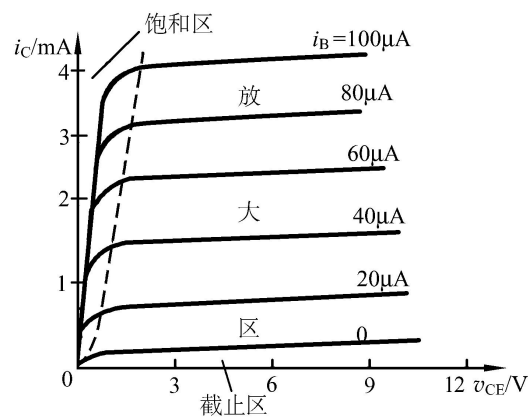
互导:

$$G_m = 2K_n (V_{GS} - V_{TN})$$

小信号模型:g 和 s 之间断路,s 和 d 之间是一个从 d 到 s 的一个受控电流源和电阻,g 和 d 之间断路,三极管变成这个,其他的该怎么连线就怎么连线,连到 g 就是 g,连到 d 就是 d,一般来说我们会把 g 和 s 都引出来一点点



BJT 三极管的三个区域



饱和区: i_C 明显受 v_{CE} 控制的区域, 该区域内, 一般 $v_{CE} < 0.7V$ (硅管)。此时, 发射结正偏, 集电结正偏或反偏电压很小。

截止区: i_C 接近零的区域, 相当 $i_B=0$ 的曲线的下方。此时, v_{BE} 小于死区电压。

放大区: i_C 平行于 v_{CE} 轴的区域, 曲线基本平行等距。此时, 发射结正偏, 集电结反偏。在放大区内, 电流关系成立

i_B 控制是不是截止, v_{CE} 控制是不是在放大区

输入特性可以按照二极管的小信号模型来看

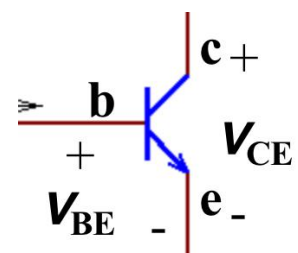
共基极直流电流放大系数: $\alpha = (I_C - I_{CBO}) / I_E \approx I_C / I_E$

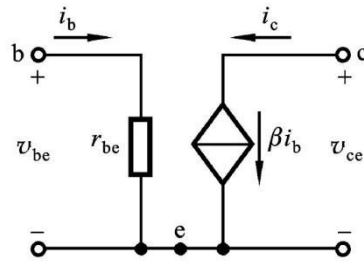
共发射极直流电流放大系数

$$\bar{\beta} = \frac{I_C - I_{CEO}}{I_B} \approx \frac{I_C}{I_B} \Big|_{v_{CE} = \text{const}}$$

BJT 的指向是 PN 结的方向, NPN 的 P 结是 b 到 e, PNP 的 N 结是 e 到 b

小信号模型:





be 之间是一个电阻,阻值是:ce 之间是一个从 c 流向 e 的受控电压源,bc 断路

$$r_{be} \approx 200\Omega + (1 + \beta) \frac{26(\text{mV})}{I_{EQ}(\text{mA})}$$

直流通路

就是只保存直流分量,交流输入短路,电容视为断路

交流通路

直流电流源断路,直流电压源短路或者接地,电容视为短路

电压增益:A=输出电压/输入电压

输入电阻 Ri=输入电压/输入电流(输入电流是电压上的电流)

输出电阻输入=0,在输出端加上一个电压源,Ro=输出电压/输出电流

一般来说:输出电压就是一个端口的对地电压,体现在电路里面可能是一个接地的电阻上的电压,输入电压往往也是一个端口的对地电压,对于多级放大电路来说,输出电压=下一级输入电压,就只需找到每一级之间耦合的地方就可以判断出输出和输入的端口了,量就是端地电压

电路的组态判断和输入输出

- 1.一般来说,如果一个组态直接接地或者接一个电阻后接地,那就是共 xxx 组态
- 2.也可以看输入和输出,对于单极的电路图来说,输入端口和输出端口往往已经给定了,找到就行了,对于多级的,就是看耦合和第一级输入和最后一级输出
- 3.一般来说,整个电路的电压输入一般是一个电压源或者是一个电压源和一个电阻上的电压(一个 v_i 和一个 R_{si})

MOS 管的静态分析:

一般来说,根据 $i_g=0$,以及 $i_d=i_s$ 来算出 VGS,根据算出来的 VGS 求出 i_d .然后求出 V_{ds} ,看看在不在放大区里面

BJT 的静态分析:

一般来说,根据 V_{BE} 恒压降,以及那个电压关系来求出 V_{CE} 来判断出是否在放大区

MOS 和 BJT 的动态分析:

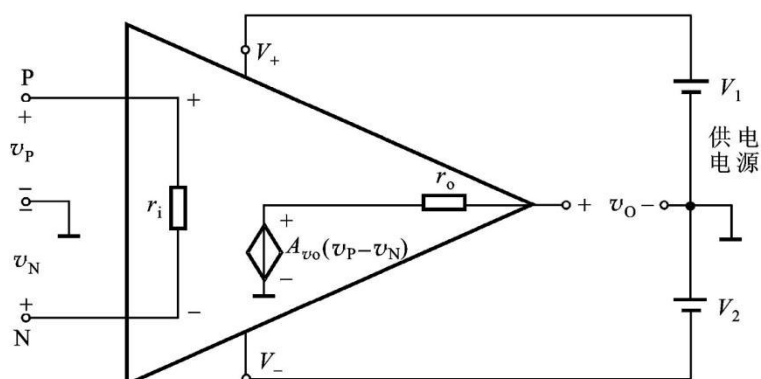
画出小信号模型,在小信号模型标出输出量和输入量(一般是三极管某个端口与地之间的电压,具体是哪个端口请在一开始就判断好),就是正极是端口,负极是地

总的做题策略:

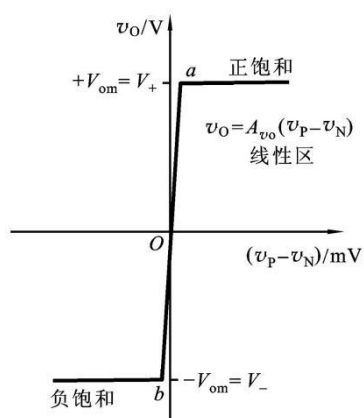
- (1)通读电路,判断组态,判断每一个级的输出端口和输入端口(对于单极的:直接看输出和输入接在哪里,对于多级的就要好好利用耦合之间的连系,上一级的输出端口会接在下一级的输入端口)
- (2)静态分析
- (3)动态分析
- (4)对于多级放大:总的增益是每一级增益之积,输出电阻是最后一级输出电阻,输入电阻是第一集输入电阻.

第二题 运算放大器

运放的内部结构



输出特性曲线



理想运放, A 趋近于 ∞ , r_i 趋近于无穷, r_o 趋近于 0, 则有: $v_o = A_{vo}(v_p - v_n)$

做题的方法:

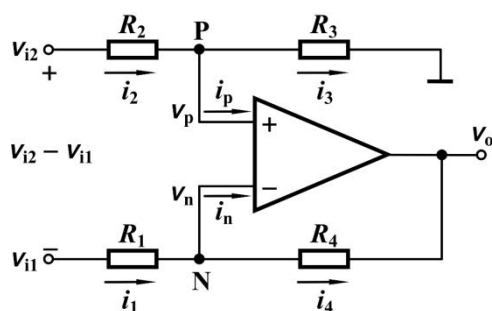
根据虚短和虚断的概念有

$$v_p \approx v_n, \quad i_p = -i_n = 0$$

运放的输入电压是 $v_p - v_n$, 输入电流是流进运放的电流

如果运放涉及到多级负反馈, 只会影响反馈过来的那一级的元素

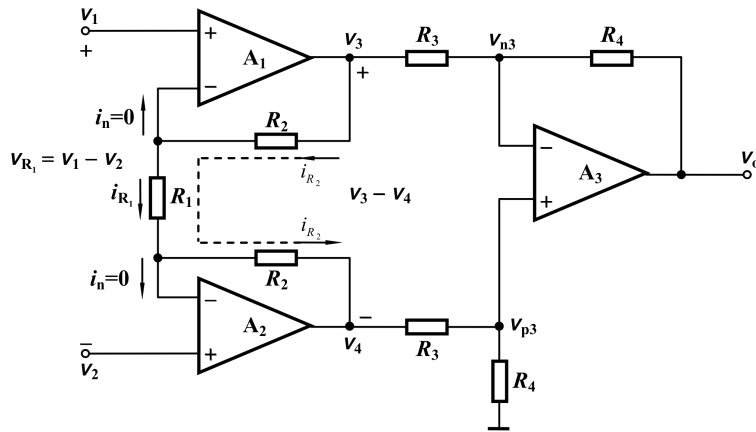
(1) 求差电路



当这些电阻构成电桥的时候, 这个时候电路就会简化:

$$\frac{R_4}{R_1} = \frac{R_3}{R_2}, \quad v_o = \frac{R_4}{R_1}(v_{i2} - v_{i1})$$

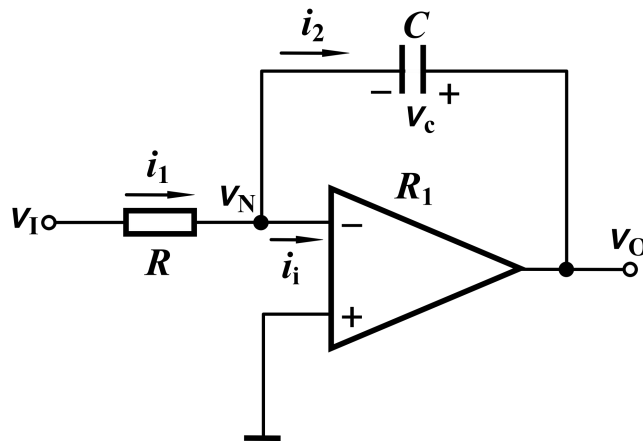
(2) 仪器用放大器



(3)求和电路:叠加原理

(4)积分微分电路:可以现场推导

广义比例放大电路:

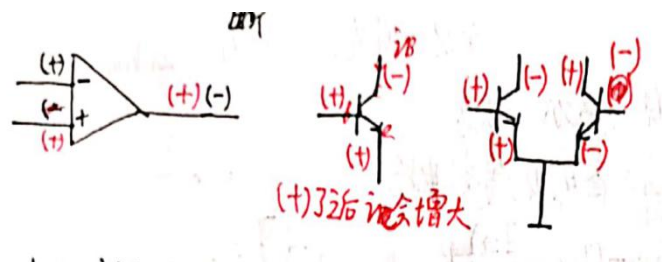


第三题 反馈

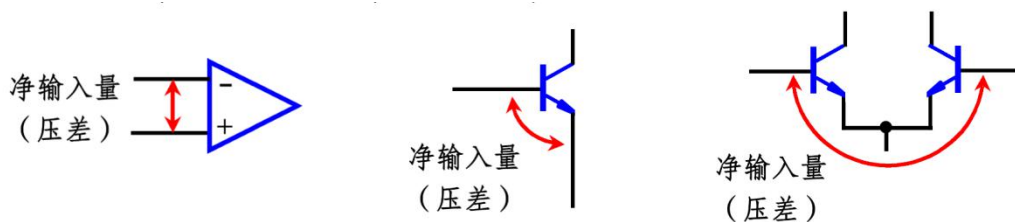
判断有无反馈:输出端接回到输入端,就是反馈

直流&交流:根据反馈到输入端的信号是交流, 还是直流, 或同时存在, 来进行判别。

正反馈&负反馈:瞬时极性法。即在电路中, 从输入端开始, 沿着信号流向, 标出某一时刻有关节点电压变化的斜率 (正斜率或负斜率, 用 “+”、“-” 号表示)。



净输入量:一种是如图所示的电压,一种是流入运放/三极管基极的电流



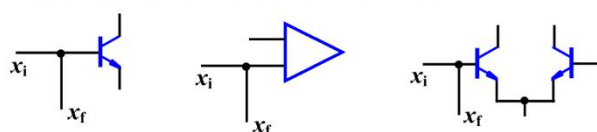
串联&并联:

串联: 输入以电压形式求和 (KVL) $-v_i + v_{id} + v_f = 0$ 即 $v_{id} = v_i - v_f$ (两个端口电压)

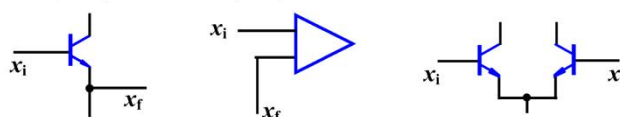
并联: 输入以电流形式求和 (KCL) $i_i - i_{id} - i_f = 0$ 即 $i_{id} = i_i - i_f$ (一个点三个电流)

反馈量:

并联: 反馈量 x_f 和输入量 x_i 接于同一输入端。



串联: 反馈量 x_f 和输入量 x_i 接于不同的输入端。



串联的反馈量一般是流入的电流或者是另一个端口的电压,这个时候计算 F 有用

电压&电流:这个决定了输出量是什么,什么反馈就稳定什么

电压反馈与电流反馈由反馈网络在放大电路输出端的取样对象决定

将负载短路 (未接负载时输出对地短路), 反馈量为零——电压反馈。如果不为零——电流反馈

对于运放的判断:可以看看输出下面接的是什么如果是一个电阻直接接地,那就是电压反馈,如果是一个电阻接一个电阻接地,那就是电流反馈

电流反馈电路取样的是电流,一般取样电阻是会串在负载电阻 R_L 的下面,这样取样电阻的电流就会和负载电阻的电流是同一输出电流。取样电阻的正端是反馈的连接点

反馈的作用

- 1、获得稳定的增益
- 2、扩展线性放大区
- 3、串联负反馈:增加输入电阻,并联负反馈:减少输入电阻(根据输入量来定的)
- 4、引入电压负反馈后, 输出电阻减小了。引入电流负反馈后, 输出电阻增大了。
- 5、拓展频带

$$A_f f_{Hf} = \frac{A}{1 + AF} \times [(1 + AF) f_H] = A f_H$$

深度负反馈下的计算:

输入量近似等于反馈量:净输入量为 0,根据这个可以计算

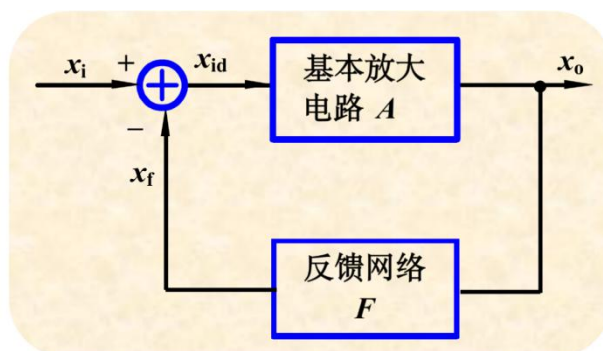
$$A_f = 1/F$$

如果要求 A_v ,那么要把输入和输出里面的电流量转化为电压量,一般来说是和电阻相乘,这个电阻一般是接在输入和输出附近的电阻,存在电流源输入可以进行变换

已知 $A = \frac{X_o}{X_{id}}$ 开环增益

$F = \frac{X_f}{X_o}$ 反馈系数

$A_f = \frac{X_o}{X_i}$ 闭环增益



因为 $x_{id} = x_i - x_f \Rightarrow x_i = x_{id} + x_f$

所以 $A_f = \frac{X_o}{X_i} = \frac{X_o}{x_{id} + x_f} = \frac{X_o}{x_o / A + x_o F} = \frac{A}{1 + AF}$

即 $A_f = \frac{A}{1 + AF}$ 闭环增益的一般表达式

负反馈的设计:

第一步看输出和输入电压之间的要求,比如说增大输出电阻之类的要求,稳定什么量

第二步确定反馈系数的大小, $A=1/F$

补充:自激震荡

$$\begin{cases} |\dot{A}(\omega_k) \cdot \dot{F}(\omega_k)| = 1 & \text{幅值条件} \\ \varphi_a(\omega_k) + \varphi_f(\omega_k) = (2n+1) \times 180^\circ & \text{相位条件 (附加相移)} \end{cases}$$

G_m ——幅值裕度, 一般要求 $G_m \leq -10\text{dB}$

phim ——相位裕度, 一般要求 $\text{phim} \geq 45$

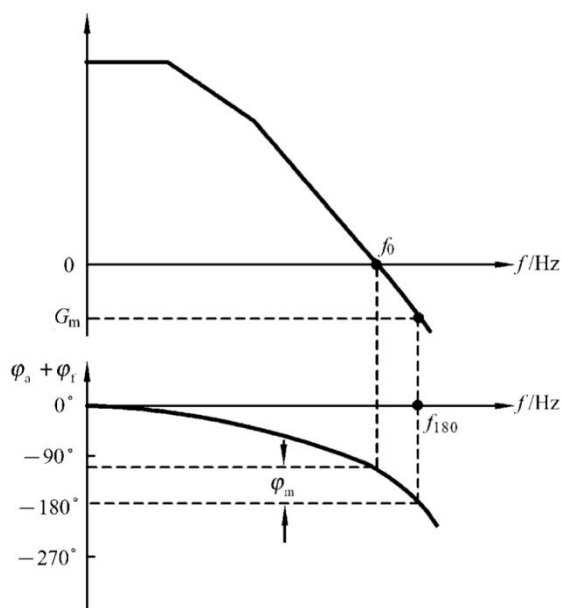
用波特图表示

$$\begin{cases} G_m = 20 \lg |\dot{A}\dot{F}| \leq -10 \text{ dB} \\ \varphi_a + \varphi_f = (2n+1)180^\circ \end{cases}$$

或

$$\begin{cases} 20 \lg |\dot{A}\dot{F}| = 0 \\ |\varphi_a + \varphi_f| + \varphi_m = 180^\circ \end{cases}$$

$G_m \leq -10\text{dB}$ 或 $\varphi_m \geq 45^\circ$



先找到 $A=1$ 的点,然后找对应的相位差,或者找到 $\phi=-180$ 的点,找 A

(1) 作出 \dot{A} 的幅频响应和相频响应波特图

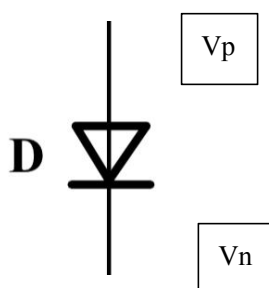
(2) 作 $20\lg\left|\frac{1}{\dot{F}}\right|$ 水平线,这个水平线是确定的

(3) 判断两线交点对应的相位是否满足相位裕度

第四题 二极管(PN 结)

(一)二极管的分析就是先把二极管断开,先判断二极管之间的电压

判断二极管的 P 和 N,二极管的三角形屁股就是 P 端,三角形头是 N 端(从 P 指向 N)



先假装二极管断开,计算出 V_p-V_n ,如果大于某个特定电压就是导通,如果小于某个特定电压就是断开

整流滤波

对于小信号来说,二极管可以看成是一个电阻: $r=26\text{mV}/i_d$

稳压二极管:分析方法:先把稳压二极管拿开,算算这个点应该是啥电压,如果超过了稳压范围,这个点的电压就限制在稳压范围之内(稳压二极管稳压就是反向击穿,正向的可普通的二极管差不多),如果没有超过,那没什么事了

(二)其实 BJT 也是由两个二极管组成的,对于 be(发射结)和 bc(集电结)

但是我们一般认为 BJT 工作在放大区,就是 be 正偏,有恒定压降 0.7V (0),bc 反偏,反正分析 BJT 的静态特征,直接认为它 $V_{be}=0.7\text{V}$ (或者其他),这样子来做题,具体 PN 结怎么偏的就不用管了(一定要验证哈)

第五题 差分与实际运放

双端输出: R_L 分作 $\frac{R_L}{2}$
 单端输出: 直接并列式

差模运算: 不考虑 r_o
 共模运算: 加上 $2r_o$ 并在外

§7 差分放大电路与实际运放

题型1: 差分放大电路计算

静态: 对静态工作点分析, $I_D = \frac{I_0}{2}$
 差模: r_o 不考虑, 双出: R_L 拆为 2个 $\frac{R_L}{2}$
 单出: 只看一半, R_L 不为拆为 2个 $\frac{R_L}{2}$
 共模情况下, 但输入仅有一个 $\frac{V_{id}}{2}$
 共模: 下面有一个 r_o 平均一边一个 $2r_o$
 对于 R_L 的抑制比略

从中间割开处理也是一样

题型2: 参数与误差运算

参考 Chapter 7 (叠加原理)

$V_P = -(I_{IB} - \frac{I_0}{2}) R_2$
 $V_N = V_0 (\frac{R_1}{R_1 + R_f}) - (I_{IB} + \frac{I_0}{2}) (R_1 \parallel R_f) - V_{IO}$
 $V_P = V_N$

计算的时候可以加上实际误差

V_{IO} : 为使输出为0在输入端加上的 $I_B = \frac{I_{BN} + I_{BP}}{2}$ $I_0 = I_{BN} - I_{BP}$

题型3 单电源运放

通路 静态时输出的电流 I_{BN} & I_{BP}

① 阻容耦合: a) 画直流电路, 确定工作点, b) 画交流通路 还是有

② 直接耦合 a) 直流工作点, 保证有 V_{ce} 深度负反馈
 b) 交流分析, V_{ce} 去掉 S_R 与 $2\pi f_{max} V_{om}$

运放的输出 从 $-V_{ce} \sim +V_{ce}$ 变为 $0 \sim V_{ce}$

分成两半, 把交流流通路的两个接地点分成两半

把 R_L 与 R_o 也进行处理
 输入不管 MOS 不管 R_L
 不管只用管与接什么
 输出端电阻

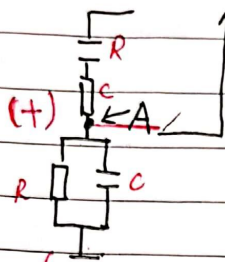
大信号转移
 $S_R \geq 2\pi f_{max} V_{om}$
 全功率带宽
 $BW_P = \frac{S_R}{2\pi V_{om}}$
 开环电压增益 A_D
 单位增益带宽 BW_u
 开环带宽 (f_H)

No.

Date.

§10 信号产生与处理电路

题型1 正弦RC振荡电路



- (1) 判断振荡是否从A点出发 看放大电路相移是 $0^\circ(+)$ 还是 $180^\circ(-)$, 若为 $180^\circ(-)$ 则不起振
- (2) 起振: $A_v > 3$ (同相放大电路)
- (3) 振荡频率 $f = \frac{1}{2\pi RC}$
- (4) $V_N = V_P = \frac{1}{3} V_o$ (在稳定振荡的时候)
 V_N 与 V_P 均为 $\frac{1}{3} V_o$

反馈网络 $\varphi_a = 0$ 振荡条件 $A \cdot V = 1$ $\varphi_a + \varphi_f = 0$
若运放 $\varphi_b = 180^\circ$ 则可起振

(5) 稳幅: 采用热敏电阻

求 V_N, V_P 时通常会把 V_o 当成输入

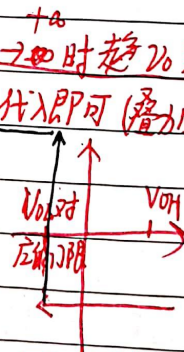
题型2 电压比较器 (工作在非线性状态下)

(1) 单门限: $V_P = V_N$ 时翻转, 无反馈

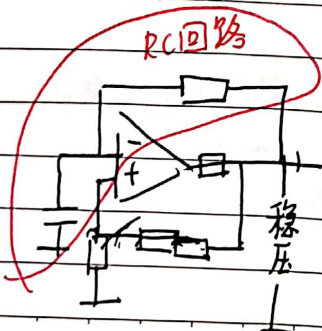
(2) 迟滞比较器: V_{OH} 与 V_{OL} 2个门限

- ① 第一步是看 V_I 接在哪里 接在一代表 $V_I \rightarrow \infty$ 时 V_o 为低电平 (极限法)
- ② 然后求两个门限电压分别代入 $V_o = V_{OH}$ 与 V_{OL} 代入即可 (叠加原理) (定求 $V_N = V_P$)
- ③ 画图从 ∞ 处引出2条线 V_{OH} 与 V_{OL}

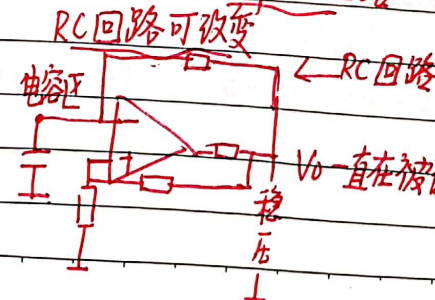
找 V_{OH} 对应的门限往下
找 V_{OL} 对应的门限往上



题型3 方波产生器



一个迟滞比较器加上一个RC回路



电容上电压↑
触发: V_o 变为正值, 电容上电压↓

第七题 频率响应

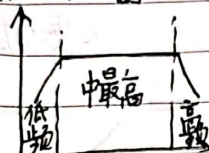
No.

Date.

§6 频率响应

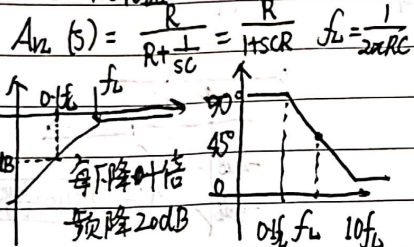
分析方法

1. 低+中+高

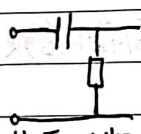
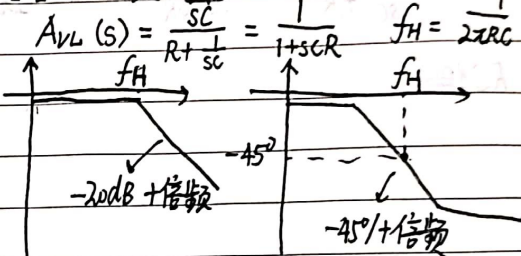


2个RC, 2个低频, 6个高频

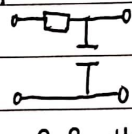
1-1 RC高通



1-2 RC低通



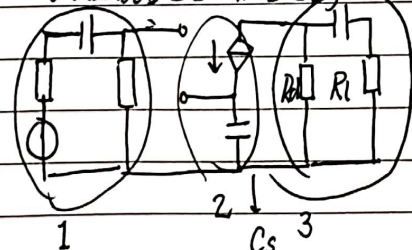
$$\frac{1}{1-j\frac{f_L}{f}}$$



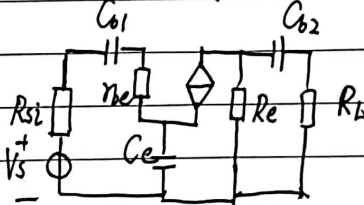
$$\frac{1}{1+j\frac{f_H}{f}}$$

2-1 共源低频

(存在旁路电容与耦合电容)



2-2 共射低频



公式略复杂, 可不记

2占主导因素 $f_{L2} = 4f_{L1}$

$$\text{则有 } A_L: f_L = \frac{g_m}{2\pi C_{gs}}$$

$$f_L = \frac{1}{2\pi(R_{si} + r_{be})C_{b1}} \quad C_1 = \frac{C_{b1}C_e}{(1+\beta)C_{b1} + C_e}$$

如用直接耦合取消旁路电容, 则低频响应 $f_L = 0$

No.

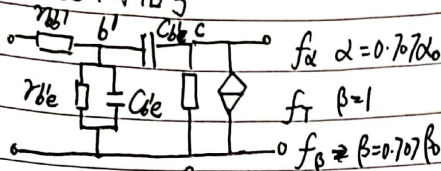
Date.

3-1 MOS小信号

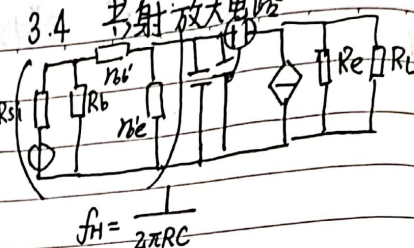
g_s, g_d 与 d_s 之间加个电阻

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_{gs} + C_{gd})}$$

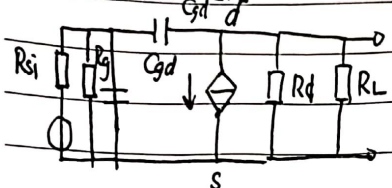
3-2 BJT小信号



3.4 共射放大电路



3-3 共源放大电路



$$C = C_{ie} + C_{m1}$$

$$C_{m1} = (1 + g_m[R_E \parallel R_L]) C_{b'c}$$

$$R = (R_{si} \parallel R_b + r_{bb'}) \parallel r_{b'e}$$

3.5 共栅共基 略

3.6 共漏共集

由于 $A \rightarrow 1$, 则 f_H 近似于无穷

$$C_{m1} = (1 + g_m[R_d \parallel R_L]) C_{gd}$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi(R_{si} + R_g)(C_{gs} + C_{m1})}$$

$|A_{vsm} \cdot f_H|$ 均为 const

差分放大

1. 共模: 不考虑 r_o
2. 差模: 每边源极都接上 $2r_o$ 接地
3. 双边: 负载电阻为 $R_L/2$
4. 单边: 负载电阻为 R_L
5. 两从两个接地点一分二, 转化为单级 MOS 管 (一分二指原来接地的仍接地)