

电子电路基础



习题集/作业集
<https://bc0403.github.io/EC2024/>

习题集来源于往年考卷 期中和期末考试的题型和难度不超过该习题集

1. 学在浙大
下载课件，布置作业，上交作业

2. 上交作业
每周三课前，作业拍照上传到学在浙大，总评成绩重要组成部分。

3. 期中考试 → 电路原理(含计算题)
考试内容截止到电基课程大纲第5章，时间10月27日8:30-10:30。
闭卷考试，考试时间120分钟，题型包括推导、分析和计算题。

4. 期末考试
考试内容包括所有知识点，期中考试前的内容只出现在选择题和填空题中，占比约20%。
闭卷考试，考试时间120分钟，题型包括选择题（20分）、填空题（20分）和计算题（60分）。



平时成绩 < 50 ⇒ 考研
期末考试 < 40

EE 两大基础理论

电子电路 (有线) 电场场理论 (无线)

课程信息

• 课程纲要和讲义为主，下列资料供参考

- 【推荐】Charles K Alexander, Matthew Sadiku, *Fundamentals of Electric Circuits*, 992 pages, McGraw-Hill Education; 6 edition (January 13, 2016). [下载](#) | [勘误](#) | [习题解答](#)
- 【推荐】Adel S. Sedra, Kenneth C. Smith, *Microelectronic Circuits* (The Oxford Series in Electrical and Computer Engineering), 1488 pages, Oxford University Press; 7 edition (November 14, 2014). [下载](#) | [勘误](#) | [习题解答](#)
- 邱关源，《电路》（第5版），高等教育出版社，2006年。[下载](#)
- 童诗白，华成英，《模拟电子技术基础》（第五版），高等教育出版社，2015年。[第四版下载](#)



第一章：电路基本概念

一、实际电路与电路模型.

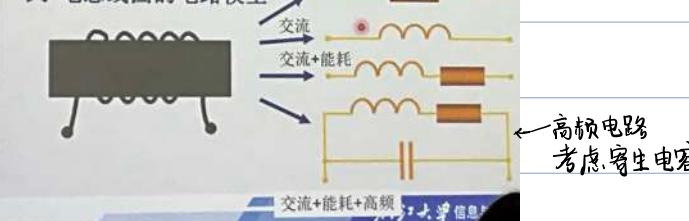
1. 电路 Circuit.

2. 五种基本电路原件：R, L, C, 电源，电压源。



3. 注意：
- 具有相同的主要电磁性能的实际电路部件，在一定条件下可用同一电路模型表示；
 - 同一实际电路部件在不同的应用条件下，其电路模型可以有不同的形式。

例 电感线圈的电路模型



Charge 电荷

coulomb 库仑

高頻電路
考慮寄生電容

4. P , n , μ , m , k , M , G

TABLE 1.2			24
The SI prefixes.			
Multiplier	Prefix	Symbol	
10^{18}	exa	E	艾
10^{15}	peta	P	拍
10^{12}	tera	T	太
10^9	giga	G	吉
10^6	mega	M	兆
10^3	kilo	k	千
10^2	hecto	h	百
10	deka	da	十
10^{-1}	deci	d	十分之一
10^{-2}	centi	c	百分之一
10^{-3}	milli	m	千分之一
10^{-6}	micro	μ	百万分之一
10^{-9}	nano	n	十亿分之一
10^{-12}	pico	p	百亿分之一
10^{-15}	femto	f	千亿分之一
10^{-18}	atto	a	万亿分之一

Decimal multiples and

5. 集总参数电路

分布参数电路。

二、基本电路参数

1. 电荷 Charge . 单位：coulomb 库仑。

2. 电流 Current Intensity. : 单位：Ampere.

· 电流方向：定义为正电荷的移动方向。 $i = \frac{dq}{dt}$.

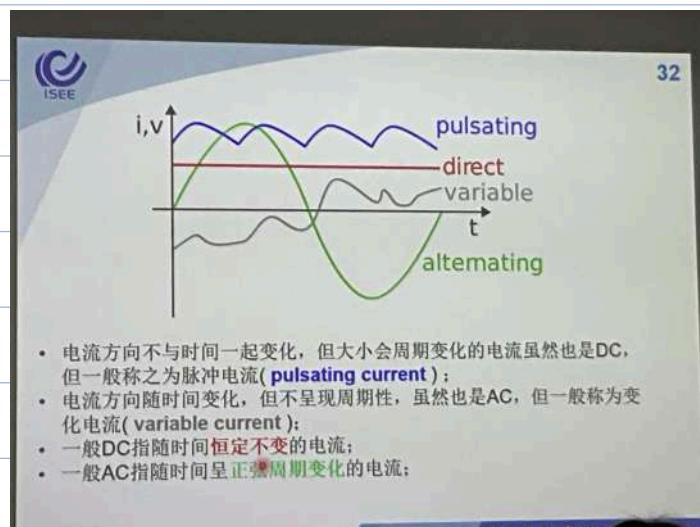
3. 直流 vs 交流

直流(DC) direct current.

交流(AC). alternating current.

符号规范：① 变量斜体，单位正体

② 直流大写(I)，交流(或未知直交)小写(i)



4. 电压 (voltage)

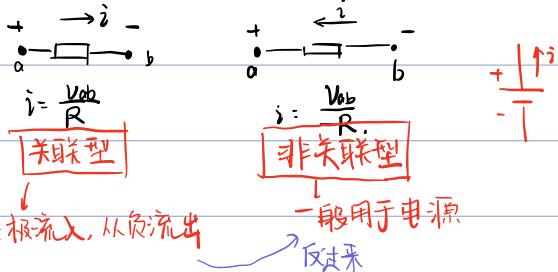
- 电势差 (potential difference).

- 单位: V, volt 伏特.

- 信号: signal.

5. 电流的参考方向: 规定参考方向. >0 与参考同相, <0 与参考方向反向.

6. 电压参考方向 and 关联的参考方向与非关联.



7. 功率 (Power) 和能量 (Energy).

- $P = \frac{dw}{dt} = \frac{d(uq)}{dt}, \frac{da}{dt} = ui \Rightarrow$ 一定是在关联参考方向上.

44 功率 (Power) 和能量 (Energy)

- 功率: 单位时间内消耗或吸收的能量
- 功率与电压、电流的关系: $p = vi$ $p = \frac{dw}{dt} = \frac{dw}{dq} \cdot \frac{dq}{dt} = vi$
- 功率正负的约定
 - 电压电流为关联参考方向时, $p=ui$ 是吸收耗能
 - $p > 0$, 表示吸收能量 (消耗能量), 比如电阻
 - $p < 0$, 表示提供能量, 比如电源
 - 注意: 英文教材中称为 "passive sign convention"

Passive sign convention is satisfied when the current enters through the positive terminal of an element and $p = +vi$. If the current enters through the negative terminal, $p = -vi$.

Figure 1.8 Reference polarities for power using the passive sign convention: (a) absorbing power, (b) supplying power.

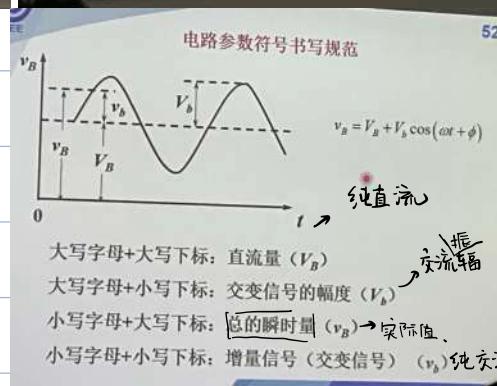
45 电路吸收或发出功率的判断

- u, i 取关联参考方向
 - $P = ui$ 表示元件吸收的功率
 - $P > 0$ 吸收正功率 (实际吸收)
 - $P < 0$ 吸收负功率 (实际发出)
- u, i 取非关联参考方向
 - $P = ui$ 表示元件发出的功率
 - $P > 0$ 发出正功率 (实际发出)
 - $P < 0$ 发出负功率 (实际吸收)

吸收功率 or 发出功率?

(a) (b)

Figure 1.9 Two cases of an element with an absorbing power of 12 W: (a) $p = 4 \times 3 = 12$ W, (b) $p = 4 \times 3 = 12$ W.



- 能量守恒: $\Sigma P = 0$.

- 单位: Wh; kWh.

8. 有源元件 vs 无源元件

9. 独立源 vs 受控源

I/U 轴输出只与自身性质有关

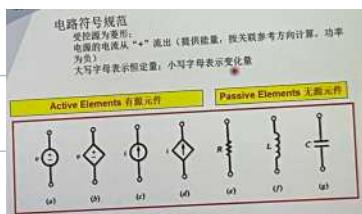
$$U = f(I) \text{ or } I = f(U)$$



独立源



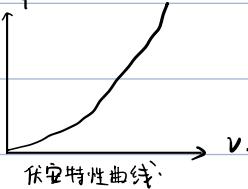
类似为受控源



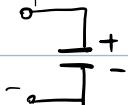
三、电路元器件. (一) 无源件.

1. 电阻元件. $f(v, i) = 0$

分类: $\begin{cases} \text{①线性电阻} & \text{①时变} \\ \text{②非线性电阻} & \text{②时不变} \end{cases}$



$$\textcircled{2} i = C \frac{dv}{dt} \rightarrow \text{关联参考方向.}$$



$$\textcircled{3} w_c = \int v \cdot dq = \frac{q^2}{2C} =$$

④ 高频电路的等效电路图.

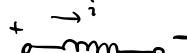


3. 电感元件.

① $\Psi_L = N\phi_L$ 称为磁链. N 为匝数.

$$L \stackrel{\text{def}}{=} \frac{\Psi}{i} \leftarrow \text{线性电感元件.}$$

$$\textcircled{2} v = +L \frac{di}{dt}, \text{ 这里 } v \text{ 都表示沿电流方向的压降.}$$



③ 在稳态直流电路中, 电感相当于短路.

④ 电感电流的连续性质. 当 v 有限时, 电流 i 不能突变.

$$w = \int L \frac{di}{dt} dt = \frac{1}{2} L i^2$$

⑤ 高频电路等效电路



Cu 容易受电场影响, Cu 电容容易迁移, 要做阻挡层.

2. 电容元件:

$$\textcircled{1} q = Cv.$$

② 电容电压连续性: 当 i 为有限值时, $\lim_{t \rightarrow t_0} v(t) = v(t_0)$

(c) 电容电压的连续性

当电流 i 为有限值时, 电容电压不能跃变. $v_c(t_-) = v_c(t_+)$

证明如下:

$$\text{要证明 } v_c(t) = v_c(t_0) + \frac{1}{C} \int_{t_0}^t i(\xi) d\xi \text{ 是连续的.}$$

$$\text{必须证明 } \lim_{\Delta t \rightarrow 0} v_c(t + \Delta t) = v_c(t)$$

$$\text{而 } v_c(t + \Delta t) = v_c(t) + \frac{1}{C} \int_t^{t+\Delta t} i(\xi) d\xi \quad \text{且 } |i(t)| \leq M$$

(二) 有源件 1. 电压源

① 电压源：两端电压固定或是固定的时间顺序。

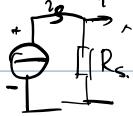
② 符号：

③ 理想电压源特性：电压固定，电流由外部电路决定。

④ 实际电压源：

$$V_s = V + iR_s$$

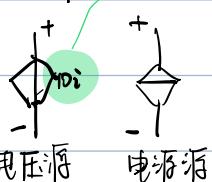
2. 电流源



$$i_s = i + \frac{V}{R_s}$$

$$\Rightarrow i = i_s - \frac{V}{R_s}$$

3. 受控源：电流控制电压源、电压 → 电压源 4种



电压源 电源流

3. 受控源的有源性和无源性

$$\begin{aligned} P_{吸} &= v_1 i_1 + v_2 i_2 \\ &= v_2 i_2 \\ &= v_2 (-v_2/R) < 0 \end{aligned}$$

受控源是有源元件

4. 受控源与独立源的比较

(1) 独立源电压(或电流)由电源本身决定，与电路中其它电压、电流无关，而受控源电压(或电流)直接由控制量决定。

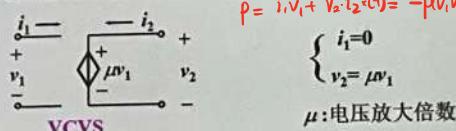
(2) 独立源在电路中起“激励”作用，在电路中产生电压、电流，而受控源是反映电路中某处的电压或电流对另一处的电压或电流的控制关系，在电路中不能作为“激励”。

激励：电源或信号源向电路输入的电压和电流起推动电路工作的作用。简单说是一再具体一点就是电路的独立电源(电压源或电流源)，但是不包括受控源和受控的电流源。

指的是电路在激励的作用下所产生的电压和电流。简单说是输出。

2、四种类型

(1) 电压控制的电压源 (Voltage Controlled Voltage Source)

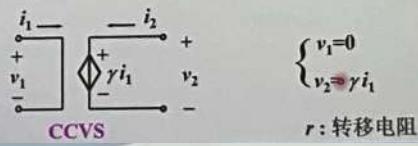


$$p = i_1 v_1 + v_2 i_2 (t) = -\mu v_1 v_2 < 0$$

$$\left\{ \begin{array}{l} i_1 = 0 \\ v_2 = \mu v_1 \end{array} \right.$$

μ : 电压放大倍数

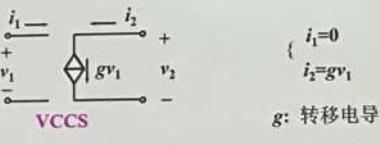
(2) 电流控制的电压源 (Current Controlled Voltage Source)



$$\left\{ \begin{array}{l} v_1 = 0 \\ v_2 = \gamma i_1 \end{array} \right.$$

r : 转移电阻

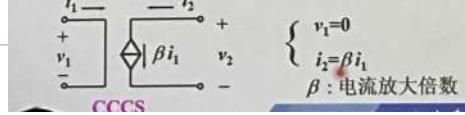
(3) 电压控制的电流源 (Voltage Controlled Current Source)



$$\left\{ \begin{array}{l} i_1 = 0 \\ i_2 = g v_1 \end{array} \right.$$

g : 转移电导

(4) 电流控制的电流源 (Current Controlled Current Source)



$$\left\{ \begin{array}{l} v_1 = 0 \\ i_2 = \beta i_1 \end{array} \right.$$

β : 电流放大倍数

38

3. 受控源的有源性和无源性

i_1 i_2 v_1 v_2 VCVS

$P_{吸} = v_1 i_1 + v_2 i_2$
 $= v_2 i_2$
 $= v_2 (-v_2/R) < 0$

受控源是有源元件

4. 受控源与独立源的比较

(1) 独立源电压(或电流)由电源本身决定，与电路中其它电压、电流无关，而受控源电压(或电流)直接由控制量决定。

(2) 独立源在电路中起“激励”作用，在电路中产生电压、电流，而受控源是反映电路中某处的电压或电流对另一处的电压或电流的控制关系，在电路中不能作为“激励”。

激励：电源或信号源向电路输入的电压和电流起推动电路工作的作用。简单说是一再具体一点就是电路的独立电源(电压源或电流源)，但是不包括受控源和受控的电流源。

指的是电路在激励的作用下所产生的电压和电流。简单说是输出。

40

Example 1.7 Calculate the power supplied or absorbed by each element in Fig. 1.15.

Figure 1.15 For Example 1.7.

流入正极，功率为正，消耗能量

$p_1 = 20(-5) = -100 \text{ W}$ Supplied power
 $p_2 = 12(5) = 60 \text{ W}$ Absorbed power
 $p_3 = 8(6) = 48 \text{ W}$ Absorbed power

$p_4 = 8(-0.2I) = 8(-0.2 \times 5) = -8 \text{ W}$ Supplied power

$p_1 + p_2 + p_3 + p_4 = -100 + 60 + 48 - 8 = 0$ 能量守恒

《电路》部分可参考石群老师视频

第二章 电路等效变换

一、基尔霍夫定律

1. 回路 vs 网孔 单连通区域

网孔与回路

2. 基一: $\sum I_i = 0$ (电荷守恒的体现)

推广: 应用于包围多个结点的任一闭合面。

3. 基二: $\oint \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} = 0$ 稳恒电场是保守场 (能量守恒体现)

4. 等效电源定理 → 注意只有外部电路是等效的。

(2) 等效电压源定理

等效电压源定理又叫戴维南 (Thévenin) 定理。它可表述为两端有源网络 A 可等效为一个电压源, 其电动势等于网络的开路端电压, 内阻等于从网络两端看除源 (将电动势短路) 网络的电阻。

现举例说明。考虑一个两端有源网络 A 与一个电阻 R 串联 (图 5-37a), 为求电流 I, 根据等效电压源定理, 网络 A 可等效为一个电压源 (图 5-37b)。于是

$$I = \frac{U_s}{R + r_s}, \quad (5.37)$$

式中 U_s 是等效电源的电动势, 它等于网络 a、b 两点开路时的端电压; r_s 是等效电源的内阻, 它等于从 a、b 看网络中除去电动势的电阻。

利用电压源和电流源的等效条件, 容易得到等效电流源定理, 它又叫诺尔顿 (Norton) 定理。它可表述为两端有源网络 可等效于一个电流源 电流源的 I_s 等于网络两端短路时流经两端点的电流, 内阻等于从网络两端看除源网络的电阻。

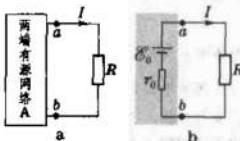
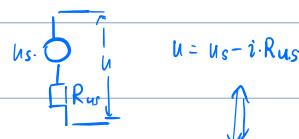
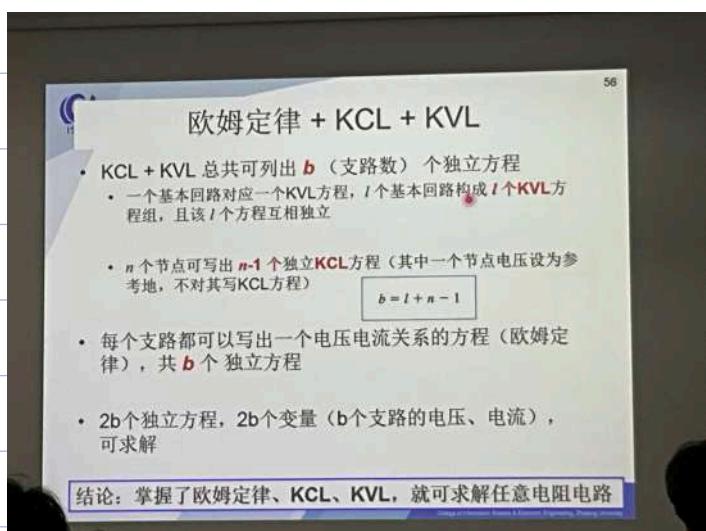


图 5-37 等效电压源定理

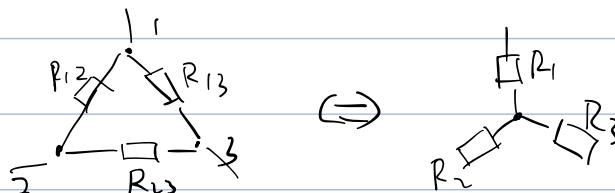


$$\begin{cases} U_s = i_s \cdot R_s \\ R_s = R_{is} = R_{us} \end{cases}$$

$$i = i_s - \frac{U}{R_L} \Rightarrow u = i_s \cdot R_s - R_s \cdot i$$



5. 等效变换



①

$$R_{12} \cdot R_3 = R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3$$

$$R_{13} \cdot R_2 =$$

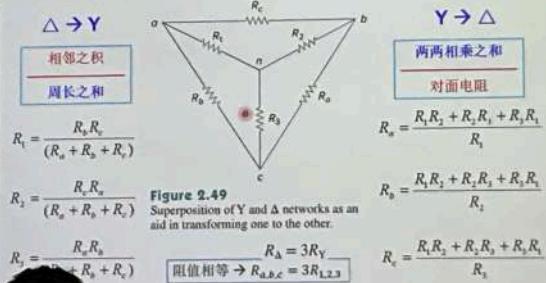
$$\textcircled{2} \quad \left\{ \begin{array}{l} \frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_{23}} \\ \frac{R_2}{R_3} = \frac{R_{12}}{R_{13}} \end{array} \right.$$

$$R_1 = \frac{R_{12} R_{13}}{\Sigma R}$$

$$R_2 = \frac{R_{21} R_{23}}{\Sigma R}$$

$$R_3 = \frac{R_{31} R_{12}}{\Sigma R}$$

△-Y变换 (Delta - Wye)



的阻值比较大：【直观理解：△更像并联，所以阻值大；Y更像串联】

二、输入电阻

$$R_{\text{输入}} = \frac{V}{i}$$

①若有电压/电流源原无源控制电压源短路、电流源开路后，计算等效电阻。

②若有受控源

三、电源的串并联

1. ①电压源串联 $U = \sum U_i$

电

压源 ②电压源并联 必须要求电压相等。

2. 电流源 ①并联 $\Rightarrow i = \sum i_{S_i}$

②串联 $\Rightarrow i_1 = i_2 = \dots = i_n$

3. 与电流源串联/与电压源并联 的任意元件(稳态时)都不会对外电路造成影响。

4. 受控源的等效变换 → 不能把控制量变换。



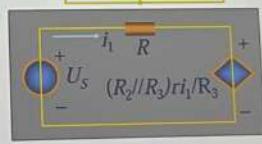
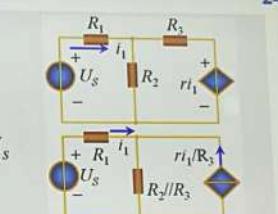
例 求电流 i_1

$$R = R_1 + \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}$$

$$R i_1 + (R_2 // R_3) r i_1 / R_3 = U_s$$

$$i_1 = \frac{U_s}{R + (R_2 // R_3) r / R_3}$$

注意 受控源和独立源一样可以进行电源转换；转换过程中注意不要丢失控制量。



四、电容电感的串并联

$Z_C = \frac{1}{i\omega C}$; $Z_L = i\omega L$. 利用阻抗(R)的串并联即可

①串联的每个电容，电荷量都相同。 $V_k = \frac{C}{C_F} \cdot V$

②电感串联利用 $V = L \cdot \frac{di}{dt}$.

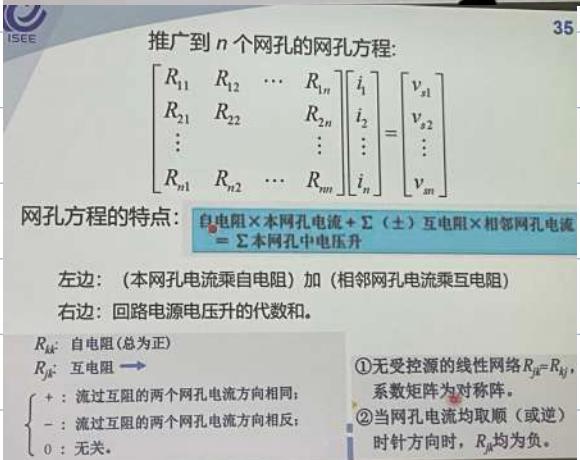
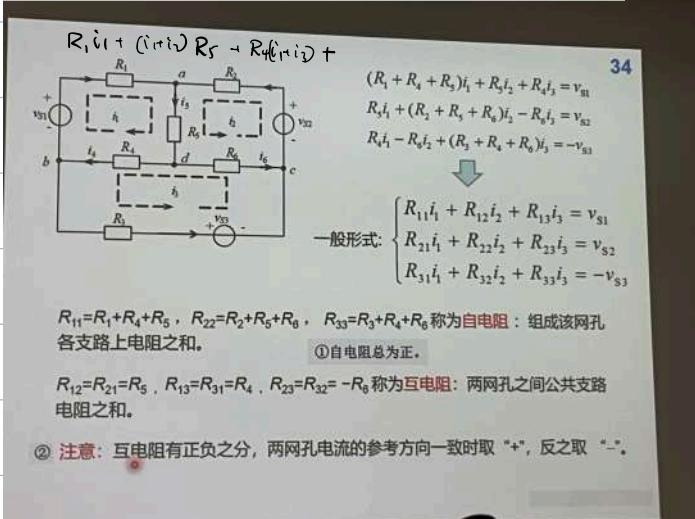
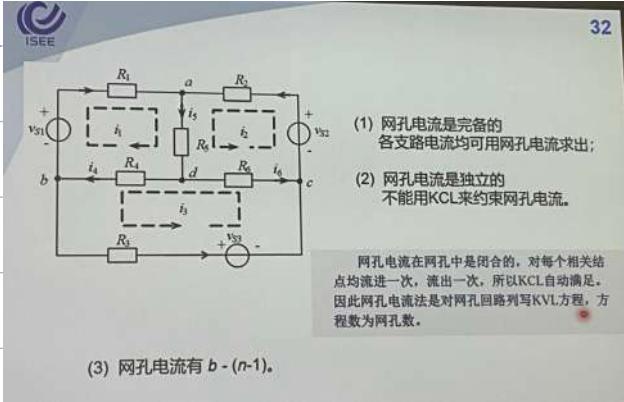
第三章 电路分析的基本方法

n 个节点，只有 $n-1$ 个节点方程是独立的

1. 支路电流法

2. 节点电压法

3. 网孔电流法



For the circuit in Fig. 3.18, find the branch currents I_1 , I_2 , and I_3 using mesh analysis.

Example 3.5

Figure 3.18 For Example 3.5.

$$\begin{cases} -15 + 5i_1 + 10(i_1 - i_2) + 10 = 0 \\ 6i_2 + 4i_2 + 10(i_2 - i_1) - 10 = 0 \end{cases}$$

$I_1 = i_1 = 1 \text{ A}, \quad I_2 = i_2 = 1 \text{ A}, \quad I_3 = i_1 - i_2 = 0$

$5i_1 - 10i_2 = 5$
 $20i_2 - 10i_1 = 10$
 $i_1 - i_2 = 1$
 $i_1 - 2i_2 = 5$

Figure 3.18

Example 3.6

Figure 3.20 For Example 3.6.

$$\begin{cases} 24i_1 - 10i_2 - 12i_3 = 24 \\ 38i_2 - 10i_1 - 4i_3 = 0 \\ 16i_3 - 12i_1 - 4i_2 = -4I_o \end{cases}$$

$I_o = i_1 - i_2$

网孔电流法受控源的处理

求电路中网孔电流 i_1 和 i_2

列方程时受控源看作独立源，再将控制量用网孔电流来表示
本题中受控电流源处于边界网孔中，该网孔电流视为已知

$$\begin{cases} (10+4)i_1 - 4i_2 = 6 \\ -4i_1 + (4+7+3)i_2 + 3 \times 8i_a = 0 \\ i_a = i_1 - i_2 \end{cases}$$

$$\begin{cases} 14i_1 - 4i_2 = 6 \\ 20i_1 - 10i_2 = 0 \end{cases}$$

Figure 3.20

1. 回路电流法(理解“KCL自动满足”)
以基本回路中沿回路连续流动的假想电流为未知量列写电路方程分析电路的方法。它适用于平面和非平面电路。

(2) 回路法的特点:

①通过灵活的选取回路设定回路电流可以减少计算量，
②互有电阻的识别难度加大，易遗漏互有电阻。

Figure 3.20

信息与电子工程学

1. 支路电流法

2. 网孔电流法 { 常规 KVL }

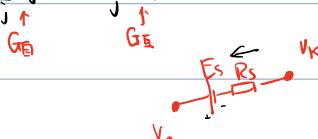
3. 回路电流法 KVL

4. 节点电压法 列 KCL

$$\sum_i G_{kj} V_k + (-1) \sum_i G_{kj} V_{k-1} + (-1) \cdots =$$

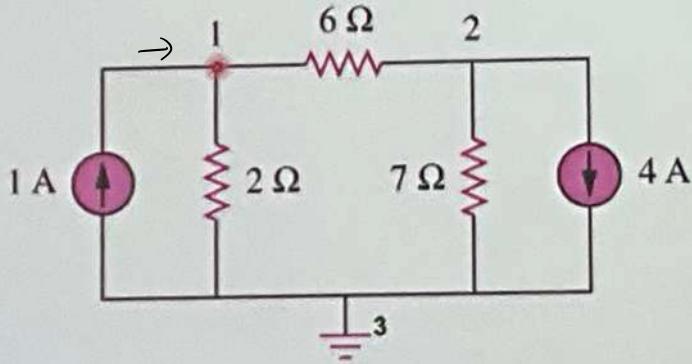
$$\sum_j G_{kj} (V_o - V_j) = I_k$$

$$\Rightarrow \sum_j G_{kj} V_k - \sum_i G_{kj} V_i = I_k +$$



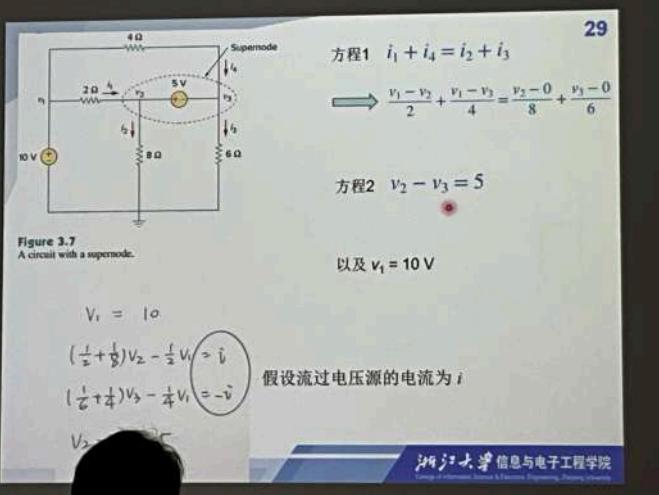
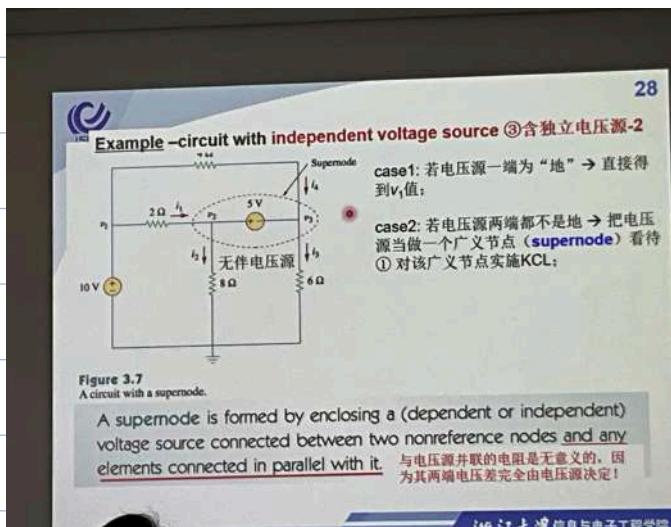
$$V_k - iR_s - E_s = V_o$$

$$i = \frac{V_o - V_k + E_s}{R_s}$$



$$(\frac{1}{2} + \frac{1}{6})V_1 - \frac{1}{6}V_2 = 1$$

$$(\frac{1}{6} + \frac{1}{7})V_2 - \frac{1}{6}V_1 = -4$$



节点电压法: 回路共 $n-1$ 个节点, 设回路中第 k 个节点电压为 V_k , 与该节点相邻的

节点, 列为 $k_1, k_2, k_3, \dots, k_j$ 有 j 个, 其中有 j_1 个为电阻 j_2 个为电流源, j_3 个电压源串电阻, j_4 个电压源, $j_1+j_2+j_3+j_4 \leq n-1$.

(以流出为正)
则第 k 个方程:

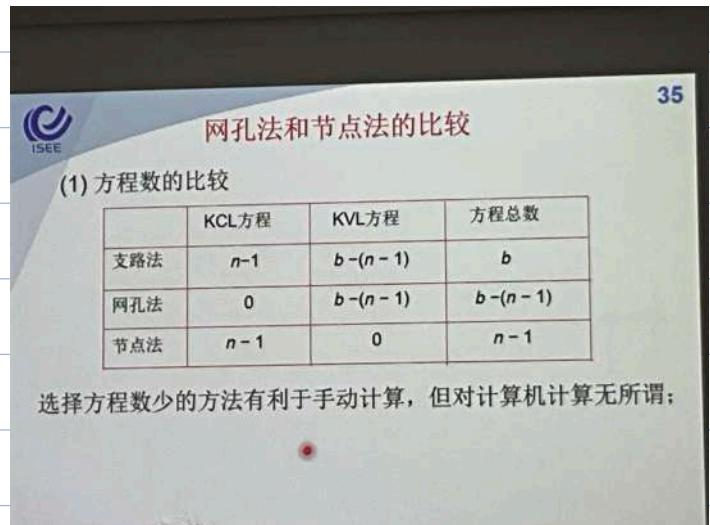
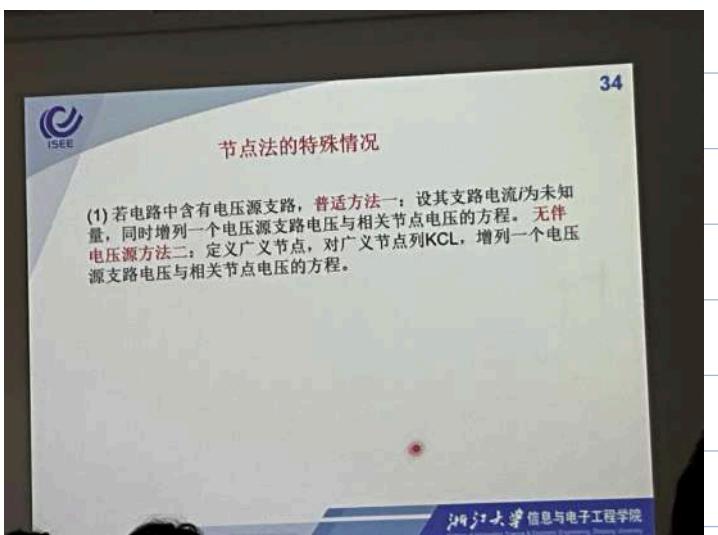
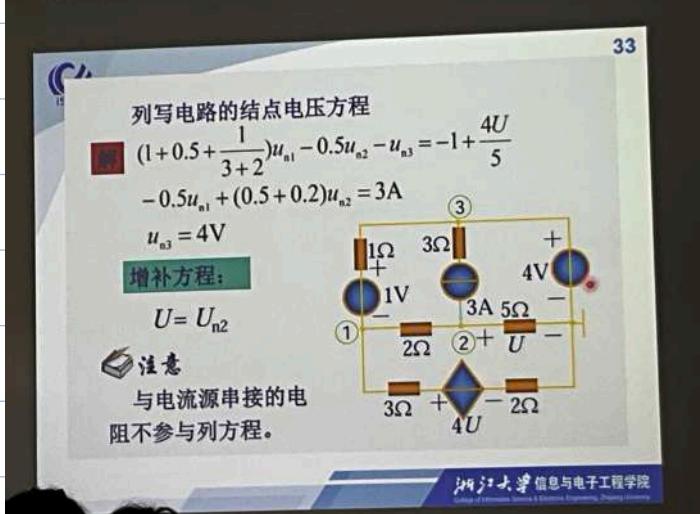
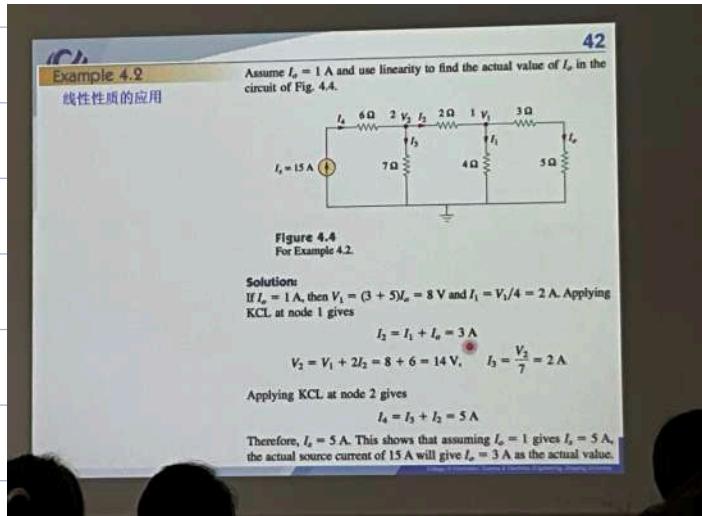
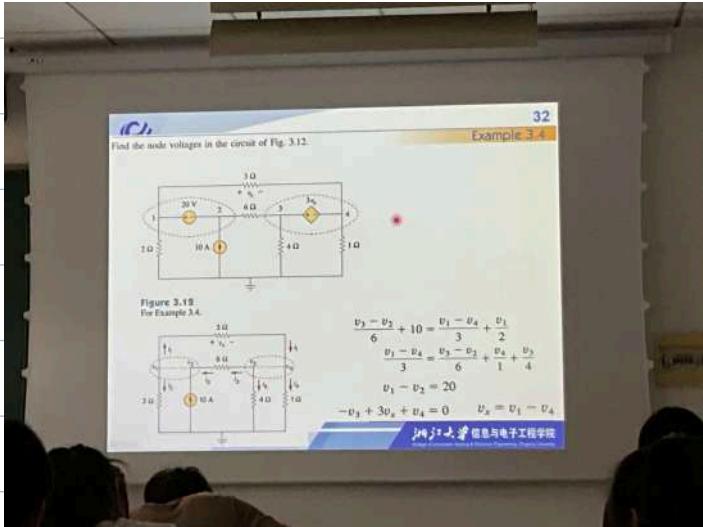
$$\sum_{j=1}^{j_1} G_{kj} (V_k - V_{kj}) + \sum_{j=j+1}^{j_2} i_{kj} + \sum_{j=j+1}^{j_3} (G_{kj} e_{kj} + G_{kj} (V_k - V_{kj})) + \sum_{j=j+1}^{j_4} i_{kj} = 0$$

注意到 i_{kj} 引入了 j_4 个变量, 共有 V_1, V_2, \dots, V_n 和 j_4 个变量, 可见只有 $n-1$ 个方程

解决方案:

$$V_{kj} - V_k = e_{skj}$$

∴ $V_k - \sum_{j \neq k} G_{kj} V_{kj} - \sum_{j \neq k} G_{kj} e_{kj} + \dots = 0$



电路定理：

一、线性电路

1. 齐次性和可加性 \Rightarrow 线性

$$V = iR$$

2. 功率不是线性的。

3.

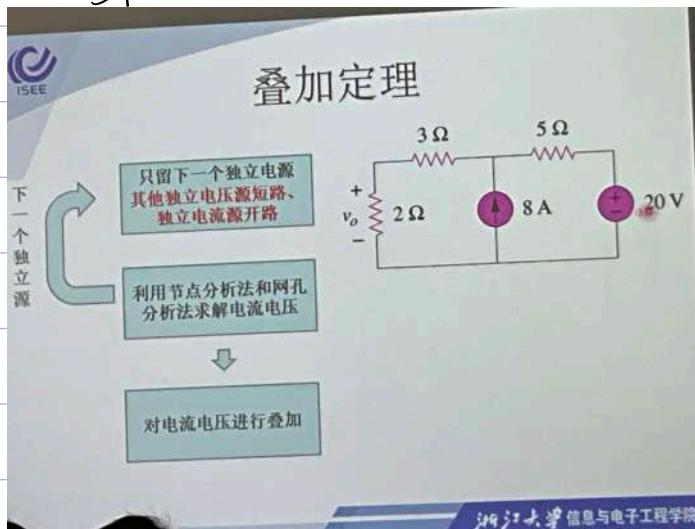
$$i_s = \frac{\begin{vmatrix} v_{s1} & R_{12} \\ v_{s2} & R_{22} \end{vmatrix}}{\Delta} = \frac{R_{22}}{\Delta} v_{s1} + \frac{-R_{12}}{\Delta} v_{s2} = \frac{R_{22}}{\Delta} v_{s1} - \frac{R_{12} + R_{22}}{\Delta} v_{s2} + \frac{R_{12}}{\Delta} v_{s3}$$

$$i_{s1} = \frac{\begin{vmatrix} v_{s1} & R_{12} \\ 0 & R_{22} \end{vmatrix}}{\Delta} = \frac{R_{22}}{\Delta} v_{s1}$$

$$i_{s2} = \frac{\begin{vmatrix} -v_{s2} & R_{12} \\ v_{s2} & R_{22} \end{vmatrix}}{\Delta} = \frac{R_{22}}{\Delta} (-v_{s2}) + \frac{-R_{12}}{\Delta} v_{s2}$$

$$i_{s3} = \frac{\begin{vmatrix} 0 & R_{12} \\ -v_{s3} & R_{22} \end{vmatrix}}{\Delta} = -\frac{R_{12}}{\Delta} (-v_{s3}) = \frac{R_{12}}{\Delta} v_{s3}$$

证得 $i_s = i_{s1} + i_{s2} + i_{s3}$ 即网孔电流满足叠加定理



4. 替代定理

二、等效电源定理

1. 戴维南定理 \rightarrow 有受控源时

step 1: 求开路电压 V_{oc} .

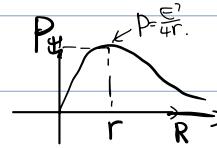
step 2: 求等效内阻 ① 无受控源时可使用电阻等效变换求解

② 外加电压/电流法求解输入电阻

③ 将端口短路求短路电流 i_{sc} .

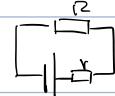
$$\text{则 } R^* = \frac{V_{oc}}{i_{sc}}$$

对于受控源：注意等效时控制变量要封装在等效电源以内。



2. 诺顿定理 (略)

③ 最大功率传递定理：



$$P_{out} = \left(\frac{E}{R+r}\right)^2 \cdot R = \frac{E^2}{R+\frac{r^2}{4}+2r} \leq \frac{E^2}{4r} \quad (r=R \text{ 时取等})$$

电路的时域分析：

一、动态电路：

换路定律：电容两端电压、电感两端电流不会突变。

1. 一般认为某时刻（电路变化前）前 $t=0^-$ ；变化后记为 $t=0^+$

2. 过渡过程产生原因：有 L 、 C 能量的储存和释放都要一定时间来完成

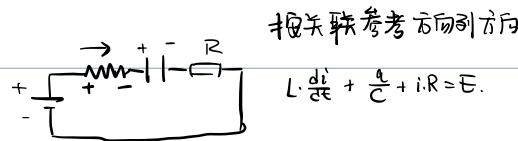
(由于 $P = \frac{dW}{dt}$, $dt \rightarrow 0 \Rightarrow P \rightarrow +\infty$ 不可能)

零输入响应：无外加激励电源（零输入），仅由动态元件初始储能所产生。的响应；

零状态响应：动态元件初始储能为零（零状态）。由外加激励电源引起的响应；

全响应：实际上往往既有输入，也有初始储能。

二、电路方程：



Tips: Laplace Transform.

$$F(s) = \mathcal{L}(f(t)) = \int_0^\infty e^{-st} f(t) dt$$

n 阶电路 $\Rightarrow n$ 阶线性常微分方程。

$$\begin{cases} \frac{d^2i_2}{dt^2} + \frac{1}{LC} i_2 = 0 \\ \frac{d^2i_1}{dt^2} + \frac{1}{LC} i_1 = 0 \\ i_1 + i_2 = I \end{cases}$$

$$U = I(R + \frac{1}{LC})$$

$$\Rightarrow I = \frac{1}{R + \frac{1}{LC}} U = \frac{U}{R} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{LC}} = \frac{1 + sLC}{s^2 LC + s + 1} = \frac{1 + s^2 LC}{(s - s_1)(s - s_2)} = \frac{(s_1 + b) \sin \omega + a \cos \omega}{(s - s_1)^2 + \omega^2}$$

$$\mathcal{L}(f'(t)) = \int_0^\infty e^{-st} \frac{df}{dt} dt = f'(0)e^{-st} \int_0^\infty e^{st} dt + s \int_0^\infty e^{st} f(t) dt$$

$$y'' + ay' = 0$$

$$Y(s) = \frac{1}{s+a} \quad y_{1(t)} = F^{-1}(Y(s)) = e^{st} \Big|_{s=-a} = se^{st} \Big|_{s=-a} = -ae^{-at}$$

$$s Y(s) + a Y(s) = f(0)$$

$$Y(s) = \frac{f(0)}{s+a}$$

$$y_{1(t)} = F^{-1}(Y(s)) = f(0) \cdot \mathcal{F}\left(\frac{1}{s+a}\right) \Big|_{s=-a} = se^{st} \Big|_{s=-a} = -ae^{-at}$$

复习： $\frac{dy}{dx} + P(x)y = Q(x)$.

$$y = C_1 e^{\int P dx} \left[1 + C_2 \int e^{\int P dx} Q(x) dx \right].$$

三、响应电路：

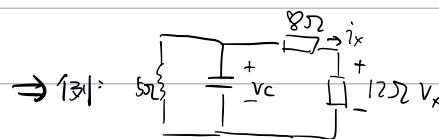
1. 零阶响应：

电路怎么列？

$$kCL/KVL \quad iR = V_c \quad ①$$

$$V_c = \frac{V_o}{R} \quad ②$$

注意电容是非关联参考方向 *



$$i_x \cdot 20 = V_c$$

$$V_c = 15 e^{-\frac{t}{RC}} \text{ (V)}$$

$$\begin{aligned} T &= RC \\ R' &= \frac{1}{\frac{1}{R} + \frac{1}{C}} = 4\Omega \end{aligned}$$

$$T = 4\Omega \cdot 0.1F = 0.4s.$$

$$V_c = 15 e^{-\frac{t}{0.4}} \text{ (V)}$$

$$i_x = 0.75 e^{-\frac{t}{0.4}} \text{ (A)}$$

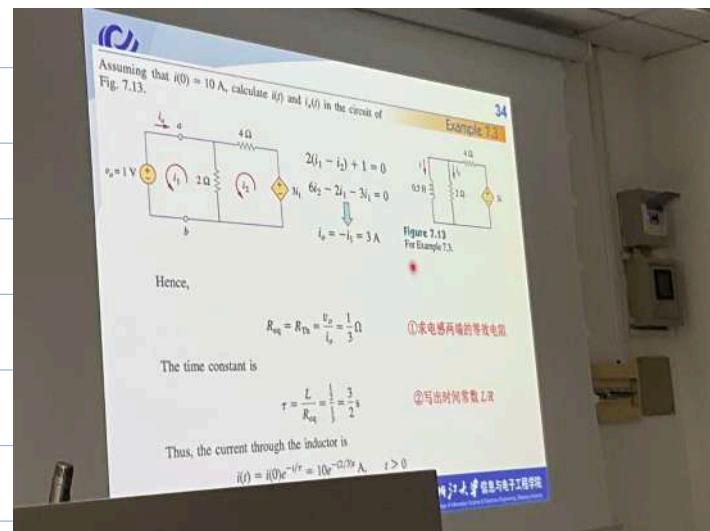
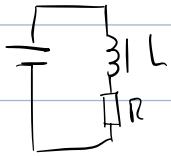
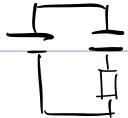
$$V_x = 9 e^{-\frac{t}{0.4}} \text{ (V)}$$

时间大于 5 个 T 之后，衰减 $> 99\%$ ，被认为充放完电。

$$\begin{cases} V = L \cdot \frac{di}{dt}, \Rightarrow i = I_0 e^{-\frac{R}{L}t} \\ V + iR = 0 \end{cases}$$

• 对于受控源的理解：一种特殊关系的“电阻”元件。

2 零状态响应



3. 全响应: $U_{(t)} = V_s(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) + V_o e^{-\frac{t}{\tau}}$ 两种分解方式

$$= V_s + (V_o - V_s) e^{-\frac{t}{\tau}}$$

4. 一阶电路三要素分析法.

$$y' + \tau y = E$$

$$\begin{aligned} f(t) &= f(0) + A e^{-\frac{t}{\tau}} \\ &= f(\infty) + (f(0) - f(\infty)) e^{-\frac{t}{\tau}} \end{aligned}$$

若考虑叠加原理: $V = V_s + (V_o - V_s) e^{-\frac{t}{\tau}}$. 相应系数变化

(二) 二阶电路:

1. 边界条件: 要知道两组初值.

2. 初值问题:

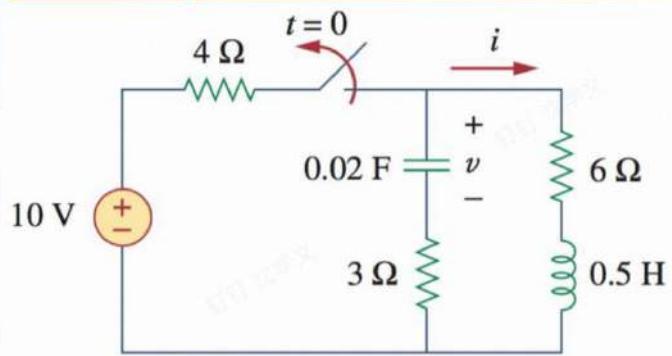
3. 过程: $LC \cdot \frac{d^2V_c}{dt^2} + RC \frac{dV_c}{dt} + V_c = 0$ ① λ 为实数过阻尼, 不振

$$\lambda_{\pm} = \frac{-RC \pm \sqrt{R^2C^2 - 4LC}}{2LC}$$

- ② $\lambda_1 = \lambda_2$ 临界阻尼
- ③ λ_1, λ_2 复数: 欠阻尼.

$$V_c = A e^{\lambda t} + B e^{-\lambda t}$$

Example 8.4



模拟电路

一、二极管的工作原理

1. 本征半导体 \rightarrow 纯净元素

2. 拆杂半导体 \rightarrow 拆入一定量杂质元素

① 拆入施主杂质 (对应施主能级) (5价元素)

此时多数载流子为电子，称为N型半导体。

② 拆入受主杂质 (对应受主能级) (3价元素)

此时多数载流子为空穴，称为P型半导体。

• 在温度升高时，载流子数目增加

1. 载流子浓度：本征硅在热激发状态下，电子数=空穴数

$$p = n = n_i$$

且有 $n_i^2 = N_c N_v \exp\left[-\frac{(E_c - E_f)}{kT}\right] = N_c N_v \exp\left[\frac{-E_g}{kT}\right]$

其中 N_c / N_v 为导带/价带有效状态密度， E_g 为禁带宽度， k 为 Boltzmann 常数 T 为开尔文温度

• 对于拆杂半导体，有下式：

$$n_{oi} p_{oi} = n_i^2, \text{ 常温下多数载流子数近似为拆杂浓度}$$

① N型：
 $n_o \approx N_D$; $p_{oi} = \frac{n_i^2}{N_D}$
↑ 拆杂浓度

② P型：(同理)

• 拆杂半导体温度变化后，多子和少子数量如何变化？

多子基本不变(近似不变)，少子会增加。

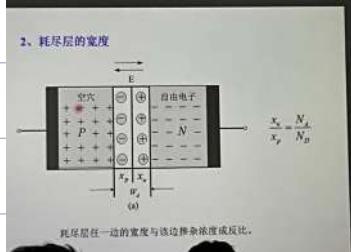
2. 漂移与扩散

① 载流子受电场作用定向移动 \rightarrow 漂移

② 载流子受浓度梯度方向移动 \rightarrow 扩散

3. PN结

1. 漂移电流是少子运动形成？



3. 给PN结反向电压，耗尽层会变宽，但电流小（少子运动）

4. PN结正向电压，耗尽层变窄，扩散电流大

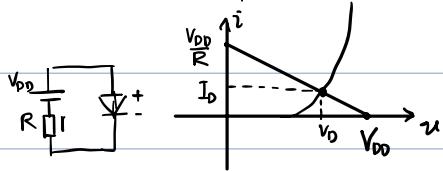
- 默认PN结导通电压 0.7V

$$\text{电源稳定性: } \frac{\Delta V_o}{\Delta V_s}$$

$$\text{负载稳定性 } \frac{\Delta V_o}{\Delta I_L}$$

二极管应用电路

1. 分析方法：图解法



2. 直流稳压电路 $\xrightarrow{\text{first}}$ 整流电路

① 半波整流器

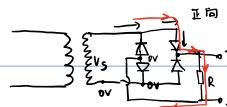


反峰电压 PIV = V_s

(Peak Inverse Voltage)

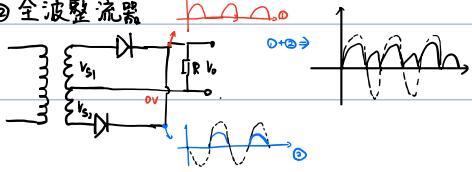
$$\text{输出直流电压值} \rightarrow \frac{\pi V_{os} \int_0^{\pi/2} \sin \varphi d\varphi}{2\pi} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_{orms} \approx 0.45 V_{orms}.$$

③ 桥式整流电路 \rightarrow 二极管阴极接正，阳极接负



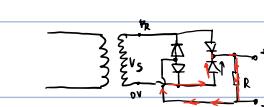
对电源产生浪涌 50%

② 全波整流器

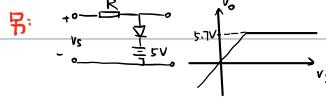
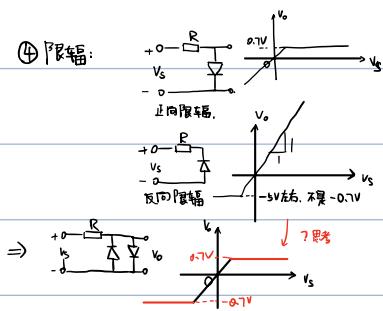


$$PIV = 2V_s - V_D. (\text{注意不是 } V_s \text{ 了，还要考虑另一边电压})$$

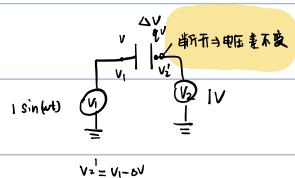
缺点：反压需要乘以2
② 反峰电压变高了。



④ 限幅：



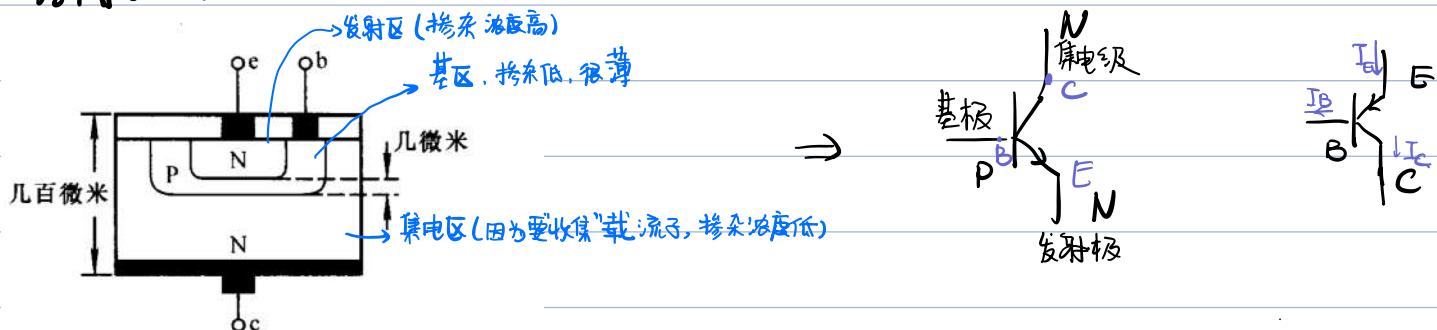
$$Q_f = C_u$$



BJT

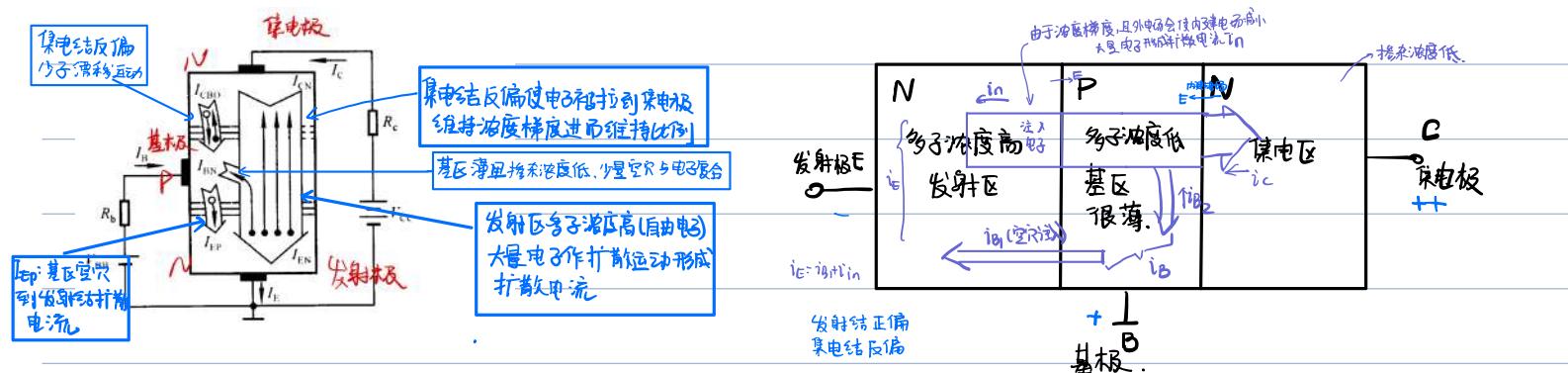
双极型晶体管

一、结构 (NPN)



二、共射放大电路 — 原理分析

- ① 发射结正偏：扩散运动恢复，发射区大量自由电子向基区扩散，基区多子也向发射区扩散(空穴) $I_{EP} + I_{EN} \approx I_{EN}$
- ② 基区：非平衡少子：自由电子浓度过高，向集电极扩散。
原因是基区浓度低且薄，通过基区复合使得基极电流出现。
- ③ 集电结反偏：把基区拉到集电极去，使浓度梯度维持 $\Rightarrow I_B$ 与 I_C 成比例维持

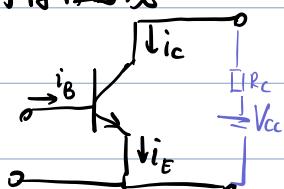


$$\bar{\beta} = \frac{I_{CN}}{I_{BN}} = \frac{I_c - I_{CBO}}{I_b + I_{CBO}} \approx \frac{I_c}{I_b} ; \quad \alpha = \frac{I_e}{I_b} \text{ 共基放大系数}$$

$$\bar{\alpha} = \frac{\bar{\beta}}{1 + \bar{\beta}}$$

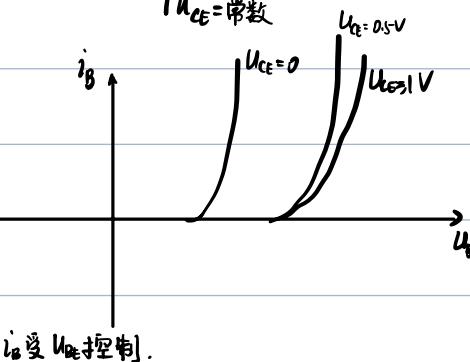
$I_{CEO} \triangleq$ 穿透电流 (当 $I_b=0$ 时)

三、共射特性曲线



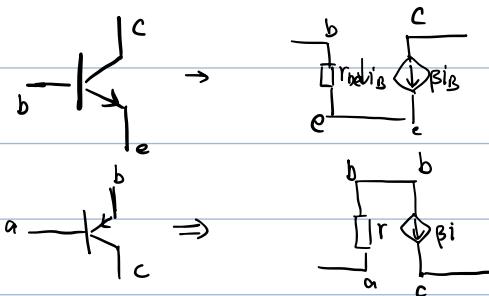
(一) 输入特性曲线

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

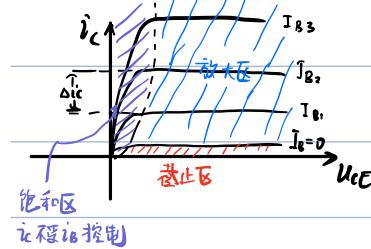


① u_{CE} 越小越左移

② $u_{CE} > 1V$ 曲线基本不动。



(二) 输出特性曲线



$$i_C = f(u_{CE}) \quad | \quad i_B = \text{const.}$$

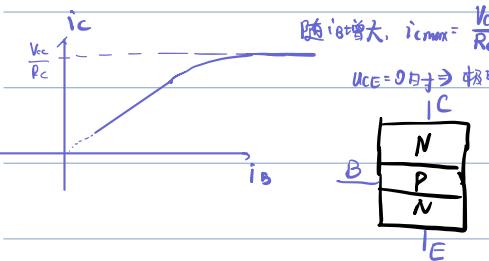
1. 放大区: $i_C = \beta i_B$, 集电结反偏,

2. 截止区: 发射结反偏 ($u_B < u_E$ 即可)

3. 饱和区: 双结正偏, $u < u_{CES}$, ($\approx 0.1V$, $\beta_B > 0.3V$), 开关闭合

$$\beta i_B > I_{Cmax} = \frac{V_A - U_{CES}}{R_C}$$

↑ 电子开关
 $i_B = 0$ 时给不给电压 \Rightarrow 集电结反偏, 截止
 u_E 给得高 \Rightarrow 饱和

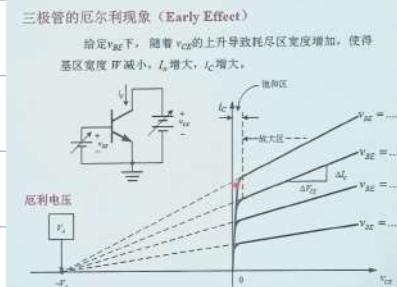


此时集电区没有收集电子的能力了
 \Rightarrow 主要电流为扩散电流
 此情况下 i_B 无法控制 i_C



厄尔利效应:

给定 v_{BE} 条件下, 随 v_{CE} 上升, 耗尽区宽度增加, 使基区宽度 W 减小, 使 i_C 增大



$$\text{此时 } i_C = I_{se} e^{\frac{v_{BE}}{V_T} (1 + \frac{v_{CE}}{V_A})}$$

$$\text{输出电阻 } r_o = \frac{\Delta v_{CE}}{\Delta i_C} \approx \frac{V_A}{I_C}$$

四、主要参数/极限参数

· 直流参数: $\bar{\beta}$, α , I_{CEO} , I_{CO} , V_{CEsat}

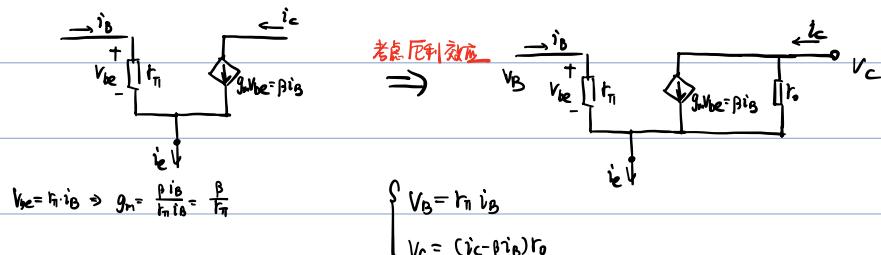
· 交流参数: β , α , f_p , f_L

· 极限参数: I_{CM} , P_{CM} , V_{BRCEO}

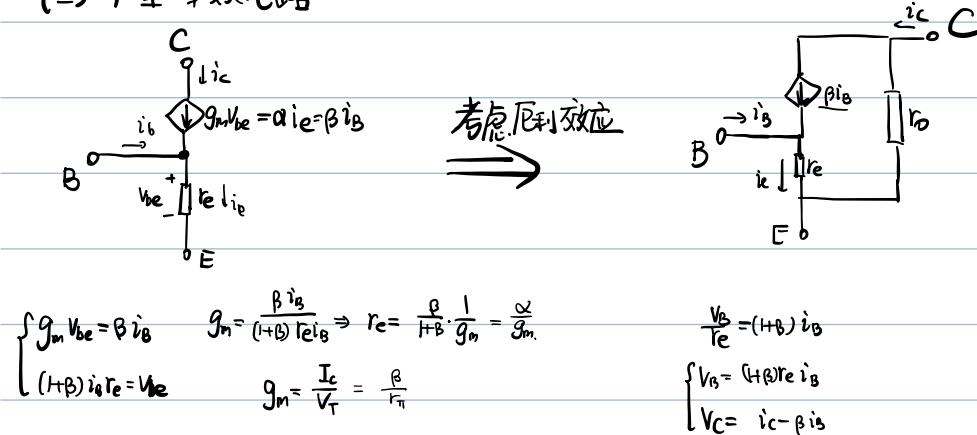
$$P_{CM} = i_C u_{CE} = \text{const}$$

五、等效电路(中频)

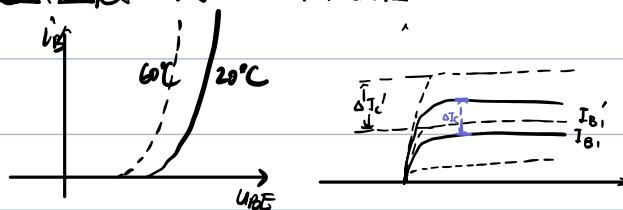
(一) N型等效电路



(二) T型等效电路



五、温度影响 (一) 输入特性



BJT 基本放大电路

一、放大：特征 功率放大

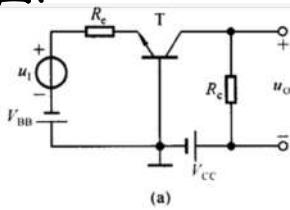
二、本质：能量控制转换



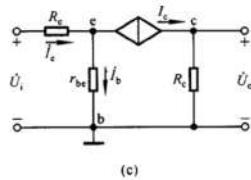
必要条件：有源原件 BJT or MOS 管。

三、测试信号。

共基。



$$\text{静态点计算: } I_B = \frac{V_{BB} - U_{be}}{R_e}$$



$$R_i = R_e + \frac{r_e}{h_F}$$

$$R_o = R_c$$

$$A_v = \frac{\beta R_c}{(1+\beta)R_e + R_c}$$

带入神式 $r_\pi = \beta \frac{U_T}{I_{CQ}} = \frac{U_T}{I_{BQ}}$, 就算是丁真也能算出来 r_π 。一眼顶针出

$$A_v = \frac{U_o}{U_i} = \frac{\beta i_b R_c}{i_b((1+\beta)R_e + R_c)} = \frac{\beta R_c}{((1+\beta)R_e + R_c)}$$

$$\text{输入电阻 } R_i = \frac{U_i}{i_b} = \frac{i_b(r_{be} + (1+\beta)R_e)}{i_b(1+\beta)} = \frac{r_{be} + (1+\beta)R_e}{1+\beta}$$

输出电阻算的时候短掉输入电压，受控源也没电流，一眼看出输出电阻为 R_c

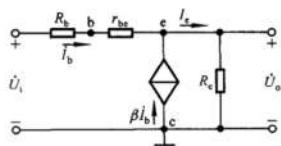
注意：

输入电阻小，频带宽！只放大电压，不放大电流！

电流 buffer

共集：

$$\text{静态点: } I_B = \frac{V_{BB} - U_{be}}{R_b + (1+\beta)R_e}$$

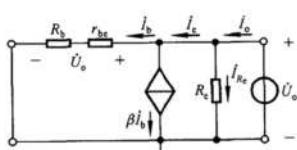


带入神式 $r_\pi = \beta \frac{U_T}{I_{CQ}} = \frac{U_T}{I_{BQ}}$, 就算是丁真也能算出来 r_π 。一眼顶针出

$$A_v = \frac{U_o}{U_i} = \frac{(1+\beta)i_b R_c}{i_b((1+\beta)R_b + R_{be} + R_c)} = \frac{(1+\beta)R_c}{((1+\beta)R_b + R_{be} + R_c)}$$

$$\text{输入电阻: } R_i = \frac{U_i}{i_b} = \frac{i_b(r_{be} + (1+\beta)R_b + R_c)}{i_b} = r_{be} + R_b + (1+\beta)R_c$$

$$\text{输出电阻: 有点麻烦, 看下图写话 } R_o = \frac{U_o}{i_o} = \frac{U_o}{\frac{U_o}{R_c} + (1+\beta) \frac{U_o}{R_b + R_{be}}} = R_c // \frac{R_b + R_{be}}{1+\beta}$$



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

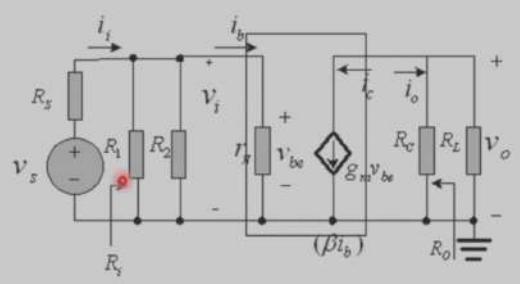
电压 buffer

三种电路总结：

1. 共射电路既能放大电压又能放大电流，输入电阻居中，输出电阻大，频带窄（频响会学）

2. 共集电路只放大电流不放大电压，输入电阻最大，输出电阻最小，可做电压跟随器（buffer）

3. 共基电路只放大电压不放大电流，输入电阻小，输出电阻与共射相当，高频特性好。常作为宽频带放大电路。电流跟随器（buffer）

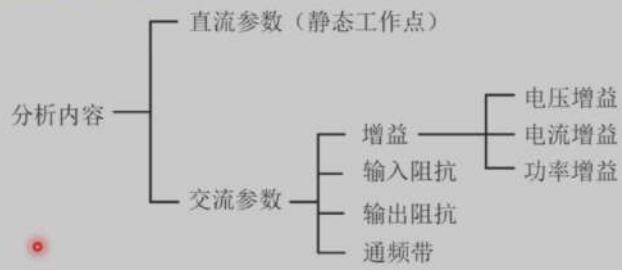


$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{-g_m v_{be} R_C // R_L}{v_{be}} = -g_m R_C // R_L = -\frac{\beta R_C // R_L}{r_\pi}$$

{ 物性电阻不考虑源的内阻
输入电阻不考虑负载电阻 }

放大器分析方法总结

分析方法概述

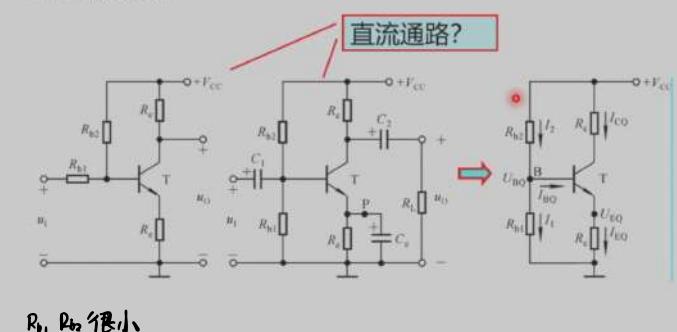


三极管放大电路静态工作点的稳定性

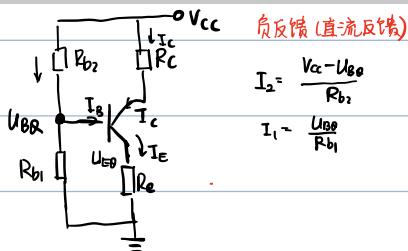
• 温度影响：温飘

2.5.2 静态工作点稳定的典型电路

1. 电路组成



R_b, R_f 很小



$$R_{b1}, R_{b2} \text{ 尽可能小, 使 } I_1 \approx I_2 \quad U_{BE0} = \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} \cdot V_{CC}, U_{BE0} \text{ 基本不变}$$

温度升高 $I_c \uparrow \quad I_E \uparrow \Rightarrow U_{BE0} \uparrow \Rightarrow U_{BE0} \downarrow \Rightarrow I_B \downarrow \Rightarrow I_c \downarrow$ 负反馈调节。

电路分析：① 静态：

$$\left\{ \begin{array}{l} I_c = \beta I_B \\ U_{EQ} = I_E R_E = (\beta + 1) I_B R_E \\ U_{BB} - U_{EQ} = U_{BEE} \\ I_B = \frac{V_C - U_{BB}}{R_{b2}} = \frac{U_{BEE}}{R_{b1}} \end{array} \right.$$

$$I_B = \frac{V_C}{R_{b2}} - \frac{(\beta + 1) I_B R_E + U_{BEE}}{R_{b1} // R_{b2}}$$

$$I_B = \frac{\frac{V_C}{R_{b2}} - \frac{U_{BEE}}{R_{b1}/R_{b2}}}{1 + \frac{(\beta + 1) R_E}{R_{b1}/R_{b2}}} = \frac{\frac{R_{b1}}{R_{b1} + R_{b2}} V_C - U_{BEE}}{\frac{R_{b1} R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} + (\beta + 1) R_E}$$

$$R_b \triangleq R_{b1} // R_{b2}$$

$$\begin{aligned} U_{BE0} &= U_{BEE} + (\beta + 1) R_E \frac{\frac{R_{b1}}{R_{b1} + R_{b2}} V_C - U_{BEE}}{\frac{R_{b1} R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} + (\beta + 1) R_E} = \frac{(\frac{R_{b1}}{R_{b1} + R_{b2}} V_C - U_{BEE}) R_E}{\frac{R_{b1}}{1 + \beta} + R_E} + U_{BEE} \\ &= \frac{\frac{R_{b1}}{R_{b1} + R_{b2}} V_C - U_{BEE} + U_{BEE} + \frac{U_{BEE} R_E}{1 + \beta}}{\frac{R_{b1}}{1 + \beta} + R_E} \\ &= \frac{\frac{R_{b1}}{R_{b1} + R_{b2}} V_C + \frac{R_E}{1 + \beta} \cdot U_{BEE}}{1 + \frac{R_E}{1 + \beta}} = \frac{\delta U_{BEE} + \frac{R_{b1}}{R_{b1} + R_{b2}} V_C}{1 + \delta} \simeq \frac{R_{b1}}{R_{b1} + R_{b2}} V_C \end{aligned}$$

即 R_{b1}, R_{b2} 取尽量小 $\Rightarrow I_B$ 小

$$I_B = \beta I_c \Rightarrow I_F = \frac{I_E}{1 + \beta} = \frac{1}{1 + \beta} \cdot \frac{U_{EQ}}{R_E} = \frac{U_{BE} - U_{BEE}}{(1 + \beta) R_E}$$

$$\delta = \frac{R_E}{R_{b1}} \frac{1}{1 + \beta} \rightarrow 0$$

对比两式, 当 $R_{b1} // R_{b2} \ll (1 + \beta) R_E$ 时, $U_{BE0} \approx \frac{R_{b1}}{R_{b1} + R_{b2}} V_{CC}$

于是，在满足上述条件下的静态工作点： Q ：

$$U_{BQ} = \frac{R_{b1}}{R_{b1} + R_{b2}} V_{cc}$$

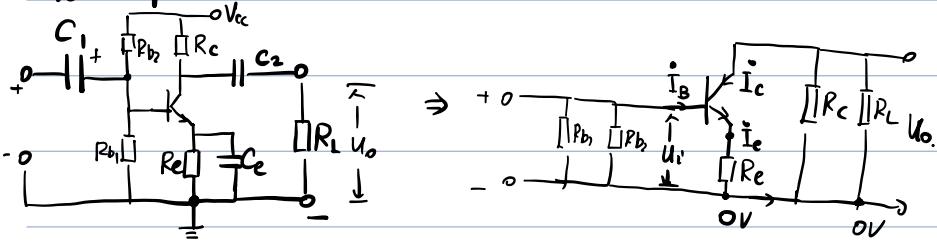
$$I_E = \frac{U_{BQ} - U_{BE0}}{R_E} \approx I_c$$

$$U_{cQ} = V_{cc} - I_c R_C$$

$$U_{EQ} = U_{BQ} - U_{ES0} = I_E R_E$$

$$U_{CEQ} = V_{cc} - (R_E + R_C) \cdot \frac{U_{BQ} - U_{BE0}}{R_E}$$

动态工作参数：



$$u_i = \dot{I}_b (r_{be} + (1+\beta) R_E)$$

$$\dot{I}_c = \beta \dot{I}_b$$

$$R_L' \triangleq R_L / R_C$$

$$\dot{u}_o = \dot{I}_c \cdot R_L' = \dot{I}_b (R_L / R_C)$$

$$\Rightarrow \dot{A}_u = -\frac{\dot{u}_o}{u_i} = -\frac{\dot{I}_b \beta R_L'}{\dot{I}_b (r_{be} + (1+\beta) R_E)} = -\frac{\beta R_L'}{r_{be} + (1+\beta) R_E} \approx -\frac{R_L'}{R_E} \text{ 放大有限}$$

于是想办法令 $R_E = 0 \Rightarrow$ 电容隔直短路 $\Rightarrow \dot{A}_u = -\frac{\beta R_L'}{r_{be}}$ 放大成功。

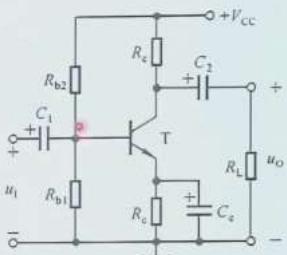
2.5.3 稳定静态工作点的方法

- 引入直流负反馈
- 温度补偿：利用对温度敏感的元件，在温度变化时直接影响输入回路

例如， R_{b1} 或 R_{b2} 采用热敏电阻。 R_{b1} 应具有负温度系数， R_{b2} 应具有正温度系数。

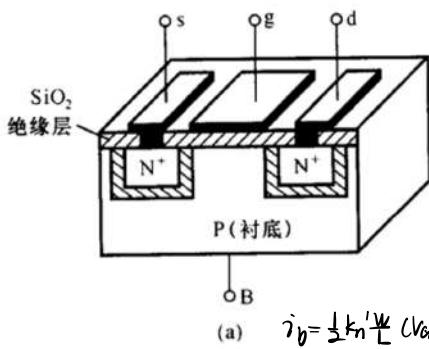
$T(^{\circ}\text{C}) \uparrow \rightarrow I_c \uparrow \rightarrow U_E \uparrow \rightarrow U_{BE} \downarrow \rightarrow I_B \downarrow \rightarrow I_c \downarrow$

$\searrow R_{b1} \downarrow \quad \boxed{U_B \downarrow} \quad \nearrow$



场效应管

(1) 增强型NMOS → 夹断区、饱和区和非饱和区(感觉可以不必细看)



$\Rightarrow V_{DS} > V_{GS} - V_{th}$ 时，进入饱和区。

JFET原理 *

$$k_n' \frac{W}{L} [(V_{GS} - V_{th})(V_{DS} - \frac{1}{2} V_D)^2]$$

当然我们特立独行的电基有自己的一套 $i_D = \frac{1}{2} K_n' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th})^2$ (饱和区)

小心要判断是否在放大区哦，非饱和区的公式 $i_D = K_n' \frac{W}{L} [(V_{GS} - V_{th})V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2]$

对于NMOS管，小信号模型：

$$i_D = f(u_{GS}, u_{DS})$$

$$di_D = \frac{\partial f}{\partial u_{GS}} du_{GS} + \frac{\partial f}{\partial u_{DS}} du_{DS}$$

$$i_D = g_m u_{GS} + \frac{1}{r_{ds}} u_{DS}$$

$$g_m = \frac{\partial i_D}{\partial u_{GS}} = k_n' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th})(1 + \lambda V_{DS})$$

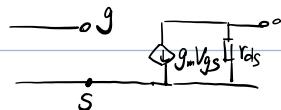
$$g_m = \frac{2 i_D}{V_{GS} - V_{th}}$$

$$\frac{1}{r_{ds}} = \frac{\partial i_D}{\partial u_{DS}} = \frac{1}{2} k_n' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th})^2 \cdot \lambda - \frac{i_D \cdot \lambda}{1 + \lambda V_{DS}}$$

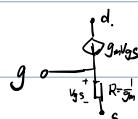
$$r_{ds} = \frac{1 + \lambda V_{DS}}{\lambda i_D} \approx \frac{1}{\lambda i_D} = \frac{|V_A|}{i_D}$$

⇒ 小信号等效电路

① “π”型等效

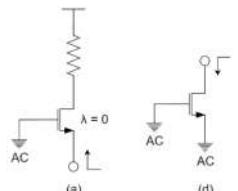


② “T”型等效



例①：小信号

例：求等效电路



(a)

$$\frac{u_o}{u_i} = \frac{R_L}{R_{g1} + r_{ds}} = \frac{1}{g_m}$$

(b) $V_{GS} = 0 \Rightarrow R_{g1}^2 = r_{ds}$

例② 直流分析

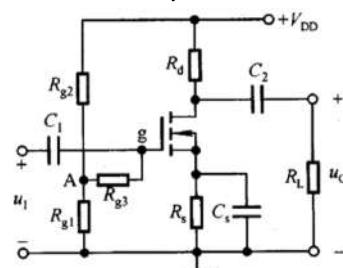


图 2.6.5 Rg 分压式偏置电路

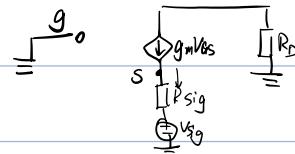
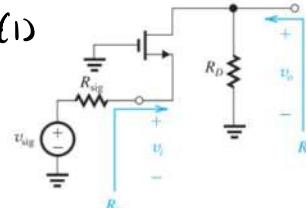
$$V_G = \frac{R_{G1}}{R_{G1} + R_{G2}} V_{CC}$$

$$R_g = R_{G2} \cdot R_{G1} / R_{G2}$$

假设位于饱和区

$$\begin{cases} i_D = \frac{1}{2} k_n' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th})^2 \\ V_{GS} = \frac{R_{G1}}{R_{G1} + R_{G2}} V_{DD} - i_D R_{G1} \\ V_{DD} = V_{DD} - i_D R_d \end{cases} \Rightarrow \text{解出 } i_D, V_{GS}$$

一、共栅



$$V_{DS} = -V_S$$

$$V_S = \frac{V_{SIG}}{1 + g_m R_{SIG}}$$

$$V_O = +g_m V_S \cdot R_D = \frac{V_{SIG} \cdot R_D \cdot g_m}{H_{FE} R_{SIG}}$$

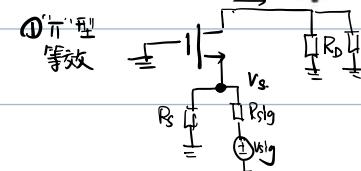
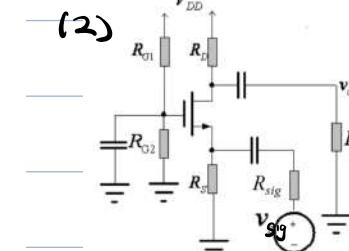
$$A = \frac{V_O}{V_S} = \frac{g_m R_D}{H_{FE} R_{SIG}}$$

$$R_{in} = +\infty$$

$$R_{out} = R_D$$

$$R_{in} = \frac{V_S}{g_m V_S + \frac{V_S}{R_S}} = \frac{1}{g_m + \frac{1}{R_S}} = \frac{R_S}{H_{FE} g_m R_S} = R_S \parallel \frac{1}{g_m}$$

$$R_{out} = R_D$$



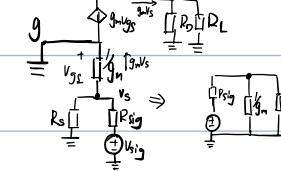
$$V_O = g_m V_S (R_D / R_L)$$

$$\frac{V_S}{R_S} + \frac{V_{SIG} - V_S}{R_{SIG}} = g_m V_S$$

$$\frac{V_{SIG}}{R_{SIG}} = (g_m + \frac{1}{R_S}) V_S$$

$$\frac{V_O}{R_{SIG}} = \frac{g_m (R_D / R_L)}{R_{SIG} (g_m + \frac{1}{R_S})} = \frac{g_m (R_D / R_L)}{g_m R_{SIG} + 1 + \frac{R_D}{R_S}}$$

② T型等效



$$V_{GS} = -V_S$$

$$V_O = g_m V_S (R_D / R_L)$$

$$V_S = \frac{V_{SIG} (P_{S1} / H_{FE})}{R_{SIG} P_{S1} / (H_{FE} g_m)}$$

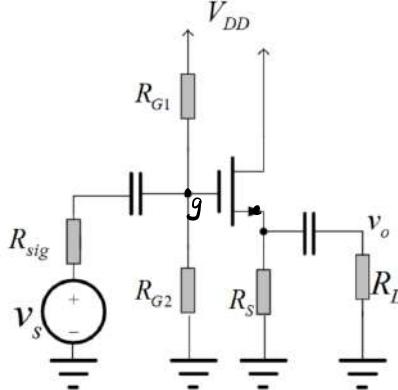
$$\Rightarrow A_V = \frac{g_m (R_D / R_L)}{(g_m + \frac{1}{R_S}) R_{SIG} + 1}$$

$$R_{in} = R_S \parallel \frac{1}{g_m} \quad (\text{考虑电源内阻})$$

$$R_{out} = R_D / R_L \text{ 或 } R_D$$

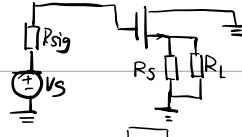
↑ 不考虑带负载。

二、共漏

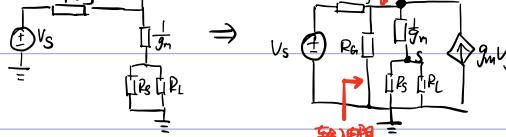


交流通路

$$(好且 QAQ) \quad R_{in} = R_{G1}$$



T型等效:



$$V_O = g_m V_S (R_L / R_S)$$

$$V_S^* - V_o = V_{GS}$$

$$V_O = g_m R_L (V_S - V_o)$$

$$\Rightarrow V_O = \frac{g_m (R_L / R_S)}{1 + g_m (R_L / R_S)} \cdot V_S^*$$

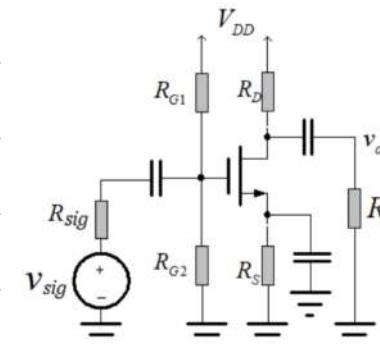
$$V_S^* = \frac{R_G}{R_G + R_{sig}} V_S, \quad R_E = R_{G1} / R_{G2}$$

$$\text{输入电阻: } R_{in} = R_{G1}$$

$$\text{输出电阻: } R_{out} = R_S \parallel g_m$$

把 \$V_S\$ 置 0, 此时 \$V_O = 0\$ 成立, 相当于 \$R_{sig}\$, \$R_S\$ 电阻不存

三、共源



交流通路

$$\text{经典BJT等效电路: } R_{in} = R_E, \quad R_{out} = R_D \text{ (或 } R_D \parallel R_L \text{)}$$

$$A_V = \frac{V_O}{V_{in}} = \frac{g_m (R_D / R_E)}{V_{GS}} = g_m (R_D / R_E)$$

$$A_{V_{in}} = \frac{V_O}{V_{in}} = g_m (R_D / R_E) \cdot \frac{R_E + R_{sig}}{R_E}$$

$$R_E = R_{G1} / R_{G2}$$

三种放大器的特性:

共源放大器: 高输入电阻和输出电阻, 适当的电压增益, 频带窄

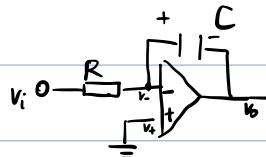
共漏放大器: 高输入电阻, 低输出电阻, 电压增益接近 1, 频带中等。 (源极跟随器)

共栅放大器: 低输入电阻, 大输出电阻, 接近 1 的电流增益, 频带宽 (电流跟随器)

运算放大器

典型的仪表放大电路

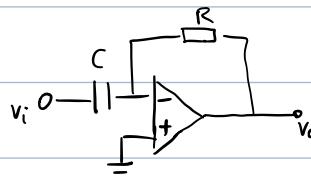
积分电路



$$\int \frac{Vi}{R} dt = C \cdot V_o \cdot (t-1)$$

$$\therefore V_o = -\frac{1}{RC} \int V_i dt$$

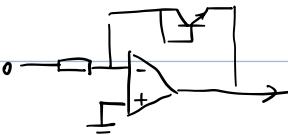
微分电路



$$\frac{d[V_i - V_o]}{dt} \cdot C \cdot R = -V_o$$

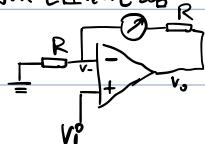
$$\therefore V_o = -RC \frac{dV_i}{dt}$$

对数运算电路



指数运算电路

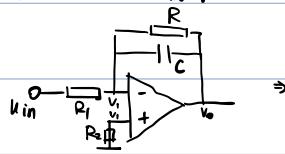
模拟电压表电路



$$\frac{V_o}{R} = I \Rightarrow V_o = IR$$

好处：输入电阻增大

有源一阶低通滤波 ① 反向



$$\begin{aligned} \frac{V_{in}}{R_1} \cdot \left(\frac{1}{R_f} + j\omega C \right)^{-1} &= -V_o \\ \Rightarrow \frac{V_o}{V_{in}} &= -\frac{1}{R_1} \left(j\omega C + \frac{1}{R_f} \right)^{-1} \\ &= -\frac{1}{R_1} \frac{\frac{R_f}{j\omega CR_f + 1}}{R_f/R_1} = -\frac{R_f/R_1}{1 + j\omega CR_f} \quad \omega_H = \frac{1}{R_f C} \end{aligned}$$

频率响应系统分析

步骤向 $\left\{ \begin{array}{l} \text{幅频特性} \\ \text{相频特性} \end{array} \right. \Rightarrow \text{波特图}$

一、传递函数与波特图。

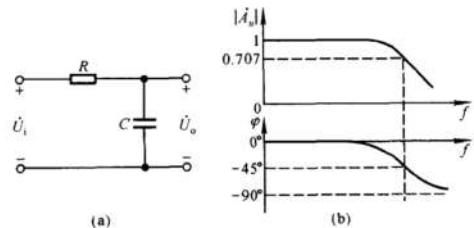
(一) 传递函数

$T(s) = \frac{v_o(s)}{v_i(s)} = a_m \frac{(s-Z_1)(s-Z_2)\dots(s-Z_m)}{(s-P_1)(s-P_2)\dots(s-P_m)}$, 其中 $s = j\omega$, 这样一个函数描绘了输入输出量之间的关系, 既包含了幅度关系又包含了相位关系。分子上的Z称为零点, 分母上的P称为极点(联系复变函数)。

PS: 其实有两种写法, 一种以 $s=j\omega$ 作为变量。

另一种以 ω 作为变量, 具体用哪个看波特图横轴是 ω (用 ω) 还是 f (用 f)

(二) 波特图。

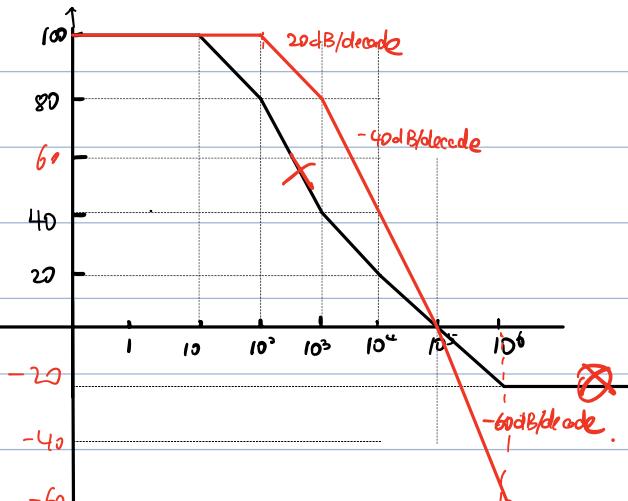
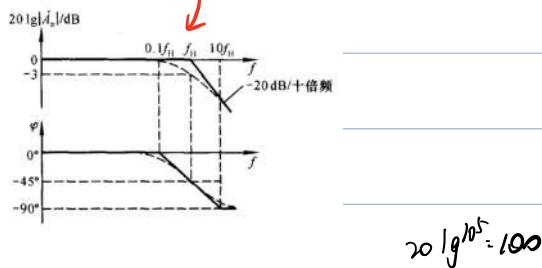


(图2)

给出这个玩意的传递函数 $T(s) = \frac{v_o(s)}{v_i(s)} = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 + j\omega RC} = \frac{1}{RC} \cdot \frac{1}{s + \frac{1}{RC}}$ 。

让我们关心一下上限截止频率和下限截止频率。求一下传递函数的模 $|T(s)| = \frac{1}{\sqrt{1+(\omega RC)^2}}$, 可以看出上限截止频率 $f_H = \frac{1}{2\pi RC}$, 相移 $\tan \varphi = -\omega CR = -\frac{\omega}{\omega_H}$, 可以画出图2。

重点 [然而在工程上, 工程师们追求简洁之美, 将非线性近似为线性。于是有了一条约定: 增益在上线截止频率 f_H 开始线性减少, 在10倍的 f_H 处减小为原来的-20dB。相似的是, 相位在0.1 f_H 处开始线性变化, 在10 f_H 处不变化, 于是有了图3。]



由抽象传递函数画波特图

给出一个例子: $T(s) = \frac{10^5}{(1 + \frac{s}{10^2})(1 + \frac{s}{10^3})(1 + \frac{s}{10^5})}$

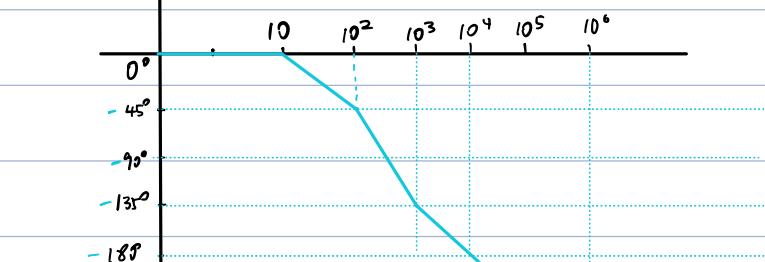
分子没什么好分析的, 主要看分母。分母是三项相乘。在 ω 也即 s 从小变大的过程中, 首先是 $(1 + \frac{s}{10^2})$ 这一项先发力, 然后是 $(1 + \frac{s}{10^3})$, 最后是 $(1 + \frac{s}{10^5})$ 。

让我们把 $T(s)$ 的信息提取出来, 总结出幅频函数

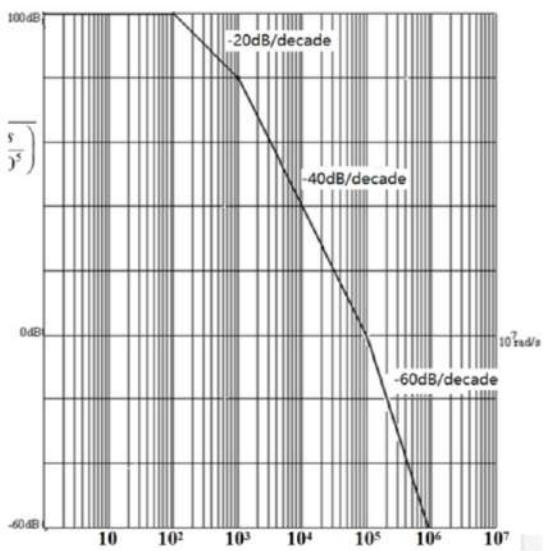
幅频函数: $A(s) = 20 \lg 10^5 - 20 \lg (1 + \frac{s}{10^2}) - 20 \lg (1 + \frac{s}{10^3}) - 20 \lg (1 + \frac{s}{10^5})$

在 $\omega = 10^2$ 时, $-20 \lg (1 + \frac{s}{10^2}) = -3dB$, 第一个上限截止频率达到, 下降速率为-20dB/10倍

在 $\omega = 10^3$ 时, $-20 \lg (1 + \frac{s}{10^3}) = -3dB$, 第二个截止频率达到。注意此时下降的速率是第一个和第二个之和, 也即 $-20 + (-20) = -40dB/\text{decade}$



同样的道理，在 $\omega = 10^5$ 时，第三个截止频率达到，下降速率继续加-20dB/decade。达到-60dB/decade。



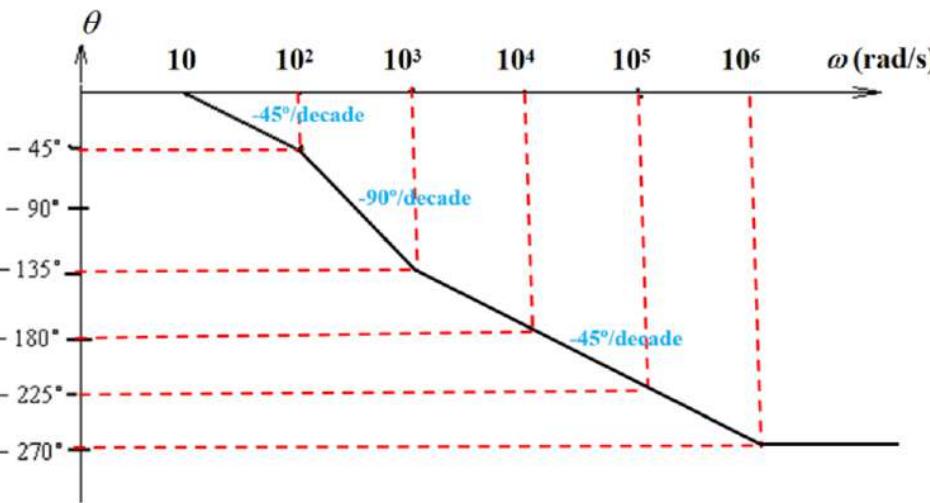
在分析相频特性时，我们换一种思路，不写出整个的相频函数，而是分母逐项分析

$(1 + \frac{s}{10^2})$ ，这一项造成的相移在它的 $0.1f_H = 10\text{Hz}$ 开始， $10f_H = 1\text{kHz}$ 结束

同理， $(1 + \frac{s}{10^3})$ ，相移在 $0.1f_H = 100\text{Hz}$ 开始，在 $10f_H = 10\text{kHz}$ 结束。

同理， $(1 + \frac{s}{10^5})$ ，相移在 $0.1f_H = 10\text{kHz}$ 开始，在 $10f_H = 1\text{MHz}$ 结束。

最后分段画图（。注意到有一段是前两个上限截止点共同作用，导致相移是-90°/decade



当然，老登们是会花式折磨人的。如果增益 \dot{A}_v 的分子上有复数项。例如 $\dot{A}_v = \frac{\pm 100jf}{(1+j\frac{f}{10})(1+j\frac{f}{10^4})(1+j\frac{f}{10^5})}$ ，这个式子说明了实际上电路有上限和下限截止频率。把分子上的 jf 除到分子里那个频率最低的项。对于这个函数来讲，就搞成了 $\dot{A}_v = \frac{\pm 100}{10(\frac{10}{jf}+1)(1+j\frac{f}{10^4})(1+j\frac{f}{10^5})}$

注意 $(\frac{10}{jf} + 1)$ 这一项， jf 在分母上，这实际上贡献了一个下限截止点。对于这个增益函数，有上限截止频率10kHz，下限截止频率10Hz。

（讲得很好就直接截过来了）。还有一个要注意的点，

若为“+”则
相位图从 0° 起始
若为“-”，从 180° 起始
若为“j”，理解一下，从 90° 起始

$$① A = \frac{100}{(1+\frac{s}{10})(1+\frac{s}{10^2})}$$

$$② A = \frac{100}{(1+\frac{s}{10})(1+\frac{s}{10^2})} \text{ 但这个、4图从 } 90^\circ \text{ 起始画.}$$

why?

看原理 $\Rightarrow \varphi$ 是什么.

$$① A = \frac{100}{(1+\frac{jw}{\omega_1})(1+\frac{jw}{\omega_2})} \text{ 的相位 } \Rightarrow A = \frac{100}{e^{j\arctan(\frac{\omega_1}{\omega})} \cdot e^{j\arctan(\frac{\omega_2}{\omega})}} \\ = 100 e^{-j(\arctan(\frac{\omega_1}{\omega}) + \arctan(\frac{\omega_2}{\omega}))}$$

$$\varphi = \arg(A) = -\arctan(\frac{\omega_1}{\omega}) - \arctan(\frac{\omega_2}{\omega}) \text{ 自然从 } 0^\circ \text{ 画起 } (w=0 \Rightarrow \varphi=0)$$

$$② \text{ 而 } A(\omega) = \frac{100}{(1+\frac{w}{\omega_1})(1+\frac{jw}{\omega_2})} \text{ 时, } A = \frac{100}{e^{j\arctan(-\frac{\omega_1}{\omega})} \cdot e^{j\arctan(\frac{\omega_2}{\omega})}} \\ = 100 e^{-j(\arctan(\frac{\omega_1}{\omega}) + \arctan(\frac{\omega_2}{\omega}))}$$

$$\varphi = \arg(A) = +\arctan(\frac{\omega_1}{\omega}) - \arctan(\frac{\omega_2}{\omega})$$

$$\text{有恒等式 } \arctan(x) + \arctan(\frac{1}{x}) = \frac{\pi}{2}$$

$$\text{于是 } \varphi = \left(\frac{\pi}{2}\right) + \arctan \frac{\omega_1}{\omega} - \arctan \frac{\omega_2}{\omega}. \quad \varphi = \lim_{\omega \rightarrow 0} \arctan(\frac{\omega_1}{\omega}) = \frac{\pi}{2}.$$

出现 90° .

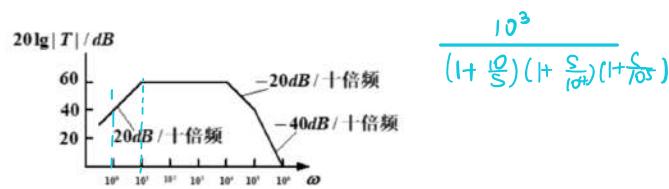


衍生更简单判别法，令 $T(\omega)$ 中 ω 取 0.

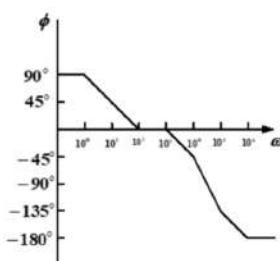
当 $T(\omega) \neq 0$ 时，可直接根据 $T(\omega)$ 的相位定为初始值).

验证.

8. 某放大电路的频率响应如下图所示，该电路的增益频率响应 A_v 的表达式为 _____.



$$\frac{10^3}{(1+\frac{10}{s})(1+\frac{s}{10})(1+\frac{s}{10^2})}$$



$$\left(1+\frac{s}{10}\right)\left(1+\frac{s}{10^4}\right)\left(1+\frac{s}{10^5}\right) \text{ 或 } \frac{1000}{\left(1+\frac{10}{s}\right)\left(1+\frac{s}{10^4}\right)\left(1+\frac{s}{10^5}\right)}$$

晶体管频率响应具体分析

对于晶体管电路的频率响应分析 → 主极点：10倍频关系及大于10倍频。

$$\text{若无主极点} \rightarrow f_L = \frac{1}{\sum_{i=1}^n f_{L_i}} \quad (\text{低频}), \quad f_H = \frac{1}{\sum_{i=1}^n f_{H_i}} \quad (\text{高频})$$

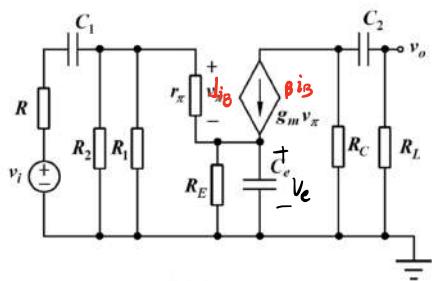
• 对于单管放大电路

① 中频：极间电容 C 很大视作开路，未耦合/旁路电容视作短路。

② 低频：耦合电容与旁路电容被考虑，余下电容视为开路。

③ 高频：只考虑极间电容（其余电容视为短路）。

1. 低频响应



对于 G 而言（此时 C_E 短路）

$$\text{显然 } R_G = R + R_2 // R_E // R_1$$

$$w_{ci} = \frac{1}{C_1 R_G}$$

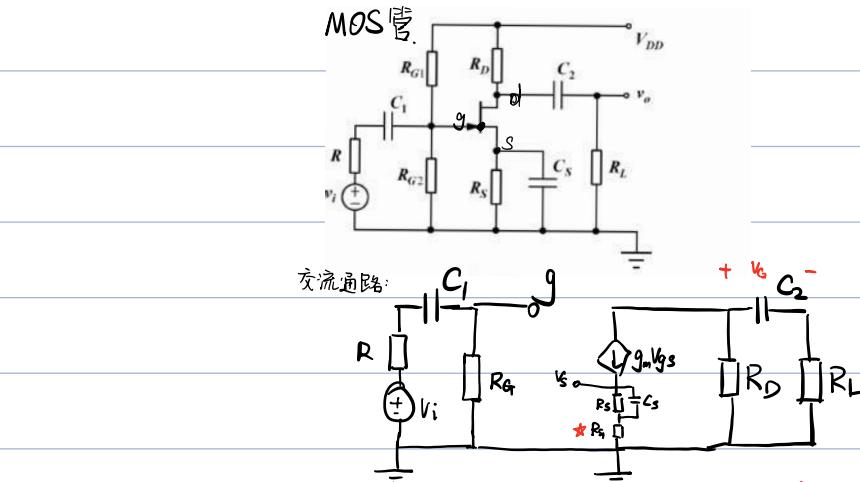
对 C_E 而言：加压求流。相当于 β 复制了一份 $\frac{1}{R_E}$ 的电阻。

$$R_{ce} = R_E // (R_{\pi} + R_1 + R_E) // \frac{1}{g_m (R_1 + R_E)}$$

$$= R_E // \frac{R_1 + R_E}{1 + g_m}$$

对 C_2 而言：左侧无电流。（是因为被 C_E 短路到地了）

$$R_{C_2} = R_C + R_L$$



对于 C_1 ，显然 $R_A = R + R_{G1}$, $w_{ci} = \frac{1}{R_A C_1}$

对于 C_2 ，其余电容短路， v_i 置零。 $\Rightarrow v_{gs} = 0 \Rightarrow R_{C_2} = R_D + R_L$, $w_{ci} = \frac{1}{C_2 R_{C_2}}$

$v_{gs} = 0$

↑

使用基尔霍夫方程： $\frac{v_g}{R_S} = g_m (-v_d) \Rightarrow v_d = 0$
若在 P_S 下又串了一个 R_{S_1}

对于 C_2 ：此时“加压求流”

$$R_{cs}^* = \frac{v_s}{v_s / R_S + g_m v_s} = \frac{1}{\frac{1}{R_S} + g_m} = R_S // \frac{1}{g_m}$$

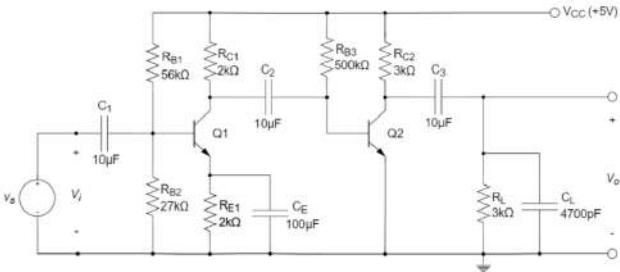
($v_{gs} = -v_s$)

$$w_{cs} = \frac{1}{C_2 R_{cs}^*}$$

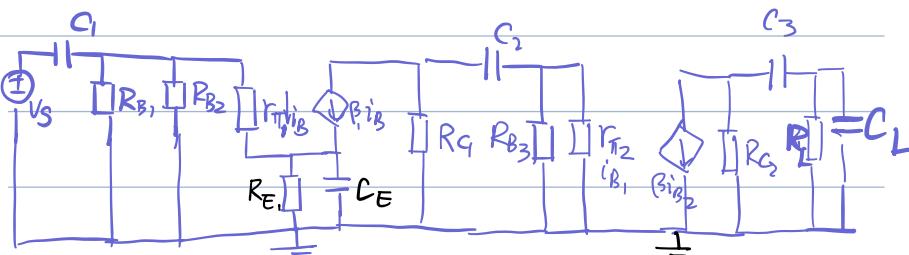
练习：多级 BJT

3. 如下图所示电路，已知 $\beta = 100$ ， $V_{BE} = 0.7V$ 。

(3) 求 C_1 、 C_2 、 C_E 和 C_3 对应的低频截止频率。



交流通路：



$$R_A = R_B // R_{B2} // R_{\pi_1}$$

$$|H| = 10^{-6}; |P| = 10^{-12}$$

$$R_{CE} = R_E // \frac{R_{\pi_1} + R_{\pi_2}}{H_B}$$

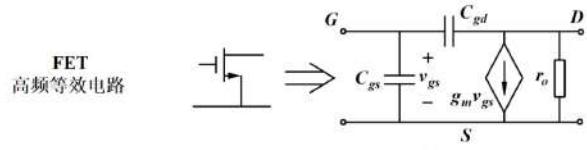
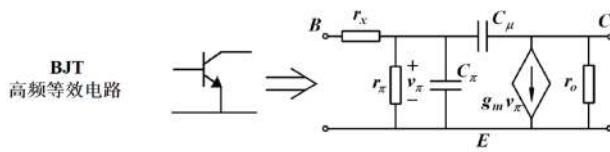
$$R_{C_2} = R_C + (R_{B2} // R_{\pi_2})$$

$$R_{C_3} = R_C + R_L$$

$C_L = 4700pF$ 极小，开路处理。

这里注意 $R_{B1} // R_{B2}$ 被短路了！

二、高频等效



在信号频率较高时，BJT和FET的等效模型中就要加入电容了。

基本方法

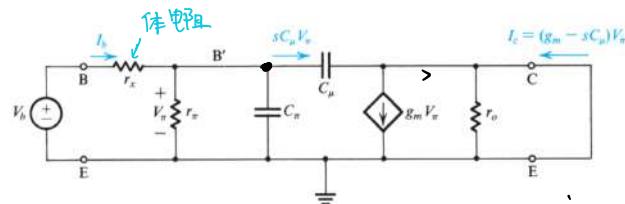
开路的原因：高频率响应电容容值大，在非高频情况下属于断路。

依次单独考虑高频等效电路中一个电容的作用，将其他的电容开路。 $\omega_H = \frac{1}{\sqrt{r_x C_\mu}} = \frac{1}{\sum_i r_i C_{iH}}$ ，若其中

某个 ω_H 远低于其他频率，即存在主极点情况，则该电路的高频截止频率近似等于该频率。

(一) 特征频率计算(短路电流放大倍数)

(1) BJT 电路



将C.E短路，求BJT电流放大倍数 $\beta = \frac{i_C}{i_B}$

$$i_C = g_m V_\pi - sC_\mu V_\pi$$

$$i_B = V_\pi \left(\frac{1}{r_x} + sC_\pi \right) + sC_\mu V_\pi$$

$$\beta = \frac{i_C}{i_B} = \frac{g_m - sC_\mu}{\frac{1}{r_x} + s(C_\pi + C_\mu)} \approx \frac{g_m r_\pi}{1 + s(C_\pi + C_\mu)r_\pi}$$

于是 $\omega_p = \frac{1}{(C_\pi + C_\mu)r_\pi}$ 为 BJT 的基上频率。
-3dB

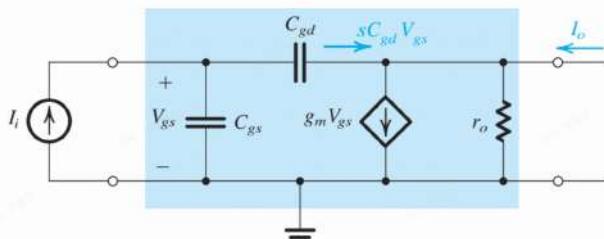
$$|\beta| = \frac{g_m r_\pi}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_p)^2}} = 1 \text{ 为特征频率} \Rightarrow \frac{g_m r_\pi}{\omega \omega_p} \approx 1 \Rightarrow \omega_T = \omega_p \cdot g_m r_\pi = \frac{g_m}{C_\pi + C_\mu}$$

$$f_T = g_m r_\pi f_B = \frac{g_m}{2\pi(C_\pi + C_\mu)} \quad \text{← 特征频率}$$

$$f_B = \frac{1}{2\pi r_\pi (C_\pi + C_\mu)} \quad \text{← 截止频率}$$

(2) FET 电路

将 D、S 短路，求 FET 的共源短路电流放大系数。



$$I_o = (g_m - sC_{gd})V_{gs}$$

$$I_i = V_{gs} (sC_{gs} + sC_{gd})$$

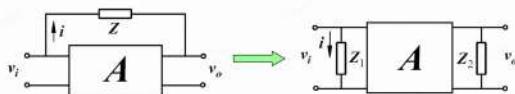
$$\Rightarrow \beta = \frac{I_o}{I_i} = \frac{g_m - sC_{gd}}{s(C_{gs} + C_{gd})} \approx \frac{g_m}{s(C_{gs} + C_{gd})}$$

$$|\beta| = \frac{g_m}{\omega(C_{gs} + C_{gd})} = 1 \Rightarrow \omega_T = \frac{g_m}{C_{gs} + C_{gd}} \quad \text{← 特征频率}$$

(二) 米勒定理

米勒定理

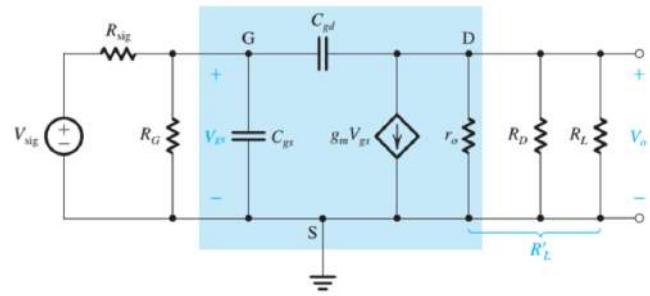
应用



$$i = \frac{v_i - v_o}{Z} = \frac{v_i - A v_i}{Z} = \frac{v_i}{Z/(1-A)} = \frac{v_i}{Z_1}$$

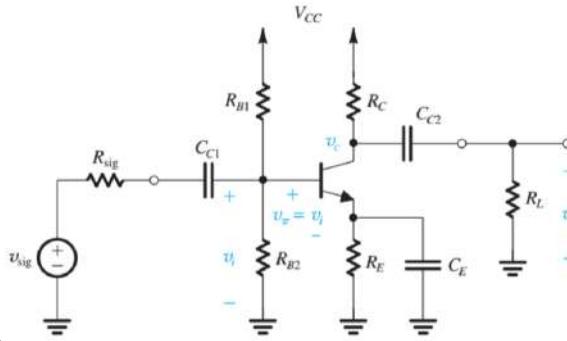
$$Z_1 = \frac{1}{1-A} Z \quad \text{同理可得 } Z_2 = \frac{A}{A-1} Z$$

对于电容来说， $C_1 = (1-A)C$ ， $C_2 = (1-\frac{1}{A})C \approx C$

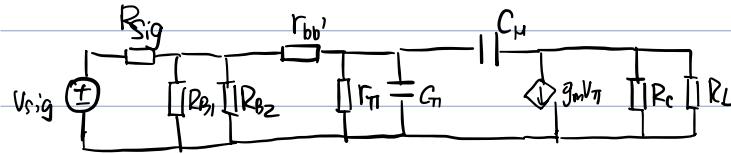


(三) 高频响应

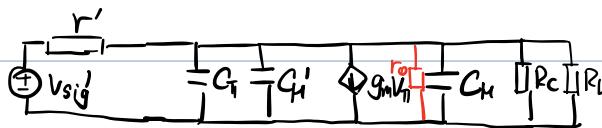
共射放大器的高频响应：



交流通路：



等效



$$R_B = R_{B1} // R_{B2}$$

$$A_m = -g_m R_L'$$

$$C_{\pi}' = (1 + g_m R_L') C_{\pi}$$

$$\text{其中 } R_L' = R_C // r_o // R_L$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sig}' = \frac{R_{B1} // (r_{\pi} + r_o)}{R_{sig} + R_{B1} // (r_{\pi} + r_o)} \cdot \frac{r_{\pi}}{r_{\pi} + r_{bb'}} \cdot V_{sig} \\ r' = [r_{bb'} + R_{sig} // R_{B1} // R_{B2}] // r_{\pi} \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} \text{戴维南等效} \\ \text{输出回路电容视为开路。} \end{array}$$

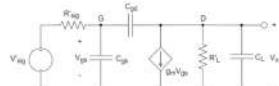
$$C_{in} = C_{\pi} + C_{\pi}' = C_{\pi} + (1 + g_m R_L') C_{\pi} > C_{\pi}$$

故输出回路电容视为开路。

$$\omega_H = \frac{1}{r' \cdot C_{in}}$$

练习：

有一IC 内部的共源 NMOS 放大器，其高频小信号等效电路如图所示。小信号参数为：
 $g_m = 1.25mA/V$, $C_{gs} = 20fF$, $C_{gd} = 5fF$; 负载 $C_L = 25pF$, $R_L = 10k\Omega$, 信号源等效内阻 $R_{sig} = 10k\Omega$ ，用开路时间常数法计算该电路的上限截止频率。



可以看出这几个电容的量级都差不多大，保险起见求出每个的 RC 然后计算

$$\text{先求中频增益 } A = -g_m R_L'$$

随后米勒等效分母 C_{gd}

$$C_{in} = (1 - A) C_{gd} + C_{gs} = (1 + g_m R_L') C_{gd} + C_{gs}$$

$$C_{out} \approx C_{gd} + C_L$$

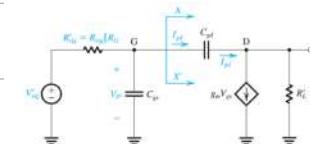
$$\sum_i R_i C_i = C_{out} R_L' + C_{in} R_{sig}'$$

$$f_H = \frac{1}{\sum_i R_i C_i}$$

共栅极放大器

其实电路拓扑(电路结构)与BJT完全一致

只有戴维南端有不同



$$V_{sig}' = V_{sig} \frac{R_{L'}}{R_{sig} + R_{L'}}$$

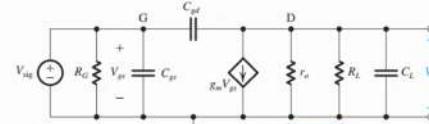
$$R_{sig}' = R_{sig} // R_G$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi C_{in} R_{sig}'} \quad \begin{array}{l} \text{注意只有在 } R_{sig} \text{ 不为0/很大时才} \\ \text{能这样估。} \end{array}$$

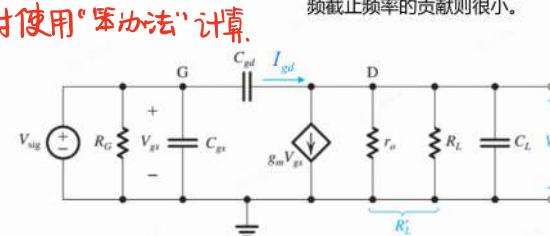
若 R_{sig}' 很小 $\Rightarrow f_H$ 对应会非常大。

大于了由负载(等效)电容的截止频率。

当 R_{sig}' 很小时



C_L 是负载端的等效电容，引入该电容是因为其对高频截止频率有很大贡献。而当 R_{sig}' 很大时，该电容对高频截止频率的贡献则很小。



此时使用“笨办法”计算。

$$\begin{cases} I_{gd} = s C_{gd} (V_{gs} - V_o) \\ I_{gd} = g_m V_{gs} + \frac{V_o}{R_L} + s C_L V_o \\ V_{sig} = V_{gs} \end{cases} \quad \Rightarrow \quad \frac{V_o}{V_{sig}} = -g_m R_L' \frac{1 - s(C_{gd}/g_m)}{1 + s(C_L + C_{gd}) R_L'}$$

$$\text{此时 } \omega_H = \frac{1}{R_L'(C_L + C_{gd})} \quad \text{零点对应频率 } f_z = \frac{g_m}{2\pi C_{gd}}$$

$$f_z \gg f_p \quad \text{极点对应频率 } f_p = \frac{1}{2\pi(C_L + C_{gd}) R_L'}$$

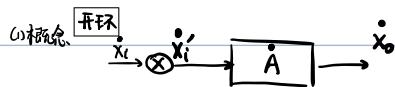
$$f_H = f_p = \frac{1}{2\pi(C_L + C_{gd}) R_L'}$$

可见，当 R_{sig}' 很小时

- 高频响应受制于放大器的输出端。
- 为提高高频截止频率，必须减小栅极和漏极间的等效电容。

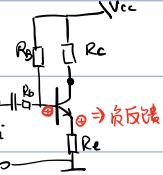
放大电路的反馈

1. 反馈概念与判别



- (2) 判别法: ① 有通路
② 输出端通过反馈影响输入.

瞬时极性法: 在净输入量处给一个增量, 判断最终反向的极性与净输入的关系

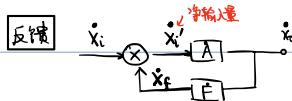


2. 直、交流反馈电路判别 (略)

• 直流反馈与交流反馈判别 \Rightarrow 看直流通路与交流通路即可.

2. 负反馈(交流)放大电路的四种组态

一、电压/电流负反馈



电流负反馈 $\Rightarrow \dot{x}_f$ 取决于 \dot{i}_f

电压负反馈 $\Rightarrow \dot{x}_f$ 取决于 \dot{u}_f

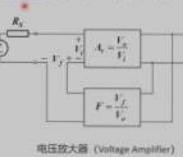
二、输入端信号叠加方式

1. 若 \dot{x}_i, \dot{x}_f 均为电压, 呈串联负反馈组态.

2. 若 \dot{x}_i, \dot{x}_f 均为电流 \Rightarrow 呈并联负反馈组态.

一、电压采样串联接入

又称电压串联反馈, 串联采样反馈 (series-series feedback), 即电压采样电压反馈 (voltage-sampling, voltage-mixing).



电压放大器 (Voltage Amplifier)

三、电流采样并联接入

又称电流并联反馈, 并联串联反馈. 即电流采样电流反馈 (current-sampling, current-mixing).



电流放大器 (Current Amplifier)

二、电流采样串联接入 电流串联负反馈.

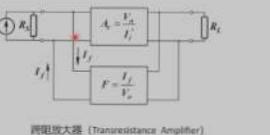
又称电流串联反馈, 串联串联反馈 (series-series feedback), 即电流采样电流反馈 (current-sampling, current-mixing).



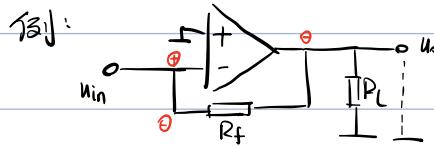
跨导放大器 (Transconductance Amplifier)

四、电压采样并联接入

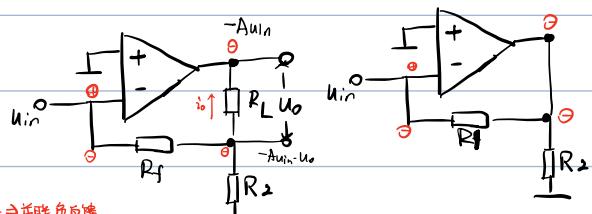
又称电压并联反馈, 并联并联反馈, 即电压采样电流动反馈 (voltage-sampling, current-mixing).



跨阻放大器 (Transresistance Amplifier)

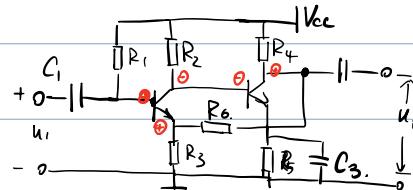


电压并联负反馈 (✓)

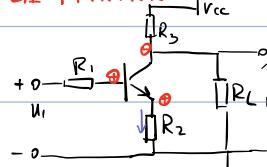


负反馈 \Leftrightarrow 并联负反馈

若把 u_o 短接, 反馈仍存在 \Rightarrow 电流并联负反馈

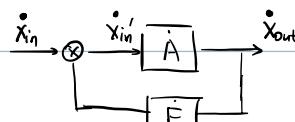


电压串联负反馈



电流串联负反馈

3. 反馈框图分析:



$$A(\dot{x}_{in} - F\dot{x}_{out}) = \dot{x}_{out}$$

$$\Rightarrow \frac{\dot{x}_{out}}{\dot{x}_{in}} = \frac{A}{1+AF} \quad \text{若 } AF \gg 1 \Rightarrow A_f \frac{\dot{x}_{out}}{\dot{x}_{in}} = \frac{1}{F}$$

A_f 称为闭环放大倍数.

$$A_f \triangleq \frac{A}{1+AF} \approx \frac{1}{F} \quad \text{深度负反馈状态.}$$

反馈深度 $\triangleq |1+AF|$

问题出现了: 由于 A, F 均为相量, 则在从中 \rightarrow 高频过程

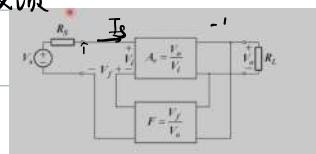
可能会存在: $|A_f| = \frac{|A|}{|1+AF|}$ 现象, 即正反馈状态.

电流反馈 \Rightarrow 输出电阻增大
串联反馈 \Rightarrow 输入电阻增大

输入电阻	串联接入	增大 $\rightarrow R_{in} = R_i(1+AF)$
	并联接入	减小 $\rightarrow R_{in} = \frac{R_i}{1+AF}$
输出电阻	电流采样 (串联)	增大 $\rightarrow R_{out} = R_o(1+AF)$
	电压采样 (并联)	减小 $\rightarrow R_{out} = \frac{R_o}{1+AF}$

4. 四种组态放大倍率的计算与理想电源条件下的 R_{if} R_{of}

(1) 电压串联负反馈:

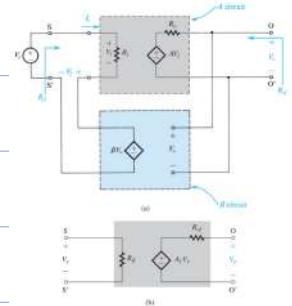


$$\begin{cases} \dot{A}_{uu} = \frac{\dot{u}_o}{\dot{u}_i}, & A_{uf} = \frac{\dot{A}_{uu}}{1 + A_u F_{uu}} \approx \frac{1}{F_{uu}} \\ F_{uu} = \frac{\dot{u}_f}{\dot{u}_u} & = \frac{\dot{u}_o}{\dot{u}_f} \end{cases}$$

对于输入/输出电阻而言:
 $R_{in} \triangleq \frac{V_{in}}{I_{in}} \Rightarrow R_{if} = \frac{V_o + V_f}{I_{in}} = R_{in}(1+AF)$

输出电阻:

$$\begin{aligned} \text{开路输出电阻 } R_{out} &\triangleq \frac{V_o}{I_o} = \frac{V_o}{\frac{I_o}{R_L}} = R_{out} \cdot \frac{I_o}{R_L} \\ \text{闭环 } R_{of} &\triangleq \frac{V_o}{I_o} = \frac{V_o}{I_o \cdot \frac{I_o}{R_L}} = R_{out} \cdot \frac{I_o^2}{R_L} \\ &= \frac{1}{1+AF} R_{out}. \end{aligned}$$



(2) 电流串联负反馈 (输入端由电压串联)

体效应
输出特性
电流串联负反馈
又称电流串联反馈、串联采样反馈 (series-series feedback)

输出端为电流源形式

即电流采样负反馈 (current-sampling, voltage-mixing).

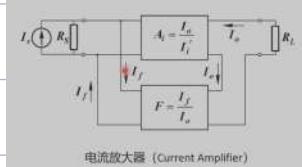
体效应输入特性

电流采样负反馈

输出电阻
 $R_{of} = R_{out}(1+AF)$
电流采样使输出电阻增大

输入电阻为 $R_{if} = R_{in}(1+AF)$
对串联反馈系统均成立

(3) 电流并联负反馈 \Rightarrow 车输入/输出均为电流源性质



$$A_i = \frac{A}{1+AF} \approx \frac{1}{F}$$

输出电阻
 $R_{of} = R_{out}(1+AF)$
电流采样使输出电阻增大

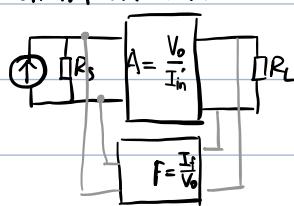
$$R_{if} = R_{in}(1+AF)$$

$$R_{of} = R_{out}/(1+AF)$$

输入电阻为 $R_{if} = R_{in}(1+AF)$

对并联反馈系统均成立

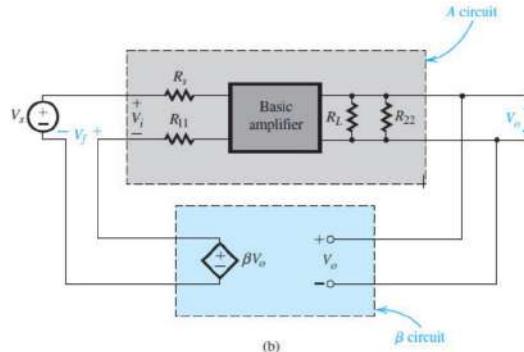
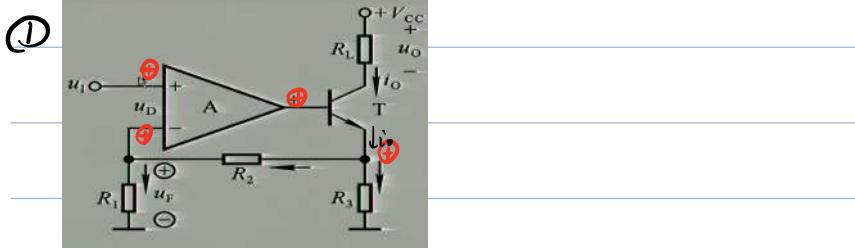
(4) 电压并联负反馈



$$R_{if} = \frac{R_{in}}{1+AF}$$

$$R_{out} = R_{out}/(1+AF)$$

反馈实例计算



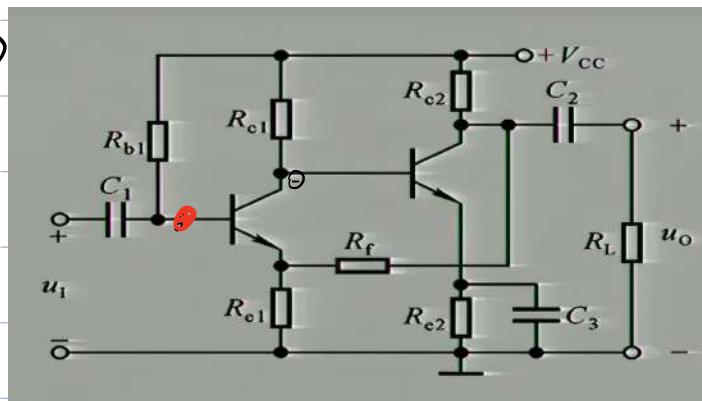
电流串联负反馈: 忽略净输入量: 那仍有“虚短”

$$F_{ui} = \frac{\dot{u}_f}{\dot{I}_o} = \frac{\frac{P_3(R_1+R_2)}{R_1+R_2+R_3} \frac{R_1}{R_1+R_2}}{\frac{P_1(R_1+R_2)}{R_1+R_2+R_3}} = \frac{R_1 R_3}{R_1+R_2+R_3}$$

$$A_{iuf} = \frac{\dot{I}_o}{\dot{u}_{in}} = \frac{R_1 R_2 R_3}{R_1 R_3}$$

$$A_{uif} = \frac{\dot{I}_o R_L}{\dot{u}_{in}} = \frac{(R_1 R_2 R_3)}{R_1 R_3} R_L.$$

②



负反馈电路的拆环

拆环方法

①画输入，看输出：若输出端是电压采样，则将输出端对地短路。

若输出端是电流采样，则将输出端开路。

②画输出，看输入：若输入端并联接入，则将输入端对地短路。

若输入端串联接入，则将输入端开路。

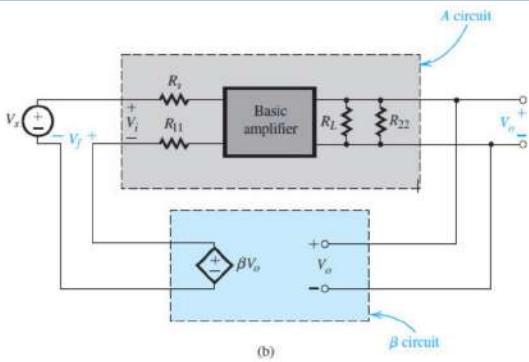


Figure 11.16 (b) The circuit in (a) represented by the ideal structure of Fig. 11.12(a).

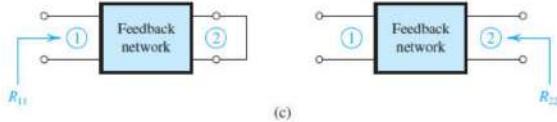


Figure 11.16 (c) Definition of R_{11} and R_{22} .

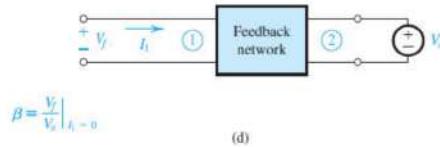


Figure 11.16 (d) Determination of the feedback factor β .

对于理想情况，我们有

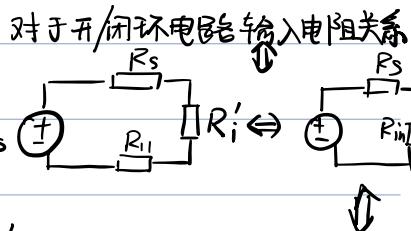
$$A_f = \frac{A}{1+AF}$$

$$R_{if} = R_i(1+AF)$$

而我们要求的输入电阻其实应为

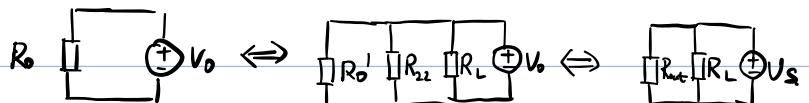
$$R_{in} = R_{if} - R_s.$$

$$\text{则才有: } R_{in} = R_{if} - R_s = R_i(1+AF) - R_s$$



$$R_{in} = R_i - R_s$$

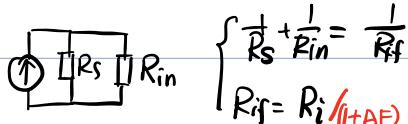
同理对于输出电阻：



$$R_{of} = R_o / (1+AF) ; \quad \frac{1}{R_{of}} = \frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_{out}} \Rightarrow R_{out} = \left(\frac{1}{R_{of}} - \frac{1}{R_L} \right)^{-1}$$

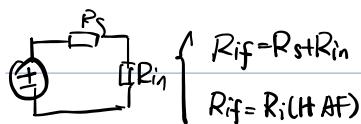
(并联反馈)

对于输入为电流源型电路拓朴：

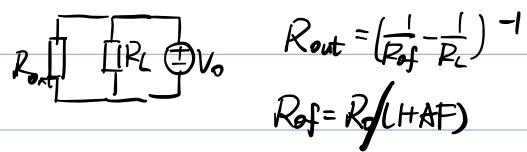


(串联反馈)

对于输入为电压源型电路拓朴：



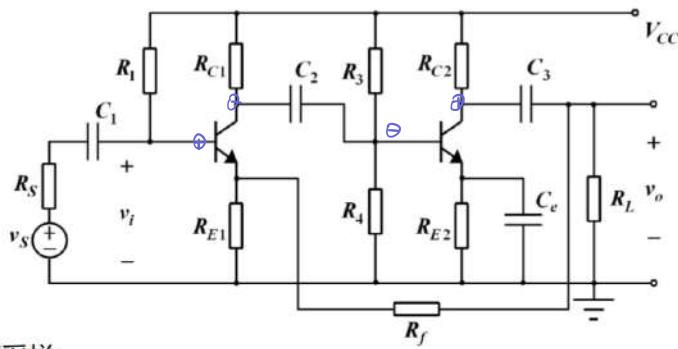
对于输出为电压型拓朴：



对于输出为电流型拓朴：

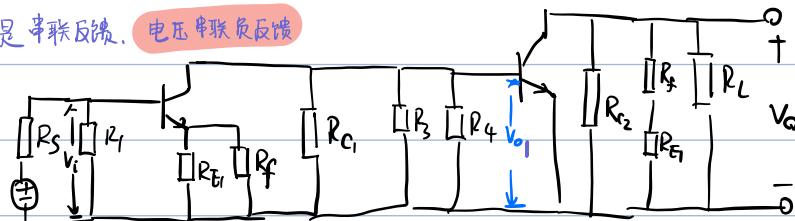


例①



首先判断，是电压反馈，是串联反馈，电压串联负反馈

对于交流通路：



$$A = \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_{o1}}{V_i} \cdot \frac{V_o}{V_{o1}} = A_1 A_2$$

$$A_1 = -\frac{\beta(R_{c1}/R_3/R_4/R_f)}{r_{\pi 1} + (1+\beta)(R_E1/R_f)}$$

$$A_2 = -\frac{\beta(R_{c2}/R_L/(R_E2/R_f))}{r_{\pi 2}}$$

$$F = \frac{V_f}{V_o} = \frac{R_E1}{R_E1 + R_f}$$

$$\Rightarrow A_f = \frac{A}{1+A}$$

$$\text{输入电阻 } R_i = R_S + R_1 / [r_{\pi 1} + (1+\beta)(R_E1/R_f)]$$

$$\text{输出电阻 } R_{o2}/R_L / (R_f + R_E1) / r_o$$

$$R_{if} = R_{in} + R_S = R_i(1+A)$$

$$R_{in} = R_{if} - R_S$$

增益带宽积相关？

电压反馈 → 看输入电阻时输出接地

并联反馈 → 看输入电阻时输入端对地短路

反馈回路名



$$V_o = -R_f i_f$$

$$i_B r_{\pi} = i_S \cdot R_S / (R_f + R_{\pi})$$

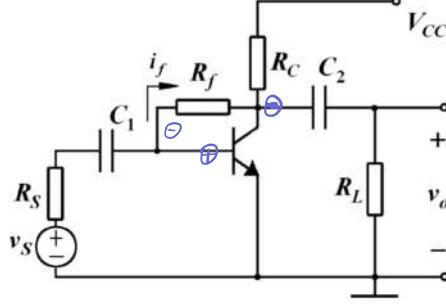
$$V_o = \beta i_B \cdot R_L$$

$$i_B \cdot (r_{\pi} / R_f) = i_B r_{\pi}$$

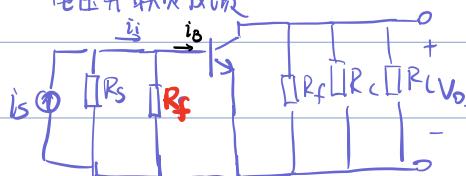
$$R_{in} = R_S / (R_f + r_{\pi}) \quad (\text{以电流源来看})$$

$$A = \frac{V_o}{i_s} = -\beta R_L \cdot \frac{r_{\pi} / R_f}{r_{\pi}}$$

例②



电压并联负反馈



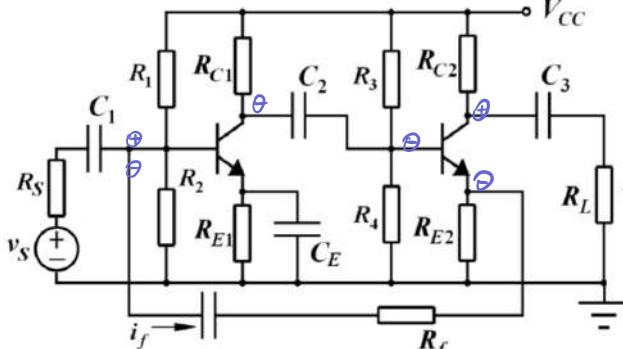
$$R_{if} = \frac{R_i}{1+AF} \quad \frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_{in}} = \frac{1}{R_{if}}$$

$$\therefore R_{in} = \frac{1}{\left(\frac{1}{R_{if}} - \frac{1}{R_s}\right)}$$

$$R_{of} = \frac{R_o}{1+AF} \quad R_{of} = R_{out} // R_L$$

$$R_{out} = \frac{1}{\left(\frac{1}{R_{of}} - \frac{1}{R_L}\right)}$$

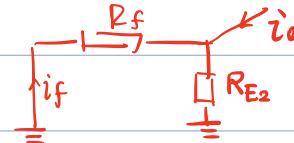
13.1.③



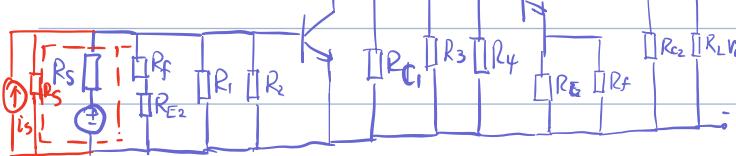
输入侧拆环、电流采样，输出端断开

输出侧拆环；并联反馈，输入端接地。

反馈网络



电流并联负反馈



$$i_f \cdot R_f + (i_o + i_f) R_{E2} = 0$$

$$i_f = -\frac{R_{E2}}{R_f + R_{E2}} i_o$$

$$F = -\frac{R_{E2}}{R_f + R_{E2}}$$

$$\text{对于放大倍数: } A = \frac{i_o}{i_s} = \frac{i_{o1}}{i_s} \cdot \frac{i_{o2}}{i_{o1}}$$

$$\text{其中 } i_s = \frac{v_s}{R_s}, i_s \cdot (P_s / (R_f + R_{E2}) // R_1 // R_2 // r_{\pi}) = i_{o1} r_{\pi}$$

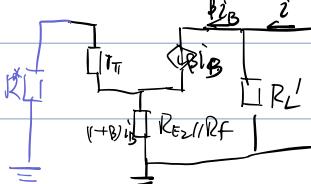
$$R_{i1} \triangleq P_s / (R_f + R_{E2}) // R_1 // R_2 // r_{\pi}$$

$$i_{o1} = \beta i_{o2} (1 - 1)$$

$$A_1 = \frac{i_{o1}}{i_s} = -\frac{\beta i_{o2}}{i_s r_{\pi}} = -\frac{\beta R_{i1}}{r_{\pi}}$$

$$A_2 = \frac{i_{o2}}{i_{o1}} = -\frac{\beta i_{o2}}{i_{o1}} = -\beta_2 \frac{(R_{i1} // R_2 // R_4 // [r_{\pi} + (\beta R_{E2} // R_f)])}{[r_{\pi} + (\beta R_{E2} // R_f)]}$$

$$i_{o1} \cdot (R_{i1} // R_2 // R_4 // [r_{\pi} + (\beta R_{E2} // R_f)]) = i_{o2} \cdot [r_{\pi} + (\beta R_{E2} // R_f)]$$



$$R_i = R_{i1} \triangleq P_s / (R_f + R_{E2}) // R_1 // R_2 // r_{\pi}$$

$$R_o = R_{E2} // R_f + \frac{r_{\pi} + R^*}{\beta + 1} \quad \text{其中 } R^* \text{ 为第 } n \text{ 级输出电阻, } R^* = R_1 // R_2 // R_4 // r_{\pi}$$

此处 R_o 定义为反馈输出端对应的输出电阻

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

$$R_{out} = R_{o2} [1 + g_m (R_{i2} // R_{of})] // R_L$$

关于含量纲的反馈系数与电压增益 A_v 的关系

$$\text{电压串联负反馈 } A_v = \frac{U_o}{U_s} = A_{uf} (R_i \gg R_s, i_s \approx U_i) = \frac{i_o}{U_i} = \frac{i_o}{U_f}$$

$$\text{电压并联负反馈 } A_v = \frac{U_o}{U_s} = \frac{i_o}{i_s R_s} (R_i \ll R_s, i_s = I_s, R_s) = \frac{i_o}{i_s R_s} = \frac{1}{R_s F}$$

$$\text{电流串联: } A_v = \frac{V_o}{V_s} \approx \frac{i_o R_L}{V_i} (R_i \gg R_s, i_s \approx V_i) = \frac{i_o R_L}{V_f} = \frac{R_L}{F}$$

$$\text{电流并联负反馈 } A_v = \frac{R_L}{F R_s}$$

反馈电路特性

1. 获得更稳定增益

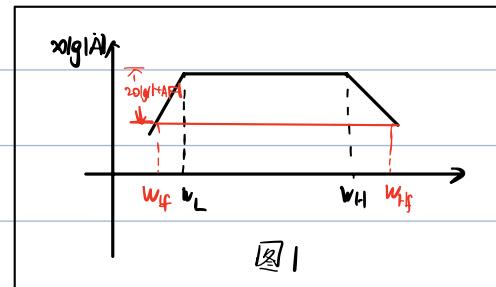
$$A_f = \frac{A}{1+AF} \Rightarrow \ln A_f = \ln A - \ln(1+AF) \Rightarrow \frac{dA_f}{A_f} = \frac{dA}{A} - \frac{F}{1+AF} dA = \frac{dA}{A} \frac{1}{1+AF}$$

即 $\frac{dA_f}{A_f} = \frac{1}{1+AF} \frac{dA}{A}$ ，而 $1+AF \gg 1 \Rightarrow$ 反馈会抑制开环增益变化，其中 $1+AF$ 也称为 **反馈因子**

2. 扩展带宽

· 考虑一个单极点、高频响应

$$A(s) = \frac{A_m}{1+s/w_L}$$



其中 A_m 为中频增益， w_H 为 3dB 上限频率，对该放大器引入无频响的反馈因子 F

$$\text{于是有: } A_f(s) = \frac{A(s)}{1+A(s)F} = \frac{1}{\frac{1}{A(s)} + F} = \frac{A_m}{1+s/w_H + FA_m} = \frac{w_H A_m}{w_H(1+A_m F) + s} = \frac{A_m / (1+A_m F)}{1+s/w_H(1+A_m F)}$$

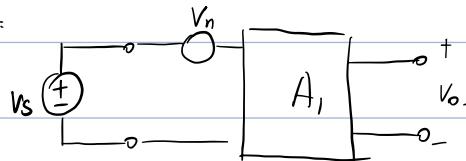
不难看出，此时的 $w_{HF} = w_H(1+A_m F) >> w_H$ ，上限频率被拓展。
如右图1所示。

· 对于下限 3dB 频率，同理有 $w_L = w_L / (1+A_m F) \ll w_L$ ，下限频率被扩展。

3. 减少噪声干扰

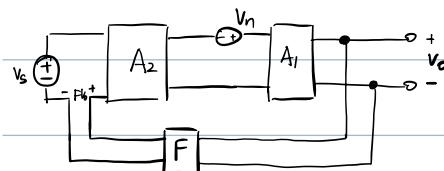
· 注意只能减小特定情况的噪声干扰

① 考虑下图：



设干扰比 $\frac{S}{I} = \frac{V_o}{V_n}$ 图1

② 考虑图2，在两级信号中出现噪声



此种条件下， $A_f[(Vs-FVo) \cdot A_2 + Vn] = Vo$

$$\Rightarrow A_2 A_f V_s - A_2 A_f F V_o + A_2 V_n = V_o$$

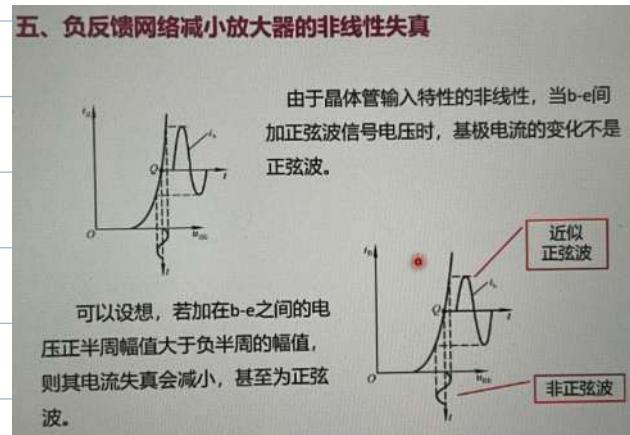
$$\Rightarrow V_o = \frac{1}{1+A_2 A_f} A_2 V_s + A_2 A_f V_n = \frac{A_1}{1+A_2 A_f} + \frac{A_1 A_2 V_s}{1+A_2 A_f}$$

此时信噪比为 $S/I = \frac{V_o}{V_n} \cdot A_2$

4. 抑制非线性失真

μ_{BE} ，净输入量，闭环后净输入量趋于0

⇒ 显著抑制谐波失真



负反馈电路稳定性问题

反馈增益 $A_f(s) = \frac{A_{cs}}{1 + A_{cs}F(s)}$, 假设低频下 $A_{cs} \rightarrow A_0$; $F(s) \rightarrow F_0$, 即低频幅值较小。

在高频下, $A(s)$, $F(s)$ 表现出频率特性, $s = j\omega$

$\Rightarrow A_f(j\omega) = \frac{A(j\omega)}{1 + A(j\omega)F(j\omega)}$, 由此环路增益 $A(j\omega)F(j\omega)$ 为复数

$$L(j\omega) \triangleq A(j\omega)F(j\omega) = |A(j\omega)F(j\omega)|e^{j\phi(j\omega)}, \text{ 当 } \phi(j\omega) = \pi \pm 2k\pi, k \in \mathbb{Z} \text{ 时。}$$

$$\text{闭环反馈增益表现为: } A_f(j\omega) = \frac{A(j\omega)}{1 + |A(j\omega)F(j\omega)|}$$

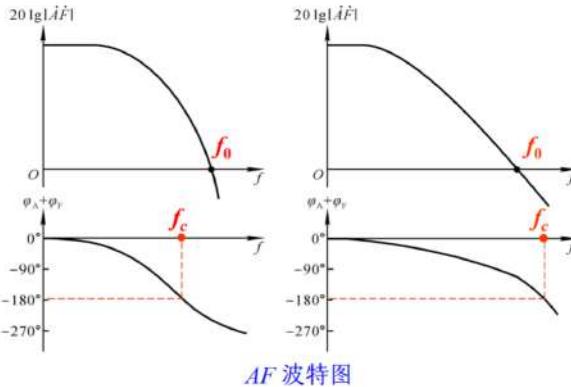
$$A[\dot{x}_i] = \dot{x}_o$$

$$-AF\dot{x}_o + A\dot{x}_i = \dot{x}_o$$

当 $AF = -1$, $|AF| \approx 1$ 时, $\Rightarrow |\dot{x}_i| = 0$

此时稳定, $\varphi_A + \varphi_F = (2n+1)\pi, n \in \mathbb{Z}$

(3) 判断稳定性



使环路增益下降到0dB的频率称为 f_0

使 $\varphi_A + \varphi_F = \pm(2n+1)\pi$ 的频率称为 f_c

如果 $f_0 > f_c$, 电路不稳定

如果 $f_0 < f_c$, 电路稳定。

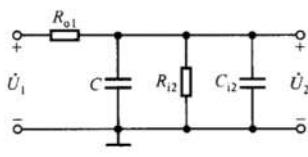
如果考虑相位裕度 45° , 那么看 f_0 点处 $\varphi_A + \varphi_F \geq -135^\circ$ 时稳定, 否则不稳定。

(4) 消振方法 (应该了解即可)

一般三级以上的放大电路级联才会出现自激振荡现象。我们以三级点为例

设我们已经分析出了三个高频截止频率 $f_{H1} < f_{H2} < f_{H3}$, 有 $\dot{A}\dot{F} = \frac{\dot{A}_{H3}\dot{F}_{H3}}{(1+j\frac{f}{f_{H1}})(1+j\frac{f}{f_{H2}})(1+j\frac{f}{f_{H3}})}$

简单滞后补偿:

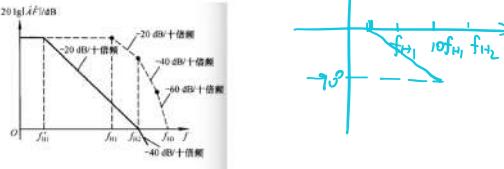


我们找到产生 f_{H1} 的电路。找最小的上限截止频率的原因是想把对频带变窄的副作用降到最小。

$$f_{H1} = \frac{1}{2\pi(R_{i1}/R_O)C_{i1}}$$

我们在其加补偿电容, 让其变为

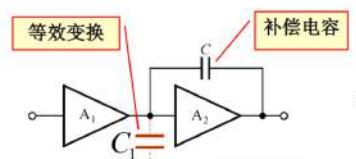
$$f'_{H1} = \frac{1}{2\pi(R_{i1}/R_O)(C_{i1}+C)}$$



如果有 $f_c = f_{H2}$ 同时 $f_{H2} \geq 10f'_{H1}$

那么在 $f = f_{H2}$ 时 $\varphi_A + \varphi_F \rightarrow -135^\circ$, 有 45° 相位裕度 (解释: 因为 $f_{H3} \geq 10f'_{H1}$, f'_{H1} 贡献了 -90° 。同时还有 f_{H2} 贡献的 45° , 加起来 -135°)

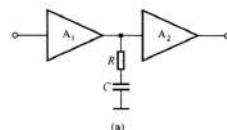
密勒补偿:



同样是在最低的上线截止频率贡献点处加一个电容

好处是由于密勒定理, $C_1 = (1 - A)C$, 所以电容 C 可以很小就达到简单滞后补偿的效果

RC 滞后补偿:



引入一个新系数 $\frac{1+j\frac{f}{f_{H1}}}{1+j\frac{f}{f_{H1}}}$ 取代 $\frac{1}{1+j\frac{f}{f_{H1}}}$, 从而消去一个极点, 从而相移不可能达到 -180°

功率放大器

晶体管的工作方式

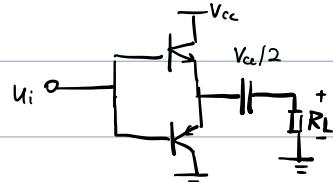
(1) 甲类：晶体管在信号整个周期内导通

(2) 乙类：仅在信号半个周期内导通

(3) 甲乙类：晶体管在信号的多个周期处于导通状态。

(1). 变压器耦合功放

(2) OTL 电路

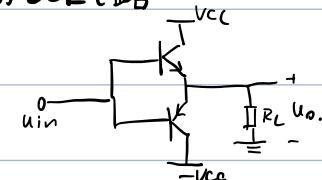


$$\text{静态} \Rightarrow U_E = U_B = U_C = \frac{V_{CC}}{2}$$

$$U_{OM} = \frac{\frac{V_{CC}/2 - U_{CES}}{\sqrt{2}}}{N^2}$$

但低频信号特性差

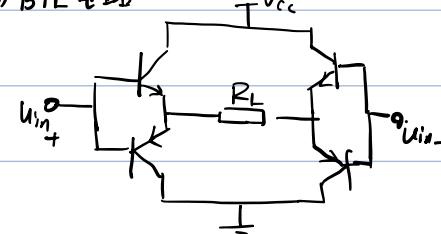
(3) OCL 电路



静态时 $U_{E0} = U_{B0} = 0$

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

(3) BTL 电路：



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

$$\begin{cases} U_{CEmax} \approx 2V_{CC} < U_{CEO(BR)} \\ i_{CMmax} = \frac{V_{CC}}{R_L} < I_{CM} \end{cases}$$

互补输出级 / 功率估算

$$P_V = I_{OM} \cdot V_{CC}$$

$$\eta = P_{OM} / P_V$$

$$\eta = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_{CC} - U_{CES}}{V_{CC}} < \frac{\pi}{4}$$

$$P_V = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{V_{CC} - U_{CES}}{R_L} \sin \omega t \cdot U_C dt = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_{CC} - U_{CES}}{R_L} \cdot V_{CC}$$

$$P_{Tmax} = \frac{V_{CC}^2}{\pi^2 R_L}$$

$$I_{cm} > \frac{U_c}{R_L}$$

$$U_{ct,0}(\infty) > U_{cmax} \approx 2U_c$$

$$P_{cm} > P_{Tmax} \approx \frac{2}{\pi^2} \cdot P_{cm} = \frac{U_c^2}{\pi^2 R_L}$$

复习① NPN, PNP, NMOS, PMOS 唐子注意 ☆

②. 基、共集判断.