

作业

2 运算放大器

- 2.3.1
- 2.4.5
- 2.4.11

4 场效应三极管及其放大电路

- 4.3.5
- 4.4.1
- 4.4.3
- 4.5.4

7 差分放大电路

- 7.2.1
- 7.2.5
- 7.2.6

8 反馈放大电路

- 8.4.3
- 8.4.5

9 功率放大电路

- 9.3.1
- 9.4.3

10 信号处理与信号产生电路

- 10.6.5
- 10.8.9

11 直流稳压电源

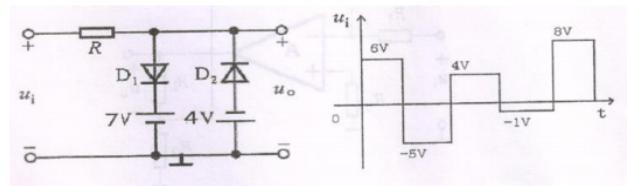
- 11.1.1
- 11.2.3

考点梳理

二极管

- 画出电路输出波形

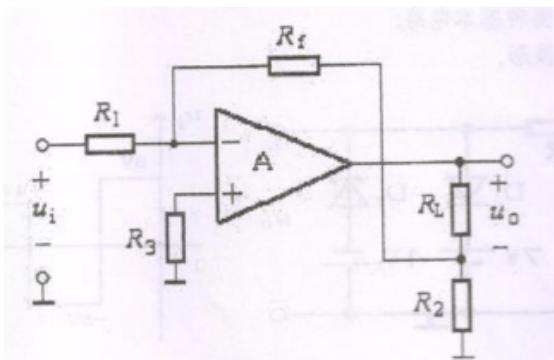
电路和输入波形如图所示，二极管为理想模型，试画出与输入对应的输出波形，并标出电压值。



运算放大器

- 求电路的电压放大倍数

如图所示，求放大倍数

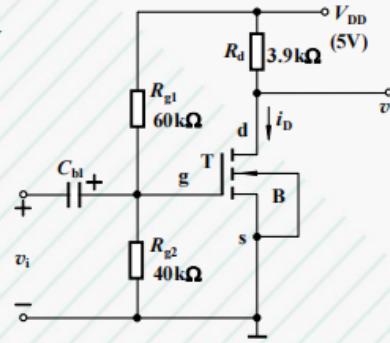


MOS管

1. 如右图所示，
如果

$$V_{TN} = 1V \quad K_n = 0.8 \text{mA/V}^2 \quad g_m = 1.2 \text{mA/V}$$

画出电路的直流和交流通路，求电路的静态
工作点、小信号电压增益 A_v 、输入电阻 R_i
和输出电阻 R_o 。



- 画出电路的直流和交流通路
- 计算电路的静态工作点： V_{GSQ} , V_{DSQ} , I_{DQ}

小信号模型分析法

- 画出微变等效电路
- 求互导 g_m (FET 输入电阻 r_{gs} 默认无穷大)
- 求小信号电压增益
- 求放大电路的输入，输出电阻

设 MOS 管工作于饱和区，图 4.1.10 所示电路的静态值已知，试求小信号电压增益 A_v 和 R_i 、 R_o 。
求解步骤如下。

(1) 求 FET 的互导和输出电阻

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

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

(2) 画出电路的小信号等效电路

图 4.1.10 电路的小信号等效电路如图 4.1.11 所示。

(3) 求电压增益

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = -g_m(r_{ds} \parallel R_d)$$

上式中 A_v 带负号, 表明若输入为正弦电压, 输出电压 v_o 与输入 v_i 的相位相差 180° 。

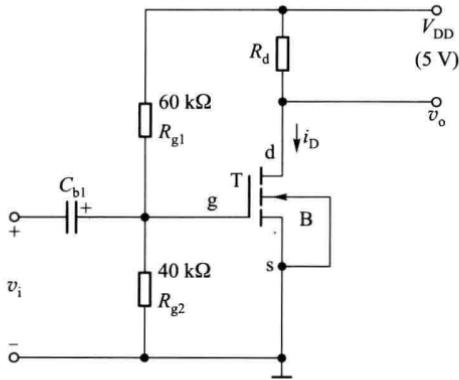


图 4.1.10 共源放大电路

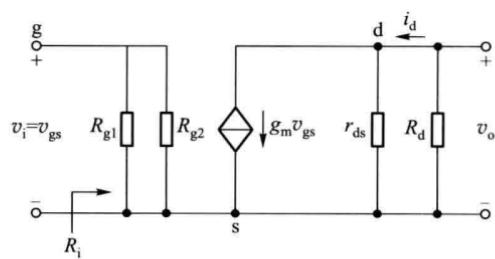


图 4.1.11 图 4.1.10 所示电路的小信号等效电路

(4) 求放大电路的输入电阻 R_i

$$R_i = v_i / i_i = R_{g1} \parallel R_{g2}$$

(5) 求放大电路的输出电阻 R_o

图 4.1.10 所示电路求输出电阻的电路, 如图 4.1.12 所示, 根据 R_o 的定义, 可得

$$R_o = \left. \frac{v_i}{i_t} \right|_{v_i=0, R_L=\infty}$$

而
故

$$i_t = v_t / (r_{ds} \parallel R_d)$$

$$R_o = r_{ds} \parallel R_d$$

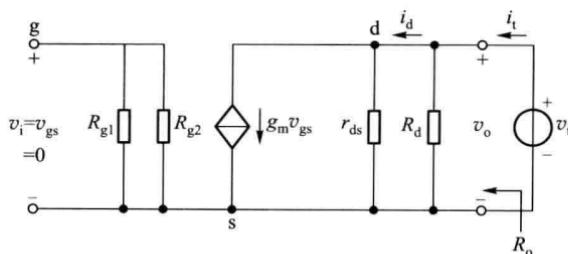
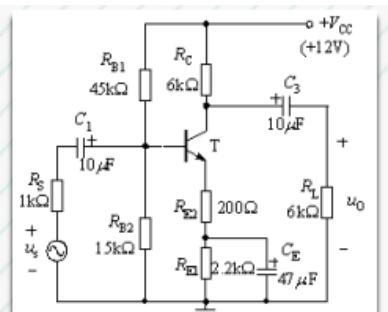


图 4.1.12 求图 4.1.10 所示电路的输出电阻

三极管

2. 电路中, C_1 、 C_3 和 C_E 的容量足够大, 晶体管的 $\beta = 50$, $r_{bb'} = 300\Omega$, $V_{BEQ} = 0.6V$, $R_S = 1k\Omega$, $R_{B1} = 45k\Omega$, $R_{B2} = 15k\Omega$, $R_C = 6k\Omega$, $R_L = 6k\Omega$, $R_{E1} = 2.2k\Omega$, $R_{E2} = 200\Omega$, $V_{CC} = 12V$ 。计算: (1) 画出电路的直流通路和微变等效通路; (2) 电路的静态工作点; (3) 电压放大倍数 A_{uS} 、输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o



- 画出电路的直流通路、交流通路、微变等效电路

- 计算电路的静态工作点
- 计算电压放大倍数
- 求电路的输入电阻，输出电阻
- 三极管的放大状态：发射结正偏，集电结反偏

图解分析法

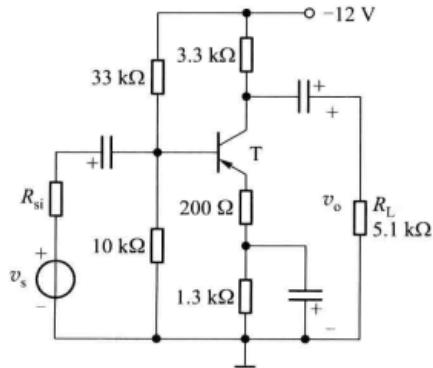
- 计算直流、交流负载线（注意斜率），确定静态工作点 (i_D, v_{DS})
- 求小信号输出电压的最大幅值

小信号模型分析法

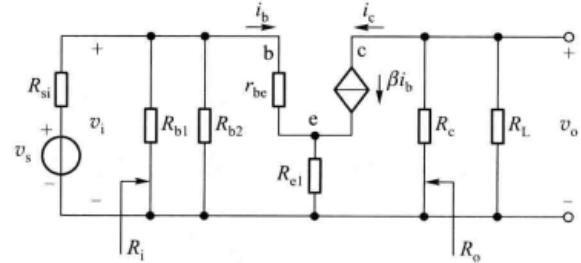
- 计算BJT输入电阻 $r_{be} = r_{bb'} (200 \Omega) + (1 + \beta) \frac{26 \text{ (mV)}}{I_{EQ} \text{ (mA)}}$
- 画出小信号等效电路
- 给定输入电压，求输出电压
- 求电路的电压放大增益
- 计算电路的输入，输出电阻

5.4.4 在图题 5.4.4 所示的放大电路中，设信号源内阻 $R_{si} = 600 \Omega$ ，BJT 的 $\beta = 50$ 。（1）画出该电路的小信号等效电路；（2）求该电路的输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o ；（3）当 $v_s = 15 \text{ mV}$ 时，求输出电压 v_o 。

解：(1) 图题 5.4.4 所示放大电路的小信号等效电路如图解 5.4.4 所示。



图题 5.4.4



图解 5.4.4

(2) 求 R_i 和 R_o

$$V_{BQ} = \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} V_{CC} = \frac{10}{33 + 10} \times (-12) \text{ V} \approx -2.8 \text{ V}$$

$$I_{EQ} = \frac{0 - V_{EQ}}{R_{e1} + R_{e2}} = \frac{-(V_{BQ} - V_{BEQ})}{R_{e1} + R_{e2}} = \frac{(-2.8 + 0.2)}{0.2 + 1.3} \text{ mA} \approx 1.73 \text{ mA}$$

$$r_{be} = 200 \Omega + (1 + 50) \times \frac{26 \text{ mV}}{1.73 \text{ mA}} \approx 970 \Omega = 0.97 \text{ k}\Omega$$

$$R_i = R_{b1} // R_{b2} // [r_{be} + (1 + \beta) R_{e1}] \\ = \left[\frac{33 \times 10 \times (0.97 + 51 \times 0.2)}{33 \times 10 + 33 \times (0.97 + 51 \times 0.2) + 10 \times (0.97 + 51 \times 0.2)} \right] \text{k}\Omega \approx 4.5 \text{ k}\Omega$$

$$R_o \approx R_e = 3.3 \text{ k}\Omega$$

$$A_{vs} = \frac{v_o}{v_s} = \frac{v_o}{v_i} \cdot \frac{v_i}{v_s} = -\frac{\beta(R_e // R_L)}{r_{be} + (1 + \beta) R_{e1}} \cdot \frac{R_i}{R_{si} + R_i} \\ = -\frac{50 \times (3.3 // 5.1) \text{ k}\Omega}{(0.97 + 51 \times 0.2) \text{ k}\Omega} \times \frac{4.6 \text{ k}\Omega}{(0.6 + 4.6) \text{ k}\Omega} \approx -7.9$$

$$(3) v_o = A_{vs} v_s = -7.9 \times 15 \text{ mV} = -118.5 \text{ mV}$$

差分放大电路

- 求输出电压、输出电流、电流源处电位 V_S
- 求双端输出时电压增益 A_{vd}
- 求单端输出时差模电压增益 A_{vd1} , 共模电压增益 A_{vc1} , 共模抑制比 K_{CMR}

反馈放大电路

- 判断反馈极性（正\负反馈）和反馈类型或反馈组态（电压\电流反馈，串联\并联反馈）
- 计算反馈系数 F
- 用负反馈放大电路增益的一般表达式计算电路 [闭环增益](#)
- 定性判断反馈对电路输入、输出电阻的影响（串联\并联负反馈影响输入电阻，电压\电流负反馈影响输出电阻）

深度负反馈下的近似计算

- 利用反馈系数（倒数）或“虚短虚断”近似计算电路（闭环）增益
- 试说明电路的功能：压\流控 + 电压\电流 + 源

功率放大电路

- 判断功率放大电路的类型（甲类，乙类，甲乙类）

- 利用公式计算电路可能达到的[最大不失真输出功率](#)
- 利用公式计算电路的输出功率，管耗，直流电源供给功率
- 利用公式计算电路的效率 = 输出功率 / 电源供给功率

信号处理与信号产生电路

一阶滤波电路

- 计算电路的传递函数，判断滤波电路的类型（低通，高通，带通，带阻）
- 计算电路的 $-3dB$ 截止角频率 w_H （一般等于 $1/RC$ ）
- 计算带通滤波电路的中心角频率 f_0 （一般等于 $1/2\pi RC$ ）
- 计算电路的通带电压增益
- 求电路的幅频响应和相频响应

RC正弦振荡电路

- 利用相位平衡条件判断电路能否振荡（RC串并联选频网络）
- 计算电路的振荡频率
- 计算电路输出波形的幅值

LC正弦振荡电路

- 判断电感\电容三点式电路能否振荡

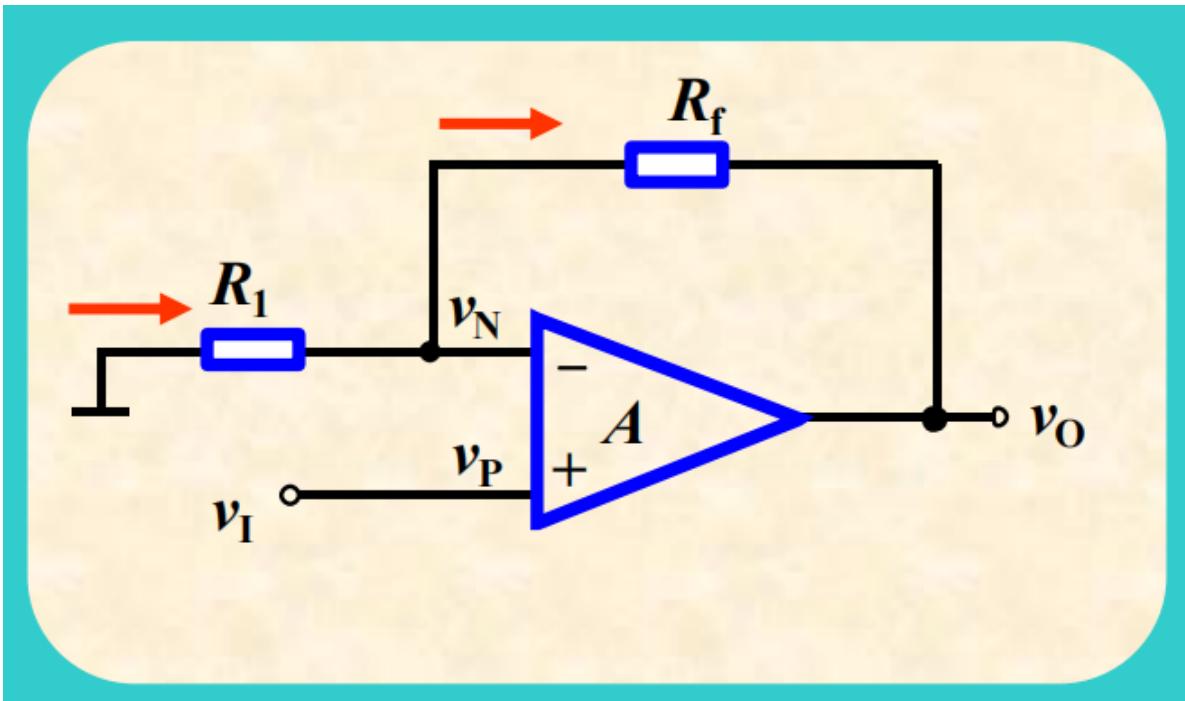
电压比较器

- 给定输入电压，计算输出电压（运放+稳压二极管限幅）
- 给定输入电压信号，画出输出电压波形
- 计算比较器的门限电压（单门限电压比较器，迟滞比较器）
- 画出比较器的传输特性（输入电压 - 输出电压）

运算放大器

基本运放电路

同相放大电路



$$A_{\mu f} = \frac{v_o}{v_I} = 1 + \frac{R_f}{R_1}$$

注

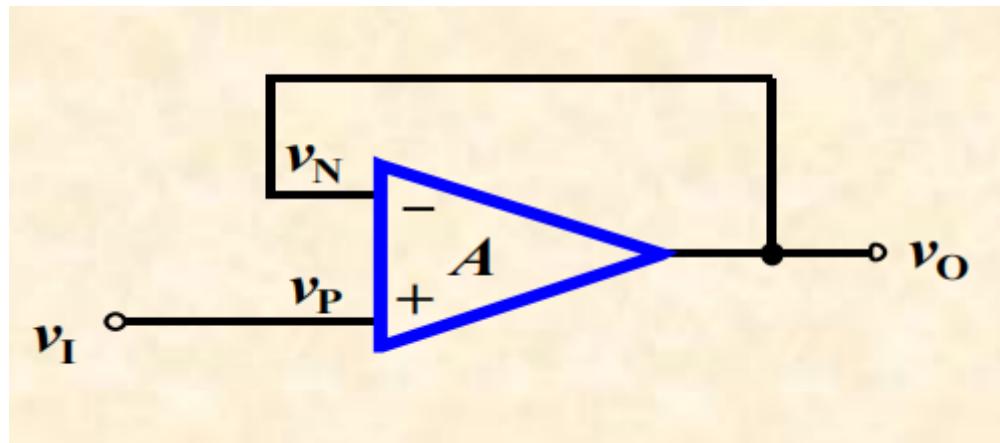
1. $A_{\mu f}$ 为正值，输入、输出电压同相
2. $A_{\mu f}$ 的值只与外部电路元件参数有关，与运放本身的参数无关
3. 输入电阻 $R_i \rightarrow \infty$, 输出电阻 $R_o \rightarrow 0$, ($R_o = R_1 + R_f$)

电压跟随器

对于同相放大电路，若：

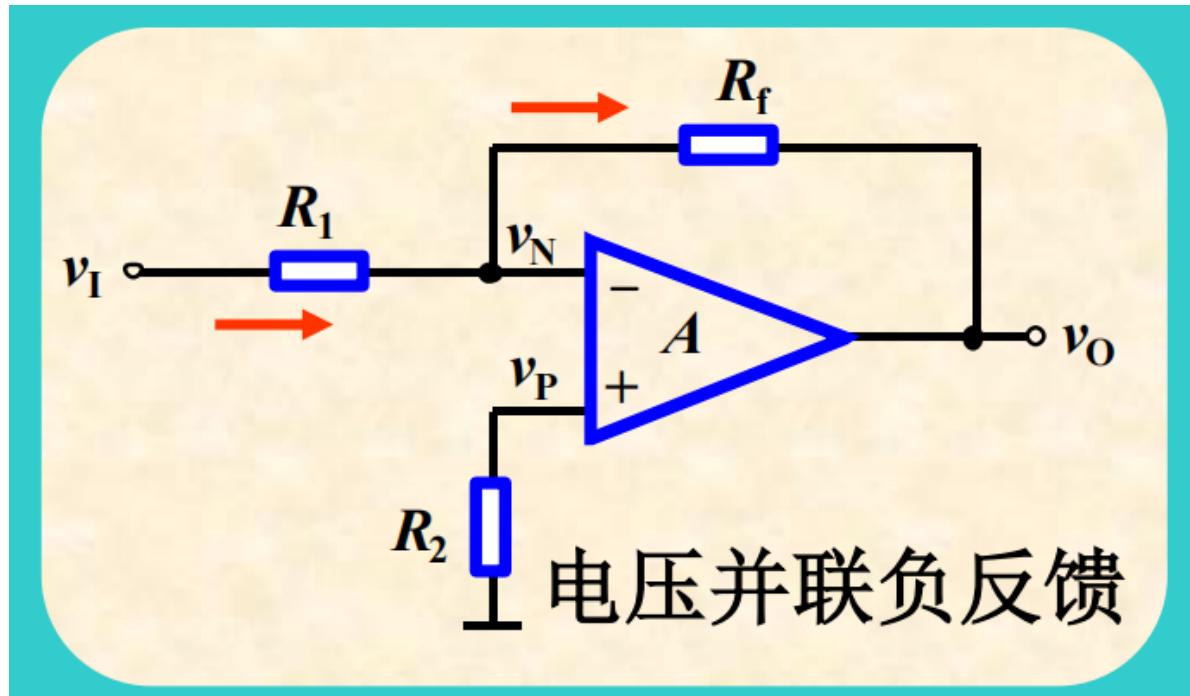
$$R_1 \rightarrow \infty$$

则可构成电压跟随器：



$$v_o = v_I$$

反相放大电路



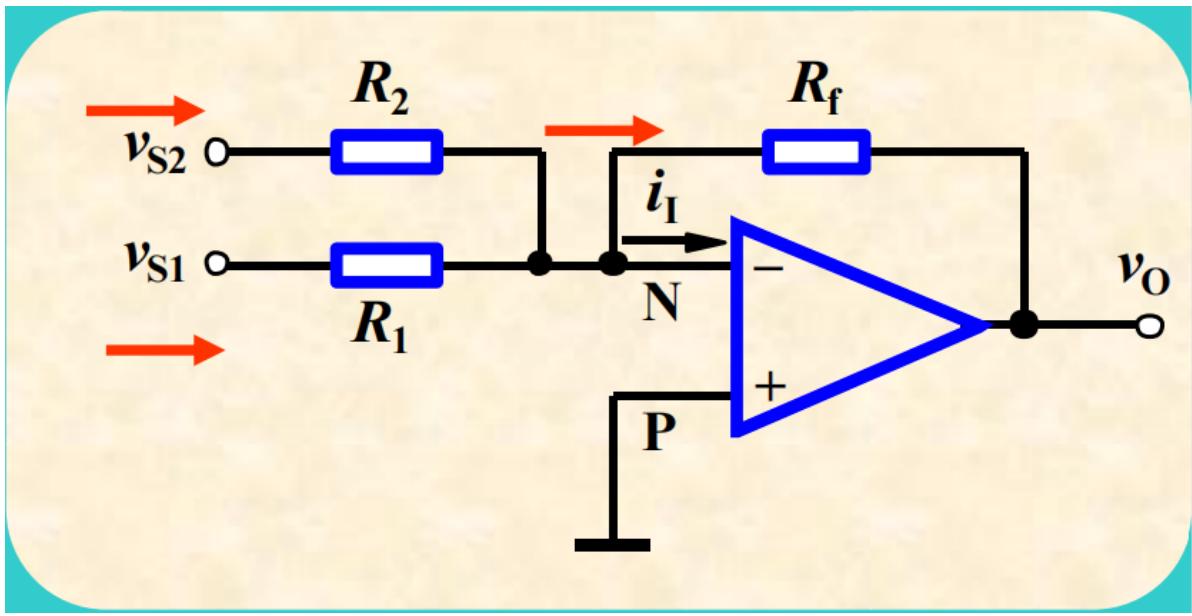
$$A_{\mu f} = \frac{v_o}{v_I} = -\frac{R_f}{R_1}$$

注

1. $A_{\mu f}$ 小于零，输出与输入反相
2. 为提高精度，运放两相所接电阻应尽可能一致，一般取 $R_2 = R_1 // R_f$
3. 电压并联负反馈，输入、输出电阻低， $r_i = R_1$ ，共模输入电压低

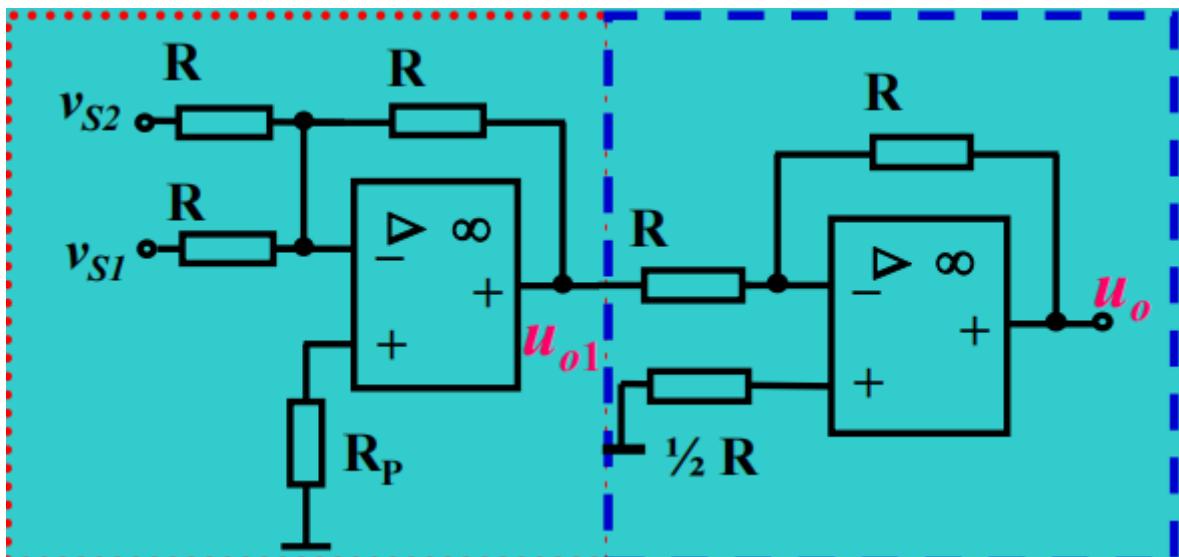
运算电路

加法电路



$$v_o = -\left(\frac{R_f}{R_1}v_{s1} + \frac{R_f}{R_2}v_{s2}\right)$$

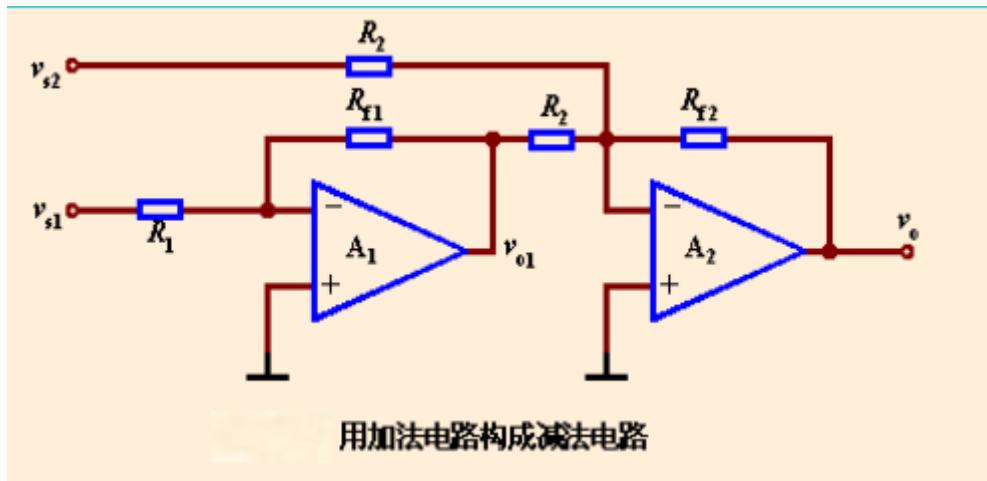
输出端接反相电路可以得到：



$$v_o = v_{s1} + v_{s2}$$

减法电路

利用反相信号求和实现减法运算

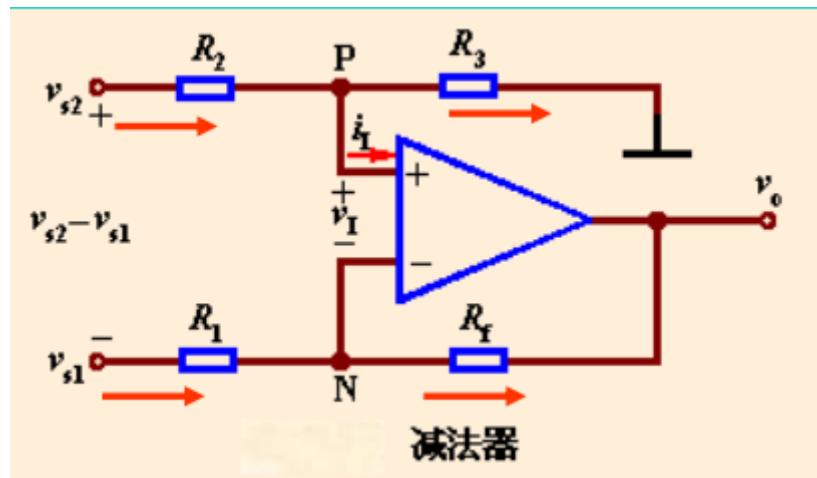


$$v_o = \frac{R_{f2}}{R_2} \frac{R_{f1}}{R_1} v_{s1} - \frac{R_{f2}}{R_2} v_{s2}$$

当 $R_{f1} = R_1, R_{f2} = R_2$ 时，有：

$$v_o = v_{s1} - v_{s2}$$

差分式电路实现减法运算



$$v_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \frac{R_3}{R_2 + R_3} v_{s2} - \frac{R_f}{R_1} v_{s1}$$

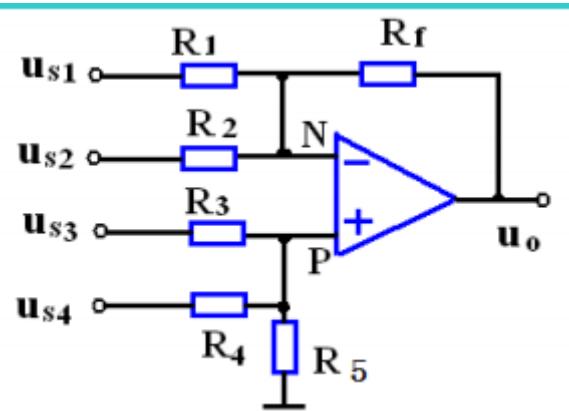
当 $\frac{R_f}{R_1} = \frac{R_3}{R_2}$ ，则有：

$$v_o = \frac{R_f}{R_1} (v_{s2} - v_{s1})$$

若继续有： $R_f = R_1$ ，则：

$$v_o = v_{s2} - v_{s1}$$

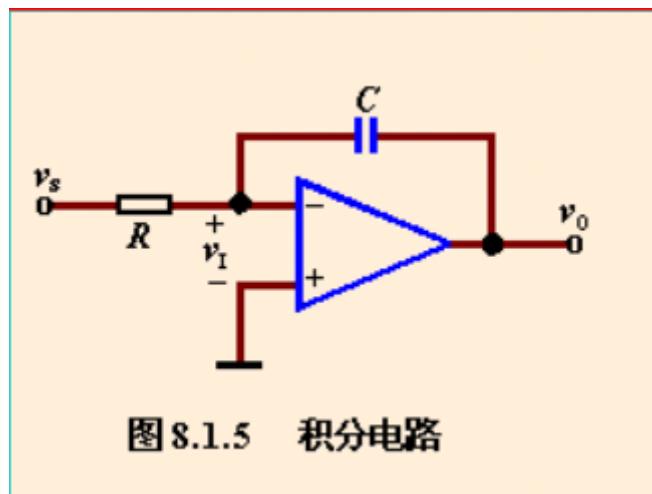
加减法运算电路



当电阻满足关系: $R_1//R_2//R_f = R_3//R_4//R_5$

$$\text{则有: } u_o = R_f \left(\frac{u_{i3}}{R_3} + \frac{u_{i4}}{R_4} - \frac{u_{i1}}{R_1} - \frac{u_{i2}}{R_2} \right)$$

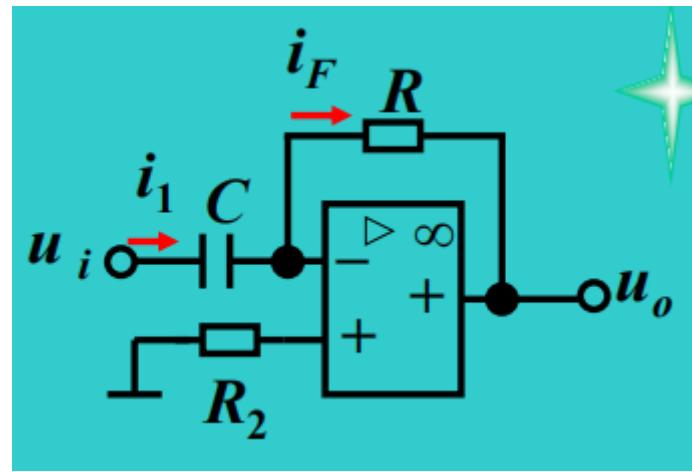
积分电路



$$v_o = -\frac{1}{RC} \int_{t_0}^t v_s dt$$

负号表示 v_o 和 v_s 相位相反

微分电路



$$u_o = -RC \frac{du_i}{dt}$$

场效应三极管

MOSFET

各种场效应管的特性比较

表 4.1.1 各种场效应管的特性比较

	N 沟道			P 沟道		
	增强型 MOSFET	耗尽型 MOSFET	耗尽型 JFET	增强型 MOSFET	耗尽型 MOSFET	耗尽型 JFET
电路符号						
输出特性						
转移特性						

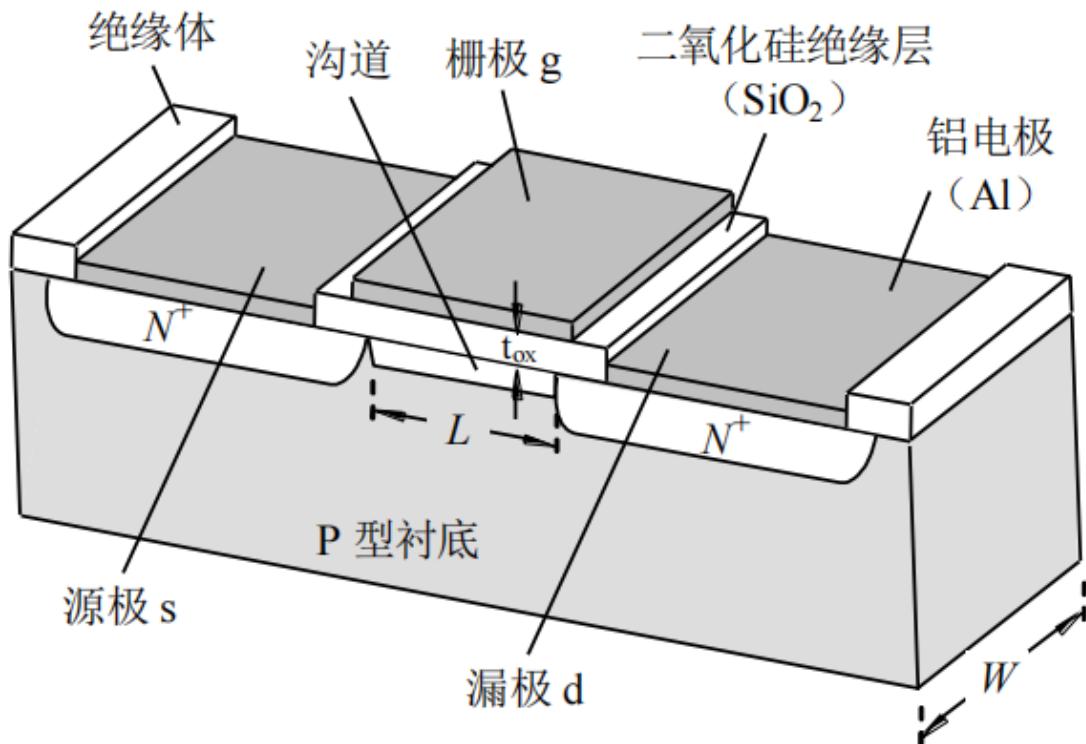
注：图中的 V_T 、 V_P 依据 N 沟道和 P 沟道不同，严格说应分别为 V_{TN} 、 V_{TP} 和 V_{NP} 、 V_{PP} 。

注意

- 对增强型，从不导通变为导通的电压 v_{GS} 称为开启电压 V_T ；对耗尽型，从导通变为不导通的电压 v_{GS} 称为夹断电压（截止电压） V_P （教材 P96）

N沟道增强型MOSFET

结构：

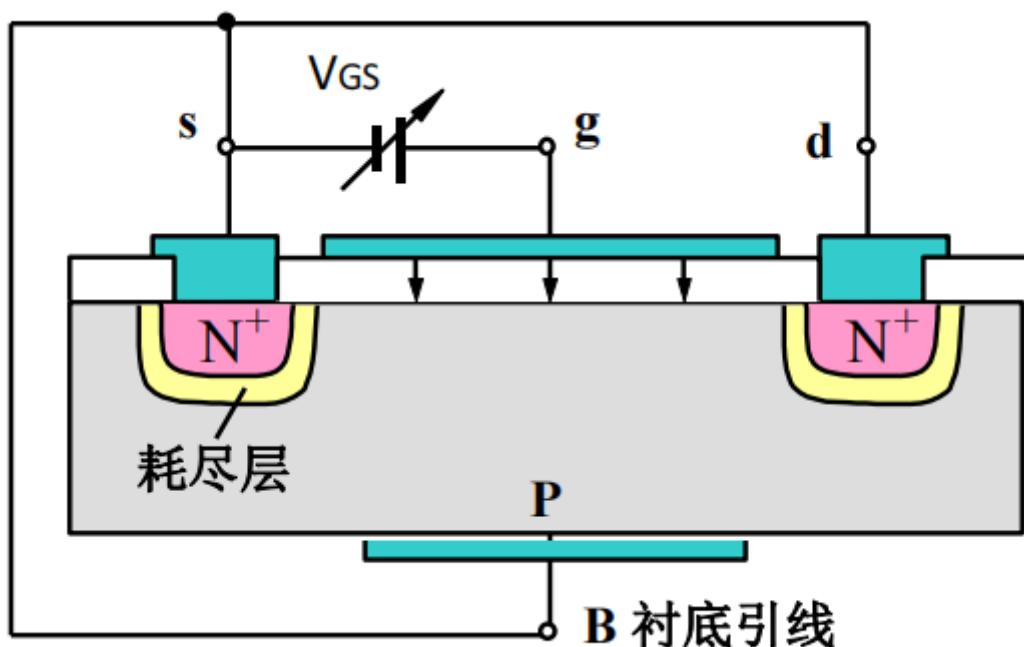


其中：

L : 沟道长度

W : 沟道宽度

通常 $W > L$



工作原理

V_{GS} 对沟道的控制作用

- 当 $V_{GS} \leq 0$ 时

无导电沟道，d、s间加电压时，无电流产生

- 当 $0 < V_{GS} < V_{TN}$ 时

产生电场，但未形成导电沟道（反型层），d、s间加电压后，无电流产生

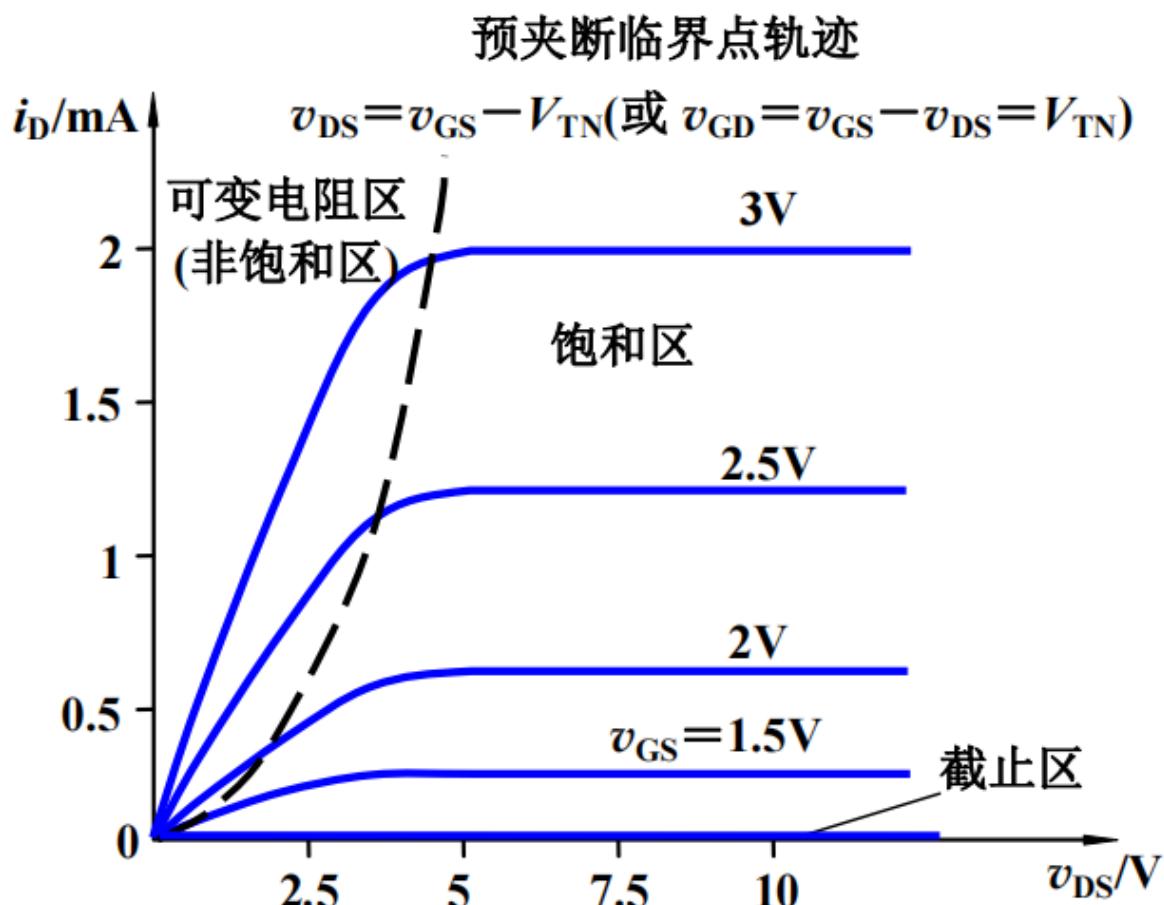
- 当 $V_{GS} > V_{TN}$ 时

在电场作用下产生导电沟道，d、s间加电压后，将有电流产生，且 V_{GS} 越大，导电沟道越厚

注

- V_{TN} 称为N沟道增强型MOSFET [开启电压](#)
- 必须依靠栅极外加电压才能产生反型层的MOSFET称为 [增强型器件](#)

I-V特性曲线及特性方程



- 截止区

当 $v_{GS} < V_{TN}$ 时，导电沟道未形成， $i_D = 0$ ，为截至工作状态。

- 可变电阻区

在可变电阻区内有：

$$v_{GS} > V_{TN}, \text{ 且 } v_{DS} \leq (v_{GS} - V_{TN})$$

其I-V特性可近似表示为：

$$\begin{aligned} i_D &= K_n [2(v_{GS} - V_{TN})v_{DS} - v_{DS}^2] \\ &\approx 2K_n(v_{GS} - V_{TN})v_{DS} \end{aligned}$$

K_n 为电导常数，单位为mA/V²

其中

$$K_n = \frac{K'_n}{2} \frac{W}{L} = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \frac{W}{L}$$

μ_n : 反型层中电子迁移率

C_{ox} : 栅极（与衬底间）氧化层单位面积电容

$K'_n = \mu_n C_{ox}$: 本征导电因子

- 饱和区

在饱和区（包括预夹断点）有：

$$v_{GS} \geq V_{TN}, \text{ 且 } v_{DS} \geq (v_{GS} - V_{TN})$$

$$i_D = K_n(v_{GS} - V_{TN})^2 = K_n V_{TN}^2 \left(\frac{v_{GS}}{V_{TN}} - 1 \right)^2 = I_{DO} \left(\frac{v_{GS}}{V_{TN}} - 1 \right)^2$$

其中， $I_{DO} = K_n V_{TN}^2$

注 必须让MOSFET工作在饱和区（放大区）才有放大作用

N沟道耗尽型MOSFET

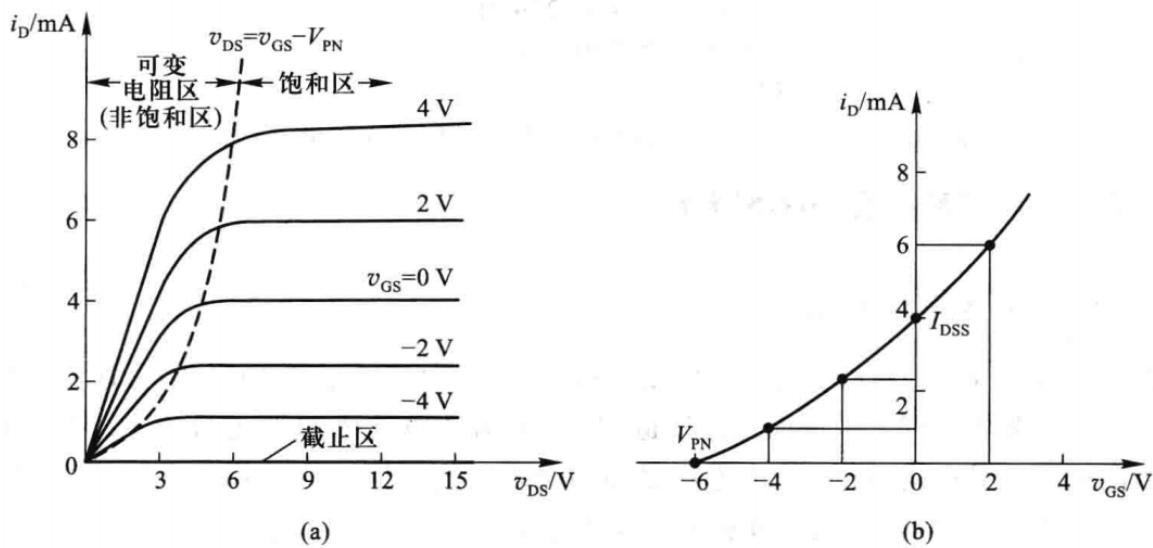


图 4.1.7 N 沟道耗尽型 MOS 管特性曲线

(a) 输出特性曲线 (b) $v_{DS} > (v_{GS} - V_{PN})$ 时的转移特性

- 饱和区

$$i_D = K_n(v_{GS} - V_{PN})^2$$

- 可变电阻区

$$i_D \approx 2K_n(v_{GS} - V_{PN})v_{DS}$$

注意 耗尽型MOSFET的电流方程可以用增强型MOSFET的电流方程表示, 但此时**必须用** V_{PN} **代替** V_{TN}

P沟道MOSFET

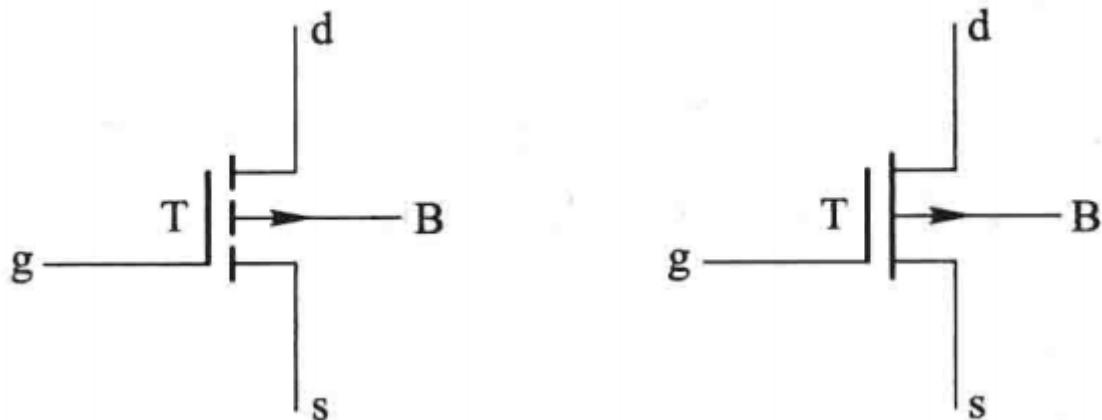


图 4.1.8 P 沟道 MOSFET 电路符号

(a) 增强型电路符号 (b) 耗尽型电路符号

为使管子能正常工作，PMOS管外加的 v_{DS} 必须是负值，开启电压 V_{TP} 也是负值，实际的电流方向为流出漏极，与通常的假定正好相反。

P沟道增强型MOSFET

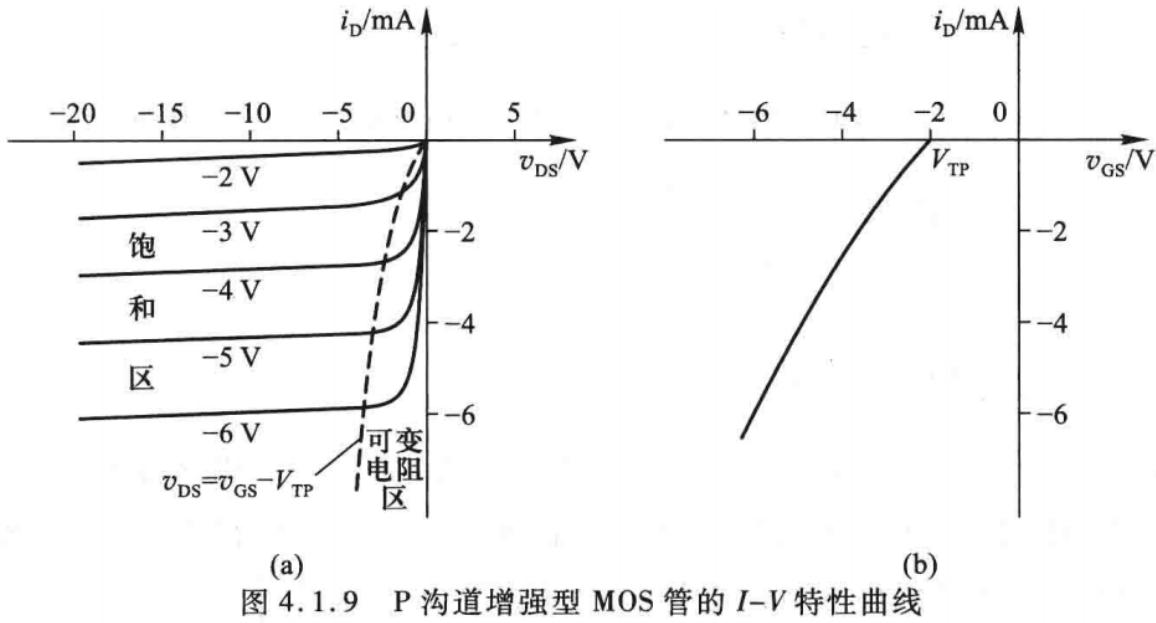


图 4.1.9 P 沟道增强型 MOS 管的 I - V 特性曲线
(a) 输出特性曲线 (b) 转移特性曲线

- P沟道增强型MOS管沟道产生的条件为：

$$v_{GS} \leq V_{TP}$$

- 可变电阻区与饱和区的界限为：

$$v_{DS} = v_{GS} - V_{TP}$$

- 在可变电阻区内： $v_{GS} \leq V_{TP}$, $v_{DS} \geq v_{GS} - V_{TP}$ 。当电流参考方向为流入漏极时，有：

$$i_D = -K_P [2(v_{GS} - V_{TP})v_{DS} - v_{DS}^2]$$

- 在饱和区内： $v_{GS} \leq V_{TP}$, $v_{DS} \leq v_{GS} - V_{TP}$, 电流 i_D 为：

$$i_D = -K_P (v_{GS} - V_{TP})^2 = -I_{DO} \left(\frac{v_{GS}}{V_{TP}} - 1 \right)^2$$

$$I_{DO} = K_P V_{TP}^2$$

MOSFET主要参数

常用参数标记

- V_T : 开启电压
- V_P : 夹断电压

低频互导 g_m (P100)

在 v_{DS} 等于常数时，漏极电流的微变量和引起这一变化的微变量之比称为互导，即

$$g_m = \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}}|_{v_{DS}}$$

互导反映了栅源电压对漏极电流的控制能力，它相当于转移特性上工作点的斜率。

以N沟道增强型MOSFET为例，若没有FET的特性曲线，则可以利用下式近似估算 g_m ：

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

MOSFET基本共源极放大电路

静态工作点的计算 (P104)

对于N沟道增强型MOS管电路的直流计算，可以采取以下步骤：

1. 设MOS管工作于饱和区，则有

$$V_{GSQ} > V_{TN}, I_{DQ} > 0, V_{DSQ} > (V_{GSQ} - V_{TN})$$

2. 利用饱和区电流电压关系曲线分析电路

3. 如果出现 $V_{GSQ} < V_{TN}$ ，则MOS管可能截止，如果

$$V_{DSQ} < (V_{GSQ} - V_{TN})$$
，则MOS管可能工作在可变电阻区

4. 如果初始假设是错误的，则必须作出新的假设，同时重新分析电路

动态工作点的计算 (P105)

若只分析放大电路的交流参数，一般要画出交流通路（交流电流流通的路径）。画交流通路的原则是：

1. 对交流信号，电路中内阻很小的直流电压源可视为短路，内阻很大的电流源或恒流源可视为开路
2. 对一定频率范围内的交流信号，容量较大的电容可视为短路

图解分析法



直流负载线：可确定静态工作点

交流负载线：可确定输出电压的最大不失真幅度

小信号模型分析法

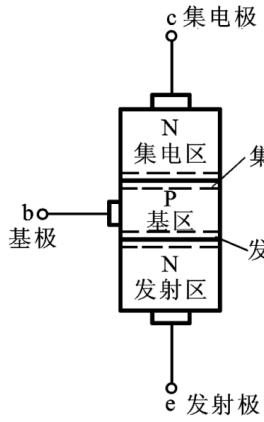
共漏极和共栅极放大电路

多级放大

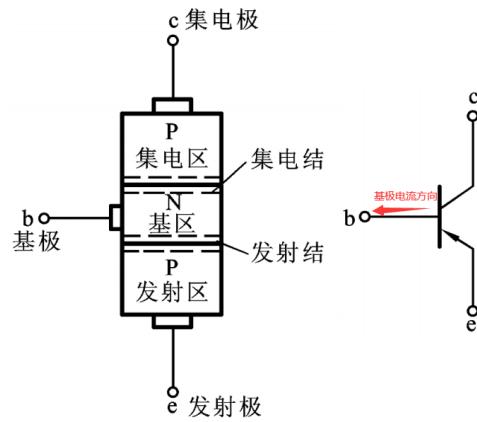
双极结型三极管 (BJT)

BJT

BJT的结构



NPN型



PNP型

BJT实现放大作用的外部条件

BJT 实现放大作用的外部条件是：发射结正偏（加正向电压），集电结反偏（加反向电压）。就偏置电压的极性而言，对于 NPN 型管，应有 $v_{BE} > 0$ 及 $v_{CB} > 0$ ，即应有 $v_{CE} > v_{BE} > 0$ ；对于 PNP 型管，应有 $v_{BE} < 0$ 及 $v_{CB} < 0$ ，即应有 $v_{CE} < v_{BE} < 0$ 。

BJT的电流分配关系

BJT 的电流分配关系为

$$I_C = \beta I_B + (1 + \beta) I_{CBO} = \beta I_B + I_{CEO}$$

如果忽略 I_{CEO} ，则

$$\begin{aligned} I_C &\approx \beta I_B \\ I_E &= I_C + I_B \\ I_E &\approx (1 + \beta) I_B \end{aligned}$$

BJT的I-V特性曲线

输入特性曲线

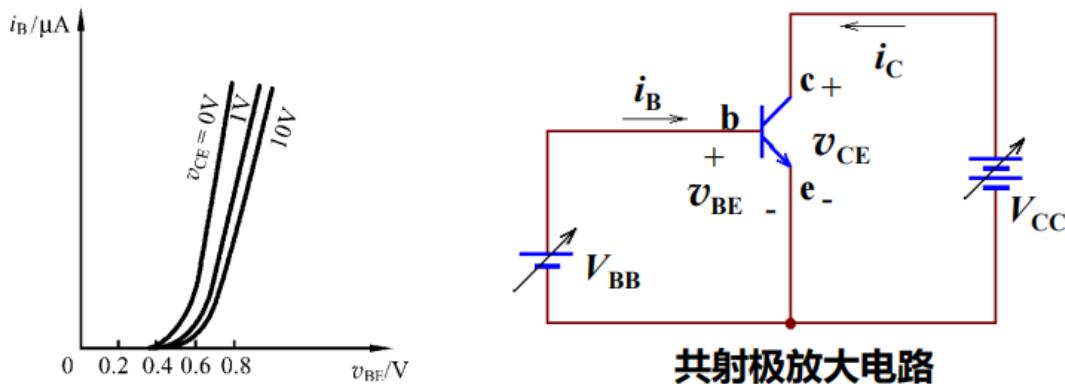
1. 输入特性曲线

(以共射极放大电路为例)

$$i_B = f(v_{BE}) \mid v_{CE} = \text{const}$$

(1) 当 $v_{CE}=0V$ 时, 相当于发射结的正向伏安特性曲线。

(2) 当 $v_{CE} \geq 1V$ 时, $v_{CB} = v_{CE} - v_{BE} > 0$, 集电结已进入反偏状态, 收集载流子能力增强, 基区复合减少, 同样的 v_{BE} 下 I_B 减小, 特性曲线右移。

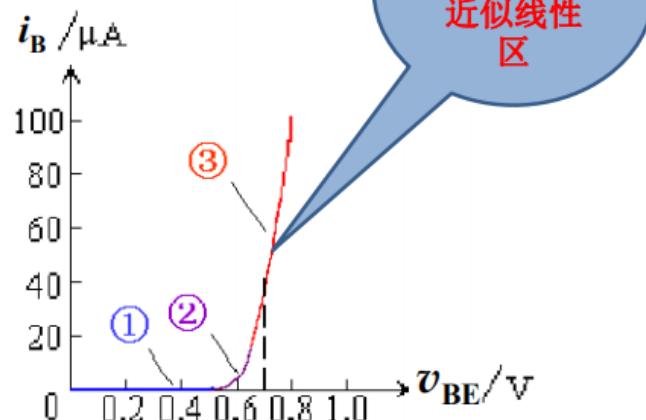


(3) 输入特性曲线的三个部分

①死区

②非线性区

③近似线性区



输出特性曲线

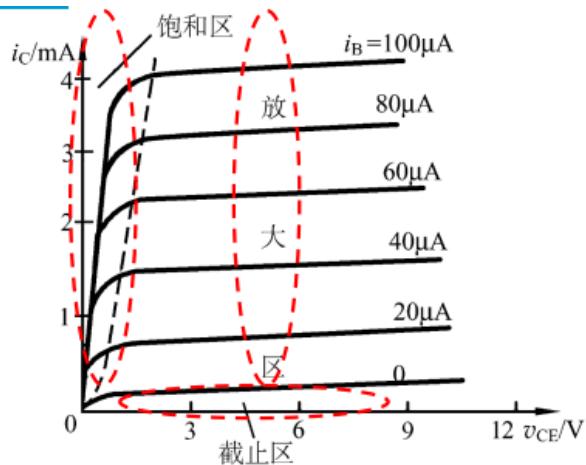
2. 输出特性曲线

$$i_C = f(v_{CE}) \mid i_B = \text{const}$$

输出特性曲线的三个区域：

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。

输出特性曲线的三个区域

- 放大区：发射结正偏电压大于开启电压，集电结反偏
- 饱和区：发射结和集电结均处于正向偏置的区域
- 截止区：集电结反向偏置，发射结上偏置电压小于PN结的开启电压

注意

- 当BJT处于临界饱和状态时，可认为集电结压降 v_{BC} 恰好为0，发射结压降为 $v_{BE} = v_{CE} = 0.7V$
- 当BJT工作在饱和区时，一般有饱和压降 $v_{CE} < 0.7V$ (硅管)，此时通常可将其忽略
- 当BJT处于截止区时，可近似认为 $I_C \approx 0$

BJT的主要参数

电流放大系数

电流放大系数

(1) 共发射极直流电流放大系数 $\bar{\beta}$

$$\bar{\beta} = \frac{I_C - I_{CEO}}{I_B} \approx \left. \frac{I_C}{I_B} \right|_{V_{CE}=\text{const}}$$

(2) 共发射极交流电流放大系数 β

$$\beta = \Delta I_C / \Delta I_B \Big|_{V_{CE}=\text{const}}$$

(3) 共基极直流电流放大系数 $\bar{\alpha}$

$$\bar{\alpha} = (I_C - I_{CBO}) / I_E \approx I_C / I_E$$

(4) 共基极交流电流放大系数 α

$$\alpha = \Delta I_C / \Delta I_E \Big|_{V_{CB}=\text{const}}$$

当 I_{CBO} 和 I_{CEO} 很小时, $\bar{\alpha} \approx \alpha$, $\bar{\beta} \approx \beta$, 可以不加区分。

注意

- $\bar{\beta}$, β 之间的差异很小可以不加区分
- α , β 之间的关系可表示为:

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

临界饱和电流

- I_{BS} : 基极临界饱和电流
- I_{CS} : 发射极临界饱和电流

极限参数

极限参数

- (1) 集电极最大允许电流 I_{CM}
- (2) 集电极最大允许功率损耗 P_{CM}

$$P_{CM} = I_C V_{CE}$$

(3) 反向击穿电压

- $V_{(BR)CBO}$ ——发射极开路时的集电结反向击穿电压。
- $V_{(BR)EBO}$ ——集电极开路时发射结的反向击穿电压。
- $V_{(BR)CEO}$ ——基极开路时集电极和发射极间的击穿电压。

基本共射极放大电路

BJT放大电路的失真分析

以NPN管为例：

对于输出电流波形：顶部失真为饱和失真，底部失真为截止失真

对于输出电压（与输出电流反相）波形：顶部失真为截止失真，底部失真为饱和失真

PNP管的情况与此正好相反（电压、电流的极性相反）

BJT放大电路的分析方法

图解分析法

交流负载线

对如图所示电路有：

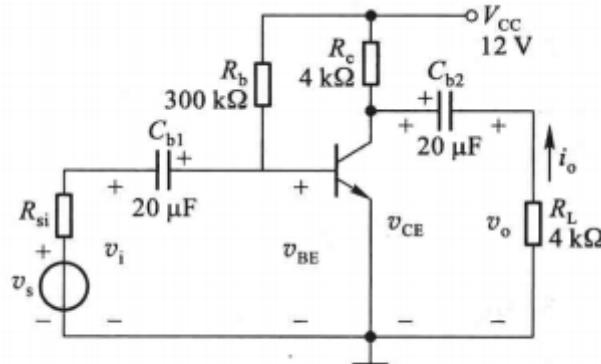


图 5.3.6 例 5.3.1 的电路图

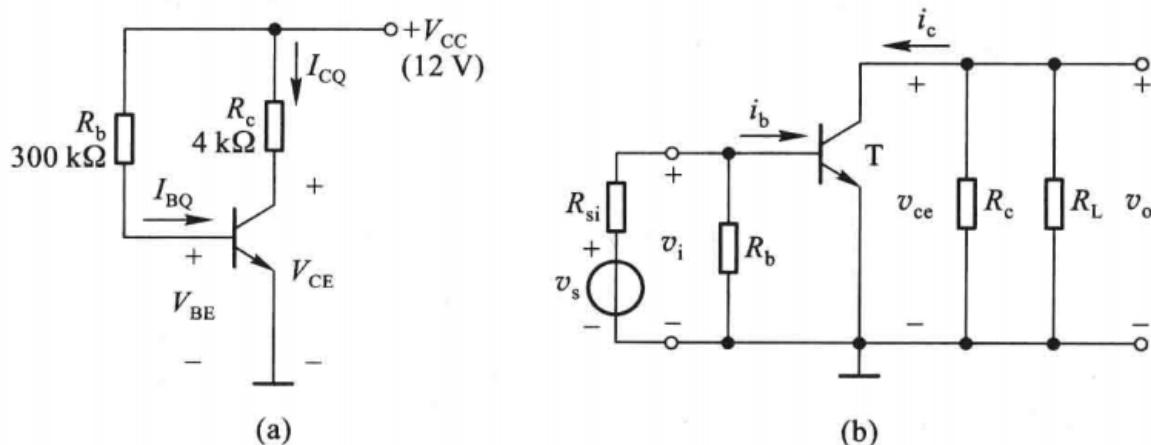


图 5.3.7 图 5.3.6 所示电路的直流通路和交流通路

(a) 直流通路 (b) 交流通路

$$V_{Cb_2} = V_{CEQ}$$

$$v_{CE} = V_{Cb_2} + v_o$$

$$v_o = v_{ce} = -i_c(R_c // R_L) = -i_c R'_L$$

于是得到交流负载线：

$$v_{CE} = V_{CEQ} + I_{CQ}R'_L - i_c R'_L$$

图解如下图所示：

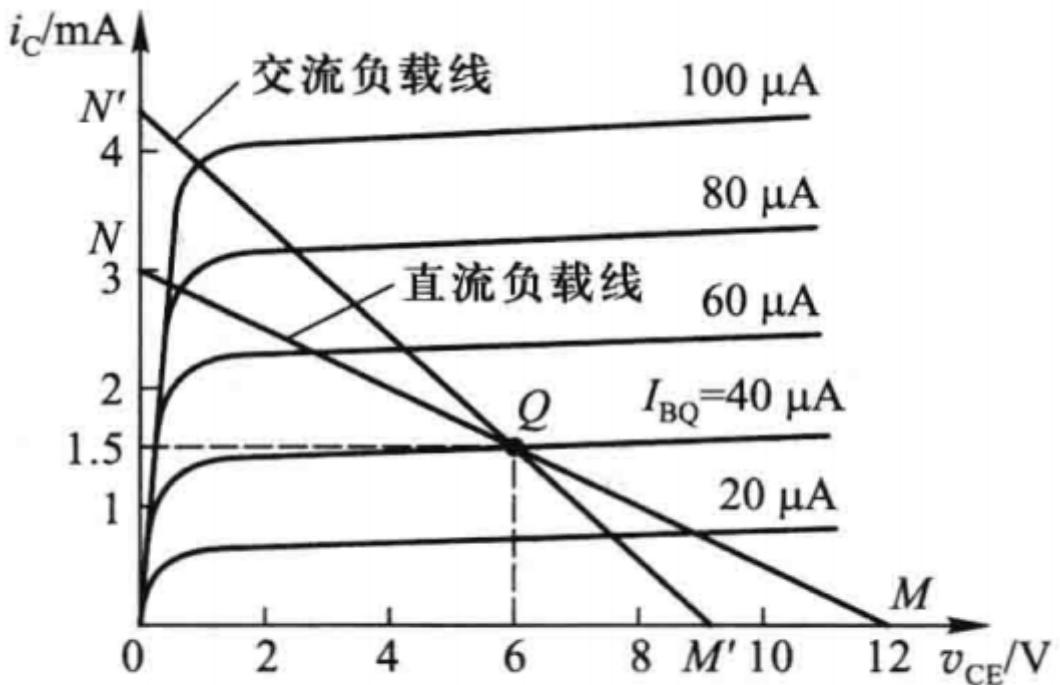


图 5.3.8 例 5.3.1 的图解分析

交流负载线的两个特点：

1. 斜率为： $-\frac{1}{R'_L}$ (比直流负载线更陡)
2. 必通过静态工作点Q

小信号模型分析法

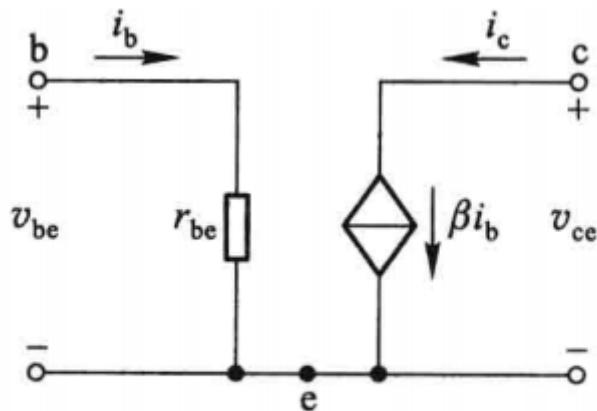


图 5.3.11 BJT 的简化小信号模型

r_{be} 的估算公式：

$$r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26(mV)}{I_{EQ}(mA)}$$

其中 $r_{bb'}$ 一般默认为 200Ω

BJT放大电路静态工作点的稳定问题

共集电极放大电路和共基极放大电路

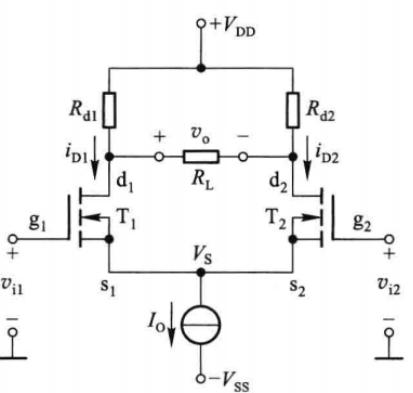
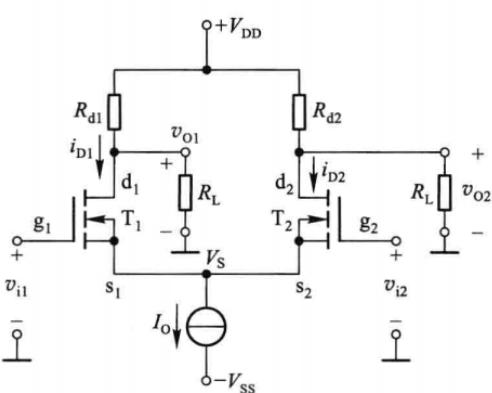
FET和BJT及其基本放大电路性能的比较

多级放大电路

差分放大电路

FET差分式放大电路

表 7.2.1 源极耦合差分式放大电路几种接法的性能指标比较①

输出方式	双端输出 v_o	单端输出, v_{o1} 或 v_{o2}
基本原理电路图		
输入方式	双端 $v_{i1} = -v_{i2} = v_{id}/2$; 单端 $v_{i1} = v_{id}, v_{i2} = 0$	双端 $v_{i1} = -v_{i2} = v_{id}/2$; 单端 $v_{i1} = v_{id}, v_{i2} = 0$
典型电路形式	双端输入-双端输出; 单端输入-双端输出	双端输入-单端输出; 单端输入-单端输出
差模电压增益 A_{vd}	$A_{vd} = \frac{v_o}{v_{id}} = -g_m \left(R_d \parallel \frac{R_L}{2} \right)$	$A_{vd1} = \frac{v_{o1}}{v_{id}} = -\frac{v_{o2}}{v_{id}} = -\frac{g_m (R_d \parallel R_L)}{2}$
共模电压增益 A_{vc}	$A_{vc} \rightarrow 0$	$A_{vc1} \approx -\frac{g_m (R_d \parallel R_L)}{1 + 2g_m r_o} \approx -\frac{R_d \parallel R_L}{2r_o}$
共模抑制比 K_{CMR}	$K_{CMR} \rightarrow \infty$	$K_{CMR1} \approx \frac{1 + 2g_m r_o}{2} \approx g_m r_o$
差模输入电阻 R_{id}		$R_{id} = \infty$
共模输入电阻 R_{ic}		$R_{ic} = \infty$
输出电阻 R_o	$R_o = 2R_d$	$R_o = R_d$

① 源极耦合差分式放大电路的主要性能指标仅与输出方式有关, 而与输入方式无关, 即输出方式相同, 指标相同。

- 共模抑制比:

$$K_{CMR} = \left| \frac{A_{vd}}{A_{vc}} \right|$$

BJT差分式放大电路

表 7.2.2 射极耦合差分式放大电路几种接法的性能指标比较①

输出方式	双端输出 v_o	单端输出, v_{o1} 或 v_{o2}
基本原理电路图		
输入方式	双端 $v_{i1} = -v_{i2} = v_{id}/2$; 单端 $v_{i1} = v_{id}, v_{i2} = 0$	双端 $v_{i1} = -v_{i2} = v_{id}/2$; 单端 $v_{i1} = v_{id}, v_{i2} = 0$
典型电路形式	双端输入-双端输出; 单端输入-双端输出	双端输入-单端输出; 单端输入-单端输出
差模电压增益 A_{vd}	$A_{vd} = \frac{v_o}{v_{id}} = -\frac{\beta \left(R_c // \frac{R_L}{2} \right)}{r_{be}}$	$A_{vd1} = \frac{v_{o1}}{v_{id}} = -\frac{v_{o2}}{v_{id}} = -\frac{\beta \left(R_c // R_L \right)}{2r_{be}}$
共模电压增益 A_{ve}	$A_{ve} \rightarrow 0$	$A_{ve1} \approx -\frac{R_c // R_L}{2r_o}$
共模抑制比 K_{CMR}	$K_{CMR} \rightarrow \infty$	$K_{CMR1} \approx \frac{\beta r_o}{r_{be}}$
差模输入电阻 R_{id}		$R_{id} = 2r_{be}$
共模输入电阻 R_{ie}		$R_{ie} = \frac{1}{2} [r_{be} + (1+\beta) 2r_o]$
输出电阻 R_o	$R_o = 2R_c$	$R_o = R_c$
高频响应	$A_{vd}(f)$ 在双端输入与共射电路相同; 单端输入从 v_{o2} 输出, T_1 是共射电路, T_2 是共基电路, 故 T_1, T_2 组成共射-共基电路, 有效地提高了上限频率。 $A_{ve}(f)$ 和 $K_{CMR}(f)$ 的分析与 MOSFET 差分电路相类似, K_{CMR} 带宽变窄 ($f_{HC} < f_H$)	
用途	与 MOSFET 差分电路相同	

① 射极耦合差分式放大电路的主要性能指标仅与输出方式有关, 而与输入方式无关, 即输出方式相同, 指标相同。

反馈放大电路

反馈的基本概念与分类

反馈的分类

电压反馈与电流反馈

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

电压反馈：反馈信号 x_f 和输出电压成比例，即 $x_f = Fv_o$ ，电压负反馈能稳定输出电压

电流反馈：反馈信号 x_f 与输出电流成比例，即 $x_f = Fi_o$ ，电流负反馈能稳定输出电流

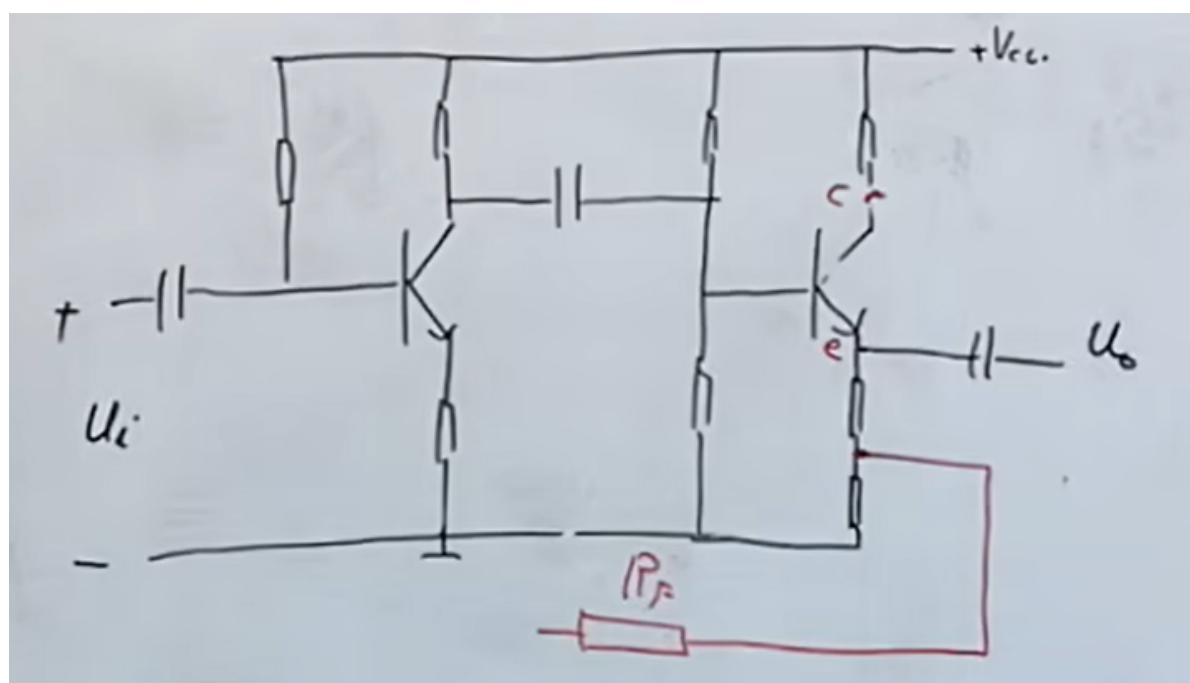
输出短路法

假设输出电压 $v_o = 0$ ，或令负载电阻 $R_L = 0$ ，然后看反馈信号是否还存在。若反馈信号不存在（即 $x_f = 0$ ），说明反馈信号与输出电压成比例，是电压反馈；若反馈信号还存在（即 $x_f \neq 0$ ），说明反馈信号与输出电流成比例，是电流反馈。

简单的判别方法

从输出端拉出的反馈为电压反馈，不是从输出端拉出的反馈为电流反馈。

特例



该反馈仍为电压反馈

串联反馈与并联反馈

串联反馈：输入信号与反馈信号加在不同点

并联反馈：输入信号与反馈信号加在相同点

为使负反馈的效果更好，当信号源内阻较小时（可看做电压源），宜采用串联负反馈（输入信号为电压）；当信号源内阻较大时（可看做电流源），宜采用并联负反馈（输入信号为电流）。

正反馈与负反馈

瞬时极性法（串同负、并反负）

假设输入信号在某瞬时的极性为(+)，再根据各类放大电路输出信号与输入信号间的相位关系，逐级标出电路中各有关点电位的瞬时极性或各有关支路电流的瞬时流向，最后看反馈信号是削弱还是增强了净输入信号。若净输入信号被削弱，则为负反馈；反之为正反馈。

直流反馈与交流反馈

直流反馈：存在于直流通路中的反馈，影响放大电流的直流性能。引入直流负反馈的目的是稳定放大电路的静态工作点。

交流反馈：存在于交流通路中的反馈，影响放大电流的交流性能

负反馈放大电路的四种组态

- 电压串联负反馈
- 电压并联负反馈
- 电流串联负反馈
- 电流并联负反馈

负反馈放大电路增益的一般表达式

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

其中

$$A = \frac{x_o}{x_{id}} \quad (\text{开环增益})$$

$$F = \frac{x_f}{x_0} \quad (\text{反馈系数})$$

x_{id} : 净输入

反馈深度

$$|1 + AF|$$

- $|1 + AF| > 1, |A_f| < |A|$, 负反馈

深度负反馈:

$$|1 + AF| \gg 1 \Rightarrow A_f = \frac{1}{F}$$

- $|1 + AF| < 1, |A_f| > |A|$, 正反馈

自激振荡:

$$|1 + AF| = 0 \Rightarrow A_f \rightarrow \infty$$

负反馈放大电路中各种信号量的含义

负反馈放大电路中各种信号量的含义

信号量或 信号传递比	反馈组态			
	电压串联	电流并联	电压并联	电流串联
x_o	v_o	i_o	v_o	i_o
x_i, x_f, x_{id}	v_i, v_f, v_{id}	i_i, i_f, i_{id}	i_i, i_f, i_{id}	v_i, v_f, v_{id}
$A = x_o/x_{id}$	$A_v = v_o/v_{id}$	$A_i = i_o/i_{id}$	$A_r = v_o/i_{id}$	$A_g = i_o/v_{id}$
$F = x_f/x_o$	$F_v = v_f/v_o$	$F_i = i_f/i_o$	$F_g = i_f/v_o$	$F_r = v_f/i_o$
$A_f = x_o/x_i$ $= \frac{A}{1 + AF}$	$A_{vf} = v_o/v_i$ $= \frac{A_v}{1 + A_v F_v}$	$A_{if} = i_o/i_i$ $= \frac{A_i}{1 + A_i F_i}$	$A_{rf} = v_o/i_i$ $= \frac{A_r}{1 + A_r F_g}$	$A_{gf} = i_o/v_i$ $= \frac{A_g}{1 + A_g F_r}$
功能	v_i 控制 v_o , 电 压放大	i_i 控制 i_o , 电 流放大	i_i 控制 v_o , 电 流 转换为电压	v_i 控制 i_o , 电 压 转换为电流

负反馈对放大电路性能的影响

提高增益的稳定性

由负反馈放大电路增益的一般表达式可以得到：

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

引入负反馈后，闭环增益的相对变化量是开环增益相对变化量的 $\frac{1}{1+AF}$ 倍，闭环增益的相对稳定度提高。 $1 + AF$ 越大，负反馈越深，闭环增益的稳定性越好。

减小非线性失真

负反馈减小非线性失真指的是反馈环内的失真

抑制反馈环内噪声（提高信噪比）

负反馈同时降低了噪声输出和信号输出的能量值，而信号输出的能量值可以通过人为加大输入抵消负反馈影响，总的来看噪声减小，信号增加，比值增加

对输入输出电阻的影响

对输入电阻的影响

- 串联负反馈

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

- 并联负反馈

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

对输出电阻的影响

- 电压负反馈（恒压，内阻小）

$$R_{of} = \frac{1}{1 + AF} R_o$$

- 电流负反馈（恒流，内阻大）

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

注意 放大器的输出电阻永远不包括负载，即对于上述各式中的A，事实上有：

$$A = A_o|_{R_L \rightarrow \infty}$$

扩展带宽

$$BW_f = (1 + AF)BW$$

深度负反馈条件下的近似计算

深度负反馈条件下，并联反馈虚断，串联反馈虚短。（也可推出同时存在）

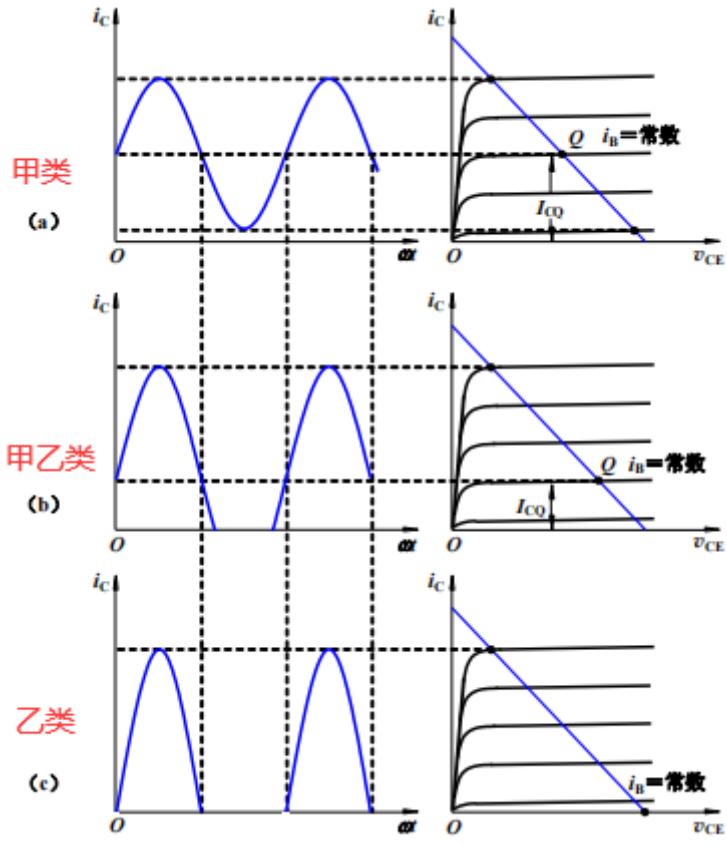
功率放大电路

功率放大器和电压放大器的比较

表 9.1.1 功率放大器和电压放大器比较

放大器名称 比较项目	电压放大器	功率放大器
电路功能	主要放大信号电压	主要放大信号功率
对电路的主要要求	电压增益高	输出功率大，效率高，功率增益高
在放大电路中的位置	前置放大或中间放大	输出级或末前级
电子器件的工作范围	小信号工作	大信号尽限运行
电子器件的工作状态	甲类	甲类、乙类、或甲乙类
分析方法	小信号模型分析法	图解法
电路形式	阻容耦合或直接耦合	OTL、OCL 或变压器耦合
波形情况	失真小	失真较大
散热和保护	不需要	经常需要

功率放大电路的分类



甲类

一个周期内均导通，导通角为 360° ，静态功耗最大

乙类

导通角为 180° ，静态功耗最小

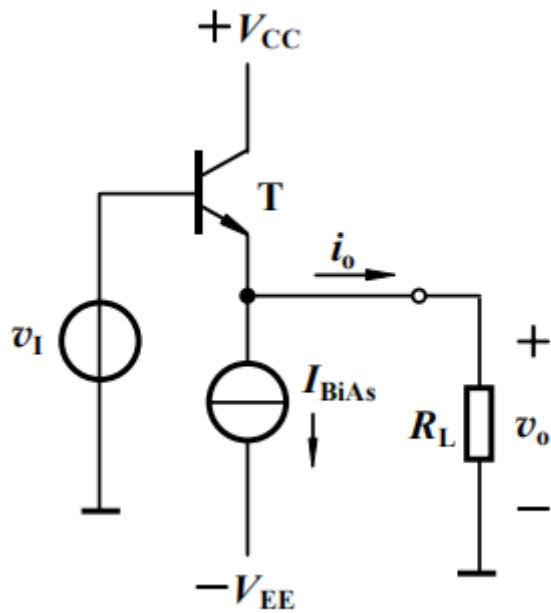
甲乙类

导通角在 180° 和 360° 之间

丙类

导通角小于 180°

射极输出器-甲类放大的实例



特点：电压增益近似为1，电流增益很大，可获得较大的功率增益，输出电阻小，带负载能力强。

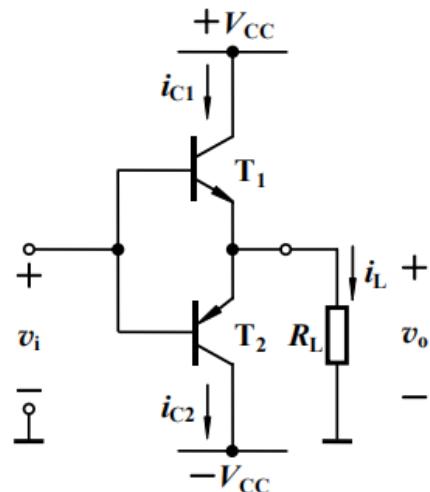
乙类双电源互补对称功率放大电路

1. 电路组成

由一对NPN、PNP特性相同的互补三极管组成，采用正、负双电源供电。这种电路也称为OCL互补功率放大电路。

2. 工作原理

两个三极管在信号正、负半周轮流导通，使负载得到一个完整的波形。



注意 射极输出，电压放大倍数近似为1

- 最大不失真输出功率 P_{omax}

$$\begin{aligned}
 P_{omax} &= \frac{\left(\frac{V_{CC}-V_{CES}}{\sqrt{2}}\right)^2}{R_L} \\
 &= \frac{(V_{CC}-V_{CES})^2}{2R_L}
 \end{aligned}$$

忽略 V_{CES} 时：

$$P_{omax} \approx \frac{V_{CC}^2}{2R_L}$$

实际输出功率：

$$P_o = V_o I_o = \frac{V_{om}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{V_{om}}{\sqrt{2} \cdot R_L} = \frac{V_{om}^2}{2R_L}$$

- 管耗 P_T

单个管子在半个周期内的管耗：

$$P_{T1} = \frac{1}{R_L} \left(\frac{V_{CC} V_{om}}{\pi} - \frac{V_{om}^2}{4} \right)$$

两管管耗：

$$P_T = P_{T1} + P_{T2} = \frac{2}{R_L} \left(\frac{V_{CC} V_{om}}{\pi} - \frac{V_{om}^2}{4} \right)$$

- 电源供给功率 P_V

$$P_V = P_o + P_T = \frac{2V_{CC}V_{om}}{\pi R_L}$$

当 $V_{om} \approx V_{CC}$ 时，有：

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

- 效率 η

$$\eta = \frac{P_o}{P_V} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_{om}}{V_{CC}}$$

当 $V_{om} \approx V_{CC}$ 时

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

最大管耗和最大输出功率的关系

经计算可得，当 $V_{om} = \frac{2}{\pi} V_{CC} \approx 0.6V_{CC}$ 时具有最大管耗，此时有：

$$P_{T1m} = \frac{1}{\pi^2} \cdot \frac{V_{CC}^2}{R_L}$$

考虑最大输出功率 P_{om} 的表达式，则每管产生的最大管耗和电路的最大输出功率具有如下关系：

$$P_{T1m} \approx 0.2P_{om}$$

功率BJT的选择 (教材P403)

要得到最大输出功率，参数需满足如下条件：

1. 每只BJT的最大允许管耗 P_{CM} 必须大于 $0.2P_{om}$
2. 考虑到当 T_2 导通时， $-v_{CE2} \approx 0$ ，此时 v_{CE1} 具有最大值，且等于 $2V_{CC}$ ，因此有 $|V_{(BR)CEO}| > 2V_{CC}$
3. 通过功率BJT的最大集电极电流为 V_{CC}/R_L ，因此有 $I_{CM} \geq V_{CC}/R_L$

甲乙类互补对称功率放大电路

甲乙类电路的计算可近似用乙类电路的计算公式来计算。

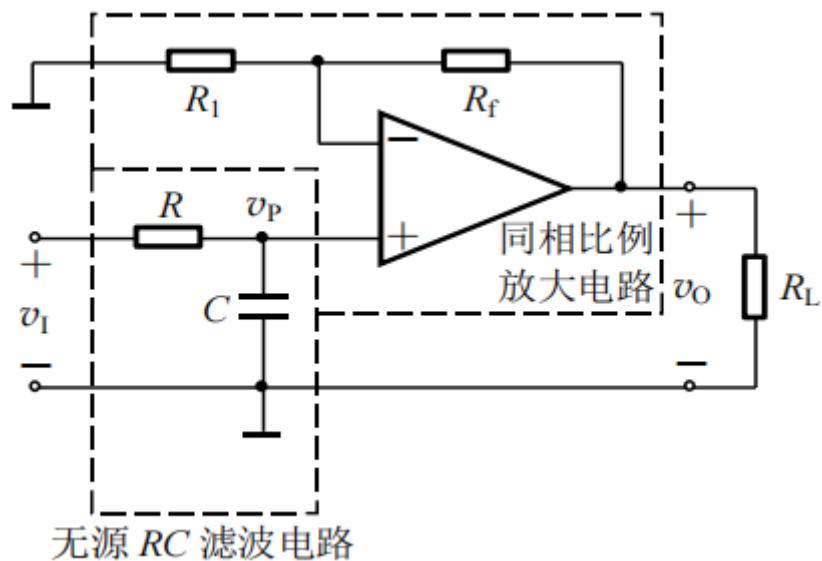
信号处理与信号产生电路

滤波电路的分类

- 低通 (LPF)
- 高通 (HPF)
- 带通 (BPF)
- 带阻 (BEF)
- 全通 (APF)

一阶有源滤波电路

低通滤波电路



传递函数：

$$A(s) = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{A_0}{1 + \frac{s}{\omega_c}}$$

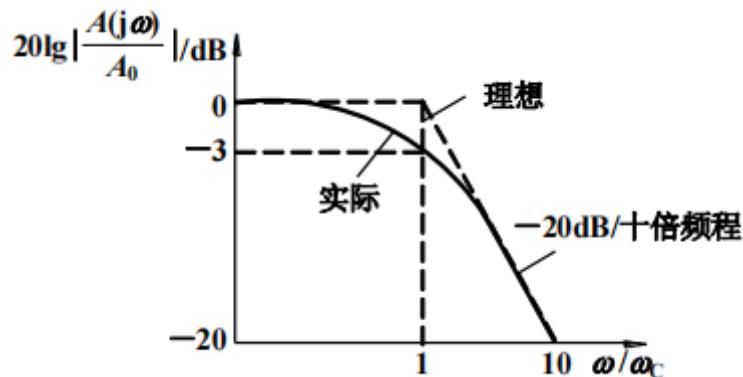
$$A_0 = 1 + \frac{R_f}{R_1} : \text{通带电压放大倍数}$$

$$\omega_c = \frac{1}{RC} : \text{特征角频率}$$

$$s = j\omega$$

幅频响应为：

$$|A(j\omega)| = \frac{A_0}{\sqrt{1 + (\frac{\omega}{\omega_c})^2}}$$

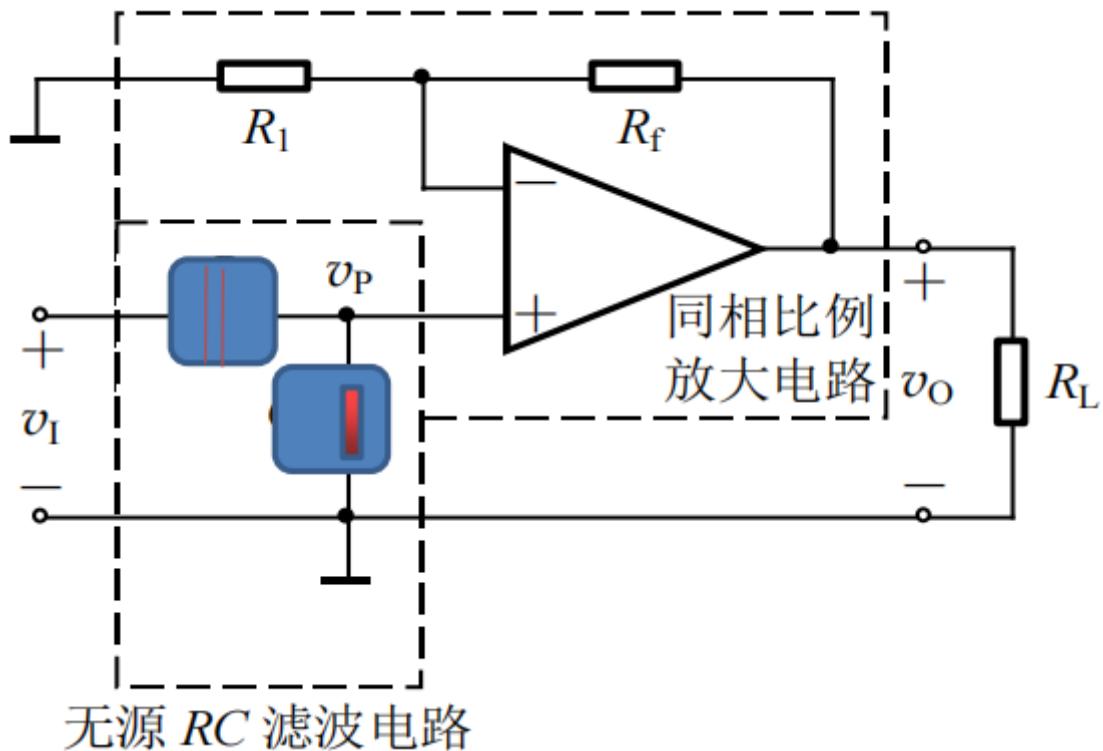


$-3dB$ 截止角频率 ω_H 的计算：当 $\omega = \omega_c$ 时，有

$$20 \lg \left| \frac{A(j\omega)}{A_0} \right| = 20 \lg \frac{1}{\sqrt{2}} = -3.01$$

则可以认为: $\omega_H = \omega_c$

高通滤波电路

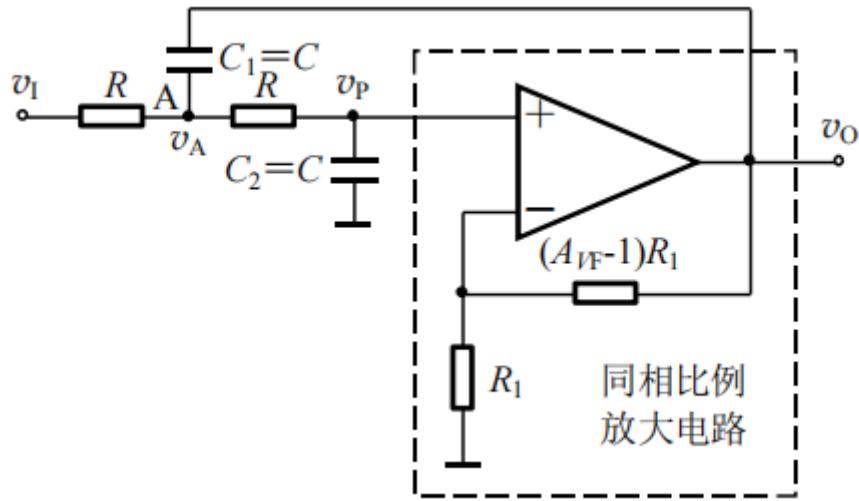


传递函数:

$$A(s) = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{A_0 \frac{s}{\omega_c}}{1 + \frac{s}{\omega_c}}$$

高阶有源滤波电路

二阶有源低通滤波电路



说明：电容 C_1 连接到输出端构成正反馈，以抵消电路在转折点的过快衰减，改善转角频率特性

传递函数：

$$A(s) = \frac{A_{VF}}{1 + (3 - A_{VF})sCR + (sCR)^2} = \frac{A_0\omega_c^2}{s^2 + \frac{\omega_c}{Q}s + \omega_c^2}$$

$$A_0 = A_{VF} = 1 + \frac{R_f}{R_1} : \text{通带增益}$$

$$Q = \frac{1}{3 - A_{VF}} : \text{等效品质因数}$$

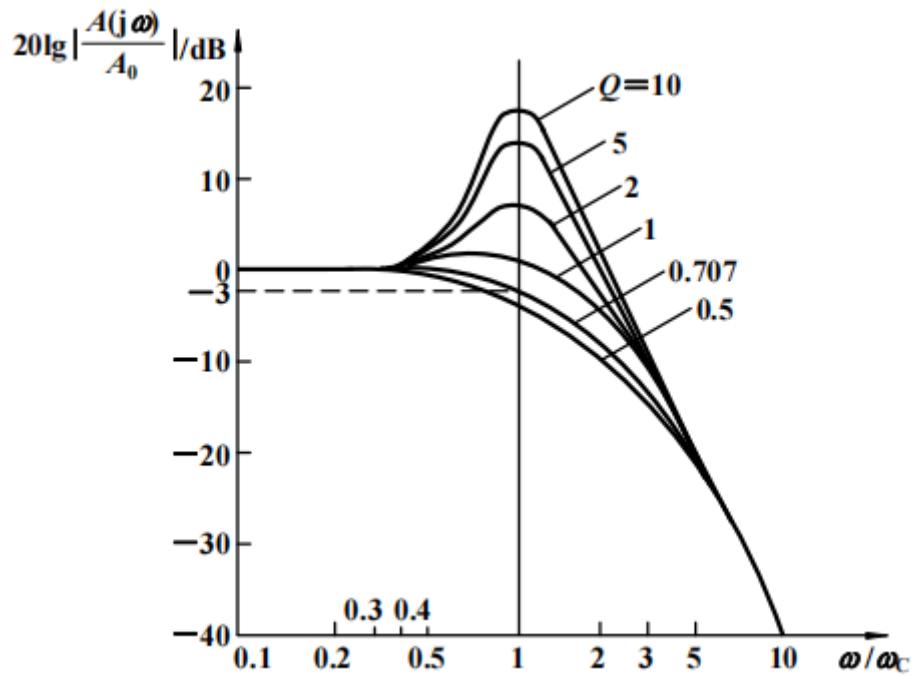
$$\omega_c = \frac{1}{RC} : \text{特征角频率}$$

说明 当 $3 - A_{VF} > 0$, 即 $A_{VF} < 3$ 时, 滤波电路才能稳定工作

幅频响应：

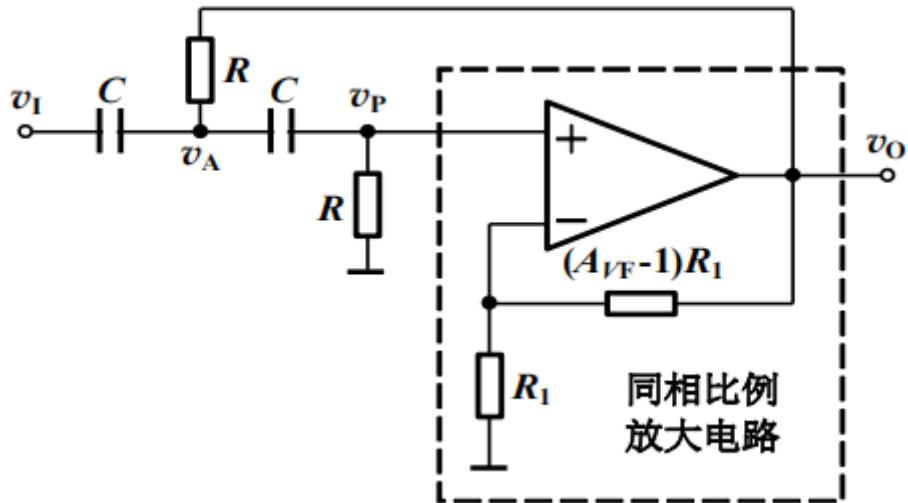
$$20 \lg \left| \frac{A(j\omega)}{A_0} \right| = 20 \lg \frac{1}{\sqrt{[1 - (\frac{\omega}{\omega_c})^2]^2 + (\frac{\omega}{\omega_c Q})^2}}$$

幅频响应曲线：



$Q = 0.707$ 对应的幅频响应曲线更接近理想特性

二阶有源高通滤波电路



传递函数：

$$A(s) = \frac{A_0 s^2}{s^2 + \frac{\omega_c}{Q}s + \omega_c^2}$$

幅频响应：

$$20 \lg \left| \frac{A(j\omega)}{A_0} \right| = 20 \lg \frac{1}{\sqrt{\left[\left(\frac{\omega_c}{\omega} \right)^2 - 1 \right]^2 + \left(\frac{\omega_c}{\omega Q} \right)^2}}$$

有源带通滤波电路

电路一般组成：

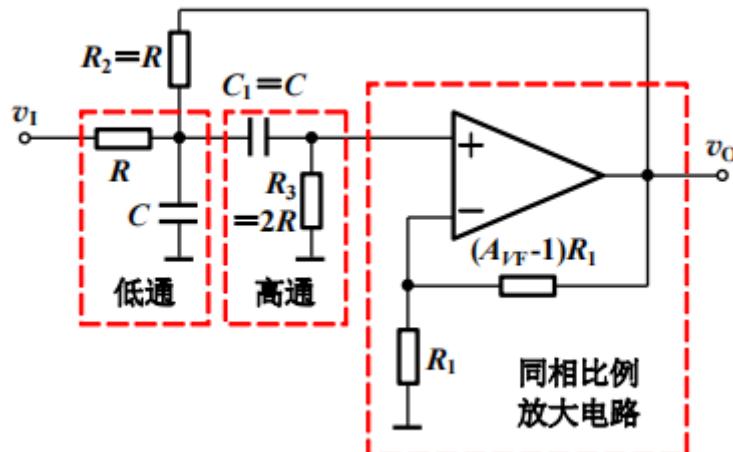
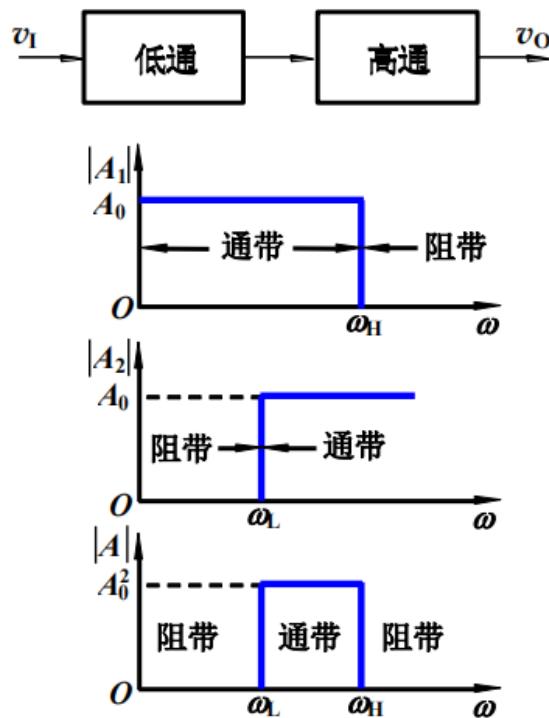
电路组成原理

可由低通和高通串联得到

$$\omega_H = \frac{1}{R_1 C_1} \quad \text{低通截止角频率}$$

$$\omega_L = \frac{1}{R_2 C_2} \quad \text{高通截止角频率}$$

必须满足 $\omega_L < \omega_H$



传递函数：

$$A(s) = \frac{A_0 \frac{s}{Q\omega_0}}{1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2}$$
$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

ω_0 既是特征角频率，也是带通滤波电路的中心角频率

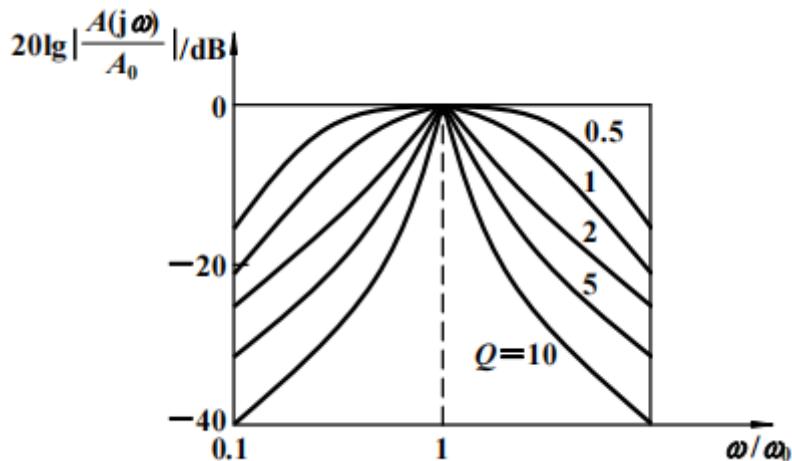
为方便记忆，二阶有源带通滤波电路的传递函数还可以写为如下形式：

$$A(s) = \frac{A_0 \frac{\omega_0}{Q} s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2}$$

可以知道，假设传递函数的分子形式为： $A_0 \cdot X$ ，则有：

- $X = s^2 \Rightarrow$ 高通
- $X = \frac{\omega_0}{Q} s \Rightarrow$ 带通
- $X = \omega_0^2 \Rightarrow$ 低通
- $X = s^2 + \omega_0^2 \Rightarrow$ 带阻

幅频响应曲线：



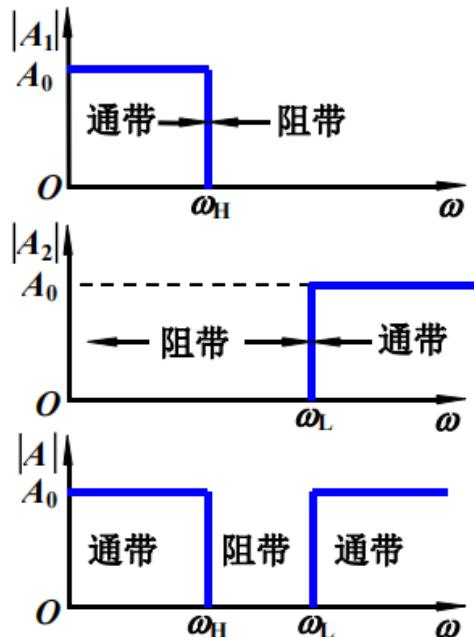
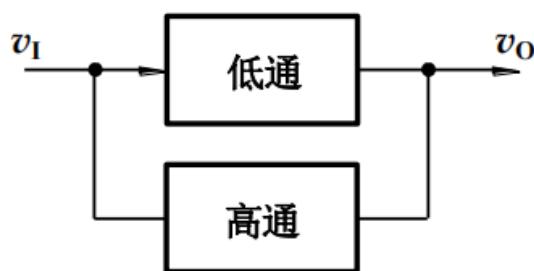
带通滤波电路的通带宽度：

$$BW = \frac{\omega_0}{2\pi Q} = \frac{f_0}{Q}$$

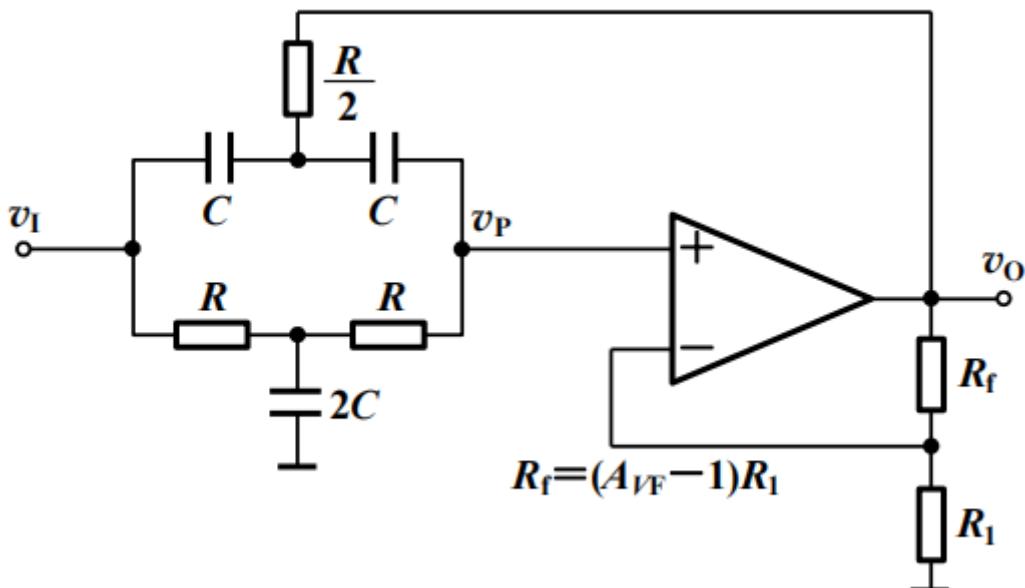
二阶有源带阻滤波电路

可由低通和高通并联得到

必须满足 $\omega_L > \omega_H$



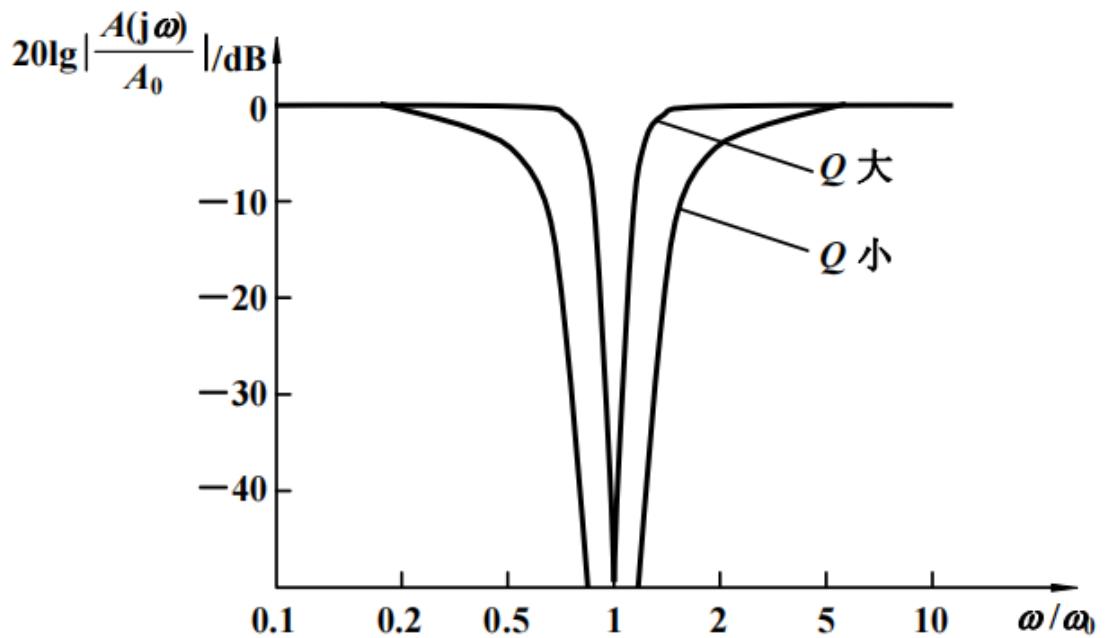
双T带阻滤波电路



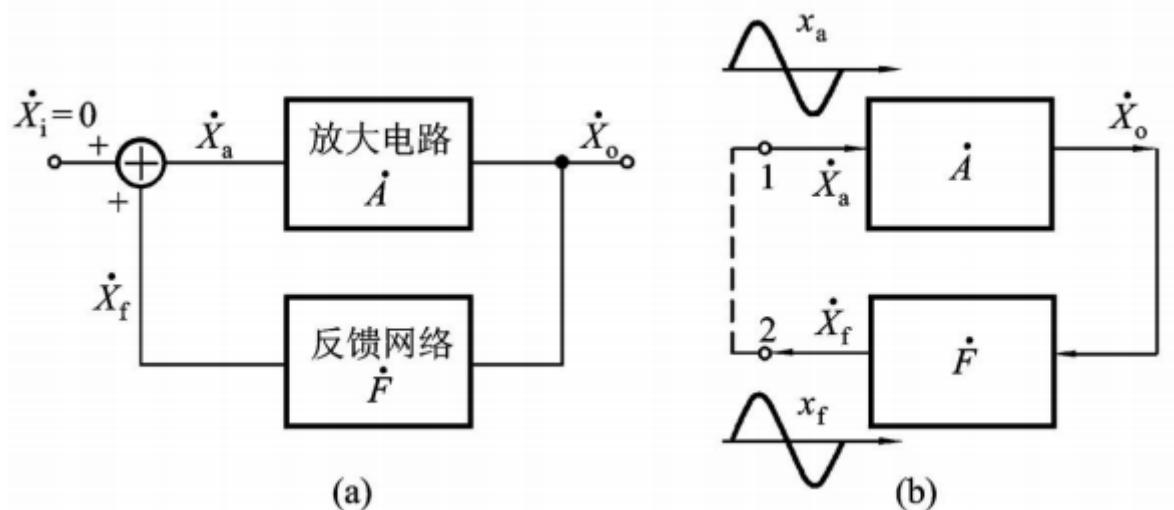
传递函数：

$$A(s) = \frac{A_0(s^2 + \omega_0^2)}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}$$

幅频特性：



正弦波振荡电路的振荡条件



振荡（维持）条件：

$$A(\omega) \cdot F(\omega) = 1 \quad \text{振幅平衡条件}$$

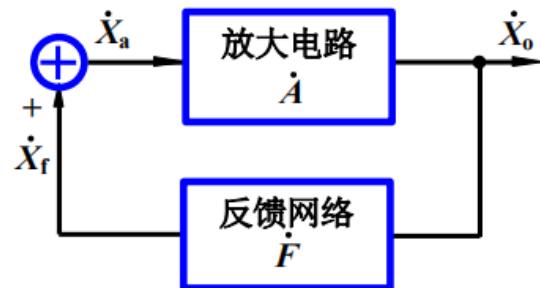
$$\phi_a(\omega) + \phi_f(\omega) = 2n\pi \quad \text{相位平衡条件}$$

起振条件：

$$\begin{cases} A(\omega) \cdot F(\omega) > 1 & (\text{一般认为 } A > 3) \\ \phi_a(\omega) + \phi_f(\omega) = 2n\pi \end{cases}$$

振荡电路基本组成部分

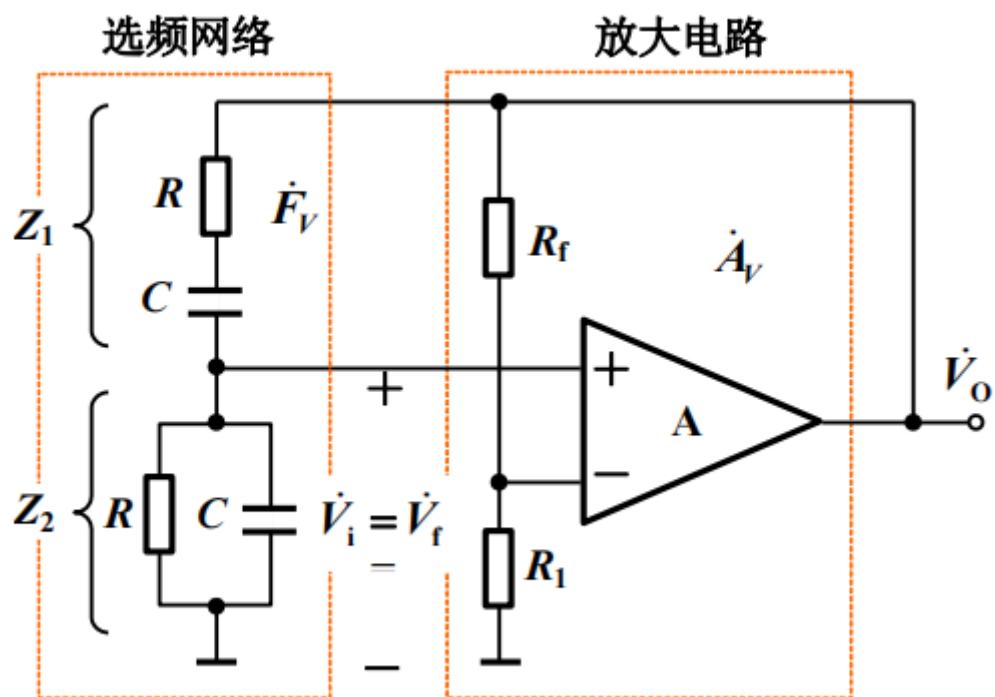
- ▶ 放大电路 (包括负反馈放大电路)
- ▶ 反馈网络 (构成正反馈的)
- ▶ 选频网络 (选择满足相位平衡条件的一个频率。经常与反馈网络合二为一。)
- ▶ 稳幅环节



RC正弦波振荡电路

RC桥式振荡电路

电路组成



选频特性

反馈系数:

$$\dot{F}_V = \frac{1}{3 + j(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega})}$$

幅频响应:

$$F_V = \frac{1}{\sqrt{3^2 + (\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega})^2}}$$

相频响应:

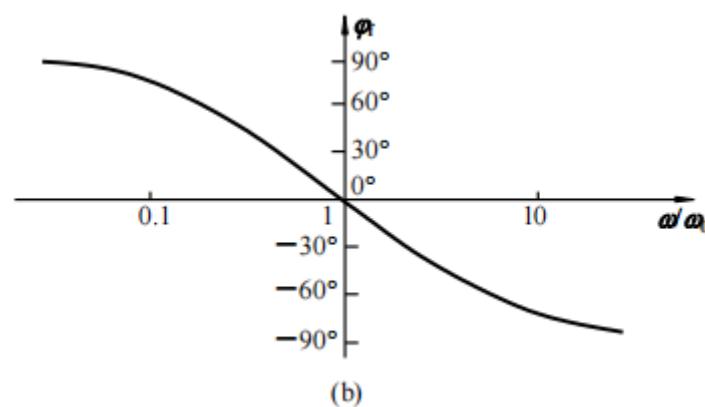
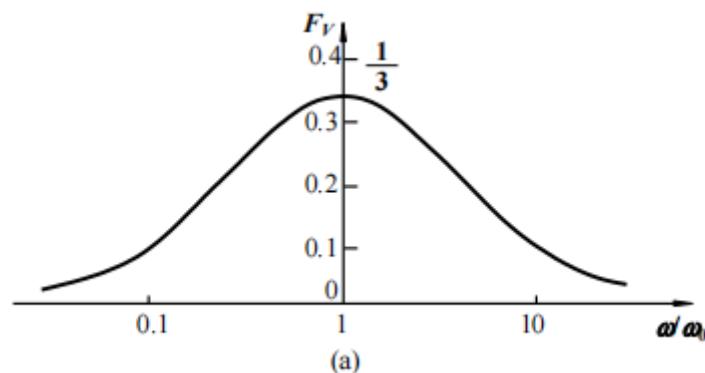
$$\phi_f = -\arctan \frac{\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)}{3}$$

当 $\omega = \omega_0 = \frac{1}{RC}$ 或 $f = f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ 时, 幅频响应有最大值:

$$F_{Vmax} = \frac{1}{3}$$

相频响应:

$$\phi_f = 0$$



工作原理



3. 振荡电路工作原理

当 $\omega = \omega_0 = \frac{1}{RC}$ 时, $\varphi_f = 0$

断开环路某一点, 用瞬时极性法判断可知, 电路满足相位平衡条件: $\varphi_a + \varphi_f = 2n\pi$

此时若放大电路的电压增益为 $A_V = 1 + \frac{R_f}{R_1} = 3$

则振荡电路满足振幅平衡条件 $A_V F_v = 3 \times \frac{1}{3} = 1$

电路可以输出频率为 $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ 的正弦波

RC正弦波振荡电路一般用于产生频率低于 1 MHz 的正弦波

起振时, $A_v = 1 + \frac{R_f}{R_1}$ 需略大于 3, 达到平衡状态时,

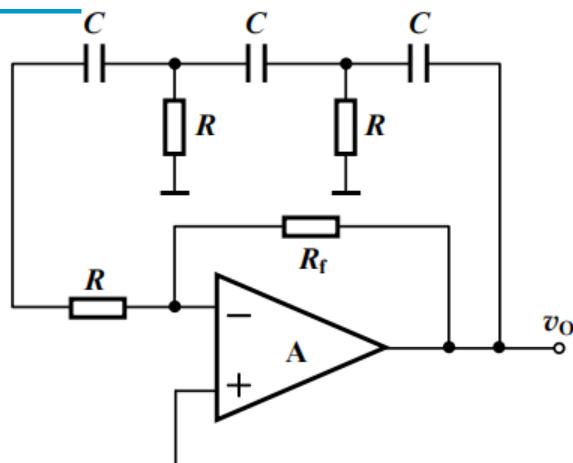
$$A_v = 3, F_v = \frac{1}{3} \quad (\omega = \omega_0 = \frac{1}{RC})$$

注意 此时的 F_v 表示正反馈

移相式正弦波振荡电路

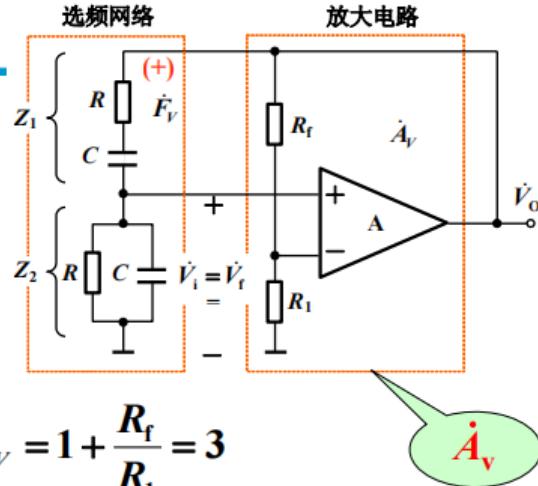
每节 RC 电路相移小于 90°

当相位移接近 90° 时,
 R 两端电压接近零, 所以,
两节 RC 电路组成的反馈网络
(兼选频网络) 很难既
满足相位条件, 又满足幅
值条件。



采用 3 节 RC 移相电路, 在特定频率 f_0 下移相 180° , 加上放大电路产生的 180° 相移则满足相位平衡条件。

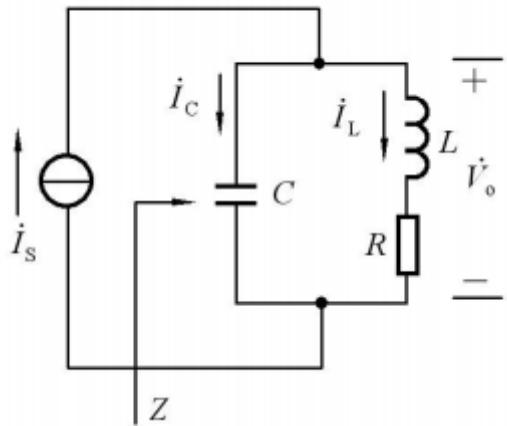
只要适当调节 R_f 的值, 使 A_V 适当, 便可满足振幅条件, 产生正弦振荡。



LC正弦波振荡电路

LC并联选频网络

并联谐振回路



等效阻抗：

$$Z = \frac{L/C}{R + j(\omega L - \frac{1}{\omega C})}$$

(一般有 $R \ll \omega L$)

电路谐振条件：

$$\omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

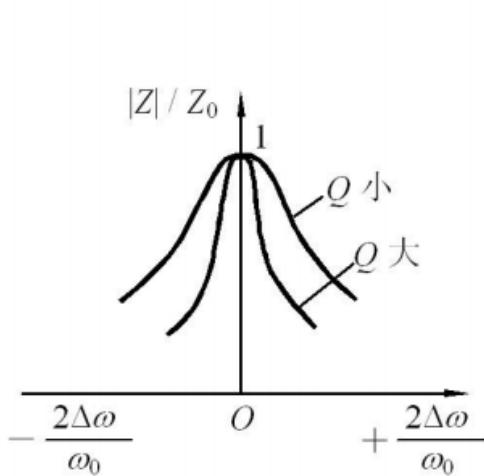
ω_0 : 谐振频率

谐振时，等效阻抗最大：

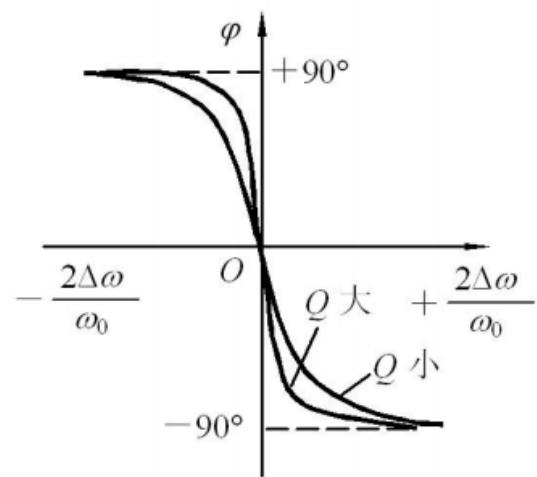
$$Z_0 = \frac{L}{RC} = Q\omega_0 L = \frac{Q}{\omega_0 C}$$

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 RC} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (\text{品质因数})$$

阻抗频率响应



(a) 幅频响应



(b) 相频响应

变压器反馈式LC振荡电路

三点式LC振荡电路

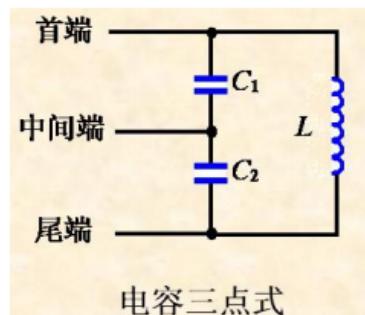
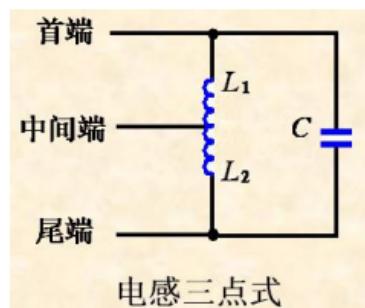
三点式LC并联电路

仍然由 LC 并联谐振电路构成选频网络

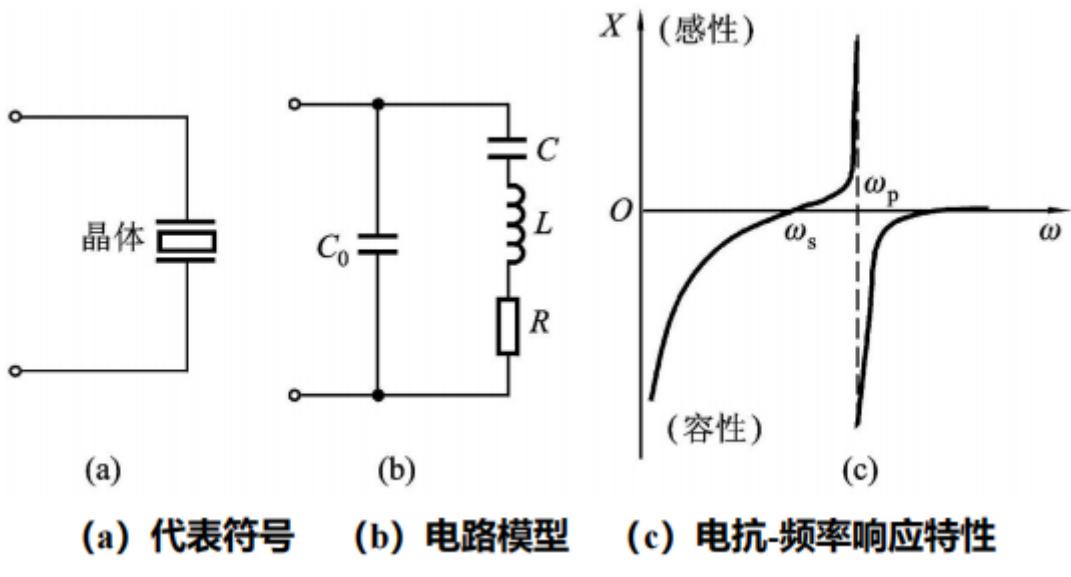
中间端的瞬时电位一定在首、尾端电位之间。

三点的相位关系

- A. 若中间点交流接地，则首端与尾端相位相反。
- B. 若首端或尾端交流接地，则其他两端相位相同。



石英晶体振荡电路



- 串联谐振：

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

此时晶体等效阻抗为纯阻性

- 并联谐振：

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \sqrt{1 + \frac{C}{C_0}} = f_s \sqrt{1 + \frac{C}{C_0}}$$

由于 \$C \ll C_0\$，所以 \$f_s, f_p\$ 很接近

石英晶体的基本特性与等效电路

实际使用时外接一小电容 \$C_s\$

则新的谐振频率为

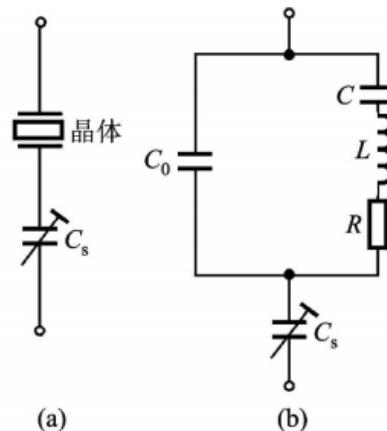
$$f'_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \sqrt{1 + \frac{C}{C_0 + C_s}} = f_s \sqrt{1 + \frac{C}{C_0 + C_s}}$$

由于 \$C \ll C_0 + C_s\$

$$f'_s = f_s \left[1 + \frac{C}{2(C_0 + C_s)} \right]$$

由此看出 \$C_s \rightarrow 0\$ 时，\$f'_s = f_p\$；\$C_s \rightarrow \infty\$ 时，\$f'_s = f_s\$

调整 \$C_s\$ 可使 \$f'_s\$ 在 \$f_s\$ 和 \$f_p\$ 之间变化



关于品质因数Q

Q值越高，选频特性越好，频率越稳定。

- LC振荡电路：Q的量级为100
- 石英晶体振荡电路：Q大致在 $10000 \sim 500000$ 范围内

非正弦信号产生电路

电压比较器（大题）

关于电压比较器的几点结论：

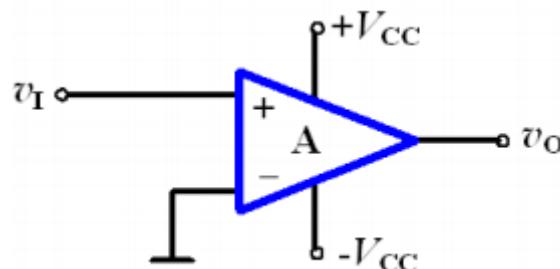
1. 用于电压比较器的运放，通常工作在开环或正反馈状态和非线性区，其输出电压只有高电平 V_{OH} 和低电平 V_{OL} 两种情况
2. 一般用电压传输特性来描述输出电压和输入电压的函数关系
3. 电压传输特性的三个要素是输出电压的高、低电平，门限电压和输出电压的跳变方向。令 $v_P = v_N$ ，所求出的 v_I 就是门限电压； v_I 等于门限电压时，输出电压的跳变方向取决于输入电压作用于同相输入端还是反向输入端

单门限电压比较器

特点：

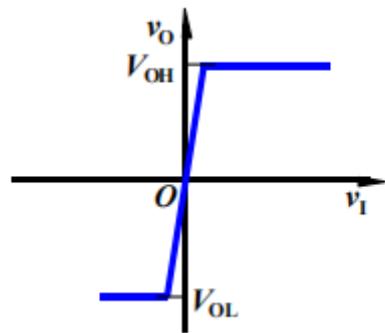
- 开环，虚短不成立
- 增益 $A_0 > 10^5$
- $-V_{EE} \leq v_o \leq +V_{CC}$

过零比较器

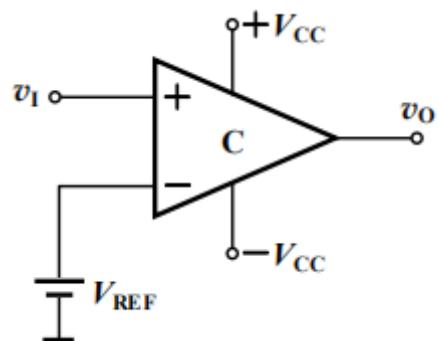


- $v_I > 0$ 时， $v_{Omax} = +V_{CC}$
- $v_I < 0$ 时， $v_{Omax} = -V_{EE}$

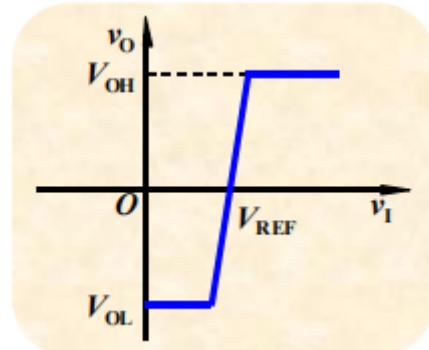
电压传输特性：



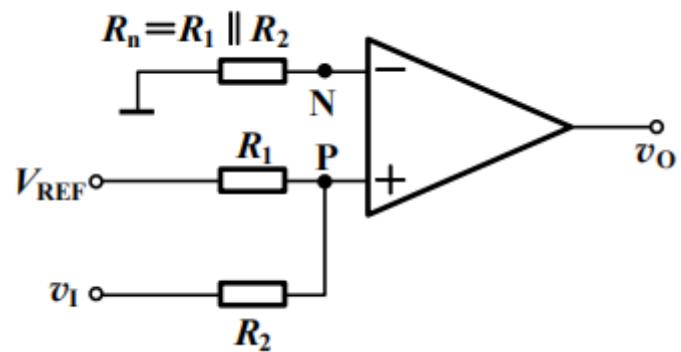
门限不为零的比较器



电压传输特性：



另一种形式的门限非零比较器：



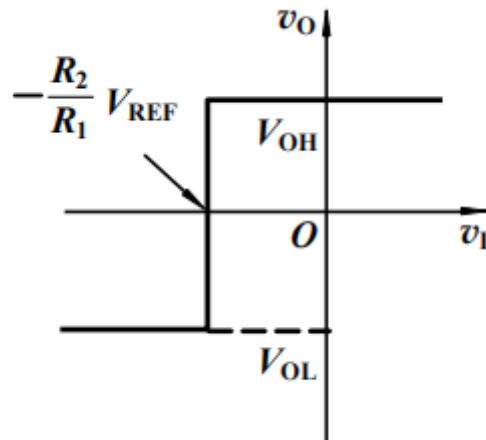
由叠加原理得：

$$v_P = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{REF} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_I$$

输出电压发生跳变时, $v_P = v_N = 0$, 则有门限电压:

$$V_T = -\frac{R_2}{R_1} V_{REF}$$

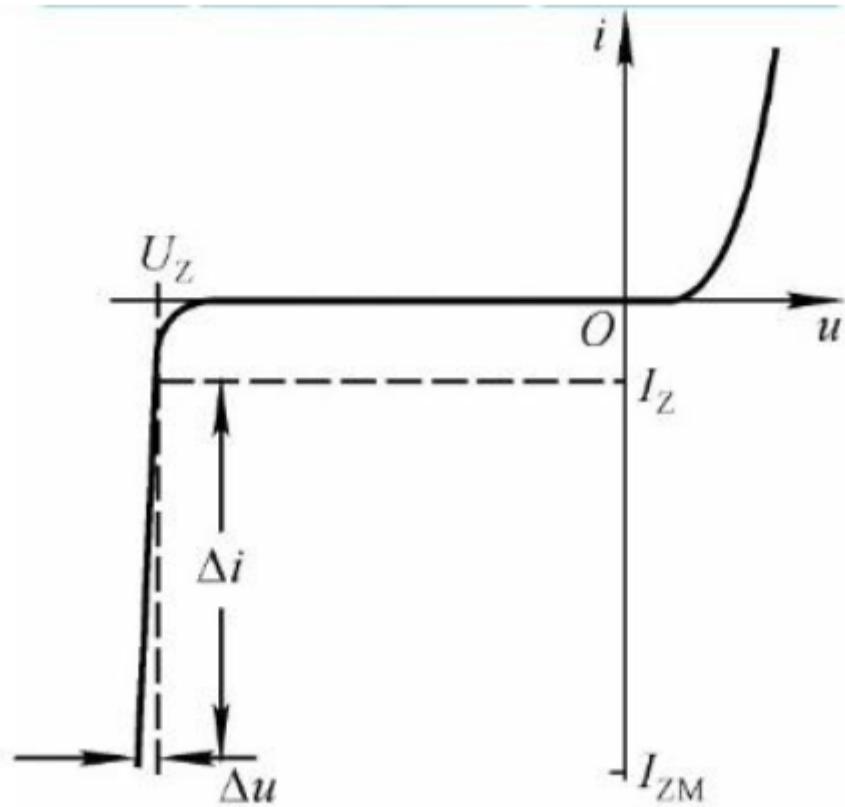
其电压传输特性如下:



注意 当输入加到运放同相端时, 电压传输特性类似上图的形式 (突变处曲线斜率为正); 反之, 当输入加到运放反相端时, 电压传输特性与上图相反

稳压二极管的工作原理

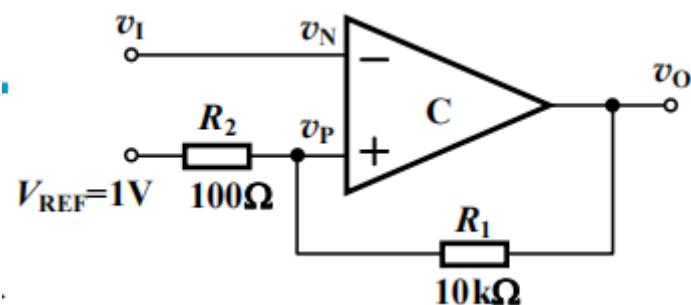
如图是稳压二极管伏安特性曲线图, 利用二极管的反向工作特性。当反向电压达到稳定值 U_Z 时, 稳压二极管两端电压基本保持不变。



稳压管的符号（红色标出的为常用符号）：



迟滞比较器（双门限比较器，施密特比较器）



传输特性：

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{T+} = \frac{R_1 V_{REF}}{R_1 + R_2} + \frac{R_2 V_{OH}}{R_1 + R_2} \\ V_{T-} = \frac{R_1 V_{REF}}{R_1 + R_2} + \frac{R_2 V_{OL}}{R_1 + R_2} \end{array} \right.$$

上门限电压

下门限电压

回差电压

$$\Delta V_T = V_{T+} - V_{T-} = \frac{R_2 (V_{OH} - V_{OL})}{R_1 + R_2}$$



10.8.1 电压比较器

2. 迟滞比较器

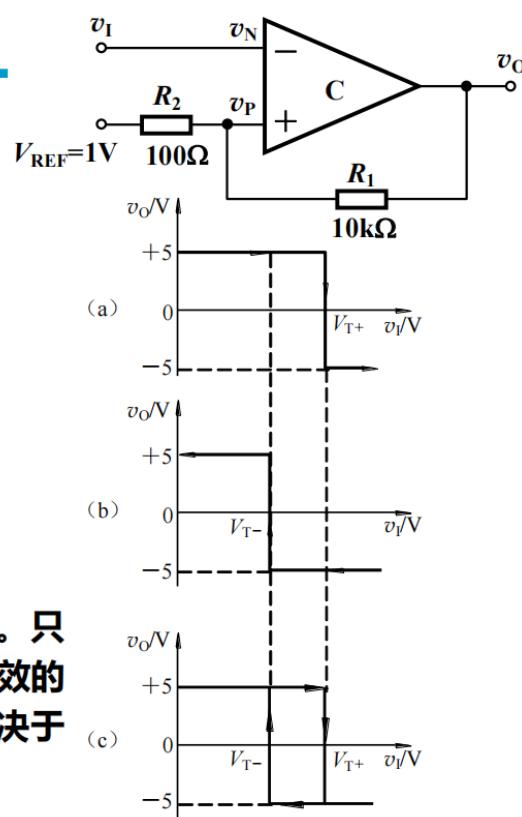
(3) 传输特性

$$V_{T+} = \frac{R_1 V_{REF}}{R_1 + R_2} + \frac{R_2 V_{OH}}{R_1 + R_2}$$

$$V_{T-} = \frac{R_1 V_{REF}}{R_1 + R_2} + \frac{R_2 V_{OL}}{R_1 + R_2}$$

(4) 分析要点

- 门限电压与输出电压有关
- 任何时刻只有一个门限电压有效
- 当输入介于两门限之间时输出不变。只有当输入高于有效的上门限或低于有效的下门限时，输出才翻转。翻转方向取决于输入输出的相位关系。



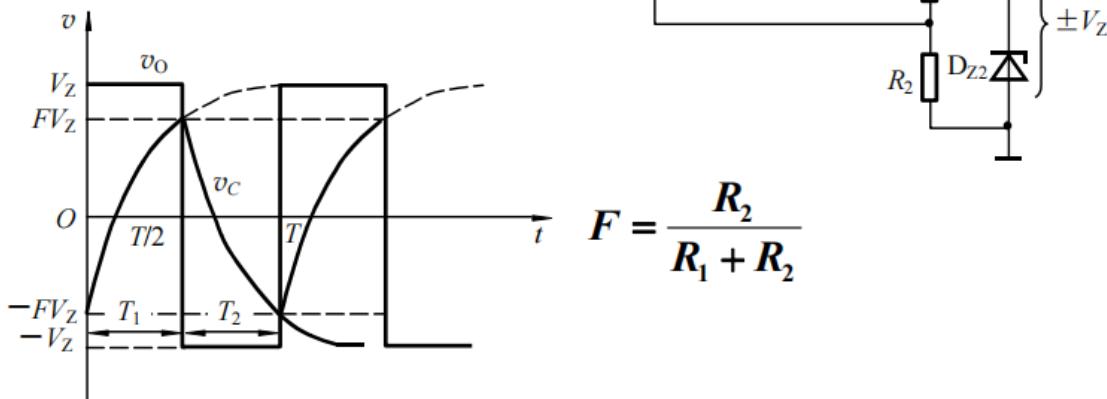
工作特点：输入电压由小变大时，输出电压在上门限电压发生翻转；输入电压由大变小时，输出电压在下门限电压发生翻转

方波产生电路

工作原理

由于迟滞比较器中正反馈的作用，电源接通后瞬间，输出便进入饱和状态。

假设为正向饱和状态



注意 稳压管和运放输出端之间要接一个电阻

锯齿波产生电路



10.8.3 锯齿波产生电路

充放电时间常数不同

