



电路分析基础—— 总复习

梁福田 ftliang@ustc.edu.cn

2026. 6. 12





- 考试科目：电子技术基础
- 考试时间：2026-06-? 8:30~10:30
- 考试地点：?
- 考试形式：闭卷



内容纲要（电路分析基础）

- 1, 2, 3
 - 1个假设：集总
 - 2类约束：拓扑约束，元件约束
 - 3大基本方法：叠加、分解、变换域
- 基尔霍夫定律：KCL, KVL
- 基本元件：电阻、电容、电感、电源、受控源
- 经验累计的方法：网孔法，节点法、三要素法
- 原理、定理：叠加，置换，戴维南/诺顿
- 一(二)阶电路
- 相量法



内容纲要（模拟电路，超梗概）

- 元件物理：二极管 (PN 节)，三极管 (BJT, FET)
- 放大电路：
 - 基础元件共极放大
 - 集成电路放大
 - 反馈放大
- 应用
 - 运算放大器，功能实例
 - 信号调理



总论和电阻电路 分析

第一篇



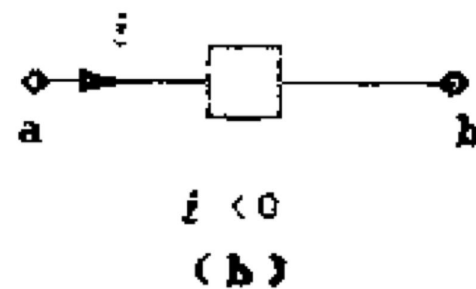
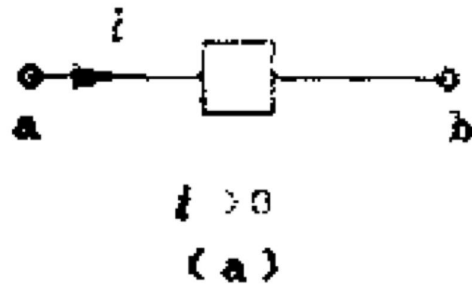


集总电路中电压、电流的约束关系

- 基本理想元件有三种：只消耗能量的**电阻元件**，只储存电场能量的**电容元件**和只存储磁场能量的**电感元件**。
- **电源元件**：电压源、电流源、受控源元件。
- 由理想元件即集总元件组成的电路图称为电路模型。
- 用集总元件表征电路，**要求**器件和电路的尺寸远小于正常工作频率所对应的波长，否则要用分布参数来表征。

电流及参考方向

- 支路电流：单位时间通过支路的电荷量叫做支路电流，其大小为： $i=dq/dt$ ，规定电流方向为正电荷运动的方向。
- 电流参考方向：预先假定的正方向，用箭头表示。参考方向可以任意假设，如果算出的电流为正，说明真实方向与参考方向相同，为负，说明实际方向与参考方向相反。





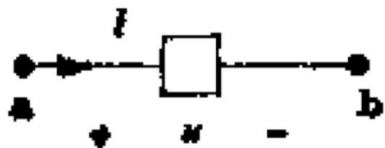
电压及参考方向

- 支路电压：支路两端的电位差称为支路电压，其大小为单位正电荷由支路的一端a移动到另一端b所获得或失去的能量。
 $u=dw/dq$ 。
- 电压的参考极性用“+”、“-”号表示，“+”号表示高电位，“-”号表示低电位。
- 电压u为正时，表示真实极性与参考极性相同，即a点电位高，b点电位低。为负时，真实极性与参考极性相反，即a点电位低，b点电位高。

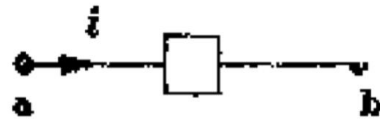


电流/电压的关联参考方向

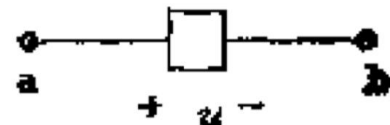
- 关联参考方向：电流参考方向与电压参考极性相一致的方向。规定电流参考方向由电压参考极性的“+”端流向“-”端。
- 如果采用关联参考方向，在图上只需标出电流参考方向，或只标出电压参考极性。



(a)



(b)



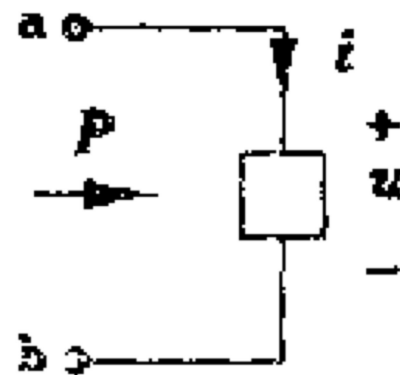
(c)

功率及参考方向

- 功率：单位时间内吸收的电能，能量的变化率为功率

$$p(t) = \frac{dw}{dt} = \frac{udq}{dt} = ui$$

- 电流、电压取一致的参考方向，功率取进入电路部分为参考方向， $p(t) > 0$ ，说明真实方向与参考方向一致，即吸收功率。 $p(t) < 0$ ，说明真实方向与参考方向相反，即放出功率。





基尔霍夫电流定律KCL

- 对任一集总电路中的任一节点，在任一时刻，流出(或流入)该节点的所有支路电流的代数和为零。即

$$\sum_{k=1}^K i_k = 0$$

- (1) 遵循电荷守恒法则，是电流连续性的体现。
- (2) 与元件性质无关，是对支路电流所加的约束。
- (3) 不仅适合节点，也适合闭合面。



基尔霍夫电压定律KVL

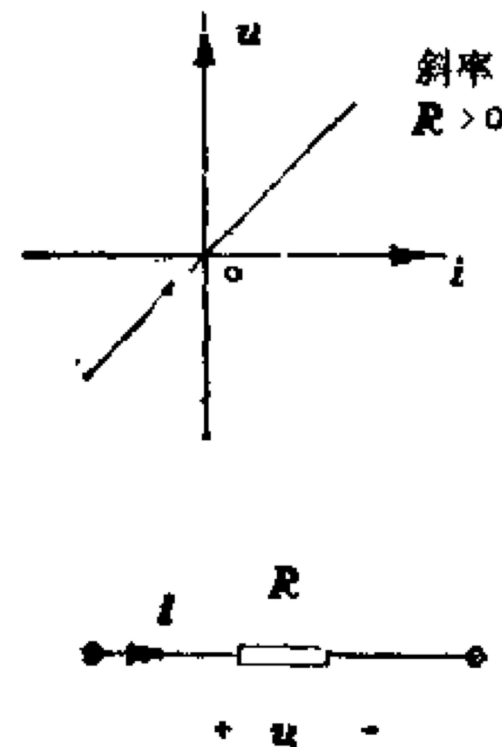
- 基尔霍夫电压定律 KVL：对于任一集总电路中的任一回路，在任一时刻，沿回路的所有支路电压降的代数和为零。
即

$$\sum_{k=1}^K u_k = 0$$

- (1) 遵循能量守恒法则，单位正电荷由回路的某点出发，绕行一周又回到该点，获得或失去的总能量为零。
- (2) 与元件性质无关，是对支路电压所加的约束。

VCR-电阻元件

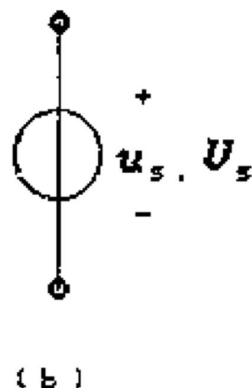
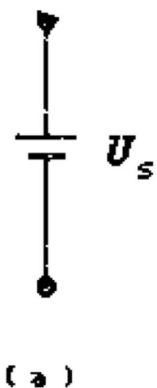
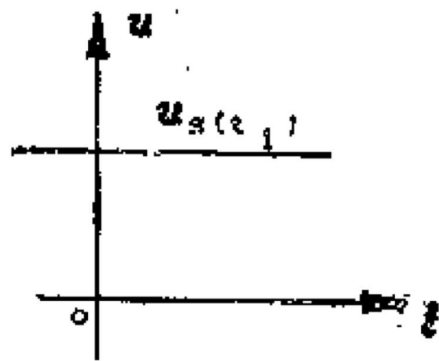
- 任何一个二端元件，如果在任一时刻的电压 $u(t)$ 和电流 $i(t)$ 之间的关系可以由 $u-i$ 平面上一条曲线所决定，此二端元件称为**电阻元件**。
- 如果特性曲线是过原点的一条直线，则为线性电阻，否则为非线性电阻。
- 如果特性曲线不随时间而变化，称为非时变电阻，否则称为时变电阻。
- 如取关联参考方向，则



$$u(t) = Ri(t)$$

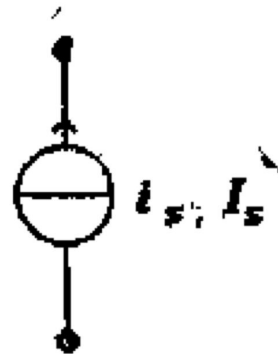
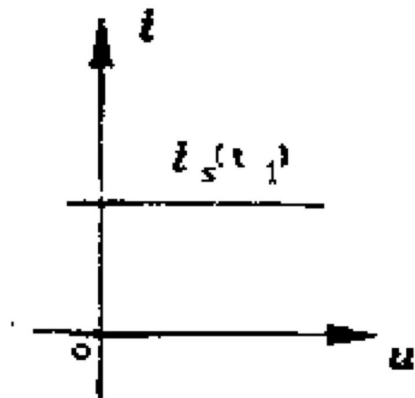
VCR-电压源

- 元件两端供出定值电压 U_s 或是时间函数 $u_s(t)$ ，称为理想电压源，简称**电压源**。
- 两个基本性质：
 - 两端供出定值的电压 U_s 或是时间函数 $u_s(t)$
 - 流过电压源的电流为不定值，其大小由外电路决定。



VCR-电流源

- 元件两端供出定值电流 I_s 或是时间函数 $i_s(t)$ ，称为理想电流源，简称**电流源**。
- 两个基本性质：
 - 两端供出定值电流 I_s 或是时间函数 $i_s(t)$
 - 电流源两端的电压为不定值，其大小由外电路决定。



受控源

- 受电路中由其他支路电压或电流控制的电压源或电流源称为**受控源**。
- 受控源不能作为电路的激励，受控源是四端(双端口)元件，它含有两条支路：一条控制支路，一条受控支路。
- 在求解含受控源电路中的电压、电流时，可先把受控源作为独立源处理，再确定受控量与控制量的关系。在化简电路时，**不要把控制量化掉**。



支路电流法与支路电压法

- 根据两类约束可以列出求解支路电流和支路电压的独立方程。
 - 由KCL列出 $n-1$ 个独立节点电流方程(n 是节点数)。
 - 由KVL列出 $b-(n-1)$ 个独立回路电压方程(b 是支路数)。
 - 由元件的VCR得到 b 条支路的电压电流关系。

线性电路的比例性和叠加定理

- **比例性** 在单激励的线性电路中，激励增大多少倍，响应也增大相同的倍数。
- **叠加定理** 在任何由线性电阻、线性受控源及独立电源组成的电路中，每一元件的电流和电压可以看成是各个独立电源单独作用于电路时，在该元件上所产生的电流或电压的代数和。
- 叠加定理只适用于线性电路
- 独立源可以单独作用，受控源不能单独作用，独立源单独作用时，受控源应和电阻一样予以保留。
- 叠加定理是指各个电源单独作用时，在元件上产生的电流或电压的**代数和**，要注意电流的方向和电压的极性。
- **求元件上的功率不能用叠加。**

网孔分析法

- 网孔电流是一组完备的独立电流变量。一个平面电路共有 $b-(n-1)$ 个网孔，它的线性组合可以表示出所有的支路电流。

$$R_{11}i_{m1} + R_{12}i_{m2} + \cdots + R_{1m}i_{mm} = u_{s11}$$

$$R_{21}i_{m1} + R_{22}i_{m2} + \cdots + R_{2m}i_{mm} = u_{s22}$$

.....

$$R_{m1}i_{m1} + R_{m2}i_{m2} + \cdots + R_{mm}i_{mm} = u_{smm}$$

- R_{ii} 为网孔 i 自电阻，为网孔 i 内所有电阻之和。
- R_{ij} 为网孔 i 与网孔 j 的互电阻，当两网孔电流的方向相同时为正，反之为负。
- u_{sii} 为网孔 i 中电源电压升的代数和。

节点分析法

- 节点电压是一组完备的独立电压变量。各支路电压都能由节点电压表示。

$$\mathbf{G}_{11}\mathbf{u}_{n1} + \mathbf{G}_{12}\mathbf{u}_{n2} + \cdots + \mathbf{G}_{1(n-1)}\mathbf{u}_{n(n-1)} = \mathbf{i}_{s11}$$

$$\mathbf{G}_{21}\mathbf{u}_{n1} + \mathbf{G}_{22}\mathbf{u}_{n2} + \cdots + \mathbf{G}_{2(n-1)}\mathbf{u}_{n(n-1)} = \mathbf{i}_{s22}$$

.....

$$\mathbf{G}_{(n-1)1}\mathbf{u}_{n1} + \mathbf{G}_{(n-1)2}\mathbf{u}_{n2} + \cdots + \mathbf{G}_{(n-1)(n-1)}\mathbf{u}_{n(n-1)} = \mathbf{i}_{s(n-1)(n-1)}$$

- \mathbf{G}_{ii} 为节点 i 的自电导：节点上所有电导的总和。
- \mathbf{G}_{ij} 为节点 i 与节点 j 的互电导：两节点公共电导的负值。
- \mathbf{i}_{si} 为流入节点 i 的电源电流的代数和。
- \mathbf{u}_{ni} 为第 i 个节点电压变量。

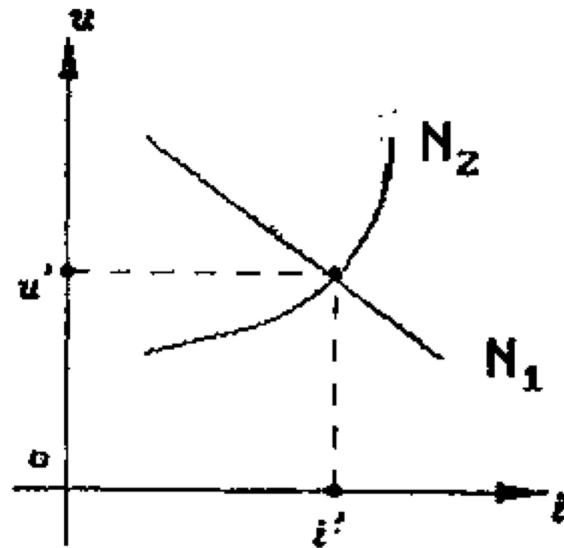
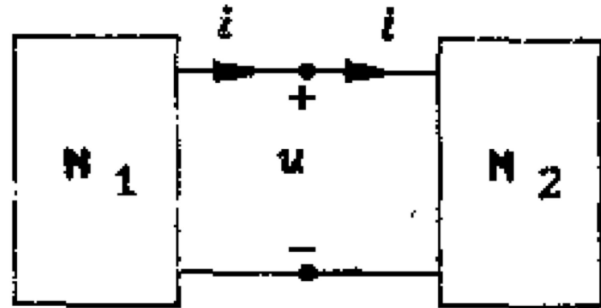
分解方法及单口网络

- 网络分解分析法
- 求单口网络的伏安关系
- 置换定理
- 单口网络等效电路
- 一些简单的等效变换法则和公式
- 戴维南定理和诺顿定理
- 最大功率传递定理
- T形网络与 Π 形网络的等效变换



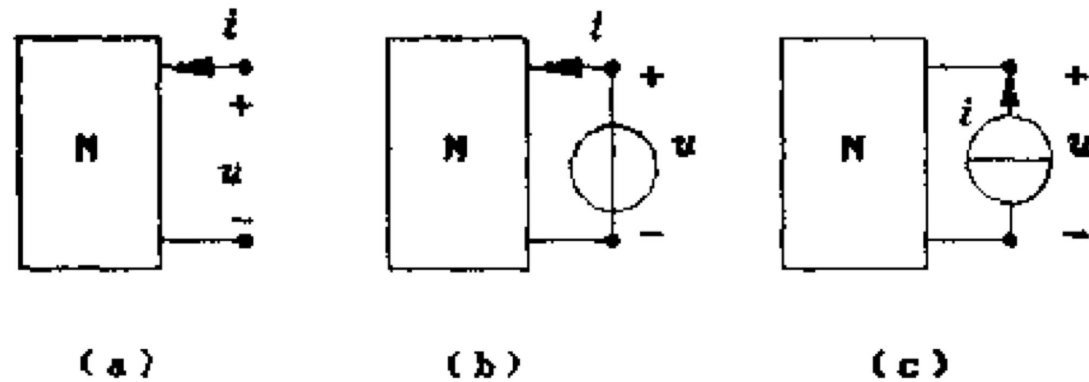
网络分解分析法

- 将一个电路分解为两个相联的单口网络 N_1 和 N_2 ，按设定的端口电压 u 和电流 i 变量，分别求出 N_1 和 N_2 的伏安关系。解联立得两个伏安关系方程，得到端口响应值 u' 和 i' 。



求单口网络的伏安关系

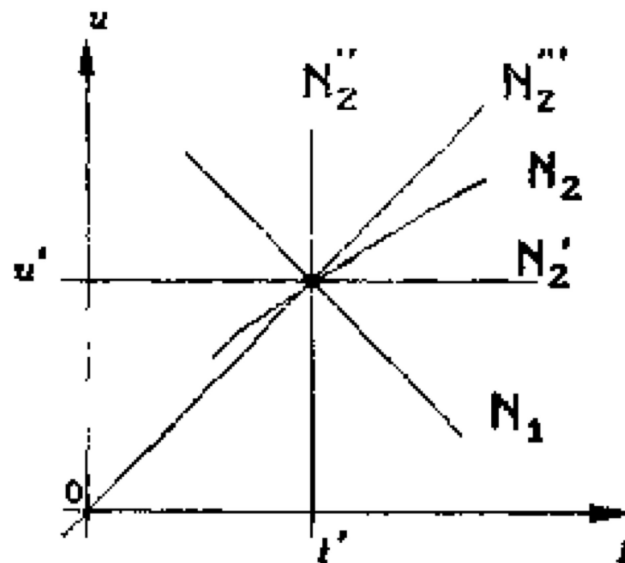
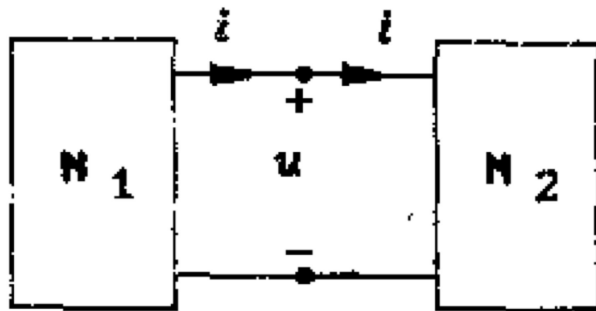
- 按设定的参考方向，将单口网络的端口变量电压 u 和电流 i 之一设为激励源，联接在端口上，将另一变量设为变量。





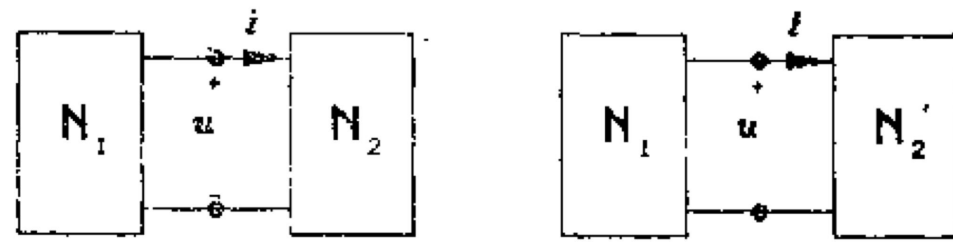
置换定理

- 将一个电路分解为两个相联的单口网络 N_1 和 N_2 ，设已知端口响应值 u' 和 i' ，可将其中一个单口网络置换为一个新的单口网络，只须其伏安关系方程满足此 u' 和 i' 响应值。



单口网络的等效电路

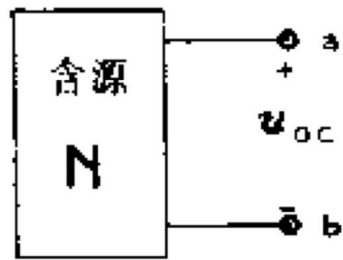
- 两个结构不同，而伏安关系相同的单口网络互为等效单口网络。
- 将一个电路分解为两个相联的单口网络 N_1 和 N_2 ，将其中一个单口网络(N_2)变换为等效的新单口网络 N_2' ，变换后电路的端口响应以及另一个单口网络(如 N_1)中的各响应必须与原电路中对应的响应相同。



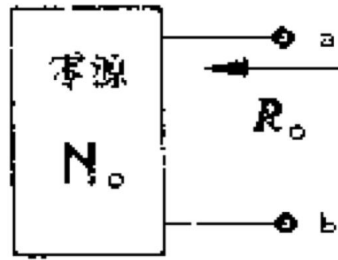


戴维南定理

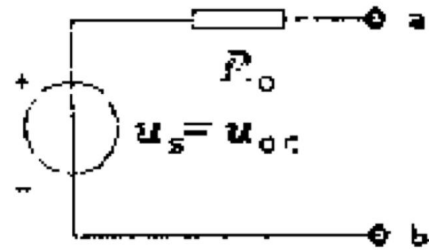
- 单口网络可等效为一个电压源串联一个电阻。等效电压源电压 u_s 取为令原单口网络端口开路时的电压值，且取为与 u_{oc} 顺向的电压极性。等效电阻 R_o 取为令原单口网络内部激励源皆为零时的等效电阻值。



(a)



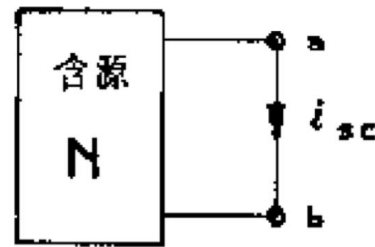
(b)



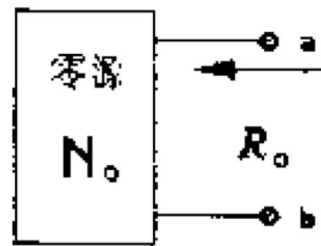
(c)

诺顿定理

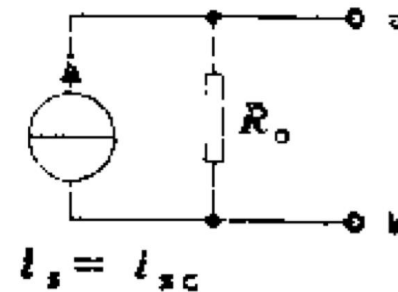
- 单口网络可等效为一个电流源并联一个电阻。等效电流源电流 i_s 取为令原单口网络端口短路时的电流值 i_{sc} ，且取为与 i_{sc} 顺向的电流绕向。等效电阻 R_o 取为令原单口网络内部激励源皆置零时的等效电阻值。



(a)



(b)



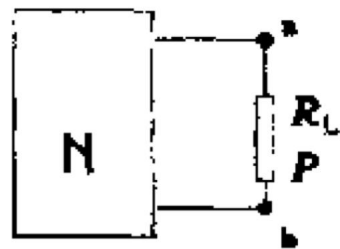
(c)

(c)

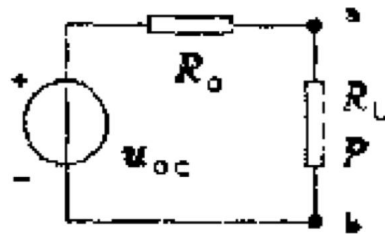
最大功率传递定理

- 当负载电阻满足

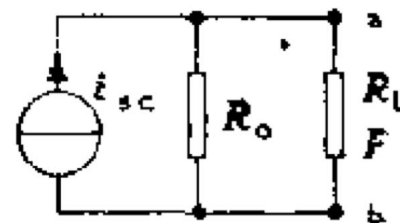
$$R_L = R_o$$
$$P_{\max} = \frac{u_{oc}^2}{4R_o}$$
$$= \frac{i_{sc}^2 R}{4}$$



(a)



(b)



(c)



动态电路的时域 分析

第二篇



电容元件与电感元件

- 一个二端元件，如果在任一时刻 t ，它的电荷 $q(t)$ 同它的端电压 $u(t)$ 之间的关系可以用 u - q 平面上的一条曲线来确定，则此二端元件称为**电容元件**。

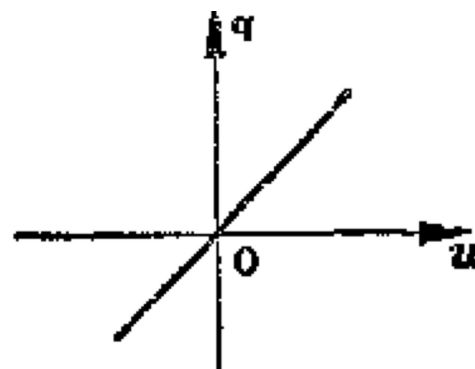
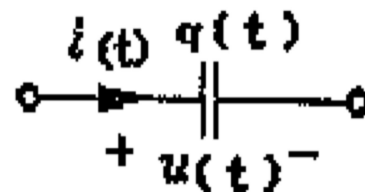
$$q(t) = Cu(t)$$

$$i(t) = C \frac{du}{dt}$$

$$u(t) = \frac{1}{C} \int_{-\infty}^t i(\xi) d\xi$$

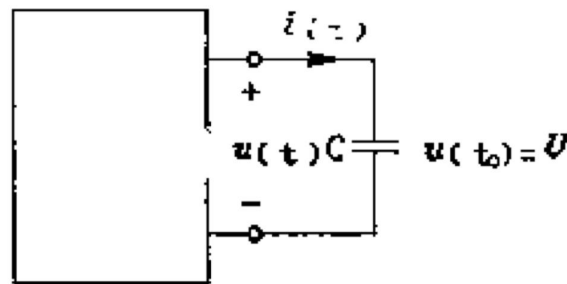
$$p(t) = u(t)i(t)$$

$$w_c(t) = \frac{1}{2} Cu^2(t)$$

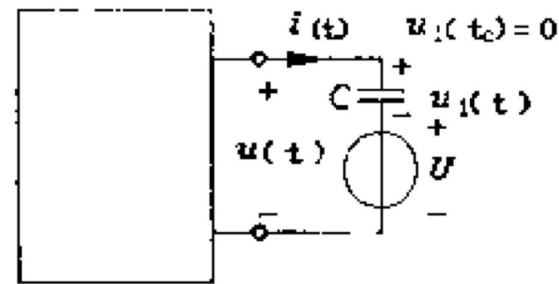


电容电压的性质

- 连续性** 若电容电流 $i(t)$ 在闭区间 $[t_a, t_b]$ 内为有界的，则电容电压 $u_C(t)$ 在开区间 (t_a, t_b) 内为连续的。特别是，对任何时刻 t ，且 $t_a < t < t_b$ ， $u_C(t_-) = u_C(t_+)$ 。即，如果电容电流为有限值，电容电压不能跃变。
- 记忆性** 电容电压有“记忆”电流的作用，电容电压的初始值 $u_C(t_0)$ 反映了 t_0 以前电容电流的影响。



(a)



(b)

电感元件

- 一个二端元件，如果在任一时刻 t ，它的电流 $i(t)$ 同它的磁链 $\psi(t)$ 之间的关系可以用 $i-\psi(t)$ 平面上的一条曲线来确定，则此二端元件称为**电感元件**。

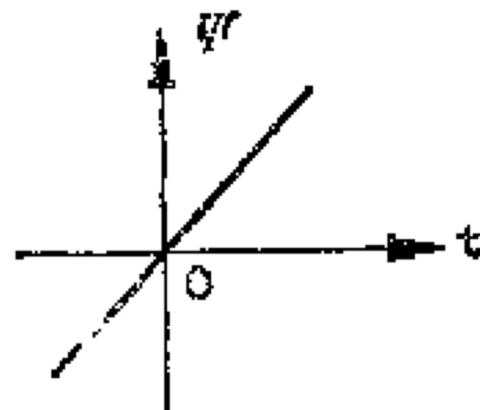
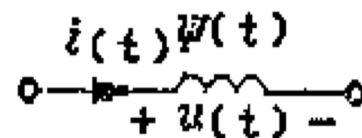
$$\psi(t) = Li(t)$$

$$u(t) = L \frac{di}{dt} \quad u \text{ 和}$$

$$i(t) = \frac{1}{L} \int_{-\infty}^t u(\xi) d\xi$$

$$p(t) = u(t)i(t)$$

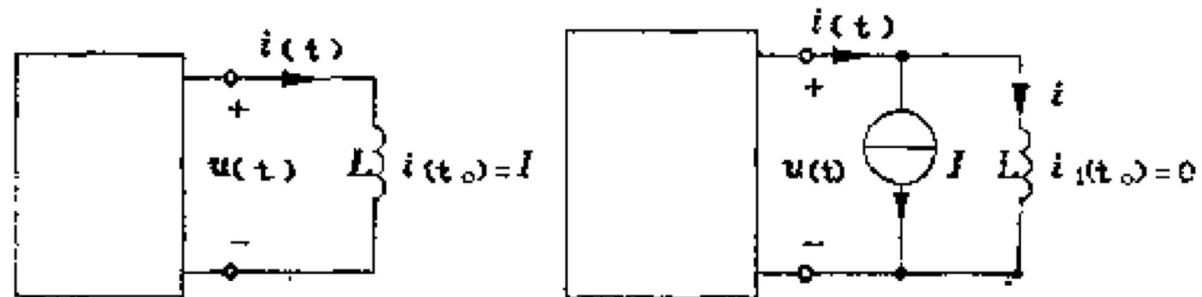
$$w_L(t) = \frac{1}{2} Li^2(t)$$





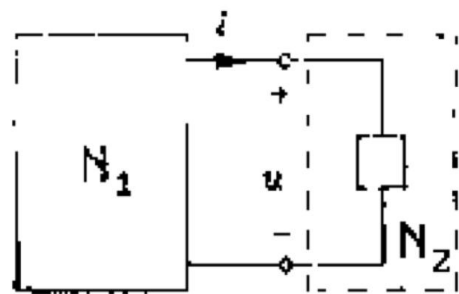
电感电流的性质

- **连续性** 若电感电压 $u(t)$ 在闭区间 $[t_a, t_b]$ 内为有界的，则电感电流 $i_L(t)$ 在区间 (t_a, t_b) 内为连续的。特别是，对任何时间 t ，且 $t_a < t < t_b$ ， $i_L(t_-) = i_L(t_+)$ 。即，如果电感电压为有限值，电感电流不能跃变。
- **记忆性** 电感电流有“记忆”电流的作用，电感电流的初始值 $i_L(t_0)$ 反映了 t_0 以前电感电压的影响。

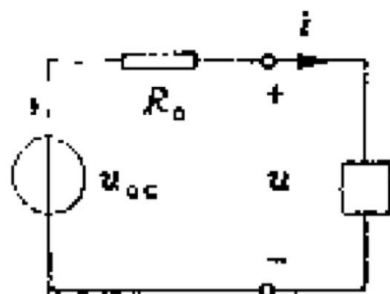


一阶电路

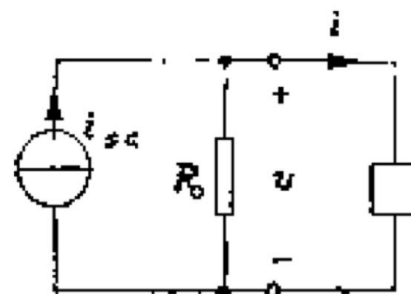
- 一阶电路可看成由两个单口网络组成， N_1 为含源电阻网络， N_2 为动态元件。含源电阻网络部分可用戴维南定理或诺顿定理化简。



(a)



(b)



(c)

$$u_{R_o}(t) + u_C(t) = u_{OC}(t)$$

$$u_{R_o}(t) = R_o i(t), \quad i(t) = C \frac{du_C}{dt}$$

$$R_o C \frac{du_C}{dt} + u_C = u_{OC}(t)$$

零输入响应

- 外加输入为零，由初始状态产生的响应。

$$RC \frac{du_C}{dt} + u_C = 0 \quad t \geq 0$$

$$u_C(0) = U_0$$

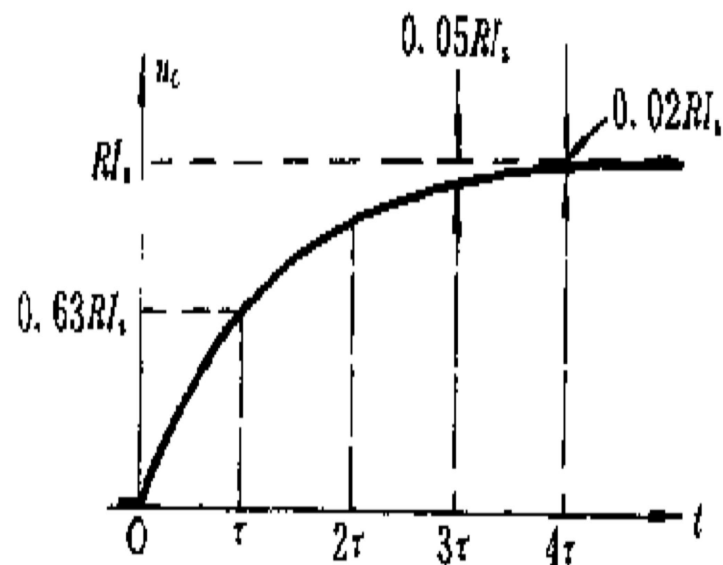
$$u_C(t) = U_0 e^{-\frac{1}{\tau}t} \quad t \geq 0$$

零状态响应

- 初始状态为零，由外加于电路的输入产生的响应。

$$C \frac{du_C}{dt} + \frac{1}{R} u_C = I_S \quad t \geq 0$$
$$u_C(0) = 0$$

$$u_C(t) = -RI_S e^{-\frac{1}{RC}t} + RI_S$$
$$= RI_S \left(1 - e^{-t/RC} \right) \quad t \geq 0$$



完全响应

- 线性动态电路的完全响应是由电源的输入和初始状态分别作用时所产生的响应的代数和。

$$u_C(t) = RI_S + (U_0 - RI_S)e^{-t/\tau} \quad t \geq 0$$

强制响应
稳态响应

固有响应
暂态响应

$$u_C(t) = U_0 e^{-t/\tau} + RI_S (1 - e^{-t/\tau}) \quad t \geq 0$$

零输入响应

零状态响应

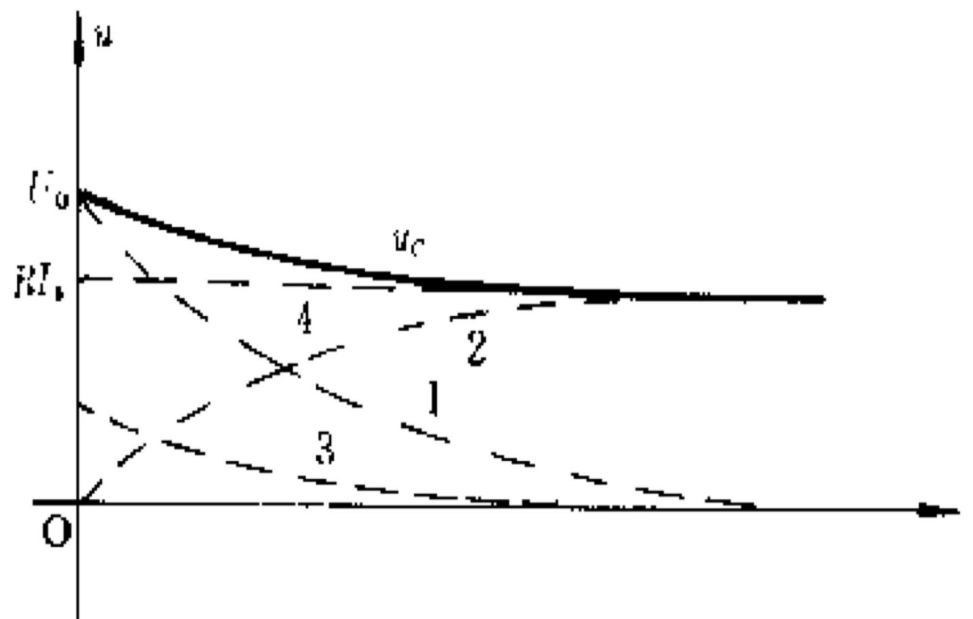
RC电路的响应曲线

曲线1: 零输入响应

曲线2: 零状态响应

曲线3: 暂态响应

曲线4: 稳态响应



$$u_c(t) = U_0 e^{-t/\tau} + RI_s (1 - e^{-t/\tau}) \quad t \geq 0$$

$$u_c(t) = RI_s + (U_0 - RI_s) e^{-t/\tau} \quad t \geq 0$$

强制响应
稳态响应

固有响应
暂态响应



三要素法

- 求得任一电压或电流的初始值 $u_{jk}(0)$ 或 $i_j(0)$ 。
- 用开路代替电容或用短路代替电感，得到 $t=\infty$ 时的等效电路，求得电路中的任一电压或电流的稳态值 $u_{jk}(\infty)$ 或 $i_j(\infty)$ 。
- 求N1的戴维南或诺顿等效电路以计算电路的时间常数 $\tau=R_oC$ 或 $\tau=L/R_o$ 。
- 若 $0 < \tau < \infty$ ，根据三要素法

$$f(t) = f(\infty) + [f(0) - f(\infty)]e^{-t/\tau}$$

求初始值 $f(0_+)$ 和 $f(\infty)$

- (1) 求初始值 $f(0_+)$
 - 在 $t=0_-$ 的等效电路中求 $u_C(0_-)$ 、 $i_L(0_-)$ 。 $t=0_-$ 的等效电路为换路前的稳态，电容相当于开路，电感相当于短路。根据状态不能跃变 $u_C(0_+) = u_C(0_-)$ 和 $i_L(0_+) = i_L(0_-)$
 - 作 $t=0_+$ 的等效电路，电容用电压为 $u_C(0_+)$ 的电压源置换的电流源置换，电感用电流为 $i_L(0_+)$ 的电流源置换。
 - 在 $t=0_+$ 的等效电路中求所需的初始值。
- (2) 求稳态值 $f(\infty)$
 - 作 $t=\infty$ 的等效电路，电容开路，电感短路
 - 在 $t=\infty$ 的等效电路中求所需的稳态值。

时间常数 τ

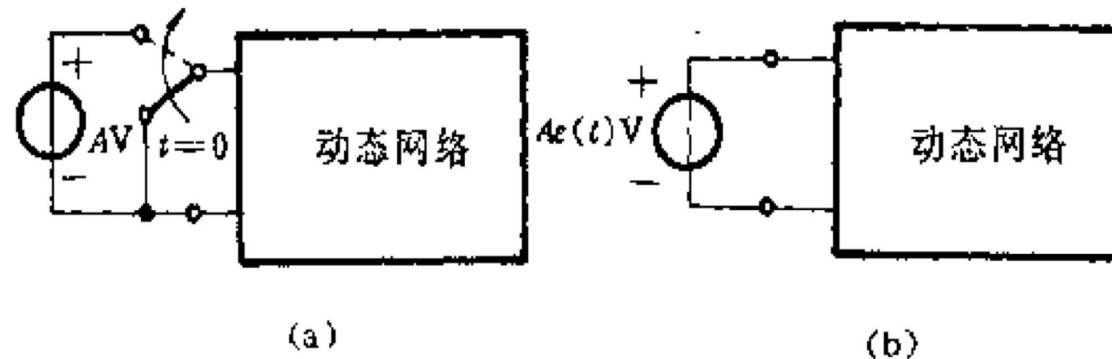
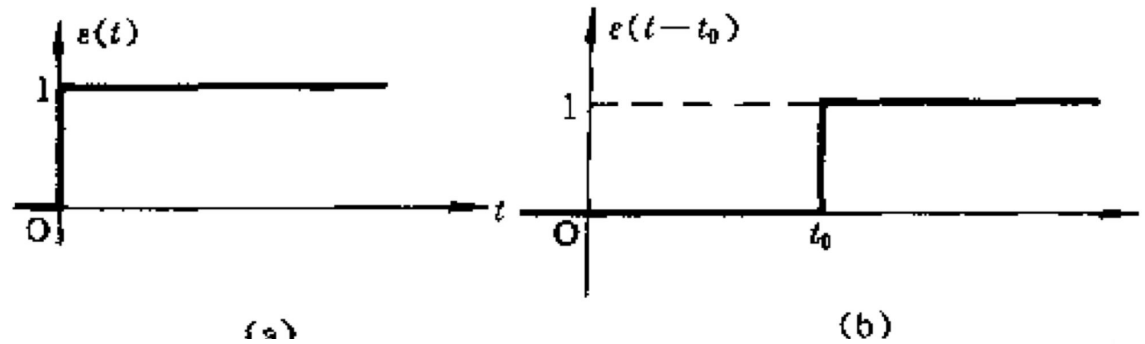
- (3) 求时间常数 τ
 - 首先求出从动态元件两端看进去的戴维南等效电阻。求 R_0 的方法：
 - ① 独立源为零值，用电阻的串并联公式化简。
 - ② 独立源为零值，外加电压 u ，求入端电流 i ，等效电阻等于端钮上电压、电流比
 - ③ 开路电压比短路电流 (独立源要保留)。
 - 含受控源电路只能用②、③两种方法。
 - 电路的时间常数 $\tau = CR_0$ 或 $\tau = L/R_0$ 。
- (4) 将 $f(0+)$ 和 $f(\infty)$ 、 τ 代入公式

阶跃函数

- 单位阶跃函数记为 $\varepsilon(t)$ ，其定义为
- 延时单位阶跃函数

$$\varepsilon(t) = \begin{cases} 0 & t < 0 \\ 1 & t > 0 \end{cases}$$

$$\varepsilon(t - t_0) = \begin{cases} 0 & t < t_0 \\ 1 & t > t_0 \end{cases}$$



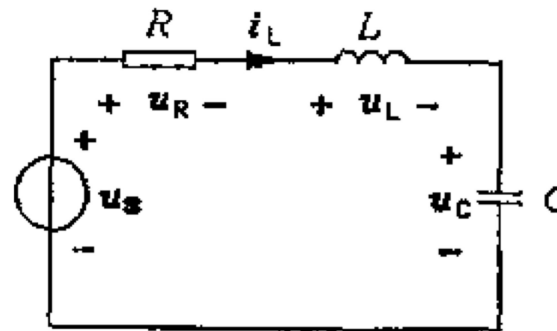
阶跃响应

- 零状态电路对单位阶跃信号的响应称为(单位)阶跃响应, 并用 $s(t)$ 表示。
- 如果输入是幅度为 A 的阶跃信号, 则根据零状态比例性可知 $As(t)$ 即为该电路的零状态响应。
- 若单位阶跃信号作用下的响应为 $s(t)$, 则在延时单位阶跃信号作用下响应为 $s(t-t_0)$ 。
- 根据叠加定理, 各阶跃信号分量单独作用于电路的零状态响应之和为该分段常量信号作用下电路的零状态响应。
- 如果电路的初始状态不为零, 只需再加上电路的零输入响应, 即可求得该电路在分段常量信号作用下的完全响应。

二阶电路

- RLC串联电路的方程

$$LC \frac{d^2 u_C}{dt^2} + RC \frac{du_C}{dt} + u_C = u_{oc}(t)$$



RLC电路的零输入响应

首先研究RLC电路的零输入响应，及 $u_{oc}(0)=0$ 时电路的响应。

$$LC \frac{d^2 u_c}{dt} + RC \frac{du_c}{dt} + u_c = 0$$
$$\frac{d^2 u_c}{dt} + \frac{R}{L} \frac{du_c}{dt} + \frac{1}{LC} u_c = 0$$

齐次方程解答的形式由特征方程根的性质决定。特征方程为

$$s^2 + \frac{R}{L} s + \frac{1}{LC} = 0$$
$$s_{1,2} = -\frac{R}{2L} \pm \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}}$$

特征根性质

特征根即电路的固有频率，它将确定零输入响应的形式。由于 R 、 L 、 C 数值不同，固有频率 s_1 和 s_2 可出现三种不同的情况：

(1) $\left(\frac{R}{2L}\right)^2 > \frac{1}{LC}$ s_1 和 s_2 为不相等的负实数；

(2) $\left(\frac{R}{2L}\right)^2 = \frac{1}{LC}$ s_1 和 s_2 为相等的负实数；

(3) $\left(\frac{R}{2L}\right)^2 < \frac{1}{LC}$ s_1 和 s_2 为共轭复数，实部为负；

$$s_{1,2} = -\frac{R}{2L} \pm \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}}$$



动态电路的相量 分析法

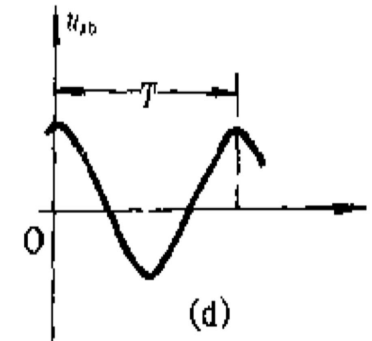
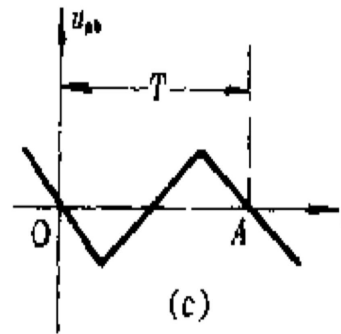
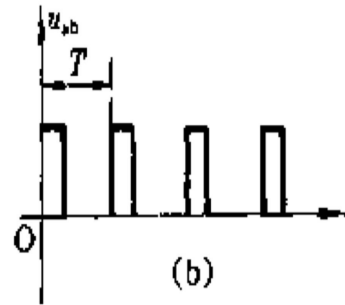
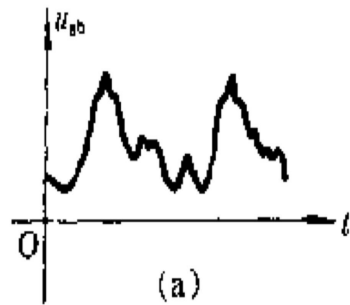
第三篇





周期电压和电流

- 随时间变化的电压和电流称为时变电压和电流，如果给出参考方向，在任一时刻 t ，电压或电流的数值便可由函数 $u(t)$ 或 $i(t)$ 确定。
- 时变电压和电流在任一时刻的数值，称为它们的瞬时值。
- 根据电压或电流瞬时值的正负号结合参考方向，可确定电压降或电流的真实方向。电压 u 的双下标即表明电压降的参考方向。





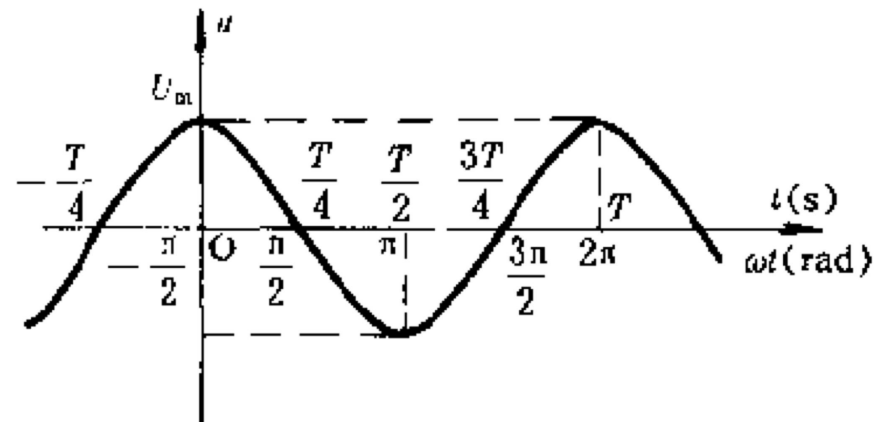
正弦电压和电流

- 随时间按正弦规律变化的电压和电流称为正弦电压和正弦电流，它们属正弦波，正弦波是周期波形的基本形式。
- 正弦规律即简谐规律，采用cos函数。

$$u(t) = U_m \cos \omega t$$

- 其中 U_m 为电压的振幅，它是一个常量， ωt 是一个随时间变化的角度， ω 则是一个与频率 f 有关的常量。为角频率，单位为弧度/秒。

$$\omega = \frac{2\pi}{T} = 2\pi f$$





相量表示法

欧拉恒等式 $e^{j\theta} = \cos\theta + j\sin\theta$

$$\theta = \omega t$$

$$e^{j\omega t} = \cos\omega t + j\sin\omega t$$

❖ 正弦电压可表示为

$$\begin{aligned}\cos\omega t &= \operatorname{Re}\left[e^{j\omega t}\right] \\ \sin\omega t &= \operatorname{Im}\left[e^{j\omega t}\right] \\ u(t) &= U_m \cos(\omega t + \theta) \\ &= \operatorname{Re}\left[U_m e^{j(\omega t + \theta)}\right] = \operatorname{Re}\left[U_m e^{j\theta} e^{j\omega t}\right] \\ &= \operatorname{Re}\left[\dot{U}_m e^{j\omega t}\right] = \operatorname{Re}\left[\dot{U}_m \angle \omega t\right]\end{aligned}$$

❖ 电压振幅相量 $\dot{U}_m = U_m e^{j\theta} = U_m \angle \theta$

模为该正弦电压的振幅，辐角为该正弦电压的初相。

❖ 电流振幅相量记为 \dot{I}_m

正弦稳态分析

- 在正弦激励的动态电路中，若各电压、电流均为与激励同频率的正弦波，称为**正弦稳态电路**。
- 由于各个电压、电流响应与激励均为同频率的正弦波，因而它们都可以用相量来表示。正弦时间函数的分析问题可以简化为对相量的分析问题。
- 引入**阻抗**和**导纳**两个概念，不仅能将电阻电路的分析方法推广应用于分析正弦稳态电路，还能表征元件和电路在正弦稳态时的性能。

基尔霍夫定律的相量形式

设线性非时变电路在单一频率 ω 的正弦激励下(正弦电源可以有多个, 但频率必须相同)进入稳态, 各处的电压、电流都将为同频率的正弦波。在所有时刻, 对任一节点KCL可表示为

$$\sum_{k=1}^n i_k = \sum_{k=1}^n \operatorname{Re} \left(\dot{I}_{km} e^{j\omega t} \right) = 0$$

其中 $\dot{I}_{km} = I_{km} e^{j\theta_k}$ 为第 k 条支路电流 i_k 的振幅相量。

$$\sum_{k=1}^n \dot{I}_{km} = 0 \quad \Rightarrow \quad \sum_{k=1}^n \dot{I}_k = 0$$

KVL可表示为

$$\sum_{k=1}^n \dot{U}_{km} = 0 \quad \Rightarrow \quad \sum_{k=1}^n \dot{U}_k = 0$$

在正弦稳态电路中, 基尔霍夫定律可直接用电流相量和电压相量写出, 也可直接用电流振幅相量和电压振幅相量写出。



阻抗和导纳 相量模型

三种基本元件VCR的相量形式，在关联参考方向时：

$$\dot{U} = R \dot{I} \quad \dot{U} = \frac{1}{j\omega C} \dot{I} \quad \dot{U} = j\omega L \dot{I}$$

元件在正弦稳态时电压相量与电流相量之比定义为该元件的阻抗，记为Z，则

$$\mathbf{Z} = \frac{\dot{U}}{\dot{I}} \quad \dot{U} = \mathbf{Z} \dot{I} \quad \text{欧姆定律的相量形式}$$

$$\mathbf{Z}_R = R$$

$$\mathbf{Z}_C = \frac{1}{j\omega C} = -j \frac{1}{\omega C}$$

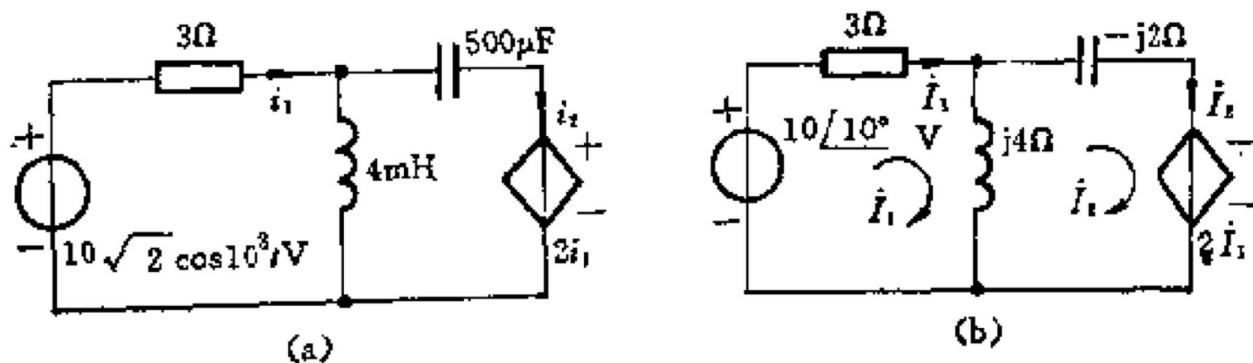
$$\mathbf{Z}_L = j\omega L$$



例



电路如图，求解 $i_1(t)$ 和 $i_2(t)$ 。



解 作相量模型如图(b)所示。其中

$$Z_L = j\omega L = j10^3 \times 4 \times 10^{-3} = j4\Omega$$

$$Z_C = \frac{1}{j\omega C} = -j \frac{1}{10^3 \times 500 \times 10^{-6}} = -j2\Omega$$



解答



❖ 用网孔法，电路相量方程为

$$\begin{aligned}(3 + j4)\dot{I}_1 - j4\dot{I}_2 &= 10\angle 0^\circ \\ -j4\dot{I}_1 + (j4 - j2)\dot{I}_2 &= -2\dot{I}_2\end{aligned}$$

解得

$$\begin{aligned}\dot{I}_1 &= \frac{10}{7 - j4} = 1.24\angle 29.7^\circ A \\ \dot{I}_2 &= \frac{10(2 - j4)}{7 - j4} \times \frac{1}{-j2} = 2.77\angle 56.3^\circ A\end{aligned}$$

$$i_1(t) = 1.24\sqrt{2} \cos(10^3 t + 29.7^\circ) A$$

$$i_2(t) = 2.77\sqrt{2} \cos(10^3 t + 56.3^\circ) A$$



第一章绪论

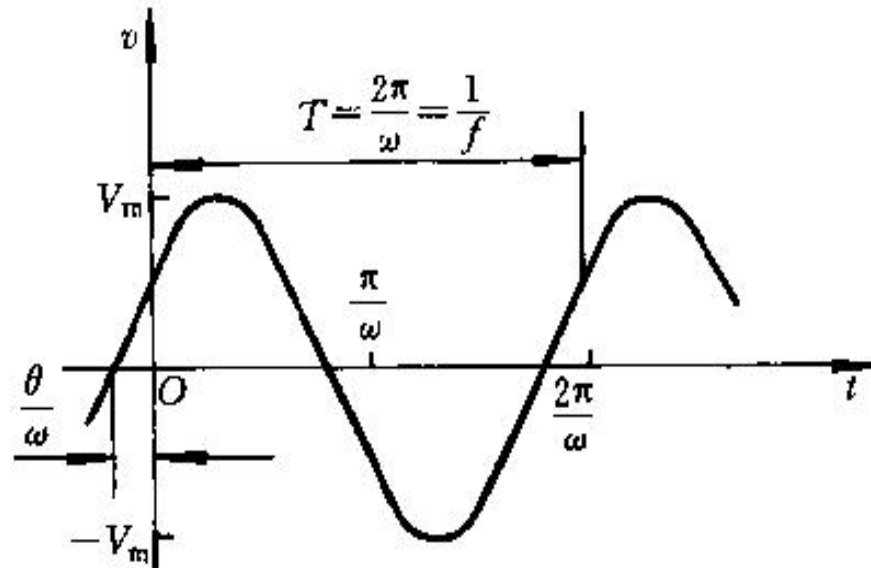
- 信号及其频谱：
 - 正弦波信号，
 - 周期性方波信号，
 - 任意周期函数，
 - 非周期信号频谱，
 - 模拟信号和数字信号
- 放大电路的基本知识：
 - 放大电路，
 - 电压放大电路模型，
 - 放大电路的主要性能指标



正弦波信号

- 正弦波电压幅值与时间的函数关系是最简单的信号。当 V_m 、 ω 和 θ 均为已知常数时，信号中就不再含有任何未知信息。

$$v(t) = V_m \sin(\omega t + \theta)$$





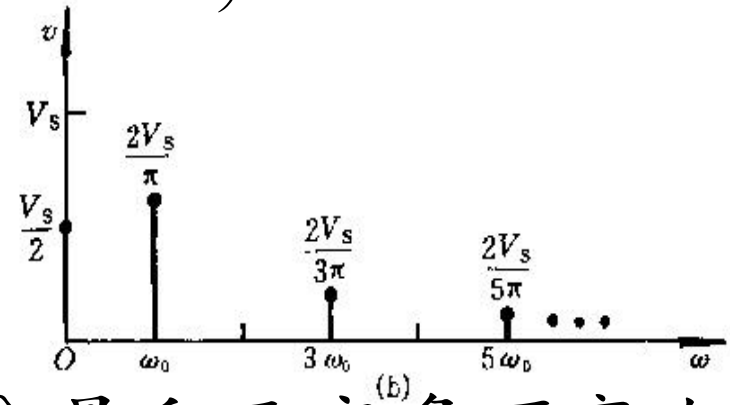
任意周期函数

- 任意周期函数只要满足狄利克雷条件都可以展开成傅里叶级数。方波信号展开为傅里叶级数表达式：

$$v(t) = \frac{V_s}{2} + \frac{2V_s}{\pi} \left(\sin \omega_0 t + \frac{1}{3} \sin 3\omega_0 t + \frac{1}{5} \sin 5\omega_0 t + \dots \right)$$

基波 $\omega_0 = \frac{2\pi}{T}$ 直流分量

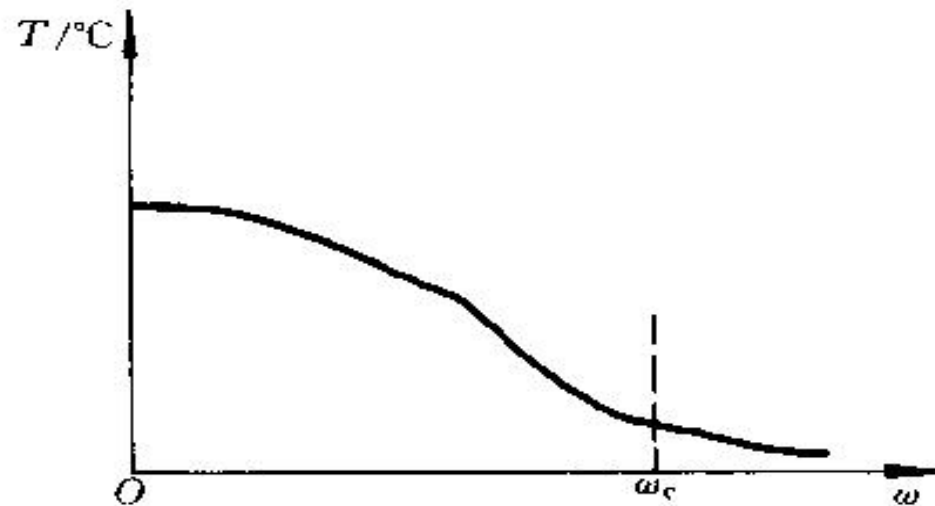
$\frac{2V_s}{\pi} \sin \omega_0 t$



- 周期信号的频谱由直流分量、基波分量和无穷多项高次谐波分量所组成，频谱表现为一系列离散频率上的幅值，随着谐波次数的递增，幅值逐渐减小。

非周期信号频谱

- 运用傅里叶变换可将非周期信号表达为一连续频率函数形式的频谱，它包含了所有可能的频率 ($0 \leq \omega < \infty$) 成分。
- 非周期信号随角频率上升到一定程度，其频谱函数总趋势是衰减的。选择适当的截止角频率时，不会影响信号的特性，通常把保留的部分称为信号的带宽。





模拟信号和数字信号

- 按时间和幅值的连续性和离散性把信号分为4类；
- (1) 时间连续、数值连续信号；
- (2) 时间离散、数值连续信号；
- (3) 时间离散、数值离散信号；
- (4) 时间连续、数值离散信号。
- 第(1)类为模拟信号，(2)、(3)、(4)三类信号属于数字信号。

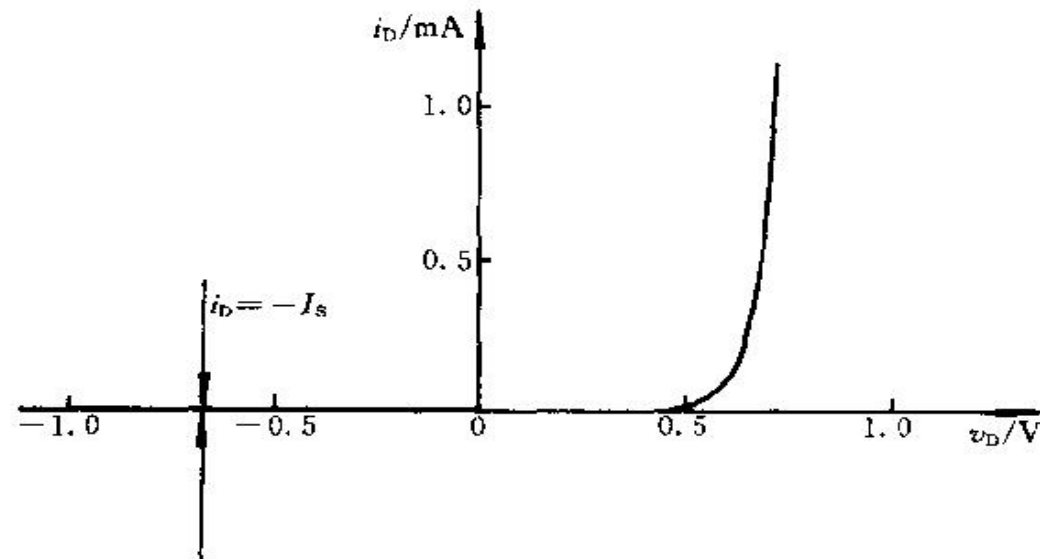


第三章 半导体二极管及其基本电路

- 半导体的基本知识：
 - 本征半导体，电荷载流子，多数载流子，少数载流子，自由电子，空穴，P型半导体，N型半导体，PN结的形成，耗尽区，扩散运动，漂移运动，势垒区，PN结的单向导电性
- 半导体二极管：
 - 二极管的V-I特性，正向特性，反向特性
- 二极管基本电路及分析方法：
 - 理想模型，恒压降模型，小信号模型，折线模型

PN结的单向导电性

- 由于 I_s 很小，所以PN结在反向偏置时，基本是不导电的。
- PN结的正向电阻很小，反向电阻很大，这就是它的单向导电性。





PN结V-I特性的表达式

- 在硅二极管PN结的两端，施加正、反向电压时，PN结的V-I特性可表达为

$$\begin{aligned}i_D &= I_S \left(e^{V_D/V_T} - 1 \right) \\ &= I_S \left(e^{V_D q/kT} - 1 \right)\end{aligned}$$

式中 i_D 为通过PN结的电流， V_D 为PN结两端的外加电压， V_T 为温度的电压当量=0.026V， k 为波耳兹曼常数($1.38 \times 10^{-23} J/K$)， T 为热力学温度， q 为电子电荷($1.6 \times 10^{-19} C$)； e 为自然对数的底； I_S 为反向饱和电流。

二极管的V-I特性

- 二极管的V-I特性和PN结的V-I特性基本上是不同的。

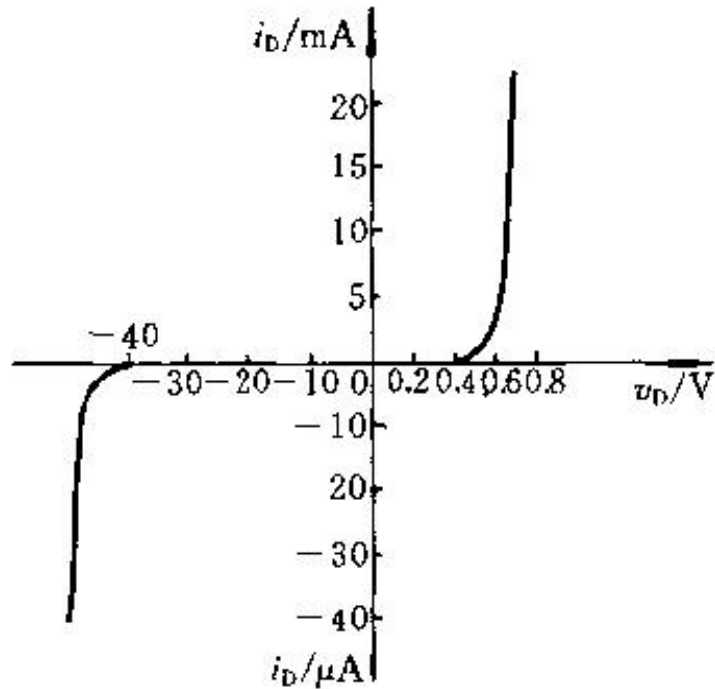


图 2.3.2 硅二极管 2CP10 的 V-I 特性

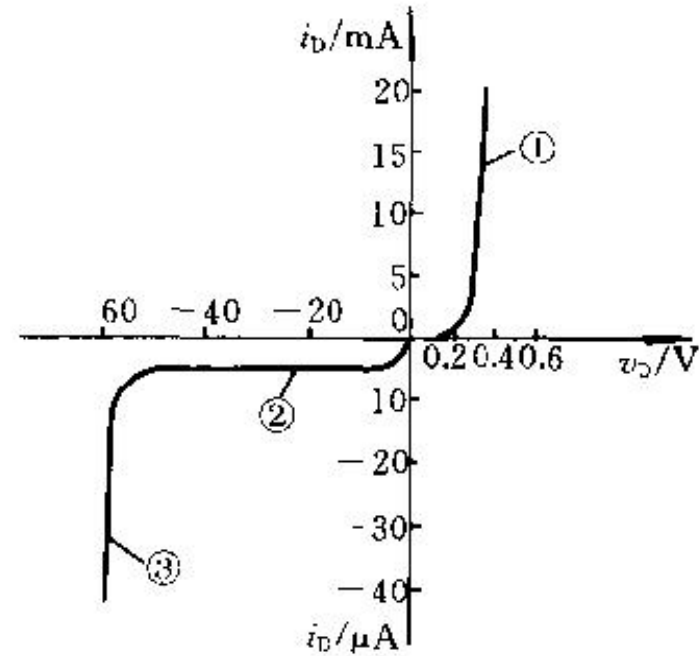
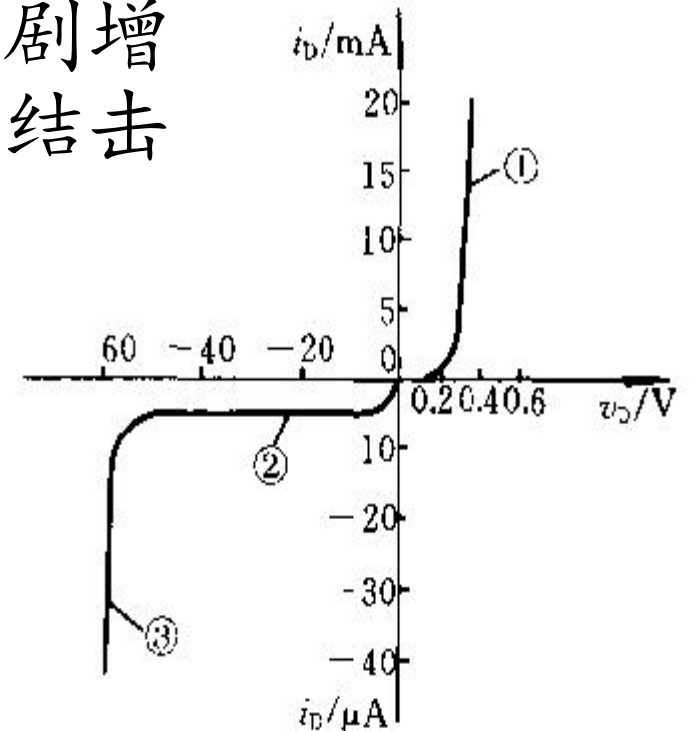


图 2.3.3 锗二极管 2AP15 的 V-I 特性

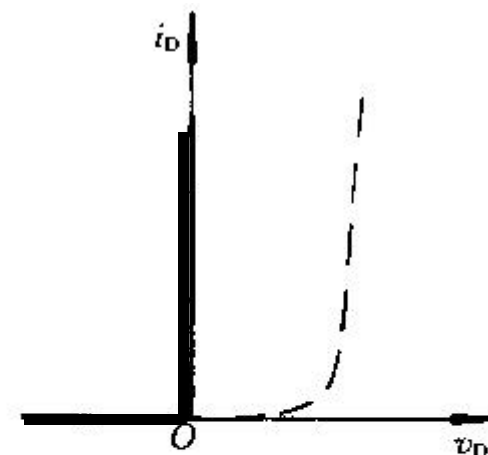
反向击穿特性

- 当增加反向电压时，在一定温度条件下，少数载流子数目有限、故起始一段反向电流没有多大变化。
- 当反向电压增加到一定大小时，反向电流剧增，这叫做二极管的反向击穿，其原因和PN结击穿相同。
- 齐纳击穿和雪崩击穿

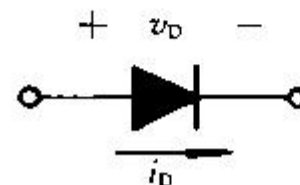


理想模型

- 在正向偏置时，管压降为 $0V$ ，而当二极管处于反向偏置时，认为它的电阻为无穷大，电流为零。虚线表示实际二极管的 $V-I$ 特性。
- 在实际的电路中，当电源电压远比二极管的管压降大时，利用此法来近似分析是可行的。



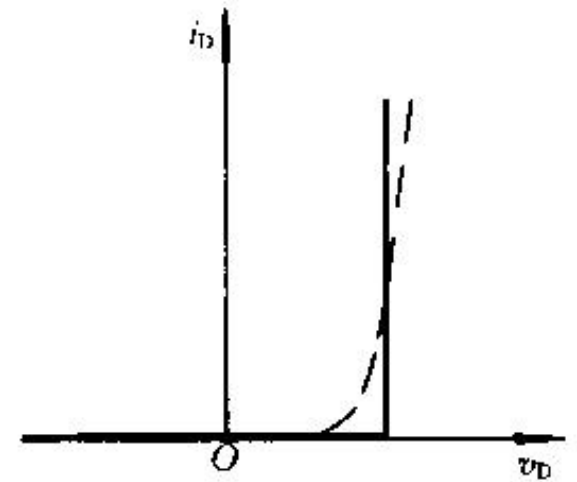
(a)



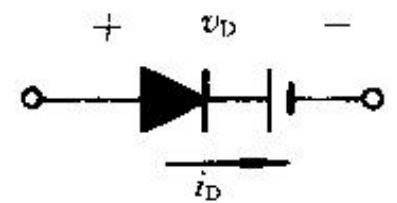
(b)

恒压降模型

- 二极管导通后，其管压降认为是恒定的，典型值为0.7V。不过，这只有当二极管的电流 i_D 近似等于或大于1 mA时才是正确的。



(a)

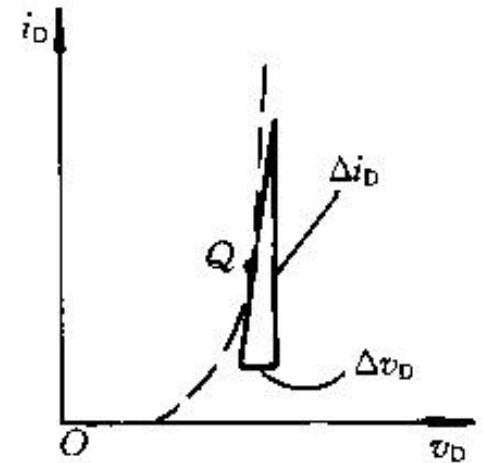


(b)

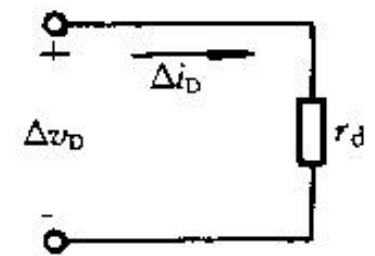
小信号模型

- 如果二极管在它的V-I特性的某一小范围内工作，可把V-I特性看成一条直线，其斜率的倒数就是所要求的小信号模型的微变电阻 r_d 。

$$\begin{aligned} r_d &= \Delta v_D / \Delta i_D = 1 / g_d \\ g_d &= \frac{di_D}{dv_D} = \frac{d}{dv_D} [I_S (e^{v_D/V_T} - 1)] \\ &= \frac{I_S}{V_T} e^{v_D/V_T} \approx \frac{i_D}{V_T} = \frac{I_D}{V_T} \end{aligned}$$



(a)

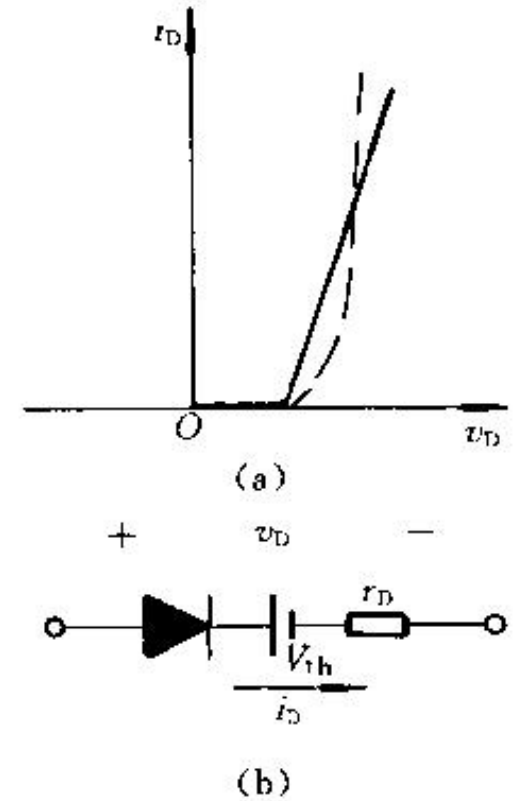


(b)

折线模型

- 认为二极管的管压降不是恒定的，而是随着通过二极管电流的增加而增加，所以在模型中用一个电池和一个电阻 r_D 来作进一步的近似。
- 电池的电压选定为二极管的门坎电压 V_{th} ，约为0.5V。 r_D 的值为当二极管的导通电流为1 mA时，管压降为0.7V的值

$$r_D = \frac{0.7V - 0.5V}{1mA} = 200 \Omega$$



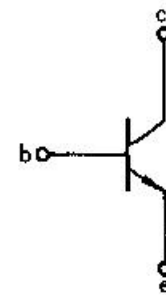
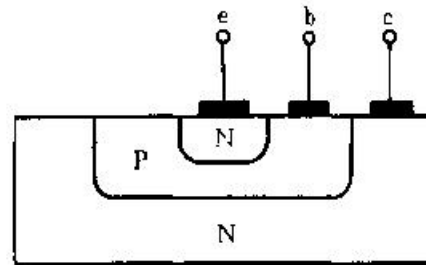
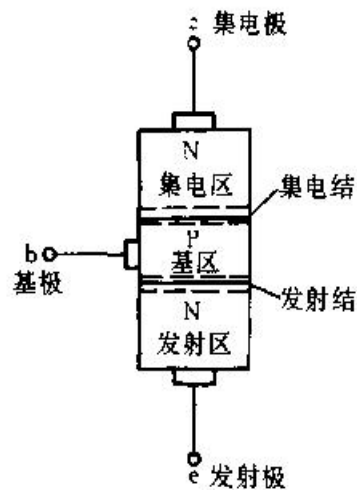


第五章三极管及放大电路基础

- 半导体BJT: BJT结构, 电流分配关系, BJT的特性曲线, BJT的主要参数
- 放大电路: 静态工作情况分析, 近似估算Q点, 动态工作情况分析, 交流负载线, BJT的三种基本组态的比较。
- 小信号模型分析法: 小信号等效电路
- 放大电路的频率响应: RC低通/高通电路的频率响应, 幅频响应, 相频响应, 截止频率, 特征频率, 增益带宽

NPN型BJT结构

- NPN型BJT是由两个PN结，中间是一块很薄的P型半导体，两边各为一块N型半导体。
- 从三块半导体上接出一根引线作为三个电极，分别叫做发射极e、基极b和集电极c，对应的每块半导体称为发射区、基区和集电区。

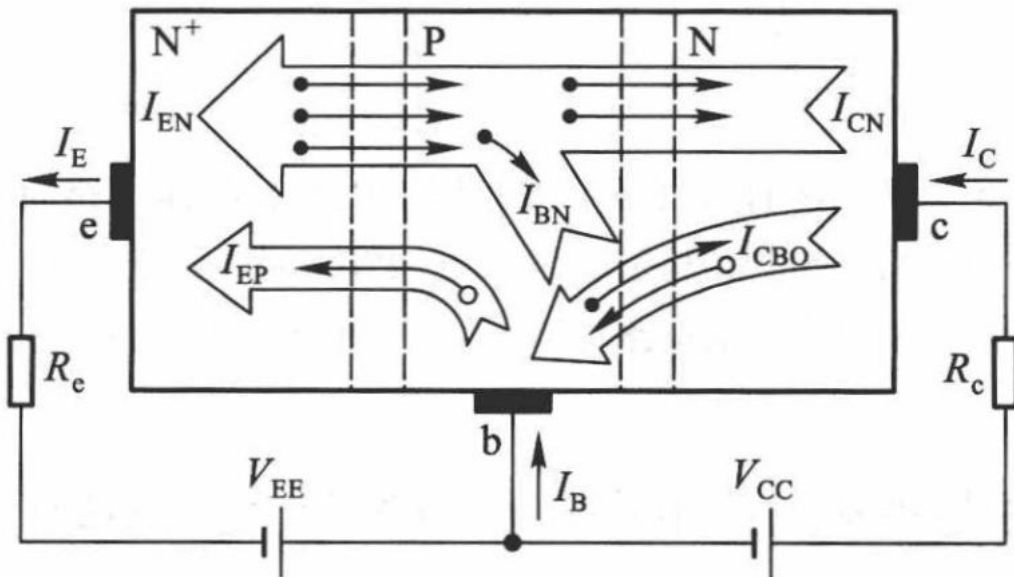


电流分配关系

- 发射极的总电流与发射结的电压 v_{BE} 成指数关系

$$i_E = I_{ES} \left(e^{V_{BE}/V_T} - 1 \right)$$

- 集电结收集的电子流是发射结发射的总电子流的一部分，常用一系数 α 来表示，即



$$i_C = \alpha i_E$$

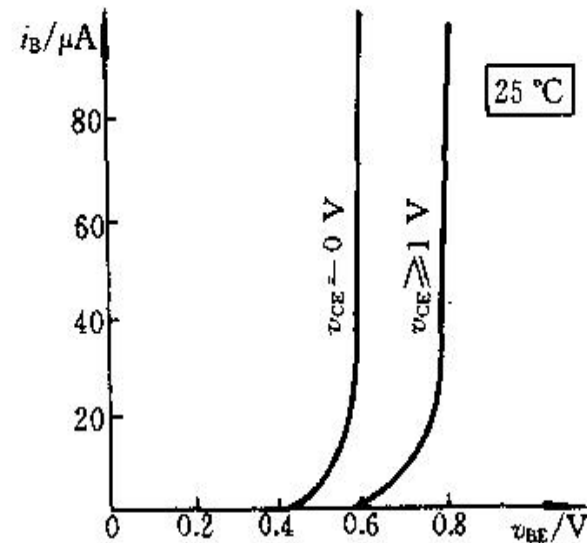
$$i_E = i_C + i_B$$

$$\frac{i_C}{i_B} = \frac{\alpha i_E}{(1 - \alpha) i_E} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} = \beta$$

共射极电路的输入特性曲线

- 输入特性是指当集电极与发射极之间的电压 v_{CE} 为常数时，加在BJT基极与发射极之间的电压 v_{BE} 与基极电流 i_B 之间的关系曲线，用函数关系表示为

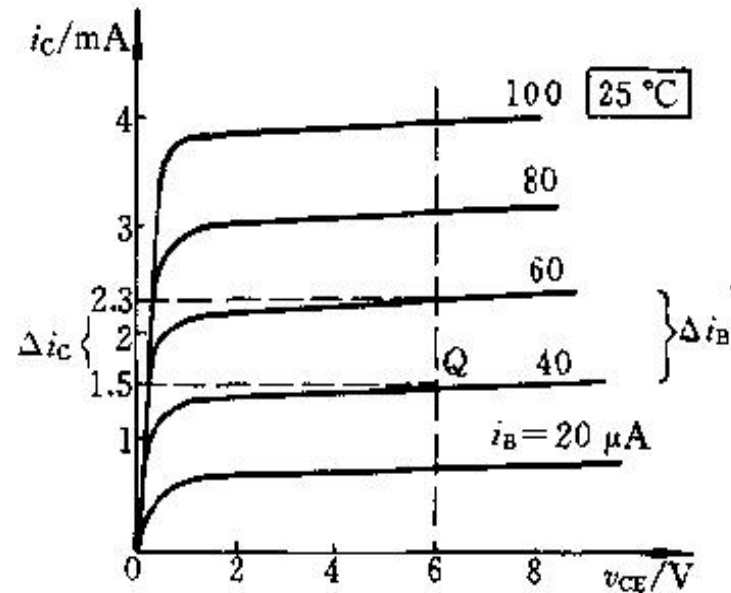
$$i_B = f(v_{BE}) \Big|_{v_{CE}=\text{常数}}$$



共射极电路的输出特性

- 输出特性是在基极电流 i_B 一定的情况下，集电极与发射极之间的电压 v_{CE} 与集电极电流 i_C 之间的关系曲线，用函数表示为

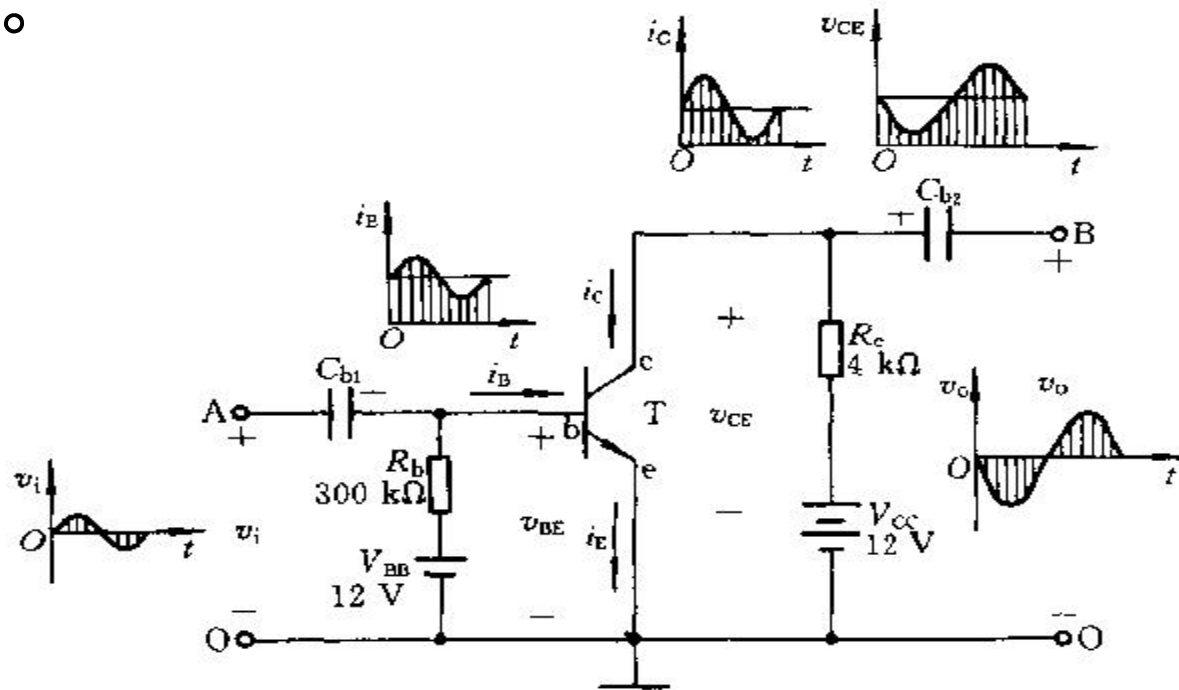
$$i_C = f(v_{CE}) \Big|_{i_B = \text{常数}}$$





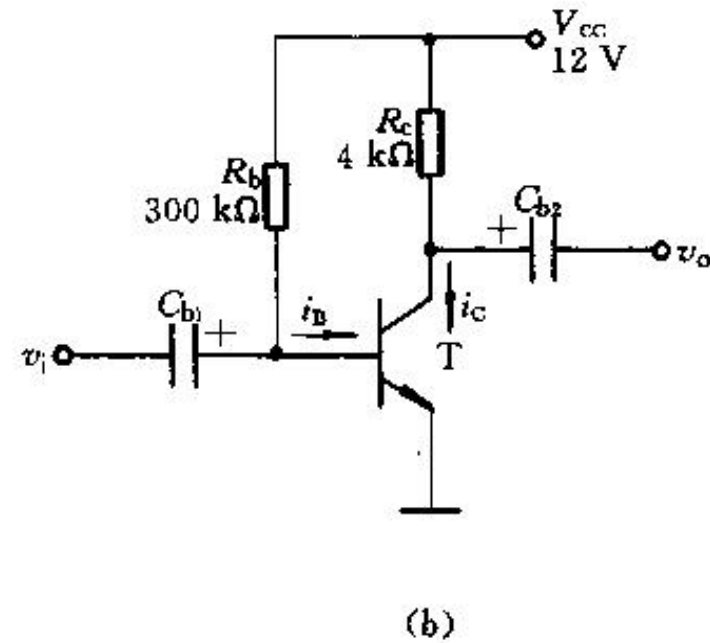
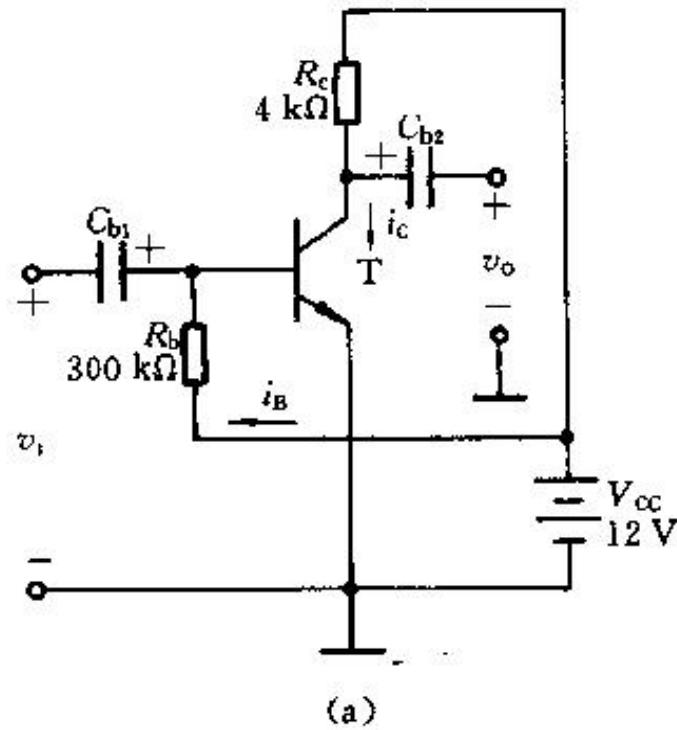
共射极放大电路

- V_{BB} 是基极回路的直流电源，它的负端接发射极，正端通过基极电阻 R_b 接基极，使发射结为正向偏置，并通过基极电阻 R_b ，供给基极一个合适的基极电流 I_B 。
- 电容 C_{b1} 和 C_{b2} 称为隔直电容或耦合电容作用是“传送交流，隔离直流”。



共射极基本放大电路的简化

- 为了简化电路，一般选取 $V_{BB} = V_{CC}$





静态工作情况分析

- 当放大电路没有输入信号 ($v_i=0$) 时，电路中各处的电压、电流都是不变的直流，称为直流工作状态或静止状态，简称静态。在静态工作情况下，BJT各电极的直流电压和直流电流的数值，将在管子的特性曲线上确定一点，这点常称为Q点。
- 当放大电路输入信号后，电路中各处的电压、电流便处于变动状态，这时电路处于动态工作情况，简称动态。

近似估算Q点

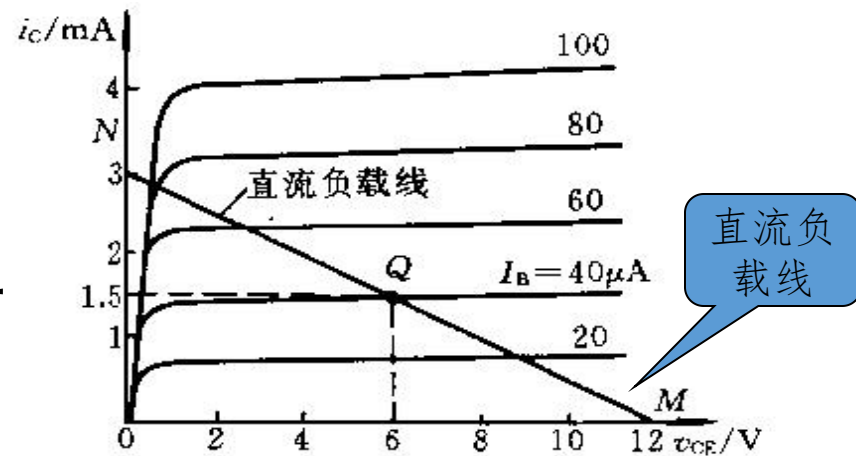
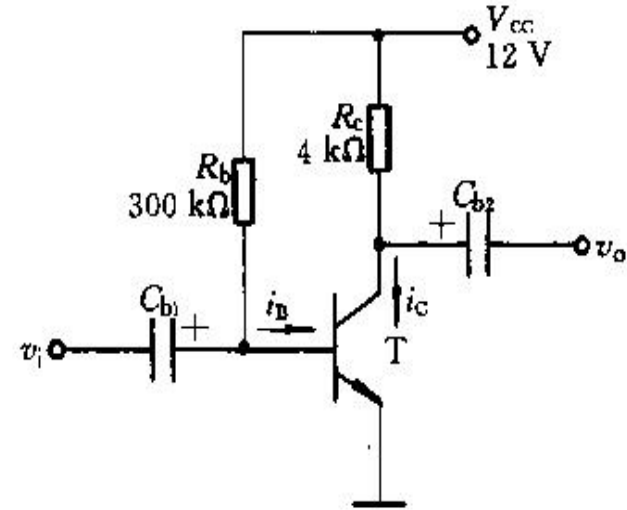
- 在计算Q点时，只需考虑由 V_{CC} 、 R_b 、 R_c 及BJT所组成的直流通路就可以了。

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_b} \approx \frac{V_{CC}}{R_b}$$

$$I_C = \beta I_B$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_c$$

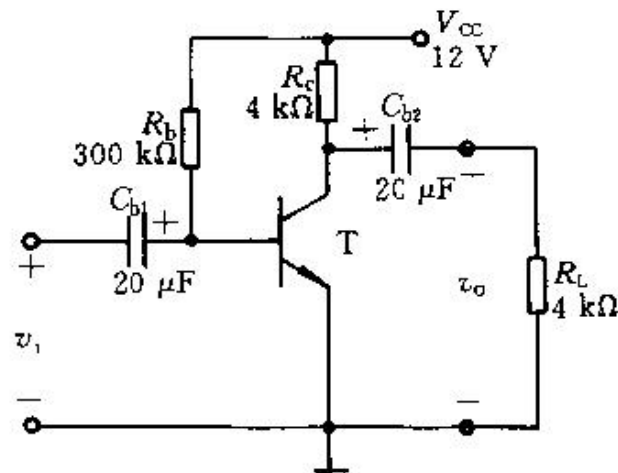
选取适当的 I_B ，Q点为静态工作点



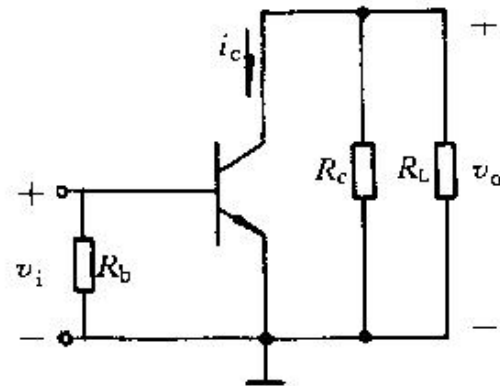
交流负载线

- 输出端总要接上一定的负载 R_L ，放大电路的工作情况会因为 R_L 的接入而受到影响。

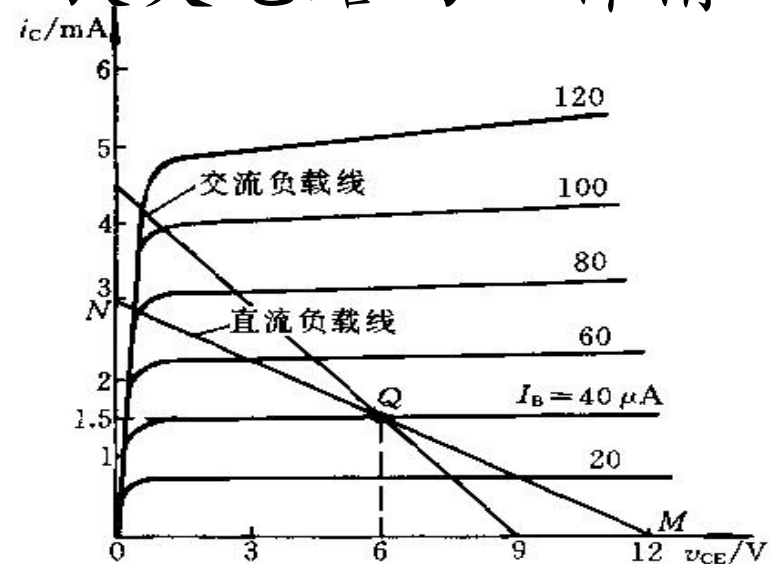
$$R'_L = R_c \parallel R_L = \frac{R_c R_L}{R_c + R_L}$$



(a)



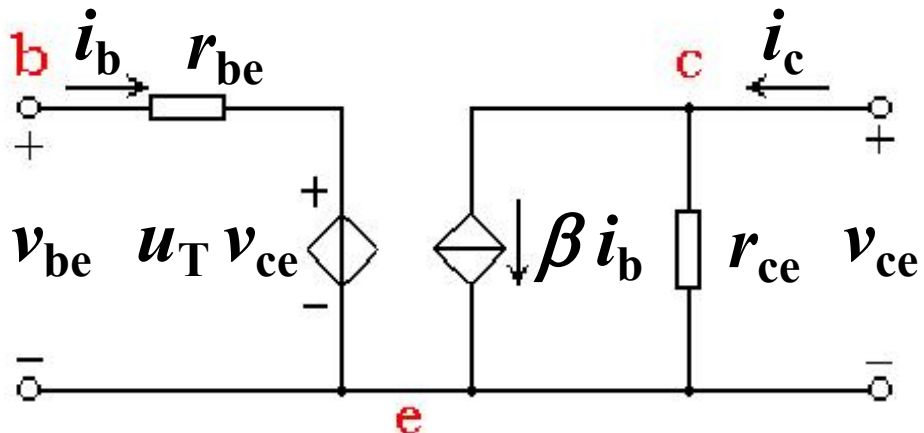
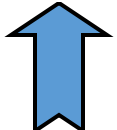
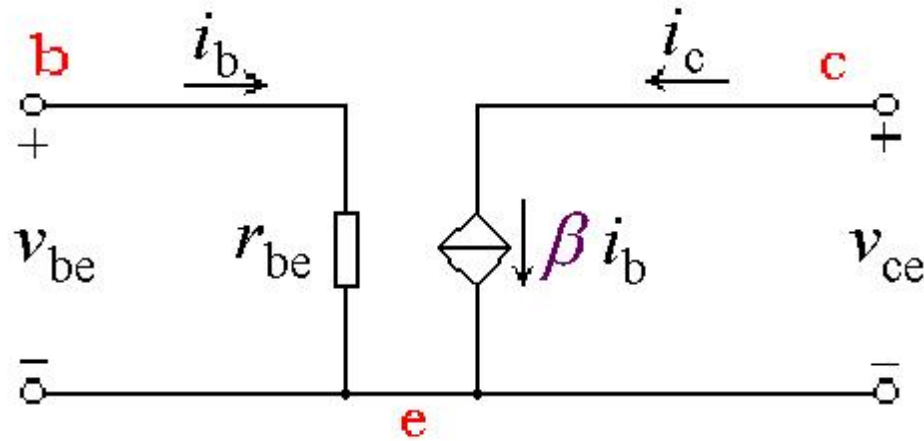
(b)



模型的简化

- βi_b 是受控源，且为电流控制电流源(CCCS)。
- 电流方向与 i_b 的方向是关联的。

- u_T 很小，一般为 $10^{-3} \sim 10^{-4}$ ，
- r_{ce} 很大，约为 $100\text{k}\Omega$ 。故一般可忽略它们的影响，得到简化电路



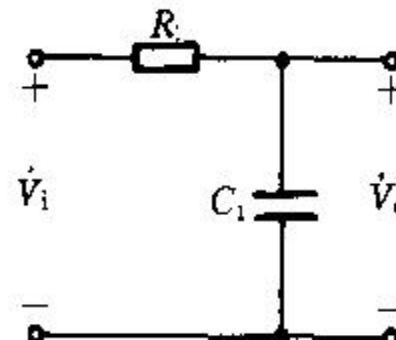
RC低通电路的频率响应

$$A_{VH}(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{1/sC_1}{R_1 + 1/sC_1} = \frac{1}{1 + sR_1C_1}$$

$$s = j\omega = j2\pi f \quad f_H = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

$$\dot{A}_{VH} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{1}{1 + j(f/f_H)}$$

$$A_{VH} = \frac{1}{\sqrt{1 + (f/f_H)^2}} \quad \varphi_H = -\arctg(f/f_H)$$





三种基本组态的比较

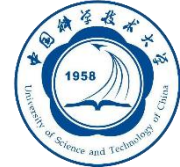
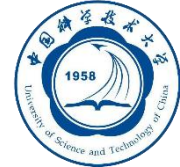


表 3.6.1 放大电路三种基本组态的比较

	共射极电路	共集电极电路	共基极电路
电 路 组 态			
静 态 工 作 点	$I_B = V_{CC} / R_b$ $I_C = \beta I_B$ $V_{CE} = V_{CC} - I_C R_c$	$I_B = \frac{V_{CC}}{R_b + (1 + \beta) R_e}$ $I_C = \beta I_B$ $V_{CE} \approx V_{CC} - I_C R_e$	$V_B = \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} V_{CC}$ $I_C \approx I_E \approx \frac{V_B}{R_e}$ $I_B = I_C / \beta$ $V_{CB} = V_{CC} - I_C R_c - \frac{R_{b2} V_{CC}}{R_{b1} + R_{b2}}$



三种基本组态的比较



续表

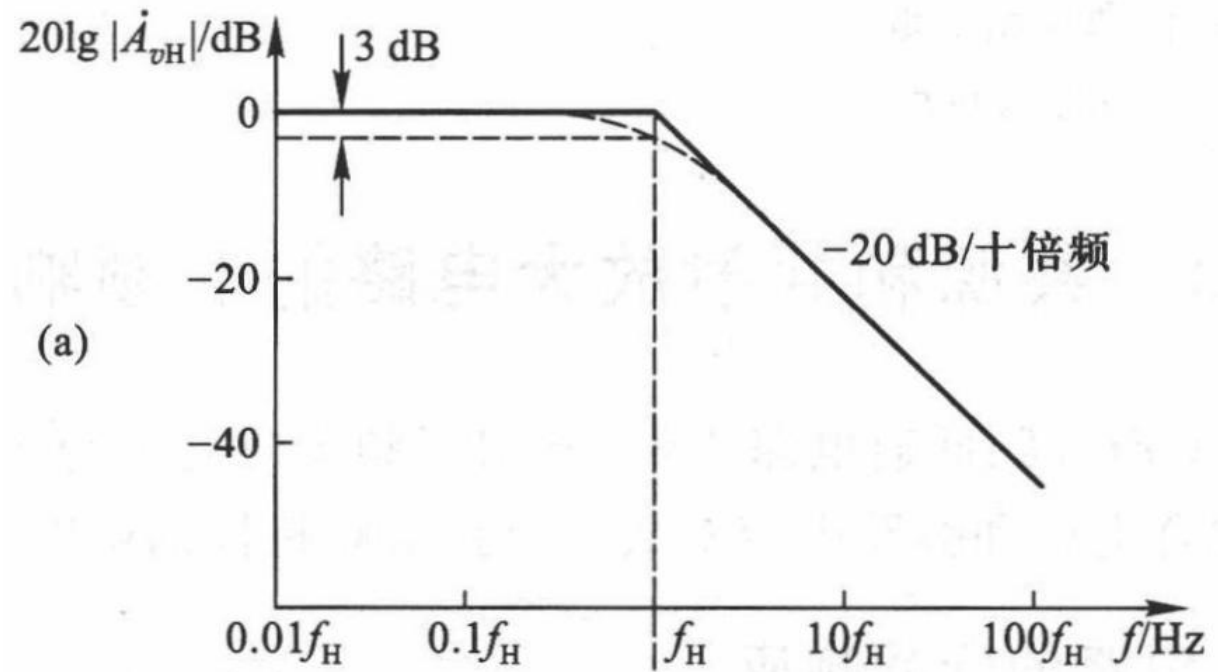
	共射极电路	共集电极电路	共基极电路
小信号等效电路			
\dot{A}_v	$-\frac{\beta R'_L}{r_{be}}$ (高)	$\frac{(1+\beta)R'_L}{r_{be}+(1+\beta)R'_L}$ (低)	$\frac{\beta R'_L}{r_{be}}$ (高)
R_i	$R_b \parallel r_{be}$	$R_b \parallel [r_{be}+(1+\beta)R'_L]$	$R_e \parallel \frac{r_{be}}{1+\beta}$
R_o	R_c (高)	$R_e \parallel \frac{r_{be}+R'_s}{1+\beta}, R'_s = R_b \parallel R_s$ (低)	R_c (高)
用途	多级放大电路的中间级	输入级、输出级或缓冲级	高频或宽频带电路及恒流源电路



	共射极电路	共集电极电路	共基极电路
电路图			
电压增益 A_v	$A_v = -\frac{\beta R'_L}{r_{be} + (1 + \beta)R_e}$ ($R'_L = R_c \parallel R_L$)	$A_v = \frac{(1 + \beta)R'_L}{r_{be} + (1 + \beta)R'_L}$ ($R'_L = R_e \parallel R_L$)	$A_v = \frac{\beta R'_L}{r_{be}}$ ($R'_L = R_e \parallel R_L$)
v_o 与 v_i 的相位关系	反相	同相	同相
最大电流增益 A_i	$A_i \approx \beta$	$A_i \approx 1 + \beta$	$A_i \approx \alpha$
输入电阻	$R_i = R_{b1} \parallel R_{b2} \parallel [r_{be} + (1 + \beta)R_e]$	$R_i = R_b \parallel [r_{be} + (1 + \beta)R'_L]$	$R_i = R_e \parallel \frac{r_{be}}{1 + \beta}$
输出电阻	$R_o \approx R_c$	$R_o = \frac{r_{be} + R'_s}{1 + \beta} \parallel R_e$ ($R'_s = R_s \parallel R_b$)	$R_o \approx R_c$
用途	多级放大电路的中间级	输入级、中间级、输出级	高频或宽频带电路

RC低通幅频响应

- f_H 对应于两条直线的交点，称为**转折频率**。
- 当 $f=f_H$ 时， $A_{VH}=0.707$ ，即在 f_H 时，电压增益下降到中频值的0.707倍，所以 f_H 又是放大电路的上限频率。
- f_H (ω_H) 是 $A_{VH}(s)$ 的极点频率。



相频响应

$$A_{vH} = \frac{1}{\sqrt{1 + (f / f_H)^2}}$$

$$\varphi_H = -\arctg(f / f_H)$$

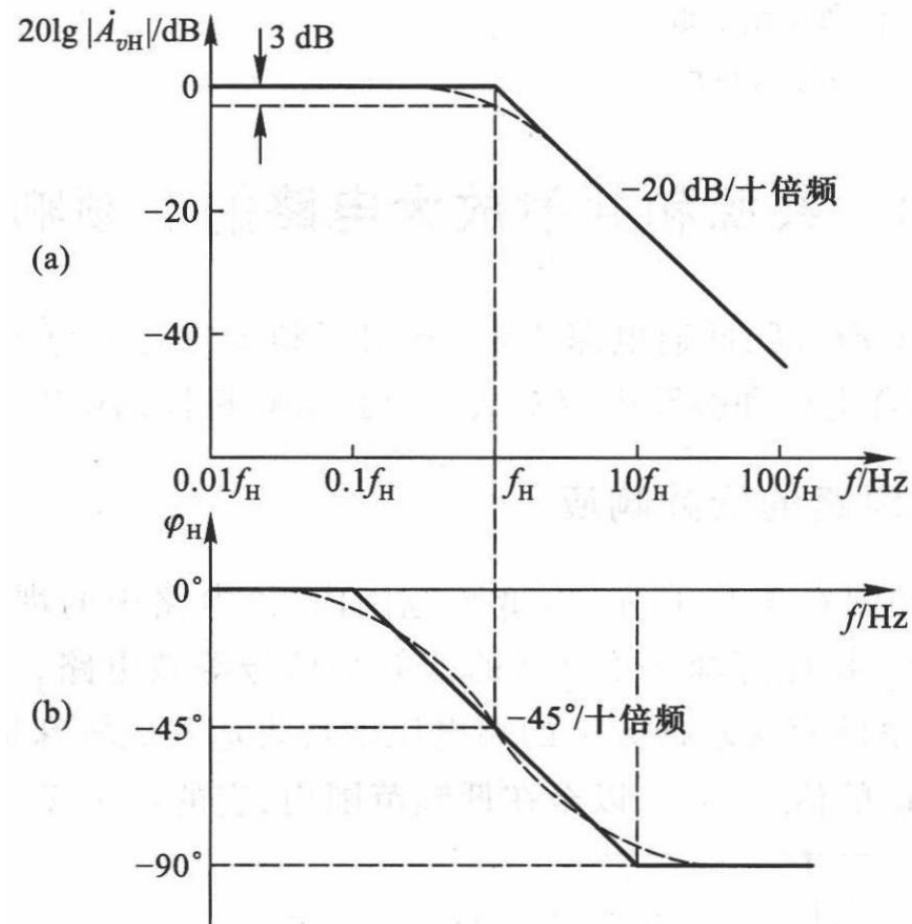
- 相频响应，它可用三条直线来近似描述：

$$f \ll f_H \quad \varphi_H \rightarrow 0^\circ$$

$$f \gg f_H \quad \varphi_H \rightarrow -90^\circ$$

$$f = f_H \quad \varphi_H = -45^\circ$$

- 在 $0.1 f_H$ 和 $10 f_H$ 之间，可用一条斜率为 -45° /十倍频程的直线来表示。



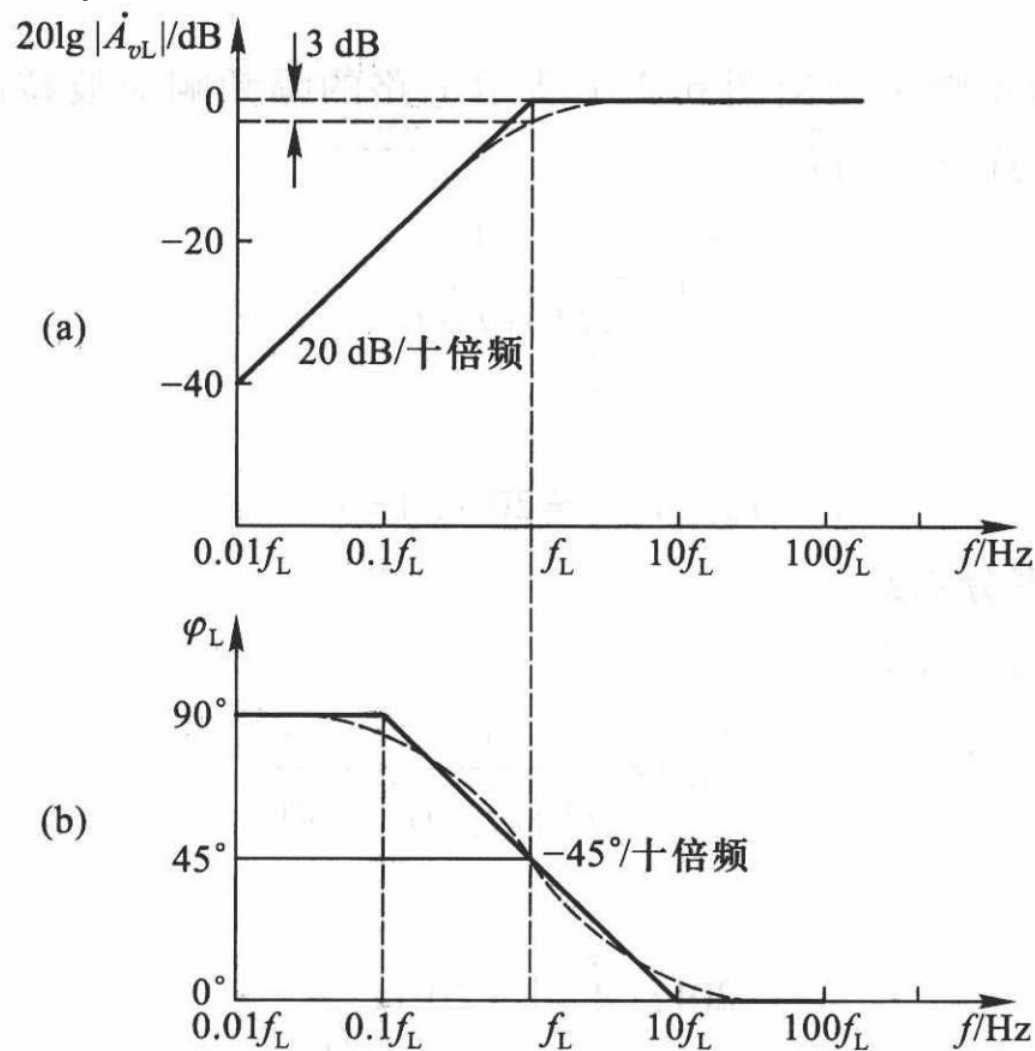
RC高通幅频响应

- 低频区的电压增益的幅值 A_{VL} 和相角 φ_L 分别为:

$$A_{VL} = \frac{1}{\sqrt{1 + (f_L / f)^2}}$$

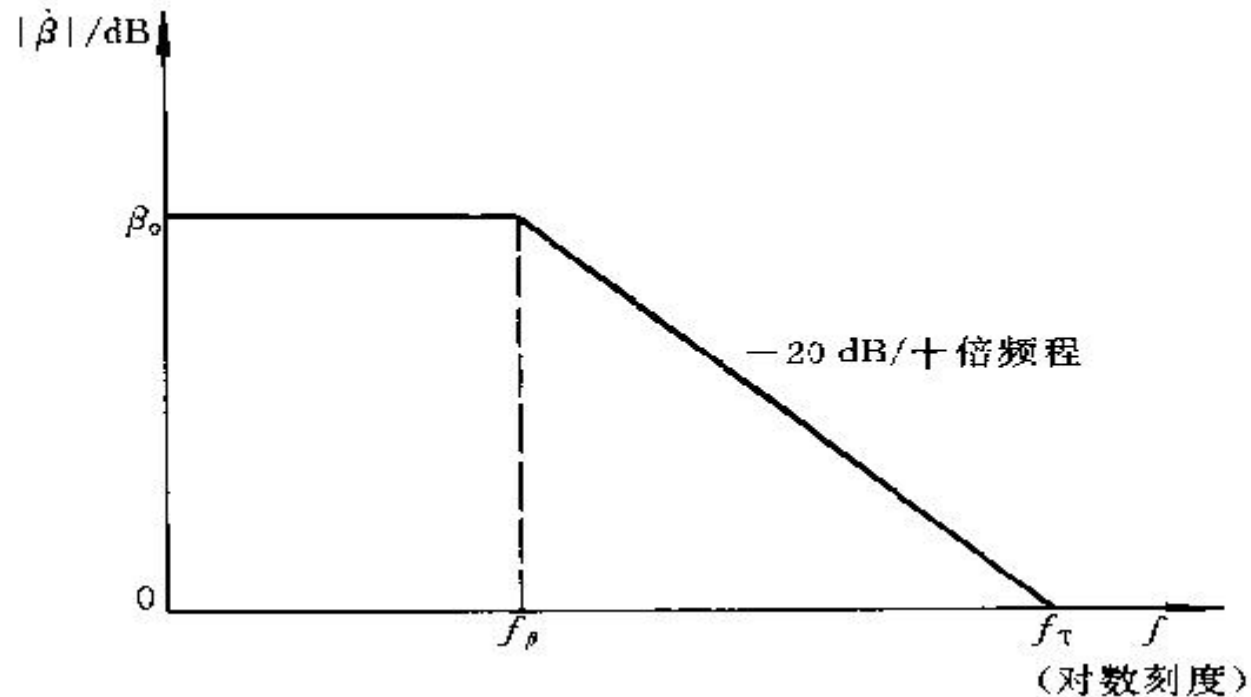
$$\varphi_H = \arctg(f_L / f)$$

$$A_{VH} = \frac{1}{\sqrt{1 + (f / f_H)^2}} \quad \varphi_H = -\arctg(f / f_H)$$



BJT的频率参数

- 共发射极截止频率 f_{β}
- β 有一个转折频率 f_{β} 的频响曲线，其值主要决定于管子的结构。



BJT的频率参数

- 特征频率 f_T
- 当 β 的频响曲线以 $-20\text{dB}/十倍频程$ 的斜率下降，直至增益为 0dB 时的某一频率 f_T 称为特征频率。

$$\begin{aligned} f_T &= \beta_0 f_\beta \\ &= \frac{g_m}{2\pi(C_{b'e} + C_{b'c})} \approx \frac{g_m}{2\pi C_{b'e}} \end{aligned}$$

增益-带宽积

- 将低频电压增益与通频带相乘所得的乘积称为增益-带宽积。
- 当电路参数及BJT都选定后，增益-带宽积是个常数，因此放大电路的低频电压增益与通频带存在矛盾。
- 要提高低频电压增益，可增加 R_C ，但 R_C 增加后，密勒效应显著，密勒电容的作用将使 \dot{V}_o 随频率增加而急剧减小，引起通频带变窄。

$$\begin{aligned} \left| \dot{A}_{V0} \cdot f_H \right| &= g_m R_c \frac{r_{b'e}}{R_s + r_{bb'} + r_{b'e}} \cdot \frac{1}{2\pi RC} \\ &= \frac{g_m R_c}{2\pi (R_s + r_{bb'}) [C_{b'e} + C_{b'c} (1 + g_m R_c)]} \end{aligned}$$

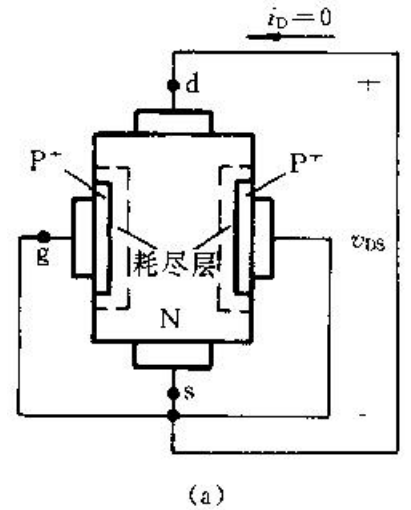


第四章场效应管放大电路

- 场效应管特点：耗电省、寿命长，输入阻抗高、噪声低、热稳定性好、抗辐射能力强、制造工艺简单。
- 场效应管分类：结型场效应管 (JFET)、金属-氧化物-半导体场效应管 (MOSFET)、砷化镓-半导体场效应管。
- V_{GS} , V_{DS} 对 i_D 的控制作用

V_{DS} 对 i_D 的影响

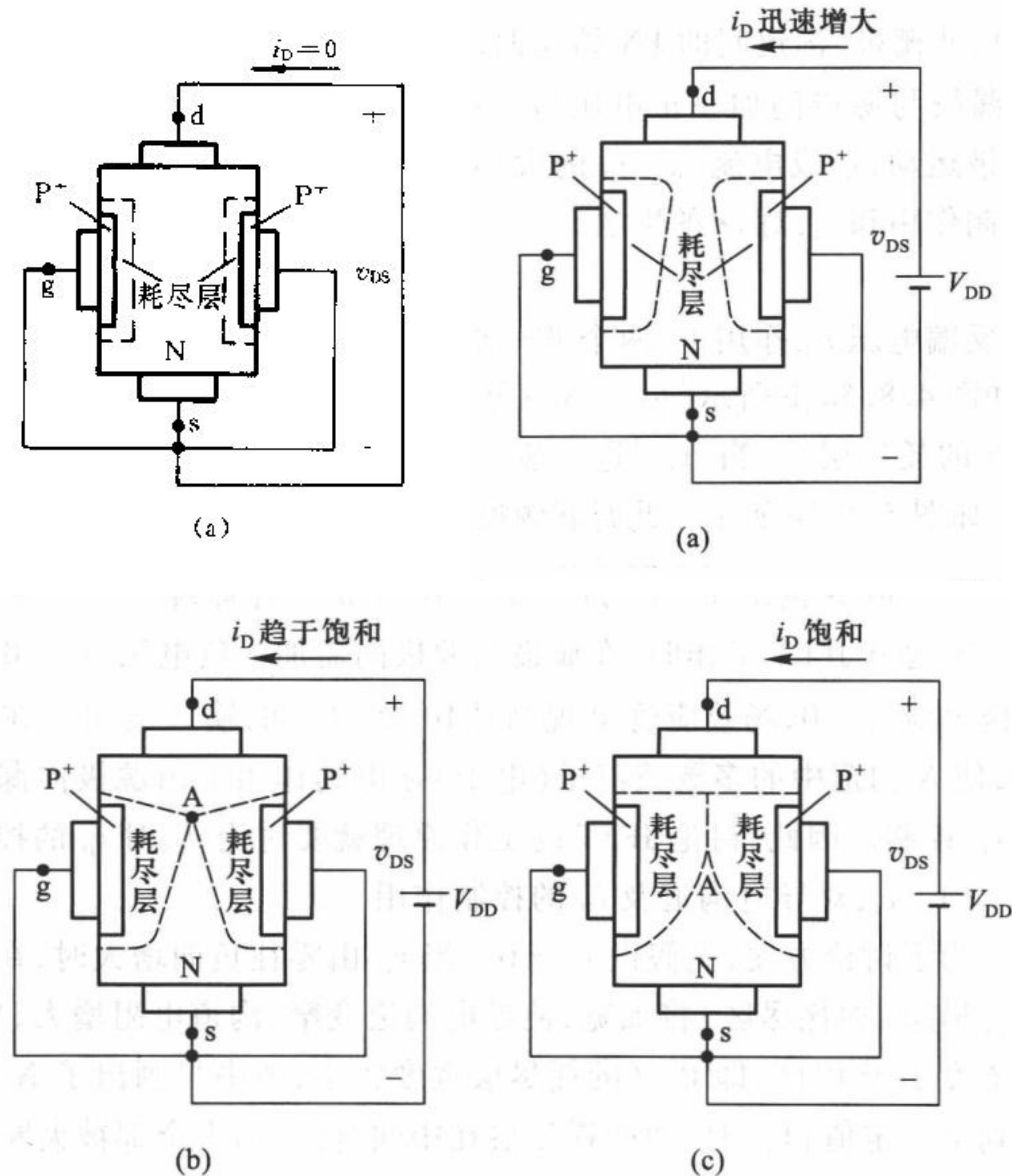
- 当 $v_{DS}=0$ 时, $i_D=0$ 。
- 随着 v_{DS} 逐渐增加, 一方面沟道电场强度加大, 有利于漏极电流 i_D 增加; 但有了 v_{DS} , 就在由源极经沟道到漏极组成的N型半导体区域中, 产生了一个沿沟道的电位梯度。沟道区的电位差则从靠源端的零电位逐渐升高到靠近漏端的 v_{DS} 。
- 在从源端到漏端的不同位置上, 栅极与沟道之间的电位差是不相等的, 离源极愈远, 电位差愈大, 加到该处PN结的反向电压也愈大, 耗尽层也愈向中心扩展, 使靠近漏极处的导电沟道比靠近源极要窄。所以增加 v_{DS} , 又产生了阻碍漏极电流 i_D 提高的因素。



V_{DS} 对 i_D 的影响

- 在 V_{DS} 较小时，导电沟道靠近漏端区域仍较宽，这时阻碍的因素是次要的，故 i_D 随 V_{DS} 升高成正比地增大。
- 当 V_{DS} 继续增加，使漏栅间的电位差加大，靠近漏端电位差最大，耗尽层也最宽。
- 当两耗尽层在A点相遇时，称为**预夹断**，A点耗尽层两边的电位差用夹断电压 V_P 来描述。

$$v_{GD} = v_{GS} - v_{DS} = V_P$$





第七章模拟集成电路

- 集成电路中的电流源：偏置电流，有源负载，镜像电流源
- 差分式放大电路：差模信号和共模信号，基本差分式放大电路，双端输入、双端输出的差模电压增益，双端输出的共模电压增益，双端输出共模抑制比 K_{CMR} ，几种接法的性能指标比较
- 集成电路运算放大器：结构
- 集成电路运算放大器的主要参数：输入失调电压 V_{I0} ，输入偏置电流 I_{IB} ，输入失调电流 I_{I0} ，温度漂移，最大差模输入电压 V_{idmax} ，最大共模输入电压 V_{icmax} ，最大输出电流 I_{omax} ，开环差模电压增益 A_{V0} ，开环带宽 $\text{BW}(f_{\text{H}})$ ，单位增益带宽 $\text{BWG}(f_{\text{T}})$ ，转换速率 SR

三种基本放大电路的性能比较



表 4.4.1 FET 三种基本放大电路的比较

电路形式	共源极电路	共漏极电路(源极输出器)	共栅极电路**
电压增益 \dot{A}_v (未考虑极间电容时)	$\dot{A}_v = -g_m(R_d \parallel r_d) \approx -g_m R_d$ (当 $r_d \gg R_d$ 时)	$\dot{A}_v = \frac{g_m R}{1 + g_m R + \frac{R}{r_d}} \approx \frac{g_m R}{1 + g_m R}$	$\dot{A}_v \approx \frac{\left(g_m + \frac{1}{r_d}\right) R_d}{1 + (R_d/r_d)} \approx g_m R_d$ (当 $r_d \gg R_d$ 时)
输入电阻 R_i	R_g^*	R_g^*	$\frac{1}{g_m} \parallel R$
输入电容 C_i	$C_{gs} + (1 - \dot{A}_v)C_{dg}$	$C_{dg} + C_{gs}(1 - \dot{A}_v)$	C_{gs}
输出电阻 R_o	$R_d \parallel r_d$	$\frac{1}{g_m} \parallel R$	$R_d \parallel r_d [1 + g_m(R_s \parallel R)]$ (R_s 为信号源内阻)
特点	1. 电压增益大 2. 输入电压与输出电压反相 3. 输入电阻高, 输入电容大 4. 输出电阻主要由负载电阻 R_d 决定	1. 电压增益小于 1, 但接近 1 2. 输入输出电压同相 3. 输入电阻高而输入电容小 4. 输出电阻小, 可作阻抗变换用	1. 电压增益大 2. 输入输出电压同相 3. 输入电阻小, 输入电容小 4. 输出电阻大

* $R_g = R_{g3} + (R_{g1} \parallel R_{g2})$

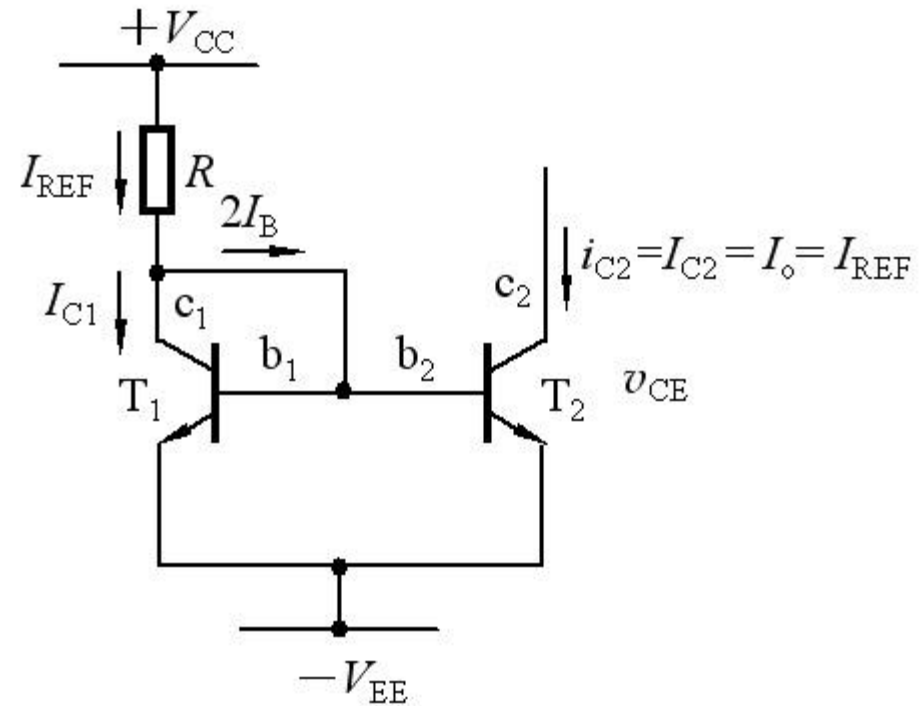
** 共栅接法因栅极与沟道之间的高阻未发挥作用, 故少用。

镜像电流源

- 设 T_1 、 T_2 的参数完全相同，即 $\beta_1 = \beta_2$ ， $I_{CE01} = I_{CE02}$ ，由于有相同的基-射极间电压 ($V_{BE1} = V_{BE2}$)， $I_{E1} = I_{E2}$ ， $I_{C1} = I_{C2}$ 。

- 当BJT的 β 较大时，基极电流 I_B 可以忽略， T_2 的集电极电流 I_{C2} 近似等于基准电流 I_{REF} ，即

$$I_{C2} = I_{REF} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R} \approx \frac{V_{CC}}{R}$$





差模信号和共模信号

- 输出电压不仅取决于两个输入信号的差模信号 v_{id} ，而且还与两个输入信号的共模 v_{ic} 有关，它们分别表示为

$$v_{id} = v_{i1} - v_{i2} \quad v_{ic} = \frac{1}{2}(v_{i1} + v_{i2})$$

- 差模信号是两个输入信号之差，而共模信号则是二者的算术平均值。当用共模和差模信号表示两个输入电压时，有

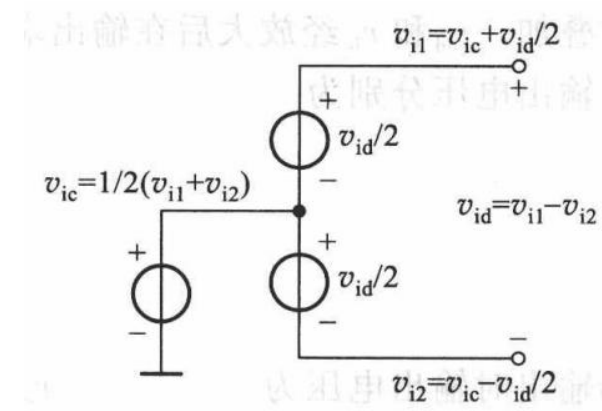
$$v_{i1} = v_{ic} + \frac{v_{id}}{2} \quad v_{i2} = v_{ic} - \frac{v_{id}}{2}$$

- 在差模信号和共模信号同时存在的情况下，可利用叠加原理来求出总的输出电压，即

$$v_0 = A_{VD} v_{id} + A_{VC} v_{ic}$$

差模电压增益
共模电压增益

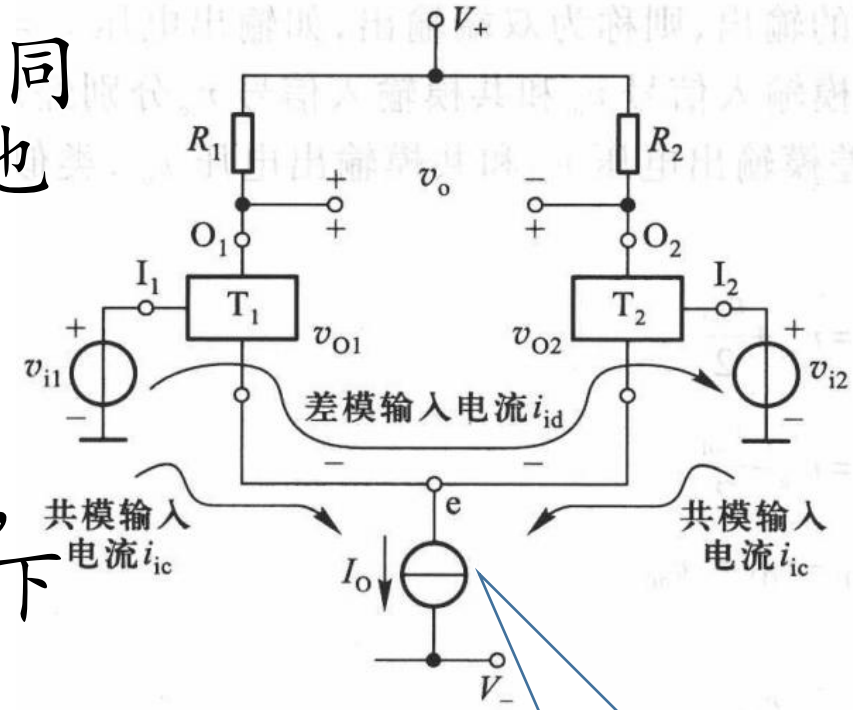
$$A_{VD} = v_{od} / v_{id} \quad A_{VC} = v_{oc} / v_{ic}$$





基本差分式放大电路

- 一个基本差分式放大电路由两个特性相同的BJT T_1 、 T_2 组成对称电路，电路参数也对称，即 $R_{c1}=R_{c2}=R_c$ 等。
- 有两个电源 $+V_{CC}$ 和 $-V_{EE}$ 。
- 两管的发射极连接在一起并接恒流源 I_0 ，恒流源的交流电阻 r_0 很大，在理想情况下为无穷大。
- 如果电路有两个输入端和两个输出端，称双端输入、双端输出电路。



前面讲的电流源

静态分析

- 当没有输入信号电压时

$$v_{i1} = v_{i2} = 0$$

$$V_{BE1} = V_{BE2} = 0.7V$$

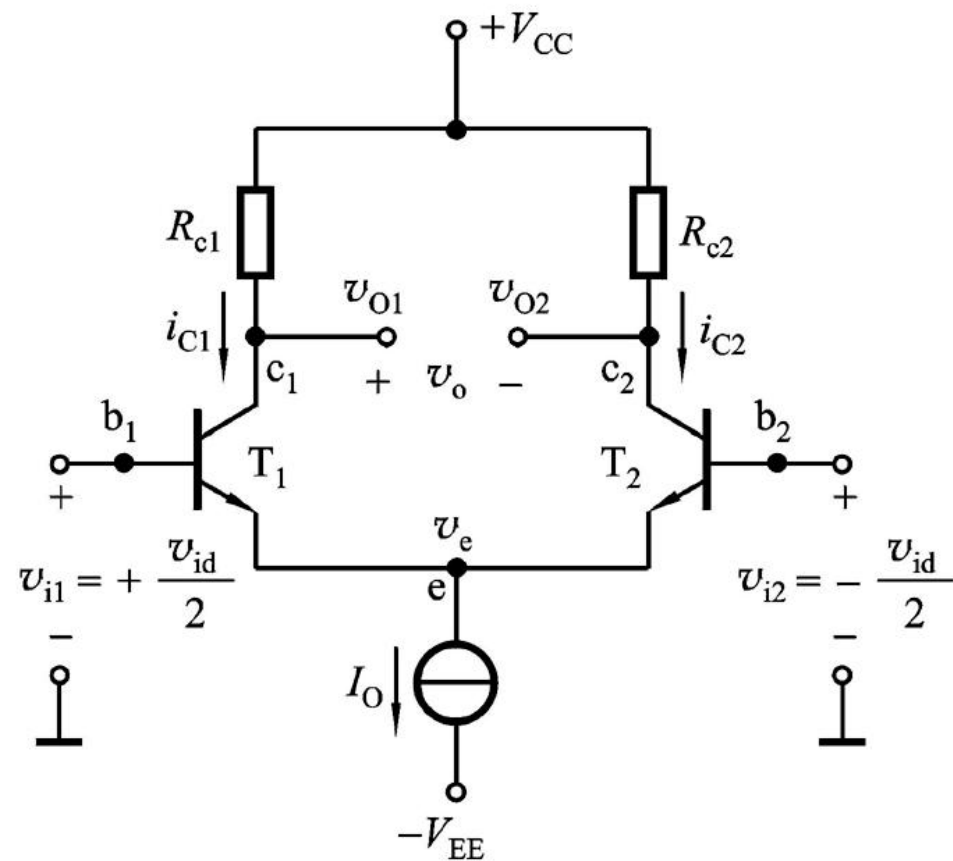
$$R_{c1} = R_{c2} = R_c$$

$$i_{c1} = i_{c2} = I_C = I_0/2$$

$$V_{CE1} = V_{CE2} = V_{CC} - I_C R_c + 0.7V$$

$$v_o = v_{C1} - v_{C2} = 0$$

即当输入为0时，输出也为0。



动态分析

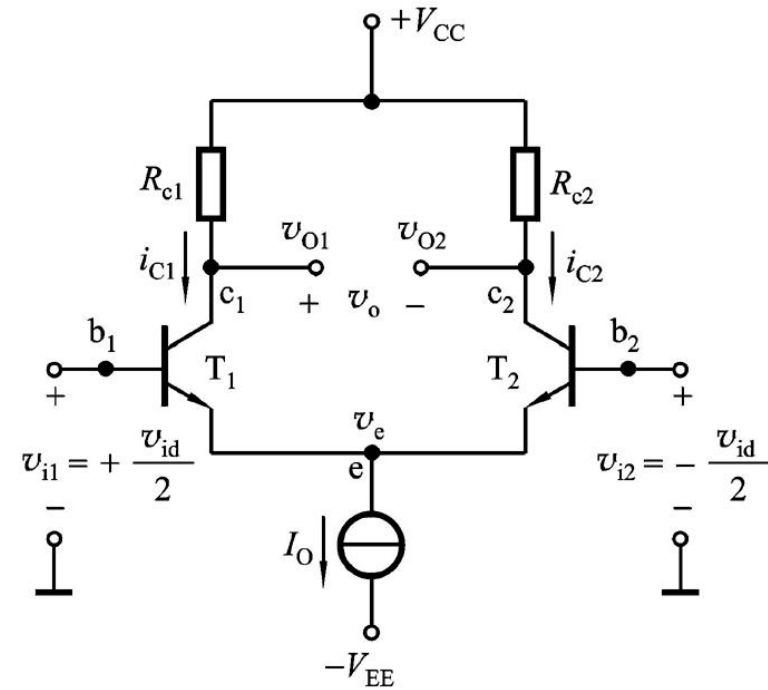
- 当在电路的两个输入端各加一个大小相等、极性相反的信号电压时，

$$v_{i1} = -v_{i2} = \frac{v_{id}}{2}$$

- 一管电流将增加，另一管电流则减小，所以输出信号电压

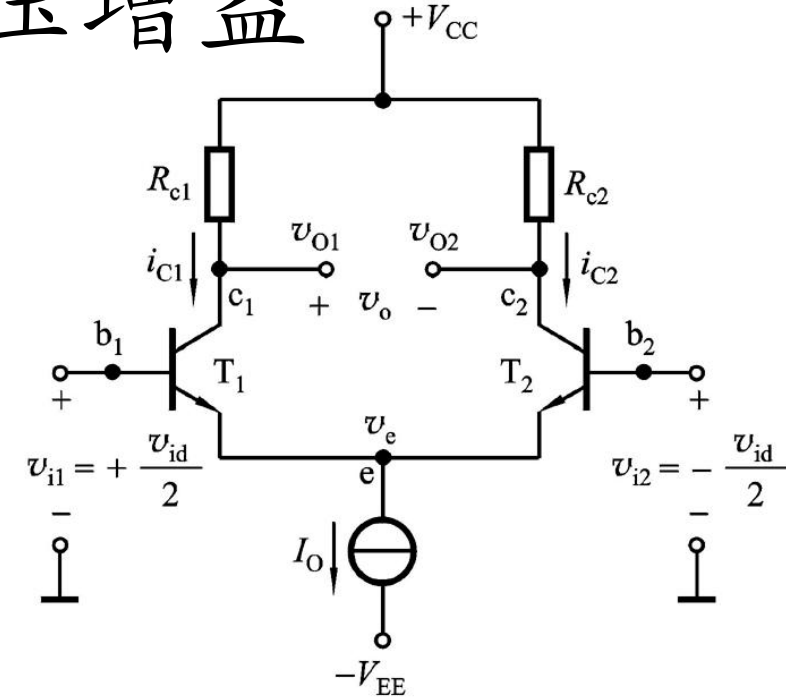
$$v_i = v_{i1} - v_{i2} = v_{id}$$

$$\begin{aligned} v_o &= v_{c1} - v_{c2} = (V_{CC} - i_{c1}R_{c1}) - (V_{CC} - i_{c2}R_{c2}) \\ &= (i_{c1} - i_{c2})R_c \neq 0 \end{aligned}$$



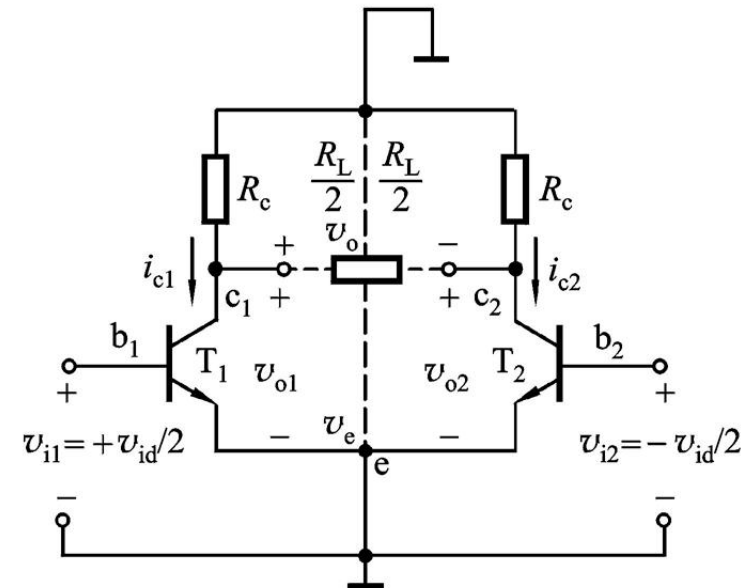
双端输入、双端输出的差模电压增益

- 若输入为差模方式， $v_{i1} = -v_{i2} = v_{id}/2$ ，一管的电流增加，另一管的电流减小，在电路完全对称的条件下， I_{C1} 的增加量等于 I_{C2} 的减小量，所以流过恒流源的电流 I_0 不变，相当于交流 $v_e = 0$ ，故交流通路等效为下图。



- 当从两管集电极作双端输出时，其差模电压增益与单管放大电路的电压增益相同，即

$$A_{VD} = \frac{v_o}{v_{id}} = \frac{v_{o1} - v_{o2}}{v_{i1} - v_{i2}} = \frac{2v_{o1}}{2v_{i1}} = -\frac{\beta R_c}{r_{be}}$$



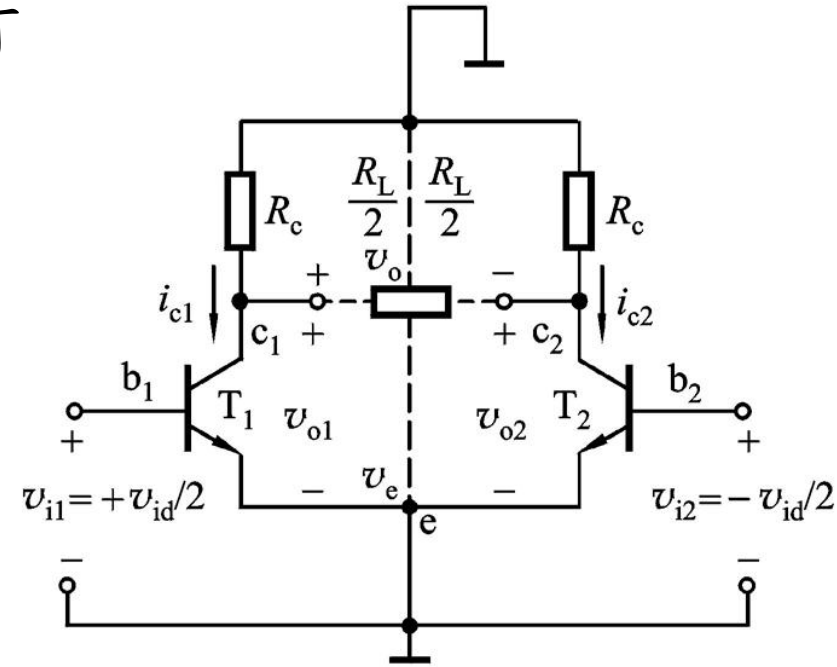
双端输入、双端输出的差模电压增益

- 当集电极 c_1 、 c_2 两点间接入负载电阻 R_L 时

$$A'_{VD} = -\frac{\beta R'_L}{r_{be}}$$

$$R'_L = R_c \parallel (R_L/2)$$

- 这是因为输入差模信号时， c_1 和 c_2 点的电位向相反的方向变化，一边增量为正，另一边增量为负，并且大小相等，负载电阻 R_L 的中点是交流地电位，所以在差动输入的半边等效电路中，负载电阻是 $R_L/2$ 。

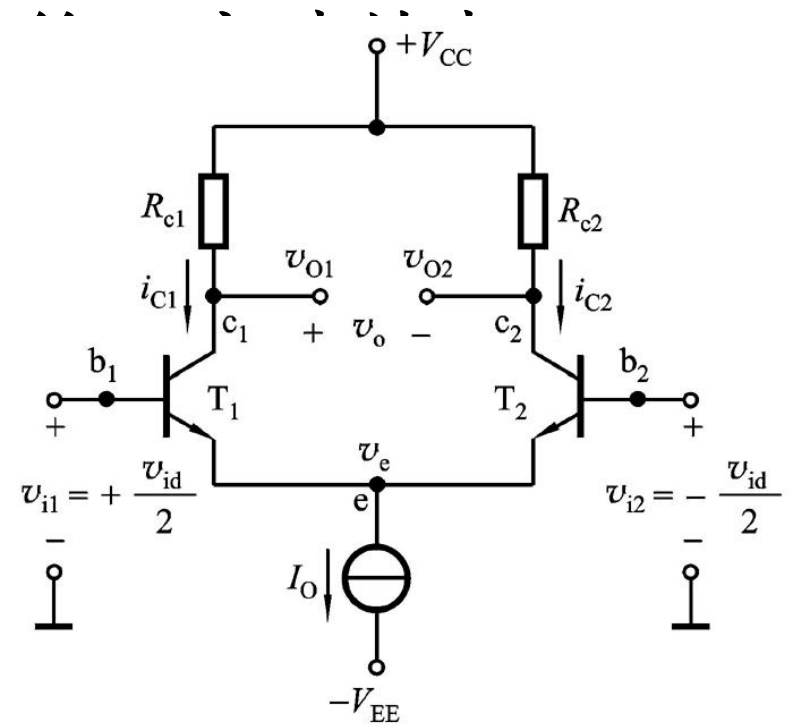


双端输入、单端输出的差模电压增益

- 如输出电压取自其中一管的集电极 (v_{o1} 或 v_{o2})，则称为单端输出。
- 由于只取出一管的集电极电压变化量，电压增益只有双端输出时的一半，即

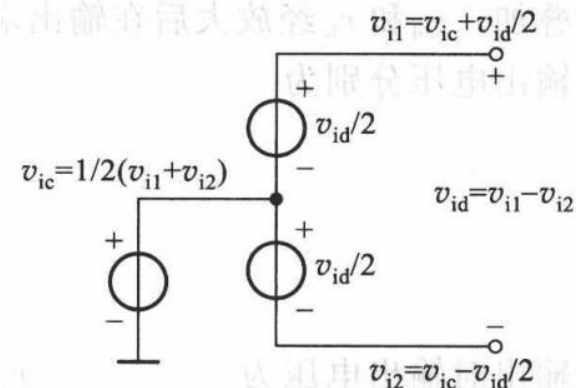
$$A_{VD1} = \frac{1}{2} A_{VD} = -\frac{\beta R_c}{2r_{be}}$$

$$A_{VD2} = -\frac{1}{2} A_{VD} = \frac{\beta R_c}{2r_{be}}$$



单端输入、双(单)端输出差模电压增益

- 当放大电路的输入电路由一端接地，即 $v_{i1}=v_{id}$ ， $v_{i2}=0$ ，这种输入方式称为单端输入。
- r_0 为恒流源的交流电阻，其阻值很大，容易满足 $r_0 \gg r_e$ 的条件，可认为 r_0 支路相当于开路，输入信号电压 v_{id} 近似地均分在两管的输入回路上. $v_{ic}=v_{id}/2$
- 两电路中作用于 **be** 结上的信号分量基本上一致，即单端输入时，电路的工作状态与双端输入时近似一致。如 r_0 足够大，由双端输出时，其差模电压增益与双端输入近似一致，其他指标也与双端输入电路相同。

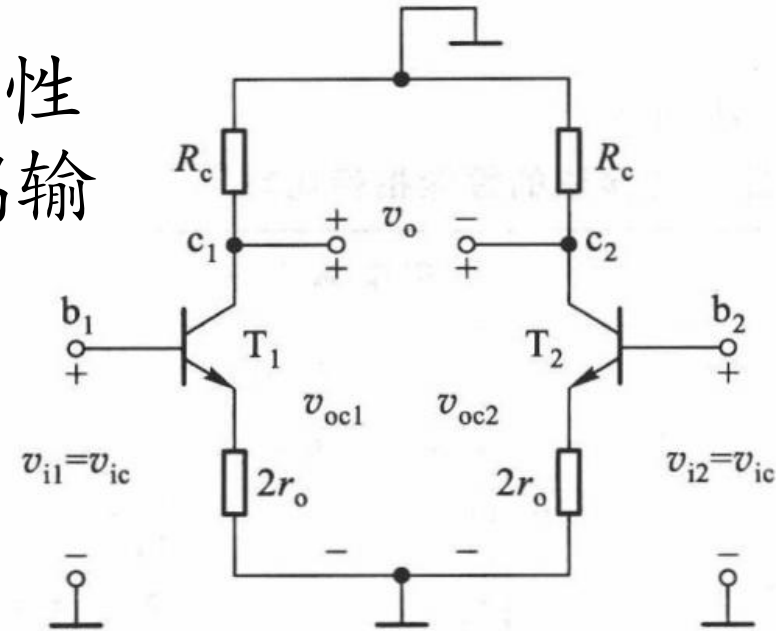


双端输入、双端输出的共模电压增益

- 当两个输入端接入共模输入电压，即 $v_{i1}=v_{i2}=v_{ic}$ ，因两管的电流同时增加或减小，因此有 $v_e=i_e r_o=2 i_{e1} r_o$ ，对每个管子而言，相当于射极接了 $2r_o$ 的电阻。
- 当从两管集电极输出时，由于电路的对称性，其输出电压为 $v_{oc}=v_{oc1}-v_{oc2}\approx 0$ ，其双端输出的共模电压增益为

$$A_{VC} = \frac{v_{oc}}{v_{ic}} = \frac{v_{oc1} - v_{oc2}}{v_{ic}} \approx 0$$

共模电压增益越小，说明放大电路的性能越好。



双端输入、单端输出的共模电压增益

- 单端输出的共模电压增益表示两个集电极任一端对地的共模输出电压与共模输入信号之比，即

$$A_{VC1} = \frac{v_{oc1}}{v_{ic}} = \frac{v_{oc2}}{v_{ic}} = \frac{-\beta R_c}{r_{be} + (1 + \beta)2r_o}$$

- 一般情况下

$$(1 + \beta)2r_o \gg r_{be}, \quad \beta \gg 1$$

$$A_{VC1} = \frac{-R_c}{2r_o}$$

- r_o 越大，即恒流源 I_o 越接近理想情况， A_{VC1} 越小，说明它抑制共模信号的能力越强。



双端输出共模抑制比 K_{CMR}

- 为了说明差分式放大电路抑制共模信号的能力，常用共模抑制比作为一项技术指标来衡量，其定义为放大电路差模电压增益 A_{VD} 与共模电压增益 A_{VC} 之比的绝对值，即

$$K_{CMR} = \left| \frac{A_{VD}}{A_{VC}} \right| \quad K_{CMR} = 20 \lg \left| \frac{A_{VD}}{A_{VC}} \right| dB$$

- 在差分式放大电路中，若电路完全对称，则双端输出共模电压增益 $A_{VC} \approx 0$ ，其共模抑制比 K_{CMR} 将是一个很大的数值。
- 若从单端输出，则根据式共模抑制比的表达式为

- $$K_{CMR1} = \left| \frac{A_{VD1}}{A_{VC1}} \right| \approx \frac{\beta r_o}{r_{be}}$$

$$A_{VD1} = - \frac{\beta R_c}{2 r_{be}}$$

$$A_{VC1} = - \frac{R_c}{2 r_o}$$



几种接法的性能指标比较

输入方式	双端输入	
输出方式	双端	单端
差模增益	$A_{VD} = -\frac{\beta R_C}{r_{be}}$	$A_{VD} = \frac{v_{O1}}{v_{id}} = -\frac{v_{O2}}{v_{id}} = -\frac{\beta R_C}{2r_{be}}$
共模增益	$A_{VC} \rightarrow 0$	$A_{VC} \approx -\frac{R_C}{2R_0}$
共模抑制比	$K_{CMR} \rightarrow \infty$	$K_{CMR} \approx \frac{\beta R_0}{r_{be}}$
差模输入电阻	$R_{id} = 2r_{be}$	
共模输入电阻	$R_{ic} = \frac{1}{2}[r_{be} + (1 + \beta)2r_0]$	
输出电阻	$R_O = 2R_C$	$R_O = R_C$
高频响应	与共射极电路相同	
用途	差分输入输出，常用于多级直接耦合放大电路的输入级、中间级	将差分输入转换为单端输出，多级直接耦合放大电路输入级、中间级

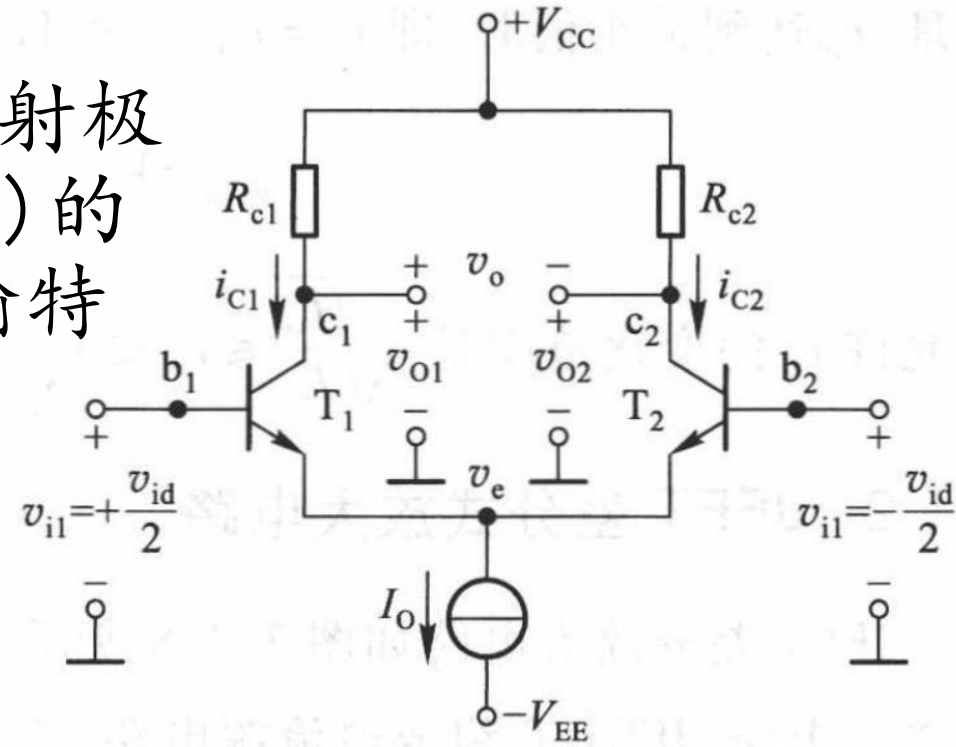


几种接法的性能指标比较

输入方式	单端输入	
输出方式	双端	单端
差模增益	$A_{VD} = -\frac{\beta R_C}{r_{be}}$	$A_{VD} = \frac{v_{O1}}{v_{id}} = -\frac{v_{O2}}{v_{id}} = -\frac{\beta R_C}{2r_{be}}$
共模增益	$A_{VC} \rightarrow 0$	$A_{VC} = -\frac{R_C}{2R_0}$
共模抑制比	$K_{CMR} \rightarrow \infty$	$K_{CMR} = \frac{\beta R_0}{r_{be}}$
差模输入电阻	$R_{id} = 2r_{be}$	
共模输入电阻	$R_{ic} = \frac{1}{2}[r_{be} + (1 + \beta)2r_0]$	
输出电阻	$R_o = 2R_C$	$R_o = R_C$
高频响应	从Vo2输出，T1是共射极，T2是共基极，两管组成共射极-共基极电路，有效提高了上限频率	
用途	将单端输入转换为双端输出，常用于多级直接耦合放大电路的输入级	用在放大电路输入与输出电路均有一端接地的电路中（单端信号）

差分式放大电路的传输特性

- 描述差分式放大电路输出信号随输入信号的变化规律的曲线称为**传输特性**(或转移特性)。
- 传输特性是放大电路输出差模信号随输入差模信号变化的曲线。
- 可以利用BJT的be结的结电压 v_{be} 与发射极电流 i_E 的基本关系求出 i_{C1} , $i_{C2}=f(v_{id})$ 的关系, 即得出差分式放大电路的传输特性。



i_{C1} 和 i_{C2} 与 v_{id} 关系的传输特性

- 当 $v_{id}=v_{i1}-v_{i2}=0$ 时, $i_{C1}=i_{C2}=I_0/2$, 电路处于静态工作状态, 在曲线的Q点。
- v_{id} 在 $0\sim+V_T$ 范围内, 当 v_{id} 增加时, i_{C1} 增加, i_{C2} 减小, i_{C1} 和 i_{C2} 呈线性关系, 放大电路工作在放大区, 虚线所标示的线性区间。曲线上Q点的斜率是差分放大对管BJT互导 g_m 的最大值。
- 当 $v_{id} > V_T$, 即超过 $+100\text{mV}$ 时, 曲线趋于平坦。当 v_{id} 增大时, 一管电流 i_{C1} 趋于饱和值, 另一管电流 i_{C2} 趋于零, $i_{C1}-i_{C2}$ 几乎不变, 电路工作非线性区。

- 扩大传输特性的线性工作范围, 可在两管发射极上分别串接电阻 $R_{e1}=R_{e2}=R_e$ 来改善, 利用 R_e 的电流负反馈作用, 使传输特性曲线斜率减小 (即 g_m 减小), 线性区扩大, 如图中的虚线所示。
- 最大差模输入电压的幅值还受be结反向击穿电压的限制, 称为最大输入差模电压范围。
- 关于FET差分式放大电路的传输特性, 具有类似的特点。

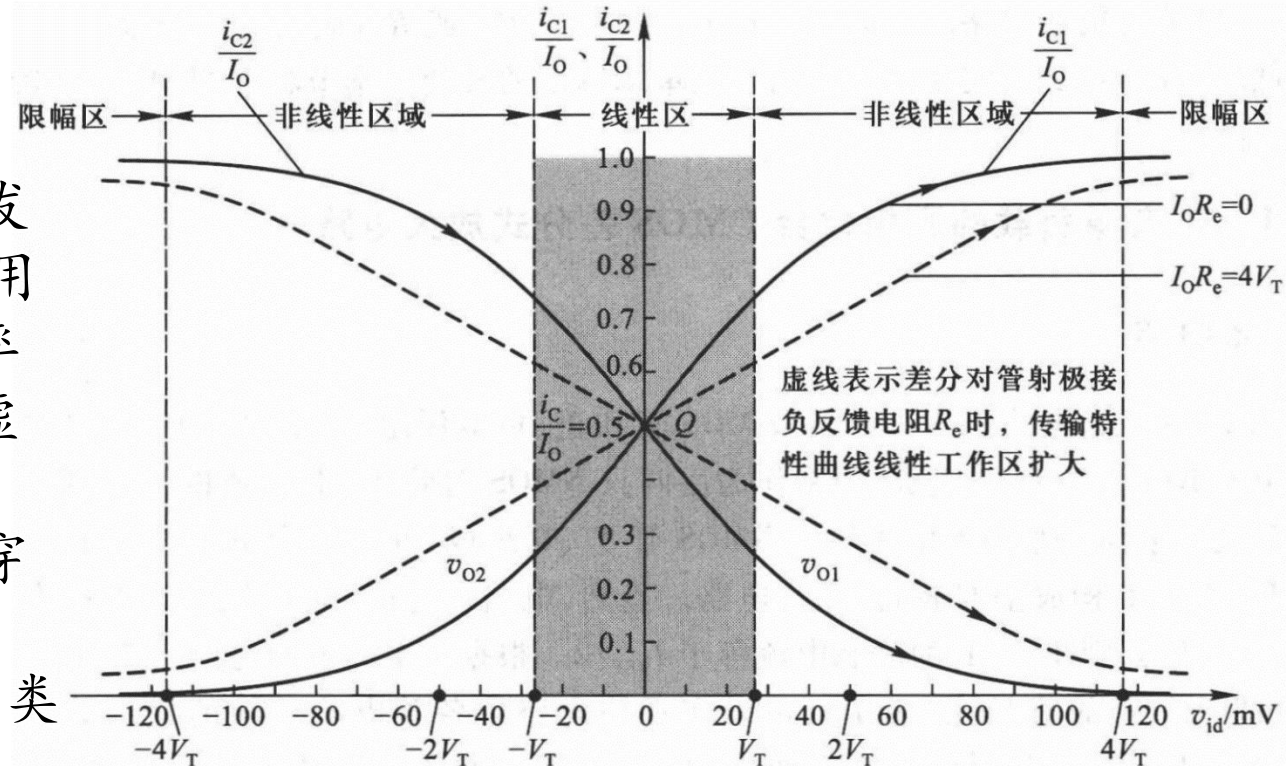
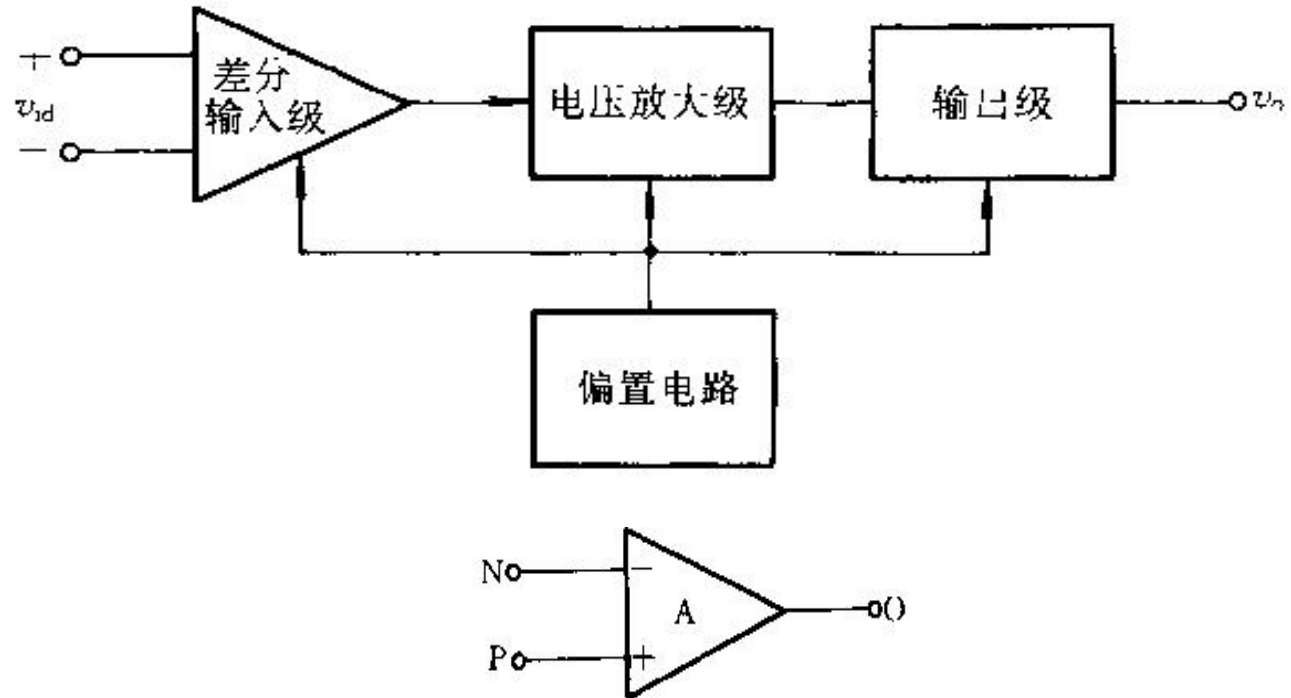


图 7.3.2 i_{C1}/I_0 和 i_{C2}/I_0 与 v_{id} 关系的传输特性

§ 7-3 集成电路运算放大器

- 集成电路运算放大器是一种高电压增益、高输入电阻和低输出电阻的多级直接耦合放大电路，它的类型很多，电路也不一样，但结构具有共同之处。



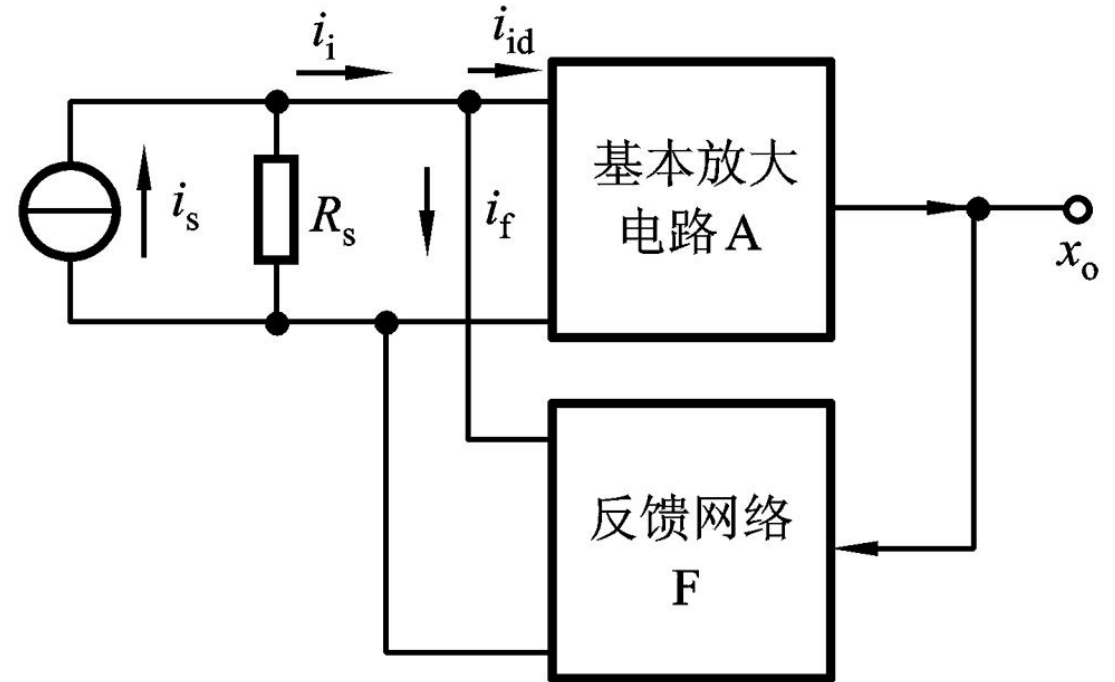
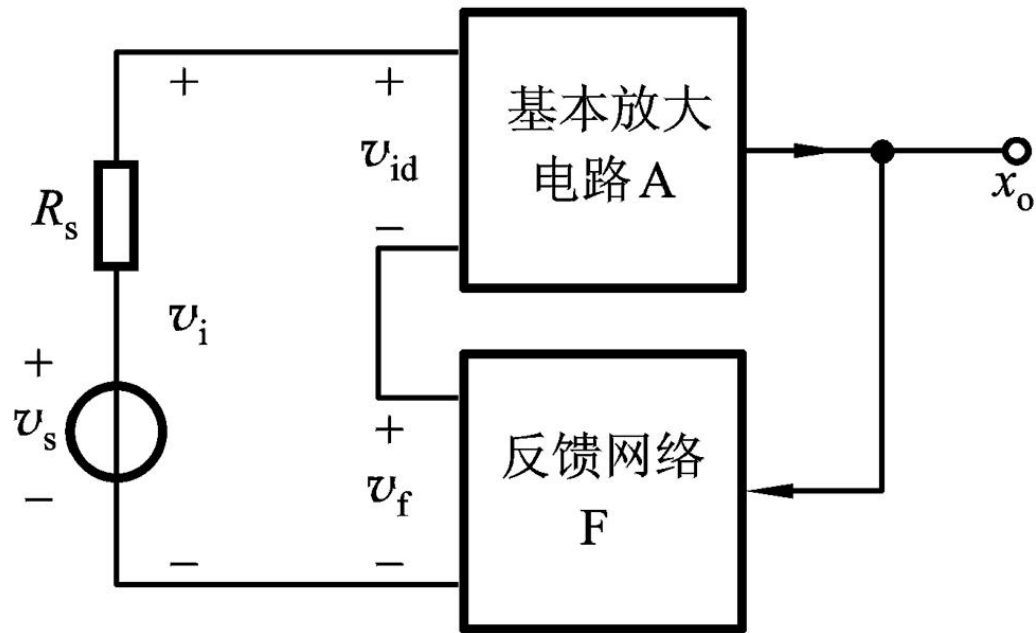


第八章 反馈放大电路

- 反馈的基本概念与分类：外部反馈，直流反馈，交流反馈。四种类型的反馈组态。
- 方框图及增益的一般表达式：负反馈放大电路增益的一般表达式，反馈深度
- 负反馈对放大电路性能的改善
- 负反馈放大电路的分析方法：虚短概念的运用
- 负反馈放大电路的稳定问题：自激振荡现象，稳定工作条件

基本概念

- 串联反馈，并联反馈



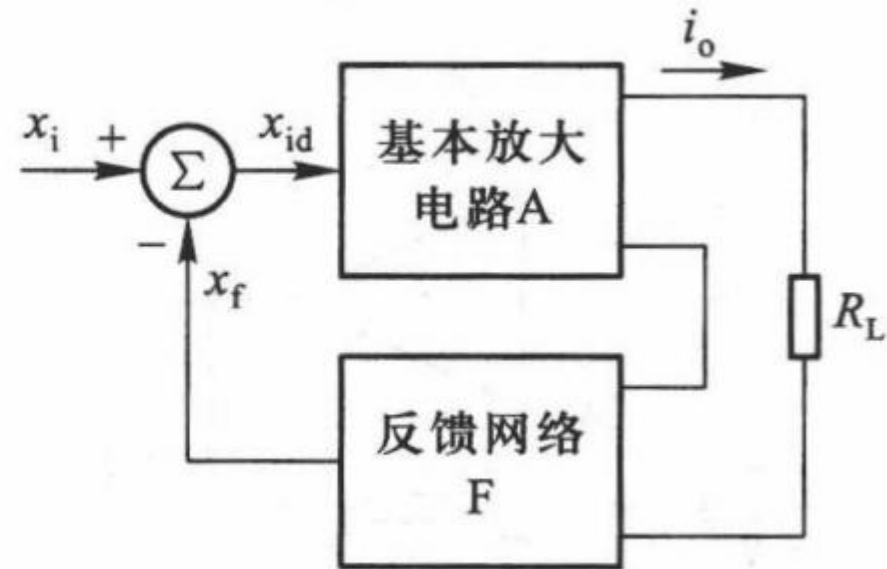
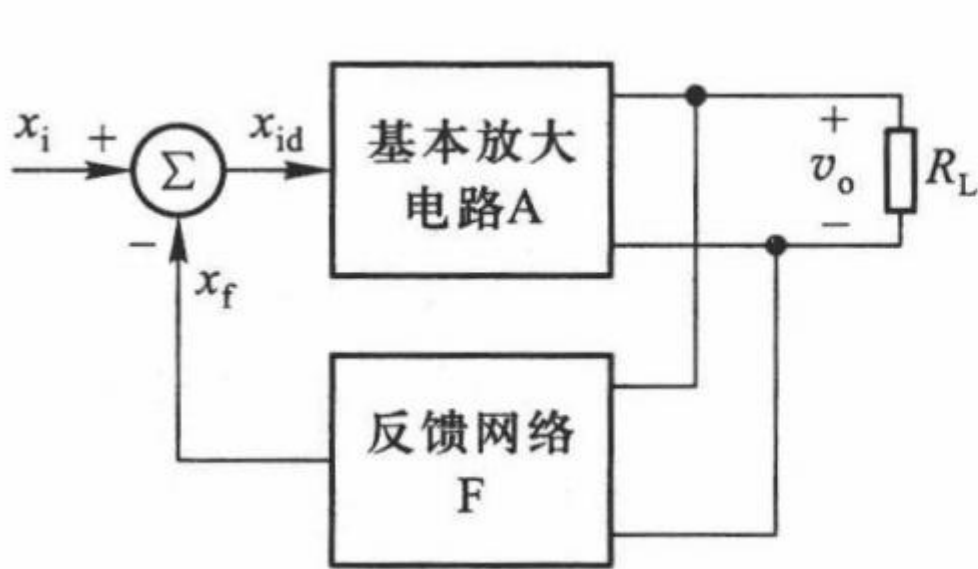
串联： 输入以电压形式求和 (KVL) $-v_i + v_{id} + v_f = 0$ 即 $v_{id} = v_i - v_f$

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

快捷方式：看反馈信号接入哪个输入端

基本概念

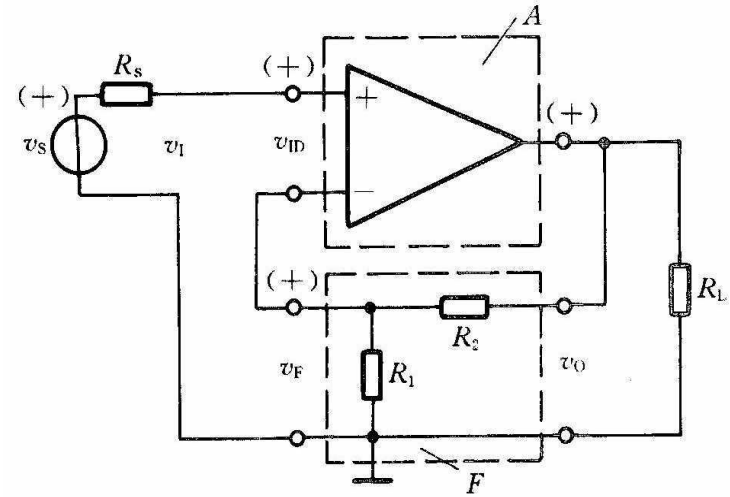
- 电压反馈、电流反馈
- 输出短路法，令 $V_o=0$ 或 $R_L=0$ ，若反馈信号不存在了，则为电压反馈。





电压串联负反馈

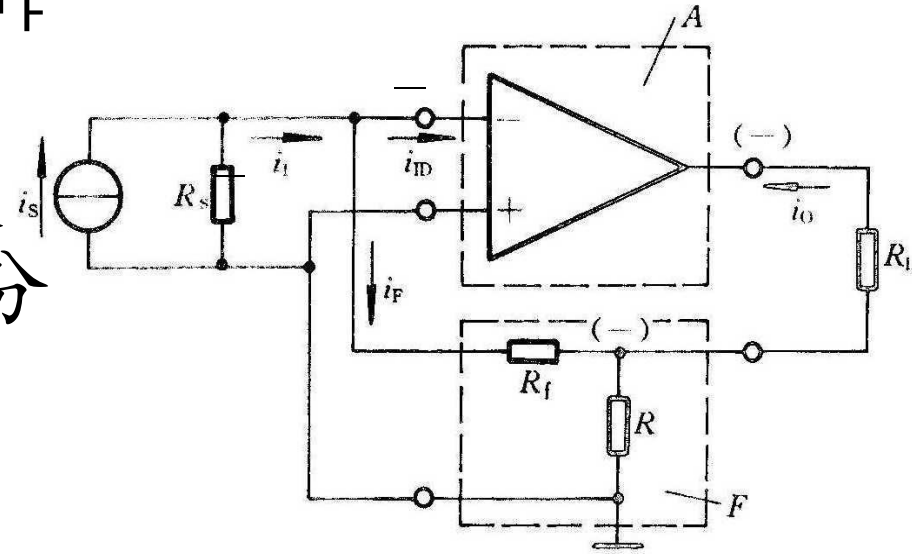
- 基本放大电路为一个集成运放A，反馈网络是 R_1 和 R_2 组成的分压器，用F表示。
- 设想在放大电路的同相输入端接入一变化的信号电压 v_s ， v_o 与 v_s 同极性。
- 由于 v_o 经反馈网络产生的反馈电压 v_F 与 v_o 亦同极性，即与 v_i 同极性， v_F 抵消了 v_i 的一部分，致使运放两输入端之间的净输入电压 $v_{id} = v_i - v_F$ 比无反馈时减小了，输出电压 v_o 亦减小，整个放大电路的电压增益将降低，因此，反馈是**负反馈**。
- 由于 v_F 和 v_i 在输入回路中彼此串联，所以是**串联反馈**。





电流并联负反馈

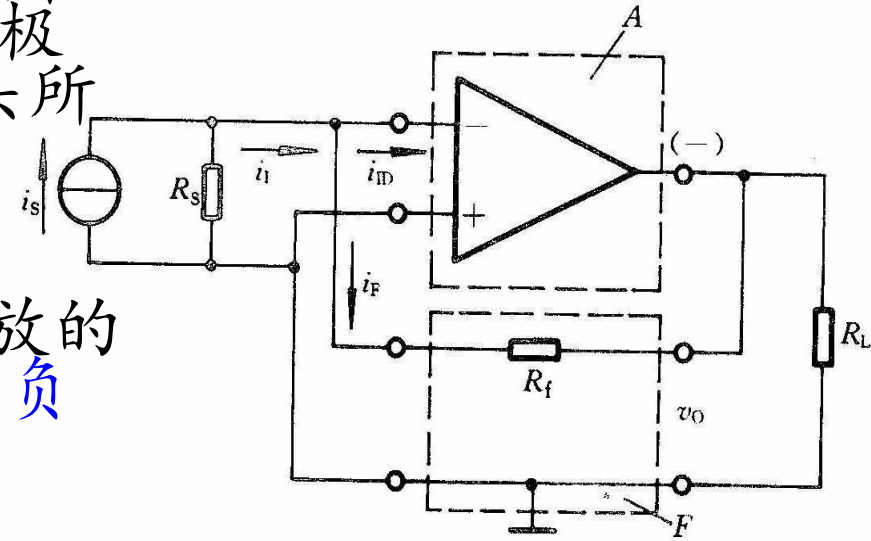
- 设在电路的输入端外加一信号电流 i_s ，其瞬时流向如图中的箭头所示，由此而引起电路中各支路的电流 i_I 、 i_{ID} 及 i_F 的流向亦如图中的箭头所示。
- 反馈电阻 R_f 与取样电阻 R 的联接点亦处于负电位，故输入电流 i_I 中的绝大部分 i_F 流向反馈网络。
- 因 i_s (或 i_I) 是接到运放的反相输入端，运放输出端对地的电位为负极性 (-)，输出电流 i_o 的流向如图中的箭头所示。



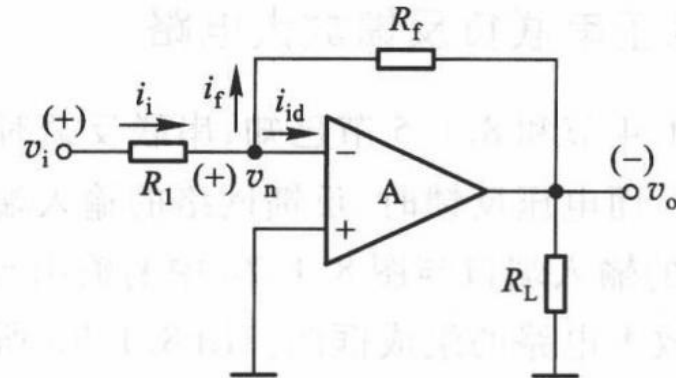
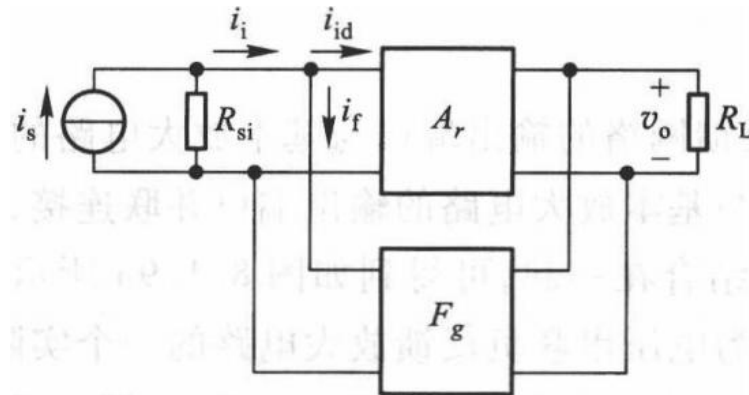


电压并联负反馈

- 假设在输入端所加的信号电流 i_s 的瞬时流向如图中箭头所示，则由于运放的反相作用，得 v_o 的极性为 (-)，此时 i_{ID} 、 i_I 、 i_F 的流向如图中的箭头所示。



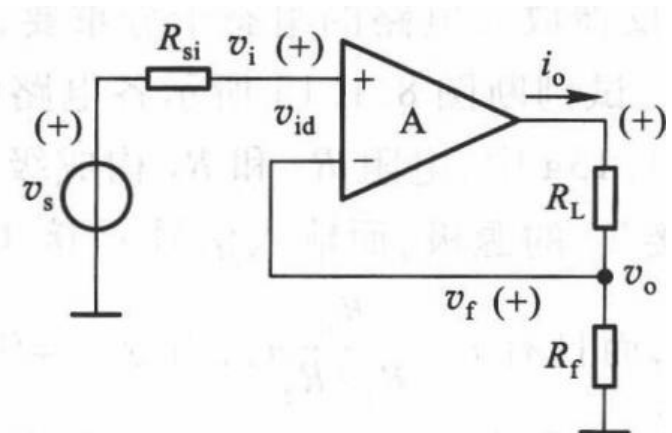
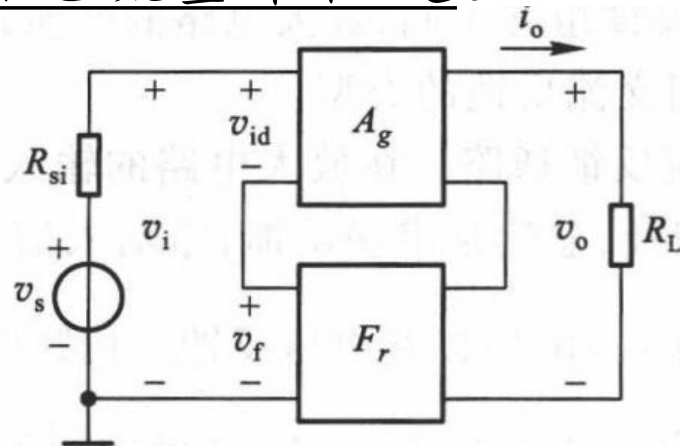
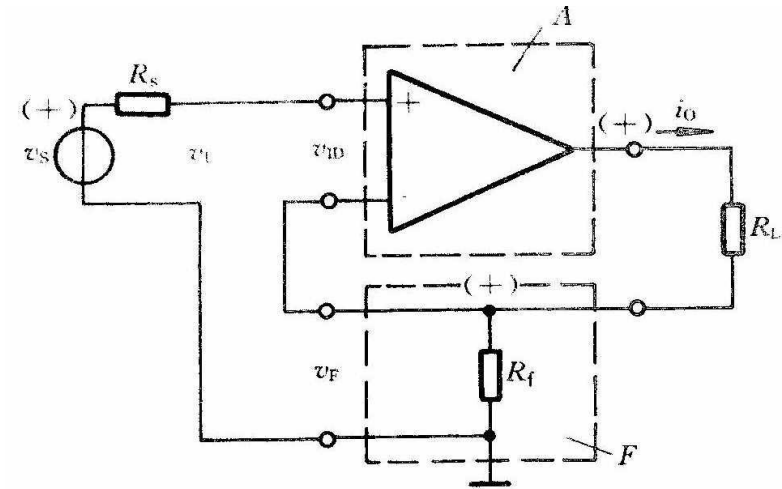
- 在相同 i 值的作用下，因 i_F 的分流而使流入运放的电流 i_{ID} 减小， v_o 亦减小，互阻增益下降，故为 **负反馈**。
- 输出端的取样对象为 v_o ，故是 **电压反馈**。
- 又因在输入端 i_I 和 i_F 以并联的方式进行比较，并以差值电流 i_{ID} 供给运放，所以是 **并联反馈**。





电流串联负反馈

- 当在输入端施加一信号电压 v_s , 瞬时极性如图中的 (+) 号所示, 输出电流 i_o 的瞬时流向如图中所示。当 i_o 流过 R_L 和 R_f 时, 在 R_f 两端产生反馈电压 v_f 。
- 在输入回路中, v_f 抵消了 v_s (或 v_i) 的一部分, 所以基本放大电路的净输入电压 v_{id} 减小, i_o 亦减小, 其互导增益下降, 故所引入的是 **负反馈**。
- 由于在电路中采取输出 **电流取样**、输入 **串联比较**, 故电路为电流串联负反馈电路。电流负反馈电路的特点是能 维持输出电流基本恒定。



负反馈放大电路增益的一般表达式

- 由一般方框图可知，各信号量之间有如下的关系：

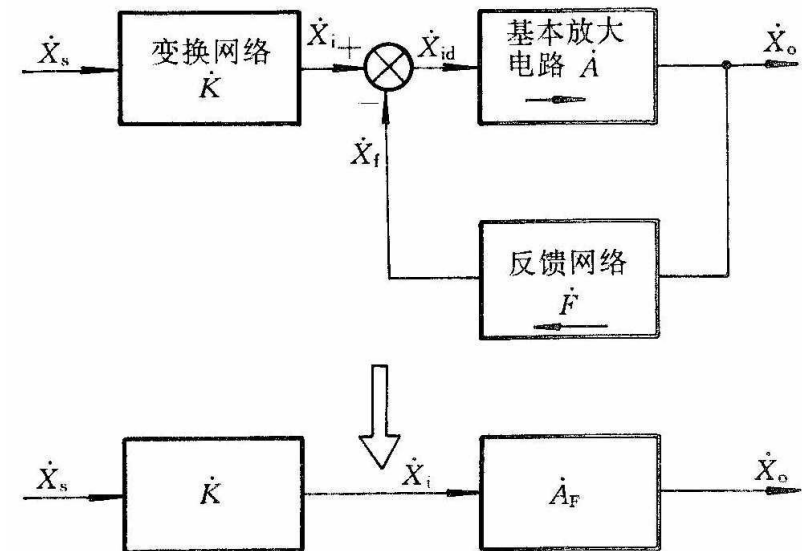
$$\begin{aligned} \dot{X}_o &= \dot{A} \dot{X}_{id} & \dot{X}_f &= \dot{F} \dot{X}_o \\ \dot{X}_{id} &= \dot{X}_i - \dot{X}_f & \dot{X}_i &= \dot{K} \dot{X}_s \end{aligned}$$

- 其中， \dot{A} 为基本放大电路的增益， \dot{F} 为反馈网络的反馈系数， \dot{K} 为变换网络的变换系数，它们可能是正负实数，但一般来说，它们都是信号频率的复函数。

$$\dot{A}_F = \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_i} = \frac{\dot{A}}{1 + \dot{A} \dot{F}}$$

负反馈放大电路的基本方程式

$$\dot{A}_{FS} = \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_s} = \dot{K} \dot{A}_F$$





§ 8-3 负反馈对放大电路性能的改善

- 负反馈虽然使放大电路的增益下降，但能从多方面改善放大电路的性能。
 - 提高增益的恒定性
 - 减少非线性失真
 - 抑制反馈环内噪声
 - 对输入电阻和输出电阻的影响
 - 扩展频带



自激振荡现象

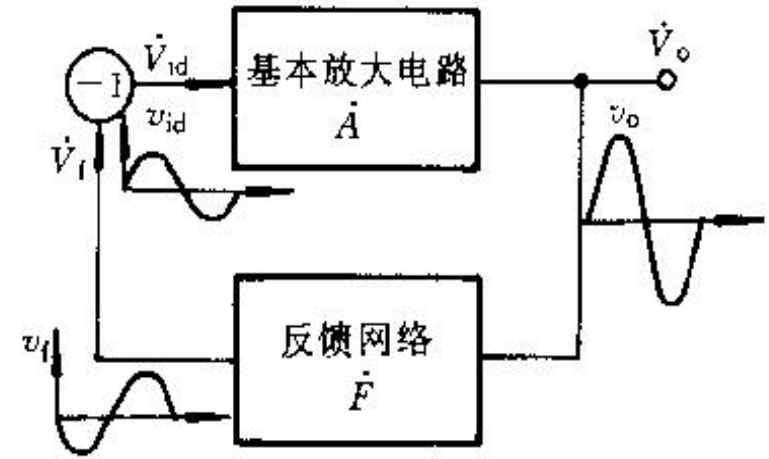
- 假设没有外加信号， \dot{x}_o 经反馈网络和比较电路后，得

$$\dot{X}_{id} = 0 - \dot{X}_f = -\dot{F} \dot{X}_o$$

- 送到放大电路的输入端再放大后，得到一个增强了的信号

$$\dot{X}_o = \dot{A} \dot{X}_{id} = -\dot{A} \dot{F} \dot{X}_o \quad \text{如果} \quad -\dot{A} \dot{F} = 1$$

放大电路将产生自激振荡。



稳定裕度

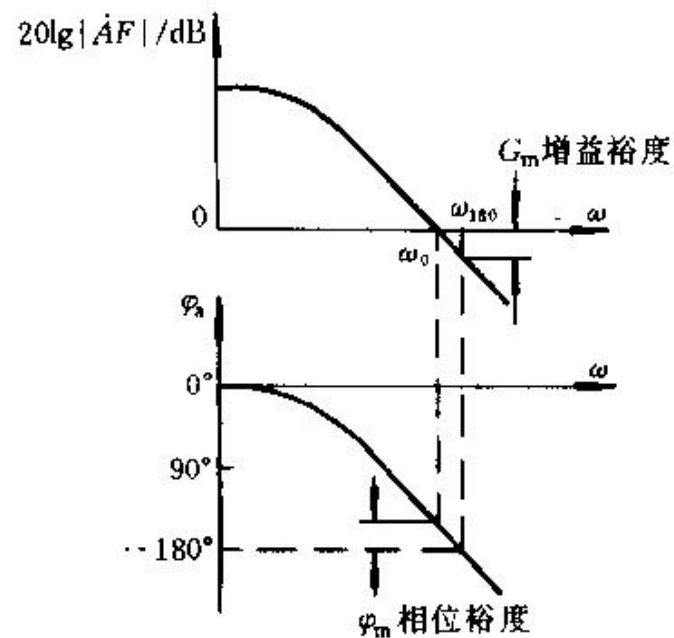
- 增益裕度 G_m 从数量上表示

$$G_m = 1 - \left| \dot{A}_{180} F \right|$$

$$G_m = 0(dB) - 20 \lg \left| \dot{A}_{180} F \right| (dB)$$

- 相位裕度 φ_m 从数量上表示

$$\varphi_m = \varphi_a(\omega_0) - (-180^\circ) = 180^\circ + \varphi_a(\omega_0)$$

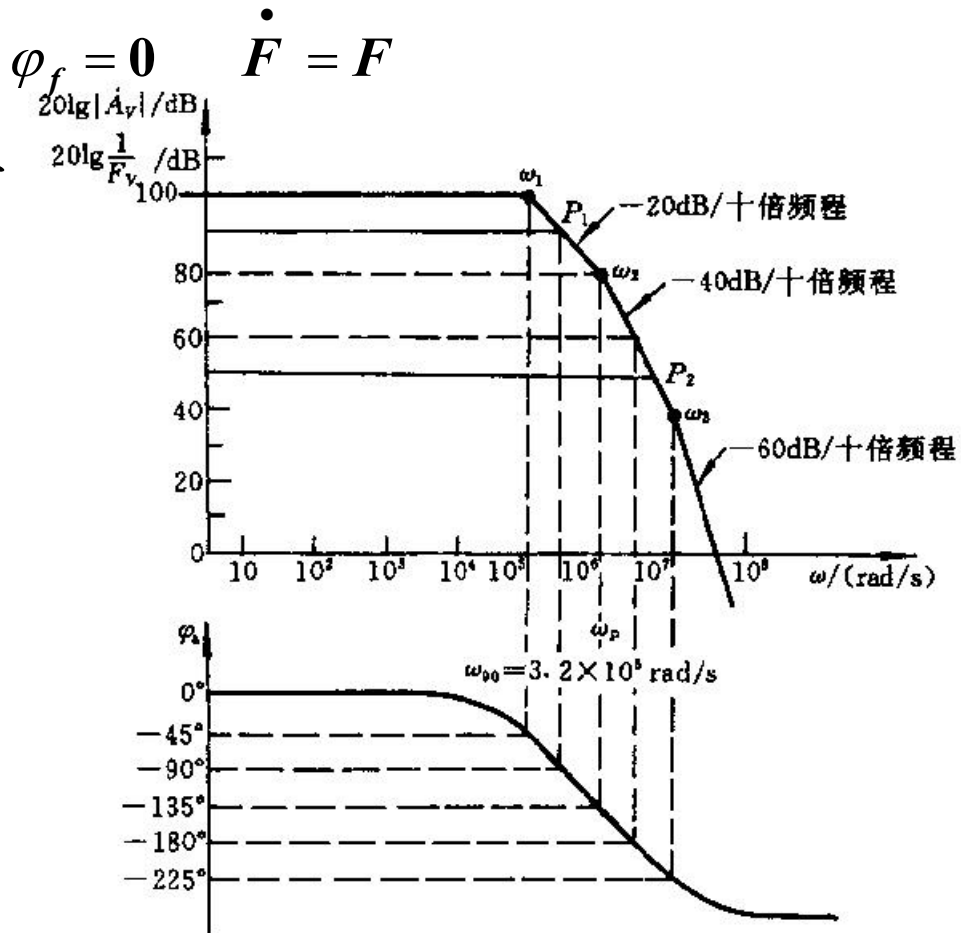


- 若 φ_m 为正，表明相移 φ_a 到达 -180° 之前， $20 \lg |AF|$ 已衰减为 $0dB$ ，反馈电路是稳定的；
- 若 φ_m 为负，表明相移 φ_a 到达 180° 之后 $20 \lg |AF|$ 才衰减为 $0dB$ 。这意味着在 $\omega = \omega_{180}$ 时， $|AF| > 1$ ，因而反馈电路是不稳定的

负反馈放大电路稳定性分析

- 在分析反馈放大电路的稳定性时，往往利用基本放大电路开环增益的波特图。假设反馈网络是电阻性的，此时 $\dot{\varphi}_f = 0$ $\dot{F} = F$
- 在 $20\lg|\dot{A}|$ 的同一坐标平面上，绘出一条水平线 $20\lg 1/F$ ，两曲线之差为

$$20\lg|\dot{A}| - 20\lg\frac{1}{F} = 20\lg|\dot{A}F|$$





第二章运算放大器

- 基本运算电路：比例放大，电压跟随器，加法器、减法器、积分器，微分器，对数和反对数等运算。分析方法，要注意输入方式，判别反馈类型，并利用虚短、虚断的概念。



同相放大器

❖ 若运放器开环增益为 A_{VO} ，则：

$$v_O = A_{VO}(v_P - v_N)$$

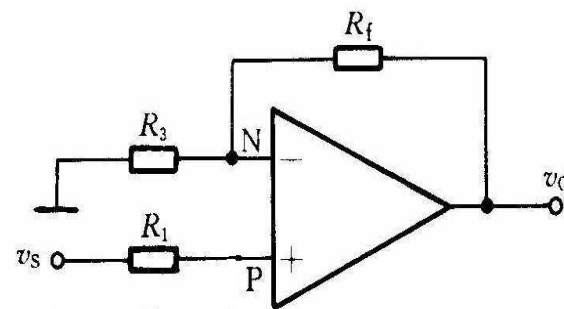
❖ A_{VO} 通常比较大， $A_{VO} > 5000$ ，可以近似认为

$$v_P - v_N = \frac{v_O}{A_{VO}} \approx 0$$

❖ 同相放大器闭环增益 A_{VF} 为

$$\frac{v_O - v_N}{R_f} = \frac{v_N}{R_3} \quad v_N \approx v_P = v_S$$

$$A_{VF} = \frac{v_O}{v_S} = 1 + \frac{R_f}{R_3}$$





电压跟随器

❖ 若运放开环增益为 A_{VO} ，且 A_{VO} 很大，则

$$v_N \approx v_P$$

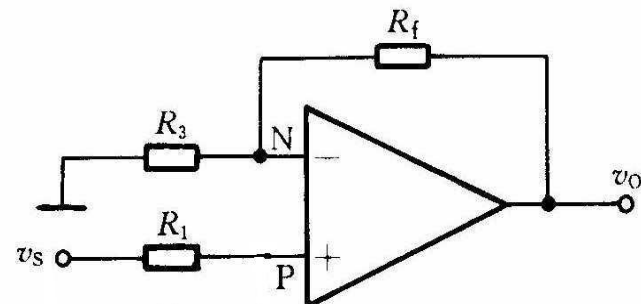
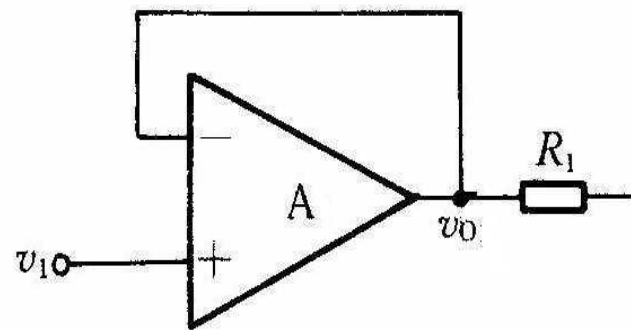
$$v_N = v_O \quad v_P = v_I$$

$$v_O = v_I$$

$$A_{VF} = \frac{v_O}{v_I} = 1$$

❖ 与同相放大器相比

$$A_{VF} = \frac{v_O}{v_S} = 1 + \frac{R_f}{R_3}$$



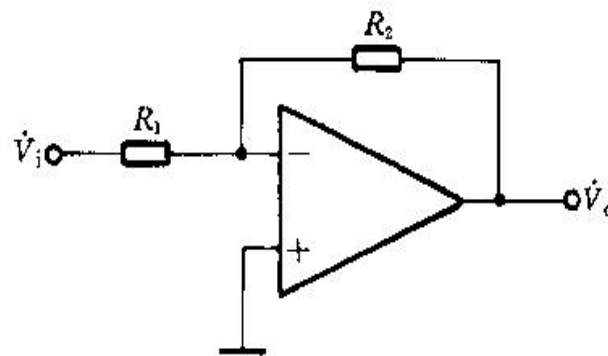
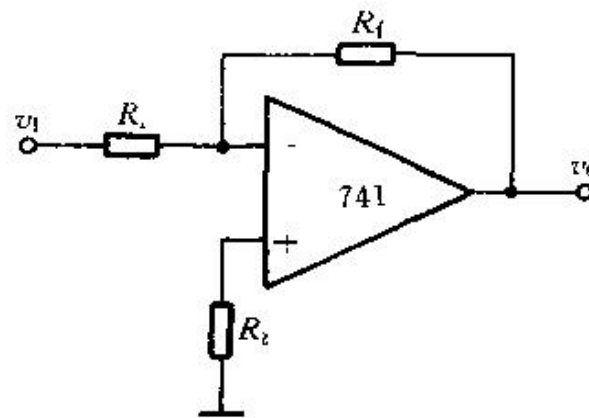
反相放大器

❖ 若运算放大器开环增益为 A_{VO} ，且 A_{VO} 很大，则

$$v_N \approx v_P = 0$$

$$\frac{v_O - v_N}{R_f} = \frac{v_N - v_I}{R_1}$$

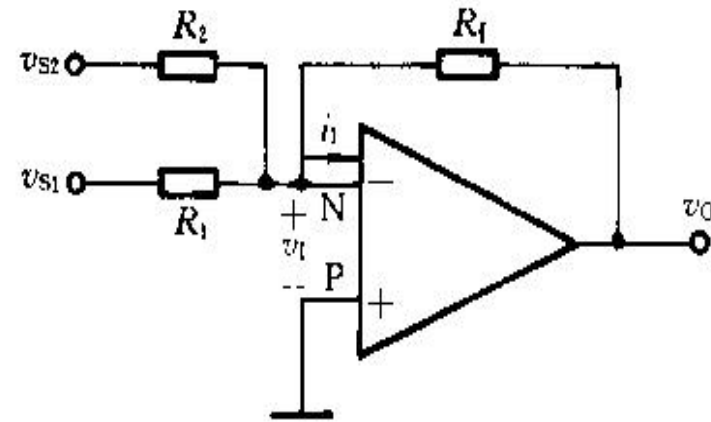
$$A_{VF} = \frac{v_O}{v_I} = -\frac{R_f}{R_1}$$



加法电路

- ❖ 在P端接地时， $v_P=0$ ，N点为虚地。
- ❖ 属于多端输入的电压并联负反馈电路。利用 $v_i=0$ ， $i_i=0$ 和 $v_P=0$ 的概念，对反相输入节点可写出下面的方程式：

$$\frac{v_{S1} - v_I}{R_1} + \frac{v_{S2} - v_I}{R_2} = \frac{v_I - v_O}{R_f}$$
$$-v_O = \frac{R_f}{R_1} v_{S1} + \frac{R_f}{R_2} v_{S2}$$



这就是加法运算的表达式，式中负号是因反相输入所引起的。若 $R_1=R_2=R_f$

$$-v_O = v_{S1} + v_{S2}$$

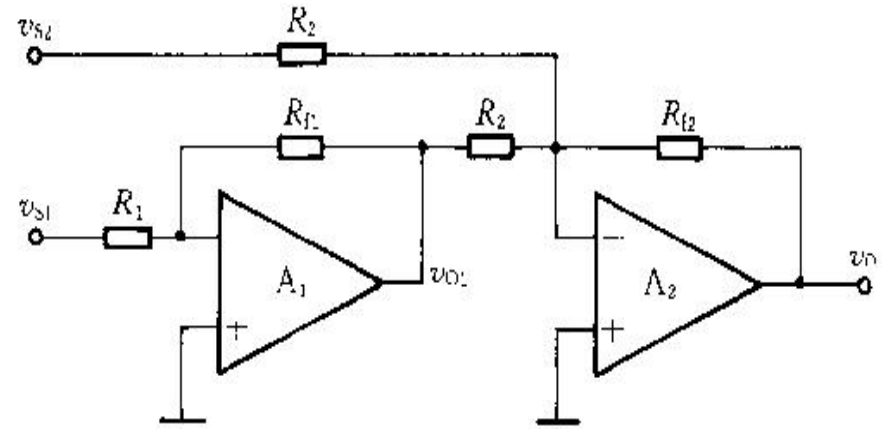
减法电路 (一)

- ❖ 利用反相信号求和，实现减法运算。
- ❖ 第一级为反相比例放大电路，若 $R_{f1}=R_1$ ，则 $v_{o1}=-v_{s1}$ 。
- ❖ 第二级为反相加法电路，则可导出

$$v_o = -\frac{R_{i2}}{R_2}(v_{o1} + v_{s2}) = \frac{R_{i2}}{R_2}(v_{s1} - v_{s2})$$

$$R_2 = R_{i2} \quad v_o = v_{s1} - v_{s2}$$

- ❖ 由于出现虚地，放大电路没有共模信号，故允许 v_{s1} 、 v_{s2} 的共模电压范围较大，且输入阻抗较低。



减法电路 (二)

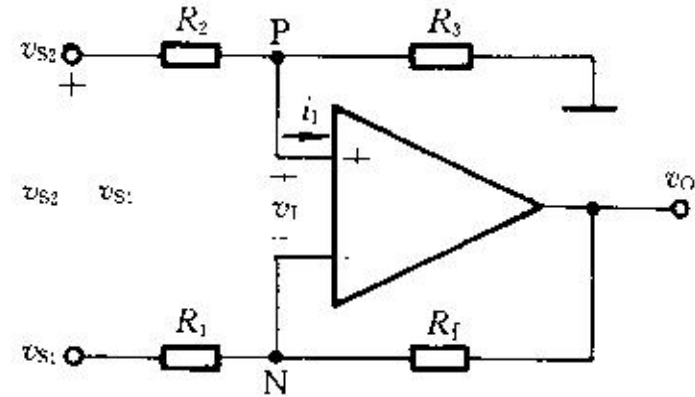
- ❖ 利用差分式电路以实现减法运算。
- ❖ 电路的反相输入和同相输入相结合。
在理想运放的情况下，有 $v_P = v_N$ ，伴随 $v_I = 0$ ，也有 $i_I = 0$

取

$$\frac{v_{S1} - v_N}{R_1} = \frac{v_N - v_O}{R_f} \quad \frac{v_{S2} - v_P}{R_2} = \frac{v_P}{R_3}$$

$$v_O = \left(\frac{R_1 + R_f}{R_1} \right) \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3} \right) v_{S2} - \frac{R_f}{R_1} v_{S1}$$

$$\frac{R_f}{R_1} = \frac{R_3}{R_2} \quad v_O = \frac{R_f}{R_1} (v_{S2} - v_{S1})$$

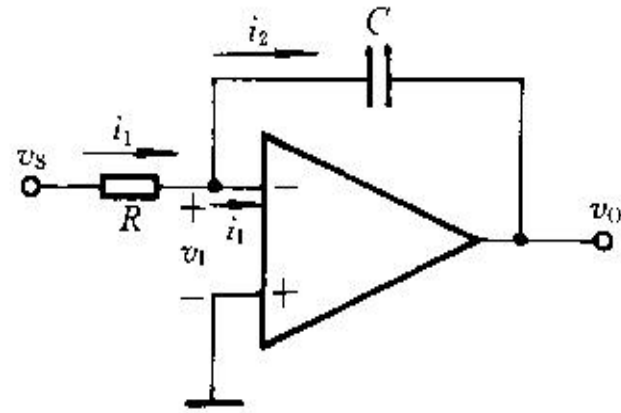


由于存在共模电压，需选用共模抑制比较高的集成运放来保证运算精度。

积分电路

- ❖ 利用虚地的概念： $v_f=0$ ， $i_f=0$ ，有 $i_1=i_2=i$ ，电容 C 以电流 $i=v_s/R$ 进行充电。
- ❖ 设电容器 C 初始电压为零，则

$$v_I - v_O = \frac{1}{C} \int i dt = \frac{1}{C} \int i_1 dt = \frac{1}{C} \int \frac{v_S}{R} dt$$
$$v_O = -\frac{1}{RC} \int v_S dt$$

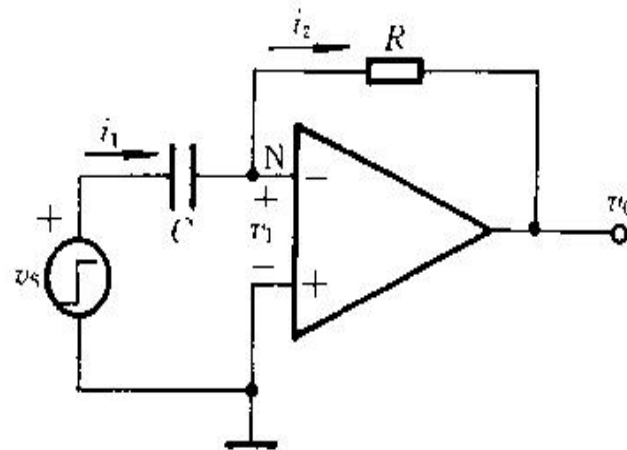


- ❖ 当输入信号 v_S 为阶跃电压时，在它的作用下，电容将以近似恒流方式进行充电，输出电压 v_O 与时间 t 成近似线性关系。

$$v_O \approx -\frac{V_S}{RC} t = -\frac{V_S}{\tau} t$$

微分电路

- ❖ 将积分电路中的电阻和电容元件对换位置，并选取比较小的时间常数 RC ，即为微分电路。
- ❖ 由于存在虚地， $v_I=0$ ， $i_I=0$ ，因此有 $i_1=i_2=i$ 。
- ❖ 设当 $t=0$ 时，电容器 C 的初始电压 $v_C=0$ ，当信号电压 v_s 接入后，



$$i = C \frac{dv_s}{dt}$$

$$v_I - v_O = iR = RC \frac{dv_s}{dt} \quad -v_O = RC \frac{dv_s}{dt}$$

- ❖ 即输出电压正比于电压对时间的微商。



微分电路



❖ 当输入电压 v_s 阶跃信号时，考虑到信号源总存在内阻，在 $t=0$ 时，输出电压 v_o 为一个有限值。随着电容器 C 的充电，输出电压 v_o 将逐渐地衰减，最后趋近于零。

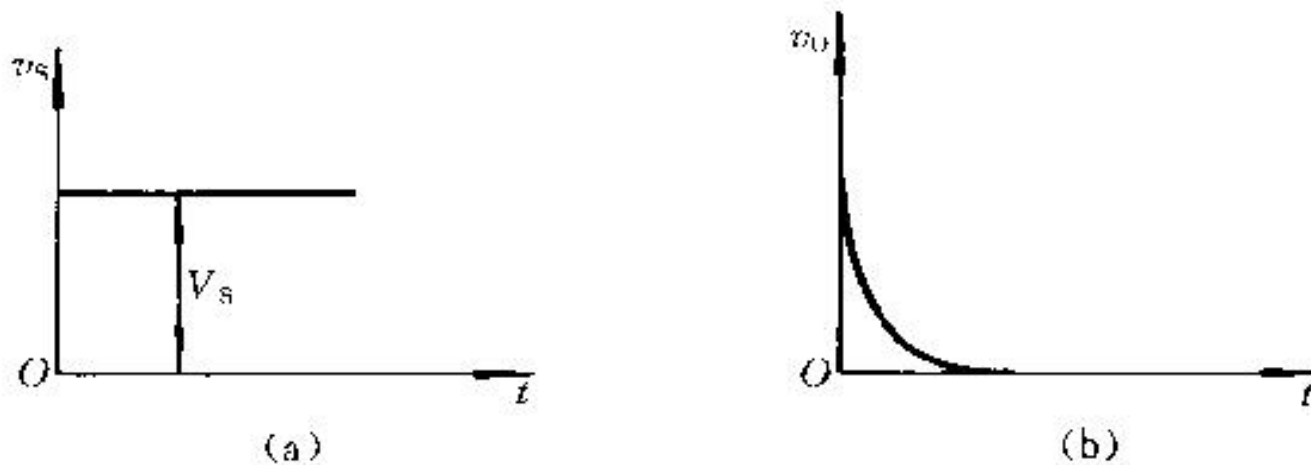


图 8.1.9 微分电路电压波形

(a) 输入 (b) 输出

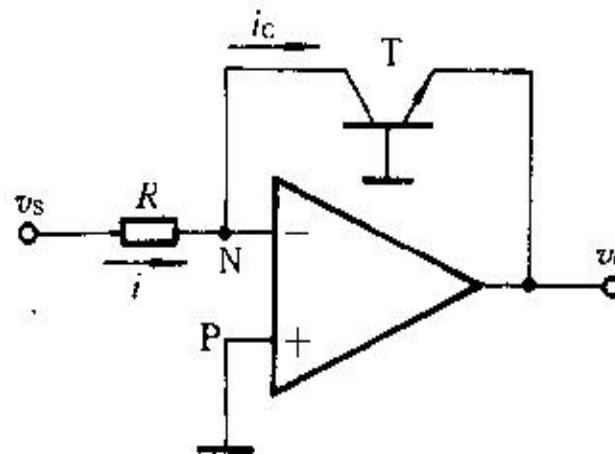
对数运算电路

❖ 如使PN型BJT的 $V_{CB} > 0$ (但接近于零), $V_{BE} > 0$, 则在一个相当宽广的范围内, 集电极电流 i_C 与基-射极电压 V_{BE} 之间具有较为精确的对数关系。它与PN结的理想 $V-i$ 特性方程相同:

$$i_C \approx i_E = I_{ES} \left(e^{v_{BE}/V_T} - 1 \right) \approx I_{ES} e^{v_{BE}/V_T}$$

$$v_{BE} = V_T \ln \frac{i_C}{I_{ES}} \quad i = i_C = \frac{v_S}{R}$$

$$v_O = -v_{BE} = -V_T \ln \frac{i_C}{I_{ES}} = -V_T \ln \frac{v_S}{R} + V_T \ln I_{ES}$$



❖ 输出和输入电压成对数关系, 输出幅值不能超过 $0.7V$ 。

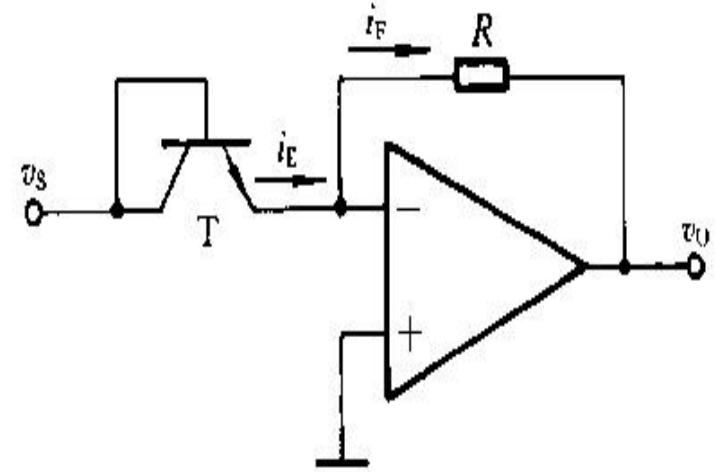


反对数运算电路

- ❖ 如将对数放大电路中的 R 与 BJT 的位置互换，便得到反对数的电路。
- ❖ 考虑到 $v_{BE} \approx v_S$ ，同样利用 BJT 的 $i_C - v_{BE}$ 关系，可得

$$i_F \approx i_E = I_{ES} e^{v_S/V_T}$$

$$v_O = -i_F R = -I_{ES} e^{v_S/V_T} R$$



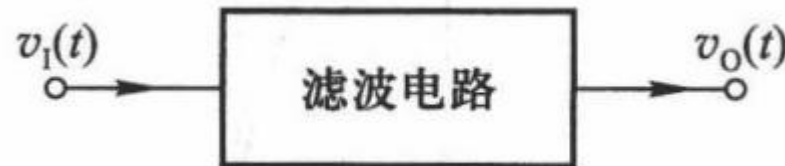


第十章信号处理与产生电路

- 滤波器是一种能使有用频率信号通过，同时抑制(或大为衰减)无用频率信号的电子装置。常用来作信号处理、数据传送和抑制干扰等。
- 集成运放的开环电压增益和输入阻抗均很高，输出阻抗很低，构成有源滤波电路后还具有一定的电压放大和缓冲作用，可不使用电感。
- 集成运放的带宽有限，有源滤波电路的工作频率难以做得很高。



基本概念及初步定义



- 滤波电路的一般结构如图所示。 $v_1(t)$ 表示输入信号， $v_0(t)$ 为输出信号。
- 假设滤波电路是一个线性时不变网络，则在复领域内有

$$A(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)}$$

- $A(s)$ 是滤波电路的电压传递函数，一般为复数。对于实际频率来说， $s=j\omega$ ，则有

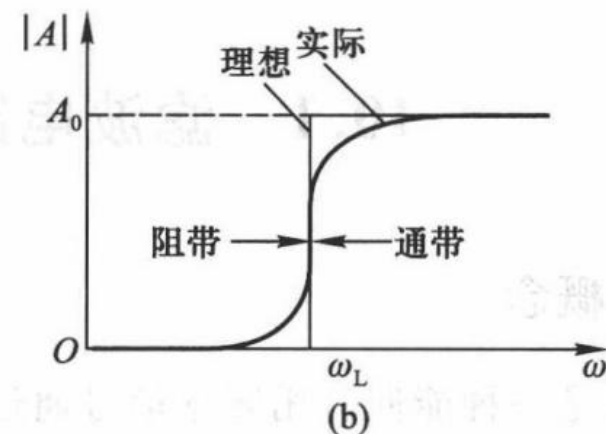
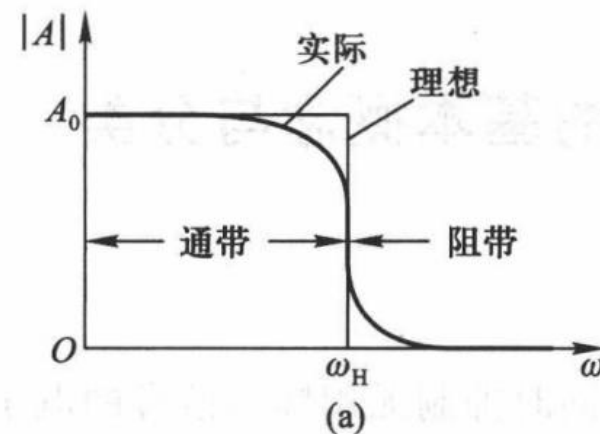
$$A(j\omega) = |A(j\omega)|e^{j\varphi(\omega)}$$

传递函
数的模

相位角

低通和高通滤波电路

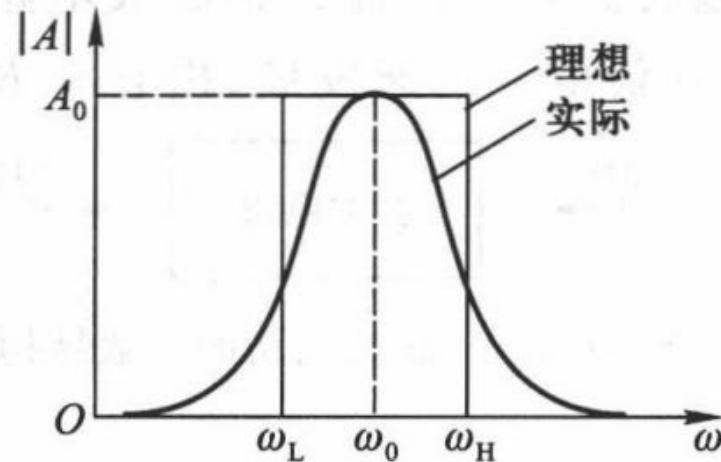
- 低通滤波电路幅频响应如图a所示，
 - A_0 表示低频增益， $|A|$ 为增益的幅值。
 - 功能是通过从零到某一截止角频率 ω_H 的低频信号，而对大于 ω_H 的所有频率则完全衰减，其带宽 $BW=\omega_H$ 。
- 高通滤波电路幅频响应如图b所示，
 - 在 $0 < \omega < \omega_L$ 范围内的频率为阻带，高于 ω_L 的频率为通带。
 - 它的带宽 $BW=\infty$ ，但实际上由于受有源器件带宽的限制，高通滤波电路的带宽也是有限的。



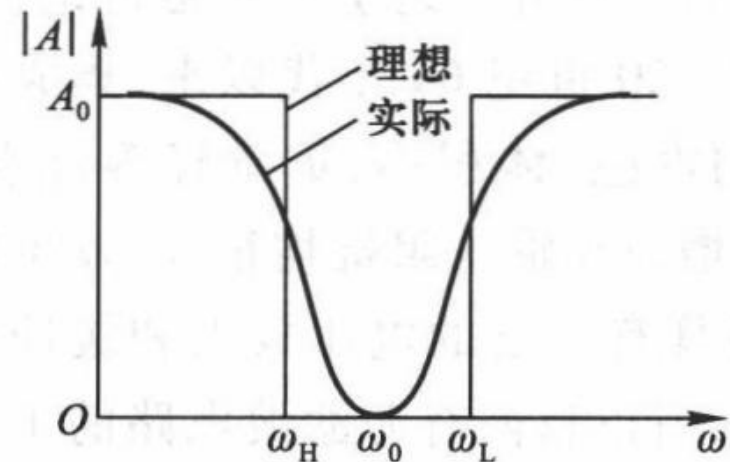


带通滤波和带阻滤波电路

- 带通滤波电路幅频响应：
 - ω_L 为低边截止角频率， ω_H 为高边截止角频率， ω_0 为中心角频率。
 - 有两个阻带： $0 < \omega < \omega_L$ 和 $\omega > \omega_H$ ，带宽 $BW = \omega_H - \omega_L$ ，如图c所示。
- 带阻滤波电路幅频响应：
 - 有两个通带： $0 < \omega < \omega_H$ 和 $\omega > \omega_L$ ；一个阻带： $\omega_H < \omega < \omega_L$ 。
 - 功能是衰减 ω_L 到 ω_H 间的信号。同高通滤波电路相似，由于受有源器件带宽的限制，通带 $\omega > \omega_L$ 是有限的。如图d所示。
 - 抑制频带中点所在角频率 ω_0 叫中心角频率。



(c)

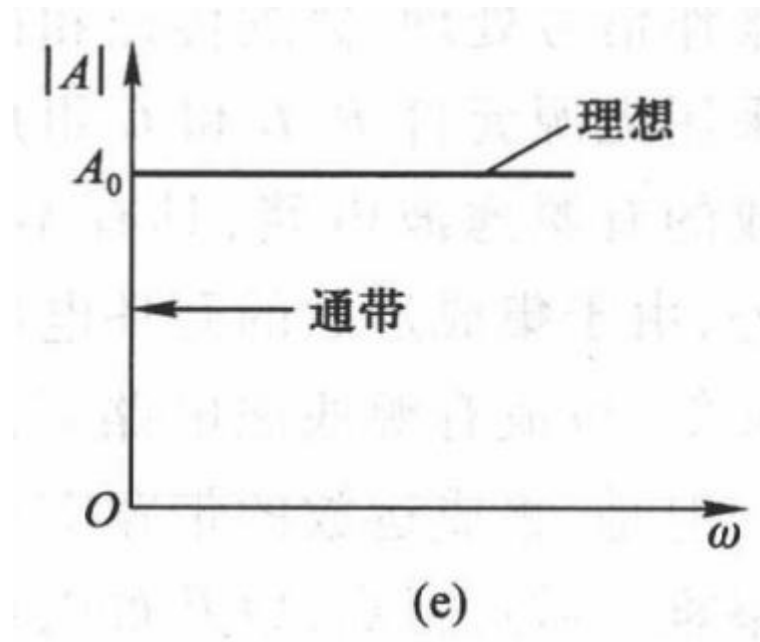


(d)



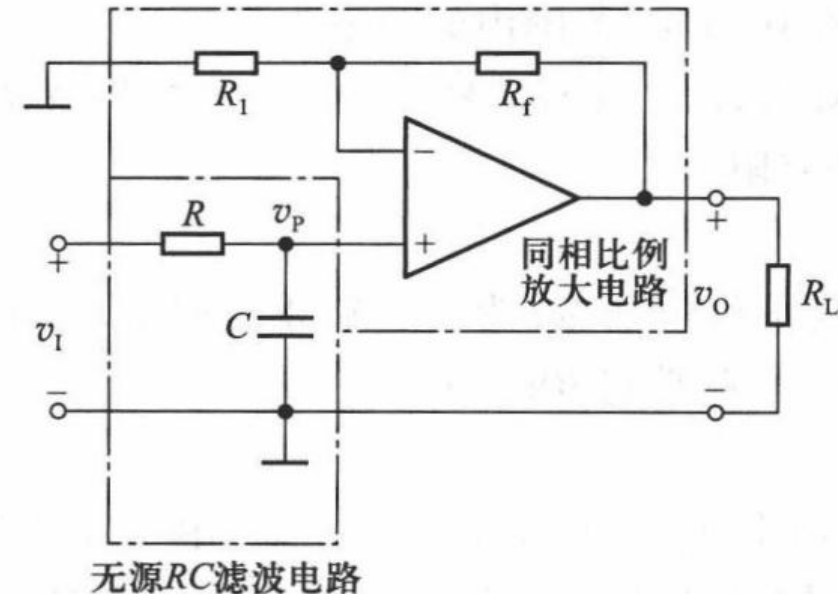
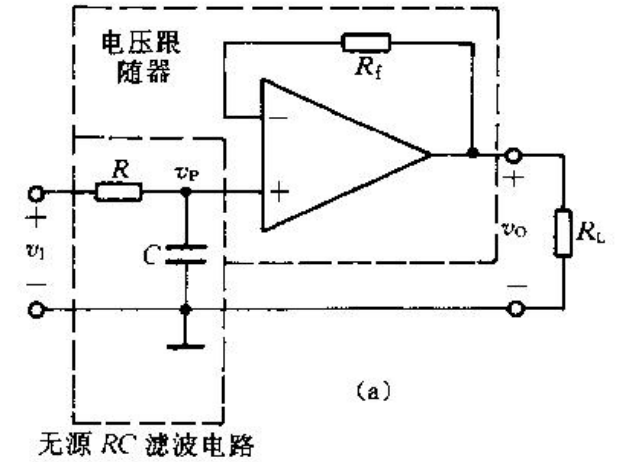
带通滤波和带阻滤波电路

- 全通滤波电路没有阻带，它的通带是从零到无穷大，但相移的大小随频率改变。如图e所示。



§ 10-2 一阶有源滤波电路

- 如果在一级RC低通电路的输出端再加上一个电压跟随器，使之与负载很好地隔离开来，就构成了一个一阶有源低通滤波电路。
- 由于电压跟随器的输入阻抗很高、输出阻抗很低，因此，其带负载能力很强。
- 如果希望电路不仅有滤波功能，而且能起放大作用，则只要将电路中的电压跟随器改为同相比例放大电路即可。



一阶有源滤波电路传递函数

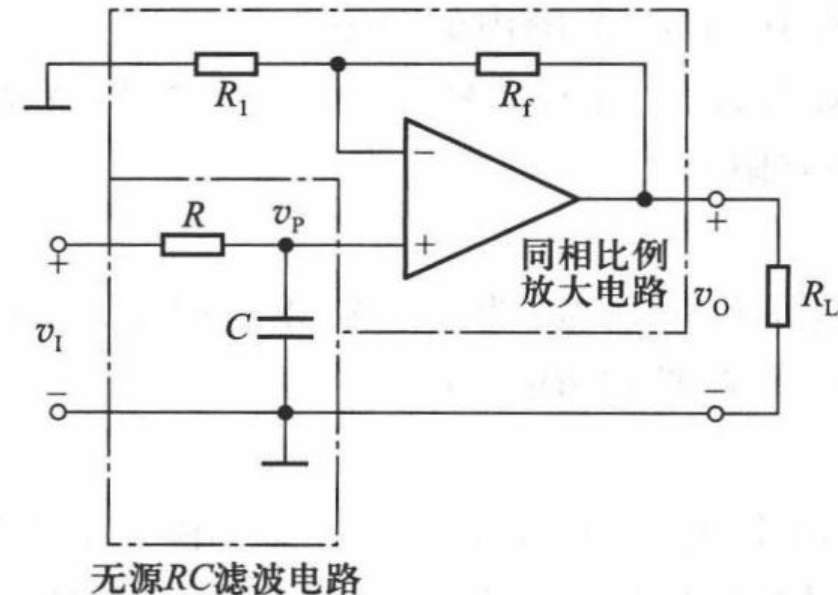
- 低通滤波电路的通带电压增益 A_0 是 $\omega=0$ 时输出电压 v_0 与输入电压 v_1 之比,
- 对于有放大倍数的低通滤波器, 通带电压增益 A_0 等于同相比例放大电路的电压增益 A_{VF} , 即

$$A_0 = A_{VF} = 1 + \frac{R_f}{R_1}$$

$$V_P(s) = \frac{1}{1 + sRC} V_i(s)$$

$$A(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = A_{VF} \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_n}} = \frac{A_0}{1 + \frac{s}{\omega_n}}$$

$\omega_n = 1/(RC)$, 称为**特征角频率**

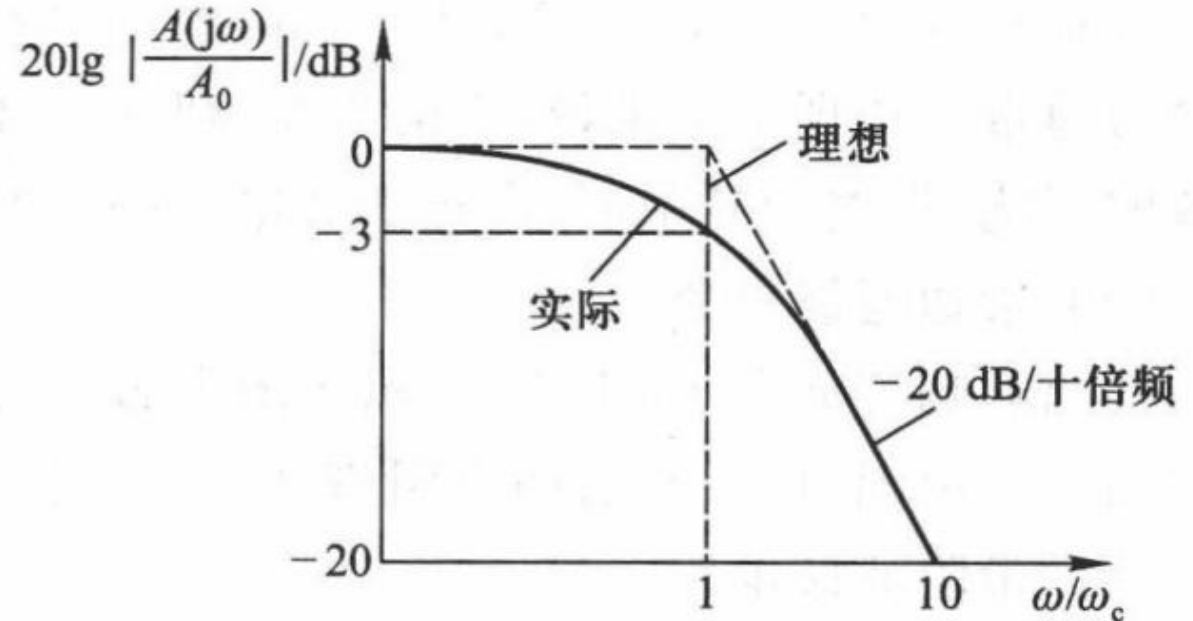


一阶有源滤波电路幅频响应

- 对于频率来说，用 $s=j\omega$ 代入，可得

$$A(j\omega) = \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} = \frac{A_0}{1 + j\left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)}$$

$$|A(j\omega)| = \frac{|V_o(j\omega)|}{|V_i(j\omega)|} = \frac{A_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2}}$$



- 一阶滤波器的衰减率只是 $20\text{dB}/\text{十倍频程}$ 。若要求响应曲线以 -40 或 $-60\text{dB}/\text{十倍频程}$ 的斜率变化，需采用二阶、三阶或更高阶次的滤波电路。

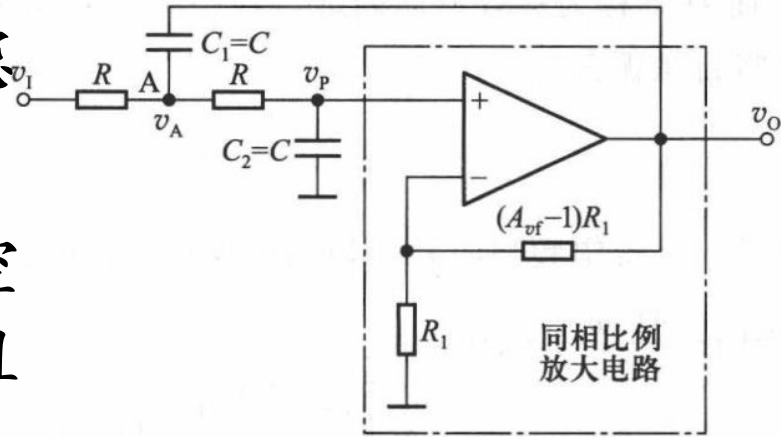


§ 10-3 高阶有源滤波电路

- 理想滤波电路的频响在通带内应具有有一定幅值和线性相移，而在阻带内其幅值应为零。
- 实际的滤波电路往往难以达到理想的要求，如要同时在幅频和相频响应两方面都满足要求就更为困难。
- 因此，只有根据不同的实际需要，寻求最佳的近似理想特性。例如，可以主要着眼于幅频响应，而不考虑相频响应等等。

1、有源低通滤波电路

- 二阶压控电压源低通滤波电路由两级RC滤波电路和同相比例放大电路组成。
- 同相比例放大电路实际上就是所谓的压控电压源。其特点是，输入阻抗高，输出阻抗低。



- 同相比例放大电路的电压增益就是低通滤波器的通带电压增益：

$$A_0 = A_{VF} = 1 + \frac{R_f}{R_1}$$

二阶有源滤波电路传递函数

• 考虑到集成运放的同相输入端电压为：

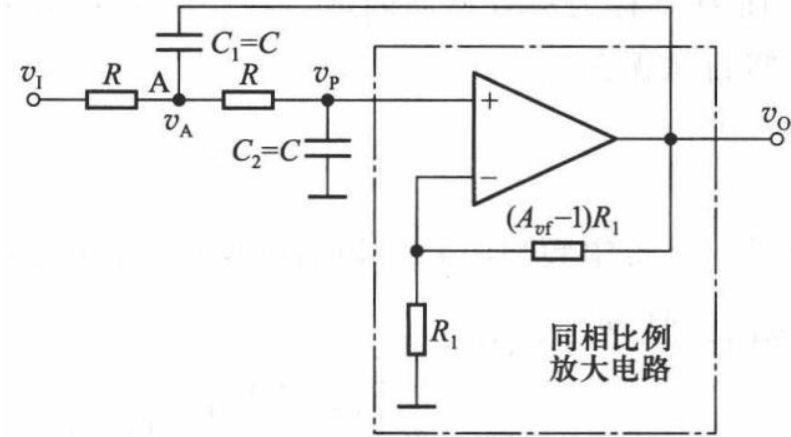
$$V_P(s) = V_N(s) = \frac{R_1}{R_1 + R_f} V_O(s) = \frac{V_O(s)}{A_{VF}} \quad V_P(s) = \frac{V_A(s)}{1 + sRC}$$

$$\frac{V_i(s) - V_A(s)}{R} - \frac{V_A(s) - V_O(s)}{1/sC} - \frac{V_A(s) - V_P(s)}{R} = 0$$

$$A(s) = \frac{V_O(s)}{V_i(s)} = \frac{A_{VF}}{1 + (3 - A_{VF})sCR + (sCR)^2}$$

$$\omega_n = \frac{1}{RC} \quad Q = \frac{1}{3 - A_{VF}}$$

$$A(s) = \frac{A_{VF}\omega_n^2}{s^2 + \frac{\omega_n}{Q}s + \omega_n^2} = \frac{A_0\omega_n^2}{s^2 + \frac{\omega_n}{Q}s + \omega_n^2}$$



ω_n 为特征角频率，
 Q 为等效品质因数。

$A_0 = A_{VF} < 3$ ，能稳定工作。

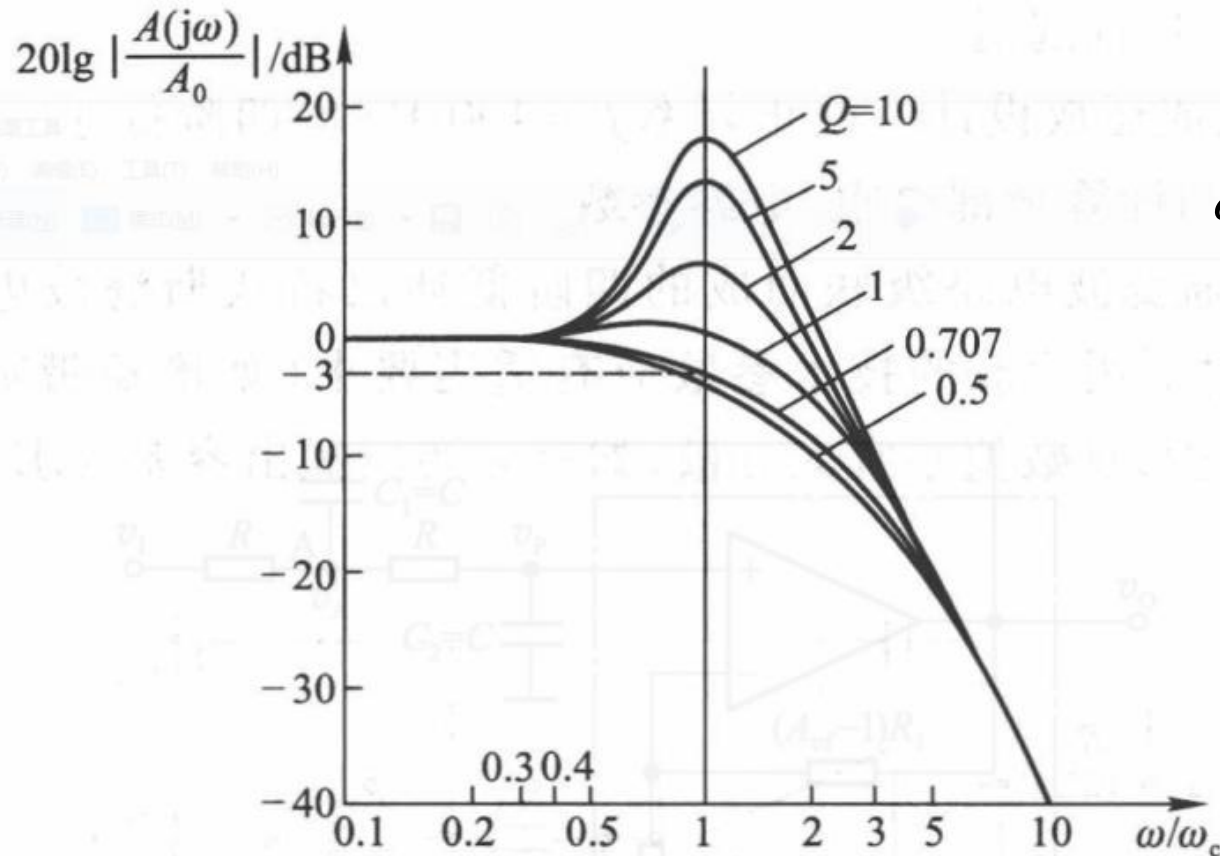
$A_0 = A_{VF} \geq 3$ 时， $A(s)$ 将有极点处于右半 f 平面或虚轴上，电路将自激振荡。

二阶有源滤波电路幅频响应

- 用 $s=j\omega$ 代入，可得幅频响应和相频响应表达式，分别为

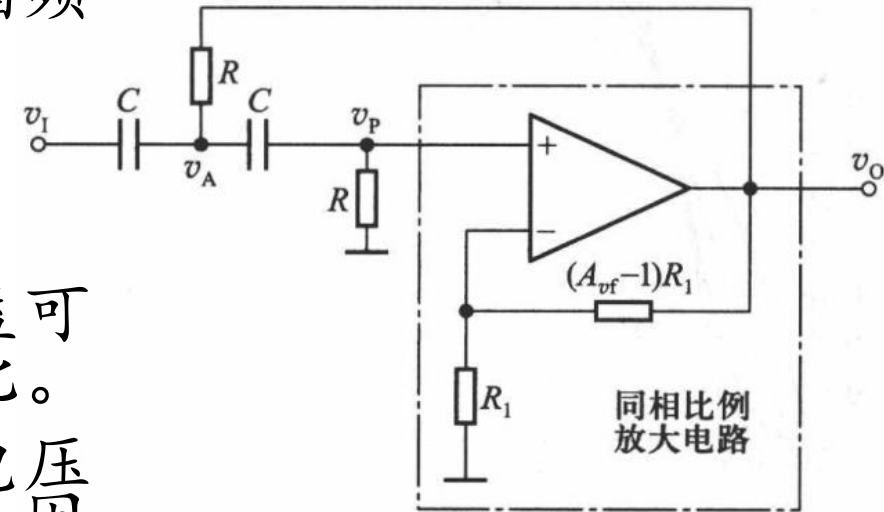
$$20 \lg \left| \frac{A(j\omega)}{A_0} \right| = 20 \lg \frac{1}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n} \right)^2 \right]^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_n Q} \right)^2}}$$

$$\varphi(\omega) = -\arg \operatorname{tg} \frac{\omega / (\omega_n Q)}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n} \right)^2}$$



2、二阶压控电压源高通滤波电路

- 如果将RC低通电路中的R和C的位置互换，可得到二阶压控电压源高通滤波电路。
- 由于二阶高通滤波电路与二阶的低通滤波电路在电路结构上存在对偶关系，它们的传递函数和幅频响应也存在对偶关系。



- 在理想情况下，高通滤波电路的通带电压增益可认为是 $\omega \rightarrow \infty$ 时的输出电压 v_o 与输入电压 v_i 之比。
- 当 $\omega \rightarrow \infty$ ，电容C可视为短路， $v_i = v_P$ ，即通带电压增益 A_0 等于同相比例放大电路的电压增益 A_{VF} ，因此有
- $$A_0 = A_{VF} = 1 + R_f / R_1。$$

传递函数

- 考虑到高通滤波电路在电路结构、传递函数和幅频响应与低通滤波电路的对偶关系，将二阶低通滤波电路的传递函数表达式中的 sRC 用 $1/(sRC)$ 代替，则可得二阶高通滤波电路的传递函数为：

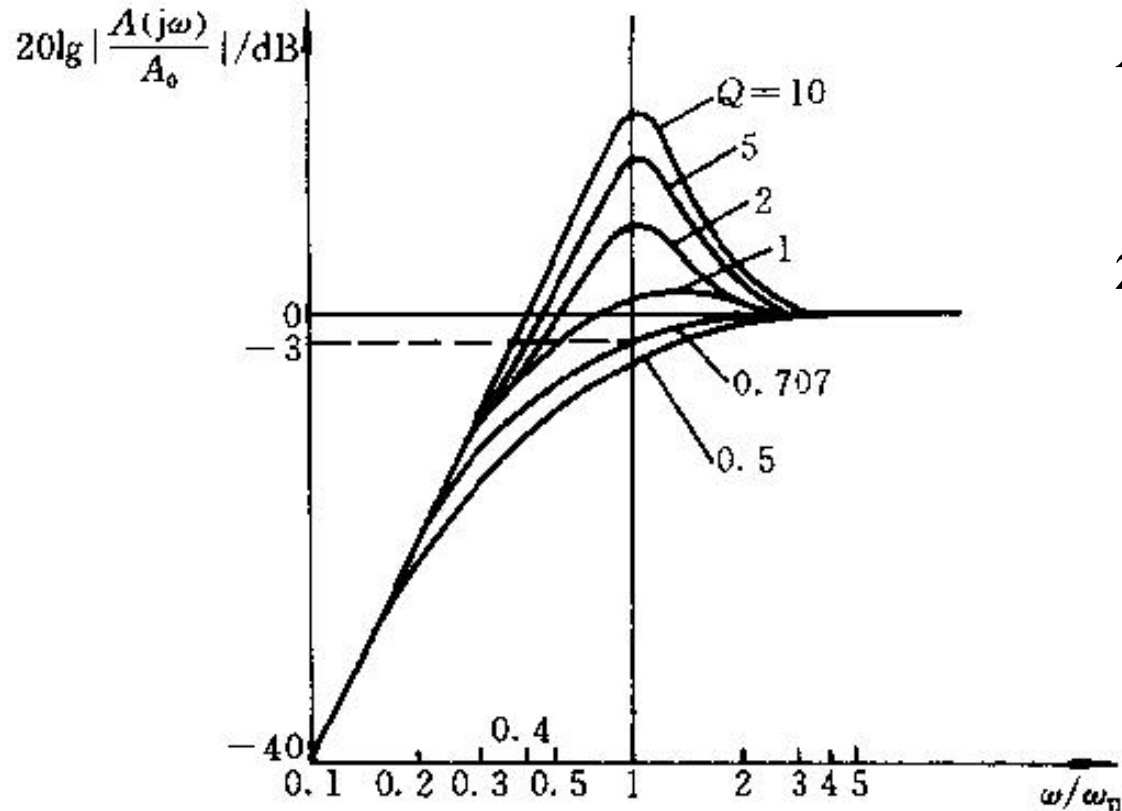
$$A(s) = \frac{A_{VF}}{1 + (3 - A_{VF}) \frac{1}{sRC} + \left(\frac{1}{sRC}\right)^2}$$

令 $\omega_n = \frac{1}{RC} \quad Q = \frac{1}{3 - A_{VF}}$

$$A(s) = \frac{A_{VF} s^2}{s^2 + \frac{\omega_n}{Q} s + \omega_n^2} = \frac{A_0 s^2}{s^2 + \frac{\omega_n}{Q} s + \omega_n^2}$$

幅频响应

- 用 $s=j\omega$ 代入，可得二阶高通滤波电路幅频响应特征方程为

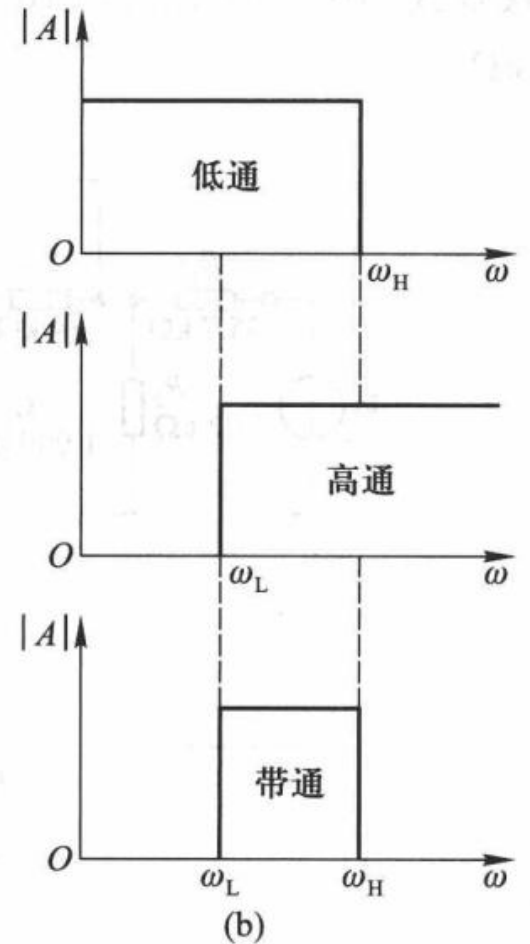
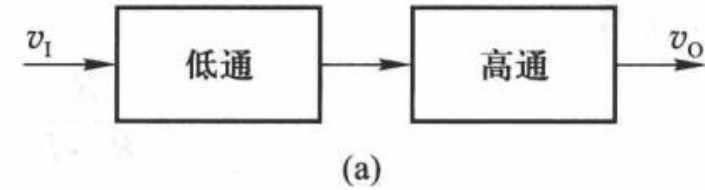


$$A(j\omega) = \frac{A_0 \omega^2}{\omega_n^2 - \omega^2 + j \frac{\omega_n \omega}{Q}}$$

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

3、二阶压控电压源带通滤波电路

- 构成带通滤波电路的条件是低通滤波电路的截止角频率 ω_H 大于高通滤波电路的截止角频率 ω_L ，两者覆盖的通带就提供了一个带通响应。

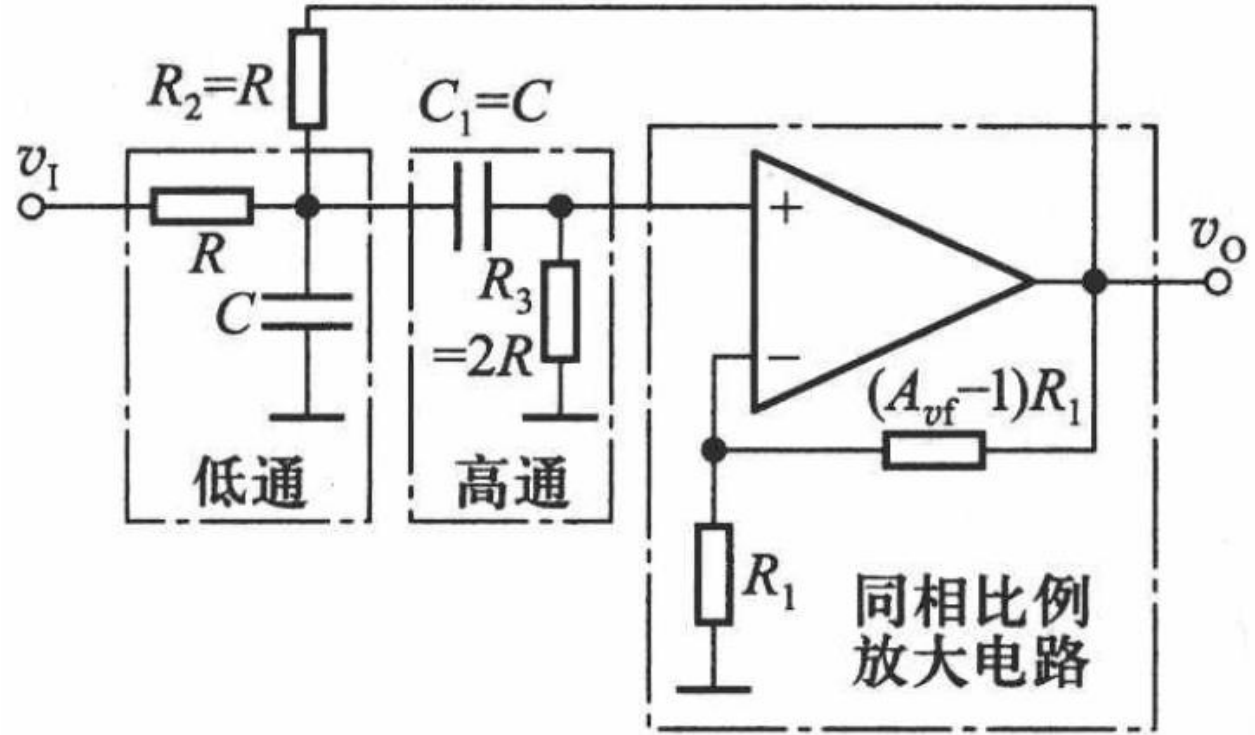




带通滤波电路传递函数

- 二阶压控电压源带通滤波电路如图，R、C组成低通网络， C_1 、 R_3 组成高通网络，两者串联组成了带通滤波电路。
- 为了简便，设 $R_2=R$ ， $R_3=2R$ ，则由KCL列出方程，可导出带通滤波电路的传递函数为：

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





带通滤波电路频率响应

• 令

$$A_0 = \frac{A_{VF}}{3 - A_{VF}}$$

$$Q = \frac{1}{3 - A_{VF}}$$

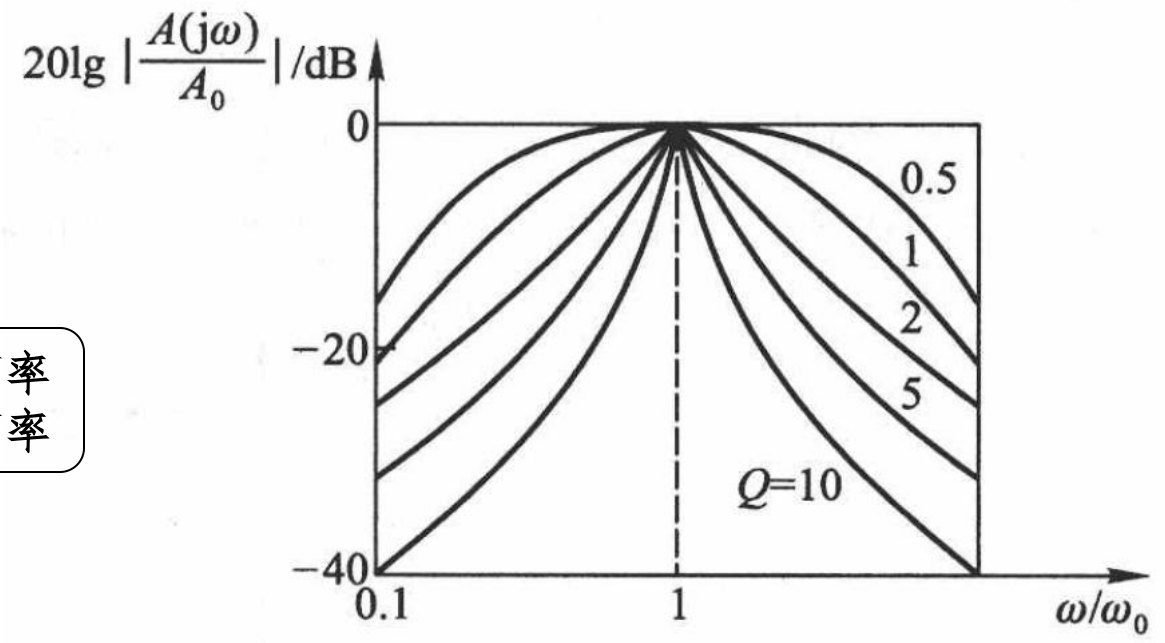
$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

特征角频率
中心角频率

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

令 $s=j\omega$

$$A(j\omega) = \frac{A_0 \frac{1}{Q} \frac{j\omega}{\omega_0}}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + j \frac{\omega}{Q \omega_0}} = \frac{A_0}{1 + jQ \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)}$$



带宽?

当 $\omega=\omega_0$ 时，电路具有最大电压增益。