

总复习

2010年6月18日

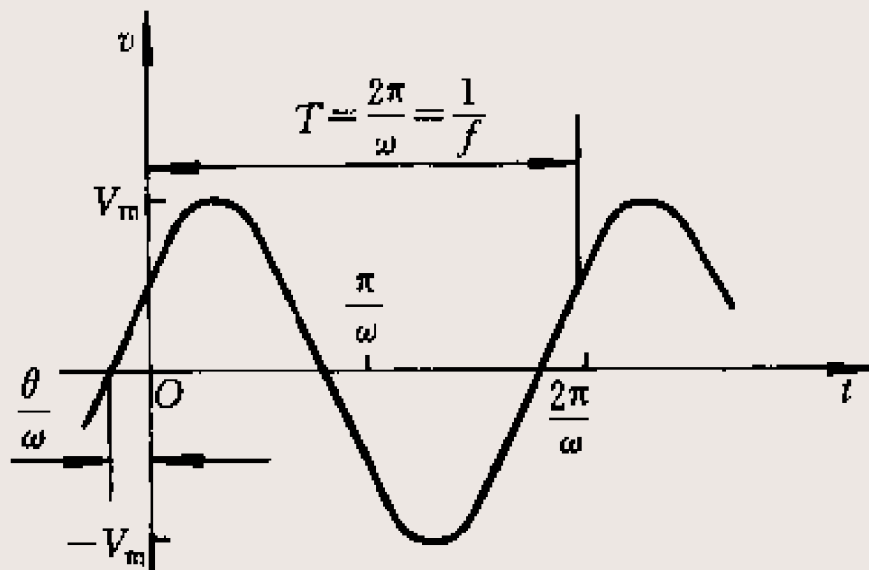
第一章 绪 论

- ❖ 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。

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



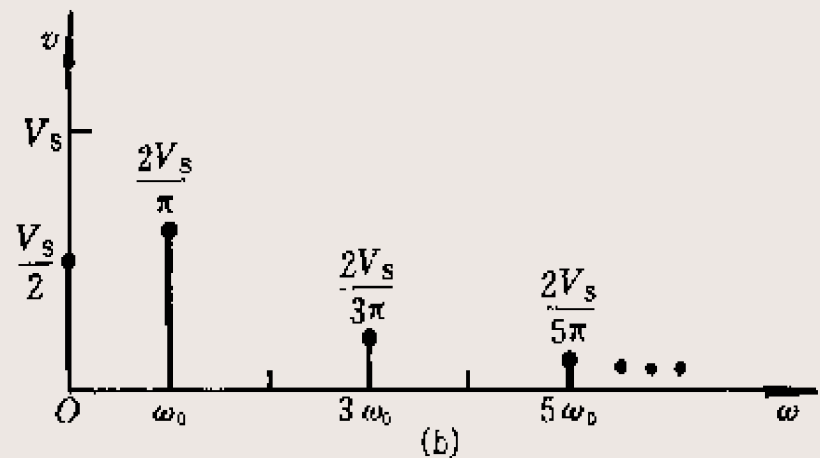
任意周期函数

- ❖ 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：

基波 $\omega_0 = \frac{2\pi}{T}$

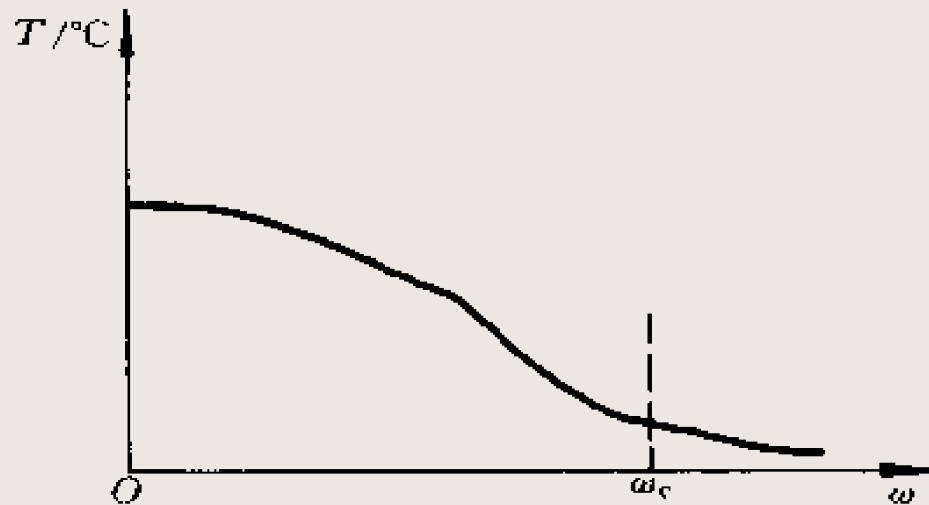
直流分量

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



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。



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。

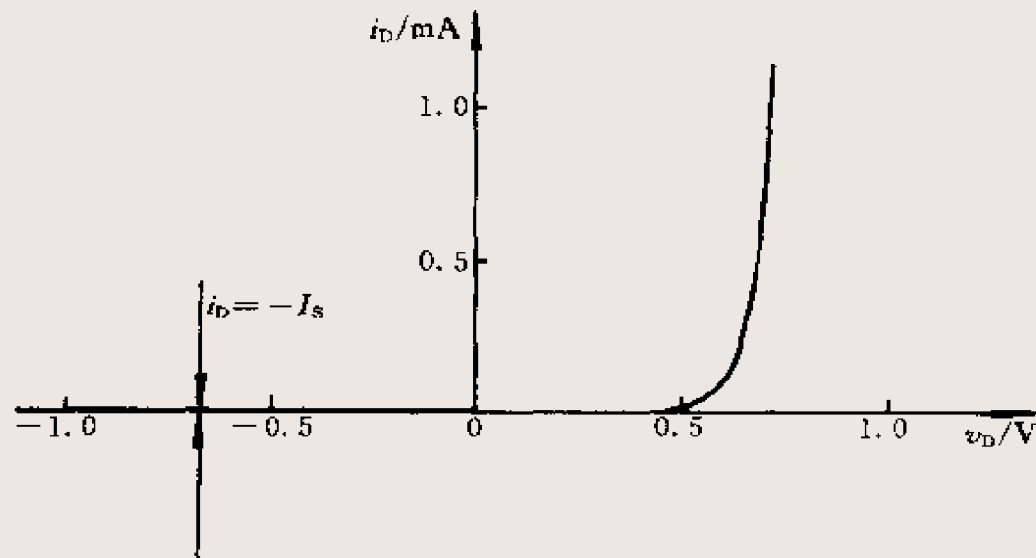
❖ 第(1)类为模拟信号，(2)、(3)、(4)三类信号属于数字信号。

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($1.38 \times 10^{-23} \text{J/K}$)，*T*为热力学温度，*q*为电子电荷($1.6 \times 10^{-19} \text{C}$)；*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 特性基本上是相同的。

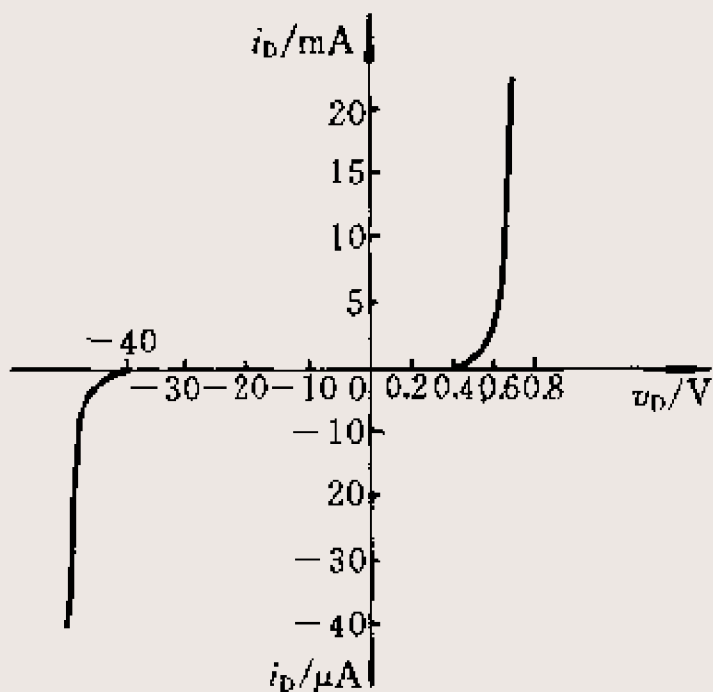


图 2.3.2 硅二极管 2CP10 的 V - I 特性

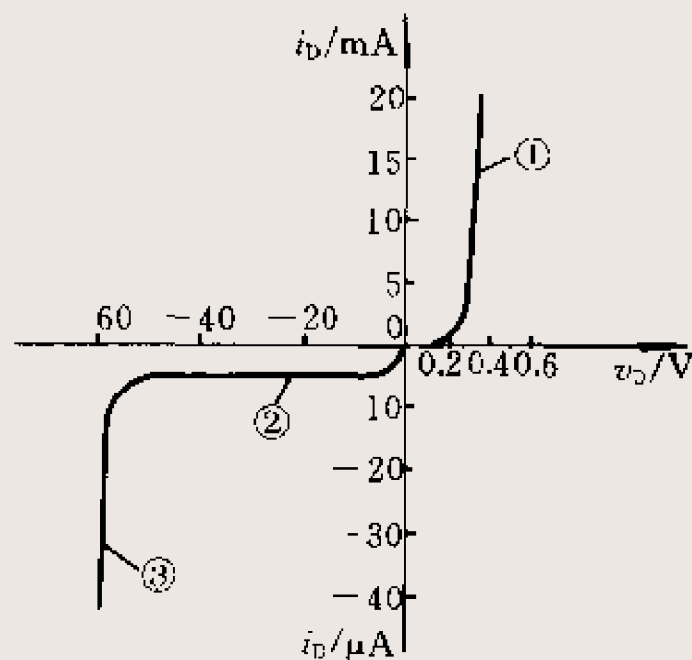
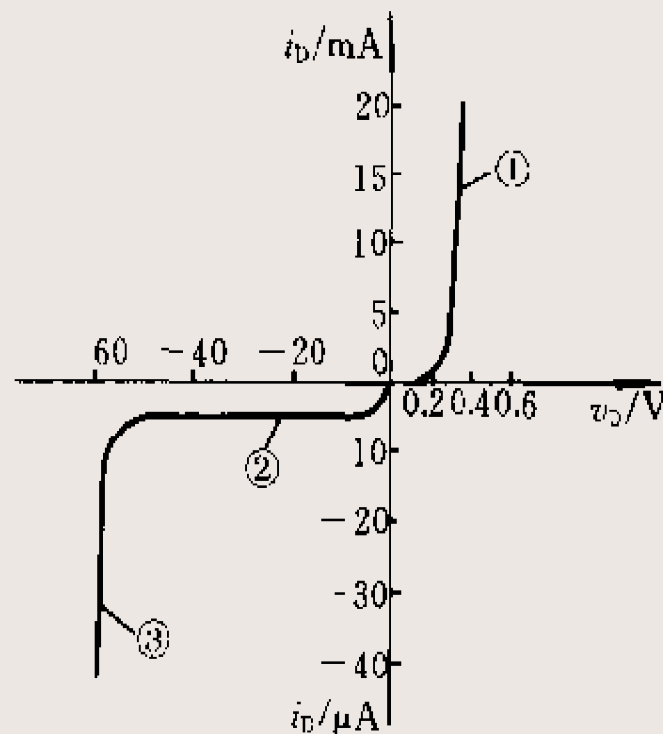


图 2.3.3 锗二极管 2AP15 的 V - I 特性

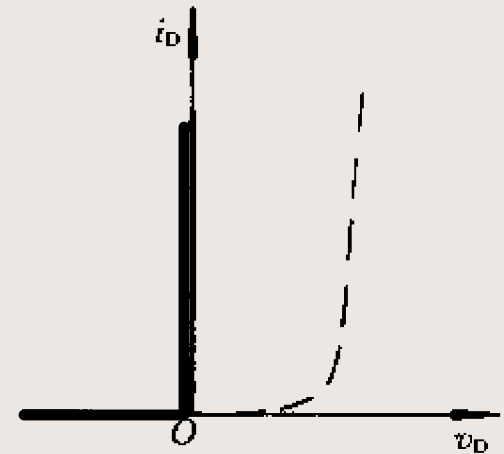
反向击穿特性

- ❖ 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

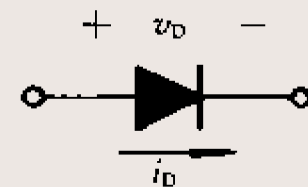


理想模型

- ❖ 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。



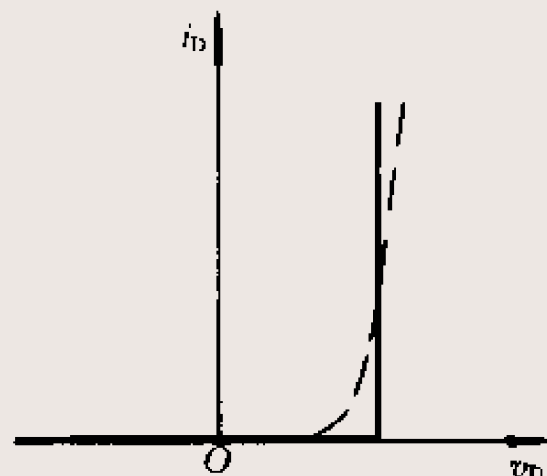
(a)



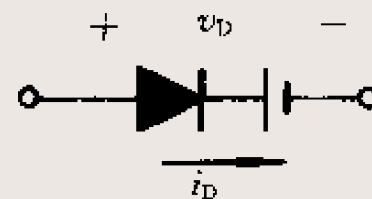
(b)

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)



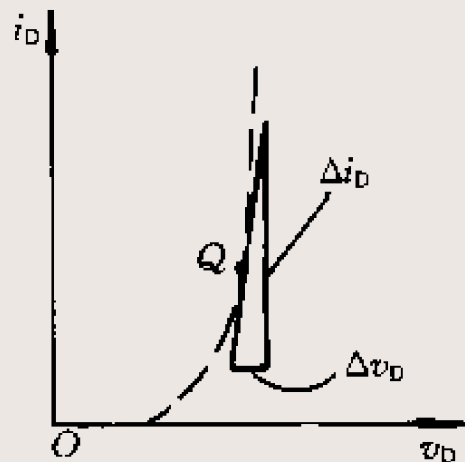
(b)

小信号模型

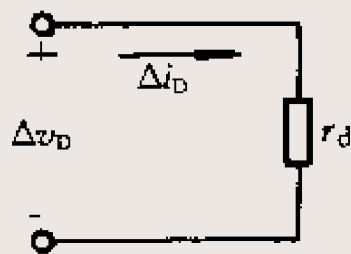
- ❖ 如果二极管在它的 V - I 特性的某一小范围内工作，可把 V - I 特性看成一条直线，其斜率的倒数就是所要求的小信号模型的微变电阻 r_d 。

$$r_d = \Delta v_D / \Delta i_D = 1 / g_d$$

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



(a)

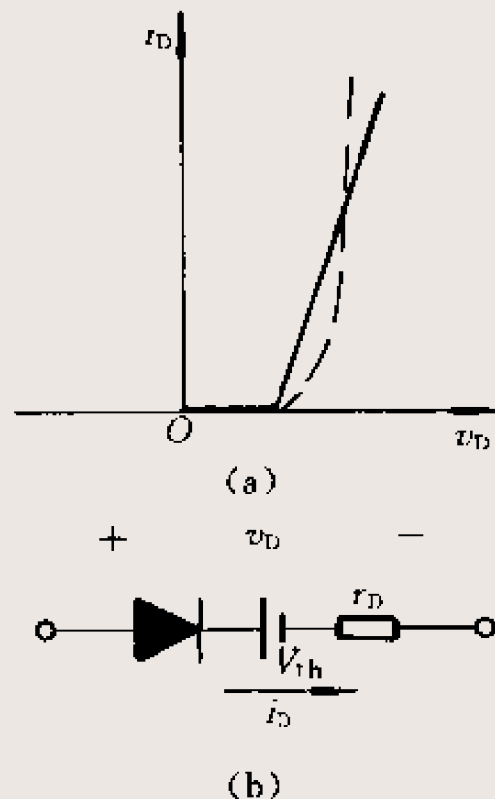


(b)

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

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

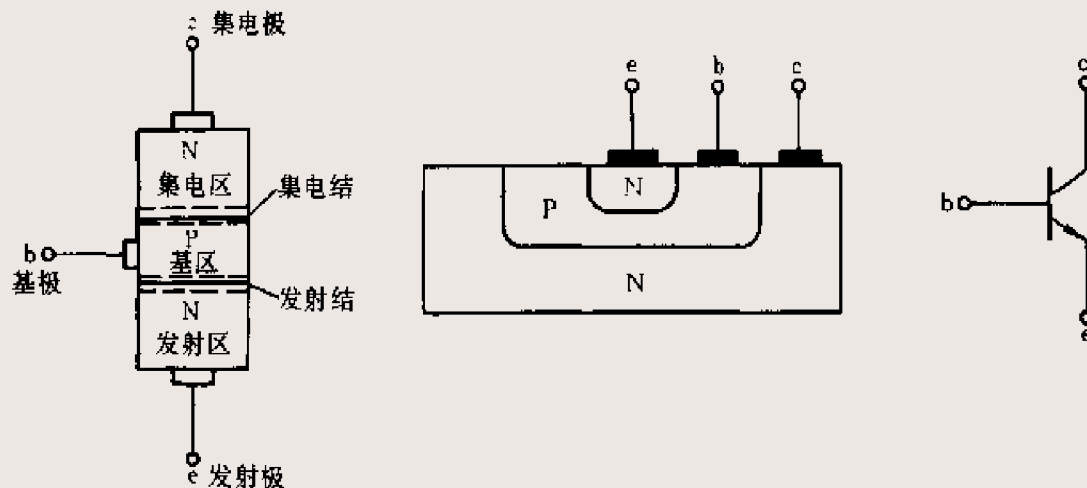


第四章 三极管及放大电路基础

- ❖ 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

$$i_C = \alpha i_E$$

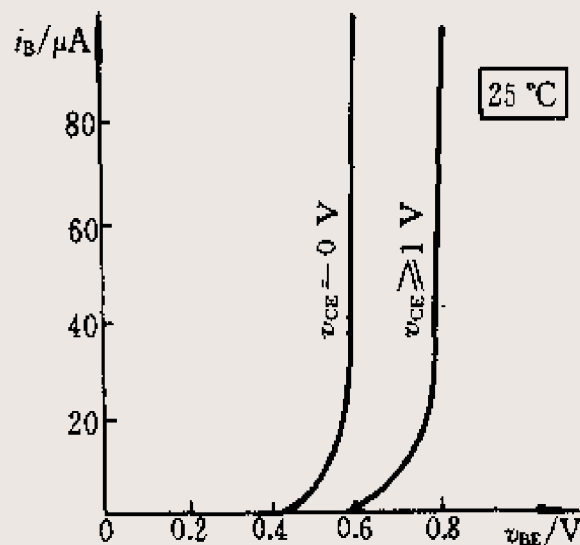
$$i_E = i_C + i_B$$

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

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

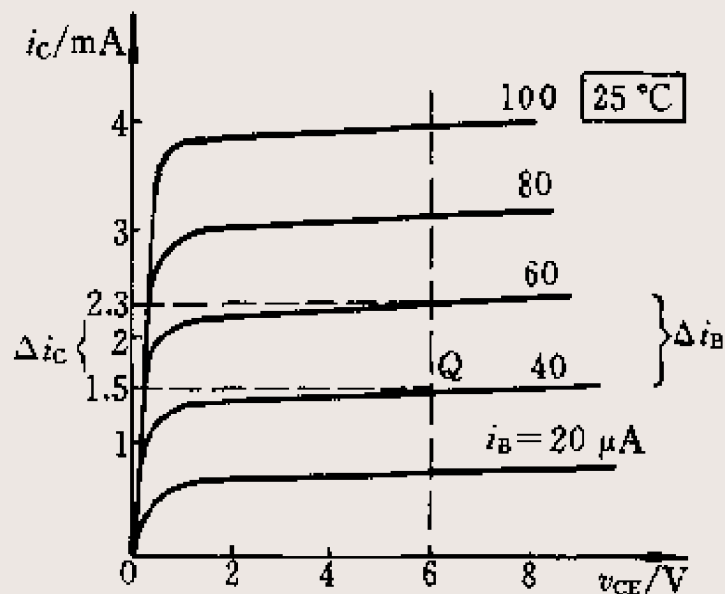
$$i_B = f(v_{BE}) \Big|_{v_{CE}=\text{常数}}$$



共射极电路的输出特性

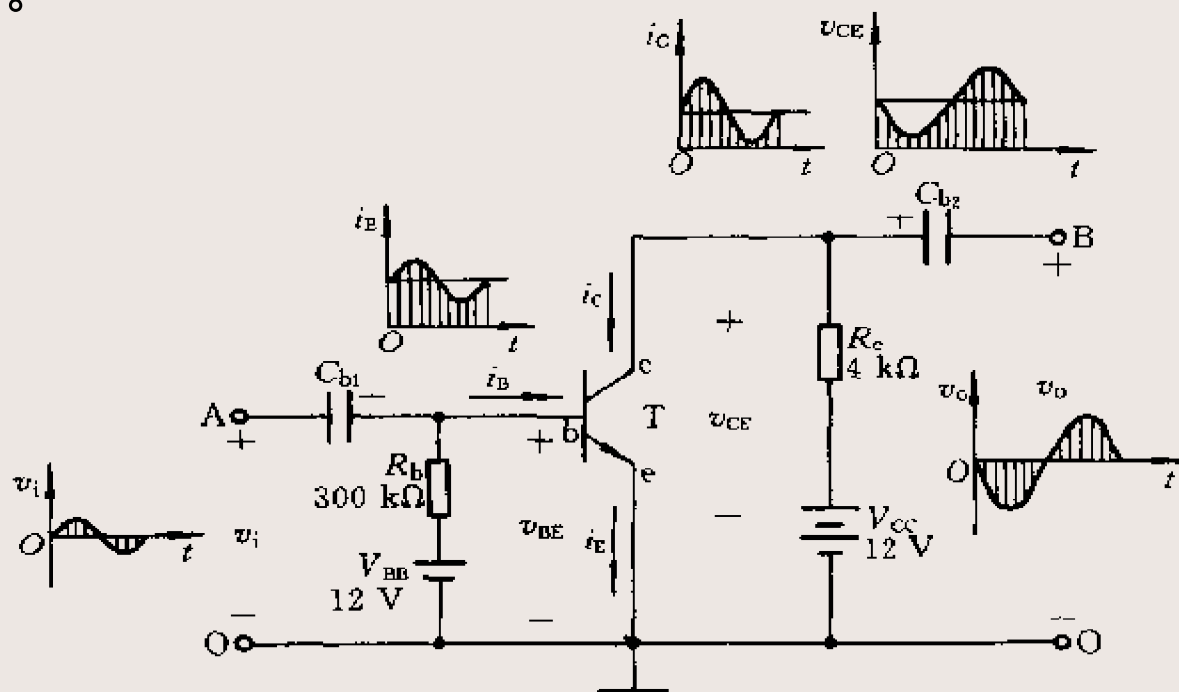
- ❖ 输出特性是在基极电流 i_B 一定的情况下，集电极与发射极之间的电压 v_{CE} 与集电极电流 i_C 之间的关系曲线，用函数表示为

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



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”。



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

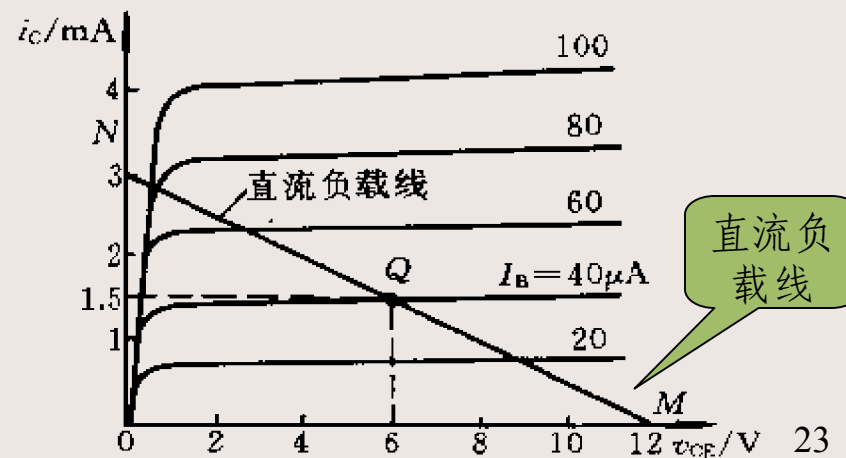
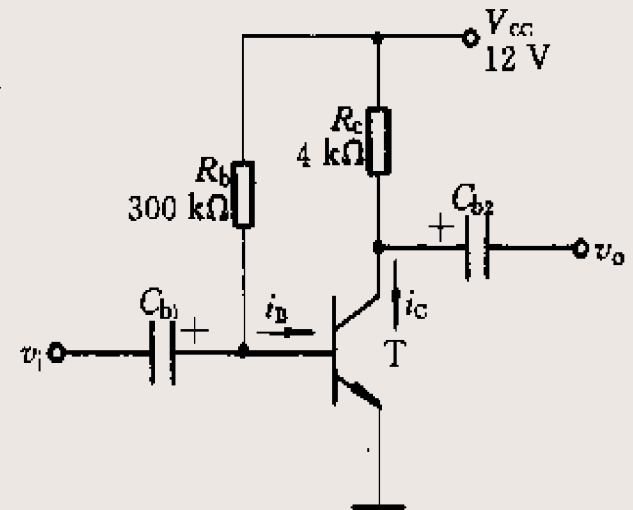
❖ 在计算Q点时，只需考虑由 V_{CC} 、 R_b 、 R_c 及BJT所组成的直流通路就可以了。

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

$$I_C = \beta I_B$$

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

选取适当的 I_B ，Q点为静态工作点

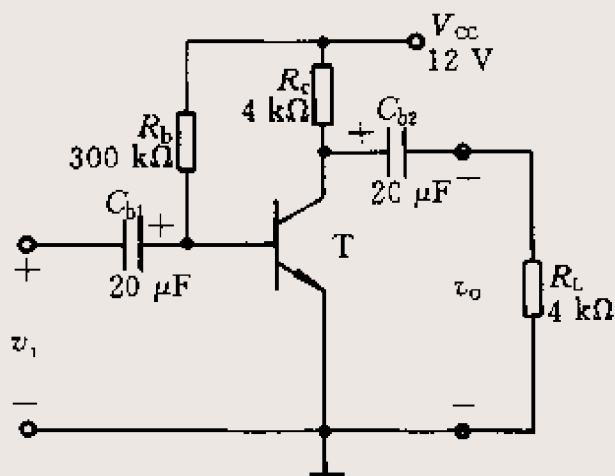


直流负载线

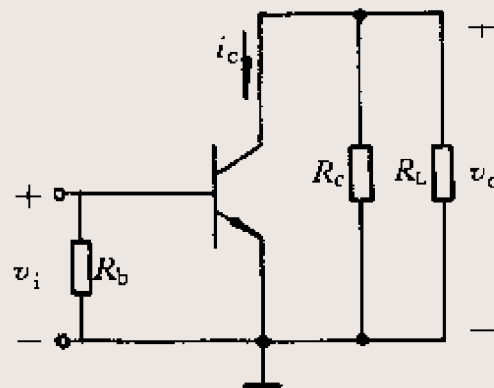
交流负载线

- ❖ 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。

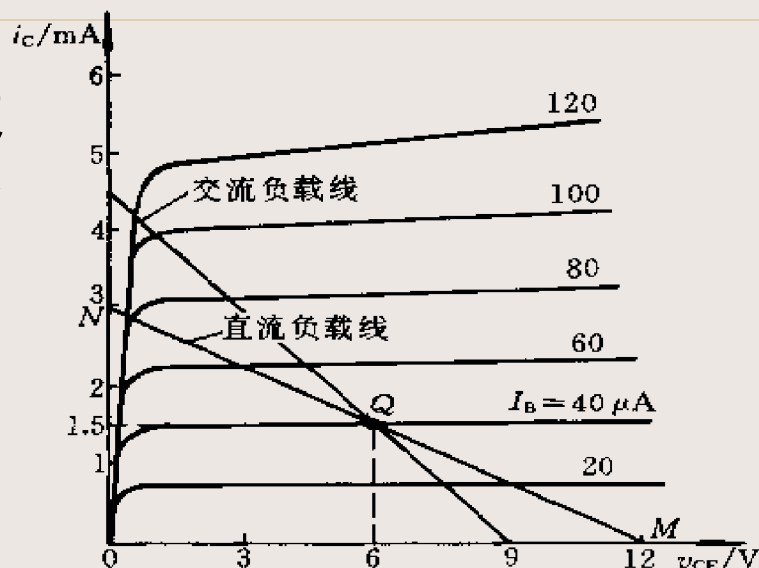
$$R'_L = R_c \parallel R_L = \frac{R_c R_L}{R_c + R_L}$$



(a)

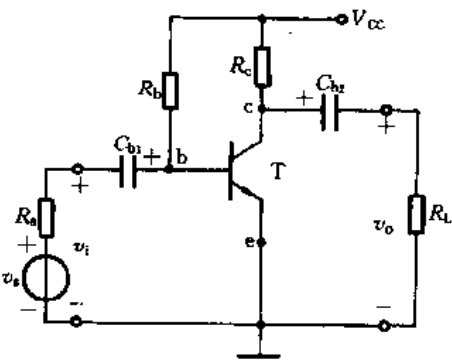
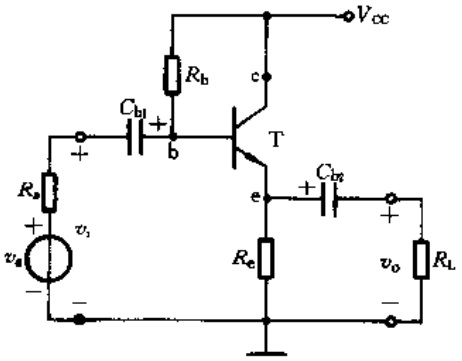
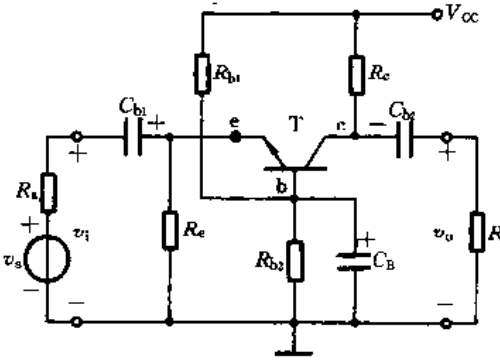


(b)



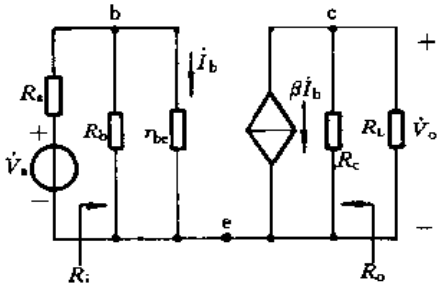
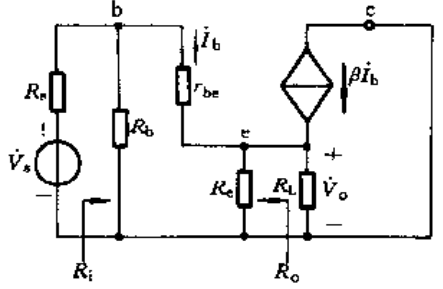
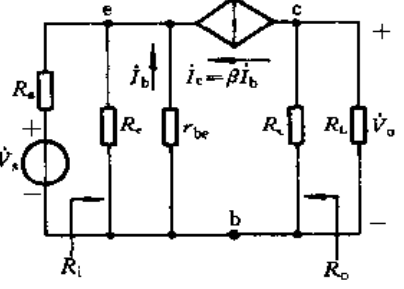
三种基本组态的比较

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	$I_B = V_{CC} / R_b$ $I_C \approx \beta I_B$ $V_{CE} = V_{CC} - I_C R_c$	$I_B = \frac{V_{CC}}{R_b + (1 + \beta) R_e}$ $I_C = \beta I_B$ $V_{CE} \approx V_{CC} - I_C R_e$	$V_B = \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} V_{CC}$ $I_C \approx I_E \approx \frac{V_B}{R_e}$ $I_B = I_C / \beta$ $V_{CB} = V_{CC} - I_C R_c - \frac{R_{b2} V_{CC}}{R_{b1} + R_{b2}}$

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	$R_b \parallel r_{be}$	$R_b \parallel [r_{be} + (1+\beta)R'_L]$	$R_s \parallel \frac{r_{be}}{1+\beta}$
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

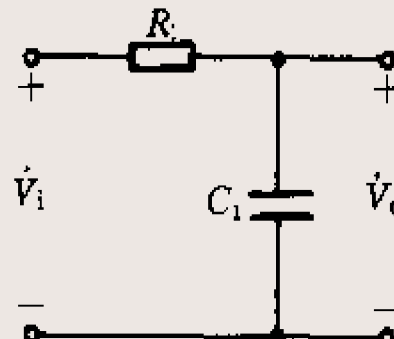
RC低通电路的频率响应

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

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

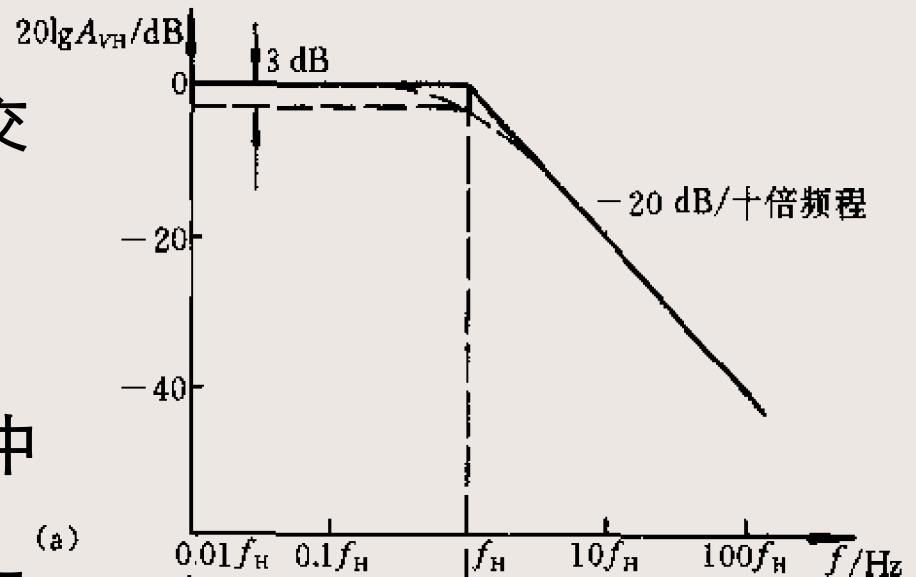
$$\dot{A}_{VH} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{1}{1 + j(f/f_H)}$$

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



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。
- ❖ $f_H(\omega_H)$ 是 $A_{VH}(s)$ 的极点频率。



相频响应

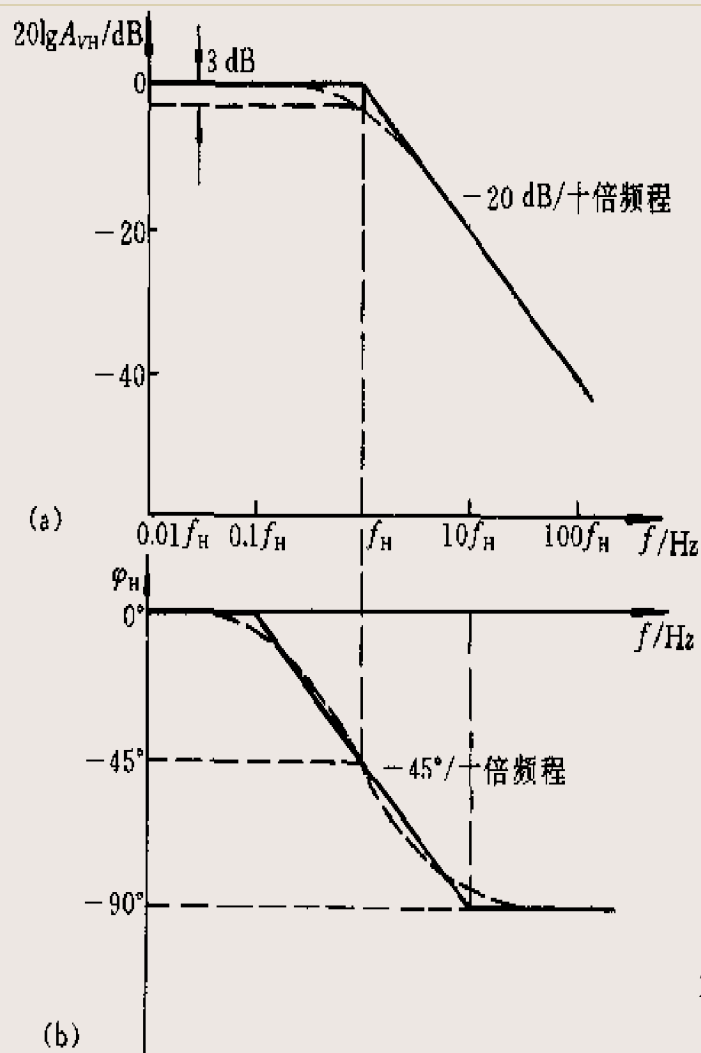
❖ 相频响应，它可用三条直线来近似描述

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

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

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

❖ 在 $0.1 f_H$ 和 $10 f_H$ 之间，可用一条斜率为 $-45^\circ/\text{十倍频程}$ 的直线来表示



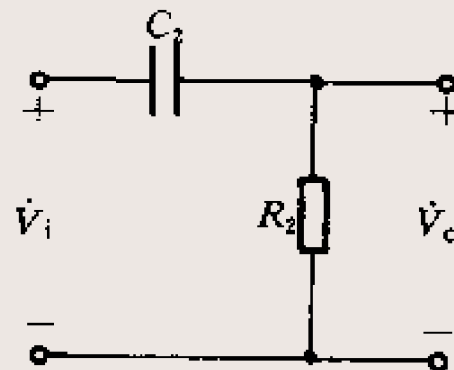
RC高通电路的频率响应

$$A_{VL}(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{R_2}{R_2 + 1/sC_2} = \frac{sR_2C_2}{1 + sR_2C_2}$$

$$s = j\omega = j2\pi f$$

$$f_L = \frac{1}{2\pi R_2 C_2}$$

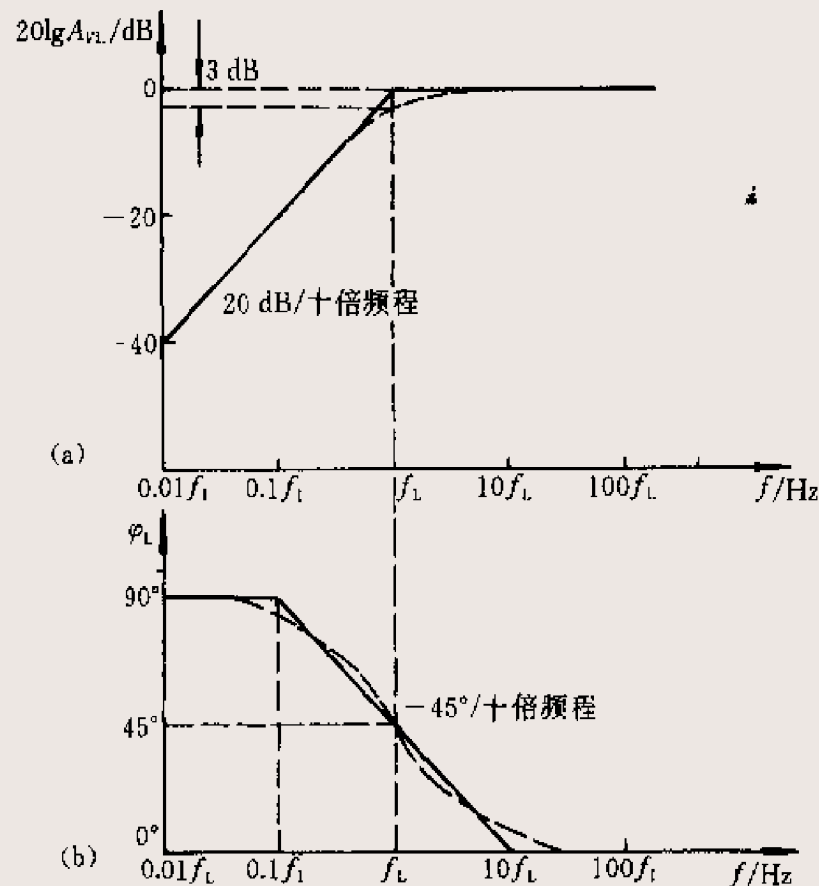
$$\dot{A}_{VL} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{1}{1 - j(f_L/f)}$$



幅频/相频响应

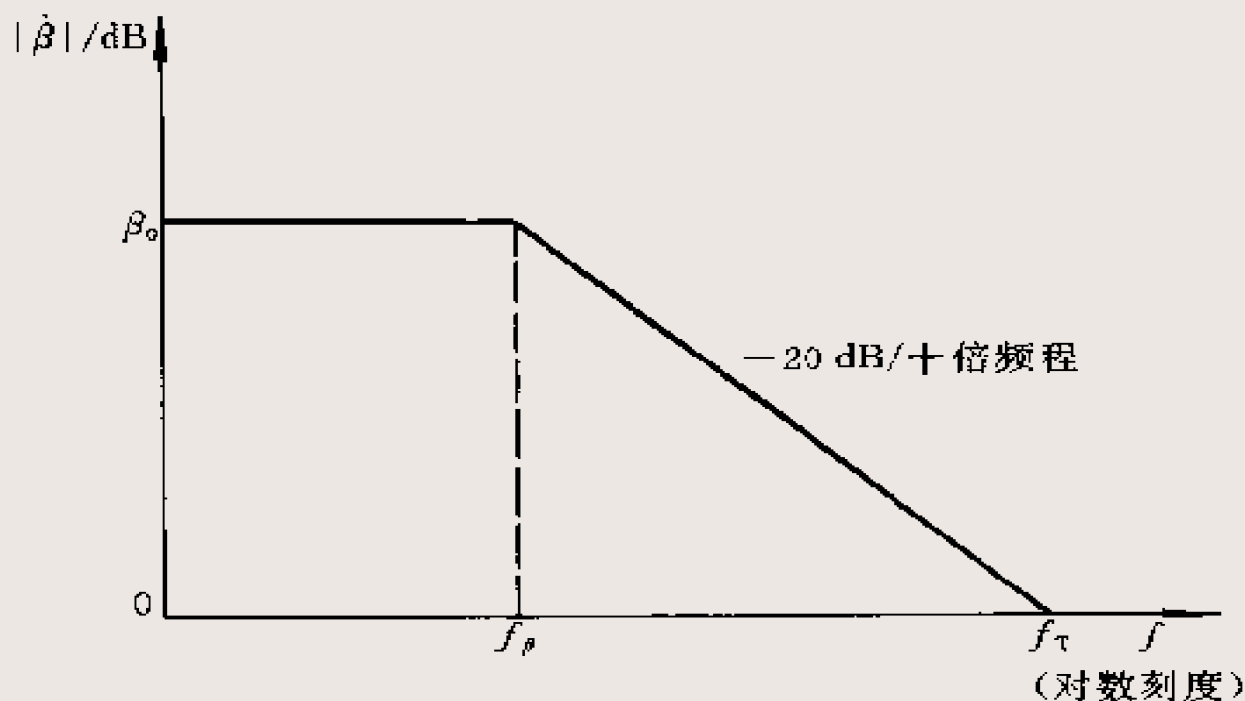
❖ 低频区的电压增益的幅值 A_{VL} 和相角 φ_L 分别为

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



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。



特征频率 f_T

❖ 特征频率 f_T

当 β 的频响曲线以-20dB/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。增益-带宽积是个常数:

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

第五章 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} 对 i_D 的控制作用

第六章 模拟集成电路

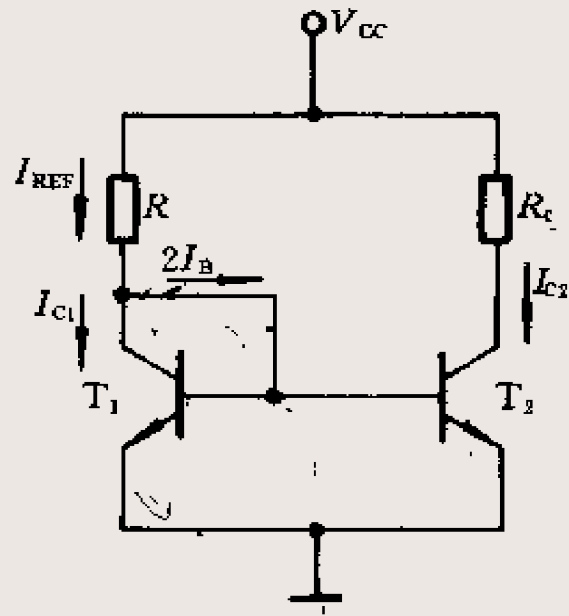
- ❖ 集成电路中的电流源：偏置电流，有源负载，镜像电流源
- ❖ 差分式放大电路：差模信号和共模信号，基本差分式放大电路，双端输入、双端输出的差模电压增益，双端输出的共模电压增益，双端输出共模抑制比 K_{CMR} ，几种接法的性能指标比较
- ❖ 集成电路运算放大器：结构
- ❖ 集成电路运算放大器的主要参数：输入失调电压 V_{IO} ，输入偏置电流 I_{IB} ，输入失调电流 I_{IO} ，温度漂移，最大差模输入电压 V_{idmax} ，最大共模输入电压 V_{icmax} ，最大输出电流 I_{omax} ，开环差模电压增益 A_{VO} ，开环带宽 $BW(f_H)$ ，单位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

镜像电流源

设 T_1 、 T_2 的参数完全相同，即 $\beta_1 = \beta_2$ ， $I_{CEO1} = I_{CEO2}$ ，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

❖ 差模信号 v_{id} 和共模 v_{ic} 分别表示为

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

❖ 当用共模和差模信号表示两个输入电压时，有

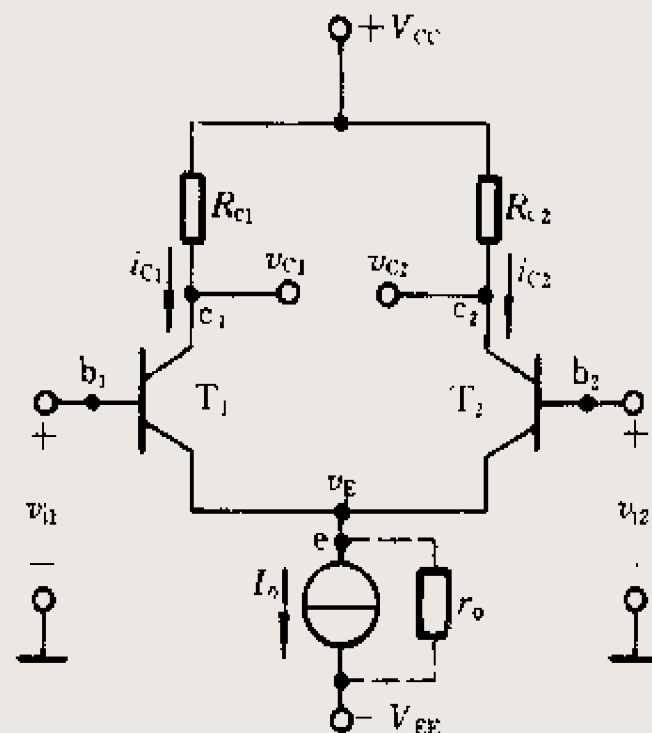
$$v_{i1} = v_{ic} + \frac{v_{id}}{2} \quad v_{i2} = v_{ic} - \frac{v_{id}}{2}$$

❖ 利用叠加原理来求出总的输出电压，即

$$v_0 = A_{VD}v_{id} + A_{VC}v_{ic}$$
$$A_{VD} = v_{od}/v_{id} \quad A_{VC} = v_{oc}/v_{ic}$$

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。
- ❖ 电路有两个输入端和两个输出时，称双端输入、双端输出电路。



静态分析

❖ 当没有输入信号电压时

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

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

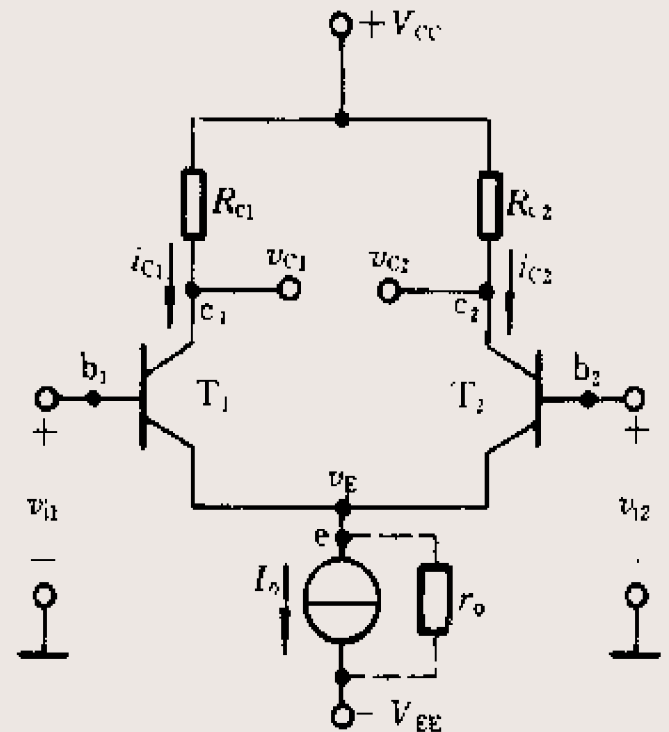
$$R_{c1} = R_{c2} = R_c$$

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

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

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

即当输入为0时，输出也为0。



动态分析

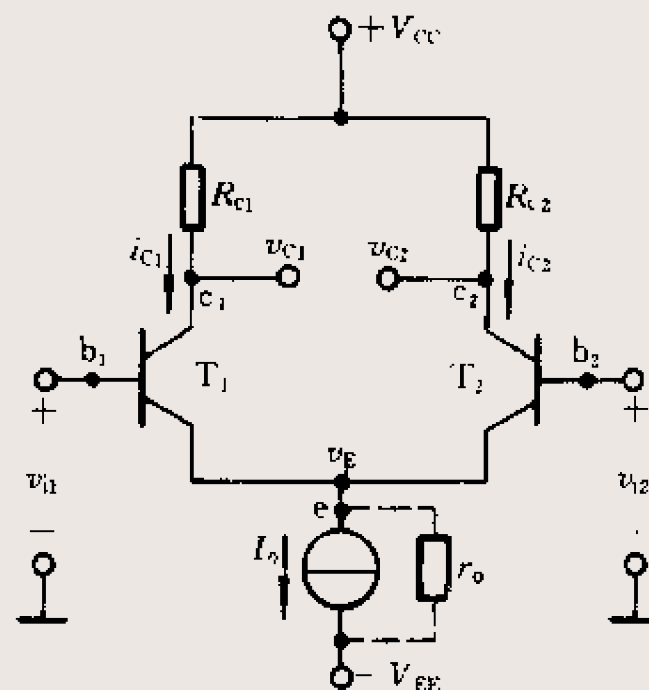
- ❖ 当在电路的两个输入端各加一个大小相等、极性相反的信号电压时,

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

- ❖ 一管电流将增加, 另一管电流则减小, 所以输出信号电压

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

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



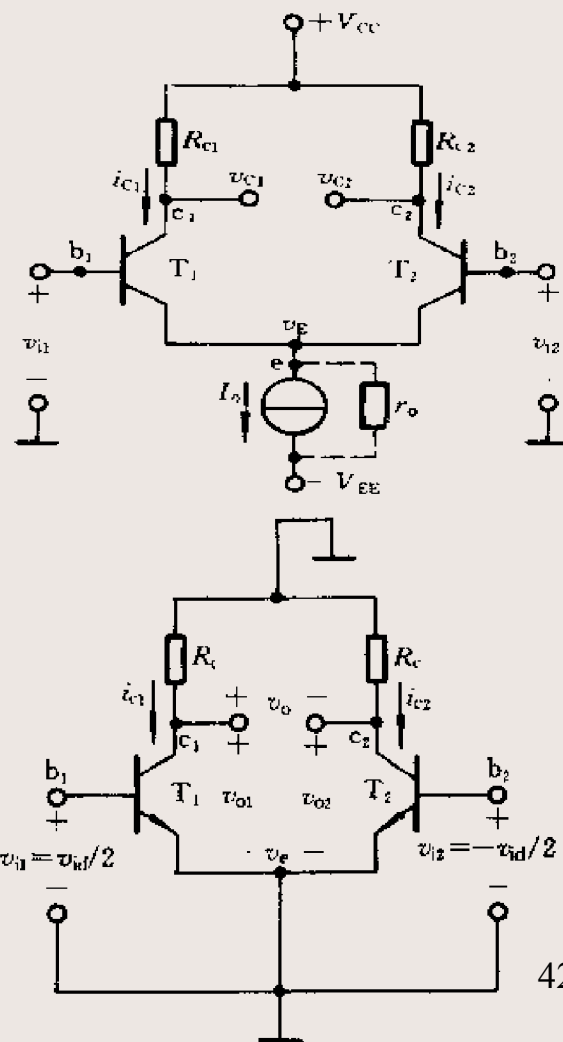
双端输入、双端输出的差模电压增益

- ❖ 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。
- ❖ 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

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

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

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

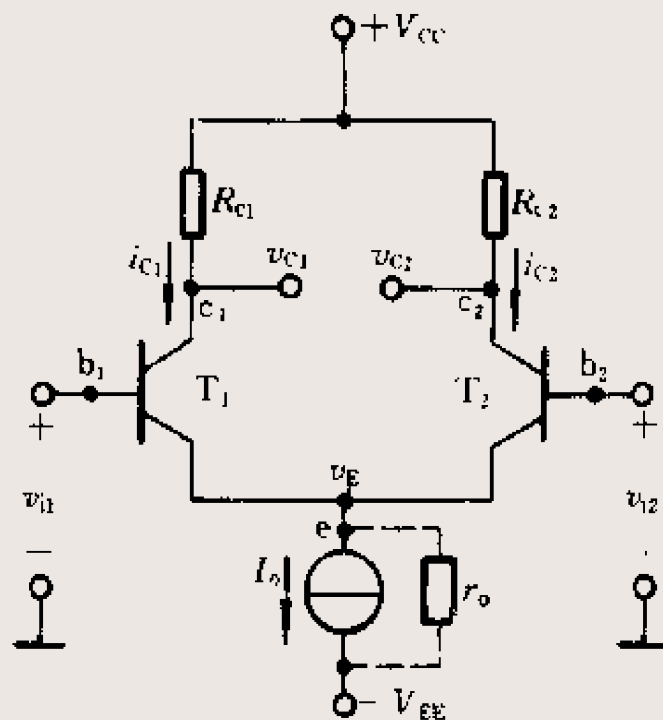


双端输入、单端输出的差模电压增益

- ❖ 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, 这时的电压增益只有双端输出时的一半, 即

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

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

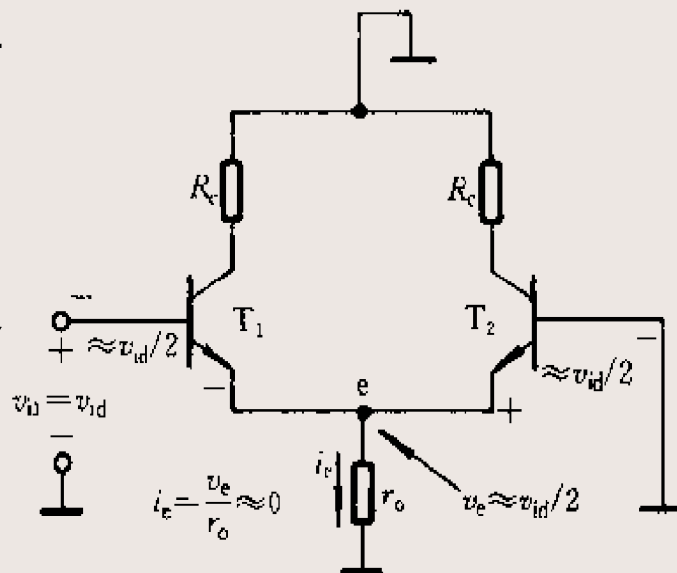


单端输入的差模电压增益

❖ 当 $v_{i1}=v_{id}$, $v_{i2}=0$, 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。

❖ 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。

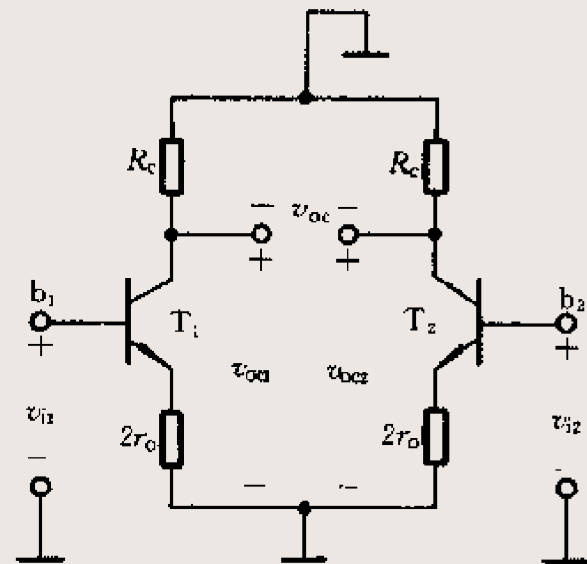


双端输出的共模电压增益

- ❖ 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，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。



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

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

双端输出共模抑制比 K_{CMR}

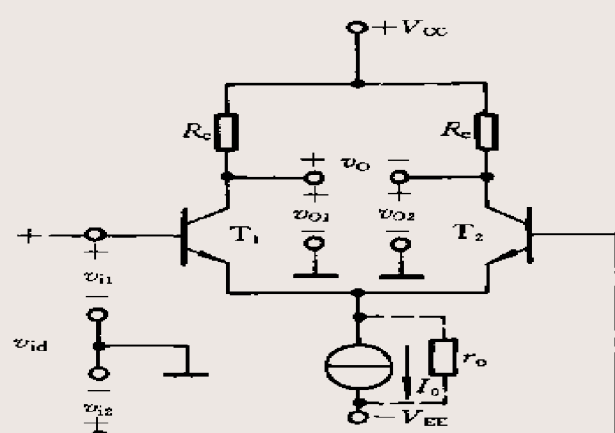
- ❖ 共模抑制比定义为放大电路差模电压增益 A_{VD} 与共模电压增益 A_{VC} 之比的绝对值，即

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

- ❖ 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

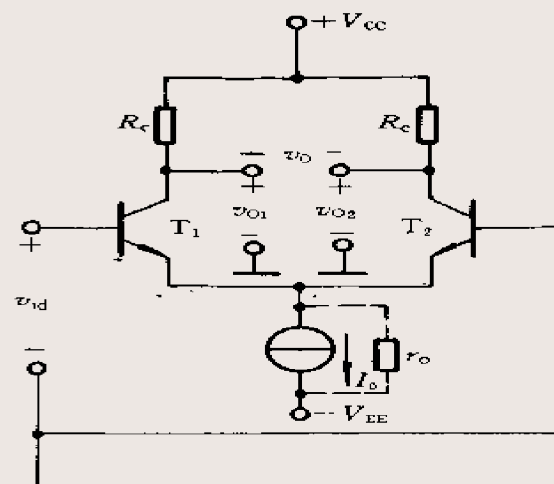
$$K_{CMR1} = \left| \frac{A_{VD1}}{A_{VC1}} \right| \approx \frac{\beta r_o}{r_{be}}$$

几种接法的性能指标比较

输入方式	双 端 输 入	
原 理 电 路 图		
输出方式	双端	单端
差模电压增益 A_{VD}	$A_{VD} = \frac{v_o}{v_{id}} = -\frac{\beta R_c}{r_{be}}$	$A_{VD1} = \frac{v_{o1}}{v_{id}} = -\frac{v_{o2}}{v_{id}} = -\frac{\beta R_c}{2r_{be}}$
共模电压增益 A_{VC}	$A_{VC} \rightarrow 0$	$A_{VC1} \approx -\frac{R_c}{2r_o}$
共模抑制比 K_{CMR}	$K_{CMR} \rightarrow \infty$	$K_{CMR} \approx \frac{\beta r_o}{r_{be}}$
差模输入电阻 R_{id}	$R_{id} = 2r_{be}$	
共模输入电阻 R_{ic}	$R_{ic} = \frac{1}{2} [r_{be} + (1+\beta) 2r_o] \searrow$	
输出电阻 R_o	$R_o = 2R_c$	$R_o = R_c$
高频响应	与共射极电路相同	
用 途	1. 用于输入、输出不需要一端接地时 2. 常用于多级直接耦合放大电路的输入级、中间级	将双端输入转换为单端输出， 常用于多级直接耦合放大电路的输入级和中间级

几种接法的性能指标比较

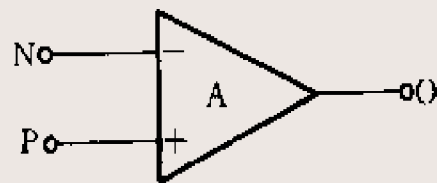
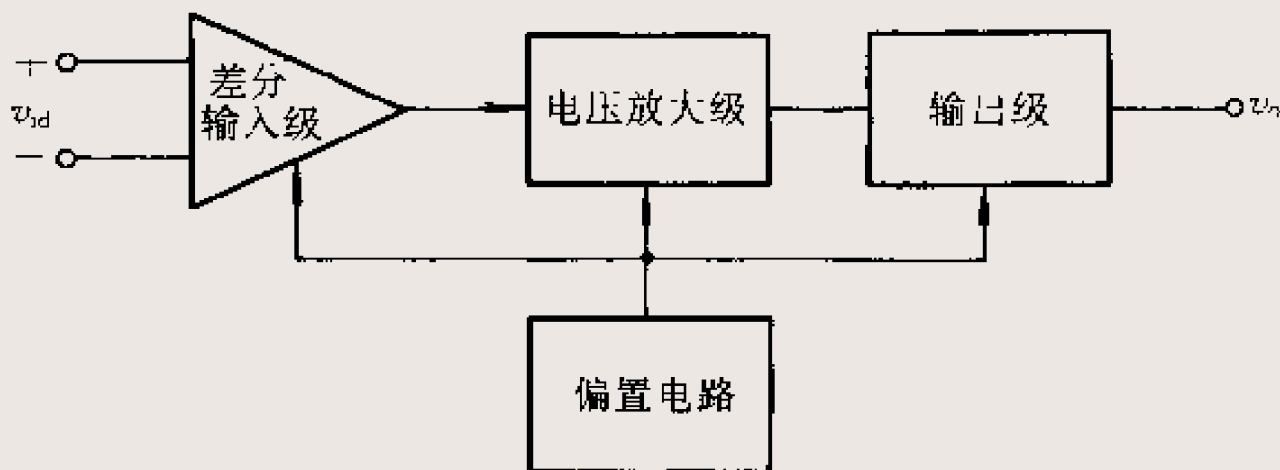
单 端 输 入



双端	单端
$A_{VD} = -\frac{\beta R_c}{r_{be}}$	$A_{VD1} = \frac{v_{o1}}{v_{id}} = -\frac{v_{o2}}{v_{id}} = -\frac{\beta R_c}{2r_{be}}$
$A_{VC} \rightarrow 0$	$A_{VC1} \approx -\frac{R_c}{2r_o}$
$K_{CMR} \rightarrow \infty$	$K_{CMR} \approx +\frac{\beta r_o}{r_{be}}$
$R_{id} = 2r_{be}$	
$R_{ic} = \frac{1}{2} [r_{be} + (1 + \beta) 2r_o]$	
$R_o = 2R_c$	$R_o = R_c$
从 v_{o2} 输出, T_1 管是共射电路, T_2 管是共基电路, 故 T_1 、 T_2 组成共射-共基电路, 有效地提高了上限频率	
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	用在放大电路输入电路和输出电路均需有一端接地的电路中

集成电路运算放大器结构

- ❖ 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。

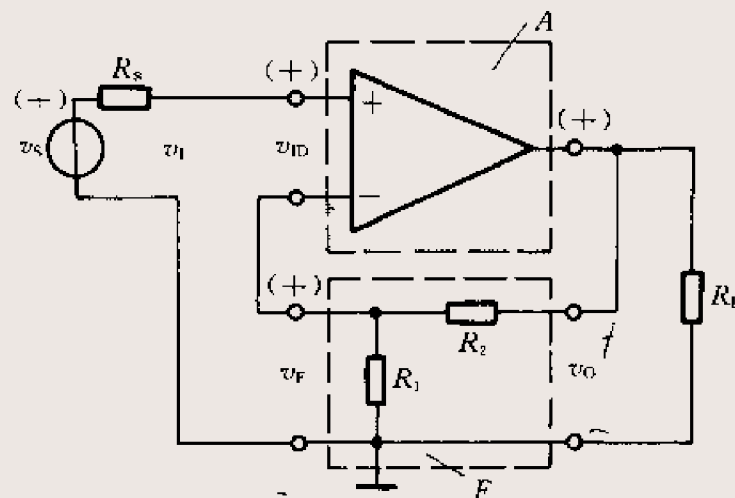


第七章 反馈放大电路

- ❖ 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

电压串联负反馈

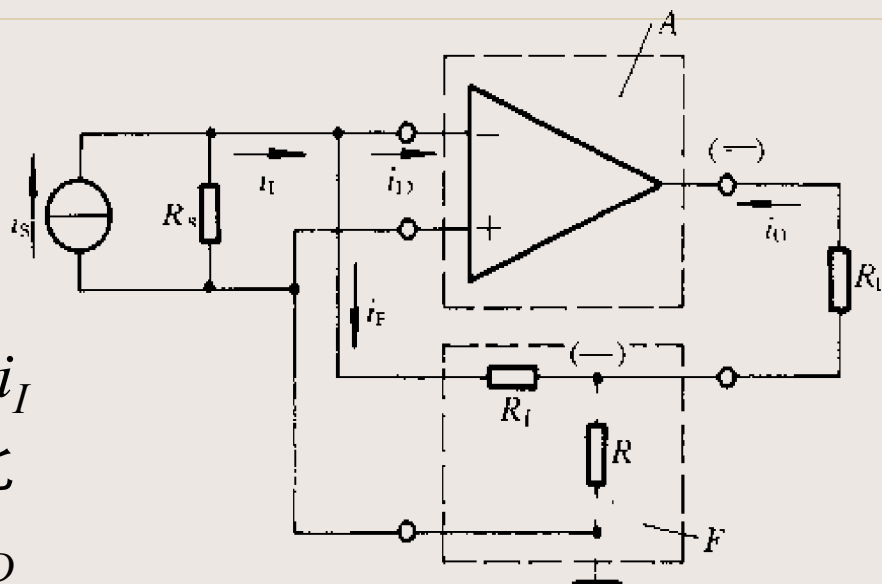
- ❖ 反馈电压 v_F 是 v_o 的一部分，故是电压反馈。
- ❖ 由于 v_F 和 v_I 在输入回路中彼此串联，所以是串联反馈



- ❖ 在判断电压反馈时，可以来用一种简便的方法，即根据电压反馈的定义：反馈信号与输出电压成比例，设想将放大电路的负载 R_L 两端短路，短路后如使 $v_F = 0$ (或 $i_F = 0$)，就是电压反馈

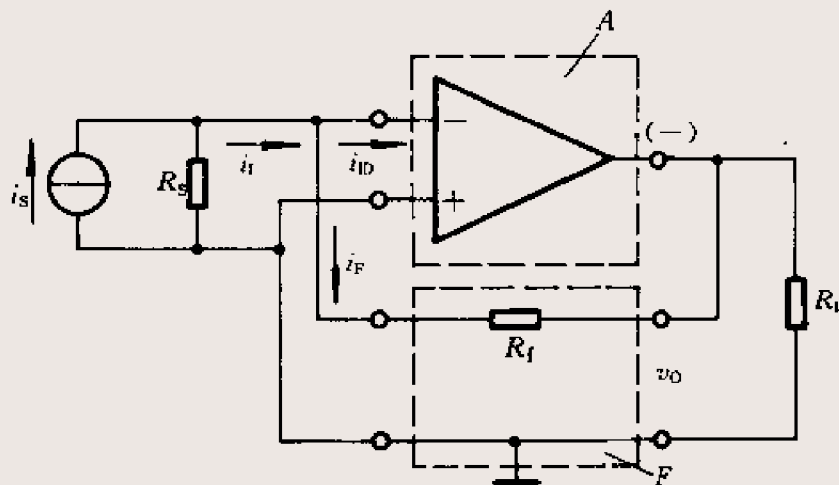
电流并联负反馈

- ❖ 因反馈信号 i_F 是从输出电流 i_O 取样，所以是电流反馈。
- ❖ 反馈电流 i_F 与输入电流 i_I 是以并联的方式进行比较，从而以差值电流 i_{ID} 供给运放，所以是并联反馈。
- ❖ 比较简便的判断方法就是将负载 R_L 开路，致使 $i_O=0$ ，从而使 $i_F=0$ ，即由输出引起的反馈信号消失了，从而确定为电流反馈。



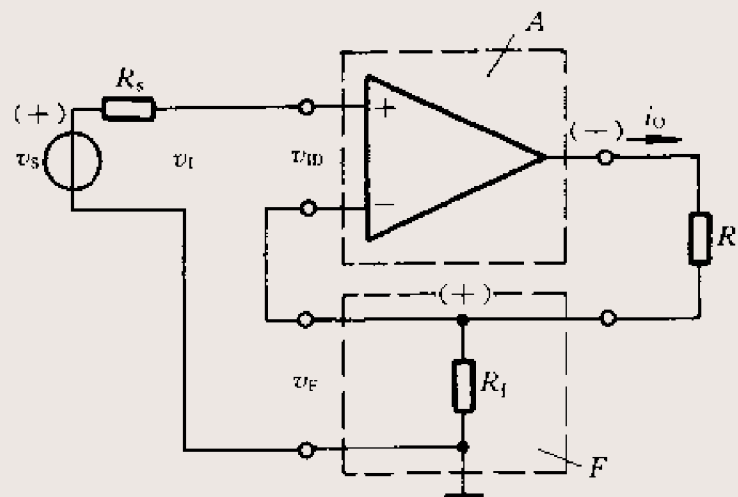
电压并联负反馈

- ❖ 输出端的取样对象为 v_O ，故是电压反馈。
- ❖ 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。
- ❖ 在相同 i_s 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。



电流串联负反馈

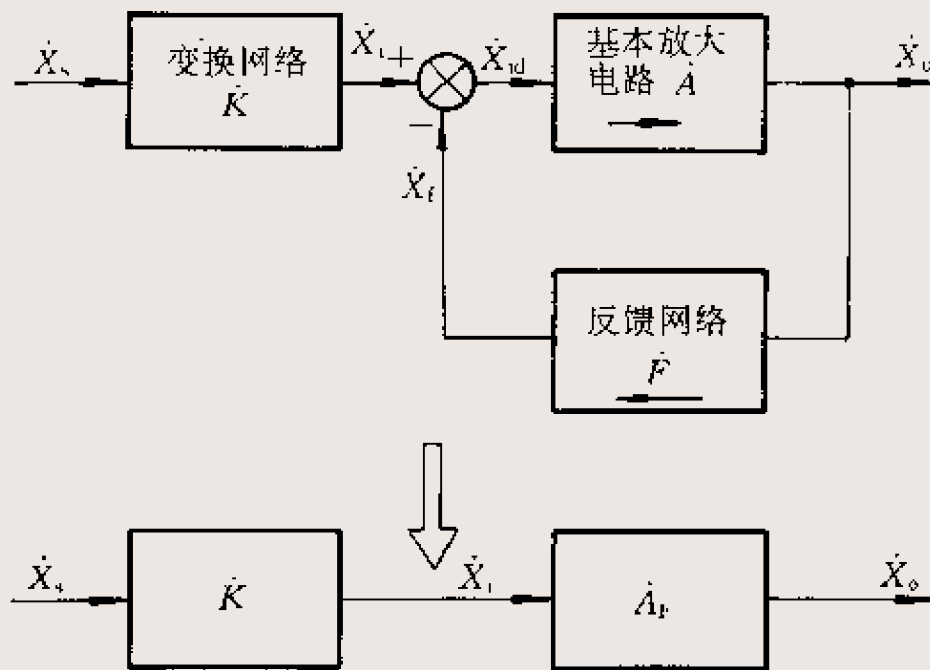
- ❖ 由于在电路中采取输出电流取样、输入串联比较，故电路为电流串联负反馈电路。



- ❖ 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。

负反馈放大电路的方框图

- ❖ 负反馈放大电路的方框图由基本放大电路和反馈网络组成。
- ❖ 闭合环路叫做反馈环，由一个反馈环组成的放大电路叫做单环反馈放大电路。



负反馈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：

$$\dot{X}_o = \dot{A} \dot{X}_{id} \quad \dot{X}_f = \dot{F} \dot{X}_o \quad \dot{X}_{id} = \dot{X}_i - \dot{X}_f \quad \dot{X}_i = \dot{K} \dot{X}_s$$

❖ 负反馈放大电路的基本方程式

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

❖ 若 $|1 + \dot{A} \dot{F}| > 1 \Rightarrow |\dot{A}_F| < |\dot{A}|$ 负反馈。

❖ 若 $|1 + \dot{A} \dot{F}| < 1 \Rightarrow |\dot{A}_F| > |\dot{A}|$ 正反馈。

❖ 若 $|1 + \dot{A} \dot{F}| = 0 \Rightarrow |\dot{A}_F| = \infty$ 放大电路的自激。

$|1 + \dot{A} \dot{F}|$ 称为反馈深度

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。
 1. 提高增益的恒定性
 2. 减少非线性失真
 3. 抑制反馈环内噪声
 4. 扩展频带
 5. 对输入电阻和输出电阻的影响

负反馈对放大电路性能的影响

电路组态 项 目	(1)电压串联	(2)电流并联	(3)电压并联	(4)电流串联
参考电路	图 7.1.1	图 7.1.3	图 7.1.5	图 7.1.7
输出电阻 R_{of}	减小	增加	减小	增加
输入电阻 R_{if}	增加	减小	减小	增加
维持何种增益 $\dot{A}_F$ 恒定	$\dot{A}_{VF} \approx \frac{R_1 + R_2}{R_1}$	$\dot{A}_{IF} \approx \frac{R_i + R}{R}$	$\dot{A}_{RF} \approx -R_i$	$\dot{A}_{OF} \approx \frac{1}{R_i}$
非线性失真与噪声	减小	减小	减小	减小
通频带	增宽	增宽	增宽	增宽
用 途	电压放大电路的 输入级或中间级	电流放大	电流-电压变换 器及放大电路的 中间级	电压-电流变换 器及放大电路的 输入级

负反馈放大电路的分析方法

- ❖ 在深度负反馈的条件下，放大电路的增益表达式可近似为

$$\dot{A}_F = \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_i} = \frac{\dot{A}}{1 + \dot{A} \dot{F}} \approx \frac{1}{\dot{F}} \quad \left| 1 + \dot{A} \dot{F} \right| \gg 1$$

$$\dot{F} \dot{X}_o \approx \dot{X}_i \quad \dot{X}_f \approx \dot{X}_i$$

$$\dot{X}_{id} = \dot{X}_i - \dot{X}_f \approx 0$$

称做运放两输入端的虚假短接或称虚短，同时因运放的输入电阻很高，则有 $I_{id} \approx 0$ ，叫做运放两输入端的虚假断路或称虚断

负反馈电路的稳定问题

- ❖ 负反馈对放大电路性能的改善取决于反馈深度 $|1 + \dot{A}\dot{F}|$ 或环路增益 $|\dot{A}\dot{F}|$ 的大小， $|\dot{A}\dot{F}|$ 值越大，放大电路的性能越优良。
- ❖ 然而反馈过深，有时放大电路也不能稳定地工作，将产生振荡现象，称为放大电路的自激。这时，即使不加任何输入信号，放大电路也会产生一定频率的信号输出。

自激振荡现象

- ❖ 在中频范围内，负反馈放大电路有 $\varphi_a + \varphi_f = 2n \times 180^\circ$ ， $n=0, 1, 2, \dots$ ，(φ_a , φ_f 分别为 $\dot{A}$ 和 $\dot{F}$ 的相角)， $\dot{x}_i$ 与 $\dot{x}_f$ 同相。
- ❖ 在这种情况下， $|\dot{x}_{id}| = |\dot{x}_i| - |\dot{x}_f|$ ，所以必有 $|\dot{x}_{id}| < |\dot{x}_i|$ 。这样，反馈放大电路的输出信号 $\dot{x}_o$ 就减小，使负反馈作用正常地体现出来。
- ❖ 在高频和低频情况下， $\dot{A}$ $\dot{F}$ 将产生附加相移，使 $\dot{x}_i$ 和 $\dot{x}_f$ 间出现一个相位差， $\dot{x}_{id}$ 的大小则由 $\dot{x}_i$ 和 $\dot{x}_f$ 的相量差来决定。
- ❖ 若在某一频率下， $\dot{A}$ $\dot{F}$ 附加相移达到 180° ，则 $\dot{x}_i$ 和 $\dot{x}_f$ 必然会由同相变为反相，使 $|\dot{x}_{id}| > |\dot{x}_i|$

稳定工作条件

❖ 当环路增益等于1时，即 $-\dot{A} \dot{F} = 1$

负反馈放大电路产生自激振荡，上面的式子可以改写为

$$|\dot{A} \dot{F}| = 1$$

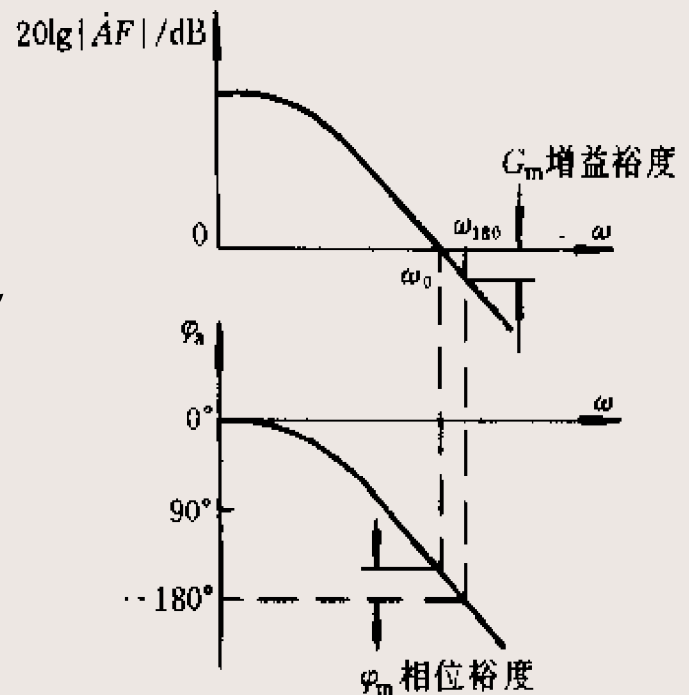
$$\varphi_a + \varphi_f = \pm(2n + 1) \times 180^\circ, \quad n = 0, 1, 2, \dots$$

分别称为自激振荡的幅值条件和相位条件。

❖ 为了使负反馈放大电路稳定地工作，必须设法破坏上述两个条件。这个条件也是判别负反馈放大电路稳定性的条件。

稳定工作条件

- ❖ 图a为幅频响应，图b为相频响应。假设反馈网络是电阻性的， $\varphi_f=0$ 。所以系统的相频响应仅是基本放大电路的相移 φ_a 。
- ❖ φ_a 为负值表示基本放大电路具有典型的多极点传递函数。



$$\text{当 } \omega = \omega_{180^\circ} \text{ 时 } \quad \varphi_a = -180^\circ \quad 20 \lg |\dot{A} F| < 0$$

$$\text{当 } \omega = \omega_0 \text{ 时 } \quad 20 \lg |\dot{A} F| = 0 \quad |\varphi_a| < 180^\circ$$

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。

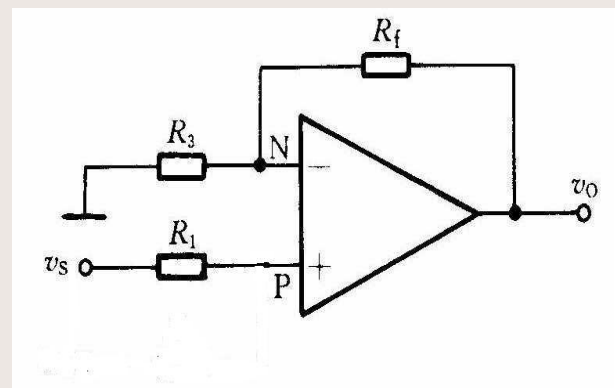
同相放大器

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

❖ 同相放大器闭环增益 A_{VF} 为

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

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



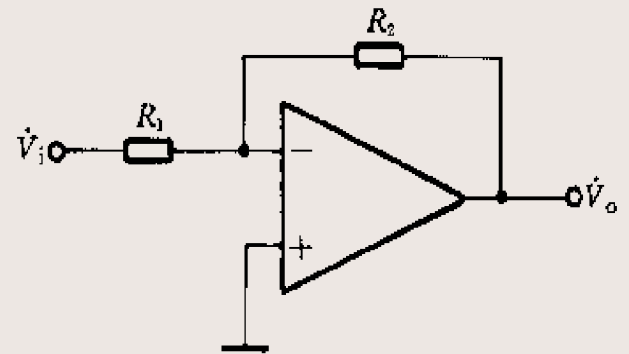
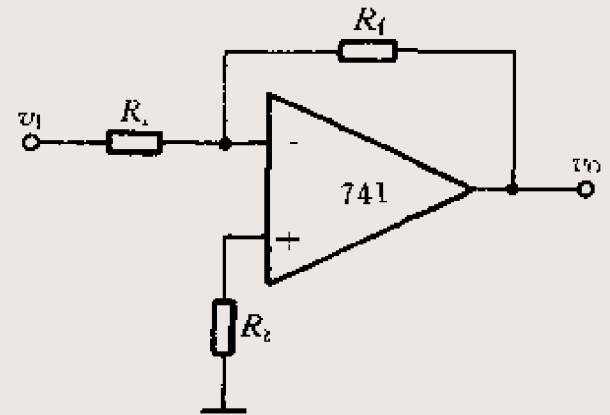
反相放大器

❖ 若运算放大器开环增益为 A_{VO} ，且 A_{VO} 很大，则

$$v_N \approx v_P = 0$$

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

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



电压跟随器

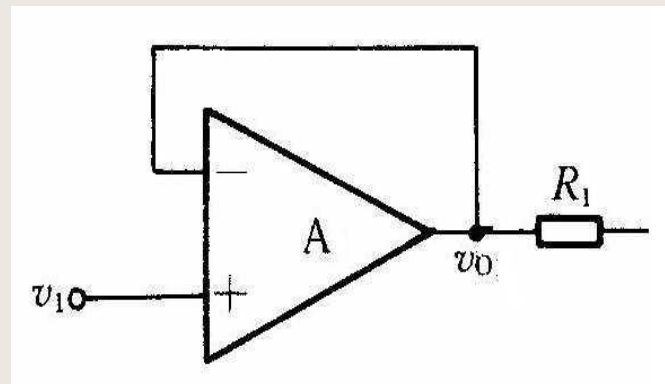
❖ 若运放开环增益为 A_{VO} ，且 A_{VO} 很大，则

$$v_N \approx v_P$$

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

$$v_O = v_I$$

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



加法电路

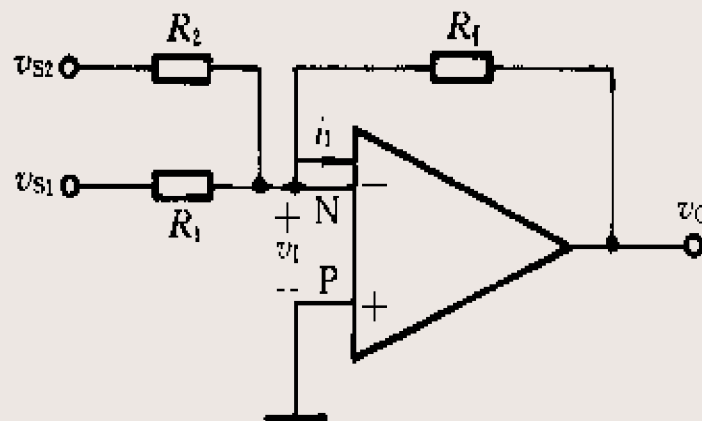
❖ 利用 $v_i=0$ ， $i_I=0$ 和 $v_N=0$ 的概念，对反相输入节点可写出下面的方程式：

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

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

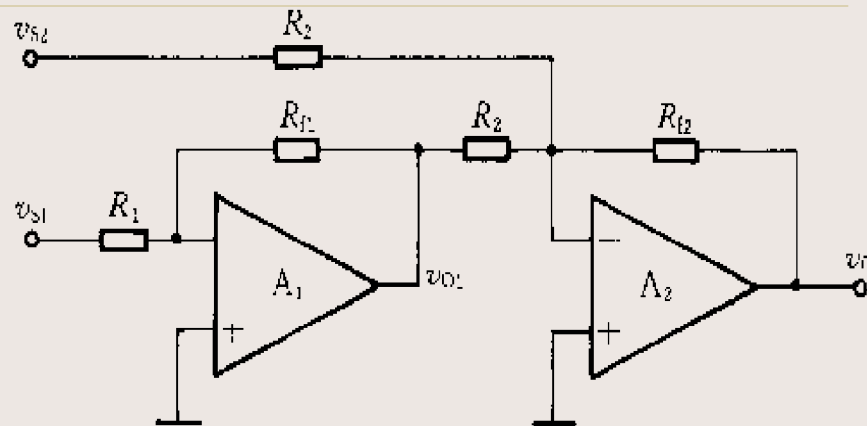
若 $R_1=R_2=R_f$

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



减法电路

- ❖ 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

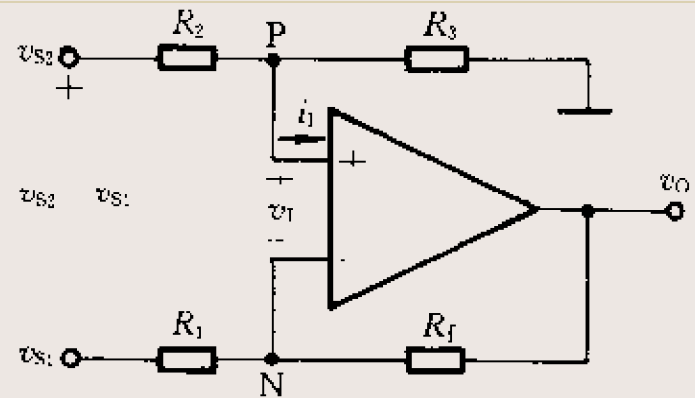


$$v_o = -\frac{R_{i2}}{R_2} (v_{O1} + v_{S2}) = \frac{R_{i2}}{R_2} (v_{S1} - v_{S2})$$

$$R_2 = R_{i2} \quad v_o = v_{S1} - v_{S2}$$

减法电路

- ❖ 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 $i_I = 0$ 。



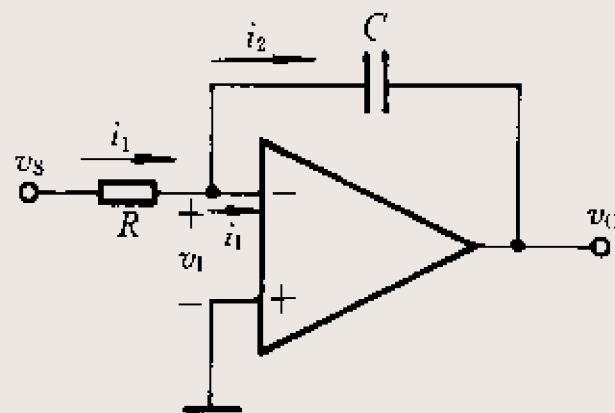
$$\frac{v_{S1} - v_N}{R_1} = \frac{v_N - v_O}{R_f} \quad \frac{v_{S2} - v_P}{R_2} = \frac{v_P}{R_3}$$

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

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

积分电路

- ❖ 利用虚地的概念： $v_I=0$ ， $i_I=0$ ，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



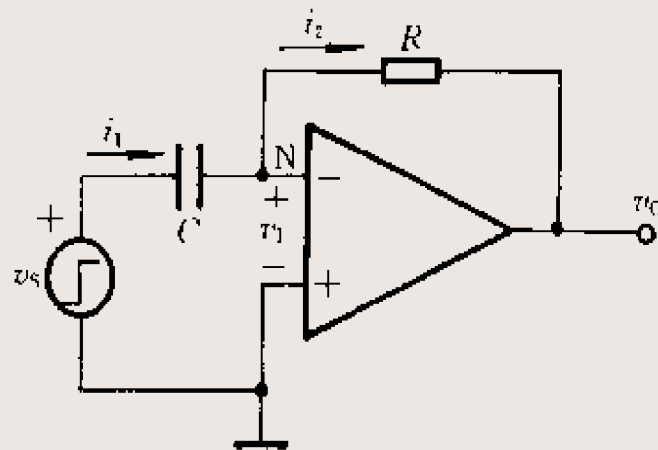
$$v_I - v_O = \frac{1}{C} \int i dt = \frac{1}{C} \int i_1 dt = \frac{1}{C} \int \frac{v_S}{R} dt$$
$$v_O = -\frac{1}{RC} \int v_S dt$$

微分电路

- ❖ 将积分电路中的电阻和电容元件对换位置，选取比较小的时间常数 RC 。
- ❖ 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

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

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



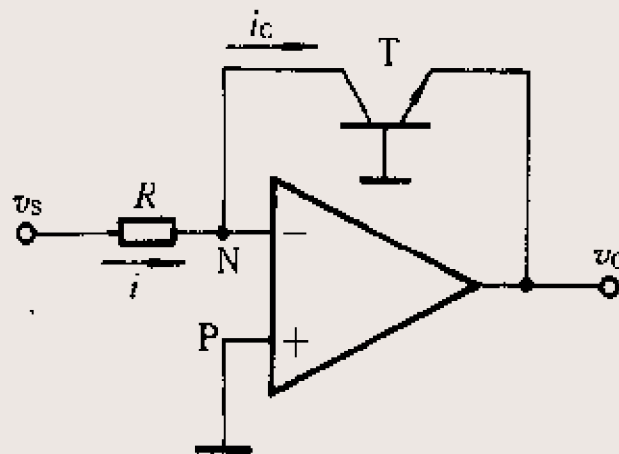
对数运算电路

- ❖ 使PN型BJT的 $V_{CB} > 0$ (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:

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

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

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

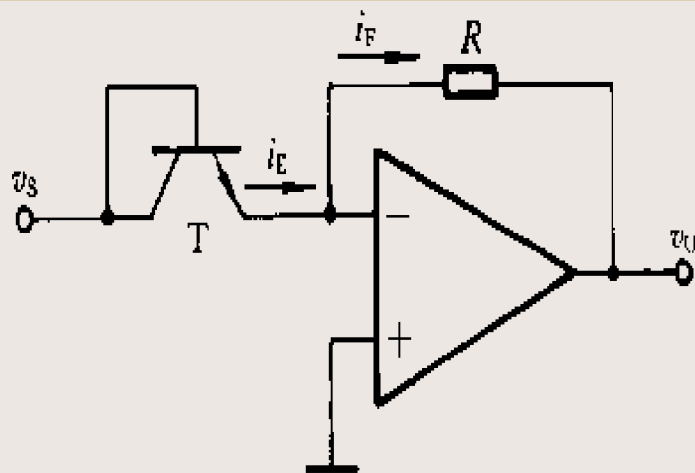


反对数运算电路

- ❖ 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

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

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

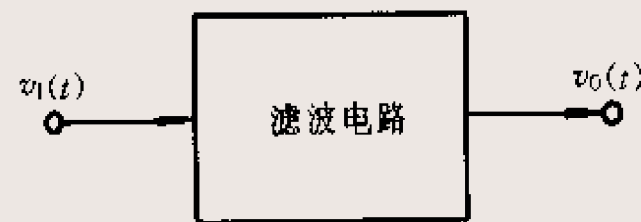


第九章 信号处理与产生电路

- ❖ 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。 $v_I(t)$ 表示输入信号， $v_O(t)$ 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

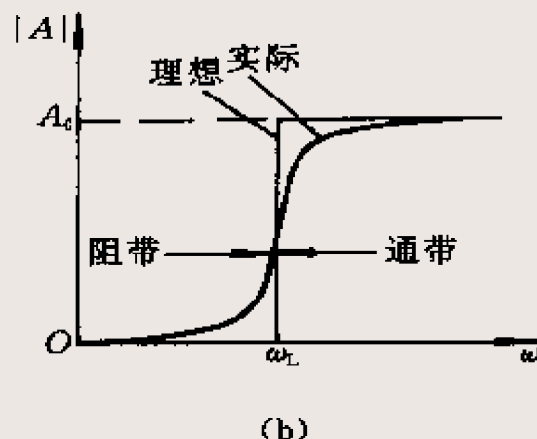
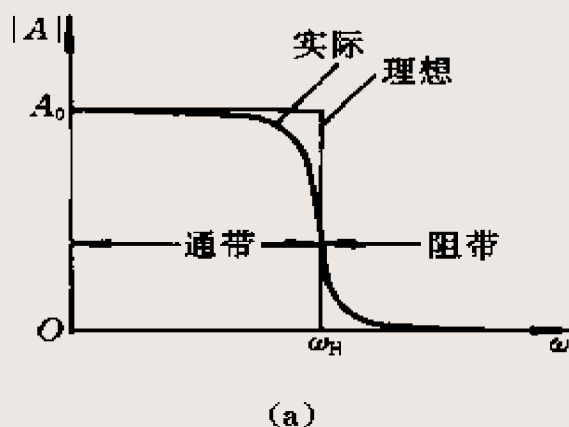
$$A(j\omega) = |A(j\omega)|e^{j\varphi(\omega)}$$

有源滤波电路的分类

- ❖ 对于幅频响应，通常把能够通过的信号频率范围定义为通带，而把受阻或衰减的信号频率范围称为阻带，通带和阻带的界限频率叫做截止频率。
- ❖ 理想滤波电路在通带内应具有零衰减的幅频响应和线性的相位响应，而在阻带内应具有无限大的幅度衰减 ($|A(j\omega)|=0$)。

低通和高通滤波电路

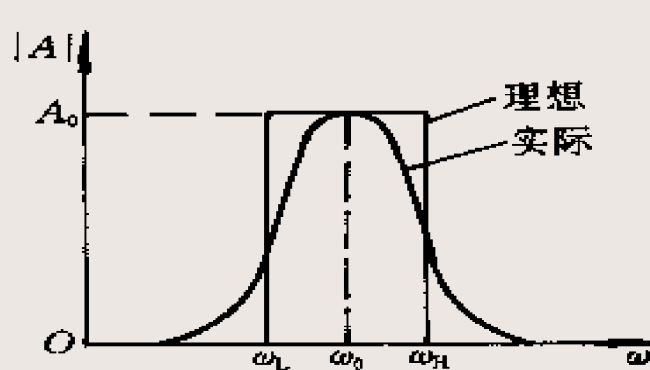
- ❖ 低通滤波电路的功能是通过从零到某一截止角频率 ω_H 的低频信号，而对大于 ω_H 的所有频率则完全衰减，其带宽 $BW=\omega_H$ 。
- ❖ 高通滤波电路在 $0 < \omega < \omega_L$ 范围内的频率为阻带，高于 ω_L 的频率为通带。它的带宽 $BW=\infty$ 。



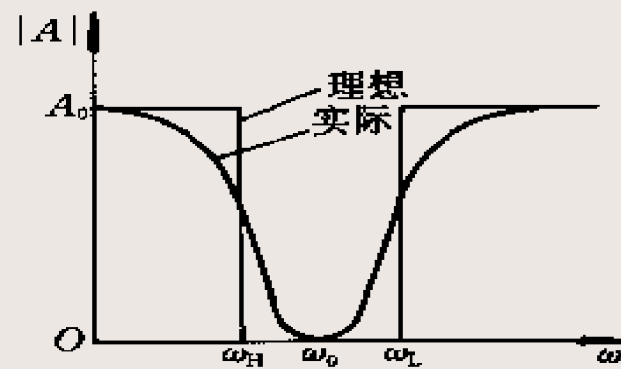
带通滤波和带阻滤波电路

- ❖ 带通滤波电路的 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。它有两个阻带： $0 < \omega < \omega_L$ 和 $\omega > \omega_H$ ，带宽 $BW = \omega_H - \omega_L$ 。
- ❖ 带阻滤波电路有两个通带： $0 < \omega < \omega_H$ 和 $\omega > \omega_L$ ，和一个阻带： $\omega_H < \omega < \omega_L$ 。它的功能是衰减 ω_L 到 ω_H 间的信号。

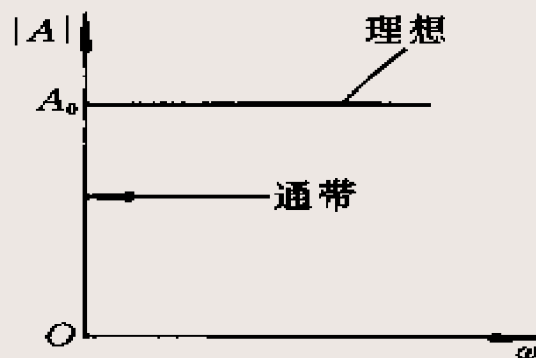
带通滤波和带阻滤波电路



(c)



(d)

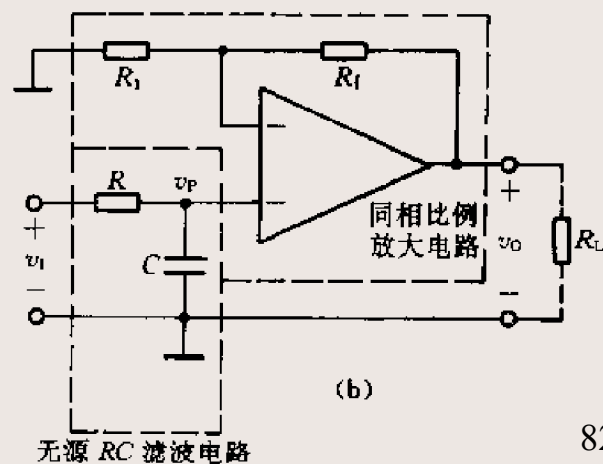
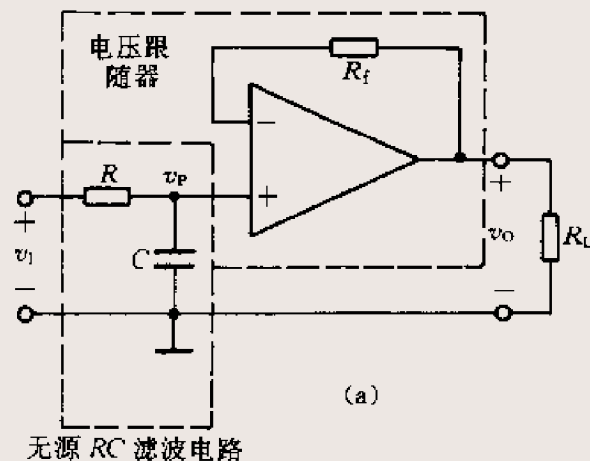


(e)

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。



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_o 与输入电压 v_i 之比，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

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

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

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

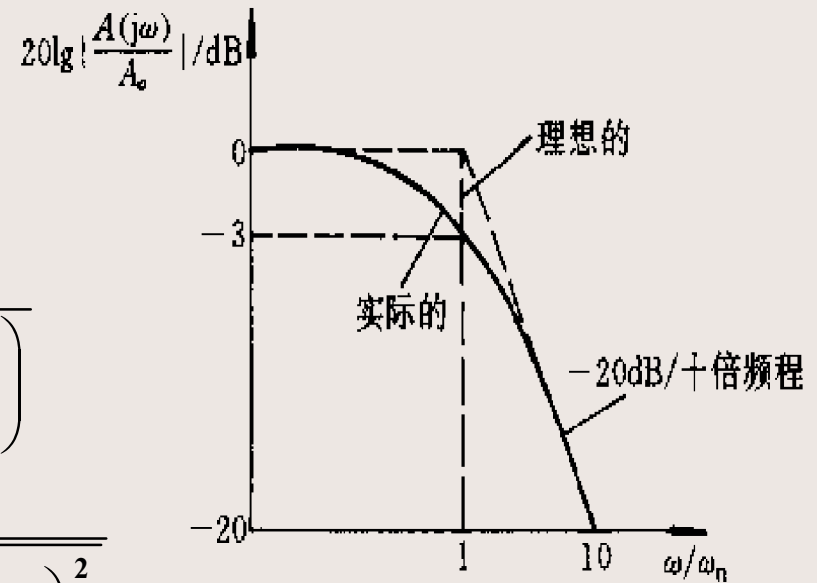
$\omega_n = 1/(RC)$ ，称为特征角频率

一阶有源滤波电路幅频响应

❖ 对于实际的频率来说，用 $s=j\omega$ 代入，可得

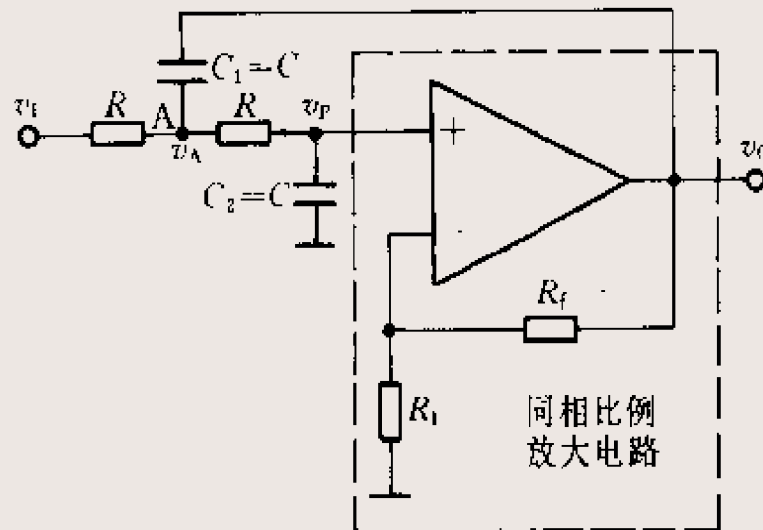
$$A(j\omega) = \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} = \frac{A_0}{1 + j\left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)}$$

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



二阶有源滤波电路

- ❖ 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：

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

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

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

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

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

ω_n 为特征角频率， Q 为等效品质因数。

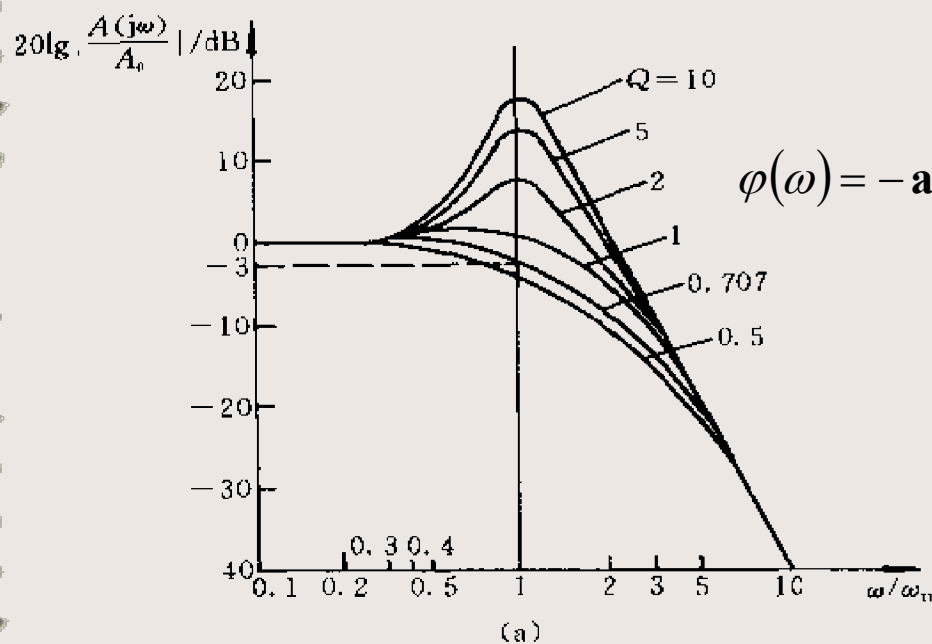
$A_0 = A_{VF} < 3$ ，能稳定工作。 $A_0 = A_{VF} \geq 3$ 时， $A(s)$ 将有极点处于右半 f 平面或虚轴上，电路将自激振荡。

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

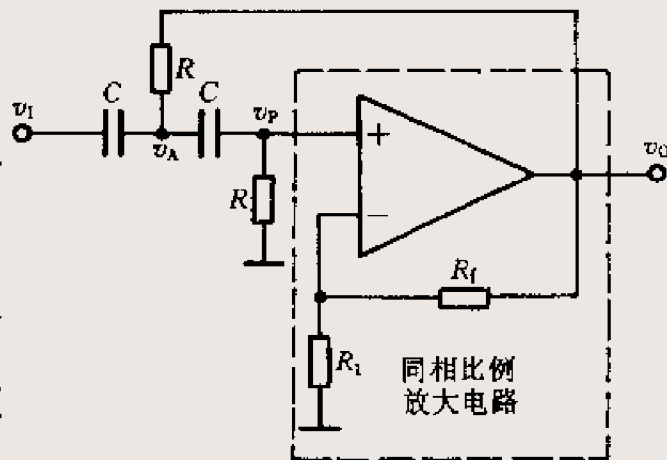
$$20 \lg \left| \frac{A(j\omega)}{A_0} \right| = 20 \lg \frac{1}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n} \right)^2 \right]^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_n Q} \right)^2}}$$

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



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。
- ❖ 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

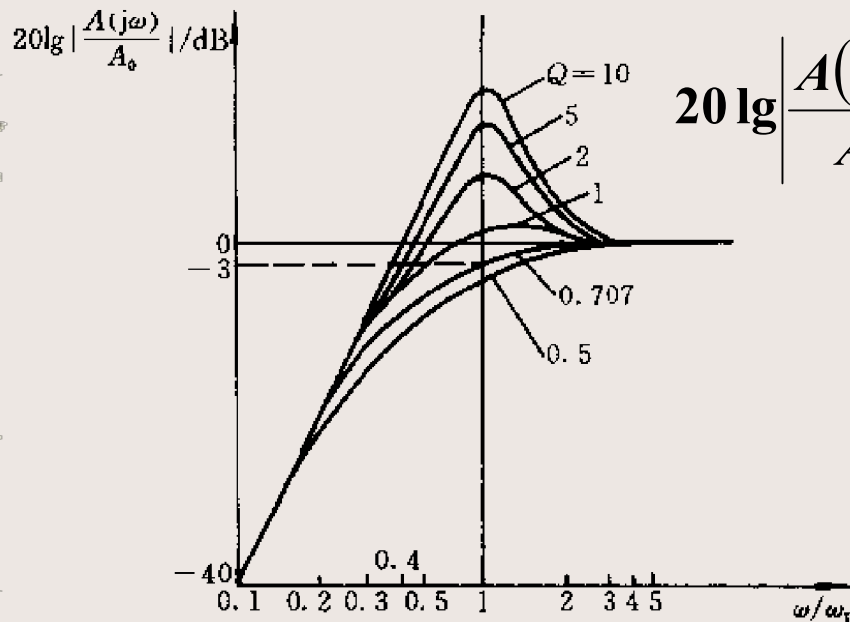
$$\omega_n = \frac{1}{RC} \quad Q = \frac{1}{3 - A_{VF}}$$

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

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

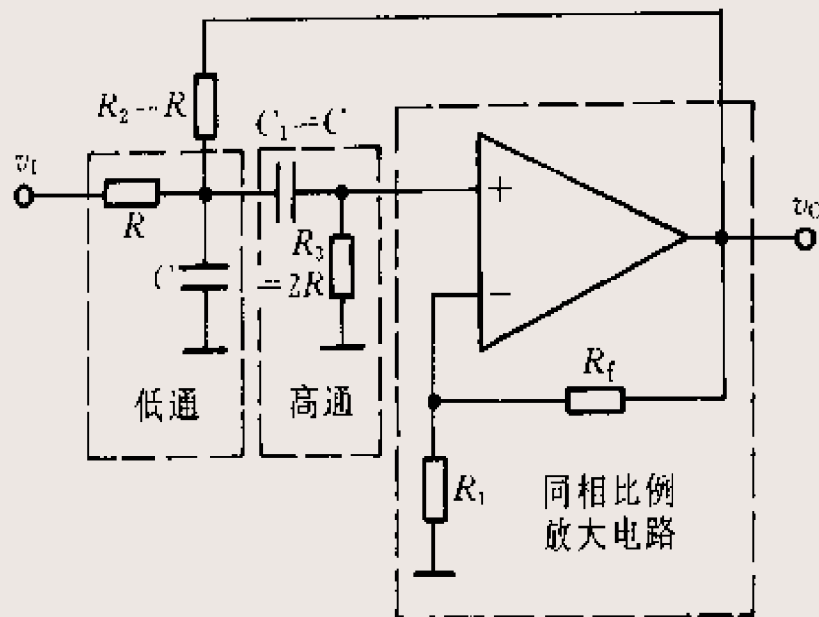
$$A(j\omega) = \frac{A_0 \omega^2}{\omega_n^2 - \omega^2 + j \frac{\omega_n \omega}{Q}}$$



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

二阶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，两者串联就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

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

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

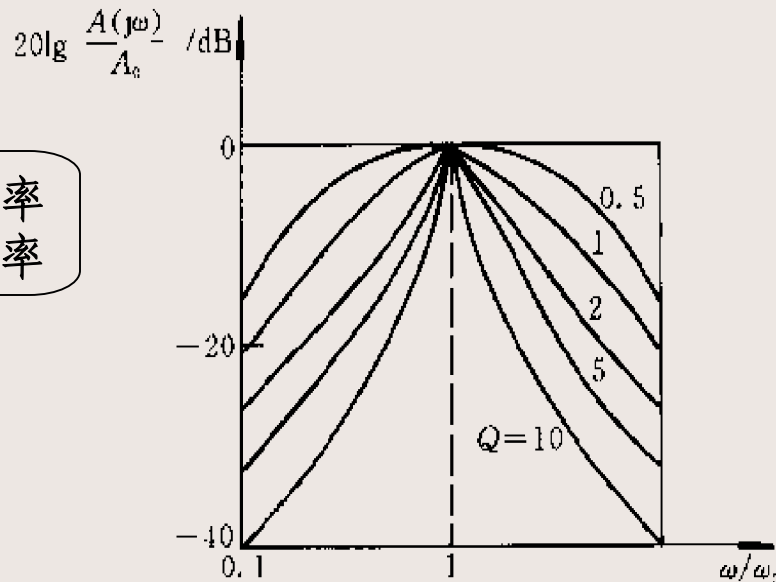
$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

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 $s = j\omega$

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



当 $\omega = \omega_0$ 时，电路具有最大电压增益。

祝大家考出好成绩！

2010年6月27日见

考试时间：6月27日上午9:45—11:20进行

考试地点：0820301,0820302,0820303,0820304班

在5101,5102,5103,5104教室考试，

00420301和0821401班在5203,5204教室