

# 第一章：电路基础知识

本章内容：

§ 1.1 电子信号及频谱

§ 1.2 理想电路元件

§ 1.3 电压源与电流源

§ 1.4 电路定理/定律

§ 1.5 双口网络

§ 1.6 RC电路分析

## § 1.1 电子信号及频谱

电子电路的信号（signal），是指随时间变化的电信号，如电压（voltage） $u(t)$ 、电流（current） $i(t)$ 。根据信号在时间和幅值上是否连续，电子技术中将信号分为模拟信号（analog signals）与数字信号（digital signals）。

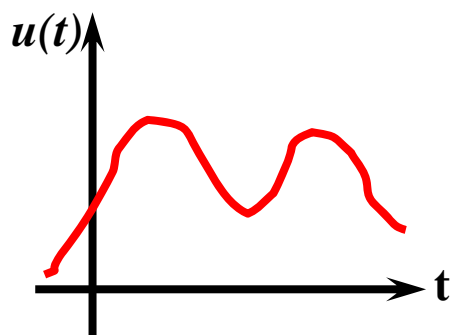
### 一、模拟信号与数字信号

#### 1、模拟量与数字量

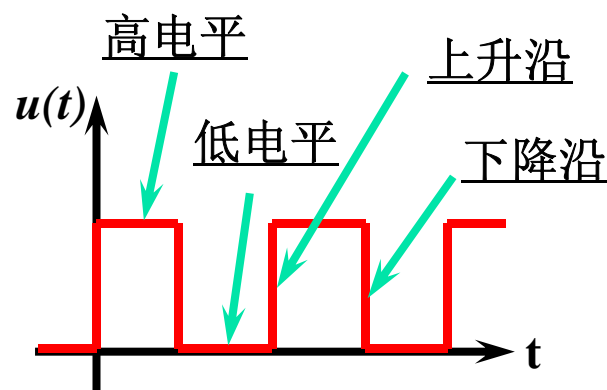
- 模拟量：在时间上和取值上连续的物理量，  
如：温度、压力、距离和时间等。
- 数字量：在时间上和取值上都是离散的物理量，  
如：自动生产线上的零件记录量，台阶的阶数等。

## 2、模拟信号与数字信号

- 模拟信号：表示模拟量的信号，研究时要注重它对时间的变化规律；
- 数字信号：表示数字量的信号，研究时要注重它的有无或出现次数，数字信号的出现时间一般由时钟信号控制，而取值的离散性更使数字信号在处理、存储和传输等方面比模拟信号有很多优势。



模拟信号



数字信号

## 模拟信号的基本类型：

正弦信号：  $u(t) = U_m \sin(\omega t + \phi)$

(sine signal)

$$\omega = 2\pi f$$

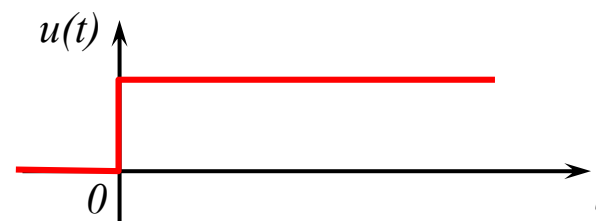
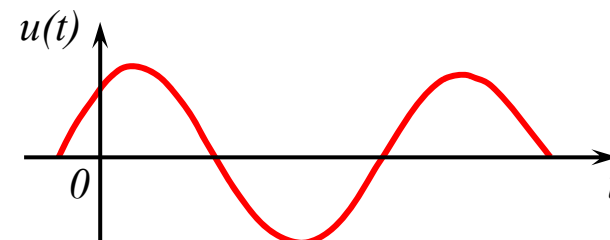
$$\text{峰峰值 } U_{pp} = 2U_m$$

$$\text{有效值 } U_{rms} = \frac{\sqrt{2}}{2} U_m$$

阶跃信号：  $u(t) = \begin{cases} 0 & (t < 0) \\ E & (t \geq 0) \end{cases}$

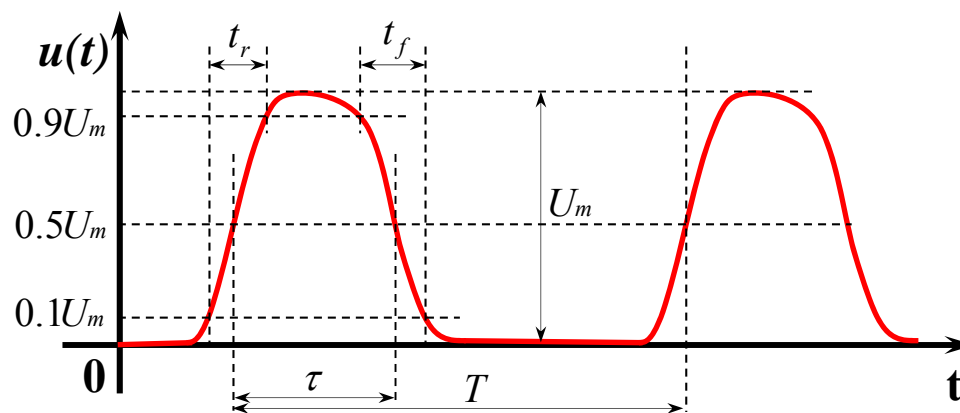
(step signal)

冲激信号：  $\delta(t) = \begin{cases} 0 & (t < 0) \\ 0 & (t > 0) \end{cases}$   
(unit impulse signal)  $\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1$



脉冲信号：一切非正弦信号

脉冲信号特征参数：



脉冲幅度 $U_m$ ：电压变化的最大值；

重复周期 $T$ ：相邻脉冲对应点之间的时间间隔，重复频率 $f = 1/T$ ；

上升时间 $t_r$ ：脉冲前沿（上升沿）中由 $0.1U_m$ 增加到 $0.9U_m$ 所需的时间；

下降时间 $t_f$ ：脉冲后沿（下降沿）中由 $0.9U_m$ 减小到 $0.1U_m$ 所需的时间；

脉冲宽度 $T$ ：脉冲前沿 $0.5U_m$ 处到脉冲后沿 $0.5U_m$ 处的时间间隔；

占空比 $D$ ：脉冲宽度与周期的比值。  $D = \frac{\tau}{T}$

### 3、模拟电路与数字电路

处理模拟信号的电路称为模拟电路；处理数字信号的电路称为数字电路。由于处理的信号性质不同，两者在基本单元电路、分析方法、研究范围等各方面都不相同。

#### 模拟电路：

- ✓晶体管工作在线性区，起放大作用；
- ✓研究输出与输入信号之间的大小、相位、失真等方面的关系；
- ✓基本电路元件：晶体管、场效应管、集成运算放大器；
- ✓基本模拟电路：
  - 信号放大及运算（信号放大、功率放大）
  - 信号处理（采样保持、电压比较、有源滤波）
  - 信号发生（正弦波发生器、三角波发生器、...）

#### 数字电路：

- ✓晶体管处于饱和状态或截至状态，起开关作用；
- ✓研究输出与输入信号间的逻辑关系（因果关系）；
- ✓基本电路元件：逻辑门电路、触发器；
- ✓基本数字电路：
  - 组合逻辑电路
  - 时序逻辑电路（寄存器、计数器、脉冲发生器、脉冲整形电路）

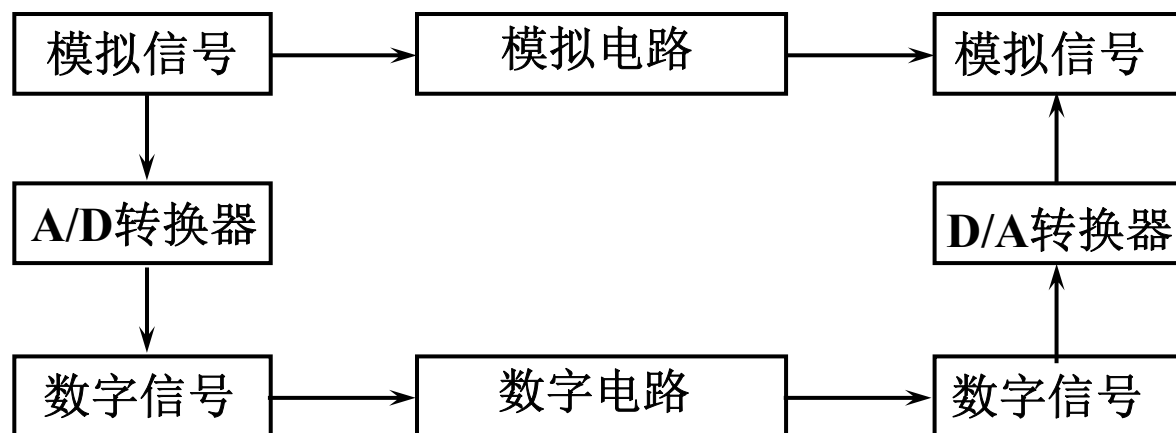
### 数字电路的优点：

- ✓ 工作状态比模拟电路稳定；
- ✓ 电路规则，种类少；
- ✓ 易于大规模集成，数字电路集成规模远大于模拟电路；
- ✓ 易于采用EDA工具进行分析与设计；
- ✓ 数字电路和数字信号应用远超过模拟电路和模拟信号。

### 模拟电路的优点：

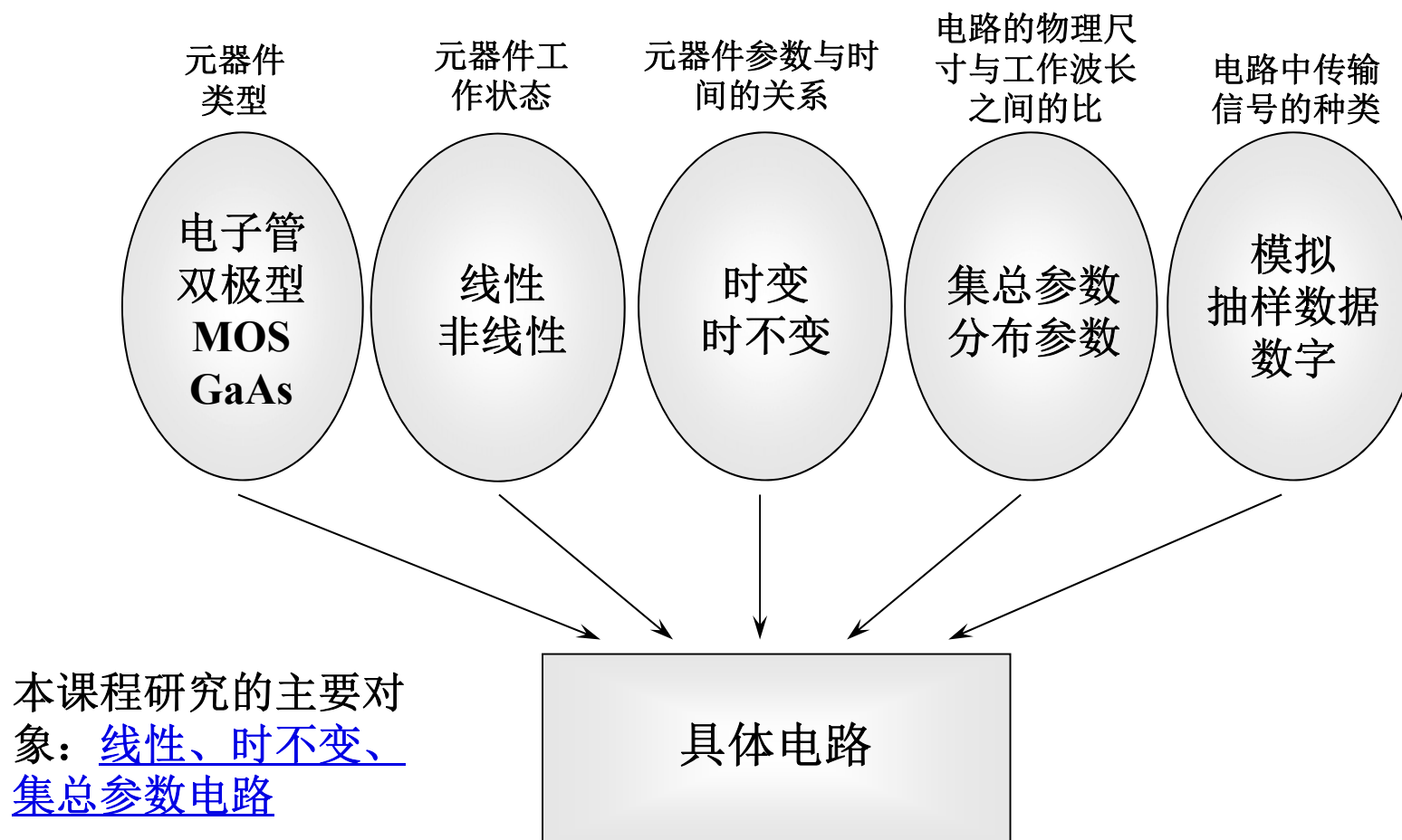
- ✓ 在很高工作频率的信号还只能由模拟电路处理，因为数字电路的工作速度不够；
- ✓ 数字电路不能完成微弱信号的放大；
- ✓ 与物理世界的接口，我们经常接触的物理量是模拟的，即使采用数字信号处理，也必须经过一定的模拟信号处理；
- ✓ 与传输介质接口，信号在各种传输介质中的传播，因为主要是载波传输，主要应用模拟信号；
- ✓ 易于实现各种非线性电路，如相乘器（混频器）等；
- ✓ 在模拟—数字混合系统，模拟电路的性能影响整个系统的性能。

## 模拟信号与数字信号的转换



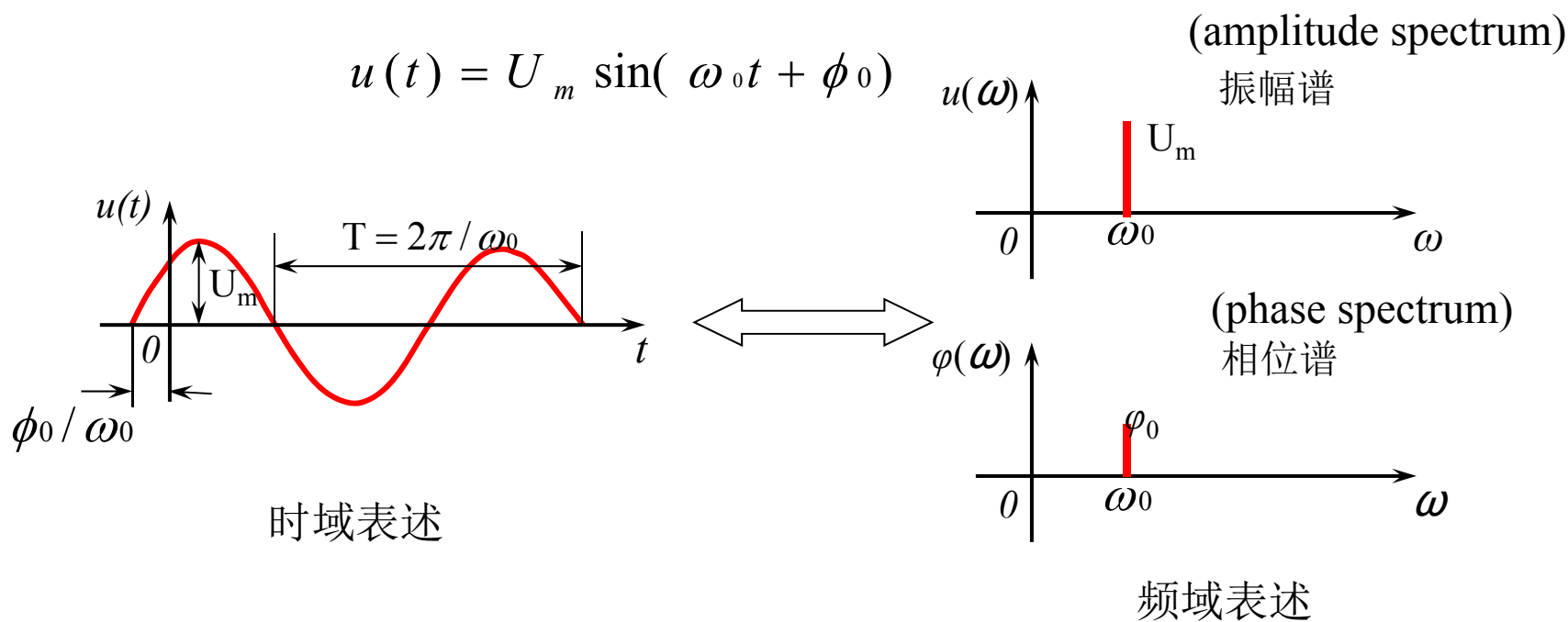


# 电子电路的分类



## 二、信号的频谱 (frequency spectrum)

信号 { 时域 (time domain) 表述: 以时间(t)为横坐标表示信号  
频域 (frequency domain) 表述: 以角频率( $\omega$ )为横坐标表示信号



信号的频谱：将一个信号分解成正弦信号的集合，得到这些正弦信号幅值随频率变化的分布，称为该信号的频谱。求信号频谱的过程称为信号的谱分析。

周期信号(periodic signal)的频谱——傅里叶级数(Fourier series)

对于周期函数  $f(t) = f(t + nT)$   $T$ 为周期，角频率  $\omega_0 = 2\pi / T$

$$\text{其傅氏展开为: } f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega_0 t + b_n \sin n\omega_0 t) \quad (1)$$

$$\text{其中 } a_0 = \frac{1}{T} \int_T f(t) dt$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_T f(t) \cos n\omega_0 t dt$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_T f(t) \sin n\omega_0 t dt$$

将(1)式合并成余弦形式：
$$f(t) = c_0 + \sum_{n=1}^{\infty} c_n \cos(n\omega_0 t + \varphi_n)$$

其中 
$$c_0 = a_0 \quad c_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad \varphi_n = -\operatorname{arctg} \frac{b_n}{a_n}$$

从而得到振幅谱  $c_n$  和相位谱  $\varphi_n$ 。

**结论：**任一周期信号都可表示成一恒定值及具有一定振幅的各种频率的余弦波组成。

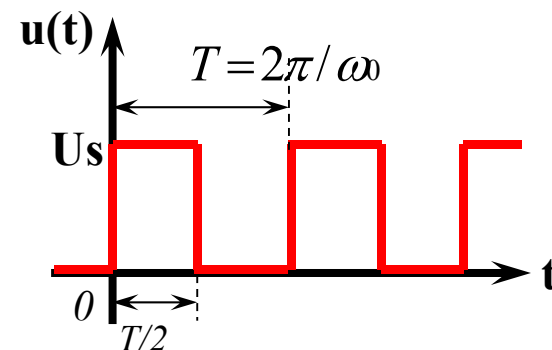
直流分量——恒定值；

基波—— $n=1$ 的余弦波；

谐波—— $n \geq 2$ 的所有余弦波，第 $n$ 个余弦波称为 $n$ 次谐波。

例：方波信号的频谱

在  $(0, T]$  周期内, 
$$u(t) = \begin{cases} U_s & 0 < t \leq T/2 \\ 0 & T/2 < t \leq T \end{cases}$$

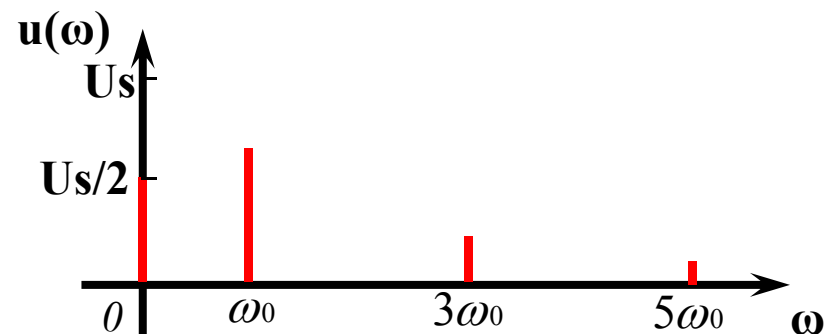


展开成傅氏级数: 
$$u(t) = \frac{U_s}{2} + \frac{2U_s}{\pi} \left( \sin \omega_0 t + \frac{1}{3} \sin 3\omega_0 t + \frac{1}{5} \sin 5\omega_0 t + \cdots \right)$$

$\frac{U_s}{2}$  —— 直流分量 (平均值)

$\frac{2U_s}{\pi}$  —— 基波分量

$\frac{2U_s}{\pi} \cdot \frac{1}{3}$  —— 三次谐波分量

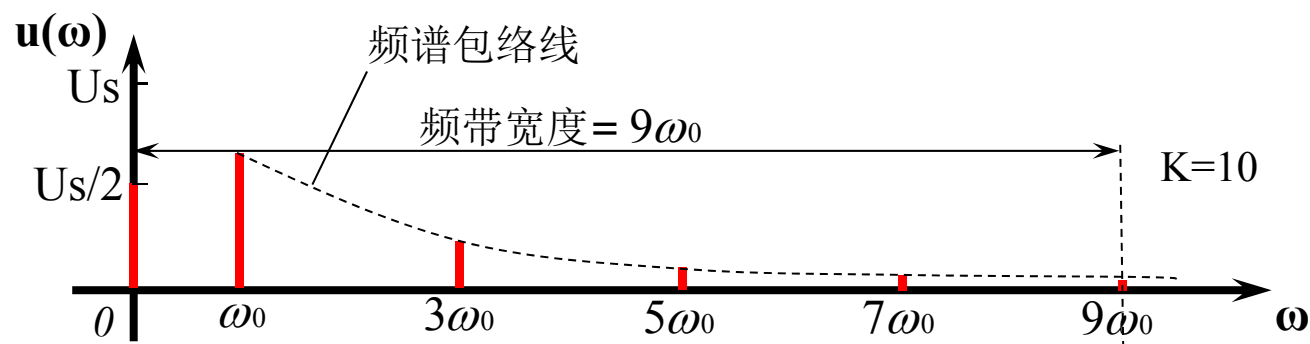


振幅谱

## 周期信号频谱特点：

- 离散性：频谱中各谱线是离散的，周期 $T$ 越大，谱线越密；
- 谐波性：谱线在频率轴上的位置是基波角频率的整数倍；
- 收敛性：谱线长度随谐波次数的增大而趋于零。

信号的频带宽度：从零频率到振幅降为最大谐波振幅的 $1/K$ 的那个谐波频率之间的频率范围，称为信号的频带宽度， $K$ 一般取10。



## 谱分析的意义：

➤傅里叶级数给出了有关复杂周期波形的频率组成的物理概念；

➤涉及到面向计算机的信号分析的数值方法；

抽样定理：一个限带信号（频带宽度为 $f$ ）可用一组取自相距 $1/2f$ 秒的时间区间的样本唯一地表示出来。

➤由于系统通常要改变通过它的信号的各频率分量的相对大小和相位，当周期性波形通过这样的系统时，傅里叶级数能提供一个确定周期性波形发生了什么变化的方法。

线性系统只能改变谱线的长短，不能产生新的谱线，要产生新的谱线或进行谱线的搬移，必须通过非线性系统，如混频器。

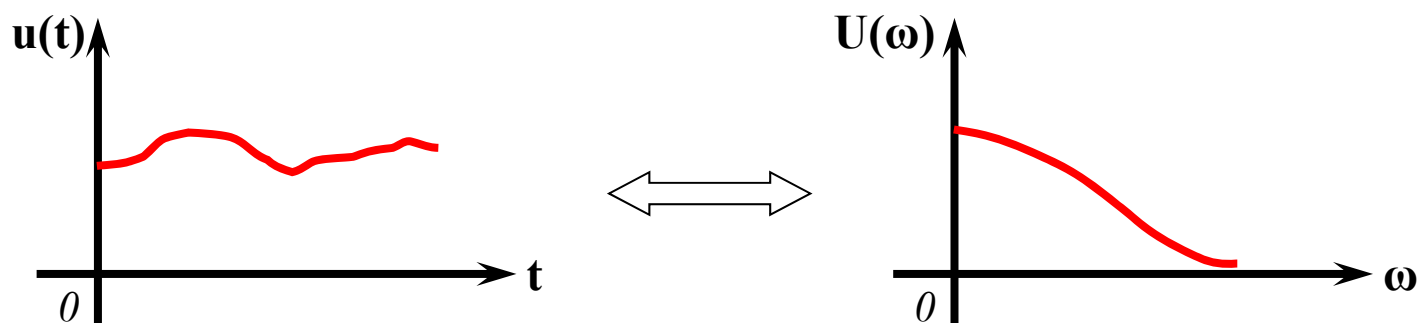
非周期信号(aperiodic signal)的频谱——傅里叶积分(Fourier integral)

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{F}(\omega) e^{j\omega t} d\omega$$

其中  $\dot{F}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt$

非周期信号的频谱  
是连续的。

$|\dot{F}(\omega)|$  称为谱密度



温度测量信号及其频谱




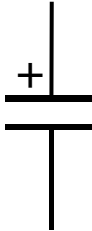
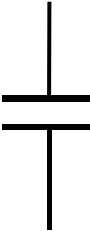

## § 1.2 理想电路元件(ideal circuit element)

理想电路元件：根据实际电路元件所具备的电磁性质所设想的具有某种单一电磁性质的元件，其端口电压、电流关系（伏安特性）可用简单的数学式严格表示。

线性元件(linear element)：伏安特性可用线性方程表示的元件。

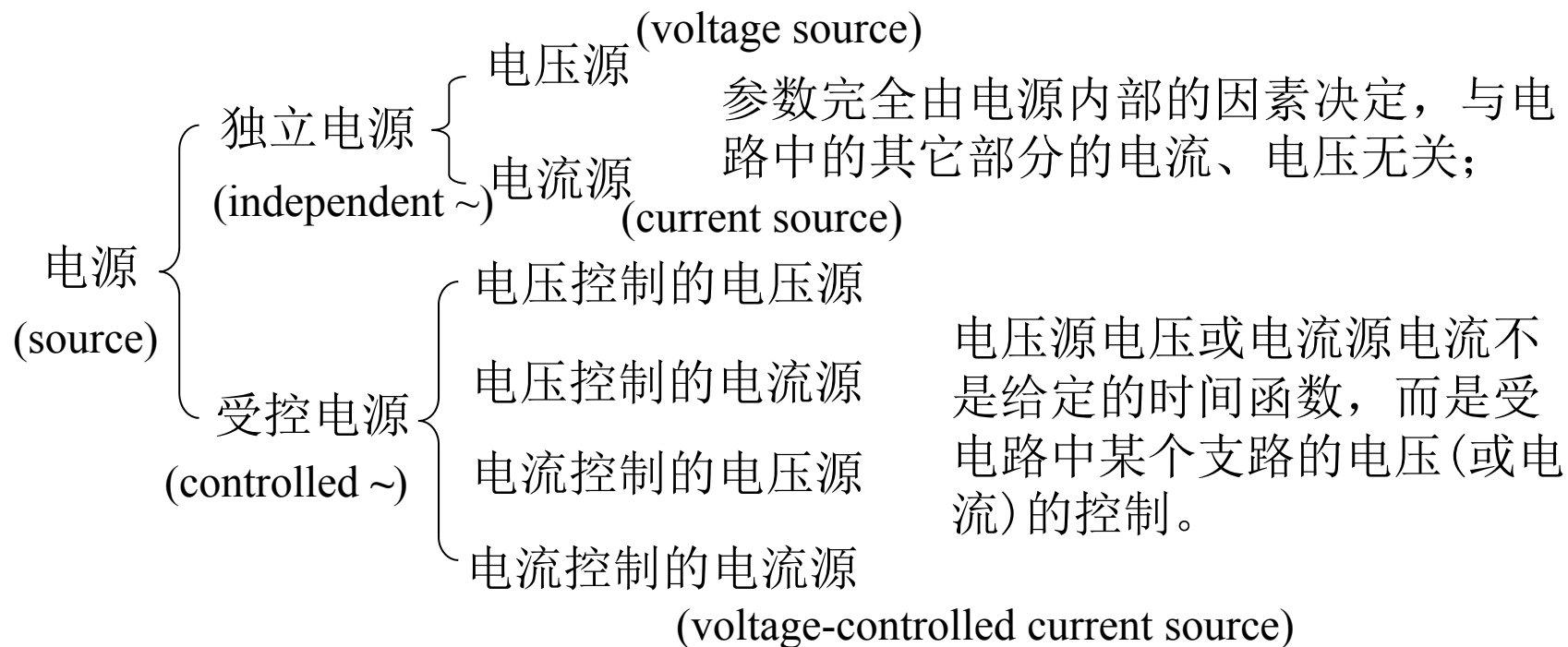
几种基本的线性元件：

- 电阻元件：消耗电能的元件，将电能转成其它形式的能量；
- 电感元件：各种电感线圈，利用磁场储存电能；
- 电容元件：各种电容器，利用电场储存电能；
- 电源元件：各种将其它形式的能量转变成电能的元件。

类型	符号	伏安特性	单位
电阻 (R) (Resistor)		$u_R(t) = Ri_R(t)$	欧姆 ( $\Omega$ ) $k\Omega$ 、 $M\Omega$
电容 (C) (Capacitor)	<div><div>无极电容      电解电容</div></div>	$u_C(t) = \frac{1}{C} \int i_C(t) dt$	法拉 (F) $\mu F(uF)$
电感 (L) (Inductor)		$u_L(t) = L \frac{di_R(t)}{dt}$	亨利 (H) $\mu H(uH)$ 、 $mH$

## § 1.3 电压源与电流源

### 一、电源分类

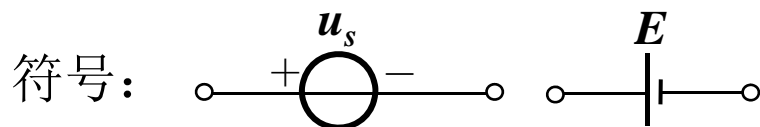


## 二、理想电源

### 恒压源（理想电压源）

(constant voltage source)

电源两端电压为 $u_s$ ，其值与流过它的电流 $i$ 无关。



特点：

➤ 电源两端电压由电源本身决定，与外电路无关；

直流： $u_s$ 为常数

交流： $u_s$ 是确定的时间函数，如

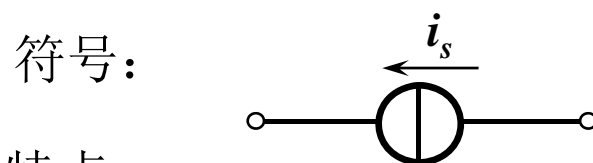
$$u_s(t) = U_m \sin \omega t$$

➤ 通过它的电流是任意的，由外电路决定。

### 恒流源（理想电流源）

(constant current source)

电源输出电流为 $i_s$ ，其值与此电源的端电压 $u$ 无关。



特点：

➤ 电源电流由电源本身决定，与外电路无关；

直流： $i_s$ 为常数

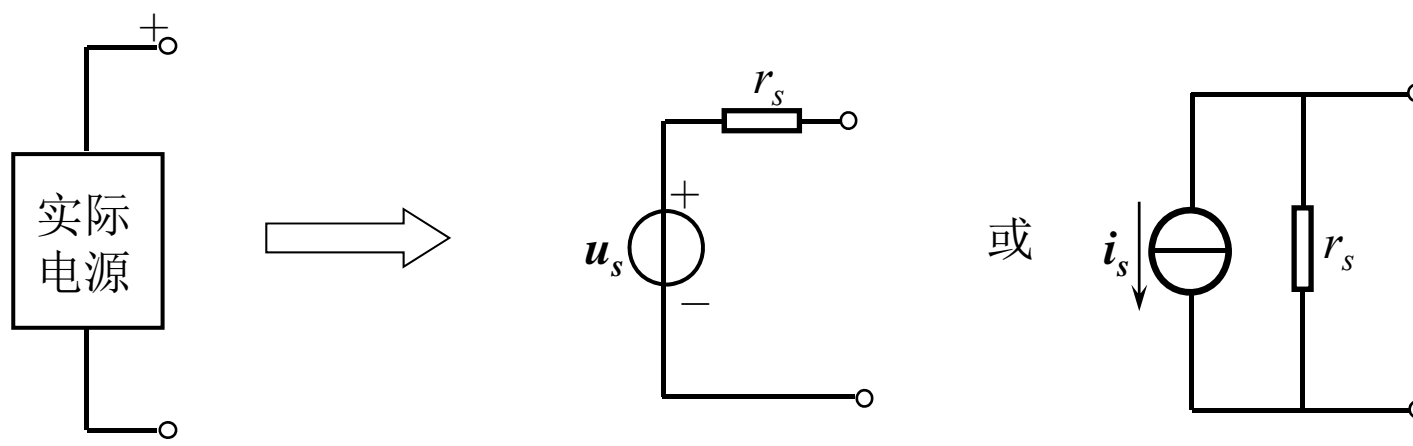
交流： $i_s$ 是确定的时间函数，如

$$i_s(t) = I_m \sin \omega t$$

➤ 电源两端电压是任意的，由外电路决定。

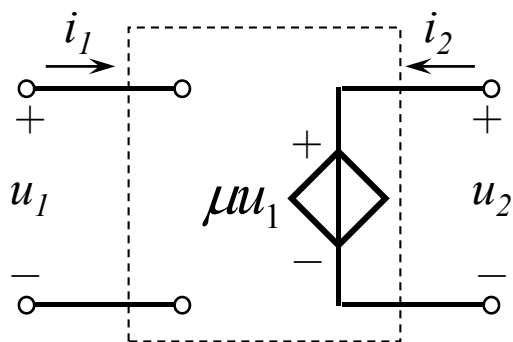
### 三、实际电源

实际电源：可用恒压源串联电阻或恒流源并联电阻表示，该电阻成为电源内阻，记作 $r_s$ 或 $R_s$ 。



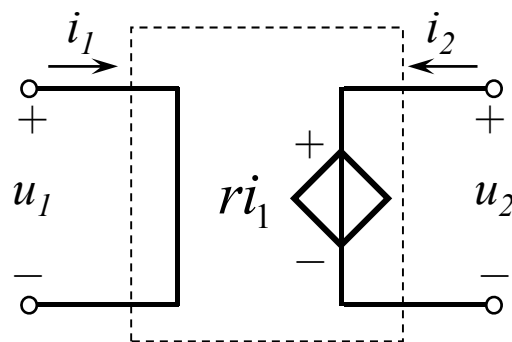
对于独立源，要求内耗越小越好，即电压源内阻要小，电流源内阻要大。

## 四、受控源



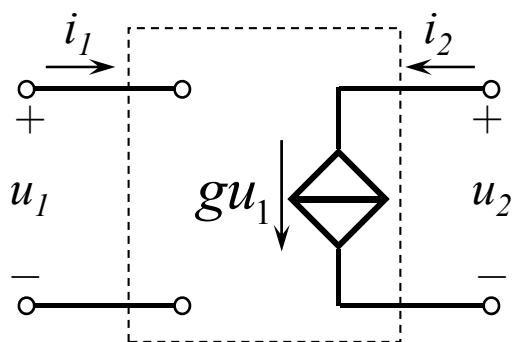
电压控制电压源

$\mu$  : 转移电压比



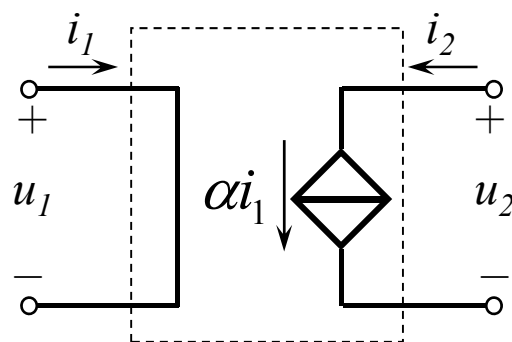
电流控制电压源

$r$  : 转移电阻



电压控制电流源

$g$  : 转移电导



电流控制电流源

$\alpha$  : 转移电流比

## § 1.4 电路定理/定律

### 一、电路分析基本概念

电路：电子元器件构成的整体，为电流的流通提供路径。也称电路网络。

电路的功能：

- 进行能量的传送和转换；
- 进行信息的传递和处理。



电路分析(circuit analysis): 在给定的激励(excitation)下, 求结构已知的电路的响应(response)。

激励信号: 可引起网络中各处有电流、电压的外加电流或信号源称激励信号。

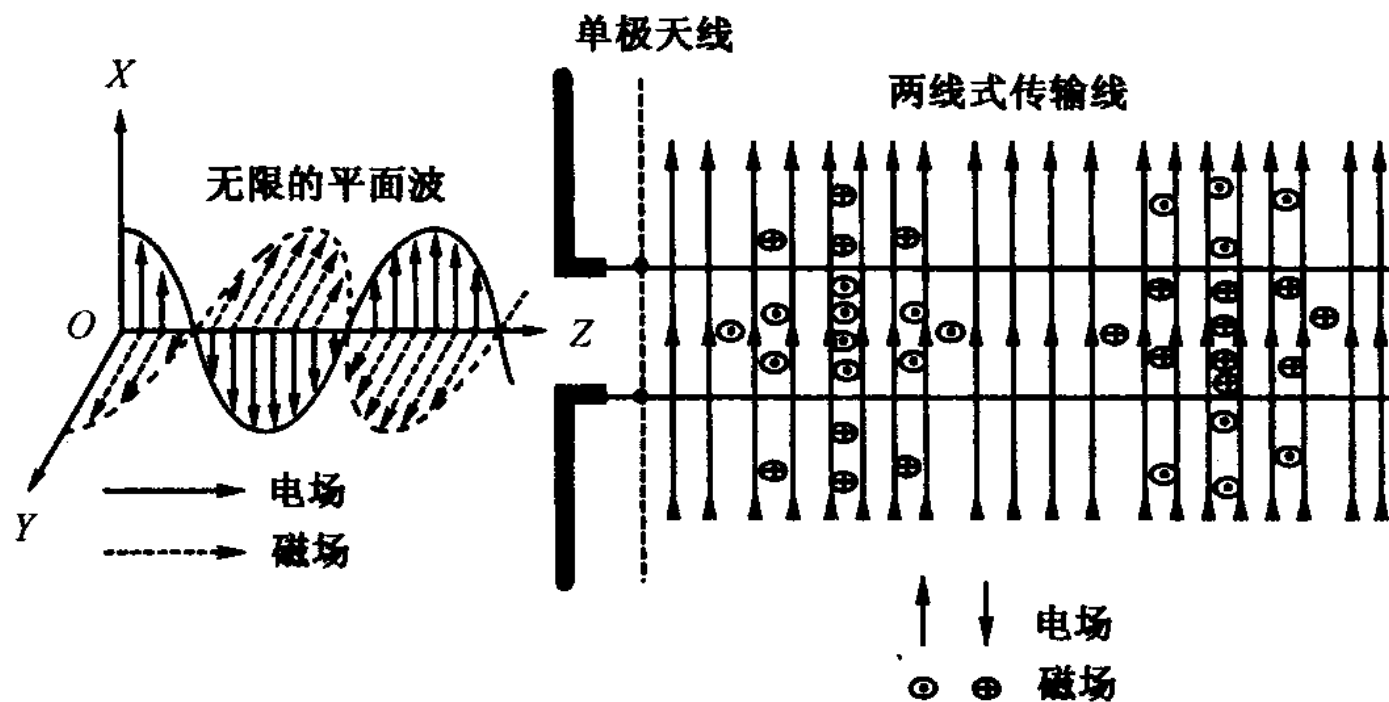
响应信号: 在单一频率激励信号电源的作用下在网络中各处引起的电流、电压, 称为网络的响应信号。

网络函数 = 响应信号 / 激励信号

电路网络的等效模型: 全波模型、分布参数模型、集总参数模型、直流模型。



## ➤ 全波模型



将信号的传播假设为电磁波在介质中的传播，选择边界条件用以代表实际物体的几何结构以及所使用的材料，解麦克斯韦方程组。

## 麦克斯韦方程组的简化：

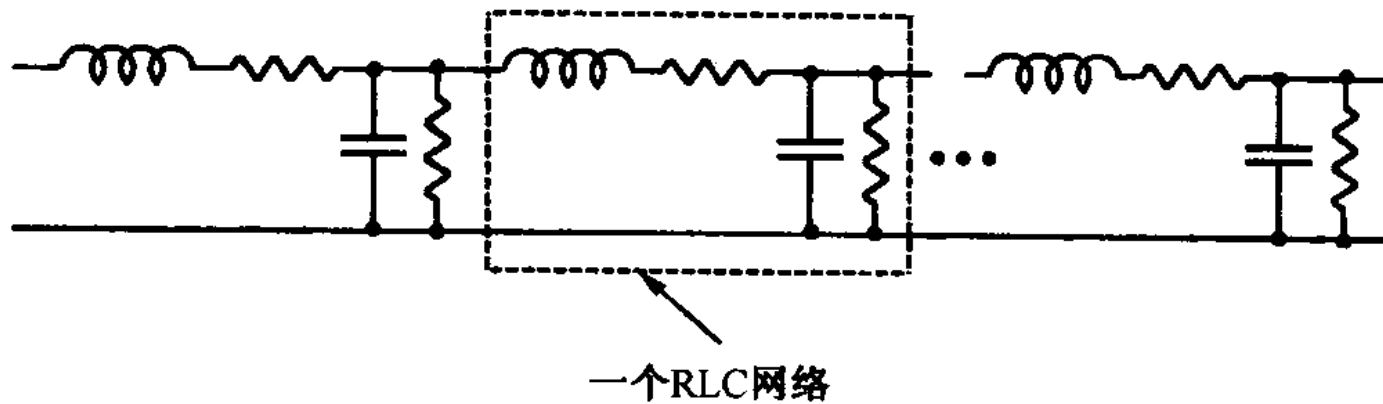
电容(C)  $\rightarrow$  电能

电感(L)  $\rightarrow$  磁能

电阻(R)  $\rightarrow$  转换为热的能量损耗

电路组件被定义为没有实际尺寸，并且是有导线将它们连接起来，连接导线不会造成损耗和延迟。这样就不再需要麦克斯韦方程组和边界条件。

## ➤ 分布参数模型

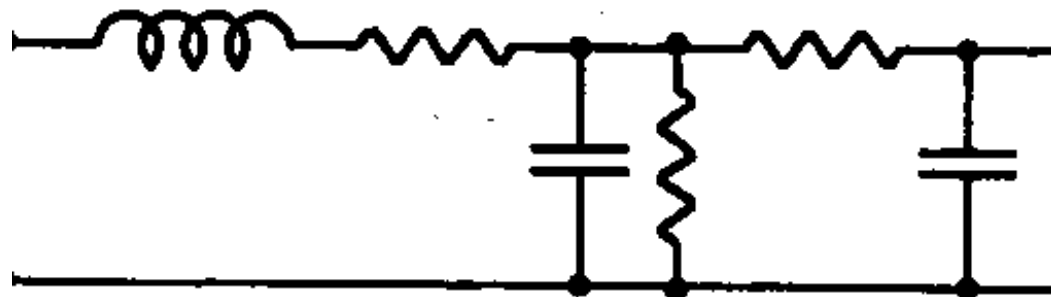


当每个RLC网络的延迟时间远小于信号的波长或上升时间时，适用分布参数模型。理想上，它是由无限多的RLC网络组成的，但为了便于计算，通常用有限个RLC网络来代表。

## ➤ 集总参数模型

当电磁波的波长远大于电路的物理尺寸时，适用集总参数模型。只需一个RLC网络或RC网络就可以精准地描绘电磁波的性能。

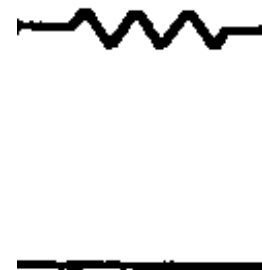
少数几个元件可以代表  
整体的电性等效特性



对于一个无源网络，输入一个信号时，系统内各点在相同时间内到达相同的电位。

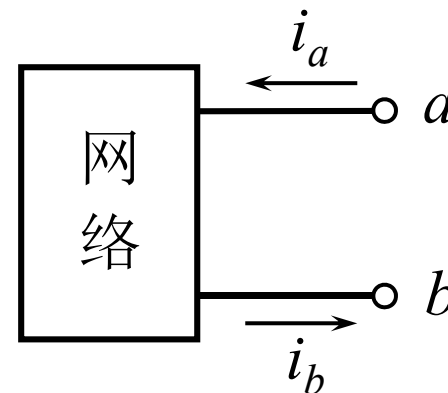
## ➤ 直流模型

当信号频率 $f \rightarrow 0$ 时，只需一个电阻或导线就足以代表电磁波的性能，这就是直流模型。



## 二、等效(equivalent)概念

端口：端口指任何一个复杂电路网络引出的一对端钮，其中从一个端钮  $a$  流入的电流  $i_a$  一定等于从另一端钮  $b$  流出的电流  $i_b$ 。



一端口网络：亦称单口网络。指网络与外部电路之间只有一个 (one-port network) 端口连接。

有源单口网络与无源单口网络：

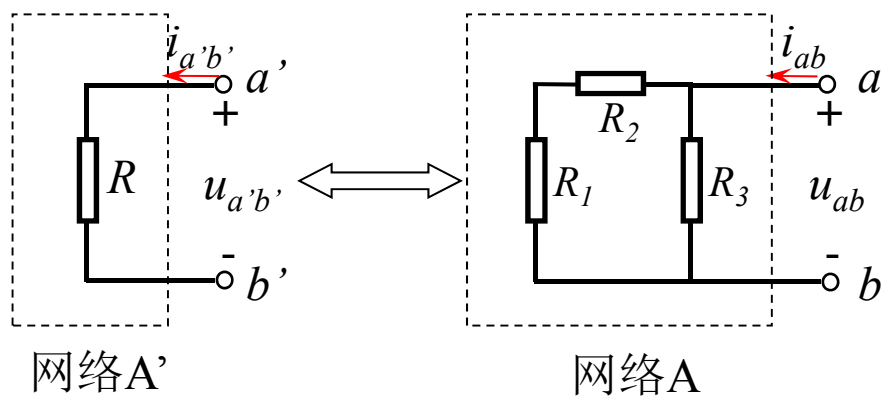
网络内部含有独立电源的单口网络称为含源单口网络。

网络内部不含有独立电源的单口网络称为无源单口网络。

## 1、无源网络的等效

若两个无源单口网络对外源效果相同（即在网络端口施加相同的电压时，流过网络端口的电流也相同），则称两网络是等效的。

例：



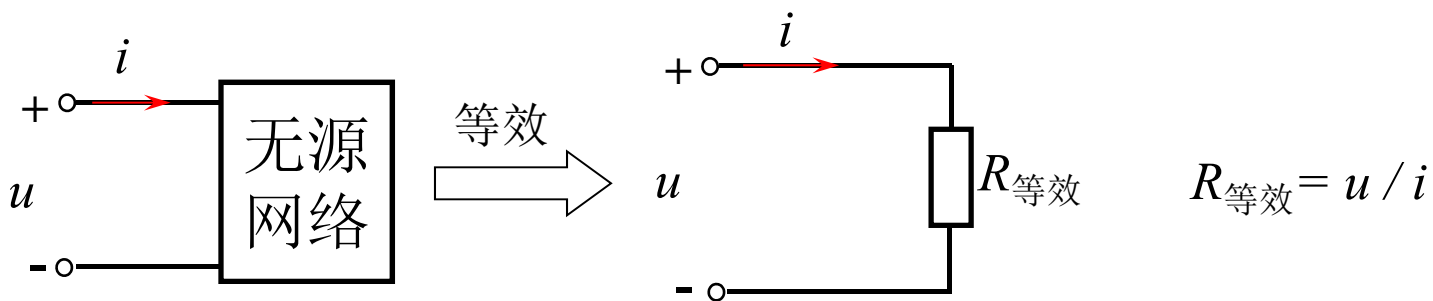
若满足 
$$R = \frac{(R_1 + R_2)R_3}{R_1 + R_2 + R_3}$$

则称网络A、A'等效。

即  $u_{ab} = u_{a'b'}$  时， $i_{ab} = i_{a'b'}$ 。

注意：大小相等、方向相同。

推论：一个无源单口电阻网络可以用端口的入端电阻来等效。  
该等效电阻称为网络的输入电阻。



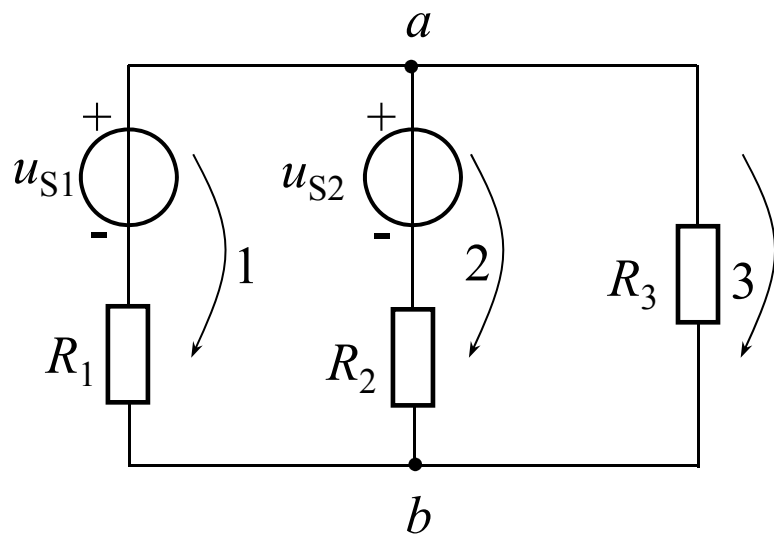
## 2、有源网络的等效

若两个有源单口网络对外贡献相同（或称负载效应相同，即对于相同负载，网络端口电压及流经负载的电流均相同），则称两网络是等效的。

### 三、基尔霍夫定理

基尔霍夫定律包括基尔霍夫电流定律（**Kirchhoff's current law—KCL**）和基尔霍夫电压定律（**Kirchhoff's voltage law—KVL**）。它反映了电路作为一个整体所服从的基本规律，即电路各部分电流或电压相互之间的内在联系，是分析集总参数电路的基本定律。基尔霍夫定律与元件特性构成了电路分析的基础。





图示电路中：

$$b=3$$

$$n=2$$

$$l=3$$

## 1、几个名词：

(1)支路 (branch): 电路中通过同一电流的每个分支。 ( $b$ )

(2)节点 (node): 三条或三条以上支路的连接点称为节点。 ( $n$ )

(3)路径(path): 两节点间的一条通路。路径由支路构成。

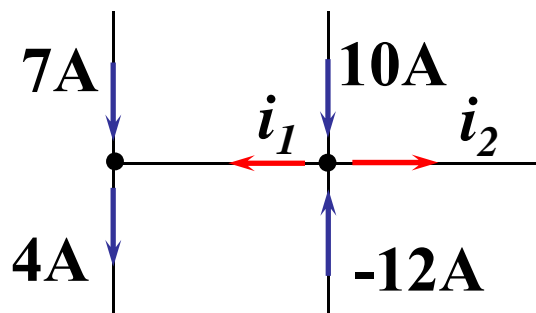
(4)回路(loop): 由支路组成的闭合路径。 ( $l$ )

2、基尔霍夫电流定律 (KCL): 在任何集总参数电路中, 在任一瞬间, 任一节点各支路流出 (流入) 的电流的代数和为零。

$$\text{即 } \sum i(t) = 0 \text{ 。}$$

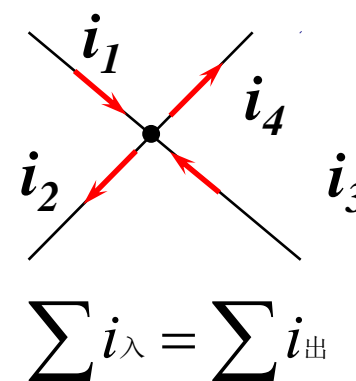
物理基础: 电荷守恒, 电流连续性。

例: 已知电路, 求 $i_1$ 、 $i_2$ , 设图示方向为电流正方向。



$$4 - 7 - i_1 = 0 \rightarrow i_1 = -3A$$

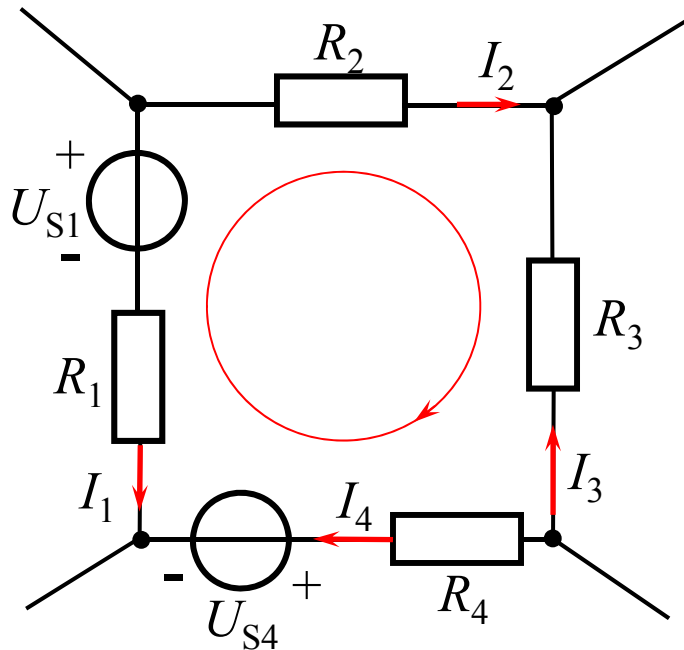
$$i_1 + i_2 - 10 - (-12) = 0 \rightarrow i_2 = 1A$$



3、基尔霍夫电压定律 (KVL): 在任何集总参数电路中, 在任一时刻, 任一回路沿绕向计算, 各支路电压降的代数和为零。

$$\text{即 } \sum u(t) = 0 \text{ 。}$$

物理基础: 能量守恒。



首先选定一个绕行方向 (正方向): 顺时针或逆时针。

顺时针方向绕行:  $\sum U = 0$ 。

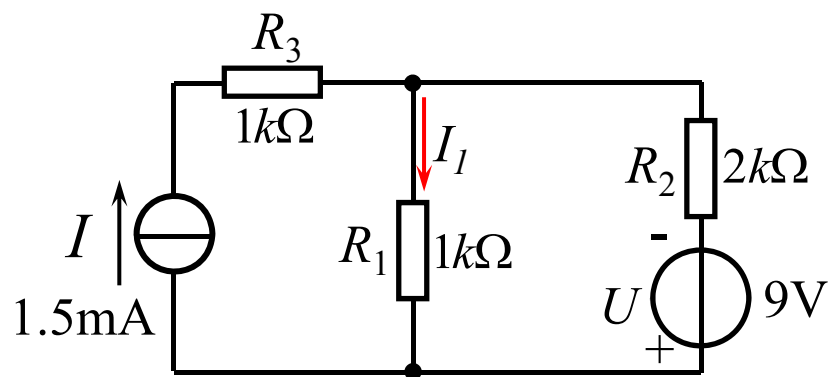
$$-R_1 I_1 - U_{S1} + R_2 I_2 - R_3 I_3 + R_4 I_4 + U_{S4} = 0$$

$$\text{即 } -R_1 I_1 + R_2 I_2 - R_3 I_3 + R_4 I_4 = U_{S1} - U_{S4}$$

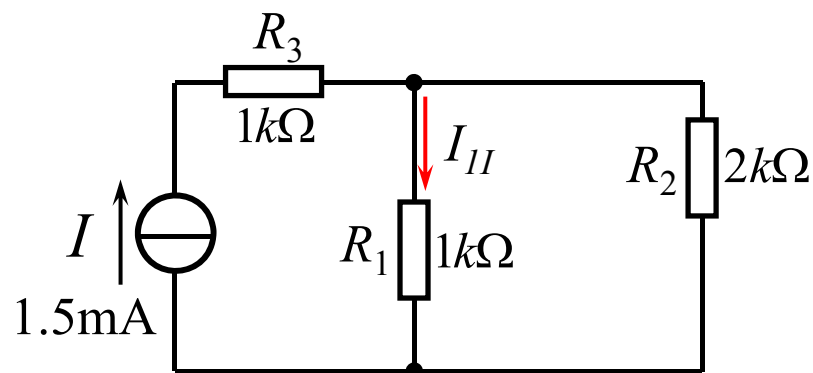
## 四、叠加定理(superposition theorem)

- 1、表述：任何一个线性网络中，若含有两个或两个以上的独立源，则任一支路电流（或电压）都是电路中各个独立源单独作用时，在该支路上产生的电流（或电压）的代数和。当某一独立源单独作用时，其它独立源应置零，即电压源短路，电流源开路。

### 2、实例：



求 $R_1$ 支路的  
电流 $I_1$ 。



当电流源  $I$  单独作用时，将电压源  $U$  置零（短路），得到  $R_1$  支路的电流  $I_{1I}$ ：

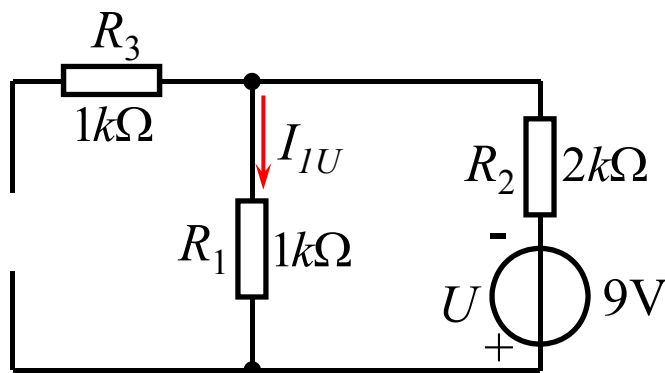
$$I_{1I} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} I = \frac{2}{1 + 2} \times 1.5 = 1mA$$

当电压源  $U$  单独作用时，将电流源  $I$  置零（开路），得到  $R_1$  支路的电流  $I_{1U}$ ：

$$I_{1U} = \frac{-U}{R_1 + R_2} = \frac{-9}{(1 + 2) \times 10^3} = -3mA$$

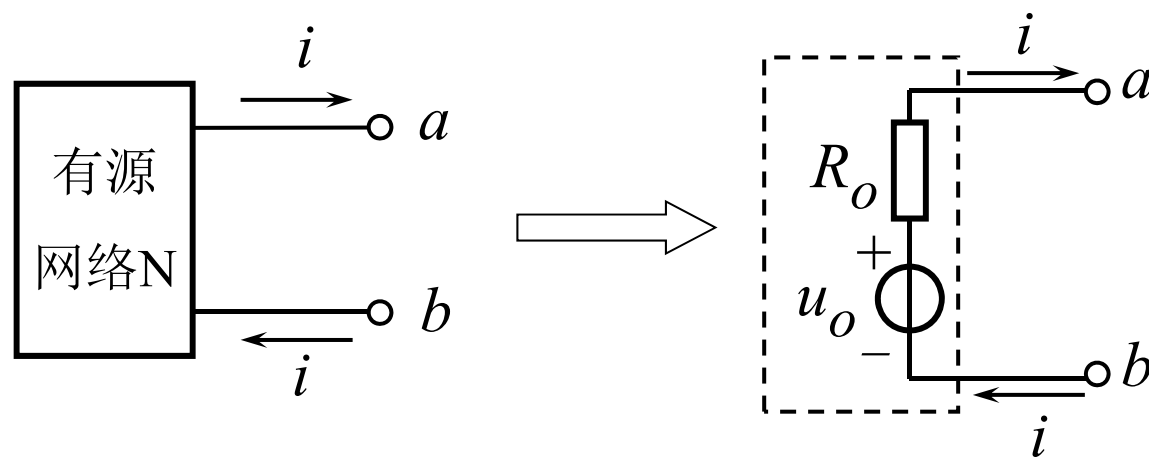
则流过  $R_1$  的总电流为：

$$I_1 = I_{1I} + I_{1U} = 1 - 3 = -2mA$$

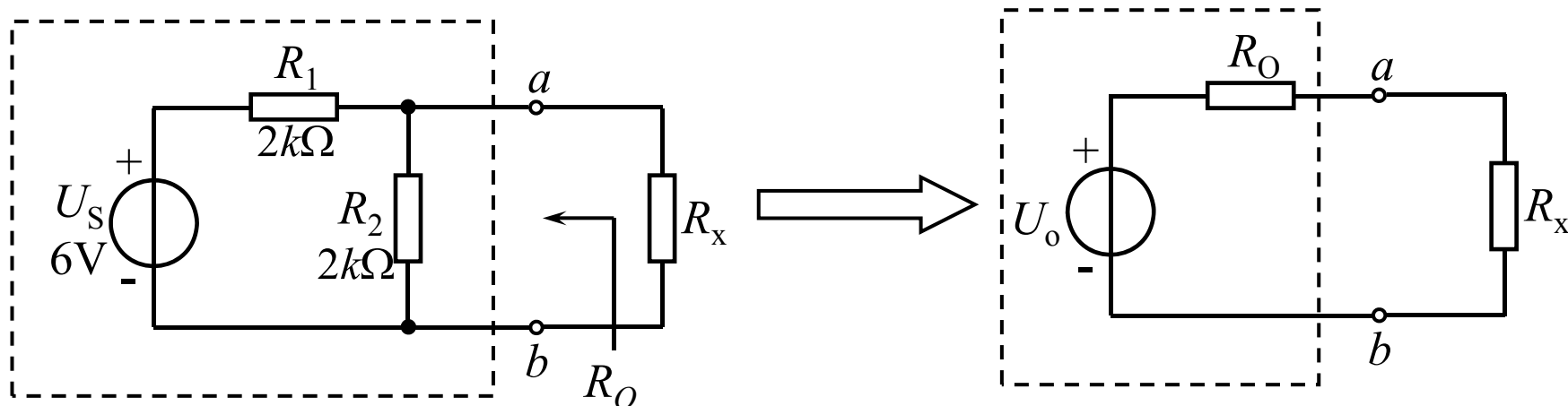


## 五、等效电压源定理（戴维宁定理 Thevenin's theorem）

- 1、表述：任一有源单口线性网络，可用一个理想电压源 $u_o$ 和电阻 $R_o$ 的串联组合进行等效置换；此理想电压源的电压等于该网络N的开路电压，而电阻等于全部独立源为零值时所得网络 $N_o$ 从端口看进去的电阻。



## 2、实例：



求 $U_o$ ：将负载 $R_x$ 断开， $U_o$ 即为 $a$ 、 $b$ 两端的电压。

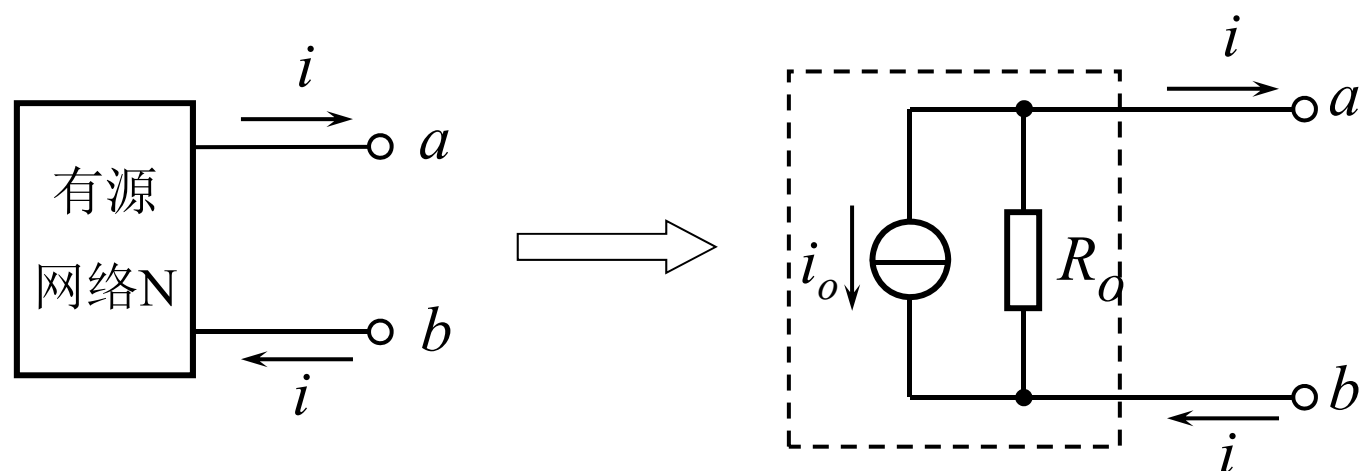
$$U_o = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_s = \frac{2}{2 + 2} \times 6 = 3V$$

求 $R_o$ ：将负载 $R_x$ 断开，独立源置零， $R_o$ 为 $a$ 、 $b$ 两端的等效电阻。

$$R_o = R_1 // R_2 = 1k\Omega$$

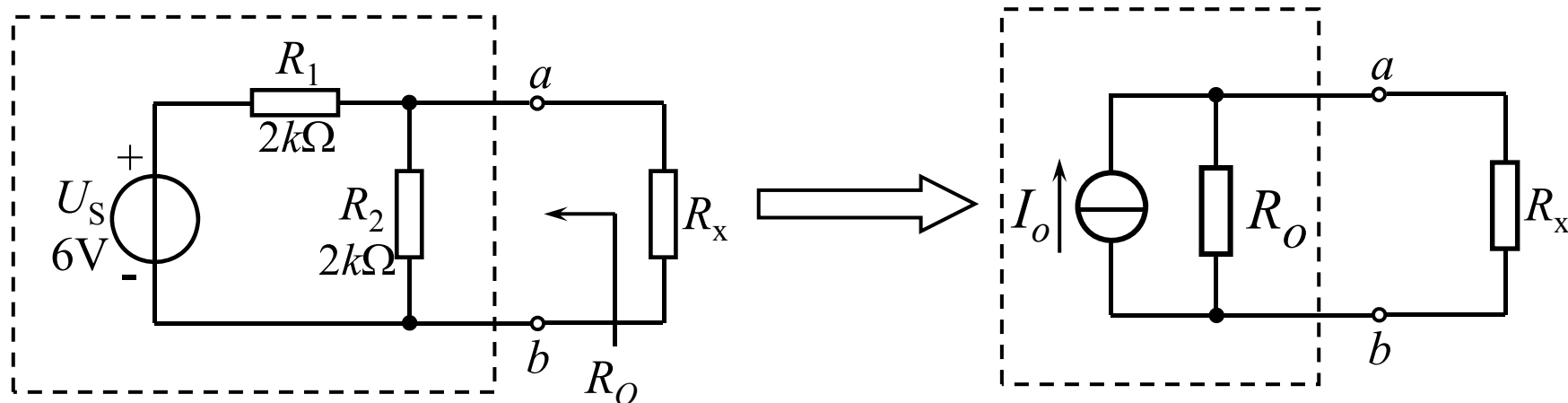
## 六、等效电流源定理（诺顿定理Norton's theorem）

- 1、表述：任一有源单口线性网络，可用一个理想电流源 $i_o$ 和电阻 $R_o$ 的并联组合进行等效置换；理想电流源的电流等于该网络N的短路电流，而电阻等于全部独立源为零值时所得网络 $N_o$ 从端口看进去的电阻。





## 2、实例：



求 $I_o$ ：将 $a$ 、 $b$ 两端短路， $I_o$ 即为流过短路线的电流。

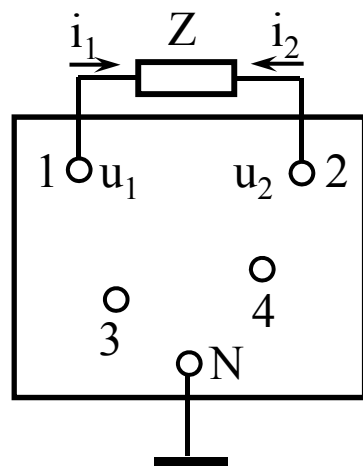
$$I_o = U_s / R_1 = 6 / 2 = 3mA$$

求 $R_o$ ：将负载 $R_x$ 断开，独立源置零， $R_o$ 为 $a$ 、 $b$ 两端的等效电阻。

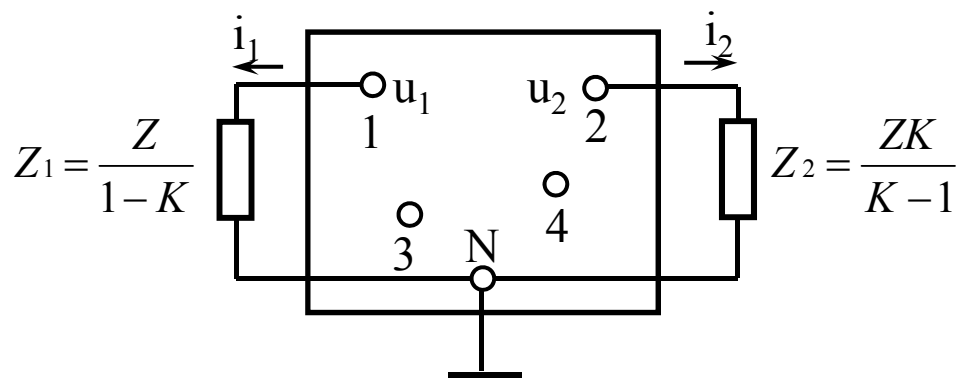
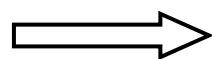
$$R_o = R_1 // R_2 = 1k\Omega$$

## 七、密勒定理(Miller's theorem)\*

具有N个节点的任意网络，如图a，网络以节点N为参考节点，假设在节点1与节点2之间接有阻抗Z，并已知节点电压 $u_2$ 与节点电压 $u_1$ 之比K ( $K=u_2/u_1$ )，则该网络可由图b所示电路等效。



图a: 变换前的电路



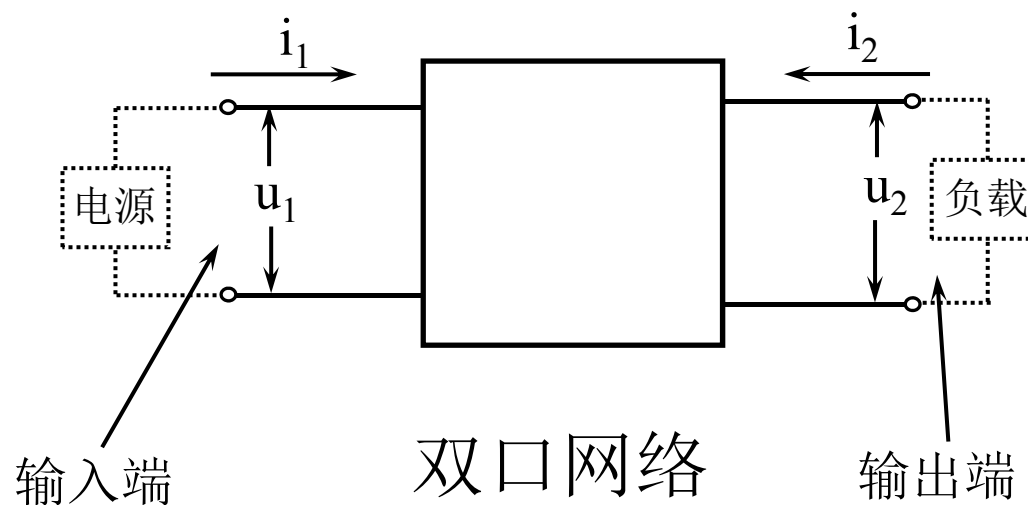
图b: 变换后的电路

## § 1.5 双口网络 (two-port network)

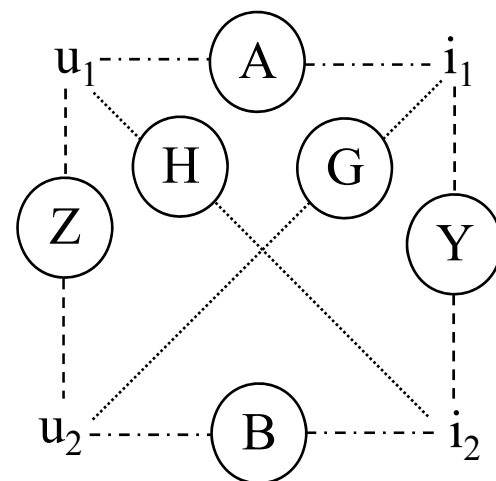
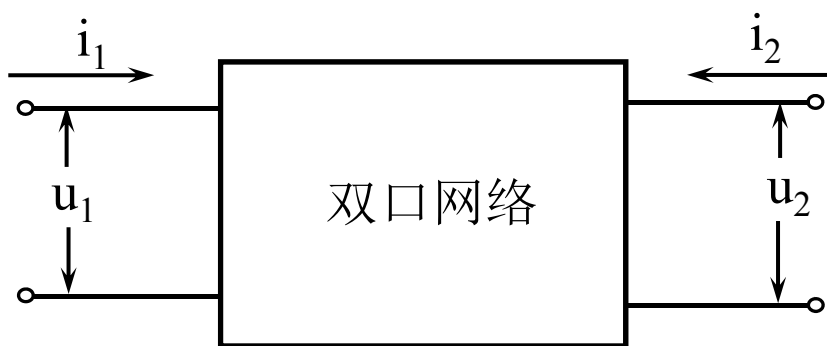
### 一、双口网络定义

双口网络：亦称双端口网络。指网络与外部电路之间有两个端口的电路网络，如图所示。

通常双口网络会分别接上电源（信号源）和负载，称接电源的端口为**输入端**，其端口电压电流可记为 $u_i$ 、 $i_i$ ；接负载的端口为**输出端**，其端口电压电流可记为 $u_o$ 、 $i_o$ 。



## 二、双口网络方程和网络参数



双口网络方程：描述双口网络的输入端和输出端电流、电压的关系式，称为双口网络方程。

以 $u_1$ 、 $i_1$ 、 $u_2$ 、 $i_2$ 中的两个为自变量，另两个为因变量，可以得到六组网络方程和相应的网络参数。如以 $i_1$ 、 $i_2$ 为自变量， $u_1$ 、 $u_2$ 为因变量的方程称为阻抗方程，对应的网络参数称为Z参数。

六组参数中的A参数、B参数为链接参数，用于链接方程，在电路分析中很少用到，故不作讨论。

## 1、阻抗方程与Z参数

以 $i_1$ 、 $i_2$ 为自变量， $u_1$ 、 $u_2$ 为因变量。

$$\begin{cases} u_1 = Z_{11}i_1 + Z_{12}i_2 \\ u_2 = Z_{21}i_1 + Z_{22}i_2 \end{cases}$$

各参数的意义：

$$\begin{cases} Z_{11} \text{——输出端开路时的输入阻抗;} \\ Z_{12} \text{——输入端开路时的反向转移阻抗;} \\ Z_{21} \text{——输出端开路时的正向转移阻抗;} \\ Z_{22} \text{——输入端开路时的输出阻抗。} \end{cases}$$

Z参数都是在开路条件下得到的，故又称为开路参数。

## 2、导纳方程与Y参数

以 $u_1$ 、 $u_2$ 为自变量， $i_1$ 、 $i_2$ 为因变量。

$$\begin{cases} \dot{i}_1 = y_{11}u_1 + y_{12}u_2 \\ \dot{i}_2 = y_{21}u_1 + y_{22}u_2 \end{cases}$$

各参数的意义：

$$\begin{cases} y_{11} \text{——输出端短路时的输入导纳;} \\ y_{12} \text{——输入端短路时的反向转移导纳;} \\ y_{21} \text{——输出端短路时的正向转移导纳;} \\ y_{22} \text{——输入端短路时的输出导纳。} \end{cases}$$

Y参数都是在短路条件下得到的，故又称为短路参数。

### 3、混合方程与H参数

以 $i_1$ 、 $u_2$ 为自变量， $i_2$ 、 $u_1$ 为因变量。

$$\begin{cases} u_1 = h_{11}i_1 + h_{12}u_2 \\ i_2 = h_{21}i_1 + h_{22}u_2 \end{cases}$$

各参数的意义：

$$\begin{cases} h_{11} \text{——输出端短路时的输入阻抗;} \\ h_{12} \text{——输入端开路时的反向转移电压比;} \\ h_{21} \text{——输出端短路时的正向电流比;} \\ h_{22} \text{——输入端开路时的输出导纳。} \end{cases}$$

H参数是在输入端开路、输出端短路的条件下得到的，G参数也是混合参数，它是在输入端短路、输出端开路的条件下得到的。而电路实现输入端开路、输出端短路较容易，故H参数测量准确，而G参数则不准确，所以电路分析中常选用H参数。

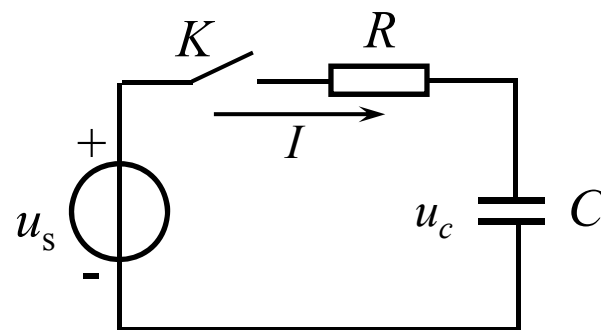
## § 1.6 RC电路分析

**RC电路：**由电阻（R）、电容（C）构成的电路，当受到激励信号的冲击时，存在暂态过程(transient process)。

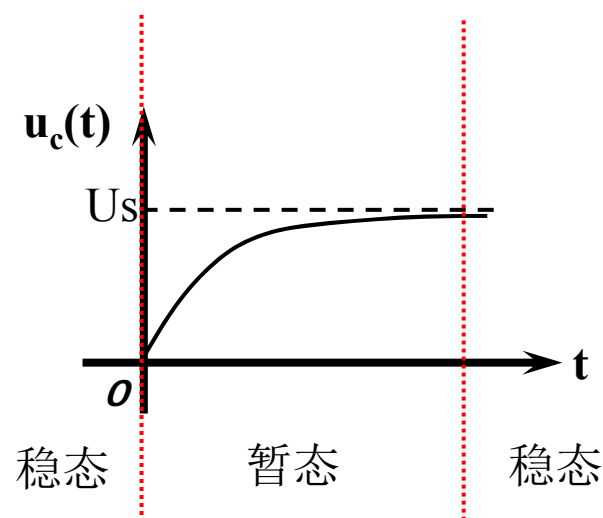
**暂态过程：**对于含有储能元件（电容、电感）的电路，当受到激励信号的冲击时，电路将由原来的稳定状态经过一段时间过渡到新的稳定状态，这一变化过程称为电路的暂态过程，也称为过渡过程。

**物理解释：**能量的存储和释放是不可能在瞬间完成的。

暂态过程是一种自然现象，它的存在有利有弊。有利的方面，在电子技术中常用它来产生各种波形；不利的方面，暂态过程中可能会产生过压、过流而致使设备损坏，必须采取防范措施。



$t = 0$  时，开关K闭合。

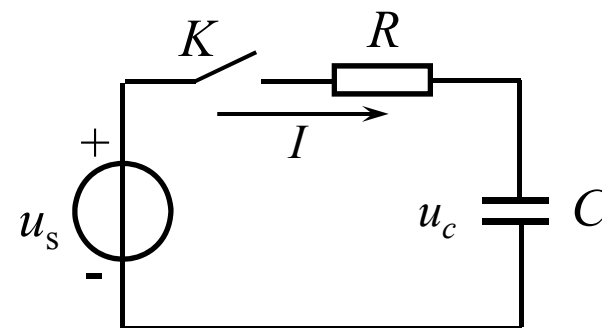




## 一、经典分析法

又称解析法，即用数学方法解微分方程。

$$\begin{cases} u_s(t) = i(t)R + u_c(t) \\ u_c(t) = \frac{1}{C} \int i(t) dt \rightarrow i(t) = C \frac{du_c(t)}{dt} \end{cases}$$



$t = 0$  时，开关K闭合。

整理，得

$$\frac{du_c(t)}{dt} + \frac{u_c(t)}{RC} = \frac{u_s(t)}{RC}$$

一阶常系数  
线性微分方程

由数学分析可知，该方程的解由通解 $u_{c1}$ 和特解 $u_{c2}$ 两部分组成：

$$u_c(t) = u_{c1}(t) + u_{c2}(t)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{通解: } u_{c1}(t) = U_o e^{-\frac{t}{RC}} \quad U_o \text{ 为待定常数, 是电容的初始电压值。} \\ \text{特解: } u_{c2}(t) = e^{-\frac{t}{RC}} \int_0^t \frac{u_s(t)}{RC} e^{\frac{t}{RC}} dt \end{array} \right.$$

$$\text{若 } u_s(t) = U_m, \text{ 则 } u_{c2}(t) = U_m e^{-\frac{t}{RC}} (e^{\frac{t}{RC}} - 1) = U_m (1 - e^{-\frac{t}{RC}})$$

$$\text{此时, } u_c(t) = U_o e^{-\frac{t}{RC}} + U_m (1 - e^{-\frac{t}{RC}}) = U_m + (U_o - U_m) e^{-\frac{t}{RC}}$$

令  $\tau = RC$  称为RC电路的时间常数，是衡量电路暂态过程长短的物理量。 $\tau$  值越大，电路的暂态过程越长；反之则越短。

三要素法：

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

适用于一个电容或可合并成一个电容的电路。

$x(0^+)$  —— 初始值。计算时将未充电的电容视作短路，已充电的电容取瞬时值；

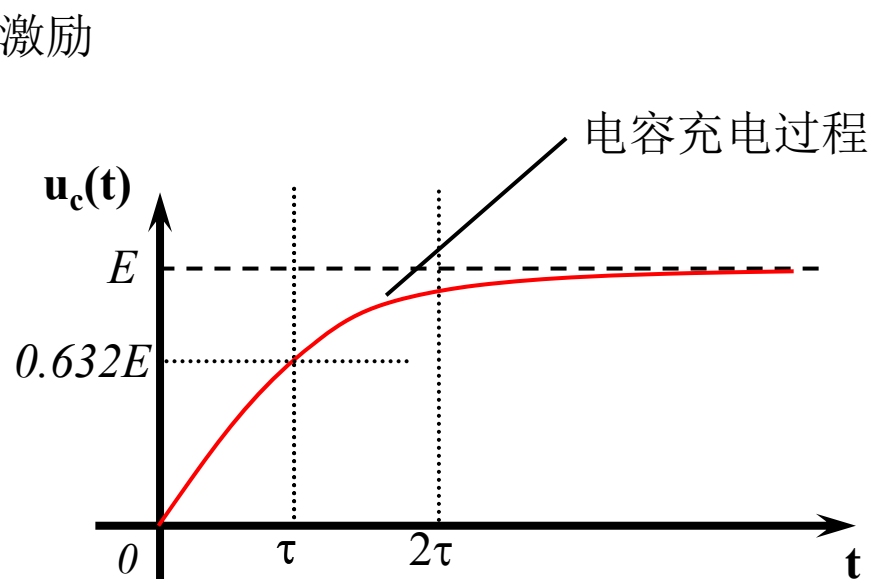
$x(\infty)$  —— 稳态值。计算时将电容视作开路；

$\tau$  —— 时间常数。计算时将电容、电阻分别合并成一个总电容C和总电阻R， $\tau = RC$ 。

1、设  $U_s(t) = E$  ,  
 初始条件  $u_c(0) = 0$

则

$$u_c(t) = E(1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$$



t	0	$\tau$	$2\tau$	$3\tau$	$4\tau$	$5\tau$	$6\tau$
$1 - e^{-\frac{t}{\tau}}$	0	0.632	0.865	0.950	0.982	0.993	0.998

当  $t = 5\tau$  时，过渡过程基本结束， $u_C$  达到稳态值。

正弦波信号激励

2、设  $u_s(t) = U_m \sin(\omega t + \varphi_0)$  ,

初始条件  $u_c(0) = 0$

则:

$$u_c(t) = \frac{U_m}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}} \sin(\omega t + \varphi_0 - \varphi) - \underbrace{\frac{U_m}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}} \sin(\varphi_0 - \varphi) e^{-\frac{t}{\tau}}}_{\text{衰减项}}$$

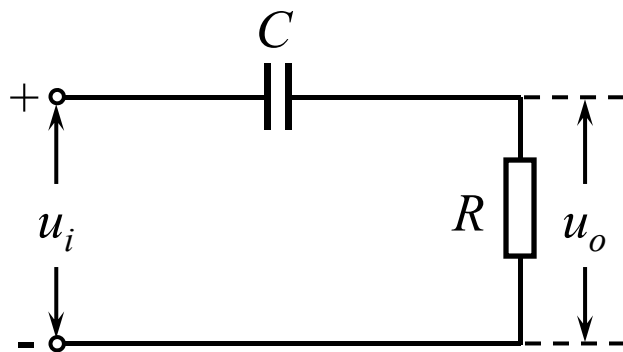
$$\text{其中 } \varphi = \frac{\pi}{2} - \operatorname{tg}^{-1}\left(\frac{1}{\omega\tau}\right)$$

衰减项

进入新的稳态后,  $u_c(t)$  与  $u_s(t)$  同频、不同幅、不同相。

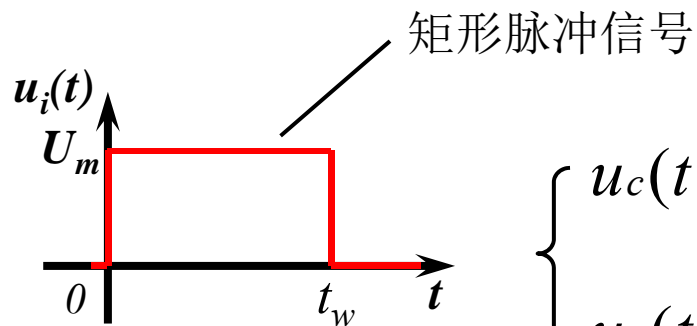
## 二、微分电路与积分电路

### 1、微分电路（高通滤波器） differentiator (high pass filter)



$t \geq 0$ ,  $u_i$  对 C 充电;

$$\begin{cases} u_c(t) = U_m(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \\ u_o(t) = u_R(t) = U_m e^{-\frac{t}{\tau}} \end{cases}$$



$t \geq t_w$ , 充电停止, C 通过 R 放电;

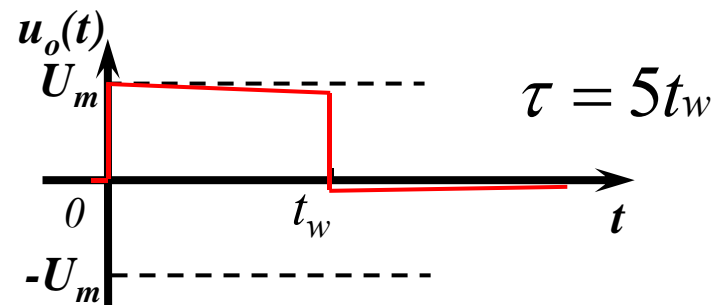
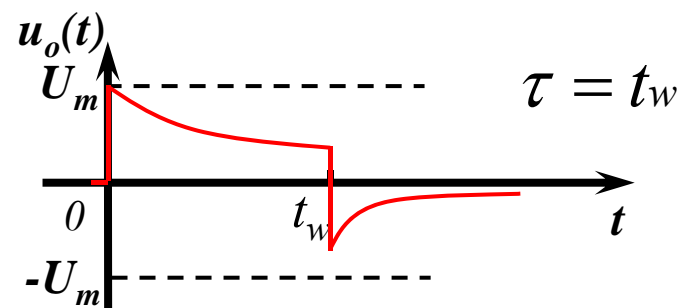
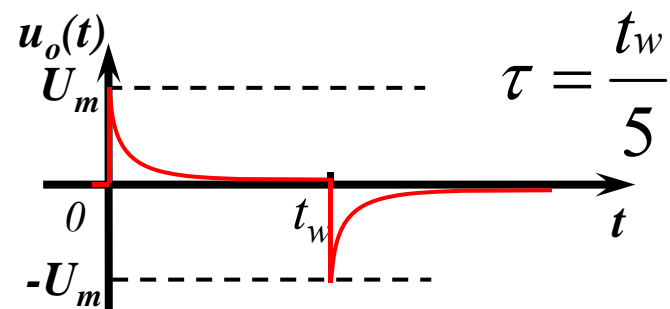
$$\begin{cases} u_c(t) = u_c(t_w) e^{-\frac{t-t_w}{\tau}} = U_m(1 - e^{-\frac{t_w}{\tau}}) e^{-\frac{t-t_w}{\tau}} \\ u_o(t) = u_R(t) = -u_c(t) = -U_m(1 - e^{-\frac{t_w}{\tau}}) e^{-\frac{t-t_w}{\tau}} \end{cases}$$

当  $\tau \ll t_w$  时,

$$\begin{aligned} u_o(t) &= u_R(t) = i(t)R \\ &= RC \frac{du_c(t)}{dt} \approx RC \frac{du_i(t)}{dt} \end{aligned}$$

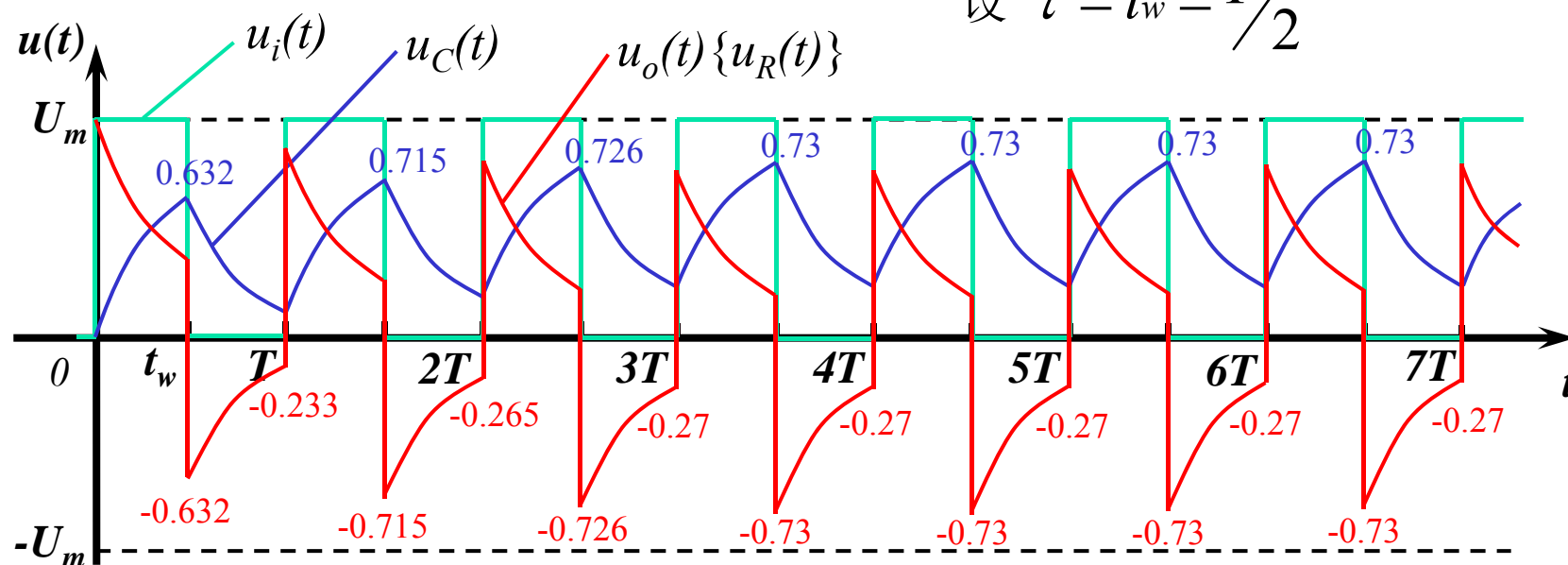
即电路的输出近似为输入信号的微分。

〔 输入上跳，输出产生正脉冲 〕  
〔 输入下跳，输出产生负脉冲 〕



## 微分电路矩形波响应——微分电路的“隔直”作用

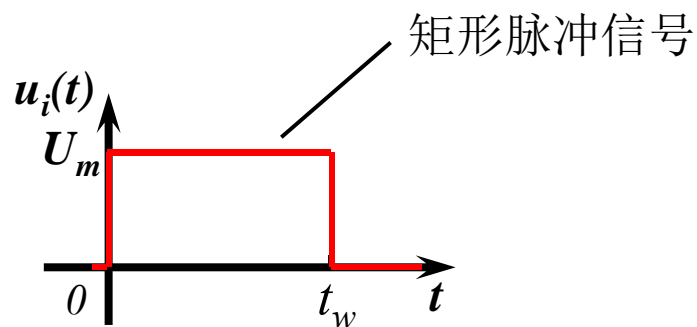
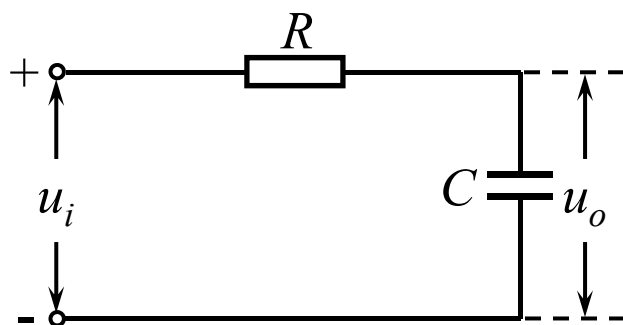
设  $\tau = t_w = T/2$



在  $t > 5T$  后，电路进入稳态，此时输出  $u_o(t)$  是关于横轴对称的， $u_C(t)$  是关于  $0.5U_m$  对称，即输入信号的直流分量降在电容两端，而输出信号的直流分量为0——隔直。



## 2、积分电路（低通滤波器） integrator (low pass filter)



$t \geq 0$ ,  $u_i$  对  $C$  充电;

$$u_o(t) = u_c(t) = U_m(1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$$

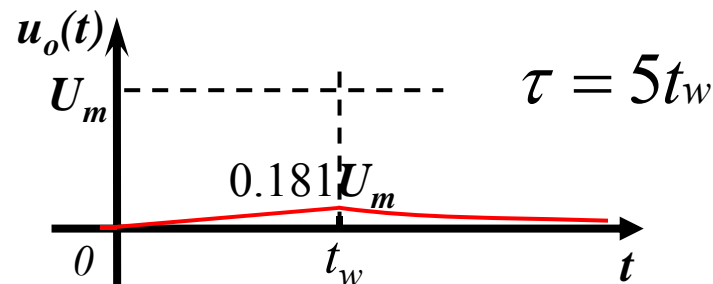
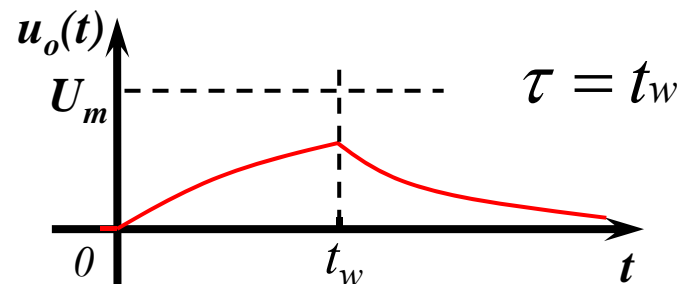
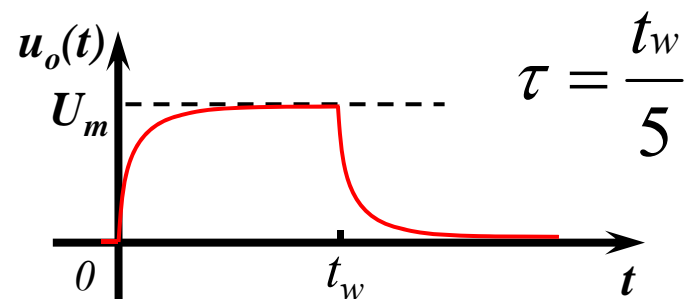
$t \geq t_w$ , 充电停止,  $C$  通过  $R$  放电;

$$\begin{aligned} u_o(t) &= u_c(t) = u_c(t_w)e^{-\frac{t-t_w}{\tau}} \\ &= U_m(1 - e^{-\frac{t_w}{\tau}})e^{-\frac{t-t_w}{\tau}} \end{aligned}$$

当  $\tau \gg t_w$  时,

$$\begin{aligned} u_o(t) &= u_c(t) = \frac{1}{C} \int i(t) dt \\ &= \frac{1}{RC} \int u_R(t) dt \approx \frac{1}{RC} \int u_i(t) dt \end{aligned}$$

即电路的输出近似为输入信号的积分。



# 第二章： 半导体器件的特性

本章内容：

§ 2.1 半导体基本知识

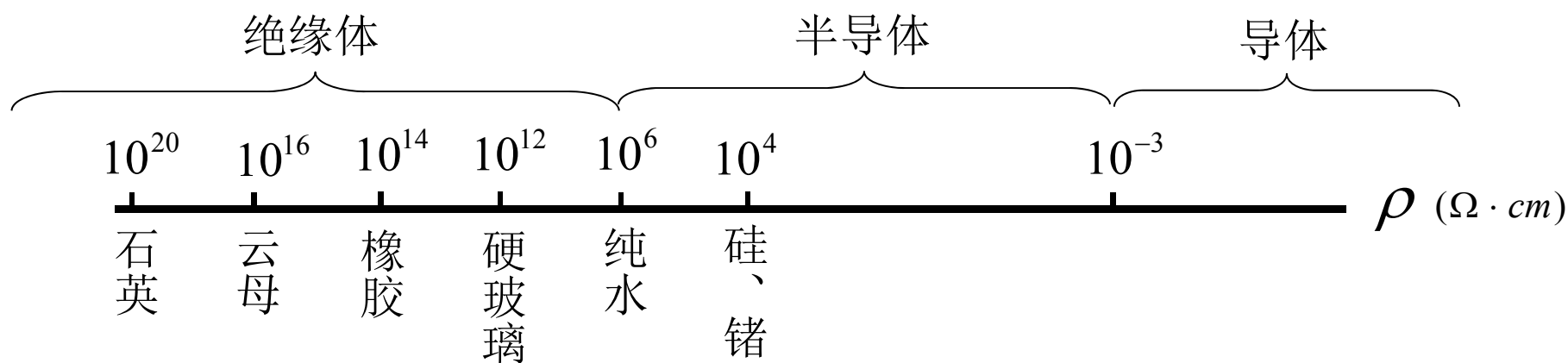
§ 2.2 PN结及二极管

§ 2.3 双极型晶体管

## § 2.1 半导体基本知识

### 一、什么是半导体 (semiconductors)

根据物体导电能力（电阻率  $\rho$ ）的不同，可以将物体分为导体 (conductor)、绝缘体 (insulator) 和半导体。



半导体的电阻率介于  $10^{-3} \sim 10^6$  之间。

半导体的导电机制不同于其它物质，所以它具有不同于其它物质的特点：

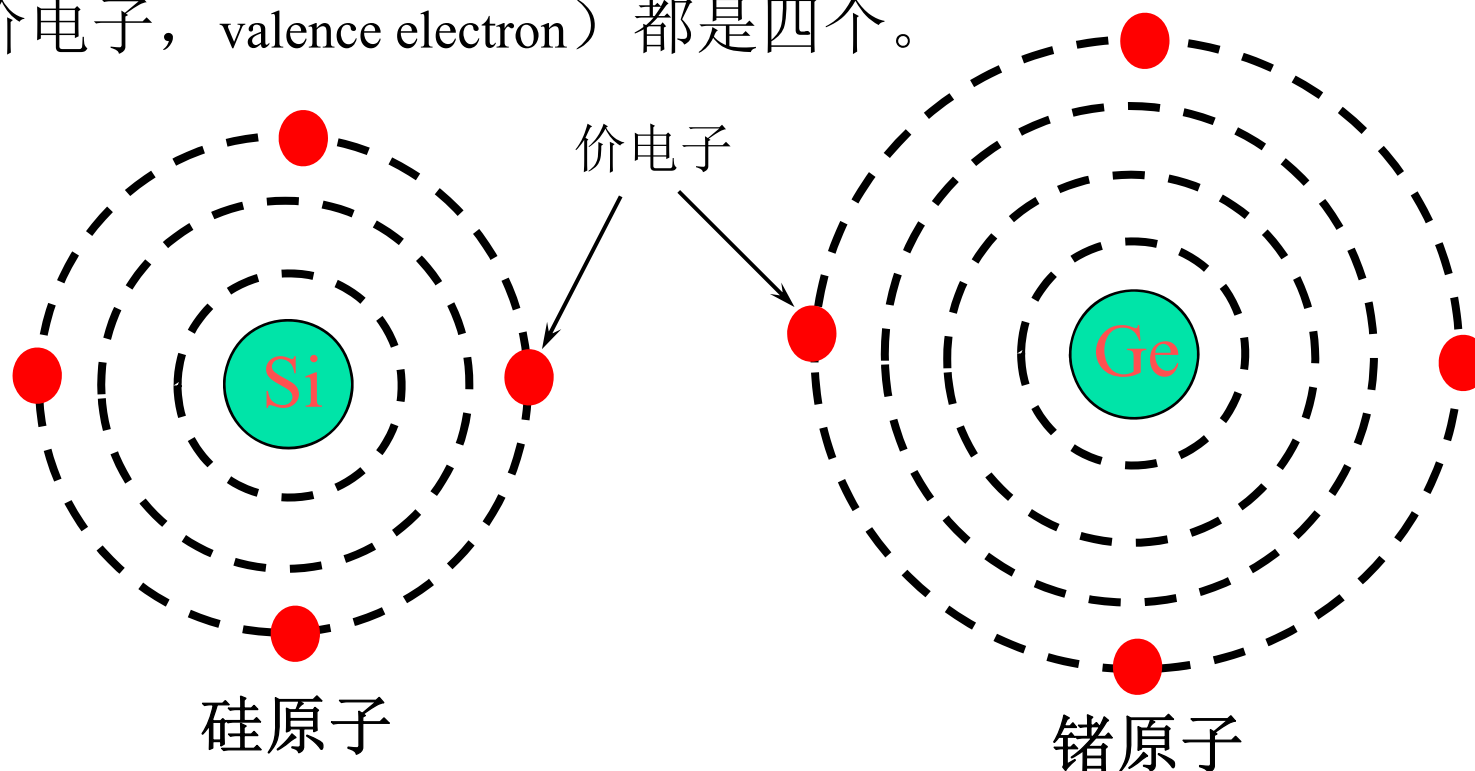
- 1、当受外界热和光的作用时，半导体的导电能力将发生显著变化；（光敏电阻、热敏电阻）
- 2、在纯净的半导体中掺入微量的某些杂质，其导电能力会有显著的增加。

常见的半导体有：硅、锗、III-V 族化合物（如GaN、GaAs）、II-VI族化合物（如一些硫化物和氧化物）等，目前，硅半导体制品约占整个半导体市场的95%。

## 二、共价键（covalent bond）结构

### 1、本征半导体（intrinsic semiconductor）

以最常见的半导体硅和锗为例，它们的最外层电子（即价电子，valence electron）都是四个。



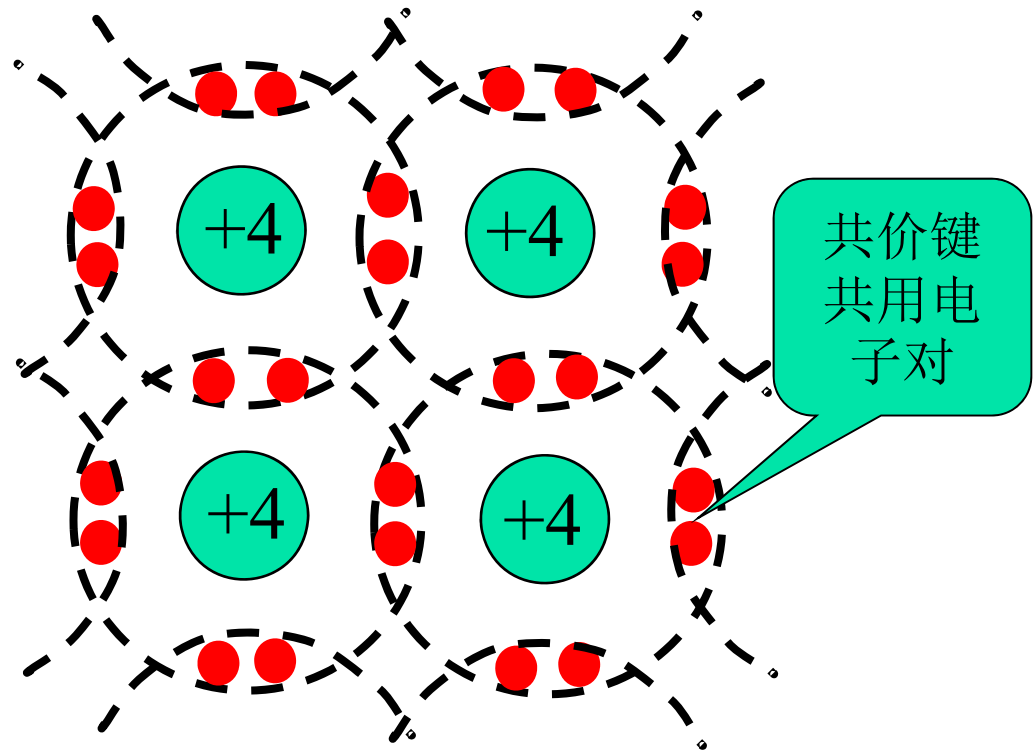
通过一定的工艺过程，可以将半导体制成**晶体**。

完全纯净的、结构完整的半导体晶体，称为**本征半导体**。

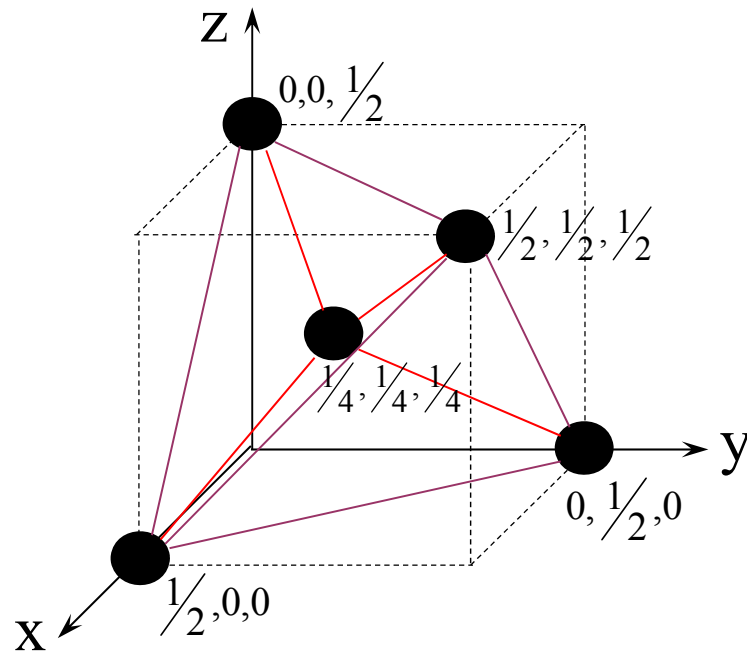
在硅和锗的本征半导体中，每个原子与其相临的原子之间形成**共价键**，共用一对价电子。

共价键内的两个电子称为**束缚电子**（bonded electron）。

形成共价键后，每个原子的最外层电子是八个，构成稳定结构。



共价键有很强的结合力，使原子规则排列，形成晶体。

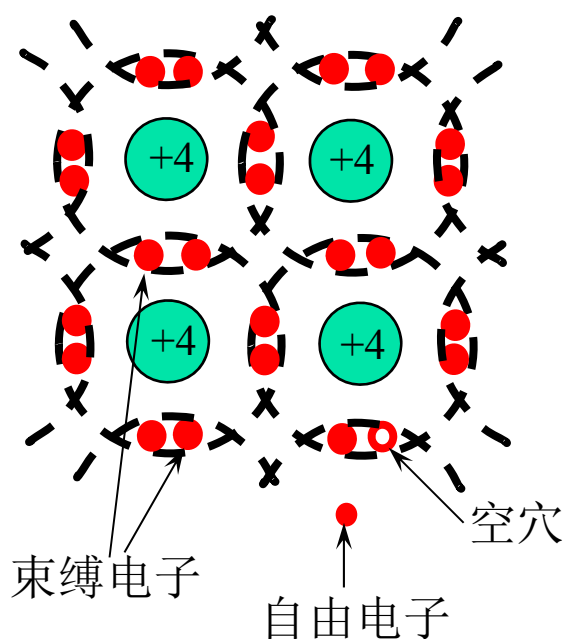


硅、锗的晶体结构

共价键正四面体，键之间的夹角  $109^{\circ} 28'$ ：每个原子处于四面体中心，而有四个其它原子位于四面体的顶点。

空间利用率约34%，杂质粒子很容易在晶体内运动并存在于体内，且为替位杂质的扩散运动也提供了足够的条件。





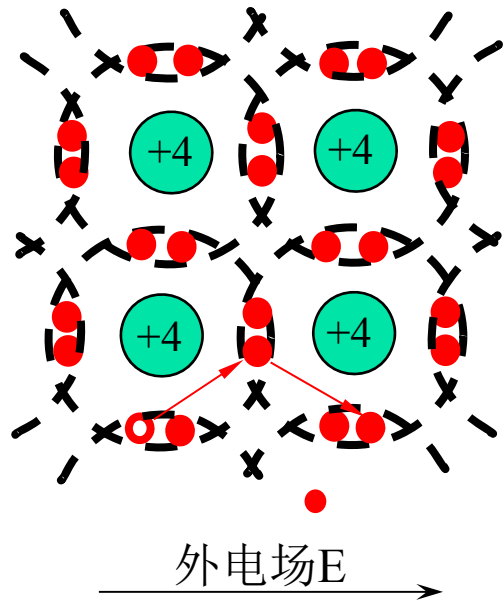
在绝对零度（即 $T=0\text{K}$ ）和无外界激发（光照、电磁辐射）时，共价键中的价电子被束缚，在本征半导体内没有可以自由运动的带电粒子——载流子（carrier），此时半导体相当于绝缘体。

在室温（ $300\text{K}$ ）下，由于热激发，会使一些价电子获得足够的能量而挣脱共价键的束缚，成为自由电子（free electron），这种现象称为**本征激发**（intrinsic excitation）。

价电子成为自由电子后，共价键中就留下一个空位，这个空位称为**空穴**（hole）。空穴的出现是半导体区别于导体的一个重要特点。

在本征半导体内，自由电子与空穴总是成对出现的（称为电子—空穴对）。因此，在任何时刻，本征半导体中的自由电子和空穴数总是相等的。

## 本征半导体的导电（电子—空穴对导电）




半导体导电的特殊性：两种载流子参与导电。

{ 自由电子导电：形成电子电流  
空穴导电：形成空穴电流

空穴（可看作带正电的粒子）的运动是靠相邻共价键中的价电子依次充填空穴来实现的。

自由电子电流和空穴电流之和为半导体中的电流（符号相反，电流方向相同）。

negative                      positive



本征半导体载流子浓度:  $n(T) = p(T) = AT^{3/2}e^{-\frac{E_G}{2kT}}$

电子浓度      空穴浓度

式中，A为与材料有关的系数，T为绝对温度，k为波耳兹曼常数， $E_G$ 为禁带宽度（eV），表示热力学零度时挣脱共价键所需要的能量。

T=300K时，本征硅的电子和空穴浓度为：

$$n = p = 1.4 \times 10^{10} / \text{cm}^3$$

本征半导体中虽然存在两种载流子，但因本征载流子的浓度很低（本征硅的原子浓度为 $5 \times 10^{22}/\text{cm}^3$ ），所以总的来说导电能力很差（电阻率为 $10^4 \Omega \cdot \text{cm}$ ）。

本征载流子的浓度对温度十分敏感。而且随着温度的升高，基本上按指数规律增加。

## 2、掺杂半导体（doped semiconductor）

在本征半导体中掺入某些微量的杂质，就会使半导体的导电性能发生显著变化。其原因是掺杂半导体的某种载流子（电子，空穴）浓度大大增加。

为了尽量保持半导体的原有晶体结构，掺入的杂质主要是微量的价电子数较为接近的三价或五价元素。

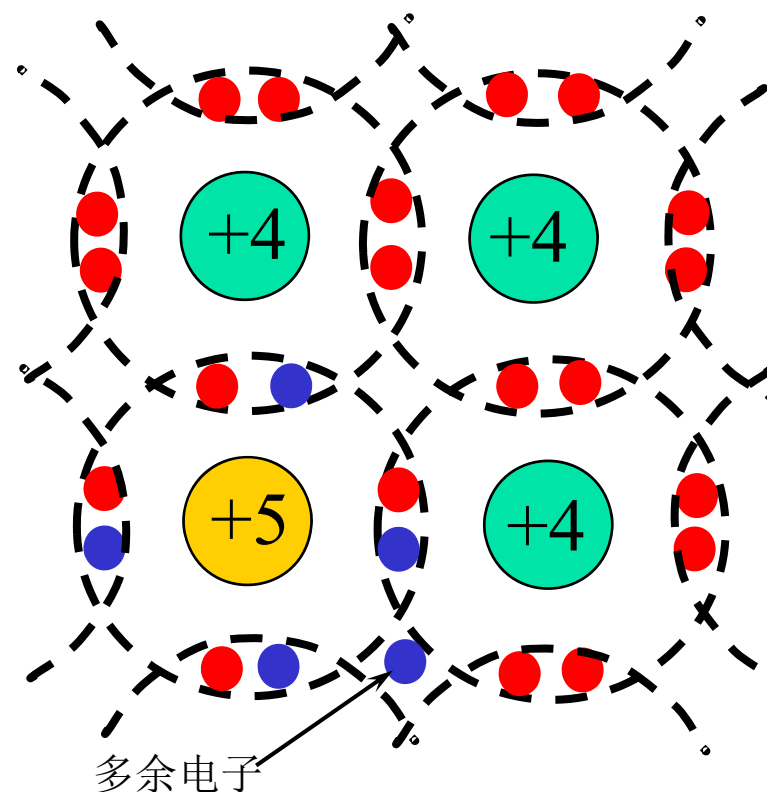
- N型半导体：掺入五价杂质元素（如磷、锑），主要载流子为电子，也称作电子型半导体；
- P型半导体：掺入三价杂质元素（如硼、镓），主要载流子为空穴，也称作空穴型半导体。

## N型半导体

在硅或锗晶体中掺入少量的五价元素磷（或锑），取代晶体点阵中的某些半导体原子，磷原子的最外层有五个价电子，其中四个与相邻的半导体原子形成共价键，而多余的一个价电子因无共价键束缚而很容易被激发而形成自由电子。

在N型半导体中自由电子是多数载流子（majority carrier），它主要由杂质原子提供；空穴是少数载流子（minority carrier），由热激发形成。

提供自由电子的五价杂质原子因带正电荷而成为不能移动的正离子，因此五价杂质原子也称为施主杂质（donor impurities）。



N型半导体表示法

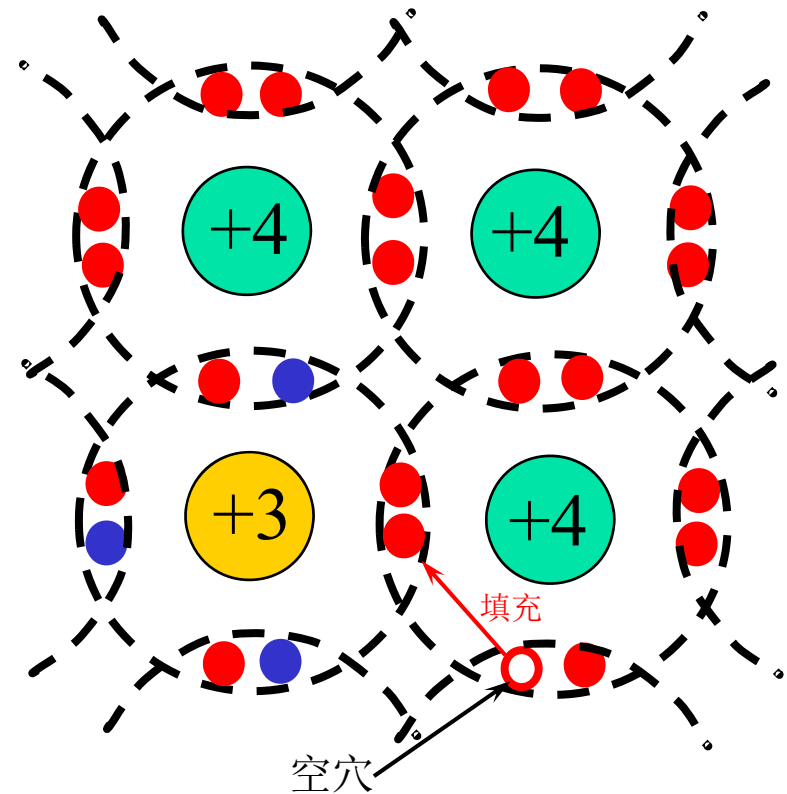


## P型半导体

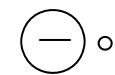
在硅或锗晶体中掺入少量的三价元素硼（或铟），取代晶体点阵中的某些半导体原子，硼原子的最外层只有三个价电子，与相邻的半导体原子形成共价键时会产生一个空穴，这个空穴很容易吸引周围的束缚电子来填充而在其它半导体原子处产生一个空穴。

在P型半导体中空穴是多数载流子，它主要由杂质原子提供；自由电子是少数载流子，由热激发形成。

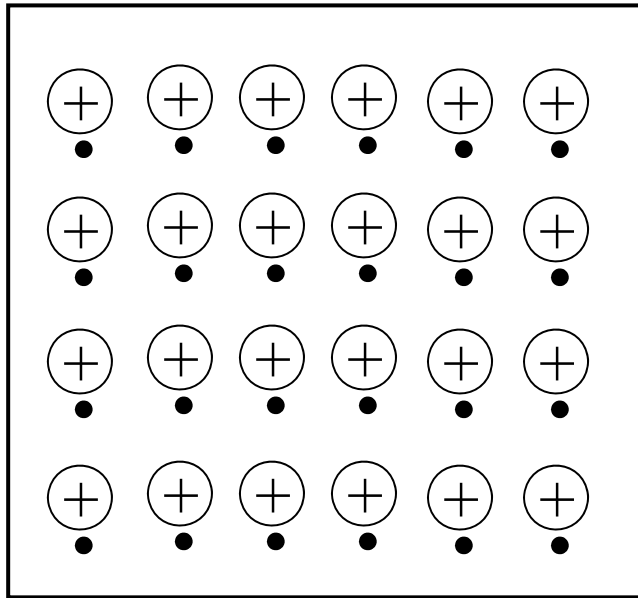
得到束缚电子的三价杂质原子因带负电荷而成为不能移动的负离子，因此三价杂质原子也称为受主杂质（acceptor impurities）。



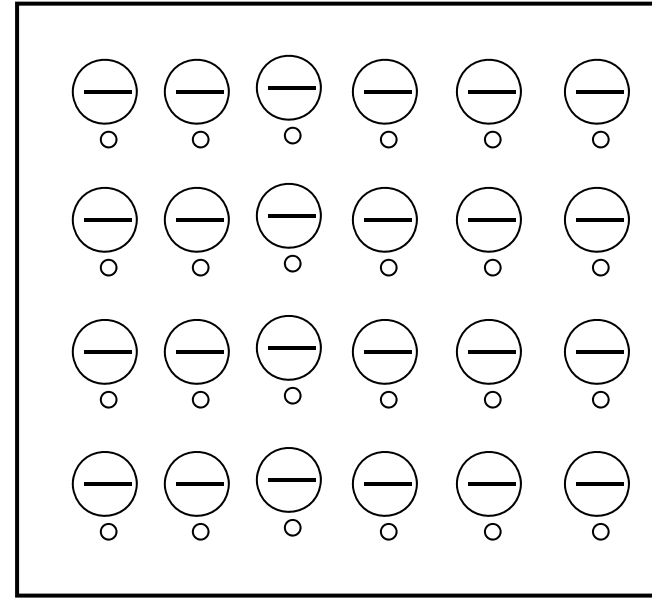
P型半导体表示法



一般掺杂浓度为 $10^{14}/\text{cm}^3 \sim 10^{18}/\text{cm}^3$ ，常温下这些粒子都会激发出载流子，即半导体中载流子浓度等于杂质粒子浓度（远大于本征半导体载流子浓度 $10^{10}/\text{cm}^3$ ），因此，掺杂可以大大增强半导体的导电能力。



N型半导体



P型半导体

## § 2.2 PN结及二极管

### 一、PN结 (PN junction)

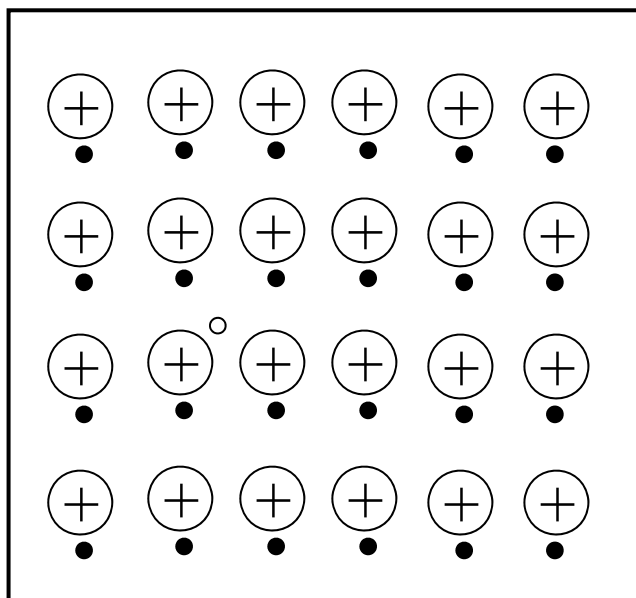
#### 1、PN结的形成

在一块本征半导体的两侧通过扩散不同的杂质, 分别形成N型半导体和P型半导体。此时, 在N型半导体和P型半导体的结合面附近, 由于多数载流子的相互扩散并且相互结合, 会形成一个很薄 ( $nm \sim \mu m$ ) 的由不能移动的带电离子组成的空间电荷区 (space charge region), 称之为PN结。在这个区域中没有载流子, 所以又称之为耗尽层 (depletion layer), 电阻率非常高。

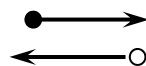
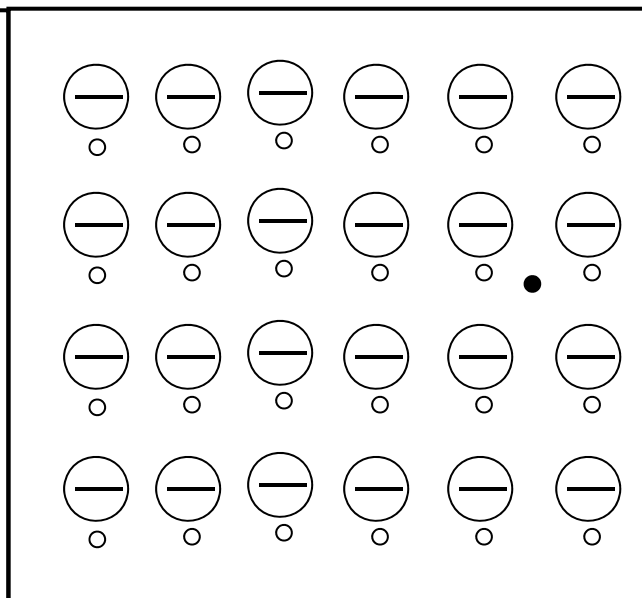


## PN结处的载流子运动

N型半导体



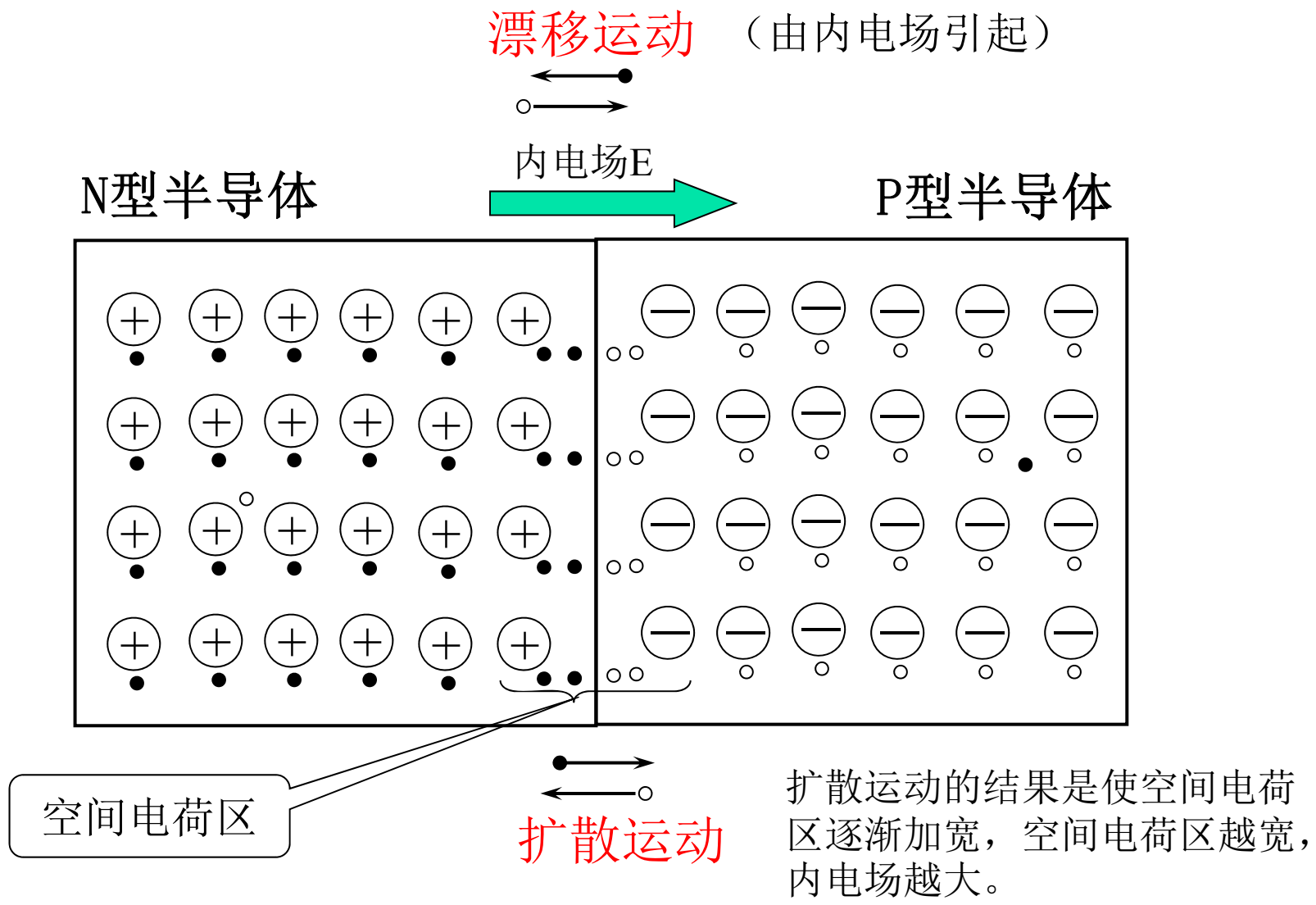
P型半导体



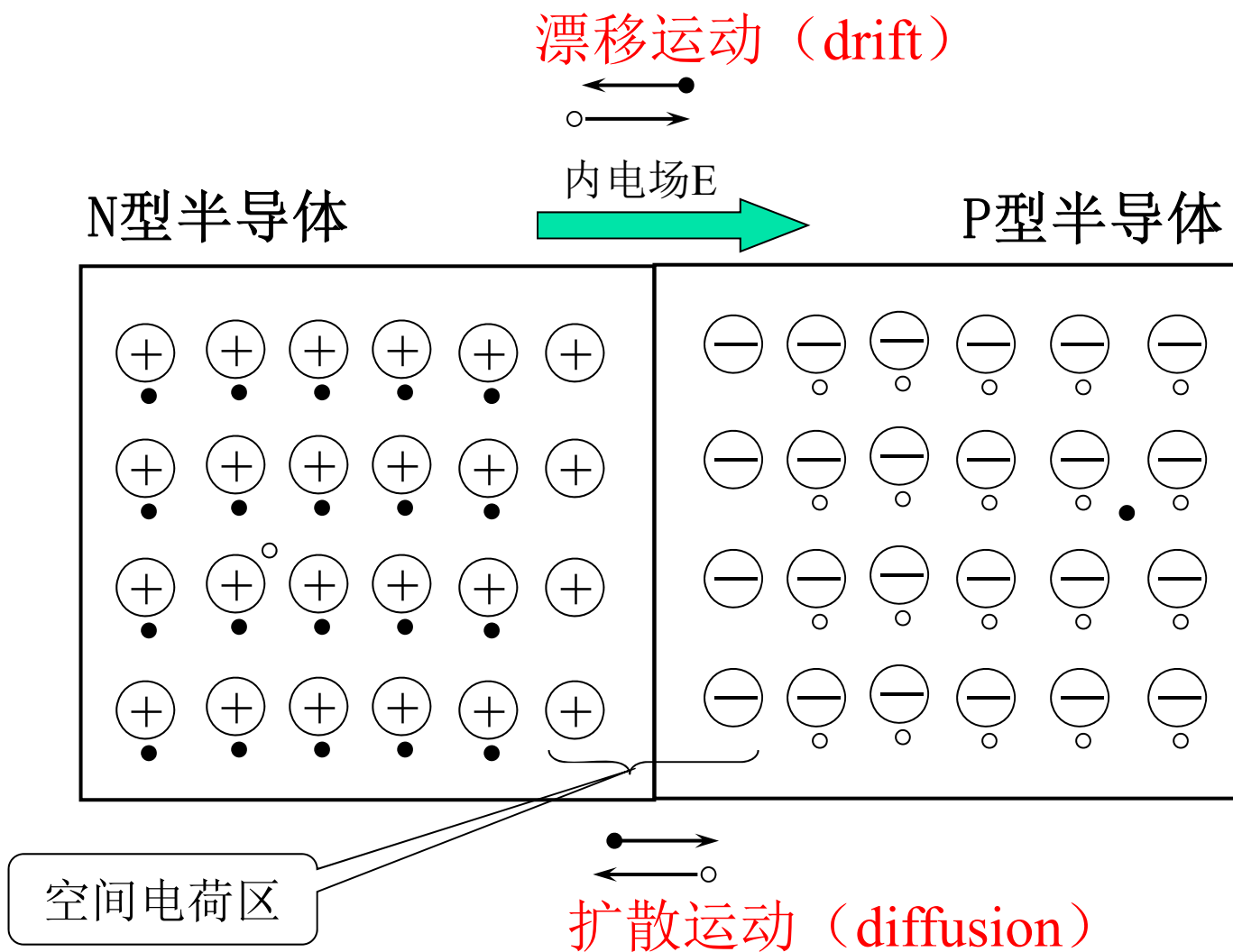
扩散运动（由载流子浓度差引起）

内电场越强，就使漂移运动越强，  
而漂移使空间电荷区变薄。

PN结处的载流子运动



## PN结处的载流子运动



扩散和漂移这一对相反的运动最终将达到动态平衡，相当于两个区之间没有电荷运动，即空间电荷区的厚度固定不变。

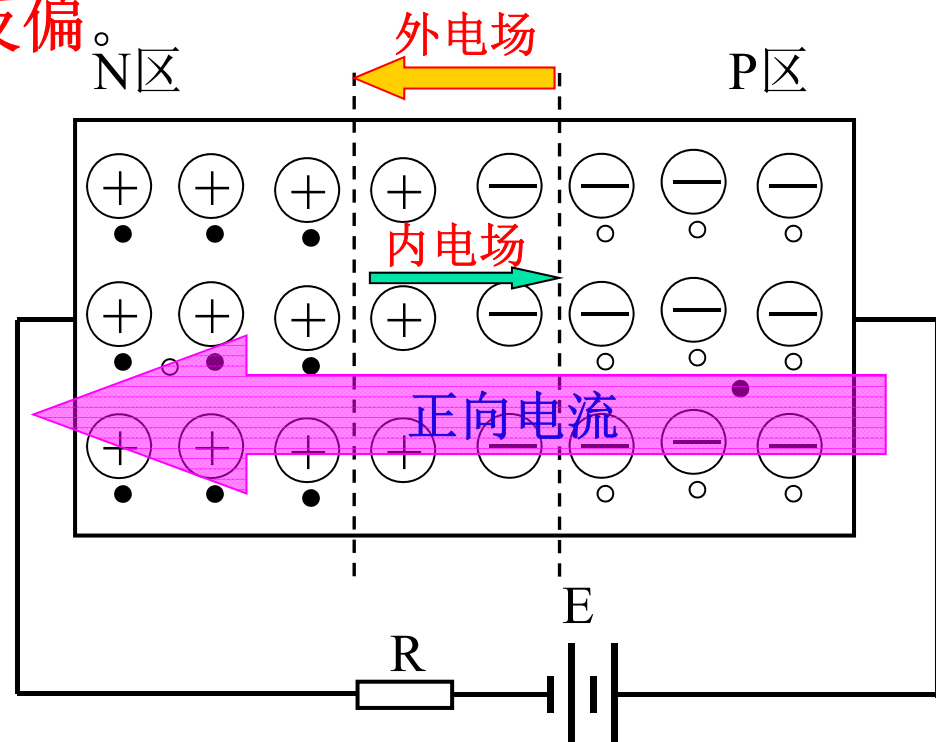
## 2、PN结的单向导电性（unilateral conductivity）

当外加电压使PN结中**P**区的电位高于**N**区的电位，称为加**正向电压（forward bias）**，简称**正偏**；反之称为加**反向电压（reverse bias）**，简称**反偏**。

### (1) PN结正向偏置

PN结正偏时，外加电场与内电场方向相反，抵消内电场的作用，使得PN结变薄。此时，扩散运动将大于漂移运动，从而产生扩散电流。

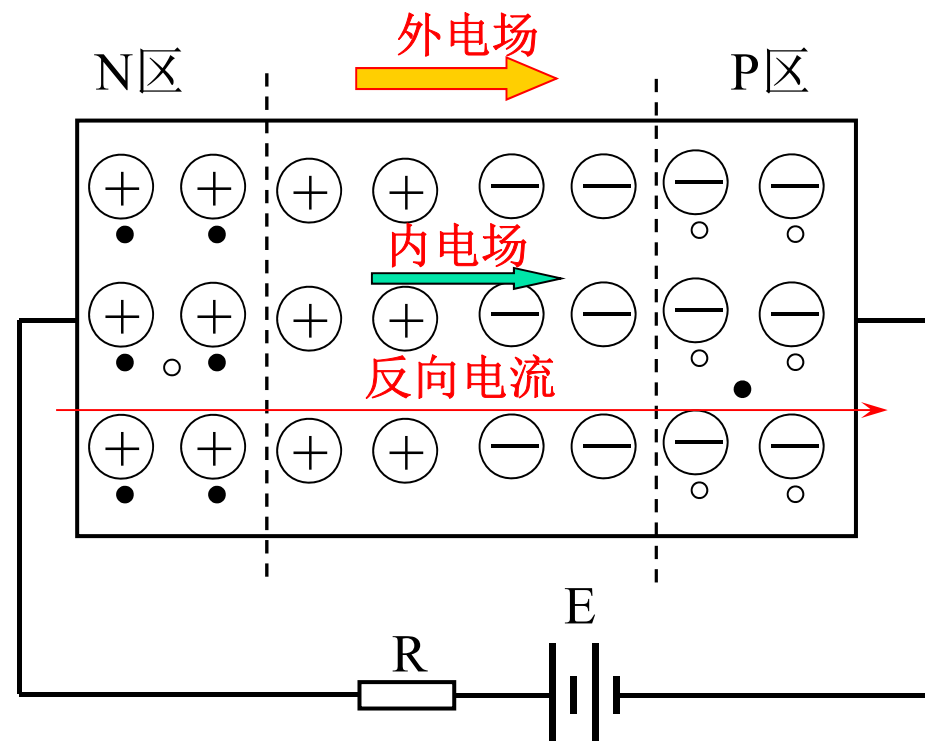
扩散电流由多数载流子形成，所以电流较大。



## (2) PN结反向偏置

PN结反偏时，外加电场与内电场方向相同，使得PN结变厚。此时，扩散运动将趋于停止，PN结内存在少量漂移运动，从而产生漂移电流。

漂移电流由少数载流子形成，所以电流很小。



PN结的单向导电性：

- PN结加正向电压时，呈现低电阻，具有较大的正向扩散电流；
- PN结加反向电压时，呈现高电阻，具有很小的反向漂移电流。

### (3) PN结的伏安特性 (V-A characteristics)

PN结的伏安特性:

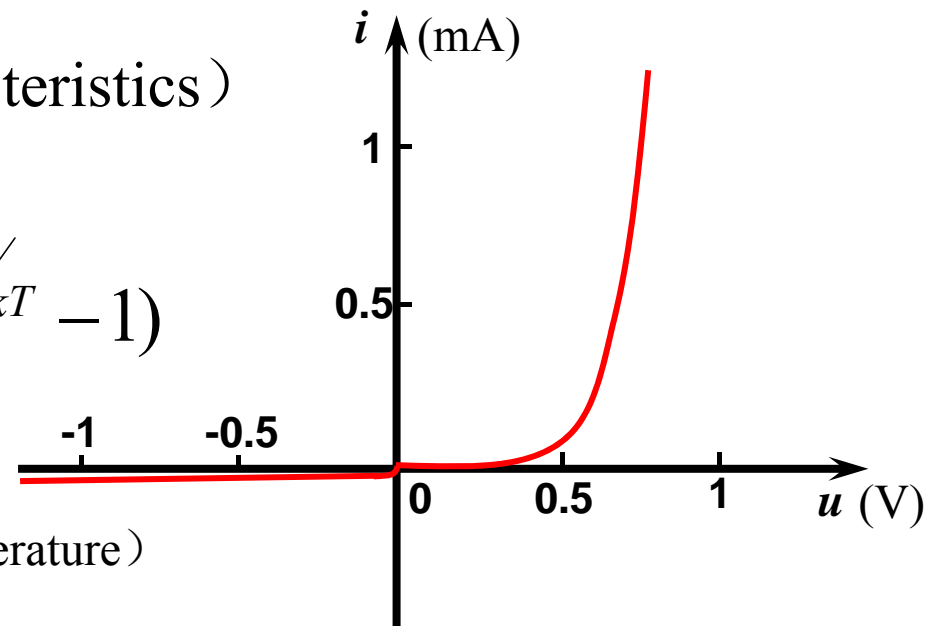
$$i = I_s(e^{u/U_T} - 1) = I_s(e^{qu/kT} - 1)$$

式中 $I_s$ 为反向饱和电流,  
 $U_T$ 为温度的电压当量, 即  
(voltage-equivalent of temperature)

$$U_T = \frac{kT}{q} = T / 11600 = 26mV \quad (T = 300K \text{时})$$

$k$ 为波耳兹曼常数,  $q$ 为电子电量

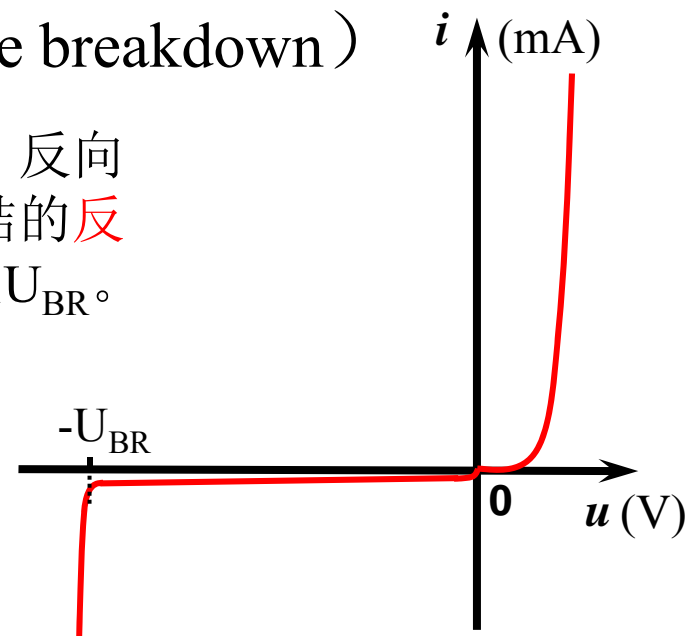
反向饱和电流  $I_s$ : 反向电流是由少数载流子形成的, 而少数载流子数量很少, 即使全部参与导电, 也只能产生一个微弱的电流 ( $\mu A$ 量级), 即反向饱和电流。  
(reverse saturation current)



### 3、PN结的反向击穿 (reverse breakdown)

当PN结的反向电压增加到一定数值时，反向电流突然快速增加，这种现象称为PN结的**反向击穿**。此时的电压称为反向击穿电压 $U_{BR}$ 。

- 热击穿：不可逆过程，即过热烧毁；
- 电击穿：可逆过程，能加以利用（如稳压管）。



- 雪崩击穿：多发生于掺杂浓度低，PN结厚的情形，所需反向击穿电压较大，（avalanche breakdown）电子在运动时能获得较大动能，当与原子发生碰撞时能激发出电子空穴对，从而达到倍增效应；
- 齐纳击穿：多发生于掺杂浓度高，PN结薄的情形，PN结处的强电场能破坏共价键而把电子分离出来形成电子空穴对。（Zener breakdown）

(capacitance effect)

## 4、PN结的电容效应

### (1) 势垒电容 $C_B$

(barrier capacitance)

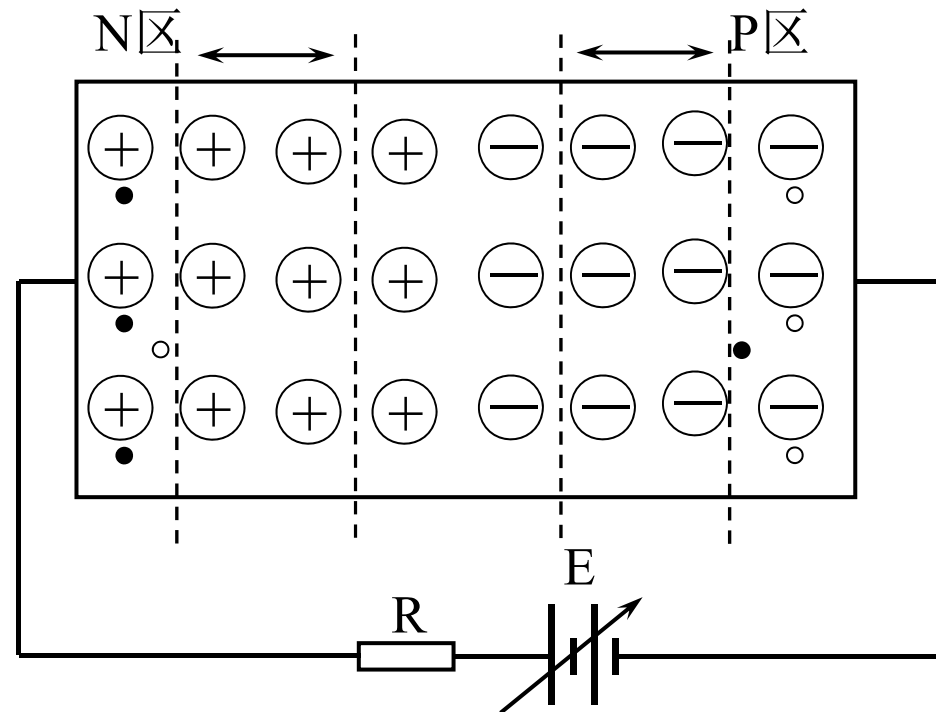
PN结反偏时，当外加电压变化时，PN结厚度相应改变，即在耗尽层中的空间电荷数发生变化，从而形成电容效应，称为势垒电容。

势垒电容类似于平行板电容器。

$$C_B \propto \frac{S}{\delta}$$

—— 结面积  
—— PN结宽度

反向偏置的PN结常被当作压控可变电容器使用。





## (2) 扩散电容 $C_D$

(diffusion capacitance)

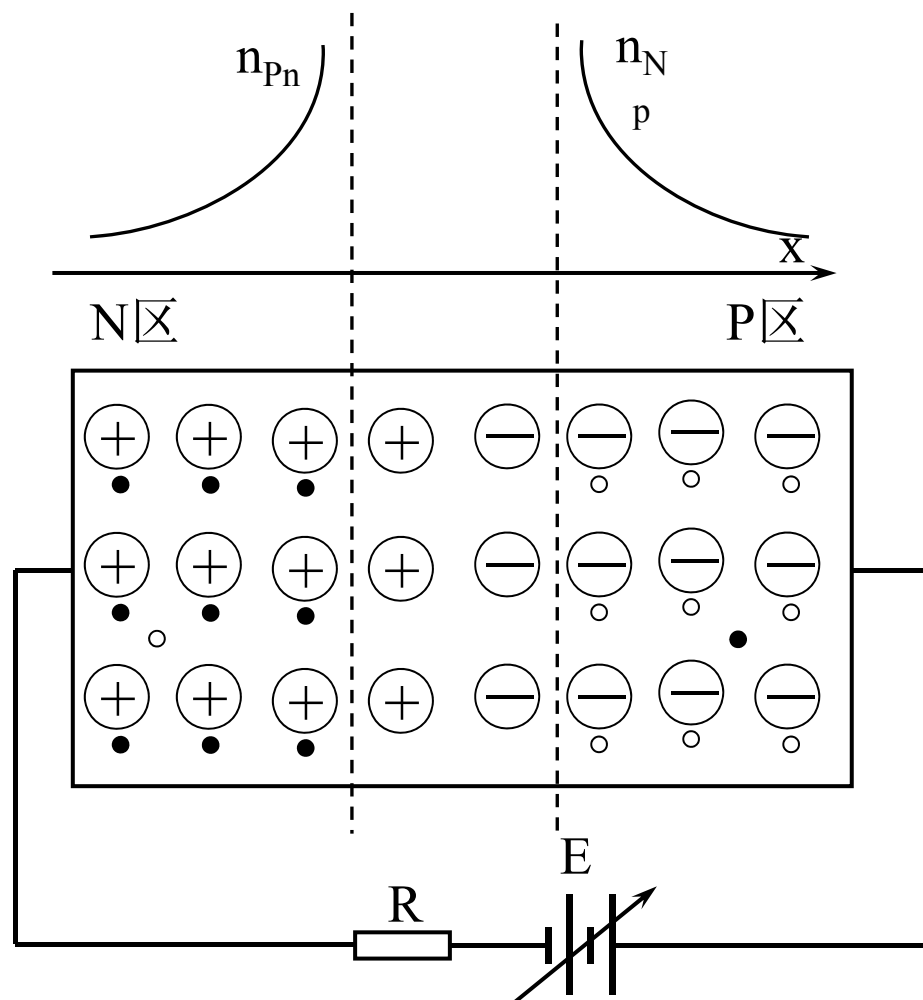
PN结正偏时，随着多子的扩散运动，在另一区将形成浓度梯度，相当于电荷的积累。当外加电压变化时，浓度梯度将发生变化，即积累的电荷量发生变化，从而形成电容效应，称为扩散电容。

$$C_D \propto I \text{ —— 电流}$$

PN结电容为两者之和，即

$$C_J = C_B + C_D$$

一般的， $C_J$ 为pf量级。



## 二、晶体二极管（semiconductor diode）

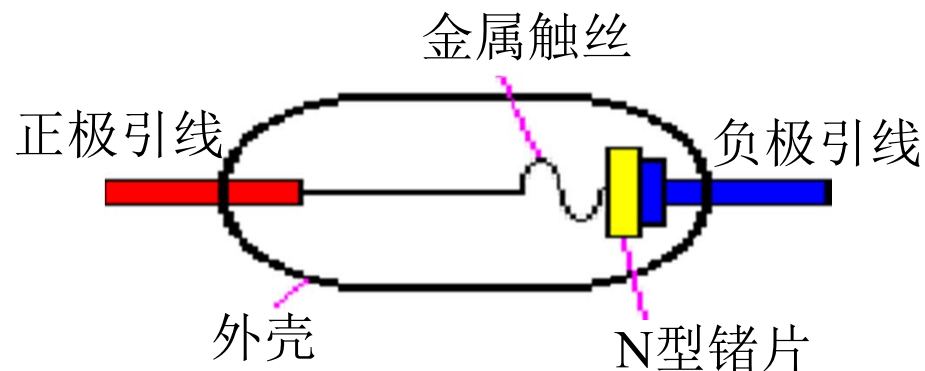
### 1、结构工艺

在PN结上加上引线和封装，就成为一个晶体二极管。二极管按结构分有点接触型、面接触型和平面型三大类。

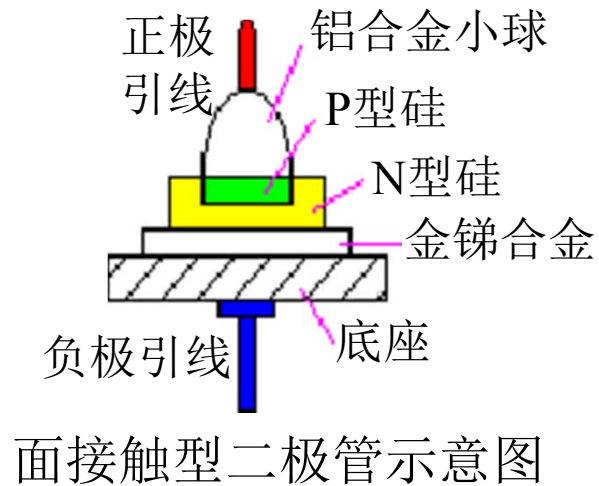
#### (1) 点接触型二极管

含镓的金属触丝压在锗晶体上，在正方向通过很大的瞬间电流，使触丝与半导体熔接在一起，形成PN结。

特点：PN结面积小，结电容小。  
适用于检波和变频等高频电路。



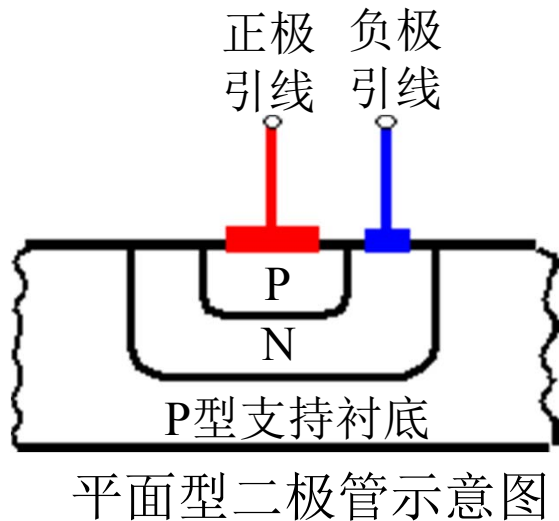
点接触型二极管示意图



## (2) 面接触型二极管

用合金法（铝合金球压在N型硅片上，加热使熔合、渗透，形成合金）或扩散法形成PN结。

特点：PN结面积大，结电容大，允许较大电流通过。适用于整流等工频电路。

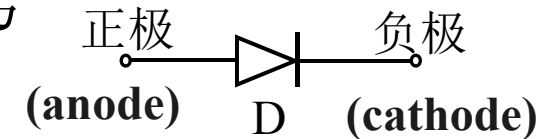


## (3) 平面型二极管

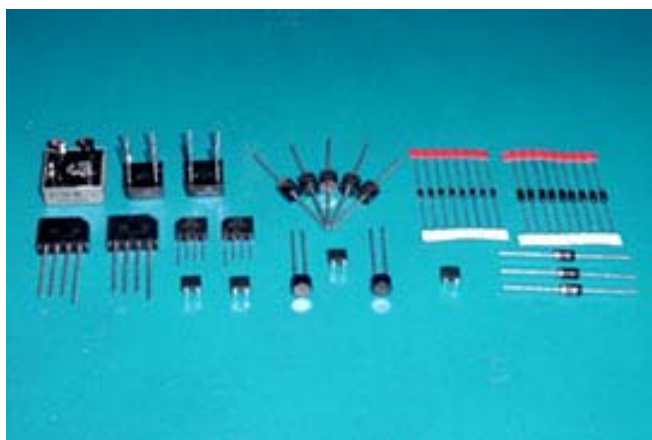
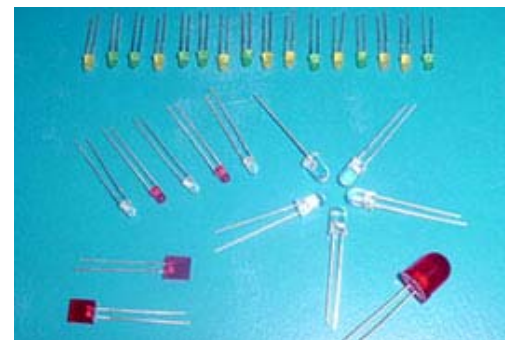
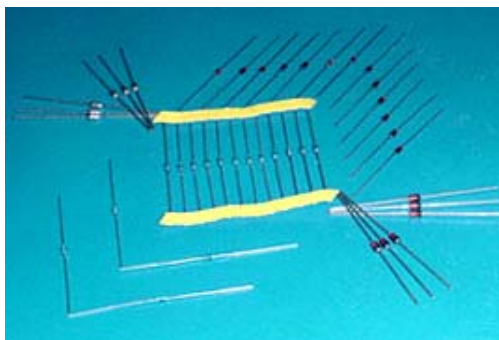
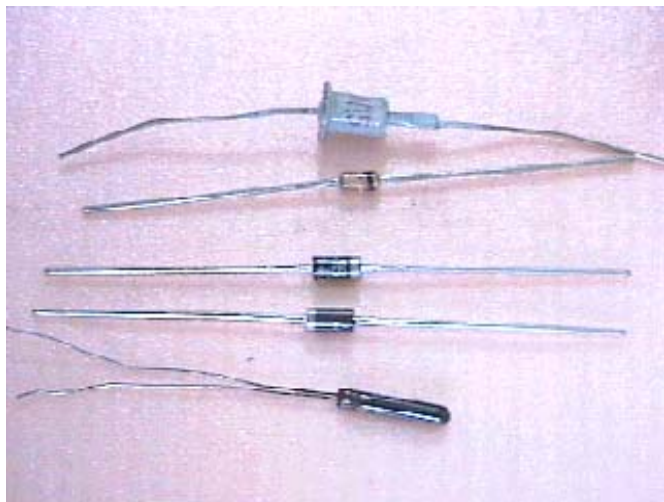
使用集成电路制造工艺生产，基本取代面接触型二极管。

特点：PN结面积可大可小。适用范围广。

## (4) 二极管符号



## 常见的半导体二极管



## 2、伏安特性

二极管的伏安特性曲线：

$$i_D = I_s(e^{u_D/U_T} - 1)$$

$I_s$ ——反向饱和电流

二极管的直流参数：

(1)、最大整流电流 $I_F$

(maximum DC (direct current) forward current )

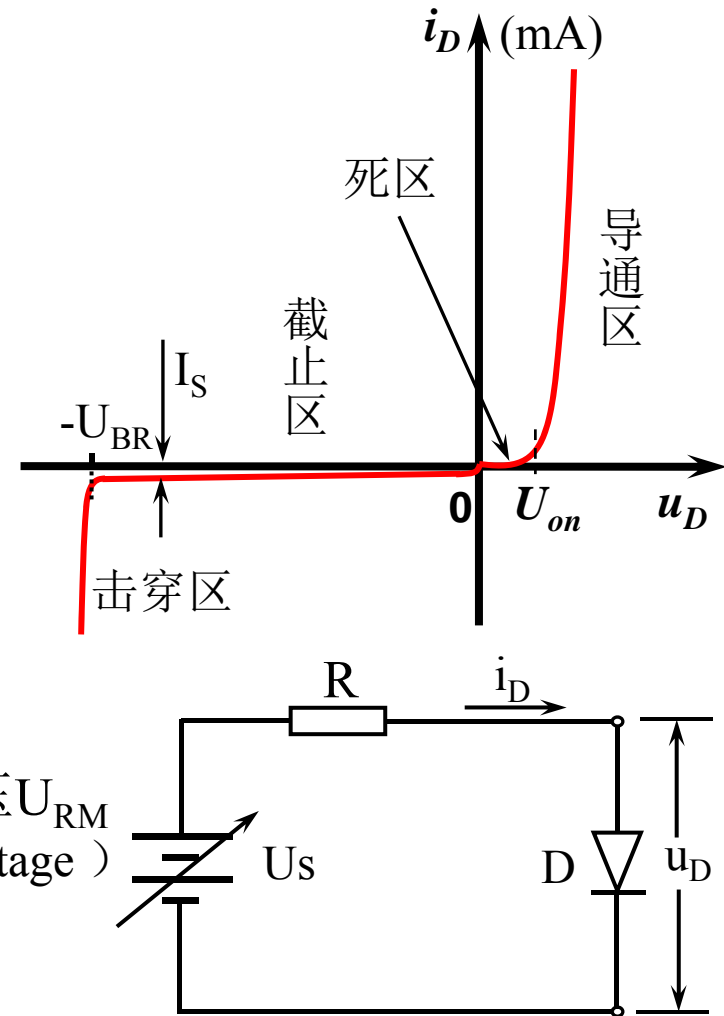
指二极管允许通过的最大正向平均电流。

(2)、反向击穿电压 $U_{BR}$ 和最大反向工作电压 $U_{RM}$

(maximum peak reverse voltage )

为保证二极管安全工作，一般情况，取

$$U_{RM} = U_{BR}/2$$



(3)、反向电流 $I_R$  (reverse current)

$I_R$ 越小，说明二极管的单向导电性越好。当温度上升时， $I_R$ 将会剧增。

(4)、导通电压 $U_D$  (forward voltage)

指二极管导通后的管压降。

$$U_D = \begin{cases} 0.7V & \text{硅管} \\ 0.2V & \text{锗管} \end{cases}$$

(5)、开启电压 $U_{on}$  (cut-in voltage)

二极管正向电流开始迅速增大时的管压降。

$$U_{on} = \begin{cases} 0.5V & \text{硅管} \\ 0.1V & \text{锗管} \end{cases}$$

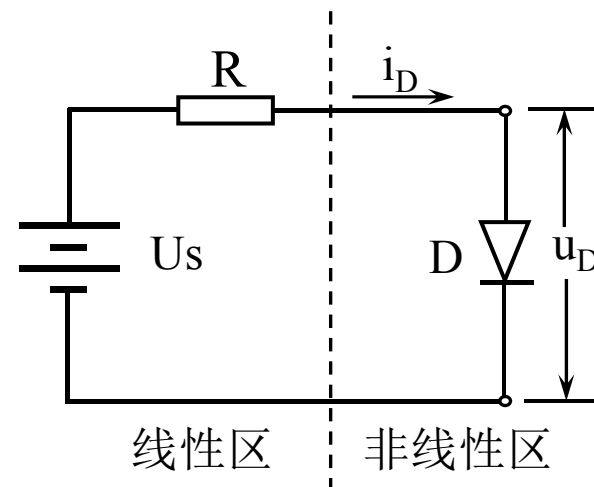
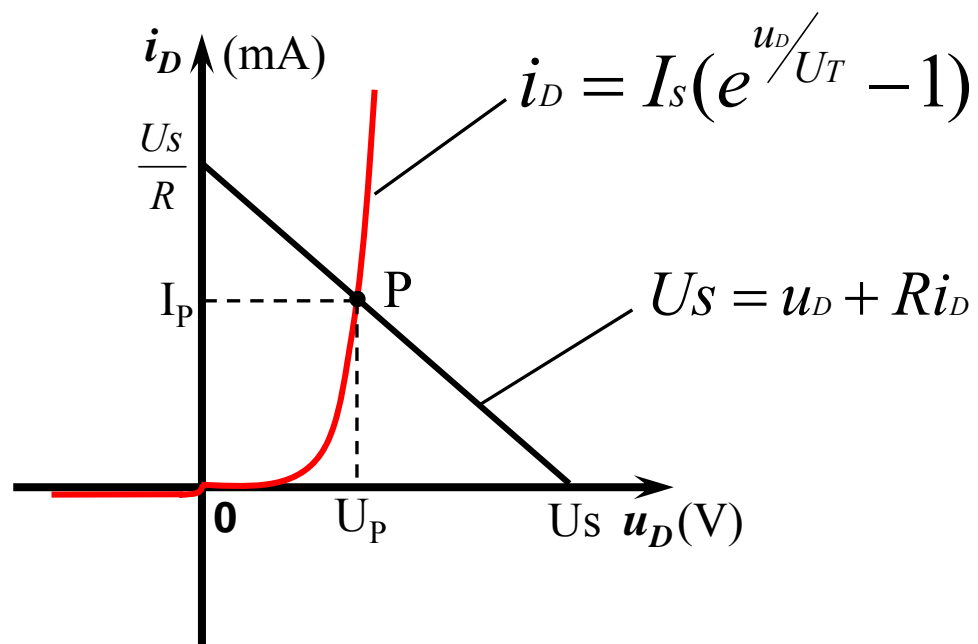
(6)、最高工作频率 $f_M$

二极管正常工作的上限截止频率。

### 3、图解分析法

如图，求 $i_D$ 、 $u_D$ 。

$$\begin{cases} U_S = u_D + u_R = u_D + Ri_D & \text{线性方程} \\ i_D = I_S(e^{u_D/U_T} - 1) & \text{非线性方程} \end{cases}$$



在二极管伏安平面上画出相应的曲线，两曲线交于P点，则P点对应的电压电流即为所求。即

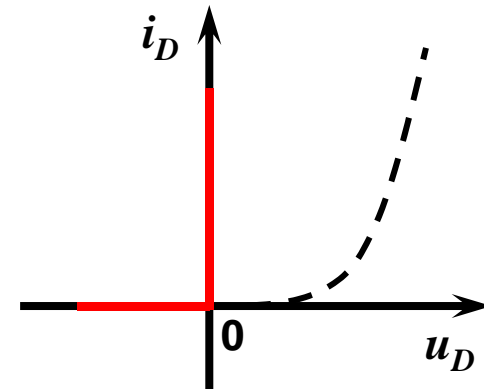
$$\begin{cases} i_D = I_P \\ u_D = U_P \end{cases}$$

## 4、等效电路分析法

### (1)、静态等效电路 (DC equivalent circuits)

#### ①、理想模型（开关模型）(ideal model)

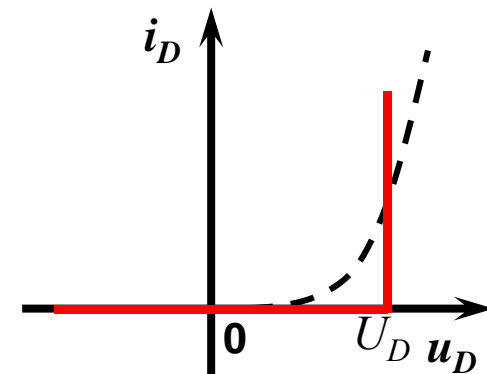
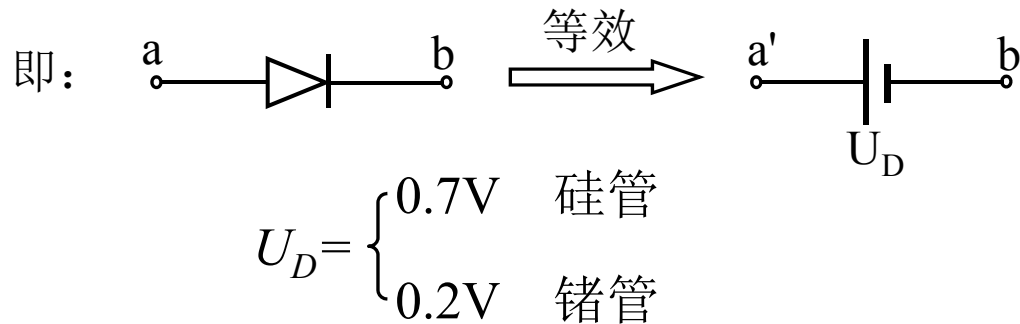
将二极管当作开关处理：当 $u_D \geq 0$ ，二极管相当于短路；而 $u_D < 0$ ，二极管相当于断路。



理想模型

#### ②、恒压降模型(constant voltage drop model)

当 $u_D \geq U_D$ 时，用二极管导通电压 $U_D$ 来等效；  
当 $u_D < U_D$ 时，二极管相当于断路。



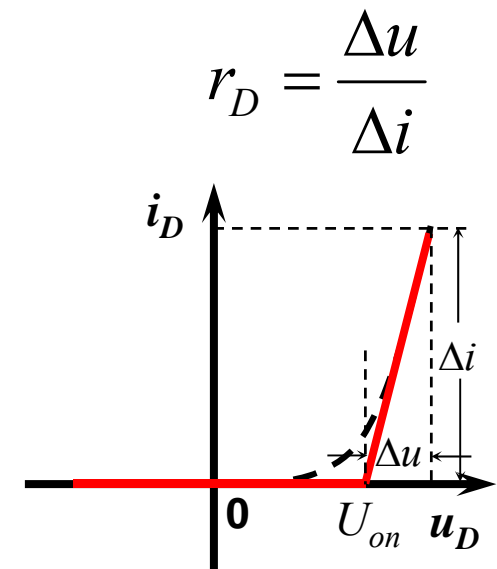
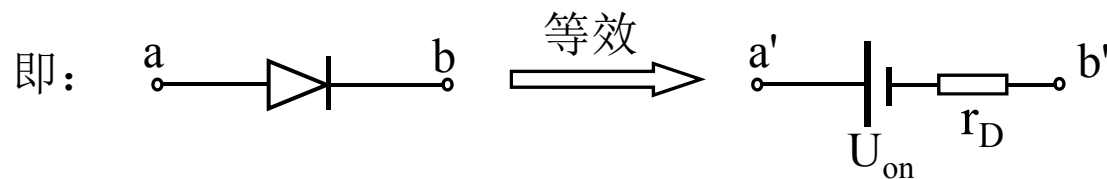
恒压降模型



## (2)、动态等效电路 (AC(alternating current) equivalent circuits)

### ①、折线模型(piecewise model)

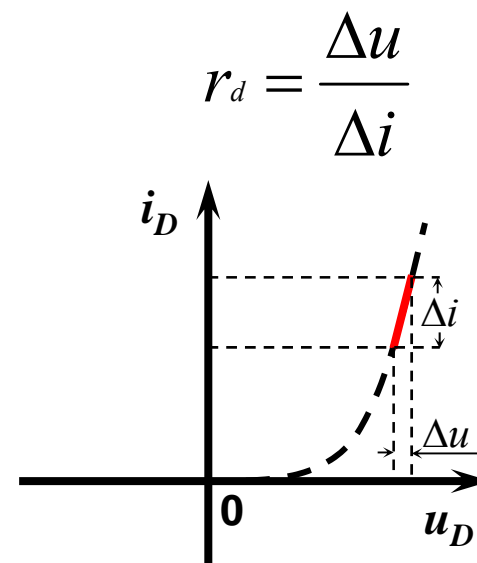
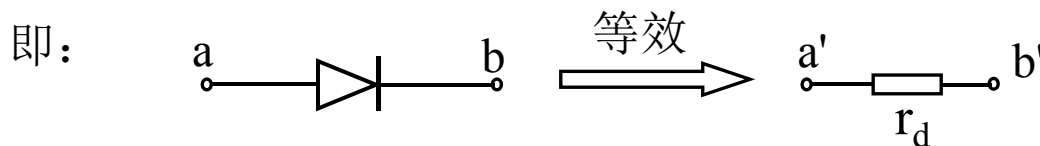
用折线来近似二极管的特性曲线，当二极管电压超过开启电压后，用斜线来代替特性曲线，斜线的斜率为工作范围内电流、电压的比值，其倒数为等效的电阻 $r_D$ ，此时的管压降用开启电压 $U_{on}$ 等效。



折线模型

## ②、微变等效电路(small signal model)

只考虑二极管两端的电压在某一固定值附近作微小变化时引起的电流变化，可用曲线在该固定值处的切线来近似表示这一小段曲线，而将二极管等效成一个微变等效电阻 $r_d$ 。



微变等效电路

各模型适用范围：

$U_i \gg U_D$ 时，使用理想模型；

考虑二极管影响时，使用恒压降模型（常用）或折线模型；

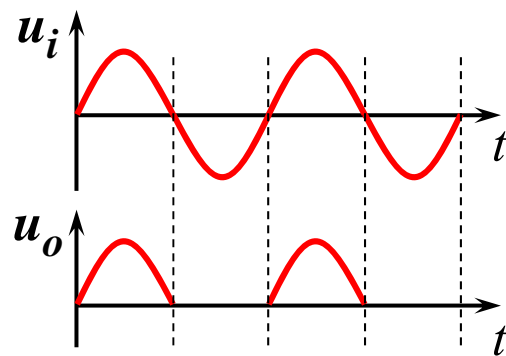
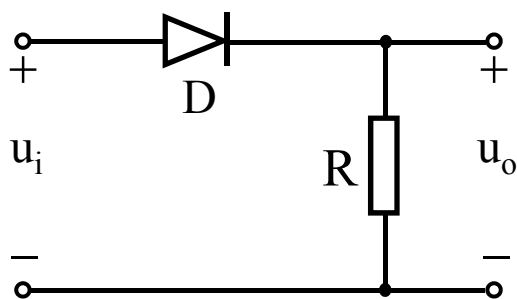
当外加信号幅度动态范围较小时，使用微变等效电路。

## 5、应用

利用二极管的单向导电性，可对信号进行限幅处理，实现整流、检波等功能。

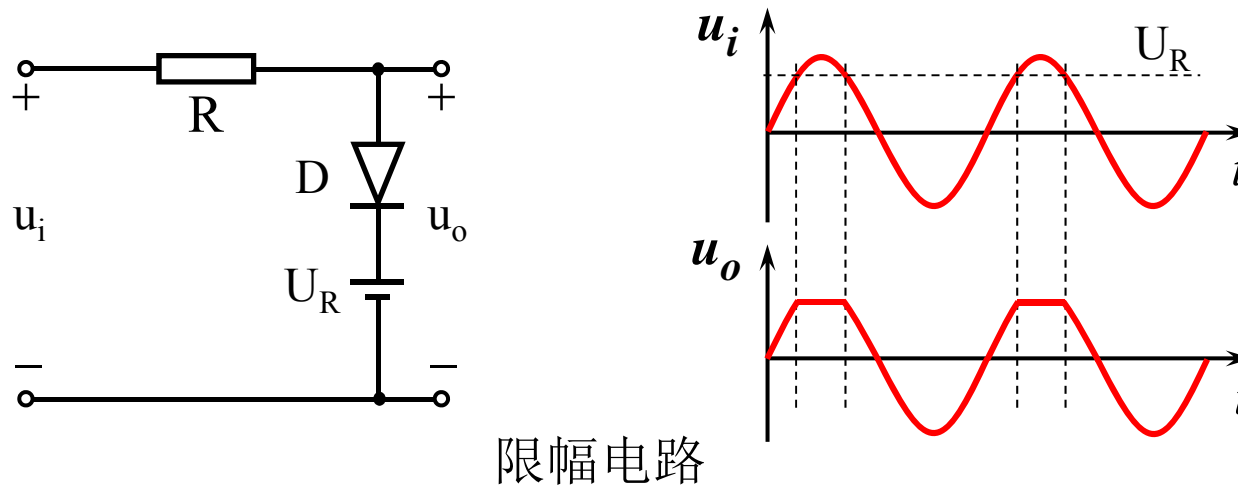
### (1)、整流电路

整流电路的作用是将交流电压变成直流电压，常用于直流稳压电源中。



半波整流电路

(2)、限幅电路：限制电压，起保护作用

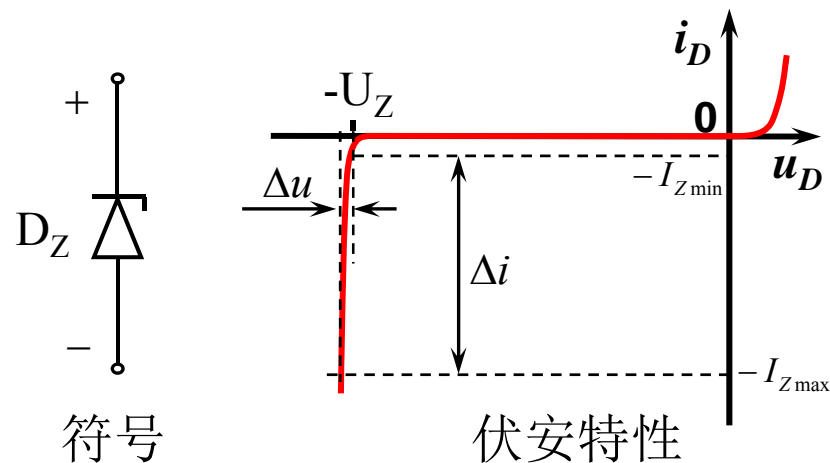


另外，利用二极管的其它特性，还能完成一些特殊功能。如稳压二极管（Zener diode，反向电击穿时管压降不变）、光电二极管（photoelectric diode，受光照导电能力剧变）、发光二极管（light-emitting diode，激发的自由电子回到基态会产生辐射）、变容二极管（varactor diode，PN结电容会因外加电压的变化而改变），等等。

## 6、稳压二极管

### (1)、特性

稳压二极管简称稳压管，正常工作在反向击穿状态。其反向击穿曲线非常陡峭，击穿时管压降几乎不随电流的变化而变化。



### (2)、主要参数

稳压电压 $U_Z$ ：是稳压管工作在反向击穿时的稳定工作电压；

稳定电流 $I_Z$ ：是稳压管工作在稳压状态时的参考电流值，有一定的取值范围，即 $I_{Zmin} \sim I_{Zmax}$ ，小于 $I_{Zmin}$ 时稳压效果变坏，大于 $I_{Zmax}$ 时管子容易烧毁；

动态电阻 $r_Z$ ：  $r_Z = \Delta u / \Delta i$

稳压管稳压工作时可以用折线模型等效。

### (3)、稳压管稳压电路

并联型稳压电路， $R$ 为限流电阻。

稳压原理：

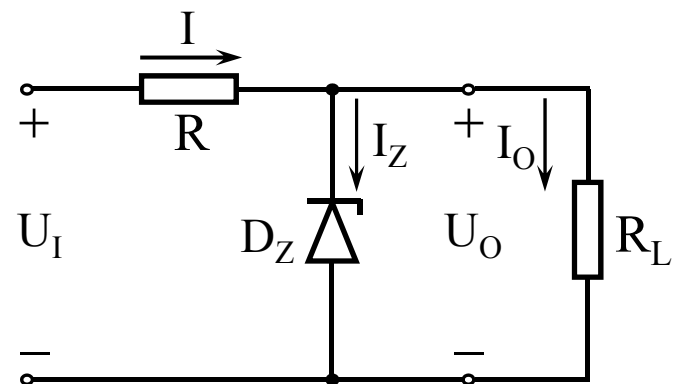
当 $U_I$ 变化、负载不变时：

$$U_I \uparrow \Rightarrow U_O \uparrow \Rightarrow I_Z, I_O \uparrow \Rightarrow IR \uparrow \Rightarrow U_O = U_I - IR \downarrow$$

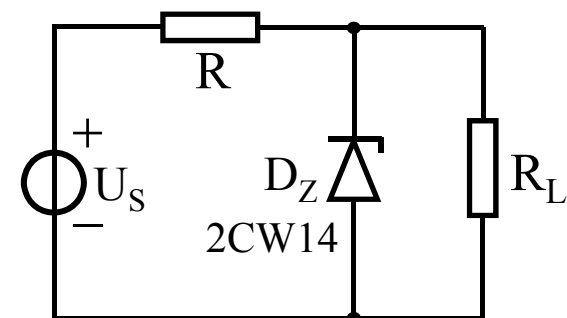
当 $U_I$ 不变、负载变化时：

$$R_L \uparrow \Rightarrow I_O \downarrow \Rightarrow I_Z \uparrow \Rightarrow I \text{ 几乎不变} \Rightarrow U_O \text{ 基本不变}$$

为了让稳压管安全的工作在稳压状态，必须选取合适的 $R$ 值。



例：稳压电路如图。已知 $U_S=12V$ ， $R_L=600\Omega$ ，查手册知稳压管2CW14参数如下： $U_Z=7.5V$ ， $I_{Zmin}=10mA$ ，额定功率 $P_{ZM}=250mW$ ， $r_Z\leq 10\Omega$ ，估算限流电阻 $R$ 的取值范围。



解：忽略 $r_Z$ ， $I_{RL}$ 不变。

$$\text{当 } I_Z=I_{Zmin} \text{ 时, } R \text{ 值最大, 有 } R = \frac{U_S - U_Z}{I_{RL} + I_{Zmin}}$$

$$\text{当 } I_Z=I_{Zmax} \text{ 时, } R \text{ 值最小, 有 } R = \frac{U_S - U_Z}{I_{RL} + I_{Zmax}}$$

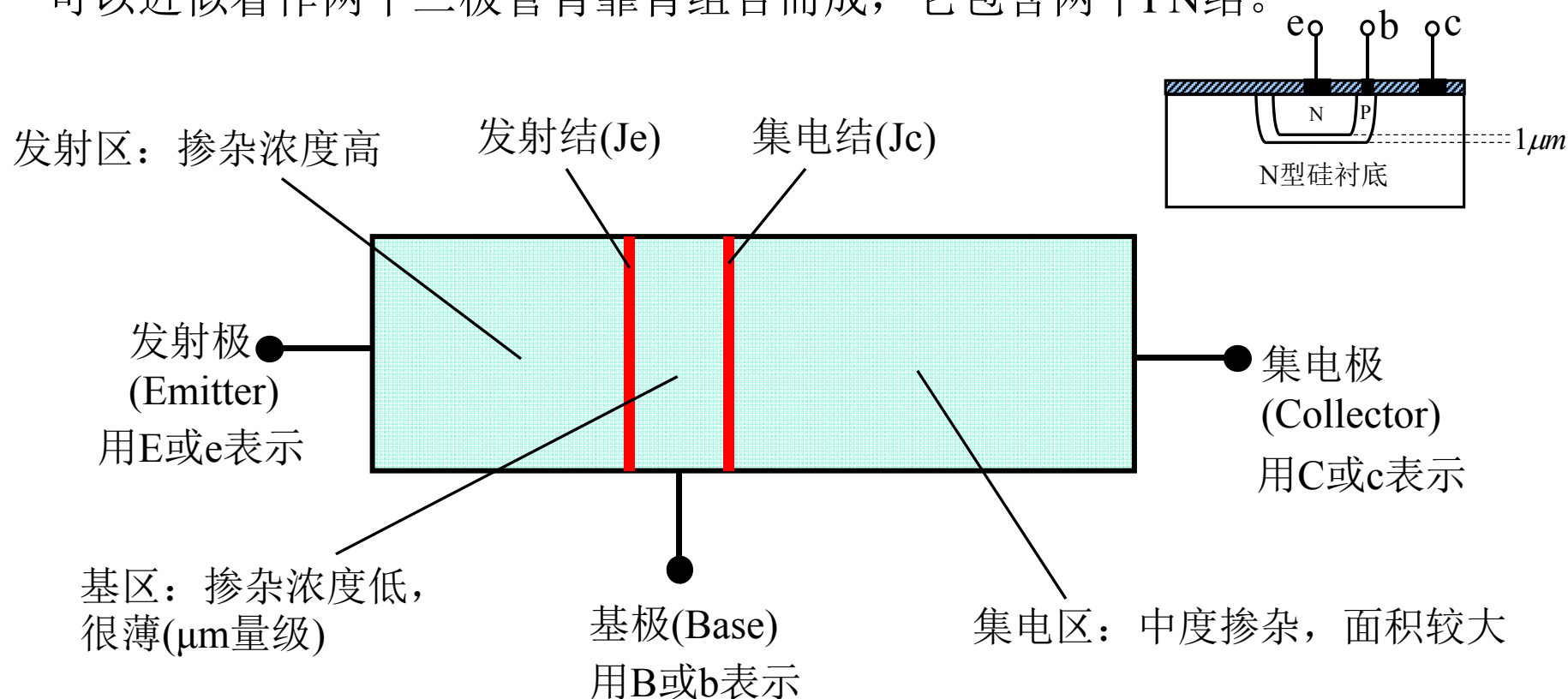
$$\text{其中 } I_{RL} = \frac{U_Z}{R_L} \text{ 、 } I_{Zmax} = \frac{P_{ZM}}{U_Z} \text{ , 代入数值可得}$$

$$98\Omega \leq R \leq 200\Omega$$

## § 2.3 双极型晶体管 (BJT: bipolar junction transistor)

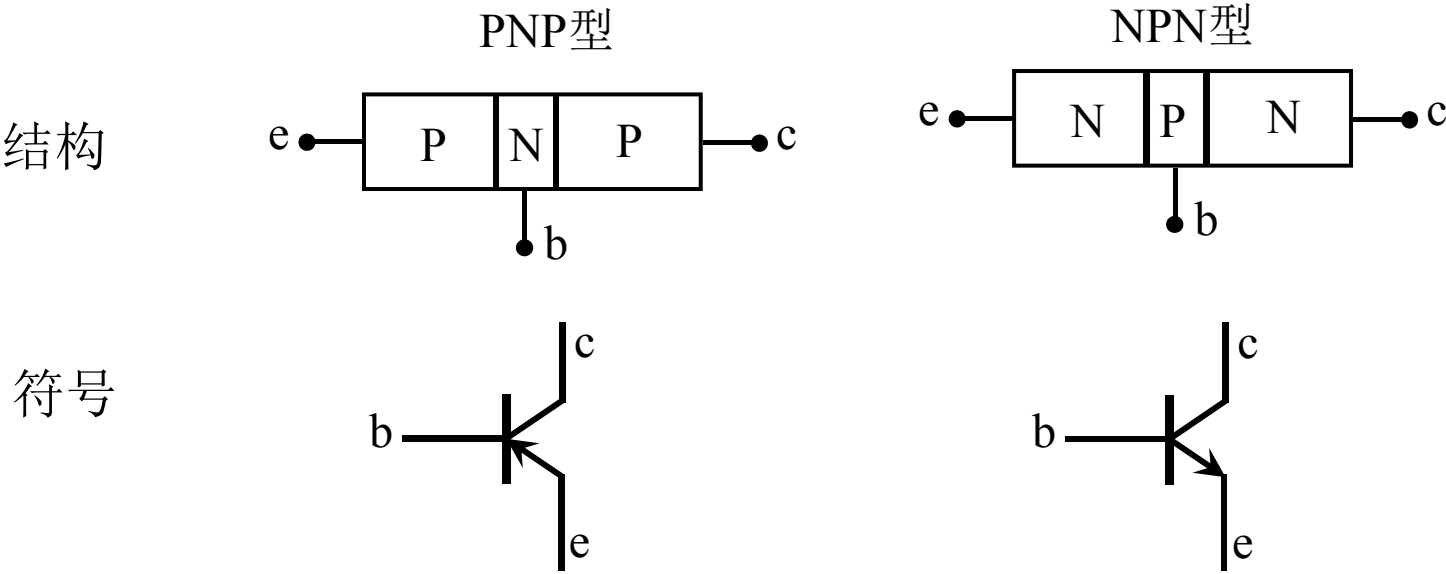
### 一、结构特点

双极型晶体管又称晶体三极管(semiconductor triode)或晶体管(transistor), 可以近似看作两个二极管背靠背组合而成, 它包含两个PN结。





根据各区性质不同，三极管分为PNP型和NPN型两种。



## 二、工作原理

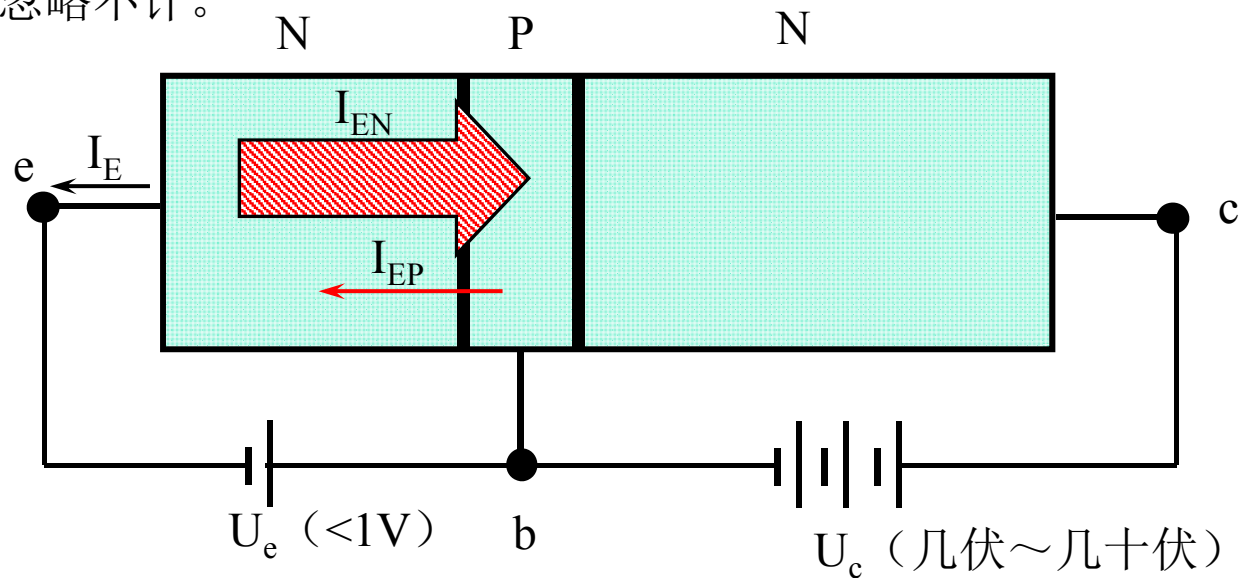
要使三极管正常工作（放大），外加电压必须满足一定的条件：  
发射结正偏，集电结反偏。

### 1、载流子的运动

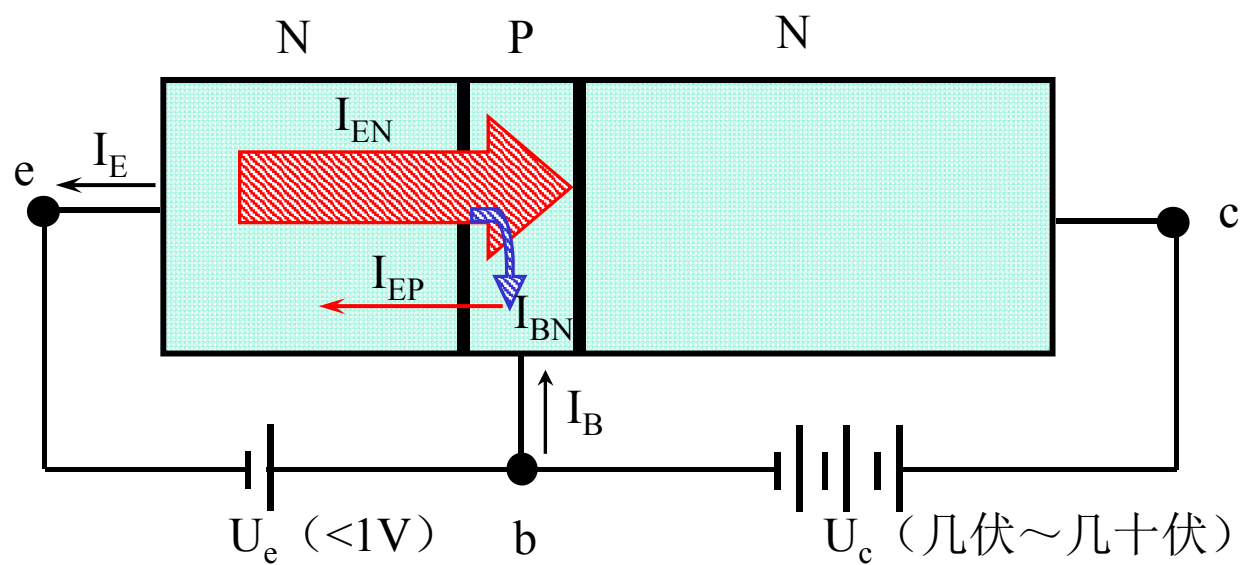
①、e区向b区发射电子：由于发射结正偏，利于扩散运动，形成扩散电流 $I_{EN}$ 、 $I_{EP}$ ，而e区掺杂浓度高，故有 $I_{EN} \gg I_{EP}$ ，两者之和形成发射极电流 $I_E$ 。 $I_{EP}$ 往往被忽略不计。

$$I_E = I_{EN} + I_{EP}$$

注：图中箭头所指为载流子的运动方向，而不是电流方向，电子的运动方向与电流方向相反。

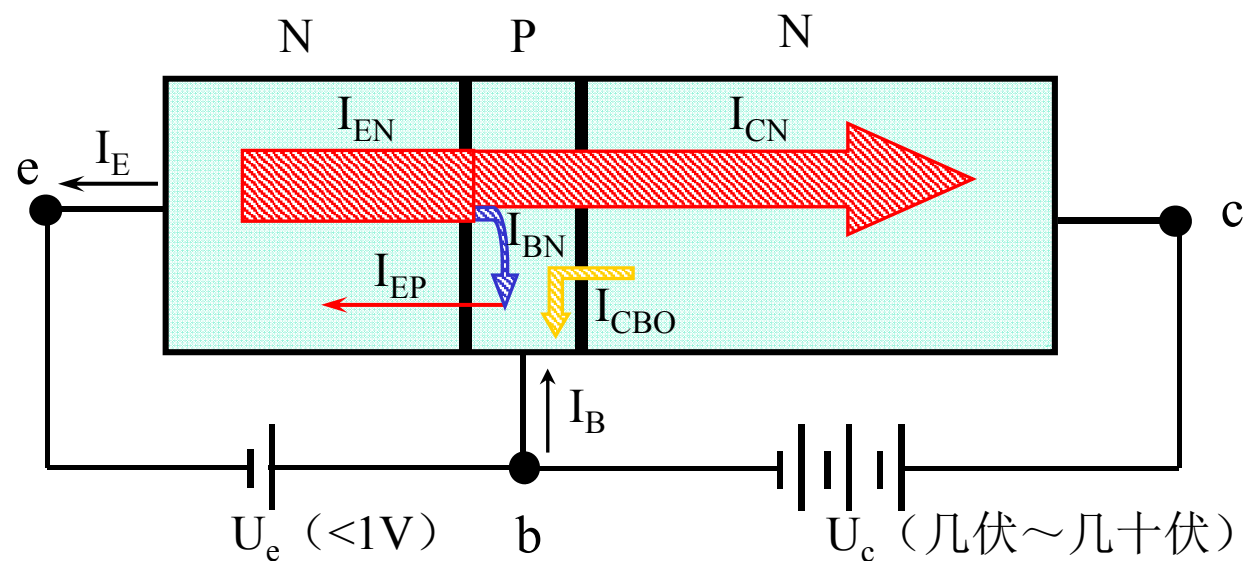


②、电子在b区的扩散与复合：e区注入到b区的电子，因浓度差而继续向c区扩散，在扩散的过程中有部分电子与b区中的空穴复合，形成电流 $I_{BN}$ ，由于空穴由基极补充，故 $I_{BN}$ 是 $I_B$ 的一部分。



③、电子被集电极收集：由于集电结反偏，且所加反偏电压较大，扩散到集电结边沿的电子在电场的作用下很容易漂移过集电结，到达c区，形成电流 $I_{CN}$ ，构成集电极电流 $I_C$ 的一部分。

④、集电结的反向电流：集电结反偏，则在基极与集电极间有反向饱和电流 $I_{CBO}$ （collector-base cut-off current）。



## 2、电流分配关系

$$\text{静态 (直流)} \left\{ \begin{array}{l} I_E = I_{EN} + I_{EP} = I_{CN} + I_{BN} + I_{EP} \approx I_{CN} + I_{BN} \\ I_C = I_{CN} + I_{CBO} \\ I_B = I_{BN} + I_{EP} - I_{CBO} \approx I_{BN} - I_{CBO} \end{array} \right.$$

定义:  $\bar{\alpha} = I_{CN}/I_E = (I_C - I_{CBO})/I_E$  ——共基直流电流放大系数  
(common base direct current amplification factor)

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

则  $\bar{\alpha}$  一般为 0.9~0.99

$$\left\{ \begin{array}{l} I_E = I_C + I_B \\ I_C = \bar{\alpha} I_E + I_{CBO} \\ I_B = (1 - \bar{\alpha}) I_E - I_{CBO} \end{array} \right.$$

整理上式，将 $I_E$ 消去，可得：

$$I_C = \frac{\bar{\alpha}}{1 - \bar{\alpha}} I_B + \frac{1}{1 - \bar{\alpha}} I_{CBO}$$

令  $\bar{\beta} = \frac{\bar{\alpha}}{1 - \bar{\alpha}}$  —— 共射直流电流放大系数  
(common emitter direct current amplification factor)

则：  $I_C = \bar{\beta} I_B + (1 + \bar{\beta}) I_{CBO}$  穿透电流

当基极开路，即 $I_B=0$ 时，  $I_E = I_C = (1 + \bar{\beta}) I_{CBO} = I_{CEO}$

动态（交流）：  $\Delta I_E = \Delta I_C + \Delta I_B$

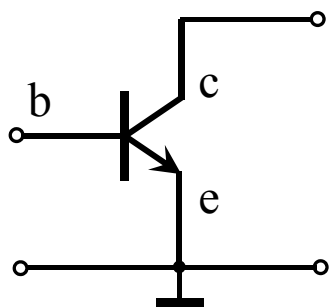
$I_{CBO}$ 为本征热激发引起，只与温度有关，与结电压变化无关，  
当温度一定时是一个常数。

定义:  $\alpha = \Delta I_C / \Delta I_E$  —— 共基电流放大系数 (common base alternating current amplification factor)  $\alpha \approx 1$

$\beta = \Delta I_C / \Delta I_B$  —— 共射电流放大系数  $\beta \approx 10 \sim 100$

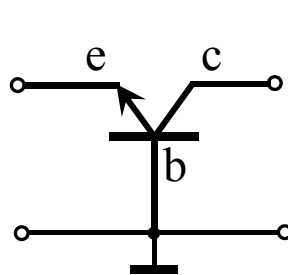
则:  $\Delta I_C = \alpha \Delta I_E = \beta \Delta I_B$

### 三极管的联接法



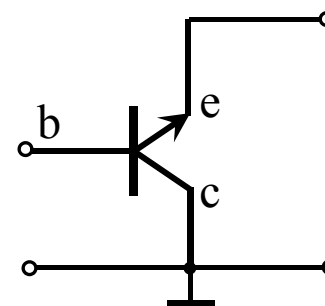
共发射极接法  
(CE configuration)

〔电压放大倍数大，  
用于电压放大电路〕



共基极接法  
(CB configuration)

〔频带宽，功率放大，用于  
高频放大和宽带放大器〕

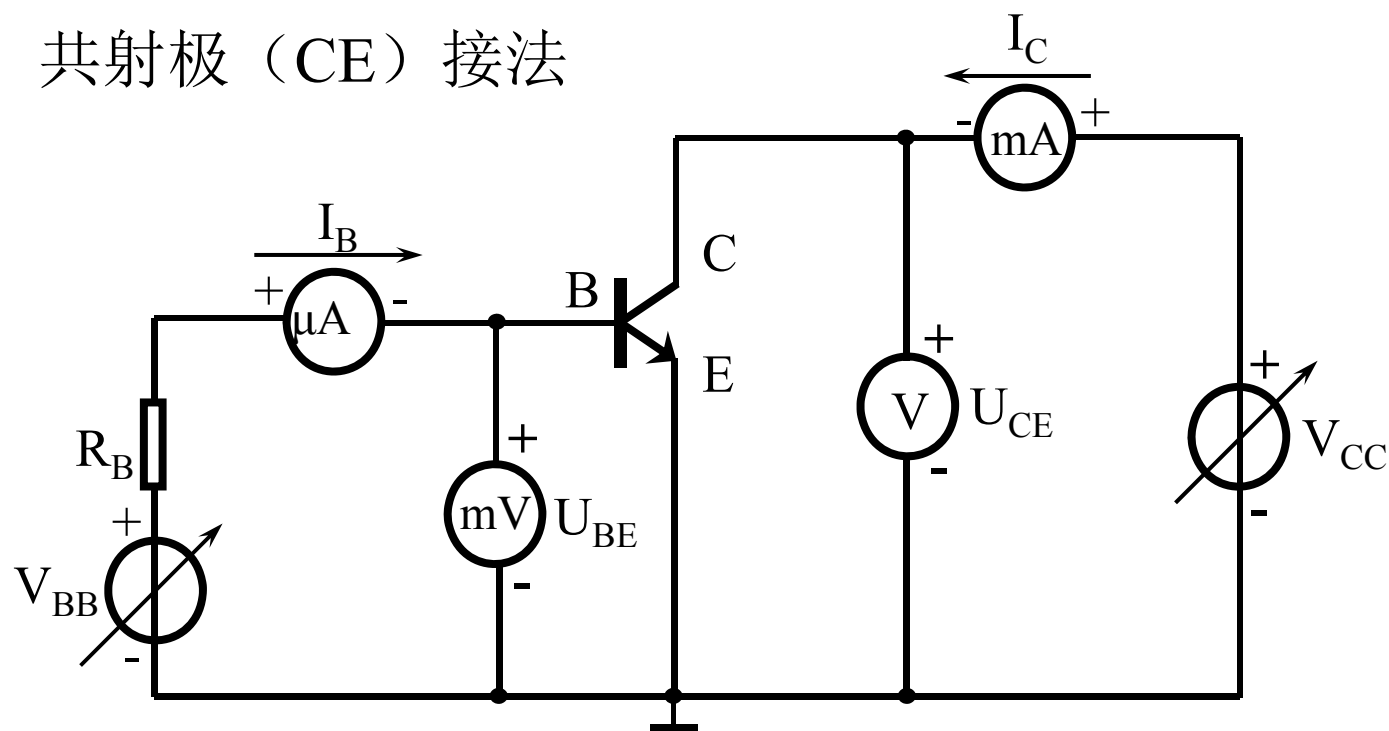


共集电极接法  
(CC configuration)

〔电压放大倍数  $\leq 1$ ，输入电阻大，  
输出电阻小，用于多级放大器中  
输入级、输出级及中间隔离级〕

### 三、三极管特性曲线(characteristic curve)

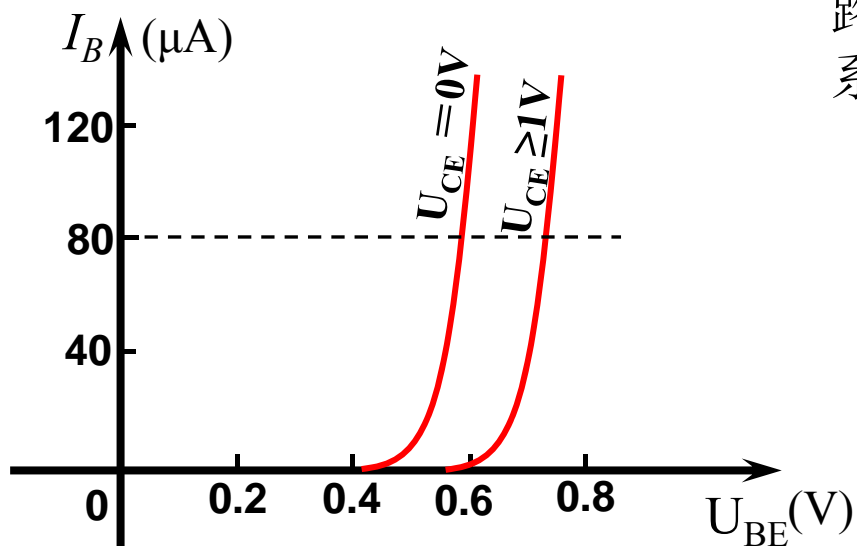
共射极 (CE) 接法



测量电路(共发射极接法)



## 1、输入特性曲线



以集电极电压 $U_{CE}$ 为参变量，输入回路中基极电压 $U_{BE}$ 与基极电流 $I_B$ 的关系曲线，称为输入特性曲线。

即：

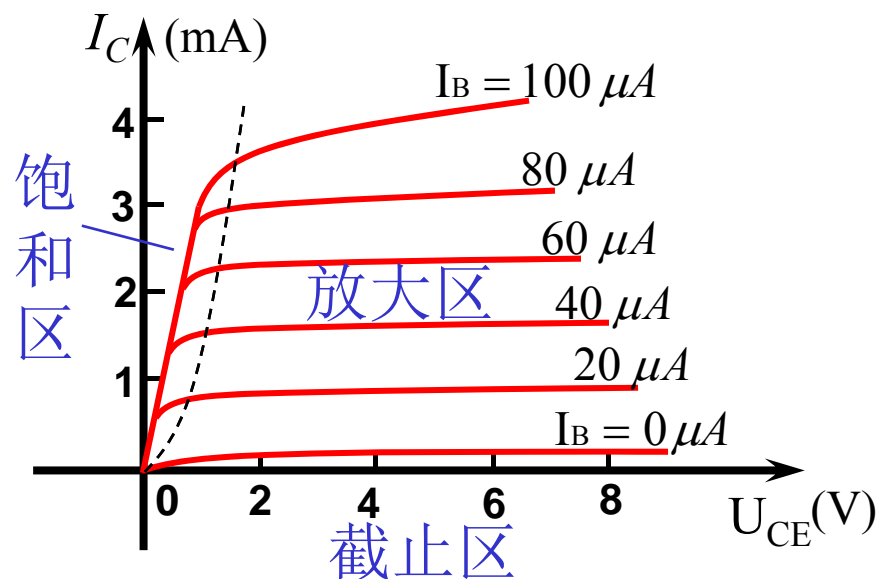
$$I_B = f(U_{BE}) \Big|_{U_{CE}=\text{常数}}$$

$U_{CE} = 0\text{V}$ ，相当于两个二极管正向并联的伏安特性；

$U_{CE} = 0 \rightarrow 1\text{V}$ ，曲线向右移动明显。

在 $U_{CE} = U_{BE}$ （约0.7V）以前，集电结处于正偏状态，收集电子的能力弱，随着 $U_{CE}$ 增大，集电结逐渐过渡到反向偏置，收集电子的能力逐渐增强，使e区的电子更多地漂移到c区，使得 $I_B$ 明显减小，曲线向右移动。当 $U_{CE} \geq 1\text{V}$ 时，e区注入的电子绝大多数被c区收集，故 $U_{CE}$ 再增加， $I_B$ 也不再明显减小，所以 $U_{CE} \geq 1\text{V}$ 以后的输入特性曲线基本重合。

## 2、输出特性曲线



$$I_C = f(U_{CE}) \Big|_{I_B = \text{常数}}$$

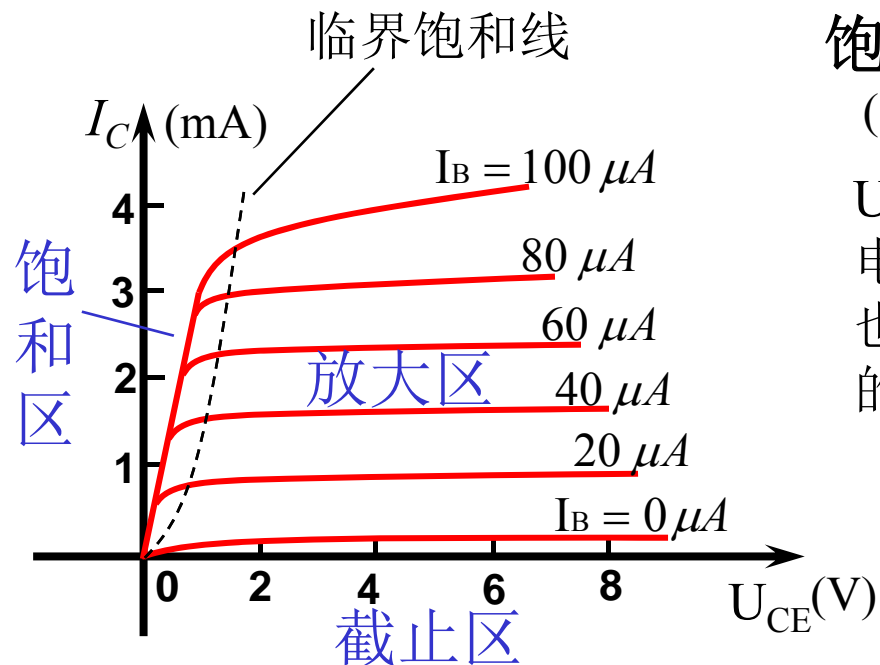
放大区：Jc正偏，Jc反偏。

(active region)

Jc反偏，使e区注入到b区的电子绝大部分漂移到c区。此时 $I_C$ 大小不随 $U_{CE}$ 明显变化，其大小受 $I_B$ 控制，满足 $I_C \approx \beta I_B$ 的关系。

当 $I_B$ 等量变化时，输出特性曲线基本是平行等距的。

随着 $U_{CE}$ 的增加， $I_C$ 稍有增大，使曲线略为上翘，这是由于基调效应（基区宽度调制效应，base-width modulating effect）引起的。



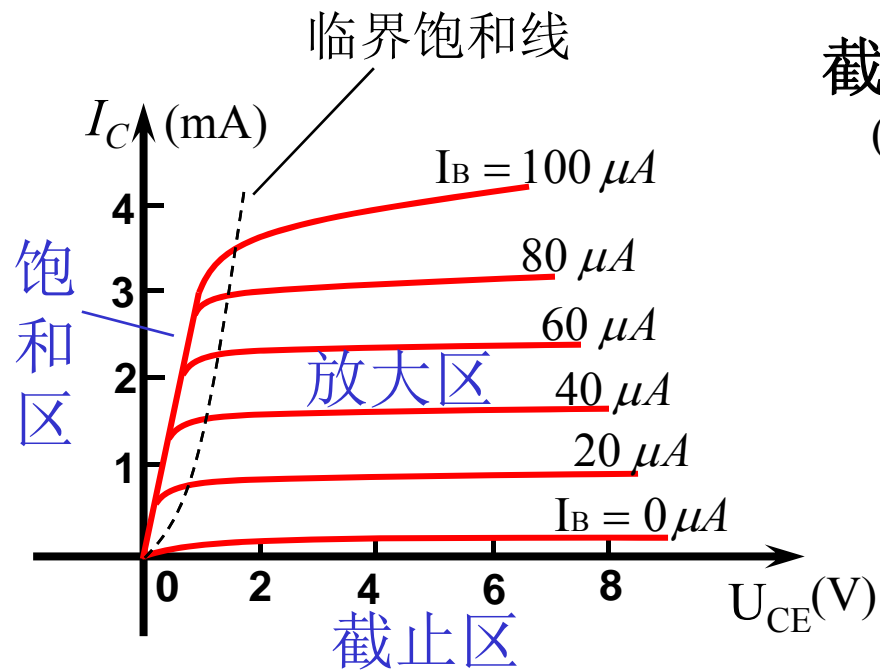
**饱和区：**  $J_e$ 正偏， $J_c$ 正偏。  
(saturation region)

$U_{CE}$ 较小， $U_{CE} < U_{BE}$ ， $J_c$ 正偏，收集电子的能力很弱，即使增加 $I_B$ ， $I_C$ 也增加很少，晶体管处于饱和状态，的关系不再成立。

随着 $U_{CE}$ 的增大，集电结收集电子的能力逐渐增大， $I_C$ 变化明显，曲线迅速上升。

$U_{CB} = 0V$ （即 $U_{CE} = U_{BE}$ ）的曲线称为临界饱和线。

饱和时的电压 $U_{CE}$ 称为饱和压降，记做 $U_{CES}$ ，对于小功率硅管， $U_{CES} \approx 0.3V$ 。  
(collector-emitter saturation voltage)



**截止区：**  $J_e$ 反偏， $J_c$ 反偏。  
(cutoff region)

通常将 $I_B = 0$ 的输出特性曲线以下的区域称为截止区，此时 $I_E = I_C = I_{CEO}$ ，晶体管失去放大作用。

严格的讲，应把 $I_E = 0$ ， $I_B = -I_{CBO}$ 的曲线下方区域称为截止区。

输出特性曲线三个区域的特点：

放大区：

Je正偏，Jc反偏。 $I_C \approx \bar{\beta} I_B$ ， $\Delta I_C = \beta \Delta I_B$ 。

饱和区：

Je正偏，Jc正偏。 $U_{CE} < U_{BE}$ ， $\bar{\beta} I_B > I_C$ ， $U_{CES} \approx 0.3V$ 。

截止区：

Je反偏，Jc反偏。 $I_B = 0$ ， $I_E = I_C = I_{CEO}$ 。

## 四、三极管的主要参数

### 1、电流放大系数

共基极直流电流放大系数  $\bar{\alpha}(h_{FB}) = I_{CN}/I_E \approx I_C/I_E$

共射极直流电流放大系数  $\bar{\beta}(h_{FE}) = (I_C - I_{CBO})/(I_B + I_{CBO}) \approx I_C/I_B$

共基极电流放大系数  $\alpha(h_{fb}) = \Delta I_C / \Delta I_E$

共射极电流放大系数  $\beta(h_{fe}) = \Delta I_C / \Delta I_B$

一般在工作电流不太大的情况下，可认为  $\bar{\beta} \approx \beta$ ，故可以混用。

$\beta$ 的取值：如果太小，放大作用太差；而 $\beta$ 太大，晶体管的性能会不稳定，所以一般 $\beta=30\sim120$ 为宜。

## 2、极间反向电流

$I_{CBO}$ ——集电极—基极反向饱和电流。

发射极开路，集电极、基极间加反向电压时的反向饱和电流。

$I_{CBO}$ 标志晶体管的质量，要求越小越好。

$I_{CEO}$ ——穿透电流。

基极开路，集电极、发射极间加反向电压时的反向电流。

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

对于硅管， $I_{CBO} < 1\mu A$ ， $I_{CEO} \sim$ 几 $\mu A$ ；

对于锗管， $I_{CBO} \sim 10\mu A$ ， $I_{CEO} \sim$ 几十 $\sim$ 几百 $\mu A$ 。

由于 $I_{CEO}$ 较大，测量容易，通常测量 $I_{CEO}$ 作为判断晶体管质量的重要依据。

### 3、特征频率 (characteristic frequency)

由于PN结电容的影响，当信号频率增加到一定大小后， $\alpha$ 、 $\beta$ 都将随频率升高而下降。

当 $\beta$ 的值下降到等于1时所对应的频率称为特征频率 $f_T$ 。此时晶体管已失去放大能力，故又称之为极限频率。

### 4、极限参数

#### (1)、集电极最大允许电流 $I_{CM}$ (maximum collector current)

$I_C$ 增大到一定程度时， $\beta$ 将减小。定义 $\beta$ 下降到正常值的2/3时所对应的 $I_C$ 为 $I_{CM}$ 。  $I_C > I_{CM}$ 时，晶体管不一定损坏，但电路的放大倍数将明显下降。

#### (2)、集电极最大允许耗散功率 $P_{CM}$ (maximum power dissipation)

管耗功率使结温升高，使晶体管性能变差，集电极耗散功率超过 $P_{CM}$ 时，管子有可能烧毁。



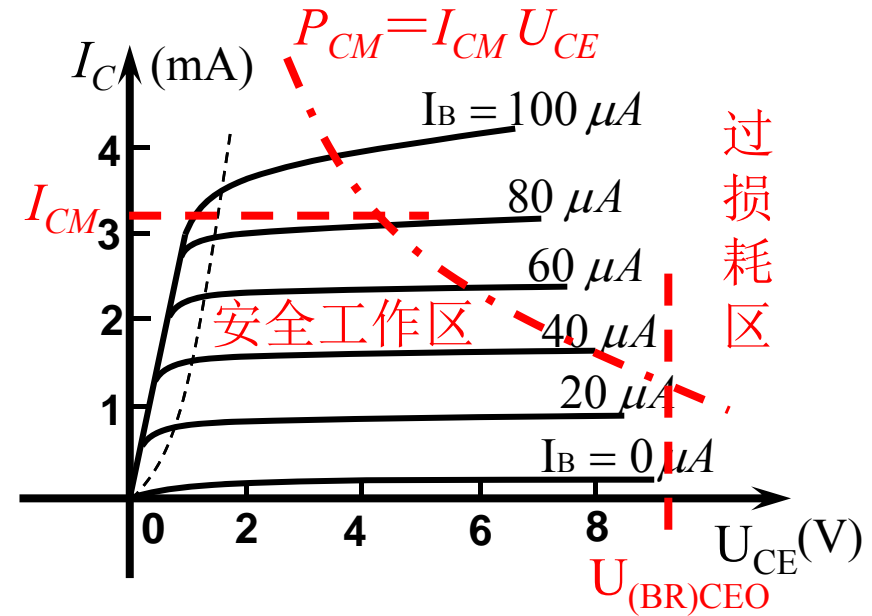
(3)、反向击穿特性:

$U_{(BR)EBO}$ ——c极开路, e、b间的反向击穿电压;

$U_{(BR)CBO}$ ——e极开路, c、b间的反向击穿电压;

$U_{(BR)CEO}$ ——b极开路, c、e间的反向击穿电压;

$$U_{(BR)EBO} < U_{(BR)CEO} < U_{(BR)CBO}$$



使用时, 为保证晶体管安全工作, 各值要控制在极限量的60%以内。

# 附录1：中国半导体分立器件命名方法

半导体器件型号由五部分组成。（场效应器件、半导体特殊器件、复合管、PIN型管、激光器件的型号命名只有第三、四、五部分）

五个部分意义如下：

第一部分：用数字表示半导体器件有效电极数目。

2——二极管、3——三极管。

第二部分：用汉语拼音字母表示半导体器件的材料和极性。

表示二极管时：

A——N型锗材料、

B——P型锗材料、

C——N型硅材料、

D——P型硅材料。

表示三极管时：

A——PNP型锗材料、

B——NPN型锗材料、

C——PNP型硅材料、

D——NPN型硅材料。

第三部分：用汉语拼音字母表示半导体器件的功能。

P——普通管、V——微波管、W——稳压管、C——参量管、  
Z——整流管、L——整流堆、S——隧道管、N——阻尼管、  
U——光电器件、K——开关管、X——低频小功率管( $f < 3\text{MHz}$ ,  $P_c < 1\text{W}$ )、  
G——高频小功率管 ( $f > 3\text{MHz}$ ,  $P_c < 1\text{W}$ )、  
D——低频大功率管 ( $f < 3\text{MHz}$ ,  $P_c > 1\text{W}$ )、  
A——高频大功率管 ( $f > 3\text{MHz}$ ,  $P_c > 1\text{W}$ )、  
T——半导体晶闸管(可控整流器)、Y——体效应器件、B——雪崩管、  
J——阶跃恢复管、CS——场效应管、BT——半导体特殊器件、  
FH——复合管、PIN——PIN型管、JG——激光器件。

第四部分：用数字表示序号。

第五部分：用汉语拼音字母表示规格号。

例如：3DG6表示NPN型硅材料高频小功率三极管。

# 第三章：放大电路

本章内容：

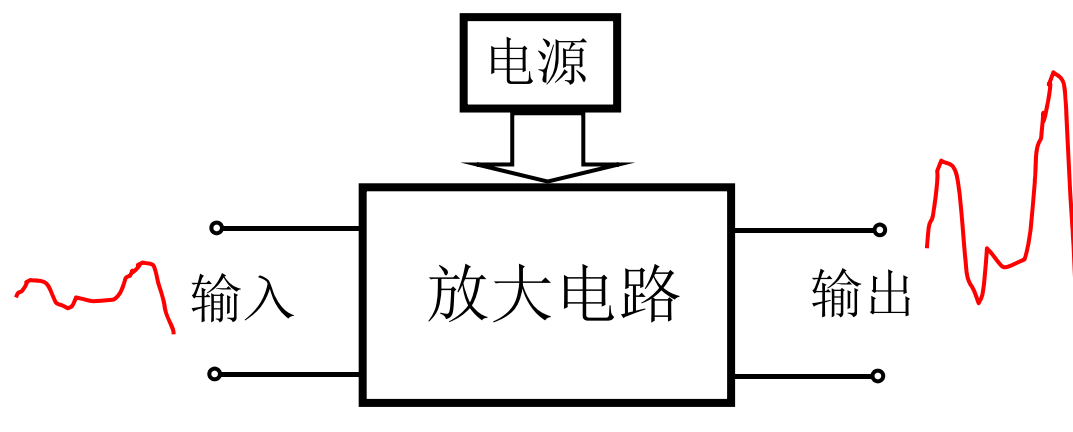
- § 3.1 放大器的组成与性能指标
- § 3.2 放大器的图解分析法
- § 3.3 放大器的微变等效电路分析法
- § 3.4 放大器的工作点稳定
- § 3.5 共集电极放大器
- § 3.6 放大器的频率特性和多级级联
- § 3.7 直流放大器
- § 3.8 功率放大器
- § 3.9 集成运算放大器

## § 3.1 放大器的组成与性能指标

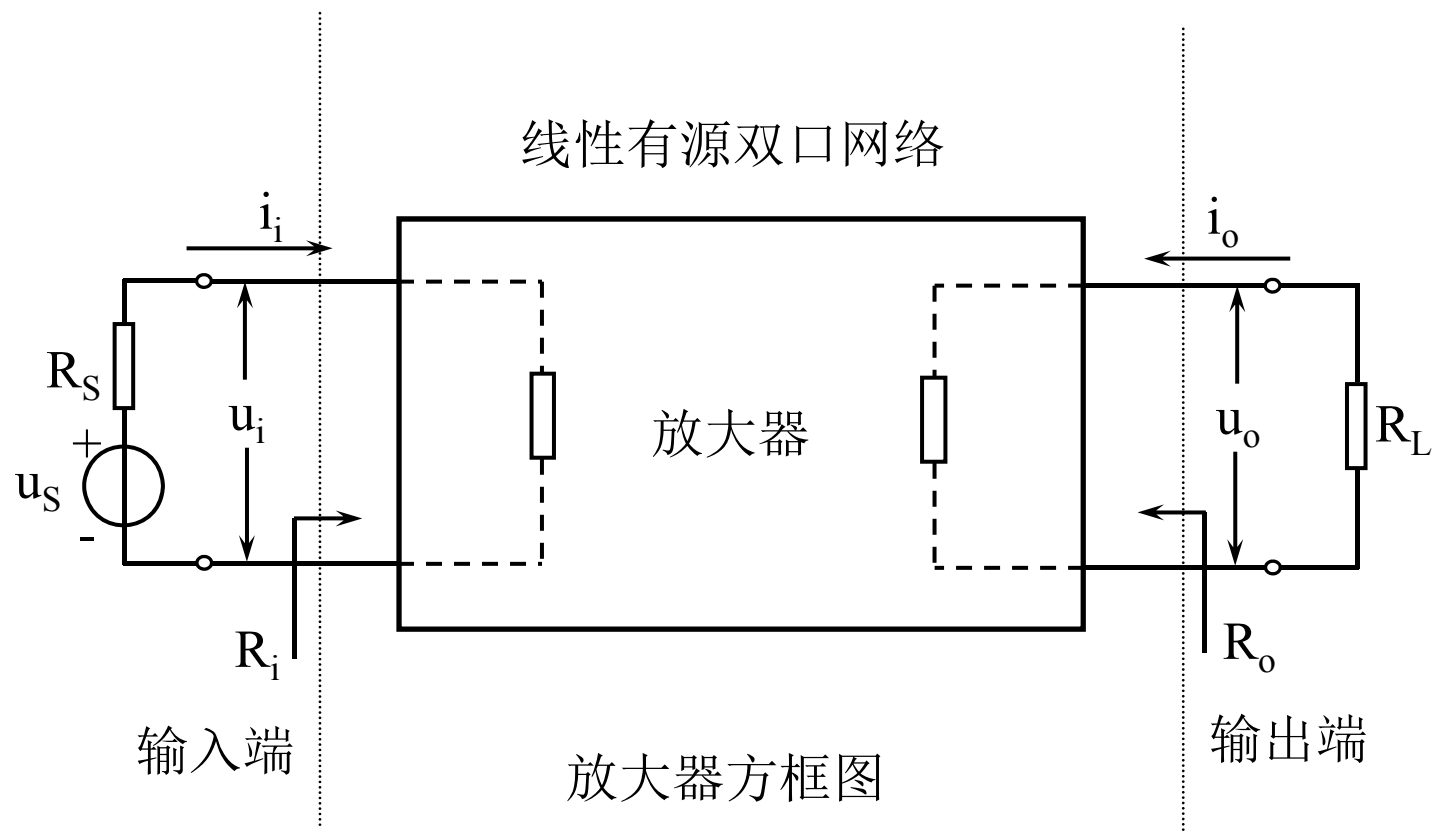
### 一、放大(amplification)的概念

放大是对差异的程度或变化量而言的。电子学中放大的目的是将微弱的变化信号放大成较大的信号。

放大电路的作用是把电源的能量转化为变化的输出量，而这些输出量的变化情况与输入量的变化成比例。放大的本质是能量的控制与转换。



## 二、放大器的性能指标 (characteristics)



测试方法：用正弦波信号作为测试信号。

## 1、电压放大倍数 $A_u$ (voltage gain)

是衡量放大电路放大能力的指标。

$$A_u = \frac{u_o}{u_i}$$

源电压放大倍数 $A_{us}$ :

$$A_{us} = \frac{u_o}{u_s} = \frac{R_i}{R_i + R_s} \cdot \frac{u_o}{u_i} = \frac{R_i}{R_i + R_s} A_u$$

注意：测量时应监视输出波形，若输出波形出现明显失真，则得到的比值就失去意义了。

## 2、输入电阻 $R_i$ (input resistance)

输入端看进去的等效电阻。反映放大器对信号源的影响程度。

$$R_i = u_i / i_i$$

## 3、输出电阻 $R_o$ (output resistance)

输出端看进去的等效电阻。反映放大器带负载能力的大小。

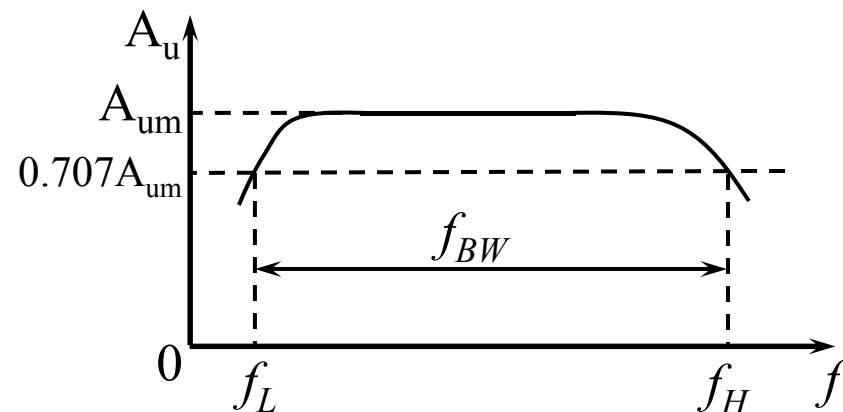
$$R_o = u_o / i_o$$

测输出电阻时，须将输入信号源置零  
( $u_s=0$ ，保留内阻)、负载开路。



#### 4、通频带 $f_{BW}$ (bandwidth)

一般情况下，放大器只适用于放大一个特定频率范围的信号，当信号频率太高或太低时，放大倍数都会有大幅度的下降。



当信号频率升高或降低使放大器的放大倍数下降到中频段放大倍数  $A_{um}$  的 0.707 倍时，所对应的频率分别记为放大器的上限截止频率  $f_H$  和下限截止频率  $f_L$ ，则  $f_{BW} = f_H - f_L$ 。通频带反映放大器对信号频率的适应能力。

(lower cut-off frequency) (upper cut-off frequency)

#### 5、最大输出幅值 $U_{om}$ (maximum output amplitude)

指当输入信号再增大，就会使输出波形的非线性失真系数超过额定数值（如 10%）时的输出幅值。

(maximum output power)

(efficiency)

## 6、最大输出功率 $P_{om}$ 和效率 $\eta$

最大输出功率指在输出信号基本不失真的情况下能输出的最大功率。效率则反映对电源能量的利用率。

$$\eta = P_{om} / P_V \text{ ————— 直流电源提供的功率}$$

## 7、非线性失真系数D (nonlinear distortion factor)

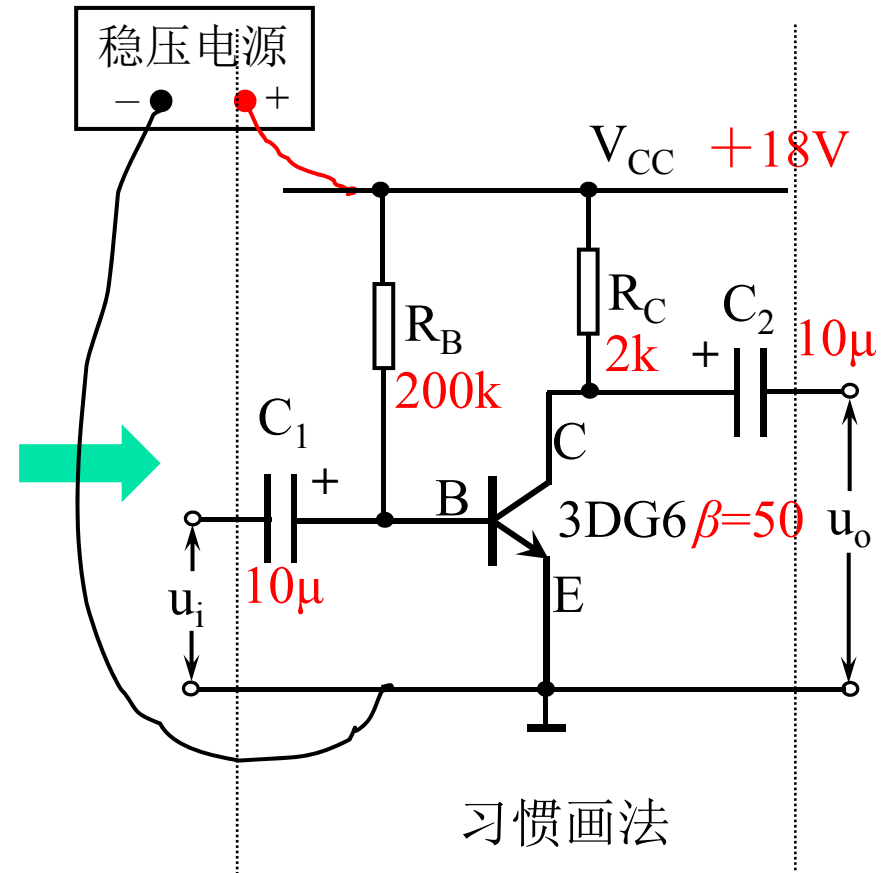
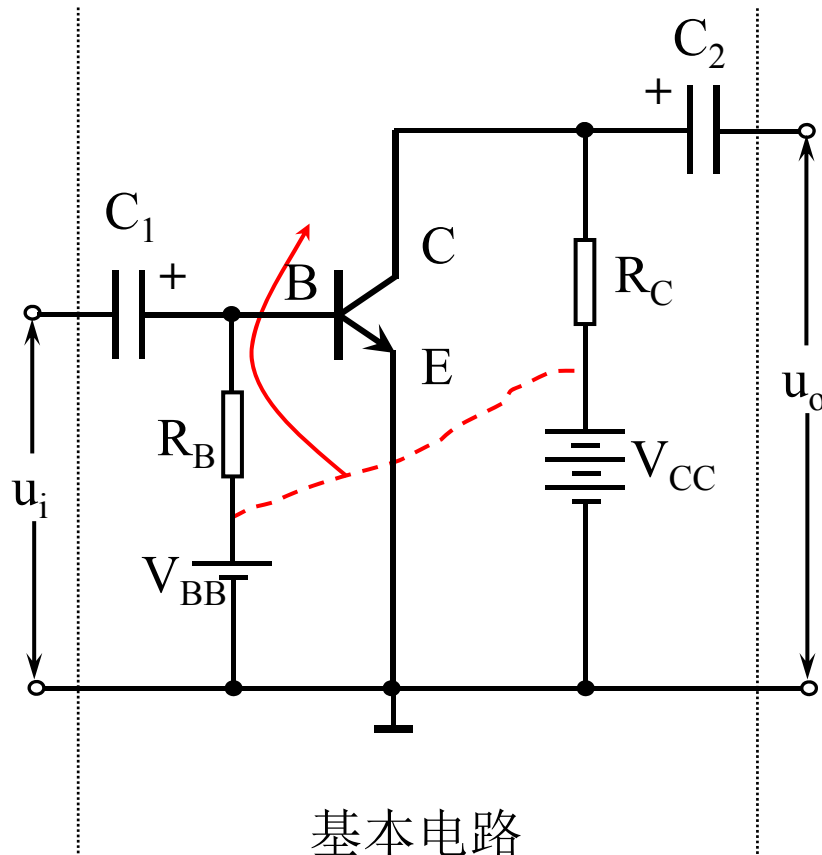
指在单一频率的正弦输入信号下，输出波形的谐波成分总量与基波成分之比。

$$D = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} A_n^2} / A_1$$

D与放大器的工作点以及输入信号的幅度有关。

(common emitter basic amplifier)

### 三、共射极基本放大电路的组成



(fixed-base bias current)

基极偏置电阻 $R_B$ : 使BE间构成直流通路, 提供固定的基极偏置电  
(base biasing resistance) 流 $I_B$  (由 $V_{CC}$ 、 $R_B$ 决定); 另一方面使B点电位  
可以变化。

集电极电阻 $R_C$ : 使CE间构成直流通路; 另一方面使C点电位可以  
(collector resistance) 变化。

耦合电容 $C_1$ 、 $C_2$ : 也称为隔直电容, 传送交流信号, 隔离直流信  
(coupling capacitance) 号。

要保证晶体管正常工作, 直流电源的极性必须与晶体管的类型  
相配合。即基极与发射极之间为正向偏置, 基极与集电极之间  
为反向偏置。

电阻的取值也应与直流电源相配合, 以使晶体管工作在放大区。

## § 3.2 放大器的图解分析法

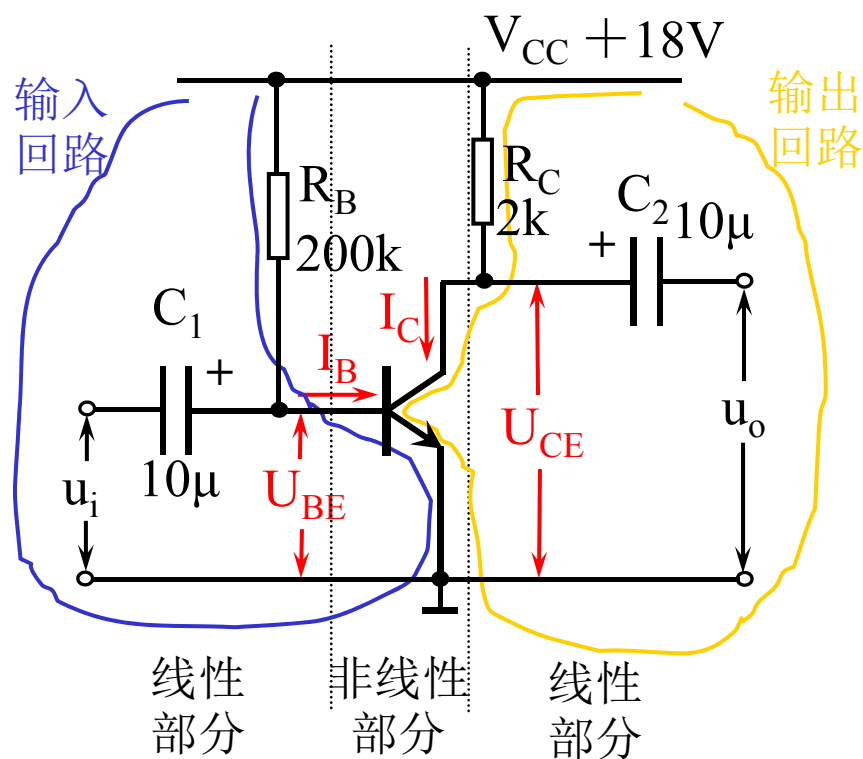
分析放大器电路时，要处理的信号通常是交直流的混合量，在计算时可以交直流量统一处理（图解法 graphical method），也可以分开进行（等效电路法 equivalent circuit）。

图解法是利用晶体管的特性曲线来表示其电压电流的关系，电路的电压和电流的关系也用曲线（或直线）来表示，然后再利用作图的方法来求解。（这里的电压、电流都是交直流混合量）

图解法的思路：先找出电路中电压和电流的一般关系，然后由这些关系定出相应的曲线，再分析无信号输入（静态）及有信号输入（动态）的情况。

# 一、静态分析

晶体管为3DG6,  $\beta=50$ 。

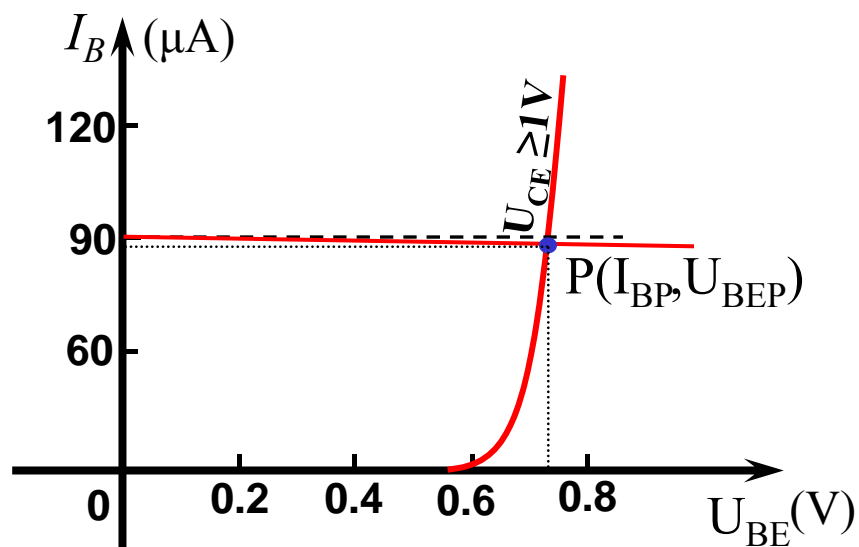


输入回路: (input circuit)

$$\begin{cases} V_{CC} = I_B R_B + U_{BE} & \text{线性部分} \\ I_B = f(U_{BE}, U_{CE}) & \text{非线性部分} \end{cases}$$

输出回路: (output circuit)

$$\begin{cases} V_{CC} = I_C R_C + U_{CE} & \text{线性部分} \\ I_C = f(I_B, U_{CE}) & \text{非线性部分} \end{cases}$$

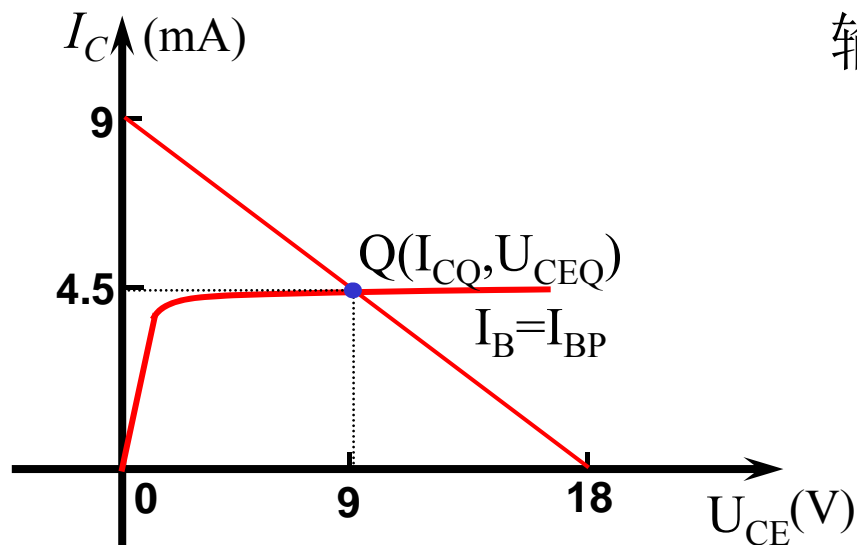


先假定晶体管工作在放大区，并设  $U_{CE} \geq 1V$ ，则选择输入曲线时，只需选取  $U_{CE} \geq 1V$  的输入曲线，使问题简单化。等解出输出回路后再来验证。

输入回路方程：

$$\begin{cases} V_{CC} = I_B R_B + U_{BE} \\ I_B = f(U_{BE}, U_{CE} \geq 1V) \end{cases}$$

由图解法，可以得到P点，对应的  $I_{BP}$ 、 $U_{BEP}$  即为输入回路的解。



输出回路方程：

$$\begin{cases} V_{CC} = I_C R_C + U_{CE} \\ I_C = f(I_{BP}, U_{CE}) \end{cases}$$

选取  $I_B = I_{BP}$  的输出特性曲线，用作图法可以求得Q点，对应的电压、电流值为  $I_{CQ}$ 、 $U_{CEQ}$ 。

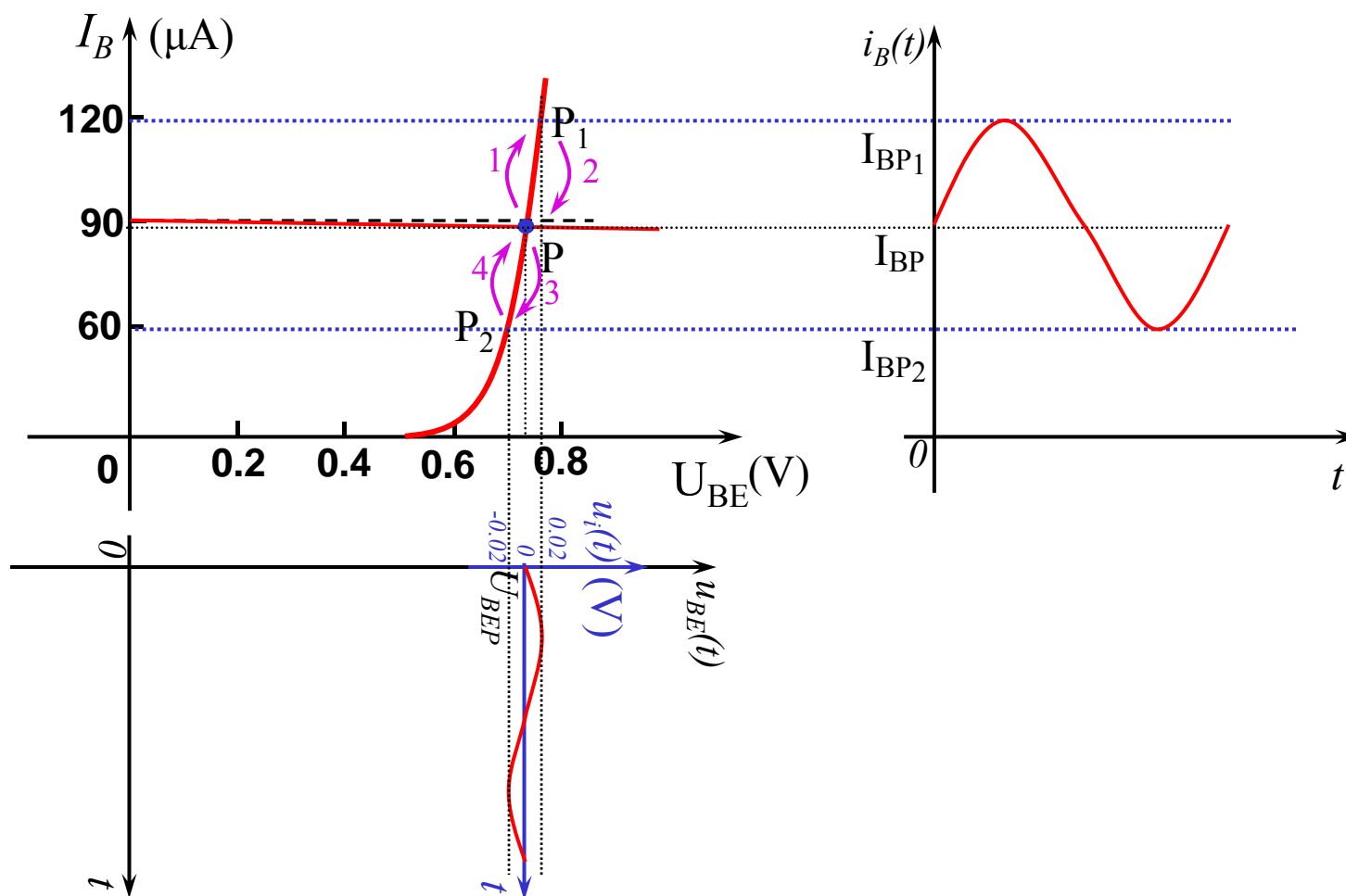
Q点所代表的  $I_{BP}$ 、 $U_{BEP}$ 、 $I_{CQ}$ 、 $U_{CEQ}$  同时满足输入、输出方程，反映了在给定电源电压下电路的工作状态，而此时没有输入信号，故称Q点为静态工作点，记作  $Q(I_{BP}, I_{CQ}, U_{CEQ})$ 。(quiescent point)

直流负载线——以静态工作点Q为基准，斜率为  $-1/R_C$  的直线，即 (DC load line)  $V_{CC} = I_C R_C + U_{CE}$  所描述的直线。也称为  $R_C$  线。

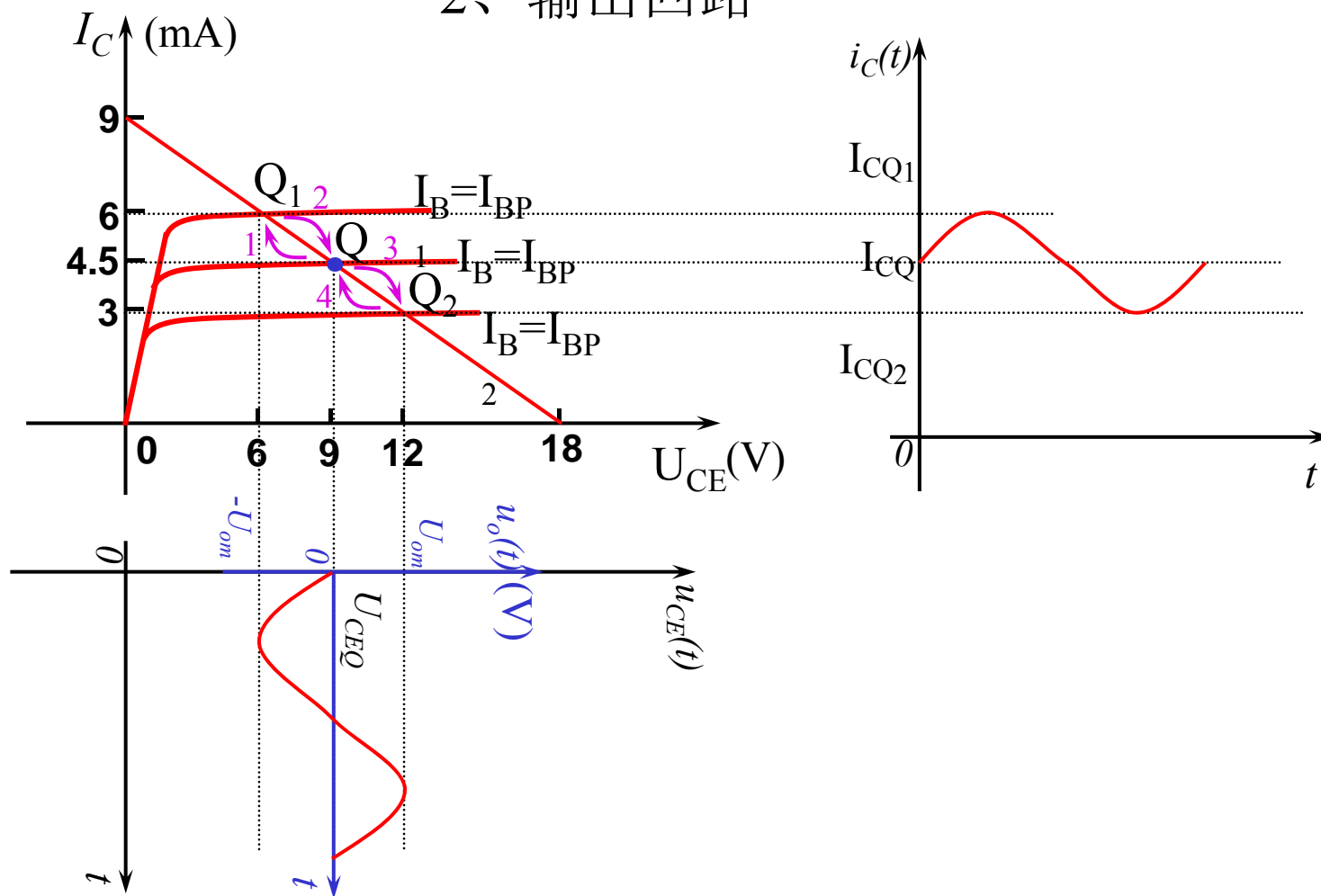


## 二、动态分析

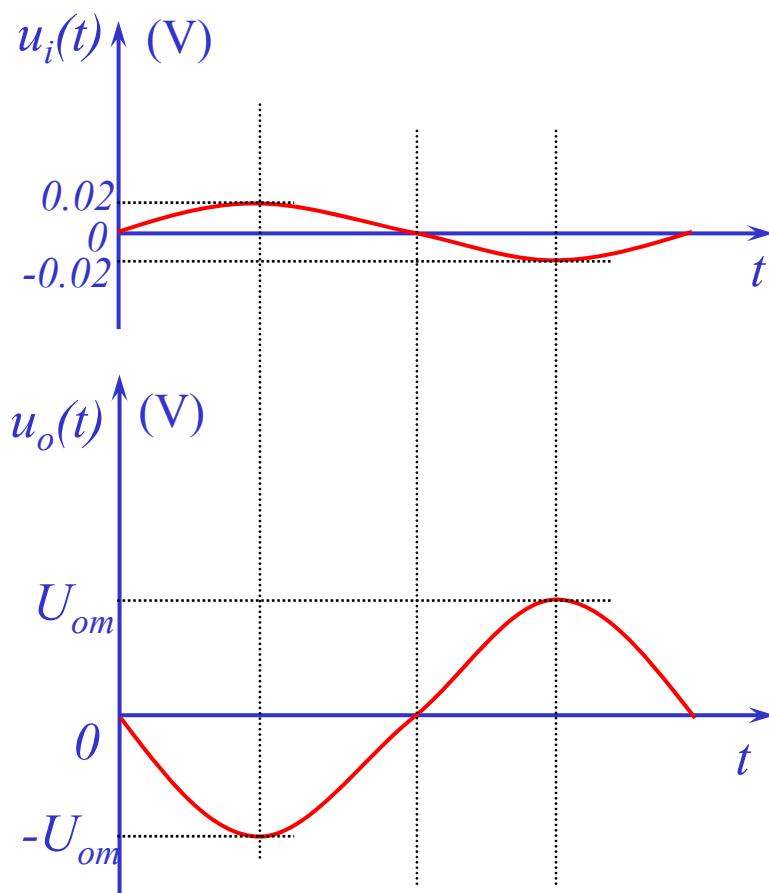
1、输入回路，设输入信号 $u_i=0.02\sin\omega t$  (V)



## 2、输出回路



### 3、电压放大倍数



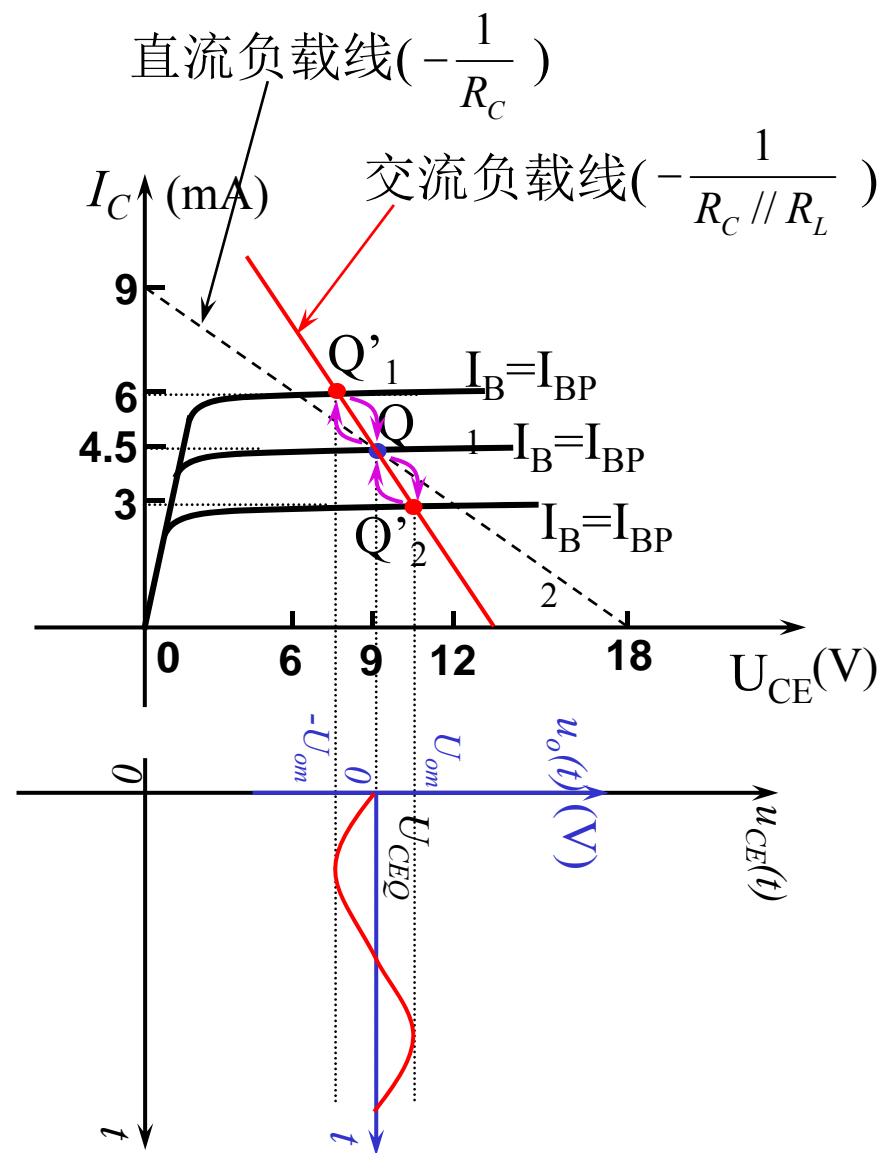
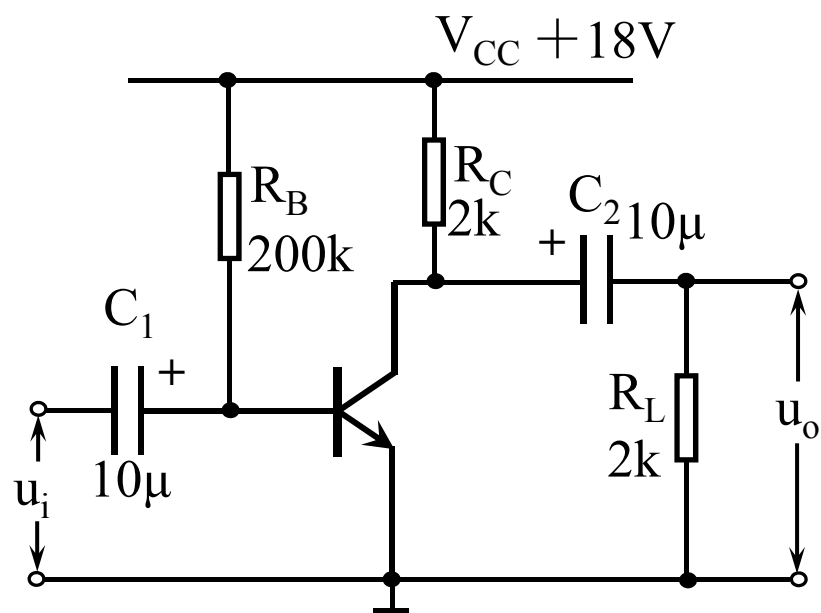
$$u_i = 0.02 \sin \omega t, \quad u_o = -U_{om} \sin \omega t$$

输出信号与输入信号相位相反，  
即反相。

则电压放大倍数 $A_u$ 为：

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{U_{om}}{0.02} \approx -150$$

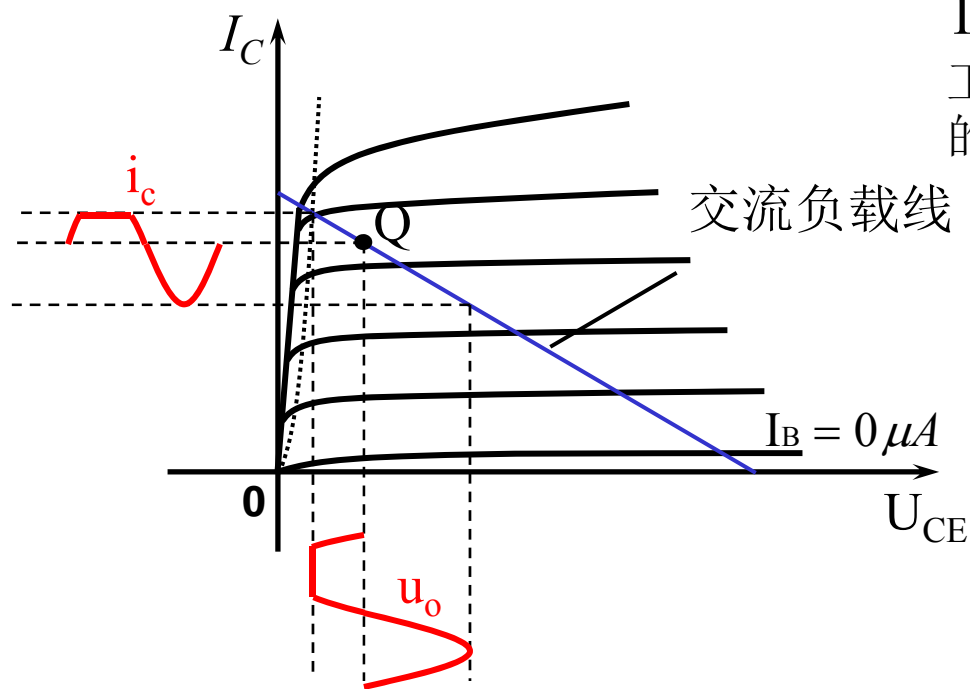
若电路接负载 $R_L$ ，动态时的输出回路将会改变，工作点将沿着交流负载线移动。输出电压降减小。



### 三、放大器的非线性失真

非线性失真：由于晶体管特性曲线的非线性而使输出信号相对输入信号发生畸变，称为非线性失真。

如果放大器静态工作点的位置不合适，将很容易产生非线性失真。



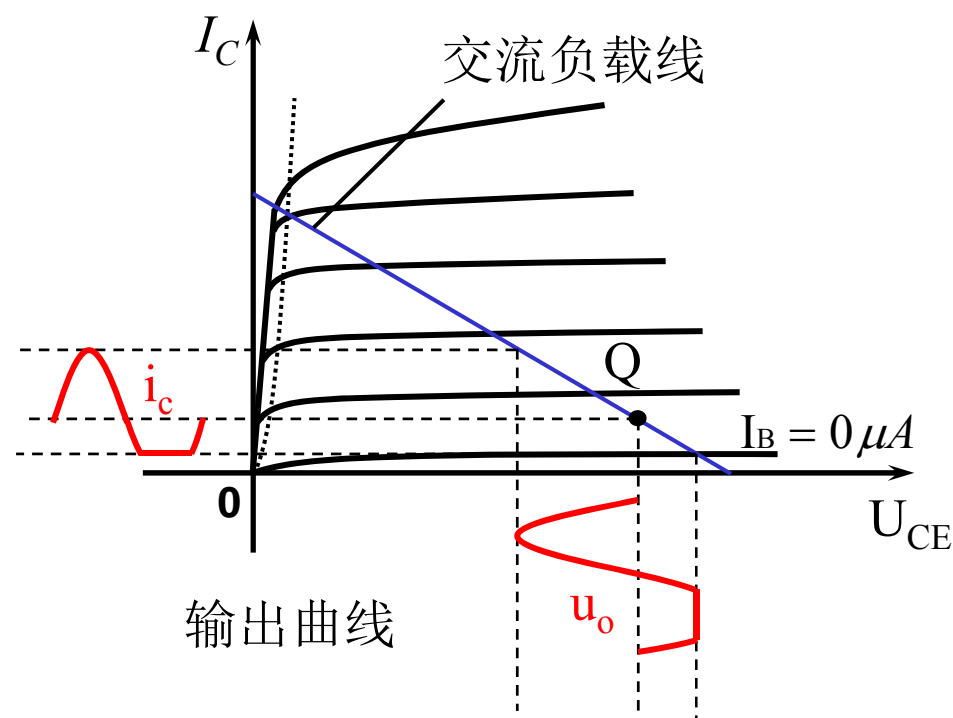
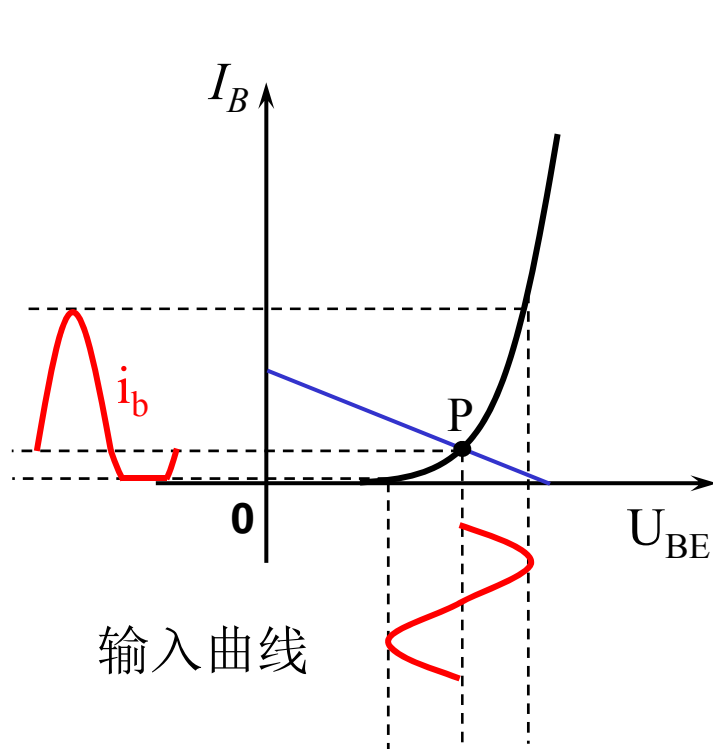
1、饱和失真——由于放大电路的工作点达到了三极管的饱和区而引起的非线性失真。

原因：工作点过高。在 $u_i$ 上半周会使 $i_c$ 进入饱和区，使输出波形的下半周出现削波。

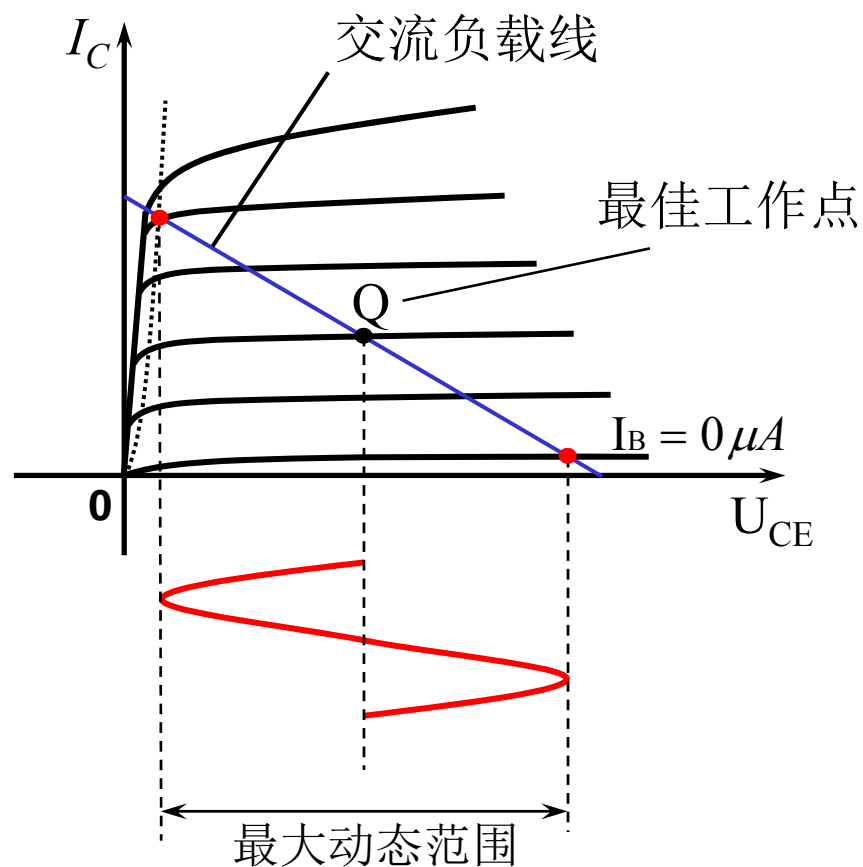
输入端没有饱和失真。

2、截止失真——由于放大电路的工作点达到了三极管的截止区而引起的非线性失真。

原因：工作点过低。在 $u_i$ 负半周会使 $i_b$ 、 $i_c$ 进入截止区，使输出波形的正半周出现削波。



### 3、放大器最大动态范围



负载线与临界饱和线及 $I_B=0$ 所对应的输出曲线的交点之间的区域为放大器的最大动态范围。

最佳工作点：若工作点处于放大器动态范围的中点，则称放大器处于最佳工作状态，此时放大器不失真输出幅值最大。

(small signal model)

## § 3.3 放大器的微变等效电路分析法

由于晶体管的非线性使电路的分析变得复杂，因此试图对它进行适当的近似处理，使晶体管在一定条件下表现为线性特性，以便于计算——建立等效模型。

对于分析的问题不同，要根据不同的要求，对晶体管的参数进行不同的取舍和近似，从而得到不同的等效模型。

等效电路法的思路：把电路中总的电量看成是直流量和交流流量线性叠加的结果，而分别处理，建立不同的模型。

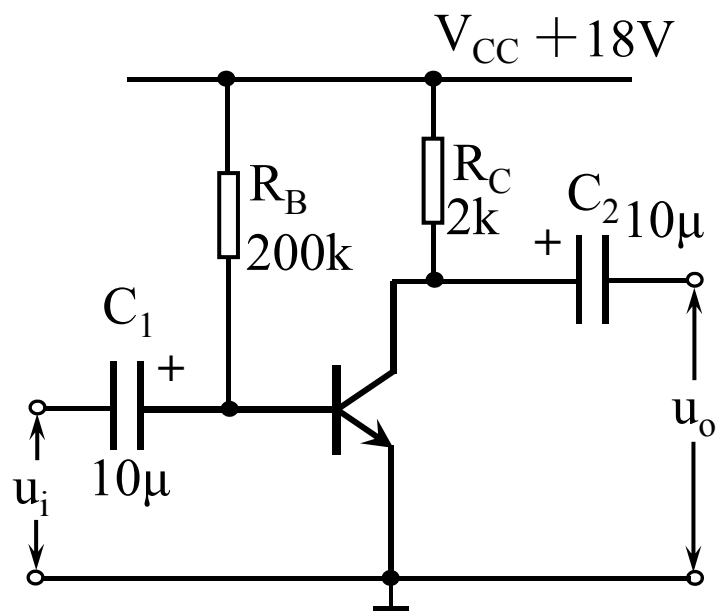
静态（直流量）——Q点，直流通路，即 $u_i=0$ 时形成的电流通路。

动态（交流量）——交流通路，所以量都是变化量，只考虑交流信号所形成的电流通路，此时凡是固定不变的量均为零，即恒定的电压短路，恒定的电流开路。

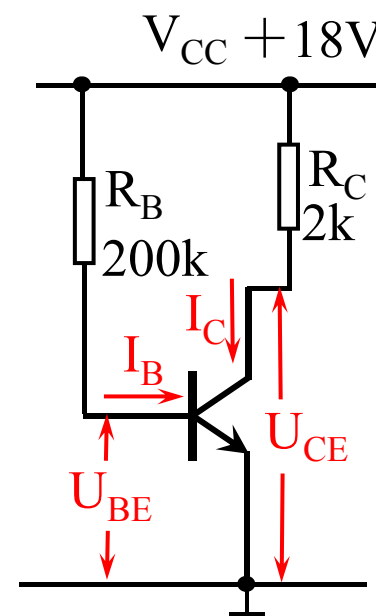
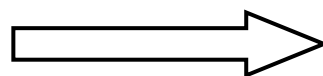


# 一、静态模型

晶体管为3DG6,  $\beta=50$ 。



(DC path)  
直流通路

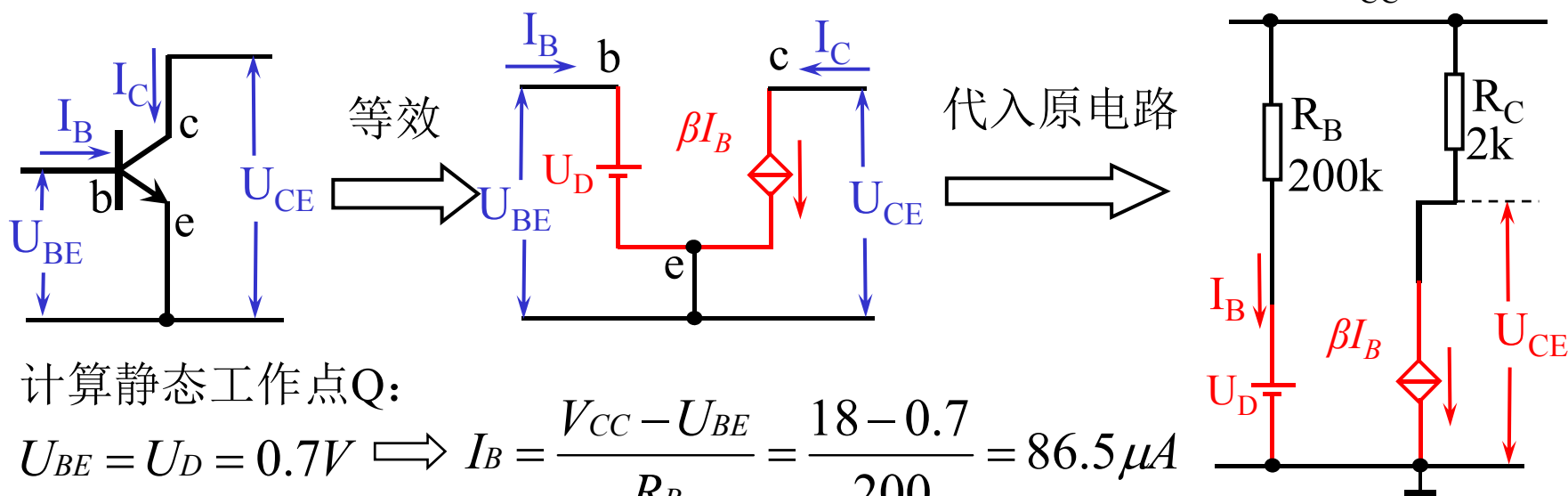


对于直流信号，电容相当于断路。

静态模型：（条件：晶体管工作在放大区）

对于输入回路：非线性部分为晶体管的发射结，使用恒压源模型；

对于输出回路：晶体管工作在放大区，满足 $I_C \approx \beta I_B$ ，用流控电流源等效非线性部分。



计算静态工作点Q:

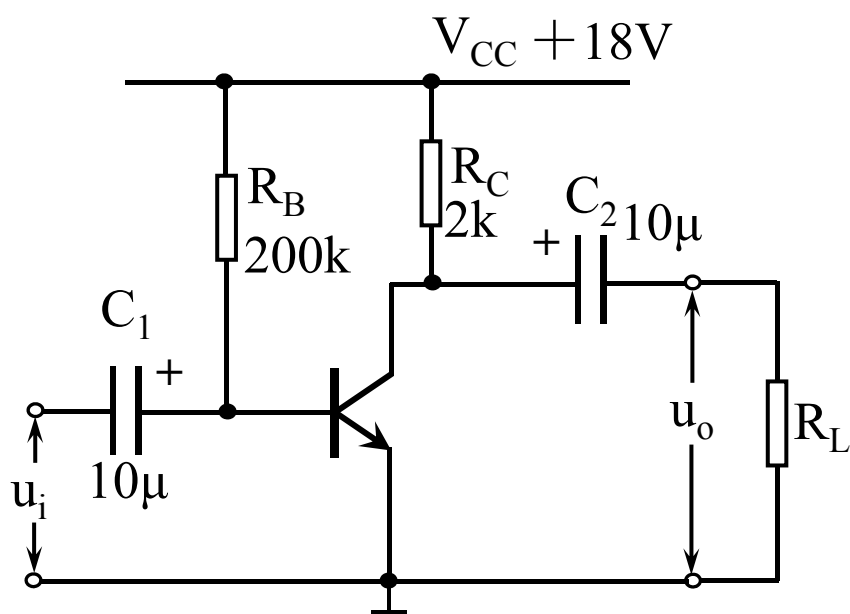
$$U_{BE} = U_D = 0.7V \Rightarrow I_B = \frac{V_{CC} - U_{BE}}{R_B} = \frac{18 - 0.7}{200} = 86.5 \mu A$$

$$I_C = \beta I_B = 86.5 \times 50 = 4.3 mA \Rightarrow U_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = 18 - 4.3 \times 2 = 9.4V$$

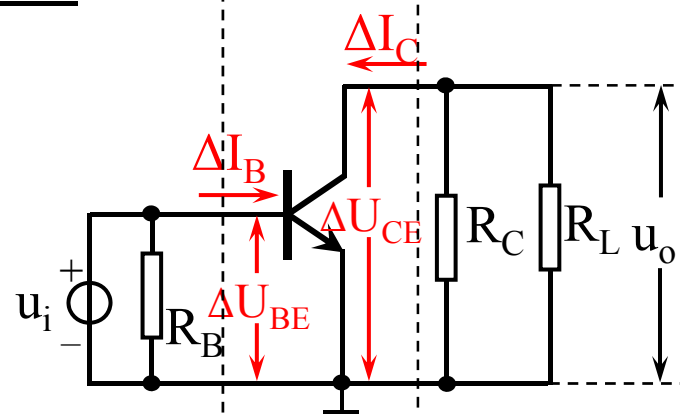
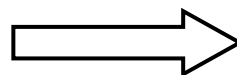
则静态工作点为Q(86.5 $\mu$ A, 4.3mA, 9.4V)

## 二、动态模型（H参数小信号模型）

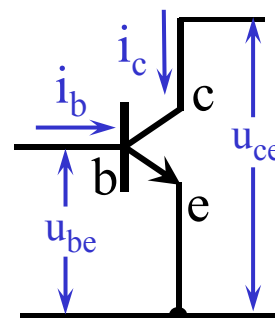
### 1、交流通路



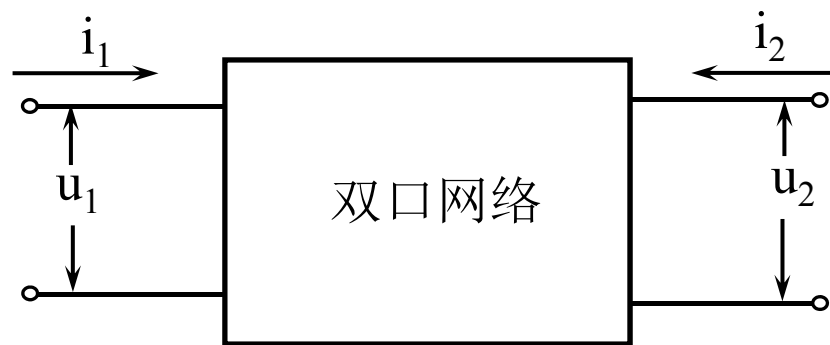
(AC path)  
交流通路



对于交流信号，电容相当于短路；不变量置零，即将恒压源 $V_{CC}$ 短路。



## 2、双口网络混合方程(hybrid equation)与H参数(h parameter)



以 $i_1$ 、 $u_2$ 为自变量， $i_2$ 、 $u_1$ 为因变量。

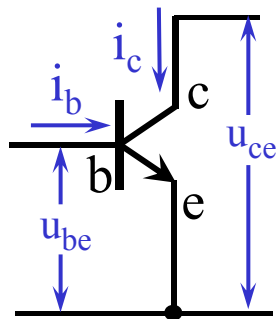
$$\begin{cases} u_1 = h_{11}i_1 + h_{12}u_2 \\ i_2 = h_{21}i_1 + h_{22}u_2 \end{cases}$$

各参数的意义：

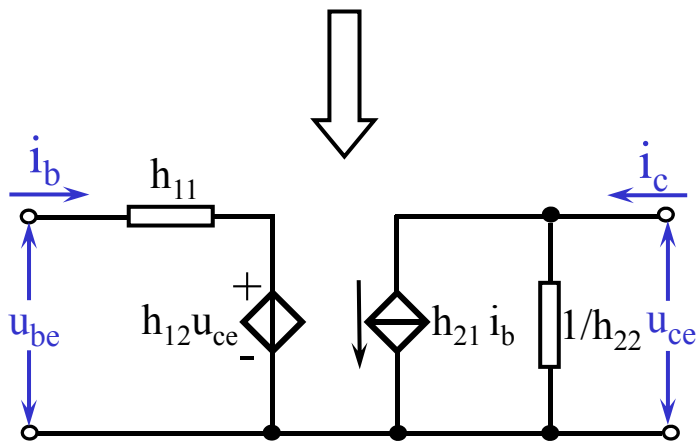
- $h_{11}$ ——输出端短路时的输入阻抗；
- $h_{12}$ ——输入端开路时的反向电压传输系数；
- $h_{21}$ ——输出端短路时的正向电流传输系数；
- $h_{22}$ ——输入端开路时的输出导纳。

### 3、晶体管H参数小信号模型(hybrid model)

(1)、网络方程（共射极接法）



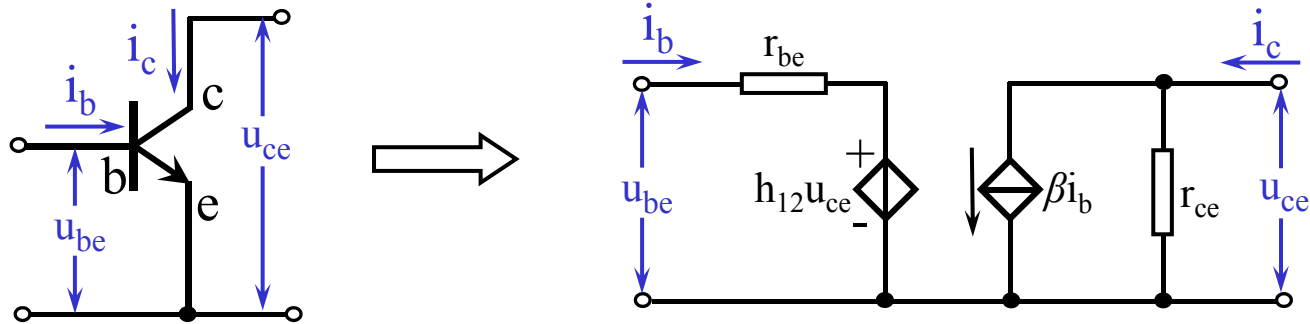
$$\begin{cases} u_{be} = h_{11}i_b + h_{12}u_{ce} \\ i_c = h_{21}i_b + h_{22}u_{ce} \end{cases}$$



各参数的物理意义：

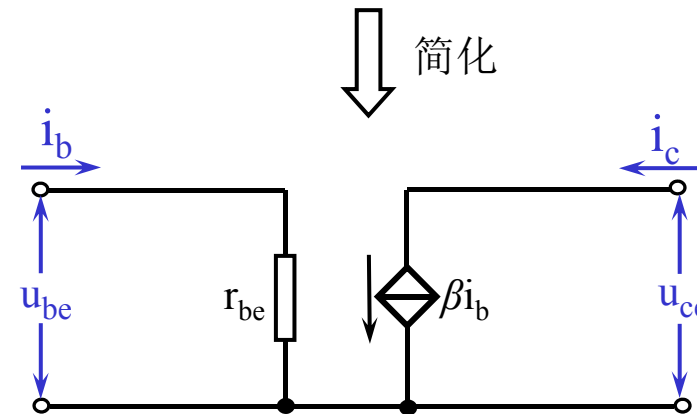
$10^3$	$\left\{ \begin{array}{l} h_{11} = \frac{u_{be}}{i_b} \Big _{u_{ce}=0} \\ h_{12} = \frac{u_{be}}{u_{ce}} \Big _{i_b=0} \\ h_{21} = \frac{i_c}{i_b} \Big _{u_{ce}=0} \\ h_{22} = \frac{i_c}{u_{ce}} \Big _{i_b=0} \end{array} \right.$	——输出端交流短路时，晶体管的输入电阻，即三极管发射结的动态电阻，常记作 $r_{be}$ 或 $h_{ie}$ ；
$10^{-4}$		——输入端交流开路时，晶体的反向电压传输系数，即晶体管内部电压反馈系数；
$10^2$		——输出端交流短路时，晶体的正向电流传输系数，即晶体的电流放大系数 $\beta$ （也可记作 $h_{fe}$ ）；
$10^{-5}$		——输入端交流开路时，晶体的输出导纳，其倒数为晶体管输出电阻 $r_{ce}$ 。

## (2)、方程的等效电路



由于 $h_{12}$ 的数量级较小、 $r_{ce}$ 的数量级较大，常可忽略，故等效电路可以简化为：

电路中， $\beta$ 一般作为已知条件给出，而 $r_{be}$ 可以由近似计算得到。



### (3)、晶体管输入电阻的计算

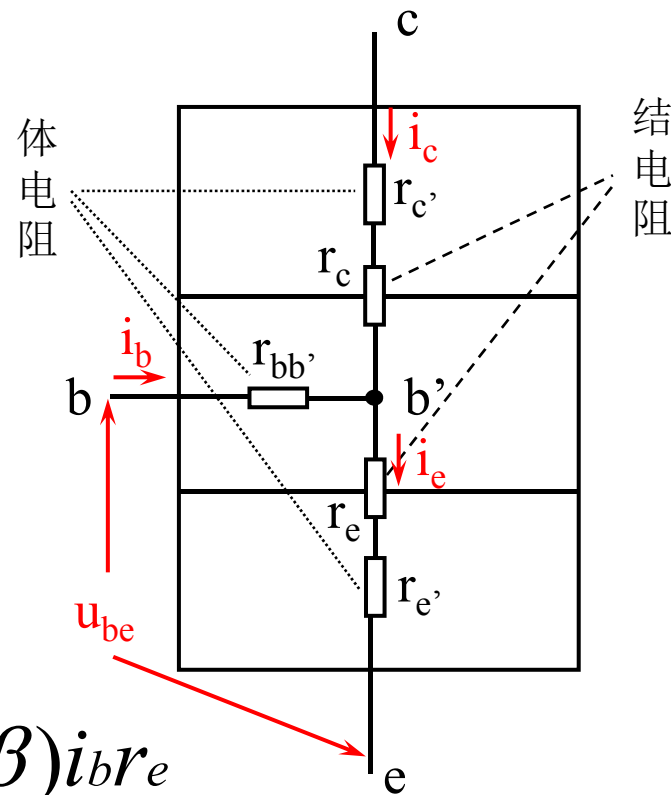
如图，将晶体管内部等效为三个体电阻和两个结电阻的形式，通常发射区与集电区的体电阻比相应的结电阻小很多，即满足 $r_{c'} \ll r_c$ 、 $r_{e'} \ll r_e$ ，故 $r_{c'}$ 、 $r_{e'}$ 可以忽略不计；基区由于掺杂浓度低，且厚度很薄，故 $r_{bb'}$ 不能忽略不计。

则：

$$u_{be} = i_b r_{bb'} + i_e r_e = i_b r_{bb'} + (1 + \beta) i_b r_e$$

故：

$$r_{be} = \frac{u_{be}}{i_b} = r_{bb'} + (1 + \beta) r_e$$





发射结伏安特性：

$$I_e = I_o(e^{U'_{be}/U_T} - 1) \approx I_o e^{U'_{be}/U_T}$$

式中 $U_T = kT/q$ ——温度的电压当量， $U'_{be}$ 是降在 $r_e$ 两端的电压。

$$\frac{1}{r_e} = \frac{dI_e}{dU'_{be}} = \frac{I_e}{U_T} \quad \Longrightarrow \quad r_e = U_T / I_e$$

常温下 $U_T$ 为26mV，且在小信号输入时， $I_e$ 的变化不大，可以用静态时的 $I_E$ 代替。

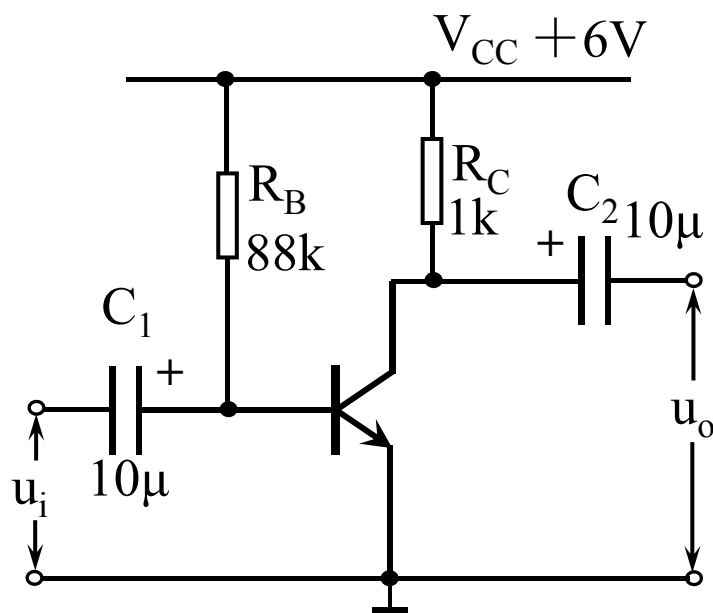
则：

$$r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26mV}{I_E} = r_{bb'} + \beta \frac{26mV}{I_C}$$

对于小功率管，低频工作时 $r_{bb'}$ 约200 $\Omega$ ， $I_C$ 由静态工作点得到。

### 三、放大器分析举例

电路如图，已知晶体管为3DG6， $\beta=50$ 。



#### 1、求静态工作点Q

$$I_B = \frac{V_{CC} - U_{BE}}{R_B} = \frac{6 - 0.7}{88} = 60 \mu A$$

$$I_C = \beta I_B = 60 \times 50 = 3 mA$$

$$U_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = 6 - 3 \times 1 = 3 V$$

则静态工作点为Q(60μA, 3mA, 3V)

#### 2、动态分析

$$r_{be} = r_{bb'} + \beta \frac{26 mV}{I_C} = 200 + 50 \frac{26}{3} = 633 \Omega$$

$$u_o = -\beta i_b R_P$$

$$R_P = R_c // R_L // r_{ce}$$

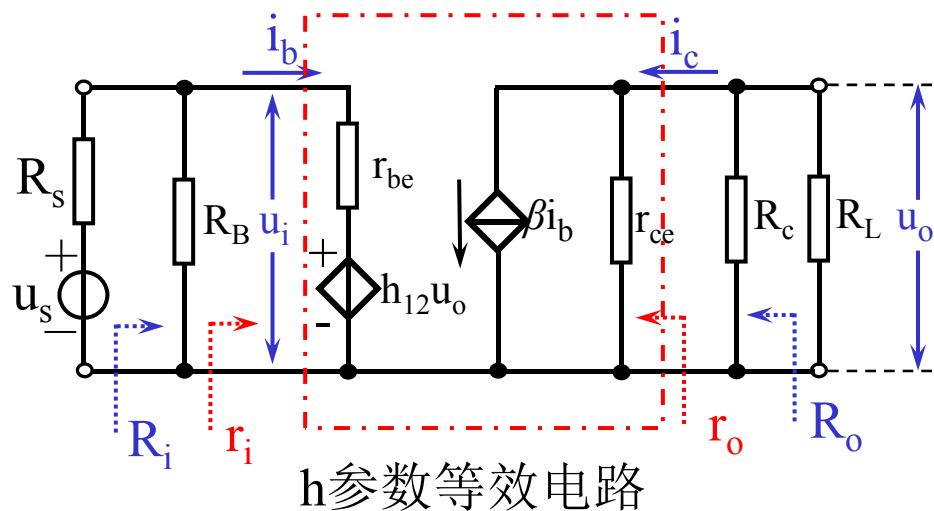
$$u_i = r_{be} i_b + h_{12} u_o =$$

$$r_{be} i_b - h_{12} \beta i_b R_P$$

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{-\beta i_b R_P}{r_{be} i_b - h_{12} \beta i_b R_P} = -\frac{\beta R_P}{r_{be} - h_{12} \beta R_P} \approx -\frac{\beta R_c // R_L}{r_{be}}$$

$$\text{晶体管输入电阻 } r_i = \frac{u_i}{i_b} = r_{be} - h_{12} \beta R_P$$

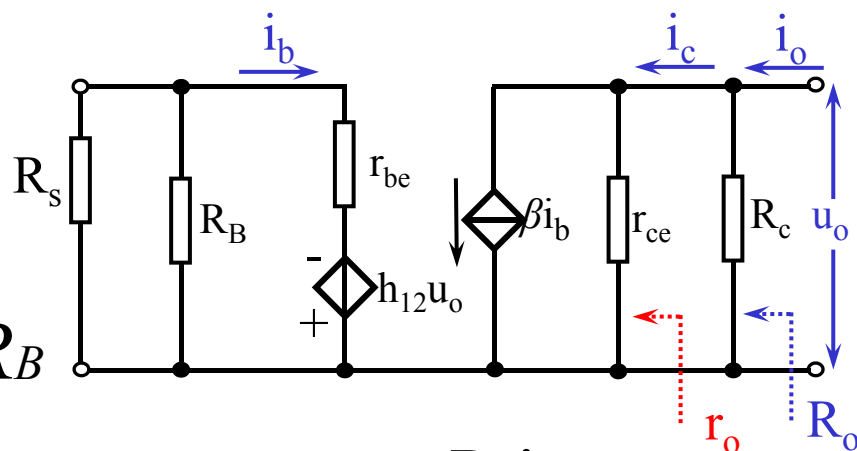
$$\text{放大器输入电阻 } R_i = R_B // r_i = R_B // (r_{be} - h_{12} \beta R_P) \approx R_B // r_{be}$$



输出电阻：断开负载，在输出端加电压 $u_o$ ，测量流入的电流。

$$i_b = \frac{h_{12}u_o}{r_{be} + R_{S'}}$$

$$R_{S'} = R_S // R_B$$



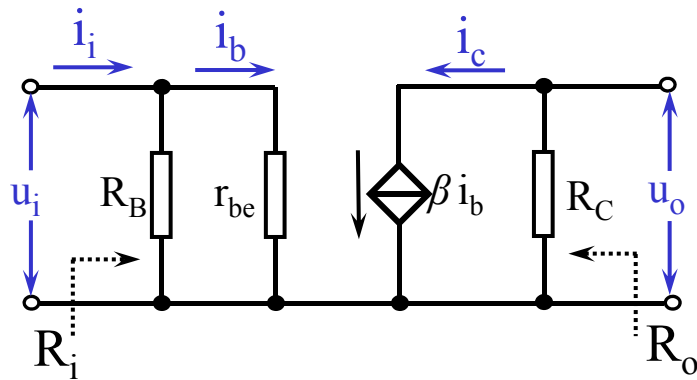
则受控电流源 $\beta i_b$ 的视在等效电阻为：

$$\frac{u_o}{\beta i_b} = \frac{r_{be} + R_{S'}}{\beta h_{12}}$$

晶体管输出电阻  $r_o = r_{ce} // \frac{r_{be} + R_{S'}}{\beta h_{12}}$

放大器输出电阻  $R_o = R_c // r_o = R_c // r_{ce} // \frac{r_{be} + R_{S'}}{\beta h_{12}} \approx R_c$

简化h参数等效电路：



$$u_i = i_b r_{be}$$

$$u_o = -i_c R_C$$

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{i_c R_C}{i_b r_{be}} = -\beta \frac{R_C}{r_{be}} = -50 \frac{1000}{633} = -79$$

$$R_i = R_B // r_{be} \approx r_{be} = 0.6 k\Omega$$

$$R_o = R_C = 1 k\Omega$$

### 3、放大器参数与放大倍数的关系

$I_E(\text{mA})$	0.225	1	2	3	5
$r_{be}(\Omega)$	6000	1500	850	633	460
$-A_u$	8.3	33	59	79	109

可见，改变 $R_B$ （调 $I_E$ ）可以调节 $A_u$ ，且 $I_E$ 小时作用明显， $I_E$ 较大时作用不明显。一般不调 $R_C$ ，因为会影响动态效应。 $R_C$ 确定后， $A_u$ 存在极限值。

$$|A_u| = \beta \frac{R_C}{r_{be}} = \beta \frac{R_C}{200 + \beta \frac{26}{I_C}} \Rightarrow \beta = \frac{200|A_u|}{R_C - \frac{26}{I_C}|A_u|}$$

$$\beta > 0 \Rightarrow |A_u| < I_C R_C / 26 \approx 40 I_C R_C$$

## § 3.4 放大器的工作点稳定

### 一、温度对静态工作点的影响

温度对放大器静态工作点的影响体现在三个方面： $I_{CBO}$ 、 $\beta$ 、 $U_{on}$ 。

#### 1、反向饱和电流 $I_{CBO}$

$I_{CBO}$ 是集电区与基区的少数载流子形成的，少子的浓度随温度升高成指数增大，故 $I_{CBO}$ 与 $T$ 之间也存在类似关系：

$$I_{CBO} = I_{CBO}(T_0 = 25^\circ\text{C}) e^{k(T-T_0)} \quad k = \begin{cases} 0.08/^\circ\text{C} & \text{锗} \\ 0.12/^\circ\text{C} & \text{硅} \end{cases}$$

#### 2、电流放大系数 $\beta$

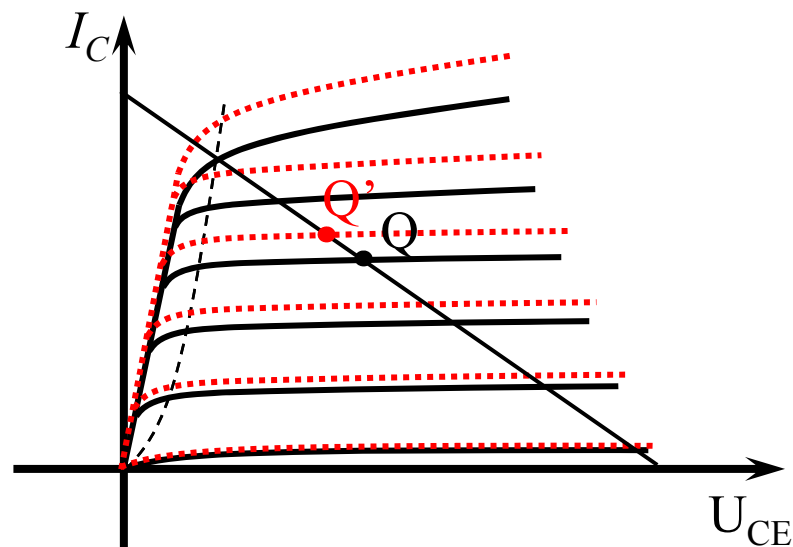
随着温度升高，载流子扩散速度增大，使基区内的复合几率减小，导致 $\beta$ 增大。一般情况下，温度每升高 $1^\circ\text{C}$ ， $\beta$ 增大 $0.5\% \sim 1\%$ 。

### 3、发射结开启电压 $U_{on}$

随着温度升高，管内载流子运动加剧，导致 $U_{on}$ 减小。

$$U_{BE} = U_{BE}(T_0 = 25^\circ\text{C}) - (T - T_0) \times 2\text{mV}$$

由于 $I_C = \beta I_B + (1 + \beta) I_{CBO}$ ，随着温度的升高， $I_{CBO}$ 增大、 $\beta$ 增大、 $U_{on}$ 减小（ $I_B$ 增大），都将使 $I_C$ 增大，即静态工作点Q向饱和区移动，从而容易出现饱和失真而使系统不稳定。





## 二、稳定静态工作点的方法

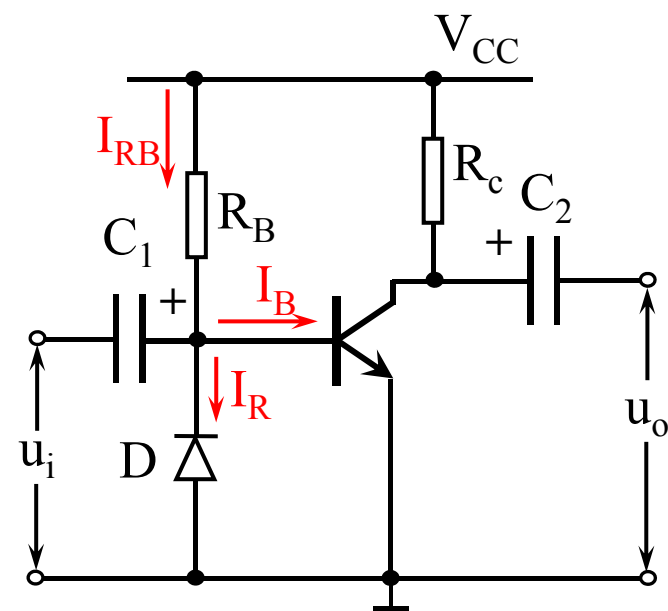
设计思想：

- 针对 $I_{CBO}$ ，设法使基极电流 $I_B$ 随温度升高而自动减小；
- 针对 $U_{on}$ ，设法使发射结的外加电压随温度升高而自动减小。

### 1、温度补偿法

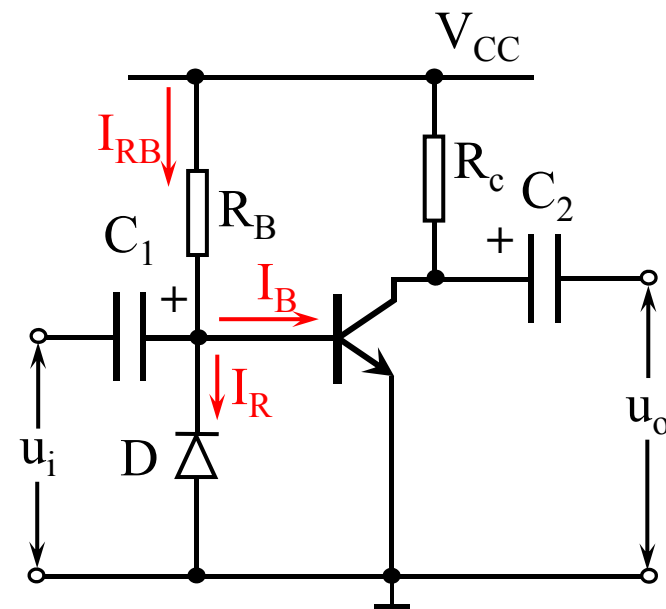
思路：在电路中添加温度敏感元件（如二极管、三极管、温敏电阻），对温度产生的影响进行补偿。

若能找到与晶体管的温度特性相匹配的温敏元件，将可使放大器的静态工作点保持稳定。



$$\begin{cases} I_{R_B} = \frac{V_{cc} - U_{BE}}{R_B} \approx \frac{V_{cc}}{R_B} \\ I_{R_B} = I_R + I_B \end{cases}$$

当温度升高时， $I_C$ 增大的同时，二极管D的反向饱和电流也增大，将使 $I_B$ 减小，从而让 $I_C$ 减小，起到稳定静态工作点的作用。



温度补偿法电路简单，但要挑选到参数匹配的温敏元件却很困难。

## 2、直流负反馈法

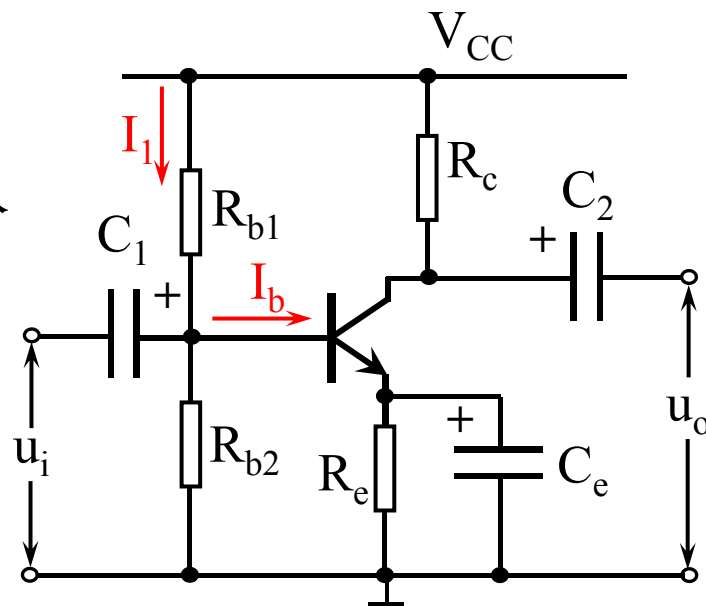
思路：将输出回路 $I_C$ 的变化反馈至输入回路，对 $I_B$ 进行调整。

### (1)、电路结构

#### ①、分压式供电：

利用 $R_{b1}$ 和 $R_{b2}$ 组成分压器，稳定基极电位。

若满足 $I_1 \gg I_b$ ，可以认为  $U_b = \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} V_{cc}$ 。



分压式射极偏置电路  
(biasing circuit)

②、 $R_e$ 的作用：稳定 $I_c$ 。

$$T \uparrow \Longrightarrow I_c \uparrow \Longrightarrow I_e \uparrow \Longrightarrow I_e R_e \uparrow \Longrightarrow U_{be} \downarrow \Longrightarrow I_b \downarrow \Longrightarrow I_c \downarrow$$

稳定 $I_c$ 的过程相当于信号的回送过程（即反馈 feedback），该电路是典型的电流串联负反馈， $R_e$ 是反馈电阻。

③、 $C_e$ (射极旁路电容 emitter bypass capacitance)的作用：

旁路（短路）交流信号，消除 $R_e$ 对信号交流成分的影响，保证放大器的放大效果。

条件：应满足 $R_e \gg 1/\omega C_e$ 。

## (2)、电路分析

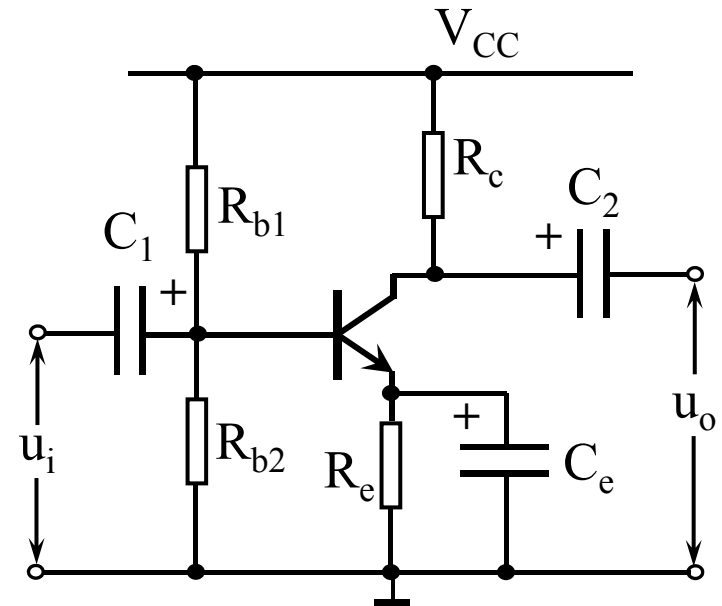
### ①、静态分析

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

$$I_c \approx I_e = \frac{U_b - U_{BE}}{R_e} = \frac{U_b - 0.7}{R_e}$$

$$U_{ce} \approx V_{cc} - I_c(R_c + R_e)$$

$$I_b = \frac{I_e}{1 + \beta}$$

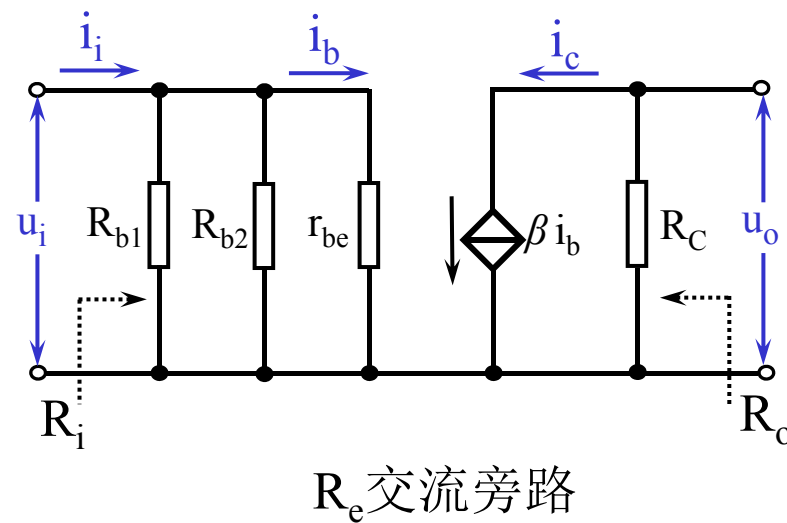


## ②、动态分析

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{i_c R_C}{i_b r_{be}} = -\beta \frac{R_C}{r_{be}}$$

$$R_i = R_{b1} // R_{b2} // r_{be}$$

$$R_o = R_C$$



工作点稳定的阻容耦合放大器克服晶体管的离散性，是定型的放大器电路。

### 三、应用举例

1、电路如图，晶体管为3DG6， $\beta=50$ 。求 $A_{us}$ 、 $R_i$ 、 $R_o$ 。

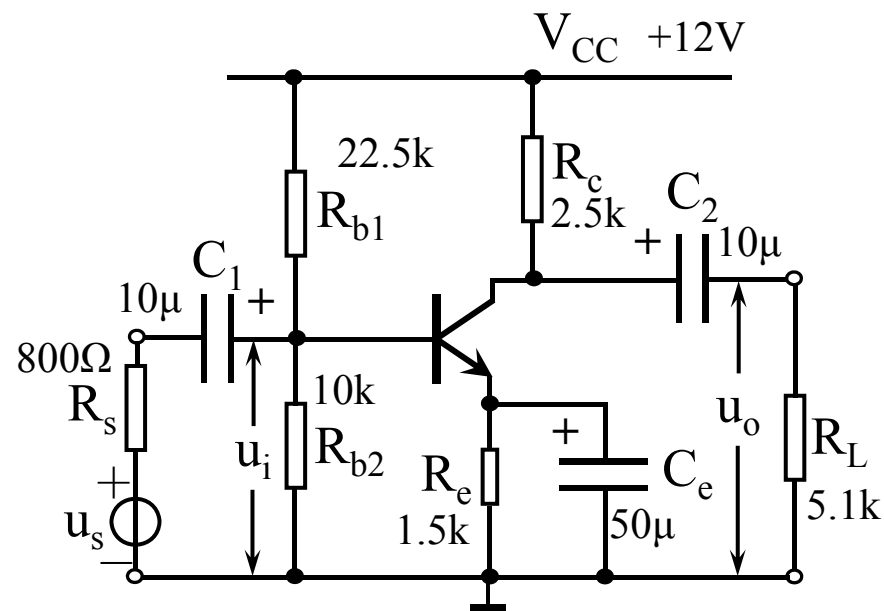
静态：

$$U_b = \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} V_{cc} = 3.7V$$

$$I_c \approx I_e = \frac{U_b - U_{BE}}{R_e} = \frac{U_b - 0.7}{R_e} = 2mA$$

$$U_{ce} \approx V_{cc} - I_c(R_c + R_e) = 4V$$

$$I_b = \frac{I_c}{\beta} = 40\mu A$$



得静态工作点Q（40μA，2mA，4V）。

动态:

$$r_{be} = 200\Omega + (1 + \beta) \frac{26}{I_e} = 860\Omega$$

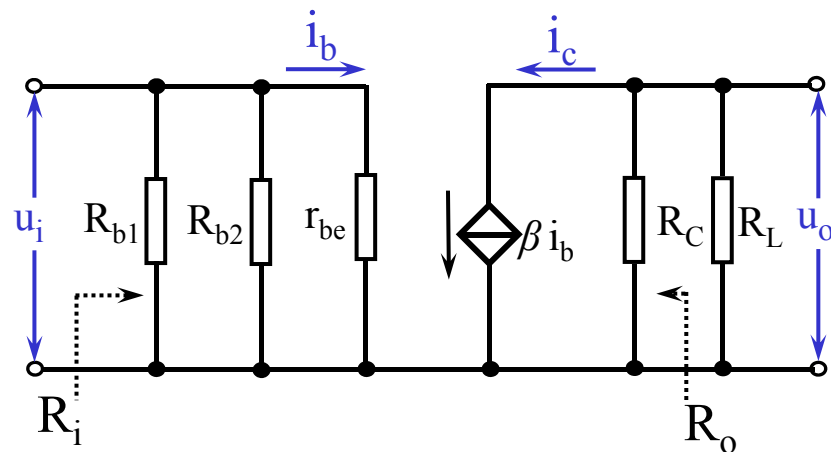
$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = - \frac{i_c R_C // R_L}{i_b r_{be}}$$

$$= - \frac{\beta R_C // R_L}{r_{be}} = -98$$

$$R_i = R_{b1} // R_{b2} // r_{be} = 0.8k$$

$$R_o = R_C = 2.5k$$

源电压放大倍数:  $A_{us} = \frac{u_o}{u_s} = \frac{R_i}{R_s + R_i} A_u = -49$





2、电路如图，晶体管为3DG6， $\beta=50$ 。求 $A_{us}$ 、 $R_i$ 、 $R_o$ 。

静态：

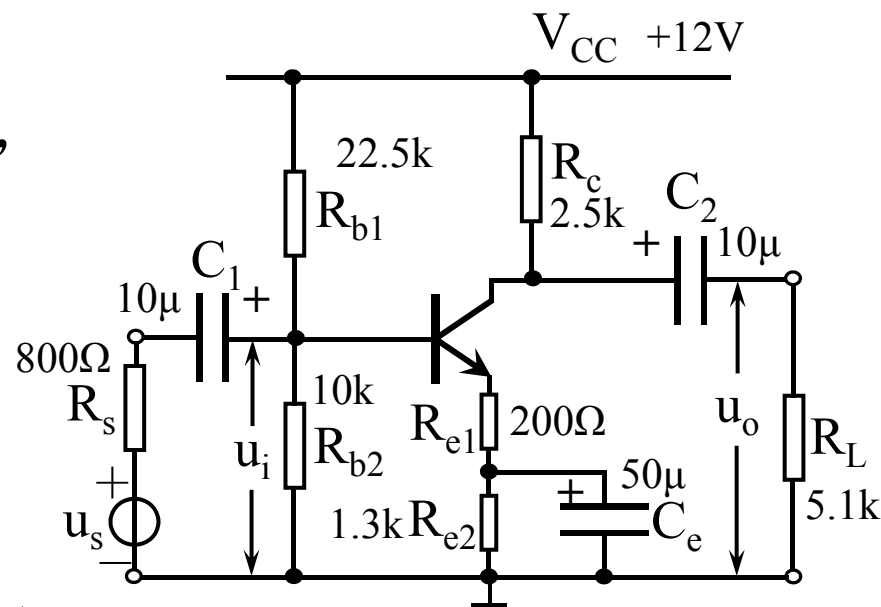
$$U_b = \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} V_{cc} = 3.7V$$

$$I_c \approx I_e = \frac{U_b - U_{BE}}{R_e} = \frac{U_b - 0.7}{R_e} = 2mA$$

$$U_{ce} \approx V_{cc} - I_c(R_c + R_e) = 4V$$

$$I_b = \frac{I_c}{\beta} = 40\mu A$$

得静态工作点Q（40 $\mu$ A，2mA，4V）。



动态:

$$r_{be} = 200\Omega + (1 + \beta) \frac{26}{I_e} = 860\Omega$$

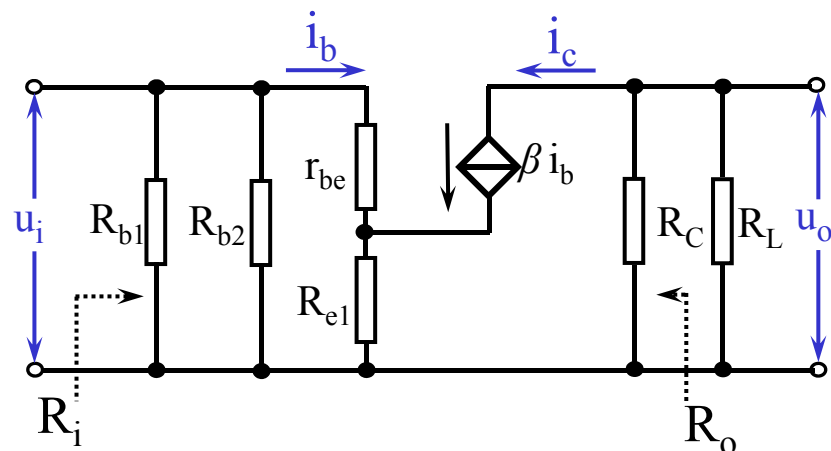
$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = - \frac{i_c R_C // R_L}{i_b r_{be} + i_e R_{e1}}$$

$$= - \frac{\beta R_C // R_L}{r_{be} + (1 + \beta) R_{e1}} = -7.6$$

$$R_i = R_{b1} // R_{b2} // [r_{be} + (1 + \beta) R_{e1}] = 4.3k$$

$$R_o = R_C = 2.5k$$

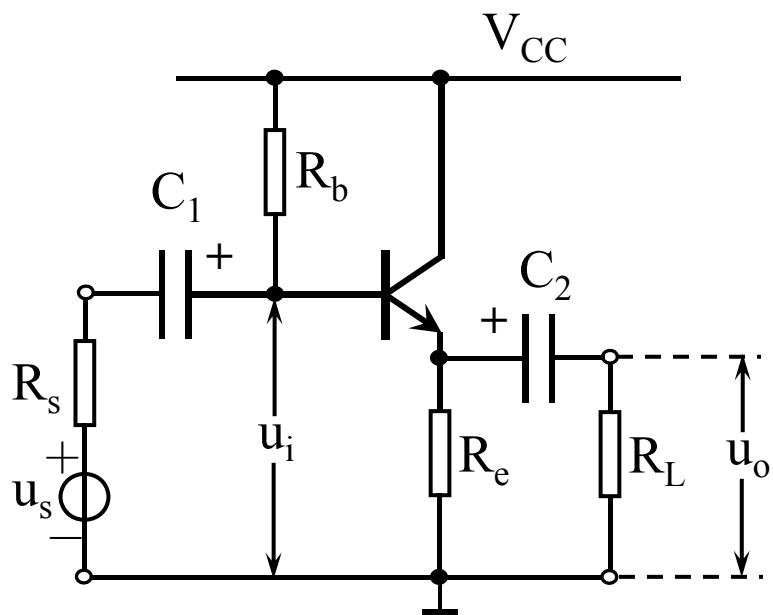
源电压放大倍数:  $A_{us} = \frac{u_o}{u_s} = \frac{R_i}{R_s + R_i} A_u = -6.4$



## § 3.5 共集电极放大器(common collector amplifier)

——射极输出器

(emitter follower)



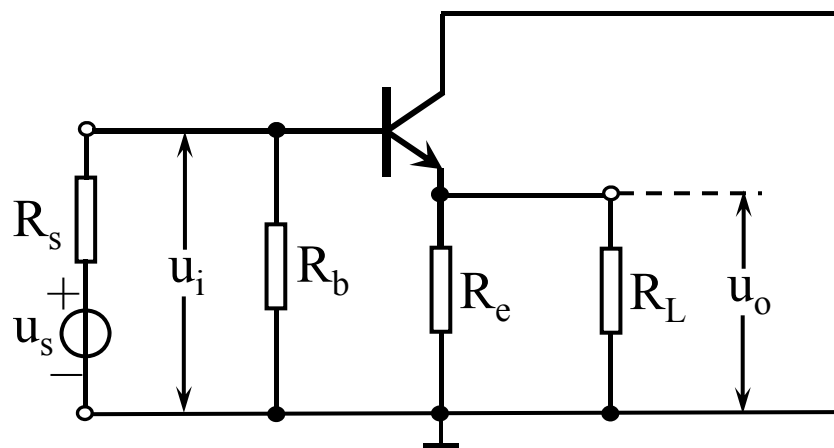
一、静态分析

$$I_b = \frac{V_{cc} - U_{BE}}{R_b + (1 + \beta)R_e}$$

$$I_c = \beta I_b$$

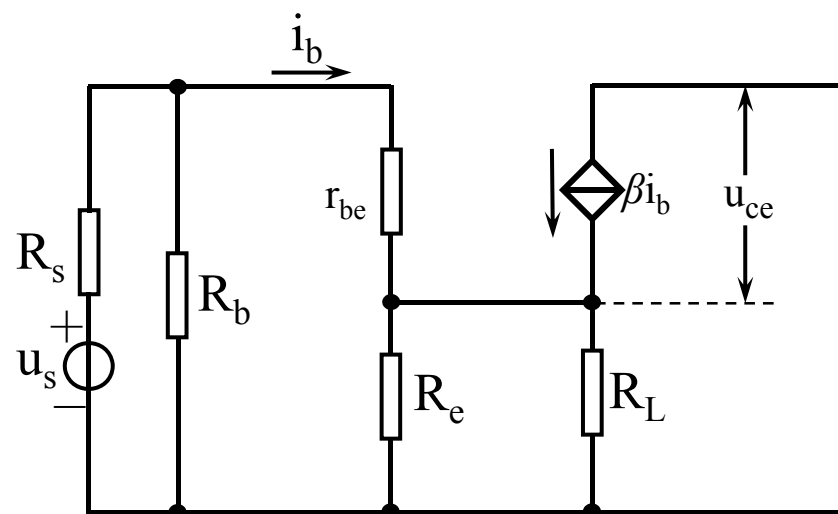
$$U_{ce} = V_{cc} - I_e R_e \approx V_{cc} - I_c R_e$$

## 二、动态分析

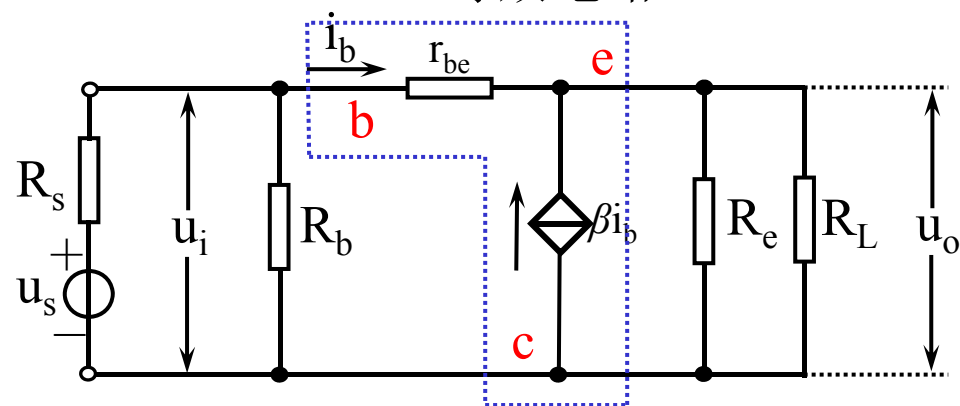


交流通路

共集电极h参数等效电路 →



等效电路



简化、变形后的等效电路

$$u_o = i_e \cdot R_e // R_L$$

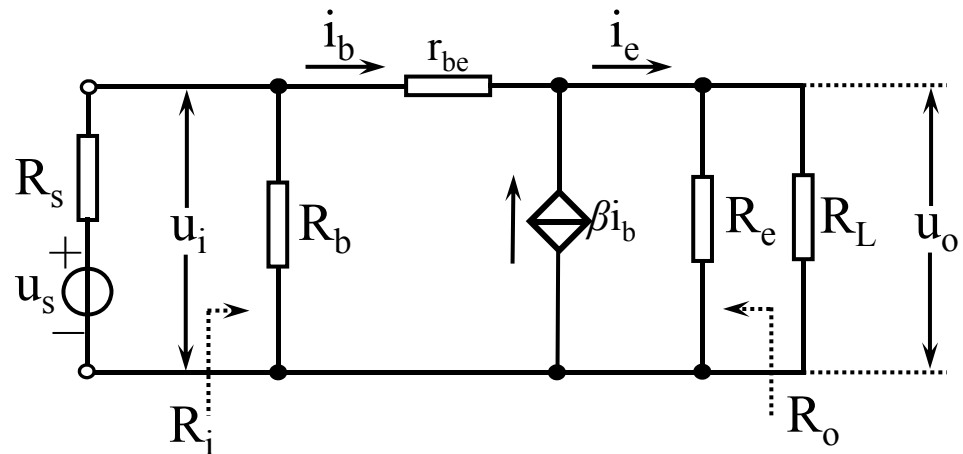
$$u_i = i_b r_{be} + i_e \cdot R_e // R_L$$

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{i_e \cdot R_e // R_L}{i_b r_{be} + i_e \cdot R_e // R_L} = \frac{(1 + \beta) R_e // R_L}{r_{be} + (1 + \beta) R_e // R_L} \approx 1$$

$A_u > 0$ ，说明  $u_o$ 、 $u_i$  同相。 $A_u$  略小于 1，说明电路不能进行电压放大，但输出电流是输入电流的  $1 + \beta$  倍，因此电路有功率放大作用，故共集电极放大器常用作功率放大器（属于甲类功放）。

$$R_i = R_b // [r_{be} + (1 + \beta) \cdot R_e // R_L]$$

可见电路输入电阻较大。



求 $R_o$ ，将信号源关闭，保留 $R_s$ ，在输出端加电压，测流进去的电流。

$$i_b = \frac{u_o}{r_{be} + R_b // R_s} \Rightarrow i_{o1} = (1 + \beta)i_b$$

则：

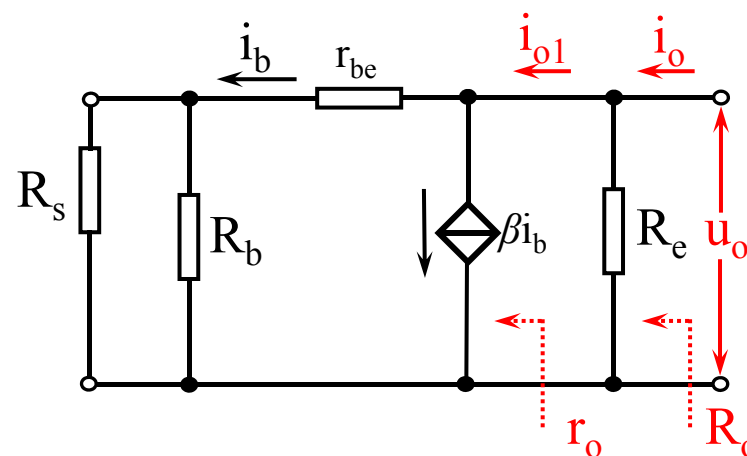
$$r_o = \frac{u_o}{i_{o1}} = \frac{r_{be} + R_b // R_s}{1 + \beta}$$

$$R_o = R_e // r_o = R_e // \frac{r_{be} + R_b // R_s}{1 + \beta} \approx \frac{r_{be} + R_b // R_s}{1 + \beta}$$

可见电路输出电阻较小，一般只有几十欧。

共集电极放大器特点： $A_u$ 略小于1， $u_o$ 、 $u_i$ 同相； $R_i$ 大； $R_o$ 小。

共集电极放大器多用于多级放大器的输出级和中间隔离级。

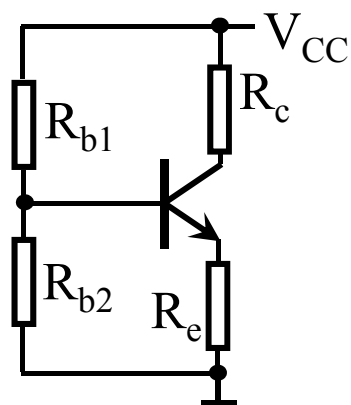
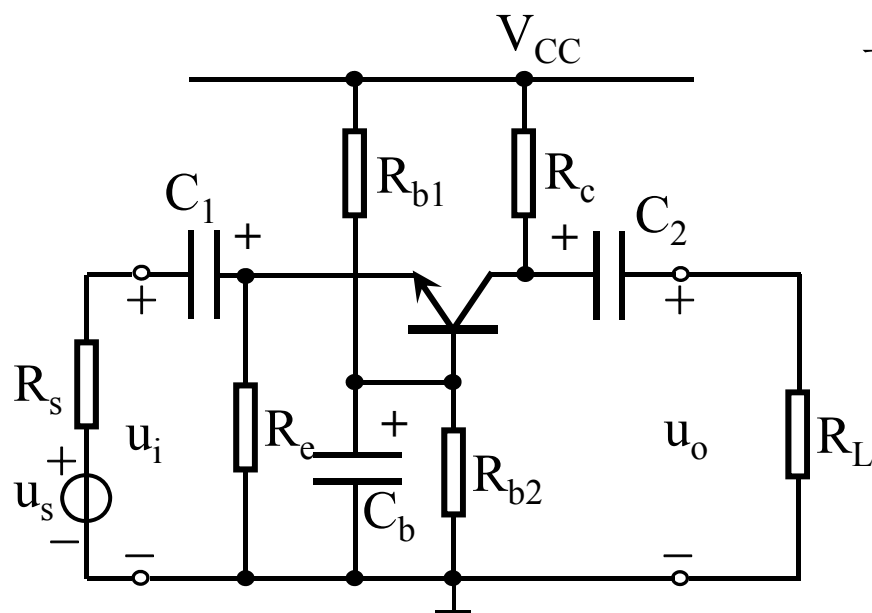


$R_o$ 计算电路

# 共基极放大器 (common base amplifier)\*

## 一、静态分析

直流通路



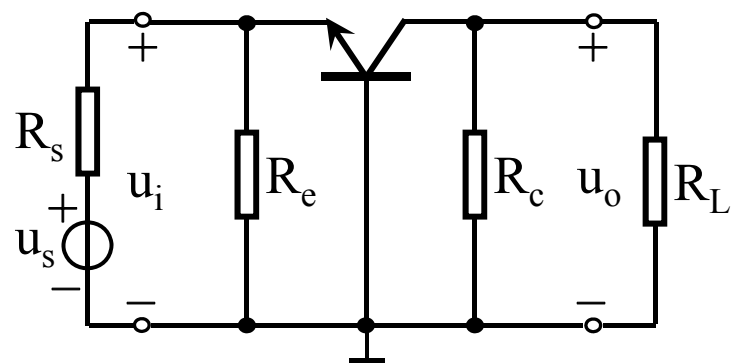
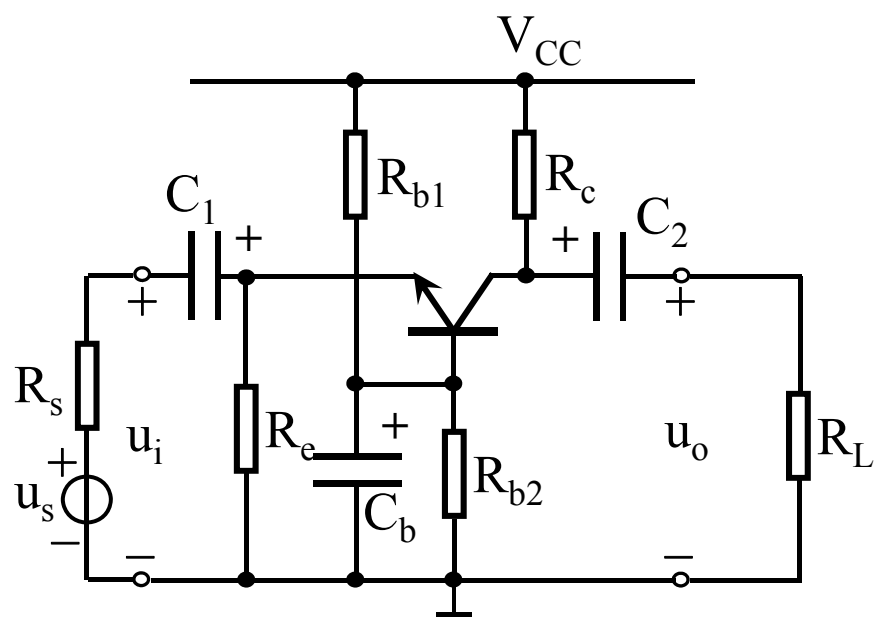
$$U_b = \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} V_{cc}$$

$$I_c \approx I_e = \frac{U_b - U_{BE}}{R_e} = \frac{U_b - 0.7}{R_e}$$

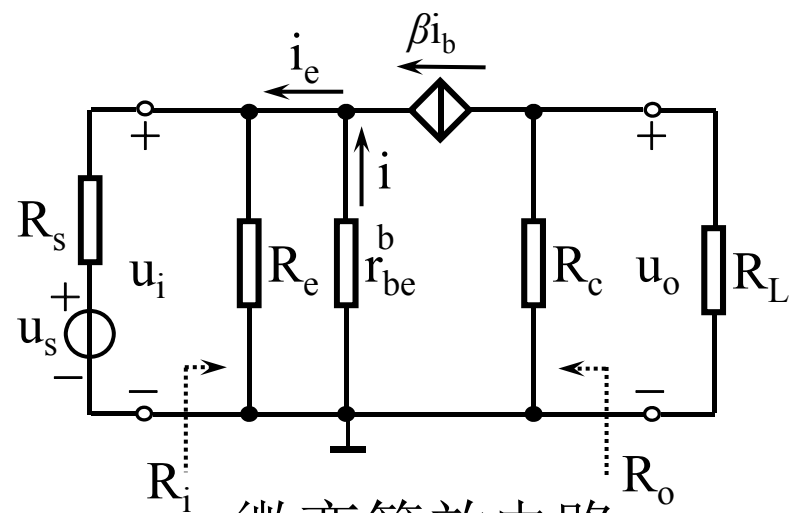
$$U_{ce} \approx V_{cc} - I_c(R_c + R_e)$$

$$I_b = \frac{I_e}{1 + \beta}$$

## 二、动态分析

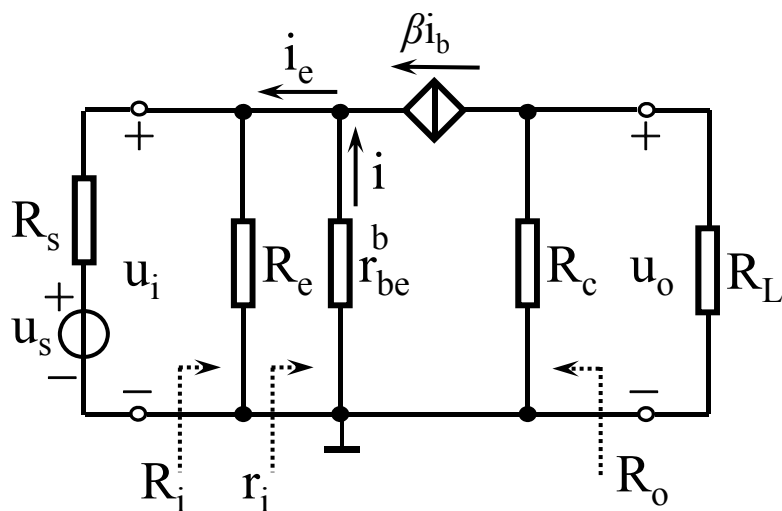


交流通路



微变等效电路





$$r_i = \frac{u_i}{-i_e} = \frac{-i_b r_{be}}{-(1+\beta)i_b} = \frac{r_{be}}{1+\beta}$$

$$R_i = R_e // \frac{r_{be}}{1+\beta} \approx \frac{r_{be}}{1+\beta}$$

$$u_o = -\beta i_b \cdot R_c // R_L$$

$$u_i = -i_b r_{be}$$

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = \beta \frac{R_c // R_L}{r_{be}}$$

$$R_o = R_c$$

共基极放大器常用于宽频带放大器，如无线电通讯等。

(frequency response)

## § 3.6 放大器的频率特性和多级级联

(multistage amplifier)

放大电路的组成原则：

静态时要保证晶体管有合适的工作点；

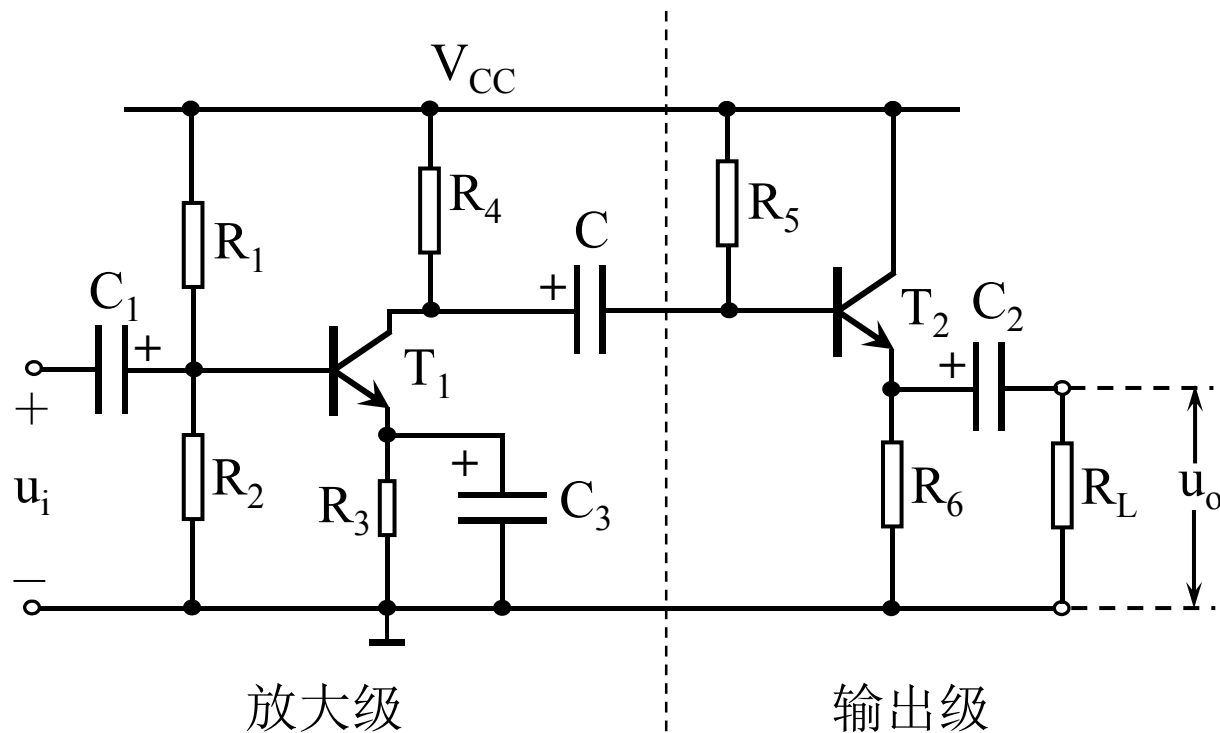
动态时要使信号能通过晶体管实现不失真的放大。

在放大电路的实际应用中，常出现单级放大器的放大倍数不够大，或性能不稳定，或某些指标达不到要求等情况，所以实际电路一般是由几级基本电路或它们的改进型组合而成。则级与级之间就存在一个如何连接的问题。实际上单级放大器也存在与信号源及负载的连接问题。这类问题统称为耦合问题。

常见的耦合方式有阻容耦合、直接耦合和变压器耦合三种。

## 一、阻容耦合方式 (RC-coupled)

电路中各级之间以及与信号源和负载之间都是通过电容连接的放大电路称为阻容耦合放大电路。



特点:

- 由于电容的隔直作用，各级静态工作点相互独立；
- 电路低频特性差，只能放大交流信号；
- 不易于集成，硅片中不易制作几十pF以上的电容。

## 二、阻容耦合放大电路的频率响应

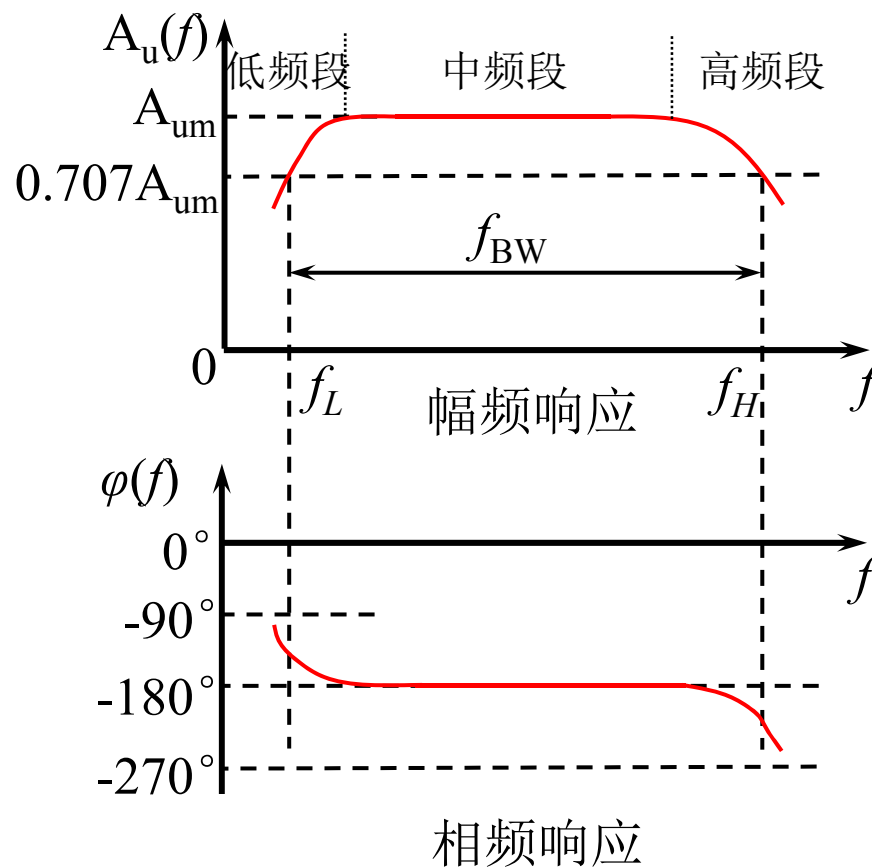
### 1、频率响应的概念

一般情况下，放大器只适用于放大一个特定频率范围的信号，当信号频率太高或太低时，放大倍数都会有大幅度的下降。放大倍数和频率的函数关系称为放大器的频率响应或频率特性，频率响应包括幅频响应和相频响应两部分。

频率特性的物理原因：

低频端： $C_1$ 、 $C_2$ 及 $C_e$ ；

高频端：晶体管结电容 $C_{be}$ 、 $C_{bc}$ 及分布电容。

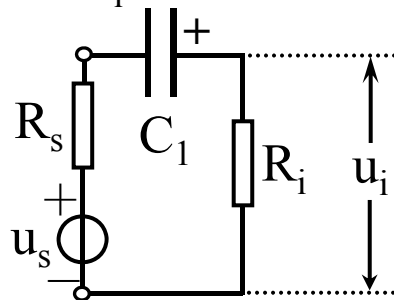


## 2、放大器的低频响应

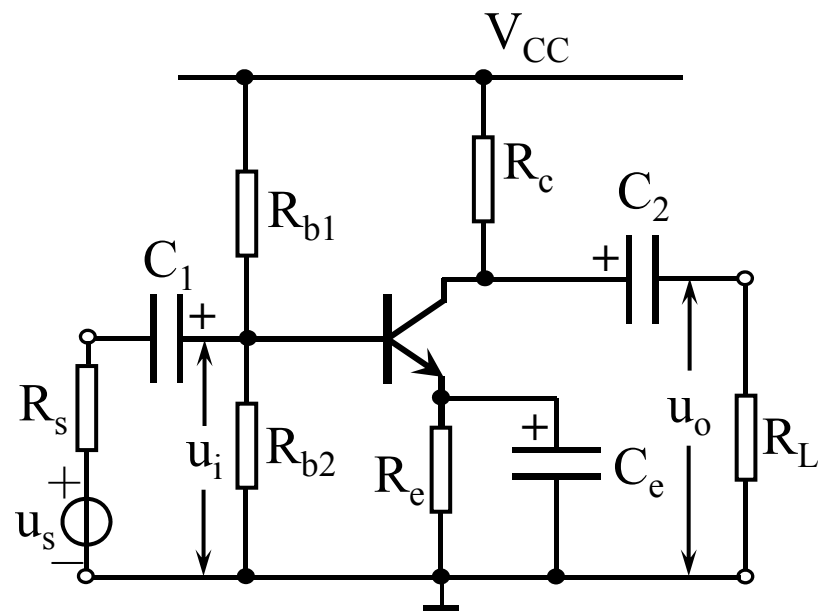
当信号频率较低时， $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_e$ 的容抗不能被忽略，而使 $A_u$ 减小，当信号频率为放大器下限截止频率 $f_L$ 时，放大器的放大倍数为： $A_{uL}=0.707A_{um}$ 。

以耦合电容 $C_1$ 为例：

考虑 $C_1$ 对放大器低频响应的影响时，可将 $C_1$ 右边的电路部分用放大器输入电阻 $R_i$ 等效，即：



$$u_i = \frac{R_i}{R_s + R_i + \frac{1}{j\omega C_1}} u_s$$



定义：  $k = \frac{R_i}{R_s + R_i + \frac{1}{j\omega C_1}}$  为电压传递系数

在中频段，有  $k_m = \frac{R_i}{R_s + R_i}$

$$\text{则： } k = \frac{R_i}{R_s + R_i + \frac{1}{j\omega C_1}} = \frac{k_m}{1 + \frac{1}{j\omega(R_s + R_i)C_1}}$$

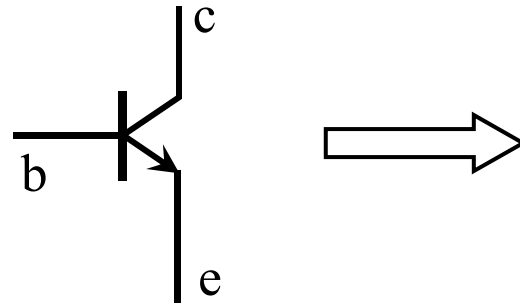
当  $\frac{1}{\omega(R_s + R_i)C_1} = 1$  时，  $|k| = 0.707k_m$

可见，受耦合电容 $C_1$ 影响，放大器的下限截止频率 $f_{L1}$ 为：

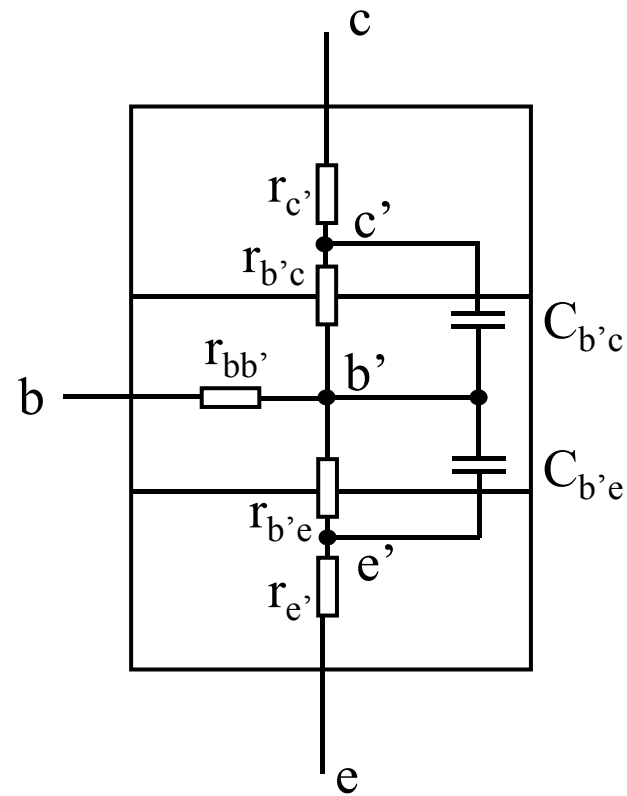
$$f_{L1} = \frac{1}{2\pi(R_s + R_i)C_1} \quad \text{此时， } k = \frac{k_m}{1 - j f_{L1}/f}$$

### 3、放大器的高频响应

#### (1)、晶体管级间电容的影响



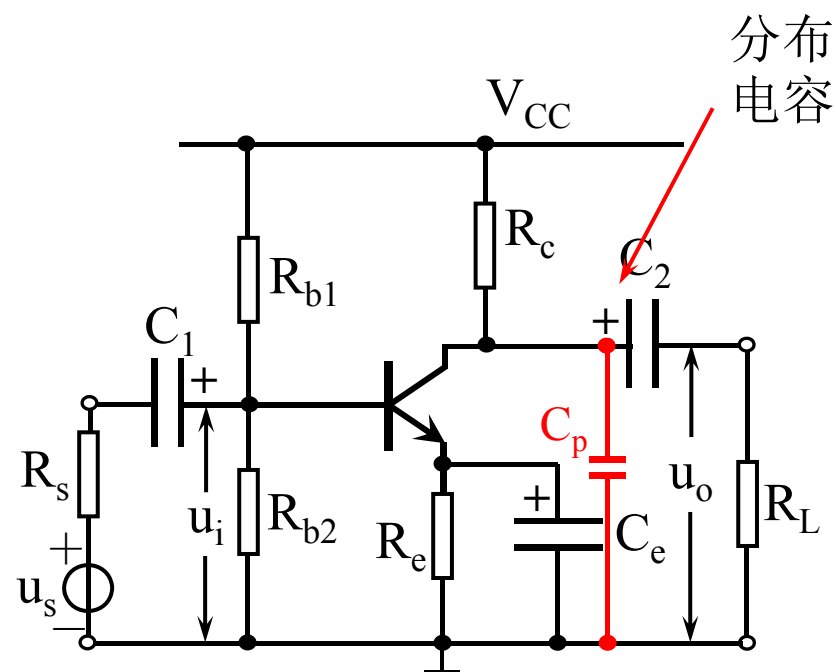
当信号频率较高时，晶体管级间电容会将级间电阻旁路掉，使信号无损通过，得不到放大，导致放大倍数减小。



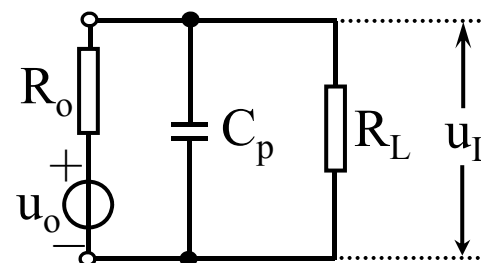
晶体管高频等效模型

## (2)、电路分布电容的影响

除了晶体管级间电容外，电路还存在分布电容（也称耦合电容），它对信号构成高通电路，如图中 $C_p$ 所示，当信号频率较高时，它会将一部分信号旁路掉，使负载得到的信号减小。



将负载 $R_L$ 右边的电路部分用放大器输出电阻 $R_o$ 等效，即：





$$u_L = \frac{R_L // \frac{1}{j\omega C_p}}{R_o + R_L // \frac{1}{j\omega C_p}} u_o = \frac{R_L}{R_o + R_L} \cdot \frac{1}{1 + j\omega(R_o // R_L)C_p} u_o$$

由此可知，放大器的上限截止频率 $f_H$ 为：

$$f_{H1} = \frac{1}{2\pi(R_o // R_L)C_p} \quad \text{此时, } u_L = \frac{R_L}{R_o + R_L} \cdot \frac{1}{1 + j f / f_{H1}} u_o$$

综合低、高频响应，可得单管阻容耦合放大器的放大倍数为：

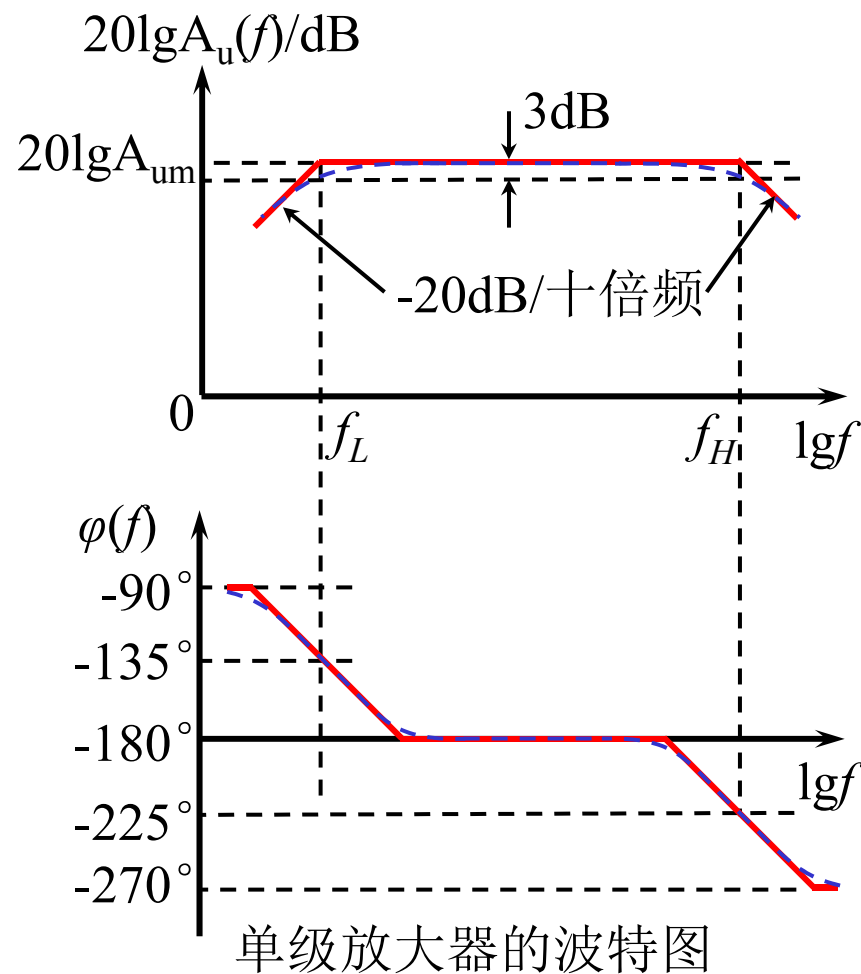
$$A_u(f) = \frac{A_{um}}{(1 - j f_L / f)(1 + j f / f_H)}$$

## 4、波特图

用对数坐标来描述频率响应曲线时，得到的图形称为波特图。

画波特图时，横轴采用对数刻度 $\lg f$ ，幅频响应曲线的纵轴采用 $20\lg A_u(f)$ 表示，单位是分贝(dB)；相频响应曲线的纵轴不变。

为简单起见，常将波特图的曲线画成折线，称为近似的波特图。



### 三、多级放大电路

#### 1、多级放大器的放大倍数和输入、输出电阻

设放大器各级的电压放大倍数为 $A_{u1}$ 、 $A_{u2}$ 、...、 $A_{un}$ ，  
则 $A_u = A_{u1} \cdot A_{u2} \cdot \cdots \cdot A_{un}$ 。即多级放大器的电压放大倍数等于各级放大倍数的乘积。

在计算各级放大倍数时，要考虑级间的相互影响。处理级间相互影响的方法有两种：一是将后级的输入电阻作为前级的负载；一是将前级的输出电阻作为后级信号源的内阻，计算后级的源电压放大倍数作为后级的电压放大倍数。

多级放大电路的输入电阻是第一级的输入电阻，输出电阻是最后一级的输出电阻。计算时也要考虑前后级的影响。

例：电路如图，晶体管均为3DG6， $\beta=50$ 。求 $A_u$ 、 $R_i$ 、 $R_o$ 。

(1)、静态分析

$$U_{b1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{cc} = 3.8V$$

$$I_{c1} \approx I_{e1} = \frac{U_{b1} - U_{BE1}}{R_3} \approx 1mA$$

$$I_{b1} = \frac{I_{c1}}{\beta_1} = 20\mu A$$

$$U_{ce1} \approx V_{cc} - I_{c1}(R_3 + R_4) = 6V$$

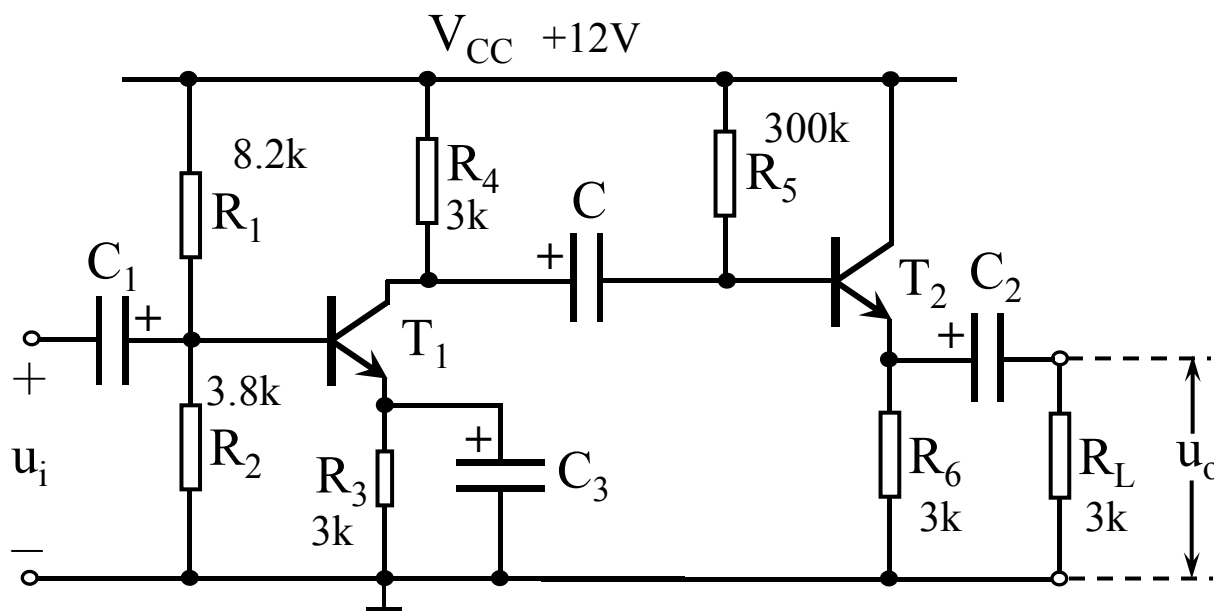
$$r_{be1} = 200 + (1 + \beta_1) \frac{26}{I_{e1}} = 1.53k\Omega$$

$$I_{b2} = \frac{V_{cc} - U_{BE2}}{R_5 + (1 + \beta_2)R_6} = 25\mu A$$

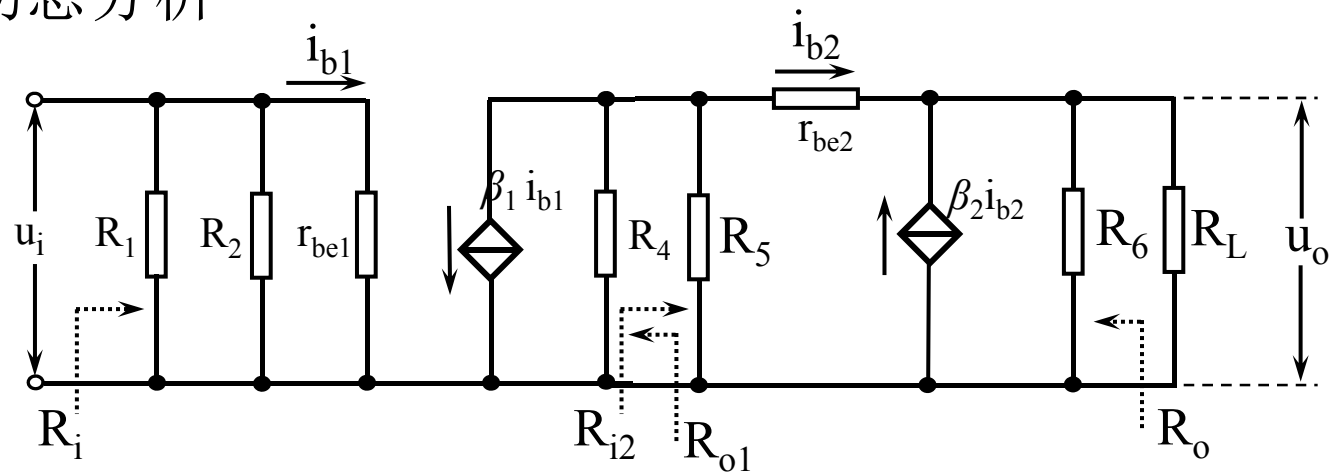
$$I_{c2} = \beta_2 I_{b2} = 1.25mA$$

$$U_{ce2} \approx V_{cc} - I_{c2}R_5 = 8.25V$$

$$r_{be2} = 200 + (1 + \beta_2) \frac{26}{I_{e2}} = 1.26k\Omega$$



## (2)、动态分析



①、将第二级的输入电阻看作第一级的负载

$$R_{i2} = R_5 // [r_{be2} + (1 + \beta_2)R_6 // R_L] = 61.8k\Omega$$

$$A_{u1} = -\beta_1 \frac{R_4 // R_{i2}}{r_{be1}} = -93.5$$

$$A_{u2} = \frac{(1 + \beta_2)R_6 // R_L}{r_{be2} + (1 + \beta_2)R_6 // R_L} = 0.984$$

$$A_u = A_{u1} \cdot A_{u2} = -92$$

②、将第一级的输出电阻看作第二级的信号源内阻

$$R_{o1} = R_4 = 3k\Omega$$

$$R_{i2} = R_5 // [r_{be2} + (1 + \beta_2)R_6 // R_L] = 61.8k\Omega$$

$$A_{u1} = -\beta_1 \frac{R_4}{r_{be1}} = -98$$

$$A_{u2} = \frac{R_{i2}}{R_{o1} + R_{i2}} \frac{(1 + \beta_2)R_6 // R_L}{r_{be2} + (1 + \beta_2)R_6 // R_L} = 0.938$$

$$A_u = A_{u1} \cdot A_{u2} = -92$$

输入电阻:  $R_i = R_{i1} = R_1 // R_2 // r_{be1} = 0.96k\Omega$

输出电阻:  $R_o = R_{o2} = R_6 // \frac{r_{be2} + R_5 // R_{o1}}{1 + \beta_2} = 82\Omega$

## 2、多级放大器的频率响应

$$20\lg|A_u| = \sum_{k=1}^n 20\lg|A_{uk}|$$

$$\phi = \sum_{k=1}^n \phi_k$$

设放大器各级的上限截止频率分别为 $f_{H1}$ 、 $f_{H2}$ 、...、 $f_{Hn}$ ，下限截止频率分别为 $f_{L1}$ 、 $f_{L2}$ 、...、 $f_{Ln}$ ，则：

$$\frac{1}{f_H} \approx 1.1 \sqrt{\frac{1}{f_{H1}^2} + \frac{1}{f_{H2}^2} + \dots + \frac{1}{f_{Hn}^2}}$$

$$f_L \approx 1.1 \sqrt{f_{L1}^2 + f_{L2}^2 + \dots + f_{Ln}^2}$$

多级放大器的频带宽度小于任何一级的频带宽度。

## § 3.7 直流放大器 (DC amplifier)

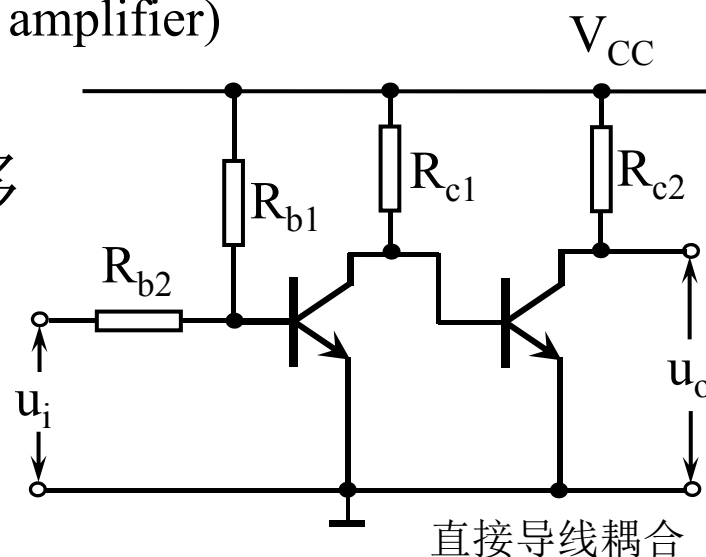
### 一、直接耦合方式及零点漂移 (direct-coupled)

#### 1、直接耦合式放大电路

各级之间用导线或电阻连接。

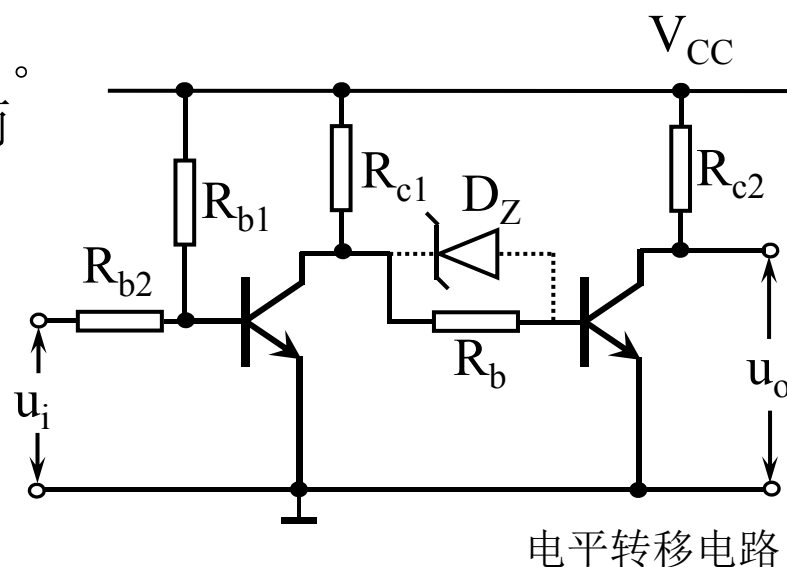
##### (1)、直接导线耦合

前级C级电压等于后级B级电压（0.7V）。  
 $U_{CEQ1}$  偏小，容易使晶体管进入饱和区而产生失真。



##### (2)、电平转移电路

利用电阻 $R_b$ 或稳压二极管 $D_Z$ 两端压降提高和调节 $I_{B2}$ 。比较而言， $D_Z$ 的动态电阻较小，对后级的放大倍数影响不大。



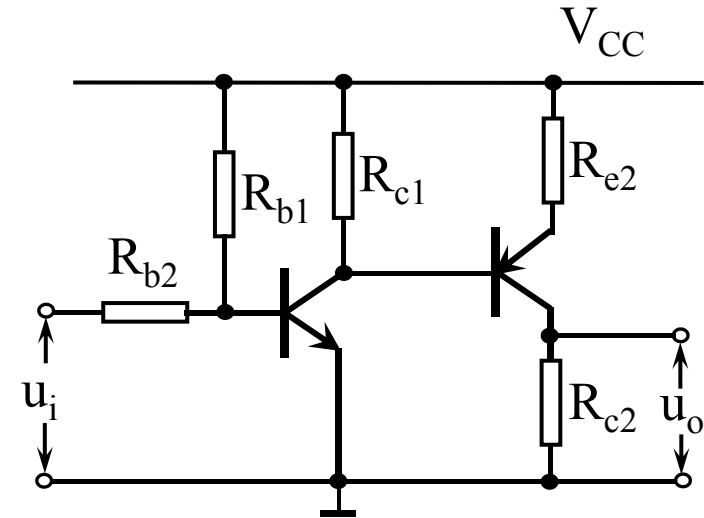


### (3)、NPN管与PNP管的耦合

利用PNP管C级电压比B级低的特点，克服了电平转移电路C级电压逐级提高的缺点。

### (4)、直接耦合放大器的特点

- 级间为直接耦合，能放大信号的直流成分，低频特性好，应用广泛；
- 电路中不含大电容，易于集成；
- 各级静态工作点互相影响。当前级Q点发生变化时会影响到后面各级的Q点，而且由于放大作用，第一级Q点的微弱变化将在多级放大器的输出端产生很大的变化。



例：电路如图。已知 $T_1$ 为硅管， $T_2$ 为锗管；  
 $\beta_1=\beta_2=30$ ， $R_{c2}=5.6k$ 。调节 $R_w$ ，已使输入端  
 和输出端静态电位为0，即 $u_o=u_i=0$ 。

静态分析：

$$u_o = 0 \rightarrow I_{C2} = (u_o - V_{ee}) / R_{c2} = 6 / 5.6 = 1.07mA$$

$$I_{B2} = I_{C2} / \beta_2 = 35.7\mu A$$

$$U_{CE2} = u_o - V_{cc} = -6V \quad Q_2(35.7\mu A, 1.07mA, -6V)$$

$$I_{R_{c1}} = U_{EB2} / R_{c1} = 0.2 / 3 = 66.7\mu A \rightarrow I_{C1} = I_{R_{c1}} + I_{B2} = 102.4\mu A$$

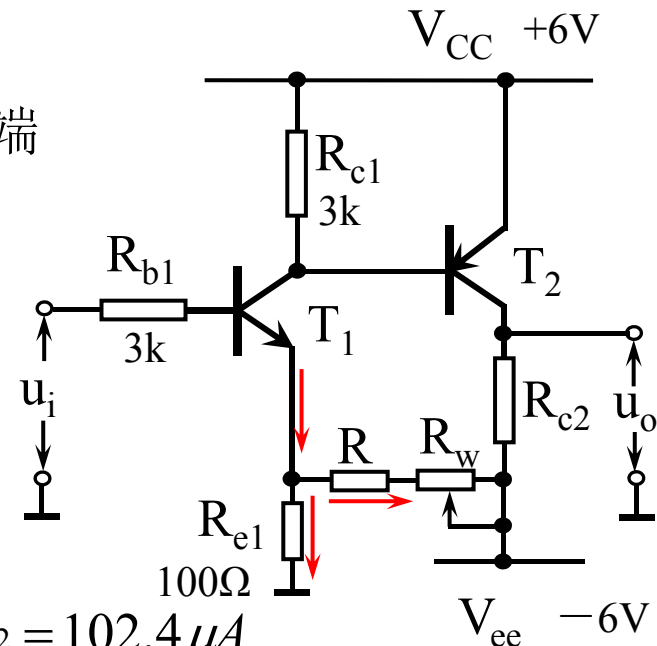
$$I_{B1} = I_{C1} / \beta_1 = 3.4\mu A \rightarrow U_{B1} = u_i - I_{B1}R_{b1} = -10.2mV$$

$$U_{E1} = U_{B1} - U_{BE1} = -0.71V \rightarrow U_{CE1} = V_{CC} - U_{EB2} - U_{E1} = 6.51V$$

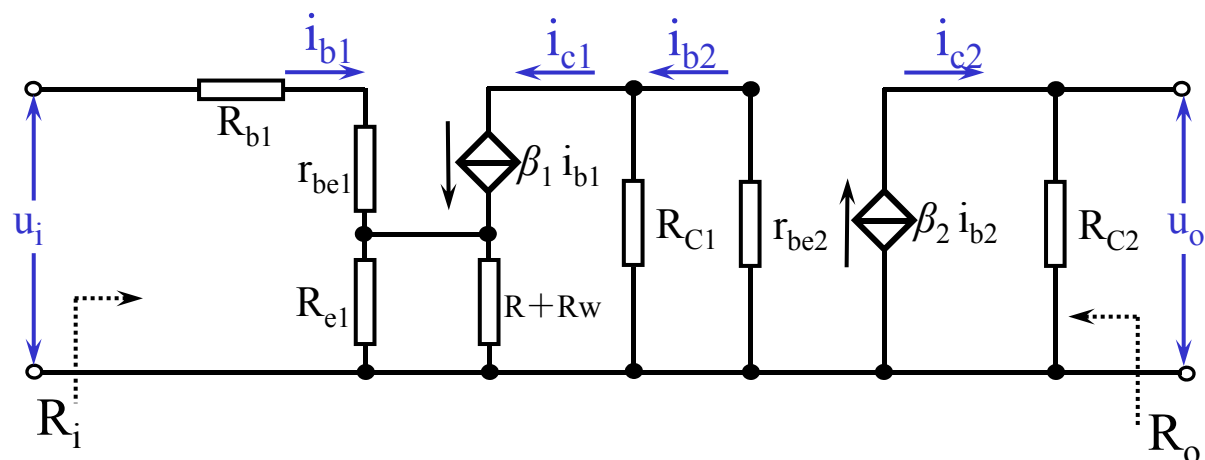
$$Q_1(3.4\mu A, 102.4\mu A, 6.51V)$$

$$I_{R_{e1}} = U_{E1} / R_{e1} = -0.71 / 0.1 = -7.1mA \rightarrow I_{R_w} = I_{E1} - I_{R_{e1}} = 7.2mA$$

$$R + R_w = (U_{E1} - V_{ee}) / I_{R_w} = 735\Omega$$



动态分析:



$$r_{be1} = 200 + \beta_1 26 / I_{C1} = 7.82k$$

$$r_{be2} = 200 + \beta_2 26 / I_{C2} = 0.93k$$

将后级输入电阻看作前级的负载，则：

$$A_{u1} = -\frac{\beta_1 \cdot R_{C1} // r_{be2}}{R_{b1} + r_{be1} + (1 + \beta_1) \cdot R_{e1} // (R + R_w)} = -1.57$$

$$A_{u2} = -\frac{\beta_2 R_{C2}}{r_{be2}} = -181$$

故：  $A_u = A_{u1} \cdot A_{u2} = 284$

$$R_i = R_{b1} + r_{be1} + (1 + \beta_1) \cdot R_{e1} // (R + R_w) = 13.5k$$

$$R_o = R_{C2} = 5.6k$$

## 2、直接耦合放大器的零点漂移

零点漂移：放大器在没有信号输入时，输出端会围绕着零点上下波动，出现不规则变化的小信号。简称零漂。

由于温度变化是引起零漂的主要原因，故零漂也称温度漂移，简称温漂。(temperature drift)

产生温漂的原因： $I_{CBO}$ 、 $\beta$ 、 $U_{on}$ 随温度的变化。

抑制温漂的措施：

- 温度补偿：用具有相同温度系数的器件（如热敏电阻）去抵消温度对晶体管的影响，保持晶体管Q点基本不变；
- 采用负反馈（直流负反馈）；
- 采用差分放大器作为多级放大器的输入级，减小第一级的温度漂移。

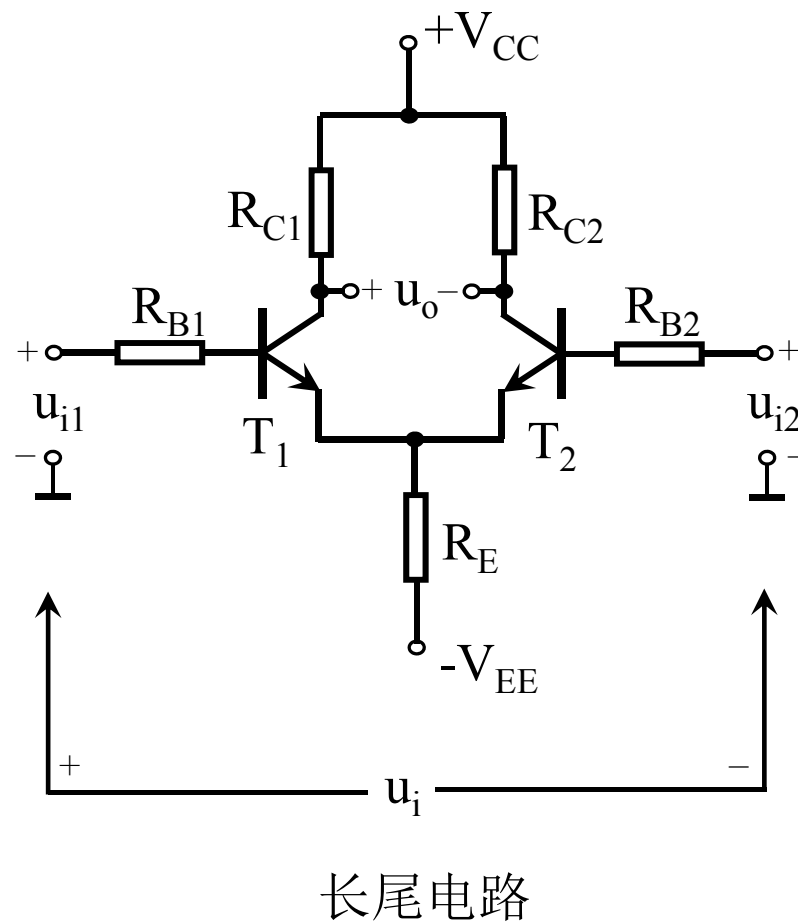
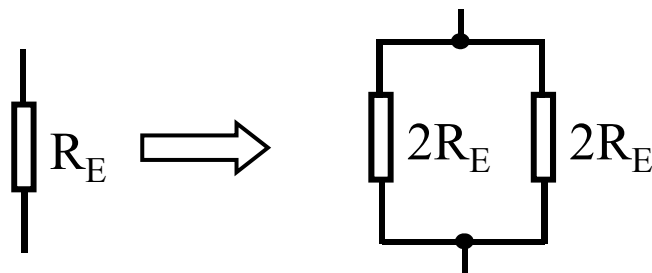
## 二、典型差分放大器 (differential amplifier)

### 1、电路组成

完全对称结构，双电源供电；

两个输入端、两个输出端。

$R_E$  为两管公共的发射极电阻，  
若将  $R_E$  看作两个电阻并联，则  
电路可完全对称的两部分。



## 2、静态分析

电路左右对称， $T_1$ 与 $T_2$ 的发射极电位相等， $I=0$ ，可视作断路。则电路可分成两部分单独处理。

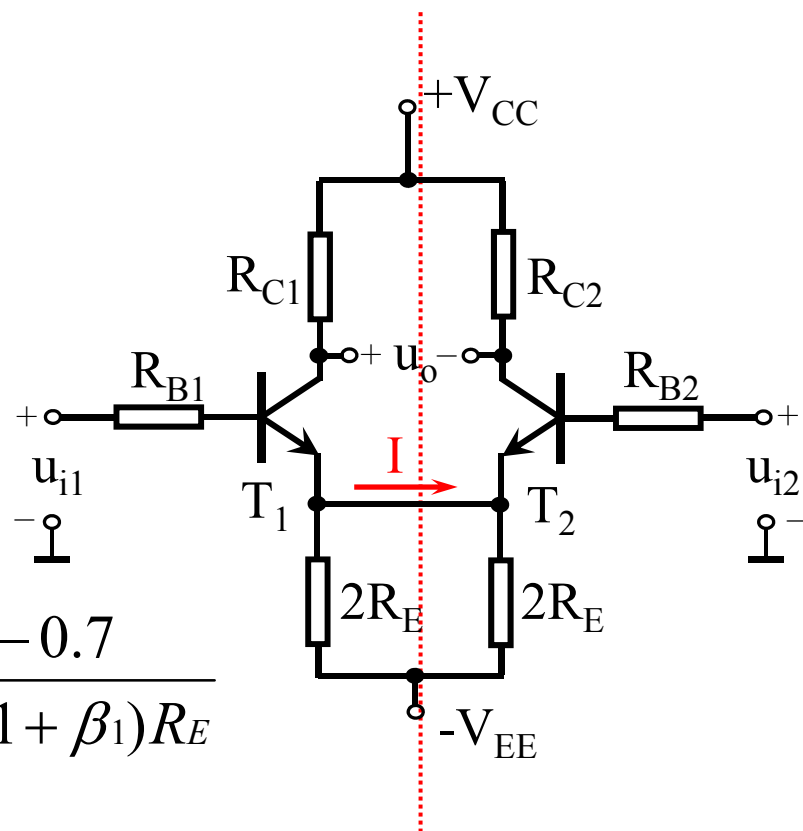
$$u_{i1} = 0$$

$$I_{B1} = \frac{u_{i1} - U_{BE1} - (-V_{EE})}{R_{B1} + (1 + \beta_1)2R_E} = \frac{V_{EE} - 0.7}{R_{B1} + 2(1 + \beta_1)R_E}$$

$$I_{C1} = \beta_1 I_{B1}$$

$$U_{CE1} = V_{CC} - (-V_{EE}) - R_{C1}I_{C1} - 2R_E I_{E1}$$

$T_2$ 管的静态工作点与 $T_1$ 相同。



### 3、动态分析

#### (1)、差模输入(differential input)

差模信号:  $u_{i1} = -u_{i2}$

设  $u_{i1} > 0$ , 各点电压变化如图。

$T_1$ 、 $T_2$  发射极电流变化相互抵消,

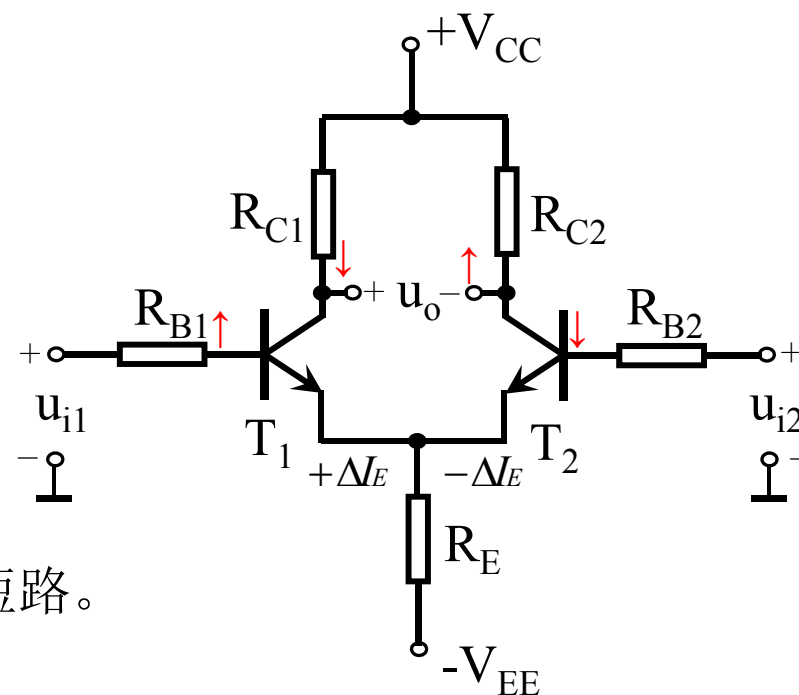
即:  $\Delta I_{RE} = 0$ , 则  $R_E$  可视为交流短路。

此时, 差模电压放大倍数  $A_D$  为:

$$A_D = \frac{u_{od}}{u_{id}} = \frac{u_{od1} - u_{od2}}{u_{i1} - u_{i2}} = \frac{2u_{od1}}{2u_{i1}} = -\beta_1 \frac{R_{C1}}{r_{be1} + R_{B1}}$$

输入电阻:  $R_i = 2(r_{be1} + R_{B1})$

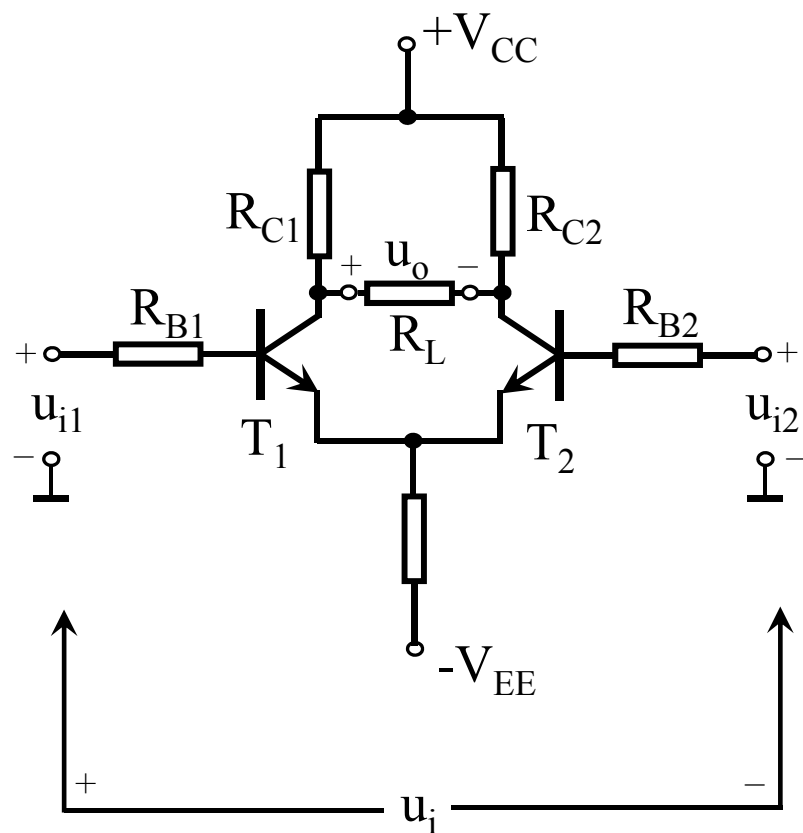
输出电阻:  $R_o = 2R_{C1}$



接负载情况：

由于负载两端极性相反，则负载的中点电位为零，相当于接地。  
故此时：

$$A_D = \frac{u_{od}}{u_{id}} = -\beta_1 \frac{R_{C1} // R_L / 2}{r_{be1} + R_{B1}}$$





(2)、共模输入(common-mode input)

共模信号:  $u_{i1} = u_{i2}$

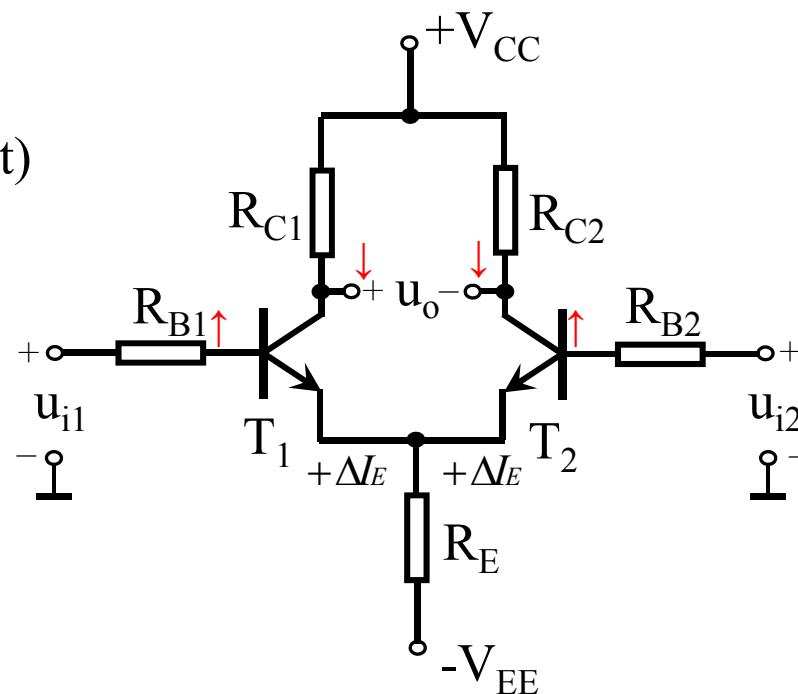
各点电压变化如图。

$T_1$ 、 $T_2$ 集电极电压变化相等, 则

$$u_{oc} = \Delta U_{C1} - \Delta U_{C2} = 0$$

共模电压放大倍数 $A_C$ 为:

$$A_C = \frac{u_{oc}}{u_{ic}} = \frac{u_{oc1} - u_{oc2}}{u_{i1}} = 0$$



### (3)、共模抑制比 $K_{CMR}$ (common mode rejection ratio)

共模抑制比：差分放大器的差模放大倍数与共模放大倍数之比。

$$K_{CMR} = \left| \frac{A_D}{A_C} \right|$$

共模抑制比是衡量差动放大器对共模信号（温漂）抑制能力的指标，其值越大，放大器抑制温漂的性能越好。

共模抑制比常用分贝(decibel)表示： $K_{CMR} = 20 \lg \left| \frac{A_D}{A_C} \right|$  (dB)

对于双端输入、双端输出的差分放大器来说， $K_{CMR} = \infty$

### 三、差分放大器的四种接法

#### 1、双端输入、单端输出

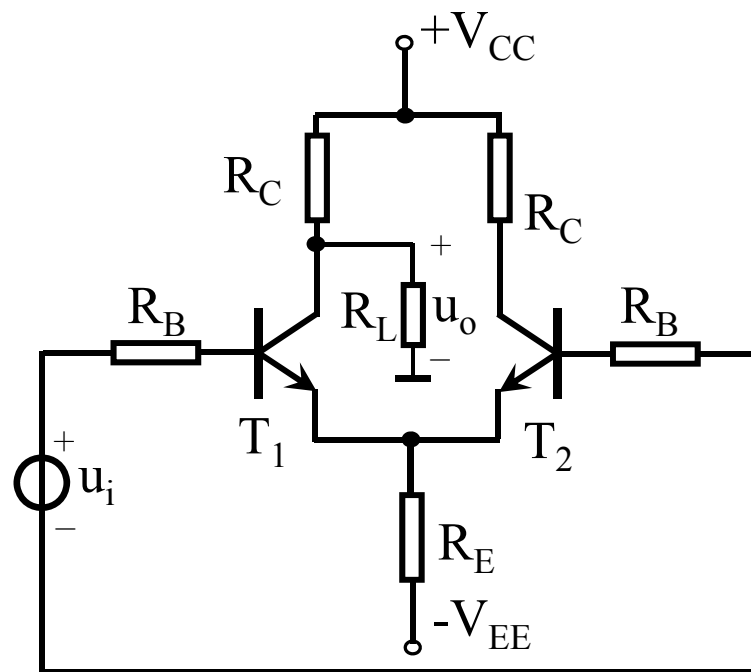
$$A_D = \frac{u_{od}}{u_i} = -\beta \frac{R_C // R_L}{2(r_{be} + R_B)}$$

$$A_C = \frac{u_{oc}}{u_{ic}} = -\beta \frac{R_C // R_L}{r_{be} + R_B + (1 + \beta)2R_E}$$

$$K_{CMR} = \left| \frac{A_D}{A_C} \right| = \frac{r_{be} + R_B + (1 + \beta)2R_E}{2(r_{be} + R_B)} \approx \frac{\beta R_E}{r_{be} + R_B}$$

$$R_i = 2(r_{be} + R_B)$$

$$R_o = R_C$$



## 2、单端输入、双端输出

$$u_{i1} = \frac{u_i}{2} + \left(\frac{u_i}{2}\right) = u_i$$

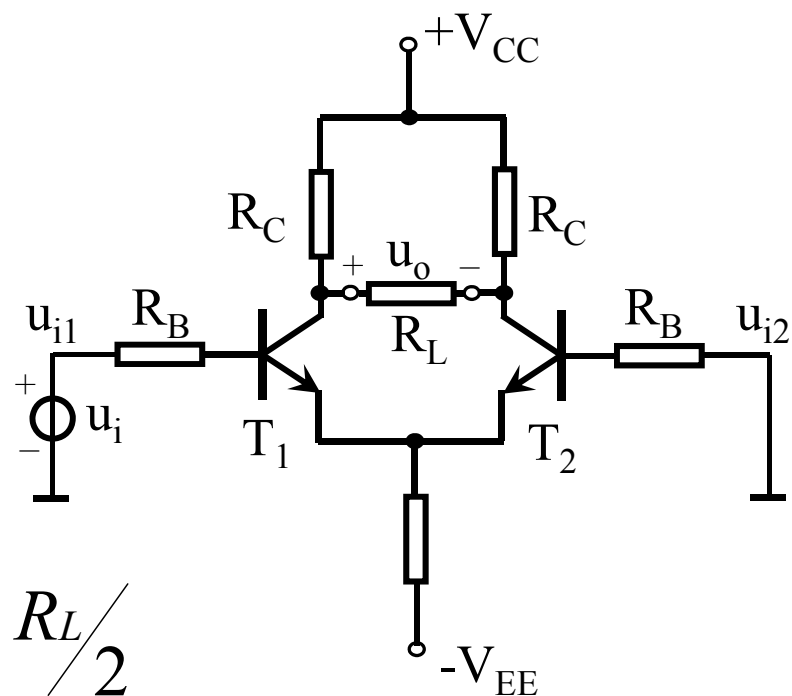
$$u_{i2} = \frac{u_i}{2} + \left(-\frac{u_i}{2}\right) = 0$$

共模信号  $u_C$     差模信号  $u_D$

$$A_D = \frac{u_{od}}{u_{id}} = \frac{u_o}{u_i} = -\beta \frac{R_C // R_L / 2}{r_{be} + R_B}$$

输入电阻:  $R_i = 2(r_{be1} + R_{B1})$

输出电阻:  $R_o = 2R_{C1}$



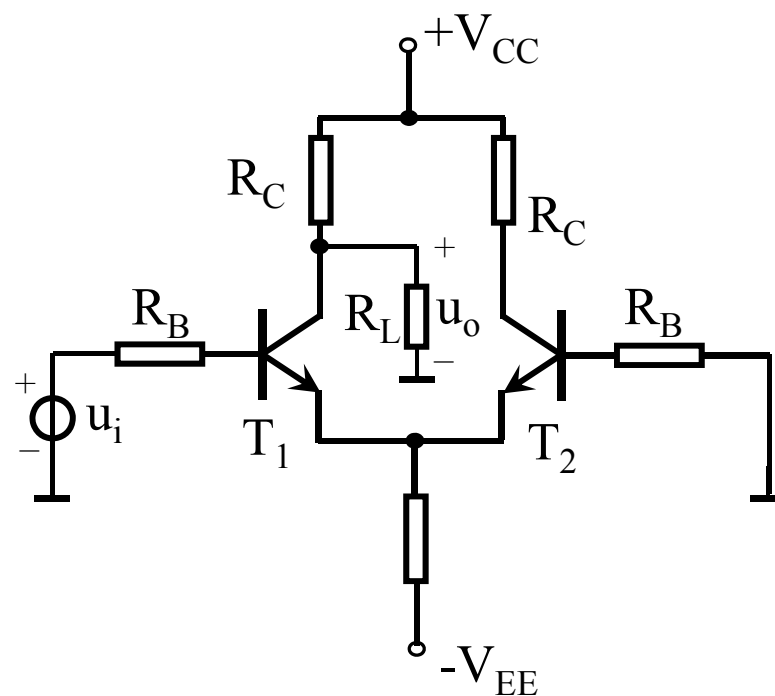
$$A_C = 0 \quad K_{CMR} = \infty$$

### 3、单端输入、单端输出

输入端的处理与单端输入、  
双端输出方式相同；

动态分析与双端输入、单端  
输出方式相同。

$$u_o = A_D u_i + A_C \frac{u_i}{2}$$

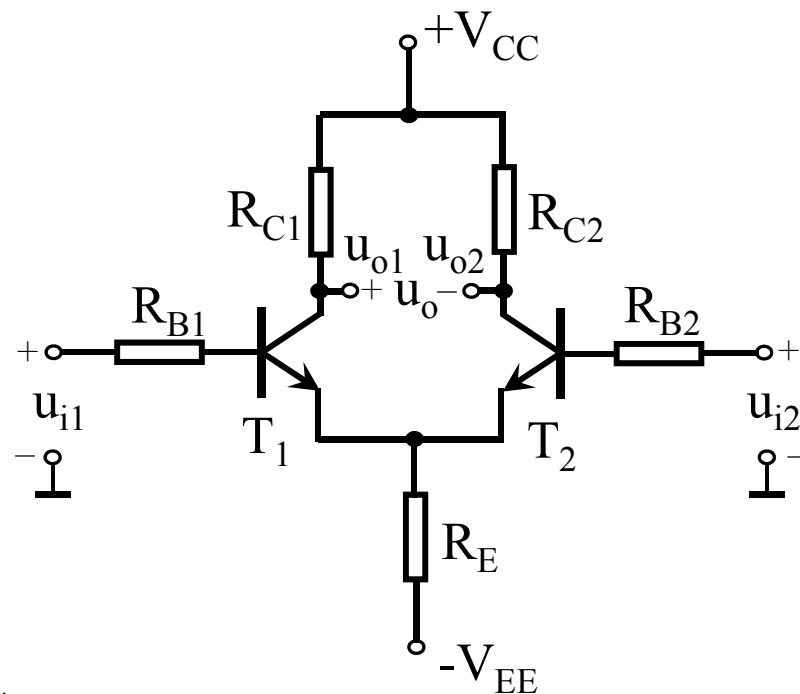


不对称输入(dissymmetrical input)

不对称输入信号:  $u_{i1} \neq u_{i2}$

令:  $u_{iD} = u_{i1} - u_{i2}$  ——差模信号

$u_{iC} = \frac{u_{i1} + u_{i2}}{2}$  ——共模信号



其中 $u_{iD}$ 用差模放大倍数计算,  $u_{iC}$ 用共模放大倍数计算, 再叠加。

即:  $u_{o1} = \frac{A_D}{2} u_{iD} + A_C u_{iC}$      $u_{o2} = -\frac{A_D}{2} u_{iD} + A_C u_{iC}$

$u_o = u_{o1} - u_{o2} = A_D (u_{i1} - u_{i2})$  ——差动放大

共模抑制比是衡量差动放大器对共模信号（温漂）抑制能力的指标，其值越大，放大器抑制温漂的性能越好。

由于  $K_{CMR} \approx \frac{\beta R_E}{r_{be} + R_B}$ ，要提高共模抑制比，就要加大 $R_E$ 的

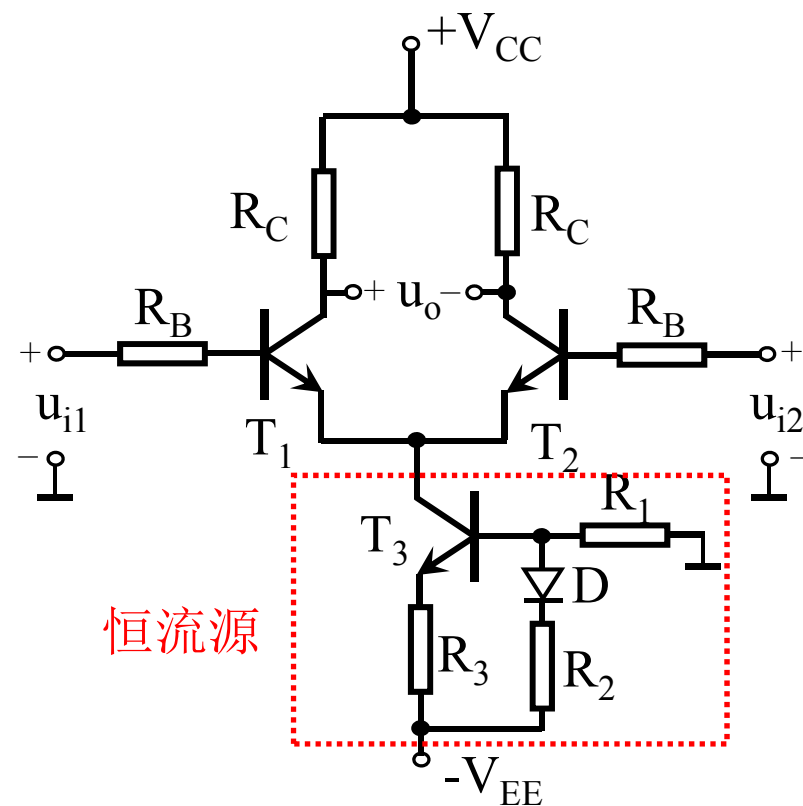
值，但随着 $R_E$ 的加大，为保证晶体管有合适的静态工作点，就要加大电压源 $V_{EE}$ 的值。

改进方法：使用恒流源代替 $R_E$ 。

## 四、改进型差分放大器

图中二极管D为 $T_3$ 的温度补偿， $R_1$ 、 $R_2$ 、 $R_3$ 调节静态工作点。

当温度补偿效果较好时， $I_{C3}$ 基本不变，对于共模信号体现出非常大的电阻，故可以得到很大的共模抑制比。





## § 3.8 功率放大器 (power amplifier)

向负载提供功率的放大电路，简称功放。用于激励扬声器、控制电机等。

### 一、功率放大器的主要指标

#### 1、输出功率 $P_o$ 。

是指功率放大电路向负载提供的交流功率。最大输出功率 $P_{om}$ 是指在输入为正弦信号且输出基本不失真的情况下，负载上可以得到的最大交流功率。

为了获得大的输出功率，要求大输出电压、大输出电流，功放管的动态范围接近极限。

电路分析时只能用图解法。

## 2、效率 $\eta$

是指最大输出功率与电源提供功率之比。即

$$\eta = \frac{P_{om}}{P_{VM}}$$

—— 最大输出功率  
—— 直流电源提供的功率

尽可能把电源提供的功率转换为输出给负载的功率，即应尽量减少功放管的耗损功率。管耗会使功放管结温升高，当结温上升到一定程度时，晶体管有烧毁的可能。功放管要有妥善的散热措施。

锗管允许结温：85℃

硅管允许结温：120~180℃

以低频大功率管3AG6为例，不加散热片时， $P_{CM}=1W$ ，加上适当的散热片后， $P_{CM}$ 可达10W。

### 3、非线性失真

功率放大器工作在大信号输出方式，非线性失真比小信号放大器严重得多。

输出功率越大，非线性失真越严重。

输出功率与非线性失真是功率放大器的主要矛盾。

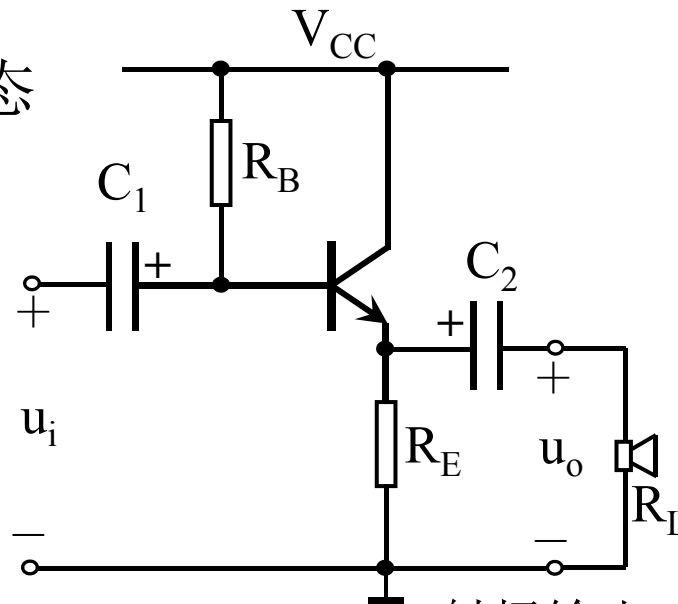
最大输出功率 $P_{om}$   $\nearrow$ 、效率 $\eta$   $\nearrow$ 、非线性失真 $\searrow$ ，功放性能 $\nearrow$

## 二、功率放大器的工作状态

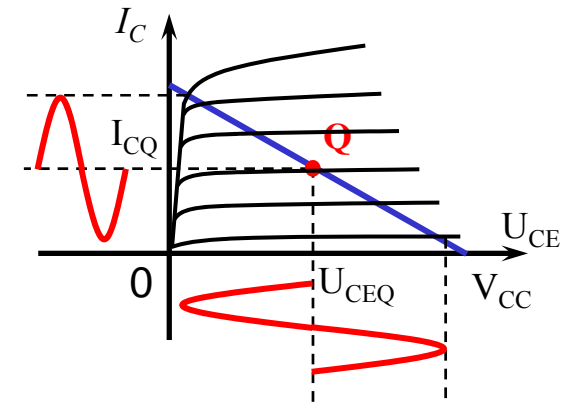
### 1、甲类工作状态

静态工作点设在放大区中点的功放。

在没有信号输入的情况下，功放管也有较大的管耗。



射极输出功率放大器



$$P_{om} = \frac{U_{om}}{\sqrt{2}} \frac{I_{om}}{\sqrt{2}} \approx \frac{1}{2} \frac{V_{CC}}{2} \frac{V_{CC}}{2R_E} = \frac{V_{CC}^2}{8R_E}$$

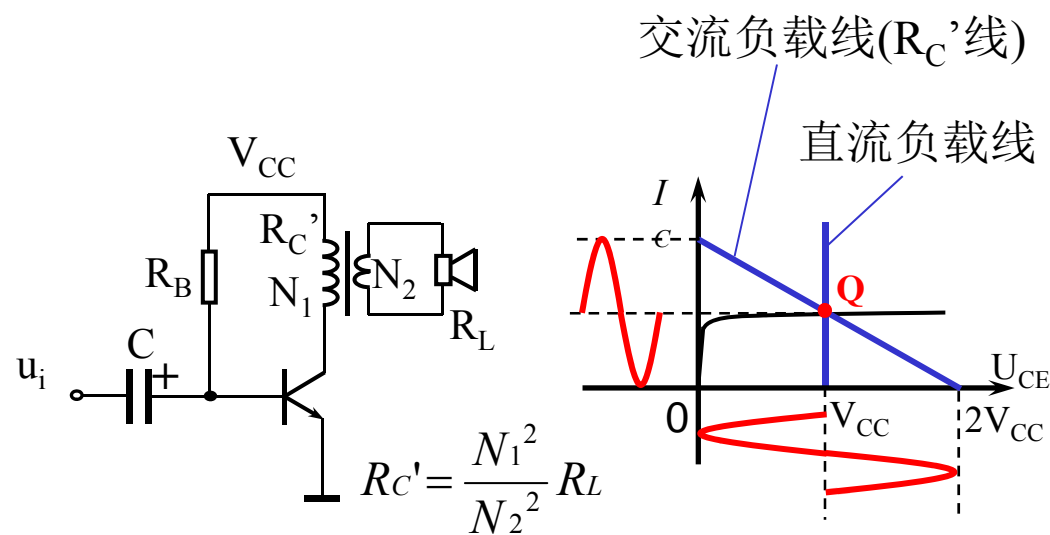
$$P_{VM} = V_{CC} I_{CQ} \approx V_{CC} \frac{V_{CC}}{2R_E} = \frac{V_{CC}^2}{2R_E}$$

$$\eta = \frac{P_{om}}{P_{VM}} \approx 25\%$$

## 变压器耦合甲类功放\*

调变压器匝数比使交流负载线与横轴交点为 $2V_{CC}$ 。

$$\eta = \frac{P_{om}}{P_{VM}} \approx \frac{\frac{V_{CC}}{\sqrt{2}} \frac{I_{CQ}}{\sqrt{2}}}{V_{CC} I_{CQ}} = 50\%$$



特点：效率较低（低于50%）；晶体管工作在放大区，以声音靓著称，无明显失真（失真产生二次谐波，与基波组成音乐上的纯八度音程，和谐、动听）；功率一般不大，多用于电子管放大器（俗称胆机，音色细腻、平滑流畅）。

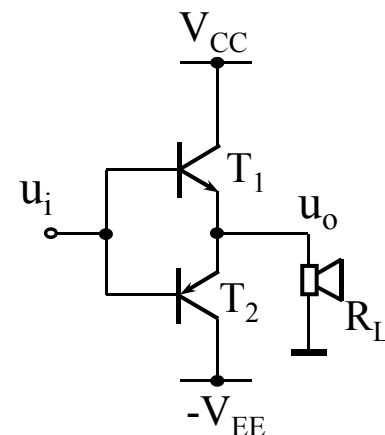
## 2、乙类工作状态

提高效率的办法：降低静态工作点，减小静态管耗。

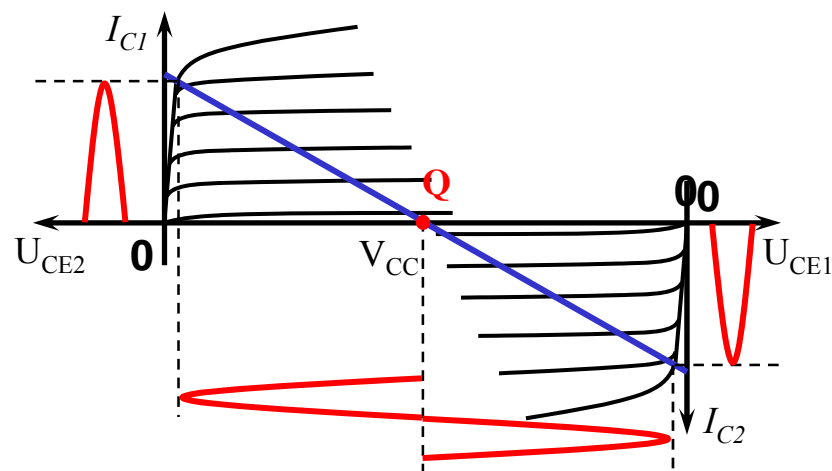
乙类功放：静态工作点设在截止区，为避免失真，采用两只特性相同的异型晶体管，互补输出。

无信号输入时，功放管截止，无功率消耗，电源不提供功率。

动态时， $T_1$ 管负责正半周， $T_2$ 管负责负半周。在负载可以得到一个完整的信号。



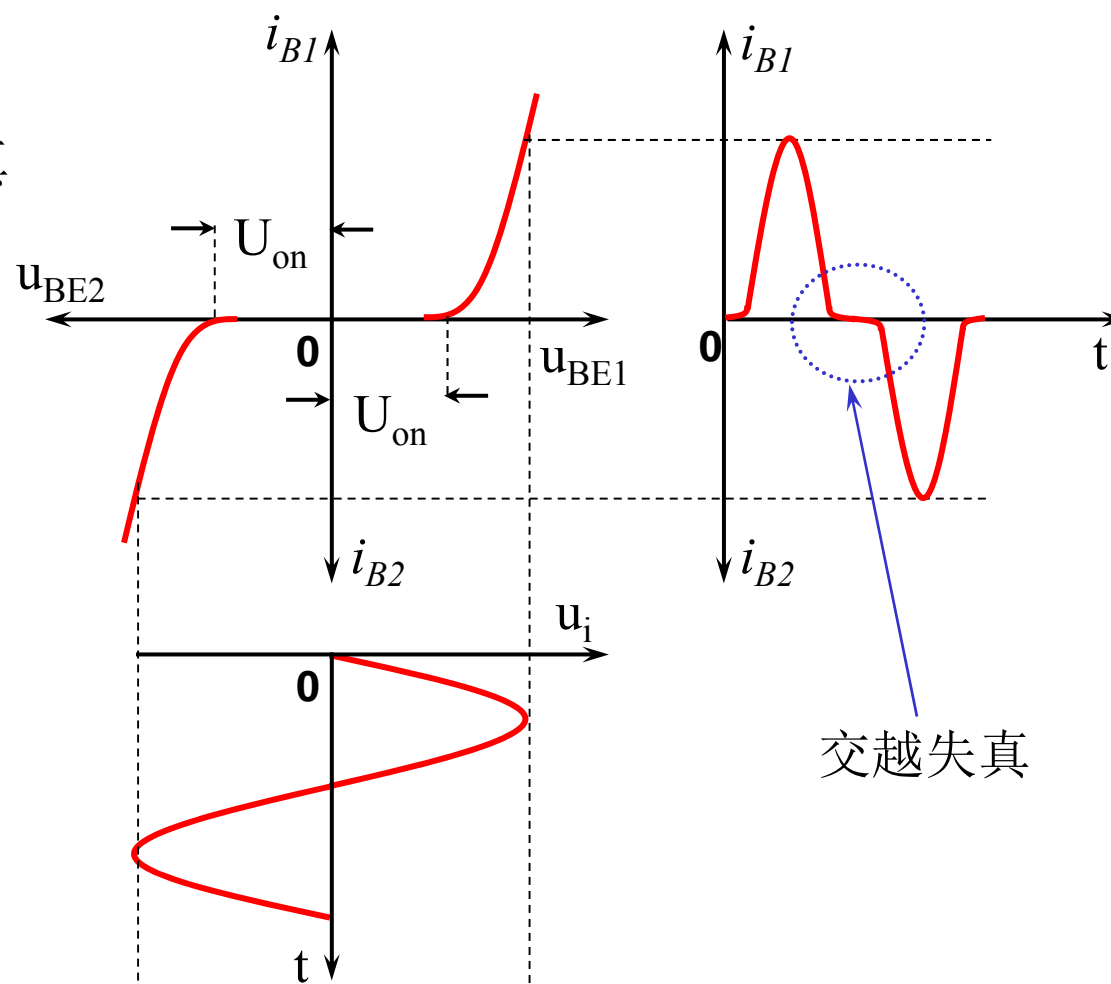
乙类互补对称功放



### 3、甲乙类工作状态

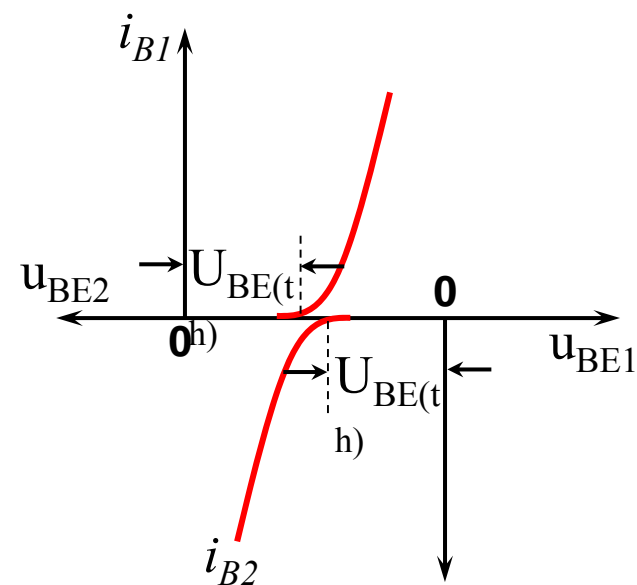
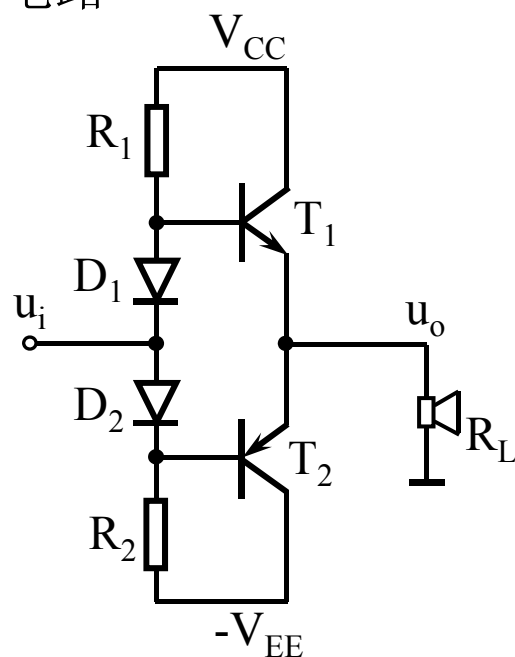
#### (1)、乙类功放的交越失真

乙类功放静态工作点在截止区，由于晶体管输入特性存在开启电压 $U_{on}$ ，当输入信号小于该值时，两管均不能导通，负载无电流，输出电压出现一段死区，这种现象称为交越失真。



## (2)、甲乙类互补对称电路

静态时， $D_1$ 、 $D_2$  导通，给  $T_1$ 、 $T_2$  提供基极偏压使它们处于微导通状态，可以消除死区，克服交越失真。



$D_1$ 、 $D_2$ 的电平移动作用

这种将工作点设在截止区和放大区交界处的功放电路，称为甲乙类工作状态。



(Output Capacitorless Circuit无输出电容)

### 三、OCL互补对称功率放大电路

#### 1、最大输出功率和效率

(1)、工作原理 ( $V_{CC}=V_{EE}$ )

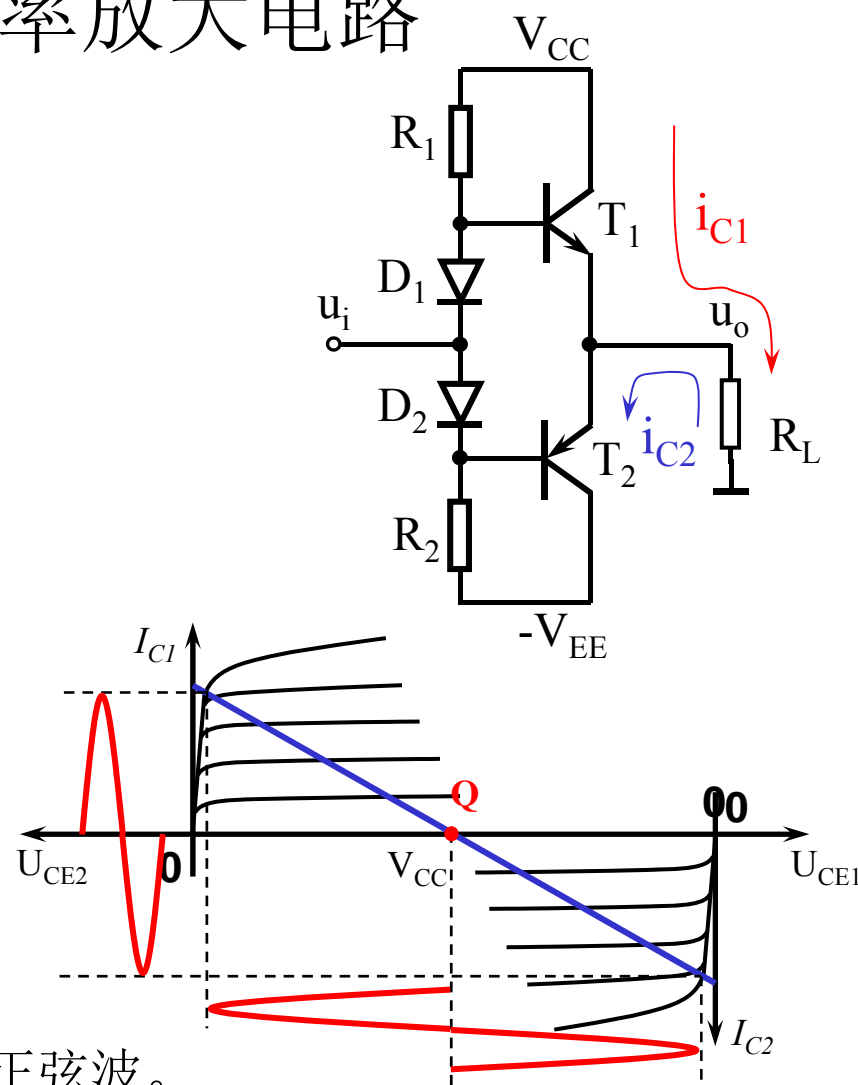
静态:  $u_i=0$ ,  $T_1$ 、 $T_2$ 微导通,  $u_o=0$ 。

动态:  $u_i$ 为正弦波, 且幅度足够大。

①、 $u_i$ 正半周时,  $T_1$ 导通,  $T_2$ 截止, 流过 $R_L$ 的电流为 $i_{C1}$ ,  $T_1$ 构成射极输出器,  $u_o \approx u_i$ ;

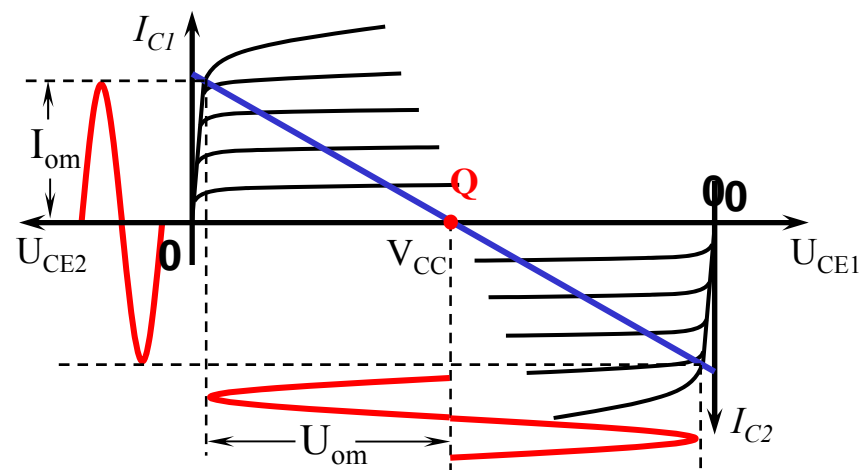
②、 $u_i$ 负半周时,  $T_1$ 截止,  $T_2$ 导通, 流过 $R_L$ 的电流为 $i_{C2}$ ,  $T_2$ 构成射极输出器,  $u_o \approx u_i$ 。

$T_1$ 、 $T_2$ 轮流工作, 在负载上得到完整正弦波。



## (2)、最大输出功率

设：  $u_i = U_I \sin \omega t$   
 $u_o = U_O \sin \omega t$



$$P_o = \frac{U_o}{\sqrt{2}} \frac{I_o}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2} U_o I_o = \frac{U_o^2}{2R_L} \quad \left( \frac{U_o}{\sqrt{2}}, \frac{I_o}{\sqrt{2}} \text{ 为输出电压、电流的有效值} \right)$$

最大输出功率为：

$$P_{om} = \frac{U_{om}^2}{2R_L} = \frac{(V_{CC} - U_{CES})^2}{2R_L} \approx \frac{V_{CC}^2}{2R_L}$$

注意：这是在理想情况下的近似，通常大功率管的饱和压降为2~3V，一般不能忽略不计。

### (3)、效率

电源提供的最大功率 $P_{VM}$ 为：

$$\begin{aligned} P_{VM} &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_{CC} \frac{u_{om}}{R_L} d(\omega t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_{CC} \frac{U_{om} \sin \omega t}{R_L} d(\omega t) \\ &= \frac{2}{\pi} \frac{V_{CC}(V_{CC} - U_{CES})}{R_L} \approx \frac{2}{\pi} \frac{V_{CC}^2}{R_L} \quad (\text{理想条件下}) \end{aligned}$$

则效率  $\eta = \frac{P_{om}}{P_{CC}} = \frac{\pi}{4} \frac{V_{CC} - U_{CES}}{V_{CC}} \approx 78.5\%$

理想情况下，电路的最高效率为78.5%；通常情况下，若考虑功放管饱和压降和电路中电阻功率损耗时， $\eta$  约为55%~65%。

## 2、功放管的选择

### (1)、最大管耗 $P_{TM}$

$$\text{由于 } P_T = P_V - P_o = \frac{2}{R_L} \left( \frac{V_{CC} U_o}{\pi} - \frac{U_o^2}{4} \right)$$

当  $\frac{dP_T}{dU_o} = 0$  时  $P_T$  最大, 即  $U_o = \frac{2}{\pi} V_{CC} \approx 0.6V_{CC}$  时  $P_T$  有最大值  $P_{TM}$ 。

$$P_{TM} = \frac{2}{R_L} \left( \frac{V_{CC}}{\pi} \frac{2V_{CC}}{\pi} - \frac{1}{4} \left( \frac{2}{\pi} V_{CC} \right)^2 \right) \approx 0.4P_{om}$$

每个功放管的最大管耗为  $0.2P_{om}$ 。

### (2)、功放管极限参数的选择

$$P_{CM} > 0.2P_{om} \quad U_{(BR)CEO} > 2V_{CC} \quad I_{CM} > I_{om} = \frac{V_{CC}}{R_L}$$

(Output Transformerless 无输出变压器)

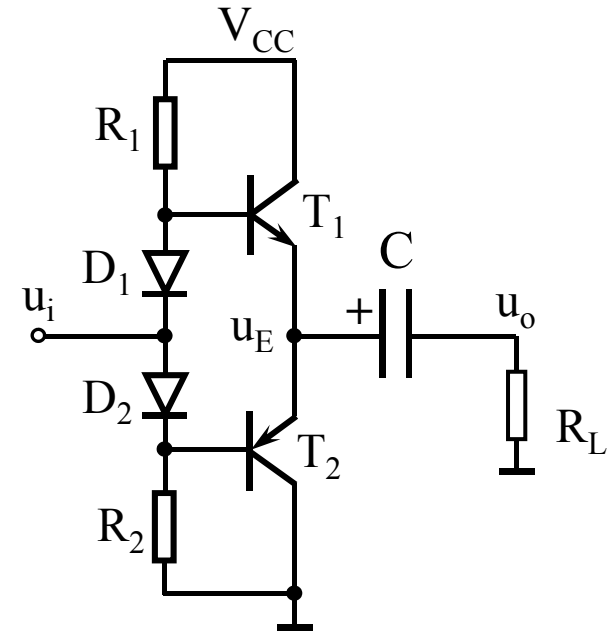
## 四、OTL互补对称功率放大电路

单电源供电。

静态时,  $T_1$ 、 $T_2$ 微导通,  $u_E = \frac{V_{CC}}{2}$ ,

电容C充满后,  $u_C = u_E = \frac{V_{CC}}{2}$ ,  $u_o = 0$

$u_i$ 正半周,  $T_1$ 导通,  $T_2$ 截止, 电路对C充电,  
 $R_L$ 有正向电流;  $u_i$ 负半周,  $T_1$ 截止,  $T_2$ 导通,  
C通过 $T_2$ 放电,  $R_L$ 有反向电流。



若电容C足够大(几千微法), 可以认为电容两端电压基本不变(交流短路), 如果忽略 $U_{CES}$ , 负载上可以得到的最大电压为 $V_{CC}/2$ 。

OTL电路的输出功率和效率的计算公式与OCL电路相同。

(integrated operational amplifier)

## § 3.9 集成运算放大器

### 一、集成运放简介

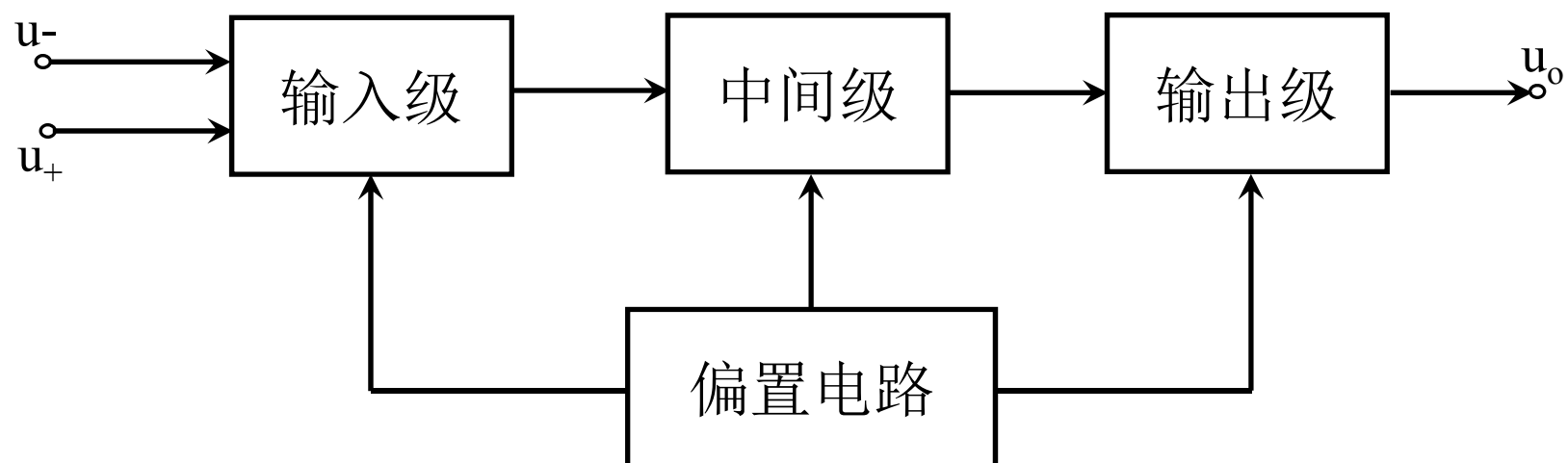
集成运算放大器是一种直接耦合的多级放大器，它具有以下特点：

- 1、集成度高，功耗低，体积小，性能优；
- 2、芯片内R、C值小，采用直接耦合方式；
- 3、为克服直接耦合电路的温漂，采用了温度补偿的手段；
- 4、大量采用晶体管或场效应管构成恒流源，代替大阻值的电阻，或用来设置电路的静态电流；
- 5、采用复合管(Darlington connection)的接法以改进单管的性能。

## 集成运放发展简史

- 第一代运放：5G23、F004、FC3、8FCI，国外：LM709；
- 第二代运放：采用有源负载放大器，提高放大倍数，简化设计。  
（例：5G24、F007、BG305、BG308、CF741，国外：LM741）
- 第三代运放：在差动输入级采用超 $\beta$ 管 (2,000~10,000倍)，  
并考虑热效应的影响。（例：4E325、MC1556、AD508）
- 第四代运放：采用斩波自动稳零放大电路（大规模IC），不用  
调零，零漂非常小，高频有限。采用双通道（另开一条高频通  
道）提高高频特性。（例：HA2900、TC7650）

## 集成运放结构框图

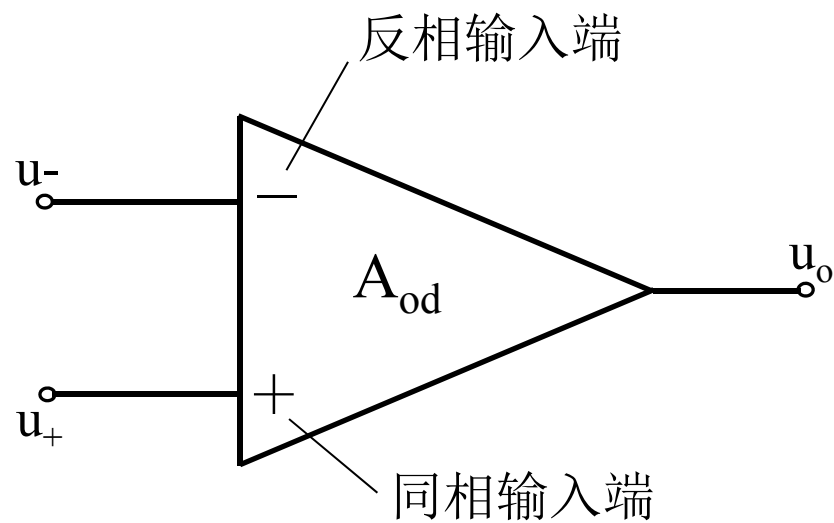


集成运放由四部分组成：输入级、中间级、输出级和偏置电路。



- 输入级：采用差分放大器，为得到高 $R_i$ ，常采用复合管构成；
- 中间级：采用1~2级直接耦合共射放大器，高 $A_u$ ；
- 输出级：采用单管或互补射极跟随器， $P_o$ 大， $R_o$ 小；
- 偏置电路：包括恒流源电路（为每级放大器设置合适的Q点，并作为晶体管的有源负载）、双端变单端电路、电平移动电路（保证 $u_i=0$ 时， $u_o=0$ ）。

符号

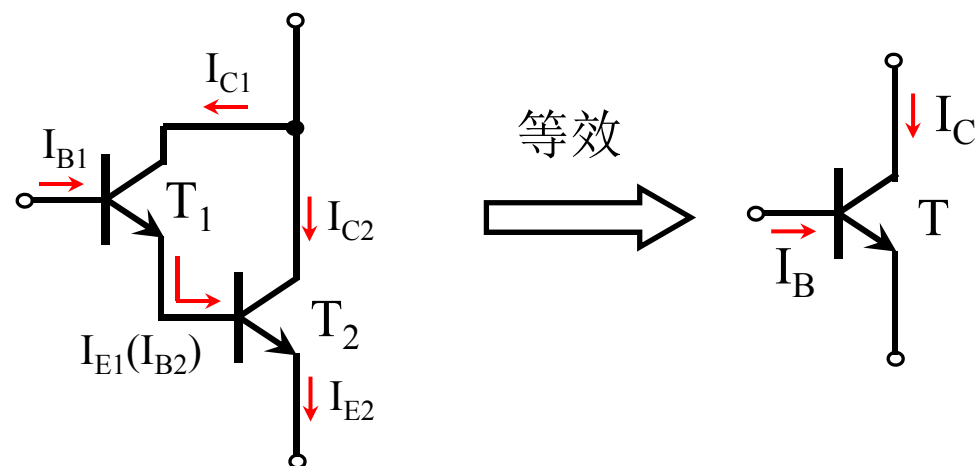


输出输入关系

$$u_o = A_{od}(u_+ - u_-)$$

$A_{od}$ 为开环差模电压放大倍数。

## 复合管(Darlington connection)\*



$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{\beta_1 I_{B1} + \beta_2 (1 + \beta_1) I_{B1}}{I_{B1}} \approx \beta_1 \beta_2$$

$$r_{be} = r_{be1} + (1 + \beta_1) r_{be2}$$

## 二 集成运放中的电流源

——有源负载，取代大电阻。

### 1、镜像电流源(current mirror)

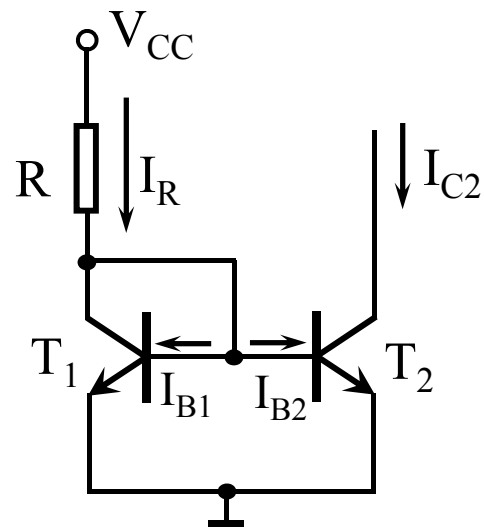
$T_1$ 、 $T_2$ 相同，发射结特性曲线完全一致。  
而两管的b、e极是并联的，故两管的 $I_E$ 、 $I_C$ 相同。

$$\text{又 } I_{C2} = I_R - (I_{B1} + I_{B2}) = I_R - 2I_{B1} = I_R - 2\frac{I_{C2}}{\beta}$$

$$\text{可得: } I_{C2} = \frac{\beta}{\beta + 2} I_R \approx I_R = \frac{V_{CC} - U_{BE}}{R}$$

电流 $I_{C2}$ 相当于 $I_R$ 的镜像，电路结构简单。

缺点：要得到小电流( $\mu\text{A}$ 级)， $R$ 仍要求较大。



## 2、微电流源(small value current source)

要获得小电流又要使R不太大，只能使 $I_{C2} < I_R$ 。

两管参数相同，满足同样的特性方程：

$$I_E = I_S(e^{U_{BE}/U_T} - 1) \approx I_S e^{U_{BE}/U_T}$$

故：

$$\frac{I_{E1}}{I_{E2}} \approx \frac{I_S e^{U_{BE1}/U_T}}{I_S e^{U_{BE2}/U_T}} = e^{(U_{BE1}-U_{BE2})/U_T} \Rightarrow U_{BE1} - U_{BE2} \approx U_T \ln \frac{I_{E1}}{I_{E2}}$$

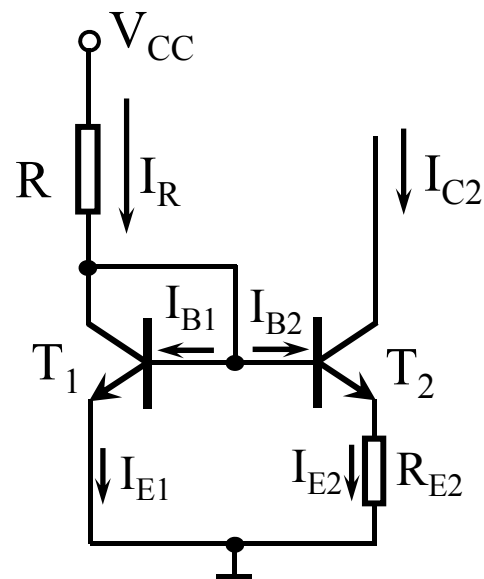
而：

$$U_{BE1} = U_{BE2} + I_{E2}R_{E2} \quad I_{E1} \approx I_R \quad I_{E2} \approx I_{C2}$$

代入、整理可得：

$$I_{C2}R_{E2} \approx U_T \ln \frac{I_R}{I_{C2}}$$

通常先确定 $I_R$ 、 $I_{C2}$ 的值，就可求出 $R_{E2}$ 的大小。

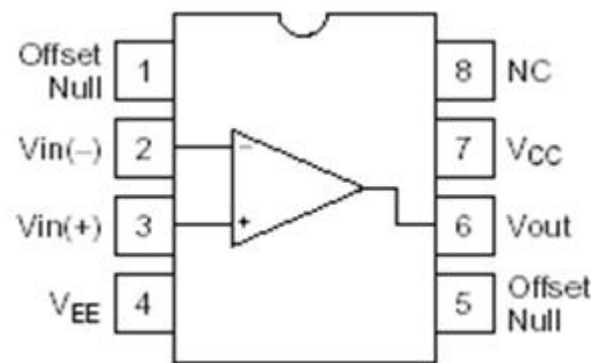


### 三 集成运放典型电路\*

LM741: National Semiconductor公司生产的通用型集成运算放大器



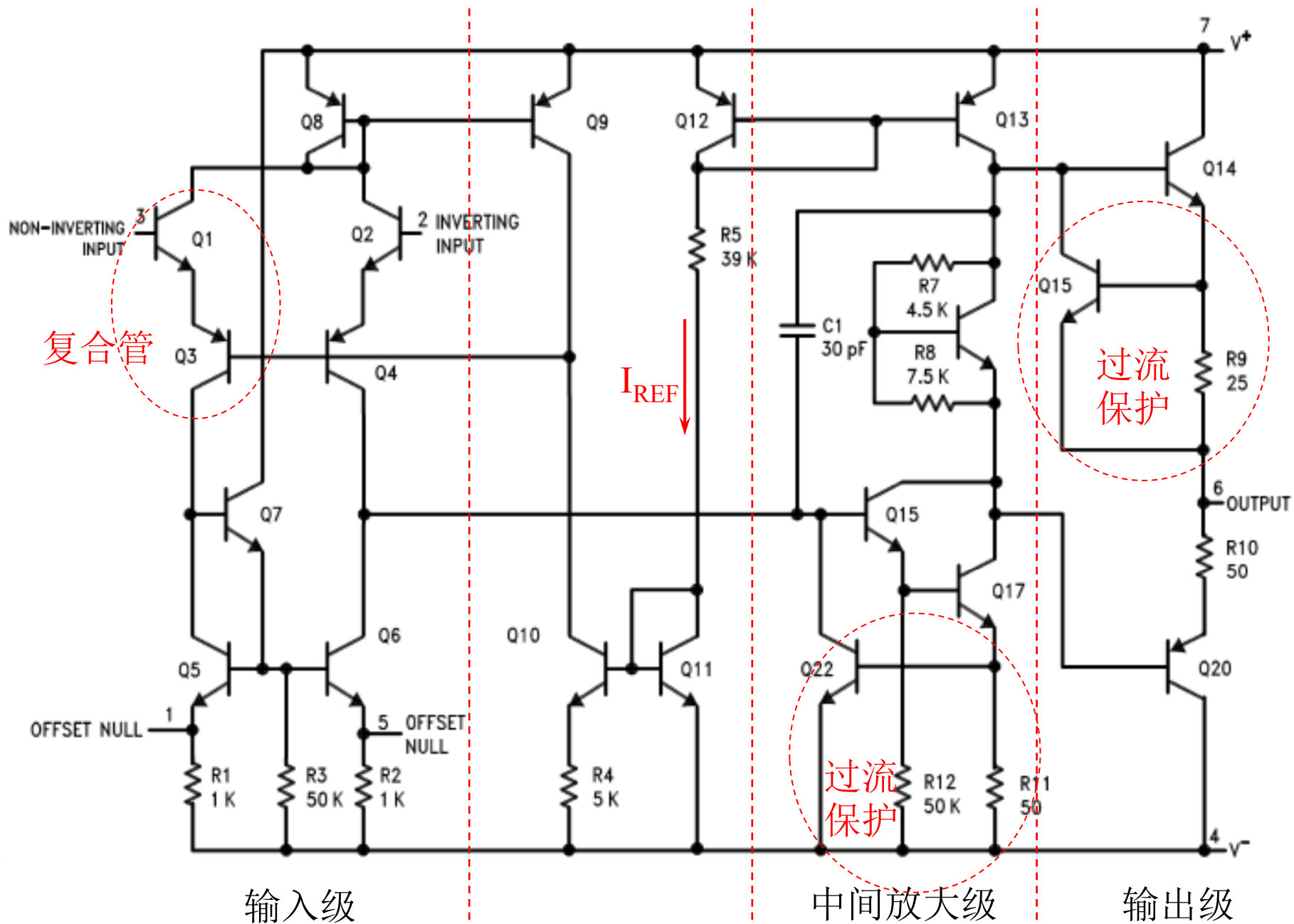
外形（双列直插）



引脚图

μA741: Texas Instruments公司生产  
CA741: Intersil公司生产  
CF741: 无锡华晶微电子有限公司生产

} 性能与引脚与LM741基本一致，可以互换



## 四、集成运放的主要指标和传输特性

### 1、集成运放的主要指标\*

(1)、开环差模电压放大倍数 $A_{od}$ :

在无外接反馈回路下的差模放大倍数，常用对数表示。

$$A_{od} = 20\lg \left| \frac{u_o}{u_+ - u_-} \right|$$

LM741的 $A_{od}$ 大于100dB。

(2)、共模抑制比 $K_{CMR}$ : LM741的 $K_{CMR}$ 典型值为90dB。

(3)、差模输入电阻 $R_{id}$ : 输入差模信号时的输入电阻， $R_{id}$ 越大，对信号源的影响越小，LM741的 $R_{id}$ 典型值为 $2M\Omega$ 。

(4)、输出电阻 $R_o$ : 越小越好。



- (5)、输入失调电压 $U_{i0}$ ：指为使输出电压为零而在输入端加的补偿电压。反映了电路的对称程度，对称度越好， $U_{i0}$ 越小。
- (6)、输入失调电流 $I_{i0}$ ：指静态输出电压为零时，两个输入端静态电流之差， $I_{i0}$ 用电流的方式反映差放对管输入电流不对称程度。
- (7)、温度漂移：包括输入失调电压的温漂 $dU_{i0}/dT$ 和输入失调电流的温漂 $dI_{i0}/dT$ ，是衡量运放温漂的重要指标。
- (8)、最大差模输入电压 $U_{idmax}$ ：指集成运放所能承受的最大差模输入电压值，超过此值时，运放输入级中反偏的PN结可能会被击穿。
- (9)、最大共模输入电压 $U_{icmax}$ ：指集成运放所能承受的最大共模输入电压值，超过此值时，运放的 $K_{CMR}$ 将变坏。
- (10)、开环带宽 $f_H$ ：即运放的频带宽度，也成为-3dB带宽。
- (11)、单位增益带宽 $f_C$ ：指 $A_{od}=1$ 时的信号频率，其值等于运放的增益带宽积。

## Electrical Characteristics (Note 4)

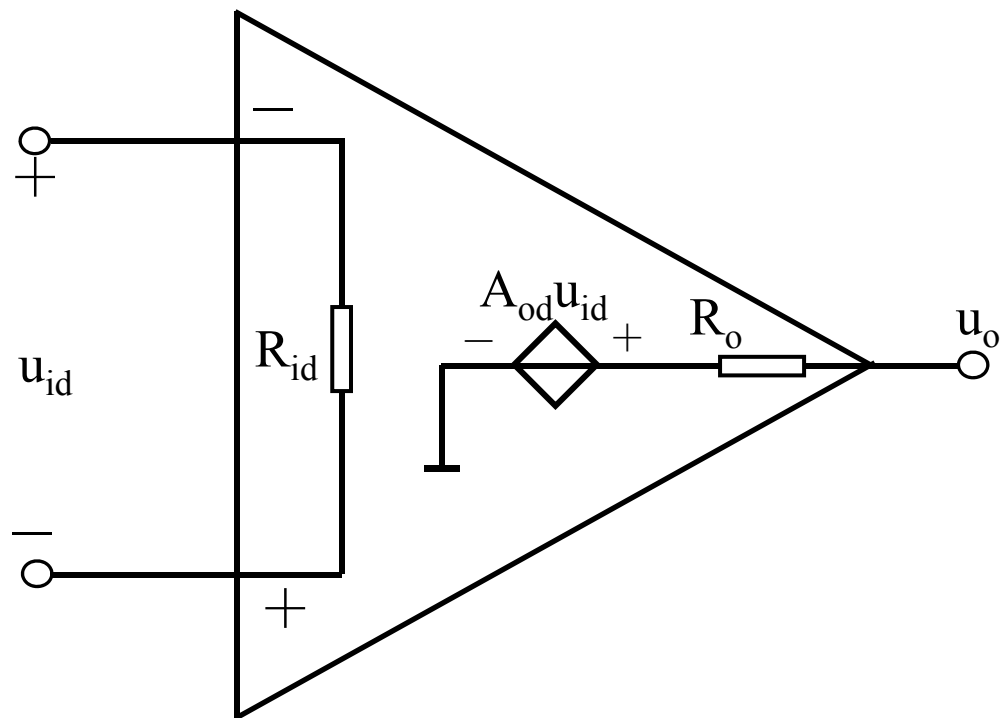
Parameter	Conditions	LM741A/LM741E			LM741			LM741C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$ $R_S \leq 50\Omega$		0.8	3.0		1.0	5.0		2.0	6.0	mV mV
	$T_{\text{AMIN}} \leq T_A \leq T_{\text{AMAX}}$ $R_S \leq 50\Omega$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$			4.0			6.0			7.5	mV mV
Average Input Offset Voltage Drift				15							$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Voltage Adjustment Range	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $V_S = \pm 20\text{V}$	$\pm 10$				$\pm 15$			$\pm 15$		mV
Input Offset Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		3.0	30		20	200		20	200	nA
	$T_{\text{AMIN}} \leq T_A \leq T_{\text{AMAX}}$			70		85	500			300	nA
Average Input Offset Current Drift				0.5							$\text{nA}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		30	80		80	500		80	500	nA
	$T_{\text{AMIN}} \leq T_A \leq T_{\text{AMAX}}$			0.210			1.5			0.8	$\mu\text{A}$
Input Resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $V_S = \pm 20\text{V}$	1.0	6.0		0.3	2.0		0.3	2.0		$\text{M}\Omega$
	$T_{\text{AMIN}} \leq T_A \leq T_{\text{AMAX}}$ , $V_S = \pm 20\text{V}$	0.5									$\text{M}\Omega$
Input Voltage Range	$T_A = 25^\circ\text{C}$							$\pm 12$	$\pm 13$		V
	$T_{\text{AMIN}} \leq T_A \leq T_{\text{AMAX}}$				$\pm 12$	$\pm 13$					V

LM741的主要指标值

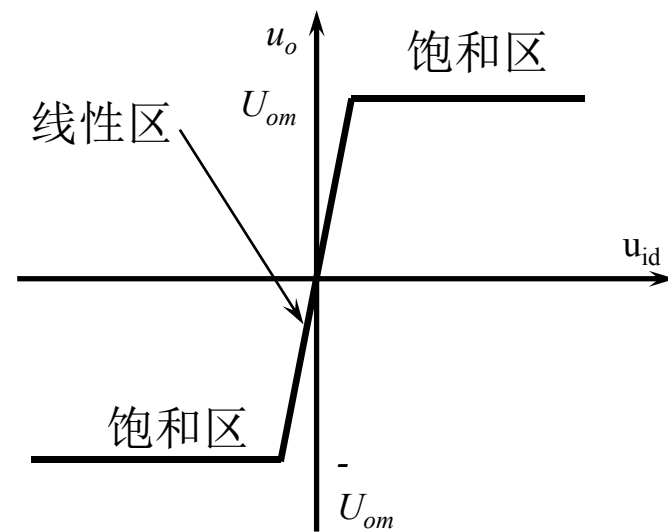
## Electrical Characteristics (Note 4) (Continued)

Parameter	Conditions	LM741A/LM741E			LM741			LM741C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ $V_S = \pm 20\text{V}$ , $V_O = \pm 15\text{V}$ $V_S = \pm 15\text{V}$ , $V_O = \pm 10\text{V}$	50			50	200		20	200		V/mV V/mV
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 15\text{V}$ $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$				$\pm 12$ $\pm 10$	$\pm 14$ $\pm 13$		$\pm 12$ $\pm 10$	$\pm 14$ $\pm 13$		V V
Output Short Circuit Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$	10 10	25	35 40		25			25		mA mA
Common-Mode Rejection Ratio	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$ , $V_{CM} = \pm 12\text{V}$ $R_S \leq 50\Omega$ , $V_{CM} = \pm 12\text{V}$	80	95		70	90		70	90		dB dB
Supply Voltage Rejection Ratio	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ , $V_S = \pm 20\text{V}$ to $V_S = \pm 5\text{V}$ $R_S \leq 50\Omega$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$	86	96		77	96		77	96		dB dB
Transient Response Rise Time Overshoot	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , Unity Gain		0.25 6.0	0.8 20		0.3 5			0.3 5		$\mu\text{s}$ %
Bandwidth (Note 5)	$T_A = 25^\circ\text{C}$	0.437	1.5								MHz
Slew Rate	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , Unity Gain	0.3	0.7			0.5			0.5		V/ $\mu\text{s}$
Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$					1.7	2.8		1.7	2.8	mA
Power Consumption	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_S = \pm 20\text{V}$ $V_S = \pm 15\text{V}$		80	150		50	85		50	85	mW mW

## 2、集成运放的传输特性



低频等效电路



传输特性

### 3、理想运放的特性

#### (1)、运放指标的理想化

$$A_{od} = \infty$$

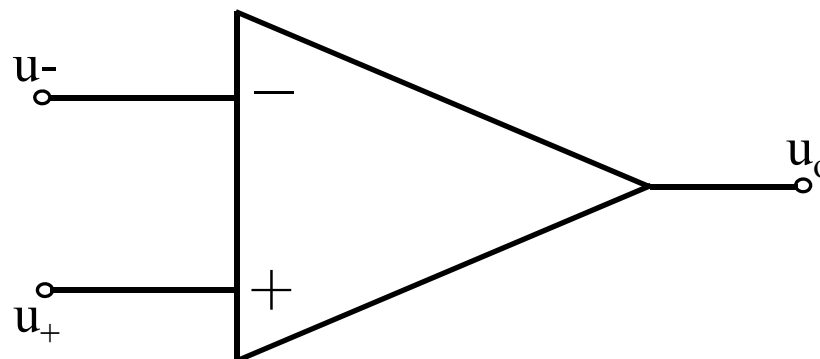
$$K_{CMR} = \infty$$

$$R_{id} = \infty$$

$$R_o = 0$$

$$f_H = \infty$$

各失调电压、电流及温漂均为零。

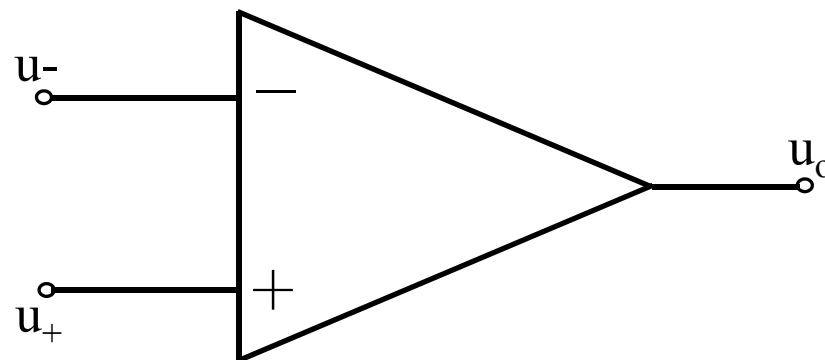


## (2)、理想运放的特性

虚短：  $u_o = A_{od}(u_+ - u_-)$

而  $A_{od} = \infty$ ， $u_o$  为有限值，

则有  $u_+ = u_-$ ，即正反向输入端可看作短路（虚短virtual short circuit）。



虚断：理想运放输入电阻为无穷大，则  $i_+ = i_- = 0$ ，输入端没有电流流入，相当于断路（虚断virtual open circuit）。

## 第四章：反馈放大器 (feedback amplifier)

本章内容：

§ 4.1 反馈的基本概念与分类

§ 4.2 负反馈对放大器性能的改善

§ 4.3 深度负反馈放大器的分析方法

## § 4.1 反馈的基本概念与分类

### 一、反馈的基本概念

#### 1、什么是反馈 (feedback)

在电子电路中，将放大电路的输出量（电压或电流）的一部分或全部，通过一定的方式，反送到输入回路中，从而去影响电路输入量（电压或电流）的措施称为反馈。

引入反馈的目的是通过输出对输入的影响来改善系统的运行状况及控制效果。



## 2、反馈的一般框图

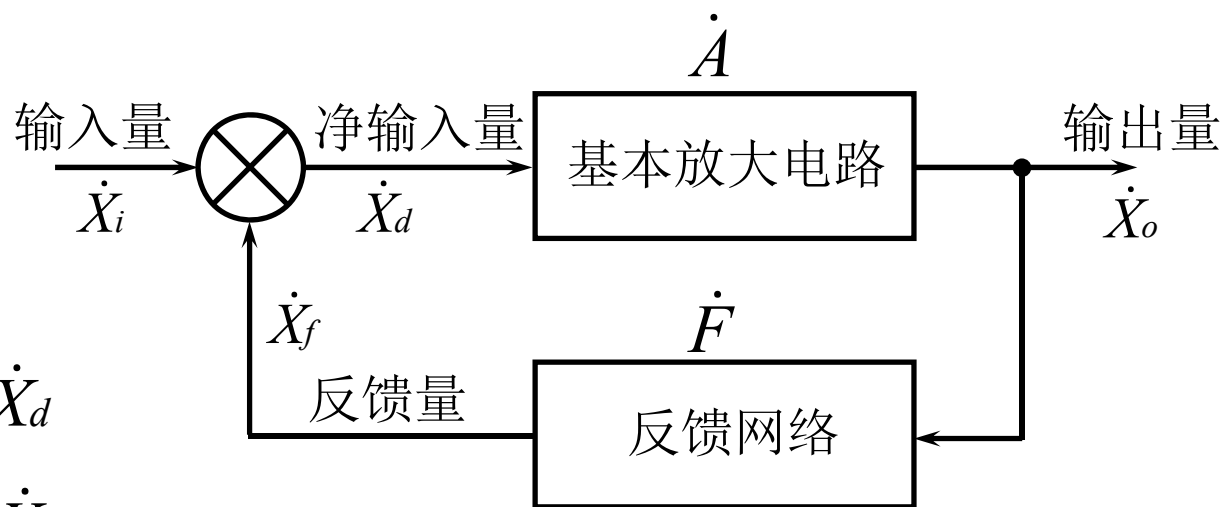
按照反馈放大器各部分电路的功能可将其分为基本放大电路和反馈网络两部分，其一般框图如下：

定义：

开环增益： $\dot{A} \equiv \dot{X}_o / \dot{X}_d$   
(open-loop gain)

反馈系数： $\dot{F} \equiv \dot{X}_f / \dot{X}_o$   
(feedback factor)

闭环增益： $\dot{A}_f \equiv \dot{X}_o / \dot{X}_i$   
(closed-loop gain)

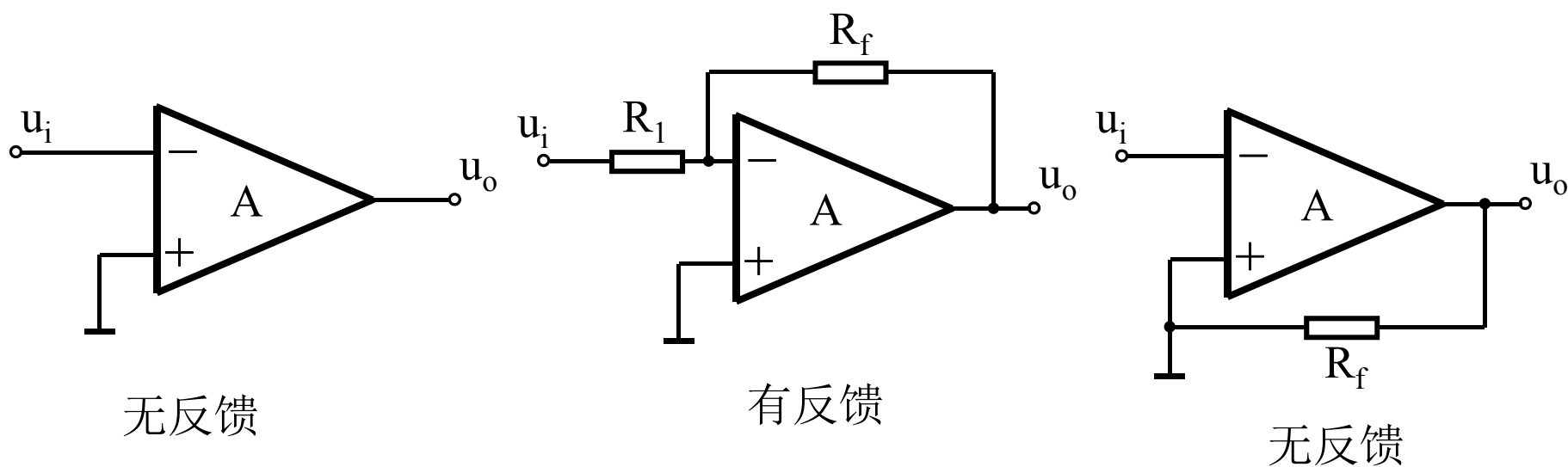


反馈放大器的一般框图

### 3、反馈有无的判断

依据：反馈通路（反馈网络）的有无。  
(feedback path)

{ 查看输入端与输出端是否构成回路（反馈通路）；  
输出回路、输入回路的交叉支路一定是反馈通路。



## 二、反馈的分类与判别

### 1、正反馈与负反馈 (negative feedback) (positive feedback)

根据反馈极性（输入量与反馈量如何合成净输入量的方式）的不同，反馈分为正反馈与负反馈两种。

正反馈：相加合成，反馈的结果使净输入量增大，即

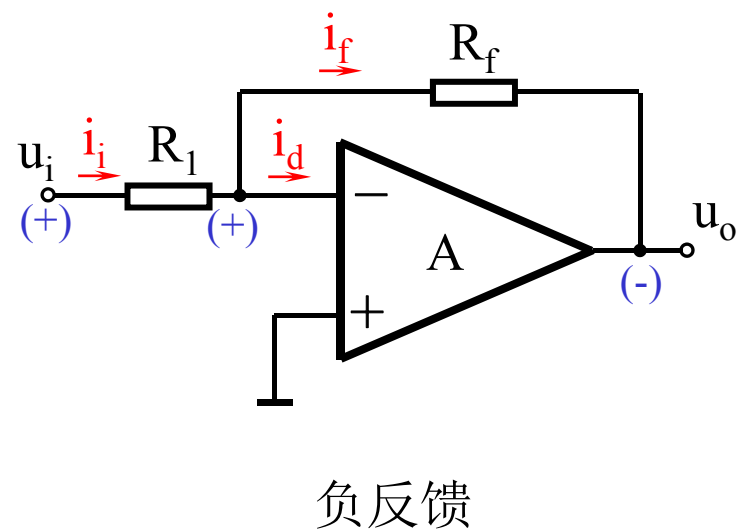
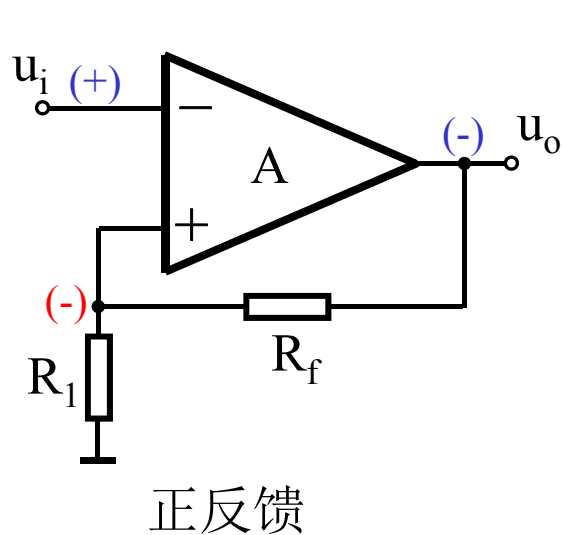
$$\dot{X}_d = \dot{X}_i + \dot{X}_f \implies \dot{A}_f \equiv \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_i} = \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_d - \dot{X}_f} = \frac{\dot{A}}{1 - \dot{A}\dot{F}}$$

负反馈：相减合成，反馈的结果使净输入量减小，即

$$\dot{X}_d = \dot{X}_i - \dot{X}_f \implies \dot{A}_f \equiv \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_i} = \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_d + \dot{X}_f} = \frac{\dot{A}}{1 + \dot{A}\dot{F}}$$

## 反馈极性的判别

瞬时极性法：规定电路输入信号在某一时刻对地的极性，由基本放大电路逐级分析出输出信号的极性；根据输出信号的极性判断出反馈信号的极性；若反馈信号使净输入信号增大，说明引入的是正反馈；若反馈信号使净输入信号减小，说明引入的是负反馈。



## 2、直流反馈与交流反馈

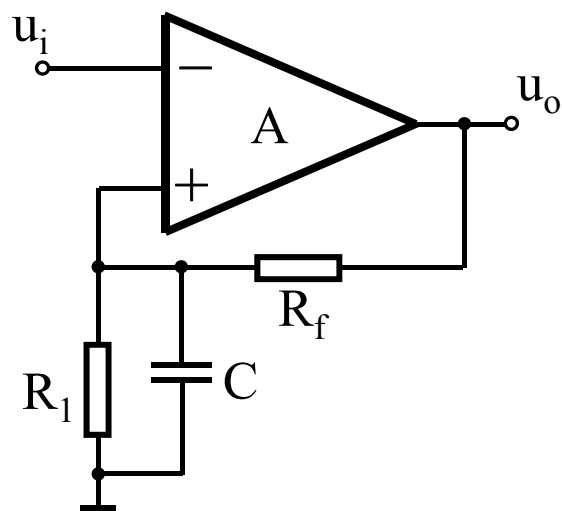
根据反馈量的交、直流性质划分，反馈分为直流反馈与交流反馈。

- 直流反馈：如果反馈量只含有直流量，称为直流反馈，它仅在直流通路中存在，影响电路的直流特性，如静态工作点。
- 交流反馈：如果反馈量只含有交流量，称为交流反馈，它仅在交流通路中存在，影响电路的交流特性，如放大倍数、输入输出电阻等。

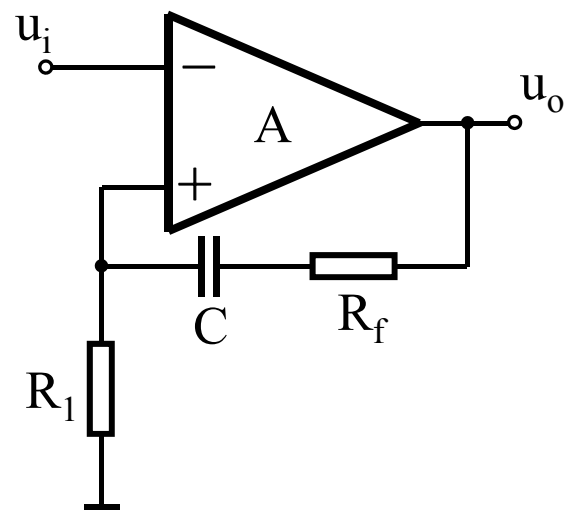
在很多放大电路中，交、直流反馈往往同时存在。

## 交、直流反馈的判别

依据：反馈存在于交流通路还是直流通路。



直流反馈



交流反馈

### 3、电压反馈与电流反馈

根据反馈量在放大电路输出端的采样方式划分，反馈分为电压反馈与电流反馈。

{ 电压反馈：反馈量取自输出端电压。  
(voltage feedback)  
电流反馈：反馈量取自输出电流。  
(current feedback)

判别：负载短路法。将负载 $R_L$ 短路，即令 $u_o=0$ ，考察反馈信号，如果反馈信号为0，即不存在反馈，则说明反馈信号取自输出端电压，为电压反馈；如果反馈信号不为0，即反馈依然存在，则说明反馈信号取自输出电流，为电流反馈。

## 4、串联反馈与并联反馈

根据反馈量与输入量在电路输入端的叠加方式划分，反馈分为串联反馈与并联反馈。

{ 串联反馈：反馈量与输入量以电压方式叠加；  
(series feedback)  
{ 并联反馈：反馈量与输入量以电流方式叠加。  
(parallel feedback)

判别：

方法一：将净输入信号和反馈信号表示成电压形式，考察它们的连接方式，串联串馈，并联并馈。

方法二：输入端短路法，令 $u_i=0$ ，考察反馈信号能否影响净输入信号，如果能，为串联反馈；如果不能，为并联反馈。



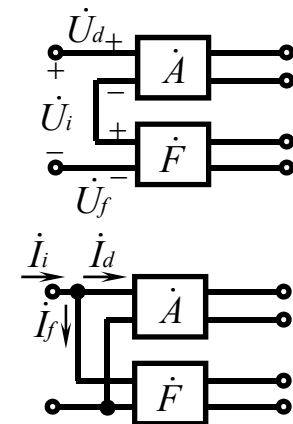
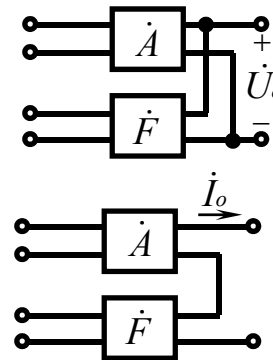
### 三、负反馈放大电路的四种组态

为便于定量分析，可按照反馈的极性、输入量与输出量的电性来对反馈进行分类。

反馈极性 { 正反馈：净输入量增大；  
负反馈：净输入量减小。

输出量 { 电压反馈：反馈量取自输出电压；  
电流反馈：反馈量取自输出电流。

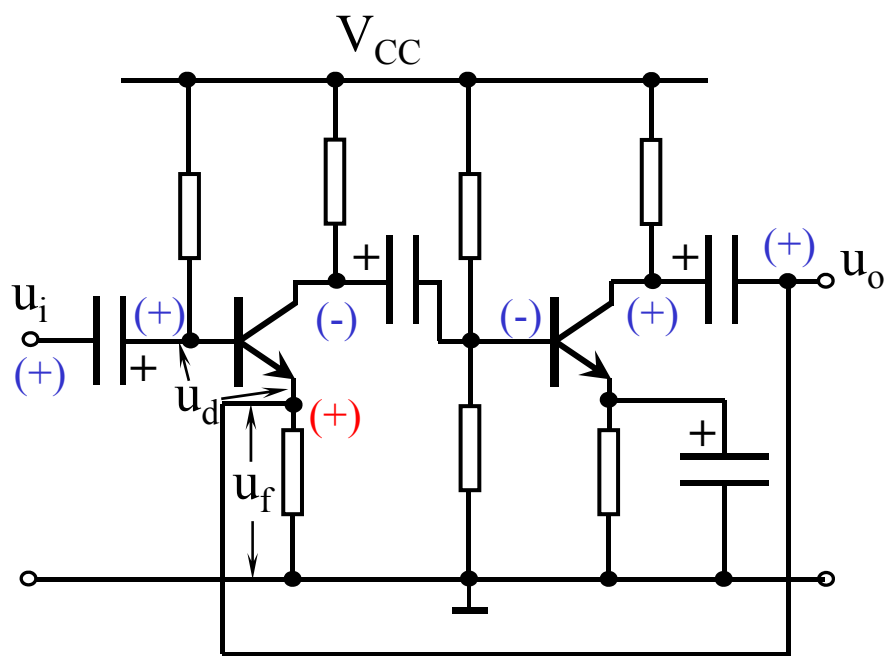
输入量 { 串联反馈：反馈量与输入量以电压方式合成；  
并联反馈：反馈量与输入量以电流方式合成。



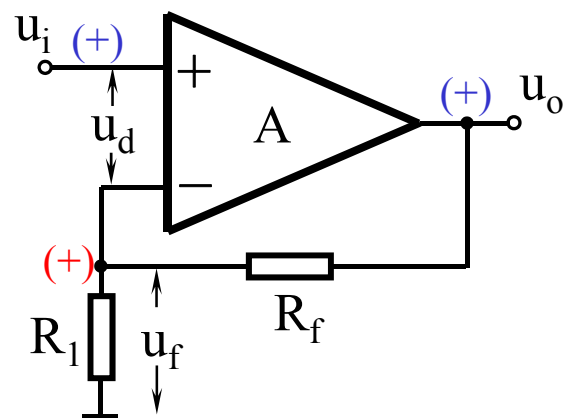
三种分类法排列组合，可得八种反馈类型，这里只讨论负反馈得四种类型，它们是：

$$\left\{ \begin{array}{lll}
 \text{电压串联负反馈:} & \dot{A}_U = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_d} & \dot{F}_U = \frac{\dot{U}_f}{\dot{U}_o} & \dot{A}_{UF} = \frac{\dot{A}_U}{1 + \dot{A}_U \dot{F}_U} \\
 \text{电压并联负反馈:} & \dot{A}_R = \frac{\dot{U}_o}{\dot{I}_d} & \dot{F}_G = \frac{\dot{I}_f}{\dot{U}_o} & \dot{A}_{RF} = \frac{\dot{A}_R}{1 + \dot{A}_R \dot{F}_G} \\
 \text{电流串联负反馈:} & \dot{A}_G = \frac{\dot{I}_o}{\dot{U}_d} & \dot{F}_R = \frac{\dot{U}_f}{\dot{I}_o} & \dot{A}_{GF} = \frac{\dot{A}_G}{1 + \dot{A}_G \dot{F}_R} \\
 \text{电流并联负反馈:} & \dot{A}_I = \frac{\dot{I}_o}{\dot{I}_d} & \dot{F}_I = \frac{\dot{I}_f}{\dot{I}_o} & \dot{A}_{IF} = \frac{\dot{A}_I}{1 + \dot{A}_I \dot{F}_I}
 \end{array} \right.$$

# 1、电压串联负反馈

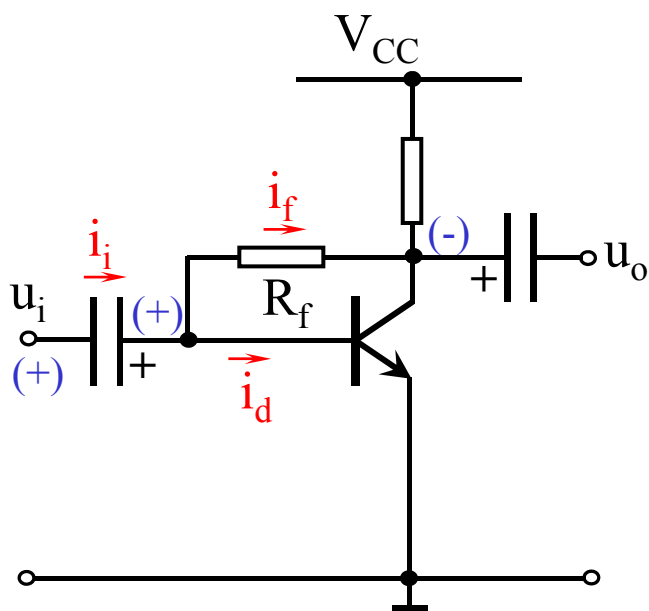


$$F_U = \frac{u_f}{u_o} = 1$$

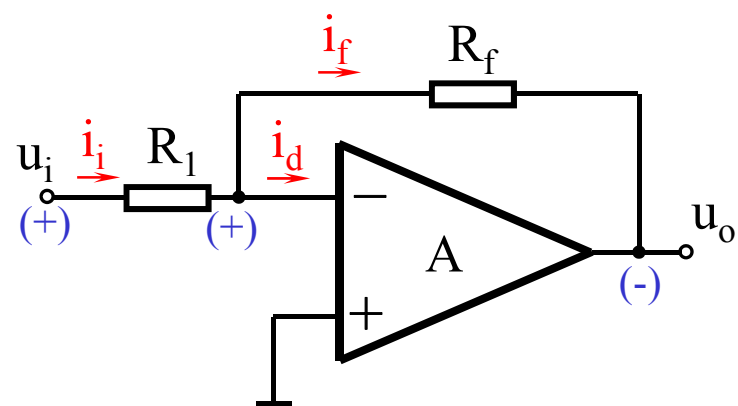


$$F_U = \frac{u_f}{u_o} = \frac{R_1}{R_1 + R_f}$$

## 2、电压并联负反馈

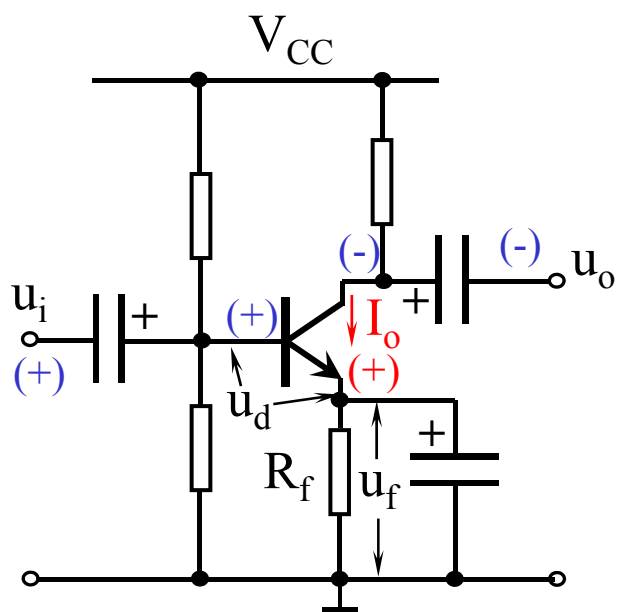


$$F_G = \frac{i_f}{u_o} = -\frac{1}{R_f}$$



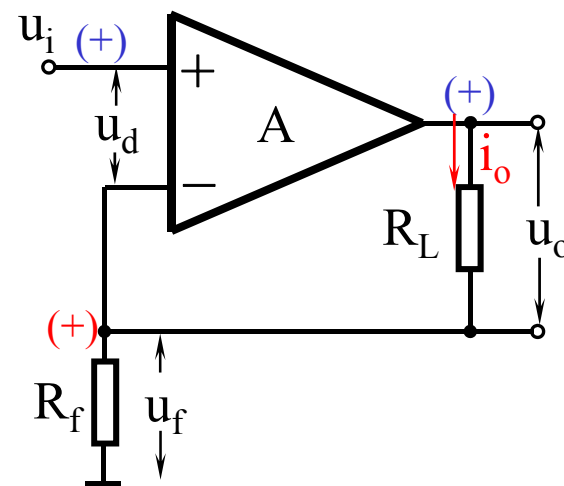
$$F_G = \frac{i_f}{u_o} = -\frac{1}{R_f}$$

### 3、电流串联负反馈



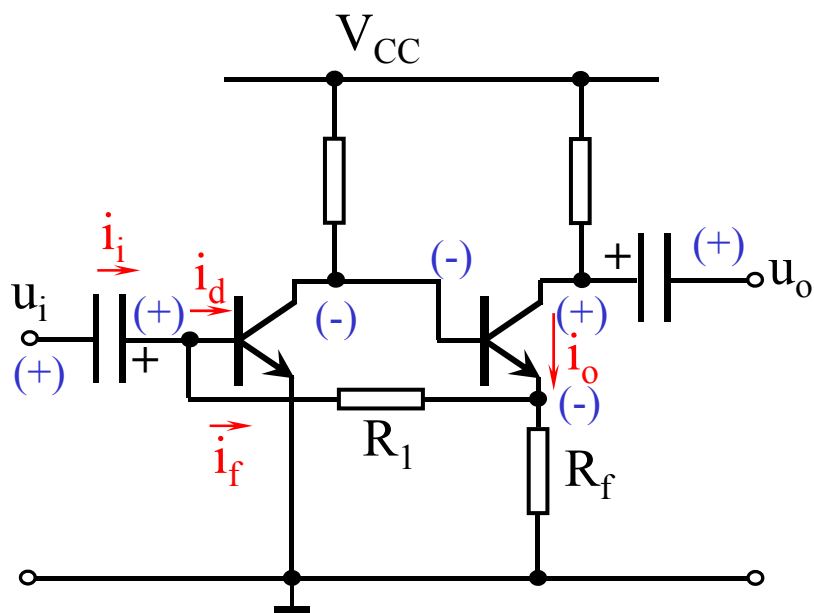
只有直流反馈，无交流反馈

$$F_R = \frac{u_f}{I_o} = R_f$$

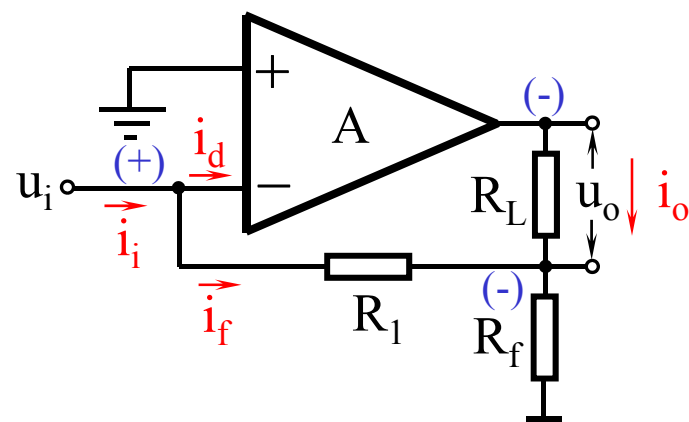


$$F_R = \frac{u_f}{i_o} = R_f$$

## 4、电流并联负反馈



$$F_I = \frac{i_f}{i_o} = -\frac{R_f}{R_1 + R_f}$$



$$F_I = \frac{i_f}{i_o} = -\frac{R_f}{R_1 + R_f}$$

## § 4.2 负反馈对放大器性能的改善

### 一、反馈条件与假定

1、条件：串馈用压源，并馈用流源。

#### 2、假定

①、反馈网络的正向传递可以忽略；

理由：F网络的正向传递远小于A网络的正向传递。

②、基本放大电路的内馈可以忽略；

理由：内馈系数远小于反馈系数。

③、反馈网络为线性网络，且与 $R_s$ 、 $R_L$ 无关；  
④、放大器工作在中频区。

}  $\Rightarrow \dot{A}$ 、 $\dot{F}$ 为实数

## 二、稳定放大倍数

闭环放大倍数

$$A_F = \frac{A}{1 + AF} = \frac{A}{D} < A$$

定义反馈深度： $D = 1 + AF$  D表示引入负反馈的强度。

上式对A求导， $\frac{dA_F}{dA} = \frac{1}{(1 + AF)^2} \Rightarrow \frac{dA_F}{A_F} = \frac{1}{1 + AF} \cdot \frac{dA}{A}$

可见，闭环放大倍数的相对变化量为开环的1/D，亦即闭环放大倍数的稳定性提高了D倍。



### 三、扩展通频带

$$A_H = \frac{A_M}{1 + j f / f_H} \quad \text{式中 } A_M \text{ 为中频增益, } A_H \text{ 为高频增益。}$$

则

$$A_{HF} = \frac{A_H}{1 + A_H F} = \frac{\frac{A_M}{1 + j f / f_H}}{1 + \frac{A_M}{1 + j f / f_H} F} = \frac{A_M}{1 + A_M F + j f / f_H}$$

$$= \frac{A_{MF}}{1 + j f / f_{HF}} \quad \text{式中, } A_{MF} = \frac{A_M}{1 + A_M F}$$

$$f_{HF} = f_H(1 + A_M F)$$

可见, 闭环的 $f_{HF}$ 比开环增大了D倍, 同理可得, 闭环的 $f_{LF}$ 比开环减小了D倍。

$$f_{BWF} = f_{HF} - f_{LF} \approx f_{HF} = (1 + A_M F) f_H \approx (1 + A_M F) f_{BW}$$

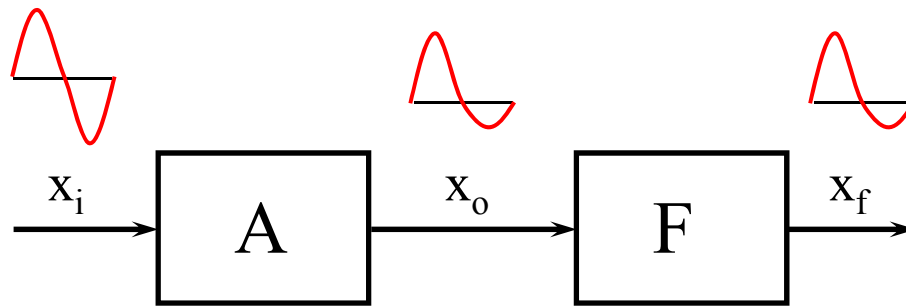
引入负反馈后，通频带扩展了D倍。

另外，对比引入负反馈前后，有

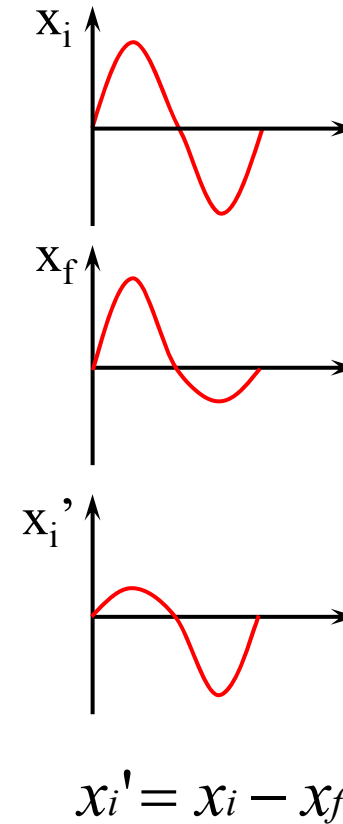
$$A_{MF} \cdot f_{BWF} = A_M \cdot f_{BW}$$

说明在引入负反馈前后，放大器的增益带宽积保持不变，由此可知要使放大电路具有更大的带宽，必须引入较强的负反馈，但这是以牺牲放大器的放大倍数为代价的。

## 四、减小非线性失真



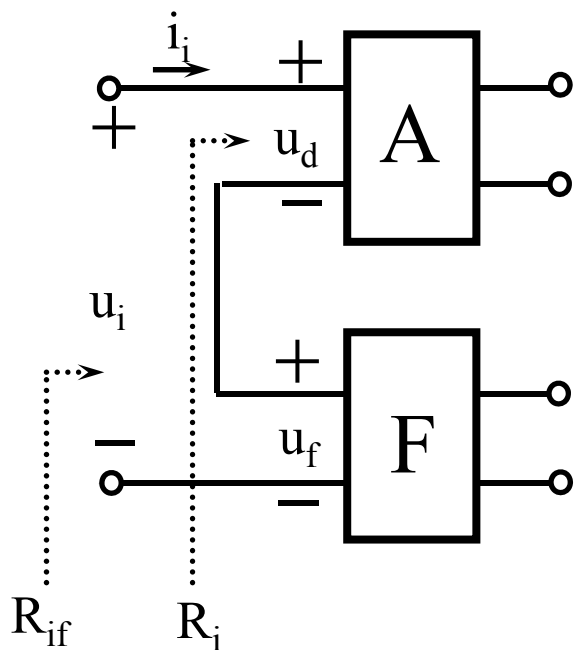
设经放大后 $x_o$ 产生失真， $x_f$ 与 $x_o$ 的失真情况相同，则闭环后 $x_f$ 与 $x_i$ 叠加得到 $x_i'$ 如图， $x_i'$ 经过 $A$ 放大后得到的 $x_o'$ 上的失真将有所改善。



## 五、改变输入、输出电阻

- 1、对输入电阻 $R_i$ 的影响 ← 指对基本放大电路 $R_i$ 的影响  
 串馈入阻增，并馈入阻减。

### ①、串联反馈



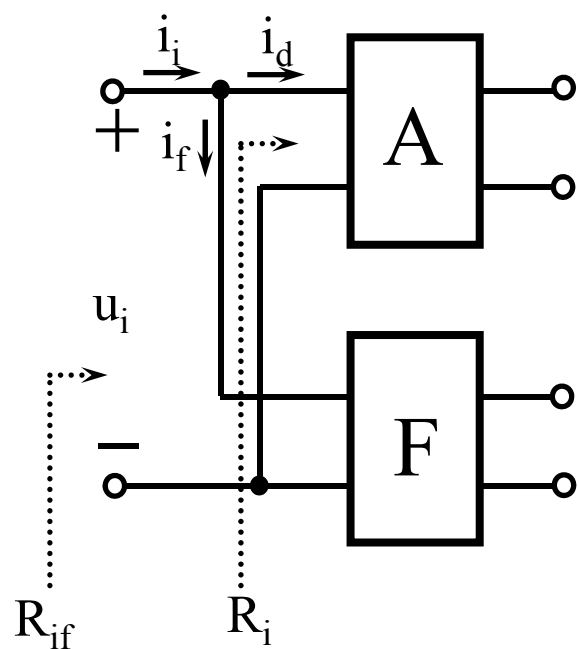
$$R_i = \frac{u_d}{i_i}$$

$$R_{if} = \frac{u_i}{i_i} = \frac{u_d + u_f}{i_i} \left\{ \begin{array}{l} \text{压馈} = \frac{u_d + A_U F_U u_d}{i_i} \\ \text{流馈} = \frac{u_d + A_G F_R u_d}{i_i} \end{array} \right\}$$

$$= R_i \cdot D$$

串联反馈输入电阻增大D倍。

②、并联反馈



$$R_i = \frac{u_i}{i_d}$$

$$R_{if} = \frac{u_i}{i_i} = \frac{u_i}{i_f + i_d} \left\{ \begin{array}{l} \text{压反馈} \\ = \frac{u_i}{i_d + A_R F_G i_d} \\ \text{流反馈} \\ = \frac{u_i}{i_d + A_I F_I i_d} \end{array} \right\}$$

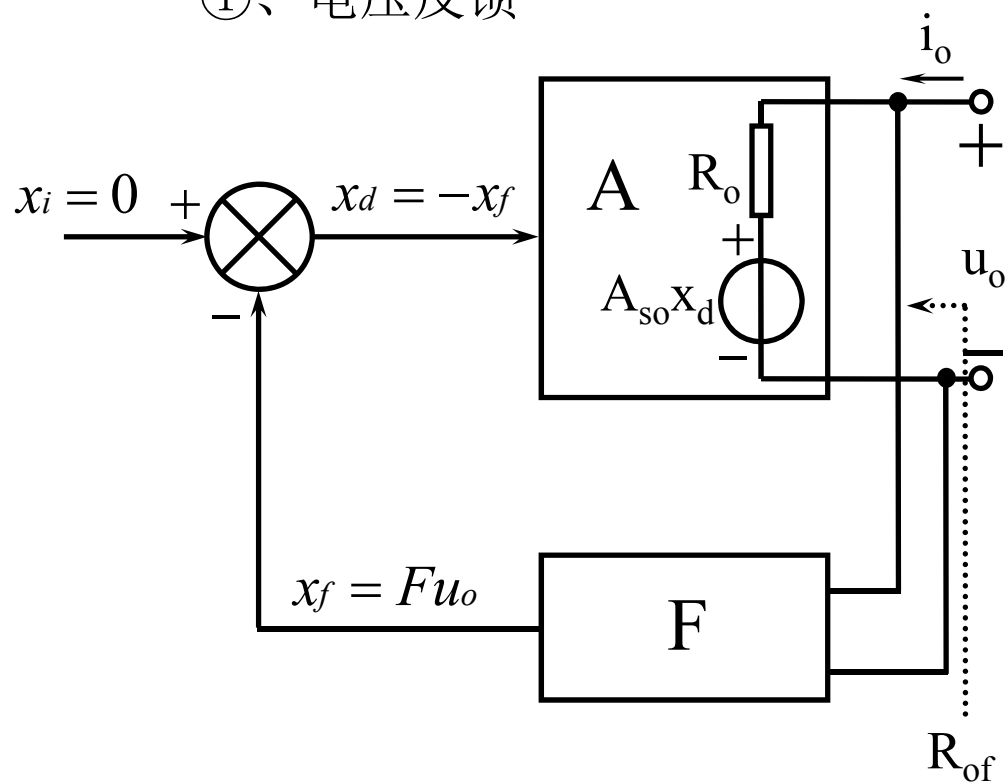
$$= R_i / D$$

并联反馈输入电阻减小D倍。

## 2、对输出电阻 $R_o$ 的影响

压馈出阻减，流馈出阻增。

### ①、电压反馈



计算输出电阻时，将输入信号源关闭，保留内阻。将无负载时的基本放大电路的开环增益记为 $A_{so}$ 。

$$R_{of} = \frac{u_o}{i_o}$$

而

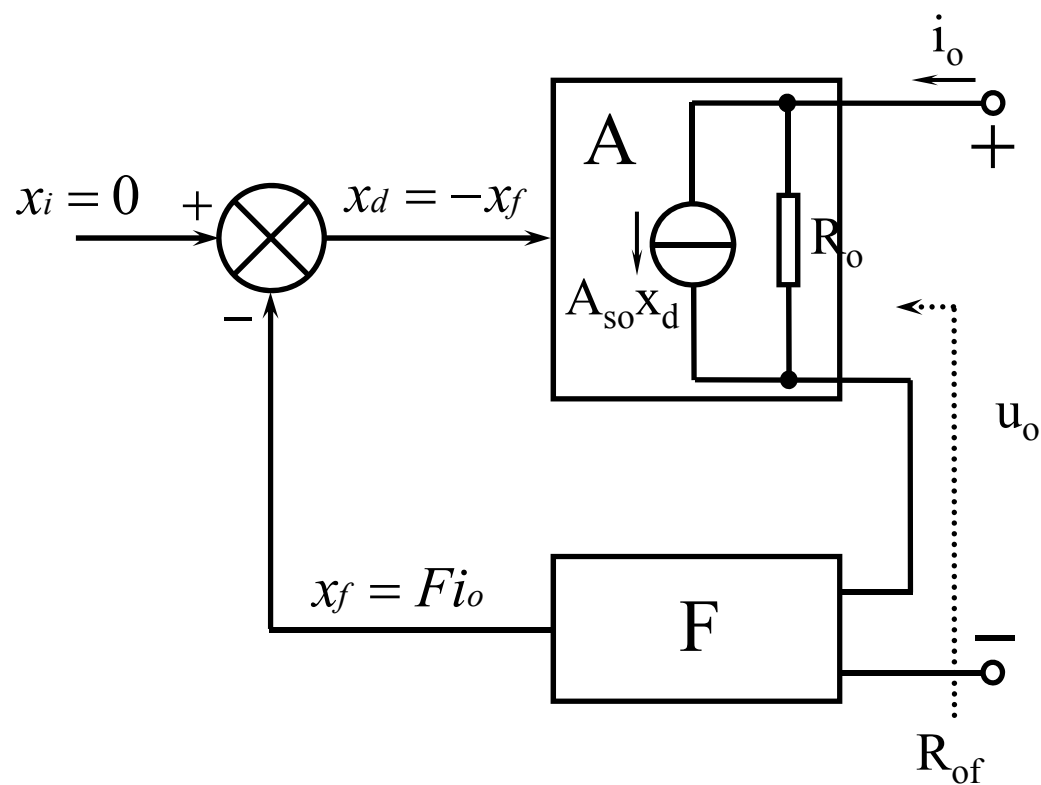
$$\begin{aligned} i_o &= \frac{u_o - A_{so}x_d}{R_o} \\ &= \frac{u_o + A_{so}Fu_o}{R_o} \end{aligned}$$

$$i_o = \frac{u_o + A_{so}F u_o}{R_o} \left\{ \begin{array}{l} \overset{\text{串馈}}{=} \frac{u_o + A_{Uso}F_U u_o}{R_o} \\ \underset{\text{并馈}}{=} \frac{u_o + A_{Rso}F_G u_o}{R_o} \end{array} \right\} = \frac{u_o}{R_o} \cdot D$$

$$R_{of} = \frac{u_o}{i_o} = R_o / D$$

电压反馈输出电阻减小D倍。

## ②、电流反馈



$$R_{of} = \frac{u_o}{i_o}$$

$$i_o = \frac{u_o}{R_o} + A_{so} x_d = \frac{u_o}{R_o} - A_{so} F i_o$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{串馈} \\ \text{并馈} \end{array} \right. \begin{array}{l} u_o \\ u_o \end{array} = \frac{u_o}{R_o} - A_{Uso} F U i_o$$

$$= \frac{u_o}{R_o} - A_{Rso} F G i_o$$

$$R_{of} = R_o \cdot D$$

电流反馈输出电阻增大D倍。



## 负反馈放大器的主要特性表

特性 \ 类型	电压串联	电流串联	电压并联	电流并联
$F$	$F_U = u_f / u_o$	$F_R = u_f / i_o$	$F_G = i_f / u_o$	$F_I = i_f / i_o$
$A$	$A_U = u_o / u_d$	$A_G = i_o / u_d$	$A_R = u_o / i_d$	$A_I = i_o / i_d$
$1 + AF$	$1 + A_U F_U$	$1 + A_G F_R$	$1 + A_R F_G$	$1 + A_I F_I$
$A_F$	$A_{UF} = \frac{A_U}{1 + A_U F_U}$	$A_{GF} = \frac{A_G}{1 + A_G F_R}$	$A_{RF} = \frac{A_R}{1 + A_R F_G}$	$A_{IF} = \frac{A_I}{1 + A_I F_I}$
$R_{if}$	$R_i(1 + A_U F_U)$	$R_i(1 + A_G F_R)$	$R_i / (1 + A_R F_G)$	$R_i / (1 + A_I F_I)$
$R_{of}$	$R_o / (1 + A_{USo} F_U)$	$R_o(1 + A_{GSo} F_R)$	$R_o / (1 + A_{RSo} F_G)$	$R_o(1 + A_{ISo} F_I)$


## 六、负反馈放大器的自激与校正\*

### 1、负反馈放大器的自激

由  $\dot{A}_F = \frac{\dot{A}}{1 + \dot{A}\dot{F}}$  知，若  $1 + \dot{A}\dot{F} = 0$ ，则  $\dot{A}_F \rightarrow \infty$

此时即便没有输入信号，输出也可能不为零——自激。

$$1 + \dot{A}\dot{F} = 0 \implies \begin{cases} |\dot{A}\dot{F}| = 1 \\ \varphi_A + \varphi_F = (2n + 1)\pi \quad (n=0,1,2,\dots) \end{cases}$$

 相移

基本放大和反馈网络的附加相移达到了 $180^\circ$ ，负反馈变成了正反馈，从而产生了自激振荡（频率很高）。

## 2、负反馈放大器稳定工作条件

要使负反馈放大器稳定工作，必须使放大器远离自激条件，即

$$1 + \dot{A}\dot{F} \neq 0 \implies \begin{cases} |\dot{A}\dot{F}| < 1 \\ \varphi_A + \varphi_F = \pi \end{cases} \quad \text{或} \quad \begin{cases} |\dot{A}\dot{F}| \geq 1 \\ \varphi_A + \varphi_F < \pi \end{cases}$$

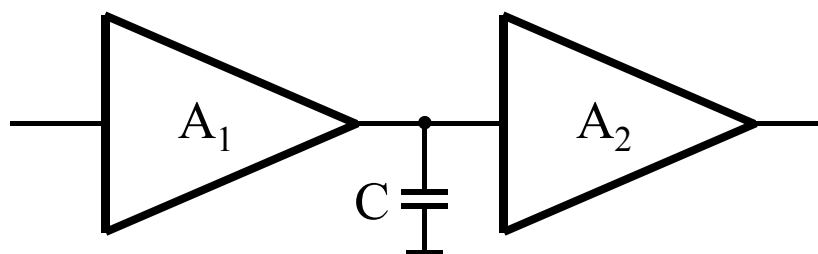
通常要保证电路稳定工作，还需要电路具有一定的稳定裕度。

$$\text{稳定裕度} \begin{cases} \text{幅值裕度} & G_m = 20\lg|\dot{A}\dot{F}|_{f=f_0} \leq -10\text{dB} \\ \text{相位裕度} & \varphi_m = 180^\circ - |\varphi_A + \varphi_F|_{f=f_c} > 45^\circ \end{cases}$$

其中 $f_0$ 为使 $\varphi_A + \varphi_F = -\pi$ 的频率， $f_c$ 为使 $20\lg|\dot{A}\dot{F}| = 0$ 的频率。

### 3、负反馈放大器自激振荡的消除方法

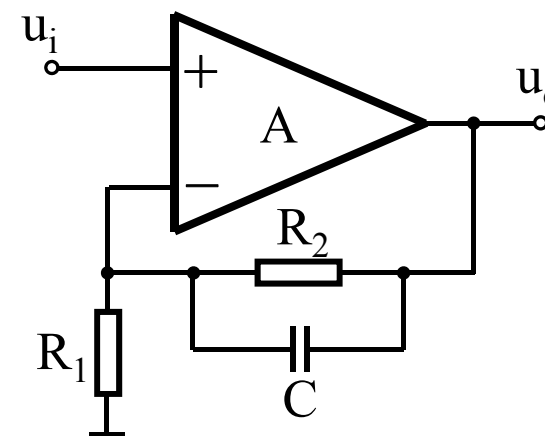
滞后补偿



加补偿电容 $C$ ，使幅频特性提前下降，牺牲带宽。

超前补偿

在反馈回路中加补偿电容 $C$ ，使相位超前，破坏自激振荡条件。



## § 4.3 深度负反馈放大器的分析方法

### 一、深度负反馈放大电路的近似估算法 (strong negative feedback)

深度负反馈条件:  $D = 1 + AF \gg 1$

在  $A_F = \frac{A}{1 + AF}$  中, 若  $1 + AF \gg 1$ , 则

$$\left. \begin{array}{l} A_F = \frac{A}{1 + AF} \approx \frac{A}{AF} = \frac{1}{F} \\ \text{而, } A_F = \frac{x_o}{x_i}, F = \frac{x_f}{x_o} \end{array} \right\} \Rightarrow x_i \approx x_f, x_d \approx 0$$

可见, 深度负反馈的实质是计算中忽略净输入量。对于串联反馈, 忽略净输入电压; 对于并联反馈, 忽略净输入电流。

## 二、分析深度负反馈的一般步骤

- 1、判断反馈类型（压串、流串、压并、流并）；
- 2、计算反馈系数 $F$ （ $F_U$ 、 $F_R$ 、 $F_G$ 、 $F_I$ ）；
- 3、由 $F$ 计算 $A_F$ （ $A_{UF}$ 、 $A_{RF}$ 、 $A_{GF}$ 、 $A_{IF}$ ）；

$$A_F = 1/F$$

- 4、再由 $A_F$ 求出 $A_{UF}$ 、 $A_{USF}$ 。

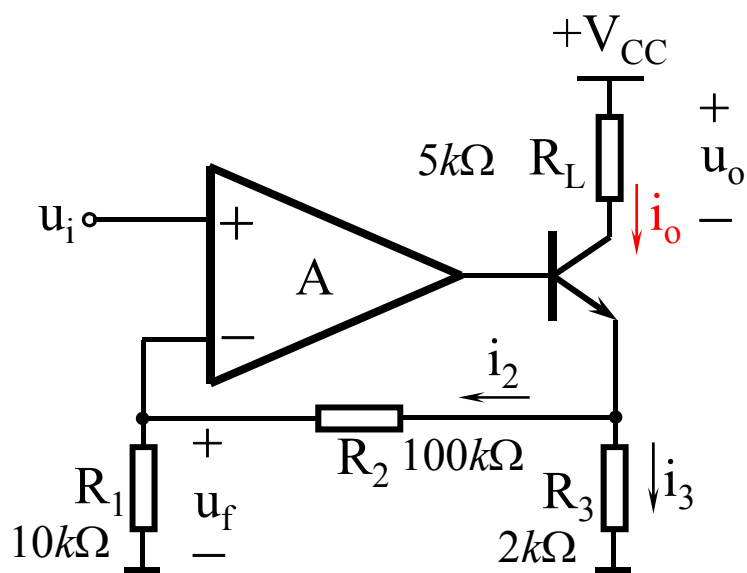
找出电路的输出、输入电阻，将 $A_F$ 的分子、分母表示成电压形式。

分析电路的输出、输入电阻时，对于深度负反馈，反馈环路的输出、输入电阻可按下表近似。

特性 \ 类型	电压串联	电流串联	电压并联	电流并联
$R_{if}$	$\infty$	$\infty$	0	0
$R_{of}$	0	$\infty$	0	$\infty$

深度负反馈下反馈环路的输出、输入电阻

例1、设图示电路满足深反馈条件，计算 $A_{UF}$ 。



解：

反馈类型：电流串联负反馈。

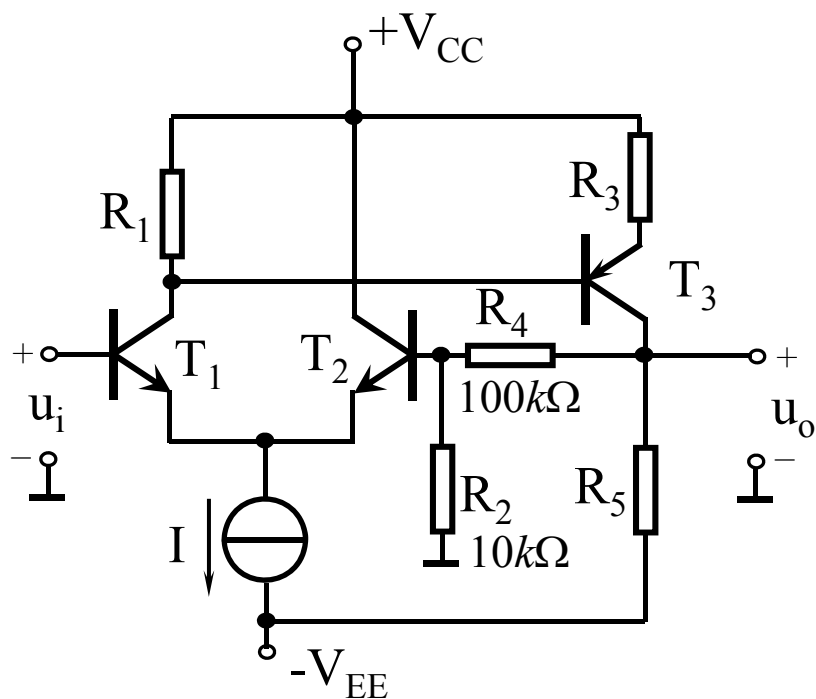
$$F_R = \frac{u_f}{i_o} = \frac{i_2 R_1}{i_o} = R_1 \frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3}$$

$$\text{则： } A_{GF} = \frac{1}{F_R} = \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1 R_3}$$

$$A_{UF} = \frac{u_o}{u_i} = A_{GF} (R_L // R_{of}) \approx \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1 R_3} R_L = 30$$



例2、设图示电路满足深反馈条件，计算 $A_{UF}$ 。



解：

反馈类型：电压串联负反馈。

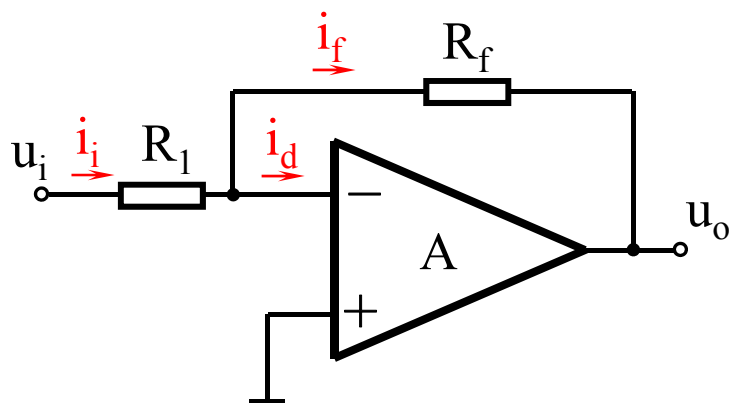
$$F_U = \frac{u_f}{u_o} = \frac{R_2}{R_2 + R_4}$$

则：

$$A_{UF} = \frac{1}{F_U} = \frac{R_2 + R_4}{R_2} = 11$$

例3、设图示电路满足深反馈条件，计算 $A_{UF}$ 。

解：



反馈类型：电压并联负反馈。

$$F_G = \frac{i_f}{u_o} = -\frac{1}{R_F}$$

$$A_{RF} = \frac{1}{F_G} = -R_F$$

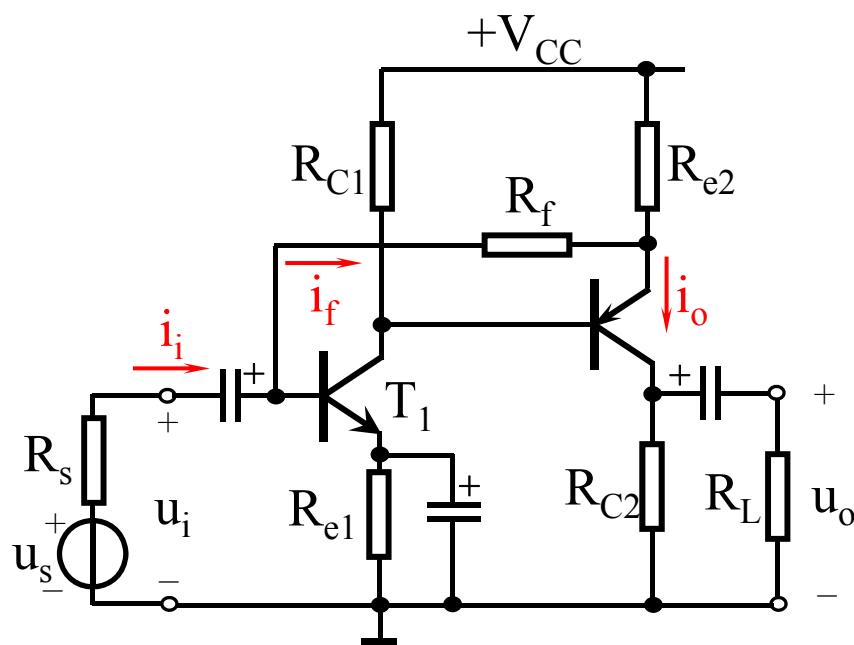
根据虚地条件：  $u_- = u_+ = 0$

$$A_{UF} = \frac{u_o}{u_i} = \frac{u_o}{i_i(R_1 + R_{if})} = \frac{A_{RF}}{R_1 + R_{if}} \approx -\frac{R_F}{R_1}$$

例4、设图示电路满足深反馈条件，计算 $A_{USF}$ 。

解：

反馈类型：电流并联负反馈。



$$F_I = \frac{i_f}{i_o} = \frac{R_{e2}}{R_{e2} + R_F}$$

$$A_{IF} = \frac{1}{F_I} = 1 + \frac{R_F}{R_{e2}}$$

$$A_{USF} = \frac{u_o}{u_s} = \frac{i_o(R_{C2} // R_L // R_{of})}{i_i(R_S + R_{if})} \approx \left(1 + \frac{R_F}{R_{e2}}\right) \frac{R_{C2} // R_L}{R_S}$$