



第一章 常用**半导体器件**

郭圆月

2024年9月2日





本章主要内容

§1.1 半导体基础知识

§1.2 半导体二极管

§1.3 晶体三极管





1.1 半导体基础知识

§1.1.1 本征半导体

§1.1.2 杂质半导体

§1.1.3 PN结的形成及其单向导电性

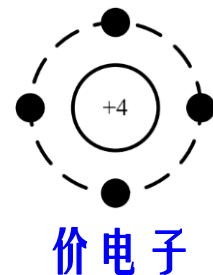
§1.1.4 PN结的电容效应





1.1.1 本征半导体

1、什么是半导体？什么是本征半导体？



- 导电性介于导体与绝缘体之间的物质称为**半导体**。
- **导体**——铁、铝、铜等金属元素等**低价**元素，其最外层价电子在外电场作用下很容易产生定向移动，形成电流。
- **绝缘体**——惰性气体、橡胶等，原子的最外层电子受原子核的束缚力很强，只有在外电场强到一定程度时才可能导电。
- **半导体**——硅（Si）、锗（Ge），均为**四价**元素，它们原子的最外层电子受原子核的束缚力介于导体与绝缘体之间。
- **本征半导体**是由单一元素原子构成、纯净的晶体结构的半导体。

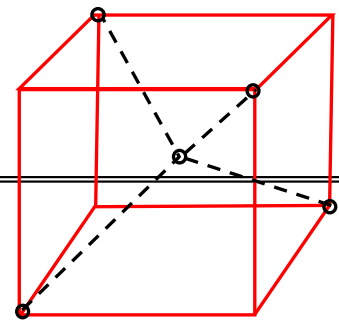
无杂质

稳定的结构

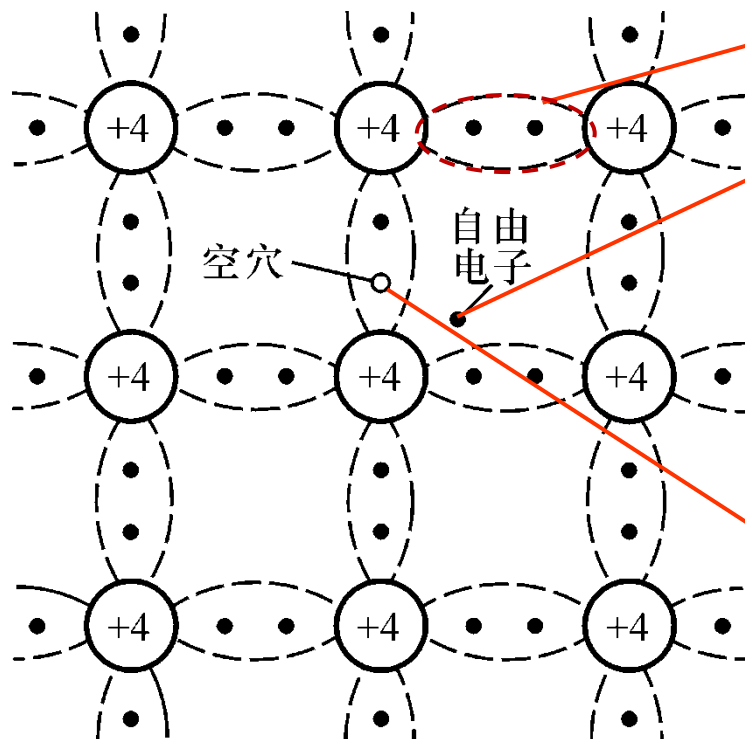




1.1.1 本征半导体的结构



Si和Ge的共价键结构
(四面体结构)



共价键

由于热运动，具有足够能量的价电子挣脱共价键的束缚而成为自由电子

自由电子的产生使共价键中留有一个空位置，称为空穴

本征激发

动态平衡

自由电子与空穴相碰同时消失，称为复合。





1.1.1 什么是热平衡状态？

■ 在一定温度下，激发和复合会达到一种动态平衡，单位体积内电子和空穴的数量就不再增长。

浓度

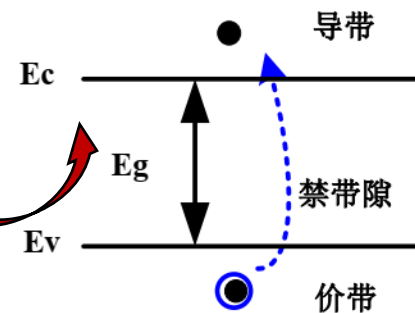
$$n_i = p_i = A_0 T^{\frac{3}{2}} e^{\frac{-E_g}{2KT}}$$

带隙能量

波尔兹曼常数

绝对温度

与半导体材料相关参数

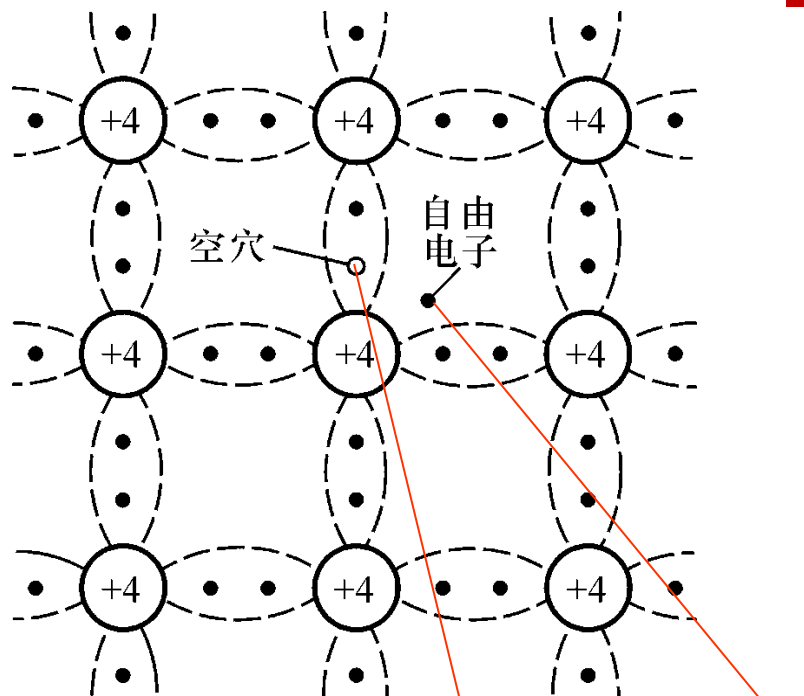


➤ 温度敏感性：温度升高，热运动加剧，电子和空穴浓度增大，导电性增强。





1.1.1 本征半导体中的两种载流子



两种载流子

■ 本征半导体新的导电方式：

- 运载电荷的粒子称为**载流子**。
- 外加电场时，带负电的**自由电子**和**新型带正电的空穴**均参与导电，且运动方向相反。
- 载流子**浓度**决定半导体导电能力；
- 室温下，载流子数目很少，故**导电性很弱**；热力学温度0K时**不导电**。

思考：为什么要将半导体变成导电性很差的本征半导体？

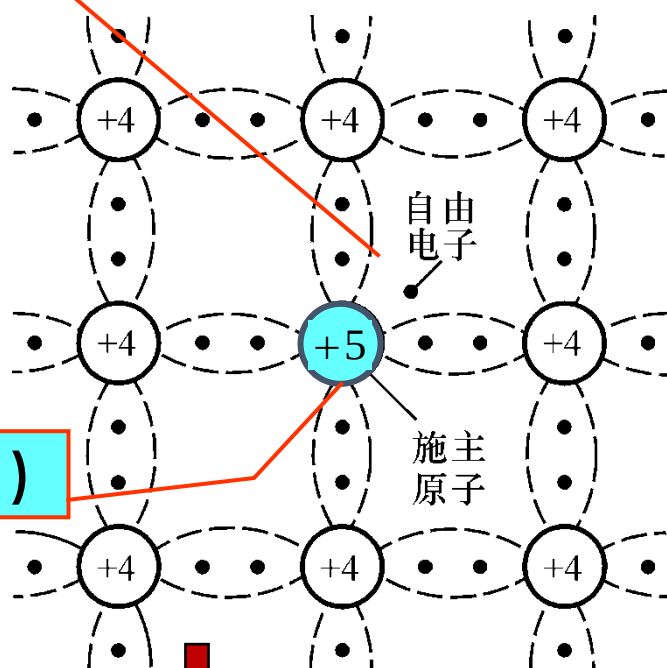




1.1.2 掺杂半导体

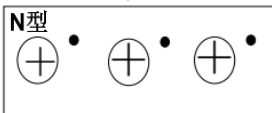
1. **N型**（电子型）半导体：在四价本征半导体中掺入微量**5价**元素。

多数载流子



磷 (P)

符号



■ 掺杂半导体导电方式：

- **多子**：自由电子，由掺入元素产生；
- **少子**：空穴，由本征激发产生的；
- 导电能力：主要靠**单一多子电子**导电。掺入杂质越多，电子浓度越高，导电性越强，实现导电性可控。

思考：空穴比未加杂质时数目多了？少了？
温度敏感性？为什么？

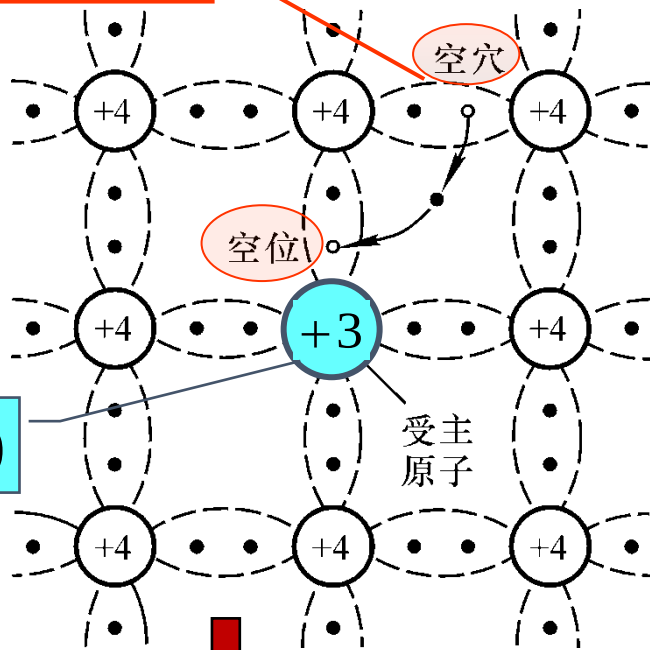




1.1.2 P型半导体

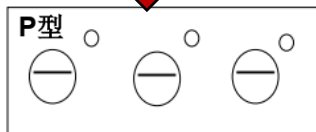
■ P型（空穴型）半导体：在本征半导体中掺入微量的3价元素。

多数载流子



硼(B)

符号



■ 掺杂半导体导电方式：

- 多子：空穴，由掺入元素产生；
- 少子：电子，由本征激发产生；
- 导电能力：主要靠单一多子空穴导电。掺入杂质越多，空穴浓度越高，导电性越强。

思考：温度变化时，载流子的数目变化吗？
少子与多子变化的数目相同吗？少子与多子浓度的变化相同吗？



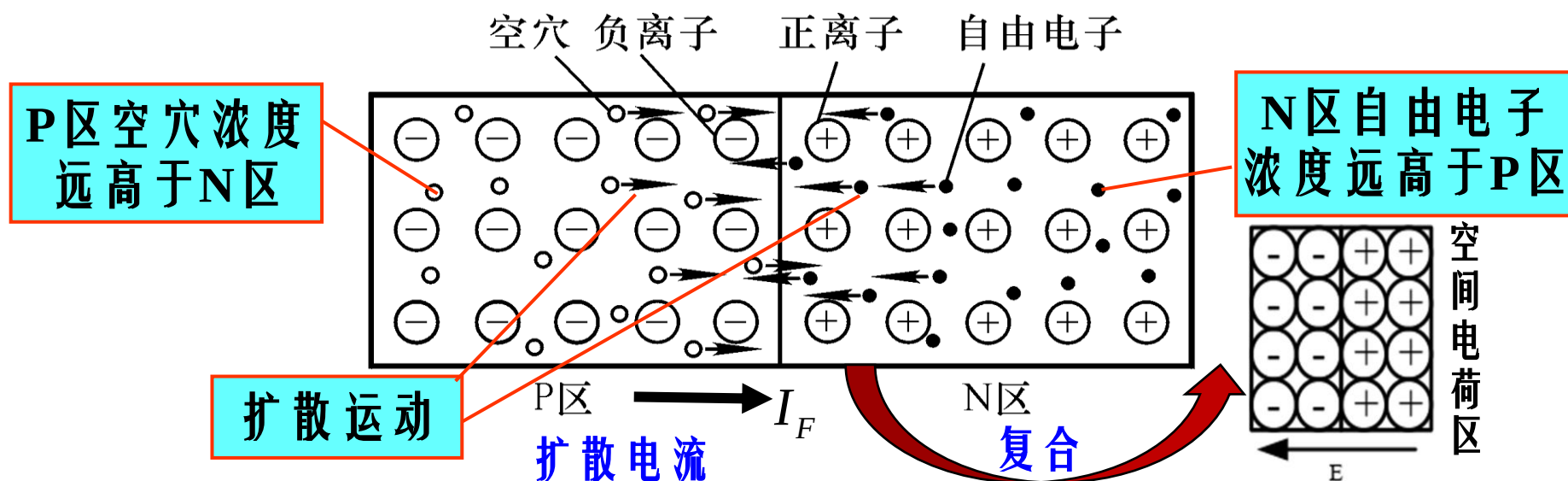


1.1.3 PN结的形成

■ PN结形成:

(1) 多子扩散与扩散电流:

- 浓度梯度引起多子做扩散运动，形成扩散电流 I_F ;
- 在交界面形成空间电荷区和内建电场，减缓了扩散运动;



■ 电子、空穴多子向对方扩散运动 → 空间电荷区

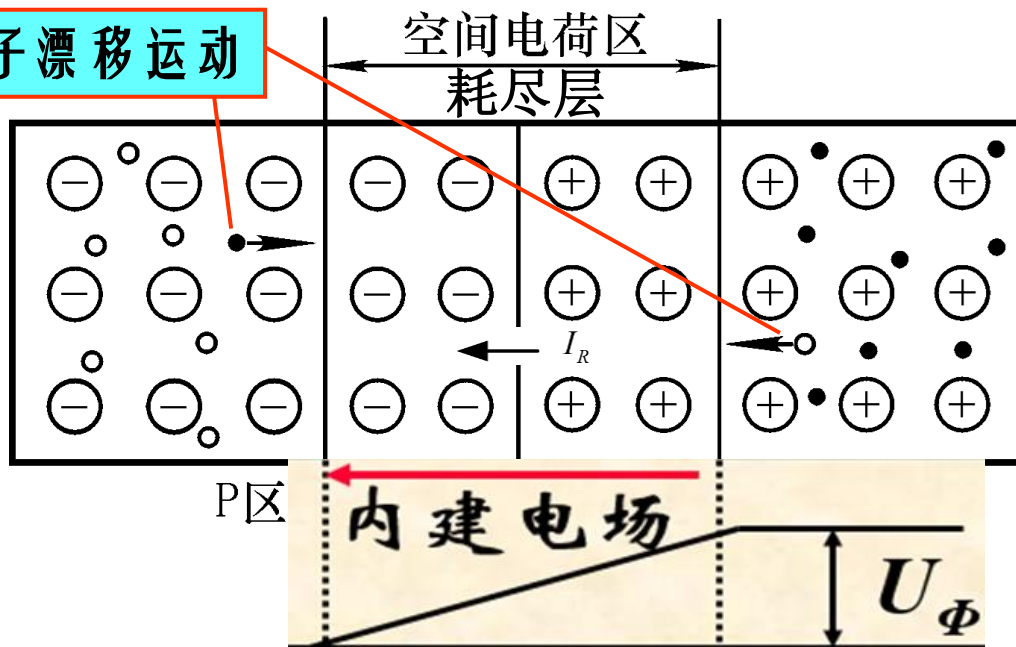




1.1.3 PN 结的形成

(2) 少子漂移与漂移电流

少子漂移运动



➤ 内电场：

➤ 漂移电流 I_R ：在内电场作用下少子做漂移运动；

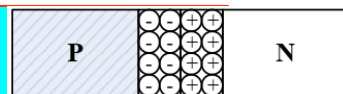
➤ 补充了多子，使空间电荷区变薄，减小了内电场。

(3) 动态平衡 $I_F = I_R$

扩散和漂移 → 动态平衡 → PN结

宏观稳态

电路符号

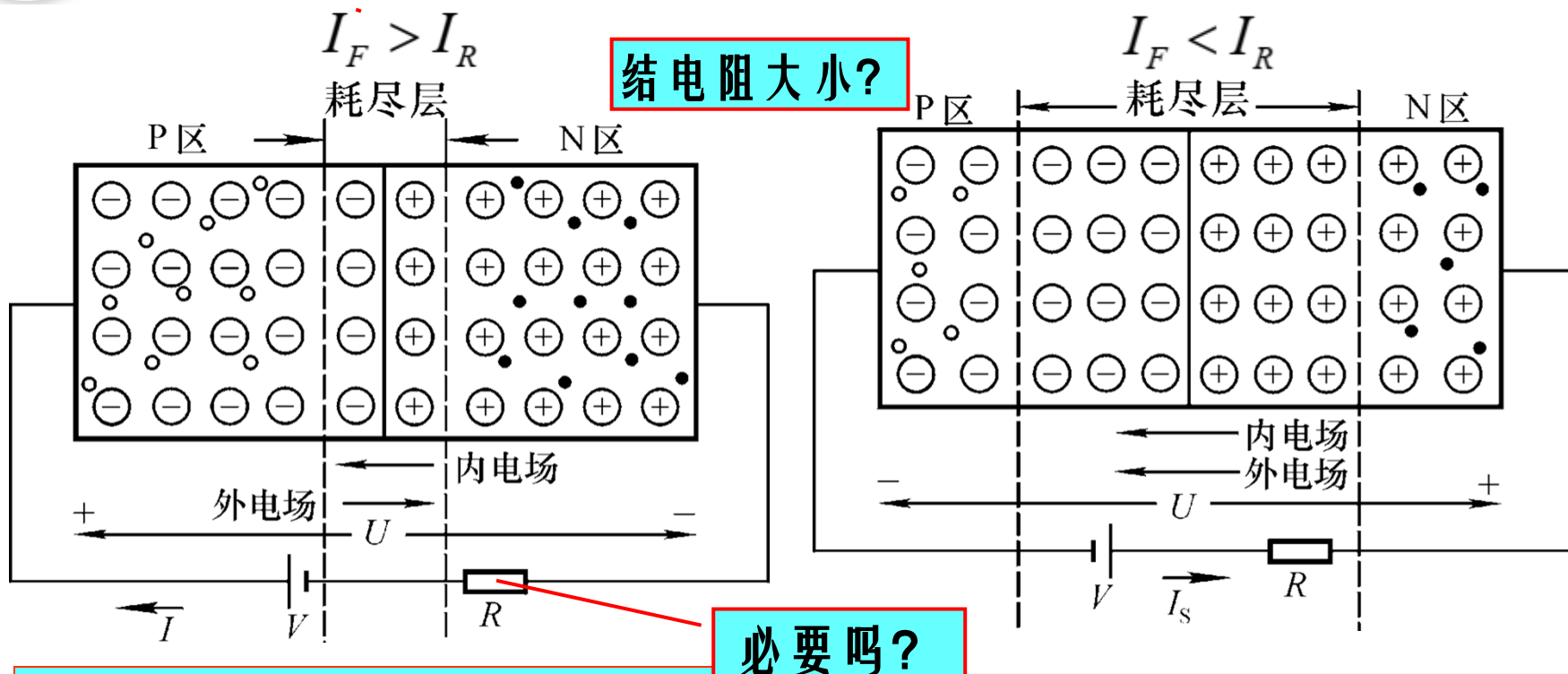


PN结是电中性，宏观整体上没有电流流过；





1.1.3 PN 结的单向导电性



PN结加正向偏置电压导通：
内电场被削弱，耗尽层变窄，
多子扩散运动加剧，形成较大的
扩散电流 I_D ，PN结处于导通状态。

PN结加反向偏置电压截止：
内电场被增强，耗尽层变宽，阻止扩
散运动，利于少子漂移运动，形成很
小的漂移电流 I_S ，近似认为其截止。

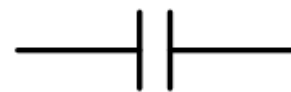




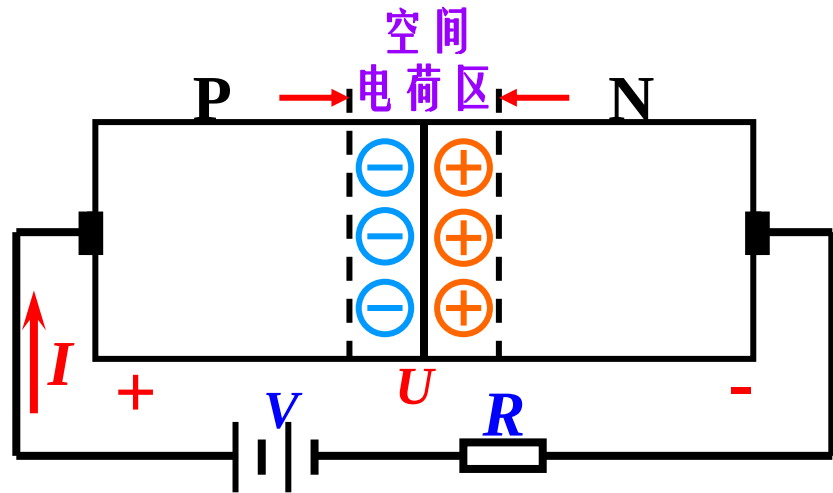
1.1.4 PN 结的电容效应

当PN上的电压发生变化时，PN 结中储存的电荷量将随之发生变化，使PN结具有电容效应。

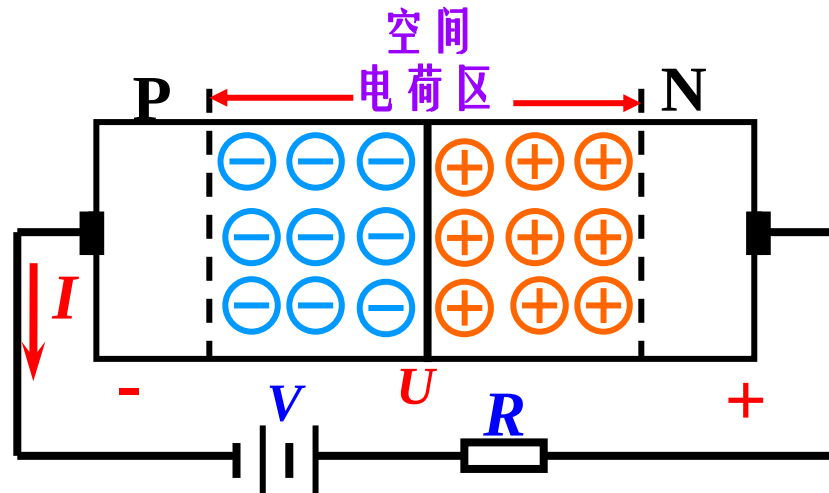
势垒电容
扩散电容



1. 势垒电容 C_b : 由 PN 结的空间电荷区厚度变化形成，有电荷的积累和释放的过程。



(a) PN 结加正向电压



(b) PN 结加反向负电压





1.1.4 PN 结的势垒电容

■ 势垒电容的大小可用下式表示：

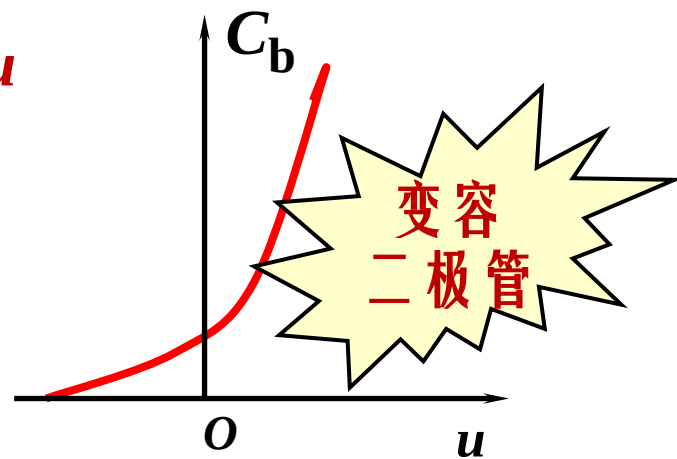
$$C_b = \frac{dQ}{dU} = \varepsilon \frac{S}{l}$$

ε ：半导体材料的介电比系数；

S ：结面积；

l ：耗尽层宽度。

由于 PN 结 宽度 l 随外加反向电压 u 而变化，因此势垒电容 C_b 不是一个常数。
其 $C_b = f(U)$ 曲线如图示。

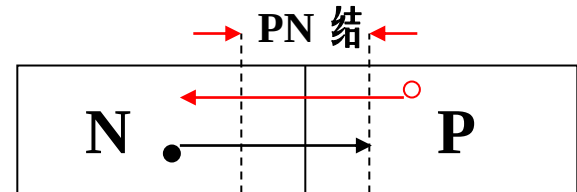




1.1.4 PN结的扩散电容 C_d

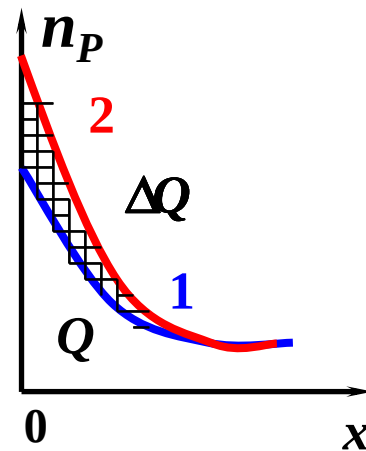
■ **P、N区多子扩散浓度梯度随外加电压变化**——多子在扩散中积累而引起的。

➤ 正偏，P区电子浓度 n_p (N区空穴浓度 p_n) 分布曲线如图示；



➤ 当电压加大， n_p (p_n) 会升高，反之浓度会降低；

➤ 正向电压变化，变化载流子积累电荷量发生变化，相当于电容器充、放电过程——扩散电容效应。



➤ 当加反向电压时，扩散运动被削弱，扩散电容的作用可忽略。

$x = 0$ 处为 P 与 N 耗尽层的交界处



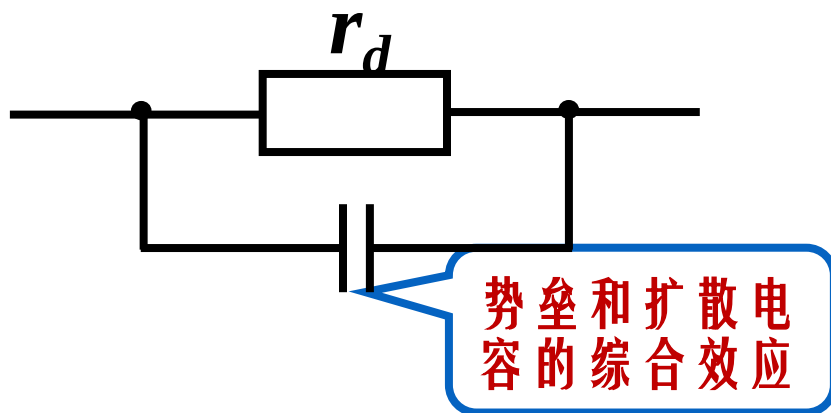


综述

■ PN 结总的结电容 C_j : $C_j = C_b + C_d$

- 反偏，主要决定于势垒电容，即 $C_j \approx C_b$;
- 正偏，主要决定于扩散电容，即 $C_j \approx C_d$;
- C_b 和 C_d 很小，常几pF~几十pF，结面积大达几百pF。
- 结电容不是常量！在信号频率较高时，须考虑结电容的作用。

PN结高频小信号时的等效电路：



为什么半导体器件
有最高工作频率？





§ 1.2 半导体二极管

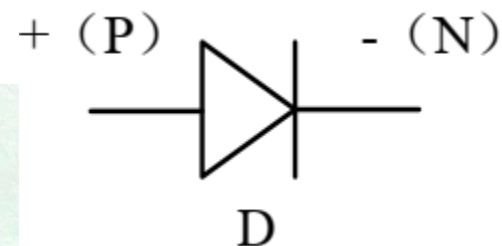
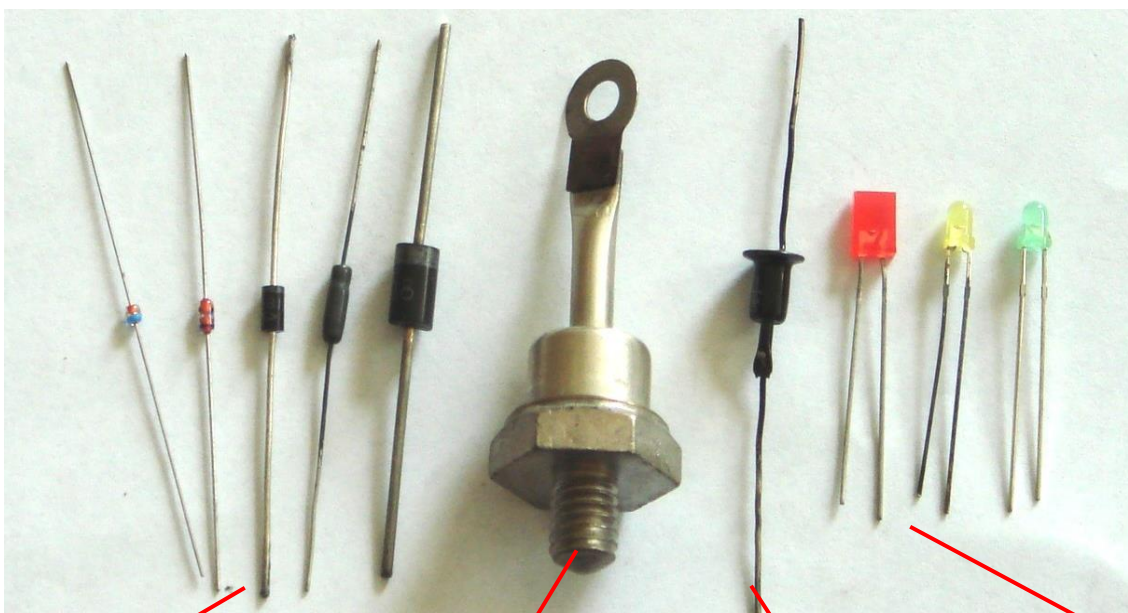
- 一、二极管的 **结 构**
- 二、二极管的伏安特性及 **电 流 方 程**
- 三、二极管的等效电路 **模 型**
- 四、二极管的 **主 要 参 数**
- 五、二极管的 **应 用 电 路**





一、二极管的组成

将PN结封装，引出两个电极，就构成了二极管。



PN结正负极，
怎么判定？

小功率
二极管

大功率
二极管

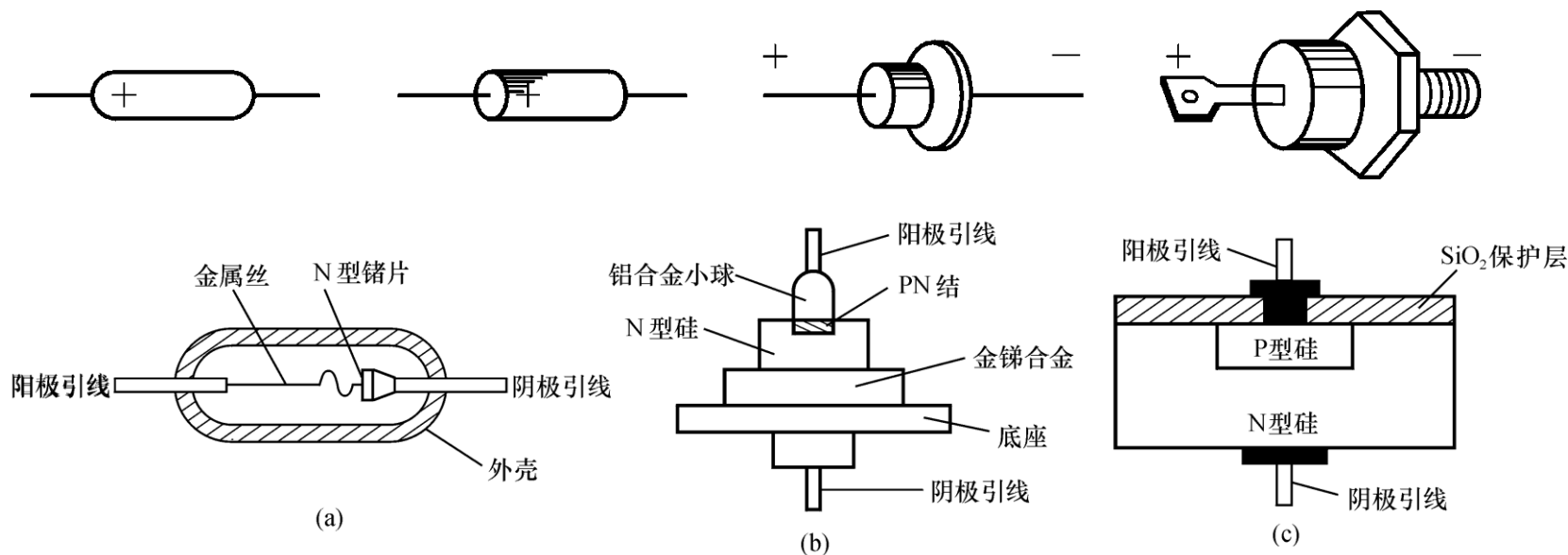
稳压
二极管

发光
二极管





一、二极管的组成



点接触型：结面积小，结电容小，故结允许的电流小，最高工作频率高。

面接触型：结面积大，结电容大，故结允许的**电流大**，最高工作频率低。

平面型：结面积可小、可大，小的工作频率高，大的结允许的电流大。



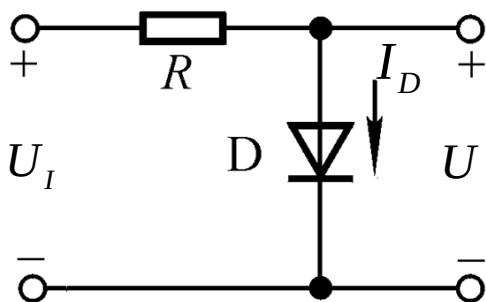


二、二极管的伏安特性及电流方程

1. 二极管的非线性伏安特性：电流与其端电压的关系

非线性元件

“三工作区”
“三关键点”



$$I_D = f(U)$$

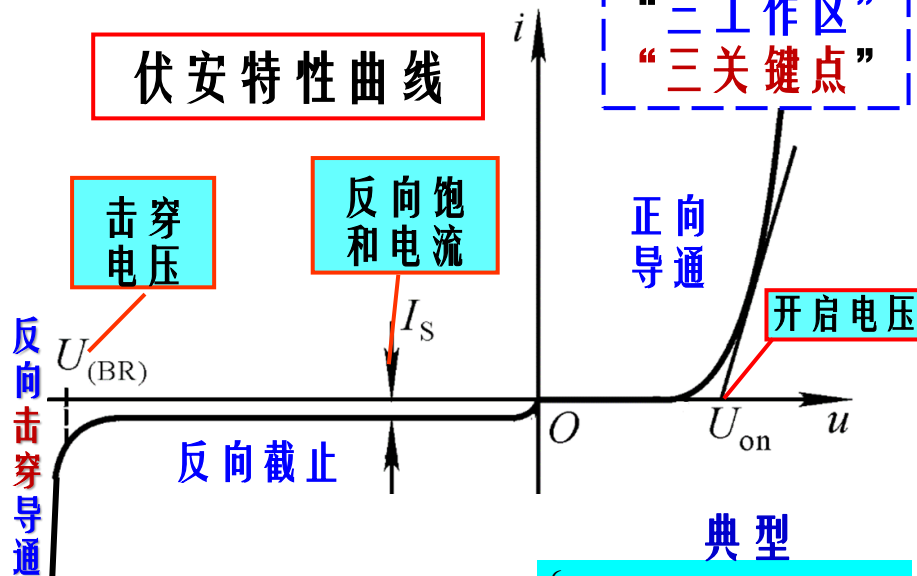
伏安特性曲线

击穿电压

反向饱和电流

正向导通

开启电压



1. 正向偏置导通状态：电流随电压呈指数律非线性增长， U_D 动态范围小，电流 I_D 变化范围大，导通区；

2. 反向偏置饱和截止状态：反向电流 I_S 很小，很快达到饱和，截止区；

3. 反向击穿导通状态：反向电压大于击穿电压 $U_{(BR)}$ ，反向电流急剧增加，击穿区；

电流方程数学模型

典型

$$\begin{cases} \text{Si: } U_{on} \approx 0.5 \sim 0.6\text{V} \\ \text{Ge: } U_{on} \approx 0.1 \sim 0.15\text{V} \end{cases}$$

$$I_D = I_S (e^{\frac{U}{U_T}} - 1) \quad \text{其中 } U_T = \frac{kT}{q}$$

(常温下 $U_T |_{T=300\text{K}} \approx 26\text{mV}$)

温度的电压当量





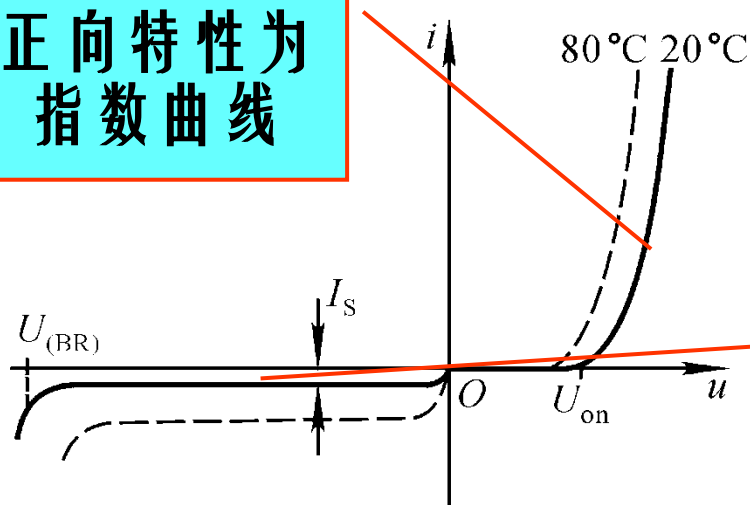
二、二极管的伏安特性及电流方程

从二极管的伏安特性可以反映出：

$$I_D = I_S \left(e^{\frac{U}{U_T}} - 1 \right)$$

1) 正、反导电性

正向特性为
指数曲线



若正向电压 $U \gg U_T$, 则 $I_D \approx I_S e^{\frac{U}{U_T}}$

若反向电压 $|U| \gg U_T$, 则 $I_D \approx -I_S$

反向特性为横轴的平行线

2) 温敏特性: $T (^\circ\text{C}) \uparrow \rightarrow$ 在电流不变情况下管压降 $u \downarrow$

$\rightarrow$ 反向饱和电流 $I_S \uparrow$, $U_{(BR)} \downarrow$

增大1倍/ 10°C

$T (^\circ\text{C}) \uparrow \rightarrow$ 正向特性左移, 反向特性下移





二、二极管的反向击穿特性

■ PN结反向击穿：反向偏压增至一定值，反向电流会急剧增大；

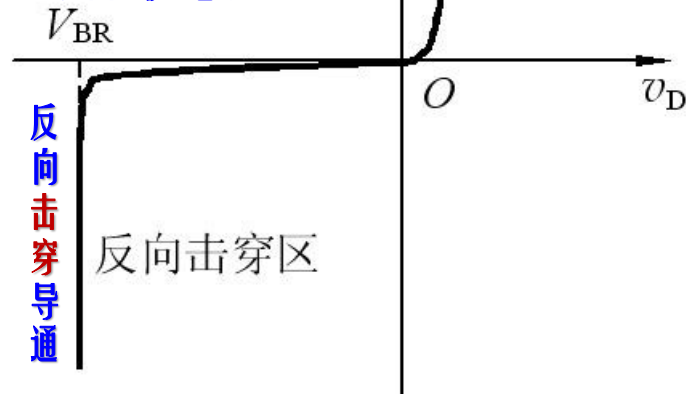
➤ 热击穿——不可逆

➤ 电击穿——可逆：

雪崩击穿---碰撞电离：反向电压足够高时，宽空间电荷区的合成电场较强，**倍增效应**！

齐纳击穿---电场击穿：当反向电压足够高，窄空间电荷区中的**电场强度**达到 10^5V/cm 以上；**场致激发**！

反向击穿电压



利用此特性制作稳压二极管

➤ 低掺杂PN结，雪崩击穿主要的，击穿电压 $> 6\text{V}$ ；

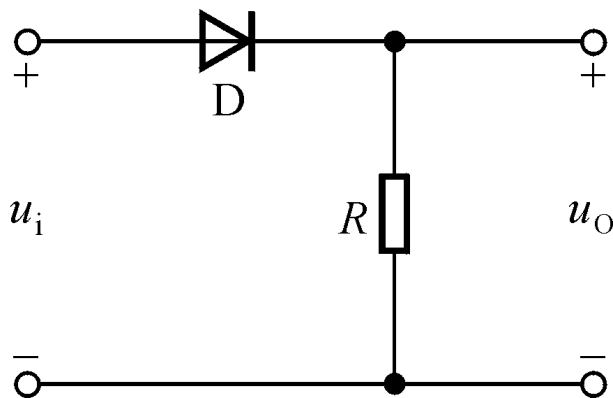
➤ 重掺杂PN结中，齐纳击穿主要的，击穿电压 $< 6\text{V}$ 。





三、二极管的主要参数

- **最大整流电流** I_F : 最大平均值
- **最大反向工作电压** U_R : 最大瞬时值
- **反向电流** I_R : 即 I_S
- **最高工作频率** f_M : 因PN结有电容效应





四、二极管的等效电路模型

1. 直流等效电阻 R_D : 二极管两端直流电压与直流电流的比值;

➤ 直流偏置-- 静态工作Q点。

➤ 直流电阻:

$$R_D = \frac{U_Q}{I_Q}$$

➤ Q点越高, 工作电流愈大, 直流电阻越小。

➤ 反向偏置: 直流电阻很大, $I_S \approx 0$, $R_D \approx \infty$;

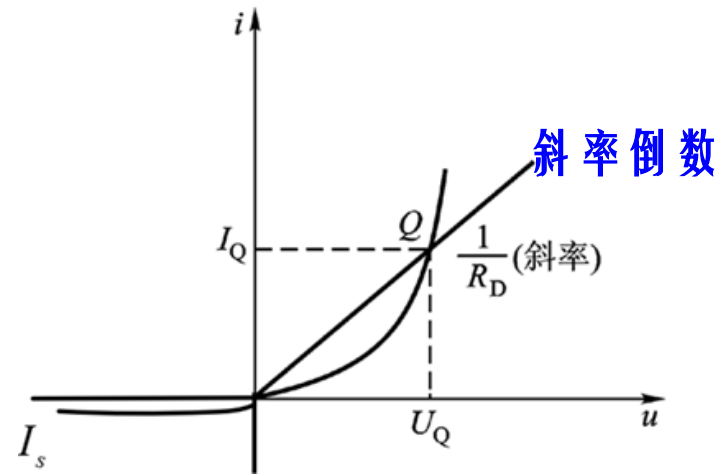
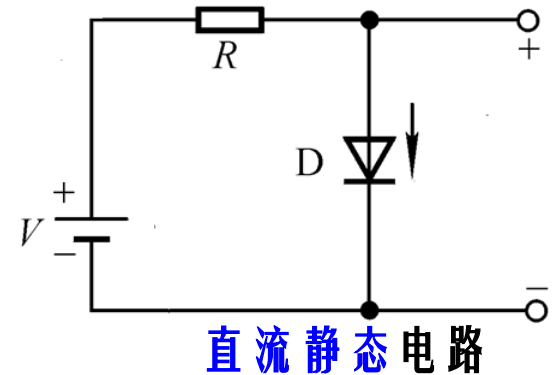


图 二极管直流电阻

电阻
非线性

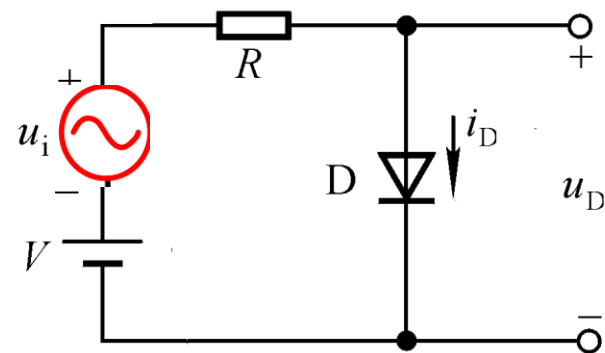




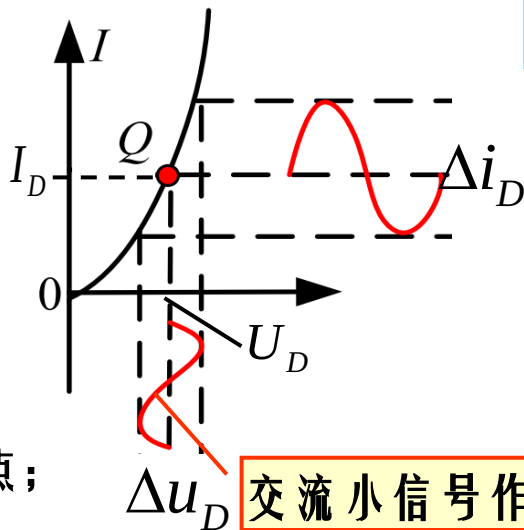
2、二极管的小信号交流电阻 r_d

2. 动态交流电阻 r_d : 静态Q点附近，电压微变与电流微变之比。

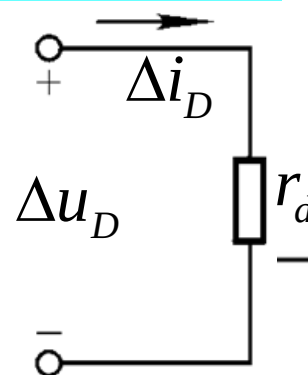
交流直流混合电路



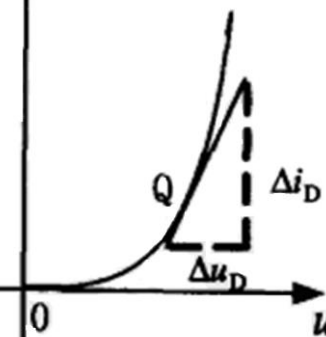
- ✓ 直流电路设置合适静态工作点;
- ✓ 交流信号叠加在直流信号上;



二极管微变交流等效电路



i 呈线性特性



$$r_d = \left. \frac{\Delta u_D}{\Delta i_D} \right|_Q = \frac{1}{k}$$

- 与Q点有关，Q点切线斜率倒数；正向很小，反向很大，Q越高， r_d 越小。
- 该模型用于二极管处于正向偏置条件下，且 $U_D \gg U_T$ 。 r_d 的估算？





2、二极管的交流电阻 r_d 估算

由 $r_d = \frac{\Delta u_D}{\Delta i_D}$ 根据 $I_D = I_S (e^{u_D/U_T} - 1)$

得Q点处的微变电导

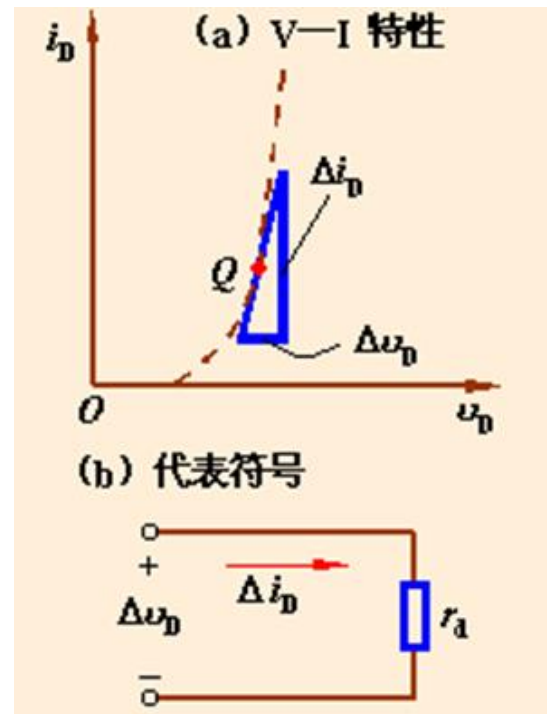
$$g_d = \left. \frac{di_D}{du_D} \right|_Q = \frac{I_S}{U_T} e^{u_D/U_T} \Big|_Q \approx \frac{I_D}{U_T}$$

则 $r_d = \frac{1}{g_d} = \frac{U_T}{I_D}$

→ 常温下 ($T=300K$)

$$r_d = \frac{U_T}{I_{DQ}} = \frac{26(mV)}{I_{DQ}(mA)}$$

交流量取决于直流量。

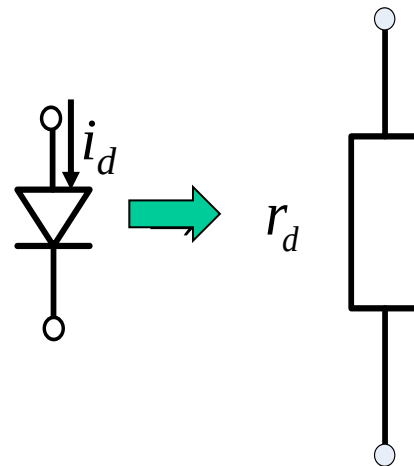




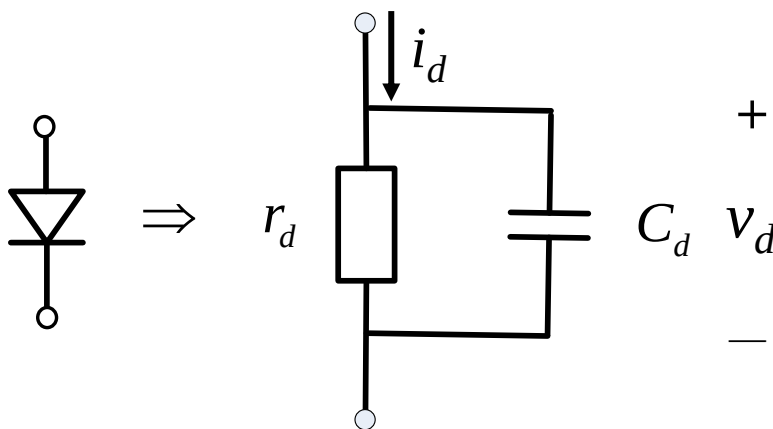
2. 二极管交流高、低频线性模型

■ 低频小信号模型

- 合适的直流偏置；
- 输入交流信号应满足交流小信号激励条件，交流分析时，二极管才能看作为线性器件；



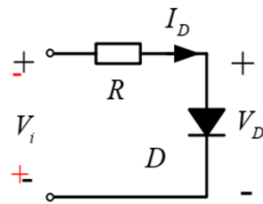
■ 高频小信号模型





3、二极管直流分析模型 — 线性化模型

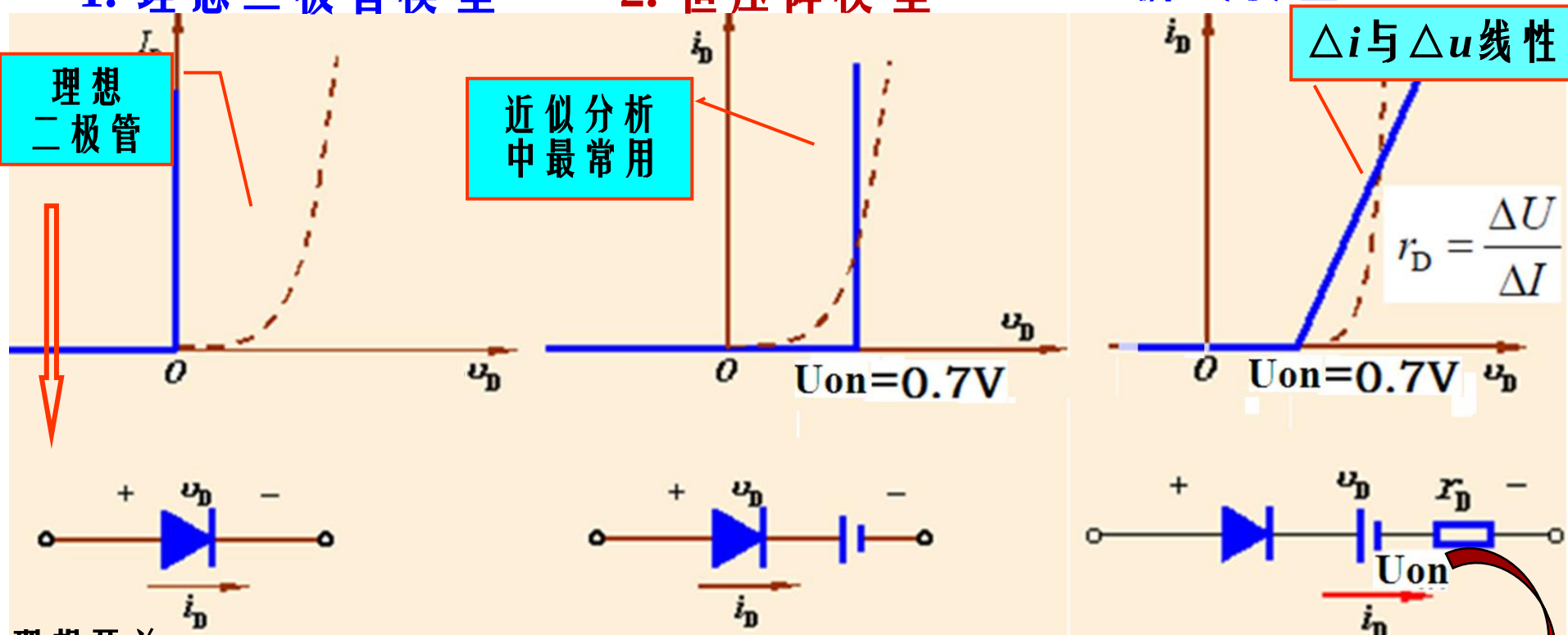
■ 由伏安特性曲线---线性化+折线化得到等效电路



1. 理想二极管模型

2. 恒压降模型

3. 折线模型



理想开关
导通时 $U_D = 0$ $R_D = 0$
截止时 $I_S = 0$ $R_D = \infty$

导通时 $U_D = U_{on}$
截止时 $I_S = 0$

导通时 $U_D = U_{on} + r_D I_D$
截止时 $I_S = 0$

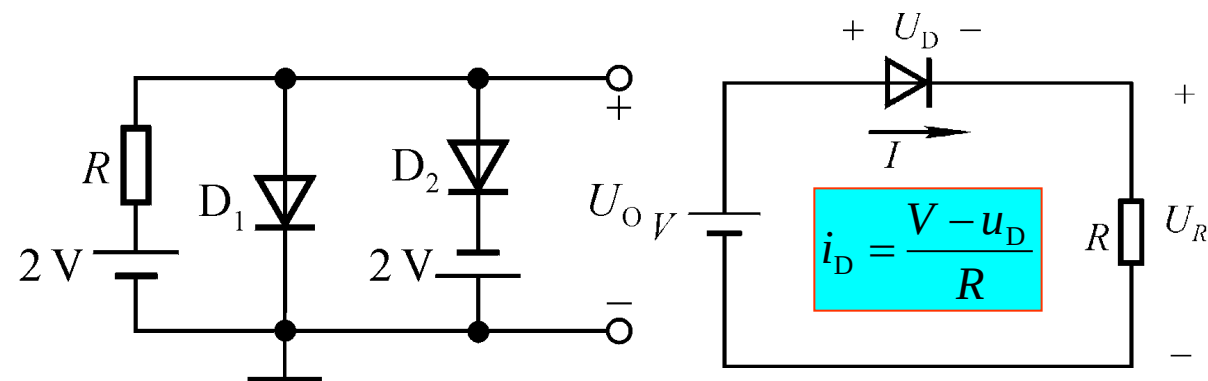
等效电阻意义?



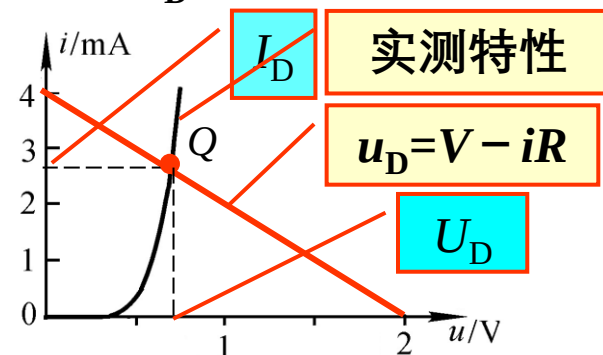


讨论：解决三个问题

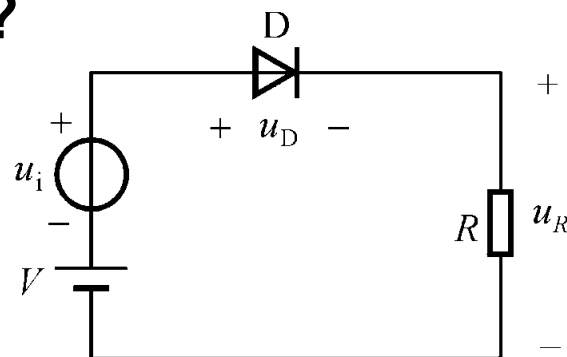
- 如何判断二极管的工作状态？
- 什么情况下应选用二极管的什么等效电路？



若 V 与 u_D 可比，则需图解：



- 对 V 和 U_i 二极管的模型有什么不同？





典型例题

■ 例：已知理想二极管电路如图所示，试求I。

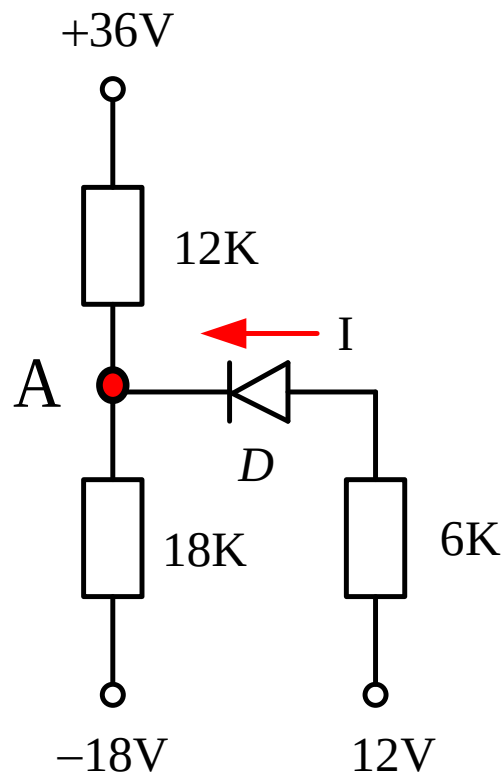
解：假定D截止 $\Rightarrow V_A = \frac{-18 \times 12 + 36 \times 18}{12 + 18} = 14.4V > 12V \Rightarrow D$ 截止

$\Rightarrow I = 0$

若12V改成15V，则D导通，此时有节点电流方程：

$$\frac{36 - V_A}{12} + \frac{15 - V_A}{6} = \frac{V_A + 18}{18} \Rightarrow V_A = 14.7V$$

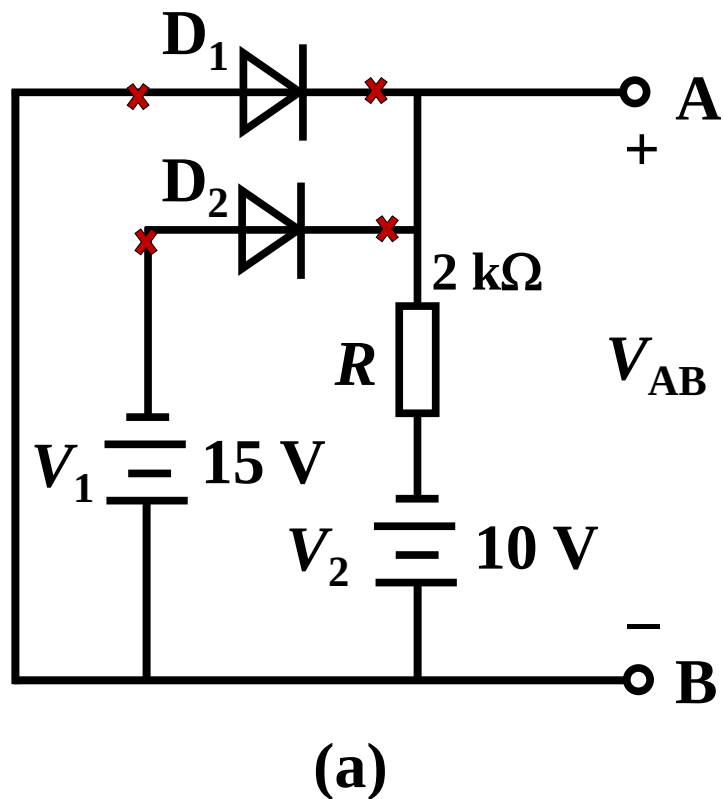
$\Rightarrow I = 0.05mA$





典型题解

■ 设图示电路中的二极管性能均为理想。试判断各电路中的二极管是导通还是截止，并求出A、B两点之间的电压 U_{AB} 值。



解：设参考零电位点为B点，二极管断开，经判断知：

D_1 两端的开路电压为：10 V

D_2 两端的开路电压为：-5 V

D_1 导通

$V_{AB} = 0 \text{ V}$

D_2 反偏电压为15V

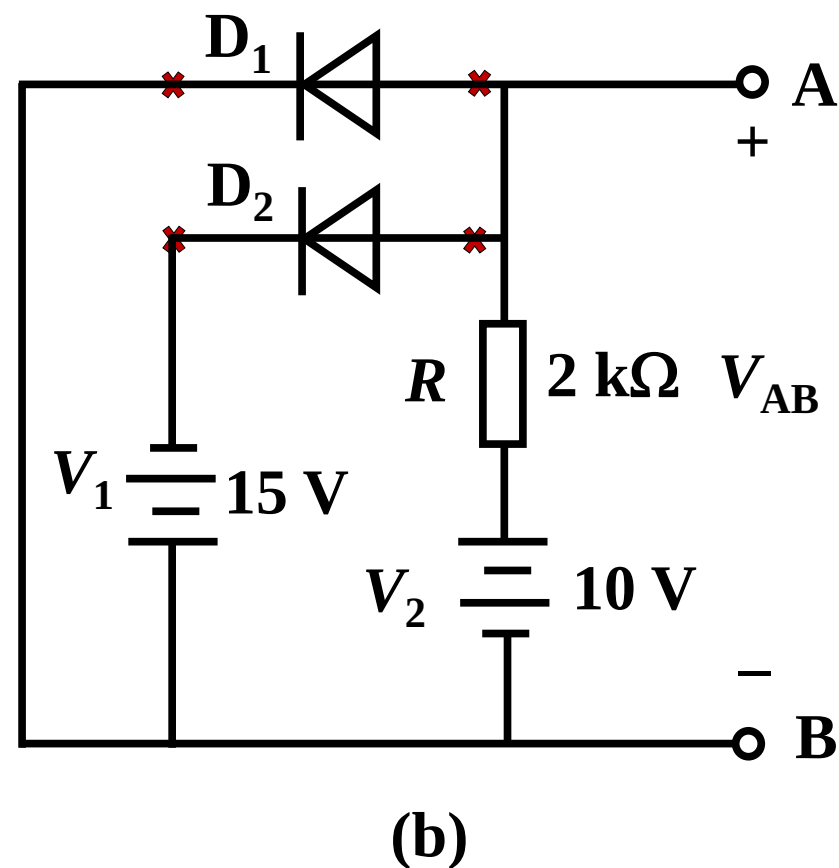
D_2 截止





典型题解

■ 设图示电路中的二极管性能均为理想。试判断各电路中的二极管是导通还是截止，并求出A、B两点之间的电压 U_{AB} 值。



解：设参考零电位点为B点，二极管都断开，经判断知：

D_1 两端的开路电压为：**10 V**

D_2 两端的开路电压为：**25 V**

D_2 优先导通， D_2 导通后

$$V_{AB} = -15 \text{ V}$$

即 D_1 上的反偏电压为15 V

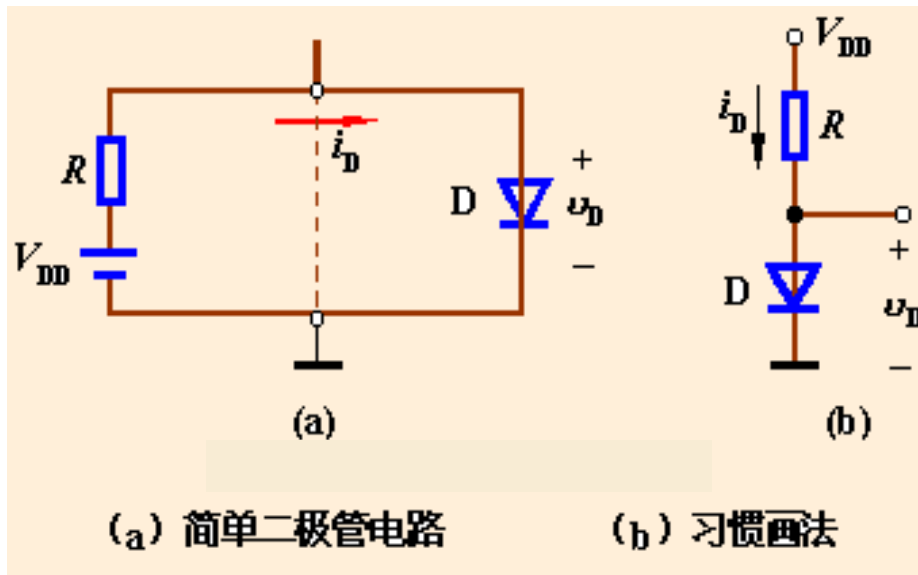
D_1 截止



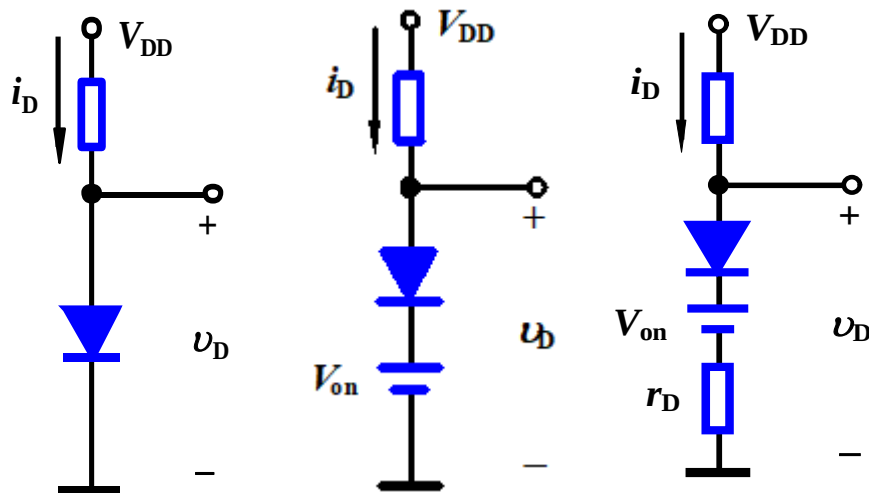


举例：二极管的静态工作情况分析

- (1) $V_{DD}=10V$ 时, $R=10K\Omega$,
(2) $V_{DD}=1V$ 时, $R=10K\Omega$,
求二极管 V_D 、 I_D =?



三种线性化模型电路





举例：二极管的静态工作情况分析

解：（1） $V_{DD}=10V$ 时

理想模型

$$V_D = 0V \quad I_D = V_{DD} / R = 1mA$$

恒压模型

$$V_D = V_{on} = 0.7V$$

$$I_D = (V_{DD} - V_{on}) / R = 0.93mA$$

折线模型 设 $r_D = 0.2k\Omega$

$$I_D = \frac{V_{DD} - V_{on}}{R + r_D} = 0.911mA$$

$$V_D = V_{on} + I_D r_D = 0.88V$$

如何选择不同的等效模型？

10V? 5V? 1V?

（2） $V_{DD}=1V$ 时

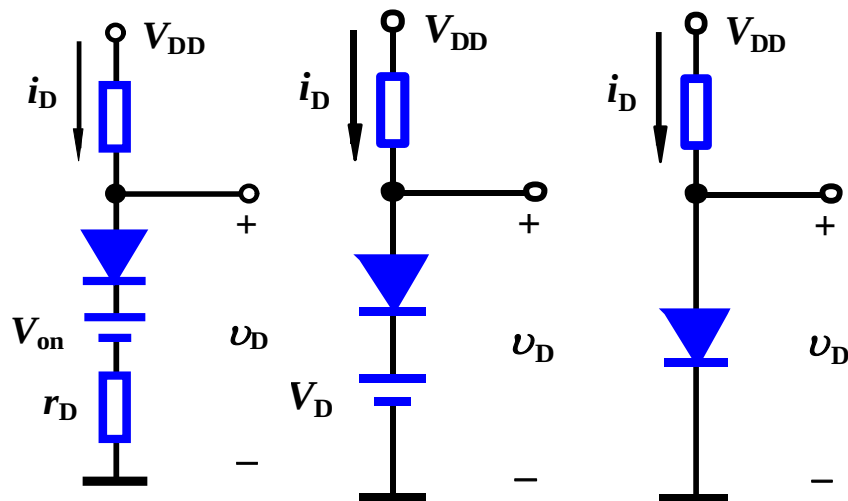
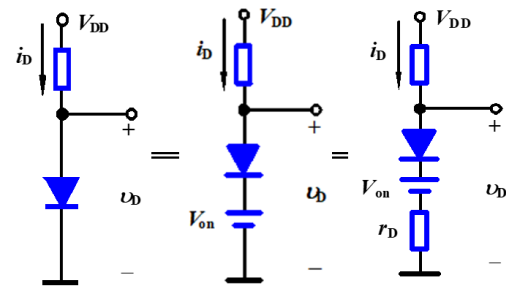
理想模型

$$V_D = 0V \quad I_D = V_{DD} / R = 0.1mA$$

恒压模型 $V_D = V_{on} = 0.7V$

$$I_D = (V_{DD} - V_{on}) / R = 0.03mA$$

折线模型 设 $r_D = 0.2k\Omega$

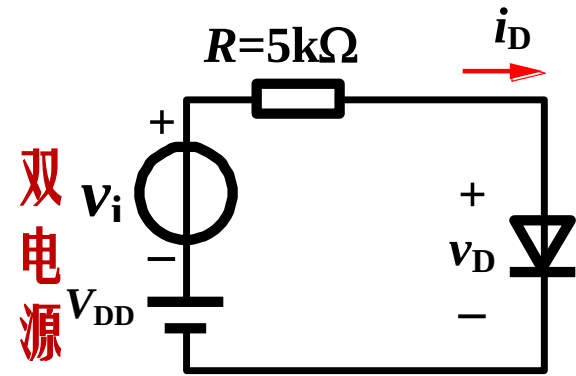




4. 交直流混合电路分析方法

1. 小信号工作情况分析

$$V_{DD} = 5V, v_i = 0.1\sin\omega t \text{ V}$$



叠加原理

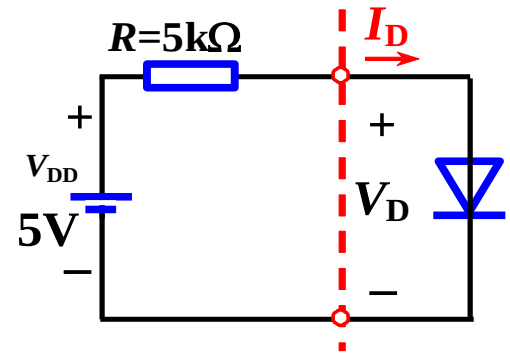
静态分析

$$v_i = 0$$

先静
后动

动态分析

$$V_{DD} = 0$$



$$V_D \approx 0.7V$$

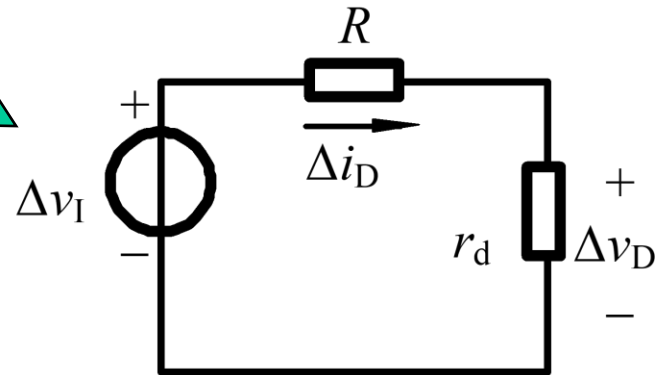
$$I_D = (5 - 0.7)/5k = 0.86mA$$

求 Δv_D 、 Δi_D ?

$$r_d = \frac{V_T}{I_D} = \frac{26(mV)}{0.86(mA)} = \frac{26(mV)}{0.86(mA)} \approx 30\Omega$$

$$\Delta v_D = \frac{r_d}{R + r_d} \times v_i = \frac{0.03k\Omega}{5k\Omega + 0.03k\Omega} \times 0.1\sin\omega t$$

$$\approx 0.6\sin\omega t (mV)$$



$$\Delta i_D = \frac{\Delta v_D}{r_d} = 0.02\sin\omega t (mA)$$



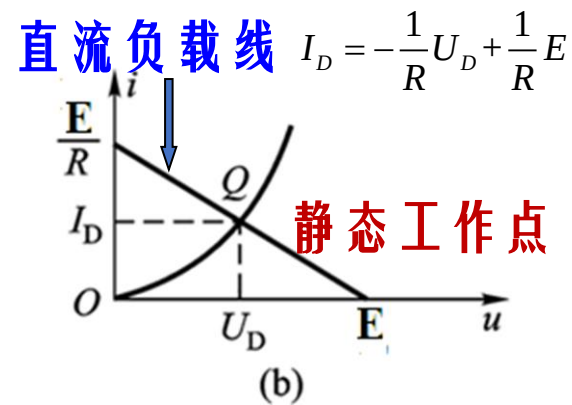
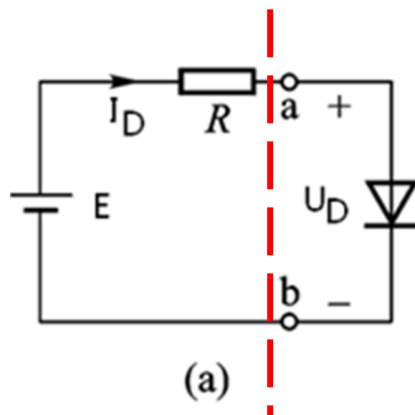


5. 二极管实际电路分析方法

■ 电路分为：

线性部分

非线性部分



■ 列方程组：

$$\begin{cases} U_D = E - I_D R \\ I_D = I_S (e^{\frac{U_D}{U_T}} - 1) \end{cases}$$

迭代法，繁杂

(1) 解方程法：两个方程，两个未知数，可解。

(2) 图解分析方法：直流负载线，其交点 (I_Q, V_Q) 静态工作点。

⇒ 简单，估算，但管子特性不同，要已知 $V-I$ 特性曲线。

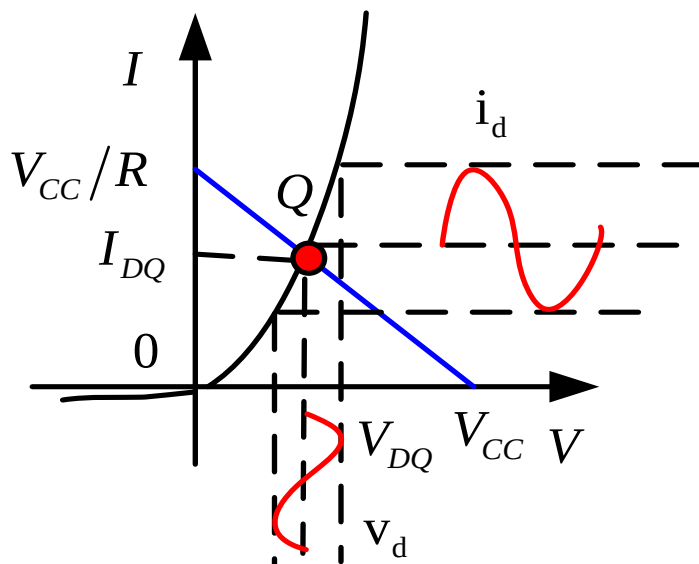




5. 二极管实际电路图解分析方法

■ 图解法优点

- 电路求解过程直观，可以清楚看出电路的工作点
- 数值解的精度基本满足工程近似估算要求；
- 可以进行交流直流混合电路分析。



- 直流电路为二极管设置合适的静态工作点；
- 交流信号叠加在直流信号上，流经二极管输出；

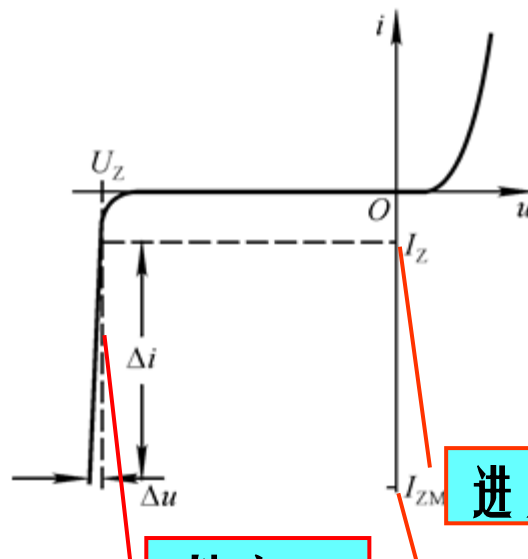




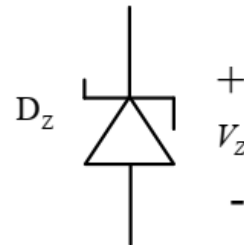
五、二极管应用电路—稳压电路

1. 反向击穿特性实现稳压：

- 面接触型；
- 高掺杂，低击穿电压；
- 反向击穿特性很陡峭；



齐纳管



进入稳压区的最小电流

斜率？

不至于损坏的最大电流

2. 主要参数

稳定电压 U_Z 、稳定电流 I_Z

动态电阻 $r_z = \Delta U_Z / \Delta I_Z$

最大功耗 $P_{ZM} = I_{ZM} U_Z$

温度系数 $\alpha = \Delta U_Z / \Delta T$





1、并联式稳压电路

1. 电路构成：

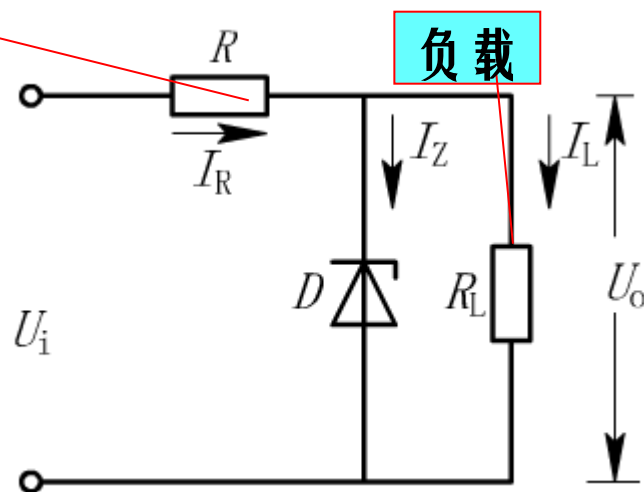
$$U_O = U_Z = U_i - U_R$$

$$= U_i - I_R \cdot R$$

$$I_R = I_L + I_Z$$

限流电阻

负载



2. 工作原理：

A: 电源电压波动： $U_i \uparrow \rightarrow U_O \uparrow \rightarrow U_Z \uparrow \rightarrow I_Z \uparrow \rightarrow I_R \uparrow \rightarrow U_R \uparrow \rightarrow U_O \downarrow$

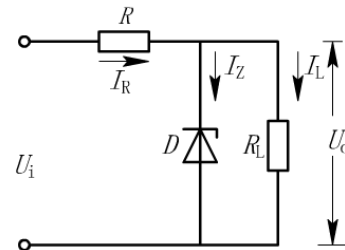
B: 负载变化： $R_L \downarrow \rightarrow I_L \uparrow \rightarrow I_R \uparrow \rightarrow U_R \uparrow \rightarrow U_O \downarrow \rightarrow I_Z \downarrow \rightarrow I_R \downarrow \rightarrow U_R \downarrow \rightarrow U_O \uparrow$

➡ 限流电阻 R + 稳压管 D_Z 协同作用稳压！





1、限流电阻和稳压管的选择



1. 管子 D_z 的选取:

➤ $U_z = U_o$, 如稳压值不够, 可多个稳压管串联, 禁止并联;

➤ 一般 $I_{ZMax} \geq 2I_{LMax}$; $U_i = (2 \sim 3) U_o$

2. 限流电阻 R 的大小: 取决于输入电压 $V_{i \min}$ 、 $V_{i \max}$ 、负载电流 $I_{L \max}$ 、 $I_{L \min}$ 和稳压管电流 $I_{z \max}$ 、 $I_{z \min}$ 三者关系!

$$\begin{cases} \frac{V_{i \min} - V_z}{R} - I_{L \max} \geq I_{z \min} \\ \frac{V_{i \max} - V_z}{R} - I_{L \min} \leq I_{z \max} \end{cases} \Rightarrow \frac{V_{i \min} - V_z}{I_{z \min} + I_{L \max}} \geq R \geq \frac{V_{i \max} - V_z}{I_{z \max} + I_{L \min}}$$



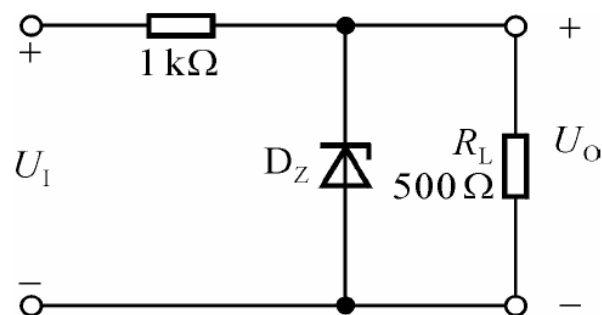


典型例题

1. 已知图所示电路中稳压管的稳定电压 $U_Z = 6\text{V}$, $I_{Z\min} = 5\text{mA}$, $I_{Z\max} = 25\text{mA}$ 。

(1) 分别计算 U_I 为 10V 、 15V 、 35V 三种情况下输出电压 U_O 的值；

(2) 若 $U_I = 35\text{V}$ 时负载开路，则会怎样？为什么？



解：(1) 假设稳压管工作在稳压状态，则稳压管中的电流为

$$I_{D_Z} = I_R - I_{R_L} = \frac{U_I - U_Z}{R} - \frac{U_Z}{R_L}$$

当 $U_I = 10\text{V}$ 时, $I_{D_Z} = -8\text{mA}$, 故假设不成立, 稳压管截止, $U_O = \frac{R_L}{R_L + R} U_I \approx 3.33\text{V}$;

当 $U_I = 15\text{V}$ 时, $I_{D_Z} = -3\text{mA}$, 故假设不成立, 稳压管截止, $U_O = \frac{R_L}{R_L + R} U_I \approx 5\text{V}$;

当 $U_I = 35\text{V}$ 时, $I_{D_Z} = 17\text{mA}$, 故假设成立, $U_O = U_Z = 6\text{V}$ 。

(2) 若负载开路, 则 $I_{D_Z} = \frac{U_I - U_Z}{R} = 29\text{mA} > I_{Z\max} = 25\text{mA}$, 稳压管会因功耗过大而损坏





典型例题

1. 已知稳压管 D_z 稳定电压 $U_Z = 6V$ 及稳压工作的电流范围 $15mA-30mA$ ，限流电阻 $R=400\Omega$ ，负载 $R_L=1k\Omega$ ，当输入 $V_i=15(1\pm 20\%)V$ 时，稳压电路输出能否稳定在 $6V$ ？

解 $V_o=6V$ 时的负载电流 $I_L = \frac{6}{1 \times 10^3} = 6mA$ 。

流过 D_z 的电流 $I_z = I - I_L = \frac{V_i - V_o}{R} - 6mA$

当 $V_i = 15 \times (1 + 20\%) = 18V$ 时，

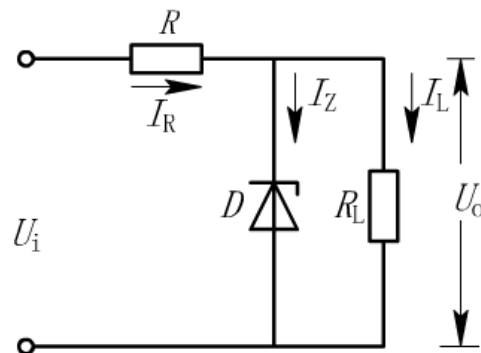
$I_z = \frac{18 - 6}{0.4 \times 10^3 \Omega} - 6 \times 10^{-3} = 24mA < I_{zmax} = 30mA$ ，故 V_o 能稳定在 $6V$ 。

当 $V_i = 15 \times (1 - 20\%) = 12V$ 时

$I_z = \frac{12 - 6}{0.4 \times 10^3} - 6 \times 10^{-3} = 9mA < I_{zmin} = 15mA$ ，此时 V_o 不能稳定在 $6V$ 。

能使 V_o 稳定在 $6V$ 的最小输入电压 V_{imin} 须满足

$$V_{imin} > (I_{zmin} + I_L)R + V_o = (15 + 6) \times 10^{-3} \times 400 + 6 = 14.4V$$

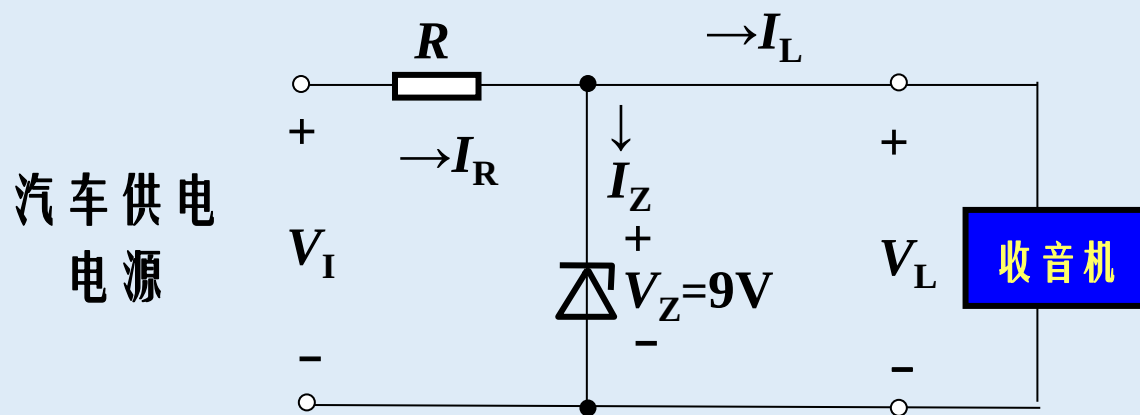




典型例题

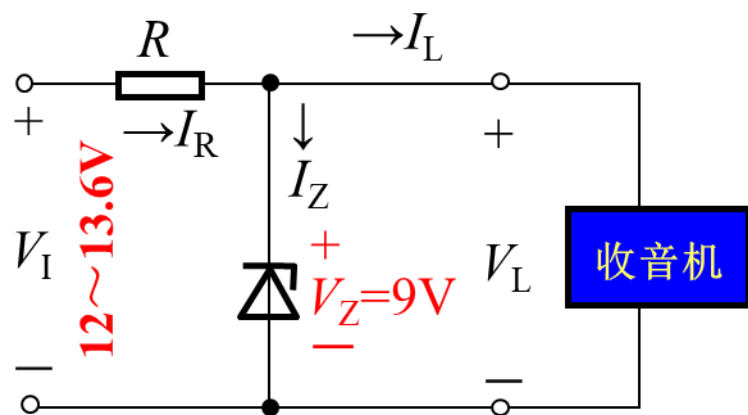
【例】试设计一稳压管稳压电路,作为汽车用收音机的供电电源。已知收音机的直流电源为9V, 音量最大时需供给其功率为0.5W。汽车上的供电电源在12~13.6V之间波动。要求选用合适的稳压管(I_{Zmin} 、 I_{Zmax} 、 V_Z 、 P_{ZM}), 以及合适的限流电阻(阻值、额定功率)。

【解】由题意可画出稳压电路如图所示。





典型例题



宜选47Ω, 1W的电阻。

$$P_{Lmax} = V_L I_{Lmax} \quad I_{Lmax} = \frac{P_{Lmax}}{V_L} = \frac{0.5W}{9V} \approx 56mA$$

$$R \leq \frac{V_{Imin} - V_Z}{I_{Zmin} + I_{Lmax}} = \frac{12 - 9}{5 + 56} \approx 0.049k\Omega = 49\Omega$$

一般稳压管 I_{Zmin} 为5-15mA, 这里取 $I_{Zmin} = 5mA$

$$P_{RM} = V_{Rmax} I_{Rmax} = (V_{Imax} - V_Z) \cdot \frac{V_{Imax} - V_Z}{R} \approx 0.45W$$

$$I_{Zmax} = I_{Rmax} - I_{Lmin} = \frac{V_{Imax} - V_Z}{R} - I_{Lmin} = \frac{13.6 - 9}{47} - 0 = 98mA$$

$$P_{ZM} = V_Z I_{Zmax} = 9V \times 98mA = 882mW$$

宜选 $V_Z = 9V$, $I_{Zmax} = 98mA$, $I_{Zmin} = 5mA$, $P_{ZM} = 0.882W$ 的稳压管。





五、二极管应用电路—限幅电路

■ 基本功能

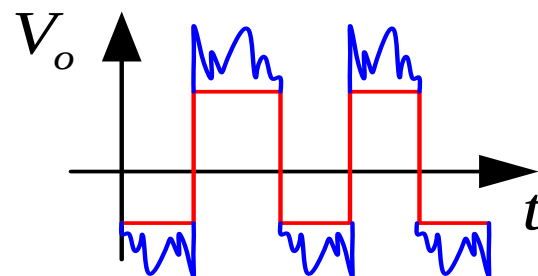
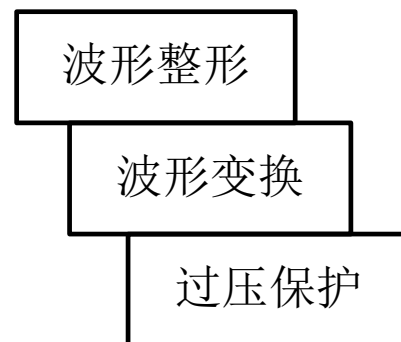
➤ 限幅电路又称为削波电路，用以限制输出信号的上部和（或）下部的电压幅度；

■ 常用限幅电路

➤ 上限幅电路

➤ 下限幅电路

➤ 双向限幅电路



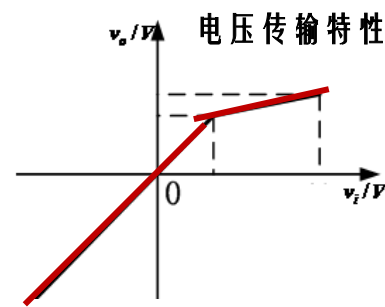
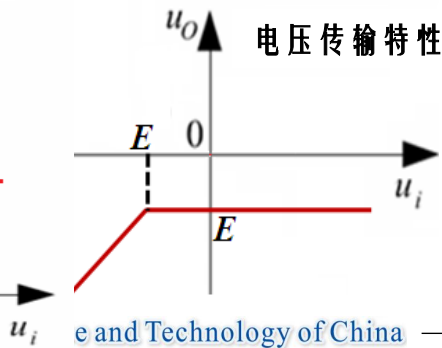
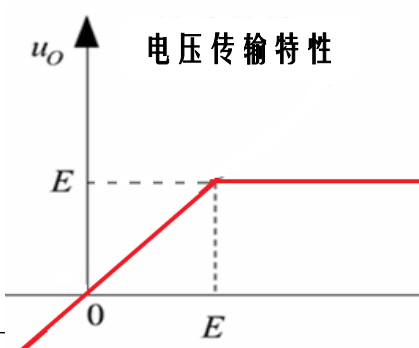
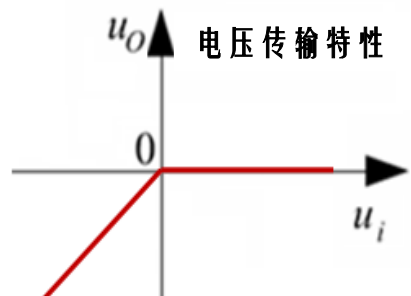
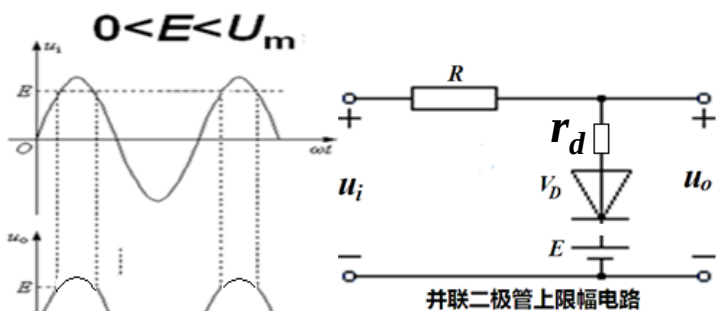
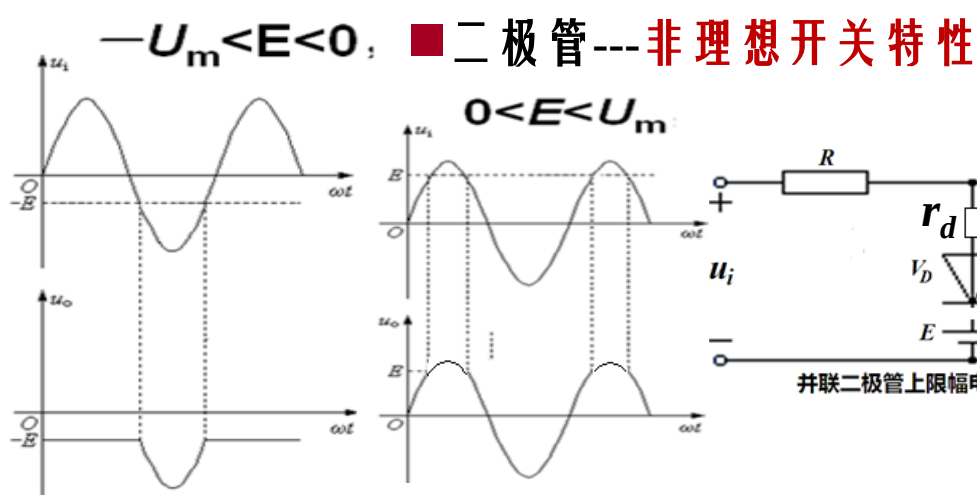
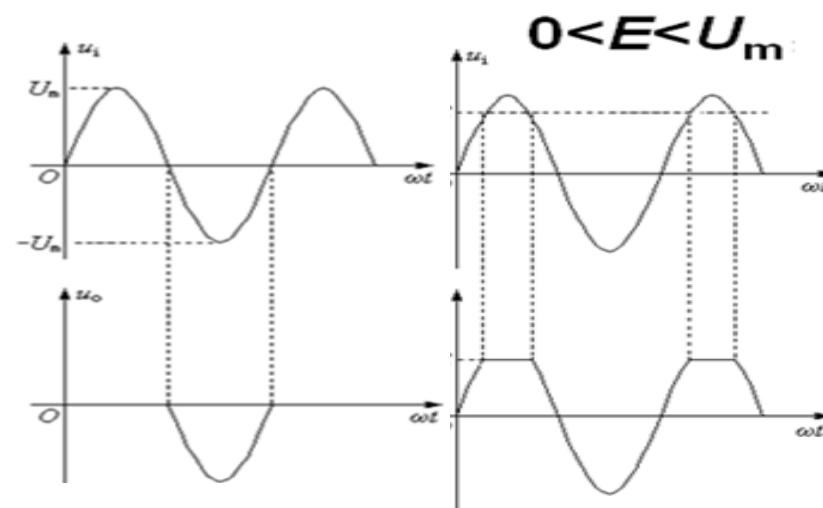
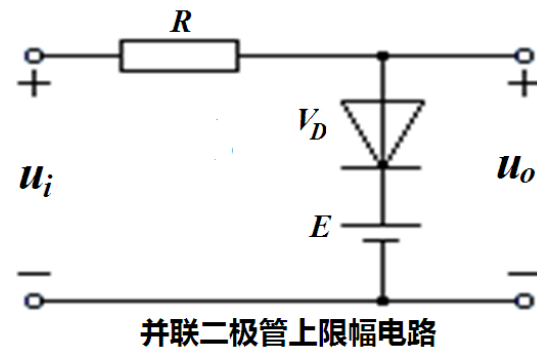
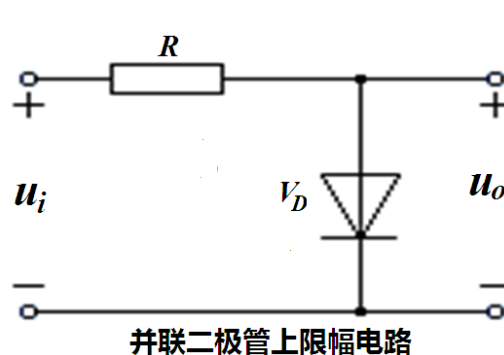


2、二极管上限幅电路

■ 二极管--理想开关特性

➤ $U_i > 0$, D 导通, $V_d = 0$, $u_o = 0$;

➤ $U_i < 0$, D 截止, $I_d = 0$, $u_o = u_i$;



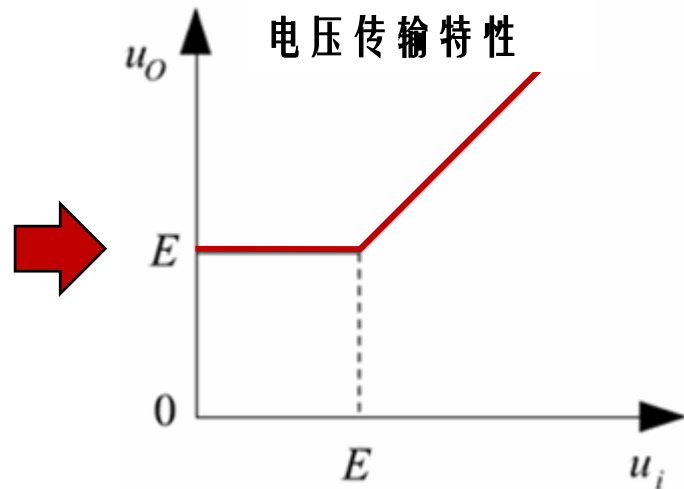
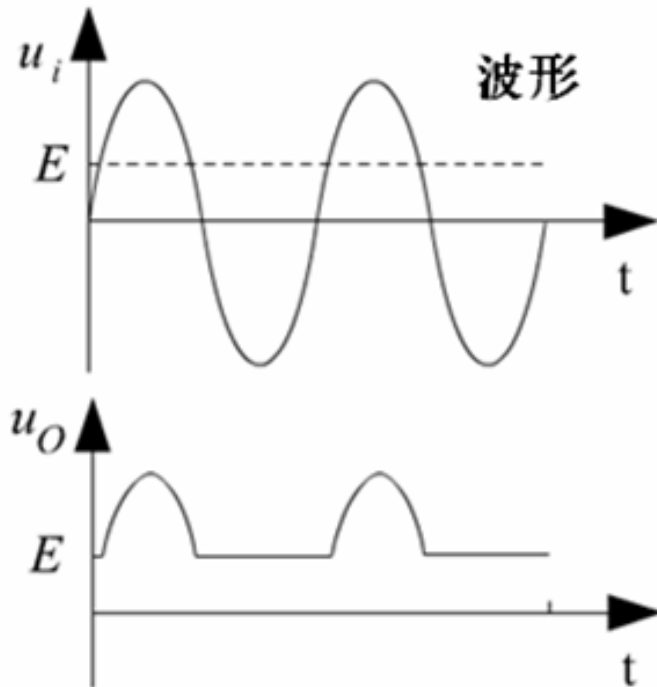
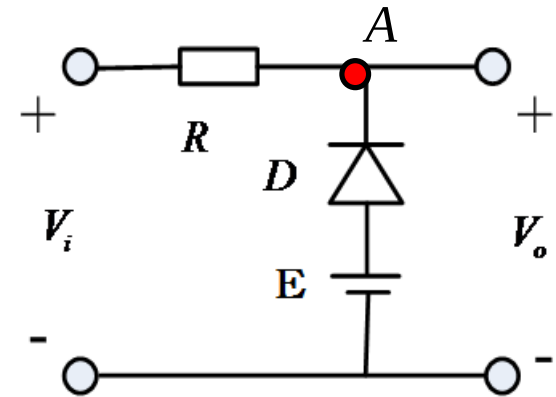


2、二极管下限幅电路

■ 二极管--理想开关特性；

➤ $U_i > E$, D 截止, $I_d = 0$, $U_o = U_i$;

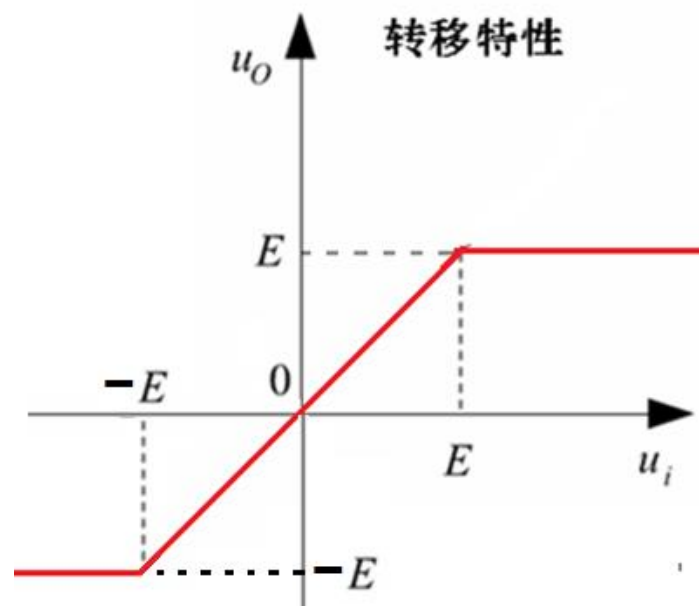
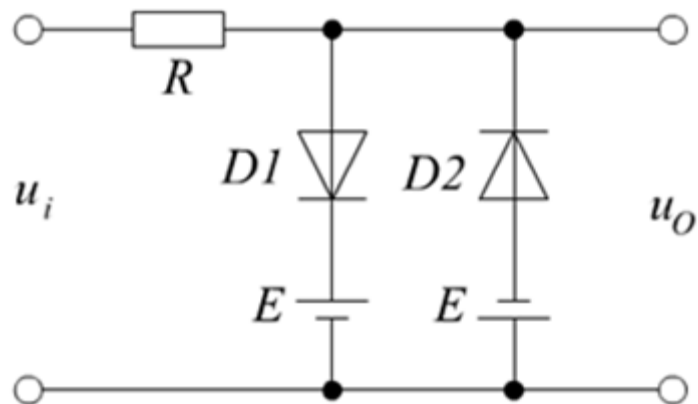
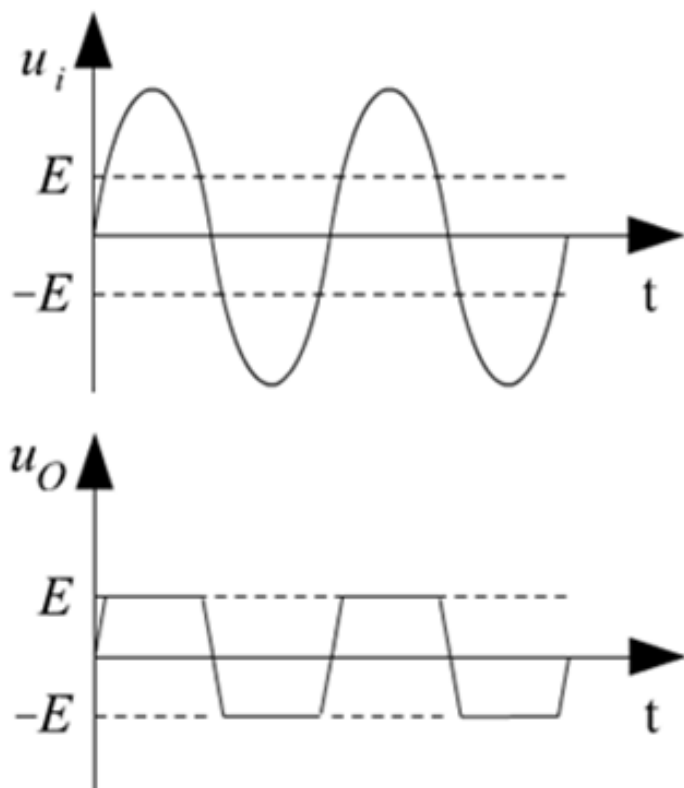
➤ $U_i < E$, D 导通, $V_d = 0$, $U_o = E$;





2、上、下双向限幅电路

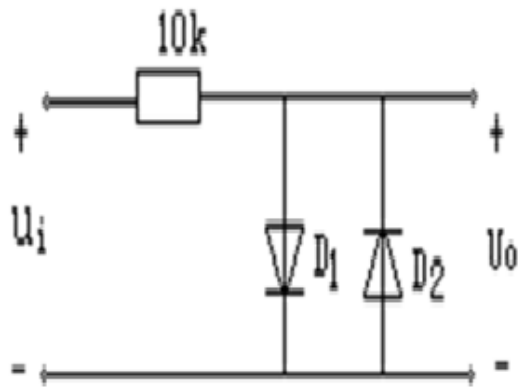
■ 上、下限幅器的组合。



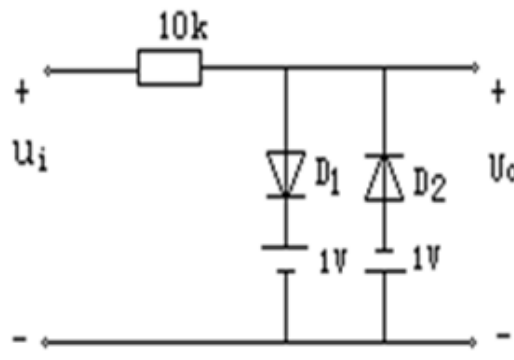


典型题解

■ 在图示的电路中，设 $u_i = 5\sin\omega t(\text{V})$ ，试画出 u_o 的波形及传输特性曲线。二极管为 2CP11（硅管， $U_{on} = 0.7\text{V}$ ）。

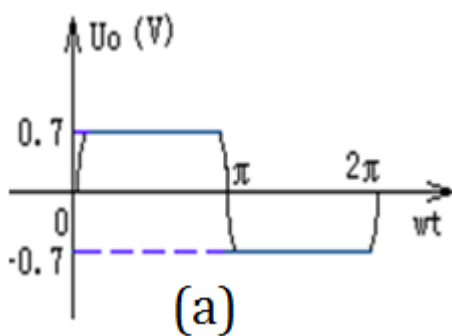


(a)



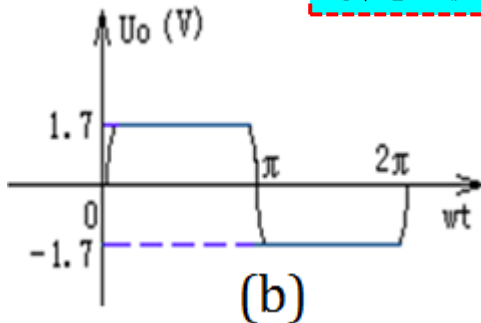
(b)

U_o 波形：

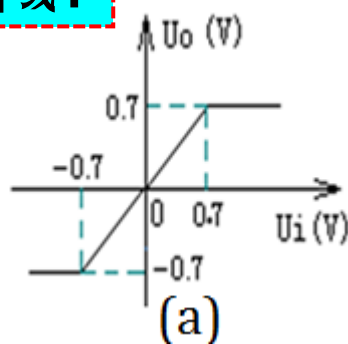


(a)

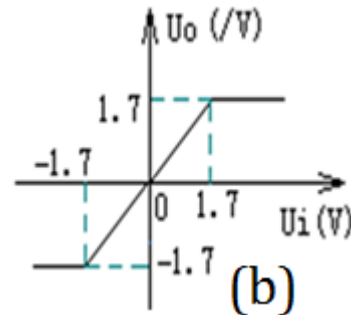
转移特性曲线：



(b)



(a)



(b)



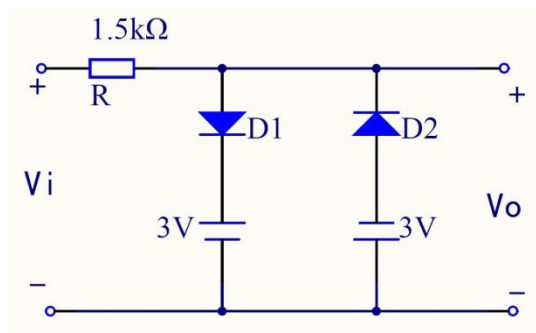


典型题解

例：二极管大信号折线模型参数： $V_r = 0.7V$ ， $r = 100\Omega$ ，试求：

(1)画出电路的电压传输特性 (V_o - V_i), V_i 的取值范围 $-10V \leq V_i \leq 10V$;

(2)若 $V_i = 4\sin(\omega t)V$, 画出 V_o 波形。



解：(1) 该电路为双限幅电路，

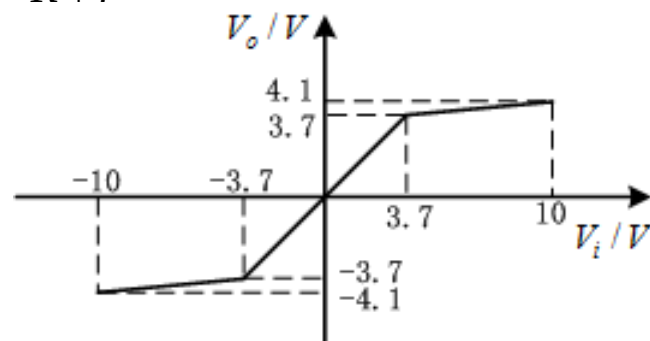
1) 当 $-3.7 < V_i < 3.7V$ 时， $D1$ 、 $D2$ 均截止，则 $V_o = V_i$;

2) 当 $V_i \geq 3.7V$ 时， $D1$ 导通， $D2$ 截止，则

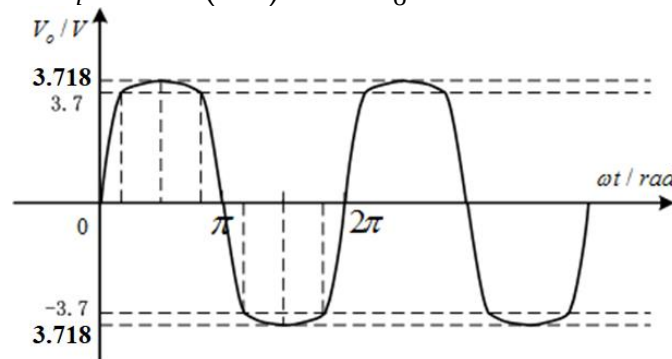
$$V_o = \frac{(V_i - 3.7)}{R + r} \cdot r + 3.7 = 0.0625V_i + 3.46875$$

3) 当 $V_i \leq -3.7V$ 时， $D1$ 截止， $D2$ 导通，则

$$V_o = \frac{(V_i + 3.7)}{R + r} \cdot r - 3.7 = 0.0625V_i - 3.46875$$



(2) $V_i = 4\sin(\omega t)V$ 时, V_o 波形如下

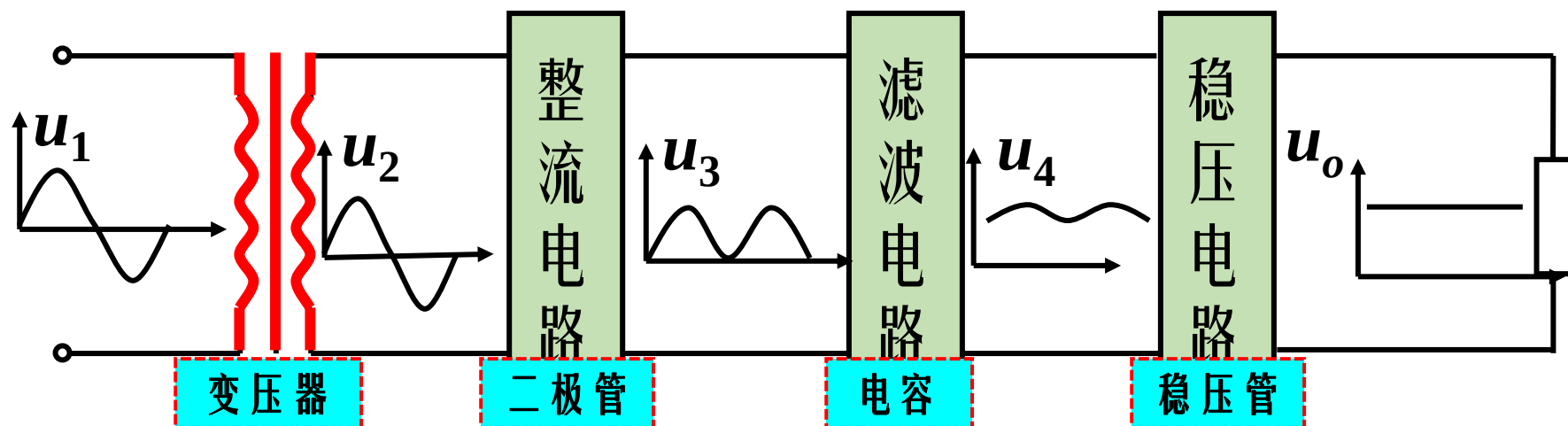


讨论：(1)能够判断电路的基本功能为限幅；
(2)当限幅支路存在电阻时，则对输出电压限幅的电平不再为恒定值。



3、直流电源—整流、滤波、稳压电路

■ 应用背景：如何从220交流电获取低压直流稳压源？

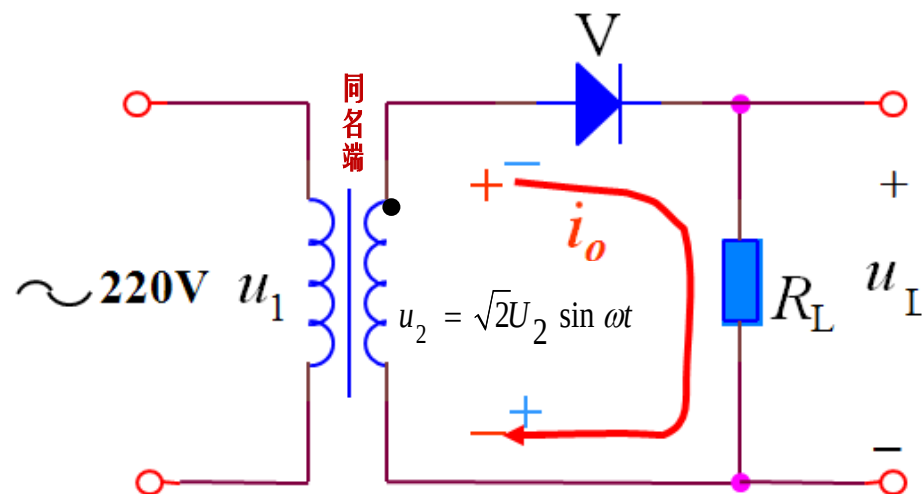


- ❖ 电源变压：将交流电 u_1 变为合适的交流 u_2 。
- ❖ 整流电路：将交流 u_2 变为脉动直流电压 u_3 。
- ❖ 滤波电路：将脉动直流电压 u_3 转变为平滑的直流电压 u_4 。
- ❖ 稳压电路：清除电网波动及负载变化,保持输出 u_o 的稳定。



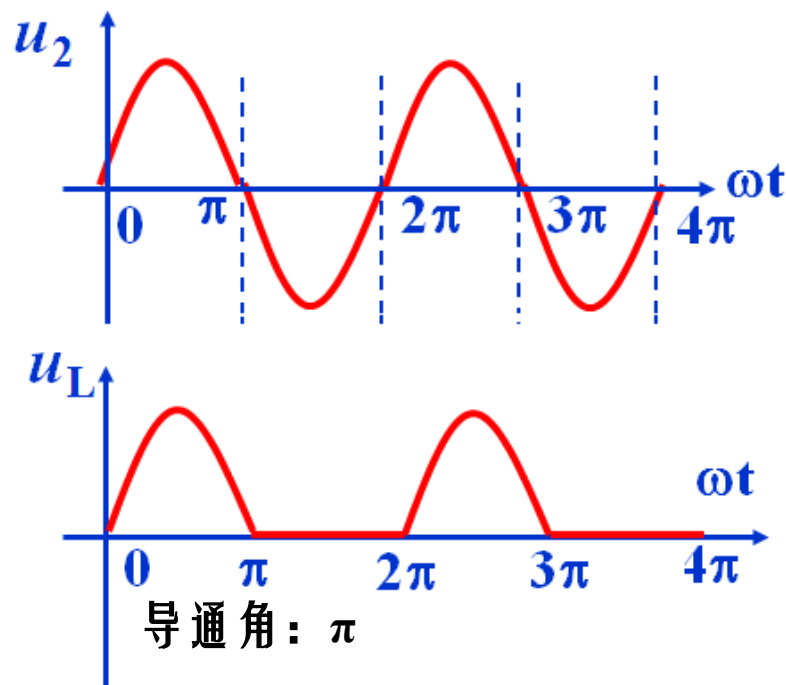


3.1 半波整流电路



$u_2 > 0$ 时 二极管导通, $u_L = u_2$

$u_2 < 0$ 时: 二极管截止, $u_L = 0$



(1) 输出电压平均值 U_L :
$$U_O = U_L = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \sqrt{2}U_2 \sin \omega t d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_2 = 0.45 U_2$$

(2) 输出电流平均值 I_o :
$$I_L = U_L / R_L = 0.45 U_2 / R_L$$

(3) 二极管最高反压:
$$U_{RM} = \sqrt{2} U_2$$

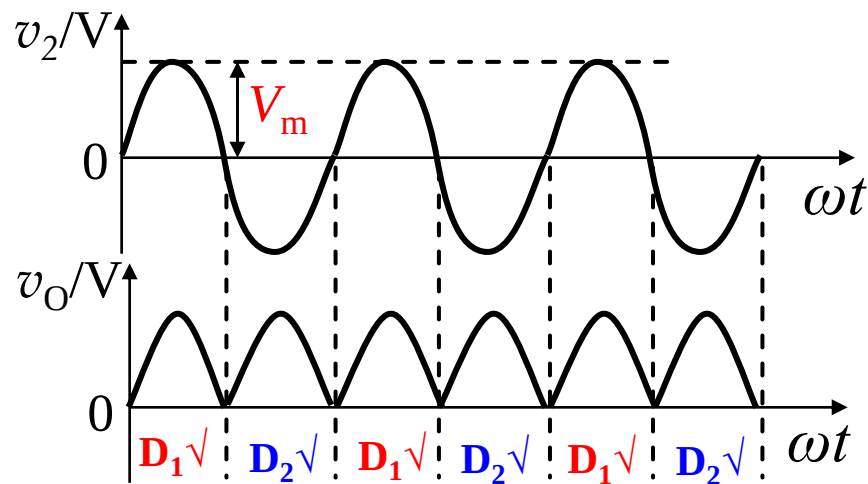
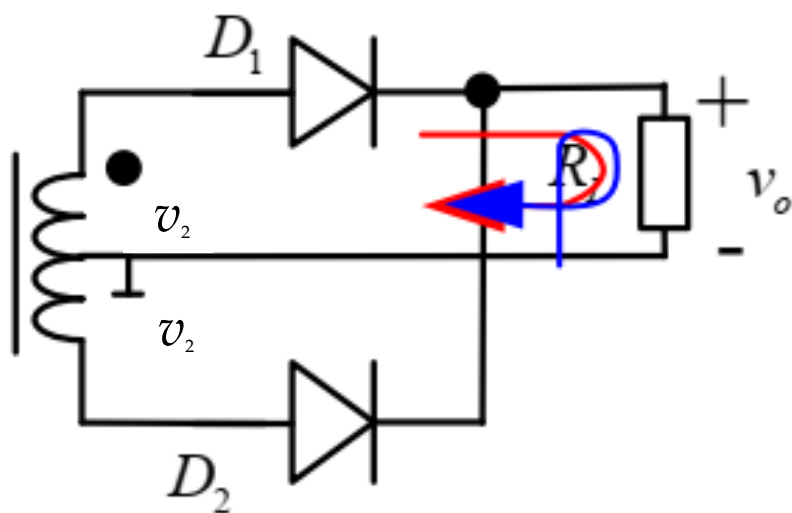
二极管如何选择?





3.2 全波整流电路

全波整流电路需要一个**中心抽头变压器**。



(1) 输出电压平均值 U_L :

$$U_o = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 = 0.9 U_2$$

(2) 输出电流平均值 I_o : $I_L = U_o / R_L = 0.9 U_2 / R_L$

(3) 二极管最高反压: $U_{RM} = 2\sqrt{2} U_2$

二极管如何选择?





典型题解

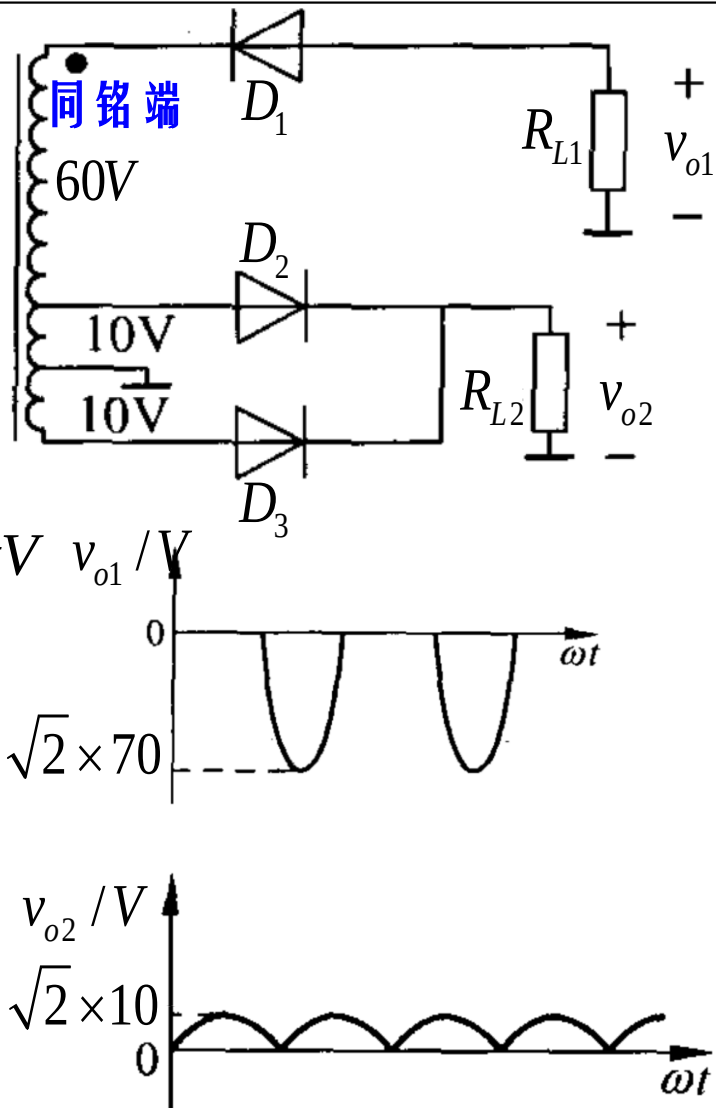
■ 在图示的整流电路中，副边电压的有效值 V_2 如图所示，请画出 v_{o1} 和 v_{o2} 的波形，并求它们的平均电压。

解：分析得出： D_1 、 R_{L1} 为半波整流电路，
其输入的交流电压有效值为： $60+10=70V$

由于 D_1 在负半周期导通，所以 $v_{o1} = -\sqrt{2} \times 70 \sin \omega t V$

其平均值为： $V_{o1} = -70 \times 0.45 = -31.5V$

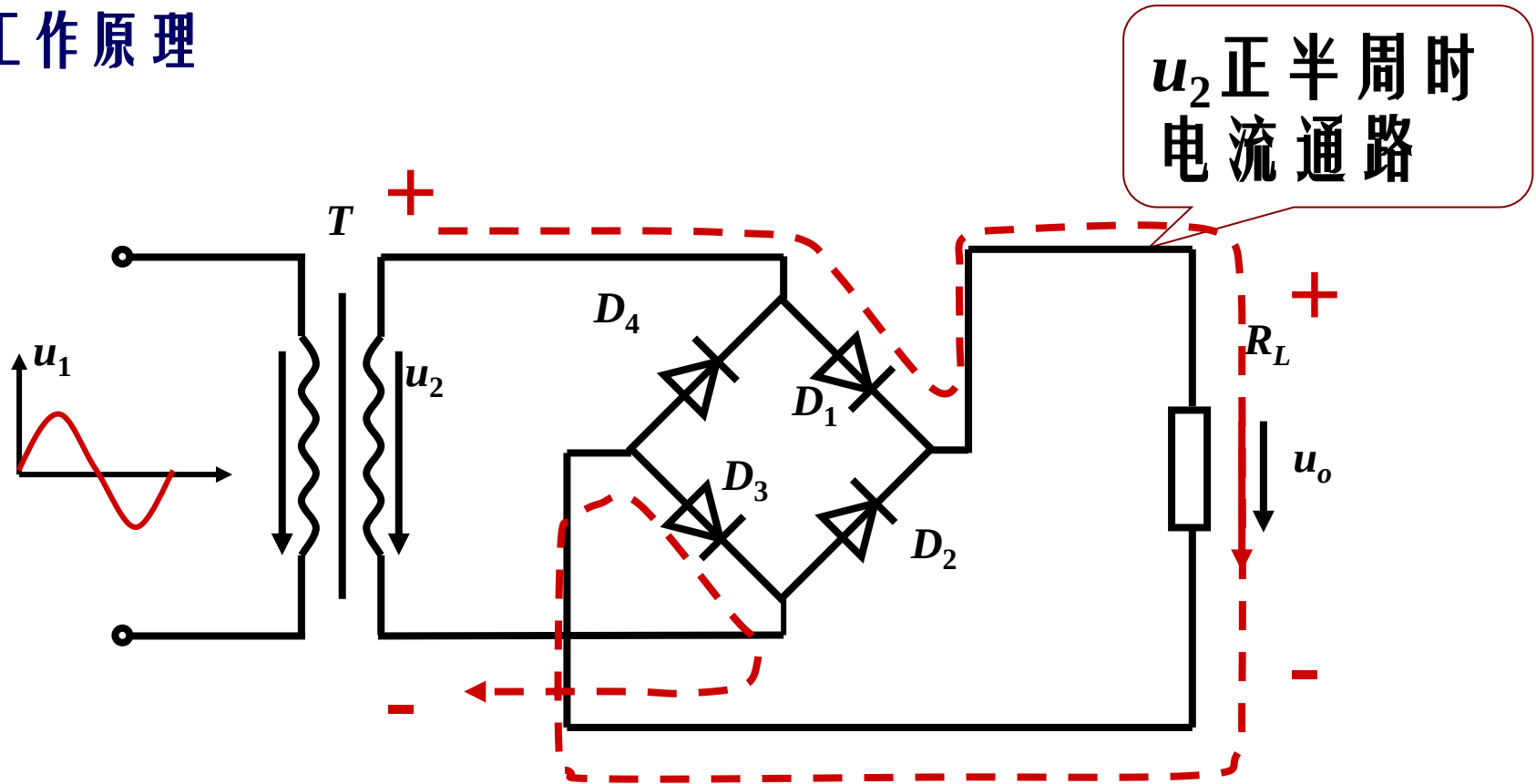
由 D_2 、 D_3 、 R_{L2} 组成的是全波整流电路， v_{o2} 波形
如图所示，其平均值： $v_{o2} = 10 \times 0.9 = 9V$





3.3 桥式全波整流电路

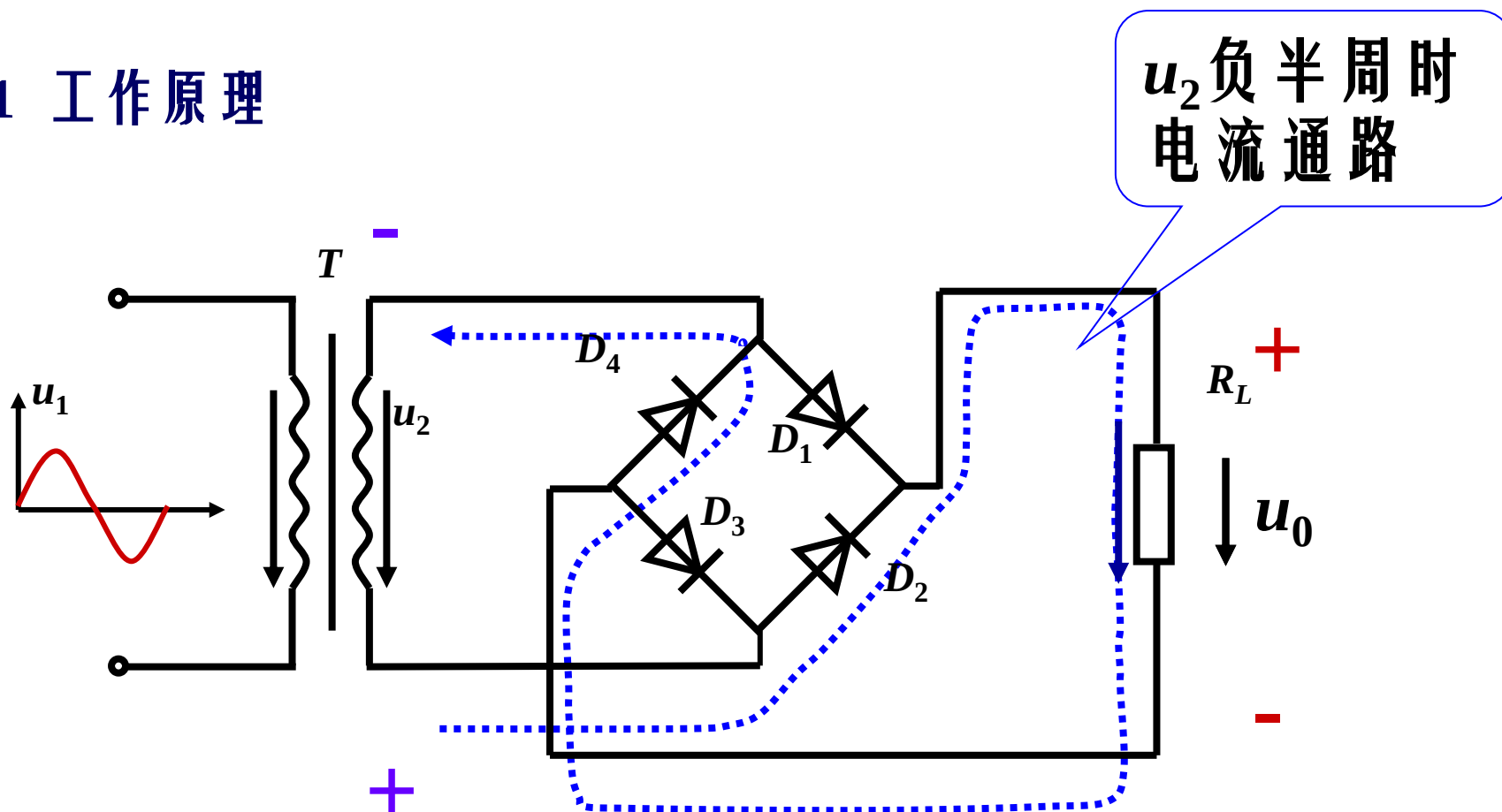
1 工作原理





3.3 桥式全波整流电路

1 工作原理

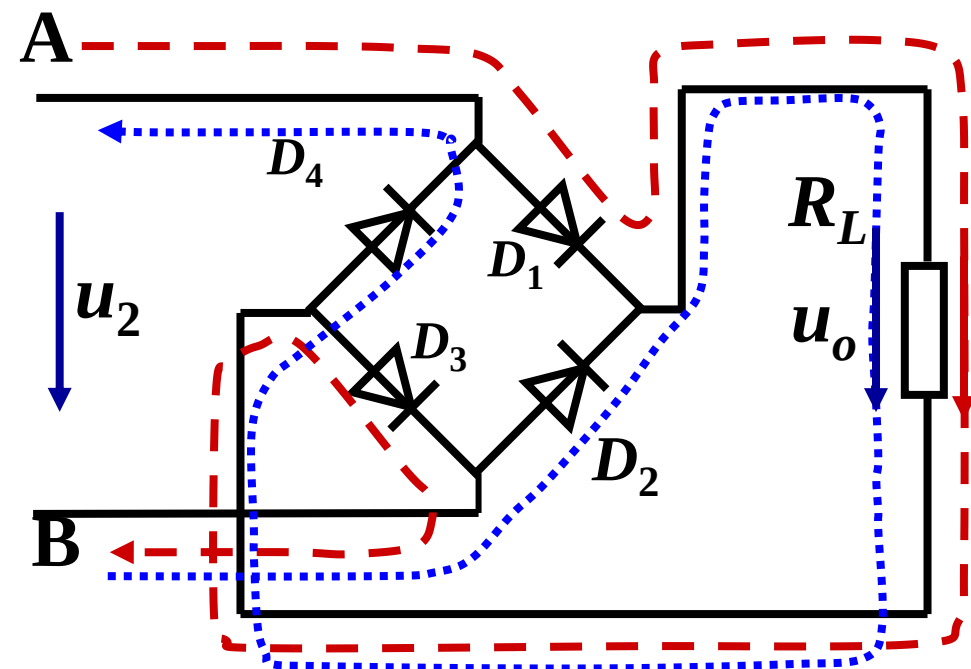
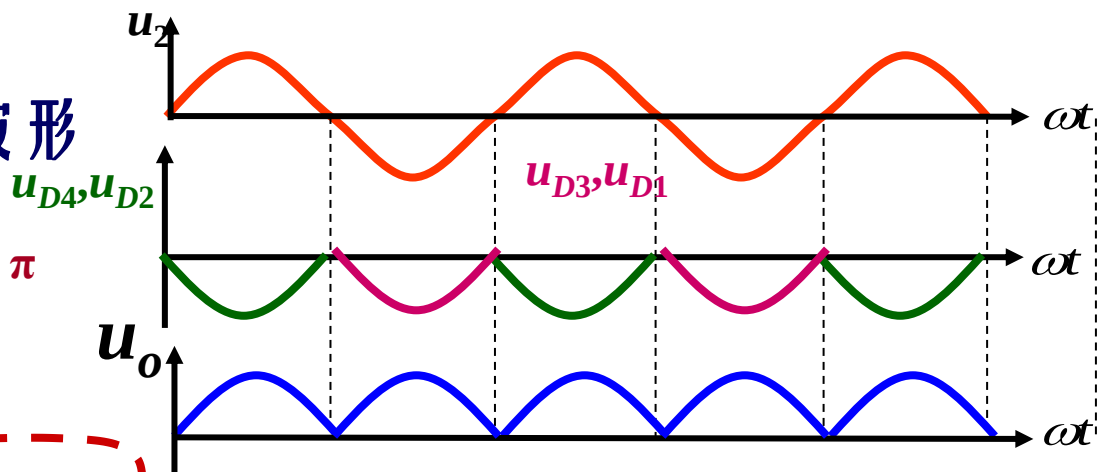




3.3 桥式全波整流电路

■ 输出波形及二极管上电压波形

e: 导通角: π



$u_2 > 0$ 时	$u_2 < 0$ 时
D_1, D_3 导通 D_2, D_4 截止 电流通路: $A \rightarrow D_1 \rightarrow R_L \rightarrow D_3 \rightarrow B$	D_2, D_4 导通 D_1, D_3 截止 电流通路: $B \rightarrow D_2 \rightarrow R_L \rightarrow D_4 \rightarrow A$
输出是脉动的直流电压!	





3.3 桥式整流电路参数计算

a. 整流输出电压平均值 (U_o)

$$U_o = U_L = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \sqrt{2}U_2 |\sin \omega t| d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 = 0.9U_2$$

b. 负载(平均)电流: $I_L = \frac{0.9U_2}{R_L}$

c. 二极管平均电流: $I_D = \frac{1}{2} I_o = 0.45 \frac{U_2}{R_L}$

d. 二极管最大反向电压:

$$U_{RM} = \sqrt{2}U_2$$





3.4 电容滤波



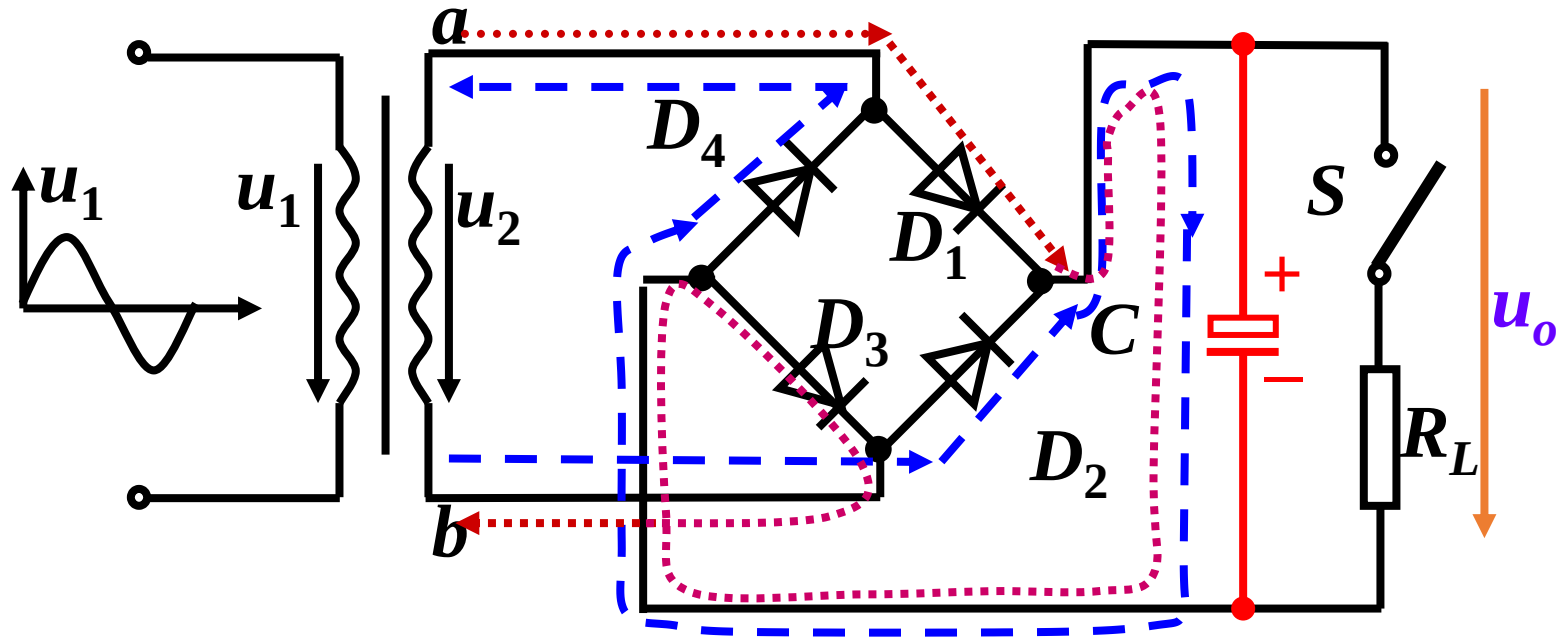
RC滤波电路的结构特点: 大电容 C 与负载 R_L 并联。

原理: 利用电容端压不能突变的特性, 滤掉输出电压中的交流成份, 保留其直流成份, 达到平滑输出波形的目的。





3.4 电容滤波电路

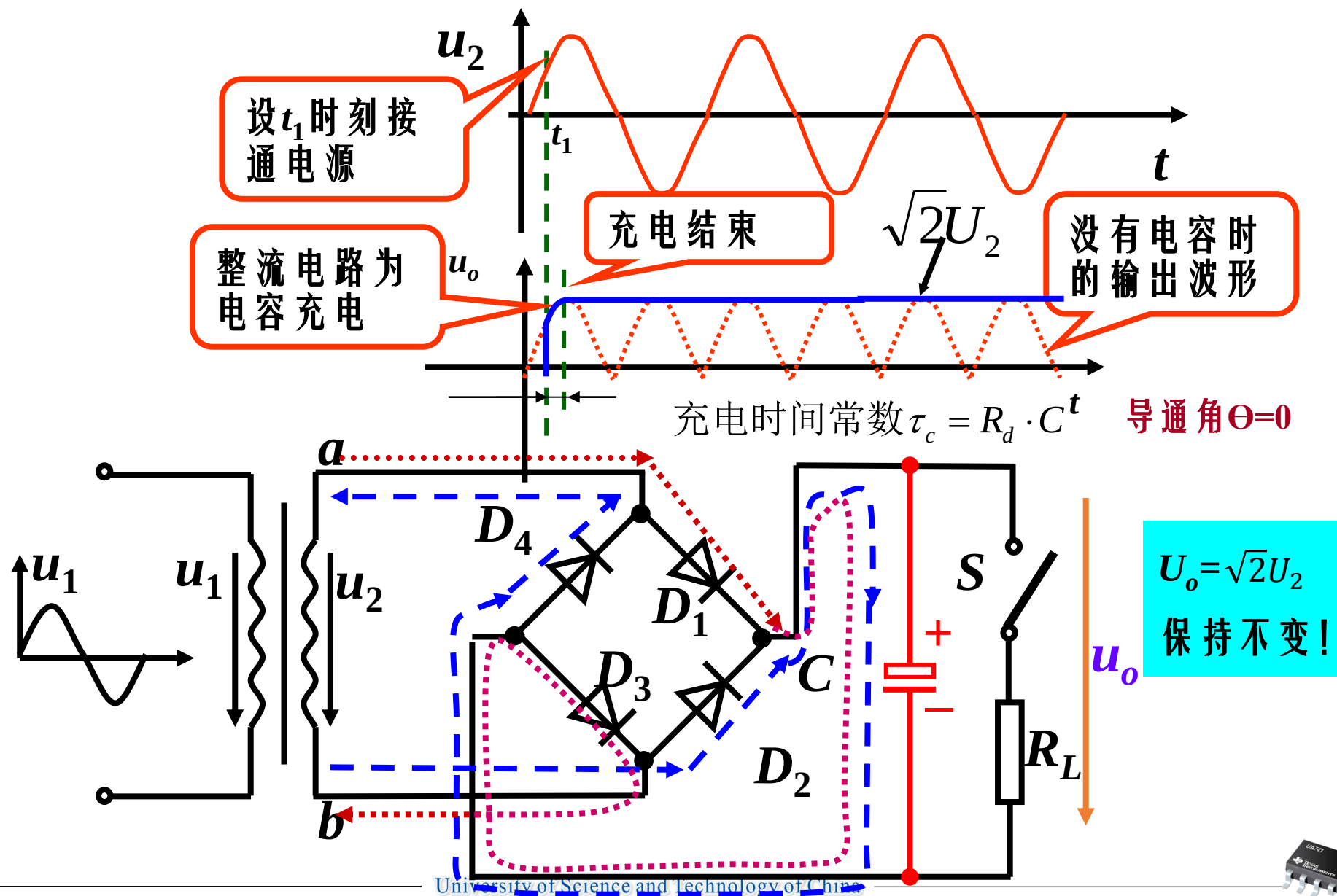


桥式整流+电容滤波电路





3.4 电容滤波电路(空载 $R_L=\infty$)





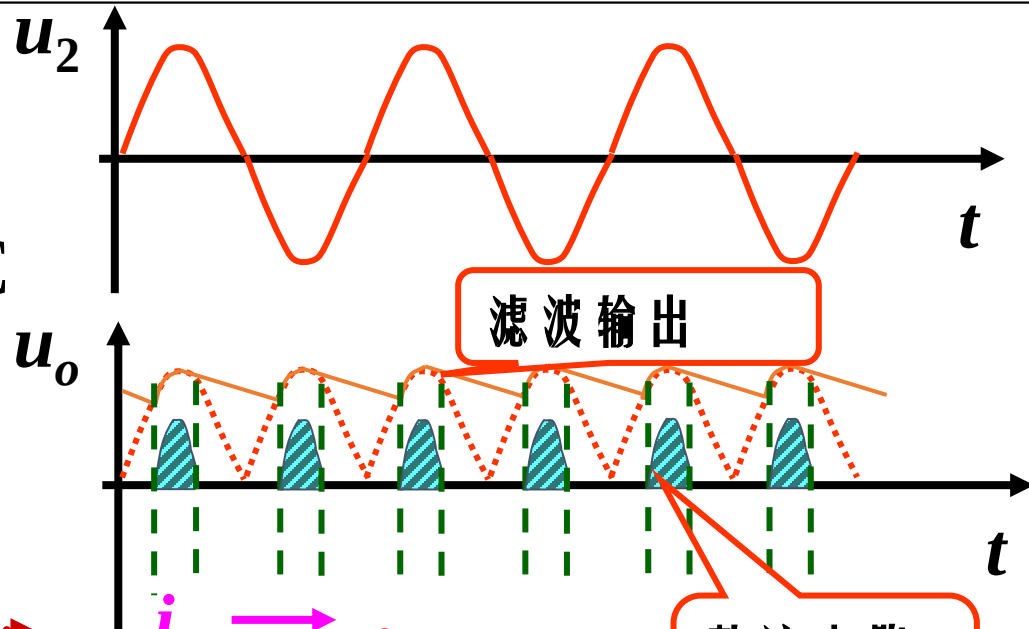
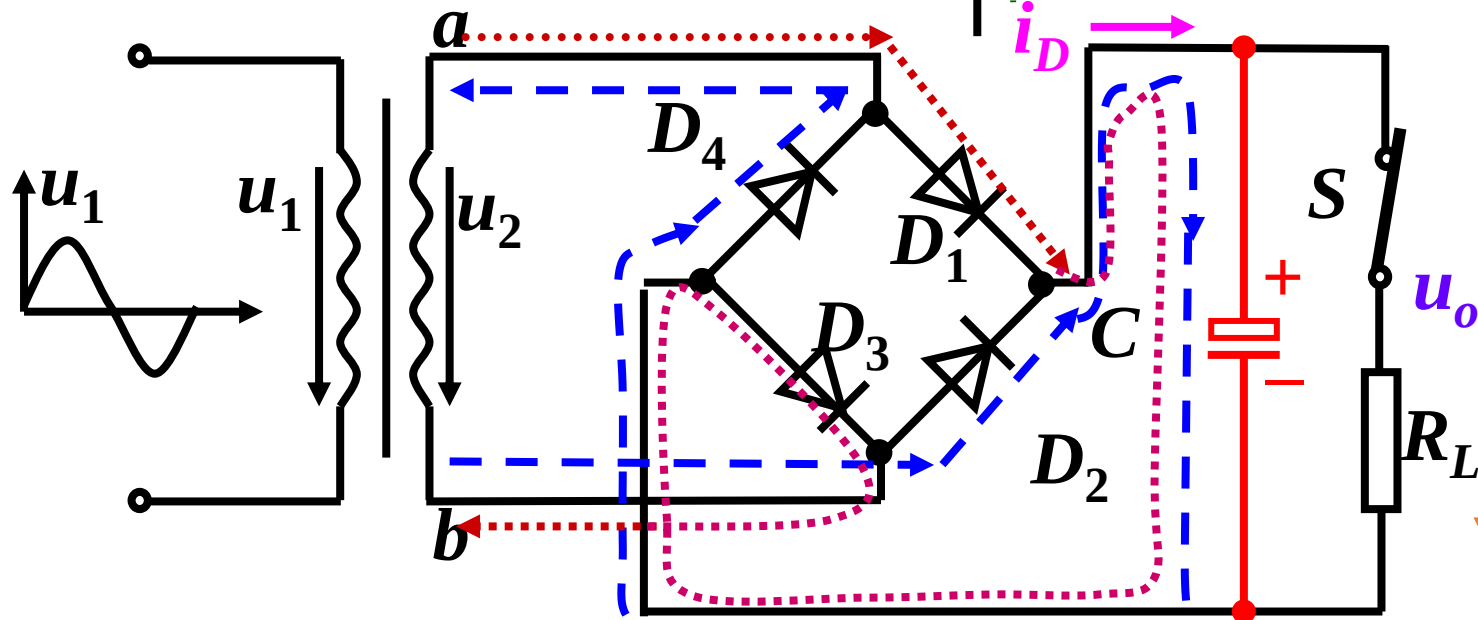
3.4 电容滤波电路(R_L 接入)

2. R_L 接入 (且 $R_L C$ 较大)

充电 $\tau_d = (R_L // R_d)C = R_d \cdot C$

放电 $\tau_d = R_L C$

导通, 快充! 截止, 慢放!



整流电路
D管电流 i_D

导通角 $\Theta \ll \pi$

u_o 较平滑保持!





3.5 电容滤波电路特点

(1) 输出电压 U_o 与放电时间常数 $R_L C$ 有关。

$R_L C$ 愈大 $\rightarrow$ 电容器放电愈慢 $\rightarrow U_o$ (平均值) 愈大

一般取 $\tau_d = R_L C \geq (3-5) \frac{T}{2}$

近似估算: $U_o = (1.1-1.2) U_2$ 。

(2) 流过二极管瞬时电流很大。

$R_L C$ 越大 $\rightarrow U_o$ 越高

$\rightarrow$ 负载电流的平均值越大；整流管导电时间越短 $\rightarrow i_D$ 的峰值电流越大

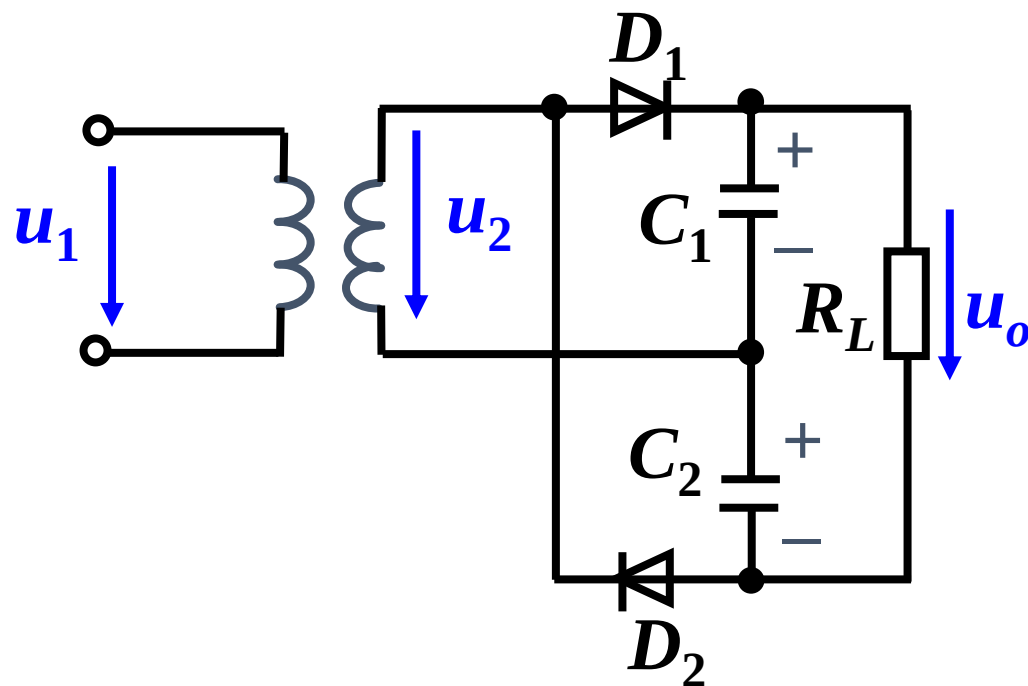
(3) 二极管 D 最大反压为: $2\sqrt{2}U_2$





3.5 倍压整流电路

1 二倍压整流电路



u_2 的正半周时： D_1 导通， D_2 截止，理想情况下，电容 C_1 的电压充到： $\sqrt{2}U_2$

u_2 的负半周时： D_2 导通， D_1 截止，理想情况下，电容 C_2 的电压充到： $\sqrt{2}U_2$

负载上的电压： $u_o = 2\sqrt{2}U_2$

条件？

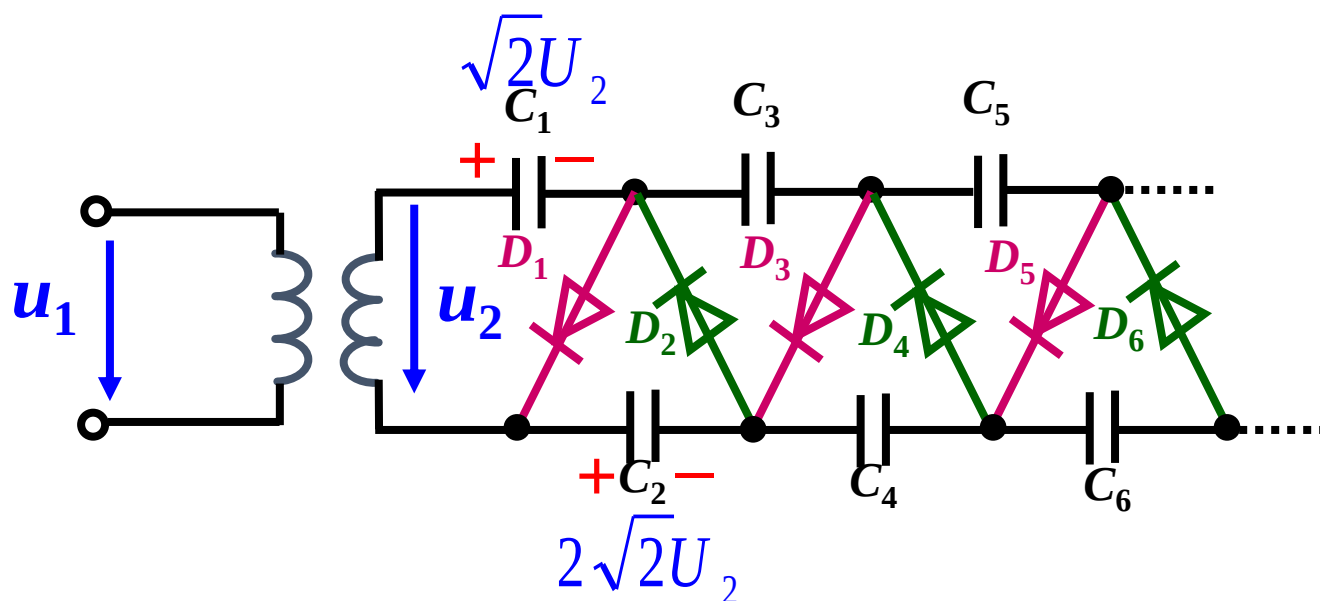
R_L 大！负载电流较小！





3.5

多倍压整流电路



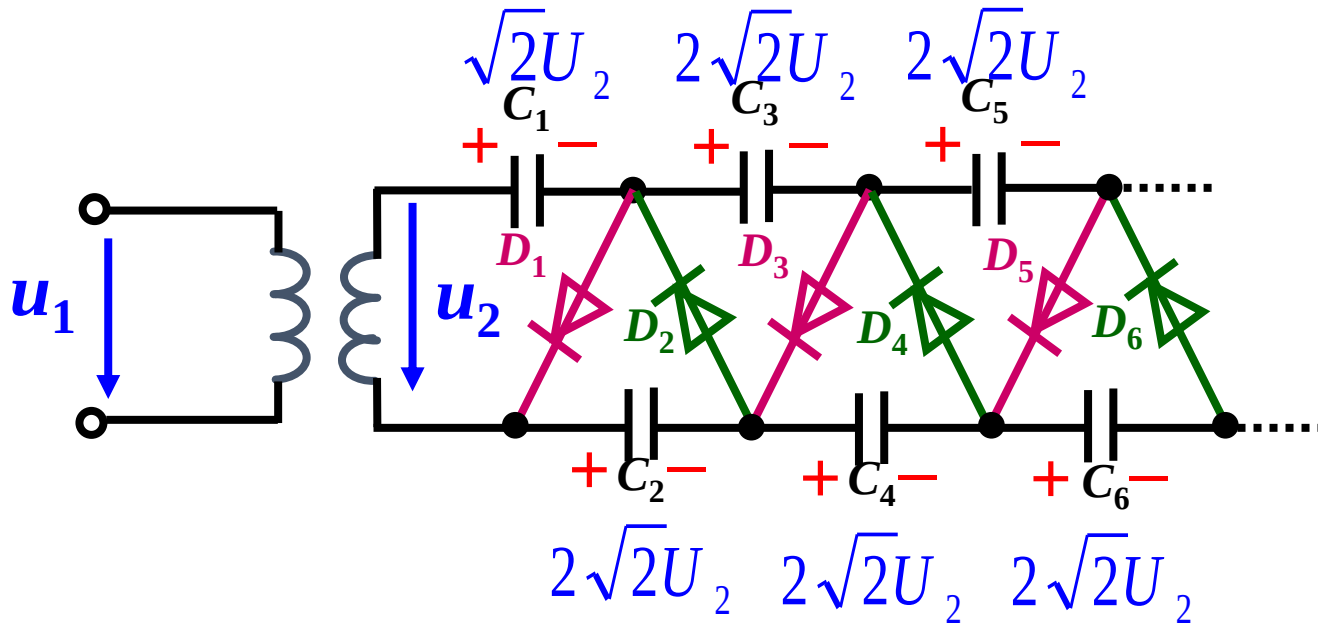
u_2 的第一个正半周： u_2 、 C_1 、 D_1 构成回路， C_1 充电到： $\sqrt{2}U_2$

u_2 的第一个负半周： u_2 、 C_2 、 D_2 、 C_1 构成回路， C_2 充电到： $2\sqrt{2}U_2$





3.5 多倍压整流电路



u_2 的第二个正半周: u_2 、 C_1 、 C_3 、 D_3 、 C_2 构成回路, C_1 补充电荷, C_3 充电到: $2\sqrt{2}U_2$

u_2 的第二个负半周: u_2 、 C_2 、 C_4 、 D_4 、 C_3 、 C_1 构成回路, C_2 补充电荷, C_4 充电到: $2\sqrt{2}U_2$

从不同端点可引出所需的多倍压直流输出。





1.3 晶体三极管

1.3.1 晶体管的结构和类型

1.3.2 晶体管的电流放大原理

1.3.3 晶体管的共射输入和输出伏安特性曲线

1.3.4 晶体管的主要参数

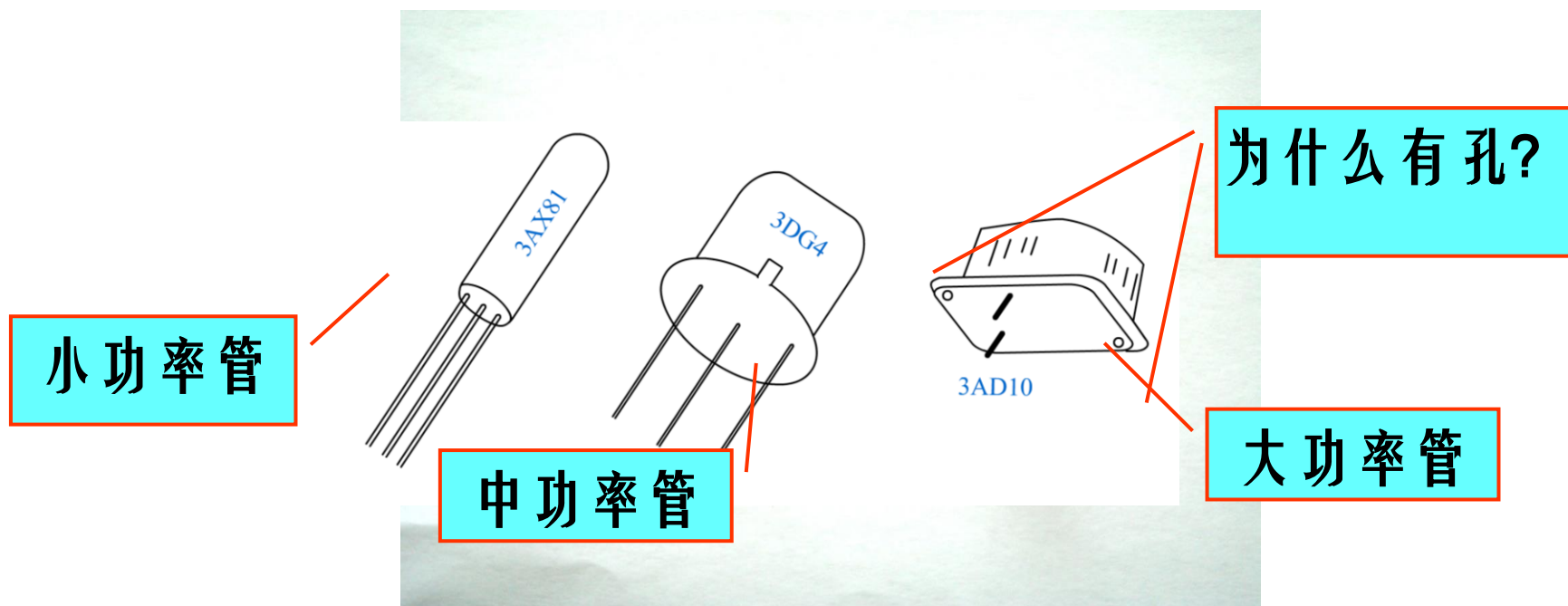
1.3.5 温度对晶体管特性及参数的影响





1.3.1 晶体管的结构

■ 双极型晶体管(BJT): 又称半导体三极管、晶体三极管



X: 低频小功率管

G: 高频小功率管

D: 低频大功率管

A: 高频大功率管

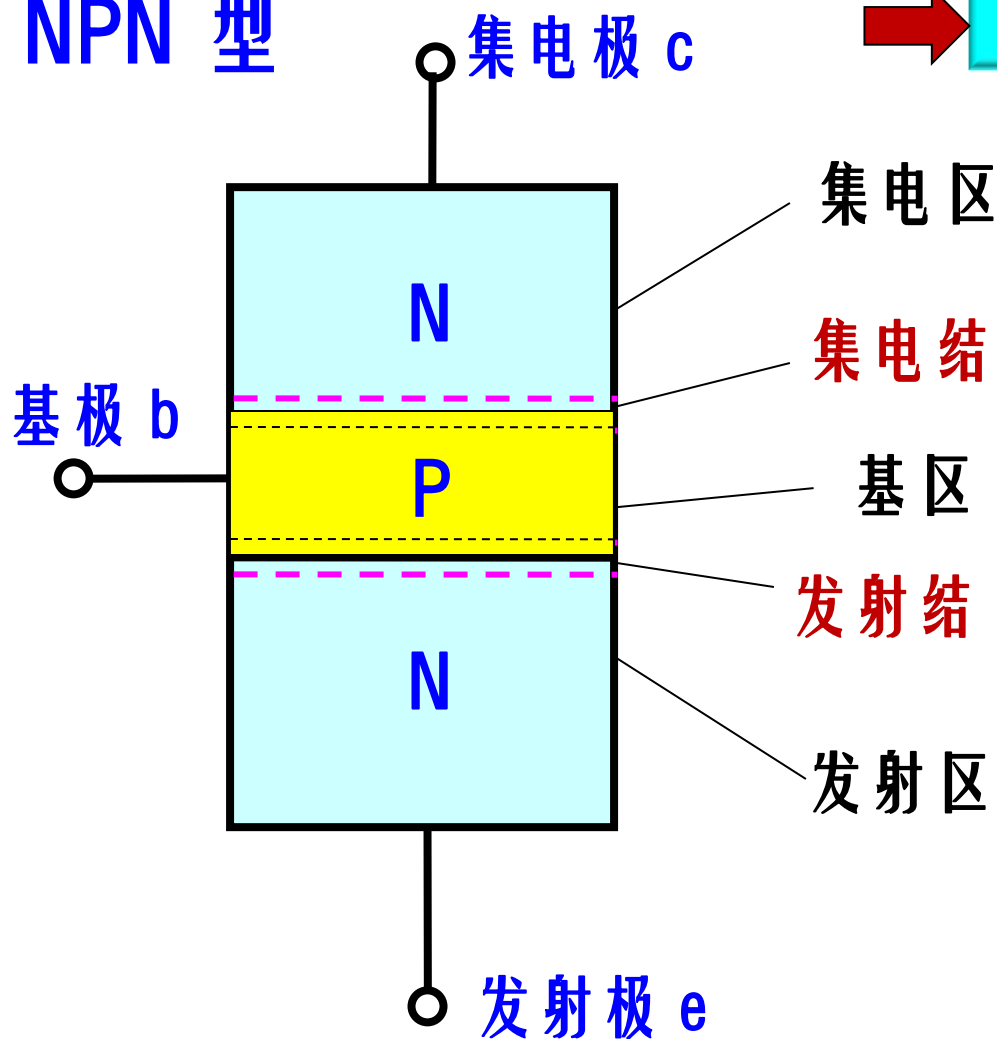
三极管有两种类型: NPN 型和 PNP 型。



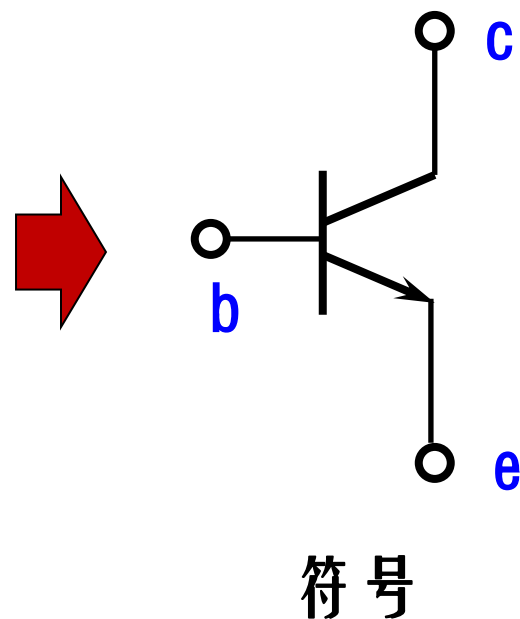


1.3.1 三极管结构与类型

NPN 型



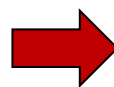
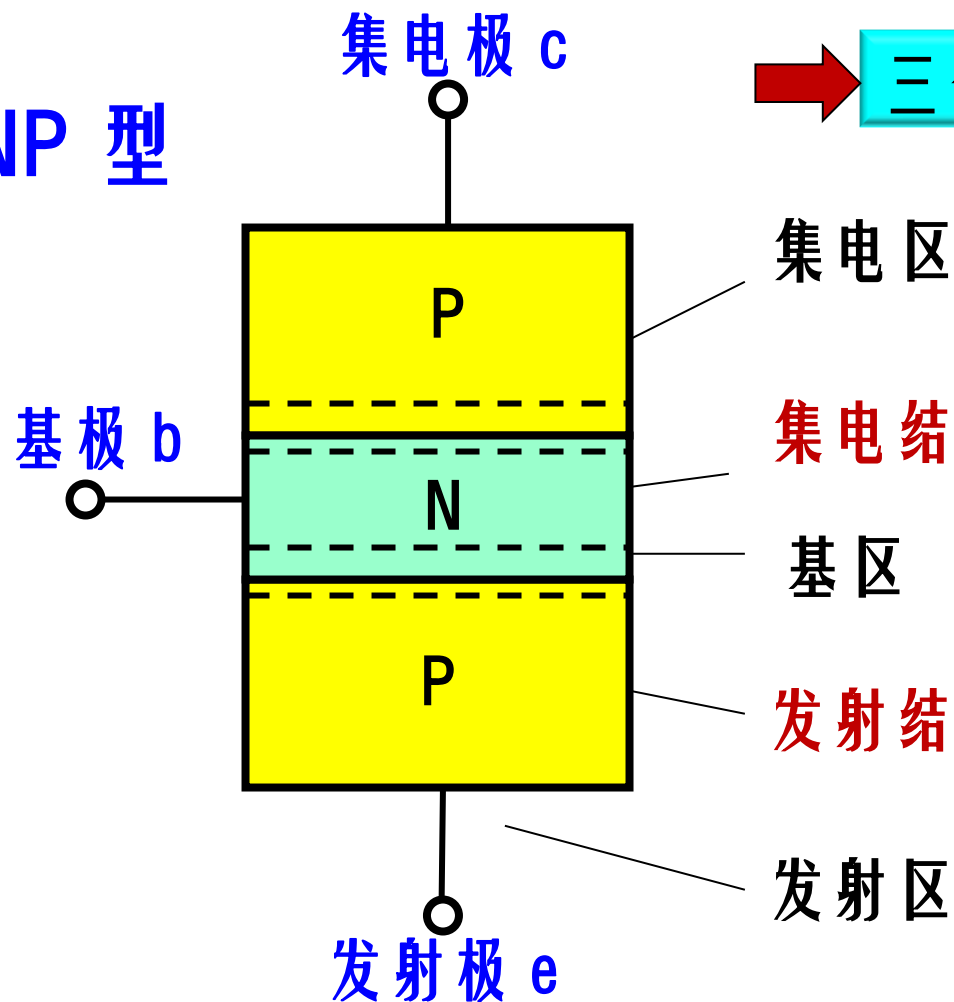
三个区、三个极、两个PN结。



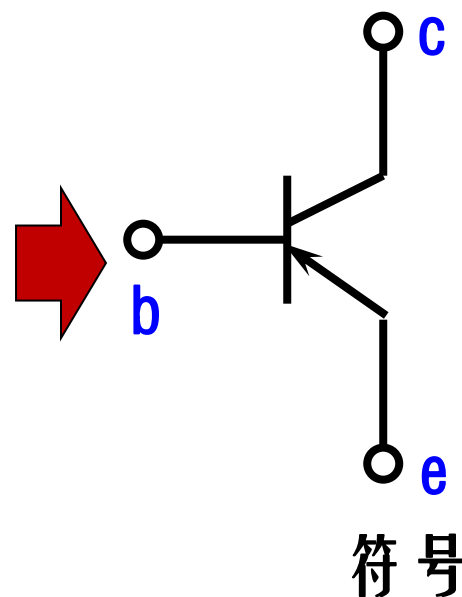


1.3.1 三极管结构与类型

PNP 型



三个区、三个极、两个PN结。

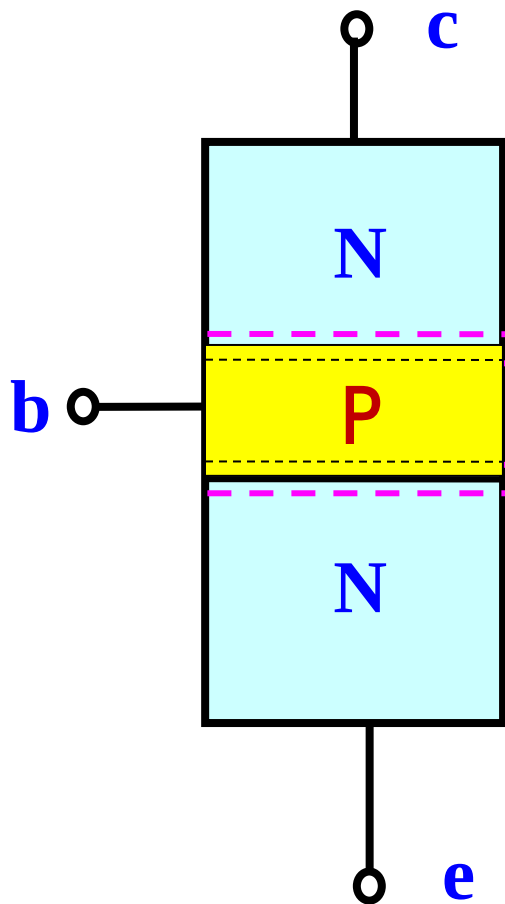


(b)PNP 型



1.3.2 晶体管的电流放大原理

■ 以 NPN 型三极管为例讨论

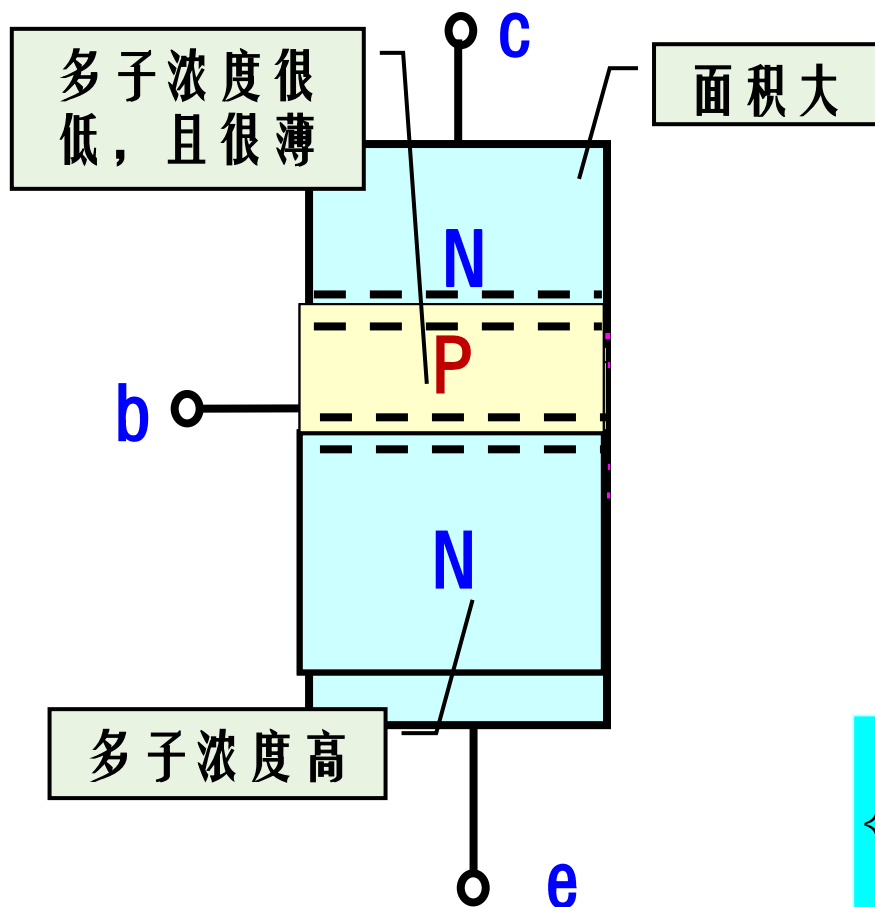


三极管若实现放大，必须从三极管内部结构和外部所加电源的极性来保证。





(1) 三极管放大条件



■ 内部结构:

1. 发射区 **高掺杂**。
2. 基区做得 **很薄**。几微米到几十微米, 且 **掺杂较少**。
3. 集电结 **面积大**。

■ 外部条件:

$$\begin{cases} U_{BE} > U_{on} & \text{(发射结正偏)} \\ U_{CB} \geq 0 \Rightarrow U_{CE} \geq U_{BE} & \text{(集电结反偏)} \end{cases}$$



(2) 实验：三极管放大工作原理

1) 放大电路

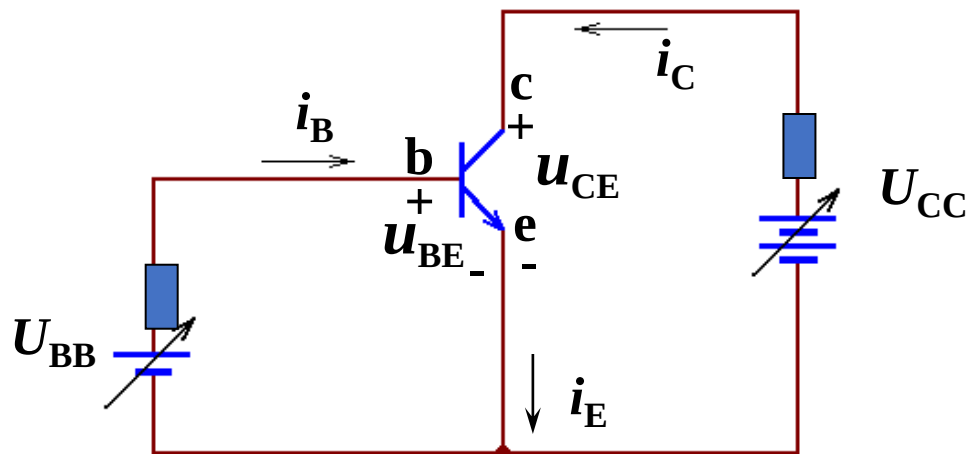


表1-1 电流单位：mA

i_B	0	0.02	0.04	0.06	0.08	0.10
i_C	<0.001	0.70	1.50	2.30	3.10	3.95
i_E	<0.001	0.72	1.54	2.36	3.18	4.05

放大约39

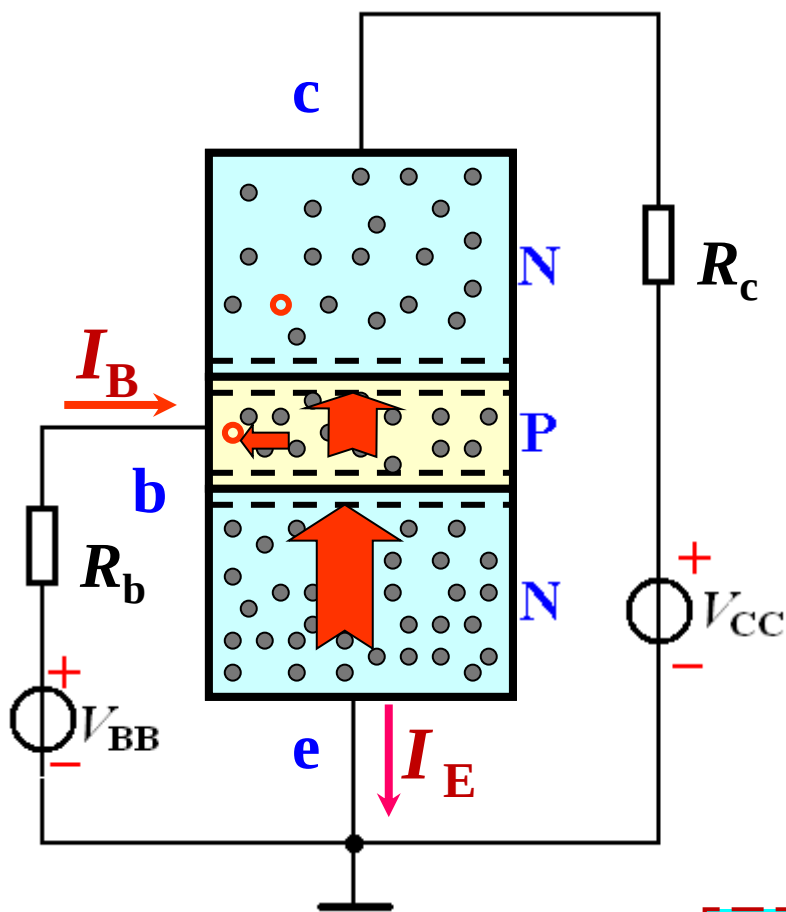
放大约40

结论： 基极 i_B 控制集电极电流 i_C 和发射极电流 i_E 的作用。





(3) 晶体管内部载流子的运动



1. 发射结加正向电压，扩散运动形成发射极电流

发射区的电子越过发射结扩散到基区，基区的空穴扩散到发射区——形成发射极电流 I_E (基区多数载流子数目较少，空穴电流可忽略)。

2. 扩散到基区的自由电子与空穴的复合运动形成基极电流

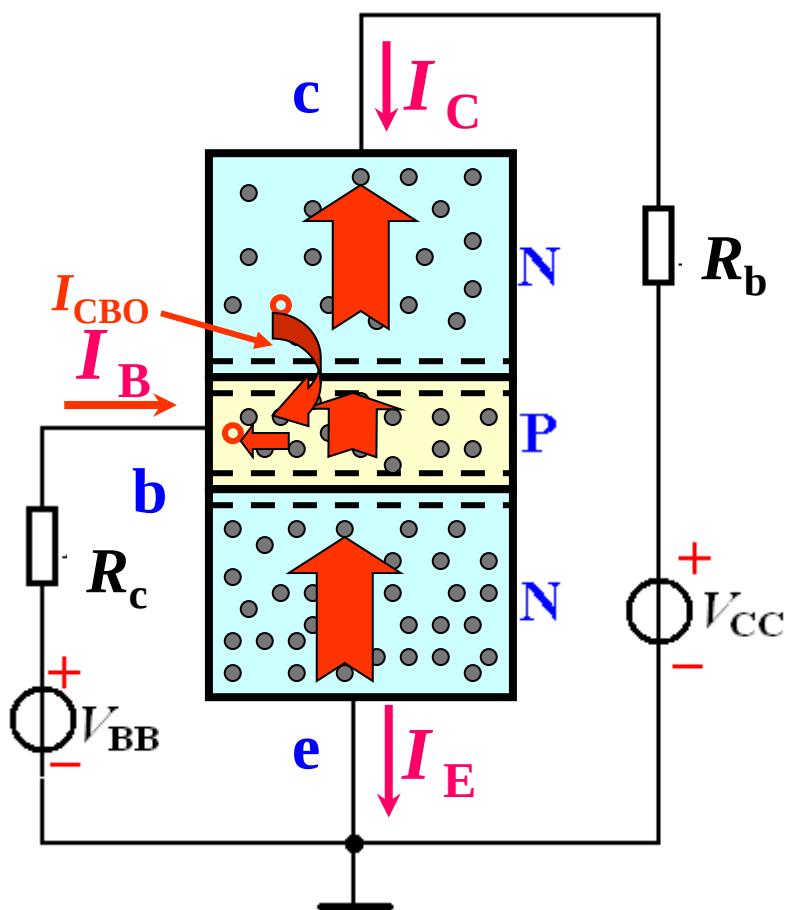
电子到达基区，少数与空穴复合形成基极电流 I_{bn} ，复合掉的空穴由 V_{BB} 补充。

➡ 多数电子在基区继续扩散，到达集电结的一侧。





(3) 晶体管内部载流子的运动



3. 集电结加反向电压，**漂移**运动形成集电极电流 I_c

集电结反偏，有利于收集基区扩散过来的电子而形成集电极电流 I_{cn} 。其能量来自外接电源 V_{CC} 。

4. 集电区和基区的少子在外电场的作用下将进行漂移运动而形成**反向饱和电流**，用 I_{CBO} 表示。





$$I_E = I_C + I_B$$

- ◆扩散运动形成发射极电流 I_E
- ◆复合运动形成基极电流 I_B
- ◆漂移运动形成集电极电流 I_C

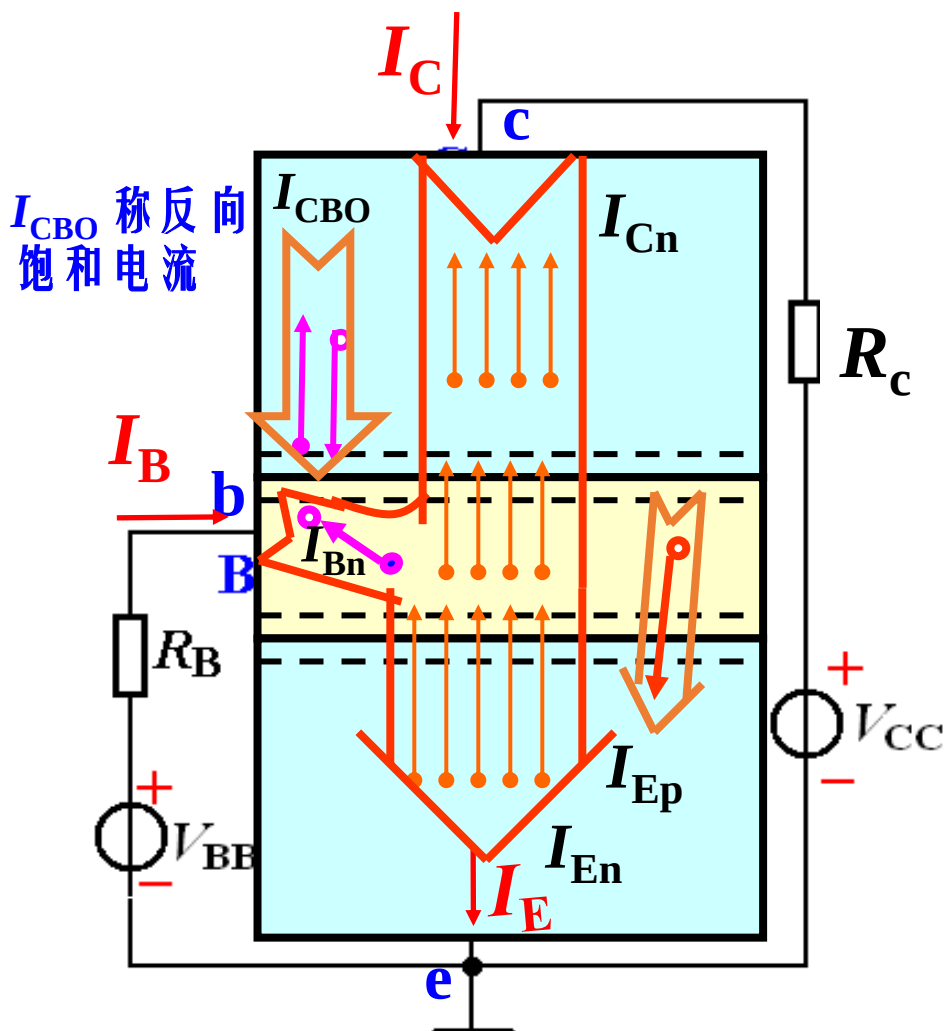


图 晶体管内部载流子的运动与外部电流





(3) 晶体管的共基电流放大系数

3、共基直流电流放大系数 $\bar{\alpha}$

$$I_{Cn} = \bar{\alpha} I_E$$

表示发射区多子能够到达集电区的比例！

$$I_{Bn} = (1 - \bar{\alpha}) I_E$$

$$I_C = I_{Cn} + I_{CBO} = \bar{\alpha} I_E + I_{CBO}$$

$$I_B = I_{Bn} - I_{CBO} = (1 - \bar{\alpha}) I_E - I_{CBO}$$

消去 I_E

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

4、共射直流电流放大系数 $\bar{\beta}$

令 $\bar{\beta} = \frac{\bar{\alpha}}{1 - \bar{\alpha}}$

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

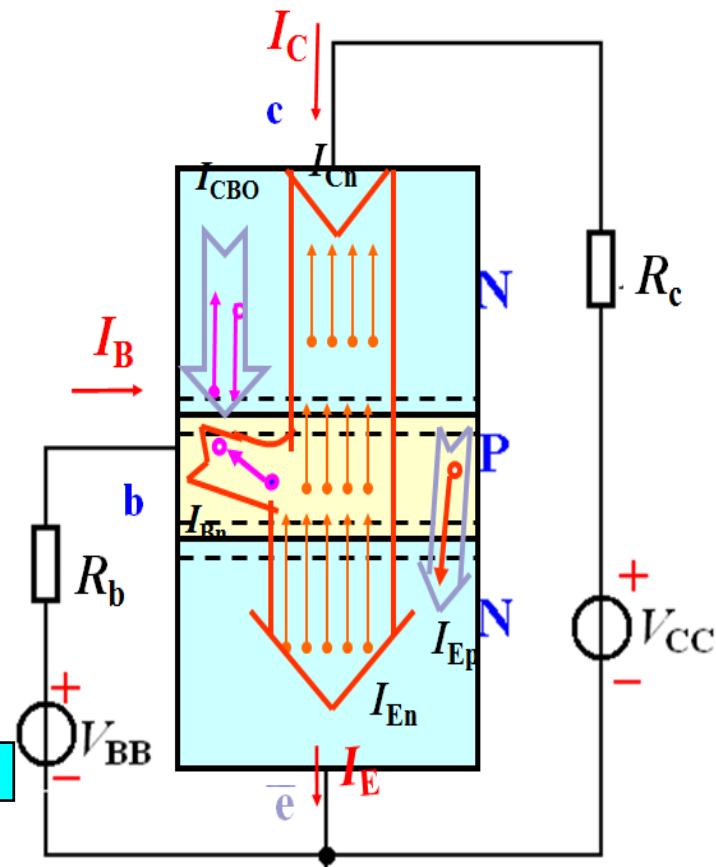
穿透电流

I_{CBO} 、 I_{CEO} 很小，可忽略

$$\begin{cases} I_C = \bar{\beta} I_B \\ I_C = \bar{\alpha} I_E \end{cases}$$

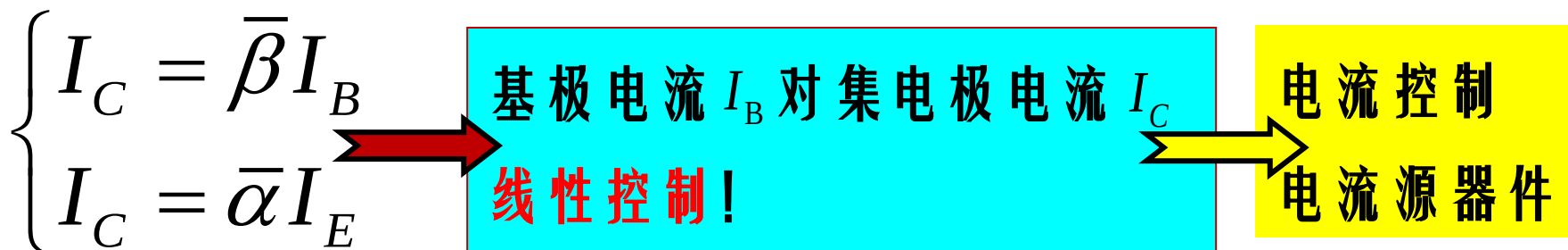
$\bar{\beta}$: 分配给集电极的电流与分配基极电流之比！

$$I_{Cn} = \bar{\beta} I_{Bn}$$





(4) 放大工作原理



- **放大原理**：实现小电流输入 I_B 控制大电流输出 I_C ；----放大 β 倍！
- 换个角度看，利用发射极正偏电压亦可实现对集电极电流的控制，注意，此时是一种 **非线性控制**，一般不予关注！
- 仅当晶体管处于 **放大状态** 时，上述关系式才成立！

➡ 一般偏置条件下，三极管的各种不同状态如何分析？

三极管数学模型？

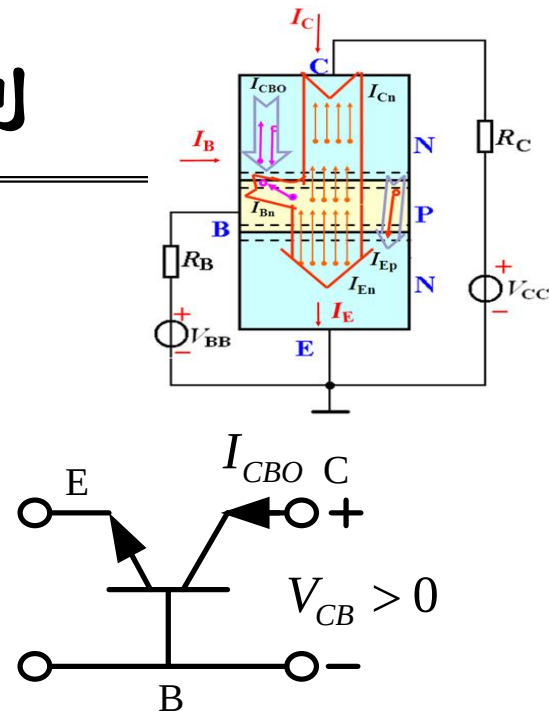




关注： I_{CBO} 和 I_{CEO} 的区别

■ I_{CBO} ：集电极-基极反向**开路**饱和电流

- 仅集电结反偏---少子漂移形成的很小电流；
- I_{CBO} 对温度较敏感，该值越小，说明晶体管的温度特性越好；



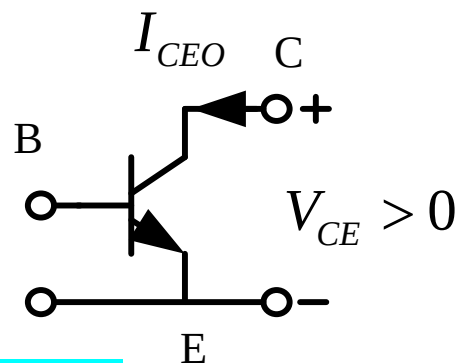
■ I_{CEO} ：集电极-发射极反向**开路**饱和电流--**穿透电流**

- 放大状态：集电结反偏+发射结正偏；
- 对应：少子漂移电流+多子扩散电流；

$$I_B = I_{Bn} - I_{CBO} = 0 \Rightarrow I_{Bn} = I_{CBO}$$

电流分配关系依然成立

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

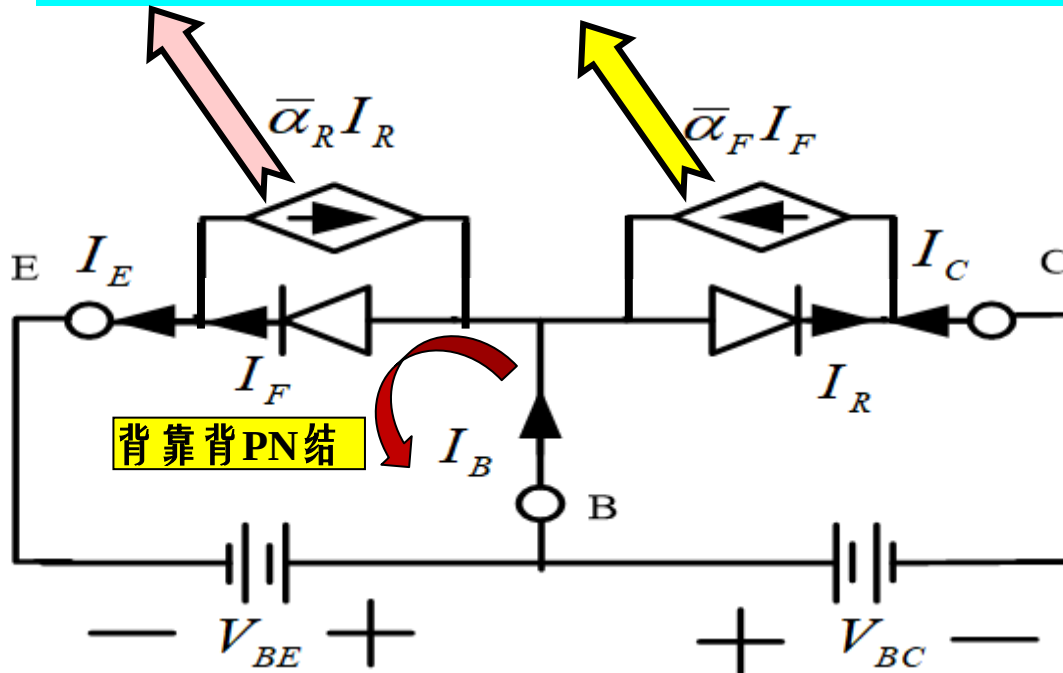




(5) 工作状态分析-*Ebers-Moll* 数学模型

■ 基本思路：将发射结和集电结视作两个背靠背的PN结二极管。

受控电流源：表达两者之间的相互影响！



Ebers-Moll方程

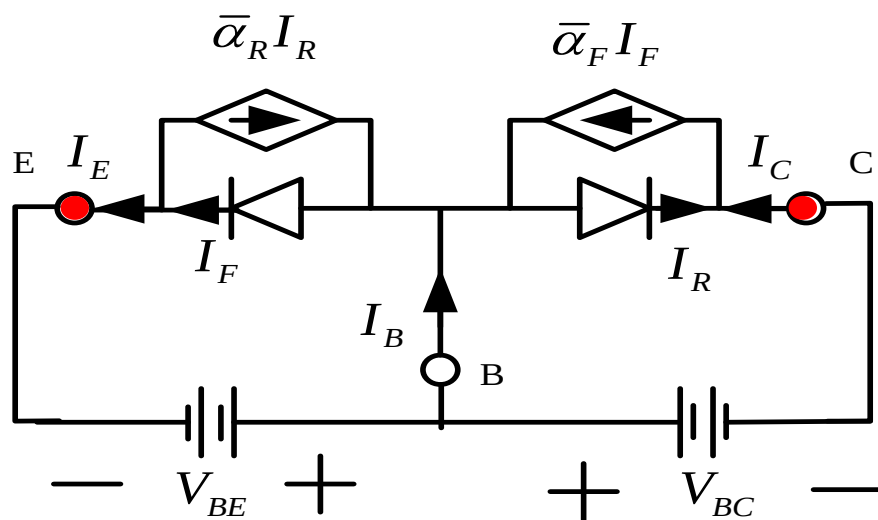
$$\begin{cases} I_E = f(V_{BE}, V_{BC}) \\ I_C = f(V_{BC}, V_{BE}) \end{cases}$$

→ 受控电流：反映了穿透基区的多子形成的电流！





(5) 数学模型



Ebers-Moll 方程：

$$\begin{cases} I_E = I_{ES} \left(e^{V_{BE}/V_T} - 1 \right) - \bar{\alpha}_R I_{CS} \left(e^{V_{BC}/V_T} - 1 \right) \\ I_C = -I_{CS} \left(e^{V_{BC}/V_T} - 1 \right) + \bar{\alpha}_F I_{ES} \left(e^{V_{BE}/V_T} - 1 \right) \end{cases}$$

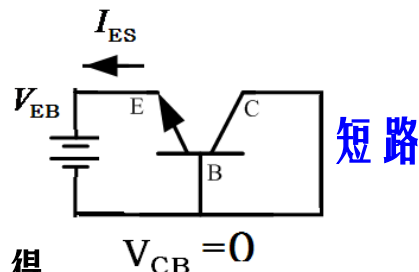
V_{BE} 和 V_{BC} 可正可负，描述所有工作状态！

二极管数学方程：

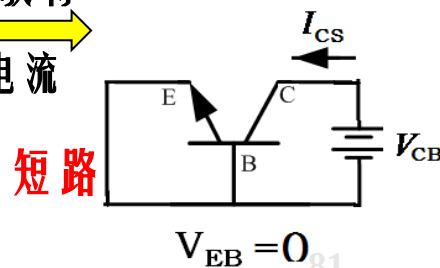
$$\begin{cases} I_F = I_{ES} \left(e^{V_{BE}/V_T} - 1 \right) \\ I_R = I_{CS} \left(e^{V_{BC}/V_T} - 1 \right) \end{cases}$$

节点电流方程：

$$\begin{cases} I_E = I_F - \bar{\alpha}_R I_R \\ I_C = -I_R + \bar{\alpha}_F I_F \end{cases}$$



如何测试获得
反向饱和电流

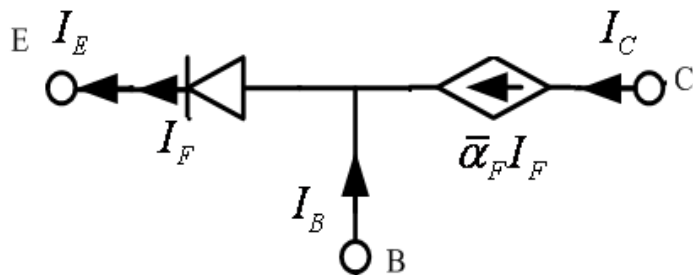




(5) 晶体管的工作状态

(1) 放大状态：发射结正向偏置，集电结反向偏置； $V_{BE} > 0, V_{BC} < 0$

- $I_R = -I_{CS} \approx 0$, 忽略反向饱和电流；
- 发射结近似为正向偏置的PN结二极管，而集电极电流受发射极电流的线性控制；



$$\rightarrow \begin{cases} I_E = I_F + \bar{\alpha}_R I_{CS} \approx I_F \\ I_C = I_{CS} + \bar{\alpha}_F I_F \approx \bar{\alpha}_F I_F \end{cases}$$

➤ I_{CS} 与开路反向饱和电流 I_{CBO} 的关系？

$$\rightarrow I_C = I_{CS} + \bar{\alpha}_F I_F = I_{CS} + \bar{\alpha}_F (I_E - \bar{\alpha}_R I_{CS}) = \bar{\alpha}_F I_E + (1 - \bar{\alpha}_F \bar{\alpha}_R) I_{CS}$$

$$\rightarrow I_{CBO} = (1 - \bar{\alpha}_F \bar{\alpha}_R) I_{CS} \quad 82$$





(5) 晶体管的工作状态

(2) 饱和状态：发射结正向偏置，集电结正向偏置； $V_{BE} > 0, V_{BC} > 0$

➤ 该方程无法进行线性简化，仍为非线性方程，近似为：

$$\rightarrow \begin{cases} I_E = I_{ES} e^{V_{BE}/V_T} - \bar{\alpha}_R I_{CS} e^{V_{BC}/V_T} \\ I_C = -I_{CS} e^{V_{BC}/V_T} + \bar{\alpha}_F I_{ES} e^{V_{BE}/V_T} \end{cases} \rightarrow \text{指数式上升!}$$

(3) 截止状态：发射结反向偏置，集电结反向偏置；

$$V_{BE} < 0, V_{BC} < 0 \Rightarrow I_{CS}, I_{ES} \approx 0$$

➤ 截止状态的晶体管，发射极和集电极相当于开路；

$$\rightarrow \begin{cases} I_E \approx -I_{ES} + \bar{\alpha}_R I_{CS} \approx 0 \\ I_C \approx I_{CS} - \bar{\alpha}_F I_{ES} \approx 0 \end{cases}$$

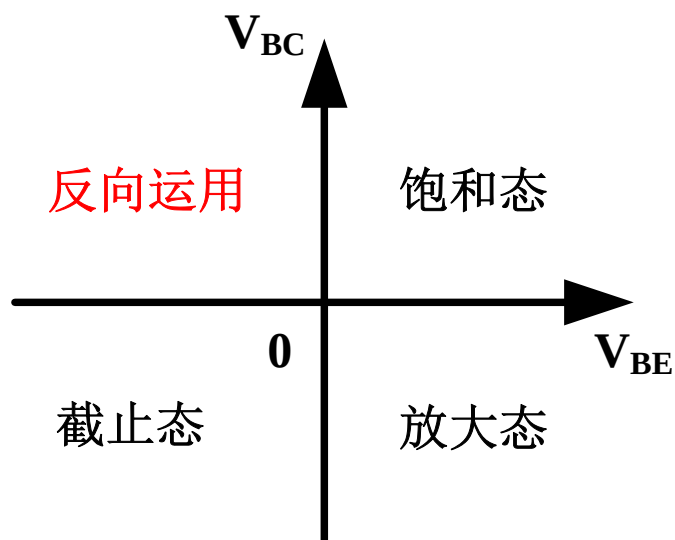




(5) 晶体管的工作状态

(4) 反向运用状态: 发射结反偏, 集电结正偏; $V_{BE} < 0, V_{BC} > 0$

➤ 反向运用状态 **禁用**, 因为发射极与集电极并不对称, 不能互换, 且发射结承受功率较小, 反向运用很容易损坏管子;



- ✓ 主要工作方式: 线性放大工作状态, 线性放大交流小信号;
- ✓ 饱和态和截止态更多应用于非线性及数字电路中;





(5) 三极管工作模式的判别

■ 三种工作状态判别：放大、截止、饱和

➤ 截止时， $V_{BE} < 0$ ， $I_B \approx 0$ ，容易判别。

➤ 饱和的主要特点： $\beta I_B \neq I_C$ ，一般 $\beta I_B > I_C$ 。

➤ 放大时：NPN管： $V_C > V_B > V_E$ ；PNP管： $V_C < V_B < V_E$

■ 实际放大电路分析计算：

(1) 先假定工作在放大区，求静态工作Q点的参量；

(2) 若得出矛盾，则表示工作在饱和区，再用饱和压降估算工作点；

(3) 若不矛盾，则工作在线性放大区；





例题1：三极管工作状态的判断

[例1]：测量某NPN型BJT各电极对地的电压值如下， $U_{BEON}=0.5V$ ，

试判别管子工作在什么区域？

原则：

	截止	放大	饱和
发射结	反偏	正偏	正偏
集电结	反偏	反偏	正偏

(1) $V_C = 6V$ $V_B = 0.7V$ $V_E = 0V$

(2) $V_C = 6V$ $V_B = 4V$ $V_E = 3.6V$

(3) $V_C = 3.6V$ $V_B = 4V$ $V_E = 3.4V$

解：对NPN管而言，放大时 $V_C > V_B > V_E$

对PNP管而言，放大时 $V_C < V_B < V_E$

(1) 放大区

(2) 截止区

(3) 饱和区





例题2：三极管工作状态的判断

[例2] 某放大电路中BJT三个电极的电流如图所示。

$I_A = -2\text{mA}$, $I_B = -0.04\text{mA}$, $I_C = +2.04\text{mA}$, 试判断管脚、管型。

解：电流判断法。

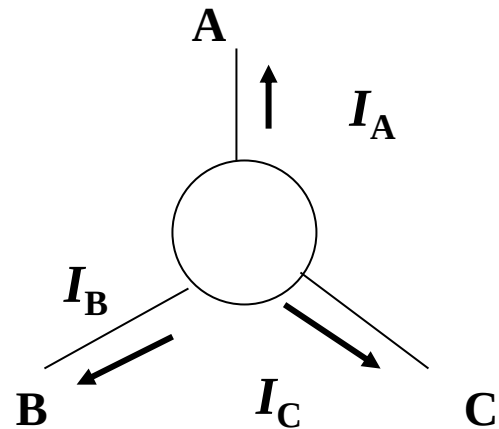
电流的正方向和KCL。 $I_E = I_B + I_C$

C为发射极

B为基极

A为集电极。

管型为NPN管。





例题3：三极管工作状态的判断

■ 某放大电路中， $U_{BEON}=0.5V$ ，测得三极管三个电极的对地电压分别为 $-6.7V$ 、 $-6V$ 和 $-9V$ ，判断该三极管属于什么类型，三个电极分别为什么极。

解：电位判断法。

$-6.7V$ 、 $-6V$ 对应为基极、发射极；

$-9V$ 对应为集电极；

对PNP管而言，放大时 $V_C < V_B < V_E$ ，故管型为PNP管。

$-6.7V$ 对应为基极；

$-6V$ 对应为发射极；





例题4：放大电路静态工作点分析

■ 例：已知： $\beta=100$ ，线性区 $V_{BE}=0.7V$ ，饱和时

$V_{BE}=0.7V$ $V_{CE}=0.3V$ 。求：静态工作点 I_{BQ} I_{CQ}

解：先假定三极管工作于线性放大区。利用 $\beta=100$ 时， $I_C \approx I_E$

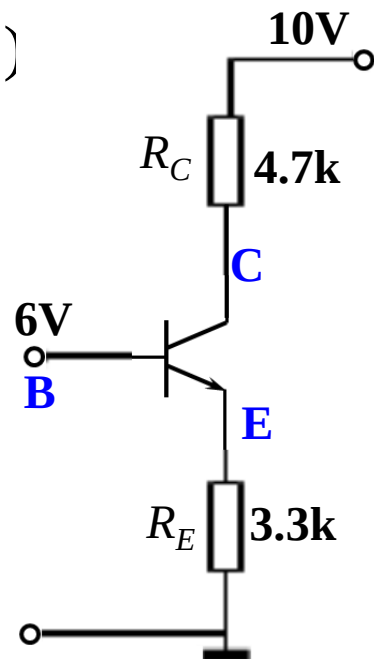
$$I_{CQ} \approx I_{EQ} = \frac{6-0.7}{3.3} = 1.6(mA) \quad V_C = 10 - 4.7 \times 1.6 = 2.48(V)$$

而 $V_B = 6(V)$ 得到矛盾，应工作于饱和区。

$$I_{EQ} = \frac{6-0.7}{3.3} = 1.6(mA), \text{ 不变。} \quad V_E = I_{EQ} \times R_E = 5.3(V)$$

$$V_C = V_E + V_{CE} = 5.3 + 0.3 = 5.6(V)$$

$$I_{CQ} = \frac{10-5.6}{4.7} = 0.94(mA) \quad I_{BQ} = I_{EQ} - I_{CQ} = 0.66(mA)$$





思考

■ 考虑 R_E 怎样变化, BJT 可以工作于放大状态?

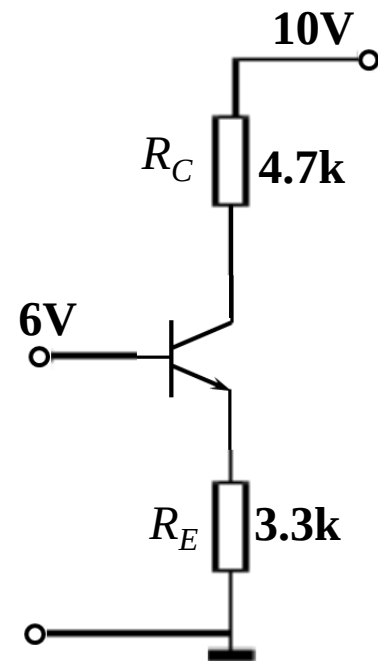
解: 应使集电结反偏, 即: $V_C > V_B = 6V$

$$\text{于是: } V_{C\min} = 6V \Rightarrow I_{C\max} = \frac{10 - 6}{4.7} = 0.85(mA)$$

$$\Rightarrow I_{E\max} \approx I_{C\max} = 0.85(mA)$$

$$\Rightarrow R_{E\min} = \frac{V_E}{I_{E\max}} = \frac{V_B - 0.7}{I_{E\max}} = 6.2k\Omega$$

要求 $R_E > R_{E\min} = 6.2k\Omega$, 以保证三极管处于放大状态

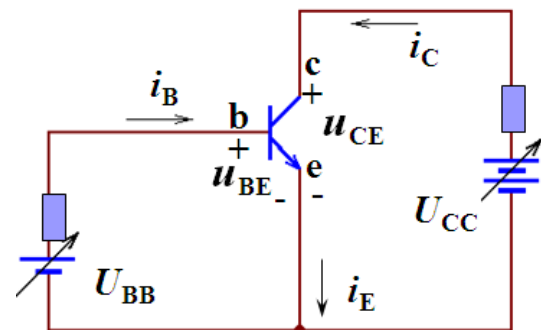




1.3.3 三极管静态共射输入和输出伏安特性曲线

■ **静态**：三极管只加直流，不加交流；

■ **伏安特性曲线**：



晶体管输入回路和输出回路**极电压和电流**的关系曲线；

■ **针对不同组态**：

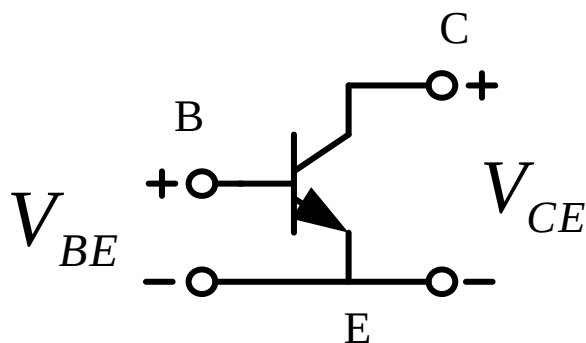
- 以晶体管任意一个电极作为公共端，即可形成一种输入、输出**双端口电路**网络形式，称之为组态；
- **定义电流方向**为三极管线性放大状态时的电流方向；
- 以公共端为参考点，输入、输出端**电压上正下负**；





(1) 晶体管三种组态

■ 共发射组态:

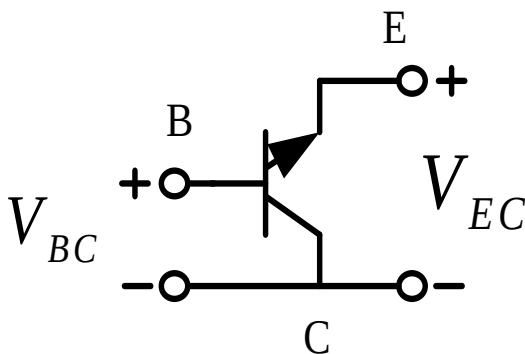


✓ **输入端口**: 基极与发射极构成

✓ **输出端口**: 集电极与发射极构成

➡ $V_{BE} > 0, \quad V_{CE} > V_{BE}$

■ 共集组态

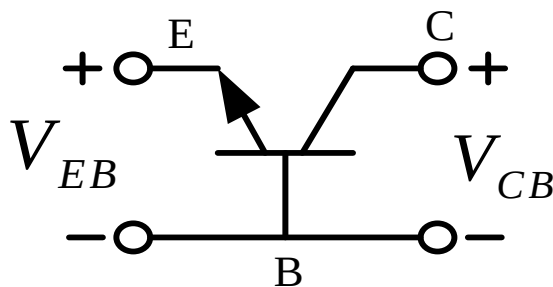


✓ **输入端口**: 基极与集电极构成

✓ **输出端口**: 发射极与集电极构成

➡ $V_{BC} < 0, \quad V_{EC} < V_{BC}$

■ 共基组态



✓ **输入端口**: 发射极与基极构成

✓ **输出端口**: 集电极与基极构成

➡ $V_{EB} < 0, \quad V_{CB} > 0$



(2) 共发组态输入端伏安特性

$$I_B = f(V_{BE}, V_{CE}) = f(V_{BE}) \Big|_{V_{CE}=C}$$

$$\rightarrow I_B = I_E - I_C = (1 - \bar{\alpha}_F) I_F + (1 - \bar{\alpha}_R) I_R$$

$$\begin{cases} I_E = I_F - \bar{\alpha}_R I_R \\ I_C = -I_R + \bar{\alpha}_F I_F \end{cases} = (1 - \bar{\alpha}_F) I_{ES} \left(e^{V_{BE}/V_T} - 1 \right) + (1 - \bar{\alpha}_R) I_{CS} \left(e^{V_{BC}/V_T} - 1 \right)$$

$$\rightarrow V_{CE} = V_{BE} + V_{CB} \Rightarrow V_{BC} = V_{BE} - V_{CE}$$

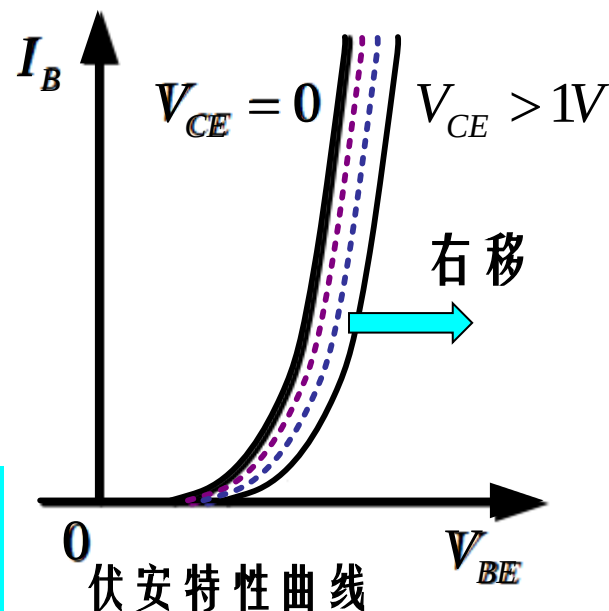
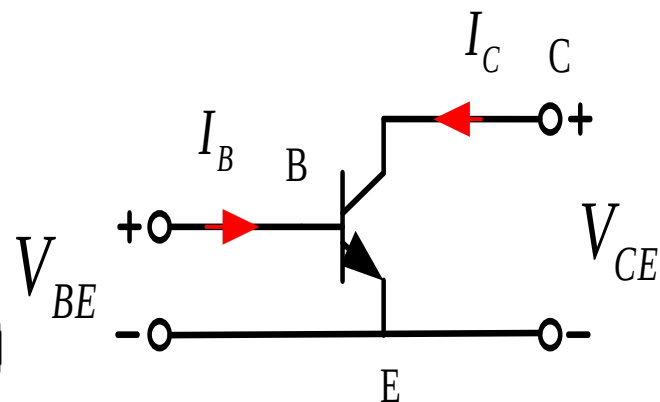
$$\rightarrow I_B = (1 - \bar{\alpha}_F) I_{ES} \left(e^{V_{BE}/V_T} - 1 \right) + (1 - \bar{\alpha}_R) I_{CS} \left(e^{(V_{BE} - V_{CE})/V_T} - 1 \right)$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{若 } V_{CE} = 0 \\ \text{二极管并联} \end{array} \right\} I_B = [(1 - \bar{\alpha}_F) I_{ES} + (1 - \bar{\alpha}_R) I_{CS}] \left(e^{V_{BE}/V_T} - 1 \right)$$

$$\text{当 } V_{CE} > 1V \text{ 时: } e^{-V_{CE}/V_T} \approx 0$$

$$I_B = (1 - \bar{\alpha}_F) I_{ES} \left(e^{V_{BE}/V_T} - 1 \right) - (1 - \bar{\alpha}_R) I_{CS}$$

输出端口电压 V_{CE} 对
输入电流影响较小





(3) 共发组态输出端伏安特性

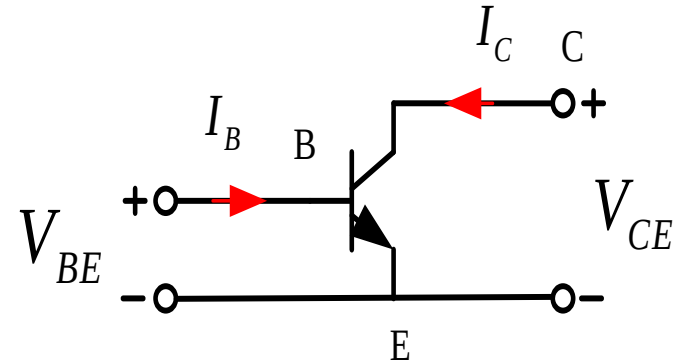
$$I_C = f(V_{BE}, V_{CE}) = f(I_B, V_{CE}) = f(V_{CE}) \Big|_{I_B=C}$$

$$I_B = I_E - I_C = (1 - \bar{\alpha}_F) I_F + (1 - \bar{\alpha}_R) I_R$$

$$I_C = -I_R + \bar{\alpha}_F I_F \Rightarrow I_C = \bar{\alpha}_F \frac{I_B - (1 - \bar{\alpha}_R) I_R}{1 - \bar{\alpha}_F} - I_R = \frac{\bar{\alpha}_F}{1 - \bar{\alpha}_F} I_B - \frac{1 - \bar{\alpha}_R \bar{\alpha}_F}{1 - \bar{\alpha}_F} I_R$$

$$\Rightarrow I_R = I_{CS} (e^{V_{BC}/V_T} - 1) \Rightarrow I_C = \bar{\beta}_F I_B - \frac{1 - \bar{\alpha}_R \bar{\alpha}_F}{1 - \bar{\alpha}_F} I_{CS} (e^{(V_{BE} - V_{CE})/V_T} - 1)$$

$$\begin{aligned} (1 - \bar{\alpha}_R \bar{\alpha}_F) I_{CS} &= I_{CBO} \\ \frac{1}{1 - \bar{\alpha}_F} &= (1 + \bar{\beta}_F) \Rightarrow \bar{\beta}_F I_B - (1 + \bar{\beta}_F) I_{CBO} (e^{(V_{BE} - V_{CE})/V_T} - 1) \end{aligned}$$





(3) 共发组态输出端伏安特性

$$I_C = \bar{\beta}_F I_B + (1 + \bar{\beta}_F) I_{CBO} \left(1 - e^{(V_{BE} - V_{CE})/V_T} \right)$$

1) 当 $I_B = 0$ $V_{BE} = 0$ $I_C = (1 + \bar{\beta}_F) I_{CBO} \left(1 - e^{-V_{CE}/V_T} \right) = (1 + \bar{\beta}_F) I_{CBO} = I_{CEO} \approx 0 \rightarrow$ 截止区
 $V_{CE} > 0$

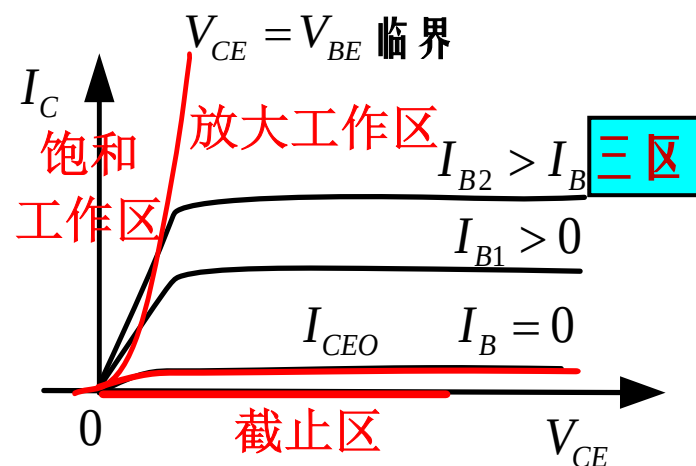
2) $V_{BE} > 0 \rightarrow I_C = \bar{\beta}_F I_B + (1 + \bar{\beta}_F) I_{CBO} \left(1 - e^{-(V_{CE} - V_{BE})/V_T} \right) = \bar{\beta}_F I_B + (1 + \bar{\beta}_F) I_{CBO}$
 $I_B > 0$
 $V_{CE} > V_{BE}$ $V_{CE} - V_{BE} > 0 \rightarrow$ 线性放大区
 $= \bar{\beta}_F I_B + I_{CEO} \approx \bar{\beta}_F I_B$

3) $V_{BE} > 0$

$$V_{CE} < V_{BE} \quad V_{CE} - V_{BE} < 0$$

$$\rightarrow I_C = \bar{\beta}_F I_B + (1 + \bar{\beta}_F) I_{CBO} \left(1 - e^{-(V_{CE} - V_{BE})/V_T} \right)$$

$\rightarrow$ 饱和区



输出伏安特性曲线



1.3.4 晶体管的主要参数

- (1) 电流放大系数
- (2) 反向饱和电流
- (3) 极限参数
- (4) 频率参数
- (5) 结电容与体电阻





(1) 直流电流放大系数 $\bar{\alpha}$ $\bar{\beta}$

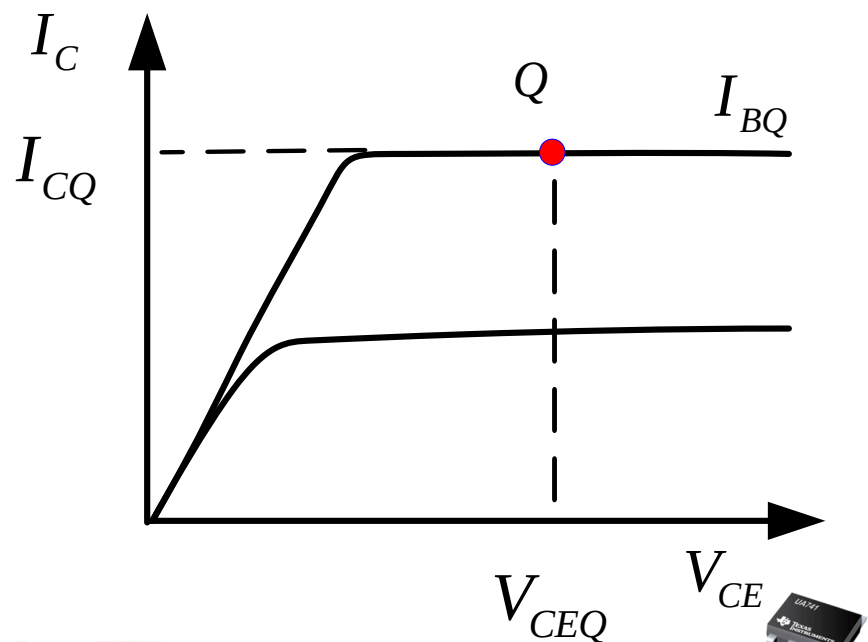
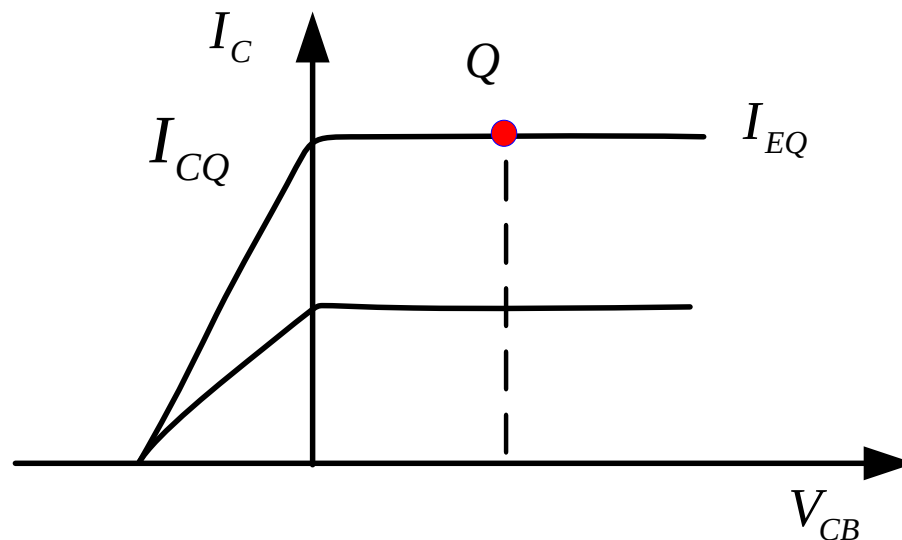
■ 共基直流电流放大系数 $\bar{\alpha}$

$$\bar{\alpha} = \frac{I_{CQ}}{I_{EQ}}, 0.9 < \bar{\alpha} < 1$$

■ 共发直流电流放大系数 $\bar{\beta}$

$$\bar{\beta} = \frac{I_{CQ}}{I_{BQ}}$$

$$\bar{\beta} = \frac{\bar{\alpha}}{1 - \bar{\alpha}}, \bar{\beta} \gg 1$$





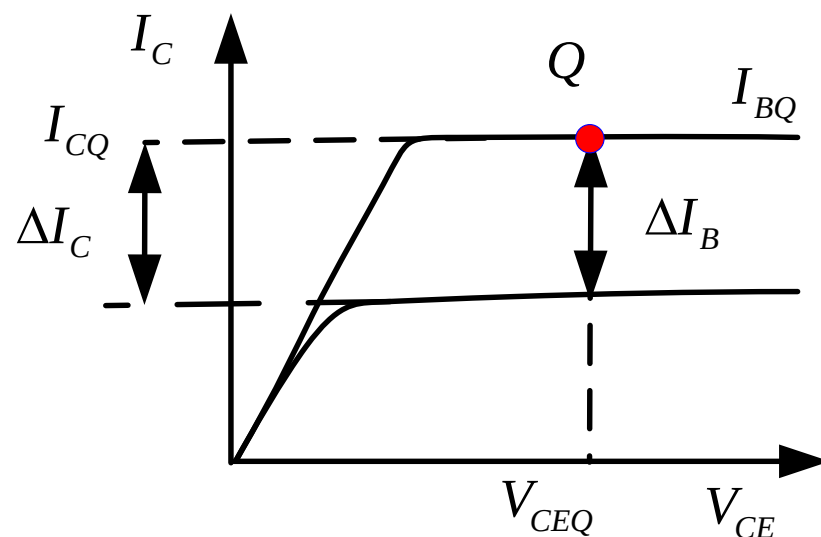
(1) 交流电流放大系数

■ 共发射交流电流放大系数 β

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \Big|_Q = \frac{i_c}{i_b}$$

■ 共基交流电流放大系数 α

$$\alpha = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E} \Big|_Q = \frac{i_c}{i_e}, 0.9 < \alpha < 1$$



➤ 交流状态下，两者仍满足关系

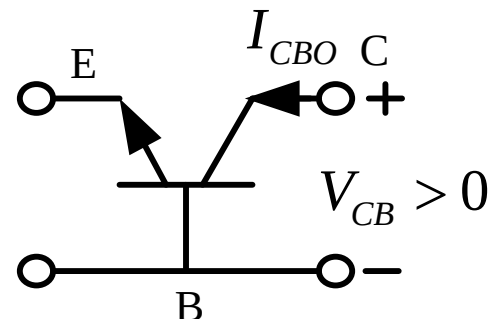
$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}, \beta \gg 1$$



(2) 反向开路饱和电流

■ 集电极-基极反向开路饱和电流 I_{CBO}

- I_{CBO} 对温度较敏感，该值越小，说明晶体管的温度特性越好

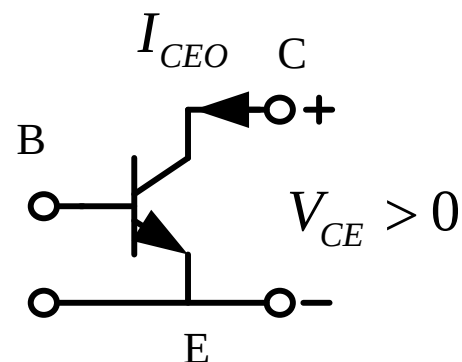


■ 集电极-发射极反向开路饱和电流 I_{CEO} ---- 穿透电流

- 此电流值越小，说明晶体管的性能越好

$$\begin{cases} I_C = \frac{\bar{\alpha}}{1-\bar{\alpha}} I_B + \frac{1}{1-\bar{\alpha}} I_{CBO} \\ I_B = 0 \end{cases}$$

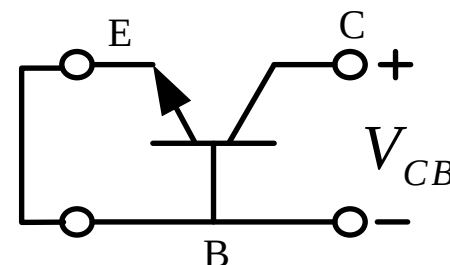
$$\Rightarrow I_C = I_{CEO} = \frac{1}{1-\bar{\alpha}} I_{CBO} = (1 + \bar{\beta}) I_{CBO} \Rightarrow I_{CEO} \gg I_{CBO}$$



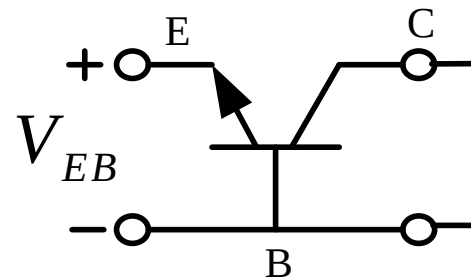


(2) 反向短路饱和电流

■ 集电极反向短路饱和电流 I_{CS}



■ 发射极反向短路饱和电流 I_{ES}



■ I_{CS} 与 I_{CBO} 的关系

$$V_{CB} > 1V, I_C = \bar{\alpha}_F I_E + (1 - \bar{\alpha}_R \bar{\alpha}_F) I_{CS}$$

$$\Rightarrow I_{CBO} = (1 - \bar{\alpha}_R \bar{\alpha}_F) I_{CS} \Rightarrow I_{CS} > I_{CBO}$$



(3) 极限参数

■ 晶体管能够正常使用时最大的电压，电流和功率值

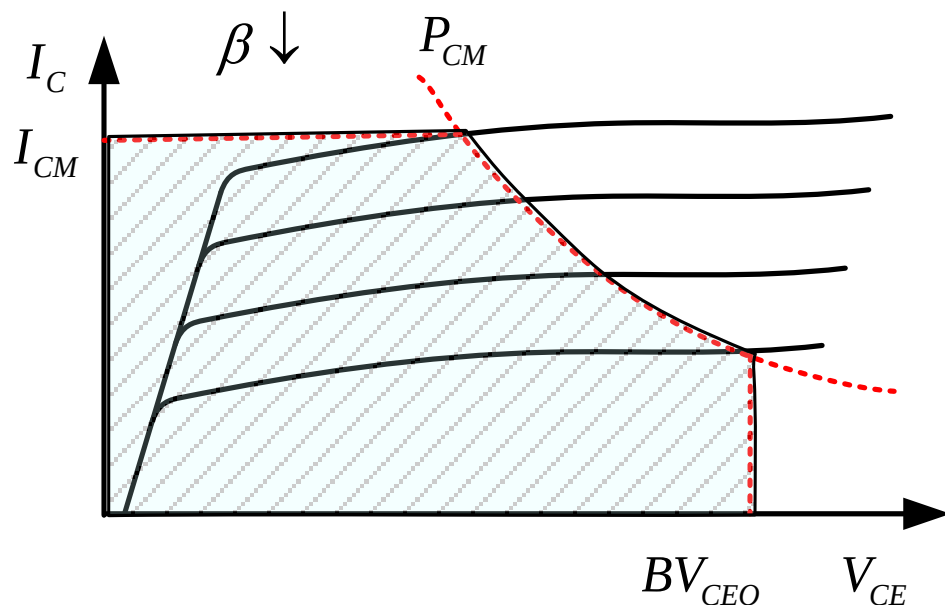
① 集电极最大允许耗散功率 P_{CM} $P_{CM} = I_C V_{CE}$

② 最大集电极最大电流 I_{CM}

③ PN结的最大反向击穿电压

➤ 当晶体管基极开路时；

集电极-发射极最大允许反向击穿电压，用 V_{CEO} 或 BV_{CEO} 表示；





(3) 极限参数

➤ 集电极C-基极B反向击穿电压

- ✓ 该电压是指当晶体管发射极E开路时，其集电极C与基极B之间的最大允许反向电压，用 V_{CBO} 或 BV_{CBO} 表示；

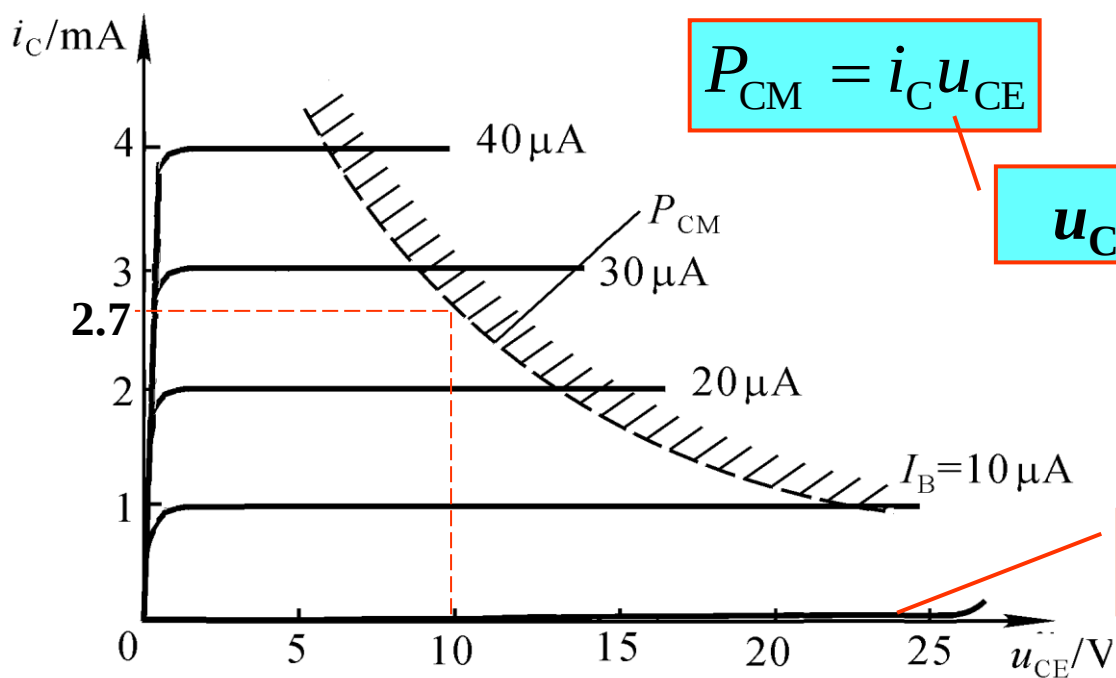
➤ 发射极E-基极B反向击穿电压

- ✓ 该电压是指当晶体管的集电极C开路时，其发射极E与基极B与之间的最大允许反向电压，用 V_{EBO} 或 BV_{EBO} 表示；





讨论



$$P_{CM} = i_C u_{CE}$$

$u_{CE} = 1$ V 时的 i_C 就是 I_{CM}

$$\beta = \left. \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B} \right|_{U_{CE}}$$

$U_{(BR)CEO}$

由图示特性求出 P_{CM} 、 I_{CM} 、 $U_{(BR)CEO}$ 、 β 。





(4) 频率参数

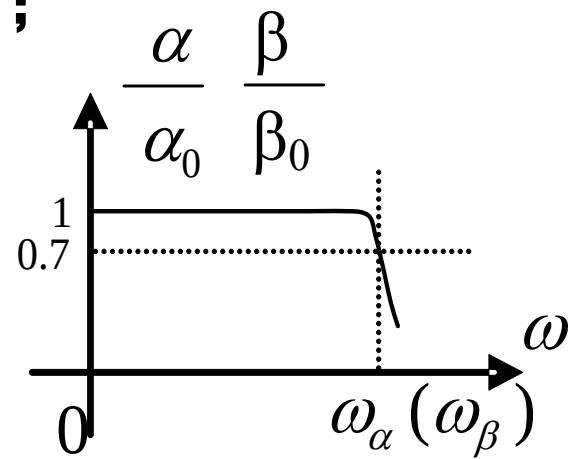
■ 频率特性： α 、 β 是**高频率** ω 的复函数， I_C 相对于 I_B 有相移。

$$\alpha(j\omega) = \frac{\alpha_0}{1 + \frac{j\omega}{\omega_\alpha}} \quad \beta(j\omega) = \frac{\beta_0}{1 + \frac{j\omega}{\omega_\beta}}$$

➤ α_0, β_0 ：低频时共基、共发电流放大倍数；

➤ $\omega_\alpha, \omega_\beta$ ：共基、共发截止频率；

$$|\alpha(j\omega_\alpha)| = \frac{\alpha_0}{\sqrt{2}} \quad |\beta(j\omega_\beta)| = \frac{\beta_0}{\sqrt{2}}$$





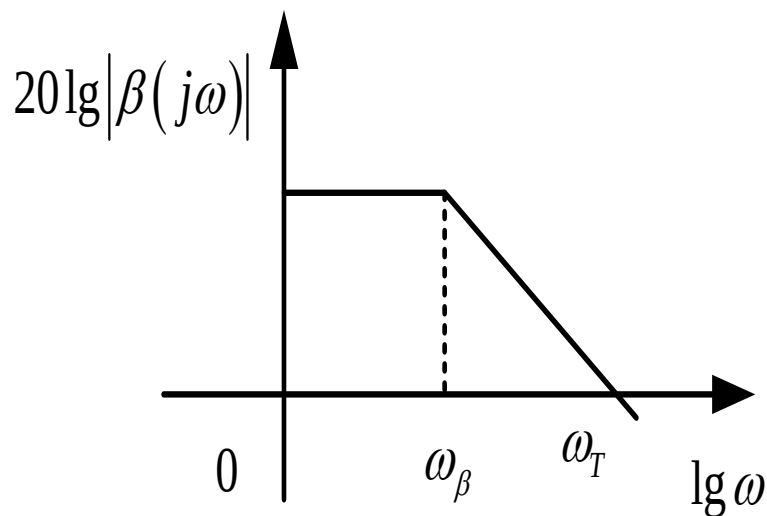
(4) 频率参数

■ 特征频率 ω_T : β 值降为1时晶体管的工作频率,

$$\begin{cases} |\beta(j\omega_T)| = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_T}{\omega_\beta}\right)^2}} = 1 \\ \beta_0 \gg 1 \end{cases} \Rightarrow \omega_T \approx \beta_0 \omega_\beta$$

综合反映了管子的电流放大能力及频率带宽特性, 衡量管子品质的重要参数

- 通常 ω_T 大小, 分为低频管、中频管和高频管;
- 从波特图上看, 与横轴的交点频率即是特征频率 ω_T ;





(5) 结电容与体电阻

■ **结电容**：扩散电容 C_e 和势垒电容 C_c

■ **基区体电阻** r_b

➤ 用于衡量基区宽度、掺杂浓度对基极交流电流的影响，记为 r_b ，一般在百欧量级；

■ 放大状态时的 **发射结电阻** r_e

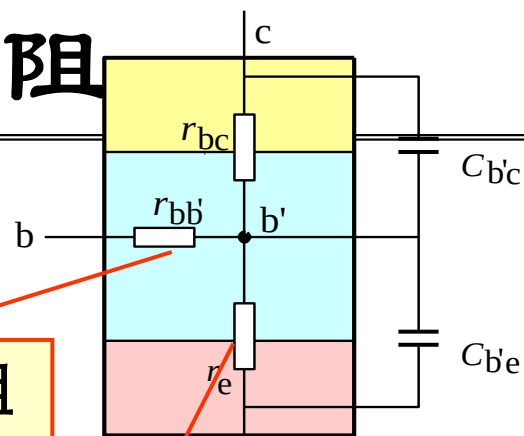
➤ 发射结正偏时的交流阻抗，记为 r_e ，一般在百欧量级；

■ 放大状态时的 **集电结电阻** r_c

➤ 集电结反偏时的交流阻抗，记为 r_c ，一般在兆欧量级；

基区体电阻

利用PN结的电流方程可求得

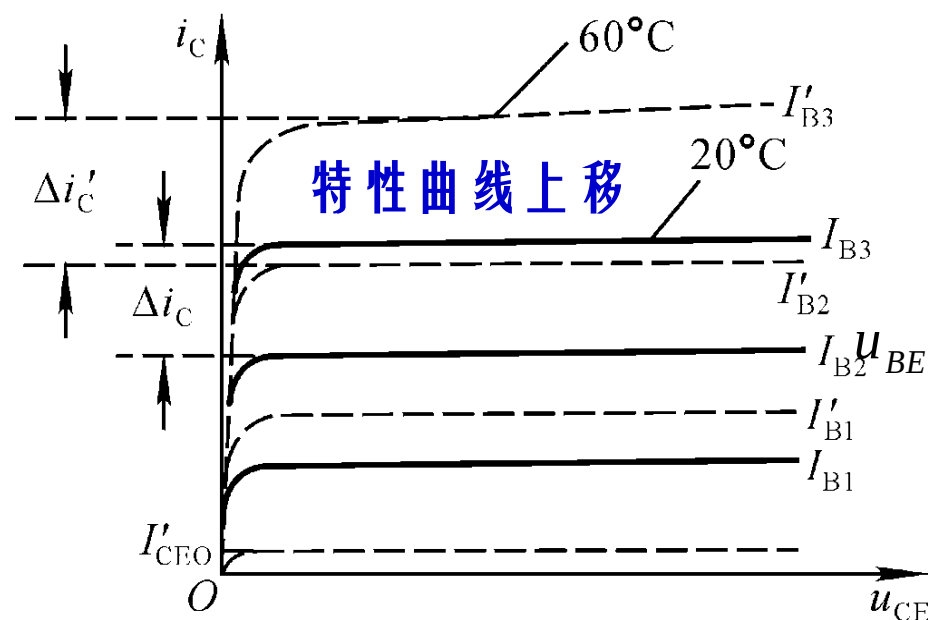
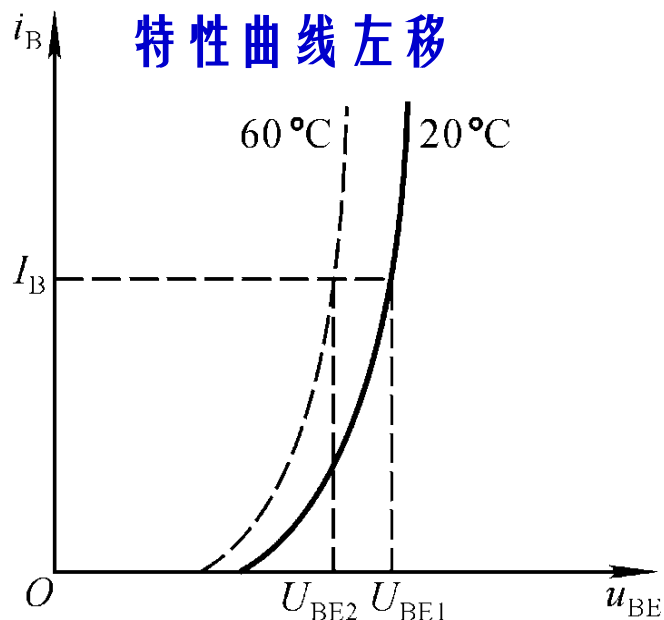




1.3.5 温度对晶体管特性的影响

■ 温度对输入伏安特性影响

■ 温度对输出伏安特性的影响



$$T(^{\circ}\text{C}) \uparrow \rightarrow I_{\text{CEO}} \uparrow$$

$$\rightarrow \beta \uparrow$$

$$\rightarrow u_{\text{BE}} \text{ 不变时 } i_{\text{B}} \uparrow, \text{ 即 } i_{\text{B}} \text{ 不变时 } u_{\text{BE}} \downarrow$$





1.3.5 温度对晶体管特性及参数的影响

■ 温度对 I_{CBO} 的影响

➤ 温度越高， I_{CBO} 越大；

温度每升高 10°C ， I_{CBO} 增加约一倍。
反之，当温度降低时 I_{CBO} 减少。

■ 温度对输入伏安特性的影响

➤ 若 u_{BE} 不变，温度升高时， i_B 将最大，特性曲线左移；

■ 温度对输出伏安特性的影响

➤ 温度升高时，集电极电流 I_C 增大；

