

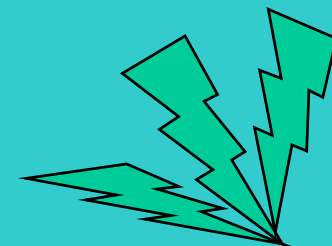


2 半导体二极管及其基本电路

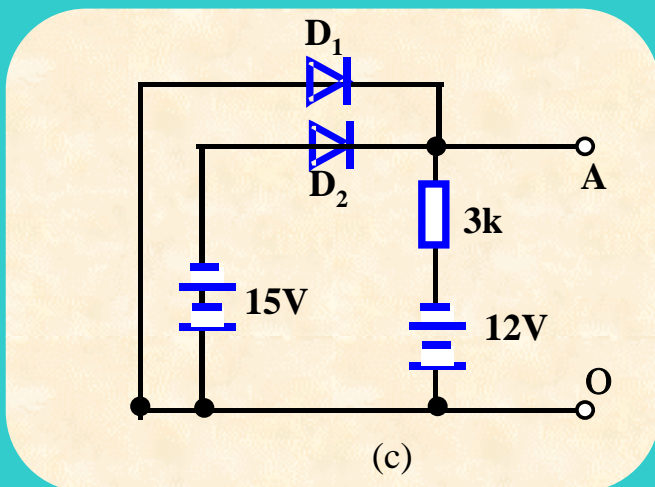
1. 二极管单向导电性

一般方法： 假设法 $\left\{ \begin{array}{l} \text{二极管截至（较好）} \\ \text{二极管导通} \end{array} \right.$

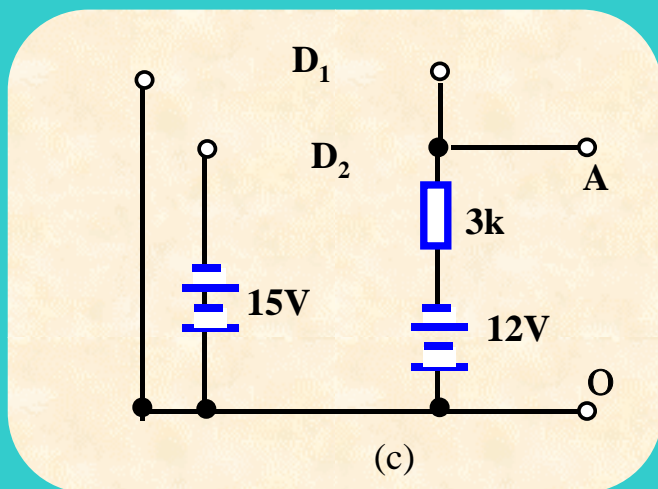
总的原则： 某一时刻，电路状态唯一。



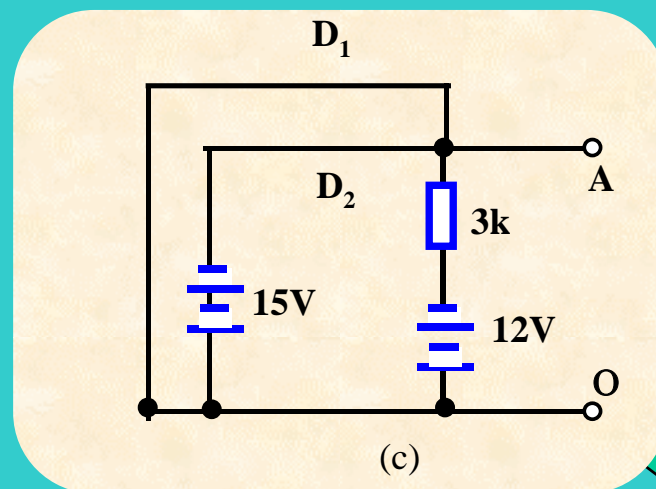
题2.4.3



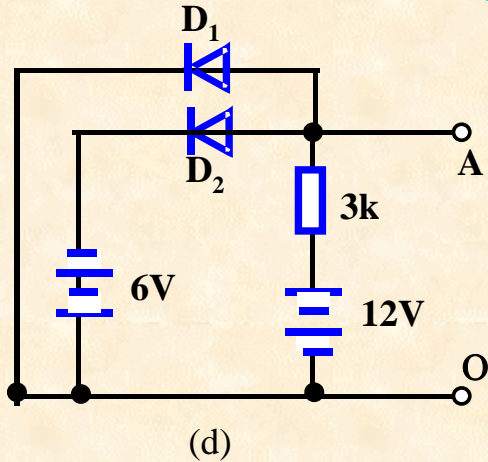
假设二极管截至：



假设二极管导通：



题2.4.3

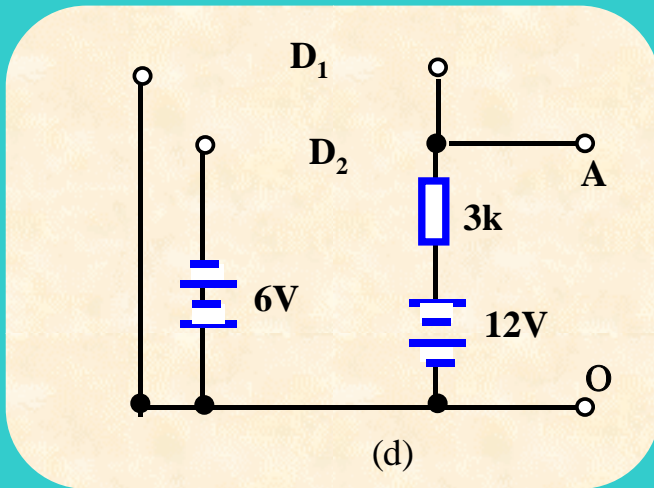


D_1 导通, $V_{AO}=0\text{ V}$;

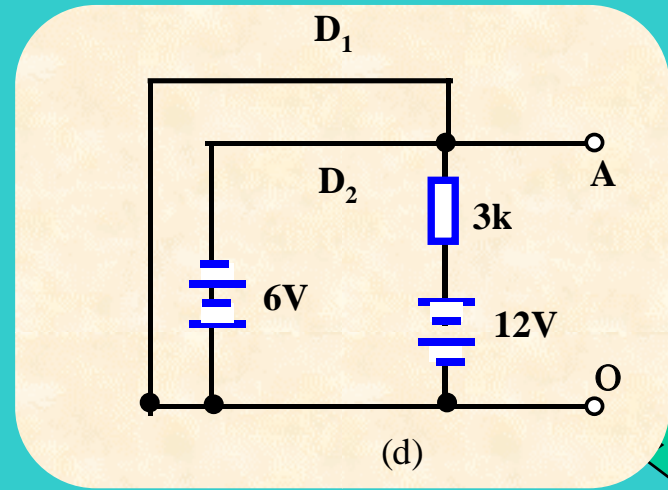
则 D_2 也导通, 但是 $V_{AO} = -6\text{ V}$;

此刻, D_1 必须截至。

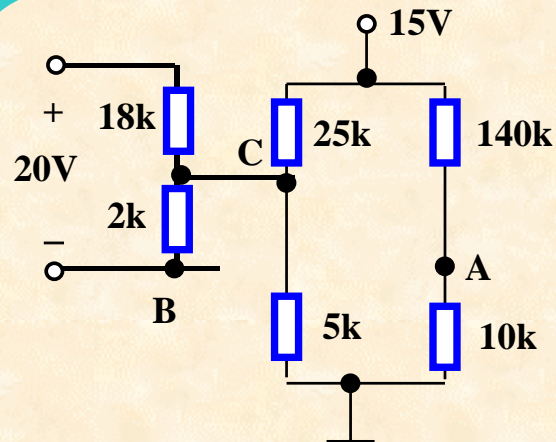
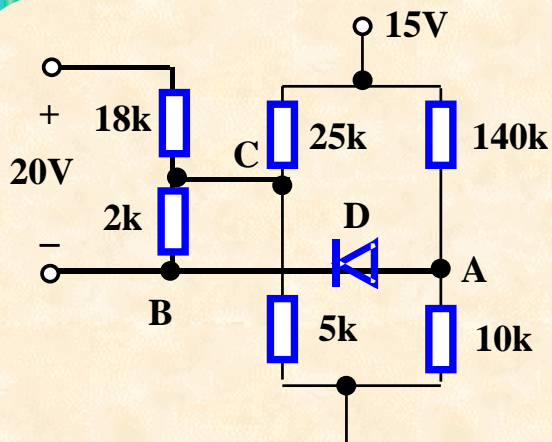
假设二极管截至：



假设二极管导通：



题2.4.4



假设二极管截至：

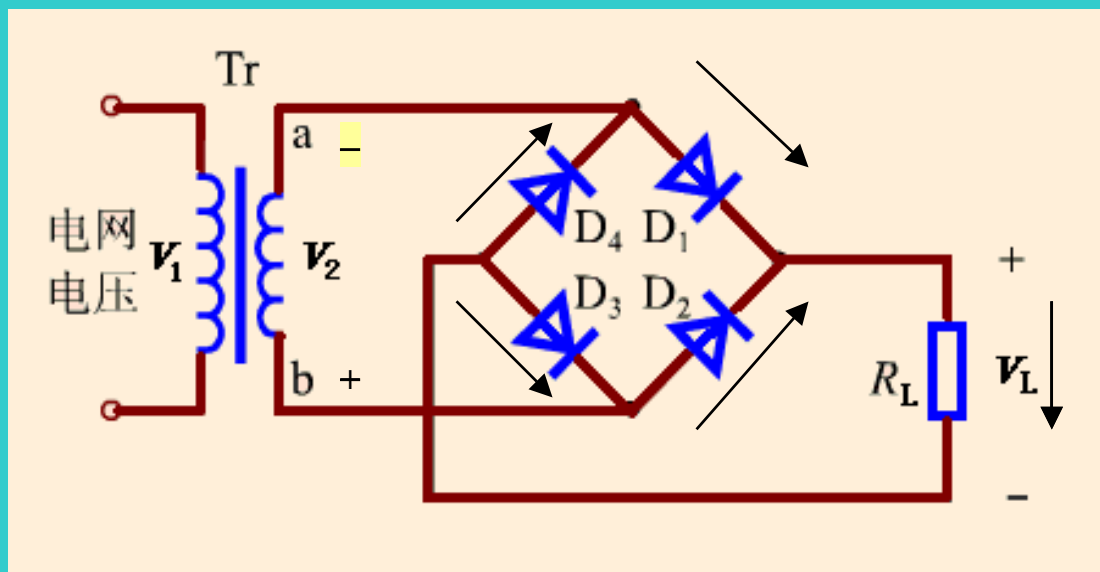
$$V_A = 15 \times 10 / (140 + 10) = 1 \text{ V}$$

$$V_B = 15 \times 5 / (25 + 5) - 20 \times 2 / (18 + 2) = 0.5 \text{ V}$$

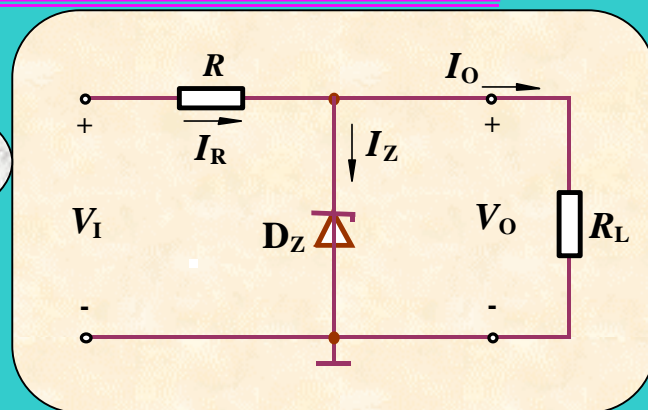
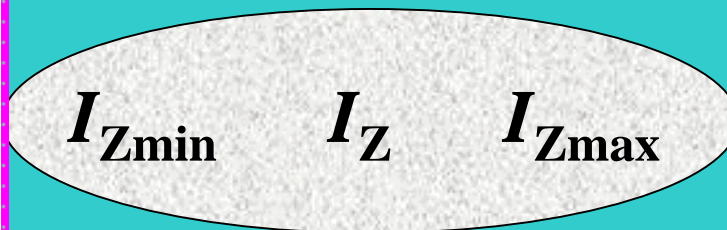
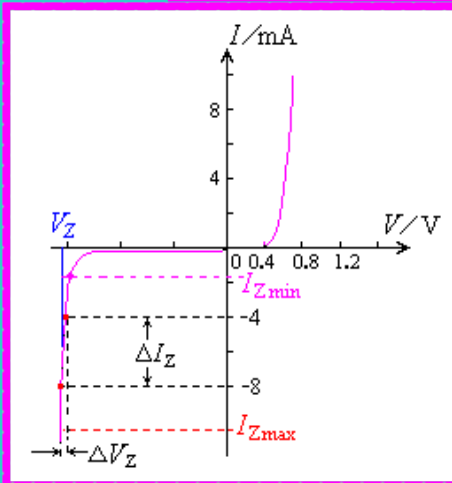
$V_A > V_B$, 故D导通。



题2.4.5



稳压二极管



$$I_Z = I_R - I_O = (V_I - V_Z)/R - I_O$$

思路一：

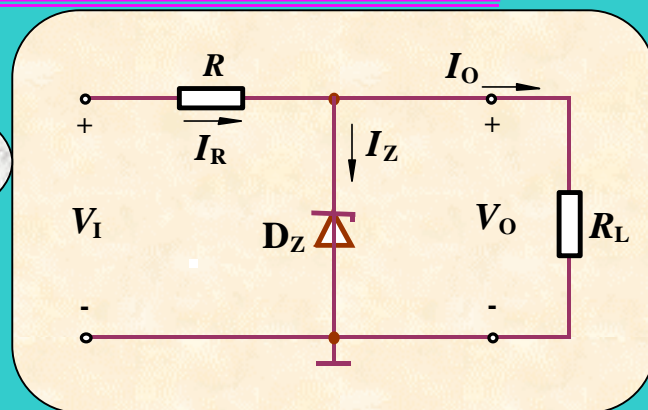
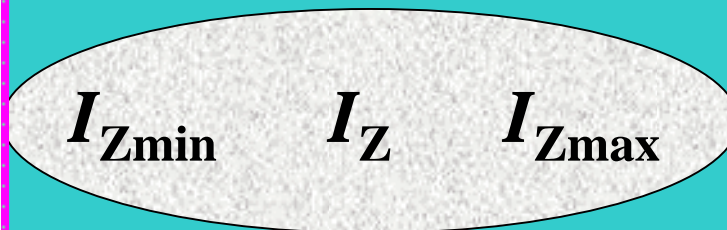
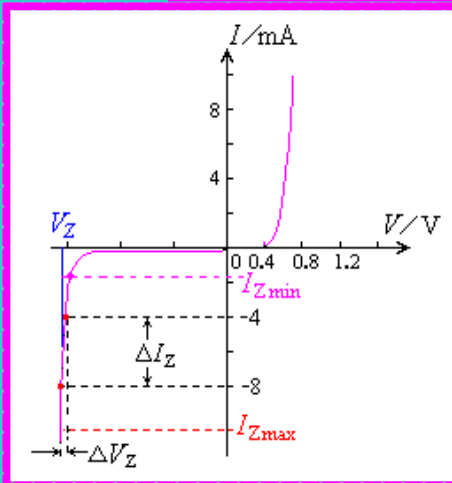
$$I_{Zmin} \quad I_Z = (V_I - V_Z)/R - I_O \quad I_{Zmax}$$

在 $V_I = V_{Imin} \sim V_{Imax}$, $I_L = I_{Lmin} \sim I_{Lmax}$ 时，上述不等式必须恒成立。

1) 若 $V_I = V_{Imin}$, $I_L = I_{Lmax}$ 时， $I_{Zmin} \quad I_Z$ 成立；
则其他情况下， $I_{Zmin} \quad I_Z$ 恒成立。

2) 若 $V_I = V_{Imax}$, $I_L = I_{Lmin}$ 时， $I_Z \quad I_{Zmax}$ 成立，
则其他情况下， $I_Z \quad I_{Zmax}$ 恒成立。

稳压二极管



$$I_Z = I_R - I_O = (V_I - V_Z)/R - I_O$$

思路二：

$$I_{Zmin} \quad I_Z = (V_I - V_Z)/R - I_O \quad I_{Zmax}$$

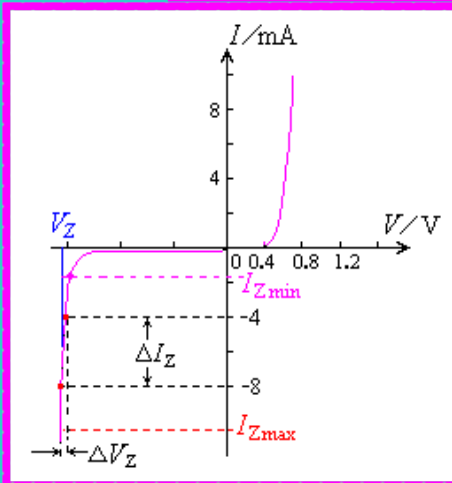
$$R \quad (V_I - V_Z) / (I_{Zmin} + I_O) \text{ 和 } R \quad (V_I - V_Z) / (I_{Zmax} + I_O)$$

在 $V_I = V_{Imin} \sim V_{Imax}$, $I_L = I_{Lmin} \sim I_{Lmax}$ 时, 上述不等式必须恒成立。

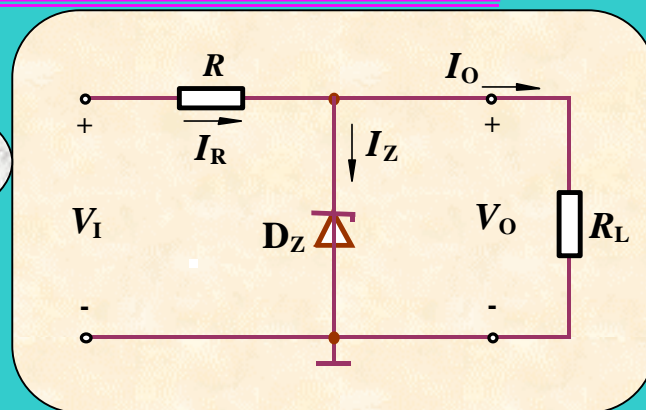
$$\text{所以, } R \quad (V_{Imin} - V_Z) / (I_{Zmin} + I_{Lmax}) ;$$

$$R \quad (V_{Imax} - V_Z) / (I_{Zmax} + I_{Lmin}) 。$$

稳压二极管



I_{Zmin} I_Z I_{Zmax}



思路三：

$$I_Z = I_R - I_O = (V_I - V_Z)/R - I_O$$

$$R = (V_I - V_Z) / (I_Z + I_O)$$

如果 R_{min} R R_{max} 时, I_{Zmin} I_Z I_{Zmax} 成立。

则 $R_{min} \sim I_{Zmax}$, $R_{max} \sim I_{Zmin}$ 。

在 $V_I = V_{Imin} \sim V_{Imax}$, $I_L = I_{Lmin} \sim I_{Lmax}$ 时, R_{min} R R_{max} 必须恒成立。

所以, $R_{min} = (V_{Imax} - V_Z) / (I_{Zmax} + I_{Lmin})$;

$R_{max} = (V_{Imin} - V_Z) / (I_{Zmin} + I_{Lmax})$ 。



验证例2.5.1



$$(V_{I\text{Max}} - V_z) / (I_{Z\text{max}} + I_{L\text{Min}}) \leq R \leq (V_{I\text{Min}} - V_z) / (I_{Z\text{min}} + I_{L\text{Max}}) ;$$

代入数据 $V_I = 12 \sim 13.6$, $I_L = 0 \sim 56\text{mA}$, $I_Z = 5 \sim 56\text{mA}$, $V_z = 9\text{V}$ 。

得 $82.1 \leq R \leq 49.2$, 即不存在满足要求的电阻。

应更换容量更大的二极管

然而 , 实际上 $P_z = 1\text{W}$, 则 $I_{Z\text{max}} = 112\text{mA}$, 此处 $I_{ZM} = 56\text{mA} = 0.5 I_{Z\text{max}}$ 。

这样处理是否合适呢 ?

代入数据 $I_Z = 5 \sim 112\text{mA}$ 。

得 $41.1 \leq R \leq 49.2$,

例题中51 是否合适呢 ?



2.1 半导体的基本知识

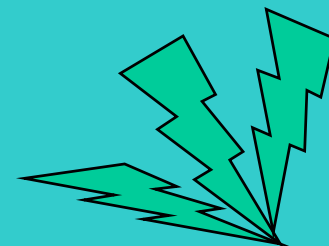
2.1.1 半导体材料

2.1.2 半导体的共价键结构

2.1.3 本征半导体

2.1.4 杂质半导体

} 半导体的导电机制



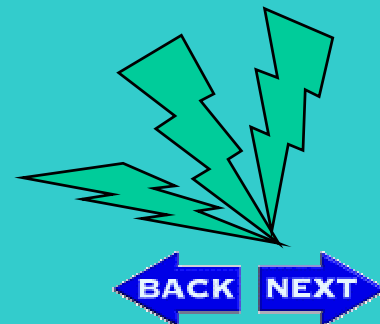


2.1.1 半导体材料

根据物体导电能力(电阻率)的不同，来划分导体、绝缘体和半导体。

典型的半导体有硅Si和锗Ge以及砷化镓GaAs等。

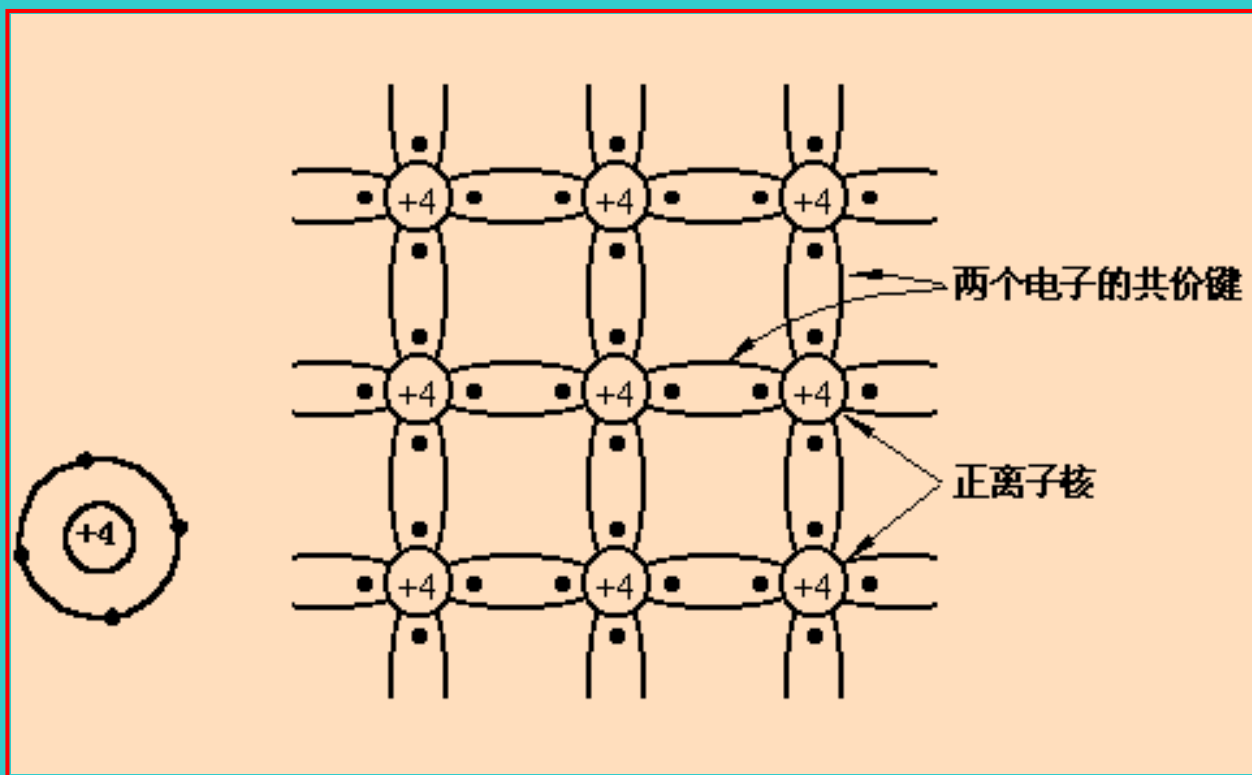
半导体有温敏、光敏和掺杂等导电特性。





2.1.2 半导体的共价键结构

硅和锗的原子结构简化模型及晶体结构



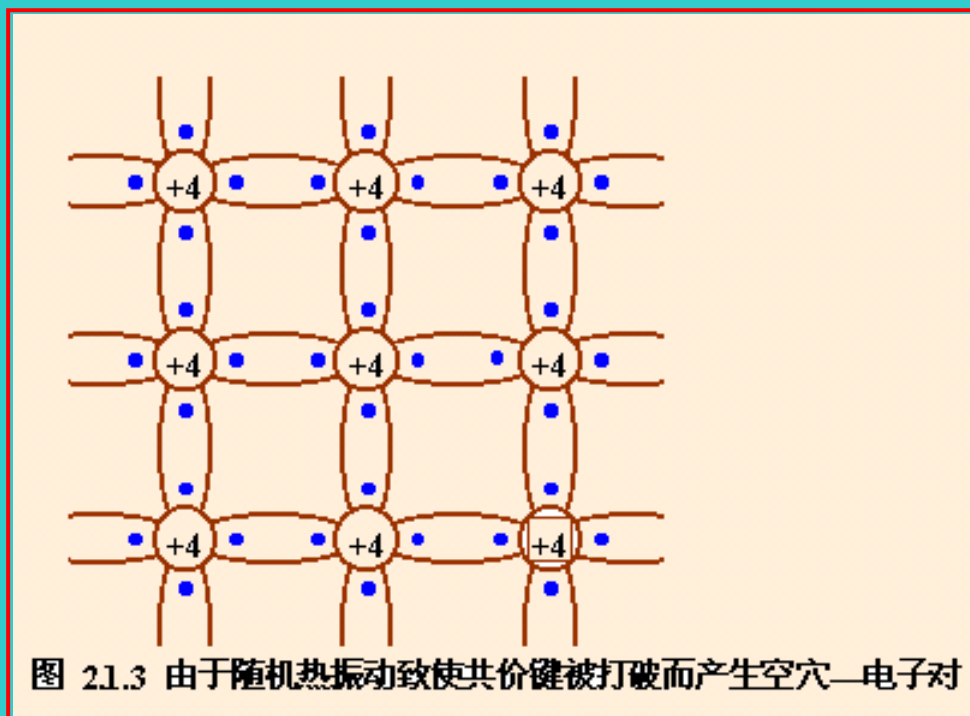


2.1.3 本征半导体

本征半导体——化学成分纯净的半导体。它在物理结构上呈单晶体形态。

电子空穴对——由热激发而产生的自由电子和空穴对。

空穴的移动——空穴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。





2.1.3 本征半导体

① $T=300\text{ K}$ 室温下,本征硅的电子和空穴浓度:

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

② 本征硅的原子浓度: $4.96 \times 10^{22}/\text{cm}^3$

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,所以总的来说导电能力很差。

本征半导体的载流子浓度,除与半导体材料本身的性质有关以外,还与温度密切相关,而且随着温度的升高,基本上按指数规律增加。

因此,本征载流子的浓度对温度十分敏感。



2.1.4 杂质半导体

在本征半导体中掺入某些微量元素作为杂质，可使半导体的导电性发生显著变化。

① $T=300\text{ K}$ 室温下，本征硅的电子和空穴浓度：

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

② 某种掺杂半导体中的自由电子浓度：

$$n = 5 \times 10^{16}/\text{cm}^3$$

掺入杂质的本征半导体称为**杂质半导体**。



2.1.4 杂质半导体

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）的半导体。

P型半导体——掺入三价杂质元素（如硼）的半导体。



1. N型半导体

因五价杂质原子中只有四个价电子能与周围四个半导体原子中的价电子形成共价键，而多余的一个价电子因无共价键束缚而很容易形成自由电子。

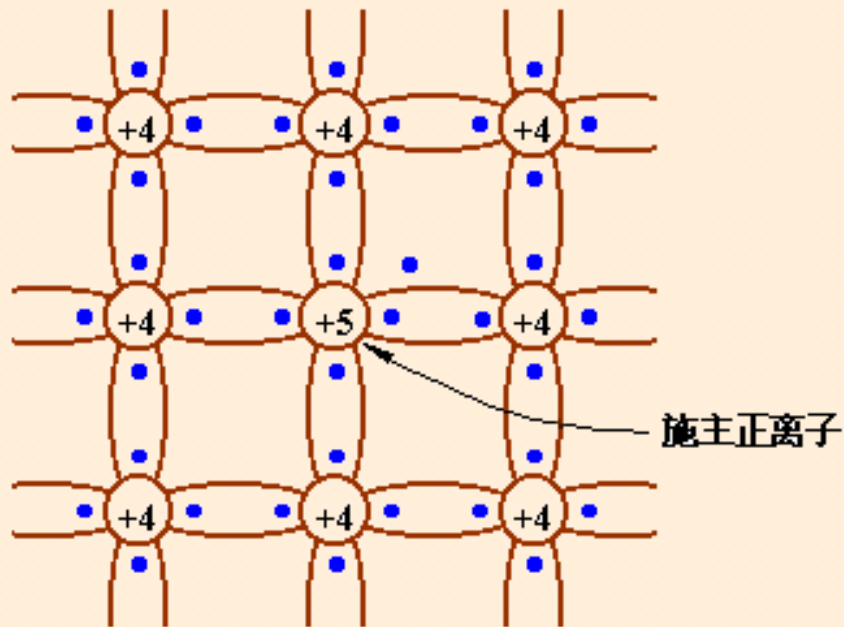


图 216 N 型半导体的共价键结构

在N型半导体中**自由电子是多数载流子**，它主要由杂质原子提供；**空穴是少数载流子**，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**正离子**，因此五价杂质原子也称为**施主杂质**。



2. P型半导体

因三价杂质原子在与硅原子形成共价键时，缺少一个价电子而在共价键中留下一个空穴。

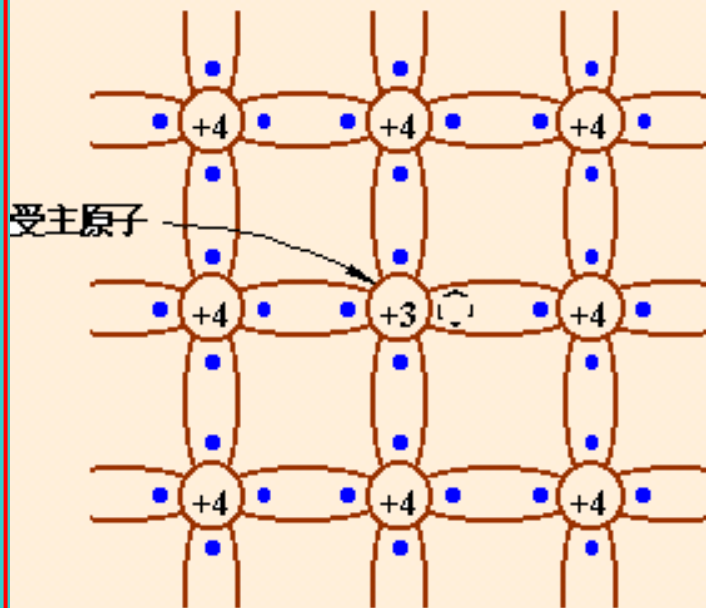
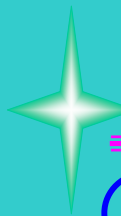


图 2.1.5 P 型半导体的共价键结构

在P型半导体中空穴是多数载流子，它主要由掺杂形成；自由电子是少数载流子，由热激发形成。

空穴很容易俘获电子，使杂质原子成为负离子。三价杂质 因而也称为受主杂质。



3. 杂质对半导体导电性的影响



① $T=300\text{ K}$ 室温下, 本征硅的电子和空穴浓度:

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

② 掺杂后 N 型半导体中的自由电子浓度:

$$n = 5 \times 10^{16}/\text{cm}^3$$

③ 本征硅的原子浓度: $4.96 \times 10^{22}/\text{cm}^3$

以上三个浓度基本上依次相差 $10^6/\text{cm}^3$ 。

掺入杂质, 不仅本征半导体的导电能力有很大的提高, 而且使其导电特性的稳定性 (主要对温度变化) 更强。



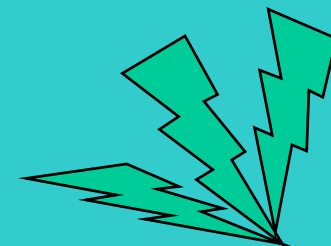
2.2 PN结的形成及特性

2.2.1 PN结的形成

2.2.2 PN结的单向导电性

2.2.3 PN结的反向击穿

2.2.4 PN结的电容效应



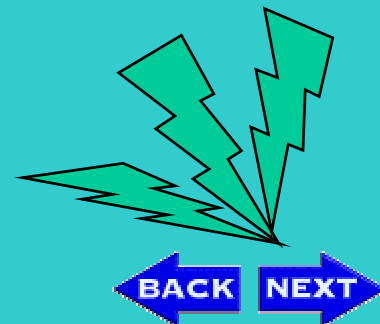


2.2.1 PN结的形成

在一块本征半导体在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,将在**N**型半导体和**P**型半导体的结合面上形成**PN结**。



图2.2.1 PN结的形成





对于P型半导体和N型半导体结合面，离子薄层形成的**空间电荷区**称为**PN结**。

在空间电荷区，由于缺少多子，所以也将称**耗尽层**。

因浓度差

多子的扩散运动 → 由杂质离子形成空间电荷区



空间电荷区形成内电场



内电场促使少子漂移



内电场阻止多子扩散

最后,多子的**扩散**和少子的**漂移**达到**动态平衡**。



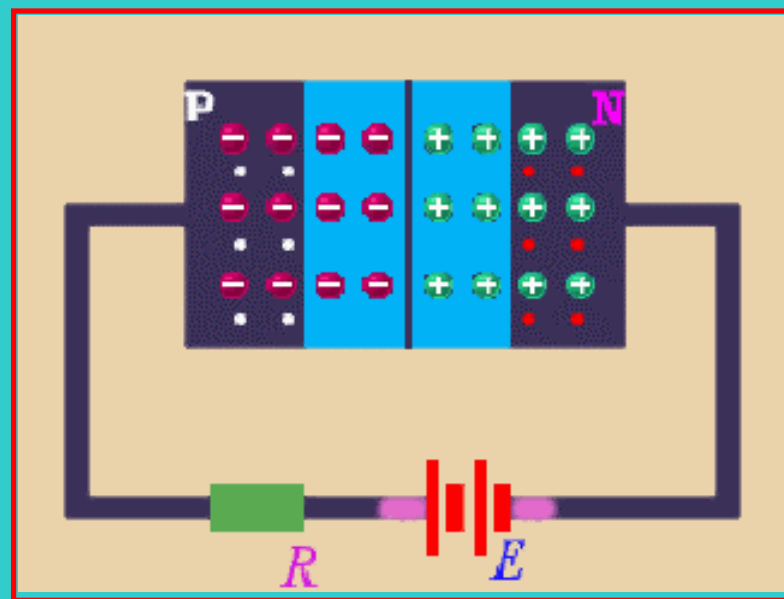
2.2.2 PN结的单向导电性



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**，简称**正偏**；反之称为加**反向电压**，简称**反偏**。

(1) PN结加正向电压时

- 低电阻
- 大的正向扩散电流



PN结加正向电压时的导电情况



加

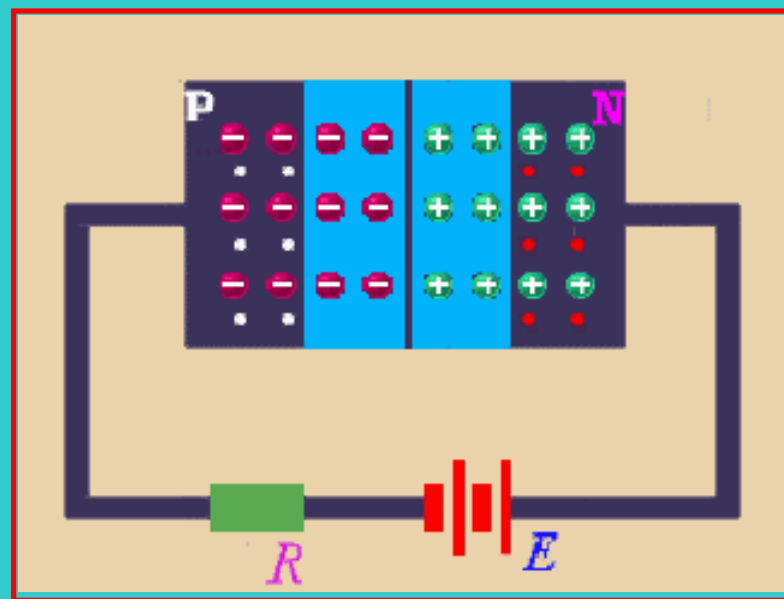
在一定的温度条件下，由本征激发决定的少子浓度是一定的，故少子形成的漂移电流是恒定的，基本上与所加反向电压的大小无关，这个电流也称为**反向饱和电流**。



称为
偏。

(2) PN结加反向电压时

- 高电阻
- 很小的反向漂移电流



PN结加反向电压时的导电情况



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。

由此可以得出结论：**PN结具有单
向导电性。**



2.2.2 PN结的单向导电性



(3) PN结V- I 特性表达式

$$i_D = I_S (e^{v_D/V_T} - 1)$$

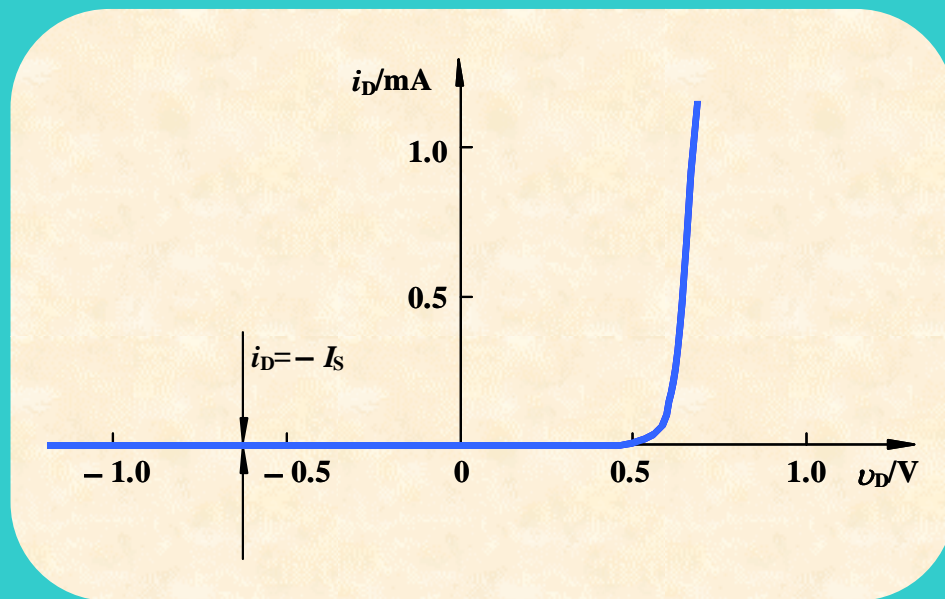
其中

I_S ——反向饱和电流

V_T ——温度的电压当量

且在常温下 ($T=300\text{K}$)

$$V_T = \frac{kT}{q} = 0.026\text{V} = 26\text{mV}$$



PN结的伏安特性

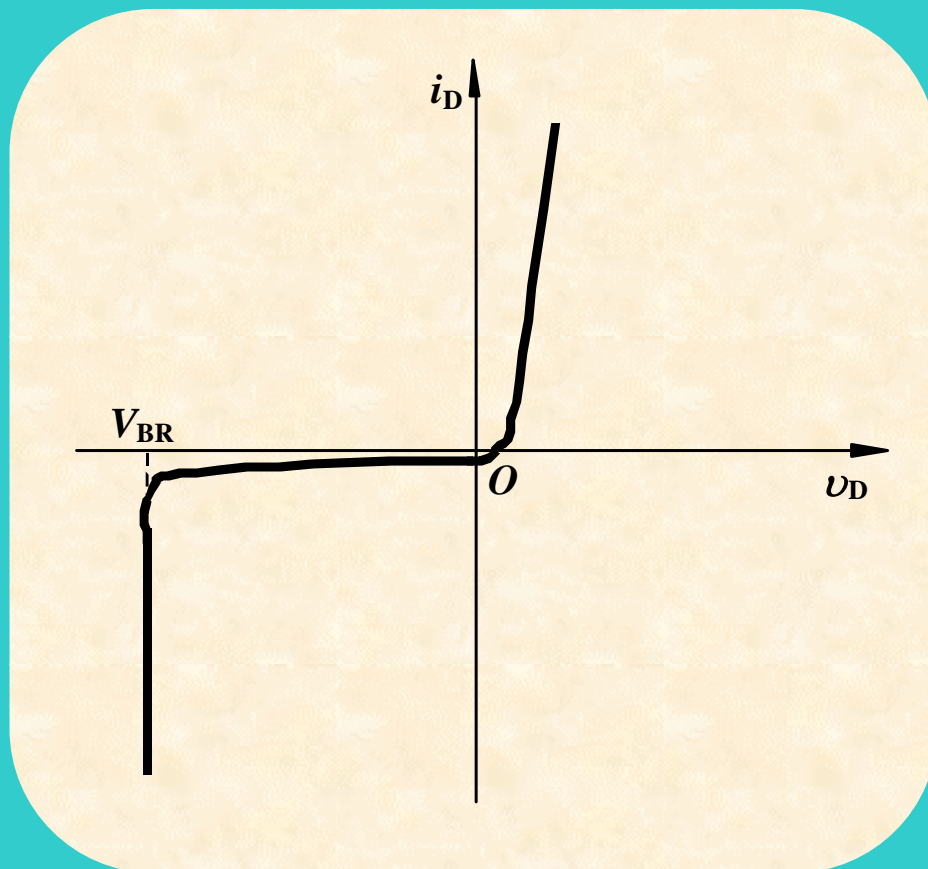
2.2.3 PN结的反向击穿



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，此现象称为PN结的**反向击穿**。

热击穿——不可逆

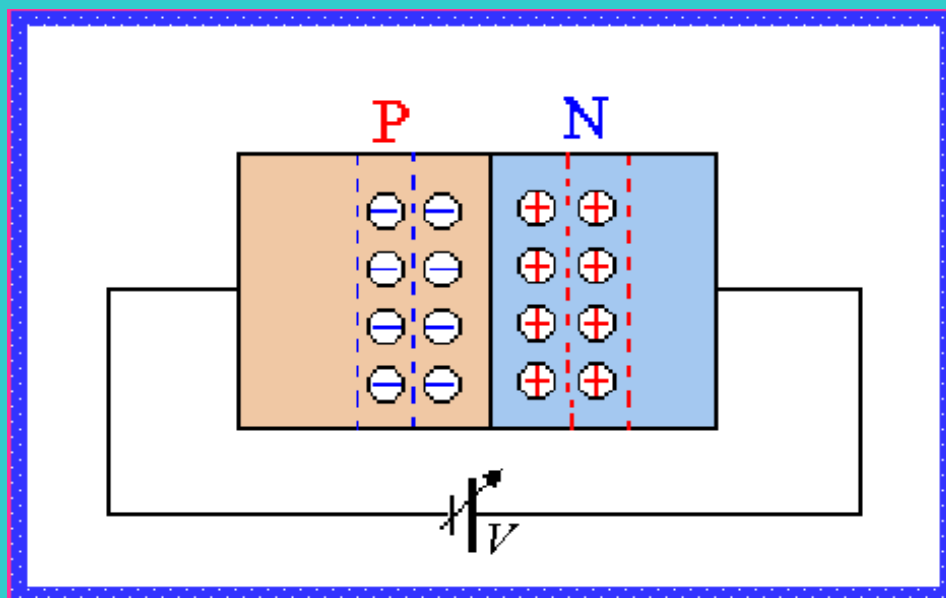
雪崩击穿 }
齐纳击穿 } 电击穿——可逆



2.2.4 PN结的电容效应



(1) 势垒电容 C_B

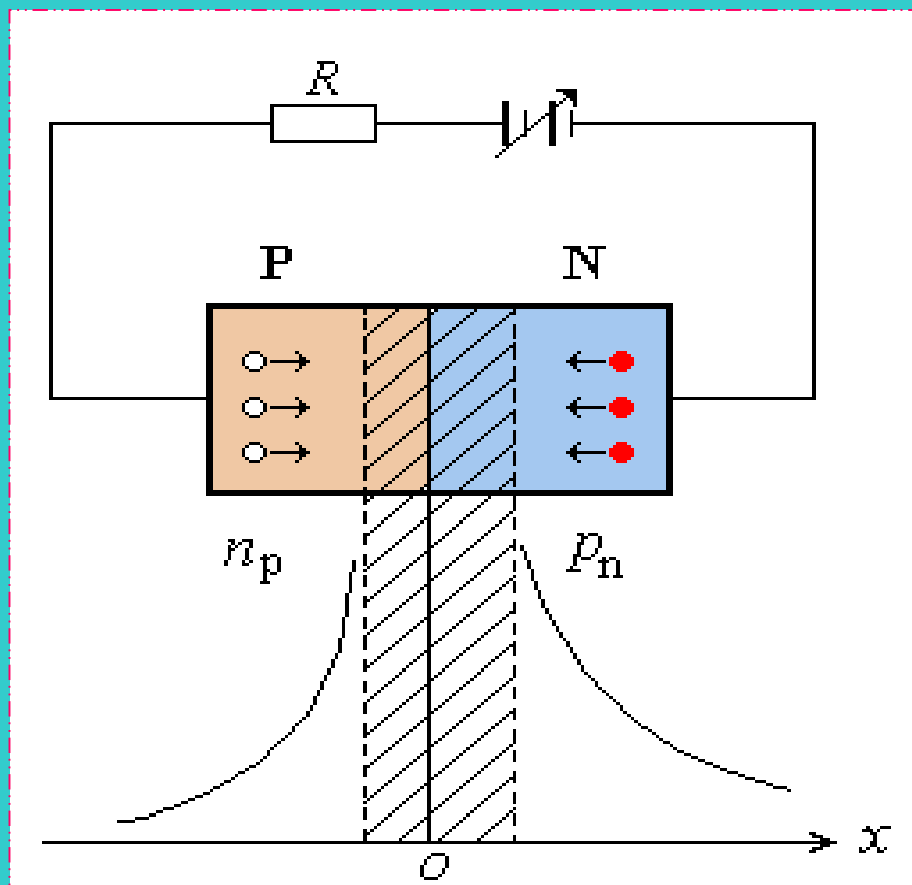


势垒电容示意图

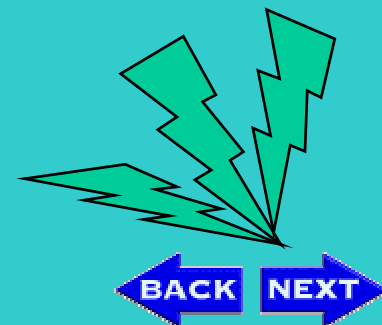
2.2.4 PN结的电容效应



(2) 扩散电容 C_D



扩散电容示意图



2.2.4 二极管的电容效应



阳极 a ○ ———▶|——— ○ k 阴极

(d) 代表符号

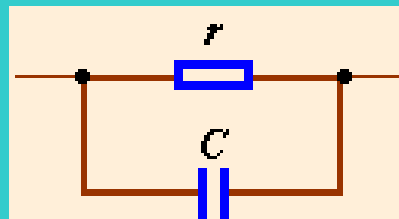


图 23.5 PN 结的高频等效电路

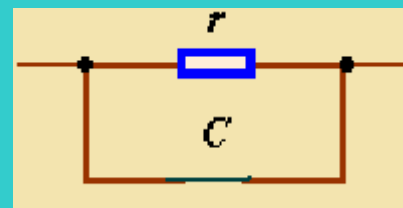
其中

r ——二极管等效电阻

C ——二极管等效电容，PF 级，非常小。

C 的阻抗 = $1/(C)$

当 $f \rightarrow \infty$ 时， C 的阻抗 = 0；



可见，频率 越高， C 的阻抗越小； 结果，影响到二极管的状态；



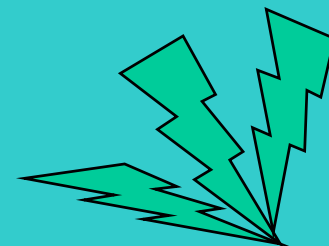
2.3 半导体二极管

实物图片

2.3.1 半导体二极管的结构

2.3.2 二极管的伏安特性

2.3.3 二极管的参数



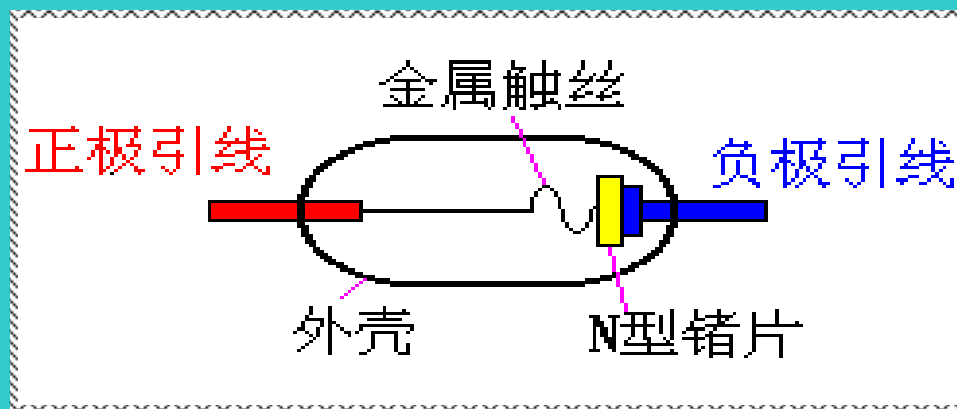


2.3.1 半导体二极管的结构

在PN结上加上引线和封装，就成为一个二极管。二极管按结构分有**点接触型**和**面型**两大类。

PN结面积小，结电容小，用于检波和变频等高频电路。

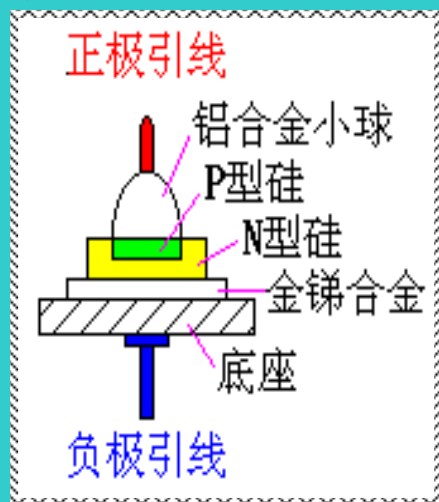
(1) 点接触型二极管



二极管的结构示意图

(a)点接触型

(2) 面接触型二极管

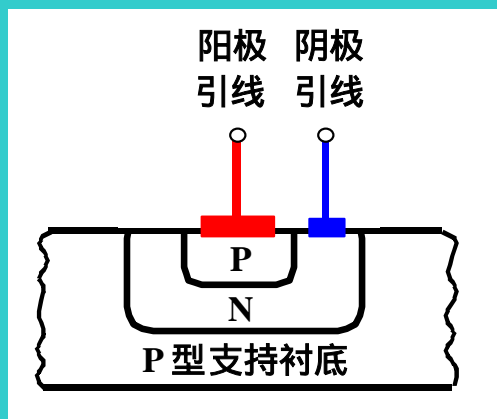


(b) 面接触型

PN结面积大，用于工频大电流整流电路。

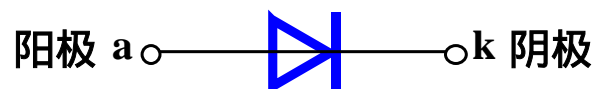
往往用于集成电路制造工艺中。PN结面积可大可小，用于高频整流和开关电路中。

(3) 平面型二极管



(c) 平面型

(4) 二极管的代表符号

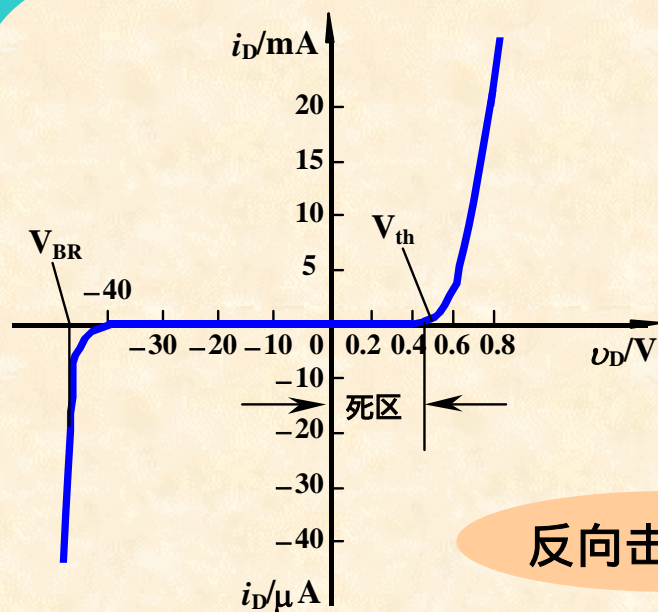
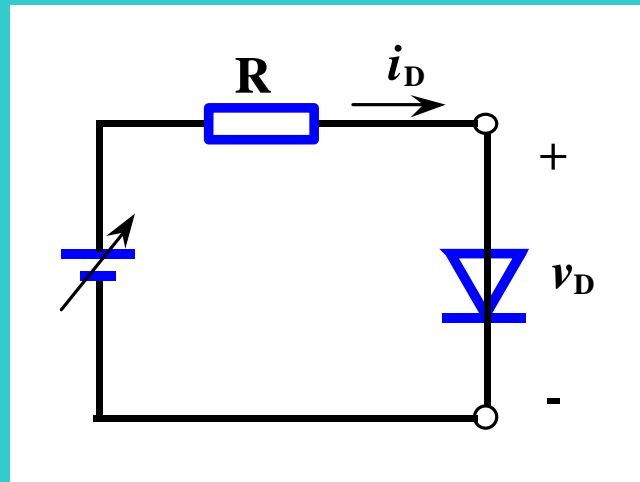


(d) 代表符号

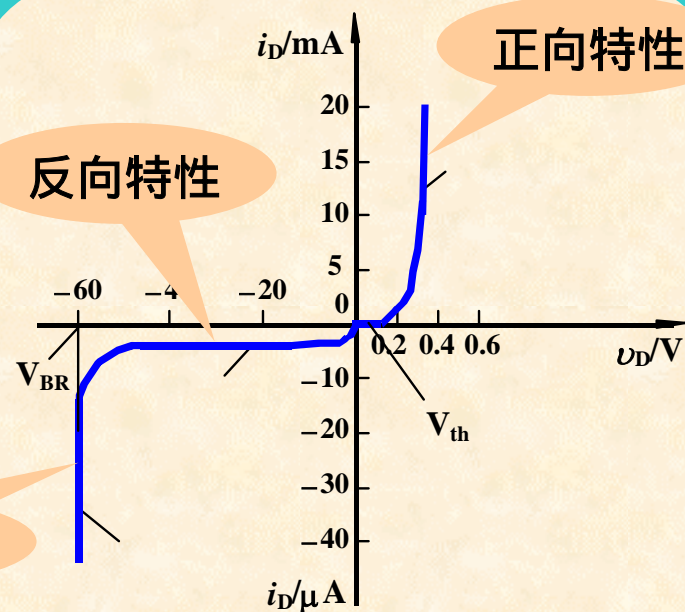
2.3.2 二极管的伏安特性

二极管的伏安特性曲线可用下式表示

$$i_D = I_S (e^{v_D/V_T} - 1)$$



硅二极管2CP10的*v*-*i*特性

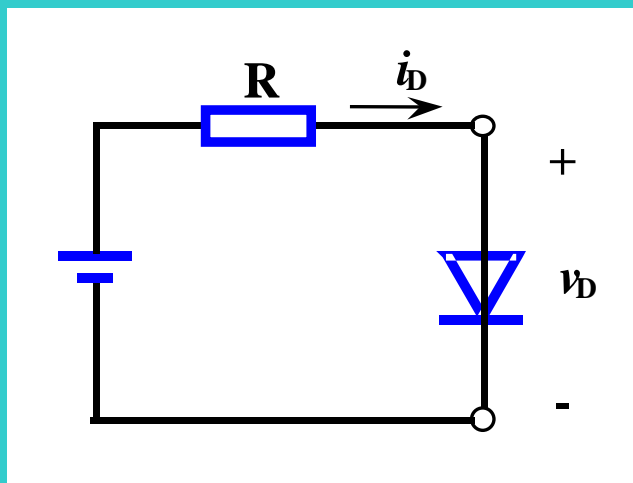


锗二极管2AP15的*v*-*i*特性



2.3.3 二极管的参数

(1) 最大整流电流 I_F





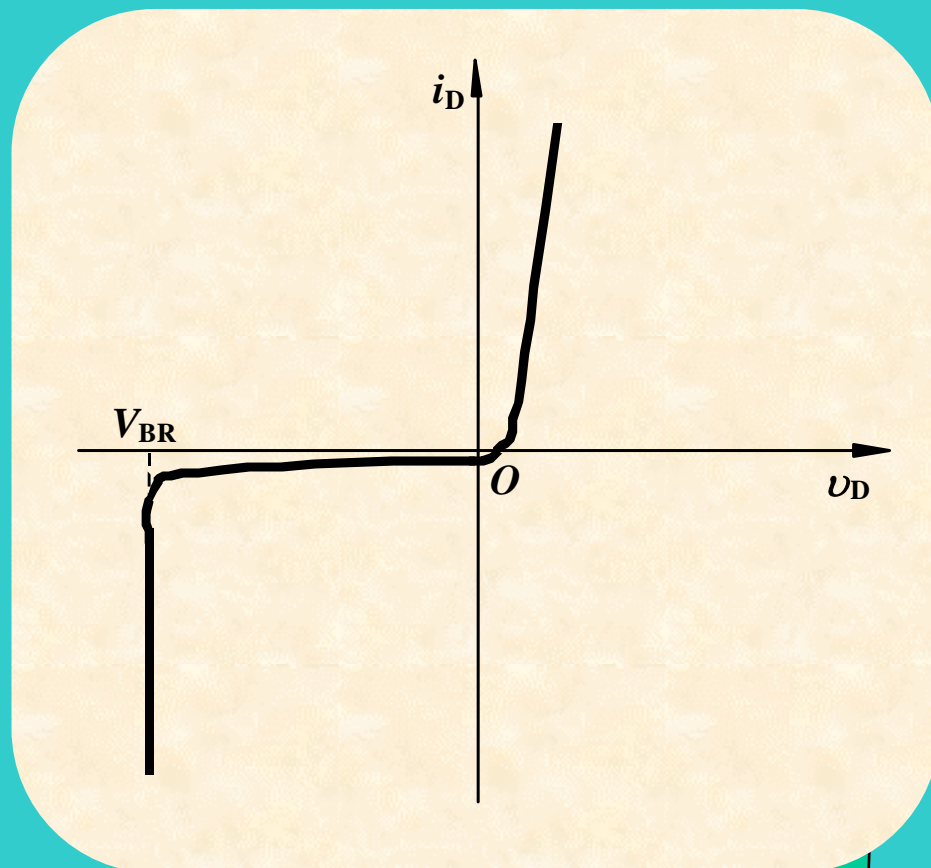
2.3.3 二极管的参数

(2) 反向击穿电压 V_{BR} 和最大反向工作电压 V_{RM}

为了保证二极管安全工作：

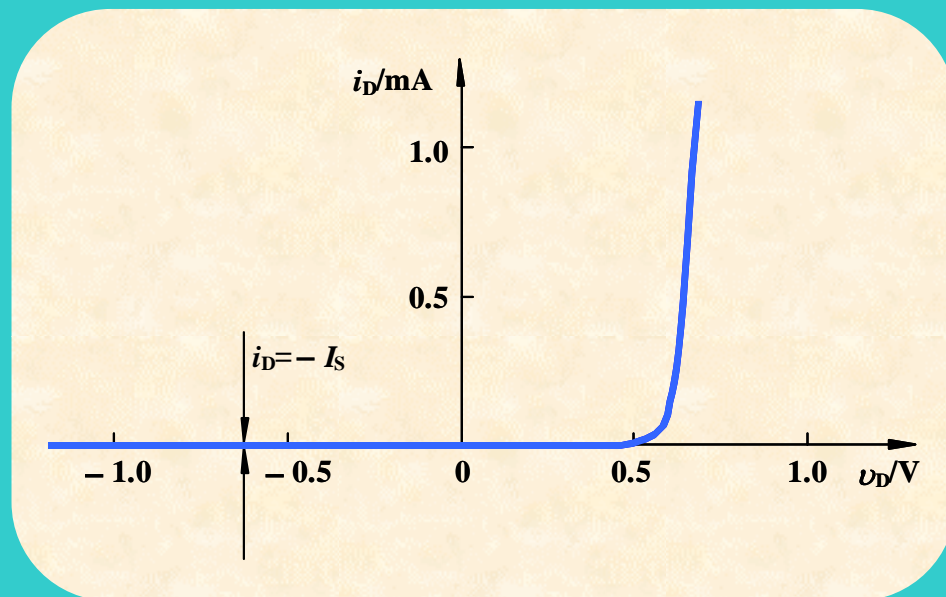
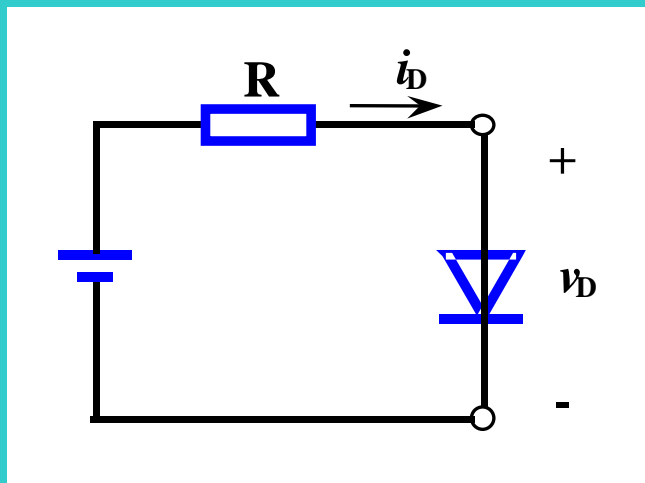
$$V_{RM} = 0.5V_{BR}$$

(3) 反向电流 I_R



2.3.3 二极管的参数

(4) 正向压降 V_F



PN结的伏安特性

导通压降： $V_{\text{on硅}} = 0.7 \text{ V}$ (硅二极管典型值)

$V_{\text{on锗}} = 0.2 \text{ V}$ (锗二极管典型值)



2.3.3 二极管的参数

(5) 极间电容 C_B 或 最高工作频率

C的阻抗 = $1/(C)$

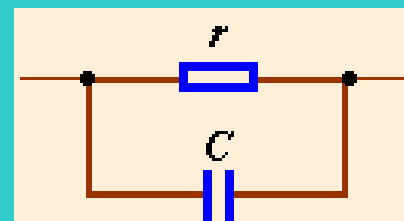
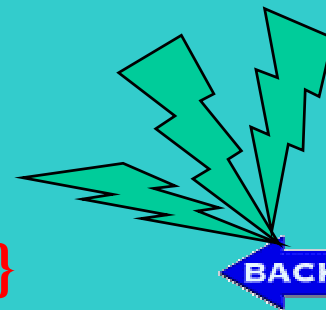
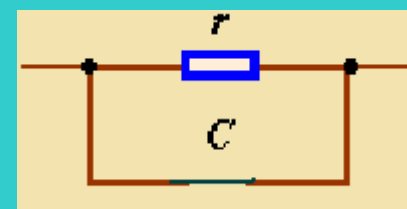


图 23.5 PN 结的高频等效电路



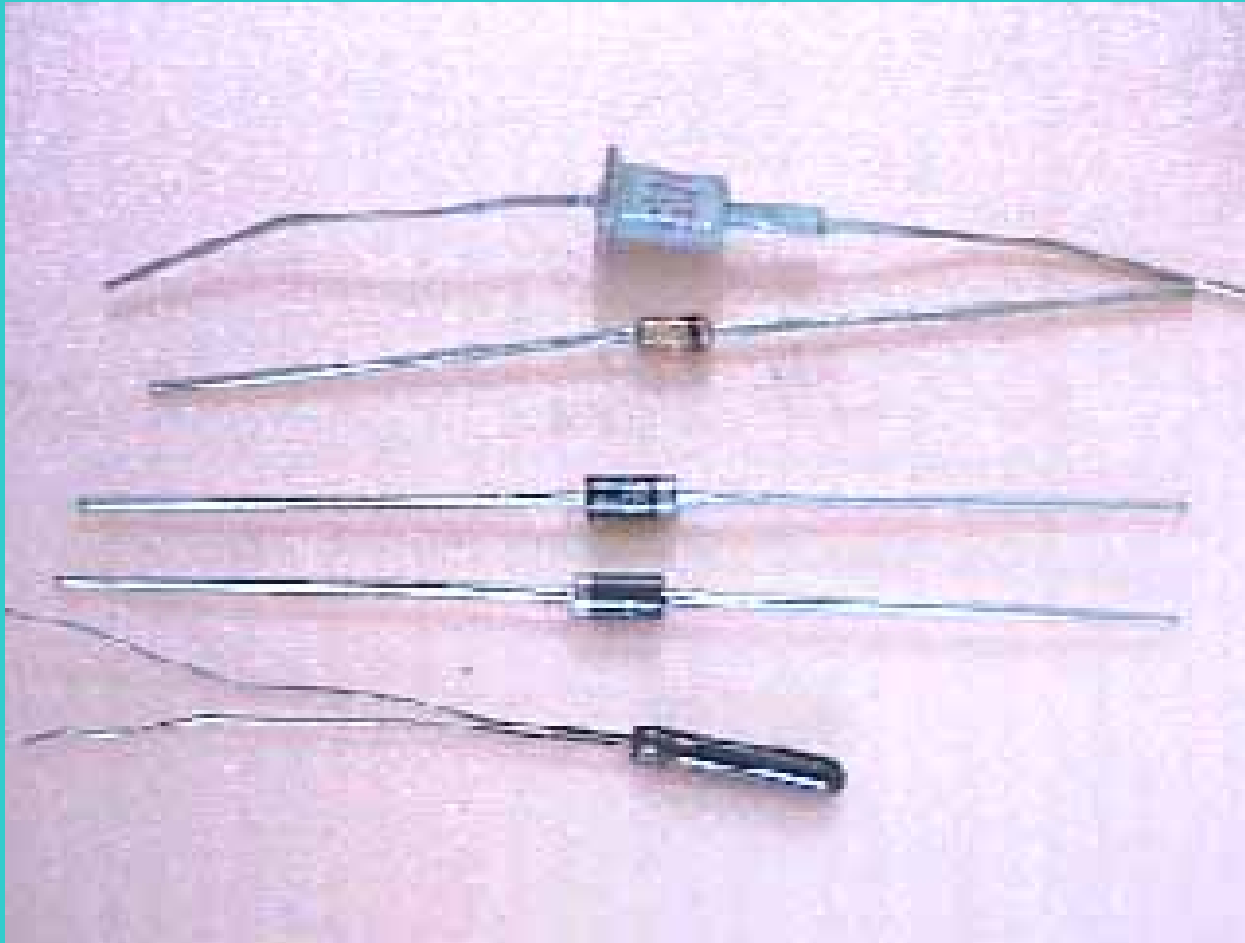
{end}

BACK



半导体二极管图片

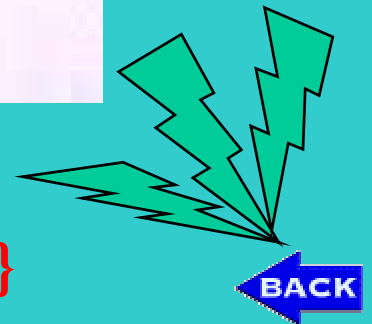






HOME

{end}

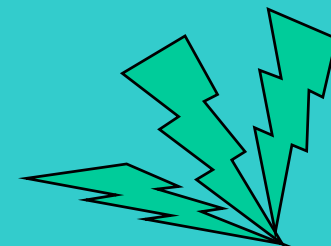


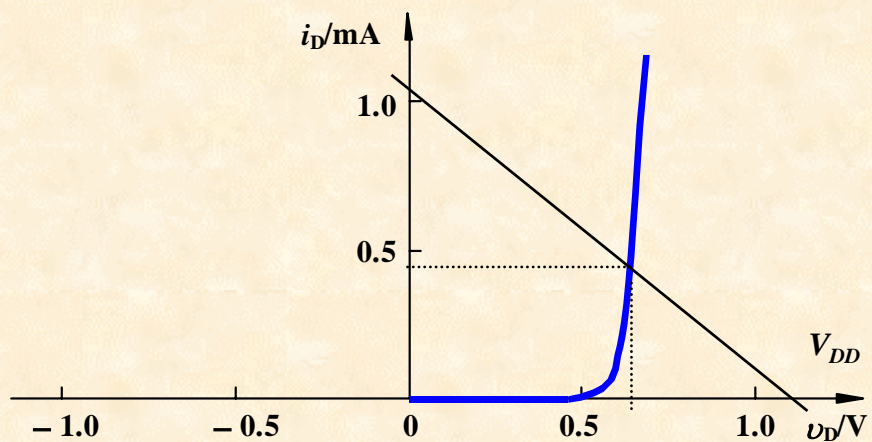


2.4 二极管基本电路及其分析方法

2.4.1 二极管 V - I 特性的建模

2.4.2 应用举例

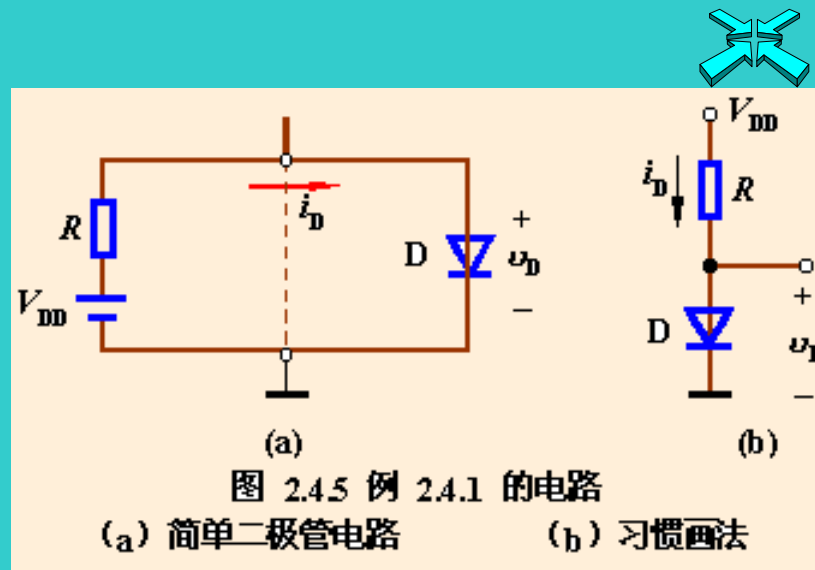




PN结的伏安特性

$$i_D = I_S (e^{v_D/V_T} - 1)$$

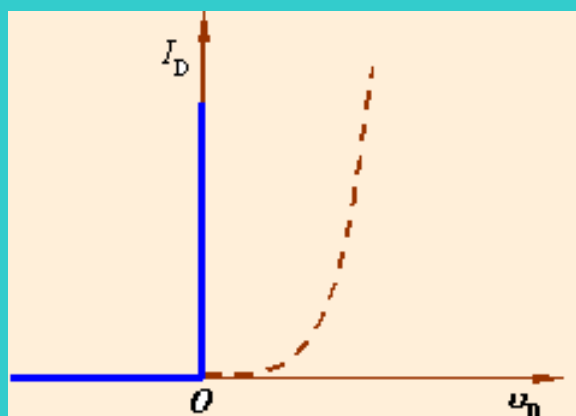
$$i_D = (V_{DD} - v_{DD})/R$$



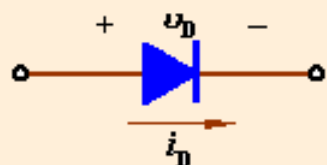


2.4.1 二极管V- I 特性的建模

1. 理想模型



(a)

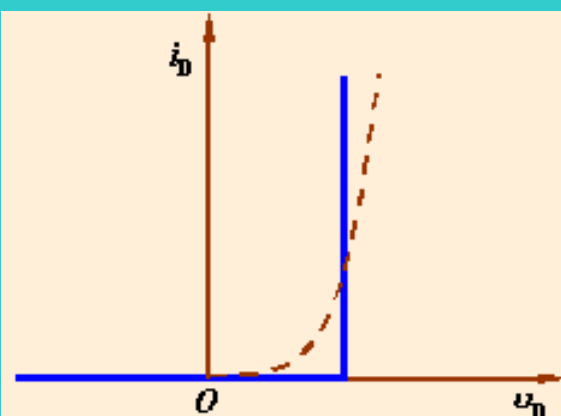


(b)

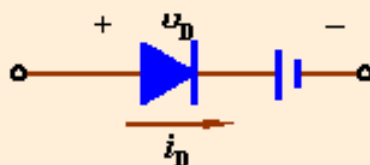
图 2.4.1 理想模型

(a) V-I特性 (b) 代表符号

2. 恒压降模型



(a)

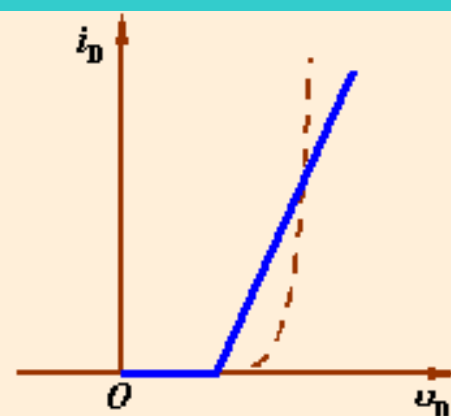


(b)

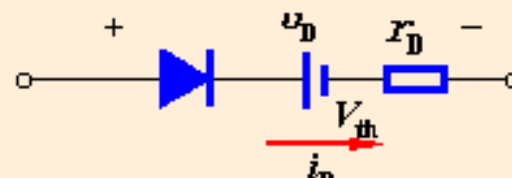
图 2.4.2 恒压降模型

(a) V-I特性 (b) 代表符号

3. 折线模型



(a)



(b)

图 2.4.3 折线模型

(a) V-I特性 (b) 代表符号

阳极 a  k 阴极



2.4.1 二极管V- I 特性的建模

1. 理想模型 二极管的压降 $V_o = \begin{cases} 0 & v_D \geq 0 \\ v_D & v_D \leq 0 \end{cases}$ v_D 为二极管开路时的外加压降

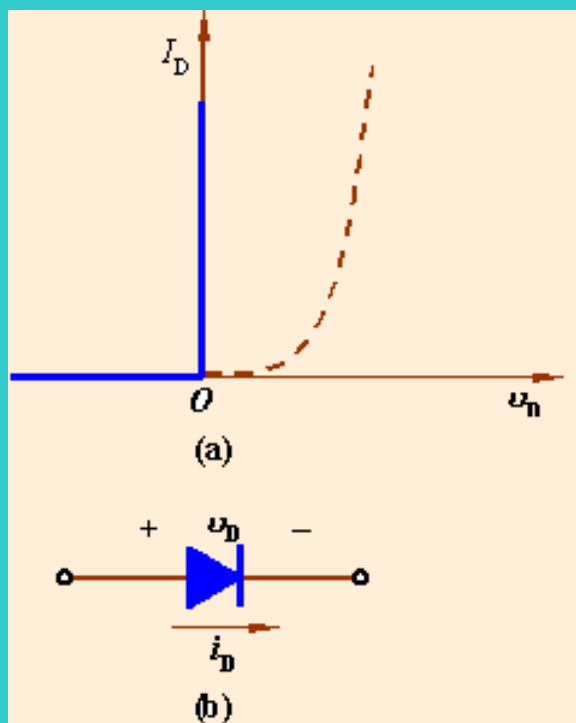
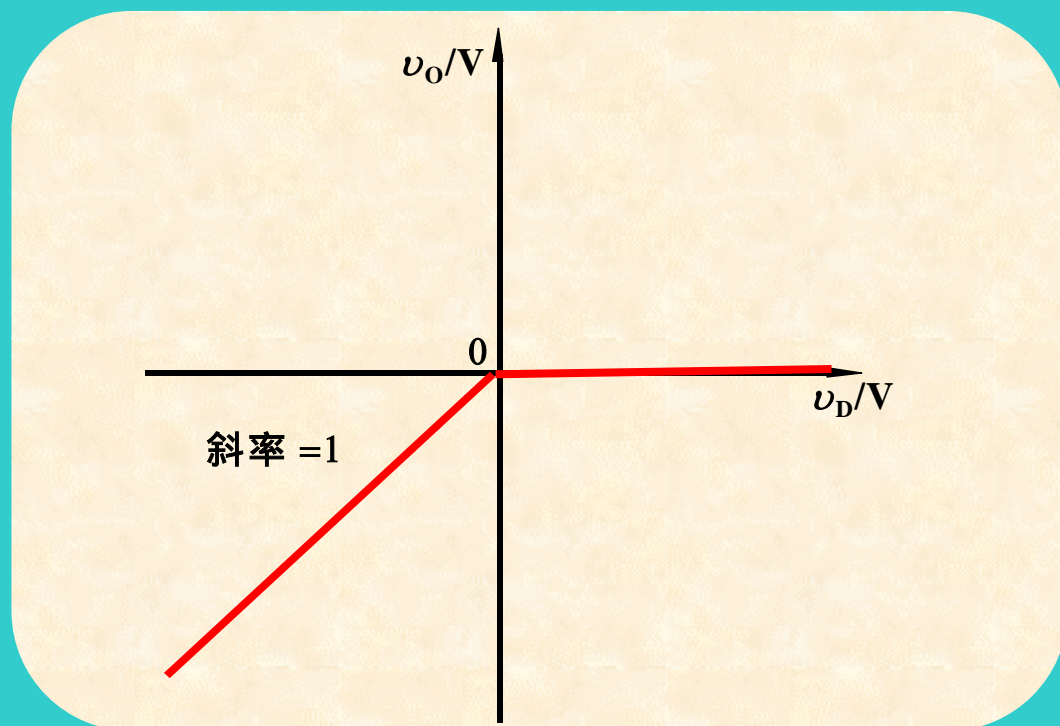


图 2.4.1 理想模型
(a) V-I特性 (b) 代表符号

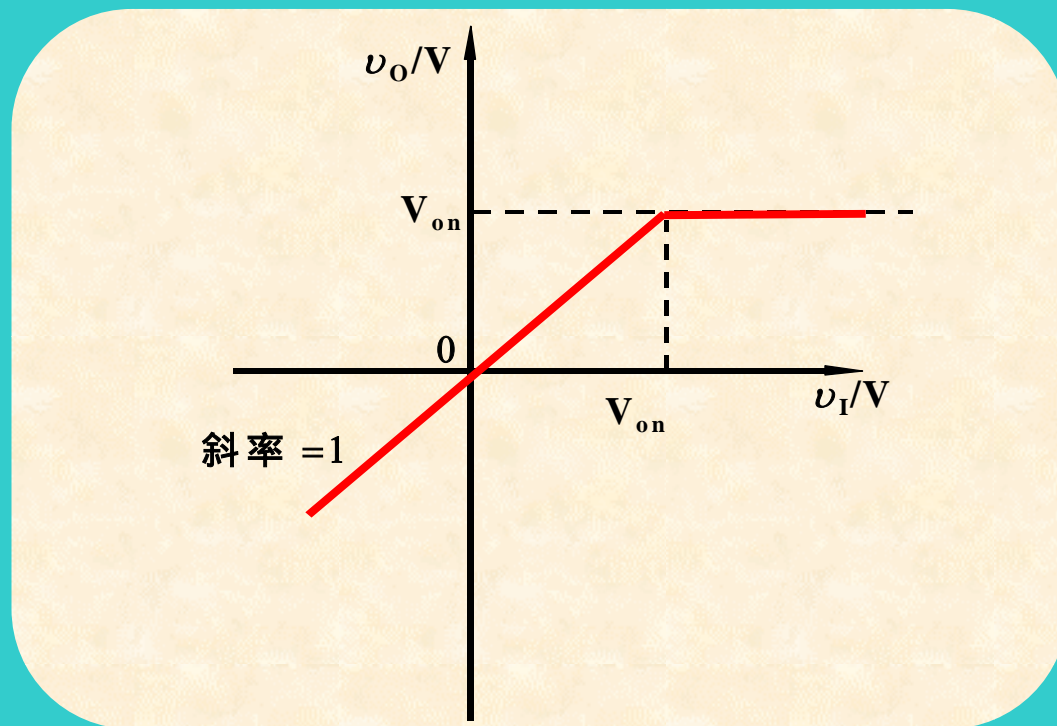
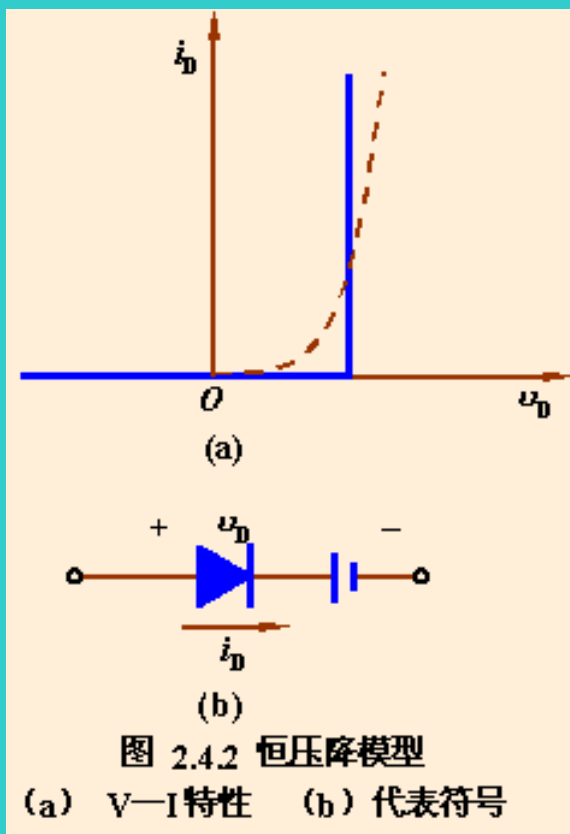




2.4.1 二极管V- I 特性的建模

2. 恒压降模型

二极管的压降 $V_o = \begin{cases} V_{on} & V_D \geq V_{on} \\ V_D & V_D \leq V_{on} \end{cases}$ V_D 为二极管开路时的外加压降



导通压降： $V_{on\text{硅}} = 0.7 \text{ V}$ (硅二极管典型值)

$V_{on\text{锗}} = 0.2 \text{ V}$ (锗二极管典型值)



2.4.1 二极管V- I 特性的建模

4. 小信号模型

二极管工作在正向特性的某一小范围内时，其正向特性可以等效成一个微变电阻。

$$\text{即 } r_d = \frac{\Delta v_D}{\Delta i_D} \quad \text{根据 } i_D = I_S (e^{v_D/V_T} - 1)$$

得Q点处的微变电导

$$g_d = \left. \frac{di_D}{dv_D} \right|_Q = \frac{I_S}{V_T} e^{v_D/V_T} \Big|_Q = \frac{I_D}{V_T}$$

$$\text{则 } r_d = \frac{1}{g_d} = \frac{V_T}{I_D}$$

常温下 ($T=300\text{K}$)

$$r_d = \frac{V_T}{I_D} = \frac{26(\text{mV})}{I_D(\text{mA})}$$

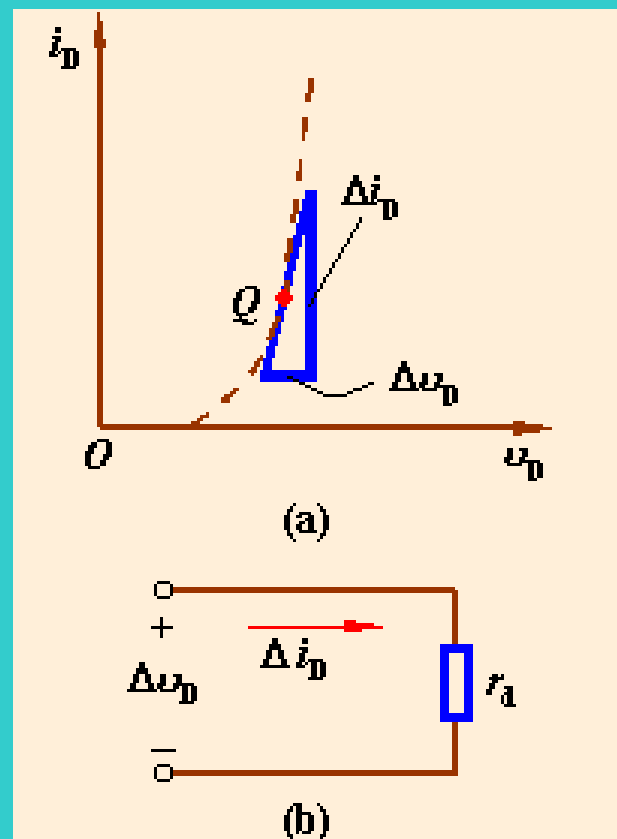
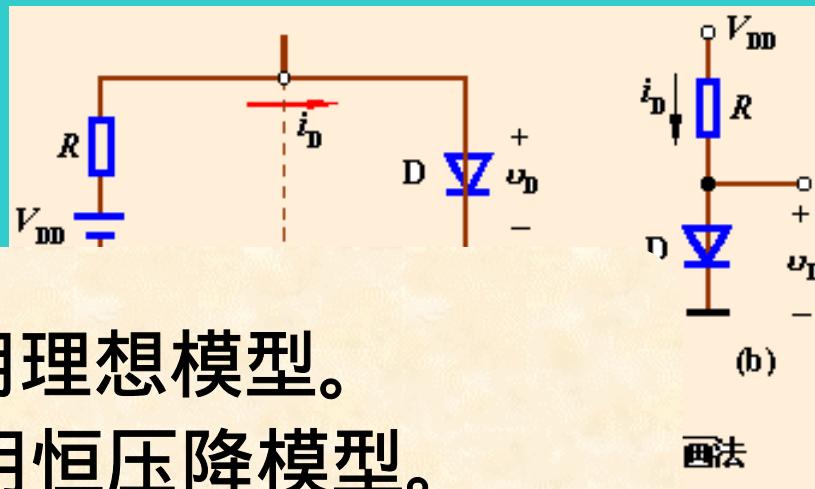


图 2.4.4 小信号模型
(a) V—I 特性 (b) 代表符号

2.4.2 应用举例

1. 二极管的静态工作情况分析

结论：当 $V_I \gg V_{on}$ 时，用理想模型。
当 V_I 接近 V_{on} 时，用恒压降模型。



恒压模型

$$V_{on\text{硅}} = 0.7 \text{ V}$$

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

(2) $V_{DD}=1\text{V}$ 时

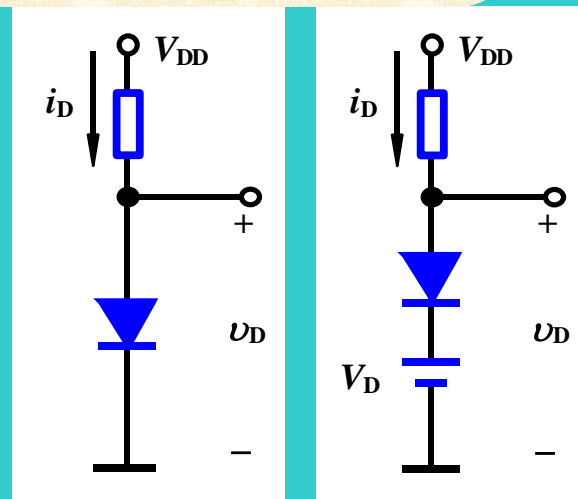
理想模型

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

恒压模型

$$V_D = V_{on\text{硅}} = 0.7 \text{ V}$$

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

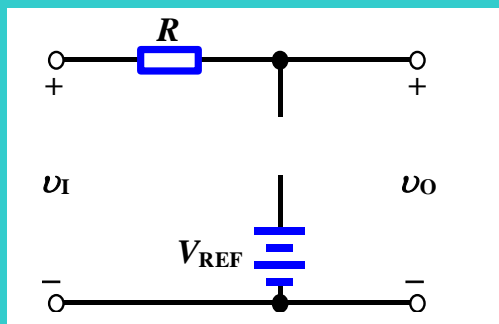


2.4.2 应用举例

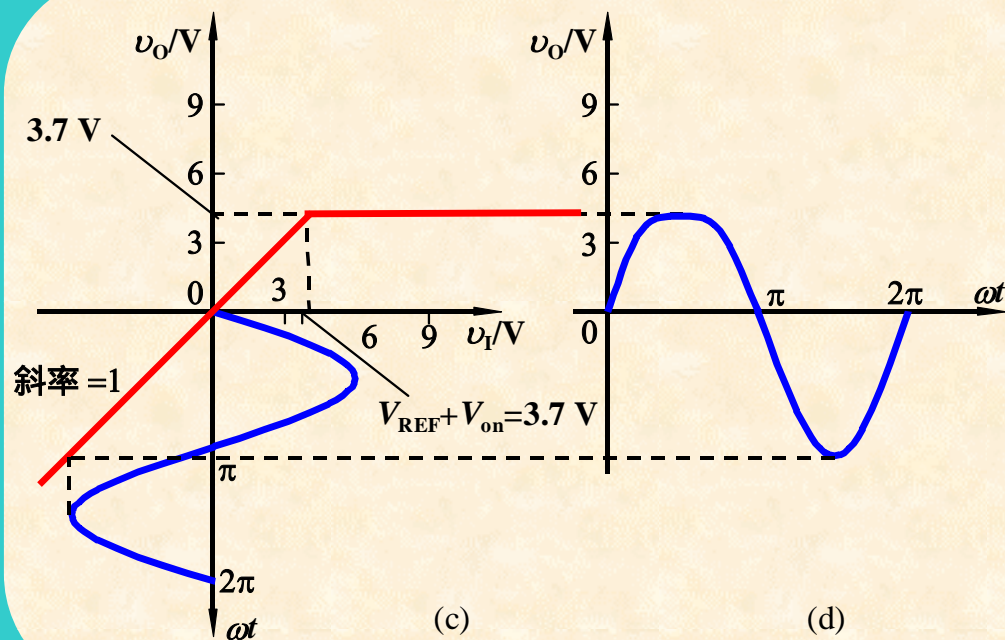
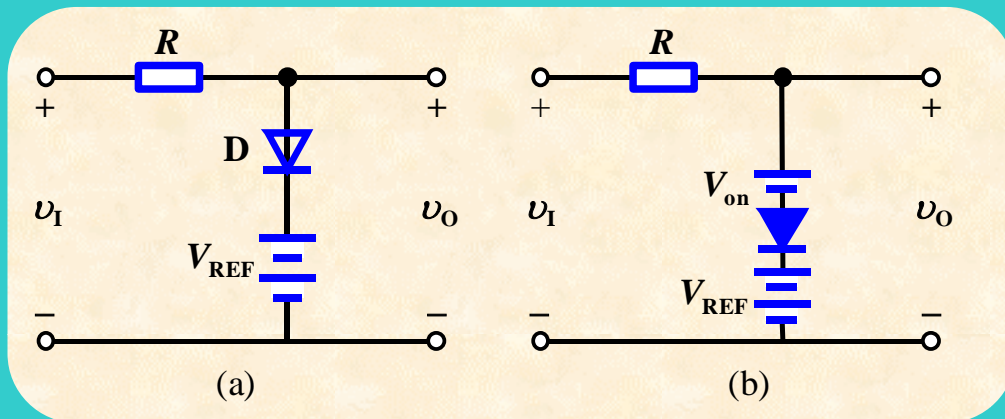
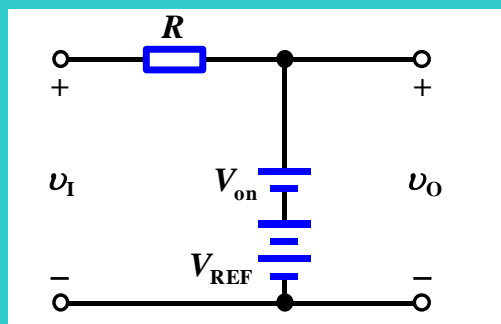
2. 限幅电路

例2.4.2 提示

(1) $v_I < (V_{on} + V_{REF}) = 3.7 \text{ V}$ 时



(2) $v_I \geq (V_{on} + V_{REF}) = 3.7 \text{ V}$ 时





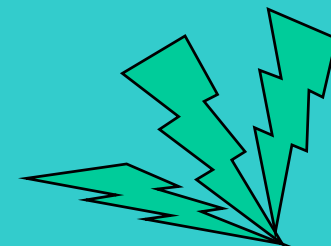
2.5 特殊体二极管

2.5.1 稳压二极管

2.5.2 变容二极管

2.5.3 光电子器件

1. 光电二极管
2. 发光二极管
3. 激光二极管

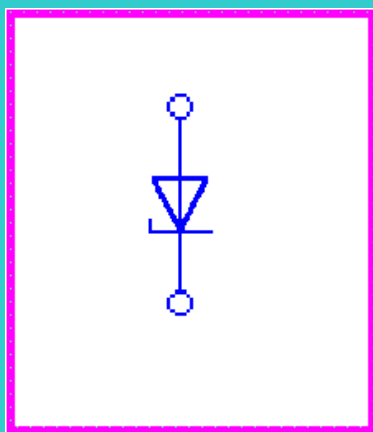


2.5.1 稳压二极管



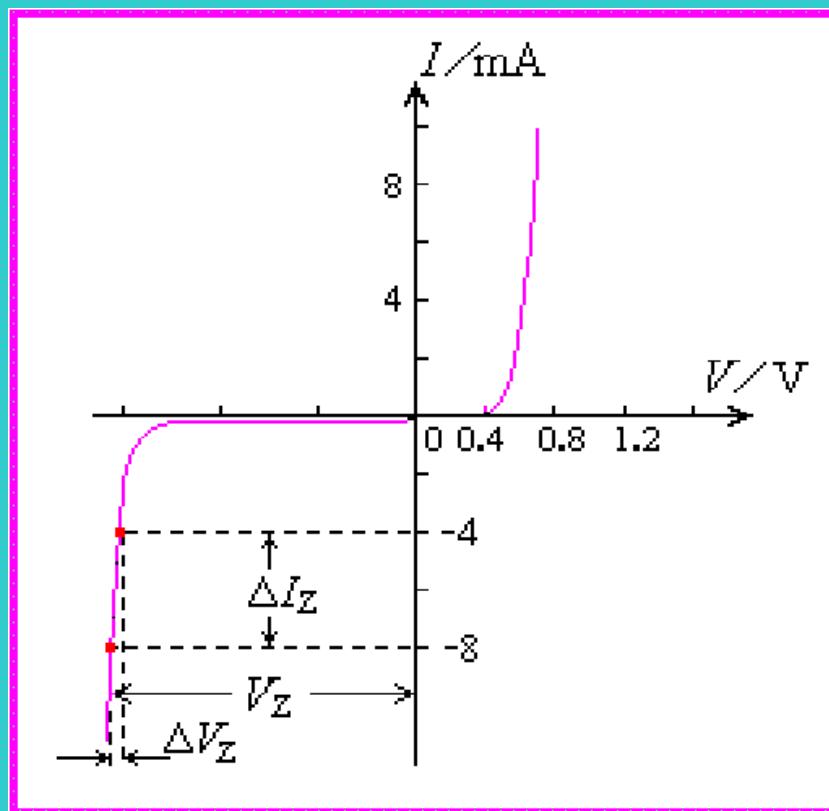
1. 稳压特性

利用二极管反向击穿特性实现稳压。稳压二极管稳压时工作在反向电击穿状态。



(a) 符号

ΔI_Z 很大, ΔV_Z 很小。



(b) 伏安特性



2.5.1 稳压二极管



2. 稳压二极管主要参数

(1) 稳定电压 V_Z

在规定的稳压管反向工作电流 I_Z 下，所对应的反向工作电压。

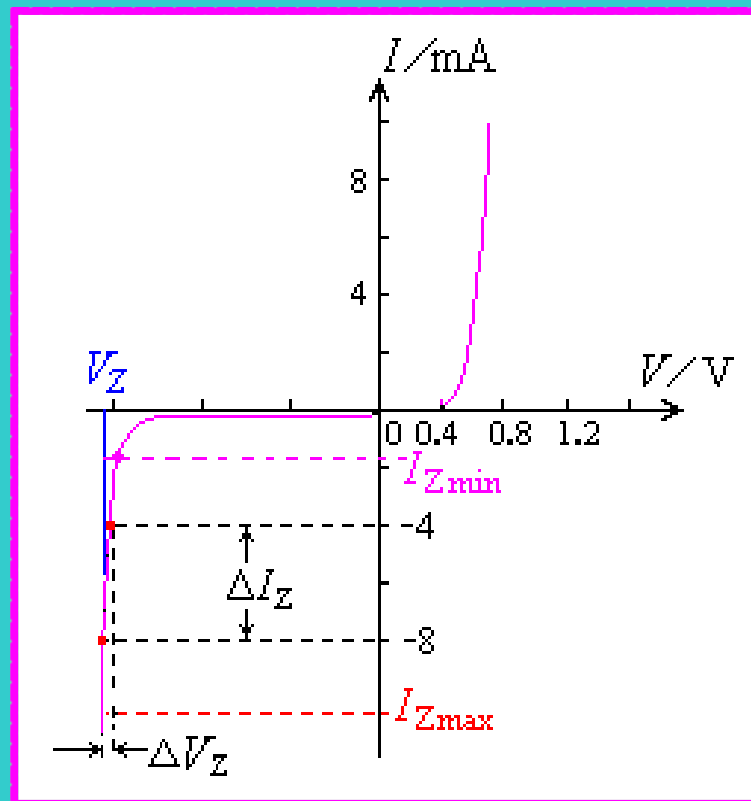
(2) 动态电阻 r_Z

$$r_Z = \Delta V_Z / \Delta I_Z$$

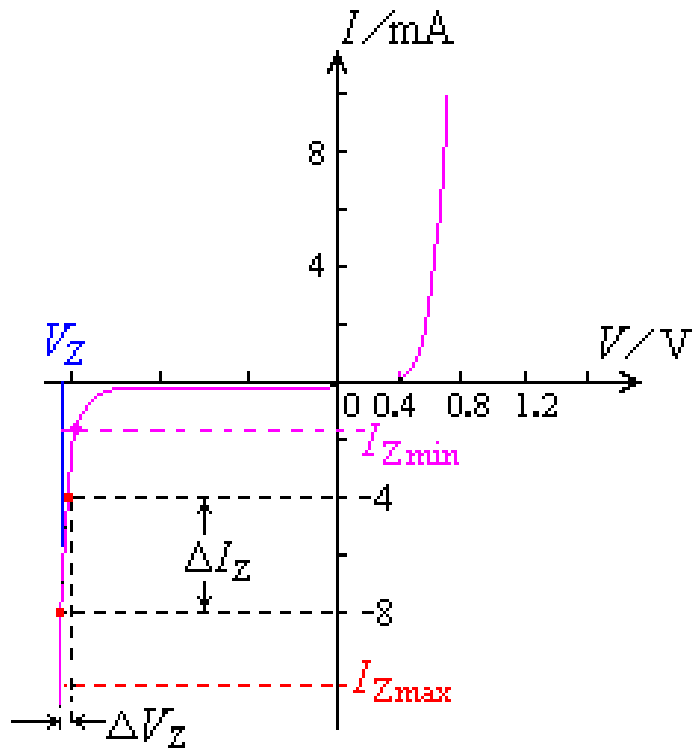
(3) 最大耗散功率 $P_{ZM} = V_Z I_Z$

(4) 最大稳定工作电流 I_{Zmax} 和最小稳定工作电流 I_{Zmin}

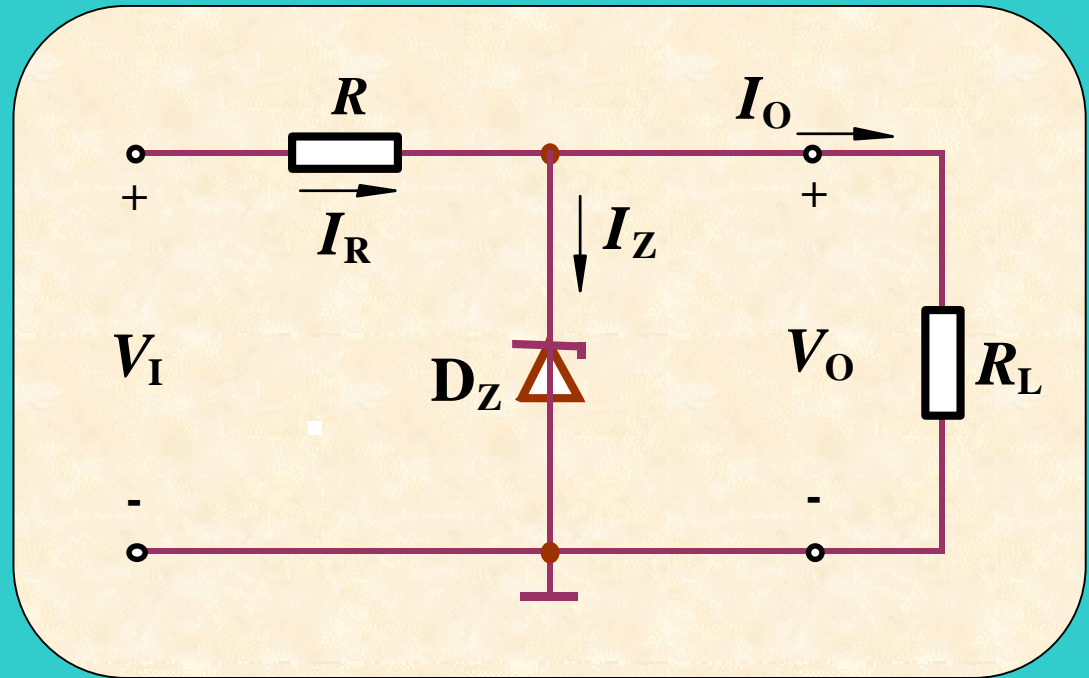
(5) 稳定电压温度系数—— α_{V_Z}



稳压二极管



$$=V_Z$$



稳压条件是什么？

$I_{Z\min}$ I_Z $I_{Z\max}$

不加 R 可以吗？

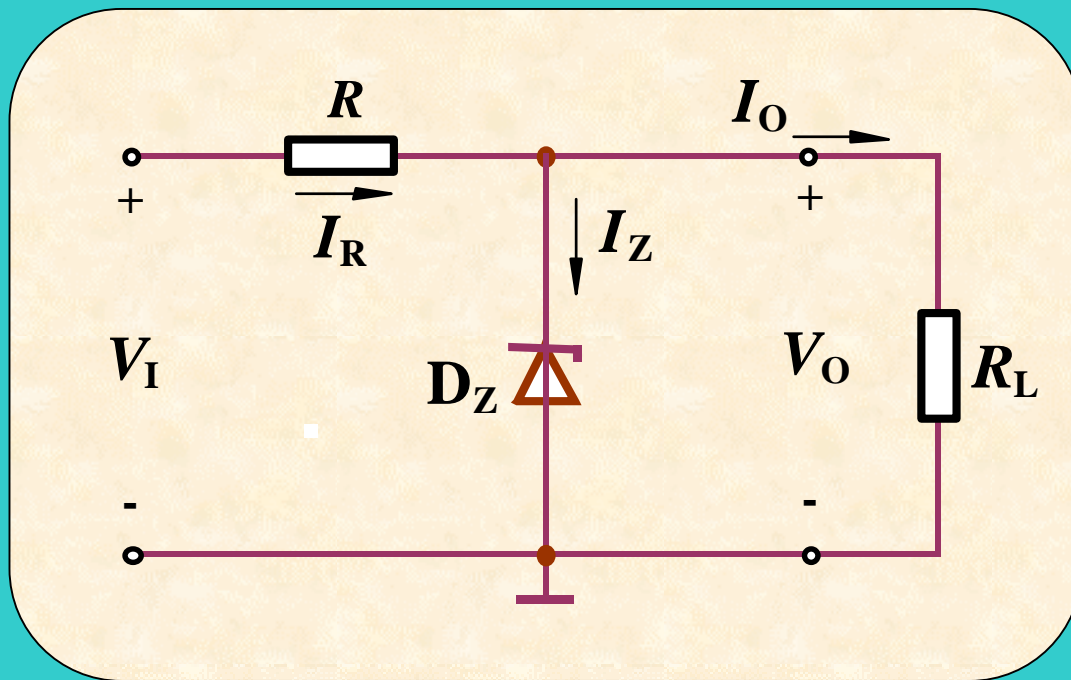
上述电路 V_I 为正弦波，且幅值大于 V_Z ， V_O 的波形是怎样的？

补充作业



1. 一稳压电路如图所示， $V_I = V_{I\text{Min}} \sim V_{I\text{Max}}$ ， $I_L = I_{L\text{Min}} \sim I_{L\text{Max}}$ ， D_Z 的参数有 V_Z 、 I_Z 和 I_{ZM} ，试选择

合适的电阻 R ，
使 D_Z 正常工作。
(验证课本55页
例2.5.1的电阻 R
是否合适？
如果不合适，如何改进。)



{end}





4 场效应管放大电路

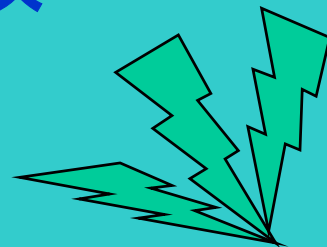
4.1 结型场效应管

*4.2 砷化镓金属-半导体场效应管

4.3 金属-氧化物-半导体场效应管

4.4 场效应管放大电路

4.5 各种放大器件电路性能比较





4 场效应管放大电路

分类：





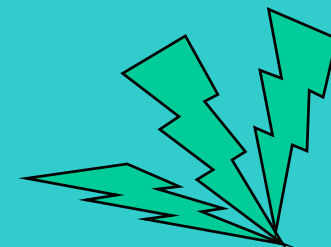
4.1 结型场效应管

4.1.1 JFET的结构和工作原理

- 结构
- 工作原理

4.1.2 JFET的特性曲线及参数

- 输出特性
- 转移特性
- 主要参数

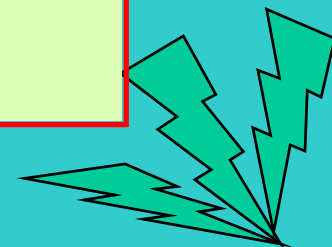
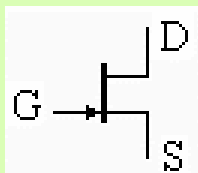




4.1.1 JFET的结构和工作原理

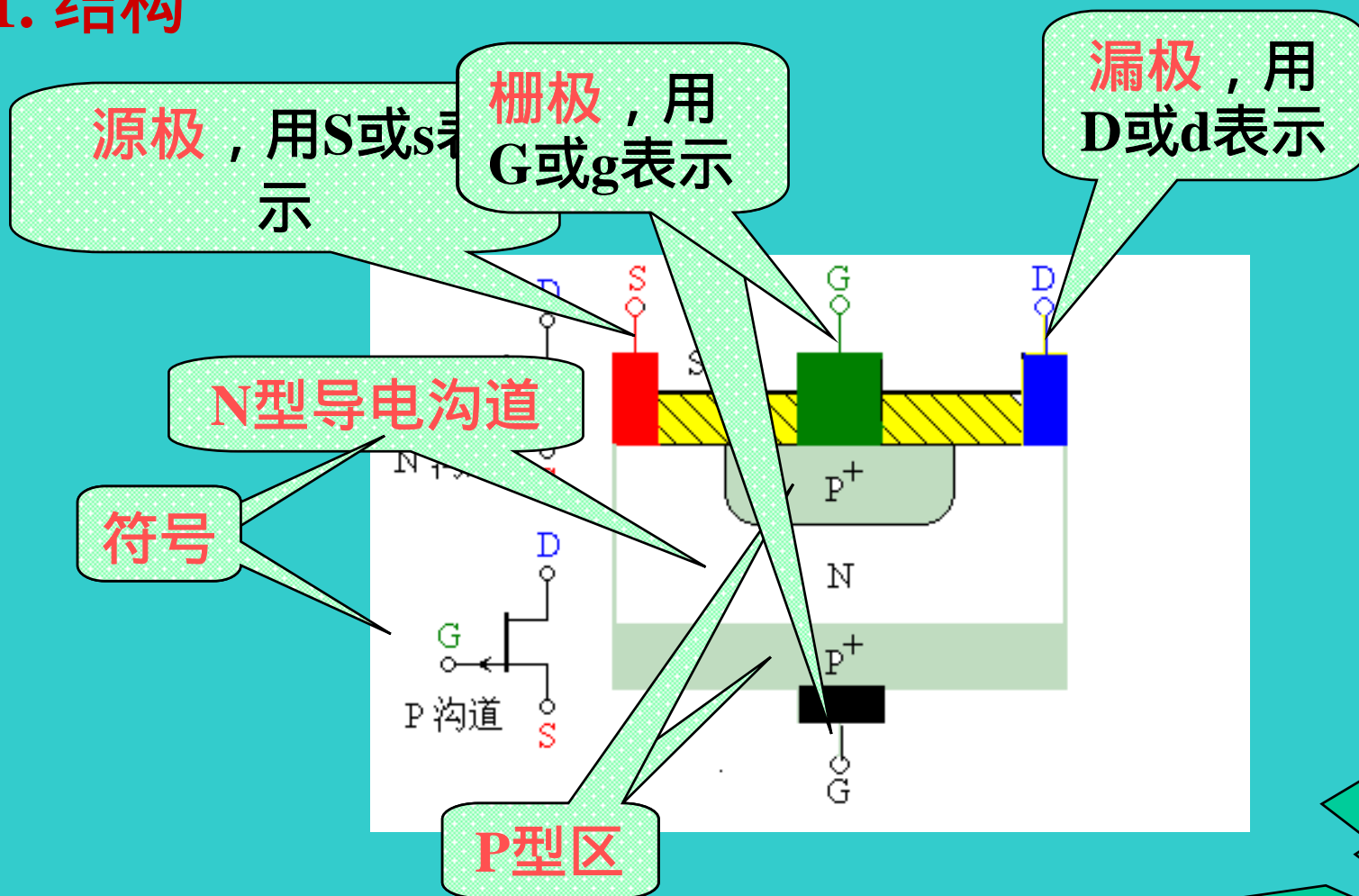


1. 结构



4.1.1 JFET的结构和工作原理

1. 结构



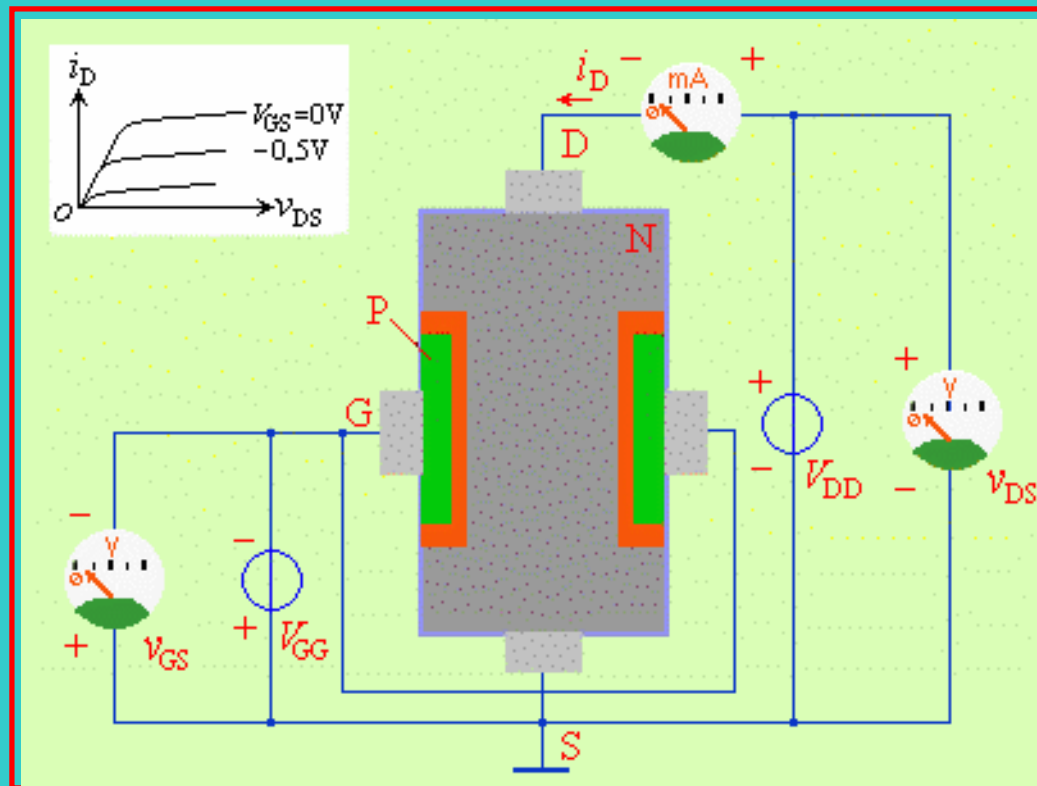
2. 工作原理 (以N沟道JFET为例)

V_{GS} 和 V_{DS} 同时作用时

当 $V_P < V_{GS} < 0$ 时, 导电沟道更容易夹断, 对于同样的 V_{DS} , I_D 的值比 $V_{GS}=0$ 时的值要小。

在预夹断处

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





综合分析可知

- 沟道中只有一种类型的多数载流子参与导电，所以场效应管也称为单极型三极管。
- JFET栅极与沟道间的PN结是反向偏置的，因此 $i_G \approx 0$ ，输入电阻很高。
- JFET是电压控制电流器件， i_D 受 V_{GS} 控制
- 预夹断前 i_D 与 V_{DS} 呈近似线性关系；预夹断后， i_D 趋于饱和。

为什么JFET的输入电阻比BJT高得多？

4.1.2 JFET的特性曲线及参数

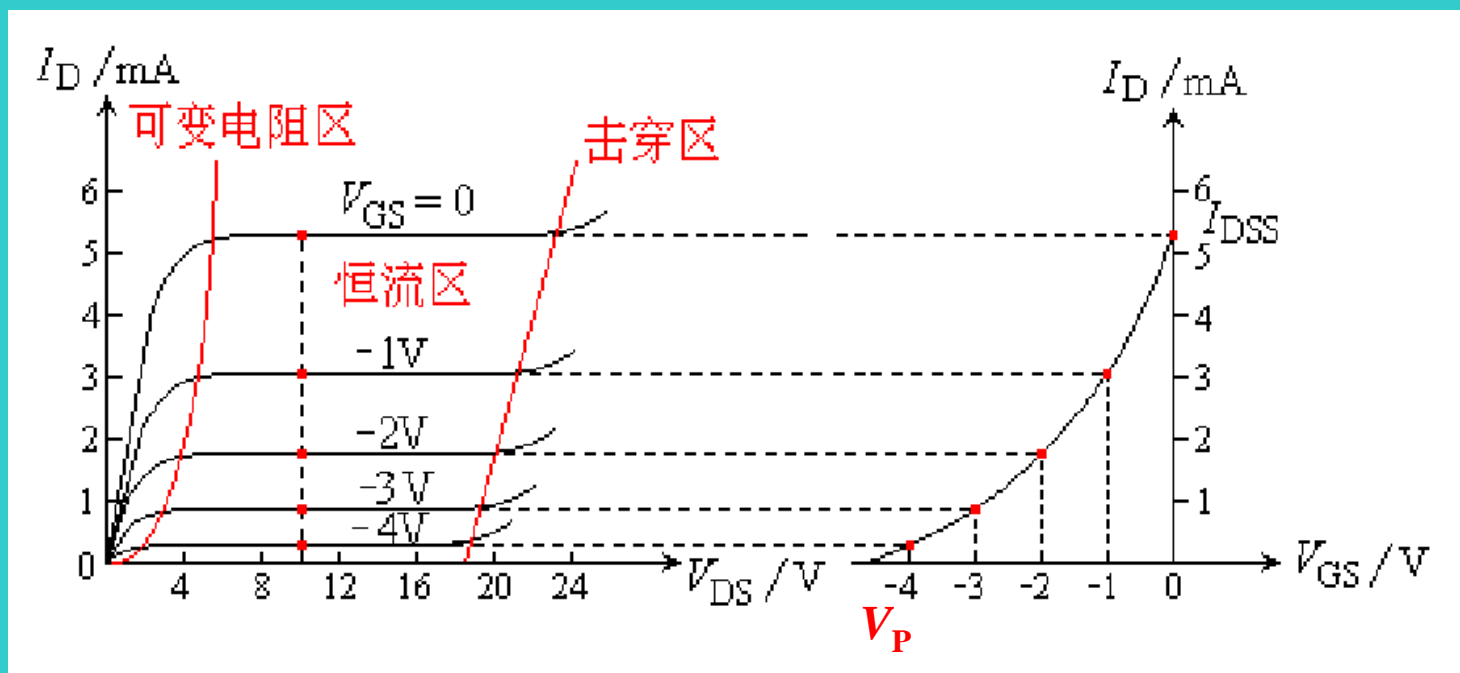
1. 输出特性

$$i_D = f(v_{DS}) \Big|_{v_{GS}=\text{const.}}$$

2. 转移特性

$$i_D = f(v_{GS}) \Big|_{v_{DS}=\text{const.}}$$

$$i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{v_{GS}}{V_P}\right)^2 \quad (V_P \leq v_{GS} \leq 0)$$





4.3.2 DMOS的结构和工作原理

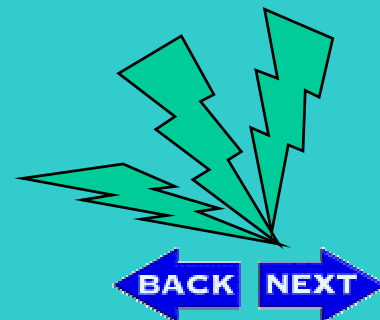


3. 四种MOS管的比较

1. 对于P沟道器件， V_{DD} 必为负值，衬底必须接在电路中的最高电位上。对于N沟道器件， V_{DD} 必为正值，衬底必须接在电路中的最低电位上。

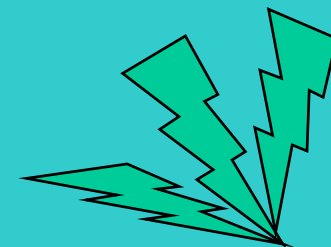
2. 就 V_{GS} 而言，增强型器件是单极性的，其中P沟道为负值，N沟道为正值，而耗尽型器件则可正可负。

3. N沟道器件， V_{GS} 向正值方向增大， I_D 越大；P沟道器件， V_{GS} 越向负值方向增大， I_D 越大。





4.3 金属 - 氧化物 - 半导体场效应管





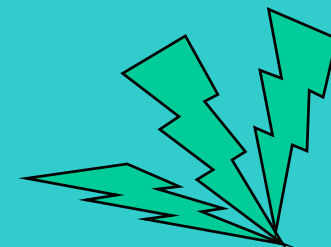
4.3 金属 - 氧化物 - 半导体场效应管

4.3.1 N沟导增强型MOSFET(EMOS)

4.3.2 N沟导耗尽型MOSFET(DMOS)

4.3.3 各种FET的特性及使用注意事项

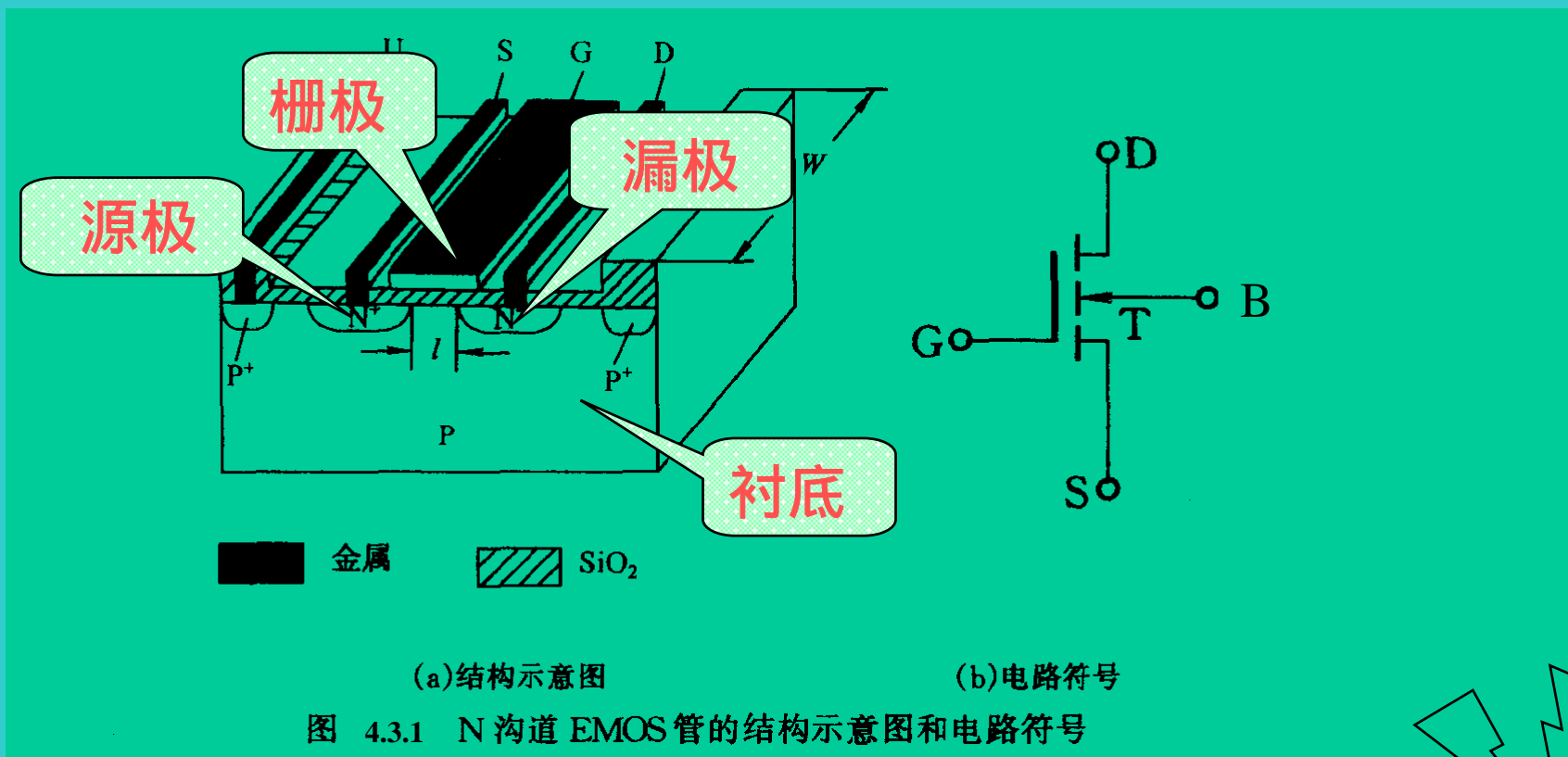
- 输出特性
- 转移特性
- 主要参数



4.3.1 EMOS的结构和工作原理



1. 结构 (以N沟道EMOS为例)

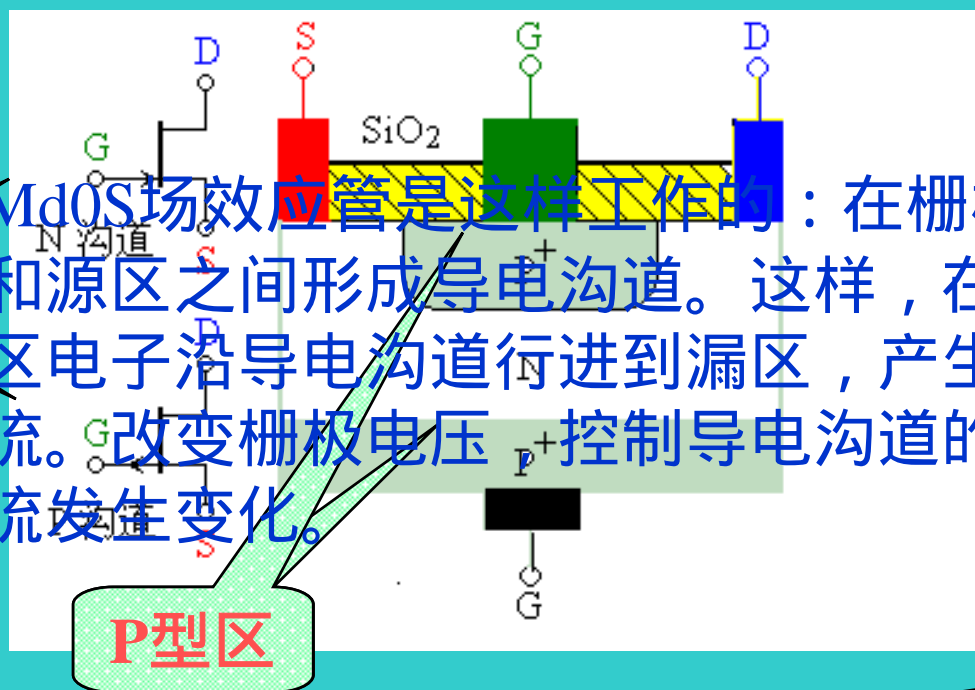


4.3.1 JFET的结构和工作原理

1. 结构

在通常情况下，源极一般都与衬底极相连，即 $V_{BS} = 0$ 。正常工作时，作为源区和漏区的两个 N^+ 区与衬底之间的PN结必须外加反偏电压。为此，漏极对源极的电压 V_{DS} 必须为正值。

增强型MOS场效应管是这样工作的：在栅极电压作用下，漏区和源区之间形成导电沟道。这样，在漏极电压作用下，源区电子沿导电沟道行进到漏区，产生自漏极流向源极的电流。改变栅极电压，控制导电沟道的导电能力，使漏极电流发生变化。



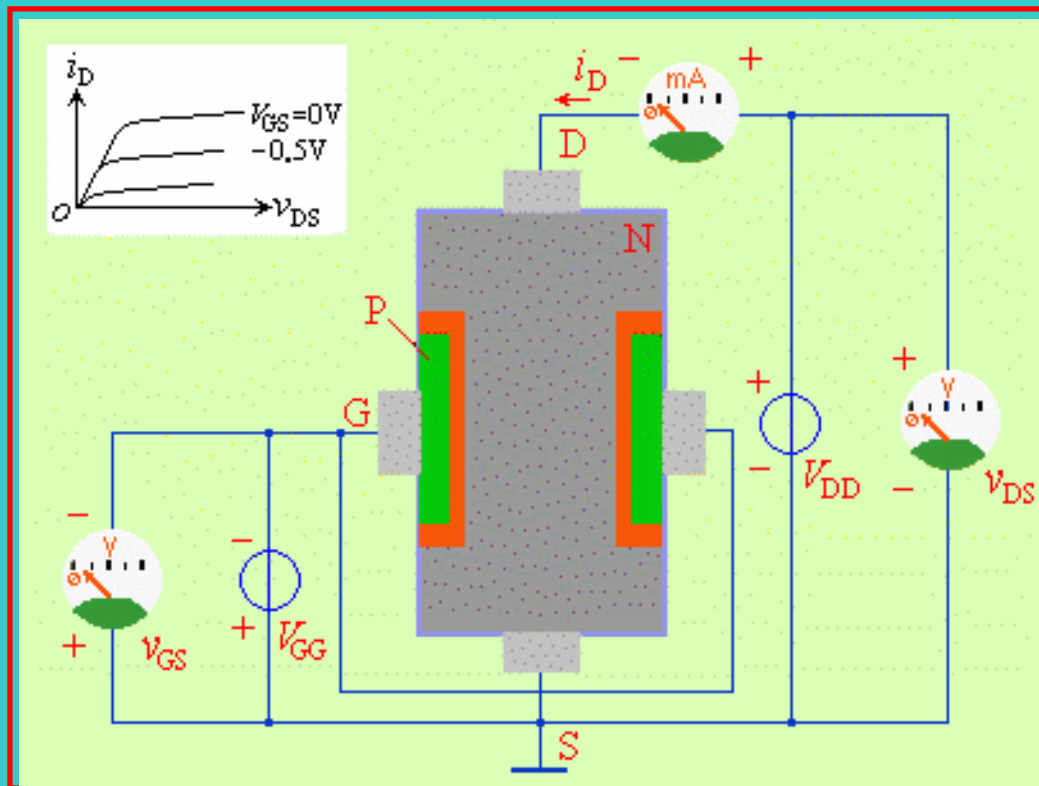
2. 工作原理

V_{GS} 和 V_{DS} 同时作用时

当 $V_P < V_{GS} < 0$ 时，导电沟道更容易夹断，对于同样的 V_{DS} ， I_D 的值比 $V_{GS}=0$ 时的值要小。

在预夹断处

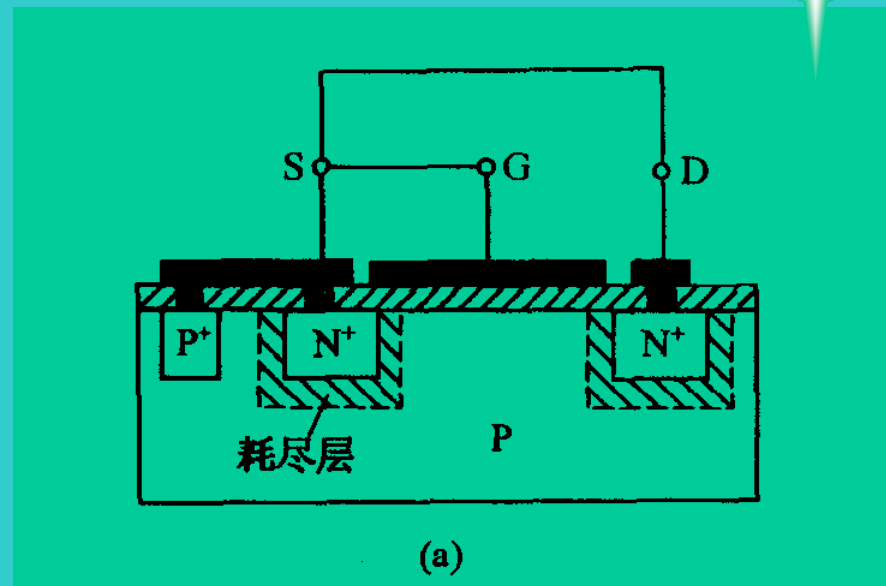
$$V_{GD} = V_{GS} - V_{DS} = V_P$$



2. 工作原理

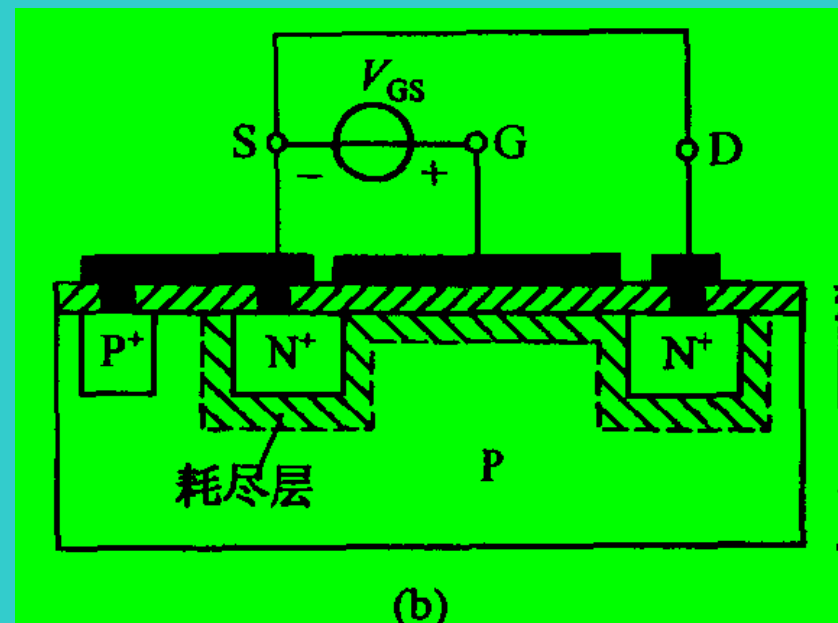
沟道形成原理

(a) $V_{GS} = V_{DS} = 0$



(b) $V_{GS} > 0, V_{DS} = 0$

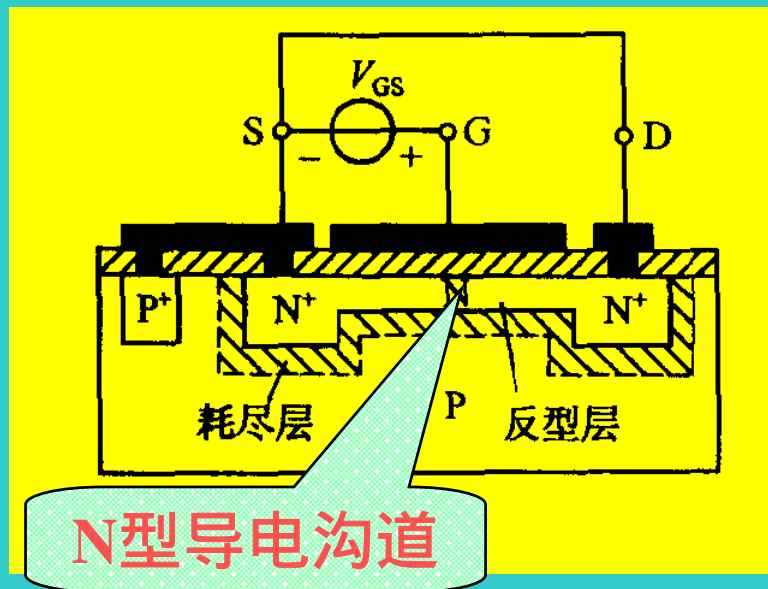
当 V_{GS} 为零或较小的正值时，源区和漏区之间均被空间电荷区隔断。



2. 工作原理

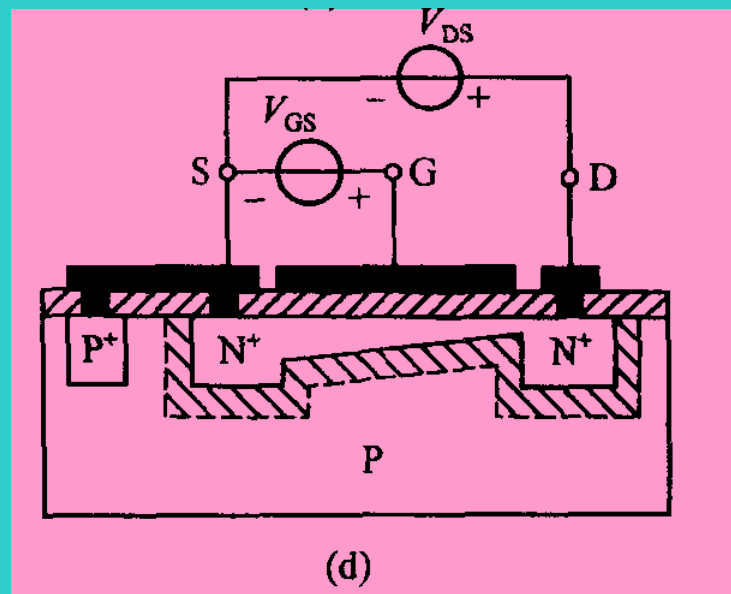
沟道形成原理

(c) $V_{GS} > V_{GS(th)}, V_{DS} = 0$



(d) $V_{GS} > V_{GS(th)}, V_{DS} > 0$

形成自漏区到源区的漏极电流



2. 工作原理

 V_{DS} 对沟道的控制作用

(d) $V_{GS} > V_{GS(th)}$, $V_{DS} > 0$

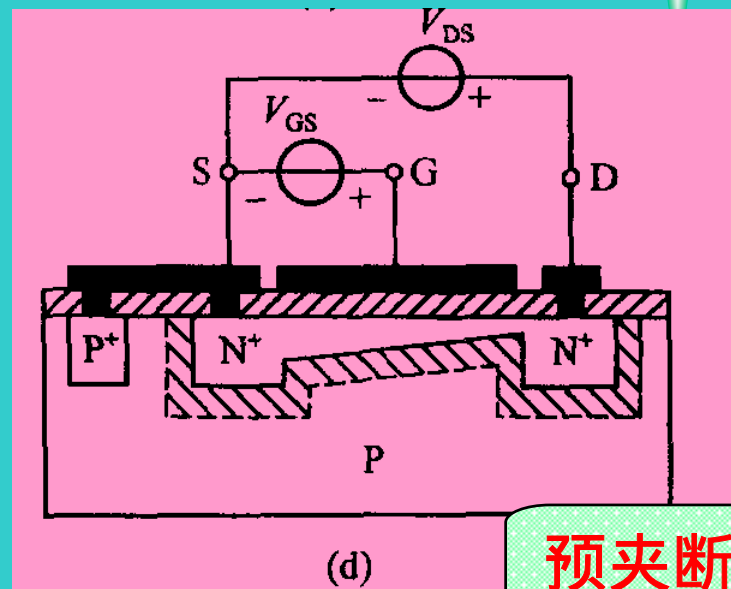
$$V_{DS} \uparrow \rightarrow I_D \uparrow \quad V_{GD} = V_{GS} - V_{DS}$$

此时 $V_{DS} \uparrow \rightarrow V_{GD} \rightarrow$ 漏端沟道变窄

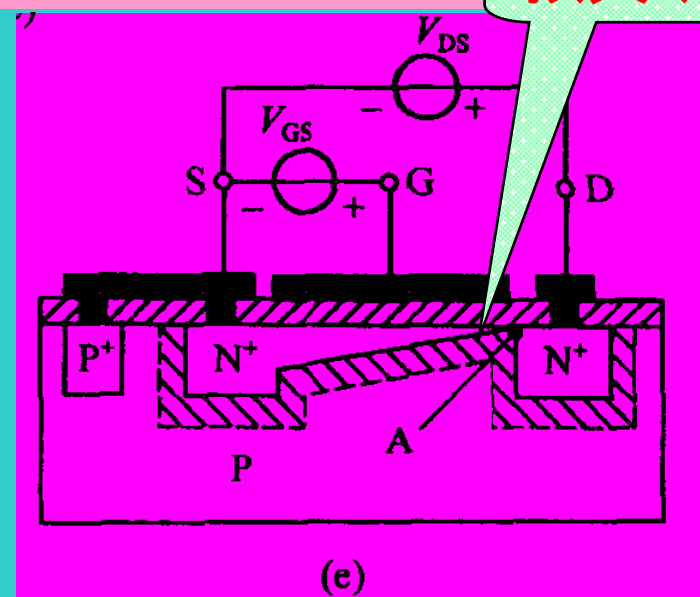
(e) $V_{GS} > V_{GS(th)}$, $V_{DS} = V_{GS} - V_{GS(th)}$

近漏极端的反型层消失

I_D 基本不变



预夹断



综合分析可知

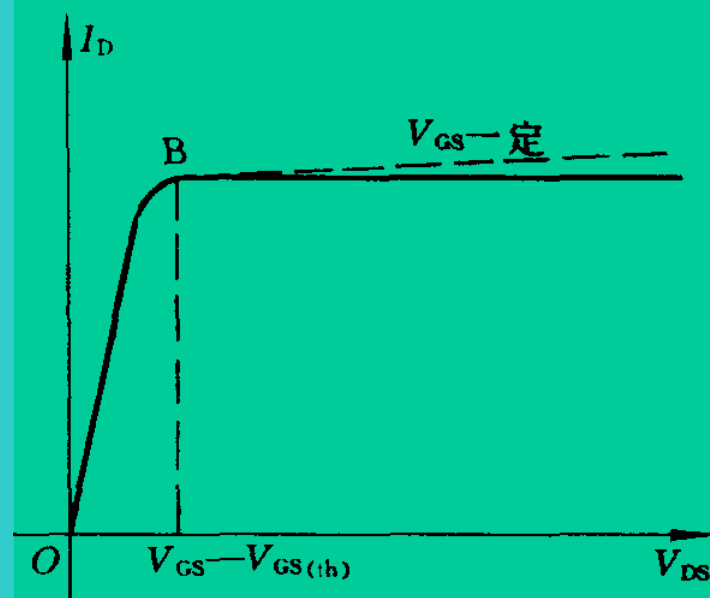
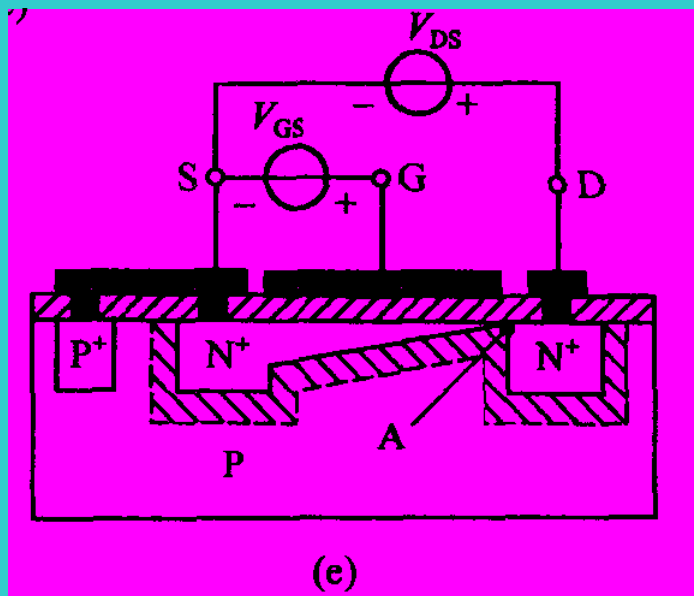
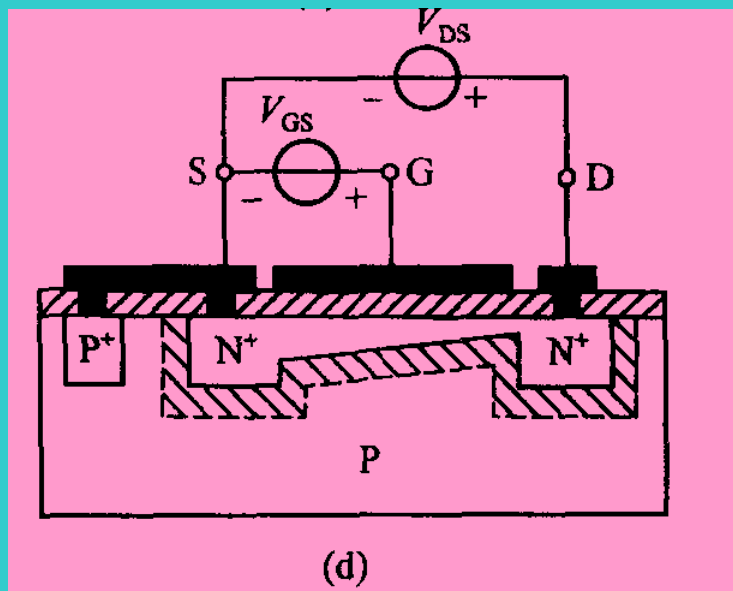


图 3-1-3 V_{GS} 一定, I_D 随 V_{DS} 变化的特性

$$V_{GA} = V_{GS(th)}$$

$$V_{SA} = V_{GS} - V_{GS(th)}$$

$$V_{DA} = V_{DS} - (V_{GS} - V_{GS(th)})$$

2. 工作原理

沟道长度调制效应

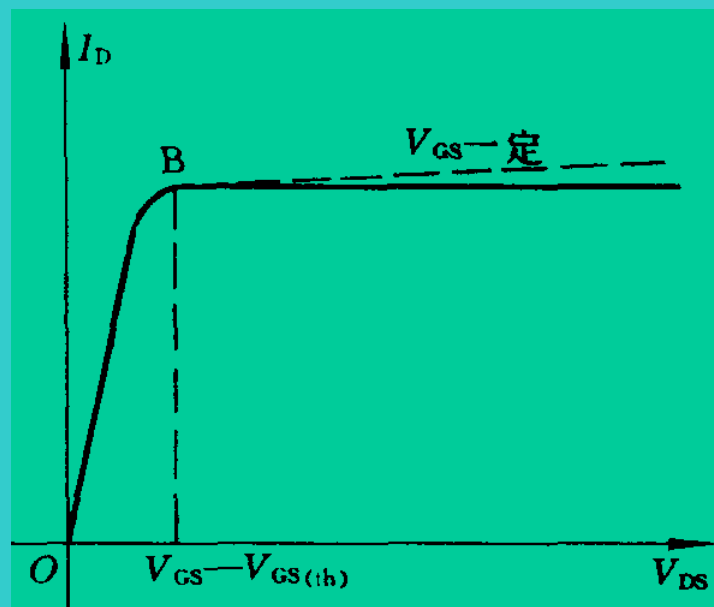
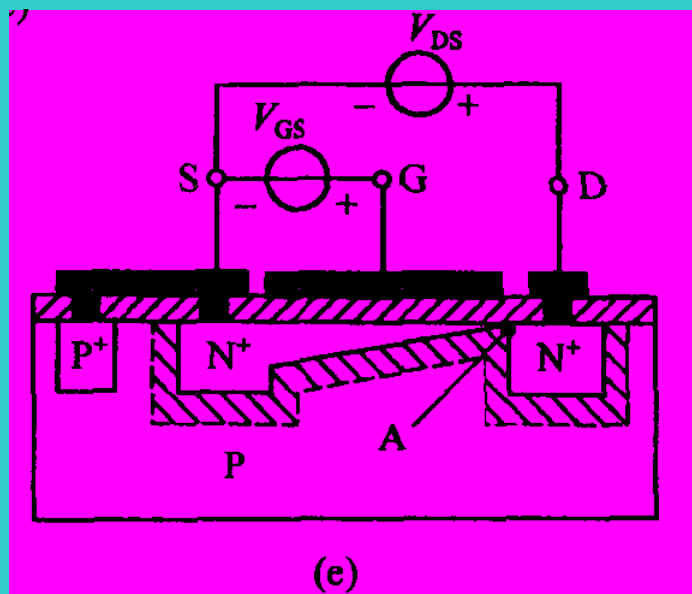


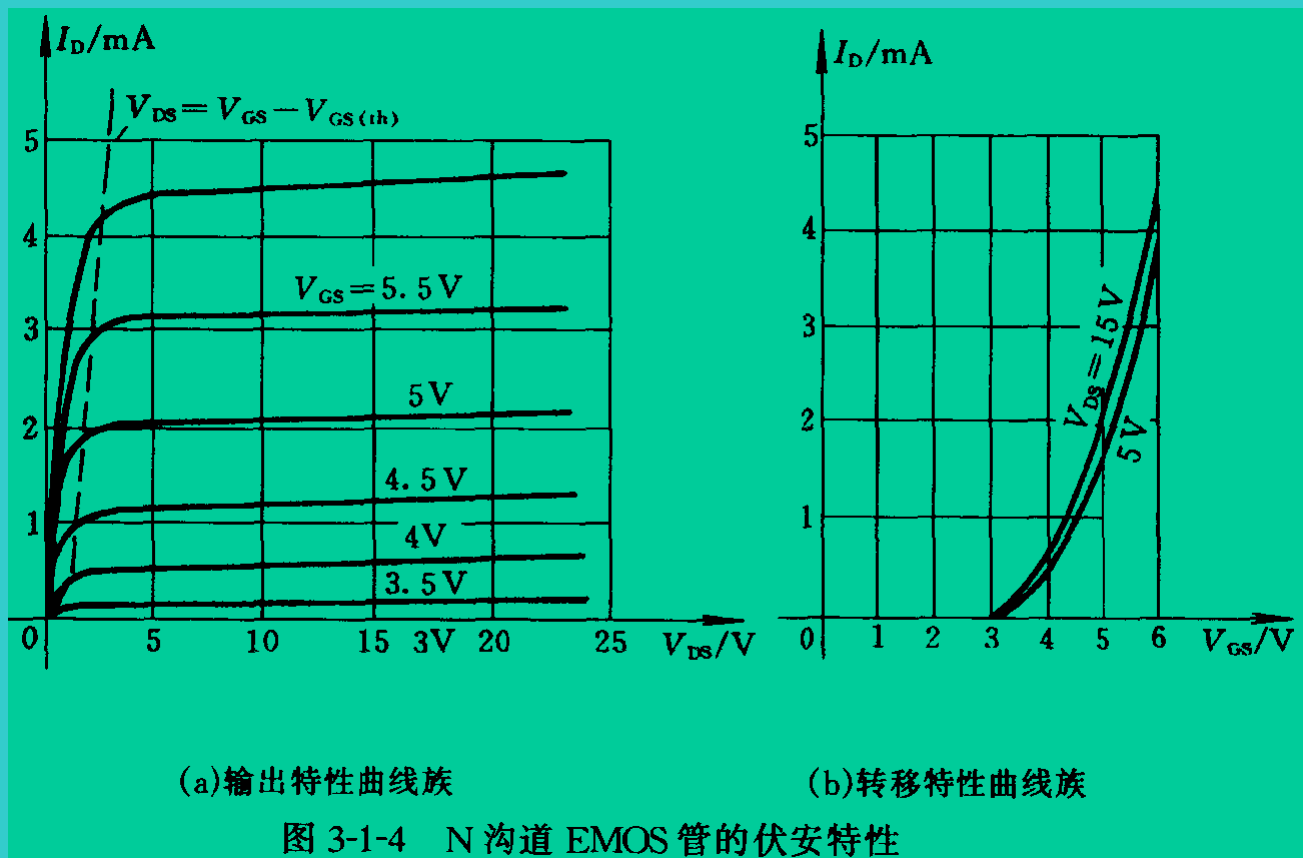
图 3-1-3 V_{GS} 一定, I_D 随 V_{DS} 变化的特性

N沟道EMOS的特性曲线及参数



1. 输出特性 $i_D = f(v_{DS}) \Big|_{v_{GS}=\text{const.}}$

2. 转移特性 $i_D = f(v_{GS}) \Big|_{v_{DS}=\text{const.}}$



N沟道EMOS的特性曲线及参数



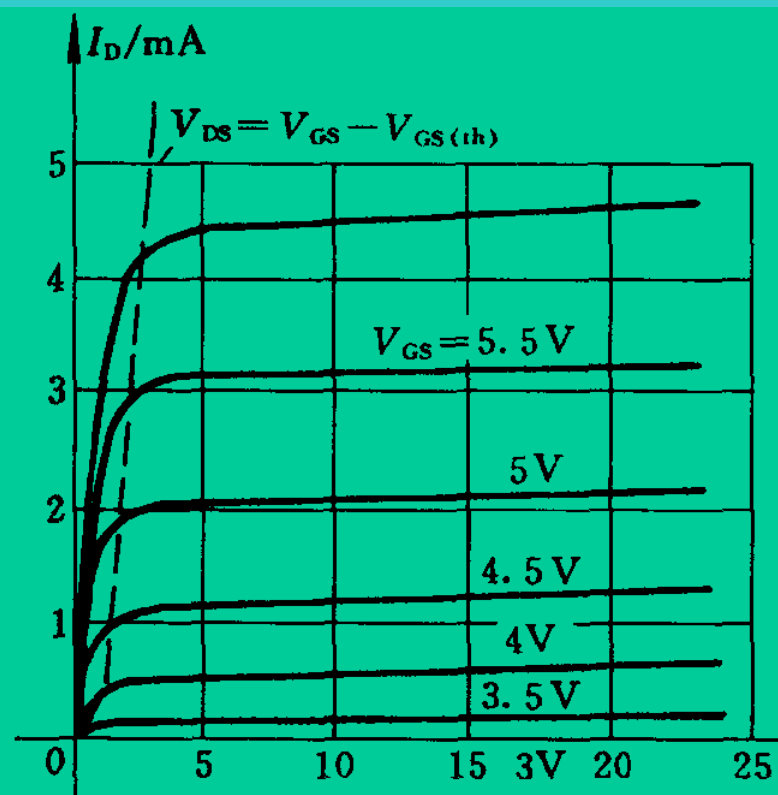
1. 输出特性

$$i_D = f(v_{DS}) \Big|_{v_{GS}=\text{const.}}$$

非饱和区，又称变阻区

$$V_{GS} > V_{GS(th)}, V_{DS} < V_{GS} - V_{GS(th)}$$

饱和区



$$I_D = \frac{\mu_n C_{ox} W}{2l} (V_{GS} - V_{GS(th)})^2$$

$$I_D = \frac{\mu_n C_{ox} W}{2l} (V_{GS} - V_{GS(th)})^2 \left(1 - \frac{V_{DS}}{V_A}\right)$$

$$= \frac{\mu_n C_{ox} W}{2l} (V_{GS} - V_{GS(th)})^2 (1 + \lambda V_{DS})$$

$$I_D = \frac{\mu_n C_{ox} W}{2l} [2(V_{GS} - V_{GS(th)}) V_{DS} - V_{DS}^2]$$

3. 主要参数



夹断电压 V_P (或 $V_{GS(off)}$)：漏极电流约为零时的 V_{GS} 值。

饱和漏极电流 I_{DSS} ： $V_{GS}=0$ 时对应的漏极电流。

低频跨导 g_m ： 低频跨导反映了 v_{GS} 对 i_D 的控制作用。 g_m 可以在转移特性曲线上求得，单位是mS(毫西门子)。

$$g_m = \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right|_{V_{DS}}$$

$$\text{或} \quad g_m = -\frac{2I_{DSS} \left(1 - \frac{v_{GS}}{V_P}\right)}{V_P} \quad (\text{当 } V_P \leq v_{GS} \leq 0 \text{ 时})$$

输出电阻 r_d ： $r_d = \left. \frac{\partial v_{DS}}{\partial i_D} \right|_{V_{GS}}$

3. 主要参数



直流输入电阻 R_{GS} ：

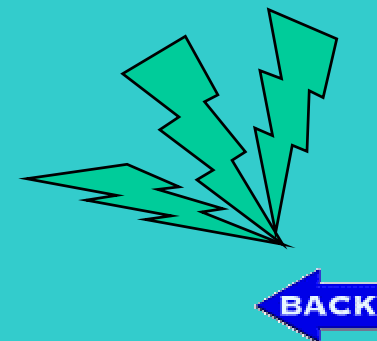
对于结型场效应三极管，反偏时 R_{GS} 约大于 10^7 。

最大漏源电压 $V_{(BR)DS}$

最大栅源电压 $V_{(BR)GS}$

最大漏极功耗 P_{DM}

{end}

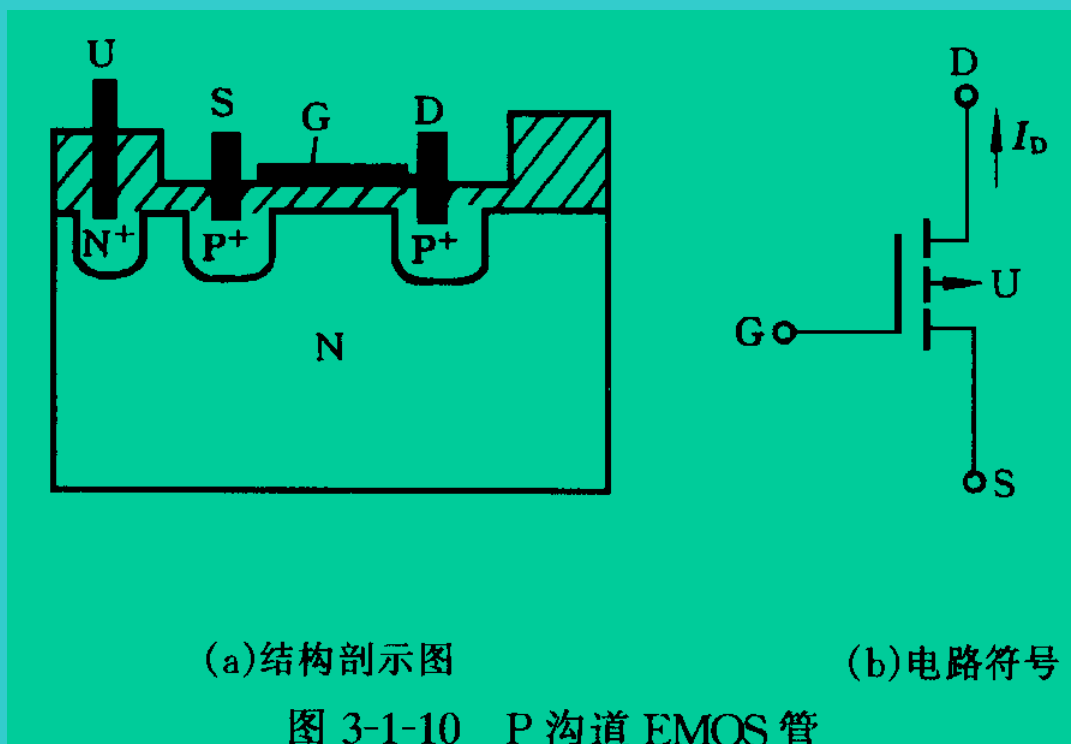




4.1.1 EMOS的结构和工作原理



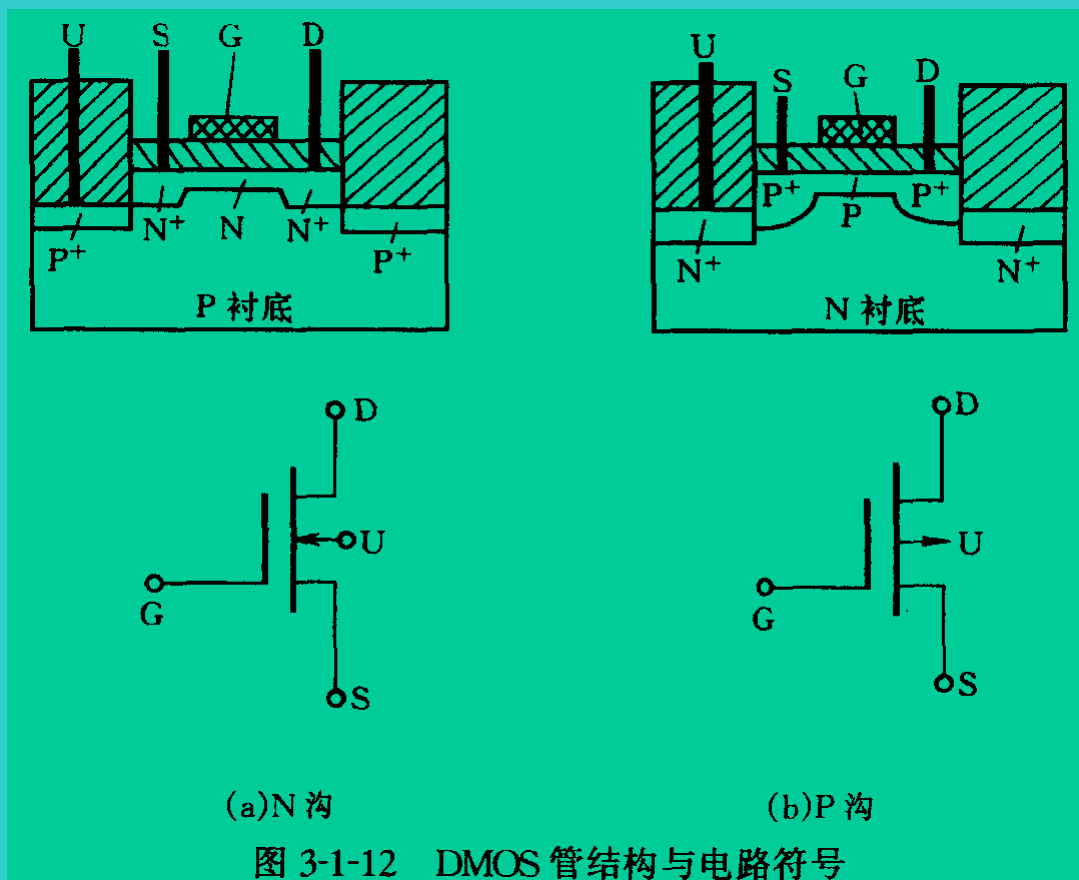
P沟道EMOS



4.3.2 DMOS的结构和工作原理



1. 结构

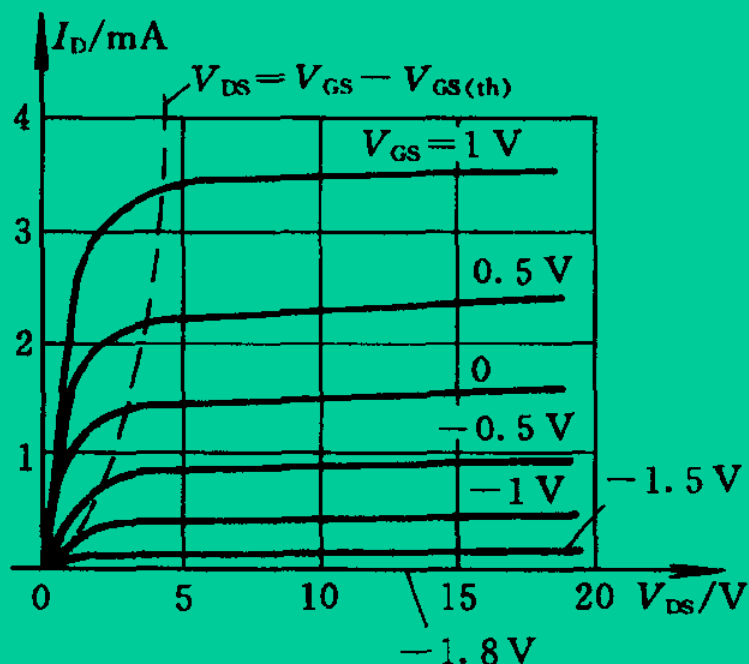


耗尽型MOS管在结构上与增强型类似，差别仅在于衬底表面扩散一薄层与衬底导电类型相反的掺杂区，作为漏、源区之间的导电沟道。

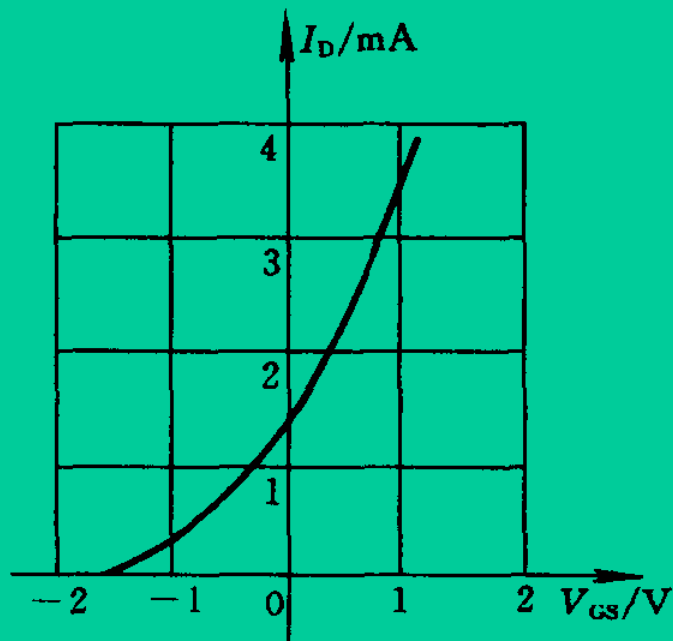
4.3.2 DMOS的结构和工作原理



2. 伏安特性



(a) 输出特性



(b) 转移特性

图 3-1-13 N 沟道 DMOS 管伏安特性曲线



4.3.2 DMOS的结构和工作原理

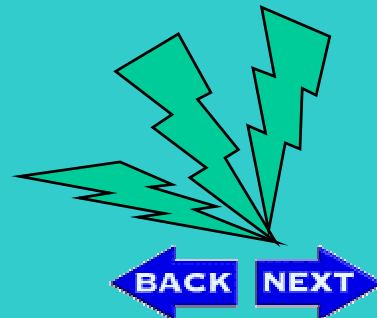


3. 四种MOS管的比较

1. 对于P沟道器件， V_{DD} 必为负值，衬底必须接在电路中的最高电位上。对于N沟道器件， V_{DD} 必为正值，衬底必须接在电路中的最低电位上。

2. 就 V_{GS} 而言，增强型器件是单极性的，其中P沟道为负值，N沟道为正值，而耗尽型器件则可正可负。

3. N沟道器件， V_{GS} 向正值方向增大， I_D 越大；P沟道器件， V_{GS} 越向负值方向增大， I_D 越大。





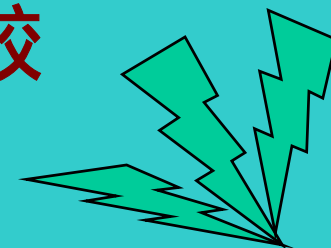
4.4 场效应管放大电路

4.4.1 FET的直流偏置及静态分析

- 直流偏置电路
- 静态工作点

4.4.2 FET放大电路的小信号模型分析法

- FET小信号模型
- 动态指标分析
- 三种基本放大电路的性能比较

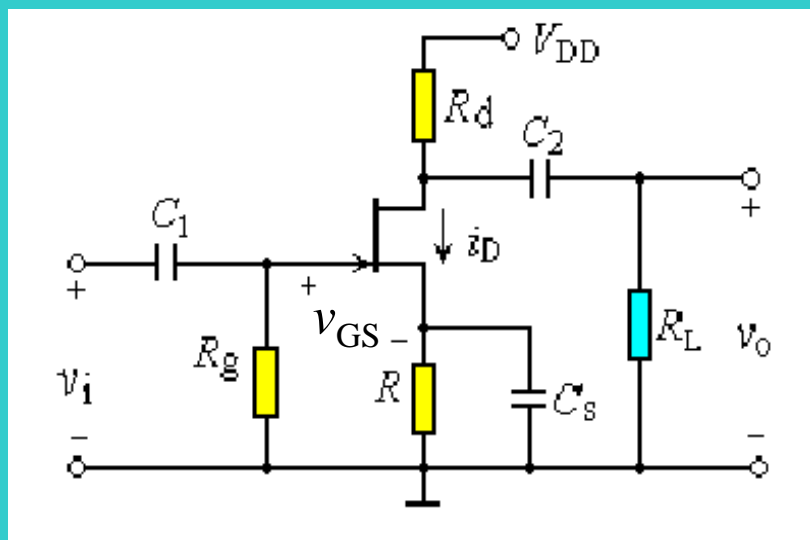


4.4.1 FET的直流偏置电路及静态分析



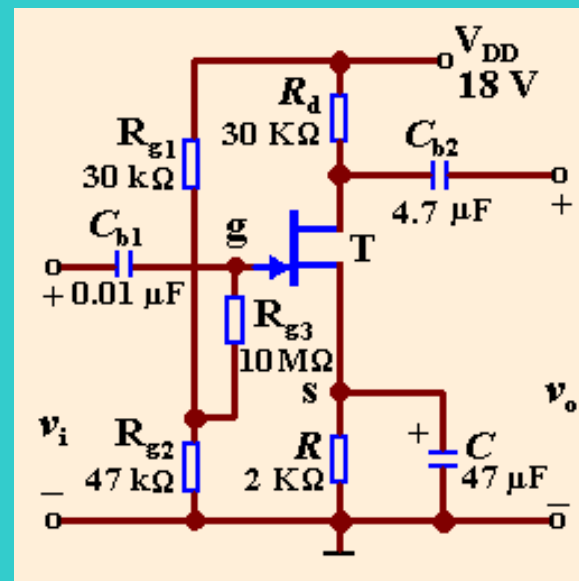
1. 直流偏置电路

(1) 自偏压电路



$$v_{GS} = -i_D R$$

(2) 分压式自偏压电路



$$\begin{aligned} V_{GS} &= V_G - V_S \\ &= \frac{R_{g2}}{R_{g1} + R_{g2}} V_{DD} - I_D R \end{aligned}$$

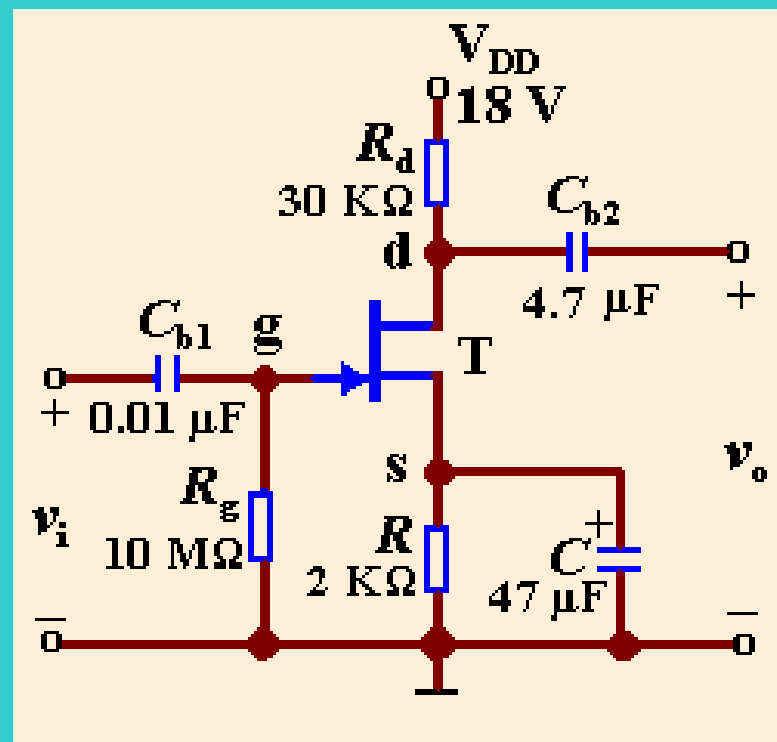
2. 静态工作点

Q点： V_{GS} 、 I_D 、 V_{DS}

已知 V_P , 由

$$\begin{cases} v_{GS} = -i_D R \\ V_{DS} = V_{DD} - I_D (R_d + R) \\ i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{v_{GS}}{V_P}\right)^2 \end{cases}$$

可解出Q点的 V_{GS} 、 I_D 、 V_{DS}

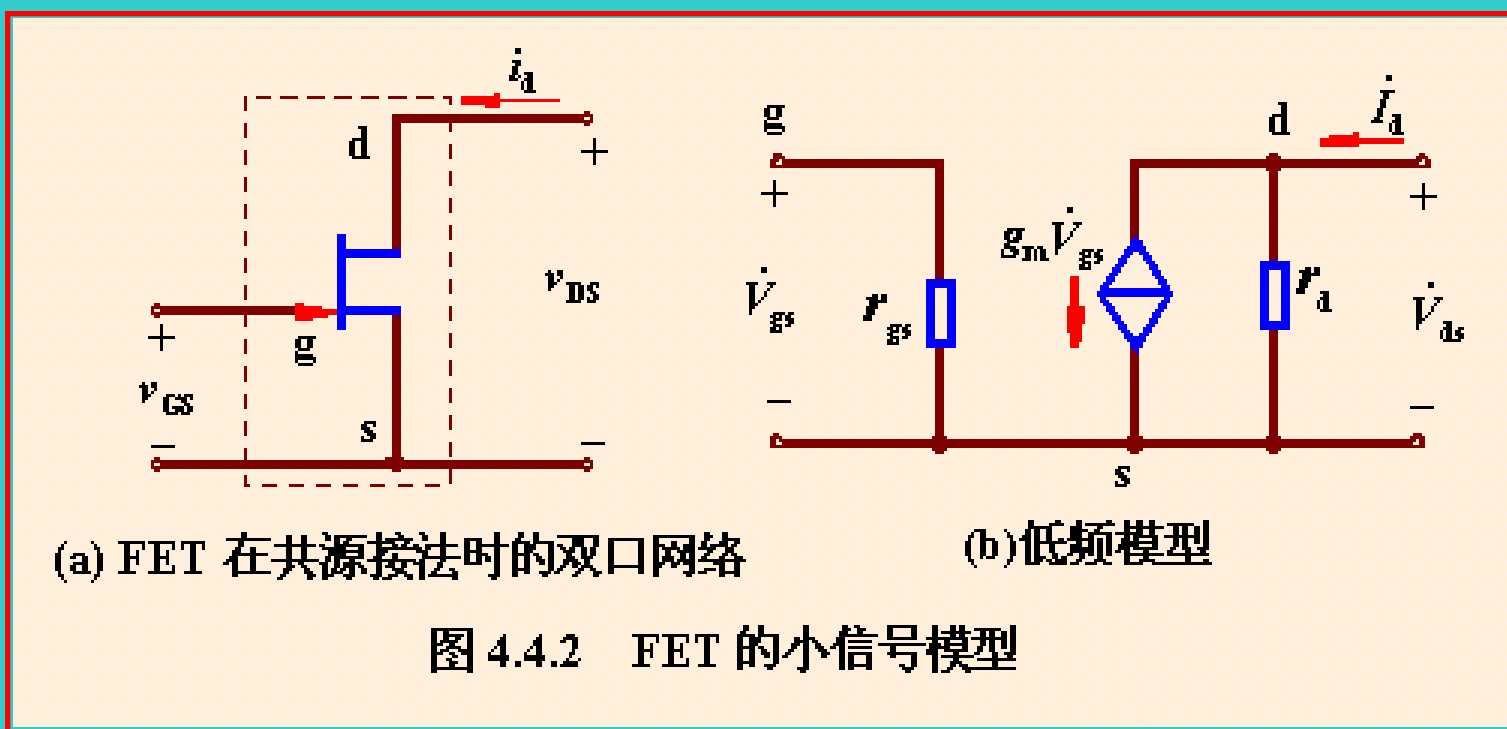


4.4.2 FET放大电路的小信号模型分析法



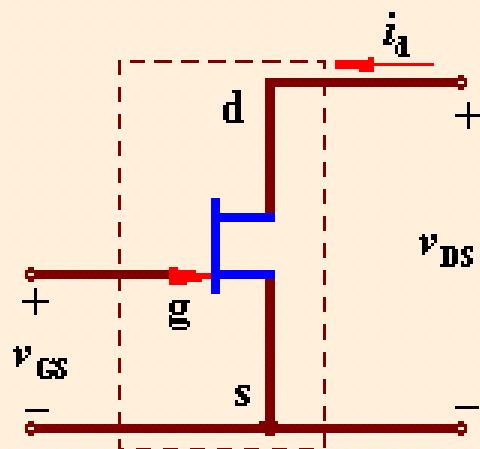
1. FET小信号模型

(1) 低频模型

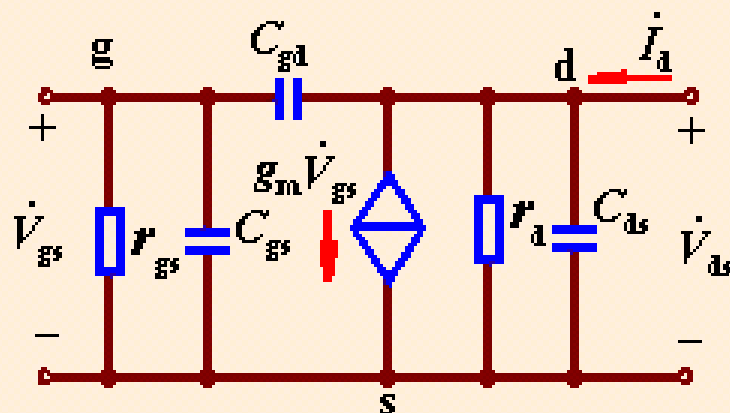




(2) 高频模型



(a) FET 在共源接法时的双口网络



(c) 高频模型

图 4.4.2 FET 的小信号模型



(1) 中频小信号模型

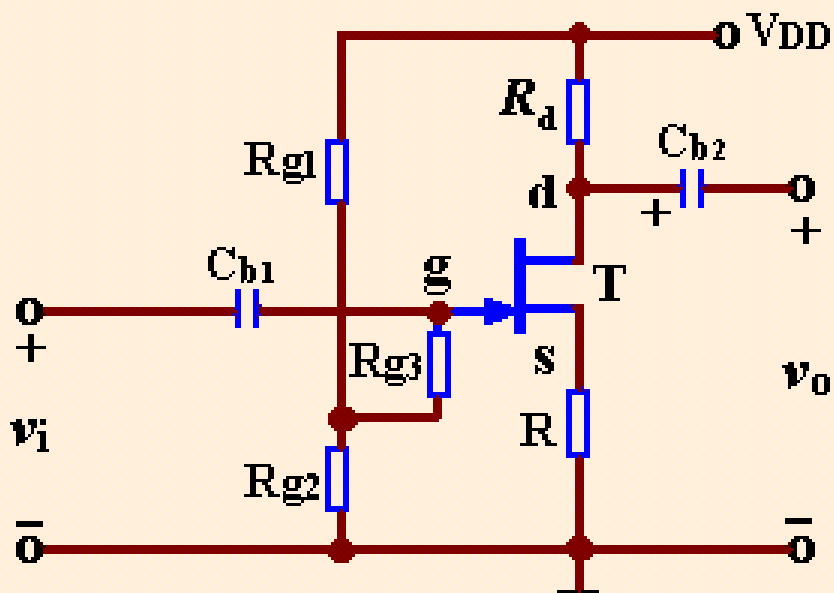


图 4.4.3 共源电路及其小信号等效电路

2. 动态指标分析

(2) 中频电压增益

忽略 r_D 由输入输出回路得

$$\dot{V}_i = \dot{V}_{gs} + g_m \dot{V}_{gs} R = \dot{V}_{gs} (1 + g_m R)$$

$$\dot{V}_o = -g_m \dot{V}_{gs} R_d$$

则
$$\dot{A}_{Vm} = -\frac{g_m R_d}{1 + g_m R}$$

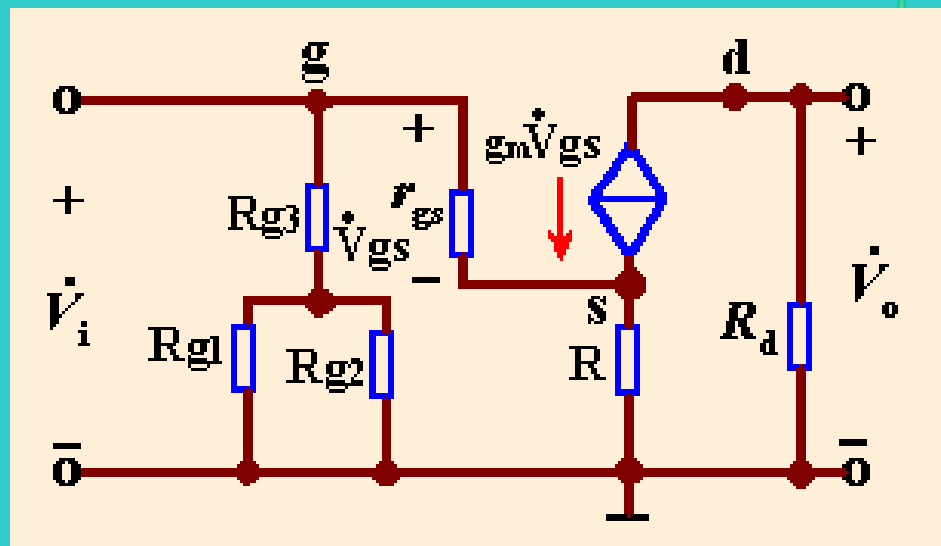
(3) 输入电阻 $R'_i = \frac{\dot{V}_i}{\dot{I}_g} = \frac{\dot{V}_{gs} + (\frac{\dot{V}_{gs}}{r_{gs}} + g_m \dot{V}_{gs}) R}{\frac{\dot{V}_{gs}}{r_{gs}}} = r_{gs} + (1 + r_{gs} g_m) R$

$$R_i = R'_i // [R_{g3} + (R_{g1} // R_{g2})] \quad \text{通常 } r_{gs} + (1 + r_{gs} g_m) R \gg [R_{g3} + (R_{g1} // R_{g2})]$$

则
$$R_i \approx R_{g3} + (R_{g1} // R_{g2})$$

(4) 输出电阻

$$R_o \approx R_d$$



例题

例4.4.2 共漏极放大电路如图所示。试求中频电压增益、输入电阻和输出电阻。

解：(1) 中频小信号模型

(2) 中频电压增益

$$\text{由 } \dot{V}_i = \dot{V}_{gs} + g_m \dot{V}_{gs} (R // R_L) = \dot{V}_{gs} [1 + g_m (R // R_L)]$$

$$\dot{V}_o = g_m \dot{V}_{gs} (R // R_L)$$

得
$$\dot{A}_{Vm} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{g_m (R // R_L)}{1 + g_m (R // R_L)} \approx 1$$

(3) 输入电阻

$$R_i \approx R_{g3} + (R_{g1} // R_{g2})$$

(a) 电路图

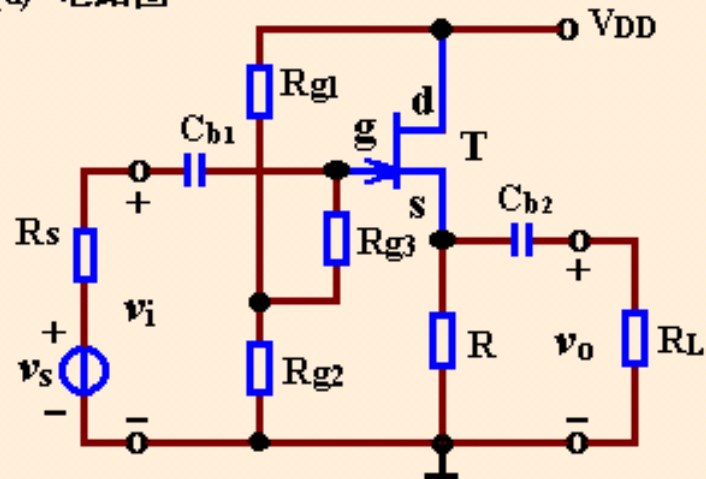


图 4.4.4 共漏极电路及其小信号等效电路

例题

(4) 输出电阻

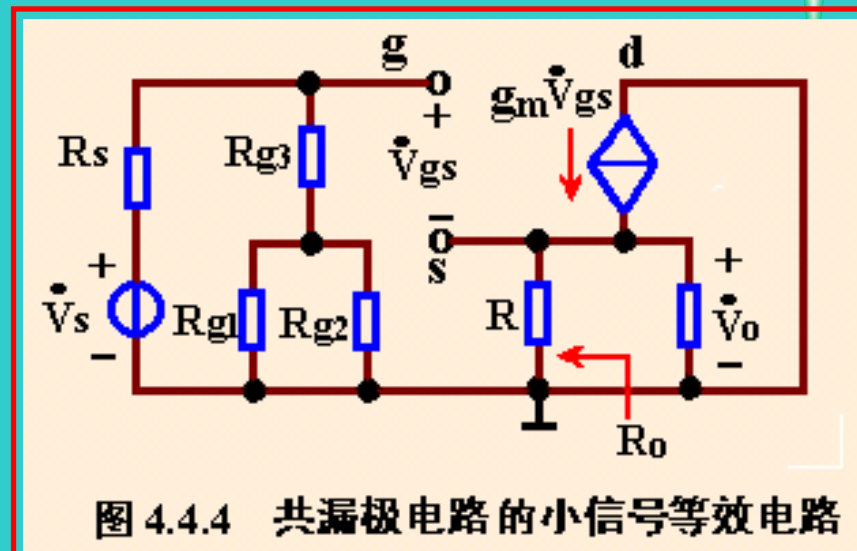
由图有

$$\dot{I}_T = \dot{I}_R - g_m \dot{V}_{gs} = \frac{\dot{V}_T}{R} - g_m \dot{V}_{gs}$$

$$\dot{V}_{gs} = -\dot{V}_T$$

所以

$$R_o = \frac{\dot{V}_T}{\dot{I}_T} = \frac{1}{\frac{1}{R} + g_m} = R // \frac{1}{g_m}$$



3. 三种基本放大电路的性能比较



组态对应关系：	BJT	FET
	CE	CS
	CC	CD
	CB	CG

电压增益：

BJT	FET
CE : $-\frac{\beta \cdot (R_c // R_L)}{r_{be}}$	CS : $-g_m (R_d // R_L)$
CC : $\frac{(1 + \beta) \cdot (R_e // R_L)}{r_{be} + (1 + \beta)(R_e // R_L)}$	CD : $\frac{g_m (R // R_L)}{1 + g_m (R // R_L)}$
CB : $\frac{\beta \cdot (R_c // R_L)}{r_{be}}$	CG : $g_m (R_d // R_L)$

3. 三种基本放大电路的性能比较



输入电阻：

BJT

$$\text{CE : } R_b // r_{be}$$

$$\text{CC : } R_b // [r_{be} + (1 + \beta)(R_e // R_L)]$$

$$\text{CB : } R_e // \frac{r_{be}}{1 + \beta}$$

FET

$$\text{CS : } R_{g3} + (R_{g1} // R_{g2})$$

$$\text{CD : } R_{g3} + (R_{g1} // R_{g2})$$

$$\text{CG : } R // \frac{1}{g_m}$$

输出电阻：

$$\text{CE : } R_c$$

$$\text{CC : } R_e // \frac{(R_s // R_b) + r_{be}}{1 + \beta}$$

$$\text{CB : } R_c$$

$$\text{CS : } R_d$$

$$\text{CD : } R // \frac{1}{g_m}$$

$$\text{CG : } R_d$$

例题

放大电路如图所示。已知 $g_m = 18 \text{ ms}$, $\beta = 100$, $r_{be} = 1 \text{ k}\Omega$, 试求电路的中频增益、输入电阻和输出电阻。

解： 画中频小信号等效电路
根据电路有

$$\dot{V}_i = \dot{V}_{gs} + g_m \dot{V}_{gs} R_2$$

$$g_m \dot{V}_{gs} = \dot{I}_b + \beta \dot{I}_b \approx \beta \dot{I}_b$$

$$\dot{V}_o = -\beta \dot{I}_b R_c$$

则电压增益为

$$\dot{A}_{VM} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = -\frac{g_m R_c}{1 + g_m R_2} = -128.6$$

$$R_i \approx R_g = 5 \text{ M}\Omega$$

$$R_o \approx R_c = 20 \text{ k}\Omega$$

由于 $R_g \gg R_s$ 则

$$\dot{A}_{VSM} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_s} = \frac{\dot{V}_i}{\dot{V}_s} \cdot \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{R_i}{R_s + R_i} \cdot \dot{A}_{VM} \approx \dot{A}_{VM} = -128.6 \quad \{\text{end}\}$$

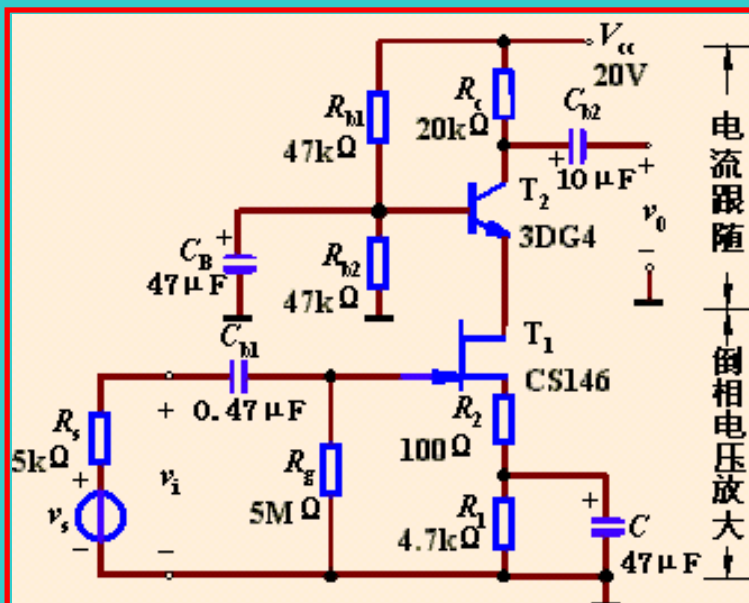


图 4.5.1 例 4.5.1 电路

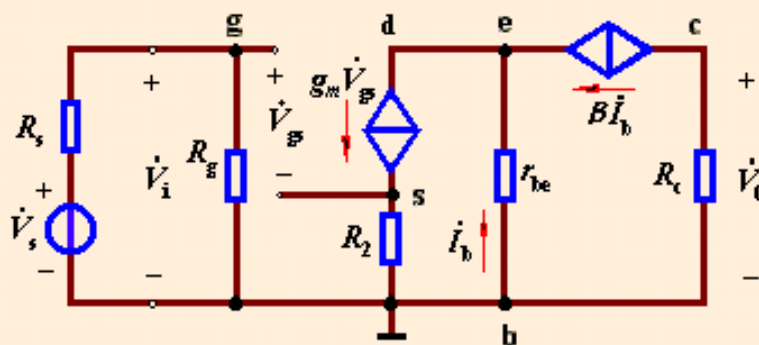


图 4.5.2 图 4.5.1 的中频小信号等效电路



5 功率放大电路



5.1 功率放大电路的一般问题

5.2 乙类互补对称功率放大电路

5.3 甲乙类互补对称功率放大电路

- ◆ 甲乙类双电源互补对称电路
- ◆ 甲乙类单电源互补对称电路

5.1 功率放大电路的一般问题



1. 功率放大电路的主要特点

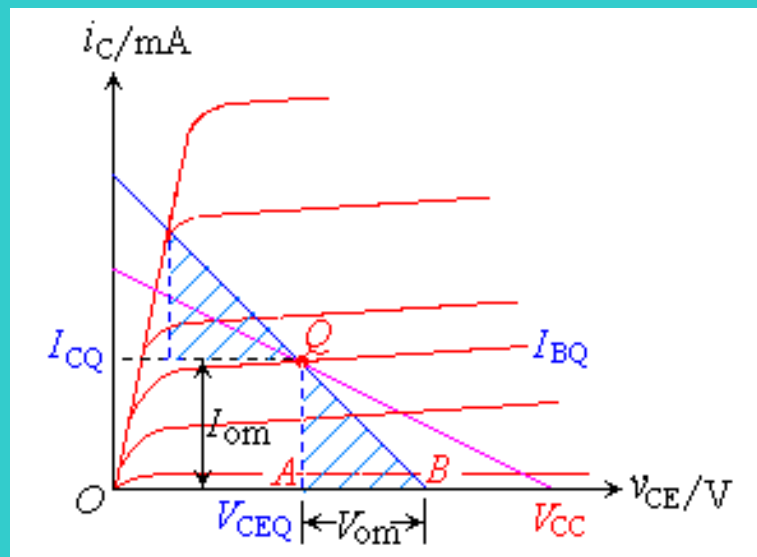
功率放大电路是一种以输出较大功率为目的的放大电路。

允许轻微非线性波形失真。

输出功率

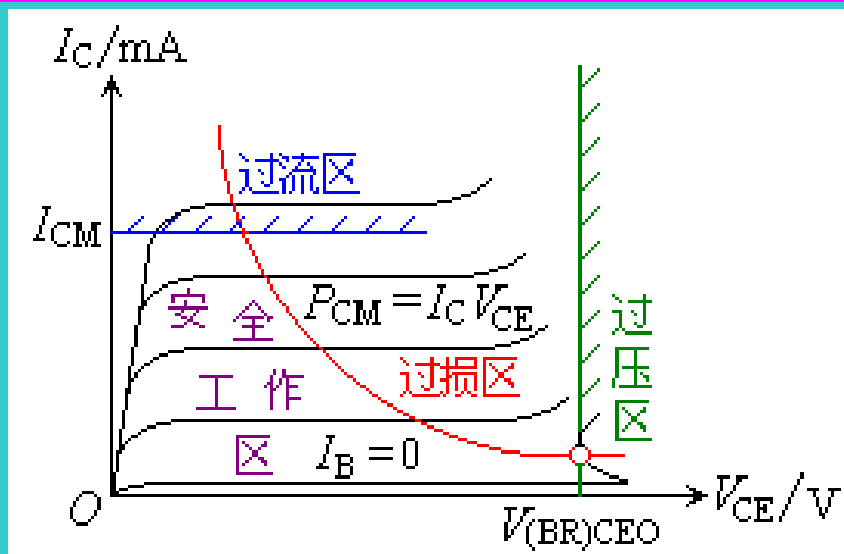
$$P_o = \frac{V_{om}}{\sqrt{2}} \times \frac{I_{om}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2} V_{om} I_{om}$$

要想 P_o 大，必须使 V_{om} 和 I_{om} 都要大。



ΔABQ 功率三角形

5.1 功率放大电路的一般问题

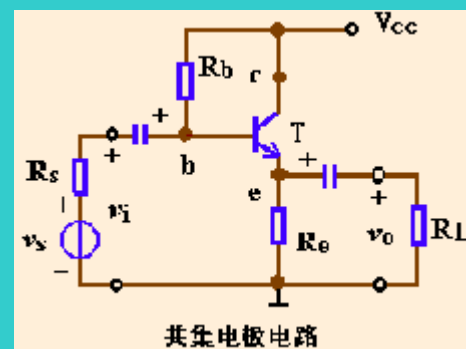


为了进一步提高输出电压和电流，

管子工作在接近极限状态。

一般直接驱动负载，

带负载能力要强。



5.1 功率放大电路的一般问题



2. 要解决的问题

➡ 提高输出功率

➡ 提高效率

$$\eta = \frac{\text{输出功率}}{\text{直流电源提供的直流功率}} = \frac{P_o}{P_V}$$

➡ 减小失真

➡ 管子的保护

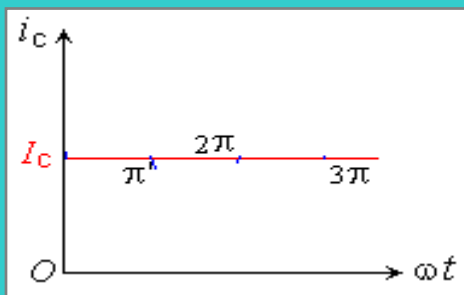
5.1 功率放大电路的一般问题



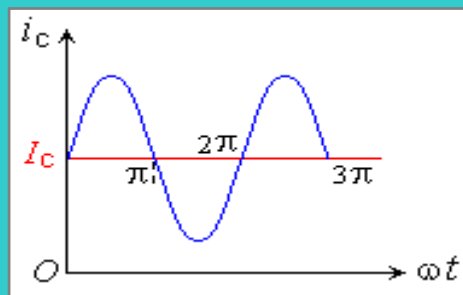
3. 提高效率的途径

$$\eta = \frac{\text{输出功率}}{\text{直流电源提供的直流功率}} = \frac{P_o}{P_V} = \frac{P_o}{P_o + P_T}$$

$$P_V (\text{直流电源功率}) = P_o (\text{交流功率}) + P_T (\text{直流功耗})$$



$$v_i = 0$$



$$v_i = V_0 \sin t$$

👉 降低静态功耗，即减小静态电流。

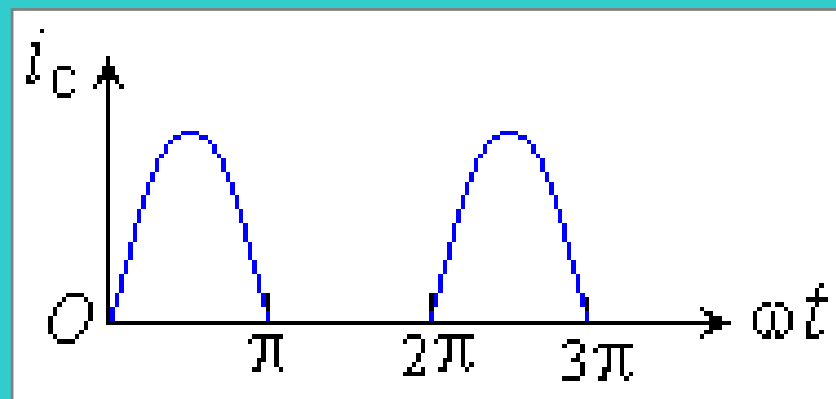
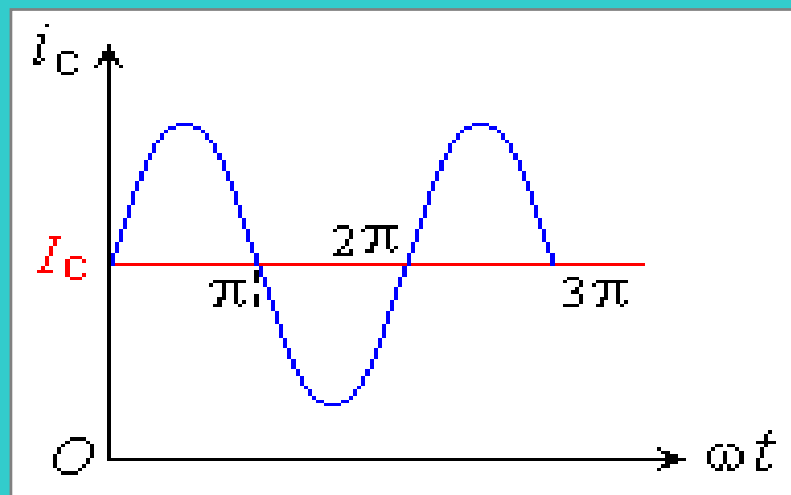
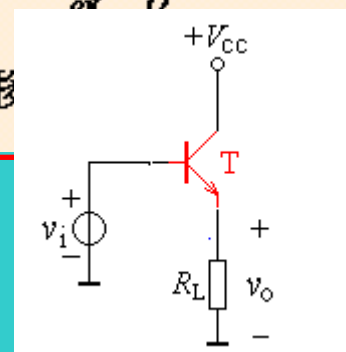
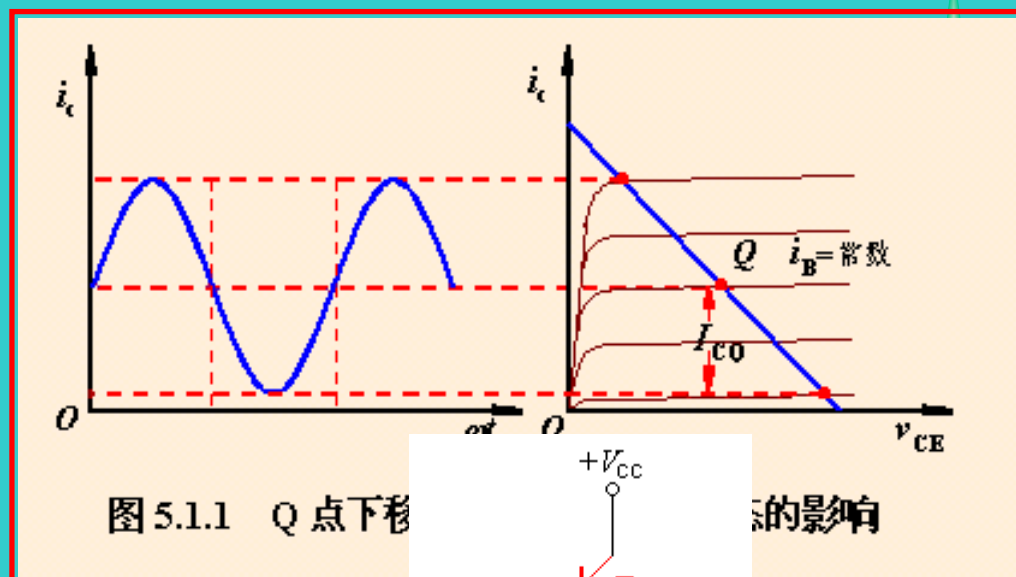
4. 三种工作状态

三极管根据正弦信号整个周期内的导通情况，可分为几个工作状态：

甲类：一个周期内均导通

甲乙类：导通角大于 180°

乙类：导通角等于 180°

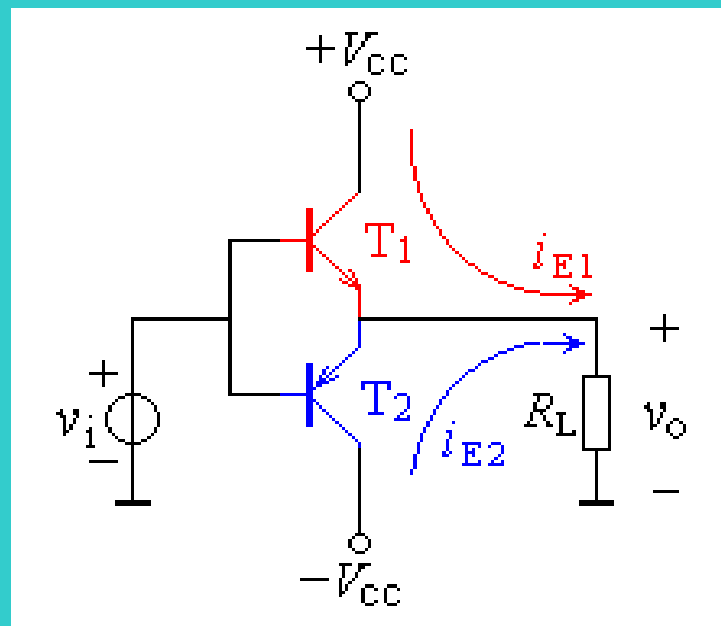


5.2 乙类双电源互补对称功率放大电路



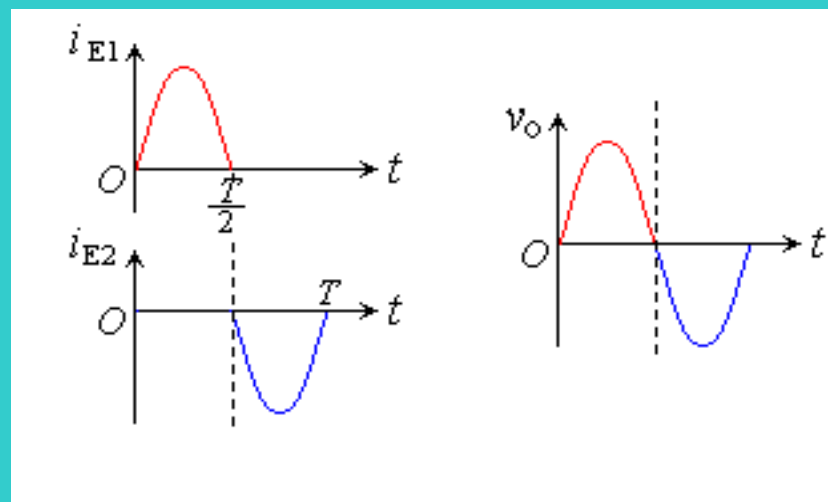
1. 电路组成

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



2. 工作原理

两个三极管在信号一个正、负半周轮流导通，使负载得到一个完整的波形。



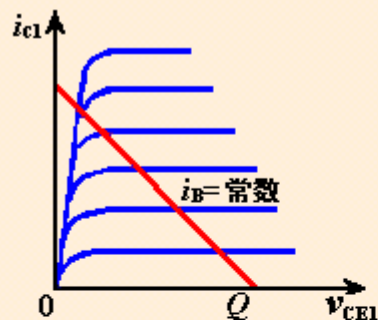
3. 分析计算

(1) 输出功率 P_o

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

最大输出功率 P_{omax}

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



(a)

图 5.2.2 $V_{CC1}=V_{CC2}=V_{CC}$ 时互补对称电路图解分析

(a) 5.2.1a 电路 v_i 为正半周时 T_1 管工作情况

(b) 互补对称电路工作情况



3. 分析计算

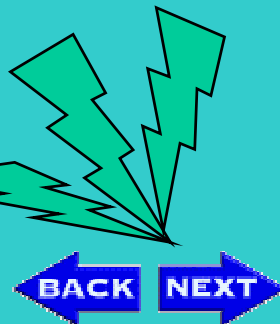
(2) 电源供给的功率 P_V

$$\begin{aligned} P_V &= 2 \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi V_{CC} i_C d(\omega t) \\ &= 2 \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi V_{CC} \frac{v_o}{R_L} d(\omega t) \\ &= \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \frac{V_{CC} V_{om}}{R_L} \sin \omega t d(\omega t) \\ &= \frac{2}{R_L} \frac{V_{CC} V_{om}}{\pi} \end{aligned}$$

(3) 效率 η

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

$$\text{当 } V_{om} \approx V_{CC} \text{ 时, } \eta = \frac{\pi}{4} \approx 78.5\%$$





3. 分析计算

(3) 管耗 P_T

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

两管管耗 $P_T = P_{T1} + P_{T2}$

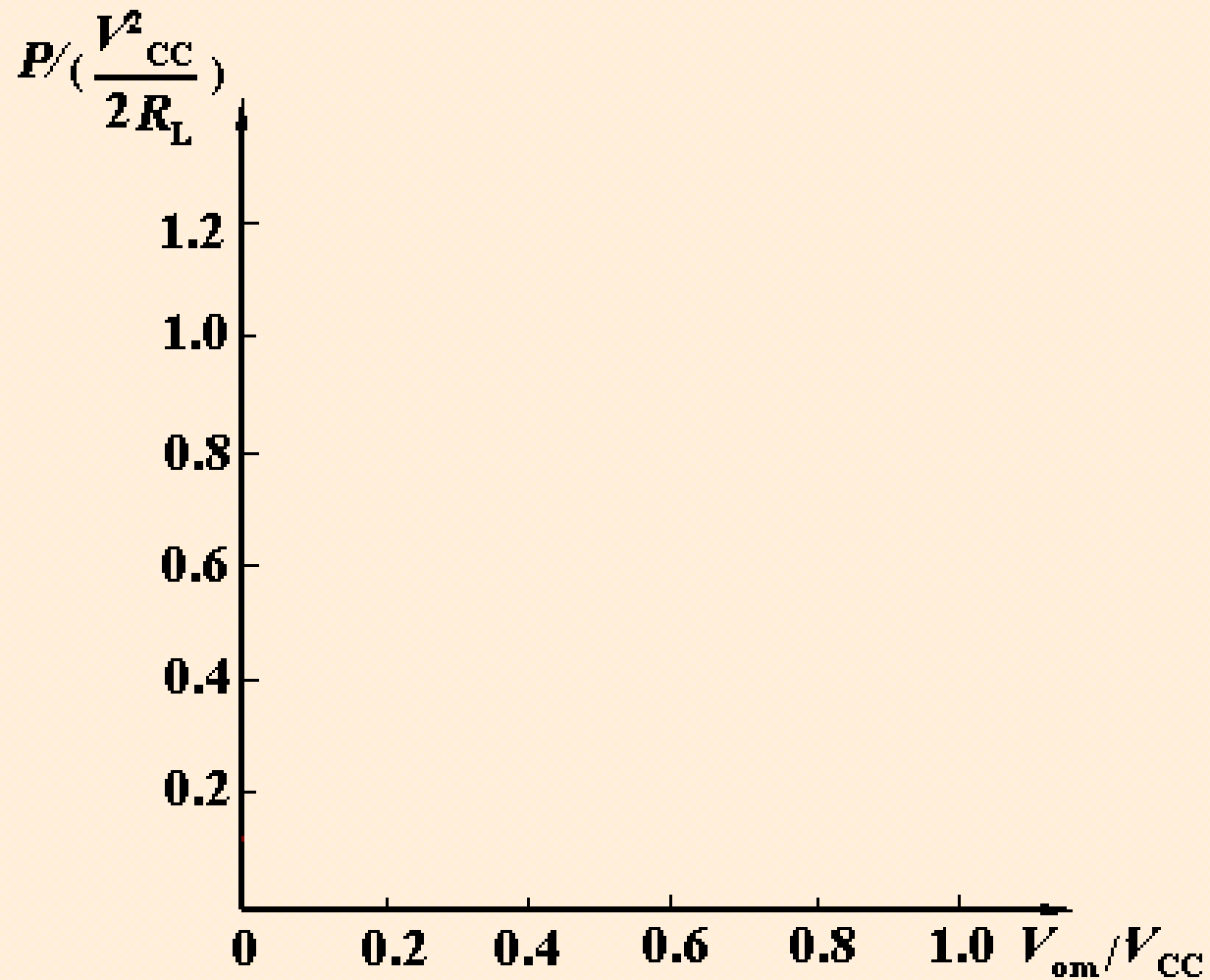
$$P_{T1} = P_{T2} = \frac{1}{R_L} \left(\frac{V_{CC} V_{om}}{\pi} - \frac{V_{om}^2}{4} \right)$$

最大管耗与最大输出功率的关系

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

选管依据之一

4. 功率与输出幅度的关系



5. 选管依据

(1) 集电极功耗 P_{CM}

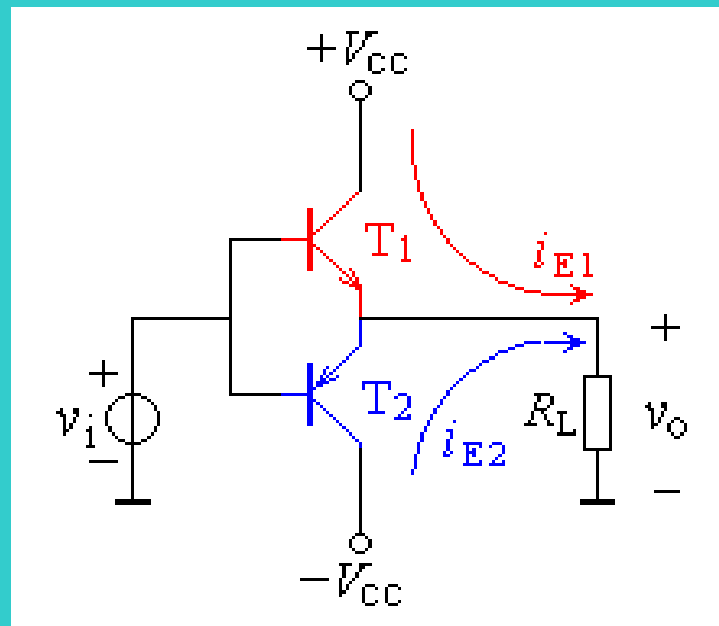
$$P_{CM} \geq P_{T1m} \approx 0.2P_{om}$$

(2) 集电极电流 I_{CM}

$$I_{CM} \geq \frac{V_{CC}}{R_L}$$

(3) 集电极电压 $V_{(BR)CEO}$

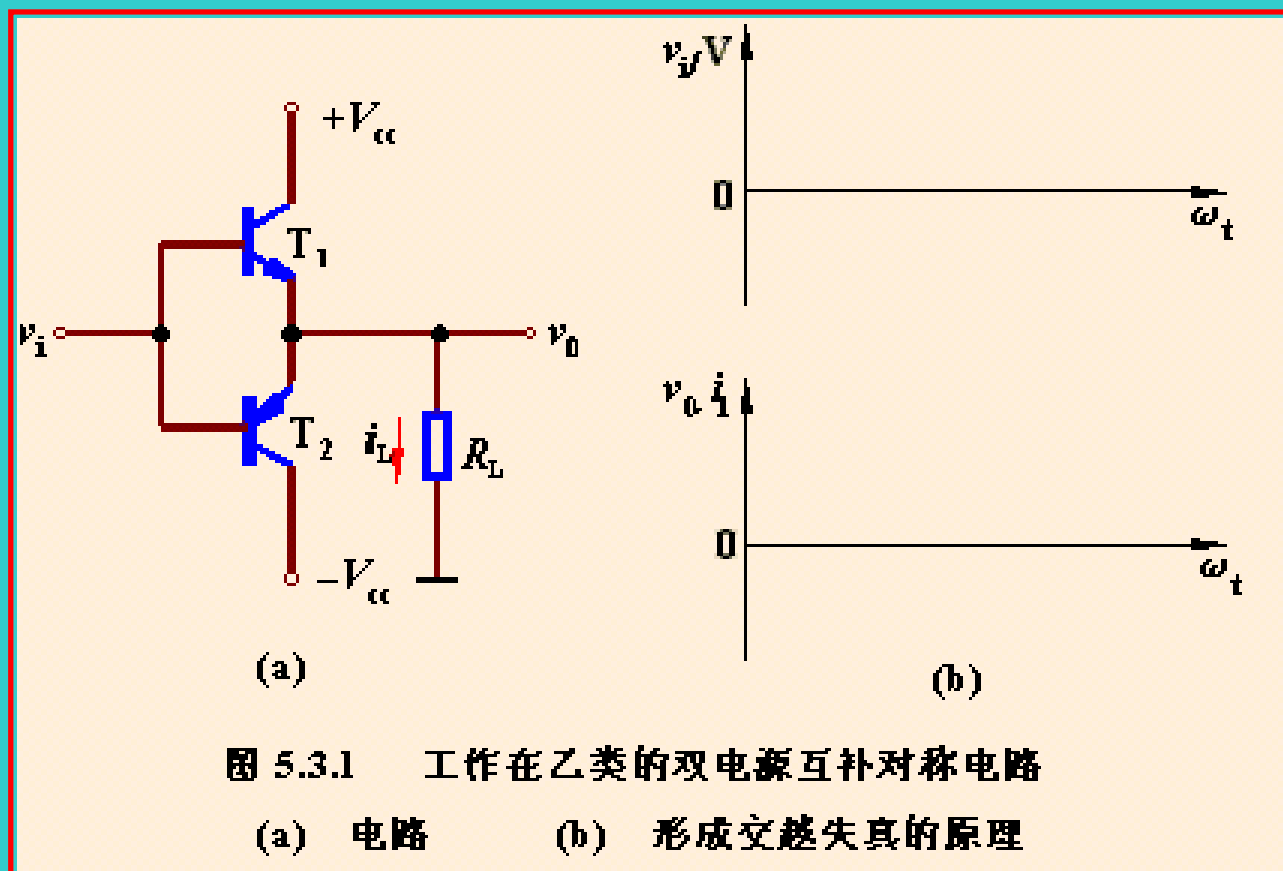
$$V_{(BR)CEO} \geq 2V_{CC}$$



5.3 甲乙类互补对称功率放大电路



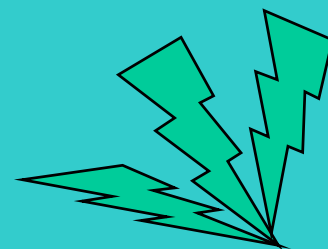
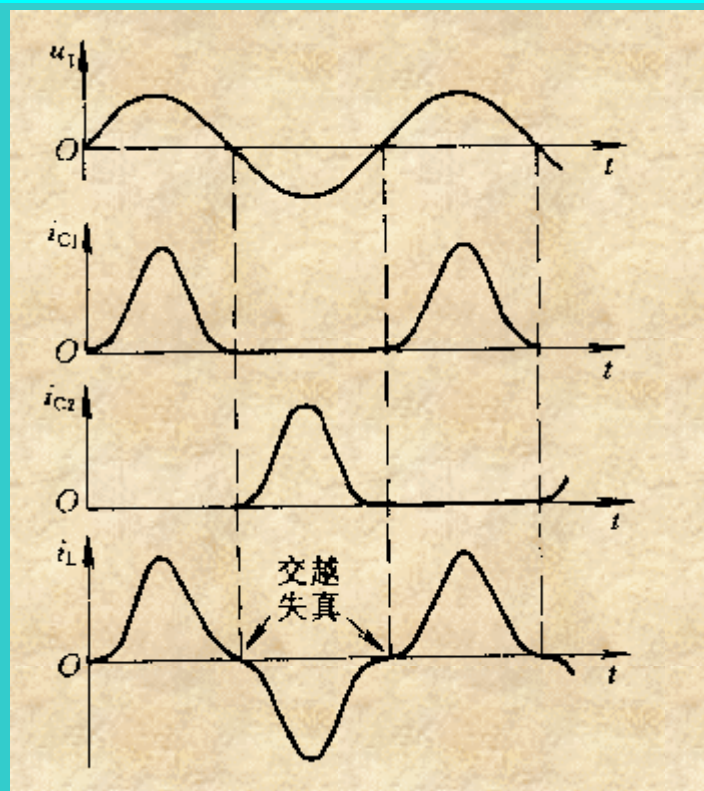
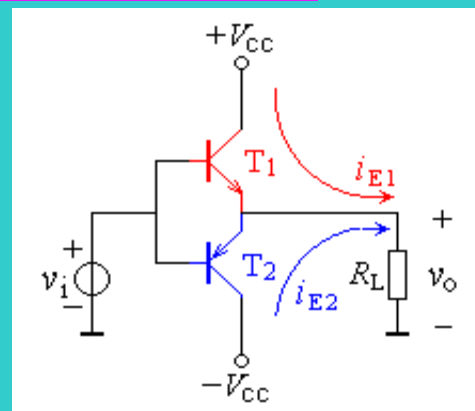
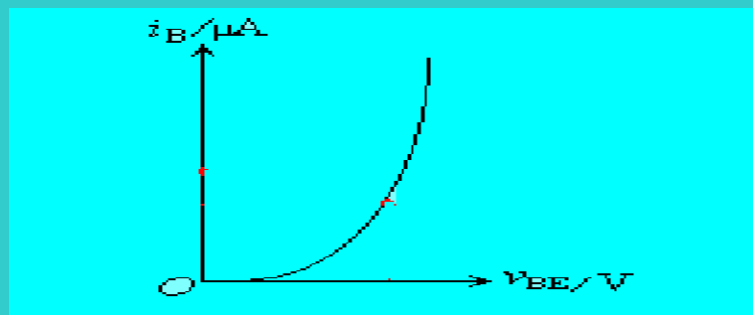
乙类互补对称电路存在的问题



5.3 甲乙类互补对称功率放大电路



交跃失真的实际波形



5.3 设 T_3 已有合适的静态工作点 电源互补对称电路

1. 静态偏置

可克服交越失真

2. 动态工作情况

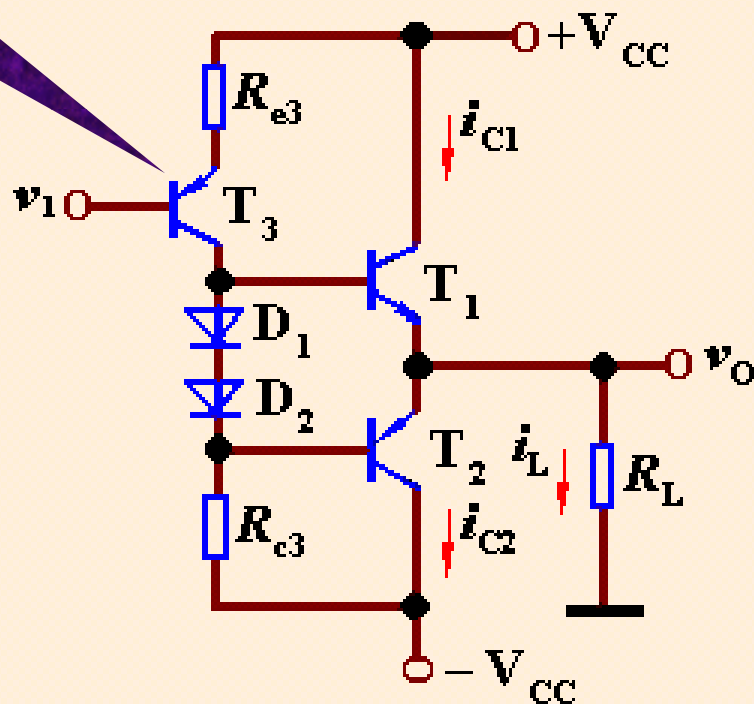
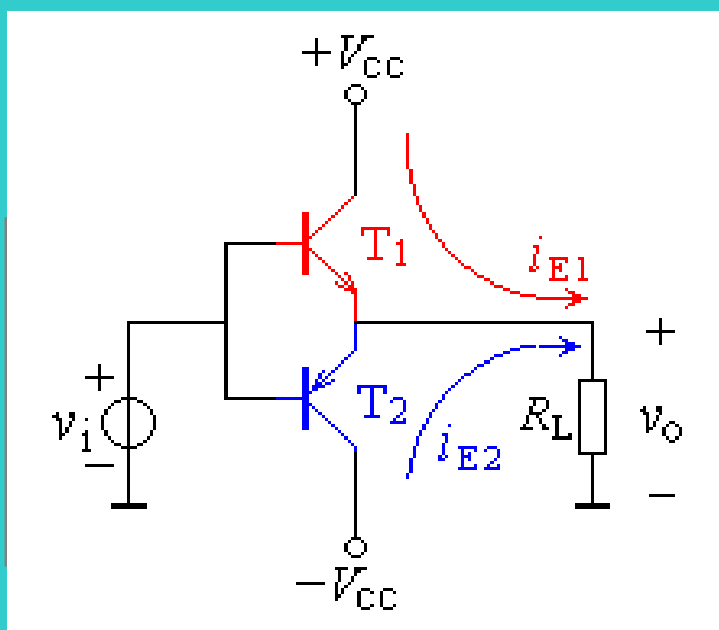


图 5.3.2 利用二极管进行偏置的互补对称电路

5.3.1 甲乙类双电源互补对称电路

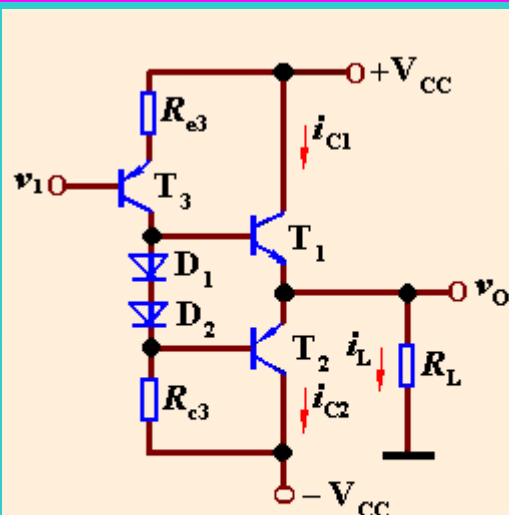
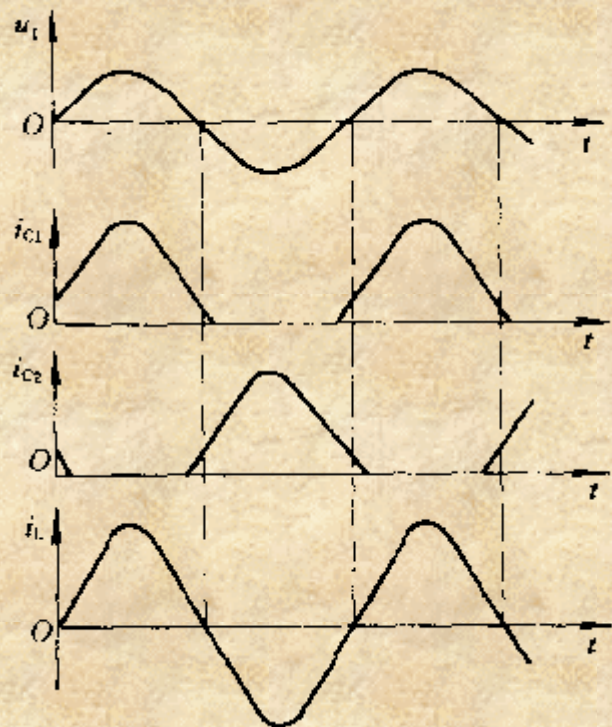


图 5.3.2 利用二极管进行偏置的互补对称电路



当加上正弦输入电压 v_i 时，在正半周， i_{c1} 逐渐增大， i_{c2} 逐渐减小，然后 T_2 管截止。在负半周则相反， i_{c2} 逐渐增大， i_{c1} 逐渐减小，最后 T_1 管截止。

可见，两管轮流导电的交替过程比较平滑，最终得到的 i_L 和 v_o 的波形更接近于理想的正弦波，从而减小交越失真。

5.3.1 甲乙类双电源互补对称电路



$$V_{CE} \approx \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot V_{BE}$$

V_{BE} 可认为是定值

R_1 、 R_2 不变时， V_{CE} 也是定值，可看作是一个直流电源

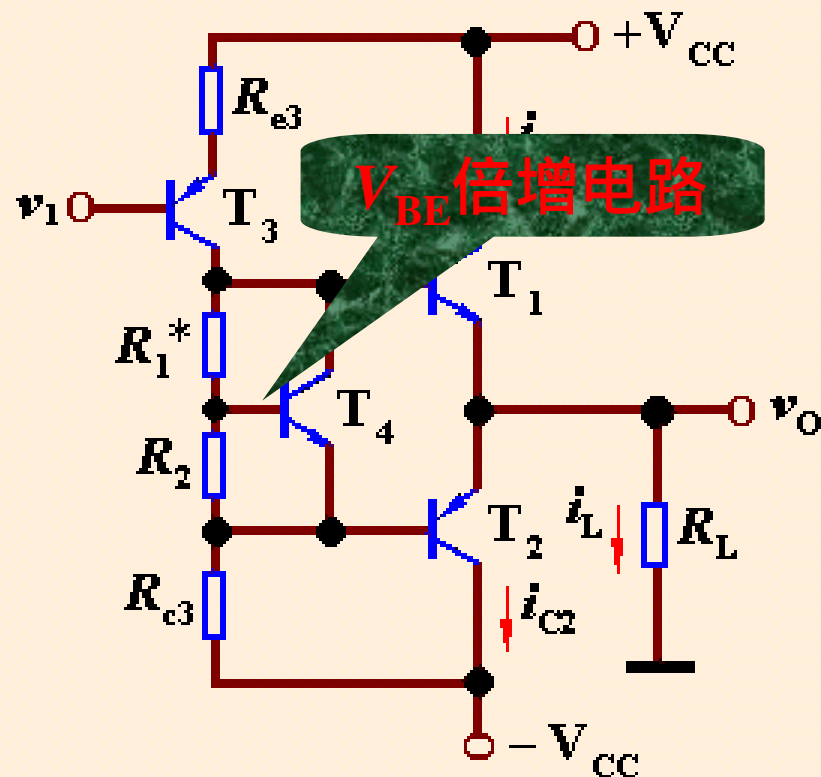


图 5.3.3 利用 v_{BE} 扩大电路进行偏置的互补对称电路

5.3.2 甲乙类单电源互补对称电路



1. 静态偏置

调整 R_1 、 R_2 阻值的大小，可使

$$V_K = \frac{1}{2}V_{CC}$$

此时电容上电压

$$V_C = \frac{1}{2}V_{CC}$$

2. 动态工作情况

此电路存在的问题：
K点电位受到限制

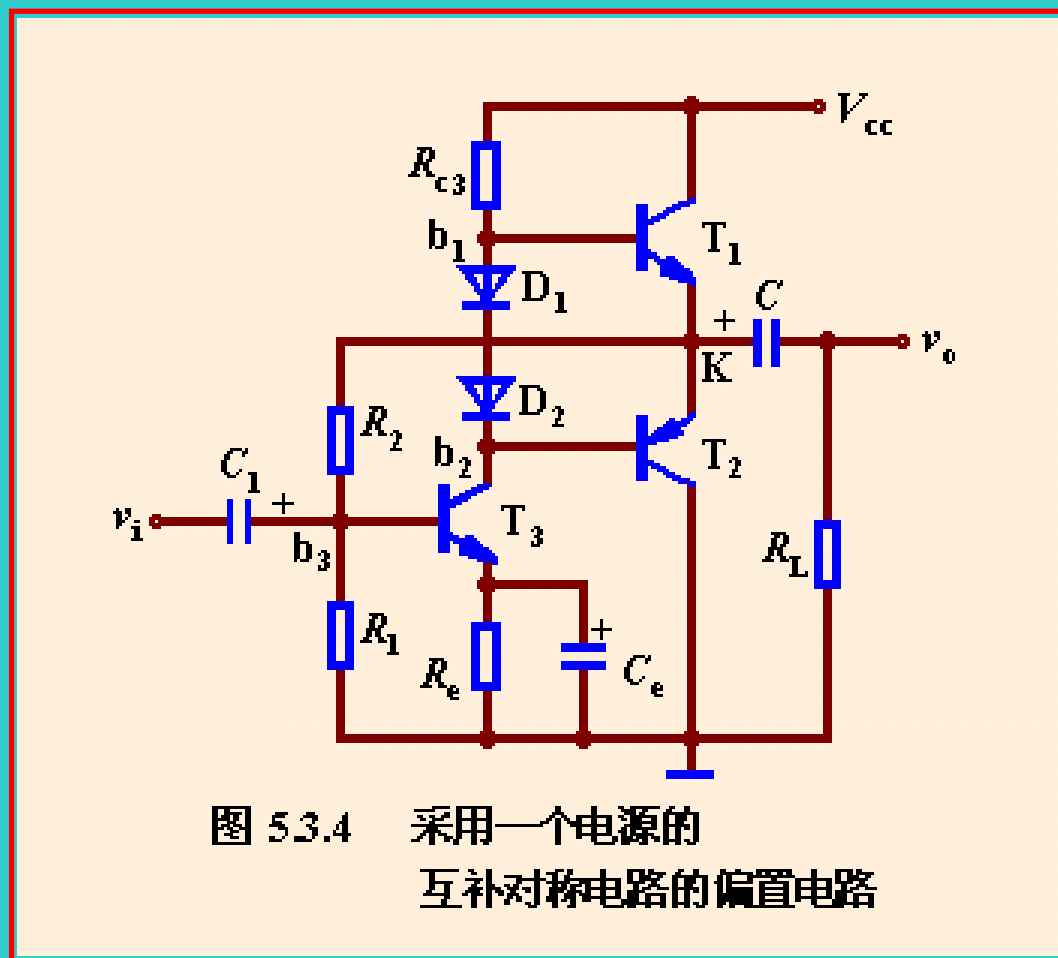


图 5.3.4 采用一个电源的
互补对称电路的偏置电路

$$V_{B1} = V_{CC} - V_{CES} + V_{BE} > V_{CC}$$



3. 带自举电路的单电源功放

自举电路

静态时

$$V_K = \frac{1}{2} V_{CC}$$

C_3 充电后，
其两端有一固定
电压 V_{C3}

动态时

C_3 充当一个电源

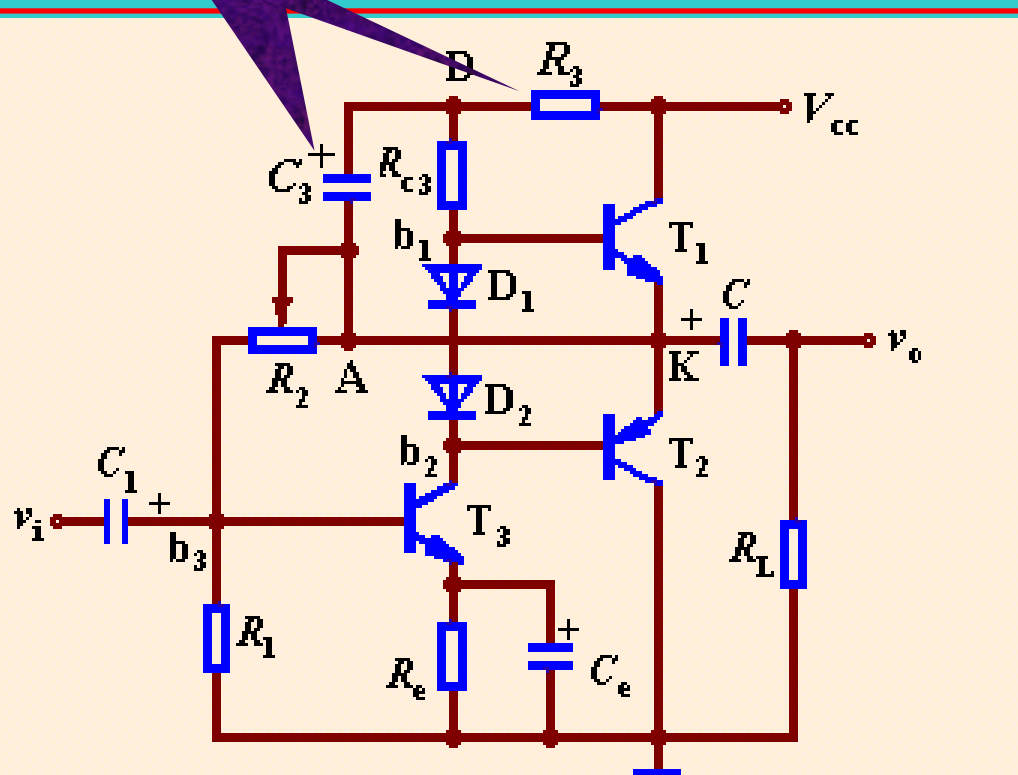


图 5.3.5 带自举的单电源
互补对称电路

$$v_D = v_K + V_{C3} = v_K + (I_{C3} R_{C3} + V_{BE}) = V_{CC} - V_{CES} + (I_{C3} R_{C3} + V_{BE}) > V_{CC}$$