

第一章 半导体二极管和三极管

1-1 半导体物理基础知识

半导体材料 元素半导体：硅、锗等

化合物半导体：砷化镓等

用以掺杂或制作其它化合物半导体的材料：硼、磷、铟、锑等

特点：它们都是三~五价元素构成，目前最常用的是四价元素硅，锗次之。

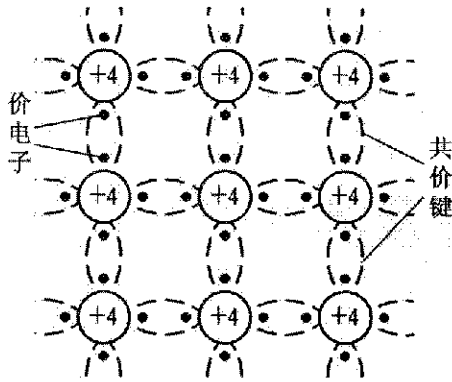


图 1-2 单晶硅和锗的共价键结构示意图

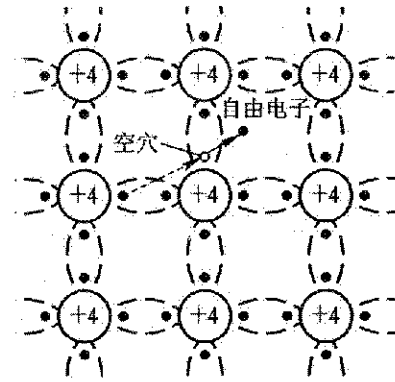


图 1-3 本征激发产生电子和空穴

1-1-1 本征半导体——无杂质（纯净）和无晶格缺陷的半导体晶体

- 硅和锗都是四价元素，最能表现其理化特性的是其原子最外层轨道的四个价电子。在本征半导体晶体中，原子有序排列构成空间点阵（晶格），外层电子为相邻原子共有，形成共价键，在绝对零度（ -273.15°C ）时，所有价电子都被束缚在共价键内，此时半导体不能导电。如图 1-2 所示。
- 本征半导体受外界能量（热、光、电等）激发，价电子接受能量挣脱共价键的束缚而成为自由电子，同时在共价键内留下一个空位，称为空穴，这个过程称本征激发。如图 1-3 所示。
- 在外电场的作用下，由于本征激发而产生的电子-空穴对，电子向逆电场方向移动，邻近的键内电子过来填补该电子留下的空穴（复合）好象该空穴在作相反（顺电场）方向的运动，这个过程称本征导电。在常温下，由于本征激发而产生的电子-空穴对数量有限，所以本征导电的能力是有限的。

1-1-2 杂质半导体——在本征半导体中有选择地掺入少量其它元素（杂质），

形成杂质半导体。会使其导电性能发生显著变化。

- N 型半导体——在本征硅（锗）中掺入少量五价元素（磷、砷、锑等），由于五价元素其原子的外层轨道上有 5 个电子，在与邻近四价元素的原子构成共价键时多出（施舍）了一个电子，称之为施主电子。在 N 型半导体中，本征激发仍旧进行，但电子浓度大于空穴浓度。电子是多数称多数载流子（多子），空穴为少数载流子（少子）
- P 型半导体——在本征硅（锗）中掺入少量三价元素（硼、铝、镓等），情况正好相反，在形成共价键时不少杂质原子第四个键上会留下一个空穴，很小

的能量激发会使邻近键内电子转移过来填补（复合）这个空穴，该杂质原子能接受价电子，称受主原子。

在 P 型半导体中空穴浓度大于电子浓度，故多子为空穴，少子为电子。

要指出的是由于每个原子本身是电中性的，所以无论是本征半导体还是杂质半导体对外都是电中性的。

1-1-3 半导体中的电流

- 漂移电流——需外加电场，利用电场力。

在外电场作用下，二种载流子：电子和空穴分别逆电场和顺电场作漂移运动，形成漂移电流： $I = I_n + I_p$ ，正比于载流电子浓度、电场强度和迁移速度。

- 扩散电流——毋需外电场，当然有外电场时，扩散会加速，只要存在浓度差（梯度），利用扩散力。

任何物质都有从高浓度向低浓度扩散的倾向。半导体中也不例外，只要电子（空穴）的浓度分布不均匀，就会形成扩散电流。

1-2 PN 结特性和二极管电路

1-2-1 PN 结的形成

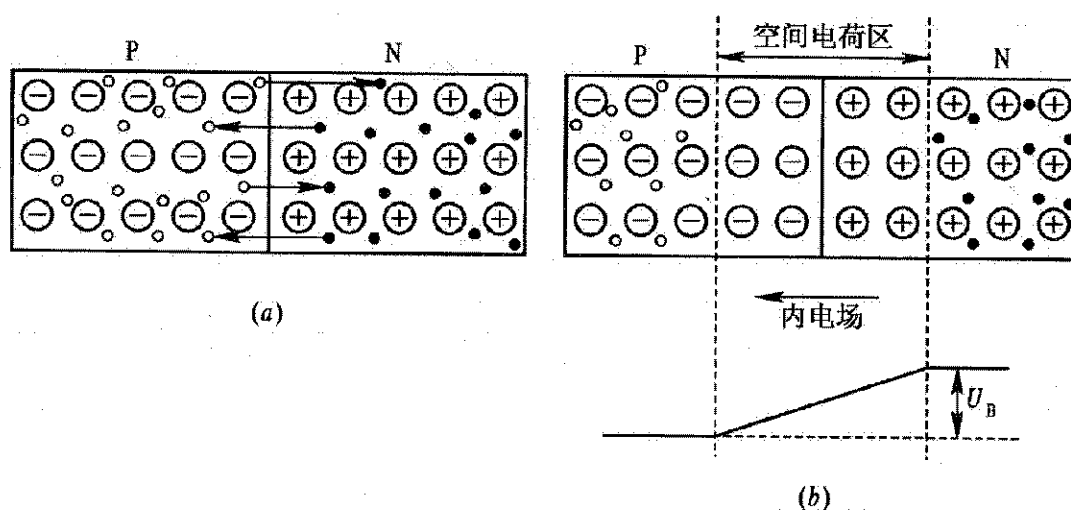


图 1-7 PN 结的形成

(a) 空穴和电子的扩散；(b) 平衡时的 PN 结

将 P 型和 N 型半导体结合在一起，由于 P 区空穴多，N 区电子多，界面处存在空穴和电子的浓度差，扩散现象产生了。电子、空穴复合的结果，使 P 区留下了不能移动的受主负离子，N 区留下了不能移动的施主正离子。在界面两侧会形成由等量正负离子形成的空间电荷区，从而产生了内建电位差，形成了由 N 区指向 P 区的内电场。该电场有二个作用，阻止多子的扩散和引起少子的漂移。少子漂移的结果会使空间电荷区的正负离子成对减少，电荷区缩小，内电场减弱。这又引起扩散运动上升，使内电场加强。这种对立的运动趋向，最后因浓度差产生的扩散力为电场力抵消使扩散和漂移运动达到动态平衡。平衡时空电荷区的宽度一定，内电场电位差 U_B 也就一定。

空间电荷区没有载流子称耗尽区，该区存在着内建电场，对扩散有阻挡作用，像壁垒一样，又称阻挡区或势垒区。

实际中，如果P区和N区的掺杂浓度相同，则耗尽区相对界面对称，称为对称结，见图1-7(b)。如果一边掺杂浓度大（重掺杂），一边掺杂浓度小（轻掺杂），则称为不对称结，用 P^+N 或 PN^+ 表示（+号表示重掺杂区）。如图1-8所示。

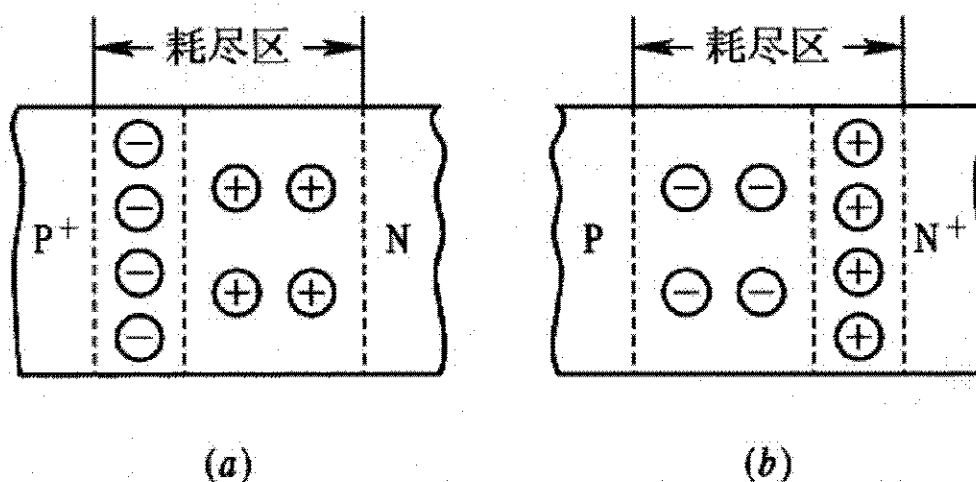


图 1-8 不对称 PN 结
(a) P^+N 结；(b) PN^+ 结

1-2-2 PN 结特性

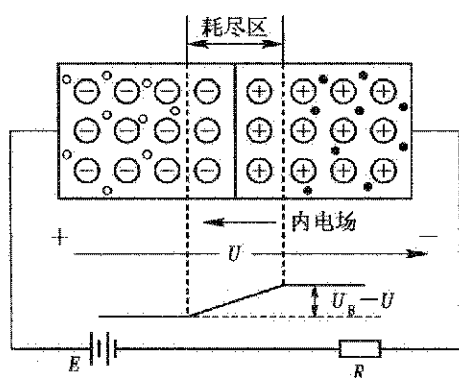


图 1-9 正向偏置的 PN 结

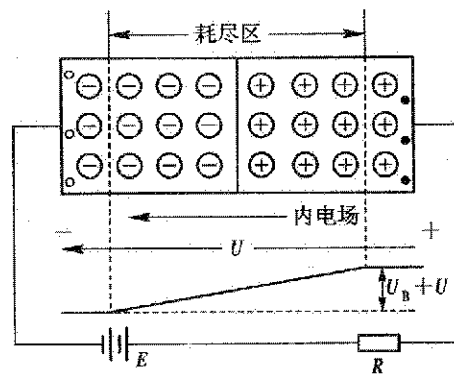


图 1-10 反向偏置的 PN 结

- 正向特性——使P区电位高于N区的接法称加正向电压或正向偏置。由于耗尽区没有载流子存在，称为高阻区、外电场绝大部分降在耗尽区。正偏时外电场与内电场方向相反，内电场削弱，变为 $U_E - U$ ，有利于多子的扩散。多子源源不断地扩散到对方通过回路形成正向电流。由于 U_E 本来就很小（零点几伏）所以不大的正向电压也会引起很大的电流（静态），不大的正向电压变化也会引起正向电流的较大变化（动态）。如图1-9。

- 反向特性——使 P 区电位低于 N 区的接法称反向偏置, 这时外电场与内电场方向一致, 外电场的作用是将多子推离耗尽区使更多的正负离子显露出来, 耗尽区变宽, 内电场增强为 $U_B + U$, 结果阻止多子扩散, 有利于少子漂移, 超过界面的少子通过回路形成反向电流。由于少子浓度很低和耗尽区边界处的少子不多, 所以反向电流很小, 而且当反向电压增加时, 使耗尽区扩展, 边界处少子数量并无多大变化, 所以反向电流基本不随外电压变化。如图 1-10。

综上所述, PN 结具有单向导电的特性

PN 结的电流方程

理论分析证明, 流过 PN 结的电流 i 与所加电压的关系为

$$i = I_S (e^{qu/kT} - 1) = I_S (e^{u/U_T} - 1) = I_S \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n!} \left(\frac{u}{U_T}\right)^n$$

I_S ——反向饱和电流, 决定于 PN 结的材料, 制造工艺、温度等

$U_T = kT/q$ ——温度的电压当量或热电压, 当 $T = 300K$ 时, $U_T = 26mV$

K ——波耳兹曼常数, T ——绝对温度 q ——电子电荷

u ——外加电压, u 为反向时, 且 $|u| > 0.1V$, $i \approx -I_S$ 。

1-2-3 PN 结的击穿

反向电压超过 U_{BR} 时, 反向电流激增称为 PN 结的反向击穿。有二种现象:

- 雪崩击穿——轻掺杂

轻掺杂的 PN 结中耗尽区较宽, 外加反向电压时, 少子通过耗尽区被加速, 动能加大, 动能正比于反向电压。获得动能的少子与区内中性原子中价电子相撞, 会撞出共价键产生新的电子、空穴对, 新的电子、空穴被电场加速后, 再撞出新的电子、空穴对, 连锁反应的结果, 使反向电流雪崩式增加。

- 齐纳击穿——重掺杂

在重掺杂 PN 结中耗尽区很窄, 在不大的反向电压时, 耗尽区内便形成强电场, 当反向电压逐步增大, 电场强到一定时足以将耗尽区内中性原子的价电子拉出共价键, 产生大量电子、空穴对, 使反向电流激增。

一般而言, 对硅材料的 PN 结 $U_{BR} > 7V$ 时为雪崩击穿,

$U_{BR} < 5V$ 时为齐纳击穿。 U_{BR} 在 $5 \sim 7V$ 之间, 二种击穿

都有,

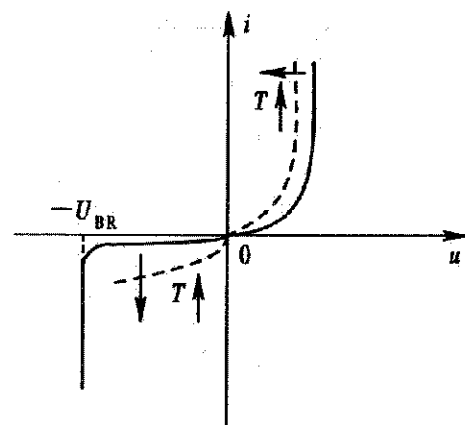


图 1-11 PN 结的伏安特性

只要限制击穿时的电流, 使流过的 PN 结的电流与其二端的电压之积不超过其允许功耗时 PN 结不会损坏, 而超过其功耗时, 结温会急剧上升, 烧毁 PN 结,

称热击穿。PN 结就损坏了。

1-2-4 PN 结电容

- 势垒电容 C_T （反偏应用）——在导电性良好的 P 区和 N 区之间夹着一层高阻区。当外加电压增加时多子推向耗尽区使正负离子减少，反之增加；这相当于电容中存贮电荷的减少或增加。或相当于一个电容的效应。耗尽区（势垒区）这种电荷量随反偏电压变化而变化的电容效应，称势垒电容，其值与外加电压的关系

$$C_T = \frac{dQ}{du} \cong C_{T0} \left/ \left[1 - \frac{u}{U_B} \right]^n \right.$$

C_{T0} ——零偏置时的电容值， u ——偏置电压

U_B ——内建电位差， n ——变容指数，决定于 PN 结制造工艺

- 扩散电容 C_D （正偏应用）外加电压为零时，PN 结处于平衡状态。加正偏电压时，平衡打破，电子（非平衡少子），由于不能立即与空穴复合而在边界处积累，然后边向 P 区扩散边与空穴复合，经过一段距离 L_n 才能完全复合，在 L_n 内形成了浓度的梯度。P 区的

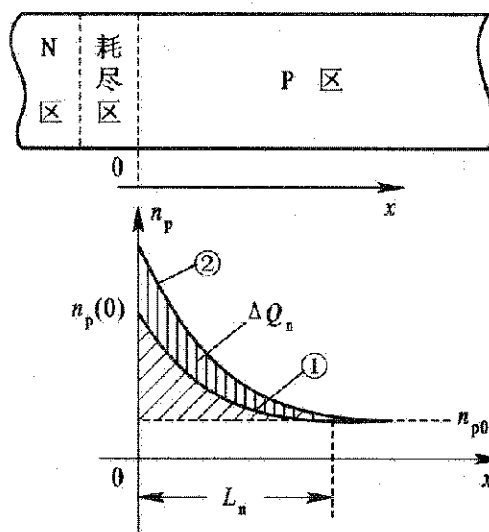


图 1-12 P 区少子浓度分布曲线

空穴在扩散过程中也有类似情况。当正偏电压增加时，扩散到 P (N) 区的电子（空穴）增加在 L_n (L_p) 段的梯度变化变大，二梯度分布

的差值相当于扩散区内的存贮电荷增加，P 区增加 ΔQ_n ，N 区增加 ΔQ_p 。

这种外加电压变化引起扩散区内存贮电荷变化的特性，就是电容效应，称为扩散电容。当外加电压变化量为 Δu 时

$$C_D = \frac{\Delta Q}{\Delta u} = \frac{\Delta Q_n}{\Delta u} + \frac{\Delta Q_p}{\Delta u}$$

对 PN^+ 结，N 区电子浓度高，空穴很快复合掉，浓度梯度随 Δu 变化小，所以

$Q_p/\Delta u$ 项可以忽略。同理，对于 P^+N 结， $Q_n/\Delta u$ 项可忽略。

C_T, C_D 与外电压有关，是非线性电容。

PN 结电容 $C_j = C_T + C_D$ 正偏以 C_D 为主，反之， C_T 为主

应用：参量放大，调频电路，调谐滤波器等。

1-2-5 PN 结温度特性

PN 结有敏感的温度特性，保持正向电流不变，温度升高 1°C ，结电压降低 $2 \sim 2.5\text{mV}$

$$\Delta u / \Delta T = -(2 \sim 2.5)\text{mV}/^\circ\text{C}$$

反向电流 I_S 每增加 10°C ，翻一番。如 T_1 时为 I_{S1} ， T_2 时为 I_{S2} ，则

$$I_{S2} \approx I_{S1} 2^{(T_2 - T_1)/10}$$

当温度升高到一定程度，本征激发产生的少子浓度可能超过掺杂浓度，杂质半导体与本征半导体无异，PN 结特性消失，为使 PN 结特性存在，结温有一定限制，硅 PN 结限制在 $150 \sim 200^\circ\text{C}$ 内，锗 PN 结在 $75 \sim 100^\circ\text{C}$ 内。

1-3 半导体二极管

实际二极管，由于存在引线的接触电阻，P 区和 N 区体电阻，表面漏电流等，其伏安特性与 PN 结的伏安特性略有差异。

1-3-1 二极管特性曲线

正向：当电压加到 $U_{D(on)}$ 以上，才有明显正向电流。 $U_{D(on)}$ 称死区（导通）电压。

室温下，硅管 $U_{D(on)} \approx 0.5\text{V}$ ，锗管约 0.1V ，正向电流小时，按指数律变化，电流大时体电阻和接触电阻起作用，成线性关系。

反向：电流很小，硅管小于 $0.1\mu\text{A}$ ，锗管小于几十 μA 。击穿与温度特性同 PN 结。

1-3-2 二极管的主要参数

- （静态）直流电阻 $R_D = \left. \frac{U_D}{I_D} \right|_Q$

$$\text{正向 } R_D \propto \frac{1}{I_D}, \text{ 反向 } R_D \propto U_{DR}$$

Q ——二极管的工作点。

U_D ——二极管二端电压，反偏时符号为 U_{DR} 。

I_D ——流过二极管电流。

● （动态）交流电阻

$$r_D = \left. \frac{du}{di} \right|_Q$$

是其工作点 Q 上切线斜率之倒数

$$\text{因为 } i = I_S \left[e^{\frac{qu}{kT}} - 1 \right] \approx I_S e^{\frac{u}{U_T}}$$

$$r_D = \left. \frac{du}{di} \right|_Q \approx \frac{U_T}{I_S e^{\frac{u}{U_T}}} \bigg|_Q \approx \frac{U_T}{I_{DQ}}$$

$$\text{当 } T = 300K \text{ 时, } r_D \approx \frac{26mV}{I_{DQ}}$$

1.0

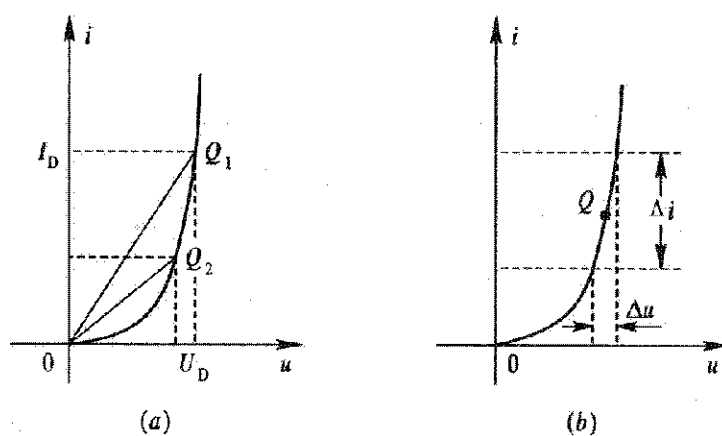


图 1-15 二极管电阻的几何意义

(a) 直流电阻 R_D ; (b) 交流电阻 r_D

- 最大整流电流 I_F ——允许流过的最大正向平均电流，应用时不能超过此值。
- 最大反向工作电压 U_{RM} ——允许加的最大反向电压，超过此值，容易反向击穿。应用时取 U_{RM} 的一半。
- 反向电流 I_R ——二极管反向击穿前的电流，此值越小越好， I_R 与温度有关，

第二章 双极型晶体管及其放大电路

由三层杂质半导体构成的器件，参与导电的有两种极性的载流子（电子、空穴）故称为双极型，由于有三个电极故又称三极管，晶体三极管，统称晶体管。

2—1 双极型晶体管的构成和特点

制造材料：可以是锗，硅，砷化镓等

特点： (a)发射区相对基区重掺杂；
(b)基区很薄（零点几 μ 到几 μm ；
高频管比低频管薄）；
(c)集电结的面积大于发射结面积
线性应用时条件：发射结正偏，
集电结反偏。

提问：二个背靠背二极管效果一样吗？

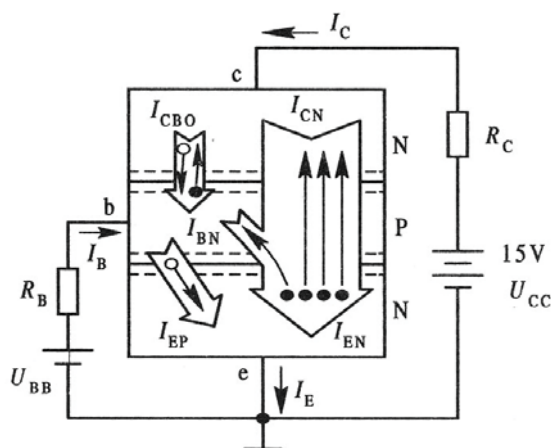


图 2—2 晶体管内部载流子的运动和各级电流

2-1-1 晶体管中载流子的传输过程（以 NPN 管为例）

- 发射区向基区注入电子

发射结正偏，结两侧多子（发射区电子，基区空穴）的扩散运动占优势，电子源源从发射区进入基区，形成电流 I_{EN} ，空穴则相反运动形成 I_{EP} 。由于发射区相对基区是重掺杂，电子浓度远大于空穴， $I_{EP} \ll I_{EN}$ ，所以 I_{EP} 忽略，发射极电流 $I_E \approx I_{EN}$ ，方向与电子流相反。

- 电子在基区边扩散边复合

注入基区的电子，成为非平衡少数，在 e 结处浓度高， c 结处浓度低。在基区形成了浓度梯度。由于浓度差的存在会继续向 c 结扩散，扩散过程中部分电子与基区空穴复合而失去。由于基区很薄，空穴浓度又低，故复合的电子数极少，大部分都扩散到 c 结边沿，基区中与电子复合的空穴由基极电源提供，形成复合电流 I_{BN} ，是基极电流的 I_B 的主要部分。

- 扩散到集电结的电子被集电区收集

由于集电结反偏，在结内形成了强电场，使扩散到 c 结边缘的电子在该电场的作用下漂移到集电区，形成该区的收集电流 I_{CN} ，这是构成集电极电流 I_C 的主要部分。另一方面集电区和基区的少数（空穴，电子）在该电场的作用下，漂移到对方形成集电结反向饱和电流 I_{CBO} ，并流过集电极和基极支路，构成 I_C ， I_B 的另一部分（次要）电流。

由此可见，在晶体管中，薄的基区将 e 结和 c 结紧密联系在一起，把 e 结的正

向电流，几乎全部传输到反偏的 c 结回路，这是晶体管放大功能能实现的关键。

2-1-2 电流分配关系

三极管三个极上的电流与内部载流子传输形成的电流之关系为：

$$I_E \approx I_{EN} = I_{BN} + I_{CN} = (1 + \bar{\beta})I_B + (1 + \bar{\beta})I_{CBO}$$

$$I_B = I_{BN} - I_{CBO} = I_E - I_C$$

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

它反映了非平衡少子在基区扩散与复合的比例关系，这关系主要由基区的宽度、掺杂浓度决定。管子作好后就基本确定了其中 $\bar{\beta}$ 为共 e 极直流电流放大系数定义为：

$$\bar{\beta} = \frac{I_{CN}}{I_{BN}} = \frac{I_C - I_{CBO}}{I_B + I_{CBO}}$$

含义为基区每复合一个电子就有 $\bar{\beta}$ 个电子扩散到集电极去，一般 $\bar{\beta}$ 在（20，200）之间。

而 $I_{CEO} = (1 + \bar{\beta})I_{CBO}$ 称穿透电流。当 I_{CBO} 很小时，可忽略，这时

$$I_C \approx \bar{\beta}I_B$$

$$I_E \approx (1 + \bar{\beta})I_B$$

为反映扩散到集电区的电流 I_{CN} 和发射区注入基区电流 I_{EN} 之关系,定义共基极直流电流放大系数 $\bar{\alpha}$ ：

$$\bar{\alpha} = \frac{I_{CN}}{I_{EN}} = \frac{I_C - I_{CBO}}{I_E} < 1$$

不难求得 $I_C = \bar{\alpha}I_E + I_{CBO} \approx \bar{\alpha}I_E$

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

$$I_E = I_C + I_B$$

由于 $\bar{\beta}$ 、 $\bar{\alpha}$ 都反映了管中基区扩散与复合的关系，必有内在联系：

由定义可得： $\bar{\beta} = \frac{\bar{\alpha}}{1 - \bar{\alpha}}$ ， $\bar{\alpha} = \frac{\bar{\beta}}{1 + \bar{\beta}}$ 当 $\bar{\beta}$ （20，200）， $\bar{\alpha}$ （0.95 ~ .0995）

2—2 晶体管的特性曲线及参数

晶体管的三种组态——晶体管有三个电极，应用时一个作输入端，一个作输出端，另一个作为输入、输出的公共端，实际应用中可构成三种基本接法。

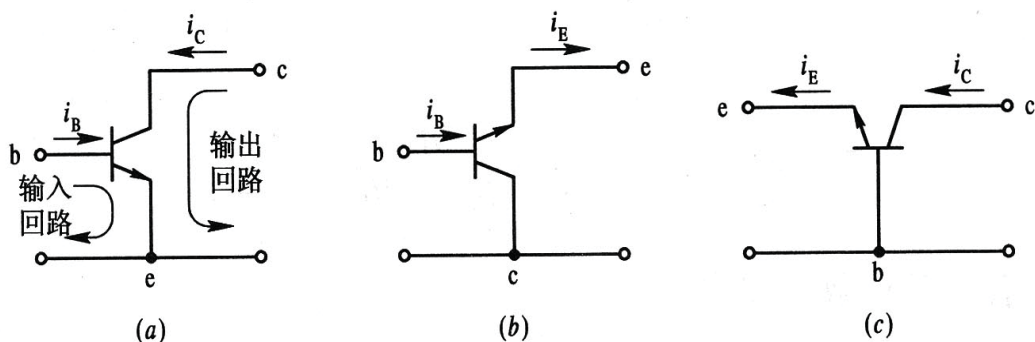


图 2-3 晶体管的三种基本接法

(a) 共发射极；(b) 共集电极；(c) 共基极

晶体管的特性曲线反映了各极电流和极间电压关系，对于了解管子性能及晶体管电路的分析都是有用的。

2-2-1 共射极特性

● 共射极输出特性

共射极特性曲线测量电路如图 2-4 所示。共射极输出特性曲线是以 i_B 为参量时， i_C 与 u_{CE} 的关系曲线

$$i_C = f(u_{CE})|_{i_B = C}$$

可把输出特性划分为三个区域：

1、放大区——发射结正偏，集电结反偏的工作区

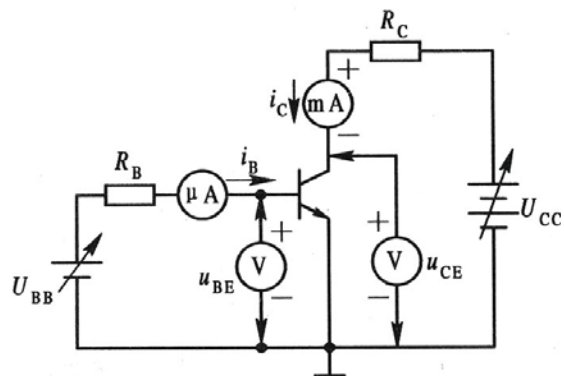
特点：① i_B 对 i_C 有很强的控制作用，反映在共射极交流放大系数 β 上，定义

$$\beta = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \right|_{u_{CE} = C}$$

② u_{CE} 变化对 i_C 影响很小，绝对没有影响时 i_B 线//X 轴, 表现为恒流特性, i_B 一定时, $u_{CE} \uparrow$, i_C 略有增大。 $u_{CE} \uparrow$, c 结展宽, 基区变窄, 复合减小, 即 $i_B \downarrow$, 现在保持 i_B 一定, 故 i_C 略大。基区调宽效应。

2、饱和区——发射结和集电结都正偏。当 $u_{CE} = u_{BE}$ (c 结零偏) 时称为临界饱和, 对应轨迹为临界饱和线。

特点: $u_{CE} < u_{BE}$ (c 结正偏) 管子进入饱和区。c 结正偏不利收集电子, 基极



2-4 共发射极特性曲线测量电路

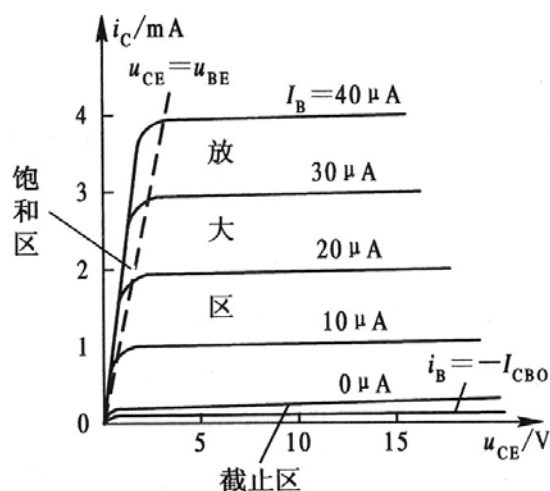


图 2-5 共射输出特性曲线

复合电流上升, i_C 下降。当 i_C = 恒值时, 只能使 i_C 向下弯曲。

当 u_{CE} = 恒值时, 随着 i_B 上升, i_C 变化小。因此在饱和区 i_C 不受 i_B 控制, 表现不同 i_B 时的曲线在饱和区汇集。饱和区降 $u_{CE(sat)}$, 小功率管为 0.3V。

3、截止区——发射结和集电结均处于反偏。

定义 $i_B \leq -I_{CBO}$ 为截止区, 如图 2-5 所示。当 $i_B = -I_{CBO}$ 时, 则 $i_C = I_{CBO}$, 表示 $i_E = 0$ (相当于 e 极开路) 时, c 结的反向饱和电流。

为何不定义 $i_B = 0$ 时为截止区? 因为当 $i_B = 0$, $i_C = I_{CBO}(1 + \bar{\beta}) = I_{CEO}$, 表示 e 结仍有正向受控作用。

但对小功率管 I_{CEO} 很小, I_{CBO} 更小。 $i_B < 0$ 的曲线基本与 X 轴重合。

对大功率管 I_{CEO} 很大, 应强调 $i_B \leq -I_{CBO}$ 为截止条件。

● 共射极输入特性曲线——以 u_{CE} 为参量, i_B 与 u_{BE} 的关系

$$i_B = f(u_{BE}) \Big|_{u_{CE}=C}$$

特点: 类似二极管特性, 但并非是 e 结特性, 因为 e 结与 c 结是相关的。即受 u_{CE} 控制的。

1、当 $u_{CE} \geq 1V$ 时, 管子工作在放大区,

当 $u_{BE} < U_{BE(on)}$ 时, $i_B \approx 0$,

当 $u_{BE} > U_{BE(on)}$ 时, i_B 先按指数律上升, 后线性上升, (体电阻和接触电阻起作用),

当 u_{CE} 上升时, 基区宽度变窄, i_B 略小 (复合少), 曲线略右移。右移量很小, 曲线重叠。

2、当 $u_{CE} = 0$ 时, 晶体管等效于二个并联二极管, 当 $u_{BE} > U_{BE(on)}$ 时, i_B 上升, 曲线左移。

3、当 $0 < u_{CE} \leq 1V$, 随着 u_{CE} 上升, 曲线右移。在 $0 < u_{CE} < U_{CE(sat)}$ 工作在饱和区, 右移量大一些, 当 $U_{CE(sat)} < u_{CE} < 1V$ 时, 右移量小一些。

4、 $u_{BE} < 0$, 由于晶体管截止, i_B 为反向电流。 u_{BE} 负到某值, e 结会击穿。

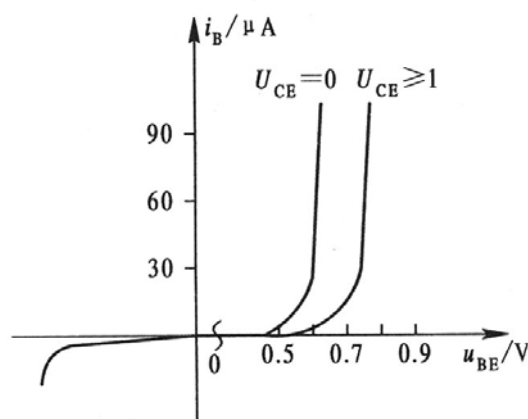


图 2-6 共发射极输入特性曲线

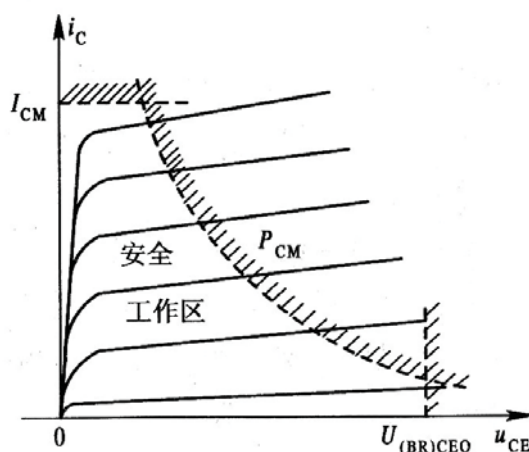


图 2-7 晶体管的安全工作区

2-2-2 晶体管的主要参数

一、 电流放大系数

- 1、共射直流电流放大系数 $\bar{\beta}$ 和交流电流放大系数 β

$$\bar{\beta} = \frac{I_{CN}}{I_{BN}} = \frac{I_C - I_{CBO}}{I_B + I_{CBO}}, \beta = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \right|_{u_{CE}=C}$$

- 2、共基直流电流放大系数 $\bar{\alpha}$ 和交流电流放大系数 α

$$\bar{\alpha} = \frac{I_{CN}}{I_{EN}} = \frac{I_C - I_{CBO}}{I_E}, \alpha = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E} \right|_{u_{CB}=C}$$

二、极间反向电流

- 1、 I_{CBO} 射极开路，集—基反向电流，集电极反向饱和电流。
- 2、 I_{CEO} 基极开路，集—射反向电流，集电极穿透电流。
- 3、 I_{EBO} 集电极开路，射—基反向电流。

三、结电容

发射结电容 $C_{b'e}$ ，集电结电容 $C_{b'c}$ ，它们影响晶体管的频率特性。

四、极限参数

- 1、击穿电压，

$U_{(BR)CBO}$ ，射极开路，集—基反向击穿电压。

$U_{(BR)CEO}$ ，基极开路，集—射反向击穿电压。 $U_{(BR)CEO} < U_{(BR)CBO}$

$U_{(BR)EBO}$ ，集电极开路，射—基反向击穿电压，一般仅几伏。

- 2、集电极最大允许电流 I_{CM}

$i_C \uparrow$ ， $\beta \downarrow$ ， I_{CM} 为 β 下降至正常值 2/3 时的 i_C 。

$i_C \gg I_{CM}$ 时，管子不致损坏，但 β 明显下降，不利线性应用。

- 3、集电极最大允许耗散功率 P_{CM}

放大状态下，集电结承受较高反向电压，流过较大电流。因此，消耗一定的功率，结温升高。温度过高时，管子性能下降，甚至烧坏。因而要规定一个限值 $P_{CM} = I_C U_{CE}$ ，此值与管芯材料，大小、散热条件和环境温度有关。

P_{CM} 在共射极输出特性上是一条双曲线。管子在 P_{CM} ， $U_{(BR)CEO}$ ， I_{CM} 限定的范围内工作，才是安全的。

第三章 场效应管及其基本电路

场效应管也是一种具有正向受控作用的器件，利用输入电压形成的电场来控制输出电流，故名。FET 有三电极：源(S)、漏(D)、栅(G)

场效应管的分类：

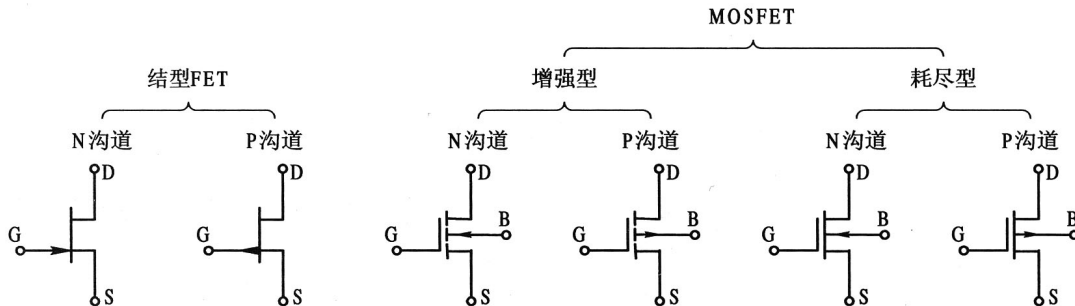


图 3-11 各种场效应管的符号对比

符号记忆法 1)栅极一层结型，栅极二层绝缘栅
2)箭头向里 N 沟道，箭头向外 P 沟道
3)漏源一段耗尽型，漏源三段增强型

耗尽型，增强型特点：

耗尽型 $U_{GS} = 0$ 时，能导电（存在导电沟道）

增强型 $U_{GS} = 0$ 时，不能导电(不存在导电沟道)

3-1 结型场效应管(JFET)

3-1-1 JFET 的结构与工作原理(以 N 沟道为例)

N 沟道 JFET 在物理结构上是一根 N 型半导体棒，其两侧用高浓度扩散法制出二个 P⁺型区，形成二个 PN 结，在 P⁺区引出一电极称为栅，在棒的两端各引一个电极分别成为源，漏极（完全等效，可互换）。正常工作时，栅源之间加负电压，即 $U_{GS} < 0$ ，栅源之间的 PN 结处于反偏，栅极呈高阻， I_G 可忽略， I_D 的大小由沟道电阻决定，而电阻由材料及尺寸来决定，尺寸由 U_{GS} 控制。

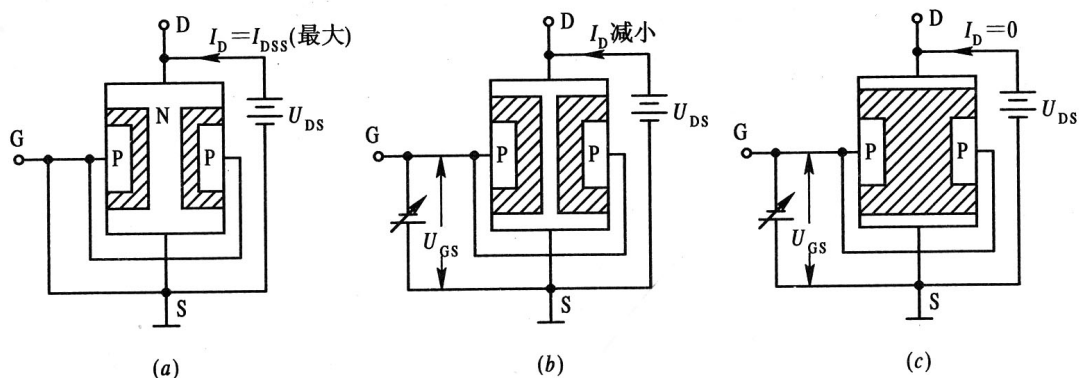


图 3-2 栅源电压 U_{GS} 对沟道及 I_D 的控制作用示意图

(a) $U_{GS} = 0$ ，沟道最宽， I_D 最大；(b) U_{GS} 负压增大，沟道变窄， I_D 减小；

(c) U_{GS} 负压进一步增大，沟道夹断， $I_D = 0$

1) U_{GS} 对沟道宽度的控制

当 $U_{DS} = 0$ 时, 栅源之间的 P^+N 结之空间电荷区随 U_{GS} 反向增加而加宽, 当 $U_{GS} = |U_{GSOFF}|$ 时沟道消失, 这时即使 $U_{DS} > 0$, $I_D = 0$, 称夹断。相当于开关关断。 U_{GSOFF} 称夹断电压, 一般约几伏。

2) U_{DS} 对 I_D 的控制

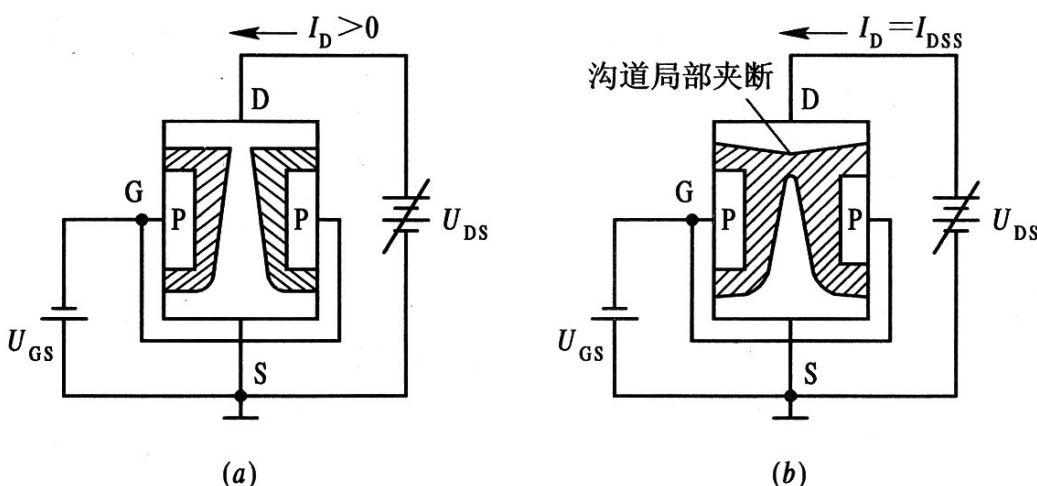


图 3-4 u_{DS} 对导电沟道的影响

(a) $|u_{DS} - u_{GS}| < |u_{GSoff}|$ (预夹断前); (b) $|u_{DS} - u_{GS}| > |u_{GSoff}|$ (预夹断后)

当 $U_{GS} = 0$, I_D 受控于 U_{DS} 。当 $U_{DS} = 0$, 沟道上下等宽。 $U_{DS} > 0$ 时漏端反偏电场大于源端, 耗尽区上宽, 下窄。当 $U_{DS} = |U_{GSOFF}|$ 时, 漏端合拢, 该状态称预夹断。当 $U_{DS} > |U_{GSOFF}|$ 时, 合拢区向下延伸, 但延伸量不大, 因夹断区为高阻, 电场大部分降于此, 对下端影响不大。预夹断时的 $I_D = I_{DSS}$, 称漏极饱和电流。预夹断后, U_{DS} 对 I_D 的控制作用不大, I_D 呈恒流特性, 称有源区、恒流区或饱和工作区。作为放大元件, 应工作于该区。

3) 实际工作时, U_{GS} , U_{DS} 均不为零, 当源极接电路中最低电位时, 沟道宽度与栅漏极相对电位有关。当 $U_{GD} \leq U_{GSOFF}$ 时, 管子达预夹断。因为 $U_{GD} = U_{GS} + U_{SD} = U_{GS} - U_{DS}$, 故达到预夹断时, 漏源电压为 $U_{DS} \geq U_{GS} - U_{GSOFF}$ (以实际值代入)

3-1-2 结型场效应管的特性曲线

一. 转移特性

$i_D = f(u_{GS})|_{U_{DS}=C}$, U_{DS} 一定时, U_{GS} 对 i_D 的控制作用, 数学方程为

$$i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{u_{GS}}{U_{GSoff}}\right)^2 \quad \text{是一个平方律器件(非线性)}$$

二. 输出特性

它是一组以 u_{GS} 为参数的, i_D 与 U_{DS} 的关系曲线。通常分为四个区:

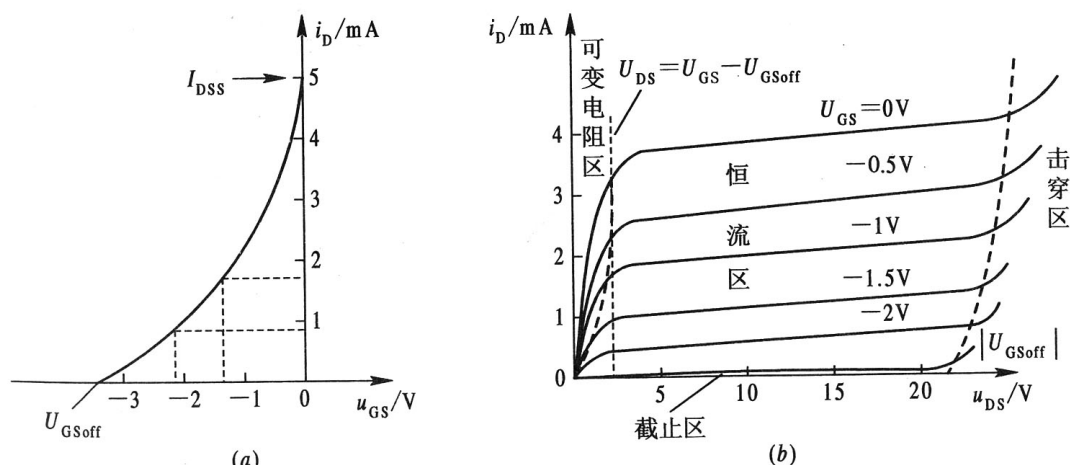


图 3-3 JFET 的转移特性曲线和输出特性曲线
(a) 转移特性曲线 ; (b) 输出特性曲线

1. 压控电阻区 (线性电阻区, 非饱和区)

条件是: $U_{GSoff} < u_{GS} < 0$

$$0 < u_{DS} \leq u_{GS} - U_{GSoff}$$

可见 u_{DS} 较小时, 工作于该区, 这时漏源之间导电沟道畅通, 呈线性电阻, 阻值大小受控于 u_{GS} , u_{GS} 越大沟道越宽, 电阻变小, 反之越大。该特性可用来作电控衰减器。

2. 饱和区 (恒流区, 放大区)

条件是: $U_{GSoff} < u_{GS} < 0$

$$u_{DS} > u_{GS} - U_{GSoff}$$

这时器件工作于所谓预夹断区, i_D 主要受 u_{GS} 控制, 与 u_{DS} 基本无关, 呈恒流特性。作放大器时工作于该区域。

3. 截止区

条件是: $u_{DS} > 0$

$$u_{GS} < U_{GSoff}$$

这时器件处于开路状态, $i_D = 0$, 开关工作时, 可用到该区域。

4. 击穿区

当 u_{DS} 增大到 $U_{(BR)DSO}$ 时, i_D 迅速上升, P^+N 结击穿。一个有趣现象是 u_{GS} 增加, $U_{(BR)DSO}$ 亦增加 (为什么?)。为防器件损坏, 工作时应避免进入该区。

3-2 绝缘栅场效应管 (IGFET)

IGFET 的栅极与沟道之间隔了一层薄薄的绝缘体 (SiO_2), 比 JFET 反偏的 PN 结有更高的输入阻抗 ($10^{12} \Omega$), 功耗低, 更易集成。

3-2-1 IGFET 的结构 (以 N 沟道为例)

N 沟道 IGFET 是在一块 P 型半导体基片 (衬底) 上, 扩散二个 N^+ 区, 分别为源区和漏区, 其引出线为源、漏极, 衬底引出线为栅极。在源、漏区之间覆盖 $0.1 \mu m$

的 SiO_2 作绝缘层再蒸铝并引线成为栅板。从垂直剖面上看其结构是金属--氧化物--半导体，又称为 MOSFET。

3-2-2 N 沟道增强型 MOSFET

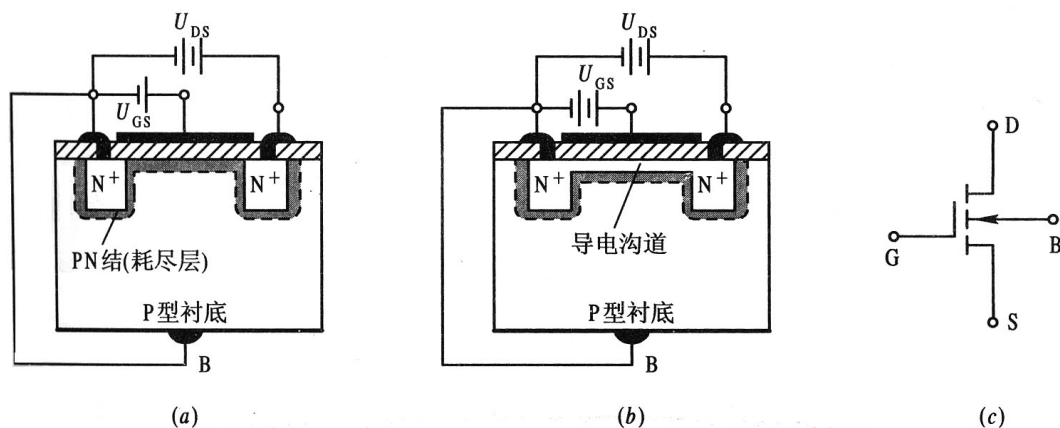


图 3-6 N 沟道增强型 MOS 场效应管的沟道形成及符号

(a) $U_{GS} < U_{GSth}$ ，导电沟道未形成；(b) $U_{GS} > U_{GSth}$ ，导电沟道已形成；(c) 符号

一．导电沟道的形成及工作原理

在正常工作时衬底 B 必须接电路中最低电位点或与 S 极相连。

$u_{GS} = 0$ 时， N^+ 源、漏之间被 P 型衬底隔开，象二个背靠背 PN 结，不论 u_{DS} 为何值， $i_D = 0$ ，相当于关断。当 $u_{GS} > 0$ 时，栅、衬之间形成指向衬底的电场，P 型衬底中的少子、即电子被吸引到上部，多子、即空穴则排斥到底部。当 u_{GS} 增加，上部电子增加。到 $u_{GS} = U_{GSth}$ 时上部电子数大于空穴数时，即成了 N 型区，称为反型层。刚好形成反型层的 u_{GS} 值 U_{GSth} ，称为开启电压（一般为 $2 \sim 10V$ ）， u_{GS} 再加大，反型层（沟道）越宽，电阻越小，导电能力亦增加。

二．转移特性 当 $u_{GS} > U_{GSth}$ 时有

$$i_D = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \cdot \frac{W}{L} (u_{GS} - U_{GSth})^2$$

非线性(平方律)器件

U_{GSth} 开启电压

μ_n 沟道电子迁移率

C_{ox} 单位面积栅极电容

W 沟道宽度

L 沟道长度

W/L - MOS 管的宽长比，控制宽长比可控制其跨导在集成制造工艺中常用。

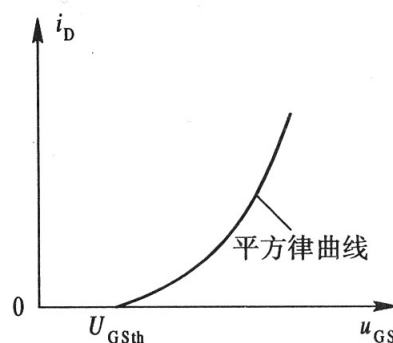


图 3-7 N 沟道增强型 MOSFET 的转移特性

三．输出特性

与 JFET 一样可分为四个区

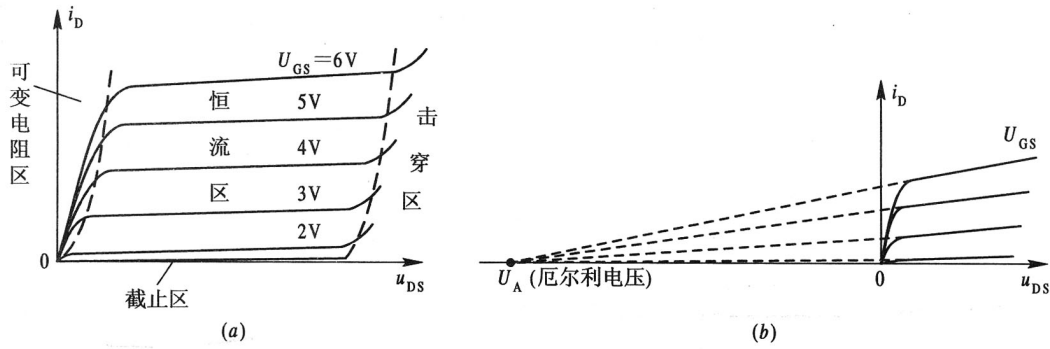


图 3-8 输出特性
(a) 输出特性 ; (b) 厄尔利电压

- 1) 截止区：\$U_{GS} \leq U_{GSth}\$，沟道未形成，\$i_D = 0\$
- 2) 恒流区：\$u_{GS}\$ 对 \$i_D\$ 控制力强，\$u_{DS}\$ 对 \$i_D\$ 控制力弱，进入恒流区的条件为：
\$U_{DS} \geq U_{GS} - U_{GSth}\$ 与 JFET 一样，当 \$U_{GS}, U_{DS}\$ 均不为零时有 \$U_{GD} = U_{GS} - U_{DS}\$，当 \$U_{DS}\$ 增加时，近漏沟道先被夹断（预夹断），预夹断后 \$U_{DS}\$ 再增加，因形成了高阻区对横向电场影响不大，\$i_D\$ 变化不太，形成恒流特性。电流方程为：

$$i_D = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \cdot \frac{W}{L} (u_{GS} - U_{GSth})^2$$

- 3) 可变电阻区：该工作区的电流方程为

$$i_D = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \cdot \frac{W}{L} [2(u_{GS} - U_{GSth})u_{DS} - u_{DS}^2]$$

在预夹断前有 \$U_{DS} \ll (U_{GS} - U_{GSth})\$，即 \$U_{DS}\$ 很小时平方项可忽略：

$$i_D \approx \frac{\mu_n C_{ox} W}{L} (u_{GS} - U_{GSth}) u_{DS}$$

对上式微分，取比值

$$r_{ds} = \frac{du_{DS}}{di_D} = \frac{L}{\mu_n C_{ox} W} \cdot \frac{1}{u_{GS} - U_{GSth}}$$

- 4) 击穿区：同结型。

3-2-3 N沟道耗尽型 MOSFET

耗尽型 MOSFET，在栅极下 \$\text{SiO}_2\$ 绝缘层中掺入了碱金属正离子（\$\text{Na}^+\$ 或 \$\text{K}^+\$）这些离子的作用如同预加了一个正栅压一样。在外加 \$u_{GS} = 0\$ 时，导电沟道已经存在了，当 \$u_{DS} > 0\$，指向衬底的电场加强，沟道变宽，\$i_D\$ 增大。反之，若 \$u_{GS} < 0\$，沟道变窄 \$i_D\$ 变小，当 \$u_{GS} = U_{GSoff}\$ 时沟道消失，\$i_D = 0\$，管子夹断。

转移特性：

$$i_D = I_{DO} \left(1 - \frac{u_{GS}}{U_{GSoff}}\right)^2$$

其中 \$I_{DO} = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \cdot \frac{W}{L} (U_{GSoff})^2\$ 为 \$u_{GS} = 0\$ 时，对应的漏极电流。

3-3 场效应管的小信号模型

1) 低频等效电路

通常栅极视为开路，栅极电压 u_{GS} 对漏极电流的控制作用，用跨导表示

$$g_m = \left. \frac{di_D}{du_{GS}} \right|_{u_{DS}=C}$$

对 JFET，在工作点上的跨导为

$$i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{u_{GS}}{U_{GSoff}}\right)^2 \quad \text{求微分}$$

$$di_D = -\frac{2I_{DSS}}{U_{GSoff}} du_{GS} + \frac{2I_{DSS}}{U_{GSoff}^2} u_{GS} du_{GS}$$

$$g_m = \frac{di_D}{du_{GS}} = -\frac{2I_{DSS}}{U_{GSoff}} \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_{GSoff}}\right) = -\frac{2I_{DSS}}{U_{GSoff}} \sqrt{\frac{I_{DQ}}{I_{DSS}}}$$

其中， I_{DQ} ：工作点漏极电流

U_{GSQ} ：工作点栅极电压

对 MOSFET 耗尽型， g_m 与上式一样只要用 I_{DQ} 代 I_{DSS} 即可。

对 MOSFET 增强型

$$i_D = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \cdot \frac{W}{L} (u_{GS} - U_{GSth})^2$$

$$g_m = \frac{\mu_n C_{ox} W}{L} (u_{GS} - U_{GSth}) = \left[\frac{2\mu_n C_{ox} W}{L} \cdot I_{DQ} \right]^{1/2}$$

注意： g_m 正比于 $\sqrt{I_{DQ}}$ 和 $\sqrt{W/L}$ 。

输出电阻 r_{ds} 定义为：

$$r_{ds} = \left. \frac{du_{DS}}{di_D} \right|_{u_{GSQ}}$$

在恒流区 $r_{ds} = \frac{|U_A|}{I_{DQ}}$ 一般为几十 K 到几兆欧

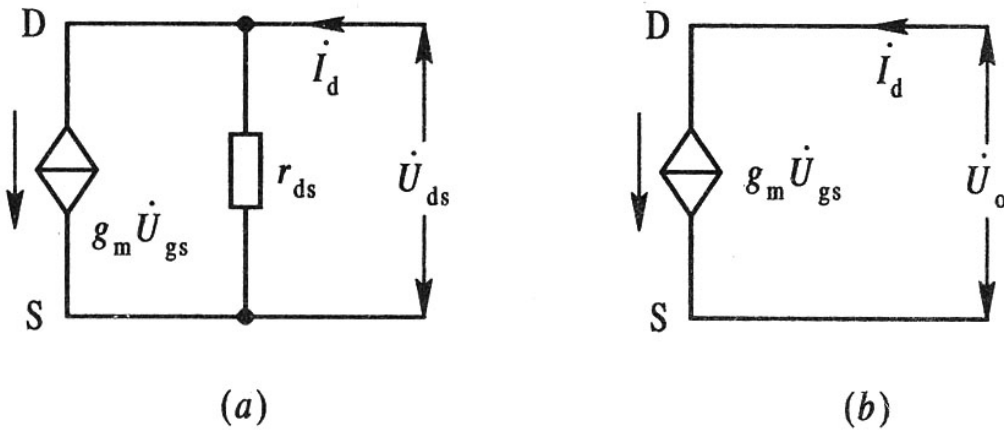


图 3-13 场效应管低频小信号简化模型

2) 高频等效电路，这时必须考虑极间电容 C_{gs} , C_{gd} , C_{ds} 的影响。

3-4 场效应管放大器

3-4-1 偏置方式

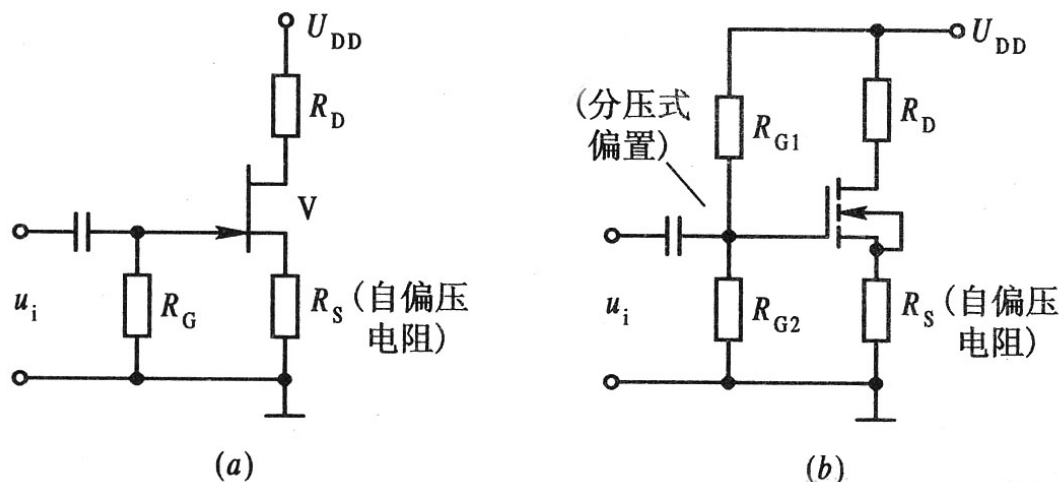


图 3-14 场效应管偏置方式
(a) 自偏压方式 ; (b) 混合偏压方式

分压式偏置——增强型

自给偏置——耗尽型

混合式偏置——增强型、耗尽型

恒流源偏置——广泛应用于集成电路中

3-4-2 场效应管放大器分析

与晶体管电路相似，也有共源，共栅，共漏三种组态

一、共源放大器

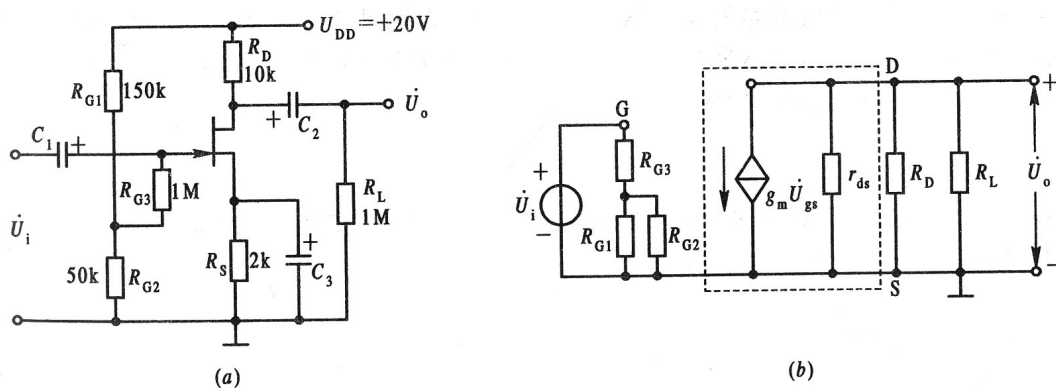


图 3-16 共源放大器电路及其低频小信号等效电路
(a) 电路 ; (b) 低频小信号等效电路

电路如图 3-16(a)所示，其低频小信号等效图为 3-16(b)，这是一个混合偏置式电路。注意 R_{G3} 是为提高输入电阻而加入，因几乎无栅流，故 R_{G3} 上无压降。

1. 解直流状态，设 $U_{GSoff} = -5V$, $I_{DSS} = 1mA$

$$U_{GSQ} = U_{GQ} - U_{SQ}, \quad U_{GQ} = \frac{U_{DD} \cdot R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}}, \quad U_{SQ} = I_{DQ} \cdot R_S$$

由图 $U_{GQ} = \frac{20 \times 50}{50 + 150} = 5V, U_{SQ} = 10I_{DQ}, U_{GSQ} = 5 - 10I_{DQ}$

$$I_{DQ} = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_{GSoff}}\right)^2 = \left(1 - \frac{5 - 10I_{DQ}}{5}\right)^2$$

解之得 $I_{DQ1} = 0.61mA, I_{DQ2} = 1.64mA$, 代入 $U_{GSQ} = 5 - 10I_{DQ}$

得 $U_{GSQ1} = -1.1V, U_{GSQ2} = -11.4V < U_{GSoff} = -5V$ 不合理舍去

将 $U_{GSQ} = -1.1V, I_{DQ} = 0.61$ 代入输出回路方程得

$$U_{DSQ} = U_{DD} - I_{DQ}(R_D + R_S) = 20 - 0.61 \times 20 = 7.8V$$

2. 解交流状态

$$g_m = -\frac{2I_{DSS}}{U_{GSoff}} \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_{GSoff}}\right) = -\frac{2 \times 1}{-5} \left(1 - \frac{-1.1}{-5}\right) = 0.312ms$$

由图 3-16(b) 可得

$$U_o = -g_m U_{gs} (r_{ds} // R_D // R_L)$$

负号表示输入、输出电压反相。 $U_i = U_{gs}$, 且一般 $R_D // R_L \ll r_{ds}$

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} \approx -g_m (R_D // R_L) = 0.312 \times 10K = 3.12 \text{ 倍}$$

因 FET 的 g_m 比 BJT 小得多, 故电压增益不如 BJT 的共射电路。

输入电阻 $R_i = R_{G3} + R_{G1} // R_{G2} = 1.0375M\Omega$, 可获高输入阻抗是 FET 电路特点。

输出电阻 $R_o = R_D // r_{ds} \approx R_D = 10K\Omega$, 输出电阻计算与 BJT 电路一致。

二. 共漏放大器

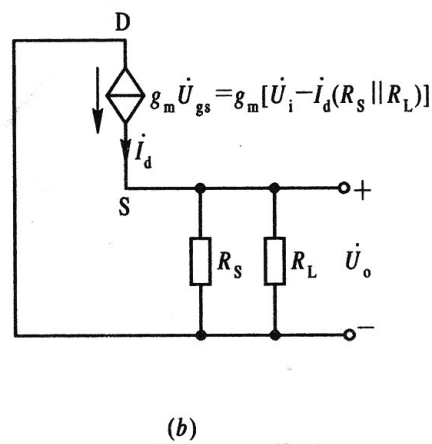
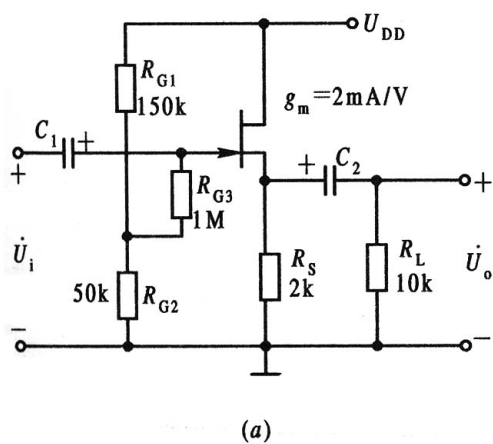


图 3-19 共漏电路及其等效电路
(a) 电路; (b) 等效电路

直流状态解法同共源电路

解交流状态: 假定 $g_m = 2ms$

电压增益 A_u

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = \frac{I_d(R_S // R_L)}{U_i} = \frac{I_d R'_L}{U_i}, \quad R'_L = R_S // R_L$$

$$I_d = g_m U_{gs} = g_m (U_i - I_d R'_L) \quad \text{即} \quad I_d = \frac{g_m}{1 + g_m R'_L} U_i$$

$$A_u = \frac{g_m R'_L}{1 + g_m R'_L} = \frac{2 \times 10^{-3} \times (2K // 10K)}{1 + 2 \times 10^{-3} \times (2K // 10K)} = 0.76$$

输入电阻 $R_i = R_{G3} + R_{G1} // R_{G2} = 1.0375M\Omega$

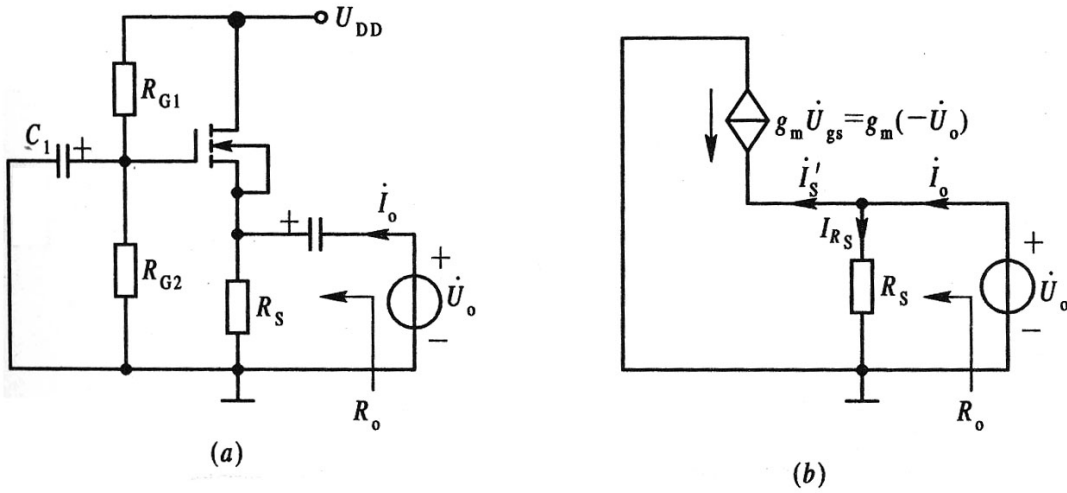


图 3-20 计算共漏电路输出电阻 R_o 的等效电路

(a) 电路 (令 $\dot{U}_i = 0$, $R_L \rightarrow \infty$); (b) 等效电路

输出电阻 $R_o = \frac{U_o}{I_o} \Big|_{U_i=0}$

$$I_o = I_{R_S} + I'_S, \quad I_{R_S} = \frac{U_o}{R_S}, \quad I'_S = -g_m U_{gs} = -g_m (-U_o) = g_m U_o$$

$$R_o = \frac{U_o}{U_o / R_S + g_m U_o} = \frac{1}{1/R_S + 1/g_m} = R_S // \frac{1}{g_m}$$

本例 $R_o = 2 \times 10^3 // \frac{1}{2 \times 10^{-3}} = 0.4K$

可见一般 $R_S \gg \frac{1}{g_m}$ 可近似认为 $R_o = \frac{1}{g_m}$

共栅电路与共基电路相似，读者可自行分析

场效应管三种组态性能之比较如表 3-1

表 3-1 场效应管三种组态放大器性能比较

	共源放大器	共漏放大器	共栅放大器
电 路			
电压增益	$A_u \approx -g_m(R_D \parallel R_L)$ $= -g_m R'_L$	$A_u = \frac{g_m R'_L}{1 + g_m R'_L} < 1$	$A_u = g_m R'_L$
输入电阻	$R_i = R_G \parallel R'_i = R_G$ ($R'_i \rightarrow \infty$)	$R_i = R_G$	$R_i = R_S \parallel \frac{1}{g_m}$
输出电阻	$R_o = R_D$	$R_o = R_S \parallel \frac{1}{g_m}$	$R_o \approx R_D$

有关其它类型的 MOS 管 (VMOS、CMOS) 分别在后续章节中介绍。

【本章小结】

1. 场效应管类型很多, 主要分为绝缘栅和结型两大类。绝缘栅场效应管 (MOS) 又分为增强型和耗尽型。其区别是耗尽型 MOSFET 有原始沟道, 当 $U_{GS} = 0$ 时, 就有漏极电流 ($i_D = I_{DSS}$), 且 U_{GS} 可正可负。而增强型没有原始沟道, 所以外加栅源电压必须超过阈值电压 (U_{GSth}) 后才出现较大电流 i_D , 根据导电沟道载流子的不同, 场效应管又有 N 沟道和 P 沟道两种。MOS 场效应管工艺简单, 集成度高, 在数字和模拟集成电路中的应用比结型广泛得多。
2. 场效应管栅流 $i_G = 0$, 漏极电流主要受栅源电压 U_{GS} 的控制。由于 FET 输入阻抗大, 所以许多电子电路和输入级采用场效应管放大器。
3. 场效应管为多数载流子导电, 所以噪声小, 热稳定性和抗辐射能力比双极型晶体管好。
4. 场效应管的主要参数是栅极跨导 g_m 。通常场效应管的跨导 g_m 比晶体管的小。因为场效应管的 i_D 与 U_{GS} 为平方律关系, 而晶体管的 i_C 与 U_{BE} 为指数关系。
5. 场效应管放大器与晶体管放大器有一一对应关系 (即共射对共源、共集对共漏、共基对共栅), 它们各有特点, 优势互补, 读者可根据实际需要灵活应用。
6. 在低电压 (U_{DS} 小) 范围内, 场效应管的特性曲线呈现压控电阻特性。
7. 由于结构对称, 原则上漏极和源极可以互换, 故场效应管可作为双向开关。