Lecture 12 – 二极管电路 part1

Chapter3 from **Microelectronic Circuits** Text

by Sedra and Smith

Oxford Publishing

课程纲要

- 7.1 二极管的结构和工作原理
- 7.1.1 本征半导体、掺杂半导体、PN结基本概念
- 7.1.2 二极管结构及其伏安特性
- 7.1.3 二极管电路模型（包括简化、恒压降和小信号模型）
- 7.1.4 齐纳二极管伏安特性、主要参数及其应用电路
- 7.2 二极管应用电路的分析
- 7.2.1 整流电路（包括半波、全波和桥式）
- 7.2.2 限幅和钳位电路
- 7.2.3 电压倍增电路
- 7.2.4 逻辑门

Semiconductor Physics
半导体物理

Semiconductors

- Charge Carriers 载流子
- Doping 掺杂
- Transport of Carriers
  载流子的运动

Part 1： 半导体基础

PN Junction PN结

- Structure 结构
- Reverse and Forward Bias Conditions 反向和正向偏置
- I/V Characteristics I/V特性
- Circuit Models 电路模型

Part 2： PN结（二极管器件的物理基础）

- 半导体器件是微电子的核心；
- PN结(PN junction)是最基本的半导体器件

Charge Carriers in Semiconductor
半导体中的载流子

Charge Carriers in Solids	Modification of Carrier Densities	Transport of Carriers
晶体结构 • Crystal Structure	本征半导体 • Intrinsic Semiconductors	• Diffusion 扩散
带隙 • Bandgap Energy	掺杂半导体 • Extrinsic Semiconductors	• Drift 漂移
空穴 • Holes	• Doping 掺杂	

- 对电路设计者而言，最重要的是掌握PN结的I/V特性，以及表征这一特性的等效电路模型
- 为了更好地理解I/V特性，我们需要先介绍半导体物理的一些基本概念：电子空穴对、掺杂、载流子密度、漂移电流、扩散电流等

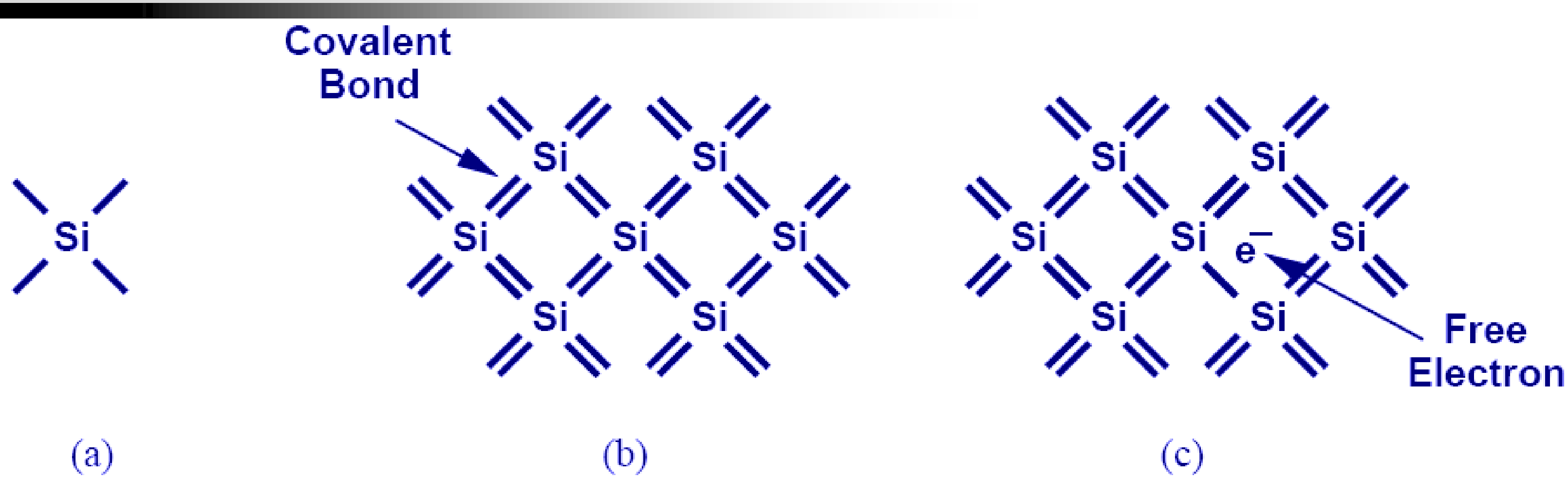
Periodic Table
元素周期表

	III	IV	V	
	Boron (B)	Carbon (C)		
• • •	Aluminum (Al)	Silicon (Si)	Phosphorous (P)	• • •
	Galium (Al)	Germanium (Ge)	Arsenic (As)	
		• • •		

- 半导体有单一元素半导体(Si, Ge)、化合物半导体(GaAs)之分，本课程主要针对 Si 单一元素半导体

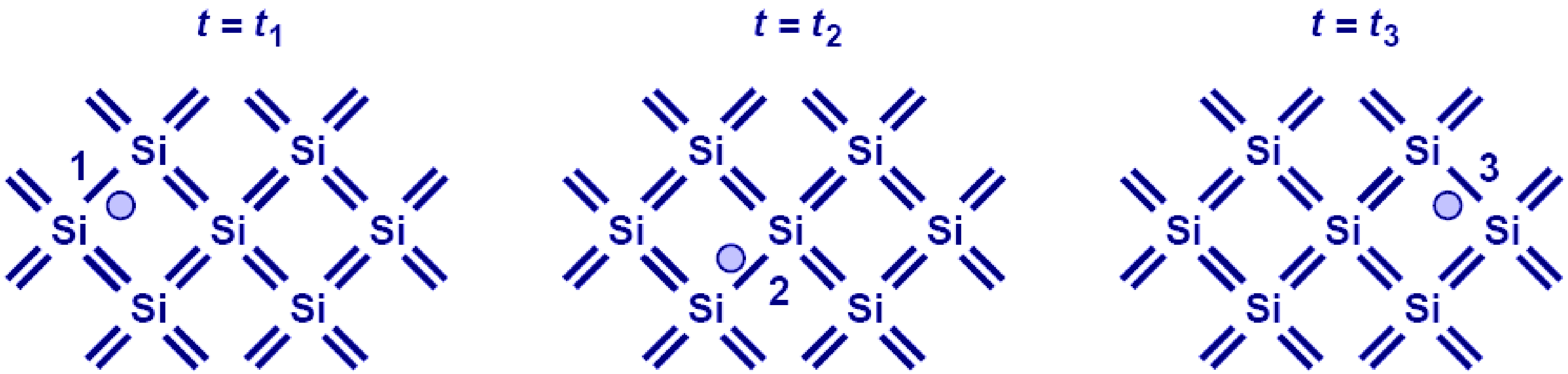
Silicon本征硅：由纯Si构成的晶体，无杂质

本征：就是没有杂质的意思



- Si有4个价电子，因此，需要与周围的4个Si原子共享电子，形成共价键;
- 绝对温度为0度时，所有共价键都是完整的，没有自由电子 → 不能导电
- 当温度升高到室温时，由于热能的作用，部分共价键被打断，形成自由电子 → 自由电子在电场作用下形成定向运动，也即可以导电，因此自由电子被称为“载流子”

Electron-Hole Pair Interaction 电子空穴对



- 打断共价键，形成自由电子的同时，会在原先共价键的位置留下一个“空穴”；
- 空穴会被邻近的自由电子填充，如图所示，空穴被邻近电子填充的过程也可以看作空穴的运动，因此空穴也被称为“载流子”（半导体中的空穴可类比与水中的气泡）
- 于是，我们有了两类载流子：①自由电子、②空穴；本征硅中，自由电子的数量（或浓度）=空穴的数量（或浓度）
- 而空穴带正电(positive)，所以用p表示

自由电子、空穴浓度的计算

本征硅中电子与空穴的浓度，单位 #/cm³

$$\boxed{n = p = n_i}$$

1. *n* = *p*，因为每打断一个共价键，就产生一个自由电子和一个空穴
2. *i* 表示本征半导体（*i*ntrinsic）

$$\boxed{n_i = BT^{3/2} e^{-E_g/2kT}} = 1.5 \times 10^{10} \text{ carriers/cm}^3$$

for T=300 K

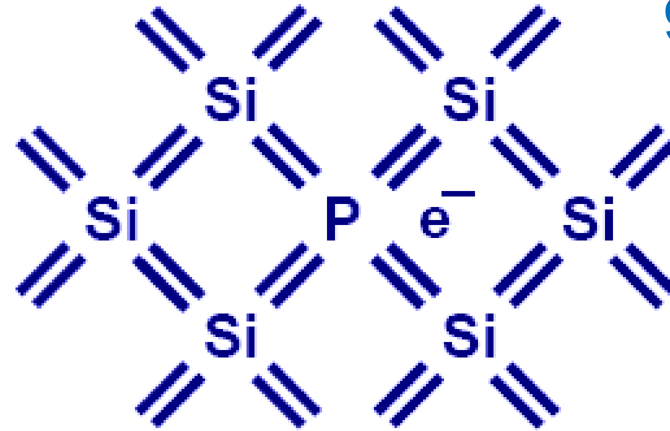
1. 常温下，只有极少数的共价键被打断，形成“电子-空穴”对
2. 温度 T 对载流子浓度的影响很大

where B is a material-dependent parameter that is $7.3 \times 10^{15}\,\text{cm}^{-3}\text{K}^{-3/2}$ for silicon; T is the temperature in K; E_g, a parameter known as the **bandgap energy**, is 1.12 electron volt (eV) for silicon[2]; and k is Boltzmann's constant (8.62×10^{-5} eV/K). It is interesting to know that the bandgap energy E_g is the minimum energy required to break a covalent bond and thus generate an electron-hole pair.

Si的原子密度 5×10^{22} atoms/cm³

- 显然，温度升高，本征Si中自由电子和空穴的数量增加
- 打断一个共价键，形成一对自由电子-空穴对需克服一定的能量，该能量被称为Si的**带隙**(E_g, Bandgap, 1.12 eV for Si)
- 本征Si中自由电子（空穴）的数量与E_g**指数**相关

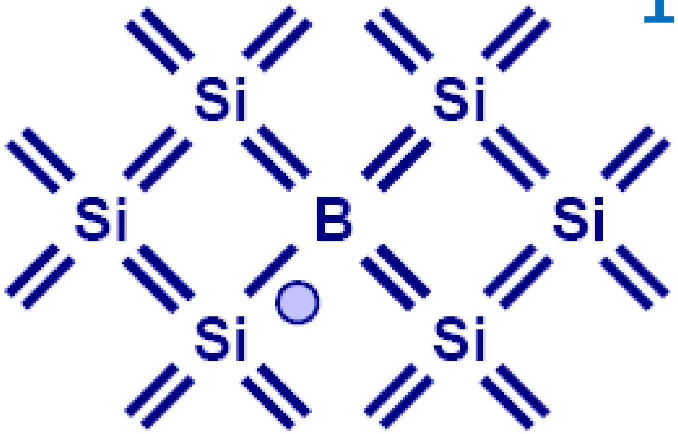
Doping (n type) n型掺杂



- 在本征硅(纯Si)中掺入一个5价的磷（P）原子，则会贡献出一个多余的自由电子，掺入N_D个P原子，则会贡献出N_D个自由电子；P原子施舍了电子，所以被称为施主(Donor)
- 因为电子带负电(negative)，所以用n表示，即n型掺杂；
- 实际N_D表示每立方厘米掺入的P原子数，所以N_D称为掺杂浓度；
- 实际$N_D >> n_i$，因此n型掺杂半导体中的主要载流子为自由电子，且自由电子浓度(n)主要又N_D决定，$n \approx N_D$
- 空穴浓度(p)呢？小于n_i，因为大量的自由电子存在，使得空穴被自由电子复合的几率大大增加。
- 但是： $\boxed{np = n_i^{\,2}}$

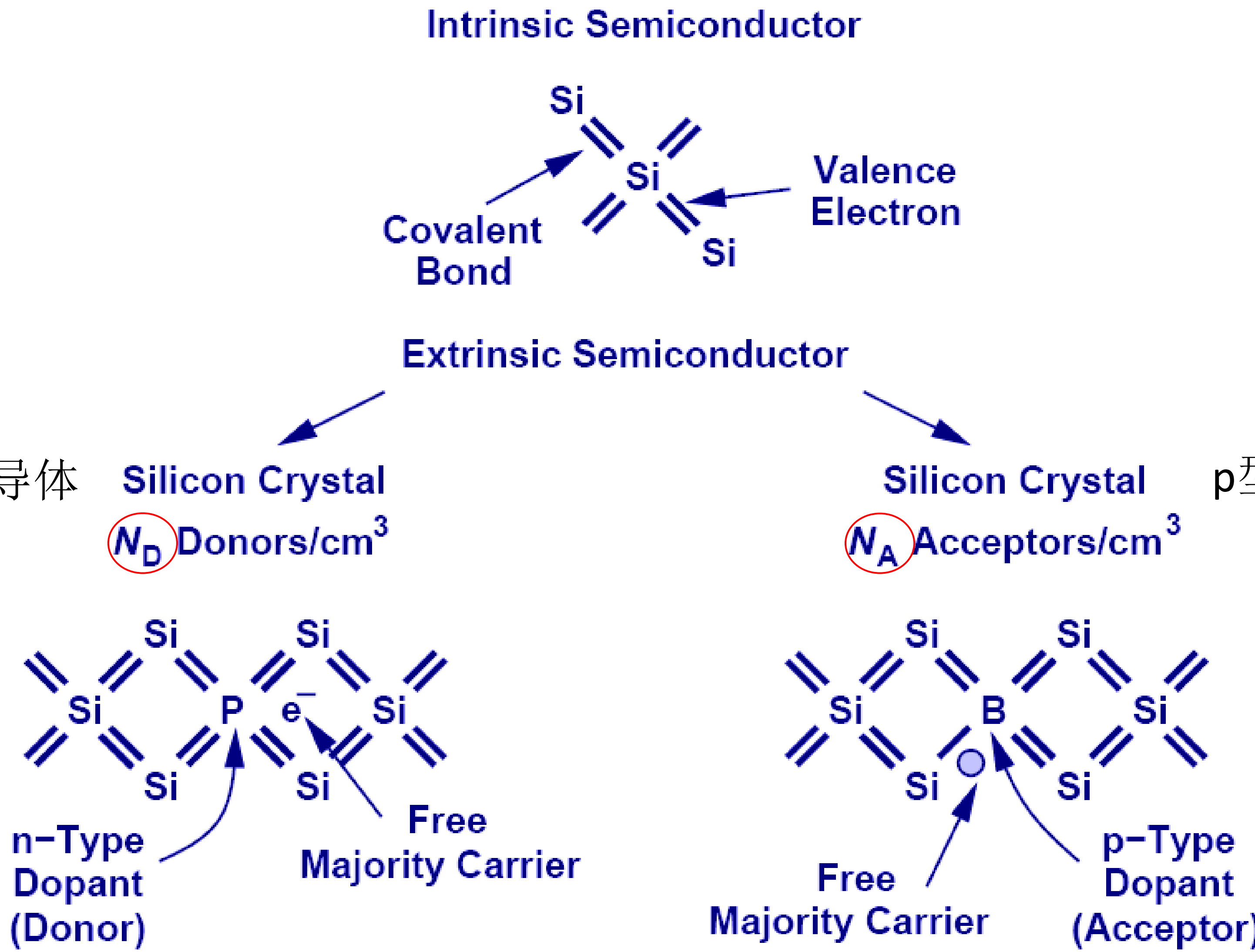
OXFORD UNIVERSITY PRESS

Doping (p type) p型掺杂



- 在本征硅(纯Si)中掺入一个3价的硼（B）原子，则会贡献出一个多余的空穴，掺入N_A个B原子，则会贡献出N_A个空穴；B原子用来接受自由电子，所以被称为受主(Acceptor)
- 因为空穴带正电(positive)，所以用p表示，即p型掺杂；
- 实际N_A表示每立方厘米掺入的B原子数，所以N_A称为掺杂浓度；
- 实际$N_A >> n_i$，因此p型掺杂半导体中的主要载流子为空穴，且空穴浓度(p)主要又N_A决定，$p \approx N_A$
- 自由电子浓度(n)呢？小于n_i，因为大量的空穴的存在，使得自由电子被空穴复合的几率大大增加。
- 但是，同样有：$\boxed{np = n_i^2}$

Summary of Charge Carriers



n型半导体
施主

p型半导体
受主

自由电子和空穴的浓度

p型， Majority Carriers : $p \approx N_A$

p型， Minority Carriers : $n \approx \dfrac{n_i^2}{N_A}$

n型， Majority Carriers : $n \approx N_D$

n型， Minority Carriers : $p \approx \dfrac{n_i^2}{N_D}$

- $\boxed{np = n_i^2}$ 关系式始终成立，不管何种掺杂，何种程度的掺杂
- n型半导体中，主要载流子（也称为“多子”）为电子，其浓度$n \approx N_D$；少数载流子（“少子”）为空穴，
- P型半导体中，多子为空穴，其浓度$p \approx N_A$，少子为电子

It should be emphasized that a piece of *n*-type or *p*-type silicon is electrically neutral; the charge of the majority free carriers (electrons in the *n*-type and holes in the *p*-type silicon) are neutralized by the bound charges associated with the impurity atoms.

Example 3.2

Consider an n-type silicon for which the dopant concentration $N_D = 10^{17}/\text{cm}^3$. Find the electron and hole concentrations at $T = 300$ K.

①N_D表示n型掺杂

Solution

The concentration of the majority electrons is

②电子浓度 = 掺杂浓度

$$n_n \simeq N_D = 10^{17}/\text{cm}^3$$

下标n表示n型半导体

The concentration of the minority holes is

③少子（空穴）浓度用恒等式 $np=n_i^2$计算

$$p_n \simeq \frac{n_i^2}{N_D}$$

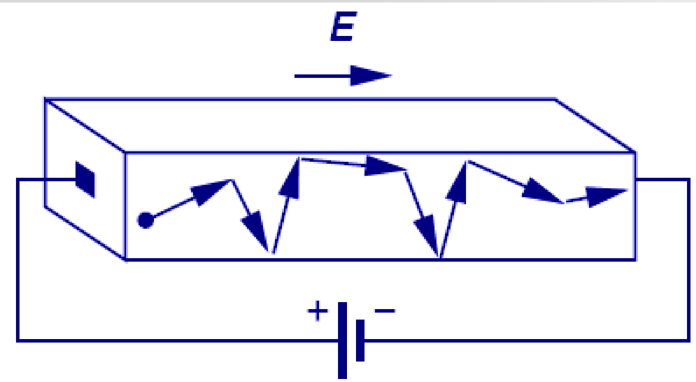
In Example 3.1 we found that at $T = 300$ K, $n_i = 1.5 \times 10^{10}/\text{cm}^3$. Thus,

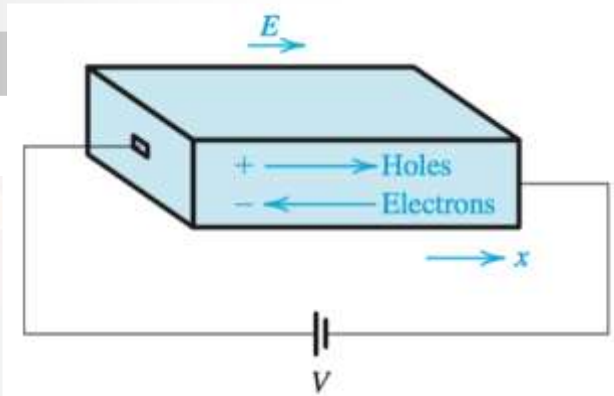
$$p_n = \frac{(1.5 \times 10^{10})^2}{10^{17}}$$

$$= 2.25 \times 10^3/\text{cm}^3$$

Observe that $n_n \gg n_i$ and that n_n is vastly higher than p_n.

漂移电流





迁移率

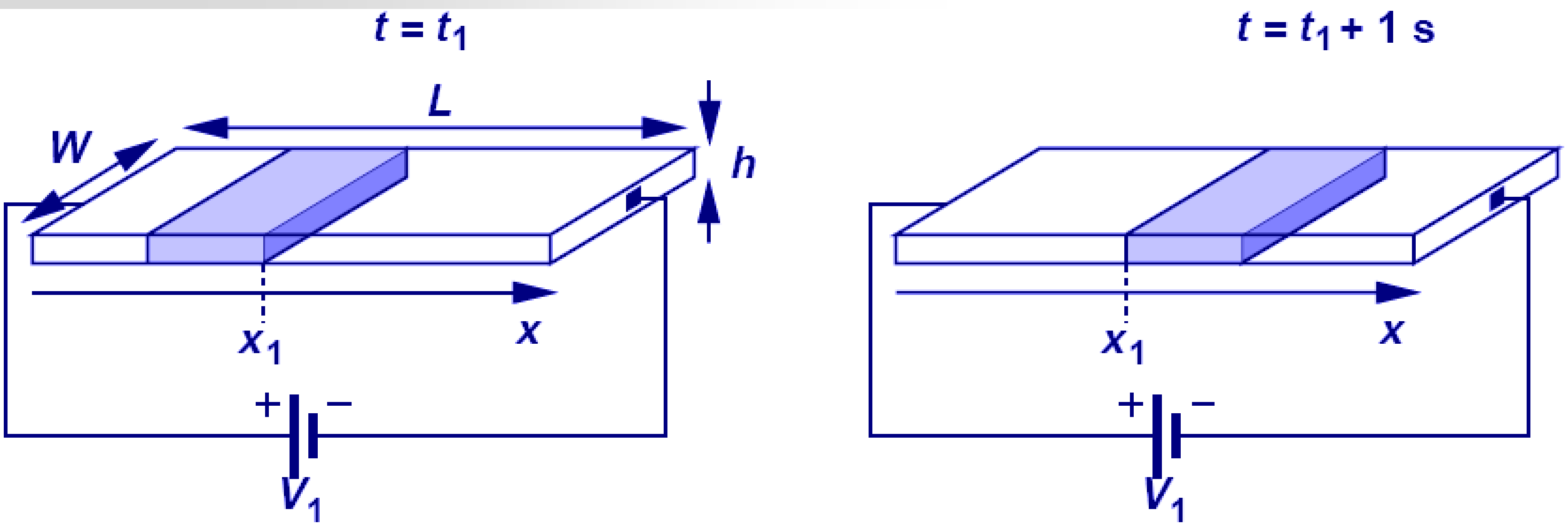
$$\vec{v}_h = \mu_p \vec{E}$$

$$\vec{v}_e = -\mu_n \vec{E}$$

- 漂移：电场引起的载流子运动
- 载流子的运动速度正比于电场强度，该比例系数称为载流子的迁移率；
- 电子的迁移率1350 $cm^2/(V*s)$ > 空穴迁移率 480 $cm^2/(V*s)$，因为空穴的移动实际上是电子补位邻近空穴的过程（release--trap），移动性没有电子高
- 掺杂会降低载流子迁移率

OXFORD UNIVERSITY PRESS

Current Flow: General Case 电荷移动产生电流



- 电流 I 计算：单位时间内流过的电荷
- 电流 J 密度：单位截面积内的电流

$$I_p = Aqpv_{p\text{-drift}} \quad \xrightarrow{v_{p\text{-drift}} = \mu_p E} \quad J_p = \frac{I_p}{A} = qp\mu_p E$$

$$I_n = -Aqnv_{n\text{-drift}} \quad \xrightarrow{v_{n\text{-drift}} = -\mu_n E} \quad J_n = qn\mu_n E$$

1. 图示为空穴，电子类似
2. 观察x_1处的截面，一秒时间后，蓝色区域的电荷流过了截面（左图 → 右图）
3. 蓝色区域的体积：vWh=vA
4. 蓝色区域的载流子数量：vAp
5. 蓝色区域的电荷量：vApq

Current Flow: Drift

总电流密度 = 空穴电流密度 + 电子电流密度

即半导体电阻可调

$$\boxed{J = J_p + J_n = q(p\mu_p + n\mu_n)E}$$

$$J = \sigma E$$ 欧姆定律

电流密度和电场

$$\boxed{\sigma = q(p\mu_p + n\mu_n)}$$ 电导率

$$\rho \equiv \frac{1}{\sigma} = \frac{1}{q(p\mu_p + n\mu_n)}$$ 电阻率

载流子为空穴

Find the resistivity of (a) intrinsic silicon and (b) p-type silicon with $N_A = 10^{16}/\text{cm}^3$. Use $n_i = 1.5 \times 10^{10}/\text{cm}^3$, and assume that for intrinsic silicon $\mu_n = 1350\ \text{cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$ and $\mu_p = 480\ \text{cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$, and for the doped silicon $\mu_n = 1110\ \text{cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$ and $\mu_p = 400\ \text{cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$. (Note that doping results in reduced carrier mobilities).

本征硅： $$\rho = \frac{1}{q(p\mu_p + n\mu_n)} = 2.28 \times 10^5\ \Omega\cdot\text{cm}$$

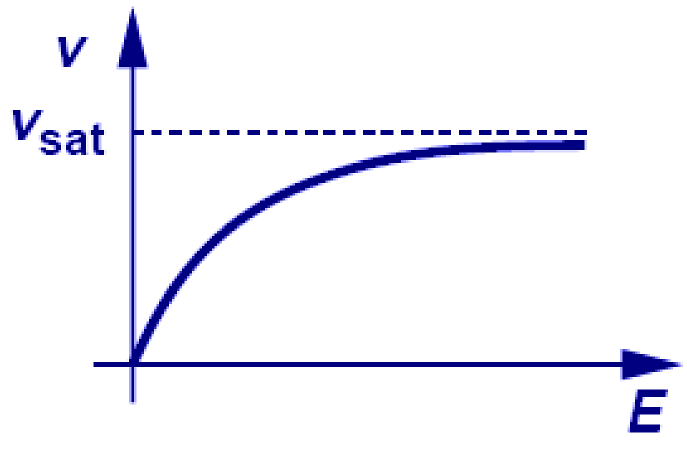
p型硅： $$p_p \simeq N_A = 10^{16}/\text{cm}^3$$

$$n_p \simeq \frac{n_i^2}{N_A} = \frac{(1.5 \times 10^{10})^2}{10^{16}} = 2.25 \times 10^4/\text{cm}^3$$

掺杂半导体电阻率显著降低

$$\rho = \frac{1}{q(p\mu_p + n\mu_n)} = 1.56\ \Omega\cdot\text{cm}$$

Velocity Saturation



$$\mu = \frac{\mu_0}{1+bE}$$

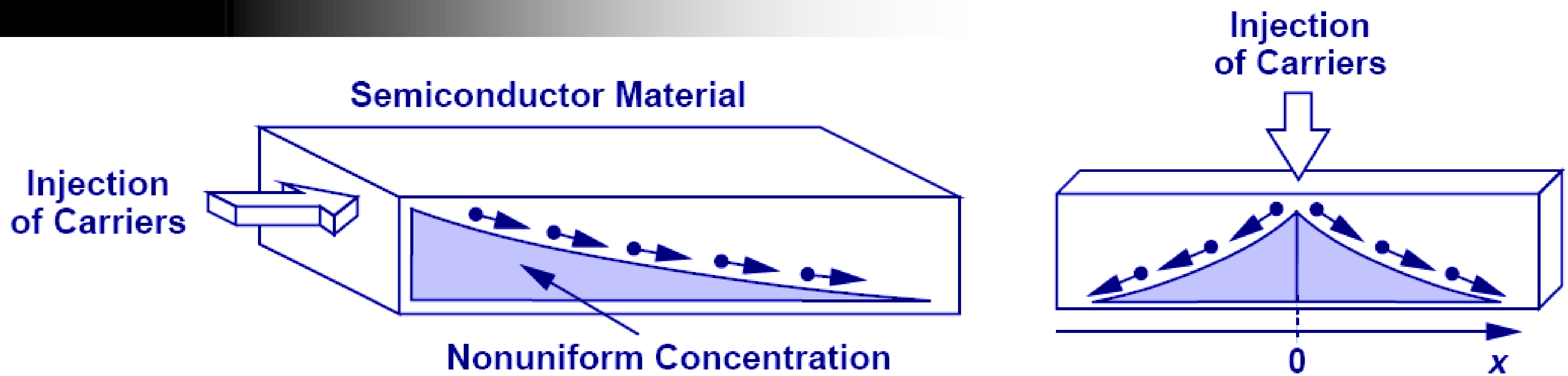
$$v_{sat} = \frac{\mu_0}{b}$$

$$v = \frac{\mu_0}{1+\dfrac{\mu_0 E}{v_{sat}}} E$$

- 当电场比较大时，载流子的运动速度会趋于饱和

知道此结论即可，公式不管

扩散电流



不断注入电子，电子浓度会慢慢衰减

- 扩散：载流子从高浓度的地方向低浓度的地方扩散
- 与一滴墨水滴到一瓶纯净水中扩散的情形类似；

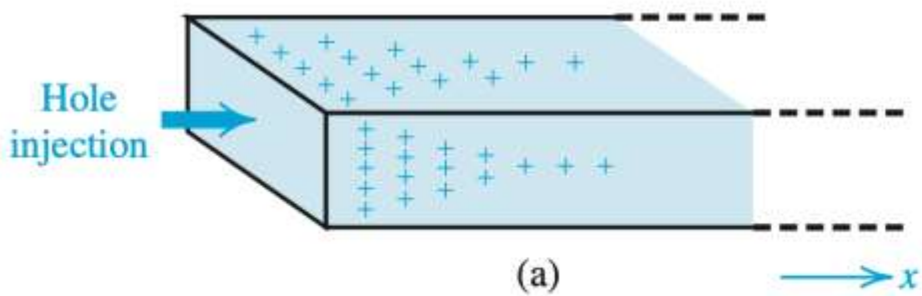
扩散电流

$$J_{tot} = q(D_n \frac{dn}{dx} - D_p \frac{dp}{dx})$$

整个扩散为两个扩散相加

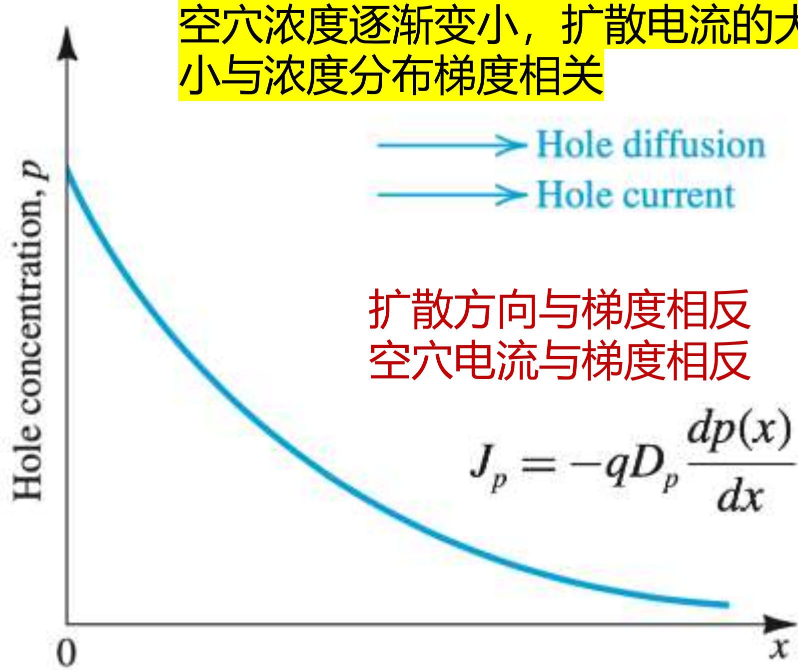
扩散系数

共有四个电流（电子漂移电流、空穴漂移电流、电子扩散电流、空穴扩散电流）中，只有空穴扩散电流的表达式含有负号



(a)

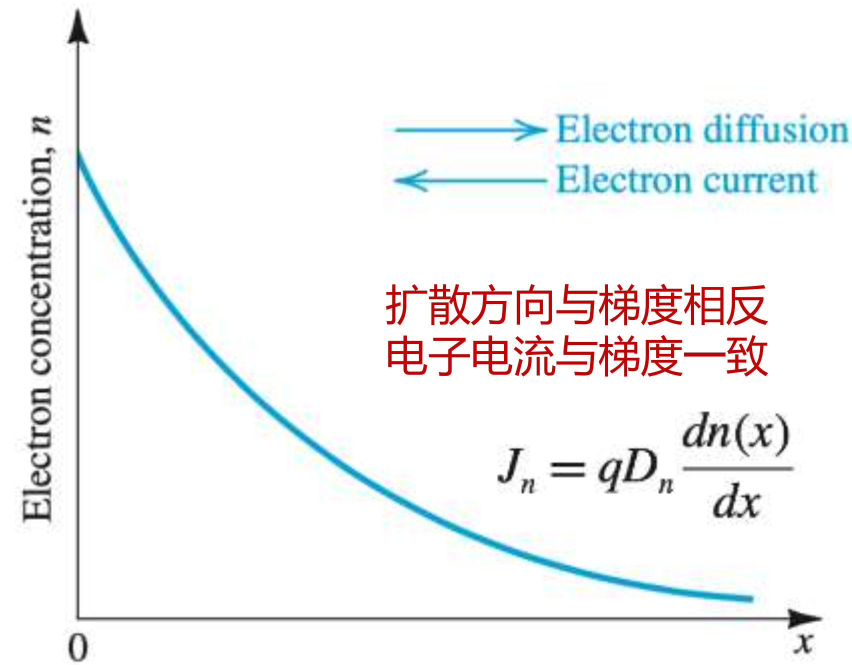
空穴浓度逐渐变小，扩散电流的大小与浓度分布梯度相关



扩散方向与梯度相反
空穴电流与梯度相反

$$J_p = -qD_p \frac{dp(x)}{dx}$$

(b)

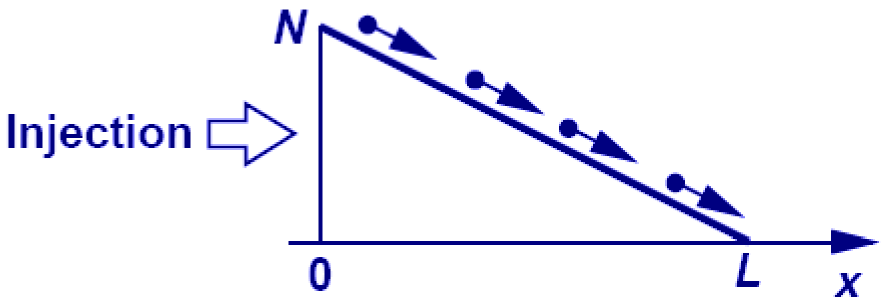


扩散方向与梯度相反
电子电流与梯度一致

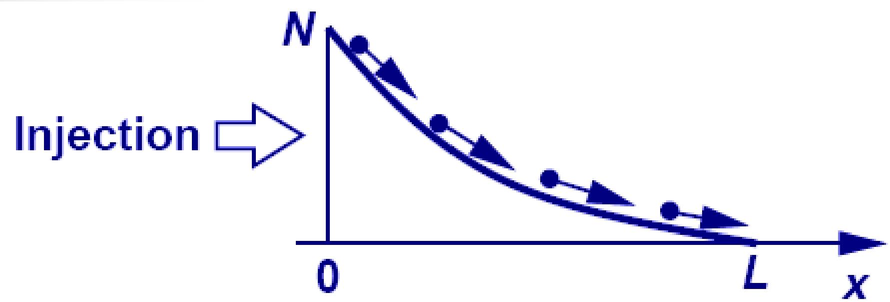
$$J_n = qD_n \frac{dn(x)}{dx}$$

Example: Linear vs. Nonlinear Charge Density Profile

这是两个典型曲线



浓度线性变化



浓度指数变化

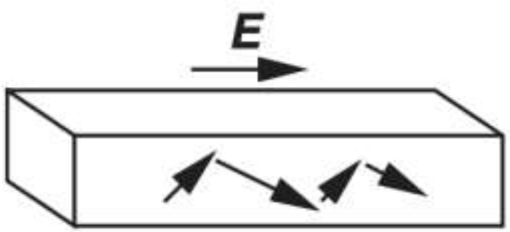
$$J_n = qD_n \frac{dn}{dx} = -qD_n \cdot \frac{N}{L}$$

$$J_n = qD \frac{dn}{dx} = \frac{-qD_n N}{L_d} \exp \frac{-x}{L_d}$$

- 载流子浓度为线性变化 → 扩散电流密度为常数；
- 载流子浓度为指数变化 → 扩散电流密度也为指数函数

Einstein‘s Relation 爱因斯坦关系

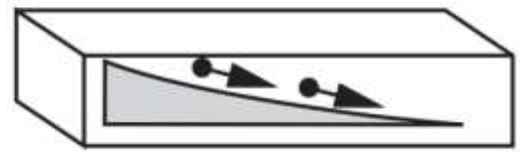
Drift Current



$$J_n = qn\mu_n E$$

$$J_p = qp\mu_p E$$

Diffusion Current



$$J_n = qD_n \frac{dn}{dx}$$

$$J_p = -qD_p \frac{dp}{dx}$$

浓度不同会扩散，电场也会有飘移。两者看似没什么关系，但其实却有关联

$$\frac{D}{\mu} = \frac{kT}{q} = V_T \approx 26\text{mV@300K}$$

300K时，电压为26mV。室温22度算出电压为25mV

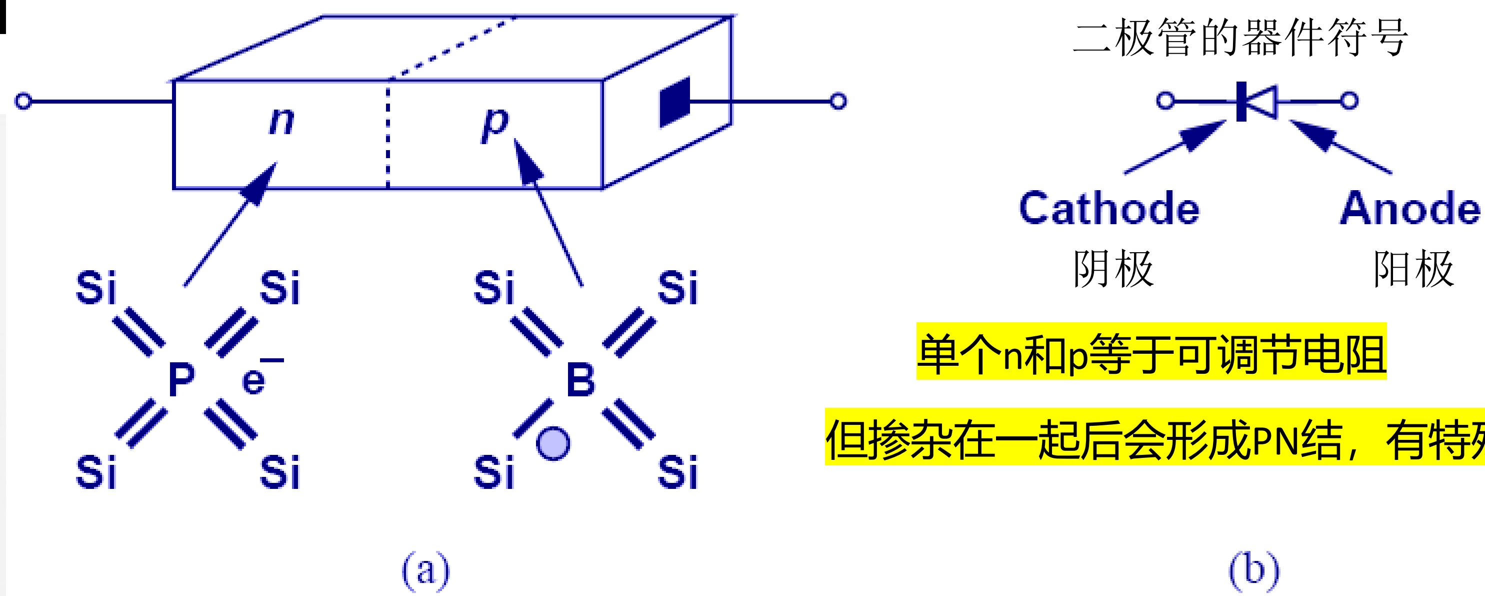
- 虽然载流子漂移和扩散的机制完全不同，但它们的系数却线性相关；
- 知其一，可求另一；
- 室温下，V_T=26 mV 需熟记

- 半导体物理的基本概念已介绍完毕

- 接下来进入最基本的半导体器件——PN结的介绍

PN Junction (Diode) PN结(二极管)

电流只能阳到阴



单个n和p等于可调节电阻

但掺杂在一起后会形成PN结，有特殊属性

- 将n型半导体和p型半导体放在一起（实际上是同一Si片上进行不同的掺杂），就形成了PN结，PN结也称为**二极管**。

Diode’s Three Operation Regions

PN放一起会有单向导电性，下分析为何

PN Junction in Equilibrium

- Depletion Region
- Built-in Potential

PN Junction Under Reverse Bias

- Junction Capacitance

PN Junction Under Forward Bias

- I/V Characteristics

热平衡

•耗尽区
•内建电势

反向偏置

•结电容
•I/V特性

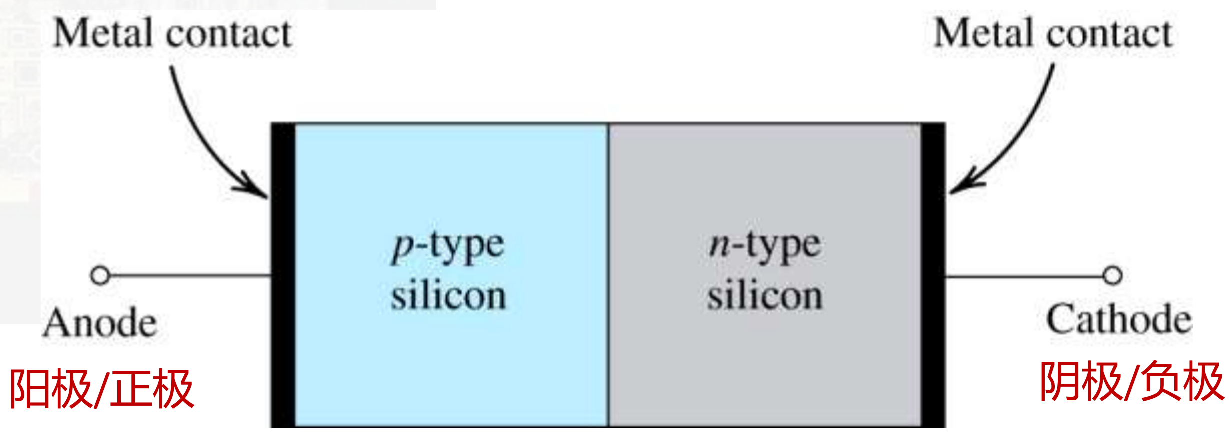
正向偏置

•扩散电容
•I/V特性

- 为了理解二极管的工作原理，需要对二极管的三个工作状态（区域）分别进行研究：①热平衡状态（无外加电压）,②反向偏置（电压正极加在n侧），③正向偏置（电压正极加在p侧）

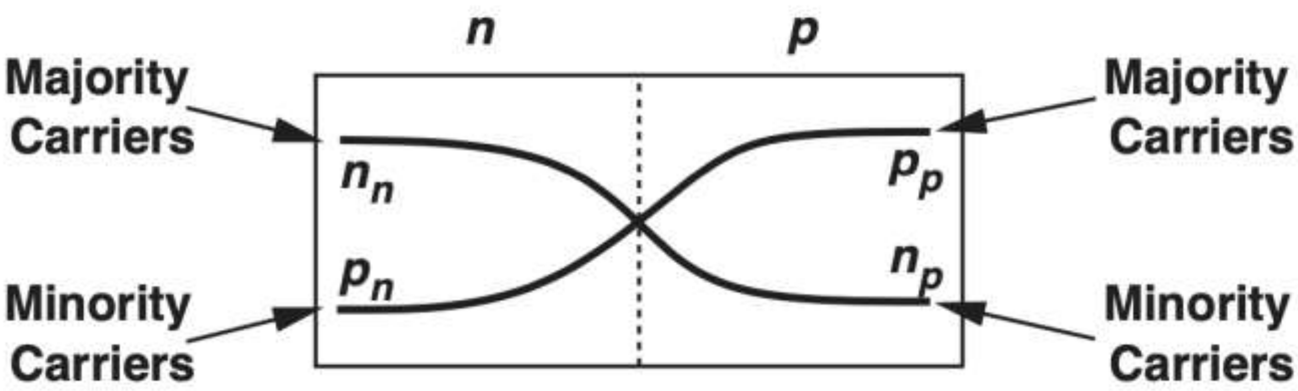
3.4.1. 物理结构

- ***pn* junction** structure
  - *p*-type semiconductor
  - *n*-type semiconductor
  - metal contact for connection



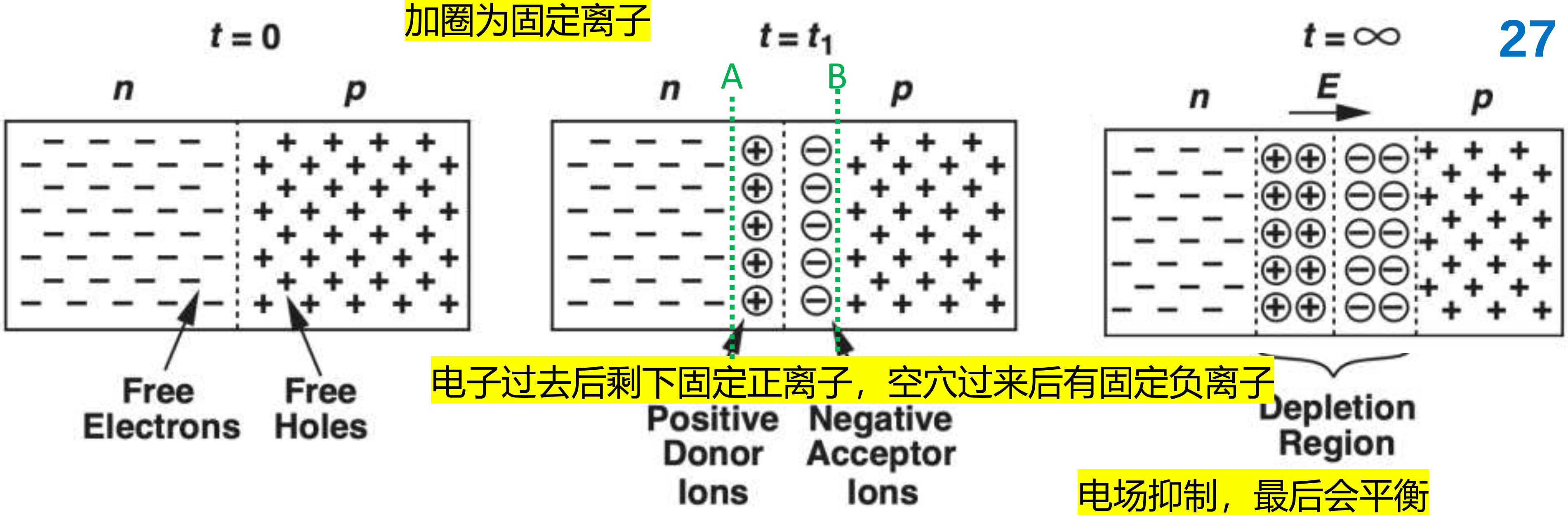
N区域里电子比较多，P区域里空穴比较多

热平衡（无外加电压）时



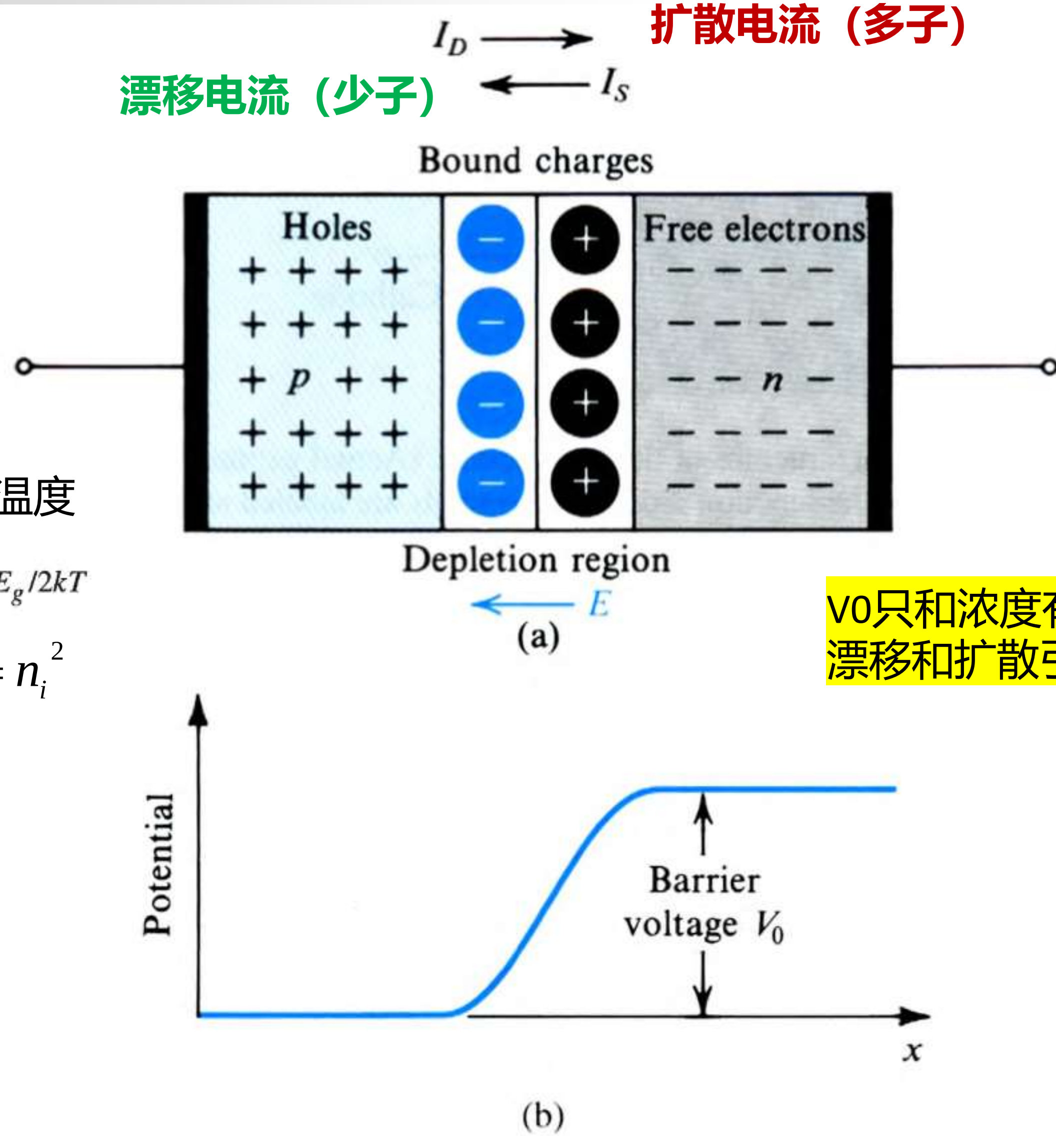
n_n : Concentration of electrons on n side
p_n : Concentration of holes on n side
p_p : Concentration of holes on p side
n_p : Concentration of electrons on p side

- 掺杂半导体中有四类带电粒子：
  - 电子（自由移动）、空穴（自由移动）、完全离化的施主离子P^+（固定不动）、完全离化的受主离子B^-（固定不动）
- *p*型半导体的多子为空穴；
  - $p=N_A$ → 空穴的数量与带负电的固定B^-离子数量相等（少子电子的数量可忽略），整体保持电中性；
- *n*型半导体的多子为电子；
  - $n=N_D$ → 电子的数量与带正电的固定P^+离子数量相等（少子空穴的数量可忽略），整体保持电中性；



- 原本n和p都是电中性的，中性区域的固定离子在图中没有画出来；
- ① n区域电子浓度较高，p区域空穴浓度较高 → t=0+时刻，电子向右边扩散，空穴向左边扩散；
- ② $t=t_1$时刻，扩散后，n区域靠近边界处暴露出带正电的固定离子，p区域靠近边界处暴露出带负电的离子，正负离子形成电场，电场阻碍扩散运动，同时电场产生漂移电流（将n侧的少子空穴扫到p侧），方向与扩散电流方向相反，漂移电流大小与边界A处的少子浓度p_n（B处的少子浓度n_p）有关，与电场大小无关；**【到达边界A（B）处的少子p（n）迅速被电场扫走】**
- ③ 随着扩散继续，暴露出的正负离子增加，导致电场增加，最终扩散电流与漂移电流平衡，暴露出离子的区域（耗尽区）宽度不再增加，达到平衡；
- ④耗尽区宽度、电场（电势差）可计算，由p侧和n侧的浓度所决定 耗尽区指只

OXFORD UNIVERSITY PRESS



少子浓度严重依赖于温度

$$n_i = BT^{3/2} e^{-E_g/2kT}$$

$$np = n_i^2$$

I_S随温度变化

V0只和浓度有关，因为都是漂移和扩散引起的

Figure 3.9 **(a)** The *pn* junction with no applied voltage (open-circuited terminals). **(b)** The potential distribution along an axis perpendicular to the junction.

远离耗尽区的n和p电场等于0.电场中间最大，因为正负最多，两边慢慢减小

Example 2.12

In the junction shown in Fig. 2.21, the depletion region has a width of b on the n side and a on the p side. Sketch the electric field as a function of x.

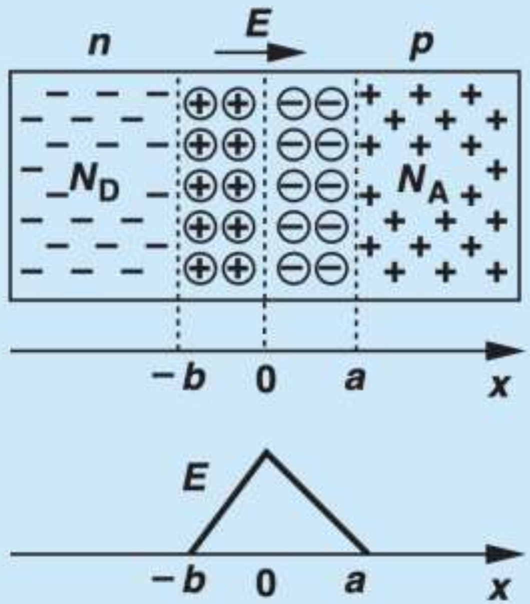


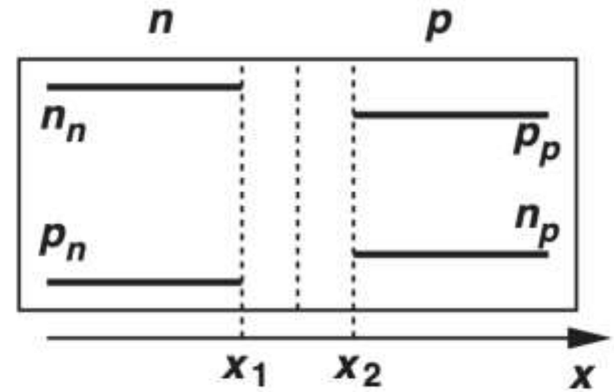
Figure 2.21 Electric field profile in a pn junction.

Solution Beginning at $x < -b$, we note that the absence of net charge yields $E = 0$. At $x > -b$, each positive donor ion contributes to the electric field, i.e., the magnitude of E rises as x approaches zero. As we pass $x = 0$, the negative acceptor atoms begin to contribute negatively to the field, i.e., E falls. At $x = a$, the negative and positive charge exactly cancel each other and $E = 0$.

OXFORD UNIVERSITY PRESS

因为乘积等于常数，所以图像有此分布

内建电势计算



- 平衡时，漂移电流 = 扩散电流 $|I_{\mathrm{drift},p}| = |I_{\mathrm{diff},p}|$ $|I_{\mathrm{drift},n}| = |I_{\mathrm{diff},n}|$

$$q\mu_p pE = qD_p\frac{dp}{dx}$$

$$E = -dV/dx$$

$$-\mu_p p\frac{dV}{dx} = D_p\frac{dp}{dx} \Rightarrow -\mu_p\int_{x_1}^{x_2} dV = D_p\int_{p_n}^{p_p}\frac{dp}{p}$$

$$\Rightarrow V(x_2) - V(x_1) = -\frac{D_p}{\mu_p}\ln\frac{p_p}{p_n}$$

$$\frac{D}{\mu} = \frac{kT}{q}$$

$$|V_0| = \frac{kT}{q}\ln\frac{p_p}{p_n}$$

内建电势与载流子的浓度差有关（p区空穴浓度/n区空穴浓度）

浓度相差越大→内建电势越大

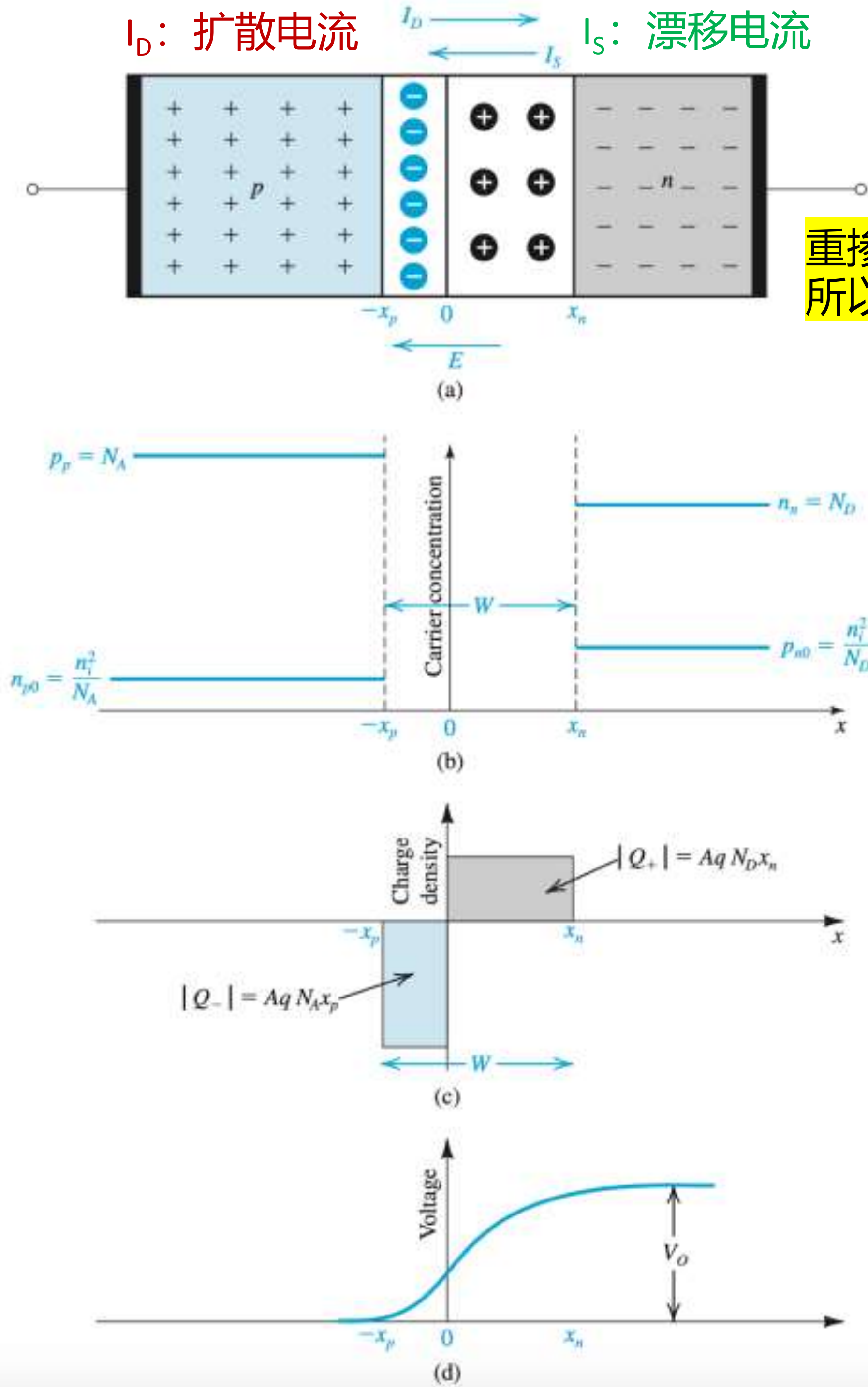
$$\Rightarrow \boxed{V_0 = \frac{kT}{q}\ln\frac{N_A N_D}{n_i^2}}$$

前面是25mV，电势只和两侧浓度和温度有关

p侧重掺杂；n侧轻掺杂

I_D：扩散电流

I_S：漂移电流



重掺杂固定离子
所以也窄

p侧耗尽区窄；n侧耗尽区宽

p侧耗尽区电荷 = n侧耗尽区电荷

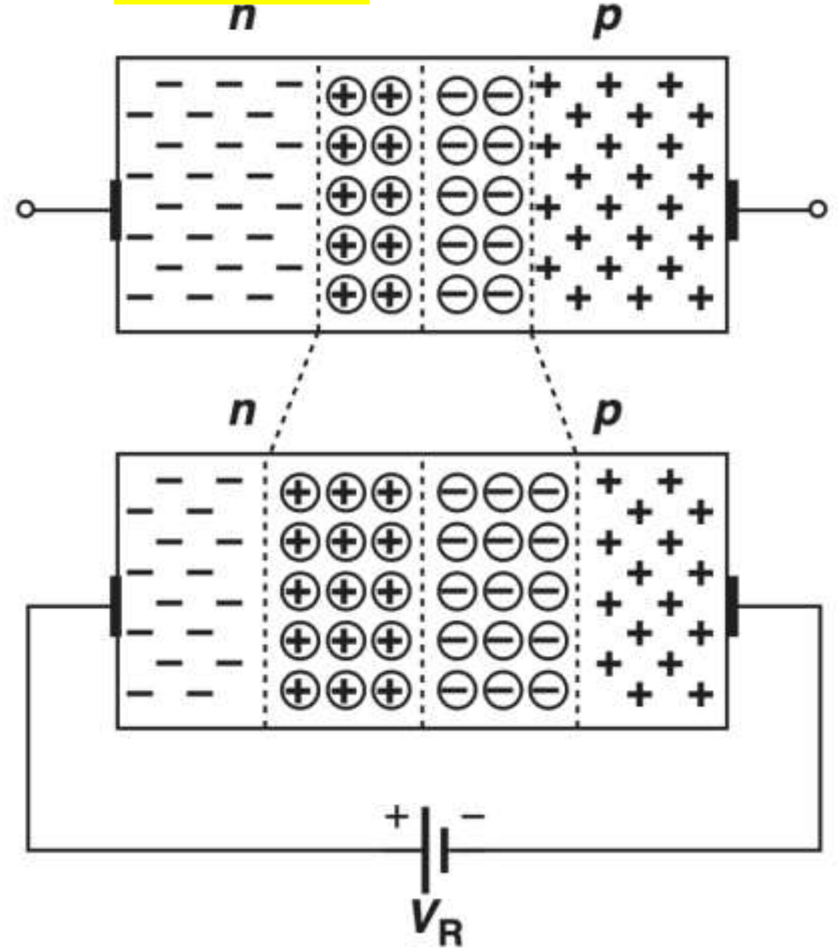
电势，耗尽区变化，中性区不变

反向偏置

偏置（Bias），可以是动词，也可以是名词，
indicates operation under some “desirable” conditions

最后表现出的特性，就是元件里面有内建电势差。但其不是恒电源。
元件不会对外输出电压，要符合能量守恒

- 外加电源的“+”施加在n区域
- 相当于“增强了”内建电势 → 暴露出更多的固定离子 → 耗尽区变宽
- 扩散电流，因势垒（n侧与p侧的电势差）增加，更难扩散 → 扩散电流减小
- 漂移电流，因n侧与p侧的少子浓度p_n, n_p 不变 → 漂移电流不变【因为少子浓度很小，所以漂移电流很小】
- 总电流值很小，从n侧到p侧

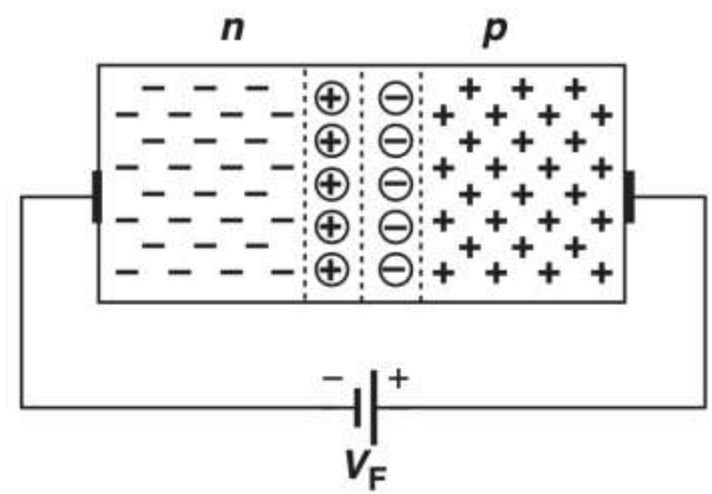


即使加了电压，也不会有电流通过回路。
但相当于把内建电势增强，扩散更难，电流

正向偏置

相当于减小耗尽区。但扩散更加容易（要克服的势垒减小），所以扩散电流增加，但漂移电流同上，不变
漂移电流都很小，因为少子浓度很小

- 外加电源的“+”施加在p区域
- 相当于“削弱了”内建电势 → 暴露出更少的固定离子 → 耗尽区变窄
- 扩散电流，因势垒（n侧与p侧的电势差）减小，更容易扩散 → 扩散电流增加
- 漂移电流，因n侧与p侧的少子浓度 p_n, n_p 不变 → 漂移电流不变【因为少子浓度很小，所以漂移电流很小】
- 总电流为正，从p侧到n侧



OXFORD UNIVERSITY PRESS

电流方向定义为p到n

扩散电流I_D变化　漂移电流I_S不变

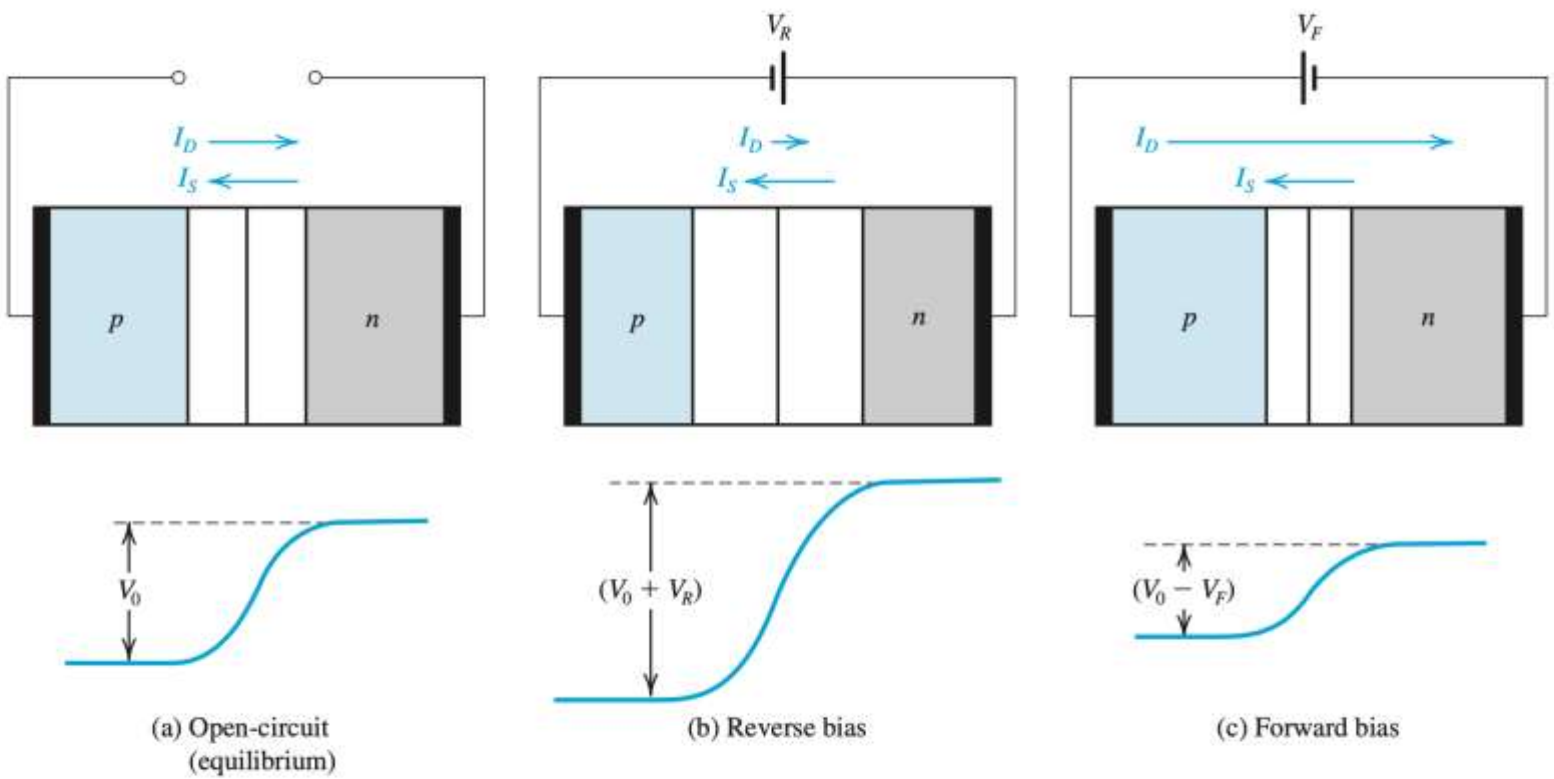
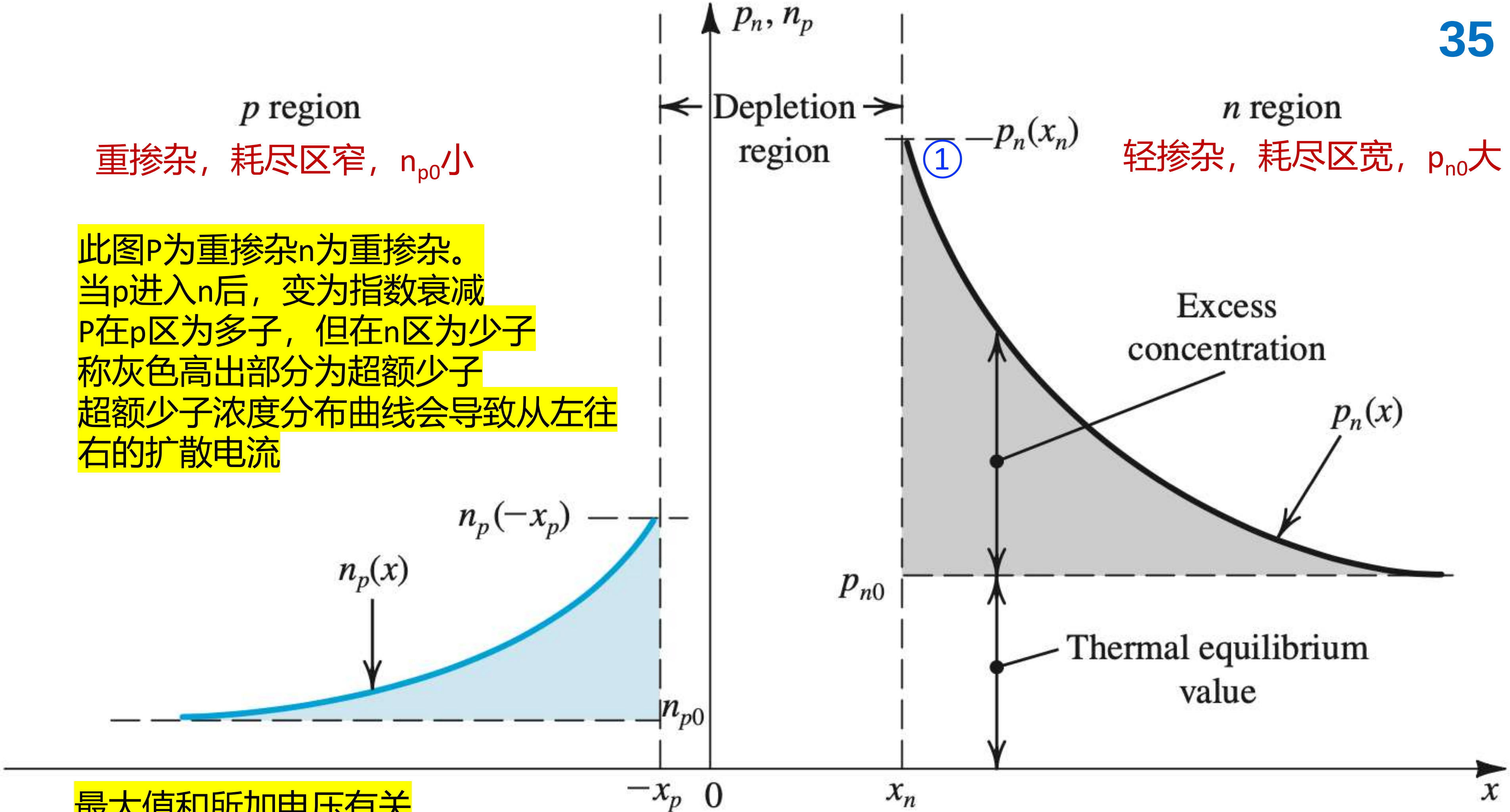


Figure 3.11 The *pn* junction in: (**a**) equilibrium; (**b**) reverse bias; (**c**) forward bias.

P到n电流为0

电压为负时，电流为-is

电压为正时， 电流迅速增加为指数增长



重掺杂，耗尽区窄，n_{p0}小

轻掺杂，耗尽区宽，p_{n0}大

此图P为重掺杂n为重掺杂。
当p进入n后，变为指数衰减
P在p区为多子，但在n区为少子
称灰色高出部分为超额少子
超额少子浓度分布曲线会导致从左往右的扩散电流

最大值和所加电压有关

Figure 3.12 Minority-carrier distribution in a forward-biased *pn* junction. It is assumed that the *p* region is more heavily doped than the *n* region; $N_A \gg N_D$.

①考虑从p侧扩散到n侧的空穴，刚越过耗尽区边界x_n时，浓度为$p_n(x_n)$，然后迅速与n区的电子复合，浓度减小

$$p_n(x_n) = p_{n0} e^{V/V_T}$$

- V=0时，退化为热平衡状态，$p_n(x_n) = p_{n0}$
- V>0时，正向偏置，存在超额少子

$$\text{Excess concentration} = p_{n0} e^{V/V_T} - p_{n0} = p_{n0}\left(e^{V/V_T} - 1\right)$$

($x=x_n$ 处)

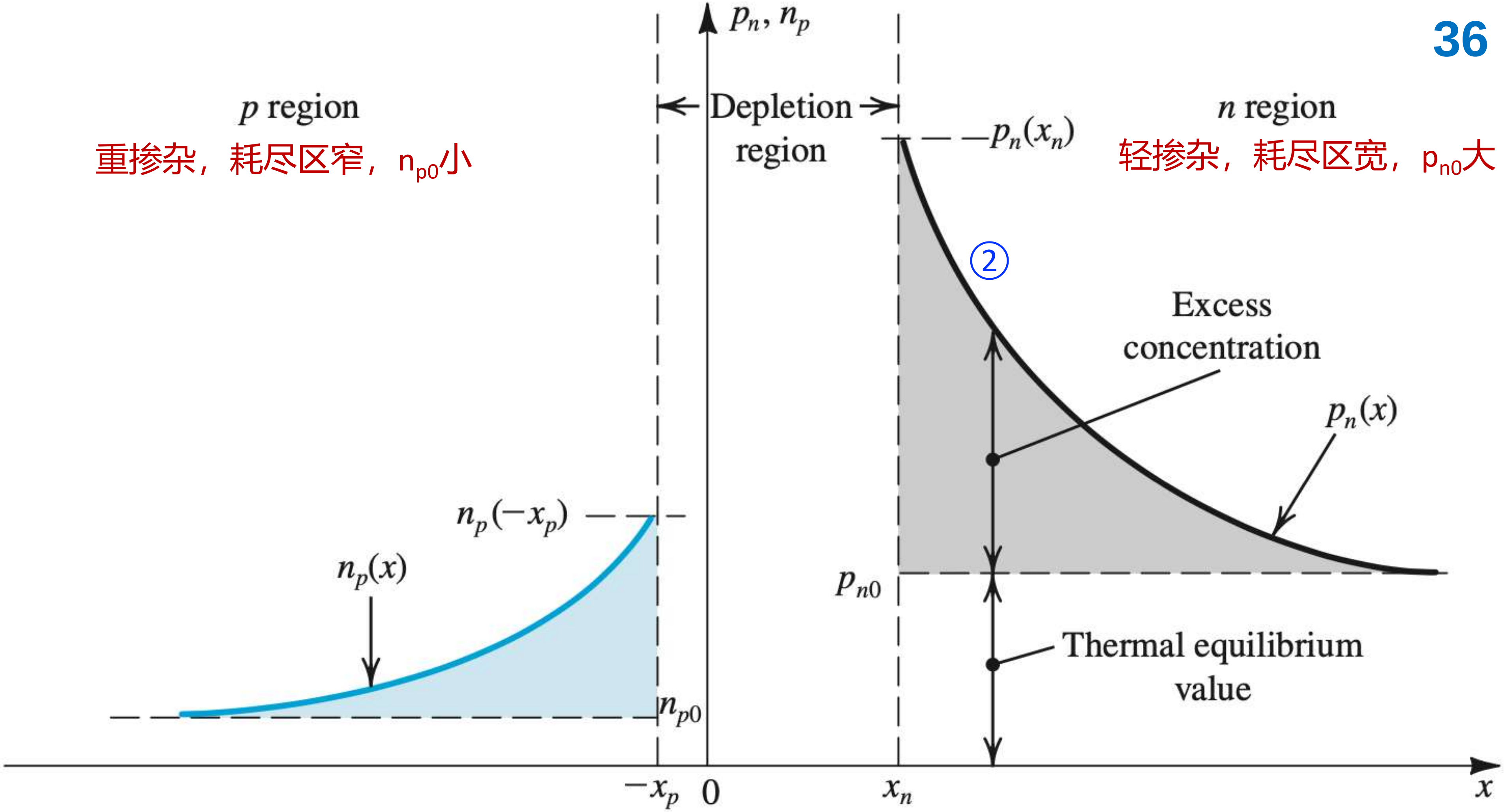


Figure 3.12 Minority-carrier distribution in a forward-biased *pn* junction. It is assumed that the *p* region is more heavily doped than the *n* region; $N_A \gg N_D$.

②超额少子在n区与电子复合，浓度呈指数衰减

$$p_n(x) = p_{n0} + (\text{Excess concentration})e^{-(x-x_n)/L_p}$$

$$\text{Excess concentration} = p_{n0}e^{V/V_T} - p_{n0} = p_{n0}\left(e^{V/V_T} - 1\right)$$

（$x=x_n$处）

$$p_n(x) = p_{n0} + p_{n0}\left(e^{V/V_T} - 1\right)e^{-(x-x_n)/L_p}$$

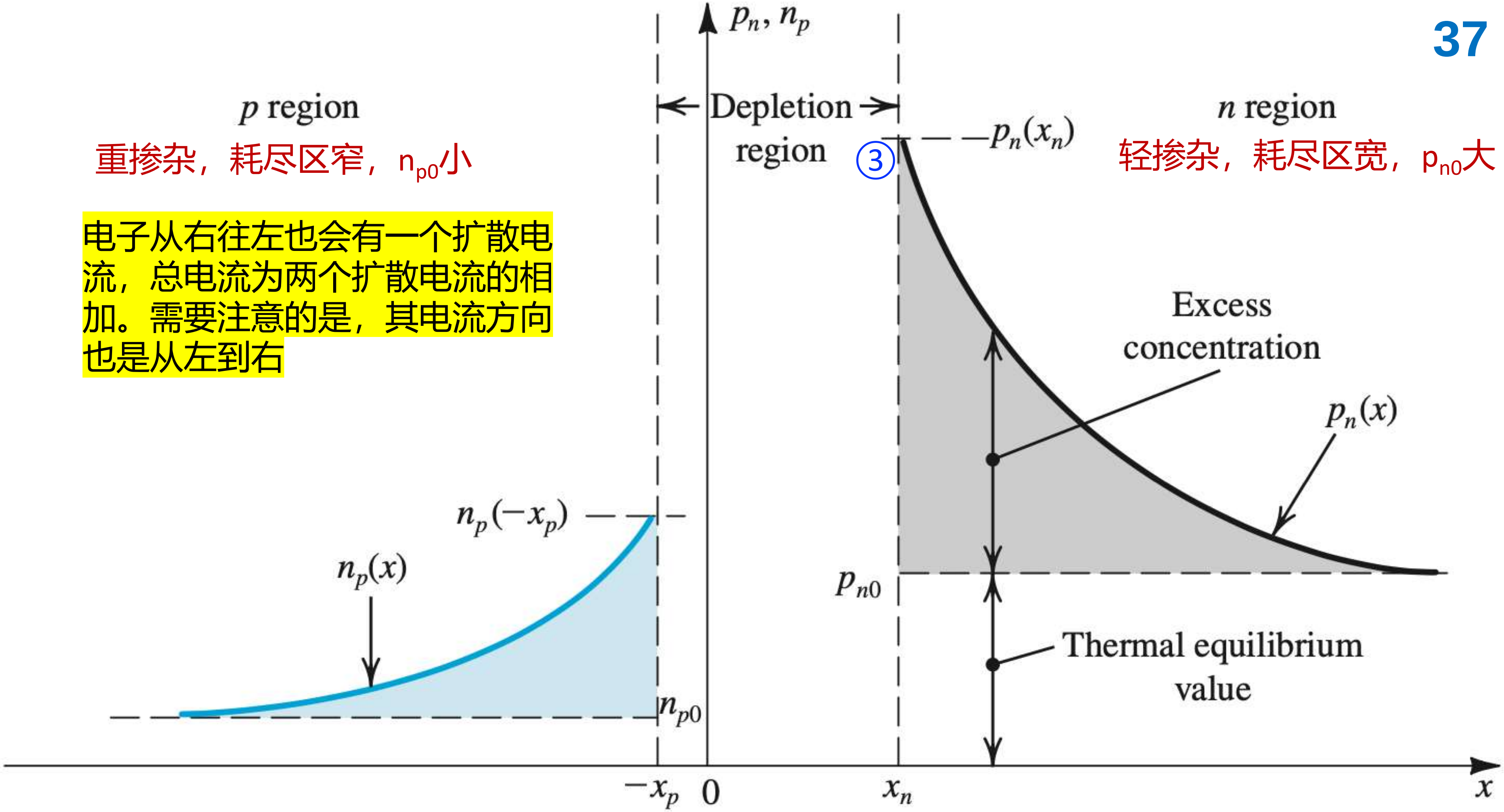


Figure 3.12 Minority-carrier distribution in a forward-biased *pn* junction. It is assumed that the *p* region is more heavily doped than the *n* region; $N_A \gg N_D$.

③超额少子在n区的浓度分布存在梯度 → 扩散电流

x_n处的扩散电流：

$$J_p(x) = -qD_p \frac{dp_n(x)}{dx} \Rightarrow J_p(x) = q\left(\frac{D_p}{L_p}\right)p_{n0}\left(e^{V/V_T} - 1\right)e^{-(x-x_n)/L_p} \Rightarrow J_p(x_n) = q\left(\frac{D_p}{L_p}\right)p_{n0}\left(e^{V/V_T} - 1\right)$$

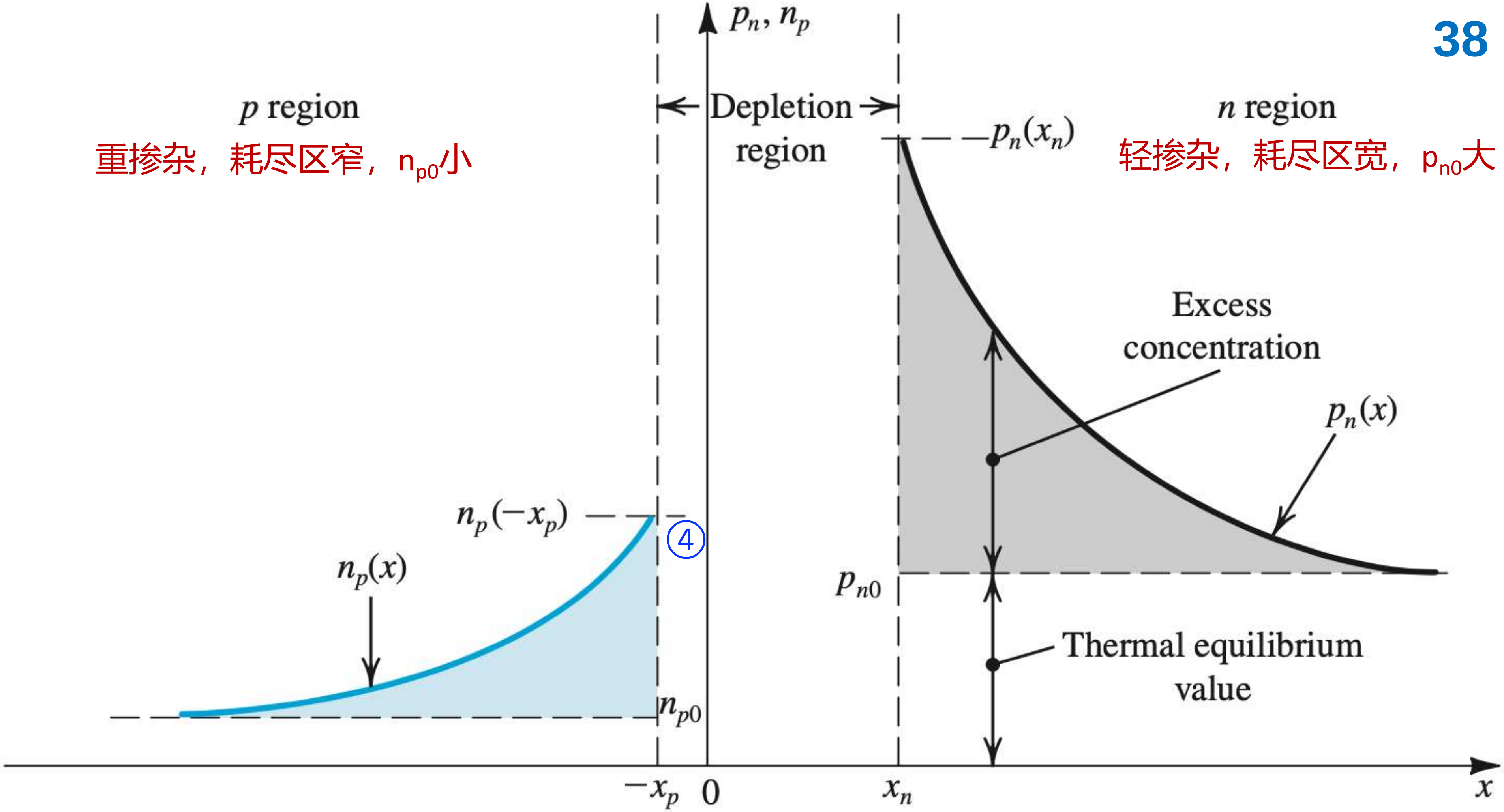


Figure 3.12 Minority-carrier distribution in a forward-biased *pn* junction. It is assumed that the *p* region is more heavily doped than the *n* region; $N_A \gg N_D$.

④同理，可计算$-x_p$处的扩散电流。耗尽区内部电流不变化，所以可以得到总电流：

$$J_n(-x_p) = q\left(\frac{D_n}{L_n}\right)n_{p0}\left(e^{V/V_T}-1\right)$$

$$I = A\left(J_p + J_n\right) \Rightarrow I = Aq\left(\frac{D_p}{L_p}p_{n0} + \frac{D_n}{L_n}n_{p0}\right)\left(e^{V/V_T}-1\right)$$

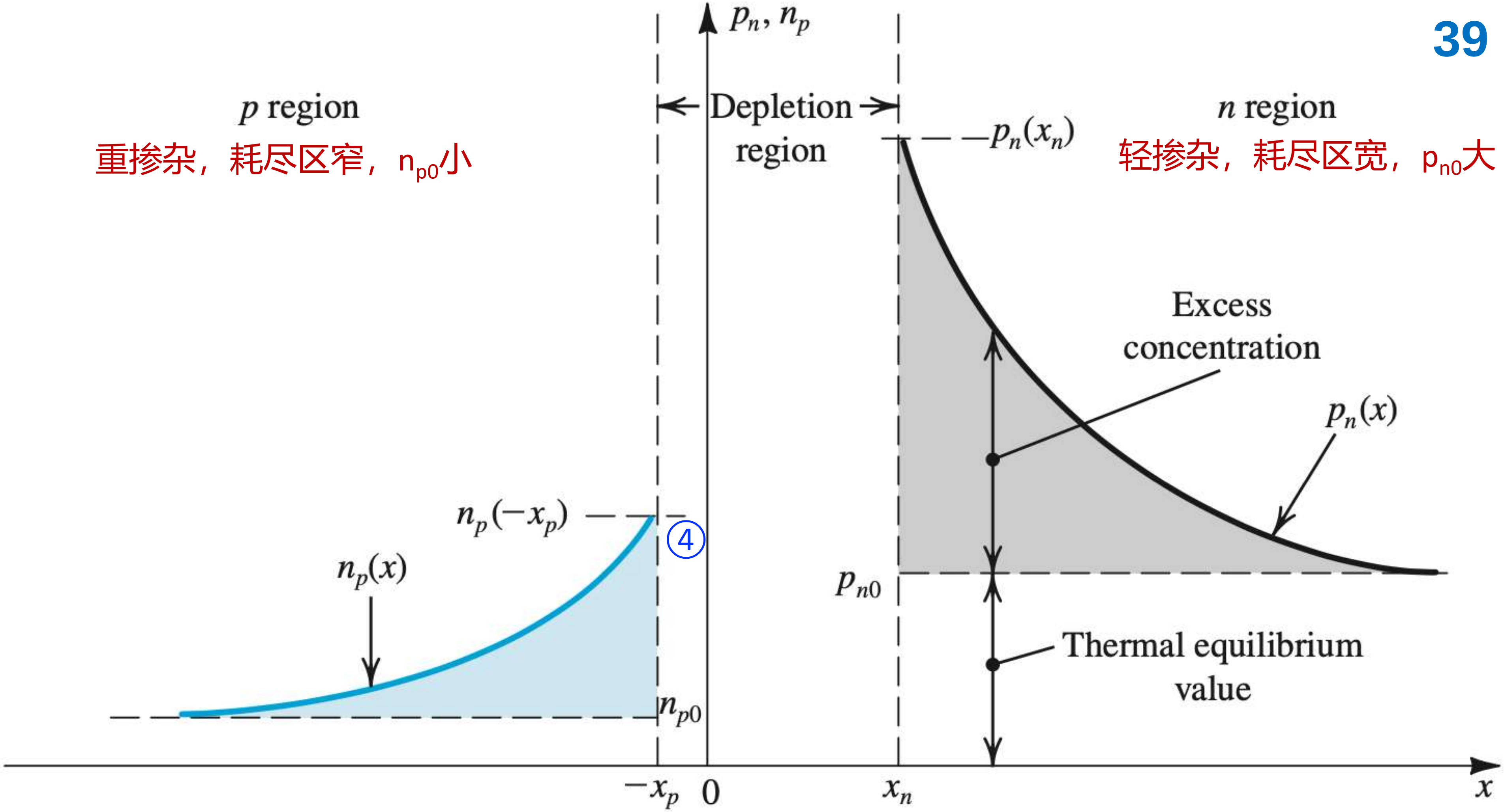
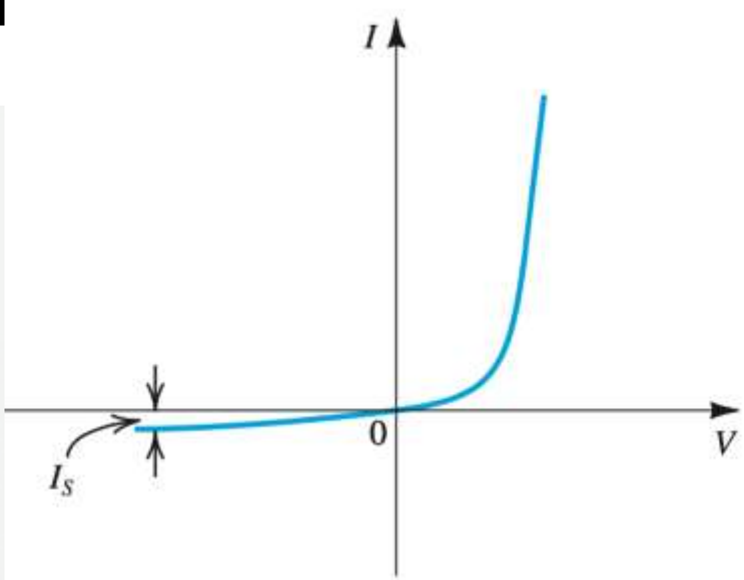


Figure 3.12 Minority-carrier distribution in a forward-biased *pn* junction. It is assumed that the *p* region is more heavily doped than the *n* region; $N_A \gg N_D$.

④I_S称为饱和电流，也称scale current，因其随面积按比例缩放；I_s受温度影响严重（与n_i^2相关）

$$\boxed{I = I_S\left(e^{V/V_T} - 1\right)} \qquad I_S = Aqn_i^2\left(\frac{D_p}{L_pN_D} + \frac{D_n}{L_nN_A}\right)$$



Is为最大电流，即饱和电流

$$\boxed{I = I_S\left(e^{V/V_T} - 1\right)}$$

当V远远大于26mV时，就可以把1舍去

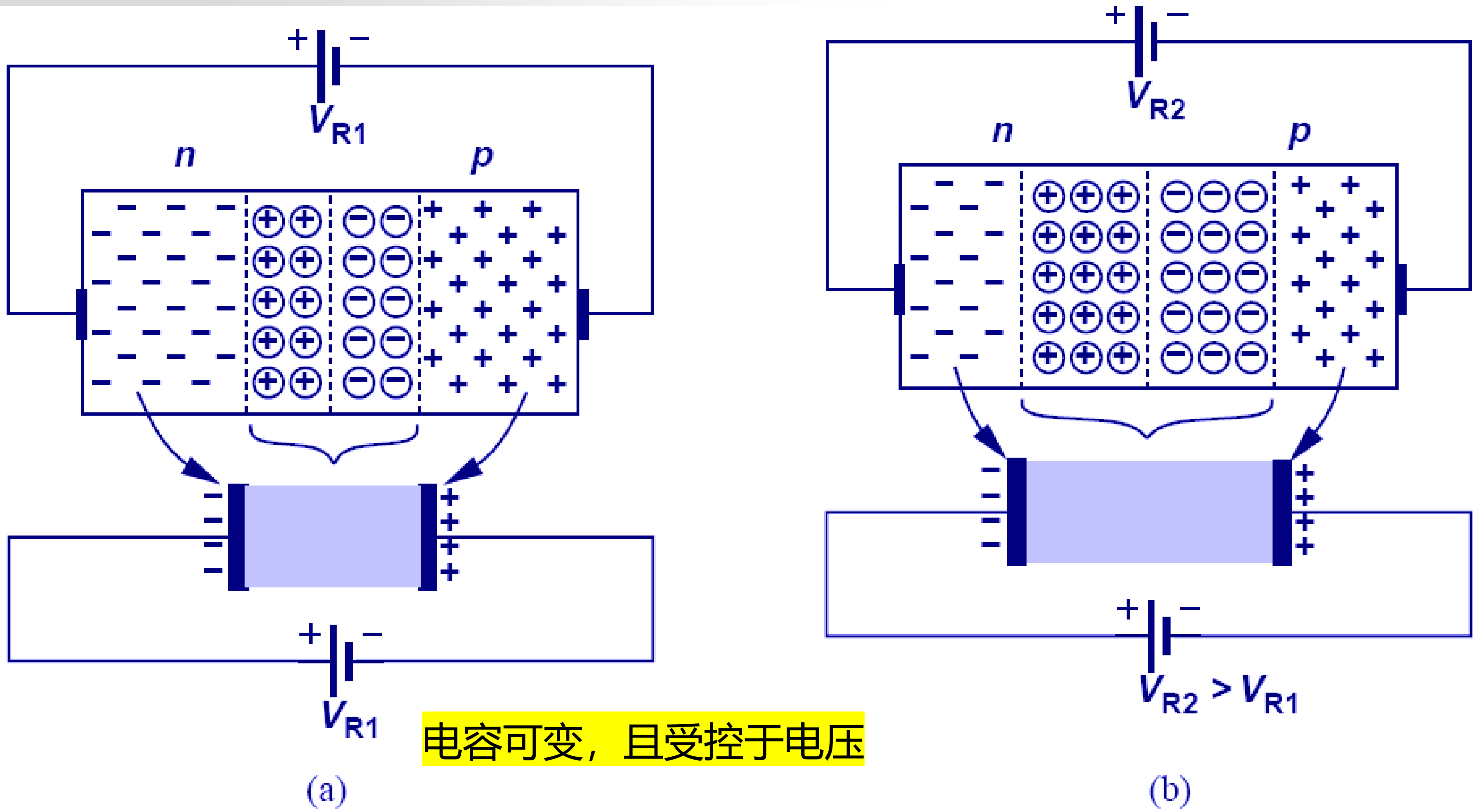
Figure 3.13 The *pn* junction *I–V* characteristic.

表达式符合正部分，但认为可以符合正负无穷部分

OXFORD UNIVERSITY PRESS

二极管在正偏反偏时有一个电容效应

电容效应1：反向偏置—可变结电容



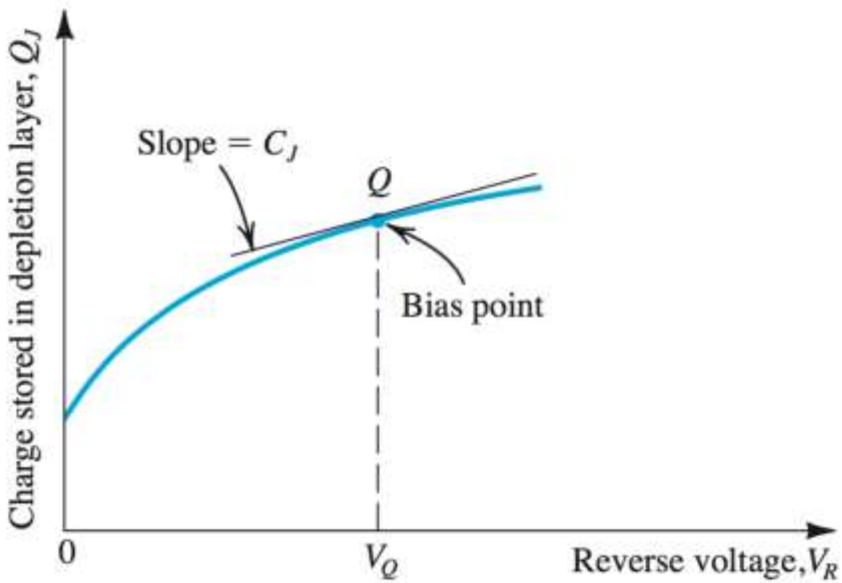
电容可变，且受控于电压

(a) (b)

- The PN junction can be viewed as a **capacitor**. By varying V_R, the depletion width changes, changing its capacitance value; therefore, the PN junction is actually a voltage-dependent capacitor. 反向电压增加，耗尽区变宽，电容减小

OXFORD UNIVERSITY PRESS

结电容：耗尽区固定离子引起的

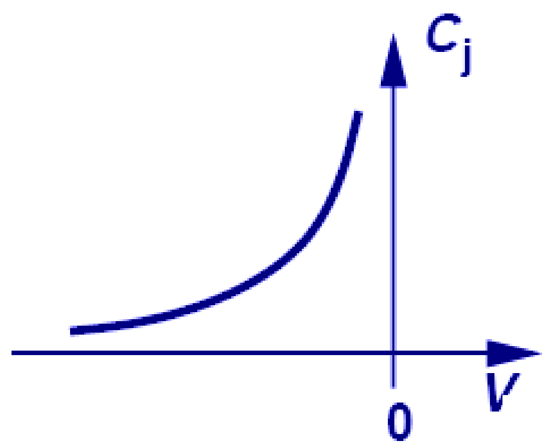


$$Q_J = A\sqrt{2\varepsilon_s q \frac{N_A N_D}{N_A + N_D}(V_0 + V_R)}$$

$$C_j = \left.\frac{dQ_J}{dV_R}\right|_{V_R = V_Q}$$

OXFORD UNIVERSITY PRESS

Voltage-Dependent Capacitance



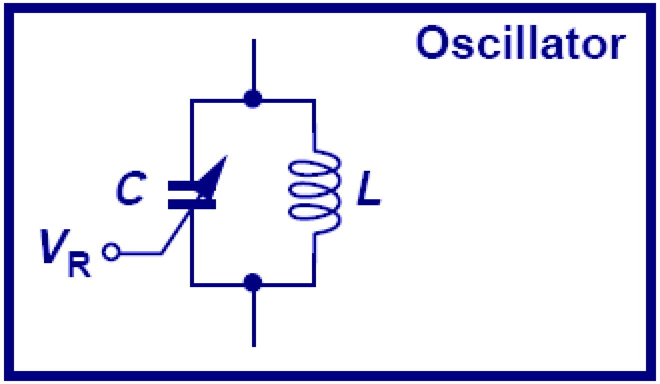
$$C_j = \frac{C_{j0}}{\sqrt{1+\frac{V_R}{V_0}}}$$

$$C_{j0} = \sqrt{\frac{\varepsilon_{si} q}{2} \frac{N_A N_D}{N_A + N_D} \frac{1}{V_0}}$$

- 外加电压变化 → 耗尽区宽度变化 → 耗尽区内储存的电荷变化 → 等效电容值变化；反向偏置时，能实现可变电容（变容二极管，Varactor）

OXFORD UNIVERSITY PRESS

Voltage-Controlled Oscillator
压控振荡器



$$f_{res} = \frac{1}{2\pi}\frac{1}{\sqrt{LC}}$$

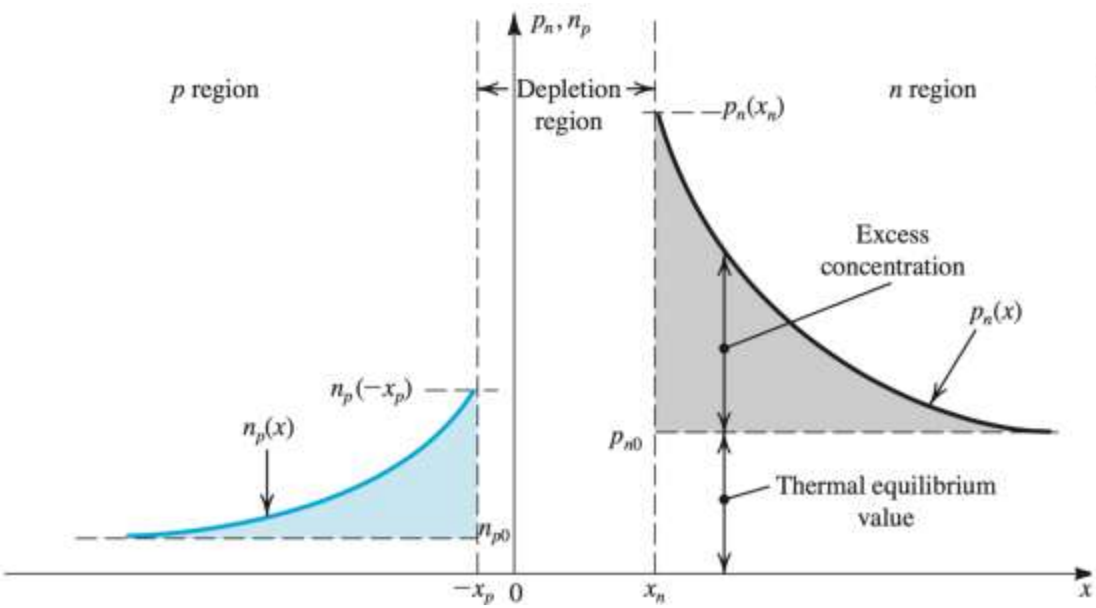
电压调节电容，从而改变谐振频率

- A very important application of a reverse-biased PN junction is VCO, in which an LC tank is used in an oscillator. By changing V_R, we can change C, which also changes the oscillation frequency.

电容效应2：正向偏置--扩散电容

- 正向偏压时，大量电流可以流过结，因此也代表中性区有大量的移动载流子．这些随着偏压增加的移动载流子增量会贡献出额外的一项电容，称为扩散电容（**反偏时为耗尽区固定离子电荷引起的结电容**）

- 正向偏压增加→超量少子的浓度和梯度都增加→正向电流增加、存储电荷增加→等效的扩散电容增加；



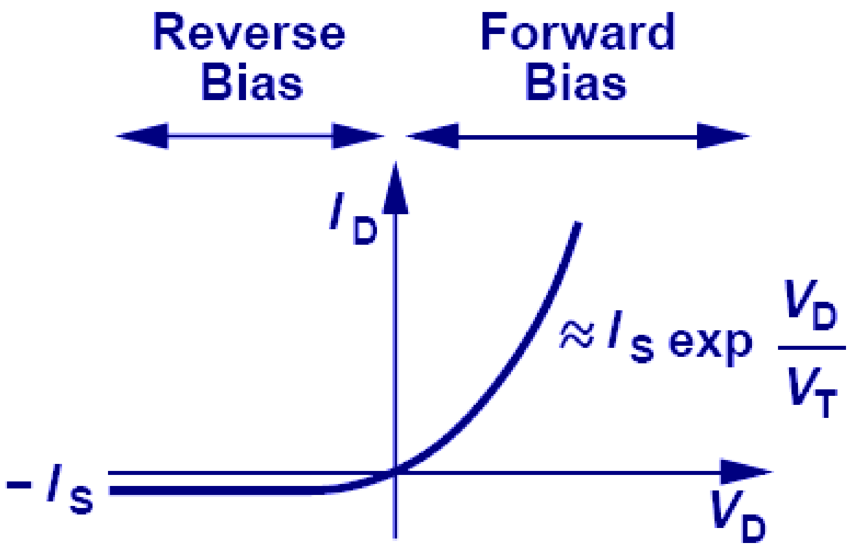
$$Q_p = Aq \times \text{shaded area under the } p_n(x) \text{ curve}$$

$$= Aq[p_n(x_n) - p_{n0}]L_p$$

$$C_d = \frac{dQ}{dV}$$

正向偏置时同样为电容，是由扩散引起的。反向是耗尽区展宽引起。

PN结的I/V特性（伏安特性）

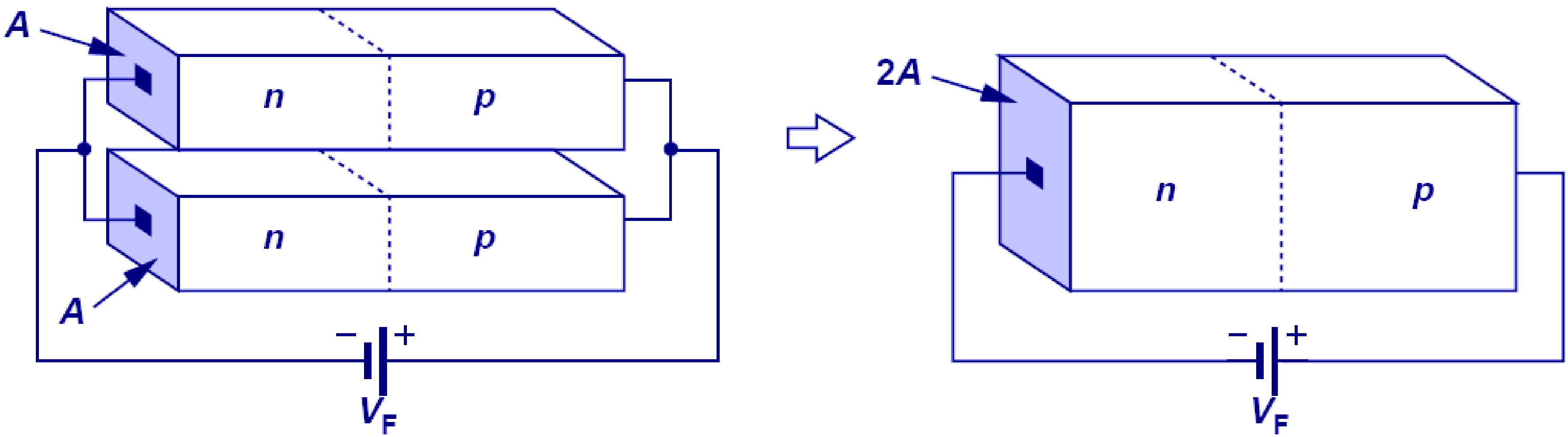


$$I = I_S\left(e^{V/V_T} - 1\right)$$

- 正向、反向都可以用统一的公式表达
  - 正向特性：指数关系；反向特性：恒定电流
  - 室温下V_T=26 mV

Parallel PN Junctions

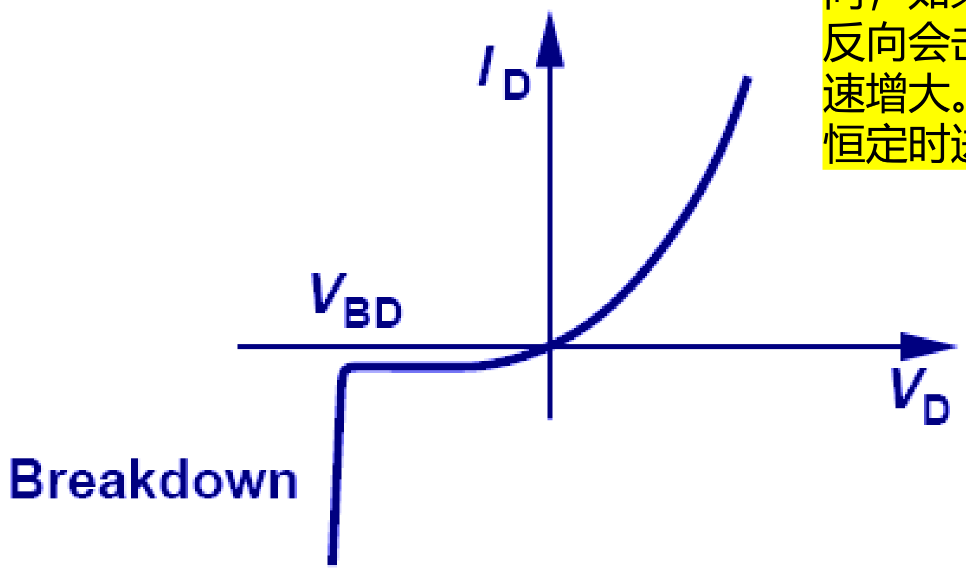
如果两个PN结并联，相当于增加面积，Vt不变，Is和面积成正比（根据前面公式），所以变大



- Since junction currents are proportional to the junction’s cross-section area. Two PN junctions put in parallel are effectively one PN junction with twice the cross-section area, and hence twice the current.

反向击穿区

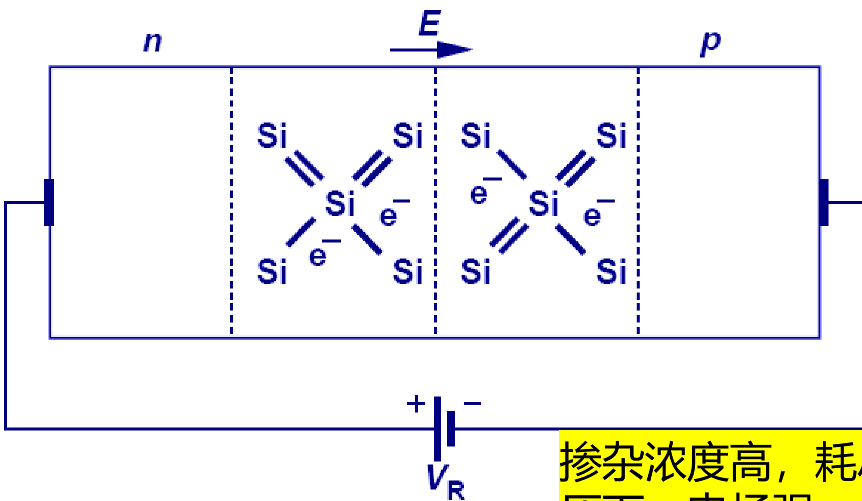
其实到不了正无穷大，负无穷大。正向，如果D很大，会导致饱和和烧坏。反向会击穿，电压基本不变，电流迅速增大。一般认为击穿可逆。在电压恒定时进行应用



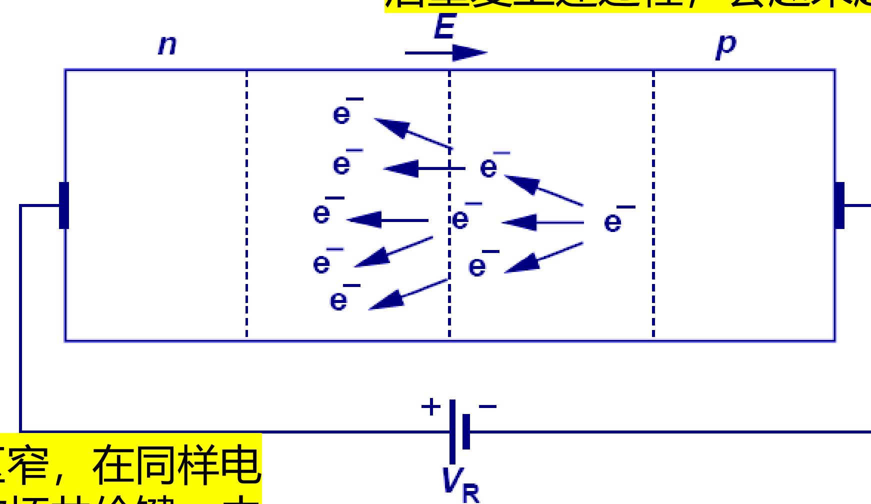
- 当反向电压过大时，会发生击穿；
  - 击穿特性：电压恒定

反向击穿的两种机理：齐纳（Zener）击穿 vs. 雪崩（Avalanche ）击穿

雪崩：
举例，一个电子在电场下运动
量足够大时若碰到别的原子，
后重复上述过程，会越来越多



(a)



(b)

掺杂浓度高，耗尽区窄，在同样电压下，电场强，会破坏共价键。击穿电压相对低

- Zener breakdown， 高掺杂情况下，耗尽区窄→电场强，直接破坏共价键，产生电子空穴对；齐纳击穿电压较低 (< 5V) 5-7V两

- Avalanche breakdown，低掺杂浓度，耗尽区较宽，当反向电压较高时， 高能电子轰击耗尽区内中性原子，产生电离、雪崩；雪崩击穿电压较高 (> 7V)

耗尽区宽。雪崩概率大（因为
。不过雪崩电压比较高才击穿

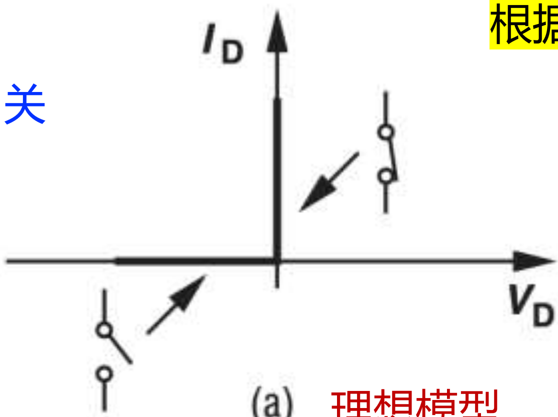
二极管的电路模型

PN结，构成最基本的半导体器件：二极管

根据公式构造电路模型

两个状态：开、关

最简单，适用简单判断

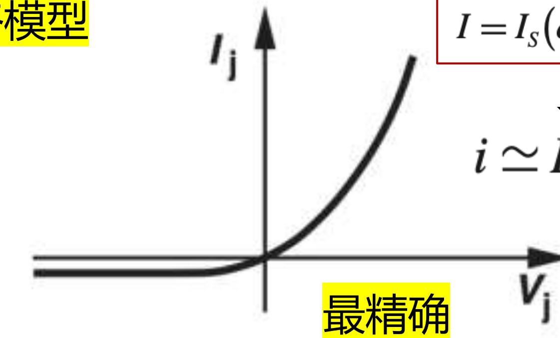


(a) 理想模型

$$I = I_S\left(e^{V/V_T} - 1\right)$$

⇩

$$i \simeq I_S e^{v/V_T}$$



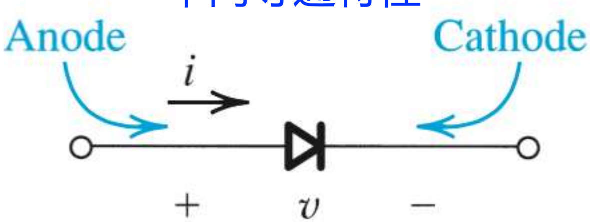
最精确

(b) 指数模型

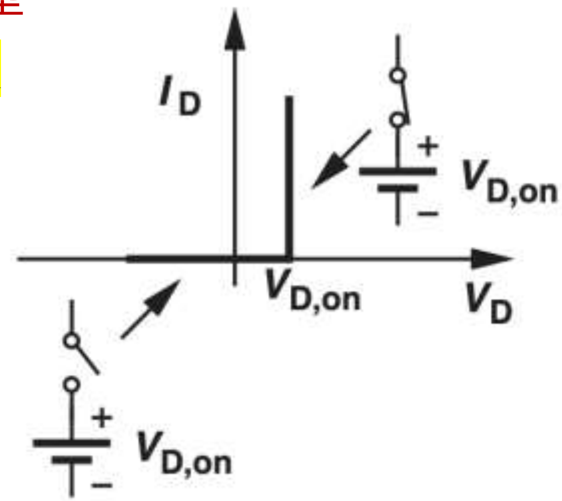
去掉1

电压为正短路导通，电压小于0断路，所以模型为开关，曲线被近似

单向导通特性



电路符号



(c) 恒压降模型

两个模型综合后为恒压降模型，开关加Vd，on

Figure 3.13 Diode characteristics: (a) ideal model, (b) exponential model, (c) constant-voltage model.

OXFORD UNIVERSITY PRESS

小结

二极管电流电压关系，单向导通性，去1的指数曲线

分析电路时，首先判断二极管是on还是off。
若电路复杂，则先假设，后验证是否正确。
若假设on，看开关流过电流的方向，如果是从正到负，则可能正确，负到正，则假设错误
若假设为off，若有电压为正向，则假设错误

- 本征半导体中，电子、空穴的浓度： $n = p = n_i$ $n_i = BT^{3/2} e^{-E_g/2kT}$
  - n=p
  - 与温度相关，300 K 时，≈ 1.5×10^{10} carriers/cm^3
- 掺杂半导体
  - 恒等式 $pn = n_i^2$
  - n型，n=N_D，再根据恒等式求p $n_n \simeq N_D$ $p_n \simeq \dfrac{n_i^2}{N_D}$
  - p型，p=N_A，再根据恒等式求n $p_p \simeq N_A$ $n_p \simeq \dfrac{n_i^2}{N_A}$
- 载流子运动——漂移（电场引起）

$$v_{p\text{-drift}} = \mu_p E \qquad v_{n\text{-drift}} = -\mu_n E \qquad J = J_p + J_n = q(p\mu_p + n\mu_n)E$$

  - 掺杂半导体的电导率 $\sigma = q(p\mu_p + n\mu_n)$

小结

- 载流子运动——扩散（浓度梯度引起）

$$J_n = qD_n \frac{dn}{dx} \qquad J_p = -qD_p \frac{dp}{dx} \qquad J_{tot} = q\left(D_n \frac{dn}{dx} - D_p \frac{dp}{dx}\right)$$

Drift Current | **Diffusion Current**

$$J_n = q n \mu_n E \qquad J_n = q D_n \frac{dn}{dx}$$

$$J_p = q p \mu_p E \qquad J_p = -q D_p \frac{dp}{dx}$$

- 爱因斯坦关系 $\dfrac{D_n}{\mu_n} = \dfrac{D_p}{\mu_p} = V_T = \dfrac{kT}{q}$ ≈ 26 mV @ 300K

小结

- PN结的三个工作状态

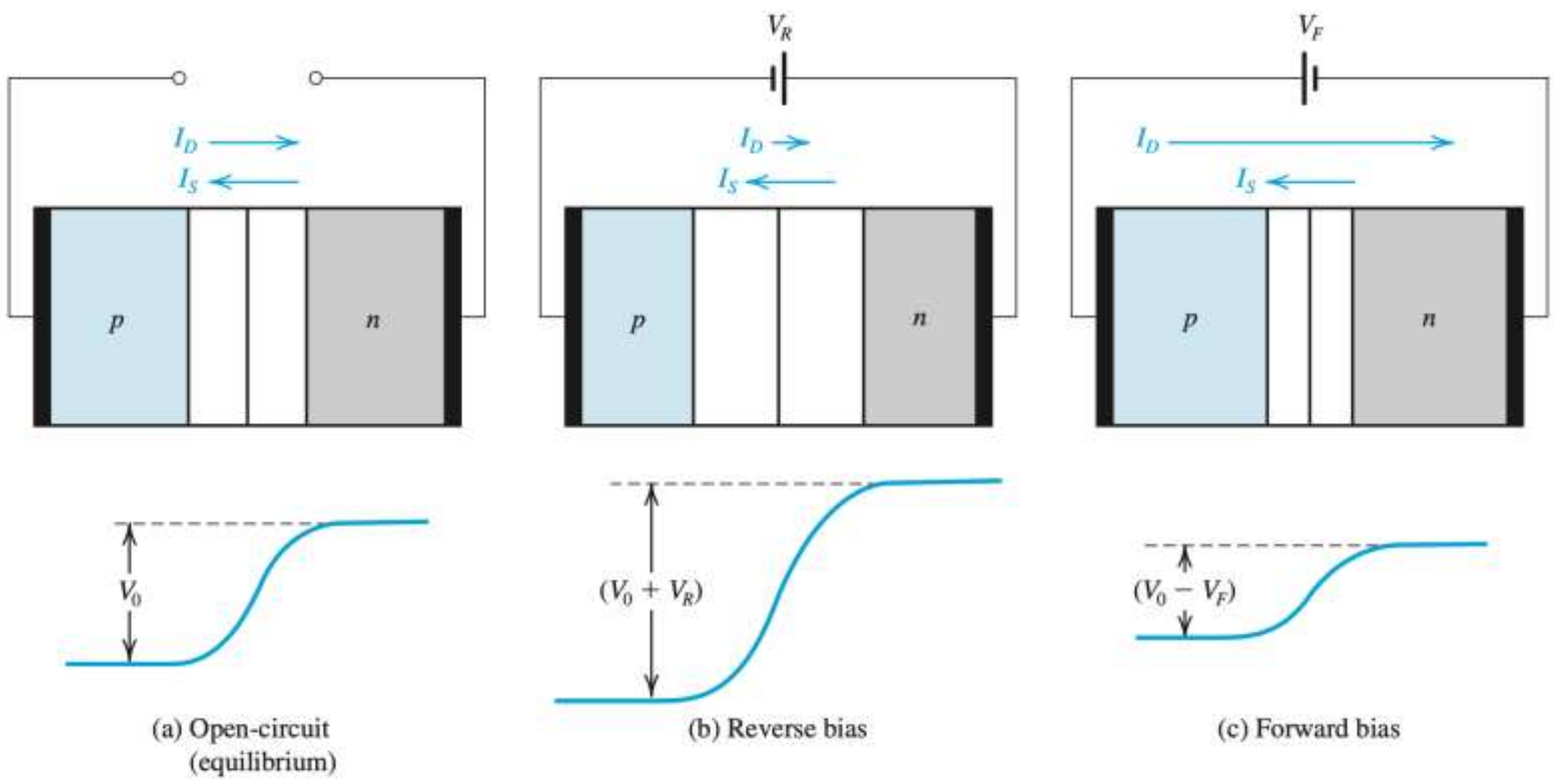
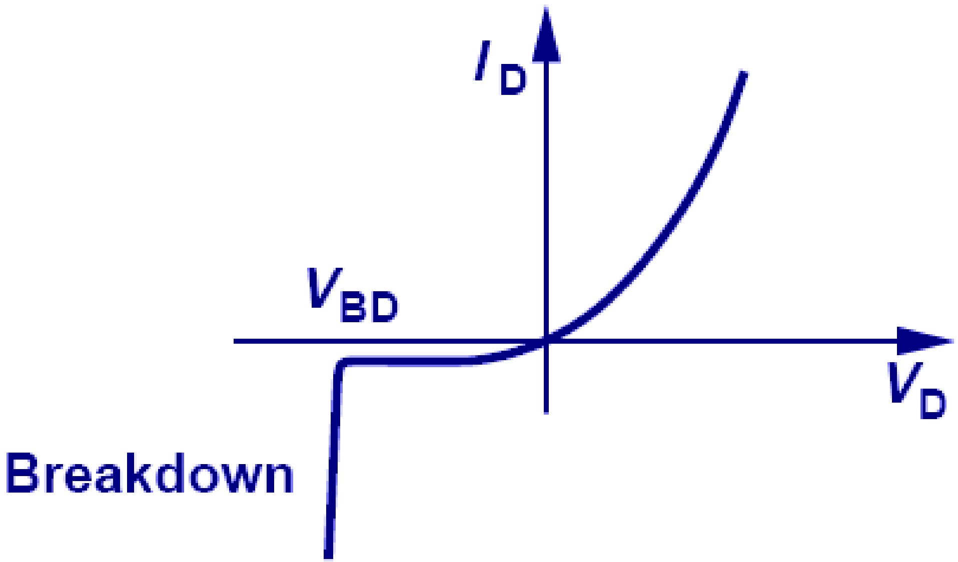


Figure 3.11 The *pn* junction in: **(a)** equilibrium; **(b)** reverse bias; **(c)** forward bias.

小结

- PN结的I/V特性



$$\boxed{I = I_S\left(e^{V/V_T} - 1\right)}$$

作业

3.1 Calculate the intrinsic carrier density n_i for silicon at $T = 50$ K and 350 K.

Ans. $9.6 \times 10^{-39}/\text{cm}^3$; $4.15 \times 10^{11}/\text{cm}^3$

$$\boxed{n_i = BT^{3/2} e^{-E_g/2kT}}$$

where B is a material-dependent parameter that is $7.3 \times 10^{15}\,\text{cm}^{-3}\text{K}^{-3/2}$ for silicon; T is the temperature in K; E_g, a parameter known as the **bandgap energy**, is 1.12 electron volt (eV) for silicon^2; and k is Boltzmann's constant (8.62×10^{-5} eV/K).

3.3 For a silicon crystal doped with boron, what must N_A be if at $T = 300$ K the electron concentration drops below the intrinsic level by a factor of 10^6?

Ans. $N_A = 1.5 \times 10^{16}/\text{cm}^3$

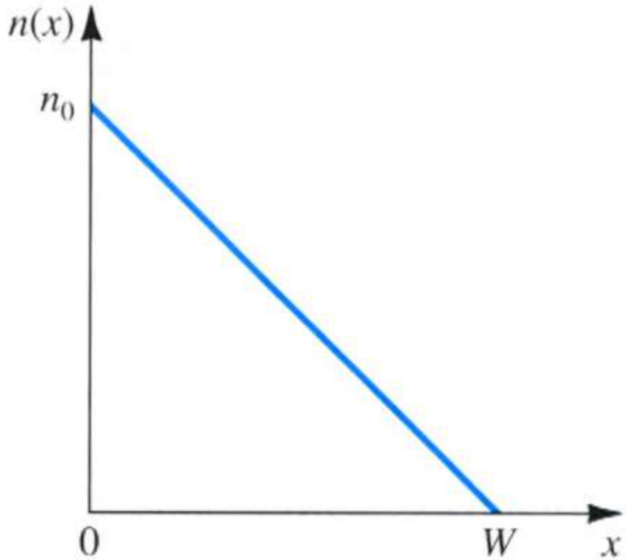
$$\boxed{p_p \simeq N_A \qquad p_p n_p = n_i^2 \qquad n_i \simeq 1.5 \times 10^{10}/\text{cm}^3}$$

$$\boxed{v_{n\text{-drift}} = -\mu_n E} \qquad \boxed{J = J_p + J_n = q(p\mu_p + n\mu_n)E}$$

3.4 A uniform bar of n-type silicon of 2 μm length has a voltage of 1 V applied across it. If $N_D = 10^{16}/\text{cm}^3$ and $\mu_n = 1350\ \text{cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$, find (a) the electron drift velocity, (b) the time it takes an electron to cross the 2-μm length, (c) the drift-current density, and (d) the drift current in the case the silicon bar has a cross sectional area of $0.25\ \mu\text{m}^2$.

Ans. 6.75×10^6 cm/s; 30 ps; $1.08 \times 10^4\ \text{A/cm}^2$; 27 μA

3.5 The linear electron-concentration profile shown in Fig. E3.5 has been established in a piece of silicon. If $n_0 = 10^{17}/\text{cm}^3$ and $W = 0.5\ \mu\text{m}$, find the electron-current density in microamperes per micron squared ($\mu\text{A}/\mu\text{m}^2$). If a diffusion current of 1 mA is required, what must the cross-sectional area (in a direction perpendicular to the page) be? Recall that $D_n = 35\ \text{cm}^2/\text{s}$.



$$\boxed{J_{tot} = q\left(D_n \frac{dn}{dx} - D_p \frac{dp}{dx}\right)}$$

Figure E3.5

Ans. $112\ \mu\text{A}/\mu\text{m}^2$; $9\ \mu\text{m}^2$

A diode operates in the forward bias region with a typical current level [i.e., $I_D \approx I_S \exp(V_D/V_T)$]. Suppose we wish to increase the current by a factor of 10. How much change in V_D is required?

Ans. V_D changes by 60 mV for a decade (tenfold) change in I_D