

ĐHBK Tp HCM-Khoa Đ-ĐT
BMĐT
GVPT: Hồ Trung Mỹ
Môn học: Dụng cụ bán dẫn

Chương 4

Chuyển tiếp PN (PN Junction)

1

CuuDuongThanCong.com

Nội dung chương 4

1. Chuyển tiếp PN – Giới thiệu các khái niệm
2. Điều kiện cân bằng nhiệt
3. Miền nghèo
4. Điện dung miền nghèo
5. Đặc tuyến dòng-áp
6. Các mô hình của diode bán dẫn
7. Điện tích chứa và quá trình quá độ
8. Đánh thủng chuyển tiếp
9. Chuyển tiếp dị thể (Heterojunction)
10. Các loại diode bán dẫn
11. Giới thiệu các ứng dụng của diode bán dẫn

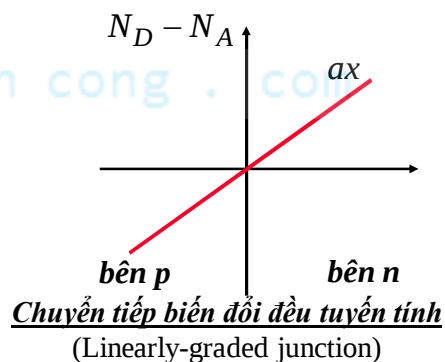
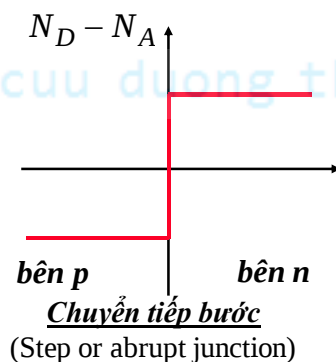
2

4.1 Chuyển tiếp PN – Giới thiệu các khái niệm tổng quát

3

Các chuyển tiếp PN bước và biến đổi đều

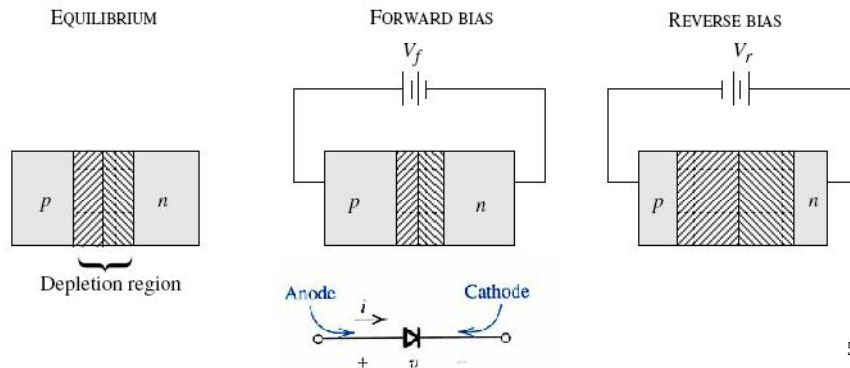
- Chuyển tiếp PN là 1 dụng cụ **hai cực**.
- Dựa vào **đồ thị pha tạp chất**, người ta có thể chia các chuyển tiếp PN thành 2 nhóm chính:
 - các chuyển tiếp bước
 - các chuyển tiếp biến đổi đều tuyến tính



4

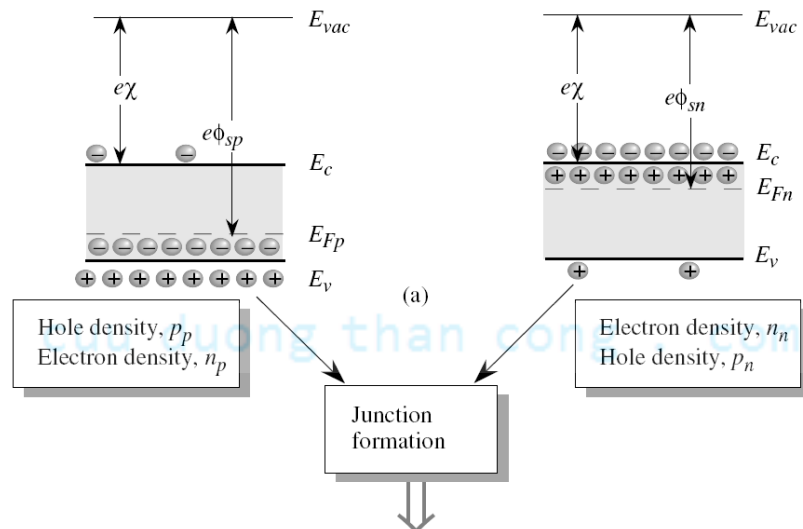
Nhận biết sự phân cực ở tiếp xúc PN

- Dựa trên $V_P - V_N$: (V_P là thế ở đầu Anode và V_N là thế ở đầu Cathode)
 - » < 0 : phân cực ngược (REVERSE BIAS)
 - » $= 0$: không có phân cực hay cân bằng
 - » > 0 : phân cực thuận (FORWARD BIAS)



5

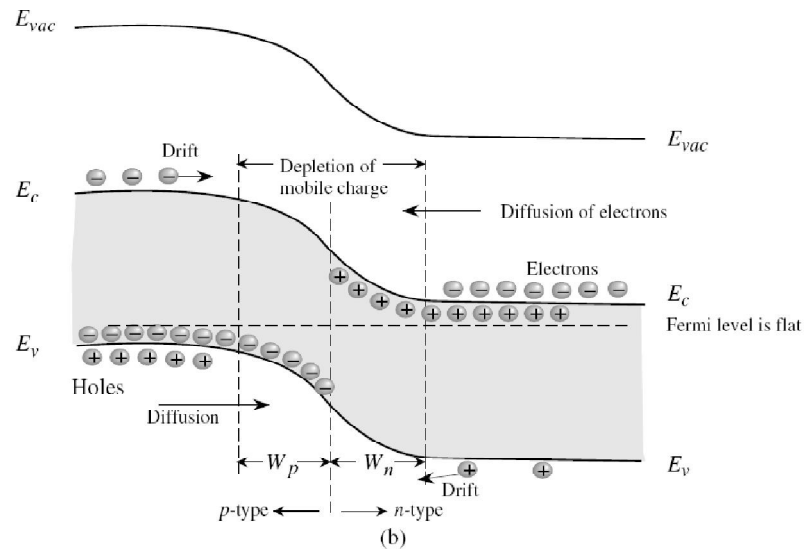
Sự tạo thành chuyển tiếp PN (1/2)



E_{vac} = mức năng lượng chân không

6

Sự tạo thành chuyển tiếp PN (2/2)



7

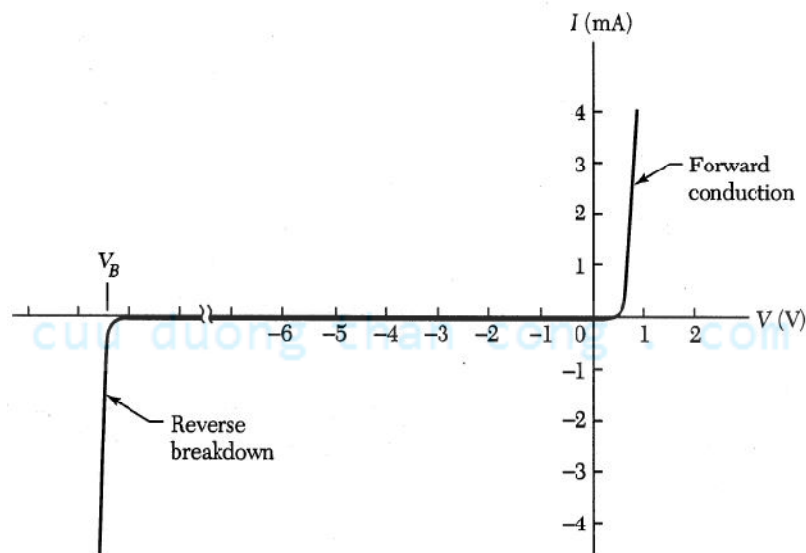
4.2 Điều kiện cân bằng nhiệt

8

Điều kiện cân bằng nhiệt (1)

- Đặc tính quan trọng nhất của các chuyển tiếp p-n là sự **chỉnh lưu dòng điện**, nghĩa là chúng cho phép dòng dễ dàng chạy theo chỉ 1 chiều. Hình sau cho thấy đặc tuyến dòng-áp của 1 chuyển tiếp p-n Si tiêu biểu.
- Khi ta đưa "phân cực thuận" vào chuyển tiếp (điện áp dương vào phía P), dòng điện tăng nhanh theo điện áp tăng. Tuy nhiên khi đưa vào "phân cực ngược", không có dòng điện chạy qua.
- Khi phân cực ngược tăng, dòng điện giữ không đổi trị rất nhỏ cho tới khi đạt đến điện áp tới hạn mà tại đó dòng tăng đột ngột. Sự tăng đột ngột ở dòng điện này được gọi là **đánh thủng chuyển tiếp** (junction breakdown). Điện áp thuận được đưa vào thường $< 1V$, nhưng điện áp tới hạn ngược, hay điện áp đánh thủng, có thể thay đổi từ vài volts đến hàng ngàn volts phụ thuộc vào nồng độ pha tạp chất và các tham số dụng cụ khác.

Điều kiện cân bằng nhiệt (2)



Đặc tuyến dòng-áp của 1 chuyển tiếp p-n Si tiêu biểu.

10

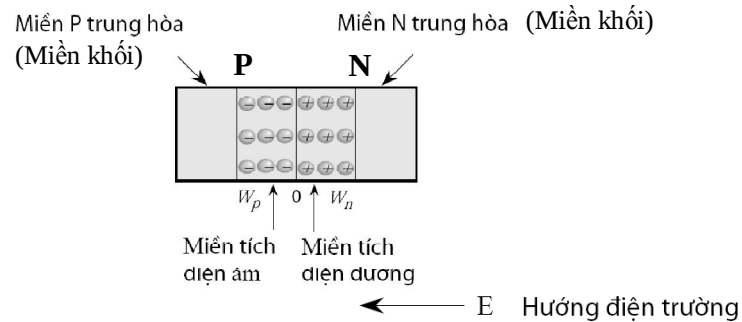
Giả thiết khi phân tích

1. Chuyển tiếp PN loại bước
2. Dùng mô hình điện tích không gian bước

11

cuu duong than cong . com

Mô hình điện tích không gian bước

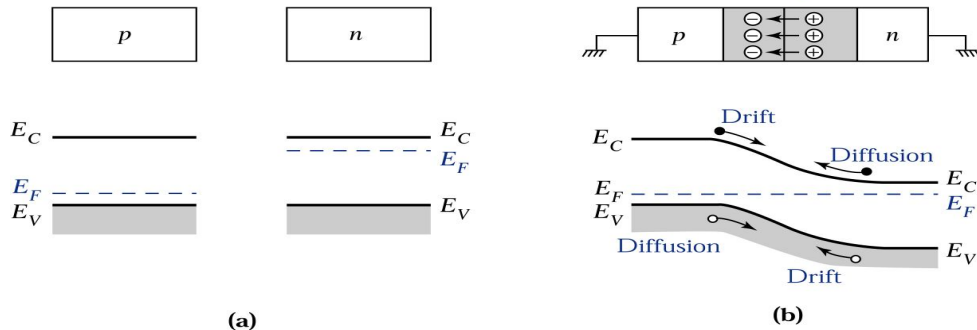


cuu duong than cong . com

Lỗ	→	Dòng hạt khuếch tán	→	Dòng điện khuếch tán
	←	Dòng hạt trôi	←	Dòng điện trôi
Điện tử	←	Dòng hạt khuếch tán	→	Dòng điện khuếch tán
	→	Dòng hạt trôi	←	Dòng điện trôi

12

Giản đồ dải năng lượng (Band diagram)



- **Mức Fermi**
 - Gần dải dẫn (loại N)
 - Gần dải hóa trị (loại P)
- Gắn lại với nhau
 - Điện tử được khuếch tán ←
 - Lỗ khuếch tán →
- Để lại
 - Ion donor dương (N_D^+), bên phải
 - Ion acceptor âm (N_A^-), trái
- Tạo nên điện trường ←
- Tạo nên điện thế.
- Miền điện tích không gian

13

Mức Fermi cân bằng (Equilibrium Fermi level)

Ở cân bằng nhiệt, các dòng điện tử và lỗ chạy qua các chuyển tiếp thì đồng nhất bằng zero.

$$J_p = J_p(\text{drift}) + J_p(\text{diffusion})$$

$$= q\mu_p p \mathcal{E} - qD_p \frac{dp}{dx}$$

$$= q\mu_p p \left(\frac{1}{q} \frac{dE_i}{dx} \right) - kT\mu_p \frac{dp}{dx} = 0,$$

với

$$D_p = (kT/q)\mu_p$$

$$p = n_i e^{(E_i - E_F)/kT}$$

$$\frac{dp}{dx} = \frac{p}{kT} \left(\frac{dE_i}{dx} - \frac{dE_F}{dx} \right)$$

Thì $J_p = \mu_p p \frac{dE_F}{dx} = 0$

hoặc

$$\frac{dE_F}{dx} = 0.$$

Tương tự, mật độ dòng điện tử:

$$J_n = J_n(\text{drift}) + J_n(\text{diffusion})$$

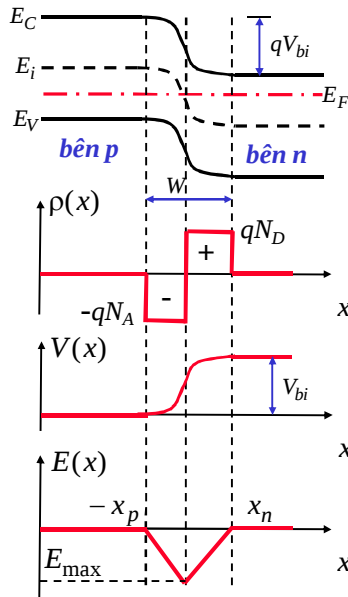
$$= q\mu_n n \mathcal{E} + qD_n \frac{dn}{dx}$$

$$= \mu_n n \frac{dE_F}{dx} = 0.$$

Như vậy, với điều kiện dòng điện tử và lỗ bằng không, **mức Fermi phải là hằng số.**

14

(A) Chuyển tiếp bước ở cân bằng nhiệt:



(a) Điện áp nội (Built-in voltage) V_{bi} :
(còn gọi là thế nội ϕ_B)

$$qV_{bi} = (E_i - E_F)_p + (E_F - E_i)_n$$

$$n_{n0} = n_i \exp[(E_F - E_i)/k_B T]$$

$$p_{p0} = n_i \exp[E_i - E_F / k_B T]$$

$$V_{bi} = \frac{k_B T}{q} \ln \left(\frac{p_{p0} n_{n0}}{n_i^2} \right) \approx V_T \ln \left(\frac{N_A N_D}{n_i^2} \right)$$

(b) Quan hệ giữa hạt dẫn đa số - thiểu số:

$$p_{n0} = p_{p0} \exp[-V_{bi} / V_T]$$

$$n_{p0} = n_{n0} \exp[-V_{bi} / V_T]$$

15

(c) Bề rộng miền nghèo (Depletion region width):

→ Giải phương trình Poisson bậc nhất dùng xấp xỉ miền nghèo, với các điều kiện biên sau:

$$\text{bên } p: \quad V(-x_p) = 0, \quad V(x_n) = V_{bi}, \quad E(-x_p) = E(x_n) = 0$$

$$V_p(x) = \frac{qN_A}{2\epsilon_s} (x + x_p)^2$$

bên n:

$$V_n(x) = -\frac{qN_D}{2\epsilon_s} (x_n - x)^2 + V_{bi}$$

→ Sử dụng sự liên tục của 2 nghiệm tại $x=0$, và sự trung hòa điện tích, để có được biểu thức cho miền nghèo W :

$$\left. \begin{array}{l} x_n + x_p = W \\ V_p(0) = V_n(0) \\ N_A x_p = N_D x_n \end{array} \right\} \rightarrow W = \sqrt{\frac{2\epsilon_s (N_A + N_D) V_{bi}}{q N_A N_D}}$$

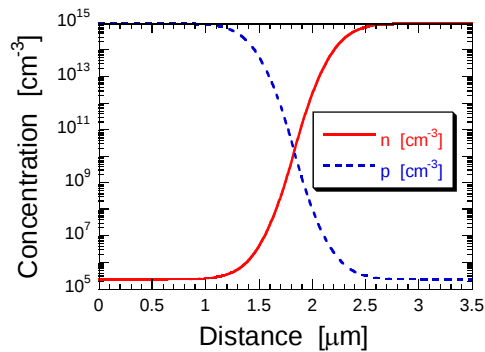
ϵ_s = hằng số điện môi của bán dẫn

16

(d) Điện trường cực đại:

Điện trường cực đại, sẽ xảy ra ở chuyển tiếp luyện kim, được cho bởi:

$$E_{\max} = - \left. \frac{dV}{dx} \right|_{x=0} = - \frac{qN_A N_D W}{\epsilon_S (N_A + N_D)}$$

(e) Sự thay đổi nồng độ hạt dẫn:

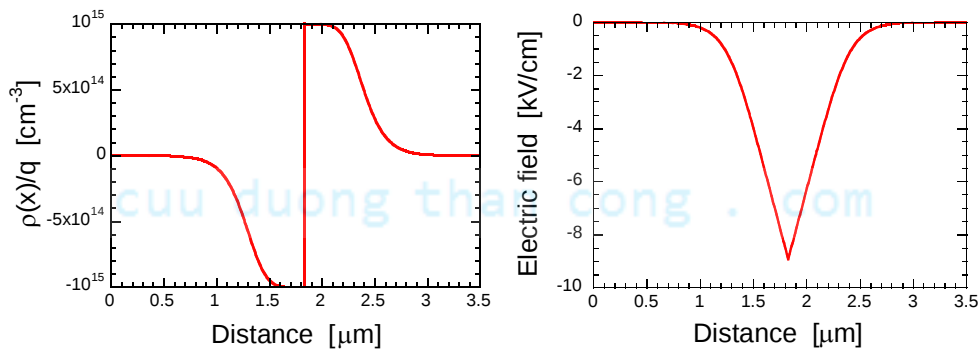
$$N_A = N_D = 10^{15} \text{ cm}^{-3}$$

$$W_{\text{calc}} = 1.23 \mu\text{m}$$

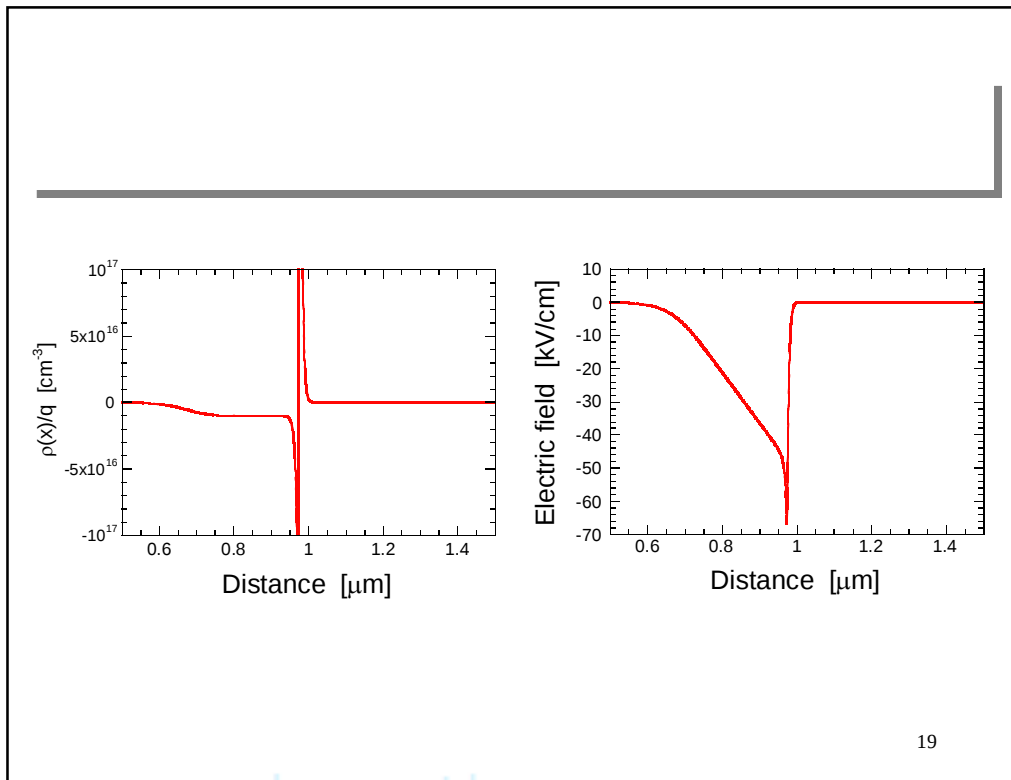
$$E_{\max(\text{DC})} = 9.36 \text{ kV/cm}$$

$$E_{\max(\text{sim})} = 8.93 \text{ kV/cm}$$

17



18



19

(B) Equilibrium analysis of linearly-graded junction:

(a) Depletion layer width:
$$W = \left[\frac{12k_s\epsilon_0(V_{bi} \mp V)}{qa} \right]^{1/3}$$

(c) Maximum electric field:
$$E_{\max} = -\frac{qaW^2}{8k_s\epsilon_0}$$

(d) Depletion layer capacitance:
$$C = \left[\frac{qak_s^2\epsilon_0^2}{12(V_{bi} \mp V)} \right]^{1/3}$$

Based on accurate numerical simulations, the depletion layer capacitance can be more accurately calculated if V_{bi} is replaced by the gradient voltage V_g :

$$V_g = \frac{2}{3}V_T \ln \left[\frac{a^2k_s\epsilon_0V_T}{8qn_i^3} \right]$$

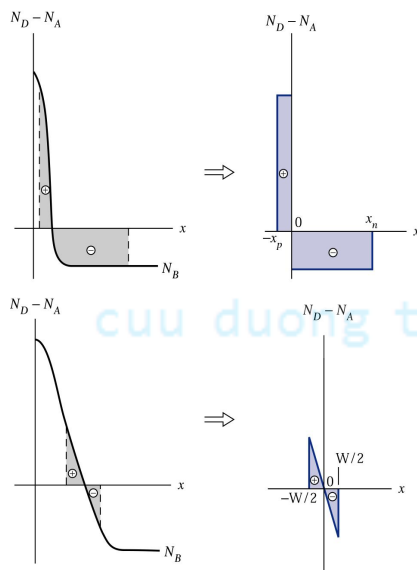
20

4.3 Miền nghèo (Depletion region)

21

cuu duong than cong . com

Miền nghèo (Depletion region)



- **Chuyển tiếp bước (Abrupt junction)**

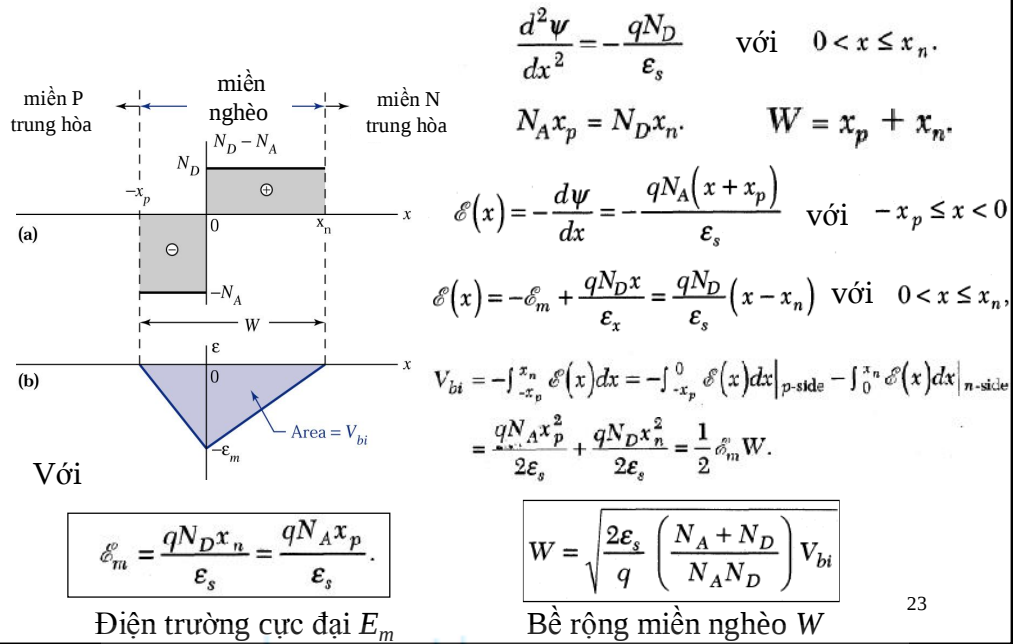
- Chuyển tiếp PN được tạo thành bằng khuếch tán cạn hoặc cấy ion năng lượng thấp.
- Sự phân bố tạp chất
 - » Xấp xỉ bằng sự chuyển đột ngột nồng độ pha tạp giữa miền N và P.

- **Chuyển tiếp biến đổi đều tuyến tính**

- Khuếch tán sâu hoặc cấy ion năng lượng cao.
- Sự phân bố tạp chất thay đổi tuyến tính ở chỗ chuyển tiếp PN.

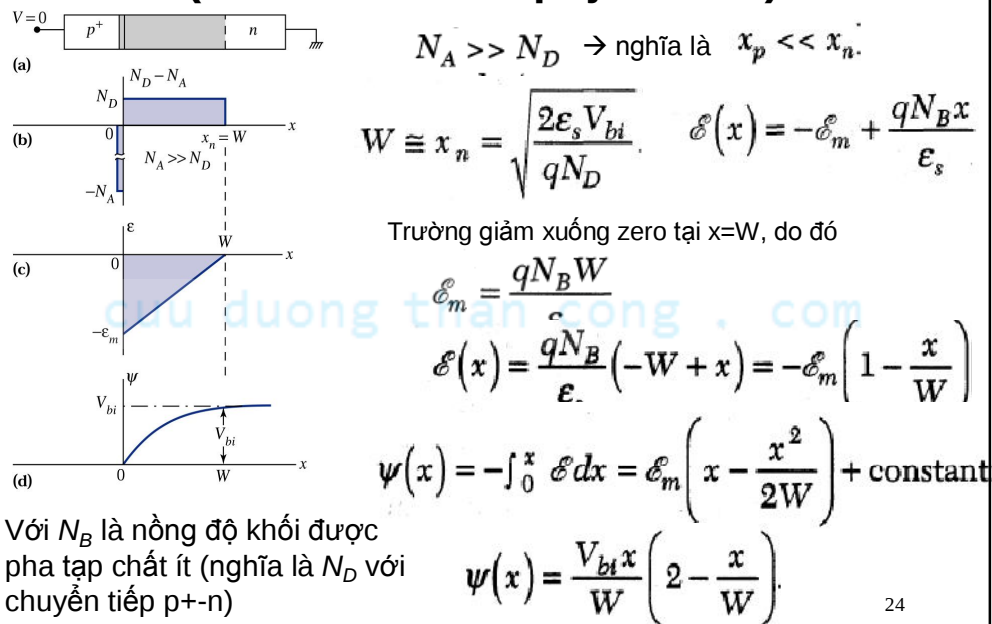
--

Chuyển tiếp bước (Abrupt junction)



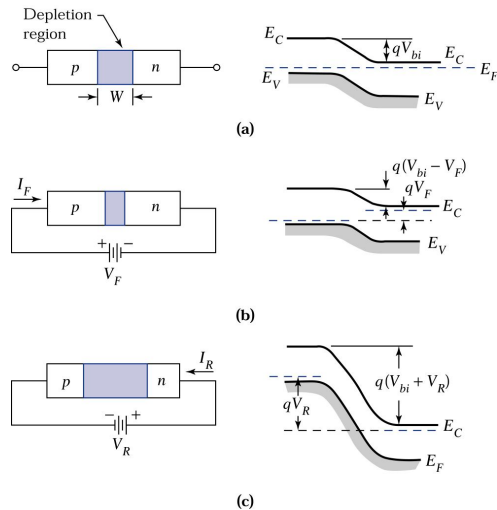
23

Chuyển tiếp bước 1 bên (One-sided abrupt junction)



24

Miền nghèo với phân cực



• Phân cực thuận (Forward bias)

- $V_{bi} - V_F$
- Bề rộng miền nghèo $W \downarrow$

• Phân cực ngược (Reverse bias)

- $V_{bi} + V_R$
- Bề rộng miền nghèo $W \uparrow$

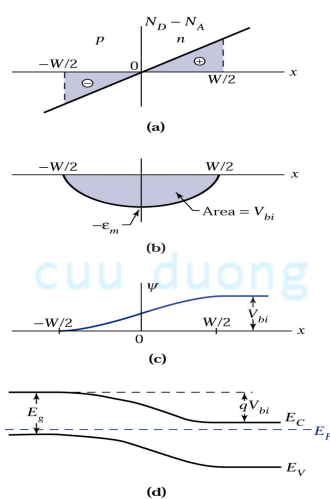
Với V là điện áp đặt vào diode:

- phân cực thuận $V = V_F > 0$
- phân cực ngược $V = -V_R < 0$

$$W = \sqrt{\frac{2\epsilon_s(V_{bi} - V)}{qN_B}}$$

25

Linearly graded junction



$$\frac{d^2\psi}{dx^2} = \frac{-d\mathcal{E}}{dx} = \frac{-\rho_s}{\epsilon_s} = \frac{-q}{\epsilon_s} ax \quad -\frac{W}{2} \leq x \leq \frac{W}{2}$$

$$\mathcal{E}(x) = -\frac{qa}{\epsilon_s} \left[\frac{(W/2)^2 - x^2}{2} \right]$$

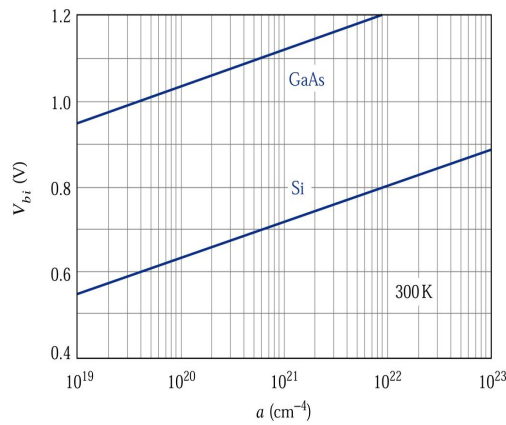
$$\mathcal{E}_m = \frac{qaW^2}{8\epsilon_s}$$

$$V_{bi} = \frac{qaW^3}{12\epsilon_s}$$

$$W = \left(\frac{12\epsilon_s V_{bi}}{qa} \right)^{1/3}$$

26

Built-in potential



$$V_{bi} = \frac{kT}{q} \ln \left[\frac{(aW/2)(aW/2)}{n_i^2} \right] = \frac{2kT}{q} \ln \left(\frac{aW}{2n_i} \right)$$

27

4.4 Điện dung miền nghèo

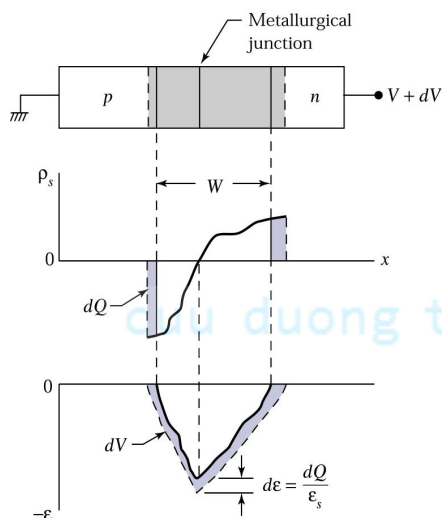
28

Điện dung miền nghèo

- Đặc tuyến điện dung-điện áp (Capacitance-voltage characteristics)
- Đánh giá sự phân bố tạp chất (Evaluation of impurity distribution)
- Diode biến dung (Varactor=Varicap)

29

Điện dung chuyển tiếp



Định nghĩa: C_j là điện dung trên đơn vị diện tích [mặt cắt ngang]

- Khi điện tích thay đổi đại lượng nhỏ dQ sẽ làm cho điện trường thay đổi 1 đại lượng nhỏ $dE = dQ/\epsilon$ (từ phương trình Poisson).
- Sự thay đổi tương ứng ở điện áp đưa vào dV được biểu diễn bằng diện tích gạch chéo ở hình bên và xấp xỉ bằng $WdE = WdQ/\epsilon_s$. Do đó C_j sẽ bằng

$$C_j \equiv \frac{dQ}{dV} = \frac{dQ}{W \frac{dQ}{\epsilon_s}} = \frac{\epsilon_s}{W}$$

$$C_j = \frac{\epsilon_s}{W} \text{ F/cm}^2.$$

30

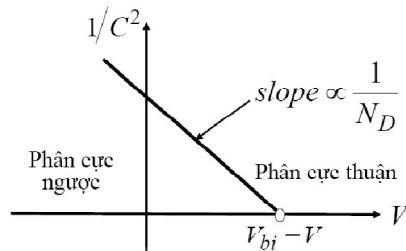
Đặc tuyến điện dung-điện áp

- Phân cực ngược
 - Điện dung chuyển tiếp

$$C_j = \frac{\epsilon_s}{W} = \sqrt{\frac{q\epsilon_s N_B}{2(V_{bi} - V)}}$$

- Phân cực thuận
 - Điện dung khuếch tán
 - Từ hạt dẫn chuyển động
 - Điện dung chuyển tiếp

$$\frac{1}{C_j^2} = \frac{2(V_{bi} - V)}{q\epsilon_s N_B}$$



- Đồ thị của $1/C_j^2$ theo V là đường thẳng, Độ dốc của đường thẳng này cho biết nồng độ tạp chất N_B của miền nền
- Phân giao (tại $1/C_j^2 = 0$) cho V_{bi}

31

Example 4

For a silicon one-sided abrupt junction with $N_A = 2 \times 10^{19} \text{ cm}^{-3}$ and $N_D = 8 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$, calculate the junction capacitance at zero bias and reversed bias of 4 V ($T = 300 \text{ K}$).

SOLUTION From Eqs. 12, 27, and 34, we obtain at zero bias

$$V_{bi} = 0.0259 \ln \frac{2 \times 10^{19} \times 8 \times 10^{15}}{(9.65 \times 10^9)^2} = 0.906 \text{ V},$$

$$W|_{V=0} = \sqrt{\frac{2\epsilon_s V_{bi}}{qN_D}} = \sqrt{\frac{2 \times 11.9 \times 8.85 \times 10^{-14} \times 0.906}{1.6 \times 10^{-19} \times 8 \times 10^{15}}} = 3.86 \times 10^{-5} = 0.386 \text{ } \mu\text{m},$$

$$C_j|_{V=0} = \frac{\epsilon_s}{W|_{V=0}} = \sqrt{\frac{q\epsilon_s N_B}{2V_{bi}}} = 2.725 \times 10^{-8} \text{ F/cm}^2.$$

From Eqs. 27 and 34, we can obtain at reverse bias of 4 V:

$$W|_{V=-4} = \sqrt{\frac{2\epsilon_s (V_{bi} - V)}{qN_D}} = \sqrt{\frac{2 \times 11.9 \times 8.85 \times 10^{-14} \times (0.906 + 4)}{1.6 \times 10^{-19} \times 8 \times 10^{15}}} = 8.99 \times 10^{-5} = 0.899 \text{ } \mu\text{m},$$

$$C_j|_{V=-4} = \frac{\epsilon_s}{W|_{V=-4}} = \sqrt{\frac{q\epsilon_s N_B}{2(V_{bi} - V)}} = 1.172 \times 10^{-8} \text{ F/cm}^2.$$

32

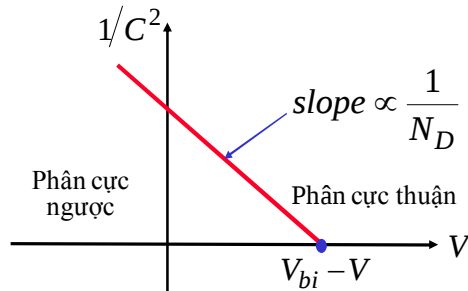
(f) Điện dung lớp nghèo (Depletion layer capacitance):

→ Xét chuyển tiếp p^+n , hay chuyển tiếp 1 bên, sẽ có W:

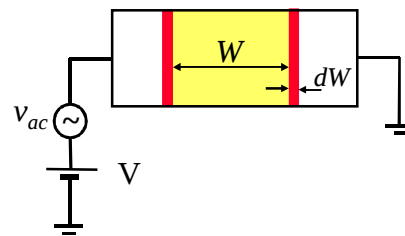
$$W = \sqrt{\frac{2k_s\epsilon_0(V_{bi} \mp V)}{qN_D}}$$

→ Điện dung miền nghèo được tính bằng:

$$C = \frac{dQ_c}{dV} = \frac{qN_D dW}{dV} = \sqrt{\frac{qN_D k_s \epsilon_0}{2(V_{bi} \mp V)}} \rightarrow \frac{1}{C^2} = \frac{2(V_{bi} \mp V)}{qN_D k_s \epsilon_0}$$

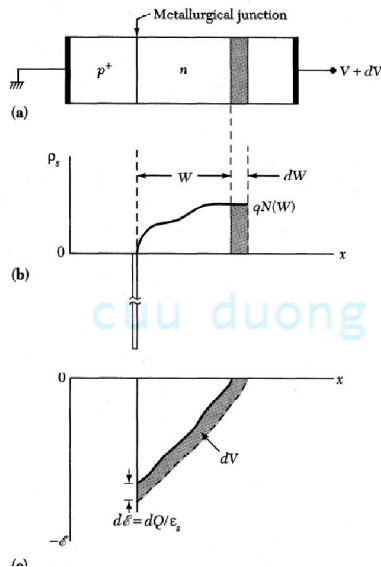


Thiết lập đo lường:



33

Đánh giá sự phân bố tạp chất



Xét chuyển tiếp p^+n với pha tạp chất bên N:

$$dV \equiv (d\mathcal{E}) W = \left(\frac{dQ}{\epsilon_s} \right) W = \frac{qN(W) dW^2}{2\epsilon_s}$$

Biểu thức của nồng độ tạp chất ở cạnh miền nghèo

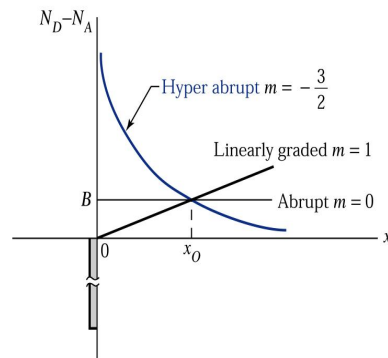
$$N(W) = \frac{2}{q\epsilon_s} \left[\frac{1}{d(1/C_j^2)/dV} \right]$$

Như vậy ta có thể đo điện dung trên diện tích đơn vị với điện áp phân cực ngược và vẽ $1/C_j^2$ theo V .

Độ dốc của đồ thị $= d(1/C_j^2)/dV$, cho nồng độ $N(W)$

34

Diode biến dung (Varactor=Varicap)



Sử dụng tính chất điện dung miền nghèo thay đổi theo điện áp phân cực ngược:

$$C_j \propto (V_{bi} + V_R)^{-n}$$

$$C_j \propto (V_R)^{-n} \quad \text{với } V_R \gg V_{bi}$$

Với $n=1/3$ cho chuyển tiếp biến đổi đều

$n=1/2$ cho chuyển tiếp bước

$n>1/2$ cho chuyển tiếp hyperabrupt

$$\frac{d^2\psi}{dx^2} = -B \left(\frac{x}{x_0} \right)^m \quad W \propto (V_R)^{1/(m+2)}$$

$$C_j = \frac{\epsilon_s}{W} \propto (V_R)^{-1/(m+2)}$$

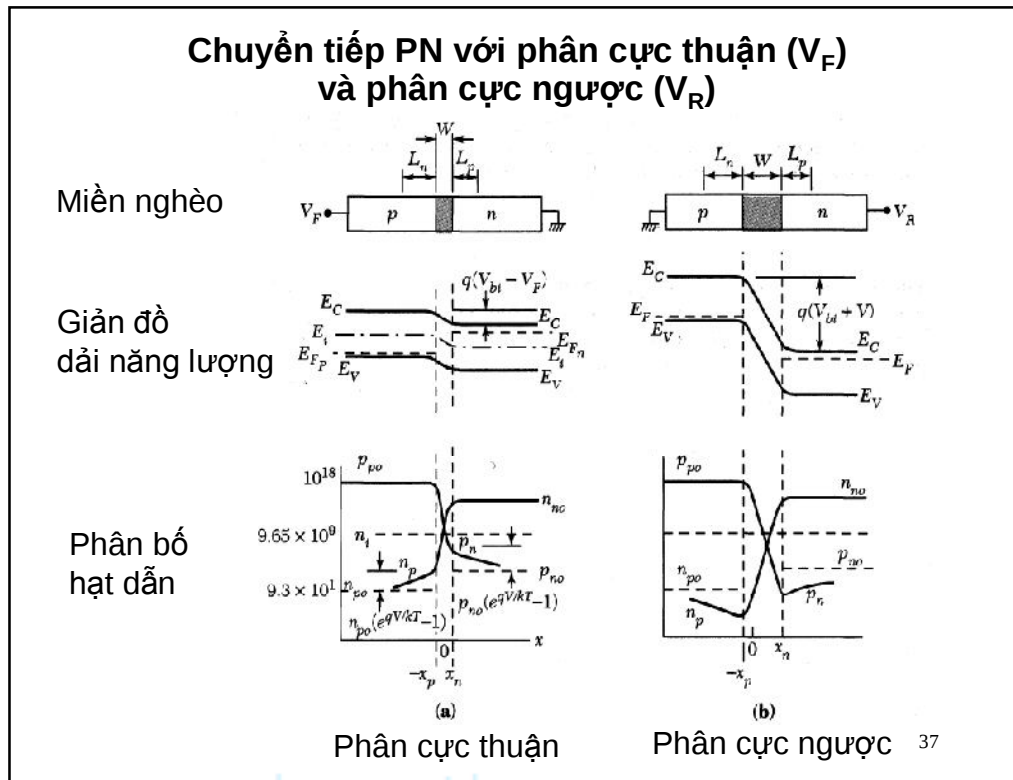
Với $m=-3/2$, thì $n=2$, khi đó varactor này được nối với điện cảm L, tần số cộng hưởng:

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC_j}} \propto \frac{1}{\sqrt{V_R^{-n}}} = V_R \quad \text{với } n = 2$$

cuu duong than cong . com

4.5 Đặc tuyến dòng-áp

cuu duong than cong . com



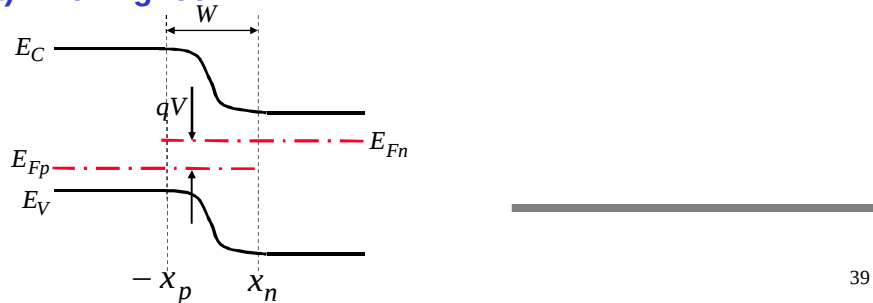
4.5.1 Đặc tuyến dòng-áp lý tưởng

Đặc tuyến dòng-áp lý tưởng:

Giả sử:

- Xấp xỉ miền nghèo bước; bên ngoài miền nghèo giả sử trung hòa điện.
- Mật độ hạt dẫn tại các biên liên hệ với hiệu điện thế tĩnh điện trên chuyển tiếp
- Bơm mức thấp (Low-level injection) → mật độ hạt dẫn thiểu số được bơm vào phải nhỏ hơn nhiều mật độ hạt dẫn đa số
- Không có sự sinh-tái hợp trong miền điện tích không gian SCR (space-charge region)

(a) Miền nghèo:

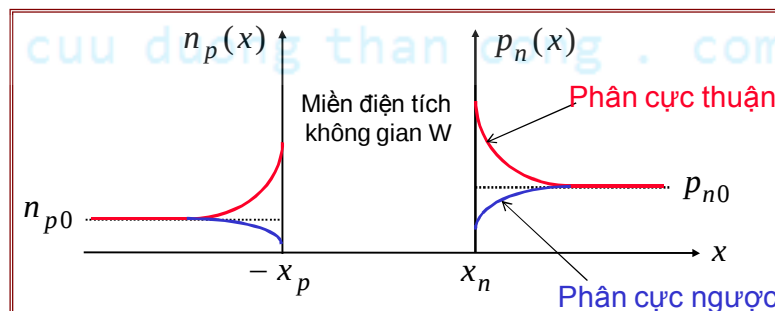


(b) Những miền [tựa] trung hòa (Quasi-neutral regions):

- Sử dụng các phương trình liên tục của hạt dẫn thiểu số, ta có được các biểu thức sau cho các mật độ lỗ và điện tử thừa trong miền tựa trung hòa:

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

$$\Delta n_p(x) = n_{p0}(e^{V/V_T} - 1)e^{(x+x_p)/L_n}$$



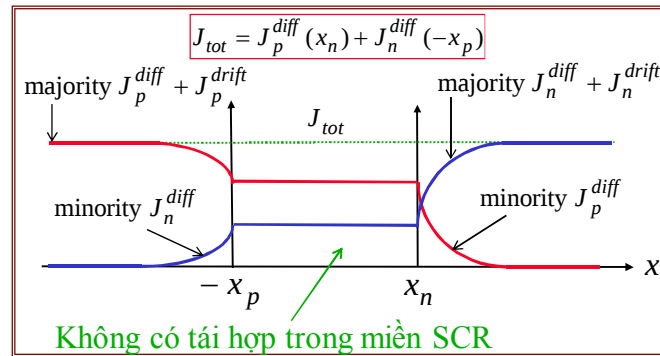
40

- Tương ứng với những mật độ dòng **khuyết tán**:

$$J_p^{diff}(x) = \frac{qD_p p_{n0}}{L_p} (e^{V/V_T} - 1) e^{-(x-x_n)/L_p}$$

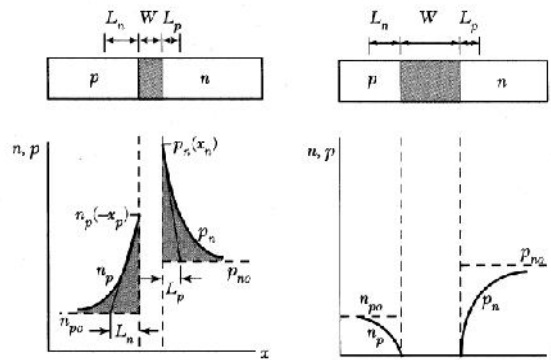
$$J_n^{diff}(x) = \frac{qD_n n_{p0}}{L_n} (e^{V/V_T} - 1) e^{(x+x_p)/L_n}$$

Mô hình Shockley

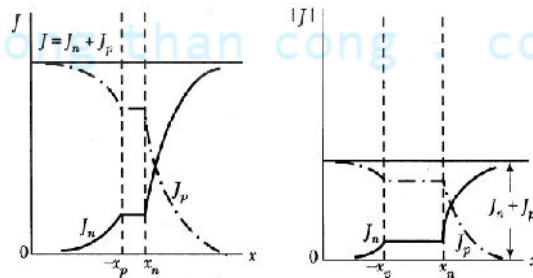


41

Phân bố của
hạt dẫn thiểu số
được bơm vào



Mật độ dòng
điện tử và
lỗ [lý tưởng]
($J = I/A$)



(a)
Phân cực thuận

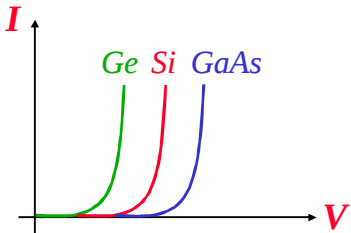
(b)
Phân cực ngược

42

(c) Mật độ dòng điện tổng cộng:

- Dòng tổng cộng bằng **tổng** của **những dòng điện khuếch tán hạt dẫn thiểu số** được định nghĩa ở các cạnh của SCR:

$$I_{tot} = I_p^{diff}(x_n) + I_n^{diff}(-x_p)$$

$$= qA \left(\frac{D_p p_{n0}}{L_p} + \frac{D_n n_{p0}}{L_n} \right) (e^{V/V_T} - 1)$$


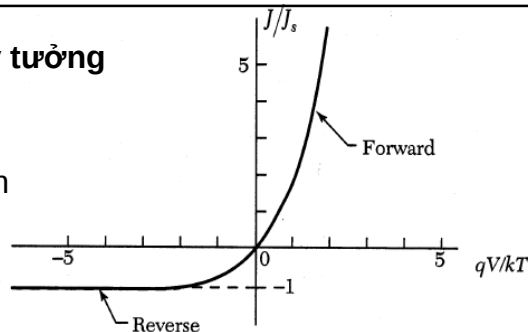
- Dòng bão hòa ngược (Reverse saturation current) I_s :

$$I_s = qA \left(\frac{D_p p_{n0}}{L_p} + \frac{D_n n_{p0}}{L_n} \right) = qA n_i^2 \left(\frac{D_p}{L_p N_D} + \frac{D_n}{L_n N_A} \right)$$

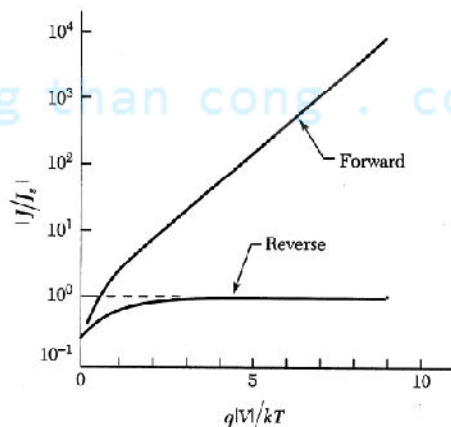
43

Đặc tuyến dòng-áp lý tưởng

(a) Đồ thị tuyến tính

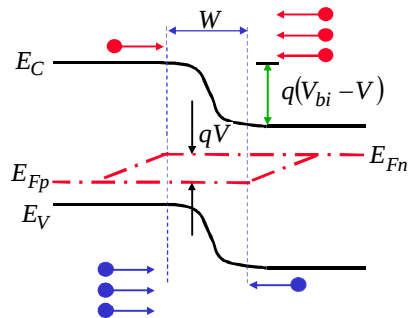
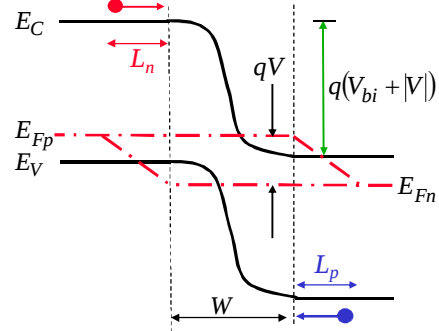


(b) Đồ thị semilog



44

(d) Nguồn gốc của dòng điện:

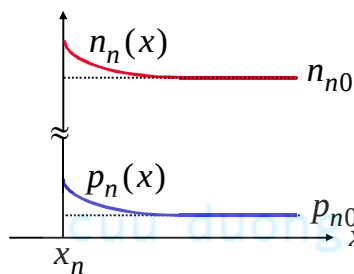
Phân cực thuậnPhân cực ngược

Dòng bão hòa ngược là do các hạt dẫn thiểu số bị thu thập qua khoảng cách cỡ chiều dài khuếch tán.

45

(e) Dòng điện hạt dẫn đa số:

- Xét một diode được phân cực thuận dưới các điều kiện bơm mức thấp :



Tính tựa trung hòa cần:

$$\Delta n_n(x) \approx \Delta p_n(x)$$

Điều này dẫn đến:

$$J_n^{diff}(x) = -\frac{D_n}{D_p} J_p^{diff}(x)$$

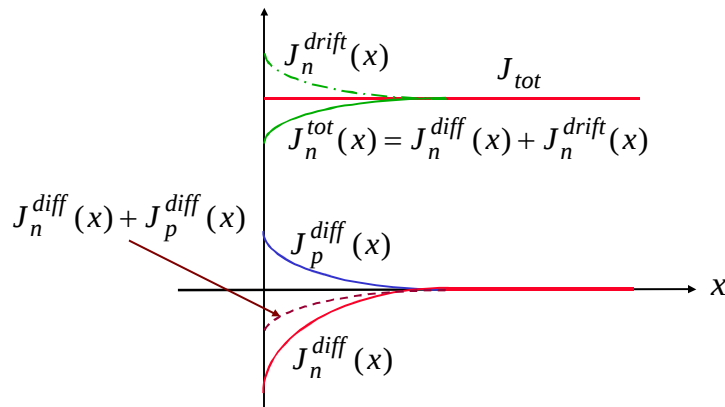
- Dòng lỗ tổng cộng trong miền tựa trung hòa (quasi-neutral regions):

$$J_p^{tot}(x) = J_p^{diff}(x) + J_p^{drift}(x) \approx J_p^{diff}(x)$$

46

- Dòng trôi điện tử trong miền tựa trung hòa:

$$J_n^{diff}(x) = J_{tot} + \left(\frac{D_n}{D_p} - 1 \right) J_p^{diff}(x), \quad E(x) \approx \frac{1}{qn(x)\mu_n} J_n^{diff}(x)$$



47

(f) Các giới hạn của mô hình Shockley :

- Mô hình Shockley (được đơn giản hóa) mô tả chính xác đặc tuyến I-V của các diode Ge ở những mật độ dòng điện thấp.
- Đối với các diode Si và Ge, người ta cần kể đến nhiều hiệu ứng không lý tưởng quan trọng như:
 - ➔ **Sự sinh và tái hợp** của các hạt dẫn trong miền nghèo.
 - ➔ **Những hiệu ứng điện trở nối tiếp** do sụt áp trong những miền tựa trung hòa.
 - ➔ **Đánh thủng chuyển tiếp xúc** ở những phân cực ngược cao do hiệu ứng đường hầm và ion hóa va chạm.

48

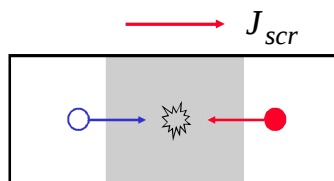
4.5.2 Những hiệu ứng sinh-tái hợp và sự bơm [vào] mức cao

49

cuu duong than cong . com

Những tính chất không lý tưởng trong chuyển tiếp PN:

(A) Những dòng điện sinh và tái hợp



- Phương trình liên tục của lỗ:

$$\frac{\partial p}{\partial t} = -\frac{1}{q} \frac{\partial J_p}{\partial x} + G_p - R_p$$

- Trạng thái xác lập và quá trình không có ánh sáng:

$$\frac{\partial p}{\partial t} = 0, G_p = 0$$

- [Mật độ] Dòng tái hợp tại SCR :

$$\int_{-x_p}^{x_n} dJ_p(x) = J_p(x_n) - J_p(-x_p) = -q \int_{-x_p}^{x_n} R_p dx$$

$$J_{scr} = q \int_{-x_p}^{x_n} R_p dx$$

50

Các điều kiện phân cực ngược:

- Nồng độ n và p có thể được bỏ qua trong miền nghèo:

$$R \approx \frac{-n_i^2}{\tau_p n_1 + \tau_n p_1} = -\frac{n_i}{\tau_g}, \quad \tau_g = \tau_p \exp\left(\frac{E_t - E_i}{k_B T}\right) + \tau_n \exp\left(\frac{E_i - E_t}{k_B T}\right)$$

↓
Thời gian sống để sinh hạt dẫn

- Dòng SCR thực ra là dòng sinh:

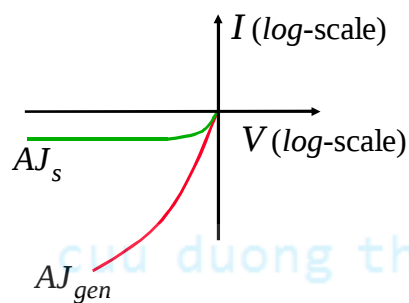
$$J_{scr} = -J_{gen} = -\frac{qn_i W}{\tau_g} \rightarrow J_{gen} = \frac{qn_i W}{\tau_g} \propto \sqrt{V_{bi} - V}$$

- Dòng bão hòa ngược tổng cộng:

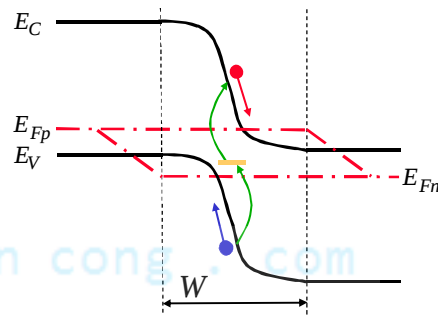
$$J = J_s \left(e^{V/V_T} - 1 \right) + J_{scr} \xrightarrow{|V| > V_T} -(J_s + J_{gen})$$

51

- Dòng sinh thẳng thể khi n_i nhỏ, đây là trường hợp thường thấy trong các diode Si và GaAs.



Đặc tuyến I - V dưới điều kiện phân cực ngược



Các hạt dẫn sinh ra bị quét ra khỏi miền nghèo

52

Các điều kiện phân cực thuận:

- Nồng độ n và p lớn trong miền nghèo:

$$np = n_i^2 e^{V/V_T} \rightarrow R = \frac{n_i^2 (e^{V/V_T} - 1)}{\tau_p (n + n_1) + \tau_n (p + p_1)}$$

- Điều kiện để tốc độ tái hợp cực đại:

$$n = p = n_i e^{V/2V_T}$$

$$R_{\max} \approx \frac{n_i^2 e^{V/V_T}}{n\tau_p + p\tau_n} = \frac{n_i}{\tau_{rec}} e^{V/2V_T}, \quad \tau_{rec} = \tau_p + \tau_n$$

Thời gian sống tái hợp
↓

- Ước lượng dòng tái hợp:

$$J_{scr}^{\max} = \frac{qn_i W}{\tau_{rec}} e^{V/2V_T}$$

53

cuu duong than cong . com

- Biểu thức chính xác cho dòng tái hợp:

$$J_{scr} = \frac{qn_i \Phi}{\tau_{rec}} e^{V/2V_T}, \quad \Phi = \sqrt{\frac{\pi}{2}} V_T \frac{1}{E_{np}}, \quad E_{np} = \sqrt{\frac{qN_D(2V_{bin} - V)}{k_s \epsilon_0}}$$

- Các sửa đổi với mô hình:

$$J_{scr} = \frac{qn_i \Phi}{\tau_{rec}} e^{V/m_r V_T}$$

- Dòng thuận tổng cộng:

$$J = J_s (e^{V/V_T} - 1) + \frac{qn_i \Phi}{\tau_{rec}} e^{V/m_r V_T} = J_{s,eff} (e^{V/\eta V_T} - 1)$$

$\eta \rightarrow$ hệ số lý tưởng (ideality factor). Những sai biệt của η với 1 cho biết dòng tái hợp.

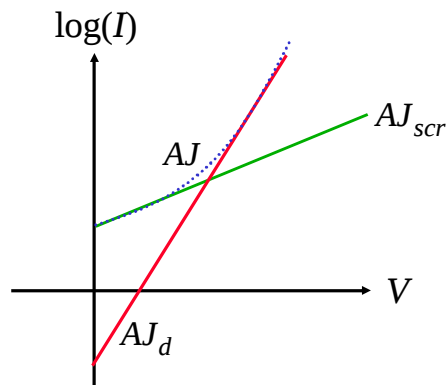
$J_F \approx \exp\left(\frac{qV}{\eta kT}\right),$

54

• **Sự quan trọng của các hiệu ứng tái hợp:**

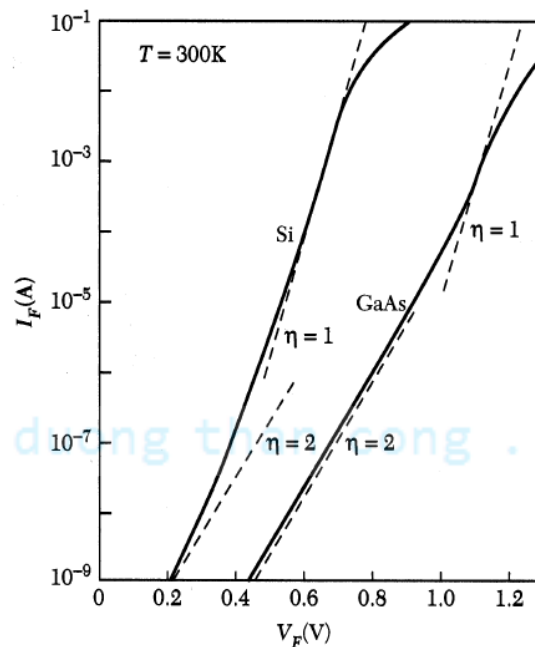
Điện áp thấp, n_i nhỏ $\rightarrow$ dòng tái hợp thẳng thể

Điện áp lớn $\rightarrow$ dòng khuếch tán thẳng thể



- Ở mức dòng điện thấp, dòng tái hợp thẳng thể và $\eta = 2$.
- Ở mức dòng điện cao hơn, dòng khuếch tán thẳng thể và η tiến tới 1.

55



So sánh đặc tuyến I-V phân cực thuận của diode Si và GaAs ở 300K.
Các đường đứt nét chỉ các độ dốc với các hệ số lý tưởng khác.

56

Hiệu ứng của bơm mức cao

(B) Bơm mức cao

- Ở mức dòng điện cao hơn nữa, ta thấy rằng dòng điện lệch khỏi trường hợp lý tưởng $\eta=1$ và tăng lên từ từ với điện áp thuận. Hiện tượng này liên quan đến 2 hiệu ứng: **điện trở nối tiếp và bơm mức cao**.
- Trước hết ta xét **hiệu ứng điện trở nối tiếp**. Ở những mức dòng điện thấp và trung bình, sụt áp IR ở miền trung hòa thường nhỏ so với kT/q (26mV ở 300K), với I là dòng điện thuận và R là điện trở nối tiếp. Sụt áp làm giảm phân cực miền nghèo, do đó dòng điện I là

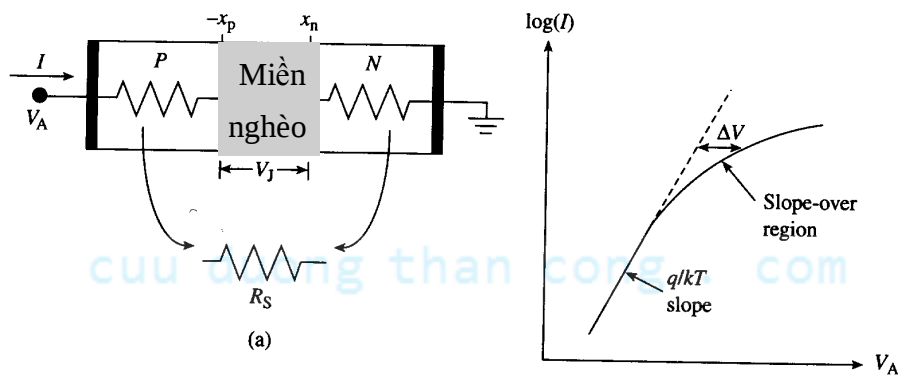
$$I \cong I_s \exp\left[\frac{q(V - IR)}{kT}\right] = \frac{I_s \exp(qV/kT)}{\exp\left[\frac{q(IR)}{kT}\right]}$$

và dòng khuếch tán lý tưởng bị giảm đi 1 đại lượng là $\exp[q(IR)/kT]$

- Ở mật độ dòng điện cao, mật độ hạt dẫn thiểu số được bơm vào có thể so sánh với nồng độ hạt dẫn đa số, nghĩa là $p_n(x=x_n) \cong n_n$. Đây là **điều kiện bơm cao**

57

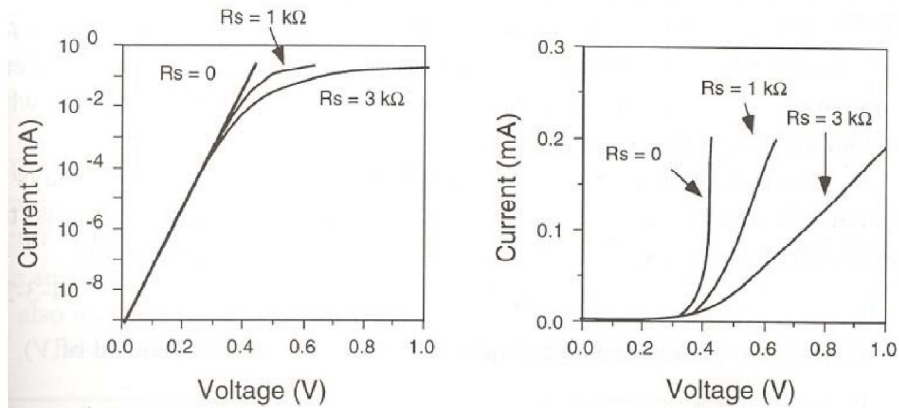
Điện trở nối tiếp R_S



At higher current level, the effect of series resistance kicks in
Needs a larger applied voltage to achieve the same level of current

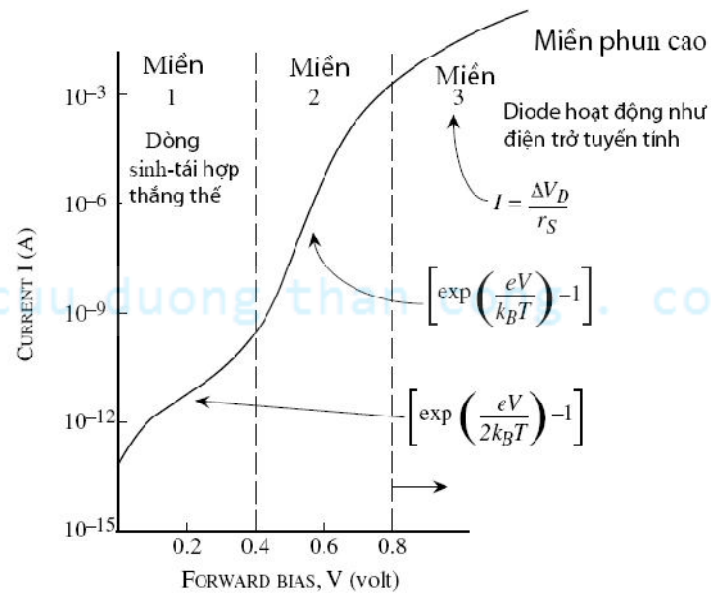
58

Ảnh hưởng của điện trở nối tiếp



59

Đặc tuyến semilog của dòng điện diode ở phân cực thuận



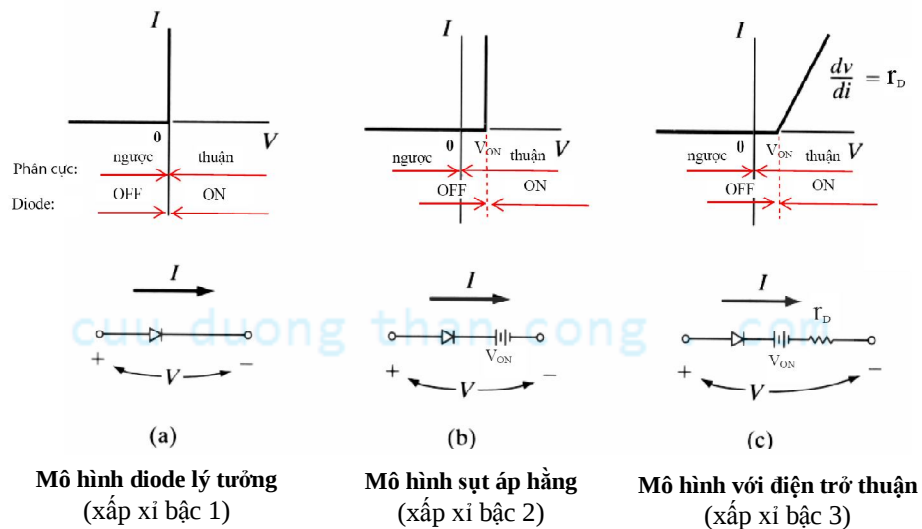
60

4.6 Các mô hình của diode bán dẫn

61

cuu duong than cong . com

Các mô hình diode (chưa xét đến đánh thủng ngược)



- $V_{ON}=0.7V$ với Si
- r_D là điện trở thuận $= dV/dI$ tại điểm Q (có $V_{DQ} > V_{ON}$) $= V_T/I_{DQ}$

62

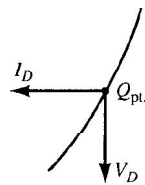
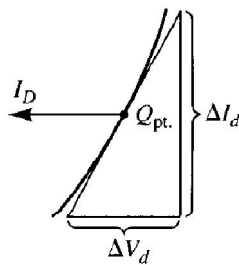
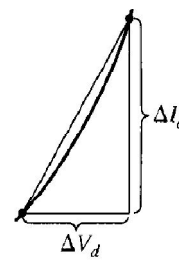
Các cấp điện trở

- Bán dẫn hoạt động khác nhau với dòng điện DC và AC.
- Có 3 loại điện trở
 - Điện trở tĩnh hay DC :

$$R_D = V_D / I_D$$
 - Điện trở động hay AC:

$$r_d = \Delta V_D / \Delta I_D$$
 - Điện trở AC trung bình:

$$r_d = \Delta V_D / \Delta I_D \text{ (từ điểm đến điểm)}$$

Điện trở tĩnh R_D Điện trở động r_d Điện trở AC trung bình₆₃

➤ Mô hình tín hiệu nhỏ (Small Signal Model):

Đặc tuyến dòng-áp (I-V): $\therefore I_D = I_s e^{V_D / nV_T}$ (giả sử $V_D \gg V_T$)

Với điện áp tức thời $v_D(t)$: $v_D(t) = V_D + v_d(t)$

Thì ta có dòng điện áp tức thời là $i_D(t)$:

$$i_D(t) = I_D e^{v_d(t) / nV_T}$$

Nếu $v_d(t) / nV_T \ll 1$, nghĩa là giả sử tín hiệu nhỏ

$$i_D(t) = I_D e^{v_d(t) / nV_T} = I_D \left(1 + \frac{v_d(t)}{nV_T} + \dots \right) \approx I_D + \frac{I_D}{nV_T} v_d(t)$$

Nếu $i_D(t) = I_D + i_d(t) = \text{DC} + \text{AC}$;

Ta có các thành phần i-v AC

$$i_d(t) = \frac{I_D}{nV_T} v_d(t)$$

Vì vậy, ta có điện trở tín hiệu nhỏ

$$r_d = \frac{v_d(t)}{i_d(t)} = \frac{nV_T}{I_D} \quad (\Omega)$$

Circuit Model

➤ Categories of Circuit I-V Models:

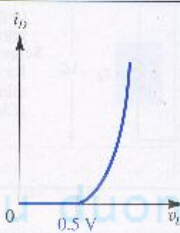
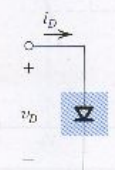
- Exponential (physical);
 - Piecewise Linear;
 - Constant Voltage Drop;
 - Ideal-diode;
 - Small signal (linear approximation);
- } **Non-Linear Model**

→ Reference : Table 3_1

65

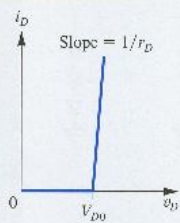
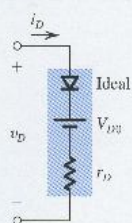
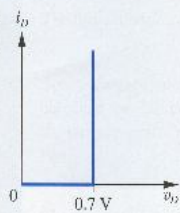
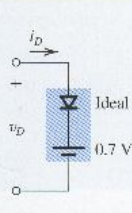
cuu duong than cong . com

TABLE 3.1 Modeling the Diode Forward Characteristic

Model	Graph	Equations	Circuit	Comments
Exponential		$i_D = I_S e^{v_D / nV_T}$ $v_D = 2.3nV_T \log \left(\frac{i_D}{I_S} \right)$ $V_{D2} - V_{D1} = 2.3nV_T \log \left(\frac{I_{D2}}{I_{D1}} \right)$ $2.3nV_T = 60 \text{ mV for } n = 1$ $2.3nV_T = 120 \text{ mV for } n = 2$		$I_S = 10^{-12} \text{ A to } 10^{-15} \text{ A,}$ depending on junction area $V_T \approx 25 \text{ mV}$ $n = 1 \text{ to } 2$ Physically based and remarkably accurate model Useful when accurate analysis is needed <i>(Continued)</i>

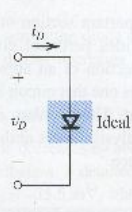
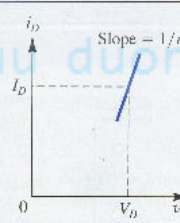
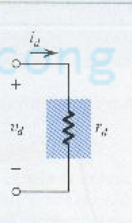
66

TABLE 3.1 (Continued)

Model	Graph	Equations	Circuit	Comments
Piecewise-linear (battery-plus-resistance)		For $v_D \leq V_{D0}$: $i_D = 0$ For $v_D \geq V_{D0}$: $i_D = \frac{1}{r_D}(v_D - V_{D0})$		Choice of V_{D0} and r_D is determined by the current range over which the model is required. For the amount of work involved, not as useful as the constant-voltage-drop model. Used only infrequently.
Constant-voltage-drop (or the "0.7-V model")		For $i_D > 0$: $v_D = 0.7 \text{ V}$		Easy to use and very popular for the quick, hand analysis that is essential in circuit design.

67

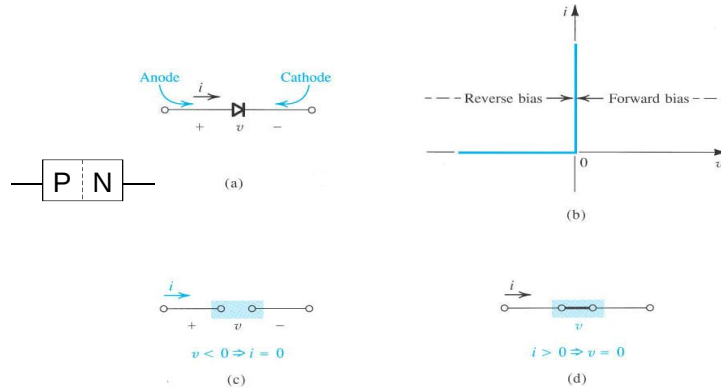
cuu duong than cong . com

Ideal-diode		For $i_D > 0$: $v_D = 0$		Good for determining which diodes are conducting and which are cutoff in a multiple-diode circuit. Good for obtaining very approximate values for diode currents, especially when the circuit voltages are much greater than V_D .
Small-signal		For small signals superimposed on V_D and I_D : $i_d = v_d / r_d$ $r_d = nV_T / I_D$ (For $n = 1$, v_d is limited to 5 mV; for $n = 2$, 10 mV)		Useful for finding the signal component of the diode voltage (e.g., in the voltage-regulator application). Serves as the basis for small-signal modeling of transistors (Chapters 4 and 5).

68

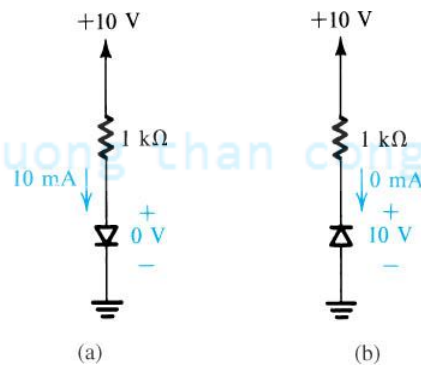
➤ **Ideal-diode Model:**

$$\begin{cases} i = 0, & \text{for } v < 0 & \Leftrightarrow & \text{OFF} \\ i = \text{any positive value} > 0, & \text{for } v \geq 0 & \Leftrightarrow & \text{ON} \end{cases}$$



69

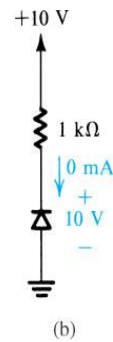
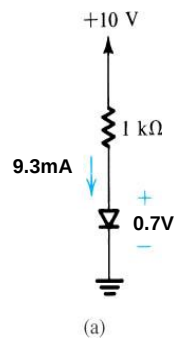
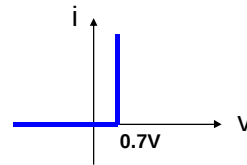
➤ **Example of the Branch Current Calculation :**
(based on the ideal-diode model)



70

➤ Constant Voltage Drop Model:

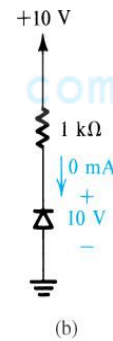
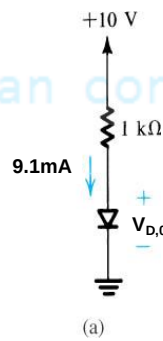
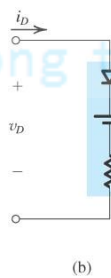
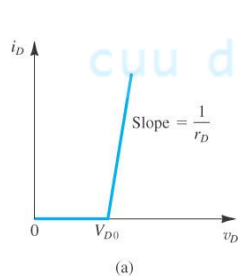
$$\begin{cases} i = 0, & \text{for } v < 0.7 & \Leftrightarrow \text{OFF} \\ i = \text{any positive value} > 0, & \text{for } v \geq 0.7 & \Leftrightarrow \text{ON} \end{cases}$$



71

➤ Piecewise Linear Model:

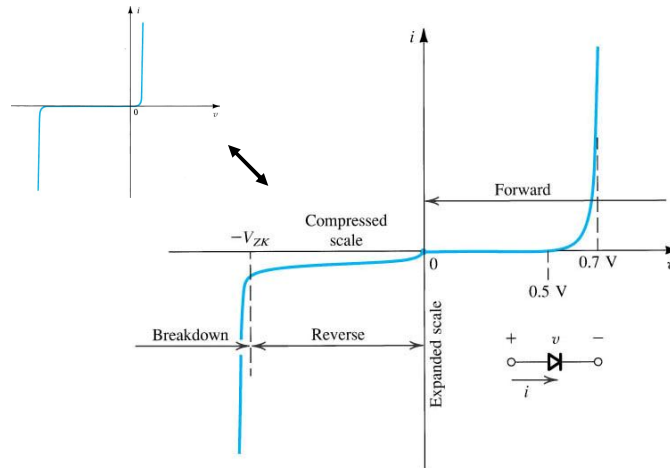
$$\begin{cases} i = 0, & \text{for } v < V_{D,0} & \Leftrightarrow \text{OFF} \\ i = \frac{(v - V_{D,0})}{r_D}, & \text{for } v \geq V_{D,0} & \Leftrightarrow \text{ON} \end{cases}$$



72

➤ Terminal Characteristics of a Real Diode:

- Real I-V in normal scale



73

* The forward - bias diode current :

$$i = I_s (e^{v/n \cdot v_t} - 1) \approx I_s e^{v/n \cdot v_t}$$

where

I_s is the saturation current or the scale current;

v_t is the thermal voltage ($= 25\text{mV}$);

n is the ideal factor.

For two diode currents I_1 and I_2 ,

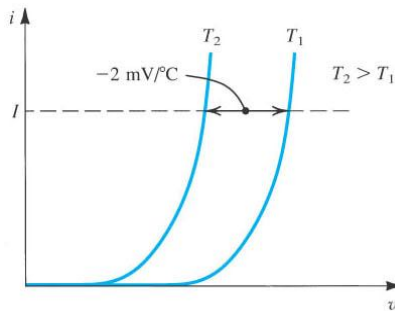
we can have

$$V_2 - V_1 = nV_t \ln \left(\frac{I_2}{I_1} \right) = 2.3n V_t \log_{10} \left(\frac{I_2}{I_1} \right)$$

74

➤ **Temperature Effect on the diode current:**

- At a given constant current the voltage drop across the diode decreases by approximately 2mV for every 1°C increase in temperature.



- See the practice before!

75

Ex. Using the fact that a silicon diode has $I_s = 10^{-14} \text{ A}$ at 25°C and that I_s increases by 15% per $^\circ\text{C}$ rise in temperature, find the value of I_s at 125°C .

Sol:

$$I_s = 10^{-14} \text{ A} \quad @ 25^\circ \text{C}$$

$$I_s = ? \text{ A} \quad @ 125^\circ \text{C}$$

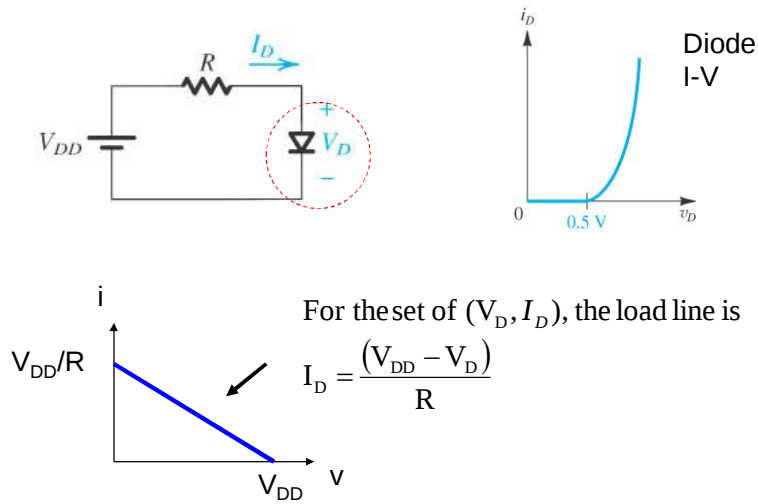
$$I_s(T) = (1 + 15\%)^{\frac{(T - 25)}{1}} \cdot I_s(25^\circ)$$

$\Rightarrow$

$$I_s(125^\circ) = (1.15)^{100} \cdot 10^{-14} = 1.174 \times 10^{-8} \text{ (A)}$$

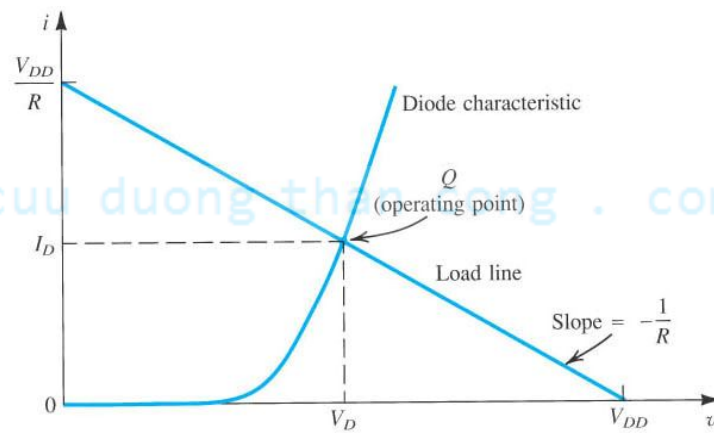
76

➤ A Real I-V model, Graphical Analysis, and Iterative Analysis:



77

- Graphical Analysis: → read out the intersection point directly!

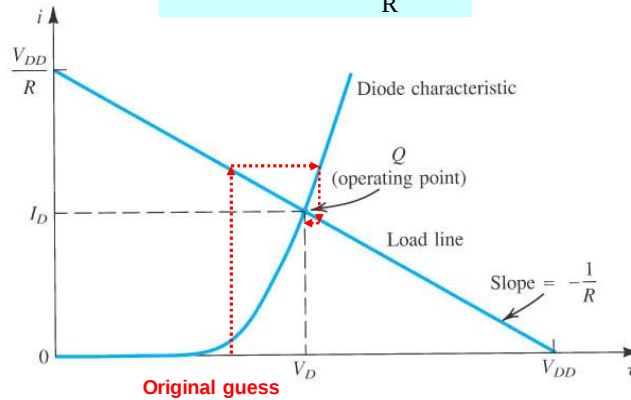


78

• Iterative Analysis: Device I-V + Load Line → Current Conservation.

Diode I - V: $I_D = I_s \exp\left(\frac{V_D}{nV_t}\right)$ (Ex.3.4) practice.

Load I - V: $I_D = \frac{V_{DD} - V_D}{R}$



79

➤ Small Signal Model:

The diode I - V characteristics: $I_D = I_s e^{V_D/nV_t}$ (assume $V_D \gg V_t$)

For an instantaneous voltage $v_D(t)$: $v_D(t) = V_D + v_d(t)$

then we have the instantaneous current $i_D(t)$:

$$i_D(t) = I_D e^{v_d(t)/nV_t}$$

if $v_d(t)/nV_t \ll 1$, that is, a small signal assumption

$$i_D(t) = I_D e^{v_d(t)/nV_t} = I_D \left(1 + \frac{v_d(t)}{nV_t} + \dots\right) \approx I_D + \frac{I_D}{nV_t} v_d(t)$$

Since $i_D(t) = I_D + i_d(t) = \text{DC} + \text{AC}$;

We can have the AC i - v components:

$$i_d(t) = \frac{I_D}{nV_t} v_d(t)$$

So, we can also have the small - signal resistance (or the incremental resistance)

$$r_d = \frac{v_d(t)}{i_d(t)} = \frac{nV_t}{I_D} \quad (\Omega)$$

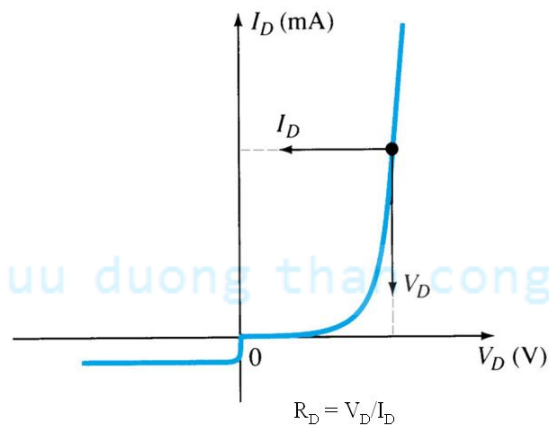
80

Resistance levels

- DC or Static resistance
- AC or Dynamic resistance
- Average AC resistance

81

DC or Static resistance



[Formula 1.5]

For a specific applied DC voltage V_D ,
 the diode will have a specific current I_D ,
 and a specific resistance R_D .
 The amount of resistance R_D , depends on the applied DC voltage.

AC or Dynamic resistance

Forward bias region:

$$r'_d = \frac{26\text{mV}}{I_D} + r_B \quad [\text{Formula 1.8}]$$

- The resistance depends on the amount of current (I_D) in the diode.
- The voltage across the diode is fairly constant (26 mV for 25 C).
- r_B ranges from a typical 0.1 Ohms for high power device to 2 Ohms for low power, general purpose diodes.

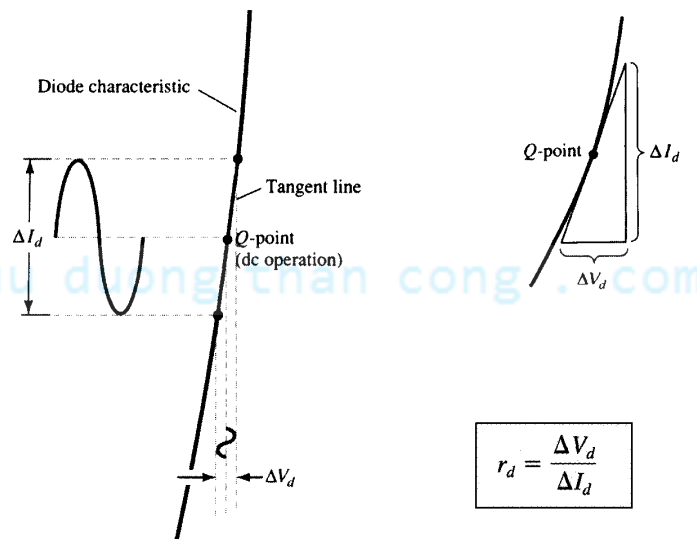
Reverse bias region:

$$r'_d = \infty$$

- The resistance is infinite. The diode acts like an open.

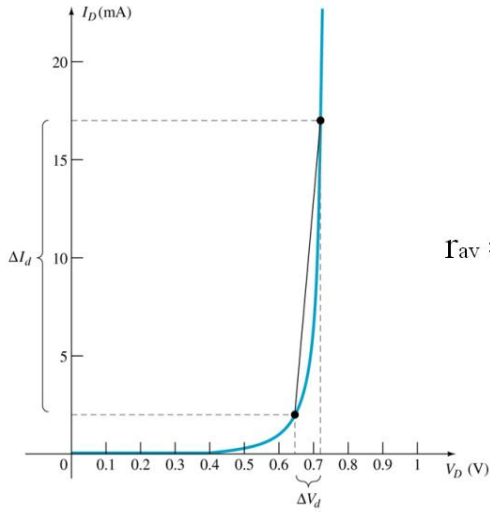
83

AC or Dynamic resistance(cont'd)



84

Average AC resistance



$$r_{av} = \frac{\Delta V_d}{\Delta I_d} \text{ (point to point)}$$

[Formula 1.9]

AC resistance can be determined by picking 2 points on the characteristic curve developed for a particular circuit.

TABLE 1.2 Resistance Levels

Type	Equation	Special Characteristics	Graphical Determination
DC or static	$R_D = \frac{V_D}{I_D}$	Defined as a <i>point</i> on the characteristics	
AC or dynamic	$r_d = \frac{\Delta V_d}{\Delta I_d} = \frac{26 \text{ mV}}{I_D}$	Defined by a tangent line at the <i>Q</i> -point	
Average ac	$r_{av} = \frac{\Delta V_d}{\Delta I_d} \Big _{\text{pt. to pt.}}$	Defined by a straight line between limits of operation	

Diode specification sheets

Data about a diode is presented uniformly for many different diodes. This makes cross-matching of diodes for replacement or design easier.

1. V_F , forward voltage at a specific current and temperature
2. I_F , maximum forward current at a specific temperature
3. I_R , maximum reverse current at a specific temperature
4. PIV or PRV or $V_{(BR)}$, maximum reverse voltage at a specific temperature
5. Power Dissipation, maximum power dissipated at a specific temperature
6. C, Capacitance levels in reverse bias
7. t_{rr} , reverse recovery time
8. Temperatures, operating and storage temperature ranges

87

cuu duong than cong . com

cuu duong than cong . com