

## Clase 8 <sup>1</sup> - El diodo de juntura PN (II)

### MODELO CIRCUITAL EQUIVALENTE

### Diodo Real

#### Contenido:

1. Conductancia
2. Capacidad de juntura
3. Capacidad de difusión
4. Diodo real

#### Lectura recomendada:

Howe and Sodini, Ch. 6, §§6.4, 6.5, 6.9

---

<sup>1</sup>Esta clase es una traducción, realizada por los docentes del curso "66.25 - Dispositivos Semiconductores - de la FIUBA", de la correspondiente hecha por el prof. Jesus A. de Alamo para el curso "6.012 - Microelectronic Devices and Circuits" del MIT. Cualquier error debe adjudicarse a la traducción.

## Preguntas disparadoras

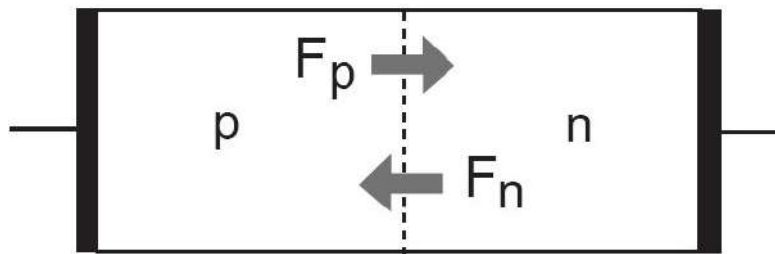
- ¿Cómo es el modelo de pequeña señal de un diodo PN?
- ¿De qué dependen los elementos del modelo de pequeña señal?
- ¿Existen efectos capacitivos en un diodo PN?
- ¿Cómo se comportan los diodos reales?

## Características I-V

Ecuación de la corriente del diodo PN:

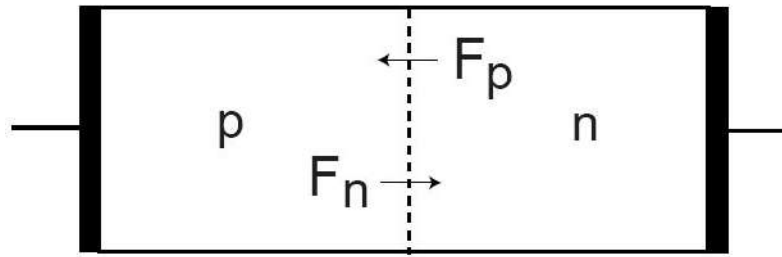
$$I = I_o \left( \exp \frac{qV}{kT} - 1 \right)$$

Funcionamiento en polarización directa:



- La diferencia de potencial en la región SCR es reducida por  $V \Rightarrow$  inyección de portadores mayoritarios en regiones QNR
- Difusión de portadores minoritarios a través de regiones QNR
- Recombinación de portadores minoritarios en las superficies
- Gran cantidad de portadores disponibles para ser inyectados  
 $\Rightarrow I \propto e^{qV/kT}$

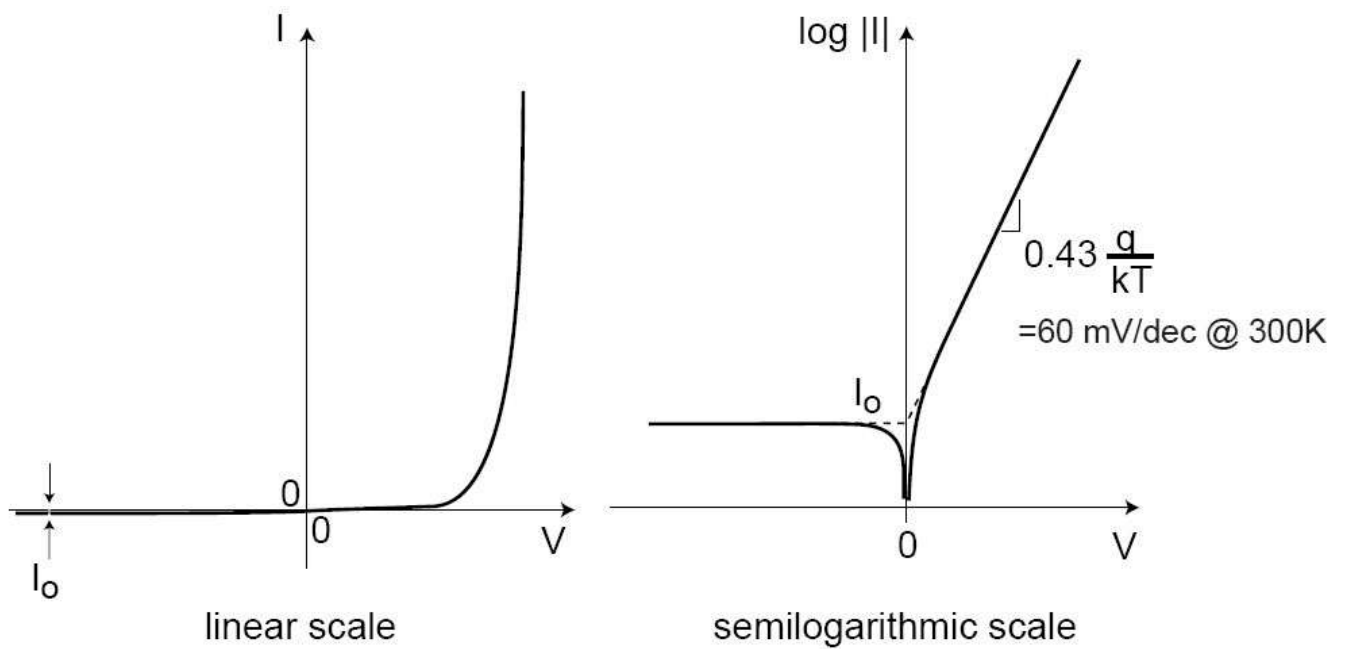
Funcionamiento en polarización inversa:



- La diferencia de potencial en la region SCR es aumentada por  $V$   
 $\Rightarrow$  extracción de portadores minoritarios de regiones QNR
- Difusión de portadores mayoritarios a traves de regiones QNR
- Generación de portadores minoritarios en las superficies
- Escasa cantidad de portadores minoritarios disponibles para extracción  $\Rightarrow I$  la corriente satura en un valor pequeño

## Características I-V:

$$I = I_o \left( \exp \frac{qV}{kT} - 1 \right)$$



Principales factores en la corriente del diodo PN:

$$I = qAn_i^2 \left( \frac{1}{N_a} \frac{D_n}{W_p - x_p} + \frac{1}{N_d} \frac{D_p}{W_n - x_n} \right) \left( \exp \frac{qV}{kT} - 1 \right)$$

- $I \propto \frac{n_i^2}{N} (\exp \frac{qV}{kT} - 1) \equiv \text{exceso de portadores minoritarios en la frontera de la region SCR}$ 
  - en polarización directa:  $I \propto \frac{n_i^2}{N} \exp \frac{qV}{kT}$ : más portadores se inyectan, más corriente circula
  - en polarización inversa:  $I \propto -\frac{n_i^2}{N}$ : la concentración de portadores minoritarios cae a valores insignificantes y la corriente satura
- $I \propto D$ : Difusión más intensa  $\Rightarrow$  mayor corriente
- $I \propto \frac{1}{W_{QNR}}$ : Región de difusión mas corta  $\Rightarrow$  mayor corriente
- $I \propto A$ : Diodo más grande  $\Rightarrow$  mayor corriente

## Modelo de pequeña señal

Examinemos el caso en el cual la tensión total aplicada sobre el diodo ( $v_D$ ) es la superposición de una tensión continua ( $V_D$ ) y una pequeña señal dependiente del tiempo ( $v_d(t)$ ):

$$v_D(t) = V_D + v_d(t)$$

Luego, la corriente es:

$$i_D(t) = I_o \left[ \exp \frac{qv_D(t)}{kT} - 1 \right] = I_o \left[ \exp \frac{q(V_D + v_d(t))}{kT} - 1 \right]$$

El diodo es un dispositivo no lineal  $\Rightarrow$  no se puede aplicar el principio de superposición.

No se puede suponer que los efectos de la tensión continua y de la tensión dependiente del tiempo son aditivos.

Si  $v_d(t)$  es suficientemente pequeña, es posible linealizar la exponencial en un entorno del punto de reposo. Para esto aplicaremos el desarrollo de Taylor y nos quedaremos con los términos de orden cero y uno (esto implica un error en la solución del problema que abordaremos más adelante):

$$i_D(t) \approx i_D(t)|_{v_D=V_D} + \frac{\partial i_D(t)}{\partial v_D(t)}|_{v_D=V_D} \cdot v_d(t)$$

$$i_D(t) \approx I_o \left[ \exp \frac{qV_D}{kT} - 1 \right] + \frac{q}{kT} I_o \left[ \exp \frac{qV_D}{kT} \right] \cdot v_d(t)$$

$$i_D(t) \approx I_D + \frac{I_D + I_o}{\frac{kT}{q}} \cdot v_d(t)$$

Entonces:

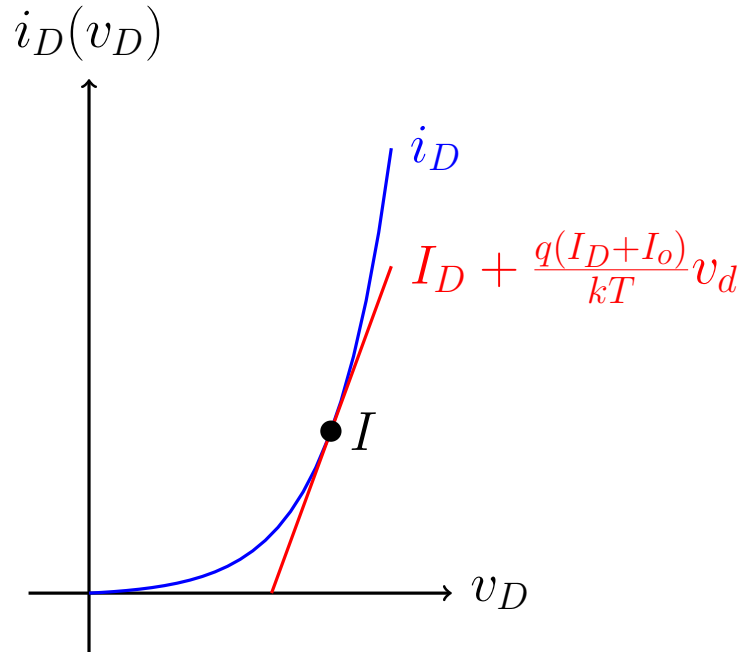
$$i_d(t) = \frac{I_D + I_o}{\frac{kT}{q}} \cdot v_d(t)$$

Desde el punto de vista de la señal, el diodo se comporta como una conductancia de valor:

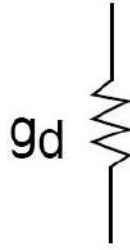
$$g_d = \frac{I_D + I_o}{\frac{kT}{q}}$$



Estamos aproximando la curva característica del diodo con una recta. Ambas coinciden en el punto de polarización, también llamado punto de reposo o de trabajo. Gráficamente:



Hasta aquí el modelo equivalente de pequeña señal es:



$g_d$  depende de la polarización. En polarización directa:

$$g_d \simeq \frac{qI_D}{kT}$$

$g_d$  es lineal con la corriente.

## *Rango de validez del modelo de pequeña señal*

¿A qué nos referimos cuando decimos “si  $v(t)$  es lo suficientemente pequeña”?

El error que cometemos entre el valor estimado de señal  $i_d(t)$  y el valor real  $i_D(t) - I_D$  debe ser pequeño.

Aplicaremos el criterio del 10%:

$$i_D(t) - (I_D + i_d(t)) < 10\% (i_D(t) - I_D)$$

Como esta inecuación no tiene solución  $\Rightarrow$  pedimos que el término de segundo orden de Taylor (primer término de error) sea despreciable frente al término lineal:

$$\frac{1}{2} \frac{\partial^2 i_D}{\partial v_D^2} \bigg|_{V_D} \cdot v_d^2 < 10\% i_d(t)$$

$$\frac{1}{2} \frac{q^2(I_D + I_o)}{(kT)^2} \cdot v_d^2 < 0,1 \left( \frac{q(I + I_o)}{kT} v_d \right)$$

En directa ( $I_D \gg I_o$ ):

$$\frac{1}{2} \frac{q^2 I_D}{(kT)^2} \cdot v_d^2 < 0,1 \frac{q I_D}{kT} \cdot v_d$$

$$v_d < 0,2 \frac{kT}{q}$$

Considerando temperatura ambiente se obtiene:

$$v_d \approx 5,2 \text{ mV}$$

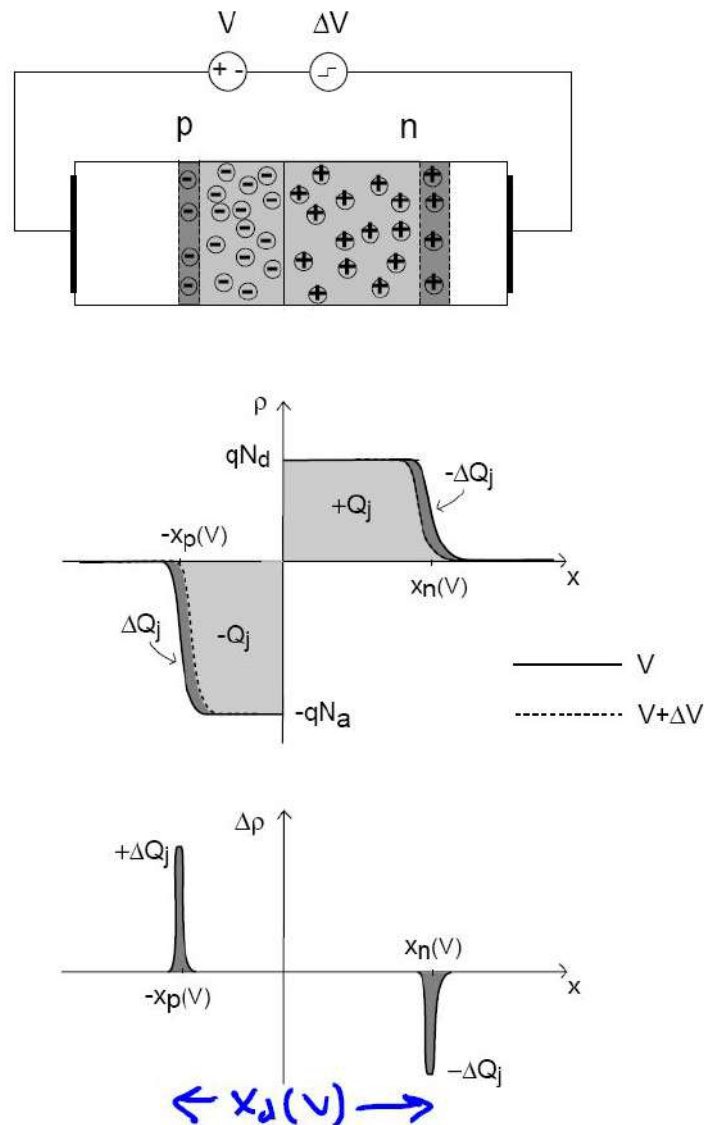
En la práctica se tolera:

$$|v_d| < 10 \text{ mV (pico)}$$

En inversa ( $I_D \approx -I_o$ ) no tiene sentido evaluar este error ya que las corriente involucradas son muy pequeñas y en la mayoría de las aplicaciones prácticas pueden despreciarse. En general se asume válido el modelo de pequeña señal considerando un valor de resistencia muy alto o infinito.

## Capacidad de juntura

Repasemos el efecto capacitivo presentado en clases previas. Observemos qué le ocurre a la juntura PN si se le aplica un *pequeño* incremento de tensión:



Se produce un cambio en  $\Delta V$  a lo largo del diodo:

$\Rightarrow$  Cambio de  $\Delta Q_j$  en  $-x_p$

$\Rightarrow$  Cambio de  $-\Delta Q_j$  en  $x_n$

Lo podemos modelizar con un capacitor de placas planas paralelas que se encuentran separadas una distancia  $x_d(V)$ .

Luego, la capacidad de Juntura (*Depletion Capacitance*) por unidad de área es:

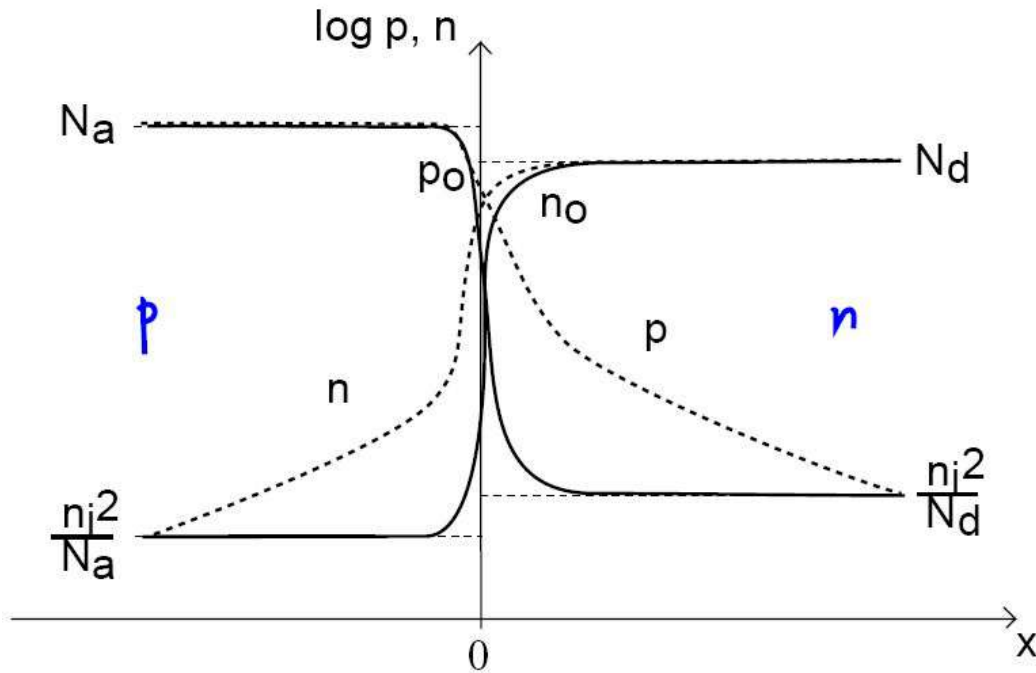
$$C'_j(V) = \frac{\epsilon_s}{x_d(V)} = \sqrt{\frac{q\epsilon_s N_a N_d}{2(\phi_B - V)(N_a + N_d)}} = \frac{C'_{jo}}{\sqrt{1 - \frac{V}{\phi_B}}}$$

Siendo el área  $A$  de la juntura, la capacidad es:

$$C_j(V) = A \cdot C'_j(V)$$

## Capacidad de difusión

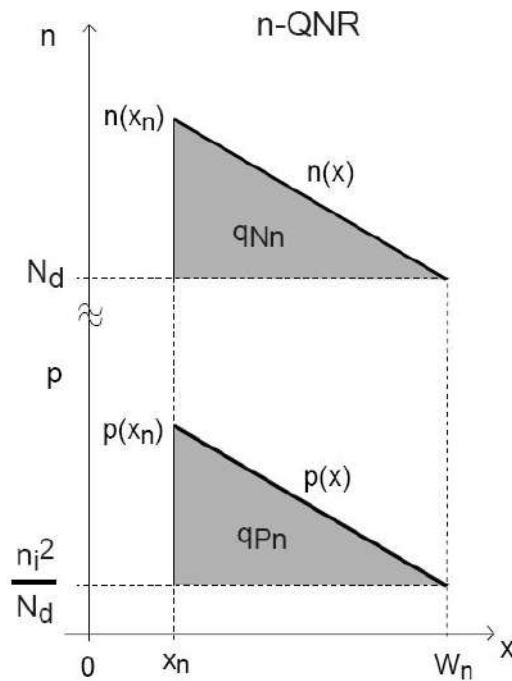
Considerando la juntura en directa, la situación de los portadores mayoritarios es:



Si en la región QNR la concentración de minoritarios aumenta, y la concentración de mayoritarios no cambiase  $\Rightarrow$  Se violaría la condición de cuasi-neutralidad eléctrica.

La condición de cuasi-neutralidad eléctrica en la región QNR exige que:

*exceso de minoritarios = exceso de mayoritarios*



En términos matemáticos:

$$p'(x) = p(x) - p_o \simeq n'(x) = n(x) - n_o$$

Integramos la carga acumulada por los portadores en exceso:

$$\begin{aligned} q_{Pn} &= qA \frac{1}{2} p'(x_n) (W_n - x_n) = \\ &= qA \frac{W_n - x_n}{2} \frac{n_i^2}{N_d} \left( \exp \frac{qV}{kT} - 1 \right) = -q_{Nn} \end{aligned}$$





Podemos escribir  $q_{Pn}$  en terminos de  $I_p$  (fracción de la corriente del diodo debido a los huecos del lado N-QNR):

$$\begin{aligned} q_{Pn} &= \frac{(W_n - x_n)^2}{2D_p} qA \frac{n_i^2}{N_d W_n - x_n} \frac{D_p}{kT} (\exp \frac{qV}{kT} - 1) \\ &= \frac{(W_n - x_n)^2}{2D_p} I_p \end{aligned}$$

Definimos *tiempo de tránsito* de los huecos a través de la region n-QNR:

$$\tau_{Tp} = \frac{(W_n - x_n)^2}{2D_p}$$

El tiempo de tránsito es el *tiempo medio empleado por un hueco para difundirse a traves de la region n-QNR* [Lo veremos en mayor detalle al estudiar transistores TBJ]

Entonces:

$$q_{Pn} = \tau_{Tp} I_p$$

y también

$$C_{dn} \simeq \frac{q}{kT} \tau_{Tp} I_p$$

Análogamente, en la región p-QNR:

$$q_{Np} = \tau_{Tn} I_n$$

$$C_{dp} \simeq \frac{q}{kT} \tau_{Tn} I_n$$

donde  $\tau_{Tn}$  is *tiempo de tránsito* de los electrones a través de la region p-QNR:

$$\tau_{Tn} = \frac{(W_p - x_p)^2}{2D_n}$$

Ambos capacitores están en *paralelo*  $\Rightarrow$  Capacidad total de difusión:

$$C_d = C_{dn} + C_{dp} = \frac{q}{kT} (\tau_{Tn} I_n + \tau_{Tp} I_p) = \frac{q}{kT} \tau_T I$$

Definiendo:

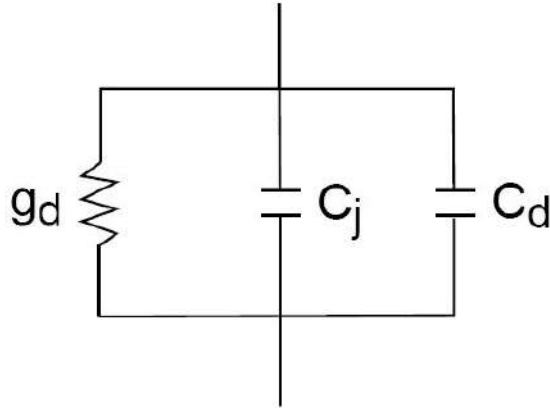
$$\tau_T = \frac{\tau_{Tn} I_n + \tau_{Tp} I_p}{I}$$

(sale de considerar:  $q_{Pn} + q_{Np} = \tau_{Tn} I_n + \tau_{Tp} I_p = \tau_T I$ )

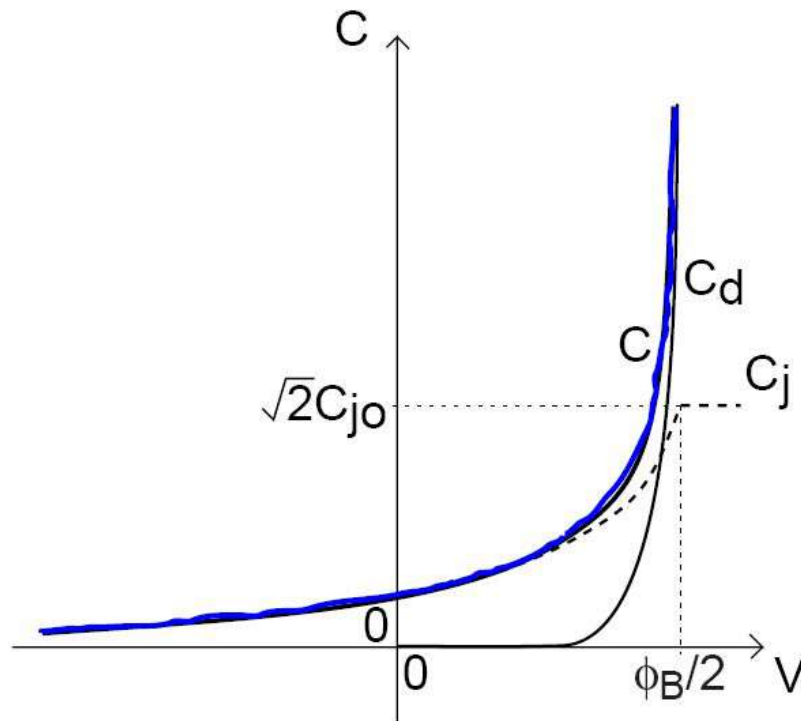
Luego se puede escribir de forma compacta:

$$C_d = \frac{q}{kT} \tau_T I$$

Completamos el modelo equivalente de pequeña señal del diodo PN:



Dependencia con la polarización de  $C_j$  y  $C_d$ :



- $C_d$  domina en polarización directa fuerte ( $\sim e^{qV/kT}$ )
- $C_j$  domina en polarización inversa y en polarización directa débil ( $\sim 1/\sqrt{\phi_B - V}$ )

**Observación importante:** para polarización directa fuerte, el modelo de  $C_j$  es inválido (diverge). Por convención se toma en consideración que  $C_j$  satura al valor correspondiente a  $V = \frac{\phi_B}{2}$ , es decir:

$$C_{j,max} = \sqrt{2}C_{j0}$$

## El diodo real

Al medir la característica I-V de un diodo real se observa que es necesario introducir factores empíricos en la ecuación teórica para que la misma ajuste correctamente la curva experimental.

## Coeficiente de emisión

Al *coeficiente de emisión* o *factor de idealidad* y se lo identifica con la letra  $n$  y modifica la expresión de la corriente del diodo de la siguiente forma:

$$i_D = I_o \left[ \exp \frac{v_D}{n \left( \frac{kT}{q} \right)} - 1 \right]$$

Dependiendo del diodo, el tipo de semiconductor y el proceso de fabricación,  $n$  puede tomar valores entre 1 y 2.

El factor empírico  $n$  debe introducirse ya que ciertas hipótesis asumidas al momento de plantear el modelo para hallar la transferencia del diodo en la práctica no se cumplen con de forma rigurosa. Por ejemplo:

- En la hipótesis de diodo corto se asume que **no existe**

**recombinación de portadores en el cuerpo del diodo.** Esto es una aproximación ya que en la práctica existe una fracción de portadores que se recombina en la zona desierta especialmente donde ambas concentraciones de portadores alcanzan igual nivel.

- En la hipótesis de vaciamiento se asume una juntura metalurgica perfecta. Sin embargo esto no puede lograrse en la fabricación real del dispositivo y existe una zona de transición entre la región dopada tipo P y la tipo N.

## Corriente de generación en la zona desierta

En un diodo real existe una generación neta de portadores en la zona desierta. La recombinación es muy baja debido a que  $n \ll n_i$  y  $p \ll n_i$ , por lo tanto prevalece la generación. Estos pares generados térmicamente son separados por el campo eléctrico presente en la juntura y arrastrados en direcciones opuestas.

La corriente generada en la zona desierta tiene la siguiente expresión:

$$I_{o(gen)} = \frac{qAn_i x_d(V)}{\tau_g}$$

Dónde  $x_d(V)$  es el ancho de la zona desierta, y  $\tau_g$  es el tiempo medio de generación. Puede observarse que  $I_{og}$  aumenta con el ancho de la zona desierta y que por ser proporcional con  $n_i$  depende fuertemente de la temperatura.

Para considerar esta corriente de generación usualmente se modifica el modelo del diodo de la siguiente forma:

$$I_{o(real)} = I_{o(ideal)} + I_{o(gen)}$$



## Resistencia serie

El semiconductor presenta una resistividad que depende del nivel de dopaje.

Para corrientes bajas este efecto puede despreciarse, pero al incrementarse la corriente la caída de potencial que ocurre en el cuerpo del semiconductor hace que la tensión aplicada en los terminales del diodo difiera de la aplicada en la juntura.

Los contactos metal-semiconductor también presentan un efecto resistivo adicional.

Ambos fenómenos suelen modelarse considerando una resistencia conectada en serie con el diodo.

El efecto observado es que la corriente del diodo es menor a la del modelo ideal al aumentar la tensión aplicada.

## Ruptura inversa

Al polarizar el diodo en inversa ( $V_D < 0$ ), aumenta la diferencia de potencial en la juntura respecto de equilibrio, aumentando el campo eléctrico interno.

$$|E_{max}(V)| = \sqrt{\frac{2 q (\phi_B - V_D)}{\epsilon_s} \frac{N_a N_d}{N_a + N_d}}$$

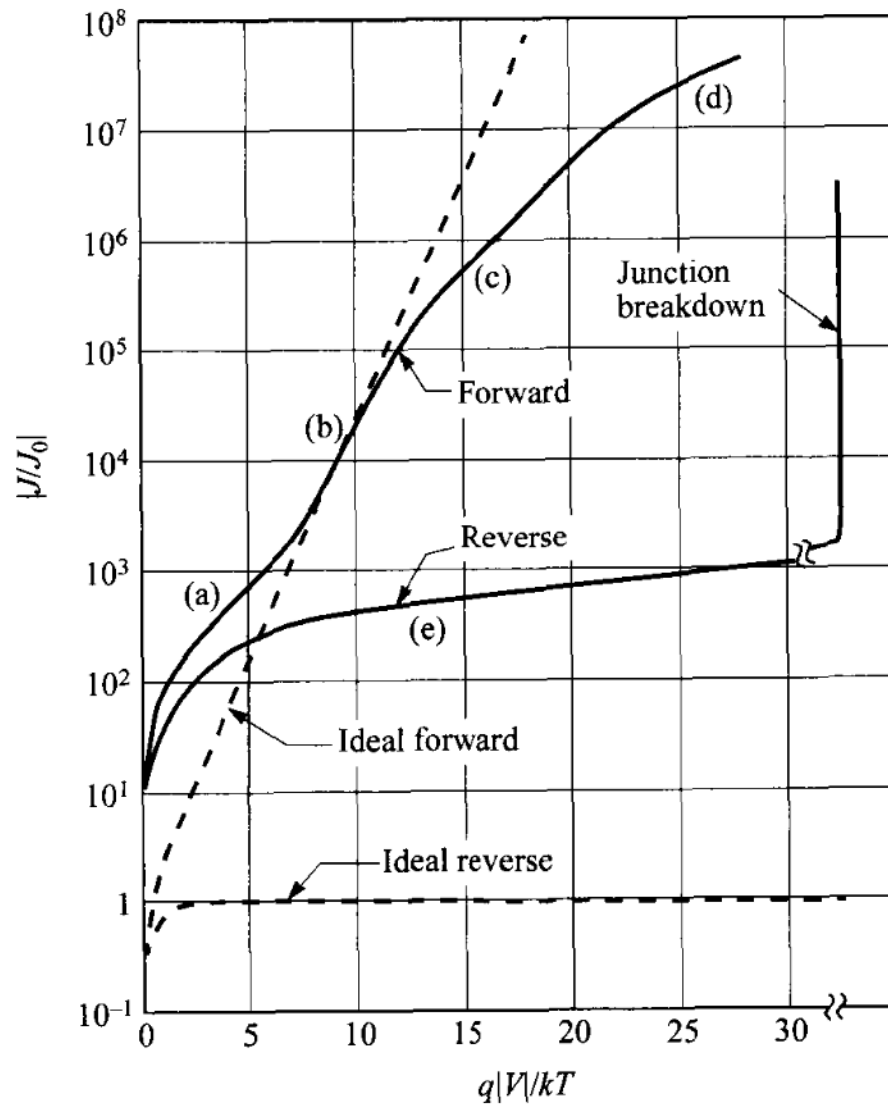
Los campos eléctricos elevados en la juntura pueden producir la ruptura inversa de la juntura. Se llama ruptura inversa al incremento abrupto del módulo de la corriente para una tensión inversa determinada. Dependiendo del circuito externo, este efecto puede o no destruir el dispositivo.

Existen dos fenómenos físicos asociados con la ruptura inversa de la juntura son:

- El efecto avalancha (ocurre en junturas levemente dopadas)
- El efecto túnel (ocurre en juntura fuertemente dopadas)

El diodo zener (ver apéndice) es un ejemplo de aplicación de la ruptura inversa. El detalle de los fundamentos físicos de la ruptura inversa se presentan en la materia Física III.

## Ideal vs real



En la figura pueden observarse como afectan a la características del diodo las diferentes no idealidades: (a) generación, (b) coeficiente de emisión, (c) resistencia serie y alto nivel de inyección, (e) generación de portadores en la zona desierta.

## Principales conclusiones

Comportamiento de pequeña señal del diodo:

- *conductancia*: asociada con las características I-V

$$g_d \propto I \text{ en polarización directa}$$

$$g_d \sim 0 \text{ en polarización inversa}$$

- *capacidad de juntura*: asociada con la modulación de la carga espacial en la región de deserción SCR

$$C_j \sim 1/\sqrt{\phi_B - V}$$

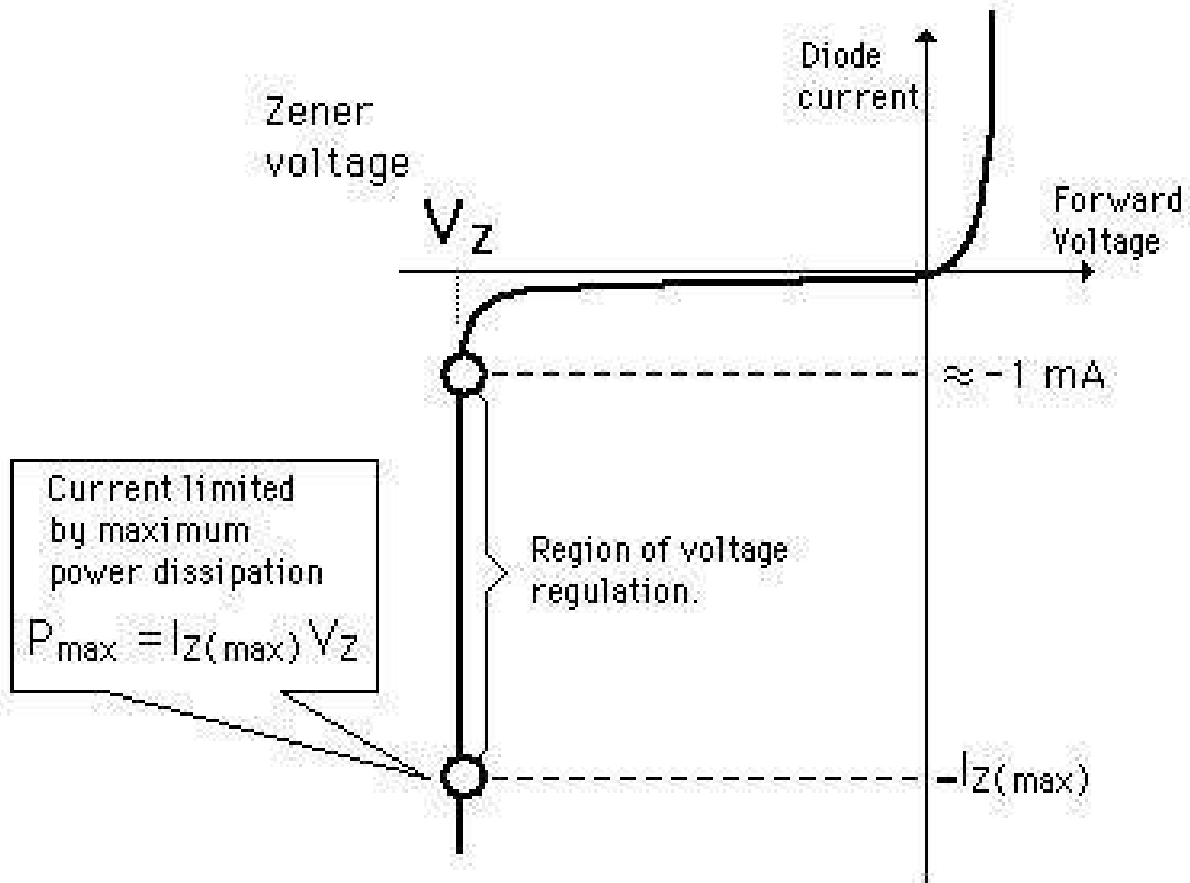
- *capacidad de difusión*: asociada con la carga almacenada en las regiones QNR a fin de conservar la cuasi-neutralidad

$$C_d \sim e^{qV/kT}$$

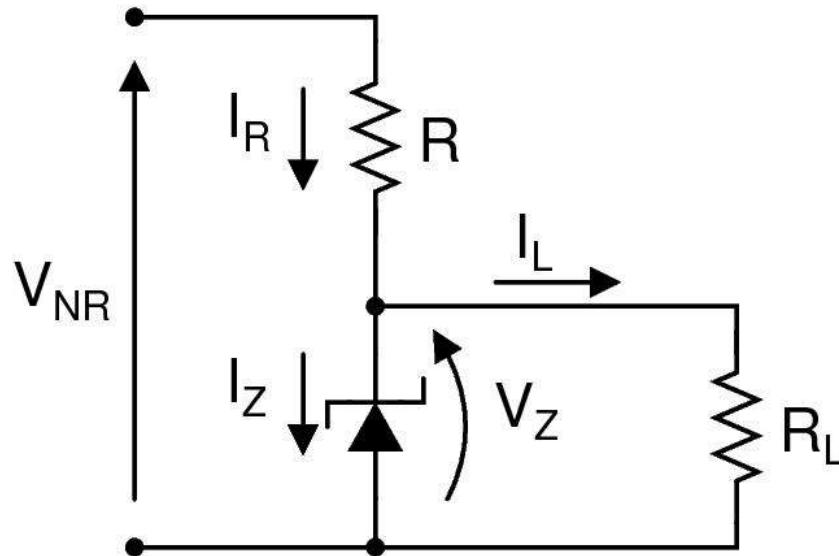
$$C_d \sim I$$

## Apendice: El diodo zener

Este efecto de incremento de corriente inversa, da lugar a una nueva aplicación de diodo: el Diodo Zener



Debido a que en polarización inversa el diodo Zener presenta una región de tensión casi constante para un rango amplio de corrientes se los utiliza para obtener una tensión regulada.



Eligiendo la resistencia  $R$  y las características del diodo, se puede lograr que la tensión en la carga ( $R_L$ ) permanezca prácticamente constante dentro de un rango de variación de la tensión de entrada  $V_{NR}$ .

Para elegir la resistencia limitadora  $R$  adecuada hay que calcular cuál puede ser su valor máximo y mínimo de acuerdo con la corriente  $I_L$  mínima y máxima, las corrientes de Zener mínimas y máximas, y las tensiones  $V_{NR}$  mínimas y máximas:

$$R_{min} = \frac{V_{NR,max} - V_Z}{I_{L,min} + I_{Z,max}}$$

$$R_{max} = \frac{V_{NR,min} - V_Z}{I_{L,max} + I_{Z,min}}$$