


CAPÍTULO 3

Diodos

Introducción	3.7 Circuitos rectificadores
3.1 El diodo ideal	3.8 Circuitos limitadores y de fijación de amplitud
3.2 Curvas características terminales de diodos de unión	3.9 Tipos especiales de diodos
3.3 Operación física de diodos	3.10 El modelo SPICE de un diodo y ejemplos de simulación
3.4 Análisis de circuitos con diodos	Resumen
3.5 El modelo a pequeña señal y su aplicación	Bibliografía
3.6 Operación en la región de ruptura inversa; diodos Zener	Problemas

INTRODUCCIÓN

En casi todo el capítulo anterior hablamos de circuitos lineales; cualquier falta de linealidad, como la introducida por saturación de la salida de un amplificador, se consideró un problema que debía ser resuelto por el diseñador del circuito. No obstante lo anterior, hay muchas otras funciones de procesamiento de señales que sólo pueden ejecutar circuitos no lineales. Como ejemplos de tales funciones están la generación de voltajes de cd de la fuente de alimentación de ca y la generación de señales de varias formas de onda (por ejemplo senoides, ondas cuadradas, pulsos, etc.). Del mismo modo, los circuitos digitales lógicos y de memoria constituyen una clase especial de circuitos no lineales.

El elemento no lineal más sencillo y fundamental es el diodo. Al igual que el resistor, el diodo tiene dos terminales; pero, a diferencia de aquél, que tiene una relación lineal (en línea recta) entre la corriente que circula a través de ese elemento y el voltaje que aparece en sus terminales, el diodo tiene una curva característica $i-v$ no lineal.

Este capítulo se refiere al estudio de los diodos. Para comprender la esencia de la función del diodo, comenzamos con un elemento ficticio, que es el diodo ideal. Introducimos entonces el diodo

3.1 EL DIODO IDEAL 123

de unión de silicio, explicamos sus características terminales y damos el análisis de circuitos con diodos. En este último trabajo aparece el importante tema de hacer un modelo del dispositivo.

Para comprender el origen de las características terminales del diodo, consideraremos su operación física. Nuestro estudio de la operación física de una unión *pn*, así como el de los conceptos básicos de la física de semiconductores, está destinado a proporcionar las bases para entender no sólo las características de diodos de unión sino también las del transistor de unión bipolar, que se estudia en el siguiente capítulo, y las de transistores de efecto de campo, que se estudian en el capítulo 5.

De las muchas aplicaciones de diodos, su uso en el diseño de rectificadores (que convierte ca en cd) es la más común. Por lo tanto, estudiaremos circuitos rectificadores en algún detalle y brevemente veremos más aplicaciones de diodos. En todo este libro, y en particular en el capítulo 12, se encontrarán otros circuitos no lineales que utilizan diodos y otros dispositivos.

Aun cuando la mayor parte de este capítulo está dedicada al estudio de diodos de unión *pn* de silicio, brevemente consideramos algunos tipos especializados de diodos entre los que se incluye el fotodiodo y el diodo emisor de luz. El capítulo concluye con una descripción del modelo del diodo utilizado en el programa de simulación de circuitos SPICE. También presentamos un ejemplo de diseño que ilustra el uso de la simulación SPICE.

3.1 EL DIODO IDEAL

El diodo ideal puede ser considerado como el elemento fundamental de circuitos no lineales. Es un dispositivo de dos terminales cuyo símbolo se muestra en la figura 3.1(a) y sus curvas características

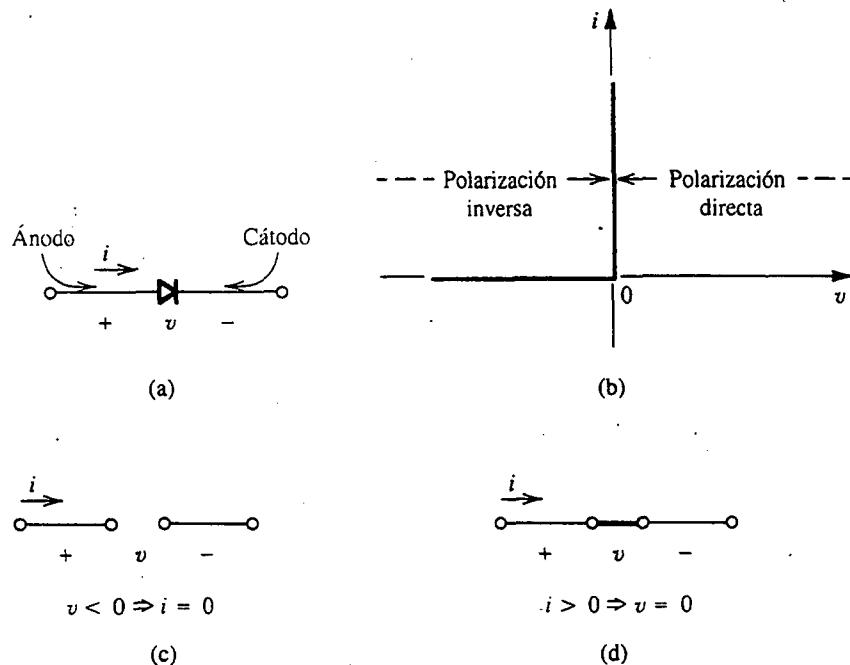


Fig. 3.1 El diodo ideal: (a) símbolo de diodo; (b) curva característica $i-v$; (c) circuito equivalente en la dirección inversa; (d) circuito equivalente en la dirección directa.

124 DIODOS

$i-v$ en la figura 3.1(b). La característica terminal del diodo ideal se puede interpretar como sigue: si un voltaje negativo [en relación con la dirección de referencia indicada en la figura 3.1(a)] se aplica al diodo, no circula corriente y el diodo se comporta como un circuito abierto [figura 3.1(c)]. Se dice que los diodos que operan de este modo están **inversamente polarizados**, o que operan en dirección inversa. Un diodo ideal tiene corriente cero cuando opera en dirección inversa y se dice que está **en corte**.

Por otro lado, si una corriente positiva [en relación con la dirección de referencia indicada en la figura 3.1(a)] se aplica al diodo ideal, en sus terminales aparece una caída de voltaje igual a cero. En otras palabras, el diodo ideal se comporta como un cortocircuito en la dirección *positiva* [figura 3.1(d)]; pasa cualquier corriente con caída de voltaje de cero. Se dice que un diodo que conduce en dirección positiva está **en conducción**, o simplemente **conduce**.

De la descripción anterior debe observarse que el circuito externo debe estar diseñado para limitar la corriente en sentido directo que pasa por un diodo conductor, y el voltaje inverso de un diodo en corte, a valores predeterminados. En la figura 3.2 se muestran dos circuitos con diodos que ilustran este punto. En el circuito de la figura 3.2(a) es obvio que el diodo está en conducción y por lo tanto su caída de voltaje es cero, y la corriente que pasa por el mismo estará determinada por la fuente de +10 V y el resistor de $1\text{ k}\Omega$ como 10 mA. El diodo del circuito de la figura 3.2(b) está en corte y por lo tanto su corriente es cero, lo que a su vez significa que toda la fuente de alimentación de 10 V aparecerá como polarización inversa en los terminales del diodo.

El terminal positivo del diodo se denomina **ánodo** y el negativo **cátodo**, lo que es un remanente de la época de los diodos de tubos al vacío. La curva característica $i-v$ del diodo ideal (que conduce en una dirección y no en la otra) debe explicar la opción de su símbolo de circuito semejante a una flecha.

Como debe ser evidente de la descripción anterior, la curva característica $i-v$ del diodo ideal es altamente no lineal y consta de dos segmentos rectos a 90° entre sí. Se dice que una curva no lineal formada por segmentos rectos es **lineal por partes**. Si un dispositivo que tenga una curva característica lineal por partes se utiliza en una aplicación en particular, en forma tal que la señal presente en sus terminales alterna sólo a lo largo de uno de los segmentos lineales, entonces el dispositivo se puede considerar como un elemento de circuito lineal en lo que respecta a ese circuito en particular. Por otra parte, si las señales pasan por uno o más de los puntos de ruptura de la curva característica, ya no es posible el análisis lineal.

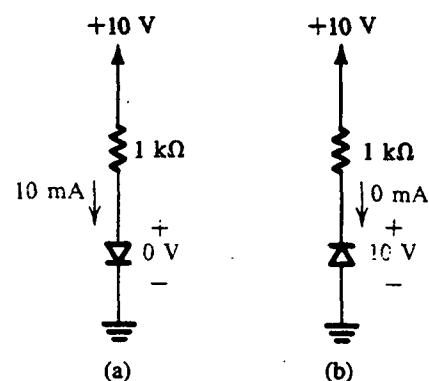


Fig. 3.2 Los dos modos de operación de diodos ideales y el uso de un circuito externo para limitar la corriente en sentido directo y el voltaje inverso.

Una aplicación sencilla: el rectificador

Una aplicación fundamental del diodo, que hace uso de su curva $i-v$ fuertemente no lineal, es el circuito rectificador que se ilustra en la figura 3.3(a). El circuito está formado por la conexión en serie de un diodo D y un resistor R. Sea el voltaje de entrada v_I , la onda senoidal que se ilustra en la figura 3.3(b), y supongamos que el diodo es ideal. Durante los semicírculos positivos de la senoide de entrada, el voltaje v_I positivo hará que la corriente circule por el diodo en la dirección positiva. Se deduce que el voltaje v_D del diodo será muy pequeño, cero en el ideal. Por lo tanto, el circuito tendrá la forma equivalente que se muestra en la figura 3.3(c), y el voltaje de salida v_O será igual al voltaje de entrada v_I . Por otra parte, durante los semicírculos negativos de v_I , el diodo no conducirá, el circuito tendrá la forma equivalente que se ilustra en la figura 3.3(d) y v_O será cero. Por consiguiente, el voltaje de salida tendrá la forma de onda que se ilustra en la figura 3.3(e). Nótese que mientras que v_I se alterna en polaridad y tiene un valor promedio de cero, v_O es unidireccional y tiene un valor promedio finito o una *componente de cd*. Por lo tanto, el circuito de la figura 3.3(a)

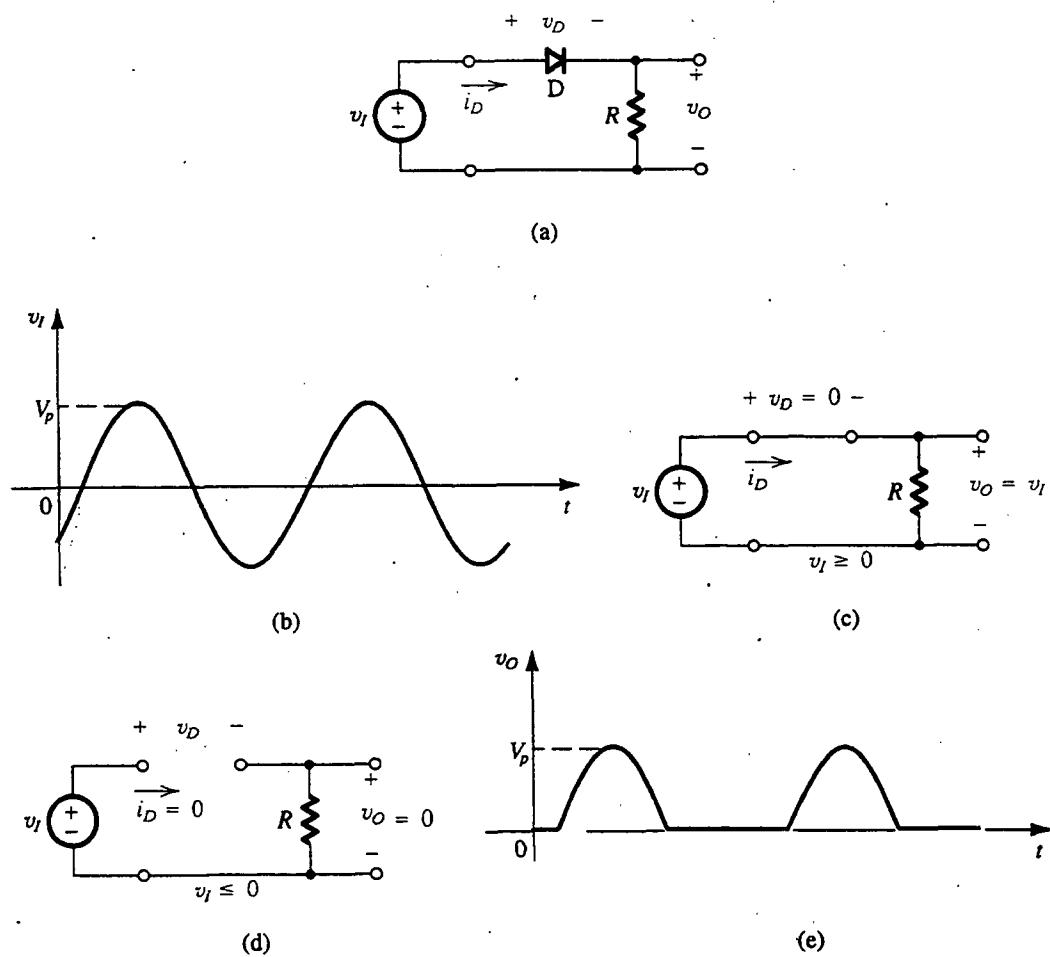


Fig. 3.3 (a) Circuito rectificador. (b) Onda de entrada. (c) Circuito equivalente cuando $v_I \geq 0$. (d) Circuito equivalente cuando $v_I \leq 0$. (e) Onda de salida.

126 DIODOS

rectifica la señal y recibe el nombre de **rectificador**. Se puede utilizar para generar cd a partir de ca. En la sección 3.7 estudiaremos con detalle circuitos rectificadores.

Ejercicios

- 3.1** Para el circuito de la figura 3.3(a), trace la curva característica de transferencia v_O contra v_I .

Resp. Véase la figura E3.1.

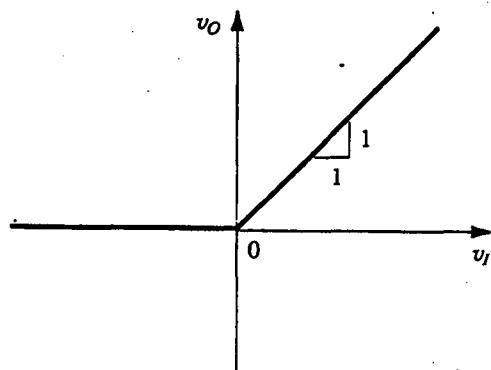


Fig. E3.1

- 3.2** Para el circuito de la figura 3.3(a), trace la forma de onda de v_D .

Resp. Véase la figura E3.2.

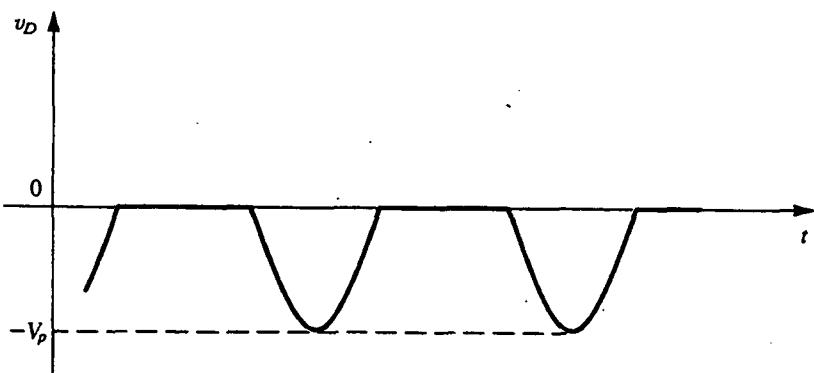


Fig. E3.2

- 3.3** En el circuito de la figura 3.3(a), v_I tiene un valor pico de 10 V y $R = 1 \text{ k}\Omega$. Encuentre el valor pico de i_D y la componente de cd de v_O .

Resp. 10 mA; 3.18 V

EJEMPLO 3.1

En la figura 3.4(a) se muestra un circuito para cargar una batería de 12 V. Si v_s es una senoide con amplitud pico de 24 V, encuentre la fracción de cada ciclo durante la que el diodo conduce. También encuentre el valor pico de la corriente del diodo y el voltaje máximo de polarización inversa que aparece en los terminales del diodo.

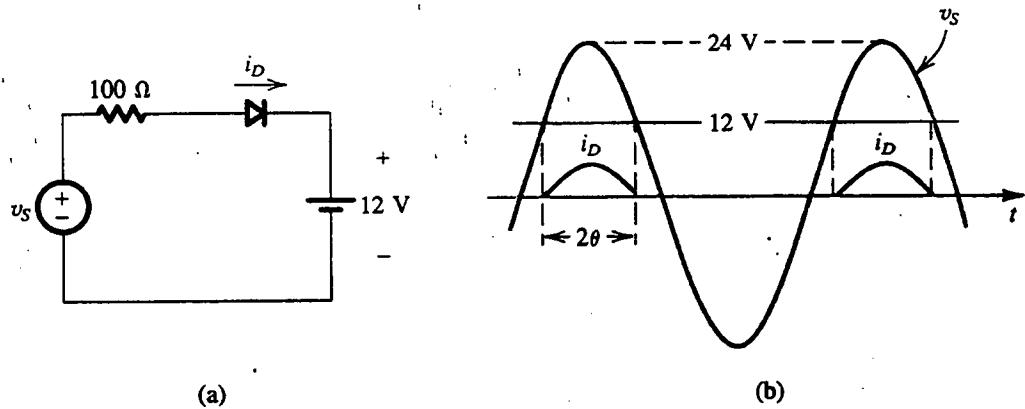


Fig. 3.4 Circuito y formas de onda para el ejemplo 3.1.

SOLUCIÓN

El diodo conduce cuando v_s excede de 12 V, como se muestra en la figura 3.4(b). El ángulo de conducción es 2θ , donde θ está dado por

$$24 \cos \theta = 12$$

Por lo tanto, $\theta = 60^\circ$ y el ángulo de conducción es 120° , o sea un tercio de un ciclo.

El valor pico de la corriente de diodo está dado por

$$I_d = \frac{24 - 12}{100} = 0.12 \text{ A}$$

El máximo voltaje inverso en los terminales del diodo se presenta cuando v_s está en su pico negativo y es igual a $24 + 12 = 36$ V.

Otra aplicación: compuertas lógicas de diodos

Diodos y resistores se pueden utilizar juntos para ejecutar funciones lógicas digitales. En la figura 3.5 se muestran dos compuertas lógicas digitales. Para ver cómo funcionan estos circuitos, considere un sistema lógico positivo en el que valores de voltajes cercanos a 0 V corresponden a lógica 0 (o baja) y valores de voltaje cercanos a +5 V corresponden a lógica 1 (o alta). El circuito de la figura 3.5(a) tiene tres entradas, v_A , v_B y v_C . Es fácil ver que los diodos que conectan a entradas de +5 V conducen, sujetando así la salida v_Y a un valor igual a +5 V. Este voltaje positivo en la salida mantendrá en corte los diodos cuyas entradas sean bajas (alrededor de 0 V). Por lo tanto, la

128 DIODOS

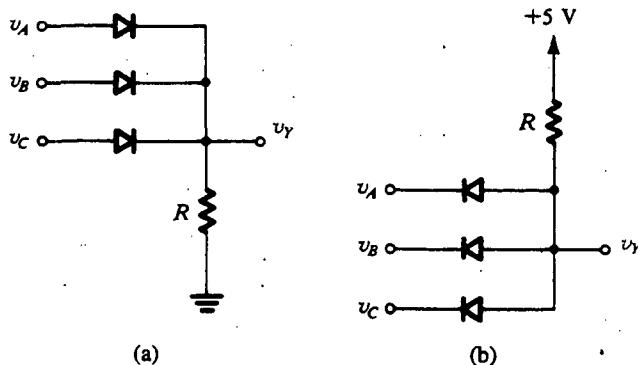


Fig. 3.5 Compuertas lógicas a diodos:
(a) compuerta OR; (b) compuerta AND
(en un sistema lógico positivo).

salida será alta si una o más de las entradas son altas. El circuito, en consecuencia, ejecuta la función lógica OR que en notación booleana se expresa como

$$Y = A + B + C$$

Del mismo modo, alentamos al lector para que demuestre que al usar el mismo sistema lógico aquí citado, el circuito de la figura 3.5(b) ejecuta la función lógica AND,

$$Y = A \cdot B \cdot C$$

EJEMPLO 3.2

Si se supone que los diodos son ideales, encuentre los valores de I y V en los circuitos de la figura 3.6.

SOLUCIÓN

En estos circuitos puede que no sea tan obvio a primera vista si ninguno, uno o ambos diodos están conduciendo. En tal caso, *hacemos una suposición razonable, proseguimos con el análisis y luego comprobamos si terminamos con una solución consistente*. Para el circuito de la figura 3.6(a), supondremos que ambos diodos están conduciendo. Se deduce que $V_B = 0$ y $V = 0$. La corriente que pasa por D_2 se puede determinar ahora con

$$I_{D2} = \frac{10 - 0}{10} = 1 \text{ mA}$$

Si se escribe una ecuación de nodo en B,

$$I + 1 = \frac{0 - (-10)}{5}$$

resulta en $I = 1$ mA. Por lo tanto, D_1 está conduciendo como originalmente se supuso, y el resultado final es $I = 1$ mA y $V = 0$ V.

3.1 EL DIODO IDEAL 129

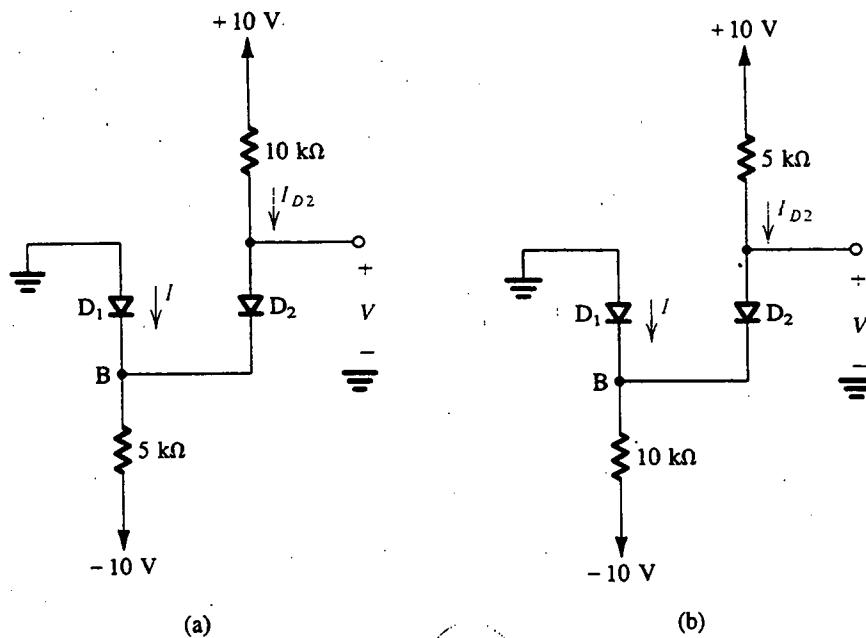


Fig. 3.6 Circuitos para el ejemplo 3.2.

Para el circuito de la figura 3.6(b), si suponemos que ambos diodos están conduciendo, entonces $V_B = 0$ y $V = 0$. La corriente en D_2 se obtiene de

$$I_{D2} = \frac{10 - 0}{5} = 2 \text{ mA}$$

La ecuación de nodo en B es

$$I + 2 = \frac{0 - (-10)}{10}$$

que produce $I = -1 \text{ mA}$. Como esto no es posible, nuestra suposición no es correcta. Comenzamos de nuevo suponiendo que D_1 no conduce y D_2 sí lo hace. La corriente I_{D2} está dada por

$$I_{D2} = \frac{10 - (-10)}{15} = 1.33 \text{ mA}$$

y el voltaje en el nodo B es

$$V_B = -10 + 10 \times 1.33 = +3.3 \text{ V}$$

Por lo tanto, D_1 está polarizado inversamente, como se supuso, y el resultado final es $I = 0$ y $V = 3.3 \text{ V}$.

3.2 CURVAS CARACTERÍSTICAS TERMINALES DE DIODOS DE UNIÓN 131

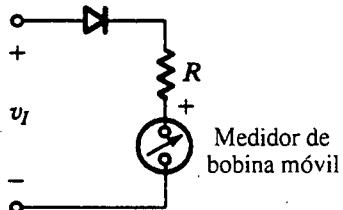


Fig. E3.5

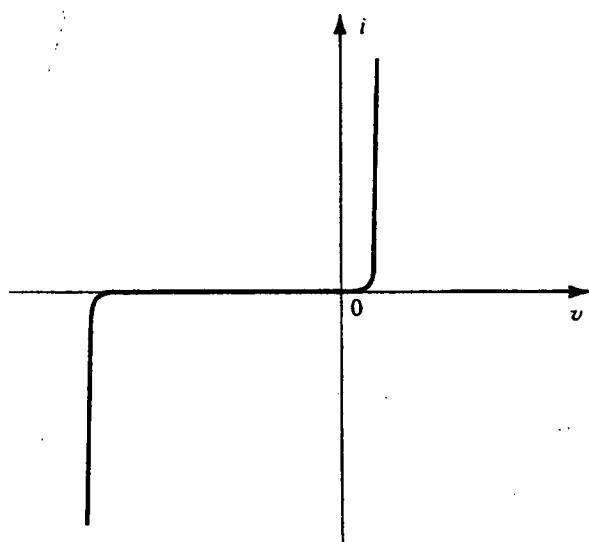
Encuentre el valor de R que resulte en que el medidor indique una lectura a plena escala cuando el voltaje de onda senoidal de entrada v_I sea 20 V pico a pico. (Sugerencia: El valor promedio de ondas semisenoides es V_p/π .)

Resp. 3.133 k Ω

3.2 CURVAS CARACTERÍSTICAS TERMINALES DE DIODOS DE UNIÓN

En esta sección estudiamos las curvas características de diodos reales, específicamente diodos semiconductores de unión hechos de silicio. Los procesos físicos que dan lugar a curvas características terminales de diodos, y al nombre “diodo de unión”, se estudian en la sección siguiente.

En la figura 3.7 se muestra la curva característica $i-v$ de un diodo de unión de silicio. La misma curva se muestra en la figura 3.8 con algunas escalas expandidas y otras comprimidas, de modo que se vean detalles. Nótese que los cambios de escala han resultado en la aparente discontinuidad en el origen.

Fig. 3.7 La curva característica $i-v$ de un diodo de unión de silicio.

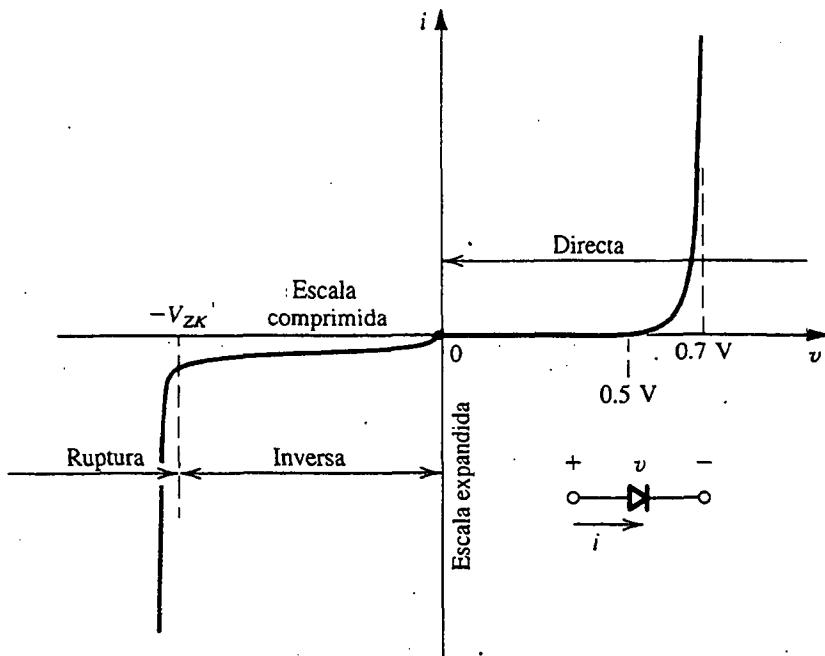


Fig. 3.8 La relación $i-v$ de un diodo con algunas escalas expandidas y otras comprimidas para dejar ver detalles.

Como se indica, la curva característica consta de tres regiones distintas:

1. La región polarizada directamente, determinada por $v > 0$
2. La región polarizada inversamente, determinada por $v < 0$
3. La región de ruptura, determinada por $v < -V_{ZK}$

Las tres regiones de operación se describen a continuación.

La región polarizada directamente

La región de operación de polarización directa, o simplemente región directa, se registra cuando el voltaje terminal v es positivo. En la región directa, la relación $i-v$ se approxima de modo muy cercano con

$$i = I_S(e^{v/nV_T} - 1) \quad (3.1)$$

En esta ecuación, I_S es una constante para un diodo dado a una temperatura dada. En la sección siguiente se presenta una fórmula para I_S en términos de los parámetros físicos del diodo y temperatura. La corriente I_S suele recibir el nombre de **corriente de saturación** (por razones que en breve serán evidentes). Otro nombre para I_S , que utilizaremos ocasionalmente, es **corriente de**

3.2 CURVAS CARACTERÍSTICAS TERMINALES DE DIODOS DE UNIÓN 133

escala. El nombre resulta del hecho de que I_s es directamente proporcional al área de sección transversal del diodo. Por lo tanto, duplicar el área de la unión resulta en un diodo que el doble del valor de I_s y, como indica la ecuación del diodo, duplica el valor de la corriente i para un voltaje v dado. Para diodos "a pequeña señal", que son diodos de pequeño tamaño destinados para aplicaciones de baja potencia, I_s es del orden de 10^{-15} A. El valor de I_s está sin embargo en estrecha relación con la temperatura. Como regla práctica, I_s se duplica en valor por cada 5°C de aumento en temperatura.¹

El voltaje V_T en la ecuación (3.1) es una constante denominada **voltaje térmico**, dado por

$$V_T = \frac{kT}{q} \quad (3.2)$$

donde

$$k = \text{constante de Boltzmann} = 1.38 \times 10^{-23} \text{ joules/kelvin}$$

$$T = \text{temperatura absoluta en kelvin} = 273 + \text{temperatura en } ^\circ\text{C}$$

$$q = \text{magnitud de carga electrónica} = 1.60 \times 10^{-19} \text{ coulomb}$$

A la temperatura ambiente (20°C), el valor de V_T es 25.2 mV. En análisis rápidos y aproximados de circuitos, utilizaremos $V_T \approx 25$ mV a la temperatura ambiente.²

En la ecuación del diodo, la constante n tiene un valor entre 1 y 2, dependiendo del material y la estructura física del diodo. Los diodos hechos empleando proceso de fabricación estándar de circuitos integrados exhiben $n = 1$ cuando se operan en condiciones normales.³ Los diodos que hay comercialmente como componentes discretos de dos terminales suelen exhibir $n = 2$. En general, supondremos $n = 1$ a menos que se especifique otra cosa.

Para una corriente apreciable i en la dirección directa, específicamente para $i \gg I_s$, la ecuación (3.1) se puede aproximar con la relación exponencial

$$i \approx I_s e^{v/nV_T} \quad (3.3)$$

Esta relación se puede expresar alternativamente en la forma logarítmica

$$v = nV_T \ln \frac{i}{I_s} \quad (3.4)$$

donde \ln denota el logaritmo natural (de base e).

La relación exponencial entre la corriente i y el voltaje v se cumple sobre muchas décadas de corriente (se puede encontrar un espacio de hasta siete décadas, es decir, un factor de 10^7). Ésta es una propiedad notable en diodos de unión, que también se encuentra en transistores de unión bipolar y que se ha explotado en muchas aplicaciones interesantes.

¹ Un excelente análisis de la dependencia de la temperatura sobre las curvas características de un diodo se presenta en la obra de Hodges y Jackson (1988), pp. 146-148. También se da una derivación para el coeficiente de temperatura de I_s .

² Se supone por lo general una temperatura ambiental ligeramente más alta (25°C) para equipo electrónico que opera dentro de un gabinete. A esta temperatura, $V_T \approx 25.8$ mV. Sin embargo, por razones de sencillez y para promover un rápido análisis de un circuito, utilizaremos el valor más conveniente de $V_T \approx 25$ mV en todo este texto.

³ En un circuito integrado, suelen obtenerse diodos al conectar un transistor de unión bipolar (BJT) como dispositivo de dos terminales, como se ve en el capítulo 4.

134 DIODOS

Consideremos la relación $i-v$ directa de la ecuación (3.3) y evaluemos la corriente I_1 correspondiente a un voltaje de diodo V_1 :

$$I_1 = I_s e^{V_1/nV_T}$$

Análogamente, si el voltaje es V_2 , la corriente I_2 del diodo será

$$I_2 = I_s e^{V_2/nV_T}$$

Estas dos ecuaciones se pueden combinar para obtener

$$\frac{I_2}{I_1} = e^{(V_2 - V_1)/nV_T}$$

que se puede escribir como

$$V_2 - V_1 = nV_T \ln \frac{I_2}{I_1}$$

o sea, en términos de logaritmos de base 10,

$$V_2 - V_1 = 2.3nV_T \log \frac{I_2}{I_1} \quad (3.5)$$

Esta ecuación simplemente expresa que para el cambio de una década (factor de 10) en corriente, la caída de voltaje del diodo cambió a $2.3nV_T$, que es alrededor de 60 mV para $n = 1$ y 120 mV para $n = 2$. Esto también sugiere que la relación $i-v$ del diodo se traza en una gráfica con más comodidad en papel semilogarítmico. Si se utiliza el eje lineal vertical por v , y el eje horizontal logarítmico por i , se obtiene una línea recta con pendiente de $2.3nV_T$ por década de corriente. Por último, debe mencionarse que si no se sabe el valor exacto de n (que se puede obtener de un simple experimento), los diseñadores de circuitos utilizan el número aproximado conveniente de 0.1 V/década para la pendiente de la curva característica logarítmica del diodo.

Una mirada a la curva característica $i-v$ en la posición directa (figura 3.8) deja ver que la corriente es tan pequeña que es insignificante para una v menor de 0.5 V. Este valor se llama **voltaje de conducción**. Debe destacarse que este aparente umbral de la curva característica es sólo una consecuencia de la relación exponencial. Otra consecuencia de esta relación es el rápido aumento de i . Por lo tanto, para un diodo "de conducción completa", la caída de voltaje se encuentra en una estrecha banda, entre 0.6 y 0.8 V. Esto da lugar a un "modelo" simple para el diodo, donde se supone que un diodo en estado de conducción tiene una caída de aproximadamente 0.7 V en sus terminales. Los diodos con diferentes corrientes nominales (es decir, diferentes áreas y diferentes I_s correspondientes) exhiben la caída de 0.7 V a corrientes diferentes. Por ejemplo, puede considerarse que un diodo a pequeña señal presenta una caída de 0.7 V a $i = 1$ mA, en tanto que un diodo de alta potencia puede presentar una caída de 0.7 V a una corriente $i = 1$ A. En la sección 3.4 regresaremos a los temas de análisis de circuitos con diodos y modelos de diodos.

3.2 CURVAS CARACTERÍSTICAS TERMINALES DE DIODOS DE UNIÓN 135

EJEMPLO 3.3

Un diodo de silicio que se dice es un dispositivo de 1 mA muestra un voltaje directo de 0.7 V a una corriente de 1 mA. Evalúe la constante de escala de unión I_S en caso que n no sea 1 ni 2. ¿Qué constantes de escala se aplicarían para un diodo de 1 A de la misma manufactura que conduce 1 A a 0.7 V?

SOLUCIÓN

Como

$$i = I_S e^{v/nV_T}$$

entonces

$$I_S = i e^{-vnV_T}$$

Para el diodo de 1 mA:

$$\text{Si } n = 1: \quad I_S = 10^{-3} e^{-700/25} = 6.9 \times 10^{-16} \text{ A}, \quad \text{es decir, unos } 10^{-15} \text{ A}$$

$$\text{Si } n = 2: \quad I_S = 10^{-3} e^{-700/50} = 8.3 \times 10^{-10} \text{ A}, \quad \text{es decir, unos } 10^{-9} \text{ A}$$

El diodo que conduce 1 A a 0.7 V corresponde a 1000 diodos de 1 mA en paralelo con un área total de unión 1000 veces mayor. Por lo tanto, I_S es también 1000 veces mayor, siendo 1 pA y 1 μ A, respectivamente, para $n = 1$ y $n = 2$.

De este ejemplo debe ser evidente que el valor de n que se utilice puede ser bastante importante.

Como tanto I_S como V_T son funciones de la temperatura, la curva característica $i-v$ directa varía con la temperatura, como se ilustra en la figura 3.9. A una corriente constante de diodo dada, la caída de voltaje en los terminales del diodo decrece en aproximadamente 2 mV por cada 1°C de aumento en temperatura. El cambio en voltaje del diodo con la temperatura se ha explotado en el diseño de termómetros electrónicos.

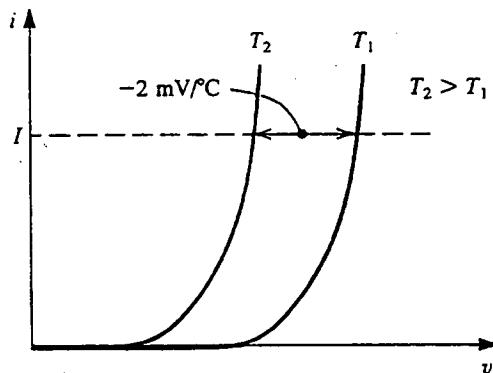


Fig. 3.9 Ilustración de la curva característica de la dependencia de la temperatura en un diodo. A una corriente constante, se reduce la caída de voltaje en aproximadamente 2 mV por cada 1°C de aumento en temperatura.

136 DIODOS

Ejercicios

3.6 Considere un diodo de silicio con $n = 1.5$. Encuentre el cambio en voltaje si la corriente cambia de 0.1 mA a 10 mA.

Resp. 172.5 mV

3.7 Un diodo de unión de silicio con $n = 1$ tiene $v = 0.7$ V a una corriente $i = 1$ mA. Encuentre la caída de voltaje a $i = 0.1$ mA e $i = 10$ mA.

Resp. 0.64 V; 0.76 V

3.8 Al utilizar el hecho de que un diodo de silicio tiene $I_S = 10^{-14}$ A a 25°C y que I_S aumenta en 15% por °C de elevación de temperatura, encuentre el valor de I_S a 125°C.

Resp. 1.17×10^{-8} A

La región de polarización inversa

La región de operación de polarización inversa se presenta cuando el voltaje v del diodo se hace negativo. En la ecuación (3.1) se predice que si v es negativo y unas pocas veces mayor que V_T (25 mV) en magnitud, el término exponencial se hace tan pequeño que es despreciable si se compara a la unidad y la corriente del diodo se convierte en

$$i \simeq -I_S$$

esto es, la corriente en dirección inversa es constante e igual a I_S . Esta constancia es la razón que hay tras el nombre de *corriente de saturación*.

Los diodos reales exhiben corrientes inversas que, aun cuando son bastante pequeñas, son mucho mayores que I_S . Por ejemplo, un diodo a pequeña señal del que I_S es del orden de 10^{-14} a 10^{-15} A podría mostrar una corriente inversa del orden de 1 nA. La corriente inversa también aumenta un poco con un aumento en magnitud del voltaje inverso. Nótese que debido a la magnitud muy pequeña de la corriente, estos detalles no son claramente evidentes en la curva característica $i-v$ del diodo de la figura 3.8.

Una buena parte de la corriente inversa se debe a efectos de fuga. Estas corrientes de fuga son proporcionales al área de unión, al igual que I_S . Su dependencia de la temperatura, sin embargo, es diferente de la de I_S . En consecuencia, mientras que I_S se duplica por cada 5°C de elevación de temperatura, la correspondiente regla práctica para la dependencia de temperatura de la corriente inversa es que se duplica por cada 10°C de elevación de temperatura.

3.3 OPERACIÓN FÍSICA DE DIODOS 137

Ejercicio

- 3.9** El diodo del circuito de la figura E3.9 es un dispositivo grande, de elevada corriente, cuya fuga inversa es razonablemente independiente del voltaje. Si $V = 1$ V a 20°C , encuentre el valor de V a 40°C y a 0°C .

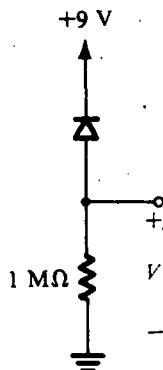


Fig. E3.9

Resp. 4 V; 0.25 V

La región de ruptura

La tercera región distintiva de la operación del diodo es la de ruptura, que se puede identificar fácilmente en la curva característica $i-v$ del diodo de la figura 3.8. La región de ruptura se presenta cuando la magnitud del voltaje inverso excede un valor de umbral específico al diodo en particular y recibe el nombre de **voltaje de ruptura**. Éste es un voltaje en la "rodilla" de la curva característica $i-v$ de la figura 3.8 y se denota por V_{ZK} , donde el subíndice Z es por Zener (que en breve se explicará) y K es por rodilla (*knee* en inglés).

Como se puede ver de la figura 3.8, en la región de ruptura aumenta con gran rapidez la corriente inversa y es muy pequeño el aumento correspondiente en caída de voltaje. La ruptura del diodo es no destructiva normalmente siempre que la potencia disipada en el diodo se limite por medio de circuitos externos a un nivel "seguro". Este valor seguro se especifica por lo general en las hojas de datos del dispositivo. Por lo tanto, es necesario limitar la corriente inversa de la región de ruptura a un valor consistente con la disipación permisible de potencia.

El hecho de que la curva característica $i-v$ del diodo en ruptura es una línea casi vertical hace posible utilizarlo en regulación de voltaje. Este tema se estudia en la sección 3.6.

3.3 OPERACIÓN FÍSICA DE DIODOS

Después de examinar las curvas características terminales de diodos de unión, ahora consideraremos brevemente los procesos físicos que dan lugar a estas características. El siguiente estudio de la física de dispositivos es un tanto simplificado, pero proporciona suficientes antecedentes para diseñar diodos y otros circuitos semiconductores.

3.3.1 Conceptos básicos de semiconductores

La unión *pn*. El diodo semiconductor es básicamente una unión *pn*, como se muestra esquemáticamente en la figura 3.10. Como se indica, la unión *pn* consiste en un material semiconductor tipo *p* (como el silicio) que se pone en estrecho contacto con un material semiconductor tipo *n* (también silicio). En la práctica, tanto la región *p* como la *n* son parte del mismo cristal de silicio; esto es, la unión *pn* se forma dentro de un solo cristal de silicio al crear regiones de diferente “inoculación” (regiones *p* y *n*). El apéndice A contiene una breve descripción de los procesos utilizados en la fabricación de uniones *pn*. Como se indica en la figura 3.10, se hacen conexiones externas de alambre a las regiones *p* y *n* (esto es, terminales de un diodo) por medio de contactos metálicos (de aluminio).

Además de ser esencialmente un diodo, la unión *pn* es el elemento básico de transistores de unión bipolar (BJT) y desempeña un importante papel en la operación de transistores de efecto de campo (FET). Por lo tanto, entender la operación física de uniones *pn* es importante para comprender la operación y curvas características terminales de diodos y transistores.

Silicio intrínseco. Aun cuando se puede utilizar ya sea silicio o germanio para manufacturar dispositivos semiconductores —de hecho los primeros diodos y transistores se hicieron de germanio— la tecnología actual sobre circuitos integrados está basada casi por entero en el silicio. Por esta razón, en todo este libro hablaremos principalmente de dispositivos de silicio.⁴

Un cristal de silicio puro o intrínseco tiene una estructura regular de celosía en donde los átomos están sujetos en sus posiciones por enlaces, denominados **enlaces covalentes**, formados por los cuatro electrones de valencia asociados con cada átomo de silicio. A temperaturas suficientemente bajas, todos los enlaces covalentes están intactos y no existen **electrones libres** (o hay muy pocos) para conducir corriente eléctrica. Sin embargo, a temperatura ambiente, algunos de los enlaces se rompen por ionización térmica y se liberan algunos electrones. Cuando se rompe un enlace covalente, un electrón abandona su átomo de origen y, de esta forma, una carga positiva igual a la magnitud de la carga del electrón se deja en el átomo de origen. Un electrón de un átomo vecino puede ser atraído a esta carga positiva, dejando su átomo de origen y llenando el “hueco” que existía en el átomo ionizado pero creando un nuevo hueco en el otro átomo. Este proceso se repite con el resultado de que efectivamente tenemos un portador de carga positivo, o **hueco**, moviéndose por la estructura de cristal de silicio y disponible para conducir corriente eléctrica. La carga de un hueco es igual en magnitud a la carga de un electrón.

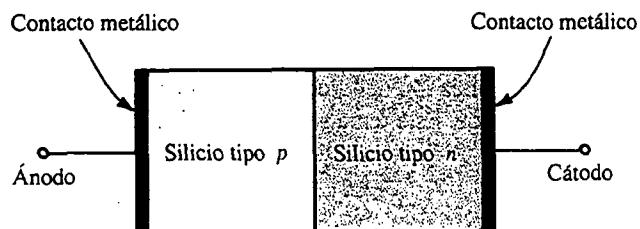


Fig. 3.10 Estructura física simplificada del diodo de unión. (Las geometrías reales se dan en el apéndice A.)

⁴ Una excepción es el material en circuitos de arseniuro de galio (GaAs) que se estudia en los capítulos 5, 6 y 14.

3.3 OPERACIÓN FÍSICA DE DIODOS 139

La ionización térmica resulta en electrones libres y huecos en iguales números y, por lo tanto, en concentraciones iguales. Estos electrones libres y huecos se mueven al azar en la estructura cristalina de silicio y, en el proceso, algunos electrones pueden llenar algunos de los huecos. Este proceso, que recibe el nombre de **recombinación**, resulta en la desaparición de electrones libres y huecos. La rapidez de recombinación es proporcional al número de electrones libres y huecos, que a su vez está determinado por la rapidez de ionización; esta rapidez de ionización está en estrecha función con la temperatura. En equilibrio térmico, la rapidez de recombinación es igual a la rapidez de ionización o generación térmica y se puede calcular la concentración de electrones libres n , que es igual a la concentración de huecos p ,

$$n = p = n_i$$

donde n_i denota la concentración de electrones libres o huecos en silicio intrínseco a una temperatura dada. El estudio de la física de semiconductores demuestra que a una temperatura absoluta T (en kelvin), la concentración intrínseca n_i (esto es, el número de electrones libres y huecos por centímetro cúbico) se puede encontrar a partir de

$$n_i^2 = BT^3 e^{-E_G/kT} \quad (3.6)$$

donde B es un parámetro dependiente del material $= 5.4 \times 10^{31}$ para el silicio, E_G es un parámetro conocido como energía de separación de banda $= 1.12$ electrón volts (eV) para el silicio, y k es la constante de Boltzmann $= 8.62 \times 10^{-5}$ eV/K. Aun cuando no haremos uso de la energía de separación de banda en esta exposición de introducción enfocada a circuitos, es interesante observar que E_G representa la energía mínima necesaria para romper un enlace covalente y así generar un par electrón-hueco. La sustitución de los valores de parámetro dados en la ecuación (3.6) muestra que para silicio intrínseco a temperatura ambiente ($T \approx 300$ K), $n_i \approx 1.5 \times 10^{10}$ portadores/cm³. Para poner este número en perspectiva, observamos que el cristal de silicio tiene unos 5×10^{22} átomos/cm³. Por lo tanto, a temperatura ambiente, sólo uno de cada mil millones de átomos se ioniza.

Finalmente, debe mencionarse que la razón por la que el silicio se denomina **semiconductor** es que su conductividad, que está determinada por el número de portadores de carga disponibles para conducir corriente eléctrica, está entre la de conductores (como los metales) y la de aisladores (como el vidrio).

Difusión y desplazamiento. Hay dos mecanismos por los cuales los huecos y electrones se mueven en un cristal de silicio y son la **difusión** y el **desplazamiento**. La difusión está asociada con el movimiento al azar debido a agitación térmica. En un trozo de silicio con concentraciones uniformes de electrones libres y huecos, este movimiento al azar no resulta en un flujo de carga neto (es decir, corriente). Por otra parte, si por algún mecanismo la concentración de electrones libres, por ejemplo, se hace más alta en una parte de la pieza de silicio que en otra, entonces los electrones se difunden de la región de alta concentración a la de baja concentración. Este proceso de difusión da lugar a un flujo de carga neto, o **corriente de difusión**. Como ejemplo, considere la barra de silicio que se muestra en la figura 3.11(a), en la que el **perfil de concentración** de huecos que se muestra en la figura 3.11(b) se ha creado a lo largo del eje x por algún medio no especificado. La existencia de tal perfil de concentración resulta en una corriente de difusión de huecos en la

140 DIODOS

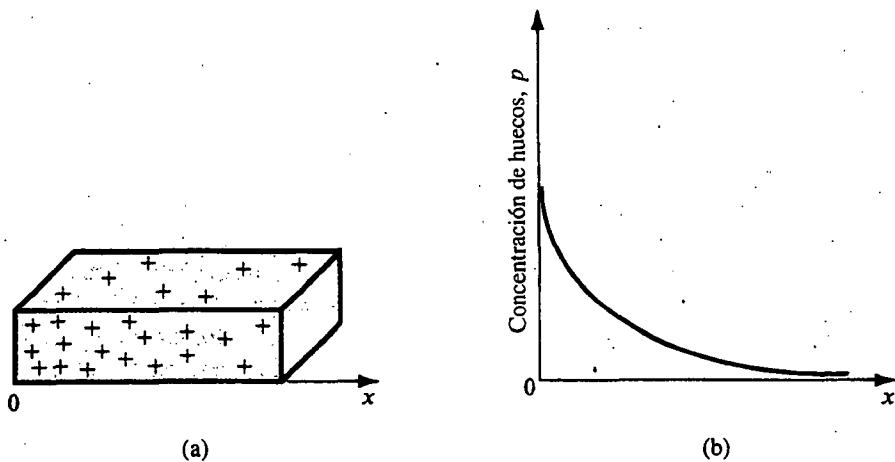


Fig. 3.11 Una barra de silicio intrínseco (a) en la que el perfil de concentración de huecos que se muestra en (b) ha sido creado a lo largo del eje x por algún mecanismo no especificado.

dirección x , con la magnitud de la corriente en cualquier punto siendo proporcional a la pendiente de la curva de concentración, o gradiente de concentración, en ese punto,

$$J_p = -qD_p \frac{dp}{dx} \quad (3.7)$$

donde J_p es la densidad de corriente (es decir, la corriente por área unitaria del plano perpendicular al eje x) en A/cm^2 , q es la magnitud de carga del electrón $= 1.6 \times 10^{-19} \text{ C}$, y D_p es una constante denominada **constante de difusión** o **difusividad** de huecos. Nótese que el gradiente (dp/dx) es negativo, lo que resulta en una corriente positiva en la dirección x , como era de esperarse. En el caso de difusión de electrones que resulta de un gradiente de concentración de electrones, aplica una relación similar, que produce la densidad de corriente de electrones

$$J_n = qD_n \frac{dn}{dx} \quad (3.8)$$

donde D_n es la difusividad de electrones. Observe que una (dn/dx) negativa da lugar a una corriente negativa, resultado de la convención de que la dirección positiva de corriente se toma como la del movimiento de carga positiva (y opuesta a la del movimiento de carga negativa). Para huecos y electrones que se difunden en silicio intrínseco, los valores típicos para las constantes de difusión son $D_p = 12 \text{ cm}^2/\text{s}$ y $D_n = 34 \text{ cm}^2/\text{s}$.

El otro mecanismo para el movimiento de portadores en semiconductores es el desplazamiento. El desplazamiento de portadores ocurre cuando se aplica un campo eléctrico en los terminales de una pieza de silicio. Los electrones libres y huecos son acelerados por el campo eléctrico y adquieren una componente de velocidad (superpuesta a la velocidad de su movimiento térmico) llamada **velocidad de desplazamiento**. Si la intensidad del campo eléctrico se denota por E (en V/cm), los huecos cargados positivamente se desplazan en la dirección de E y adquieren una velocidad v_{despl} (en cm/s) dada por

$$v_{despl} = \mu_p E \quad (3.9)$$

3.3 OPERACIÓN FÍSICA DE DIODOS 141

donde μ_p es una constante que recibe el nombre de **movilidad** de huecos, y tiene las unidades de cm^2/Vs . Para silicio intrínseco, μ_p es típicamente $480 \text{ cm}^2/\text{Vs}$. Los electrones cargados negativamente se desplazan en una dirección opuesta a la del campo eléctrico, y su velocidad está dada por una ecuación similar a la (3.9) excepto que μ_p es sustituida por μ_n , que es la movilidad del electrón. Para silicio intrínseco, μ_n es típicamente $1350 \text{ cm}^2/\text{Vs}$, unas 2.5 veces mayor que la movilidad de huecos.

Considere ahora un cristal de silicio que tiene una densidad p de huecos y una densidad n de electrones libres sometido a un campo eléctrico E . Los huecos se desplazarán en la misma dirección que E (llamémosla dirección x) con una velocidad $\mu_p E$. Así, tenemos una carga positiva de densidad qp ($\text{coulomb}/\text{cm}^3$) que se mueve en la dirección x con velocidad $\mu_p E$ (cm/s). Se deduce que en 1 segundo, una carga de $qp \mu_p E A$ (coulomb) cruzará un plano de área A (cm^2) perpendicular al eje x . Ésta es la componente de corriente causada por el desplazamiento de huecos. Al dividir entre el área A resulta la densidad de corriente

$$J_{p-\text{despl}} = qp \mu_p E \quad (3.10a)$$

Los electrones libres se desplazarán en la dirección opuesta a la de E . Por lo tanto, tenemos una carga de densidad $(-qn)$ moviéndose en la dirección negativa x , por lo cual tiene una velocidad negativa $(-\mu_n E)$. El resultado es una componente de corriente positiva con la densidad dada por

$$J_{n-\text{despl}} = qn \mu_n E \quad (3.10b)$$

La densidad total de corriente de desplazamiento se obtiene al combinar las ecuaciones (3.10a) y (3.10b),

$$J_{\text{despl}} = q(p \mu_p + n \mu_n)E \quad (3.10c)$$

Debe observarse que ésta es una forma de la ley de Ohm con la resistividad ρ (en unidades de $\Omega \text{ cm}$) dada por

$$\rho = 1/[q(p \mu_p + n \mu_n)] \quad (3.11)$$

Finalmente, vale la pena mencionar que una simple relación, conocida como la *relación de Einstein*, existe entre difusividad y movilidad de portadores,

$$\frac{D_n}{\mu_n} = \frac{D_p}{\mu_p} = V_T \quad (3.12)$$

donde V_T es el voltaje térmico que hemos encontrado antes en la relación $i-v$ del diodo (véase la ecuación 3.1). Recordemos que a temperatura ambiente, $V_T \approx 25 \text{ mV}$. El lector puede fácilmente comprobar la validez de la ecuación (3.12) si sustituye los valores típicos dados antes para el silicio intrínseco.

Semiconductores con impurezas. El cristal de silicio intrínseco descrito antes tiene iguales concentraciones de electrones libres y huecos generadas por ionización térmica. Estas concentraciones, denotadas por n_i , dependen en gran medida de la temperatura. Los semiconductores con impurezas son materiales en los que predominan portadores de una clase (electrones o huecos). El silicio con impurezas, en que la mayoría de portadores de carga son los electrones cargados *negativamente*, recibe el nombre de tipo ***n***, en tanto que el silicio contaminado de este

142 DIODOS

modo, en que la mayoría de los portadores de carga son huecos cargados *positivamente*, se conoce como **tipo p**.

La adición de impurezas en un cristal de silicio, para convertirlo en tipo *n* o tipo *p*, se logra al introducir un pequeño número de átomos de impurezas. Por ejemplo, al introducir átomos de impureza de un elemento pentavalente como el fósforo, resulta silicio tipo *n* porque los átomos de fósforo que sustituyen a algunos de los átomos de silicio de la estructura cristalina tienen cinco electrones de valencia, cuatro de los cuales forman enlaces con los átomos de silicio vecinos pero el quinto átomo se convierte en electrón libre. De este modo, cada átomo de fósforo *dona* un electrón libre al cristal de silicio y la impureza de fósforo recibe el nombre de **donante**. Debe quedar claro, no obstante lo anterior, que en este proceso no se generan huecos; la mayoría de portadores de carga en el silicio contaminado con fósforo será de electrones. De hecho, si la concentración de átomos donantes (fósforo) es N_D , en equilibrio térmico la concentración de electrones libres en el silicio tipo *n*, n_{n0} , será

$$n_{n0} \simeq N_D \quad (3.13)$$

donde el subíndice 0 adicional denota equilibrio térmico. De física de semiconductores resulta que, en equilibrio térmico, el producto de concentraciones de electrones y huecos permanece constante, es decir,

$$n_{n0} p_{n0} = n_i^2 \quad (3.14)$$

Por lo tanto, la concentración de huecos, p_{n0} , que son generados por ionización térmica será

$$p_{n0} \simeq \frac{n_i^2}{N_D} \quad (3.15)$$

Como n_i es una función de la temperatura [ecuación (3.6)], se deduce que la concentración de los huecos **minoritarios** estará en función de la temperatura, en tanto que la de los electrones **mayoritarios** es independiente de la temperatura.

Para producir un semiconductor tipo *p*, se ha contaminado silicio con una impureza trivalente como es el boro. Cada uno de los átomos de boro de impureza *acepta* un electrón del cristal de silicio, de modo que pueden formar enlaces covalentes en la estructura de celosía. De esta manera, cada átomo de boro da lugar a un hueco, y la concentración de los huecos mayoritarios en silicio tipo *p*, bajo equilibrio térmico, es aproximadamente igual a la concentración N_A de la impureza **aceptante** (boro),

$$p_{p0} \simeq N_A \quad (3.16)$$

En este silicio tipo *p* la concentración de los electrones minoritarios, que son generados por ionización térmica, se puede calcular si se utiliza el hecho de que el producto de las concentraciones de portadores permanece constante, y

$$n_{p0} \simeq \frac{n_i^2}{N_A} \quad (3.17)$$

Debe mencionarse que un trozo de silicio tipo *n* o tipo *p* es eléctricamente neutro; la mayoría de portadores libres (electrones en silicio tipo *n* y huecos en silicio tipo *p*) son neutralizados por **cargas latentes** asociadas con los átomos de impureza.

3.3 OPERACIÓN FÍSICA DE DIODOS 143

Ejercicios

3.10 Calcule la densidad de portador intrínseco n_i a 250 K, 300 K y 350 K.

Resp. $1.5 \times 10^8/\text{cm}^3$; $1.5 \times 10^{10}/\text{cm}^3$; $4.18 \times 10^{11}/\text{cm}^3$

3.11 Considere un silicio tipo n en que la concentración impurificadora N_D es $10^{17}/\text{cm}^3$. Encuentre las concentraciones de electrones y huecos a 250 K, 300 K y 350 K. Puede utilizar los resultados del ejercicio 3.10.

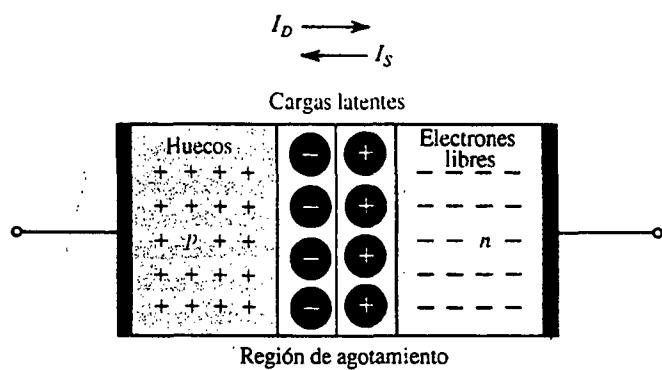
Resp. 10^{17} , 2.25×10^{-1} ; 10^{17} , 2.25×10^3 ; 10^{17} , 1.75×10^6 (todas por cm^3)

3.12 Encuentre la resistividad de (a) silicio intrínseco y (b) silicio tipo p con $N_A = 10^{16}/\text{cm}^3$. Utilice $n_i = 1.5 \times 10^{10}/\text{cm}^3$ y suponga que para silicio intrínseco $\mu_n = 1350 \text{ cm}^2/\text{Vs}$ y $\mu_p = 480 \text{ cm}^2/\text{Vs}$, y para el silicio contaminado $\mu_n = 1110 \text{ cm}^2/\text{Vs}$ y $\mu_p = 400 \text{ cm}^2/\text{Vs}$. (Nótese que la contaminación resulta en movilidades reducidas de portadores.)

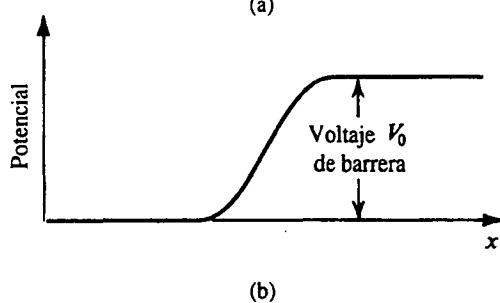
Resp. (a) $2.28 \times 10^5 \Omega \text{ cm}$; (b) $1.56 \Omega \text{ cm}$

3.3.2 La unión pn en condiciones de circuito abierto

En la figura 3.12 se muestra una unión pn en condiciones de circuito abierto, esto es, los terminales externos se dejan abiertos. El signo "+" del material tipo p denota los huecos



(a)



(b)

Fig. 3.12 (a) La unión pn sin voltaje aplicado (terminales a circuito abierto). (b) Distribución de potencial a lo largo del eje perpendicular a la unión.

mayoritarios. La carga de estos huecos es neutralizada por una cantidad igual de carga latente negativa asociada con los átomos aceptantes. Para más claridad, estas cargas latentes no se muestran en el diagrama; tampoco se muestran los electrones minoritarios generados en el material tipo *p* por ionización térmica.

En el material tipo *n*, los electrones mayoritarios están indicados por signos “-”. Aquí tampoco se muestra la carga latente positiva, que neutraliza la carga de los electrones mayoritarios, para conservar la sencillez del diagrama. El material tipo *n* también contiene huecos minoritarios generados por ionización térmica que no se muestran en el diagrama.

La corriente de difusión I_D . Debido a que la concentración de huecos es alta en la región *p* y baja en la región *n*, se difunden huecos a través de la unión, del lado *p* al lado *n*; análogamente, se difunden electrones a través de la unión del lado *n* al lado *p*. Estas dos componentes de corriente se suman para formar la corriente de difusión I_D , cuya dirección es del lado *p* al lado *n*, como se indica en la figura 3.12.

La región de agotamiento. Los huecos que se difunden a través de la unión y entran en la región *n* se recombinan rápidamente con algunos de los electrones mayoritarios presentes ahí y entonces desaparecen de la escena. Este proceso de recombinación resulta en la desaparición de algunos electrones libres del material tipo *n*. Por lo tanto, parte de la carga latente positiva ya no será neutralizada por electrones libres y se dice que esta carga ha sido **descubierta**. Puesto que la recombinación tiene lugar cerca de la unión, habrá una región cerca de la unión que se vacíe de electrones libres y contenga carga latente positiva descubierta, como se indica en la figura 3.12.

Los electrones que se difunden a través de la unión en la región *p* se recombinan rápidamente con algunos de los huecos mayoritarios presentes ahí y entonces desaparecen de la escena. Esto resulta también en la desaparición de algunos huecos mayoritarios, ocasionando que parte de la carga latente negativa se descubra (es decir, ya no es neutralizada por huecos). Por lo tanto, en el material *p* cerca de la unión habrá una región que se vacía de huecos y contiene carga latente negativa descubierta, como se indica en la figura 3.12.

De lo anterior se concluye que habrá una **región de agotamiento de portadores** en ambos lados de la unión, con el lado *n* de esta región positivamente cargado y el lado *p* negativamente cargado. Esta región de agotamiento de portadores, o simplemente **región de agotamiento**, también recibe el nombre de **región de carga espacial**. Las cargas de ambos lados de la región de agotamiento hacen que se forme un campo eléctrico a través de la región; de aquí que aparezca una diferencia de potencial en la región de agotamiento, con el lado *n* a un voltaje positivo con relación con el lado *p*, como se muestra en la figura 3.12(b). En consecuencia, el campo eléctrico resultante se opone a la difusión de huecos en la región *n* y de electrones en la región *p*. De hecho, la caída de voltaje en la región de agotamiento actúa como **barrera** que debe ser vencida para que los huecos se difundan en la región *n* y los electrones se difundan en la región *p*. Cuanto mayor sea el voltaje de la barrera, menor será el número de portadores que podrán vencer la barrera y menor será la magnitud de la corriente de difusión. Por lo tanto, la corriente de difusión I_D depende en gran medida de la caída de voltaje V_0 en la región de agotamiento.

La corriente de desplazamiento I_s y equilibrio. Además de la componente de corriente I_D debida a la difusión de portadores mayoritarios, existe una componente debida al desplazamiento de portadores minoritarios a través de la unión. Específicamente, algunos de los huecos generados térmicamente en el material *n* se difunden en el material *n* al borde de la región de agotamiento. Ahí experimentan el campo eléctrico de la región de agotamiento, que los barre en

3.3 OPERACIÓN FÍSICA DE DIODOS 145

la región y los pasa al lado *p*. Del mismo modo, algunos de los electrones generados térmicamente en el material *p* se difunden al borde de la región de agotamiento y son barridos por el campo eléctrico de la región de agotamiento en paralelo con la región y pasan al lado *n*. Estas dos componentes de corriente, que son electrones movidos por el desplazamiento de *p* a *n* y huecos movidos por desplazamiento de *n* a *p*, se suman para formar la corriente de desplazamiento I_s , cuya dirección es del lado *n* al *p* de la unión, como se indica en la figura 3.12. Como la corriente I_s es llevada por portadores minoritarios generados térmicamente, su valor depende en gran medida de la temperatura, pero es independiente del valor del voltaje V_0 de la capa de agotamiento.

En condiciones de circuito abierto (figura 3.12) no existe corriente externa; así, las dos corrientes opuestas en la unión deben ser iguales en magnitud:

$$I_D = I_s$$

Esta condición de equilibrio es mantenida por el voltaje V_0 de la barrera. Por lo tanto, si por alguna razón I_D excede de I_s , entonces más carga latente será descubierta en ambos lados de la unión, la capa de agotamiento se ensancha y el voltaje en los terminales de ésta (V_0) aumentará. Esto a su vez ocasiona que I_D disminuya hasta que se alcanza el equilibrio con $I_D = I_s$. Por otra parte, si I_s excede de I_D , entonces la cantidad de carga no descubierta disminuirá, la capa de agotamiento se hace más estrecha y el voltaje en los terminales de la misma disminuye. Esto ocasiona que I_D aumente hasta que se alcanza el equilibrio con $I_D = I_s$.

El voltaje integral de la unión. Sin voltaje externo aplicado, se puede demostrar que el voltaje V_0 en paralelo con la unión *pn* (véase Streetman, 1990) está dado por

$$V_0 = V_T \ln \left(\frac{N_A N_D}{n_i^2} \right) \quad (3.18)$$

donde N_A y N_D son las concentraciones de contaminación del lado *p* y lado *n* de la unión, respectivamente. Por lo tanto, V_0 depende tanto de las concentraciones de contaminación como de la temperatura. Esto se conoce como voltaje integral de la unión. Típicamente, para silicio a temperatura ambiente, V_0 está entre 0.6 y 0.8 V.

Cuando los terminales de la unión *pn* se dejan a circuito abierto, el voltaje medido entre ellos será de cero. Esto es, el voltaje V_0 en los terminales de la región de agotamiento *no aparece* entre los terminales del diodo. Esto es así porque los voltajes de contacto, existentes en las uniones de semiconductor metálico en los terminales del diodo, se oponen y exactamente equilibrان el voltaje de la barrera. Si éste no fuera el caso, hubiéramos podido sacar energía de la unión *pn* aislada, lo cual claramente violaría el principio de conservación de energía.

Ancho de la región de agotamiento. De lo anterior, debe ser evidente que la región de agotamiento existe en materiales *p* y *n* y que existen iguales cantidades de carga en ambos lados. Sin embargo, como por lo general los niveles de contaminación no son iguales en los materiales *p* y *n*, se puede pensar que el ancho de la región de agotamiento no será el mismo en ambos lados. Más bien, para descubrir la misma cantidad de carga, la capa de agotamiento se extenderá a mayor profundidad en el material más ligeramente contaminado. Específicamente, si denotamos el ancho de la región de agotamiento del lado *p* por x_p y en el lado *n* por x_n , esta condición de igualdad de carga se puede expresar como

$$q x_p A N_A = q x_n A N_D$$

donde A es el área transversal de la unión. Esta ecuación se puede acomodar para obtener

$$\frac{x_n}{x_p} = \frac{N_A}{N_D} \quad (3.19)$$

En la práctica, es costumbre que un lado de la unión se encuentre mucho más contaminado que el otro, con el resultado de que la región de agotamiento existe casi por completo en un lado (el lado ligeramente contaminado). Por último, de la física de dispositivos, el ancho de la región de agotamiento de una unión a circuito abierto está dado por

$$W_{agot} = x_n + x_p = \sqrt{\frac{2\epsilon_s}{q} \left(\frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D} \right) V_0} \quad (3.20)$$

donde ϵ_s es la permitividad eléctrica de silicio = $11.7 \epsilon_0 = 1.04 \times 10^{-12} \text{ F/cm}$. Típicamente, W_{agot} está entre 0.1 y 1 μm .

Ejercicio

- 3.13** Para una unión pn con $N_A = 10^{17}/\text{cm}^3$ y $N_D = 10^{16}/\text{cm}^3$, encuentre, a $T = 300 \text{ K}$, el voltaje integral, el ancho para la región de agotamiento y la distancia que se extiende en el lado p y el lado n de la unión. Utilice $n_i = 1.5 \times 10^{10}/\text{cm}^3$.

Resp. 728 mV; 0.32 μm ; 0.03 μm y 0.29 μm

3.3.3 La unión pn en condiciones de polarización inversa

El comportamiento de la unión pn en la dirección inversa se explica más fácilmente en una escala microscópica si consideramos excitar la unión con una fuente de corriente constante (más que con una fuente de voltaje), como se muestra en la figura 3.13. La fuente de corriente I está obviamente en la dirección inversa. Por ahora, sea la magnitud de I menor que la de I_S ; si I es mayor que I_S , ocurriría una ruptura, como se explica en la sección 3.3.4.

La corriente I será transportada por electrones que fluyen en el circuito externo del material n al material p (esto es, en la dirección contraria a la de I). Esto ocasiona que salgan electrones del material n y huecos del material p . Los electrones libres que salgan del material n hacen que aumente la carga latente positiva descubierta. Del mismo modo, los huecos que salen del material p resultan en un aumento de la carga latente negativa descubierta. Así, la corriente inversa I resulta en un aumento en el ancho de la capa de agotamiento y de la carga almacenada en ésta. A su vez, esto resulta en un voltaje más alto en paralelo con la región de agotamiento, es decir, un mayor voltaje de barrera, que ocasiona una disminución de la corriente de difusión I_D . La corriente de desplazamiento I_S , siendo independiente del voltaje de la barrera, permanece constante. Por último, se alcanza el equilibrio (estado estable) cuando

$$I_S - I_D = I$$

3.3 OPERACIÓN FÍSICA DE DIODOS 147

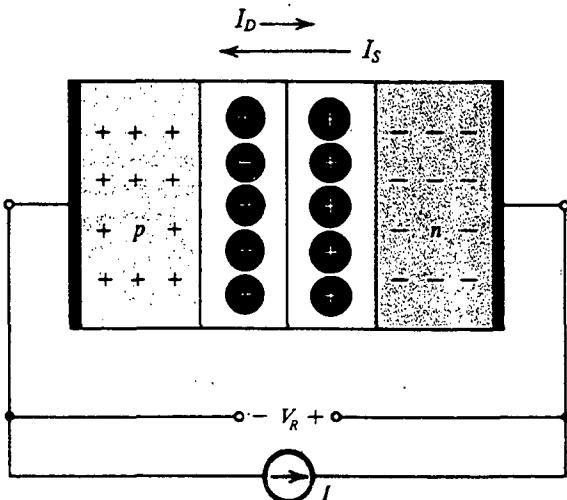


Fig. 3.13 La unión pn excitada por una fuente I de corriente constante en la dirección inversa. Para evitar la ruptura, I se conserva menor que I_s . Nótese que la capa de agotamiento se ensancha y el voltaje de barrera aumenta en V_R volts, que aparece entre los terminales como un voltaje inverso.

En equilibrio, el aumento en el voltaje de la capa de agotamiento sobre el valor del voltaje integral V_0 aparecerá como voltaje externo que se puede medir entre los terminales del diodo, con n siendo positivo con respecto a p . Este voltaje se denota como V_R en la figura 3.13.

Ahora podemos considerar excitar la unión pn por medio de un voltaje inverso V_R , donde V_R es menor que el voltaje de ruptura V_{ZK} . (Consulte la figura 3.8 para la definición de V_{ZK} .) Cuando se aplica primero el voltaje V_R , circula una corriente inversa en el circuito externo de p a n . Esta corriente produce un aumento en el ancho y carga de la capa de agotamiento. En última instancia, el voltaje en los terminales de la capa de agotamiento aumentará en la magnitud del voltaje externo V_R , en cuyo momento se alcanza un equilibrio con la corriente inversa externa I igual a $(I_s - I_D)$. Nótese, sin embargo, que inicialmente la corriente externa puede ser mucho mayor que I_s . El propósito de este transitorio inicial es cargar la capa de agotamiento y aumentar el voltaje en sus terminales en V_R volts. Por último, cuando se alcance el estado estable, I_D será tan pequeña que se considera insignificante, y la corriente inversa será casi igual a I_s .

La capacitancia de agotamiento. De lo anterior observamos la analogía entre la capa de agotamiento de una unión pn y un condensador. A medida que cambia el voltaje en paralelo con la unión pn , la carga almacenada en la capa de agotamiento cambia de conformidad. En la figura 3.14 se muestra una curva característica típica de carga contra voltaje externo de una unión pn . Nótese que sólo se muestra la porción de la curva para la región polarizada inversamente.

Se puede obtener una expresión para hallar la carga almacenada q_J de la capa de agotamiento al encontrar la carga almacenada en cualquiera de los lados de la unión (cuyas cargas son iguales por supuesto). Si se usa el lado n , escribimos

$$q_J = q_N = qN_D x_n A$$

donde A es el área transversal de la unión (en un plano perpendicular a la página). A continuación usamos la ecuación (3.19) para expresar x_n en términos del ancho de la capa de agotamiento W_{ago} para obtener

$$q_J = q \frac{N_A N_D}{N_A + N_D} A W_{ago} \quad (3.21)$$

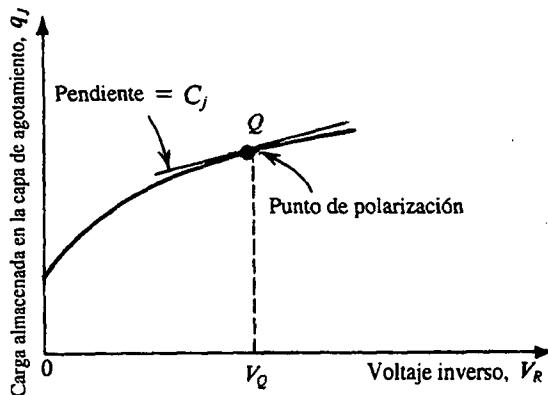


Fig. 3.14 Carga almacenada en cualquiera de los lados de la capa de agotamiento como función del voltaje inverso V_R .

donde W_{ago} se puede encontrar de la ecuación (3.20) si se sustituye V_0 por el voltaje total en paralelo con la región de agotamiento ($V_0 + V_R$),

$$W_{ago} = \sqrt{\left(\frac{2\epsilon_s}{q}\right)\left(\frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D}\right)(V_0 + V_R)} \quad (3.22)$$

Al combinar las ecuaciones (3.21) y (3.22) se obtiene la expresión para la relación no lineal $q_J - V_R$ descrita en la figura 3.14. Esta relación obviamente no representa un condensador lineal, pero se puede usar una aproximación de capacitancia lineal si el dispositivo se polariza y la alterna de la señal alrededor del punto de polarización es pequeña, como se ilustra en la figura 3.14. Ésta es la técnica que utilizamos en la sección 1.4 para obtener amplificación lineal de un amplificador que cuenta con curva característica de transferencia no lineal. Desde esta aproximación a pequeña señal, la capacitancia de agotamiento (también conocida como *capacitancia de unión*) es simplemente la pendiente de la curva $q_J - V_R$ en el punto Q de polarización

$$C_J = \left. \frac{dq_J}{dV_R} \right|_{V_R = V_Q} \quad (3.23)$$

Se puede evaluar fácilmente la derivada y hallar C_J . De manera opcional, se puede tratar la capa de agotamiento como un condensador de placas paralelas y obtener una expresión idéntica para C_J usando la conocida fórmula

$$C_J = \frac{\epsilon_s A}{W_{ago}} \quad (3.24)$$

donde W_{ago} está dada en la ecuación (3.22). La expresión resultante para C_J se puede escribir en la forma conveniente

$$C_J = \frac{C_0}{\sqrt{1 + \frac{V_R}{V_0}}} \quad (3.25)$$

3.3 OPERACIÓN FÍSICA DE DIODOS 149

donde C_{j0} es el valor de C_j obtenido para voltaje aplicado cero

$$C_{j0} = A \sqrt{\left(\frac{\epsilon_s q}{2}\right) \left(\frac{N_A N_D}{N_A + N_D}\right) \left(\frac{1}{V_0}\right)} \quad (3.26)$$

El análisis precedente y la expresión para C_j aplican para uniones en las que la concentración de portadores se hace cambiar abruptamente en la frontera de la unión. Una fórmula más general para C_j es

$$C_j = \frac{C_{j0}}{\left(1 + \frac{V_R}{V_0}\right)^m} \quad (3.27)$$

donde m es una constante cuyo valor depende de la manera en que cambia la concentración del lado p al lado n de la unión. Se denomina **coeficiente de distribución**, y su valor es de $\frac{1}{3}$ a $\frac{1}{2}$.

Para resumir, a medida que un voltaje de polarización inversa se aplica a una unión pn , ocurre un transitorio durante el que la capacitancia de agotamiento se carga al nuevo voltaje de polarización. Una vez que desaparezca gradualmente el transitorio, la corriente inversa de estado estable es simplemente igual a $I_S - I_D$. Por lo general I_D es muy pequeña cuando el diodo está polarizado inversamente y la corriente inversa es casi igual a I_S . Este, sin embargo, es sólo un modelo teórico que no aplica muy bien. En realidad, corrientes de hasta unos pocos nanoamperes (10^{-9} A) circulan en dirección inversa, en dispositivos para los que I_S es del orden de 10^{-15} A. Esta gran diferencia se debe a fuga y otros efectos. Además, la corriente inversa depende en cierta medida de la magnitud del voltaje inverso, contrario al modelo teórico, que expresa que $I \approx I_S$ independiente del valor del voltaje inverso aplicado. No obstante lo anterior, debido a que intervienen corrientes muy bajas, por lo general no nos interesamos en los detalles de la curva característica $i-v$ del diodo en la dirección inversa.

Ejercicio

- 3.14 Para una unión pn con $N_A = 10^{17}/\text{cm}^3$ y $N_D = 10^{16}/\text{cm}^3$, que opera a $T = 300$ K, encuentre (a) el valor de C_{j0} por área unitaria de unión (μm^2 es aquí una unidad conveniente) y (b) la capacitancia C_j a un voltaje de polarización inverso de 2 V si se supone un área de unión de $2500 \mu\text{m}^2$. Utilice $n_i = 1.5 \times 10^{10}/\text{cm}^3$; $m = \frac{1}{2}$, y el valor de V_0 encontrado en el ejercicio 3.13 ($V_0 = 0.728$ V).

Resp. (a) $0.32 \text{ pF}/\mu\text{m}^2$; (b) 0.41 pF

3.3.4 La unión pn en la región de ruptura

Al considerar la operación de un diodo en la región de polarización inversa en la sección 3.3.3, se supuso que la fuente I de corriente inversa (figura 3.13) es menor que I_S o, lo que es lo mismo, que el voltaje inverso V_R es menor que el voltaje de ruptura V_{ZK} . (Consulte la figura 3.8 para la definición de V_{ZK} .) Ahora deseamos considerar los mecanismos de ruptura en uniones pn y explicar las razones que hay detrás de la línea casi vertical que representa la relación $i-v$ en la región de ruptura. Para este propósito, sea la unión pn excitada por una fuente de corriente que ocasione que una corriente

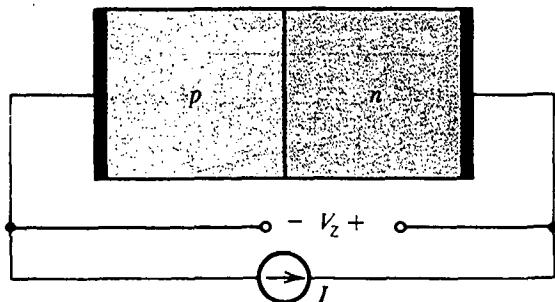


Fig. 3.15 Unión $p-n$ excitada por una fuente de corriente inversa I , donde $I > I_s$. La unión se rompe y en los terminales de la unión se forma un voltaje V_z con la polaridad indicada.

constante I mayor que I_s circule en la dirección inversa, como se ilustra en la figura 3.15. Esta fuente de corriente mueve huecos del material p en el circuito exterior⁵ y los introduce en el material n , y electrones del material n en el circuito exterior y los introduce en el material p . Esta acción resulta en que más y más carga latente se descubre, por lo que la capa de agotamiento se ensancha y se eleva el voltaje de la barrera. Este último efecto ocasiona que aumente la corriente de difusión; finalmente, se reducirá casi a cero. No obstante lo anterior, ésta no es suficiente para llegar a un estado estable, puesto que I es mayor que I_s . Por lo tanto, el proceso que lleva al ensanchamiento de la capa de agotamiento continúa hasta que se desarrolla un voltaje de unión suficientemente alto, en cuyo punto se inicia un nuevo mecanismo para alimentar los portadores de carga para soportar la corriente I . Como se explica a continuación, este mecanismo para alimentar corrientes inversas que excedan de I_s puede tomar una de dos formas, dependiendo del material de la unión $p-n$, estructura, etcétera.

Los dos posibles mecanismos de ruptura son el **efecto Zener** y el **efecto avalancha**. Si una unión $p-n$ se rompe con un voltaje de ruptura $V_z < 5$ V, el mecanismo de ruptura suele ser el efecto Zener. La ruptura de avalancha ocurre cuando V_z es mayor de unos 7 V. Para uniones que se rompen entre 5 y 7 V, el mecanismo de ruptura puede ser ya sea el efecto Zener o el de avalancha, o una combinación de los dos.

La ruptura Zener ocurre cuando el campo eléctrico de la región de agotamiento aumenta al punto donde puede romper enlaces covalentes y generar pares electrón-hueco. Los electrones generados de esta forma serán barridos por el campo eléctrico e introducidos en el lado n y los huecos en el lado p . Por lo tanto, estos electrones y huecos constituyen una corriente inversa en los terminales de la unión que ayuda a sostener la corriente externa I . Una vez que se inicia el efecto Zener, se puede generar un gran número de portadores, con un aumento despreciable en el voltaje de la unión. Así, la corriente inversa de la región de ruptura estará determinada por el circuito externo, mientras que el voltaje inverso que aparece entre los terminales del diodo permanecerá cercano al voltaje nominal de ruptura V_z .

El otro mecanismo de ruptura es la ruptura de avalancha, que ocurre cuando los portadores minoritarios que cruzan la región de agotamiento bajo la influencia del campo eléctrico ganan suficiente energía cinética para romper enlaces covalentes en átomos con los que chocan. Los portadores liberados por este proceso pueden tener energía suficientemente alta para hacer que otros portadores se liberen en otra colisión de ionización. Este proceso ocurre en forma de avalancha, con el resultado que muchos portadores se crean y pueden soportar cualquier valor de corriente

⁵ Desde luego que la corriente del circuito externo será llevada en su totalidad por electrones.

3.3 OPERACIÓN FÍSICA DE DIODOS 151

inversa, como se determina por el circuito externo, con un cambio despreciable en la caída de voltaje en los terminales de la unión.

Como se mencionó antes, la ruptura de la unión pn no es un proceso destructivo, siempre que no se exceda la disipación máxima de potencia especificada. Esta disipación máxima de potencia, a su vez, implica un valor máximo para la corriente inversa.

3.3.5 La unión pn en condiciones de polarización directa

A continuación consideraremos la operación de la unión pn en la región de polarización directa. Otra vez es más fácil explicar la operación física si excitamos la unión por medio de una fuente de corriente constante que alimente una corriente I en la dirección positiva, como se ilustra en la figura 3.16. Esto ocasiona que portadores mayoritarios sean alimentados a ambos lados de la unión por el circuito externo: huecos al material p y electrones al material n . Estos portadores mayoritarios neutralizan parte de la carga latente descubierta, ocasionando que menos carga se almacene en la capa de agotamiento. Así, la capa de agotamiento se estrecha y se reduce el voltaje de la barrera de agotamiento. La reducción en voltaje de la barrera hace posible que más huecos crucen la barrera del material p al material n y más electrones del lado n crucen al lado p . Por lo tanto, la corriente de difusión I_D aumenta hasta que se alcanza un equilibrio con $I_D - I_S = I$, que es la corriente de polarización alimentada externamente.

Examinemos ahora más de cerca la circulación de corriente en los terminales de la unión pn polarizada directamente en estado estable. El voltaje de la barrera es ahora menor que V_0 en una cantidad V que aparece entre los terminales del diodo como caída de voltaje en sentido directo (esto es, el ánodo del diodo será más positivo que el cátodo en V volts). Debido a la reducción del voltaje de la barrera o, alternativamente, a la caída de voltaje V en sentido directo, se **inyectan** huecos que cruzan la unión y penetran en la región n y se inyectan electrones que cruzan la unión y penetran en la región p . Los huecos inyectados en la región n hacen que ahí la concentración de portadores minoritarios, p_{n0} , excede del valor de equilibrio térmico, p_{n0} . El exceso de concentración $p_n - p_{n0}$ será máximo cerca del borde de la capa de agotamiento y se reduce (exponencialmente) a medida que se aleja de la unión, llegando por último a cero. En la figura 3.17 se muestra esta distribución de portadores minoritarios.

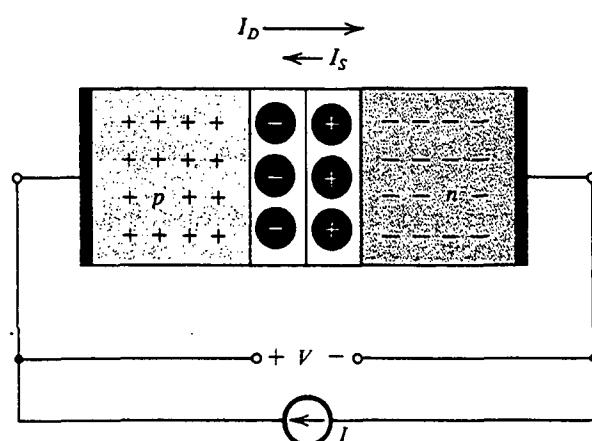


Fig. 3.16 Unión pn excitada por una fuente de corriente constante que alimenta una corriente I en la dirección positiva. La capa de agotamiento se estrecha y el voltaje de barrera decrece en V volts, que aparece como voltaje externo en la dirección positiva.

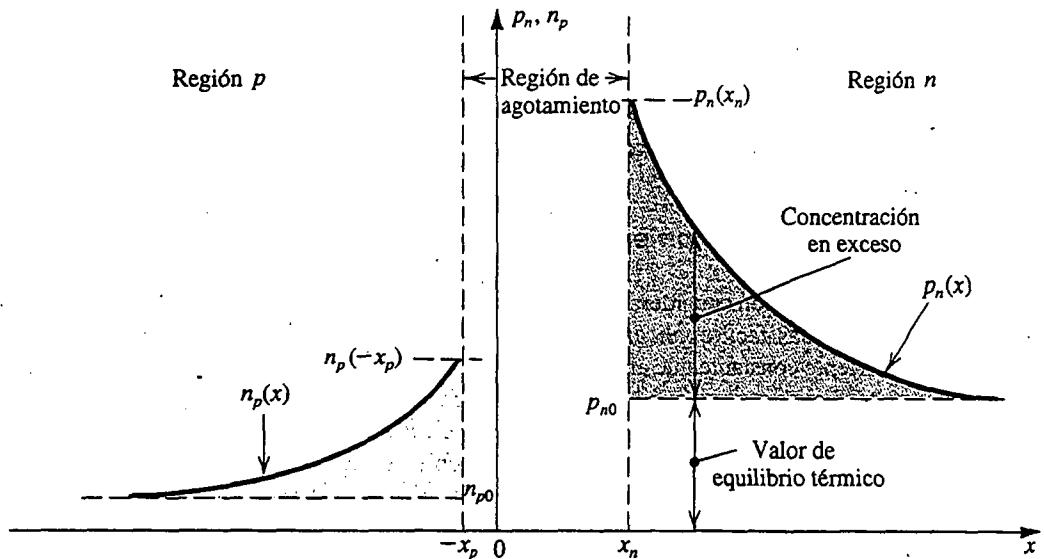


Fig. 3.17 Distribución de portadores minoritarios en una unión pn polarizada directamente. Se supone que la región p está más fuertemente contaminada que la n ; $N_A \gg N_D$.

En el estado estable, el perfil de concentración de exceso de portadores minoritarios permanece constante, y de hecho es esta concentración la que da lugar al aumento de corriente de difusión I_D sobre el valor I_S . Esto es así porque la distribución mostrada ocasiona que los portadores minoritarios injectados se difundan alejándose de la unión hacia la región n y desaparezcan por recombinación. Para mantener el equilibrio, un igual número de electrones tendrá que ser alimentado por el circuito externo, reponiendo así la alimentación de electrones en el material n .

Se puede expresar algo semejante acerca de los electrones minoritarios del material p . La corriente de difusión I_D es, por supuesto, la suma de las componentes de electrones y huecos.

La relación corriente-voltaje. Ahora demostraremos cómo aparece la relación $i-v$ del diodo de la ecuación (3.1). Con este fin, consideremos en algún detalle la componente de corriente causada por los huecos injectados a través de la unión hacia la región n . Un resultado importante de la física de semiconductores relaciona la concentración de portadores minoritarios del borde de la región de agotamiento, denotada por $p_n(x_n)$ en la figura 3.17, con el voltaje V en sentido directo,

$$p_n(x_n) = p_{n0} e^{V/V_T} \quad (3.28)$$

Esto se conoce como la ley de la unión; su prueba se encuentra normalmente en libros de texto relativos a la física de dispositivos.

La distribución del exceso de concentración de huecos en la región n , que se ilustra en la figura 3.17, es una función que decae exponencialmente con la distancia y se puede expresar como

$$p_n(x) = p_{n0} + [p_n(x_n) - p_{n0}] e^{-(x-x_n)/L_p} \quad (3.29)$$

donde L_p es una constante que determina la rapidez del decaimiento exponencial. Se denomina longitud de difusión de huecos en el silicio tipo n . Cuanto menor sea el valor de L_p , los huecos injectados se recombinan con más rapidez con electrones mayoritarios, resultando en un más rápido decaimiento de la concentración de portadores minoritarios. De hecho, L_p se relaciona con otro

3.3 OPERACIÓN FÍSICA DE DIODOS 153

parámetro de semiconductores conocido como **duración del exceso de portadores minoritarios**, τ_p . Es el tiempo promedio que tarda un hueco inyectado en la región n para recombinarse con un electrón mayoritario. La relación es

$$L_p = \sqrt{D_p \tau_p} \quad (3.30)$$

donde, como se mencionó antes, D_p es la constante de difusión para huecos en el silicio tipo n . Valores típicos para L_p son 1 a 100 μm , y los correspondientes valores de τ_p están entre 1 y 10 000 ns.

Los huecos que se difunden en la región n darán lugar a una corriente de huecos cuya densidad se puede evaluar por medio de las ecuaciones (3.7) y (3.29) con $p_n(x_n)$ obtenida de la ecuación (3.28),

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

Observe que J_p es máxima en el borde de la región de agotamiento ($x = x_n$) y decrece exponencialmente con la distancia. Claro está que el decaimiento se debe a la recombinación con los electrones mayoritarios. En estado estable, los portadores mayoritarios tendrán que reponerse, y de este modo se suministran electrones desde el circuito externo a la región n con una rapidez que mantendrá constante la corriente al valor que tiene en $x = x_n$. Por lo tanto, la densidad de corriente debida a la inyección de huecos está dada por

$$J_p = q \frac{D_p}{L_p} p_{n0} (e^{V/V_T} - 1) \quad (3.31)$$

Se puede hacer un análisis semejante para los electrones inyectados a través de la unión hacia la región p , que resultan en la componente J_n de corriente electrónica,

$$J_n = q \frac{D_n}{L_n} n_{p0} (e^{V/V_T} - 1) \quad (3.32)$$

donde L_n es la longitud de difusión de electrones en la región p . Como J_p y J_n están en la misma dirección, se pueden sumar y multiplicar por el área A transversal de la unión para obtener la corriente total I como

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

Al sustituir para $p_{n0} = n_i^2 / N_D$ y para $n_{p0} = n_i^2 / N_A$, podemos expresar I en la forma

$$I = A q n_i^2 \left(\frac{D_p}{L_p N_D} + \frac{D_n}{L_n N_A} \right) (e^{V/V_T} - 1) \quad (3.33)$$

Reconocemos ésta como la ecuación donde la corriente de saturación I_S está dada por

$$I_S = A q n_i^2 \left(\frac{D_p}{L_p N_D} + \frac{D_n}{L_n N_A} \right) \quad (3.34)$$

Observemos que, como se esperaba, I_S es directamente proporcional al área A de la unión. Además, I_S es proporcional a n_i^2 , que es una función que depende en gran medida de la temperatura (ecuación 3.6). También observemos que el exponencial de la ecuación (3.33) no incluye la constante n ; n es un parámetro "compuesto" que se incluye para tomar en cuenta los efectos no ideales.

Capacitancia de difusión. De la descripción de la operación de la unión *pn* en la región de sentido directo observamos que, en estado estable, cierta cantidad de exceso de carga de portadores minoritarios se almacena en la mayor parte de cada una de las regiones *p* y *n*. Si cambia el voltaje terminal, este cambio tendrá que cambiar antes que se alcance un nuevo estado estable. Este fenómeno de carga y almacenamiento da lugar a otro efecto capacitivo, muy diferente del que se debe al almacenamiento de carga en la región de agotamiento.

Para calcular el exceso de carga almacenada de portadores minoritarios, consultemos la figura 3.17. El exceso de carga de huecos almacenado en la región *n* se puede hallar del área sombreada bajo el exponencial como sigue:

$$\begin{aligned} Q_p &= Aq \times \text{área sombreada bajo el exponencial } p_n(x) \\ &= Aq \times [p_n(x_n) - p_{n0}]L_p \end{aligned}$$

Sustituir por $p_n(x_n)$ de la ecuación (3.28) y usar la ecuación (3.31) hace posible expresar Q_p como

$$Q_p = \frac{L_p^2}{D_p} I_p$$

donde $I_p = AJ_p$ es la componente de huecos de la corriente que pasa por la unión. Ahora, usando la ecuación (3.30), podemos sustituir por $L_p^2/D_p = \tau_p$, la duración de huecos, para obtener

$$Q_p = \tau_p I_p \quad (3.35)$$

Esta interesante relación dice que el exceso de carga de huecos almacenado es proporcional a la componente de corriente de huecos y a la duración de huecos. Se puede desarrollar una relación semejante para la carga electrónica almacenada en la región *p*,

$$Q_n = \tau_n I_n \quad (3.36)$$

donde τ_n es la duración de electrones en la región *p*. La carga total de portadores minoritarios en exceso se puede obtener al sumar Q_p y Q_n ,

$$Q = \tau_p I_p + \tau_n I_n \quad (3.37)$$

Esta carga se puede expresar en términos de la corriente del diodo $I = I_p + I_n$ como

$$Q = \tau_T I \quad (3.38)$$

donde τ_T recibe el nombre de **tiempo medio de tránsito** del diodo. Obviamente, τ_T está relacionada con τ_p y τ_n . Además, en la mayor parte de dispositivos prácticos, un lado de la unión está mucho más fuertemente contaminada que la otra. Por ejemplo, si $N_A \gg N_D$, podemos demostrar que $I_p \gg I_n$, $I \approx I_p$, $Q_p \gg Q_n$, $Q \approx Q_p$, y por lo tanto $\tau_T \approx \tau_p$. Este caso se ilustra en el ejercicio 3.15.

Para pequeñas cargas situadas alrededor de un punto de polarización, podemos definir la capacitancia de difusión a pequeña señal C_d como

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

y podemos demostrar que

$$C_d = \left(\frac{\tau_T}{V_T} \right) I \quad (3.39)$$

3.4 ANÁLISIS DE CIRCUITOS CON DIODOS 155

donde I es la corriente del diodo en el punto de polarización. Nótese que C_d es directamente proporcional a la corriente I del diodo y es, por lo tanto, tan pequeña que es despreciable cuando el diodo se polariza inversamente. Nótese también que para mantener una C_d pequeña, el tiempo de tránsito τ_T debe hacerse pequeño, lo cual es un requisito importante para diodos destinados para operación a alta velocidad o alta frecuencia.

Ejercicio

3.15 Un diodo tiene $N_A = 10^{17}/\text{cm}^3$, $N_D = 10^{16}/\text{cm}^3$, $n_i = 1.5 \times 10^{10}/\text{cm}^3$, $L_p = 5 \mu\text{m}$, $L_n = 10 \mu\text{m}$, $A = 2500 \mu\text{m}^2$, D_p (en la región n) = $10 \text{ cm}^2/\text{Vs}$, y D_n (en la región p) = $18 \text{ cm}^2/\text{Vs}$. El diodo está polarizado directamente y conduce una corriente $I = 0.1 \text{ mA}$. Calcule: (a) I_S ; (b) el voltaje V de polarización directa; (c) la componente de la corriente I debida a la inyección de huecos y la debida a inyección de electrones a través de la unión; (d) τ_p y τ_n ; (e) exceso de carga Q_p de huecos en la región n , y el exceso de carga Q_n de electrones en la región p , y por lo tanto el total de la carga Q minoritaria almacenada, y el tiempo de tránsito τ_T ; (f) la capacitancia de difusión.

Resp. (a) $2 \times 10^{-15} \text{ A}$; (b) 0.616 V ; (c) $91.7 \mu\text{A}$, $8.3 \mu\text{A}$; (d) 25 ns , 55.6 ns ; (e) 2.29 pC , 0.46 pC , 2.75 pC , 27.5 ns ; (f) 110 pF

Capacitancia de unión. La capacitancia de la capa de agotamiento o unión, en condiciones de polarización directa, se puede encontrar al sustituir V_R con $-V$ en la ecuación (3.27). Resulta, sin embargo, que la precisión de esta relación en la región de polarización directa es más bien deficiente. Como alternativa, los diseñadores de circuitos utilizan la siguiente regla práctica:

$$C_J \approx 2C_{J0} \quad (3.40)$$

3.3.6 Resumen

Para fácil referencia, la tabla 3.1 contiene una lista de las importantes relaciones que describen la operación de uniones pn .

3.4 ANÁLISIS DE CIRCUITOS CON DIODOS

En esta sección estudiaremos métodos para el análisis de circuitos con diodos. Nos concentraremos en circuitos en los que los diodos operan en la región de polarización directa. La operación en la otra región de interés, la región de ruptura, está considerada en la sección 3.6.

Consideremos el circuito que se muestra en la figura 3.18, que consta de una fuente V_{DD} de cd, un resistor R y un diodo. Deseamos analizar este circuito para determinar la corriente I_D y el voltaje V_D del diodo.

Es evidente que el diodo está polarizado en la dirección directa. Si se supone que V_{DD} es mayor de 0.5 V o un valor semejante, la corriente del diodo será mucho mayor que I_S y podemos representar la curva característica $i-v$ del diodo por la relación exponencial, resultando en

$$I_D = I_S e^{V_D / nV_T} \quad (3.41)$$

La otra ecuación que gobierna la operación del circuito se obtiene al escribir una ecuación de malla de Kirchhoff, resultando en

$$I_D = \frac{V_{DD} - V_D}{R} \quad (3.42)$$

Tabla 3.1 RESUMEN DE ECUACIONES IMPORTANTES PARA LA OPERACIÓN DE UNIONES *pn*

Cantidad	Relación	Valores de constantes y parámetros (para Si intrínseco a $T = 300$ K)
Concentración de portadores en silicio intrínseco ($/cm^3$)	$n_i^2 = BT^3 e^{-E_G/kT}$	$B = 5.4 \times 10^{31} / (K^3 \text{ cm}^6)$ $E_G = 1.12 \text{ eV}$ $k = 8.62 \times 10^{-5} \text{ eV/K}$ $n_i = 1.5 \times 10^{10} / \text{cm}^3$
Densidad de corriente de difusión (A/cm^2)	$J_p = -qD_p \frac{dp}{dx}$ $J_n = qD_n \frac{dn}{dx}$	$q = 1.60 \times 10^{-19} \text{ Coulomb}$ $D_p = 12 \text{ cm}^2/\text{s}$ $D_n = 34 \text{ cm}^2/\text{s}$
Densidad de corriente de desplazamiento (A/cm^2)	$J_{despl} = q(p\mu_p + n\mu_n)E$	$\mu_p = 480 \text{ cm}^2/\text{Vs}$ $\mu_n = 1350 \text{ cm}^2/\text{Vs}$
Resistividad ($\Omega \text{ cm}$)	$\rho = 1/(q(p\mu_p + n\mu_n))$	μ_p y μ_n decrecen con el aumento en concentración de contaminación
Relación entre movilidad y difusividad	$\frac{D_n}{\mu_n} = \frac{D_p}{\mu_p} = V_T$	$V_T = kT/q$ $\approx 25 \text{ mV}$
Concentración de portadores en silicio tipo <i>n</i> ($/cm^3$)	$n_{n0} \approx N_D$ $p_{n0} = n_i^2/N_D$	
Concentración de portadores en silicio tipo <i>p</i> ($/cm^3$)	$p_{p0} \approx N_A$ $n_{p0} = n_i^2/N_A$	
Voltaje integral de unión (V)	$V_0 = V_T \ln \left(\frac{N_A N_D}{n_i^2} \right)$	
Ancho de la región de agotamiento (cm)	$\frac{x_n}{x_p} = \frac{N_A}{N_D}$ $W_{agot} = x_n + x_p$ $= \sqrt{\frac{2\epsilon_s}{q} \left(\frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D} \right)} (V_0 + V_R)$	$\epsilon_s = 11.7 \epsilon_0$ $\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-14} \text{ F/cm}$
Carga almacenada en la capa de agotamiento (Coulomb)	$q_J = q \frac{N_A N_D}{N_A + N_D} A W_{agot}$	
Capacitancia de agotamiento (F)	$C_J = \frac{\epsilon_s A}{W_{agot}}$ $C_J = C_{J0} \left(1 + \frac{V_R}{V_0} \right)^m$ $C_J \approx 2C_{J0}$ (para polarización directa)	$C_{J0} = \frac{\epsilon_s A}{W_{agot} \gamma_{r=0}}$ $m = \frac{1}{3} \text{ a } \frac{1}{2}$
Corriente en sentido directo (A)	$I = I_p + I_n$ $I_p = Aq n_i^2 \frac{D_p}{L_p N_D} (e^{V/V_T} - 1)$ $I_n = Aq n_i^2 \frac{D_n}{L_n N_A} (e^{V/V_T} - 1)$	
Corriente de saturación (A)	$I_S = Aq n_i^2 \left(\frac{D_p}{L_p N_D} + \frac{D_n}{L_n N_A} \right)$	
Duración de portadores minoritarios (s)	$\tau_p = L_p^2 / D_p \tau_n = L_n^2 / D_n$	$L_p, L_n = 1 \text{ a } 100 \mu\text{m}$ $\tau_p, \tau_n = 1 \text{ a } 10^4 \text{ ns}$
Almacenamiento de carga de portadores minoritarios (Coulomb)	$Q_p = \tau_p I_p Q_n = \tau_n I_n$ $Q = Q_p + Q_n = \tau T I$	
Capacitancia de difusión (F)	$C_d = \left(\frac{\pi}{V_T} \right) I$	

3.4 ANÁLISIS DE CIRCUITOS CON DIODOS 157

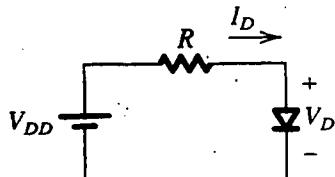


Fig. 3.18 Sencillo circuito con un diodo.

Si se supone que se conocen los parámetros I_S y n del diodo, (3.41) y (3.42) son dos ecuaciones con las dos incógnitas I_D y V_D . Dos formas opcionales para obtener la solución son el análisis gráfico y el análisis iterativo.

Análisis gráfico

El análisis gráfico se realiza al trazar las relaciones de las ecuaciones (3.41) y (3.42) en el plano $i-v$. La solución se puede obtener entonces como las coordenadas del punto de intersección de las dos gráficas. Un trazo de la construcción gráfica se muestra en la figura 3.19; la curva representa la ecuación exponencial del diodo [ecuación (3.41)] y la recta representa la ecuación (3.42). Esta línea recta se conoce como la recta de carga, nombre que en capítulos subsiguientes se hará más evidente. La recta de carga corta la curva del diodo en el punto Q , que representa el punto de operación del circuito. Sus coordenadas dan los valores de I_D y V_D .

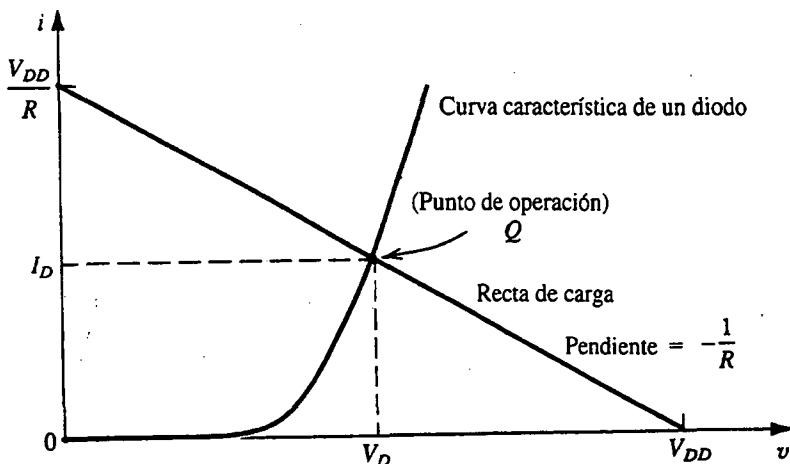


Fig. 3.19 Análisis gráfico del circuito de la figura 3.18.

El análisis gráfico ayuda en la visualización de la operación del circuito, pero el esfuerzo necesario para la ejecución de un análisis, en particular para circuitos complejos, es demasiado grande para ser justificado en la práctica.

Análisis iterativo

Las ecuaciones (3.41) y (3.42) se pueden resolver usando un procedimiento iterativo sencillo, como se ilustra en el siguiente ejemplo.

EJEMPLO 3.4

Determine la corriente I_D y el voltaje V_D del diodo para el circuito de la figura 3.18 con $V_{DD} = 5$ V y $R = 1 \text{ k}\Omega$. Suponga que el diodo tiene una corriente de 1 mA a un voltaje de 0.7 V, y que su caída de voltaje cambia en 0.1 V por cada cambio de década en corriente.

SOLUCIÓN

Para comenzar la iteración, suponemos que $V_D = 0.7$ V y usamos la ecuación (3.41) para determinar la corriente

$$\begin{aligned} I_D &= \frac{V_{DD} - V_D}{R} \\ &= \frac{5 - 0.7}{1} = 4.3 \text{ mA} \end{aligned}$$

Utilizamos entonces la ecuación del diodo para obtener una mejor estimación de V_D . Esto se puede hacer por medio de la ecuación (3.5), es decir,

$$V_2 - V_1 = 2.3 nV_T \log \frac{I_2}{I_1}$$

Para nuestro caso, $2.3 nV_T = 0.1$ V; entonces

$$V_2 = V_1 + 0.1 \log \frac{I_2}{I_1}$$

Al sustituir $V_1 = 0.7$ V, $I_1 = 1$ mA, e $I_2 = 4.3$ mA resulta en $V_2 = 0.763$ V. Entonces, los resultados de la primera iteración son $I_D = 4.3$ mA y $V_D = 0.763$ V. La segunda iteración prosigue de modo semejante:

$$\begin{aligned} I_D &= \frac{5 - 0.763}{1} = 4.237 \text{ mA} \\ V_2 &= 0.763 + 0.1 \log \left[\frac{4.237}{4.3} \right] \\ &= 0.762 \text{ V} \end{aligned}$$

Por lo tanto, la segunda iteración produce $I_D = 4.237$ mA y $V_D = 0.762$ V. Como estos valores no son muy diferentes de los obtenidos después de la primera iteración, no se hacen necesarias más iteraciones y la solución es $I_D = 4.237$ mA y $V_D = 0.762$ V.

La necesidad para un rápido análisis

El procedimiento de análisis iterativo utilizado en el ejemplo anterior es sencillo y produce resultados precisos después de dos o tres iteraciones, pero hay situaciones en las que el esfuerzo y tiempo necesarios son todavía mayores de lo que se puede justificar. Específicamente, si hacemos un diseño a lápiz y papel para un circuito relativamente complejo, un rápido análisis de circuito es una necesidad. Por medio de un rápido análisis, el diseñador está en aptitud de evaluar diversas posibilidades antes de tomar una decisión sobre un circuito apropiado. Para agilizar el proceso de

3.4 ANÁLISIS DE CIRCUITOS CON DIODOS 159

análisis debemos estar satisfechos con resultados menos precisos. Esto es raras veces un problema, ya que un análisis más preciso se puede posponer hasta que se obtenga un diseño final, o casi final. El análisis preciso del diseño casi final se puede ejecutar con ayuda de un programa de computadora para análisis de circuitos, como el SPICE (véase la sección 3.10 y el apéndice C). Los resultados de este análisis se pueden utilizar luego para refinar aún más el diseño.

Modelos simplificados de diodos

Aun cuando la relación exponencial $i-v$ es un modelo preciso de la curva característica del diodo en la región de sentido directo, su naturaleza no lineal complica el análisis de circuitos de diodos. El análisis se puede simplificar en gran medida si podemos hallar relaciones lineales para describir las curvas características terminales del diodo. Un intento en esta dirección se ilustra en la figura 3.20, donde la curva exponencial se approxima por medio de dos líneas rectas, la línea A con

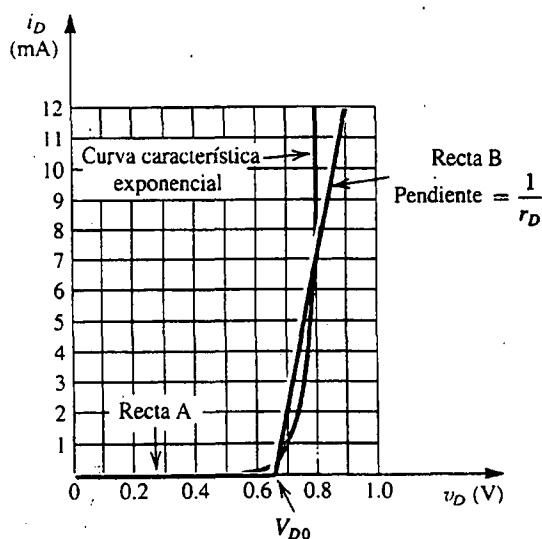


Fig. 3.20 Aproximación de la curva característica en sentido directo de un diodo, con dos rectas.

pendiente cero y la línea B con una pendiente de $1/r_D$. Se puede ver que para este diodo en particular, sobre el intervalo de corriente de 0.1 mA a 10 mA los voltajes pronosticados por el modelo de líneas rectas difiere de los pronosticados por el modelo exponencial por menos de 50 mV. Obviamente, la selección de estas dos rectas no es única; se puede obtener una aproximación más cercana si se restringe el intervalo de corriente sobre el que se requiere la aproximación.

El modelo de líneas rectas (o lineal por partes) de la figura 3.20 puede describirse por

$$\begin{aligned} i_D &= 0, & v_D \leq V_{D0} \\ i_D &= (v_D - V_{D0})/r_D, & v_D \geq V_{D0} \end{aligned} \quad (3.43)$$

donde V_{D0} es el corte de la línea B sobre el eje de voltaje y r_D es la inversa de la pendiente de la línea B. Para el ejemplo particular que se muestra, $V_{D0} = 0.65$ V y $r_D = 20 \Omega$.

160 DIODOS

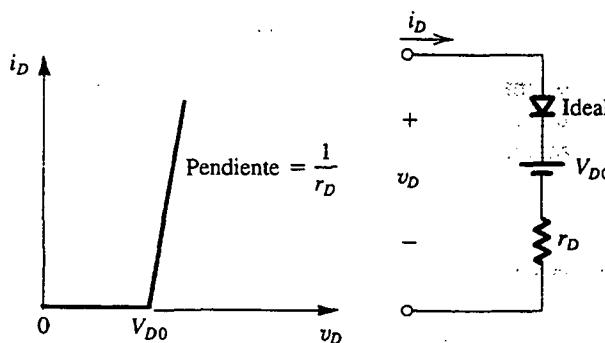


Fig. 3.21 Modelo lineal por partes de la curva característica en sentido directo de un diodo y representación de su circuito equivalente.

El modelo lineal por partes descrito por las ecuaciones (3.43) se puede representar por medio del circuito equivalente que se ilustra en la figura 3.21. Nótese que un diodo ideal está incluido en este modelo para restringir i_D a que circule sólo en la dirección de sentido positivo. Este modelo también se conoce como de “batería más resistencia”.

EJEMPLO 3.5

Repita el problema del ejemplo 3.4, utilizando el modelo lineal por partes cuyos parámetros se dan en la figura 3.20 ($V_{D0} = 0.65$ V, $r_D = 20 \Omega$). Nótese que las curvas características descritas en esta figura son las del diodo descrito en el ejemplo 3.4 (1 mA a 0.7 V y 0.1 V/década).

SOLUCIÓN

Al sustituir el diodo del circuito de la figura 3.18 con el modelo de circuito equivalente de la figura 3.21 resulta en el circuito de la figura 3.22, del que podemos escribir para la corriente I_D ,

$$I_D = \frac{V_{DD} - V_{D0}}{R + r_D}$$

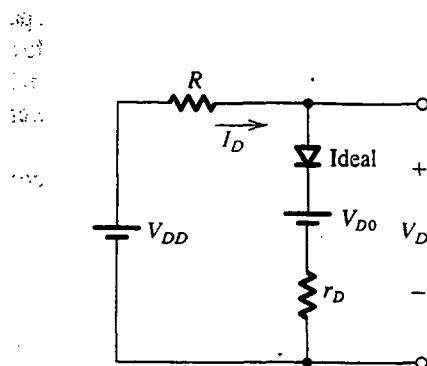


Fig. 3.22 El circuito de la figura 3.18 con el diodo sustituido con su modelo lineal por partes de la figura 3.21.

3.4 ANÁLISIS DE CIRCUITOS CON DIODOS 161

donde los parámetros V_{D0} y r_D del modelo se ven, de la figura 3.20, que son $V_{D0} = 0.65$ V y $r_D = 20 \Omega$. Por lo tanto,

$$I_D = \frac{5 - 0.65}{1 + 0.02} = 4.26 \text{ mA}$$

El voltaje V_D del diodo puede ahora calcularse:

$$\begin{aligned} V_D &= V_{D0} + I_D r_D \\ &= 0.65 + 4.26 \times 0.02 = 0.735 \text{ V} \end{aligned}$$

El modelo de caída constante de voltaje

Se puede obtener un modelo aún más sencillo de las curvas características del diodo en sentido directo si utilizamos una recta vertical para aproximar la parte de rápida elevación de la curva exponencial, como se muestra en la figura 3.23. El modelo resultante dice simplemente que un diodo que conduce en sentido directo exhibe una caída constante de voltaje V_D . El valor de V_D se toma por lo general como 0.7 V. Nótese que para el diodo en particular cuyas curvas características se describen en la figura 3.23, este modelo predice que el voltaje del diodo será menor de ± 0.1 V sobre el intervalo de corriente de 0.1 a 10 mA. El modelo de caída constante de voltaje puede representarse por medio del circuito equivalente que se muestra en la figura 3.24.

El modelo de caída constante de voltaje es el que con más frecuencia se utiliza en las fases iniciales de análisis y diseño. Esto es especialmente cierto si en estas etapas no tenemos información detallada sobre las curvas características del diodo, que con frecuencia es el caso.

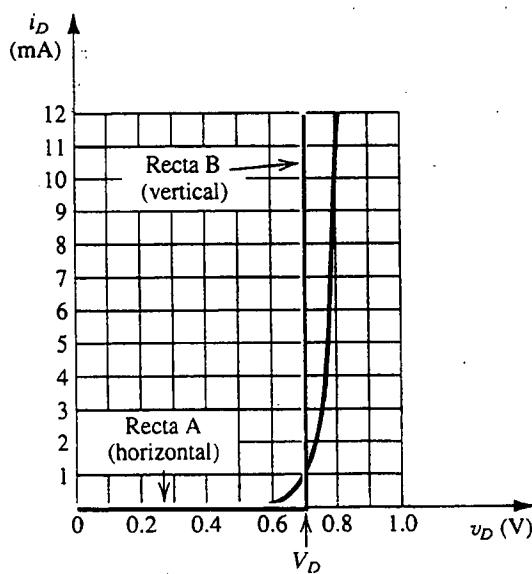


Fig. 3.23 Desarrollo del modelo de caída constante de voltaje de las curvas características del diodo polarizado directamente. Se utiliza una recta vertical (B) para aproximar la exponencial de rápida elevación.

162 DIODOS

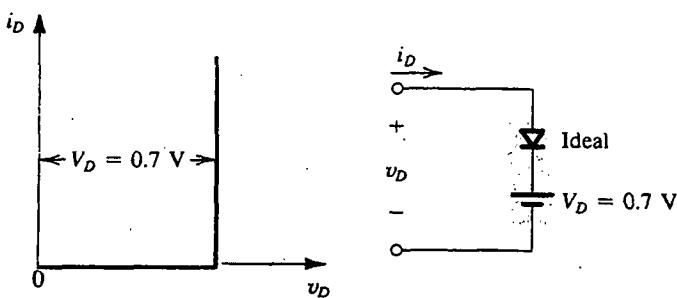


Fig. 3.24 Modelo de caída constante de voltaje de las curvas características en sentido directo del diodo y representación de su circuito equivalente.

Finalmente, nótese que si utilizamos el modelo de caída constante de voltaje para resolver el problema de los ejemplos 3.4 y 3.5 obtenemos

$$\begin{aligned} I_D &= \frac{V_{DD} - 0.7}{R} \\ &= \frac{5 - 0.7}{1} = 4.3 \text{ mA} \end{aligned}$$

que no es demasiado diferente de los valores obtenidos antes con los modelos más elaborados.

El modelo de diodo ideal

En aplicaciones en donde intervienen voltajes mucho mayores que la caída de voltaje del diodo (0.6 a 0.8 V), podemos despreciar la caída de voltaje del diodo mientras se calcula la corriente del diodo. El resultado es el modelo de diodo ideal, que estudiamos en la sección 3.1.

Una observación concluyente

La pregunta de cuál modelo utilizar en una aplicación en particular es aquella a la que un diseñador de circuitos se enfrenta repetidas veces, no sólo con diodos sino con cada uno de los elementos de un circuito. El problema es hallar un término medio apropiado entre precisión y complejidad. La capacidad para seleccionar modelos apropiados de dispositivos mejora con la práctica y experiencia.

Ejercicios

- 3.16 Para el circuito de la figura 3.18, encuentre I_D y V_D para el caso $V_{DD} = 5 \text{ V}$ y $R = 10 \text{ k}\Omega$. Suponga que el diodo tiene un voltaje de 0.7 V a una corriente de 1 mA y que el voltaje cambia en 0.1 V/década de cambio de corriente. Utilice (a) iteración, (b) el modelo lineal por partes con $V_{D0} = 0.65 \text{ V}$ y $r_D = 20 \Omega$, (c) el modelo de caída constante de voltaje con $V_D = 0.7 \text{ V}$.

Resp. (a) 0.434 mA, 0.663 V; (b) 0.434 mA, 0.659 V; (c) 0.43 mA, 0.7 V

3.5 EL MODELO A PEQUEÑA SEÑAL Y SU APLICACIÓN 163

3.17 Considere un diodo que es 100 veces mayor (en área de unión) que aquel cuyas curvas características se muestran en la figura 3.20. Si aproximamos las curvas características de modo semejante al de la figura 3.20 (pero sobre un intervalo de corriente 100 veces mayor), ¿cómo cambiarían los parámetros V_{D0} y r_D del modelo?

Resp. V_{D0} no cambia; r_D se reduce en un factor de 100 a 0.2Ω

D3.18 Diseñe el circuito de la figura E3.18 para obtener un voltaje de salida de 2.4 V. Suponga que los diodos disponibles tienen una caída de 0.7 V a 1 mA y que $\Delta V = 0.1$ V/cambio de década en corriente.

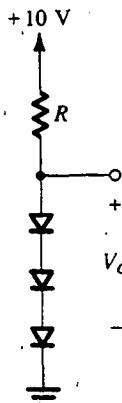


Fig. E3.18

Resp. $R = 760 \Omega$

3.19 Repita el ejercicio 3.4 para obtener mejores estimados de I y V (que los encontrados en el ejercicio 3.4), pero suponiendo que no se sabe mucho acerca de los diodos, además de que son diodos a pequeña señal destinados para operar en la escala de mA.

Resp. (a) 1.72 mA, 0.7 V; (b) 0 mA, 5 V; (c) 0 mA, 5 V; (d) 1.72 mA, 0.7 V; (e) 2.3 mA, +2.3 V; (f) 3.3 mA, +1.7 V

3.5 EL MODELO A PEQUEÑA SEÑAL Y SU APLICACIÓN

Hay aplicaciones en que un diodo se polariza para operar en un punto en la curva característica $i-v$ y se superpone una pequeña señal de ca sobre las cantidades de cd. Para esta situación, se hace un mejor modelo del diodo por medio de una resistencia igual a la inversa de la pendiente de la tangente a la curva característica $i-v$ en el punto de polarización. En la sección 1.4 se introdujo el concepto de polarizar un dispositivo no lineal y restringir la alternancia de la señal a un segmento corto, casi lineal, de su curva característica alrededor del punto de polarización, para redes de dos puertos. En lo que sigue, desarrollamos un modelo a pequeña señal para el diodo de unión e ilustramos su aplicación.

Considere el circuito conceptual de la figura 3.25(a) y la correspondiente representación gráfica de la figura 3.25(b). Un voltaje V_D de cd, representado por una batería, se aplica al diodo; y una señal $v_d(t)$ que varía con el tiempo, que arbitrariamente se supone que tiene forma triangular, se

164 DIODOS

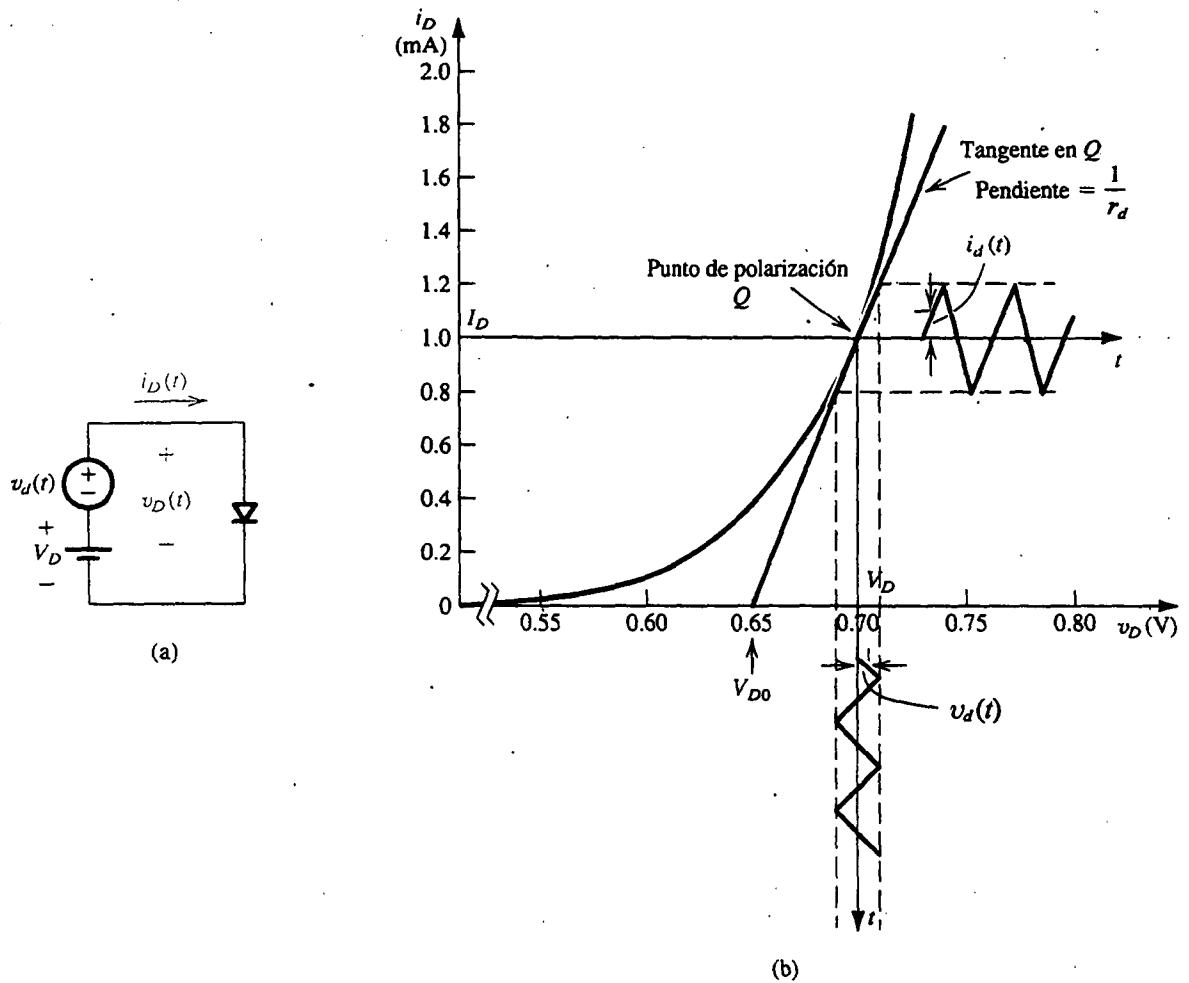


Fig. 3.25 Desarrollo del modelo a pequeña señal de un diodo. Nótese que los valores numéricos que se muestran son para un diodo con $n = 2$.

superpone al voltaje V_D de cd. En ausencia de la señal $v_d(t)$, el voltaje del diodo es igual a V_D , y de modo correspondiente el diodo conducirá una corriente I_D de cd dada por

$$I_D = I_S e^{V_D/nV_T} \quad (3.44)$$

Cuando se aplica la señal $v_d(t)$, el voltaje instantáneo total del diodo $v_D(t)$ estará dado por

$$v_D(t) = V_D + v_d(t) \quad (3.45)$$

De modo correspondiente, la corriente instantánea total del diodo $i_D(t)$ será

$$i_D(t) = I_S e^{v_D(t)/nV_T} \quad (3.46)$$

3.5 EL MODELO A PEQUEÑA SEÑAL Y SU APLICACIÓN 165

Al sustituir por v_D de la ecuación (3.45) resulta

$$i_D(t) = I_S e^{(V_D + v_d)/nV_T}$$

que se puede escribir como

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

Al usar la ecuación (3.44) obtenemos

$$i_D(t) = I_D e^{v_d/nV_T} \quad (3.47)$$

Ahora, si la amplitud de la señal $v_d(t)$ se conserva suficientemente pequeña de modo que

$$\frac{v_d}{nV_T} \ll 1 \quad (3.48)$$

entonces podemos expandir el exponencial de la ecuación (3.47) en una serie y truncar la serie después de los primeros dos términos para obtener la expresión aproximada

$$i_D(t) \simeq I_D \left(1 + \frac{v_d}{nV_T} \right) \quad (3.49)$$

Ésta es la **aproximación a pequeña señal**. Es válida para señales cuyas amplitudes son menores de unos 10 mV [véase la ecuación (3.48) y recuérdese que $V_T = 25$ mV].

De la ecuación (3.49) tenemos

$$i_D(t) = I_D + \frac{I_D}{nV_T} v_d \quad (3.50)$$

Así, sobrepuerta en la corriente I_D de cd, tenemos una componente de corriente de señal directamente proporcional al voltaje v_d de señal. Esto es,

$$i_d = I_D + i_d \quad (3.51)$$

donde

$$i_d = \frac{I_D}{nV_T} v_d \quad (3.52)$$

La cantidad que relaciona la corriente i_d de señal con el voltaje v_d de señal tiene las dimensiones de conductancia, mhos (Ω) y se llama **conductancia de diodo a pequeña señal**. La inversa de este parámetro es la **resistencia de diodo a pequeña señal**, o **resistencia incremental**, r_d

$$r_d = \frac{nV_T}{I_D} \quad (3.53)$$

Nótese que el valor de r_d es inversamente proporcional a la corriente I_D de polarización.

Regresemos a la representación gráfica de la figura 3.25(b). Es fácil ver que usar la aproximación a pequeña señal equivale a suponer que *la amplitud de señal es suficientemente pequeña tal que la alternancia a lo largo de la curva $i-v$ está limitada a un segmento corto, casi lineal*. La pendiente de este segmento, que es igual a la pendiente de la curva $i-v$ en el punto de operación Q , es igual a la conductancia a pequeña señal. Pedimos al lector que demuestre que la pendiente de la curva $i-v$ en $i = I_D$ es igual a I_D/nV_T , que es $1/r_d$, es decir

$$r_d = 1 / \left[\frac{\partial i_D}{\partial v_D} \right]_{i_D = I_D} \quad (3.54)$$

166 DIODOS

Ahora, si denotamos por V_{D0} el punto en que la tangente corta el eje v_D , podemos describir la tangente mediante la ecuación

$$i_D = \frac{1}{r_d} (v_D - V_{D0}) \quad (3.55)$$

Esta ecuación es un modelo para la operación del diodo para pequeñas variaciones alrededor del punto de reposo Q (o de polarización). El modelo puede ser representado por el circuito equivalente que se ilustra en la figura 3.26, del que podemos escribir

$$\begin{aligned} v_D &= V_{D0} + i_D r_d \\ &= V_{D0} + (I_D + i_d) r_d \\ &= (V_{D0} + I_D r_d) + i_d r_d \\ &= V_D + i_d r_d \end{aligned}$$

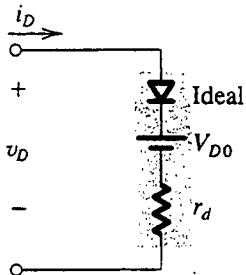


Fig. 3.26 Modelo de circuito equivalente para el diodo para pequeños cambios alrededor del punto de polarización Q . La resistencia incremental r_d es la inversa de la pendiente de la tangente en Q , y V_{D0} es el punto de corte de la tangente en el eje v_D (véase la figura 3.25).

Así, como se esperaba, el voltaje incremental o de señal en los terminales del diodo está dado por $v_d = i_d r_d$. Para ilustrar la aplicación del modelo de diodo a pequeña señal, considere el circuito que se muestra en la figura 3.27(a). Ahí tenemos un voltaje v_s de señal conectado en serie con la fuente V_{DD} de cd. Con $v_s = 0$, la corriente de cd se denota por I_D y el voltaje de cd del diodo se denota por V_D . Queremos determinar la corriente i_d de señal y el voltaje de señal a través del diodo v_d . Para hacer esto sustituimos el diodo por el modelo de la figura 3.26, obteniendo así el circuito equivalente que se muestra en la figura 3.27(b). Una ecuación de malla para este circuito produce

$$\begin{aligned} V_{DD} + v_s &= i_D R + V_{D0} + i_d r_d \\ &= (I_D + i_d) R + V_{D0} + (I_D + i_d) r_d \\ &= I_D R + (V_{D0} + I_D r_d) + i_d (R + r_d) \\ &= I_D R + V_D + i_d (R + r_d) \end{aligned}$$

Separar las cantidades de cd y de señal en ambos lados de esta ecuación dará, para la cd,

$$V_{DD} = I_D R + V_D$$

que está representada por el circuito de la figura 3.27(c), y para la señal,

$$v_s = i_d (R + r_d)$$

que está representada por el circuito de la figura 3.27(d). Concluimos que la aproximación a pequeña señal nos permite separar el análisis de cd del análisis de señal. *El análisis de señal se realiza*

3.5 EL MODELO A PEQUEÑA SEÑAL Y SU APLICACIÓN 167

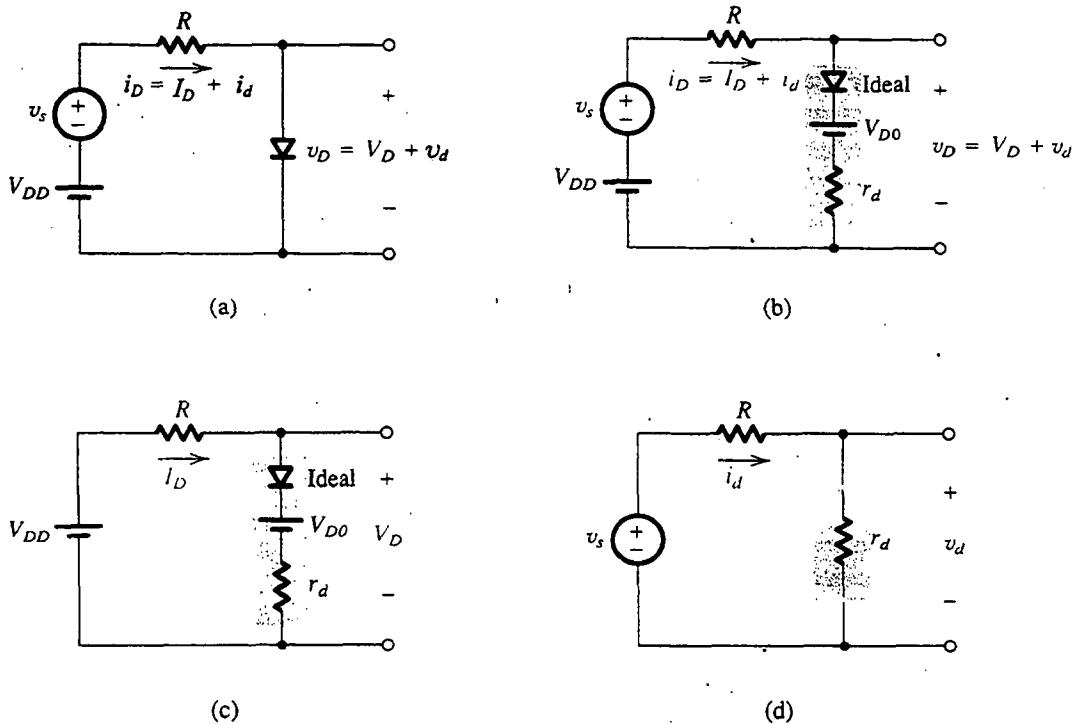


Fig. 3.27 El análisis del circuito en (a), que contiene cantidades tanto de cd como de señal, se puede ejecutar al sustituir el diodo con el modelo de la figura 3.26, como se muestra en (b). Esto permite separar el análisis de cd [el circuito en (c)] del análisis de señal [el circuito en (d)].

eliminando todas las fuentes⁶ de cd y sustituyendo el diodo con su resistencia r_d a pequeña señal. Del circuito equivalente a pequeña señal, el voltaje de señal del diodo se puede hallar simplemente por medio de la regla del divisor de voltaje

$$v_d = v_s \frac{r_d}{R + r_d}$$

Separar el análisis de cd o polarización y el análisis de señal es una técnica muy útil que utilizaremos con frecuencia en todo este libro.

EJEMPLO 3.6

Considere el circuito que se muestra en la figura 3.28 para el caso $R = 10 \text{ k}\Omega$. La fuente de alimentación V^* tiene un valor de cd de 10 V sobre el que se superpone una senoide de 60 Hz de 1 V de amplitud pico.

⁶ Esto se logra al poner en cortocircuito las fuentes de voltaje de cd y abriendo el circuito de las fuentes de corriente cd.

168 DIODOS

(Esta componente de "señal" del voltaje de la fuente de alimentación es una imperfección en el diseño de la fuente de alimentación conocida como rizo de la fuente de alimentación. Trataremos este aspecto con mayor detalle.) Calcule el voltaje de cd del diodo y la amplitud de la señal de onda senoidal que aparece en sus terminales. Suponga que el diodo tiene una caída de 0.7 V a una corriente de 1 mA y $n = 2$.

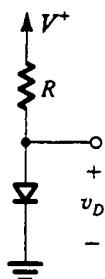


Fig. 3.28 Circuito para el ejemplo 3.6.

SOLUCIÓN

Si consideramos sólo las cantidades de cd, suponemos $V_D \approx 0.7$ V y calculamos la corriente de cd del diodo

$$I_D = \frac{10 - 0.7}{10} = 0.93 \text{ mA}$$

Como este valor es muy cercano a 1 mA, el voltaje del diodo será muy cercano al valor supuesto de 0.7 V. En su punto de operación, la resistencia incremental r_d del diodo es

$$r_d = \frac{nV_T}{I_D} = \frac{2 \times 25}{0.93} = 53.8 \Omega$$

El voltaje pico a pico de señal en los terminales del diodo se puede hallar si se usa la regla del divisor de voltaje como sigue:

$$\begin{aligned} v_d(\text{pico a pico}) &= 2 \frac{r_d}{R + r_d} \\ &= 2 \frac{0.0538}{10 + 0.0538} = 10.7 \text{ mV} \end{aligned}$$

Entonces, la amplitud de la señal senoidal en los terminales del diodo es 5.35 mV. Como este valor es bastante pequeño, nuestro uso del modo a pequeña señal del diodo está justificado.

Uso de la caída en sentido directo del diodo en regulación de voltaje

Un regulador de voltaje es un circuito cuya finalidad es proporcionar un voltaje constante de cd entre sus terminales de salida. Es necesario que el voltaje de salida se mantenga tan constante como sea posible, a pesar de (a) cambios en la corriente de carga tomada del terminal de salida del regulador y (b) cambios en el voltaje de cd de la fuente de alimentación que alimenta el circuito regulador. Como la caída de voltaje en sentido directo del diodo permanece casi constante en aproximadamente 0.7 V mientras que

3.5 EL MODELO A PEQUEÑA SEÑAL Y SU APLICACIÓN 169

la corriente que pasa a través del diodo varía en cantidades relativamente grandes, con un diodo polarizado directamente se puede construir un sencillo regulador de voltaje. Por ejemplo, hemos visto en el ejemplo 3.6 que mientras que el voltaje de la fuente de 10 V de cd tenía un rizo de 2 V pico a pico (una variación de $\pm 10\%$), el rizo correspondiente en el voltaje del diodo era de sólo $\pm 5.4 \text{ mV}$ (una variación de $\pm 0.8\%$). Se pueden obtener voltajes regulados mayores de 0.7 V al conectar varios diodos en serie. Por ejemplo, el uso de tres diodos en serie polarizados directamente proporciona un voltaje de unos 2 V. Uno de estos circuitos se investiga en el siguiente ejemplo.

EJEMPLO 3.7

Considere el circuito que se muestra en la figura 3.29. Una sucesión de tres diodos se utiliza para obtener un voltaje constante de unos 2.1 V. Deseamos calcular el porcentaje de cambio en este voltaje regulado, causado por (a) un cambio de $\pm 10\%$ en el voltaje de la fuente de alimentación y (b) conexión de una resistencia de carga de $1 \text{ k}\Omega$. Suponga que $n = 2$.

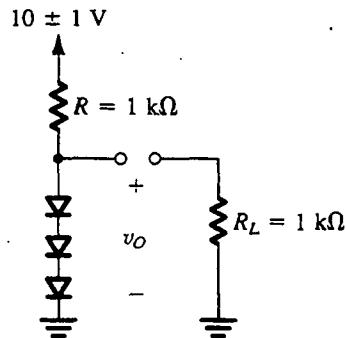


Fig. 3.29 Circuito para el ejemplo 3.7.

SOLUCIÓN

Si no hay carga, el valor nominal de la corriente de la cadena de diodos está dado por

$$I = \frac{10 - 2.1}{1} = 7.9 \text{ mA}$$

Entonces cada diodo tendrá una resistencia incremental de

$$r_d = \frac{nV_T}{I}$$

Con $n = 2$ resulta

$$r_d = \frac{2 \times 25}{7.9} = 6.3 \Omega$$

Los tres diodos en serie tendrán una resistencia incremental total de

$$r = 3r_d = 18.9 \Omega$$

170 DIODOS

Esta resistencia, junto con la resistencia R , forma un divisor de voltaje cuya relación se puede utilizar para calcular el cambio en voltaje de salida debido a un cambio de $\pm 10\%$ (es decir, ± 1 V) en el voltaje de alimentación. Entonces, el cambio pico a pico en voltaje de salida será

$$\Delta v_O = 2 \frac{r}{r+R} = 2 \frac{0.0189}{0.0189 + 1} = 37.1 \text{ mV}$$

esto es, correspondiendo al cambio de ± 1 V ($\pm 10\%$) en el voltaje de la fuente, el voltaje de salida cambiará en ± 18.5 mV o $\pm 0.9\%$. Como esto implica un cambio de alrededor de ± 6.2 mV por diodo, nuestro uso del modelo a pequeña señal está justificado.

Cuando se conecta una resistencia de carga de $1 \text{ k}\Omega$ en paralelo con la cadena de diodos, toma una corriente de aproximadamente 2.1 mA . Entonces, la corriente en los diodos se reduce en 2.1 mA , resultando en un decremento en voltaje en los terminales de la cadena de diodos dado por

$$\Delta v_O = -2.1 \times r = -2.1 \times 18.9 = -39.7 \text{ mV}$$

Como esto implica que el voltaje en los terminales de cada uno de los diodos se reduzca en unos 13.2 mV, nuestro uso del modelo a pequeña señal no está totalmente justificado. No obstante lo anterior, un cálculo detallado del cambio de voltaje usando el modelo exponencial resulta en $\Delta v_O = -35.5$ mV, que no es muy diferente del valor aproximado obtenido usando el modelo incremental.

El modelo de diodo de alta frecuencia

El modelo de diodo a pequeña señal desarrollado antes es resistivo. Se aplica cuando la frecuencia de señal es suficientemente baja para que los efectos de almacenamiento de carga del diodo se puedan despreciar. Estos efectos se estudiaron en la sección anterior y se modelaron para pequeñas señales con dos capacitancias: la capacitancia C_j de la capa de agotamiento y la capacitancia C_d de difusión. Al incluir estas dos capacitancias en paralelo con la resistencia r_d a pequeña señal, resulta en el modelo de diodo que se muestra en la tabla 3.2 junto con las fórmulas para los parámetros del modelo. Este modelo se puede usar en el análisis de circuitos de diodos en donde aparecen señales de alta frecuencia. El análisis de alta frecuencia de circuitos electrónicos se estudia en capítulos sub-

Tabla 3.2 MODELO DEL DIODO A PEQUEÑA SEÑAL Y ALTA FRECUENCIA

	<p>Punto de polarización: I_D, V_D</p> $r_d = nV_T/I_D$ $C_d = (\tau_T/V_T)I_D$ $C_j = C_{j0} \left(1 - \frac{V_D}{V_0}\right)^m \quad \text{para } V_D < 0$ $C_j \approx 2C_{j0}, \text{ para } V_D > 0$
--	--

3.5 EL MODELO A PEQUEÑA SEÑAL Y SU APLICACIÓN 171

siguientes. Finalmente, debe observarse que para aplicaciones de conmutación, como se encuentra en circuitos digitales, se utilizan adaptaciones de C_d y C_s a gran señal.

Ejercicios

3.20 Encuentre el valor de la resistencia r_d del diodo a pequeña señal, a corrientes de polarización de 0.1, 1 y 10 mA. Suponga $n = 1$.

Resp. 250Ω ; 25Ω ; 2.5Ω

3.21 Para un diodo que conduce 1 mA a una caída de voltaje en sentido directo de 0.7 V y cuya $n = 1$, encuentre la ecuación de la tangente de la recta en $I_D = 1$ mA.

Resp. $i_D = (1/25 \Omega)(v_D - 0.675)$

3.22 Considere un diodo con $n = 2$ polarizado a 1 mA. Encuentre el cambio en corriente como resultado de cambiar el voltaje en (a) -20 mV; (b) -10 mV; (c) -5 mV; (d) $+5$ mV; (e) $+10$ mV; (f) $+20$ mV. En cada caso, haga los cálculos (i) usando el modelo a pequeña señal y (ii) usando el modelo exponencial.

Resp. (a) -0.40 ; -0.33 mA; (b) -0.20 , -0.18 mA; (c) -0.10 , -0.10 mA; (d) $+0.10$, $+0.11$ mA; (e) $+0.20$, $+0.22$ mA; (f) $+0.40$, $+0.49$ mA

D3.23 Diseñe el circuito de la figura E3.23 de modo que $V_O = 3$ V cuando $I_L = 0$, y V_O cambia en 40 mV por 1 mA de corriente de carga. Encuentre el valor de R y el área de unión de cada diodo (suponga que los cuatro diodos son idénticos) en relación con un diodo con caída de 0.7 V a 1 mA de corriente. Suponga $n = 1$.

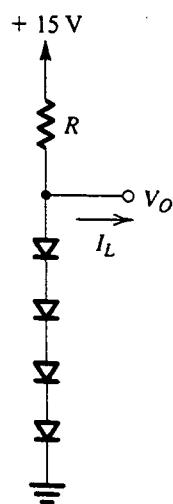


Fig. E3.23

Resp. $R = 4.8 \text{ k}\Omega$; 0.34

3.6 OPERACIÓN EN LA REGIÓN DE RUPTURA INVERSA. DIODOS ZENER

La muy pronunciada curva $i-v$ que el diodo exhibe en la región de ruptura (figura 3.8), y la caída de voltaje casi constante que esto indica, sugiere que los diodos que operan en la región de ruptura se pueden usar en el diseño de reguladores de voltaje. Ésta resulta ser en realidad una muy importante aplicación de diodos. Se fabrican diodos especiales para operar específicamente en la región de ruptura; estos diodos reciben el nombre de **diodos de ruptura** o, más comúnmente, **diodos Zener**, en honor a uno de los primeros investigadores en este campo, aun cuando el mecanismo de ruptura es con frecuencia de avalancha.

En la figura 3.30 se ilustra el símbolo de circuito de un diodo Zener. En aplicaciones normales de diodos Zener, circula corriente en el cátodo y éste es positivo con respecto al ánodo; entonces, I_Z y V_Z de la figura 3.30 tienen valores positivos.

Especificaciones y modelos de un diodo Zener

En la figura 3.31 se aprecian detalles de las curvas características $i-v$ en la región de ruptura. Observamos que para corrientes mayores que la corriente I_{ZK} de rodilla (especificada en la hoja de datos del diodo Zener), la curva característica $i-v$ es casi una línea recta. El fabricante suele

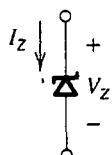


Fig. 3.30 Símbolo de circuito para un diodo Zener.

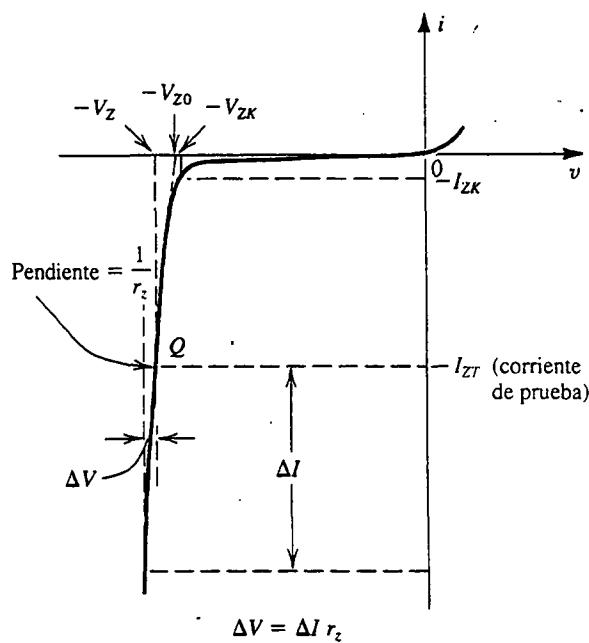


Fig. 3.31 Curva característica $i-v$ de un diodo con la región de ruptura mostrada en algún detalle.

3.6 OPERACIÓN EN LA REGIÓN DE RUPTURA INVERSA. DIODOS ZENER 173

especificar el voltaje V_z en paralelo con el diodo Zener a una corriente especificada de prueba, I_{ZT} . Hemos indicado estos parámetros en la figura 3.31 como las coordenadas del punto marcado Q . De este modo, un diodo Zener de 6.8 V exhibirá una caída de 6.8 V a una corriente especificada de prueba de 10 mA, por ejemplo. A medida que la corriente que pasa por el Zener se desvía de I_{ZT} cambiará el voltaje en sus terminales, aunque ligeramente. En la figura 3.31 se muestra que, correspondiendo al cambio de corriente ΔI , el voltaje del Zener cambia en ΔV , que está relacionado con ΔI por

$$\Delta V = r_z \Delta I$$

donde r_z es el inverso de la pendiente de la curva casi lineal $i-v$ en el punto Q . La resistencia r_z es la **resistencia incremental** del diodo Zener en el punto de operación Q ; también se conoce como **resistencia dinámica** del Zener y su valor se especifica en las hojas de datos del dispositivo. Tipicamente, el valor de r_z es entre unos pocos ohms a varias decenas de ohms. Es evidente que, cuanto menor sea el valor de r_z , más constante permanece el voltaje Zener a medida que varía su corriente y así es más ideal su operación. A este respecto, observamos de la figura 3.31 que mientras r_z permanece baja y casi constante en una amplia variación de corriente, su valor decrece considerablemente en la vecindad de la rodilla. Por lo tanto, como lineamiento general de diseño se debe evitar operar el Zener en esta región de baja corriente.

Los diodos Zener se fabrican con voltajes V_z de entre unos pocos volts y varios cientos de volts. Además de especificar V_z (a una corriente particular I_{ZT}), r_z e I_{ZK} , el fabricante también especifica la potencia máxima que el dispositivo puede disipar sin destruirse. De esta forma, un diodo Zener de 0.5 W y 6.8 V puede operar con seguridad a corrientes de hasta un máximo de unos 70 mA.

La curva casi lineal característica $i-v$ del diodo Zener sugiere que el dispositivo se pueda modelar como se indica en la figura 3.32. Aquí, V_{z0} denota el punto en que la recta de la pendiente $1/r_z$ corta el eje del voltaje (consulte la figura 3.31). Aun cuando V_{z0} se ve que es ligeramente diferente del voltaje V_{zK} de rodilla, en la práctica estos valores son casi iguales. El modelo de circuito equivalente de la figura 3.32 se puede describir analíticamente por medio de

$$V_z = V_{z0} + r_z I_z \quad (3.56)$$

y aplica para $I_z > I_{zK}$ y, obviamente, $V_z > V_{z0}$. El uso del modelo Zener en un análisis se ilustra por medio del siguiente ejemplo.

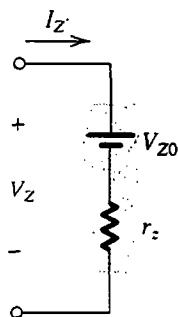


Fig. 3.32 Modelo para el diodo Zener.

EJEMPLO 3.8

El diodo Zener de 6.8 V del circuito de la figura 3.33(a) está especificado por tener $V_z = 6.8$ V a $I_z = 5$ mA, $r_z = 20 \Omega$ e $I_{ZK} = 0.2$ mA. El voltaje de alimentación V^+ es nominalmente de 10 V, pero puede variar en ± 1 V.

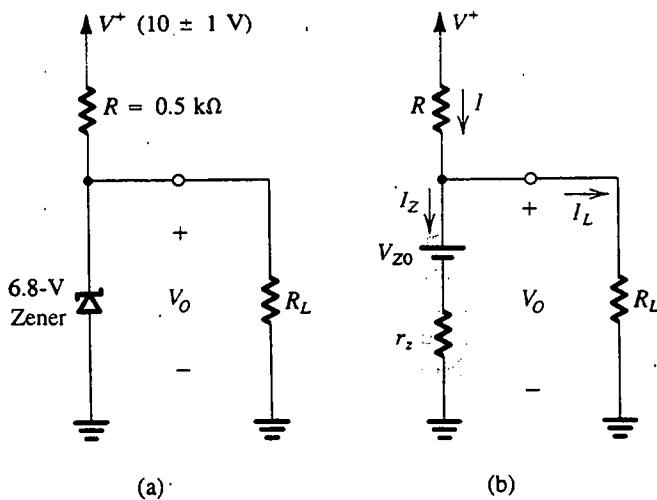


Fig. 3.33 (a) Circuito para el ejemplo 3.8. (b) Circuito con el diodo Zener sustituido con su modelo de circuito equivalente.

- Encuentre V_O cuando no hay carga y con V^+ a su valor nominal.
- Halle el cambio en V_O que resulta del cambio de ± 1 V en V^+ .
- Encuentre el cambio en V_O que resulta de conectar una resistencia de carga $R_L = 2$ kΩ.
- Investigue el valor de V_O cuando $R_L = 0.5$ kΩ.
- ¿Cuál es el valor mínimo de R_L para el cual el diodo todavía opera en la región de ruptura?

SOLUCIÓN

Primero debemos determinar el valor del parámetro V_{z0} del modelo del diodo Zener. Al sustituir $V_z = 6.8$ V, $I_z = 5$ mA y $r_z = 20 \Omega$ en la ecuación (3.56) resulta $V_{z0} = 6.7$ V. En la figura 3.33(b) se ilustra el circuito con el diodo Zener reemplazado por su modelo.

- Cuando no hay carga conectada, la corriente que pasa por el Zener está dada por

$$\begin{aligned} I_z &= I = \frac{V^+ - V_{z0}}{R + r_z} \\ &= \frac{10 - 6.7}{0.5 + 0.02} = 6.35 \text{ mA} \end{aligned}$$

3.6 OPERACIÓN EN LA REGIÓN DE RUPTURA INVERSA. DIODOS ZENER 175

Entonces,

$$\begin{aligned} V_O &= V_{Z0} + I_Z r_z \\ &= 6.7 + 6.35 \times 0.02 = 6.83 \text{ V} \end{aligned}$$

- (b) Para un cambio de ± 1 V en V^+ , el cambio en el voltaje de salida se puede encontrar a partir de

$$\begin{aligned} \Delta V_O &= \Delta V^+ \frac{r_z}{R + r_z} \\ &= \pm 1 \times \frac{20}{500 + 20} = \pm 38.5 \text{ mV} \end{aligned}$$

- (c) Cuando se conecta una resistencia de carga de $2 \text{ k}\Omega$, la corriente de carga será aproximadamente $6.8 \text{ V}/2 \text{ k}\Omega = 3.4 \text{ mA}$. Entonces, el cambio en la corriente Zener será $\Delta I_Z = -3.4 \text{ mA}$, y el cambio correspondiente en el voltaje Zener (voltaje de salida) será de

$$\begin{aligned} \Delta V_O &= r_z \Delta I_Z \\ &= 20 \times -3.4 = -68 \text{ mV} \end{aligned}$$

Se puede obtener una estimación más precisa de ΔV_O al analizar el circuito de la figura 3.33(b). El resultado de este análisis es $\Delta V_O = -70 \text{ mV}$.

- (d) Una R_L de $0.5 \text{ k}\Omega$ tomaría una corriente de carga de $6.8/0.5 = 13.6 \text{ mA}$. Esto no es posible porque la corriente I alimentada a través de R es de sólo 6.4 mA (para $V^+ = 10 \text{ V}$). Por lo tanto, el Zener debe cortarse. Si éste es en realidad el caso, entonces V_O está determinado por el divisor de voltaje formado por R_L y R ,

$$\begin{aligned} V_O &= V^+ \frac{R_L}{R + R_L} \\ &= 10 \frac{0.5}{0.5 + 0.5} = 5 \text{ V} \end{aligned}$$

Como este voltaje es menor que el voltaje de ruptura del Zener, de hecho el diodo ya no opera en la región de ruptura.

- (e) Para que el Zener se halle en el borde de la región de ruptura, $I_Z = I_{ZK} = 0.2 \text{ mA}$ y $V_Z \approx V_{ZK} \approx 6.7 \text{ V}$. En este punto (en el peor de los casos) la mínima corriente alimentada a través de R es $(9 - 6.7)/0.5 = 4.6 \text{ mA}$, y entonces la corriente de carga es $4.6 - 0.2 = 4.4 \text{ mA}$. El valor correspondiente de R_L es

$$R_L = \frac{6.7}{4.4} \approx 1.5 \text{ k}\Omega$$

176 DIODOS

Diseño del regulador Zener en derivación

La función del regulador de voltaje se describió en la sección anterior. En la figura 3.34 se ilustra un circuito regulador de voltaje que utiliza un diodo Zener; este circuito se conoce como *regulador en derivación* porque el diodo Zener está conectado en paralelo (en derivación o *shunt*) con la carga. El regulador está alimentado con un voltaje que, como se indica en la figura, no es muy constante; incluye una componente grande de rizo. Este voltaje *bruto* de alimentación se puede obtener como la salida de un circuito rectificador, como se verá en secciones subsiguientes. La carga puede ser un simple resistor o un complejo circuito electrónico.

La función del regulador es proporcionar un voltaje de salida V_o que es tan constante como es posible a pesar del rizo en V_s y las variaciones de la corriente de carga I_L . Se pueden utilizar dos parámetros para medir qué tan bien está realizando su función: la **regulación de línea** y la **regulación de carga**. La regulación de línea está definida como el cambio en V_o correspondiente a un cambio de 1 V en V_s ,

$$\text{Regulación de línea} \equiv \frac{\Delta V_o}{\Delta V_s} \quad (3.57)$$

y suele expresarse en mV/V. La regulación de carga se define como el cambio en V_o correspondiente a un cambio de 1 mA en I_L ,

$$\text{Regulación de carga} \equiv \frac{\Delta V_o}{\Delta I_L} \quad (3.58)$$

Se pueden obtener expresiones para estas medidas de operación para el regulador en derivación de la figura 3.34, al sustituir el Zener con su modelo de circuito equivalente, obteniendo así el circuito de la figura 3.35. Un fácil análisis de este circuito produce

$$V_o = V_{zo} \frac{R}{R + r_z} + V_s \frac{r_z}{R + r_z} - I_L(r_z//R) \quad (3.59)$$

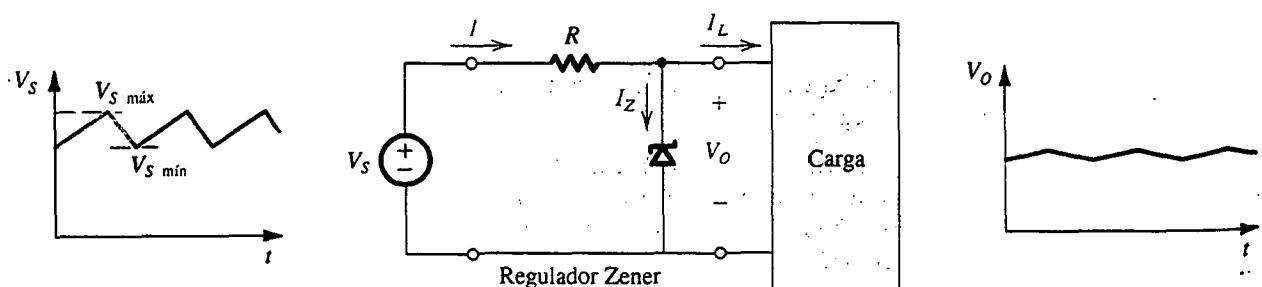


Fig. 3.34 Un regulador Zener en derivación. Observe que mientras el voltaje bruto V_s tiene una componente grande de rizo, el voltaje regulado V_o tiene un rizo muy pequeño.

3.6 OPERACIÓN EN LA REGIÓN DE RUPTURA INVERSA. DIODOS ZENER 177

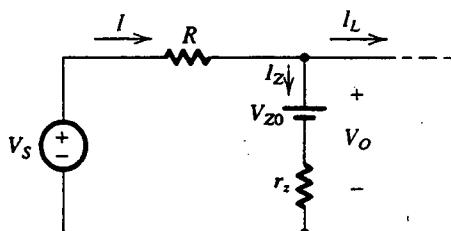


Fig. 3.35 Circuito regulador en derivación con el diodo Zener sustituido con su modelo de circuito.

En esta ecuación, sólo es deseable el primer término del lado derecho. Los términos segundo y tercero representan la dependencia en el voltaje de alimentación y la corriente de carga, respectivamente, y por lo tanto deben reducirse al mínimo. De hecho, de la ecuación (3.59) y las definiciones de las ecuaciones (3.57) y (3.58) obtenemos

$$\text{Regulación de línea} = \frac{r_z}{R + r_z} \quad (3.60)$$

y

$$\text{Regulación de carga} = -(r_z//R) \quad (3.61)$$

Nótese que estos dos resultados podrían haberse obtenido por inspección del circuito.

Generalmente $r_z \ll R$, y la regulación de carga está determinada casi por entero por el valor de r_z ; si se selecciona un Zener con una menor resistencia incremental se reduce la regulación de carga. También reduce la regulación de línea, como se puede ver de la ecuación (3.60). La última ecuación también indica que sería deseable un valor grande de R , pero hay un límite superior en el valor de R para asegurar que la corriente que pasa por el diodo Zener nunca se haga demasiado baja; de otra manera, r_z aumenta y la operación se degrada. Observamos que la mínima corriente Zener se presenta cuando V_s está a su mínimo e I_L está a su máximo. Si se utiliza esta combinación de valores del circuito de la figura 3.35, podemos demostrar que R debe seleccionarse de

$$R = \frac{V_{s\min} - V_{Z0} - r_z I_{Z\min}}{I_{Z\min} + I_{L\max}} \quad (3.62)$$

EJEMPLO 3.9

Es necesario diseñar un regulador Zener en derivación para obtener un voltaje de salida de aproximadamente 7.5 V. La alimentación bruta varía entre 15 y 25 V y la corriente de carga varía entre 0 y 15 mA. El diodo Zener disponible tiene $V_z = 7.5$ V a una corriente de 20 mA, y su $r_z = 10 \Omega$. Encuentre el valor requerido de R y determine la regulación de línea y de carga. También determine el porcentaje de cambio en V_o correspondiente al cambio completo en V_s y el cambio completo en I_L .

SOLUCIÓN

Primero determinamos el valor del parámetro V_{z0} del modelo del diodo Zener al sustituir $V_z = 7.5$ V, $I_z = 20$ mA y $r_z = 10 \Omega$ en la ecuación (3.56). El resultado es $V_{z0} = 7.3$ V. A continuación utilizamos la ecuación (3.62) para determinar el valor de R sustituyendo $V_{S\min} = 15$ V e $I_{L\max} = 15$ mA y asignando (un tanto arbitrariamente) $I_{z\min} = (1/3)I_{L\max} = 5$ mA. Entonces,

$$R = \frac{15 - 7.3 - 0.01 \times 5}{5 + 15} = 383 \Omega$$

La regulación de línea se puede determinar usando la ecuación (3.60)

$$\text{Regulación de línea} = \frac{r_z}{r_z + R} = \frac{10}{10 + 383} = 25.4 \text{ mV/V}$$

y la regulación de carga se puede hallar usando la ecuación (3.61)

$$\text{Regulación de carga} = -(r_z//R) = -(10//383) = -9.7 \text{ mV/mA}$$

El cambio completo en V_S (15 a 25 V) resulta en

$$\Delta V_o = 25.4 \times 10 = 0.254 \text{ V} \quad \text{o} \quad 3.4\%$$

y el cambio completo en I_L (0 a 15 mA) resulta en

$$\Delta V_o = -9.7 \times 15 \simeq -0.15 \text{ V} \quad \text{o} \quad -2\%$$

Efectos de temperatura

La dependencia del voltaje Zener V_z en la temperatura se especifica en términos de su coeficiente de temperatura TC, o temco como se le conoce comúnmente, que suele expresarse en mV/°C. El valor de TC depende del voltaje Zener, y para un diodo determinado el TC varía con la corriente de operación. Los diodos Zener cuyos V_z sean menores de unos 5 V exhiben un TC negativo. Por otra parte, los Zener con voltajes más altos exhiben TC positivo. El TC de un diodo Zener con un V_z de unos 5 V se puede hacer cero si se opera el diodo a una corriente especificada. Otra técnica que se utiliza con frecuencia para obtener un voltaje de referencia con bajo coeficiente de temperatura es conectar un diodo Zener con un coeficiente positivo de temperatura de unos 2 mV/°C en serie con un diodo en conducción en sentido directo. Como el diodo que conduce en sentido directo tiene una caída de voltaje de $\simeq 0.7$ V y un TC de alrededor de -2 mV/°C, la combinación serie dará un voltaje de ($V_z + 0.7$) con un TC de aproximadamente 0.

Ejercicios

3.24 Un diodo Zener cuyo voltaje nominal es 10 V a 10 mA tiene una resistencia incremental de 50Ω . ¿Qué voltaje se espera si la corriente del diodo se reduce a la mitad? ¿Cuál es el valor de V_{z0} del modelo Zener?

Resp. 9.75 V; 10.5 V; 9.5 V

D3.25 Un diodo Zener exhibe un voltaje constante de 5.6 V para corrientes mayores de cinco veces la corriente de rodilla. I_{zK} se especifica de 1 mA. El diodo debe usarse en el diseño de un regulador en derivación alimentado desde

3.7 CIRCUITOS RECTIFICADORES 179

una fuente de 15 V. La corriente de carga varía de 0 a 15 mA. Encuentre un valor apropiado para el resistor R . ¿Cuál es la máxima disipación de potencia del diodo Zener?

Resp. 470Ω ; 112 mW

3.26 Un regulador en derivación utiliza un diodo Zener cuyo voltaje es 5.1 V a una corriente de 50 mA y cuya resistencia incremental es 7Ω . El diodo se alimenta desde una fuente de 15 V de voltaje nominal a través de un resistor de 200Ω . ¿Cuál es el voltaje de salida cuando no haya carga? Encuentre la regulación de línea y la regulación de carga.

Resp. 5.1 V; 33.8 mV/V; -6.8 mV/mA

3.7 CIRCUITOS RECTIFICADORES

Una de las aplicaciones más importantes de los diodos está en el diseño de circuitos rectificadores. Un diodo rectificador forma un elemento esencial de las fuentes de alimentación de cd necesarias para alimentar equipo electrónico. En la figura 3.36 se muestra un diagrama en bloques de una de estas fuentes de alimentación y, como se indica, la fuente de alimentación se conecta a la línea de 120 V (rms) y 60 Hz de la red de ca, que entrega un voltaje V_o de cd (por lo general entre 5 y 20 V) a un circuito electrónico representado por el bloque de *carga*. El voltaje V_o de cd debe ser tan constante como sea posible, a pesar de variaciones en el voltaje de línea de ca y de la corriente tomada por la carga.

El primer bloque de una fuente de alimentación de cd es el **transformador de potencia**, que consta de dos bobinas separadas y devanadas alrededor de un núcleo de hierro que magnéticamente acopla los dos devanados. El **devanado primario**, con N_1 vueltas, está conectado a la red de 120 V de ca, y el **devanado secundario**, con N_2 vueltas, se conecta al circuito de la fuente de alimentación de cd. Entonces, se forma un voltaje v_s de ca de $120(N_2/N_1)$ volts (rms) entre los dos terminales del devanado secundario. Al seleccionar una relación (también llamada *razón*) apropiada de vueltas (N_1/N_2) para el transformador, el diseñador puede reducir el voltaje de línea al valor necesario para obtener una salida particular de voltaje de cd de la fuente. Por ejemplo, un voltaje secundario de 8 V rms puede ser apropiado para una salida de 5 V de cd. Esto se puede obtener con una relación de vueltas de 15:1.

Además de proporcionar la amplitud senoidal apropiada para la fuente de alimentación de cd, el transformador de potencia proporciona aislamiento eléctrico entre el equipo electrónico y el circuito de la línea de la red. Este aislamiento reduce al mínimo el riesgo de una descarga eléctrica al usuario del equipo.

El rectificador de diodo convierte la senoide v_s de entrada a una salida unipolar, que puede tener la forma de onda pulsante que se indica en la figura 3.36. Aun cuando esta onda tiene un promedio diferente

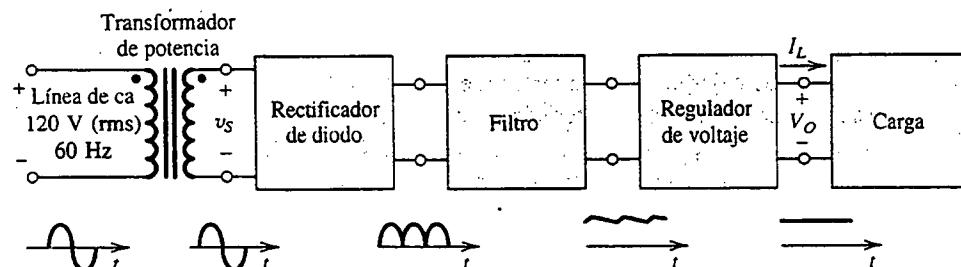


Fig. 3.36 Diagrama en bloques de una fuente de alimentación de cd.

de cero o una componente de cd, su naturaleza pulsante la hace inapropiada como fuente de cd para circuitos electrónicos, por lo que hay ahí necesidad de un filtro. Las variaciones en la magnitud de la salida del rectificador son reducidas considerablemente por el bloque de filtro de la figura 3.36. En lo que sigue estudiaremos diversos circuitos rectificadores y una estructuración sencilla del filtro de salida.

La salida del filtro rectificador, aunque mucho más constante que sin el filtro, todavía contiene una componente que depende del tiempo y que se conoce como **rizo**. Para reducir el rizo y estabilizar la magnitud del voltaje de salida de cd de la fuente contra variaciones causadas por cambios en la corriente de carga, se utiliza un regulador de voltaje que se puede aplicar usando la configuración de regulador Zener en derivación estudiada en la sección 3.6. También, de manera opcional, se puede utilizar un regulador de circuito integrado (IC) [véase, por ejemplo, Soclof (1985)].

El rectificador de media onda

El rectificador de media onda utiliza semicírculos alternados de la senoide de entrada. En la figura 3.37(a) se muestra el circuito de un rectificador de media onda; este circuito se analizó en la sección 3.1 (véase la figura 3.3) suponiendo un diodo ideal. Si se utiliza el modelo más realista de diodo con batería más resistencia, obtenemos el circuito equivalente que se ilustra en la figura 3.37(b), del cual podemos escribir

$$v_o = 0, \quad v_s < V_{D0} \quad (3.63a)$$

$$v_o = \frac{R}{R + r_D} v_s - V_{D0} \frac{R}{R + r_D}, \quad v_s \geq V_{D0} \quad (3.63b)$$

La curva característica de transferencia representada por estas ecuaciones se ve en la figura 3.37(c). En muchas aplicaciones, $r_D \ll R$ y la segunda ecuación se puede simplificar a

$$v_o \approx v_s - V_{D0} \quad (3.64)$$

donde $V_{D0} = 0.7$ o 0.8 V. En la figura 3.37(d) se muestra el voltaje de salida obtenido cuando la entrada v_s es una senoide.

Al seleccionar diodos para el diseño de un rectificador, deben especificarse dos parámetros importantes: la capacidad de manejo de corriente necesaria del diodo, determinada por la máxima corriente que se espera que conduzca el diodo, y el **voltaje inverso de pico (PIV)** que el diodo debe ser capaz de resistir sin quemarse, determinado por el máximo voltaje inverso que se espera que aparezca en los terminales del diodo. En el circuito rectificador de la figura 3.37(a) observamos que cuando v_s es negativo, el diodo estará en corte y v_o será cero. Se deduce que el PIV es igual al pico de v_s ,

$$\text{PIV} = V_s$$

Es prudente, sin embargo, seleccionar un diodo que tenga un voltaje de ruptura inverso por lo menos 50% mayor que el PIV esperado.

Antes de dejar el rectificador de media onda, el lector debe observar dos puntos. Primero, es posible utilizar la curva característica exponencial del diodo para determinar la curva característica exacta de transferencia del rectificador (véase el problema 3.82). Sin embargo, la cantidad de trabajo que interviene suele ser demasiado grande para ser justificada en la práctica. Por supuesto que este análisis se puede realizar fácilmente si se utiliza un programa de computadora para análisis de circuitos, como el SPICE (véase la sección 3.10 y el apéndice C).

En segundo término, si analizamos o no con precisión el circuito, debe ser obvio que este circuito no funciona debidamente cuando la señal de entrada es pequeña. Por ejemplo, este circuito

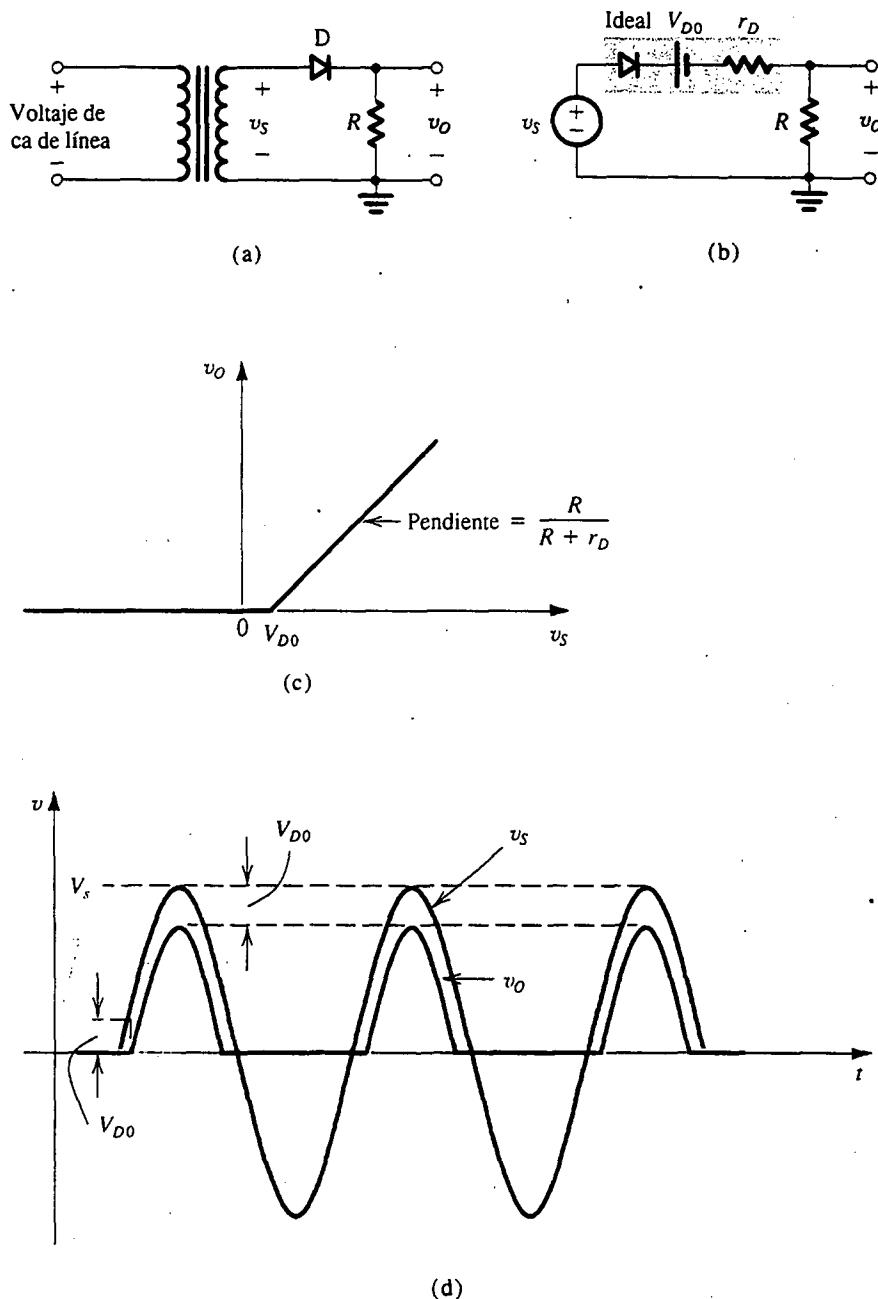


Fig. 3.37 (a) Rectificador de media onda. (b) Circuito equivalente del rectificador de media onda con el diodo sustituido con su modelo de batería más resistencia. (c) Curva característica del circuito rectificador. (d) Ondas de entrada y salida, suponiendo que $r_D \ll R$.

no se puede utilizar para rectificar una senoide de entrada de 100 mV de amplitud. Para esta aplicación recurrimos a uno de los circuitos de precisión que se presentan en el capítulo 12.

Ejercicio

3.27 Para el circuito rectificador de media onda de la figura 3.37(a), despreciando el efecto de r_D , demuestre lo siguiente: (a) para los semicírculos durante los que el diodo conduce, la conducción comienza en un ángulo $\Theta = \operatorname{sen}^{-1}(V_{D0}/V_s)$ y termina en $(\pi - \Theta)$, para un ángulo total de conducción de $(\pi - 2\Theta)$. (b) El valor promedio (componente de cd) de v_O es $V_O \approx (1/\pi)V_s - V_{D0}/2$. (c) La corriente pico del diodo es $(V_s - V_{D0})/R$.

Encuentre valores numéricos para estas cantidades para el caso de entrada senoidal de 12 V (rms), $V_{D0} \approx 0.7$ V, y $R = 100 \Omega$. También dé el valor para PIV.

Resp. (a) $\Theta = 2.4^\circ$, ángulo de conducción = 175° ; (b) 5.05 V; (c) 163 mA; 17 V

Rectificador de onda completa

El rectificador de onda completa utiliza ambas mitades de la senoide de entrada; para obtener una salida unipolar, invierte los semicírculos negativos de la onda senoidal. En la figura 3.38(a) se muestra una posible estructuración, en la que el devanado secundario del transformador es **con derivación central** para obtener dos voltajes v_S iguales, en paralelo con las dos mitades del devanado secundario con las polaridades indicadas. Nótese que cuando el voltaje de línea de entrada (que alimenta al primario) es positivo, ambas señales marcadas como v_S serán positivas. En este caso D_1 conduce y D_2 estará polarizado inversamente. La corriente que pasa por D_1 circulará por R y regresará a la derivación central del secundario. El circuito se comporta entonces como rectificador de media onda, y la salida durante los semicírculos positivos será idéntica a la producida por el rectificador de media onda.

Ahora, durante el semicírculo negativo del voltaje de ca de la línea, los dos voltajes marcados como v_S serán negativos. Entonces D_1 estará en corte y D_2 conduce. La corriente conducida por D_2 circulará por R y regresa a la derivación central. Se deduce que durante los semicírculos negativos también el circuito se comporta como rectificador de media onda, excepto que ahora el diodo D_2 es el que conduce. El punto importante, sin embargo, es que la corriente que circula por R siempre circulará en la misma dirección y por lo tanto v_O será unipolar, como se indica en la figura 3.38(c). La onda de salida que se muestra se obtiene suponiendo que un diodo conductor tiene una caída constante de voltaje V_{D0} . En otras palabras, para mayor claridad, hemos despreciado el efecto de la resistencia r_D del diodo. Por lo tanto, la curva característica de transferencia del rectificador de onda completa toma la forma que se muestra en la figura 3.38(b).

El rectificador de onda completa obviamente produce una onda más “energética” que la del rectificador de media onda. En casi todas las aplicaciones de rectificación, se opta por el tipo de onda completa.

Para hallar el PIV de los diodos en el circuito rectificador de onda completa, considere la situación durante los semicírculos positivos. El diodo D_1 conduce y el D_2 está en corte. El voltaje en el cátodo de D_2 es v_O y el de su ánodo es $-v_S$. Entonces, el voltaje inverso en los terminales de D_2 será $(v_O + v_S)$, que llega a su máximo cuando v_O se encuentre en su valor pico de $(V_s - V_{D0})$ y v_S en su valor pico de V_s ; por lo tanto,

$$\text{PIV} = 2V_s - V_{D0}$$

que es aproximadamente el doble del caso del rectificador de media onda.

3.7 CIRCUITOS RECTIFICADORES 183

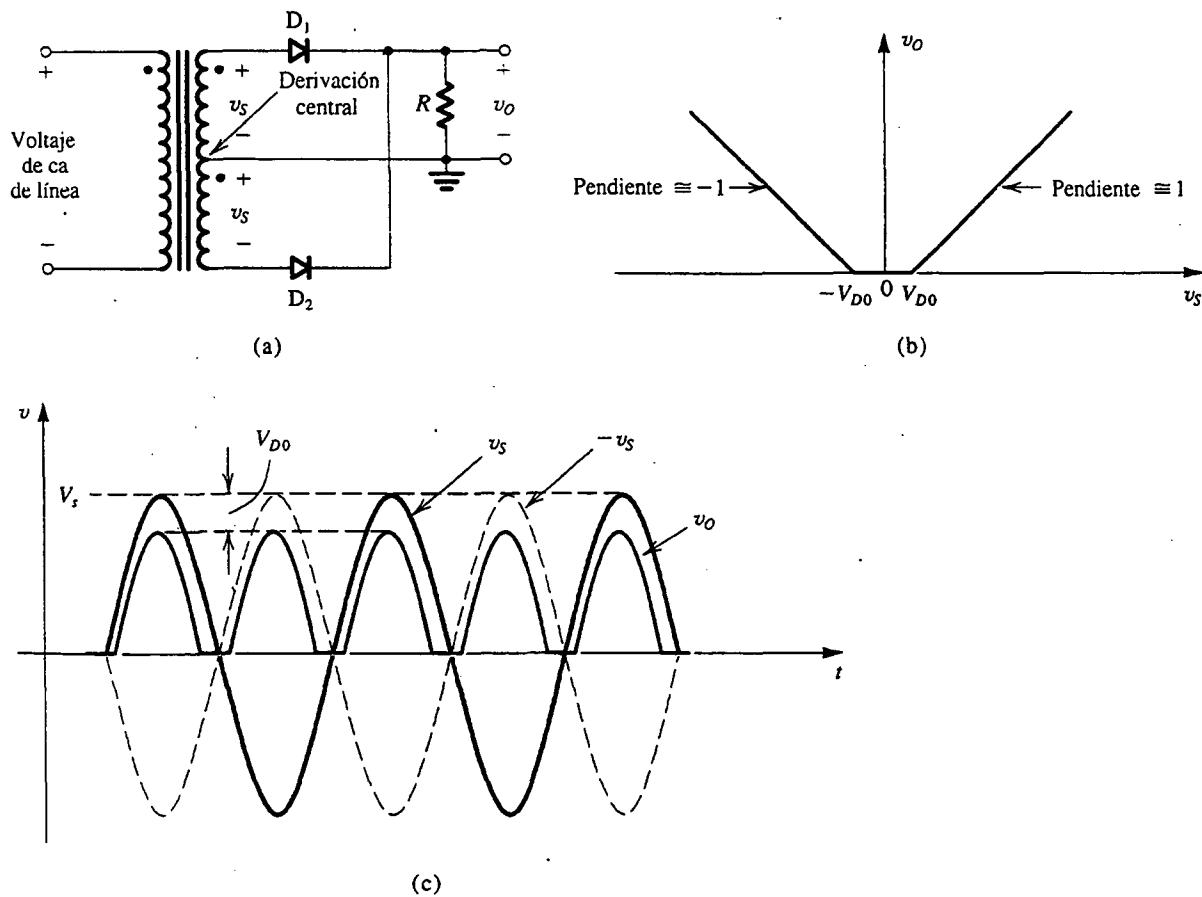


Fig. 3.38 Rectificador de onda completa que utiliza un transformador con devanado secundario con derivación central. (a) Circuito. (b) Curva característica suponiendo un modelo de caída constante de voltaje para los diodos. (c) Ondas de entrada y salida.

Ejercicio

- 3.28** Para el rectificador de onda completa de la figura 3.38(a), despreciando el efecto de r_D , demuestre lo siguiente:
 (a) La salida es cero para un ángulo de $2 \operatorname{sen}^{-1}(V_{D0}/V_s)$ centrado alrededor de los puntos de cruce cero de la entrada de onda senoidal.
 (b) El valor promedio (componente de cd) de v_o es $V_o \simeq (2/\pi)V_s - V_{D0}$.
 (c) La corriente pico que circula por cada diodo es $(V_s - V_{D0})/R$. Encuentre la fracción (en porcentaje) de cada ciclo durante la que $v_o > 0$, el valor de V_o , la corriente pico del diodo y el valor de PIV, para el caso en que v_s sea una senoide de 12 V (rms), $V_{D0} \simeq 0.7$ V y $R = 100 \Omega$.

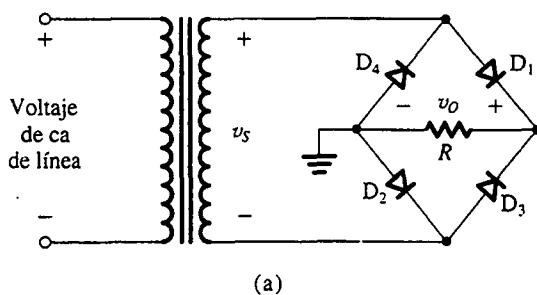
Resp. 97.4%; 10.1 V; 163 mA; 33.2 V.

El rectificador en puente

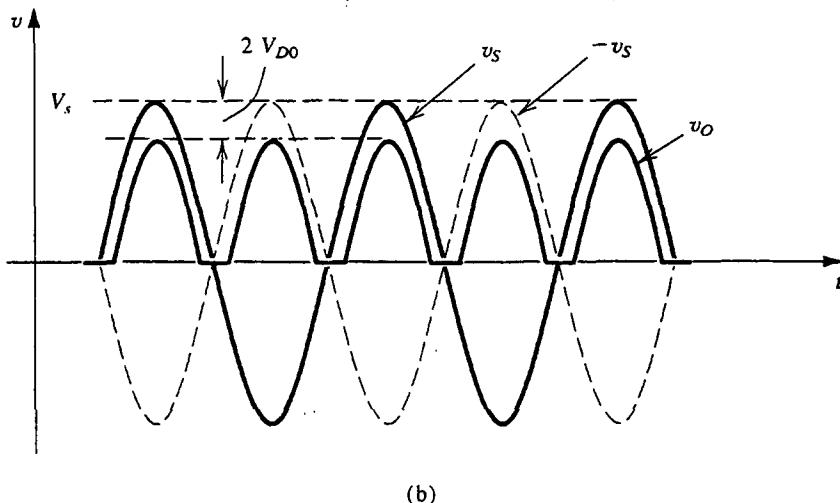
En la figura 3.39(a) se muestra una estructuración alternativa del rectificador de onda completa. El circuito, conocido como *rectificador en puente* por la similitud de su configuración con la del puente de Wheatstone, no requiere de transformador con derivación central, ventaja indudable sobre el circuito rectificador de onda completa de la figura 3.38. En el rectificador en puente, sin embargo, se hacen necesarios cuatro diodos en comparación con los dos del circuito anterior; esto no es una desventaja considerable ya que los diodos son de poco costo y se puede adquirir un puente de diodos en paquete.

El circuito rectificador en puente opera como sigue: durante los semiciclos positivos del voltaje de entrada v_s es positivo y, por consiguiente, la corriente es conducida a través del diodo D_1 , el resistor R y el diodo D_2 . Entre tanto, los diodos D_3 y D_4 estarán polarizados inversamente. Observe que hay dos diodos en serie en la trayectoria de conducción y por lo tanto v_o será menor que v_s por dos caídas de diodo (en comparación con una caída en el circuito analizado previamente). Ésta es una pequeña desventaja del rectificador en puente.

A continuación consideraremos la situación durante los semiciclos negativos del voltaje de entrada. El voltaje secundario v_s será negativo y entonces $-v_s$ será positivo, forzando la corriente a circular por D_3 , R y D_4 ; entre tanto, los diodos D_1 y D_2 estarán polarizados inversamente. El punto importante



(a)



(b)

Fig. 3.39 El rectificador en puente; (a) circuito y (b) ondas de entrada y salida.

3.7 CIRCUITOS RECTIFICADORES 185

por observar, empero, es que durante ambos semiciclos, la corriente circula por R en la misma dirección (de derecha a izquierda) y por lo tanto v_O siempre será positivo, como se indica en la figura 3.39(b).

Para determinar el voltaje inverso de pico (PIV) de cada diodo, considere el circuito durante los semiciclos positivos. El voltaje inverso en los terminales de D_3 se puede determinar de la malla formada por D_3 , R y D_2 como

$$v_{D3} \text{ (inverso)} = v_O + v_{D2} \text{ (directo)}$$

Entonces, el valor máximo de v_{D3} se presenta en el pico de v_O y está dado por

$$\text{PIV} = V_s - 2 V_{D0} + V_{D0} = V_s - V_{D0}$$

Observe que aquí el PIV tiene aproximadamente la mitad del valor para el rectificador de onda completa con transformador con derivación central. Ésta es otra ventaja del rectificador en puente.

Otra ventaja del circuito rectificador en puente sobre el que utiliza transformador con derivación central es que sólo se hace necesaria aproximadamente la mitad del número de vueltas para el devanado secundario del transformador. Se puede tener otra forma de ver este punto si se observa que cada mitad del devanado secundario del transformador con derivación central se utiliza sólo la mitad del tiempo. Estas ventajas han hecho que la configuración del rectificador en puente sea la más favorecida por los usuarios.

Ejercicio

- 3.29** Para el circuito rectificador en puente de la figura 3.39(a), utilice el modelo de diodo de caída constante para demostrar lo siguiente: (a) El promedio (o componente de cd) del voltaje de salida es $V_O \simeq (2/\pi)V_s - 2 V_{D0}$. (b) La corriente pico del diodo es $(V_s - 2 V_{D0})/R$. Encuentre valores numéricos para las cantidades en (a) y (b) y el PIV para el caso en que v_s sea una senoide de 12 V (rms), $V_{D0} \simeq 0.7$ V, y $R = 100 \Omega$.

Resp. 9.4 V; 156 mA; 16.3 V

El rectificador con un condensador de filtro; el rectificador de pico

La naturaleza pulsante del voltaje de salida producido por los circuitos rectificadores estudiados antes lo hace inapropiado como fuente de cd para circuitos electrónicos. Una forma sencilla de reducir la variación del voltaje de salida es poner un condensador en paralelo con el resistor de carga. Se demostrará que este **condensador de filtro** sirve para reducir considerablemente las variaciones del voltaje de salida del rectificador.

Para ver la forma en que funciona el circuito rectificador con un condensador de filtro, considere primero el sencillo circuito que se muestra en la figura 3.40. Sea la entrada v_i una senoide con un valor pico V_p , y suponga que el diodo es ideal. A medida que v_i se hace positivo, el diodo conduce y el condensador se carga de modo que $v_O = v_i$. Esta situación continúa hasta que v_i llega a su valor pico V_p . Despues del pico, a medida que v_i decrece, el diodo se polariza inversamente y el voltaje de salida permanece constante al valor de V_p . En efecto, teóricamente hablando, el voltaje del condensador retenrá de manera indefinida su carga y por lo tanto su voltaje, ya que no hay forma de que se descargue. Así, el circuito proporciona una salida de voltaje de cd igual al pico de la onda senoidal de entrada. Éste es un resultado bastante estimulante en vista de nuestro deseo de obtener una salida de cd.

A continuación consideraremos la situación más práctica donde una resistencia de carga R se conecta en paralelo con el condensador C , como se describe en la figura 3.41(a). Sin embargo, seguiremos

186 DIODOS

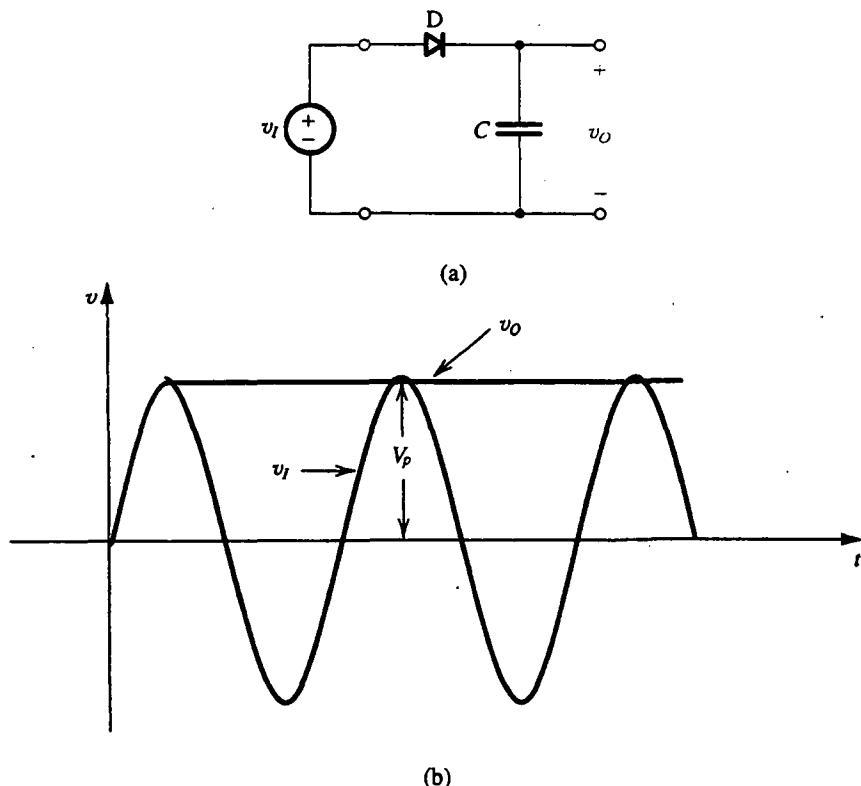


Fig. 3.40 (a) Sencillo circuito utilizado para ilustrar el efecto de un condensador de filtro. (b) Ondas de entrada y salida suponiendo un diodo ideal. Nótese que el circuito produce un voltaje de cd igual al pico de la onda senoidal de entrada. El circuito se conoce, por lo tanto, como *rectificador de pico* o *detector de pico*.

suponiendo que el diodo es ideal. Como antes, para una entrada senoidal, el condensador se carga al valor pico de la entrada V_p . Entonces el diodo está en corte y el condensador se descarga a través de la resistencia de carga R . La descarga del condensador continúa durante casi todo el ciclo, hasta el momento en que v_I excede el voltaje del condensador. Entonces el diodo conduce otra vez, carga el condensador al pico de v_I y el proceso se repite. Observe que para evitar que el voltaje de salida se reduzca demasiado durante la descarga del condensador, se selecciona un valor para C de modo tal que la constante de tiempo CR sea mucho mayor que el intervalo de descarga.

Ahora estamos listos para analizar el circuito en detalle. En la figura 3.41(b) se muestran las ondas de voltaje de entrada y salida en estado estable bajo la suposición de que $CR \gg T$, donde T es el periodo de la senoide de entrada. Las ondas de la corriente de carga

$$i_L = v_O/R \quad (3.65)$$

y de la corriente del diodo (cuando está conduciendo)

$$i_D = i_C + i_L \quad (3.66)$$

$$= C \frac{dv_I}{dt} + i_L \quad (3.67)$$

3.7 CIRCUITOS RECTIFICADORES 187

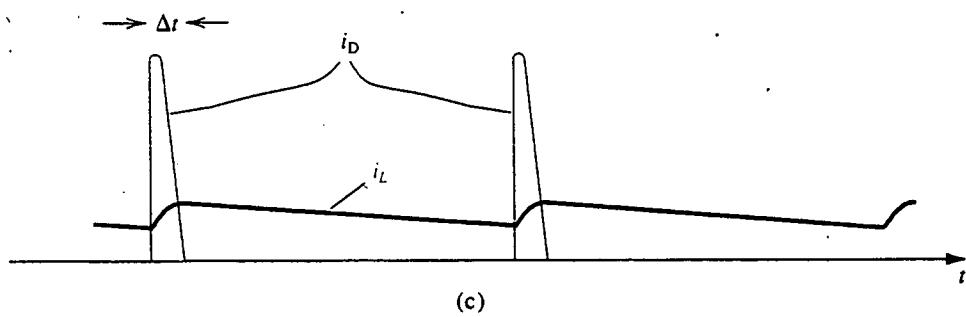
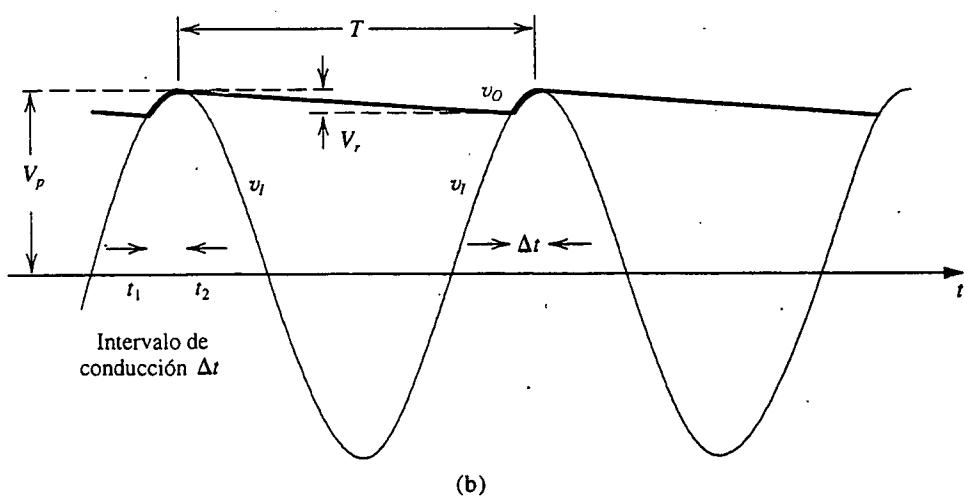
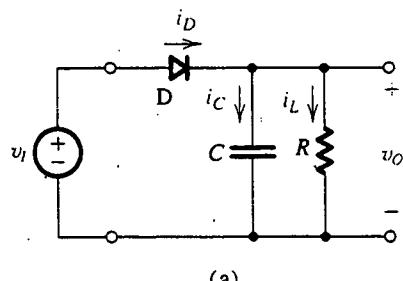


Fig. 3.41 Ondas de voltaje y corriente del circuito rectificador de pico con $CR \gg T$. El diodo se supone ideal.

188 DIODOS

se muestran en la figura 3.41(c). Las siguientes observaciones están en orden:

1. El diodo conduce durante un breve intervalo, Δt , cerca del pico de la senoide de entrada y alimenta al condensador con una carga igual a la perdida durante el mucho más largo intervalo de descarga. Este último es aproximadamente igual al periodo T .
2. Si se supone un diodo ideal, la conducción del diodo comienza en el tiempo t_1 , en el que el voltaje v_i de entrada es igual a la salida v_o que decae exponencialmente. La conducción se detiene en t_2 poco después del pico de v_i ; el valor exacto de t_2 se puede determinar si se hace $i_D = 0$ en la ecuación (3.67).
3. Durante el intervalo de corte del diodo, el condensador C se descarga a través de R y entonces v_o decae exponencialmente con una constante de tiempo CR . El intervalo de descarga comienza casi en el pico de v_i . Al terminar el intervalo de descarga, que dura casi todo el periodo T , $v_o = V_p - V_r$, donde V_r es el voltaje pico a pico de rizo. Cuando $CR \gg T$, el valor de V_r es pequeño.
4. Cuando V_r es pequeño, v_o es casi constante e igual al valor pico de v_i . Entonces el voltaje de cd de salida es aproximadamente igual a V_p . Del mismo modo, la corriente i_L es casi constante y su componente I_L de cd está dada por

$$I_L = \frac{V_p}{R} \quad (3.68)$$

Una expresión más precisa para hallar el voltaje de cd de salida se puede obtener al tomar el promedio de los valores extremos de v_o ,

$$V_o = V_p - \frac{1}{2} V_r \quad (3.69)$$

Con estas observaciones a mano, ahora obtenemos expresiones para V_r y para los valores promedio y pico de la corriente del diodo. Durante el intervalo de corte del diodo, v_o se puede expresar como

$$v_o = V_p e^{-t/CR}$$

Al terminar el intervalo de descarga tenemos

$$V_p - V_r \simeq V_p e^{-T/CR}$$

Ahora, como $CR \gg T$, podemos utilizar la aproximación $e^{-T/CR} \simeq 1 - T/CR$ para obtener

$$V_r \simeq V_p \frac{T}{CR} \quad (3.70)$$

Observamos que para que V_r se conserve pequeño debemos seleccionar una capacitancia C , de modo que $CR \gg T$. El voltaje de rizo V_r de la ecuación (3.70) se puede expresar en términos de la frecuencia $f = 1/T$ como

$$V_r = \frac{V_p}{fCR} \quad (3.71)$$

Nótese que una interpretación alternativa de la aproximación hecha antes es que el condensador se descarga por medio de una corriente constante $I_L = V_p/R$. Esta aproximación es válida mientras $V_r \ll V_p$.

3.7 CIRCUITOS RECTIFICADORES 189

Por medio de la figura 3.41(b) y suponiendo que la conducción del diodo cesa casi en el pico de v_r , podemos determinar el intervalo de conducción Δt con

$$V_p \cos(\omega \Delta t) = V_p - V_r$$

donde $\omega = 2\pi f = 2\pi/T$ es la frecuencia angular de v_r . Como $(\omega \Delta t)$ es un ángulo pequeño, podemos utilizar la aproximación $\cos(\omega \Delta t) \approx 1 - \frac{1}{2}(\omega \Delta t)^2$ para obtener

$$\omega \Delta t \approx \sqrt{2V_r/V_p} \quad (3.72)$$

Observamos que cuando $V_r \ll V_p$, el ángulo de conducción $\omega \Delta t$ será pequeño, como se supuso.

Para determinar el promedio de corriente del diodo durante la conducción, $i_{D,\text{prom}}$, igualamos la carga que el diodo alimenta al condensador,

$$Q_{\text{alimentada}} = i_{C,\text{prom}} \Delta t$$

con la carga que el condensador pierde durante el intervalo de descarga,

$$Q_{\text{perdida}} = CV_r$$

para obtener

$$i_{D,\text{prom}} = I_L(1 + \pi \sqrt{2V_p/V_r}) \quad (3.73)$$

Al derivar esta expresión hacemos uso de la ecuación (3.66) para suponer que $i_{L,\text{prom}}$ está dada por la ecuación (3.68). También utilizamos las ecuaciones (3.71) y (3.72). Observe que cuando $V_r \ll V_p$, el promedio de la corriente del diodo durante la conducción es mucho mayor que la corriente de carga de cd. Esto no es sorprendente ya que el diodo conduce durante un intervalo muy corto y debe reponer la carga perdida por el condensador durante el mucho más largo intervalo en que es descargado por I_L .

El valor pico de la corriente del diodo, $i_{D,\text{max}}$, se puede determinar al evaluar la expresión de la ecuación (3.67) al comienzo de la conducción del diodo, es decir, en $t = t_1 = -\Delta t$ (donde $t = 0$ es en el pico). Si suponemos que i_L es casi constante en el valor dado por la ecuación (3.68), obtenemos

$$i_{D,\text{max}} = I_L(1 + 2\pi \sqrt{2V_p/V_r}) \quad (3.74)$$

De las ecuaciones (3.73) y (3.74) vemos que para $V_r \ll V_p$, $i_{D,\text{max}} \approx 2i_{D,\text{prom}}$, que se correlaciona con el hecho que la onda de i_D es casi un triángulo rectángulo (véase la figura 3.41c).

EJEMPLO 3.10

Considere un rectificador de pico alimentado por una senoide de 60 Hz que tiene un valor pico $V_p = 100$ V. Sea la resistencia de carga $R = 10 \text{ k}\Omega$. Encuentre el valor de la capacitancia C que resultará en un rizo pico a pico de 2 V. También calcule la fracción del ciclo durante el que el diodo está conduciendo, y los valores promedio y pico de la corriente del diodo.

SOLUCIÓN

De la ecuación (3.71) obtenemos el valor de C como

$$C = \frac{V_p}{V_r f R} = \frac{100}{2 \times 60 \times 10 \times 10^3} = 83.3 \mu\text{F}$$

190 DIODOS

El ángulo de conducción $\omega \Delta t$ se encuentra de la ecuación (3.72) como

$$\omega \Delta t = \sqrt{2 \times 2/100} = 0.2 \text{ rad}$$

Entonces, el diodo conduce durante $(0.2/2\pi) \times 100 = 3.18\%$ del ciclo. El promedio de la corriente del diodo se obtiene de la ecuación (3.73), donde $I_L = 100/10 = 10 \text{ mA}$, como

$$i_{D\text{prom}} = 10(1 + \pi\sqrt{2 \times 100/2}) = 324 \text{ mA}$$

La corriente pico del diodo se encuentra usando la ecuación (3.74),

$$i_{D\text{máx}} = 10(1 + 2\pi\sqrt{2 \times 100/2}) = 638 \text{ mA}$$

El circuito de la figura 3.41(a) se conoce como **rectificador de pico de media onda**. Los circuitos rectificadores de onda completa de las figuras 3.38(a) y 3.39(a) se pueden convertir en rectificadores de pico si se incluye un condensador en paralelo con el resistor de carga. Al igual que en el caso de media onda, el voltaje de cd de salida será casi igual al valor pico de la onda senoidal de entrada (véase la figura 3.42). La frecuencia de rizo, sin embargo, será el doble de la de entrada. El voltaje pico a pico de rizo, para este caso, se puede derivar usando un procedimiento idéntico al anterior pero con el periodo T de descarga sustituido por $T/2$, lo que resulta en

$$V_r = \frac{V_p}{2fCR} \quad (3.75)$$

Mientras que el intervalo de conducción del diodo, Δt , todavía estará dado por la ecuación (3.72), las corrientes promedio y pico en cada uno de los diodos estará dada por

$$i_{D\text{prom}} = I_L(1 + \pi\sqrt{V_p/2V_r}) \quad (3.76)$$

$$i_{D\text{máx}} = I_L(1 + 2\pi\sqrt{V_p/2V_r}) \quad (3.77)$$

Si se comparan estas expresiones con las correspondientes para el caso de media onda, observamos que para los mismos valores de V_p, f, R y V_r (y por lo tanto la misma I_L) necesitamos un condensador de la mitad del valor del necesario en el rectificador de media onda. También la corriente en cada diodo del rectificador de onda completa es aproximadamente la mitad de la que circula en el diodo del circuito de media onda.

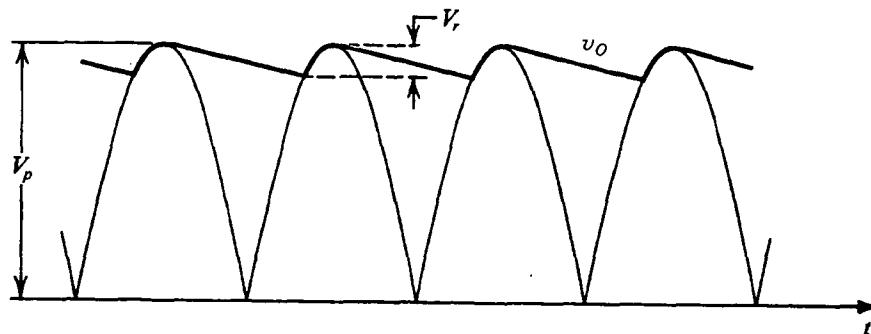


Fig. 3.42 Ondas en el rectificador de pico de onda completa.

3.8 CIRCUITOS LIMITADORES Y DE FIJACIÓN DE AMPLITUD 191

El análisis anterior supuso diodos ideales. La precisión de los resultados mejora si se toma en cuenta la caída de voltaje del diodo, lo que se puede hacer fácilmente sustituyendo con $(V_p - V_{D0})$ el voltaje pico V_p al que se carga el condensador, para el circuito de media onda y el de onda completa que utilice transformador con derivación central, y con $(V_p - 2V_{D0})$ para el caso del rectificador en puente.

Concluimos esta sección al observar que los circuitos de rectificador en puente encuentran aplicación en sistemas de procesamiento de señales, donde sea necesario detectar el pico de una señal de entrada. En tales casos, el circuito se conoce como **detector de pico (o cresta)**. Una aplicación particularmente preferida del detector de pico es en el diseño de un demodulador para señales de amplitud modulada (AM). Aquí ya no estudiaremos más esta aplicación.

Ejercicio

D3.30 Considere un circuito de rectificador en puente con un condensador C de filtro conectado en paralelo con el resistor de carga R , para el caso en que el secundario del transformador entrega una senoide de 12 V (rms), 60 Hz de frecuencia, y suponiendo $V_{D0} = 0.8$ V y una resistencia de carga $R = 100 \Omega$. Encuentre el valor de C que resulta en un voltaje de rizo no mayor de 1 V pico a pico. ¿Cuál es el voltaje de cd a la salida? Encuentre la corriente de carga. Encuentre el ángulo de conducción de los diodos. ¿Cuál es el promedio de corriente del diodo? ¿Cuál es el voltaje inverso de pico en los terminales de cada diodo? Especifique el diodo en términos de su corriente de pico y su PIV.

Resp. $1281 \mu\text{F}$; 15.4 V o (un mejor estimado) 14.9 V; 0.15 A; 0.36 rad (20.7°); 1.45 A; 2.74 A; 16.2 V. Entonces se selecciona un diodo con 3.5 a 4 A de corriente de pico y un PIV nominal de 20 V.

3.8 CIRCUITOS LIMITADORES Y DE FIJACIÓN DE AMPLITUD

En esta sección presentamos otras aplicaciones de diodos en circuitos no lineales.

Circuitos limitadores

En la figura 3.43 se ilustra la curva característica general de transferencia de un circuito limitador. Como se indica, para entradas en un cierto nivel, $L_-/K \leq v_i \leq L_+/K$, el limitador actúa como un circuito lineal, proporcionando una salida proporcional a la entrada, $v_o = K v_i$. Aun cuando en general K puede ser mayor de 1, los circuitos estudiados en esta sección tienen $K \leq 1$ y se conocen como limitadores pasivos. (En el capítulo 12 se presentan ejemplos de limitadores activos.) Si v_i excede del umbral superior (L_+/K), el voltaje de salida está *limitado* o fijado al nivel limitador superior L_+ . Por otra parte, si v_i se reduce abajo del umbral limitador inferior (L_-/K), el voltaje de salida v_o está limitado al nivel limitador inferior L_- .

La curva característica general de transferencia de la figura 3.43 describe un **doble limitador**, es decir, un limitador que funciona en los picos positivos y negativos de una onda de entrada. Existen **limitadores sencillos**, por supuesto. Finalmente, nótese que si se alimenta una onda de entrada a un limitador doble, como la que se muestra en la figura 3.44, sus dos picos estarán *recortados*. Por lo tanto, los limitadores se conocen como **recortadores**.

El limitador cuyas curvas características se describen en la figura 3.43 se conoce como **limitador duro**. La **limitación suave** se caracteriza por transiciones más suaves entre la región lineal y las regiones

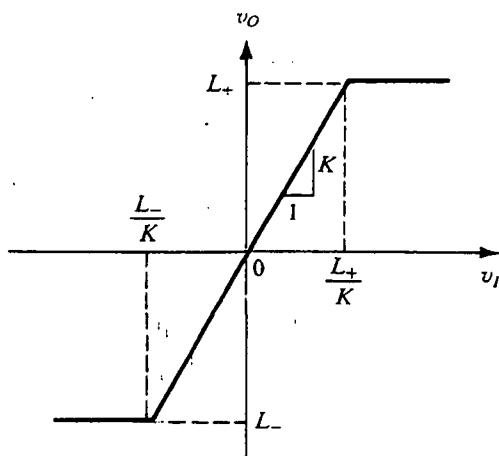


Fig. 3.43 Curva característica general de transferencia para un circuito limitador.

de saturación y una pendiente mayor de cero en las regiones de saturación, como se ilustra en la figura 3.45. Según sea la aplicación, puede preferirse la limitación dura o suave.

Los limitadores encuentran aplicación en diversos sistemas de procesamiento de señales. Una de sus aplicaciones más sencillas está en limitar el voltaje entre los dos terminales de entrada de un op amp a un valor menor que el voltaje de ruptura de los transistores que conforman la etapa de entrada del circuito del op-amp. Más adelante se presentan mayores detalles sobre ésta y otras aplicaciones.

Se pueden combinar diodos con resistores para obtener realizaciones sencillas de la función limitadora. En la figura 3.46 se ilustran varios ejemplos. En cada parte de la figura se dan el circuito y su curva característica de transferencia. Las curvas características de transferencia se obtienen usando el modelo del diodo de caída constante de voltaje ($V_D = 0.7$ V), pero suponiendo una transición suave entre las regiones lineales y de saturación de la curva característica de transferencia. Se pueden obtener mejores aproximaciones para las curvas características de transferencia usando el modelo del diodo lineal por partes. Si se hace esto, la región de saturación de la curva característica adquiere una ligera pendiente (debida al efecto de r_D).

El circuito de la figura 3.46(a) es el del rectificador de media onda, excepto que aquí la salida se toma en los terminales del diodo. Para $v_I < 0.5$ V, el diodo está en corte, no circula corriente y la caída de voltaje en R es cero; entonces $v_O = v_I$. A medida que v_I excede de 0.5 V el diodo conduce,

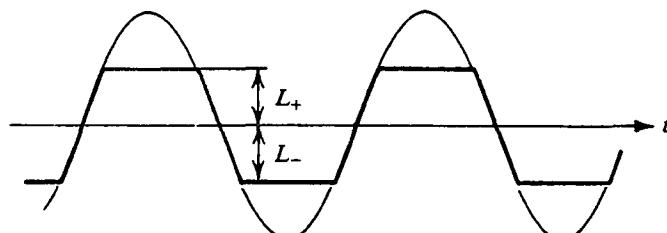


Fig. 3.44 La aplicación de una onda senoidal a un limitador puede resultar en el recorte de dos picos.

3.8 CIRCUITOS LIMITADORES Y DE FIJACIÓN DE AMPLITUD 193

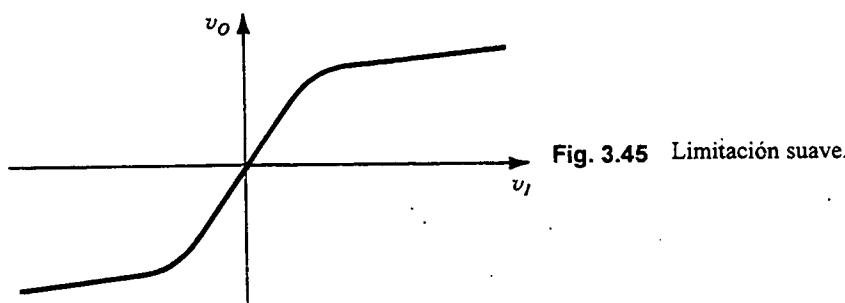
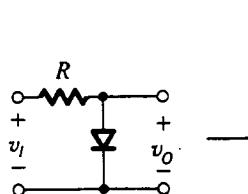
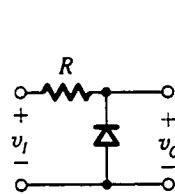
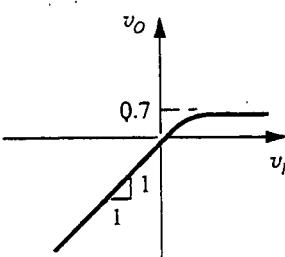


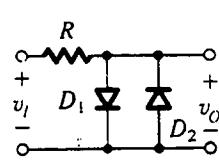
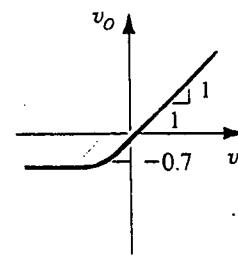
Fig. 3.45 Limitación suave.



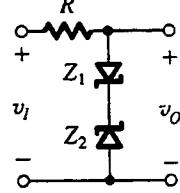
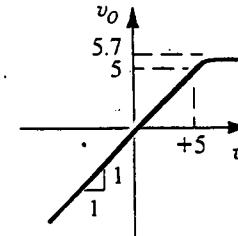
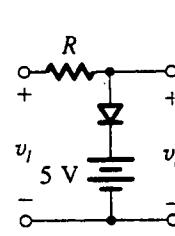
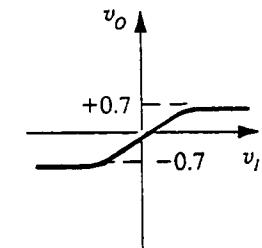
(a)



(b)



(c)



(e)

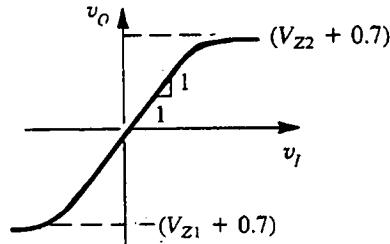


Fig. 3.46 Diversos circuitos limitadores básicos.

194 DIODOS

y finalmente limita v_o a una caída de diodo (0.7 V). El circuito de la figura 3.46(b) es similar al de (a), excepto que el diodo está invertido.

Se puede ejecutar una doble limitación si se colocan en paralelo dos diodos de polaridad opuesta, como se ilustra en la figura 3.46(c). Ahí la región lineal de la curva característica se obtiene para $-0.5 \text{ V} \leq v_i \leq 0.5 \text{ V}$. Para este intervalo de v_i , ambos diodos no conducen y $v_o = v_i$. A medida que v_i excede de 0.5 V, D₁ conduce y finalmente limita v_o a +0.7 V. Del mismo modo, a medida que v_i se hace más negativo que -0.5 V, D₂ conduce y finalmente limita v_o a -0.7 V.

Los umbrales y niveles de saturación de limitadores de diodos se pueden controlar por medio de cadenas de diodos o conectando un voltaje de cd en serie con el diodo(s). Esta última idea se ilustra en la figura 3.46(d). Por último, más que cadenas de diodos podemos utilizar dos diodos Zener en serie, como se muestra en la figura 3.46(e). En este circuito se presenta la limitación en la dirección positiva a un voltaje de $V_{Z2} + 0.7$, donde 0.7 V representa la caída de voltaje en los terminales del diodo Zener Z₁ cuando conduce en la dirección *en sentido directo*. Para entradas negativas, Z₁ actúa como un Zener, mientras que Z₂ conduce en la dirección en sentido directo. Debe mencionarse que hay, en el comercio, pares de diodos Zener conectados en serie para aplicaciones de este tipo bajo el nombre de **Zener de doble ánodo**.

Es posible obtener circuitos limitadores más flexibles si se combinan op amps con diodos y resistores. En el capítulo 12 se analizan estos circuitos.

Ejercicio

- 3.31 Si se supone que los diodos son ideales, describa la curva característica del circuito que se muestra en la figura E3.31.

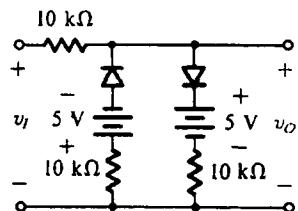


Fig. E3.31

Resp. $v_o = v_i$ para $-5 \leq v_i \leq +5$
 $v_o = \frac{1}{2}v_i - 2.5$ para $v_i \leq -5$
 $v_o = \frac{1}{2}v_i + 2.5$ para $v_i \geq +5$

El condensador nivelado o restaurador de cd

Si en el circuito básico rectificador de pico se toma la salida en los terminales del diodo en lugar de los del condensador, resulta un interesante circuito con aplicaciones importantes. El circuito, que recibe el nombre de *restaurador de cd*, se ilustra en la figura 3.47 alimentado con una onda cuadrada. Debido a la polaridad en que se conecta el diodo, el condensador se carga a un voltaje v_C (véase la figura 3.47) igual a la magnitud del pico más negativo de la señal de entrada. Subsecuentemente,

3.8 CIRCUITOS LIMITADORES Y DE FIJACIÓN DE AMPLITUD 195

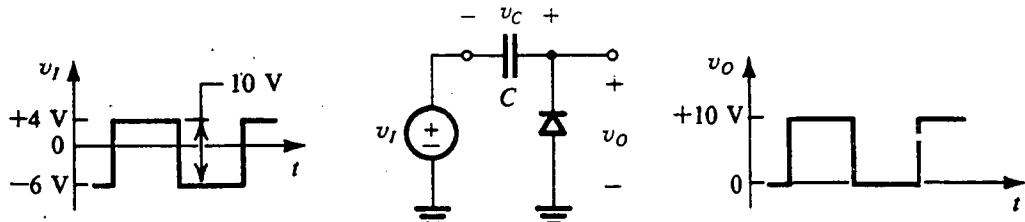


Fig. 3.47 Condensador nivelado o restaurador de cd con entrada de onda cuadrada y sin carga.

el diodo no conduce y el condensador retiene indefinidamente su voltaje. Si, por ejemplo, la onda cuadrada de entrada tiene los niveles arbitrarios -6 V y $+4\text{ V}$, entonces v_C será igual a 6 V . Ahora, como el voltaje de salida v_O está dado por

$$v_O = v_I + v_C$$

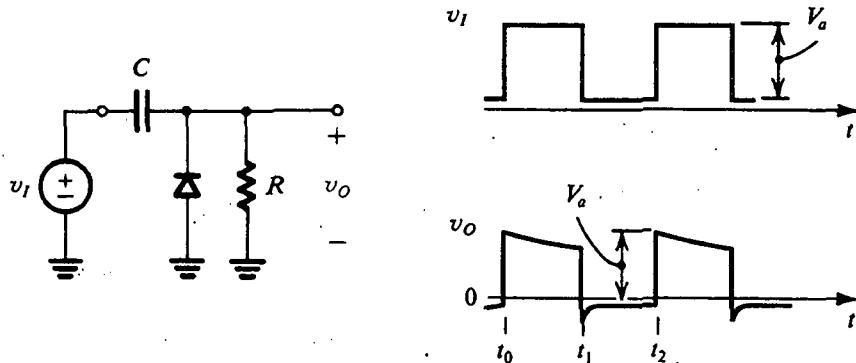
se deduce que la onda de salida será idéntica a la de la entrada, excepto que está desplazada hacia arriba en v_C volts. En nuestro ejemplo, la salida será una onda cuadrada con niveles de 0 V y $+10\text{ V}$.

Otra forma de visualizar la operación del circuito de la figura 3.47 es observar que debido a que el diodo está conectado en paralelo a la salida con la polaridad que se muestra, impide que el voltaje de salida baje a menos de 0 V (al conducir y cargar el condensador, ocasionando que la salida se eleve a 0 V), pero esta conexión no restringe la alternancia positiva de v_O . La onda de salida, por lo tanto, tendrá su mínimo pico *nivelado* a 0 V , que es por lo que el circuito se denomina **condensador nivelado**. Debe ser evidente que invertir la polaridad del diodo dará una onda de salida cuyo máximo pico está nivelado a 0 V . En cualquier caso, la onda de salida tendrá un valor promedio finito o componente de cd. Esta componente de cd está enteramente relacionada con el valor promedio de la onda de entrada. Como aplicación, considere una señal de pulso que se transmite por medio de un sistema capacitivamente acoplado, o acoplado a cd. El acoplamiento capacitivo hará que el tren de pulsos pierda cualquier componente de cd que originalmente tuviera. Alimentar la onda de pulsos resultante a un circuito nivelador le proporciona a éste una bien determinada componente de cd, proceso conocido como **restauración de cd**. Esto es por lo que el circuito también se llama **restaurador de cd**.

Restaurar cd es útil porque la componente de cd de una onda de pulsos es una medida eficaz de su ciclo de trabajo. El ciclo de trabajo de una onda de pulsos se puede modular (en un proceso que recibe el nombre de *modulación de ancho de pulso*) y hacer que lleve información. En un sistema como éste, la detección o demodulación se puede obtener simplemente con alimentar la onda de pulso recibida a un restaurador de cd y luego usando un simple filtro RC de paso bajo para separar el promedio de la onda de salida de los pulsos superpuestos.

Cuando se conecta una resistencia de carga R en los terminales del diodo en un circuito nivelador, como se muestra en la figura 3.48, la situación cambia de manera considerable. Mientras que la salida está arriba de tierra, una corriente neta de cd debe circular en R . Como en este momento el diodo está en corte, es obvio que esta corriente proviene del condensador, causando así que el condensador se descargue y el voltaje de salida caiga. Esto se muestra en la figura 3.48 para una entrada de onda cuadrada. Durante el intervalo t_0 a t_1 el voltaje de salida cae exponencialmente con la constante de tiempo CR . En t_1 la entrada se reduce en V_a volts y la salida intenta seguirla. Esto hace que el diodo conduzca fuertemente y cargue con gran rapidez al condensador. Al finalizar el

196 DIODOS

Fig. 3.48 Condensador nivelado con una resistencia de carga R .

intervalo t_1 a t_2 , el voltaje de salida sería normalmente de unas pocas décimas de volt negativo (por ejemplo, -0.5 V). Entonces, a medida que se eleva la entrada en un valor de V_a volts (en t_2), la salida sigue y el ciclo se repite. En un estado estable, la carga perdida por el condensador durante el intervalo t_0 a t_1 se recupera durante el intervalo t_1 a t_2 . Este equilibrio de carga hace posible que podamos calcular el promedio de corriente del diodo, así como los detalles de la onda de salida.

Doblador de voltaje

En la figura 3.49(a) se muestra un circuito compuesto de dos secciones en cascada: un nivelador formado por C_1 y D_1 y un rectificador de pico formado por D_2 y C_2 . Cuando se excita por medio de una senoide de amplitud V_p , la sección niveladora produce la onda de voltaje que se muestra en la figura 3.49(b), suponiendo diodos ideales. Nótese que mientras los picos positivos se nivelan a cero volts, el pico negativo llega a $-2V_p$. En respuesta a esta forma de onda, la sección detectora de pico produce en los terminales del condensador C_2 un voltaje negativo de cd de magnitud $2V_p$. Debido a que el voltaje de salida es el doble del pico de entrada, el circuito se conoce como *doblador de voltaje*. La técnica se puede ampliar para obtener voltajes de cd de salida que sean múltiplos más altos de V_p .

Ejercicio

- 3.32 Si se invierte el diodo de la figura 3.47, ¿cuál será la componente de cd de v_O ?

Resp. -5 V

3.9 TIPOS ESPECIALES DE DIODOS⁷

En esta sección estudiamos brevemente algunos importantes tipos especiales de diodos.

⁷ Se puede omitir esta sección sin perder continuidad.

3.9 TIPOS ESPECIALES DE DIODOS 197

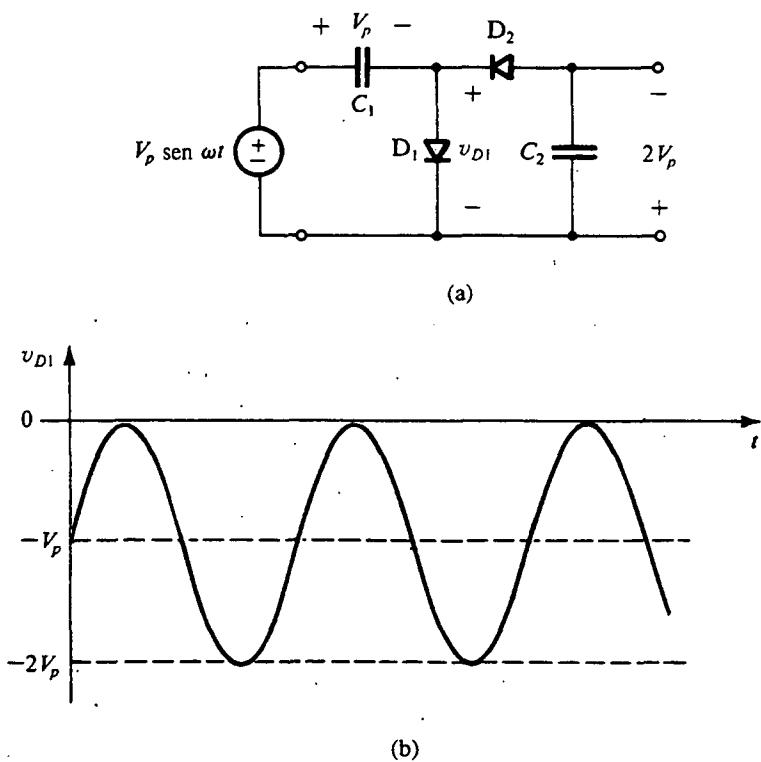


Fig. 3.49 Doblador de voltaje: (a) circuito; (b) onda del voltaje en los terminales de D_1 .

El diodo de barrera Schottky (SBD)

El diodo de barrera Schottky (SBD) se forma al poner un metal en contacto con un material semiconductor tipo n contaminado moderadamente. La unión del metal y el semiconductor se comporta como un diodo que conduce corriente en una dirección (del ánodo metálico al cátodo semiconductor) y actúa como circuito abierto en la otra, y se conoce como *diodo de barrera Schottky*, o sólo diodo Schottky. De hecho, la curva característica de corriente contra voltaje del SBD es sorprendentemente parecida a la del diodo de unión pn , con dos excepciones importantes:

1. En el SBD, la corriente es conducida por portadores mayoritarios (electrones). Así, el SBD no exhibe los efectos de almacenamiento de carga de portadores minoritarios que se encuentran en las uniones pn polarizadas directamente. Como resultado de esto, los diodos Schottky pueden pasar de conducción a no-conducción, y viceversa, con mucho más rapidez de lo que es posible con diodos de unión pn .
2. La caída de voltaje en sentido directo de un SBD que conduce es menor que la del diodo de unión pn . Por ejemplo, un SBD hecho de silicio exhibe una caída de voltaje en sentido directo de 0.3 a 0.5 V, en comparación con la de 0.6 a 0.8 V de los diodos de unión pn de silicio. Los SBD también se pueden hacer de arseniuro de galio (GaAs) y, en realidad, desempeñan un importante papel en el diseño de circuitos de GaAs, como se verá en los capítulos 5, 6 y 14. Los SBD de arseniuro de galio exhiben caídas de voltaje en sentido directo de unos 0.7 V.

198 DIODOS

En este libro encontraremos diodos Schottky en dos aplicaciones importantes: en circuitos de GaAs, como ya se mencionó, y en el diseño de una forma especial de circuitos lógicos de transistores bipolares conocidos como Schottky-TTL, donde TTL es lógica de transistor a transistor (capítulo 14).

Antes de abandonar el tema de diodos de barrera Schottky, es importante observar que no todo contacto de metal con semiconductor es un diodo. De hecho, generalmente se deposita metal en la superficie del semiconductor para hacer terminales para los dispositivos semiconductores y conectar diferentes dispositivos en un chip de circuito integrado. Estos contactos de metal y semiconductor se conocen como **contactos óhmicos**, para distinguirlos de los contactos rectificadores que resultan en los SBD. Los contactos óhmicos suelen formarse al depositar metal en regiones semiconductoras (y por lo tanto de baja resistividad) fuertemente contaminadas.

Varactores

Ya vimos que las uniones *pn* polarizadas inversamente exhiben un efecto de almacenamiento de carga que se modela con la capacitancia de capa de agotamiento o de unión, C_j . Como indica la ecuación (3.27), C_j es una función del voltaje V_R de polarización inversa. Esta dependencia resulta útil en varias aplicaciones, por ejemplo en la sintonía automática de receptores de radio. Por esta razón se fabrican diodos especiales para utilizarse como condensadores de voltaje variable y se conocen como **varactores**. Estos dispositivos están optimizados para que su capacitancia sea una fuerte función del voltaje por medio de arreglos para que el coeficiente de distribución m sea 3 o 4.

Fotodiódos

Si se ilumina una unión *pn* polarizada inversamente, es decir, se expone a una luz incidente, los fotones que impactan la unión ocasionan que se rompan enlaces covalentes y con esto se generan pares electrón-hueco en la capa de agotamiento. El campo eléctrico de la región de agotamiento entonces recorre los electrones liberados al lado *n* y los huecos al lado *p*, dando lugar a una corriente inversa de un lado a otro de la unión. Esta corriente, conocida como **fotocorriente**, es proporcional a la intensidad de la luz incidente. Diodos como éstos, conocidos como fotodiódos, se pueden utilizar para convertir señales luminosas en señales eléctricas.

Los fotodiódos suelen fabricarse usando un compuesto semiconductor⁸ como el arseniuro de galio. El fotodiodo es un componente importante de una creciente familia de circuitos conocida como **optoelectrónica o fotónica**. Como su nombre lo indica, estos circuitos utilizan una óptima combinación de electrónica y óptica para procesamiento, almacenamiento y transmisión de señales. Por lo general, la electrónica es el medio preferido para procesamiento de señales, en tanto que la óptica es más apropiada para transmisión y almacenamiento. Ejemplos de esto son la transmisión, por medio de fibras ópticas, de señales de telefonía y televisión, y el uso de almacenamiento óptico en discos de CD-ROM de computadoras. La transmisión óptica proporciona anchos de banda muy grandes y baja atenuación de señales. El almacenamiento óptico permite almacenar grandes cantidades de datos en un espacio pequeño.

⁸ Mientras que un elemento semiconductor, como el silicio, utiliza un elemento de la columna IV de la tabla periódica, un semiconductor compuesto utiliza una combinación de elementos de las columnas III y IV o II y VI. Por ejemplo, se forma GaAs de galio (columna III) y arseniuro (columna V) y, por lo tanto, se conoce como **compuesto III-V**.

3.10 EL MODELO SPICE DE UN DIODO Y EJEMPLOS DE SIMULACIÓN 199

Finalmente debemos observar que, sin polarización inversa, el fotodiodo funciona como **celda solar**. Por lo general hecho de silicio de bajo costo, convierte luz en energía eléctrica.

Diodos emisores de luz (LED)

El diodo emisor de luz (LED) ejecuta la función inversa del fotodiodo; convierte en luz una corriente de sentido directo. El lector recordará que, en una unión *pn* polarizada directamente, se inyectan portadores minoritarios de un lado a otro de la unión y se difunden en las regiones *p* y *n*. Los portadores minoritarios que se difunden se recombinan entonces con los portadores mayoritarios. Se puede hacer que esta recombinación dé lugar a emisión de luz al fabricar uniones *pn* que utilizan un semiconductor del tipo conocido como material de separación de banda directa. El arseniuro de galio pertenece a este grupo y por ello se puede utilizar para fabricar diodos emisores de luz.

La luz emitida por un LED es proporcional al número de recombinaciones que tienen lugar, lo que a su vez es proporcional a la corriente en sentido directo del diodo.

Los LED son dispositivos que se usan mucho; encuentran aplicación en el diseño de numerosos tipos de pantallas, incluyendo pantallas de instrumentos de laboratorio como por ejemplo voltímetros digitales. Se pueden hacer para producir luz en varios colores. Además, los LED se pueden diseñar para producir luz coherente con un ancho de banda muy estrecho. El dispositivo resultante es un **diodo LÁSER**. Los diodos láser encuentran aplicación en sistemas de comunicaciones ópticas y en reproductores de CD, entre otras cosas.

Si se combina un LED con un fotodiodo en el mismo paquete resulta un dispositivo conocido como **optoaislador**. El LED convierte en luz una señal eléctrica aplicada al optoaislador, la que el fotodiodo detecta y convierte nuevamente en señal eléctrica a la salida del optoaislador. El uso del optoaislador produce un completo aislamiento eléctrico entre el circuito eléctrico que se conecta a la entrada del aislador y el circuito que se conecta a su salida. Este aislamiento puede ser útil para reducir el efecto de interferencia eléctrica en la transmisión de señales dentro de un sistema; y por ello los optoaisladadores se utilizan con frecuencia en el diseño de sistemas digitales. También se pueden usar en el diseño de instrumentos médicos para reducir el riesgo de descargas eléctricas en pacientes.

Nótese que no es necesario realizar acoplamiento eléctrico entre un LED y un fotodiodo en un pequeño paquete. Este acoplamiento se puede ejecutar por medio de una fibra óptica en una gran distancia, como se hace en eslabones de comunicación de fibra óptica.

3.10 EL MODELO SPICE DE UN DIODO Y EJEMPLOS DE SIMULACIÓN

El uso de ayudas de computadora para simular la operación de circuitos electrónicos es un paso esencial en el proceso de diseño de circuitos. Hace posible que el diseñador verifique que el diseño satisface especificaciones cuando se usen los componentes reales con sus imperfecciones. También proporciona más conocimiento sobre la operación de un circuito y permite que el diseñador afine el diseño final antes de su fabricación. Debemos destacar, no obstante lo anterior, que la simulación por computadora no es sustituto de la completa comprensión de la operación de un circuito, por lo que la simulación debe realizarse sólo en una etapa posterior al proceso de diseño, y con más certeza después de hacer un diseño con lápiz y papel.

Entre los diversos programas de simulación de circuitos que existen, el SPICE es con mucho el que más se utiliza. El SPICE (*Simulation Program With Integrated Circuit Emphasis*: Programa de Simulación con Énfasis en Circuitos Integrados) fue creado en la Universidad de California,

200 DIODOS

Berkeley, a principios de la década de 1970 y se puede adquirir de diversos distribuidores comerciales. En el apéndice C se da una breve introducción al SPICE. Lo que es más, otra obra de consulta afín a este libro (Roberts y Sedra, 1997) contiene detalladas explicaciones del uso del SPICE en la simulación de tipos de circuitos estudiados en este libro. No es aquí nuestro objetivo enseñar al lector la forma de usar el SPICE, pero sí es doble: describir el modelo que el SPICE utiliza para el diodo e ilustrar el uso del SPICE en un problema típico de diseño.

El modelo del diodo

El valor de la simulación que resulta para el diseñador es una función directa de la calidad de los modelos empleados para los dispositivos. Cuanto más fiel sea el modelo para representar las diversas características del dispositivo, más cercanos serán los resultados de la simulación para describir la operación de un circuito fabricado real. En otras palabras, para poder ver el efecto de diversas imperfecciones en la operación de un dispositivo en un circuito, estas imperfecciones deben incluirse en el modelo del dispositivo empleado por el simulador del circuito. Estos comentarios acerca del modelaje de dispositivos, obviamente, aplican a todos los dispositivos y no sólo a diodos.

El SPICE incluye un modelo interno para el diodo. El modelo es a gran señal y se muestra en la figura 3.50. El comportamiento estático se modela por la relación exponencial $i-v$, y el comportamiento dinámico se representa por el condensador C_D no lineal. Este último es la suma de la capacitancia de difusión C_d (que es proporcional a la corriente del diodo i_D) y la capacitancia de la unión C_j . La resistencia serie R_s representa la resistencia de las regiones p y n en ambos lados de la unión; R_s es una resistencia parásita cuyo valor ideal es cero y está típicamente entre unos pocos ohms y varias decenas de ohms. Para análisis a pequeña señal, el SPICE utiliza la resistencia incremental del diodo, r_d , y los valores incrementales de C_d y C_j .

La tabla 3.3 contiene una lista de los parámetros del modelo del diodo empleados por el SPICE, todos los cuales deben ser familiares al lector. También se encuentra una lista de valores predeterminados para los parámetros; éstos son los valores empleados por el SPICE en ausencia de un valor especificado por el usuario para un parámetro en particular.

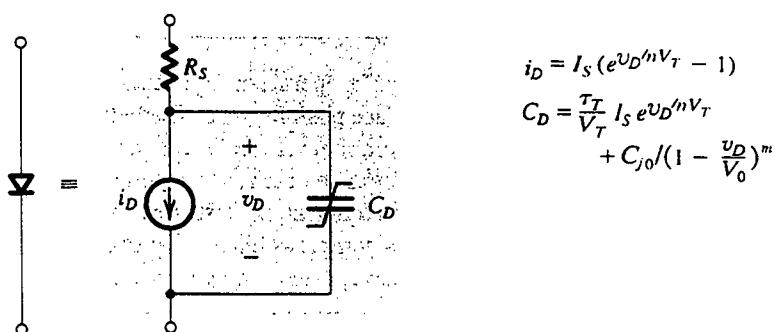


Fig. 3.50 Modelo SPICE de diodo. Nótese el símbolo de circuito utilizado para representar el condensador no lineal C_D .

3.10 EL MODELO SPICE DE UN DIODO Y EJEMPLOS DE SIMULACIÓN 201

Tabla 3.3 PARÁMETROS DE MODELO SPICE DE DIODO

Parámetro de modelo	Símbolo	Nombre SPICE	Unidades	Valor predeterminado
Corriente de saturación	I_S	IS	A	1×10^{-14}
Coeficiente de emisión	n	N	—	1
Resistencia óhmica	R_S	RS	Ω	0
Voltaje integral	V_0	VJ	V	1
Capacitancia de unión sin polarización	C_{j0}	CJ0	F	0
Coeficiente de distribución	m	M	—	0.5
Tiempo de tránsito	τ_T	TT	s	0
Voltaje de ruptura	V_{ZK}	BV	V	∞
Corriente inversa a V_{ZK}	I_{ZK}	IBV	A	1×10^{-10}

Tener un buen modelo de dispositivos resuelve sólo la mitad del problema de modelaje; la otra mitad consiste en determinar valores apropiados para los parámetros del modelo. Esto no es fácil, de ninguna manera. Los valores de parámetros de modelo se determinan por medio de una combinación de la caracterización del proceso de fabricación del dispositivo y mediciones específicas tomadas en dispositivos reales. Los fabricantes de semiconductores realizan un gran esfuerzo y gastan grandes sumas para determinar los parámetros del modelo de sus dispositivos. Afortunadamente, en la actualidad los parámetros SPICE de modelo para muchos dispositivos comercialmente disponibles se pueden adquirir de vendedores del SPICE.

Antes de dejar el modelo del diodo, debemos mencionar que no describe de modo adecuado la operación del diodo en la región de ruptura; esto es, no produce un modelo satisfactorio para diodos Zener, pero el usuario del SPICE puede usar el modelo que se ilustra en la figura 3.51 para el Zener al definir éste como un subcircuito (véase el apéndice C). Aquí D_1 es un diodo ideal que se puede poner en práctica en el SPICE por medio de un valor muy pequeño para n (por ejemplo $n = 0.01$) y D_2 es un modelo regular de diodo para la dirección de polarización positiva del Zener (para la mayor parte de aplicaciones, los parámetros de D_2 son de poca consecuencia).

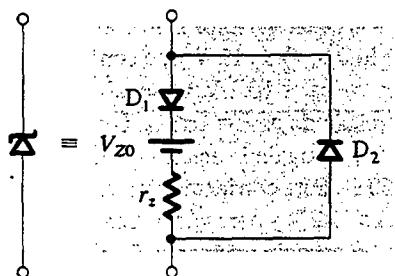


Fig. 3.51 Modelo para el diodo Zener. Este modelo se puede usar en SPICE al definir el Zener como un subcircuito. El diodo D_1 es ideal y se puede aproximar en SPICE con $n = 0.01$.

EJEMPLO 3.11: DISEÑO DE UNA FUENTE DE ALIMENTACIÓN REGULADA

Es necesario diseñar una fuente de alimentación regulada usando el circuito de la figura 3.52. El lector debe estar familiarizado con este circuito. Quizá el único componente misterioso sea el resistor de $100 \text{ M}\Omega$ conectado entre el devanado secundario del transformador y tierra. Este resistor se incluye para dar continuidad de cd y así “mantener contento al SPICE”; tiene poco efecto en la operación del circuito.

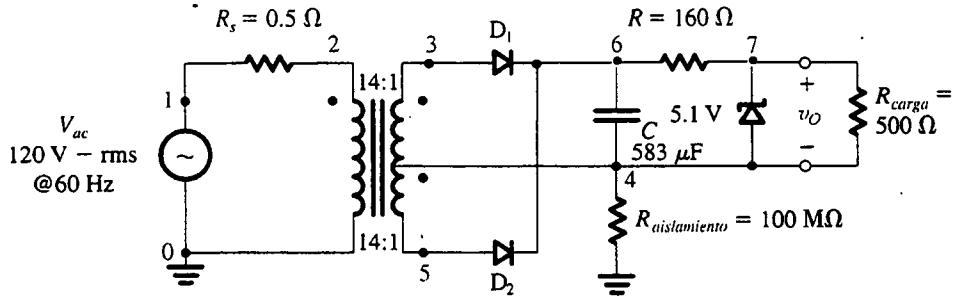


Fig. 3.52 Fuente de alimentación de 5 V regulada.

SOLUCIÓN

Supongamos que es necesario que la fuente de alimentación genere un voltaje de cd de 5 V nominales y tenga capacidad para alimentar una corriente de carga de hasta 25 mA (es decir, R_L puede ser de sólo 200 Ω). Suponga que se dispone de diodos Zener de 5.1 V cuya $r_z = 10 \Omega$ a $I_z = 20 \text{ mA}$ (y por lo tanto $V_{zo} = 4.9 \text{ V}$), y que la corriente mínima que pasa por el Zener debe ser por lo menos de 5 mA.

Un diseño aproximado, de primer intento, se puede obtener como sigue: la alimentación de 120 V (rms) se reduce para obtener senoides de 12 V pico en los terminales de cada uno de los devanados secundarios mediante una razón de vueltas de 14:1 para el transformador con derivación central. La selección de 12 V es un término medio razonable entre lo necesario para dejar que suficiente voltaje (arriba de la salida de 5 V) opere el rectificador y el regulador, al tiempo que se conservan razonablemente bajos los valores nominales de PIV (voltaje inverso de pico) de los diodos. Para determinar un valor para R , usamos la ecuación (3.62). Se obtiene una estimación para V_{Smin} si se resta la caída de un diodo (por ejemplo 0.8 V) de 12 V y se considera un voltaje de rizo en el condensador de 1 V, por ejemplo; entonces, $V_{Smin} = 10.2 \text{ V}$. Observamos que $I_{Lmax} = 25 \text{ mA}$ e $I_{Zmin} = 5 \text{ mA}$, y que $V_{zo} = 4.9 \text{ V}$ y $r_z = 10 \Omega$. El resultado es $R = 166 \Omega$. Utilizaremos $R = 160 \Omega$.

A continuación determinamos C usando otra forma de la ecuación (3.75) con V_p/R sustituida por la corriente que circula por el resistor de 160 Ω . Esta corriente se puede estimar si observamos que el voltaje en los terminales de C varía de 10.2 a 11.2 V y por lo tanto tiene un promedio de 10.7 V, y que el voltaje en los terminales del Zener es aproximadamente 5.1 V. El resultado es $C = 291.5 \mu\text{F}$. Al usar un factor de seguridad de 2 obtenemos, como diseño conservador, $C = 583 \mu\text{F}$.

3.10 EL MODELO SPICE DE UN DIODO Y EJEMPLOS DE SIMULACIÓN 203

Ahora, con un diseño aproximado a mano, podemos proseguir con la simulación del SPICE. Para el diodo Zener, usamos el modelo de la figura 3.51 y suponemos (arbitrariamente) que D_2 es un diodo de 1 mA con una pendiente de 0.1 V/década. Para los diodos rectificadores, usamos los parámetros del modelo del tipo 1N4148 que se puede adquirir en el comercio; específicamente, $I_S = 0.1 \text{ pA}$, $R_S = 16 \Omega$; $C_{JO} = 2 \text{ pF}$; $\tau_T = 12 \text{ ns}$, $BV = 100 \text{ V}$ e $IBV = 0.1 \text{ pA}$. Ordenamos al SPICE que ejecute un análisis transitorio y trace las formas de onda tanto del voltaje en los terminales del condensador como del voltaje de salida para varios valores de R_L (500 Ω , 250 Ω , 200 Ω y 150 Ω). La lista del archivo de entrada del SPICE se encuentra en el apéndice D. (El lector debe observar la forma en que se describe el transformador.)

Los resultados de la simulación se presentan en las figuras 3.53 y 3.54. La 3.53 muestra v_C y v_O para $R_L = 500 \Omega$ ($I_L \approx 10 \text{ mA}$). Observe que v_C tiene un valor promedio de 9.5 V y un rizo de $\pm 0.25 \text{ V}$. Entonces, $V_r = 0.5 \text{ V}$, el valor que esperaríamos del valor de C que utilizamos. El valor promedio de 9.5 V es menor de lo esperado, quizás debido a la resistencia en serie relativamente grande de los diodos ($R_S = 16 \Omega$). El voltaje de salida es muy cercano al pedido de 5 V. Si se utiliza la función Probe (sondear) del PSPICE (o alguna equivalente que se aplica en otras versiones SPICE), vemos que v_O varía entre 5.065 y 5.080 V, para un rizo de sólo 15 mV. La variación de v_O con I_L se ilustra en la figura 3.54. Vemos que v_O permanece cercano al valor nominal de 5 V para R_L de sólo 200 Ω ($I_L = 25 \text{ mA}$). Para $R_L = 150 \Omega$ (que requiere una $I_L = 33.3 \text{ mA}$, mayor que el máximo pedido), observamos una caída considerable en v_O (a unos

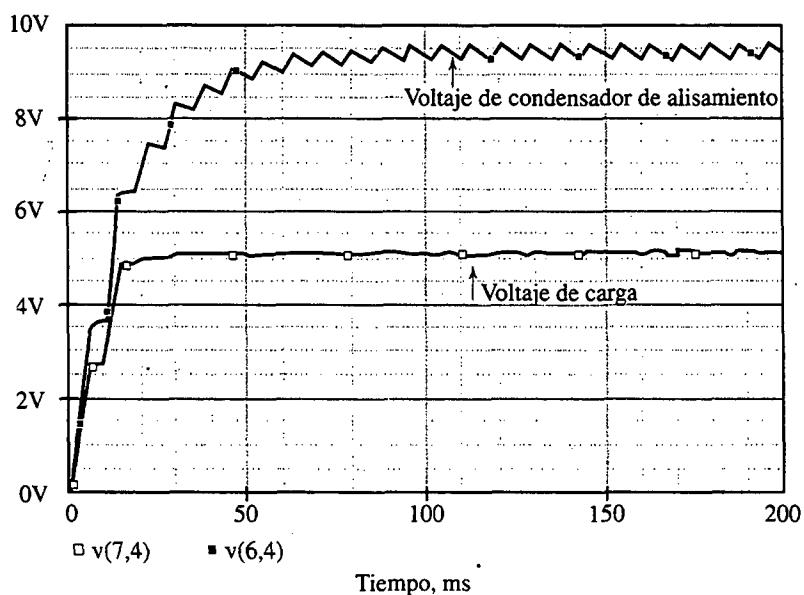


Fig. 3.53 El voltaje en los terminales del condensador de alisamiento C del rectificador de pico, y el voltaje de salida en los terminales de la resistencia de carga de 500 Ω .

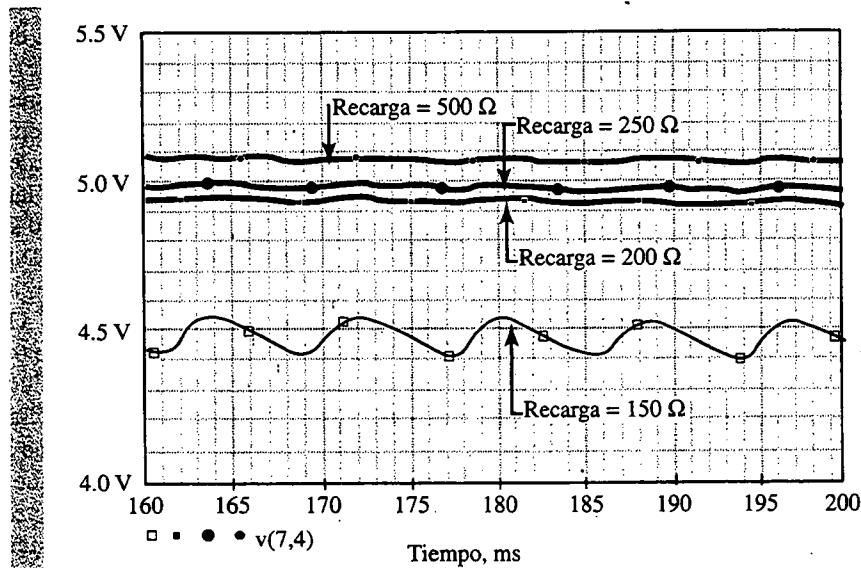


Fig. 3.54 Onda de voltaje de salida de la fuente de alimentación de 5 V para resistencias de carga de 150, 200, 250 y 500 Ω . La regulación de voltaje se pierde en la resistencia de carga de 150 Ω .

4.5 V), así como un gran aumento en el voltaje de rizo. Esto es porque el regulador Zener ya no es operativo; el Zener, de hecho, está en corte.

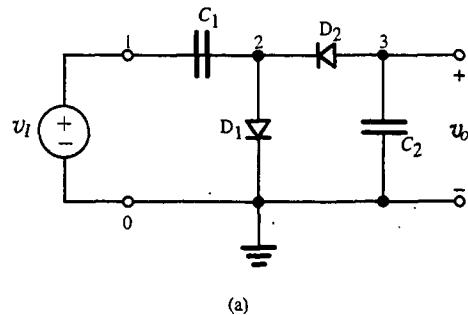
Concluimos que el diseño satisface especificaciones y podemos detenernos aquí. De modo opcional, podríamos considerar afinar el diseño usando más corridas del SPICE para ayudar en esto. Por ejemplo, podemos considerar lo que sucede si usamos un menor valor de C , y así sucesivamente. También podemos investigar otros aspectos del diseño; por ejemplo, cuál es la máxima corriente que circula por cada diodo y si este máximo está dentro del valor nominal especificado para el diodo.

Ejercicio

3.33 Utilice el SPICE para investigar la operación del doblador de voltaje que se ilustra en la figura E3.33(a). Específicamente, trace en una gráfica el comportamiento transitorio de los voltajes v_2 y v_O cuando la entrada es una senoide de 10 V pico y 1 kHz de frecuencia. Suponga que los diodos son del tipo 1N4148 ($I_S = 0.1 \text{ pA}$, $R_S = 16 \Omega$, $C_{j0} = 2 \text{ pF}$, $\tau_T = 12 \text{ ns}$, $BV = 100 \text{ V}$, $IVB = 0.1 \text{ pA}$) y que $C_1 = C_2 = 1 \mu\text{F}$.

Resp. El archivo de entrada SPICE se presenta en el apéndice D. Las ondas de voltaje se muestran en la figura E3.33(b).

3.10 EL MODELO SPICE DE UN DIODO Y EJEMPLOS DE SIMULACIÓN 205



(a)

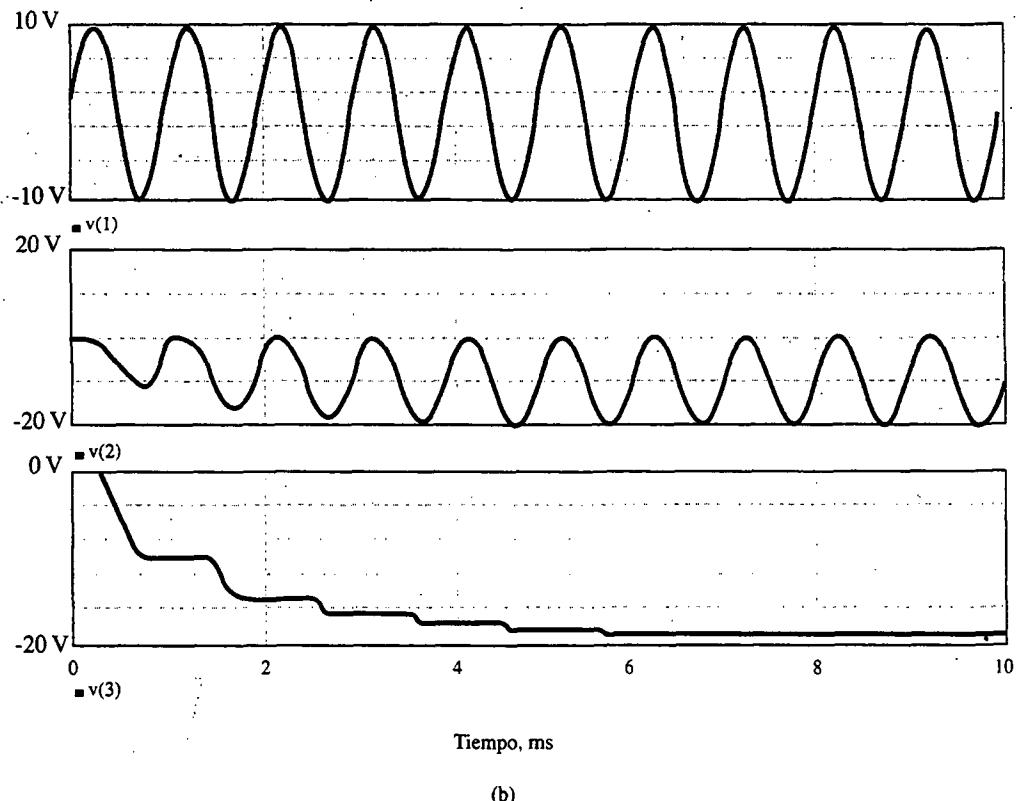


Fig. E3.33 (a) Circuito doblador de voltaje. (b) Diversas ondas de voltaje del circuito doblador de voltaje. La parte superior de la gráfica muestra la señal de voltaje de entrada senoidal, la parte media de la gráfica muestra el voltaje en los terminales del diodo D_1 y, en la parte inferior, el voltaje que aparece a la salida.

RESUMEN

- En la dirección de sentido positivo, el diodo ideal conduce cualquier corriente forzada por el circuito externo al tiempo que presenta una caída de voltaje de cero. El diodo ideal no conduce en la dirección inversa; cualquier voltaje aplicado aparece como polarización inversa en los terminales del diodo.
- La propiedad de circulación de corriente unidireccional hace que el diodo sea útil en el diseño de circuitos rectificadores.
- La conducción positiva de diodos prácticos de silicio está caracterizada de modo preciso por la relación $i = I_S e^{V/nV_T}$.
- Un diodo de silicio conduce una corriente despreciable hasta que el voltaje de polarización directa sea por lo menos de 0.5 V. Cuando la corriente aumenta rápidamente, con la caída de voltaje aumentando de 60 a 120 mV (dependiendo del valor de n) por cada década de cambio de corriente.
- En la dirección inversa, un diodo de silicio conduce una corriente del orden de 10^{-9} amperes. Esta corriente es mucho mayor que I_S y aumenta con la magnitud de voltaje inverso.
- Más allá de cierto valor de voltaje inverso (que depende del diodo) ocurre la ruptura, y la corriente aumenta rápidamente con un pequeño aumento correspondiente en voltaje.
- Los diodos diseñados para operar en la región de ruptura se denominan *diodos Zener*. Se utilizan en el diseño de reguladores de voltaje cuya función es obtener un voltaje constante de cd que varía poco con variaciones en el voltaje de la fuente de alimentación, la corriente de carga o ambas.
- Existe una jerarquía de modelos de diodo, con la selección de un modelo apropiado dictado por la aplicación.
- En muchas aplicaciones, un diodo conductor se modela considerando que tiene una caída constante de voltaje, por lo general de 0.7 V.

BIBLIOGRAFÍA

- E. J. Angelo, Jr., *Electronics: BJTs, FETs and Microcircuits*, McGraw-Hill, Nueva York, 1969.
- S. B. Burns y P. R. Bond, *Principles of Electronic Circuits*, West, St. Paul, 1987.
- S. Franco, *Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits*, McGraw-Hill, Nueva York, 1988.

- Un diodo polarizado para operar a una corriente I_D de cd tiene una resistencia $r_d = nV_T/I_D$ a pequeña señal.
- El diodo de unión de silicio es básicamente una unión *pn*. Esta unión se forma en un solo cristal de silicio.
- En silicio tipo *p* hay una superabundancia de huecos (portadores cargados positivamente), mientras que en silicio tipo *n* los electrones son los abundantes.
- Se forma una región de agotamiento de portadores en la interfaz en una unión *pn*, con el lado *n* cargado positivamente y el lado *p* cargado negativamente. La diferencia de voltaje resultante se denomina *voltaje de barrera*.
- Circula una corriente I_D de difusión en la dirección de sentido positivo (llevada por huecos desde el lado *p* y electrones desde el lado *n*), y circula una corriente I_S en dirección inversa (llevada por portadores minoritarios generados térmicamente). En una unión a circuito abierto, $I_D = I_S$ y el voltaje de barrera se denota por V_0 . V_0 también recibe el nombre de *voltaje integral de unión*.
- Al aplicar un voltaje $|V|$ polarizado inversamente a una unión *pn*, se ensancha la región de agotamiento y aumenta el voltaje de barrera a $(V_0 + |V|)$. La corriente de difusión se reduce y circula una corriente neta inversa de $(I_S - I_D)$.
- Al aplicar un voltaje $|V|$ polarizado directamente a una unión *pn*, se reduce la región de agotamiento y también se reduce el voltaje de barrera a $(V_0 - |V|)$. Aumenta la corriente de difusión y circula una corriente neta directa de $(I_D - I_S)$.
- Para un resumen de las relaciones que gobiernan la operación física de la unión *pn*, consulte la tabla 3.1.
- El modelo de diodo a pequeña señal se presenta en la tabla 3.2.
- El modelo SPICE de diodo se da en la figura 3.50 y la tabla 3.3.

- P. E. Gray y C. L. Searle, *Electronic Principles*, Wiley, Nueva York, 1969.
- D. A. Hodges y H. G. Jackson, *Analysis and Design of Digital Integrated Circuits*, 2a. ed., McGraw-Hill, Nueva York, 1988.
- D. H. Navon, *Semiconductor Microdevices and Materials*, Holt, Rinehart and Winston, Nueva York, 1986.

PROBLEMAS 207

- J. M. Rabaey, *Digital Integrated Circuits*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1996.
 G. W. Roberts y A. S. Sedra, *SPICE*, 2a. ed., Oxford University Press, Nueva York, 1997.
 S. Scolof, *Applications of Analog Integrated Circuits*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1985.

- B. J. Streetman, *Solid-State Electronic Devices*, Prentice-Hall, 3a. ed., Englewood Cliffs, NJ, 1990.
 S. M. Sze, *Semiconductor Devices, Physics and Technology*, Wiley, Nueva York, 1985.

PROBLEMAS

Sección 3.1: El diodo ideal

- 3.1** Una pila AA de linterna, cuyo equivalente de Thévenin es una fuente de voltaje de 1.5 V y una resistencia de 1 ohm, se conecta a los terminales de un diodo ideal. Describa dos posibles situaciones que resulten. ¿Cuáles son la corriente del diodo y voltaje terminal cuando (a) la conexión es entre el cátodo del diodo y el terminal positivo de la batería? (b) ¿el ánodo y el terminal positivo se conectan?
- 3.2** Un circuito para probar diodos consta de una batería de 9 V, un mecanismo medidor de 1 mA y un resistor conectado en serie a dos puntas de prueba, una positiva (roja) y una negativa (negra). El circuito se calibra de modo que circule una corriente de 1 mA con las puntas en corto. Cuando se prueba un circuito formado por un diodo ideal y un resistor de 3 k Ω conectados en paralelo, se encuentra que dos lecturas de corriente de prueba del circuito dependen de los extremos del diodo al que se conectan las puntas roja y negra. ¿Cuáles son las dos lecturas que se esperan? Para la mayor, ¿a qué extremo del diodo (ánodo o cátodo) se conecta la punta roja (positiva)?
- 3.3** Para los circuitos que se ilustran en la figura P3.3 usando diodos ideales, encuentre los valores de los voltajes y corrientes indicados.
- 3.4** Para los circuitos que se ilustran en la figura P3.4 usando diodos ideales, encuentre los valores de los voltajes y corrientes marcados.
- 3.5** Dos diodos ideales, *A* y *B*, cuyas marcas de ánodo y cátodo están ocultas, se conectan en paralelo entre las puntas 1 y 2 de un conector de circuito. ¿Cuántas formas posibles de conexión hay? ¿Cuántos circuitos equivalentes diferentes pueden aparecer entre las puntas 1 y 2?
- 3.6** Tres diodos ideales se conectan en paralelo, con todos los cátodos y todos los ánodos unidos, a terminales *x* y *y* en un circuito en el que la corriente total de diodo es 6 A. ¿Cuál corriente circula en cada diodo? ¿Cuál es la caída de voltaje en los terminales de cada diodo? Si

los alambres de conexión del diodo no son ideales, pero tienen una resistencia de 10 m Ω . ¿cuál es el voltaje entre los terminales *x* y *y*? Si por un error de manufactura los alambres de uno de los diodos miden el doble de largo de cada uno de los otros. ¿cuál corriente circula en cada diodo? Si dos de los diodos tienen alambres de 10 m Ω , ¿qué voltaje resulta entre los terminales *x* y *y*?

- D3.7** Para la compuerta lógica de la figura 3.5(a) suponga diodos ideales y niveles de voltaje de entrada de 0 y +5 V. Encuentre un valor apropiado para *R* de modo que la corriente necesaria de cada una de las fuentes de señal de entrada no exceda de 0.2 mA.
- D3.8** Repita el problema 3.7 para la compuerta lógica de la figura 3.5(b).
- 3.9** Suponiendo que los diodos de los circuitos de la figura P3.9 son ideales, halle los valores de los voltajes y corrientes marcados.
- 3.10** Suponiendo que los diodos de los circuitos de la figura P3.10 son ideales, utilice el teorema de Thévenin para simplificar los circuitos y así hallar los valores de las corrientes y voltajes marcados.
- D3.11** Para el circuito rectificador de la figura 3.3(a) hagamos que la onda senoidal de entrada tenga un valor de 120 V rms y supongamos que el diodo es ideal. Seleccione un valor apropiado para *R* de modo que la corriente pico del diodo no excede de 0.1 A. ¿Cuál es el máximo voltaje inverso que aparecerá en los terminales del diodo?
- 3.12** Considere el circuito rectificador de la figura 3.3 en el caso que la fuente de entrada v_i tiene una resistencia de fuente R_s . Para el caso $R_s = R$ y suponiendo que el diodo es ideal, trace y marque claramente la curva característica de transferencia v_o contra v_i .
- 3.13** Una onda cuadrada de amplitud 10 V pico a pico y cero promedio se aplica a un circuito semejante al de la figura 3.3(a) y que utiliza un resistor de 100 Ω . ¿Cuál es el promedio de voltaje de salida que resulta? ¿Cuál es la corriente pico de diodo? ¿Cuál es el

promedio de corriente del diodo? ¿Cuál es el máximo voltaje inverso en los terminales del diodo?

- 3.14 Repita el problema 3.13 para la situación en que el promedio de voltaje de la onda cuadrada es 2 V, mientras que su valor de pico a pico permanece en 10 V.

- D3.15 Diseñe un circuito para cargar baterías, semejante al de la figura 3.4 y que usa un diodo ideal, en que la corriente fluye a la batería de 12 V un 20% del tiempo y tiene un valor promedio de 100 mA. ¿Qué voltaje de onda senoidal de pico a pico se necesita? ¿Qué resistencia se requiere? ¿Qué corriente pico de diodo circula? ¿Qué voltaje pico inverso resiste el diodo? Si se pueden especificar resistores a sólo una cifra significativa y voltaje de pico a pico sólo al volt más cercano, ¿qué diseño escogería el lector para garantizar la corriente necesaria de carga? ¿Cuál es el promedio de corriente de diodo? ¿Cuál es la corriente pico de diodo? ¿Cuál voltaje pico inverso resiste el diodo?

- 3.16 El circuito de la figura P3.16 se puede utilizar en un sistema de señalización por medio de un alambre más un retorno a tierra común. En cualquier momento, la entrada tiene uno de tres valores: +3 V, 0, -3 V. ¿Cuál es el estado de las lámparas para cada valor de entrada? (Nótese que las lámparas se pueden conectar separadas entre sí, y que hay varios de cada tipo de conexión, todos en un alambre.)

- **3.17 Considere el circuito de la figura P3.17 que incorpora versiones acopladas de dos entradas de las compuertas OR y AND de diodo de la figura 3.5.

- (a) Encuentre la expresión lógica booleana para Y en términos de A, B, C, D que espera se pueda alcanzar.

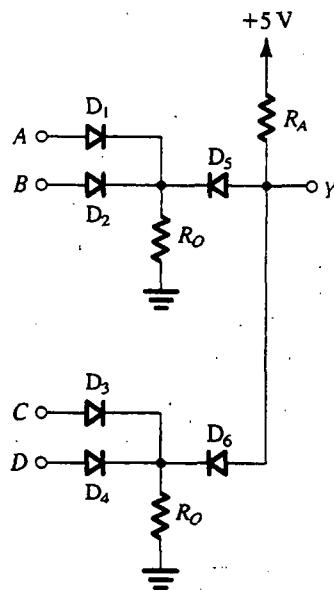


Fig. P3.17

- (b) Diseñe el circuito (esto es, encuentre valores apropiados para R_1 y R_2) para satisfacer las siguientes especificaciones: con una carga de $100\text{ k}\Omega$, el voltaje de salida debe ser por lo menos 4 V cuando alto, y no mayor de 1 V cuando bajo. Reduzca al mínimo las corrientes necesarias de la fuente de alimentación.
(c) Para su diseño, ¿cuál es la máxima corriente tomada de una entrada a 5 V? ¿Cuál es la máxima corriente necesaria de la fuente de +5 V para la compuerta compuesta misma? ¿Cuál es la mínima?

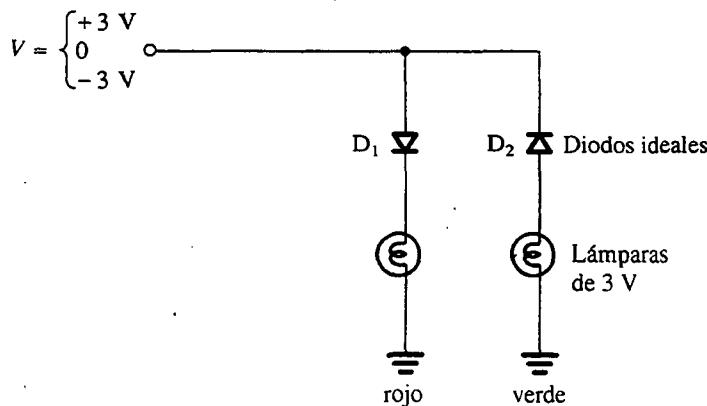


Fig. P3.16

210 DIODOS

Sección 3.2: Curvas características terminales de diodos de unión

- 3.18** ¿A qué voltaje de sentido directo conduce un diodo una corriente igual a $1000 I_S$, para el que $n = 2$? En términos de I_S , ¿cuál corriente circulara en el mismo diodo cuando su voltaje de polarización directa es 0.7 V?
- 3.19** Un diodo para el que la caída de voltaje directo es 0.7 V a 1.0 mA y para el que $n = 1$ se opera a 0.5 V. ¿Cuál es el valor de la corriente?
- 3.20** Se encuentra que un diodo en particular, para el que $n = 1$, conduce 3 mA con un voltaje de unión de 0.7 V. ¿Cuál es su corriente de saturación I_S ? ¿Cuál corriente circulará en este diodo si el voltaje de unión se eleva a 0.71 V? A 0.8 V? Si el voltaje de unión se reduce a 0.69 V? A 0.6 V? ¿Qué cambio en el voltaje de unión aumentará la corriente de diodo en un factor de 10?
- 3.21** Un diodo en particular conduce 1 A a un voltaje de unión de 0.65 V y 2 A a un voltaje de unión de 0.67 V. ¿Cuáles son sus valores de n e I_S ? ¿Cuál corriente circulará si su voltaje de unión es 0.7 V?
- 3.22** El circuito de la figura P3.22 utiliza tres diodos idénticos con $n = 1$ e $I_S = 10^{-14}$ A. Encuentre el valor de la corriente I necesaria para obtener un voltaje de salida $V_O = 2$ V. Si una corriente de 1 mA es tomada del terminal de salida por la carga, ¿cuál es el cambio en el voltaje de salida?
- 3.23** Un diodo de unión es operado en un circuito en que es alimentado con una corriente constante I . ¿Cuál es el efecto en el voltaje de sentido directo del diodo si un diodo idéntico se conecta en paralelo? Suponga $n = 1$.

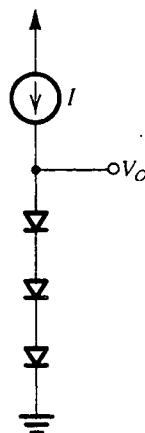


Fig. P3.22

- 3.24** Se encuentra que un diodo medido a dos corrientes de operación, 0.2 mA y 10 mA, tiene voltajes correspondientes de 0.650 y 0.750 V. Encuentre los valores de n e I_S .
- 3.25** En el circuito que se muestra en la figura P3.25, ambos diodos tienen $n = 2$, pero D_1 tiene diez veces el área de unión de D_2 . ¿Cuál valor de V resulta? Para obtener un valor para V de 50 mV, ¿cuál corriente I_2 es necesaria?
- 3.26** Para el circuito que se muestra en la figura P3.26, ambos diodos son idénticos, conduciendo 10 mA a 0.7 V y 100 mA a 0.8 V. Encuentre el valor de R , para el que $V = 50$ mV.
- *3.27** El circuito que se muestra en la figura P3.27 utiliza diodos idénticos para los que $I_D = 1$ mA a $V_D = 0.7$ V con $n = 1$. A 20°C, el voltaje V se mide con un instrumento de muy alta resistencia y es de 0.1 V. ¿Por qué factor rebasa I_S la corriente inversa de fuga de estos diodos? Estime el valor de V cuando la temperatura se eleve 50°C.

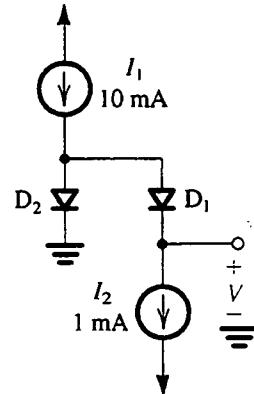


Fig. P3.25

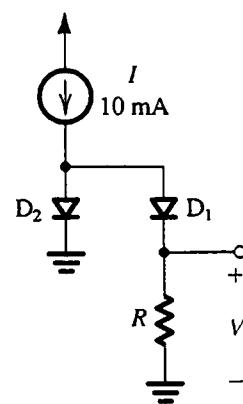


Fig. P3.26

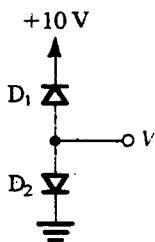


Fig. P3.27

3.28 Cuando se aplica una corriente de 10 A a un diodo en particular, se encuentra que el voltaje de unión se convierte de inmediato en 700 mV. Sin embargo, a medida que la potencia que se disipa en el diodo aumenta su temperatura, se encuentra que el voltaje se reduce y finalmente llega a 600 mV. ¿Cuál es la elevación aparente en la temperatura de la unión? ¿Cuál es la potencia disipada en el diodo en su estado final? ¿Cuál es la elevación de temperatura por watt de disipación de potencia? (Esto recibe el nombre de *resistencia térmica*.)

***3.29** Un diseñador de un instrumento que debe operar en un amplio intervalo de voltaje de alimentación, al observar que la caída de voltaje de unión de un diodo es relativamente independiente de la corriente de unión, considera el uso de un diodo grande para crear un voltaje pequeño relativamente constante. Dispone de un diodo de potencia, para el que la corriente nominal a 0.8 V es 10 A. Además, tiene razón para creer que $n = 2$. Para esta fuente de corriente disponible, que varía de 0.5 a 1.5 mA, ¿qué voltaje de unión podría esperar? ¿Qué cambio adicional de voltaje podría esperar para una variación de temperatura de $\pm 20^\circ\text{C}$?

***3.30** Como alternativa para el método sugerido en el problema 3.29, el diseñador considera un segundo procedimiento para producir un pequeño voltaje relativamente constante desde una fuente variable de corriente: se apoya en su capacidad para hacer copias bastante precisas de cualquier pequeña corriente de que dispone (en un proceso denominado reflejo de corriente). Se propone utilizar esta idea para alimentar dos diodos de diferentes áreas de unión con la misma corriente, y para medir su diferencia de voltaje de unión. Dispone de dos tipos de diodos, con los que un voltaje de unión de 0.7 V conduce 0.1 mA y 1 A, respectivamente. Ahora, para idénticas corrientes de 0.5 a 1.5 mA alimentadas a cada diodo, ¿cuál intervalo de voltajes de diferencia resulta? ¿Cuál es el efecto de un cambio de temperatura de $\pm 20^\circ\text{C}$ en esta distribución? Suponga $n = 1$.

Sección 3.3: Operación física de diodos

Nota: Si se hacen necesarios los valores de parámetros en particular o constantes físicas y los valores no se expresan, consulte la tabla 3.1.

- 3.31** Encuentre valores para la concentración de portadores intrínsecos n_i para el silicio a -70°C , 0°C , 20°C , 100°C y 125°C .
- 3.32** Se inyectan huecos constantemente en una región de silicio tipo n (conectado a otros dispositivos cuyos detalles no son importantes para esta pregunta). En el estado estable, se crea el perfil de concentración de exceso de huecos que se muestra en la figura P3.32 en la región de silicio tipo n . Aquí, "exceso" significa arriba de la concentración p_{n0} . Si $N_D = 10^6/\text{cm}^3$, $n_i = 1.5 \times 10^{10}/\text{cm}^3$, y $W = 5 \mu\text{m}$, encuentre la densidad de la corriente que circulará en la dirección x .
- 3.33** Haga contrastar las velocidades de desplazamiento de electrones y huecos a través de una capa de $10 \mu\text{m}$ de silicio intrínseco en cuyos terminales se aplica un voltaje de 1 V. Sea $\mu_n = 1350 \text{ cm}^2/\text{Vs}$ y $\mu_p = 480 \text{ cm}^2/\text{Vs}$.
- 3.34** Encuentre la circulación de corriente en una barra de silicio de $10 \mu\text{m}$ de longitud, de $5 \mu\text{m} \times 5 \mu\text{m}$ de sección transversal y que tiene densidades de electrones libres y de huecos de $10^5/\text{cm}^3$ y $10^{15}/\text{cm}^3$, respectivamente, con 1 V aplicado punta con punta. Utilice $\mu_n = 1350 \text{ cm}^2/\text{Vs}$ y $\mu_p = 480 \text{ cm}^2/\text{Vs}$.
- 3.35** En una barra de $10 \mu\text{m}$ de largo de silicio contaminado con donantes, ¿qué concentración de donantes es necesaria para obtener una densidad de corriente de $1 \text{ mA}/\mu\text{m}^2$ en respuesta a un voltaje aplicado de 0.5 V? *Nota:* Aun cuando las movilidades de portadores cambian con la concentración de contaminación (véase la tabla asociada con el problema 3.37), como primera aproximación se puede suponer que μ_n es constante y utiliza el valor para silicio intrínseco, $1350 \text{ cm}^2/\text{Vs}$.

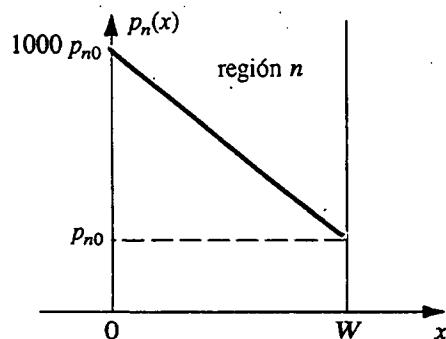


Fig. P3.32

212 DIODOS

- 3.36** En una capa de silicio contaminada con fósforo con concentración de impurezas de $10^{16}/\text{cm}^3$, encuentre la concentración de huecos y electrones a 300 K y 400 K.
- 3.37** Tanto la movilidad como la difusividad de portadores se reduce a medida que aumenta la concentración de silicio. La siguiente tabla contiene unos pocos puntos de información para μ_n y μ_p contra la concentración contaminante. Utilice la relación de Einstein para obtener el valor correspondiente para D_n y D_p .

Concentración de contaminación	μ_n cm^2/Vs	μ_p cm^2/Vs	D_n cm^2/s	D_p cm^2/s
Intrínseco	1350	480		
10^{16}	1100	400		
10^{17}	700	260		
10^{18}	360	150		

- 3.38** Calcule el voltaje integral de una unión en la que las regiones p y n están contaminadas igualmente con 10^{16} átomos/ cm^3 . Suponga $n_i \approx 10^{10}/\text{cm}^3$. Sin voltaje externo aplicado, ¿cuál es el ancho de la región de agotamiento, y a qué distancia se extiende en las regiones p y n ? Si el área transversal de la unión es $100 \mu\text{m}^2$, encuentre la magnitud de carga almacenada en cualquiera de los lados de la unión y calcule la capacitancia C_j de la unión.
- 3.39** Si, para una unión en particular, la concentración de aceptantes es $10^{16}/\text{cm}^3$ y la de donantes es $10^{15}/\text{cm}^3$, encuentre el voltaje integral de la unión. Suponga $n_i \approx 10^{10}/\text{cm}^3$. También encuentre el ancho de la región de agotamiento (W_{ago}) y su magnitud en cada una de las regiones p y n cuando la unión se polariza inversamente con $V_R = 5$ V. A partir de este valor de polarización inversa, calcule la magnitud de la carga almacenada a cada lado de la unión. Suponga que el área de la unión es de $400 \mu\text{m}^2$. También calcule C_j .
- 3.40** Estime la carga total almacenada en una capa de agotamiento de $0.1 \mu\text{m}$ en un lado de una unión de $10 \mu\text{m} \times 10 \mu\text{m}$. La concentración de contaminación en ese lado de la unión es $10^{16}/\text{cm}^3$.
- 3.41** Combine las ecuaciones (3.21) y (3.22) para hallar q_j en términos de V_R . Diferencie esta expresión para hallar una expresión para la capacitancia C_j de la unión. Demuestre que la expresión encontrada es la misma que la del resultado obtenido por medio de la ecuación (3.24) en combinación con la ecuación (3.22).

- 3.42** Para una unión en particular para la que $C_{j0} = 0.5 \text{ pF}$, $V_0 = 0.8 \text{ V}$ y $m = 1/3$, encuentre la capacitancia a voltajes de polarización inversa de 1 y 10 V.

- 3.43** Un diodo de ruptura de avalancha, para el que el voltaje de ruptura es de 10 V, tiene una dissipación nominal de potencia de 0.25 W. ¿Cuál corriente de operación continua eleva la dissipación a la mitad del máximo valor? Si ocurre la ruptura durante sólo 10 ms en cada 20 ms, ¿qué promedio de corriente de ruptura se permite?

- 3.44** En una unión pn polarizada directamente, demuestre que la razón entre la componente de corriente debida a inyección de huecos en la unión y la componente debida a inyección de electrones está dada por

$$\frac{I_p}{I_n} = \frac{D_p}{D_n} \frac{L_n}{L_p} \frac{N_A}{N_D}$$

Evalué esta relación para el caso $N_A = 10^{18}/\text{cm}^3$, $N_D = 10^{16}/\text{cm}^3$, $L_p = 5 \mu\text{m}$, $L_n = 10 \mu\text{m}$, $D_p = 10 \text{ cm}^2/\text{s}$, $D_n = 20 \text{ cm}^2/\text{s}$, y de aquí encuentre I_p e I_n para el caso en que el diodo esté conduciendo una corriente positiva $I = 1 \text{ mA}$.

- 3.45** Un diodo $p^+ - n$ es aquel en el que la concentración de contaminación de la región p es mucho mayor que la de la región n . En un diodo de este tipo, una corriente positiva se debe principalmente a la inyección de huecos en la unión. Demuestre que

$$I \approx I_p = A q n_i^2 \frac{D_p}{L_p N_D} (e^{V/V_T} - 1)$$

Para el caso específico en que $N_D = 5 \times 10^6/\text{cm}^3$, $D_p = 10 \text{ cm}^2/\text{s}$, $\tau_p = 0.1 \mu\text{s}$ y $A = 10^4 \mu\text{m}^2$, encuentre I_S y el voltaje V obtenido cuando $I = 0.1 \text{ mA}$. Suponga operación a 300 K donde $n_i = 1.5 \times 10^{10}/\text{cm}^3$. También calcule el exceso de carga de portadores minoritarios y el valor de la capacitancia de difusión a $I = 0.1 \text{ mA}$.

- **3.46** Un diodo de base corta es aquel en donde los anchos de las regiones p y n son mucho menores que L_n y L_p , respectivamente. En consecuencia, la distribución de exceso de portadores minoritarios en cada región es una recta en el lugar de los exponentiales que se muestran en la figura 3.17.

- (a) Para el diodo de base corta, trace una figura correspondiente a la figura 3.17, y suponga, como en la figura 3.17, que $N_A \gg N_D$.

- (b) Siguiendo una derivación semejante a la dada en la página 152, demuestre que si los anchos de las regiones p y n se denotan por W_p y W_n , entonces

$$I = A q n_i^2 \left[\frac{D_p}{(W_n - x_n) N_D} + \frac{D_n}{(W_p - x_p) N_A} \right] (e^{V/V_T} - 1)$$

PROBLEMAS 213

y

$$Q_p = \frac{1}{2} \frac{(W_n - x_n)^2}{D_p} I_p$$

$$\simeq \frac{1}{2} \frac{W_n^2}{D_p} I_p, \quad \text{para } W_n \gg x_n$$

- (c) También, suponiendo $Q \simeq Q_p$, $I \simeq I_p$, demuestre que

$$C_d = \frac{\tau_T}{V_T} I$$

donde $\tau_T = \frac{1}{2} \frac{W_n^2}{D_p}$

- (d) Si un diseñador desea limitar C_d a 10 pF a $I = 1$ mA, ¿cuál sería W_n ? Suponga $D_p = 10 \text{ cm}^2/\text{s}$.

Sección 3.4: Análisis de circuitos con diodos

- *3.47 Considere el análisis gráfico del circuito de diodos de la figura 3.18 con $V_{DD} = 1$ V, $R = 1 \text{ k}\Omega$ y un diodo que tiene $I_S = 10^{-15}$ A y $n = 1$. Calcule un pequeño número de puntos de la curva característica del diodo en la vecindad en donde se espera que la línea de carga la corte, y utilice un proceso gráfico para refinar su estimación de la corriente del diodo. ¿Qué valor de corriente y voltaje de diodo se encuentra? Analíticamente, halle el voltaje correspondiente a su estimación de corriente. ¿En cuánto difiere del valor estimado gráficamente?
- 3.48 Utilice el procedimiento de análisis iterativo para determinar la corriente y el voltaje del diodo del circuito de la figura 3.18 para $V_{DD} = 1$ V, $R = 1 \text{ k}\Omega$ y un diodo que tiene $I_S = 10^{-15}$ A y $n = 1$.
- 3.49 Un diodo de 1 mA (es decir, que tiene $v_D = 0.7$ V a $i_D = 1$ mA) se conecta en serie con un resistor de 200Ω a una fuente de 1.0 V.
- Dé una estimación aproximada de la corriente del diodo que espera.
 - Si el diodo está caracterizado por $n = 2$, estime la corriente del diodo de manera más precisa por medio de análisis iterativo.
- D3.50 Suponiendo la disponibilidad de diodos para los que $v_D = 0.7$ V a $i_D = 1$ mA y $n = 1$, diseñe un circuito que utilice cuatro diodos conectados en serie, en serie con un resistor R conectado a una fuente de alimentación de 15 V. El voltaje en los terminales de la cadena de diodos debe ser de 3.0 V.
- 3.51 Encuentre los parámetros de un modelo lineal por partes de un diodo para el que $v_D = 0.7$ V a $i_D = 1$ mA y $n = 2$. El modelo debe ajustar exactamente a 1 mA y 10 mA.
- 3.52 Calcule el error en milivolts al predecir v_D usando el modelo lineal por partes a $i_D = 0.5$, 5 y 14 mA.
- 3.53 Por medio de una copia de la curva del diodo presentada en la figura 3.20, aproxime la curva característica del diodo usando una recta que sea exactamente igual a la curva característica del diodo tanto a 10 mA como a 1 mA. ¿Cuál es la pendiente? ¿Cuál es r_D ? ¿Cuál es V_{D0} ?
- 3.54 Sobre una copia de las curvas características del diodo presentadas en la figura 3.20, dibuje una recta de carga correspondiente a un circuito externo formado por una fuente de voltaje de 0.9 V y un resistor de 100 ohms. ¿Cuáles son los valores de caída de diodo y corriente de malla que el lector estima por medio de:
- las curvas características reales del diodo?
 - el modelo de dos segmentos que se muestra?
- 3.55 El diodo cuya curva característica se muestra en la figura 3.23 debe ser operado a 10 mA. ¿Cuál sería una selección probable de voltaje adecuado para un modelo de caída constante de voltaje?
- 3.56 Un diodo modelado por la aproximación de 0.1 V/década opera en un circuito serie con R y V . Un diseñador, que considera utilizar un modelo de voltaje constante, no está seguro de usar 0.7 o 0.5 V de V_D . ¿Para qué valor de V es la diferencia de sólo 1%? Para $V = 2$ y $R = 1 \text{ k}\Omega$, ¿cuáles dos corrientes resultarían por el uso de los dos valores de V_D ?
- D3.56 Una diseñadora tiene un número relativamente grande de diodos para los que una corriente de 20 mA circula a 0.7 V y la aproximación de 0.1 V/década es relativamente buena. Por medio de una fuente de corriente de 10 mA, ella desea crear un voltaje de referencia de 1.25 V. Sugiera una combinación de diodos en serie y paralelo que hagan el trabajo tan bien como sea posible. ¿Cuántos diodos se necesitan? ¿Qué voltaje es el que en realidad se obtiene?
- 3.57 Considere el circuito rectificador de media onda de la figura 3.3(a) con $R = 1 \text{ k}\Omega$ y que el diodo tiene las curvas características y el modelo lineal por partes que se muestra en la figura 3.20 ($V_{D0} = 0.65$ V, $r_D = 20 \Omega$). Analice el circuito rectificador por medio del modelo lineal por partes para el diodo y encuentre así el voltaje de salida v_o como función de v_i . Trace la curva característica de transferencia v_o contra v_i para $0 \leq v_i \leq 10$ V. Si v_i es una senoide con amplitud pico de 10 V, trace y marque claramente la forma de onda de v_o .
- 3.58 Resuelva los problemas del ejemplo 3.2 usando el modelo de diodo de caída constante de voltaje ($V_D = 0.7$ V).
- 3.59 Para los circuitos que se muestran en la figura P3.3, usando el modelo de diodo de caída constante de voltaje ($V_D = 0.7$ V), encuentre los voltajes y corrientes indicados.

214 DIODOS

- 3.60** Para los circuitos que se muestran en la figura P3.4, usando el modelo de diodo de caída constante de voltaje ($V_D = 0.7$ V), encuentre los voltajes y corrientes indicados.
- 3.61** Para los circuitos de la figura P3.9, usando el modelo de diodo de caída constante de voltaje ($V_D = 0.7$ V), encuentre los valores de las corrientes y voltajes marcados.
- 3.62** Para los circuitos de la figura P3.10, utilice el teorema de Thévenin para simplificar los circuitos y hallar los valores de las corrientes y voltajes marcados. Suponga que los diodos se pueden representar por el modelo de caída constante de voltaje ($V_D = 0.7$ V).
- D3.63** Repita el problema 3.11, representando al diodo por su modelo de caída constante de voltaje ($V_D = 0.7$ V). ¿Qué tan diferente es el diseño resultante?
- 3.64** Repita el problema del ejemplo 3.1 suponiendo que el diodo tiene 10 veces el área del dispositivo cuyas curvas características y modelo lineal por partes se muestran en la figura 3.20. Represente el diodo por su modelo lineal por partes ($v_D = 0.65 + 2i_D$).
- **3.65** Para el circuito que se muestra en la figura P3.65, utilice el modelo de caída constante de voltaje (0.7 V) para cada diodo conductor y demuestre que la curva característica puede describirse por medio de
- para $-4.65 \leq v_I \leq 4.65$ V, $v_O = v_I$;
 para $v_I \geq +4.65$ V, $v_O = +4.65$ V;
 para $v_I \leq -4.65$ V, $v_O = -4.65$ V.

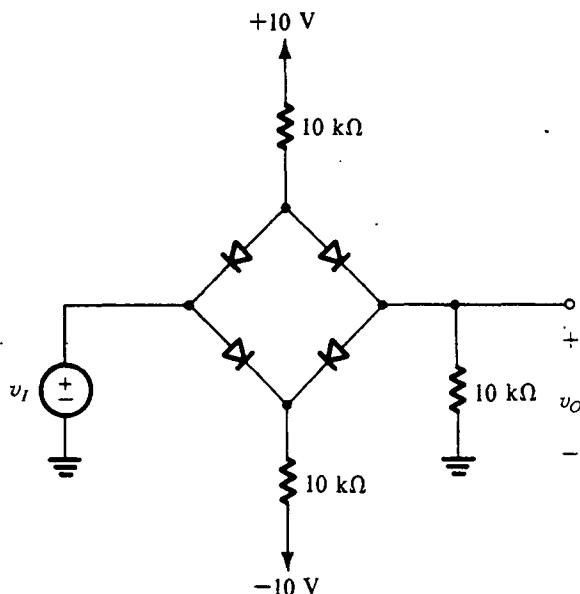


Fig. P3.65

Sección 3.5: El modelo a pequeña señal y su aplicación

- 3.66** Se dice que el modelo a pequeña señal es válido para variaciones de voltaje de unos 10 mV. ¿A qué porcentaje de cambio de corriente corresponde esto (considere señales tanto positivas como negativas) para
- $n = 1$?
 - $n = 2$?
- 3.67** ¿Cuál es la resistencia incremental de 10 diodos de 1 mA conectados en paralelo y alimentados con una corriente de cd de 10 mA. Sea $n = 2$. (Un diodo de 1 mA es aquel que tiene una caída de 0.7 V a una corriente de 1 mA.)
- *3.68** Considere el circuito regulador de voltaje que se muestra en la figura 3.28. El valor de R se selecciona para obtener un voltaje de salida V_O (en los terminales del diodo) de 0.7 V.
- Utilice el modelo a pequeña señal de diodo para demostrar que el cambio en voltaje de salida correspondiente a un cambio de 1 V en V^+ es
- $$\frac{\Delta V_O}{\Delta V^+} = \frac{nV_T}{V^+ + nV_T - 0.7}$$
- Esta cantidad se conoce como *regulación de línea* y suele expresarse en mV/V.
- Generalice la expresión anterior para el caso de m diodos conectados en serie y el valor de R ajustado de modo que el voltaje en los terminales de cada diodo sea 0.7 V (y $V_O = 0.7m$ volts).
 - Calcule el valor de la regulación de línea para el caso $V^+ = 10$ V (nominalmente), (i) $m = 1$; (ii) $m = 3$. Utilice $n = 2$.

- D*3.69** Considere el circuito regulador de voltaje que se muestra en la figura 3.28 con la condición de que una corriente de carga I_L se toma del terminal de salida. Denote por V_O el voltaje de salida (en los terminales del diodo).
- Si el valor de I_L es suficientemente pequeño de modo que el cambio correspondiente, en el voltaje de salida del regulador ΔV_O , es suficientemente pequeño para justificar el uso del modelo a pequeña señal de diodo, demuestre que
- $$\frac{\Delta V_O}{I_L} = -(r_d // R)$$
- Esta cantidad se conoce como *regulación de carga* y suele expresarse en mV/mA.
- Si el valor de R se selecciona de modo tal que cuando no haya carga el voltaje en los terminales del diodo es 0.7 V y la corriente del diodo es I_D , demuestre que la expresión derivada en (a) se convierte en
- $$\frac{\Delta V_O}{I_L} = -\frac{nV_T}{I_D} \frac{V^+ - 0.7}{V^+ - 0.7 + nV_T}$$

Seleccione el mínimo valor posible para I_D que resulte en una regulación de carga $\leq 5 \text{ mV/mA}$. Suponga $n = 2$. Si V_T es nominalmente 10 V, ¿qué valor de R se requiere? También especifique el diodo necesario.

- (c) Generalice la expresión derivada en (b) para el caso de m diodos conectados en serie en R ajustada para obtener $V_O = 0.7m$ volts sin carga.
- *3.70 En el circuito que se muestra en la figura P3.70, I es una corriente de cd y v_s es una señal senoidal. El condensador C es muy grande; su función es acoplar la señal al diodo e impedir que la corriente de cd penetre en la fuente de señales. Utilice el modelo a pequeña señal de diodo para demostrar que la componente de señal del voltaje de salida es

$$v_o = v_s \frac{nV_T}{nV_T + IR_s}$$

Si $v_s = 10 \text{ mV}$, encuentre v_o para $I = 1 \text{ mA}$, 0.1 mA y $1 \mu\text{A}$. Sea $R_s = 1 \text{ k}\Omega$ y $n = 2$. ¿A qué valor de I se hace v_o la mitad de v_s ? Nótese que este circuito funciona como un atenuador de señales con el factor de atenuación controlado por el valor de la corriente I de cd.

- *3.71 Para el circuito de la figura P3.70, sustituya el diodo por su resistencia a pequeña señal, y así trace el circuito para calcular la función de transferencia V_o/V_s , suponiendo que v_s es una senoide de pequeña amplitud (menos de 10 mV) y frecuencia ω . Encuentre una expresión para f_{3dB} en términos de la corriente I de polarización. Si I debe variar entre $10 \mu\text{A}$ y 1 mA , encuentre el valor de C necesario para asegurar que f_{3dB} es a lo sumo 100 Hz. ¿Cuál es el intervalo de f_{3dB} obtenido?

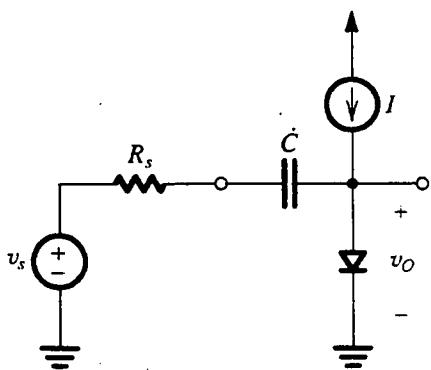


Fig. P3.70

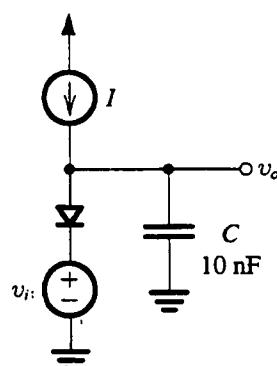


Fig. P3.72

- *3.72 En el circuito que se muestra en la figura P3.72, I es una corriente de cd y v_i es una señal senoidal con pequeña amplitud (menos de 10 mV) y una frecuencia de 100 kHz. Si se representa el diodo por su resistencia r_d a pequeña señal, que es una función de I , trace el circuito para determinar el voltaje senoidal de salida V_o , y así halle el desplazamiento de fase entre V_i y V_o . Encuentre el valor de I que dará un desplazamiento de fase de -45° , y encuentre el intervalo de desplazamiento de fase alcanzado a medida que I varía de 0.1 a 10 veces este valor. Suponga $n = 1$.

- D*3.73 Un regulador de voltaje, formado por dos diodos en serie alimentados con una fuente de corriente constante, se utiliza como reemplazo para una sola pila de carbón y zinc de 1.5 V de voltaje nominal. La corriente de carga del regulador varía de 2 a 7 mA. Se dispone de fuentes de corriente constante de 5, 10 y 15 mA. ¿Cuál escogería el lector, y por qué? ¿Qué cambio en voltaje de salida resultaría cuando varía la corriente de carga en toda su escala? Suponga que los diodos tienen $n = 2$.

Sección 3.6: Operación en la región inversa de ruptura; diodos Zener

- 3.74 Un diodo Zener de 9.1 V, caracterizado a una I_{ZT} de 25 mA, tiene un voltaje de rodilla de 0.95 V_Z a una corriente de rodilla de 5% de I_{ZT} . Considere dos modelos de batería y resistor, y encuentre r_z y V_{Z0} para cada:
- uno cuya curva característica pase por los puntos (V_Z, I_{ZT}) y (V_{ZK}, I_{ZK}) .
 - uno que pase por el punto (V_Z, I_{ZT}) , pero con la mitad de la resistencia Zener que interviene en (a).

216 DIODOS

- D3.75** Un diseñador necesita un regulador en derivación de unos 20 V. Dispone de dos clases de diodos Zener: dispositivos de 6.8 V con r_z de 10 Ω y dispositivos de 5.1 V con r_z de 30 Ω . Para las dos opciones posibles, encuentre la regulación de carga. En este cálculo desprecie el efecto de la resistencia R de regulador.
- 3.76** Un regulador en derivación que utiliza un Zener con una resistencia incremental de 4 Ω se alimenta a través de un resistor de 82 Ω . Si la fuente bruta cambia en 1.4 V, ¿cuál es el cambio correspondiente en el voltaje regulado de salida?
- 3.77** Un diodo Zener de 9.1 V exhibe su voltaje nominal a una corriente de prueba de 28 mA. A esta corriente, la resistencia incremental se especifica como 5 Ω . Encuentre V_{Z0} del modelo Zener. Encuentre el voltaje Zener a una corriente de 10 mA y a 100 mA.
- D*3.78** Dé dos diseños de reguladores en derivación utilizando el diodo Zener 1N5235, que se especifica como sigue: $V_Z = 6.8$ V y $r_z = 5 \Omega$ para $I_Z = 20$ mA; a $I_Z = 0.25$ mA (más cerca de la rodilla) $r_z = 750 \Omega$. Para ambos diseños, el voltaje de alimentación es nominalmente 9 V y varía en ± 1 V. Para el primer diseño, suponga que la disponibilidad de corriente de alimentación no es problema y por lo tanto opere el diodo a 20 mA. Para el segundo diseño, suponga que la corriente de la alimentación bruta es limitada y, por lo tanto, el usuario se ve forzado a operar el diodo a 0.25 mA. Para fines de estos diseños iniciales suponga que no hay carga. Para cada diseño, encuentre el valor de R y la regulación de línea.
- D*3.79** Un regulador en derivación semejante al que se muestra en la figura 3.33 utiliza un diodo Zener de 9.1 V para el que $V_Z = 9.1$ V a $I_Z = 9$ mA, con $r_z = 30 \Omega$ e $I_{ZK} = 0.3$ mA. El voltaje disponible de la fuente de 15 V puede variar hasta en un $\pm 10\%$. Para este diodo, ¿cuál es el valor de V_{Z0} ? Para una resistencia nominal de carga R_L de 1 k Ω y una corriente nominal Zener de 10 mA, ¿qué corriente debe circular en la resistencia R de alimentación? Para el valor nominal de voltaje de alimentación, seleccione un valor para el resistor R , especificado a una cifra significativa, para obtener por lo menos esa corriente. ¿Cuál voltaje nominal de salida resulta? Para un cambio de $\pm 10\%$ en el voltaje de alimentación, ¿cuál variación en voltaje de salida resulta? Si la corriente de carga se reduce en 50%, ¿qué aumento en V_O resulta? ¿Cuál es el mínimo valor de resistencia de carga que se puede tolerar mientras se mantiene la regulación cuando el voltaje de alimentación es bajo? ¿Cuál es el posible voltaje de salida que resulta? Calcule valores para la regulación de línea y para la regulación de carga para este circuito,

usando los resultados numéricos obtenidos en este problema junto con las ecuaciones (3.60) y (3.61).

- D*3.80** Se requiere diseñar un regulador Zener en derivación para obtener un voltaje regulado de unos 10 V. El Zener de 10 V y 1 W disponible, tipo 1N4740, se especifica que tiene una caída de 10 V a una corriente de prueba de 25 mA. A esta corriente su r_z es 7 Ω . La alimentación bruta disponible tiene un valor nominal de 20 V pero puede variar hasta en $\pm 25\%$. Es necesario que el regulador alimente una corriente de carga de 0 a 20 mA. Diseñe para una corriente mínima Zener de 5 mA.
- (a) Encuentre V_{Z0} .
 - (b) Calcule el valor necesario de R .
 - (c) Encuentre la regulación de línea. ¿Cuál es el cambio en V_O expresado como porcentaje, correspondiente al cambio de $\pm 25\%$ en V_S ?
 - (d) Encuentre la regulación de carga. ¿En qué porcentaje cambia V_O de la condición sin carga a la de plena carga?
 - (e) ¿Cuál es la máxima corriente que el Zener de su diseño puede ser capaz de conducir? ¿Cuál es la disipación de potencia Zener en esta condición?

Sección 3.7: Circuitos rectificadores

- 3.81** Considere el circuito rectificador de media onda de la figura 3.37(a) con el diodo polarizado inversamente. Sea v_S una senoide con amplitud de 20 V pico, y sea $R = 2$ k Ω . Utilice el modelo de diodo de caída constante de voltaje con $V_D = 0.7$ V.
- (a) Trace la curva característica de transferencia.
 - (b) Trace la onda de v_O .
 - (c) Encuentre el valor promedio de v_O .
 - (d) Encuentre la corriente pico del diodo.
 - (e) Encuentre el voltaje inverso de pico del diodo.
- 3.82** Por medio de la curva característica exponencial del diodo, demuestre que para v_S y v_O , ambos mayores de cero, el circuito de la figura 3.37(a) tiene la curva característica de transferencia
- $$v_O = v_S - V_D (a i_D = 1 \text{ mA}) - n V_T \ln (v_O/R)$$
- donde v_S y v_O son en volts y R en k Ω .
- 3.83** Considere un circuito rectificador de media onda con entrada de onda triangular de 16 V pico a pico de amplitud y cero promedio, con $R = 1$ k Ω . Suponga que el diodo se puede representar por el modelo lineal por partes con $V_{D0} = 0.65$ V y $r_D = 20 \Omega$. Encuentre el valor promedio de v_O .

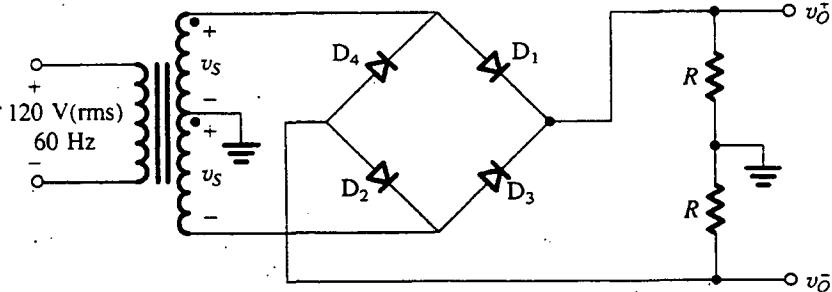


Fig. P3.91

- 3.84 Para un circuito rectificador de media onda con $R = 1 \text{ k}\Omega$ que utiliza un diodo cuya caída de voltaje es 0.7 V a una corriente de 1 mA y exhibe un cambio de 0.1 V por década de variación de corriente, encuentre los valores del voltaje de entrada al rectificador correspondiente a $v_o = 0.1, 0.5, 1, 2, 5$ y 10 V . Trace la curva característica de transferencia del rectificador.
- 3.85 Un circuito rectificador de media onda con una carga de $1 \text{ k}\Omega$ opera desde una toma domiciliaria de 120 V (rms) y 60 Hz, por medio de un transformador reductor de 10 a 1. Utiliza un diodo de silicio que se puede modelar para tener una caída de 0.7 V para cualquier corriente. ¿Cuál es el voltaje pico de la salida rectificada? ¿Durante qué fracción del ciclo conduce el diodo? ¿Cuál es el promedio de voltaje de salida? ¿Cuál es el promedio de corriente en la carga?
- 3.86 Un circuito rectificador de onda completa con una carga de $1 \text{ k}\Omega$ opera desde una toma domiciliaria de 120 V (rms) y 60 Hz, alimentado por medio de un transformador con razón de 5 a 1 y devanado secundario con derivación central. Utiliza dos diodos de silicio que se pueden modelar para tener una caída de 0.7 V para todas las corrientes. ¿Cuál es el voltaje pico de la salida rectificada? ¿Durante qué fracción de un ciclo conduce cada diodo? ¿Cuál es el promedio de voltaje de salida? ¿Cuál es el promedio de corriente en la carga?
- 3.87 Un circuito rectificador de onda completa en puente, con una carga de $1 \text{ k}\Omega$, opera desde una toma domiciliaria de 120 V (rms) y 60 Hz, por medio de un transformador reductor de 10 a 1 que tiene un devanado secundario. Utiliza cuatro diodos, cada uno de los cuales se puede modelar para tener una caída de 0.7 V para cualquier corriente. ¿Cuál es el valor pico del voltaje rectificado en los terminales de la carga? ¿Durante qué fracción de un ciclo conduce cada diodo? ¿Cuál es el promedio de voltaje en los

terminales de la carga? ¿Cuál es el promedio de corriente que pasa por la carga?

- D3.88 Es necesario diseñar un circuito rectificador de onda completa por medio del circuito de la figura 3.38 para obtener un promedio de voltaje de salida de

- (a) 10 V,
(b) 100 V.

En cada caso encuentre la relación necesaria de vueltas del transformador. Suponga que un diodo conductor tiene una caída de voltaje de 0.7 V. El voltaje de ca de la línea es de 120 V rms.

- D3.89 Repita el problema 3.88 para el circuito rectificador en puente de la figura 3.39.

- D3.90 Considere el rectificador de onda completa de la figura 3.38 cuando la relación de vueltas del transformador es tal que el voltaje en los terminales de todo el devanado secundario es 24 V rms. Si el voltaje de entrada de la línea de ca (120 V rms) fluctúa hasta en $\pm 10\%$, encuentre el necesario voltaje inverso de pico (PIV) de los diodos. (Recuerde usar un factor de seguridad en su diseño.)

- *3.91 El circuito de la figura P3.91 ejecuta un rectificador de salida complementaria. Trace y marque con claridad las ondas de v_o^+ y v_o^- . Suponga una caída de 0.7 V en los terminales de cada diodo conductor. Si la magnitud del promedio de cada salida debe ser de 15 V, encuentre la amplitud necesaria de la onda senoidal en los terminales de todo el devanado secundario. ¿Cuál es el PIV de cada diodo?

- 3.92 Aumente el circuito rectificador del problema 3.85 con un condensador seleccionado para obtener un voltaje pico a pico de rizo de (i) 10% del pico de salida, (ii) 1% del pico de salida. En cada caso,
- ¿Cuál promedio de voltaje de salida resulta?
 - ¿Cuál fracción del ciclo conduce el diodo?
 - ¿Cuál es el promedio de corriente del diodo?
 - ¿Cuál es la corriente pico del diodo?

218 DIODOS

- 3.93 Repita el problema 3.92 para el rectificador del problema 3.86.
- 3.94 Repita el problema 3.92 para el rectificador del problema 3.87.
- D*3.95 Se requiere utilizar un rectificador de picos para diseñar una fuente de alimentación que proporcione un promedio de voltaje de salida de cd de 15 V en el que se permite un máximo de ± 1 V de rizo. El rectificador alimenta una carga de 150Ω y es alimentado desde el voltaje de línea (120 V rms, 60 Hz) a través de un transformador. Los diodos disponibles tienen caída de 0.7 V cuando conducen. Si el diseñador opta por el circuito de media onda:
- Especifique el voltaje rms que debe aparecer en el secundario del transformador.
 - Encuentre el valor necesario del condensador de filtro.
 - Encuentre el máximo voltaje inverso que aparecerá en los terminales del diodo, y especifique el valor nominal del voltaje inverso de pico (PIV) del diodo.
 - Calcule el promedio de corriente que circula por el diodo durante la conducción.
 - Calcule la corriente pico del diodo.
- D*3.96 Repita el problema 3.95 para el caso que el diseñador opte por un circuito de onda completa que utilice un transformador con derivación central.
- D*3.97 Repita el problema 3.95 para el caso en el que el diseñador opte por un circuito rectificador de onda completa en puente.
- *3.98 Considere un rectificador de pico de media onda alimentado con un voltaje v_s de onda triangular con

amplitud de 20 V pico a pico, cero promedio y una frecuencia de 1 kHz. Suponga que el diodo tiene una caída de 0.7 V cuando conduce. Sea $R = 100 \Omega$ la resistencia de carga y $C = 100 \mu\text{F}$ el condensador de filtro. Encuentre el promedio de voltaje de salida, el intervalo de tiempo durante el que el diodo conduce, el promedio de corriente del diodo durante la conducción y la máxima corriente del diodo.

- D*3.99 Considere el circuito de la figura P3.91 con dos condensadores de filtro iguales conectados en los terminales de los resistores de carga R . Suponga que los diodos disponibles exhiben una caída de 0.7 V cuando conducen. Diseñe el circuito para obtener un voltaje de salida de ± 15 V de cd con un rizo pico a pico no mayor de 1 V. Cada fuente debe ser capaz de producir 200 mA de corriente de cd a su resistor de carga R . Especifique completamente los diodos y el transformador.

Sección 3.8: Circuitos limitadores y niveladores

- 3.100 Trace la curva característica de transferencia v_o contra v_i para los circuitos limitadores que se muestran en la figura P3.100. Todos los diodos comienzan a conducir a una caída de voltaje en sentido directo de 0.5 V y tienen caídas de voltaje de 0.7 V cuando conducen por completo.
- 3.101 Repita el problema 3.100 suponiendo que los diodos están modelados con el modelo lineal por partes con $V_{D0} = 0.65$ V y $r_D = 20 \Omega$.
- 3.102 Los circuitos de la figura P3.100(a) y (d) están conectados como sigue: los dos terminales de entrada están unidos entre sí, y los dos terminales de salida están

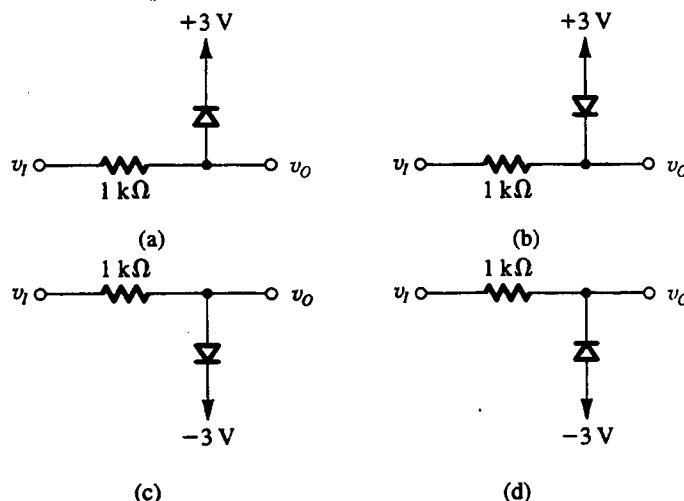


Fig. P3.100

conectados entre sí. Trace la curva característica del circuito resultante, suponiendo que el voltaje de corte de los diodos es 0.5 V y su caída de cuando conducen completamente es de 0.7 V.

- 3.103** Repita el problema 3.102 para los dos circuitos de la figura P3.100(a) y (b) conectados como sigue: los dos terminales de entrada están conectados juntos y los dos terminales de salida están conectados juntos.

- *3.104** Trace y marque claramente la curva característica de transferencia del circuito de la figura P3.104 para $-20 \text{ V} \leq v_i \leq +20 \text{ V}$. Suponga que los diodos se pueden representar por medio de un modelo lineal por partes con $V_{D0} = 0.65 \text{ V}$ y $r_D = 20 \Omega$. Si se supone que el voltaje Zener especificado (8.2 V) se mide a una corriente de 10 mA y que $r_z = 20 \Omega$, represente el Zener por medio de un modelo lineal por partes.

- *3.105** Trace la curva característica de transferencia del circuito de la figura P3.105 al evaluar v_i correspondiente a $v_o = 0.5, 0.6, 0.7, 0.8, -0.5, -0.6, -0.7$ y -0.8 V . Suponga que los diodos son unidades de 1 mA (es decir, tienen caídas de 0.7 V a corrientes de 1 mA) y que tienen curva característica logarítmica de 0.1 V/década. Caracterice el circuito como un limitador duro o suave. ¿Cuál es el valor de K ? Estime L_+ y L_- .

- D3.106** Diseñe circuitos limitadores usando sólo diodos y resistores de $10 \text{ k}\Omega$ para obtener una señal de salida limitada al intervalo de:

- -0.7 V y más,
- -2.1 V y más, y
- $\pm 1.4 \text{ V}$.

Suponga que cada diodo tiene una caída de 0.7 V cuando conduce.

- D3.107** Diseñe un circuito limitador bilateral usando un resistor, dos diodos y dos fuentes de alimentación para

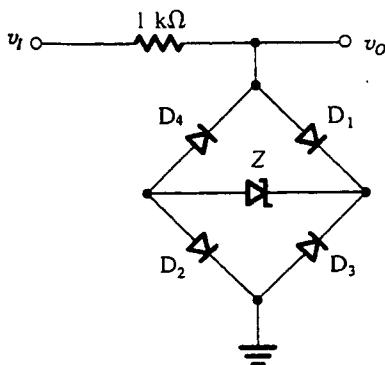


Fig. P3.104

PROBLEMAS 219

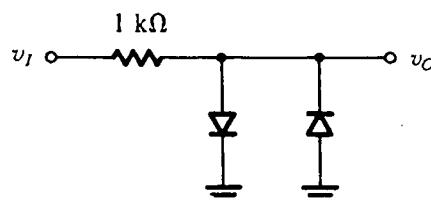


Fig. P3.105

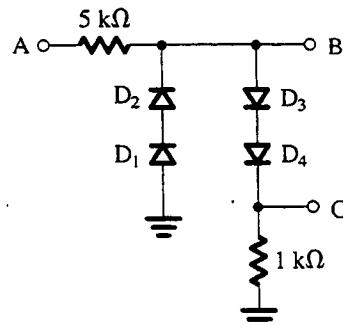


Fig. P3.109

alimentar una carga de $1 \text{ k}\Omega$ con niveles nominales limitadores de $\pm 3 \text{ V}$. Utilice diodos modelados por un voltaje constante de 0.7 V. En la región no limitadora, la ganancia de voltaje del circuito debe ser por lo menos de 0.95 V/V.

- *3.108** Reconsidere el problema 3.108 con diodos modelados por una desviación de 0.5 V y un resistor consistente con una conducción de 10 mA a 0.7 V. Trace y cuantifique el voltaje de salida para entradas de $\pm 10 \text{ V}$.

- *3.109** En el circuito que se muestra en la figura P3.109, los diodos exhiben una caída de 0.7 V a 0.1 mA con una curva característica de 0.1 V/década. Para entradas sobre el intervalo de $\pm 5 \text{ V}$, elabore un diagrama calibrado de los voltajes en las salidas B y C. Para una senoide de 5 V 100 Hz aplicada en A, trace las señales en los nodos B y C.

- 3.110** Un condensador nivelado que utiliza un diodo ideal es alimentado con una onda senoidal de 10 V rms. ¿Cuál es el valor promedio (cd) de la salida resultante?

- *3.111** Para los circuitos de la figura P3.111, cada uno utilizando un diodo (o diodos) ideal, trace la salida para la entrada que se muestra. Marque los niveles más positivo y más negativo de salida. Suponga que $CR \gg T$.