

CAPÍTULO 2

Diodos

	Introducción	35	2.5 Operación en la región de ruptura inversa: diodos Zener	70
2.1	El diodo ideal	36	2.6 Circuitos rectificadores	74
2.2	Operación física de diodos	42	2.7 Tipos especiales de diodos	96
2.3	Características de los terminales de diodos de unión	60	2.8 El modelo de diodo SPICE y ejemplos de simulación	97
2.4	Modelado de la característica directa del diodo	63		

INTRODUCCIÓN

En el capítulo anterior se describieron casi exclusivamente circuitos lineales y se consideró que cualquier falta de linealidad, como la introducida por la saturación de salida de un amplificador era un problema que debía resolver el diseñador del circuito. Sin embargo, hay muchas otras funciones de procesamiento de señales que solo pueden instrumentarse con circuitos no lineales. Algunos ejemplos son la generación de fuentes de tensión de C.C. a partir de la fuente de alimentación de C.A. y la generación de señales con diversas formas de onda (por ejemplo, senoides, ondas cuadradas, pulsos, etc.). Además, los circuitos digitales lógicos y de memoria son una clase especial de circuitos no lineales.

El diodo es el elemento de circuito no lineal más simple y fundamental. Al igual que el resistor, el diodo tiene dos terminales, pero a diferencia de él, que tiene una relación lineal (en línea recta) entre la corriente que lo atraviesa y la tensión que aparece entre sus terminales, el diodo presenta una característica tensión-corriente no lineal.

En este capítulo se estudiarán los diodos. Para comprender su función esencial, se empezará con un elemento ficticio: el diodo ideal. Luego se presentará el diodo de unión de silicio, se explicarán las curvas características de sus terminales y se ofrecerán técnicas para el análisis de circuitos con diodos. Esta última tarea se relaciona con el importante tema del modelo del dispositivo. El estudio del modelado de las curvas características del diodo sentará las bases para el estudio posterior del modelado de la operación del transistor en los dos capítulos siguientes.

Entre las muchas aplicaciones de los diodos, la más común es el diseño de rectificadores (que convierten CA en CC). Por lo tanto, se estudiarán circuitos rectificadores con cierto detalle y se revisarán brevemente otras aplicaciones de los diodos.

Para comprender el origen de las características de los terminales de un diodo se revisará su operación física. El estudio de la operación física de una unión pn y de los conceptos básicos de la física de semiconductores tiene el objetivo de sentar las bases para comprender no solo las características de los diodos de unión sino también las del transistor de efecto de campo, que se estudiará en el capítulo siguiente, y del transistor de unión bipolar, que se estudiará posteriormente.

Aunque casi todo este capítulo se relacionará con el estudio de los diodos de silicio de unión pn , se revisarán brevemente algunos tipos especializados, incluidos el fotodiodo y el diodo emisor de luz. El capítulo concluirá con una descripción del modelo del diodo utilizado en el programa SPICE de simulación de circuitos. También se presentará un ejemplo de diseño que ilustra el uso de la simulación de SPICE.

2.1 EL DIODO IDEAL

2.1.1 La característica corriente – tensión

Podría considerarse que el diodo ideal es el elemento más fundamental de los circuitos no lineales. Se trata de un dispositivo con dos terminales representado con el símbolo que se muestra en la figura 2.1.a) y con una característica corriente-tensión tal como la que se muestra en la figura 2.1.b). La característica de los terminales del diodo ideal podría interpretarse de la manera siguiente: si se aplica al diodo ideal una tensión negativa [en relación con la dirección de referencia indicada en la figura 2.1.a)], no pasa corriente y el diodo se comporta como un circuito abierto [figura 2.1.c)]

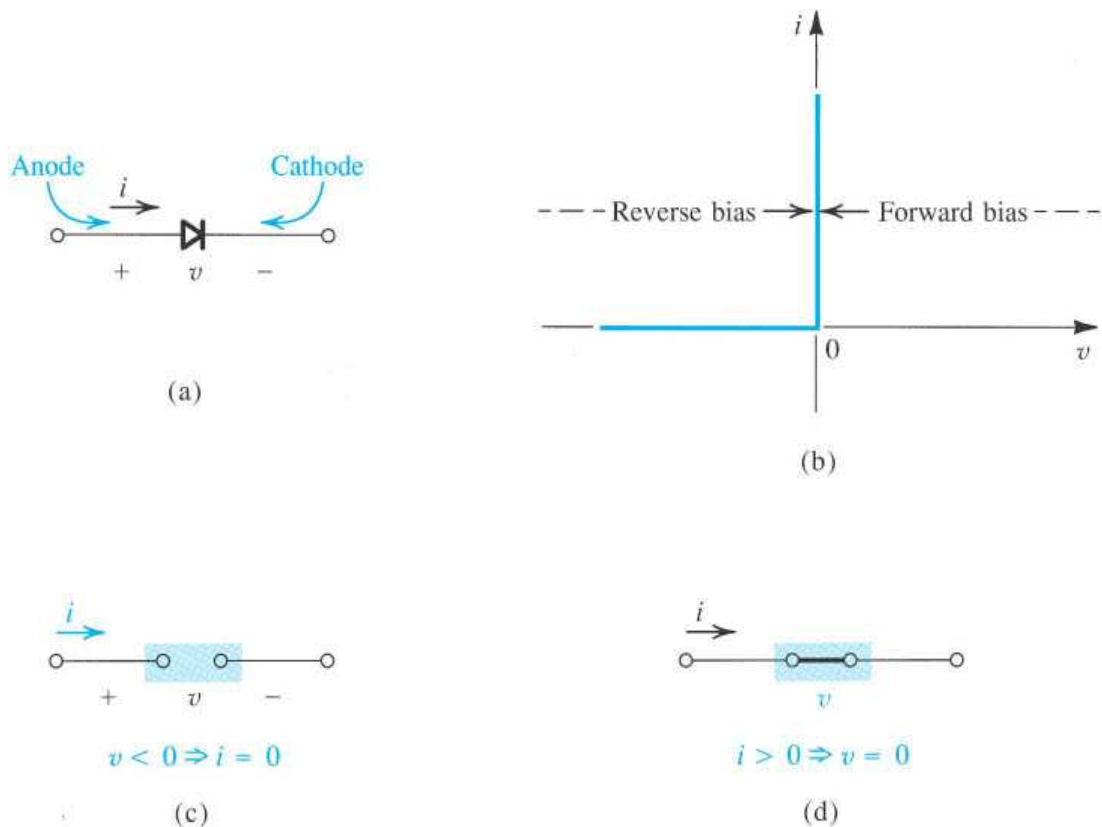


Figura 2.1 El diodo ideal: (a) símbolo de circuito del diodo; (b) característica $i-v$; (c) circuito equivalente en la polarización inversa; (d) circuito equivalente en la polarización directa.

Se dice que este tipo de diodo tiene **polarización inversa** o que opera en dirección inversa. Un diodo ideal tiene corriente cero cuando opera en polarización inversa y se dice que está **al corte** o que está **cortado**.

Por otra parte, si se aplica al diodo ideal una tensión de polarización positiva [en relación con la dirección de referencia indicada en la figura 2.1.a)], circulará por él una corriente distinta de cero. En otras palabras, el diodo ideal se comporta como un cortocircuito en la dirección positiva [figura 2.1.d)] y pasa por él cualquier valor de corriente con caída de tensión nula. Se dice que un diodo con **polarización directa** está **cerrado** o **conduciendo**.

Esta descripción ayuda a reconocer que debe diseñarse el circuito externo de modo que limite a valores predeterminados el paso de la corriente directa por un diodo conductor y la tensión de polarización inversa por un diodo cortado. En la figura 2.2. se muestran dos circuitos con diodos que ilustran al tema. Obviamente en el circuito de la figura 2.2.a) el diodo está conduciendo. Por lo tanto su caída de tensión será cero y la corriente que pasa por él estará determinada por la fuente de alimentación de +10 V y el resistor de 1 K Ω como a 10 mA. Resulta obvio que el diodo del circuito de la

figura 2.2.b) esta cortado y su corriente será cero, lo que significa que toda la tensión de la fuente de alimentación de 10 V aparecerá como polarización inversa a través del diodo.

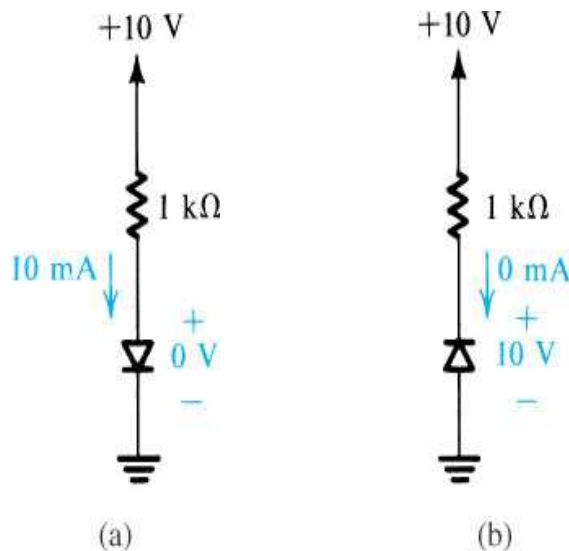


Figura 2.2 Los dos modos de operación de los diodos ideales y el uso de un circuito externo para limitar la corriente directa **a)** y la tensión de polarización inversa **b)** .

El terminal positivo del diodo es el **ánodo** y el negativo es el **cátodo**, terminología que ha sobrevivido desde la época de los diodos realizados mediante válvulas electrónicas de vacío. La característica $i-v$ del diodo ideal (que conduce en una dirección y no en la otra) explica por que se eligió para el circuito un símbolo parecido a una flecha.

Como se hace evidente con la descripción anterior, la característica $i-v$ del diodo ideal es altamente no lineal; aunque esta formada por dos segmentos de línea recta, los mismos se encuentran en un ángulo de 90 grados. A una curva no lineal conformada por segmentos de línea recta se le denomina **lineal por tramos**. Si en una aplicación determinada se utiliza un componente con una característica lineal por tramos de manera tal que la señal de sus terminales solo alterne en uno de los segmentos, entonces se considera que el dispositivo, bajo dichas condiciones de utilización es un elemento de circuito lineal en ese segmento en particular. Por otra parte, si las señales alternan entre puntos de dos o más tramos de la curva característica, ya no se puede realizar un análisis lineal.

2.1.2 Una aplicación simple: el rectificador

Una aplicación fundamental del diodo, que usa su característica $i-v$ marcadamente no lineal, es el circuito rectificador que se ilustra en la figura 2.3.a). El circuito está conformado por la conexión en serie de un diodo D y un resistor R . Sea la tensión de entrada v_I la onda sinusoidal que se muestra en la figura 2.3.b), y suponga que el diodo es un diodo ideal. Durante los semiciclos positivos de la senoide de entrada, la tensión v_I positivo hará que la corriente pase por el diodo en sentido directo. De ello se desprende que la tensión v_D sobre el diodo será muy pequeña (idealmente cero). Por lo tanto, el circuito tendrá el equivalente mostrado en la figura 2.3.c), y la tensión de salida v_O será igual a la tensión de entrada v_I . Por otra parte, durante los semiciclos negativos de v_I el diodo no conducirá. De modo que el circuito tendrá el equivalente que se muestra en la figura 2.3.d) y v_O será cero.

Por lo tanto, la tensión de salida presentará la forma de onda de la figura 2.3.e). Tome nota de que se alterna la polaridad de v_I y de que su valor promedio o valor medio es cero, mientras que v_O al ser unidireccional, tiene un valor promedio o valor medio finito o en otras palabras posee una componente de CC. El circuito de la figura 2.3.a) **rectifica** la señal y, por ello, se le denomina rectificador. Puede usarse para generar C.C. a partir de una fuente de C.A. En la sección 2.7 se estudiarán los circuitos rectificadores.

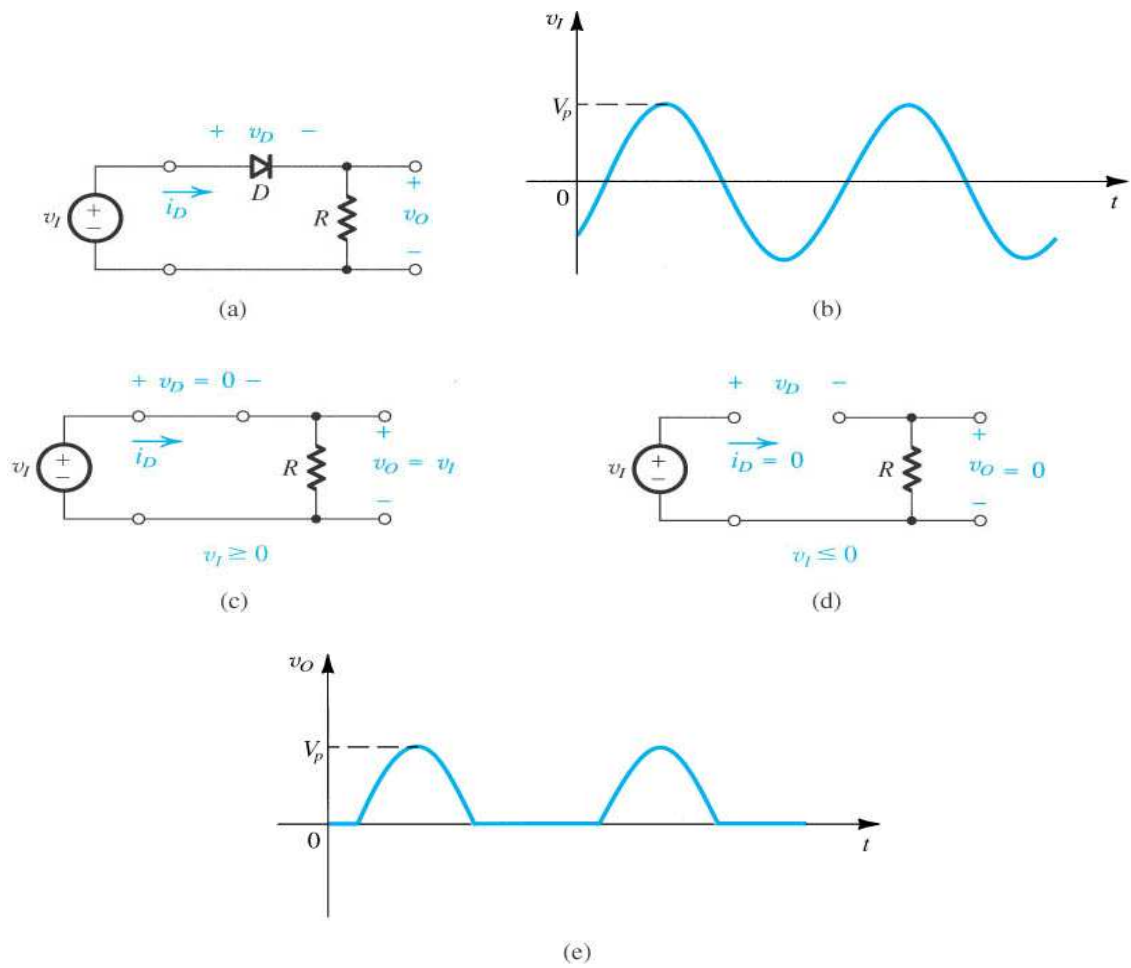


Figura 2.3 a) circuito rectificador. b) onda de entrada. c) Circuito equivalente cuando $v_I > 0$. d) circuito equivalente cuando $v_I < 0$. e) Onda de salida.

EJERCICIOS

- 2.1. Dibuje la característica de transferencia v_O frente a v_I para el circuito de la figura 2.3.a)
Resp. Vease la figura E2.1

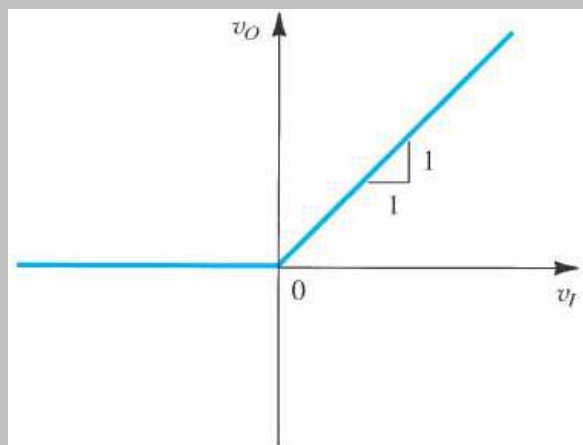


Figura E2.1

2.2. Dibuje la onda de v_D para el circuito de la figura 2.3.a).

Resp. Vease la figura E2.2.

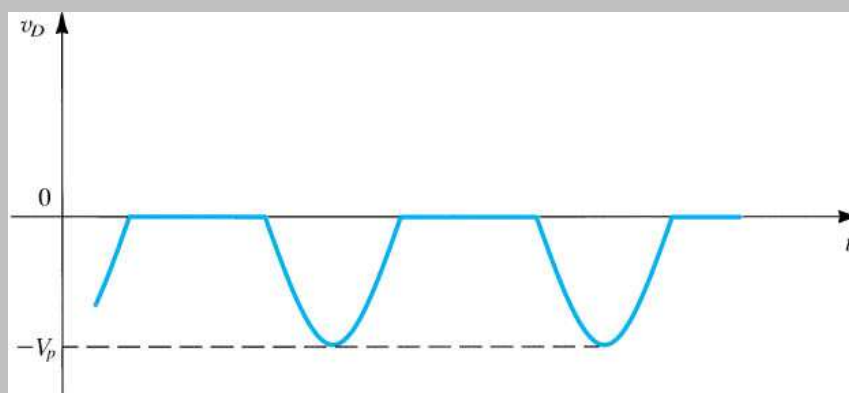


Figura E2.2

2.3. En el circuito de la figura 2.3.a) v_I tiene un valor de pico de 10 V y $R = 1 \text{ K}\Omega$. Encuentre el valor de pico de la corriente i_D y la componente de continua de la tensión v_O .

Resp. 10 mA; 3,18 V

EJEMPLO 2.1

En la figura 2.4.a) se muestra un circuito para cargar una batería de 12 V. Si v_S es una senoide con amplitud de pico de 24 V, encuentre la fracción de cada ciclo durante la cual el diodo conduce. Además, encuentre el valor de pico de la corriente en el diodo y el valor máximo de la tensión de polarización inversa que aparece en el diodo.

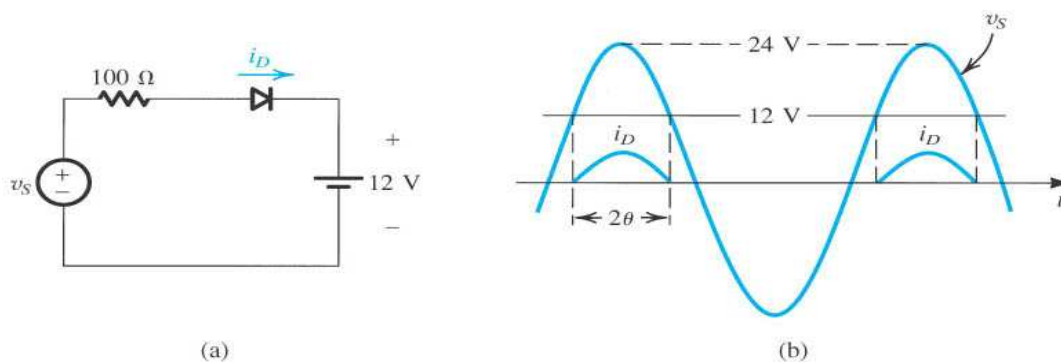


Figura 2.4 Circuito formas de onda del Ejemplo 2.1.

Solución

El diodo conduce cuando v_S excede los 12 V, como se muestra en la figura 2.4.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 de 120° , la tercera parte de un ciclo.

El valor de pico de la corriente en el diodo está dado por $I_D = \frac{24 - 12}{100} = 0,12 \text{ A}$

La máxima tensión inversa en el diodo ocurre cuando v_s está en su pico negativo y es igual a $24 + 12 = 36$ V.

2.1.3 Otra aplicación: compuertas lógicas con diodos

Los diodos, junto con los resistores, se utilizan para instrumentar funciones lógicas digitales. En la figura 2.5 se muestran dos compuertas lógicas con diodos. Para ver como funcionan estos circuitos, piense en un sistema lógico positivo en el que los valores de tensión cercanos a 0 V corresponden a la lógica 0 (o baja) y los cercanos a +5 V corresponden a la lógica 1 (o

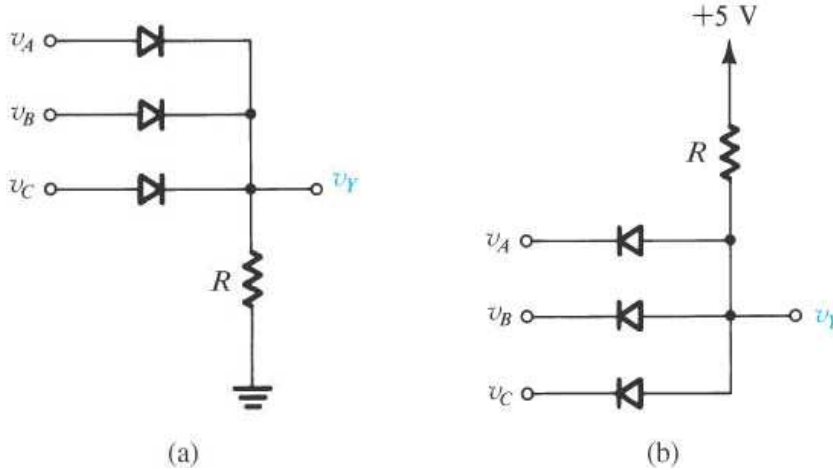


Figura 2.5 Compuertas lógicas de diodos: **a)** compuerta OR; **b)** compuerta AND (en un sistema de lógica positiva).

alta). El circuito de la figura 2.5.a) tiene tres entradas, v_A , v_B y v_C . Es fácil ver que los diodos conectados a entradas de +5 V conducirán, limitando la salida v_Y a un valor igual a +5 V. Esta tensión positiva en la salida mantendrá en el corte a los diodos con entradas bajas (alrededor de 0 V). La salida será alta si una o más entradas son altas. Por lo tanto, el circuito ejecuta la **función lógica OR**, que se expresa en notación booleana como

$$Y = A + B + C$$

De manera similar, se recomienda al lector que demuestre que el circuito de la figura 2.5.b) implementa la función lógica AND que utilizando el mismo tipo de notación responde a la función lógica

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

EJEMPLO 2.2

Suponiendo que los diodos son ideales, encuentre los valores de I y V en los circuitos de la figura 2.6

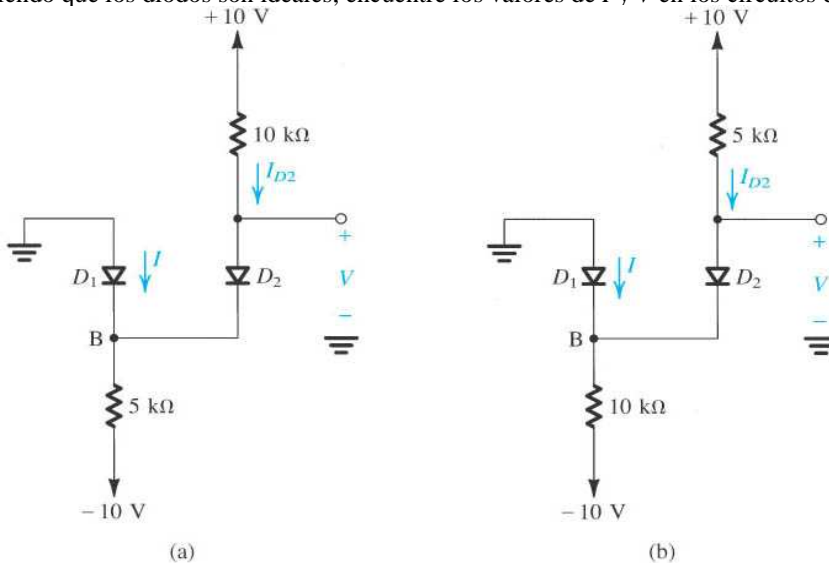


Figura 2.6 Circuito del Ejemplo 2.2.

Solución

A primera vista no es tan obvio en estos circuitos si ninguno, uno o ambos diodos están conduciendo. En tal caso, *se hace una suposición factible, se sigue con el análisis y luego se revisa si se llega a una solución consistente*. En el caso del circuito de la figura 2.6.a), se supondrá que ambos diodos están conduciendo. De ello se desprende que $V_B = 0$ y $V = 0$. Ahora se determina la corriente que pasa a través de D_2 con

$$I_{D2} = \frac{10 - 0}{10 \cdot 10^3} = 1 \text{ mA}$$

De acuerdo con la ley de Kirchoff de los nodos, en el nodo B se tendrá:

$$I + 1 \cdot 10^{-3} = \frac{0 - (-10)}{5 \cdot 10^3}$$

de donde se obtiene una corriente $I = 1 \text{ mA}$. Por lo tanto D_1 también está conduciendo como se supuso originalmente, y el resultado final es $I = 1 \text{ mA}$, $I_{D2} = 1 \text{ mA}$ y $V = 0$.

En el caso del circuito de la figura 2.6.b), si se supone que ambos diodos están conduciendo, entonces $V_B = 0$ y $V = 0$. La corriente en D_2 se obtiene de

$$I_{D2} = \frac{10 - 0}{5 \cdot 10^3} = 2 \text{ mA}$$

La ecuación del nodo B es ahora:

$$I + 2 \cdot 10^{-3} = \frac{0 - (-10)}{10 \cdot 10^3}$$

lo que arroja una corriente $I = -1 \text{ mA}$. Como esto no es posible, nuestra suposición es incorrecta. Se empieza de nuevo y se supone que D_1 está cortado y D_2 en conducción. Así, ahora la corriente I_{D2} está dada por

$$I_{D2} = \frac{10 - (-10)}{15 \cdot 10^3} = 1,33 \text{ mA}$$

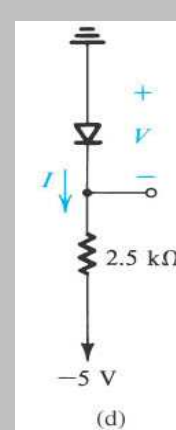
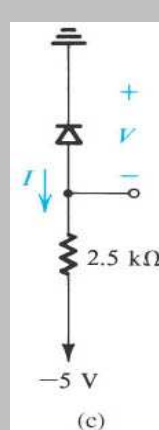
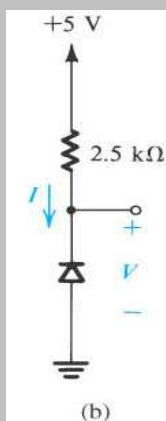
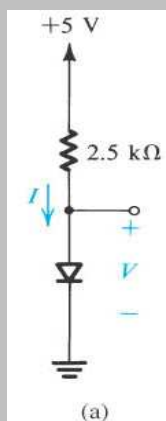
y la tensión del nodo B es

$$V_B = -10 + 10 \cdot 1,33 = +3,3 \text{ V}$$

Por lo tanto D_1 tiene polarización inversa, como se supuso, y el resultado final es $I = 0$ y $V = 3,3 \text{ V}$.

EJERCICIOS

2.4. Encuentre los valores de I y V en los circuitos de la figura E2.4.



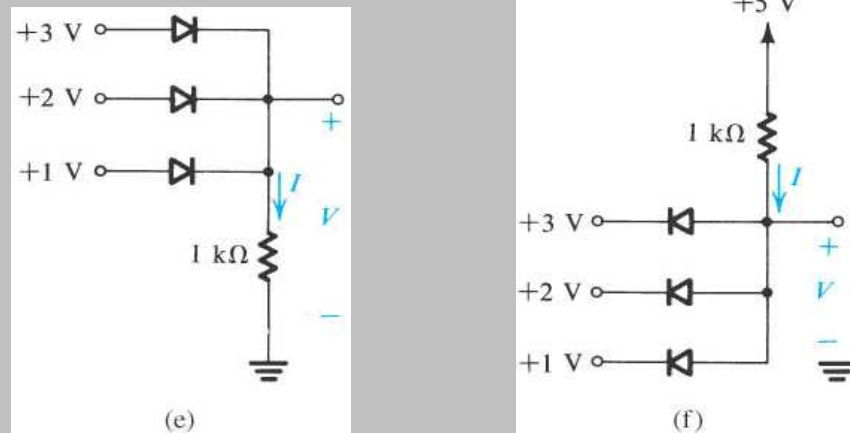


Figura E2.4

Resp. a) 2 mA, 0V ; b) 0 mA, 5 V ; c) 0 mA, 5 V ; d) 2 mA, 0 V ; e) 3 mA, +3 V ; f) 4 mA, +1 V.

- 2.5. En la figura E2.5 se muestra el circuito de un voltímetro de C.A.; utiliza un medidor de imán permanente y bobina móvil que da una lectura a fondo de escala cuando el valor medio de la corriente que pasa por ella es de 1 mA. El medidor tiene una resistencia de 50Ω .

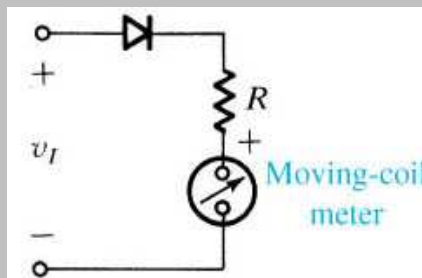


Figura E2.5

Encuentre el valor de R necesario para que el medidor indique una lectura de fondo de escala cuando la tensión de una onda sinusoidal de entrada v_I es de 20 V de pico a pico. (Sugerencia: el valor medio de las ondas semi-sinusoidales es V_{max} / π).

Resp. 3,133 K Ω .

2.2 OPERACIÓN FÍSICA DE DIODOS

A continuación revisaremos brevemente los procesos físicos que dan lugar al comportamiento de los diodos semiconductores reales. El siguiente tratamiento de la física del dispositivo se ha simplificado un poco; no obstante, debe proporcionar detalles suficientes para una mayor comprensión de los diodos y de la operación de los transistores en los siguientes dos capítulos.

2.2.1 Conceptos básicos de semiconductores

La mayoría de los sistemas electrónicos modernos se basan en los dispositivos semiconductores de una u otra forma. En este apartado daremos un vistazo a la naturaleza y las características de los semiconductores, y descubriremos por qué son tan

útiles. En este módulo se incluye un mínimo aporte de física y matemáticas pues estas materias no son de primera relevancia en el mismo. Aquellos interesados en esos temas pueden encontrar, en una buena biblioteca técnica, muchos libros que cubren la física de los semiconductores, desde esos puntos de vista. En cambio el objetivo básico de este capítulo es describir los conceptos fundamentales que permitan luego comprender los conceptos siguientes, en donde se ven aplicados diversos tipos de semiconductores.

En este sentido, intentaremos en primer lugar describir con mayor precisión lo que entendemos como materiales semiconductores. Los materiales sólidos se pueden dividir, con respecto a sus propiedades eléctricas, en conductores, aislantes y semiconductores. Las diferencias características de estos grupos se deben a la estructura atómica de los materiales y, en particular, a la distribución de electrones en las órbitas exteriores de los átomos que integran sus moléculas. Estos electrones externos reciben el nombre de **electrones de valencia** y desempeñan un importante papel en la determinación de muchas de las propiedades del material.

2.2.1.1.- Conductores:

Los conductores como el cobre o el aluminio tienen una nube de electrones libres en todas las temperaturas por encima del cero absoluto. Esta nube se forma con los electrones de valencia que están unidos en forma débil, en las órbitas externas de los átomos. Si se aplica un campo eléctrico a través de un material semejante, habrá un flujo de electrones que dará lugar al establecimiento de una corriente eléctrica si se dispone de un circuito cerrado.

2.2.1.2.- Aislantes:

En los materiales aislantes, como el poliestireno, los electrones de valencia están ligados con firmeza a los núcleos de los átomos y muy pocos pueden liberarse para conducir electricidad. La aplicación de un campo eléctrico no causa ningún flujo de corriente pues no hay portadores móviles de carga capaz de sostenerla en el circuito considerado.

2.2.1.3.- Semiconductores:

A muy bajas temperaturas, los semiconductores tienen las propiedades de un aislante; sin embargo, a temperaturas más altas algunos electrones tienen libertad de movimiento y los materiales adoptan las propiedades de un conductor, si bien de un conductor pobre, es decir con alta resistividad o resistencia. No obstante, los semiconductores tienen algunas características útiles que los hacen distintos tanto de los aislantes como de los conductores.

Tal como se dijo precedentemente, los materiales semiconductores tienen propiedades eléctricas muy interesantes que los hacen en extremo útiles en la producción de dispositivos electrónicos. El material semiconductor más utilizado para tales aplicaciones es el **silicio**, pero también se utiliza el **germanio**, al igual que varios materiales más exóticos, tales como el **arseniuro de galio**. Muchos óxidos de metal tienen propiedades semiconductoras (por ejemplo los óxidos de manganeso, níquel y cobalto que suelen usarse en la fabricación de termistores: NTC o PTC).

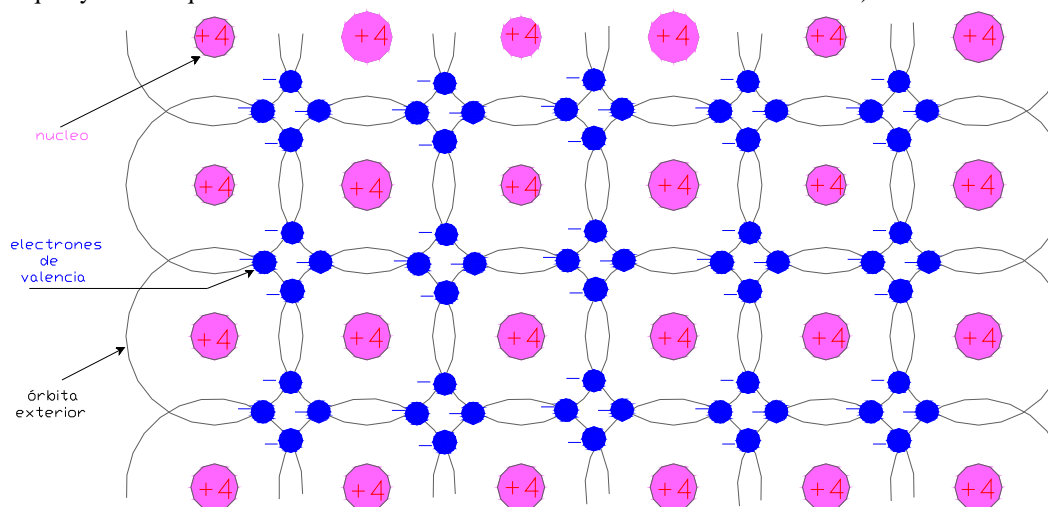


Figura 2.7 Enlaces covalentes – representación simbólica.

A temperaturas cercanas al cero absoluto los electrones de valencia de un semiconductor están ligados con fuerza a sus núcleos y el material tiene las características de un aislante. La razón de esto se puede entender si consideramos la estructura de un semiconductor típico. En la figura 2.7. se trata de mostrar una representación bidimensional de un cristal de silicio. El silicio es un material tetravalente, es decir, que tiene cuatro electrones de valencia. La capa de electrones externa de cada átomo puede acomodar (o se satura recién con) ocho electrones, y el átomo se encuentra más estable cuando esta capa está llena (o saturada).

En un cristal de silicio puro, cada átomo comparte sus electrones de valencia con los cuatro átomos vecinos, de manera que en realidad comparte ocho electrones en lugar de tener sólo cuatro de su exclusiva propiedad. Esta es una disposición muy estable que también se encuentra en materiales de estructura cristalina, tal como el diamante por ejemplo. Este tipo de enlace atómico se suele llamar **enlace covalente**.

A bajas temperaturas (cercanas a cero grado absoluto ó aproximadamente $-273\text{ }^{\circ}\text{C}$), la fuerte unión de los electrones de valencia en los materiales semiconductores no deja electrones libres para conducir electricidad, lo que da como resultado las propiedades aislantes que describimos antes. Sin embargo, conforme aumenta la temperatura, la vibración térmica de la red del cristal trae como resultado el rompimiento de algunos de los enlaces covalente, generando así **electrones libres** que se pueden mover por el cristal. En los átomos en que dicha rotura se halla producido aparece un **hueco** o déficit de electrón que aceptan electrones de átomos adyacentes y que, por lo tanto, también se mueven (esta interpretación es similar a lo que se observa en un vehículo de transporte colectivo de pasajeros cuando estando todos sus pasajeros sentados ocupando todos sus asientos se produce una vacante -porque se baja un pasajero- en un asiento cómodo y del lado de la ventanilla: los pasajeros se van acomodando en función de su mayor comodidad y todo pasa como si el asiento vacío se moviera dentro de la unidad).

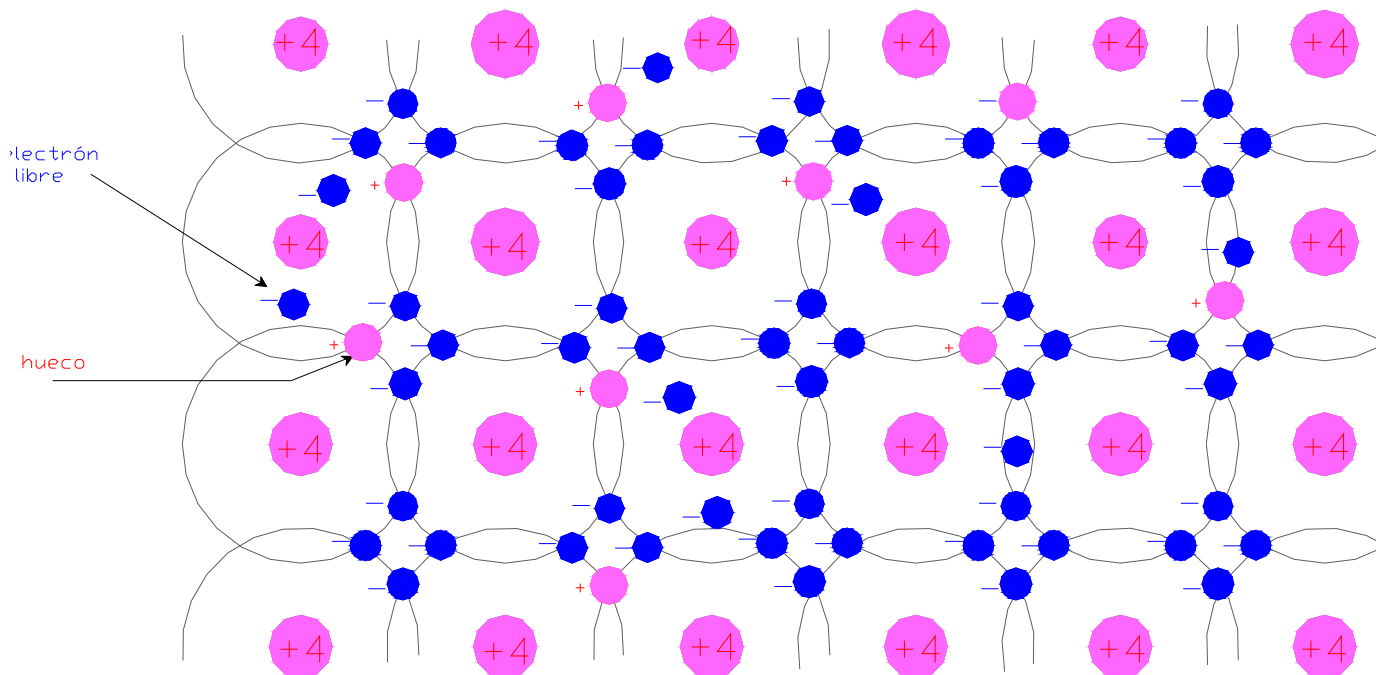


Figura 2.8 Rotura de enlaces covalentes – representación simbólica.

Los electrones son portadores de carga eléctrica negativa y se mueven en sentido contrario al campo eléctrico, lo que genera una corriente eléctrica si se dispone de un circuito cerrado. Los huecos, al ser la ausencia de un electrón, actúan como portadores de carga eléctrica positiva y se mueven en la dirección del campo eléctrico aplicado, contribuyendo también al flujo de corriente. Esta situación se ilustra en la figura 2.8.

A temperatura ambiente normal (aproximadamente 300 ° Kelvin ó +25 ° C) el número de portadores de carga presente en el silicio puro es pequeño, y éste se considera un conductor pobre. Tal tipo de conducción se denomina **conducción intrínseca** y a los portadores que la permiten, tanto electrones libres como huecos se denominan **portadores intrínsecos**. La ionización térmica produce números iguales de electrones libres y huecos y, por lo tanto, concentraciones iguales. Estos electrones libres y huecos se mueven al azar en la estructura de cristal del silicio y, en el proceso, es posible que algunos electrones llenen algunos huecos. Este proceso, denominado **recombinación**, da lugar a la desaparición de electrones libres y huecos. La velocidad de recombinación es proporcional al número de electrones libres y huecos, lo que a su vez esta determinado por la velocidad de ionización. Esta depende fuertemente de la temperatura.

En equilibrio térmico, la velocidad de recombinación es igual a la de ionización o de generación térmica, y es posible 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 el silicio intrínseco a una dada temperatura. El estudio de la física de los semiconductores demuestra que a una temperatura absoluta T (en grados Kelvin), la concentración intrínseca n_i (es decir, el número de electrones libres y huecos por centímetro cúbico) se encuentra a partir de

$$n_i^2 = B T^3 e^{(-E_G/KT)} \quad (2.1)$$

donde B es un parámetro dependiente del material y es $5,4 \cdot 10^{31}$ para el silicio, E_G es un parámetro conocido como energía de separación de banda y es 1,12 electrón volts (eV) para el silicio, y K es la constante de Boltzmann $= 8,62 \cdot 10^{-5}$ eV/K. Aunque no se usa la energía de separación de banda en esta exposición introductoria que se centra en circuitos, es interesante tomar nota que E_G representa la energía mínima requerida para romper un enlace covalente y, por lo tanto, para generar un par electrón-hueco. La sustitución en la ecuación (2.1) de los valores de parámetros dados demuestra que, en el caso del silicio intrínseco a temperatura ambiente ($T=300$ K), $n_i = 1,5 \cdot 10^{10}$ portadores/cm³. Para colocar este número en perspectiva, se observa que el cristal de silicio tiene alrededor de $5 \cdot 10^{22}$ átomos/cm³. Por lo tanto, a temperatura ambiente, ¡solo se ioniza uno de cada mil millones de átomos!

2.2.1.4.- Difusión y desplazamiento

Son dos los mecanismos usados por huecos y electrones para moverse por un cristal de silicio: la **difusión** y el **desplazamiento**. La difusión se asocia con el movimiento aleatorio, debido a la agitación térmica. En una pieza de silicio con concentraciones uniformes de electrones libres y huecos, este movimiento aleatorio no produce un flujo neto de carga (es decir, corriente). Por otra parte, si la concentración de electrones libres se hace mas alta en una parte de la pieza de silicio que en otra, entonces los electrones se difundirán de la región de alta concentración a la de baja. Este proceso de difusión da lugar a un flujo neto de carga, o **corriente de difusión**. Como ejemplo, imagine la barra de silicio que se muestra en la figura 2.9.a) en la que el perfil de concentración de huecos que se muestra en la figura 2.9.b)

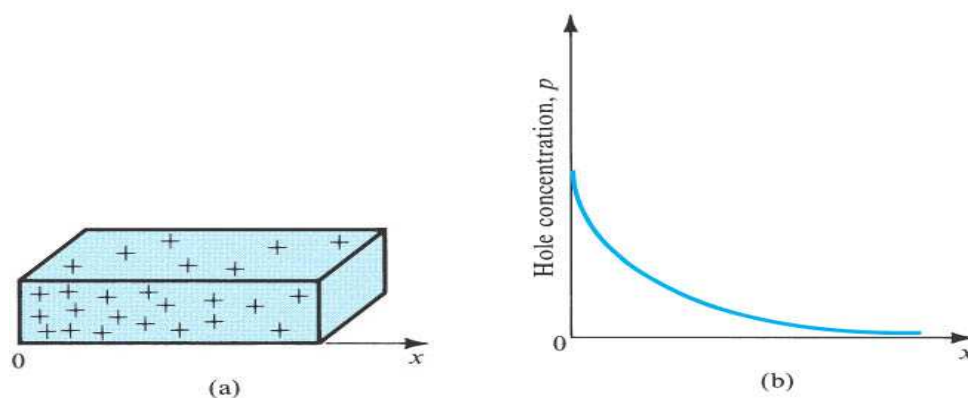


Figura 2.9 Barra de silicio intrínseco a) en que el perfil de concentración de huecos mostrado en b) se ha creado a lo largo del eje x mediante algún mecanismo no especificado.

La existencia de este perfil de concentración produce una corriente de difusión de huecos en la dirección del eje x , y la magnitud de la corriente en cualquier punto es proporcional a la pendiente de la curva de concentración, o el gradiente de concentración, en ese punto

$$J_p = -q D_p \frac{dp}{dx} \quad (2.2)$$

donde J_p es la densidad de la corriente (es decir, la corriente por unidad de área del plano perpendicular al eje x) en A/cm^2 , q es magnitud de carga del electrón $e = 1,6 \cdot 10^{-19} C$, y D_p es una constante denominada **constante de difusión** o **difusividad de los huecos**. Tome en cuenta que el gradiente (dp/dx) es negativo, lo que produce una corriente positiva en dirección x , como se esperaba. En el caso de la difusión de electrones, se aplica una relación similar, dando la densidad de corriente de electrones

$$J_n = -q D_n \frac{dn}{dx} \quad (2.3)$$

donde D_n es la difusividad de los electrones. Observe que una (dn/dx) negativa da lugar a una corriente negativa, debido a la convención de que la dirección positiva de corriente es la que corresponde al flujo de carga positiva (y es opuesta al flujo de la negativa). En el caso de huecos y electrones que se difunden por el silicio intrínseco, los valores típicos para las constante 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 desplazamiento de portadores en semiconductores es el desplazamiento. El **desplazamiento de portadores** ocurre cuando se aplica un campo eléctrico a una pieza de silicio. El campo eléctrico acelera a los electrones libres y a los huecos, que adquieren un componente de velocidad (superpuesto a la velocidad de su desplazamiento térmico), denominado **velocidad de desplazamiento**. Si la fuerza del campo eléctrico se denota con E (en V/cm), los huecos cargados positivamente se desplazarán en la dirección del campo eléctrico E y adquirirán una velocidad V_{despl} (en cm/s) dada por

$$V_{despl} = \mu_p E \quad (2.4)$$

donde μ_p es una constante denominada **movilidad de los huecos**, cuyas unidades son $cm^2/V.s$. En el silicio intrínseco, μ_p suele ser de $480 \text{ cm}^2/V.s$. Los electrones cargados negativamente se desplazarán en dirección opuesta a la del campo eléctrico, y su velocidad estará dada por una relación similar a la de la ecuación (2.4), con la excepción de que μ_p debe ser reemplazado por μ_n que es la movilidad del electrón. En el silicio intrínseco, μ_n suele ser de $1350 \text{ cm}^2/V.s$, alrededor de 2,5 veces mayor que la movilidad de los huecos.

Ahora piense en un cristal de silicio que tiene una densidad de huecos p y una densidad de electrones libres n sometido a un campo eléctrico E . Los huecos se desplazarán en la misma dirección que E (llámese dirección x) con una velocidad $\mu_p E$. Por lo tanto, existe una carga positiva de densidad $q p$ (en $Coulomb/cm^3$) que se desplaza en la dirección x con velocidad $\mu_p E$ (cm/s). De esto se desprende que en 1 segundo una carga de $q p \mu_p E A$ ($Coulomb$) cruzará un plano de área A (cm^2) que es perpendicular al eje x . Se trata del componente de corriente causado por el desplazamiento de huecos. Al dividir por el área A se obtiene la densidad de corriente

$$J_{p-despl} = q p \mu_p E \quad (2.5)$$

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

$$J_{n-despl} = q n \mu_n E \quad (2.6)$$

La densidad de corriente de desplazamiento total se obtiene al combinar las ecuaciones (2.5) y (2.6),

$$J_{despl} = q (p \mu_p + n \mu_n) E \quad (2.7)$$

Debe tomarse nota de que es una forma de la ley de Ohm con la resistividad ρ (en unidades de $\Omega \cdot cm$) dada por

$$\rho = 1 / [q (p \mu_p + n \mu_n)] \quad (2.9)$$

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

$$\frac{D_n}{\mu_n} = \frac{D_p}{\mu_p} = V_T \quad (2.10)$$

donde V_T es la llamada tensión térmica ($K T/q$) que a temperatura ambiente arroja un valor de 25 mV. El lector verificará fácilmente la validez de la ecuación (2.10) si sustituye los valores típicos dados antes para el silicio intrínseco.

2.2.1.5. - Contaminación intencional:

La adición de pequeñas cantidades de impurezas a un material semiconductor puede afectar en forma drástica sus propiedades. De particular interés resultan las impurezas de materiales que pueden acomodarse en la red del cristal del semiconductor, pero que tienen un número diferente de electrones de valencia. Un ejemplo de semejante contaminación intencional es la presencia de **fósforo** en el silicio. El fósforo es un material pentavalente, es decir que tiene cinco electrones de valencia en su capa externa de electrones, que también como el silicio se satura con ocho.

Cuando un átomo de fósforo está presente en la red de un trozo de cristal de silicio reemplazando a un átomo de silicio, cuatro de sus electrones de valencia son compartidos por cuatro átomos vecinos de silicio formando los enlaces covalentes pero un quinto electrón sólo está unido en forma débil y por lo tanto se encuentra libre para moverse dentro de la red y contribuir al establecimiento de una corriente eléctrica. Esta situación se simboliza en la figura 2.10.

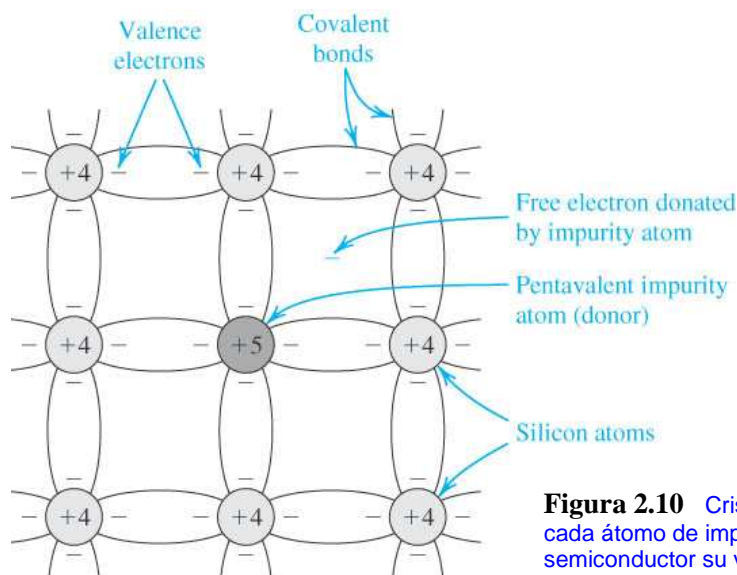


Figura 2.10 Cristal de silicio con impureza pentavalente cada átomo de impureza da lugar a un electrón libre, y el semiconductor su vuelve tipo n – representación simbólica.

Los materiales como el fósforo se reconocen como **impurezas donadoras o donoras**, pues producen un excedente de electrones libres y a los semiconductores que contienen semejantes impurezas se los llama **semiconductores tipo N**, pues tienen portadores de carga negativa libres.

Por lo tanto cada átomo de fósforo dona un electrón libre al cristal de silicio. Sin embargo debe quedar claro que no se generan huecos en este proceso, casi todos los portadores de carga en el silicio contaminado con impurezas de fósforo serán electrones. En realidad, si la concentración de átomos donadores (fósforo) es N_D la concentración de electrones libres en el silicio tipo n, n_{n0} , será, en equilibrio térmico,

$$n_{n0} \simeq N_D \quad (2.11)$$

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

$$n_{n0} \cdot p_{n0} = n_i^2 \tag{2.12}$$

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

$$p_{n0} \simeq \frac{n_i^2}{N_D} \tag{2.13}$$

Debido a que n_i es una función de la temperatura [ecuación (2.1)], se sabe que la concentración de los huecos minoritarios será una función de la temperatura, en tanto que la de los electrones mayoritarios será independiente de esta.

Por su parte el **boro** tiene tres electrones de valencia y es, por lo tanto un material trivalente. Cuando un átomo de boro se introduce dentro de un cristal de silicio, la ausencia de un electrón en la capa exterior deja un espacio (un hueco) que puede aceptar un electrón de un átomo adyacente para completar un enlace covalente. Esta descripción se interpreta en la figura 2.11 Este hueco se mueve de átomo en átomo y actúa como portador móvil de carga positiva, exactamente de la misma manera que los huecos generados por la agitación térmica, tal como se describiera para el material intrínseco.

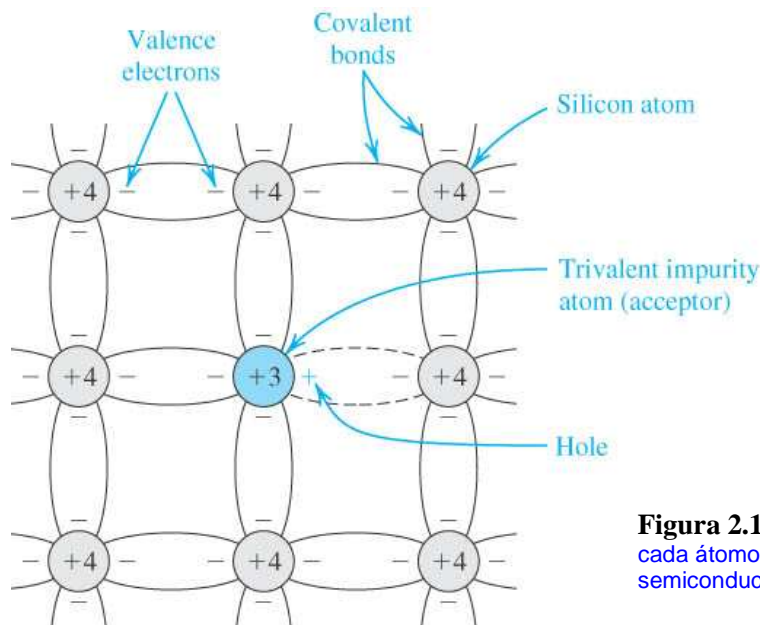


Figura 2.11 Cristal de silicio con impureza trivalente cada átomo de impureza da lugar a un hueco, y el semiconductor su vuelve tipo p – representación simbólica.

Los materiales como el boro se conocen como **impurezas aceptadoras oceptoras** y a los semiconductores que contienen este tipo de impurezas se los llama **semiconductores tipo P**, pues tienen portadores de carga positiva libres y capaces de soportar una corriente eléctrica.

En este silicio tipo p se podrá calcular la concentración de los electrones minoritarios, generados por ionización térmica, si se utiliza el hecho de que el producto de las concentraciones de portadores permanece constante; por lo tanto

$$n_{p0} \simeq \frac{n_i^2}{N_A} \tag{2.14}$$

Debe destacarse que una pieza de silicio tipo n o p es eléctricamente neutra; casi todos los portadores libres (electrones en silicio tipo n y huecos en silicio tipo p) son neutralizados por cargas debidas a los átomos ionizados fijos latentes asociados con los átomos de impureza.

La inclusión intencionada de estas impurezas en los materiales semiconductores que se logra mediante procesos conocidos como de **difusión** se llama **contaminación intencional o dopado** de semiconductores. Los materiales

semiconductores que se logran mediante el dopado de material intrínseco, tanto de tipo N como de tipo P tienen conductividades mucho mayores que la del material semiconductor intrínseco, cuya magnitud depende del nivel de contaminación intencional realizada. A esta diferencia se le llama **conductividad extrínseca** y a los portadores de carga dominante en un semiconductor contaminado se los reconoce como **portadores mayoritarios**, así en un material tipo N los huecos son portadores minoritarios mientras que en un material tipo P dichos huecos constituyen lo que se denomina portadores mayoritarios.

EJERCICIOS

- 2.6. Calcule la densidad de portadores intrínsecos n_i a 250K, 300K y 350 K.
Resp. $1,5 \cdot 10^8 / \text{cm}^3$; $1,5 \cdot 10^{10} / \text{cm}^3$; $4,18 \cdot 10^{11} / \text{cm}^3$
- 2.7. Considere un silicio tipo n en el que la concentración de las impurezas N_D es $10^{17} / \text{cm}^3$. Encuentre las concentraciones de electrones y huecos a 250 K, 300K, y 350 K. Puede utilizar los resultados del ejercicio 2.6.
Resp. 10^{17} , $2,25 \cdot 10^{-1} / \text{cm}^3$; 10^{17} , $2,25 \cdot 10^3 / \text{cm}^3$; 10^{17} , $1,75 \cdot 10^6 / \text{cm}^3$
- 2.8. Encuentre la resistividad de a) silicio tipo p con $N_A = 10^{16} / \text{cm}^3$. Utilice $n_i = 1,5 \cdot 10^{10} / \text{cm}^3$ y suponga que, para el silicio intrínseco, $\mu_n = 1350 \text{ cm}^2 / \text{V.s}$ y $\mu_p = 480 \text{ cm}^2 / \text{V.s}$, y para el silicio con impurezas, $\mu_n = 1110 \text{ cm}^2 / \text{V.s}$ y $\mu_p = 400 \text{ cm}^2 / \text{V.s}$. (Tome en cuenta que las impurezas reducen la movilidad de los portadores).
Resp. a) $2,28 \cdot 10^5 \Omega \cdot \text{cm}$; b) $1,56 \Omega \cdot \text{cm}$

2.2.2 La Unión PN en condiciones de circuito abierto:

Aunque los materiales semiconductores tipo N y tipo P tienen algunas características útiles en forma individual, resultan de gran interés cuando se utilizan en conjunto. Efectivamente, cuando se “unen” un material de tipo N y otro de tipo P, tal como lo muestra la figura 2.12, los portadores de carga en cada uno interactúan en la **región de la unión**.

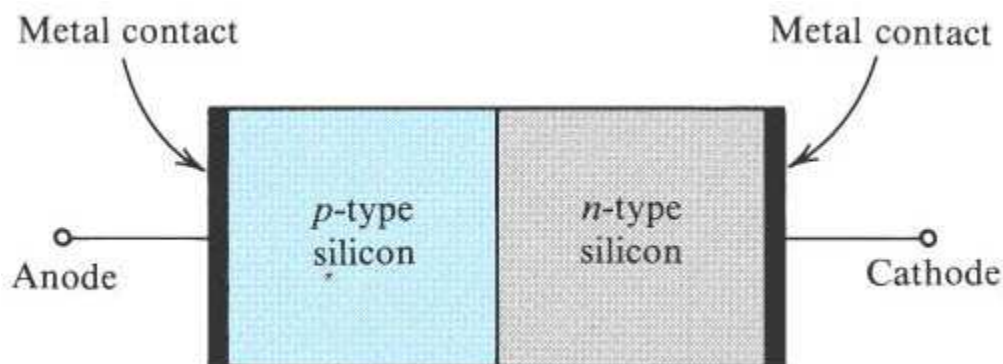


Figura 2.12 Estructura física simplificada del diodo de unión.

En la práctica real, ambas regiones son parte del mismo cristal de silicio al crear regiones con diferentes tipos de impurezas (regiones p y n). Aunque cada material es eléctricamente neutro, cada uno tiene una concentración mucho más alta de portadores de carga mayoritaria que de carga minoritaria. Entonces, en el lado N de la unión hay muchos más electrones libres que en el lado tipo P y viceversa, en el lado P hay muchos más huecos que en el lado N. En consecuencia los electrones se difunden a través de la unión desde el lado N hacia el lado P, donde son absorbidos por la red, recombinándose con huecos libres, que como se dijo abundan en esta región.

De manera similar, los huecos se difunden desde el lado tipo P hacia el lado tipo N y se recombinan con los electrones libres. La figura 2.13. constituye una representación simbólica de estos efectos y para tal fin en el esquema 2.13.a) y 2.13.b) se representan ambos bloques de material semiconductor, uno de tipo N y el otro de tipo P, antes y después de haberse concretado la “unión” entre ambos con indicación de la corriente I_D de difusión que genera este reajuste.

El proceso de difusión y recombinación de portadores de carga produce una región cercana a la unión que tiene muy pocos portadores de carga móviles, pero en la cual todavía están presentes los **átomos ionizados**, es decir aquellos átomos de impureza donora que en el lado N produjeron un electrón libre y que por ello se constituye en una **carga eléctrica fija positiva**, mientras que en el lado P **átomos ionizados con carga eléctrica fija negativa**.

Esta región vaciada de portadores mayoritarios se conoce como **zona de deplexión** o en ocasiones **zona de carga espacial** o **zona de transición**. La difusión neta de portadores de carga negativa móvil en una dirección y de portadores de carga positiva móvil en la opuesta genera un desequilibrio de carga neta a ambos lados de la unión, es decir dentro de la zona de transición, tal como se ilustra en la figura 2.13.c).

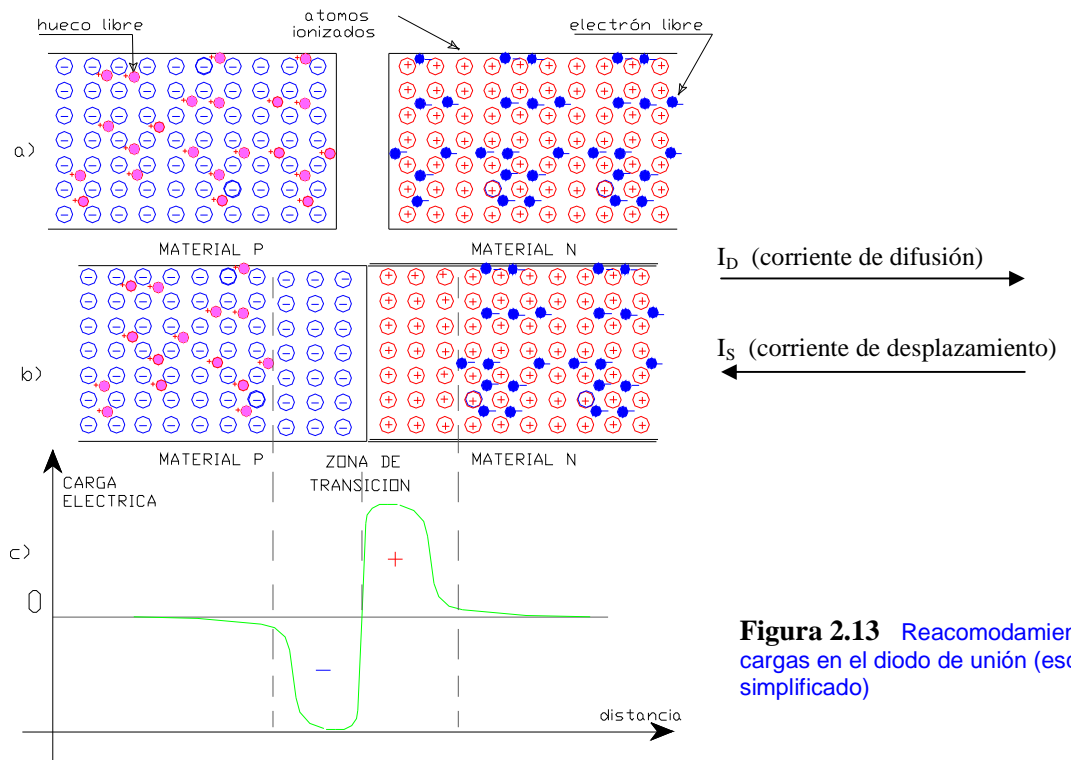


Figura 2.13 Reacomodamiento de cargas en el diodo de unión (esquema simplificado)

La presencia de dicha carga eléctrica a ambos lados de la unión genera la aparición de un **campo eléctrico**. La carga positiva en el lado tipo N repele a los huecos del lado tipo P de la unión, mientras que la carga negativa en el lado tipo P repele de manera similar a los electrones del lado tipo N. Esto puede describirse diciendo que el campo eléctrico generado por la presencia de los átomos ionizados, produce una **barrera de potencial** que deben vencer los portadores mayoritarios para cruzar la unión. Esto se representa en las figuras 2.14.a) y 2.14.b).

Solo un pequeño número de portadores mayoritarios tienen la energía suficiente para vencer esta barrera generando una pequeña corriente si cerramos el circuito de la unión. Pero este campo eléctrico producido en la zona de transición no se opone, o más bien ayuda al movimiento de los portadores minoritarios, de modo que cualquiera de estos portadores minoritarios que llegan por azar a la zona de transición, o que se forman allí por agitación térmica, se aceleran cruzando la unión y generando una pequeña corriente que es del tipo desplazamiento I_S , cuyo valor depende estrechamente de la temperatura; sin embargo, es independiente del potencial de barrera.

En condiciones de circuito abierto [figura 2.14.b)] no existe corriente externa; por lo tanto, las dos corrientes opuestas a través de la unión deben tener la misma magnitud: $I_D = I_S$. Es decir que en una unión aislada (que no forma

ningún circuito cerrado) existe un estado de equilibrio dinámico en el que la corriente de difusión es compensada exactamente por la corriente de arrastre o de desplazamiento y la unión se encuentra eléctricamente estable. Este equilibrio dinámico en una unión aislada determina el valor de la barrera de potencial V_{Du} . Para un material dado, el potencial será tal

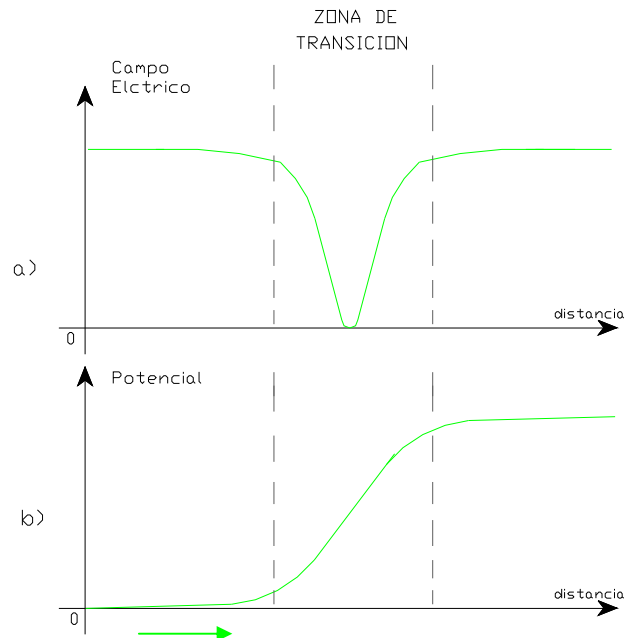


Figura 2.14 Variación del campo eléctrico y el potencial en la zona de transición de un diodo de unión

que las corrientes de difusión y de arrastre se cancelen mutuamente para producir una corriente neta nula. Si por alguna razón I_D excede a I_S , entonces será mayor la carga de los átomos ionizados a ambos lados de la unión, la zona de transición se ensanchará y aumentará el potencial de barrera V_{Du} en ésta. A su vez, esto hace que I_D disminuya hasta que se alcanza el equilibrio con $I_D = I_S$. Por otra parte, si I_S es mayor que I_D , disminuirá la cantidad de carga de los átomos ionizados, se estrechará la zona de transición y se reducirá el potencial de barrera V_{Du} a través de ella. Esto provoca que I_D aumente, hasta que se alcanza el equilibrio con $I_D = I_S$.

Se demuestra que si no se aplica ningún voltaje externo, la tensión o potencial de barrera a través de la unión pn esta dado por

$$V_{Du} = V_T \cdot \ln \left(\frac{N_A \cdot N_D}{n_i^2} \right) \quad (2.15)$$

para el silicio V_{Du} es de unos 0,6 á 0,7 V mientras que para el germanio se ubica entre 0,2 á 0,3 V.

Este potencial también llamado potencial de contacto, no se puede utilizar para generar ningún flujo de corriente en un circuito externo que se le conecte al conjunto P-N ya que la conexión de componentes externos al dispositivo produciría "contactos" adicionales con potenciales de contacto que cancelan el de la unión. El ancho de la zona de transición depende de la cantidad de impurezas con la que se ha dopado a cada tipo de material semiconductor, tipo P y tipo N. La descripción anterior considero que existe una región de transición tanto en los materiales p como en los n y que en ambos lados hay cantidades iguales de carga. Sin embargo, como los niveles de contaminación no siempre son iguales en los materiales p y n , es posible deducir que ambos lados de la región de transición no tendrán el mismo ancho. Mas bien, para que haya la misma cantidad de carga espacial por átomos ionizados, la zona de transición se extenderá a mayor profundidad en el material con menores impurezas. De manera específica, si se denota que el ancho de la región de transición del lado p es x_p y del lado n es x_n , esta condición de igualdad de carga se expresaría como

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

donde A es el área de corte transversal de la unión. Es posible reordenar esta ecuación para obtener

$$\frac{x_n}{x_p} = \frac{N_A}{N_D} \tag{2.16}$$

En la practica real, es normal que un lado de la unión tenga mayor cantidad de impurezas que el otro, con el resultado de que la región de transición abarca un lado casi completo (el lado con menores impurezas). Finalmente, tomando en cuenta la física de los dispositivos, el ancho de la región de transición de una unión a circuito abierto esta dado por

$$W_{trans} = x_n + x_p = \sqrt{\frac{2 \epsilon_s}{Q} \left(\frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D} \right) V_{Du}} \tag{2.17}$$

Donde ϵ_s es la permisividad eléctrica del silicio = $11,7 \cdot \epsilon_0 = 1,04 \cdot 10^{-12}$ F/cm. Por lo general, W_{trans} se encuentra comprendida entre 0,1 a 1 μm .

EJERCICIO

- 2.9. Para el caso de una unión pn con $N_A = 10^{17}/\text{cm}^3$ y $N_D = 10^{16}/\text{cm}^3$, encuentre a $T = 300$ K, la tensión de barrera de potencial, el ancho de la zona de transición W_{trans} y la distancia a la que se extiende en los lados n y p de la unión (x_n y x_p). Use $n_i = 1,5 \cdot 10^{10}/\text{cm}^3$.
 Resp. 728 mV ; 0,32 μm ; 0,03 μm y 0,29 μm .

2.2.3 La Unión PN en condiciones de polarización inversa:

Tal como se representa en la figura 2.15., la aplicación de un potencial externo a través del dispositivo afectará a la altura de la barrera de potencial y cambiará el estado de equilibrio dinámico existente.

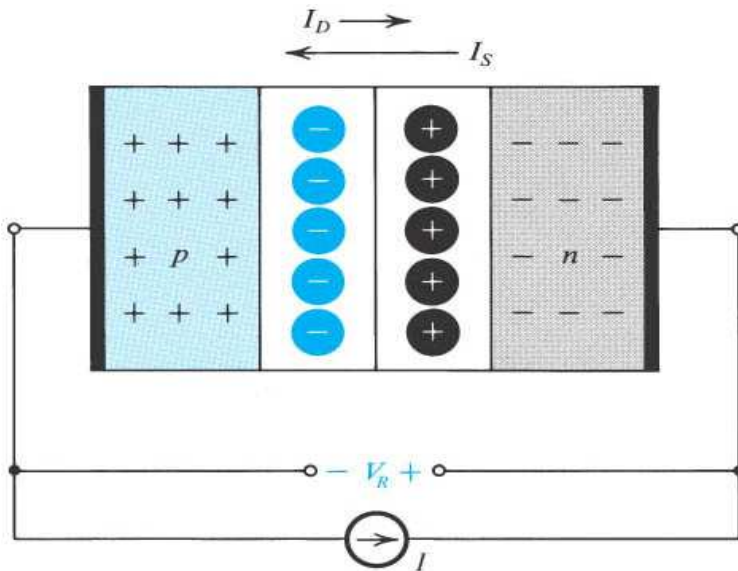


Figura 2.15 La unión pn excitada por una fuente de alimentación externa y constante I en la dirección inversa. Para evitar la ruptura I se mantiene por debajo de I_S . Observe que la zona de transición se ensancha y que la tensión de barrera de potencial aumenta en V_R volts, que aparece entre los terminales como una tensión inversa

La corriente I será transportada por electrones que fluyen en el circuito externo del material n al p (es decir, en dirección opuesta a la de I). Esto hará que los electrones dejen el material n y los huecos dejen el material p . Los electrones libres que dejan el material n causan un aumento en la cantidad de carga de los átomos ionizados positivamente en la zona de transición. De manera similar, los huecos que dejan el material p causan un incremento en la cantidad de

carga de los átomos ionizados negativamente en la zona de transición. Por lo tanto la corriente I producirá un incremento en el ancho de la zona de transición y en la carga almacenada en ella. A su vez, esto produce una mayor tensión de barrera de potencial a través de la zona de transición (es decir, para cruzar la unión los portadores mayoritarios necesitan mayor energía), lo que hace que disminuya la corriente de difusión I_D . La corriente de desplazamiento I_S , que es independiente de la tensión de la barrera de potencial, permanecerá constante. Finalmente, se alcanzara el equilibrio (estado estable) cuando

$$I_D = I_S = I$$

En equilibrio, el aumento en la diferencia de potencial de la zona de transición, por encima del valor de la tensión de umbral V_{Du} aparecerá como una diferencia de potencial externa que puede medirse entre los terminales del diodo, con n positivo en relación con p . En la figura 2.15, esta tensión aparece como V_R .

Ahora es posible considerar que se excita a la unión pn con una tensión inversa V_R menor que la tensión de ruptura V_{ZK} . A esta tensión inversa que hemos llamado V_{ZK} el campo eléctrico instalado en la zona de transición resulta tan intenso que se inicia un proceso en donde al producirse muchas roturas de uniones covalentes estos portadores generados ya incorporan gran cantidad de energía tal que por choque con otros átomos generan mayor cantidad de roturas de uniones covalentes y por lo tanto la presencia de una gran cantidad de pares electrón hueco que crecen en forma de avalancha, la corriente inversa soportada por I_S se escapa ilimitadamente pudiendo llegar a destruir la unión si esta no se encuentra adecuadamente preparada para soportarla.

2.2.3.1.- La capacidad de almacenamiento:

Del análisis que precede se observa una analogía entre la zona de transición de una unión pn y un condensador de placas paralelas. A medida que cambia la tensión a través de la unión pn , también lo hace la carga almacenada en la zona de transición de la misma. En la figura 2.16 se muestra una curva característica típica de carga en función de la tensión externa de una unión pn . Observe que solo se muestra la parte de la curva que corresponde a la región con polarización inversa.

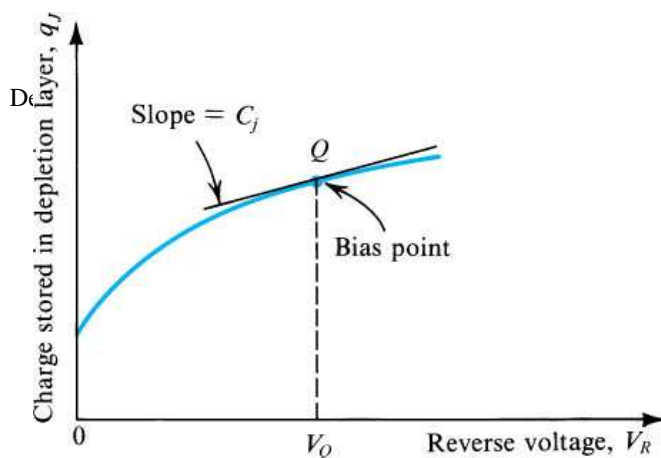


Figura 2.16 La carga almacenada en cualquier lado de la zona de transición de una unión pn en función la tensión inversa V_R

Se obtendrá una expresión para la carga almacenada q_J de la zona de transición si se encuentra la carga almacenada en cualquiera de los lados de la unión (cuyas cargas, por supuesto, son iguales). Empleando el lado n , se escribe

$$q_J = q_N = q \cdot N_D \cdot x_n \cdot A$$

donde A es el área de la sección transversal de la unión (en un plano perpendicular a la página). Luego se utiliza la ecuación (2.16) para expresar x_n en términos del ancho de la zona de transición W_{trans} para obtener

$$q_J = q \frac{N_A \cdot N_D}{N_A + N_D} W_{trans} \quad (2.18)$$

Donde W_{trans} se encuentra de la ecuación (2.19) al reemplazar V_{Du} con la tensión total a través de la zona de transición ($V_{Du} + V_R$),

$$W_{trans} = \sqrt{\frac{2 \epsilon_s}{Q} \left(\frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D} \right) (V_{Du} + V_R)} \quad (2.19)$$

La combinación de las ecuaciones (2.18) y (2.19) produce la expresión para la relación no lineal $q_J - V_R$ descrita en la figura 2.16. Obviamente, esta relación no representa a un condensador lineal. Sin embargo, se puede usar una aproximación de capacitancia lineal si el dispositivo está polarizado y la variación de la señal alrededor del punto de

polarización es pequeña, como se ilustra en la figura 2.16. Esta es la técnica que se utilizó en la sección 1.4 para obtener amplificación lineal con un amplificador que tiene una característica de transferencia no lineal asimismo será utilizada mas adelante para obtener un modelo de pequeña señal para el diodo en la región de polarización directa. Dada esta aproximación de pequeña señal, la capacidad de almacenamiento (también conocida como capacitancia de unión) es simplemente la pendiente de la curva $q_J - V_R$ en el punto de polarización Q .

$$C_J = \left. \frac{dq_J}{dV_R} \right|_{V_R = V_Q} \tag{2.20}$$

Se puede evaluar fácilmente la derivada y encontrar C_J . Como opción, se puede tratar la zona de transición como un condensador de placas paralelas y obtener una expresión idéntica para este efecto capacitivo empleando la formula familiar

$$C_J = \frac{\epsilon_S A}{W_{trans}} \tag{2.21}$$

Donde W_{trans} esta dada por la ecuación 2.19. La expresión resultante para C_J se puede escribir en la forma conveniente

$$C_J = \frac{C_{J0}}{\sqrt{1 + (V_R/V_{Du})}} \tag{2.22}$$

donde C_{J0} es el valor de C_J obtenido para una tensión aplicada nula.

$$C_{J0} = \sqrt{\frac{\epsilon_S \cdot q}{2} \left(\frac{N_A \cdot N_D}{N_A + N_D} \right) \left(\frac{I}{V_{Du}} \right)} \tag{2.23}$$

El análisis anterior y la expresión para C_J se aplican a las uniones en las que se hace que la concentración del portador cambie abruptamente en la orilla de la unión. Una formula mas general para C_J es

$$C_J = \frac{C_{J0}}{\left\{ 1 + \frac{V_R}{V_{Du}} \right\}^m} \tag{2.24}$$

Donde m es una constante cuyo valor depende de la manera en que cambia la concentración del lado p al n de la unión. Se la denomina **coeficiente de graduación**, y su valor va de 1/3 a 1/2.

Para recapitular, a medida que se aplica una tensión de polarización inversa a una unión pn , ocurre una situación transitoria en que la capacitancia de almacenamiento se carga a la nueva tensión de polarización. Después de que pasa esta situación transitoria, la corriente inversa de estado estable es simplemente igual a $I_S - I_D$. Normalmente, I_D es muy pequeña cuando el diodo tiene polarización inversa y la corriente inversa es casi igual a I_S . Sin embargo, solo se trata de un modelo teórico y no se aplica muy bien. En realidad, corrientes de hasta unos cuantos nanoamperes (10^{-9} A) fluyen en dirección inversa, en dispositivos en los que I_S ronda los 10^{-15} A. Esta diferencia considerable se debe al escape y otros efectos. Más aún, la corriente inversa depende hasta cierto punto de la magnitud de la tensión inversa, al contrario del modelo teórico que establece que $I \simeq I_S$, independientemente del valor de la tensión inversa aplicada. No obstante, como participan corrientes muy bajas, no suelen interesar los detalles de la característica $i-v$ del diodo en la dirección inversa.

EJERCICIO

- 2.10. En el caso de 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 de unión unitaria (aquí μm^2 es una unidad conveniente) y b) la capacidad de almacenamiento C_J a

una tensión de polarización inversa de 2 V, suponiendo un área de unión de $2500 \mu\text{m}^2$. Emplee $n_i = 1,5 \cdot 10^{10}/\text{cm}^3$, $m = 0,5$ y el valor de V_{Dn} encontrado en el ejercicio 2.9 ($V_{Dn} = 0,728 \text{ V}$).

Resp. a) $0,32 \text{ fF}/\mu\text{m}^2$; b) $0,41 \text{ pF}$.

2.2.4. La Unión PN en la región de ruptura:

Al considerar la operación del diodo en la región de polarización inversa de la sección anterior, se supuso que la fuente de alimentación inversa I (figura 2.15) era menor a I_S o, de manera equivalente, que la tensión inversa V_R era menor que la tensión de ruptura V_{ZK} . Ahora se desea estudiar el mecanismo de ruptura en las uniones pn y explicar las razones por las que como ya se anticipó, la corriente inversa puede escaparse incontroladamente (la línea que representa la relación $i-v$ en la región de ruptura que como veremos es casi vertical). Para este fin se excita a la unión pn con una fuente de alimentación que hace que una corriente constante I mayor de I_S fluya en dirección inversa, como se muestra en la siguiente figura

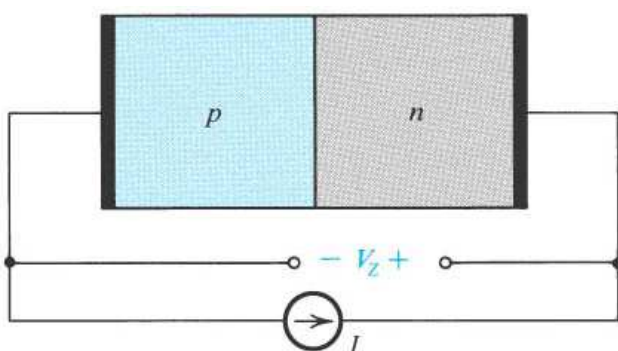


Figura 2.17 La unión pn excitada por una fuente de corriente inversa I , donde $I > I_S$. La unión se rompe y se desarrolla una tensión V_Z a través de la unión, con la polaridad indicada

Esta fuente de alimentación inversa moverá a los huecos del material p del circuito exterior⁴ hacia el material n , y a los electrones del material n del circuito exterior hacia el material p . Esta acción hace incrementar la cantidad de carga debido a los átomos ionizados en la zona de transición, esta zona se ensancha y se incrementa la tensión de la barrera de potencial. Este último efecto causa una disminución de la corriente de difusión que con el tiempo, se reducirá a cero. No obstante, esto no basta para alcanzar un estado estable, porque I es mayor que I_S . Por lo tanto, el proceso que lleva al ensanchamiento de la zona de transición y prosigue asta desarrollar una tensión de unión que es lo suficientemente alta, en cuyo punto se establece un nuevo mecanismo para alimentar los portadores de carga para sustentar la corriente I . Como se explicará ahora, este mecanismo para proporcionar las corrientes inversas que excedan I_S puede tomar una de dos formas, dependiendo del material, la estructura y otros elementos de la unión.

Los dos mecanismos de ruptura posibles son el **efecto Zener** y el **efecto avalancha**. Si una unión pn se rompe con un voltaje de ruptura $V_Z < 5 \text{ V}$, el mecanismo suele ser el efecto Zener. Una ruptura de avalancha ocurre cuando V_Z es mayor de unos 7 V . En el caso de uniones que se rompen entre 5 y 7 V , el mecanismo puede ser el efecto zener, el de avalancha, o una combinación de los dos.

La ruptura Zener ocurre cuando aumenta el campo eléctrico en la región de transición, al punto en que puede romper enlaces covalentes y generar pares electrón-hueco. El campo eléctrico barrerá los electrones generados de esta manera hacia el lado n y los huecos hacia el lado p . Por lo tanto, estos electrones y huecos constituyen una corriente inversa a través de la unión que ayuda a sostener la corriente externa I . Una vez que empieza el efecto Zener, puede generarse una gran cantidad de portadores, con un aumento insignificante en la tensión de la unión. Por lo tanto, la corriente inversa en la región de ruptura se determinará con el circuito externo, mientras que la tensión inversa que aparece entre los terminales del diodo seguirá cerca de la tensión de ruptura V_Z .

El otro mecanismo de ruptura es el de avalancha, que ocurre cuando los portadores minoritarios que cruzan la región de transición bajo la influencia del campo eléctrico ganan suficiente energía cinética como para romper enlaces covalentes en los átomos con lo que chocan. Es posible que los portadores liberados en el proceso tengan una energía lo suficientemente alta como para hacer que otros portadores se liberen en otra colisión de ionización. Este proceso ocurre en forma de avalancha, con el resultado de que se crean muchos portadores que pueden sustentar cualquier valor de corriente inversa, como lo determina el circuito externo, con un cambio insignificante en la caída de tensión a través de la unión.

⁴ Por supuesto, la corriente del circuito externo será completamente transportada por electrones.

Como se mencionó antes, la ruptura de la unión pn no es un proceso destructivo, siempre y cuando no se exceda la máxima disipación de potencia especificada. Este valor nominal máximo de disipación de potencia, a su vez, se relaciona con un valor máximo para la corriente inversa.

2.2.5. La Unión PN en condiciones de polarización directa

Ahora se estudiará la operación de la unión pn en la región de polarización directa. Hay que repetir que es más fácil explicar la operación física si se excita la unión mediante una fuente de corriente constante que alimente una corriente I en dirección directa, como se ilustra en la figura 2.18. Esto hace que el circuito externo alimente a los portadores mayoritarios a ambos lados de la unión: huecos al material p y electrones al material n . Estos portadores mayoritarios neutralizarán parte de la carga de los átomos ionizados de la zona de transición, causando que se almacene menor carga en la misma. Por lo tanto, esta zona se estrecha y se reduce la tensión de barrera de potencial. Esta reducción hace posible que una mayor cantidad de huecos cruce la barrera del material p a n y que más electrones del lado n crucen al p . Por lo tanto, la corriente de difusión I_D aumenta hasta que se alcanza un equilibrio con $I_D - I_S = I$, la corriente directa alimentada externamente.

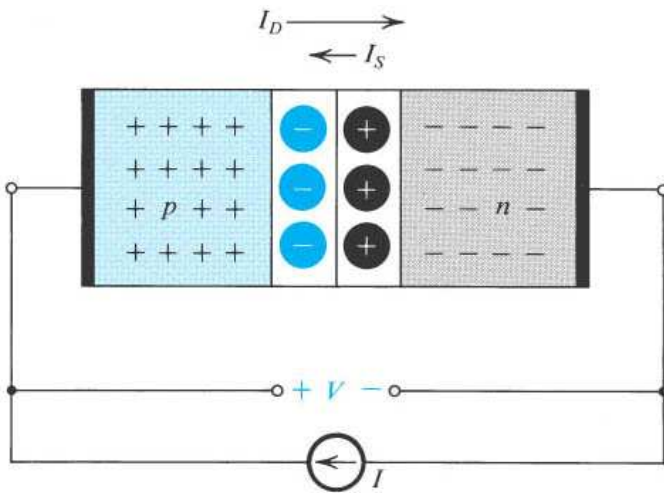


Figura 2.18 La unión pn excitada por una fuente de corriente constante que proporciona una corriente I , en dirección directa. La zona de transición se estrecha y la tensión de barrera de potencial disminuye V volts, lo que aparece como un voltaje externo en dirección directa.

Entonces examine con mayor detalle el paso de la corriente a través de la unión pn polarizada directamente en estado estable. La tensión de la barrera de potencial es menor que V_{Du} en una cantidad V que aparece entre los terminales del diodo como caída de tensión de polarización directa (es decir, el ánodo del diodo será más positivo que el cátodo por V volts). Debido a la disminución de la diferencia de potencial de la barrera o, como opción, a la caída de tensión directa V , se **inyectan** huecos a través de la unión hacia la región n , y se inyectan electrones a través de la unión hacia la región p . Los huecos inyectados en la región n provocarán allí que una concentración de portadores minoritarios p_n exceda el valor de equilibrio térmico, p_{n0} . El exceso de concentración ($p_n - p_{n0}$) será mayor cerca de la orilla de la zona de transición y se reducirá (exponencialmente) a medida que se aleja de la unión, alcanzando el cero en algún momento. En la figura 2.19 se muestra esta distribución de portadores minoritarios.

En estado estable, el perfil de concentración del exceso de portadores minoritarios permanece constante, y es esta concentración la que da lugar al incremento de la corriente de difusión I_D por encima del valor de I_S . Esto se debe a que la distribución mostrada causa que los huecos minoritarios inyectados se difundan lejos de la unión, hacia la región n , y que desaparezcan por recombinación. Para mantener el equilibrio, el circuito externo tendrá que alimentar una cantidad igual de electrones, reponiendo el suministro de electrones en el material n .

Es posible afirmar lo mismo acerca de los electrones de minoría en el material p . Por supuesto, la corriente de difusión I_D es la suma de los componentes de electrones y huecos.

2.2.5.1.- La relación corriente-tensión

Ahora se mostrara como surge la relación $i-v$ del diodo de la ecuación (2.1). Con ese fin, se estudia con detalle el componente de corriente causado por los huecos inyectados a través de la unión hacia la región n . Un resultado importante

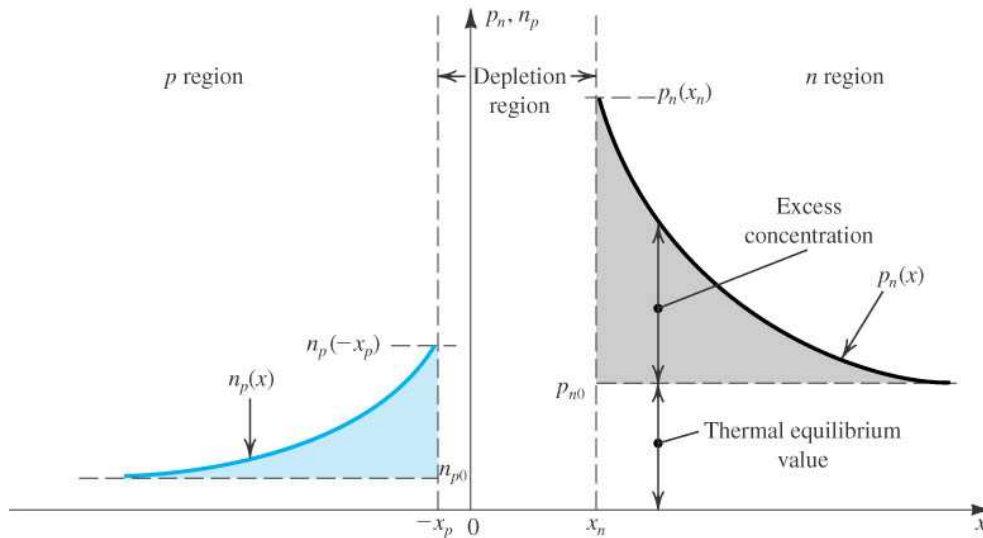


Figura 2.19 Distribución de portadores minoritarios en una unión pn polarizada en forma directa. Se supone que la región p tiene mayor cantidad de impurezas que la región n ; $N_A > N_D$.

de la física de semiconductores relaciona la concentración de portadores minoritarios en la orilla de la región de transición como función de la distancia de separación, denotada por $p_n(x_n)$ en la figura 2.19, con la tensión de polarización directa V ,

$$p_n(x_n) = p_{n0} \cdot e^{(V/V_T)} \quad (2.25)$$

A esta relación se la conoce como **ley de la unión**; su prueba suele encontrarse en libros de texto que abordan la física de los dispositivos semiconductores.

La distribución del exceso de concentración de huecos en la región n , que se muestra en la figura 2.19, es una función que decae exponencialmente con la distancia y puede expresarse como

$$p_n(x) = p_{n0} + [p_n(x_n) - p_{n0}] \cdot e^{-(x - x_n)/L_p} \quad (2.26)$$

donde L_p es una constante que determina la pendiente de descenso de la exponencial. Se denomina **longitud de difusión** de huecos en el silicio tipo n . Cuanto menor sea el valor de L_p , más rápido se recombinarán con electrones mayoritarios los huecos inyectados, lo que originará una mayor pendiente de disminución de la concentración de portadores minoritarios. En realidad L_p se relaciona con otro parámetro de los semiconductores conocido como **duración del exceso de portadores minoritarios**, τ_p . Es el tiempo promedio que tarda un hueco inyectado en la región n en recombinarse con un electrón mayoritario. La relación es

$$L_p = \sqrt{D_p \cdot \tau_p} \quad (2.27)$$

donde, como ya se mencionó D_p es la constante de difusión para huecos en el silicio tipo n . Los valores comunes de L_p se encuentran entre 1 y 100 μm , y los valores correspondientes de τ_p se encuentran entre 1 y 10000 ns.

Los huecos que se difunden en la región n darán lugar a una corriente de huecos cuya densidad se evalúa con las ecuaciones (2.3) y (2.26) mientras que $p_n(x_n)$ se obtiene de la ecuación (2.25),

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

Observe que J_p es mayor en la orilla de la región de transición ($x = x_n$) y disminuye exponencialmente con la distancia. Por supuesto, esta disminución se debe a la recombinación con los electrones mayoritarios. En estado estable, los portadores mayoritarios tendrán que reponerse y, por lo tanto, el circuito externo tendrá que suministrar electrones hacia la región n con una velocidad 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 esta dada por

$$J_p = q \frac{D_p}{L_p} p_{n0} [e^{(V/V_T)} - 1] \tag{2.28}$$

Es posible hacer una análisis similar en el caso de los electrones inyectados a través de la unión hacia la región p , que produce el componente de corriente de electrones J_N ,

$$J_N = q \frac{D_N}{L_N} n_{p0} [e^{(V/V_T)} - 1] \tag{2.29}$$

donde L_N es la longitud de la difusión de los electrones en la región p . Debido a que J_N y J_p están en la misma dirección, pueden sumarse y multiplicarse por el área de corte transversal A de la unión para obtener la corriente total I como:

$$I = A \left\{ \frac{q D_p p_{n0}}{L_p} + \frac{q D_N n_{p0}}{L_N} \right\} [e^{(V/V_T)} - 1] \tag{2.30}$$

Al sustituir p_{n0} y n_{p0} por las ecuaciones (2.13) y (2.14) se puede expresar I de la forma

$$I = A q n_i^2 \left\{ \frac{D_p}{L_p N_D} + \frac{D_N}{L_N N_A} \right\} [e^{(V/V_T)} - 1] \tag{2.31}$$

Se reconoce a esta última como la **ecuación del diodo** en la que la corriente de saturación I_S esta dada por

$$I_S = A q n_i^2 \left\{ \frac{D_p}{L_p N_D} + \frac{D_N}{L_N N_A} \right\} \text{ y por lo tanto } I = I_S [e^{(V/V_T)} - 1] \tag{2.32}$$

Observe que como se esperaba, I_S es directamente proporcional al área A de la unión. Más aún, I_S es proporcional a n_i^2 ; que es una función directa de la temperatura [ecuación (2.1)]. Además se anticipa que la exponencial de la ecuación (2.32) puede llegar a incluir una constante n ; n es un parámetro de ajuste que se incluye para tomar en cuenta los efectos no ideales y ajustar mejor la ley matemática a la relación real.

2.2.5.2.- Capacidad de difusión

A partir de la descripción de la operación de la unión pn en la región directa, se observa que en el estado estable cierta cantidad de exceso de carga de portadores minoritarios se almacena en cada una de las regiones p y n . Si cambia la tensión del terminal, esta carga tendrá que cambiar antes que se alcance un nuevo estado estable. Este fenómeno de carga y almacenamiento da lugar a otro efecto capacitivo, marcadamente distinto del que se debe al almacenamiento de carga en la region de transición.

Para calcular el exceso de carga almacenada de portadores minoritarios, consulte la figura 2.19. El exceso de carga de huecos almacenado en la región n puede encontrarse a partir del área sombreada bajo la exponencial, como se muestra a continuación:

$$Q_p = A q \cdot \text{área sombreada bajo la exponencial } p_n(x) \\ = A q \cdot [p_n(x) - p_{n0}] L_p$$

sustituyendo $p_n(x)$ de acuerdo a la ecuación (2.25) y utilizando la ecuación (2.28), es posible expresar a Q_p como

$$Q_P = \frac{L_P^2}{D_P} I_P$$

en donde $I_P = A \cdot J_P$ es el componente de huecos de la corriente a través de la unión. Ahora usando la ecuación (2.27) se introduce la duración de vida de los huecos, para obtener

$$Q_P = \tau_P \cdot I_P \quad (2.33)$$

Esta atractiva relación indica que el exceso de carga de huecos almacenados es proporcional al componente de corriente de huecos y a la duración de vida de los mismos. Es posible desarrollar una relación similar para la carga de electrones almacenada en la región p ,

$$Q_N = \tau_N \cdot I_N \quad (2.34)$$

en donde τ_N es la duración de vida del electrón en la región p . La carga total de exceso de portadores minoritarios puede obtenerse al sumar Q_P y Q_N ,

$$Q = \tau_P \cdot I_P + \tau_N \cdot I_N \quad (2.35)$$

Esta carga puede expresarse en términos de la corriente del diodo $I = I_P + I_N$ como

$$Q = \tau_T \cdot I \quad (2.36)$$

en donde τ_T es el **tiempo medio de tránsito** del diodo. Obviamente, τ_T esta relacionada con τ_N y τ_P . Mas aun, en casi todos los dispositivos prácticos, un lado de la unión tiene una cantidad mucho mayor de impurezas que el otro. Por ejemplo, si $N_A \gg N_D$, se puede demostrar que $I_P \gg I_N$ y por lo tanto $I \simeq I_P$, $Q_P \gg Q_N$, $Q \simeq Q_P$ y por lo tanto $\tau_T \simeq \tau_P$. Este caso se ilustra en el ejercicio 2.11.

En el caso de cambios pequeños alrededor de un punto de polarización, se puede definir la capacitancia de difusión de pequeña señal, C_d , como

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

y es posible demostrar que

$$C_d = \frac{\tau_T}{V_T} I \quad (2.37)$$

en donde I es la corriente del diodo en el punto de polarización. Tome en cuenta que C_d es directamente proporcional a la corriente del diodo, I , y por lo tanto resulta insignificante cuando el diodo tiene polarización inversa. Tome nota también de que para mantener C_d pequeña, el tiempo de tránsito τ_T debe hacerse pequeño, requisito importante para los diodos que habrán de operar a alta velocidad o a alta frecuencia.

EJERCICIO

- 2.11 Un diodo tiene $N_A = 10^{17}/\text{cm}^3$ y $N_D = 10^{16}/\text{cm}^3$, $n_i = 1,5 \cdot 10^{10}/\text{cm}^3$, $L_P = 5 \mu\text{m}$, $L_N = 10 \mu\text{m}$, $A = 2500 \mu\text{m}^2$, D_P (en la región n) = $10 \text{ cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$ y D_{PN} (en la región p) = $10 \text{ cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$. El diodo tiene polarización directa y conduce una corriente $I \simeq 0,1 \text{ mA}$. Calcule a) I_S ; b) la tensión de polarización directa V ; c) el componente de la corriente I debido a la inyección de huecos y a la de electrones a través de la unión; d) τ_P y τ_N ; e) el exceso de carga de huecos en la región n , Q_P , y el exceso de carga de electrones en la región p , Q_N , y por lo tanto el total de la carga minoritaria almacenada Q , y el tiempo de tránsito τ_T ; y f) la capacitancia de difusión.
Resp. a) $2 \cdot 10^{-15} \text{ A}$; b) $0,616 \text{ V}$; c) $91,7 \mu\text{A}$, $8,3 \mu\text{A}$; d) 25 ns , 55 ns ; e) $2,29 \text{ pC}$, $2,75 \text{ pC}$, $27,5 \text{ ns}$; f) 110 pF .

2.2.5.3.- Capacidad de unión

En condiciones de polarización directa, se encuentra la capacitancia de almacenamiento o de la unión al reemplazar V_R con $-V$ en la ecuación (2.24). Sin embargo, la exactitud de esta relación en la región de polarización directa es mala. Como opción, los diseñadores de circuitos utilizan la siguiente regla general:

$$C_J \simeq 2 C_{J0} \tag{2.38}$$

2.3 CARACTERÍSTICAS DE LOS TERMINALES DE LOS DIODOS DE UNION

En esta sección se estudian las curvas características de los diodos reales (de manera específica los diodos semiconductores de unión hechos de silicio) cuyos procesos físicos que sustentan las características de los terminales y el nombre mismo de diodo de unión se acaban de estudiar precedentemente.

En la figura 2.20 se muestra la curva característica $i - v$ de un diodo de unión de silicio. La misma aparece en la figura 2.21 con algunas escalas expandidas y otras comprimidas para revelar algunos detalles. Tome en cuenta que los cambios en la escala producen una aparente discontinuidad en el origen.

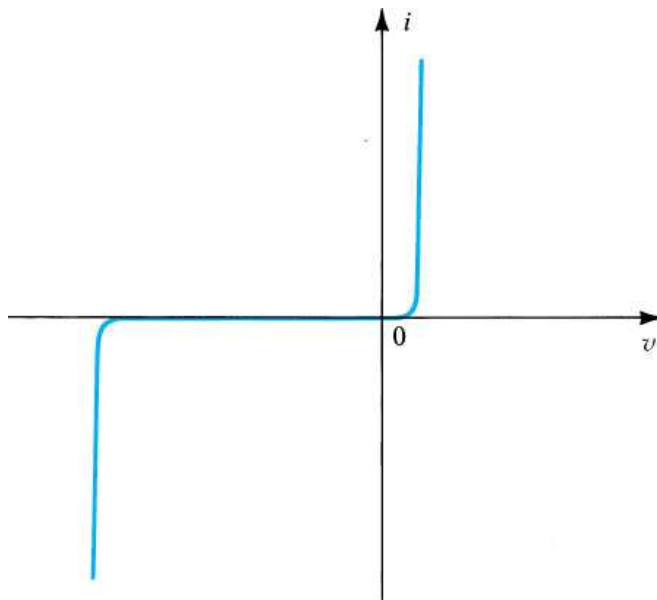


Figura 2.20 La curva característica $i - v$ de un diodo de unión pn de silicio.

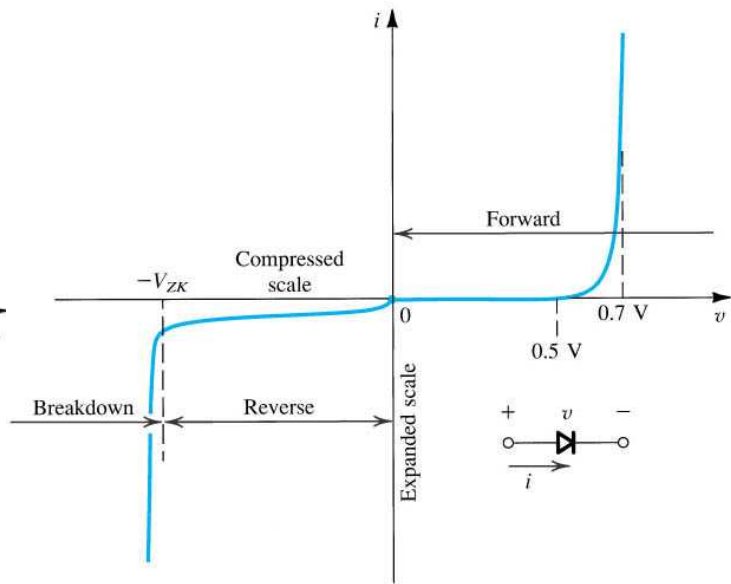


Figura 2.21 La relación $i - v$ de un diodo; se han ampliado o reducido algunas escalas para mostrar mas detalles de interés de dicha curva característica.

Tal como se indica en las graficas, la curva característica esta formada por tres regiones:

- 1) La región de polarización directa, determinada por $v > 0$
- 2) La región de polarización inversa, determinada por $v < 0$
- 3) La región de ruptura, determinada por $v < -V_{ZK}$

A continuación describiremos las tres regiones de operación.

2.3.1 La región de polarización directa

Se entra en la región de polarización directa cuando la tensión v en los terminales es positiva, es decir que hace positivo al lado p de la unión con respecto al lado n . En esta región la relación $i - v$ es muy similar a la descrita por la ecuación

(2.32), o sea

$$i = I_S [e^{(v/nV_T)} - 1] \quad (2.39)$$

en donde:

$V_T = KT/q$ es la llamada Tensión Térmica, K la constante de Boltzman ($1,38 \cdot 10^{-23}$ Joule/°K), q la carga del electrón ($1,6 \cdot 10^{-19}$ Coulomb) y T la temperatura absoluta expresada en °K. Para $T = 27 \text{ °C} = 300 \text{ °K}$, resulta $V_T = 25 \text{ mV}$.

I_S corriente de saturación, del orden de los 10^{-9} A (nA) o menor, para el caso del Silicio.

n es un coeficiente de ajuste de la ley matemática cuyo valor es comprendido entre 1 y 2.

En el caso de una corriente i apreciable en dirección directa, de manera específica para $i \gg I_S$ se puede aproximar la ecuación (2.39) con la relación exponencial

$$i \simeq I_S \cdot e^{(v/nV_T)} \quad (2.40)$$

Una opción consiste en expresarla en la forma logarítmica

$$v = n V_T \ln \frac{i}{I_S} \quad (2.41)$$

La relación exponencial entre la corriente i y la tensión v se cumple tras muchas décadas de corriente (podría encontrarse un periodo de hasta siete décadas; es decir un factor de 10^7). Se trata de una propiedad notable de los diodos de unión, que también se encuentra en los transistores de unión bipolar y que se ha explotado en muchas aplicaciones interesantes.

En la medida en que la tensión de polarización directa del diodo v alcance el valor característico de la barrera de potencial o también llamada **tensión de umbral del diodo** V_{Du} (entre 0,6 y 0,7 volts), la corriente en el mismo aumenta mucho más rápidamente, siguiendo una ley aproximadamente lineal, tal como se observa en la gráfica de la figura 2.22

Debido a que I_S y V_T son funciones de la temperatura, la característica $i - v$ directa cambia con la temperatura, como se ilustra en la figura 2.22. A una corriente constante de diodo, la caída de tensión entre los terminales del mismo disminuye en unos 2 mV por cada aumento de 1 °C de temperatura. Este cambio de la tensión en el diodo dependiente de la temperatura se ha explotado para el diseño de termómetros electrónicos.

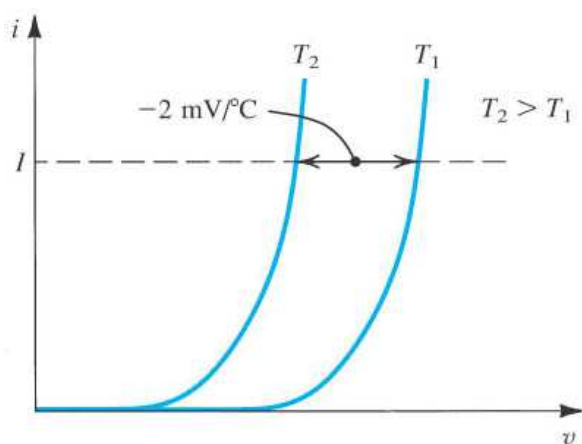


Figura 2.22 Ilustración de la dependencia de la temperatura de la característica de polarización directa de un diodo. A una corriente constante, la caída de tensión disminuye aproximadamente 2 mV por cada °C de aumento de la temperatura.

EJERCICIOS

2.12 Imagine un diodo de silicio con $n = 1,5$. Encuentre el cambio de la tensión en sus terminales si la corriente cambia

- de 0,1 a 10 mA.
Resp. 172,5 mV
- 2.13 Un diodo de unión de silicio $n = 1$ tiene $v = 0,7 \text{ V}$ a $i = 1 \text{ mA}$. Encuentre la caída de tensión a $i = 0,1 \text{ mA}$ e $i = 10 \text{ mA}$.
Resp. 0,64 V ; 0,76 V
- 2.14 A partir del hecho de que un diodo de silicio tiene $I_S = 10^{-14} \text{ A}$ a $25 \text{ }^\circ\text{C}$ y de que I_S aumenta un 15 % por cada $^\circ\text{C}$ de aumento de la temperatura, encuentre el valor de I_S a $125 \text{ }^\circ\text{C}$.
Resp. $1,17 \cdot 10^{-8} \text{ A}$

2.3.2 La región de polarización inversa

Se entra en la región de operación inversa cuando la tensión v del diodo se vuelve negativa. Con la ecuación (2.39) se predice que si v es negativa y varias veces mayor que V_T (25 mV), el termino exponencial se vuelve insignificativo en comparación con la unidad, y la corriente del diodo resulta

$$i = -I_S$$

Es decir, la corriente en la dirección inversa es constante e igual a I_S . A esta constancia se debe el termino de *corriente de saturación*.

Los diodos reales muestran corrientes inversas que, aunque muy pequeñas, resultan mucho mayores que I_S . Por ejemplo, un diodo a pequeña señal con I_S entre 10^{-14} y 10^{-15} A podría mostrar una corriente inversa del orden de 1 nA. La corriente inversa también aumenta un poco con el incremento en la magnitud de la tensión de polarización inversa. Tome en cuenta que la magnitud de la corriente es muy pequeña; por ello, los detalles no son muy evidentes en la característica $i-v$ del diodo que se muestra en la figura 2.21.

Gran parte de la corriente inversa se debe a efectos de escape o filtración. Estas corrientes son proporcionales al área de la unión, igual que I_S . Sin embargo, su dependencia de la temperatura es diferente. Por lo tanto, mientras I_S se duplica por cada $5 \text{ }^\circ\text{C}$ de aumento de la temperatura, la regla general es que la corriente inversa se duplica por cada $10 \text{ }^\circ\text{C}$ de aumento de la temperatura.

EJERCICIO

- 2.15 El diodo en el circuito de la figura E2.15 es un dispositivo grande, de corriente elevada, cuya filtración inversa es razonablemente independiente de la tensión inversa. Si $V = 1 \text{ V}$ a $20 \text{ }^\circ\text{C}$, encuentre el valor de V a $40 \text{ }^\circ\text{C}$ y a $0 \text{ }^\circ\text{C}$.

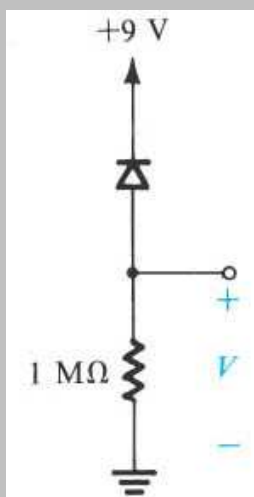


Figura E2.15

Resp. 4 V y 0,25 V

2.3.3 La región de ruptura

La tercera región distintiva de la operación de un diodo es la de ruptura, que se identifica fácilmente en la curva característica $i-v$ del diodo, en la figura 2.21. Se entra en la región de ruptura cuando la magnitud de la tensión de polarización inversa supera un valor a veces denominado de codo que se especifica para cada diodo y que se denomina **tensión de ruptura** BV (*B del ingles break o brook*) y que se encuentra efectivamente en el codo de la curva $i-v$ de la figura 2.21 y se denota con V_{ZK} , donde el subíndice Z es la inicial de Zener, tal como se ha descrito y K proviene de “codo”.

Como se observa en la figura 2.21, la corriente inversa aumenta rápidamente en la región de ruptura, y el aumento asociado con la caída de tensión es muy pequeño. Por lo general, la ruptura del diodo no es destructiva, siempre y cuando la circuitería externa limite a un nivel “seguro” la potencia disipada en el diodo. Este valor seguro suele especificarse en las hojas de datos del dispositivo. Por lo tanto, resulta necesario limitar la corriente inversa en la región ruptura a un valor consistente con la disipación de potencia permisible.

El hecho de que la característica $i-v$ del diodo en ruptura sea una línea casi vertical permite su uso en la regulación de tensión. En la sección 2.5 se estudiara este tema.

2.4 MODELADO DE LA CARACTERISTICAS DIRECTA DEL DIODO

Una vez que se han estudiado la física de funcionamiento y su relación con las curvas características de los terminales del diodo, ahora estamos en condiciones de abordar el análisis de los circuitos empleando los diodos de conducción directa. En la figura 2.23 se muestra este tipo de circuito. Esta integrado por una fuente de CC V_{DD} , un resistor R y un diodo. Se desea analizar este circuito para determinar la tensión V_D y la corriente I_D del diodo. Hacia el final, se considerara el desarrollo de varios modelos para la operación del diodo. Ya se conocen dos de estos modelos: el del diodo ideal y el exponencial. En el siguiente análisis se evaluara la adecuación de estos dos modelos para diversas situaciones de análisis. Además, se desarrollaran y comentaran otros modelos. Asimismo de ser útil para el análisis y diseño de circuitos con diodos, este material establece las bases para el modelado de la operación con transistores que se estudiara en los dos capítulos posteriores.

2.4.1 El modelo exponencial

La descripción más exacta de la operación del diodo en la región directa la proporciona el modelo exponencial. Sin embargo, por desgracia, su naturaleza fuertemente no lineal hace que este modelo sea el más difícil de usar. Para ilustrarlo, analícese el circuito de la figura 2.23 empleando el modelo exponencial del diodo.

Suponiendo que V_{DD} es mayor de 0,5 V, la corriente del diodo será mucho mayor que I_S y es posible representar su característica $i-v$ mediante la relación exponencial, lo que da como resultado

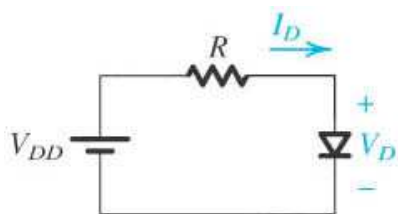


Figura 2.23 Circuito simple empleado para ilustrar el análisis de circuitos en que el diodo esta en conducción directa.

$$I_D \simeq I_S \cdot e^{(V_D/nV_T)} \quad (2.42)$$

La otra ecuación que rige la operación del circuito se obtiene al escribir una ecuación de malla de Kirchhoff, que produce

$$V_{DD} - I_D \cdot R - V_D = 0$$

de la cual

$$I_D \simeq \frac{V_{DD} - V_D}{R} \quad (2.43)$$

Suponiendo que se conocen los valores de I_S y de n del diodo, las ecuaciones (2.42) y (2.43) tienen los valores de incógnita I_D y V_D . Dos opciones para obtener la solución son los análisis grafico e iterativo.

2.4.2 Análisis gráfico con el modelo exponencial

El análisis gráfico se realiza al representar las relaciones entre las ecuaciones (2.42) y (2.43) en el plano $i-v$ en la parte de polarización directa de la curva característica del diodo. Entonces la solución estará dada por las coordenadas en el punto de intersección de las dos gráficas. En la figura 2.24 se muestra un borrador de la construcción gráfica. La curva representa la ecuación exponencial del diodo [ecuación (2.42)]; la recta, la (2.43). A esta línea recta se le conoce como **recta de carga**, nombre que adquirirá mayor sentido en capítulos posteriores. La recta de carga intercepta a la curva del diodo en el punto Q, que representa el **punto de operación** del circuito. Sus coordenadas arrojan los valores de I_D y V_D .

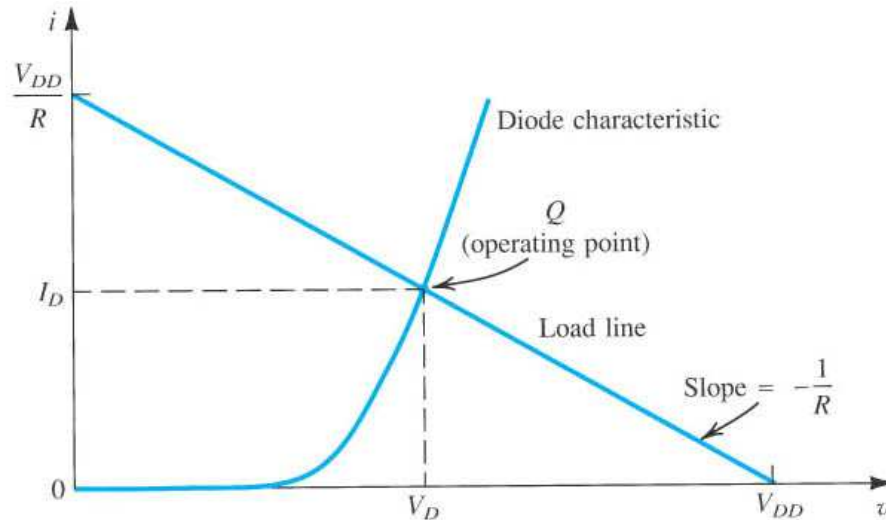


Figura 2.24 Análisis gráfico del circuito de la figura 2.23 mediante el modelo exponencial del diodo.

El análisis gráfico ayuda a visualizar la operación del circuito. Sin embargo, el esfuerzo necesario para aplicar este análisis, sobre todo en el caso de circuitos complejos, es excesivo y no se justifica en la práctica.

2.4.2 Análisis iterativo con el modelo exponencial

Las ecuaciones (2.42) y (2.43) se resuelven con un procedimiento iterativo de aproximaciones sucesivas muy simple, como se ilustra con el siguiente ejemplo.

EJEMPLO 2.3

Determine la corriente I_D y la tensión V_D del diodo para el circuito de la figura 2.23 con $V_{DD} = 5 \text{ V}$ y $R = 1 \text{ K}\Omega$. Suponga que el diodo tiene una corriente de 1 mA a una tensión de $0,7 \text{ V}$, y que su caída de tensión cambia $0,1 \text{ V}$ por cada cambio de década en la corriente.

Solución

Para empezar la iteración, se supone que $V_D = 0,7 \text{ V}$ y se emplea la ecuación (2.43) para encontrar la corriente,

$$I_D = \frac{V_{DD} - V_D}{R} = \frac{5 - 0,7}{10^3} = 4,3 \text{ mA}$$

Si reconsideramos la ecuación del diodo, en la misma para una dada tensión V_{D1} , resulta

$$I_{D1} \simeq I_S \cdot e^{(V_{D1}/nV_T)} \quad \text{mientras que para otra } V_{D2} \quad I_{D2} \simeq I_S \cdot e^{(V_{D2}/nV_T)}$$

Combinando a estas dos ecuaciones

$$\frac{I_{D2}}{I_{D1}} = e^{[(V_{D2} - V_{D1})/nV_T]}$$

que también se puede escribir como

$$V_{D2} - V_{D1} = n V_T \ln \frac{I_{D2}}{I_{D1}} = 2,3 n V_T \log \frac{I_{D2}}{I_{D1}}$$

En nuestro caso $2,3 n V_T = 0,1 \text{ V}$, así

$$V_{D2} = V_{D1} + 0,1 \log \frac{I_{D2}}{I_{D1}}$$

Al asumir $V_{D1} = 0,7 \text{ V}$ e $I_{D1} = 1 \text{ mA}$, para el nuevo valor obtenido de $I_{D2} = 4,3 \text{ mA}$ aplicando la anterior surge $V_{D2} = 0,763 \text{ V}$. Por lo tanto, los resultados de la primera iteración son $I_D = 4,3 \text{ mA}$, $V_D = 0,763 \text{ V}$.

La segunda iteración se realiza de manera parecida

$$I_D = \frac{V_{DD} - V_D}{R} = \frac{5 - 0,763}{10^3} = 4,237 \text{ mA}$$

$$V_{D2} = 0,763 + 0,1 \log \frac{4,237}{4,3} = 0,762 \text{ V}$$

Por lo tanto la segunda iteración arroja $I_D = 4,237 \text{ mA}$, $V_D = 0,762 \text{ V}$. Como estos valores no son muy diferentes de los obtenidos tras la primera iteración, no se necesitan más y la solución es $I_D = 4,237 \text{ mA}$, $V_D = 0,762 \text{ V}$.

2.4.3 La necesidad de un análisis rápido

El procedimiento de análisis iterativo utilizado en el ejemplo anterior es simple y arroja resultados precisos tras dos o tres iteraciones. No obstante, existen situaciones en las que el esfuerzo y el tiempo requeridos son aun mayores de lo justificable. De manera específica, si se elabora un diseño con papel y lápiz de un circuito relativamente complejo, el análisis rápido se hace necesario. Al aplicarlo, el diseñador tiene la opción de evaluar diversas posibilidades antes de tomar una decisión sobre un circuito adecuado. Para acelerar el proceso de análisis, es necesario conformarse con resultados menos precisos. Sin embargo, resulta raro que esto represente un problema ya que normalmente se pueden plantear dos situaciones.

Una de ellas corresponde a la utilización de componentes discretos en donde todos ellos, como se sabe, son afectados por la dispersión de fabricación. Esto hace que la mayoría de los parámetros característicos de tales componentes no presenten el mismo valor cuando se utilicen más de uno de dichos componentes y entonces los valores reales de cada uno de dichos circuitos diferirá respecto del cálculo teórico que generalmente utiliza los valores típicos de tales parámetros. Se entiende entonces que las pequeñas diferencias notadas en las sucesivas iteraciones realizadas en el ejemplo anterior quedan enmascaradas por los errores debido a la dispersión.

En el caso del diseño de circuitos integrados en donde el grado de precisión entre componentes del mismo tipo puede ser notoriamente superior, es posible postergar el análisis más preciso hasta que se obtenga un diseño final, o casi final. El análisis exacto del diseño casi final podría realizarse con el apoyo de un programa de simulación de circuitos tal como el SPICE. Entonces, los resultados de este análisis se utilizarían para depurar o afinar aun más el diseño.

Para acelerar el proceso de análisis, se deben encontrar modelos más simples para la característica directa del diodo.

2.4.4 El modelo lineal por tramos

El estudio se simplificaría mucho si se encuentran relaciones lineales para describir las características de los terminales del diodo. En la figura 2.25 se ilustra un intento en este sentido; en ella, la curva exponencial se aproxima con dos líneas rectas, la A con una pendiente cero y la B con una pendiente ($1/r_D$). Se puede observar que, para el caso mostrado en la figura 2.25, en un intervalo de corriente de 0,1 a 10 mA las tensiones predichas por el modelo de líneas rectas que se muestra, difiere menos de 50 mV de los predichos por el modelo exponencial. Obviamente, la elección de estas dos rectas no es única; se tendrá una mayor aproximación si se restringe el intervalo de corriente para el cual se requiere la aproximación.

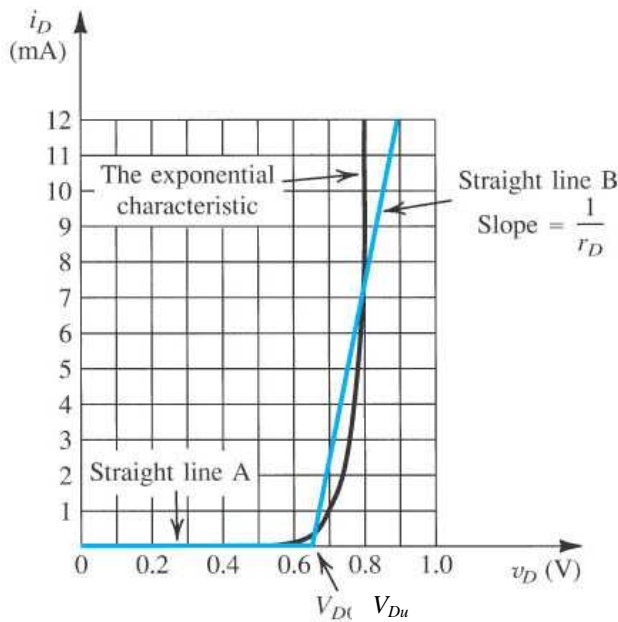


Figura 2.25 Aproximación de la curva característica del diodo en conducción directa mediante dos rectas: el modelo lineal por tramos.

El modelo lineal de dos rectas (o modelo lineal por tramos) de la figura 2.25 puede describirse con

$$i_D = 0, \quad v_D \leq V_{Du} \tag{2.44}$$

$$i_D = (v_D - V_{Du}) / r_D, \quad v_D \geq V_{Du}$$

donde V_{Du} es la intersección de la línea B con el eje de las tensiones y r_D es la inversa de la pendiente de la línea B. Para el ejemplo mostrado $V_{Du} = 0,65 \text{ V}$ y $r_D = 20 \Omega$.

El modelo lineal por tramos descrito con las ecuaciones (2.44) se representa con el circuito equivalente que se muestra en la figura 2.26. Observe que en el modelo circuital se incluye un diodo ideal para restringir i_D al flujo en el sentido de la polarización directa.

Al circuito descrito en la figura 2.26 también se lo conoce como **modelo de batería mas resistencia**.

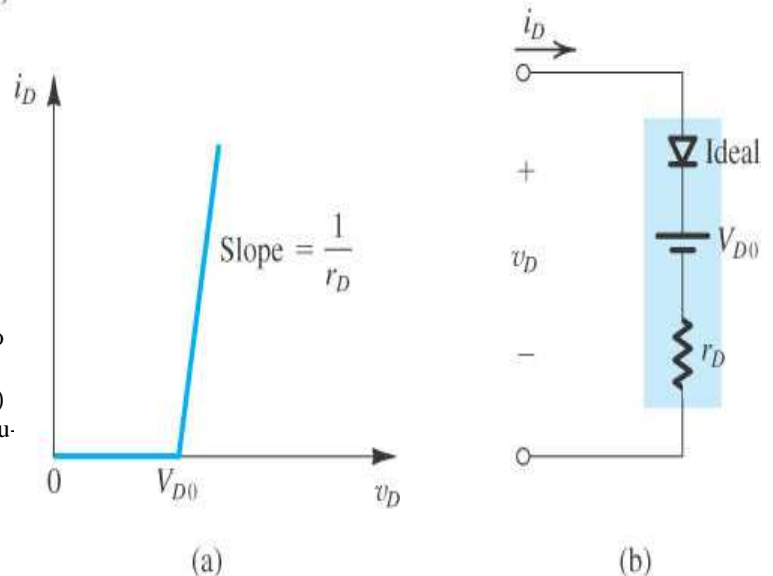


Figura 2.26 Modelo lineal por tramos de la curva característica directa de un diodo y representación de su circuito equivalente.

EJEMPLO 2.4

Repita el problema del ejemplo 2.3. aplicando un modelo lineal por tramos cuyos parámetros están dados en la figura 2.25 ($V_{Du} = 0,65 \text{ V}$ y $r_D = 20 \Omega$) Tome en cuenta que las curvas descritas en esta figura son las del diodo del ejemplo 2.3 (1 mA a 0,7 V y 0,1 V/decada).

Solución

Al reemplazar el diodo del circuito de la figura 2.23 con el modelo equivalente de la figura 2.26 se obtiene el circuito indicado en la figura 2.27; a partir del cual

es posible escribir para la corriente I_D :

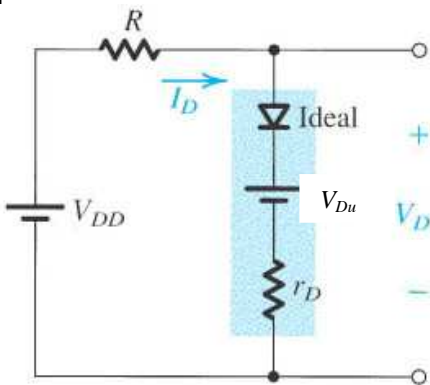


Figura 2.27 El circuito de la figura 2.23, una vez reemplazado el diodo con su modelo lineal por tramos.

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

donde los parámetros V_{Du} y r_D del modelo son, de acuerdo con la figura 2.25 $V_{Du} = 0,65 \text{ V}$ y $r_D = 20 \Omega$, por lo tanto

$$I_D = \frac{5 - 0,65}{10^3 + 20} = 4,26 \text{ mA}$$

Ahora puede calcularse la tensión sobre el diodo V_D :

$$V_D = V_{Du} + I_D r_D = 0,65 + 4,26 \cdot 0,02 = 0,735 \text{ V}$$

2.4.5 El modelo de pequeña señal

Hay aplicaciones en las que un diodo está polarizado para operar en un punto de la característica directa $i-v$ y una pequeña señal de CA está superpuesta sobre las cantidades de CC. En esta situación, primero es necesario determinar el punto de operación de CC del diodo (V_D e I_D), empleando uno de los modelos ya analizados. Lo más frecuente es que se utilice el de caída de $0,7 \text{ V}$, es decir se toma $V_{Du} = 0,7 \text{ V}$ y $r_D = 0$ o algún valor finito estimado dependiendo del valor de R refiriéndonos al ejemplo resuelto recientemente.

Luego para una operación a pequeña señal alrededor del punto de polarización de CC, el diodo estará mejor representado por una resistencia igual a la inversa de la pendiente de la recta tangente a la curva característica $i-v$ en el punto de polarización. En la sección 1.4 se introdujo el concepto de polarización de un dispositivo no lineal y de la restricción de la excursión de la señal a un segmento corto, casi lineal, de su característica alrededor del punto de polarización, pero en ese caso se presentó para redes de dos puertos (cuadripolos). En el análisis siguiente se desarrolla un modelo de pequeña señal similar para el diodo de unión y se ilustrará su aplicación.

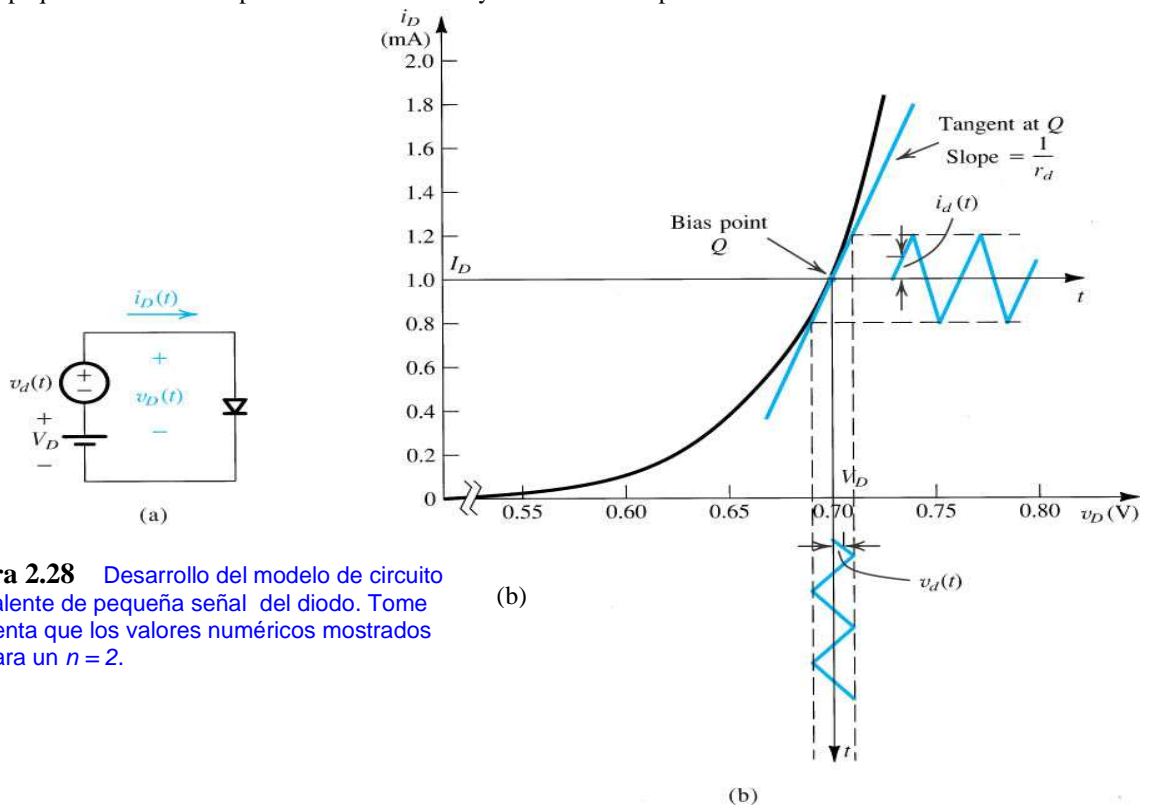


Figura 2.28 Desarrollo del modelo de circuito equivalente de pequeña señal del diodo. Tome en cuenta que los valores numéricos mostrados son para un $n = 2$.

Revise el circuito conceptual de la figura 2.28a) y la correspondiente representación grafica de la figura 2.28b). Se aplica al diodo una tensión de polarización o tensión de CC V_D , representado por una batería, a la que se le superpone una fuente de señal $v_d(t)$ que varia con el tiempo y que se supone (arbitrariamente) que tiene forma triangular. En ausencia de la señal $v_d(t)$, la tensión del diodo es igual a V_D y, de manera correspondiente, el diodo conducirá una corriente de CC I_D dada por

$$I_D \simeq I_S \cdot e^{(V_D/nV_T)} \quad (2.42)$$

Cuando se aplica la señal $v_d(t)$, el valor instantáneo total de la tensión en el diodo $v_D(t)$ estará dado por

$$v_D(t) = V_D + v_d(t) \quad (2.45)$$

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

$$i_D(t) \simeq I_S \cdot e^{(v_D/nV_T)} \quad (2.46)$$

de modo que al sustituir v_D por la ecuación (2.45) se tiene

$$i_D(t) \simeq I_S \cdot e^{(V_D + v_d)/nV_T}$$

que también puede escribirse como

$$i_D(t) \simeq I_S \cdot e^{(V_D/nV_T)} \cdot e^{(v_d/nV_T)}$$

y teniendo en cuenta la ecuación (2.42)

$$i_D(t) \simeq I_D \cdot e^{(v_d/nV_T)} \quad (2.47)$$

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

$$\frac{v_d}{n V_T} \ll 1 \quad (2.48)$$

es posible aproximar la exponencial de la ecuación (2.47) por medio de los dos primeros términos de un desarrollo en serie de la misma, para obtener una expresión aproximada tal como

$$i_D(t) \simeq I_D \cdot \left\{ 1 + \frac{v_d}{n V_T} \right\} \quad (2.49)$$

Esta es la aproximación de pequeña señal. Es valida para señales con amplitudes que no superen los 5 o a lo sumo 10 mV. Luego la misma ecuación (2.49) puede escribirse como

$$i_D(t) \simeq I_D + \frac{I_D}{n V_T} v_d \quad (2.50)$$

Por lo tanto, superpuesta a la corriente de polarización de CC I_D , existe una componente de corriente de señal que es directamente proporcional a la tensión de señal v_d , Es decir

$$i_D(t) \simeq I_D + i_d \quad (2.51)$$

donde

$$i_d(t) = \frac{I_D}{n V_T} v_d(t) \quad (2.52)$$

y entonces, la cantidad que relaciona a la tensión de señal $v_d(t)$ con la corriente de señal $i_d(t)$ tiene unidades conductancia, Siemens ($1/\Omega$) y se denomina **conductancia dinámica o de pequeña señal del diodo**. La inversa de dicho valor es la **resistencia dinámica o de pequeña señal o resistencia incremental del diodo**, r_d ,

$$r_d = \frac{n V_T}{I_D} \quad (2.53)$$

Tome en cuenta que el valor de r_d es inversamente proporcional a la corriente de polarización I_D .

Si regresa a la representación grafica de la figura 2.28.b) comprenderá fácilmente que el uso de la aproximación de pequeña señal es equivalente a suponer que *la amplitud de la señal es lo suficientemente pequeña como para que la excursión lo largo de la curva i - v este limitada a un segmento corto, casi lineal*. La pendiente de este segmento, que es igual a la pendiente de la recta tangente a la curva i - v en el punto de operación estático Q , es igual a la conductancia de pequeña señal y esta matemáticamente se describe mediante la interpretación de la derivada de la función i_D en función de v_D en el punto Q , o sea

$$r_d = \frac{1}{\left. \frac{\delta i_D}{\delta v_D} \right|_{i_D = I_{DQ}}} \quad (2.54)$$

Fundamentado en lo anterior se concluye que las cantidades de pequeña señal $v_d(t)$ e $i_d(t)$ estarán superpuestas a las cantidades V_D e I_D que definen el punto de polarización, o punto de reposo, del diodo. Las primeras están relacionadas con la resistencia dinámica del diodo r_d evaluada en el punto de polarización [ecuación (2.53)]. Por lo tanto es posible realizar el análisis a pequeña señal por separado del análisis de polarización de CC, lo que resulta muy conveniente debido a la linealización de las características del diodo inherentes a la aproximación de pequeña señal. De manera específica, después de que se realiza el análisis de CC, se obtiene el circuito equivalente de pequeña señal si se eliminan todas las fuentes (es decir, las fuentes de tensión de CC en cortocircuito y de corriente de CC en circuito abierto) y se reemplaza el diodo con su resistencia dinámica. El siguiente ejemplo debe ilustrar la aplicación del modelo de pequeña señal.

EJEMPLO 2.5

Considere el circuito que se muestra en la figura 2.29.a) para el caso en que $R = 10 \text{ K}\Omega$. La fuente de alimentación V^+ tiene un valor de CC de 10 V en la cual esta superpuesta una senoide de 50 Hz de amplitud pico de 1 V. (Este componente de señal del voltaje de la fuente de alimentación es una imperfección en el diseño de esta; se le conoce como **ondulación** (o en ingles *ripple*) **de la fuente de alimentación**. Mas adelante se volverá sobre este tema.) Calcule la tensión de CC del diodo y la amplitud de la señal de onda senoidal que aparece en él. Suponga que el diodo tiene una caída de 0,7 V a una corriente de 1 mA y $n = 2$.

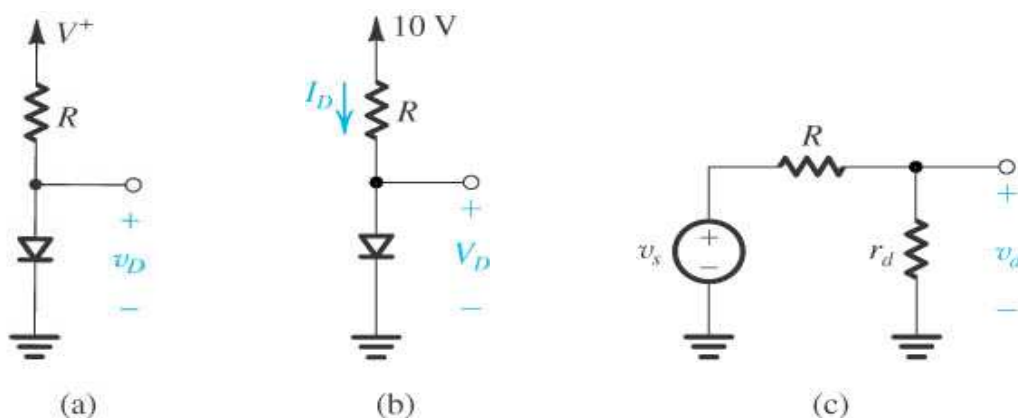


Figura 2.29 a) circuito del ejemplo 2.5, b) circuito para calcular el punto de operación de CC del diodo, c) circuito equivalente de pequeña señal.

Solución

Si solo se consideran las cantidades de CC; se supone $V_D \simeq 0,7 \text{ V}$ y se calcula la corriente de CC del diodo

$$I_D = \frac{10 - 0,7}{10^4} = 0,93 \text{ mA}$$

Debido a que este valor es muy cercano a 1 mA, la tensión sobre el diodo será muy parecida al valor supuesto de 0,7 V. En su punto de operación estático, la resistencia dinámica del diodo r_d es

$$r_d = \frac{n V_T}{I_D} = \frac{2 \cdot 25 \cdot 10^{-3}}{0,93 \cdot 10^{-3}} = 53,8 \Omega$$

La tensión de señal en los terminales del diodo se encuentra con el circuito equivalente para pequeña señal de la figura 2.29.c). Aquí, v_s representa el componente senoidal de pico de 50 Hz de frecuencia, es decir de 1 V en tanto que v_d es la correspondiente señal en el diodo

$$\begin{aligned} V_{dmax} &= V_{smax} \frac{r_d}{r_d + R} \\ &= 1 \cdot \frac{53,8}{10^4 + 53,8} = 5,35 \text{ mV} \end{aligned}$$

Por último, observe que este valor es muy pequeño; por lo tanto, está justificado el uso del modelo de pequeña señal para el diodo.

2.5 OPERACIÓN EN LA REGION DE RUPTURA INVERSA: DIODOS ZENER

La muy inclinada curva $i-v$ que muestra el diodo en la región de ruptura (figura 2.21), y la caída de potencial casi constante como consecuencia de ello sugieren que es posible emplear diodos que operan en la región de ruptura para el diseño de reguladores de voltaje que son circuitos que proporcionan tensiones de salida de CC constantes aun frente a importantes cambios en su corriente de carga siendo entonces aptos para incorporar en las fuentes de alimentación. En realidad, se trata de una aplicación muy importante de los diodos; de hecho, se fabrican diodos especiales que operan de manera específica en la región de ruptura. A estos diodos se los conoce como **diodos de referencia** o, con mayor frecuencia, **diodos Zener**, nombre de uno de los primeros investigadores en esta área.

En la figura 2.30.a) se muestra el símbolo de circuito del diodo Zener. En aplicaciones normales la corriente circula por el cátodo, que es positivo en relación con el ánodo. Por lo tanto, I_Z y V_Z tienen valores positivos en dicha figura.

2.5.1 Especificaciones y modelado del diodo Zener

En la figura 2.30.b) se muestran mayores detalles de las características $i-v$ en la región de polarización inversa y más precisamente en la zona de ruptura. Se observa que en el caso de corrientes mayores que la corriente de codo I_{ZK} (normalmente especificada en la hoja de datos del diodo Zener), la curva $i-v$ es casi una recta. Por lo general el fabricante especifica la tensión V_Z a través del diodo Zener a una corriente específica de prueba, I_{ZT} . En la figura 2.30.b) se han indicado estos parámetros característicos así como las coordenadas del punto rotulado con una Q . Por lo tanto, un diodo Zener de 6,8 V presentará una caída de tensión de 6,8 V a una corriente de prueba específica de 10 mA. A medida que la corriente que pasa por el Zener se separa del valor I_{ZT} dicha caída de tensión sobre el diodo cambiará, aunque ligeramente. En la figura 2.30.b) se muestra que, en correspondencia con el cambio de corriente ΔI , la tensión de Zener cambia ΔV , lo que se relaciona con ΔI mediante

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

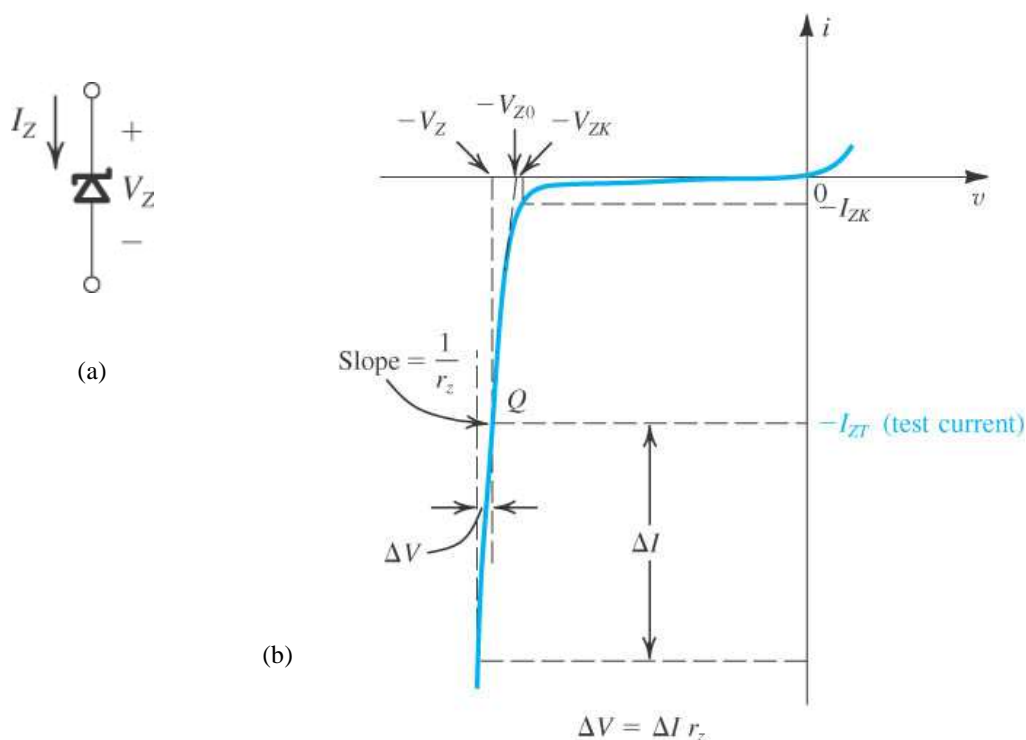


Figura 2.30 a) símbolo de circuito del diodo Zener, b) curva característica i - v de un diodo polarizado en forma inversa; la región de ruptura se muestra con cierto detalle

Donde r_z es la inversa de la pendiente de la curva i - v casi lineal en el punto Q . La resistencia r_z es la **resistencia dinámica** del diodo Zener en el punto de operación Q . También se le conoce como **resistencia incremental** del Zener, y su valor aparece en las hojas de datos del componente. Por lo general, el valor de r_z se encuentra comprendido entre unos cuantos a varias decenas de Ohms. Obviamente, cuanto menor sea el valor de r_z , más constante permanecerá la tensión de Zener a medida que cambia su corriente y, por lo tanto, más ideal se volverá su operación. En este sentido, en la figura 2.30.b) se observa que r_z permanece baja y casi constante en una amplia gama de corrientes, mientras que su valor aumenta de manera considerable en las cercanías del codo. Por ello, como guía general de diseño, debe evitarse la operación del Zener en esta región de baja corriente.

Los diodos Zener se fabrican con tensiones V_Z que van desde unos cuantos a varios cientos de volts. Además de V_Z (a una corriente determinada I_{ZT}), r_z e I_{ZK} , el fabricante también especifica la potencia máxima que el dispositivo puede disipar de manera segura. Por lo tanto, un diodo Zener de 0,5 W y 6,8 V, por ejemplo, operara con seguridad a corrientes que alcanzan un máximo de unos 70 mA (0,5 /6,8).

La característica i - v casi lineal del diodo Zener sugiere que es posible modelar el dispositivo como se indica en la figura 2.31. Aquí, V_{Z0} indica el punto en que la recta de la pendiente ($1/r_z$) intercepta al eje de tensiones [véase la figura 2.30.b)]. Aunque se observa que V_{Z0} es ligeramente diferente de la tensión de codo V_{ZK} en la practica sus valores son prácticamente iguales. El modelo de circuito equivalente de la figura 2.31 se describiría analíticamente con

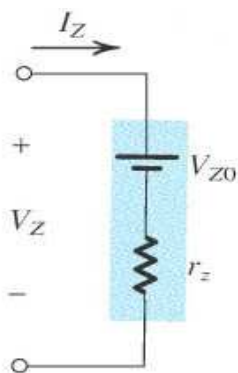


Figura 2.31 Modelo del diodo Zener.

$$V_Z = V_{Z0} + r_z \cdot I_Z \quad (2.55)$$

y se aplica para $I_Z > I_{ZK}$ y, obviamente, $V_Z > V_{Z0}$.

2.5.2 Uso del diodo Zener como regulador en paralelo

Ahora si ilustrara, a manera de ejemplo, el uso de los diodos Zener en el diseño de reguladores en paralelo, llamados así porque el circuito del regulador aparece en paralelo con la carga.

EJEMPLO 2.6

Las especificaciones del diodo Zener del circuito de la figura 2.32.a) son $V_Z = 6,8 \text{ V}$ a $I_Z = 5 \text{ mA}$, $r_Z = 20 \Omega$ e $I_{ZK} = 0,2 \text{ mA}$. Nominalmente la tensión de alimentación es $V^+ = 10 \text{ V}$, pero puede variar en mas o menos 1 V .

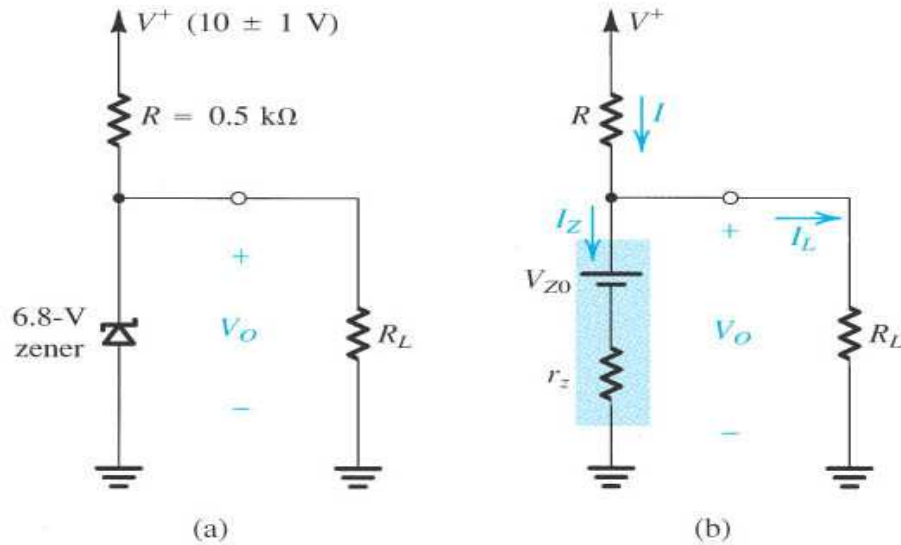


Figura 2.32 a) circuito del ejemplo 2.6, b) el circuito con el diodo Zener reemplazado por el modelo de circuito equivalente.

- Encuentre V_o sin carga y con V^+ a su valor nominal;
- Encuentre el cambio en V_o debido a la variación de mas menos 1 V de V^+ . Tome en consideración que a $(\Delta V_o / \Delta V^+)$, por lo general expresado en mV/V , se le conoce como **regulación de línea**;
- Encuentre el cambio en V_o que se presenta al conectar una resistencia de carga R_L que maneja una corriente $I_L = 1 \text{ mA}$, y, por lo tanto, encuentre la regulación de carga $(\Delta V_o / \Delta I_L)$ en mV/mA ;
- Encuentre el cambio en V_o cuando $R_L = 2 \text{ K}\Omega$;
- Encuentre el valor de V_o cuando $R_L = 0,5 \text{ K}\Omega$;
- Cuál es el valor mínimo de R_L en el cual el diodo aun opera en la región de ruptura?

Solución

Primero se debe determinar el valor de V_{Z0} del modelo del diodo Zener. Al sustituir $V_Z = 6,8 \text{ V}$, $I_Z = 5 \text{ mA}$ y $r_Z = 20 \Omega$, en la ecuación (2.55) se obtiene $V_{Z0} = 6,7 \text{ V}$. En la figura 2.32.b) se muestra el circuito pero se ha reemplazado el diodo Zener por su modelo.

- Sin carga conectada la corriente que circula por el diodo Zener esta dada por

$$I_Z = I = \frac{V^+ - V_{Z0}}{R + r_Z}$$

$$I_Z = \frac{10 - 6,7}{500 + 20} = 6,35 \text{ mA}$$

Por lo tanto

$$\begin{aligned} V_o &= V_{Z0} + r_Z \cdot I_Z \\ &= 6,7 + 6,35 \cdot 0,02 = 6,83 \text{ V} \end{aligned}$$

b) Para un cambio de más o menos 1 V en V^+ , el cambio en la tensión de salida se encuentra como

$$\begin{aligned} \Delta V_o &= \Delta V^+ \frac{r_Z}{R + r_Z} \\ \Delta V_o &= \pm 1 \cdot \frac{20}{500 + 20} = \pm 38,5 \text{ mV} \end{aligned}$$

Por lo tanto

$$\text{Regulación de línea} = 38,5 \text{ mV/V}$$

c) Cuando esta conectada una resistencia de carga R_L que toma una corriente de carga $I_L = 1 \text{ mA}$, la corriente del diodo Zener disminuirá en 1 mA. El cambio correspondiente en la tensión del Zener se encuentra con

$$\begin{aligned} \Delta V_o &= r_Z \cdot \Delta I_Z \\ \Delta V_o &= 20 \cdot (-10^{-3}) = -20 \text{ mV} \end{aligned}$$

Por lo tanto, la regulación de carga es

$$\text{Regulación de carga} = -20 \text{ mV/mA}$$

d) Cuando esta conectada una resistencia de carga de $2 \text{ K}\Omega$ de la manera descrita, la corriente de carga será aproximadamente $6,8 \text{ V} / 2 \text{ K}\Omega = 3,4 \text{ mA}$. Por lo tanto, el cambio en la corriente del Zener será $\Delta I_Z = -3,4 \text{ mA}$ y el cambio correspondiente en la tensión del Zener (voltaje de salida) será

$$\begin{aligned} \Delta V_o &= r_Z \cdot \Delta I_Z \\ \Delta V_o &= 20 \cdot (-3,4 \cdot 10^{-3}) = -68 \text{ mV} \end{aligned}$$

Sin embargo, este cálculo es aproximado, porque omite el cambio en la corriente I . Una estimación más exacta de ΔV_o se obtendrá al analizar el circuito de la figura 2.32.b). El resultado de este análisis es $\Delta V_o = -70 \text{ mV}$.

e) Una R_L de $0,5 \text{ K}\Omega$ tomaría una corriente de carga de $6,8 / 500 = 13,6 \text{ mA}$. Esto no es posible porque la corriente I que se proporciona a través de R es de solo $6,4 \text{ mA}$ (para $V^+ = 10 \text{ V}$). Por lo tanto, el Zener debe estar al corte. En este caso, V_o determina con el divisor de tensión formado por R_L y R [figura 2.32.a)]

$$\begin{aligned} V_o &= V^+ \frac{R_L}{R + R_L} \\ &= 10 \frac{0,5}{0,5 + 0,5} = 5 \text{ V} \end{aligned}$$

Debido a que esta tensión es menor que la de ruptura del Zener, el diodo ya no está operando en la región de ruptura.

f) Para que el Zener esté en el límite de la región de ruptura $I_Z = I_{ZK} = 0,2 \text{ mA}$ y $V_Z = V_{ZK} = 6,7 \text{ V}$. En este punto la menor corriente alimentada a través de R (el peor de los casos) es $(9 - 6,7) / 500 = 4,6 \text{ mA}$; por lo tanto, la corriente de carga es $4,6 - 0,2 = 4,4 \text{ mA}$. El valor correspondiente de R_L es

$$R_L = 6,7 / (4,4 \cdot 10^{-3}) = 1,5 \text{ K}\Omega$$

2.5.3 Efectos de la temperatura

La dependencia que presenta el voltaje de Zener, V_Z , en relación con la temperatura se especifica con su coeficiente de temperatura TC, o **temco** (temperature coefficient), como suele conocerse, y se expresa comúnmente en $\text{mV}/^\circ\text{C}$. El valor de TC depende de la tensión de Zener, para un determinado diodo el TC varía con la corriente de operación. Los diodos Zener con V_Z menores a unos 5 V muestran un TC negativo. Por otra parte, los Zener con tensiones mas elevadas muestran uno positivo. Es posible hacer que el TC de un diodo Zener sea cero con un V_Z de unos 5 V, si se opera el diodo a una corriente especificada. Otra técnica común para obtener una tensión de referencia con bajo coeficiente de temperatura consiste en conectar en serie un diodo Zener con un coeficiente de temperatura positivo de unos $2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ y otro en conducción directa. Como este ultimo tiene una caída de tensión de $\simeq 0,7 \text{ V}$ y un TC de unos $-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$, la combinación en serie proporcionara una tensión de $(V_Z + 0,7 \text{ V})$ con un TC cercano a cero.

EJERCICIOS

- 2.16 Un diodo Zener con tensión nominal de 10 V a 10 mA tiene una resistencia incremental de 50Ω . Que tensión esperarías si la corriente del diodo se reduce a la mitad? Y si se duplica? Cual es el valor de V_{Z0} en el modelo del Zener?
Resp. 9,75 V ; 10,5 V ; 9,5 V
- D2.17 Un diodo Zener muestra una tensión constante de 5,6 V para corrientes mas de cinco veces mayores que la de codo. Se ha especificado que I_{ZK} habrá de ser de 1 mA. El Zener se usara en el diseño de un regulador en paralelo alimentado con una fuente de 15 V. La corriente de carga varia entre 0 y 15 mA. Encuentre un valor adecuado para el resistor R . Cuál es la disipación máxima de potencia del diodo Zener?
Resp. 470Ω ; 112 mW
- 2.17 Un regulador en paralelo utiliza un diodo Zener con tensión de referencia de 5,1 V a una corriente de 50 mA y cuya resistencia incremental es 7Ω . El diodo se alimenta con una fuente de tensión nominal de 15 V a través de un resistor de 200Ω . Cuál es la tensión de salida sin carga? Encuentre las regulaciones de línea y de carga.
Resp. 5,1 V ; $33,8 \text{ mV/V}$; -7 mV/mA .

2.5.4 Comentario final

A pesar de que son simples y útiles, los diodos Zener han perdido gran parte de su popularidad en años recientes. Han sido virtualmente reemplazados con circuitos integrados reguladores de diseño especial que realizan la regulación de tensión de manera mas efectiva y con mayor flexibilidad.

2.6 CIRCUITOS RECTIFICADORES

Una de las aplicaciones más importantes de los diodos es el diseño de circuitos rectificadores. Un diodo rectificador representa un bloque de construcción esencial de las fuentes de alimentación de CC requeridas para la alimentación de la mayoría de los equipamientos electrónicos.

Efectivamente, la mayoría de los circuitos o dispositivos electrónicos requieren una fuente de energía para su funcionamiento y solo algunas veces dicha fuente de energía es directamente la red de energía urbana (de 220 V - 50 Hz. en nuestro país), ya que como se vio hasta aquí, la mayor parte de los componentes activos necesitan alimentarse con energía eléctrica con forma de señal continua, tal como ocurre para satisfacer los requisitos de polarización, por ejemplo, lo que da lugar a la necesidad de utilizar otros dispositivos para proveerlas que son las llamadas fuentes de alimentación, que en una primera parte se estudian en la presente sección.

Existen diversos tipos o configuraciones circuitales con que se resuelven estas fuentes de alimentación, desde los circuitos tradicionales más simples hasta aquellas configuraciones complejas generadas para satisfacer los severos requisitos de algunos circuitos de carga, sin embargo para todas ellas puede intentarse la misma definición como "aquel circuito o dispositivo electrónico que tiene como misión convertir una potencia eléctrica con forma de señal variable (en general proveniente de la red urbana o comercial de energía eléctrica) en una potencia eléctrica con forma de señal continua sobre la carga.

El objetivo de la presente sección es el estudio detallado de las características de las fuentes de alimentación tradicionales y de arquitectura sencilla de manera de permitir su diseño y construcción, con la finalidad de alimentar a cualquiera de los circuitos amplificadores que se estudian en los restantes Capítulos.

En relación con la arquitectura básica de estos dispositivos, la misma se representa en la figura 2.33, pudiéndose identificar sus diferentes bloques constitutivos de acuerdo con las funciones que cumplimenta cada uno:

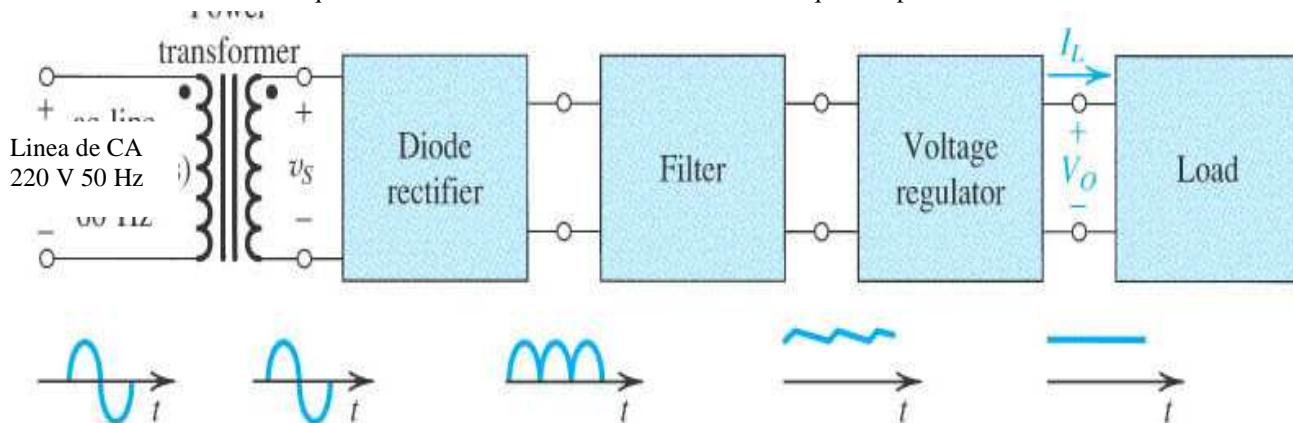


Figura 2.33 Diagrama a bloques de una fuente de alimentación de CC.

- Transformador: Su función primaria es la de proveer una aislación de los bornes de la red (ya que estos presentan un potencial con respecto a tierra) así como adaptar el valor de tensión de dicha fuente de energía primaria o de red de 220 V (eficaces y con una cierta tolerancia) al valor de tensión de C.C. requerido por la carga. Secundariamente resuelve la adecuación de los terminales de salida de dicha fuente de energía primaria a los correspondientes a la entrada de los Circuitos Rectificadores que se describen a continuación;
- Circuito Rectificador: Se trata de un circuito eléctrico cuya función básica es convertir una forma de señal con valor medio nulo, tal como la senoidal o de corriente alterna de 220 V - 50 Hz. y que provee la fuente de energía primaria, en una forma de señal unidireccional (aunque no perfectamente constante) con valor medio distinto de cero, función esta que se denomina comúnmente “rectificación”. Tal como veremos enseguida, existen distintas configuraciones que satisfacen este requisito. Por ahora solo interesa notar que en todas ellas se utilizan los diodos rectificadores o diodos semiconductores”.
- Dependiendo del tipo y los requerimientos de los circuitos de carga, entre el circuito rectificador y el circuito de carga pueden disponerse los circuitos de filtrado o Filtro y los circuitos reguladores o Regulador, destinados a reducir el contenido armónico de la energía eléctrica de salida del rectificador y contribuir a que el valor de tensión asociado a dicha energía se mantenga invariable a pesar de las variaciones de la carga y de la tensión de línea.

2.6.1 Características de los circuitos rectificadores

Realizaremos a continuación un estudio de las características básicas de Fuentes de Alimentación elementales solamente compuestas por el Transformador y el Circuito Rectificador conectadas a circuitos de carga resistivos puros, de modo que en esta primera etapa no se considerarán ni a los circuitos Filtro ni a los circuitos Reguladores. Para que tal análisis sea simple seguidamente procederemos a considerar ciertas hipótesis de idealización de los componentes constitutivos de modo tal que los apartamientos entre las características de tales componentes ideales con las que corresponden a los reales serán consideradas mediante modelos o circuitos equivalentes en forma similar a los realizado hasta el presente.

2.6.1.1. - Rectificador Monofásico de Media Onda:

La fuente de alimentación integrada como antes quedó dicho, que responde a esta nomenclatura se representa en la figura 2.34, en donde puede apreciarse la conexión de la fuente de energía primaria “v” sobre el primario del transformador. El secundario del transformador, en este caso realizado con un solo devanado y por tal motivo denominado también

secundario monofásico, se encuentra conectado al circuito rectificador que consta, en este caso, de solo un diodo semiconductor conectado en serie con dicho secundario y con la carga R.

Un transformador real puede ser estudiado como un elemento de comportamiento ideal al que se le agregan ciertos componentes representativos de las características del comportamiento real que se separan del ideal o componentes de error. Por ejemplo las pérdidas de potencia que tienen lugar en un transformador real y que generalmente se cuantifican a través del Rendimiento o Eficiencia de la transformación, reconocen dos efectos diferentes; las perdidas en el hierro o núcleo del transformador y las originadas por las resistencias ohmicas del alambre de cobre con que se realizan los devanados primario y secundario. En este estudio y por su trascendencia, solo tendremos en cuenta mediante componentes de error a las resistencias de los devanados, mientras que las pérdidas en el hierro se integrarán en el conjunto de pérdidas de la fuente para dar lugar al rendimiento de la misma.

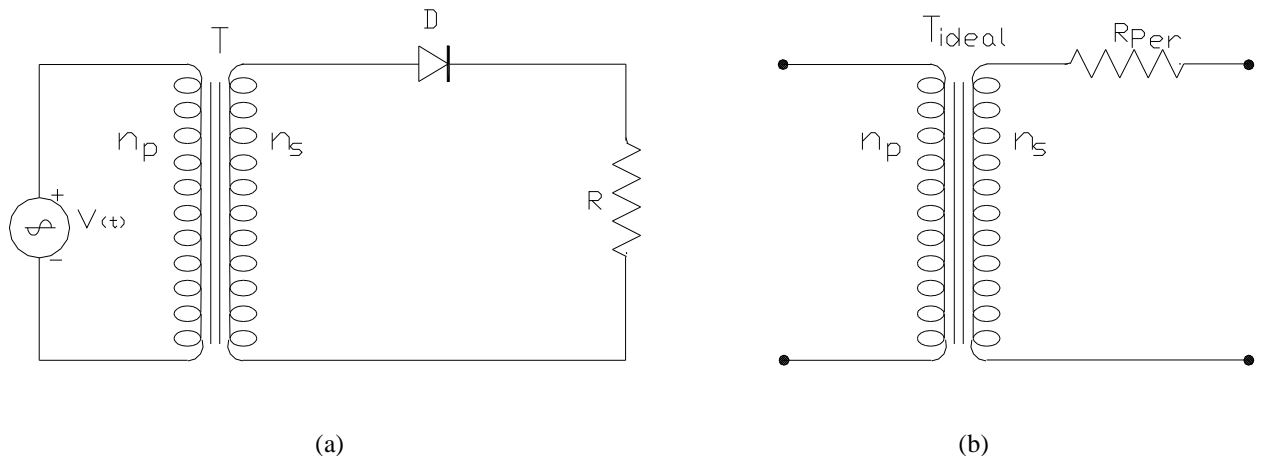


Figura 2.34 a) Circuito rectificador de media onda con carga resistiva. b) Modelo equivalente del transformador.

Tal como puede comprobarse en la figura 2.34. n_p y n_s son respectivamente el número de vueltas de los arrollamientos primario y secundario del transformador. En consecuencia suponiendo un factor de acoplamiento unitario, de la consideración de que los flujos electromagnéticos de ambos devanados deben ser iguales y dado que éstos resultan proporcionales a dicho número de vueltas y a la corriente que atraviesa a tales arrollamientos es posible plantear que:

$$n_p \cdot I_p = n_s \cdot I_s \quad \text{por lo que} \quad n = \frac{n_s}{n_p} = \frac{I_{\text{primario}}}{I_{\text{secundario}}} = \frac{V_{\text{secundario}}}{V_{\text{primario}}} \quad \text{llamada relación de transformación} \quad (2.56)$$

Siendo R_C la resistencia de carga conectada sobre el secundario del transformador, la impedancia de entrada o en bajas frecuencias resistencia de entrada de dicho transformador esta vinculada con dicha resistencia de carga según la relación:

$$R_{\text{ent}} = \frac{V_{\text{primario}}}{I_{\text{primario}}} = \frac{V_{\text{secundario}}}{n^2 \cdot I_{\text{secundario}}} = \frac{R_C}{n^2} \quad \text{y de igual manera:} \quad R_{\text{sal}} = n^2 \cdot R_F \quad (2.57)$$

en donde R_F es la resistencia conectada sobre el arrollamiento primario del transformador.

Si en la expresión (2.57) consideramos a la resistencia del arrollamiento primario r_p como resistencia conectada en el circuito primario del transformador ideal (R_F), entonces ésta se verá reflejada a la salida del secundario con un valor $(n^2 \cdot r_p)$. En consecuencia, teniendo en cuenta simultáneamente a la resistencia ohmica del devanado secundario r_s , para un transformador real

y simplificado según lo antedicho, es posible realizar una representación mediante un transformador ideal al que en serie con su secundario le conectamos como componente de error a la resistencia total de pérdidas de ambos arrollamientos:

$$R_{\text{per}} = r_s + n^2 \cdot r_p \tag{2.58}$$

tal como se muestra en la figura 2.34.b).

De la misma manera un diodo semiconductor real, cuyas características fueron analizadas en el inicio de esta sección, atento a que las tensiones de umbral (V_{Du}) son siempre despreciables frente a los valores de tensión a que son sometidos en los circuitos rectificadores, puede ser representado mediante la conexión serie de un diodo ideal con una resistencia de valor R_D promedio de las resistencias estáticas que presenta el diodo real en la región de operación como rectificador, es decir muy por encima de la tensión de umbral.

En consecuencia, introduciéndose estas hipótesis de simplificación, el estudio de la fuente de alimentación basada en el circuito rectificador de media onda de la figura 2.34.a) puede ser realizado mediante el circuito equivalente aproximado con componentes ideales que se indica en la figura 2.35, notándose que todos los componentes de apartamiento o de error pueden ser integrados en una sola resistencia conectada en el secundario y en serie con la carga, de valor:

$$R_T = R_D + r_s + n^2 \cdot r_p \tag{2.59}$$

En este circuito, la tensión del secundario del transformador, que llamamos v_L posee una forma de señal aproximadamente senoidal impuesta por el generador de tensión ideal "v", conectado sobre el primario y que simboliza a la red de energía urbana, y en consecuencia se expresa matemáticamente mediante:

$$v_L = 1,41 \cdot V_L \cdot \text{sen}(\omega t)$$

con el valor eficaz:

$$V_L = n \cdot V = n \cdot 220 \text{ V}$$

y

$$\omega = 2\pi \cdot f = 6,28 \cdot 50 = 314 \text{ (1/s)}$$

En valor máximo de la corriente que circula por el secundario del transformador ($I_{L\text{max}}$), por el diodo ($I_{F\text{MAX}}$) y por la carga I_{oM} es:

$$I_{oM} = \frac{1,41 \cdot V_L}{(R_T + R)} = I_{F\text{MAX}} \tag{2.60}$$

y tiene una forma de señal bien conocida como una senoidal rectificada de media onda, tal como se representa en la figura 2.36

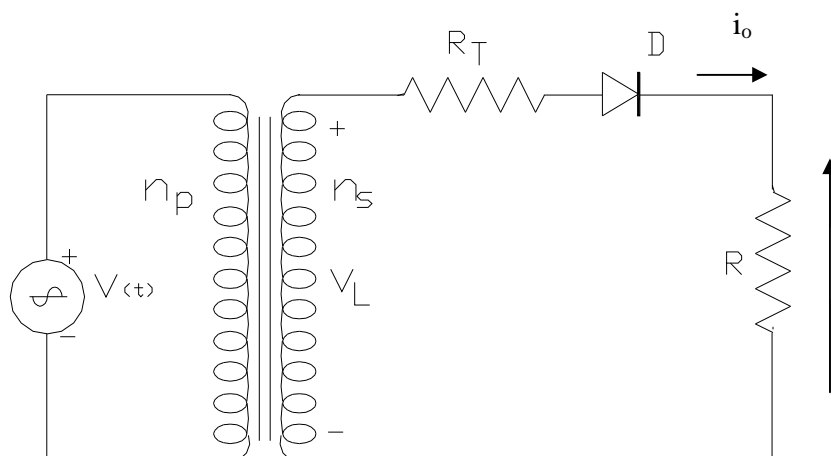


Figura 2.35 Circuito equivalente aproximado del rectificador de media onda con carga resistiva

El valor característico I_o también señalizado en la gráfica de la figura 2.36 se corresponde con la definición de Valor Medio o de Componente Continua de la corriente en la carga y coincidente con la del diodo ($I_{F\text{AV}}$) y de acuerdo con el llamado factor de forma de dicha señal resulta ser:

$$I_o = I_{F\text{AV}} = \frac{I_{oM}}{\pi} \quad \text{y sobre la carga} \quad V_o = I_o \cdot R = \frac{1,41}{\pi} \cdot V_L \cdot \frac{R}{R_T + R} \quad \text{representa el}$$

Valor Medio o de C.C. de la tensión sobre la carga, o sea la variable que es de sumo interés en la fuente de alimentación y que en este circuito resulta ser:

$$V_o = 0,45 \cdot V_L \cdot \frac{R}{R_T + R} \quad (2.61)$$

comprobándose que salvo en el caso en que la fuente se encuentre levemente cargada y R sea grande ($R \gg R_T$), la tensión de salida de la fuente de alimentación sobre la carga depende de la carga, configurando ello una característica de limitada Regulación de Carga.

Por otra parte, para la misma forma de señal de la figura 2.36 y por medio de la definición del factor de cresta, se puede determinar que el Valor Eficaz de esta corriente en el diodo (I_{FRMS}) y en la carga (I_{oef}) resulta ser:

$$I_{oef} = \frac{I_{oM}}{2} = I_{FRMS}$$

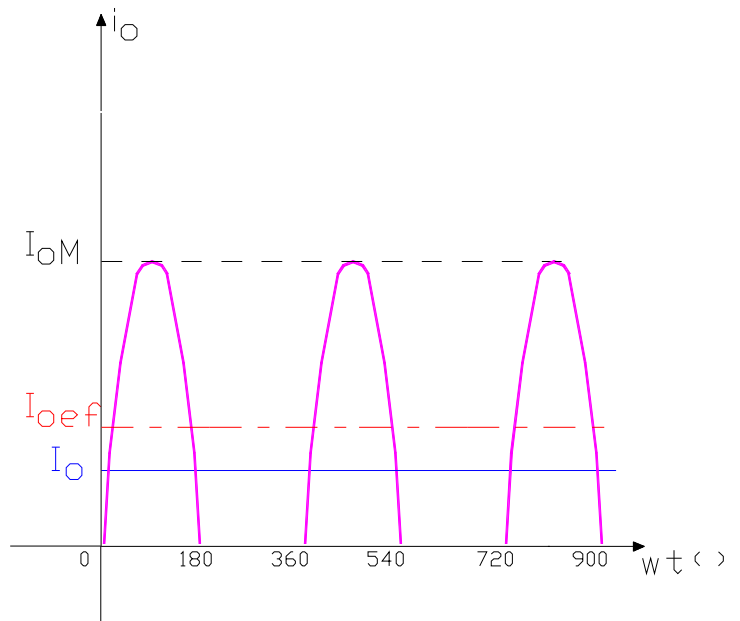


Figura 2.36 Forma de señal de la corriente en el rectificador de media onda con carga resistiva.

por lo que el valor eficaz de la tensión sobre la carga resultará:

$$V_{oef} = I_{oef} \cdot R = \frac{I_{oM}}{2} \cdot R \quad \text{y teniendo en cuenta (2.60.) y (2.61.):}$$

$$V_{oef} = 0,707 \cdot V_L \cdot \frac{R}{R_T + R} \quad \text{o también:} \quad V_{oef} = 1,57 \cdot V_o \quad (2.62)$$

Asimismo, dado que para la tensión sobre la carga se conserva la misma forma de señal de la corriente en la misma y representada en la figura VI.5. el valor máximo de la tensión sobre la carga es:

$$V_{oM} = 3,14 \cdot V_o = 1,41 \cdot V_L \cdot \frac{R}{R_T + R} \quad (2.63)$$

En lo que precede se obtuvieron relaciones entre los valores característicos de corrientes y tensiones en la carga y sobre los diodos cuando se encuentran en conducción, restaría por ahora realizar lo propio para estudiar el desempeño del secundario del transformador, es decir, a partir de (2.62) la tensión eficaz del secundario del transformador resulta:

$$V_L = 2,22 \cdot \left(1 + \frac{R_T}{R}\right) \cdot V_o \quad (2.62')$$

y por tratarse de secundario con una sola fase o un circuito rectificador que comprende una sola rama, la corriente eficaz en dicho secundario es la misma que atraviesa al diodo o la que se drena por la carga, por lo tanto:

$$I_L = 1,57 \cdot I_o \quad (2.64)$$

Finalmente la potencia eléctrica que se debe disponer en el secundario del transformador, también llamada Volt-Ampere del Secundario resultará:

$$V.A.s = V_L \cdot I_L = 2,22 \cdot \left(1 + \frac{R_T}{R}\right) \cdot V_o \cdot 1,57 \cdot I_o = 3,48 \cdot \left(1 + \frac{R_T}{R}\right) \cdot V_o \cdot I_o \quad (2.65)$$

indicándonos esta última que, en el mejor de los casos ($R \gg R_T$) por cada Watt de consumo de C.C. en la carga se debe disponer de un transformador con una capacidad de potencia de su circuito secundario de 3,5 Watt representando ello una muy baja Utilización.

2.6.1.2. – Circuitos Rectificadores de Onda Completa:

Las dos configuraciones que producen una rectificación llamada de onda completa ya que aprovechan el ciclo “completo” de la señal senoidal se indican en las figuras 2.37 y 2.38 Para ambos circuitos la corriente en la carga i_o adopta una forma de señal tal como se representa en la figura 2.39, en donde nuevamente el valor máximo o de pico de la misma, continua siendo el indicado en la expresión (2.60) con la única aclaración de que en el circuito Bifásico de Media Onda de la figura 2.37 ello requiere una exacta simetría entre los dos medios devanados secundarios y entre ambos diodos, mientras que en el circuito Puente o Monofásico de Onda Completa de la figura 2.38 al haber siempre dos diodos en serie conduciendo se tiene una resistencia R_T un tanto superior.

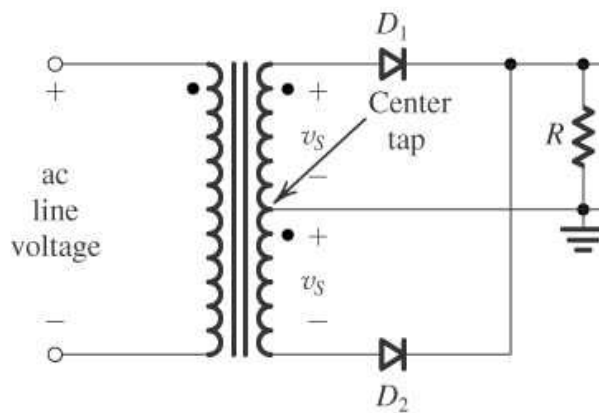


Figura 2.37 Rectificador Bifásico de media onda con carga resistiva (o con secundario con derivación central).

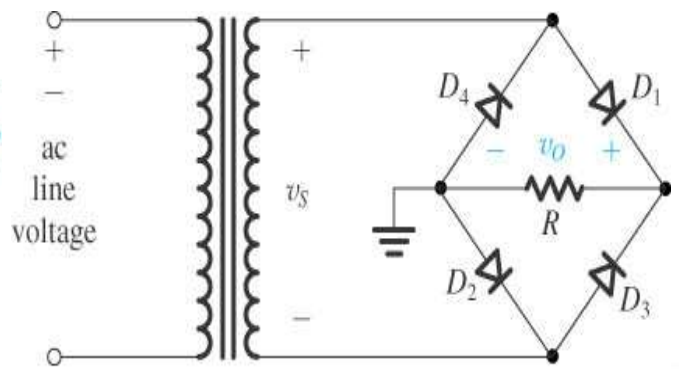


Figura 2.38 Rectificador Monofásico de onda completa con carga resistiva (o tipo puente).

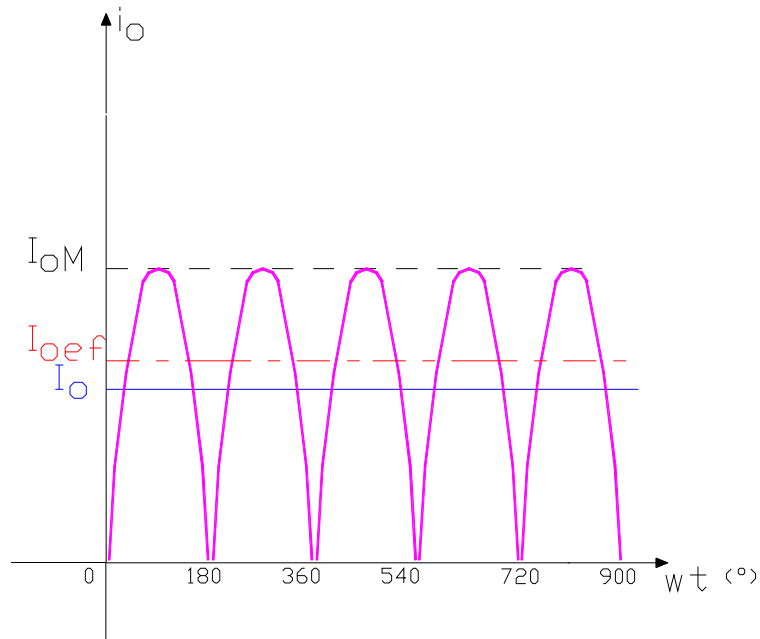


Figura 2.39 Forma de señal de la corriente en la carga de los rectificadores de onda completa.

(b)

Para ambos circuitos y atento los distintos valores de factores de forma y de cresta de la señal representada en la figura 2.39 comparados con los correspondientes al de la figura 2.36, al aplicar las mismas definiciones de las corrientes y tensiones en la carga se obtiene:

-El valor máximo de la corriente en la carga, como quedo dicho:
$$I_{oM} = \frac{1,41 \cdot V_L}{(R_T + R)} = I_{FMAX} \quad (2.60)$$

-El valor medio o de Componente de Continua de la corriente en la carga, dado el factor de forma de la señal rectificada de onda completa, es ahora:

$$I_o = \frac{2 \cdot I_{oM}}{\pi} \quad \text{y la tensión sobre la carga} \quad V_o = I_o \cdot R = \frac{2,82}{\pi} \cdot V_L \cdot \frac{R}{R_T + R} \quad \text{o sea}$$

$$V_o = 0,90 \cdot V_L \cdot \frac{R}{R_T + R} \quad (2.66)$$

-El valor eficaz de la corriente en la carga, dado el factor de cresta de la señal rectificada de onda completa resulta:

$$I_{oef} = \frac{I_{oM}}{1,41}$$

por lo que el valor eficaz de la tensión sobre la carga resultará:

$$V_{oef} = I_{oef} \cdot R = \frac{I_{oM}}{1,41} \cdot R \quad \text{y teniendo en cuenta (2.60) :}$$

$$V_{oef} = V_L \cdot \frac{R}{R_T + R} \quad \text{o también:} \quad V_{oef} = 1,11 \cdot V_o \quad (2.67)$$

-Dado el valor máximo de la corriente expresado por la (2.60) y la relación entre C.C. y valor eficaz del secundario del transformador (ecuación 2.66) el valor máximo de la tensión en la carga es:

$$V_{oM} = 1,41 \cdot V_L \cdot \frac{R}{R_T + R} = 1,57 \cdot V_o \quad (2.68)$$

Por su parte atento a que en ambos circuitos rectificadores se tienen dos ramas, integradas por D_1 y D_2 en el circuito bifásico de media onda de la figura 2.37 y compuestas por D_1 y D_2 en serie y D_3 y D_4 también en serie en el circuito monofásico de onda completa de la figura 2.38, y dado que los valores medios o de componente de continua se suman linealmente, por los diodos rectificadores la componente de continua de la corriente es la mitad de la que se tiene en la carga. En cambio debido a que los valores eficaces se suman cuadráticamente, ambos valores característicos de la corriente en los diodos rectificadores resultan:

$$I_{FAV} = 0,5 \cdot I_o \quad \text{e} \quad I_{FRMS} = 0,785 \cdot I_o \quad \text{mientras que el valor máximo repetitivo} \quad I_{FMAX} = 1,57 \cdot I_o$$

Finalmente en el secundario del transformador se tendrán las siguientes relaciones

- El valor eficaz de la tensión en cada rama o fase del secundario del transformador, a partir de la ecuación (2.60) es :

$$V_L = 1,11 \cdot \left(1 + \frac{R_T}{R}\right) \cdot V_o \quad (2.60')$$

-En cuanto al valor eficaz de la corriente en cada rama o fase del secundario del transformador se requiere realizar una diferenciación entre el circuito bifásico y el monofásico ya que mientras que en el bifásico de media onda de la figura 2.37 por

cada arrollamiento secundario debe circular una corriente capaz de mantener el valor eficaz de la corriente por una rama del circuito rectificador, en el tipo puente de la figura 2.38 por su único arrollamiento secundario debe circular una corriente eficaz suficiente como para mantener el valor eficaz de la corriente por las dos ramas del circuito rectificador. Así:

- EN EL CIRCUITO BIFÁSICO DE MEDIA ONDA
CON TRANSFORMADOR CON PUNTO MEDIO : $I_L = I_{FRMS} = 0,785 \cdot I_o$ (2.69)

por lo que la potencia o voltamperios del secundario, es decir de los dos arrollamientos secundarios:

$$V.A.s = 2 \cdot V_L \cdot I_L = 2 \cdot 1,11 \cdot \left(1 + \frac{R_T}{R}\right) \cdot V_o \cdot 0,785 \cdot I_o = 1,74 \cdot \left(1 + \frac{R_T}{R}\right) \cdot V_o \cdot I_o \quad (2.70)$$

- EN EL CIRCUITO MONOFÁSICO DE ONDA COMPLETA
O RECTIFICADOR TIPO PUENTE:

$$I_L = (I_{FRMS}^2 + I_{FRMS}^2) = 1,11 \cdot I_o \quad (2.71)$$

y en consecuencia

$$V.A.s = V_L \cdot I_L = 1,11 \cdot \left(1 + \frac{R_T}{R}\right) \cdot V_o \cdot 1,11 \cdot I_o = 1,23 \cdot \left(1 + \frac{R_T}{R}\right) \cdot V_o \cdot I_o \quad (2.72)$$

2.6.1.3.- Factor de ondulación - circuitos filtro:

Al observar las formas de señal de la corriente en la carga o bien la de la tensión sobre esta última, para los tres circuitos analizados, se deduce que los mismos no cumplen con la misión asignada a las fuentes de alimentación ya que no se obtiene una forma de señal continua sino que solo se consigue que la corriente en la carga sea del tipo unidireccional pero pulsante. Dichos pulsos fluyen en la carga con mayor o menor frecuencia de repetición según se trate de circuitos rectificadores de onda completa o de media onda, respectivamente. Se dice entonces que la energía eléctrica entregada a la carga posee cierta cantidad de “**ondulación**” o “**ripple**”, o en otras palabras, que en la carga, además de tenerse la componente continua existen otras componentes variables en el tiempo.

Tal hecho se ve reflejado si se expresa a las señales de las figuras 2.36 y 2.39 que corresponden a la corriente en la carga, según la serie de FOURIER:

- Rectificación de media onda : $i_o = I_{oM} \cdot \left[\frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \cdot \text{sen}(wt) + \left(-\frac{2}{\pi}\right) \cdot \frac{\cos(2wt)}{3} + \dots \right]$
(a) (b)
- Rectificación de onda completa: $i_o = I_{oM} \cdot \left[\frac{2}{\pi} - \frac{4}{\pi} \cdot \text{sen}(2wt) + \dots \right]$
(a) (b)

En ambas expresiones los términos (a) representan a la componente continua que es la que interesa en estos dispositivos, mientras que los demás términos representan a la ONDULACIÓN. Para ambas expresiones entre las componentes variables en el tiempo, los términos (b) resultan ser el 40 al 50 % del total del contenido armónico u ONDULACIÓN. Por ello con muy buena aproximación puede suponerse a este término (b) como el representativo de las componentes variables u ondulación. Analizando dicho término se ve que en el rectificador monofásico de media onda, la frecuencia de la ondulación (Fr) resulta ser coincidente con la frecuencia de la red (F), mientras que en ambas configuraciones de onda completa se tiene que $Fr = 2 \cdot F$.

En algunas aplicaciones, por así tolerarlo la carga, no resulta inconveniente la presencia de las mencionadas componentes u ondulación, tal el caso de un cargador de baterías, mientras que en otras aplicaciones tal como la

alimentación a nuestros circuitos amplificadores la presencia de tales componentes es altamente perjudicial, por lo que aparece la necesidad de utilizar los circuitos FILTRO.

Antes de iniciar el estudio de estos nuevos componentes de circuito de las fuentes de alimentación convengamos que su función se verá tanto mas facilitada cuanto mayor sea la separación de frecuencias entre la C.C. y la frecuencia de la componente fundamental del contenido armónico o frecuencia de ondulación (Fr). Se deduce entonces la ventaja que en este sentido presentan los circuitos rectificadores de onda completa frente a los de media onda.

A los efectos de cuantificar el contenido de componentes variables en la corriente o de la tensión en la carga, para las fuentes de alimentación se define el llamado FACTOR DE ONDULACIÓN o RIPLE según la siguiente expresión:

$$\Gamma = \frac{\text{VALOR EFICAZ DE LAS COMPONENTES VARIABLES}}{\text{VALOR MEDIO O DE C.C.}}$$

particularizando:

$$\Gamma = \frac{I'_{\text{oef}}}{I_o} \quad \text{ó} \quad \Gamma = \frac{V'_{\text{oef}}}{V_o}$$

en donde I'_{oef} y V'_{oef} son los valores eficaces de solo las componentes variables, excluida la componente continua o valor medio I_o o V_o .

Entonces:

$$I'_{\text{oef}} = \left[\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2\pi} (i_o - I_o)^2 \cdot dwt \right]^{0.5} = (I_{\text{oef}}^2 - I_o^2)^{0.5} \quad \text{con lo que reemplazando en } \Gamma :$$

$$\Gamma = \sqrt{\left(\frac{I_{\text{oef}}^2}{I_o^2} - 1 \right)} \tag{2.73}$$

Reemplazando los valores eficaces en función de las relaciones ya obtenidas para cada tipo de rectificación:

- EN EL CIRCUITO MONOFÁSICO DE MEDIA ONDA CON TRANSFORMADOR según (2.62) $V_{\text{oef}} = 1,57 \cdot V_o$ por lo que:

$$\Gamma = [(1,57)^2 - 1]^{0.5} = 121 \%$$

- EN EL CIRCUITO MONOFÁSICO DE ONDA COMPLETA O EN EL BIFÁSICO DE MEDIA ONDA según (2.67) $V_{\text{oef}} = 1,11 \cdot V_o$ por lo que:

$$\Gamma = 48,2 \%$$

Los valores obtenidos precedentemente indican que para el circuito monofásico de media onda el valor eficaz del total de las componentes variables es superior que la componente de continua de salida, por lo que el circuito resulta relativamente malo para convertir energía de C.A. en energía de C.C.

Además se aprecia que, al menos teóricamente no existe diferencia entre el circuito bifásico y el monofásico que rectifican onda completa (las componentes variables equivalen solo al 48 % de la C.C.) sin embargo conviene aclarar que ello es así si las condiciones de simetría en ambos circuitos es perfecta, lo que equivale a considerar que en el caso del circuito puente los cuatro diodos son idénticos y para el bifásico de media onda que además de identidad de diodos la derivación central del secundario del transformador divida al mismo en dos partes exactamente iguales.

De lo contrario aparece una diferencia de amplitud entre un semiciclo y otro que equivale a un contenido de componentes variables de frecuencia coincidente con la red y por lo tanto el factor de ondulación supera el valor de 48 % antes visto.

Como quedó dicho precedentemente, la necesidad de disminuir el factor de ondulación requiere la utilización de filtros. La expresión mas simple de un filtro consiste en un condensador conectado en paralelo con la carga o bien la conexión serie de un inductor o la combinación de ambos componentes en dichas configuraciones, circuitos estos que serán estudiados mas adelante.

2.6.1.4. - Tensión inversa de pico

Se denomina así al valor máximo de tensión que debe soportar el o los diodos rectificadores cuando no conducen, valor éste que, como veremos, depende del circuito rectificador utilizado, del valor de la tensión del secundario del transformador y algunas veces, del tipo de carga alimentada. Se trata de un nuevo parámetro que es necesario analizar ya que como es sabido, en las características inversa del diodo pueden registrarse los efectos de ruptura o avalancha en la unión con su consecuente destrucción.

Analizaremos en consecuencia la T.P.I. (tensión de pico inversa) que imponen cada uno de los circuitos rectificadores recién vistos:

- En el circuito monofásico de media onda de la figura 2.35, cuando la tensión del secundario del transformador se hace negativa, toda la tensión disponible en dicho secundario y a través de la carga, se encuentra aplicada sobre el diodo rectificador. En el caso de carga resistiva el máximo valor de esta tensión es $(1,41 \cdot V_L)$ por lo que para este circuito y dependiendo del tipo de carga, en las peores condiciones, el diodo debe poder soportar una T.P.I. que relacionada con la tensión continua sobre la carga es:

$$T.P.I. = 1,41 \cdot V_L = 1,41 \cdot \frac{\pi}{1,41} \cdot V_o \quad \text{y por lo tanto} \quad T.P.I. = 3,14 \cdot V_o$$

- En el circuito rectificador bifásico de media onda de la figura 2.37, al ser positiva la tensión del secundario del transformador se encuentra D_1 cerrado mientras que D_2 permanece abierto. Entonces el cátodo de D_2 recibe, a través de D_1 (cerrado), el potencial correspondiente a la fase 1 o medio devanado superior del secundario del transformador y por otro lado al ánodo de D_2 le llega el potencial del otro medio devanado del secundario del transformador. Vale decir que en total e independientemente de la carga (para el análisis de la T.P.I. se recorre una malla que no incluye a la carga), la tensión aplicada entre electrodos del diodo que no conduce es $T.P.I. = 2 \cdot 1,41 V_L = 2,82 V_L$, por lo que en las peores condiciones los diodos que integran este circuito rectificador deberán poder soportar una polarización inversa con un pico máximo de:

$$T.P.I. = 2,82 \cdot V_L \quad \text{y recordando que} \quad V_o = 0,90 V_L \quad \text{resulta} \quad T.P.I. = 3,14 \cdot V_o$$

Es decir que tiene el mismo valor que en el circuito monofásico de media onda pero la diferencia es que no depende del tipo de carga.

- Por último para el circuito tipo puente de la figura 2.38, considerando a su vez una tensión del secundario del transformador positiva, los diodos D_1 y D_2 se encontrarán conduciendo, mientras que D_3 y D_4 se comportan como circuitos abiertos y dispuestos en paralelo entre si y con el único devanado secundario que dispone este circuito, por lo que con independencia del circuito de carga, sobre cada uno de ellos cuando permanecen abiertos se desarrollará una tensión cuyo valor máximo es:

$$T.P.I. = 1,41 \cdot V_L \quad \text{y recordando que} \quad V_o = 0,90 V_L \quad \text{resulta} \quad T.P.I. = 1,57 \cdot V_o$$

vale decir que resulta la mitad del valor que se observa en el circuito bifásico de media onda.

Esta constituye una nueva ventaja de este circuito rectificador de onda completa frente al que requiere doble devanado secundario, lo cual lo hace especialmente aplicable para fuentes de altas tensiones a base de diodos rectificadores semiconductores en donde los valores de T.P.I. que resisten estos elementos no es ilimitada.

2.6.1.5.- Grado de utilización del transformador

Uno de los componentes de mayor peso económico, que por su conformación física demanda un gran espacio o volumen y que impone el peso total de la fuente de alimentación es el transformador. Se indicó ya la función que cumple dicho componente en la fuente de alimentación. Veremos seguidamente la medida en que cada uno de los circuitos rectificadores analizados aprovecha tales recursos demandados por el transformador y para tal fin consideraremos el llamado Factor de Utilización.

Dicho factor de utilización medido en el secundario del transformador se define como:

$$\text{F.U.s (\%)} = \frac{V_o \cdot I_o}{V \cdot A.s} \cdot 100 \quad (2.74)$$

La aplicación de esta definición a los tres circuitos rectificadores analizados que requiere la incorporación de las relaciones que establecen las ecuaciones (2.65), (2.70) y (2.72) arroja los siguientes resultados si se considera $R \gg R_T$:

- MONOFÁSICO DE MEDIA ONDA :

$$\text{F.U.s} = \frac{V_o \cdot I_o}{3,48 \cdot V_o \cdot I_o} = 28,5 \%$$

Esto significa que en este circuito rectificador solo se esta aprovechando menos del 30 % de la capacidad de manejo de potencia con que debe dimensionarse el transformador.

A esto se suma el hecho de que en este circuito, tanto en el primario como en el secundario del transformador la corriente que circula lo hace con una forma de señal del tipo pulsante, tal como la representada en la figura 2.36, y por lo tanto con una componente de continua que produce en el núcleo de hierro una magnetización permanente desembocando ello en la necesidad de un sobre dimensionamiento de dicho núcleo.

- BIFÁSICO DE MEDIA ONDA (Transformador con punto medio) :

$$\text{F.U.s} = \frac{V_o \cdot I_o}{1,74 \cdot V_o \cdot I_o} = 57,5 \%$$

En este circuito rectificador ya se esta aprovechando un 57 % de la capacidad de manejo de potencia con que debe dimensionarse el transformador. Asimismo si bien en cada medio devanado secundario del transformador la corriente que circula lo hace con una forma de señal del tipo pulsante, tal como la representada en la figura 2.39, es decir con una componente de continua que produce en el núcleo de hierro una magnetización permanente, ahora la forma de señal de la corriente que circula por el devanado primario es de forma de señal senoidal acarreado ello la necesidad de un sobre dimensionamiento inferior en la construcción de dicho núcleo comparando con el circuito monofásico antes descripto.

- MONOFÁSICO DE ONDA COMPLETA (Tipo puente) :

$$\text{F.U.s} = \frac{V_o \cdot I_o}{1,23 \cdot V_o \cdot I_o} = 81,5 \%$$

Este valor representa una nueva ventaja de este circuito rectificador con respecto al circuito bifásico de media onda y respecto también al monofásico de media onda ya que implica que a igual potencia de C.C. en la carga ($V_o \cdot I_o$) se requerirá el transformador mas pequeño y de menor peso y costo debido a que de su capacidad de manejo de potencia o potencia de diseño, se esta aprovechando mas de un 80 %. Asimismo dado que la corriente que circula por ambos devanados (primario y secundario) lo hace con una forma de señal senoidal, y por lo tanto sin componente de continua, no

se produce en el núcleo de hierro una magnetización permanente, no debiendo contemplarse sobre dimensionamiento por dicha razón.

2.6.2 Circuitos rectificadores con cargas reactivas

Quedo demostrado ya la necesidad de anteponer a la carga, después del circuito rectificador, un circuito que contribuya a eliminar las componentes alternas de la tensión sobre la carga, de modo de disminuir el factor de ondulación Γ . Asimismo se ha mencionado que tales circuitos estaban constituidos en general por inductores en serie y/o capacitores en paralelo o derivación con la carga. En este trabajo y para esta nueva configuración, especialmente para los filtros a base de capacitor en derivación resulta imprescindible realizar nuevamente un estudio de comportamiento de modo que a la par de comprender su principio de funcionamiento ello permita aceptar la utilización de ábacos o curvas que simplifiquen las tareas de proyecto.

Previo a ello y solo con fines conceptuales consideraremos el circuito de la figura 2.40. En forma general puede afirmarse que a los conceptos del funcionamiento de este circuito rectificador de media onda se agrega ahora la propiedad básica de la inductancia L de oponerse a las variaciones de la corriente que la atraviesa. Para mayor simplicidad supondremos que tanto R_T como la resistencia propia u ohmica del inductor L sean despreciables. Así la ecuación diferencial que determina la corriente en el circuito durante el intervalo en que el diodo conduce es:

$$v_L = L \cdot \frac{di}{dt} + R \cdot i = 1,41 \cdot V_L \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (2.75)$$

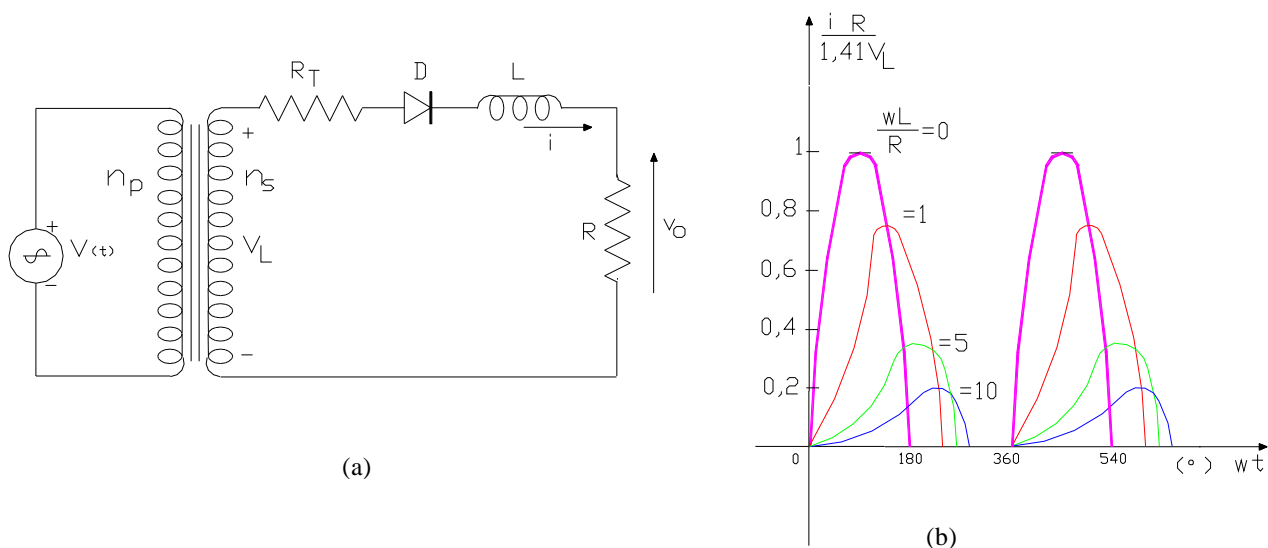


Figura 2.40 a) Rectificador monofásico de media onda cargado con una inductancia como filtro. b) forma de señal de la tensión sobre la carga para distintos valores de inductancia de filtro

Resolviendo esta ecuación y expresando su resultado en forma gráfica tomando como parámetro ajustable a la relación entre la reactancia inductiva y la resistencia de carga $[(\omega \cdot L) / R]$ se llega a la familia de curvas graficadas en la figura 2.40.) en la que se representa el producto $v_o = i \cdot R$, normalizado respecto del valor máximo de la tensión en el secundario del transformador.

Se aprecia en estas gráficas que a medida en que el valor del parámetro aumenta, es decir cuanto mayor es el valor de la inductancia de L , disminuye la ondulación, pero simultáneamente baja el valor medio o de C.C. de la tensión en la carga. Además puede comprobarse que la presencia del inductor L hace incrementar el período durante el cual el diodo conduce, a expensas de disminuir aquel en el que permanece abierto.

Debido a que aún para los circuitos rectificadores de onda completa, la necesidad de reducir el factor de ondulación impone la utilización de inductores de muy alto valor de inductancia que se traduce en incremento de costos, peso y volumen (ya que su constitución física es similar a la de los transformadores), sumado al hecho de que la reducción del valor medio o de C.C. se traduce en un pobre rendimiento, este tipo de filtro prácticamente no es utilizado en las fuentes de alimentación sencillas.

2.6.3 Rectificadores con filtro de entrada a capacitor

El método más usual para disminuir la ondulación en la salida de un rectificador consiste en el emplazamiento de un condensador conectado en paralelo con la carga, tal como ilustra el circuito de la figura 2.41.a). El funcionamiento en este caso se verá influenciado por la característica de que todo condensador almacena carga durante el período de circulación de corriente por el diodo presentando entre sus extremos una tensión proporcional a dicha carga almacenada, que tiende a mantener durante el período en que el diodo no conduce. En otras palabras el funcionamiento se basa en el principio fundamental de que un condensador se opone a que la tensión entre sus extremos varíe bruscamente.

Supongamos en principio que $R_T = 0$ y que la salida de la fuente se encuentre a circuito abierto ($R = \infty$). Si analizamos el comportamiento del circuito desde $t = 0$ a medida que se va desarrollando el primer cuarto de ciclo, dado que el condensador C estaba descargado y no hay resistencia serie en el circuito, el diodo D conduce y se establece una corriente $i = i_c$ (que cierra a través del diodo y de dicho condensador). Debido a esta corriente el condensador C se va cargando y al llegar la tensión del secundario del transformador, a su valor máximo ($1,41 \cdot V_L$), el nivel de carga almacenada es tal que la diferencia de potencial que se desarrolla entre sus terminales también alcanza un valor prácticamente igual al valor máximo de la tensión del secundario del transformador $1,41 \cdot V_L$.

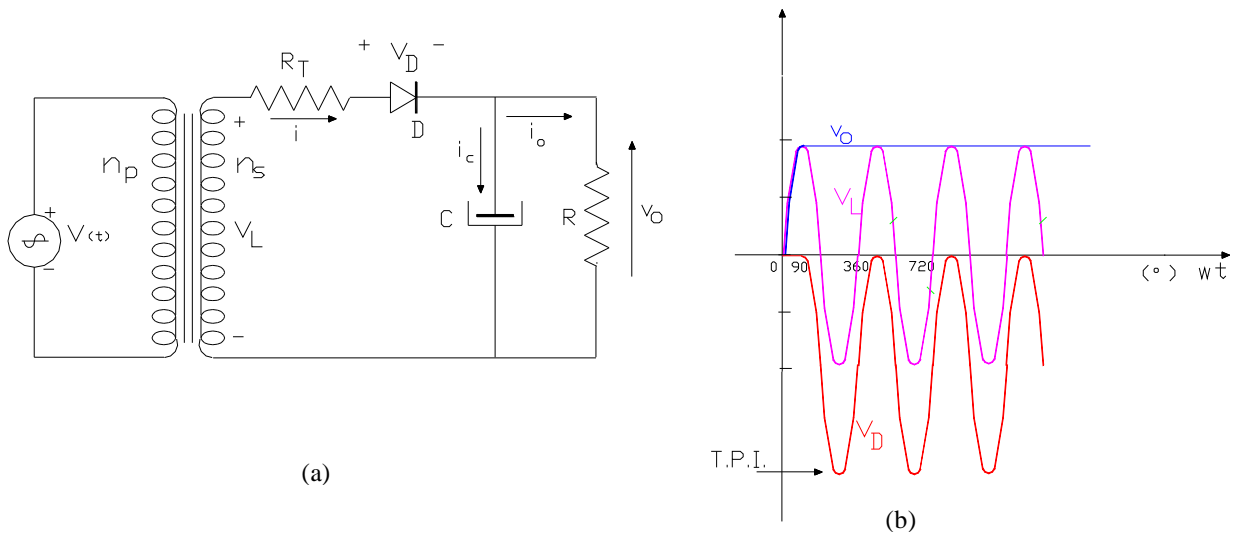


Figura 2.41 a) Rectificador monofásico de media onda cargado con un capacitor en derivación como filtro. b) formas de señal de las tensiones para el caso ideal en que $R_T = 0$ y R infinito

A partir de ese instante en que $\omega t = 90^\circ$ y ya que C no tiene asociado ningún circuito de descarga ($R_T = 0$ y $R =$ infinito) el mismo mantiene permanentemente su carga y consecuentemente también el valor de tensión entre sus terminales. En el siguiente cuarto de ciclo, es decir desde $\omega t = 90^\circ$ hasta $\omega t = 180^\circ$ la tensión del secundario del transformador comienza a bajar haciéndose inferior a la debida a la carga del condensador. La diferencia de potencial en extremos del diodo ($v_D = v_L - v_o$) a partir de dicho instante de tiempo se hace negativa y el diodo se pasa a polarizar en forma inversa interrumpiéndose la corriente en el circuito.

La situación descrita se representa gráficamente en la figura 2.41.b) en donde se puede observar que para tiempos posteriores a aquel en que el condensador C adquiere su máxima carga ($\omega t > 90^\circ$), ésta se mantiene y por lo tanto también la tensión de salida v_o , por lo que la polarización del diodo siempre sigue inversa y el mismo nunca más vuelve a conducir.

Particularmente en el semiciclo siguiente, es decir para ωt comprendido entre 180° y 360° la tensión del secundario del transformador se hace negativa por lo que pasa a reforzar la polarización inversa del diodo, de modo tal que cuando en dicho secundario se produce el máximo valor negativo de la tensión es cuando se hace presente la máxima tensión inversa en el diodo que en consecuencia resulta ser:

$$\text{T.P.I.} = 2 \cdot 1,41 \cdot V_L = 2,82 \cdot V_L \quad (2.76)$$

es decir doble de la que se registra en este mismo circuito rectificador cuando la carga es resistiva pura.

Este análisis aunque irreal, dadas las condiciones de idealización impuestas ($R_T = 0$ y $R =$ infinito), nos permite sin embargo deducir los efectos que produce la presencia del condensador como filtro, esto es, disminución del factor de ondulación, incremento en el nivel de la componente de continua de la tensión de salida, disminución del período de circulación de corriente por el diodo y duplicación de la T.P.I. en el caso del circuito rectificador de media onda, ya que en éste dicha característica depende del tipo de carga.

Es decir visto el efecto global puede concluirse que el condensador en paralelo a la carga como filtro, mejora las características de las variables eléctricas desde el punto de vista de la salida de la fuente de alimentación o de la carga, a expensas de mayores exigencias para el funcionamiento del o de los diodos rectificadores. Todavía más, si se considera que en el circuito estudiado, en el instante de encendido de la fuente se registra un efecto transitorio durante el cual el condensador se comporta como un corto circuito, la corriente por el diodo queda únicamente limitada por la presencia de R_T . Es por este motivo que entre las especificaciones típicas para los diodos rectificadores semiconductores se suele incluir el dato de un valor máximo de corriente de pico **no repetitiva** que llamaremos I_{Fmax} y que usualmente es superior al de pico repetitivo y que hemos llamado I_{FMAX} .

En un circuito real en el que tanto R_T como R toman valores finitos distintos de cero e infinito como antes se supuso, si el condensador no se encuentra conectado la corriente y la tensión en la carga siguen una función senoidal durante el período de conducción del diodo. Al incluir el condensador en paralelo con la carga, éste se va cargando de modo que la tensión en sus extremos sigue a la tensión de entrada aplicada cuando el diodo conduce, hasta un valor casi igual al máximo durante el primer semiciclo y así el condensador almacena carga. Luego cuando la tensión del secundario del transformador es menor a su valor máximo, la tensión en el condensador la supera por lo que el diodo se pasa a polarizar en forma inversa y deja de conducir.

A partir de allí el condensador C se descarga parcialmente a través de la carga R (ya que el diodo D abierto impide el otro sentido) hasta que nuevamente la tensión del secundario del transformador sobrepasa a la resultante de la carga del condensador. El diodo se vuelve a polarizar directamente y el capacitor nuevamente recibe carga volviéndose a repetir el proceso antes descrito.

Analicemos matemáticamente ambos estados del diodo:

a) Conducción del Diodo:

Despreciando la caída en R_T , con D conduciendo la tensión del secundario del transformador aparece directamente en la carga R. Por lo tanto la tensión sobre la misma sigue a la de entrada, es decir:

$$v_o = 1,41 \cdot V_L \cdot \text{sen}(\omega t)$$

pero durante que intervalo es aplicable esta ecuación ? La respuesta a este interrogante nos proporcionará la fracción de tiempo durante la cual el diodo conduce.

El punto en donde el diodo D comienza a conducir lo llamaremos **punto de umbral** y aquel en que deja de conducir se lo llamará **punto de corte** . Entre ambos puntos la corriente en el circuito podrá ser expresada por la ecuación fasorial:

$$I = \left(\frac{1}{R} + j \omega C \right) \cdot V_L = \frac{1}{R} \left[\left(\frac{1}{R} \right)^2 + \omega^2 C^2 \right]^{0,5} \cdot e^{j \arctag(\omega CR)} \cdot V_L \quad (2.77)$$

entonces, considerando la forma de señal senoidal para v_L , con un valor máximo $(1,41 V_L)$, y llamando $\Psi = \arctag(\omega CR)$, el valor instantáneo (i) de esta corriente será:

$$i = 1,41 \cdot V_L \cdot \left(\omega^2 C^2 + \frac{1}{R^2} \right)^{0,5} \cdot \text{sen}(\omega t + \Psi) \quad (2.78)$$

La ecuación precedente nos indica que durante el período de conducción del diodo la corriente en el circuito y por lo tanto que lo atraviesa posee una forma de señal senoidal, desfasada respecto de la red y con un valor máximo que es tanto mayor cuanto mayor se haga el valor del condensador C. Por otra parte, llamando ωt_2 al punto de corte, como por definición en él la corriente i se anula, es posible plantear que:

$$\text{sen}(\omega t_2 + \Psi) = 0 \quad \text{por lo que} \quad \omega t_2 + \Psi = n \cdot \pi \quad \text{con } n \text{ cualquier número entero e impar.}$$

En el primer ciclo $n = 1$, en el segundo $n = 3$ y así sucesivamente, por lo que para el primer ciclo, el punto de corte se produce en:

$$\omega t_2 = \pi - \arctag(\omega CR) \quad (2.79)$$

observándose que nuevamente a medida que el condensador C aumente, el punto de corte se hace mucho más pequeño que π , vale decir que disminuye el período de conducción del diodo.

b) Período de no conducción del diodo:

Durante el intervalo $(\omega t_2 - \omega t_1)$ del semiciclo siguiente al analizado precedentemente, el diodo no conduce y el capacitor se descarga a través de la carga con una constante de tiempo $C \cdot R$. Por ello la tensión de salida irá disminuyendo exponencialmente según una expresión del tipo:

$$v_o = A \cdot e^{-(t - t_2)/RC}$$

Para determinar el valor de partida o constante A se debe observar que el mismo es el resultado del producto del valor de la corriente i en el instante t_2 (punto de corte) por la impedancia del paralelo C y R, es decir:

$$A = 1,41 \cdot V_L \cdot \text{sen}(\omega t_2) \quad \text{y en consecuencia:} \quad v_o = 1,41 \cdot V_L \cdot \text{sen}(\omega t_2) \cdot e^{-(t - t_2)/RC} \quad (2.80)$$

pudiéndose notar en este caso que la profundidad de la caída exponencial es tanto menor cuanto mayor es el valor de capacidad del condensador C lo que esta indicando una mayor disminución del factor de ondulación y un incremento en el valor de la componente de continua de la tensión de salida.

Las gráficas representadas en la figura 2.42.b) y 2.42.c) corresponden a las expresiones (2.80) y (2.78) vale decir que representan a la corriente que se establece en el circuito cuando el diodo conduce y a la tensión sobre la carga y se pueden identificar los puntos de umbral y de corte precedentemente determinados.

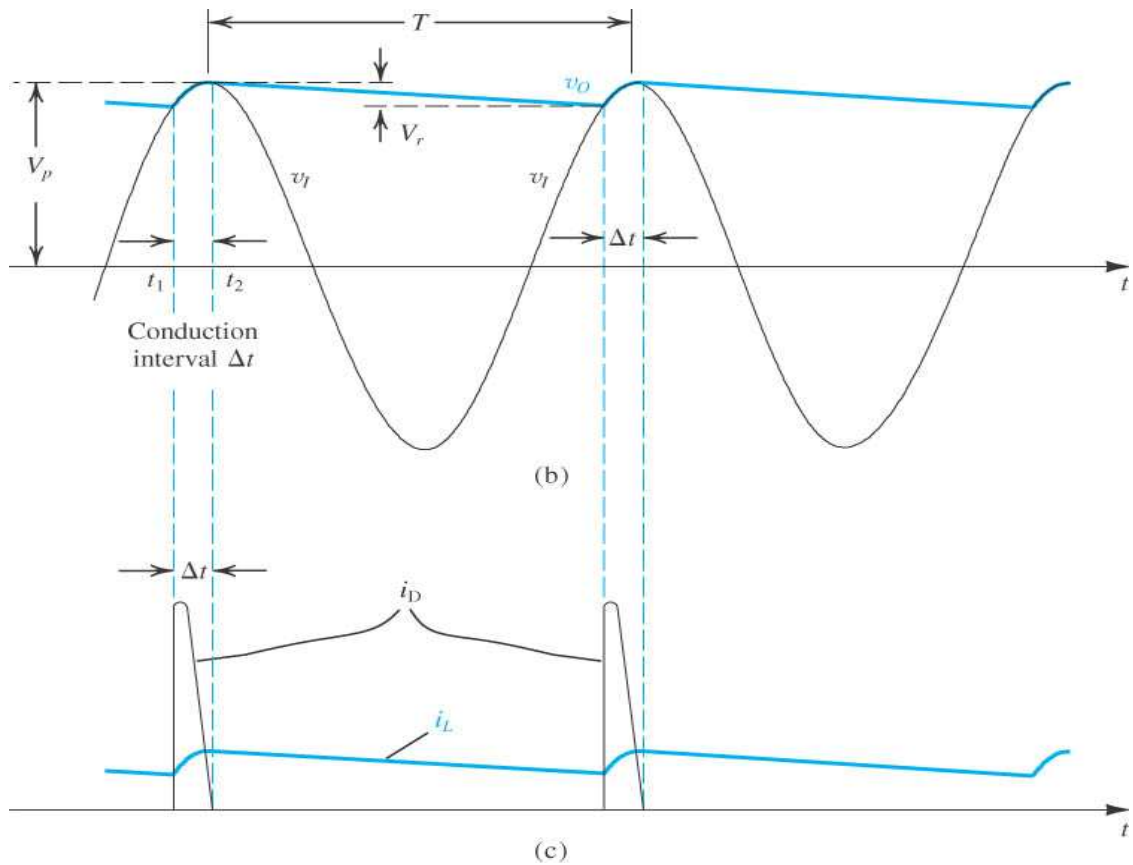


Figura 2.42 b) formas de señal de las tensiones en el rectificador de media onda con condensador de filtro. c) formas de señal de las corrientes en el diodo y en la carga para el caso $CR \gg T$

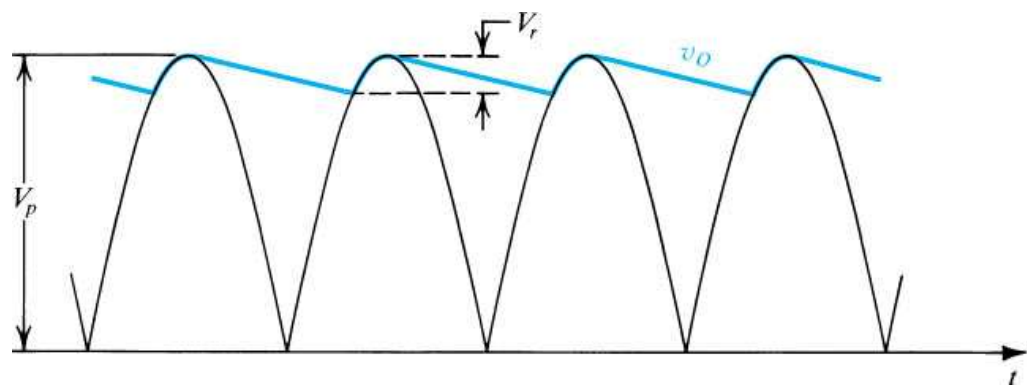


Figura 2.43 Formas de señal de las tensiones en el rectificador de onda completa con condensador de filtro para el caso $CR \gg T$

La figura 2.43 muestra la tensión de salida para el caso del rectificador de onda completa, cuando se emplea un filtro por condensador en derivación.

2.6.4 Diseño utilizando las curvas de Schade

A partir del estudio precedente y las gráficas resultantes debe insistirse en que la corriente de pico repetitivo que deben soportar los diodos rectificadores depende de la capacidad del condensador de filtro así como del nivel de corriente continua en la carga. Al aumentar el valor de la capacidad del filtro para disminuir el factor de ondulación disminuye el ángulo de circulación del diodo de modo que para sostener el nivel de corriente continua en la carga debe necesariamente incrementarse el valor de pico de la corriente repetitiva en el diodo, que también se incrementa si lo hace el consumo de C.C. en la carga.

Asimismo, el pico de corriente que se produce al conectarse el rectificador es grande para un circuito con carga capacitiva, debido a que el condensador se halla descargado, y a la salida del rectificador se produce un cortocircuito; la corriente queda limitada solo por la resistencia serie R_T de la fuente de alimentación. Es por ello que si bien hasta el presente se considero en este trabajo que dicha resistencia solo incluía a los componentes de error representativos de las pérdidas en los bobinados del transformador y la resistencia directa del diodo, en realidad la misma deberá adoptar un valor de compromiso entre un valor mínimo que mantenga este pico de corriente por debajo del nivel máximo que satisfaga las exigencias de regulación y de rendimiento del circuito. Ello significa que en la practica dicha resistencia puede ser en ocasiones alcanzada mediante el agregado de un resistor en esa posición del circuito.

Para el rectificador de onda completa el análisis no es mas que una extensión simple del precedente. El capacitor recibiría el aporte de energía para su carga en el otro semiciclo (entre 180 y 360 °) y en consecuencia la ondulación resulta mucho menor a la par que para igual valor de capacidad las exigencias sobre el diodo, tanto en lo relativo a corriente de pico repetitivo como de tensión de pico inversa son significativamente inferiores.

Las relaciones matemáticas recién vistas fueron ampliamente estudiadas y sus resultados representados gráficamente y se reconocen bajo la denominación de Curvas de SCHADE. Tales gráficos resultan suficientemente exactos y permiten encarar proyectos de simples y practicas fuentes de alimentación, por supuesto, sin muchas pretensiones. En tal sentido la figura 2.44 presenta el factor de ondulación como una función del producto $\omega.C.R$ y teniendo como parámetro a la relación entre la resistencia serie R_T y la resistencia de carga R .

Por su parte las figuras 2.45. y 2.46. que se incluyen mas adelante, proporcionan la relación de conversión ($V_o / 1.41.V_L$) en función nuevamente del producto $\omega.C.R$ y con el mismo parámetro (R_T / R) para los dos tipos de circuitos rectificadores, la primera para el monofásico de media onda y la restante validas para los circuitos bifásico de media onda y monofásico de onda completa.

Mientras que en la figura 2.44 se obtiene un mínimo valor del producto $\omega.C.R$. necesario para mantener el factor de ondulación por debajo del valor limite tolerado por la carga, para una buena regulación debe seleccionarse el valor $\omega.C.R$ en la parte plana de las curvas de las figuras 2.45 y 2.46.

Las figuras 2.47 y 2.48, agregadas más adelante, aportan un auxilio para el dimensionamiento de las corrientes que deben soportar el o los diodos rectificadores ya que la primera de ellas representa la relación entre el valor eficaz y el valor medio de la corriente por los mismos, otra vez en función del producto $\omega.C.R$ y con la relación (R_T / R) como parámetro, mientras que la restante expresa la relación entre el valor máximo o de pico repetitivo y el valor medio como función de las mismas variables.

La utilización de dicha información gráfica la describiremos mediante la resolución de un problema de proyecto.

EJEMPLO 2.7

Supongamos tener necesidad de proyectar una fuente de alimentación para +12 V a un régimen de carga de 300 mA y con un factor de ondulación no superior al 3 %, disponiéndose de dos tipos de transformadores uno con secundario monofásico y dimensionado para una potencia de secundario de 10 Watt y otro con secundario bifásico diseñado para la mitad de dicha potencia en el secundario.

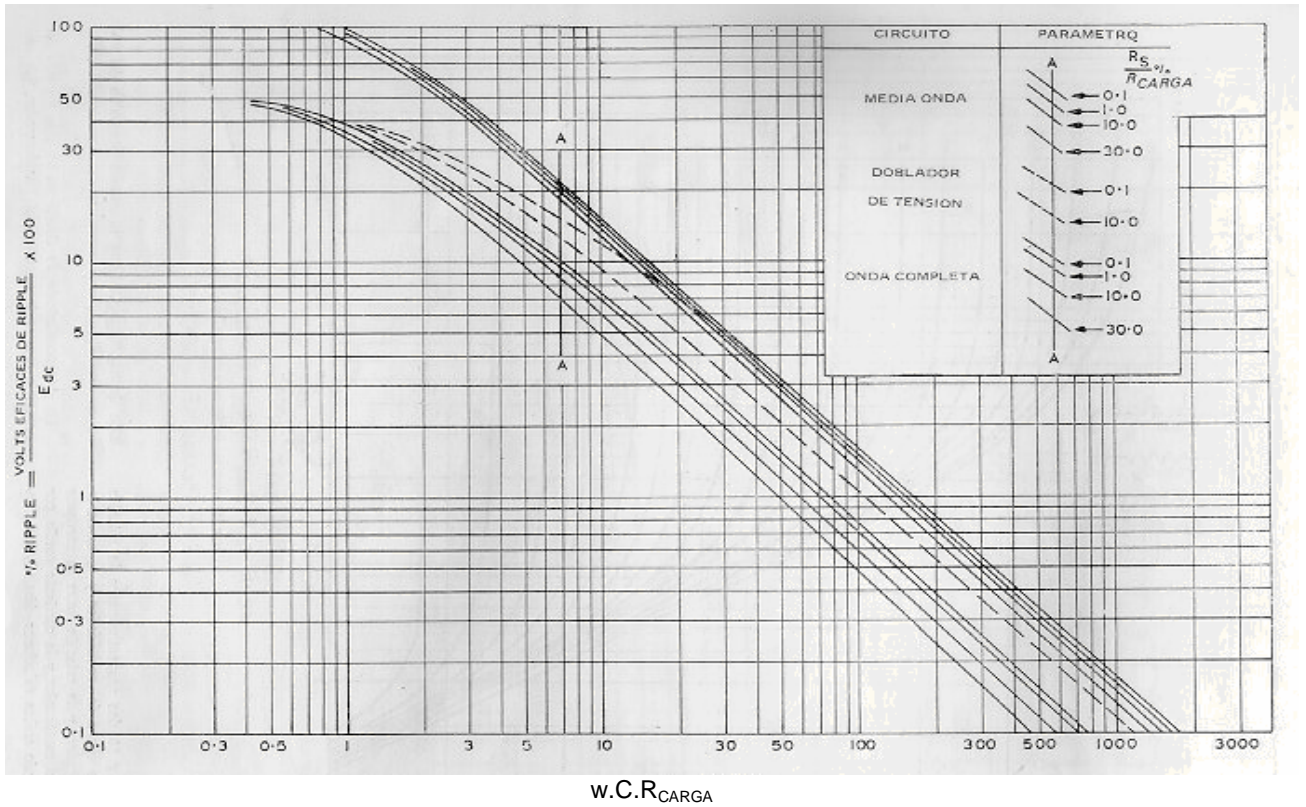


Figura 2.44 Curvas de Schade: el factor de ondulación en función de la capacidad del filtro

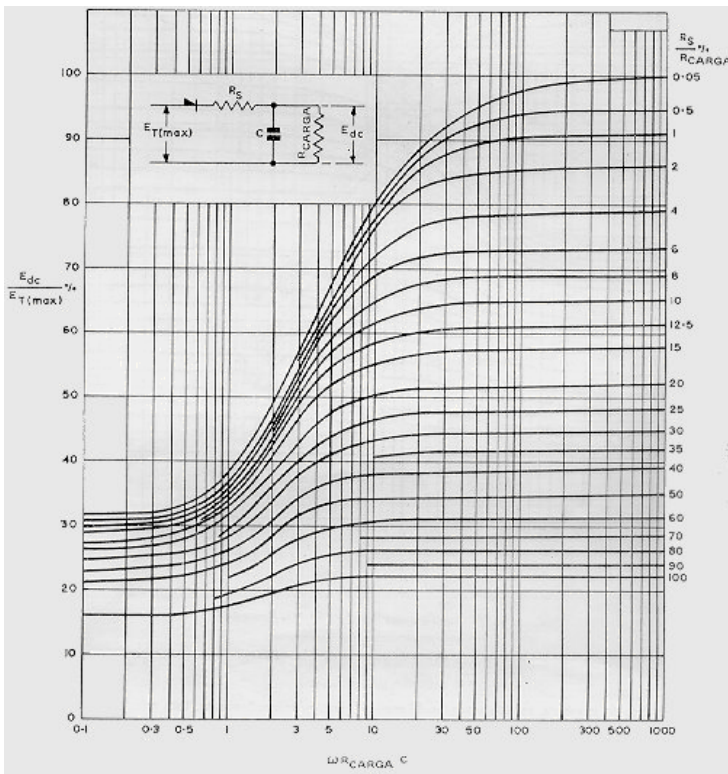


Figura 2.45 Curvas de Schade: la relación de tensiones en media onda, en función de la capacidad del filtro

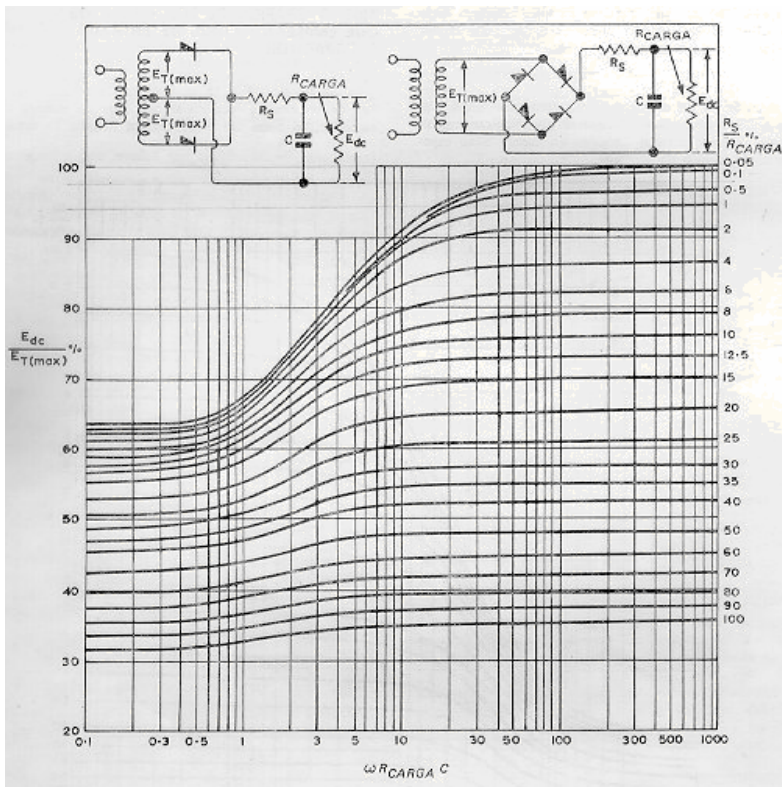


Figura 2.46 Curvas de Schade: la relación de tensiones en onda completa, en función de la capacidad del filtro

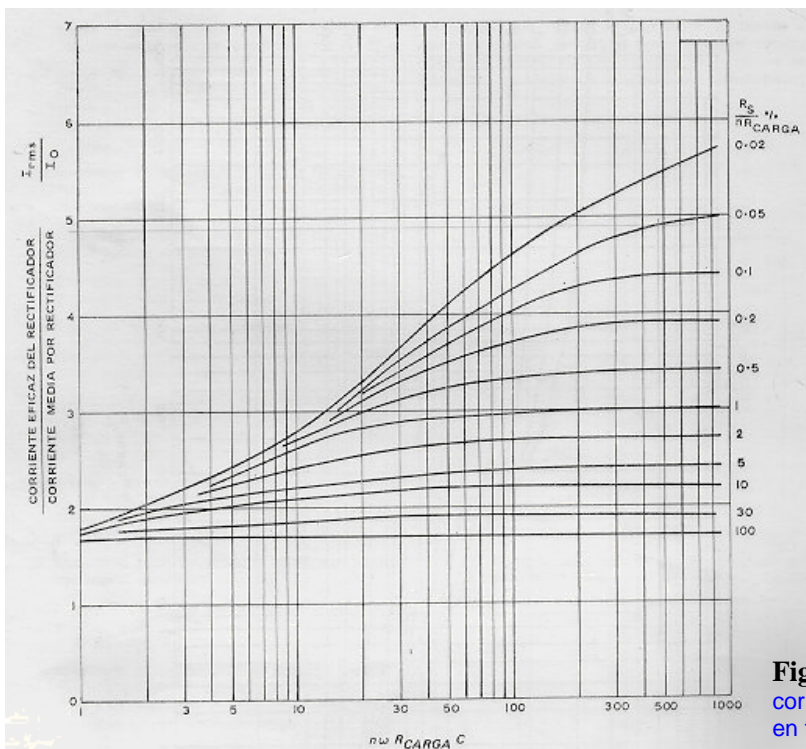


Figura 2.47 Curvas de Schade: la relación de corrientes eficaz y media en los diodos rectificadores en función de la capacidad del filtro

- Los datos suministrados corresponden a la tensión continua en la carga, es decir $V_o = 12 \text{ V}$ y a la corriente continua en la misma, es decir $I_o = 0,3 \text{ A}$ por lo que el requerimiento de potencia de C.C. de la carga equivale a algo menos de 5 Watt y teniendo en cuenta los factores de utilización que es posible conseguir con los circuitos rectificadores estudiados, se optará por el proyecto de un circuito rectificador monofásico de onda completa o tipo puente que requiere el empleo de 4 diodos rectificadores en una disposición como la indicada en la figura 2.38.

- Ante tales requerimientos, la resistencia de carga que se debe considerar es:
$$R = \frac{V_o}{I_o} = \frac{12 \text{ V}}{0,3 \text{ A}} = 40 \text{ Ohm}$$

- A continuación se adopta el valor de la resistencia serie R_T , para un primer cálculo comprendido entre un 1 % al 10 % de la resistencia de carga R , es decir:

$$0,4 \text{ Ohm} < R_T < 4 \text{ Ohm}$$

tomando $R_T = 4 \text{ Ohm}$, la relación resulta:

$$\frac{R_T}{R} = 10 \%$$

- Con el valor del Factor de Ondulación máximo tolerado y la relación calculada en párrafo precedente ingresamos al gráfico de la figura 2.44 y seleccionando la familia de corvas que corresponde al circuito rectificador monofásico de onda completa determinamos el producto:

$$w \cdot C \cdot R = 20 \quad \text{con lo cual} \quad C = \frac{20}{6,28 \cdot 50 \cdot 40} = 1,59 \cdot 10^{-3}$$

Eligiendo el valor comercial por exceso más cercano se debe recalcular posteriormente en producto $\omega \cdot C \cdot R$ reingresando a las gráficas de la figura 2.44 para determinar la mejora en el factor de ondulación respecto de lo solicitado en el problema. En nuestro caso con $C = 1800 \text{ } \mu\text{F}$ se tendrá:

$$w \cdot C \cdot R = 314 \cdot 1,8 \cdot 10^{-3} \cdot 40 = 22,6 \quad \text{y} \quad \Gamma < 3 \%$$

- Operando ahora con la familia de curvas representativas de la relación de conversión de la figura 2.46, válidas para el circuito rectificador monofásico de onda completa, al ingresar con el juego de valores $w \cdot C \cdot R = 22,6$ y $(R_T/R) = 10 \%$, se obtiene una relación:

$$\frac{V_o}{1,41 \cdot V_L} = 0,76 \quad \text{por lo que} \quad V_L = \frac{V_o}{1,41 \cdot 0,76} = \frac{12 \text{ V}}{1,0716} = 11,2 \text{ V}$$

por lo que la relación de transformación debe ser:

$$n = \frac{V_L}{V} = \frac{11,2}{220} = 0,0509$$

- Por tratarse de un circuito rectificador compuesto por dos ramas con diodos rectificadores, el valor medio de la corriente por cada rectificador resulta ser la mitad de la componente de continua de la corriente en la carga. Además con el auxilio de la familia de curvas de la figura 2.47 es posible obtener la relación entre el valor eficaz y dicho valor medio, para lo cual ingresamos con la abscisa:

$$2 \cdot w \cdot C \cdot R = 45,2 \quad \text{y con el parámetro:} \quad \frac{R_T}{2 \cdot R} = 5 \% \quad \text{obteniendo} \quad \frac{I_{\text{FRMS}}}{I_{\text{FAV}}} = 2,3$$

en consecuencia con $I_{\text{FAV}} = \frac{I_o}{2} = 150 \text{ mA}$ $I_{\text{FRMS}} = 2,3 \cdot 0,15 = 345 \text{ mA}$

- A partir del gráfico de la figura 2.48 y con idéntica abscisa y parámetro a los observados en la determinación del paso precedente, puede obtener la relación entre el valor máximo de pico repetitivo y el valor medio de la corriente por los diodos:

$$2 \cdot w \cdot C \cdot R = 45,2 \quad \text{y con el parámetro:} \quad \frac{R_T}{2 \cdot R} = 5 \% \quad \text{obteniendo} \quad \frac{I_{FM}}{I_{FAV}} = 5,5$$

en consecuencia con $I_{FAV} = 150 \text{ mA}$ $I_{FM} = 5,5 \cdot 0,15 = 825 \text{ mA}$

- La tensión de pico inversa que deberán soportar los diodos rectificadores es $T.P.I. > 1,41 V_L = 1,41 \cdot 11,2 = 16 \text{ V}$ por lo que dado su valor y por razones de seguridad tomaremos $T.P.I. = 35 \text{ V}$

- Considerando los valores de corriente de:

$$I_{FAV} = 150 \text{ mA} \quad ; \quad I_{FRMS} = 345 \text{ mA} \quad \text{y} \quad I_{FM} = 825 \text{ mA} \quad \text{y la} \quad T.P.I. > 35 \text{ V}$$

se pasan a seleccionar los cuatro diodos rectificadores necesarios para este circuito, comprobándose que no se sobrepase el valor máximo de la corriente de pico no repetitiva calculada por la expresión:

$$I_{FMAX} = \frac{1,41 \cdot V_L}{R_T} = \frac{15,6}{4} = 3,9 \text{ A}$$

y si este último es inconvenientemente alto se debe aumentar el valor de R_T y rehacer todos los cálculos.

- En nuestro caso seleccionamos a los diodos 1N4001, entre otras cosas en razón de que contamos con ellos en nuestro stock o existencia en depósito y por que los mismos, de acuerdo con los datos que suministra MOTOROLA SEMICONDUCTORS, tienen las siguientes características límite de funcionamiento:

- Tensión inversa de pico de trabajo (V_{RWM}) = 60 V como máximo.
- Valor medio de la corriente directa (I_{FAV}) = 1 A con carga resistiva y a temperatura ambiente de hasta 75 °C.
- Valor máximo o de pico repetitivo de la corriente directa (I_{FM}) = $\pi \cdot I_{FAV} = 3,14 \text{ A}$ con carga resistiva o inductiva.
- Valor máximo de pico no repetitivo (1 ciclo) de la corriente directa (I_{FSM}) = 30 A que como puede comprobarse superan los requisitos resultantes de nuestro proyecto.

2.6.5 El Doblador de tensión

En la figura 2.48.a) se muestra un circuito compuesto por dos secciones en cascada: una sección fijadora de tensión, compuesta por los componentes C_1 y D_1 y un rectificador de media con filtro por condensador formado por C_2 y D_2 . Cuando al circuito descrito se lo excita con una senoide de amplitud V_p , la sección fijadora proporciona la onda de tensión mostrada en la figura 2.48.b) suponiendo diodos ideales. Observe que mientras los picos positivos están fijos en cero volt, el pico negativo alcanza $-2 \cdot V_p$. Como respuesta a esta forma de onda, la sección rectificadora proporciona a través del condensador C_2 una tensión negativa de CC de magnitud $2 \cdot V_p$. Como la tensión de salida es el doble del pico de entrada, al circuito se lo conoce como doblador de tensión. La técnica se puede ampliar para que proporcione tensiones de CC de salida que sean múltiplos mayores de V_p .

EJERCICIO

- 2.18 Si sobre el circuito conformado por C_1 y D_1 se aplica una onda cuadrada de 10 V de valor de tensión pico a pico con una componente de continua de -2 V . Cuál llegara a ser la componente de CC que se le presenta a la siguiente sección D_2 C_2 del circuito de la figura 2.48.a) ?

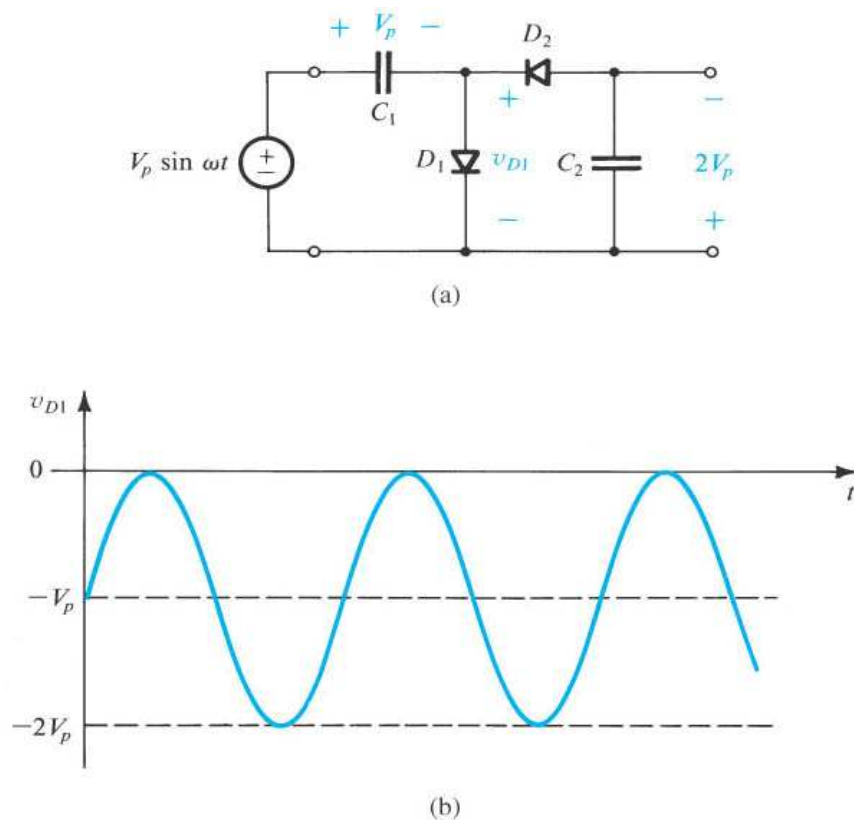
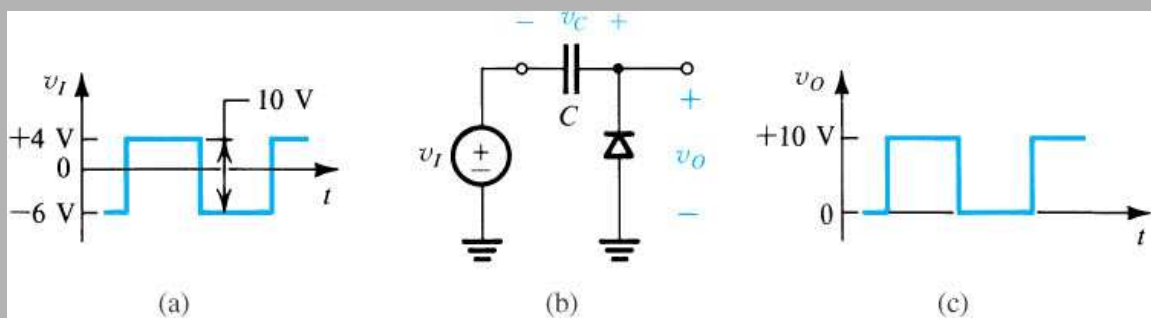


Figura 2.48 Doblador de tensión: a) circuito; b) forma de señal de la tensión sobre el diodo D_1 .

Resp. (véase la siguiente figura) +5 V.



2.7 TIPOS ESPECIALES DE DIODOS

En esta sección se analizarán brevemente algunos tipos especiales de diodos.

2.7.1 El diodo de barrera Schottky (SBD)

El diodo de barrera Schottky (SBD, Schottky-Barrier Diode) se forma al poner un metal en contacto con un material semiconductor tipo n con algunas impurezas. La unión resultante del metal y el semiconductor se comporta como un diodo, conduciendo corriente en una dirección (del ánodo metálico al cátodo semiconductor) y actuando como circuito abierto en la otra, y se le conoce como diodo de barrera Schottky, o simplemente como diodo Schottky. En realidad, la característica de corriente – tensión del SBD es notablemente similar a la de un diodo de unión pn , con dos excepciones importantes:

1) En el SBD, la corriente es soportada por portadores mayoritarios (electrones). Por lo tanto, el SBD no exhibe los efectos de almacenamiento de carga de portadores minoritarios encontrados en las uniones pn con polarización directa. Como resultado de esta característica, es posible llevar a los diodos Schottky de conducción a corte, y viceversa, mucho más rápido que en los diodos de unión pn .

2) La caída de tensión de polarización directa de un SBD que conduce es menor que la de un diodo de unión pn . Por ejemplo, un SBD hecho de silicio presenta una caída de tensión directa de 0,3 a 0,5 V, comparada con los 0,6 a 0,8 V que se encuentra en los diodos de unión pn de silicio. Los SBD también pueden hacerse de arseniuro de galio (GaAs) y, en realidad, desempeñan un papel importante en el diseño de circuitos de GaAs. Los SBD de arseniuro de galio exhiben caídas de voltaje directo de unos 0,7 V.

Aparte de los circuitos de GaAs, los diodos Schottky encuentran aplicaciones en el diseño de una forma especial de circuitos lógicos de transistores bipolares conocidos como Schottky-TTL, donde TTL son las siglas de lógica transistor a transistor (Transistor – Transistor Logic).

Antes de dejar el tema de los diodos de barrera Schottky, es importante destacar que no todos los contactos de metal con semiconductor son diodos. En realidad, el metal suele depositarse en la superficie del semiconductor para hacer terminales en dispositivos semiconductores y para conectar diferentes dispositivos en un chip de CI. A estos contactos de metal-semiconductor se denomina contactos ohmicos, para distinguirlos de los contactos rectificadores que llevan a los SBD. Por lo general, los contactos ohmicos se hacen mediante el depósito de metal en regiones semiconductoras con gran cantidad de impurezas (y, por lo tanto, de baja resistividad).

2.7.2 Varactores

En secciones anteriores se describió que las uniones pn con polarización inversa exhiben en efecto de almacenamiento de carga que se modela con la capacitancia de zona de transición o de unión, C_j . Como se indica en la ecuación (2.24) C_j es una función de la tensión de polarización inversa V_R . Esta dependencia resulta útil en diversas aplicaciones, como la sintonía automática en radioreceptores. Por lo tanto, se fabrican diodos especiales para emplearlos como condensadores de voltaje variable conocidos como varactores. Estos dispositivos están mejorados para que su capacitancia tenga una fuerte dependencia de la tensión al arreglar que el coeficiente de graduación m sea 3 o 4.

2.7.3 Fotodiodos

Si se ilumina una unión pn con polarización inversa (es decir, si se expone a una luz que incide sobre ella), los fotones que impactan la unión provocan el rompimiento de los enlaces covalentes y, por lo tanto, se generan pares electrón-hueco en la zona de transición. Luego, el campo eléctrico de la región de carga espacial barre los electrones liberados hacia el lado n y los huecos hacia el lado p , dando lugar a una corriente inversa a través de la unión. Esta corriente, conocida como foto corriente, es proporcional a la intensidad de la luz que incide. Este tipo de diodos conocidos como fotodiodos, se utilizan para convertir señales luminosas en eléctricas.

Por lo general, los fotodiodos se fabrican con un semiconductor compuesto como el arseniuro de galio. El fotodiodo es un componente importante de una familia creciente de circuitos conocida como **opto electrónica** o **fotónica**. Como su nombre lo indica, este tipo de circuitos utilizan una combinación óptima de electrónica y óptica para el procesamiento, el almacenamiento y la transmisión de señales. Por lo general, la electrónica es el medio preferido para el procesamiento de señales, mientras que la óptica es más apropiada para transmisión y almacenamiento. Entre los ejemplos se incluyen la transmisión de señales de teléfono y televisión por fibra óptica, y el almacenamiento óptico en discos CD-

ROM. La transmisión óptica proporciona anchos de banda considerables y baja atenuación de señales. La óptica permite el almacenamiento confiable de grandes cantidades de datos en un espacio pequeño.

Por último cabe destacar que sin polarización inversa, el fotodiodo iluminado funciona como celda solar. Normalmente fabricadas con silicio de bajo costo, las celdas solares convierten la luz en energía eléctrica.

2.7.4 Diodos emisores de luz (LED)

El diodo emisor de luz (LED, Light-Emitting Diode) realiza la función inversa del fotodiodo; convierte una corriente directa en luz. El lector recordará que en una unión pn con polarización directa los portadores minoritarios se inyectan a través de la unión y se difunden hacia las regiones p y n . Luego los portadores minoritarios que se difunden se recombinan con los mayoritarios. Esta recombinación puede dar lugar a la emisión de luz. Esto se logra al fabricar la unión pn utilizando un semiconductor tipo conocido como material de separación de banda directa. El arseniuro de galio pertenece a este grupo y puede emplearse, por lo tanto, para fabricar diodos emisores de luz.

La luz emitida por un LED es proporcional a la cantidad de recombinaciones que tienen lugar, que es proporcional, a su vez a la corriente directa en el diodo.

Los LED son dispositivos muy populares. Tienen aplicación en el diseño de diversos tipos de monitores, incluidos los de instrumentos de laboratorio como los voltímetros digitales. Se puede lograr que produzcan luz de diversos colores. Mas aun, pueden diseñarse para que produzcan luz coherente con un ancho de banda muy estrecho. El dispositivo resultante es un **diodo láser**. Este tipo de diodos tiene aplicación en sistemas ópticos de comunicaciones y en reproductores de CD, entre otros.

La combinación de un LED con un fotodiodo en el mismo paquete produce un dispositivo conocido como **opto aislador**. El LED convierte una señal eléctrica aplicada al opto aislador en luz, que es detectada por el fotodiodo y convertida nuevamente en una señal eléctrica a la salida del opto aislador. El uso de este proporciona un aislamiento eléctrico completo entre el circuito eléctrico conectado a la entrada del aislador y el circuito conectado a su salida. Este aislamiento es útil para reducir el efecto de la interferencia eléctrica sobre la transmisión de la señal en un sistema y, por tanto, los opto aisladores suelen utilizarse en el diseño de sistemas digitales. También se usan en el diseño de instrumentos médicos para reducir el riesgo de descargas eléctricas en pacientes.

Tome nota de que no es necesario realizar acoplamiento óptico entre un LED y un fotodiodo en una cápsula muy pequeña. En realidad, puede aplicarse a larga distancia empleando una fibra óptica, como se hace en los enlaces de comunicaciones de fibra óptica.

2.8 EL MODELO DE DIODO SPICE Y EJEMPLO DE SIMULACION

Se concluye este capítulo con una descripción del modelo que usa SPICE para los diodos. También se ilustrará el uso de SPICE en el diseño de una fuente de alimentación de CC.

2.8.1 El modelo del Diodo

Para el diseñador, el valor de los resultados de la simulación tiene relación directa con la calidad de los modelos usados para los componentes. Cuanto mayor sea la fidelidad con que el modelo representa las diversas características del componente, mayor será la exactitud con que los resultados de la simulación describirán la operación real de un circuito fabricado. En otras palabras, para ver el efecto que tienen diversas imperfecciones en la operación de un componente sobre el desempeño de un circuito. Obviamente, estos comentarios acerca del modelado se aplican a todos los componentes y no solo a los diodos.

En la figura 2.49 se muestra el modelo del diodo de SPICE a gran señal. El comportamiento estático se modela mediante la relación exponencial $i-v$. El comportamiento dinámico está representado por el condensador no lineal C_D , que es la suma de la capacitancia de difusión C_d y la capacitancia de la unión C_j . La resistencia en serie R_S representa a la resistencia de las regiones p y n a ambos lados de la unión. El valor de esta resistencia parásita es idealmente cero, pero

suele encontrarse en el orden de unos cuantos ohms para diodos de pequeña señal. En el caso del análisis de pequeña señal, SPICE usa la resistencia incremental del diodo, r_d y los valores incrementales de C_d y C_j .

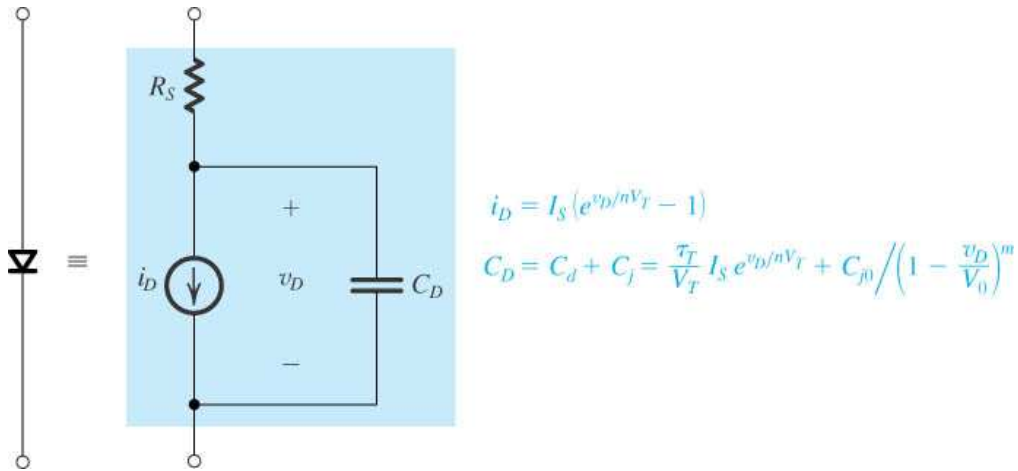


Figura 2.49 El modelo del diodo de SPICE.

En la tabla 2.1 se proporciona una lista parcial de los parámetros del modelo del diodo empleados por SPICE; todos ellos deben resultarle familiares al lector. Pero contar con un buen modelo de componentes solo resuelve la mitad del problema de modelado; la otra mitad consiste en determinar valores apropiados para los parámetros del modelo. De ninguna manera resulta fácil. Los valores de los parámetros del modelo se determinan mediante el uso de una combinación de la caracterización del proceso de fabricación del componente y de mediciones específicas realizadas en los componentes fabricados reales. Los fabricantes de semiconductores dedican grandes esfuerzos e invierten mucho dinero para obtener los parámetros del modelo de sus dispositivos. En el caso de diodos distintos, los valores de los parámetros del modelo SPICE pueden determinarse a partir de las hojas de datos del diodo, entregadas si son necesarias para mediciones clave. Los simuladores de circuitos (como PSpice) incluyen en sus bibliotecas los parámetros del modelo de algunos de los componentes populares y con gran disponibilidad comercial. Para ilustrar esto, en el ejemplo 2.8 se usa el diodo de unión *pn* 1N4148, disponible comercialmente, cuyos parámetros de modelo de SPICE se encuentran en PSpice.

TABLA 2.1 Parámetros del modelo de diodo de SPICE (lista parcial)

Parámetro De SPICE	Símbolo del libro	Descripción	Unidades
IS	I_S	Corriente de saturación	A
N	n	Coefficiente de emisión	
RS	R_S	Resistencia ohmica	Ω
VJ	V_{Du}	Tensión de umbral del diodo	V
CJO	C_{j0}	Capacidad de (unión) almacenamiento sin polarización	F
M	m	Coefficiente de graduación	
TT	τ_T	Tiempo de transito	s
BV	V_{ZK}	Tensión de ruptura	V
IBV	I_{ZK}	Corriente inversa a V_{ZK}	A

EJEMPLO 2.8

En este ejemplo se diseñará una fuente de alimentación de CC empleando el circuito rectificador que se muestra en la figura 2.50. El circuito está formado por un rectificador de onda completa con transformador con punto medio, un condensador de filtro y un regulador de tensión Zener.

PARAMETERS:

$C = 520 \mu$
 $R = 358$
 $R_{isolation} = 100E6$
 $R_{load} = 200$
 $R_s = 0,5$

$V_{OFF} = 0$
 $V_{AMPL} = 310$
 $FREQ = 50$

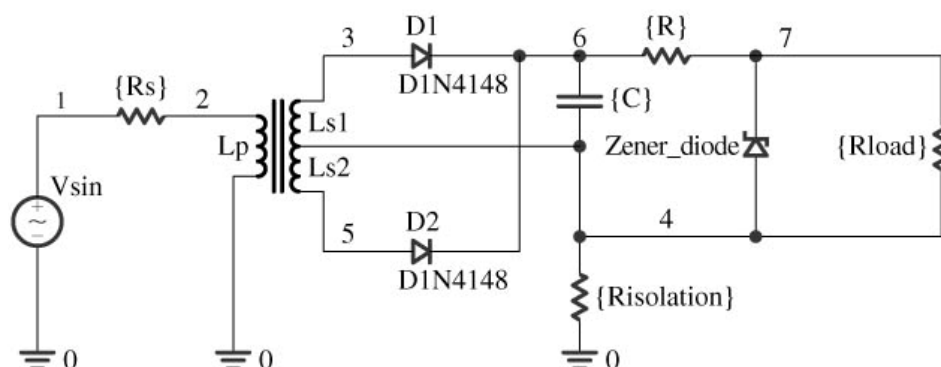


Figura 2.50 Esquema de la fuente de alimentación de 5 V del ejemplo 2.8.

El único componente tal vez complejo es R_{aislar} el resistor de $100 \text{ M}\Omega$ entre el devanado secundario del transformador y tierra. Este resistor se incluye para que proporcione la continuidad de CC y, por lo tanto, “mantenga conforme al SPICE”; y tiene poco efecto en la operación del circuito.

Se requiere que la fuente de alimentación de la figura 2.50 proporcione una tensión de CC nominal de 5 V y que pueda suministrar una corriente de carga I_{carga} de hasta 25 mA; es decir, R_{carga} puede ser tan baja como 200Ω . La fuente es alimentada a partir de la línea de CA de 220 V (rms) 50 Hz. Tome en cuenta que en el esquema de PSpice de la figura 2.50 se utiliza una fuente de tensión senoidal con amplitud de 310 V de pico para representar a la red de suministro de CA. Suponga la disponibilidad de un diodo zener de 5,1 V que tiene $r_z = 10 \Omega$ a $I_z = 20 \text{ mA}$ (y por lo tanto, $V_{Z0} = 4,9 \text{ V}$) y que la corriente mínima requerida a través del diodo Zener es $I_{Zmin} = 5 \text{ mA}$.

En este caso como ya se descarta el uso del regulador y para un buen funcionamiento del mismo la tensión sin regular debe ser superior a la tensión regulada, además por razones de existencia se elige el transformador para que proporcione una tensión de 12 V (rms) en cada medio devanado secundario, empleando una relación de 18:1 vueltas para el transformador con derivación central. Para determinar el valor para R, se puede usar la siguiente expresión:

$$R = \frac{V_{Cmin} - V_{Z0} - r_z \cdot I_{Zmin}}{I_{Zmin} + I_{Lmax}}$$

Donde un estimado para V_{Cmin} , la mínima tensión que aparecerá sobre el capacitor, se obtiene al restarle a los 17 V una caída del diodo (por ejemplo 0,8 V) y permitir una tensión de ondulación, de por ejemplo 0,5 V. Por lo tanto $V_{Cmin} = 15,7 \text{ V}$. Entonces si se observa que $I_{Lmax} = 25 \text{ mA}$ e $I_{Zmin} = 5 \text{ mA}$, y que $V_{Z0} = 4,9 \text{ V}$ y $r_z = 10 \Omega$, el resultado es que $R = 358 \Omega$

A continuación si operamos con la grafica de Schade de la figura 2.47 para operar sobre la parte plana de las mismas y de esa forma no empeorar la regulación se requiere un $\omega CR > 30$ por lo que para $w = 314$ r/s y $R = 200 \Omega$ se estima un capacitor de 520 u.

Ahora con un diseño aproximado a papel y lápiz , se puede proceder con la simulación de SPICE. Para el diodo Zener, se utiliza un modelo tal como el representado en la figura 2.51, y se supone (arbitrariamente) que D_1 tiene $I_S = 100$ pA y $n = 0,01$, mientras que D_2 tiene $I_S = 100$ pA y $n = 1,7$. Para los diodos rectificadores se uso el tipo 1N4148 comercialmente disponible por lo que a partir de las hojas de datos se determinan los restantes parámetros característicos que ya están incorporados en el modelo SPICE.

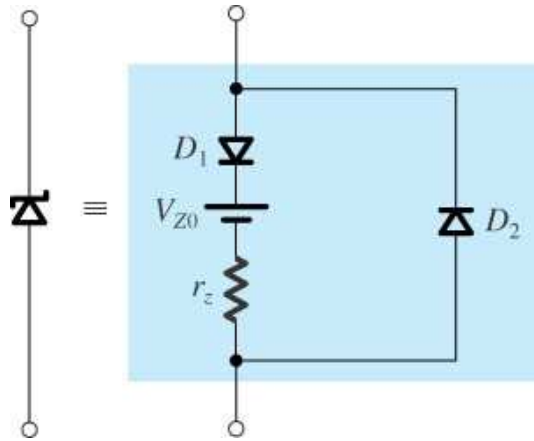


Figura 2.51 Modelo de circuito equivalente usado para simular el diodo Zener en SPICE. El diodo D_1 es ideal y se puede aproximar en SPICE mediante un valor muy pequeño para n (por ejemplo $n = 0,01$)