

Capítulo 2

Componentes eléctricos y circuitos

En el Capítulo 1 se ha introducido el concepto de dominio de los datos y señalado que los instrumentos modernos funcionan sobre la base de convertir los datos de un dominio a otro. La mayoría de estas conversiones se dan entre dominios eléctricos. Para comprender estas conversiones y, por tanto, cómo funcionan los modernos instrumentos electrónicos, son necesarios algunos conocimientos básicos acerca de los componentes de circuitos de corriente continua (cc) y de corriente alterna (ca). El objetivo de este capítulo es repasar estos temas como preparación para los dos siguientes capítulos, donde se tratan los circuitos integrados y microordenadores en instrumentación para análisis químico. Con estas nociones se entenderán las funciones de los diferentes sistemas y métodos de medida estudiados en este texto, de aquí en adelante.

2A. CIRCUITOS Y MEDIDAS EN CORRIENTE CONTINUA

En este apartado se consideran algunos circuitos sencillos de corriente continua, y su uso para realizar medidas de intensidad de corriente, tensión y

resistencia. Una definición general de *circuito* puede ser la de un camino cerrado que puede seguir la corriente eléctrica. Se inicia el estudio con el repaso de cuatro importantes leyes de la electricidad.

2A-1. Leyes de la electricidad

Ley de Ohm

La ley de Ohm describe la relación existente entre el potencial, la resistencia y la intensidad de un *circuito en serie* resistivo. En un circuito en serie, todos los elementos del mismo están conectados consecutivamente a lo largo de un único camino, como muestran la batería y las tres resistencias de la Figura 2-1. La ley de Ohm se puede escribir de la siguiente forma

$$V = IR \quad (2-1)$$

donde V es la diferencia de potencial entre dos puntos del circuito en voltios, R es la resistencia entre los dos puntos en ohmios e I es la intensidad de corriente resultante en amperios¹.

¹ En la mayor parte del texto, el símbolo V se utilizará para describir la diferencia de potencial eléctrico en los circuitos. En los Capítulos 22 a 24, se seguirá la notación electroquímica en la que la fuerza electromotriz se denomina E .

Leyes de Kirchhoff

La ley de Kirchhoff de intensidades establece que la suma algebraica de las intensidades en cualquier nudo de un circuito es igual a cero. La ley de Kirchhoff de tensiones establece que la suma algebraica de las tensiones a lo largo de cualquier malla cerrada es igual a cero.

La aplicación de las leyes de Kirchhoff y de Ohm a circuitos sencillos de corriente continua se considera en el Apartado 2A-2.

Ley de la potencia

La potencia P , en vatios, disipada en un elemento resistivo viene dada por el producto de la intensidad de corriente, en amperios, multiplicada por la diferencia de potencial, en bornes, en voltios de dicha resistencia:

$$P = IV \quad (2-2)$$

Introduciendo la ley de Ohm resulta

$$P = I^2 R = V^2 / R \quad (2-3)$$

2A-2. Circuitos sencillos de corriente continua

En este apartado se describen dos tipos de circuitos sencillos de corriente continua, denominados *circuitos en serie resistivos* y *circuitos en paralelo resistivos* y se analizan sus propiedades con la ayuda de las leyes que se han descrito en el apartado anterior.

Circuitos en serie

La Figura 2-1 muestra un circuito sencillo en serie, que consta de una batería, un interruptor y tres resistencias en serie. Si se aplica la ley de Kirchhoff de intensidades al nudo D de este circuito resulta

$$I_4 - I_3 = 0$$

$$I_4 = I_3$$

Obsérvese que la intensidad que sale de D debe ser de signo opuesto a la intensidad de entrada para que la suma sea cero. De manera similar, la aplicación de esta ley al punto C da

$$I_3 = I_2$$

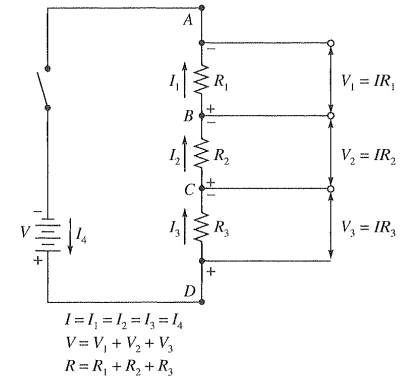


Figura 2-1. Resistencias en serie; un divisor de tensión. La intensidad a través de cada resistencia es la misma en un circuito en serie.

Por tanto, la intensidad en todos los puntos del circuito en serie es la misma; esto es

$$I = I_1 = I_2 = I_3 = I_4 \quad (2-4)$$

De la aplicación de la ley de Kirchhoff de tensiones al circuito de la Figura 2-1 resulta

$$V - V_3 - V_2 - V_1 = 0$$

$$V = V_1 + V_2 + V_3 \quad (2-5)$$

Obsérvese que el punto D es positivo respecto del punto C , que a su vez es positivo respecto del punto B ; por último, B es positivo respecto de A . Las tres tensiones se oponen a la tensión de la batería y deben llevar signos opuestos a V .

Introduciendo la ley de Ohm en la Ecuación 2-5 resulta

$$V = I(R_1 + R_2 + R_3) = IR_s \quad (2-6)$$

Obsérvese que la *resistencia total* R_s de un circuito en serie es igual a la suma de las resistencias de los componentes individuales, o

$$R_s = R_1 + R_2 + R_3 \quad (2-7)$$

Aplicando la ley de Ohm a la parte del circuito comprendida entre los puntos B y A se obtiene

$$V_1 = I_1 R_1 = IR_1$$

Dividiendo por la Ecuación 2-6 resulta

$$\frac{V_1}{V} = \frac{IR_1}{I(R_1 + R_2 + R_3)}$$

o

$$V_1 = \frac{VR_1}{R_1 + R_2 + R_3} = V \left(\frac{R_1}{R_s} \right) \quad (2-8)$$

De manera similar se puede escribir también

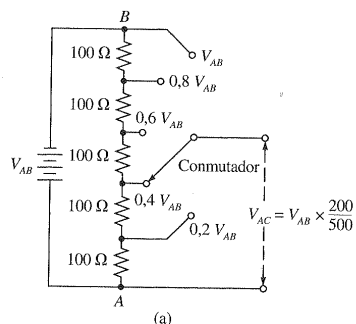
$$V_2 = VR_2/R_s$$

y

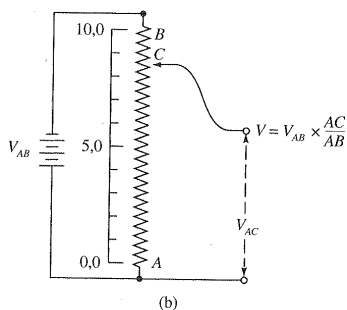
$$V_3 = VR_3/R_s$$

Divisores de tensión

Las resistencias en serie se usan mucho en los circuitos eléctricos para proporcionar potenciales variables que son función de la tensión de entrada. A los dispositivos de este tipo se les denomina *divisores de tensión*. Tal como se muestra en la Figura 2-2a, uno de estos divisores de tensión propor-



(a)



(b)

Figura 2-2. Divisores de tensión: (a) de tipo selector y (b) de tipo variable en forma continua (potenciómetro).

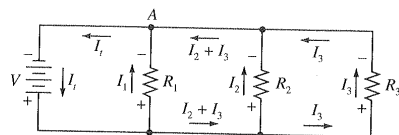


Figura 2-3. Resistencias en paralelo. La tensión en bornes de cada resistencia es igual a V , la tensión de la batería.

ción las tensiones en forma de incrementos discretos; el segundo tipo (Fig. 2-2b), denominado *potenciómetro*², proporciona una tensión variable en forma continua.

En la mayoría de potenciómetros como el de la Figura 2-2b, la resistencia es lineal, esto es, la resistencia entre un extremo A y cualquier punto C es directamente proporcional a la longitud AC de esta porción de resistencia. Entonces $R_{AC} = kAC$ donde AC viene expresada en las unidades de longitud adecuadas y k es una constante de proporcionalidad. De forma similar, $R_{AB} = kAB$. Combinando estas dos relaciones con la Ecuación 2-8 se obtiene

$$V_{AC} = V_{AB} \frac{R_{AC}}{R_{AB}} = V_{AB} \frac{AC}{AB} \quad (2-9)$$

En los potenciómetros comerciales, R_{AB} suele ser un hilo resistivo enrollado en forma helicoidal. Un contacto móvil, denominado *cursor*, que puede moverse de un extremo a otro del helicoide, permite que V_{AC} pueda variar de forma continua desde cero hasta V_{AB} .

Circuitos en paralelo

La Figura 2-3 muestra un circuito de corriente continua en paralelo. Si se aplica la ley de Kirchhoff de intensidades al punto A de esta figura, se obtiene

$$I_1 + I_2 + I_3 - I_t = 0$$

o

$$I_t = I_1 + I_2 + I_3 \quad (2-10)$$

Aplicando la ley de Kirchhoff de tensiones a este circuito resultan tres ecuaciones independientes.

² La palabra *potenciómetro* también se utiliza en un contexto diferente, refiriéndose en ese caso a un instrumento completo que utiliza un divisor lineal de tensión para medir potenciales con exactitud.

Así, para la malla que contiene la batería y R_1 , se puede escribir

$$V - I_1 R_1 = 0$$

$$V = I_1 R_1$$

Para la malla que contiene V y R_2

$$V = I_2 R_2$$

Para la malla que contiene V y R_3 ,

$$V = I_3 R_3$$

Se podrían escribir también ecuaciones similares para la malla que contiene R_1 y R_2 , así como para la que contiene R_2 y R_3 . Sin embargo, estas ecuaciones no serían independientes de las tres anteriores. Introduciendo las tres ecuaciones independientes en la Ecuación 2-10 resulta

$$I_t = \frac{V}{R_p} = \frac{V}{R_1} + \frac{V}{R_2} + \frac{V}{R_3}$$

Dividiendo esta ecuación por V , se obtiene

$$\frac{1}{R_p} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \quad (2-11)$$

Como la conductancia de una resistencia R viene dada por $G = 1/R$, se puede escribir

$$G_p = G_1 + G_2 + G_3 \quad (2-12)$$

La Ecuación 2-12 muestra que, al revés que en un circuito en serie, en un circuito en paralelo las conductancias G son aditivas en lugar de las resistencias.

Divisores de intensidad en circuitos en paralelo

Así como las resistencias en serie forman divisores de tensión, las resistencias en paralelo crean divisores de intensidad. La fracción de la intensidad total que pasa por R_1 en la Figura 2-3 es

$$\frac{I_1}{I_t} = \frac{V/R_1}{V/R_p} = \frac{1/R_1}{1/R_p} = \frac{G_1}{G_p}$$

o

$$I_1 = I_t \frac{R_p}{R_1} = I_t \frac{G_1}{G_p} \quad (2-13)$$

Un caso especialmente interesante sucede cuando dos resistencias, R_1 y R_2 , forman un circuito en paralelo. La fracción de la corriente por R_1 viene dada por:

$$\begin{aligned} \frac{I_1}{I_t} &= \frac{G_1}{G_t} = \frac{1/R_1}{1/R_p} = \frac{1/R_1}{1/R_1 + 1/R_2} = \\ &= \frac{R_2/R_1 R_2}{R_2/R_1 R_2 + R_1/R_1 R_2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \end{aligned}$$

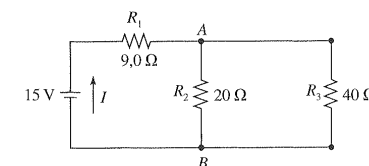
De forma similar se demuestra que

$$\frac{I_2}{I_t} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

En resumen, para dos resistencias en paralelo, la fracción de la corriente a través de una resistencia es el cociente entre la segunda resistencia y la suma de las dos resistencias. Esta ecuación se denomina a menudo *ecuación de un divisor de intensidad*.

EJEMPLO 2-1

Para el siguiente circuito, calcular (a) la resistencia total, (b) la intensidad por la batería, (c) la intensidad por cada una de las resistencias y (d) la diferencia de potencial en bornes de cada una de las resistencias.

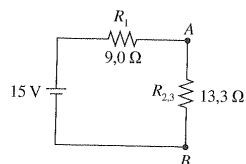


R_2 y R_3 son resistencias en paralelo. La resistencia $R_{2,3}$ entre los puntos A y B vendrá dada por la Ecuación 2-11. Esto es,

$$\begin{aligned} \frac{1}{R_{2,3}} &= \frac{1}{20 \Omega} + \frac{1}{40 \Omega} \\ R_{2,3} &= 13,3 \Omega \end{aligned}$$

o

El circuito original puede reducirse ahora al *circuito equivalente* siguiente.



En este caso se tiene una resistencia equivalente a las dos resistencias en serie, y

$$R_s = R_1 + R_{2,3} = 9,0 \, \Omega + 13,3 \, \Omega = 22,3 \, \Omega$$

A partir de la ley de Ohm, la intensidad I viene dada por

$$I = 15 \, \text{V} / 22,3 \, \Omega = 0,67 \, \text{A}$$

Utilizando la Ecuación 2-8, la tensión V_1 en bornes de R_1 es

$$V = 15 \, \text{V} \times 9,0 \, \Omega / (9,0 \, \Omega + 13,3 \, \Omega) = 6,0 \, \text{V}$$

De forma similar, la tensión en bornes de las resistencias R_2 y R_3 es

$$V_2 = V_3 = V_{2,3} = 15 \, \text{V} \times 13,3 \, \Omega / 22,3 \, \Omega = 8,95 \, \text{V} = 9,0 \, \text{V}$$

Obsérvese que la suma de las dos tensiones es de 15 V, tal como indica la ley de Kirchhoff de tensiones.

La intensidad que pasa por R_1 viene dada por

$$I_1 = I = 0,67 \, \text{A}$$

Las intensidades a través de R_2 y R_3 se obtienen a partir de la ley de Ohm. Así,

$$I_2 = 9,0 \, \text{V} / 20 \, \Omega = 0,45 \, \text{A}$$

$$I_3 = 9,0 \, \text{V} / 40 \, \Omega = 0,22 \, \text{A}$$

Obsérvese que las dos intensidades se suman para dar la intensidad total, tal como indica la ley de Kirchhoff.

2A-3. Medidas de resistencia, tensión e intensidad en corriente continua

En este apartado se considera cómo se miden la corriente, el potencial y la resistencia de los circuitos de corriente continua y las incertidumbres asociadas con dichas medidas.

Voltímetros digitales

Hasta hace unos treinta años las medidas eléctricas de corriente continua se hacían con el medidor de D'Arsonval de cuadro móvil, que se inventó hace más de un siglo. En la actualidad, estos equipos han quedado obsoletos, y se han reemplazado por los omnipresentes voltímetros digitales y multímetros digitales (DVM y DMM).

Un voltímetro digital generalmente consta de un circuito integrado sencillo, de una fuente de alimentación que, con frecuencia, es una batería y de una pantalla digital de cristal líquido. La parte más importante del circuito integrado es el *convertidor analógico-digital*, que transforma la señal de entrada analógica en un número que es proporcional a la magnitud de la tensión de entrada³. En el Apartado 4C-7 se da una explicación de cómo son los convertidores analógico-digitales. Los modernos voltímetros digitales comerciales pueden ser pequeños, suelen ser baratos (por debajo de los 100 \$) y, por lo general, tienen resistencias de entrada elevadas de 10^{10} a $10^{12} \, \Omega$.

La Figura 2-4 muestra cómo se puede usar un voltímetro digital, señalado como DVM, para medir resistencias, intensidades y potenciales en corriente continua. En cada uno de los esquemas, la lectura del voltímetro digital es V_M y la resistencia interna del DVM es R_M . La configuración que se muestra en la Figura 2-4a se utiliza para determinar el potencial desconocido V_x de una fuente de potencial que tiene una resistencia interna R_x . El potencial visualizado en el medidor V_M puede ser algo distinto del verdadero potencial de la fuente debido al *error de carga*, que se estudia en el próximo apartado. Los voltímetros digitales suelen incorporar un divisor de tensión como el de la Figura 2-2a, que les permite operar en diversos intervalos de trabajo.

Los voltímetros digitales también son capaces de medir varios intervalos de corriente. La co-

³ Una señal analógica es aquella que puede variar de forma continua con el tiempo y puede tomar cualquier valor dentro de un cierto intervalo.

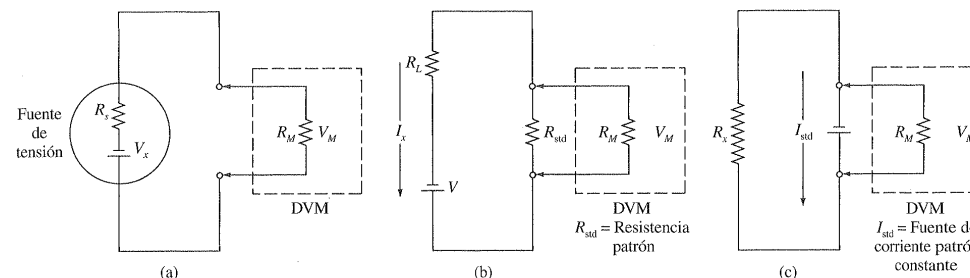


Figura 2-4. Utilizaciones de un voltímetro digital. (a) Medida de la señal de salida V_x de una fuente de tensión. (b) Medida de la intensidad de corriente I_x a través de una resistencia R_L . (c) Medida de la resistencia R_x de un elemento de un circuito desconocido.

rriente a medir pasa a través de una de las pequeñas resistencias estándar situadas en el medidor. Se mide la diferencia de potencial en bornes de esta resistencia, siendo ésta proporcional a la corriente. La Figura 2-4b muestra cómo se mide la intensidad desconocida I_x de un circuito que consta de una fuente de corriente continua y una resistencia R_L . Las resistencias de precisión R_{std} del medidor suelen variar entre unos 0,1 Ω o menos y varios cientos de ohmios, dando lugar, de esta forma, a varios intervalos de corriente. Si, por ejemplo, $R_{std} = 1,000 \, \Omega$ y la lectura del DVM es de 1,456 V, la corriente medida es 1,456 A. Escogiendo las resistencias estándar en potencias de diez y preparando los circuitos para mover el punto de los decimales de la pantalla, el DVM es capaz de leer la corriente directamente.

La Figura 2-4c muestra cómo se determina una resistencia desconocida R_x con un voltímetro digital moderno. Para este caso, el medidor va equipado con una fuente de corriente continua que produce una intensidad constante I_{std} que pasa a través de la resistencia. Por ejemplo, si la intensidad estándar es 0,0100 A, entonces una lectura en un DVM de 0,945 V supone una resistencia medida de 0,945 V / 0,0100 A = 94,5 Ω . Solamente hay que mover la coma de los decimales para obtener la lectura directa de la resistencia.

Se denomina normalmente *multímetro digital* (DMM) a un instrumento que dispone de circuitos para medida de tensiones, intensidades y resistencias.

Error de carga en las medidas de potencial

Cuando se utiliza un medidor para medir potenciales, la presencia de este medidor tiende a perturbar el circuito, de forma que se introduce un *error de*

carga. Esta situación no es particular de las medidas de tensión. De hecho, es un ejemplo de una limitación fundamental aplicable a cualquier medida física.

Esto es, el proceso de medida altera inevitablemente al sistema en estudio, de manera que la cantidad que se mide en realidad difiere de su valor antes de efectuar la medida. Este tipo de error no se puede eliminar por completo; sin embargo, se puede reducir, a menudo, a proporciones insignificantes.

La magnitud del error de carga de las medidas de potencial depende del cociente entre la resistencia interna del medidor y la resistencia del circuito estudiado. El error de carga relativo en porcentaje E_r asociado con el potencial medido V_M de la Figura 2-4a viene dado por

$$E_r = \frac{V_M - V_x}{V_x} \times 100 \, \%$$

en la que V_x es la verdadera tensión de la fuente de alimentación. Aplicando la ecuación de un divisor de tensión (Ecuación 2-9), se puede escribir

$$V_M = V_x \left(\frac{R_M}{R_M + R_x} \right)$$

Sustituyendo esta ecuación en la anterior resulta, después de reordenar,

$$E_r = - \frac{R_x}{R_M + R_x} \times 100 \, \% \quad (2-14)$$

Esta ecuación muestra que el error de carga relativo es cada vez menor cuanto mayor es la resistencia del medidor R_M respecto a la resistencia de

la fuente R_s . La Tabla 2-1 ilustra este efecto. Los voltímetros digitales presentan la gran ventaja de tener resistencias internas enormes de 10^{11} hasta $10^{12} \Omega$, eliminándose así los errores de carga excepto en las medidas de circuitos que tengan resistencias mayores de $10^9 \Omega$. Un ejemplo importante de error de carga puede darse en la medida del potencial de los electrodos de vidrio para la medida del pH, que tienen resistencias de 10^6 a $10^9 \Omega$ o mayores. Los instrumentos como los medidores de pH y los medidores de plon tienen entradas con resistencias muy altas para evitar errores de carga de este tipo.

Sin embargo, se debe tener en cuenta que en un DVM normal utilizado para la medida de tensiones, el divisor de tensión de entrada usado para disponer de diferentes escalas, hace disminuir el valor de la resistencia interna del medidor a valores de $10 \text{ M}\Omega$. Por esta razón, las medidas de tensión de fuentes con resistencias internas mayores de $10 \text{ k}\Omega$, tendrán un error del 0,1 por 100 o mayor, dependiendo de la resistencia interna exacta.

Error de carga de las medidas de intensidad de corriente

Tal como se muestra en la Figura 2-4b, para medir una corriente, se introduce en el circuito una pequeña resistencia estándar de precisión R_{std} . En ausencia de esta resistencia, la intensidad del circuito sería $I = V/R_L$. Con la resistencia R_{std} , sería $I_M = V/(R_L + R_{std})$. Por tanto, el error de carga viene dado por

$$E_r = \frac{I_M - I_x}{I_x} \times 100\% = \frac{\frac{V}{(R_L + R_{std})} - \frac{V}{R_L}}{\frac{V}{R_L}} \times 100\%$$

TABLA 2-1. Efecto de la resistencia del medidor en la exactitud de las medidas de potencial*

Resistencia del medidor R_M, Ω	Resistencia de la fuente R_s, Ω	R_M/R_s	Error relativo %
10	20	0,50	-67
50	20	2,5	-29
500	20	25	-3,8
$1,0 \times 10^3$	20	50	-2,0
$1,0 \times 10^4$	20	500	-0,20

* Véase la Figura 2-4a.

Esta ecuación puede simplificarse

$$E_r = -\frac{R_{std}}{R_L + R_{std}} \times 100\% \quad (2-15)$$

La Tabla 2-2 revela que el error de carga en las medidas de intensidad se hace cada vez menor cuanto más pequeño es el cociente entre R_{std} y R_L .

2B. CIRCUITOS DE CORRIENTE ALTERNA

La señal eléctrica de salida de los transductores de señales analíticas fluctúa, a menudo, de forma periódica. Estas variaciones pueden representarse (como en la Fig. 2-5) mediante una representación gráfica de la intensidad o del potencial instantáneos en función del tiempo. El periodo t_p de la señal es el tiempo necesario para completar un ciclo. La inversa del periodo es la frecuencia de la señal f . O sea,

$$f = 1/t_p \quad (2-16)$$

La unidad de frecuencia es el hercio, Hz, que se define como un ciclo por segundo.

2B-1. Corrientes sinusoidales

La onda sinusoidal (Fig. 2-5A) es el tipo de señal eléctrica periódica más habitual. Un ejemplo muy común es la corriente alterna producida por la rotación de una bobina en un campo magnético (como en un generador eléctrico). Así pues, si se representan gráficamente la intensidad o la tensión producidas por un generador en función del tiempo, se obtiene una onda sinusoidal.

TABLA 2-2. Efecto de la resistencia estándar, R_{std} , en la exactitud de las medidas de la intensidad de corriente*

Resistencia del circuito R_L, Ω	Resistencia estándar R_{std}, Ω	R_{std}/R_L	Error relativo %
1,0	1,0	1,0	-50
10	1,0	0,10	-9,1
100	1,0	0,010	-0,99
1.000	1,0	0,0010	-0,10

* Véase la Figura 2-4b.

Una onda sinusoidal pura se representa mediante un vector de longitud I_p (o V_p), que gira con una frecuencia angular constante ω en sentido contrario a las agujas del reloj. La relación entre la representación de dicho vector y la de la curva sinusoidal se muestra en la Figura 2-6. El vector gira a una velocidad de 2π radianes durante un periodo t_p ; por tanto, la frecuencia angular viene dada por

$$\omega = \frac{2\pi}{t_p} = 2\pi f \quad (2-17)$$

Si el vector representa numéricamente la intensidad o la tensión, la intensidad instantánea i o la tensión instantánea v a un tiempo t vienen determinadas por (véase Fig. 2-6)⁴

$$i = I_p \text{ sen } \omega t = I_p \text{ sen } 2\pi f t \quad (2-18)$$

⁴ Al considerar la variación temporal, es conveniente simbolizar los valores instantáneos de la intensidad, la tensión o la carga con las letras minúsculas i , v y q . Por otro lado, las letras mayúsculas se usan para los valores estacionarios de la intensidad, la tensión o la carga, o para una cantidad variable definida como la intensidad o la tensión máximas de la oscilación, o sea, V_p e I_p .

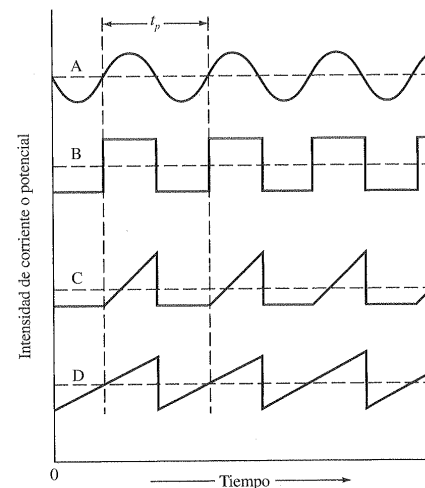


Figura 2-5. Ejemplo de señales periódicas: (A) sinusoidal, (B) onda cuadrada, (C) rampa y (D) dientes de sierra.

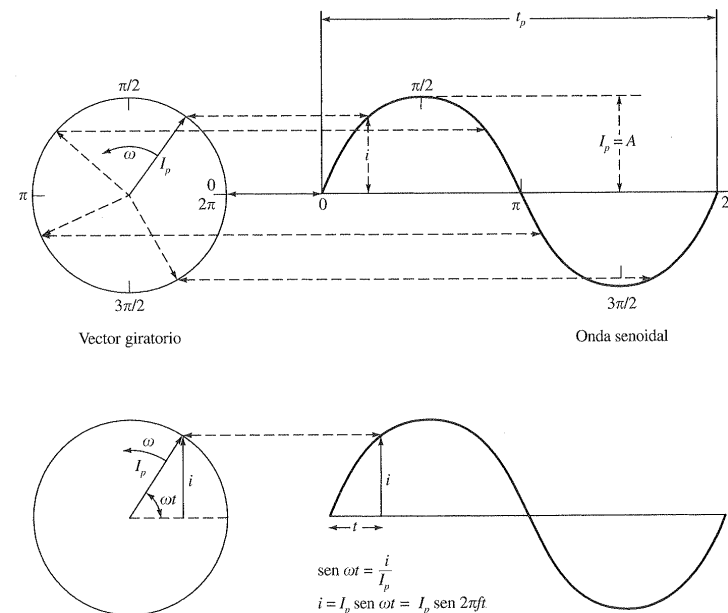


Figura 2-6. Relación entre una onda sinusoidal con un periodo t_p y una amplitud I_p y el vector de longitud correspondiente I_p , que gira a una velocidad angular de $\omega = 2\pi f$ radianes/segundo o a una frecuencia de f Hz.

o alternativamente

$$v = V_p \text{ sen } \omega t = V_p \text{ sen } 2\pi f t \quad (2-19)$$

donde I_p y V_p son la intensidad y la tensión correspondiente al máximo, o de pico, y se denominan *amplitud A* de la onda senoidal.

La Figura 2-7 muestra dos ondas senoidales con diferentes amplitudes. Las dos ondas están *desfasadas* 90 grados o $\pi/2$ radianes. La diferencia de fase se denomina *ángulo de fase*, y se produce cuando el primer vector se adelanta o se retrasa respecto al segundo en dicha cantidad. En consecuencia, una ecuación más general para una onda senoidal es

$$i = I_p \text{ sen } (\omega t + \phi) = I_p \text{ sen } (2\pi f t + \phi) \quad (2-20)$$

en la que ϕ es el ángulo de fase respecto a la onda senoidal de referencia. Una ecuación análoga puede escribirse en términos de tensión

$$v = V_p \text{ sen } (2\pi f t + \phi) \quad (2-21)$$

La intensidad o la tensión asociados a una corriente sinusoidal pueden expresarse de diversas maneras. La más sencilla es la amplitud de pico, I_p (o V_p), que constituye el valor máximo instantáneo de la intensidad o de la tensión durante un ciclo; en ocasiones, también se utiliza el valor pico-pico, es decir $2I_p$ o $2V_p$. La *intensidad eficaz* [raíz cuadrática media(rms)] de un circuito de corriente alterna producirá el mismo calentamiento en una resistencia que la misma magnitud correspondiente a corriente continua. Así pues, la intensidad eficaz tiene gran importancia en los cálculos de la potencia

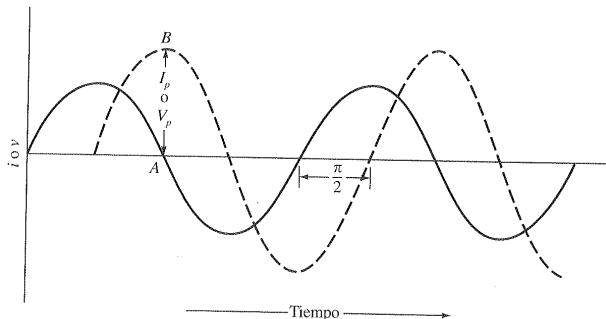


Figura 2-7. Ondas senoidales con diferentes amplitudes (I_p o V_p) y con un desfase de 90° o $\pi/2$ radianes.

(Ecuaciones 2-2 y 2-3). El valor de la corriente eficaz viene dado por

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{I_p^2}{2}} = 0,707 I_p \quad \text{y} \quad V_{ef} = \sqrt{\frac{V_p^2}{2}} = 0,707 V_p \quad (2-22)$$

2B-2. Reactancias en circuitos eléctricos

Siempre que aumenta o disminuye la corriente de un circuito eléctrico se necesita energía suficiente para cambiar los campos eléctricos y magnéticos asociados al movimiento de las cargas. Por ejemplo, si el circuito dispone de una bobina de cobre, o *inductor*, la bobina se opone al cambio en la corriente al almacenarse energía en el campo magnético del inductor. Al invertirse la intensidad, la energía vuelve a la fuente de corriente alterna y cuando se completa la segunda parte del ciclo, la energía se almacena de nuevo en el campo magnético de sentido contrario. De forma similar, un *condensador* en un circuito de corriente alterna se opone al cambio de tensión. La oposición de los inductores al cambio de intensidad y la oposición de los condensadores al cambio de tensión se denomina *reactancia*. Como veremos, las reactancias en los circuitos de corriente alterna introducen desfases en las señales de corriente alterna. Los dos tipos de reactancia que caracterizan a los condensadores o a los inductores son la *reactancia capacitiva* y la *reactancia inductiva*, respectivamente.

Ambas reactancias, capacitiva e inductiva, dependen cuantitativamente de la frecuencia. A baja frecuencia, cuando la velocidad de cambio de la corriente es baja, los efectos de la reactancia de la mayoría de los componentes de un circuito son lo

suficientemente pequeños como para no tenerlos en cuenta. Por otra parte, cuando las variaciones son rápidas, los diversos elementos del circuito, tales como conmutadores, uniones y resistencias, pueden presentar cierta reactancia. Este tipo de reactancias suelen producir efectos no deseados y hay que hacer todos los esfuerzos posibles para disminuir su magnitud.

A menudo se introducen en un circuito, de forma deliberada, capacitancias e inductancias en forma de *condensadores* e *inductores*. Estos dispositivos juegan un papel importante en diversas funciones útiles tales como convertir una corriente alterna en continua o viceversa, discriminar entre señales de distinta frecuencia, separar señales de corriente alterna de señales de corriente continua, diferenciar señales o integrar señales.

En los siguientes apartados, se considerarán sólo las propiedades de los condensadores, ya que la mayoría de los circuitos electrónicos modernos disponen de estos dispositivos más que de inductores.

2B-3. Condensadores y capacitancia: circuitos RC en serie

Un condensador típico consiste en un par de conductores separados por una delgada capa de material *dieléctrico*, esto es, un aislante eléctrico que carece esencialmente de especies cargadas móviles capaces de transportar la corriente. El condensador más sencillo consta de dos láminas metálicas separadas por una delgada capa de un dieléctrico como aire, aceite, plástico, mica, papel, cerámica o un óxido metálico. Excepto en el caso de los conden-

sadores de aire y de mica, las dos láminas junto con el aislante se suelen plegar o enrollar en una estructura compacta que se sella para prevenir el deterioro por la acción atmosférica.

Para describir las propiedades de un condensador, considérese el *circuito RC en serie* de la Figura 2-8a, que consta de una batería V_p de una resistencia R , y de un condensador C en serie. Los condensadores se simbolizan por un par de líneas paralelas de igual longitud.

Cuando el conmutador S se mueve desde la posición 2 hasta la 1, los electrones fluyen desde la terminal negativa de la batería a través de la resistencia R hacia el conductor o *placa* inferior del condensador. Al mismo tiempo, la placa superior repele a los electrones y los dirige hacia la terminal positiva de la batería. Este movimiento constituye una corriente transitoria, que disminuye rápidamente hasta cero cuando se establece una diferencia de potencial entre las dos placas del condensador que alcanza finalmente el valor del potencial de la batería V_p . Cuando cesa la corriente, se dice que el condensador está *cargado*.

Si se cambia el conmutador de la posición 1 a la posición 2, los electrones fluyen desde la placa inferior del condensador cargada negativamente hasta la placa superior cargada positivamente, a través de la resistencia R . De nuevo, este movimiento constituye una corriente que disminuye hasta cero al ir desapareciendo la diferencia de potencial entre las dos placas; se dice, en este caso, que el condensador está *descargado*.

Una propiedad útil de los condensadores es su capacidad de almacenar una carga eléctrica durante un cierto período de tiempo, y cederla cuando sea necesario. Así pues, si, en la Figura 2-8a, pri-

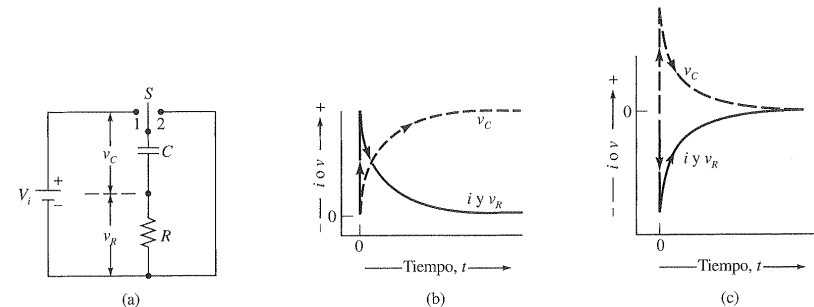


Figura 2-8. (a) Un circuito RC en serie. Respuesta temporal del circuito cuando el conmutador S está (b) en la posición 1 y (c) en la posición 2.

mero se mantiene S en la posición 1 hasta que C se ha cargado, y a continuación se coloca en una posición intermedia entre 1 y 2, el condensador permanecerá cargado durante un amplio período de tiempo. Cuando se coloca S en la posición 2, la descarga se produce de la misma forma que si el cambio de 1 a 2 hubiera sido rápido.

La cantidad de electricidad, Q , necesaria para cargar un condensador por completo, depende del área de las placas, de su forma, del espacio entre ellas y de la constante dieléctrica del material que las separa. Además, la carga Q es directamente proporcional a la tensión aplicada. Es decir,

$$Q = CV \quad (2-23)$$

Cuando V es el potencial aplicado en voltios y Q la cantidad de carga en culombios, la constante de proporcionalidad C es la *capacitancia* del condensador en *faradios* F . Por consiguiente, un condensador de un faradio almacena una carga de un culombio por cada voltio aplicado. La mayoría de los condensadores utilizados en los circuitos electrónicos tienen capacitancias del orden de los microfara-
dios (10^{-6} F) hasta los picofara-
dios (10^{-12} F).

La capacitancia es importante en los circuitos de corriente alterna, debido a que una tensión que varía con el tiempo da lugar a una carga variable con el tiempo, esto es, una corriente. Este razonamiento puede verse derivando la Ecuación 2-23, obteniéndose

$$\frac{dq}{dt} = C \frac{dv_C}{dt} \quad (2-24)$$

Por definición, la intensidad de corriente i es la velocidad de variación de la carga; esto es, $dq/dt = i$. Así

$$i = C \frac{dv_C}{dt} \quad (2-25)$$

Es importante destacar que la intensidad de un condensador es cero cuando la tensión es independiente del tiempo, es decir, cuando la tensión en bornes del condensador es constante. Además, hay que tener en cuenta que para conseguir un cambio rápido en la tensión en bornes del condensador es necesaria una intensidad elevada. Esto supone una limitación significativa en algunos métodos electroanalíticos de análisis, como se verá en el Capítulo 25.

Velocidad de variación de la intensidad de corriente en un circuito RC

La velocidad a la que un condensador se carga o descarga es finita. Considérese, por ejemplo, el circuito de la Figura 2-8a. De la ley de Kirchhoff de tensiones se deduce que un instante después de haber colocado el conmutador en la posición 1, la suma de las tensiones en bornes de C y de R (v_C y v_R) debe ser igual a la tensión de entrada V_i . Así

$$V_i = v_C + v_R \quad (2-26)$$

Como V_i es constante, el aumento de v_C que acompaña a la carga del condensador debe compensarse exactamente con una disminución equivalente de v_R .

La sustitución de las Ecuaciones 2-1 y 2-23 en esta ecuación permite obtener, después de reordenar

$$V_i = \frac{q}{C} + iR \quad (2-27)$$

Para poder determinar cómo varía la intensidad de un circuito RC en función del tiempo, se puede diferenciar la Ecuación 2-27 con respecto al tiempo recordando que V_i es constante. Por tanto,

$$\frac{dV_i}{dt} = 0 = \frac{dq/dt}{C} + R \frac{di}{dt} \quad (2-28)$$

De nuevo, en este caso, se usan letras minúsculas para representar los valores instantáneos de la carga y de la corriente.

Como ya se ha indicado, $dq/dt = i$. Sustituyendo esta expresión en la Ecuación 2-28 resulta, después de reordenar

$$\frac{di}{i} = -\frac{dt}{RC}$$

Integrando entre los límites I_{ini} (intensidad inicial) e i se obtiene

$$\int_{I_{ini}}^i \frac{di}{i} = -\int_0^t \frac{dt}{RC} \quad (2-29)$$

y

$$i = I_{ini} e^{-t/RC} \quad (2-30)$$

Esta ecuación muestra que, en un circuito RC, la intensidad de corriente disminuye exponencialmente con el tiempo.

Velocidad de variación de la tensión en un circuito RC

Para obtener una expresión de la tensión instantánea en bornes de la resistencia, v_R , se utiliza la ley de Ohm para sustituir $i = v_R/R$ e $I_{ini} = V_i/R$ en la Ecuación 2-30 y reordenar para conseguir

$$v_R = V_i e^{-t/RC} \quad (2-31)$$

La sustitución de esta expresión en la Ecuación 2-26 da lugar, después de reordenar, a una expresión para la tensión instantánea v_C en el condensador:

$$v_C = V_i(1 - e^{-t/RC}) \quad (2-32)$$

Obsérvese que el producto RC que aparece en las tres últimas ecuaciones tiene unidades de tiempo, ya que $R = v_R/i$ y $C = q/v_C$

$$RC = \frac{v_R}{i} \times \frac{q}{v_C}$$

y

$$\frac{\text{voltios}}{\text{culombios/segundo}} \times \frac{\text{culombios}}{\text{voltios}} = \text{segundos}$$

El producto RC se denomina *constante de tiempo* del circuito, y es la medida del tiempo requerido por el condensador para cargarse o descargarse. Esta dependencia entre el tiempo de carga y RC puede expresarse en forma de cociente a partir de la Ecuación 2-32. Como en esta ecuación el cociente $-t/RC$ es el exponente, RC determina la velocidad de la variación exponencial de la tensión en bornes del condensador.

El siguiente ejemplo ilustra la utilización de las ecuaciones que se acaban de obtener.

EJEMPLO 2-2

Los valores de los componentes de la Figura 2-8a son $V_i = 10,0$ V, $R = 1.000 \Omega$, $C = 1,00 \mu\text{F}$ o $1,00 \times 10^{-6}$ F. Calcular (a) la constante de tiempo del circuito y (b) i , v_C y v_R después de haber transcurrido dos constantes de tiempo ($t = 2RC$).

(a) Constante de tiempo $= RC = 1.000 \times 1,00 \times 10^{-6} = 1,00 \times 10^{-3}$ s o 1,00 ms.

(b) Sustituyendo la ley de Ohm, $I_{ini} = V_i/R$ y $t = 2,00$ ms en la Ecuación 2-30 resulta

$$i = \frac{V_i}{R} e^{-t/RC} = \frac{10,0}{1.000} e^{-2,00/1,00} = 1,35 \times 10^{-3} \text{ A o } 1,35 \text{ mA}$$

A partir de la Ecuación 2-31 se halla que

$$v_R = 10,0 e^{-2,00/1,00} = 1,35 \text{ V}$$

y sustituyendo en la Ecuación 2-26

$$v_C = V_i - v_R = 10,00 - 1,35 = 10,0(1 - e^{-2,00/1,00}) = 8,65 \text{ V}$$

Relaciones de fase entre la intensidad de corriente y la tensión en un circuito RC

La Figura 2-8b muestra las variaciones en i , v_R y v_C que se producen durante el ciclo de carga de un circuito RC. Estas representaciones gráficas vienen expresadas en unidades arbitrarias dado que la forma de las curvas es independiente de la constante de tiempo del circuito. Obsérvese que v_R e i alcanzan sus valores máximos en el instante en el que el conmutador de la Figura 2-8a se coloca en la posición 1. Por otra parte, en ese mismo instante, la tensión en bornes del condensador aumenta rápidamente desde cero y se aproxima al final a un valor constante. A efectos prácticos, se considera que un condensador está totalmente cargado cuando han transcurrido cinco veces la constante de tiempo o $5RC$. En este momento la corriente habrá disminuido hasta menos de un 1 por 100 del valor inicial ($e^{-5RC/RC} = e^{-5} = 0,0067 \approx 0,01$).

Cuando el conmutador de la Figura 2-8a se coloca en la posición 2, la batería queda eliminada del circuito y el condensador actúa como una fuente de corriente. Sin embargo, el movimiento de la carga irá en dirección opuesta a la que tenía durante el ciclo de carga. Así,

$$dq/dt = -i$$

El potencial inicial del condensador será el de la batería. Es decir,

$$V_C = V_i$$

Utilizando estas ecuaciones y procediendo como en la deducción anterior, se obtiene que para el ciclo de descarga se cumple

$$i = -\frac{V_C}{R} e^{-t/RC} \quad (2-33)$$

$$v_R = -V_C e^{-t/RC} \quad (2-34)$$

y como $V_C = 0 = v_C + v_R$ (Ecuación 2-26)

$$v_C = V_C e^{-t/RC} \quad (2-35)$$

La Figura 2-8c muestra cómo i , v_R y v_C varían con el tiempo.

Es importante tener en cuenta que, en cada ciclo, la variación de tensión en bornes del condensador está *desfasada y retrasada* respecto de la corriente y del potencial en bornes de la resistencia.

2B-4. Respuesta de los circuitos RC en serie a la entrada de corrientes sinusoidales

En los siguientes apartados, se estudiará la respuesta de los circuitos RC en serie a una señal de tensión de una corriente alterna sinusoidal. La señal de entrada v_s , viene descrita por la Ecuación 2-19

$$v_s = V_p \sin \omega t = V_p \sin 2\pi f t \quad (2-36)$$

Variaciones de la fase en circuitos capacitivos

Si el conmutador y la batería del circuito RC de la Figura 2-8a se reemplazan por una fuente de corriente alterna sinusoidal, el condensador almacena y libera la carga de forma continua, originando así una corriente alterna en dirección que varía conti-

nuamente. Se produce una diferencia de fase ϕ entre la corriente y la tensión como consecuencia del tiempo finito necesario para cargar y descargar el condensador (véanse Figs. 2-8b y 2-8c).

Podemos determinar la magnitud del desfase considerando un condensador en un circuito ideal que no tenga resistencia. Combinando las Ecuaciones 2-18 y 2-25, después de reordenar

$$C \frac{dv_C}{dt} = I_p \sin 2\pi f t \quad (2-37)$$

Para un tiempo $t = 0$, $v_C = 0$. Por tanto, reordenando esta ecuación e integrando entre los valores de tiempo 0 y t , se obtiene

$$v_C = \frac{I_p}{C} \int_0^t \sin 2\pi f t \, dt = \frac{I_p}{2\pi f C} (-\cos 2\pi f t)$$

Pero, por trigonometría se sabe que, $-\cos x = \sin(x - 90)$. Por tanto, se puede escribir

$$v_C = \frac{I_p}{2\pi f C} \sin(2\pi f t - 90) \quad (2-38)$$

Comparando la Ecuación 2-38 con la Ecuación 2-21, se observa que $I_p/(2\pi f C) = V_p$ y, por tanto, la Ecuación 2-38 se puede expresar

$$v_C = V_p \sin(2\pi f t - 90) \quad (2-39)$$

Sin embargo, la corriente instantánea viene dada por la Ecuación 2-18. Esto es,

$$i = I_p \sin 2\pi f t$$

Al comparar las dos últimas ecuaciones, se observa que la tensión en bornes de un condensador ideal

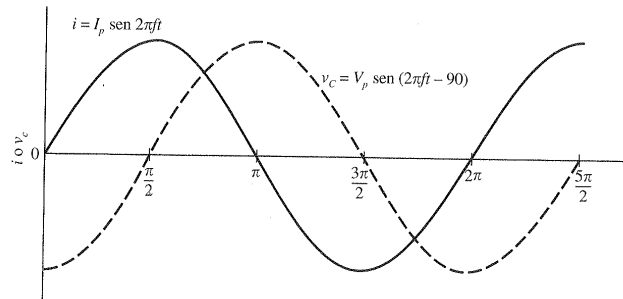


Figura 2-9. Señales sinusoidales de intensidad i y de tensión v_C en un condensador.

que resulte de una señal de entrada sinusoidal es también sinusoidal pero se retrasa 90 grados respecto a la intensidad (véase Fig. 2-9). Como se indicará más adelante, este retraso es menor de 90 grados en un circuito real que contenga una resistencia.

Reactancia capacitiva

Al igual que una resistencia, un condensador en su proceso de carga impide el flujo de carga y por tanto disminuye el valor de la intensidad. Este efecto resulta de la capacidad limitada del dispositivo para almacenar carga a una tensión determinada, como se muestra en la expresión $Q = CV$. Sin embargo, al contrario de lo que sucede con una resistencia, el proceso de carga no supone una pérdida permanente de energía en forma de calor. En este caso, la energía almacenada durante el proceso de carga retorna al sistema durante la descarga.

La ley de Ohm se puede aplicar a circuitos de corriente alterna capacitivos y toma la forma

$$V_p = I_p X_C \quad (2-40)$$

donde X_C representa la *reactancia capacitiva*, una propiedad del condensador análoga a la resistencia de un elemento resistivo. Sin embargo, dividiendo las Ecuaciones 2-38 y 2-39 se muestra que

$$V_p = \frac{I_p}{2\pi f C} = \frac{I_p}{\omega C}$$

Por tanto, la reactancia capacitiva viene dada por

$$X_C = \frac{V_p}{I_p} = \frac{I_p}{I_p 2\pi f C} = \frac{1}{2\pi f C} = \frac{1}{\omega C} \quad (2-41)$$

y X_C tiene unidades en ohmios.

También debería observarse que al revés que en la resistencia, la reactancia capacitiva *depende de la frecuencia* y se hace más pequeña a medida que aumenta la frecuencia; a frecuencia cero, X_C toma valores muy elevados, por lo que el condensador actúa como un aislante para la corriente continua (despreciando la corriente inicial momentánea de carga).

EJEMPLO 2-3

Calcular la reactancia de un condensador de $0,020 \mu\text{F}$ ($2,0 \times 10^{-8} \text{ F}$) a una frecuencia de (a) 3,0 MHz y de (b) 3,0 kHz.

(a) Sustituyendo 3,0 MHz o $3 \times 10^6 \text{ Hz}$ en la Ecuación 2-41 resulta

$$X_C = \frac{1}{2 \times 3,14 \times 3,0 \times 10^6 \times 2,0 \times 10^{-8}} = 2,7 \Omega$$

(b) A 3,0 kHz o $3 \times 10^3 \text{ Hz}$,

$$X_C = \frac{1}{2 \times 3,14 \times 3,0 \times 10^3 \times 2,0 \times 10^{-8}} = 2.700 \Omega \text{ o } 2,7 \text{ k}\Omega$$

Impedancia de un circuito RC en serie

La *impedancia* Z de un circuito RC está constituida por dos componentes: la resistencia del elemento resistivo y la reactancia del condensador. Sin embargo, debido a la diferencia de fase con el último, no pueden combinarse directamente sino que deben sumarse vectorialmente, tal como se muestra en la Figura 2-10. En este caso, el ángulo de fase de R se toma igual a cero. Como ya se ha indicado, el ángulo de fase de un elemento capacitivo ideal es igual a -90 grados. Así pues, el vector X_C se dibuja perpendicular al vector R dirigiéndose hacia abajo. Aplicando el teorema de Pitágoras, la cantidad Z , denominada *impedancia*, viene dada por

$$Z = \sqrt{R^2 + X_C^2} \quad (2-42)$$

El ángulo de fase es

$$\phi = \arctg \frac{X_C}{R} \quad (2-43)$$

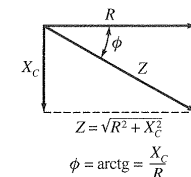


Figura 2-10. Diagrama vectorial de un circuito RC en serie.

La dependencia de la impedancia y del ángulo de fase respecto de la frecuencia, se obtendría sustituyendo la Ecuación 2-41 en 2-42 y 2-43

$$Z = \sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{2\pi fC}\right)^2} \quad (2-44)$$

y

$$\phi = \arctg \frac{1}{2\pi fRC} \quad (2-45)$$

Obsérvese que en un circuito RC , el grado de retraso (ϕ) de la tensión respecto a la intensidad depende de la frecuencia f , la resistencia R y la capacitancia C del circuito.

La ley de Ohm para un circuito RC en serie puede escribirse como

$$I_p = \frac{V_p}{Z} = \frac{V_p}{\sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{2\pi fC}\right)^2}} \quad (2-46)$$

o

$$V_p = I_p Z = I_p \sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{2\pi fC}\right)^2}$$

EJEMPLO 2-4

Una fuente de corriente alterna sinusoidal con una amplitud de tensión de 20 V se colocó en serie con una resistencia de $1,5 \times 10^4 \Omega$ y un condensador de $0,0080 \mu F$. Calcular la amplitud de la intensidad, el ángulo de fase y la diferencia de potencial en cada uno de los componentes, si la frecuencia de la fuente es de (a) 750 Hz y (b) 75 kHz.

- (a) A 750 Hz, al sustituir en la Ecuación 2-41 se tiene

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC} = \frac{1}{2\pi \times 750 \text{ Hz} \times 8,0 \times 10^{-9} \text{ F}} = 2,7 \times 10^4 \Omega$$

Por la Ecuación 2-42 tenemos que

$$Z = \sqrt{(1,5 \times 10^4)^2 + (2,7 \times 10^4)^2} = 3,0 \times 10^4 \Omega$$

Sustituyendo en la Ecuación 2-46 resulta

$$I_p = 20 \text{ V} / 3,0 \times 10^4 \Omega = 6,6 \times 10^{-4} \text{ A}$$

Para calcular ϕ se utiliza la Ecuación 2-43. Por tanto,

$$\phi = \arctg \frac{X_C}{R} = \arctg \frac{2,7 \times 10^4 \Omega}{1,5 \times 10^4 \Omega} = 61 \text{ grados}$$

La aplicación de la ecuación de un divisor de tensión da

$$(V_p)_R = V_p \times \frac{R}{Z} = \frac{20 \text{ V} \times 1,5 \times 10^4 \Omega}{3,0 \times 10^4 \Omega} = 10,0 \text{ V}$$

$$(V_p)_C = V_p \times \frac{X_C}{Z} = \frac{20 \text{ V} \times 2,7 \times 10^4 \Omega}{3,0 \times 10^4 \Omega} = 18 \text{ V}$$

donde $(V_p)_R$ y $(V_p)_C$ son las amplitudes de las caídas de tensión en la resistencia y en el condensador, respectivamente.

- (b) Procediendo de forma similar para la corriente de 75 kHz, se obtienen los siguientes valores

$$X_C = 2,65 \times 10^2 \Omega \quad \phi = 1,01 \text{ grados}$$

$$Z = 1,50 \times 10^4 \Omega \quad (V_p)_R = 20,0 \text{ V}$$

$$I_p = 1,33 \times 10^{-3} \text{ A} \quad (V_p)_C = 0,353 \text{ V}$$

Algunas propiedades importantes de un circuito RC en serie se pueden explicar con los resultados del Ejemplo 2-4. En primer lugar, la suma de las amplitudes de las tensiones de la resistencia y del condensador no es igual a la amplitud de la tensión de la fuente. A la frecuencia inferior, por ejemplo, la suma vale 27,2 V comparada con los 20,0 V de la fuente. Esta aparente anomalía se entiende si se observa que la amplitud máxima de la tensión aparece en la resistencia antes que en el condensador debido al retraso del último. Sin embargo, en cualquier instante se cumple que la suma de las tensiones *instantáneas* en los dos elementos es igual a la tensión de la fuente.

Un segundo punto importante que muestran los datos del Ejemplo 2-4 es que la reactancia del condensador es dos órdenes de magnitud superior a la frecuencia inferior. En consecuencia, la impedancia a la frecuencia superior se asocia en gran medida con la resistencia, y la intensidad es considerablemente mayor. Asociada con la reactancia reducida, a la frecuencia mayor hay una caída de tensión en bornes del condensador muy pequeña, de 0,35 V, frente a los 17,4 V a la frecuencia menor.

Finalmente es interesante saber la magnitud del desfase de la tensión del condensador. A la frecuencia inferior es de unos 60 grados, mientras que a la frecuencia superior es sólo de 1 grado.

2B-5. Filtros basados en circuitos RC

Los circuitos RC en serie se suelen utilizar como filtros para atenuar señales de alta frecuencia mientras pasan a través del circuito los componentes de baja frecuencia (*filtros de paso bajo*), o, por el contrario, para reducir los componentes de baja frecuencia mientras pasan los de alta (*filtros de paso alto*). La Figura 2-11 muestra cómo se puede ordenar un circuito RC en serie para dar lugar a un filtro de paso alto y de paso bajo. En cada caso, se indican las señales de entrada y salida como las tensiones $(V_p)_i$ y $(V_p)_o$.

Filtros de paso alto

Para utilizar un circuito RC como filtro de paso alto, la tensión de salida se toma en bornes de la resistencia R (véase Fig. 2-11a). La amplitud de la intensidad de este circuito se puede hallar sustituyendo en la Ecuación 2-46.

$$I_p = \frac{(V_p)_i}{Z} = \frac{(V_p)_i}{\sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{2\pi fC}\right)^2}} \quad (2-47)$$

Como la caída de tensión en la resistencia está en fase con la intensidad de corriente

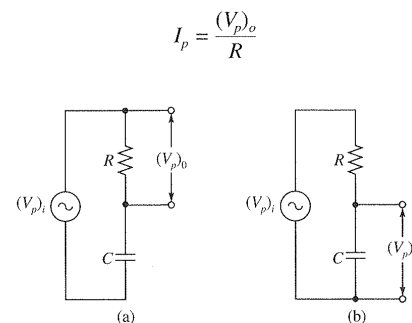


Figura 2-11. Circuitos de filtros: (a) filtro de paso alto; (b) filtro de paso bajo.

La relación entre la amplitud de la tensión de salida y la de entrada se obtiene dividiendo la segunda ecuación por la primera y reordenando.

$$\frac{(V_p)_o}{(V_p)_i} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{2\pi fC}\right)^2}} = \frac{R}{Z} \quad (2-48)$$

Para un filtro clásico de paso alto, la representación gráfica de esta relación en función de la frecuencia se muestra en la curva A de la Figura 2-12a. Obsérvese que de la señal de entrada se han eliminado las frecuencias menores de 20 Hz.

Filtros de paso bajo

Para el filtro de paso bajo de la Figura 2-11b, se puede escribir

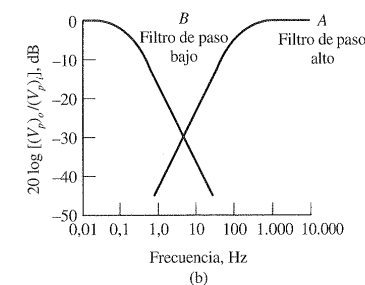
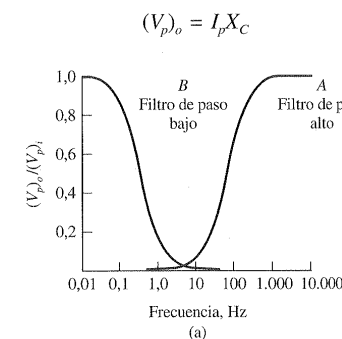


Figura 2-12. (a) Respuesta a la frecuencia de los filtros de paso alto y paso bajo. (b) Diagrama de Bode de filtros de paso alto y paso bajo. Para el filtro de paso alto, $R = 10 \text{ k}\Omega$ y $C = 0,1 \mu F$. Para el filtro de paso bajo, $R = 1 \text{ M}\Omega$ y $C = 1 \mu F$.

Sustituyendo en la Ecuación 2-41 y después de reordenar

$$I_p = 2\pi f C (V_p)_o$$

Sustituyendo en la Ecuación 2-27 y reordenando resulta

$$\frac{(V_p)_o}{(V_p)_i} = \frac{I}{(2\pi f C) \sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{2\pi f C}\right)^2}} = \frac{X_C}{Z} \quad (2-49)$$

La curva B de la Figura 2-12a muestra la respuesta, en frecuencia, de un filtro típico de paso bajo; los datos para esta representación gráfica se han obtenido mediante la Ecuación 2-49. En este caso, se transfieren a la salida del circuito las componentes de baja frecuencia y corriente continua mientras que las componentes de alta frecuencia son eliminadas.

La Figura 2-12b muestra unos diagramas de Bode para los dos filtros descritos. Representaciones gráficas de esta clase se utilizan mucho en electrónica para poner de manifiesto la dependencia de la frecuencia de los cocientes de las señales de salida/entrada de varios circuitos, amplificadores y filtros. La cantidad $20 \log [(V_p)_o/(V_p)_i]$ indica la ga-

nancia de un amplificador o de un filtro en decibelios, dB.

Los filtros de paso alto y bajo son de gran importancia en el diseño de los circuitos electrónicos.

2B-6. Respuesta de los circuitos RC a señales de entrada de impulsos

Cuando a un circuito RC se le aplica una señal de entrada de impulsos, las señales de salida de tensión en bornes del condensador y de la resistencia presentan distintas formas, dependiendo de la relación entre la anchura del impulso y la constante de tiempo del circuito. Estos efectos se muestran en la Figura 2-13, donde la señal de entrada es una onda cuadrada con una anchura de impulso de t_p segundos. La segunda columna indica la variación de la tensión en bornes del condensador en función del tiempo, mientras que la tercera muestra la variación de la tensión en la resistencia a los mismos tiempos. En el grupo de representaciones gráficas de la parte superior (Fig. 2-13a), la constante de tiempo del circuito es mucho mayor que la anchura de la señal del impulso de entrada. En estas circunstancias, el condensador sólo llega a cargarse parcialmente durante cada uno de los impulsos. El condensador se descarga al volver el potencial de entrada a cero, resultan-

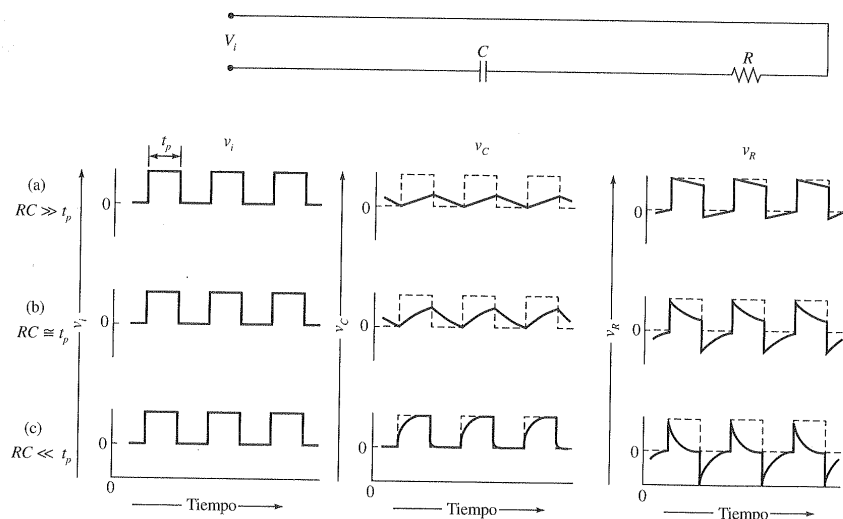


Figura 2-13. Señales de salida v_c y v_R para una señal de entrada de impulsos v_i (a) constante de tiempo \gg anchura del impulso t_p ; (b) constante de tiempo $\approx t_p$; (c) constante de tiempo $\ll t_p$.

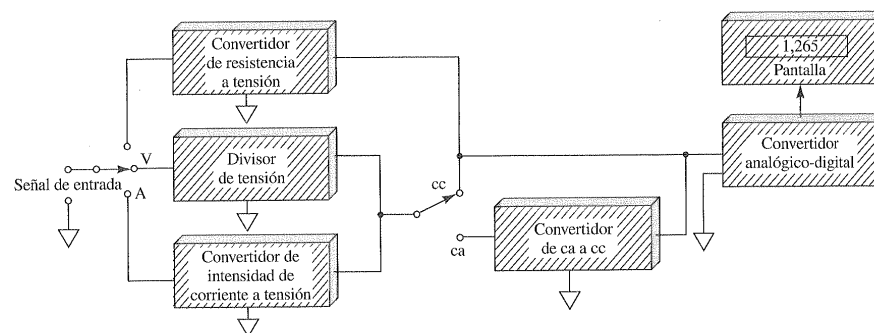


Figura 2-14. Diagrama de bloques de un multímetro digital.

do una señal de salida en forma de dientes de sierra. En estas condiciones, la tensión en la resistencia crece instantáneamente hasta un valor máximo y, a continuación, decrece casi linealmente a lo largo del tiempo de vida del impulso.

El grupo de representaciones gráficas de la parte inferior (Fig. 2-13c) muestra las dos señales de salida, cuando la constante de tiempo del circuito es mucho menor que la anchura del impulso. En este caso la carga en el condensador crece rápidamente y se aproxima a la carga total hacia el final del impulso. Como consecuencia, el potencial en la resistencia disminuye rápidamente hasta cero después de un aumento inicial. Cuando v_i llega a cero, el condensador se descarga inmediatamente; la salida en bornes de la resistencia tiene su amplitud máxima en dirección negativa y entonces se aproxima rápidamente a cero.

Algunas de estas formas ondulatorias de las señales de salida se aplican en los circuitos electrónicos. La salida aguda de la tensión de pico de la Figura 2-13c es especialmente importante en los circuitos de inicio y control de la medida del tiempo.

2B-7. Medidas de impedancia, tensión e intensidad de corriente alterna

Las medidas de impedancia, tensión e intensidad de corriente alterna pueden realizarse con *multímetros digitales*. Éstos son instrumentos sofisticados que permiten la medida, en intervalos de varios órdenes de magnitud, de intensidades y tensiones tanto de corriente continua como de corriente alterna, así como de resistencias o impedancias. Tal

como se muestra en la Figura 2-14, los multímetros digitales se construyen a partir de un voltímetro digital de corriente continua, como se detalla en el Apartado 2A-3. En este tipo de medidores, se utilizan circuitos similares a los de la Figura 2-4, en los que sus señales de salida, antes de ser digitalizadas y visualizadas, pasan a través de un convertidor de corriente alterna en corriente continua.

2C. SEMICONDUCTORES Y DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES

Los circuitos electrónicos contienen normalmente uno o más dispositivos no lineales tales como transistores, diodos semiconductores y tubos de vacío o rellenos de gas⁵. Al contrario que en algunos componentes de circuitos eléctricos, como resistencias, condensadores e inductores, las tensiones e intensidades de corriente de entrada y salida de dichos dispositivos no lineales no son proporcionales entre sí. En consecuencia, se pueden construir componentes no lineales para cambiar una señal eléctrica de corriente alterna en corriente continua

⁵ Para más información acerca de los componentes de los circuitos electrónicos modernos, véase H. Y. Malmstadt, C. G. Enke y S. R. Crouch, *Microcomputers and Electronic Instrumentation: Making the Right Connections*. Washington, DC: American Chemical Society, 1994; A.J. Diefenderfer y B. E. Holton, *Principles of Electronic Instrumentation*, 3.^a ed. Philadelphia: Saunders College Publishing, 1994; J. J. Brophy, *Basic Electronics for Scientists*, 5.^a ed. New York: McGraw-Hill, 1990; P. Horowitz y W. Hill, *The Art of Electronics*, 2.^a ed. New York: Cambridge University Press, 1989.

(rectificación) o al revés, amplificar o atenuar una tensión o una intensidad (*modulación de la amplitud*), o alterar la frecuencia de una señal de corriente alterna (*modulación de la frecuencia*).

Antiguamente, los tubos de vacío eran los dispositivos no lineales predominantes en los circuitos electrónicos. Sin embargo, a partir de los años cincuenta, dichos tubos fueron rápida y totalmente desplazados por diodos y transistores de semiconductores, que presentan las ventajas de bajo coste, bajo consumo de potencia, poca generación de calor, larga duración y compacidad. No obstante, la época de los transistores individuales o discretos fue muy breve, y hoy en día la electrónica dispone, en general, de *circuitos integrados*, que contienen varios cientos de miles de transistores, resistencias, condensadores y conductores dispuestos en un diminuto chip semiconductor. Los circuitos integrados permiten al científico o al ingeniero diseñar y construir instrumentos bastante sofisticados sólo con el conocimiento de sus propiedades y sus características de entrada y salida, sin necesidad de conocimientos profundos de los circuitos electrónicos de los chips individuales.

En este apartado se estudiarán algunos de los componentes más comunes en los circuitos electrónicos. Después se estudiarán algunos dispositivos que constituyen una parte importante de la mayoría de los instrumentos electrónicos.

Un semiconductor es un material cristalino que tiene una conductividad intermedia entre la de un conductor y la de un aislante. Existen muchas clases de materiales semiconductores, tales como el silicio y el germanio, compuestos intermetálicos como el carburo de silicio y el arseniuro de galio, y una amplia variedad de compuestos orgánicos. Los dos materiales semiconductores que tienen mayor aplicación en los dispositivos electrónicos son el silicio cristalino y el germanio; el estudio se limitará a estas dos sustancias.

2C-1. Propiedades de los semiconductores de silicio y germanio

El silicio y el germanio son elementos del grupo IV y por tanto tienen cuatro electrones de valencia disponibles para formar enlaces. En un cristal de silicio, cada uno de estos electrones se dispone de manera que forme un enlace covalente con un electrón de otro átomo de silicio. Así pues, en principio, no

habrá electrones libres en el silicio cristalino, y cabría esperar que dicho material fuera un aislante. Sin embargo, a temperatura ambiente hay, de hecho, suficiente agitación térmica como para liberar ocasionalmente algún electrón de su enlace, dejarlo que se mueva libremente dentro de la red cristalina y hacer que conduzca de esta manera la corriente eléctrica. La *excitación* térmica de este electrón deja una región cargada positivamente y localizada en el átomo de silicio, denominada *hueco*. Sin embargo, los huecos al igual que los electrones son móviles, y por tanto contribuyen también a la conductividad eléctrica del cristal. El mecanismo del movimiento de los huecos se realiza por etapas; un electrón de enlace de un átomo de silicio adyacente pasa a la zona deficiente en electrones y, de ese modo, deja un hueco positivo tras de sí. Así pues, la conducción en un semiconductor supone el movimiento de los electrones térmicos en un sentido y el de los huecos en el sentido opuesto.

La conductividad de un cristal de silicio o de germanio puede incrementarse de manera considerable por medio de un *dopado*, proceso mediante el cual se introduce por difusión en un cristal calentado de silicio o de germanio, una pequeña cantidad conocida de una impureza. En general, los semiconductores de silicio o de germanio se dopan con elementos del grupo V como arsénico o antimonio, o con los del grupo III como indio o galio. Cuando un átomo de un elemento del grupo V reemplaza en la red a un átomo de silicio, se introduce en dicha estructura un electrón no enlazado; por tanto, sólo se necesita una pequeña cantidad de energía térmica para liberarlo y hacer que contribuya a la conducción. Debe señalarse que el ion positivo del grupo V resultante no proporciona un hueco móvil, ya que los electrones tienen poca tendencia a desplazarse de un enlace covalente de silicio a una posición no enlazante. Un semiconductor que ha sido dopado de forma que contiene electrones no enlazantes se denomina de tipo *n* (de tipo negativo), porque los electrones cargados negativamente son los *transportadores mayoritarios* de las cargas. Al igual que en un cristal no dopado todavía siguen existiendo huecos positivos asociados a los átomos de silicio, pero su número es pequeño si se compara con el número de electrones; por tanto, los huecos son los *transportadores minoritarios* en un semiconductor de tipo *n*.

Un semiconductor de tipo *p* (de tipo positivo) se obtiene cuando se dopa silicio o germanio con un elemento del grupo III, que sólo tiene tres elec-

trones de valencia. En este caso, los huecos positivos se forman cuando los electrones de los átomos de silicio adyacentes van a parar al orbital vacante del átomo de la impureza. Hay que señalar que este proceso genera una carga negativa en los átomos del grupo III. El movimiento de los huecos de un átomo de silicio a otro, tal como ya se ha indicado, constituye una corriente en la que los transportadores mayoritarios son positivos. Los huecos son menos móviles que los electrones libres; por tanto, la conductividad de un semiconductor de tipo *p* es inherentemente menor que la de uno de tipo *n*.

2C-2. Diodos semiconductores

Un *diodo* es un dispositivo no lineal que presenta una conductividad mayor en una dirección que en otra. Los diodos se fabrican generando regiones adyacentes de tipo *n* y de tipo *p* en un único cristal de germanio o de silicio; la interfase entre estas regiones se denomina *unión pn*.

Propiedades de una unión pn

La Figura 2-15a muestra una sección transversal de un tipo de unión *pn*, que se forma por difusión de un exceso de impureza de tipo *p*, como el indio, en un diminuto chip de silicio que se ha dopado con una impureza de tipo *n*, como antimonio. Una unión de esta clase permite un movimiento de huecos desde la región *p* hacia la región *n* y un movimiento de electrones en sentido opuesto. Al difundirse los electrones y agujeros en direcciones opuestas, se crea una región despoblada de portadores de carga móviles y, por tanto, de una resistencia muy elevada. Esta zona, denominada *zona de despoblación*, se muestra en la Figura 2-15d. Debido a la existencia de una separación de la carga a través de la zona de despoblación, se forma una diferencia de potencial entre ambos lados de la región que causa la migración de los electrones y agujeros en dirección opuesta. La corriente que resulta de la difusión de los agujeros y los electrones queda neutralizada con la corriente producida por la migración de los portadores en el campo eléctrico.

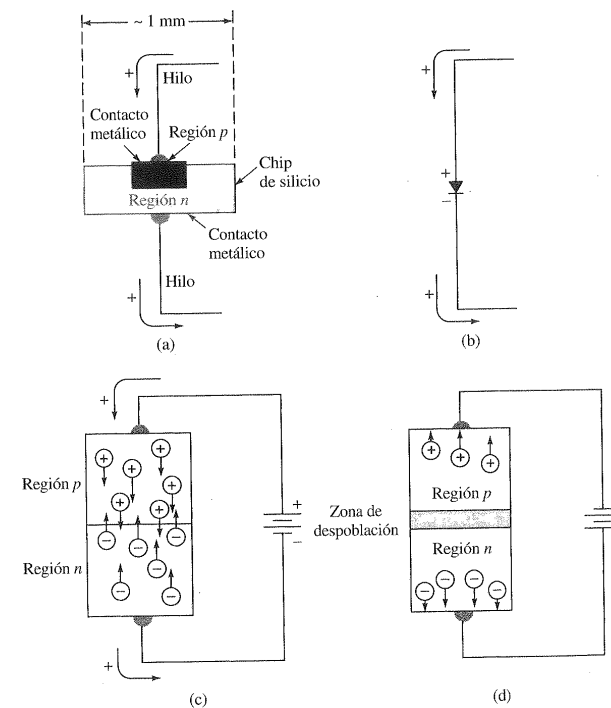


Figura 2-15. Un diodo de unión *pn*. (a) Aspecto físico de un tipo formado por difusión de una impureza de tipo *p* en un semiconductor de tipo *n*, (b) símbolo de un diodo, (c) intensidad en condiciones de polarización directa, (d) resistencia a la intensidad en condiciones de polarización inversa.

co y en consecuencia no hay corriente neta a través de la unión. La magnitud de la diferencia de potencial en bornes de la zona de despoblación depende de la composición de los materiales utilizados en la unión *pn*. Para los diodos de silicio, la caída de tensión es de aproximadamente 0,6 V, y para los de germanio, de unos 0,3 V. Cuando se aplica una tensión positiva en bornes de una unión *pn*, hay muy poca resistencia a la corriente en la dirección del material tipo *p* hacia el material tipo *n*. Por otra parte, la unión *pn* ofrece una resistencia muy elevada al flujo de huecos en sentido contrario y por consiguiente es un *rectificador de corriente*.

La Figura 2-15b muestra el símbolo utilizado para la representación de un diodo. La flecha señala la dirección de baja resistencia a la corriente positiva. La parte triangular del símbolo del diodo indica la dirección de la corriente de un diodo que está en proceso de conducción.

La Figura 2-15c muestra el mecanismo de conducción de la electricidad cuando, al aplicar un potencial, la región *p* se vuelve positiva con respecto a la región *n*; este proceso se denomina *polarización directa*. En este caso, los huecos positivos de la región *p* y el exceso de electrones de la región *n*, que son los portadores mayoritarios en ambas regiones, se mueven bajo la influencia del campo eléctrico hacia la zona de unión, donde pueden combinarse entre sí, de forma que se anulen unos con otros. La terminal negativa de la batería introduce nuevos electrones en la región *n*, los cuales pueden continuar el proceso de conducción; por otro lado, la terminal positiva extrae electrones de la región *p*, creándose de esta manera nuevos huecos que pueden migrar libremente hacia la unión *pn*.

Cuando el diodo está *inversamente polarizado*, como sucede en la Figura 2-15d, los transportadores mayoritarios de cada región se alejan de la unión para formar la zona de despoblación, que contiene pocas cargas. Sólo la pequeña concentración de transportadores minoritarios presentes en cada región se dirigen hacia la unión y de esta forma originan una corriente. Por todo ello, la conductividad en condiciones de polarización inversa es normalmente unas 10^{-6} - 10^{-8} veces inferior al valor de la conductividad en condiciones de polarización directa.

Curvas intensidad-tensión para diodos semiconductores

La Figura 2-16 muestra el comportamiento de un diodo semiconductor típico en condiciones de po-

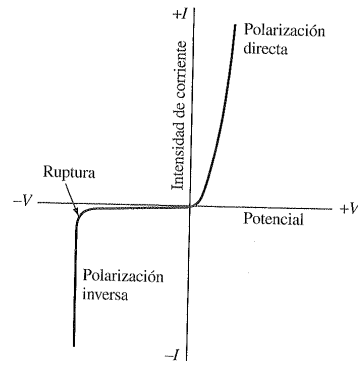


Figura 2-16. Características intensidad-tensión de un diodo semiconductor de silicio. (Obsérvese que, para mayor claridad, se ha exagerado mucho la pequeña corriente antes de la ruptura, que se desarrolla en condiciones de polarización inversa.)

larización directa e inversa. Con polarización directa, la intensidad aumenta casi exponencialmente con la tensión; a menudo se obtienen intensidades de varios amperios. Para un diodo de germanio en condiciones de polarización inversa, se observa una intensidad del orden de decenas de microamperios en un amplio intervalo de tensiones. La corriente de polarización inversa para un diodo de silicio es del orden de decenas de nanoamperios. En esta zona de la curva característica del diodo, la conducción la llevan a cabo los transportadores minoritarios. Por lo general, esta corriente inversa no da lugar a ningún tipo de efecto. Sin embargo, cuando aumenta la tensión inversa, se alcanza finalmente una *tensión de ruptura*, para la cual, la corriente inversa toma de forma brusca valores muy altos. En este caso, los electrones y agujeros, formados al romperse los enlaces covalentes del semiconductor, son acelerados por el campo para así originar más electrones y agujeros por colisión. Además, el efecto túnel mecánico-cuántico de los electrones a través de la capa de unión contribuye al aumento de la conductividad. Si esta conducción es demasiado elevada, se puede producir un calentamiento y un deterioro del diodo. La tensión a la que se produce el aumento brusco de la corriente en condiciones de polarización inversa, se denomina *tensión Zener de ruptura*. Si se controla el espesor y el tipo de la capa de unión, se pueden obtener tensiones Zener que van desde unos pocos voltios hasta varios centenares de voltios. Como ya se explicará, este fenómeno tiene aplicaciones prácticas importantes en las fuentes de tensión de precisión.

2C-3. Transistores

El transistor es un dispositivo semiconductor básico en la amplificación y en el campo de los interruptores. Este dispositivo realiza la misma función que el tubo de vacío amplificador de antaño, es decir, proporciona una señal de salida que suele ser significativamente mayor que la de entrada. Existen varios tipos de transistores; dos de los más utilizados son los *transistores bipolares* y los *transistores de efecto de campo*; ambos se describirán en este capítulo.

Transistores bipolares

Los transistores de unión bipolar o transistores bipolares (BJT) consisten en dos diodos semiconductores dispuestos uno frente a otro. Los transistores *pnp* constan de una región tipo *n* muy delgada colocada entre dos regiones tipo *p*; los de tipo *nnp* tienen una estructura inversa. Los transistores bipolares se construyen de diferentes formas, dos de las cuales se muestran en la Figura 2-17. Los símbolos de los transistores tipo *pnp* y *nnp* se muestran en la parte derecha de la Figura 2-17. En ellos, la flecha en el emisor indica el sentido de la corriente positiva. Así pues, en los de tipo *pnp*, las cargas positivas fluyen del emisor hacia la base; en los de tipo *nnp* ocurre lo contrario.

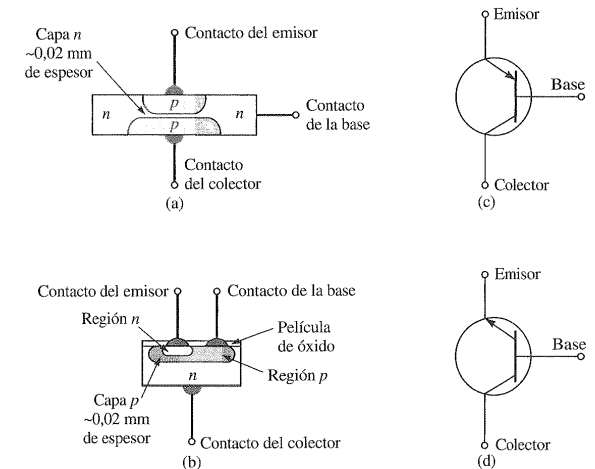


Figura 2-17. Dos tipos de transistores bipolares. Los detalles de su construcción se muestran en (a) para un transistor *pnp* de unión por aleación y en (b) para un transistor plano *nnp*. Los símbolos de los transistores bipolares *pnp* y *nnp* se muestran en (c) y en (d), respectivamente. (Obsérvese que los transistores de unión por aleación pueden fabricarse también como tipos *nnp* y los planos como *pnp*.)

Características eléctricas de un transistor bipolar

En este apartado se estudiará el comportamiento de un transistor bipolar de tipo *pnp*. Debe tenerse en cuenta que un transistor de tipo *nnp* es similar, excepto en el sentido de la corriente, que es el opuesto al del transistor *pnp*.

Cuando el transistor se utiliza en un dispositivo electrónico, se conecta una de las terminales a la señal de entrada, la segunda se utiliza como señal de salida y la tercera se conecta a ambas y es la terminal *común*. Por tanto, son posibles tres configuraciones: emisor común, colector común y base común. La configuración más utilizada en amplificación es la de emisor común, y es la que se estudiará con detalle.

La Figura 2-18 muestra la amplificación de corriente que se produce cuando un transistor *pnp* se utiliza en la modalidad de emisor común. En este caso, se introduce en el circuito base-emisor una pequeña intensidad de entrada de corriente continua I_b que se amplifica; esta intensidad está señalada en la figura como la intensidad base. Como se verá más adelante, también se puede amplificar una intensidad de corriente alterna superponiéndola a I_b . Después de la amplificación, la componente de corriente continua puede eliminarse por medio de un filtro.

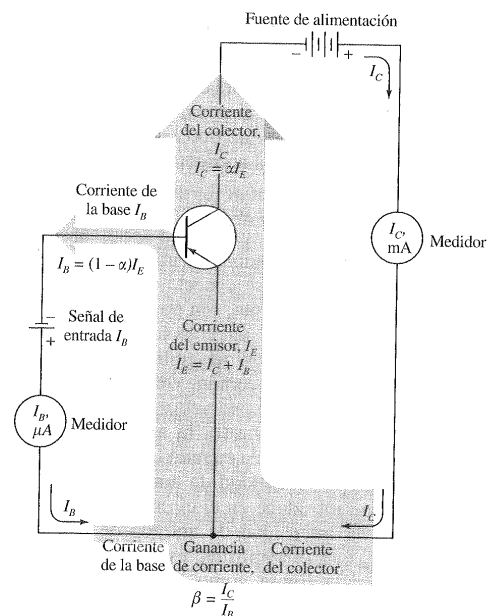


Figura 2-18. Intensidades de corriente en un circuito emisor común con un transistor. Por lo general, $\alpha = 0,95$ a $0,995$ y $\beta = 20$ a 200 .

El circuito emisor-colector se alimenta mediante una fuente de corriente continua, similar a la descrita en el Apartado 2D. Normalmente, la fuente de alimentación proporciona una tensión entre 9 y 30 V.

Obsérvese que, tal como indica la anchura de las flechas, el colector o intensidad de salida I_C es significativamente mayor que la intensidad de la base I_B . Además, la magnitud de la corriente del colector es directamente proporcional a la corriente de entrada. O sea,

$$I_C = \beta I_B \quad (2-50)$$

en la que la constante de proporcionalidad β es la *ganancia de intensidad*, que mide la amplificación de la corriente que se ha producido. Para transistores clásicos, los valores de β están entre 20 y 200.

Es importante observar que un BJT necesita una corriente a través de la base o fuera de la base para iniciar la conducción entre el emisor y el colector. En consecuencia, los circuitos construidos a partir de BJT toman de sus fuentes de alimentación cantidades significativas de intensidad durante su funciona-

miento. Más adelante se describirá otro tipo de transistor, el transistor de efecto de campo, que requiere una intensidad casi nula para su funcionamiento.

Mecanismo de amplificación con un transistor bipolar

Hay que tener en cuenta que la interfase emisor-base del transistor de la Figura 2-18, constituye una unión directamente polarizada de tipo *pn*, cuyo comportamiento es análogo al indicado en la Figura 2-15c, mientras que la región base-colector es una unión inversamente polarizada de tipo *np* similar a la del circuito de la Figura 2-15d. En condiciones de polarización directa, cuando se aplica una señal de entrada de unas décimas de voltio, se desarrolla una corriente significativa I_B (véase Fig. 2-16). Por el contrario, el paso de corriente a través de la unión colector-base polarizada inversamente, queda inhibido por la migración de los transportadores mayoritarios hacia afuera de la unión, tal como se indica en la Figura 2-15d.

En la fabricación de un transistor *pnp*, la región *p* se dopa a propósito mucho más que la región *n*. Por tanto, la concentración de huecos de la región *p* es cien o más veces superior a la de los electrones móviles de la capa *n*. Así pues, la fracción de la intensidad de corriente que produce el movimiento de huecos positivos es unas cien veces mayor que la fracción que producen los electrones.

Volviendo de nuevo a la Figura 2-18, se observa que se forman huecos en la unión tipo *p* del emisor al eliminarse electrones por las dos fuentes de corriente continua, denominadas fuente de alimentación y fuente de entrada. Estos huecos pueden moverse en la región muy estrecha de la base tipo *n*, en la que algunos se combinan con los electrones procedentes de la fuente de entrada, y el resultado es la corriente de la base I_B . Sin embargo, la mayoría de los huecos se desplazan a través de la estrecha capa de la base y son atraídos hacia la unión del colector cargada negativamente, en la que se combinan con los electrones de la fuente de alimentación; el resultado es la corriente del colector I_C .

Es importante considerar que el valor de la corriente del colector viene determinado por el número de huecos transportadores de corriente disponibles en el emisor. Este número es un múltiplo fijo del número de electrones proporcionados por la corriente de entrada de la base. Así pues, cuando se duplica la corriente por la base, también lo hace la corriente por el colector. Esta relación es la que

determina la amplificación de corriente que presentan los transistores bipolares.

Transistores de efecto campo (FET)

Se han desarrollado varios tipos de transistores de efecto de campo que son muy utilizados en los circuitos integrados. Uno de ellos, el transistor de efecto de campo de puerta aislada es el resultado de la necesidad de aumentar la resistencia de entrada de los amplificadores. Los transistores de efecto de campo de puerta aislada típicos tienen impedancias de entrada que van de 10^9 a $10^{14} \Omega$. A este tipo de transistor se le suele denominar habitualmente MOSFET, que es el acrónimo anglosajón de *metal oxide semiconductor field-effect transistor* (transistor de efecto de campo de semiconductor de óxido metálico).

La Figura 2-19a muestra las características estructurales de un MOSFET de un canal *n*. En este caso, se forman dos regiones aisladas *n* dentro de un sustrato tipo *p*. Una capa delgada muy aislante de dióxido de silicio cubre ambas regiones, y a su vez puede cubrirse con una capa protectora de nitruro de silicio. Se hacen unas aberturas a través de estas capas de forma que se pueda establecer un contacto eléctrico entre las dos regiones *n*. Se establecen dos contactos más, uno con el sustrato y el otro con la superficie de la capa aislante. Este último se denomina puerta porque el potencial de este contacto determina la magnitud de la corriente positiva entre el punto de drenaje y la fuente. Obsérvese que la capa aislante de dióxido de silicio entre la puerta y el sustrato es la que determina la elevada impedancia de un MOSFET.

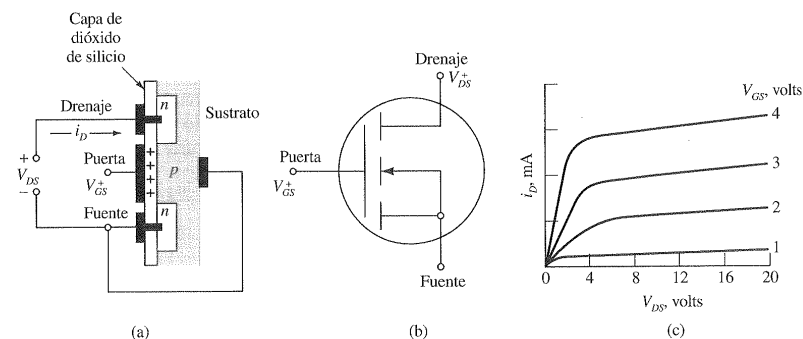


Figura 2-19. MOSFET en la modalidad de enriquecimiento con canal *n*. (a) Estructura; (b) símbolo; (c) características de funcionamiento.

En ausencia de un potencial en la puerta, no se desarrolla prácticamente ninguna intensidad entre el punto de drenaje y la fuente, porque una de las dos uniones *pn* está siempre inversamente polarizada independientemente del signo del potencial V_{DS} . Los dispositivos MOSFET se diseñan para operar en *modo enriquecimiento* o en *modo empobrecimiento*. El primer modo se muestra en la Figura 2-19a, en la que se produce un aumento de corriente al aplicar a la puerta un potencial positivo. Tal como se muestra, este potencial positivo induce un canal negativo en el sustrato justo debajo de la capa de dióxido de silicio que cubre el electrodo de puerta. En este caso, el número de cargas negativas, y por tanto la corriente, aumenta cuando la tensión de la puerta V_{GS} también aumenta. La magnitud de este efecto se muestra en la Figura 2-19c. También existen dispositivos MOSFET con canal *p* de enriquecimiento en los que las regiones *p* y *n* están invertidas respecto a las de la Figura 2-19a.

Los dispositivos MOSFET en modo empobrecimiento se diseñan para conducir en *ausencia* de una tensión de puerta, y se transforman en no conductores cuando se aplica un potencial a dicha puerta. Un MOSFET de canal *n* de este tipo se construye de manera similar al transistor de la Figura 2-19a salvo que en este caso las dos regiones *n* se conectan por medio de un estrecho canal de un semiconductor de tipo *n*. La aplicación de una tensión negativa en V_{DS} repele los electrones fuera del canal y, por tanto, disminuye la conducción a través de ese canal. Es importante apreciar que la corriente necesaria que hay que introducir en la puerta de un MOSFET para iniciar la conducción entre la fuente y el drenaje es prácticamente nula. Esta

potencia requerida es muy pequeña en comparación con la elevada potencia requerida en los transistores BJT. Esta característica de bajo consumo de potencia hace que los transistores de efecto de campo sean ideales para equipos portátiles en los que son necesarias baterías de alimentación.

2D. FUENTES DE ALIMENTACIÓN Y REGULADORES

Por lo general, los instrumentos de laboratorio requieren una alimentación en corriente continua para que operen los amplificadores y otros componentes eléctricos. Sin embargo, la fuente más habitual de suministro eléctrico es la corriente alterna de 110 V (en USA) que es la que suministran las compañías públicas. Tal como se indica en la Figura 2-20, las unidades de suministro eléctrico de los laboratorios aumentan o disminuyen la tensión procedente del suministro público, rectifican la corriente de forma que presente una sola polaridad y, finalmente, suavizan la señal de salida para que se aproxime a la de una corriente continua. La mayoría de las fuentes de alimentación contienen también un regulador de tensión, que mantiene la tensión de salida en el valor constante deseado.

2D-1. Transformadores

La tensión de la corriente alterna se puede aumentar o disminuir fácilmente por medio de un transformador de potencia como el que se esquematiza en la Figura 2-21. El campo magnético variable que se produce alrededor de la bobina *primaria* de este dispositivo a partir de la corriente alterna de 110 V, induce una corriente alterna en las bobinas *secundarias*; la tensión V_s en cada una de ellas viene dada por

$$V_s = 115 \times N_2/N_1$$

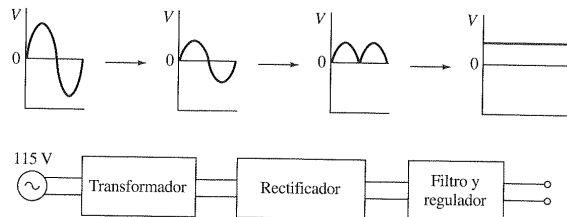


Figura 2-20. Diagrama que muestra los componentes de una fuente de alimentación y sus efectos en la señal

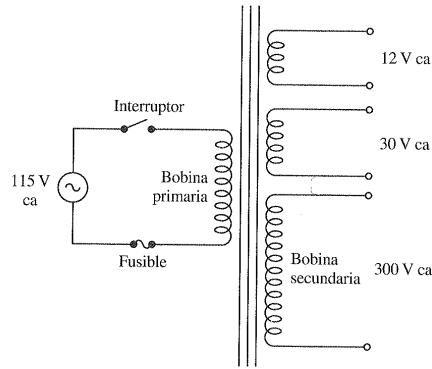


Figura 2-21. Esquema de un transformador de potencia con múltiples bobinas secundarias.

donde N_2 y N_1 son, respectivamente, el número de espiras de las bobinas secundaria y primaria. En el mercado existen fuentes de alimentación con múltiples salidas, como en la Figura 2-21, que permiten obtener muchas combinaciones diferentes de tensión. De esta forma, un único transformador puede servir como fuente de alimentación de los diversos componentes de un instrumento.

2D-2. Rectificadores y filtros

La Figura 2-22 muestra tres tipos de rectificadores y las correspondientes formas de sus señales de salida. Cada uno de ellos utiliza diodos semiconductores (véase Apartado 2C-2) para bloquear la corriente en una determinada dirección, mientras se permite la circulación en la opuesta. Para reducir las fluctuaciones de corriente que se muestran en la Figura 2-14, la señal de salida de los rectificadores se suele filtrar colocando un condensador de gran capacidad en paralelo con la resistencia R_L , como se muestra en la Figura 2-23. La carga y descarga

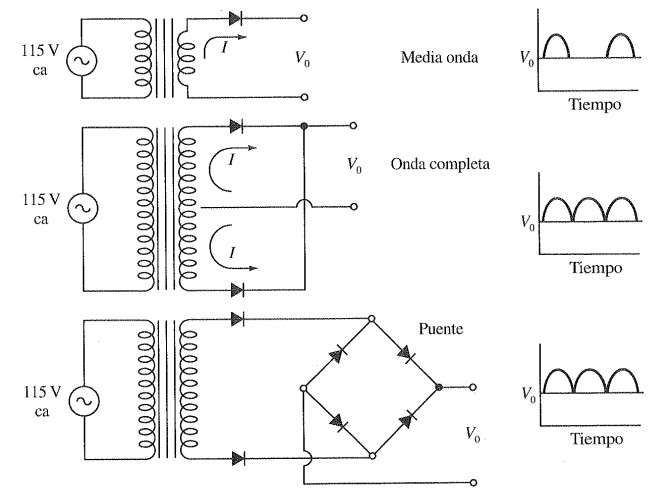


Figura 2-22. Tres tipos de rectificadores.

del condensador tiene el efecto de dejar reducidas las variaciones a un pequeño rizado. En algunas aplicaciones sirven como filtro un inductor en serie y un condensador en paralelo con la resistencia; este tipo de filtro se denomina *sección L*. Si se eligen adecuadamente la capacitancia y la inductancia, la amplitud del rizado puede llegar a ser del orden de los milivoltios o incluso menor.

2D-3. Reguladores de tensión

A menudo, los componentes de los instrumentos requieren tensiones de corriente continua que sean constantes e independientes de la corriente. Los reguladores de tensión sirven para este fin. En la Figura 2-24 se muestra un regulador de tensión sencillo que utiliza un *diodo Zener*, una unión *pn* diseñada para operar en condiciones de ruptura; obsérvese el símbolo especial de este tipo de diodo. En la Figura 2-16 (página 42) puede verse que para una cierta polarización inversa, el diodo transistor sufre una brusca ruptura, después de lo cual la corriente varía repentinamente. Por ejemplo, en con-

diciones de ruptura, se puede producir una variación de la corriente de 20 a 30 mA como consecuencia de un cambio de potencial de 0,1 V o menos. En el mercado existen diodos Zener con tensiones de ruptura especificadas.

Como reguladores de tensión se escogen diodos Zener que operen siempre en condiciones de ruptura; esto es, la tensión de entrada que hay que regular es mayor que la tensión de ruptura. Para el regulador de la Figura 2-24, un aumento de tensión produce un aumento de la corriente a través del diodo. Sin embargo, debido a que en la región de ruptura (Fig. 2-16) la pendiente de la curva intensidad-tensión es muy pronunciada, la caída de tensión en el diodo, y por tanto en la carga, es prácticamente constante.

Los modernos circuitos integrados reguladores de tensión utilizan las propiedades de los diodos Zener para proporcionar tensiones de referencia estables. Estas tensiones son utilizadas conjuntamente con circuitos de realimentación y transistores de potencia para crear fuentes de alimentación con regulaciones de ± 10 mV o mejores. Estos reguladores tienen tres terminales: entrada, salida y circuito

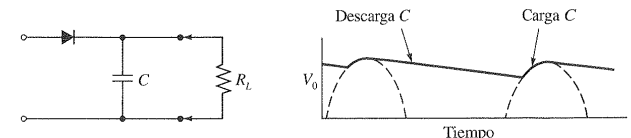


Figura 2-23. Filtrado de la salida de un rectificador.

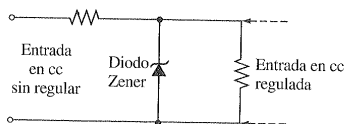


Figura 2-24. Un regulador Zener estabilizador de tensión.

común. La salida rizada rectificada y filtrada de una fuente de alimentación puede conectarse al regulador de tensión de tres terminales para producir un suministro estable frente a fluctuaciones de temperatura y que se corte automáticamente en caso de que la corriente de carga exceda de un valor máximo permitido, que en la mayoría de los circuitos que se utilizan tiene un valor típico de un amperio. Los circuitos integrados reguladores de tensión se hallan en las fuentes de alimentación de la mayoría de los dispositivos electrónicos.

Los reguladores de este tipo tienen la desventaja de disipar mucha potencia; debido a ello, con el desarrollo de los ordenadores y otros dispositivos electrónicos se requieren reguladores más eficientes. La solución a este problema son los *reguladores de conmutación*, que son capaces de proporcionar potencia a la carga sólo cuando es necesaria y siempre manteniendo constante la tensión. La mayoría de las fuentes de alimentación de los ordenadores dispone de reguladores de conmutación. Los detalles del funcionamiento de las fuentes de alimentación de conmutación están fuera del alcance de este texto, aunque sus fundamentos se estudian en los aspectos generales, al principio de este capítulo.

2E. DISPOSITIVOS DE LECTURA

En este apartado se describen tres dispositivos de lectura habituales, denominados: tubos de rayos catódicos (CRT), registradores de laboratorio y unidades de visualización alfanuméricas.

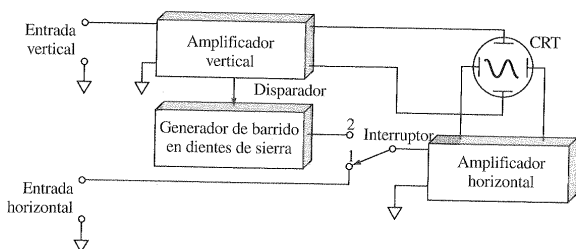


Figura 2-25. Componentes básicos de un osciloscopio analógico.

2E-1. Osciloscopios

El osciloscopio es un instrumento de laboratorio muy útil y versátil que utiliza un tubo de rayos catódicos como dispositivo de lectura. Se fabrican dos tipos de osciloscopios, los analógicos y los digitales. Los osciloscopios digitales se utilizan cuando es necesario un procesamiento complejo de la señal. Los osciloscopios analógicos suelen ser más sencillos, más fácilmente transportables y utilizables y más baratos (menos de 500 dólares) que sus homólogos digitales. El estudio se reducirá a los instrumentos analógicos sencillos. El diagrama de bloques de la Figura 2-25 muestra los componentes más importantes de dichos instrumentos y el camino que recorre la señal a través de ellos. La visualización se produce mediante un tubo de rayos catódicos.

Tubo de rayos catódicos

En la Figura 2-26 se muestra un diagrama de bloques con los componentes principales de un tubo de rayos catódicos. En este caso, la visualización se produce por interacción de los electrones de un haz enfocado, con un recubrimiento fosforescente en el interior de la gran superficie curva del tubo sin gas. El haz de electrones proviene de un cátodo calentado que se mantiene al potencial de tierra. Una serie de múltiples ánodos focalizadores produce un haz estrecho de electrones que son acelerados por una tensión de varios miles de voltios. En ausencia de señales de entrada, el haz aparece como un pequeño punto brillante en el centro de la pantalla.

Placas de control horizontal y vertical. Las señales de entrada se aplican a dos conjuntos de placas, uno de los cuales desvía el haz en dirección horizontal y el otro en dirección vertical. Por tanto, se logra visualizar una representación gráfica *x-y* de dos señales relacionadas en la pantalla del CRT

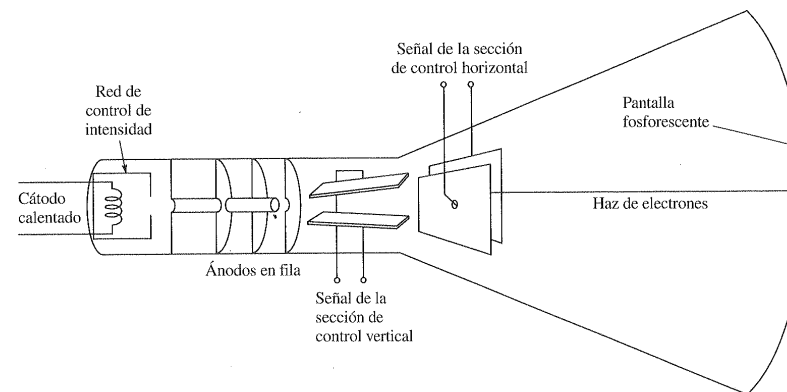


Figura 2-26. Esquema de un tubo de rayos catódicos.

cuando el conmutador de la Figura 2-25 se encuentra en la posición 1. Como la pantalla es fosforescente, el movimiento del punto aparece como un trazo continuo luminoso que decae después de un breve período de tiempo.

La forma más corriente de utilizar un tubo de rayos catódicos es hacer que, al aplicar una señal de barrido en forma de dientes de sierra a las placas de desviación horizontal, el punto luminoso barra periódicamente, a velocidad constante, el eje horizontal central del tubo. El osciloscopio funcionará de esta forma cuando se lleve el conmutador de la Figura 2-25 a la posición 2. En este caso, el eje horizontal de la visualización corresponde al tiempo. Si se aplica una señal periódica a las placas de visualización vertical se obtiene una visualización de la forma de la onda de dicha señal. La mayoría de los osciloscopios analógicos tienen velocidades de barrido que van desde $1 \mu\text{s}/\text{cm}$ a $1 \text{ ns}/\text{cm}$. En general, se puede disminuir la velocidad de barrido en potencias de 10 hasta llegar a ser del orden de segundos por centímetro.

Si se desea, el control de la sección horizontal de la mayoría de los osciloscopios puede dirigirse mediante una señal externa de tensión en vez de por una señal interna en dientes de sierra. Con este modo de funcionamiento, el osciloscopio se transforma en un registrador gráfico *x-y* que visualiza la relación funcional entre las dos señales de entrada.

Control de disparo. Para poder tener visualizada y quieta en la pantalla una señal que se va repitiendo, como una onda senoidal, es fundamental que cada uno de los barridos empiece en idéntico

lugar de la onda —por ejemplo, en el máximo, en el mínimo, al cruzar por el cero o en un cambio brusco en la señal—. La sincronización se suele realizar mezclando una parte de la señal test con la señal del barrido, de forma que se produzca un pico de tensión para, por ejemplo, cada máximo o algún múltiplo de él. Este pico sirve, pues, para iniciar el barrido. Así, la forma de la onda puede observarse como una imagen continua en la pantalla.

Los osciloscopios son enormemente utilizados en numerosas aplicaciones de visualización y diagnóstico. Pueden ser utilizados para ver la variación temporal de señales en los detectores, para comparar las relaciones existentes entre varias ondas periódicas en circuitos de procesamiento de señales analógicas, o para poner de manifiesto ruidos de alta frecuencia u otras señales de interés que no se pueden observar utilizando un DMM u otro dispositivo de medida en corriente continua. El osciloscopio es una herramienta de diagnóstico esencial en todo laboratorio instrumental.

2E-2. Registradores⁶

Un registrador típico de laboratorio es un ejemplo de *servosistema*, un dispositivo de tipo nulo que compara dos señales y realiza un ajuste mecánico que reduce su diferencia a cero; es decir, un servosistema que busca continuamente la condición de cero.

⁶ Para un tratamiento más amplio de los registradores de laboratorio, véase G. W. Ewing, *J. Chem. Educ.*, **1976**, 53, A361, A407.

En un registrador de laboratorio, como el que se muestra esquemáticamente en la Figura 2-27, la señal que se va a registrar, V_x , se compara de forma continua con la señal de salida de un potenciómetro alimentado por una señal de referencia, V_{ref} . En la mayoría de los registradores modernos, la señal de referencia se genera mediante un circuito rectificador de diodo Zener con compensación de temperatura que proporciona un potencial de referencia estable. Cualquier diferencia de potencial entre la señal de salida del potenciómetro y V_x se convierte, por medio de un cortador electrónico, en una señal de corriente alterna de 60 ciclos; la señal resultante se amplifica entonces lo suficiente como para activar un pequeño motor eléctrico sensible a fases, que está unido o engranado mecánicamente (por un sistema de poleas como el de la Figura 2-27) tanto a la plumilla del registrador como al contacto deslizante del potenciómetro. La dirección de giro del motor es tal, que la diferencia de potencial entre el potenciómetro y V_x se reduce a cero, lo cual hace que el motor se pare.

Para comprender el control de la dirección del motor, es importante tener en cuenta que un motor reversible de corriente alterna tiene dos conjuntos de bobinas, uno de los cuales es fijo (estator) y el otro gira (rotor). Uno de ellos, por ejemplo el rotor, está alimentado por la línea de suministro de 110 V y, por tanto, tiene asociado a él un campo magnético que fluctúa continuamente. Por otro lado, la señal de salida del amplificador de corriente alterna alimenta la bobina del estator. El campo magnético inducido en éste interacciona con el campo del rotor y hace que éste gire. La dirección del movimiento depende de la fase de la corriente del esta-

tor respecto a la del rotor; sin embargo, la fase de la corriente del estator difiere en 180 grados, según sea V_x mayor o menor que la señal de V_{ref} . Por tanto, la diferencia de señales amplificada puede utilizarse para accionar, desde cualquier dirección, el servomecanismo hacia el valor cero.

En la mayoría de los registradores de laboratorio el papel se mueve a una velocidad fija. Así, se obtiene una representación gráfica de la intensidad de la señal en función del tiempo. Dado que el papel de registro está en un rollo grande o en una tira, este tipo de registrador de laboratorio se denomina registrador de banda de papel. En los registradores *x-y*, el papel se coloca como una hoja individual situada en un lecho plano. El papel es atravesado por un brazo que se mueve a lo largo del eje *x*. La plumilla se mueve al lado del brazo en la dirección *y*. Los mecanismos del brazo y de la plumilla están conectados a las señales de entrada *x* e *y*, respectivamente, permitiendo, de esta manera, que ambas varíen continuamente. A menudo, los registradores de este tipo van equipados con dos plumillas, que permiten la representación gráfica simultánea en el eje *y* de dos funciones. Un ejemplo de este tipo de aplicación es la cromatografía, en la que se desea disponer de una gráfica de la señal de salida del detector en función del tiempo, así como la integral respecto al tiempo de dicha salida. De forma alternativa, un registrador con dos plumillas se puede utilizar para visualizar las salidas de dos detectores diferentes que estén controlando el eluyente de una misma columna cromatográfica.

Un registrador moderno de laboratorio dispone de varias velocidades de avance del papel, que van, por lo general, de 0,1 a 20 cm/min. La mayoría tie-

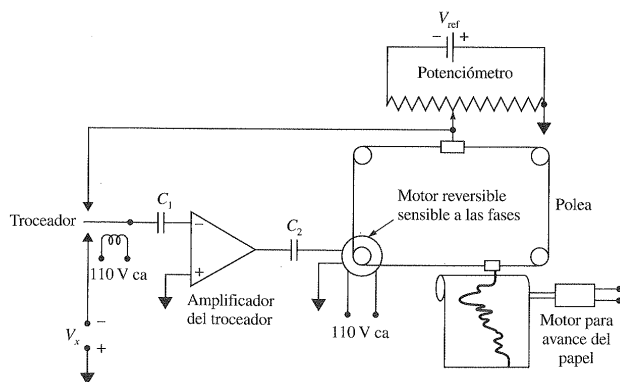


Figura 2-27. Esquema de un potenciómetro registrador autocompensado.

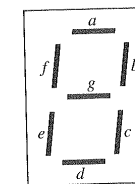


Figura 2-28. Unidad de visualización de siete segmentos.

configurada como uno de los segmentos y preparada a partir de arseniuro de galio dopado con fósforo. En condiciones de polarización directa, la unión emite radiación roja como consecuencia de las recombinaciones de los transportadores minoritarios de la región de unión. Cada uno de los siete segmentos se conecta a un circuito decodificador lógico, de forma que se active en el momento adecuado.

También son ampliamente utilizadas unidades de visualización de cristal líquido con siete segmentos, o LCD. En estos casos, una pequeña cantidad de un cristal líquido está contenida en una celda óptica plana y delgada, cuyas paredes se recubren con una película conductora. La aplicación de un campo eléctrico a una determinada región de dicha célula origina un cambio en el alineamiento de las moléculas del cristal líquido y, por tanto, una variación de su apariencia óptica⁷. Ambos visualizadores, LED y LCD, tienen aplicaciones en distintos tipos de instrumentos, y cada uno tiene sus ventajas. Los LCD son especialmente útiles en instrumentos que funcionan con baterías, dado su bajo consumo de potencia, aunque carecen de utilidad en ambientes con luz muy brillante o muy oscuros. Por otra parte, los LED son visibles en ambientes con luz muy brillante, aunque su consumo de potencia es mucho más elevado y, por tanto, su utilización es limitada cuando la alimentación se realice con una batería.

nen la posibilidad de escoger diversos intervalos de tensión, de 1 mV hasta varios voltios para toda la escala completa. Por lo general, la precisión de estos instrumentos es del orden de unas décimas del porcentaje de la escala completa.

Se usan mucho los registradores gráficos digitales. En este caso, la plumilla se acciona mediante un motor de pasos, que responde a señales de tensión digitalizadas al girar una precisa fracción de la rotación por cada impulso de tensión. Las modernas impresoras *x-y* dirigidas por ordenador utilizan servomotores de corriente continua para desplazar la plumilla, el papel, o ambos, dibujando gráficas con los datos procedentes de instrumentos analíticos. Otra alternativa son las impresoras térmicas, similares a las utilizadas en las máquinas sumadoras, y que pueden utilizarse para imprimir datos en continuo, así como para suministrar registros numéricos impresos de algunas propiedades de las curvas representadas gráficamente.

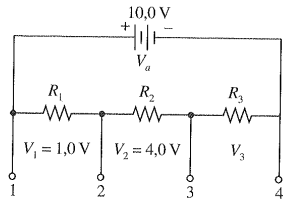
2E-3. Unidades de visualización alfanuméricas

La señal de salida de un equipo digital se visualiza mejor en términos de números decimales y letras, es decir, en forma *alfanumérica*. El dispositivo de lectura de siete segmentos se basa en el principio de que cualquier carácter alfanumérico puede representarse, iluminando la combinación apropiada de siete segmentos dispuestos, tal como indica la Figura 2-28. En este caso, por ejemplo, se forma el número cinco cuando se iluminan los segmentos *a*, *f*, *g*, *c* y *d*; la letra *C* se observa cuando se visualizan los segmentos *a*, *d*, *e* y *f*. Quizás el método más frecuente de iluminar una unidad de visualización de siete segmentos es formar cada segmento con un diodo emisor de luz. Un LED clásico consiste en una unión *pn*

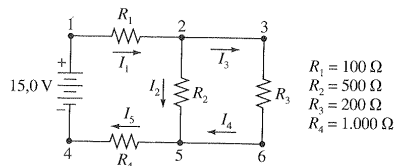
⁷ Para una explicación de las propiedades y aplicaciones de los cristales líquidos, véase G. H. Brown y P. P. Crooker, *Chem. Eng. News*, 1983, Jan. 31, 24; G. H. Brown, *J. Chem. Educ.*, 1983, 60, 900.

2F. CUESTIONES Y PROBLEMAS

- 2-1. Se quiere montar el divisor de tensión indicado debajo y se dispone sólo de dos de las resistencias siguientes: 50 Ω , 100 Ω y 200 Ω .

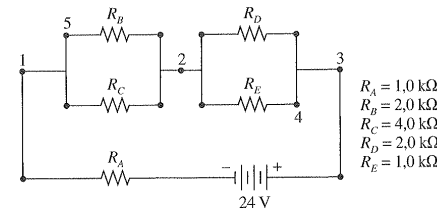


- Indicar la combinación adecuada de resistencias con la que resultarían las tensiones señaladas.
 - ¿Cuál sería la caída IR en bornes R_3 ?
 - ¿Qué intensidad de corriente se obtendría de la fuente?
 - ¿Cuál es la potencia disipada por el circuito?
- 2-2. Suponer que en un circuito similar al del Problema 2-1, $R_1 = 200 \Omega$; $R_2 = 500 \Omega$; $R_3 = 1.000 \Omega$ y $V_b = 15 \text{ V}$.
- Calcular la tensión V_2 .
 - ¿Cuál sería la pérdida de potencia en la resistencia R_2 ?
 - ¿Qué fracción de la potencia total perdida por el circuito se disiparía en la resistencia R_2 ?
- 2-3. Para un circuito similar al del Problema 2-1(a), $R_1 = 1,00 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 2,50 \text{ k}\Omega$; $R_3 = 4,00 \text{ k}\Omega$ y $V_b = 12,0 \text{ V}$. Un voltímetro se colocó entre los contactos 2 y 4. Calcular el error relativo de la lectura de tensión si la resistencia interna del voltímetro es de (a) 5.000 Ω ; (b) 50 $\text{k}\Omega$ y (c) 500 $\text{k}\Omega$.
- 2-4. Se utilizó un voltímetro para medir la tensión de una celda con una resistencia interna de 750 Ω . ¿Cuál tiene que ser el valor de la resistencia interna del medidor si el error relativo de la medida ha de ser menor del (a) $-1,0$ por 100, (b) $-0,10$ por 100?
- 2-5. Para el siguiente circuito, calcular:
- La diferencia de potencial en cada una de las resistencias.
 - La magnitud de cada una de las intensidades de corriente indicadas.
 - La potencia disipada por la resistencia R_3 .
 - La diferencia de potencial entre los puntos 3 y 4.

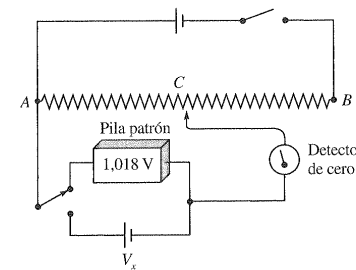


- 2-6. Para el circuito indicado en la página siguiente, calcular:
- La potencia disipada entre los puntos 1 y 2.
 - La intensidad de corriente procedente de la fuente.
 - La diferencia de potencial en la resistencia R_A .
 - La diferencia de potencial en la resistencia R_D .

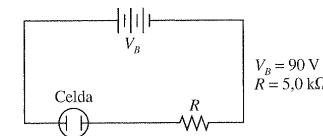
- (e) La diferencia de potencial entre los puntos 5 y 4.



- 2-7. El siguiente circuito corresponde a un potenciómetro de laboratorio que puede medir potenciales desconocidos V_x . Supóngase que la resistencia AB es un hilo móvil cuya resistencia es directamente proporcional a su longitud. Si se coloca una pila Weston estándar (1,018 V) en el circuito, la tensión se anula cuando el contacto C se coloca en una posición a 84,3 cm del punto A . Si la pila Weston se reemplaza por un potencial desconocido, la anulación se observa a 44,3 cm. Calcular el potencial desconocido.



- 2-8. Demostrar que los datos de la cuarta columna de la Tabla 2-1 son correctos.
- 2-9. Demostrar que los datos de la cuarta columna de la Tabla 2-2 son correctos.
- 2-10. Se quiere determinar la intensidad de corriente de un circuito midiendo la diferencia de potencial en una resistencia de precisión que está en serie con el circuito.
- ¿Cuál debería ser el valor de la resistencia en ohmios, si 1,00 V corresponde a 50 μA ?
 - ¿Cuál debería ser el valor de la resistencia del dispositivo de medida del potencial, si el error en la medida de la intensidad ha de ser inferior a un 1,0 por 100 relativo?
- 2-11. Una electrólisis a intensidad de corriente casi constante puede realizarse con la siguiente disposición:



La fuente de 90 V consiste en varias pilas secas cuya tensión se pueden suponer constantes durante períodos de tiempo breves. Durante la electrólisis, la resistencia de las pilas aumenta desde 20 Ω a 40 Ω debido a la disminución de especies iónicas. Calcular la variación en tanto por ciento de la intensidad de corriente, suponiendo que la resistencia interna de las baterías es cero.

54 Principios de análisis instrumental

- 2-12.** Repetir los cálculos del Problema 2-11 suponiendo que $V_B = 9,0$ V y $R = 0,50$ k Ω .
- 2-13.** Se aplica un potencial de corriente continua de 24 V a través de una resistencia en serie con un condensador. Calcular la intensidad después de transcurridos 0,00; 0,010; 0,10; 1,0 y 10 s, si la resistencia es de 10 M Ω y el condensador de 0,20 μ F.
- 2-14.** ¿Cuánto tiempo se tardaría en descargar hasta un 1 por 100 de su carga total, un condensador de 0,015 μ F a través de una resistencia de (a) 10 M Ω , (b) 1 M Ω y (c) 1 k Ω ?
- 2-15.** Calcular las constantes de tiempo de cada uno de los circuitos RC descritos en el Problema 2-14.
- 2-16.** Un circuito RC en serie consta de una fuente de corriente continua de 25 V, de una resistencia de 50 k Ω y de un condensador de 0,035 μ F.
 (a) Calcular la constante de tiempo del circuito.
 (b) Calcular las diferencias de potencial y la intensidad en el condensador y en la resistencia durante un ciclo de carga; utilizar valores del tiempo de 0, 1, 2, 3, 4, 5 y 10 ms.
 (c) Repetir el cálculo realizado en (b) pero, en este caso, para un ciclo de descarga.
- 2-17.** Repetir los cálculos del Problema 2-16 suponiendo que la tensión es de 15 V, la resistencia de 20 M Ω y el condensador de 0,050 μ F. Usar valores del tiempo de 0, 1, 2, 3, 4, 5 y 10 s.
- 2-18.** Calcular la reactancia capacitiva, la impedancia y el ángulo de fase ϕ de los siguientes circuitos en serie.

Frecuencia, Hz	R , Ω	C , μ F
(a) 1	20.000	0,033
(b) 10^3	20.000	0,033
(c) 10^6	20.000	0,0033
(d) 1	200	0,0033
(e) 10^3	200	0,0033
(f) 10^6	200	0,0033
(g) 1	2.000	0,33
(h) 10^3	2.000	0,33
(i) 10^6	2.000	0,33

- 2-19.** Obtener la curva de respuesta de la frecuencia de un filtro RC de paso bajo en el que $R = 2,5 \times 10^3$ Ω y $C = 0,05$ μ F. Abarcar un intervalo de $(V_p)_o/(V_p)_i$ desde 0,01 a 0,99.
- 2-20.** Obtener la curva de respuesta de la frecuencia de un filtro RC de paso alto en el que $R = 5,0 \times 10^5$ Ω y $C = 200$ pF (1 pF = 10^{-12} F). Abarcar un intervalo de $(V_p)_o/(V_p)_i$ desde 0,01 a 0,99.