

- A frecuencias inferiores a 1 MHz, podemos utilizar osciladores *RC* para generar ondas sinusoidales casi perfectas. Estos osciladores de bajas frecuencias utilizan amplificadores operacionales y circuitos resonantes *RC* para determinar la frecuencia de oscilación. Por encima de 1 MHz, se utilizan osciladores *LC*. Estos osciladores de alta frecuencia utilizan transistores y circuitos resonantes *LC*. Este capítulo también se ocupa de un popular chip, el temporizador 555, el cual se emplea en muchas aplicaciones para generar retardos de tiempo, osciladores controlados por tensión y señales de salida moduladas. El capítulo también aborda un importante circuito de comunicaciones, el PLL (*phase-locked loop*, bucle de enganche de fase) y concluye con el popular generador de funciones integrado XR-2206.

Contenido del capítulo

- 23.1 Teoría de las oscilaciones sinusoidales
- 23.2 El oscilador en puente de Wien
- 23.3 Otros osciladores *RC*
- 23.4 El oscilador Colpitts
- 23.5 Otros osciladores *LC*
- 23.6 Cristales de cuarzo
- 23.7 El temporizador 555
- 23.8 Funcionamiento a estable del temporizador 555
- 23.9 Circuitos con el 555
- 23.10 El PLL
- 23.11 Generadores de funciones integrados

Objetivos

Después de estudiar el capítulo, deberá ser capaz de:

- Explicar cómo se relacionan en los osciladores sinusoidales la fase y la ganancia de lazo.
- Describir el funcionamiento de varios osciladores sinusoidales *RC*.
- Describir el funcionamiento de varios osciladores sinusoidales *LC*.
- Explicar cómo funcionan los osciladores controlados por cristal.
- Describir el temporizador integrado 555, sus modos de operación y cómo se utiliza como oscilador.
- Explicar el funcionamiento de los PLL (*phase-locked loop*).
- Describir el funcionamiento del generador de funciones integrado XR-2206.

Vocabulario

aestable
capacidad del encapsulado
circuito de retardo-adelanto
convertidor de tensión-frecuencia
detector de fase
efecto piezoeléctrico
filtro de hendidura
frecuencia de resonancia f_r
frecuencia fundamental
FSK (*frequency-shift keying*)
logaritmo natural
modulación de frecuencia (FM)

modulación por anchura de impulso (PWM)
modulación por posición de impulso (PPM)
monoestable
multivibrador
multivibrador biestable
oscilador Armstrong
oscilador Clapp
oscilador Colpitts
oscilador controlado por tensión
oscilador de cristal de cuarzo

oscilador de cristal Pierce
oscilador de desplazamiento de fase
oscilador en doble T
oscilador en puente de Wien
oscilador Hartley
PLL (*phase-locked loop*)
portadora
rango de captura
rango de enganche
señal moduladora
VCO (*voltage-controlled oscillator*)

23.1 Teoría de las oscilaciones sinusoidales

Para construir un oscilador sinusoidal tenemos que utilizar un amplificador con realimentación positiva. La idea consiste en emplear la señal de realimentación en lugar de la señal de entrada. Si la señal de realimentación es lo suficientemente grande y tiene la fase correcta, tendremos una señal de salida incluso aunque no exista una señal de entrada externa.

INFORMACIÓN ÚTIL

En la mayoría de los osciladores, la tensión de realimentación es una fracción de la tensión de salida. Cuando éste es el caso, la ganancia de tensión A_v tiene que ser lo suficientemente grande para garantizar que $A_v B = 1$. En otras palabras, la ganancia de tensión tiene que ser como mínimo lo suficientemente grande para superar las pérdidas de la red de realimentación. Sin embargo, si se utiliza un seguidor de emisor como amplificador, la red de realimentación debe proporcionar una cierta ganancia para asegurar que $A_v B = 1$. Por ejemplo, si la ganancia de tensión A_v de un seguidor de emisor es igual a 0,9, entonces B tiene que ser igual a $1/0,9$; es decir, 1,11. Los circuitos de comunicaciones de RF emplean en ocasiones osciladores que contienen un seguidor de emisor como amplificador.

Fase y ganancia de lazo

La Figura 23.1a muestra una fuente de tensión alterna que excita los terminales de entrada de un amplificador. La tensión de salida amplificada es:

$$v_{out} = A_v(v_{in})$$

Esta tensión excita a un circuito de realimentación que, normalmente, es un circuito resonante. A causa de esto, obtenemos la realimentación máxima para una determinada frecuencia. En la Figura 23.1 a, la tensión de realimentación que vuelve al punto x está determinada por:

$$v_f = A_v B(v_{in})$$

donde B es la fracción de realimentación.

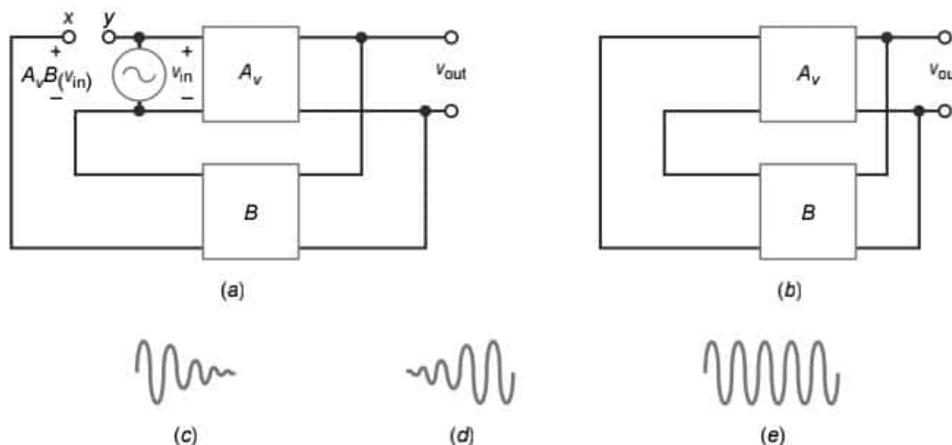
Si el desplazamiento de fase a través del amplificador y del circuito de realimentación es equivalente a 0° , $A_v B(v_{in})$ está en fase con v_{in} .

Suponga que conectamos el punto x al punto y , y que simultáneamente eliminamos la tensión de fuente v_{in} . Entonces la tensión de realimentación $A_v B(v_{in})$ excita la entrada del amplificador, como se ve en la Figura 23.1 b.

¿Qué sucede con la tensión de salida? Si $A_v B$ es menor que 1, $A_v B(v_{in})$ es menor que v_{in} y la señal de salida se desvanece, como se muestra en la Figura 23.1 c. Sin embargo, si $A_v B$ es mayor que 1, $A_v B(v_{in})$ es mayor que v_{in} y la tensión de salida aumenta (Figura 23.1 d). Si $A_v B$ es igual a 1, entonces $A_v B(v_{in})$ es igual a v_{in} y la tensión de salida es una onda sinusoidal constante como la mostrada en la Figura 23.1 e. En este caso, el circuito suministra su propia señal de entrada.

En cualquier oscilador, la ganancia de lazo $A_v B$ es mayor que 1 cuando se conecta por primera vez la alimentación. Se aplica una pequeña tensión inicial a los terminales de entrada y se obtiene la tensión de salida como se ilustra en la Figura 23.1 d. Una vez que la tensión de salida alcanza un determinado nivel, $A_v B$ disminuye automáticamente a 1, y la salida de pico a pico se hace constante (Figura 23.1 e).

Figura 23.1 (a) La tensión de realimentación vuelve al punto x . (b) Conexión de los puntos x e y . (c) Las oscilaciones se desvanecen. (d) Las oscilaciones aumentan. (e) Las oscilaciones fijan su amplitud.



La tensión de arranque es ruido térmico

¿De dónde procede la tensión de arranque? Como se ha visto en el Capítulo 22, todas las resistencias contienen electrones libres. Debido a la temperatura ambiente, estos electrones libres se mueven aleatoriamente en distintas direcciones y generan una tensión de ruido en la resistencia. El movimiento es tan aleatorio que contiene frecuencias hasta aproximadamente los 1000 GHz. Puede entonces pensar en cada resistencia como en una pequeña fuente de tensión alterna que genera señales de todas las frecuencias.

Veamos lo que ocurre en el circuito de la Figura 23.1 *b*: cuando conectamos por primera vez la alimentación, las únicas señales que hay en el sistema son las tensiones de ruido generadas por las resistencias. Estas tensiones de ruido se amplifican y aparecen en los terminales de salida. El ruido amplificado, que contiene todas las frecuencias, excita al circuito de realimentación. Por diseño, podemos hacer que la ganancia de lazo sea mayor que 1 y que el desplazamiento de fase de lazo sea igual a 0° a la frecuencia de resonancia. Por encima y por debajo de la frecuencia de resonancia, el desplazamiento de fase es diferente de 0° . Como resultado, las oscilaciones aumentarán sólo a la frecuencia de resonancia del circuito de realimentación.

$A_v B$ disminuye hasta la unidad

Existen dos formas mediante las que se puede conseguir que $A_v B$ disminuya a 1. Bien puede disminuirse A_v o bien puede disminuirse B . En algunos osciladores, la señal puede aumentar hasta que se produce el recorte debido a la saturación o al corte. Esto es equivalente a reducir la ganancia de tensión A_v . En otros osciladores, la señal aumenta y hace que B disminuya antes de que se produzca el recorte. En cualquier caso, el producto $A_v B$ disminuye hasta ser igual a 1.

He aquí las ideas que hay detrás de cualquier oscilador de realimentación:

1. Inicialmente, la ganancia de lazo $A_v B$ es mayor que 1 a la frecuencia en la que el desplazamiento de fase de lazo es 0° .
2. Después de que se ha alcanzado el nivel de salida deseado, $A_v B$ debe disminuir a 1 reduciendo bien A_v o B .

23.2 El oscilador en puente de Wien

El **oscilador en puente de Wien** es el oscilador estándar para frecuencias bajas a moderadas, en el rango de 5 Hz hasta aproximadamente 1 MHz. Este oscilador se emplea casi siempre en generadores de audio comerciales y normalmente es el preferido para otras aplicaciones de baja frecuencia.

Circuito de retardo

La ganancia de tensión del circuito de desacoplo de la Figura 23.2 *a* es:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{X_C}{\sqrt{R^2 + X_C^2}}$$

y el ángulo de fase es:

$$\phi = -\arctan \frac{R}{X_C}$$

donde ϕ es el ángulo de fase entre la salida y la entrada.

Fijese en el signo menos de esta ecuación para el ángulo de fase. Esto significa que la tensión de salida está retrasada respecto de la tensión de entrada, como se muestra en la Figura 23.2 *b*. Por esta razón, un circuito de

Figura 23.2 (a) Condensador de desacoplo. (b) Diagrama de fasores.

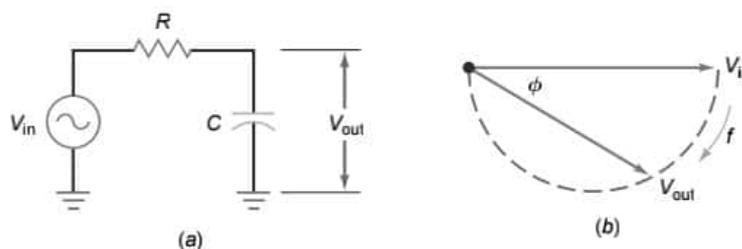
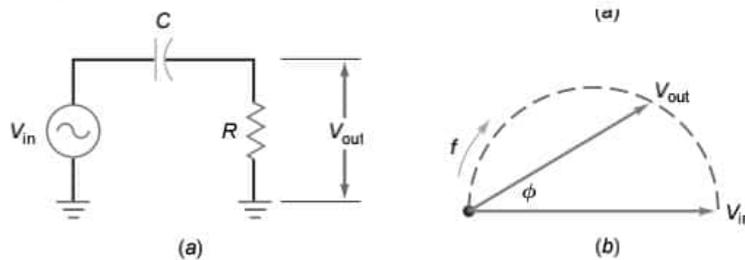


Figura 23.3 (a) Circuito de acoplo. (b) Diagrama de fasores.



desacoplo también se denomina *circuito de retardo*. En la Figura 23.2b, el semicírculo indica las posibles posiciones del fasor de la tensión de salida. Esto implica que el fasor de salida puede estar retrasado respecto del fasor de entrada un ángulo comprendido entre 0° y -90° .

Circuito de adelanto

La Figura 23.3a muestra un circuito de acoplo. La ganancia de tensión en este circuito es:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + X_C^2}}$$

y el ángulo de fase es:

$$\phi = \arctan \frac{X_C}{R}$$

Fijese en que el ángulo de fase es positivo. Esto quiere decir que la tensión de salida está adelantada respecto de la tensión de entrada, como se muestra en la Figura 23.3b. Por esto, un circuito de acoplo también se denomina *circuito de adelanto*. En la Figura 23.3b, el semicírculo indica las posibles posiciones del fasor de la tensión de salida, lo que implica que el fasor de salida puede ir adelantado respecto del fasor de entrada un ángulo comprendido entre 0° y $+90^\circ$.

Los circuitos de acoplo y de desacoplo son ejemplos de circuitos de desplazamiento de fase. Estos circuitos desplazan la fase de la señal de salida bien en sentido positivo (adelanto) o negativo (retraso) con respecto a la señal de entrada. Un oscilador sinusoidal siempre utiliza algún tipo de circuito de desplazamiento de fase para generar oscilaciones a una determinada frecuencia.

Circuito de retraso-adelanto

El oscilador en puente de Wien utiliza un circuito de realimentación resonante llamado **circuito de retardo-adelanto** (Figura 23.4). A frecuencias muy bajas, el condensador serie se comporta como un circuito abierto para la señal de entrada, por lo que no hay señal de salida. A frecuencias muy altas, el condensador paralelo se comporta como un cortocircuito y tampoco existe señal de salida. Entre estos dos extremos, la tensión de salida alcanza un valor máximo (véase la Figura 23.5 a). La frecuencia para la que la salida es máxima es la **frecuencia de resonancia** f_r . A esta frecuencia, la fracción de realimentación B alcanza un valor máximo de $1/3$.

La Figura 23.5b muestra el ángulo de fase de la tensión de salida en función de la tensión de entrada. Para frecuencias muy bajas, el ángulo de fase es positivo (adelanto). Para frecuencias muy altas, el ángulo de fase es negativo (retraso). En la frecuencia de resonancia, el desplazamiento de fase es igual a 0° . La Figura 23.5 c muestra

Figura 23.4 Circuito de retardo-adelanto.

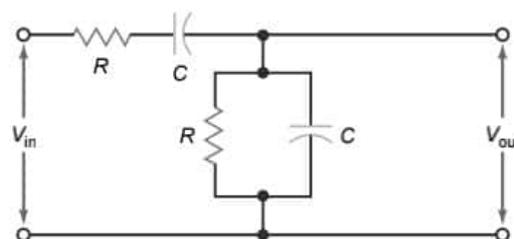
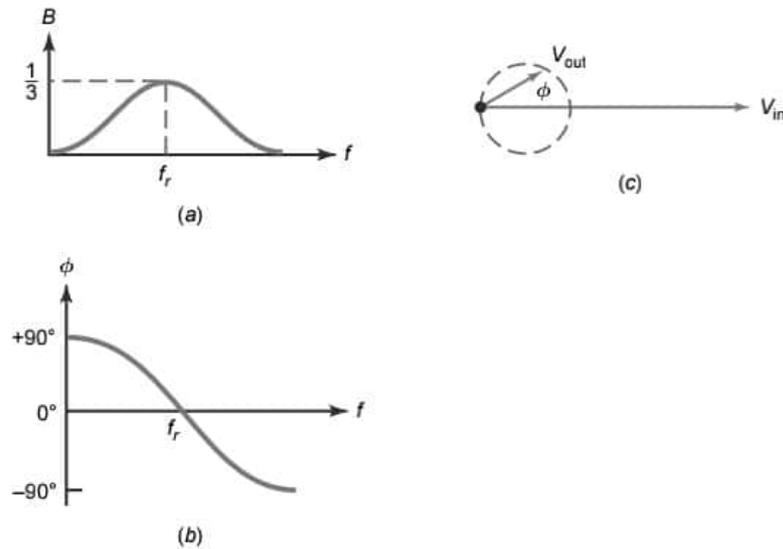


Figura 23.5 (a) Ganancia de tensión. (b) Respuesta en fase. (c) Diagrama de fasores.



el diagrama de fasores de las tensiones de entrada y de salida. La punta del fasor puede apuntar a cualquier punto del círculo de puntos. Por tanto, el ángulo de fase puede variar entre $+90^\circ$ y -90° .

El circuito de retardo-adelanto de la Figura 23.4 se comporta como un circuito resonante. En la frecuencia de resonancia f_r , la fracción de realimentación B alcanza un valor máximo de $1/3$, y el ángulo de fase es igual a 0° . Por encima y por debajo de la frecuencia de resonancia, la fracción de realimentación es menor que $1/3$, y el ángulo de fase ya no es igual a 0° .

Fórmula para la frecuencia de resonancia

Analizando la Figura 23.4 con números complejos, podemos deducir estas dos ecuaciones:

$$B = \frac{1}{\sqrt{9 - (X_C/R - R/X_C)^2}} \quad (23.1)$$

y

$$\phi = \arctan \frac{X_C/R - R/X_C}{3} \quad (23.2)$$

Si representamos estas ecuaciones en una gráfica obtenemos las Figuras 23.5a y 23.5b.

La fracción de realimentación dada por la Ecuación (23.1) alcanza un valor máximo en la frecuencia de resonancia. En esta frecuencia, $X_C = R$:

$$\frac{1}{2\pi f_r C} = R$$

Despejando f_r tenemos:

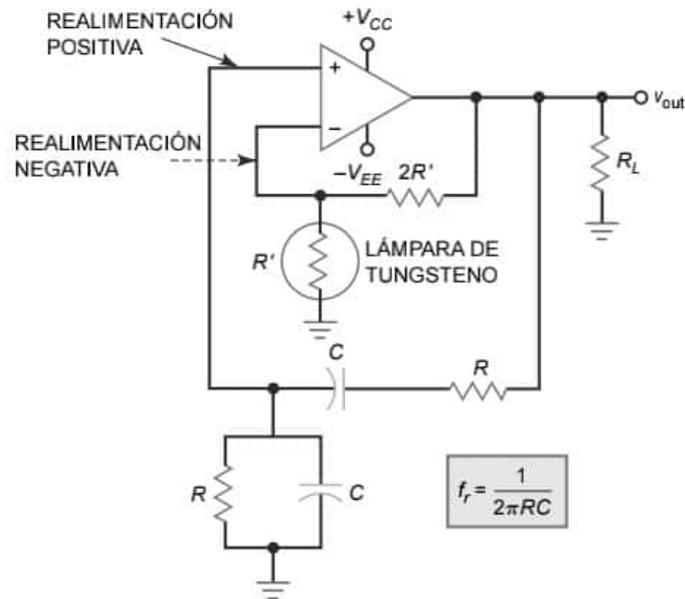
$$f_r = \frac{1}{2\pi RC} \quad (23.3)$$

Funcionamiento

La Figura 23.6a muestra un oscilador en puente de Wien. Este circuito emplea realimentación positiva y negativa porque hay dos caminos de realimentación. El camino de la realimentación positiva va desde la salida a través del circuito de retraso-adelanto hasta la entrada no inversora. El camino que sigue la realimentación negativa va desde la salida a través del divisor de tensión hasta la entrada inversora.

Cuando inicialmente se pone en funcionamiento el circuito, hay más realimentación positiva que realimentación negativa. Esto hace que las oscilaciones aumenten, como se ha descrito anteriormente. Una vez que la señal de salida alcanza el nivel deseado, la realimentación negativa se hace lo suficientemente grande como para reducir la ganancia de lazo $A_v B$ a 1.

Figura 23.6 Oscilador en puente de Wien.



Veamos por qué $A_{v(CL)}$ disminuye hasta el valor de 1: cuando se conecta la alimentación, la lámpara de tungsteno tiene una resistencia baja y la realimentación negativa es pequeña. Por tanto, la ganancia de lazo es mayor que 1, y las oscilaciones pueden aumentar a la frecuencia de resonancia. A medida que las oscilaciones aumentan, la lámpara de tungsteno se calienta ligeramente y su resistencia aumenta. En la mayoría de los circuitos, la corriente que circula por la lámpara no es suficiente para hacer que la lámpara se encienda, pero si es suficiente para incrementar su resistencia.

Para un determinado nivel de salida alto, la lámpara de tungsteno presenta una resistencia con un valor de exactamente R' . En esta situación, la ganancia de tensión en lazo cerrado de la entrada no inversora a la salida disminuye hasta:

$$A_{v(CL)} = \frac{2R'}{R'} + 1 = 3$$

Puesto que el circuito de retardo-adelanto tiene una B de $1/3$, la ganancia de lazo es:

$$A_{v(CL)}B = 3(1/3) = 1$$

Cuando se conecta por primera vez la alimentación, la resistencia de la lámpara de tungsteno es menor que R' . Como resultado, la ganancia de tensión en lazo cerrado de la entrada no inversora a la salida es mayor que 3 y $A_{v(CL)}B$ es mayor que 1.

A medida que las oscilaciones aumentan, la salida de pico a pico se hace lo suficientemente grande como para incrementar la resistencia de la lámpara de tungsteno. Cuando su resistencia es igual a R' , la ganancia de lazo $A_{v(CL)}B$ es exactamente igual a 1. En esta situación, las oscilaciones se hacen estables y la tensión de salida tiene un valor de pico a pico constante.

Condiciones iniciales

Cuando se conecta la alimentación, la tensión de salida es cero y la resistencia de la lámpara de tungsteno es menor que R' , como se muestra en la Figura 23.7. Cuando la tensión de salida aumenta, la resistencia de la lámpara aumenta, como se muestra en la gráfica. Cuando la tensión en la lámpara de tungsteno es V' , la lámpara presenta una resistencia de R' . Esto implica que $A_{v(CL)}$ tiene un valor de 3 y que la ganancia de lazo es igual a 1. Cuando esto ocurre, la amplitud de salida se nivela y se hace constante.

Filtro de hendidura

La Figura 23.8 muestra otra forma de representar el oscilador en puente de Wien. El circuito de retardo-adelanto se encuentra a la izquierda del puente y el divisor de tensión se encuentra en la parte derecha. Este puente de al-

Figura 23.7 Resistencia de la lámpara de tungsteno.

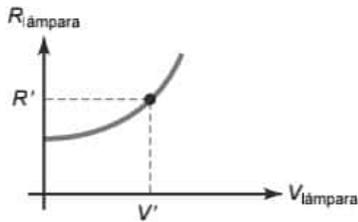
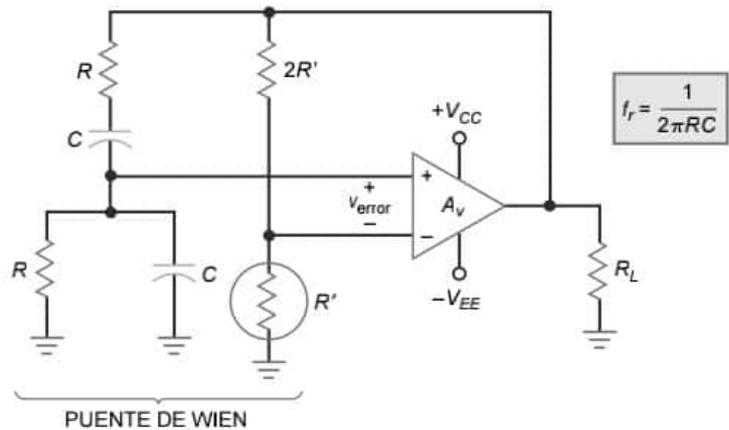


Figura 23.8 Oscilador en puente de Wien.



terna, conocido *puente de Wien*, se utiliza también en otras aplicaciones además de en los osciladores. La *tensión de error* es la salida del puente. Cuando el puente se acerca al equilibrio, la tensión de error se aproxima a cero.

El puente de Wien se comporta como un **filtro de hendidura**, un circuito con una salida igual a cero para una determinada frecuencia. En un puente de Wien, la frecuencia del filtro de hendidura es igual a:

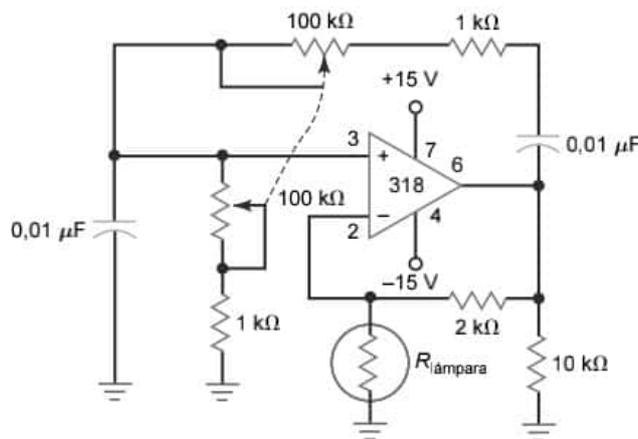
$$f_r = \frac{1}{2\pi RC} \tag{23.4}$$

Puesto que la tensión de error requerida para el amplificador operacional es tan pequeña, el puente de Wien está casi perfectamente equilibrado y la frecuencia de oscilación es igual a f_r , la cual es una buena aproximación.

Ejemplo 23.1

Calcule las frecuencias mínima y máxima en el circuito de la Figura 23.9. Los dos potenciómetros están *mecánicamente conectados*, es decir, varían a la vez y tienen el mismo valor para cualquier posición del cursor.

Figura 23.9 Ejemplo.



SOLUCIÓN Aplicando la Ecuación (23.4), obtenemos la frecuencia mínima de oscilación:

$$f_r = \frac{1}{2\pi(101 \text{ k}\Omega)(0,01 \text{ }\mu\text{F})} = 158 \text{ Hz}$$

La frecuencia máxima de oscilación es:

$$f_r = \frac{1}{2\pi(1 \text{ k}\Omega)(0,01 \text{ }\mu\text{F})} = 15,9 \text{ kHz}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 23.1 En la Figura 23.9, determine el valor de la resistencia variable para una frecuencia de salida de 1000 Hz.

Ejemplo 23.2

La gráfica de la Figura 23.10 muestra la resistencia de la lámpara de la Figura 23.9 en función de la tensión de la lámpara. Si la tensión de la lámpara está expresada en voltios eficaces (rms), ¿cuál es la tensión de salida del oscilador?

SOLUCIÓN En el circuito de la Figura 23.9, la resistencia de realimentación es de 2 k Ω . Por tanto, la señal de salida del oscilador se hace constante cuando la resistencia de la lámpara es igual a 1 k Ω , porque esto produce una ganancia en lazo cerrado de 3.

En la Figura 23.10, una resistencia de la lámpara de 1 k Ω se corresponde con una tensión de la lámpara de 2 V rms. La corriente por la lámpara es:

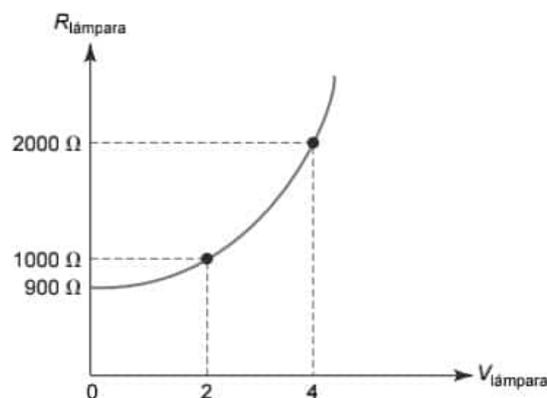
$$I_{\text{lámpara}} = \frac{2 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = 2 \text{ mA}$$

Estos 2 mA de corriente fluyen a través de la resistencia de realimentación de 2 k Ω , lo que significa que la tensión de salida del oscilador es:

$$V_{\text{out}} = (2 \text{ mA})(1 \text{ k}\Omega + 2 \text{ k}\Omega) = 6 \text{ V rms}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 23.2 Repita el Ejemplo 23.2 utilizando una resistencia de realimentación de 3 k Ω .

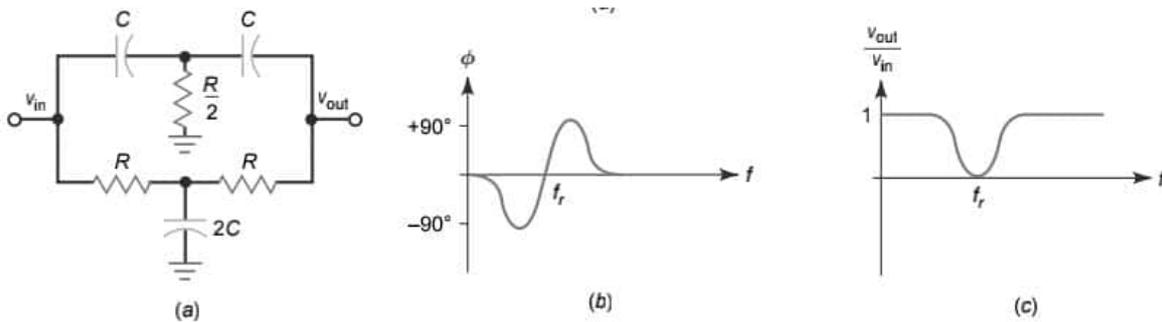
Figura 23.10 Ejemplo.



23.3 Otros osciladores RC

Aunque el oscilador en puente de Wien es el estándar de la industria para frecuencias de hasta 1 MHz, pueden utilizarse otros osciladores RC para distintas aplicaciones. En esta sección se abordan otros dos diseños básicos: el **oscilador en doble T** y el **oscilador de desplazamiento de fase**.

Figura 23.11 (a) Filtro en doble T. (b) Respuesta en fase. (c) Respuesta en frecuencia.



Filtro en doble T

La Figura 23.11a es un filtro en doble T. Un análisis matemático de este circuito demuestra que se comporta como un circuito de retardo-adelanto con un ángulo de fase variable, como se ilustra en la Figura 23.11b. De nuevo, existe una frecuencia f_r para la que el desplazamiento de fase es igual a 0° . En la Figura 23.1c se muestra que la ganancia de tensión es igual a 1 para frecuencias altas y bajas. Entre ellas, se encuentra la frecuencia f_r para la que la ganancia de tensión cae a cero. El filtro en doble T es otro ejemplo de un filtro de hendidura, ya que puede bloquear frecuencias próximas a f_r . La ecuación para la frecuencia de resonancia de un filtro en doble T es la misma que para un oscilador en puente de Wien:

$$f_r = \frac{1}{2\pi RC}$$

Oscilador en doble T

La Figura 23.12 muestra un oscilador en doble T. La realimentación positiva a la entrada no inversora se aplica a través de un divisor de tensión. La realimentación negativa se aplica a través del filtro en doble T. Cuando se conecta la alimentación por primera vez, la resistencia de la lámpara R_2 es pequeña y la realimentación positiva es máxima. A medida que la amplitud de las oscilaciones aumenta, la resistencia de la lámpara también aumenta y la realimentación positiva disminuye. Como la realimentación disminuye, las oscilaciones se nivelan y se hacen constantes. De esta forma, la lámpara estabiliza el nivel de la tensión de salida.

En el filtro en doble T, la resistencia $R/2$ es ajustable. Esto es necesario porque el circuito oscila a una frecuencia ligeramente distinta de la frecuencia de resonancia ideal. Para garantizar que la frecuencia de oscilación sea próxima a la frecuencia del filtro de hendidura, en el divisor de tensión, la resistencia R_2 tiene que ser mucho más grande que R_1 . Como regla, R_2/R_1 tiene que estar en el rango de 10 a 1000. Esto fuerza el oscilador a operar a una frecuencia próxima a la frecuencia del filtro de hendidura.

Figura 23.12 Oscilador en doble T.

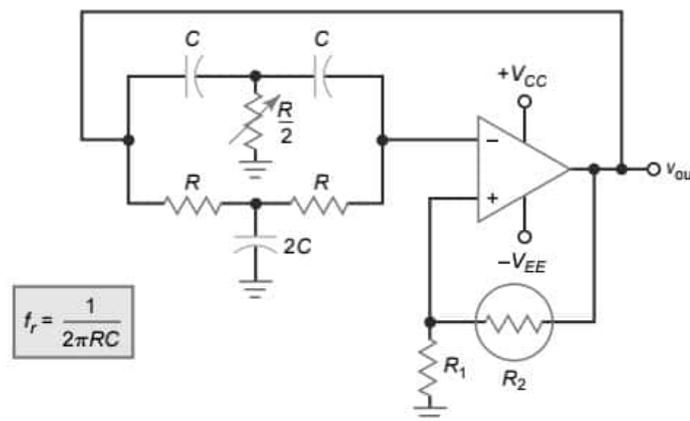


Figura 23.13 Oscilador de desplazamiento de fase con tres circuitos de adelanto.

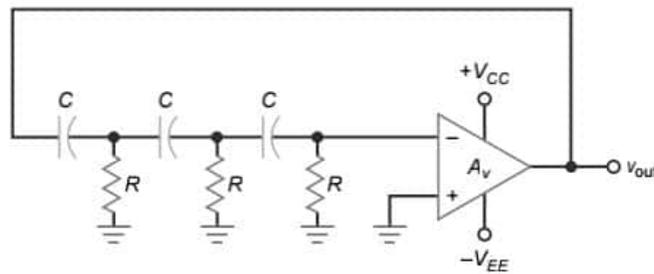
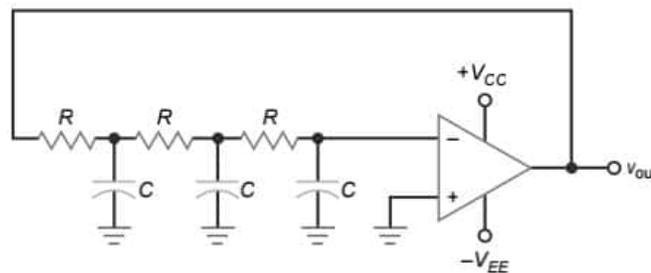


Figura 23.14 Oscilador de desplazamiento de fase con tres circuitos de retardo.



Aunque se utiliza ocasionalmente, el oscilador en doble T no es un circuito popular porque sólo funciona bien a una frecuencia. Es decir, a diferencia del oscilador en puente de Wien, no puede ajustarse fácilmente en un rango de frecuencias grande.

Oscilador de desplazamiento de fase

La Figura 23.13 es un oscilador de desplazamiento de fase con tres circuitos de adelanto en el camino de realimentación. Como recordará, un circuito de adelanto produce un desplazamiento de fase comprendido entre 0° y 90° , dependiendo de la frecuencia. Para una determinada frecuencia, el desplazamiento de fase total de los tres circuitos de retardo es igual a 180° (aproximadamente 60° cada uno). Algunas configuraciones del oscilador de desplazamiento de fase utilizan cuatro circuitos de adelanto para generar el desplazamiento de fase de 180° . El amplificador produce un desplazamiento de fase adicional de 180° , ya que la señal se aplica a la entrada inversora. Como resultado, el desplazamiento de fase alrededor del lazo será de 360° , lo que es equivalente a 0° . Si $A_v B$ es mayor que 1 a esa determinada frecuencia, las oscilaciones pueden iniciarse.

La Figura 23.14 muestra un diseño alternativo que utiliza tres circuitos de retardo. El funcionamiento es similar. El amplificador produce un desplazamiento de fase de 180° y los circuitos de retardo contribuyen con -180° a una determinada frecuencia para obtener un desplazamiento de fase de lazo de 0° . Si $A_v B$ es mayor que 1 a esta frecuencia, las oscilaciones pueden iniciarse. El oscilador de desplazamiento de fase no es un circuito popular, ya que, como antes, el principal problema del circuito es que no se puede ajustar fácilmente en un rango de frecuencias grande.

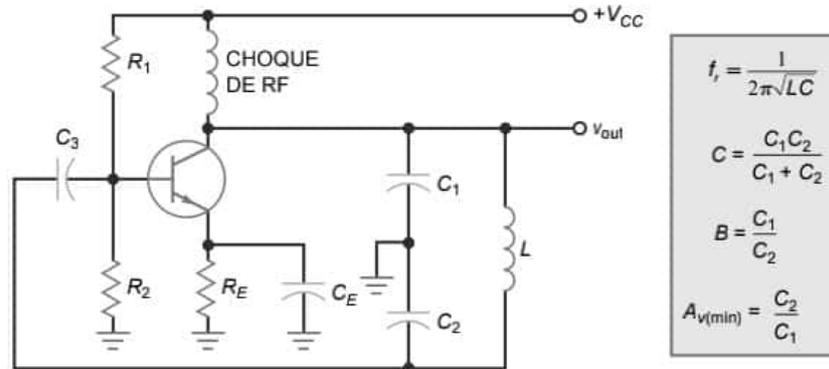
23.4 El oscilador Colpitts

Aunque es excelente para las bajas frecuencias, el oscilador en puente de Wien no es adecuado para frecuencias altas (por encima de 1 MHz). El problema principal es el ancho de banda limitado (f_{unidad}) del amplificador operacional.

Osciladores LC

Una forma de generar oscilaciones a alta frecuencia es mediante un oscilador LC, un circuito que puede emplearse para frecuencias entre 1 y 500 MHz. Este rango de frecuencias está muy por encima de f_{unidad} en la mayoría de los amplificadores operacionales. Por esto, normalmente se emplea un transistor de unión bipolar o un FET para el

Figura 23.15 Oscilador Colpitts.



amplificador. Con un amplificador y un circuito tanque LC , podemos realimentar una señal con la amplitud y la fase correctas para mantener las oscilaciones.

El análisis y el diseño de los osciladores de alta frecuencia son difíciles. ¿Por qué? Porque a frecuencias muy altas, las capacidades parásitas y las inductancias de las conexiones se hacen importantes a la hora de determinar la frecuencia de oscilación, la fracción de realimentación, la potencia de salida y otras magnitudes de alterna. Por esta razón, muchos diseñadores utilizan aproximaciones por computadora para realizar el diseño inicial y luego ajustan el oscilador construido para obtener el funcionamiento deseado.

Conexión en emisor común

La Figura 23.15 muestra un **oscilador Colpitts**. La polarización del divisor de tensión fija un punto de funcionamiento de reposo. El choque de RF presenta una reactancia inductiva muy alta, por lo que se comporta como un circuito abierto para la señal alterna. El circuito tiene una ganancia de tensión para bajas frecuencias de r_c/r'_e , donde r_c es la resistencia de colector en alterna. Puesto que el choque de RF se comporta como un abierto para la señal alterna, la resistencia de colector en alterna es fundamentalmente la resistencia en alterna del circuito del tanque resonante. Esta resistencia en alterna tiene un valor máximo en resonancia.

Podrá ver muchas variantes del oscilador Colpitts. Una forma de reconocer un oscilador Colpitts es por el divisor de tensión capacitivo formado por C_1 y C_2 , que produce la tensión de realimentación necesaria para las oscilaciones. En otras clases de osciladores, la tensión de realimentación es producida por los transformadores, los divisores de tensión inductivos, etc.

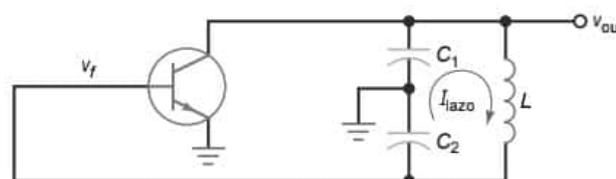
Circuito equivalente de alterna

La Figura 23.16 es un circuito equivalente de alterna simplificado del oscilador Colpitts. La corriente de lazo del tanque fluye a través de C_1 en serie con C_2 . Fijese en que v_{out} es igual a la tensión alterna que cae en C_1 . Además, la tensión de realimentación v_f aparece en C_2 . Esta tensión de realimentación se aplica a la base y mantiene las oscilaciones desarrolladas en el circuito tanque, suponiendo que la ganancia de tensión sea suficiente a la frecuencia de oscilación. Puesto que el emisor está puesto a tierra de alterna, el circuito es una conexión en emisor común.

Frecuencia de resonancia

Las mayoría de los osciladores LC utilizan circuitos tanque con un factor Q mayor que 10. Por tanto, podemos calcular la frecuencia de resonancia aproximada como sigue:

Figura 23.16 Circuito equivalente del oscilador Colpitts.



INFORMACIÓN ÚTIL

En la Figura 23.15, es importante darse cuenta de que la reactancia neta de la rama L - C_2 es inductiva a la frecuencia de resonancia del tanque. Además, la reactancia inductiva de la rama L - C_2 es igual a la reactancia capacitiva de C_1 .

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (23.5)$$

lo que es una solución muy precisa con un error del 1 por ciento, siempre que Q sea mayor que 10.

La capacidad que se utiliza en la Ecuación (23.5) es la capacidad equivalente a través de la que circula la corriente de lazo. En el circuito tanque Colpitts de la Figura 23.16, la corriente de lazo fluye a través de C_1 en serie con C_2 . Por tanto, la capacidad equivalente es:

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad (23.6)$$

Por ejemplo, si el valor de C_1 y C_2 es de 100 pF, en la Ecuación (23.5) utilizaremos un valor de 50 pF.

Condición de arranque

La condición de arranque necesaria para cualquier oscilador es $A_v B > 1$ para la frecuencia de resonancia del circuito tanque. Esto es equivalente a $A_v > 1/B$. En la Figura 23.16, la tensión de salida aparece en C_1 y la tensión de realimentación en C_2 . La fracción de realimentación en este tipo de oscilador está dada por:

$$B = \frac{C_1}{C_2} \quad (23.7)$$

Para que el oscilador comience a funcionar, la ganancia de tensión mínima tiene que ser:

$$A_{v(\min)} = \frac{C_2}{C_1} \quad (23.8)$$

¿A qué es igual A_v ? Depende de las frecuencias de corte superior del amplificador. En un amplificador bipolar tenemos circuitos de desacoplo de base y de colector. Si las frecuencias de corte de estos circuitos de desacoplo son mayores que la frecuencia de oscilación, A_v será aproximadamente igual a r_c/r_e' . Si las frecuencias de corte son menores que la frecuencia de oscilación, la ganancia de tensión será menor que r_c/r_e' y aparecerá un desplazamiento de fase adicional a través del amplificador.

Tensión de salida

Con una realimentación débil (B pequeña), A_v sólo es ligeramente más grande que $1/B$, y el funcionamiento es prácticamente como de clase A. Cuando se conecta por primera vez la alimentación, la amplitud de las oscilaciones aumenta y la señal oscila cada vez más sobre la recta de carga en alterna. Debido a estas oscilaciones cada vez mayores de la señal se pasa de trabajar en pequeña señal

a trabajar con señales grandes. Cuando esto ocurre, la ganancia de tensión disminuye ligeramente. Con realimentación débil, el valor de $A_v B$ puede hacerse menor que 1 sin un recorte excesivo.

Con una realimentación fuerte (B grande), una señal de realimentación grande excita la base del transistor de la Figura 23.15 llevándolo a saturación y corte. De este modo, se carga el condensador C_3 , produciendo un desplazamiento del nivel de continua negativo en la base. Este desplazamiento de nivel negativo ajusta automáticamente el valor de $A_v B$ a 1. Si la realimentación es demasiado fuerte, podemos perder parte de la tensión de alimentación a causa de las pérdidas parásitas de potencia.

Al construir un oscilador, podemos ajustar la realimentación para maximizar la tensión de salida. La idea es utilizar la suficiente realimentación como para arrancar el circuito bajo todas las condiciones (diferentes transistores, temperaturas, tensiones, etc.), pero no tanta que se pierda parte de la señal de salida. El diseño de osciladores de alta frecuencia fiables es un reto. La mayoría de los diseñadores utilizan computadoras para modelar osciladores de alta frecuencia.

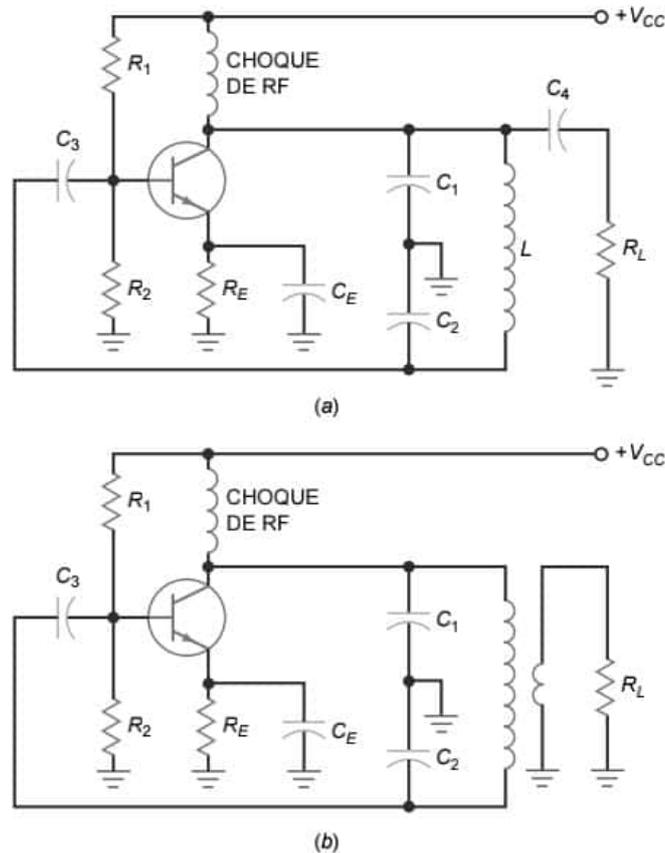
Acoplamiento a una carga

La frecuencia de oscilación exacta depende del Q del circuito y está determinada por la expresión:

INFORMACIÓN ÚTIL

En la Figura 23.15, en resonancia, la corriente por la rama L - C_2 retrasa la tensión del tanque en 90° , ya que la reactancia neta de esta rama es inductiva. Además, puesto que la tensión en C_2 retrasa su corriente 90° , la tensión de realimentación debe retrasar la tensión del tanque (tensión alterna de colector) 180° . Como puede ver, la red de realimentación proporciona el desplazamiento de fase de 180° necesario de V_{out} .

Figura 23.17 (a) Acoplamiento capacitivo. (b) Acoplamiento electromagnético.



$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \sqrt{\frac{Q^2}{Q^2 + 1}} \tag{23.9}$$

Cuando Q es mayor que 10, esta ecuación se simplifica al valor ideal dado por la Ecuación (23.5). Si Q es menor que 10, la frecuencia será menor que el valor ideal. Además, un factor Q bajo puede impedir que el oscilador arranque porque puede reducir la ganancia de tensión para alta frecuencia por debajo del valor de arranque de $1B$.

La Figura 23.17a muestra un método de acoplar la señal del oscilador a la resistencia de carga, so la resistencia de carga es grande, cargará ligeramente al circuito resonante y el valor de Q será mayor que 10. Pero si la resistencia de carga es pequeña, Q se hará menor que 10 y no se iniciarán las oscilaciones. Una solución para el caso de tener una resistencia de carga pequeña consiste en utilizar una capacidad C_4 pequeña, una cuya X_C sea más grande si se compara con la resistencia de carga. Esto evita cargar excesivamente al circuito tanque.

La Figura 23.17b muestra el acoplamiento electromagnético, otra forma de acoplar la señal a una resistencia de carga pequeña. El acoplamiento electromagnético consiste en emplear unas pocas vueltas del devanado del secundario de un transformador de RF. Este acoplamiento garantiza que la resistencia de carga no hará que el Q del circuito disminuya hasta el punto en el que el oscilador no arranque.

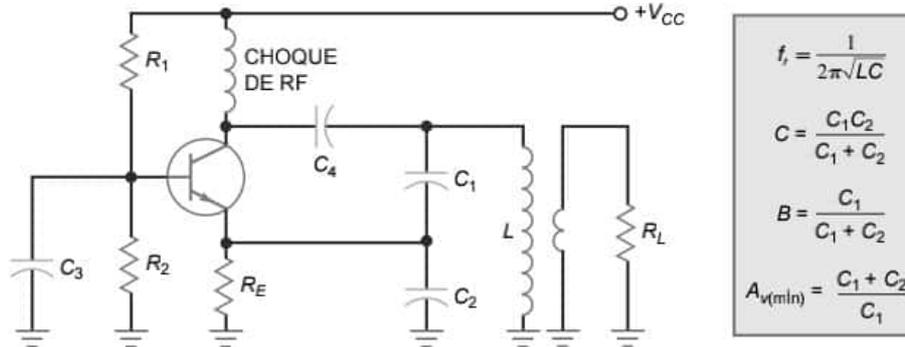
Se utilice el acoplamiento capacitivo o el electromagnético, el efecto de carga se mantiene tan pequeño como sea posible. De este modo, el alto Q del tanque garantiza una salida sinusoidal no distorsionada con un arranque fiable de las oscilaciones.

Conexión en base común

Cuando la señal de realimentación de un oscilador excita la base, aparece una capacidad de Miller grande en la entrada. Esto produce una frecuencia de corte relativamente baja, lo que implica que la ganancia de tensión puede ser demasiado baja para la frecuencia de resonancia deseada.

Para obtener una frecuencia de corte más alta, la señal de realimentación puede aplicarse al emisor, como se muestra en la Figura 23.18. El condensador C_3 pone la base a tierra de alterna, por lo que el transistor se comporta

Figura 23.18 El oscilador en base común puede oscilar a frecuencias más altas que el oscilador en emisor común.



como un amplificador en base común. Un circuito como éste puede oscilar a frecuencias más altas porque su ganancia para alta frecuencia es mayor que la de un oscilador en emisor común. Con el acoplamiento electromagnético en la salida, el tanque se carga ligeramente y la frecuencia de resonancia está dada por la Ecuación (23.5).

La fracción de realimentación es ligeramente distinta en un oscilador en base común. La tensión de salida aparece en C_1 y C_2 en serie, y la tensión de realimentación aparece en C_2 . Idealmente, la fracción de realimentación es:

$$B = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \tag{23.10}$$

Para que inicien las oscilaciones, A_v tiene que ser mayor que $1/B$. Esto quiere decir que:

$$A_{v(\min)} = \frac{C_1 + C_2}{C_1} \tag{23.11}$$

Esta expresión es una aproximación porque ignora la impedancia de entrada del emisor, que está en paralelo con C_2 .

Oscilador Colpitts con FET

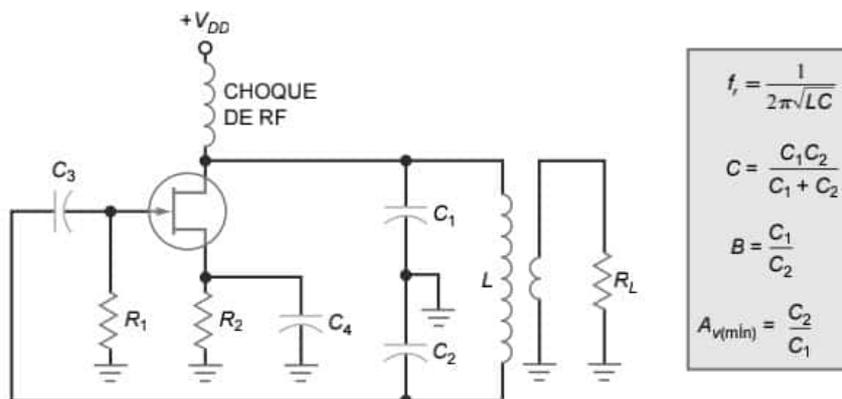
La Figura 23.19 es un ejemplo de oscilador Colpitts con FET en el que la señal de realimentación se aplica a la puerta. Puesto que la puerta presenta una resistencia de entrada alta, el efecto de carga sobre el circuito tanque es mucho menor que con un transistor de unión bipolar. La fracción de realimentación para este circuito es:

$$B = \frac{C_1}{C_2} \tag{23.12}$$

La ganancia mínima necesaria para arrancar el oscilador FET es:

$$A_{v(\min)} = \frac{C_2}{C_1} \tag{23.13}$$

Figura 23.19 El oscilador con JFET tiene un menor efecto de carga sobre el circuito tanque.

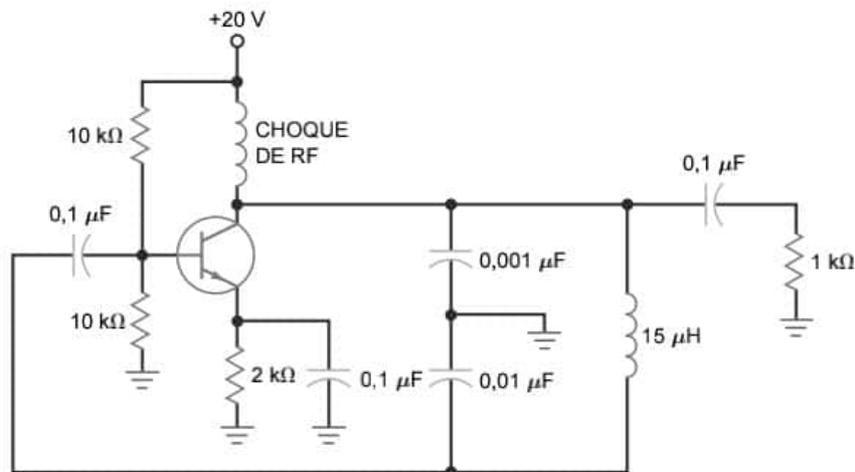


En un oscilador con FET, la ganancia de tensión para frecuencias bajas es $g_m r_d$. Por encima de la frecuencia de corte del amplificador FET, la ganancia de tensión disminuye. En la Ecuación (23.13), $A_{v(\min)}$ es la ganancia de tensión a la frecuencia de oscilación. Por regla general, trataremos de mantener la frecuencia de oscilación por debajo de la frecuencia de corte del amplificador FET, ya que, de lo contrario, un desplazamiento de fase adicional en el amplificador podría impedir que el oscilador arrancara.

Ejemplo 23.3

¿Cuál es la frecuencia de oscilación en el circuito de la Figura 23.20? ¿Cuál es la fracción de realimentación? ¿Qué ganancia de tensión necesita el circuito para comenzar a oscilar?

Figura 23.20 Ejemplo.



SOLUCIÓN Se trata de un oscilador Colpitts que utiliza una conexión en emisor común de un transistor. Aplicando la Ecuación (23.6), obtenemos la capacidad equivalente:

$$C = \frac{(0,001 \mu\text{F})(0,01 \mu\text{F})}{0,001 \mu\text{F} + 0,01 \mu\text{F}} = 909 \text{ pF}$$

La inductancia es $15 \mu\text{H}$. Aplicando la Ecuación (23.5), obtenemos la frecuencia de oscilación:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{(15 \mu\text{H})(909 \text{ pF})}} = 1,36 \text{ MHz}$$

Aplicando la Ecuación (23.7), la fracción de realimentación es:

$$B = \frac{0,001 \mu\text{F}}{0,01 \mu\text{F}} = 0,1$$

Para comenzar a oscilar, el circuito necesita una ganancia de tensión mínima de:

$$A_{v(\min)} = \frac{0,01 \mu\text{F}}{0,001 \mu\text{F}} = 10$$

PROBLEMA PRÁCTICO 23.3 En el circuito de la Figura 23.20, ¿cuál es el valor aproximado que debería tener la bobina de $15 \mu\text{H}$ para una frecuencia de salida de 1 MHz ?

23.5 Otros osciladores LC

El oscilador Colpitts es el oscilador LC más ampliamente utilizado. El divisor de tensión capacitivo del circuito resonante es una forma conveniente de generar la tensión de realimentación. Sin embargo, también se emplean otros tipos de osciladores.

Oscilador Armstrong

La Figura 23.21 es un ejemplo de un **oscilador Armstrong**. En este circuito, el colector excita a un tanque resonante LC. La señal de realimentación se toma de un devanado secundario pequeño y se alimenta a la base. En el transformador se produce un desplazamiento de fase de 180° , lo que implica que el desplazamiento de fase alrededor del lazo es cero. Si ignoramos el efecto de carga de la base, la fracción de realimentación es:

$$B = \frac{M}{L} \quad (23.14)$$

donde M es la inductancia mutua y L es la inductancia del primario. Para que el oscilador Armstrong arranque, la ganancia de tensión tiene que ser mayor que $1/B$.

Un oscilador Armstrong utiliza acoplamiento mediante transformador para la señal de realimentación, y ello nos permite reconocer las variantes de este circuito básico. El devanado secundario a veces se denomina *bobina de compensación*, porque realimenta la señal que mantiene las oscilaciones. La frecuencia de resonancia queda determinada por la Ecuación (23.5), utilizando los valores de L y C indicados en la Figura 23.21. Por regla general, no verá en muchas aplicaciones el oscilador Armstrong porque muchos diseñadores evitan el uso de transformadores siempre que es posible.

Oscilador Hartley

La Figura 23.22 es un ejemplo de **oscilador Hartley**. Cuando el circuito tanque LC está en resonancia, la corriente fluye a través de L_1 en serie con L_2 . El valor equivalente L que hay que emplear en la Ecuación (23.5) es:

$$L = L_1 + L_2 \quad (23.15)$$

En un oscilador Hartley, la tensión de realimentación se genera en el divisor de tensión inductivo formado por L_1 y L_2 . Dado que la tensión de salida aparece en L_1 y la tensión de realimentación en L_2 , la fracción de realimentación es:

$$B = \frac{L_2}{L_1} \quad (23.16)$$

Como siempre, se ignoran los efectos de carga de la base. Para que las oscilaciones se inicien, la ganancia de tensión tiene que ser mayor que $1/B$.

Un oscilador Hartley suele emplear una bobina con toma intermedia en lugar de dos bobinas separadas. Otra variante envía la señal de realimentación emisor en lugar de a la base. También podrá encontrar circuitos que utilizan dispositivos FET en lugar de transistores de unión bipolares. La señal de salida puede utilizar acoplamiento capacitivo o acoplamiento electromagnético.

Figura 23.21 Oscilador Armstrong.

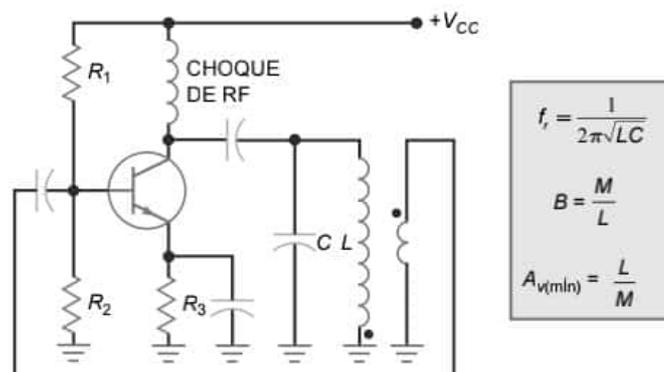
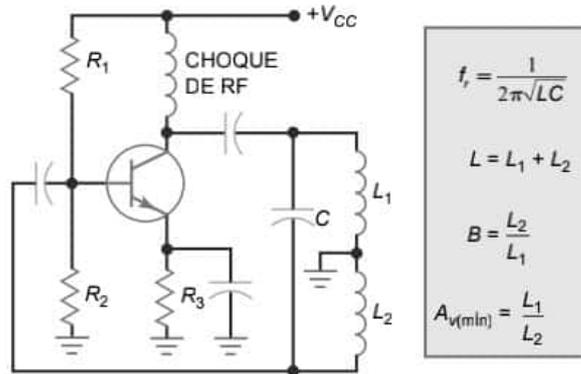


Figura 23.22 Oscilador Hartley.



Oscilador Clapp

El **oscilador Clapp** de la Figura 23.23 es una versión más refinada del oscilador Colpitts. Como antes, el divisor de tensión capacitivo produce la señal de realimentación. Se incluye un condensador adicional C_3 en serie con la bobina. Como la corriente del tanque fluye a través de C_1 , C_2 y C_3 en serie, la capacidad equivalente utilizada para calcular la frecuencia de resonancia es:

$$C = \frac{1}{1/C_1 + 1/C_2 + 1/C_3} \quad (23.17)$$

En un oscilador Clapp, C_3 es mucho menor que C_1 y C_2 . En consecuencia, C es aproximadamente igual a C_3 , y la frecuencia de resonancia está determinada por:

$$f_r \cong \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_3}} \quad (23.18)$$

¿Por qué es esto importante? Porque C_1 y C_2 están en paralelo con el transistor y las capacidades parásitas. Estas capacidades adicionales modifican los valores de C_1 y C_2 ligeramente. En un oscilador Colpitts, la frecuencia de resonancia depende por tanto del transistor y de las capacidades parásitas. Pero en un oscilador Clapp, el transistor y las capacidades parásitas no tienen ningún efecto sobre C_3 , por lo que la frecuencia de oscilación es más estable y precisa. Por esta razón, en ocasiones, podrá encontrar en algunos diseños el oscilador Clapp.

INFORMACIÓN ÚTIL

En el oscilador Colpitts, la bobina del tanque se ajusta para variar la frecuencia de oscilación, mientras que en el oscilador Hartley, el condensador del tanque se ajusta para variar la frecuencia de oscilación.

Figura 23.23 Oscilador Clapp.

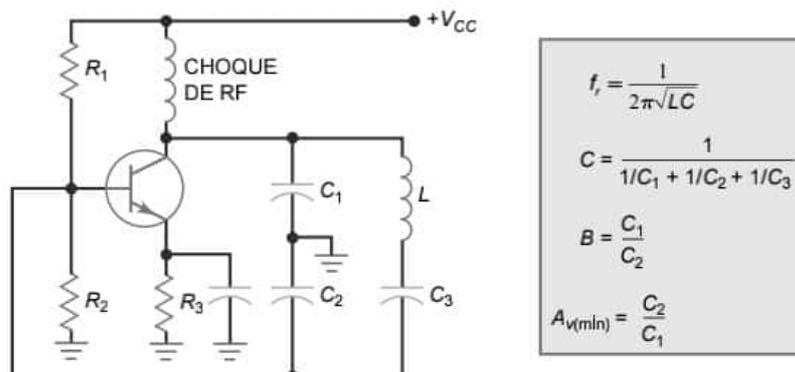
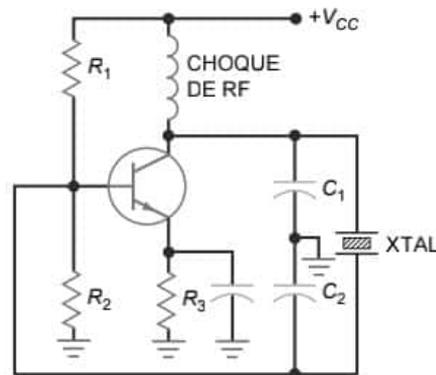


Figura 23.24 Oscilador de cristal.



Oscilador de cristal

Cuando la precisión y la estabilidad de la frecuencia de oscilación son importantes, se utiliza un **oscilador de cristal de cuarzo**. En la Figura 23.24, la señal de realimentación procede de un condensador. Como veremos en la siguiente sección, el cristal (*XTAL*) se comporta con una bobina grande en serie con un condensador pequeño (similar al Clapp). Por tanto, la frecuencia de resonancia prácticamente no se ve afectada por el transistor y las capacidades parásitas.

Ejemplo 23.4

Si se añade un condensador de 50 pF en serie con la bobina de 15- μ H en el circuito de la Figura 23.20, el circuito se convierte en un oscilador Clapp. ¿Cuál será la frecuencia de oscilación?

SOLUCIÓN Podemos calcular la capacidad equivalente utilizando la Ecuación (23.17):

$$C = \frac{1}{1/0,001 \mu\text{F} + 1/0,01 \mu\text{F} + 1/50 \text{ pF}} \cong 50 \text{ pF}$$

Fijese en que el término 1/50 pF domina frente a los otros valores, ya que 50 pF es mucho menor que las otras capacidades. Luego, la frecuencia de oscilación es:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{(15 \text{ nH})(50 \text{ pF})}} = 5,81 \text{ MHz}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 23.4 Repita el Ejemplo 23.4 reemplazado el condensador de 50 pF por otro de 120 pF.

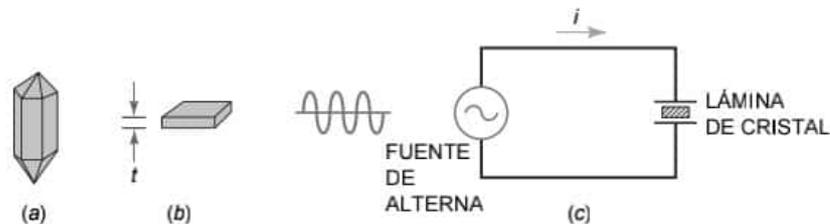
23.6 Cristales de cuarzo

Cuando la frecuencia de oscilación tiene que ser precisa y estable, la opción obvia es un oscilador de cristal. Los relojes de pulsera electrónicos y otras aplicaciones de temporización críticas utilizan osciladores de cristal porque proporcionan una frecuencia de reloj precisa.

Efecto piezoeléctrico

Algunos cristales que se encuentran en la naturaleza exhiben el **efecto piezoeléctrico**. Cuando se aplica una tensión alterna a un cristal piezoeléctrico, vibra a la frecuencia de la tensión aplicada. Inversamente, si lo forzamos

Figura 23.25 (a) Cristal de cuarzo natural. (b) Lámina. (c) La corriente de entrada es máxima en resonancia.



mecánicamente para que vibre, genera una tensión alterna de la misma frecuencia. Las principales sustancias que producen el efecto piezoeléctrico son el cuarzo, las sales de Rochelle y la turmalina.

Las sales de Rochelle tienen la mayor actividad piezoeléctrica. Para una tensión alterna dada, vibran más que el cuarzo o la turmalina. Mecánicamente, son la sustancia más débil porque se quiebra fácilmente. Las sales de Rochelle se han utilizado en micrófonos, agujas fonocaptoras, audífonos y altavoces. La turmalina presenta la menor actividad piezoeléctrica pero es la más resistente de los tres. También es la más cara y, ocasionalmente, se utiliza para frecuencias muy altas.

El cuarzo establece un compromiso entre la actividad piezoeléctrica de las sales de Rochelle y la resistencia de la turmalina. Puesto que es barato y está disponible en la naturaleza, el cuarzo es ampliamente utilizado para filtros y osciladores de RF.

Láminas de cristal

La forma natural de un cristal de cuarzo es un prisma hexagonal con pirámides en los extremos (véase la Figura 23.25a). Para obtener un cristal útil de él, un fabricante corta una lámina rectangular del cristal natural. La Figura 23.25b muestra una lámina de espesor t . El número de láminas que podemos obtener de un cristal natural depende del tamaño de las láminas y del ángulo de corte.

Para utilizarlo en circuitos electrónicos, la lámina tiene que estar montada entre dos placas metálicas, como se muestra en la Figura 23.25c. En este circuito, la cantidad de vibraciones del cristal depende de la frecuencia de la tensión aplicada. Cambiando la frecuencia, podemos encontrar frecuencias de resonancia a las que las vibraciones de cristal alcanzan un máximo. Dado que la energía para que se produzcan las vibraciones tiene que ser proporcionada por una fuente de alterna, la corriente alterna es máxima para cada frecuencia de resonancia.

Frecuencia fundamental y sobretonos

La mayoría de las veces, el cristal se corta y se monta para vibrar a una de sus frecuencias de resonancia, normalmente a la **frecuencia fundamental**, es decir la frecuencias más baja. Las frecuencias de resonancia más altas se denominan *sobretonos*, y son casi múltiplos exactos de la frecuencia fundamental. Por ejemplo, un cristal con una frecuencia fundamental de 1 MHz tiene un primer sobretono a aproximadamente 2 MHz, un segundo sobretono a unos 3 MHz, etc.

La fórmula de la frecuencia fundamental de un cristal es:

$$f = \frac{K}{t} \quad (23.19)$$

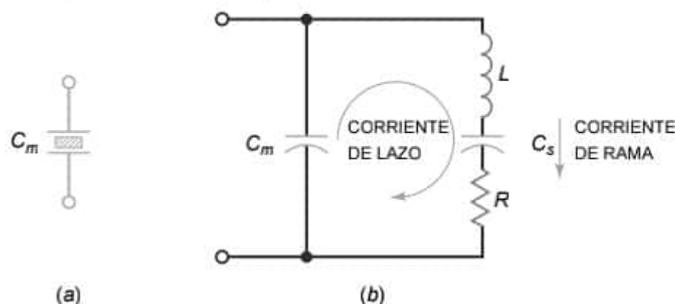
donde K es una constante y t es el espesor del cristal. Puesto que la frecuencia fundamental es inversamente proporcional al espesor, existe un límite a la frecuencia fundamental más alta. Cuanto más delgado es el cristal, más frágil es y más probablemente se rompa al vibrar.

Los cristales de cuarzo funcionan bien hasta una frecuencia fundamental de 10 MHz. Para conseguir frecuencias más altas, podemos utilizar un cristal que vibre en los sobretonos. De esta forma, podemos alcanzar frecuencias de hasta 100 MHz. Ocasionalmente, aunque es más caro pero más resistente, se emplea la turmalina para muy altas frecuencias.

Circuito equivalente de alterna

¿Qué le parece el cristal a una fuente de alterna? Cuando el cristal de la Figura 23.26a no está vibrando, es equivalente a una capacidad C_m porque está formado por dos placas metálicas separadas por un dieléctrico. La capacidad C_m se conoce como **capacidad del encapsulado**.

Figura 23.26 (a) Capacidad del encapsulado. (b) Circuito equivalente de alterna de un cristal vibrando.



Cuando un cristal está vibrando, actúa como un circuito sintonizado. La Figura 23.26 muestra el circuito equivalente de alterna de un cristal vibrando a su frecuencia fundamental. Los valores típicos de L se expresan en henrios, C_s en fracciones de un picofaradio, R en cientos de ohmios y C_m en picofaradios. Por ejemplo, un cristal puede tener valores como $L = 3 \text{ H}$, $C_s = 0,05 \text{ pF}$, $R = 2 \text{ k}\Omega$ y $C_m = 10 \text{ pF}$.

Los cristales tienen un factor Q increíblemente alto. Para los valores dados, Q es casi 4000. El factor Q de un cristal puede fácilmente superar el valor de 10.000. Un valor de Q extremadamente alto de un cristal quiere decir que el oscilador de dicho cristal tiene una frecuencia muy estable. Podemos entender por qué esto es cierto si examinamos la Ecuación (23.9), la ecuación exacta para la frecuencia de resonancia:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \sqrt{\frac{Q^2}{Q^2 + 1}}$$

Cuando Q tiende a infinito, la frecuencia de resonancia se aproxima al valor ideal determinado por los valores de L y C , que son valores perfectamente definidos en un cristal. Por comparación, los valores de L y C de un oscilador de Colpitts tienen tolerancias grandes, lo que implica que la frecuencia será menos precisa.

Resonancia serie y paralelo

La *frecuencia de resonancia serie* f_s de un cristal es la frecuencia de resonancia de la rama LCR de la Figura 23.26b. A esta frecuencia, la *corriente de rama* alcanza un valor máximo porque L está en resonancia con C_s . La fórmula para esta frecuencia de resonancia es:

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_s}} \quad (23.20)$$

La *frecuencia de resonancia paralelo* f_p del cristal es la frecuencia a la que la corriente de lazo de la Figura 23.26b alcanza un valor máximo. Dado que esta corriente de lazo debe fluir a través de la combinación serie de C_s y C_m , la capacidad paralelo equivalente es:

$$C_p = \frac{C_m C_s}{C_m + C_s} \quad (23.21)$$

y la frecuencia de resonancia paralelo es:

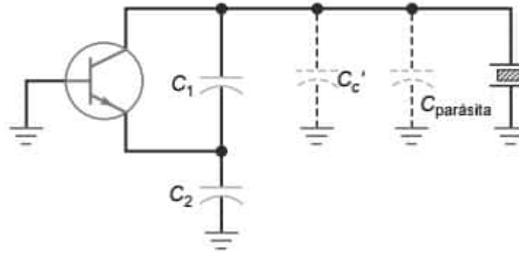
$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_p}} \quad (23.22)$$

En cualquier cristal, C_s es mucho menor que C_m . Por tanto, f_p es sólo ligeramente mayor que f_s . Cuando empleamos un cristal en un circuito equivalente de alterna como el de la Figura 23.27, las capacidades adicionales del circuito aparecen en paralelo con C_m . Por ello, la frecuencia de oscilación se encontrará entre f_s y f_p .

Estabilidad del cristal

La frecuencia de cualquier oscilador tiende a cambiar ligeramente con el tiempo. Esta *deriva* la produce la temperatura, el envejecimiento y otros factores. En un oscilador de cristal, la deriva de frecuencia es muy pequeña, normalmente menor que 1 parte por millón en un día. Estabilidades de este orden son importantes en relojes de pulsera digitales, porque utilizan osciladores de cristal de cuarzo como dispositivo básico de temporización.

Figura 23.27 Capacidades parásitas en paralelo con la capacidad del encapsulado.



Si colocamos un oscilador de cristal en un horno con temperatura controlada, podemos obtener una deriva de frecuencia menor de 1 parte por 10^{10} por día. Un reloj con esta deriva tardaría 300 años en adelantarse o atrasarse un segundo. Esta estabilidad es necesaria en los estándares de frecuencia y de tiempo.

Osciladores de cristal

La Figura 23.28a muestra un oscilador de cristal Colpitts. El divisor de tensión capacitivo produce la tensión de realimentación para la base del transistor. El cristal se comporta como un bobina en resonancia con C_1 y C_2 . La frecuencia de oscilación se encuentra las frecuencias de resonancia serie y paralelo del cristal.

La Figura 23.28b es una variante del oscilador de cristal Colpitts. La señal de realimentación se aplica al emisor en lugar de a la base. Esta variante permite al circuito funcionar a frecuencias de resonancia muy altas.

La Figura 23.28c es un oscilador Clapp con FET. Su intención es mejorar la estabilidad de frecuencia reduciendo el efecto de las capacidades parásitas. La Figura 23.28d es un circuito conocido como **oscilador de cristal de Pierce**. Su principal ventaja es la simplicidad.

La Tabla-resumen 23.1 presenta algunas de las características de los osciladores *RC* y *LC*.

Figura 23.28 Osciladores de cristal. (a) Colpitts. (b) Variante de Colpitts. (c) Clapp. (d) Pierce.

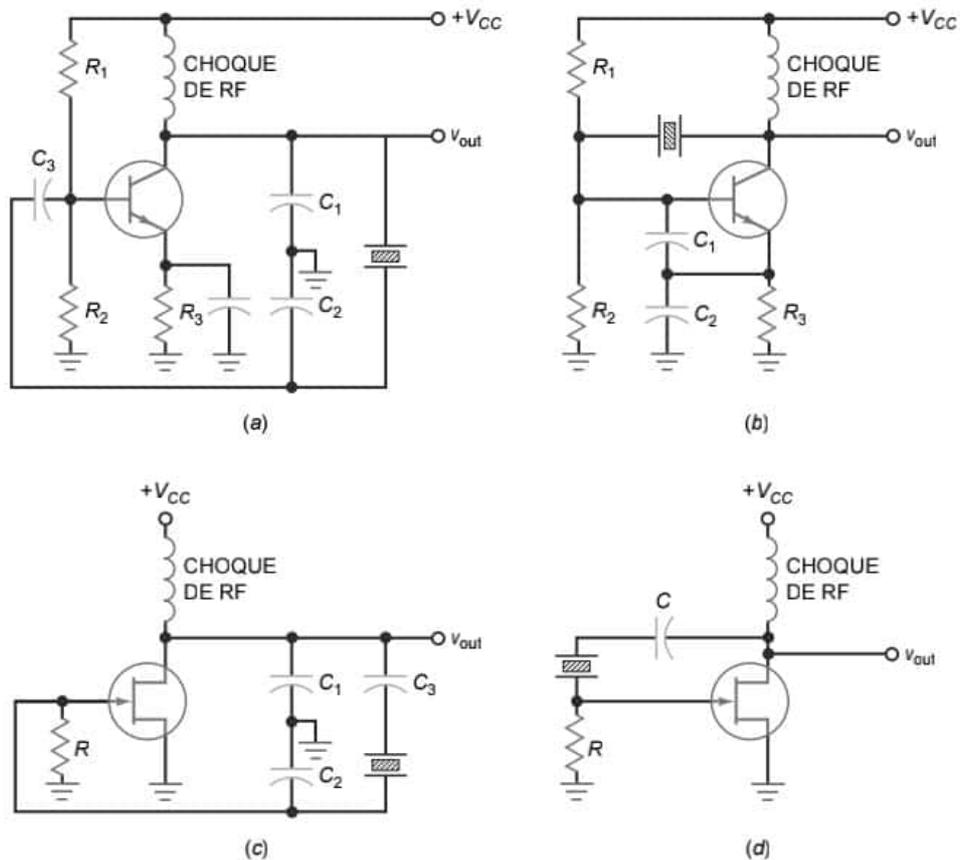


Tabla-resumen 23.1 Osciladores	
Tipo	Características
osciladores RC	
puente de Wien	<ul style="list-style-type: none"> • Utiliza circuitos de realimentación de retardo-adelanto • Necesita potenciómetros para el ajuste • Salida con baja distorsión de 5 Hz a 1 MHz (ancho de banda limitado) • $f_r = \frac{1}{2\pi RC}$
en doble T	<ul style="list-style-type: none"> • Utiliza un filtro de hendidura • Trabaja bien a una frecuencia • Es difícil ajustarlo en un amplio rango de frecuencias • $f_r = \frac{1}{2\pi RC}$
desplazamiento de fase	<ul style="list-style-type: none"> • Utiliza 3-4 circuitos de retardo o de adelanto • No se puede ajustar en un amplio rango de frecuencias
osciladores LC	
Colpitts	<ul style="list-style-type: none"> • Utiliza una pareja de condensadores con toma intermedia. $C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ <ul style="list-style-type: none"> • Ampliamente utilizado
Armstrong	<ul style="list-style-type: none"> • Utiliza un transformador para la realimentación • No se utiliza frecuentemente • $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$
Hartley	<ul style="list-style-type: none"> • Utiliza una pareja de bobinas $L = L_1 + L_2 \quad f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$
Clapp	<ul style="list-style-type: none"> • Utiliza condensadores con toma intermedia y un condensador en serie con una bobina • Salida estable y precisa $C = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}} \quad f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$
Cristal	<ul style="list-style-type: none"> • Utiliza un cristal de cuarzo • Muy preciso y estable • $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_s}} \quad f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_p}}$

Ejemplo 23.5

Un cristal tiene estos valores: $L = 3 \text{ H}$, $C_s = 0,05 \text{ pF}$, $R = 2 \text{ k}\Omega$ y $C_m = 10 \text{ pF}$. ¿Cuáles son las frecuencias de resonancia serie y paralelo del cristal?

SOLUCIÓN La Ecuación (23.20) proporciona la frecuencia de resonancia serie:

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{(3\text{H})(0,05\text{pF})}} = 411 \text{ kHz}$$

La Ecuación (23.21) proporciona la capacidad paralelo equivalente:

$$C_p = \frac{(10 \text{ pF})(0,05 \text{ pF})}{10 \text{ pF} + 0,05 \text{ pF}} = 0,0498 \text{ pF}$$

La Ecuación (23.22) proporciona la frecuencia de resonancia paralelo:

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{(3\text{H})(0,0498\text{pF})}} = 412 \text{ kHz}$$

Como podemos ver, las frecuencias serie y paralelo del cristal están muy próximas. Si este cristal se utiliza como oscilador, la frecuencia de oscilación se encontrará entre 411 y 412 kHz.

PROBLEMA PRÁCTICO 23.5 Repita el Ejemplo 23.5 con $C_s = 0,1 \text{ pF}$ y $C_m = 15 \text{ pF}$.

23.7 El temporizador 555

El NE555 (también denominado LM555, CA555 y MC1455) es un *temporizador integrado* ampliamente utilizado. Es un circuito que puede trabajar en dos modos: **monoestable** (un estado estable) o **aestable** (ningún estado estable). En el modo monoestable, puede generar retardos de tiempo precisos de microsegundos a horas. En el modo aestable, puede generar ondas rectangulares con un ciclo de trabajo variable.

Funcionamiento como monoestable

La Figura 23.29 ilustra el funcionamiento en modo monoestable. Inicialmente, el temporizador 555 tiene una tensión de salida a nivel bajo en la que puede permanecer de forma indefinida. Cuando el temporizador 555 recibe un *impulso de disparo* en el instante de tiempo A , la tensión de salida conmuta de nivel bajo a nivel alto, como se muestra. La salida permanece en estado alto durante un rato y vuelve al estado bajo después de un retardo de tiempo W . La salida permanecerá en estado bajo hasta que llegue otro disparo.

Un **multivibrador** es un circuito de dos estados que tiene cero, uno o dos estados estables de salida. Cuando se utiliza el temporizador 555 en modo monoestable, a veces se le denomina *multivibrador monoestable* porque sólo tiene un estado estable. Permanece estable en el estado bajo hasta que recibe un disparo, el cual hace que la

Figura 23.29 El temporizador 555 en modo monoestable.

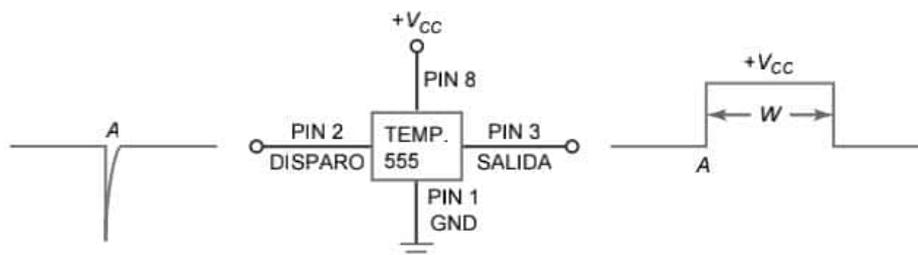
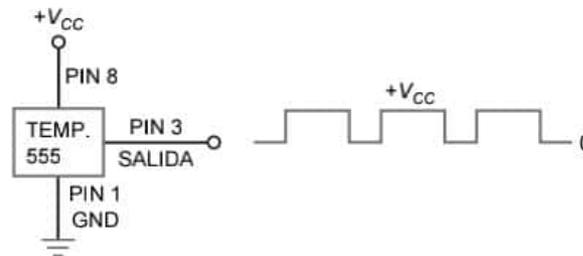


Figura 23.30 El temporizador 555 en modo a estable (oscilación libre).



salida cambie temporalmente al estado alto. Sin embargo, el estado alto no es estable porque la salida vuelve al estado bajo cuando el impulso termina.

Cuando funciona en modo monoestable, el temporizador 555 a menudo recibe el nombre de *multivibrador de un estado* porque sólo genera un impulso de salida por cada impulso de disparo de entrada. La duración de este impulso de salida puede controlarse de forma precisa mediante una resistencia y un condensador externos.

El temporizador 555 es un circuito integrado de 8 pines. La Figura 23.29 muestra cuatro de estos pines. El pin 1 está conectado a tierra y el pin 8 a la tensión de alimentación positiva. El temporizador 555 trabajará con cualquier tensión de alimentación entre +4,5 y +18 V. El impulso de disparo se aplica al pin 2 y la salida se toma en el pin 3. Los restantes pines, que no se han indicado aquí, se conectan a los componentes externos que determinan la anchura del impulso de salida.

Funcionamiento a estable

El temporizador 555 también se puede conectar para funcionar como *multivibrador a estable*. Cuando se emplea de esta manera, el temporizador 555 no tiene estados estables, lo que significa que no puede permanecer indefinidamente en ningún estado. Dicho de otra manera, oscila cuando trabaja en modo a estable y genera una señal de salida rectangular.

La Figura 23.30 muestra el temporizador 555 utilizado en el modo a estable. Como podemos ver, la salida es una serie de impulsos rectangulares. Dado que no se necesita ningún disparo de entrada para obtener una salida, el temporizador 555 que trabaja en modo a estable algunas veces se denomina *multivibrador de oscilación libre*.

Diagrama funcional de bloques

El esquemático de un temporizador 555 es complicado porque tiene aproximadamente un par de docenas de componentes conectados como diodos, espejos de corriente y transistores. La Figura 23.31 muestra un diagrama funcional del temporizador 555. Este diagrama recoge todas las ideas fundamentales que necesitamos para nuestra exposición acerca del temporizador 555.

Como se muestra en la Figura 23.31, el temporizador 555 contiene un divisor de tensión, dos comparadores, un *flip-flop RS* y un transistor *npn*. Dado que el divisor de tensión tiene resistencias iguales, el comparador superior tiene un punto de conmutación:

$$PCS = \frac{2V_{CC}}{3} \quad (23.23)$$

el comparador inferior tiene un punto de conmutación igual a:

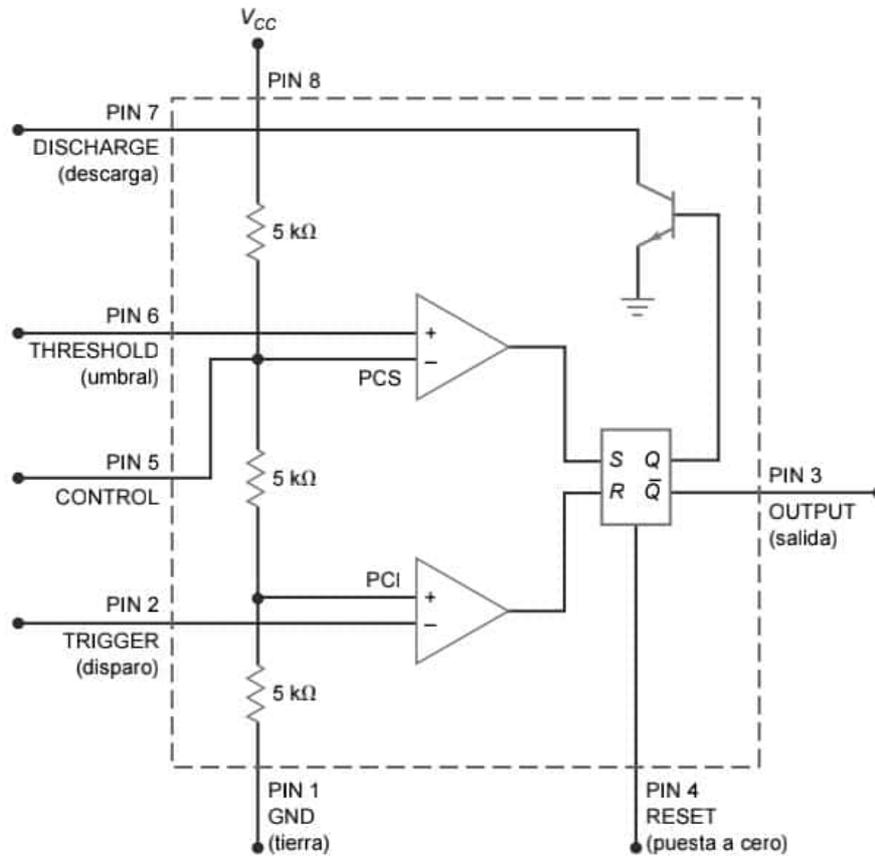
$$PCI = \frac{V_{CC}}{3} \quad (23.24)$$

En la Figura 23.31, el pin 6 está conectado al comparador superior. La tensión en el pin 6 es la tensión de umbral (*threshold*). Esta tensión procede de los componentes externos mostrados. Cuando la *tensión de umbral* es mayor que el punto PCS, el comparador superior proporciona una salida a nivel alto.

El pin 2 está conectado al comparador inferior. La tensión en el pin 2 es la tensión de disparo (*trigger*). Ésta es la tensión de disparo que se utiliza para el modo de funcionamiento monoestable del temporizador 555. Cuando el temporizador está inactivo, la tensión de disparo es un nivel alto. Cuando la tensión de disparo cae por debajo del punto PCI, el comparador inferior genera una salida a nivel alto.

El pin 4 (RESET) puede utilizarse para poner a cero la tensión de salida. El pin 5 se puede emplear para controlar la frecuencia de salida cuando el temporizador 555 se emplea en el modo a estable. En muchas aplicaciones, estos dos pines se hacen inactivos de la manera siguiente: el pin 4 se conecta a +V_{CC} y el pin 5 se desacopla a tierra a través de un condensador. Más adelante veremos cómo se emplean los pines 4 y 5 en circuitos avanzados.

Figura 23.31 Diagrama funcional de bloques simplificado de un temporizador 555.

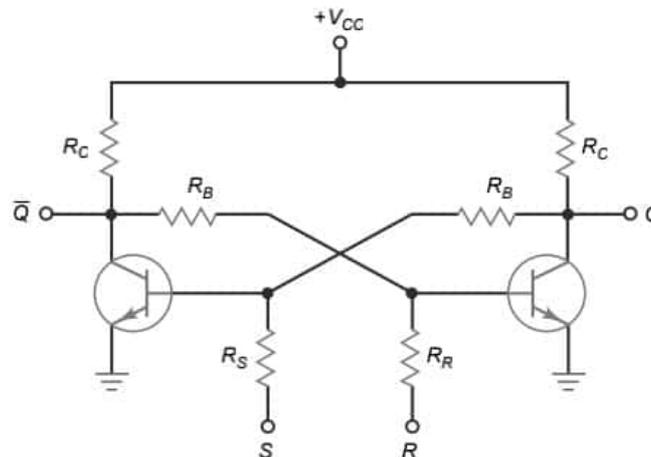


Flip-Flop RS

Antes de poder comprender cómo trabaja un temporizador 555 con componentes externos, tenemos que explicar el funcionamiento del bloque que contiene S , R , Q y \bar{Q} . Este bloque es un *flip-flop RS*, un circuito que tiene dos estados.

La Figura 23.32 muestra una forma de construir un *flip-flop RS*. En un circuito como éste, uno de los transistores se satura y el otro se corta. Por ejemplo, si el transistor de la derecha se satura, su tensión de colector será aproximadamente cero. Esto significa que no habrá corriente de base en el transistor de la izquierda. Como resulta-

Figura 23.32 Flip-flop RS construido con transistores.



do el transistor de la izquierda se corta, produciendo una alta tensión de colector, la cual produce una corriente de base grande que mantiene al transistor de la derecha en saturación.

El *flip-flop RS* tiene dos salidas, Q y \overline{Q} . Son salidas de dos estados, bien una tensión a nivel bajo, bien una tensión a nivel alto. Además, las dos salidas siempre tienen estados opuestos. Cuando Q está a nivel bajo, \overline{Q} está a nivel alto. Cuando Q está a nivel alto, \overline{Q} está a nivel bajo. Por esto, se dice que \overline{Q} es el *complemento de Q* . La barra superior de \overline{Q} sirve para indicar que es el complemento de Q .

Podemos controlar los estados de salida con S y R . Si aplicamos una tensión positiva grande a la entrada S , podemos llevar al transistor de la izquierda a saturación, lo que hará que el transistor de la derecha entre en corte. En este caso, Q será un nivel alto y \overline{Q} un nivel bajo. La entrada S a nivel alto puede entonces anularse, porque el transistor de la izquierda saturado mantendrá al otro transistor en corte.

De forma similar, podemos aplicar una tensión positiva grande a la entrada R . Esto hará que el transistor de la derecha se sature y el de la izquierda se corte. En estas condiciones, Q es un nivel bajo y \overline{Q} es un nivel alto. Después de que se produce esta transición, la entrada R a nivel alto puede anularse porque ya no es necesaria.

Dado que el circuito es estable en cualquiera de los dos estados, a veces se denomina **multivibrador biestable**. Un multivibrador biestable permanece en alguno de los dos estados. La entrada S a nivel alto fuerza a Q al estado alto y la entrada R en estado alto fuerza a Q a volver al estado bajo. La salida Q permanece en un estado hasta que se dispara para llevarle al opuesto.

Por ello, en ocasiones, la entrada S se denomina *entrada set* porque pone la salida Q a nivel alto. La entrada R se denomina *entrada de reset* porque pone la entrada Q a nivel bajo.

Funcionamiento monoestable

La Figura 23.33 muestra el temporizador 555 conectado para funcionamiento en modo monoestable. El circuito utiliza una resistencia R y un condensador C externos. La tensión del condensador se utiliza como tensión de umbral para el pin 6. Cuando el disparo llega al pin 2, el circuito produce un impulso de salida rectangular en el pin 3.

La teoría de funcionamiento es la siguiente: inicialmente, la salida Q del *flip-flop RS* está a nivel alto. Esto satura al transistor y descarga la tensión del condensador a tierra. El circuito permanecerá en este estado hasta que llegue un nuevo impulso de disparo. A causa del divisor de tensión, los puntos de conmutación son los mismos que en la explicación anterior: $PCS = 2V_{CC}/3$ y $PCI = V_{CC}/3$.

Cuando la entrada de disparo cae a un valor ligeramente menor que $V_{CC}/3$, el comparador inferior resetea el flip-flop. Dado que Q ha cambiado a nivel bajo, el transistor se corta, permitiendo que el condensador se cargue. En este momento, \overline{Q} ha cambiado a nivel alto. Ahora el condensador se carga exponencialmente como se muestra. Cuando la tensión del condensador es ligeramente mayor que $2V_{CC}/3$, el comparador superior pone a set el *flip-flop*. El nivel alto en Q pone al transistor en conducción, el cual descarga al condensador casi instantáneamente. En el mismo instante, \overline{Q} vuelve al estado bajo y el impulso de salida termina. \overline{Q} permanece a nivel bajo hasta que llega otro impulso de disparo.

La salida complementaria \overline{Q} aparece en el pin 3. La anchura del impulso rectangular depende del tiempo que tarde el condensador en cargarse a través de la resistencia R . Cuanto mayor sea la constante de tiempo, más tiempo tardará la tensión del condensador en alcanzar el valor de $2V_{CC}/3$. En una constante de tiempo, el condensador puede cargarse al 63,2 por ciento de V_{CC} . Dado que $2V_{CC}/3$ es equivalente al 66,7 por ciento de V_{CC} , tarda un poco más que una constante de tiempo. Resolviendo la ecuación exponencial de carga, podemos obtener la siguiente fórmula para la anchura del impulso:

$$W = 1,1 RC \quad (23.25)$$

La Figura 23.34 muestra el esquemático del circuito 555 en modo monoestable, como usualmente suele encontrarse. Sólo se muestran los pines y los componentes externos. Observe que el pin 4 (reset) está conectado a $+V_{CC}$. Como se ha dicho anteriormente, esto impide al pin 4 tener ningún efecto sobre el circuito. En algunas aplicaciones, el pin 4 puede estar conectado a tierra temporalmente para suspender el funcionamiento. Cuando el pin 4 se conecta de nuevo, el funcionamiento se reanuda. En una explicación posterior describiremos este tipo de reset más detalladamente.

El pin 5 (control) es una entrada especial que se puede utilizar para cambiar el punto PCS, que cambia la anchura del impulso. Más adelante, veremos la *modulación por anchura de impulso (PWM, pulse-width modulation)* en la que se aplica una tensión externa al pin 5 para cambiar la anchura del impulso. Por el momento, pondremos el pin 5 a tierra como se indica. Poniendo el pin 5 a tierra de alterna, impedimos que el ruido electromagnético parásito interfiera con el funcionamiento del temporizador 555.

En resumen, el temporizador 555 en modo monoestable produce un único impulso cuya anchura queda determinada por la resistencia R y el condensador C externos utilizados en la Figura 23.34. El impulso comienza con el flanco de subida del disparo de entrada. Un funcionamiento como monoestable así tiene variadas aplicaciones en los circuitos digitales y de conmutación.

Figura 23.33 Temporizador 555 conectado para funcionamiento monoestable.

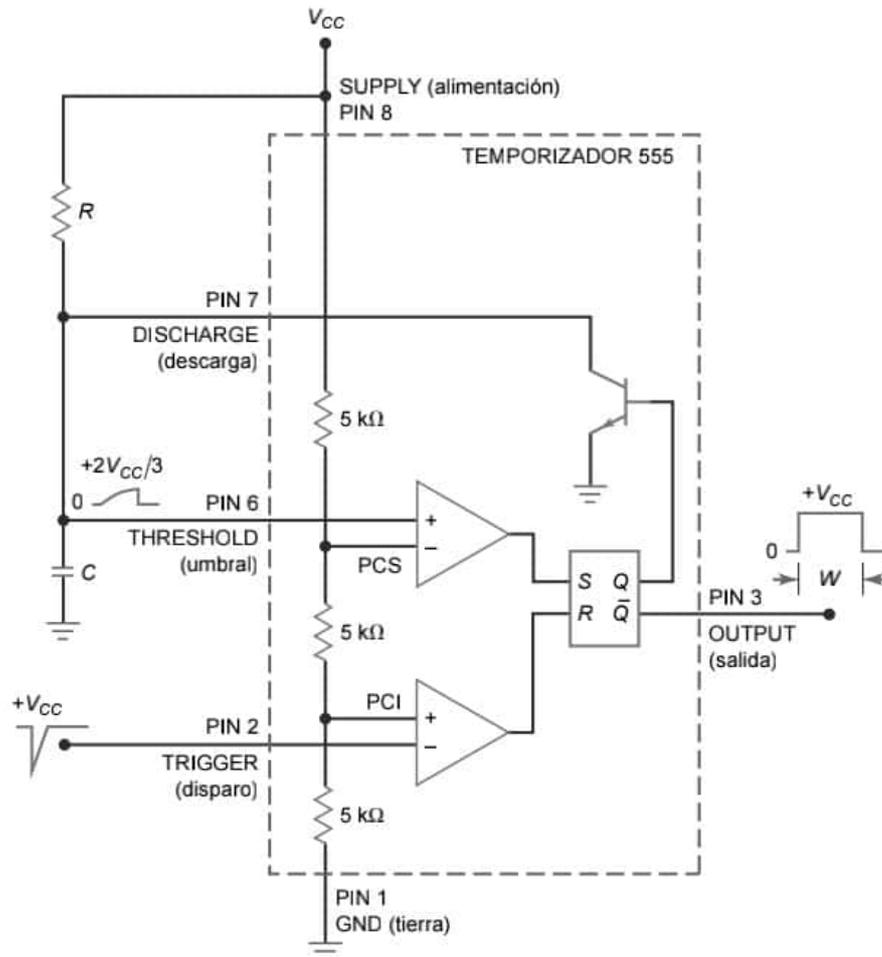
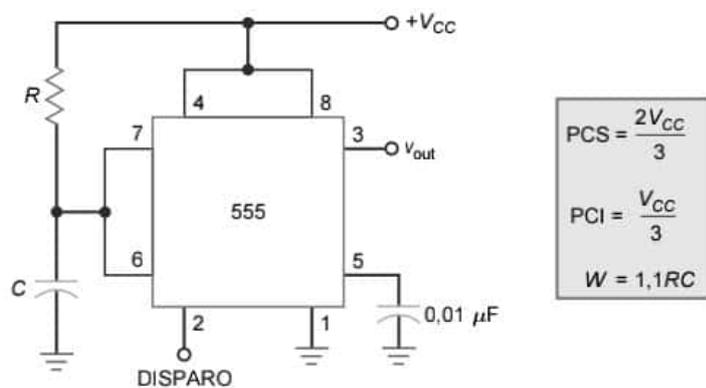


Figura 23.34 Circuito temporizador monoestable.



Ejemplo 23.6

En la Figura 23.34, $V_{CC} = 12\text{ V}$, $R = 33\text{ k}\Omega$ y $C = 0,47\text{ }\mu\text{F}$. ¿Cuál es la tensión de disparo mínima que produce un impulso de salida? ¿Cuál es la máxima tensión del condensador? ¿Cuál es la anchura del impulso de salida?

SOLUCIÓN Como se muestra en la Figura 23.33, el comparador inferior tiene un punto de conmutación PCI. Por tanto, el impulso de disparo de entrada en el pin 2 cae desde $+V_{CC}$ a una tensión ligeramente inferior al punto PCS. Con las ecuaciones mostradas en la Figura 23.34:

$$PCI = \frac{12\text{ V}}{3} = 4\text{ V}$$

Después de llegar el impulso de disparo, el condensador se carga desde 0 V hasta un máximo de PCS, que es:

$$PCS = \frac{2(12\text{ V})}{3} = 8\text{ V}$$

La anchura del impulso de la salida del monoestable es:

$$W = 1,1(33\text{ k}\Omega)(0,47\text{ }\mu\text{F}) = 17,1\text{ ms}$$

Esto significa que el flanco de subida del impulso de salida se produce 17,1 ms después de llegar el impulso de disparo. Puede pensar en estos 17,1 ms como en un retardo de tiempo, porque el flanco anterior del impulso de salida puede emplearse para disparar otro circuito.

PROBLEMA PRÁCTICO 23.6 En la Figura 23.34, cambie V_{CC} a 15 V, R a 100 k Ω y repita el Ejemplo 23.6.

Ejemplo 23.7

¿Cuál es la anchura del impulso en el circuito de la Figura 23.34 si $R = 10\text{ M}\Omega$ y $C = 470\text{ }\mu\text{F}$?

SOLUCIÓN

$$W = 1,1(10\text{ M}\Omega)(470\text{ }\mu\text{F}) = 5170\text{ s} = 86,2\text{ min} = 1,44\text{ horas}$$

Se trata de una anchura de impulso de más de una hora. El flanco de subida del impulso se produce después de un retardo de tiempo de tiempo de 1,44 horas.

23.8 Funcionamiento a estable del temporizador 555

Generar retardos de tiempo desde microsegundos hasta horas es útil en muchas aplicaciones. El temporizador 555 también se puede utilizar como a estable o multivibrador de oscilación libre. En este modo, requiere dos resistencias y un condensador externos para fijar la frecuencia de las oscilaciones.

Funcionamiento a estable

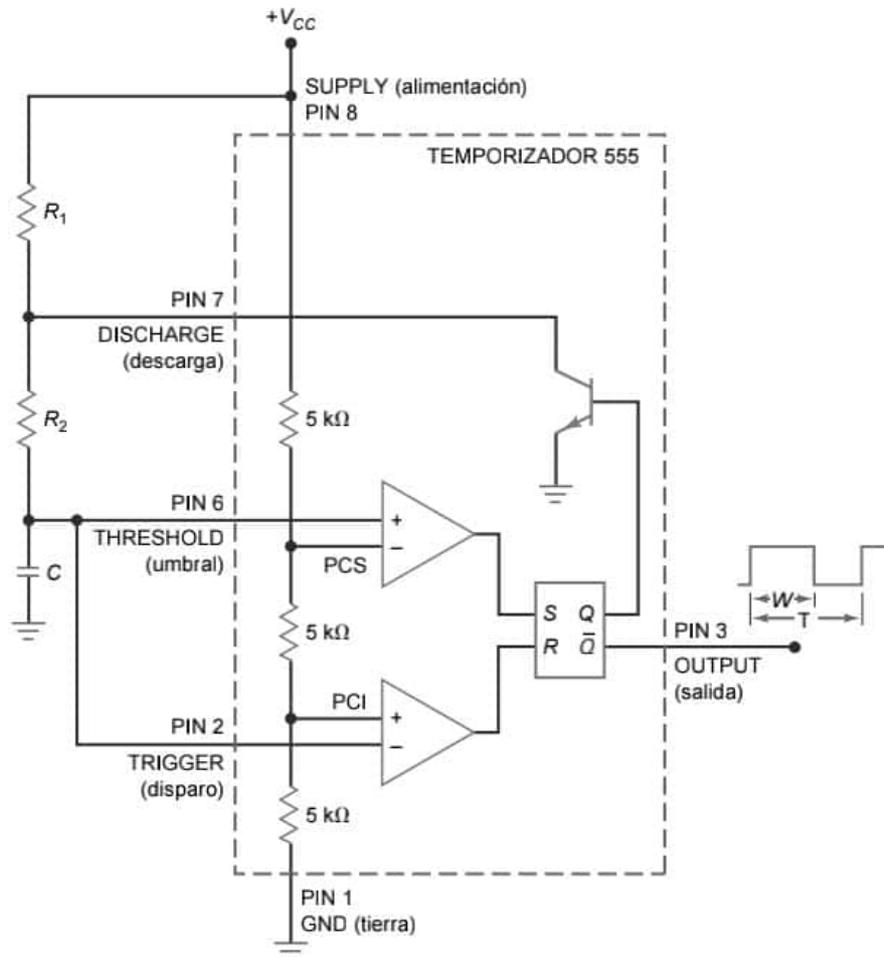
La Figura 23.35 muestra el temporizador 555 conectado para funcionar como a estable. Los puntos de conmutación son los mismos que en el funcionamiento como monoestable:

$$PCS = \frac{2V_{CC}}{3}$$

$$PCI = \frac{V_{CC}}{3}$$

Cuando Q es un nivel bajo, el transistor se corta y el condensador se carga a través de la resistencia total:

Figura 23.35 El temporizador 555 conectado como astable.



$$R = R_1 + R_2$$

Luego la constante de tiempo de carga es $(R_1 + R_2)C$. Cuando el condensador se carga, la tensión de umbral (pin 6) aumenta.

En ocasiones, la tensión de umbral excede el valor de $+2V_{CC}/3$. Luego, el comparador superior pone a set el *flip-flop*. Con Q a nivel alto, el transistor se satura y pone a tierra al pin 7. El condensador ahora se descarga a través de R_2 . Por tanto, la constante de tiempo de descarga es R_2C . Cuando la tensión del condensador disminuye y se hace ligeramente menor que $V_{CC}/3$, el comparador inferior resetea el *flip-flop*.

La Figura 23.36 muestra las formas de onda. El condensador de temporización presenta tensiones de subida y de bajada exponenciales que varían entre los puntos de conmutación PCS y PCI. La salida es una onda rectangular cuya amplitud varía entre 0 y V_{CC} . Dado que la constante de tiempo de carga no es igual que la constante de tiempo de descarga, la salida no es simétrica. Dependiendo de las resistencias R_1 y R_2 , el ciclo de trabajo se encuentra entre el 50 y el 100 por cien.

Analizando las ecuaciones de carga y descarga, podemos deducir las fórmulas siguientes. La anchura del impulso está dada por:

$$W = 0,693(R_1 + R_2)C \quad (23.26)$$

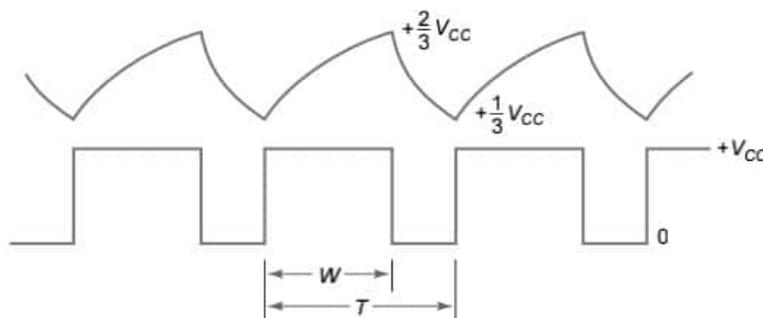
El periodo de la salida es igual a:

$$T = 0,693(R_1 + 2R_2)C \quad (23.27)$$

El recíproco del periodo es la frecuencia:

$$f = \frac{1,44}{(R_1 + 2R_2)C} \quad (23.28)$$

Figura 23.36 Formas de onda del condensador y de salida en funcionamiento como astable.



Dividiendo la anchura del impulso entre el período obtenemos el ciclo de trabajo:

$$D = \frac{R_1 + R_2}{R_1 + 2R_2} \quad (23.29)$$

Si R_1 es mucho menor que R_2 , el ciclo de trabajo se aproxima al 50 por ciento. Inversamente, si R_1 es mucho mayor que R_2 , el ciclo de trabajo se aproxima al 100 por cien.

La Figura 23.37 muestra el temporizador 555 astable como normalmente aparece en un esquemático. De nuevo, fijese en que el pin 4 (reset) está conectado a la tensión de alimentación y que el pin 5 (control) se conecta a tierra a través de un condensador de $0,01 \mu\text{F}$.

El circuito de la Figura 23.37 puede modificarse para conseguir que el ciclo de trabajo sea menor que el 50 por ciento. Incluyendo un diodo en paralelo con R_2 (ánodo conectado al pin 7), el condensador se cargará a través de R_1 y del diodo. El condensador se descargará a través de R_2 . Por tanto, el ciclo de trabajo es:

$$D = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (23.30)$$

Funcionamiento como VCO

La Figura 23.38a muestra un **oscilador controlado por tensión** (VCO, *voltage-controlled oscillator*), otra aplicación del temporizador 555. En ocasiones, el circuito se denomina **convertidor de tensión-frecuencia** porque la tensión de entrada puede cambiar la frecuencia de salida.

Así es como funciona el circuito: recuerde que el pin 5 se conecta a la entrada no inversora del comparador superior (Figura 23.31). Normalmente, el pin 5 se conecta a tierra a través de un condensador, de modo que PCS es igual a $+2V_{CC}/3$. Sin embargo, en la Figura 23.38a, la tensión de un potenciómetro sustituye la tensión interna. En otras palabras, PCS es igual a V_{con} . Ajustando el potenciómetro, podemos cambiar el punto de conmutación PCS a un valor comprendido entre 0 y V_{CC} .

La Figura 23.38b muestra la forma de onda de tensión en el condensador de temporización. Observe que la forma de onda tiene un valor mínimo de $+V_{con}/2$ y un valor máximo de $+V_{con}$. Si aumentamos V_{con} , el tiempo de

Figura 23.37 Multivibrador astable.

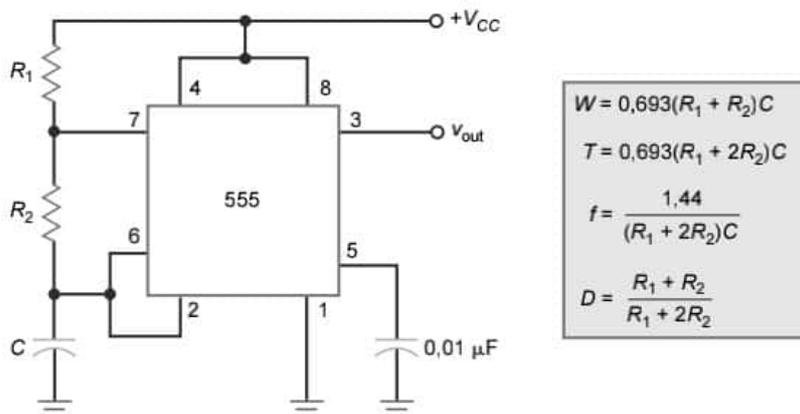
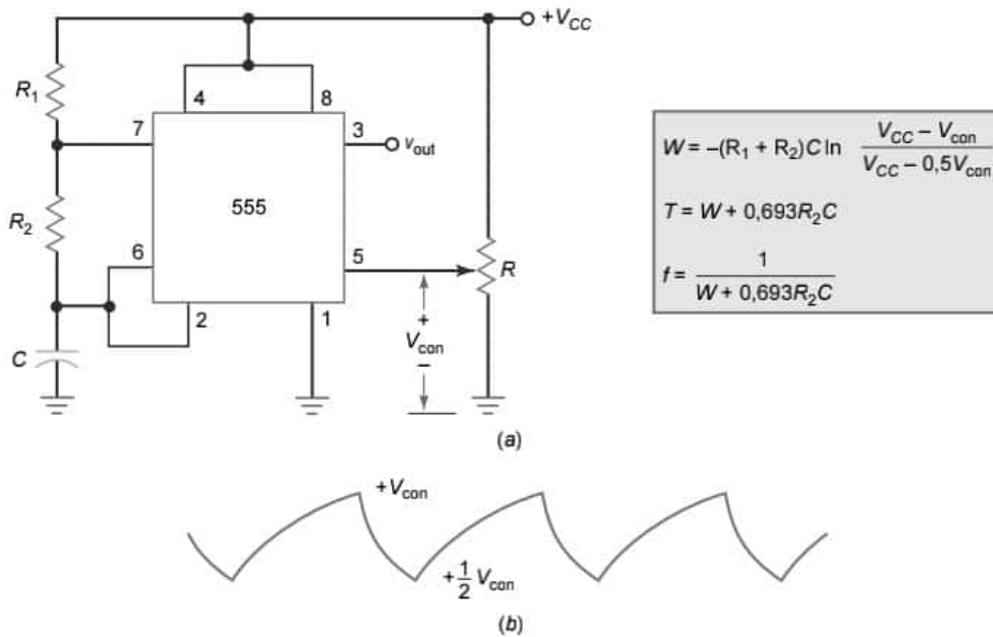


Figura 23.38 (a) Oscilador controlado por tensión (VCO). (b) Forma de onda de la tensión del condensador.



carga y descarga del condensador aumenta y, por tanto, la frecuencia disminuye. Como resultado, podemos cambiar la frecuencia del circuito variando la tensión de control. En ocasiones, la tensión de control puede obtenerse de un potenciómetro, como se muestra, o de la salida de un circuito de transistor, un amplificador operacional o algún otro dispositivo.

Analizando la carga y la descarga exponencial del condensador, podemos deducir estas ecuaciones:

$$W = -(R_1 + R_2)C \ln \frac{V_{CC} - V_{can}}{V_{CC} - 0,5V_{can}} \tag{23.31}$$

Para utilizar esta ecuación, necesitamos calcular el **logaritmo natural**, que es el logaritmo en base *e*. Si disponemos de una calculadora científica, localizaremos la tecla *ln*. El período queda determinado por:

$$T = W + 0,693R_2C \tag{23.32}$$

y la frecuencia viene dada por:

$$f = \frac{1}{W + 0,693R_2C} \tag{23.33}$$

Ejemplo 23.8

El temporizador 555 de la Figura 23.37 utiliza los siguientes valores de circuito: $R_1 = 75 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 30 \text{ k}\Omega$ y $C = 47 \text{ nF}$. ¿Cuál es la frecuencia de la señal de salida? ¿Y el ciclo de trabajo?

SOLUCIÓN Aplicando las ecuaciones dadas en la Figura 23.37:

$$f = \frac{1,44}{(75 \text{ k}\Omega + 60 \text{ k}\Omega)(47 \text{ nF})} = 227 \text{ Hz}$$

$$D = \frac{75 \text{ k}\Omega + 30 \text{ k}\Omega}{75 \text{ k}\Omega + 60 \text{ k}\Omega} = 0,778$$

Esto es equivalente al 77,8 por ciento.

PROBLEMA PRÁCTICO 23.8 Repita el Ejemplo 23.8 con R_1 y $R_2 = 75 \text{ k}\Omega$.

Ejemplo 23.9

El VCO de la Figura 23.38a utiliza los mismos valores para R_1 , R_2 y C que en el Ejemplo 23.8. Determinar la frecuencia y el ciclo de trabajo cuando V_{con} es igual a 11 V. Determinar la frecuencia y el ciclo de trabajo cuando V_{con} es 1 V.

SOLUCIÓN Utilizando las ecuaciones de la Figura 23.38:

$$W = -(75 \text{ k}\Omega + 30 \text{ k}\Omega)(47 \text{ nF}) \ln \frac{12 \text{ V} - 11 \text{ V}}{12 \text{ V} - 5,5 \text{ V}} = 9,24 \text{ ms}$$

$$T = 9,24 \text{ ms} + 0,693(30 \text{ k}\Omega)(47 \text{ nF}) = 10,2 \text{ ms}$$

El ciclo de trabajo es:

$$D = \frac{W}{T} = \frac{9,24 \text{ ms}}{10,2 \text{ ms}} = 0,906$$

La frecuencia es:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{10,2 \text{ ms}} = 98 \text{ Hz}$$

Cuando V_{con} es 1 V, los cálculos son los siguientes:

$$W = -(75 \text{ k}\Omega + 30 \text{ k}\Omega)(47 \text{ nF}) \ln \frac{12 \text{ V} - 1 \text{ V}}{12 \text{ V} - 0,5 \text{ V}} = 0,219 \text{ ms}$$

$$T = 0,219 \text{ ms} + 0,693(30 \text{ k}\Omega)(47 \text{ nF}) = 1,2 \text{ ms}$$

$$D = \frac{W}{T} = \frac{0,219 \text{ ms}}{1,2 \text{ ms}} = 0,183$$

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{1,2 \text{ ms}} = 833 \text{ Hz}$$

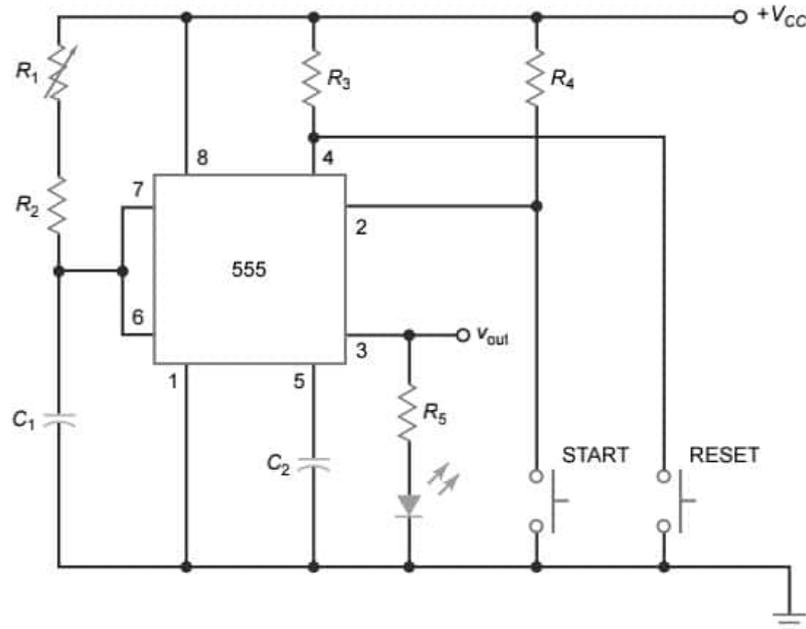
PROBLEMA PRÁCTICO 23.9 Repita el Ejemplo 23.9 con $V_{\text{CC}} = 15 \text{ V}$ y $V_{\text{con}} = 10 \text{ V}$.

23.9 Circuitos 555

La etapa de salida de un temporizador 555 puede suministrar (fuente de corriente) 200 mA. Esto significa que una salida a nivel alto puede generar hasta 200 mA de corriente de carga. Por esto, el temporizador 555 puede excitar cargas relativamente fuertes como relés, lámparas y altavoces. La etapa de salida de un temporizador 555 también puede actuar como *sumidero* y absorber 200 mA. Esto quiere decir que una salida a nivel bajo puede permitir que circulen hasta 200 mA hacia tierra. Por ejemplo, cuando un temporizador 555 excita una carga TTL, el temporizador entrega corriente (actúa como fuente) cuando la salida es un nivel alto y absorbe corriente (sumidero) cuando la salida está a nivel bajo. En esta sección, vamos a ver algunas aplicaciones del temporizador 555.

Arranque y reinicio

La Figura 23.39 muestra un circuito con una serie de modificaciones al temporizador monoestable mostrado anteriormente. Para empezar, la entrada de disparo (pin 2) está controlada por un interruptor pulsador (START). Puesto que el interruptor está normalmente abierto, el pin 2 está a nivel alto y el circuito está inactivo.

Figura 23.39 Temporizador monoestable con anchura de pulso ajustable y botones START y RESET.

Cuando alguien pulsa y mantiene el interruptor START pulsado, el pin 2 se conecta temporalmente a tierra. Por tanto, la salida pasa a nivel alto y el LED se enciende. El condensador C_1 se carga positivamente, como se ha descrito anteriormente. La constante de tiempo de carga puede variarse con R_1 . De esta forma, podemos obtener retardos de tiempo de segundos hasta horas. Cuando la tensión del condensador es ligeramente mayor que $2V_{CC}/3$, el circuito se reinicia y la salida se pone a nivel bajo. Cuando esto ocurre, el LED se apaga.

Observe el interruptor RESET, que puede utilizarse para resetear el circuito en cualquier instante durante el impulso de salida. Dado que el interruptor está normalmente abierto, el pin 4 está a nivel alto y no tiene ningún efecto sobre el funcionamiento del temporizador. Sin embargo, cuando el interruptor RESET está cerrado, el pin 4 se conecta a tierra y la salida se pone a cero (se resetea). El interruptor de RESET se incluye porque el usuario puede desear dar fin a la señal de salida a nivel alto. Por ejemplo, si la anchura del impulso de salida se ha establecido en 5 minutos, el usuario puede finalizar prematuramente dicho impulso pulsando el botón de RESET.

En ocasiones, la señal de salida v_{out} puede emplearse para excitar un relé, un FET de potencia, un IGBT, un timbre, etc. El LED sirve como indicador de que se está suministrando a algún otro circuito la salida a nivel alto.

Sirenas y alarmas

La Figura 23.40 muestra cómo utilizar un temporizador 555 en modo aestado como sirena o alarma. Normalmente, el interruptor ALARM está cerrado, lo que hace que el pin 4 quede conectado a tierra. En este caso, el temporizador 555 está inactivo y no hay señal de salida. Sin embargo, cuando el interruptor ALARM está abierto, el circuito generará una salida rectangular cuya frecuencia queda determinada por R_1 , R_2 y C_1 .

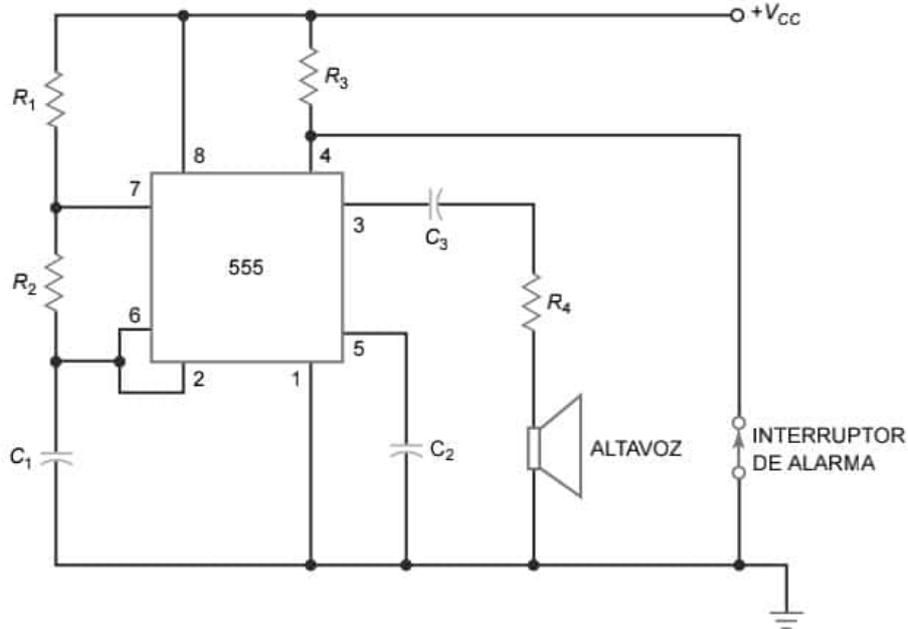
La salida del pin 3 excita a un altavoz a través de una resistencia R_4 . El valor de esta resistencia depende de la tensión de alimentación y de la impedancia del altavoz. La impedancia de la rama que contiene a R_4 y el altavoz debe limitar la corriente de salida a 200 mA o menos, porque ésta es la corriente máxima que un temporizador 555 puede suministrar.

El circuito de la Figura 23.40 puede modificarse para producir más potencia de salida para el altavoz. Por ejemplo, podemos utilizar la salida del pin 3 para excitar un amplificador de potencia *push-pull* de clase B, la salida de la que entonces se alimentará el altavoz.

Modulador por anchura de impulso

La Figura 23.41 muestra un circuito utilizado para la modulación PWM (*pulse-width modulation*). El temporizador 555 está conectado en modo monoestable. Los valores de R , C , PCS y V_{CC} determinan la anchura del impulso de salida como sigue:

Figura 23.40 Circuito 555 en modo a estable utilizado como sirena o alarma.



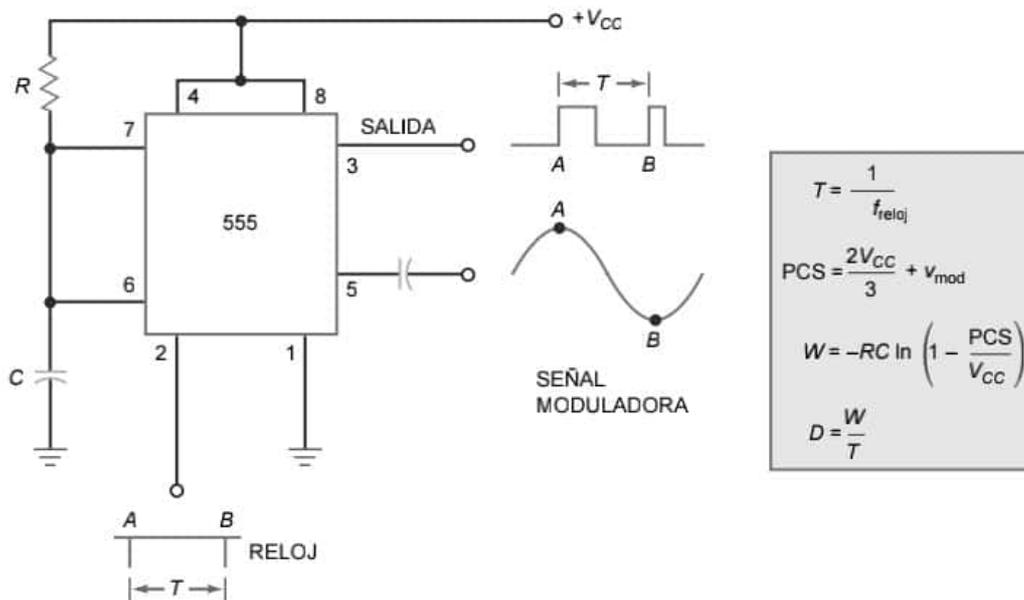
$$W = -RC \ln \left(1 - \frac{UTP}{V_{CC}} \right) \tag{23.34}$$

Una señal de baja frecuencia denominada **señal moduladora** está acoplada capacitivamente en el pin 5. Esta señal moduladora son datos de voz o informáticos. Dado que el pin 5 controla el valor de PCS, v_{mod} se suma al punto de conmutación PCS de reposo. Por tanto, el PCS instantáneo está dado por:

$$PCS = \frac{2V_{CC}}{3} + v_{mod} \tag{23.35}$$

Por ejemplo, si $V_{CC} = 12\text{ V}$ y la señal moduladora tiene un valor de pico de 1 V , entonces aplicando la Ecuación (23.31) tenemos:

Figura 23.41 Temporizador 555 conectado como modulador por anchura de impulso.



$$PCS_{\max} = 8 \text{ V} + 1 \text{ V} = 9 \text{ V}$$

$$PCS_{\min} = 8 \text{ V} - 1 \text{ V} = 7 \text{ V}$$

Esto quiere decir que el PCS instantáneo varía sinusoidalmente entre 7 y 9 V.

Un tren de impulsos de disparo denominado señal de *reloj* es la entrada al pin 2. Cada impulso de disparo produce un impulso de salida. Dado que el periodo de los disparos es T , la salida será una serie de impulsos rectangulares con un período igual a T . La señal moduladora no tiene efecto sobre el período T , pero cambia la anchura de cada uno de los impulsos de salida. En el punto A , el pico positivo de la señal moduladora, el impulso de salida tendrá la anchura mostrada. En el punto B , el pico negativo de la señal moduladora, el pulso de salida será más estrecho.

La modulación PWM se utiliza en comunicaciones. Permite a una señal moduladora de baja frecuencia (voz o datos) cambiar la anchura del impulso de una señal de alta frecuencia denominada **portadora**. La portadora modulada puede transmitirse a través de cables de cobre, cables de fibra óptica o a través del espacio hasta un receptor. El receptor recupera la señal moduladora para excitar un altavoz (voz) o una computadora (datos).

Modulación por posición del impulso

Con la modulación PWM, la anchura del impulso cambia, pero el periodo es constante porque está determinado por la frecuencia de los disparos de entrada. Puesto que el periodo es fijo, la posición de cada impulso es la misma, lo que significa que el flanco de subida del impulso siempre se produce después de un intervalo fijo de tiempo.

La modulación PPM (**Pulse-position modulation**) es diferente. En este tipo de modulación, la posición (flanco de subida) de cada impulso cambia. Con la modulación PPM, tanto la anchura como el período de los impulsos varía con la señal moduladora.

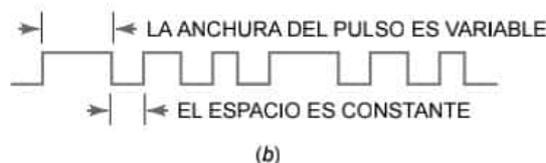
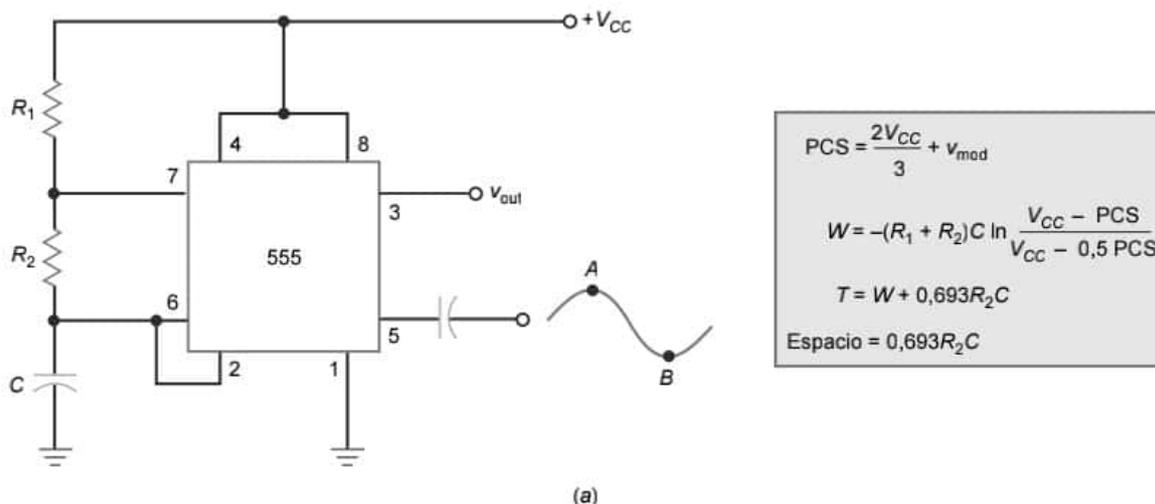
La Figura 23.42a muestra un *modulador por posición del impulso*. Es similar al VCO visto anteriormente. Dado que la señal moduladora se acopla al pin 5, el PCS instantáneo está dado por la Ecuación (23.35):

$$PCS = \frac{2V_{CC}}{3} + v_{\text{mod}}$$

Cuando la señal moduladora aumenta, el PCS aumenta y la anchura del impulso aumenta. Cuando la señal moduladora decrece, el PCS también disminuye y la anchura del impulso disminuye. Por tanto, la anchura del impulso varía como se muestra en la Figura 23.42b.

Las ecuaciones para determinar la anchura del impulso y el periodo son:

Figura 23.42 Temporizador 555 conectado como modulador por posición del impulso.



$$W = -(R_1 + R_2)C \ln \frac{V_{CC} - PCS}{V_{CC} - 0,5PCS} \quad (23.36)$$

$$T = W + 0,693R_2C \quad (23.37)$$

En la Ecuación (23.37), el segundo término es el *espacio* entre impulsos:

$$\text{Espacio} = 0,693R_2C \quad (23.38)$$

Este espacio es el tiempo que transcurre entre el flanco posterior de un impulso y el flanco anterior del siguiente impulso. Dado que V_{con} no aparece en la Ecuación (23.38), el espacio entre impulsos es constante, como se muestra en la Figura 23.42b.

Puesto que el espacio es constante, la posición del flanco anterior de cualquier impulso depende de la anchura del impulso anterior. Por esta razón, este tipo de modulación se denomina *modulación por posición del impulso*. Al igual que la modulación PWM, la modulación PPM se utiliza en sistemas de comunicaciones para transferir voz o datos.

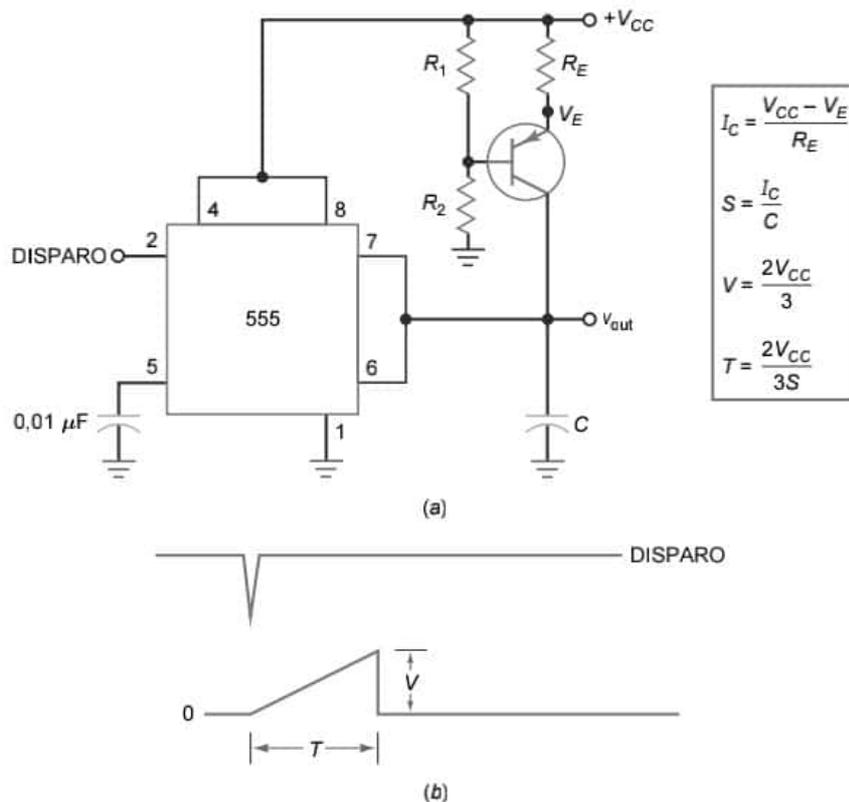
Generación de rampas

La carga de un condensador a través de una resistencia produce una forma de onda exponencial. Si utilizamos una fuente de corriente constante en lugar de una resistencia para cargar un condensador, la tensión del mismo será una rampa. Ésta es la idea que hay detrás del circuito de la Figura 23.43a. Hemos reemplazado la resistencia de un circuito monoestable por una fuente de corriente *pnp* que produce una corriente de carga constante e igual a:

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_E}{R_E} \quad (23.39)$$

Cuando un disparo inicia al temporizador 555 monoestable de la Figura 23.43a, la fuente de corriente *pnp* fuerza una corriente de carga constante en el condensador. Por tanto, la tensión en el condensador es una rampa, como se muestra en la Figura 23.43b. La pendiente S de la rampa está dada por:

Figura 23.43 (a) El transistor de unión bipolar y el temporizador 555 producen una rampa de salida. (b) Forma de onda de disparo y la rampa.



$$S = \frac{I_C}{C} \quad (23.40)$$

Dado que la tensión del condensador alcanza un valor máximo de $2V_{CC}/3$ antes de descargarse, el valor de pico de la rampa mostrada en la Figura 23.43b es:

$$V = \frac{2V_{CC}}{3} \quad (23.41)$$

y la duración T de la rampa es:

$$T = \frac{2V_{CC}}{3S} \quad (23.42)$$

Ejemplo 23.10

Un modulador por anchura de impulso como el de la Figura 23.41 tiene los valores siguientes: $V_{CC} = 12 \text{ V}$, $R = 9,1 \text{ k}\Omega$ y $C = 0,01 \text{ }\mu\text{F}$. El reloj tiene una frecuencia de $2,5 \text{ kHz}$. Si una señal moduladora tiene un valor de pico de 2 V , ¿cuál es el período de los impulsos de salida? ¿Cuál es la anchura del impulso en reposo? ¿Cuáles son las anchuras mínima y máxima del impulso? ¿Cuáles son los ciclos de trabajo mínimo y máximo?

SOLUCIÓN El período de los impulsos de salida es igual al período de la señal de reloj:

$$T = \frac{1}{2,5 \text{ kHz}} = 400 \text{ }\mu\text{s}$$

La anchura del impulso en reposo es:

$$W = 1,1RC = 1,1(9,1 \text{ k}\Omega)(0,01 \text{ }\mu\text{F}) = 100 \text{ }\mu\text{s}$$

Aplicando la Ecuación (23.35), calculamos los valores mínimo y máximo del punto PCS:

$$\text{PCS}_{\min} = 8 \text{ V} - 2 \text{ V} = 6 \text{ V}$$

$$\text{PCS}_{\max} = 8 \text{ V} + 2 \text{ V} = 10 \text{ V}$$

Ahora, calculamos las anchuras mínima y máxima utilizando la Ecuación (23.34):

$$W_{\min} = -(9,1 \text{ k}\Omega)(0,01 \text{ }\mu\text{F}) \ln \left(1 - \frac{6 \text{ V}}{12 \text{ V}} \right) = 63,1 \text{ }\mu\text{s}$$

$$W_{\max} = -(9,1 \text{ k}\Omega)(0,01 \text{ }\mu\text{F}) \ln \left(1 - \frac{10 \text{ V}}{12 \text{ V}} \right) = 163 \text{ }\mu\text{s}$$

Los ciclos de trabajo mínimo y máximo son:

$$D_{\min} = \frac{63,1 \text{ }\mu\text{s}}{400 \text{ }\mu\text{s}} = 0,158$$

$$D_{\max} = \frac{163 \text{ }\mu\text{s}}{400 \text{ }\mu\text{s}} = 0,408$$

PROBLEMA PRÁCTICO 23.10 Siguiendo con el Ejemplo 23.10, cambie V_{CC} a 15 V . Calcule la anchura máxima del impulso y el ciclo de trabajo mínimo.

Ejemplo 23.11

Un modulador por posición del impulso como el de la Figura 23.42 tiene los siguientes valores: $V_{CC} = 12 \text{ V}$, $R_1 = 3,9 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 3 \text{ k}\Omega$ y $C = 0,01 \text{ }\mu\text{F}$. ¿Cuál es la anchura en reposo y el período de los impulsos de salida? Si una señal moduladora tiene un valor de pico de $1,5 \text{ V}$, determine las anchuras mínima y máxima del impulso. ¿Cuál es el espacio entre impulsos?

SOLUCIÓN Sin señal moduladora, el periodo de los impulsos de salida es el de un temporizador 555 utilizado como multivibrador a estable. Con las Ecuaciones (23.26) y (23.27), podemos calcular la anchura y el periodo en reposo como sigue:

$$W = 0,693(3,9 \text{ k}\Omega + 3 \text{ k}\Omega)(0,01 \text{ }\mu\text{F}) = 47,8 \text{ }\mu\text{s}$$

$$T = 0,693(3,9 \text{ k}\Omega + 6 \text{ k}\Omega)(0,01 \text{ }\mu\text{F}) = 68,6 \text{ }\mu\text{s}$$

Con la Ecuación (23.35), calculamos los valores mínimo y máximo del PCS:

$$\text{PCS}_{\min} = 8 \text{ V} - 1,5 \text{ V} = 6,5 \text{ V}$$

$$\text{PCS}_{\max} = 8 \text{ V} + 1,5 \text{ V} = 9,5 \text{ V}$$

Aplicando la Ecuación (23.36), obtenemos las anchuras mínima y máxima del impulso:

$$W_{\min} = -(3,9 \text{ k}\Omega + 3 \text{ k}\Omega)(0,01 \text{ }\mu\text{F}) \ln \frac{12 \text{ V} - 6,5 \text{ V}}{12 \text{ V} - 3,25 \text{ V}} = 32 \text{ }\mu\text{s}$$

$$W_{\max} = -(3,9 \text{ k}\Omega + 3 \text{ k}\Omega)(0,01 \text{ }\mu\text{F}) \ln \frac{12 \text{ V} - 9,5 \text{ V}}{12 \text{ V} - 4,75 \text{ V}} = 73,5 \text{ }\mu\text{s}$$

Con la Ecuación (23.37), obtenemos los valores mínimo y máximo del periodo:

$$T_{\min} = 32 \text{ }\mu\text{s} + 0,693(3 \text{ k}\Omega)(0,01 \text{ }\mu\text{F}) = 52,8 \text{ }\mu\text{s}$$

$$T_{\max} = 73,5 \text{ }\mu\text{s} + 0,693(3 \text{ k}\Omega)(0,01 \text{ }\mu\text{F}) = 94,3 \text{ }\mu\text{s}$$

El espacio entre el flanco posterior de cualquier impulso y el flanco anterior del siguiente impulso es:

$$\text{Espacio} = 0,693(3 \text{ k}\Omega)(0,01 \text{ }\mu\text{F}) = 20,8 \text{ }\mu\text{s}$$

Ejemplo 23.12

El generador de rampa de la Figura 23.43 tiene una corriente de colector constante de 1 mA. Si $V_{CC} = 15 \text{ V}$ y $C = 100 \text{ nF}$, ¿cuál es la pendiente de la rampa de salida? ¿Cuál es su valor de pico? ¿Cuál es la duración?

SOLUCIÓN La pendiente es:

$$S = \frac{1 \text{ mA}}{100 \text{ nF}} = 10 \text{ V/ms}$$

El valor de pico es:

$$V = \frac{2(15 \text{ V})}{3} = 10 \text{ V}$$

La duración de la rampa es:

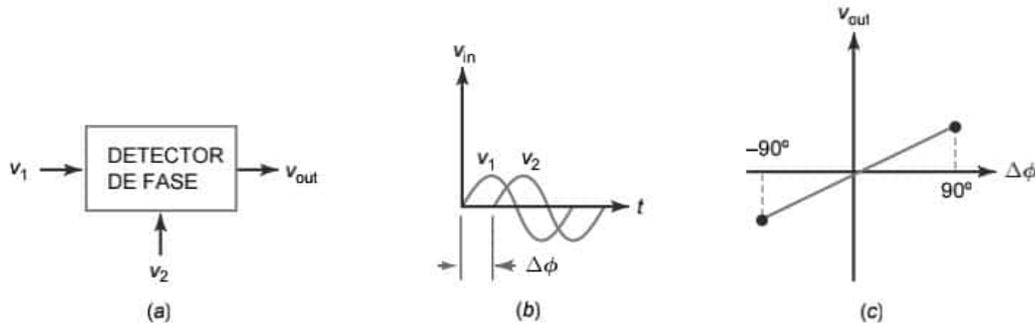
$$T = \frac{2(15 \text{ V})}{3(10 \text{ V/ms})} = 1 \text{ ms}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 23.12 Utilizando la Figura 23.43, con $V_{CC} = 12 \text{ V}$ y $C = 0,2 \text{ }\mu\text{F}$, repita el Ejemplo 23.12.

23.10 EL PLL

Un PLL (*phase-locked loop*, **bucle de enganche de fase**) contiene un detector de fase, un amplificador de continua, un filtro paso bajo y un VCO (*voltage-controlled oscillator*, oscilador controlado por tensión). Cuando se aplica a un PLL una señal de entrada de frecuencia f_{in} , el VCO producirá una frecuencia de salida igual a f_{in} .

Figura 23.44 (a) El detector de fase tiene dos señales de entrada y una señal de salida. (b) Ondas sinusoidales de la misma frecuencia y fases diferentes. (c) La salida del detector de fase es directamente proporcional a la diferencia de fase.



Detector de fase

La Figura 23.44a muestra un **detector de fase**, la primera etapa de un PLL. Este circuito genera una tensión de salida proporcional a la diferencia de fase entre dos señales de entrada. Por ejemplo, la Figura 23.44 b muestra dos señales de entrada con un desfase de $\Delta\phi$. El detector de fase responde a este desfase generando una tensión continua de salida, que es proporcional a $\Delta\phi$, como se muestra en la Figura 23.44c.

Cuando v_1 adelanta a v_2 , como se muestra en la Figura 23.44b, $\Delta\phi$ es positivo. Si v_1 se retrasa con respecto a v_2 , $\Delta\phi$ será negativo. Un detector de fase típico produce una respuesta lineal entre -90° y $+90^\circ$, como se muestra en la Figura 23.44c. Como podemos ver, la salida del detector de fase es cero cuando $\Delta\phi = 0^\circ$. Si $\Delta\phi$ se encuentra entre 0° y 90° , la salida es una tensión positiva. Si $\Delta\phi$ está entre 0° y -90° , la salida es una tensión negativa. La idea fundamental aquí es que el detector de fase produce una tensión de salida que es directamente proporcional a la diferencia de fase entre sus dos señales de entrada.

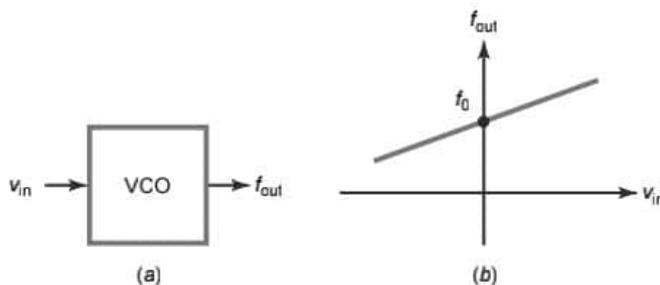
VCO

En la Figura 23.45a, la tensión de entrada v_{in} al VCO determina la frecuencia de salida f_{out} . Un VCO típico puede variar en un rango de frecuencias 10:1. Además, la variación es lineal como se muestra en la Figura 23.45 b. Cuando la tensión de entrada al VCO es cero, el VCO entra en oscilación libre a una frecuencia de reposo f_0 . Cuando la tensión de entrada es positiva, la frecuencia del VCO es mayor que f_0 . Si la tensión de entrada es negativa, la frecuencia del VCO es menor que f_0 .

Diagrama de bloques de un PLL

La Figura 23.46 muestra un diagrama de bloques de un PLL. El detector de fase genera una tensión continua que es proporcional a la diferencia de fases de sus dos señales de entrada. La tensión de salida del detector de fase normalmente es pequeña, por tanto, la segunda etapa es un amplificador de continua. La diferencia de fase amplificada se filtra antes de aplicarse al VCO. Observe que la salida del VCO se realimenta al detector de fase.

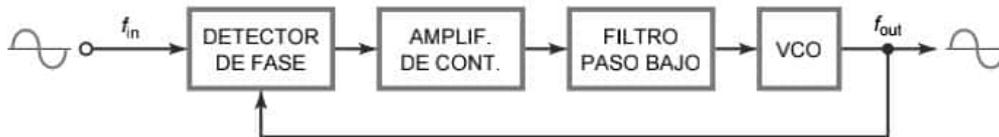
Figura 23.45 (a) La tensión de entrada controla la frecuencia de salida del VCO. (b) La frecuencia de salida es directamente proporcional a la tensión de entrada.



INFORMACIÓN ÚTIL

La función de transferencia o ganancia de conversión K de un VCO puede expresarse como la desviación de frecuencia Δf por variación unitaria, o ΔV en la tensión continua de entrada. Expresado matemáticamente, $K = \Delta f / \Delta V$, donde K es la función de transferencia de entrada/salida especificada en hercios por voltio.

Figura 23.46 Diagrama de bloques de un PLL.



La frecuencia de entrada es igual a la frecuencia de oscilación libre

Para comprender el funcionamiento del PLL, comencemos con el caso de que la frecuencia de entrada es igual a f_0 , la frecuencia de oscilación libre del VCO o frecuencia natural. En este caso, las dos señales de entrada del detector de fase tienen la misma frecuencia y la misma fase. Por tanto, la diferencia de fase $\Delta\phi$ es 0° y la salida del detector de fase es cero. Como resultado, la tensión de entrada al VCO es cero, lo que significa que el VCO oscila libremente con una frecuencia de f_0 . Mientras que la frecuencia y la fase de la señal de entrada no varíen, la tensión de entrada al VCO será cero.

La frecuencia de entrada es distinta de la frecuencia de oscilación libre

Supongamos que las frecuencias de entrada y natural del VCO son iguales a 10 kHz. Ahora, supongamos que la frecuencia de entrada aumenta a 11 kHz. Este incremento se reflejará en un incremento de fase, ya que v_1 adelanta a v_2 al final del primer ciclo, como se muestra en la Figura 23.47a. Dado que la señal de entrada está adelantada respecto de la señal del VCO, $\Delta\phi$ es positivo. En este caso, el detector de fase de la Figura 23.46 produce una tensión de salida positiva, que después de ser amplificada y filtrada, incrementa la frecuencia del VCO.

La frecuencia del VCO aumentará hasta igualarse a 11 kHz, la frecuencia de la señal de entrada. Cuando la frecuencia del VCO es igual a la frecuencia de entrada, el VCO está *enganchado* a la señal de entrada. Incluso aunque cada una de las señales de entrada del detector de fase tenga una frecuencia de 1 kHz, las señales estarán desfasadas, como se muestra en la Figura 23.47b. Esta diferencia de fase positiva produce la tensión necesaria para mantener la frecuencia del VCO ligeramente por encima de su frecuencia natural o de oscilación libre.

Si la frecuencia de entrada aumenta más, la frecuencia del VCO también aumentará lo necesario para mantener el enganche. Por ejemplo, si la frecuencia de entrada aumenta a 12 kHz, la frecuencia del VCO aumentará a 12 kHz. La diferencia de fase entre las dos señales de entrada aumentará lo que sea necesario para generar la tensión de control correcta para el VCO.

Rango de enganche

El **rango de enganche** de un PLL es el rango de frecuencias de entrada en el que el VCO puede permanecer enganchado a la frecuencia de entrada. Está relacionado con la diferencia de fase máxima que puede detectar. En esta exposición, hemos supuesto que el detector de fase puede generar una tensión de salida para $\Delta\phi$ entre -90° y $+90^\circ$. Dentro de estos límites, el detector de fase produce una tensión máxima de salida, positiva o negativa.

Si la frecuencia de entrada es demasiado baja o demasiado alta, la diferencia de fase quedará fuera del rango comprendido entre -90° y $+90^\circ$. Por tanto, el detector de fase no podrá generar la tensión adicional necesaria para que el VCO se mantenga enganchado. Por tanto, fuera de estos límites, el PLL no podrá seguir a la señal de entrada.

Figura 23.47 (a) Un aumento de la frecuencia de v_1 produce una diferencia de fase. (b) Aparece una diferencia de fase después de que la frecuencia del VCO aumente.

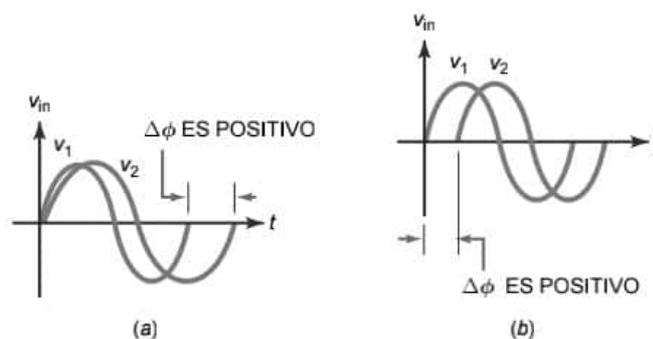


Figura 23.48 (a) La capacidad variable cambia la frecuencia de resonancia del oscilador LC. (b) La onda sinusoidal se ha modulado en frecuencia.



El rango de enganche normalmente se especifica como un porcentaje de la frecuencia del VCO. Por ejemplo, si la frecuencia del VCO es 10 kHz y el rango de enganche es del ± 20 por ciento, el PLL permanecerá enganchado en cualquier frecuencia comprendida entre 8 y 12 kHz.

Rango de captura

El rango de captura es diferente. Supongamos que la frecuencia de entrada se encuentra fuera del rango de enganche. Entonces, el VCO estará en oscilación libre a la frecuencia de 10 kHz. Ahora, supongamos que la frecuencia de entrada varía acercándose a la frecuencia del VCO. En algún punto, el PLL podrá seguir (engancharse) a la frecuencia de entrada. El rango de las frecuencias de entrada dentro del cual el PLL puede restablecer el enganche es lo que se denomina **rango de captura**.

El rango de captura se especifica como un porcentaje de la frecuencia de oscilación libre. Si $f_0 = 10$ kHz y el rango de captura es del ± 5 por ciento, el PLL podrá seguir a cualquier frecuencia de entrada comprendida entre 9,5 y 10,5 kHz. Normalmente, el rango de captura es menor que el rango de enganche, porque el primero depende de la frecuencia de corte del filtro paso bajo. Cuanto menor sea la frecuencia de corte, menor será el rango de captura.

La frecuencia de corte del filtro paso bajo se mantiene baja para impedir que componentes de alta frecuencia, como por ejemplo, ruido u otras señales no deseadas lleguen al VCO. Cuanto más baja sea la frecuencia de corte del filtro, más limpia será la señal que excite al VCO. Por tanto, un diseñador tendrá que llegar a un compromiso entre el rango de captura y el ancho de banda del filtro paso bajo para conseguir una señal limpia para el VCO.

Aplicaciones

Un PLL puede emplearse, fundamentalmente, de dos maneras diferentes. En primer lugar puede utilizarse para seguir a una señal de entrada. La frecuencia de salida será entonces igual a la frecuencia de entrada. Esta aplicación presenta la ventaja de limpiar una señal de entrada ruidosa, porque el filtro paso bajo eliminará el ruido y otras componentes de alta frecuencia. Dado que la señal de salida procede del VCO, la salida final será estable y estará prácticamente libre de ruido.

En segundo lugar, un PLL puede utilizarse como demodulador de FM. La teoría de la **modulación de frecuencia (FM)** se explica en los cursos sobre comunicaciones, por lo que aquí sólo proporcionaremos la idea básica. El oscilador LC de la Figura 23.48a utiliza una capacidad variable. Si una señal moduladora controla esta capacidad, la salida del oscilador estará *modulada en frecuencia*, como se muestra en la Figura 23.48 b. Observe que la frecuencia de esta onda de FM varía desde un mínimo a un máximo, correspondiéndose con los picos mínimo y máximo de la señal moduladora.

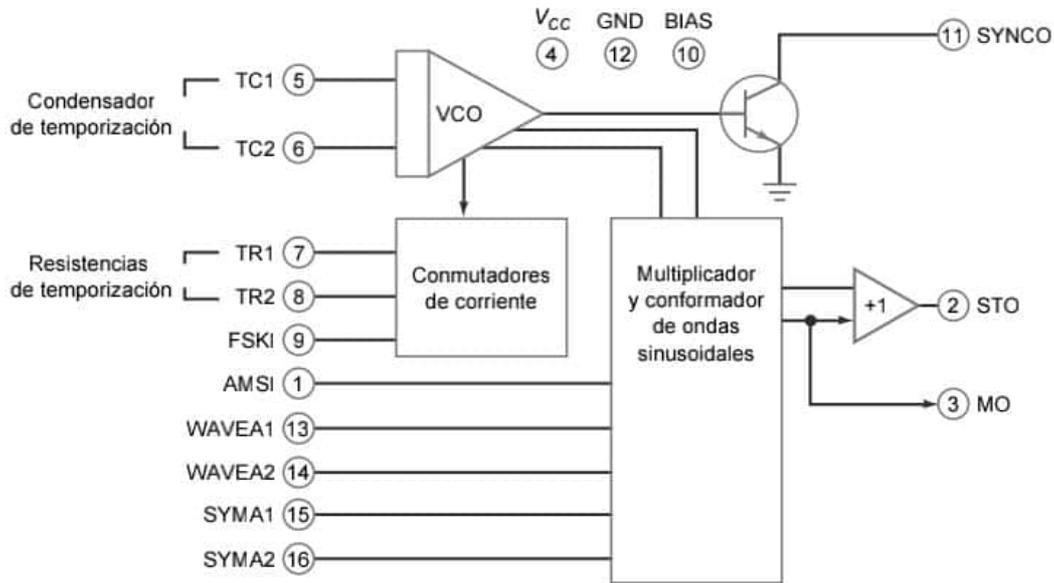
Si la señal de FM es la entrada de un PLL, la frecuencia del VCO seguirá a la señal de FM. Como la frecuencia del VCO varía, $\Delta\phi$ sigue las variaciones de la señal moduladora. Por tanto, la salida del detector de fase será una señal de baja frecuencia, que es una réplica de la señal moduladora original. Cuando se usa de esta forma, el PLL funciona como un *demodulador de FM*, un circuito que recupera la señal moduladora de la onda de FM.

Los PLL están disponibles como circuitos integrados monolíticos. Por ejemplo, el NE565 es un PLL que contiene un detector de fase, un VCO y un amplificador de continua. El usuario puede conectar componentes externos como una resistencia y un condensador de temporización para fijar la frecuencia de oscilación libre del VCO. Otro condensador externo fija la frecuencia de corte del filtro paso bajo. El NE565 puede utilizarse para modulación FM, síntesis de frecuencia, receptores de telemetría, modems, decodificación de tonos, etc.

23.11 Generadores de funciones integrados

Se han desarrollado generadores de funciones integrados que combinan muchas de las capacidades de los circuitos individuales que hemos abordado. Estos CI pueden proporcionar formas de onda, como señales sinusoidales,

Figura 23.49 Diagrama de bloques del XR-2206.



cuadradas, triangulares, rampas y trenes de impulsos. Las formas de onda de salida pueden definirse de manera que varíen en amplitud y frecuencia, modificando los valores de resistencias y condensadores externos, o aplicando una tensión externa. Esta tensión externa permite al CI implementar aplicaciones muy útiles, como por ejemplo convertidores de tensión-frecuencia, generadores de señales de AM y FM, osciladores VCO y moduladores FSK (*frequency-shift keying*).

El XR-2206

Un ejemplo de un generador de funciones integrado especial es el XR-2206. Este CI monolítico proporciona frecuencias que se controlan externamente desde 0,01 Hz hasta más de 1,00 MHz. En la Figura 23.49 se muestra un diagrama de bloques de este CI. El diagrama muestra cuatro bloques funcionales principales, que incluyen un VCO, un multiplicador analógico y un conformador de ondas sinusoidales, un amplificador separado de ganancia unidad y un conjunto de conmutadores de corriente.

La frecuencia de salida del VCO es proporcional a una corriente de entrada, la cual está determinada por un conjunto de resistencias de temporización externas. Estas resistencias se conectan a los pines 7 y 8, respectivamente, y a tierra. Puesto que hay dos pines de temporización, pueden obtenerse dos frecuencias discretas de salida. Una señal a nivel alto o bajo aplicada en el pin 9 controla los conmutadores de corriente. Los conmutadores de corriente seleccionan cuál de las resistencias de temporización va a utilizarse. Si la señal de entrada en el pin 9 cambia alternativamente del nivel alto al nivel bajo, la frecuencia de salida del VCO se desplazará de una frecuencia a la otra. Este tipo de operación se conoce como **modulación FSK** (*frequency-shift keying*) y se utiliza en aplicaciones de comunicaciones.

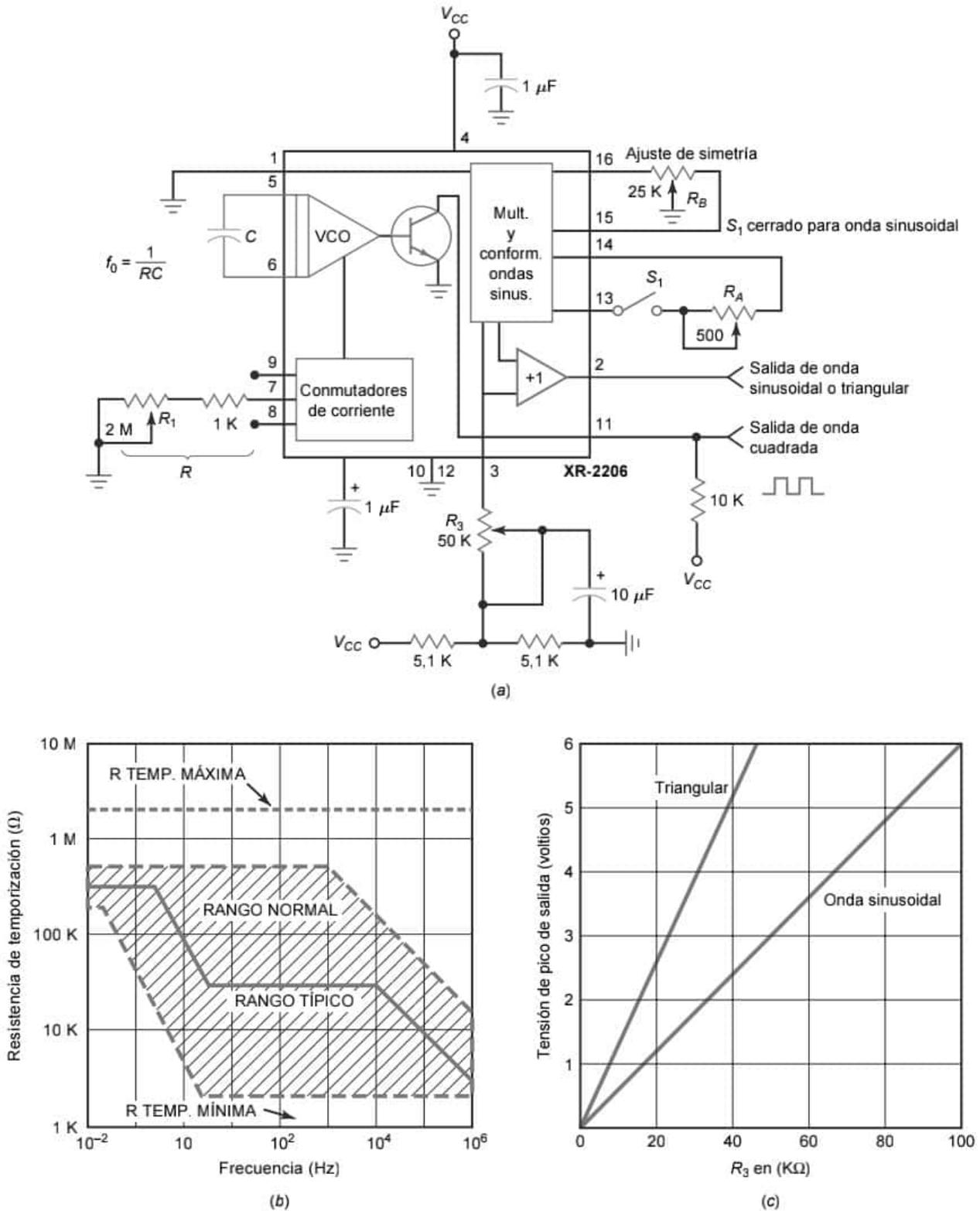
La salida del VCO excita al bloque que contiene al multiplicador y al conformador de ondas sinusoidales, junto con un transistor conmutador de salida. Este transistor opera en saturación o en corte, lo que proporciona una señal de salida cuadrada en el pin 11. La salida del bloque formado por el multiplicador y el conformador de ondas sinusoidales está conectado a un amplificador separado de ganancia unidad, que determina la capacidad de la corriente de salida del CI y su impedancia de salida. La salida del pin 2 puede ser una onda sinusoidal o una onda triangular.

Salida sinusoidal y triangular

La Figura 23.50a muestra las conexiones externas del circuito y los componentes que permiten generar ondas sinusoidales o triangulares. La frecuencia de oscilación f_0 queda determinada por la resistencia de temporización R , conectada al pin 7 o al pin 8, y el condensador externo C , conectado entre los pines 5 y 6. El valor de la frecuencia de oscilación es entonces:

$$f_0 = \frac{1}{RC} \quad (23.31)$$

Figura 23.50 Generación de ondas sinusoidales. (a) Circuito. (b) R en función de la frecuencia de oscilación. (c) Amplitud de salida.



Incluso aunque R puede llegar a 2 M Ω , la estabilidad máxima con la temperatura se tiene cuando 4 k Ω < R < 200 k Ω . En la Figura 23.50b se muestra una gráfica de R en función de la frecuencia de oscilación. Además, el valor recomendado de C se encuentra entre 1000 pF y 100 μ F.

En la Figura 23.50a, cuando el conmutador S_1 está cerrado, la salida en el pin 2 será una onda sinusoidal. El potenciómetro R_1 en el pin 7 proporciona el ajuste a la frecuencia deseada. Las resistencias ajustables R_A y R_B permiten modificar la forma de onda de salida para obtener los niveles apropiados de distorsión y simetría de la forma de onda. Cuando S_1 está abierto, la salida en el pin 2 cambia de una onda sinusoidal a una onda triangular. La resistencia R_3 , conectada al pin 3, controla la amplitud de la forma de onda de salida. Como se muestra en la Figura 23.50c, la amplitud de salida es directamente proporcional al valor de R_3 . Observe que el valor de la forma de onda triangular es aproximadamente el doble que la salida de una forma de onda sinusoidal para un valor R_3 dado.

Generación de rampas y trenes de impulsos

La Figura 23.51 muestra las conexiones externas del circuito utilizadas para crear salidas en diente de sierra (rampas) y trenes de impulsos. Observe que la onda de salida cuadrada en el pin 11 está cortocircuitada con el terminal FSK en el pin 9. Esto permite al circuito realizar automáticamente un desplazamiento en frecuencia entre dos frecuencias separadas. Este desplazamiento de frecuencia se produce cuando la salida en el pin 11 cambia de una salida a nivel alto a una salida a nivel bajo, o a la inversa. La frecuencia de salida se determina mediante la siguiente expresión:

$$f = \frac{2}{C} \left[\frac{1}{R_1 + R_2} \right] \tag{23.32}$$

y el ciclo de trabajo del circuito se halla a partir de la siguiente expresión:

$$D = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \tag{23.33}$$

La Figura 23.52 muestra una hoja de características de un XR-2206. Si trabaja con una sola tensión de alimentación positiva, la alimentación puede estar en el rango comprendido entre 10V y 26 V. Si se emplea una fuente de

Figura 23.51 Generación de rampas e impulsos.

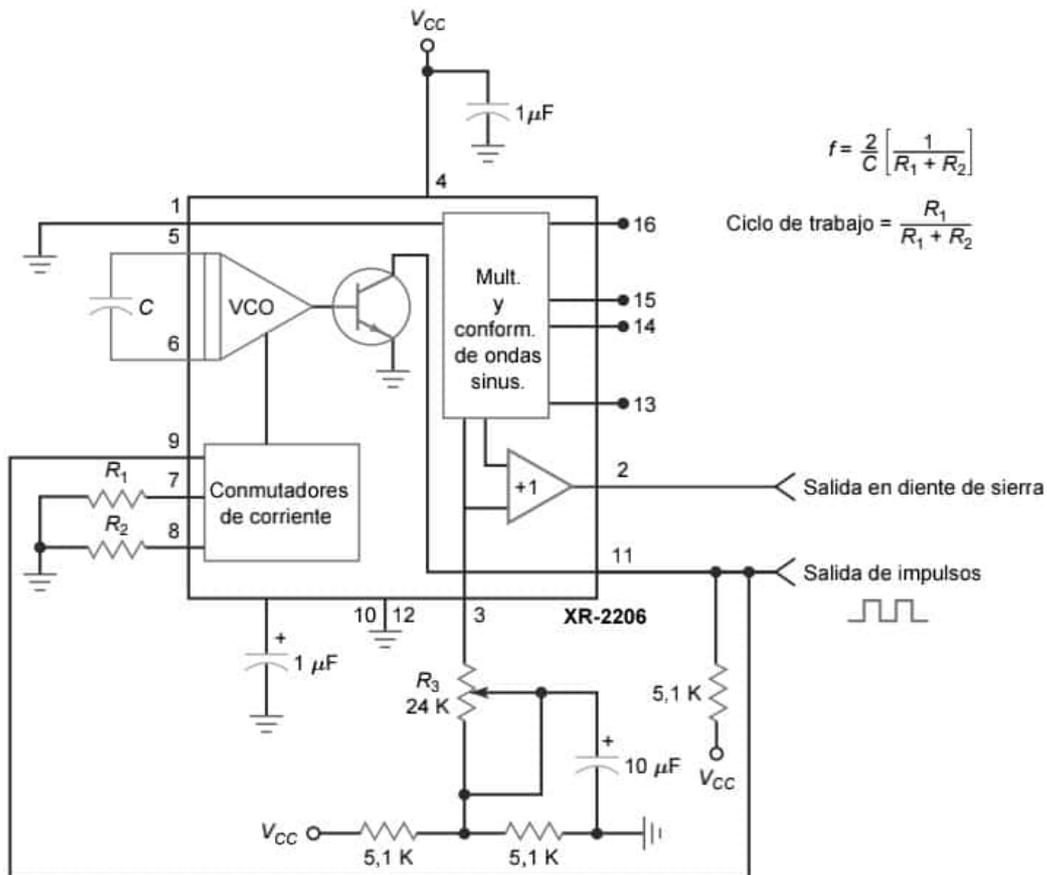


Figura 23.52 Hoja de características del XR-2206.

XR-2206**DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS**

Test Conditions: $V_{CC} = 12V$, $T_A = 25^\circ C$, $C = 0.01\mu F$, $R_1 = 100k\Omega$, $R_2 = 10k\Omega$, $R_3 = 25k\Omega$
 Unless Otherwise Specified. S_1 open for triangle, closed for sine wave.

Parameters	XR-2206M/P			XR-2206CP/D			Units	Conditions
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.		
General Characteristics								
Single Supply Voltage	10		26	10		26	V	
Split-Supply Voltage	+5		+13	+5		+13	V	
Supply Current		12	17		14	20	mA	$R_1 \geq 10k\Omega$
Oscillator Section								
Max. Operating Frequency	0.5	1		0.5	1		MHz	$C = 1000pF$, $R_1 = 1k\Omega$
Lowest Practical Frequency		0.01			0.01		Hz	$C = 50\mu F$, $R_1 = 2M\Omega$
Frequency Accuracy		± 1	± 4		± 2		% of f_0	$f_0 = 1/R_1C$
Temperature Stability Frequency		± 10	± 50		± 20		ppm/ $^\circ C$	$0^\circ C \leq T_A \leq 70^\circ C$ $R_1 = R_2 = 20k\Omega$
Sine Wave Amplitude Stability ²		4800			4800		ppm/ $^\circ C$	
Supply Sensitivity		0.01	0.1		0.01		%/V	$V_{LOW} = 10V$, $V_{HIGH} = 20V$, $R_1 = R_2 = 20k\Omega$
Sweep Range	1000:1	2000:1			2000:1		$f_H = f_L$	$f_H @ R_1 = 1k\Omega$ $f_L @ R_1 = 2M\Omega$
Sweep Linearity								
10:1 Sweep		2			2		%	$f_L = 1kHz$, $f_H = 10kHz$
1000:1 Sweep		8			8		%	$f_L = 100Hz$, $f_H = 100kHz$
FM Distortion		0.1			0.1		%	$\pm 10\%$ Deviation
Recommended Timing Components								
Timing Capacitor: C	0.001		100	0.001		100	μF	
Timing Resistors: R_1 & R_2	1		2000	1		2000	k Ω	
Triangle Sine Wave Output¹								
Triangle Amplitude		160			160		mV/k Ω	S_1 Open
Sine Wave Amplitude	40	60	80		60		mV/k Ω	S_1 Closed
Max. Output Swing		6			6		V _{p-p}	
Output Impedance		600			600		Ω	
Triangle Linearity		1			1		%	
Amplitude Stability		0.5			0.5		dB	For 1000:1 Sweep
Sine Wave Distortion								
Without Adjustment		2.5			2.5		%	$R_1 = 30k\Omega$
With Adjustment		0.4	1.0		0.5	1.5	%	

Notes

¹ Output amplitude is directly proportional to the resistance, R_3 , on Pin 3.

² For maximum amplitude stability, R_3 should be a positive temperature coefficient resistor.

Bold face parameters are covered by production test and guaranteed over operating temperature range.

Figura 23.52 (continuación).

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (CONT'D)

Parameters	XR-2206M/P			XR-2206CP/D			Units	Conditions
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.		
Amplitude Modulation								
Input Impedance	50	100		50	100		kΩ	
Modulation Range		100			100		%	
Carrier Suppression		55			55		dB	
Linearity		2			2		%	For 95% modulation
Square-Wave Output								
Amplitude		12			12		V _{p-p}	Measured at Pin 11.
Rise Time		250			250		ns	C _L = 10pF
Fall Time		50			50		ns	C _L = 10pF
Saturation Voltage		0.2	0.4		0.2	0.6	V	I _L = 2mA
Leakage Current		0.1	20		0.1	100	μA	V _{CC} = 26V
FSK Keying Level (Pin 9)	0.8	1.4	2.4	0.8	1.4	2.4	V	See section on circuit controls
Reference Bypass Voltage	2.9	3.1	3.3	2.5	3	3.5	V	Measured at Pin 10.

alimentación doble o partida, observe que ahora el rango de valores va desde ± 5 V a ± 13 V. La Figura 23.52 también especifica los valores de R y C recomendados para generar las frecuencias de salida máxima y mínima. También indica el rango típico de barrido de 2000:1. Como se puede ver en la hoja de características, la salida para ondas sinusoidales y triangulares tiene una impedancia de salida de 600 Ω, lo que hace al XR-2206 un generador de funciones integrado muy adecuado para muchas aplicaciones electrónicas en el campo de la comunicaciones.

Ejemplo 23.13

En la Figura 23.50, $R = 10$ kΩ y $C = 0,01$ μF. Con S_1 cerrado, ¿cuáles serán las formas de onda de salida y la frecuencia de salida en los pines 2 y 11?

SOLUCIÓN Puesto que S_1 está cerrado, la salida en el pin 2 será una onda sinusoidal y la salida en el pin 11 una onda cuadrada. Ambas formas de onda de salida tendrán la misma frecuencia. La frecuencia de salida es:

$$f_0 = \frac{1}{RC} = \frac{1}{(10 \text{ k}\Omega)(0,01 \text{ }\mu\text{F})} = 10 \text{ kHz}$$

PROBLEMA PRÁCTICO 23.13 Repita el Ejemplo 23.13 con $R = 20$ kΩ, $C = 0,01$ μF y S_1 abierto.

Ejemplo 23.14

En la Figura 23.51, $R_1 = 1$ kΩ, $R_2 = 2$ kΩ y $C = 0,1$ μF. Determine la frecuencia de salida y el ciclo de trabajo de la onda cuadrada.

SOLUCIÓN Utilizando la Ecuación (23.32), la frecuencia en el pin 11 es:

$$f = \frac{2}{0,1 \text{ }\mu\text{F}} \left[\frac{1}{1 \text{ k}\Omega + 2 \text{ k}\Omega} \right] = 6,67 \text{ kHz}$$

El ciclo de trabajo se obtiene aplicando la Ecuación (23.33):

$$D = \frac{1 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega + 2 \text{ k}\Omega} = 0,333$$

PROBLEMA PRÁCTICO 23.14 Repita el Ejemplo 23.14 con R_1 y $R_2 = 2 \text{ k}\Omega$ y $C = 0,2 \mu\text{F}$.

Resumen

SEC. 23.1 TEORÍA DE LAS OSCILACIONES SINUSOIDALES

Para construir un oscilador sinusoidal, tenemos que utilizar un amplificador con realimentación positiva. Para que el oscilador arranque, la ganancia de lazo tiene que ser mayor que 1 cuando el desplazamiento de fase alrededor del lazo sea 0° .

SEC. 23.2 EL OSCILADOR EN PUENTE DE WIEN

Se trata de un oscilador estándar para frecuencias bajas a moderadas en el rango de 5 Hz a 1 MHz. Produce una onda sinusoidal casi perfecta. Se emplea una lámpara de tungsteno u otro tipo de resistencia no lineal para disminuir la ganancia de lazo a un valor igual a 1.

SEC. 23.3 OTROS OSCILADORES RC

El oscilador en doble T utiliza un amplificador y circuitos RC para producir la ganancia de lazo y el desplazamiento de fase necesarios a la frecuencia de resonancia. Funciona bien para una frecuencia pero no es adecuado para un oscilador de frecuencia ajustable. El oscilador de desplazamiento de fase también utiliza un amplificador y circuitos RC para generar las oscilaciones. Un amplificador puede comportarse como un oscilador de desplazamiento de fase gracias a los circuitos de retardo y adelanto de cada etapa debidos a los efectos parásitos.

SEC. 23.4 EL OSCILADOR COLPITTS

Los osciladores RC normalmente no funcionan bien por encima de 1 MHz debido al desplazamiento de fase adicional interno del amplificador. Por esto, son preferibles los osciladores LC para frecuencias comprendidas entre 1 y 500 MHz. Este rango de frecuencias queda muy por encima de la f_{unidad} de la mayoría de los

amplificadores operacionales, razón por la cual comúnmente se emplea un transistor de unión bipolar o un FET para el dispositivo de amplificación. El oscilador Colpitts es uno de los osciladores LC más ampliamente utilizados.

SEC. 23.5 OTROS OSCILADORES LC

El oscilador Armstrong utiliza un transformador para generar la señal de realimentación. El oscilador Hartley emplea un divisor de tensión inductivo para generar la señal de realimentación. El oscilador Clapp tiene un pequeño condensador en serie en la rama inductiva del circuito resonante, que reduce el efecto que las capacidades parásitas tienen sobre la frecuencia de resonancia.

SEC. 23.6 CRISTALES DE CUARZO

Algunos cristales exhiben el efecto piezoeléctrico. Debido a este efecto, un cristal en vibración se comporta como un circuito resonante LC con un cierto factor Q, extremadamente alto. El cuarzo es el cristal más importante que disfruta del efecto piezoeléctrico. Se utiliza en osciladores de cristal, en los que se necesita una frecuencia precisa y fiable.

SEC. 23.7 EL TEMPORIZADOR 555

El temporizador 555 contiene dos comparadores, un *flip-flap RS* y un transistor *npn*. Tiene un punto de conmutación superior y otro inferior. Cuando se utiliza en el modo monoestable, el nivel de los disparos de entrada debe estar por debajo del punto de conmutación inferior (PCI) para arrancar el sistema. Cuando la tensión del condensador excede ligeramente el valor del punto PCS, el transistor de descarga conduce y descarga el condensador.

SEC. 23.8 FUNCIONAMIENTO AESTABLE DEL TEMPORIZADOR 555

Cuando se utiliza en modo a estable, el temporizador 555 genera una onda de

salida rectangular cuyo ciclo de trabajo puede encontrarse entre el 50 y el 100 por cien. El condensador se carga entre $V_{CC}/3$ y $2V_{CC}/3$. Cuando se emplea una tensión de control, cambia el PCS a V_{con} . Esta tensión de control determina la frecuencia.

SEC. 23.9 CIRCUITOS 555

El temporizador 555 puede utilizarse para generar retardos de tiempo, alarmas y salidas en forma de rampa. También pueden emplearse para construir un modulador PWM aplicando una señal modulada a la entrada de control y un tren de impulsos de disparo negativos a la entrada de disparo. El temporizador 555 también puede utilizarse como modulador por posición del impulso (PPM) aplicando una señal de moduladora a la entrada de control cuando el temporizador trabaja en modo a estable.

SEC. 23.10 EL PLL

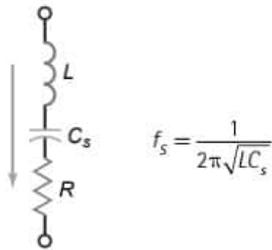
Un PLL está formado por un detector de fase, un amplificador de continua, un filtro paso bajo y un VCO. El detector de fase produce una tensión de control que es proporcional a la diferencia de fase entre sus dos señales de entrada. La tensión de control amplificada y filtrada entonces cambia la frecuencia del VCO según sea necesario para seguir a la señal de entrada.

SEC. 23.11 GENERADORES DE FUNCIONES INTEGRADOS

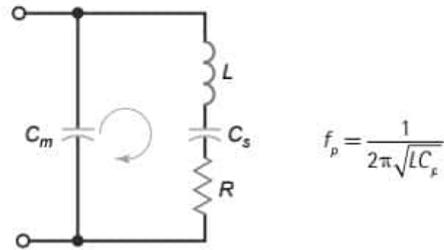
Los generadores de funciones integrados tienen la capacidad de generar formas de onda sinusoidales, cuadradas, triangulares, trenes de impulsos y dientes de sierra. Conectando resistencias y condensadores externos, las formas de onda de salida pueden variar en amplitud y frecuencia. Entre las funciones especiales de estos CI se incluyen la generación de señales de AM/FM, la conversión tensión-frecuencia y la modulación FSK.

Definiciones

(23.20) Resonancia serie del cristal:

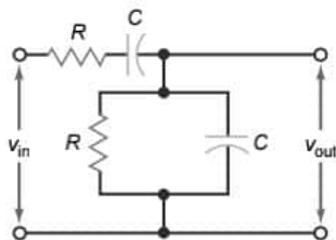


(23.22) Resonancia paralelo del cristal:



Derivaciones

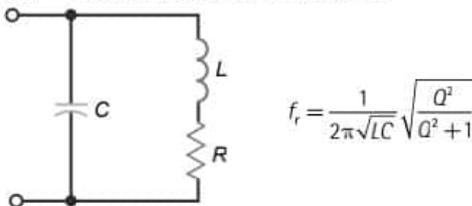
(23.1) y (23.2) Factor de realimentación y ángulo de fase de un circuito de retardo-adelanto:



$$B = \frac{1}{\sqrt{9 - (X_c/R - R/X_c)^2}}$$

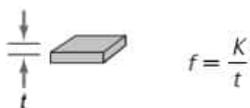
$$\phi = \arctan \frac{X_c/R - R/X_c}{3}$$

(23.9) Frecuencia de resonancia exacta

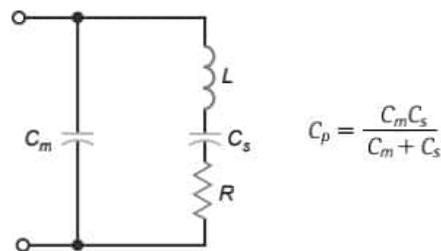


$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \sqrt{\frac{Q^2}{Q^2 + 1}}$$

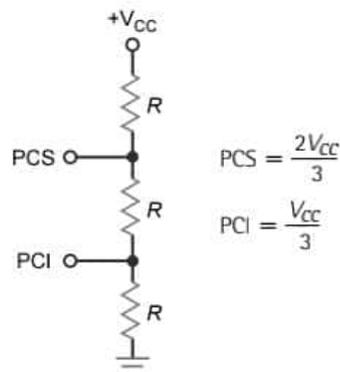
(23.19) Frecuencia del cristal:



(23.21) Capacidad paralelo equivalente:



(23.23) y (23.24) Puntos de conmutación del temporizador 555:



Cuestiones

- Un oscilador siempre necesita un amplificador con
 - realimentación positiva
 - realimentación negativa
 - ambos tipos de realimentación
 - un circuito tanque LC
- La tensión que arranca un oscilador se debe a
 - el rizado de la tensión de alimentación
 - la tensión de ruido de las resistencias
 - la señal de entrada de un generador
 - la realimentación positiva
- El oscilador en puente de Wien es útil
 - a bajas frecuencias
 - a altas frecuencias
 - con circuitos tanque LC

- d. con señales de entrada pequeñas
4. Un circuito de retardo tiene un ángulo de fase que
- está entre 0 y $+90^\circ$
 - es mayor que 90°
 - está entre 0 y -90°
 - es igual al de la tensión de entrada
5. Un circuito de acoplo es un
- circuito de retardo
 - circuito de adelanto
 - circuito de retardo-adelanto
 - circuito resonante
6. Un circuito de adelanto tiene un ángulo de fase que
- está entre 0 y $+90^\circ$
 - es mayor que 90°
 - está entre 0 y -90°
 - es igual al de la tensión de entrada
7. Un oscilador en puente de Wien utiliza
- realimentación positiva
 - realimentación negativa
 - ambos tipos de realimentación
 - un circuito tanque LC
8. Inicialmente, la ganancia de lazo de un puente de Wien es
- 0
 - 1
 - baja
 - alta
9. Un puente de Wien a veces se denomina
- filtro de hendidura
 - oscilador en doble T
 - desfasador
 - puente de Wheatstone
10. Para variar la frecuencia de un puente de Wien, podemos variar
- una resistencias
 - dos resistencias
 - tres resistencias
 - un condensador
11. El oscilador de desplazamiento de fase normalmente tiene
- dos circuitos de adelanto o de retraso
 - tres circuitos de adelanto o de retardo
 - un circuito de retardo-adelanto
 - un filtro en doble T
12. Para que se inicien las oscilaciones en un circuito, la ganancia de lazo tiene que ser mayor que 1 cuando
- el desplazamiento de fase alrededor del lazo es
- 90°
 - 180°
 - 270°
 - 360°
13. El oscilador LC más ampliamente utilizado es el
- Armstrong
 - Clapp
 - Colpitts
 - Hartley
14. La realimentación fuerte en un oscilador LC
- impide que el circuito arranque
 - causa la saturación y el corte
 - produce una tensión de salida máxima
 - indica que B es pequeño
15. Cuando Q disminuye en un oscilador Colpitts, la frecuencia de oscilación
- disminuye
 - no varía
 - aumenta
 - se hace errática
16. El acoplamiento electromagnético hace referencia al
- acoplamiento capacitivo
 - acoplamiento mediante transformador
 - acoplamiento resistivo
 - acoplamiento de potencia
17. El oscilador Hartley utiliza
- realimentación negativa
 - dos bobinas
 - una lámpara de tungsteno
 - una bobina de compensación
18. Para variar la frecuencia de un oscilador LC, podemos variar
- una resistencia
 - dos resistencias
 - tres resistencias
 - un condensador
19. De los siguientes osciladores, el más estable con la frecuencia es
- Armstrong
 - Clapp
 - Colpitts
 - Hartley
20. El material que presenta el efecto piezoeléctrico es
- el cuarzo
 - las sales de Rochelle
 - la turmalina
 - Todas las anteriores
21. Los cristales tienen
- un muy bajo Q
 - un muy alto Q
 - una inductancia muy pequeña
 - una resistencia muy grande
22. Las frecuencias de resonancia serie y paralelo de un cristal
- son muy próximas entre sí
 - están alejadas entre sí
 - son iguales
 - son frecuencias bajas
23. El tipo de oscilador que puede encontrarse en un reloj de pulsera es un oscilador
- Armstrong
 - Clapp
 - Colpitts
 - de cristal de cuarzo
24. Un temporizador 555 en modo monoestable tiene el siguiente número de estados estables:
- 0
 - 1
 - 2
 - 3
25. Un temporizador 555 en modo a estable tiene el siguiente número de estados estables:
- 0
 - 1
 - 2
 - 3
26. La anchura del impulso de un multivibrador monoestable aumenta cuando
- aumenta la tensión de alimentación
 - disminuye la resistencia de temporización
 - disminuye el punto PCS
 - aumenta la capacidad de temporización
27. La forma de onda de salida de un temporizador 555 es
- sinusoidal
 - triangular
 - rectangular
 - elíptica
28. La magnitud que permanece constante en un modulador por anchura de impulso es
- la anchura del impulso
 - el periodo
 - el ciclo de trabajo

- d. el espacio
29. La magnitud que permanece constante en un modulador PPM es
- la anchura del impulso
 - el periodo
 - el ciclo de trabajo
 - el espacio
30. Cuando un PPL sigue a la frecuencia de entrada, la frecuencia del VCO
- es menor que f_0
 - es mayor que f_0
 - es igual a f_0
 - es igual a f_{in}
31. El ancho de banda del filtro paso bajo en un PLL determina
- el rango de captura
 - el rango de enganche
 - la frecuencia de oscilación libre
 - la diferencia de fase
32. La frecuencia de salida del XR-2206 puede variarse con
- una resistencia externa
 - un condensador externo
 - una tensión externa
 - Cualquiera de las anteriores
33. FSK es un método de controlar
- las funciones de salida
 - la amplitud de salida
 - la frecuencia de salida
 - la fase de salida

Problemas

SEC. 23.2 EL OSCILADOR EN PUENTE DE WIEN

- 23.1 El oscilador en puente de Wien de la Figura 23.53a utiliza una lámpara con las características indicadas en la Figura 23.53b. ¿Cuál será la tensión de salida?
- 23.2 La posición D de la Figura 23.53a se corresponde con el rango de frecuencias más alto del oscilador. Podemos variar la frecuencia utilizando reostatos mecánicamente conectados. ¿Cuáles son las frecuencias mínima y máxima de las oscilaciones en este rango?
- 23.3 Calcule las frecuencias de oscilación mínima y máxima para cada posición del interruptor de la Figura 23.53a.
- 23.4 Para cambiar la tensión de salida de la Figura 23.53a a un valor de 6 V rms, ¿qué cambios realizaría?
- 23.5 En la Figura 23.53a, la frecuencia de corte del amplificador con realimentación negativa está al menos una 1 década por encima de la frecuencia de oscilación más alta. ¿Cuál es la frecuencia de corte?

SEC. 23.3 OTROS OSCILADORES RC

- 23.6 El oscilador en doble T de la Figura 23.12 utiliza $R = 10 \text{ k}\Omega$ y $C = 0,01 \text{ }\mu\text{F}$. ¿Cuál es la frecuencia de oscilación?
- 23.7 Si los valores del Problema 23.6 se duplican, ¿qué ocurre con la frecuencia de oscilación?

SEC. 23.4 EL OSCILADOR COLPITTS

- 23.8 ¿Cuál es el valor aproximado de la corriente continua de emisor en la Figura 23.54? ¿Cuál es la tensión continua colector-emisor?
- 23.9 ¿Cuál es la frecuencia de oscilación aproximada en la Figura 23.54? ¿Y el valor de B ? Para que arranque el oscilador, ¿cuál es el valor mínimo de A_v ?
- 23.10 Si el oscilador de la Figura 23.54 se rediseña para obtener un amplificador en base común similar al de la Figura 23.18, ¿cuál será la fracción de realimentación?
- 23.11 Si el valor de L se duplica en el circuito de la Figura 23.54, ¿cuál será la frecuencia de oscilación?

- 23.12 ¿Qué podemos hacer con la bobina de la Figura 23.54 para duplicar la frecuencia de oscilación?

SEC. 23.5 OTROS OSCILADORES LC

- 23.13 Si se conecta un condensador de 47 pF en serie con la bobina de 10 μH del circuito de la Figura 23.54, el circuito se convierte en un oscilador Clapp. ¿Cuál es la frecuencia de oscilación?
- 23.14 Un oscilador Hartley como el de la Figura 23.22 utiliza los valores siguientes: $L_1 = 1 \text{ }\mu\text{H}$ y $L_2 = 0,2 \text{ }\mu\text{H}$. ¿Cuál será la fracción de realimentación? ¿Y la frecuencia de oscilación si $C = 1000 \text{ pF}$? ¿Y la ganancia de tensión mínima necesaria para iniciar las oscilaciones?
- 23.15 Un oscilador Armstrong utiliza los valores siguientes: $M = 0,1 \text{ }\mu\text{H}$ y $L = 3,3 \text{ }\mu\text{H}$. ¿Cuál será la fracción de realimentación? ¿Cuál es la ganancia de tensión mínima necesaria para iniciar las oscilaciones?

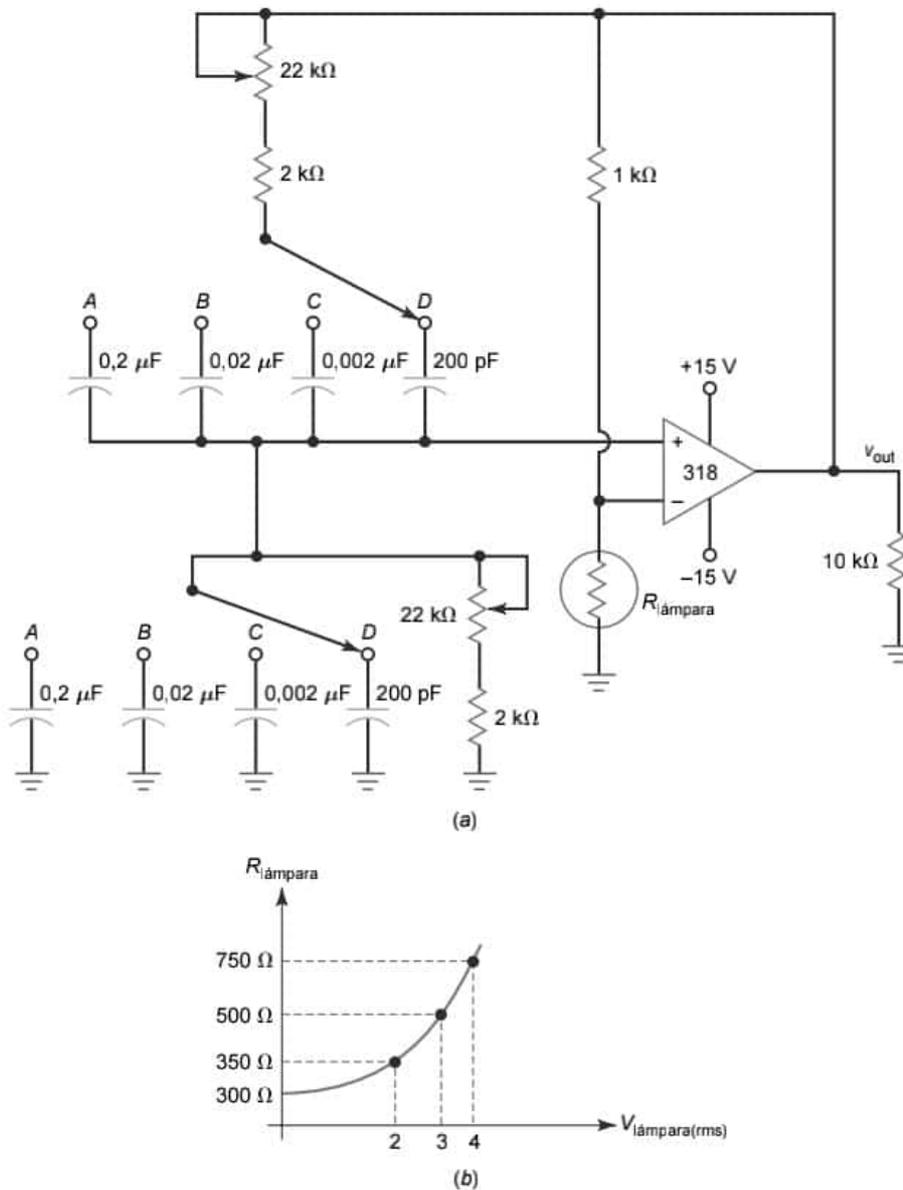
SEC. 23.6 CRISTALES DE CUARZO

- 23.16 Un cristal tiene una frecuencia fundamental de 5 MHz. ¿Cuál es el valor aproximado de la frecuencia del primer sobretono? ¿Y del segundo y el tercero?
- 23.17 Un cristal tiene un espesor t . Si reducimos t en un 1 por ciento, ¿qué ocurre con la frecuencia?
- 23.18 Un cristal tiene los valores siguientes: $L = 1 \text{ H}$, $C_s = 0,01 \text{ pF}$, $R = 1 \text{ k}\Omega$ y $C_m = 20 \text{ pF}$. ¿Cuál es la frecuencia de resonancia serie? ¿Y la frecuencia de resonancia paralelo? ¿Y el Q para cada frecuencia?

SEC. 23.7 EL TEMPORIZADOR 555

- 23.19 Un temporizador 555 se conecta para trabajar como monoestable. Si $R = 10 \text{ k}\Omega$ y $C = 0,047 \text{ }\mu\text{F}$, ¿cuál es la anchura del impulso de salida?
- 23.20 En la Figura 23.34, $V_{CC} = 10 \text{ V}$, $R = 2,2 \text{ k}\Omega$ y $C = 0,2 \text{ }\mu\text{F}$. ¿Cuál es la tensión de disparo mínima que produce un impulso de salida? ¿Cuál es la tensión máxima del condensador? ¿Cuál es la anchura del impulso de salida?

Figura 23.53



SEC. 23.8 FUNCIONAMIENTO AESTABLE DEL TEMPORIZADOR 555

- 23.21 Un temporizador 555 que opera en modo a estable tiene los valores siguientes: $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 2 \text{ k}\Omega$ y $C = 0,0022 \text{ }\mu\text{F}$. ¿Cuál es la frecuencia?
- 23.22 El temporizador 555 de la Figura 23.37 tiene los valores siguientes: $R_1 = 20 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ y $C = 0,047 \text{ }\mu\text{F}$. ¿Cuál es la frecuencia de la señal de salida? ¿Y el ciclo de trabajo?

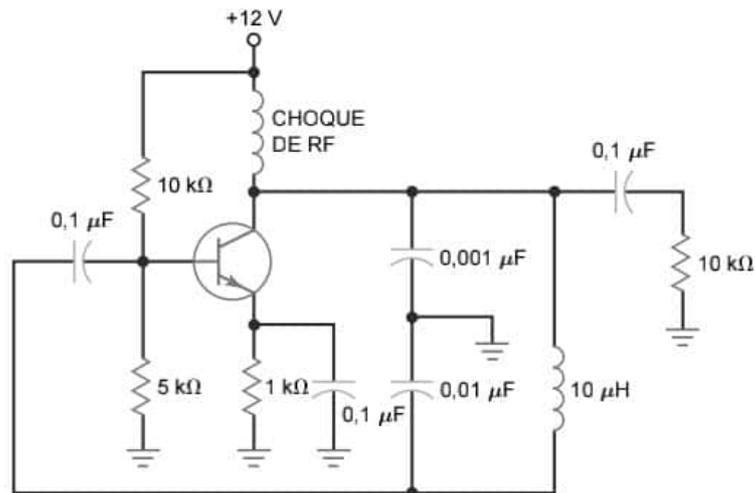
SEC. 23.9 CIRCUITOS 555

- 23.23 Un modulador PWM como el de la Figura 23.41 utiliza $V_{CC} = 10 \text{ V}$, $R = 5,1 \text{ k}\Omega$ y $C = 1 \text{ nF}$. La señal de reloj tiene una frecuencia de 10 kHz . Si una señal moduladora tiene

un valor de pico igual a $1,5 \text{ V}$, ¿cuál es el período de los impulsos de salida? ¿Cuál es la anchura del impulso en reposo? ¿cuáles son las anchuras del impulso mínima y máxima? ¿Cuáles son los ciclos de trabajo mínimo y máximo?

- 23.24 Un modulador PPM como el de la Figura 23.42 tiene los valores siguientes: $V_{CC} = 10 \text{ V}$, $R_1 = 1,2 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 1,5 \text{ k}\Omega$, and $C = 4,7 \text{ nF}$. ¿Cuál es la anchura en reposo y el período de los impulsos de salida? Si la señal moduladora tiene un valor de pico de $1,5 \text{ V}$, ¿cuáles son los valores máximo y mínimo de la anchura del impulso? ¿Cuál es el espacio entre impulsos?
- 23.25 El generador de rampas de la Figura 23.43 tiene una corriente de colector constante de $0,5 \text{ mA}$. Si $V_{CC} = 10 \text{ V}$ y $C = 47 \text{ nF}$, ¿cuál es la pendiente de la rampa de salida? ¿Cuál es su valor de pico? ¿Cuál es su duración?

Figura 23.54



SEC. 23.11 GENERADORES DE FUNCIONES INTEGRADOS

- 23.26 En el circuito de la Figura 23.50, S_1 está cerrado, $R = 20 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 40 \text{ k}\Omega$ y $C = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$. ¿Cuál es la forma de onda de salida, la frecuencia y la amplitud en el pin 2?
- 23.27 En el circuito de la Figura 23.50, con S_1 abierto y $R = 10 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 40 \text{ k}\Omega$ y $C = 0,01 \text{ }\mu\text{F}$, ¿cuál es la forma de onda de salida, la frecuencia y la amplitud en el pin 2?

- 23.28 En el circuito de la Figura 23.51, $R_1 = 2 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ y $C = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$. ¿Cuál es la frecuencia de salida y el ciclo de trabajo en el pin 11?

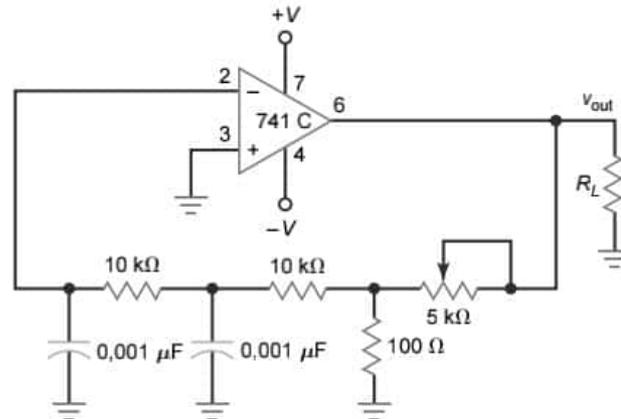
Detección de averías

- 23.29 ¿La tensión de salida del oscilador en puente de Wien (Figura 23.53a) aumenta, disminuye o permanece igual en cada una de las siguientes averías?
- Lámpara en abierto
 - Lámpara en cortocircuito
 - Potenciómetro superior cortocircuitado
 - Tensiones de alimentación un 20 por ciento más bajas
 - Resistencia de $10 \text{ k}\Omega$ en abierto
- 23.30 El oscilador Colpitts de la Figura 23.54 no arranca. Cite al menos tres posibles averías.
- 23.31 Ha diseñado y construido un amplificador, que amplifica una señal de entrada, pero la salida en el osciloscopio se ve borrosa. Al tocar el circuito, el efecto borroso desaparece, mostrando una señal perfecta. ¿Cuál cree que es la avería? ¿Qué haría para solucionarla?

Pensamiento crítico

- 23.32 Diseñe un oscilador en puente de Wien similar al de la Figura 23.53a que cumpla estas especificaciones: rangos de frecuencia de tres décadas que cubran desde 20 Hz hasta 20 kHz con una tensión de salida de 5 V rms.
- 23.33 Seleccione un valor para L en el circuito de la Figura 23.54 para obtener una frecuencia de oscilación de 2,5 MHz.
- 23.34 La Figura 23.55 muestra un oscilador de desplazamiento de fase con amplificador operacional. Si $f_{2|CQ} = 1 \text{ kHz}$, ¿cuál es el desplazamiento de fase de lazo a 15,9 kHz?
- 23.35 Diseñe un temporizador 555 con una frecuencia de oscilación libre de 1 kHz y un ciclo de trabajo del 75 por ciento.

Figura 23.55



Preguntas de entrevista de trabajo

1. ¿Cómo un oscilador sinusoidal genera una señal de salida sin una señal de entrada?
2. ¿Qué oscilador se emplea en muchas aplicaciones en el rango de 5 Hz a 1 MHz? ¿Por qué la salida es sinusoidal en lugar de recortada?
3. ¿Qué tipo de osciladores se utilizan más frecuentemente en el rango de 1 a 500 MHz?
4. Para generar oscilaciones de una frecuencia fiable y precisa, ¿qué clase de oscilador se suele emplear?
5. El 555 se usa ampliamente en aplicaciones de carácter general como temporizador. ¿Cuál es la diferencia entre la construcción de un multivibrador monoestable y uno aestado?
6. Dibuje un diagrama de bloques simple de un PLL y explique la idea básica de cómo sigue a la frecuencia de entrada.
7. ¿Qué significa *modulación por anchura de impulso*? ¿Qué significa *modulación por posición de impulso*? Ilustre su explicación dibujando formas de onda.
8. Suponga que está construyendo un amplificador de tres etapas. Al probarlo, descubre que está generando una señal de salida sin aplicar una señal de entrada. Explique por qué esto es posible. Enumere algunas de las cosas que se pueden hacer para eliminar la señal no deseada.
9. ¿Cómo arranca un oscilador si no existe señal de entrada?

Respuestas al autotest

- | | | | | | |
|------|-------|-------|-------|-------|-------|
| 1. a | 7. c | 13. c | 19. b | 25. a | 31. a |
| 2. b | 8. d | 14. b | 20. d | 26. d | 32. d |
| 3. a | 9. a | 15. a | 21. b | 27. c | 33. c |
| 4. c | 10. b | 16. b | 22. a | 28. b | |
| 5. b | 11. b | 17. b | 23. d | 29. d | |
| 6. a | 12. d | 18. d | 24. b | 30. d | |

Respuestas a los problemas prácticos

- | | | |
|--|---|---|
| 23.1 $R = 14,9 \text{ k}\Omega$ | 23.6 $LPT = 5 \text{ V}; PCS = 10 \text{ V}; W = 51,7 \text{ ms}$ | 23.13 Onda triangular en el pin 2.
Onda cuadrada en el pin 11.
Ambas frecuencias de la forma de onda son 500 Hz |
| 23.2 $R_{\text{ámpara}} = 1,5 \text{ k}\Omega; I_{\text{lamp}} = 2 \text{ mA}; V_{\text{out}} = 9 \text{ V rms}$ | 23.8 $f = 136 \text{ Hz}; D = 0,667$ o 66.7% | 23.14 $f = 2,5 \text{ kHz}; D = 0,5$ |
| 23.3 $L = 28 \mu\text{H}$ | 23.9 $W = 3,42 \text{ ms}; T = 4,4 \text{ ms}; D = 0,778; f = 227 \text{ Hz}$ | |
| 23.4 $C = 106 \text{ pF}; f_r = 4 \text{ MHz}$ | 23.10 $W_{\text{máx}} = 146,5 \mu\text{s}; D_{\text{máx}} = 0,366$ | |
| 23.5 $f_s = 291 \text{ kHz}; f_p = 292 \text{ kHz}$ | 23.12 $S = 5 \text{ V/ms}; V = 8 \text{ V}; T = 1,6 \text{ ms}$ | |