

ELECTRÓNICA ANALÓGICA

PRÁCTICA 6

OSCILADORES SENOIDALES Y DE RELAJACIÓN

Objetivos:

A) Realización de un oscilador senoidal de puente de Wien.

.– Ajuste de la frecuencia de oscilación.

Duración estimada: 40 minutos.

B) Realización de un generador de onda cuadrada y triangular mediante un oscilador de relajación y un integrador.

.– Ajuste del periodo de la señal obtenida.

Duración estimada: 40 minutos.

C) Utilización del circuito integrado 555 en configuración estable y monoestable.

.– El 555 en configuración estable. Ajuste de la frecuencia.

.– El 555 en configuración monoestable. Ajuste de la duración del pulso.

Duración estimada: 40 minutos.

Duración total de la práctica: 2 horas (una sesión de laboratorio).

6.1. Oscilador senoidal de puente de Wien.

En general, un oscilador es un circuito capaz de generar por sí mismo una señal oscilante. La ecuación que describe una onda de este tipo es la siguiente:

$$\frac{d^2V(t)}{dt^2} + \omega_0^2 V(t) = 0$$

, (1)

cuyas soluciones son señales armónicas de frecuencia ω_0 :

. (2)

Muchos circuitos osciladores senoidales se basan en un esquema de realimentación inestable, es decir, son circuitos con una realimentación positiva. El análisis de la función de transferencia (cociente de la salida entre la entrada) de estos sistemas demuestra que tienen una respuesta transitoria oscilante en ausencia de excitación. La respuesta transitoria de un circuito incluye, en principio, su respuesta a una señal de excitación (también llamada respuesta estacionaria) sumada a la salida cuando la entrada es nula (respuesta a las condiciones iniciales). Para sistemas estables este último término tiende a cero a partir de un cierto tiempo (de

una forma que depende de las condiciones iniciales del circuito). Sin embargo, para sistemas inestables puede dar lugar a una señal oscilante o llevar al circuito fuera de su región de funcionamiento lineal (que es donde tiene validez la función de transferencia).

Veamos a continuación cómo debe ser el esquema de un circuito para que presente un comportamiento inestable. La figura 1 muestra el esquema general de un sistema con realimentación positiva. La función de transferencia de este circuito es la siguiente:

$$A(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{a(s)}{1 - a(s)f(s)}$$

, (3)

donde $s=j\omega$, $a(s)$ es la función de transferencia del amplificador, y $f(s)$ es la función de transferencia de la realimentación.

En ausencia de una señal de entrada ($V_i=0$) la condición para que una salida pueda mantenerse, pasado un tiempo después de los transitorios provocados por las condiciones iniciales del circuito, es la siguiente:

$$a(s)f(s) = 1$$

. (4)

Para una frecuencia a la que se cumpliera esta condición tendríamos que, si hubiera una señal presente en la salida, ésta, después de pasar por el lazo formado por la realimentación y la etapa amplificadora, tendría exactamente el mismo valor, es decir, se auto-mantendría en el sistema. El circuito sería, por tanto, capaz de mantener una señal cuya frecuencia fuera tal que se verificara la ecuación (4).

La condición expresada en la ecuación (4) se conoce como criterio de Barkhausen. Teniendo en cuenta que tanto $a(s)$ como $f(s)$ son funciones de una variable compleja, el criterio de Barkhausen establece a su vez dos condiciones:

$$|a(s)f(s)| = 1$$

(5a)

$$\arg(a(s)f(s)) = 0 + 2n\pi$$

; (n entero). (5b)

Estas condiciones fijan cuál va a ser la frecuencia de oscilación. Usualmente, en el diseño de un oscilador esta frecuencia se encuentra en un rango en el cual el amplificador no introduce ningún desfase, sino que su ganancia es un número real a_0 que normalmente se puede ajustar. Por tanto, para esa frecuencia la función de transferencia de la red de realimentación también deberá tener un valor real f_0 , y el valor de a_0 se escogerá de forma que se cumpla la condición (5a). Esta ganancia se denomina ganancia crítica.

Hay que tener en cuenta las siguientes consideraciones importantes:

.- Desde un punto de vista práctico, resulta imposible construir un amplificador que tenga exactamente la ganancia crítica. Siempre su valor será algo mayor o algo inferior, aunque sea ínfimamente. Los valores exactos no existen en el mundo real. La desviación respecto a este valor hará que la amplitud de la oscilación aumente (o disminuya) exponencialmente. En caso de aumento, este crecimiento exponencial solo se detendrá cuando el amplificador se salga de su región lineal de funcionamiento, momento en el cual deja de ser válido el análisis lineal del circuito mediante su función de transferencia. Por ejemplo, para el caso de un amplificador operacional, la señal de salida está limitada por las tensiones de alimentación o polarización.

.- La consecuencia práctica del punto anterior es que un oscilador basado en el esquema de la figura 1 deberá construirse de forma que $|a(s)f(s)| > 1$

. En tal caso, el oscilador es capaz de amplificar progresivamente una señal de la frecuencia determinada que cumpla la ecuación (5b) hasta que se alcanza la amplitud correspondiente a la saturación del amplificador. Puesto que aquello que determina finalmente la amplitud de la oscilación es la llegada del amplificador a su región no lineal, el resultado no será una onda perfectamente senoidal como la dada por la ecuación (2). En su lugar, la señal generada presentará cierto grado de distorsión, que en su desarrollo en serie de Fourier se manifestará en la presencia de armónicos. Esta distorsión es mayor cuanto más grande sea la desviación de $|a(s)f(s)|$ respecto a 1, por lo que se procura que este producto sea lo más próximo posible a su valor ideal 1.

.- Puesto que el oscilador debe ser capaz de generar la señal por sí mismo, es decir, sin ninguna señal de entrada ni excitación externa, cabe preguntarse de dónde procede entonces la oscilación. La respuesta se encuentra en el ruido eléctrico. En el sistema hay presentes pequeñas señales armónicas de todas las frecuencias. Entre ellas, el oscilador amplifica de manera exponencial aquella cuya frecuencia coincida con (la frecuencia que resulta de la ecuación 5b) hasta que su amplitud alcanza la de saturación. Este resultado es el que se observa a la salida como oscilación, es decir, una señal senoidal con cierto grado de distorsión armónica.

El oscilador de puente de Wien se basa en el esquema de realimentación positiva presentado anteriormente. Utiliza un operacional en configuración no inversora y una realimentación positiva a través de una red RC, que es la que selecciona la frecuencia de oscilación. El conjunto de ambas realimentaciones tiene la forma característica de un puente de Wien. En la figura 2 se muestra un esquema del circuito, y en las figuras 3 y 4 se han representado por separado la etapa amplificadora y la red de realimentación, respectivamente. A la hora de realizar el circuito téngase presente la numeración de las patillas que aparece en las figuras junto a cada uno de los pines del operacional. En el chip que se utiliza en el laboratorio esta numeración se obtiene empezando a contar las patillas por el lado izquierdo del encapsulado con la muesca situada hacia arriba (como si apuntara a las 12 de un reloj) y contando entonces en sentido contrario a las agujas del reloj (el lateral izquierdo de arriba hacia abajo y el derecho de abajo hacia arriba). Las patillas 1 y 5 son un ajuste de *offset* que no utilizaremos en este curso, por lo que se dejan sin conectar.

Para aplicar el criterio de oscilación de Barkhausen comenzamos calculando la función de transferencia de la red de realimentación, que viene dada por:

$$f(s) = \frac{V_f}{V_o} = \frac{sRC}{1 + 3sRC + (sRC)^2}$$

, (6)

en donde imponiendo que la parte imaginaria sea nula (ecuación 5b del criterio de Barkhausen) se obtiene:

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi RC}$$

. (7)

Sustituyendo este resultado en (6) se encuentra que la red de realimentación introduce una atenuación de 1/3. Por tanto será necesario que la ganancia de la etapa amplificadora sea:

$$a_0 = 1 + \frac{R_1}{R_2} = 3$$

(8)

Ésta es la ganancia crítica. Para que el circuito comience a oscilar por sí mismo deberá tener cierto grado de inestabilidad. Esto significa que la ganancia deberá ser ligeramente superior a 3. La amplitud de la oscilación estará limitada por la polarización del operacional, con la consiguiente distorsión armónica que esto provoca.

Realización práctica:

.- Construya el circuito de la figura 2. Para ello escoja $R=10\text{ k}$ y $C=10\text{ nF}$. Respecto a la etapa amplificadora, tiene que conseguir que su ganancia pueda hacerse mayor que 3. Por ejemplo, puede tomar $R_2=2.2\text{ k}$ y como R_1 un potenciómetro de 10 k . Al variar el valor del potenciómetro el circuito tiene que empezar a oscilar cuando la ganancia se haga mayor que 3.

.- Aplique la ecuación (7) para calcular la frecuencia a la cual empezará a oscilar el circuito. Compruebe con el osciloscopio y el frecuencímetro si se cumple la predicción teórica.

Frecuencia teórica de oscilación $f_0\text{ (kHz)}$	Frecuencia de oscilación me-dida en el osciloscopio	Frecuencia de oscilación me-dida en el frecuencímetro
$f_0 = \omega_0/2\pi = 1/(2\pi RC) = 1.591\text{ KHz}$	$1,62 \cdot 103\text{Hz}$	$1,58 \cdot 103\text{Hz}$

.- Compruebe que en el punto crítico de oscilación la ganancia de la etapa amplificadora tiene el valor previsto (ligeramente superior a 3). Para ello varíe el potenciómetro hasta dejarlo justo en el punto en el que empieza a oscilar. En ese punto utilice los dos canales del osciloscopio para observar la señal a la entrada y a la salida del amplificador (puntos V_f y V_o en la figura 3) y mida el cociente de las amplitudes. Mida también por separado el valor de R_2 y la resistencia del potenciómetro (R_1) en ese punto, y calcule la ganancia según la fórmula (8).

Al poner los componentes adecuados al circuito, indicados anteriormente ($R_2=2,2\text{KW}$ y R_1 = potenciómetro de 10 KW) hemos comprobado claramente que al variar el valor del potenciómetro el circuito empieza a oscilar cuando el valor de la ganancia se hace mayor que 3. El circuito empieza a oscilar cuando la frecuencia es de $1,591\text{KHz}$, según el valor teórico, igual pasa con los valores medidos. El punto crítico de oscilación de la ganancia tiene el valor previsto (ligeramente superior a 3)

Ganancia de la etapa amplifica-dora medida con ayuda del os-ciloscopio: $a = \frac{V_o}{V_f}$	Valores de R_2 y R_1 medidos con el multímetro en configuración de óhmetro	Ganancia de la etapa amplifica-dora calculada a partir de la ecuación (8) $a = 1 + \frac{R_1}{R_2}$
$a = V_o/V_f$ $V_o = 12$ $V_f = 3,93$ $a = 12/3,93 = 3,05$	$R_2 = 2,18\text{ KW}$ $R_1\text{ (potenciómetro)} = 4,2\text{ KW}$	$a = 1 + (4,2/2,18) = 2,93$

.- Observe la distorsión armónica aumentando la ganancia por encima del valor crítico (incre-mentando la resistencia del potenciómetro).

Coinciden los valores teóricos con los valores medidos, el circuito oscila por sí mismo porque tiene cierto grado de inestabilidad. La amplitud de la oscilación está limitada por la polarización del operacional, con la

consiguiente distorsión armónica que esto provoca.

6.2. Osciladores de relajación. Generación de onda cuadrada y de onda triangular.

Un oscilador de relajación es un circuito que produce una salida que bascula entre dos valores definidos de tensión, pasando de uno a otro en un tiempo mínimo en comparación con el tiempo que transcurre en cada uno de los valores extremos. Es decir, la tensión de salida es esencialmente una onda cuadrada. Puede generarse un oscilador de este tipo a partir de un oscilador sinusoidal del tipo de los estudiados en los apartados anteriores haciendo $a \cdot f \gg 1$. Sin embargo, es más frecuente utilizar circuitos que se basan en la carga y descarga de un condensador. La forma más sencilla es mediante el comparador regenerativo, también llamado *Schmitt trigger*.

6.2.1. Oscilador basado en el comparador regenerativo.

Un comparador regenerativo o con histéresis es un circuito con dos niveles de salida que cambia de uno a otro para distintos valores de la tensión de entrada. La figura 5 muestra la manera más sencilla de realizar un comparador regenerativo, utilizando un amplificador operacional con realimentación positiva.

En principio, en ausencia de entrada, la salida también debería ser nula. Sin embargo, cualquier fluctuación desequilibrará el sistema. Supongamos, por ejemplo, una fluctuación positiva en la salida. Esto supondrá que la entrada diferencial $V_d = V(+)-V(-)$ se hará positiva, con lo cual la salida aumentará, incrementando a su vez la entrada, y así sucesivamente hasta llegar a la tensión de saturación. En definitiva, esto significa que un circuito como el de la figura 5 tendrá siempre en su salida la tensión de saturación positiva o negativa.

Si, por ejemplo, partimos de una situación en que la salida se encuentra en saturación positiva ($V_o = V_{sat}(+)$), la tensión en la entrada no inversora (+) será $V(+)=R_2V_{sat}(+)/(R_1+R_2)$. Si entonces vamos aumentando la tensión V_i que se aplica a la pata inversora (-), el valor de la salida se mantendrá hasta que V_i supere el valor de $V(+)$. En ese momento, la tensión diferencial de entrada pasa a ser negativa ($V_d < 0$) y la salida cambiará bruscamente al valor de saturación negativo ($V_o = -V_{sat}(-)$). A partir de ese momento la tensión en la pata no inversora (+) será $V(+)=R_2V_{sat}(-)/(R_1+R_2)$. Si a continuación empezamos a disminuir V_i haciéndolo incluso negativo, la salida mantendrá su valor hasta que $V(-) < -R_2V_{sat}/(R_1+R_2)$, es decir, hasta que la tensión diferencial de entrada vuelva a ser positiva. Sobrepasado ese umbral, la salida volverá al valor de saturación positivo.

Utilizando un comparador regenerativo podemos construir un oscilador de relajación tal como se muestra en la figura 6. Cuando la salida es positiva el condensador se carga positivamente respecto a tierra con una constante de tiempo RC , hasta que la tensión en él alcanza el valor $R_2V_{sat}(+)/(R_1+R_2)$. En ese momento la salida pasa a ser negativa y el condensador se descarga de su carga positiva y empieza a cargarse negativamente con la misma constante de tiempo. El proceso de carga negativa respecto tierra continúa hasta que la tensión en el condensador sea $-R_2V_{sat}(-)/(R_1+R_2)$, momento en el cual la salida volverá a cambiar, pasando a ser positiva y repitiéndose el ciclo. Este proceso continúa indefinidamente, de modo que la señal de salida tendrá la forma de una onda cuadrada. Del análisis de este proceso se puede calcular el período de la onda, que resulta ser:

$$T = 2RC \ln 1 + 2 \frac{R_2}{R_1}$$

(9)

Realización práctica:

.- Construya el circuito de la figura 6 con $R_2=R_1=10\text{ k}$, $R=100\text{ k}$ y $C=10\text{ nF}$. Con los dos canales del osciloscopio observe la señal a la salida (V_o) y en el condensador (señal en la entrada inversora). Mida el

periodo de la señal de salida, su amplitud, y la amplitud de la señal en el condensador.

Periodo de la señal de salida medido con el osciloscopio (ms)	Periodo de la señal de salida calculado a partir de la ecuación 9 (ms)	Amplitud de la señal de salida (V)	Amplitud de la señal en el condensador (V)
2,14 ms	$T = 2RC \ln[1 + 2(R_2/R_1)]$ $T = 2 \cdot 100 \cdot 103 \cdot 10 \cdot 10^{-9} \cdot \ln[1 + 2(10 \cdot 103 / 10 \cdot 103)] = 0.00210 \text{ ms}$	Vsat(+)= 10,2V Vsat(-)= 13,7V	VC(+)= 5,46V VC(-)= -6,83V

.- ¿Qué fracción de la amplitud de salida representa la amplitud de la señal en el condensador? ¿Por qué?

Los límites de la señal del condensador son la mitad de la señal de saturación ya que cuando la salida es positiva el condensador se carga positivamente respecto a tierra con una constante de tiempo RC, hasta que la tensión es: $R_2 \cdot V_{sat(+)} / (R_1 + R_2)$. He ahí que la salida debe ser negativa y el condensador se carga de forma negativa con la misma constante de tiempo, hasta que la tensión que tenga $-R_2 V_{sat(-)} / (R_1 + R_2)$, momento en el cual se vuelve a cambiar a positiva y continúa el ciclo. Como R_1 es igual a R_2 : $V = 10\text{KW} \cdot V_{sat} / (10\text{KW} + 10\text{KW}) V = 10\text{KW} \cdot V_{sat} / (2 \cdot 10\text{KW}) V = 1/2 V_{sat}$

6.2.2. Generador de onda triangular.

En la realización práctica del apartado anterior hemos observado que la carga y descarga exponencial del condensador C hace que V_C (la caída de tensión en él) sea casi una forma de onda triangular. Para linealizar los triángulos se requiere que el condensador sea cargado mediante una corriente constante, de modo que V_C varíe linealmente con el tiempo, en lugar de la corriente exponencial que le es suministrada a través de R . Con esta finalidad usaremos un operacional con un condensador C de realimentación (es decir, un integrador), tal como se muestra en el circuito de la figura 7. Ya conoce este integrador a partir de las prácticas anteriores y sabrá por tanto que además de la integración lleva acabo una inversión de fase. Por este motivo la salida de esta etapa está re-alimentada al terminal no inversor del comparador, en lugar de al terminal inversor como ocurría en el oscilador de la figura 6. Así, el comparador se comporta ahora como un *Schmitt trigger* no inversor (en contraposición al *Schmitt trigger* inversor que se estudió en la figura 5).

A partir del análisis del circuito de la figura 7 se puede calcular el periodo de la onda triangular y su amplitud. El resultado es el siguiente:

$$V_{max} = +V_{sat(-)} \frac{R_2}{R_1}$$

(10a)

$$V_{min} = -V_{sat(+)} \frac{R_2}{R_1}$$

(10b)

$$T = 4RC \frac{R_2}{R_1}$$

(11)

Realización práctica:

.- Construya el circuito de la figura 7 con $R_1=100\text{ k}$, $R_2=10\text{ k}$, $R=100\text{ k}$ y $C=10\text{ nF}$. Utilice ambos canales del osciloscopio para ver la onda producida a la salida del circuito (V_o), que deberá ser una onda triangular, y en el punto de unión entre el comparador y el integrador (punto B en la figura 7), que deberá ser una onda cuadrada.

.- Con ayuda del osciloscopio mida el periodo de la señal resultante, la amplitud de la onda cuadrada, y la amplitud de la señal triangular, y compare esos valores con los que predicen las ecuaciones (10) y (11).

Amplitud de la onda cuadrada (V)	Amplitud de la onda triangular medida con el osciloscopio (V)	Amplitud de la onda triangular calculada a partir de la ecuación 10 (V)	Periodo de la onda triangular medido con el osciloscopio (ms)	Periodo de la onda triangular calculado a partir de la ecuación 11 (ms)
$V_{sat(+)}=12,4\text{V}$ $V_{sat(-)}=11,6\text{V}$	$V_{max}=1,15\text{V}$ $V_{min}=1,46\text{V}$	$V_{max}=+V_{sat(-)}\cdot(R_2/R_1)$ $V_{max}=11,6\cdot(10000/100000)=1,16\text{V}$ $V_{min}=-V_{sat(+)}\cdot(R_2/R_1)$ $V_{min}=-12,4\cdot(10000/100000)=-1,24\text{V}$	 0,464ms	$T=4RC(R_2/R_1)$ $T=0,4\text{ms}$

.- A continuación sustituya el cortocircuito a tierra de la entrada inversora (patilla 2) del *Schmitt trigger* (operacional de la izquierda en la figura 7) por una fuente de tensión de continua variable. Aplique valores de tensión de continua entre 0 y +10V a esa patilla. Luego cambie la polaridad y aplique valores de continua entre 0 y -10V. Observando en el osciloscopio la señal triangular de la salida junto a la onda cuadrada en el punto B, describa qué le ocurre a la señal triangular al aplicar esas tensiones de continua a la entrada (asegúrese de que los canales del osciloscopio no tienen activada la opción de bloqueo de componentes de continua). Explique por qué sucede.

6.3. Utilización del circuito de temporización 555.

6.3.1. Oscilador basado en el circuito 555.

El 555 es un circuito integrado de temporización o generación de forma de onda, que puede ser utilizado en una configuración de oscilador de relajación (configuración astable) o bien como multivibrador monoestable.

En la figura 8 se muestra cómo utilizar el circuito integrado 555 para obtener un oscilador de relajación. Al igual que en el oscilador que construimos en la figura 6, la tensión en el condensador se mueve aquí también entre dos límites que frustran sus procesos de carga y descarga exponencial. En el oscilador de la figura 6 era un disparador de Schmitt el que proporcionaba estos dos límites. En el caso del 555 se usa un esquema más simple: dos comparadores internos que continuamente están comparando la tensión en el condensador (V_{Cap}) con $1/3$ de V_{CC} (entrada *trigger*, patilla 2) y con $2/3$ de V_{CC} (entrada *threshold*, patilla 6), donde V_{CC} es la tensión de alimentación. Esos dos comparadores en el interior del 555 actúan como guardianes de las fronteras $1/3V_{CC}$ y $2/3V_{CC}$. Cuando el condensador cruza cualquiera de estas fronteras, se encuentra que es enviado de regreso hacia la otra. Los guardianes de las fronteras envían al voltaje en el condensador hacia arriba o hacia abajo mediante su acción sobre un transistor de descarga en el interior del 555 (entrada *dis-charge*, patilla 7). Cuando este transistor conduce, extrae carga del condensador a través de la resistencia R_b , mientras que cuando está en corte permite que el condensador se cargue a través de la fuente de polarización y las resistencias R_a y R_b .

Supongamos que partimos de un instante en que el condensador C está descargado. Entonces se cumple la condición de que $Trigger < VCC/3$. Esto resulta en un nivel de tensión a la salida equivalente a un 1 lógico (es decir, la tensión +VCC en este caso), y no se permitirá el paso de corriente por la pata 7 (*Discharge*), de modo que el condensador se cargará a través de una resistencia total $R_a + R_b$ con una constante de tiempo $C(R_a + R_b)$. El condensador se cargará hasta el nivel $2VCC/3$, momento en el cual se cumplirá la condición $Threshold > 2VCC/3$, por lo que la salida pasará al nivel bajo (correspondiente a un 0 lógico, es decir, 0 voltios) y se permitirá el paso de corriente por la pata 7. En ese momento el condensador iniciará su descarga a través de la resistencia R_b con una constante de tiempo CR_b . La descarga continuará hasta que la tensión en C vuelva a estar por debajo de $VCC/3$. En ese punto el ciclo vuelve a empezar.

Por consiguiente el condensador se mueve entre los niveles de tensión $VCC/3$ y $2VCC/3$. Mientras el condensador se está cargando la salida tiene el nivel de tensión alto, cuyo valor concreto depende de la polarización. Por el contrario, mientras el condensador se descarga la salida tendrá el nivel de tensión bajo (0V).

La forma de la salida será una onda cuadrada que se mantendrá en el valor alto durante el tiempo (duración del pulso):

$$T_C = (R_a + R_b)C \ln 2$$

, (12)

y en el valor bajo durante el tiempo:

$$T_D = R_b C \ln 2$$

. (13)

Los tiempos T_C y T_D corresponden, respectivamente, al tiempo de carga y descarga del condensador entre los niveles $VCC/3$ y $2VCC/3$. Para llegar a estas fórmulas basta con tener en cuenta la forma exponencial de los ciclos de carga y descarga de un condensador.

El periodo total de la onda será:

$$T = T_C + T_D = (R_a + 2R_b)C \ln 2$$

. (14)

Se define como ciclo de trabajo (o *duty cycle*) el cociente entre la duración del pulso y su periodo total:

$$Ciclo\ de\ trabajo = \frac{T_C}{T} = \frac{R_a + R_b}{R_a + 2R_b}$$

. (15)

Realización práctica:

.- Realice el circuito oscilador de la figura 8. Recuerde que la numeración de los pines en esa figura se corresponde con la numeración de las patas del chip contando en sentido contrario a las agujas del reloj desde arriba a la izquierda, con la muesca apuntando hacia las doce del hipotético reloj. En un principio escoja $R_a = R_b = 100k$ y $C = 10nF$. Como alimentación del circuito (VCC) introduzca una tensión de continua de 5V. Compruebe la forma de la onda de salida en el osciloscopio. Mida el periodo de la señal y verifique si coincide con el valor teórico calculado a partir de la ecuación (14). Compruebe que el tiempo que la señal se mantiene en un nivel alto es el doble del que se mantiene en el nivel bajo, tal como predicen las ecuaciones (12) y (13). Calcule por tanto el ciclo de trabajo.

Periodo de la señal (ms)	Duración de la parte alta de la señal (ms)	Duración de la parte baja de la señal (ms)	Ciclo de trabajo expresado en %
Valor teórico: 2,079ms	Valor teórico: 1,389ms	Valor teórico: 0,693ms	Valor teórico: 66%
Valor medido: 2,08ms (a 482Hz)	Valor medido: 1,39ms	Valor medido: 0,699	Valor medido: 66%

.- Utilice los dos canales del osciloscopio para representar simultáneamente la señal de salida y la tensión en el condensador. Anote los valores de tensión entre los que se produce la carga y descarga del condensador (deberán coincidir con $V_{CC}/3$ y $2V_{CC}/3$ respectivamente).

Valor máximo de la tensión en el condensador	Valor mínimo de la tensión en el condensador
Valor teórico: 3,33V	Valor teórico: 1,66V
Valor medido: 3,35V	Valor medido: 1,67V

6.3.2. El 555 en configuración monoestable.

En este modo de operación, el temporizador funciona en configuración de un solo disparo. La figura 9 muestra las conexiones de esta configuración. El condensador externo está inicialmente descargado a través del transistor interno. Ante la aplicación de un pulso de disparo negativo de menos de $1/3V_{CC}$ por la entrada 2 (*trigger*), la salida salta al nivel alto y el cortocircuito del condensador a través del transistor de descarga queda eliminado. Por consiguiente la tensión en el condensador se incrementa exponencialmente hasta que alcanza el valor $2/3V_{CC}$. El tiempo que tarda esto en suceder es:

$$t = RC \ln 3 \quad (16)$$

Supongamos que el pulso de disparo negativo es más breve que el tiempo que el condensador tarda en llegar a $2/3V_{CC}$ (es decir, cuando la señal en el condensador alcanza este valor el pulso de disparo por la patilla *trigger* ya ha regresado a su valor inactivo $+V_{CC}$). En ese caso, nada más superarse la barrera de $2/3V_{CC}$ el correspondiente comparador interno del 555 hace que la salida salte a su valor bajo (0 V) y pone en conducción el transistor de descarga, de modo que el condensador se descarga de manera prácticamente instantánea (pues no hay una resistencia en serie entre el condensador y la entrada *discharge*, a diferencia de lo que ocurría en la configuración astable). Véase la figura 10 como aclaración.

Realización práctica:

Para poder observar el comportamiento monoestable en el osciloscopio vamos a aplicar una señal periódica de disparo a la entrada *trigger*. Obtendremos esta señal a partir de la salida TTL de nuestro generador de funciones (que precisamente está etiquetada como salida *trigger*). Esta función proporciona una onda cuadrada de 5V de amplitud y frecuencia ajustable con el correspondiente control de la fuente. Como alimentación del 555 (tensión V_{CC}) utilizaremos la tensión de 5 V proporcionada por los dos conectores centrales de nuestro generador de continua. Teniendo en cuenta estas consideraciones montaremos el circuito de la figura 9 con $R=10\text{ k}$ y $C=10\text{ nF}$. La frecuencia de la señal de disparo (*trigger*) la ajustaremos a unos 7 kHz.

.- A través de un canal del osciloscopio observe la señal de salida V_o y por el otro canal introduzca de manera alternativa (según lo que le interese para responder a las cuestiones siguientes) la caída de tensión en el condensador V_C o la señal de disparo *trigger*. Como primera tarea mida la duración de los pulsos que se

producen a la salida (el tiempo durante el cual la señal está en alta, que debe coincidir con el tiempo durante el cual el condensador se está cargando). Mida también el máximo valor de la tensión en el condensador.

Valor medido de la duración del pulso de salida (s)	Valor calculado de la duración del pulso de salida (Ecuación 16)	Valor máximo de la tensión en el condensador
142ms	$t = RC \ln 3$ $t = 10000 \cdot 10^{-10} - 9 \cdot \ln 3$	Valor medido: 3,46 Valor calculado ($2V_{CC}/3$): 3,33

.– Observe cómo las transiciones de bajada de la señal de disparo son las que desencadenan los pulsos de la señal de salida. A continuación varíe la frecuencia de la señal de disparo en un rango entre 1 kHz y 15 kHz y observe lo que ocurre con la duración de los pulsos, el intervalo de tiempo entre ellos, y la señal en el condensador. Mida la duración de los pulsos de salida y el máximo de tensión en el condensador cuando la frecuencia de *trigger* tiene los siguientes valores: 1kHz, 3kHz, 5kHz, 7kHz (este valor ya lo tiene del subapartado anterior), 9kHz y 10kHz. Para demostrar que ha entendido correctamente el funcionamiento del circuito como monoestable explique qué ocurre entre 9 kHz y 10 kHz y por qué sucede.

Frecuencia de disparo f	Duración del pulso de disparo $1/(2f)$	Duración del pulso de salida (s)	Valor máximo de tensión en el condensador (V)
1 kHz	500 s	500ms	4,21v
3 kHz	167 s	167ms	4,03v
5 kHz	100 s	108ms	3,42v
7 kHz	71.4 s	112ms	3,42v
9 kHz	55.6 s	164ms	4,10v
10 kHz	50.0 s	151ms	3,92v

ELECTRÓNICA ANALÓGICA

Práctica 6 Osciladores senoidales y de relajación

Página 2 de 13

Voltaje en el condensador.

Figura 5. Comparador regenerativo.

Figura 1. Esquema general de un sistema con realimentación positiva.

+

V_o

$f(s)V_o$

$f(s)$

V_i

$a(s)$

Figura 3. Etapa amplificadora (operacional en configuración no inversora).

Figura 4. Red de realimentación.

V_o

V_f

V_o

V_f

Pulsos de salida. Disparados por las transiciones de bajada de *trigger*.

$+2V_{CC}/3$

$+V_{CC}$

0

Figura 9. Operación monoestable del 555.

B

Figura 7. Generador de onda triangular.

Figura 2. Oscilador de puente de Wien.

Figura 6. Oscilador de relajación basado en el comparador regenerativo.

Pulsos de disparo (*trigger*). Negativos respecto a su valor inactivo $+V_{CC}$.

Figura 8. Oscilador con 555.

0

0

$+V_{CC}$

Figura 10. Formas de onda en el 555 en configuración monoestable.

$$V(t) = A_0 \sin(\omega_0 t + \phi_0)$$