

T4 TEMPORIZADORES: OSCILADORES Y MONOSTABLES

T4.1. Comportamiento circuital de los condensadores

T4.2. Monostables

T4.3. Circuitos estables

T4.4. El circuito temporizador 555

T4.5. Osciladores de precisión: cristal de cuarzo

T4.6. Acomodación de pulsos externos

Este tema se dedica a la configuración y diseño de circuitos auxiliares que tienen que ver con el tiempo, con la delimitación de intervalos de tiempo: circuitos monostables que proporcionan un pulso con la anchura temporal que interese y osciladores estables que generan una señal de frecuencia fija.

El tiempo es una variable necesaria en muchos circuitos digitales: se trata de disponer de intervalos temporales de una duración dada, bien en forma de pulsos individuales producidos a partir de una señal de disparo (monostables) o bien en forma de señal repetitiva cuyos períodos determinan unidades de tiempo sucesivas (estables). El primer caso sirve para controlar la duración de un proceso, mientras que el segundo proporciona ondas de sincronismo o de reloj (imprescindibles en los sistemas síncronos).

En ambos casos hay que delimitar la duración temporal de intervalos, conforme al valor deseado, mediante pulsos cuya anchura o cuyo período de repetición se ajusten a dicho valor.

La carga o descarga de un condensador a través de una resistencia proporciona una manera sencilla para «fijar» tiempos: el condensador recorre una exponencial y, tomando un intervalo de la misma (entre dos tensiones V_1 y V_2), tardará en recorrerlo un tiempo determinado. De esta forma, tanto la duración del pulso de un circuito monostable como la del período de un estable pueden controlarse mediante un circuito RC.

A veces, sobre todo en la señal de reloj de sistemas síncronos, interesa mayor precisión de la que puede obtenerse con circuitos RC: el empleo de cristales de cuarzo, con frecuencias de resonancia sumamente precisas, permite construir osciladores apropiados.

Comienza este capítulo repasando el comportamiento circuital de un condensador en una red RC, para utilizarlo, luego, en circuitos monostables y estables; se considera, también, la configuración de los monostables digitales integrados y la del temporizador típico 555.

Asimismo se describe la utilización de cristales de cuarzo y la configuración de los correspondientes osciladores de precisión. Y se incluye un último apartado sobre la adaptación de pulsos externos, acomodándolos a los niveles de tensión y a la verticalidad de los flancos propios de los sistemas digitales.

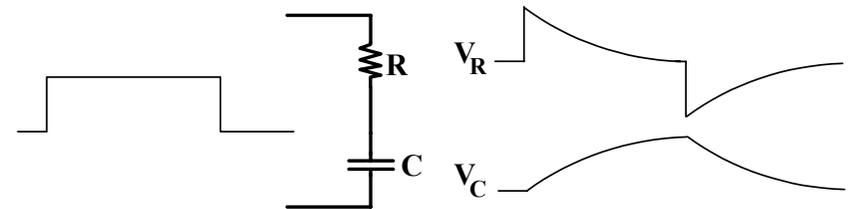
T4.1. Comportamiento circuital de los condensadores

Un condensador es un «depósito» capaz de almacenar carga eléctrica; la cantidad de carga almacenada determina la tensión del condensador: $q = C \cdot V$

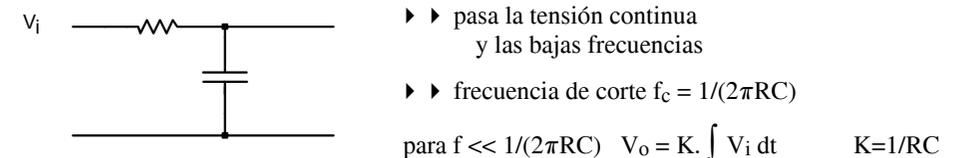
La cantidad de carga en un condensador no puede modificarse «instantáneamente», sino a través de un proceso de carga o de descarga. Por tanto, la tensión de un condensador no puede variar bruscamente sino a través de las correspondientes funciones de carga y de descarga, que serán exponenciales si se produce a través de una resistencia.

Consideremos un circuito RC, una resistencia y un condensador en serie:

- Al aplicar una tensión continua a un circuito RC, tras el correspondiente transitorio, toda la tensión continua quedará aplicada sobre el condensador: un condensador es un circuito abierto para tensión continua, es como si el condensador no estuviera presente para tal tensión (la tensión continua sobre la resistencia será nula).
- Cualquier variación brusca de una tensión aplicada al circuito RC se proyecta de inmediato sobre la resistencia, después de lo cual el condensador desarrollará el correspondiente proceso de carga o descarga.



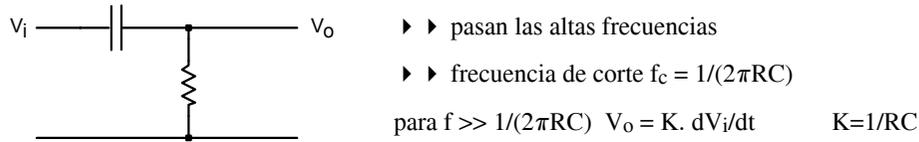
- Un circuito RC cuya salida se toma sobre el condensador «suaviza» las tensiones que recibe, se comporta como un integrador: filtro pasa-baja.



En los circuitos digitales se emplean «condensadores de desacoplo» en paralelo con la tensión de alimentación, situados junto a los circuitos integrados y muy próximos a sus terminales de alimentación, con una doble utilidad:

- por una parte, suministran los «picos» de intensidad que se requieren en las conmutaciones, evitando que produzcan transitorios de tensión sobre las líneas de alimentación (a causa de la autoinducción que presentan)
- y, también, junto con las inductancias de dichas líneas de alimentación, conforman filtros pasa-baja que impiden el paso de los transitorios de alta frecuencia presentes en las mismas.

- En cambio, si la salida del circuito RC se toma sobre la resistencia, se refuerzan las variaciones de la tensión recibidas, el circuito se comporta como un diferenciador: filtro pasa-alta.



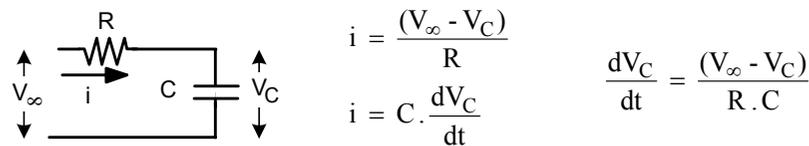
- Al condensador le lleva su tiempo cargarse o descargarse, siendo así que para responder a las variaciones de la tensión de entrada, el condensador (en un circuito RC) ha de ejecutar el correspondiente proceso de carga o de descarga.

Supuesto que la tensión de entrada al circuito RC varíe mediante un escalón, de un valor V_a a otro V_b (ambos de tensión continua), el condensador pasará «suavemente» de tener una tensión V_a a otra V_b y el correspondiente proceso de carga o descarga será exponencial con constante de tiempo $\tau = RC$. La constante de tiempo expresa la velocidad de variación de las exponenciales.

Téngase en cuenta que la constante de tiempo de un circuito RC no es el tiempo que el condensador tarda en cargarse o descargarse (que matemáticamente es infinito, ya que es una curva asintótica), sino el tiempo en que se recorre el 63 % del intervalo de carga o descarga: $1 - 1/e = 1 - 1/2,72 = 0,63$. En el caso de la descarga de un condensador desde una tensión V , una constante de tiempo es el tiempo en que la tensión del condensador disminuye desde V hasta el valor $V/e = 0,37 \cdot V$.

En dos constantes de tiempo se recorre el 86 % del intervalo de carga o descarga, en tres el 95 % y en cuatro constantes de tiempo se recorre el 98 %, porcentaje que, en la práctica, equivale a completar el proceso de carga o de descarga.

Los temporizadores aprovechan la función de carga o descarga de un condensador a través de una resistencia para determinar intervalos de tiempo de duración prefijada Δt : la ecuación de carga o descarga (circuito RC conectado a una tensión V_∞) es:



exponencial: ecuación diferencial cuya solución es de tipo $V_C = A + B \cdot e^{-t/RC}$,

obteniéndose los valores de A y B a través de las condiciones de contorno:

para $t = 0$ $V_C = A + B = V_{inicial}$;

para $t = \infty$ $V_C = A = V_\infty$ con lo cual $V_C = V_\infty - (V_\infty - V_{inicial}) \cdot e^{-t/RC}$.

(Se utiliza la notación V_∞ para la tensión aplicada al circuito RC para destacar que tal es el valor hacia el cual tiende la tensión del condensador: el condensador adquiere la tensión V_∞ al cabo de un tiempo suficientemente grande).

Si el proceso de carga o descarga se realiza hasta alcanzar la tensión V_{final} , su duración Δt será:

$$V_{final} = V_\infty - (V_\infty - V_{inicial}) \cdot e^{-\Delta t/RC}$$

$$(V_\infty - V_{inicial}) \cdot e^{-\Delta t/RC} = V_\infty - V_{final} ; \quad \Delta t = R \cdot C \cdot \ln \frac{V_\infty - V_{inicial}}{V_\infty - V_{final}}$$

En la carga o descarga de un condensador C hacia una tensión V_∞ a través de una resistencia R , el intervalo de tiempo Δt en que la tensión del condensador pasa de un valor inicial V_{ini} a un valor final V_{fin} será:

$$\Delta t = R \cdot C \cdot \ln \frac{V_\infty - V_{ini}}{V_\infty - V_{fin}}$$

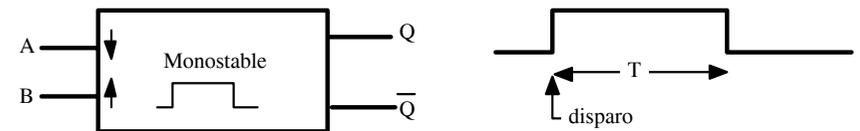
T4.2. Monostables

Un *monostable* (o temporizador) es un bloque digital con un estado estable **0** y otro estado inestable **1**; el monostable pasa a estado **1** cuando se produce su disparo y permanece en dicho estado durante un intervalo de tiempo constante **T**.

Un *monostable* produce un pulso de duración **T**; para ello ha de ser disparado a través de sus correspondientes entradas: normalmente los monostables integrados presentan dos entradas de disparo, una de ellas **A** se activa con bajadas \downarrow (paso de **1** a **0** en dicha entrada) y la otra **B** se activa con subidas \uparrow (paso de **0** a **1** en la misma), existiendo dos posibilidades de disparo definidas por las condiciones siguientes:

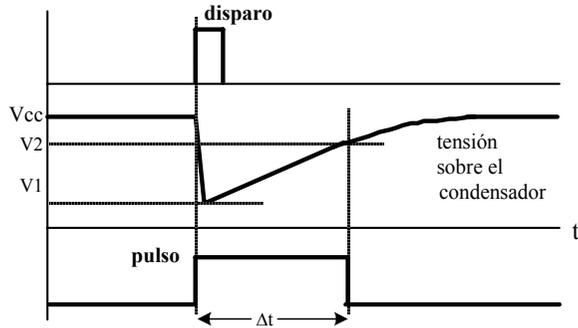
- disparo por A : $A = \downarrow$ y $B = 1$
- disparo por B : $A = 0$ y $B = \uparrow$.

El monostable en reposo se encuentra a **0**; en el disparo pasa a **1** y permanece en dicho estado durante un tiempo **T** prefijado (generalmente dicho tiempo se fija mediante un circuito RC externo); es, pues, un *temporizador* que se activa durante tiempos de duración prefijada o, lo que es lo mismo, produce pulsos de una anchura temporal dada.



Se dice que el monostable es *redispensible* si al producirse un nuevo disparo durante su pulso activo prolonga la duración del pulso durante un nuevo intervalo de tiempo **T**; en cambio, un monostable *no redispensible* finaliza siempre sus pulsos cuando éstos han alcanzado la duración **T** prefijada.

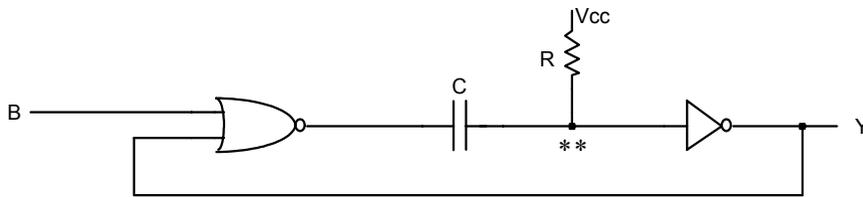
Los monostables suelen utilizar un circuito RC conectado a la tensión de alimentación: el condensador se encuentra inicialmente cargado a la tensión de alimentación V_{CC} y, en el momento del disparo del monostable, se fuerza una descarga rápida hasta una tensión V_1 a partir de la cual el condensador se carga a través de la resistencia hasta alcanzar una tensión V_2 que determina el final del pulso.



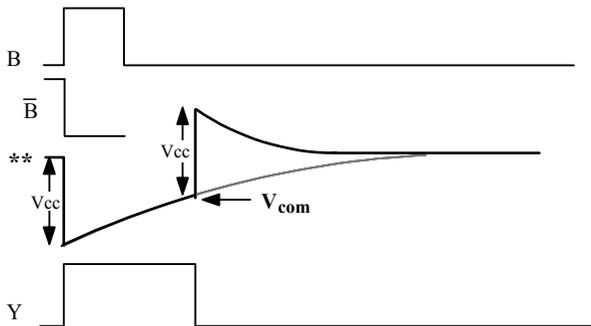
La anchura del pulso Δt viene dada por el tiempo de carga entre las tensiones V_1 y V_2 , habida cuenta de que el tiempo de descarga hasta V_1 es despreciable frente a la carga a través de R :

$$\Delta t = R.C \cdot \ln \frac{V_{\infty} - V_{ini}}{V_{\infty} - V_{fin}} = R.C \cdot \ln \frac{V_{CC} - V_1}{V_{CC} - V_2}$$

La figura siguiente representa un monostable sencillo que se dispara con flancos de subida en su entrada B :



Las formas de onda en los nodos de este circuito son las siguientes, siendo V_{com} la tensión de conmutación del inversor (y supuesto $V_{oH} = V_{CC}$ y $V_{oL} = 0$ V):

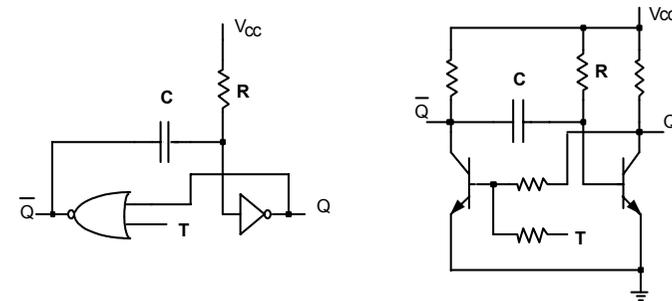


La realimentación sobre la puerta "o-negada" (Nor) impide que la bajada del pulso de disparo en la entrada B se transmita (invertida) al condensador e interrumpa el pulso de salida.

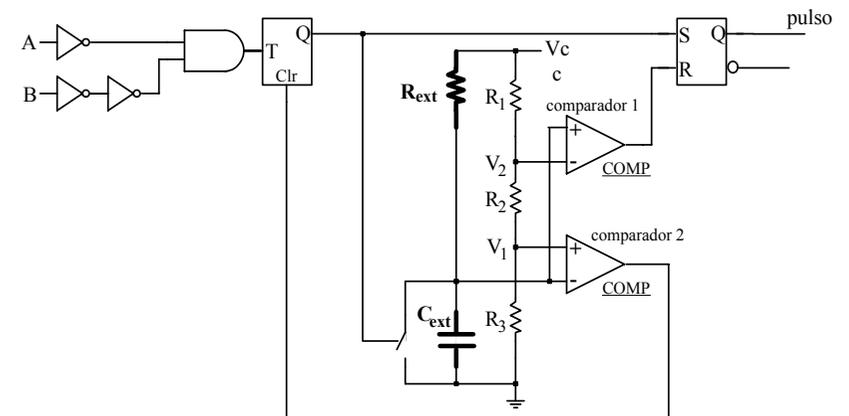
Las puertas integradas CMOS (serie HC) tienen, por lo general, su tensión de conmutación V_{com} aproximadamente a mitad de la de alimentación:

$$\Delta t = R.C \cdot \ln \frac{V_{CC} - 0}{V_{CC} - V_{com}} = R.C \cdot \ln \frac{V_{CC}}{V_{CC} - (V_{CC}/2)} = R.C \cdot \ln 2 \approx 0,7 \cdot R.C$$

Este monostable puede ser construido empleando dos puertas "o-negada" (Nor) integradas (74HC02). También puede ser construido con transistores discretos según la figura siguiente (con la ventaja de que, en este caso, pueden utilizarse tensiones de alimentación y, en consecuencia, tensiones de salida más elevadas).



Los monostables integrados suelen utilizar un esquema del siguiente tipo:



La entrada de disparo A actúa con bajadas siempre que $B = 1$ mientras que la entrada B lo hace con subidas cuando $A = 0$; en ambos casos se dispara el biestable T (que causa la descarga rápida del condensador hasta que alcanza la tensión V_1) y se marca el biestable RS que proporciona el pulso de salida. El conmutador que descarga al condensador puede ser realizado mediante un simple transistor NMOS (o un NPN).

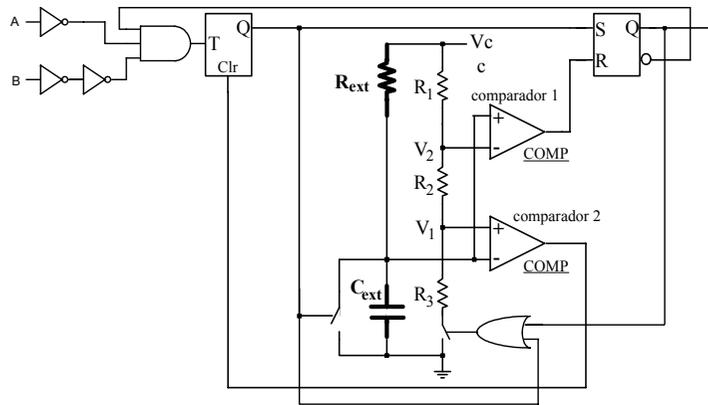
Dos comparadores de tensión detectan el cruce de la tensión del condensador con V_1 y V_2 ; el condensador se descarga hasta que su tensión es V_1 (momento en que el primer comparador borra al biestable **T** y finaliza la descarga) y, luego, se carga hasta V_2 (en que el segundo comparador borra al biestable **RS** y finaliza el pulso de salida).

En los monostables integrados CMOS (serie HC) suele hacerse $R_2=2.R_1=2.R_3$ con lo cual $V_1 = V_{CC}/4$, $V_2 = 3V_{CC}/4$ y la anchura de pulso: $\Delta t = R.C . \ln 3 \approx 1,1 RC$.

El monostable representado en la figura anterior es redispensible, es decir, si durante el intervalo temporal que corresponde a un pulso vuelve a actuar el disparo, el condensador se descarga de nuevo hasta la tensión V_1 y el pulso se prolonga durante un intervalo igual a la anchura de pulso Δt .

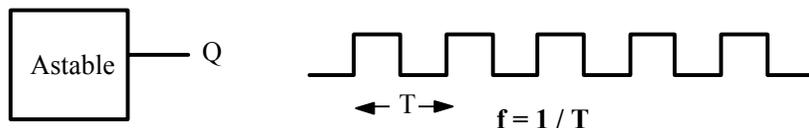
Puede evitarse el redisparo añadiendo a la puerta "y" que dispara el biestable **T** una entrada conectada a la salida negada del monostable; de esta forma, durante el pulso dicha puerta "y" se encuentra inhibida y, con ella, el disparo del monostable.

La figura siguiente muestra un monostable no redispensible; esta figura incluye, asimismo, un conmutador que evita el consumo de intensidad a través de la red de resistencias fuera de los intervalos correspondientes al pulso.

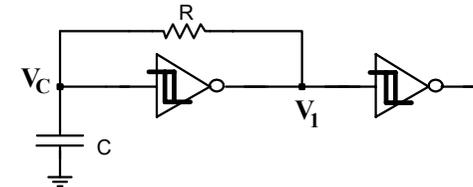


T4.3. Circuitos astables

Un *astable* (u oscilador digital) es un bloque que no tiene ningún estado estable sino que conmuta sucesivamente entre sus dos estados (**0** y **1**) produciendo una onda de período **T**: frecuencia $f = 1/T$. Un *astable*, como oscilador en onda cuadrada (o bien en onda rectangular si los semiperíodos de la misma son de distinta duración) sirve para generar la onda de reloj de los sistemas síncronos o cualquier otra señal de frecuencia fija que interese.

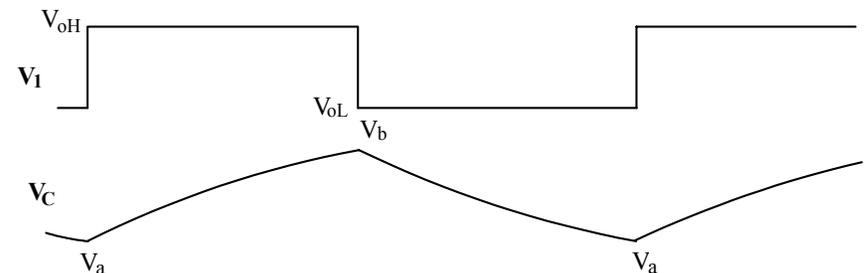


Es posible configurar un sencillo oscilador en onda rectangular mediante un lazo de realimentación RC sobre un inversor con entrada de tipo *Schmitt*; la realimentación a través de R determina la carga y descarga del condensador según que la salida del inversor sea **1** ó **0** y, a su vez, la tensión del condensador fuerza la conmutación del inversor al alcanzar las tensiones umbrales V_a y V_b .



En la figura anterior se añade un segundo inversor para mejorar la verticalidad de los flancos de la onda y, a la vez, proteger funcionalmente al circuito oscilador evitando el efecto de carga de múltiples entradas conectadas sobre el mismo.

La tensión sobre el condensador será aproximadamente triangular (constituida por sendos tramos de las exponenciales de carga y descarga) entre los valores de tensión V_a y V_b (de disparo de la entrada *Schmitt*) de forma que las ondas en la salida y la entrada del primer inversor serán las siguientes:



La onda rectangular de salida tendrá como semiperíodos:

- carga $T_1 = R.C . \ln \frac{V_{oH} - V_a}{V_{oH} - V_b}$ - descarga $T_2 = R.C . \ln \frac{V_{oL} - V_b}{V_{oL} - V_a}$

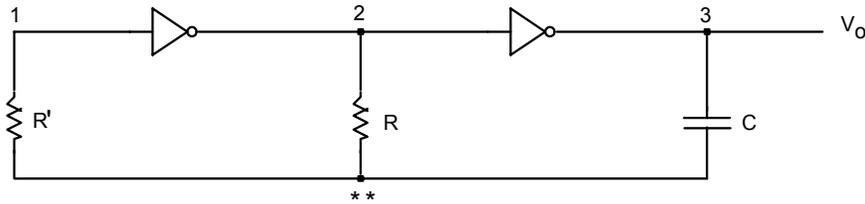
Supuesto que $V_{oH} \approx V_{CC}$ y $V_{oL} \approx 0$ $T = T_1 + T_2 = R.C . \ln \frac{(V_{CC} - V_a) \cdot V_b}{(V_{CC} - V_b) \cdot V_a}$

En inversores integrados CMOS (serie HC) para una tensión de alimentación de 5 V ($V_{CC} = 5$ V) las tensiones de disparo de la entrada *Schmitt* suelen ser 2 y 3 V:

$T = RC \ln(9/4) \approx 0,8 RC$ $f = 1/T \approx 1,25/RC$

La realimentación negativa que efectúa la resistencia ha de ajustarse en forma adecuada para evitar tanto el posible bloqueo del oscilador si la realimentación es muy fuerte, como la presencia de oscilaciones parásitas o ruido; valores de la resistencia que una entrada y salida del inversor entre 5K y 50K suelen ser apropiados.

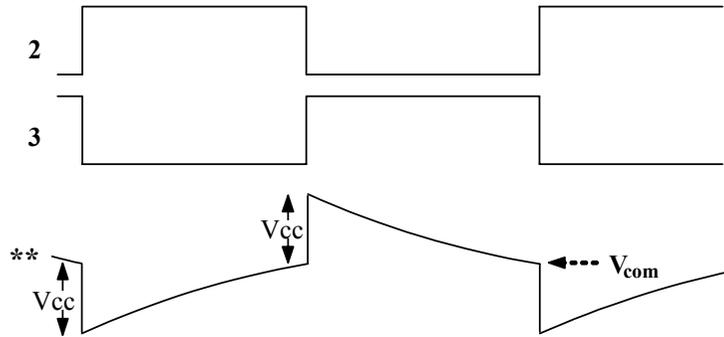
También puede construirse un oscilador astable con inversores CMOS normales (sin entrada *Schmitt*), utilizando el circuito de la figura.



Téngase en cuenta que el nudo ** no está conectado a masa. La resistencia **R'** sirve simplemente para separar el nudo ** de la entrada del primer inversor, evitando que los diodos limitadores que suelen incluirse en las entradas de las puertas integradas recorten las ondas de dicho nudo **: $R' \gg R$ para que pueda despreciarse su efecto en relación con la carga y descarga del condensador.

La tensión del nudo ** evoluciona exponencialmente hacia la del nudo 2, pero, a la vez, dicha tensión ** actúa sobre el nudo 1 y fuerza a la conmutación de ambos inversores cuando alcanza el valor V_{com} (tensión de conmutación del primer inversor).

Las formas de onda en los nudos de interés son las siguientes:



Los escalones de tensión del nudo 2 pasan, a través del condensador, al nudo **, después de lo cual, la tensión de dicho nudo ** tiende exponencialmente, a través de la resistencia R, hacia la tensión del nudo 2.

Por otra parte, la tensión del nudo ** se proyecta directamente sobre el nudo 1 (resistencia de entrada de las puertas CMOS infinita), de forma que cuando alcanza la tensión de conmutación V_{com} , cambia el valor booleano en los nudos 2 y 3.

Las ondas de carga y de descarga son simétricas y su semiperíodo (calculado en la semionda de carga) será:

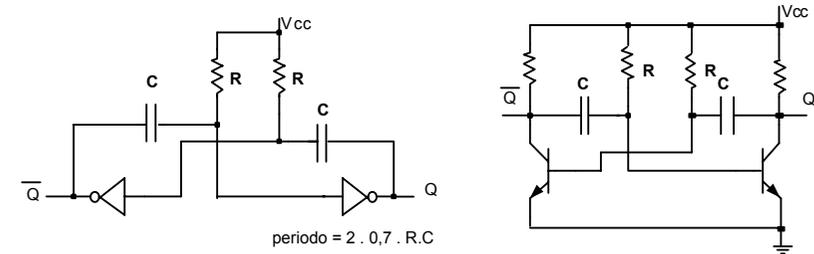
$$T/2 = R.C. \ln \frac{(V_{CC} - (V_{com} - V_{CC}))}{V_{CC} - V_{com}}$$

y para el caso de $V_{com} = V_{CC}/2$:

$$T/2 = R.C. \ln \frac{V_{CC} + V_{CC}/2}{V_{CC} - V_{CC}/2} = R.C. \ln 3 \approx 1,1.R.C$$

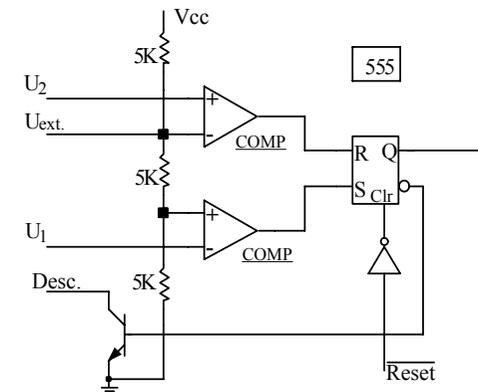
$$T \approx 2,2.R.C; \quad f = 1/T \approx 0,45/RC$$

Asimismo puede configurarse un oscilador astable con transistores discretos (que permiten tensiones de alimentación y de salida más elevadas):



T4.4. El circuito temporizador 555

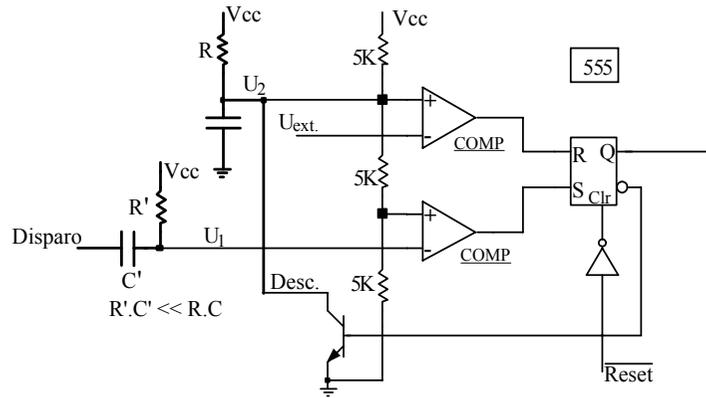
Un monostable es un temporizador específico que se considera como circuito digital; ahora bien, los catálogos de circuitos integrados lineales ofrecen también una amplia gama de temporizadores (*timers*), de los cuales el más conocido y utilizado es el **555** cuya configuración interna es la representada en la siguiente figura:



El esquema circuital del **555** es similar al del monostable integrado y sirve, en forma análoga, para configurar temporizaciones utilizando un circuito RC exterior para determinar los intervalos temporales.

Para ello se dispone de sendos comparadores con sus entradas U_1 y U_2 y de un circuito de descarga **Desc.** del condensador; una entrada auxiliar U_{ext} permite modificar ambas tensiones de comparación, sirviendo, asimismo, para configurar sistemas de modulación de anchura de pulsos **PWM**.

Para completar este circuito como monostable basta conectar una red RC a los terminales **U₂** y **Desc.**, produciendo el disparo a través de **U₁**, mediante un circuito derivador que, a partir de un flanco de bajada, proporcione un pequeño pulso invertido.



Al producirse el disparo el condensador, que se encuentra descargado por su conexión al terminal **Desc.**, iniciará un proceso de carga hacia **V_{CC}** hasta alcanzar la tensión de referencia del comparador superior; de esta forma, si no existe una tensión exterior conectada al terminal **U_{ext.}**, la anchura del pulso del monostable será:

$$T = R.C \cdot \ln \frac{V_{\infty} - V_{ini}}{V_{\infty} - V_{fin}} = R.C \cdot \ln \frac{V_{CC} - 0}{V_{CC} - 2V_{CC}/3} = R.C \cdot \ln 3 \approx 1,1 \cdot R.C$$

Es necesario que el pulso de disparo que actúe sobre la entrada **U₁** tenga una anchura inferior a la duración del pulso del monostable; para ello **R'C' << RC**.

Los temporizadores integrados (*timers*), configurados como monostables, pueden ser utilizados como moduladores de la anchura de los pulsos (**PWM**, véase 18.2).

Para utilizar un circuito integrado **555** como modulador de anchura de pulso basta dispararlo con una frecuencia fija (período **T**) y conectar al terminal **U_{ext}** la tensión a transformar; la anchura del pulso del monostable será:

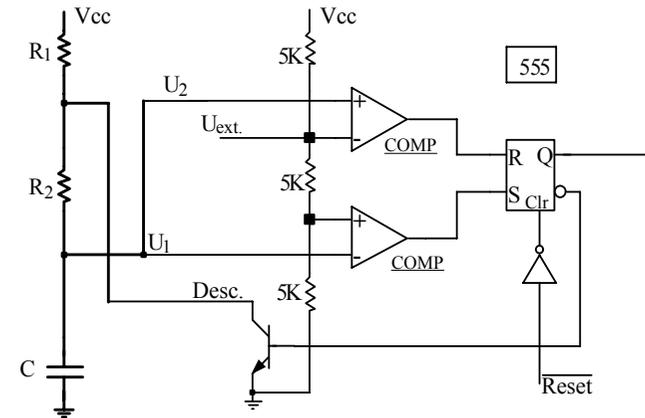
$$\Delta t = R.C \cdot \ln \frac{V_{CC}}{V_{CC} - U_{ext.}} \quad (\text{a mayor } U_{ext.}, \text{ mayor anchura de pulso}).$$

Esta transformación tensión-anchura de pulso es aproximadamente lineal cuando **U_{ext.} << V_{CC}**, en cuyo caso la expresión anterior puede reducirse al primer término de su desarrollo en serie:

$$\Delta t = -R.C \cdot \ln \frac{V_{CC} - U_{ext.}}{V_{CC}} = -R.C \cdot \ln \left(1 - \frac{U_{ext.}}{V_{CC}} \right) \approx R.C \cdot \frac{U_{ext.}}{V_{CC}} = K \cdot U_{ext.}$$

Es posible mejorar la linealidad de la transformación anterior y evitar la restricción sobre **U_{ext.}** utilizando para cargar el condensador un generador de intensidad (intensidad constante), en lugar de una resistencia.

Asimismo, los temporizadores (*timers*) pueden ser utilizados para construir astables; la configuración de un astable con el **555** requiere dos resistencias, **R₁** y **R₂**, en la red RC, a fin de descargar el condensador a través de una de ellas.



La carga del condensador se produce a través de ambas resistencias en serie **R₁+R₂** conectadas a **V_{CC}**, mientras que la descarga se realiza a través de la segunda de ellas **R₂**, cuando el transistor interno conduce. Habida cuenta de que las tensiones de comparación, en ausencia de tensión exterior conectada al terminal **U_{ext.}**, son **V_{CC}/3** y **2V_{CC}/3**, los semiperíodos de carga y descarga del condensador serán:

$$T_1 = (R_1 + R_2).C \cdot \ln \frac{V_{CC} - V_{CC}/3}{V_{CC} - 2V_{CC}/3} = (R_1 + R_2).C \cdot \ln 2$$

$$T_2 = R_2.C \cdot \ln \frac{-2V_{CC}/3}{-V_{CC}/3} = R_2.C \cdot \ln 2$$

$$T = T_1 + T_2 = (R_1 + 2R_2).C \cdot \ln 2 \approx 0,7 \cdot (R_1 + 2R_2).C$$

La onda resultante será rectangular, con el semiperíodo correspondiente al **1** mayor que el correspondiente al **0**, y su frecuencia será:

$$f = \frac{1}{T} \approx \frac{1}{0,7 \cdot (R_1 + 2R_2).C} \approx \frac{1,4}{(R_1 + 2R_2).C}$$

T4.5. Osciladores de precisión: cristal de cuarzo

La utilización de cristales de cuarzo permite disponer de circuitos estables de gran precisión en cuanto a la frecuencia de oscilación. Su configuración circuital se basa en realimentar positivamente una etapa amplificadora a través del cristal de cuarzo, que determina que la realimentación se produzca únicamente para su frecuencia propia. La ganancia de la etapa amplificadora combinada con la realimentación selectiva que produce el cuarzo dan lugar a un oscilador en onda cuadrada a la frecuencia del cristal.

El cristal de cuarzo como componente electrónico es un resonador que presenta dos modos de resonancia: *serie* con desfase nulo para la frecuencia de resonancia y *paralelo* que produce un desfase ligeramente inferior a 180°; en ambos casos el cristal ofrece muy pequeña resistencia de paso para su frecuencia de resonancia y alta resistencia para cualquier otra frecuencia.

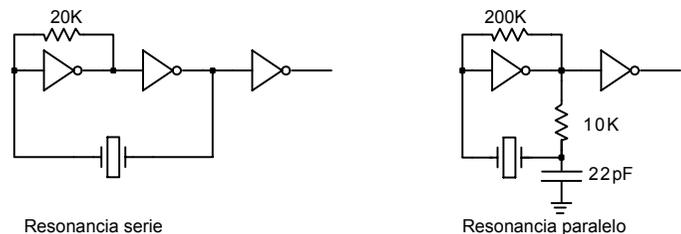
La frecuencia de resonancia de un cristal de cuarzo depende del corte cristalográfico con que ha sido tallado y de su espesor, abarcando el intervalo de frecuencias que va de los 10 KHz a los 10 GHz. Las dos frecuencias de resonancia (*serie* y *paralelo*) se encuentran muy próximas entre sí, pero para osciladores de muy alta precisión se fabrican cristales de cuarzo especialmente adaptados para la oscilación en serie y otros para la oscilación en paralelo con indicación precisa del valor de tales frecuencias.

La etapa amplificadora necesaria para configurar el oscilador se consigue polarizando un inversor en la zona de su función de transferencia que corresponde a la conmutación; en dicha zona el inversor se comporta como un amplificador, ya que pequeñas variaciones de la tensión de entrada V_i producen mayores variaciones en la tensión de salida V_o .

En los inversores CMOS basta unir la entrada a la salida a través de una resistencia de alto valor para polarizar ambas en un valor intermedio entre 0 y V_{CC} ; de esta forma se consigue que $V_o = V_i$, situación que corresponde a la zona de conmutación del inversor. Un solo inversor, así polarizado, configura una etapa amplificadora con desfase de 180° (inversora), mientras que un par de inversores dan lugar a un amplificador no inversor.



Ambos amplificadores, al ser realimentados a través de un cristal de cuarzo, oscilan según las frecuencias de resonancia del cristal.

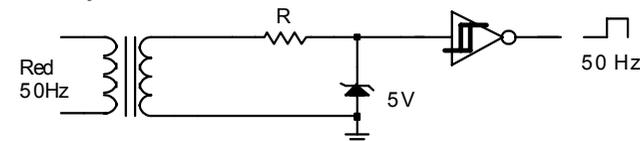


Si la etapa es no inversora la oscilación corresponde al modo serie; en cambio, cuando la etapa es inversora oscilará a la frecuencia de resonancia en modo paralelo. En este segundo caso la realimentación ha de efectuar un desfase de 180° para compensar la inversión que produce la etapa y, para ello, ha de añadirse un pequeño circuito RC en serie con el cristal de cuarzo (ya que el cristal por sí solo, en su modo paralelo, produce un desfase cercano pero inferior a los 180°).

Las figuras anteriores incluyen un inversor a la salida para proteger funcionalmente al oscilador separándolo de las múltiples puertas que reciben su onda como señal de reloj.

Circuitos análogos pueden ser utilizados con resonadores piezocerámicos, componentes que sustituyen a los cristales de cuarzo con la ventaja de su menor precio y el inconveniente de la menor precisión y estabilidad de su frecuencia de resonancia.

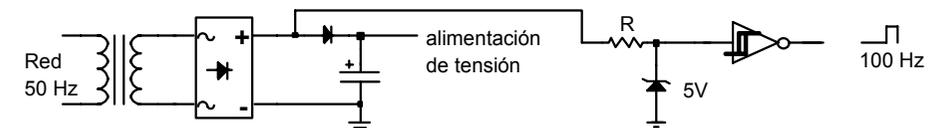
En los sistemas conectados a la red eléctrica es posible extraer, de la propia onda de red, una señal de reloj de la misma frecuencia: 50 Hz.



En el circuito anterior el diodo zener actúa como rectificador y como limitador de amplitud: por un lado rectifica la señal alterna de salida del transformador, de manera que la semionda negativa queda sobre la resistencia y la positiva pasa hacia la salida del circuito, y de otro lado recorta dicha semionda positiva, limitando su valor máximo a 5 V.

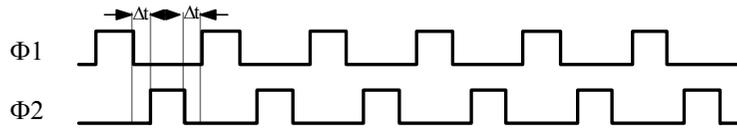
El inversor de entrada con histéresis (*Schmitt*) sirve para mejorar la verticalidad de los flancos de la semionda que recibe, de manera que la señal de salida es rectangular (con el semiperíodo correspondiente al **1** ligeramente mayor que el que corresponde al **0**) con la misma frecuencia que la red: 50 Hz.

De igual forma, si la rectificación es en doble onda, la señal resultante será de frecuencia doble: 100 Hz.



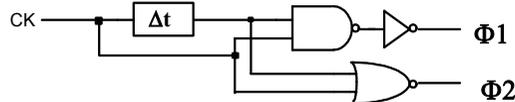
El circuito anterior aprovecha el esquema típico de una fuente de alimentación lineal (transformador-puente rectificador de 4 diodos-condensador de filtrado); ahora bien, para utilizar la señal de red rectificada en doble onda se separa la rectificación del filtrado mediante un diodo, de manera que cada semionda, una vez limitada su amplitud a 5 V por el diodo zener y digitalizada por el inversor de entrada *Schmitt*, da lugar a un pequeño pulso en la salida. La señal de reloj así obtenida es rectangular (el semiperíodo del **1** bastante menor al del **0**) con frecuencia doble respecto a la de la red: 100 Hz (debido a la rectificación en doble onda).

En arquitecturas digitales complejas o que requieran alta seguridad de funcionamiento suele utilizarse un reloj de dos fases no solapadas que incluyen un intervalo temporal de separación entre la habilitación de cada uno de los «semibiastables» de la configuración *amo/esclavo*.



De este modo, pequeños retrasos en la propagación de las señales de reloj o los propios tiempos de subida o de bajada de ellas quedan cubiertos por el tiempo de separación entre las dos fases y no provocan errores funcionales.

El siguiente esquema circuital permite la generación de dos fases no solapadas (*non-overlapping*) a partir de una onda rectangular de reloj **CK**:



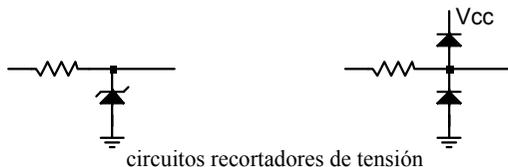
El retardo Δt puede realizarse mediante un simple circuito RC o, en forma integrada, con una cadena de inversores que acumulan sus tiempos de propagación.

La puerta "y" superior requiere dos «unos» en sus entradas para que la salida sea de valor **1**, mientras que la puerta "o-negada" (*Nor*) inferior requiere dos «ceros» para que su salida sea **1**; en ambos casos uno de los valores de entrada provenientes de **CK** llega con un retardo Δt , lo que determina que en dicho intervalo ambas salidas sean **0** (separación entre los «unos» de ambas ondas).

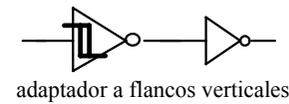
T4.5. Acomodación de pulsos externos

Cuando un circuito digital recibe pulsos externos es preciso efectuar un ajuste de sus niveles de tensión a los correspondientes a los valores booleanos V_{OH} y V_{OL} y un ajuste de flancos de forma que resulten adecuadamente verticales; en caso de que la amplitud de los pulsos no alcance los niveles V_{OH} y V_{OL} será necesaria una amplificación previa.

Para ajustar los niveles a las tensiones booleanas basta un pequeño circuito recortador con diodo zener en inversa (que limita la tensión positiva a V_z y la negativa a $-0,6$ V) o bien con sendos diodos en polarización inversa conectados a ambas líneas de alimentación (que limitarán la tensión positiva a $V_{CC} + 0,6$ V y la negativa a $-0,6$ V).

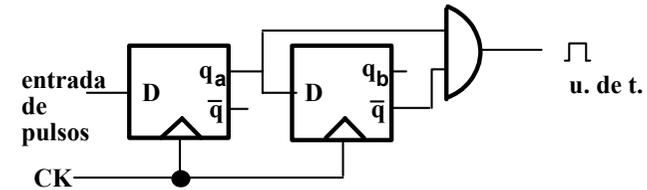


El ajuste de flancos se consigue con un inversor con entrada *Schmitt* (con dos tensiones de comparación para evitar rebotes o transiciones suaves en el entorno de la tensión de conmutación); un segundo inversor restituirá la polaridad del pulso (evitará que el pulso resultante quede invertido respecto al de entrada).

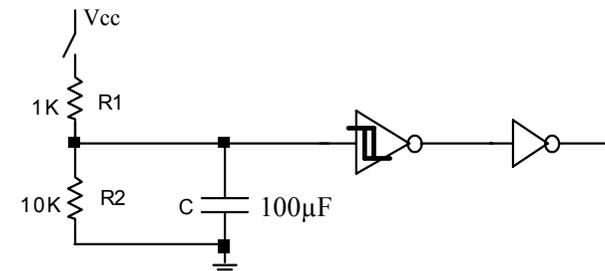


En ocasiones (por ejemplo, para el contaje síncrono de pulsos) será necesario añadir un detector de flancos que, por cada pulso recibido, produzca otro pulso cuya anchura sea una unidad de tiempo del reloj del circuito (onda de temporización, véase 16.4); dicho detector de flancos se configura con dos biestables D síncronos seguidos, q_b y q_a (q_a recibe el pulso exterior y q_b conectado a la salida del anterior):

la condición $\bar{q}_b \cdot q_a$ detecta flanco ascendente (**01**: valor anterior **0**, valor siguiente **1**), $q_b \cdot \bar{q}_a$ descendente (**10**: valor anterior **1**, siguiente **0**) y $q_b \oplus q_a$ detecta ambos flancos.



La actuación con pulsos manuales puede efectuarse mediante un pulsador conectado a V_{CC} , con una resistencia a 0 V que suministre entrada **0** en ausencia de pulsado. Ahora bien, los pulsadores mecánicos pueden producir rebotes (con duración del orden del milisegundo) tanto al pulsar como al soltar, de forma que en lugar de un pulso se produce una serie de ellos; es necesario incluir un filtrado de los rebotes, seguido de un ajuste a flancos verticales. Un simple filtro RC (con constante de tiempo del orden de 0,1 s) puede servir para filtrar los rebotes, según el circuito de la figura siguiente.



R_2 ha de ser bastante mayor que R_1 para que al activar el pulsador la tensión comunicada sea próxima a V_{CC} ; el condensador conforma un filtro pasa bajo, cuya constante de tiempo es 0,1 s al pulsar y 1 s al soltar, y el inversor con entrada *Schmitt* acomoda los flancos a verticales.