

## 18 MODULACIÓN DE ANCHURA DE PULSOS

### 18.1. Control todo/nada

### 18.2. Modulación de anchura de pulsos

### 18.3. Modulación PWM en pulsos distribuidos

### 18.4. Conversión tensión-tiempo de tipo rampa

### 18.5. Conversores sigma-delta

La modulación de anchura de pulso es una codificación analógica, alternativa a la representación habitual en amplitud de tensión, que se acomoda muy fácilmente a las técnicas digitales y permite configurar módulos de control de potencia, conversión DC-DC, potenciómetros digitales, conversión digital-analógica y analógico-digital,... Este tipo de etapas resulta de gran interés en el diseño microelectrónico puesto que permiten reducir, en forma considerable, la parte analógica que acompaña a la digital.

El objeto propio de la electrónica es la información; las señales eléctricas son el soporte físico de la información. Generalmente dicha información se representa sobre la amplitud de la tensión eléctrica que conforma la señal: las variaciones de tensión corresponden, en su caso, a las variaciones del valor de la magnitud física representada por la señal. Pero también es posible representar la misma información sobre la anchura de pulsos de tensión fija: la señal soporte de la información quedará determinada por las variaciones en la duración de los sucesivos pulsos; este procedimiento de codificación de la información se denomina modulación de anchura de pulsos (PWM).

Ambas codificaciones analógicas, en amplitud de tensión o en anchura de pulso, son equivalentes: el teorema de muestreo de Shannon garantiza que ambas señales contienen la misma información, siempre que la frecuencia de los pulsos de anchura modulada sea superior al doble de la frecuencia máxima de la señal. Ahora bien, resulta que los pulsos de anchura modulada son relativamente fáciles de manejar mediante técnicas digitales, aprovechando que los contadores son una herramienta adecuada para manejar el tiempo.

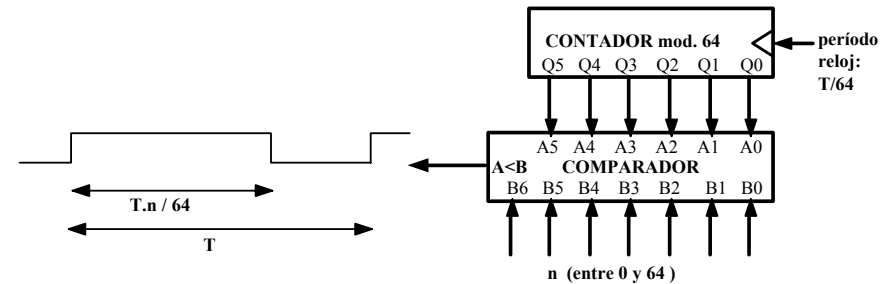
Contadores y sumadores permiten generar pulsos de anchura controlada por un número y, por otra parte, la carga de condensadores, seguida por comparadores analógicos, proporciona pulsos de anchura controlada por una tensión; de esta forma se configuran circuitos que pueden sustituir (si la velocidad de trabajo requerida no es muy elevada) a etapas típicamente analógicas mucho más complejas.

En concreto, la modulación de anchura de pulsos resulta muy útil para el control de potencia (por el mecanismo todo/nada), para la conformación de potenciómetros digitales (para controlar la amplitud de señales o efectuar una conversión DC-DC) y, también, para efectuar sencillas conversiones de señal digital a analógica (de número a tiempo o a tensión) y de analógica a digital (de tensión a número). Todos estos casos serán desarrollados en los apartados que siguen.

### 18.1. Control todo/nada

Uno de los métodos más simples de regulación de potencia es el control todo/nada (on/off): a partir de la potencia máxima a suministrar y de un período  $T$  que marca la duración del ciclo, se efectúa una conmutación «todo/nada» de la potencia, de forma que durante un primer intervalo  $T_1$  se aplica la potencia máxima  $P_{\text{máx}}$  y durante el resto del ciclo  $T - T_1$  no se aplica potencia alguna; promediando en el tiempo, la potencia eficaz aplicada será  $P_{\text{máx}} \cdot T_1/T$ .

La señal de control todo/nada puede ser generada mediante un contador módulo  $N$ , activado con una señal de reloj cuyo período sea  $T/N$ , seguido de un comparador en cuya segunda entrada se establece el número que actúa como referencia  $n$ ;  $n$  puede variar de 0 a  $N$ . Tomando la salida "<" del comparador (contador <  $n$ ) se obtiene una señal rectangular de período  $T$  y cuyo «tiempo en 1» será  $T \cdot n/N$ , es decir, el porcentaje de tiempo activo (tiempo de on) respecto al total será  $n/N$ .



Si durante el tiempo de on se suministra a la carga la potencia máxima y durante el tiempo de off no se le suministra potencia alguna, la potencia promedio será:

$$P = P_{\text{máx}} \cdot \frac{T_1}{T} = P_{\text{máx}} \cdot \frac{n}{N}$$

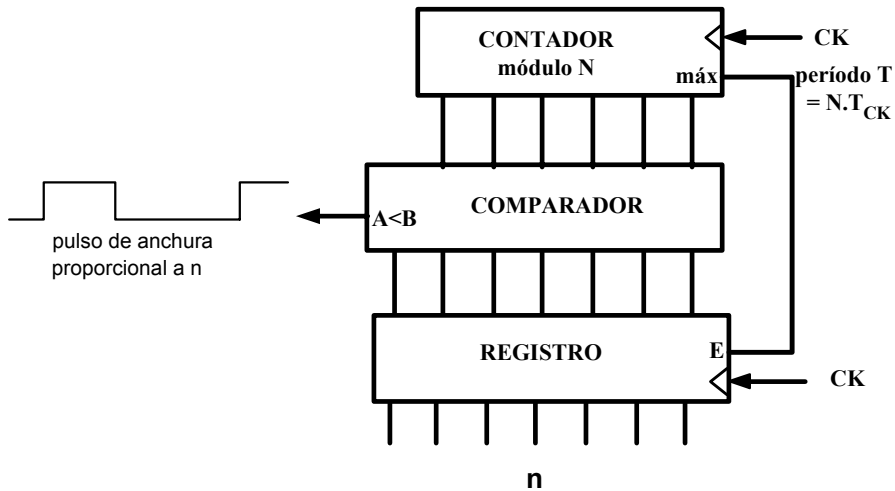
Un contador década permite una regulación todo/nada con 11 niveles (de 0 a 10) y un paso entre niveles del 10 % mientras que un contador de 6 bits (módulo 64) permite disminuir el paso entre dos niveles consecutivos al 1,5%.

Esta forma de suministrar potencia «a trozos» (todo/nada), en lugar de variar la tensión que se transmite a la carga, resulta sumamente adecuada en relación con los dispositivos y las etapas electrónicas de potencia:

- determinados componentes de potencia, como los tiristores y triacs no permiten otro tipo de actuación (solamente presentan dos estados que corresponden a las dos situaciones de conducción total o no conducción);
- incluso, para los transistores (que admiten tensiones variables de entrada y de salida) las situaciones todo/nada son muy favorables en relación con la disipación de potencia (cuando conducen «todo» su tensión es muy baja  $V_{CE} \approx 0$  y cuando no conducen su intensidad es nula  $I_C = 0$ : en ambos casos la potencia disipada en el transistor, producto tensión por intensidad  $V_{CE} \cdot I_C$ , es muy reducida).

## 18.1.1. Conversión número-tiempo

Un control todo/nada realiza una conversión número  $\rightarrow$  tiempo: el número que llega al comparador como referencia es transformado en anchura de pulso. El resultado es una modulación de la anchura de pulso en relación con el número que actúa como referencia:  $n \rightarrow \Delta t$ .



Si el número  $n$  que incide sobre el comparador es constante se producen pulsos de anchura fija (proporcional a dicho valor  $n$ ). Al variar  $n$  se produce una variación de la anchura de los pulsos en su salida, siendo dicha anchura proporcional al valor de  $n$ ; de esta forma una señal expresada numéricamente es convertida en pulsos de duración proporcional a su valor.

Este esquema de modulación en anchura de pulsos (conversión de números en pulsos de anchura proporcional a ellos) puede ser utilizado en la reproducción de música digitalizada (discos compactos CD). Los valores numéricos de la señal digitalizada que contiene el CD son leídos con un período  $T$ , en sincronismo con el ciclo del convertidor todo/nada, de forma que cada valor numérico controla la duración de un pulso.

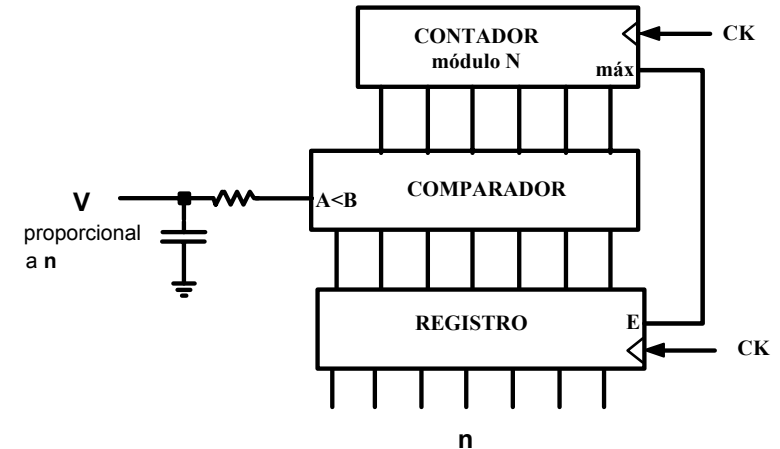
Si tales pulsos de amplitud modulada son enviados a un altavoz, a través de un amplificador de potencia, el propio altavoz filtrará la frecuencia del ciclo *on/off* y responderá a la anchura de los pulsos con la correspondiente señal de audio. En lugar de enviar la potencia al altavoz en forma de amplitud de tensión, se transmite en forma de duración de pulso; el resultado es el mismo, con la ventaja de que las pérdidas en potencia en el amplificador serán muy inferiores, pues actúa en situaciones todo/nada.

## 18.1.2. Conversión número-tensión

Si la salida del anterior convertidor número-tiempo es filtrada mediante un filtro pasabaja (cuya frecuencia de corte sea inferior a la del ciclo todo/nada) el resultado es una tensión proporcional al número que actúa como referencia. De esta manera se dispone de un sencillo convertidor digital-analógico cuyos componentes son bloques digitales (con excepción del filtro de la salida):

- si la referencia del modulador de anchura de pulso es fija ( $n$  fijo) se tiene un convertidor DC-DC en que la tensión de salida  $V_{oH}$  (supuesto  $V_{oL} = 0$  V) es convertida en una tensión de valor inferior, controlado por el número  $n$  que actúa como referencia;
- si  $n$  es variable se obtiene una onda que es el resultado de convertir a tensión la señal definida numéricamente.

Ésta es una de las formas más sencillas de efectuar la conversión de un valor digital en una tensión analógica (convertidor D/A) y, además, utiliza procedimientos digitales (salvo el filtrado); existen convertidores más rápidos y precisos (que son descritos en el apéndice A8), pero requieren la utilización de bloques analógicos (lo cual dificulta su integración en circuitos digitales). Este esquema permite generar digitalmente tensiones de referencia o formas de onda (señales de tensión variable).



Para que el rizado debido al ciclo *on/off* sea despreciable debe cumplirse que la frecuencia de corte del filtro sea muy inferior a la de dicho ciclo; por otra parte, también es necesario que la frecuencia de la señal a obtener sea muy inferior a la de corte del filtro, a fin de que dicha señal de salida no se vea afectada por el filtrado:

$$f_{\text{máx señal}} \ll f_{\text{corte filtro}} \ll f_{\text{ciclo on/off}}$$

$$1/f_{\text{máx señal}} \gg RC \gg T = N \cdot T_{CK}$$

El comportamiento del filtro y el valor de la tensi3n de salida sobre el condensador  $V_C$ , en condiciones de peque1o rizado, puede razonarse en la siguiente forma:

En un ciclo on/off la tensi3n del condensador se mantiene pr3cticamente constante ya que la frecuencia de la se1al de salida es sumamente inferior a la frecuencia del ciclo (por un lado, la propia frecuencia de corte del filtro solamente permite el paso de frecuencias muy inferiores a la del ciclo on/off y, adem3s, se ha impuesto la condici3n de que la se1al de salida sea de frecuencia muy inferior a la de corte del filtro).

Para que dicha tensi3n se mantenga constante, el balance de carga sobre el condensador debe ser nulo, es decir, la cantidad de carga que recibe el condensador durante el intervalo de on ha de ser igual a la que el condensador cede durante el intervalo de off

$$\Delta Q_{on} \approx \Delta Q_{off} ; I_{on} \cdot t_{on} \approx I_{off} \cdot t_{off}$$

$$I_{on} = \frac{V_{oH} - V_C}{R} ; I_{off} = \frac{V_C}{R} \text{ (supuesto } V_{oL} = 0 \text{ V)}$$

$$t_{on} = \frac{n \cdot T}{N} ; t_{off} = T - t_{on}$$

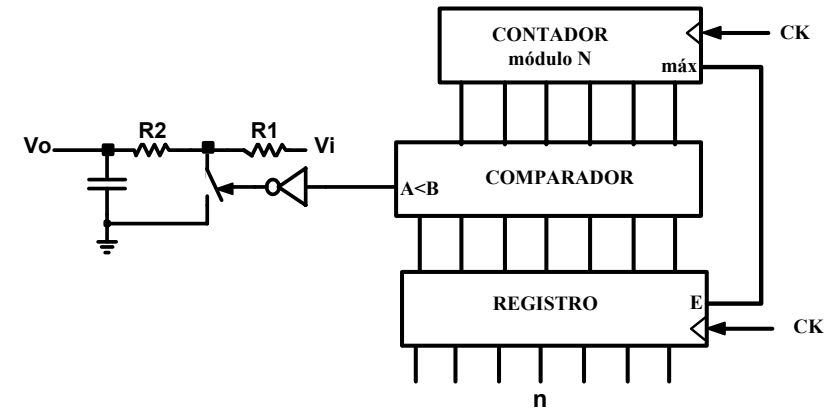
$$\frac{V_{oH} - V_C}{R} \cdot \frac{n \cdot T}{N} = \frac{V_C}{R} \cdot \left(T - \frac{n \cdot T}{N}\right)$$

$$V_C = V_{oH} \cdot \frac{n}{N} = k \cdot n \text{ donde } k = \frac{V_{oH}}{N}$$

es decir, la tensi3n de salida es proporcional a la referencia  $n$  y la constante de proporcionalidad es  $V_{oH} / N \approx V_{CC} / N$ , que puede ajustarse adecuadamente (por ejemplo, con  $V_{CC} = 5 \text{ V}$  y  $N = 50$ , a cada unidad de  $n$  le corresponden 0,1 V).

### 18.1.3. Potenci3metro digital

El mismo esquema conceptual empleado en el ep3grafe anterior (PWM m3s filtrado pasa-baja) puede ser utilizado para controlar la amplitud de una se1al anal3gica; su muestreo mediante un control todo/nada sobre un divisor de tensi3n, seguido de un filtro pasa-baja, en la forma representada en la figura siguiente, permite reducir la amplitud de dicha se1al, control3ndose el factor de proporcionalidad num3ricamente mediante  $n$ . Esta reducci3n proporcional de la amplitud es precisamente lo que hace un potenci3metro cuando se utiliza como divisor de tensi3n.



Al igual que en el caso anterior, para que el rizado sea despreciable y la se1al de salida no se vea afectada por el filtrado, debe verificarse que:

$$f_{\text{m3x. se1al}} \ll f_{\text{corte filtro}} \ll f_{\text{ciclo on/off}}$$

$$1/f_{\text{m3x se1al}} \gg RC \gg T = N \cdot T_{CK}$$

y el an3lisis del comportamiento del circuito es an3logo al caso anterior (igualdad de carga en intervalos de on y off):

$$\Delta Q_{on} \approx \Delta Q_{off} ; I_{on} \cdot t_{on} \approx I_{off} \cdot t_{off}$$

$$I_{on} = \frac{V_i - V_C}{R1 + R2} ; I_{off} = \frac{V_C}{R2} ; t_{on} = \frac{n \cdot T}{N} ; t_{off} = T - t_{on}$$

$$\frac{V_i - V_C}{R1 + R2} \cdot \frac{n \cdot T}{N} = \frac{V_C}{R2} \cdot \left(T - \frac{n \cdot T}{N}\right)$$

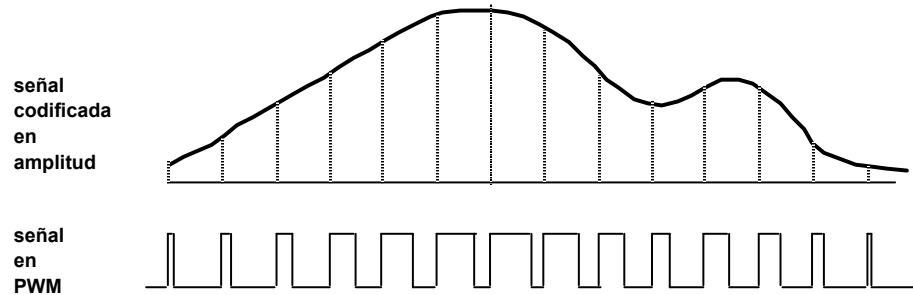
tomando las resistencias  $R1 \ll R2$ , puede aproximarse  $R1 + R2 \approx R2$

$$V_C = V_i \cdot \frac{n}{N} = k \cdot V_i \text{ donde } k = \frac{n}{N}$$

Si la tensi3n de entrada es continua resulta una tensi3n de salida continua y menor, seg3n un factor  $k < 1$ , y si la entrada es una se1al variable resulta una se1al de salida de menor amplitud, proporcional a la entrada conforme a dicho factor  $k = n/N < 1$ .

### 18.2. Modulación en anchura de pulsos

La modulación de anchura de pulso **PWM** (*pulse width modulation*) es una forma de codificar la información que utiliza, para ello, pulsos de anchura variable; es decir, en lugar de una señal que expresa la información a través de su amplitud (variaciones de tensión), se utilizan pulsos de amplitud fija cuya anchura (la duración de los pulsos) es variable, proporcional al valor de la señal en cada momento.



El paso de señal en amplitud a pulsos modulados en anchura se consigue mediante una transformación  $V-\Delta t$  tensión-anchura de pulso. Precisamente en el apartado anterior (*Control todo/nada*) se ha utilizado una transformación  $n-\Delta t$ , número-anchura de pulso, que efectúa la modulación **PWM** a partir del valor numérico de la señal.

El teorema de muestreo de Shannon garantiza que la información contenida en los pulsos de anchura modulada es la misma que transmite la amplitud de la señal si la frecuencia de los pulsos es superior al doble de la máxima frecuencia de dicha señal.

El control todo/nada es la forma más simple y directa de transformar un número en un pulso de anchura proporcional al mismo. Esta modulación *on/off* actúa cíclicamente con un período  $T$  dividido en dos intervalos: activo/inactivo ( $1/0$ ), de forma que, al inicio de cada período  $T$  se produce un pulso cuyo «tiempo en 1», proporcional al número  $n$ , señala el intervalo activo.

Como se ha visto en el anterior apartado, la conversión número  $\rightarrow$  anchura de pulso, propia de la modulación todo/nada, requiere simplemente un contador (que desarrolla el ciclo de  $N$  unidades) y un comparador (del contador con la referencia  $n$ ) y resulta muy útil para control de potencia, conversión digital-analógica y control de amplitud de señales (potenciómetro digital).

Dentro de cada ciclo *on/off*, el «tiempo en 1» (*on*) se encuentra agrupado en un mismo pulso al comienzo del período; un procedimiento alternativo consiste en dividir el tiempo de *on* en pulsos disjuntos repartidos a lo largo de todo el período.

En lugar de diferenciar dos intervalos separados y sucesivos (activo/inactivo) es viable, también, producir pulsos (de duración igual a una unidad de tiempo de reloj) cuya suma de «tiempos en 1» sea igual al tiempo de *on* y que se distribuyan a lo largo del ciclo «homogéneamente»; a esta otra forma de producir pulsos de anchura modulada la denominaremos *modulación PWM en pulsos distribuidos*.

Ambas modulaciones son equivalentes y ofrecen las mismas aplicaciones; en algunos casos la segunda puede tener ventajas en relación con filtrados pasa-baja posteriores (el rizado en un filtro pasa-baja es menor si los pulsos se encuentran distribuidos homogéneamente). Las dos modulaciones corresponden a una conversión número  $\rightarrow$  anchura de pulsos: entrada, el número  $n$  que es la referencia; salida, pulsos de anchura modulada.

Otra conversión de interés que también produce pulsos modulados en anchura, es la transformación tensión  $\rightarrow$  anchura de pulso. Puede configurarse a través de la comparación de la tensión de entrada con una rampa de tensión creciente (apartado 18.4), dando lugar a pulsos cuya anchura (el tiempo que tarda la rampa en alcanzar la tensión de entrada) es proporcional a la misma: convertidores de tensión-tiempo de tipo rampa.

De esta forma, al igual que en el control todo/nada, en cada ciclo se produce un pulso inicial de duración controlada por la tensión de entrada, seguido por un intervalo inactivo. También existe la alternativa de pulsos distribuidos a lo largo del ciclo, que se consigue con convertidores sigma-delta (apartado 18.5).

Estos dos últimos tipos de convertidores (por rampa o sigma-delta) corresponden a una conversión tensión  $\rightarrow$  anchura de pulsos: entrada, tensión analógica; salida, pulsos de anchura modulada. Si durante el «tiempo en 1» se habilita un contador que efectúa el conteo de unidades de tiempo (a partir de una señal de reloj apropiada) se consigue una conversión tensión  $\rightarrow$  número, es decir, analógico-digital.

Así, pues, consideramos en este capítulo cuatro tipos de moduladores de anchura de pulsos que podemos clasificar en la forma siguiente:

- ➔ conversión número-anchura de pulso:
  - pulsos de frecuencia fija: modulación on/off,
  - pulsos «aleatorios»: modulación en pulsos distribuidos;
- ➔ conversión tensión-anchura de pulso:
  - pulsos de frecuencia fija: rampa de tensión,
  - pulsos «aleatorios»: convertidor sigma-delta.

Todos estos moduladores dividen el tiempo en intervalos activos e inactivos; en consecuencia, los cuatro permiten el control de potencia por el método todo/nada y el control de amplitud de señales (potenciómetro digital), tal como están detallados en el apartado anterior; en los dos primeros la variable de control es un número  $n$  y en los otros dos el control lo realiza la tensión de entrada  $V_i$ .

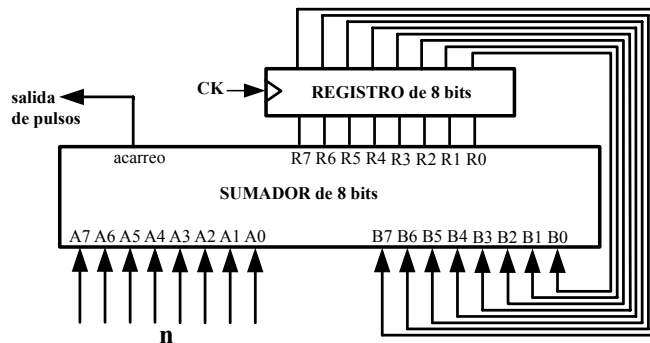
Además, los dos primeros (con un filtro pasa-baja a su salida) pueden ser utilizados como conversores digital-analógicos (D/A) y los otros dos (con un contador de unidades de tiempo habilitado por ellos) como conversores analógico-digitales (A/D).

Tales conversores entre el «mundo» analógico y el digital son relativamente lentos, pues hacen la conversión «a lo largo del tiempo», a través de la producción de pulsos de anchura controlada por su entrada (por un número en los primeros y por una tensión en los segundos), pero pueden alcanzar gran precisión y resultan útiles para muchas aplicaciones.

Como complemento a este capítulo, en el aspecto de conversión D/A y A/D, y para completar el estudio de los sistemas digitales con la interfase entre ellos y el mundo analógico, el apéndice A7 (*Conversión Digital-Analógica y Analógica-Digital*) describe otros tipos de conversores directos (más rápidos) digital-analógicos y analógico-digitales.

### 18.3. Modulación PWM en pulsos distribuidos

Una conversión número  $\rightarrow$  anchura de pulsos con pulsos de salida distribuidos «homogéneamente» a lo largo del intervalo de conversión puede conseguirse mediante sumas repetitivas del número a convertir, según el circuito de la figura.



Este sumador (de números de  $p$  dígitos, cuyo resultado es un número de longitud  $p$  y un bit de *acarreo*) produce arrastre cuando el resultado de la suma alcanza o sobrepasa el número  $N = 2^p$  ( $p$  es el número de dígitos del sumador que coincide con el número de biestables del registro que almacena el resultado de la suma).

Al realizar  $N = 2^p$  sumas sucesivas del número de entrada  $n$ , el resultado total debería ser  $N \cdot n = n \cdot N = n \cdot 2^p$ ; durante la realización de dichas  $N$  sumas el arrastre se debe activar  $n$  veces ya que  $n$  es la parte numérica resultante más allá de los  $p$  dígitos del sumador:  $n$  es la parte del resultado situada por encima de los  $p$  bits que aparecen en las salidas de resultado de la suma y que se almacenan en el registro. El resultado global  $n \cdot 2^p$  indica que, por encima de los  $p$  bits, «se han tenido que llevar» (arrastre)  $n$  unidades puesto que la parte más significativa del resultado (a partir de los  $p$  dígitos inferiores) vale  $n$  y tal es el número de veces que ha tenido que activarse el arrastre para producirla.

Insistiendo en la misma explicación, consideremos un segundo sumador (suficientemente largo) situado a partir del anterior y que suma simplemente los arrastres del primero. Después de  $N$  sumas sucesivas del número  $n$  el sumador total debe contener el resultado  $n \cdot N$  y, como  $N = 2^p$  es el valor relativo del segundo sumador (pues se encuentra  $p$  dígitos por encima de las unidades), el contenido del mismo debe ser el número  $n$ . Para ello el arrastre del primer sumador ha tenido que activarse  $n$  veces, es decir, ha producido  $n$  pulsos de duración un período de reloj.

El intervalo de conversión es  $N$  unidades de tiempo de reloj y el resultado son  $n$  pulsos de duración igual a una unidad de tiempo, siendo  $n$  el número de entrada a este conversor. Tales pulsos de salida se encontrarán distribuidos «homogéneamente»: si  $n$  es pequeño estarán más espaciados entre sí pues hace falta un mayor número de sumas para alcanzar  $N$  y si  $n$  es grande (cercano a  $N$ ) el espaciado de los pulsos será pequeño e, incluso, podrán encontrarse consecutivos (formar un mismo pulso de duración doble, ...).

Las aplicaciones de esta segunda forma de conversión número  $\rightarrow$  anchura de pulsos son las mismas que se detallan en el apartado 18.1:

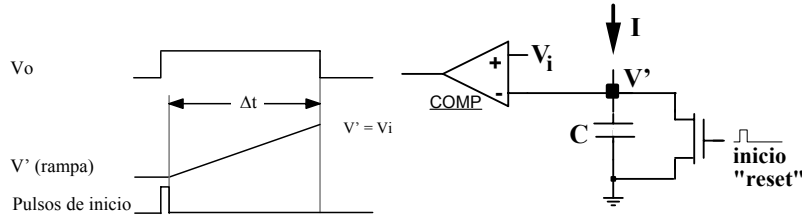
- control de potencia todo/nada
- conversión número-tensión (digital-analógica)
- control de amplitud de señal (potenciómetro digital).

Comparando ambas formas de modular la anchura de pulsos, resulta que la modulación PWM en pulsos distribuidos aumenta el número de pulsos y, con ello, el número de conmutaciones, lo cual puede ser un inconveniente en cuanto a control de potencia (ya que aumenta el esfuerzo a realizar por los componentes de potencia debido al mayor número de conmutaciones de los mismos y, también, aumenta el consumo dinámico producido en tales conmutaciones).

En cambio, la distribución más «homogénea» de los pulsos de salida hace que la separación entre pulsos sea menor, lo cual es una ventaja en las aplicaciones que utilizan un filtrado de salida pasa-baja (pues se reduce el rizado del filtro al estar más próximos los pulsos).

18.4. Conversi3n tensi3n - tiempo de tipo rampa

La carga de un condensador, con una corriente constante, desde 0 V hasta el valor de la tensi3n de entrada  $V_i$  determina un intervalo de tiempo proporcional a dicha tensi3n:

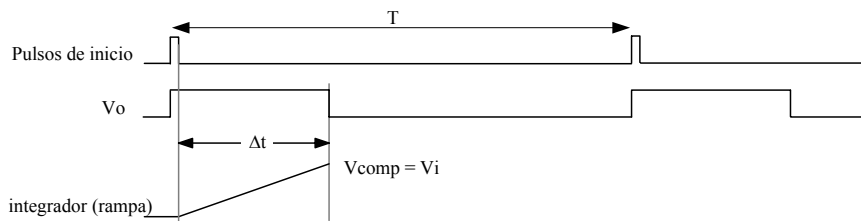


El condensador recibe una intensidad constante, de forma que la tensi3n del condensador variar3 en forma de rampa lineal de pendiente  $I/C$ ; cuando dicha rampa alcanza el valor  $V_i$  finaliza el pulso de salida cuya anchura ser3 proporcional a  $V_i$ .

$$V_C(t) = \frac{I}{C} \cdot t ; \text{ para } V_C(t) = V_i \rightarrow t = \frac{C}{I} \cdot V_i = k \cdot V_i$$

El circuito requiere pulsos de inicializaci3n, que descarguen el condensador, para comenzar cada pulso de salida. La carga del condensador a intensidad constante puede hacerse con un generador de intensidad (por ejemplo, la etapa t3pica de transistor bipolar en base com3n); si no se requiere una precisi3n muy alta, puede utilizarse una simple resistancia, aprovechando la parte inicial de la exponencial del proceso de carga RC (por ejemplo, en un circuito RC conectado a 12 V, si se acota el intervalo de carga del condensador de 0 a 5 V, el error de linealidad resultante es inferior al 5 %).

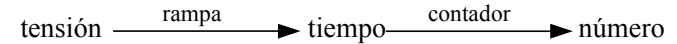
Si los pulsos de inicio (*reset*) tienen una frecuencia fija, con un per3odo  $T$ , al comienzo de cada per3odo se produce un pulso de salida cuya duraci3n ser3 proporcional a  $V_i$ : pulsos de anchura modulada, obtenidos por una conversi3n tensi3n-tiempo.



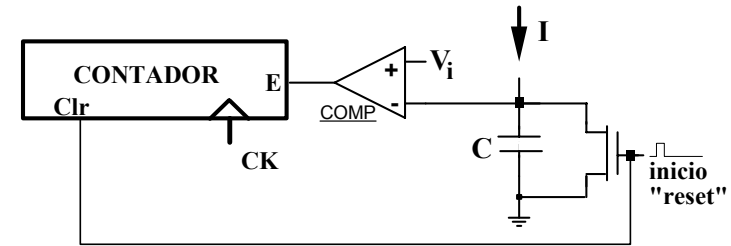
Este modulador de anchura de pulso se diferencia de los dos anteriores en que la variable de entrada (de control de la anchura de los pulsos) es una tensi3n (en lugar de un n3mero); sirve para las mismas aplicaciones: control de potencia todo/nada y control de amplitud de se3al (potenci3metro digital), realiz3ndose ambos controles por tensi3n.

Adem3s, la duraci3n de cada pulso puede ser medida por un contador cuyo reloj se ajuste a una unidad de tiempo precisa, de forma que se efect3e una segunda conversi3n tiempo-n3mero, dando como resultado un conversor anal3gico-digital.

A trav3s de la rampa de tensi3n del condensador el circuito efect3a la conversi3n tensi3n-tiempo y el contador completa el proceso con una conversi3n tiempo-n3mero:



La segunda conversi3n conforma una medida del intervalo de tiempo (duraci3n de la rampa hasta  $V_i$ ) que, a tenor de la primera conversi3n, es tambi3n una medida del valor de la tensi3n de entrada; se consigue as3 una conversi3n tensi3n-n3mero que corresponde a un conversor anal3gico-digital.



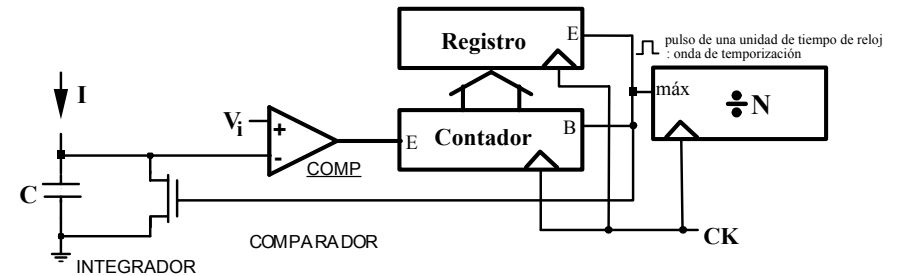
$$V_C = \frac{I}{C} \cdot t$$

sea  $t' = n \cdot T_{CK}$  el tiempo que tarda la rampa en alcanzar el valor de  $V_i$ , donde  $n$  ser3 el n3mero alcanzado por el contador en dicho tiempo y  $T_{CK}$  el per3odo del reloj:

$$V_i = \frac{I}{C} \cdot n \cdot T_{CK} ; \quad n = \frac{C}{I \cdot T_{CK}} \cdot V_i = k \cdot V_i ; \quad k = \frac{C}{I \cdot T_{CK}}$$

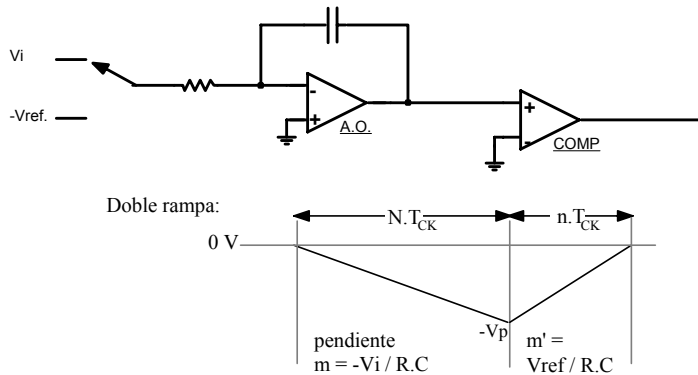
El resultado  $n$ , expresado en el contador, es proporcional a la tensi3n de entrada y la constante de proporcionalidad puede ser ajustada adecuadamente (por ejemplo,  $I = 1 \text{ mA}$ ,  $C = 100 \text{ nF}$  y  $T_{CK} = 1 \mu\text{s}$  hacen que  $n$  exprese la medida de  $V_i$  en cent3simas de voltio, 0,01 V).

El siguiente circuito representa un conversor tensi3n-n3mero (anal3gico-digital) de funcionamiento continuo, que cada determinado tiempo  $T = N \cdot T_{CK}$  efect3a una medida de la tensi3n de entrada:



El contador módulo  $N$  determina el tiempo en que comienza cada medida de la tensión de entrada; para ello produce los pulsos de inicialización, los cuales almacenan en el registro el resultado de la medida anterior y, a la vez, borran el contador (borrado sincrónico durante una sola unidad de tiempo). A partir del borrado del contador, el integrador genera una rampa de pendiente  $I/C$  que es comparada con la tensión de entrada hasta que ambas tensiones son iguales.

Este conversor requiere que los términos que intervienen en el factor de escala ( $I$ ,  $C$  y  $T$ ) sean de adecuada precisión, así como el amplificador operacional y el comparador. Es posible mejorar en gran medida la precisión de la conversión tensión-tiempo utilizando doble rampa: un integrador genera dos rampas, una de ellas descendente y la otra ascendente, integrando primero la tensión a medir  $V_i$  durante un tiempo fijo y posteriormente integrando una tensión de referencia negativa  $-V_{ref}$ , el comparador, en este caso, sirve para comparar la rampa ascendente con  $0\text{ V}$ .



La tensión  $-V_p$  alcanzada por la rampa descendente al cabo del tiempo fijo  $N.T_{CK}$  de integración sobre  $V_i$  será:

$$\Delta V = V_p = \frac{V_i}{R.C} \cdot N.T_{CK}$$

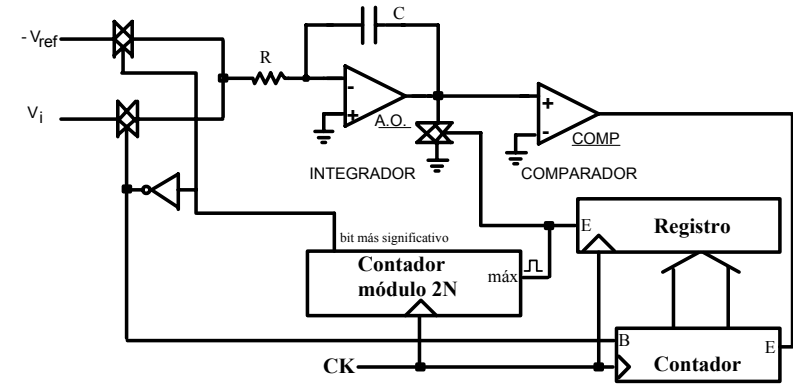
La rampa ascendente posterior, conformada por integración sobre  $-V_{ref}$ , tardará un tiempo  $n.T_{CK}$  en alcanzar los  $0$  voltios:

$$\Delta V = V_p = \frac{V_{ref}}{R.C} \cdot n.T_{CK}$$

$$\frac{V_i}{R.C} \cdot N.T_{CK} = \frac{V_{ref}}{R.C} \cdot n.T_{CK} \quad n = \frac{N}{V_{ref}} \cdot V_i = k.V_i \quad \text{siendo } K = \frac{N}{V_{ref}}$$

La duración de la segunda rampa, expresada en número de unidades de tiempo de reloj  $n$ , es proporcional a la tensión a medir, con un factor de escala que no depende de  $R$ , ni de  $C$  ni de  $T_{CK}$ , sino solamente de la tensión de referencia  $V_{ref}$ ; tomando, por ejemplo,  $V_{ref} = 10\text{ V}$  y  $N = 10.000$ , el número  $n$  expresará la medida de  $V_i$  en milivoltios.

Un posible esquema del circuito necesario para un conversor de doble rampa de funcionamiento continuo es el representado en la siguiente figura:



El tiempo del ciclo es  $2N.T_{CK}$ ; durante la primera mitad de dicho intervalo el contador módulo  $2N$  pone en conducción la puerta de transmisión superior, de forma que el integrador genera la rampa descendente de pendiente  $-V_i/R.C$ ; durante todo este intervalo el contador que efectúa la medida de la tensión permanece borrado. En el otro semiperíodo conduce la puerta de transmisión inferior, que genera la rampa ascendente de pendiente  $+V_{ref}/R.C$ , hasta alcanzar la tensión de  $0\text{ V}$ , tiempo durante el cual el segundo contador realiza el contaje hasta el valor  $n$ .

Al finalizar el intervalo de medida, se habilita el registro para almacenar el resultado de la misma (valor  $n$ ) y se descarga el condensador; a partir de aquí se inicia un nuevo ciclo de conversión.

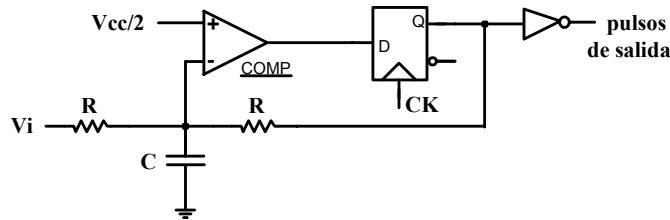
La utilización de dos rampas compensa la falta de precisión de  $R$ ,  $C$  y  $T_{CK}$  y, en gran medida, los posibles errores introducidos por el amplificador operacional; basta asegurar una alta precisión en la tensión de referencia y que la frecuencia de reloj sea estable para obtener una medida digital  $n$  muy precisa.

Este tipo de conversión tensión-tiempo es relativamente lento en cuanto a realizar la conversión A/D pero proporciona una razonable precisión a bajo coste; por ello es muy utilizada cuando no se necesitan altas velocidades de conversión, por ejemplo, en los voltímetros digitales de bajo coste (el operador humano necesita varios segundos para leer el resultado de la medida, disponiéndose por tanto de intervalos de tiempo relativamente amplios para completar la conversión).

### 18.5. Conversores sigma – delta

El esquema de conversión tensión-tiempo-número constituye, también, la base operativa de los denominados conversores sigma-delta ( $\Sigma\Delta$ ), pero en ellos los pulsos se encuentran distribuidos «homogéneamente» a lo largo del intervalo de tiempo en que se efectúa la conversión.

La figura siguiente representa un conversor sigma-delta tensión-tiempo muy simple: el circuito RC de la entrada realiza una integración de la señal  $V_i$  y la realimentación a través del biestable conforma un camino de descarga que, bajo el control del comparador analógico, hace que la tensión del condensador se mantenga en el entorno de  $V_{CC}/2$ .



La realimentación negativa, que se efectúa a través del biestable, intenta mantener la tensión del condensador en el valor de referencia fijado en la otra entrada del comparador:

- el biestable se pone a **0** cuando la tensión del condensador es mayor que la de referencia y de esa forma proporciona un camino de descarga al condensador
- el biestable se pone a **1** cuando la tensión del condensador es menor que la de referencia y suministra carga al condensador.

A mayor tensión de entrada mayor tiempo tiene que encontrarse el biestable a **1** (salida a **0**), en situación de descarga del condensador, para compensar la mayor carga que produce dicha tensión de entrada.

Habida cuenta que la salida del circuito está invertida respecto a la del biestable, el resultado es un conjunto de pulsos de salida cuyo «tiempo en **1**» es proporcional a la tensión de entrada: Tales pulsos se distribuirán de manera «homogénea» a lo largo del tiempo, pues se ajustan a la necesidad de carga/descarga del condensador para mantener su tensión en el valor establecido por la referencia.

Para que el rizado del condensador sea pequeño es necesario que la constante de tiempo del integrador RC sea mucho mayor que el período del reloj que mueve al biestable  $T_{CK}$ :  $RC \gg T_{CK}$  (o, lo que es lo mismo, que la frecuencia de corte del filtro pasa-baja RC sea muy superior a la frecuencia de actuación del biestable).

Para una tensión de entrada  $V_i$  continua, la realimentación negativa mantendrá la tensión del condensador en el entorno de la tensión de referencia (comportamiento como etapa lineal); se verificará que

$$V_+ \approx V_- = \frac{V_{CC}}{2}$$

y para ello (para que la tensión del condensador se mantenga constante), el aporte de carga al mismo ha de ser igual a la cesión de carga:

$$\Delta Q_{carga} = \Delta Q_{descarga}$$

La carga del condensador proviene de la tensión de entrada  $V_i$  y del biestable en aquellos intervalos de tiempo en que se encuentra a **1** (salida del circuito a **0**), mientras que la descarga se debe solamente al biestable cuando se encuentra a **0** (salida a **1**).

Supuesto un tiempo de ciclo  $T$ , relativamente amplio respecto al período del reloj  $T = N \cdot T_{CK}$ , y siendo  $t_{on}$  la suma de los intervalos de tiempo en los cuales la salida se encuentra a **1** (el biestable a **0**,  $V_{OL} \approx 0$  V, produce descarga del condensador) y  $t_{off}$  la de los intervalos con salida a **0** (biestable a **1**,  $V_{OH} \approx V_{CC}$ , con efecto de carga):

$$\Delta Q_{carga} = \frac{V_i - \frac{V_{CC}}{2}}{R} \cdot T + \frac{V_{CC} - \frac{V_{CC}}{2}}{R} \cdot t_{off};$$

$$\Delta Q_{descarga} = \frac{\frac{V_{CC}}{2} - 0}{R} \cdot t_{on}$$

como  $\Delta Q_{carga} = \Delta Q_{descarga}$ :

$$(V_i - \frac{V_{CC}}{2}) \cdot T + (V_{CC} - \frac{V_{CC}}{2}) \cdot t_{off} = \frac{V_{CC}}{2} \cdot t_{on}$$

$$V_i \cdot T = \frac{V_{CC}}{2} \cdot T - V_{CC} \cdot t_{off} + \frac{V_{CC}}{2} \cdot t_{off} + \frac{V_{CC}}{2} \cdot t_{on}$$

dado que  $t_{on} + t_{off} = T$ :

$$V_i \cdot T = \frac{V_{CC}}{2} \cdot T - V_{CC} \cdot t_{off} + \frac{V_{CC}}{2} \cdot T = V_{CC} \cdot (T - t_{off}) = V_{CC} \cdot t_{on}$$

siendo  $T = N \cdot T_{CK}$ :

$$t_{on} = \frac{V_i \cdot T}{V_{CC}} = \frac{T}{V_{CC}} \cdot V_i = \frac{N \cdot T_{CK}}{V_{CC}} \cdot V_i = k \cdot V_i \quad \text{con } k = \frac{N \cdot T_{CK}}{V_{CC}}$$

El circuito efectúa una conversión de la tensión de entrada  $V_i$  en *tiempo de on*  $t_{on}$ : cuanto mayor es la tensión de entrada, mayor es el tiempo del biestable a **0** necesario para mantener el condensador en el entorno de  $V_{CC}/2$  (mayor tensión de entrada implica mayor tiempo de descarga). La relación es directamente proporcional, como lo muestra el anterior balance de carga-descarga y la constante de proporcionalidad  $N \cdot T_{CK}/V_{CC}$  puede ajustarse adecuadamente: para  $N = 5000$ ,  $T_{CK} = 1\mu s$  y  $V_{CC} = 5$  V, a 1 voltio le corresponde 1 milisegundo.



Si la tensión de entrada es una señal (tensión variable), conformada por tensiones positivas ( $V_i \geq 0V$ ), la conversión tensión-tiempo de on sigue siendo válida con la condición de que la frecuencia máxima de la señal sea muy inferior a la de corte del filtro que introduce el condensador; tal condición es necesaria a fin de que la realimentación sea adecuadamente rápida para «seguir la señal», es decir, para ajustarse a los cambios de la tensión de entrada siendo capaz de mantener la tensión del condensador en el entorno de la referencia  $V_{CC}/2$ ; para ello ha de verificarse que

$$f_{\text{máx señal}} \ll f_{\text{corte filtro}}$$

$$1/f_{\text{máx señal}} \gg RC \gg T_{CK}$$

La segunda desigualdad ( $RC \gg T_{CK}$ ) es la indicada anteriormente para condiciones de bajo rizado.

Si durante el «tiempo en 1» de la salida se habilita el contaje de unidades de tiempo de reloj en un contador, al final del intervalo de medida, el número resultante en el contador  $n$  será proporcional a la tensión de entrada:

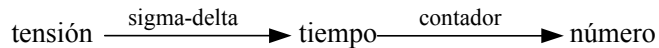
$$t_{\text{on}} = \frac{N \cdot T_{CK}}{V_{CC}} \cdot V_i ;$$

si el contador alcanza el número  $n$   $t_{\text{on}} = n \cdot T_{CK}$  ;

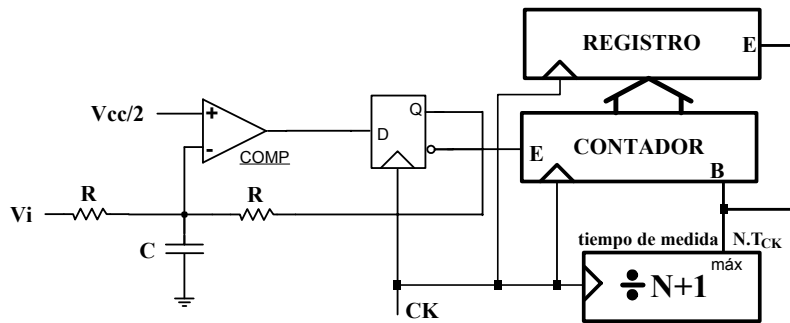
$$n = \frac{N}{V_{CC}} \cdot V_i = k \cdot V_i \text{ siendo } k = \frac{N}{V_{CC}} .$$

para  $N = 5000$  y  $V_{CC} = 5 V$ ,  $n$  expresa la medida de la tensión  $V_i$  en milésimas de voltio.

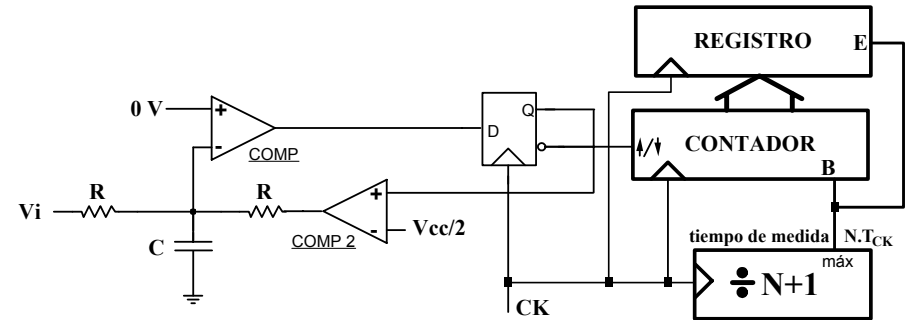
De esta forma, al igual que en el caso del convertor por rampa, se efectúan dos conversiones seguidas: tensión-tiempo y tiempo-número:



resultando un convertor analógico-digital:



Este convertor puede admitir, también, tensiones negativas; para ello hay que situar la tensión de comparación a 0 V y hacer que las tensiones que proporciona el bucle de realimentación a través del biestable sean simétricas:  $V_{oH} = +V_{CC}$  y  $V_{oL} = -V_{CC}$  (circuito de la figura siguiente, en el cual el segundo comparador suministra tensiones de salida  $+V_{CC}$  y  $-V_{CC}$  como resultado de la comparación).



En este caso y con la condición de bajo rizado  $RC \gg T_{CK}$ :

$$\Delta Q_{\text{carga}} = \frac{V_i}{R} \cdot T + \frac{V_{CC}}{R} \cdot t_{\text{off}}$$

$$\Delta Q_{\text{descarga}} = \frac{V_{CC}}{R} \cdot t_{\text{on}}$$

$$V_i \cdot T = V_{CC} \cdot (t_{\text{on}} - t_{\text{off}})$$

El contador ha de ser bidireccional y debe contar durante el *tiempo de on* (biestable a 0) y descontar en el *tiempo de off* (biestable a 1), de forma que

$$T = N \cdot T_{CK} \text{ tiempo del ciclo (N unidades de tiempo de reloj),}$$

$$t_{\text{on}} = n_1 \cdot T_{CK} \text{ tiempo de on durante el cual el contador cuenta en forma ascendente,}$$

$$t_{\text{off}} = n_2 \cdot T_{CK} \text{ tiempo de off durante el cual el contador descuenta,}$$

siendo  $N = n_1 + n_2$  y  $n = n_1 - n_2$  el resultado global del contaje en el contador:

$$V_i \cdot N = V_{CC} \cdot (n_1 - n_2) = V_{CC} \cdot n ;$$

$$n = \frac{N}{V_{CC}} \cdot V_i = k \cdot V_i ; \quad k = \frac{N}{V_{CC}} .$$

El resultado del contaje  $n$  se presentará en codificación en complemento a 2: cuando las tensiones de entrada son negativas, el *tiempo de off* será superior al *tiempo de on* y el contador presentará números negativos expresados en dicha codificación. Para evitar su desbordamiento (*over-flow*) el contador debe ser de módulo  $\geq 2N$ : debe poder llegar a contener el número  $N$  y el número  $-N$  en complemento a 2. La tensión de entrada admisible en este convertor se encontrará en el intervalo  $[-V_{CC} ; +V_{CC}]$ .