

# LA MODULACIÓN DE ANCHURA DE PULSOS COMO ALTERNATIVA DIGITAL A PROCESOS ANALÓGICOS

Antonio Bono<sup>1</sup>, Carlos Bernal<sup>2</sup> y Tomás Pollán<sup>3</sup>.

Departamento de Ingeniería Electrónica y Comunicaciones  
Universidad de Zaragoza.

<sup>1</sup>antoniob@unizar.es, <sup>2</sup>cbernal@unizar.es, <sup>3</sup>tpollan@unizar.es

## RESUMEN

La modulación de anchura de pulso es una codificación, 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, así como convertidores D/A y A/D. Estas etapas resultan de gran interés en el diseño de ASICs digitales o con circuitos integrados programables, puesto que permiten reducir, en forma considerable, la parte analógica que acompaña a la digital. Esta comunicación presenta, en forma unificada, cuatro esquemas de modulación PWM diferentes (dos de ellos con entrada numérica: el típico control todo/nada y la modulación mediante suma repetitiva; y los otros dos con entrada de tensión: la conversión mediante rampa y los convertidores sigma-delta); además, se desarrolla un método de análisis común basado en el balance de carga en los tiempos de *on* y de *off*.

## 1. PRELIMINARES: 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 intervalo  $T_1$  se aplica la potencia máxima  $P_{\text{máx}}$  y durante el resto del ciclo  $T - T_1$  no se aplica potencia; 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;  $n$  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  $n/N$ .

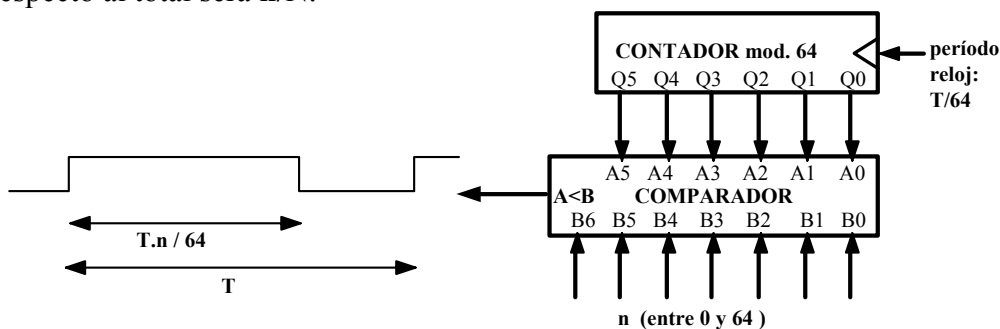


Figura 1: Esquema básico de control todo/nada utilizando un contador

Un contador década (módulo 10) permite una regulación todo/nada con 11 niveles (de 0 a 10) y un paso entre niveles del 10 % mientras que el contador de 6 bits (módulo 64) de la figura 1 reduce 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 etapas electrónicas de potencia:

- determinados componentes de potencia, como los tiristores y triacs no permiten otro tipo de actuación (solamente presentan dos estados: conducción total o no conducción);
- incluso, para los transistores (que admiten tensiones variables de entrada y de salida) las situaciones todo/nada son 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 ( $V_{CE} \cdot I_C$ ) es muy reducida.

### 1.1. Conversión número-tiempo

Un control todo/nada realiza una conversión número  $\rightarrow$  tiempo: el número de referencia, que normalmente llega al comparador a través de un registro (figura 2), es transformado en anchura de pulso, en proporcionalidad directa de  $\Delta t$  con  $n$ .

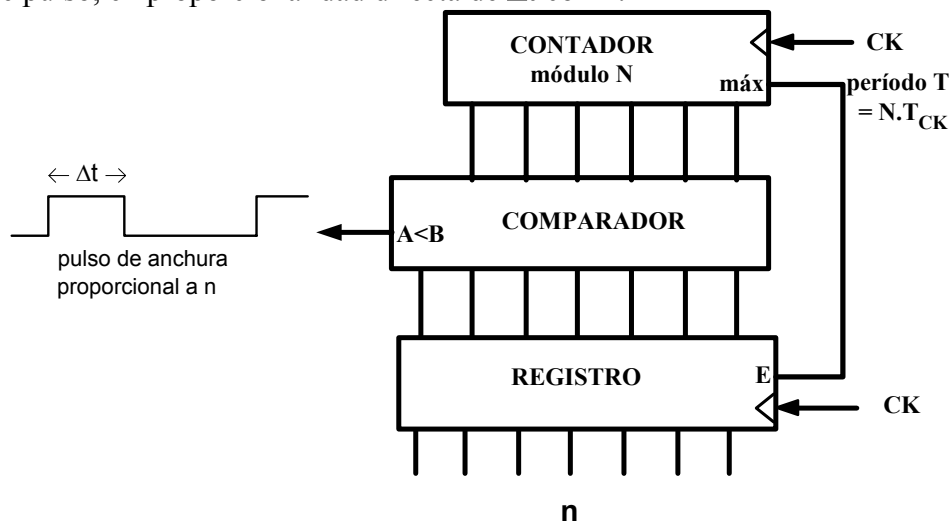


Figura 2: Conversor número-tiempo (anchura de pulso)

Si el número  $n$  es constante se producen pulsos de anchura fija; al variar dicho número se produce una variación de la anchura de los pulsos, de forma que una señal expresada numéricamente es convertida en pulsos de duración proporcional a su valor.

### 1.2. Conversión número-tensión

Si la salida del anterior convertidor número-tiempo es filtrada mediante un filtro pasa-baja (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, se tiene un convertidor DC-DC en que la tensión de salida del comparador  $V_{OH}$  (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 en tensión la señal definida numéricamente.

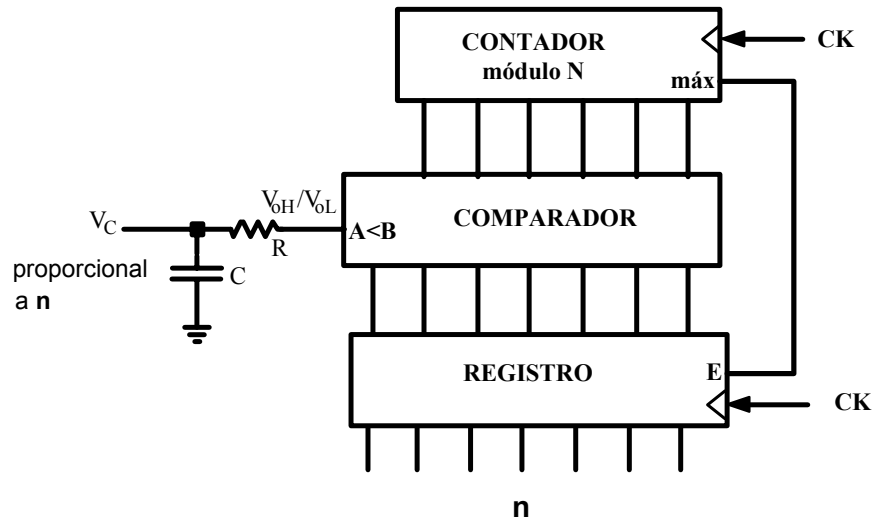


Figura 3: Conversor número-tensión (digital-analógico)

En el caso de generación de señales, es necesario que la frecuencia de corte del filtro sea superior a la de la señal a obtener, a fin de que no se vea afectada por el filtrado y, para que el rizado debido al ciclo *on/off* sea despreciable, la frecuencia de corte del filtro debe ser inferior a la de dicho ciclo:

$$f_{\text{máx señal}} \ll f_{\text{corte filtro}} \ll f_{\text{ciclo on/off}} \quad 1/f_{\text{máx señal}} \gg RC \gg T = N \cdot T_{\text{CK}}$$

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

*En un ciclo on/off la tensión del condensador se mantiene prácticamente constante ya que la frecuencia de la señal de salida es muy inferior a la frecuencia del ciclo. Para ello, 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 (figura 3).*

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

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

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

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

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

## 1.2. Potenciómetro digital

El esquema conceptual anterior (PWM más filtrado pasa-baja) puede ser utilizado para controlar la amplitud de una señal analógica externa; su muestreo mediante un control todo/nada sobre un divisor de tensión, seguido de un filtro pasa-baja, en la forma representada en la figura 4, permite reducir la amplitud de dicha señal, controlándose el factor de proporcionalidad mediante  $n$ .

Esta reducción proporcional de la amplitud es precisamente lo que hace un potenciómetro cuando se utiliza como divisor de tensión.

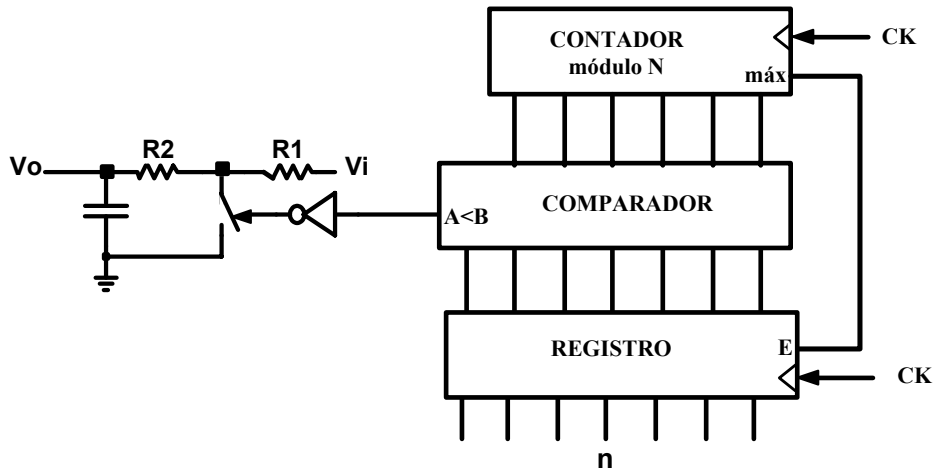


Figura 4: Control de amplitud de señal (potenciómetro digital)

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

$$f_{\text{máx. señal}} \ll f_{\text{corte filtro}} \ll f_{\text{ciclo on/off}} \quad 1/f_{\text{máx señal}} \gg RC \gg T = N \cdot T_{CK}$$

y el análisis del comportamiento del circuito es análogo (igualdad de carga en los intervalos de *on* y de *off*)

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

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

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

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

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

Si la tensión de entrada es continua resulta una tensión de salida continua y menor, según un factor  $k < 1$ ; si la entrada es una señal variable resulta una señal de salida atenuada conforme a dicho factor  $k = n/N < 1$ .

## 2. MODULACIÓN EN ANCHURA DE PULSOS

La modulación de anchura de pulso **PWM** (*pulse width modulation*) es una forma de codificar la información mediante pulsos de anchura variable; 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.

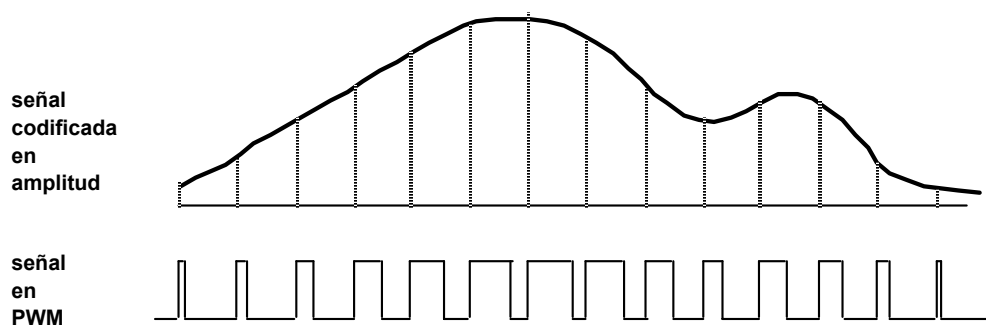


Figura 5: Modulación en anchura de pulsos

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.

Consideramos en esta comunicación cuatro tipos de moduladores de anchura de pulsos que podemos clasificar en la forma siguiente:

- ➔ conversión número-anchura de pulso:
  - ① pulsos de frecuencia fija: modulación todo/nada,
  - ② pulsos «aleatorios»: modulación en pulsos distribuidos;
- ➔ conversión tensión-anchura de pulso:
  - ③ pulsos de frecuencia fija: rampa de tensión,
  - ④ pulsos «aleatorios»: conversor sigma-delta.

① El control todo/nada es una forma simple y directa de transformar un número en un pulso de anchura proporcional al mismo: *modulación PWM de tipo todo/nada*; en cada ciclo *on/off*, el «tiempo en 1» (*on*) se encuentra agrupado en un mismo pulso al comienzo del período.

② 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»: *modulación PWM en pulsos distribuidos*.

Ambas modulaciones son equivalentes (corresponden a una conversión número → anchura de pulso) 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).

③ Otra conversión de interés que también produce pulsos modulados en anchura es la transformación tensión → anchura de pulso. Puede configurarse a través de la comparación de la tensión de entrada con una rampa de tensión creciente (sección 4), dando lugar a pulsos cuya anchura es proporcional a la misma: conversores de tensión-tiempo de tipo rampa.

④ También existe la alternativa de pulsos distribuidos a lo largo del ciclo, que se consigue con conversores sigma-delta (sección 5).

En estos dos últimos tipos de conversores (por rampa o sigma-delta) su entrada es una tensión analógica y su salida son pulsos de anchura modulada. Si durante el «tiempo en 1» se habilita un contador que efectúa el contaje de unidades de tiempo (a partir de una señal de reloj apropiada) se consigue una conversión tensión → número, es decir, analógico-digital.

## 2. MODULACIÓN PWM EN PULSOS DISTRIBUIDOS

Una conversión número → 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 6. Se basa en utilizar un sumador de números de **p** dígitos, cuyo resultado será un número de longitud **p** y un bit de *acarreo*; este sumador producirá arrastre cuando la suma alcanza o sobrepasa el número **2<sup>p</sup>**.

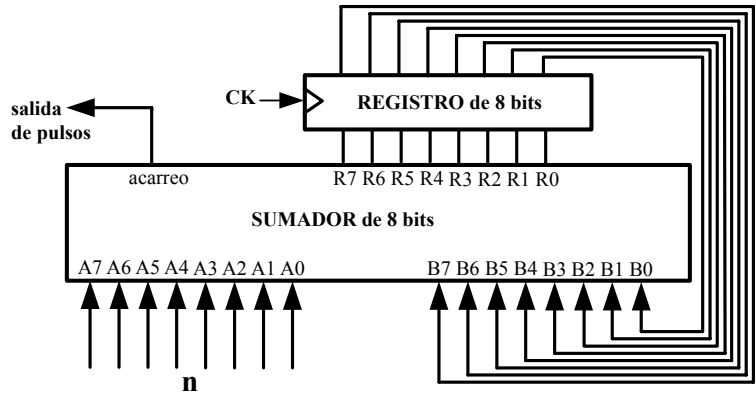


Figura 6: Modulación PWM en pulsos distribuidos

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

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 la sección 1:

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

#### 4. CONVERSIÓN TENSION – TIEMPO DE TIPO RAMPA

La carga de un condensador, con una intensidad de corriente constante, desde 0 V hasta el valor de una tensión de entrada  $V_i$  determina un intervalo de tiempo proporcional a dicha tensión (figura 7). La tensión del condensador variará en forma de rampa lineal de pendiente  $I/C$ ; cuando dicha rampa alcanza el valor  $V_i$  finaliza el pulso de salida cuya anchura será proporcional a  $V_i$ :

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

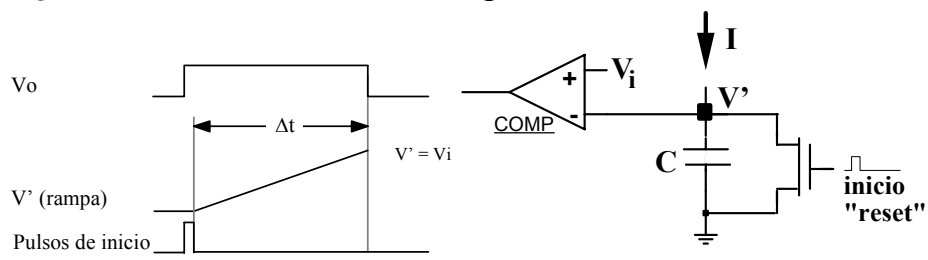


Figura 7: Conversión tensión-anchura de pulso (mediante rampa de tensión)

El circuito necesita pulsos de inicialización, que descarguen el condensador, para comenzar cada pulso de salida; si no se necesita una precisión muy alta la carga del condensador a intensidad constante puede hacerse a través de una simple resistencia, aprovechando la parte inicial de la exponencial del proceso de carga RC.

Si los pulsos de inicio (*reset*) tienen una frecuencia fija, con un período  $T$ , al comienzo de cada período se produce un pulso de salida cuya duración será proporcional a  $V_i$ : pulsos de anchura modulada, obtenidos por una conversión tensión-tiempo.

Este modulador de anchura de pulso se diferencia de los anteriores en que la variable de entrada (de control de la anchura de los pulsos) es una tensión (en lugar de un número); sirve para las mismas aplicaciones: control de potencia todo/nada y control de amplitud de señal.

Además, la duración de cada pulso puede ser medida por un contador cuyo reloj se ajuste a una unidad de tiempo precisa, que efectúa lugar a una segunda conversión tiempo-número, dando como resultado un conversor analógico-digital.

A través de la rampa de tensión del condensador el circuito efectúa la conversión tensión-tiempo y el contador completa el proceso con una conversión tiempo-número:



La segunda conversión conforma una medida del intervalo de tiempo (duración de la rampa hasta  $V_i$ ) que es proporcional al valor de la tensión de entrada.

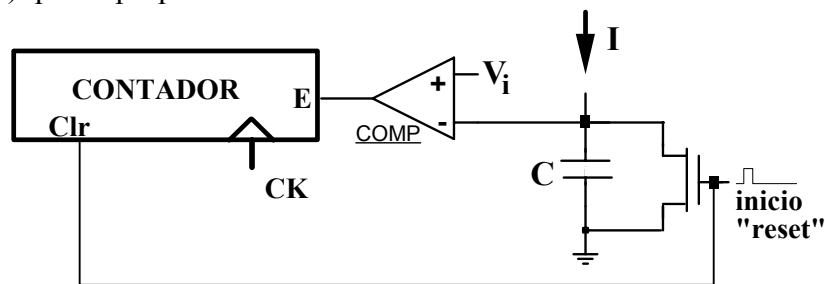


Figura 8: Conversión tensión-número (mediante rampa de tensión)

Sea  $t' = n \cdot T_{CK}$  el tiempo que tarda la rampa en alcanzar el valor de  $V_i$ , donde  $n$  será el número alcanzado por el contador en dicho tiempo y  $T_{CK}$  el período 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 tensión de entrada y la constante de proporcionalidad puede ser ajustada adecuadamente (por ejemplo, con  $I = 1 \text{ mA}$ ,  $C = 100 \text{ nF}$  y  $T_{CK} = 1 \text{ } \mu\text{s}$ ,  $n$  expresará la medida de  $V_i$  en centésimas de voltio,  $0,01 \text{ V}$ ).

El circuito de la figura 9 representa un conversor tensión-número (analógico-digital) de funcionamiento continuo, que cada determinado tiempo  $T = N \cdot T_{CK}$  efectúa una medida de la tensión de entrada.

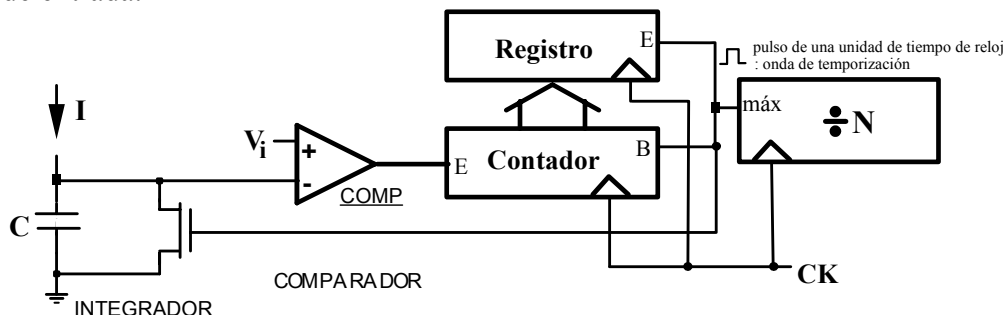


Figura 9: Conversor analógico-digital (mediante rampa de tensión)

Este convertor 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 utilizando doble rampa: un integrador genera dos rampas, una de ellas descendente y la otra ascendente, integrando la tensión a medir  $V_i$  durante un tiempo fijo y, posteriormente, una tensión de referencia negativa  $-V_{ref}$ ; el comparador, en este caso, sirve para comparar la rampa ascendente con 0 V.

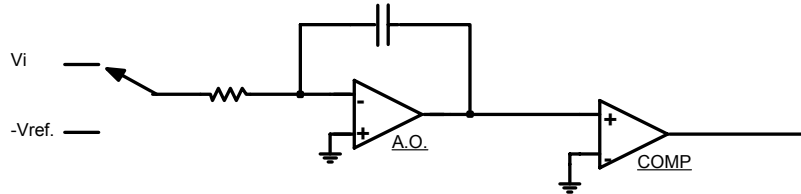


Figura 10: Conversión tensión-tiempo (de doble rampa)

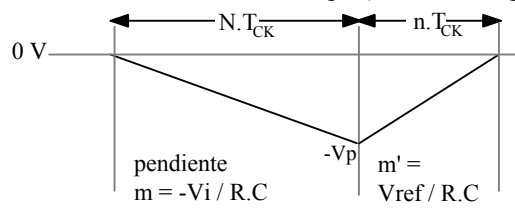


Figura 11: Doble rampa: salida del integrador

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

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

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

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

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

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 convertor de doble rampa de funcionamiento continuo es el representado en la figura 12

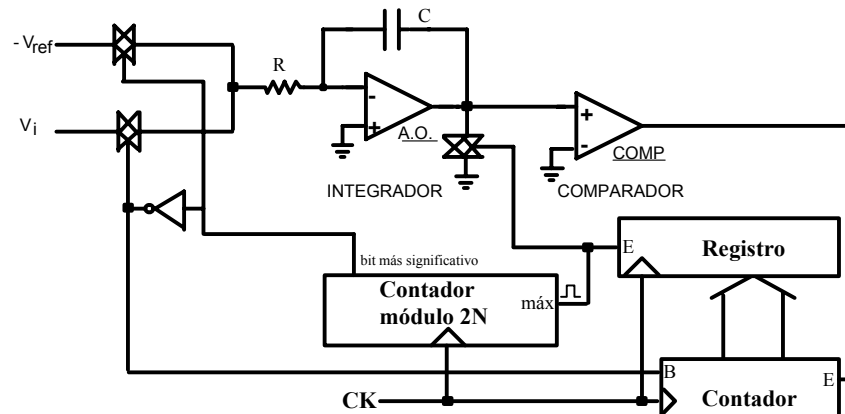


Figura 12: Convertor analógico-digital (de doble rampa)



El tiempo del ciclo es  $2N \cdot T_{CK}$ ; durante su primera mitad el contador módulo  $2N$  pone en conducción la puerta de transmisión superior, de forma que el integrador genera la rampa descendente de pendiente  $-V_i/R \cdot C$  y 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  $+V_{ref}/R \cdot C$ , hasta alcanzar la tensión de  $0 \text{ V}$ , tiempo durante el cual el segundo contador realiza el conteo hasta el valor  $n$ .

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.

## 5. CONVERTORES SIGMA - DELTA

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

La figura 13 representa un convertidor 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  $V_{CC}/2$ .

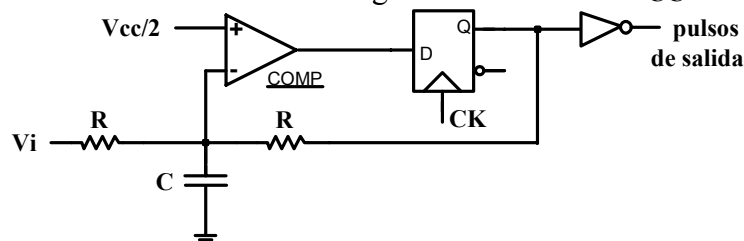


Figura 13: Conversión tensión-tiempo (de tipo sigma-delta)

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 estará 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 **0**, en situación de descarga del condensador, para compensar la mayor carga que produce dicha tensión de entrada.

Habida cuenta de que la salida del circuito está invertida respecto a la del biestable, el resultado es un conjunto de pulsos 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 sea 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 el aporte de carga al condensador 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):

$$\Delta Q_{carga} = \frac{V_i - \frac{V_{CC}}{2}}{R} \cdot T + \frac{V_{CC} - \frac{V_{CC}}{2}}{R} \cdot t_{off}; \quad \Delta Q_{descarga} = \frac{V_{CC} - 0}{R} \cdot t_{on}$$

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*  $t_{on}$ ; La relación es directamente proporcional 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).

Cuando la tensión de entrada es una señal (tensión variable), conformada por tensiones positivas ( $V_i \geq 0$  V), la conversión tensión-*tiempo de on* sigue siendo válida con la condición de que su frecuencia máxima sea inferior a la de corte del filtro que introduce el condensador (necesaria para que la realimentación sea adecuadamente rápida):

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

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

$$t_{on} = \frac{N \cdot T_{CK}}{V_{CC}} \cdot V_i; \text{ y si el contador alcanza el número } n \quad t_{on} = n \cdot T_{CK} = \frac{N \cdot T_{CK}}{V_{CC}} \cdot V_i;$$

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

(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:

tensión  $\xrightarrow{\text{sigma-delta}}$  tiempo  $\xrightarrow{\text{contador}}$  número  
 resultando un convertor analógico-digital.

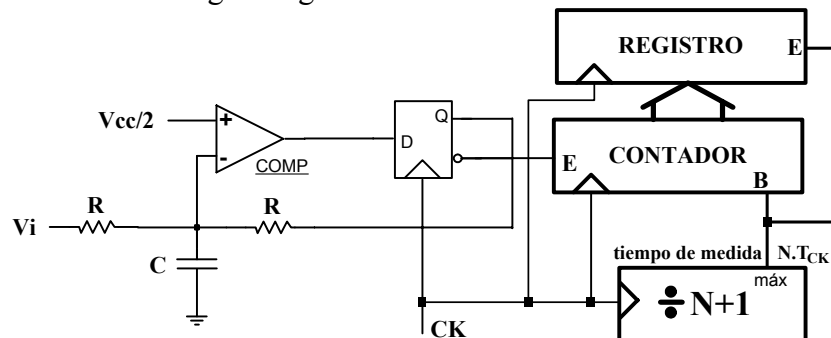


Figura 14: Convertor analógico-digital (de tipo sigma-delta)

Este convertor puede admitir, también, tensiones negativas; para ello hay que situar la tensión de comparación en 0 V y hacer que las tensiones que proporciona el bucle de realimentación a través del biestable sean simétricas:  $V_{oH} = +V_{CC}$  y  $V_{oL} = -V_{CC}$ .

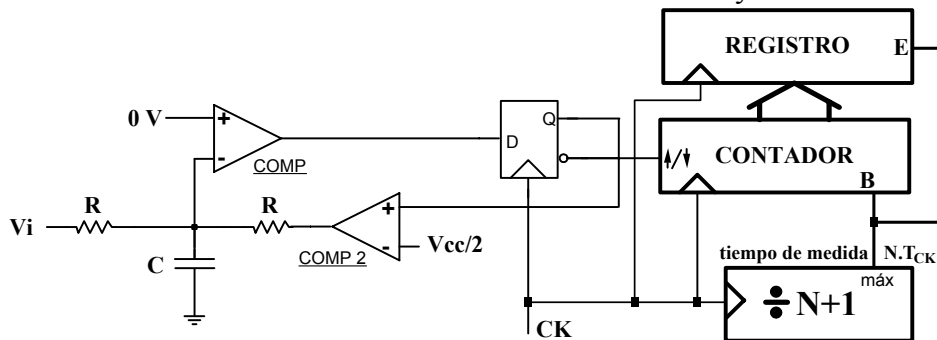


Figura 15: Convertor sigma-delta para señales de doble polaridad

En el circuito de la figura, el segundo comparador suministra las tensiones de salida  $+V_{CC}$  y  $-V_{CC}$  como resultado de la comparación; con la condición de bajo rizado  $RC \gg T_{CK}$ :

$$\Delta Q_{\text{carga}} = \frac{V_i}{R} \cdot T + \frac{V_{CC}}{R} \cdot t_{\text{off}}; \quad \Delta Q_{\text{descarga}} = \frac{V_{CC}}{R} \cdot t_{\text{on}}; \quad V_i \cdot T = V_{CC} \cdot (t_{\text{on}} - t_{\text{off}})$$

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:

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

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  $[-V_{CC}; +V_{CC}]$ .

## 6. CONCLUSIONES

No es habitual presentar los convertidores por rampa y los convertidores sigma-delta como moduladores de anchura de pulso; tampoco lo es introducir la modulación en pulsos distribuidos (a través del acarreo de un sumador). La presentación unificada de estos tres esquemas circuitales, junto con el típico control todo/nada, permite identificarlos como lo que realmente son, moduladores de anchura de pulso **PWM**, facilitando un estudio más comprensivo de su funcionamiento y de sus aplicaciones que, obviamente, son comunes.

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); en los dos primeros la variable de control es un número  $n$  y en los otros dos, la tensión de entrada  $V_i$ .

Ahora bien, la forma de distribuir los pulsos a lo largo del ciclo de conversión diferencia a los convertidores todo/nada (incluido el convertidor de tipo rampa) de los que generan pulsos distribuidos homogéneamente (conversión por suma y convertidor sigma-delta).

Los segundos producen mayor número de pulsos y, con ellos, mayor número de conmutaciones, lo cual puede ser un inconveniente en cuanto a control de potencia; en cambio, la distribución más «homogénea» de los pulsos hace que la separación entre ellos sea menor, lo cual es una ventaja en las aplicaciones que utilizan un filtrado de salida pasa-baja.

Asimismo, estos esquemas **PWM** pueden ser utilizados como convertidores entre el campo digital y el analógico. Los dos primeros tienen como entrada un valor digital (un número) y, con un filtro pasa-baja a su salida, pueden ser aprovechados como convertidores digital-analógicos (D/A); los otros dos moduladores reciben de entrada una tensión analógica y, habilitando con su salida el conteo de unidades de tiempo, dan lugar a convertidores analógico-digitales (A/D).

Ambos convertidores 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:  $n$  o  $V_i$ ), pero pueden alcanzar gran precisión (a bajo coste) y resultan útiles para muchas aplicaciones.

La unificación de funcionalidad conceptual y de aplicaciones de estos cuatro esquemas circuitales va acompañada de la aplicación de un método común de análisis: el balance de carga durante los tiempos de *on* y de *off*. Este método, simple y potente, permite deducir de forma sencilla las relaciones entre tiempos y tensiones y, en segunda instancia, entre tensiones y números binarios.

Todos estos circuitos, incluidas las aplicaciones de los mismos, se acomodan bien a las técnicas digitales; la parte analógica que precisan es relativamente pequeña. Por ello resultan de gran interés en el diseño de ASICs digitales o mixtos y en la realización de sistemas con dispositivos programables (CPLDs o FPGAs).

Su limitación es la velocidad: trabajan con ciclos de conversión y, consiguientemente, su respuesta no es «inmediata». Ahora bien, su precisión es alta, de manera que cuando no hay «excesiva prisa» son una buena alternativa a técnicas básicamente analógicas.

## 10. BIBLIOGRAFÍA

[1] T. Pollán, “Electrónica Digital. II. Sistemas Secuenciales”, Prensas Universitarias de Zaragoza, Colección Textos Docentes nº 102, Universidad de Zaragoza, 2004.

[2] P. Horowitz, and W. Hill, “The art of electronics” (9.7 y 9.21), Cambridge University Press, 2nd ed., 1989.

[3] “Pulse width modulation A/D conversión techniques”, AN 607, Nacional Semiconductor.