

T5 CONVERSIÓN DIGITAL/ANALÓGICA Y ANALÓGICO/DIGITAL

T5.1. Conversores D/A

T5.2. Conversores A/D

T5.3. Resolución, linealidad y errores en los conversores

T5.4. Conversión tensión-frecuencia

El mundo real es básicamente analógico. La medida directa de una magnitud física (sonido, temperatura, presión, etc.) es convertida por el correspondiente transductor (sensor) a un valor de tensión analógica capaz de ser procesada por un sistema electrónico. Asimismo, el sistema electrónico proporcionará a los correspondientes efectores (altavoces, motores, calefactores, etc.) una tensión analógica que determine su actuación.

Los sistemas digitales emplean los valores numéricos codificados en binario, en palabras digitales compuestas por ceros y unos; ello proporciona a los sistemas digitales alta fiabilidad y precisión, conseguidas por la perfecta distinción física entre el 0 y el 1, y una gran potencia de cálculo, derivada de la utilización de un sistema de numeración y de la capacidad de integración de funciones booleanas de altísima complejidad.

En la frontera (interfase) entre las señales analógicas procedentes del medio físico o destinadas a interferir con él y las señales digitales que procesa el sistema electrónico se requieren conversores que pasen los valores numéricos del campo analógico al digital y viceversa: conversores A/D y D/A.

Mediante una suma ponderada de los dígitos de valor 1 se consigue, en forma muy simple, un conversor digital-analógico rápido; la ponderación puede hacerse con una serie de resistencias en progresión geométrica (cada una mitad de la anterior), lo cual obliga a utilizar un amplio rango de resistencias, o bien mediante una red R-2R que efectúa sucesivas divisiones por 2.

Puede convertirse una tensión en número binario utilizando un conversor opuesto D/A, a través de la comparación entre la tensión de entrada y la proporcionada por dicho conversor D/A aplicado a un generador de números binarios; se trata de aproximar el número-resultado a aquel cuya correspondiente tensión analógica es igual a la de entrada. La aproximación puede hacerse de unidad en unidad, mediante un simple contador, o dígito a dígito mediante un circuito secuencial específico.

En los sistemas digitales la precisión viene dada por la utilización de dos símbolos 1/0 y por la separación entre las tensiones que los representan. En cambio, en el tratamiento de tensiones analógicas y, por tanto, en los conversores D/A y A/D, hemos de preocuparnos de la precisión y de las diversas causas de error que le afectan: desplazamiento del origen, linealidad, resolución,...

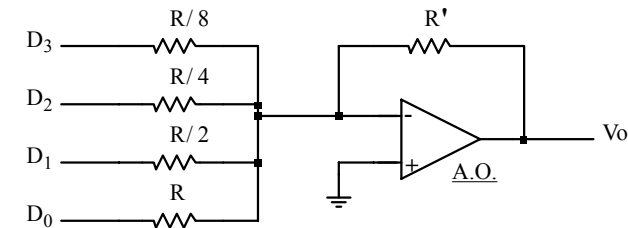
Se incluye en este capítulo, por completitud, la conversión tensión-frecuencia ($V \rightarrow f$), que puede servir también (añadiéndole un frecuencímetro) como conversión A/D. La conversión tensión-tiempo ($V \rightarrow t$) ha sido tratada en detalle en el capítulo 18 (PWM).

T5.1. Conversores D/A

Conceptualmente la conversión analógica-digital consiste en realizar la suma ponderada de los diversos dígitos que configuran el número binario; el valor relativo de cada uno de ellos viene dado por la correspondiente potencia de 2:

$$N = a_0 + 2.a_1 + 4.a_2 + 8.a_3 + 16.a_4 + \dots \\ = 2^0.a_0 + 2^1.a_1 + 2^2.a_2 + 2^3.a_3 + 2^4.a_4 + \dots = \sum 2^i.a_i$$

Esta suma puede realizarse mediante un sencillo circuito sumador con resistencias ponderadas (según la relación R, R/2, R/4, R/8, ...) como el de la figura:



Supuesto que las tensiones que corresponden a los valores booleanos sean 0 y +V:

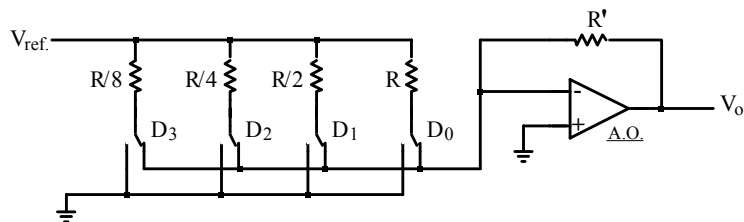
$$V_o = -(R'/R) \cdot (+V) \cdot (D_0 + 2.D_1 + 4.D_2 + 8.D_3 + \dots)$$

El último paréntesis de la expresión anterior expresa el valor del número binario ... D₃ D₂ D₁ D₀ y el factor inicial V.R'/R determina el valor de tensión asignado a cada unidad; las resistencias R' y R permiten ajustar dicho valor a la tensión unitaria que se desee.

Resulta un circuito sumamente sencillo para obtener una tensión analógica a partir de las tensiones de los dígitos binarios del número que se desea convertir. Habida cuenta de que la etapa sumadora es inversora, se obtendrá una tensión negativa, que puede transformarse fácilmente en positiva mediante una segunda etapa amplificadora inversora de ganancia unidad.

Las tensiones booleanas que presentan los diversos dígitos de un número binario (salidas de los correspondientes terminales del circuito digital, generalmente salidas de circuitos integrados) no ofrecen adecuada precisión: ambas tensiones, $V_{oL} \approx 0$ V y $V_{oH} \approx +V$, no son valores muy precisos.

Por ello, para aumentar la precisión del conversor, no se utilizan directamente las tensiones de los dígitos a convertir sino una tensión única de referencia de alta precisión, la cual se conecta (caso de dígito de valor 1) o no (valor 0) a las correspondientes resistencias sumadoras mediante interruptores; además, para disminuir los efectos capacitivos propios de los conmutadores y aumentar la velocidad de conmutación, ésta se efectúa entre dos posiciones de igual tensión.

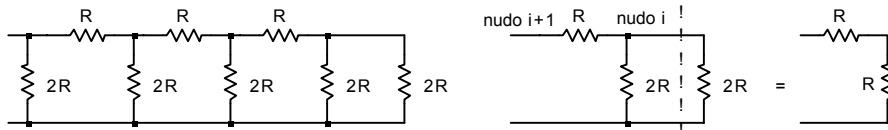


Cada conmutador se conecta hacia la entrada del amplificador cuando el valor del correspondiente dígito es 1; en otro caso, se conecta directamente hacia la línea de 0 V.

$$V_o = -(R'/R) \cdot V_{ref} \cdot (D_0 + 2.D_1 + 4.D_2 + 8.D_3 + \dots)$$

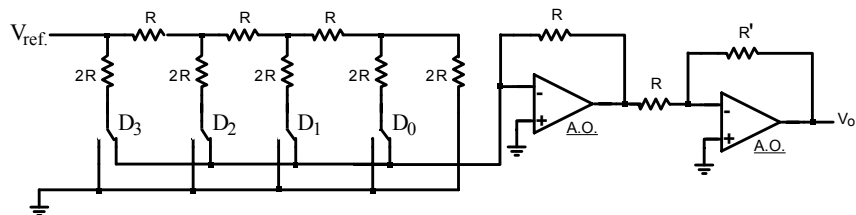
La precisión de este convertor depende de la precisión de las resistencias y de la tensión de referencia así como de las características del amplificador operacional, especialmente en lo relativo a tensión y corrientes de offset.

Ahora bien, esta red sumadora requiere resistencias de valores muy diferentes (por ejemplo para 12 bits ha de llegarse desde R hasta R/4096), siendo extremadamente difícil integrar tal diversidad de resistencias con la precisión necesaria. Por ello, resulta preferible utilizar una red de resistencias R-2R en escalera o red divisora de tensión, que posee la propiedad de que la resistencia de carga vista desde cualquier nudo de la red hacia adelante es de idéntico valor: 2R.



Esta red de resistencias tiene la propiedad de que en cada nudo se encuentran en paralelo sendas resistencias de igual valor 2R, una de las cuales es la equivalente del resto del circuito; de forma que en cada nudo la intensidad se divide en dos partes iguales y, de esta forma, cada nudo realiza una división de la tensión del nudo anterior por 2.

Utilizando este tipo de red como sumadora, mediante conmutadores entre dos posiciones (ambas con tensión de referencia 0 V) según el esquema siguiente, puede obtenerse un convertor D/A que solamente utiliza dos valores de resistencias R y 2R.



La segunda etapa amplificadora sirve para que la tensión de salida sea positiva e introduce la amplificación con el factor R'/R . Habida cuenta la sucesiva división de tensiones e intensidades que se produce en cada nudo:

$$V_o = (R'/R) \cdot V_{ref} \cdot (D_3 + D_2/2 + D_1/4 + D_0/8)$$

$$= (R'/16R) \cdot V_{ref} \cdot (16.D_3 + 8.D_2 + 4.D_1 + D_0)$$

Con este tipo de red sumadora se configura una amplia gama de conversores D/A integrados, de alta precisión, ya que es posible conseguir gran precisión en la red de resistencias y en la tensión de referencia (utilizando un zener de alta precisión bien estabilizado). Ello permite asegurar una fuerte linealidad en la conversión, con errores inferiores a la mitad del paso en tensión correspondiente a una unidad.

Los conversores D/A más comunes de este tipo son de 8 y de 12 bits; un convertor de 8 bits permite una resolución de 256, es decir, para un intervalo de conversión 0-10 V a cada unidad le corresponden aproximadamente 40 mV; la resolución de un convertor de 12 bits es de 4096 pasos, 2.5 mV.

En tecnología MOS los conmutadores se realizan mediante transistores NMOS alternativos, entre cuyos terminales de puerta se conecta un inversor; se consiguen tiempos de respuesta globales (desde que se presenta el valor digital, hasta que aparece el correspondiente valor analógico) inferiores al microsegundo. Además, en aplicaciones relativas a la generación de ondas, en las cuales la salida va siguiendo sucesivamente valores próximos de la onda a generar, el tiempo de transición entre un valor y otro resulta mucho menor, pudiéndose alcanzar frecuencias superiores a 10 MHz.

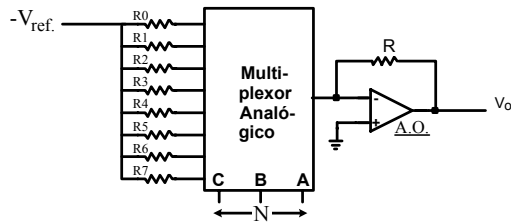
En el caso bipolar se configuran generadores de intensidad ponderados, mediante redes R-2R incluyendo transistores en las mismas; la configuración en amplificador diferencial permite conmutar tales intensidades entre las dos posiciones con altas velocidades de respuesta, consiguiéndose tiempos de conmutación del orden de 10 ns.

La utilización de una referencia de tensión negativa evita la necesidad de utilizar el segundo amplificador inversor.

En todos los conversores D/A anteriormente considerados la tensión de salida es proporcional al número binario aplicado a sus entradas: $V_o = V_u \cdot N$, siendo V_u el paso en tensión correspondiente a una unidad; a veces (por ejemplo en la generación digital de ondas senoidales o de otras formas de onda) interesa otro tipo de funciones $V_o = f(N)$ distintas de la simple proporcionalidad.

Para ello puede efectuarse una transformación digital previa del número N a un número N' tal que $f(N) = V_u \cdot N'$, de manera que un convertor D/A proporcional aplicado sobre N' servirá para generar la tensión analógica deseada; la conversión intermedia (de N a N') puede ser realizada por un convertor de código o codificador ROM.

Cuando no se requiere gran precisión en la tensión de salida, puede obtenerse directamente la función $V_o = f(N)$ mediante un multiplexor analógico (formado por puertas de transmisión) controlado por el número N, según el esquema siguiente.

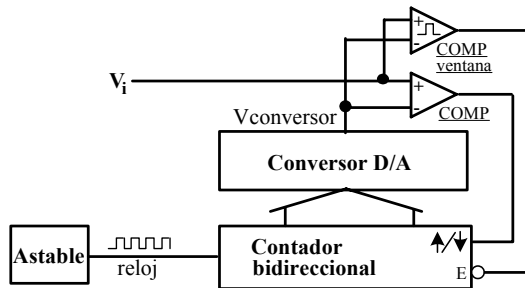


A un valor concreto N le corresponderá una tensión $V_o = R' \cdot V_{ref} / R_N$, que puede ser ajustada al valor deseado mediante la resistencia R_N ; caso de que la función $f(N)$ adopte también valores negativos, bastará conectar las resistencias correspondientes a una tensión de referencia positiva $+V_{ref}$.

T5.2. Conversores A/D

La utilización de los conversores D/A considerados en el apartado anterior permite realizar la conversión inversa, analógica-digital A/D, a través de un sencillo esquema funcional basado en la comparación entre la señal a digitalizar y la proporcionada por el conversor D/A; un circuito secuencial de aproximación deberá generar los números binarios cuya correspondiente tensión analógica es comparada con la tensión a convertir, de forma que la conversión finaliza en el momento en que ambas tensiones se igualan.

El circuito de aproximación más sencillo lo constituye un contador bidireccional (up/down), que cuente «hacia arriba» o «hacia abajo» según que el resultado de la comparación entre la tensión de entrada y la tensión generada por el conversor D/A sea favorable a la primera o a la segunda de dichas tensiones.



Cuando los valores de tensión (la exterior y la resultante del conversor D/A) se igualan el contador se sitúa en una secuencia alternativa (contar-descontar), oscilando entre dos números contiguos; para evitarlo se añade un comparador de ventana, cuya tensión central se sitúa en la tensión a medir y la anchura de la ventana se hace algo mayor que el paso en tensión correspondiente a una unidad.

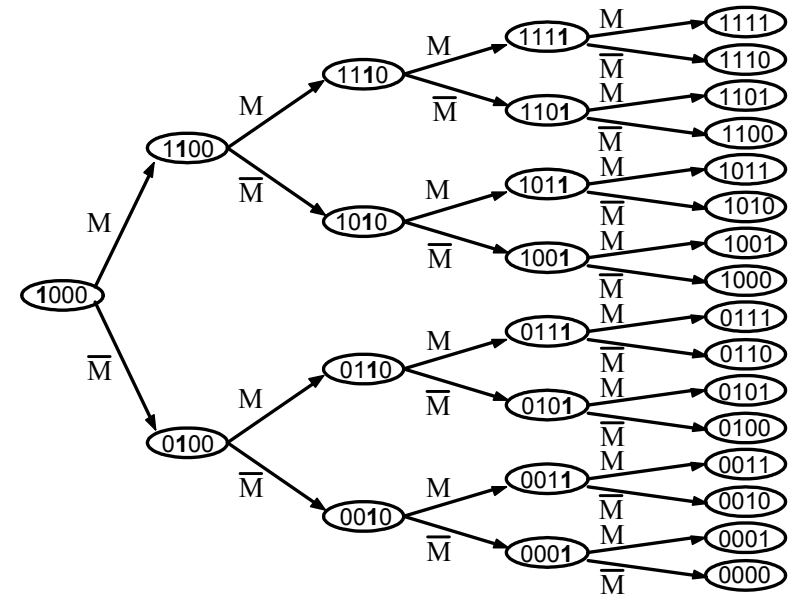
Para realizar una medida de tensión, estos conversores han de efectuar un conteo de pulsos desde la situación en que se encuentre el contador hasta la correspondiente a la medida, empleando para ello los ciclos de reloj necesarios: en el peor de los casos tiene que llegar a realizar 2^n pasos (4096 pulsos de reloj para una conversión de 12 bits). Por ello este conversor resulta lento para efectuar conversiones aisladas, como, por ejemplo, para efectuar las medidas sucesivas de varias señales multiplexadas.

Sin embargo, el conteo hacia arriba y hacia abajo resulta apropiado para seguir la evolución de una señal en un proceso de medida continuada; para tales aplicaciones este esquema de conversión A/D resulta muy atractivo por su sencillez.

Conversores A/D más rápidos se consiguen utilizando, en lugar del contador, un circuito secuencial que actúe por aproximaciones sucesivas, bit a bit:

- inicialmente se pone a **1** el dígito más significativo y el resto de ellos a **0**;
- se compara la tensión analógica correspondiente (dada por el conversor D/A) con la tensión de entrada a medir: si es mayor esta última se consolida el valor **1**, en otro caso se pasa a **0** dicho dígito;
- se procede de igual forma con el dígito siguiente, de modo que cada bit se sitúa a valor **1** y se respeta dicho valor si la tensión correspondiente es menor que la tensión a medir, pasándolo a **0** en caso contrario.

Designando con **M** el valor booleano que expresa el resultado de la comparación entre la tensión de entrada y la tensión del conversor D/A, $M = "V_i > V_{conversor}"$, el diagrama de estados del circuito secuencial es el siguiente:



De esta forma, para realizar la conversión se requieren solamente n pulsos de reloj, tantos como dígitos ha de tener el número digital resultante. El proceso comienza con una señal de inicio que pone a **1** el bit más significativo y borra todos los demás, a partir de la cual cada pulso de reloj determina una de las transiciones del grafo de estados anterior.

El circuito secuencial que efectúa las aproximaciones sucesivas, bit a bit a partir del más significativo, estará compuesto por n biestables cuyas condiciones booleanas de marcado y de borrado son las siguientes:

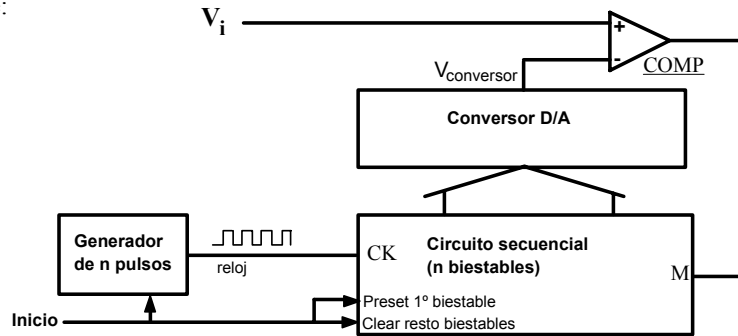
- el pulso de comienzo (*start*) marca el biestable correspondiente al dígito más significativo (primer biestable) y borra todos los demás biestables;
- cualquier biestable, salvo el primero, debe marcarse al llegar un pulso de reloj, cuando el anterior biestable se encuentra a **1** y todos los siguientes, incluido el mismo, a **0**:

$$J_i = q_{i+1} \cdot \overline{q_{i-1}} \cdot \overline{q_{i-2}} \cdot \dots \cdot \overline{q_1} \cdot \overline{q_0}$$

- cualquier biestable, incluido el primero, debe borrarse con un pulso de reloj cuando el mismo se encuentre a **1** y todos los siguientes están a **0** y, además, el resultado de la comparación **M** es **0**:

$$K_i = q_i \cdot \overline{q_{i-1}} \cdot \overline{q_{i-2}} \cdot \dots \cdot \overline{q_1} \cdot \overline{q_0} \cdot \overline{M}$$

El diagrama de bloques del conversor por aproximaciones sucesivas será el siguiente:



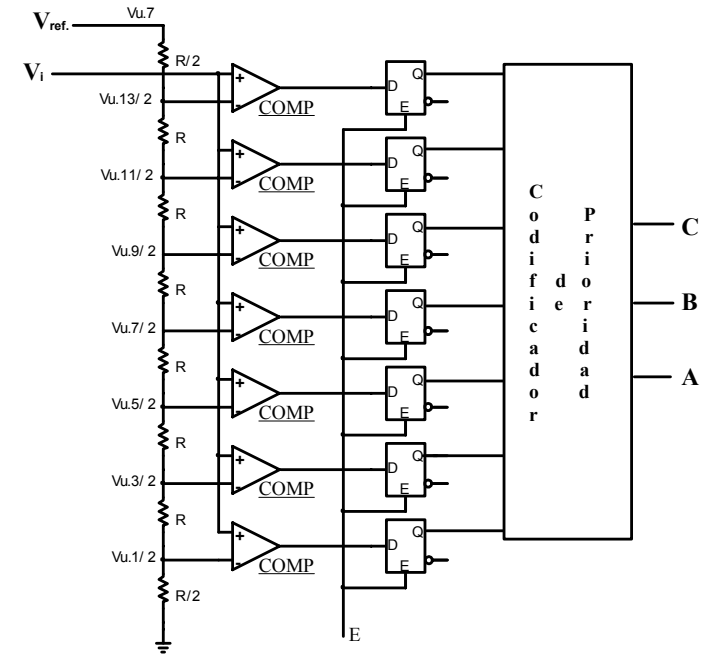
Éste es el esquema conceptual típico de los conversores A/D integrados de uso general, siendo los más frecuentes los de 8 ó 12 bits, con intervalos de conversión de [0,5], [0,10], [-5, +5] ó [-10, +10] voltios, con precisión equivalente al paso en tensión correspondiente al último bit y con tiempos de respuesta que se sitúan en el orden de los microsegundos (1-100 μ s.).

Los conversores A/D requieren que la tensión analógica a convertir permanezca constante durante el tiempo de conversión; para ello, si es necesario, se utilizan circuitos específicos de muestreo y mantenimiento (*sample and hold*) que toman un valor puntual de la señal presente en su entrada (muestreo) y lo mantienen en su salida (por efecto capacitivo) durante un cierto intervalo de tiempo.

Velocidades de conversión muy altas requieren convertidores de tipo paralelo, muy rápidos (*flash*), que comparan internamente la tensión a medir con los 2^m-1 niveles de tensión intermedia posibles (siendo m el número de bits del resultado).

Dichos 2^m-1 niveles se generan por división de tensión sobre 2^m resistencias y, a partir de ellos, un conjunto de 2^m-1 comparadores realiza la comparación de la tensión exterior con cada uno de los niveles. El vector de salida de dichos comparadores será un número digital formado por dos conjuntos sucesivos de ceros y unos; el número de unos presentes determina el nivel al que equivale la tensión exterior; un «codificador de prioridad» efectúa la conversión de dicho vector en el número binario que expresa el número de «unos» contenidos en él.

Para evitar errores debidos a transiciones durante la comparación suelen incluirse 2^m-1 biestables tipo D que reciben las salidas de los comparadores después de haberse estabilizado la comparación.



Este circuito de conversión A/D (*flash*) es sumamente rápido, existiendo series comerciales para 4 y 8 bits con tiempos de conversión inferiores a los 100 ns. El inconveniente es el gran número de bloques circuitales repetidos necesarios para realizar la conversión en paralelo (para 8 bits se necesitan 255 comparadores), lo cual limita el número de dígitos a obtener y eleva el coste de estos integrados.

Otros conversores de 8 y 12 bits utilizan un proceso de división en intervalos en dos pasos sucesivos (*conversores pipeline*) mediante dos conjuntos de redes de resistencias y comparadores, el primero de los cuales realiza una división «gruesa» (bits más significativos) y, restando de la tensión de entrada la tensión analógica correspondiente a tales dígitos más significativos, obtiene la diferencia de tensión sobre la cual realiza la comparación «fina» la segunda red. De esta forma para 8 bits bastan dos redes de 15 comparadores y para 12 bits se requieren dos redes de 63 comparadores.

Asimismo existen conversores A/D integrados que utilizan a la vez la conversión en paralelo y la conversión mediante aproximaciones sucesivas (*semiflash*); la conversión en paralelo se utiliza para una parte de los dígitos (más significativos) y se resta la tensión correspondiente a ellos, para efectuar luego, por aproximaciones sucesivas, la conversión «fina» que produce la otra parte de ellos (los de menor valor relativo).

T5.3. Resolución, linealidad y errores en los conversores

Este apartado se refiere expresamente a conversores D/A y A/D de tipo lineal, es decir, aquellos en que la correspondencia entre tensión analógica y valor numérico binario (en sistema de numeración de base 2) es de proporcionalidad directa. El «recorrido» del conversor irá de 0 a N en cuanto a valor numérico digital ($N = 2^m - 1$, siendo m el número de dígitos del conversor) y de V_{\min} a V_{\max} en lo que se refiere a tensión analógica; de forma que a una unidad digital (bit menos significativo MSB) le corresponderá una tensión analógica V_u (tensión unitaria), tal que

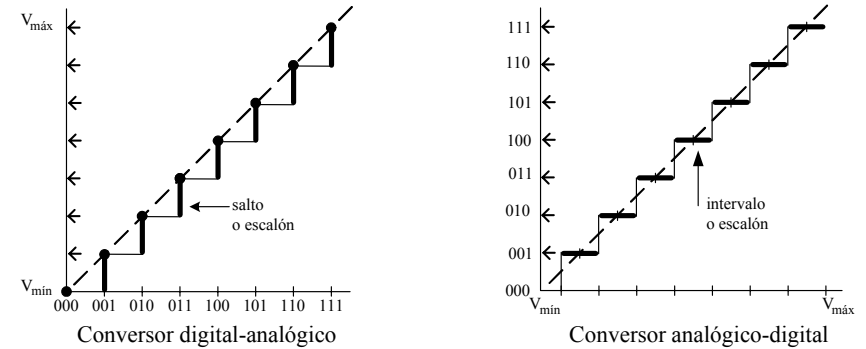
$$V_u = \frac{V_{\max} - V_{\min}}{N}, \text{ que es el «paso» o salto en tensión entre un número digital y el siguiente (entre dos valores digitales consecutivos).}$$

Así, pues, en toda conversión (entre digital y analógica) se aplica un proceso de cuantificación de la tensión analógica, habida cuenta de que los valores digitales son discretos; la tensión analógica no interviene en su forma propia de «rango continuo» de valores (entre dos extremos V_{\max} y V_{\min}) sino que actúa a través de «escalones»:

- la conversión D/A presenta un «paso» o «escalón» vertical, dado por la diferencia entre las dos tensiones que corresponden a dos números binarios sucesivos; los valores de tensión situados «dentro» de dicho «escalón» (entre las dos tensiones citadas) nunca se producirán como tensiones de salida;
- en la conversión A/D, a cada número binario de salida le corresponde todo un «intervalo» o «escalón» horizontal de tensiones analógicas; las tensiones situadas dentro de un mismo «escalón» son indistinguibles en cuanto a que proporcionan la misma salida digital.

Se produce, de por sí, un error de cuantificación o discriminación, pues valores de tensión próximos pero diferentes corresponden al mismo valor digital, no pueden ser diferenciados por el conversor: si éste es analógico/digital no distingue entre ellos y si es digital/analógico no los genera como tensiones de salida.

De esta forma las funciones de transferencia (salida – entrada: $V_o - n$ en el conversor D/A y $n - V_i$ en el A/D) son de tipo «escalonado» (ver figuras siguientes); si la conversión es lineal la anchura de los «escalones» es constante: todos ellos son de la misma «altura» V_u (conversor D/A) o de la misma «longitud» V_u (conversor A/D).



La función de transferencia de los conversores lineales viene caracterizada por una línea recta (que denominaremos «recta de conversión»), que pasa por el origen ($0, V_{\min}$):

- en el caso D/A esta recta contiene los «puntos de conversión», es decir, de correspondencia entre los números binarios de entrada –eje X– y los valores de tensión analógica de salida –eje Y–
- y en el caso A/D la recta de conversión pasa por los puntos medios de los «escalones», o sea, de los intervalos de correspondencia entre las tensiones analógicas de entrada –eje X– y los números binarios de salida –eje Y–.

Resolución: rango y sensibilidad

La resolución de un conversor vendrá dada, desde el lado digital, por el número de dígitos (bits) que admite para el número binario y, desde el lado analógico, por la anchura del «escalón» (su «altura» en el conversor D/A y su «longitud» en A/D).

Resolución digital: **m** dígitos.

Resolución analógica o sensibilidad: **V_u** , anchura del escalón.

Por ejemplo, un conversor cuya tensión analógica varíe entre -10 y $+10$ V y su número binario sea de 12 dígitos (resolución digital, 12 bits) tendrá una anchura de escalón $V_u = 20 / 2^{12} = 20 / 4096 \approx 5$ mV; tal será su resolución analógica.

El número de dígitos determina el *rango numérico* dentro del cual se efectúa la conversión: $0 - N$, siendo $N = 2^m - 1$.

La anchura de escalón o «paso» entre tensiones analógicas, V_u , expresa la *sensibilidad* con que actúa el convertor: la mínima diferencia entre tensiones que es percibida por el convertor como correspondiente a dos números binarios diferentes (dos números consecutivos).

El *intervalo de tensión* va de V_{\min} a V_{\max} , siendo $V_{\max} = V_{\min} + N \cdot V_u$.

Proporcionalidad lineal y errores

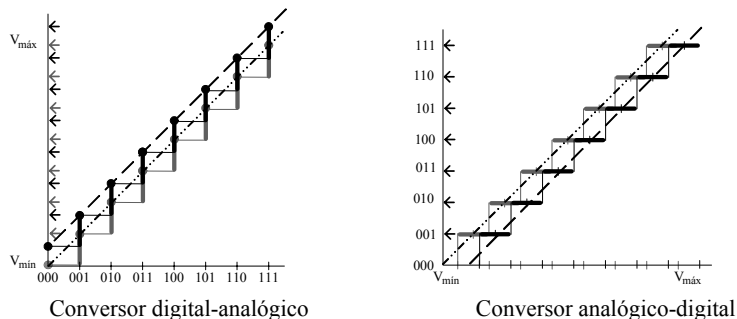
En los sistemas digitales la precisión queda garantizada por la codificación en dos símbolos diferenciados 0/1 y por la separación de los valores de tensión que los representan: salvo problemas de ruido electromagnético o de mal funcionamiento, un circuito digital proporciona con absoluta precisión los vectores de salida que corresponden a su diseño lógico.

No ocurre así en los circuitos analógicos, como son los convertores D/A y A/D, en los cuales hay múltiples causas de imprecisión que determinan desviaciones entre los resultados que teóricamente deberían proporcionar y los que realmente suministran.

Los posibles errores de estos convertores pueden detectarse y clasificarse en relación con la «recta de conversión»:

- cuando esta recta no pasa por el origen: error de cero o de *offset*;
- cuando la pendiente de la recta no es la apropiada: error de ganancia;
- cuando dicha línea no es una recta: error de linealidad.

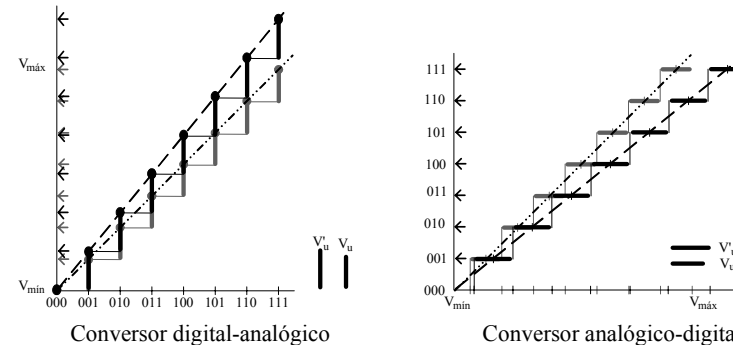
El error de cero (*offset*) existe cuando no se corresponde el valor numérico 0 (00...0) con la tensión analógica inicial V_{\min} , es decir, cuando la «recta de conversión» está desplazada y no corta al eje de tensiones analógicas en dicho valor V_{\min} y, por tanto, el valor numérico máximo N (11..1) tampoco se corresponde con la tensión V_{\max} .



En la figura anterior (y en las siguientes de este mismo apartado) se representa «en gris» la escala de conversión sin error, como referencia para apreciar la desviación provocada por el error; asimismo se representa en línea de raya y dos puntos la «recta de conversión» teórica.

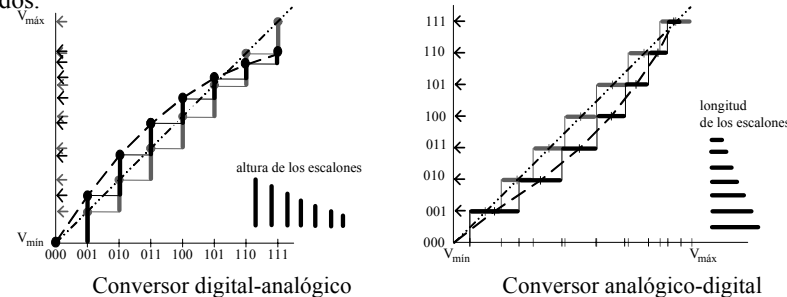
Si solamente hay error de cero (*offset*), el intervalo de tensión $[V_{\min}, V_{\max}]$ se desplaza: $[V_{\min} + V_{\text{offset}}, V_{\max} + V_{\text{offset}}]$, pudiendo V_{offset} ser positiva o negativa.

El error de ganancia se presenta cuando la pendiente de la «recta de conversión» es mayor o menor del valor que le corresponde según la relación de conversión. Tal error se produce cuando la anchura de los escalones no coincide con la tensión unitaria V_u , sino que es mayor o menor a la que corresponde al cociente $(V_{\max} - V_{\min})/N$.



Si existe error de ganancia el rango de la tensión analógica no coincidirá con el previsto; $V'_{\max} = V_{\min} + N \cdot V'_u$ será mayor o menor que V_{\max} , según que $V'_u > V_u$ o $V'_u < V_u$. El intervalo de conversión $[V_{\min}, V'_{\max}]$ será más amplio o más pequeño que el previsto $[V_{\min}, V_{\max}]$.

Cuando la anchura de los escalones no es constante la «recta de conversión» deja de ser una línea recta y decimos que hay error de linealidad. Dicho error puede ser puntual, referido a un escalón específico o general, afectando a un conjunto de escalones seguidos.



El error de linealidad puede expresarse (para cada valor binario) en forma integral por la desviación respecto de la recta de conversión ideal y en forma diferencial por la diferencia entre la anchura real de cada escalón y la anchura (V_u) que deberían tener todos ellos.

Sea un valor numérico digital a :

- sea V'_a el valor de tensión analógica que corresponde a dicho número a (en el caso de un conversor D/A el valor V'_a es, obviamente, la tensión de salida para entrada a , en el caso A/D V'_a será el punto medio del intervalo de tensiones que generan a como valor digital de salida);
 - habida cuenta que la pendiente de la «recta de conversión» es el cociente entre el intervalo de tensiones $V(N) - V(0)$ y el intervalo de números $N - 0$; el valor V_a que corresponde a a según la linealidad es $V_a = V(0) + a.(V(N) - V(0))/N$;
 - sea $\Delta V'_a$ el valor de la anchura del escalón correspondiente al número binario a ;
 - la anchura ΔV que deben tener todos los escalones, en un conversor lineal, coincide con la pendiente de la «recta de conversión»: $\Delta V = (V(N) - V(0))/N$
- error de linealidad (integral) en el punto $a = V'_a - V_a$:
diferencia entre la tensión analógica real y la teórica (si fuera lineal)
 - error de linealidad (diferencial) en el punto $a = \Delta V'_a - \Delta V$:
diferencia entre la anchura de escalón real y la teórica (para ser lineal).

La forma integral expresa la desviación global respecto a la linealidad en el punto considerado, mientras que la forma diferencial expresa el error «puntual», es decir, en que medida la diferencia con el valor anterior es errónea (en que medida contribuye el punto a al error de linealidad).

Obviamente, los tres tipos de error (cero, ganancia y linealidad) no son excluyentes sino que pueden darse a la vez: consideraremos como «error absoluto» o desviación máxima la mayor de las diferencias entre la «recta de conversión» teórica y la «línea real de conversión»:

- ➔ En el caso del conversor digital-analógico el «error absoluto» cada diferencia se calcula entre la tensión de salida real y la tensión de salida teórica para un valor numérico de entrada, $V'_a - (V_{\min} + a.V_u)$, y de las $N+1$ diferencias (para los valores digitales de 0 a N) se toma la mayor de ellas.
- ➔ Respecto al conversor analógico-digital para cada valor digital se toman los valores de tensión analógica máximo y mínimo que proporcionan dicho valor de salida y se calcula su diferencia con el valor de tensión teórico según la «recta de conversión» (punto medio del escalón de tensión que corresponde a ese valor digital); del conjunto de estas $2(N+1)$ diferencias (para cada valor numérico se calculan en ambos extremos de tensión) se toma la mayor de ellas. De esta forma, el error absoluto incluye, también, el error de cuantificación ($\frac{1}{2}V_u$): si no hubiera otro tipo de errores, el error absoluto no sería nulo sino igual al error de cuantificación.

Limitación respecto a la frecuencia de muestreo (efecto de aliasing)

La conversión analógico-digital de una señal implica tomar «muestras» puntuales de la misma cada cierto intervalo de tiempo Δt , lo cual da lugar a una frecuencia de muestreo $f_m = 1/\Delta t$.

El teorema de Shannon aplicado a este «muestreo» de la señal (conversión de la misma en pulsos de anchura mínima y frecuencia f_m) reclama que, para asegurar la integridad de la señal, la frecuencia de muestreo ha de ser superior al doble de la frecuencia máxima presente en la señal analógica.

Si no se respeta esta limitación, se corre el peligro de que la señal digitalizada sea muy diferente a la señal analógica de entrada al conversor.



Efecto «exagerado» de *aliasing* (muestreo a una frecuencia excesivamente baja): la señal continua es la entrada analógica y la discontinua el resultado de la digitalización

Una señal real suele tener una «anchura de banda» amplia, es decir, en las señales reales suele haber múltiples frecuencias (incluso «ruido»), generalmente de frecuencias más altas que las propias de la señal) y, normalmente, interesan las componentes de la señal por debajo de una frecuencia dada.

El teorema de Shannon obliga, de un lado, a muestrear y efectuar la conversión A/D a una frecuencia superior al doble de la máxima frecuencia de interés y, por otro, a filtrar previamente la señal eliminando sus componentes por encima de dicha frecuencia. En toda conversión analógico-digital, es sumamente conveniente incluir un filtro *antialiasing* previo, con frecuencia de corte inferior a la mitad de la frecuencia a la cual se realiza la conversión.

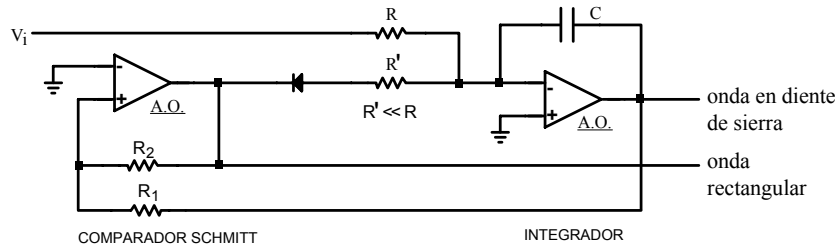
T5.4. Conversores tensión-frecuencia

Otra forma de realizar la conversión A/D consiste en convertir la tensión analógica en un tiempo o en una frecuencia directamente proporcionales al valor de dicha tensión.

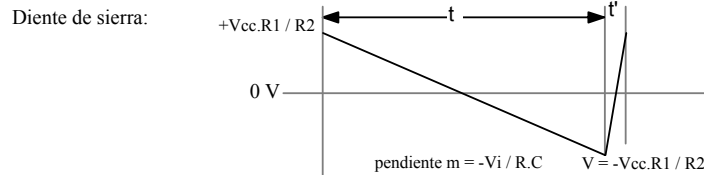
En el primer caso un contador inicialmente a cero y cuyos pulsos de entrada tengan como período la unidad elemental de tiempo expresará, al finalizar el tiempo resultante de la conversión, la medida digital de la tensión analógica. En el segundo caso dicha medida puede ser obtenida mediante un frecuencímetro que reciba la señal resultante de la conversión tensión-frecuencia.

La conversión tensión-tiempo da lugar a pulsos de anchura modulada y, como tales moduladores, se describen en detalle en el capítulo 18; se consideran en dicho capítulo dos tipos de conversores tensión-tiempo: por rampa y sigma-delta.

La conversión tensión-frecuencia puede hacerse mediante un integrador y un comparador con histéresis, configurando un generador de onda triangular y rectangular. El circuito siguiente representa un convertor tensión-frecuencia de baja precisión y linealidad, pero muy simple.



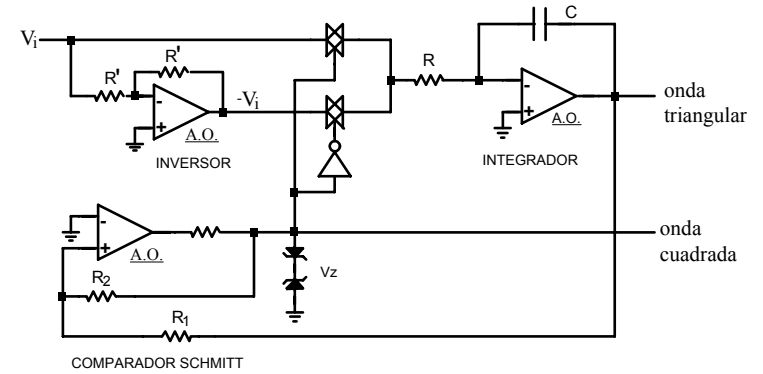
La onda triangular de salida del integrador tiene dos semiperíodos muy diferentes, debido a la desigualdad entre las resistencias R' y R . Suponiendo despreciable el semiperíodo más pequeño respecto al otro mayor, resulta una frecuencia directamente proporcional a la tensión exterior V_i .



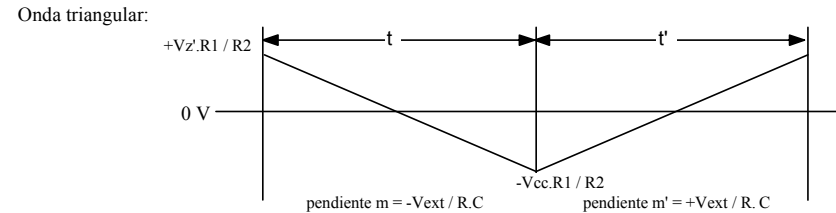
$$T = t + t' \approx t = \frac{\Delta V}{m} = \frac{2 \cdot V_{CC} \cdot R_1 / R_2}{V_i / R \cdot C} = \frac{2 \cdot R \cdot C \cdot R_1 \cdot V_{CC}}{R_2 \cdot V_i}$$

$$f = 1/T \approx K \cdot V_i \quad \text{con } K = \frac{R_2}{2 \cdot R \cdot C \cdot R_1 \cdot V_{CC}}$$

Puede mejorarse considerablemente la linealidad de este circuito conformando una onda triangular simétrica por integración sobre V_i y $-V_i$, respectivamente, de forma que no será preciso despreciar uno de los semiperíodos frente al otro; además, la utilización de tensiones *zener* a la salida del comparador *Schmitt* proporciona mayor precisión a sus tensiones de disparo.



Se consigue así un convertor tensión-frecuencia con buena linealidad y cuya precisión dependerá de la red RC del integrador, de las resistencias R_1 y R_2 del comparador y de las tensiones de referencia de los diodos *zener* $\pm V_z'$ ($V_z' = V_z + V_\mu$), siendo V_z la tensión del diodo en su zona *zener* y V_μ su tensión de conducción en directo, así como de las características de los amplificadores operacionales.



$$T = t + t' = 2 \cdot t = 2 \cdot \frac{\Delta V}{m} = 2 \cdot \frac{2 \cdot V_z' \cdot R_1 / R_2}{V_i / R \cdot C} = \frac{4 \cdot R \cdot C \cdot R_1 \cdot V_z'}{R_2 \cdot V_i}$$

$$f = 1/T \approx K \cdot V_i \quad \text{con } K = \frac{R_2}{4 \cdot R \cdot C \cdot R_1 \cdot V_z'}$$

Existen convertidores integrados tensión-frecuencia de alta linealidad y precisión para diversos intervalos de frecuencia, siendo comunes los de 1-10 KHz, 10-100 KHz y 100KHz-1MHz. Un pequeño frecuencímetro conectado a su salida completa la conversión A/D; por otra parte, en algunos tipos de control automático se utiliza directamente la conversión tensión-frecuencia para transmitir con precisión el valor de una variable a través de un lazo de realimentación.