

FRECUENCÍMETROS Y CONTADORES

1. Función y tipos de frecuencímetros

Un **contador**, es un instrumento que cuenta el número de eventos producidos entre un instante inicial y un instante final, elegidos a voluntad, y presenta el resultado en forma numérica.

La **frecuencia** de una señal repetitiva es el número de ciclos que esa señal se produce por unidad de tiempo. Un **frecuencímetro** es un instrumento que mide la frecuencia de una señal. Al igual que los **contadores**, los **frecuencímetros** se basan en contar el número de eventos, pero durante un tiempo conocido con poca **incertidumbre** y determinado internamente.

Dado que la frecuencia y el tiempo están íntimamente relacionados entre sí, muchos frecuencímetros, además de contar y medir frecuencias, miden diferencia de frecuencias, periodo (de señales repetitivas), intervalos de tiempo en una señal (en pulsos) o entre dos señales, desfase, anchos de pulsos, ciclos de trabajo (duty cycle), etc. Muchos frecuencímetros permiten incluso promediar y hacer cálculos estadísticos con los tiempos o frecuencias medidas, por ejemplo, para caracterizar las fluctuaciones de los eventos periódicos (jitter).

La clasificación de estos instrumentos obedece sobre todo a su función y alcance de medida.

El número de dígitos presentados determina la resolución del instrumento, ya que el menor cambio que se puede percibir es 1 LSD (Least Significant Digit). Hay modelos hasta 12 dígitos. No obstante, para caracterizar algunos frecuencímetros suele ser más interesante su sensibilidad en frecuencia, que viene determinada por el número de dígitos y el tiempo de compuerta (ver 5.3).

La estabilidad de la base de tiempos (reloj interno del contador) en los modelos más económicos suele ser del orden de 3×10^{-7} /mes, pero hay modelos con derivas de solo 3×10^{-9} /mes e incluso inferiores. Esta estabilidad es muy importante porque la frecuencia de algunos sistemas de comunicación tiene una especificación muy estricta, dado que para medirla sin falsearla hace falta un instrumento con una incertidumbre instrumental por lo menos de 3 a 5 veces menor, la exigencia final es elevadísima (recordar Patrones de Tiempo y Frecuencia). Por ejemplo, en las estaciones base de los sistemas GPS se exige una incertidumbre menor que 0.5×10^{-7} de modo que la incertidumbre instrumental neta del frecuencímetro debe ser inferior a 10^{-8} . Si la deriva del frecuencímetro es de 3×10^{-9} /mes, tiene que haber sido calibrado en los últimos 3 meses (excluyendo otras magnitudes que puedan influir) para que su magnitud sea pertinente.

2. Esquema en Bloques de un Frecuencímetro-contador

La Fig. 1. muestra el esquema en bloques funcionales de un frecuencímetro-periodímetro simple. Hay circuitos integrados monolíticos que incorporan todas las funciones representadas salvo el oscilador de cristal y la unidad de presentación. El núcleo funcional del instrumento es la unidad contadora y de presentación, que realiza la cuenta y presenta el resultado en código decimal. Cada década consta de: (a) un circuito (digital) contador hasta 10, cuya tecnología determina la máxima frecuencia que se puede medir, (b) una memoria que retiene la lectura: cuando se ha terminado de contar, se transfiere el resultado desde el contador a la memoria, (c) un decodificador (de BCD a 7 segmentos, o al código alfanumérico del sistema de presentación empleado); y (d)

el elemento de presentación, de 7 segmentos (LCD) o LED: u otro tipo de presentación, con un excitador. Si se desea una lectura continua de los resultados conforme se va contando, por ejemplo en totalizadores (para contar eventos, o para sintonizar una frecuencia determinada, la línea de transferencia a la memoria se deja activada continuamente. Hay instrumentos que ofrecen una presentación con el formato mantisa exponente, común en ingeniería, mientras que otros permiten elegir el número de dígitos presentados, por ejemplo para ocultar los dígitos de menor peso cuando fluctúan ostensiblemente.

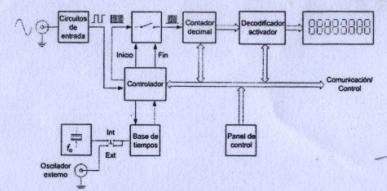


Fig. 1. Esquema de bloques funcionales de un frecuencímetro-periodímetro.

La Fig. 2 muestra el panel frontal de un frecuencímetro simple.

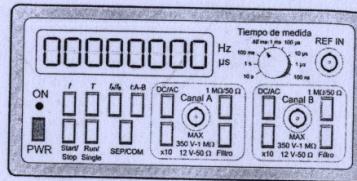


Fig. 2. Panel frontal de un frecuencímetro simple. En el panel posterior suele haber entradas y salidas adicionales; por ejemplo, la señal del oscilador interno.

El **circuito de entrada** sondacondiona la señal que se desea medir para adecuarla a los circuitos internos siguientes, que manejan niveles de tensión lógicos. Para ello hay que atenuar las amplitudes grandes y recuadrar las señales analógicas y las señales digitales que tienen transiciones lentas. El recuadrado lo realiza el **circuito de gatillo** (trigger), a cuya salida hay un pulso por cada ciclo de la señal aplicada a la entrada. Si hay que medir tiempos o desfasajes entre dos señales, o relaciones de frecuencia, hacen falta dos entradas (A y B).

La unidad de control (controlador) determina que señal se va a contar (la externa o la obtenida de la base de tiempos) y durante cuánto tiempo. Para determinar este tiempo, abre y cierra la compuerta que precede al contador. Este control lo puede hacer un procesador que además controla los mandos (teclas del panel frontal), realiza funciones de autocomprobación y autodiagnóstico, hace cálculos con resultados intermedios, almacena configuraciones de medida definidas por el usuario, establece la comunicación (digital) con otros usuarios, etc.

La base de tiempos ofrece diversos intervalos de tiempo con muy poca incertidumbre, para poder determinar con la mayor exactitud el tiempo que permanece abierta la compuerta, al igual que la de poder tener una señal de frecuencia conocida. La señal de partida se obtiene de un oscilador interno (reloj), normalmente de cristal de cuarzo de 1,5 a 10 MHz, o bien de un reloj externo de menor incertidumbre, como los vistos en Patrones de Tiempo y Frecuencia.

3. Circuitos de Entrada y Compuerta

El circuito de entrada (Fig. 3) convierte la señal de entrada en señales de tensión fija, compatibles con los circuitos lógicos siguientes, que son la compuerta y el contador.

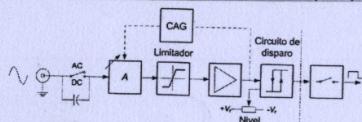


Fig. 3. El circuito de entrada de un frecuencímetro acondiciona la señal que se va a medir.

Con el **selector DC/AC** en alterna, se eliminan las derivas térmicas de los circuitos internos, y es la posición ideal para medir señales sinusoidales y otras aproximadamente simétricas con respecto al eje de las abscisas. El acoplamiento en continua es necesario para medir señales de baja frecuencia y cuando se trabaja con pulsos cuyo ciclo de trabajo es muy pequeño—porque su nivel de componente continuo es muy bajo y podría ser insuficiente para disparar—o no es constante, pues su nivel de continua es variable. El selector DC/AC determina en parte el campo de frecuencias de medida. Por ejemplo, puede que en continua se admita desde 0 Hz hasta 100MHz, mientras que en alterna solo se acepte desde 30 Hz a 100 MHz. El **atenuador** es un divisor de tensión comutable por 1, 10 y 100, y a veces también ajustable en forma continua, en cuyo caso se denomina **ajuste de sensibilidad**. Se utiliza para atenuar la tensión pico de las señales demasiado intensas y para adaptar la amplitud de la señal de entrada al ancho de banda de histéresis (necesaria en el circuito de gatillo para rechazar el ruido), según la medida que se trate. Al medir frecuencia interesa una banda de histéresis ancha para evitar cuentas falsas debidas al ruido que suele acompañar a las señales de entrada (Fig. 4).

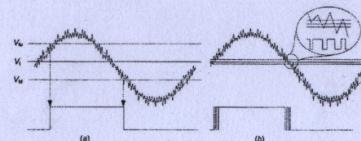


Fig. 4. (a) El efecto del ruido una frecuencia es tanto menor cuanto más ancha es la banda de histéresis del circuito de disparo. (b) Si la banda de histéresis es estrecha, se producen cuentas falsas.

En cambio, para medir **intervalos de tiempo**, interesa que el ancho de la banda de histéresis, relativa a la señal (pulsos), sea pequeña, para evitar el disparo en instantes de tiempo distintos al deseado, que llevarían a medir un intervalo de tiempo erróneo cuando el intervalo deseado estuviese definido por dos flancos de distinta pendiente. Por ejemplo, si para la medición de la duración de un pulso se selecciona como nivel de disparo el 50 % de la amplitud de dicho pulso, según cual sea la amplitud relativa de la banda de histéresis respecto a la del pulso, pueden darse las dos situaciones de la Fig. 5.

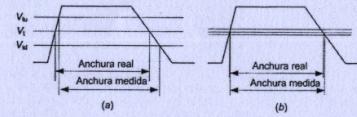


Fig. 5. El ancho de la banda de histéresis en la medida de intervalos de tiempo provoca lecturas diferentes.

Para solucionar este problema en aquellos instrumentos que tienen un ancho de banda de histéresis constante (porque hacerla variable supone una complejidad notable en los circuitos), al medir frecuencia se debe usar el atenuador, que atenuará tanto la señal de entrada como el ruido superpuesto a ella, de modo que la banda de histéresis será relativamente más ancha y así el frecuencímetro será menos sensible al ruido.

Al medir tiempo, en cambio, hay que prescindir del atenuador para que la banda de histéresis aparezca estrecha respecto a la amplitud de la señal de entrada. Pero si la amplitud de la señal de entrada es muy grande hay que atenuarla necesariamente para evitar daños al instrumento, de modo que para conseguir inmunidad al ruido en este caso es necesario que el ancho de banda de histéresis sea ajustable, como sucede en los frecuencímetros de mayor calidad o un atenuador similar a la utilizada en los osciloscopios.

El circuito de control automático de ganancia (AGC) de la Fig. 3. varía automáticamente la amplificación o atenuación de la señal de entrada para adaptarla al ancho de la banda de histeresis.

El AGC provee una cierta facilidad al operador al eliminar el control de sensibilidad. Una segunda ventaja del AGC consiste en su habilidad para manejar señales cuya amplitud varía con la frecuencia. Un ejemplo práctico de la aplicación del AGC se puede ver en la Fig. 6.

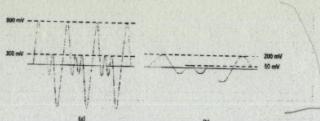


Fig. 6. Salidas de un transductor magnético a 3300 Hz (a) y 500 Hz (b). Sin el AGC sería imposible medir este cambio de frecuencia ya que el ajuste de la sensibilidad para medir la menor frecuencia traería aparejado en cuentas erróneas debido al ruido en las frecuencias más elevadas varía con el tiempo.

En la salida del transductor magnético de un elemento rotante cuya frecuencia decrece desde 3300 Hz a 500 Hz, el nivel de la señal decrece desde 300 mV a 50 mV. Si la sensibilidad hubiese sido puesta para contar la señal de menor nivel, cualquier intento de contar la señal de mayor nivel de 3300 Hz se traducirían en cuentas falsas debido al ruido de 300 mV. El CAG elimina este problema ya que el ruido mostrado en la señal de alto nivel es atenuado, junto con la señal a un nivel al cual no produce gatillados falsos. Por supuesto, que esto presupone que el nivel de disparo ha sido colocado en el primer lugar.

El CAG tiene limitaciones, por ejemplo, en las mediciones de alta frecuencia con modulación de AM. Como el circuito del CAG hace ajustes para las mediciones cerca de los niveles pico e ignora los valles de la señal de entrada, se pueden producir lecturas incorrectas debido a la modulación de AM en señales elevadas.

El **limitador** protege a los circuitos siguientes de las posibles sobretensiones de entrada y puede estar constituido por dos diodos Zener en antiparalelo. Este limitador, junto al atenuador, determina el alcance de amplitud, que es el valor límite absoluto de los picos de la señal de entrada; normalmente es de unos 300 a 400 V para alta impedancia de entrada y unos 5 a 12 V para 50 Ω.

El **amplificador** actúa como transformador de impedancia, ofreciendo alta impedancia de entrada y baja impedancia de salida. Determina el **rango dinámico**, que es la máxima excursión de pico a valle permitida a la señal de entrada. Dos ejemplos de rango dinámico son: de 100mV a 1 v, y de 1 V a 7 V, en la posición de atenuación por 10.

El **circuito de disparo (trigger)** "recuadra" la señal, es decir, da una salida de nivel alto cuando la amplitud de la señal excede un determinado nivel de referencia, y una salida de bajo nivel cuando dicha amplitud es inferior al nivel de referencia. Los dos niveles de tensión de salida deben ser compatibles con los circuitos lógicos posteriores. El circuito de disparo no está basado en un nivel único y fijo de referencia, sino que hay una banda de histeresis (disparador schmitt) (Figs. 4 y 7); hay una transición positiva cuando se supera el umbral de referencia superior V_u (threshold up) y una transición negativa cuando se desciende por debajo del umbral inferior V_d (threshold down). Se considera entonces como nivel de disparo la amplitud de la tensión en el centro de la banda de histeresis V_t .

Algunos instrumentos permiten seleccionar manualmente el nivel de disparo (de un conjunto de valores fijos o de ajuste continuo dentro de un cierto margen), e incluso el flanco de disparo (ascendente o descendente). Hay modelos que ajustan automáticamente el nivel de disparo, pero se corre el riesgo de que las señales cuyo ciclo de trabajo sea muy estrecho no lleguen a disparar nunca porque al acoplarlas en alterna (internamente), nunca alcanzan el nivel de referencia. Para dichas señales es mejor seleccionar el nivel de disparo manualmente.

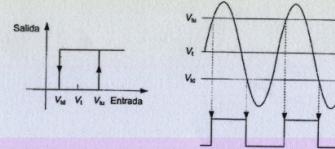


Fig. 7. El ancho de la banda de histeresis del circuito disparador de Schmitt es la diferencia entre los niveles de disparo superior e inferior.

El ancho de la banda de histeresis determina la **sensibilidad en tensión** (también denominada resolución) del instrumento, que es la amplitud mínima de una señal para que pueda ser contada: S (pico a valle) = $V_u - V_d$. Dicha amplitud mínima puede ser desde 1,5 mV hasta unos 70 mV, aunque no es necesariamente constante con la frecuencia. Cuanto más ancha es la banda de histeresis, mayor es la inmunidad al ruido (Fig. 4.), pero peor es la sensibilidad en tensión. A veces no se da la sensibilidad en el valor de pico a valle, sino en valor eficaz, relativo a una sinusoida, en cuyo caso

$$S = \frac{V_u - V_d}{\sqrt{2}} \quad (1)$$

Ahora bien, el circuito de disparo responde realmente al valor de la tensión de pico a valle, de modo que para una señal no sinusoidal que tenga un valor eficaz igual al especificado para la sensibilidad, puede que no se obtenga disparo. Así pues, para emplear el frecuencímetro correctamente, el valor de pico de la señal de entrada no debe exceder del alcance de la amplitud, su valor de pico a valle no debe exceder el rango dinámico, y una vez atenuada la señal, su valor pico a valle debe ser superior al ancho

de banda de histéresis (Fig. 8). Además, la señal debe tener una duración mínima especificada.

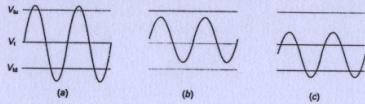


Fig. 8. (a) La señal atenuada debe exceder los dos niveles de disparo para ser contada. Si no supera ninguno de los dos niveles (b) o solo uno (c) no es contada.

El circuito de compuerta de la Fig. 3 es una compuerta AND con dos entradas: la señal que se va a contar y la señal de control de la compuerta proveniente del reloj a través de un biesable a cuyas entradas se aplican la señal de inicio (start) y la de final de la cuenta (stop). Su comutación debe ser rápida y con el mínimo retardo entre la entrada y la salida para permitir la medida de tiempos breves.

4. Base de Tiempos

Un instrumento que deba medir tiempo y frecuencia necesita una base de tiempos. La frecuencia, por ejemplo, se mide contando el número de pulsos (ciclos) de entrada durante un intervalo de tiempo determinado. El tiempo, por su parte, se mide contando el número de ciclos de una señal interna de referencia que tenga una frecuencia muy estable, y de baja incertidumbre, y, si se desea tener varios rangos de medida, hay que disponer de varios tiempos o frecuencias de referencia. Un contador dedicado exclusivamente a contar eventos no necesita base de tiempos.

La base de tiempos consta de un oscilador de elevada precisión y exactitud y de una cadena de frecuencias (Fig. 9). La salida de cada década es un período de tiempo igual al de la frecuencia obtenida tras la división. El oscilador está basado normalmente en un oscilador de cuarzo (XO, cristal oscilador) encapsulado dentro de un gas inerte y con cápsula metálica o encapsulado al vacío y con cápsula de vidrio. Dada la imposibilidad tecnológica de hacer cristales idénticos, se dispone en serie con el cristal un condensador u otros elementos ajustables para definir la frecuencia respecto a su patrón atómico. Los modelos más elaborados suelen tener un patrón de rubidio interno, que es hasta 100 veces más estable que los osciladores de cuarzo.

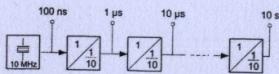


Fig. 9. La base de tiempos de un frecuencímetro está formado por un oscilador de referencia y una cadena de divisores decimales.

Las derivas de la frecuencia del oscilador pueden ser una componente importante de la incertidumbre instrumental, por lo que deben reducirse a un valor mínimo. Las derivas con el tiempo (envejecimiento), se manifiestan como un cambio de frecuencia tras un tiempo de uso continuado y se deben sobre todo a cambios estructurales en el cuarzo debido a las imperfecciones en la estructura cristalina y a las tensiones mecánicas ejercidas por los soportes sobre el cristal, que decrecen con el tiempo. La curva de envejecimiento es exponencial al principio y lineal al cabo de unos meses (Fig. 10a). Por esto los cristales más cuidados se dejan envejecer antes de ser instalados. El envejecimiento también produce la denominada variación de *frecuencia al reconectar* (frequency retrace): la frecuencia de recién puesta en marcha difiere de la frecuencia de antes de apagar el oscilador. Por esta razón y por la influencia negativa que tienen los ciclos térmicos en la estabilidad, hay equipos que tienen la posibilidad de mantener el oscilador en marcha, aunque el instrumento esté apagado (stand-by).

Las derivas con la temperatura no siguen una ley lineal, sino que tienen una forma de S inclinada (Fig. 10b) con coeficientes relativos de temperatura ($\Delta f/\Delta T$) típicos del orden de $-2,5 \times 10^{-9}/^{\circ}\text{C}$ entre 0° y 50°C . Para reducir el efecto de las derivas se compensan o se reducen encerrando el cristal en un pequeño horno con un termostato. Los *osciladores de cristal compensados en temperatura* (TCXO) incorporan una red sensible a la temperatura que provoca un cambio en la frecuencia de oscilación que se opone a la acción de la temperatura del cristal. La red de compensación, suele incluir un termostato y un varactor, se diseña para cada cristal concreto después de haber estudiado su deriva térmica.

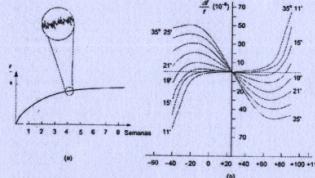


Fig. 10. Deriva de la frecuencia de los osciladores de cristal de cuarzo (a) a largo y a corto plazo (b) con la temperatura según el corte del cristal

En los *osciladores con compensación matemática de la temperatura* (MTCXO) se caracteriza el cristal antes de salir de fábrica y se almacenan en una memoria ROM los valores de su frecuencia de oscilación en función de la temperatura. En uso cuando se mide la frecuencia, se mide también la temperatura del cristal y se corrige la lectura en base a los datos suministrados por la ROM.

Con un termostato o un control proporcional se puede mantener la temperatura constante. Para ello se pone el cristal en un horno a unos 20° por encima de la máxima temperatura ambiente de funcionamiento (OCXO, oven compensated crystal oscillator). La temperatura concreta del horno se elige de forma que coincida con aquella a la que el

cristal tenga el mínimo en su curva de deriva térmica (Fig. 10b), lo que se determina experimentalmente para cada cristal. A los osciladores de rubidio ya conocemos sus características por haberlos visto en Patrones de Tiempo y Frecuencia. En definitiva, la estabilidad de los osciladores va mejorando con respecto al RTXO (room temperature cristal oscilador) con el TCXO, el MTCXO, el OCXO, aunque estos aceleran el envejecimiento del cristal. Y por último tenemos el oscilador de rubidio cuyo funcionamiento y características fundamentales conocemos que logran estabilidades de 10^{-9} en 5 minutos y envejecen menos.

5. Modos de funcionamiento

Aunque la secuencia de las operaciones que realiza la unidad de control de un frecuencímetro pasa desapercibida para el usuario del instrumento, para sacar de él, el máximo provecho, es interesante conocer las funciones automáticas disponibles: establecimiento automático del nivel de disparo en la amplitud media de la señal de entrada (autotrigger), autoescalado: selección automática de la posición de la base de tiempos para que el número de cuentas justo quede en la unidad de presentación; medida automática de tiempos de subida y de bajada de un pulso (entre el 10 % y el 90 % de la amplitud del pulso), etc.

Para utilizar el frecuencímetro correctamente, aprovechar sus cualidades y evitar en lo posible sus limitaciones, comprender la terminología y estimar la incertidumbre de la medida, es además necesario conocer el conexionado o rutas de señales establecidas internamente (de forma real o virtual) en los distintos modos de funcionamiento.

5.1 TOTALIZACIÓN

La configuración interna cuando simplemente se desea contar eventos, es de la Fig. 11; no se utiliza la base de tiempos y la puerta se controla desde el exterior, manualmente con un mando de dos posiciones, o con dos mandos, que marcan el inicio y el fin del proceso (START-STOP), o automáticamente mediante dos tensiones que activen y detengan el proceso de contar cuando superen un determinado nivel de referencia. La línea de transferencia a los elementos de presentación debe ser activada continuamente. Con esta configuración se puede contar, por ejemplo, piezas o los pulsos de un contador Geiger o botellas, etc.

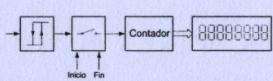


Fig. 11 Funcionamiento como totalizador (contador)

5.2. MEDIDA DE FRECUENCIA DIRECTA

La frecuencia de una señal es en definitiva un número de eventos por unidad de tiempo. Cada **evento** viene definido por dos cruces sucesivos de un nivel de referencia. Para

medir la frecuencia se "cuenta" la señal de entrada (una vez recuadrada) durante un periodo de tiempo conocido, denominado *tiempo de compuerta* porque es el tiempo durante el cual la puerta permanece abierta. Para ello se controla la puerta a partir de la base de tiempos (frecuencia f_s dividida por 10^6 , Fig. 12.). El número de cuentas obtenida será

$$N = f_s \times \frac{10^6}{f_s} = f_s \times t_p \quad (2)$$

Y el valor medido será

$$f_s = \frac{N}{t_p} \quad (3)$$

Donde $t_p = 10^6/f_s$ es el tiempo de puerta. La posición de la base de tiempos hay que elegirla de modo que se tenga el máximo número de cuentas, pues así la incertidumbre debida a la resolución de la presentación digital de ± 1 es menos importante.

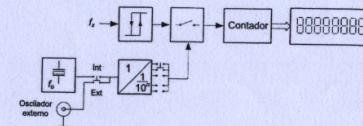


Fig. 12. Funcionamiento como frecuencímetro

El punto decimal y las unidades de la medida (GHz, MHz, kHz, Hz) dependen de la posición de la base de tiempos. Si se emplea un oscilador externo de frecuencia f_{ext} distinta a la del oscilador interno (podría ser de la misma pero más estable), hay que calcular en cada caso el significado de la lectura, pues será f_s/f_{ext} veces mayor.

5.3. MEDIDA DE PERIODOS

El periodo de una señal y su frecuencia son magnitudes reciprocas. Por ello, y dado que el instrumento realiza en definitiva un cociente, el periodo se mide de forma reciproca a la frecuencia, es decir, intercambia entrada y control de puerta (Fig. 13.). El número de cuentas obtenido será

$$N = \frac{f_s}{10^6} \times T_s = \frac{f_s}{10^6} \times \frac{1}{f_s} = \frac{f_s}{10^6} \times f_p \quad (4)$$

Y el valor medido

$$T_s = N \times \frac{10^6}{f_s} \quad (5)$$

El tiempo de puerta es ahora $t_p = T_s$. El punto decimal y las unidades (s, ms, μ s) se sitúan de acuerdo con la posición de la base de tiempos.

Si la señal de entrada, una vez acondicionada, se divide por 10^n , el número de cuentas obtenido será mayor porque se contará la frecuencia de reloj durante 10^n períodos de la entrada, es decir,

$$N = \frac{f_o}{10^n} \times 10^n = \frac{f_o}{f_s} \times 10^n \times T_s \quad (6)$$

Se habla entonces de *periodo promediado* porque el valor medido será

$$T_s = \frac{N}{10^n} \times \frac{10^n}{f_s} = \frac{N}{10^n} \times 10^n \times T_o \quad (9)$$

Que corresponde al valor medio del periodo de entrada durante el tiempo que ha estado abierta la puerta, que es $10^n \times T_o$.

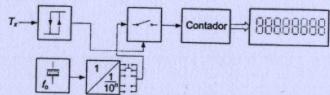


Fig. 13. Funcionamiento como medidor de periodo: el oscilador de referencia y la señal de entrada intercambian sus funciones respecto a la medida de frecuencia

El periodo de una señal puede que interese en si o como alternativa a la medida de frecuencias lentes, porque para tener una buena resolución al medir frecuencias conseguir N grande en (2)-hace falta un tiempo de puerta grande; si la frecuencia es lenta, el tiempo de puerta necesario para puede ser desorbitado. Para tener, por ejemplo, una resolución de 10^4 (1 cuenta sobre 10^4), al medir 1 MHz hace falta un tiempo de puerta de

$$t_p = \frac{N}{f_s} = \frac{10^4}{1 \text{ MHz}} = 1 \text{ s}$$

Para tener la misma resolución al medir 1 Hz, hacen falta

$$t_p = \frac{N}{f_s} = \frac{10^4}{1 \text{ Hz}} = 10^6 \text{ s} = 11,57 \text{ d}$$

Si en cambio se mide el periodo de la señal en vez de su frecuencia, la resolución deseada se alcanza cuando $N = 10^6$. Pero según (4), para una frecuencia de 1 Hz el tiempo de puerta es de 1 s y basta que la posición de la base de tiempos sea tal que

$$10^n = \frac{f_o}{N} \times T_s = \frac{f_o}{10^6} \times \frac{1}{1 \text{ Hz}}$$

Con un reloj de 10 MHz, la condición anterior se cumple cuando n = 1, es decir, seleccionando la segunda posición (1 división) de la base de tiempos. Si se elige n = 0 (primera posición, sin división de frecuencia), la resolución (para el mismo tiempo de puerta) es 10 veces mayor. Para obtener la frecuencia a partir del periodo, hay que calcular $1/N$ e indicar las unidades correspondientes.

Comparando (2) con (4) se observa que mientras al medir una frecuencia f_s durante un tiempo de puerta t_p la cuantificación digital conlleva una incertidumbre relativa proporcional a $1/f_s$, en cambio al medir periodo durante el mismo tiempo de compuerta ($t_p = T_s$), la incertidumbre relativa debida a la cuantificación digital es constante y vale $1/f_o$. Se concluye, entonces, que para un tiempo de puertas dado, al medir frecuencias inferiores a la del reloj se obtiene mejor resolución si se mide periodo que si se mide frecuencia directamente. La Fig. 14, compara ambos tipos de medición

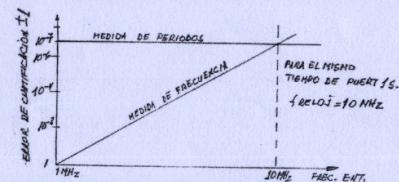


Fig. 14 El error de cuantificación de ± 1 es menor usando la técnica reciproca que el método de medición de frecuencia convencional, para todas las frecuencias menores que la frecuencia del clock

Hay instrumentos que seleccionan automáticamente el modo de medida que da mejor resolución para un tiempo de puerta estipulado.

La resolución viene limitada por (a) la frecuencia del oscilador f_o , que se elige de acuerdo a la máxima frecuencia que admiten la puerta y la primera década de los contadores; y (b) por el número n de etapas divisoras, que se elige de acuerdo a la estabilidad de f_o (si el tiempo de puerta es muy largo, habrá una incertidumbre en su valor debido a las derivas del oscilador a corto plazo, y a la temperatura si no es constante). Con $f_o = 1 \text{ MHz}$, la resolución es de 1 μs . Con $f_o = 100 \text{ MHz}$, la resolución es de 10 ns.

5.4. CONTADORES RECÍPROCOS

Los instrumentos que determinan la frecuencia calculando el reciproco del periodo medido se denominan *contadores reciprocos*. Su funcionamiento es ligeramente

distinto al indicado en la Fig. 15: miden el intervalo de tiempo Δt que transcurre durante un número entero M de ciclos de la señal de entrada. Entonces

$$f_s = \frac{M}{\Delta t} \quad (10)$$

Δt se determina contando ciclos de la frecuencia del reloj de referencia f_r , de modo que este sigue siendo el factor que limita la resolución. Hay pues dos contadores: el de ciclos de la señal de entrada (M) y el de ciclos del reloj interno (Δt). (Fig. 15)

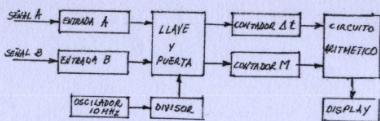


Fig. 15. Diagrama en bloques de un contador recíproco

Si la medición es del periodo basta calcular

$$T_s = \frac{\Delta t}{M} \quad (11)$$

La resolución de los contadores reciprocos se suele expresar mediante el número de dígitos que son capaces de obtener en una unidad de tiempo. Hay modelos que obtienen 7 dígitos en un segundo hasta otros que obtienen 12 dígitos en un segundo. Cuanto mayor sea M , más largo será el tiempo de puesta, pero también tendrá menor influencia relativa la cuantificación digital (± 1 cuenta). Además se compensarán pequeñas fluctuaciones del periodo de uno a otro ciclo y de ahí que se hable también de promedio de períodos.

Algunos contadores reciprocos y algún contador convencional, tienen la posibilidad de armar la puerta en tiempo real, es decir, dejarla lista para el disparo. Cuando se mide frecuencia de forma directa, no es posible determinar los instantes en que la base de tiempos abrirá y cerrará la puerta. Al medir periodo, en cambio, es la señal de entrada la que determina dicha apertura y cierre. La posibilidad de armar externamente la puerta permite, por ejemplo, medir RF moduladas por pulsos, tal como se muestra en la Fig. 16. Sin esta opción, si el tiempo de puesta se extendiera más allá de la duración del pulso, el resultado sería erróneo.

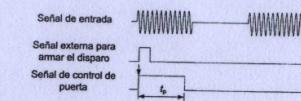


Fig. 16. Aplicación del armado del disparo a la medida de la frecuencia de un pulso de RF; la puerta se abre bajo el control externo y se cierra al cabo del tiempo de puesta seleccionado

5.4. MEDIDA DE INTERVALOS DE TIEMPO

Las medidas de intervalo de tiempo son medidas del intervalo entre dos puntos idénticos y consecutivos de una señal: La misma amplitud y en el mismo flanco (ascendente o descendente) seleccionado. Si hay que medir entre dos puntos diferentes de una misma señal o de señales distintas se procede según muestra la Fig. 17. El funcionamiento se parece al de un totalizador en que hay una señal de inicio y otra de fin, y al modo período porque se cuenta la señal del oscilador de referencia. La base de tiempos y el punto decimal se seleccionan como al medir período.

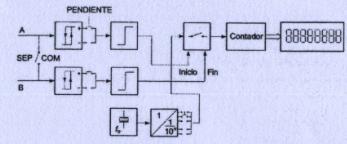


Fig. 17. Medida de intervalos de tiempo en una misma (COM) señal o entre dos señales (SEP): los instantes en que se miden determinan, respectivamente, la apertura y el cierre de la puerta y se cuentan los ciclos del oscilador de referencia.

El comutador SEP/COMUN permite trabajar con dos señales distintas (SEP) o con una sola señal (COM), en la que se eligen dos puntos diferentes. Por ejemplo, se puede medir el desfase entre dos señales de la misma frecuencia eligiendo el mismo nivel y pendiente de disparo en cada canal, pero con el comutador en la posición SEP, a partir de la medida de un canal y del retardo del segundo se pueden lograr resoluciones de hasta 0,001°. Las medidas de desfase son útiles por ejemplo para trazar el diagrama de Bode de un amplificador. Algunos modelos disponen de un control que permite bloquear el disparo durante un tiempo ajustable (tiempo de bloqueo, hold-off) tras haber aceptado una orden de inicio y de final del recuento. De esta forma se pueden evitar los disparos erráticos debido a señales espurias superpuestas a la señal de interés que se mide (Fig. 18)

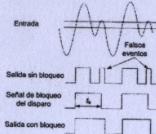


Fig. 18. Reducción de los disparos erráticos en el circuito de disparo ajustando el tiempo t_p del bloqueo (hold-off) de disparo.

5.6. MEDIDA DE ANCHOS DE PULSOS

Se procede de forma similar al modo periodo, pero en cada ciclo se obtienen dos pulsos de disparo, uno a la subida de la señal y otro a la bajada (Fig. 19). Dado que el ancho del pulso se define para el 50% del valor pico, hay que conocer bien el nivel de disparo.

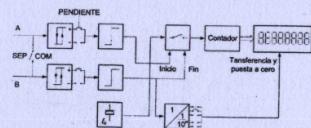


Fig. 19. Medida del ancho de un pulso: se mide el intervalo de tiempo entre dos instantes predefinidos del pulso

5.7. AUTOCOMPRAVACION

La *autocomprobación* consiste en conectar la señal del propio oscilador de referencia a la entrada de la puerta (Fig. 20). De esta forma se pueden detectar averías, pero no las posibles variaciones de f_0 .

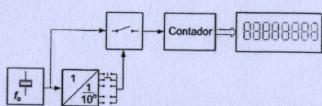


Fig. 20. Autocomprobación del funcionamiento de un frecuencímetro; se mide la frecuencia del propio oscilador de referencia. Si todo es correcto el resultado debe ser 10...0.

Fuentes de errores en la medición

Las mayores fuentes de errores en las mediciones de un contador electrónico se clasifican generalmente en las siguientes cuatro categorías:

- (1) error de cuenta de ± 1 (2) error de la Base de Tiempos (3) error de Trigger (4) error Sistemático

A. Tipos de errores en la medición

1. Error de cuenta de ± 1
Cuando el contador electrónico hace una medición, puede existir una ambigüedad de ± 1 en la cuenta del dígito menos significativo, al que generalmente se lo denomina error de cuantificación. Esta ambigüedad puede ocurrir debido a la falta de coherencia entre la frecuencia del reloj interno y la señal de entrada tal como se lo muestra en la Fig. 21. El error causado por esta ambigüedad es, en términos absolutos, de ± 1 fuera de la cuenta total acumulada.

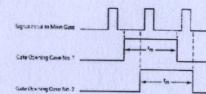


Fig. 21 Ambigüedad de la cuenta ± 1

2. Error de la Base de Tiempos
Cualquier error resultante de la diferencia entre la frecuencia de oscilación verdadera de la base de tiempos y la frecuencia nominal es directamente trasladada como un error de la medición. Esta diferencia se expresa como un factor adimensional como tantas partes por millón

3. Error de gatillado
El error de gatillado es un error aleatorio causado por el ruido de la señal de entrada y por el ruido del canal de entrada. En las mediciones de periodo y de intervalo de tiempos, la señal de entrada es la que controla la apertura y el cierre de la compuerta del contador. El ruido tiene como efecto el de hacer que la ventana de histeresis sea cruzada demasiado pronto o demasiado tarde, y consecuentemente la compuerta se mantenga abierta por un período incorrecto de tiempo. Este se traduce en un error de temporización aleatoria para las mediciones de periodo e intervalos de tiempo.

4. Error sistemático
Para las mediciones de intervalos de tiempo, cualquier descuido de desadaptación de los tiempos de crecimiento y de los retardos de propagación entre los amplificadores de arranque y parada (start-stop), se traducen en errores sistemáticos internos. Las puntas de prueba desadaptadas o las longitudes de los cables producen errores sistemáticos extremos.

No todas estas cuatro categorías de errores son significativas para todos los modos de operación. Como resumimos en el siguiente cuadro, solo el error de cuenta de ± 1 y los errores de la base de tiempos son importantes para las mediciones de frecuencia.

6. Contadores Especiales

No todos los frecuencímetros y contadores ofrecen la variedad de modos de funcionamiento descritos en el apartado anterior. Pero, según se puede comprobar a partir de los diagramas respectivos, no son necesarias grandes modificaciones para incorporarlos. No sucede así con otras funciones o características que se basan en conceptos distintos.

6.1 CONTADORES CON PRESELECTOR

Un **preselector** es un dispositivo (comutador rotativo o código digital de panel) capaz de establecer un valor a la salida inicial de un circuito contador de modo que las cuentas adicionales se acumulan a dicho valor. Se puede incorporar en el propio circuito contador del instrumento, o a contadores dispuestos en el circuito de entrada o en la base de tiempos. En el primer caso se denominan contadores con **preselector de registro o aritmético** (Fig. 22). En estos contadores se selecciona, por ejemplo mediante comutadores con salida decimal, un número en el contador, y se empieza a contar a partir de ese valor. Se aplican para sumar y restar frecuencias. Para sumar se carga f_1 y se cuenta f_2 , mientras que para restar se carga el complemento (binario) de f_1 y se cuenta f_2 .

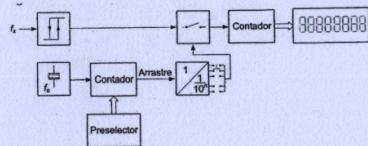


Fig. 22. Contador con preselector aritmético

En los contadores con **preselector de entrada** se añade otro contador, que es el que se preselecciona (Fig. 23). Si se carga el complemento (binario) de N , la lectura obtenida será

$$L = \frac{f_s}{N} 10^4 \quad (12)$$

Es decir, cargando el complemento de N se divide el módulo N , por lo tanto, si se está en el modo frecuencia, esta queda dividida por N , mientras que en modo periodo queda multiplicado por N .

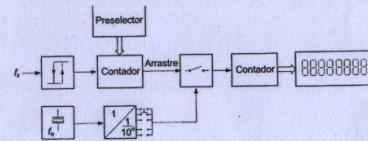


Fig. 23. Contador con preselector de entrada

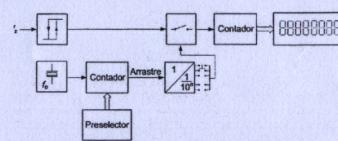


Fig. 24. Contador con preselector en la base de tiempos.

Si el preselector está en un contador situado en la base de tiempos, la situación es de la Fig. 24. Cargando el complemento de N , la lectura será

$$L = f_s \frac{10^4}{f_o} N \quad (13)$$

De modo que resulta una situación reciproca a la del caso anterior. Con estos preselectores, se pueden dar lecturas en unidades de medida industriales: r/min, rad/s, Km/h, etc.

6.2. CONTADORES DE ALTA FRECUENCIA

Para medir frecuencias superiores a 500 MHz se procesa la frecuencia de entrada hasta una frecuencia que quede dentro del margen de los instrumentos convencionales. Para hacer esta conversión de frecuencia hay tres técnicas fundamentales: preescalado, conversión heterodina y oscilador de transferencia.

Los **preescaladores** (*o predivisores*) dividen la frecuencia que se quiere medir por un factor p suficiente para que la frecuencia resultante quede dentro del margen de un instrumento normal. A la vez, se extiende el tiempo de puerta según el mismo factor para obtener la lectura correcta. Si $p = 10$ basta desplazar el punto decimal en la lectura, sin intervenir en el tiempo de puerta. Si $p \neq 10$, el tiempo necesario para obtener una resolución dada es p veces mayor

que en el caso de la medida directa. Normalmente p vale entre 2 y 16, de modo que el alcance en frecuencia aumenta poco.

Un **convertidor heterodino** (ya conocido) se muestra en el diagrama en bloques de la Fig. 25. El filtro sintonizable selecciona el armónico de orden k . Las frecuencias de salida del mezclador serán

$$f = f_1 \pm k \times a \times f_o \quad (14)$$

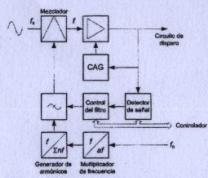


Fig. 25. Convertidor heterodino para un frecuencímetro de alta frecuencia

El amplificador de video es de tipo pasa-bajos, con frecuencia de corte a 220 MHz. El CAG aumenta la inmunidad frente al ruido pues permite que pasen hacia el circuito de disparo las señales de amplitud grande pero no el ruido, cuya amplitud es menor. Para medir la frecuencia desconocida (f_s), el controlador ajusta el filtro sintonizable (empezando por abajo, $k = 1$) hasta que la frecuencia intermedia f quede por debajo de 200 MHz. Cuando el detector de señal detecta que hay señal de video, se pasa a medir la frecuencia de esta señal

$$f_s = f_1 - k \times a \times f_o \quad (15)$$

El valor medido es

$$f_s = f(\text{contador}) + k \times a \times f_o \quad (16)$$

Hay que sumar porque la sintonía se ha iniciado desde abajo ($k = 1$). Para mayor seguridad se puede pasar luego a $k + 1$ y obtener otro batido de frecuencias dentro de la banda del amplificador de video. En este caso,

$$f_s = (k+1) \times a \times f_o \quad (17)$$

Con este sistema se alcanza a medir hasta frecuencias superiores a 40 GHz, pero no se pueden medir señales que tengan un factor de modulación de amplitud muy alto, porque el CAG confunde las amplitudes pequeñas con ruido.

El método del **oscilador de transferencia** para la conversión de frecuencias en contadores se basa en generar una frecuencia interna con un oscilador, estabilizado por PLL según la frecuencia de referencia del contador, y que se sintoniza de modo que un

armónico suyo produzca un batido nulo al mezclarlo con la señal que se desea medir. La frecuencia que se mide es del oscilador interno, extendiéndose la base de tiempos por un factor igual al número armónico que produce el batido nulo (Fig. 26). También es un método por batido.

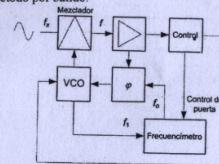


Fig. 26. Método del oscilador de transferencia para medir frecuencias altas.

Para medir la frecuencia desconocida, el controlador sintoniza el VCO hasta que detecte un batido nulo, y se mantiene ahí el VCO. Para que la frecuencia de este se mantenga fija, se engancha en fase a la frecuencia interna de referencia del contador, a la vez que, si la entrada varía un poco, se va reajustando el VCO gracias al PLL. Para saber con qué armónico del VCO se está obteniendo el batido nulo, se utiliza un segundo VCO (no mostrado en la Fig. 26) cuya frecuencia de salida f_2 está desplazada f_a respecto a la frecuencia f_1 del primer VCO. Cuando se obtiene también un batido nulo con el segundo VCO se tiene,

$$\begin{aligned} f_s &= k \times f_1 \\ f_s &= (k-1) \times f_2 \quad [f_2 > f_1] \end{aligned} \quad (18)$$

Y k se determina mediante la relación,

$$k = \frac{f_2}{f_2 - f_1} \quad (19)$$

Si el tiempo de puerta se extiende en un factor k , la lectura será $k \times f_s$, es decir, f_c . En realidad la frecuencia la frecuencia intermedia que se lleva al detector de fase tiene un desplazamiento (*offset*) fijo (igual a la frecuencia de referencia normalmente), pues de lo contrario con la frecuencia intermedia nula no se podría hacer enganche de fase. Pero en el frecuencímetro ya se descuenta automáticamente este *offset*. En cambio la frecuencia intermedia que se lleva al controlador no tiene *offset* alguno porque sirve para detectar el cero.

7. Referencias

1. Instrumentos Electrónicos Básicos, Ramón Pallás Areny
2. Hoja de Aplicación HP AN200