



**UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL  
FACULTAD REGIONAL TUCUMÁN**

**Ingeniería Electrónica – Medidas Electrónicas II**

**"Frecuencímetro Digital"**

**Ing. J.C. Colombo  
Prof. Medidas Electrónicas II  
24/08/12**

## **1.- Introducción**

Utilizando diversos componentes digitales, su lógica de funcionamiento y la posibilidad de programación mediante microprocesadores, y últimamente con el surgimiento de DSP, se han diseñado y construido una variedad importante de instrumentos digitales, también conocidos como, medidores digitales. Los mismos se aplican en casi todos los campos donde hay en funcionamiento equipos y dispositivos electrónicos, con fines industriales, comunicaciones, bio electrónica, etc.

La gama de instrumentos digitales, Voltímetros, Frecuencímetros, Osciloscopios, Analizadores de Espectro, Analizador de Fourier, Generadores de Señales, Analizadores de Impedancia, etc., cubren aplicaciones en baja y alta frecuencia.

En forma particular se tratarán los llamados contadores digitales o frecuencímetros digitales en baja y alta frecuencia.

## **2.- Funciones Básicas de un Contador Digital**

La parte central de un medidor de frecuencia específico, frecuencímetro digital, es un contador. En general, los contadores tienen diferentes modos de operación, tales como el conteo de eventos de entrada, mediciones de frecuencia, período, ancho de pulsos, promediar mediciones, comparar dos señales, etc.

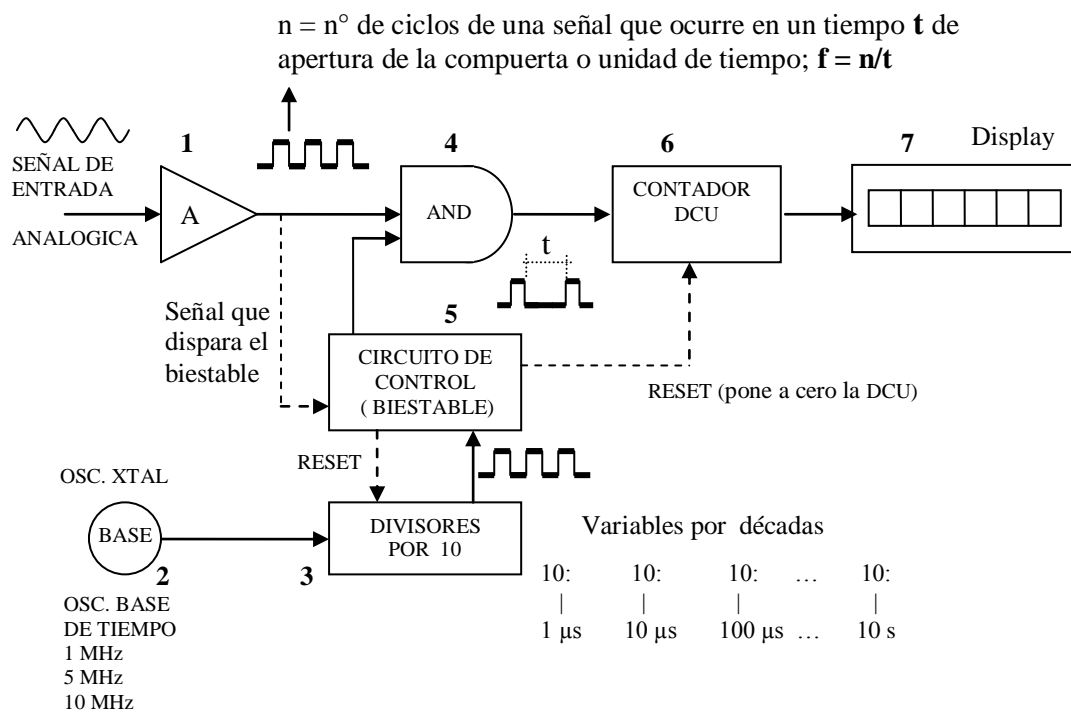
De manera que pueden realizar una o más de las funciones que a continuación se mencionan:

- a) Mostrar el total de un número dado de eventos ocurridos, es decir un contador real.
- b) Medición de frecuencia.
- c) Medición de período.
- d) Medición de Relación de Frecuencia: comparar dos señales de diferentes frecuencias y mostrar la relación de frecuencia entre ellas.
- e) Indicar el tiempo entre dos puntos de una forma de onda o entre dos eventos eléctricamente detectables.
- f) Promediar lecturas de frecuencia sobre un número dado de períodos o intervalo de tiempo para obtener mejor resolución y la exactitud.
- g) Medición de período promedio o multi período: promediar lecturas de período sobre varios períodos o sobre un tiempo determinado con el fin de mejorar la resolución y la exactitud.

## **3.- Esquema de un Contador de frecuencia**

Un contador de frecuencia (frecuencímetro) está compuesto de partes básicas como: Circuito de entrada, Compuerta principal, Unidad contadora decimal (DCU) y display, Circuito base de tiempo ( Oscilador a cristal y unidad base de tiempo), Circuito de control.

El esquema básico de un contador con sus principales elementos se presenta en las Figuras 1,2,3 y 1'), siguientes.



**Fig. 1** Esquema general de un contador digital

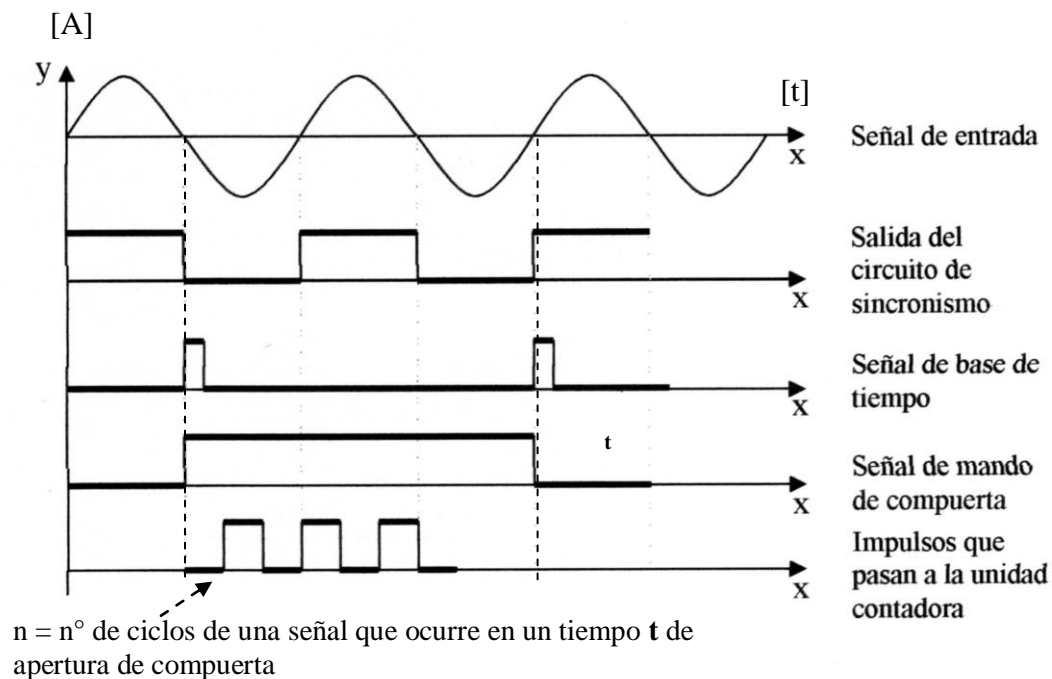


Figura 2.- Diagrama temporal de señales

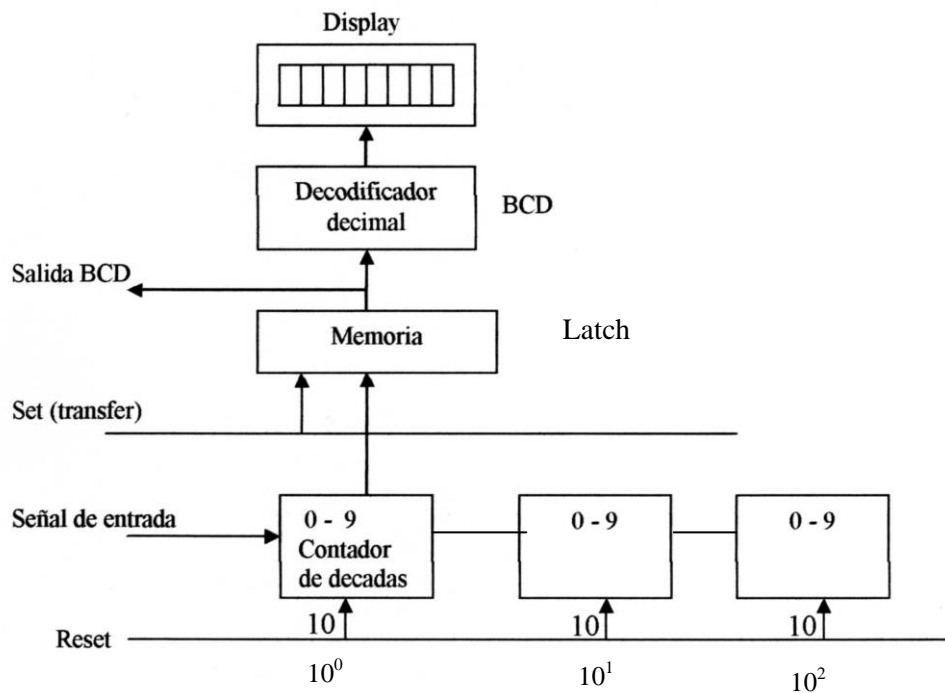


Figura 3.- Esquema funcional de un Contador

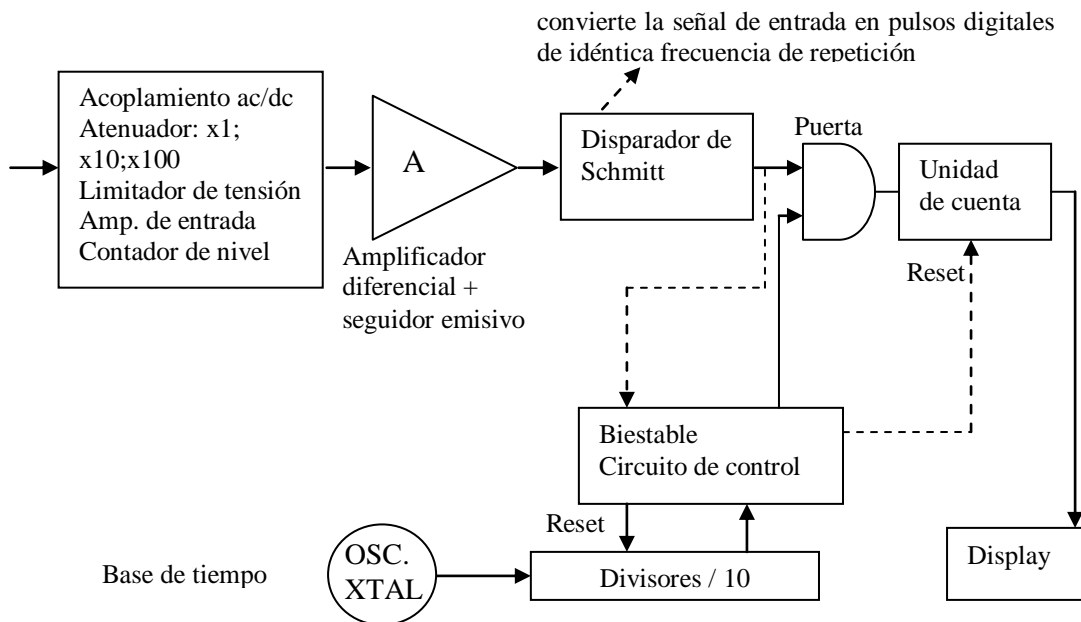


Fig. 1`.- Esquema de un contador digital que mide frecuencia

### 3.1.- Amplificador de entrada y disparador [1]

En realidad es un acondicionador de señal, ya que conforma la señal de entrada a medir a una forma que sea compatible con la circuitería interna del medidor. Convierte la señal analógica de entrada, senoidal, pulsos, etc., a una forma compatible con la circuitería presente en el contador digital. En síntesis convierte la señal analógica presente a la entrada en una secuencia de

impulsos de “0” y “1” de idéntica frecuencia de repetición. La salida del amplificador - disparador, es un tren de pulsos en donde uno de estos corresponde a un ciclo o evento de la entrada. Consiste de las etapas siguientes: Circuito de acoplamiento AC/DC; Atenuador de entrada ( divisor de tensión); Limitador de tensión para protección del circuito; Convertidor de impedancia con nivel ajustable ( selecciona el óptimo punto de disparo); un Schmitt trigger ( convierte la señal de entra a pulsos lógicos)

### 3.2.- Oscilador base de tiempo [2]

Es el elemento del contador que se encarga de generar el tiempo  $t$  que se emplea como patrón en la medición de frecuencia. Si  $n$  es el números de ciclos de una señal que ocurre en un tiempo  $t$ , la frecuencia promedio  $f$  de esa señal sobre el tiempo  $t$  está dada por

$$f = \frac{n}{t}$$

El frecuencímetro convencional mide la frecuencia  $f$  acumulando el número de ciclos  $n$  de la señal de entrada sobre el período  $t$ .

De lo anterior se puede decir que la exactitud con la cual se genere  $t$  tiene un efecto significativo en la exactitud de la medida de frecuencia  $f$ . En consecuencia la mayoría de los contadores emplean osciladores a cristal con frecuencia de 1, 5 o 10MHz como elementos base de tiempo.

En los contadores más elaborados este oscilador se solía construir en una cámara térmica simple o doble con control proporcional de temperatura. Actualmente vienen los osciladores encapsulados con un calefactor interno y control de temperatura incluido.

En los instrumentos de uso general se utilizan osciladores en los que la variación de frecuencia con la temperatura se compensa con la acción de otro componente del circuito, que reacciona en sentido contrario.

A temperatura ambiente tiene una desviación de  $\pm 1 \times 10^{-6}$  Hz/°C para variaciones de temperatura de 0 a 50°C.

Los osciladores compensados en temperatura (TXCO) poseen una variación de frecuencia con la temperatura de  $\pm 5 \times 10^{-6}$  Hz/°C. Mejora en 5 veces a los de temperatura ambiente.

En los osciladores con horno simple y con regulación de temperatura se tiene una estabilidad de  $\pm 5 \times 10^{-8}$  Hz/°C para variaciones de 0 a 50°C. La relación de la variación de temperatura es:  $\Delta T = \text{Temperatura Exterior} - \text{Temperatura Interior}$

El voltaje de línea está fijado directamente con la regulación de la tensión con que se alimenta al oscilador, para un 10% de variación de línea para oscilador con horno, la estabilidad de frecuencia es del orden de  $\pm 5 \times 10^{-10}$  Hz/°C y para temperatura ambiente es de  $\pm 1 \times 10^{-7}$  Hz/°C.

### 3.3.- Base de Tiempo - Divisor por diez [3]

Las frecuencias son medidas básicamente por conteo de un número determinado de pulsos durante un intervalo de tiempo preciso. La base de tiempo es un conjunto de divisores de frecuencia variable por décadas, que permiten fijar la referencia más adecuada a la señal bajo medida. En general cuanto más baja sea la frecuencia de referencia, más exactitud se tendrá en la medida

Se toma como entrada del divisor base de tiempo, la oscilación proveniente del oscilador base de tiempo u oscilador de referencia, dando como salida un tren de pulsos cuya frecuencia es variable en pasos de diez en diez (década). El operador determina la frecuencia de salida de las décadas divisoras con un elemento externo de control. El tiempo  $t$  que efectivamente se utiliza para la medición de frecuencia está dado por el período de este tren de pulsos.

### **3.4.- Compuerta principal [4]**

Se puede considerar como el corazón del contador. Puede ser concebida esta compuerta como una compuerta **Y** que está abierta y deja pasar los pulsos provenientes del circuito de entrada cuando en ella hay también presente señal proveniente de las décadas divisoras del oscilador base de tiempo. Es decir, el control de apertura y cierre de la compuerta principal lo hace el divisor de décadas pasando por un circuito biestable (5).

Esta compuerta permitirá el paso de más o menos impulsos de la señal de entrada, en función del tiempo fijado por la base de tiempo. Una de las entradas a la puerta es la señal a ser medida y la otra es la señal dada por el circuito de control.

### **3.5.- Circuito biestable de la compuerta principal [5].**

El circuito de control, es por así decirlo el centro neurálgico del contador y realiza las siguientes funciones.

- Controla el circuito puerta.
- Genera los impulsos de puesta a cero de la base de tiempo y de la unidad de cuenta.
- Controla el tiempo de presentación de lectura.
- Si existe salida de datos, controla la impresora o cualquier otro instrumento conectado a la salida.

### **3.6.- Unidad contadora decimal (DCU) [6]**

Es un contador digital (sincrónico o asíncrono) por década de lectura, conectados en cascada. Normalmente se utilizan de 7 a 10 de estos contadores, para proporcionar los 7 o 10 dígitos de la unidad de presentación.

Cada una de las décadas consiste de cinco partes básicas: un contador por década, una memoria, un decodificador decimal BCD, un driver y el indicador numérico o display

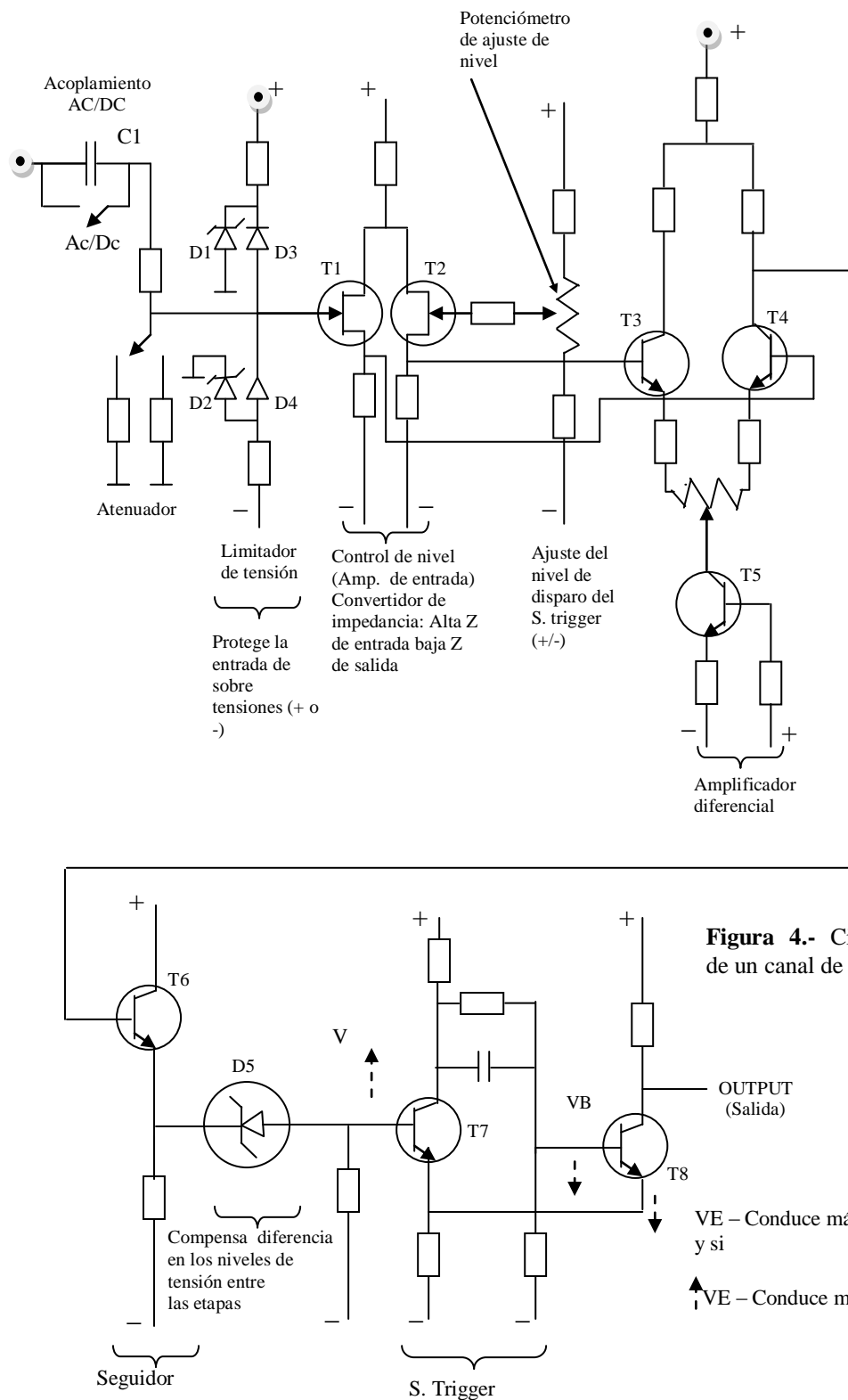
Una memoria auxiliar, Latch, retiene el dato hasta la próxima medición.

Totaliza los pulsos de salida provenientes de la compuerta principal, mide y codifica este total para poder ser mostrado en forma decimal, después que la compuerta principal ha sido cerrada. Si la compuerta se abre, precisamente por un segundo, la DCU codificará la cuenta para ser medida directamente en HZ.

### **3.7.- Elementos de despliegue o exhibición de resultados [7]**

Son los elementos cuya entrada es la señal codificada que proviene del DCU y cuya salida es un número en código decimal mostrado en forma luminosa. Este tipo de elementos incluye diodos emisores de luz ( LED) y display LCD, anteriormente se hacían con lámparas de neón, lámparas incandescentes, tubos de gas ionizable. En los osciloscopios pueden incluirse en el tubo de rayos catódicos.

### 3.8 Circuitería de entrada



En la posición DC la señal pasa directamente al divisor de tensión ( atenuador) y en la posición AC pasa por el capacitor C1 que bloquea la continua. Normalmente el atenuador es: x1, x10 y x100. En la posición x1 que es la más sensible, la señal de entrada pasa directamente al FET de Amplificador de Entrada, que no obstante produce alguna atenuación debido a su elevada Z de entrada.

A continuación del atenuador está el LIMITADOR , que consiste de los diodos D1-4 , siendo su misión de proteger la etapa de entrada ante sobretensiones positivas o negativas. Los voltajes de entradas que exceden la tensión Zener de D1 o D2 son puenteadas por dichos diodos.

El Amplificador de Entrada, consiste de dos transistores efectos de campo, que convierten la alta Z de entrada en una baja Z de salida. La puerta del FET de salida se conecta a un potenciómetro de ajuste de Level, por medio del cual el punto de trigger puede desviarse desde un voltaje positivo o negativo pasando por cero.

La señal desde la etapa de entrada pasa por el Amplificador diferencia, la corriente de Emisor total es mantenida constante por la corriente de la fuente en el emisor. La distribución de corriente entre los dos transistores se realiza simétricamente por medio del potenciómetro en el emisor. Debido a esto, la corriente total es constante, un incremento de corriente en un transistor produce una disminución en el otro.

El voltaje de salida de los transistores del par diferencial es sacado hacia un seguidor emisor y un diodo Zener (puesto para compensar las diferencias en los niveles de tensión entre las etapas) pasa al S. Trigger .

Un nivel de voltaje alto en le entrada del S. Trigger hace conducir el T7. La tensión de base de T8 entonces baja, causando un bajo nivel en el Emisor de T7, la tensión de Base de T8 entonces baja, causando un bajo nivel en el emisor de T7 el cual , por lo tanto conduce mucho más.

## 4.- Mediciones

### 4.1.- Medición de frecuencia

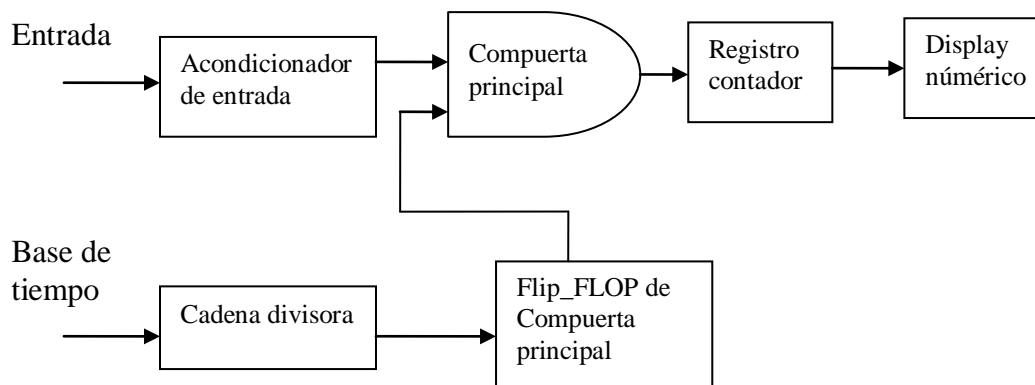
La frecuencia,  $f$ , de una señal repetitiva puede definirse como el número de ciclos de dicha señal en la unidad de tiempo. Puede representarse por la siguiente ecuación:

$$f = \frac{n}{t} \quad [1]$$

Donde,  $n$  es el número de ciclos de la señal de entrada periódica que ocurre en el intervalo de tiempo  $t$ . Si  $t = 1s$  la frecuencia se expresa en  $n$  ciclos por segundo o  $n$  Hertz.

Como sugiere la formula, la frecuencia repetitiva  $f$  de una señal de entrada es medida por un contador convencional, contando la cantidad de ciclos  $n$  y dividiéndolos por el intervalo de tiempo  $t$ .

El esquema de medición básico para medir frecuencias se observa en la Figura 5 siguiente:



**Figura 5.-** Esquema básico para medición de frecuencia



La señal de entrada es primero acondicionada de un modo compatible con la circuitería interna del contador. La señal acondicionada que aparece a la entrada de la Compuerta Principal es un tren de pulsos definidos, donde cada uno corresponde a un ciclo o evento de la señal de entrada. Con la Compuerta Principal abierta, estos pulsos pueden pasar por ella y son contabilizados por el registro contador, que los muestra en el display numérico.

El intervalo de tiempo entre la apertura y cierra de la compuerta, está controlado por la base de tiempo. Es evidente de la ecuación [1], que la precisión con que se mida la frecuencia de entrada, dependerá de la precisión con la que se determine el tiempo  $t$ . Es por eso que se emplean osciladores a cristal para la base de tiempo. El divisor de frecuencia que sigue a la misma, suministra al flip-flop que comanda a la compuerta principal en intervalos que generalmente están entre el  $\mu s$  y los 10s.

Estos tiempos se seleccionan con una llave o botonera identificada con la leyenda “Tiempo de compuerta” (Gate Time) o sino “Rangos”.

Si la puerta es abierta durante 1sg y el número de pulsos contados es  $n= 12500$ , la frecuencia será de 12500HZ.

Si la base de Tiempo BT, está en msg la frecuencia medida será expresada en KHZ, 12,5 KHZ para el caso del ejemplo.

Por otra parte, si la BT está en  $\mu s$ g la frecuencia medida estará indicada en MHZ.

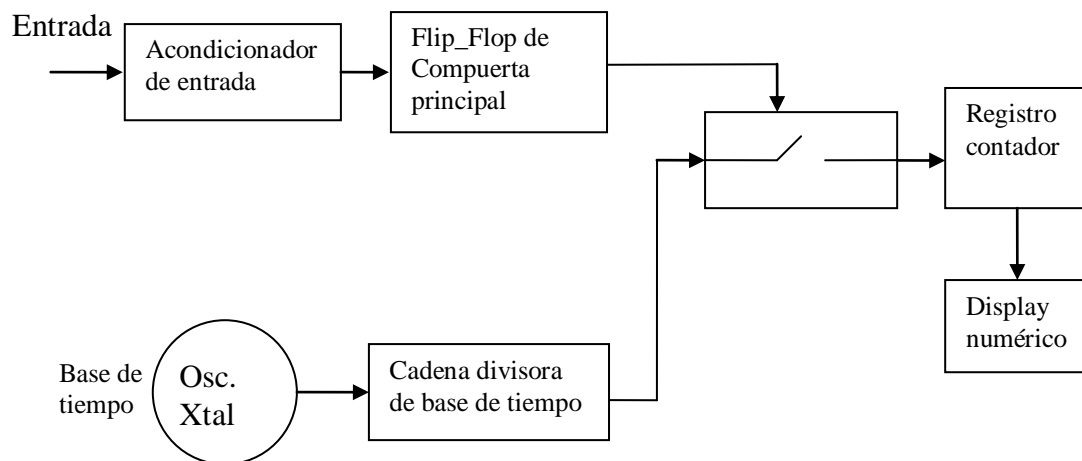
#### **4.2.- Medición de período simple**

Como el período es la inversa de la frecuencia de una señal, la medición del mismo es la recíproca de la medición de frecuencia, La señal sujeta a medición produce la señal de control de la compuerta, el período  $T$  de una señal está dado por el número de impulsos de la base de tiempo que llegan a la unidad contadora durante el intervalo de tiempo  $t$ .

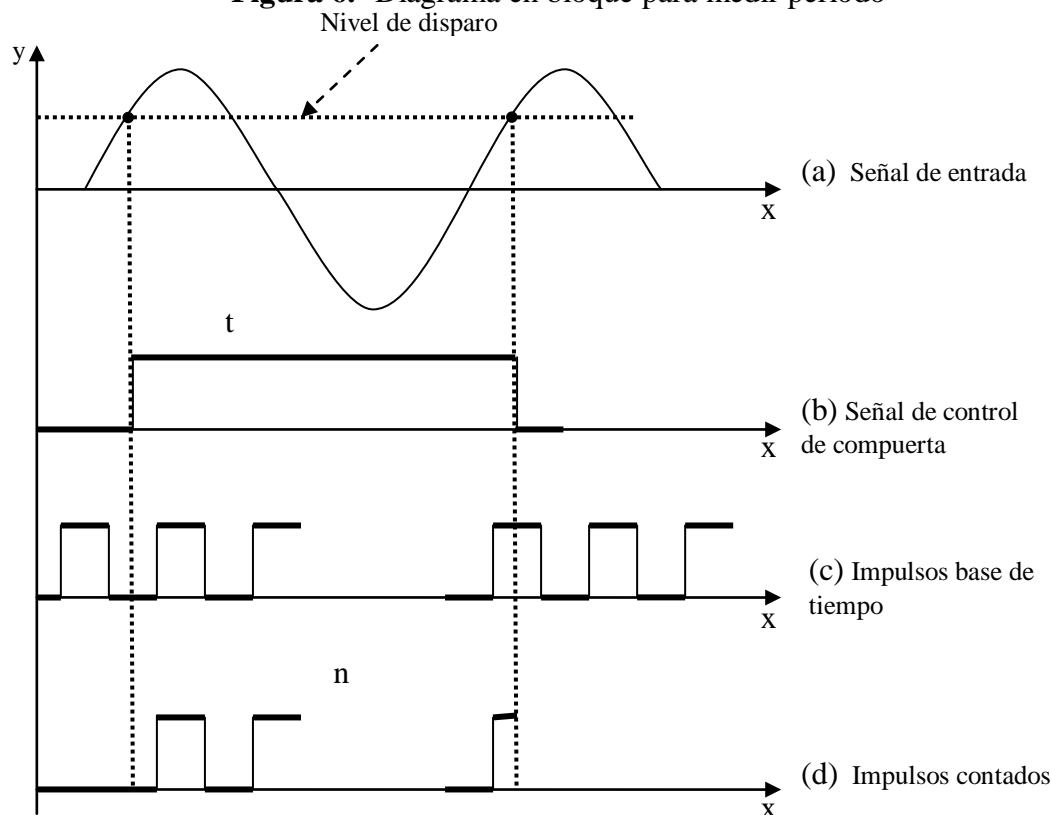
$$T = \frac{1}{f} \quad \text{ó} \quad T = n \times t$$

El período de una señal es el tiempo que tarda dicha señal en completar un ciclo de oscilación.

El esquema de medición básico de un frecuencímetro en el modo Medición de Período Simple se observa en la Figura 6) siguiente.



**Figura 6.-** Diagrama en bloque para medir período



**Fig. 7.-** Medición de período simple

En este modo de medición, el tiempo en que la compuerta principal permanece abierta está controlado por la señal de entrada, en lugar de estarlo por la base de tiempo. El registro contador, ahora acumula los pulsos de salida de los divisores de la base de tiempo, que ocurren durante un ciclo de la señal de entrada, o sea por su período

La medición de período permite una medición más precisa de una señal de baja frecuencia porque aumenta la resolución. Por ejemplo la medición de una frecuencia de 100Hz en un frecuencímetro de ocho dígitos y un tiempo de compuerta de 1 segundo, se verá como 00000100 HZ. La medida de un período simple de una señal de 100Hz, que dura 10ms, en el mismo instrumento con una base de tiempo de 10MHz, mostrará 00100000.0  $\mu$ s. La resolución se ha incrementado, en este caso, mil veces.

La medición de período es inversa a la medición de frecuencia.

Si la frecuencia de entrada es de 1 MHz, la puerta está abierta durante 1  $\mu$ s.

Si la frecuencia de entrada es de 1 KHZ, la puerta está abierta durante 1 ms.

Si la frecuencia de entrada es de 1 HZ, la puerta está abierta durante 1  $\mu$ s.

Por otra parte, si la frecuencia de entrada es igual a 20 KHZ ( $T=50 \mu$ Sg) y la señal de referencia es 1  $\mu$ Sg= $t$ , la puerta está abierta durante 50  $\mu$ Sg y entran 50 pulsos que son procesados por la DCU para exhibir 50  $\mu$ Sg.

#### 4.3.- Medición de período múltiple o período promedio

Si el tiempo que tarda una señal en completar un ciclo de oscilación, o período, se mide sobre varios ciclos de la entrada, lo que se determina es el período promedio. Se lo denomina también período medio múltiple (multiple period averaging).

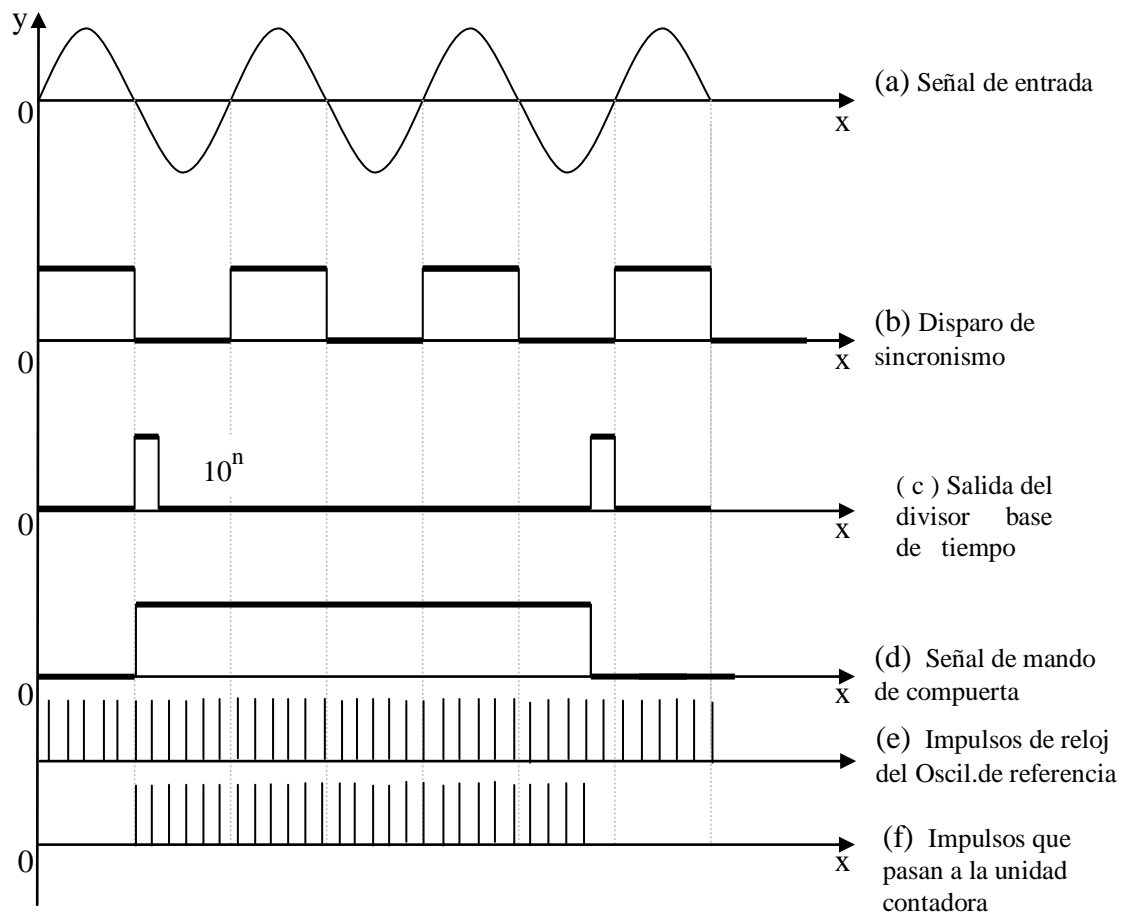
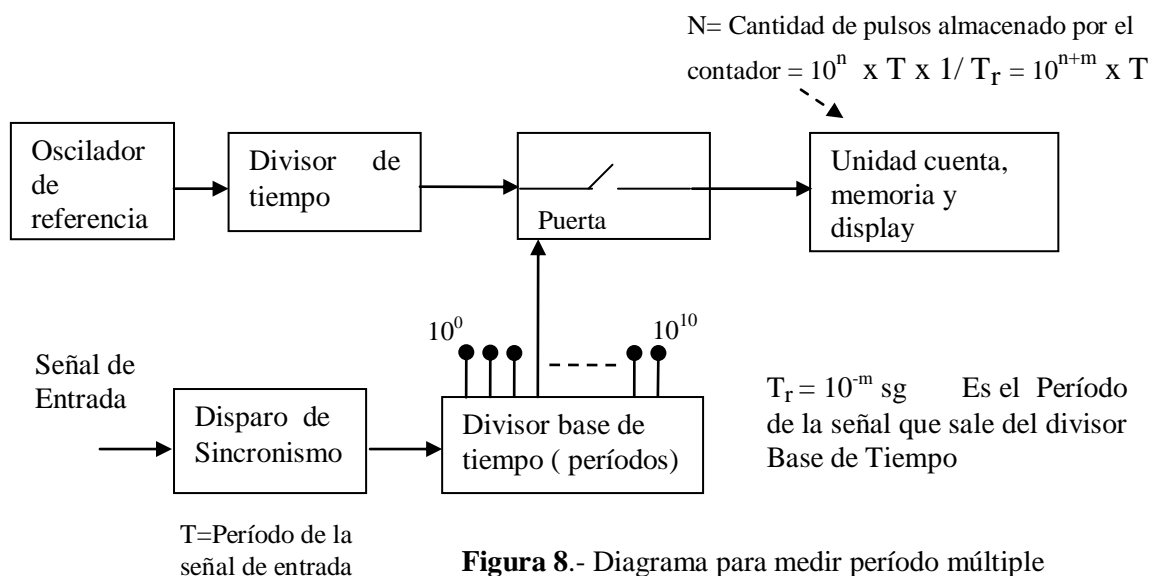


Figura 9.- Oscilograma de la medición de período múltiple



Cuando se necesita una gran precisión en la medida de período, es conveniente realizar mediciones sobre un gran número de períodos y calcular la media. Para ello se utilizan los divisores de la base de tiempo, que proporcionan una señal de puerta con una duración  $10^n$  veces mayor que la señal original de entrada. Para conocer el período de la señal de entrada se promedia su valor entre una cantidad elegida de ondas de entrada (1, 10,  $10^2$ ,  $10^3$ ,  $10^4$ , ...  $10^{10}$ ). Los impulsos de reloj para la unidad contadora se obtienen directamente del oscilador de referencia.

La señal de entrada, ya condicionada, igual que en el caso de medición de frecuencia, puede dividirse en décadas, **de manera que la compuerta principal estará abierta por más tiempo en múltiplos de diez en lugar de estarlo por un solo período**. Este es el basamento de la técnica de medición de período múltiple.

La unidad de control permite el ingreso al contador de la señal de reloj, dividida por el divisor de tiempo, durante el tiempo  $T_r$  que se necesita para que aparezcan  $10^n$  ondas completas de la señal de entrada.

Si N es la cantidad de pulsos almacenados por el contador, T el período de la onda de entrada y  $T_r = 10^{-m}$  sg el período de la señal que sale del divisor base de tiempo, se tiene que:

$$N = 10^n \times T \times 1/T_r = 10^{n+m} \times T$$

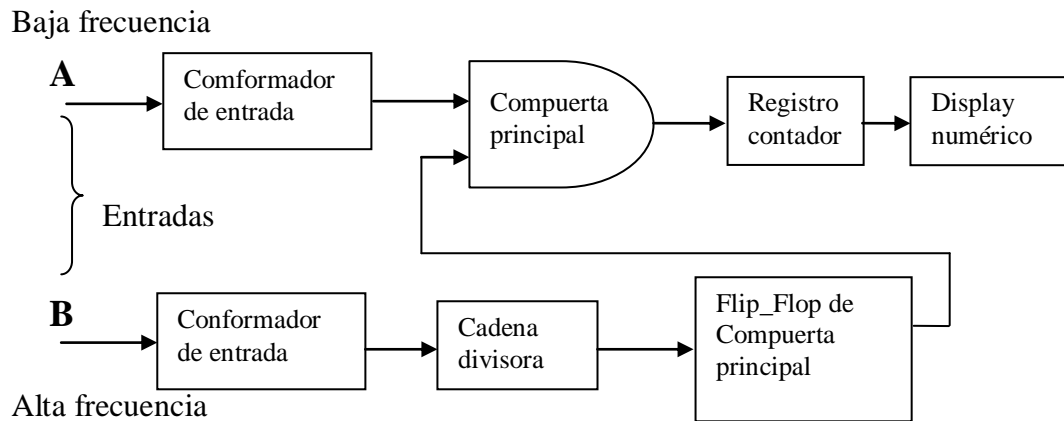
De manera que la lectura es proporcional al período de través de una constante igual a  $10^{n+m}$ , que se tiene en cuenta a través del posicionamiento del punto decimal.

#### 4.4.- Relación de frecuencia

Si se reemplaza el oscilador de referencia utilizado para medición de período múltiple por una señal de frecuencia desconocida (señal A), se puede medir la relación de frecuencias con respecto a una señal de frecuencia conocida (señal B).

La relación entre dos frecuencias se puede determinar haciendo que la salida de baja frecuencia controle a la compuerta principal, mientras que el registro contador cuenta a la señal de alta frecuencia. Ver la Figura 10) siguiente:

La exactitud se puede incrementar con la técnica del período promedio.



**Fig. 10-** Diagrama en bloque para relación de frecuencia

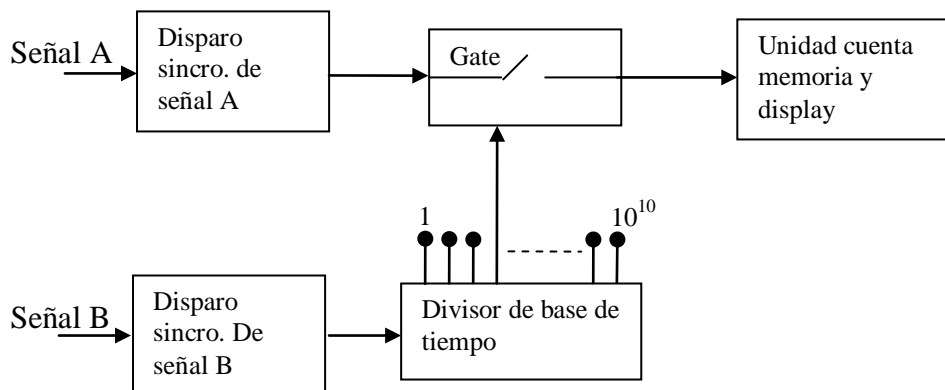
La cantidad de impulsos acumulado en el contador es:

$$N = F_B \cdot T_A = F_2 \cdot 10^n \cdot 1/F_A = 10^n \cdot F_2/F_1$$

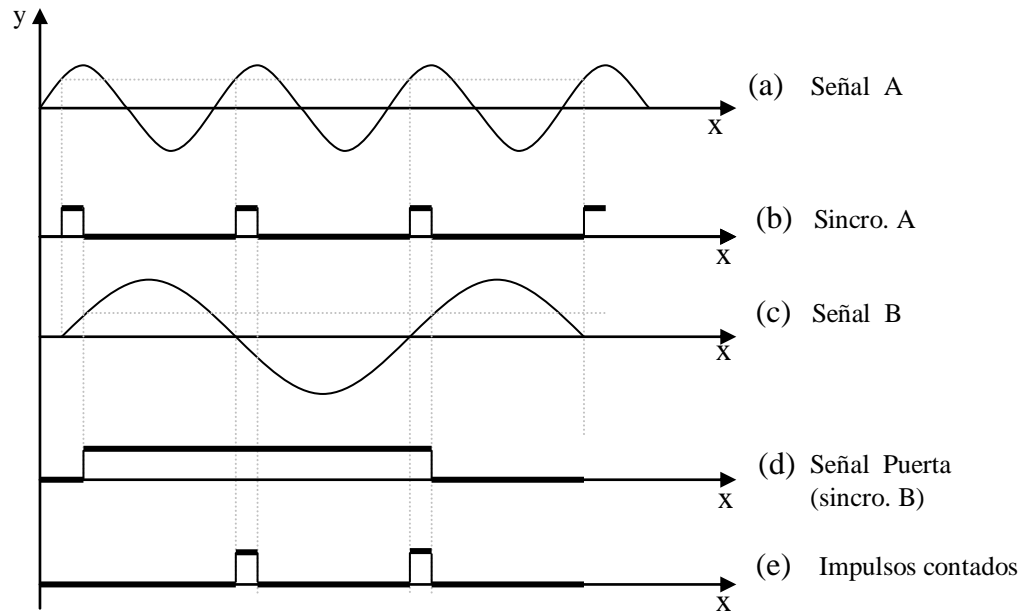
$$\text{ó } N = F_A \cdot T_B = F_1 \cdot 10^n \cdot 1/F_2 = 10^n \cdot F_1/F_2$$

Donde N es la posición del selector de la Base de Tiempo, indicando  $10^n$  seg.

La lectura es proporcional al cociente de frecuencias  $F_2/f_1$  o si se invierten las señales la lectura es proporcional a  $F_1/F_2$ .



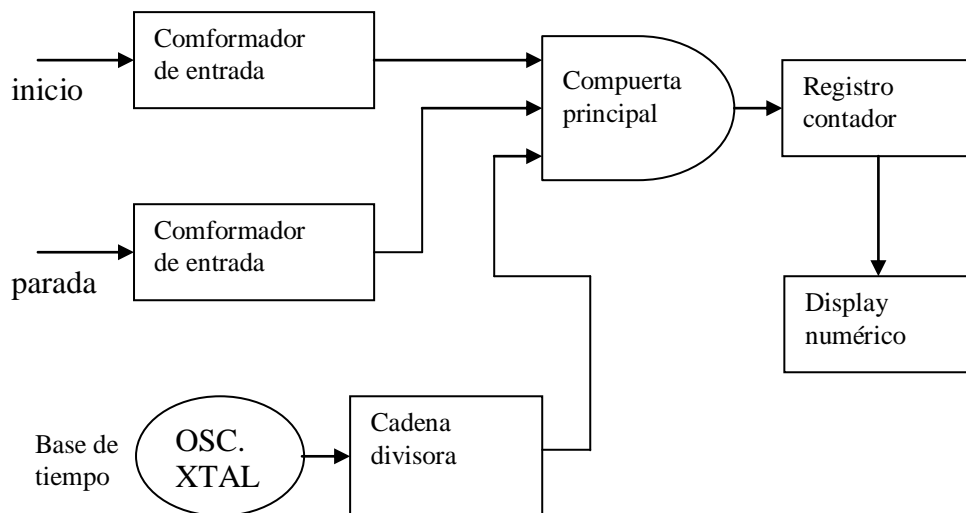
**Fig. 11.**



**Fig. 12.**

#### 4.5.- Medición del intervalo de tiempo.

Es una variante de medición anterior, la señal de entrada son los impulsos de la base de tiempo y la señal puerta viene definida por los impulsos cuyo intervalo de tiempos se desea medir. El esquema en bloque puede verse en la Figura 13) siguiente:



**Figura 13.-** Medición de intervalo de tiempo

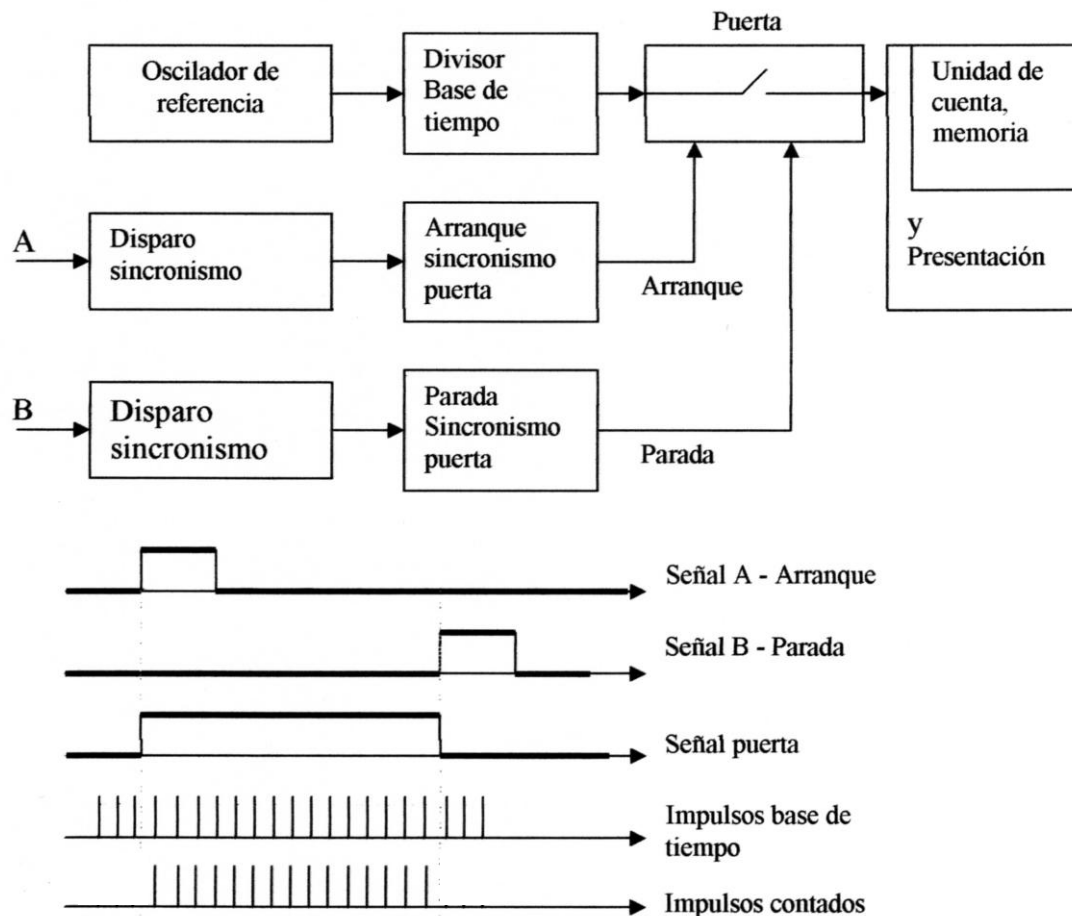


Figura 14.- Oscilograma de la medición de intervalo de tiempo

La compuerta principal está ahora controlada por dos entradas independientes, la de comienzo (START) que abre la compuerta y la parada (STOP) que la cierra. Durante el tiempo en que la compuerta permanece abierta, los pulsos desde la base de tiempo, o sus divisores, se acumulan en el registro contador, y se muestran en el display numérico juntamente con la indicación de ms o  $\mu$ s.

El recuento acumulado **da el intervalo de tiempo entre el evento de inicio y la parada**. A veces el intervalo de tiempo puede ser para la señal de los diferentes niveles de voltaje o como se muestra en la Figura 14) siguiente. El circuito de acondicionamiento de la entrada debe ser capaz de generar el pulso de INICIO en el punto de 0.5V de amplitud, y el pulso de STOP en el 1.5V punto de amplitud.

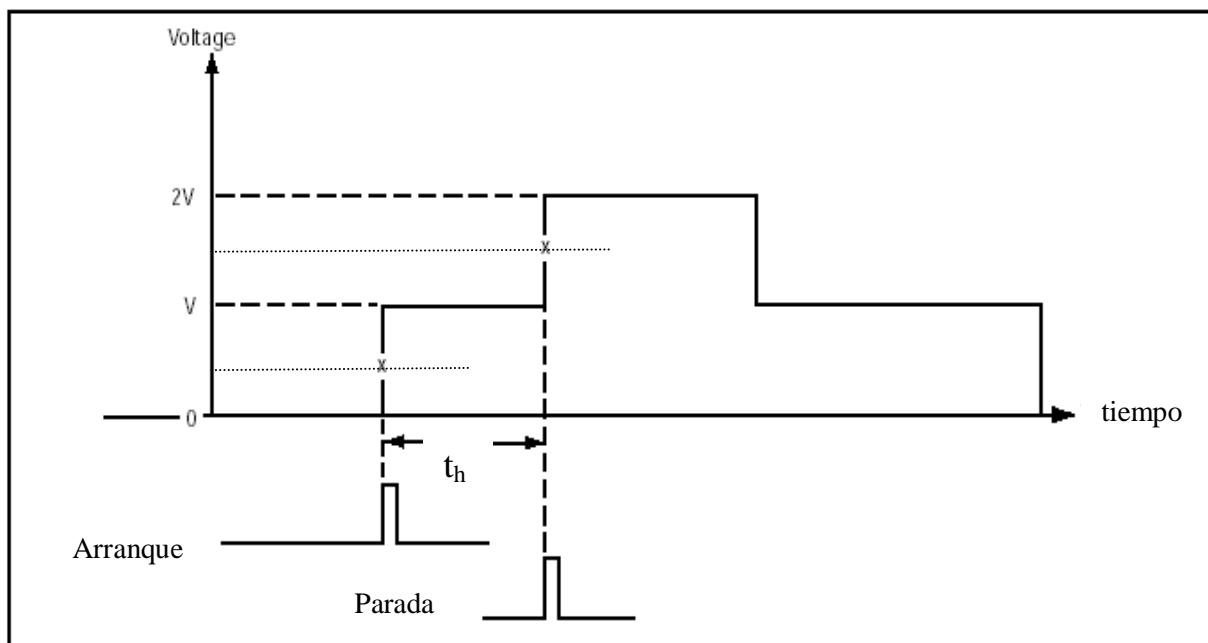


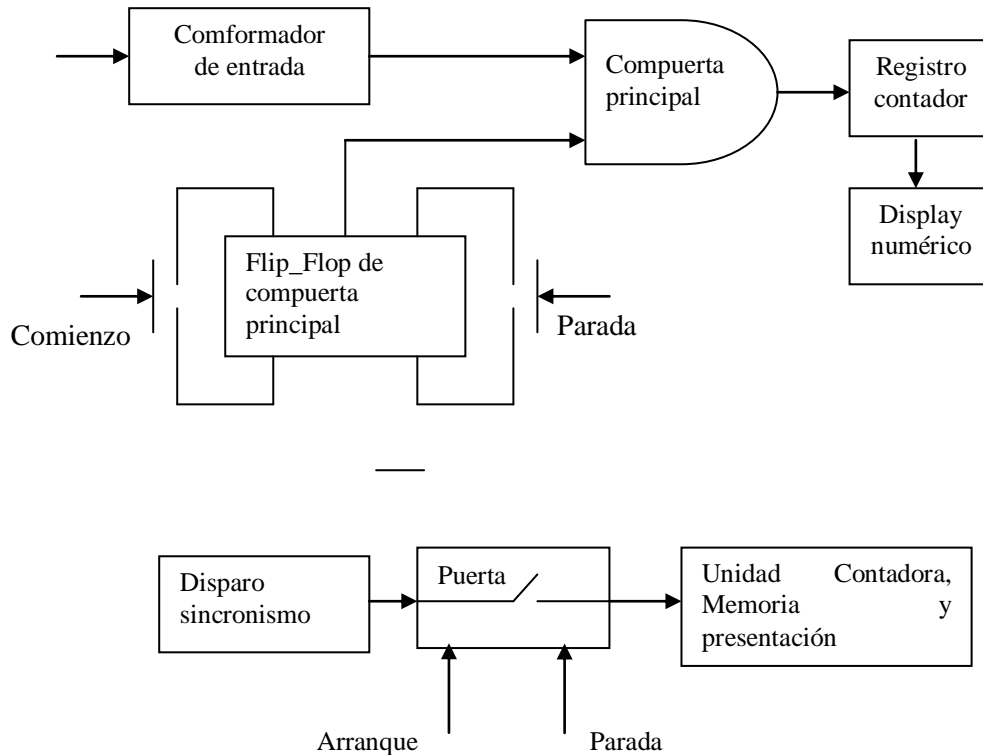
Figura 14'.- Medición de Intervalo de tiempo,  $t_h$ , por ajuste de nivel de disparo



#### 4.6.- Totalizador de eventos.

Para contar el número de impulsos eléctricos de una salva de señal se utiliza el modo de totalización.

En este modo de operación, la compuerta permanece abierta durante un tiempo que se determina en forma arbitraria. Generalmente por pulsadores manuales, o sino en forma electrónica, por pulsos de comienzo y parada como lo indica la Figura 15) siguiente:



### 5.- Características Técnicas Generales

Figura 15- Totalizador de eventos

#### 5a) Sensibilidad

La sensibilidad de un frecuencímetro se define como la mínima señal de entrada que puede ser medida (detectada y contada). Usualmente se expresa en términos de valor eficaz de una señal senoidal. Para entradas tipo pulso la sensibilidad es de  $2\sqrt{2}$  del valor especificado..

La ganancia del amplificador diferencial y la diferencia de potencia entre los niveles de histéresis del schmitt trigger determinan la sensibilidad del frecuencímetro. A simple vista parecería que cuanto más alta es la sensibilidad del instrumento, mejor es. Esto no siempre es así, ya que los frecuencímetros tienen un ancho de banda muy amplio, con demasiada sensibilidad, el ruido puede ocasionar disparos no deseados del schmitt trigger, lo que se traduce en lecturas erróneas. La sensibilidad óptima, depende de la impedancia de entrada, ya que cuanto más allá es ésta más susceptible es al ruido.

$$Z_i = 1 \text{ M}\Omega \rightarrow S = 100 \text{ mV} \quad \text{Baja Frecuencia}$$

$$Z_i = 50 \text{ }\Omega \rightarrow S = 10 \text{ mV (50 mV)} \quad \text{Alta Frecuencia}$$

## 5b) Acoplamiento

Como lo indica la Figura 4) anterior el modo de acoplamiento de entrada puede ser AC/DC. Para señales alternas AC se pasa por un capacitor que bloquea la continua y acoplamiento directo para DC cuando se tiene una señal con un nivel de continua. Ver la Figura 16) siguiente:

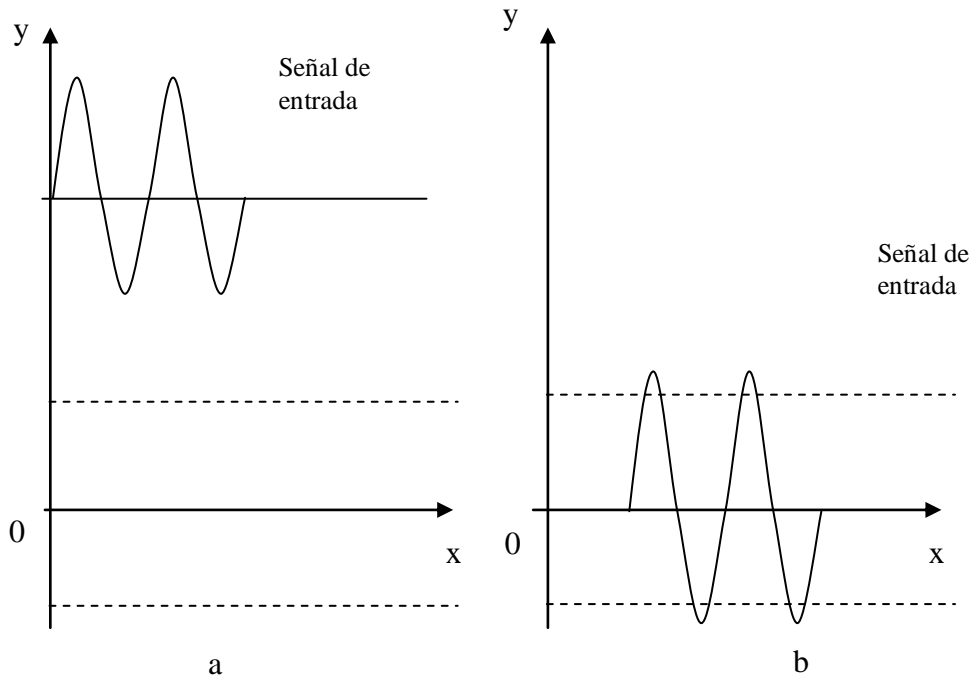


Figura 16.- Acoplamiento

En la Figura 16a), se tiene una señal de amplitud suficiente, pero su nivel de CC no le permite atravesar o estar entre ambos niveles de histéresis dentro del cual se produce el disparo..

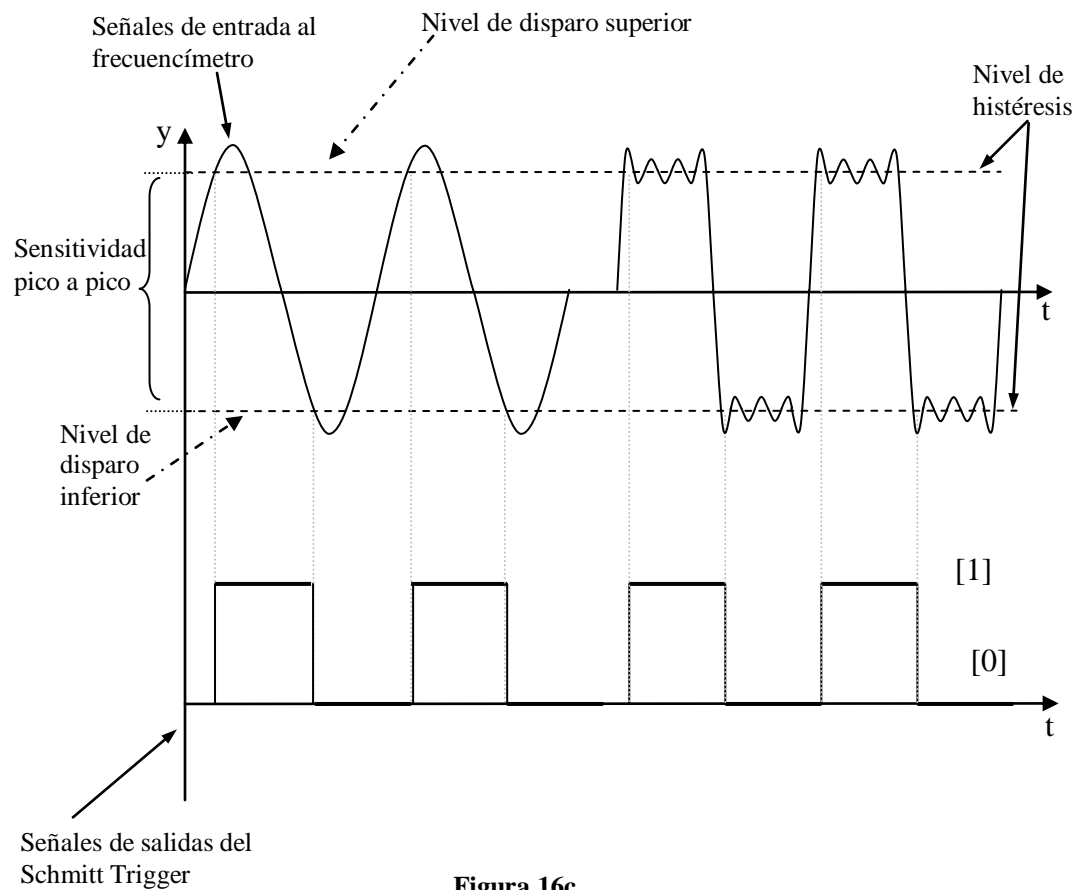
En la Figura 16b), la señal puede ser centrada entre ambos niveles, después de haber pasado por un capacitor que ha eliminado a la continua.

En la Figura 16c), tenemos el caso de un señal con oscilaciones parásitas, pero ellas no llegan a ocasionar errores en la medición.

La sensibilidad óptima depende en gran medida de la impedancia de entrada, ya que una alta  $Z$  de entrada es más susceptible al ruido y a las falsas cuentas ( Ver punto 5ª anterior) .

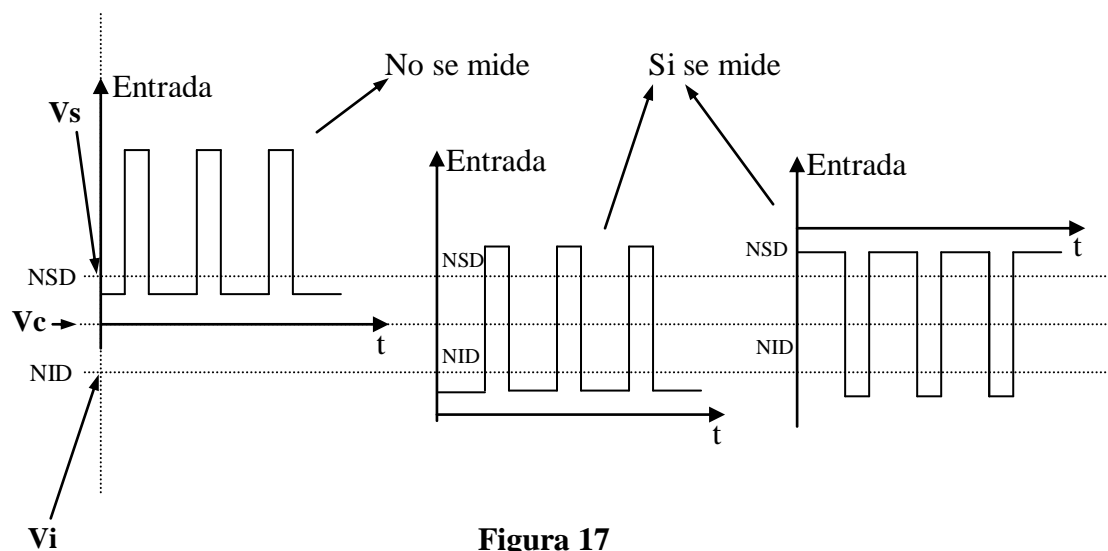
La entrada al contador se considera la entrada al disparador de Schmitt, los niveles de disparo e histéresis hacen referencia como entrada del contador directamente.

Para registrar una cuenta la señal de entrada debe cruzar tanto el nivel superior de disparo como el nivel inferior como se indican en las Figuras 16b, 16c y 17).



**Figura 16c**

**Control de nivel de Disparo:** Ajustable sobre el rango dinámico de entrada.



**Figura 17**

## **5c) Nivel de disparo**

En el caso de la medición del intervalo de tiempo entre pulsos con un factor de servicio bajo, o sea, pulsos muy angostos, el acoplamiento de CA no es conveniente. Además no se puede usar acoplamiento CA si el ciclo de trabajo es variable, porque varía el punto de disparo con él, lo que va a dar lecturas erróneas.

La función de control de nivel es desplazar los niveles de histéresis por arriba o por debajo de los niveles de tierra, de manera de habilitar a trenes de impulsos positivos o negativos respectivamente, figura siguiente. En ella se ve una señal que no puede contarse porque atraviesa ambos niveles, en el caso de una señal positiva, se desplaza al nivel positivamente hasta ubicar a la señal para que atraviese ambos niveles, y lo mismo para el caso de una señal con polaridad negativa.

De la observación de las Figuras 16 y 17), es evidente que cualquier señal, con una amplitud menor que la diferencia de potencial entre el nivel superior y el inferior, no será contada. La amplitud es suficiente pero el nivel no está correctamente ajustado y no habrá conteo.

## **5d) Pendiente**

El control de pendiente determina si el circuito Schmitt es disparado por una señal con pendiente positiva (+), o sea, que va de un nivel de tensión a otro más positivo sin importar la polaridad, para generar un pulso de salida en el momento que cruza el nivel de histéresis superior  $V_s$ , o por una señal de pendiente negativa (-) que genera un pulso al atravesar el nivel de histéresis inferior  $V_i$ .

## **5e) Rango dinámico**

El rango dinámico de la entrada se define como el rango en el cual el amplificador de entrada se comporta en forma lineal. Con un amplificador bien diseñado, si se excede el rango lineal no se ocasionará un conteo incorrecto. No obstante, la impedancia de entrada puede bajar el valor y la saturación de algunos semiconductores disminuirá la velocidad de respuesta del amplificador. Por supuesto que cualquier amplificador puede dañarse por exceso de señal y usualmente se provee de algún tipo de protección, la protección convencional a veces puede no ser suficiente, especialmente en el caso de transitorios de alta velocidad. Esto sucede, por ejemplo al encender un transmisor a la entrada de 50  $\Omega$ . En estos casos aparte de la protección normal, se usan fusibles muy rápidos, comandados por circuitos que censan el exceso de señal de entrada y abre su contacto en serie con el conector de entrada.

Sin embargo no es una práctica correcta, excede el rango dinámico de la entrada. Para evitar esto, se proveen atenuadores, que reducen la amplitud de la señal hasta que ésta es manejable por el amplificador. Generalmente se proveen rangos x1, x10 y x100.

## **5g) Impedancia de entrada**

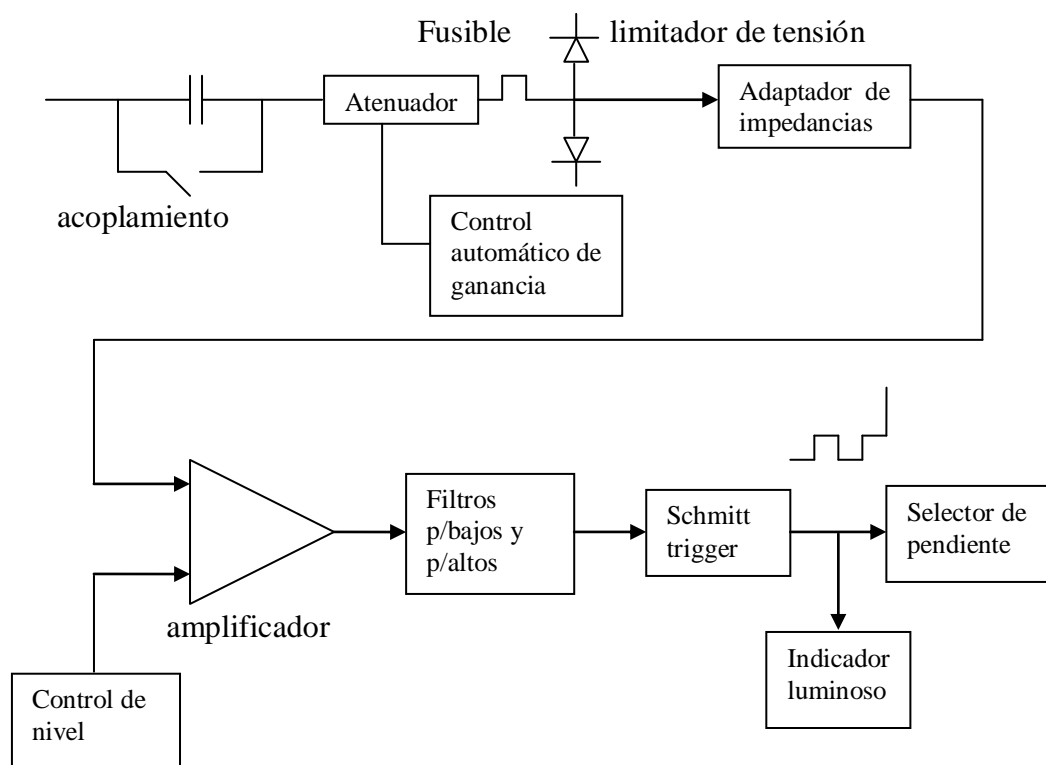
Para frecuencias de hasta alrededor de 10MHz, se usa una impedancia de entrada de 1 M $\Omega$ . Con este nivel de impedancia, la mayoría de las mediciones resultan poco afectadas, y la capacidad de entrada de alrededor de 30 – 40pF no influye demasiado. Cuando tocamos el tema de la sensibilidad, dijimos que era contraproducente su exceso, alrededor de 20 – 50mV, es lo usual con este nivel de impedancia de entrada. Con impedancias más alta y/o valores de sensibilidad mayores, el ruido, ya sea el inherente a todo proceso de amplificación, o el que puede acompañar a la señal a medir, puede afectar la medida.

Hay que tener en cuenta, que la capacidad parásita que se encuentra en paralelo con la resistencia de entrada, reduce la impedancia de entrada en forma drástica a medida que aumenta la frecuencia. Por ejemplo, la reactancia de un capacitor de 35pF a 20MHz es de  $227\Omega$ . Vemos que en este caso la impedancia de entrada de  $1M\Omega$  es más una ilusión que una realidad. Por esto, para frecuencias más altas se usa una entrada de baja impedancia,  $50\Omega$ , y siempre tratando de reducir la capacidad en paralelo con ella en todo lo que sea posible.

Si bien es posible diseñar amplificadores de mayor ganancia, para así tener mayor sensibilidad, no es posible reducir el ruido más allá de cierto nivel, sin restringir el ancho de banda. Algunos frecuencímetros poseen filtros pasa bajos y también pasa altos. Con ellos se consigue, en el primer caso, reducir el ruido de alta frecuencia, para poder medir frecuencias relativamente bajas, en el segundo caso atenúamos las bajas frecuencias, por ejemplo, el zumbido de línea, y así podemos medir las altas frecuencias sin error.

### 5h) Control automático de ganancia

Funciona como un control de sensibilidad ajustable automáticamente por la señal de entrada. Cuanta más alta es ésta mayor es la atenuación. La desventaja de este sistema es que para medir frecuencia muy bajas la velocidad de respuesta del sistema se reduce demasiado. Por eso el límite inferior de medida con este sistema es de alrededor de 50 a 100Hz, se usa sólo para la medición de frecuencia.



**Fig. 18.**

En la Figura 18), puede verse un resumen del proceso que sufre la señal de entrada antes de ser aplicada a la compuerta principal del frecuencímetro. También podemos ver un recuadro denominado indicador luminoso. Este consiste en una disposición circuital tal que cuando hay señal a la salida del Schmitt trigger un Led indica la presencia de la misma, ya sea encendiendo o a veces oscilando a una frecuencia de pocos ciclo por segundo. Generalmente indica el nivel de

la señal de salida del circuito Schmitt, y, teniendo en cuenta, que en el Schmitt sólo hay salida cuando el nivel de entrada tiene la amplitud suficiente para atravesar ambos niveles de histéresis y está bien centrada por el control de nivel, se sigue que este tipo de Indicador es muy útil para determinar la presencia de señal como si su amplitud es suficiente. Hasta ahora hemos examinado en detalle el acondicionador de señal, Figura 1, en los párrafos siguientes veremos los requisitos que debe cumplir una base de tiempo.

El origen del tiempo  $t$ , definido en la ecuación [1], es el oscilador de base de tiempo. Cualquier error en dicho oscilador se reflejará como un error en la medición del frecuencímetro.

## 6.- Osciladores a cristal - Xtal

### Características de los osciladores

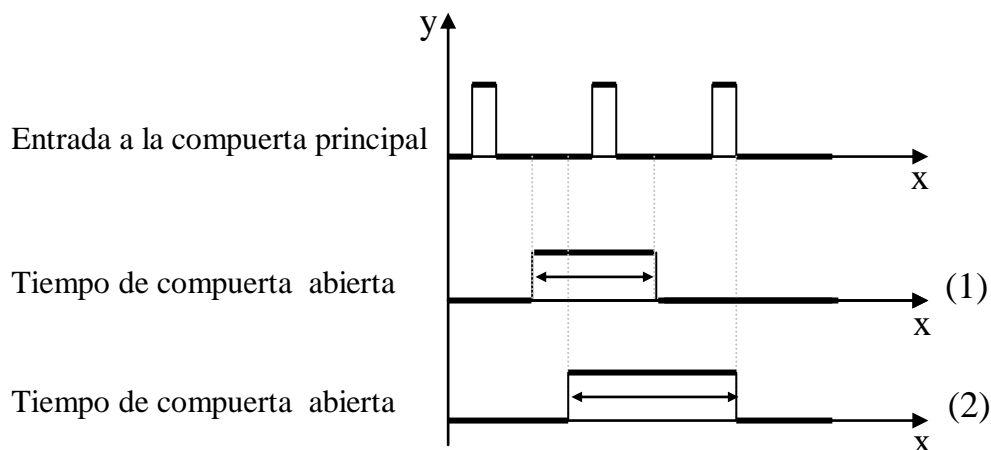
El elemento esencial de los contadores es el oscilador base de tiempo, la mayor parte de los contadores emplean un cristal. Los distintos tipos de cristal tienen como diferencia principal entre ellos las precauciones tomadas para minimizar los errores que ocurren al cambiar la frecuencia del oscilador con la temperatura. Los tres tipos de cristal son:

#### 6a) Temperatura ambiente

Estos osciladores se desvían alrededor de  $\pm 5 \times 10^{-6}$  de la frecuencia central con respecto a ella, para variación de temperatura de  $0^{\circ}\text{C}$  a  $50^{\circ}\text{C}$ . Los cristales de temperatura ambiente son aquellos manufacturados, eligiendo el corte apropiado, para que tengan un cambio lo más reducido posible, dentro de un rango de temperatura, que usualmente va de  $0^{\circ}\text{C}$  a  $50^{\circ}\text{C}$ . Un cristal de alta calidad de este tipo puede variar tres partes por millón dentro de esa variación de temperatura.

#### 6b) Compensados en temperatura

A menudo mencionamos como "TCXO", esto osciladores poseen en el circuito eléctrico componentes que se encargan de compensar la variación de las características del cristal con la temperatura y llegar a mejorar hasta en cinco veces a los de tipo no compensado,  $\pm 1 \times 10^{-6}$  ( de  $0^{\circ}\text{C}$  a  $50^{\circ}\text{C}$ ) de variación es una característica usual de este tipo de osciladores.



La compuerta está abierta el mismo tiempo en ambos casos. En (1) hay un pulso de salida, en (2) hay dos pulsos de salida. Ambos son validos.

Los valores de  $R1$ ,  $C1$ ,  $L1$  y  $C0$  están determinados por las propiedades físicas del cristal. Con una capacidad variable externa obtenemos un circuito sintonizado.

Los elementos R, L y C son los que hacen que la frecuencia del cristal sea sensible con la temperatura. De aquí se sigue que una forma obvia de compensar los cambios en frecuencia con los cambios de temperatura, es conectar un elemento, generalmente una capacidad en serie o en paralelo, con el cristal, pero con un coeficiente de temperatura de signo opuesto, obteniendo así un circuito sintonizado más estable. A los osciladores que poseen este método de compensación se los llama Osciladores a Cristal Compensados en Temperatura (TCXO). Son de cinco a diez veces más estables que el anterior.

#### **6c) Temperatura regulada**

En estos osciladores se reducen los cambios en las características del cristal debido a cambios de temperatura en la vecindad de él. Esto se hace introduciendo el oscilador en un horno de temperatura controlada, el más simple de los cuales es de tipo todo-nada, que opera en forma similar a un termostato doméstico. Los hornos más sofisticados proporcionan una cantidad de calor proporcional a la diferencia de temperatura entre el exterior y el interior del horno. Este es un buen método porque minimiza los cambios de temperatura en el interior y consecuentemente se minimiza la variación de frecuencia del oscilador. Los osciladores de muy alta calidad emplean un horno doblemente proporcional; en ellos un horno proporcional está dentro de otro. Con este método la temperatura del horno interior se controla en un rango de  $\pm 0,01\%$ . Un horno simple bien diseñado puede hacer que la estabilidad de frecuencia, para variaciones de  $0^{\circ}\text{C}$  a  $50^{\circ}\text{C}$ , sea de  $5 \times 10^{-8}$ , mientras que para el mismo rango un horno doble puede mejorar hasta en diez veces ese valor. Es frecuente en ese tipo de osciladores dar especificaciones de variación de frecuencia en términos de los cambios de temperatura; teniendo por ejemplo  $5 \times 10^{-11} \text{ Hz}/^{\circ}\text{C}$  en el rango  $0^{\circ}\text{C}$ - $50^{\circ}\text{C}$ .

El último tipo de oscilador es el usado en los frecuencímetros de mayor precisión. En ellos el cristal, y casi siempre el circuito oscilador completo, se encuentra dentro de una cámara térmica, la que disminuye la influencia de los cambios de temperatura exterior al circuito. Existen dos tipos de cámaras, una en la que la energía que la termostatiza, se desconecta cuando la temperatura llega a su límite superior, y que se vuelve a conectar cuando ésta descende hasta su límite inferior. Cuanto más cerca estén estos límites, mayor será la estabilidad. El otro tipo de cámara térmica es más sofisticado y lleva un regulador de temperatura proporcional, el que suministra energía proporcional a la diferencia de temperatura entre la que necesita el oscilador y la ambiente. Es común que este tipo de oscilador tome hasta 24 horas después de encendido, para llegar a la estabilidad especificada. Generalmente, los frecuencímetros que usan este tipo de oscilador, lo mantienen funcionando mientras el instrumento está conectado a la línea, de modo de evitar el período de calentamiento, y así poder usarlo con la máxima precisión en cualquier momento.

Es oportuno comentar, que existen patrones de frecuencia con doble cámara térmica, una exterior que lo protege de las variaciones ambientales, y una interior de alta estabilidad y que funciona dentro de la otra y sólo tiene que compensar las pequeñas variaciones de temperatura que permite la cámara exterior, inclusive el circuito oscilador se encuentra a veces dentro de recipientes tipo termo.

Además de los efectos de la temperatura, existen otros factores de significación que pueden afectar la exactitud de un frecuencímetro, las variaciones de tensión en la línea, la estabilidad de largo plazo o envejecimiento, y la estabilidad de corto plazo. Los factores ambientales tales como la vibración, humedad y golpes no son relevantes.

## **6d) Factores adicionales que alteran la frecuencia**

Independientemente de la temperatura, hay otros factores que alteran la frecuencia del oscilador, como ser:

**6d1) Voltaje de línea.** Las variaciones del voltaje de la línea de alimentación ocasionan variaciones de frecuencia. La influencia de estas variaciones dependerá grandemente de la eficacia de los reguladores de tensión de alimentación utilizados. Hoy en día esto no es un problema serio, ya que existen reguladores de tensión y referencias de tensión muy exacta y estable. Un oscilador de alta estabilidad en cámara térmica, puede proveer una estabilidad de 1 parte en  $10^{-10}$  para un cambio del 10% en la línea. La referencia para un oscilador trabajando a temperatura ambiente tiene una estabilidad de  $10^{-7}$  para cambios del mismo orden en el voltaje de línea.

**6d2) Relación de envejecimiento o Estabilidad de largo plazo.** Las propiedades físicas del cristal exhiben un cambio gradual con el tiempo, con lo que resulta un desplazamiento acumulativo de frecuencia que se denomina envejecimiento. La magnitud de la relación de envejecimiento depende fundamentalmente de la calidad del cristal, lo cual en los cristales de alta calidad, usados en los osciladores estabilizados por horno doble, proporciona relaciones de envejecimiento mejores que  $5 \times 10^{-10}/\text{día}$  ( $1.5 \times 10^{-8}/\text{mes}$ ).

Un oscilador a temperatura ambiente tiene como cifra para este factor  $3 \times 10^{-7}/\text{mes}$ . Expresar este factor por un mes es una notación típica ya que un cambio de temperatura en la vecindad de un grado, puede cambiar la frecuencia más de lo que lograría hacer cambiar el envejecimiento de un día.

**6d3) Estabilidad a corto plazo o desviación fraccional de frecuencia.** Es el resultado del ruido (fluctuaciones aleatorias de frecuencia y fase) que se genera inevitablemente en todo circuito electrónico, en especial en el oscilador, y ocasiona pequeñas variaciones de frecuencia alrededor de la frecuencia nominal, se disminuye mediante un diseño cuidadoso.

El efecto de este ruido varía inversamente con el tiempo medido, para que la medición sea efectiva debe realizarse sobre tiempos breves (1sg).

El error total de un oscilador es la suma de los errores anteriormente descriptos. Este error puede ser o no ser significativo para un oscilador dado, dependiendo de la aplicación involucrada.

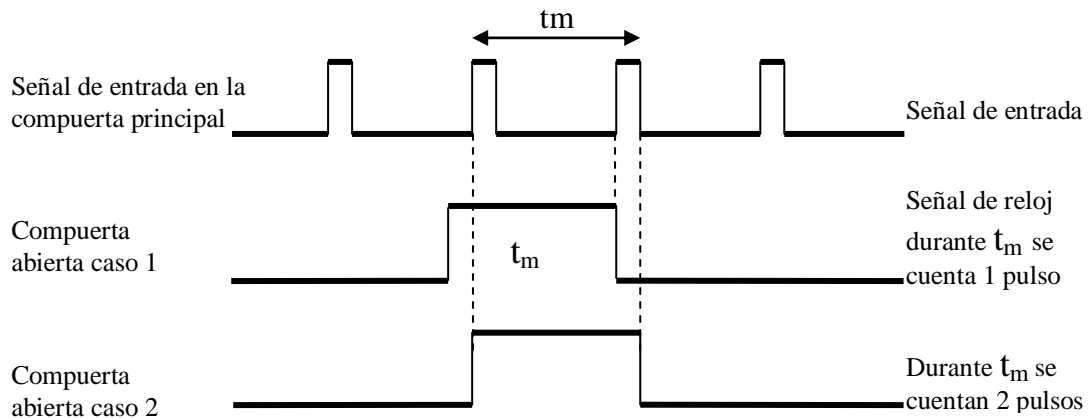
## **7.- Fuentes de error en la medida**

Las fuentes principales de error en las medidas al medir con estos instrumentos son: Error de más o menos uno en la cuenta acumulada; Error en la base de tiempo; Error en el disparo.

### **7a) Ambigüedad de +/- 1 cuenta**

Debido a que la señal de entrada a la compuerta principal del contador y la señal de reloj no son coherentes, existe una ambigüedad inherente de +/- 1 cuenta en el número acumulado en las décadas. Esto se muestra en la próxima figura:





En medición de frecuencia el error relativo está dado por:

$$\text{Error Relativo} = \frac{\Delta f}{f} = \frac{\pm 1}{f_{\text{entrada}}} = \frac{1}{n (\text{N}^\circ \text{ de cuentas})} 100\%$$

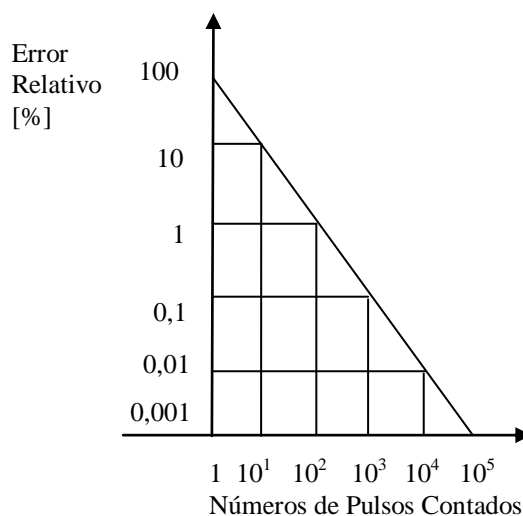
La compuerta principal se abre por el mismo tiempo,  $t_m$ , en ambos casos. La incoherencia o falta de sincronización entre la señal de reloj y la señal de entrada puede causar dos centros, los cuales, para este ejemplo son 1 para el caso 1 y 2 para el caso 2.

El error  $\pm 1$  cuenta supone que la compuerta principal por ella misma, no contribuye al error, pero como cualquier compuerta, la principal tiene retardos de propagación y le toma un tiempo finito el conmutarse entre sus estados “0” y “1” por lo que cualquier diferencia principal en abrirse o cerrarse hará que aparezca una incertidumbre en el intervalo de tiempo que la compuerta está abierta.

En medición de período el Error Relativo es:

$$\frac{\Delta T}{T} = \frac{\pm t_c}{T_{\text{entrada}}}$$

Donde para medición de período, la señal contada es la base de tiempo interna del reloj de período  $t_c$ .



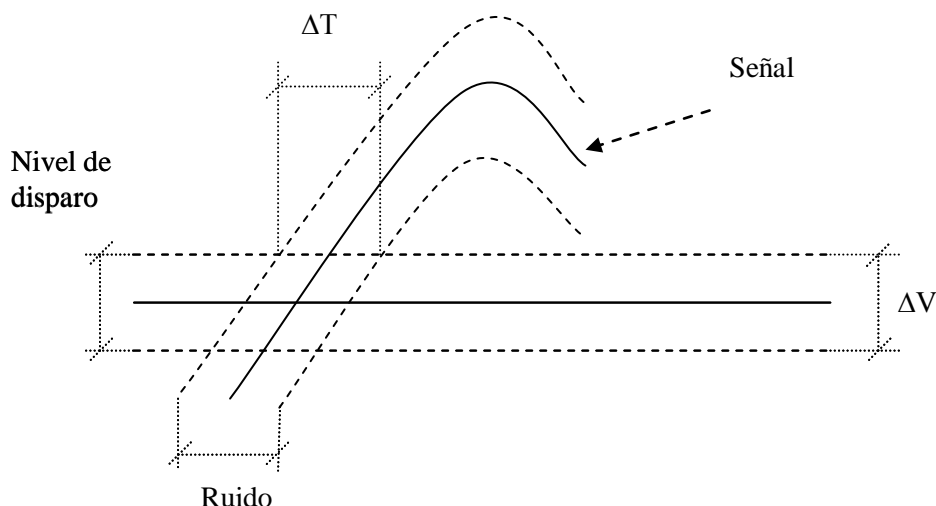
### 7b) Error en la base de tiempo

Cualquier error en el oscilador base de tiempo se traduce directamente en un error de medida. Por lo tanto si el total de todos los errores (suma de Envejecimiento + Temperatura + Voltaje de entrada) es de  $1 \times 10^{-6}$ , se tiene que la contribución total al error aportado por el oscilador base de tiempo en la medición de una señal de 10MHz, es de  $1 \times 10^{-6} \times 10^7 = 10\text{Hz}$ .

Y para la medición de período, por ejemplo, si el período de entrada es  $T_{\text{en}} = 100\text{ms}$ , el error total es  $1 \times 10^{-1} \times 10^{-7} = 100\text{ nsg}$ .

### 7c) Error en el disparo

La presencia de ruido en la señal de entrada causará incertidumbre en el punto en el cual el disparador de Schmitt conmuta. Si el ruido es no tan grande que pueda causar falsos disparos, o sea producir más pulsos de salida del disparador de Schmitt que pulsos de entrada que a él lleguen, no se introduce error en una medición de frecuencia. Además es absorbido por el error de  $\pm 1$ . Sin embargo para **mediciones de período** esta incertidumbre produce errores similares en el tiempo que la compuerta está abierta ya que esta es la señal que controla la compuerta.



$\Delta V$  de incertidumbre por amplitud (fácilmente eliminada); en el punto donde el disparador Schmitt conmuta.

$\Delta T$  = incertidumbre en el punto de disparo producto del ruido en la señal de entrada.

Con ruido de baja frecuencia y una relación S/R = +40dB, entonces, el error de disparo resultante es de  $3.2 \times 10^{-3}$ , por lo tanto en el peor caso el error de disparo en la medición de una señal de 1 KHz es  $3.2 \times 10^{-3} \times 10^{-3} = 3.2\text{ }\mu\text{s}$ .

Si S/R = +60dB, entonces, el error de disparo es  $3.2 \times 10^{-4}$ , mientras que para una relación S/R = de 20 dB es de  $3.2 \times 10^{-2}$ .

Por lo tanto para medición de frecuencia se tiene un error =  $\pm 1$  cuenta  $\pm$  error de Base de Tiempo.

El Error total en la medición de período =  $\pm 1$  cuenta  $\pm$  error de Base de Tiempo  $\pm$  error de disparo.

El error en la medición de período se puede disminuir promediando períodos, lo cual incluye la medición de  $n$  períodos en lugar de uno,  $n$  se puede elegir en valores de décadas, y el error en la medición de período es  $\pm 1$  cuenta  $\pm$  error de disparo.

$$= \frac{\pm 1}{n}$$

En las expresiones para el error mencionadas el  $\pm 1$  se refiere a pulsos del reloj cuando se trata de período y a la señal de entrada cuando se habla de frecuencia.

## 8.- Mediciones en alta frecuencia

Un contador de frecuencia, que es un instrumento digital, se limita en su frecuencia al rango de la velocidad de sus circuitos lógicos. Hoy en día el estado del arte en la lógica de alta velocidad permite la construcción de los contadores con un rango de frecuencia de alrededor de 500 MHz. Los constantes avances en la tecnología IC permitirá extenderse más allá de este rango a 1 GHz en un futuro no muy lejano.

A los fines de ampliar el rango de medición de frecuencia por arriba de 500 MHz. Cuatro son las técnicas disponibles para proporcionar la conversión de frecuencia:

1. Prescaling, con un rango de 1,5 GHz;
2. Heterodyne Converter – Convertidor Heterodino, que permite mediciones de hasta 20 GHz;
3. Transfer Oscillator - Oscilador de transferencia, utilizados en los contadores con rangos de hasta 23 GHz;
4. Harmonic Heterodyne Converter – Convertidor Heterodino de Armónicas, puede proporcionar mediciones a 40 GHz.

Las distintas técnicas de conteo vistas anteriormente son válidas en frecuencias de hasta 500 MHz, para frecuencias superiores existen tres métodos principales para medirlas, ellos son: Convertidores de frecuencia; Divisores de frecuencia (Prescalers) y Osciladores tipo transfer (TO).

En general se necesita de unidades convertidoras de frecuencia que transforman la frecuencia de la señal de entrada en otra proporcional o más baja capaz de ser medida por un contador convencional.

### 8a) Prescaling – Divisores de frecuencia (Prescalers)

Los divisores de frecuencia con elementos sencillos ya que su funcionamiento consiste en dividir la frecuencia por un factor conocido y luego multiplicar la lectura por el mismo factor. Otras veces se divide la frecuencia del oscilador de referencia por un factor idéntico, antes de aplicarlo a los divisores de la base de tiempo, con lo que la relación de frecuencias permanece constante.

De manera que Prescaling implica una simple división de la frecuencia de entrada resultando en señales de baja frecuencia que pueden ser contadas en los circuitos digitales. La medición de frecuencia por la sección contadora relaciona la entrada simple con un número entero  $N$ . Una exhibición de la frecuencia correcta se lleva a cabo multiplicando el contenido del contador por  $N$  o incrementando el tiempo de apertura de la compuerta del contador por un factor de  $N$ . Por lo general, el rango de  $N$  varía entre 2 a 16.

La Figura 19) muestra el diagrama de bloques de un contador de alta frecuencia utilizando prescaling como técnica de conversión. La señal de entrada es acondicionado para interactuar correctamente con el circuito de prescaling, y entonces recién se divide por un factor entero  $N$  antes de entrar a la puerta principal. Más allá de este punto, el diagrama de bloques se parece a un contador convencional, con la puerta principal que se abre y se cierra (por la acción de un flip-flop) en el tiempo preciso determinado por el cristal de la base de tiempo del instrumento. La década contadora (DCA) ahora acumula las mediciones de frecuencia por debajo de 500 MHz, la cual se multiplica por  $N$  y se transmite al display para su presentación.

Contadores de frecuencia modernos, utilizando esta técnica son capaces de medir por encima de 1,0 GHz. Los desarrollos recientes en tecnología de estado sólido permite ampliar este rango al rango de las microondas bajas.

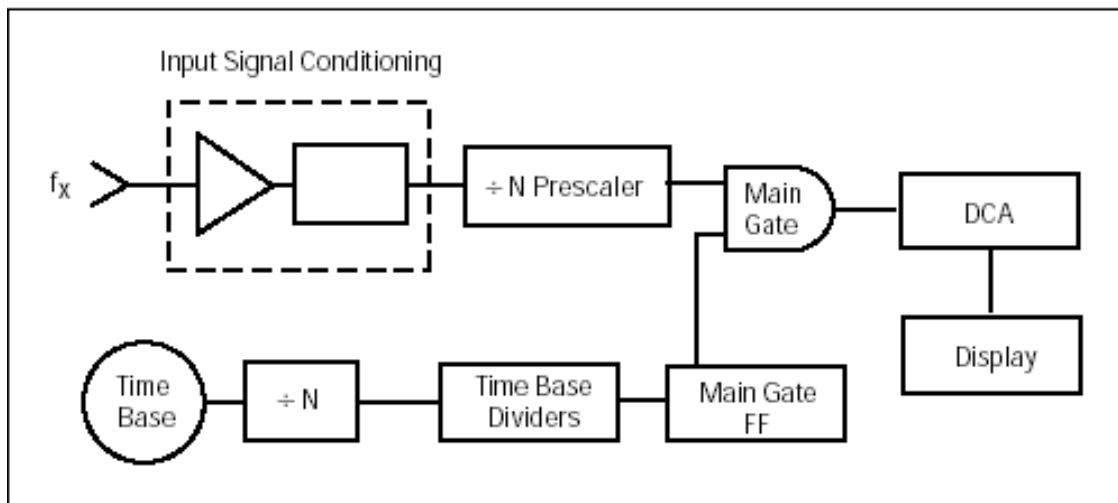


Figura 19.- Diagrama en Bloque de un contador de alta frecuencia utilizando prescaler para conversión de frecuencia

### 8b) Conversión de frecuencia por heterodinación

Basados en el principio de heterodinación, es el método más sencillo para medir frecuencias ya que se basa en principios similares a la sintonía de un receptor de radio, como lo indica la Figura 20) siguiente:

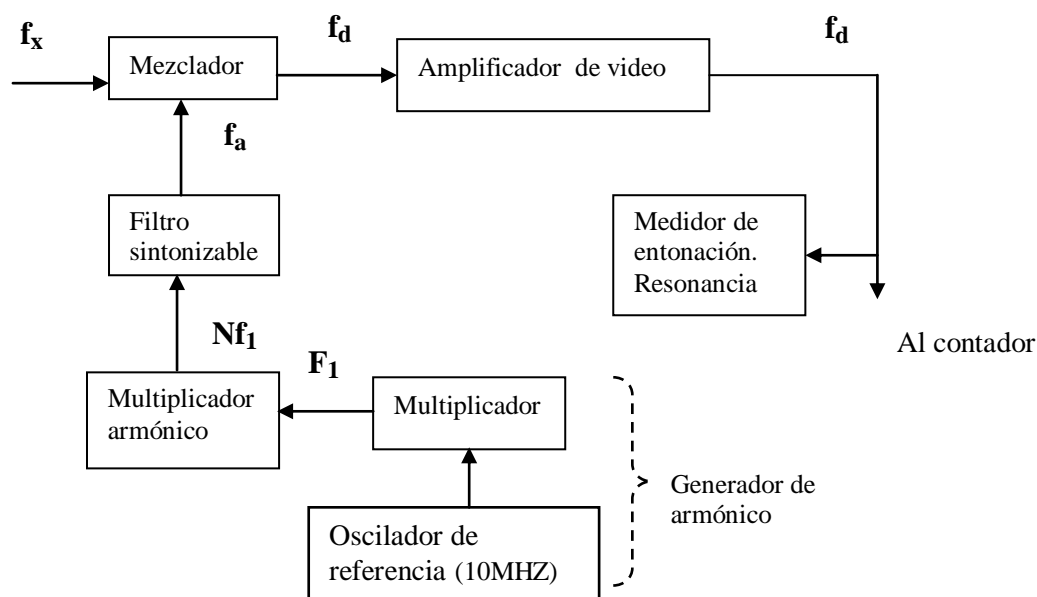
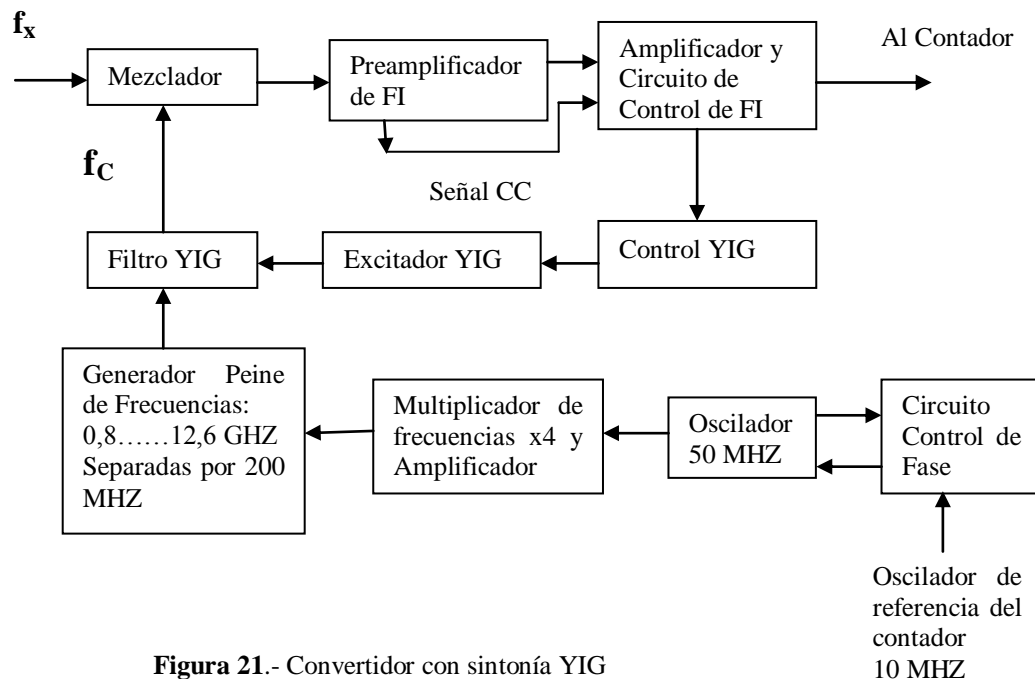


Figura 20.- Convertidor heterodino

El oscilador de referencia del contador se utiliza para que mediante un proceso de generación de armónicos y sintonía de la frecuencia seleccionada, se obtenga una frecuencia  $f_a$  que mezclada con la señal de entrada desconocida  $f_x$  se convierte o traslade a una frecuencia intermedia  $f_d$  dentro de rango de medición del contador. La frecuencia intermedia también se conoce como frecuencia diferencia. La frecuencia  $f_a$  se selecciona multiplicando la frecuencia de la base de tiempo a una frecuencia conveniente  $f_1$ , generalmente la máxima frecuencia que el contador puede manejar directamente, por ejemplo 10 o 20 MHz, y luego se pasa esta señal por un generador armónico. La armónica  $Nf_1 = f_a$ , con N entero, se selecciona por una cavidad resonante que actúa como un filtro sintonizable y luego se pasa al mezclador. La señal resultante de la diferencia de frecuencias  $f_d = f_x - f_a$  se pasa por un amplificador de FI y se mide con el contador. La frecuencia  $f_a$  se selecciona en la operación del equipo y está relacionada con  $f_x$ . El medidor de entonación indica que la frecuencia elegida se ha obtenido.

Este método realizado con sintonía manual del filtro tiene grandes desventajas, en lo que respecta a la precisión en la medición como en la calibración del filtro sintonizable. Razón por la que Philips introduce el método de sintonía por filtro YIG (Yttrium - Iron - Garnet) que soluciona esta ambigüedad. El sistema Philips utiliza también el oscilador de referencia del contador, pero introduce un nuevo oscilador de 50 MHz sincronizado en fase con el anterior, como se observa en la Figura 21.



**Figura 21.-** Convertidor con sintonía YIG

Este esquema garantiza que la medición se realizará con la misma precisión y estabilidad que el contador convencional. La señal de 50 MHz se pasa a un multiplicador de frecuencia de la que se obtiene la frecuencia de 200 MHz. El generador peine de frecuencia produce una serie de armónicos de 0.8 a 12.6 GHz separados entre sí por intervalos discretos de 200 MHz.

Este conjunto de señales se aplican al filtro YIG, el cual sintoniza una de ellas y le pasa al mezclador mediante el método siguiente:

El circuito mezclador produce dos señales: una señal de C.C. cuyo nivel es proporcional a la potencia de la señal RF de entrada. Y una señal de FI cuya frecuencia es la diferencia de frecuencias entre la señal de RF y la señal dada por el Filtro YIG

La señal de CC aplicada al circuito de control del Filtro YIG, a través del control de FI, proporciona una señal escalera que sintoniza el filtro YIG a frecuencias discretas separadas a intervalos de 200 MHz. Cuando la salida del mezclador es una señal comprendida entre 10 MHz y 220 MHz, dentro de la banda pasante de los amplificadores de FI, se produce un enclavamiento de la señal de excitación del filtro YIG de modo que éste quede sintonizado a la frecuencia correcta.

Como la sintonía se ha realizado mediante una tensión escalón de CC resulta muy fácil añadir un convertidor A/D que nos de una lectura digital de la frecuencia de sintonía del filtro, sumando este valor con el valor de cuenta del frecuencímetro, no es más que la suma de dígitos codificados BCD, obtendremos una lectura directa del valor de la frecuencia.

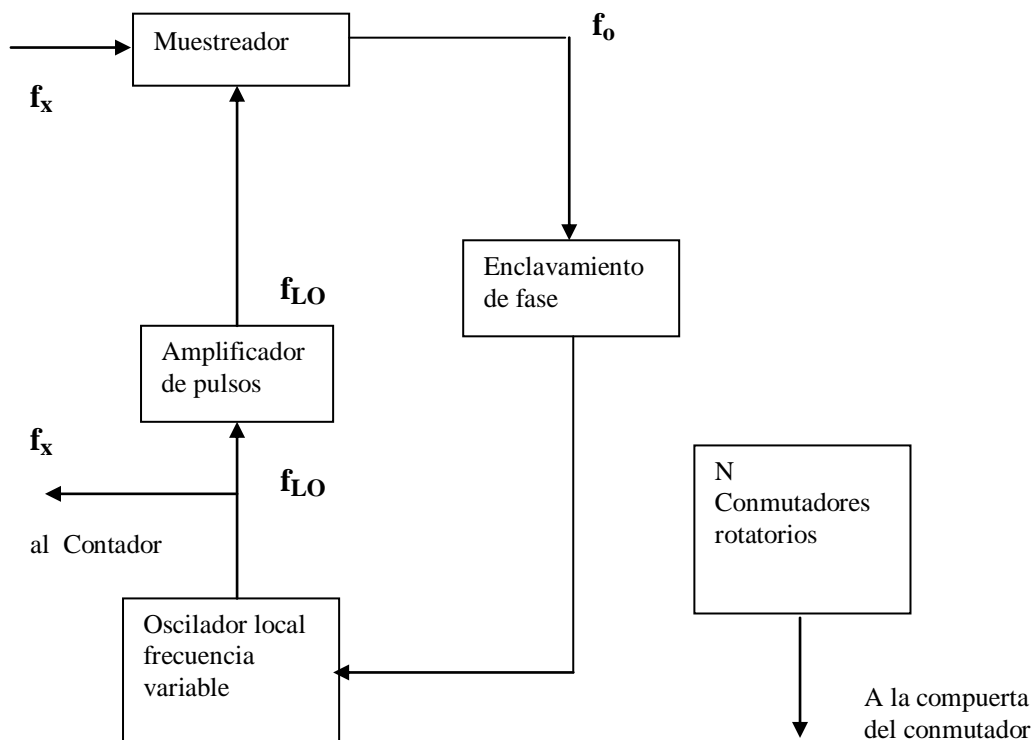
En general, los convertidores de frecuencia por heterodinación **cubren el margen de 50 MHz a 21 GHz con sensibilidades de 50 mVrms a 100 mVrms.**

### **8c) Oscilador de transferencia – Oscilador tipo transfer ( TO)**

En contraste con el convertidor heterodino, el oscilador de transferencia mide la frecuencia  $f_x$  con una armónica de una oscilador local de frecuencia conocida. La información de frecuencia es “transferida al oscilador local”. Los convertidores tipo transfer utilizan un principio parecido al

sistema de conversión heterodina, o sea el sistema de mezcla de la señal de entrada  $f_x$  con una señal generada internamente  $f_{LO}$ . La principal diferencia está en el hecho que, en el sistema heterodino, la señal medida es la resultante de la mezcla de señales (  $f_{entrada} - f_{interna} = FI$ ), mientras que en los osciladores transfer se mide directamente **la señal interna** equivalente a la señal de entrada  $f_x$ .

El diagrama en bloques del oscilador de transferencia se indica en la Figura 22) siguiente:



**Figura 22. Operación básica de un oscilador de transferencia**

El usuario para operarlo sintoniza el oscilador local para tener cero batido, por ejemplo  $f_x = N \cdot f_{LO}$  y entonces cierra el bucle de enclavamiento de fase, luego se mide por medio del contador la frecuencia del oscilador local, pudiéndose obtener la lectura directa de  $f_x$  ampliando la compuerta del contador en un factor  $N$ .

Si  $f_x$  es completamente desconocido, también  $N$  lo es. Esta se puede determinar sintonizando el oscilador local al siguiente batido nulo, entonces

$$N f_{LO1} = (N - 1) f_{LO2}$$

En donde

$$f_{LO2} > f_{LO1}$$

por lo cual

$$N = \frac{f_{LO2}}{f_{LO2} - f_{LO1}}$$

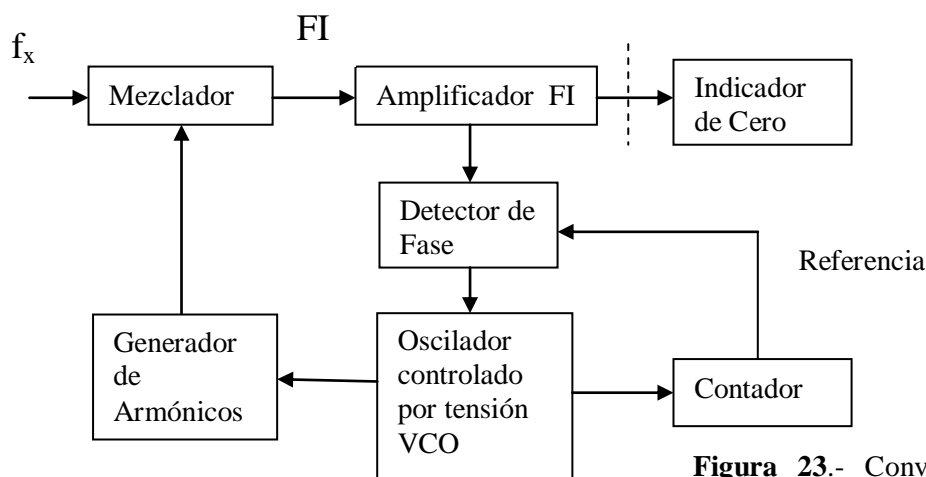
Abriendo el bucle de enclavamiento de fase el oscilador de transferencia puede medir desviación en FM.

La técnica puede obtener cero batido de un oscilador local con la señal de entrada. El batido nulo se detecta en un osciloscopio.

En la tabla siguiente se dan características generales por convertidor heterodino y por oscilador de transferencia.

Convertidor heterodino	Oscilador de transferencia
Exactitud, gran resolución	Ancho de banda grande
Buena tolerancia a FM	Alta sensibilidad
Puede medir pulsos de RF	Puede medir pulsos de RF. Desviación de frecuencia en FM y señales de AM

Diagramas en bloques que amplían la ilustración de la Figura 22, se muestran en la Figuras 23 y 24) siguientes:



**Figura 23.-** Convertidor tipo transfer con sintonía manual

La Figura 23) muestra un sistema de oscilador tipo transfer con bucle de control de fase y generador de armónicos. La señal de entrada se mezcla con la señal producida por el generador de armónicos, dando lugar a una señal de FI. Cuando ambas señales  $f_x$  y la generada internamente son de la misma frecuencia el amplificador de FI tendrá una salida nula y en consecuencia si medimos la frecuencia del VCO y la multiplicamos por el número de armónicas seleccionado tendremos el valor de la señal de entrada.

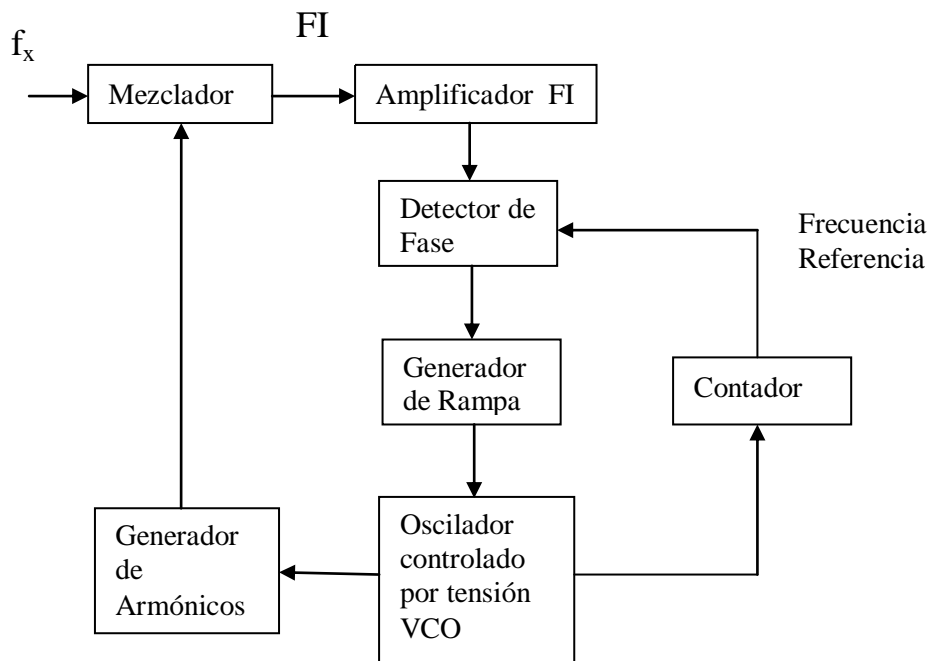
El problema de este método está en el hecho de que aún en los mejores osciladores VCO resulta difícil alcanzar estabilidades del orden de  $10^{-5}$  lo cual da una idea de la baja precisión de medida de este método.

Para mejorar este factor se introduce un detector de fase que compara la frecuencia FI con una referencia interna, obtenida del oscilador de referencia del contador. Si existe diferencia entre ambas frecuencias, se producirá una tensión de error en el detector que controlará el VCO. Para evitar que la FI corresponda con frecuencia 0HZ y en consecuencia se obligue al detector de fase a comparar una tensión continua con una señal de RF, se suele hacer que tanto la FI como la frecuencia de referencia sean de una misma frecuencia (por ejemplo de 1 MHZ) y, en este



caso, la frecuencia generada por el VCO, y medida por el contador, estará desplazada un valor fijo de la frecuencia real.

La sintonía manual del VCO requiere de mucha habilidad y práctica en el manejo del convertidor. Por esa razón existe una versión de sintonía automática en la que en ausencia de señal de entrada, un generador diente de sierra produce un barrido del VCO y, en consecuencia, un barrido de frecuencia sobre el mezclador como se indica en la Figura 24) siguiente.



**Figura 24.-** Convertidor tipo transfer con sintonía automática

Si ahora se inyecta en la entrada una señal de RF, alguno de los armónicos generados se batirá con ella originando una señal de FI. Ello hace, a su vez, que el detector de fase enclave el generador diente de sierra en un valor de tensión fijo, el cual obliga al oscilador VCO a trabajar en una sola frecuencia y, al generador de armónicos a generar el múltiplo correspondiente.

#### **8d) Harmonic Heterodyne Converter – Convertidor Heterodino de Armónicas**

El convertidor heterodino de armónica, como su nombre lo indica, es un híbrido de los últimos dos técnicas. Un contador usando este diagrama de bloques, Figura 24, adquirirá la frecuencia de microondas de entrada en la manera del oscilador de transferencia, pero después se harán mediciones de frecuencia como un convertidor heterodino.

La Figura 4 muestra la  $f_x$  de entrada que se dirige a un sampler, con la resultante inferior de la conversión de señal de vídeo  $f_{if} = f_x - N \cdot f_s$  amplifica y envía al contador. La frecuencia de muestreo  $f_s$  es creado por un sintetizador controlado.

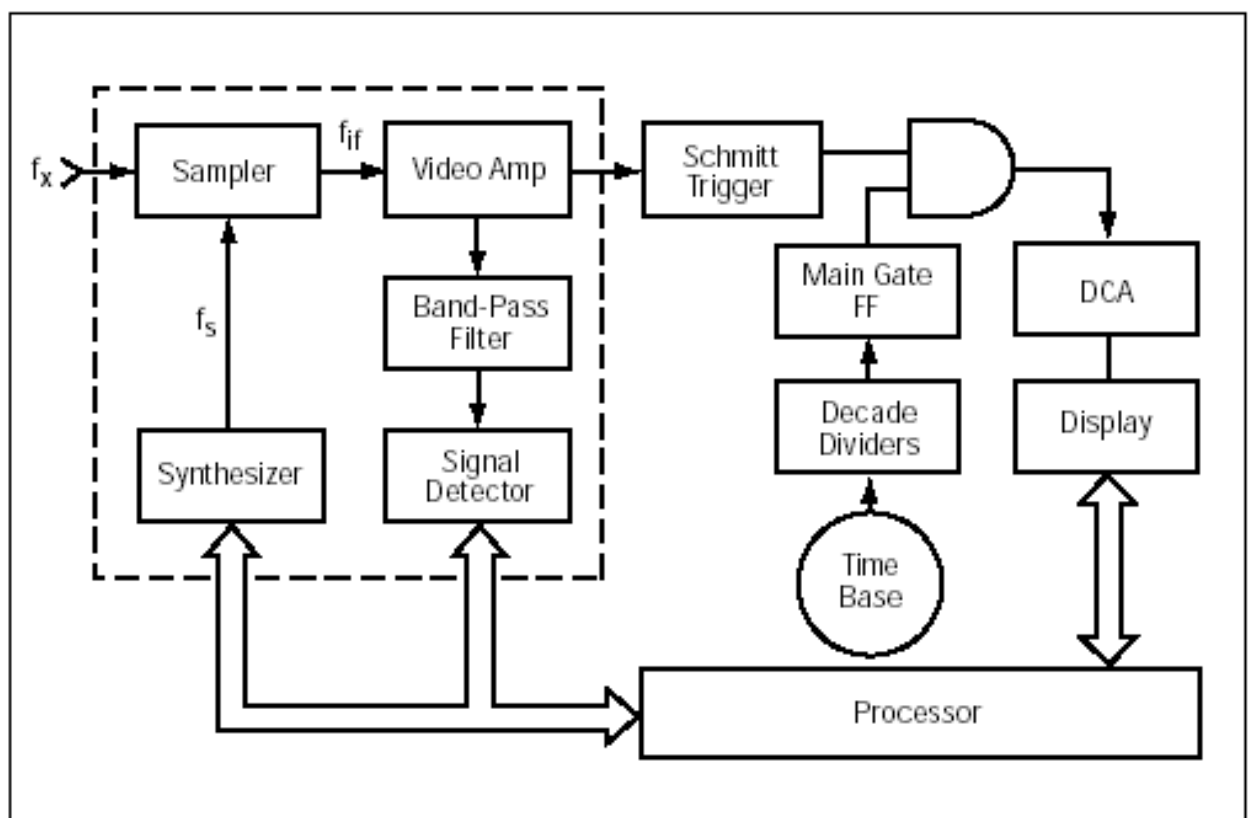
La rutina de adquisición para la conversión consiste en sintonizar el sintetizador a la frecuencia  $f_s$  hasta que el detector de señales encuentra una señal de vídeo  $f_{if}$  de rango de frecuencia adecuada (definida por la banda de filtro de pasa banda). A continuación, el número de armónica  $N$  se debe determinar, en el oscilador de transferencia. Una manera de encontrar  $N$  es utilizando

un segundo lazo de toma de muestras, como el oscilador de transferencia (Figura 3), o una técnica similar.

Un segundo método consiste en variar el sintetizador ida y vuelta entre dos frecuencias estrechamente espaciadas y observar las diferencias en las lecturas del contador, es entonces una tarea sencilla para el procesador para calcular N.

Una medición de frecuencia se lleva a cabo por el proceso de multiplicar la frecuencia conocida del sintetizador  $f_s$  por N, sumando el resultado a la frecuencia de video  $f_{if}$  medida en el DCA, y mostrar la respuesta:  $f_x = N \cdot f_s + f_{if}$ . En este proceso el convertidor heterodino de armónicas se parece al convertidor heterodino, ya que la toma de muestras es, efectivamente, mezclar la enésima armónica de una fuente muy estable con la entrada, produciendo una diferencia de frecuencia de vídeo

El convertidor heterodino de armónico tiene el potencial de ser construido a un costo menor que las últimas dos técnicas, ya que puede ser diseñado con un solo componente de microondas (el sampler) y el control, decisiones y los cálculos pueden ser realizados por un de microprocesador de bajo costo.



**Figure 24.-Diagrama en Bloque del convertido heterodino de armónicas**

## 9.- Bibliografía

- Fundamentals of the Electronic Counters. Application Note 200 - Hewlett-Packard.
- Fundamentals of Microwave Frequency Counters. Application Note 200-1- Hewlett-Packard.
- Instrumentación para uso general. Revista Mundo Electrónico, 1980
- Instrumentación Digital. José Madrid. Editorial AMICE.
- Frecuencímetro Digital. Roberto L. Gonzalez y M.A. Olivero. Revista Telegráfica Electrónica. 1980.
- Frecuencímetro digital de Laboratorio. Angel Maini. Revista Electrónica Práctica. 1986.

Ing. Juan C. Colombo

24/08/12