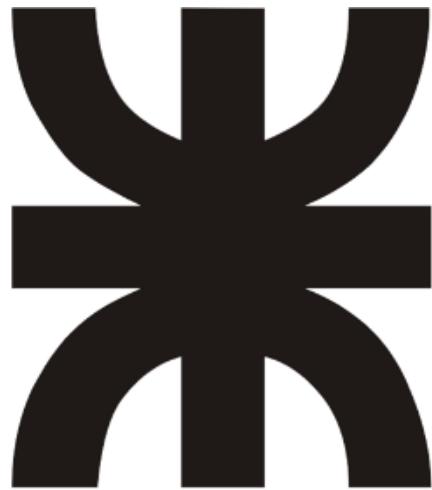


**UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA  
NACIONAL  
FACULTAD REGIONAL TUCUMÁN**

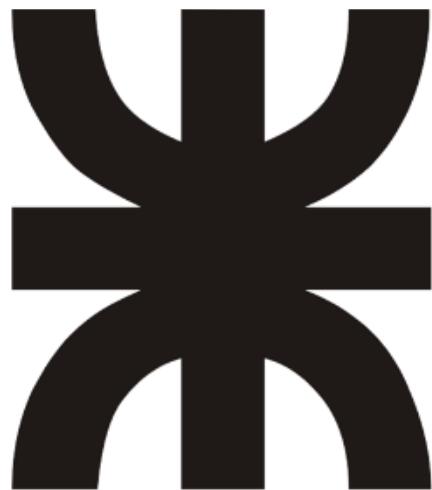


**MEDIDAS  
ELECTRÓNICAS 2**



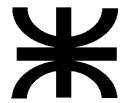
**UTN-FRT**

**MEDIDAS  
ELECTRÓNICAS 2**



**TEMA:**  
**Osciloscopio Digital**





**UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL  
FACULTAD REGIONAL TUCUMÁN**

**Ingeniería Electrónica - Medidas Electrónicas II**

**“Osciloscopio de Sampling, Osciloscopio Digital ( DSO) y Osciloscopio de Fósforo Digital ( DPO)”**

**Ing. J.C. Colombo  
Prof. Medidas Electrónicas II  
24/05/12**

## **1.- Osciloscopio de Sampling**

### **1.1.- Introducción**

El muestreo es el proceso de convertir una porción de una señal de entrada en un número de valores eléctricos individualizados con fines de almacenamiento, procesamiento o presentación de los mismos. La magnitud de cada punto muestreado es igual a la amplitud de la señal de entrada en el instante del muestreo de la señal en el tiempo.

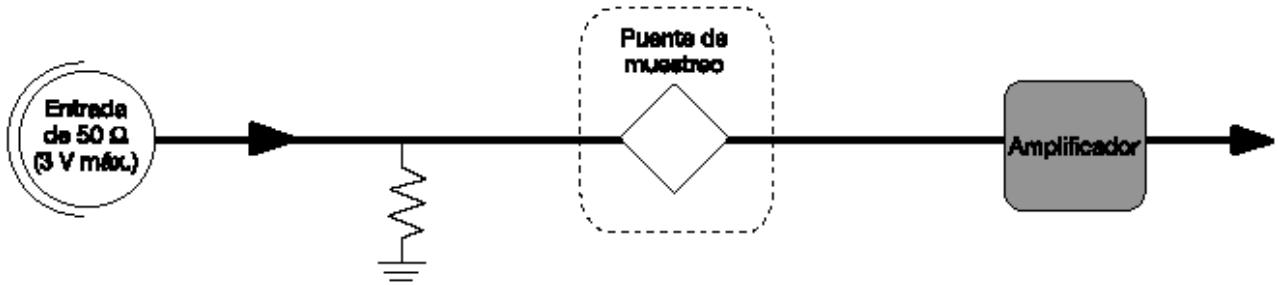
Cuando se están midiendo señales de alta frecuencia, es posible que el osciloscopio no sea capaz de recoger suficientes muestras en un solo barrido.

Un osciloscopio de muestreo es una herramienta ideal para la captura precisa de señales cuyas componentes de frecuencia son mucho más elevadas que la velocidad de muestreo del osciloscopio.

Este osciloscopio es capaz de medir señales de un orden de magnitud más rápida que cualquier otro osciloscopio. Puede alcanzar anchos de banda y tiempos de alta velocidad diez veces más elevados que otros osciloscopios para señales repetitivas. Se dispone de osciloscopios de **muestreo secuencial en tiempo equivalente** con anchos de banda de hasta 50 GHz.

En contraste con las arquitecturas de memoria digital y de los osciloscopios de fósforo digital, la arquitectura del osciloscopio de muestreo invierte la posición del atenuador/amplificador y del puente de muestreo, como se indica en la **Figura 1. La señal de entrada se muestrea antes de que se realice cualquier atenuación o amplificación**. Posteriormente, se podrá utilizar un amplificador de bajo ancho de banda después del puente de muestreo, dado que la señal ya ha sido convertida a una frecuencia inferior por la puerta de muestreo, resultando un instrumento de ancho de banda mucho más elevado.

La cabeza de muestreo (sonda de entrada) deberá ser capaz de manejar en todo momento el rango dinámico de la señal en su totalidad. **Por lo tanto, el rango dinámico de la mayoría de los osciloscopios de muestreo queda limitado a, aproximadamente, 1 V pico a pico**. Por el contrario, los osciloscopios de memoria digital y los osciloscopios de fósforo digital pueden manejar de 50 a 100 voltios.



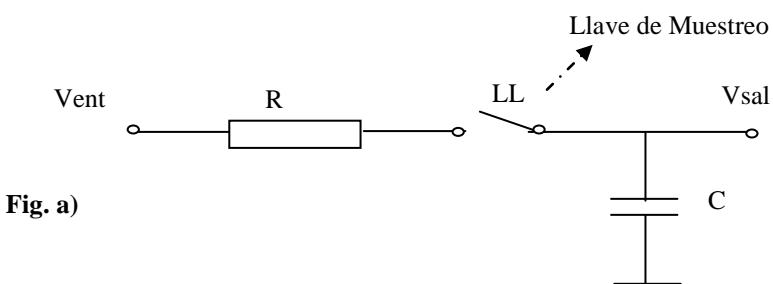
**Figura 1. Arquitectura de un osciloscopio de muestreo.**

## 1.2.- Consideraciones Generales

- 1.- En la actualidad se pueden diseñar amplificadores para Osciloskopios Convencionales de CC – a más de 200 MHZ. y con tiempos de crecimientos menores a 2,5 nsg.
- El Ancho de Banda (AB) del Amplificador Vertical es un Factor Limitativo para señales de frentes abruptos o sinusoidales de alta frecuencia.
- 2.- La técnica de Muestreo permite observar señales muy rápidas y para el caso de ser Señales Repetitivas la  $f > 10$  GHZ y pulsos con tiempo de crecimiento menor a 30 psg.
- 3.- Actualmente hay Osciloskopios de Muestreo ( Sampling) de AB = 18 - 20 GHZ, 50 GHZ o superior.
- 4.- La Limitación de los Osciloskopios de Sampling es el Nivel de Señal de Entrada dado por la Sonda de Entrada con valores de 1 a 5 V.

## 1.3.- Amplificador Vertical de Muestreo

### Circuito Básico de Muestreo



Un circuito de muestreo básico como el de la Figura a), consiste de una llave de muestreo LL , un resistor en serie R y un capacitor, C, conectado a masa. El muestreo se realiza de la manera siguiente:

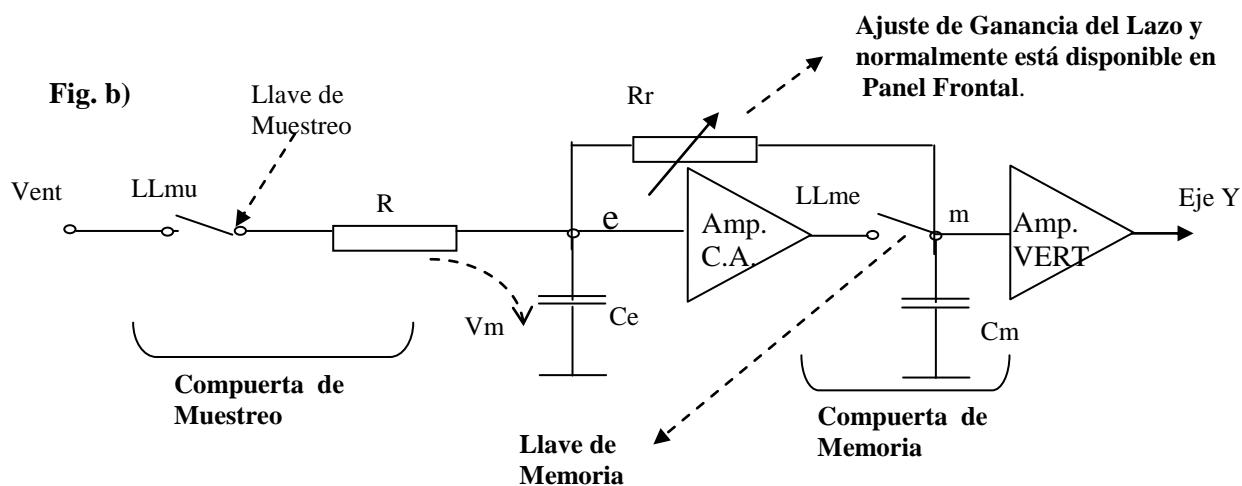
- Cuando se cierra LL, C se carga a un porcentaje de la Vent porque su constante de tiempo es  $>>$  tiempo de cierre de la llave LL.

Ejemplo:

$$V_{muestreo} = 5\% \text{ Vent} = 0,05 \text{ Vent} \quad \text{-- si la Vent} = 1\text{V} \rightarrow V_{muestreo}=0,05\text{V}$$

- Cada vez que se cierra la llave LL el capacitor C, se carga un porcentaje determinado de Vent. Como la Vsal es sincrónica con la señal Vent se obtiene el valor de dicha señal en un instante dado, por lo tanto es un verdadero muestreador.
- Para otro instante de la señal, se repite el proceso y por consiguiente se puede reproducir la señal con una técnica de muestreo para señales periódicas.
- El tiempo que se tarda en reconstruir la señal es mayor cuanto mayor sea el número de muestras, a su vez la mayor cantidad de muestras aumenta la resolución por lo que hay que definir una situación de compromiso entre ambos elementos - **Tiempo y Cantidad de Muestras**.
- El Teorema de Muestreo dice que para reproducir una señal  $f(t)$  se debe tomar muestras o muestrearla a razón de  $2fm$  muestras/seg. En la práctica se procura que la velocidad de muestreo sea superior en 5 – 10 veces la frecuencia de la señal bajo prueba.

Un esquema de muestreo más elaborado se presenta en la Figura b).



El muestreo se inicia cerrando momentáneamente la llave de muestreo LLmu, el Ce se carga a la tensión V de muestreo que para el caso y como ejemplo es  $V_m = 0,05 \text{ Vent}$ .

La  $V_m$  es amplificada y enviada a la llave de memoria LLme que se cierra en el instante que la compuerta de muestreo está en SI. El tiempo que está cerrada la Compuerta de Memoria es mayor que la Compuerta de Muestreo.

Esto último permite que el capacitor de memoria,  $C_m$ , tenga tiempo de cargarse a la  $V$  de Salida de Amp.C.A. Esta  $V$  de salida del Amp.C.A. es aplicada al Amp.Vert. que la amplifica lo suficiente para producir la deflexión Vertical del haz de electrones en el TRC. Este nuevo nivel amplificado es también aplicado a la realimentación vía un atenuador  $R_r$  al capacitor de entrada Ce.

La ganancia del Amp.C.A. y su realimentación se diseñan de tal manera que la Tensión de realimentación al capacitor de entrada Ce sea el 100% del nivel de la señal muestreada (esto está relacionado con la densidad de muestras). De esta forma cuando se tome la próxima muestra solo se detectarán variaciones a partir del nivel previo.

Ejemplo:

- 1.- Tensión a muestrear = Vent = 1V
- 2.- Tensión de muestreo = Vm = 0,05 Vent = 5% Vent
- 3.- Ganancia de Amp.C.A. = GAmp.C.A. = 20

Amp.VERT.

$$G\text{AmpC.A.} = 0,05 \times 20 = 1 \text{ V}$$

Cm

- 4.- La tensión de 1 V en el punto m se realimenta a Ce y se carga a 1 V de acuerdo a la constante de tiempo dada por RrCe.
- 5.- Si la siguiente lectura se toma al mismo nivel de entrada el Ce no detectará señal y el punto en TRC permanecerá en la misma deflexión vertical.  
Por esta razón es que la Ganancia del Lazo debe ser 100 % ya que en caso contrario hay que compensarlo con mayor cantidad de muestras.

#### 1.4.- Observación

Si la señal de entrada es de **muy alta frecuencia**, la señal que se obtiene de muestra es de **baja frecuencia** ya que la muestra se puede tomar ciclo por ciclo o cada 2, 3, o más ciclos. A cada valor de muestra le corresponde una fase, por lo tanto, la tensión que hay que aplicar al Horizontal para visualizar las muestras NO será una Rampa o Diente de Sierra sino una Escalera.

Para cada valor muestreado que va al Amp.VERT. o a deflexión Vertical, el haz debe pegar un Salto en forma Horizontal, o sea que a los canales verticales y horizontales se envían señales continuas.

La señal escalera es usada como señal de deflexión horizontal, debido a que su valor es proporcional al tiempo de ocurrencia de la porción muestreada de la forma de onda en estudio. Si el incremento del tiempo correspondiente a un paso o escalón es pequeño el display aparece continuo de la misma forma que un display chapeado en traza doble.

Si se desea resolución elevada o sea mayor cantidad de puntos de la señal aparece el problema del parpadeo de la imagen.

#### 1.5.- Circuitería de un Osciloscopio con Muestreo

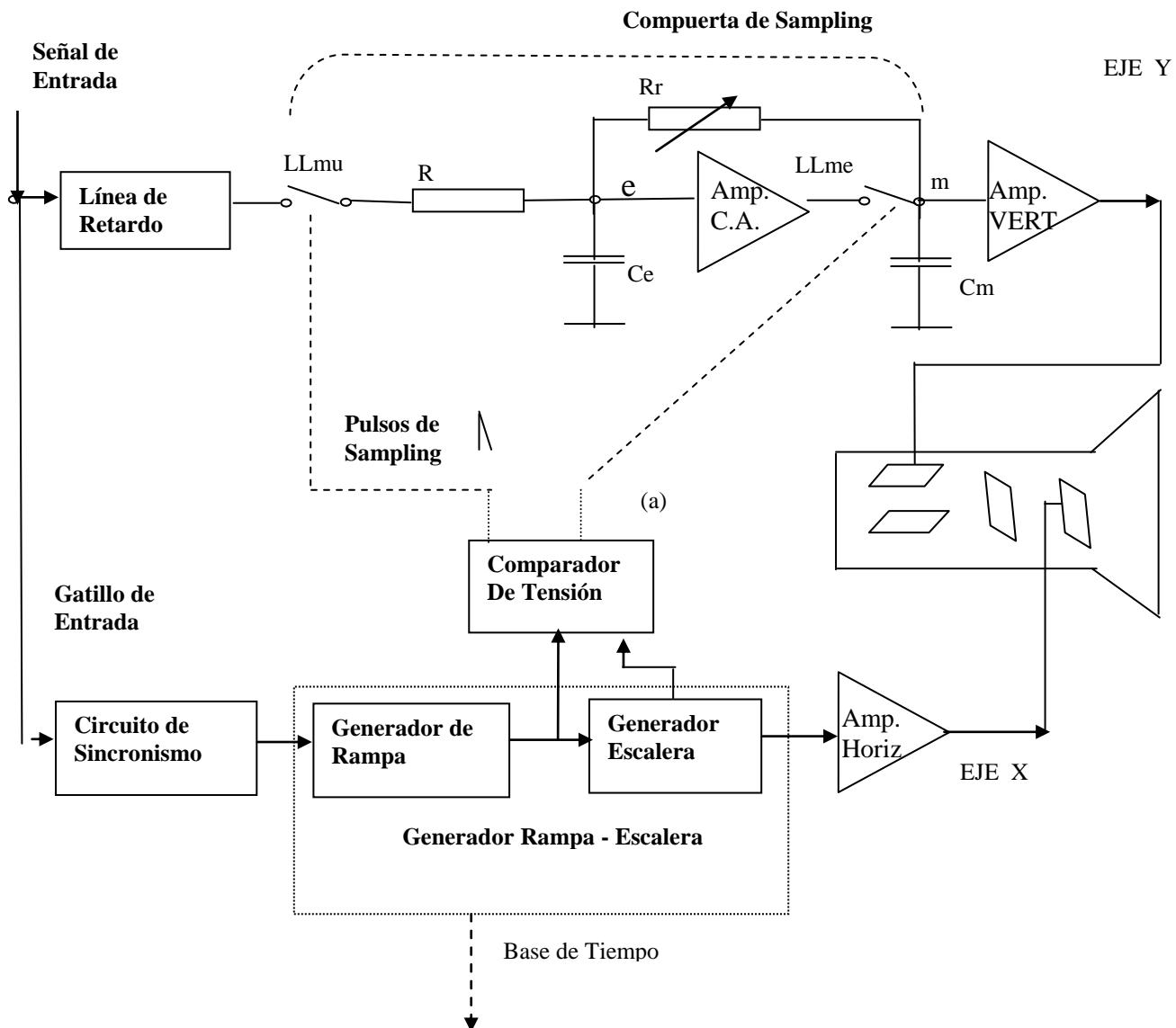
La circuitería especial de un Osciloscopio de Sampling consiste en circuitos de muestreo - retención y de sincronización. Los requerimientos del TRC, Amplificadores Verticales y Horizontales son idénticos a los Osciloscopios convencionales o de canales Verticales múltiples, vistos como son los casos del Leader de 20 MHZ o del Tektronix 465, por lo que se pondrá **atención particular en las diferencias**.

#### 1.6. Base de Tiempo

La Base de Tiempo de un Osciloscopio de Muestreo, y por consiguiente de un Osciloscopio con Almacenamiento o Memoria, difiere mucho de un Osciloscopio Convencional.

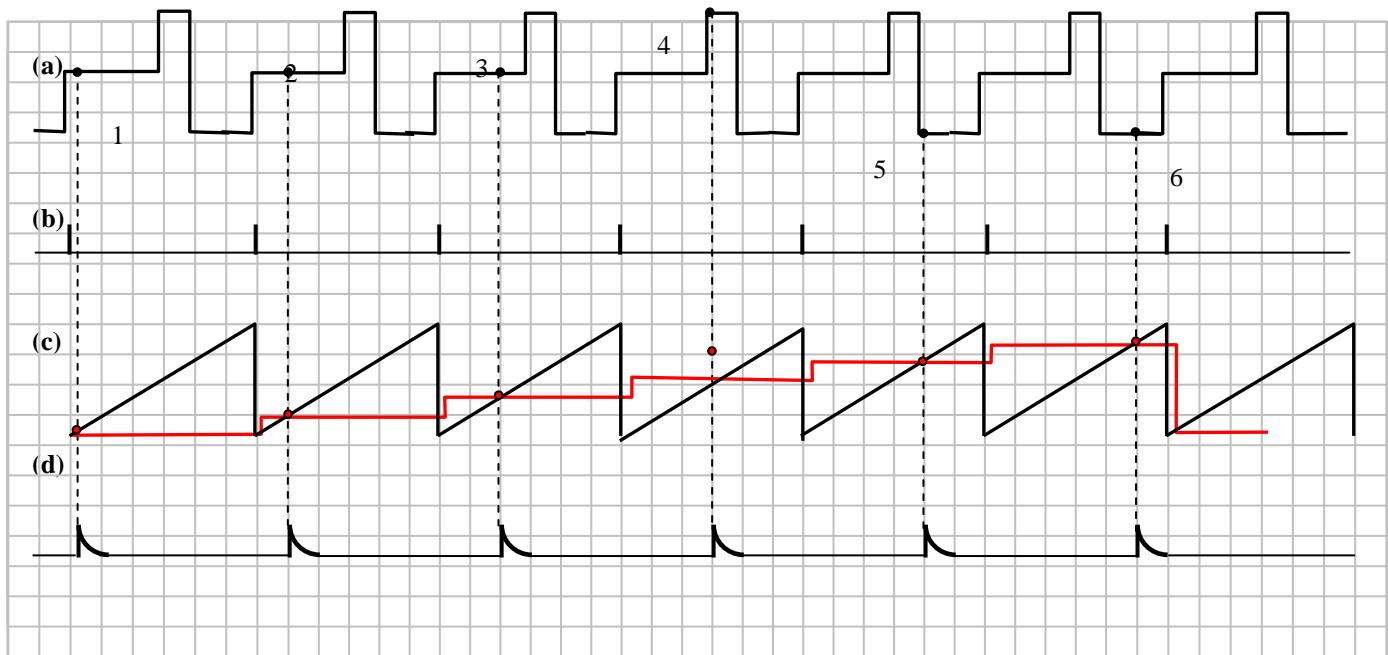
La función de la BT de Muestreo no es solo la de mover el punto a través de la pantalla en incrementos uniformes de tiempo, sino también la de generar un Gatillado o Disparo de comando de muestreo para los circuitos verticales.

**Figura c) Osciloscopio de Muestreo con BT Equivalente**



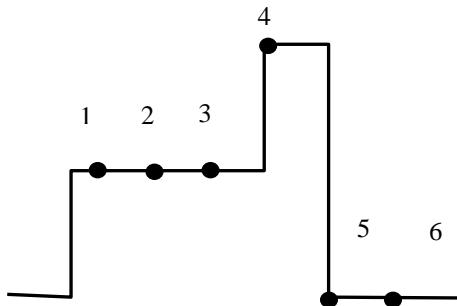
"Este sistema de Base de Tiempo se utiliza para evitar que la muestra de señal se haga siempre en la misma fase ya que hay una relación fija entre pulso de disparo y el de muestreo. Es equivalente a la Base Demorada ya que se hace una demora ajustable en el canal H y se puede tomar muestras en distintas fases del ciclo de la señal o sea que el pulso de muestreo está demorado con respecto al pulso de disparo."

**Figura d) Representación en el Tiempo del Proceso de Muestreo**



Referencias :  
 (a) Señal de Entrada  
 (b) Pulso de Sincronismo  
 (c) Rampa Rápida y Escalera  
 (d) Pulso de Muestreo . El Pulso de Muestreo está demorado con respecto al Pulso de Disparo (es equivalente a un Osciloscopio con BT demorada).  
 (e) 1,2,3,4,5,6 Muestras de la Señal de Entrada

**Figura e) Presentación en Pantalla de Osciloscopio de la señal muestreada**



El Circuito de Sincronismo determina el Régimen de Muestreo y establece un punto de referencia en el tiempo respecto de la señal. La BT genera una Rampa a partir del pulso de disparo que sale del Circuito de Sincronismo y una Escalera que avanza un escalón por muestra al final de cada rampa.

Cuando se produce coincidencia entre la tensión rampa y la tensión escalera se genera una señal de comando para las llaves de muestreo y memoria. El Amplificador Horizontal lleva su señal al nivel necesario para producir la deflexión horizontal del haz en el TRC.

**La particularidad de un Osciloscopio de Muestreo es que la señal escalera también es usada para la deflexión del haz horizontalmente**, debido a que su valor es proporcional al tiempo de ocurrencia de la posición muestreada de la forma de onda en estudio. Si el incremento de tiempo correspondiente a un paso o escalón es pequeño, el display aparece continuo en la misma forma que un display chapeado en trazo doble.

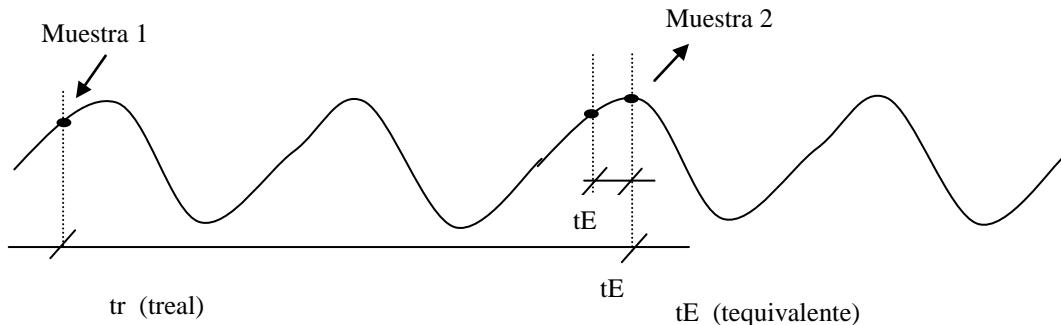
El Generador de BT, igual que un Osciloscopio convencional, posiciona el haz horizontalmente, pero manteniendo su posición hasta la llegada de una nueva muestra. El haz es entonces reposicionado a un punto ligeramente desplazado en el tiempo sobre el TRC, donde nuevamente se mantiene hasta la próxima muestra, por esta razón es que la Base de Tiempo (BT) se llama Generador Rampa-Escalera.

### 1.7.- Eficiencia de Muestreo

La Eficiencia de Muestreo está dada por la relación entre la tensión de muestreo y el valor de la tensión de la señal en el instante del cierre de la compuerta LLmu.

<b>Eficiencia de Muestreo =</b>	$\frac{\text{Tensión de muestreo}}{\text{Tensión de señal}} = \frac{V_m}{V_{ent}} = \eta$
$\eta = \frac{V_m}{V_{ent}} = \frac{0,05}{1} = 5\%$	para el caso del Ejemplo inicial

### 1.8.- Tiempo Real y Tiempo Equivalente

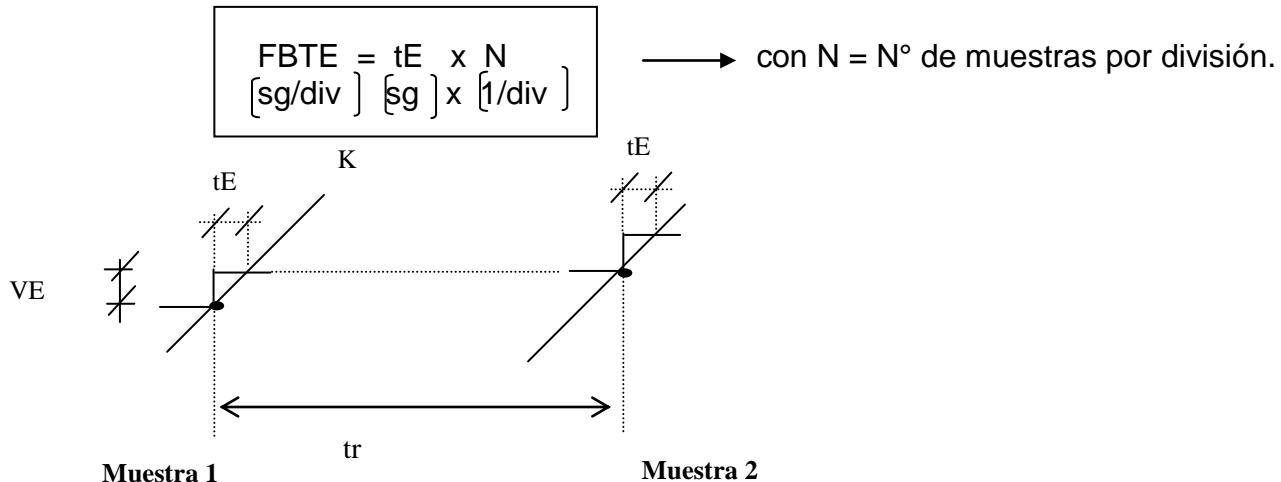


$t_r$  = tiempo real o físico que transcurre entre una muestra y otra  $t_E$  = tequivalente

En la pantalla aparecen las muestras 1 y 2 separadas un tiempo  $t_E$ . Esta es la razón por la que la BT se calibra en  $t_E$  Equivalente.

El haz de electrones no varía con una velocidad dada por el  $t_E$ , sino que hay que considerar que el haz estuvo estático durante un cierto lapso de tiempo.

El Factor de BT Equivalente es FBTE:



$$K = VE / tE \left[ V/\text{sg} \right] \rightarrow VE = \text{Amplitud de la Escalera}$$

$$tE = VE / K \left[ \text{sg} \right]$$

$$\frac{F.D.H}{V/\text{div}} = \frac{VE}{V} \times N \rightarrow N = F.D.H / VE \quad \dots \quad FBTE = FDH / K$$

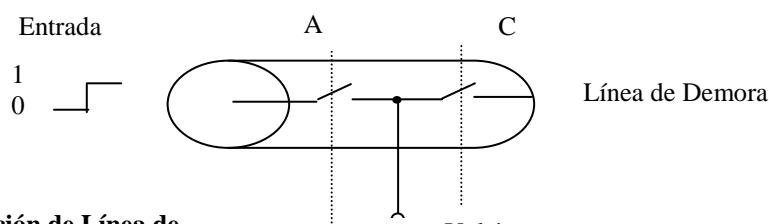
El FBTE se modifica variando K, es independiente de N y de VE puesto que FDH es constante.

N se puede modificar variando VE, por lo tanto, la Amplitud de la Escalera es Variable y modifica el número de muestras por división con FDH constante

### 1.9.- Puerta de Muestreo o Cabeza de Muestreo ( Sampling Head)

El circuito destinado a producir la compuerta de muestreo se denomina Cabeza de Muestreo.

La Figura f) muestra una Sección de Línea de Demora con Interruptores insertados en los puntos A y C.



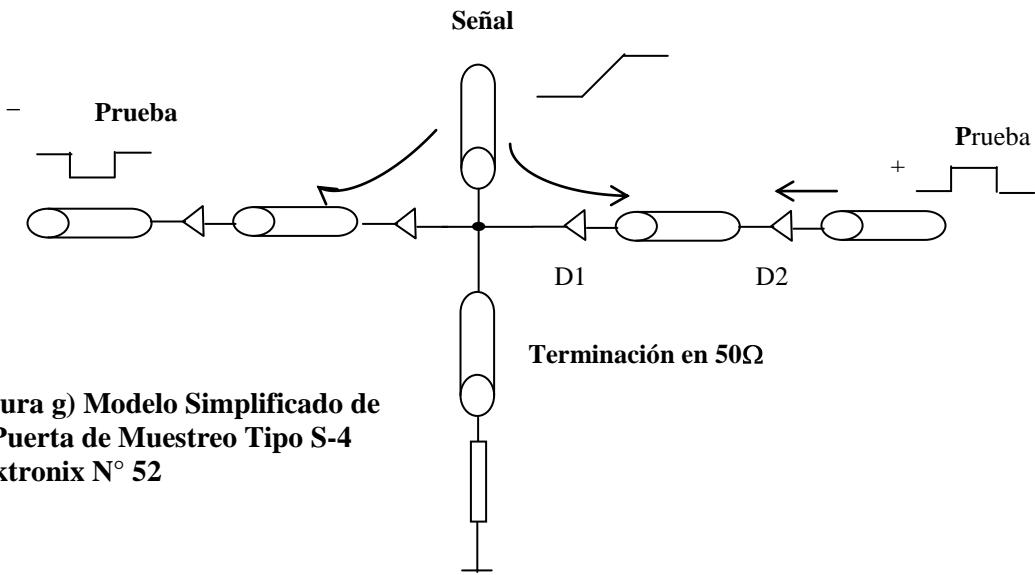
**Figura f) Sección de Línea de Demora (o Retardo)**

- Un Voltímetro que no carga, colocado en el punto B, mide el promedio del voltaje entre los interruptores cuando la sección interruptora está abierta
- Cuando el Escalón a propagarse en la línea está en A , cuando ambos interruptores están

abiertos, se observa 0 V en B.

- Si los interruptores A y C se cierran, en un tiempo posterior, se observa en B que cuando el frente de onda llega a C el Voltímetro indica 1 V.  
Por lo tanto si el Escalón está a la entrada del interruptor A observamos 0 V y si el Escalón está saliendo en el punto C observamos 1 V.
- El Rise Time ( $T_r$  = tiempo de crecimiento) del sistema 0 - 100 % es determinado por la longitud de la sección interruptora A - C . Como la línea tiene capacitancia y voltaje, tenemos efectivamente "atrapada" una cantidad de carga  $Q = C \times E$

Si aplicamos este concepto al modelo de la Fig. g ) podemos notar algunas cuestiones importantes.



**Figura g) Modelo Simplificado de la Puerta de Muestreo Tipo S-4 Tektronix N° 52**

Los Diodos reemplazan a los interruptores y en lugar de abrir los interruptores simultáneamente colocamos o cambiamos los diodos al estado OFF uno después del otro. Es un sistema balanceado y, por lo tanto, analizaremos la mitad.

La ventaja principal del Pulso de Prueba es activar los diodos y la Señal se propaga a través de los diodos que están conduciendo y la línea de transmisión. Los diodos continúan en estado ON durante la duración del Pulso de Prueba, siendo cambiado a OFF por el frente de arrastre de la forma de onda. El Pulso de Prueba está diseñado para ser más largo que el tiempo de transición entre los diodos:

$$t_{ON} - t_{OFF\ diodo} < t_s < t_{señal}$$

La acción de la puerta comienza cuando el frente de arrastre del Pulso de Prueba pone al diodo D2 en OFF. En el mismo tiempo, se supone que entra un frente de señal a través del diodo D1 haciéndolo conducir. Cuando el frente llega a D2, él está OFF debido a que el Pulso de Prueba llegó antes que el frente de Señal. El frente de Señal se refleja y alcanza D1 el cual está ahora OFF debido a que el frente de arrastre del Pulso de Prueba ha precedido al frente de Señal. De este modo, el frente de Señal ha sido efectivamente atrapado en la línea de transmisión entre los dos diodos.

## Observaciones:

- 1.- Solamente se requiere de una **transición** para la acción de puerta. La acción de gate ocurre desde la condición de Total Conducción a la condición de No Conducción Total.  
Usando una transición ofrece importantes posibilidades de reducción del ruido.
- 2.- El Tr del sistema **no depende** del ancho del Pulso de Prueba.
- 3.- El tiempo de propagación entre los diodos en este sistema, 8 psg, es mucho menor que el período de prueba de aproximadamente 200 psg,
- 4.- Debido a que los diodos usados comúnmente pueden ser cambiados a OFF en 5 - 10 psg, ellos no presentan una limitación significativa al Tr. ts = tiempo de conducción del diodo
- 5.- La puerta de muestreo convencional hace que el diodo deba pasar de la condición de OFF total , cambiando a ON Total y retornando a la condición de OFF total . El tiempo entre las dos condiciones de OFF total , ts, es el ancho del pulso de prueba y determina el Tr del sistema.

En la puerta del ejemplo, los diodos están totalmente ON cuando comienza la acción de Puerta y solamente es necesario una transición .

La Punta de Prueba convencional para una puerta de muestreo rápida es muy estrecha (angosta) debido a que el ancho del pulso de prueba determina el Tr del sistema.

El tipo S-4 usa prueba amplia y minimiza los problemas inherentes a generadores de prueba estrecho.

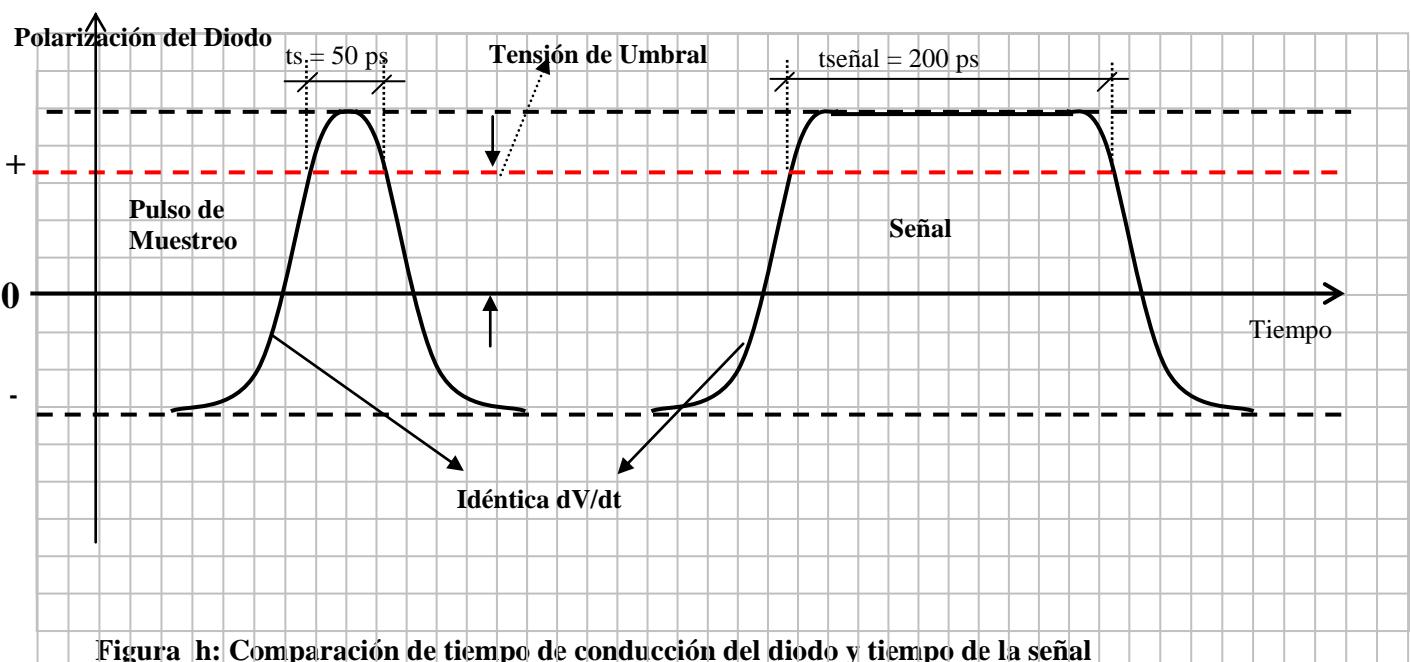


Figura h: Comparación de tiempo de conducción del diodo y tiempo de la señal

## 1.10.- Muestreo Irregular ( Incoherente)

La mayor ventaja de la técnica de muestreo es que solo la cabeza de muestreo debe trabajar a velocidades muy elevadas de la señal a medir mientras que el resto del circuito puede trabajar a velocidades relativamente bajas. Sin embargo, los retardos de los circuitos de Base de Tiempo tienen que ser compensados a fin de poder observar la parte delantera de la señal.

Esto requiere, entonces, una Línea de Retardo en el paso de la señal al vertical del Osciloscopio. La misma debe estar delante de la compuerta de muestreo en contraste con los Osciloscopios convencionales que pueden estar en cualquier lugar del Amplificador Vertical.

Si la Línea de Retardo se inserta en el paso de la señal, debe transmitir todo el ancho de banda de la señal. Este método se encuentra a menudo en las unidades de muestreo que tiene un **gatillado interno**.

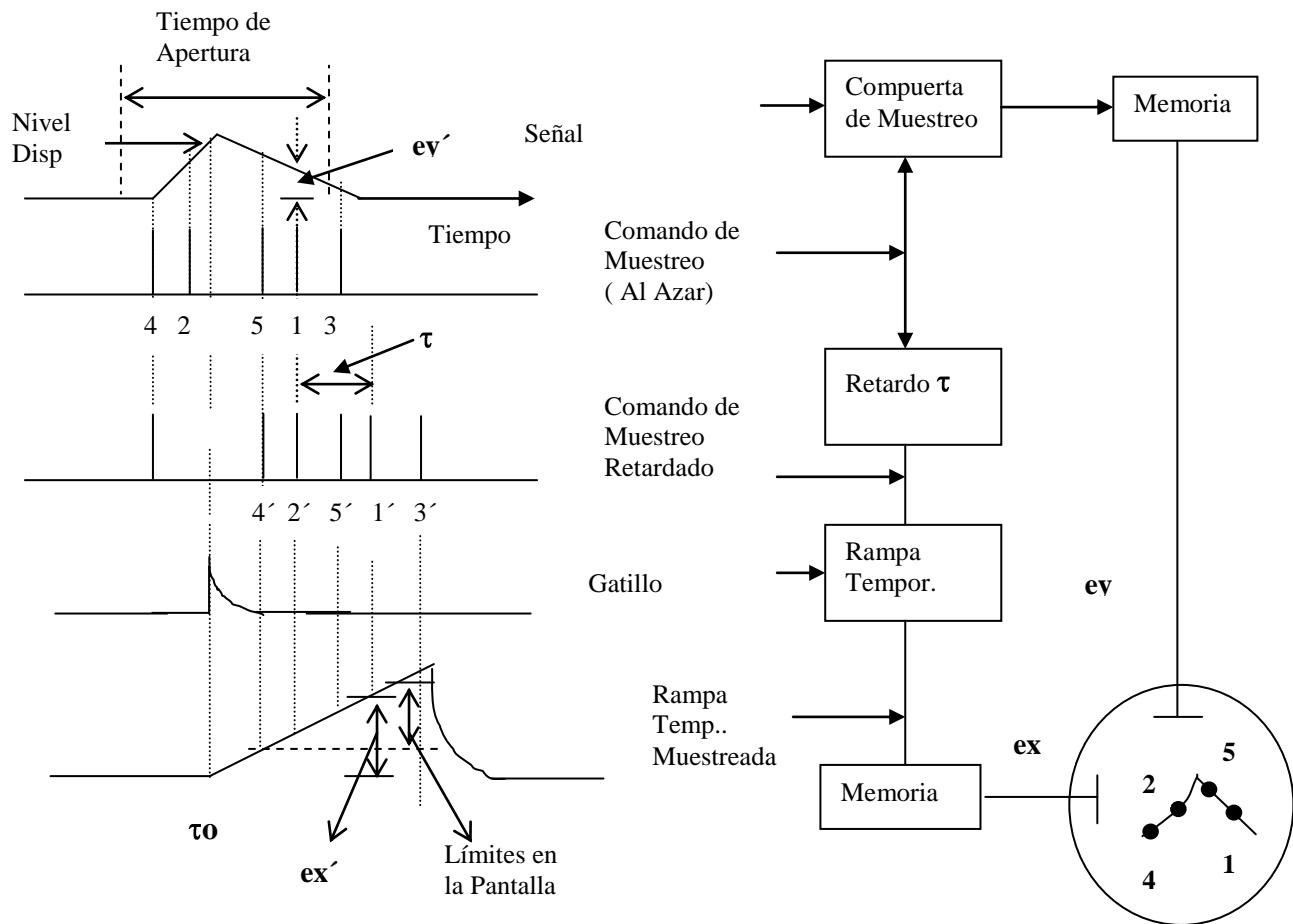
**Un método diferente, el muestreo irregular o aleatorio anula completamente la línea de retardo. Las ventajas con este método son varias:**

- Se elimina la línea de retardo de baja impedancia de entrada ( $50 \Omega$ ), y con ello las limitaciones de ancho de banda y la distorsión inherente, se pude reducir el temblequeo (jitter) respecto de los sistemas gatillados.
- En contraposición con estas ventajas está el echo de que se requiere un régimen de repetición de muestreo relativamente alto para poder obtener una muestra adecuada en un intervalo de tiempo dado para la presentación de la imagen. Esta desventaja se reduce si se utiliza una cámara fotográfica, como se empleaba originalmente, o un TRC de almacenamiento en pantalla o un Osciloscopio con Almacenamiento Digital.

La Operación de muestreo irregular se realiza en dos etapas

- El primer paso consiste en desarrollar una distribución de muestreo útil, con una elevada densidad de muestras durante el tiempo en que la señal es esperada y con baja densidad para el resto del tiempo. Luego se derivan dos señales analógicas, **ex** y **ey**, para representar las coordenadas ( X , Y ) para una muestra en particular.
- La coordenada Y ( o vertical) se obtiene por el mismo proceso de muestra y retención utilizado en osciloscopios de muestreo convencional como el visto hasta ahora.
- La coordenada X ( u horizontal ) se obtiene de la manera indicada en la **Figura I** donde se ilustran 5 muestras ubicadas al azar. Cada una de estas muestras ha sido tomada en repeticiones sucesivas de la señal.
- La componente de Y, **ey**, de la primera muestra se mantiene y se la utiliza subsecuentemente para posicionar verticalmente el punto en el TRC.
- Luego se retarda en un tiempo  $\tau$  al comando de muestreo que debe obtener la primera muestra.
- Este comando de muestreo retardado 1" es utilizado para muestrear una rampa temporizadora que se inició por el gatillado a **t<sub>0</sub>**. La muestra resultante **ex**, se mantiene y luego se utiliza para posicionar el punto horizontalmente en el TRC.

Mediante la repetición de este proceso, se obtienen subsecuentemente muestras para posicionar horizontal y verticalmente de un punto a otro el haz sobre el TRC y construir así la imagen de la señal durante el tiempo de apertura (ventana). Se observa que, si se incrementa  $\tau$ , se obtendrá un mayor adelanto en la imagen. Tal incremento de  $\tau$  requiere un desfase de tiempo en la distribución del muestreo a un punto anterior en el tiempo a fin de recoger muestras útiles para la presentación de la imagen.



**Figura I – Muestreo Incoherente : obtención de señales de deflexión X -Y**

TRC

### 1.11.- Tipos de Muestreo

En los Osciloscopios de Almacenamiento Digital (OAD-DSO) se utilizan técnicas de muestreo conocidas como **Muestreo en Tiempo Real** y **Muestreo en Tiempo Equivalente**.

Las técnicas de muestreo explican como hacen los osciloscopios digitales para reunir los punto de muestreo para reproducir una señal. Para señales de lenta variación, los osciloscopios digitales pueden reunir más puntos de los necesarios para reconstruir posteriormente la señal en la pantalla.

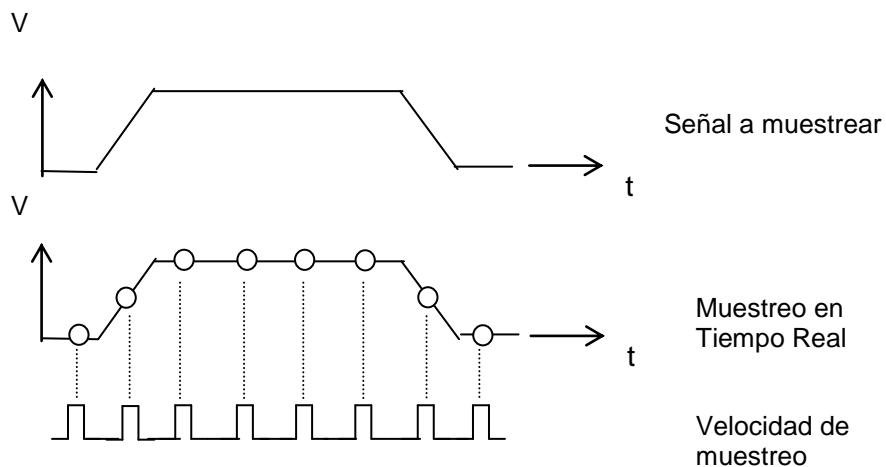
No obstante, para señales rápidas (la rapidez dependerá de la máxima velocidad de muestreo del instrumento) el osciloscopio no puede recoger muestras suficientes y debe recurrir a una de las dos técnicas siguientes: **Muestreo en Tiempo Real** y **Muestreo en tiempo equivalente**:

### 1.11.1.- Muestreo en Tiempo Real

El método estándar de muestreo en los osciloscopios digitales es el muestreo en tiempo real: el osciloscopio reúne los suficientes puntos como para reconstruir la señal en un único barrido, siendo adecuado para medir señales transitorias o de disparo único. De manera que **para señales no repetitivas ó la parte transitoria de una señal es el único método válido de muestreo.**

El Muestreo en Tiempo Real requiere muy altas velocidades de muestreo (rate – tasas) , se utiliza para capturar (medir ) formas de ondas NO REPETITIVAS como pulsos simples. La ventaja de este tipo de OAD (DSO) es que no tiene Línea de Demora, razón por la que reduce el tiempo de establecimiento de la señal.

La mayoría de los OAD (DSO) utilizan tasas de muestreo en tiempo real muy altas, incluso superiores a 500 Ms/seg aunque hay otros más económicos que tienen una tasa de muestreo baja de 10 Ms/sg.



**Figura J: Muestreo en tiempo real**

El muestreo en tiempo real representa una gran dificultad para los osciloscopios digitales debido a la velocidad de muestreo que se requiere para digitalizar con precisión eventos transitorios de alta frecuencia. Estos eventos ocurren solamente una vez, y deben ser muestreados en el mismo intervalo de tiempo en que ocurren. Si la velocidad de muestreo no es lo suficientemente rápida, las componentes de alta frecuencia pueden "descender" a una frecuencia menor, produciendo **aliasing** en la pantalla. Adicionalmente, el muestreo en tiempo real se complica aún más por las memorias de alta velocidad necesarias para almacenar la forma de onda una vez que se la ha digitalizado. La velocidad de muestreo y longitud de registro, caracterizan con precisión las componentes de alta frecuencia.

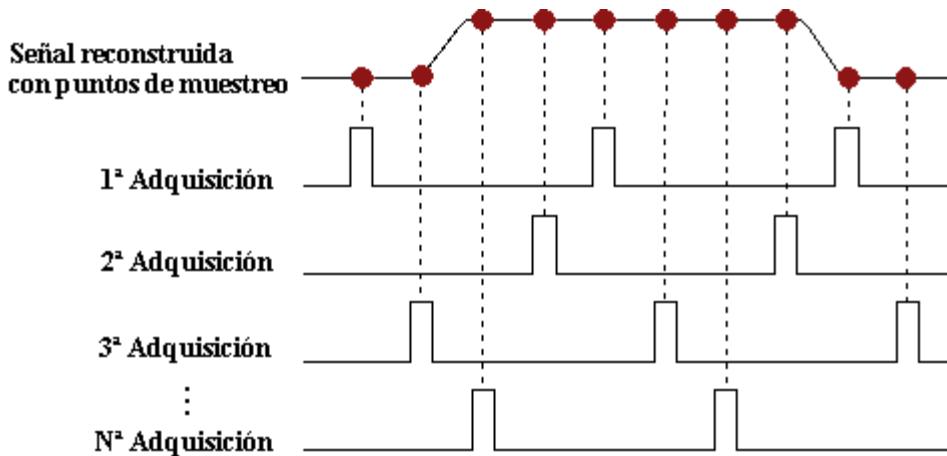
### 1.11.2.- Muestreo en tiempo equivalente

El Muestreo en Tiempo Equivalente se utiliza para medir formas de ondas repetitivas o periódicas. O sea que no ocurren como eventos simples. Algunos osciloscopios digitales

utilizan este tipo de muestreo. Se trata de reconstruir una señal repetitiva capturando una pequeña parte de la señal en cada ciclo. Existen dos tipos básicos:

- |                  |  |
|------------------|--|
| M.T. Equivalente | Aleatorio: el muestreo se realiza constantemente, sin esperar el disparo.<br>Los puntos aparecen aleatoriamente para formar la señal.<br><br>Secuencial: Espera un cierto tiempo después del disparo para tomar muestras. Los puntos aparecen de izquierda a derecha en secuencia para conformar la señal. |
|------------------|--|

Aunque los resultados visuales son idénticos el muestreo aleatorio permite la detección de glitcher y otros aspectos de la señal antes o después de producirse el disparo.



**Figura K: Muestreo en tiempo equivalente**

Aunque los resultados visuales son idénticos, el muestreo aleatorio permite la detección de glitcher y otros aspectos de la señal antes o después de producirse el disparo, como se mencionó anteriormente.

En el **muestreo aleatorio** el funcionamiento está dado por un reloj interno que produce un tren de pulsos independiente de la señal de entrada y de la señal de disparo. Trabaja de manera asincrónica y las muestras se toman continuamente al margen de la posición del disparo. Luego se representan midiendo la diferencia entre los tiempos de la muestra y de disparo. A pesar que las muestras sean tomadas una continuación de otra, son aleatorias, puesto que no dependen del disparo en función de una ocurrencia o presencia. Esto se conoce como trabajar antes del disparo o mediante un predisparo, por lo tanto no requiere de señales externas de disparo ni de líneas de retardo de acuerdo a la velocidad de la señal bajo prueba.

En el **muestreo secuencial** se toma una muestra de la señal en cada disparo, al margen de la velocidad de barrido, puesto que cuando se **detecta un disparo se toma una muestra**. Esta muestra se toma después de un pequeño tiempo de retardo que se conoce con exactitud  $\delta t$ . Este pequeño tiempo de retardo se agrega al disparo siguiente de manera que

siempre la muestra se produce en un punto diferente y desplazado un tiempo pequeño y controlado,  $\delta t$ , hasta completar el período de muestreo.

Es más simple generar pequeños incrementos de tiempo  $\delta t$  que determinar la posición horizontal y vertical de la muestra respecto al punto de disparo. El muestreo secuencial tiene más resolución y exactitud que el aleatorio. No obstante como la muestra se toma después de detectar un disparo, el punto de disparo no se puede representar sin una línea de retardo adicional o mediante un predisparo externo.

### 1.11.3.- Interpolación Lineal y Seno

Los osciloscopios utilizan la interpolación para poder visualizar señales con una traza continua. La **interpolación** consiste en hallar un dato dentro de un intervalo en el que conocemos los valores en los extremos.

Para el caso de aplicar la interpolación en un osciloscopio, la interpolación es una función de estimar un valor entre dos valores medidos de una señal. Existen dos tipos de interpolación: **lineal y seno**.

#### Interpolación Lineal

Conecta los puntos muestreados con líneas rectas. La interpolación "conecta los puntos" mediante líneas rectas, se aplica a casos de una señal que solamente se ha muestreado unas pocas veces en cada ciclo pueda ser presentada de forma precisa. Al utilizar muestreo en tiempo real con interpolación como presentación o para su visualización, el osciloscopio recoge unos pocos puntos de muestreo de la señal en un solo barrido en modo de tiempo real, y utiliza la interpolación para llenar los espacios intermedios entre dos puntos próximos entre sí. La interpolación es una técnica de procesado que se utiliza para estimar el aspecto de la forma de onda, basándose tan solo en unos pocos puntos.

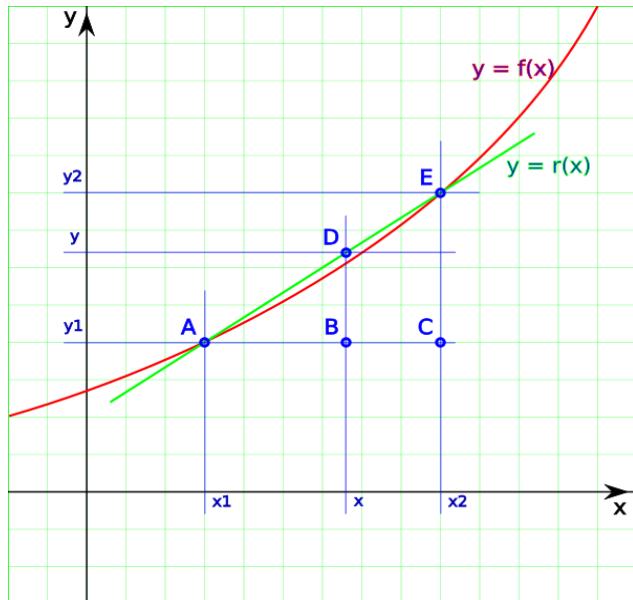
ón lineal conecta los puntos de las muestras mediante líneas rectas. Este método está limitado a la reconstrucción de señales de flancos rectos, tales como las ondas cuadradas, según se ilustra en la **Figura M-a**.

Sean dos puntos  $(x_0, y_0)$ ,  $(x_1, y_1)$ , de la **Figura L**, la interpolación lineal consiste en hallar una estimación del valor  $y$ , para un valor  $x$  tal que  $x_0 < x < x_1$ . Teniendo en cuenta que la ecuación

$$y - y_0 = \frac{y_1 - y_0}{x_1 - x_0} (x - x_0)$$

de la recta que pasa por esos dos puntos es: . Obtenemos la fórmula de la interpolación lineal:

$$y = y_0 + \frac{y_1 - y_0}{x_1 - x_0} (x - x_0)$$



**Figura L**

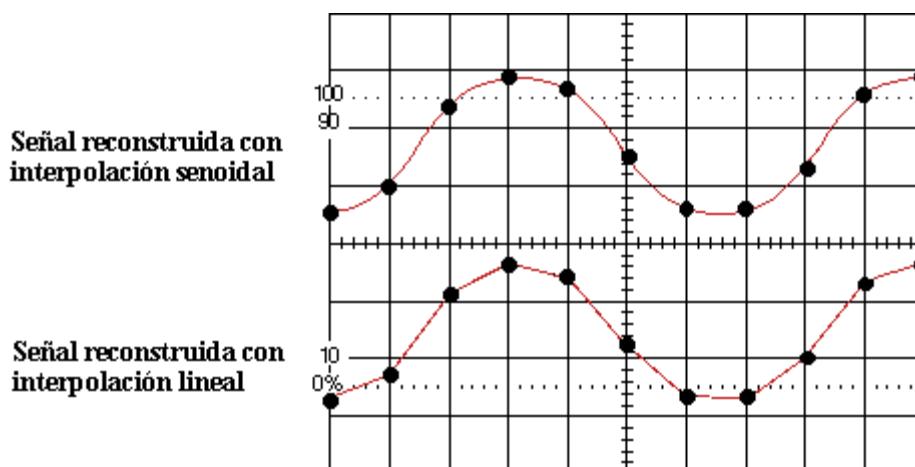
### Interpolación Senoidal

Conecta los puntos muestreados con curvas según una expresión matemática de la forma  $\text{sen}(x)/x$ . De esta forma es posible visualizar señales con mucha precisión disponiendo de pocos puntos de muestreo.

La interpolación  $\text{sen}(x)/x$  es más versátil que la anterior, conecta los puntos de las muestras mediante curvas, como se muestra en la **Figura M-b**. La interpolación  $\text{sen}(x)/x$  es un proceso matemático en el que se calculan los puntos que llenarán el espacio entre las muestras reales. Este tipo de interpolación se presta más a formas de señales curvadas e irregulares, que son más habituales en el mundo real que las formas de ondas cuadradas y los pulsos.

En consecuencia, la interpolación  $\text{sen}(x)/x$  es el método preferido para aplicaciones donde la velocidad de muestreo es de 3 a 5 veces el ancho de banda del sistema.

De esta forma los puntos intermedios se calculan para llenar los espacios entre puntos reales de muestreo.



**Figura M-b**

**Figura M-a**

**Figura M: Tipos de interpolación**

## 2.- OSCILOSCOPIOS DE ALMACENAMIENTO

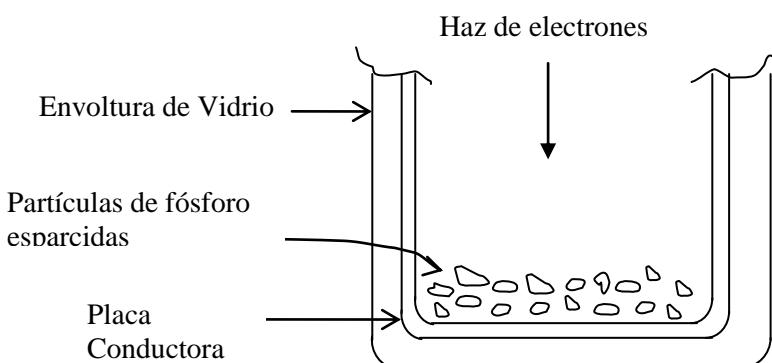
En un osciloscopio convencional se observan imágenes de señales repetitivas. Pero si el ritmo es a inferior a unas 30 veces por segundo, la imagen parpadea. Por otra parte, si la forma de onda a observar sólo se produce una vez, la observación de su imagen en pantalla del TRC es muy fugaz y no se puede hacer un análisis detallado. Para estudiar en detalle señales de estas características se recurrió a la **fotografía de la imagen**, como lo hacían los osciloscopios más avanzados con una antigüedad superior a los 15 años.

El TRC de almacenamiento de imagen, tiene sin embargo, la propiedad de retener la imagen de un trazo único durante una hora o más, después de haberse producido. El osciloscopio de almacenamiento proporciona otras posibilidades respecto de la fotografía, ya que se puede emplear en casi todas las aplicaciones en las que se requiera el estudio detallado de una forma de onda única, **pero no su registro permanente**. Difiere de un Osciloscopio convencional en el TRC de almacenamiento y en lo demás es idéntico.

Dos son las técnicas utilizadas para el almacenamiento en los TRC, **almacenamiento por malla** y **almacenamiento por fósforo**. Ambos eran costosos por lo que fueron reemplazados por los Osciloscopios de almacenamiento digital actualmente conocidos como DSO, en los cuales el almacenamiento se produce en una memoria digital y no en el tubo de rayos catódicos.

### 2.1.- Almacenamiento por Fósforo ( biestable)

En el tubo de almacenamiento biestable, se utiliza el mismo material para la pantalla de almacenamiento y para el indicador normal, **Figura N**.



**Figura N: Estructura de la pantalla de un TRC de almacenamiento por fósforo**

El material utilizado es un fósforo P1, dopado para obtener una buena característica de emisión secundaria. Para que se cumpla esta condición es necesaria que la migración de las partículas cargadas sea eliminada.

Para su obtención, las partículas de fósforo espaciadas, deben ser levemente depositadas de manera que su superficie no sea eléctricamente continua.

La capa debe ser de un espesor mayor que una partícula, lo que permite obtener una visión del fósforo como si fuese de naturaleza continua, pero existe un espesor por encima del cual el almacenamiento se hace imposible.

El electrodo de control para un fósforo biestable es **la placa conductora**, un fino metal depositado en la superficie interior, antes de haber sido depositado el fósforo. Un amplio rango de tensión para este electrodo (cerca de 100 a 200 Voltios), da una característica de almacenamiento estable, tensiones mayores de 100 V borrarán uniformemente la pantalla, y tensiones por encima de los 200V excitarán uniformemente la pantalla.

La naturaleza biestable del almacenamiento en el fósforo significa que el trazo está, ya sea almacenado o no. Es por ello que no se puede obtener medios tonos. El tubo biestable ha sido fabricado con pantalla partida mediante el depósito de dos placas conductoras independientes, una cubriendo la mitad superior y la otra la inferior. Si se opera la placa superior con  $\approx 150$ V para los cañones de inundación y con  $\approx 50$  V la mitad inferior, la mitad superior estará almacenando y la mitad inferior en condición normal. Para borrar la imagen se aplica un potencial negativo al electrodo de control.

## 2.2.- Osciloscopio digital

Retiene y cuantifica señales que varían en el tiempo para su posterior análisis. Permite además la comparación de señales previamente almacenadas con otras de tiempo real.

Las señales son digitalizadas y almacenadas físicamente en una memoria digital, lo cual posibilita el estudio detallado de la señal mediante un análisis punto a punto, pudiéndose expandir o contraer la señal para analizar solo parte de la misma.

No existe limitación en cuanto al tiempo de almacenamiento y el costo en relación con Osciloscopio de Almacenamiento en Pantalla es muy inferior.

Además la cuantificación de señales o digitalización permite efectuar operaciones de controles a través de interfaces como las Normas IEEE488, IEC625 bus, etc y a ejecutar órdenes o instrucciones por teclado del mismo instrumento o por intermedio de una Computadora tipo PC si está formando parte de un Sistema de Mediciones Automáticas (SMAT) junto con otro instrumentos que reconocen las normas de comunicación mencionadas: voltímetros, frecuencímetros, analizador de espectro, Osciloscopio, Generadores, vatímetros, etc.

La limitación del Osciloscopio Digital es el Ancho de Banda condicionado por los convertidores A/D, y Memoria pero a medida que se desarrollan estos elementos aumenta el Ancho de Banda (AB) utilizado y más aún si se combina con las técnicas de muestreo.

Hay Osciloscopios Digitales de con AB de 10 MHZ por muestreo en Tiempo Real y hasta 400 MHZ por medio de las Técnicas de Muestreo Aleatorio o en "no Tiempo Real para ondas repetitivas", pueden llegar hasta los 18-20 GHZ o más combinados con Sampling apropiado.

En la **Figura O**) siguiente, el Osciloscopio con Memoria Digital tiene una cadena básica para el tratamiento de la señal compuesta por un Atenuador, Un elemento de Muestreo y Retención (Sampling and Hold), Conversor Analógico/ Digital, y la Memoria utilizada para almacenar la señal digitalizada. Además hay un Conversor Digital/ Analógico y un Filtro Pasa Bajo que junto con los datos almacenados en la memoria reproducen la señal grabada.

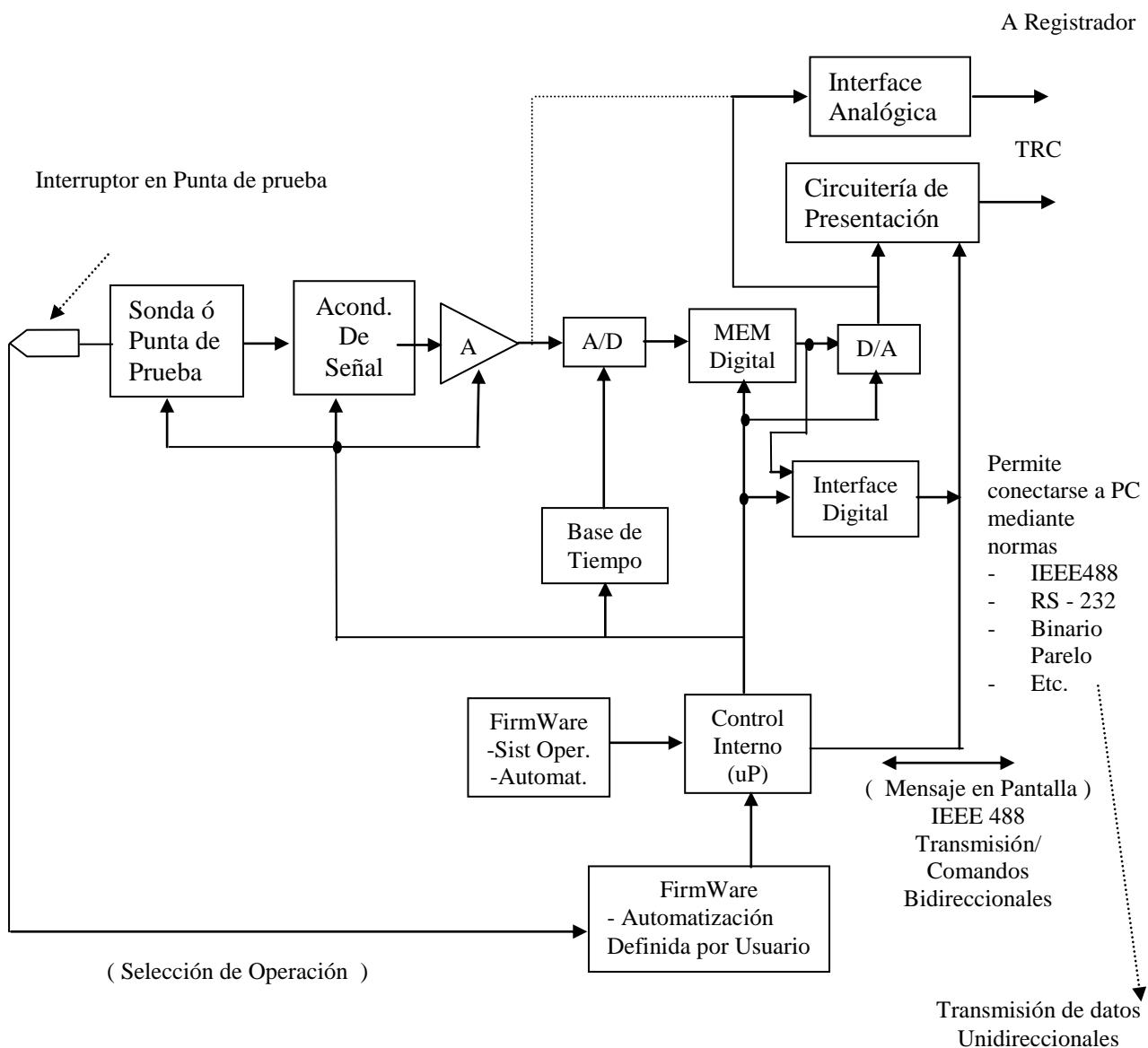
La actuación y control de estos elementos es realizada por un Microprocesador con un firmware apropiado, en el que está grabado el programa de funcionamiento interno de los diferentes elementos que conforman el Osciloscopios con Memoria digital ( hardware) y de programación operativa del instrumento por parte del usuario en lo referente a las prestaciones o aplicaciones que se pueden seleccionar , así como la comunicación con otros instrumentos si están conectado vía una PC controladora de un Sistema SMAT.

“A título de ejemplo elemental, puesto que las configuraciones actuales son muy superiores, la sincronización de toda la cadena básica proviene de la señal de un reloj de 1 MHZ, u otro valor, que se divide por el período de trabajo de cada parte del sistema según la lógica de control , para permitir el comando de la memoria por intermedio de su propia lógica de control, con la que se grabará la señal digitalizada enviada por el CA/ D.

Si el contador es un módulo de 80 pulsos u otro valor, 6 pulsos habilitan el comando de la memoria en su lógica de control asociada, con lo que se grabará la señal digital enviada por el CA/ D.

Al mismo tiempo el elemento de Muestreo y retención toma una nueva muestra de la señal analógica y repite el proceso.

En los 74 pulsos restantes el generador de direcciones avanza una dirección en memoria y el CA/ D hace una nueva conversión. Cuando el generador de direcciones llega a la dirección 255 genera una señal a través del decodificador, inhabilitando el reloj, dando por concluido el proceso de grabación.”



**Figura O: Diagrama de Bloque de un Osciloscopio Digital**

### Convertidor CA/ D:

Por aplicación del teorema del muestreo, para que una señal pueda ser reconstruida a partir de sus muestras, la frecuencia de muestreo debe ser por lo menos igual o mayor que el doble de la frecuencia de la señal a muestrear ( $f_m = f_{entrada} \times 2$ ).

El sistema tiene un ciclo de trabajo fundamental, luego de tratar la señal de entrada toma una muestra de la misma, la convierte a digital y la almacena en la memoria.

De manera que cuanto más rápido sea este ciclo, mayor será la frecuencia admisible de la señal de entrada, lo cual lleva a fijar la atención en el CA/ D y en la memoria en cuanto al tiempo de acceso de la misma.

Hay varios métodos de conversión Analógico / Digital, como ser de comparación en paralelo, de aproximaciones sucesivas o generadores de rampa. El más rápido es el primero pero requiere de elevado número de comparadores y le sigue el de aproximaciones sucesivas.

El convertidor entrega a la salida una palabra digital que representa un cierto escalón de tensión a un nivel dado. El error de la conversión mejora cuando mayor sea la cantidad de escalones en que se divide la señal de entrada. Este es el llamado error de cuantificación que viene dado por  $e^2 = S^2/12$  donde  $S$  es el escalón más alto medidos en Voltios y 12 es la resolución en bits de la CA/D que como ejemplo se toma este valor.

De manera que el CA/D se mide en bits y es un parámetro que da la resolución del conversor A/D del osciloscopio digital.

Indica con cuanta precisión puede discernir entre valores ligeramente diferentes en las magnitudes de los mismos. También se puede decir que indica con que precisión se convierten las señales de entrada en valores digitales almacenados en la memoria.

El CA/ D determina la velocidad de muestreo de la señal y por lo tanto el Ancho de Banda de almacenamiento del ORC y su amplitud en bits limita la resolución o diferencia de niveles 8,10,12 bits, etc.

Un convertidor A/ D para discriminación de tensión tiene una resolución de **n bits** o  $2^n$  niveles capaces de ser discriminados sobre la banda a fondo de escala. A mayor velocidad y mayor Resolución mayor será la gama de señales que puede procesar.

Si el CA/ D es de 8 bits (longitud de palabra) se tendrá una resolución o diferencia de niveles de  $1/256 = 1/2^8$  que es equivalente a decir que se tendrá en la pantalla  $2^n$  posiciones = 256 posiciones diferentes en memoria.

De manera que por cada muestreo de la entrada se puede tener cualquiera de las 256 posiciones verticales o puntos particulares.

Para estar en condiciones de formular el ejemplo dado a continuación, se considera que:

MSB - Bit de mayor peso

LSB - Bit de menor peso

FSR - Tensión de Fondo de Escala.

## Ejemplo:

CA/D	Señal (FSR)	Mínima Magnitud Significativa (LSB)	
8 bits	10 V	$1/2^8 \rightarrow 1/256 \times 10 = 40 \text{ mV}$	→ Cualquier magnitud inferior a esta no podrá ser representada.
N bits		$1/2^N \times \text{FSR}$	→ $2^N$ números diferentes o posiciones diferentes en memoria
12 bits	10V	$1/2^{12} = 0,000244$ $0,000244 \times 10 = 2,44 \text{ mV}$	→ mínima señal que se puede reproducir
8 bits	1000V	$1/2^8 \rightarrow 1/256 \times 1000 = 4\text{V}$	
16 bits	1000V	$1/2^{16} \rightarrow 1/65536 \times 1000 = 15\text{mV}$	

Error de Cuantificación:  $1/2^N \times V$ . Fondo de Escala = LSB

De manera que el CA/ D debe combinar alta velocidad de conversión con elevada longitud de palabra y, al margen de su costo, se debe llegar a una solución de compromiso.

El CA/ D necesita una BT precisa, de manera que se produzca una mínima degradación del tiempo de presentación.

El control del tiempo de muestreo incide directamente en el PERIODO (tiempo), indirectamente en la AMPLITUD, ya que fluctuaciones en el control de intervalo de decisión de niveles discretos del CA/ D pueden producir que éste tome una decisión errónea de nivel a digitalizar, y por lo tanto el cálculo erróneo del valor de la señal en ese instante de tiempo. Por esta razón los fabricantes presentan la velocidad de digitalización como: frecuencia de muestreo, muestras por segundos de la señal, número de bits de datos almacenados en un segundo o como tiempo de muestra en un punto dado.

## Memoria Digital

Este bloque es el encargado de almacenar las palabras digitales que entrega el CA/ D para su posterior lectura en la reproducción.

Cuanto mayor es la capacidad de memoria, mayor sería el tiempo de grabación de la señal de entrada, lo que trae aparejado un aumento de los integrados de memoria y los circuitos de control (o por lo menos un aumento en la complejidad de la circuitería al margen de los costos).

Debido a que la limitación de velocidad lo da el CA/D se pueden adoptar memorias de tecnología MOS para reducir el consumo y estáticas para evitar los circuitos de refrescos.

Indica cuantos puntos se memorizan en un registro para la reconstrucción de la forma de onda. Algunos osciloscopios permiten variar, dentro de ciertos límites, este parámetro. La máxima longitud del registro depende del tamaño de la memoria de que disponga el osciloscopio. Una longitud del registro grande permite realizar zooms sobre detalles en la forma de onda de forma muy rápida (los datos ya han sido almacenados), sin embargo esta ventaja es a costa de consumir más tiempo en muestrear la señal completa.

Limita el Ancho de Banda y la resolución horizontal que debe ser igual a la longitud de palabra del CA/ D. La memoria RAM debe almacenar idéntica palabra digital que la entregada por el CA/ D.

Por lo tanto una RAM de  $512 \times 8$  debe tener igual palabra digital que el CA/D.

CA/D → 8 bits →  $2^n=2^8 = 256$  POSICIONES VERTICALES.

Resolución  
en bits del  
CA/D

Por cada muestreo de la entrada se debe tener cualquiera de las 256 posiciones verticales o puntos particulares

Una memoria de acceso lento produce una limitación en el ancho de banda de la señal a medir.

Si el Tiempo de Acceso a una RAM es de 200nsg la velocidad o frecuencia a guardar información en ella no supera los 5 MHZ →  $1/200\text{nsg} = 5\text{ MHZ}$ .

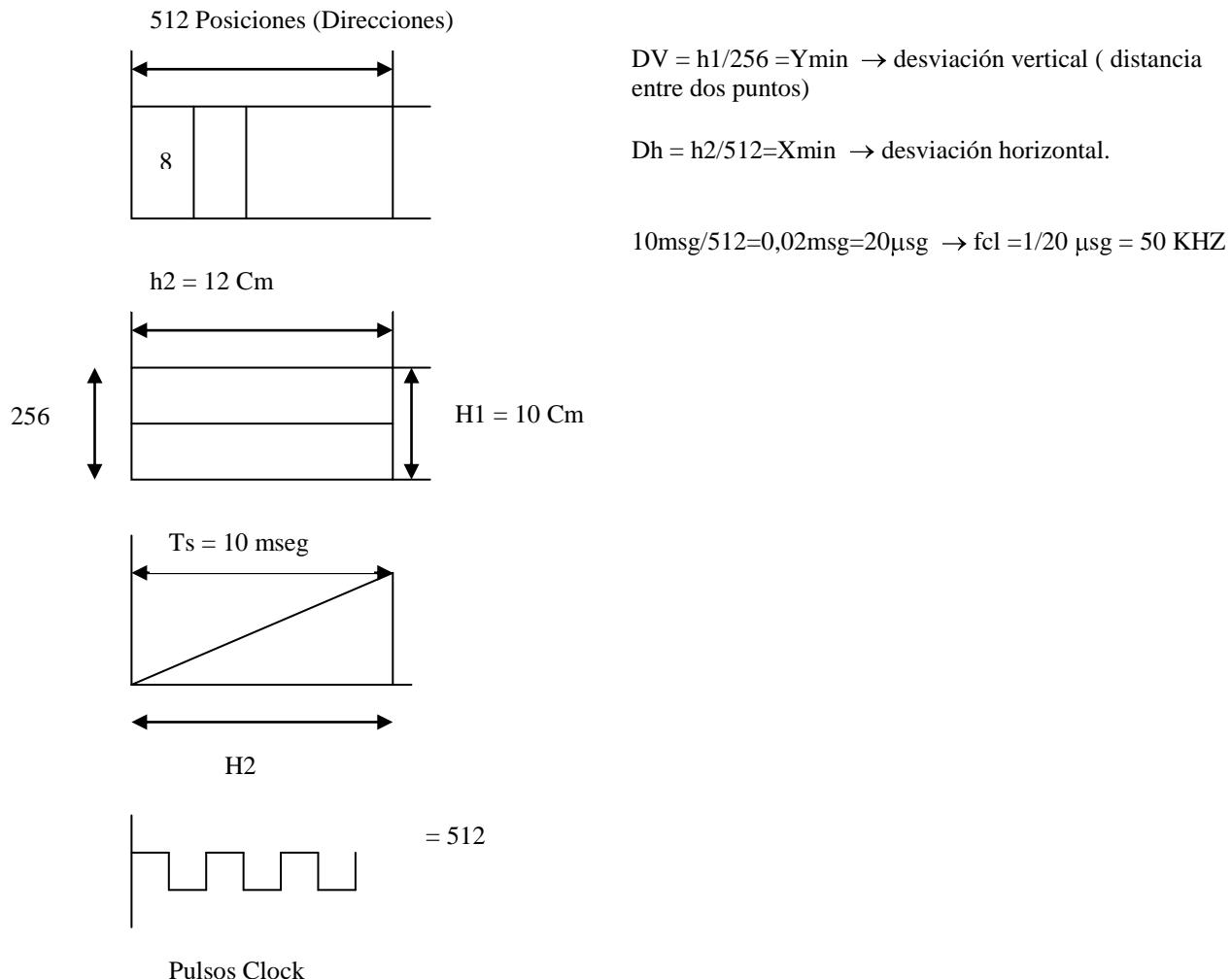
Otro factor a tener presente es la resolución en tensión de puntos de la señal capaces de ser determinados. De nada sirve un CA/ D preciso con una Base de Tiempo precisa, capaces de discriminar una gran cantidad de diferentes niveles, si no se pueden almacenar todos y cada uno de ellos. Por lo tanto la cantidad de memoria disponible en términos de números de células de amplitud igual a la de la palabra del Convertidor CA/ D, determinará la resolución de dicha señal tanto en el momento de la presentación como en el de su posterior tratamiento. En el Diagrama en Bloque del ORC, Fig. N, a continuación de la memoria tenemos los Acondicionadores de la señal para su presentación.

Como la presentación es sobre un Tubo de RC, el cual por ser un elemento analógico obliga a la reconversión de la señal digitalizada a su medio natural, para lo que se utiliza un CD / A que realiza el trabajo inverso al CA/ D y con prestaciones idénticas al mismo.

Tras el CD / A, se ubica la circuitería de presentación necesaria para operar el TRC y una Interface Analógica para conexión con un Registrador. Referente a la Interface Digital entre el ORC digital y el mundo exterior se han elegido, entre otras salidas disponibles: IEE-488, RS-232 y Binario Paralelo por ser los comunmente utilizados para interconexión con computadoras capaces de manejar Sistemas de Mediciones Automáticas.(SMA)

**Figura P: Relación de la memoria con la dimensión de la pantalla de presentación.**

RAM:  $512 \times 8$  Bits = 512 Bytes



## Reloj

Este bloque fija la velocidad de trabajo y sincroniza todo el sistema; es importante su estabilidad, siempre que la variación de frecuencia no sea grande ni varíe durante tiempos cortos, es decir, que su corrimiento sea bajo. Normalmente se usa lógica digital (CMOS)

## Control Digital Interno ( $\mu$ P)

- a) Actúa sobre los acondicionadores previos de la señal, preseleccionando, tras muestras sucesivas, todos los controles para que las mediciones se realicen de manera correcta. Esto se traduce en sencillez de manejo, exactitud y repetibilidad de la medida, sin que el usuario actúe sobre ningún control.
- b) se puede preseleccionar los diferentes medios de conversión y almacenamiento de la señal digitalizada.

- c) Permite mediciones preprogramadas e incluso secuencias de mediciones totalmente automatizadas.
- d) El firmware interno permite mayor flexibilidad en la interface con el control central, en el intercambio de información y control.
- e) Tiene posibilidad de programación de secuencias de mediciones y la autocalibración.

## **Comparación entre Osciloscopios Analógicos y Digitales**

A continuación se muestra en un cuadro comparativo las diferencias entre un osciloscopio digital y un osciloscopio analógico

<b>OSCILOSCOPIO DIGITAL ( con muestreo)</b>	<b>OSCILOSCOPIO ANALÓGICO</b>
Traza limpia y brillante sin modulación de intensidad	Permite la modulación de intensidad. En alta frecuencia el brillo es poco.
Almacenamiento ilimitado	Tiempo limitado de memoria en pantalla y técnicas fotográficas complejas.
Incremento de resolución mediante cursores.	Menor resolución aunque pueden disponer de cursores.
Información anterior al disparo mediante pretrigger.	No permite predisparo.
Ancho de banda variable en muestreo real. Gran ancho de banda en muestreo equivalente (hasta 15 GHZ o más).	Ancho de banda constante dependiente de la amplitud (difícilmente superior a 1 GHZ).
Velocidad de actualización de la pantalla lenta.	Adquisición continua.
Mayor costo que los osciloscopios analógicos.	Precios moderados.
Facilidad de manejo y análisis de señales de ocurrencia única.	Imposibilidad de captura de señales uniciclo.
Posibilitan una fácil documentación mediante conexión a plotter, impresoras, y comunicación con ordenadores.	.

### 3.- DPO ( Digital Phosphor Oscilloscop) - Osciloscopio con Fósforo Digital ( Tektronixc)

*Presenta, almacena y analiza señales complejas en tiempo real, empleando las tres dimensiones de la información de la señal: Amplitud, tiempo y distribución de la amplitud en el tiempo.*

Se puede capturar toda la información relevante de una señal en tres dimensiones: amplitud, tiempo e intensidad ( revela la distribución de amplitud en el tiempo).

Incorpora las facilidades de los osciloscopios digitales, como almacenamiento de ondas y datos, con los distintos tipos de disparos. Es una combinación de osciloscopio analógico con una pantalla con graduación de la intensidad según la repetitividad de la señal y en tiempo real, **emulando digitalmente el proceso químico de la fosforescencia** que produce una graduación de intensidad en la pantalla de los osciloscopios analógicos.

El osciloscopio digital se convierte en un instrumento universal para la adquisición de señales y datos relacionados.

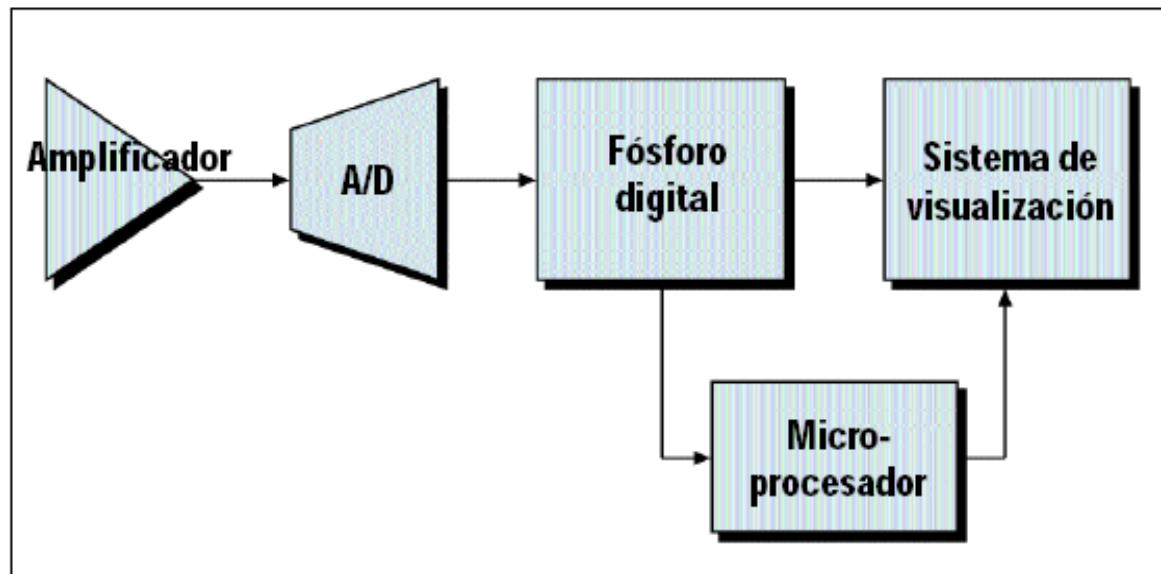


Figura Q.- En un osciloscopio de fósforo digital (DPO), primero se digitaliza la señal al igual que en los osciloscopios digitales normales. A continuación, el osciloscopio de fósforo digital efectúa un barrido dinámico por líneas ( rastering, en inglés) de la onda y lo guarda en una base de datos tridimensional denominada “fósforo digital” enviando la información periódicamente al sistema de visualización. Al mismo tiempo, el microprocesador realiza mediciones automáticas y funciones matemáticas.

El osciloscopio de fósforo digital es capaz de adquirir y visualizar continuamente información en tres dimensiones debido a su arquitectura de proceso en paralelo que integra la visualización y el sistema de adquisición. El microprocesador del osciloscopio de fósforo digital no está sobrecargado con las tareas de visualización. El procesador está dedicado exclusivamente a las mediciones automáticas y al análisis de señales. Esto se diferencia mucho de los osciloscopios digitales tradicionales, en los que cada bit de datos que va a la pantalla debe pasar primero por el procesador, que también se ocupa de realizar cálculos, el manejo de la interfaz de usuario, etc.

Este proceso en paralelo permite al osciloscopio de fósforo conseguir una excepcional velocidad de captura, que permite visualizar en pantalla la actividad de la señal en tiempo

real. Los osciloscopios digitales convencionales adquieren señal durante una pequeña fracción de tiempo, menos del 1 por ciento. El resto del tiempo se consume en procesar los datos de la onda adquirida, crear la pantalla e, inevitablemente, se ignora toda la actividad de la señal mientras se realizan las tareas anteriormente mencionadas. En contraste, los osciloscopios de fósforo digital crean la imagen de la onda directamente en el sistema de adquisición a la misma velocidad que se dispara la señal. Como resultado, la imagen responde a la actividad de la señal en tiempo real, utilizando una abundante cantidad de datos que permiten representar en pantalla la onda con precisión. Los modos de “persistencia” se utilizan a veces en los osciloscopios digitales convencionales para recrear el trazo de una onda con graduación de intensidad luminosa. Pero las pantallas con persistencia simulada se consiguen a base de un proceso posterior de las ondas ya adquiridas y no son, por tanto, en tiempo real. La persistencia así obtenida se basa en la acumulación de varias “pantallas” de datos en la memoria de pantalla, pero el tiempo que se precisa para crear la pantalla de persistencia está limitado por la velocidad de captura de ondas de los osciloscopios digitales convencionales. Los osciloscopios de fósforo digital, por otra parte, integran los sistemas de visualización y de adquisición para producir una pantalla en tiempo real con tres dimensiones de información de la señal, que se pueden ver instantáneamente en la pantalla del equipo, como sucede en los osciloscopios analógicos.

#### **4.- Uso de los osciloscopios de fósforo digital en el mundo real**

Los osciloscopios analógicos y los digitales tienen sus respectivos defectos y virtudes. Los osciloscopios de fósforo digital constituyen la primera plataforma que reúne, por primera vez, las ventajas de los dos sistemas anteriores —pero ninguno de sus defectos—, y superan con claridad a ambos. La mejor forma de comprobar esto es hacer algunas mediciones de la vida real.

#### **Una solución para la captura de señales de vídeo**

Las señales formadas por varios componentes con secciones de períodos relativamente largos son especialmente difíciles de capturar con buena precisión mediante un osciloscopio digital. Esto resulta particularmente cierto en las señales de vídeo compuesto de la Figura 2A. Estas precisan la captura de un largo período de tiempo (y, por tanto, el uso de velocidades lentas de la base de tiempos) para obtener todas las características de la onda completa.

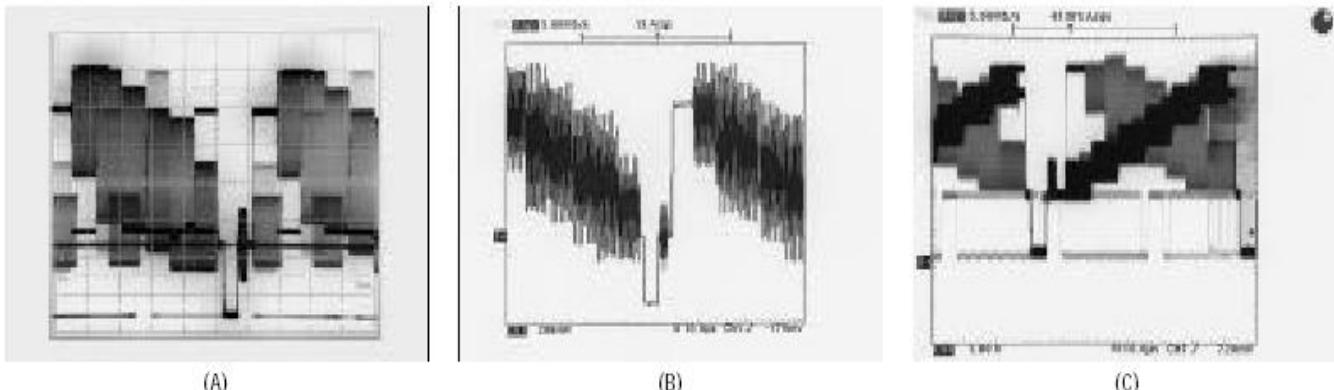


Figura 2 (A) La pantalla del osciloscopio analógico representa el perfil de la onda aceptada como correcta; (B) La pantalla del osciloscopio digital que muestra la señal de vídeo está distorsionada por el Aliasing provocado por una baja velocidad de muestreo, necesaria para poder capturar toda la onda en un solo barrido; (C) El osciloscopio de fósforo digital visualiza la señal de vídeo sin problemas de Aliasing; porciones de la onda se ven intensificadas, indicando que la señal consume más tiempo en esos puntos.

El procedimiento normal es ajustar la base de tiempos horizontal del osciloscopio digital (y por tanto la velocidad de muestreo) a un valor suficientemente bajo como para adquirir la señal al completo. En un osciloscopio digital convencional, las velocidades de muestreo lentas producen Aliasing (señales falsas) por la ausencia (o bajo contenido) de datos de la señal. El resultado es una onda distorsionada, que no representa adecuadamente el original, como se muestra en la Figura 2B. Pero aún puede ser más grave; puede representarse en pantalla una onda con precisión con una frecuencia inferior a la que realmente tiene.

La solución hasta ahora ha sido utilizar un osciloscopio analógico para ver este tipo de señales. La imagen analógica de la Figura 2A se considera como un perfil de onda “correcta”. Pero el osciloscopio analógico en tiempo real no ofrece ninguna posibilidad de almacenar, analizar o medir automáticamente la onda. La gran abundancia de datos de onda resuelve el problema de la distorsión de Aliasing en los osciloscopios de fósforo digital. La onda resultante, Figura 2C, es clara y completa, aun cuando se haya adquirido en las velocidades más lentas de la base de tiempos.

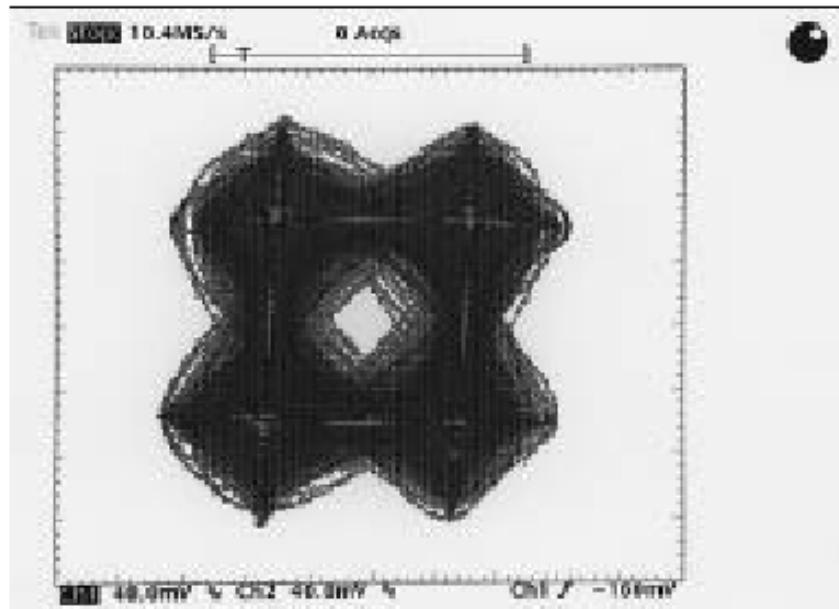
**La distorsión de Aliasing es uno de los principales problemas de los osciloscopios digitales. Además de aparecer en las mediciones de señales de vídeo, el Aliasing se presenta en las mediciones de los canales de lectura de los controladores de discos, en los sistemas de comunicación sin hilos y otras señales que requieren la captura de largos paquetes de datos formados por rápidos pulsos, lo que obliga a los ingenieros a seguir utilizando los osciloscopios analógicos en tiempo real. Con la aparición de los osciloscopios de fósforo digital de Tektronix, el Aliasing de los osciloscopios digitales finalmente ha pasado a ser un problema resuelto.**

### Un osciloscopio digital con un modo XY que funciona

En algunas aplicaciones, resulta esencial el modo de pantalla XY de un osciloscopio. En el modo de pantalla XY se compara la fase de dos señales aplicando una de ellas a la entrada vertical (como es habitual) y la otra en la entrada horizontal (en vez de usar la base de tiempos interna). El modo XY es el punto más fuerte, la característica más destacable de los

osciloscopios analógicos frente a los digitales, debido al elevado flujo de datos en tiempo real que se precisa trabajar en este modo y por ello, es un punto débil de los osciloscopios digitales. Pero en la actualidad, la complejidad de las señales moduladas digitalmente que se usan en comunicaciones inalámbricas precisan de las capacidades adicionales de los osciloscopios digitales — el ancho de banda, el disparo, el análisis, etc. En la **Figura 3** se muestra un diagrama de constelación QAM capturado con un osciloscopio de fósforo digital de Tektronix. Los lóbulos que describen los puntos de 90 grados de desplazamiento de fase son claros y estables.

El osciloscopio de fósforo digital dibuja muestras continuamente en el “fósforo digital”, leyendo y enviando esta información en serie a la pantalla, a una velocidad de 1 Mpixel/s (1 millón de puntos de pantalla cada segundo). Esta continua adquisición proporciona una dinámica y precisa pantalla XY.



**Figura 3.-** Un diagrama de constelación QAM, visto en la pantalla de un osciloscopio de fósforo digital. La adquisición continua del osciloscopio de fósforo digital proporciona una dinámica y precisa pantalla XY.

## La Potencia del DPX

## La potencia del DPX

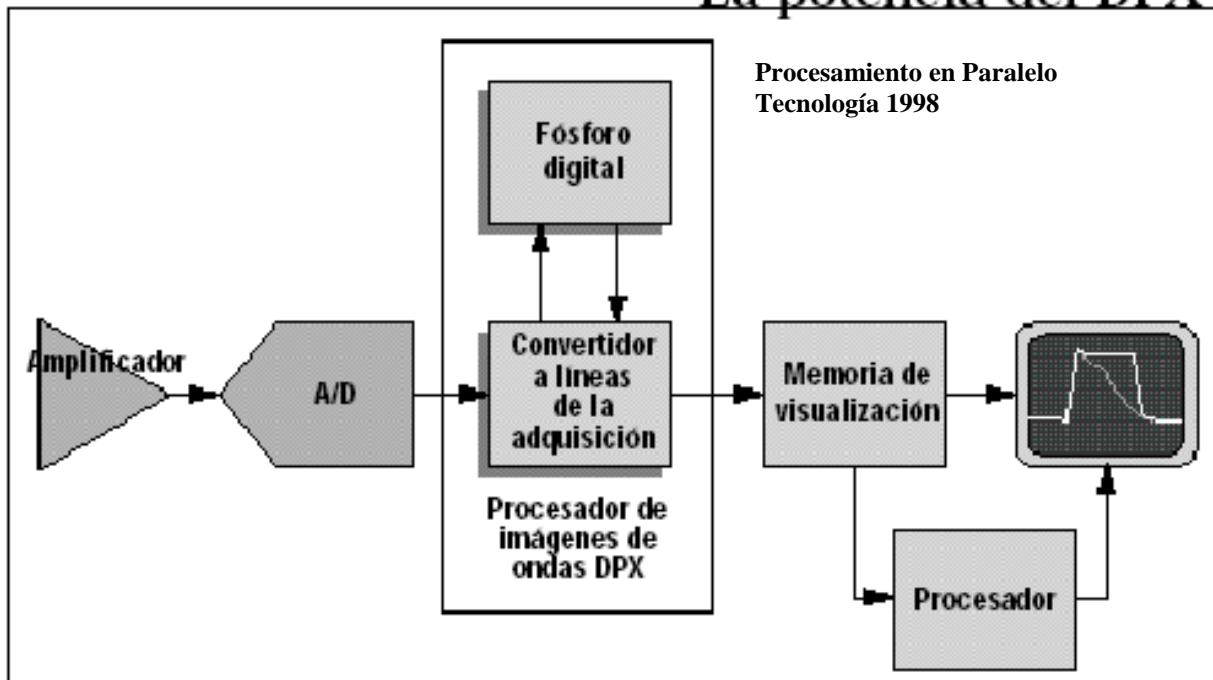
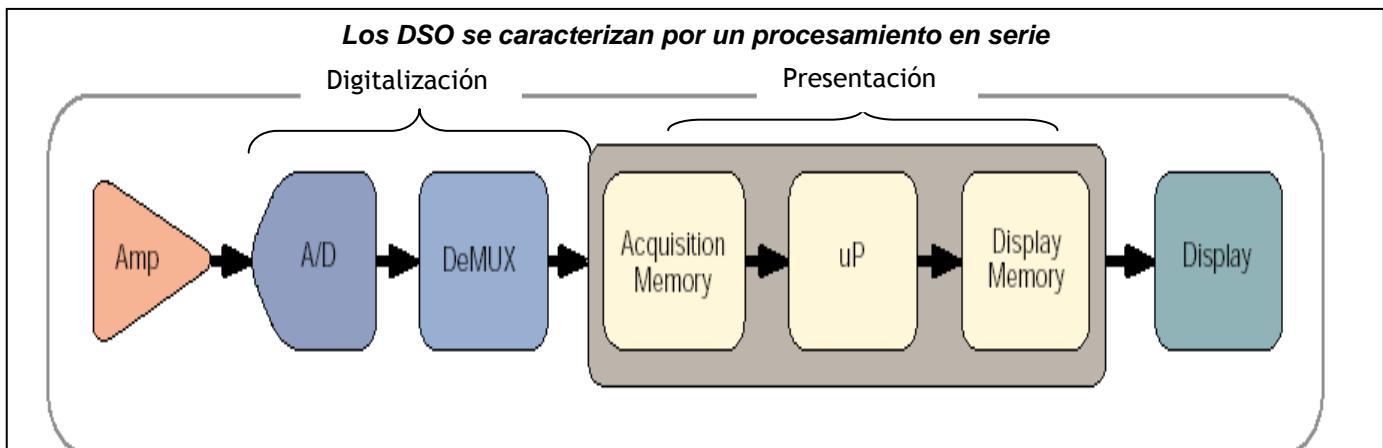


Figura 4. Diagrama de bloques simplificado de un sistema basado en el procesador DPX. Amplificador, Convertidor A/D, Fósforo digital, Convertidor a líneas de la adquisición, Memoria de visualización, Procesador de imágenes de ondas DPX.

## 5.- Procesamiento Serie – Procesamiento Paralelo

### 5.1.- Procesamiento en Serie

**DSO (Digital Storage Oscilloscop) – Osciloscopio de Almacenamiento Digital**



► Figure 5.The serial-processing architecture of a digital storage oscilloscope (DSO)

**Arquitectura de Procesamiento en Serie de un DSO:** se inicia en los DSO, en 1980, con la aparición de la Tecnología con DSP y Filtros digitales. Especial aplicación para FFTs, en DSO de varios canales. El DeMUX lo saca Tektronix en 2005 para DSO de 4 canales.

Un DSO utiliza una arquitectura de procesado en serie para capturar, presentar, y analizar señales. La presentación **depende de una pantalla de barrido** en lugar de una de fósforo luminoso.

Los osciloscopios de memoria digital (DSO) permiten la captura y visualización de eventos que ocurren solamente una vez y a los que se conoce como transitorios. Debido a que la información de la forma de onda existe en forma digital como una serie de valores binarios almacenados, ésta puede ser analizada, archivada, imprimida, y procesada de cualquier otra forma dentro del propio osciloscopio o por un ordenador externo.

Como en un osciloscopio analógico, la primera etapa (de entrada) de un DSO es un amplificador vertical. Los controles verticales permiten ajustar la amplitud y el rango de posición en esta etapa. Seguidamente, el convertidor analógico digital (CAD) del sistema horizontal muestrea la señal en puntos aislados en el tiempo y convierte el voltaje de la señal presente en estos puntos en valores digitales, denominados **puntos de muestreo**. Este proceso se conoce como **digitalización de una señal**. El reloj de muestreo del sistema horizontal determina con qué frecuencia el CAD recoge muestras. Esta velocidad se llama **velocidad de muestreo y se expresa en muestras por segundo (S/s)**.

Las muestras del CAD son almacenadas en la memoria de adquisición como puntos de la forma de onda. Varias muestras pueden conformar un punto de la forma de onda. Todos **los puntos de la forma de onda en conjunto conforman el registro de forma de onda**. El **número de puntos de forma de onda utilizados para crear un registro se denomina longitud de registro**. El disparo del sistema determina los puntos de comienzo y parada del registro. La ruta de la señal del DSO incluye un microprocesador (**μP**) a través del cual pasa la señal medida en su camino hacia la pantalla. Este microprocesador procesa la señal, coordina las actividades de presentación, gestiona los controles del panel frontal, etc. La señal pasa entonces a través de la memoria de presentación, y aparece en la pantalla del osciloscopio.

Dependiendo de las capacidades del osciloscopio, se puede efectuar procesamientos adicionales en los puntos de muestreo, lo que mejorará la presentación. También puede disponerse de un **predisparo**, que permite ver eventos antes del punto de disparo. Un DSO proporciona altas prestaciones en un instrumento multicanal de tiempo real (ver la Figura 17). **Los DSO son ideales para aplicaciones de baja velocidad de repetición o de ocurrencia única, de alta velocidad, y de diseño que precisen múltiples canales**. En el mundo real del diseño digital, normalmente se examina 4 o más señales simultáneamente, lo que hace del DSO un colaborador muy estimable.

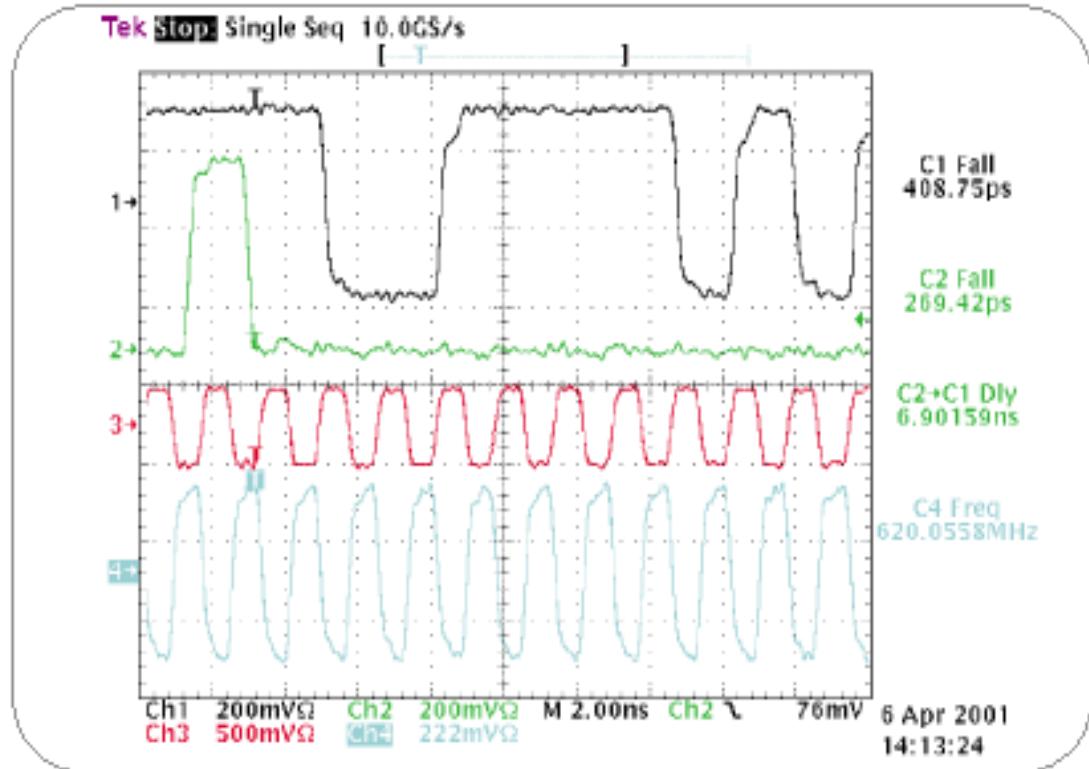


Figura 6: El TDS694C proporciona alta velocidad y adquisición en disparo único a través de canales múltiples, aumentando la posibilidad de capturar espurios infrecuentes así como eventos transitorios.

## 5.2.- Procesamiento en Paralelo

DPO ( Digital Phosphor Oscilloscop) - Osciloscopio con Fósforo Digital

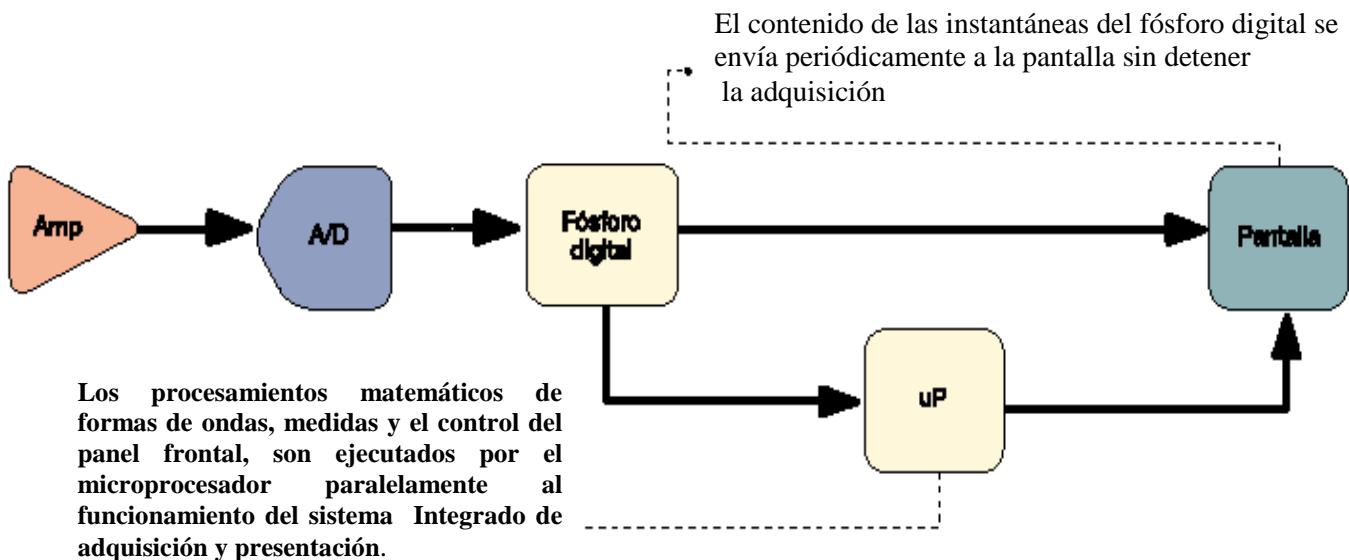


Figura 7. Arquitectura de procesado en paralelo de un osciloscopio de fósforo digital (DPO). (Tektronix 2001)

Un DPO utiliza una arquitectura de procesado en paralelo para llevar a cabo estas funciones, como se indica en la Figura 18. La arquitectura del DPO utiliza ASIC de hardware exclusivo para adquirir imágenes de las formas de onda, proporcionando altas velocidades de captura de forma de onda, que redundan en un elevado nivel de visualización de la señal. Esta prestación aumenta la probabilidad de observar los eventos transitorios que ocurren en los sistemas digitales, tales como pulsos de escasa amplitud (seudopulsos o "runt"), espurios y errores de transición.

La primera etapa (de entrada) de un DPO es similar a la de un osciloscopio analógico, un amplificador vertical, y su segunda etapa es similar a la de un DSO, un ADC. Pero el DPO difiere significativamente de sus predecesores a partir de esta conversión analógica/digital. En cualquier osciloscopio —analógico, DSO o DPO— hay siempre un tiempo de retención ("holdoff") durante el cual el instrumento procesa los datos más recientemente adquiridos, restaura el sistema, y espera el siguiente evento de disparo. Durante este tiempo, el osciloscopio está ciego ante cualquier actividad de la señal. La probabilidad de ver un evento infrecuente o de baja repetición, disminuye conforme aumenta este tiempo de retención.

Hay que tener en cuenta que **es imposible determinar la probabilidad de captura simplemente analizando la velocidad de actualización de la pantalla**. Si se depende solamente de la velocidad de actualización, es fácil cometer el error de creer que el osciloscopio está capturando toda la información pertinente acerca de la forma de onda cuando, en realidad, esto no es así.

Se ha visto que el osciloscopio de memoria digital procesa en serie las formas de onda capturadas. La velocidad de su microprocesador es un cuello de botella en este proceso, porque limita la velocidad de captura de las formas de onda.

**El DPO explora los datos digitalizados de la forma de onda sobre una base de datos de fósforo digital.** Cada **1/30 de segundo** —tan rápido como la propia percepción del ojo humano— se envía directamente al sistema de presentación una instantánea de la imagen de la señal que está almacenada en esta base de datos. **Esta exploración directa de los datos de la forma de onda y su copia directa en la memoria de presentación desde la base de datos, elimina el cuello de botella del procesado de datos, inherente a otras arquitecturas.** El resultado es una mejora del tiempo de actividad del osciloscopio, y una viva actualización de la presentación. Los detalles de la señal, los eventos intermitentes, y las características dinámicas de la señal, se capturan en tiempo real. El microprocesador del DPO trabaja en paralelo con este sistema de adquisición integrado para la gestión de la presentación, la automatización de las medidas, y el control del instrumento, para que ello no afecte a la velocidad de adquisición del osciloscopio.

**Un DPO emula fielmente los mejores atributos de presentación de un osciloscopio analógico**, presentando la señal en tres dimensiones: tiempo, amplitud y distribución de la amplitud en el tiempo, y todo ello en tiempo real. Contrariamente a **la confianza en el fósforo químico de un osciloscopio analógico, un DPO utiliza un fósforo digital puramente electrónico que, en realidad, es una base de datos constantemente actualizada**. Esta base de datos dispone de una "celda" individual de información por cada pixel en la pantalla del osciloscopio. Cada vez que se captura una forma de onda —es decir, cada vez que el osciloscopio se dispara— ésta queda mapeada dentro de las celdas del fósforo digital de la base de datos. Cada celda representa un punto de la pantalla y si una

celda resulta "tocada" por la forma de onda, su información de intensidad quedará reforzada, mientras que las otras celdas no cambiarán. De esta forma, la información de la intensidad aumentará en las celdas por donde la forma de onda pasa con mayor frecuencia.

Cuando la información de la base de datos de fósforo digital llega a la pantalla del osciloscopio, la presentación ilumina áreas de la forma de onda en proporción a la frecuencia de ocurrencia de la señal en cada punto, muy similar a las características de la gradación de intensidad. El DPO también permite la presentación en pantalla de información acerca de la variación de la frecuencia de ocurrencia mediante contraste de colores, a diferencia de un osciloscopio analógico. **Con un DPO es fácil observar la diferencia entre una forma de onda que ocurre en casi todos los disparos y otra que ocurre, por ejemplo, cada 100 disparos.** Los osciloscopios de fósforo digital (DPO) rompen la barrera existente entre las tecnologías de osciloscopios digitales y analógicos. Son igualmente apropiados para la visualización de altas y bajas frecuencias, para formas de onda repetitivas, transitorias, y para variaciones de la señal en tiempo real. **Solamente un DPO proporciona el eje Z (intensidad) en tiempo real, el cual no está disponible en los DSO convencionales.**

Un DPO es magnífico para test de máscaras de comunicaciones, depuración digital de señales intermitentes, diseño digital repetitivo, y aplicaciones de medidas de tiempo. de captura de eventos infrecuentes e intermitentes, y revela el comportamiento dinámico de la señal.

En el corazón de los osciloscopios de fósforo digital de altas prestaciones de Tektronix, se encuentra el procesador de ondas de imagen DPX; un circuito diseñado a medida (ASIC) por Tektronix que permite obtener velocidades de captura de ondas comparables a los más rápidos osciloscopios analógicos en tiempo real.

El DPX combina la conversión a líneas de los datos adquiridos con una gran base de datos en tres dimensiones (3-D) y altas velocidades de captura de ondas, consiguiendo visualizar en la pantalla del osciloscopio de fósforo digital una excepcional densidad de datos.

El DPX acumula la información de la señal en una matriz de números enteros de 500 x 200. Cada entero de la matriz representa un punto de imagen (pixel) en la pantalla del osciloscopio de fósforo digital, que incluye 21 bits de información de graduación de brillo (o intensidad luminosa). Si la señal atraviesa repetidamente el mismo, se actualiza también repetidamente el valor de la posición de la matriz de datos para reflejar este hecho. A lo largo de un número elevado de muestras, la matriz consigue obtener un detallado mapa de la intensidad de la señal en cada punto. El resultado es una forma de onda cuya intensidad varía en proporción con la frecuencia de repetición de cada punto — una variante de "escala de grises" propia de los osciloscopios analógicos en tiempo real.

Pero, a diferencia de los osciloscopios analógicos, el DPX puede traducir los diferentes grados de luminosidad en colores. En la **Figura 8) siguiente** se usa la onda de un circuito lógico metaestable para ilustrar este efecto. Los niveles de intensidad claramente expresan la frecuencia de "ocurrencia" o repetición en cada punto de la pantalla. El histograma que aparece encima del trazo principal representa estadísticamente la información de intensidad de la señal.

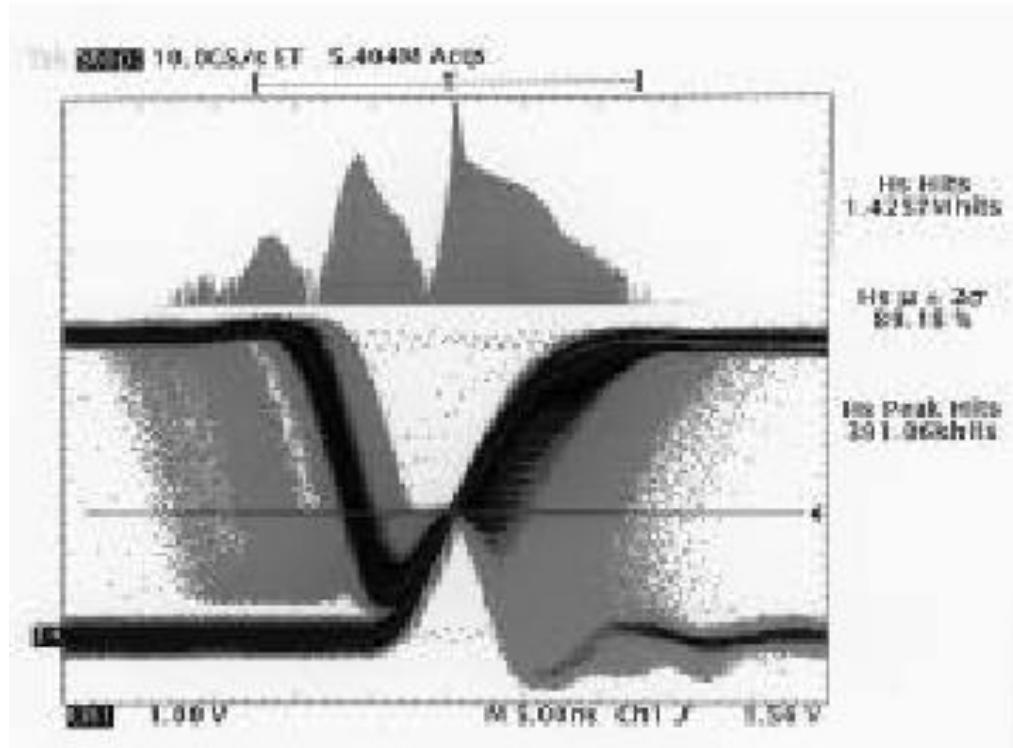


Figura 8. Una imagen de un osciloscopio de fósforo digital con tecnología DPX que muestra cómo la intensidad del trazo revela la frecuencia de repetición de paso por ese punto.

El sistema de adquisición muestrea continuamente a la máxima velocidad, disparando y construyendo la imagen e introduciendo un tiempo muerto mínimo entre dos adquisiciones consecutivas. El DPX puede registrar hasta 200,000 formas de onda por segundo —1000 veces más datos que un osciloscopio convencional— y 500,000 muestras en una adquisición. Se envía una nueva instantánea del “fósforo digital” al sistema de visualización cada 1/30 de segundo, sin interrumpir el proceso de adquisición. Los datos de la onda que están en la matriz tridimensional dinámica del DPX se pueden acceder para obtener información estadística sobre la señal. En el modo de histograma, el procesador del DPX extiende cada punto del “fósforo digital” de una profundidad de 32 bits a 64 bits. Esto permite al osciloscopio construir una base de datos con significado estadístico en unos pocos minutos en vez de tener que esperar horas e incluso días. La función interna de histograma reúne información cuantitativa de la distribución de la señal en tiempo real o la guarda junto con la onda almacenada. El DPX permite también obtener pantallas XYZ, donde la entrada Z se usa para activar la información XY cuando se crean, por ejemplo, diagramas de constelación en señales de comunicación inalámbrica. La base de datos en 3-D puede ser exportada a través del puerto paralelo GPIB, el lector de discos o un lector de discos Zip a una computadora personal (PC) para su posterior análisis o trazado en 3D. Estos datos componen una imagen tridimensional en la que el eje Z representa la frecuencia de repetición del punto XY. Al igual que en la propia pantalla del osciloscopio, se puede utilizar el color para aumentar la legibilidad. La Figura C muestra el gráfico resultante.

Los osciloscopios digitales convencionales simplemente no pueden producir este tipo de pantallas, porque no consiguen la suficiente densidad de muestras o adquisición continua.

## **6.- Eventos aleatorios o poco frecuentes puestos al descubierto**

La ventaja de poder capturar eventos aleatorios o poco frecuentes convierte a los osciloscopios de fósforo digital en los instrumentos ideales para depurar los más avanzados diseños electrónicos. De nuevo aquí, la extraordinaria velocidad de captura de ondas de los osciloscopios de fósforo digital significa que el instrumento consume mucho más tiempo adquiriendo datos que procesándolos para representarlos en pantalla, por lo que los transitorios infrecuentes u occasioales pasan difícilmente ignorados por el sistema; es decir, son capturados y visualizados. Adicionalmente, la graduación de intensidad luminosa del trazo proporciona la información de la frecuencia con que se produce el transitorio, en relación con otros componentes de la señal de pantalla.

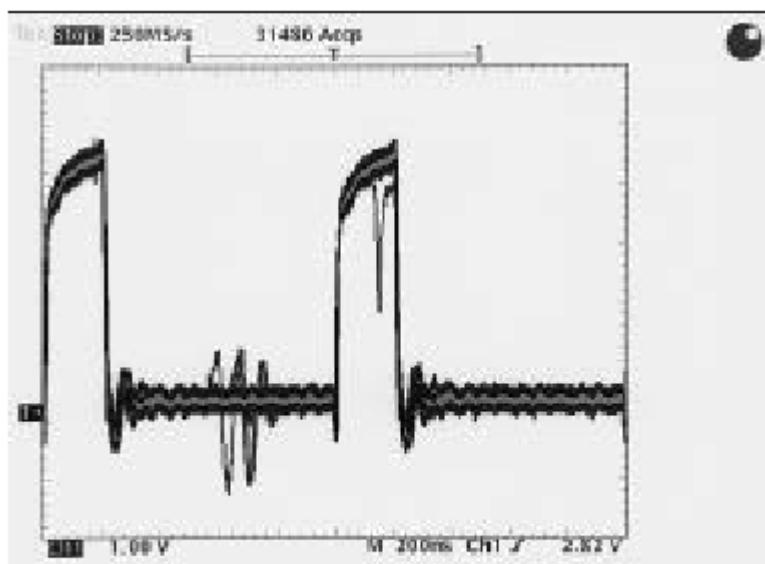


Figura 9.- La aberración de menor luminosidad en el pulso que está en el centro de la pantalla significa que sucede con menos frecuencia que la onda normal del pulso. La diferencia de luminosidad pone rápidamente de manifiesto el transitorio

La Figura 9) anterior muestra una señal formada por pulsos ampliamente separados, ruido intermitente y transitorios. Advierta la aberración de menor luminosidad en el pulso que está en el centro de la pantalla. Esta es una variante del pulso que se produce menos frecuentemente que el resto de la forma de onda de pulsos. La ventaja de poder detectar tales aberraciones resulta especialmente útil para localizar averías y problemas en diseños y aplicaciones.

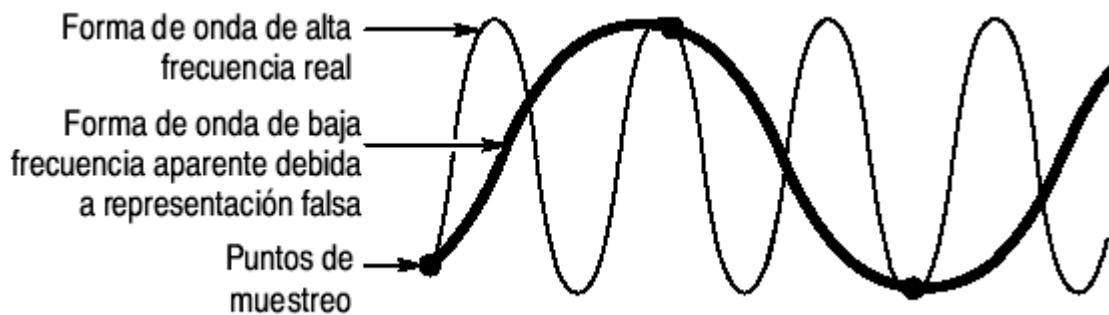
## **Síntesis**

Los nuevos osciloscopios de fósforo digital superan las prestaciones de los osciloscopios analógicos y digitales. Su arquitectura de adquisición y visualización integrada permite a los osciloscopios de fósforo digital conseguir su trazo gradualmente intensificado con la repetitividad del evento y la ausencia de Aliasing que puede esperarse de un osciloscopio analógico, además de la capacidad de almacenar y analizar ondas propias de los osciloscopios digitales. La herramienta de medición resultante es superior a la suma de sus

partes, proporcionando detalles del comportamiento de las señales con una precisión nunca antes alcanzada.

## 7.- Representaciones falsas en el dominio de tiempo - Aliasing

Se produce una representación falsa (aliasing) cuando el osciloscopio no realiza muestreos de la señal con rapidez suficiente como para generar un registro de forma de onda exacto. Cuando esto sucede, el osciloscopio muestra una forma de onda de frecuencia inferior a la forma de onda real de entrada, o bien, dispara y presenta una forma de onda inestable.



El osciloscopio representa señales con exactitud, pero esto se ve limitado por el ancho de banda de la sonda, el ancho de banda del osciloscopio y la velocidad de muestreo. Para evitar representaciones falsas, el osciloscopio debe realizar muestreos de la señal a una velocidad superior al doble de la del componente de frecuencia más alta de la señal.

La frecuencia más alta que la velocidad de muestreo del osciloscopio puede teóricamente representar corresponde a la frecuencia de Nyquist. La velocidad de muestreo se denomina velocidad de Nyquist y equivale al doble de la frecuencia de Nyquist.

Los modelos de osciloscopio con anchos de banda de 60 MHz o de 100 MHz realizan muestreos a velocidades de hasta una giga muestra por segundo (GS/s). Modelos con ancho de banda de 200 MHz realizan muestreos a velocidades de hasta 2 GS/s. En ambos casos, las velocidades de muestreo máximas equivalen por lo menos a diez veces el ancho de banda. Las velocidades de muestreo altas permiten reducir la posibilidad de representaciones falsas.

En la tabla siguiente se da una lista de las bases de tiempo que se deben utilizar para evitar las representaciones falsas a distintas frecuencias, con su respectiva velocidad de muestreo. Con el valor más rápido de SEC/DIV, es probable que no se produzca una representación falsa debido a las limitaciones del ancho de banda de los amplificadores de entrada del osciloscopio.

**Valores para evitar representaciones falsas en modo de muestreo**

Base de tiempos (SEC/DIV)	Muestreos por segundo	Componente de máxima frecuencia
De 25 a 250,0 ns	1 GS/s o 2 GS/s*	200,0 MHz**
500,0 ns	500,0 MS/s	200,0 MHz**
1,0 $\mu$ s	250,0 MS/s	125,0 MHz**
2,5 $\mu$ s	100,0 MS/s	50,0 MHz**
5,0 $\mu$ s	50,0 MS/s	25,0 MHz**
10,0 $\mu$ s	25,0 MS/s	12,5 MHz**
25,0 $\mu$ s	10,0 MS/s	5,0 MHz
50,0 $\mu$ s	5,0 MS/s	2,5 MHz
100,0 $\mu$ s	2,5 MS/s	1,25 MHz
250,0 $\mu$ s	1,0 MS/s	500,0 kHz
500,0 $\mu$ s	500,0 kS/s	250,0 kHz

\* Según el modelo de osciloscopio.

\*\* Ancho de banda reducido a 6 MHz con una sonda 1X.

**Valores para evitar representaciones falsas en modo de muestreo (continuación)**

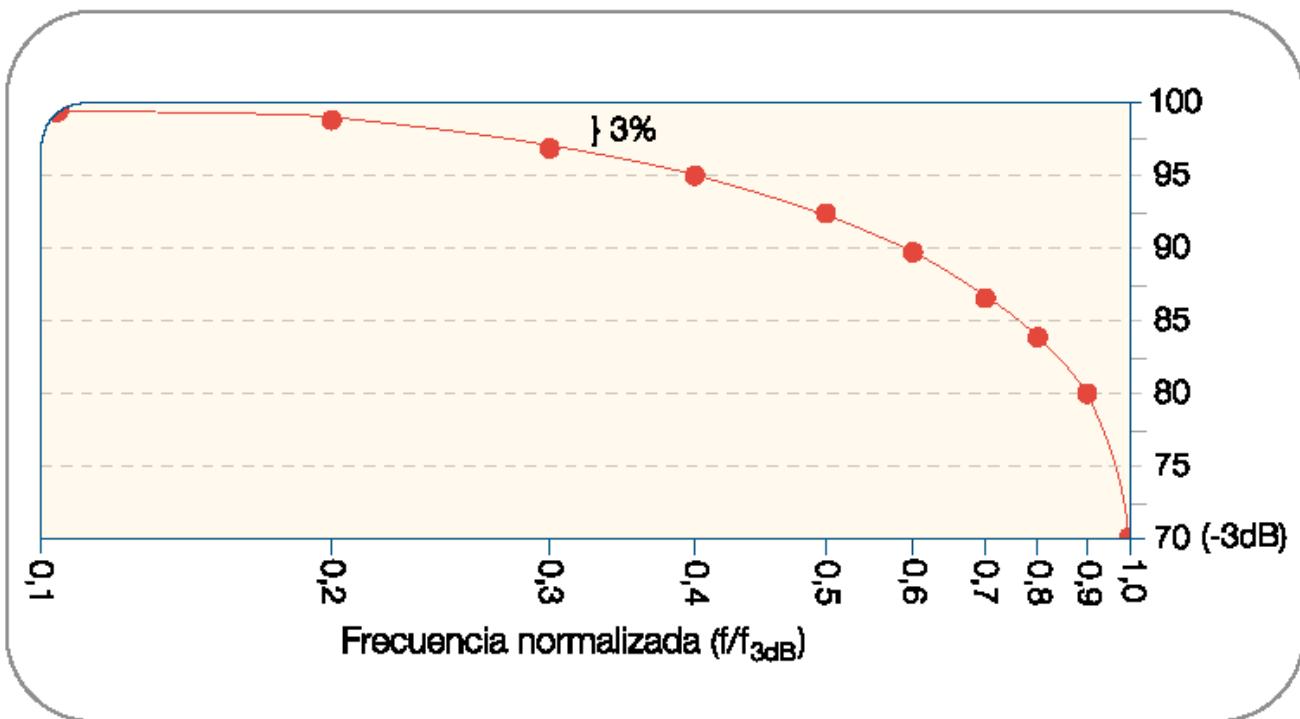
Base de tiempos (SEC/DIV)	Muestreos por segundo	Componente de máxima frecuencia
1,0 ms	250,0 kS/s	125,0 kHz
2,5 ms	100,0 kS/s	50,0 kHz
5,0 ms	50,0 kS/s	25,0 kHz
10,0 ms	25,0 kS/s	12,5 kHz
25,0 ms	10,0 kS/s	5,0 kHz
50,0 ms	5,0 kS/s	2,5 kHz
100,0 ms	2,5 kS/s	1,25 kHz
250,0 ms	1,0 kS/s	500,0 Hz
500,0 ms	500,0 S/s	250,0 Hz
1,0 s	250,0 S/s	125,0 Hz
2,5 s	100,0 S/s	50,0 Hz
5,0 s	50,0 S/s	25,0 Hz
10,0 s	25,0 S/s	12,5 Hz
25,0 s	10,0 S/s	5,0 Hz
50,0 s	5,0 S/s	2,5 Hz

## 8.- Características técnicas principales

### 8.1.- Ancho de banda ( BW)

Esta especificación indica el rango de frecuencia que el osciloscopio puede medir con precisión. Conforme aumenta la frecuencia de la señal, disminuye la capacidad del osciloscopio para presentar la señal con exactitud. **Esta especificación indica el rango de frecuencia que el osciloscopio puede medir con precisión.**

Por lo general, el ancho de banda se calcula desde 0Hz (continua) hasta la frecuencia a la cual una señal de tipo sinusoidal se visualiza a un 70.7% del valor aplicado a la entrada (lo que corresponde a una atenuación de 3dB).



El ancho de banda de un osciloscopio es la frecuencia a la que una señal sinusoidal se presenta atenuada en un 70,70% respecto a la verdadera amplitud de la señal. Este punto se conoce como el punto a -3 dB.

Sin un ancho de banda adecuado, el osciloscopio no podrá resolver los cambios de alta frecuencia. La amplitud se distorsionará. Los flancos se desvanecerán. Los detalles se perderán. Sin un ancho de banda adecuado, todas las características y prestaciones de un osciloscopio no tendrán ningún valor.

**Regla de las 5 veces:** Ancho de banda requerido del osciloscopio = Componente de más alta frecuencia de la señal a medir x 5

Un osciloscopio que se haya seleccionado utilizando la Regla de las 5 veces presentará menos del +/-2% de error en las medidas, típicamente suficiente para las aplicaciones actuales.

## 8.2.- Tiempo de Subida ( $t_r$ )

El osciloscopio deberá tener un tiempo de subida suficientemente pequeño para capturar con precisión los detalles de las transiciones rápidas.

El tiempo de subida describe el rango de frecuencia útil de un osciloscopio. Para el cálculo del tiempo de subida requerido en un osciloscopio, se utiliza la siguiente ecuación:

$$\begin{aligned} \text{Tiempo de subida requerido en el osciloscopio} &= \\ \text{Tiempo de subida más rápido de la señal medida} &\div 5 \end{aligned}$$

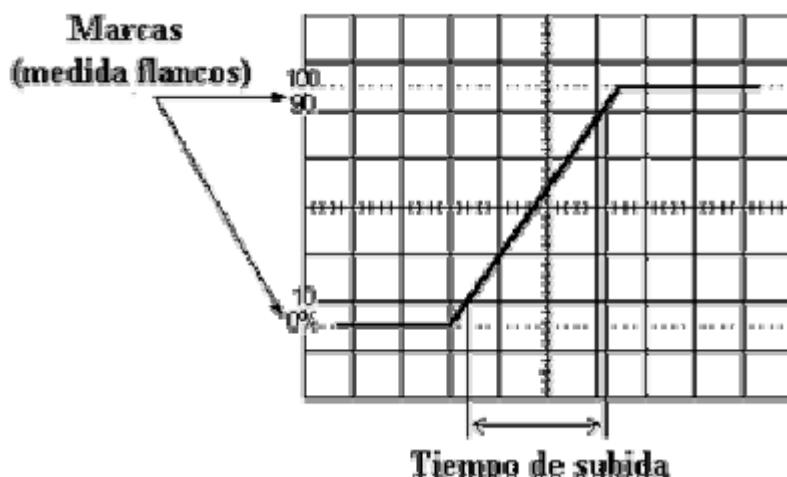
Como en el caso del ancho de banda, la consecución de esta regla práctica puede no siempre ser posible dada la alta velocidad de las señales actuales. Hay que recordar siempre

que un osciloscopio con tiempos de subida más rápidos capturará más precisamente los detalles críticos de las transiciones rápidas.

El ancho de banda, BW, y el tiempo de subida,  $t_r$ , de un osciloscopio se pueden relacionar mediante una constante, utilizando la ecuación:

$$\text{Ancho de banda} = \frac{k}{\text{Tiempo de subida}}$$

donde  $k$  ( $k = \text{constante}, 0.35 < k < 0.45$ ) es un valor entre 0,35 y 0,45, dependiendo de la forma de la curva de respuesta de frecuencia del osciloscopio y de la respuesta del tiempo de subida. Los osciloscopios con un ancho de banda  $< 1$  GHz típicamente tienen un valor de 0,35, mientras que los osciloscopios con un ancho de banda  $> 1$  GHz tienen habitualmente valores entre 0,40 y 0,45.



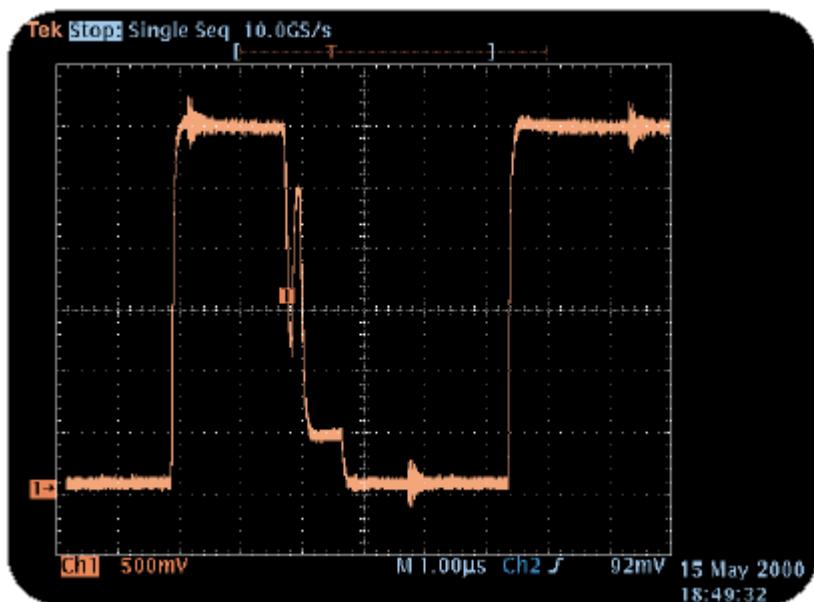
Algunas familias lógicas producen tiempos de subida inherentemente más rápidos que otras, según se ilustra en la figura siguiente

Familia lógica	Señal típica Tiempo de subida	Ancho de banda calculado de la señal
TTL	2 ns	175 MHz
CMOS	1,5 ns	230 MHz
GTL	1 ns	350 MHz
LVDS	400 ps	875 MHz
ECL	100 ps	3,5 GHz
GaAs	40 ps	8,75 GHz

### 8.3.- Velocidad de Muestreo

La velocidad de muestreo se expresa en muestras ("Samples") por segundo (**S/s**), e indica con qué frecuencia un osciloscopio digital tomará una instantánea, o una muestra, de la señal. Cuanto más rápida es la velocidad de muestreo de un osciloscopio, mayores serán la resolución y el detalle de la forma de onda presentada, y menor la probabilidad de que se pierda información crítica o eventos de interés, como se muestra en la **Figura 10**.

La velocidad de muestreo mínima también puede ser importante si se necesitan ver señales que cambian lentamente a lo largo de grandes períodos de tiempo. Típicamente, la velocidad de muestreo presentada cambia según los cambios que se realizan en el control de la escala horizontal con el fin de mantener un número constante de puntos en el registro de la forma de onda presentada.



**Figura 10:** Una mayor velocidad de muestreo proporciona una mayor resolución de la señal, asegurando así la observación de eventos intermitentes.

Para reconstruir con precisión una señal y evitar el aliasing (presentación de señales no existentes), el teorema de Nyquist dice que hay que muestrear la señal al menos dos veces más rápido que su componente de frecuencia más elevada. Este teorema, sin embargo, da **por supuesto una longitud de registro infinita y una señal continua**. Puesto que ningún osciloscopio ofrece una longitud de registro infinita y, por definición, los espurios no son continuos, **el muestreo a solamente dos veces la velocidad de la componente de frecuencia más elevada generalmente no será suficiente**.

En realidad, la reconstrucción precisa de una señal depende de la velocidad de muestreo para capturar muestras de la señal de entrada, del método de interpolación utilizado para presentar la señal en display para llenar los espacios entre dos muestras consecutivas o puntos. Algunos osciloscopios permiten seleccionar una interpolación **seno (x)/x** para la medida de señales sinusoidales, o bien una interpolación lineal para señales cuadradas, pulsos y otros tipos de señal. Esta última consiste en unir dos puntos de muestras según la ecuación de una línea recta.

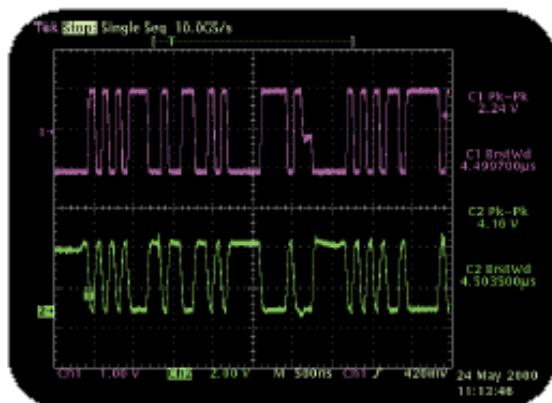
Para una reconstrucción precisa utilizando la interpolación **seno (x)/x**, el osciloscopio deberá tener una velocidad de muestreo de **al menos 2,5 veces la componente de frecuencia más elevada de la señal**. Utilizando la interpolación lineal, la velocidad de muestreo deberá ser al menos **10 veces la componente de frecuencia** más elevada de la señal.

Algunos sistemas de medida con velocidades de muestreo de hasta **20 GS/s y anchos de banda de hasta 4 GHz** están optimizados para capturar eventos muy rápidos, de ocurrencia única, y transitorios, muestreando en exceso (sobremuestreo) hasta una velocidad de 5 veces el ancho de banda.

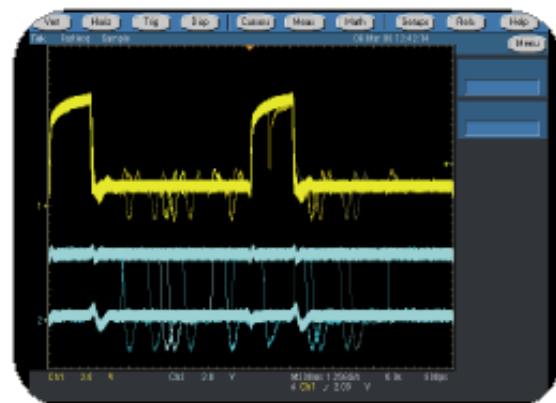
#### 8.4.- Velocidad de captura de formas de onda

Todos los osciloscopios parpadean, es decir, todos abren y cierran "sus ojos" un determinado número de veces por segundo para capturar la señal. **Esto es la velocidad de captura de formas de onda, expresada en formas de onda por segundo (wfms/s)**. Mientras que la velocidad de muestreo indica con qué frecuencia el osciloscopio toma muestras de la señal de entrada dentro de una forma de onda o ciclo, **la velocidad de captura indica la rapidez con la que un osciloscopio adquiere formas de onda completas**.

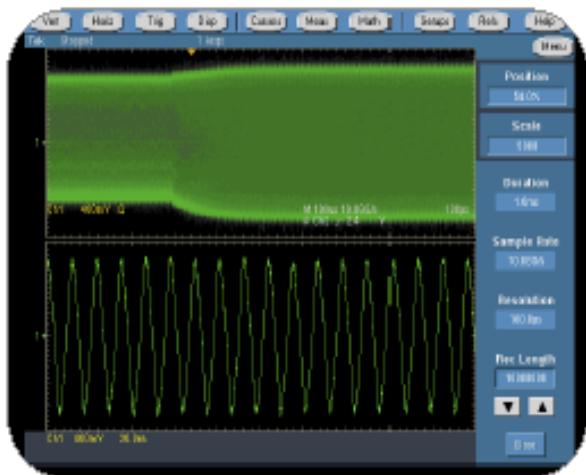
Las velocidades de captura de forma de onda varían ampliamente, dependiendo del tipo y nivel de prestaciones del osciloscopio. Los osciloscopios con altas velocidades de captura de forma de onda ofrecen una profundidad visual más completa acerca del comportamiento de la señal, y aumentan extraordinariamente la probabilidad de que el osciloscopio capture rápidamente anomalías transitorias tales como inestabilidades, seudopulsos, espurios o errores de transición (Ver Figuras 11 y 12).



**Figura 11.** Un DSO es la solución ideal para aplicaciones de diseño digital con requerimientos multicanal, de alta velocidad y de señal no repetitiva.



**Figura 12.** Un DPO permite un nivel superior de observación del comportamiento de la señal, proporcionando velocidades de captura de forma de onda mucho más grandes y una presentación tridimensional, convirtiéndose en la mejor herramienta de diagnóstico y localización de fallos en diseños de tipo general para un amplio rango de aplicaciones.



*Figura 13. La captura en detalle de las altas frecuencias en esta portadora de señal modulada de 85 MHz requiere una elevada resolución de muestreo (100 ps). La observación de la envolvente completa de modulación de la señal requiere un gran período de tiempo (1 ms). Utilizando una gran longitud de registro (10 MB), el osciloscopio podrá mostrar ambos elementos de la señal.*

Los osciloscopios de memoria digital (DSO) utilizan una arquitectura de procesado en serie para capturar entre **10 y 5.000 wfms/s**. Algunos DSO poseen un modo especial que **captura una ráfaga de múltiples señales sobre una gran memoria**, proporcionando temporalmente velocidades muy elevadas de captura de formas de onda, **seguidas por largos períodos de tiempo de procesado**, que reducen la probabilidad de capturar eventos esporádicos e intermitentes.

La mayoría de los osciloscopios de fósforo digital (DPO) **utilizan una arquitectura de procesado en paralelo para proporcionar velocidades de captura de forma de onda muchísimo más elevadas**. Algunos DPO pueden adquirir millones de formas de onda en cuestión de segundos, lo cual aumenta de forma significativa la probabilidad de captura de eventos infrecuentes e intermitentes, permitiendo ver más rápidamente los posibles problemas en la señal. Además, la capacidad del DPO para adquirir y presentar tres dimensiones del comportamiento de la señal en tiempo real —amplitud, tiempo y distribución de la amplitud en el tiempo— da como resultado un nivel superior de análisis del comportamiento de la señal.

### 8.5.- Longitud de registro

La longitud de registro, expresada como el número de puntos que conforman un registro completo de longitud de onda, determina la cantidad de datos que se pueden capturar en cada canal. Puesto que un osciloscopio puede almacenar solamente un número limitado de muestras, la duración (el tiempo) de la forma de onda será inversamente proporcional a la velocidad de muestreo del osciloscopio.

$$\text{Intervalo de tiempo} = \frac{\text{Longitud de registro}}{\text{Velocidad de muestreo}}$$

Los actuales osciloscopios permiten seleccionar la longitud de registro para optimizar el nivel de detalle necesario en su aplicación. Si se está analizando una señal sinusoidal

extremadamente estable, puede que una longitud de registro **de 500 puntos** sea suficiente, pero si se están aislando las causas de anomalías de tiempo en una trama compleja de datos digitales, pueden ser necesarios **un millón de puntos o más** para una longitud de registro determinada.

## 8.6.- Disparo

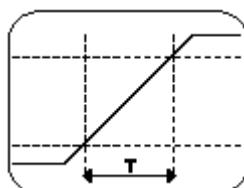
La función de disparo de un osciloscopio, sincroniza el barrido horizontal con el punto correcto de la señal, siendo esencial para una clara caracterización de la señal. Los controles de disparo permiten estabilizar las formas de onda repetitivas y la captura de formas de onda de ocurrencia.

El disparo hace que las formas de onda repetitivas aparezcan inmóviles en la pantalla del osciloscopio, mostrando repetidamente la misma sección de la señal de entrada.

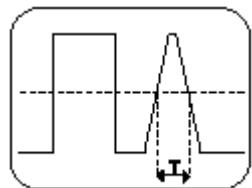
El disparo por flanco, disponible en los osciloscopios analógicos y digitales, es el tipo de disparo básico y más común en la actualidad. Anteriormente en los analógicos eran comunes los disparos por nivel, pero los hacían lentos frente a señales de rápido tiempo de crecimiento. Además del umbral de disparo que ofrecen los osciloscopios analógicos y digitales, muchos osciloscopios digitales ofrecen un conjunto de configuraciones de disparos especializados que no ofrecen los instrumentos analógicos. Estos disparos responden a condiciones específicas de la señal de entrada y facilitan la detección, por ejemplo, de un pulso que sea más estrecho de lo que debería ser. Sería imposible detectar tal condición con un disparo de umbral de voltaje solamente.

El disparo en osciloscopios digitales y de fósforo es similar a la de los Analizadores Lógicos.

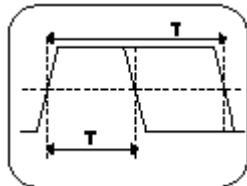
**Disparo por velocidad de transición.** Las señales de alta frecuencia con velocidades de transición más rápidas de lo esperado o de lo necesario, pueden radiar energía causante de problemas. El disparo por velocidad de transición supera al disparo por flanco convencional, añadiendo el elemento tiempo y permitiendo el disparo selectivo sobre flancos lentos o rápidos.



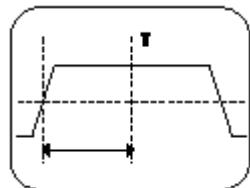
**Disparo por espurios ("glitch").** El disparo por espurios permite disparar en pulsos digitales que son más estrechos o más anchos que un límite de tiempo definido por el usuario. Este control de disparo permite examinar las causas de los más infrecuentes espurios y sus efectos sobre otras señales.



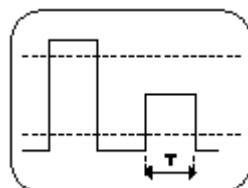
**Disparo por ancho de pulso.** Utilizando el disparo por ancho de pulso se puede monitorizar indefinidamente una señal y efectuar el disparo en la primera ocurrencia de un pulso cuya duración (ancho de pulso) esté fuera de los límites permisibles.



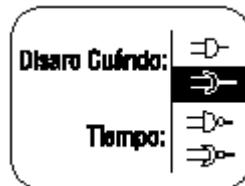
**Disparo por lapso de tiempo (timeout).** El disparo por lapso de tiempo permite disparar en un evento sin necesidad de esperar a que termine el pulso del disparo, disparando en base a un lapso de tiempo especificado.



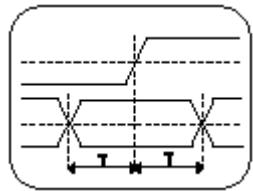
**Disparo por seudopulso ("runt").** El disparo por seudopulso permite capturar y examinar pulsos que cruzan un umbral lógico, pero no ambos.



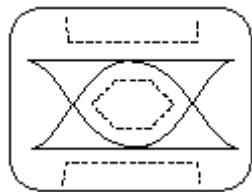
**Disparo lógico.** El disparo lógico permite disparar en cualquier combinación lógica de canales de entrada disponibles, siendo especialmente útil en la verificación de operaciones de lógica digital.



**Disparo por tiempo de establecimiento y retención ("Setup" y "Hold").** Solamente el disparo por tiempo de establecimiento y retención permite capturar de forma determinística una transgresión aislada de los tiempos de establecimiento y retención de un dispositivo que, casi con toda seguridad, no sería posible capturar utilizando otros modos de disparo. Este modo facilita la captura de detalles específicos de calidad de la señal y de temporización cuando una señal de datos síncronos no llega a cumplir las especificaciones de los tiempos de establecimiento y retención.

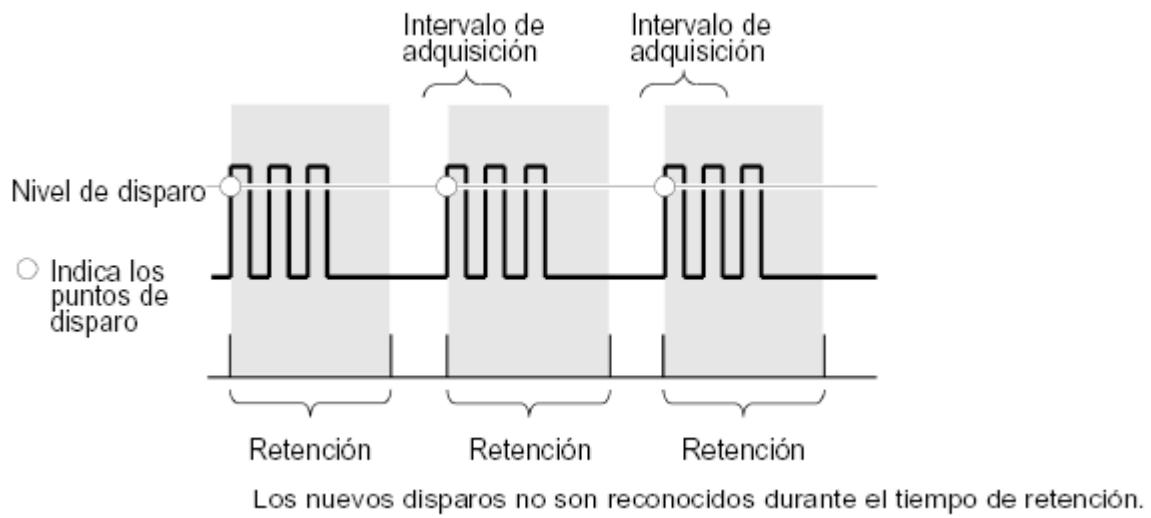


**Disparo de comunicaciones.** Disponible opcionalmente en ciertos modelos de osciloscopios, estos modos de disparo cubren la necesidad de adquirir una amplia variedad de señales de comunicaciones tales como Inversión Alternada de Marca (AMI), Inversión de Código y Marca (CMI) y No Retorno a Cero (NRZ).



### Retención del disparo (“holdoff”)

A veces se requiere una gran habilidad para conseguir que el osciloscopio dispare en la parte deseada de una señal. Muchos osciloscopios tienen características especiales para facilitar esta tarea. La retención del disparo es un período de tiempo ajustable después de un disparo válido durante el cual el osciloscopio no puede disparar. Esta característica es útil cuando se está disparando sobre formas de onda complejas, de manera que el osciloscopio solamente pueda disparar sobre un punto de disparo válido. La **Figura 14**, muestra cómo la utilización de la retención del disparo ayuda a crear una presentación útil.



**Figura 14. Retención del disparo (“holdoff”).**

### 8.7.- Sensibilidad vertical

La sensibilidad vertical indica hasta qué punto el amplificador vertical puede amplificar una señal débil — medida habitualmente en milivoltios (mV) por división. El voltaje más pequeño

que puede detectar un osciloscopio de tipo general es, típicamente, de alrededor de **1 mV** por división vertical de la pantalla.

### **8.8.- Velocidad de barrido**

La velocidad de barrido indica la rapidez con la que la traza puede barrer la pantalla del osciloscopio, permitiendo ver la imagen con total nitidez. La velocidad de barrido de un osciloscopio se mide en tiempo (segundos) por división (tiempo/div).

### **8.9.- Resolución vertical (CAD-convertidor analógico/digital)**

La resolución vertical del ADC, y por lo tanto, del osciloscopio digital, indica la precisión con la que el instrumento puede convertir señales de voltaje a valores digitales. La resolución vertical se mide en bits. Las técnicas de cálculo pueden mejorar la resolución efectiva, como en los ejemplos con modo de adquisición de alta resolución. Consulte Sistema horizontal y controles, en la sección Sistemas y controles de un osciloscopio.

### **8.10.- Conectividad**

La necesidad de análisis de los resultados de medida sigue siendo de máxima importancia. La necesidad de documentar y compartir la información y resultados de medida de forma fácil y frecuente a través de las redes de comunicaciones de alta velocidad ha crecido también en importancia.

La conectividad de un osciloscopio proporciona capacidades avanzadas de análisis y simplifica la documentación y la posibilidad de compartir los resultados. Las interfaces estándar (GPIB, RS-232, USB, Ethernet) y módulos de comunicación en red permiten a algunos osciloscopios proporcionar un amplio conjunto de funcionalidad y control.

Algunos osciloscopios avanzados también permiten:

- Crear, editar y compartir documentos en el osciloscopio, todo ello, a la vez que se continúa trabajando con el osciloscopio en su entorno particular
- Acceder a los recursos de impresión y compartir ficheros en la red
- Acceder al entorno Windows®
- Ejecutar software de análisis y documentación
- Enlace a redes
- Acceso a Internet
- Enviar y recibir correo electrónico

### **8.11.- Capacidades de expansión**

Un osciloscopio debe ser capaz de adaptarse a sus necesidades conforme éstas van evolucionando. Algunos osciloscopios permiten:

- Añadir memoria a los canales para análisis con mayores longitudes de registro
- Añadir capacidades específicas de aplicaciones de medida
- Complementar la potencia del osciloscopio con un amplio rango de sondas y módulos
- Trabajar con software genérico para análisis y productividad, compatible con Windows. Como el MATLAB.

- Añadir accesorios, tales como paquetes de baterías y kits de montaje en bastidor

Los módulos de aplicación y el software pueden permitir la transformación de un osciloscopio en una herramienta de análisis altamente especializada, capaz de realizar funciones tales como análisis de inestabilidad ("jitter") y tiempo, verificación del sistema de memoria de un microprocesador, test de estándares de comunicaciones, medidas de unidades de disco, medidas de vídeo, medidas de potencia, etc.

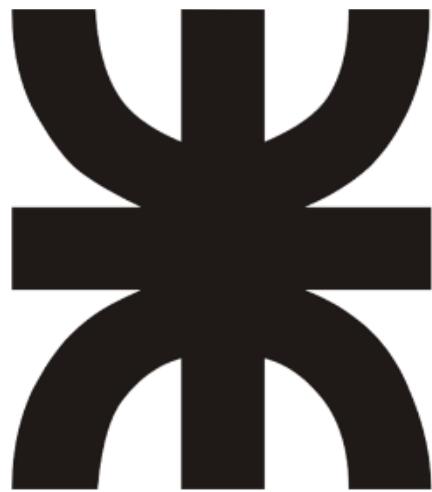
## 9.- Bibliografía:

- Instrumentación electrónica moderna y técnicas de medición; W. Cooper, A. Helfrick
- Notas de aplicación de Tektronix:
  - “XYZ de los osciloscopios” ( xyz-of-oscilloscopes-tektronix.pdf ; XYZ de los osciloscopios.pdf )
  - “Tektronix Oscilloscopes” ( Tektronix Oscilloscopes.MHTML)
  - “TDS 1000 2000 manual usuario” (TDS 1000 2000 manual usuario.pdf)
  - “El Osciloscopio de Fósforo Digital” ( dpomajor.pdf)
  - “La innovación de los osciloscopios de fósforo digital” (55M\_12023\_2.pdf)

Ing. J.C. Colombo  
Prof. Medidas Electrónicas II  
FRT-UTN  
24/05/12

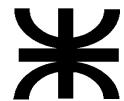
**UTN-FRT**

**MEDIDAS  
ELECTRÓNICAS 2**



**TEMA:**  
**Parámetros S**





**UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL  
FACULTAD REGIONAL TUCUMÁN**

## **Ingeniería Electrónica – Medidas Electrónicas II**

### **Medición de Parámetros de Dispersion “S”**

**Ing. Juan C. Colombo**  
Año:2012

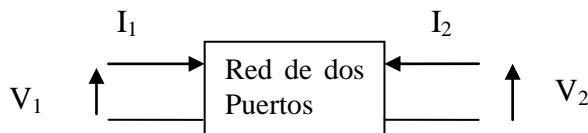
**“Análisis y mediciones de los parámetros de dispersión o Scattering parameters en un cuadripolo o en una red de n puertos ( multipolo).**

## **1.- Introducción a los parámetros Scattering ( S)**

Con el fin de caracterizar completamente un dispositivo lineal de dos puertos desconocido, se tienen que hacer mediciones en diferentes condiciones y calcular un conjunto de parámetros en relación con cada uno de los puertos involucrados. Estos parámetros serán utilizados para describir completamente el comportamiento eléctrico del dispositivo o red de dos puertos. Para la caracterización en baja frecuencia de los dispositivos, los tres parámetros que se miden con mayor frecuencia son los parámetros H, Y y Z.

Todos estos parámetros requieren medir el voltaje total o corriente como una función de la frecuencia en los nodos de entrada o nodos de salida del dispositivo. Por otra parte, hay que aplicar circuitos abiertos o cortocircuitos, como parte de la medición. Ampliar las mediciones de estos parámetros a las altas frecuencias no es muy práctico.

Para determinar el funcionamiento de una red de dos puertos, se pueden utilizar diversos conjuntos de parámetros H, Z o Y, cada uno de los cuales tienen ciertas ventajas. Cada conjunto de parámetros se relaciona con un conjunto de cuatro variables asociadas con el modelo de dos puertos. Dos de estas variables representan la excitación de la red (variables independientes), y las dos restantes representan la respuesta de la red a la excitación (variables dependientes). Si la red de la Figura. 1 es excitada por las fuentes de tensión  $V_1$  y  $V_2$ , las corrientes  $I_1$  e  $I_2$  de la red estarán relacionados por las ecuaciones siguientes (suponiendo que la red se comporta de forma lineal):



**Figura 1**

Parámetros H

$$\begin{aligned}V_1 &= h_{11}I_1 + h_{12}V_2 \\I_2 &= h_{21}I_1 + h_{22}V_2\end{aligned}$$

Parámetros Y

$$\begin{aligned}I_1 &= y_{11}V_1 + y_{12}V_2 \\I_2 &= y_{21}V_1 + y_{22}V_2\end{aligned}$$

Parámetros Z

$$\begin{aligned}V_1 &= z_{11}I_1 + z_{12}I_2 \\V_2 &= z_{21}I_1 + z_{22}V_2\end{aligned}$$

Los distintos parámetros de redes relacionan los voltajes y las corrientes en cada uno de los dos puertos y son las variables de la red. La única diferencia entre los distintos conjuntos de parámetros es la selección de variables dependientes e independientes. De manera que los **parámetros son las constantes usadas para relacionar las variables**.

Los parámetros de este tipo pueden ser determinados a través de mediciones. Tomemos como ejemplo los parámetros H.  $H_{11}$  se encuentra haciendo  $V_2$  igual a cero, es decir aplicando un corto circuito al puerto de salida de la red. Entonces  $H_{11}$  es igual a la relación de  $V_1$  a  $I_1$ , la impedancia de entrada de la red.

$H_{12}$  se determina midiendo la relación de  $V_1$  a  $V_2$ , la ganancia de tensión inversa con el puerto de entrada en circuito abierto.

De manera que:

$$h_{11} = \left. \frac{V_1}{I_i} \right|_{V_2=0} \quad \text{Requiere un corto circuito - impedancia de entrada de la red}$$

$$h_{12} = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_i=0} \quad \text{Requiere un circuito abierto, ganancia de tensión inversa}$$

Otro ejemplo es,  $Y_{21}$ , la transadmitancia directa, es la relación de la corriente en el Puerto 2 a la Tensión en el Puerto 1 con el Puerto 2 en cortocircuito, como se muestra en la ecuación siguiente.

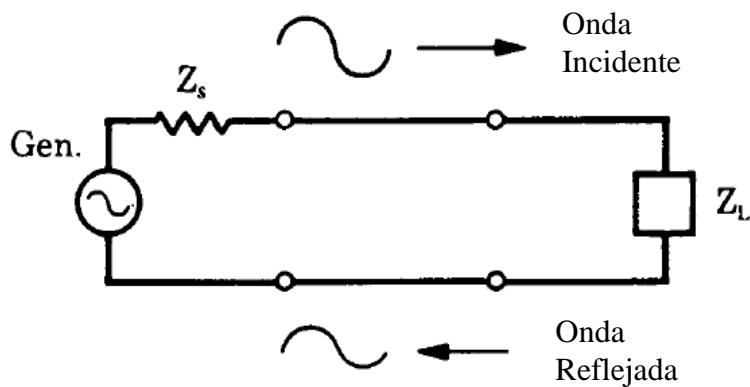
$$Y_{21} = I_2 / V_1 \mid V_2 = 0 \quad \text{Requiere un corto circuito}$$

Cuando se utilizan frecuencias elevadas RF y microondas, aparecen los siguientes problemas:

1. No hay equipo disponible para medir corrientes y voltajes en los puertos de la red a esas frecuencias.
2. Circuitos abiertos y corto circuitos son difíciles de realizar con anchos de banda muy grandes.
3. Los dispositivos activos, tales como los transistores y los diodos, frecuentemente no se pueden poner en corto circuito o circuito abierto.

Para evitar estos problemas se necesita de otro método para caracterizar el comportamiento de una red de dos puertos (cuadripolo) o una red de  $n$  puertos (multipolo). Las variables lógicas a usar a esas frecuencias son **ondas viajantes** (ondas que viajan) en lugar de voltajes y corrientes.

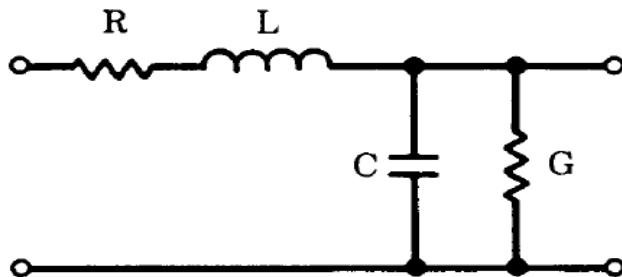
Sistemas de alta frecuencia tienen una fuente de potencia. Una parte de esta potencia es llevada a la carga por medio de líneas de transmisión. Ver **Figura 2**.



**Figura 2. Línea de transmisión**

El voltaje, la corriente y la potencia pueden ser considerados que están en la forma de ondas viajantes en ambas direcciones de la línea de transmisión. Una parte de la onda incidente en la carga se refleja, se convierte en una onda incidente en la carga y de nuevo se vuelve a reflejar en la fuente, resultando en una onda estacionaria en la línea.

Si la línea de transmisión es uniforme se puede pensar como que tiene una impedancia equivalente en serie y una impedancia equivalente en paralelo por unidad de longitud. Ver **Figura 3**.



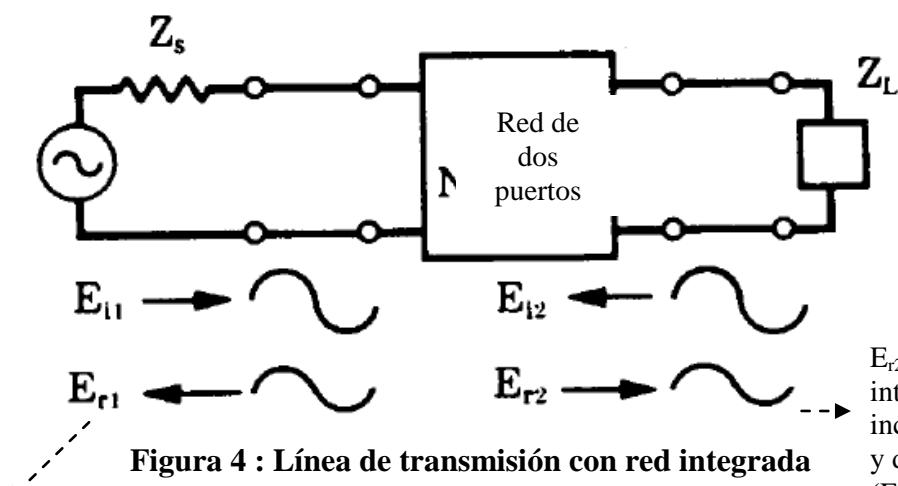
**Figura 3 - Equivalente de línea de transmisión.**

El valor de voltaje en un punto determinado de la línea de transmisión es la suma de las ondas incidente y reflejada en ese punto. Y la corriente en la línea es la diferencia entre el voltaje reflejado y el voltaje incidente dividida entre la impedancia característica de la línea  $Z_0$ .

$$V_t = E_{inc} + E_{ref}$$

$$I_t = \frac{E_{inc} - E_{ref}}{Z_0}$$

Habiendo revisado rápidamente las propiedades de líneas de transmisión, se puede insertar una red de dos puertos en la línea, como se muestra en **la Figura 4**. Ahora se tienen ondas viajantes adicionales que están interrelacionadas.



**Figura 4 : Línea de transmisión con red integrada**

$E_{r1}$  es producto de la interacción de las ondas incidentes del puerto 1 ( $E_{i1}$ ) y del puerto 2 en el puerto 1 ( $E_{i2}$ ).

$E_{r2}$  es producto de la interacción de las ondas incidentes del puerto 2 ( $E_{i2}$ ), y del puerto 1 en el puerto 2 ( $E_{i1}$ ).

Si se observa  $E_{r2}$ , se puede ver que esta formado por la parte de  $E_{i2}$  reflejada del puerto de salida de la red y de la parte de  $E_{i1}$  que es transmitida en la red. Las otras ondas están también formadas por dos componentes

$$\begin{aligned} V_1 &= E_{i1} + E_{r1} & V_2 &= E_{i1} + E_{r2} \\ I_1 &= \frac{E_{i1} - E_{r1}}{Z_0} & I_2 &= \frac{E_{i2} - E_{r2}}{Z_0} \end{aligned}$$

Es posible relacionar estas cuatro ondas viajantes con algún conjunto de parámetros. Aún cuando la derivación de este conjunto de parámetros será realizada para una red de dos puertos se aplicará de idéntica manera para una red de **n puertos**.

Substituyendo los voltajes y corrientes de las ecuaciones anteriores en este nuevo conjunto de parámetros, se pueden re-arreglar estas ecuaciones para que los **voltajes incidentes sean las variables independientes y los voltajes reflejados sean las variables dependientes**

$$\left. \begin{aligned} E_{r1} &= f_{11} E_{i1} + f_{12} E_{i2} \\ E_{r2} &= f_{21} E_{i1} + f_{22} E_{i2} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Las funciones  $f_{11}$ ,  $f_{12}$ ,  $f_{21}$  y  $f_{22}$  representan un nuevo conjunto de parámetros de red, relacionando ondas de voltaje viajantes en lugar de voltajes y corrientes.

En este caso, estas funciones se expresan en términos de H-parámetros ( $f_{11}$  (h),  $f_{12}$  (h),  $f_{21}$  (h) y  $f_{22}$  (h)). Podrían haber sido derivado de un conjunto de otros parámetros.

**Es conveniente llamar a este nuevo conjunto de parámetros "parámetros de dispersión", ya que relacionan las ondas dispersadas o reflejada por la red con las ondas incidente en la red. Estos parámetros de dispersión se conocen como parámetros "S" ( Scattering parameters).**

Si dividimos ambos lados de las ecuaciones anteriores por  $\sqrt{Z_0}$ , la impedancia característica de la línea de transmisión. Nos dará un cambio de variables, que se definen de la manera siguiente:

$$\begin{aligned} (2) \quad a_1 &= \frac{E_{i1}}{\sqrt{Z_0}} & a_2 &= \frac{E_{i2}}{\sqrt{Z_0}} \\ b_1 &= \frac{E_{r1}}{\sqrt{Z_0}} & b_2 &= \frac{E_{r2}}{\sqrt{Z_0}} \end{aligned}$$

Hay que notar que el cuadrado de la magnitud de estas variables tiene la **dimensión de potencia**,  $|a_1|^2$  es la potencia incidente en el puerto uno,  $|b_1|^2$  como la potencia reflejada del

puerto uno. Estas pueden ser llamadas ondas de potencia viajante, en lugar de ondas de voltaje viajantes, **se les llama simplemente ondas viajantes**.

En cuanto a la nueva serie de ecuaciones, en un poco más de detalle, vemos que los parámetros S se refieren a estas ondas viajantes de la manera siguiente:

$$\left. \begin{array}{l} b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} a_2 \\ b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} a_2 \end{array} \right\} \quad (3) \quad \text{ver ecuaciones (4) siguientes}$$

Cualquier dispositivo selectivo en frecuencia como amplificadores, filtros, atenuadores, cables y sistemas de alimentación para antenas que configuren una red de 1 a N puertos, son caracterizados por su comportamiento o desempeño en función de la frecuencia. Al hacer mediciones en este tipo de dispositivos, cualquier pérdida adicional producida por la frecuencia elevada a la que se trabaja, se debe considerar de importancia. Esto se conoce **como perdidas de inserción**. La medición es importante para cuantificar con precisión la cantidad de perdidas que sufrirá una señal al pasar por un cable, un atenuador, o cualquier otro dispositivo conectado en red.

## 2.- Parámetros de Dispersión o Parámetros S

**Los parámetros de dispersión son los coeficientes de reflexión y transmisión entre la onda incidente y la reflejada.** Estos parámetros describen completamente el comportamiento de un dispositivo bajo condiciones lineales en determinado rango de frecuencia. **Cada parámetro** es caracterizado **por magnitud, ganancias o pérdidas en decibeles y fase**. A pesar de ser aplicables a cualquier frecuencia, los parámetros S son usados principalmente para redes que operan en radiofrecuencia (RF) y frecuencias de microondas. En general, para redes prácticas, los parámetros S cambian con la **frecuencia** a la que se miden, razón por la cual se debe especificar la frecuencia para cualquier medición de parámetros S, junto con **la impedancia característica o la impedancia del sistema**.

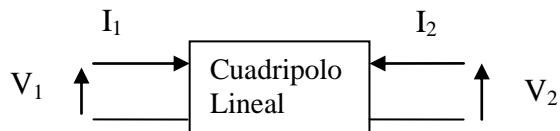
En el contexto de los parámetros-S, **dispersión** se refiere a la forma en que las corrientes y tensiones que se **desplazan en una línea de transmisión son afectadas cuando se encuentran con una discontinuidad debido a la introducción de una red en una línea de transmisión**. Esto equivale a la onda encontrándose con una **impedancia diferente de la impedancia característica** de la línea.

La descripción de los parámetros es la siguiente:

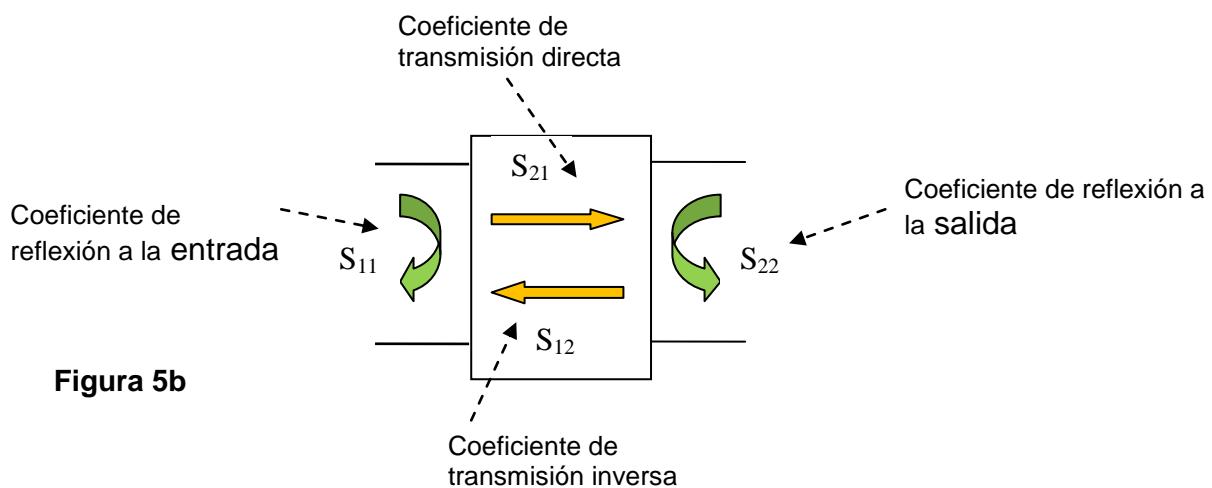
- S11:** Coeficiente de reflexión a la entrada o coeficiente de reflexión directa.
- S21:** Coeficiente de transmisión directa o ganancia con la tensión directa.
- S22:** Coeficiente de reflexión a la salida o coeficiente de reflexión inversa.
- S12:** Coeficiente de transmisión o ganancia con la tensión inversa.

**Para que esto sea valido las impedancias en el puerto de entrada y salida deben ser las mismas.**

La **Figura 5a**, muestra el esquema típico de un cuadripolo lineal, el cual puede estar compuesto por elementos tanto activos como pasivos en su interior. La **Figura 5b**, muestra el cuadripolo con los parámetros S.



**Figura 5a**



**Figura 5b**

Como se ha visto en el Punto 1) anterior, Para analizar el comportamiento de este cuadripolo con los parámetros Z, Y o H se deben realizar cortocircuitos y circuitos abiertos.

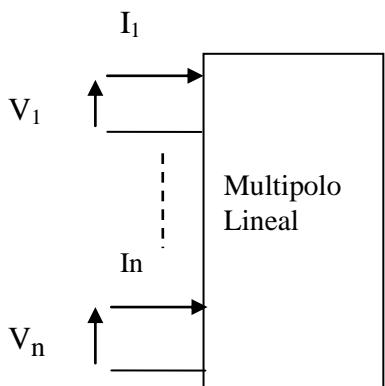
Sin embargo al aumentar la frecuencia de trabajo se hace cada vez más difícil el poder realizar cortocircuitos (fuente de tensión cortocircuitada) y circuitos abiertos (fuente de corriente abierta) en el cuadripolo, ya que en el caso de cortocircuito, el elemento con que se realiza puede tener una longitud comparable con la longitud de onda de la señal. Existiendo además efectos capacitivos e inductivos.

En el caso de los circuitos abiertos se pueden producir efectos de radiación convirtiéndose los terminales abiertos en virtuales antenas.

También se puede presentar el caso de que los dispositivos presenten funcionamientos inestables e incluso lleguen a destruirse al ser exigidos a operar en estas condiciones.

*Al ser inconveniente aplicar las técnicas de cortocircuito y circuito abierto en alta frecuencia, tanto en RF como en microondas, no es posible la medición de los parámetros clásicos al no poder resolverse los sistemas de ecuaciones que corresponden a los parámetros Z, Y o H.*

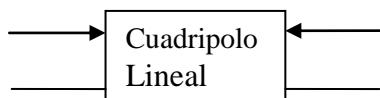
De manera similar, este tratamiento se aplica a una red de  $n$  cuadripolos o multipolo lineal como muestra la **Figura 6**.



**Figura 6**

Para el tratamiento de los parámetros S se utilizan, en un cuadripolo lineal o en un multipolo lineal, los conceptos de ondas incidentes y ondas reflejadas, presentando además la importante ventaja de no necesitar de la realización de cortocircuitos o circuitos abiertos en el cuadripolo para su medición.

Por otro lado a altas frecuencias y microondas ( de 400 MHZ a 300 GHZ ), interesan **parámetros que usen magnitudes** tales como coeficiente de reflexión, perdida de retorno, R.O.E, dentro de lo que se considera Reflexión, y en lo que es Transmisión se destacan Ganancia, Atenuación y Perdidas de inserción, como indica la **Figura 7**.



**Figura 7**

### Reflexión

Coefficiente de reflexión (  $\Phi$  )

Pérdida de retorno

R.O.E. (  $\rho$  )

Impedancia =  $R + jX$

Admitancia =  $G + jB$

Parámetros  $S_{11}$ ,  $S_{22}$

### Transmisión

Ganancia/ Pérdidas

Atenuación

Pérdida de Inserción

Coeficiente de Transmisión

Parámetros  $S_{12}$ ,  $S_{21}$

Un esquema completo para analizar los parámetros S se presenta en la **Figura 8** siguiente:

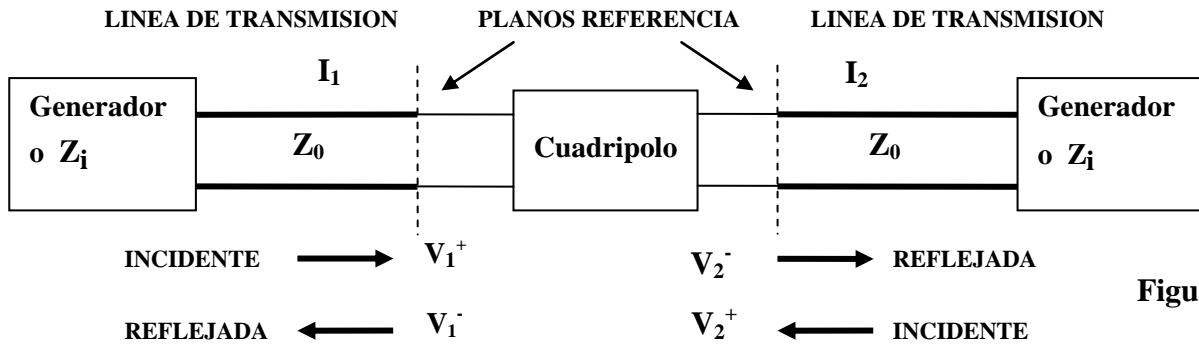


Figura 8

$Z_i \rightarrow$  Impedancia de Referencia  $Z_{Ref}$ .

Inicialmente se carga el Puerto 2 con  $Z_{Ref}$ , por lo cual es clave conocer esta impedancia de referencia.

Los parámetros **S** están definidos por los siguientes sistemas de ecuaciones:

$$V_i = V_i^+ + V_i^- \quad I_i = \frac{1}{Z_i} (V_i^+ - V_i^-)$$

Ecuaciones lineales del cuadripolo:

Variables independientes  $a_1$  y  $a_2$

Variables dependientes  $b_1$  y  $b_2$

Para una Red de dos puertos

$$b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} a_2 \quad \text{Para determinar } S_{11} \text{ y } S_{21} \text{ se hace } a_2 = 0$$

$$b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} a_2 \quad \text{Para determinar } S_{12} \text{ y } S_{22} \text{ se hace } a_1 = 0$$

reemplazando las variables **a** y **b** de las ecuaciones anteriores, así como teniendo presente las relaciones **(1)** y **(2)**, por los voltajes **V**, obtenemos:

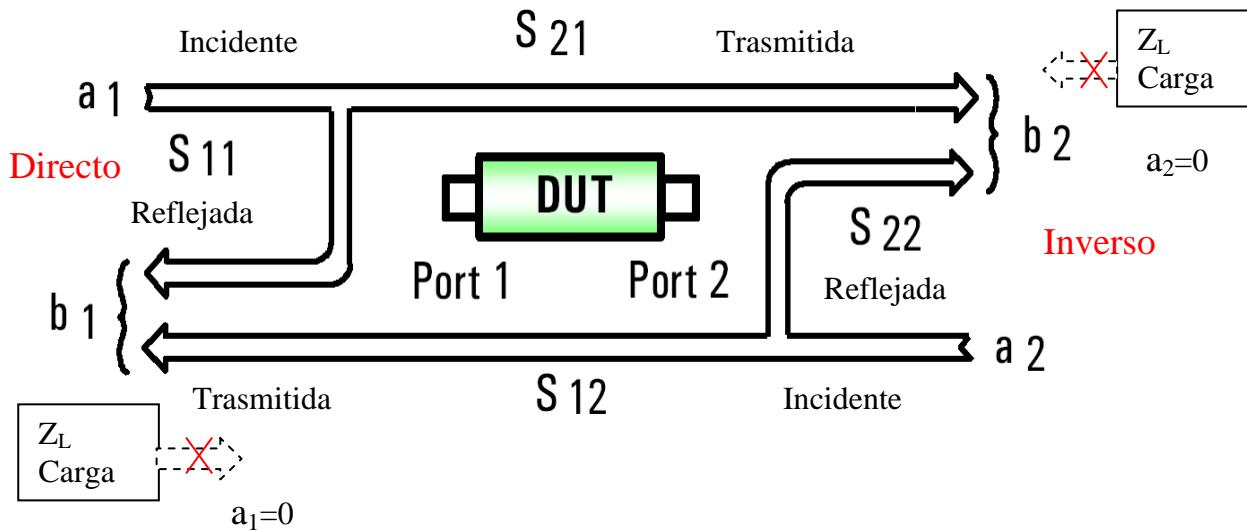
$$\left. \begin{aligned} V_1^- &= s_{11} V_1^+ + s_{12} V_2^+ \\ V_2^- &= s_{21} V_1^+ + s_{22} V_2^+ \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

De esta manera se obtiene las ecuaciones relacionadas con las tensiones incidentes y reflejadas y a partir de las mismas se pueden conocer los parámetros de dispersión **S**, presentes en el cuadripolo. Los coeficientes  $S_{11}$  y  $S_{21}$  son determinados mediante la medición de magnitud y la fase de las ondas de voltaje incidente, reflejada y transmitida cuando la salida es termina en una perfecta carga  $Z_0$  (carga igual a la impedancia característica del sistema de prueba).

Esta condición se da cuando  $a_2$  es igual a cero o  $V_2^+=0$ .  $S_{11}$  es equivalente al coeficiente de reflexión a la entrada del DUT, y  $S_{21}$  es el delantero coeficiente de transmisión directo, ambos son cantidades complejas.

De la misma manera, mediante la colocación de la fuente en el puerto 2 y terminar el puerto 1 en un perfecta carga  $Z_0$ , se hace  $a_1=0$ , equivalente a  $V^+_1=0$ , se realizan las mediciones de  $S_{22}$  y  $S_{12}$ .  $S_{22}$  es equivalente al coeficiente de reflexión de salida y  $S_{12}$  es el coeficiente de transmisión inversa, ambos son cantidades complejas.

En la **Figura 9**, siguiente se representa un cuadripolo con los parámetros S y el flujo de ondas incidentes y reflejadas en cada uno de los puertos.



$$S_{11} = \frac{\text{Reflejada}}{\text{Incidente}} = \frac{b_1}{a_1} \Big| a_2 = 0$$

$$S_{21} = \frac{\text{Transmitida}}{\text{Incidente}} = \frac{b_2}{a_1} \Big| a_2 = 0$$

$$S_{22} = \frac{\text{Reflejada}}{\text{Incidente}} = \frac{b_2}{a_2} \Big| a_1 = 0$$

$$S_{12} = \frac{\text{Transmitida}}{\text{Incidente}} = \frac{b_1}{a_2} \Big| a_1 = 0$$

**Figura 9**

Lo interesante de este esquema, es que se pueden determinar los parámetros S a partir de mediciones de ondas incidentes y reflejadas en cada uno de los puertos para las condiciones de  $a_2=0$  y  $Z_L=Z_0$ ; luego se procede a la inversa con  $a_1=0$  y  $Z_1=Z_L=Z_0$ .

### 3.- Procedimiento para determinar los parámetros S

Se carga el Puerto 2 con  $Z_L = Z_{Ref} = Z_0$ , luego se procede a la inversa con el Puerto 1 haciéndolo terminar en  $Z_i = Z_0$ .

Despejando de (2), con  $V_2 = 0$  y luego con  $V_1 = 0$  se obtiene:

$$S_{11} = \left. \frac{V^-_1}{V^+_1} \right|_{V^+_2=0}$$

$S_{11}$  Coeficiente de Reflexión Directa o de Entrada, con el Puerto de salida, terminado con una carga similar a  $Z_L = Z_0$ , y haciendo  $a_2 = 0$  equivalente a  $E_{i2}=0$  de (1)

$$S_{12} = \left. \frac{V^-_1}{V^+_2} \right|_{V^+_1=0}$$

$S_{12}$  se denomina Ganancia de Voltaje Inverso o Coeficiente de Transmisión Inverso (aislación) con circuito de entrada adaptado, Puerto de entrada terminado en  $Z_0$ , y haciendo  $a_1 = 0$  equivalente a

$$S_{21} = \left. \frac{V^-_2}{V^+_1} \right|_{V^+_2=0}$$

$S_{21}$  se denomina Ganancia de Voltaje Directo o Coeficiente de Transmisión Directa (ganancia o pérdida) con circuito de salida adaptado,  $Z_L = Z_0$ , y haciendo  $a_2 = 0$  equivalente a  $E_{i2}=0$  de (1)

$$S_{22} = \left. \frac{V^-_2}{V^+_2} \right|_{V^+_1=0}$$

$S_{22}$  se denomina Coeficiente de Reflexión Inversa o de Salida, con circuito de entrada adaptado, Puerto de entrada terminado en  $Z_0$ , y haciendo  $a_1 = 0$  equivalente a  $E_{i1}=0$  de (1)

El sistema de ecuaciones (2), también se puede expresar como:

$$\begin{bmatrix} V^-_1 \\ V^-_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V^+_1 \\ V^+_2 \end{bmatrix} \quad \text{de lo cual se obtiene: } V^- = S \times V^+ \quad (3)$$

Donde **S** se conoce como **matriz de dispersión**, esta matriz presenta una serie de propiedades de interés para el análisis de los cuadripolos.

1.- Si la red está compuesta solamente por elementos pasivos se tiene que:

$$|S_{ii}|, |S_{ij}| \geq 1 \quad \text{el módulo de los coeficientes de dispersión son} \geq 1$$

2.- Si la red no tiene perdidas

$$S^+ S = I \quad \text{I es la matriz identidad y } S^* \text{ es el conjugado complejo de la transpuesta de S.}$$

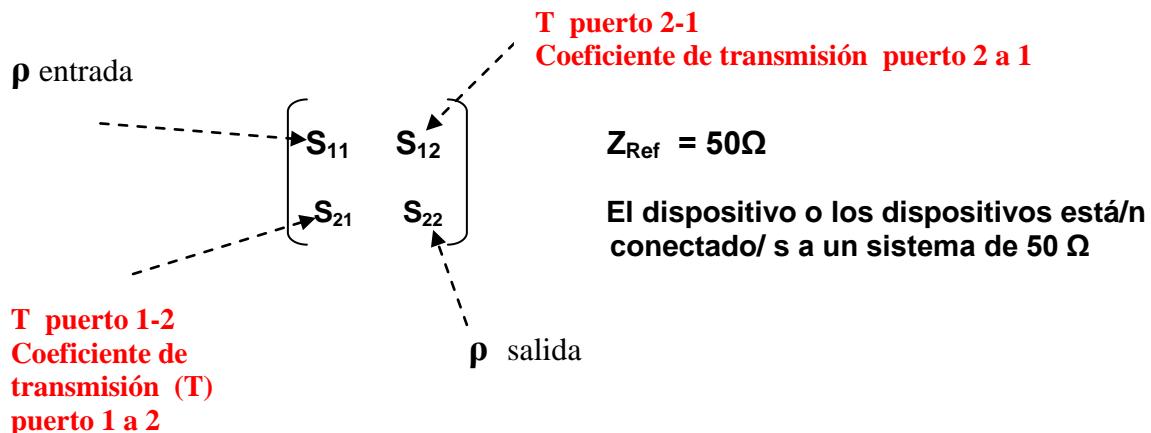
3.- Si la red tiene perdidas

$$I - S^+S \geq 1$$

4.- Una red es recíproca (puertos reversibles) si la matriz de dispersión es simétrica

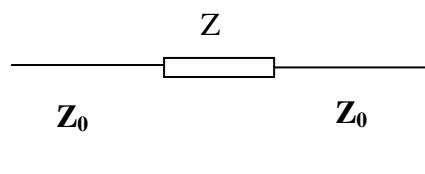
$$S = S^T$$

**La Matriz de Dispersión, (3), desde el punto de vista práctico, describe completamente el comportamiento del dispositivo con los parámetros  $S$ , para lo cual se realiza la interpretación siguiente:**

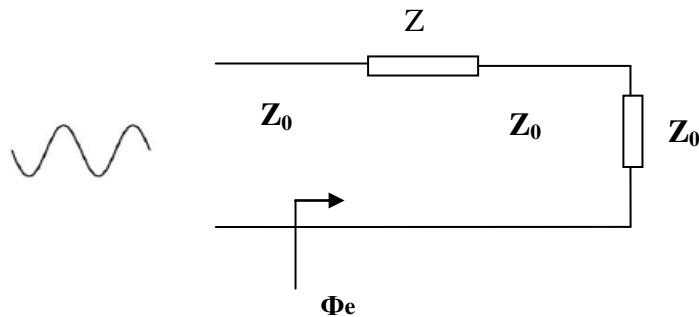


### 3.1.- Determinación de parámetros $S$ en distintas configuraciones

#### Aplicación 1: Parámetros $S$ de una Impedancia serie



Para calcular  $S_{11}$  y  $S_{21}$  se termina el Puerto 2 con  $Z_0$



Se calcula el **coeficiente de reflexión** de entrada en Puerto 1

$$S_{11} = \left. \frac{V_1^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+=0}$$

$$S_{11} = \frac{Z + Z_0 - Z_0}{Z + Z_0 + Z_0} = \frac{Z}{Z + 2Z_0} = \frac{V_{\text{Reflejada}}}{V_{\text{Incidente}}} = \rho \angle \Phi$$

$$\text{Pérdida de retorno} = R_L = -20 \log(\rho) \quad (\text{dB})$$

**es importante aclarar que  $\rho$  es el módulo de  $|S_{11}|$** , más adelante se verá la influencia del desfasaje entre Onda Incidente y Onda reflejada  $\Phi$

Calcular los coeficientes de reflexión a la entrada y a la salida es complicado cuando se trata de sistemas de varios cuadripolos o circuitos complejos, de manera que se prefieren las mediciones.

La relación de onda estacionaria es:

$$\text{R.O.E} = \text{VSWR (Voltage Standing Wave Ratio)} = \frac{E_{\max}}{E_{\min}} = \frac{1 + \rho}{1 - \rho}$$

Una línea de transmisión terminada en  $Z_L = Z_0$  trasmite toda la energía a la carga:  
 $V_{\text{Reflejada}} = 0$ ,  $\rho = 0$  y  $\text{ROE} = 1$

Si la línea de transmisión termina en una impedancia distinta de  $Z_0$ , hay energía reflejada y  $\rho$  es distinto de 0. **El caso extremo es cuando termina en un cortocircuito**, toda la energía es reflejada, la onda incidente es igual a la reflejada:  $\rho = 1$  y  $\text{ROE} = \infty$

El rango de valores de  $\rho$  es entre 0 – 1 ; ROE entre 1 -  $\infty$  ;  $R_L$  entre  $\infty$  y 0 dB.

Un caso muy especial es ROE, se ha considerado solamente la magnitud de la ROE y como se observa es una cantidad compleja, debido al desfasaje entre Onda Incidente y Onda Reflejada.

**Para dar una mayor tratamiento a este tema se continua en el Punto 4) siguiente, no obstante lo cual, para calcular  $S_{21}$ , la corriente total, o resultante, en el puerto 1 es igual a la corriente total en el puerto 2**

$$S_{21} = \left. \frac{V_2^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+=0}$$

$$I_1^+ + I_1^- = I_2^+ + I_2^- \quad \text{y como} \quad I_2^+ = 0$$

$$\frac{V_1^+ - V_1^-}{Z_0} = \frac{V_2^-}{Z_0}$$

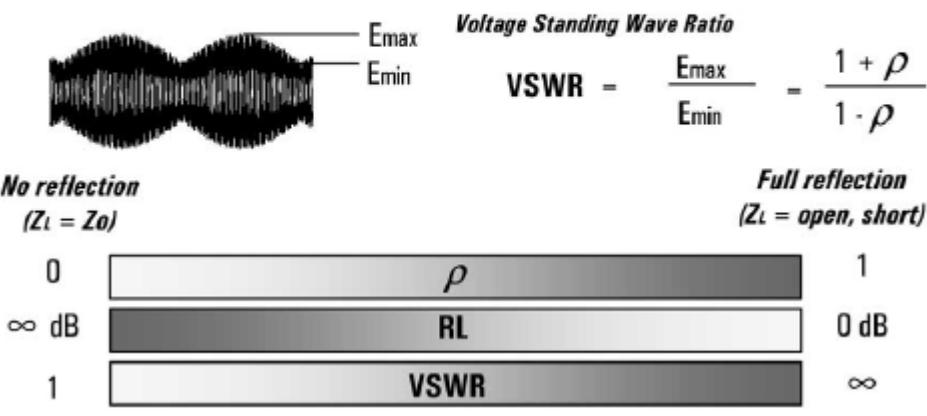
De manera similar se procede con los restantes parámetros S. La cuestión que se plantea, es que para determinar los parámetros S mediante cálculos, en redes de varios puertos, se convierte en un procedimiento engorroso y lleva un tiempo importante. Por esa razón es que se prefiere determinar los parámetros S mediante mediciones, para lo cual se utiliza un instrumento específico llamado **Voltímetro Vectorial de Red** o un **Analizador Vectorial de Redes** destinado tanto a un cuadripolo como a multipolos o n cuadripolos.

### 3.2.- Parámetros de Reflexión

**Figura 9a**

$$\text{Reflection Coefficient} \quad \Gamma = \frac{V_{\text{reflected}}}{V_{\text{incident}}} = \rho \angle \Phi = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

$$\text{Return loss} = -20 \log(\rho), \quad \rho = |\Gamma|$$



### 3.3.- Parámetros de transmisión

El Coeficiente de transmisión,T, se define como el voltaje de transmisión dividido por el voltaje incidente. Si  $|V_{\text{transm}}| > |V_{\text{inc}}|$ , el DUT tiene ganancia, y si  $|V_{\text{transm}}| < |V_{\text{inc}}|$ , el DUT presenta atenuación o pérdida de inserción.

Cuando la pérdida de inserción (IL) se expresa en dB, un signo negativo, se añade en la definición de manera que el valor de la pérdida se expresa como un número positivo. La parte de la fase del coeficiente de transmisión se llama fase de inserción (**Figura 9b**).



$$Transmission\ Coefficient = T = \frac{V_{Transmitted}}{V_{Incident}} = \tau \angle \phi$$

$$Insertion\ Loss\ (dB) = -20 \log \left| \frac{V_{Trans}}{V_{Inc}} \right| = -20 \log \tau$$

$$Gain\ (dB) = 20 \log \left| \frac{V_{Trans}}{V_{Inc}} \right| = 20 \log \tau$$

$$Insertion\ Phase\ (deg) = \angle \frac{V_{Trans}}{V_{Inc}} = \phi$$

**Figura 9b**

Existen dos factores que contribuyen a la pérdida de inserción en un medio de transmisión, la pérdida por reflexión y la pérdida por disipación. La pérdida por disipación, que también se conoce como atenuación, se refiere a las pérdidas de potencia que se presentan en el sistema de transmisión debidas al calor. Esto es, cuando una línea transmisión lleva potencia entre una fuente y una carga, parte de esta potencia se disipa en forma de calor. Esto significa que únicamente la parte resistiva y conductiva pueden disipar potencia, debido principalmente a que las ondas de voltaje y corriente en R y G están en fase, Figura 3) anterior.

Otro tipo de pérdida es la que se presenta por acoplamientos, conocida como pérdida por reflexión. Esta pérdida se presenta cuando la impedancia de la carga como de la fuente no están perfectamente acopladas a la línea de transmisión que conecta a ambas, lo cual provoca, que parte de la señal sea reflejada de la carga hacia el cable ó del cable hacia la fuente. Esta energía reflejada es una pérdida que se presenta en el sistema (pérdida por reflexión), la manera en como se mide y estudia se trata en el punto anterior Coeficiente de Reflexión.

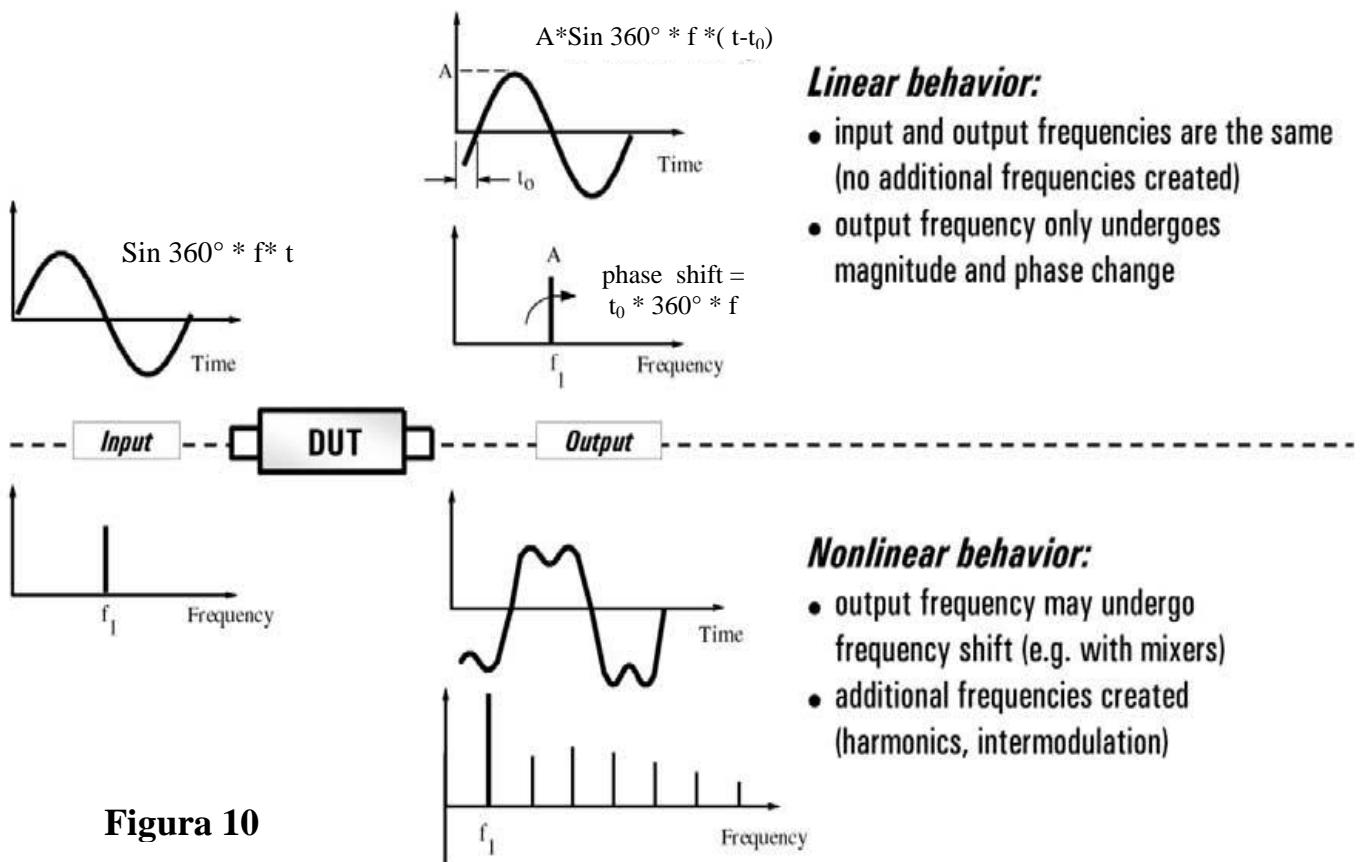
### 3.4.- Comportamiento lineal versus no lineal

Los dispositivos que se comportan linealmente sólo actúan sobre la magnitud y los cambios de fase de las señales de entrada. Cualquier onda sinusoidal que aparece en la entrada también aparecerá en la salida en la misma frecuencia por lo que no son creadas señales nuevas o

armónicas de la señal de entrada. Cuando una sinusoides simple se transmite a través de una red lineal, no se consideran distorsión los cambios de amplitud y fase, como se observa en la **Figura 10**.

Sin embargo, cuando una señal compleja que varía en el tiempo, pasa a través de un DUT, los cambios de amplitud y de fase pueden distorsionar drásticamente la forma de onda en el dominio del tiempo. Los dispositivos no lineales pueden cambiar la frecuencia de las señales de entrada (un mezclador, por ejemplo) y / o crear nuevas señales en forma de armónicos o productos de intermodulación.

Muchos componentes que se comportan en forma lineal bajo determinadas condiciones de señal, pueden mostrar un comportamiento no lineal, con una gran señal de entrada. Esto es cierto tanto para los dispositivos pasivos como filtros, e incluso los conectores, y dispositivos activos como amplificadores.



**Figura 10**

### 3.5.- Diferencias entre un Analizador de Red y un Analizador de Espectro

A pesar que a menudo, ambos instrumentos de medición, contienen receptores sintonizados y operan sobre rangos de frecuencia similar, están optimizados para aplicaciones de medición muy diferentes.

Analizadores de red se utilizan para medir los componentes, dispositivos, circuitos y subconjuntos. Contienen una fuente y receptores múltiples, y generalmente muestran información relacionada con amplitud y fase (frecuencia o barridos de potencia). Un Analizador de Red siempre está buscando a una señal conocida (en términos de frecuencia), ya que es un sistema de estímulo-respuesta. Con analizadores de redes, es más difícil obtener una traza

correcta en la pantalla, pero muy fácil de interpretar los resultados. Con corrección de errores de vectores, los analizadores de red ofrecen una precisión de medición mucho más alta que los analizadores de espectro.

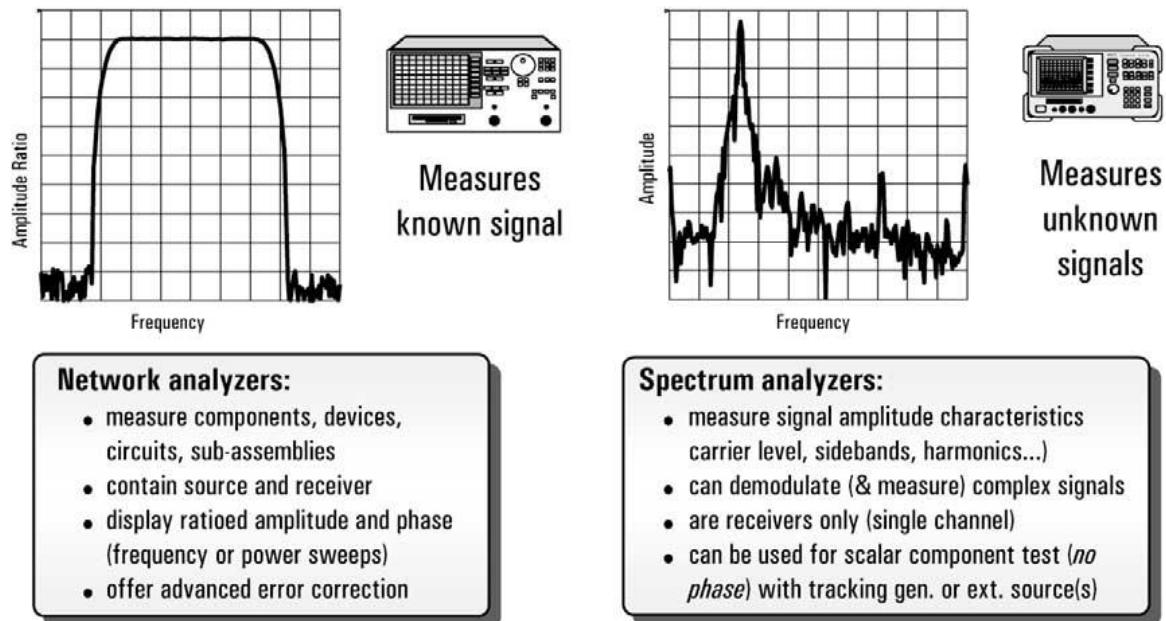
Los analizadores de espectro son los más utilizados para medir las características de la señal, como el nivel de la portadora, bandas laterales, armónicos, ruido de fase, etc, en las señales desconocidas. Ellos se configuran comúnmente como un receptor monocanal, sin una fuente. Debido a la flexibilidad necesaria para analizar las señales, los analizadores de espectro en general, tienen una gama mucho más amplia de anchos de banda de FI disponibles que la mayoría de los analizadores de red.

Los Analizadores de espectro se utilizan a menudo con fuentes externas para pruebas de estímulo respuesta no lineales. Cuando se combina con un generador de barrido, los analizadores de espectro pueden ser utilizados para pruebas de componentes escalares, magnitud Vs. frecuencia, pero no hay mediciones de fase.

Con los analizadores de espectro, es fácil conseguir una traza en la pantalla, pero la interpretación de los resultados puede ser mucho más difícil que con un analizador de red.

Un cuadro comparativo se presenta en la **Figura 11**, siguiente.

## ***Network and Spectrum Analyzers?***



**Figura 11**

### **3.6.- Aplicación 2** **Diseño de un Amplificador considerando los parámetros S**

- Finalidad del diseño: transmisión, recepción y ámbito de aplicación.
- Ancho de banda, Ganancia, bajo ruido, potencia.

- Clase A, B, AB, C, D, E, F.
- Elección del transistor adecuado a la aplicación, punto de trabajo y red de polarización.
- Análisis de Estabilidad.
- Red de adaptación de entrada y red de adaptación de salida.
- Desacoplar la señal de RF de la continua para evitar riesgos sobre el propio circuito o circuitos próximos. Se introducen elementos como bobinas, capacitores, líneas de transmisión, tanto de choque como de desacoplamiento.
- Se realizan simulaciones, correcciones y mejoras, luego se pasa al armado de las plaquetas correspondientes.

Como ejemplo se puede mencionar una frecuencia de 4 GHz y que tenga un ancho de banda de 28 MHz. El amplificador puede ser :- LNA (Low Noise Amplifier): amplificador de bajo ruido.

- HPA (High Power Amplifier): amplificador de elevada potencia; FI: amplificador de frecuencia intermedia. En RF hay amplificadores muy lineales, con una eficiencia baja, y amplificadores no lineales (comutados), con una alta eficiencia.

**El amplificador de bajo ruido aparece en receptores**, formando parte de la etapa de RF. Inmediatamente después de la antena está este amplificador. Incide sobre el factor de ruido final ya que la captación de la señal de RF de entrada puede ser bastante débil, y el ruido puede ser importante en comparación con la señal útil.

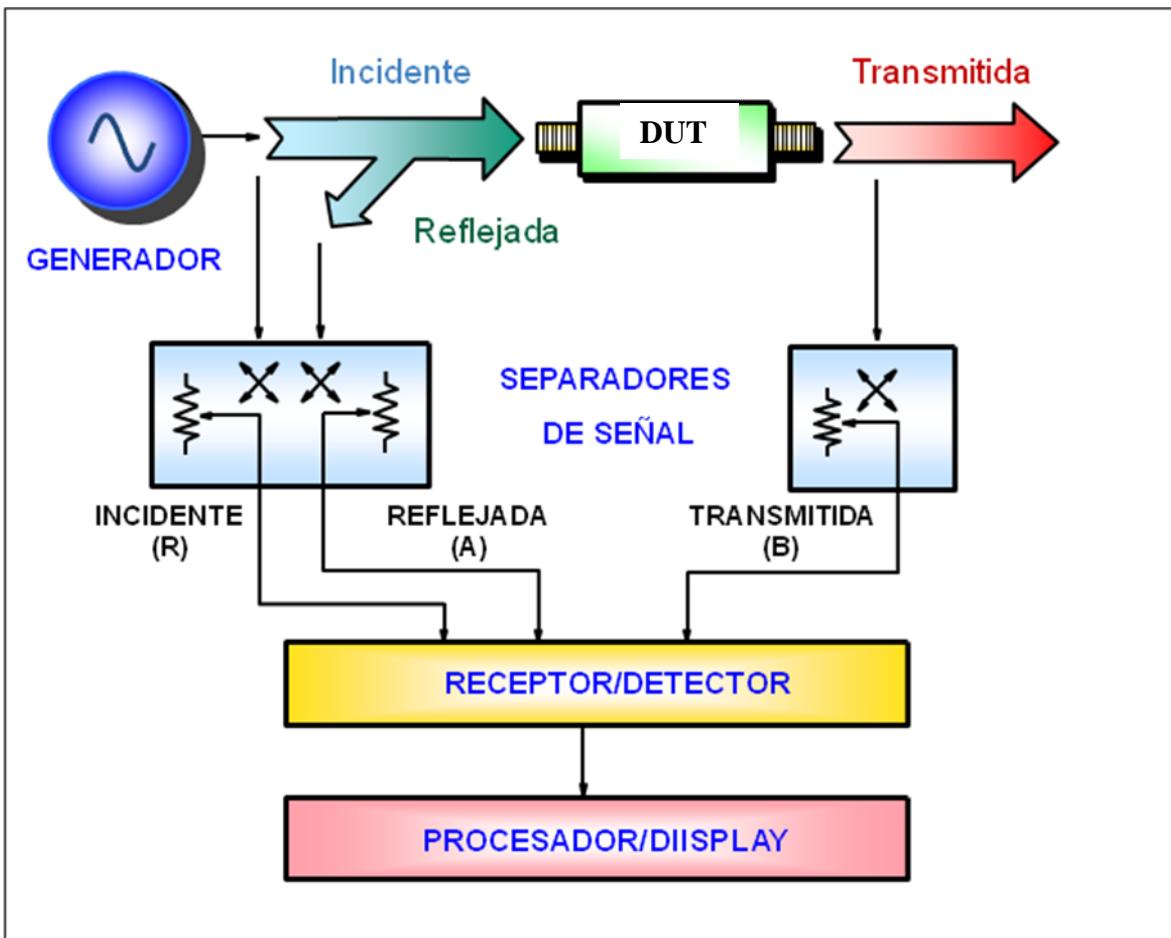
Si se está en el **ámbito de un sistema de transmisión de RF**, interesa la potencia y ganancia, para lo cual se utiliza el HPA o amplificadores de alta potencia. El factor de ruido no es tan importante, si interesa una elevada ganancia (10 a 15 DB), la linealidad sobre un ancho de banda grande, la distorsión por intermodulación y los aspectos térmicos.

#### **4.- Medición de parámetros S**

Si bien las herramientas de medición han cambiado en los últimos 30 años, las técnicas básicas de medición se siguen manteniendo.

En sus comienzos los analizadores de red no tenían computadoras de a bordo, un estándar de HP-IB, o gráficos de alta resolución para realizar la calibración, extraer datos de precisión numérica, o mostrar los marcadores electrónicos. Los Analizadores de red modernos contienen sofisticadas técnicas automatizadas que mejoren la capacidad de procesamiento y reducen los errores de medición del operador.

## 4.1.- Analizador de Redes



### Partes de un Analizador de Redes:

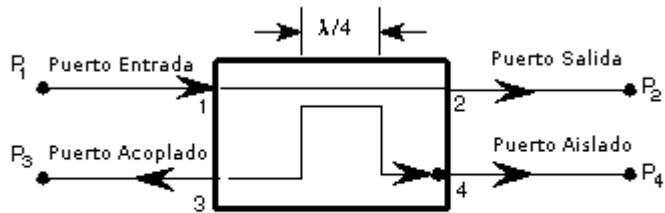
#### Generador de Señales:

- El generador de señal incidente ha sido tradicionalmente un equipo externo aunque en la actualidad está integrado al analizador de redes.
- Se trata básicamente de generadores en los cuales es posible definir un determinado barrido de frecuencias en el rango de radio frecuencia o microondas.
- Existen dos tipos de generadores de barrido para estas aplicaciones: los osciladores simples compuestos por un VCO en lazo abierto y los sintetizadores de frecuencia.

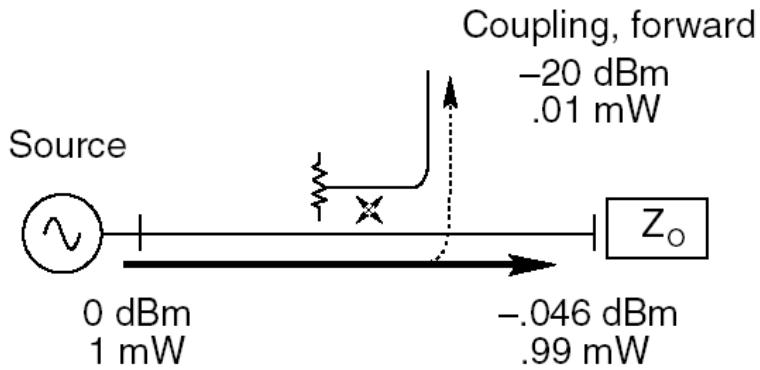
Para dar comienzo al proceso de medición con un analizador de redes es fundamental分离 las señales incidente, reflejada y transmitida. En microondas es común utilizar acopladores direccionales. Las propiedades más importantes para los acopladores direccionales son disponer de un **ancho de banda amplio, alta directividad y una buena impedancia de adaptación** en todos los puertos cuando los otros puertos están conectados a cargas adaptadas terminadas en  $Z_0$ .

En la figura siguiente se observa que el acoplador direccional tiene 4 puertos entrada, salida, acoplado y aislado, la línea entre los puertos 1 y 2 se conocen como "línea principal".

## ACOPLADOR DIRECCIONAL



Acoplador Direccional



*Example of 20 dB Coupler*

$$\text{Coupling Factor (dB)} = -10 \log \frac{P_{\text{coupling forward}}}{P_{\text{incident}}} \quad (P_3)$$

**Factor de acoplamiento directo – Valor Típico = 20 dB (1%)**  
**Considerando como referencia 0 dBm, 1 mW**

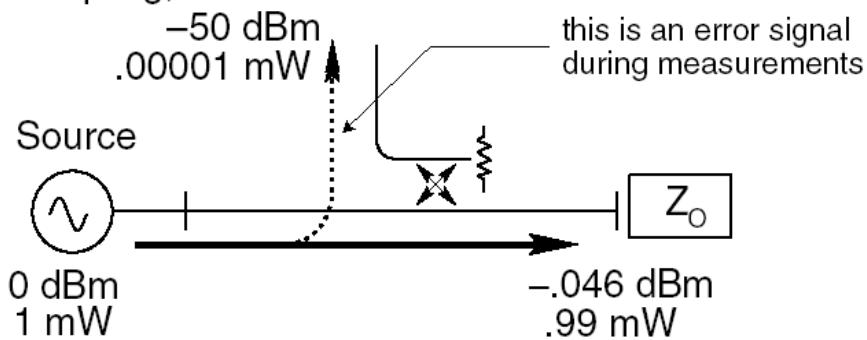
En un acoplador direccional ideal, las pérdidas de la línea principal desde el puerto 1 al puerto 2 ( $P_1 - P_2$ ) debido a la potencia acoplada al puerto de salida son:

$$\text{Pérdida por Inserción = Loss} = 10 \log \left( 1 - \frac{P_3}{P_1} \right) \text{ dB}$$

Las pérdidas son una combinación de pérdidas de acoplamiento, pérdidas dieléctricas, pérdidas del conductor y pérdidas por ROE.



Coupling, reverse



*Example of 20 dB Coupler "turned around"*

$$\text{Isolation Factor (dB)} = -10 \log \frac{P_{\text{coupled reverse}} \text{ (P}_4\text{)}}{P_{\text{incident}} \text{ (P}_1\text{)}}$$

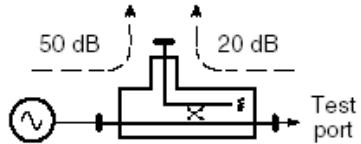
**Factor de aislamiento – Valor Típico = 50 dB (0,001%)**  
**Considerando como referencia 0 dBm, 1 mW**

El **aislamiento** de un acoplador direccional puede ser definido como la diferencia en niveles de señal, en dB, entre el puerto de entrada ( $P_1$ ) y el puerto aislado ( $P_4$ ), estando los otros dos puertos conectados a cargas adaptadas

## DIRECTIVIDAD

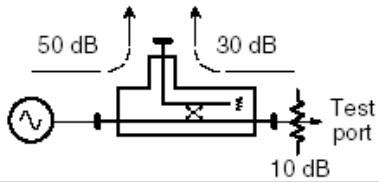
$$\text{Directivity} = \frac{\text{Coupling Factor} \times \text{Loss}_{\text{(through arm)}}}{\text{Isolation}}$$

$$\text{Directivity (dB)} = \text{Isolation (dB)} - \text{Coupling Factor (dB)} - \text{Loss}_{\text{(through arm) (dB)}}$$

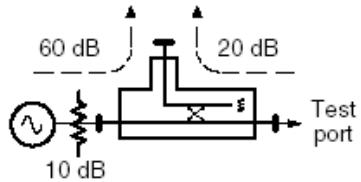


*Examples:*

$$\text{Directivity} = 50 \text{ dB} - 20 \text{ dB} = 30 \text{ dB}$$



$$\text{Directivity} = 50 \text{ dB} - 30 \text{ dB} - 10 \text{ dB} = 10 \text{ dB}$$

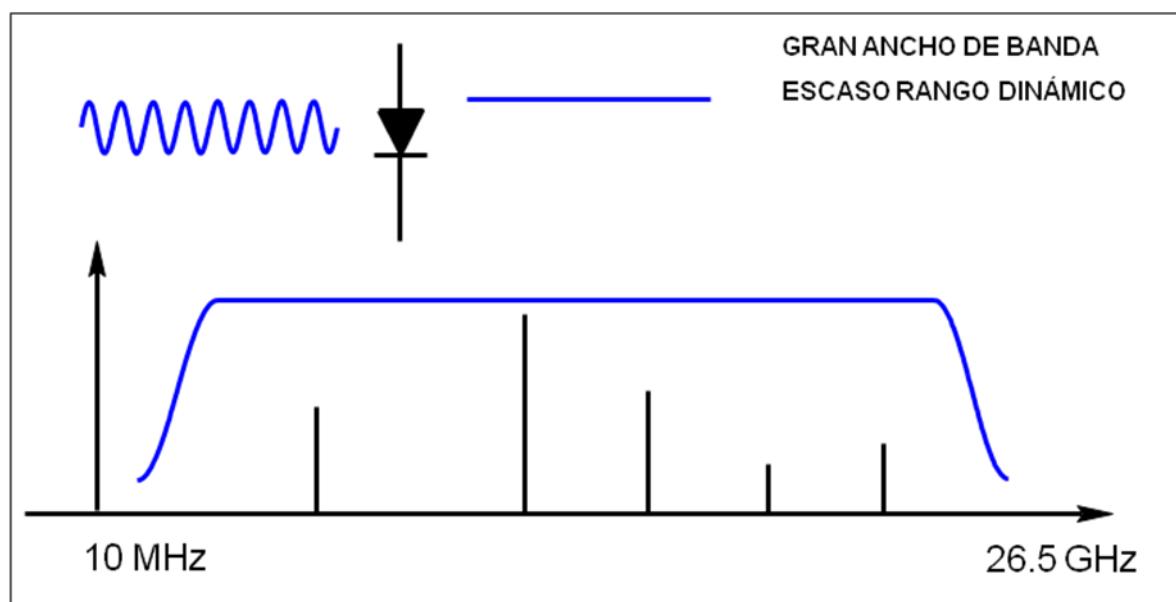
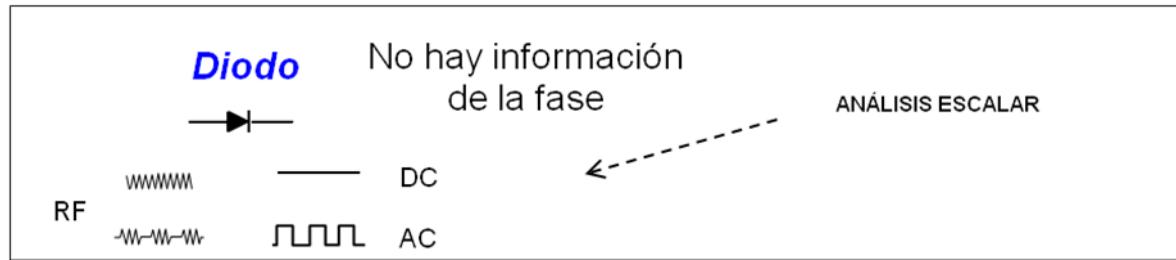


$$\text{Directivity} = 60 \text{ dB} - 20 \text{ dB} - 10 \text{ dB} = 30 \text{ dB}$$

La **directividad** debería ser lo más alta posible, no es medible directamente, y es calculada a partir de la diferencia entre las medidas de aislamiento, acoplamiento y pérdidas:

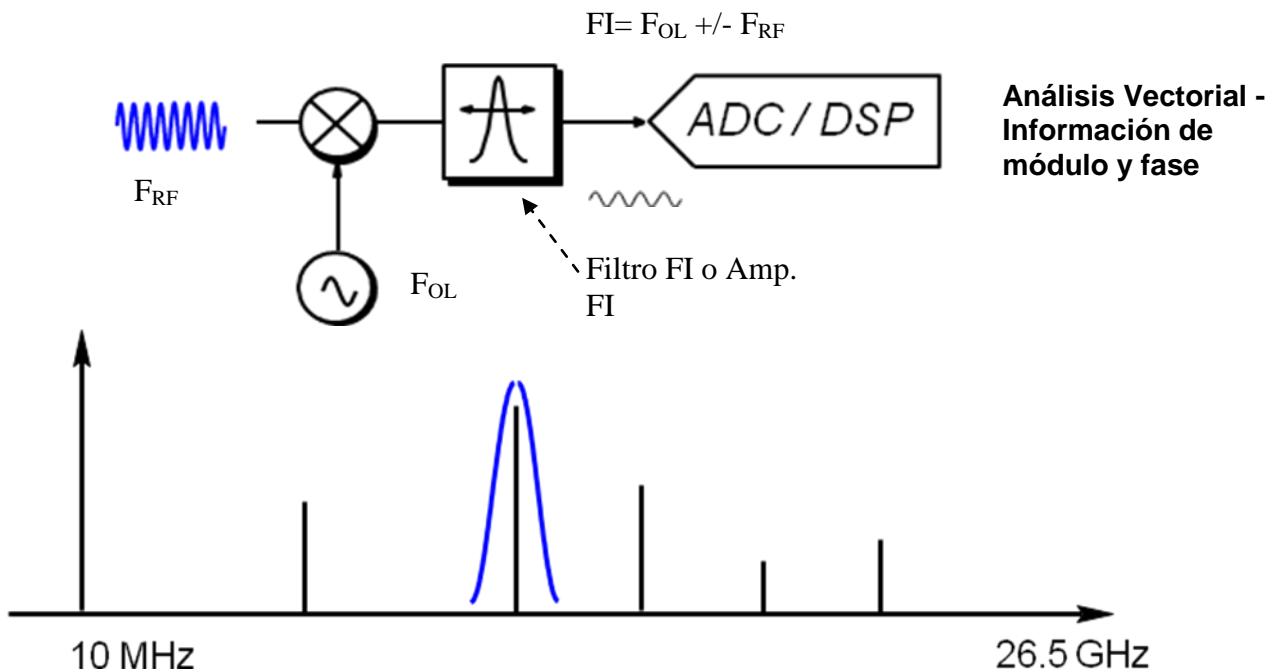
$$\text{Directividad (dB)} = \text{Aislamiento} - \text{Acoplamiento} - \text{Pérdidas}$$

# Detectores



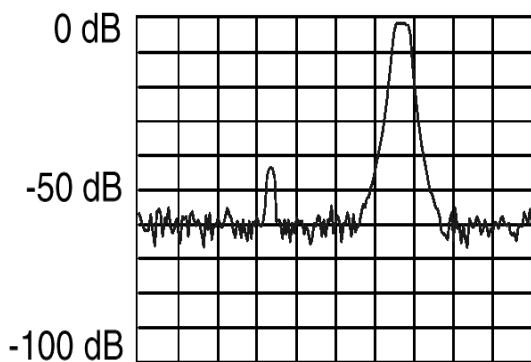
Diodo detector. Es la solución más simple y económica en la que se aprovecha la característica cuadrática propia del diodo para detectar la potencia de la señal para cualquier frecuencia.

## Receptor sintonizado

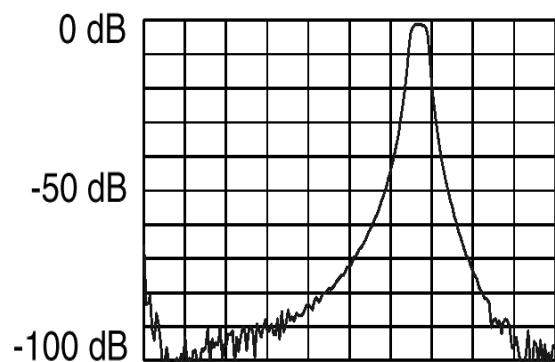


Básicamente es un circuito superheterodino compuesto por un mezclador y un filtro pasabanda sintonizado a una determinada frecuencia intermedia ( ó un amplificador de FI). Se trata, de un receptor de banda estrecha cuya salida contiene la información de la señal de entrada trasladada a la frecuencia intermedia.

### Comparación entre un diodo receptor y receptor sintonizado



Respuesta de un diodo detector

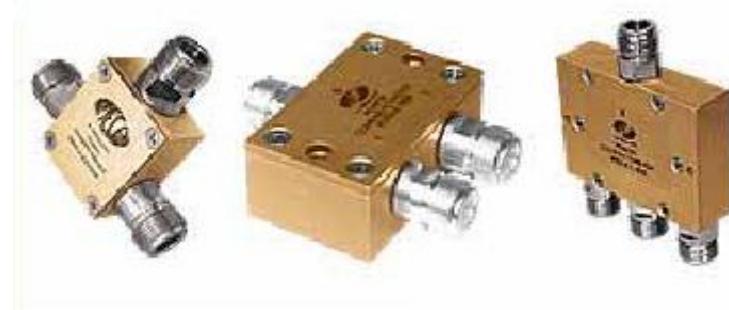


Respuesta de un receptor sintonizado

Si bien el costo y complejidad de los receptores es mucho mayor que para el diodo detector, tiene como ventaja que al ser un circuito de banda estrecha, se consigue una mejor relación señal ruido, mayor rango dinámico y un gran rechazo a señales espurias (mayor selectividad).

## Medición con Puente ROE o divisores de potencia

En lugar de un acoplador direccional se utiliza un Puente de ROE o divisores de potencia, con lo cual se simplifica el uso de acopladores direccionales en la medición de los parámetros S, especialmente en RF, ya que en microondas prevalece el uso de los acopladores direccionales.



## 4.2.- Carta de Smith

Cuando se miden los parámetros S, por cuestiones de aplicaciones en Investigación y desarrollo de dispositivos o con fines industriales de producción, se debe considerar no solamente la magnitud sino la fase involucrada con cada parámetro. **Magnitud y fase de dispositivos y redes describen con precisión el comportamiento con la frecuencia de RF y microondas.**

Las características en el dominio del tiempo necesitan de magnitud y fase para determinar las correcciones vectoriales, como se indica en la **Figura 12**, siguiente.

1. Complete characterization of linear networks

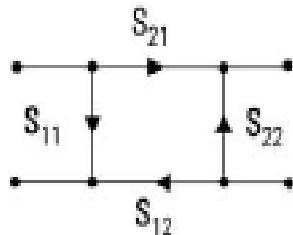
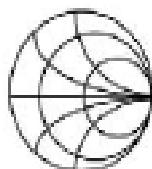
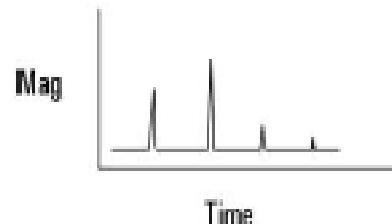


Figura 12

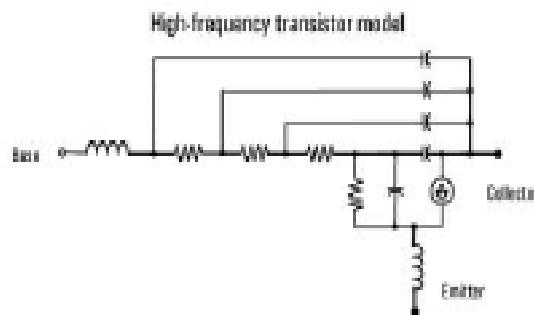
2. Complex impedance needed to design matching circuits



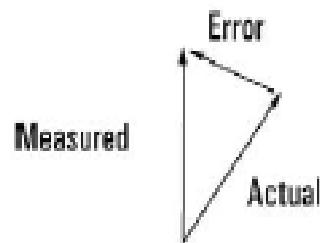
4. Time-domain characterization



3. Complex values needed for device modeling



5. Vector-error correction



Es clave, en líneas de transmisión la impedancia característica  $Z_0$  ya que sirve para determinar la relación entre corriente y voltaje de ondas en desplazamiento (traveling). Es una función de la dimensión de la línea de transmisión y de la constante dieléctrica ( $\epsilon_r$ ) del material no conductor de la línea. Para sistemas de RF,  $Z_0$  es de 50 o 75  $\Omega$ . Para potencia baja, como cable de TV, la línea de transmisión coaxial está optimizada para bajas pérdidas y es de 75  $\Omega$ , con aire como dieléctrico. Para RF y microondas con aplicaciones de potencia elevada se utiliza línea de transmisión coaxial con 50  $\Omega$ , **con una relación entre máxima potencia y mínima pérdida.**

Para máxima transferencia de energía a través de una línea de transmisión desde la fuente a la carga deben tener la misma impedancia  $Z_0$ .

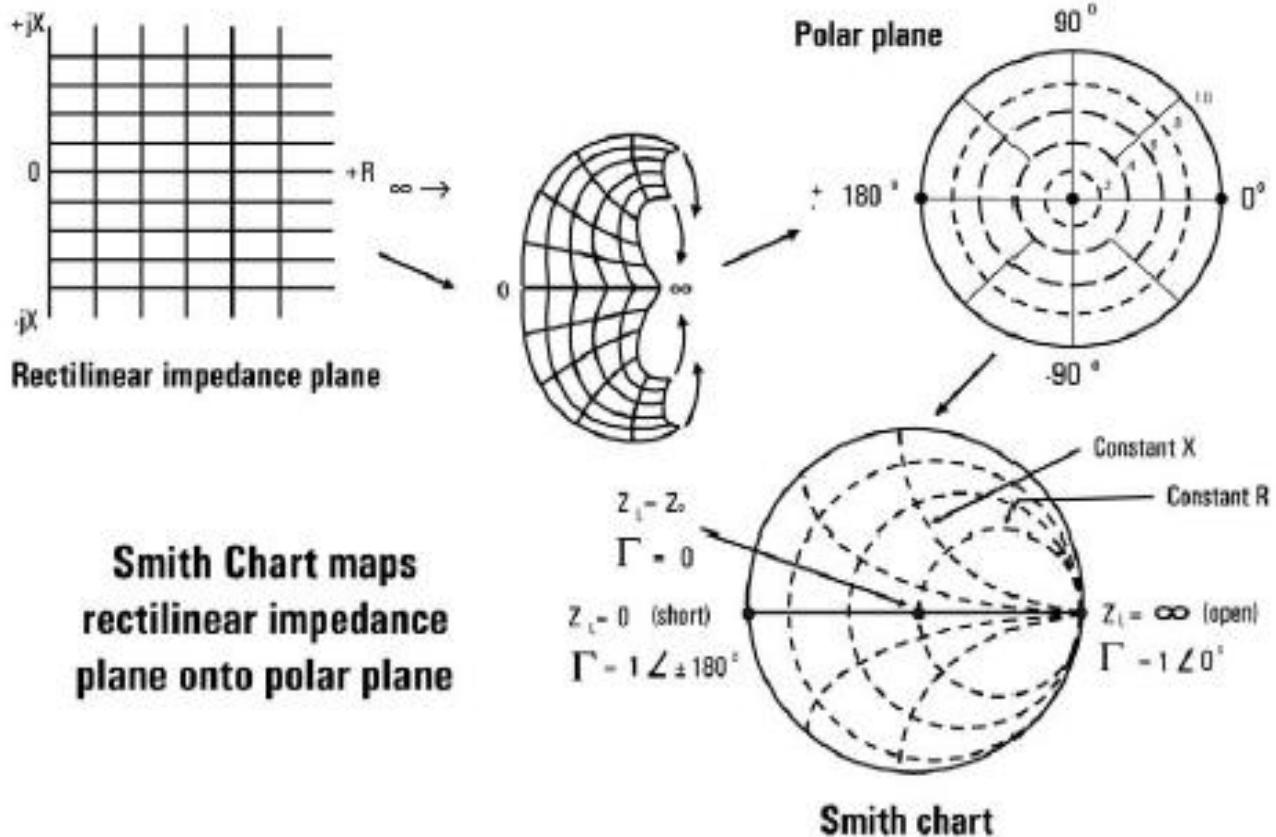
**Cuando la impedancia de la fuente no es resistiva pura, la máxima transferencia de energía ocurre cuando la impedancia de la carga o de salida es igual al complejo conjugado de la impedancia de la fuente.**

En este último caso se trabaja con la **parte inversa de la señal y la parte imaginaria** de la **impedancia**. Si  $RS = 0.6 + j0.3$  ( $\Omega$ ), el complejo conjugado es  $RS^* = 0.6 - j0.3$  ( $\Omega$ ). La fuente de señal se ajusta al complejo conjugado de la impedancia de carga o de salida.

Por lo tanto cuando se está en la etapa de diseño de un dispositivo, el Amplificador de RF cubre el rango de frecuencia de la impedancia de carga, que es la impedancia de la antena. Esta es una de las características de diseño en amplificadores de RF para máxima transferencia de energía. **Es importante considerar los parámetros de reflexión y de transmisión de la Figura 9 ), Figura 9a) y Figura 9b) anteriores, así como el contenido , de la Figura 13)** siguiente.

Haciendo una ampliación de la **Carta de Smith** de la Figura 12) anterior se obtiene:

**Figura 13**



Como el coeficiente de reflexión  $\Phi$ , también denominado  $\Gamma$ , es una cantidad compleja, con magnitud y fase, para definirla correctamente debe tener ambas partes. La carta de Smith está incluida en las computadoras de manera que su uso se ve facilitado como un método gráfico para tratar el tema de los parámetros S. Como la impedancia es un número complejo se la pasa al plano polar.

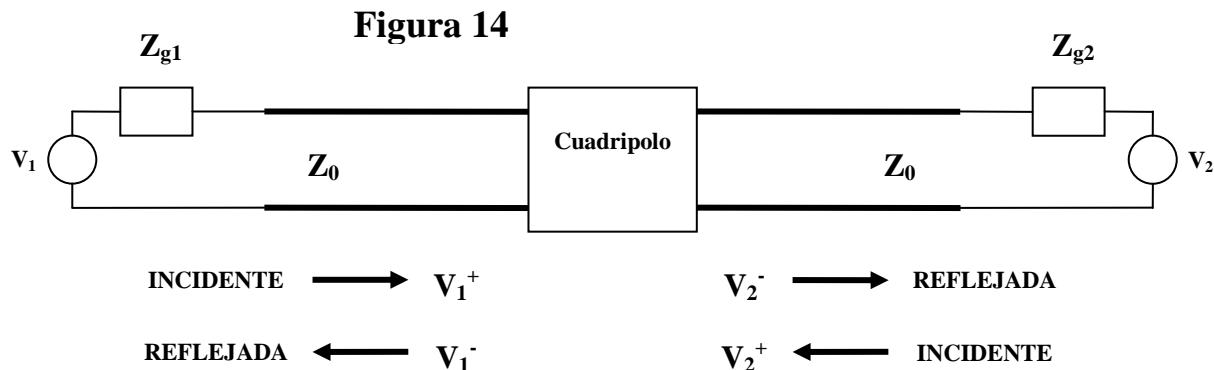
En general, la Carta de Smith está normalizada para  $Z_0$ , de tal manera que **los valores de impedancia están divididos por  $Z_0$ .**, con lo cual se hace independiente de las impedancias del sistema bajo análisis.

En la computadora se visualiza el gráfico de Smith y el coeficiente de reflexión, mediante un display polar.

Los valores de la impedancia se derivan por multiplicación del valor indicado para  $Z_0$ . En un sistema de  $50 \Omega$ , un valor normalizado de  $0.3 - j0.15$  ohmios, deriva en  $15 - j7.5$  ohmios; en un sistema de  $75 \Omega$  es  $22.5 - j11.25$  ohmios.

#### 4.3.- Esquema de medición de los parámetros S

Considerando el esquema de la **Figura 9) anterior** y teniendo presente el procedimiento indicado para cada uno de los parámetros S, se presenta a continuación el esquema de mediciones.

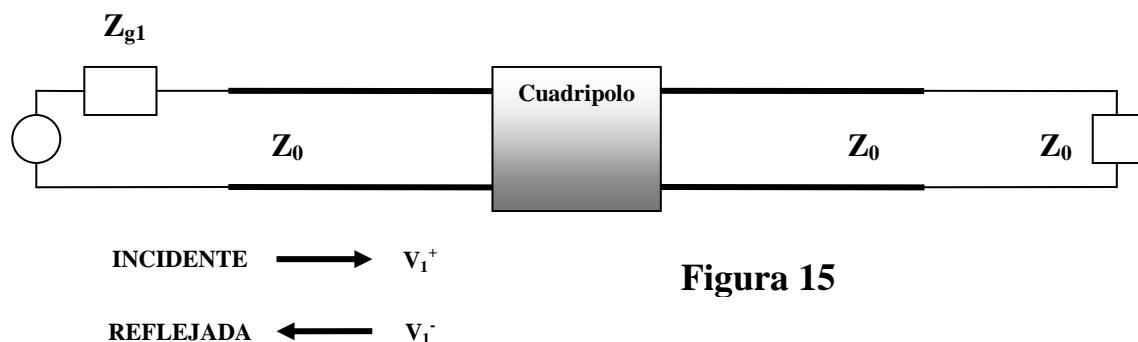


Donde  $Z_{g1}$  y  $Z_{g2}$  deben ser iguales a  $Z_0$ , por lo que el cálculo de los parámetros S depende de la impedancia de referencia, en la práctica se toma  $Z_0 = 50 \Omega$ .

Se mide el coeficiente de reflexión de entrada definido por:

$$S_{11} = \left. \frac{V_1^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+ = 0}$$

Para ello utilizamos el circuito siguiente



Es decir cargamos la salida con una impedancia igual a la de referencia, determinándose entonces la tensión incidente y reflejada. Los parámetros S restantes se miden de forma similar, teniendo presente lo mencionado **en los puntos 2 y 3) anteriores.**

#### **4.4.- Implementación Práctica de las mediciones de Parámetros S**

Una de las formas de medir los parámetros S es utilizando **un Generador de Señales, un Acoplador Direccional y un Voltímetro Vectorial.**

El generador de señales proporciona la señal con la frecuencia necesaria para las mediciones. La función del acoplador direccional es para aislar las ondas incidente y reflejada y medirlas por separado mediante el voltímetro vectorial. Tiene esencialmente tres puntos de conexión: entrada, salida y un punto de muestreo que proporciona un nivel de señal equivalente (pero no igual) a la señal de entrada, es decir, con la misma frecuencia pero con un nivel de atenuación determinado

El Voltímetro Vectorial es un equipo de medición que ante dos señales de entrada (incidente y reflejada) proporciona básicamente dos datos importantes: desfase entre dichas señales y relación de magnitud entre ellas. A este equipo se puede considerar dentro de lo que son los **Analizadores de Red Básico (ARB).**

Dentro de los Analizadores de Red Básico se incluye la medición **con Puente de ROE** en reemplazo del acoplador direccional.

Un equipo de medición más avanzado que el ARB es el **Analizador Vectorial de Redes (AVR)** que dispone entre otros elementos, **de un software que permite realizar el análisis de magnitud y fase en el plano polar por intermedio de la Carta de Smith.**

##### **4.4.1.- Esquemas de Conexiones para medir $S_{11}$ , $S_{21}$ , $S_{22}$ y $S_{12}$**

El voltímetro vectorial mide la magnitud de referencia, la tensión de prueba y la diferencia de fase entre los voltajes. Debido a que puede medir fase, lo cual permite medir directamente los parámetros S de un circuito.

Lamentablemente, el uso de los acopladores direccionales y los cables de prueba para conectar el sistema de medición del voltímetro vectorial introduce atenuación desconocida y cambio de fase en las mediciones. Estos se pueden compensar por la "calibración" de las mediciones.

## Medición de $S_{11}$

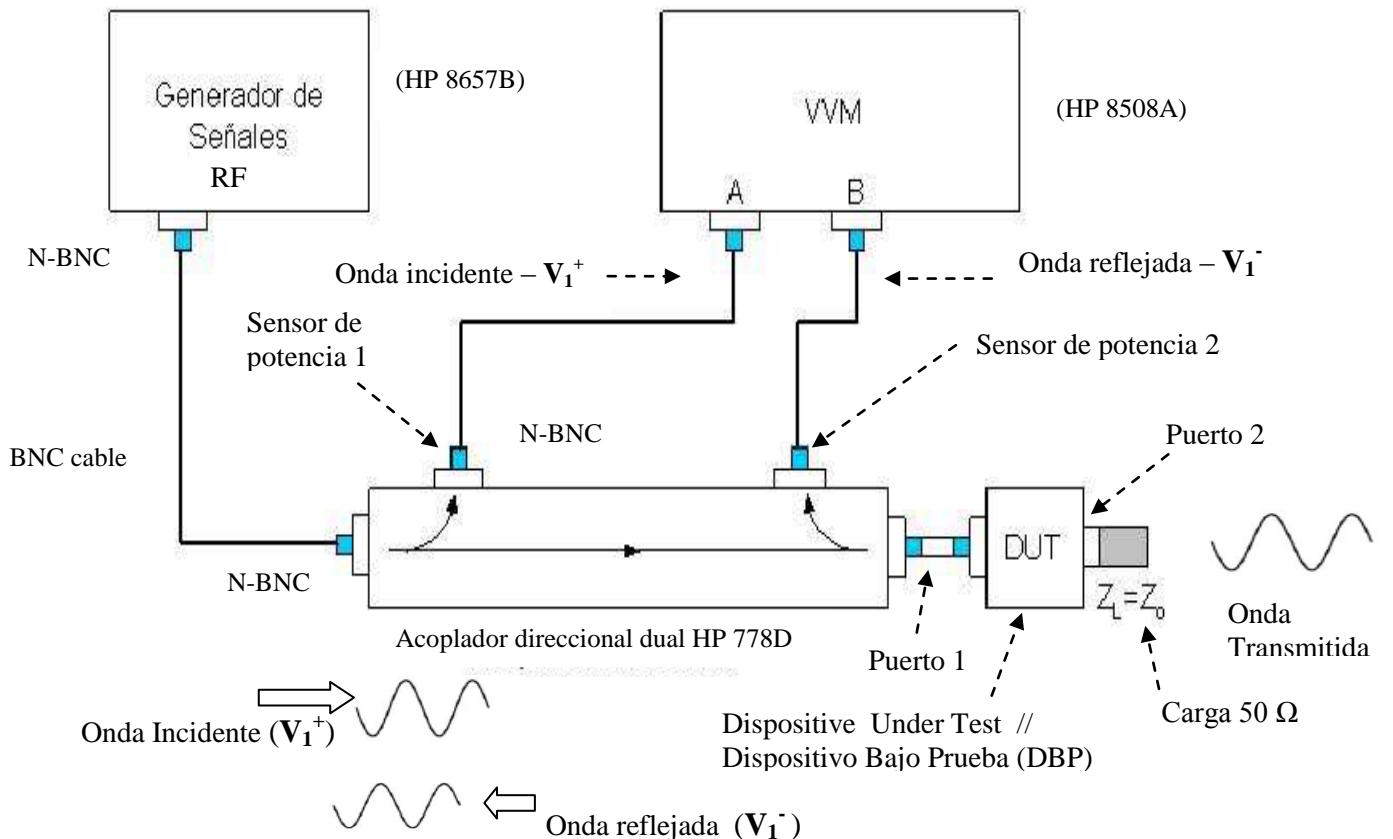


Figura 16.- Conexión de dispositivos para medir  $S_{11}$

La lectura del voltaje ( $V_1^+$ ) en el canal A del VVM ,( $A_D$ ), es proporcional a la amplitud de la onda entrante o incidente al dispositivo ( $a_1^D$ ) ; Similarmente, el voltaje en el canal B, ( $B_D$ ) es proporcional a la amplitud del voltaje reflejado del dispositivo ( $V_1^-$ ), ( $b_1^D$ )

$$S_{11} = \left. \frac{V_1^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+=0} \quad \text{asociado a } S_{11} \text{ está el coeficiente de transmisión directo} \quad S_{21} = \left. \frac{V_2^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+=0}$$

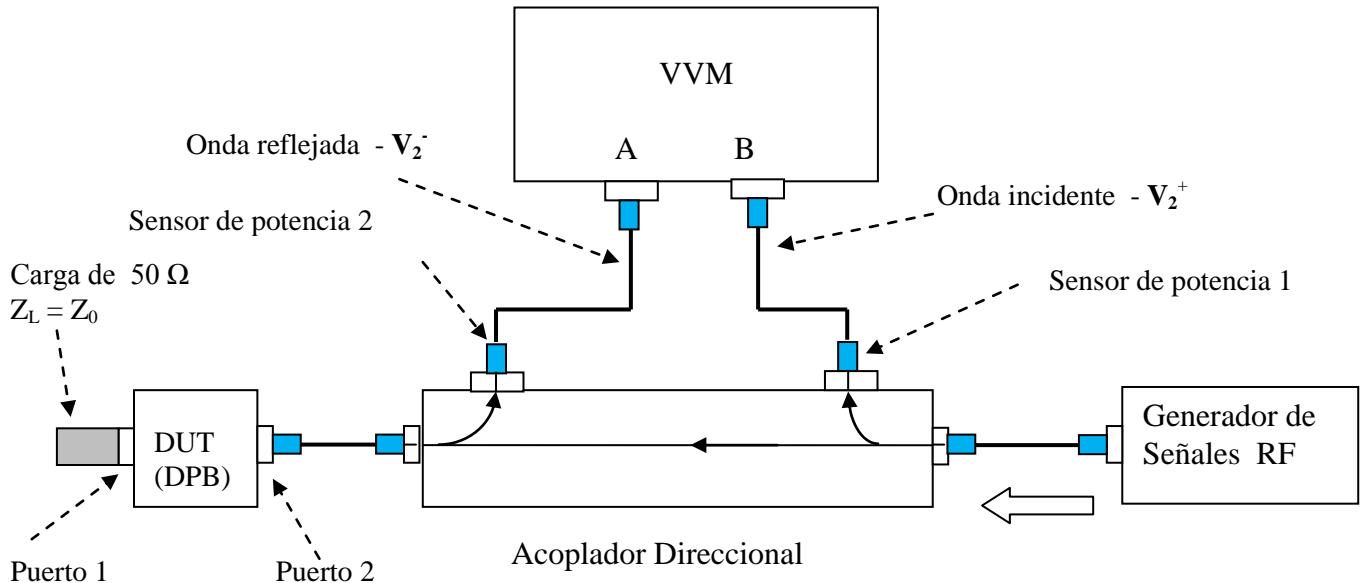
Si el DUT (*Dispositive Under Test*) es removido y reemplazado por un cortocircuito lo que teóricamente debe resultar es que el voltaje en el canal A y en el canal B sean iguales y que estén desfasados 180° pero debido a la presencia del comportamiento no-ideal de los cables, de los conectores, adaptadores, atenuadores, sensores de potencia, el signo de la onda reflejada es negativo (-).

En la medición del parámetro  $S_{11}$ , así como de los restantes parámetros S se supone que la **calibración del Medidor está realizada según el procedimiento definido por cada fabricante, de manera que los factores de multiplicación para cada medición están precisados**. En los equipos de medición de reciente tecnología esto está incorporado al software de operación de cada equipo y en ese sentido hay una simplificación importante.

## Medición de $S_{22}$

El procedimiento para conocer  $S_{22}$  difiere del procedimiento para medir  $S_{11}$  en que ahora la señal de la fuente ingresa por el Puerto 2 y se observa el impacto sobre la entrada, para verificar la real adaptación de impedancia de entrada y máxima transferencia de energía.

$$S_{22} = \left. \frac{V_2^-}{V_2^+} \right|_{V_1^+=0}$$



**Figura 17.- Conexión de dispositivos para medir  $S_{22}$**

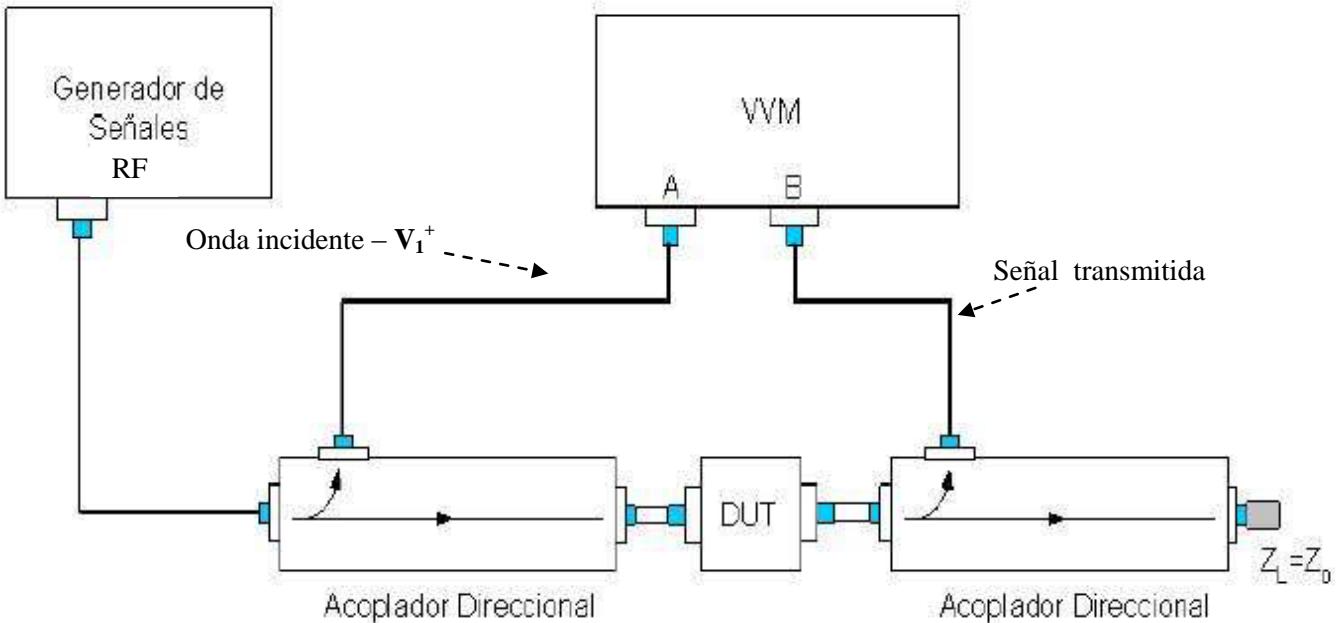
## Medición de $S_{21}$

Se muestrean los puertos de entrada y salida al mismo tiempo ya que se debe determinar cuan grande es la salida respecto del nivel de entrada, por lo que el esquema de interconexión es el mostrado en la Figura 18, en el que se puede ver que el DUT es conectado directamente entre dos acopladores direccionales, el voltaje en el canal A es proporcional al voltaje que entra al dispositivo bajo medición (DUT) y el voltaje leído en el canal B es proporcional al voltaje transmitido a través del DUT y que llega a la impedancia de carga  $Z_L$ .

$$S_{21} = \left. \frac{V_2^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+=0}$$

Coeficiente de transmisión directa o ganancia/perdida con la tensión directa.

$S_{21}$  está directamente relacionado con  $S_{11}$  ( Coeficiente de reflexión de entrada)



**Figura 18.- Conexión de dispositivos para medir  $S_{21}$**

### Medición de $S_{12}$

$$S_{12} = \left. \frac{V_1^-}{V_2^+} \right|_{V_1^+=0}$$

*(Puerto 2 a 1), ganancia de voltaje inverso o coeficiente de Transmisión con circuito de entrada adaptado/ coeficiente de transmisión inverso.*

Para el caso de  $S_{12}$  el procedimiento es exactamente el mismo que  $S_{21}$ , sólo que ahora la señal entra por el puerto 2 y sale por el puerto 1, según el **esquema de la Figura 17** para medir  $S_{22}$ .

**$S_{12}$  está directamente relacionado con  $S_{22}$  ( Coeficiente de reflexión de salida)**

$S_{12}$ , llamado coeficiente de transmisión inversa, indica el nivel de amplificación de la red para una onda que ingresa por su puerto de salida (puerto 2). En el caso de transistores utilizados como amplificadores, cuanto mas pequeño sea el valor de  $S_{12}$ , mejor será la estabilidad y rendimiento del amplificador, ya que lo que hace este valor es reducir la ganancia total del dispositivo, es decir, es una “ganancia negativa” (Anderson, 1997).

### **Conclusión:**

La caracterización de un cuadripolo o de un multipolo no se puede hacer a través de circuito abierto o de corto circuito, como sucede en las aplicaciones de baja frecuencia.

En el caso de un cortocircuito con un cable, el cable en sí posee una inductancia que puede ser de magnitud considerable en alta frecuencia. En el caso de un circuito abierto conduce a la carga capacitiva en la terminal.

Por otra parte, cuando se trata de fenómenos de propagación de la onda, no es conveniente introducir un coeficiente de reflexión, cuya magnitud sea la unidad.

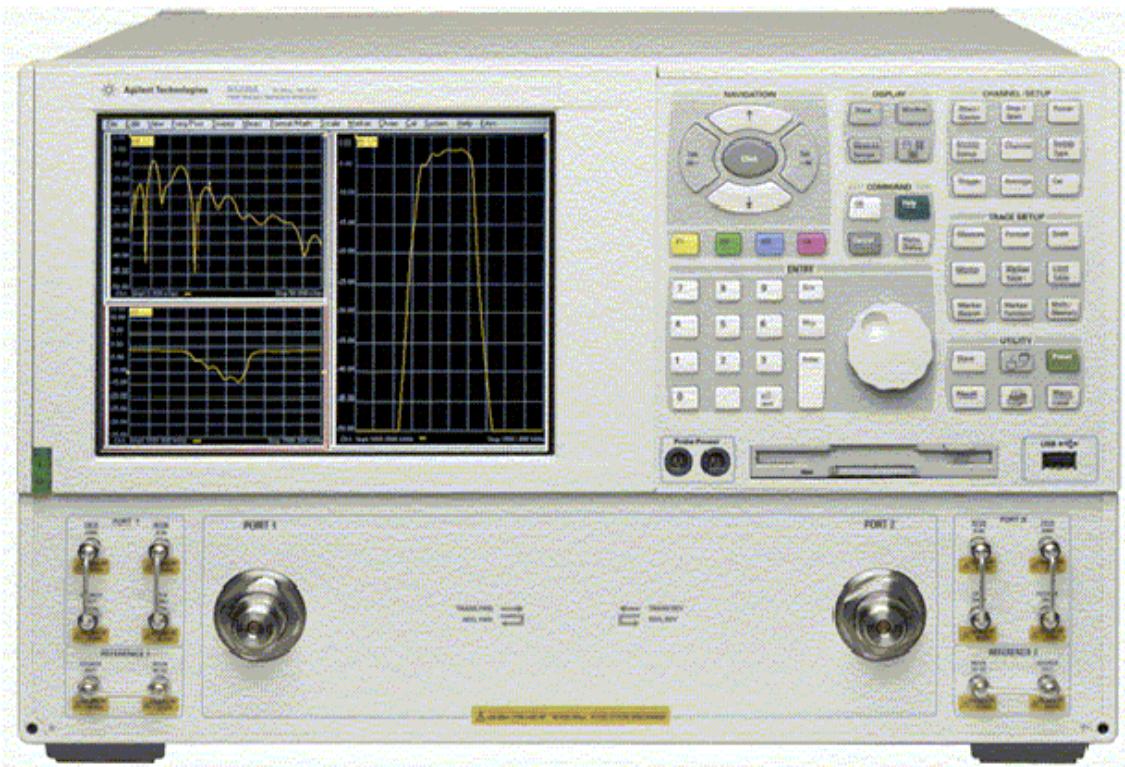
Por ejemplo, la discontinuidad en los terminales puede causar tensión indeseables y / o reflexiones de la onda actual, lo que lleva a la oscilación que puede resultar en la destrucción del dispositivo o de sus componentes activos como diodos y transistores.

Con los parámetros S, se tiene la herramienta apropiada para caracterizar la descripción de una red de dos puertos de prácticamente todos los dispositivos de RF y microondas sin daño para DUT

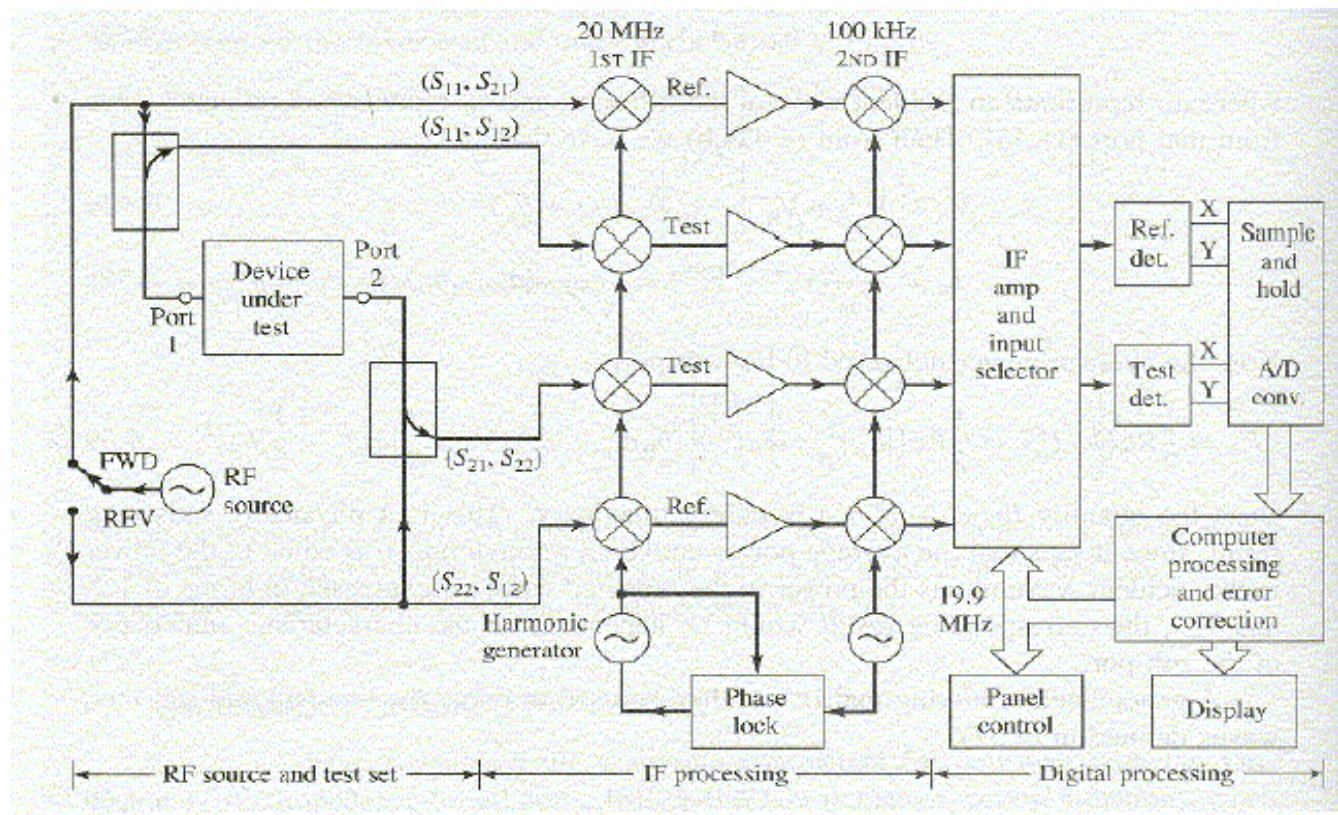
## **5.- Analizador Vectorial de Red - VNA (Vector Network Analyzer)**

Complementando lo visto en el **Punto 4.1**) anterior, las principales características de un Analizador Vectorial de Red son las siguientes:

- Mide los parámetros S de redes pasivas y activas.
- Opera como un receptor de 2 a 4 canales de microondas. Dispone de un Generador de Señales de microondas, que puede comutarse a FWD o REV ( Directo o Inverso según los parámetros que midan).
- Procesa la información de magnitud y fase de las ondas transmitidas y reflejadas de una red.
- Las mediciones se realizan dentro de una banda de frecuencia empleando barrido de frecuencia con PLL.
- Dispone de la capacidad de simular la carga de referencia.
- Un reflectómetro de 4 puertos muestrea las ondas transmitidas, incidentes y reflejadas.
- Mediante un mecanismo de conmutación se cambia el puerto seleccionado, de entrada o de salida.
- Cuatro canales conversores duales de frecuencia, trasladan las señales a una primera Frecuencia Intermedia FI de 20 MHZ y en segunda conversión a una FI de 100 KHZ.
- Las señales detectadas se digitalizan y procesan en una computadora integrada al equipo de medición. Una de las partes importantes del procesamiento es la compensación de errores, cuyos factores se determina en un proceso de calibración previo, y luego cada medición es afectada por dichos factores.
- La información obtenida se muestra en una pantalla gráfica.



**Diagrama en Bloques del VNA**



El diagrama muestra el instrumento conectado a una red a la cual se desea medir sus parámetros.

## 6.- Serie de Instrumentos que miden parámetros S de Agilent para RF y Microondas

### Agilent's Series of RF Vector Analyzers

	<b>PNA series</b> <ul style="list-style-type: none"><li>• 3, 6, 9 GHz - 2, 3 ports</li><li>• highest dynamic range</li><li>• advanced LAN connectivity</li><li>• internal Windows automation</li><li>• program via SCPI or COM/DCOM</li></ul>		<b>8753ET/ES series</b> <ul style="list-style-type: none"><li>• 3, 6 GHz - 50/75 Ω</li><li>• rich feature set</li><li>• frequency offset and harmonic sweeps</li></ul>
	<b>ENA series</b> <ul style="list-style-type: none"><li>• 3, 8.5 GHz</li><li>• 2, 3, 4, 7, 9 ports</li><li>• excellent RF performance</li><li>• balanced measurements</li><li>• internal VBA automation</li></ul>		<b>8712ET/ES series</b> <ul style="list-style-type: none"><li>• 1.3, 3 GHz - 50/75 Ω</li><li>• lowest cost</li><li>• narrowband and broadband detection</li><li>• IBASIC / LAN</li></ul>
	<b>4395A series NA/SA combination</b> <ul style="list-style-type: none"><li>• 500 MHz, 1.8 GHz</li><li>• impedance-measuring option</li><li>• fast, FFT-based spectrum analysis</li><li>• IBASIC</li></ul>		<b>E5100A/B</b> <ul style="list-style-type: none"><li>• 180, 300 MHz</li><li>• fast, small, economical</li><li>• for crystals, resonators, filters</li></ul>

### Agilent's Series of Microwave Vector Analyzers

**8720ET/ES series**

- 13.5, 20, 40 GHz
- economical
- fast, small, integrated
- test mixers, high-power amps

**8510C series**

- 110 GHz *in coax*
- modular, flexible
- pulse systems
- Tx/Rx module test

**PNA series**

- 20, 40, 50 GHz
- highest dynamic range and speed
- very low trace noise
- advanced LAN connectivity
- internal Windows automation
- program via SCPI or COM/DCOM

## 5.- Evolución de los instrumentos que miden parámetros S

Hay una serie de aplicaciones y mediciones relacionadas que están superando el marco de los parámetros S como se los conoce hasta ahora. Esto se debe nuevas características como: doble fuente integrada de gran pureza espectral, test-set configurable (comutadores, combinadores, acceso directo a puertos...), receptores de ruido, generadores y moduladores de pulso y offset en frecuencia, entre otros, que han llevado a un nuevo concepto de equipo: **Analizador Vectorial de Redes No Lineales (NVNA - Non-lineal Vector Network Analyzers)**.

La versatilidad de los NVNA permiten comutar entre medidas de parámetros S en onda continua, parámetros S pulsados, compresión de ganancia y conversión AM-PM, medida de distorsión harmónica, productos intermodulación, parámetros S en caliente ( $S_{22}$ ), modo diferencial puro y mixto, figura de ruido con corrección de fuente utilizando un calibrador electrónico como sintonizador de impedancias, extracción de parámetros X que modelan de forma precisa el comportamiento de redes no lineales para utilizarlo en simulación (análogos a los parámetros S en redes lineales).



**Mediciones realizadas con el analizador de redes Agilent PNA-X; mostrando simultáneamente los parámetros S, análisis espectral y distorsión, de un amplificador.**

## 7.- Bibliografía:

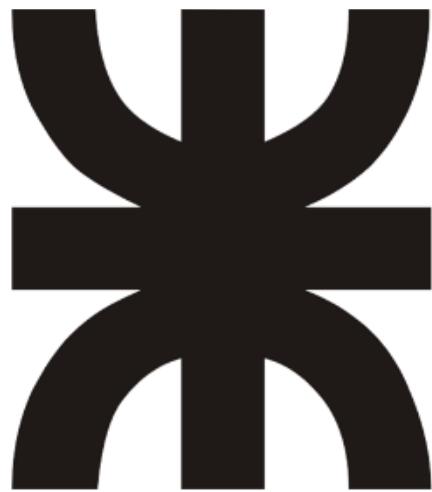
- Network Analyzer Basics. Agilent. 2004 - (5965-7917E.pdf)
- Low Noise Amplifiers for 5.125 - 5.325 GHz and 5.725 - 5.825 GHz Using the ATF-55143 Low Noise PHEMT – Agilent – (5988-5846EN.pdf)
- Midiendo más halla de los parámetros S. Agilent. 2004
- HP – Application Note 95-1 - an95-1-s-parameters.pdf
- Agilent AN 154 S-Parameter Design. Application Note ( an-0154 - s parameter design.pdf)
- Network Analyzer Error Models and Calibration Methods –Agilent (Network Analyzer Error Models and Calibration Methods.pdf)
- ELECTRONIC WARFARE AND RADAR SYSTEMS ENGINEERING HANDBOOK (GetTRDoc.pdf)
- Agilent E5071C ENA Network Analyzer (5989-5479EN.pdf)
- Vector Voltmeter and Input Modules (HP) – (8508a.pdf)
- Amplificadores de microondas – Universidad de Sevilla - (bol3\_mic\_0506.pdf)
- Applications of RF and Microwave Sampling to Instrumentation and Measurement – University of Pittsburgh - (ims1340.pdf)
- MEDICIÓN DE PARÁMETROS SCATTERING DE UN TRANSISTOR PARA EL DISEÑO DE UN AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO - Facultad de Ciencias e Ingeniería Pontificia Universidad Católica del Perú – (Jica\_villena.pdf)
- Diseño de Amplificadores de mediana potencia para aplicaciones WiMAX - Universidad Autónoma de Baja California – (C906OD.pdf)
- Diseño y verificación de un amplificador para IEEE802.16 - Universidad Politécnica de Cataluña – (40382-2.pdf)
- Introducción a las Mediciones para la Caracterización de Transistores de Potencia – (www.STADTAUS.com\_S14\_DeGroote.pdf)

- Primer on Vector Network Analysis - Aritsu – (11410-00387.pdf)

Ing. Juan Carlos Colombo  
Prof.Tit. Medidas Electrónicas II  
FRT-UTN  
30/04/12

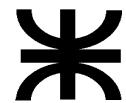
**UTN-FRT**

**MEDIDAS  
ELECTRÓNICAS 2**



**TEMA:**  
**Analizador de Espectros**





**UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL  
FACULTAD REGIONAL TUCUMÁN**

**Ingeniería Electrónica – Medidas Electrónicas II**

**“Analizador de Espectro”**

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

## 1.- Introducción

Una función periódica de cualquier tipo, puede descomponerse por una serie trigonométrica o Serie de Fourier de la forma:

$$Y(t) = \frac{1}{2} a_0 + a_1 \cos \omega t + b_1 \sin \omega t + \dots + a_n \cos \omega t + b_n \sin \omega t$$

Donde los coeficientes  $a_n$  y  $b_n$  son constantes. Esta serie es conocida como la Serie de Fourier de la señal correspondiente.

El primer término ( $\frac{1}{2} a_0$ ) suele denominarse “nivel de continua”, el segundo par de términos ( $a_1 \cos \omega t + b_1 \sin \omega t$ ) se denomina “fundamental”, los siguientes pares de términos ( $a_2 \cos \omega t + b_2 \sin \omega t + a_3 \cos \omega t + b_3 \sin \omega t + \dots$ ) son los llamados armónicas de orden superior. Cada uno de estos pares se puede escribir en forma de:

$$A_n \sin(n \omega t + \varphi), \text{ donde } A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad \text{la fase inicial de la señal es } \varphi \text{ y} \\ \tan \varphi = a_n / b_n.$$

Los timbres de los diferentes instrumentos musicales pueden atribuirse principalmente a las diferencias comparativas de los  $A_n$  de los sobre tonos.

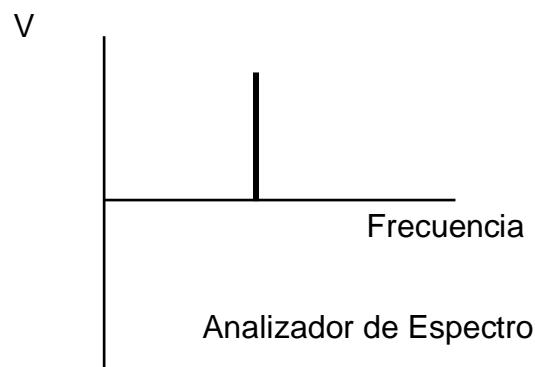
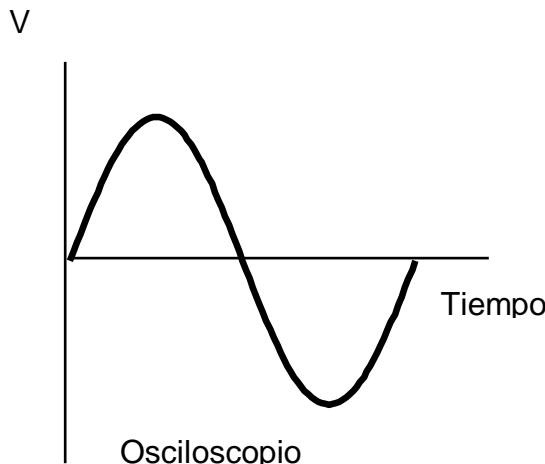
Los valores de los coeficientes de la serie trigonométrica, se encuentran mediante:

$$\left. \begin{aligned} & \text{to+T} \\ & a_n = \frac{2}{T} \int_{\text{to}}^{\text{to+T}} f(t) \cos(n \omega t) dt \\ & \text{to} \\ & b_n = \frac{2}{T} \int_{\text{to}}^{\text{to+T}} f(t) \sin(n \omega t) dt \end{aligned} \right\} \text{con } n = 0, 1, 2, 3, \dots$$

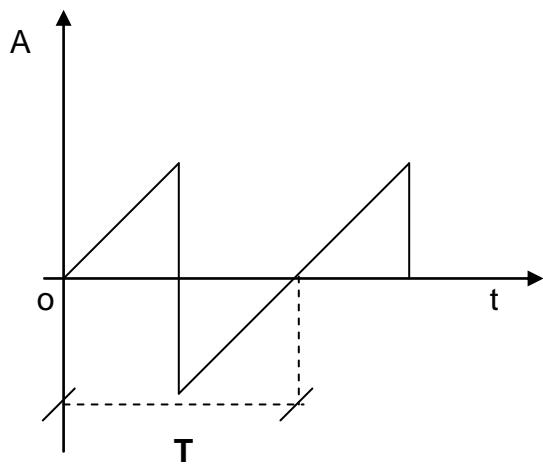
lo cual se cumple para cualquier función periódica  $f(t)$  entre **to** y **to+T**.

Como puede verse, el número de coeficientes para cualquier señal periódica (salvo las senoidales puras) será infinito, esto hace que el cálculo sea imposible. Sin embargo el valor de dichos coeficientes va disminuyendo, en algunas señales más rápido que en otras, hasta que la contribución de algunos coeficientes es mínima y despreciable. Entonces es posible tomar un número finito de coeficientes sin cometer errores importantes.

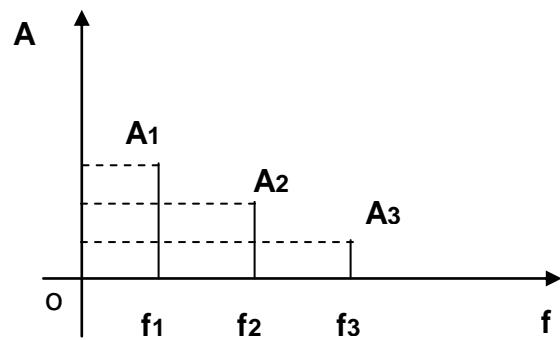
Esto permite la representación gráfica en el espectro de las frecuencias a señales iguales a las consideradas, donde la Amplitud Vertical de la señal está dada por  $A_n$  y la horizontal por la frecuencia  $f$ , un ejemplo de esta gráfica puede verse en las siguientes figuras.



Las gráficas muestran las características de una onda senoidal ideal: las especificaciones reales tienen diferencias con la forma ideal presentándose distorsiones en las ondas.

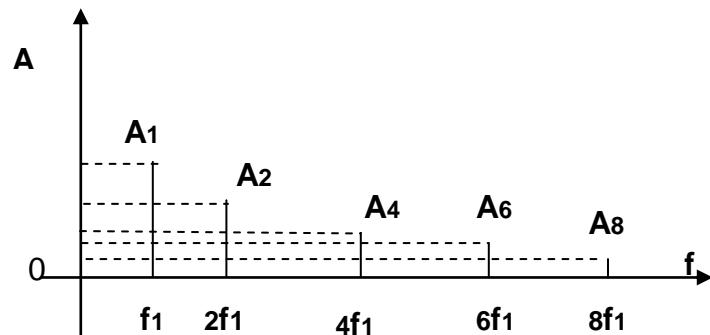
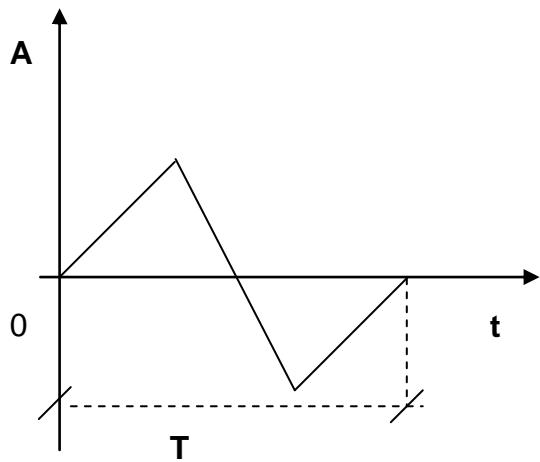


Gráfica en función del tiempo  
(Diente de Sierra)



Gráfica en función de frecuencia  
(Espectro de Frecuencia)

Una señal Triangular tiene  $f_s$  más armónicas pares con amplitudes decrecientes.



Una señal Cuadrada de  $f_s = 3 \text{ KHZ}$  (fundamental) tendrá armónicas impares  $f_{s3} = 9\text{KHZ}$  ( $3^{\circ}$  armónica),  $f_{s5} = 15\text{KHZ}$  ( $5^{\circ}$  armónica),  $f_{s7} = 21\text{KHZ}$ ,  $f_{s9} = 27\text{KHZ}$ , siempre con respecto a la fundamental.

Otra forma de escribir la serie de Fourier es expresando los senos y cosenos en forma exponencial, recordando que:

$$e^{jn\omega t} = \cos n \omega t + j \sin n \omega t$$

se puede deducir que la señal queda expresada por:

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{jn\omega t} \quad \text{donde } C_n = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) e^{-jn\omega t} dt$$

**Cuando estamos en presencia de señales que no son periódicas, se las considera un caso especial de las series de Fourier cuando el periodo T tiende a infinito.**

Considerando las ecuaciones anteriores con los límites indicados y **reemplazando las sumatorias por integrales** se obtiene:

$$f(t) = \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) e^{jn\omega t} d\omega$$

donde

$$F(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-jn\omega t} dt$$

Estas ecuaciones se denominan Integrales de Fourier y  $F(\omega)$  se llama Transformada de Fourier de  $f(t)$ .

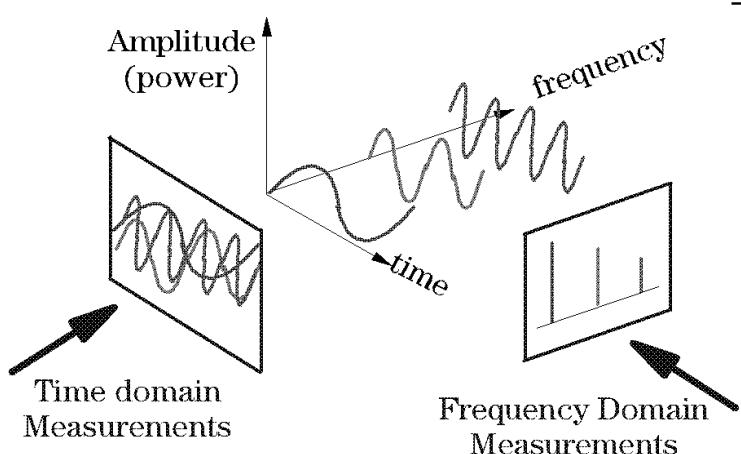
Esta transformada es única o sea que dada una función  $f(t)$  siempre es posible encontrar una sola función  $F(\omega)$  que satisfaga dichas ecuaciones. De la misma manera dada una función  $F(\omega)$  siempre es posible encontrar sólo una función  $f(t)$  que satisfaga dichas ecuaciones. Por este motivo a  $f(t)$  se la llama Transformada Inversa de Fourier de  $F(\omega)$ .

## 2.- Esquema Básico de un Analizador de Espectro

Las características de Amplitud vs. Tiempo de una señal analógica puede analizarse en el dominio temporal con un Osciloscopio, y si es Amplitud vs. Frecuencia en el dominio de la frecuencia con una Analizador de Espectro, como lo indica la **Figura 1**). Cuando se está en el dominio temporal se hace la sumatoria de todas las componentes de frecuencias o armónicas

de una señal, según Fourier, y aparecen en la pantalla (TRC) o en un display digital de un osciloscopio como una única señal.

Cuando es necesario descomponer una señal en sus diferentes componentes espectrales de frecuencias o contenidos armónicas, para analizar de manera independiente el comportamiento de la amplitud con la frecuencia de cada componente y luego de la totalidad de las mismas se utiliza un Analizador de Espectro.



**Fig. 1: Relación de señales en función de la frecuencia y el tiempo**

Esta figura muestra una señal tanto en el dominio del tiempo como de la frecuencia. En el dominio del tiempo todos los componentes de distintas frecuencias de la señal son sumados y mostrados juntos. **En el dominio de la frecuencia la señal es separada en sus componentes de frecuencias y se muestra el nivel de cada una.**

Con un Analizador de Espectro mediciones como Frecuencia, Potencia, Contenido Armónico, Modulación y Ruido pueden ser realizadas fácilmente. A esto se puede agregar la Distorsión de Armónicas, el Ancho de Banda Ocupado, la Estabilidad de Señal, la Potencia de Salida, la Distorsión de Intermodulación, La Relación Señal / Ruido y muchas otras mediciones. Algunos de estas cuestiones se indican en la **Figura 2** siguiente.

**Medir la calidad de la modulación** permite saber si el sistema trabaja apropiadamente y que la información será transmitida correctamente. Conocer el contenido espectral es importante, especialmente en comunicaciones donde se cuenta con un ancho de banda limitado. Testear el porcentaje de modulación, la amplitud de la banda lateral, la calidad de la modulación, ancho de banda ocupado, son algunas de las mediciones más comunes en modulación.

En comunicaciones, **medir la distorsión** tanto en los receptores, como en los transmisores es crítico. Por ejemplo, una distorsión excesiva de armónicas en la salida del transmisor puede interferir con otras bandas de comunicación. Las mediciones comunes de la distorsión, incluyen la intermodulación, armónicas, y las emisiones espurias.

Cualquier dispositivo o circuito activo puede generar ruido. Medir este **ruido** y la relación Señal / Ruido es importante para caracterizar el comportamiento de los dispositivos y su contribución al ruido general del sistema.

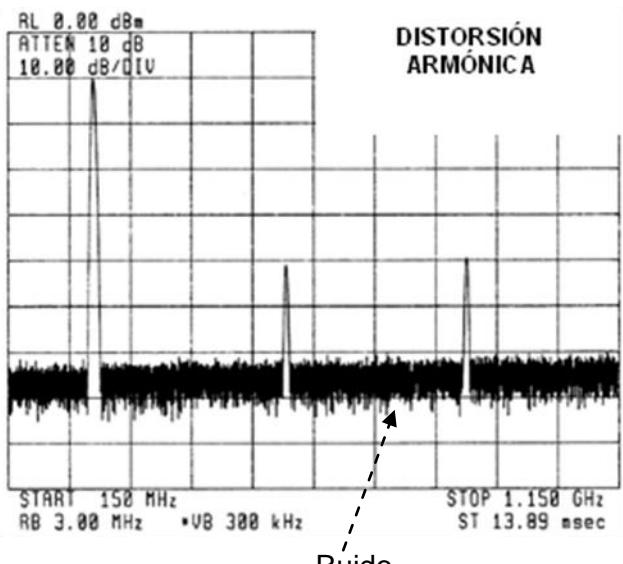


Fig. 2a) Distorsión armónica + ruido

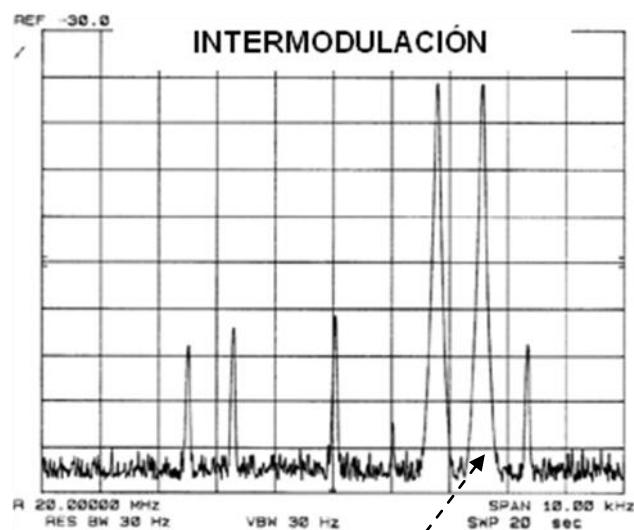


Fig.2b)

Distorsión por Intermodulación de tercer orden en un transmisor de banda lateral única (BLU)

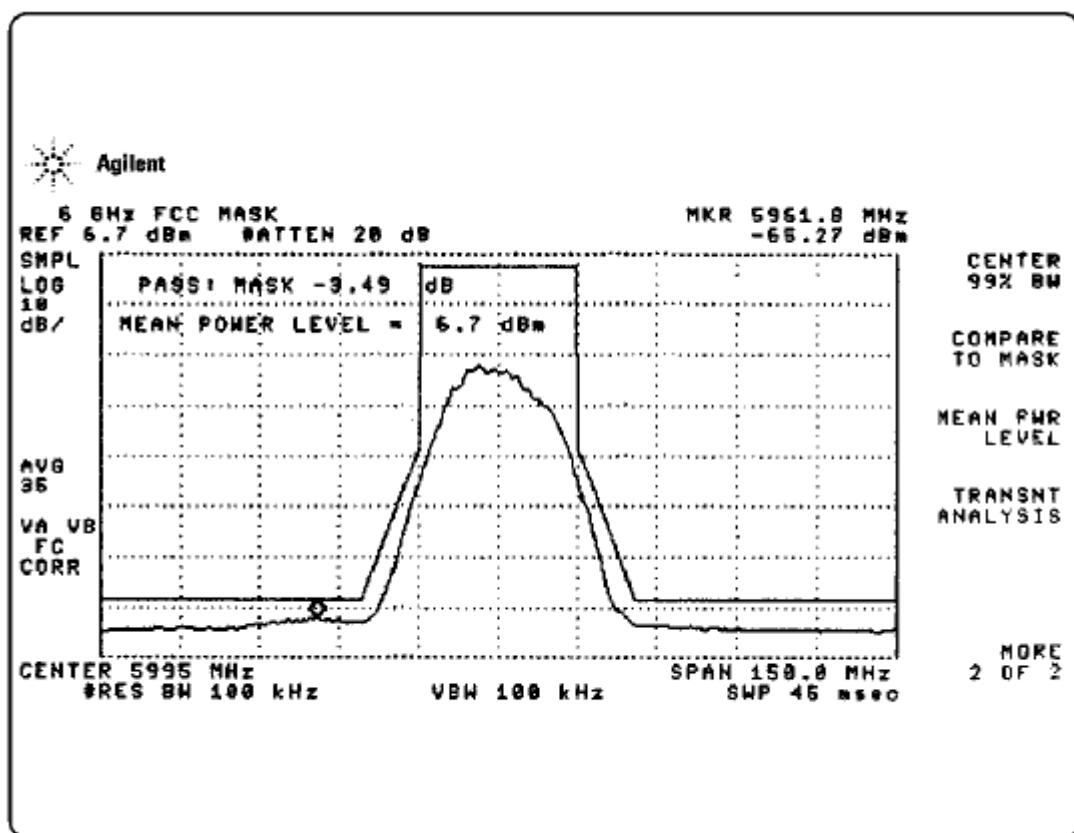


Fig. 2c) Espectro de una señal de radio digital, y máscara que muestra los límites permitidos de ocupación espectral.

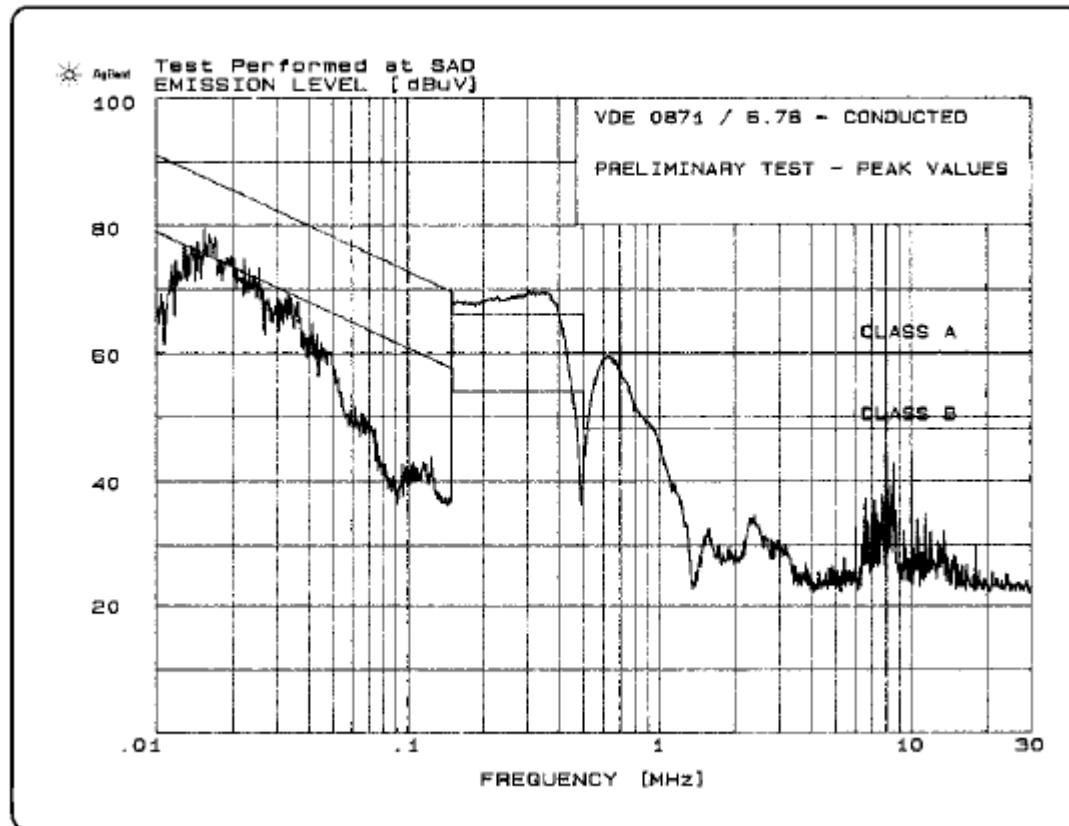


Fig. 2d ) Emisiones conducidas en función de los límites impuestos por la VDE como parte de una prueba de interferencia electromagnética ( EMC).

En la **Fig. 2 a)** se verifica el contenido armónico de la señal portadora para evitar interferencias con otros sistemas que operan en las frecuencias de las armónicas. También se destaca la distorsión de la señal modulada sobre una portadora.

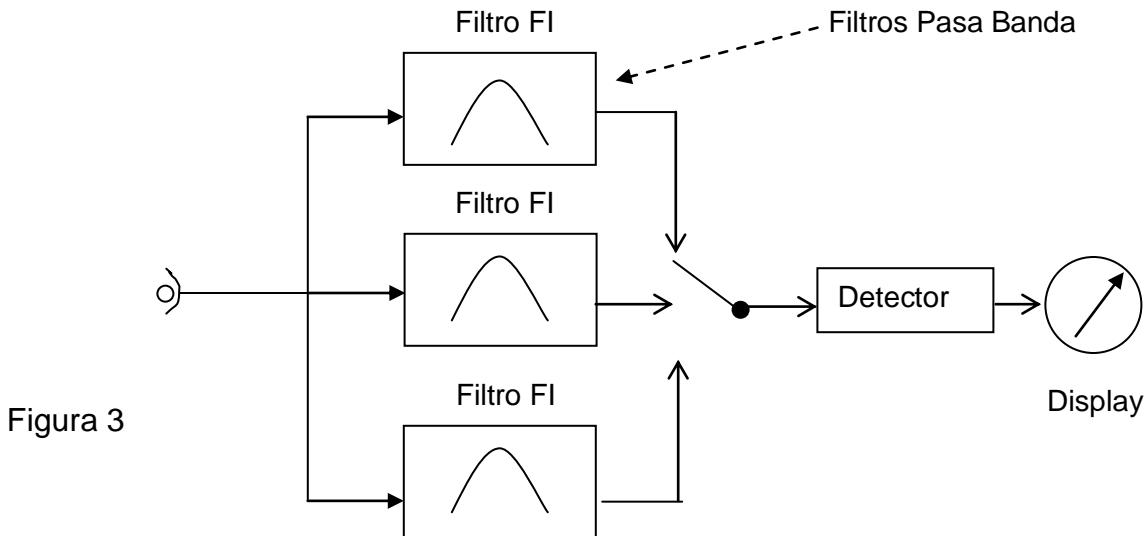
En la **Fig. 2 b)** se muestra que la intermodulación de tercer orden (dos tonos de una señal que se modulan entre sí) puede ser problemático ya que las componentes de distorsión pueden caer dentro de la banda de interés, y en consecuencia no pueden ser filtradas.

La **Fig 2 c)** indica la ocupación espectral. La modulación de una señal aumenta su espectro, y para evitar interferencia entre canales próximos se restringe el ancho espectral de varias transmisiones.

Por último, en la **Fig 2 d)** se muestra que la interferencia electromagnética (EMI) también puede ser considerada como una forma de ocupación espectral. Se debe evitar que emisiones no deseadas, ya sean radiadas o transmitidas por la alimentación u otro tipo de cableado interfieran con el funcionamiento de otros sistemas.

Hay varios métodos para descomponer una señal en sus componentes individuales de frecuencias. Un método básico es el siguiente: se colocan filtros Pasa Bandas que son atacados por la señal a analizar y un Detector, que seleccionando cada una de ellas muestran las amplitudes correspondientes en función de la frecuencia. A continuación del Detector hay un Amplificador de Video con funciones similares al Amplificador Vertical de un ORC.

El Esquema elemental indicado es el siguiente:



Las desventajas de este esquema simple son:

- Requiere de un Detector de Gran Ancho de Banda.
- No presenta en forma simultánea todas las componentes.
- Es para señales periódicas.

Si bien originalmente ha sido pensado para señales periódicas, con algunas adaptaciones se podría utilizar para señales aperiódicas de baja frecuencia, como un Analizador de Fourier elemental, el esquema indicado en la **Figura 4a)** siguiente, es un esquema simplificado. Para una señal de entrada hay varias salidas, y en un tiempo  $t = t_0$  cada una de ellas mide una componente armónica de frecuencia distinta de la señal de entrada, según lo que la frecuencia de la señal que pasa por cada uno de los filtros pasa banda; de modo que el espectro deseado se lee simultáneamente como se indica a continuación en la **Figura 4b)**.

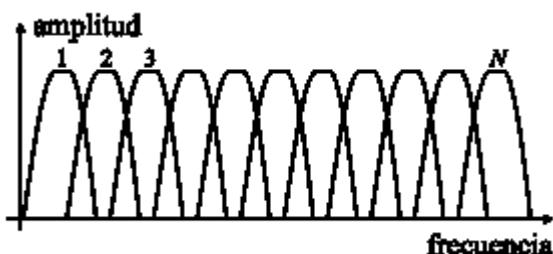


Figura 4b)

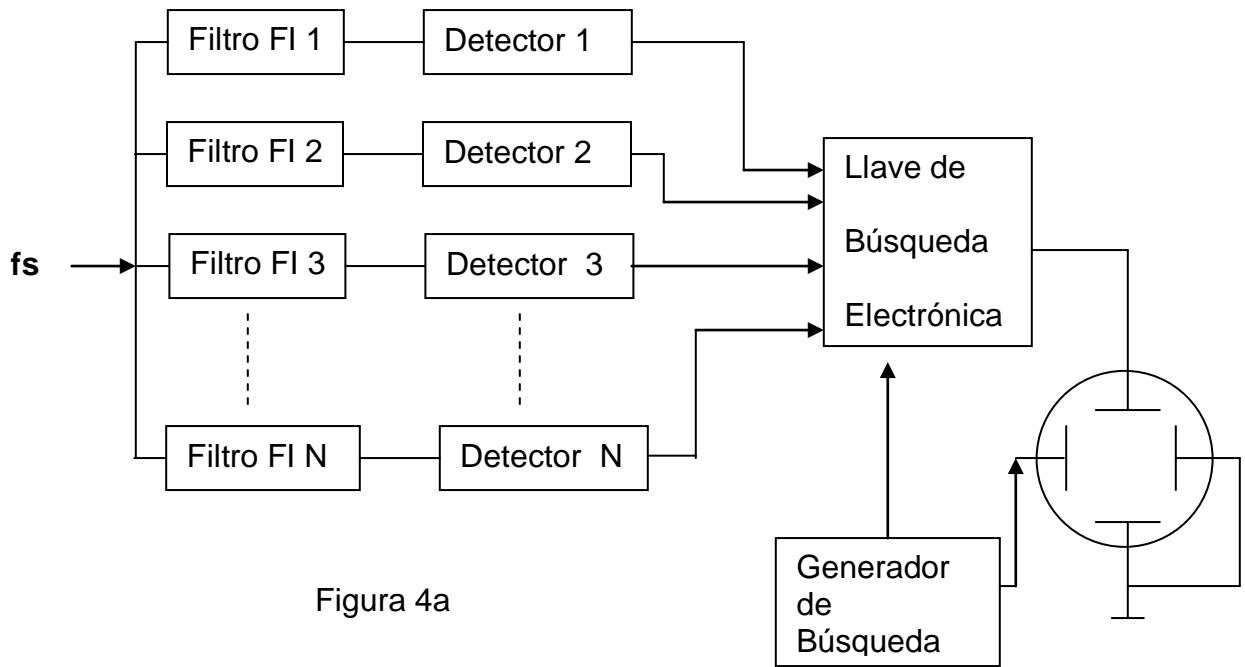


Figura 4a

El esquema de la Figura 4a) anterior se conoce como un **analizador espectral analógico simultáneo**.

El sistema está compuesto por un conjunto o banco de filtros pasa banda selectivo, cada uno de ellos sintonizado a una frecuencia distinta. Si se mide la salida de cada uno de estos filtros se puede determinar la potencia en la porción del espectro comprendida por su ancho de banda. Eligiendo las frecuencias centrales y el ancho de banda de modo que las respuestas en frecuencia se solapen adecuadamente, se puede caracterizar completamente el rango del espectro cubierto por el conjunto de filtros, como muestra la Figura 4b). El número de filtros necesarios para cubrir el espectro depende de consideraciones económicas: para detectar frecuencias espectrales arbitrariamente próximas, debería utilizarse un elevado número de filtros pasa banda muy angosto. El costo de cada filtro crece a medida que disminuye su ancho de banda, con un factor de forma muy pequeño, de modo que un analizador de alta resolución resulta costoso. Los analizadores espectrales analógicos simultáneos o de bancos de filtros suelen utilizarse en aplicaciones de audio, donde es habitual utilizar 32 filtros, cada uno cubriendo un ancho de banda de un tercio de octava.

La llave de búsqueda electrónica muestrea con la suficiente rapidez los filtros para representar la rapidez instantánea de la señal de entrada, dispuestos de tal manera de cubrir en forma continua el espectro de frecuencia.

Un analizador de tiempo real o multicanal, es básicamente un conjunto de filtros pasa-banda, como muestra la Figura 4a). La amplitud compuesta de la señal dentro de cada filtro pasa-banda se muestra como una función de rango de frecuencia de todos los filtros. El rango de frecuencia del analizador de espectro está limitado por el número de filtro y sus anchos de bandas. Esto es tiempo real, no obstante es mejor para el análisis de baja frecuencia tales como rango de audio y sub-audio. La banda pasante de los filtros puede ser muy angosta con una muy buena resolución sin tener que sacrificar velocidad de barrido, como en los analizadores de barrido sintonizados. Los analizadores multicanal y los analizadores de Fourier hacen la conversión a partir del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia por procesamiento matemática de la transformada de Fourier.

En el analizador espectral paralelo los filtros están siempre conectados a la señal de entrada y se facilita el análisis de eventos transitorios cuya duración sea mayor que el tiempo de establecimiento del filtro más selectivo. En versiones más avanzadas, combinados con convertidores A/D, microprocesadores, memorias digitales, y convertidores D/A constituyen la base de los Analizadores de Fourier para medir señales aperiódicas. Para este caso es imprescindible introducir desfasajes o retardos adicionales con el propósito de dar tiempo a la actuación de los convertidores CAD.

### 3.- Receptor de Barrido

Para evitar los inconvenientes relacionados con **Figura 4a)** anterior, surge el llamado **Receptor de Barrido**, que con la técnica de **Heterodinación**, utiliza un Oscilador Local (OL) que es variado en frecuencia (electrónicamente) en todo el ancho de banda, se mezcla una señal de entrada de frecuencia  $f_s$ , con una señal proveniente de un oscilador local de frecuencia  $f_{OL}$  y se convierte a una señal de frecuencia Intermedia  $f_{FI}$ , manejada por el Analizador de Espectro, que actúa como un **filtro pasa banda angosto**.

La salida detectada es aplicada a las placas de deflexión vertical de un TRC proporcional a la amplitud de la señal de entrada.

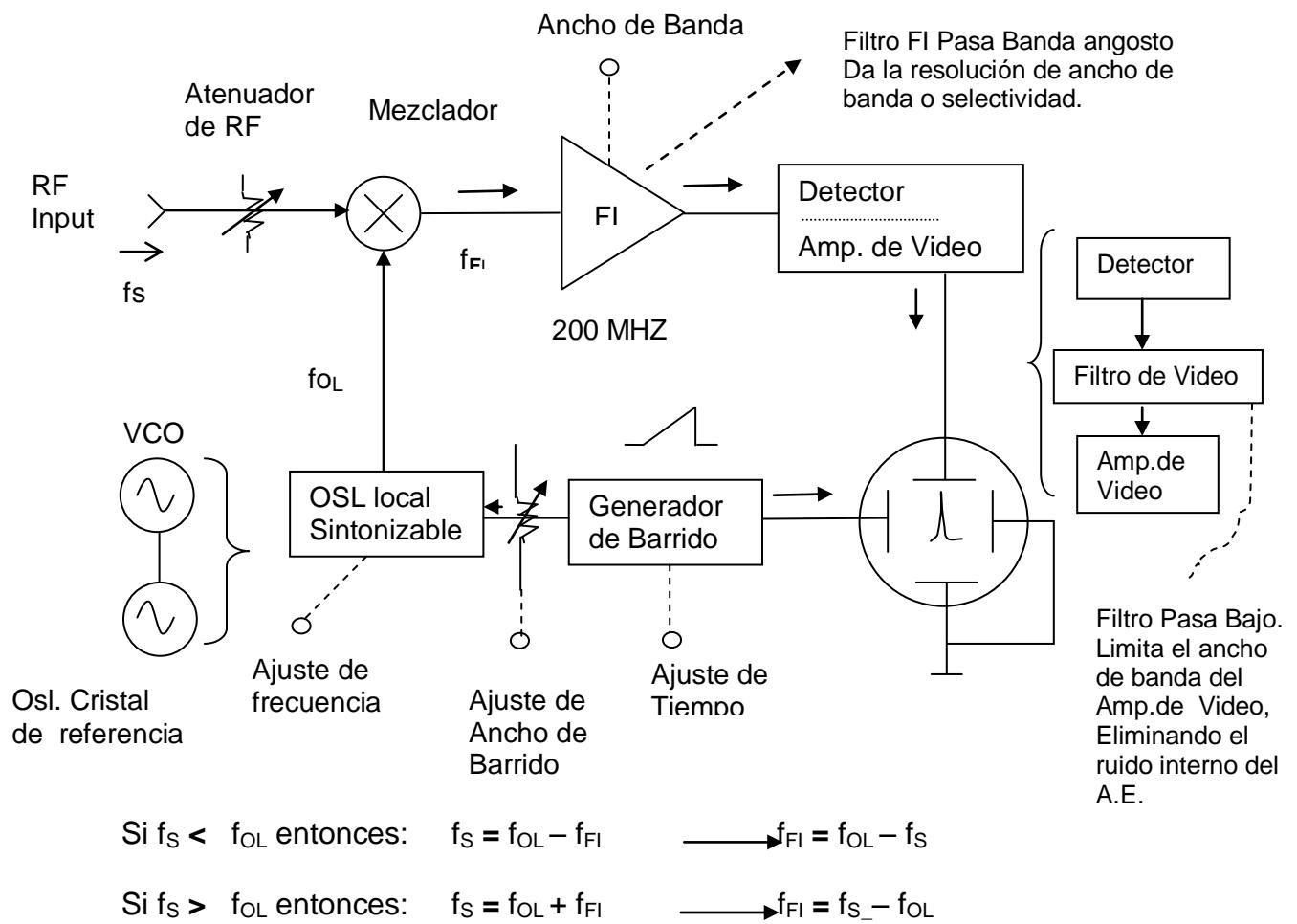
El “Receptor” se sintoniza electrónicamente por un Voltaje de rampa lineal que también se aplica a las placas de deflexión horizontal. Por lo tanto la posición horizontal del punto del TRC es proporcional a la frecuencia y el gráfico Amplitud Vs. Frecuencia se muestra en pantalla.

Un Analizador de Espectro es un Receptor de Barrido que proporciona exhibición de Amplitud Vs. Frecuencia en un TRC, demostrando de que manera se distribuye la energía como una función de la frecuencia, exhibiendo los componentes de Fourier de una forma de onda dada, de características **periódica** en el tiempo.

Con este Instrumento se pueden medir respuesta en frecuencia; características de mezcladores, dobladores y otro dispositivos conversores de frecuencia; medir la pureza de una señal o ver directamente el ancho de banda necesario para pasar una señal determinada.

**En muchos casos un Analizador de Espectro moderno puede realizar la misma medición que un Voltímetro de RF, un Medidor de Potencia, un Analizador de Distorsión, un ORC, un Frecuencímetro. Como el Analizador de Espectro presenta información de amplitud y frecuencia en un barido básico es a menudo, más útil que una colección de dichos instrumentos.**

Básicamente los componentes de un A.de E. de barido son: Atenuador de entrada de RF; Mezclador; Amplificador de Frecuencia Intermedia (F.I.); Filtro de FI; Detector; Filtro de Video; Oscilador local; Un generador de Barrido; Pantalla o display.



**Figura 5**

### Ejemplos:

- 1) Si Amp FI = 200 MHZ y si OsLocal = sintonizable entre 200 – 310 MHZ, el rango de frecuencia a medir del A.E es de 0 – 110 MHZ.
- 2) Si  $f_s = 50$  MHZ mezclado con  $f_{OL} = 250$  MHZ produce una  $f_{FI} = 200$  MHZ.
- 3) Si  $f_s = 100$  MHZ y  $f_{OL} = 300$  MHZ , la FI es de  $f_{FI} = 200$  MHZ.

En las placas de deflexión horizontal, la posición horizontal del punto del TRC es proporcional a la frecuencia y el Gráfico Amplitud Vs. Frecuencia se muestra en la pantalla.

### Rangos de Frecuencia de un Analizador de Espectro

Los rangos de frecuencia de los Analizadores de Espectro, marca HP, pueden ser:

1 KHZ	a	110 MHZ
500 KHZ	a	125 MHZ
10,1 MHZ	a	40 GHZ

#### 4.- Características Principales de un A.E Heterodino.

Un A.E. con adecuada Versatilidad y Eficiencia para realizar mediciones debe disponer de:

- 1.- La habilidad para localizar e identificar señales sobre un amplio rango de frecuencia.
- 2.- La habilidad para magnificar porciones del espectro para análisis detallado con estabilidad, barrido calibrado y resolución.
- 3.- Mínimo desorden en el display por causas de respuesta espurias en el Analizador.
- 4.- Amplio rango dinámico y respuesta de frecuencia plana.

Para cumplir con estos requisitos se mejora la conformación dada en la **Figura 5**) anterior con el agregado de más de una etapa mezcladora y FI, cualquiera de los dos , el primero o segundo Oscilador Local (OL) del receptor puede ser barrido. Barriendo el primer OL, **Figura 5**), tiene la ventaja de proporcionar una muy buena respuesta plana de frecuencia, amplio espectro y baja distorsión.

Con el agregado de un Segundo OL con barrido, **Figura 6**), una porción del espectro es Heterodinada a una Primera FI de banda ancha donde el espectro es fijado por el Segundo OL con Barrido.

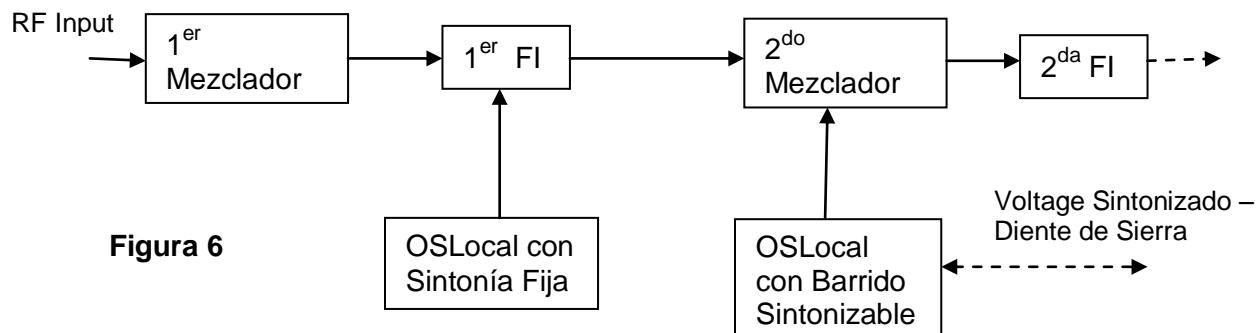


Figura 6

De esta manera el ancho de espectro máximo es limitado por la Banda Pasante de la Primer FI. Las características de respuesta Plana y distorsión del Analizador dependen ahora de la Primer FI y del Segundo Mezclador al igual que el primer Mezclador.

Es común combinar los **dos tipos de configuraciones, como indica el Analizador de Espectro HP 8559**: Ahora el Primer OL es barrido para el escuadriñaje amplio, el Segundo OL es para trasladar a una frecuencia próxima a la 3era armónica de FI y el Tercer OL es barrido para el escuadriñaje angosto.

Esto combina la capacidad de barrido amplio del Analizador a través del Primer OL, enclavado en Fase (PLL) a un oscilador a cristal con excelente estabilidad, mientras el Tercer OL está siendo Barrido.

*Antes de continuar avanzando con las características de técnicas de un Analizador de Espectro y con el Analizador de Espectro 8559 de HP, en particular, es importante mencionar que hay otra gama de analizadores que digitalizan la señal, y calculan su espectro aplicando la transformada rápida de Fourier (FFT). El analizador por FFT*

*permite estudiar fenómenos transitorios, y además puede medir amplitud y fase. Aunque muy desarrollados, los analizadores de FFT aún no alcanzan a superar el rango de frecuencia de trabajo, sensibilidad y rango dinámico de los analizadores de barrido superheterodinos, pero sin duda han desplazado a los analizadores simultáneos o por banco de filtros. No obstante, los analizadores comerciales suelen combinar alguno de los distintos tipos de funcionamiento según sea el rango de frecuencia de operación elegido.*

*El Analizador por Fourier básicamente toma la señal en el Dominio de Tiempo, y la digitaliza, y entonces utiliza las Transformadas de Fourier para convertirla al dominio de la Frecuencia, mostrando el resultado en el Display. En realidad el Analizador revisa todo el rango de frecuencia al mismo tiempo utilizando filtros en paralelo para medir simultáneamente todas las frecuencias presentes. Es como capturar toda la información del dominio del tiempo conociendo su contenido de información en cada frecuencia. Como esto es un análisis de señal en Tiempo Real (toda la señal se analiza al mismo tiempo) los A.de E. que utilizan este método son capaces de estudiar señales Transitorias o Aleatorias.*

*Los analizadores basados en FFT (FFT analyzers) toman la señal en el dominio temporal, la muestrean de forma digital y después llevan a cabo el procesado matemático necesario para transformarla al dominio de frecuencia, mostrando el resultado por pantalla. Ello permite disponer a la vez de toda la información relativa al ancho de banda seleccionado. Es por ello que se llaman analizadores de tiempo real. El efecto es semejante al de disponer de muchos filtros pasa banda trabajando simultáneamente. Entre las propiedades de los analizadores de FFT está la de poder capturar eventos periódicos y aleatorios además de transitorios. Su velocidad es notablemente superior a la de los analizadores de barrido. Su esquema incluye ADC de gran velocidad y ancho de banda.*

## 5.- Partes de un Analizador de Espectro HP

Spectrum Analyzer Block Diagram

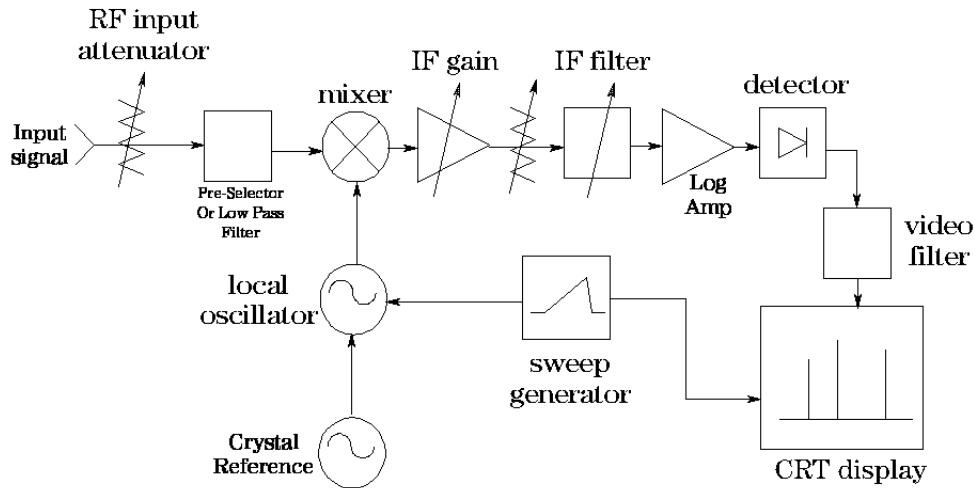
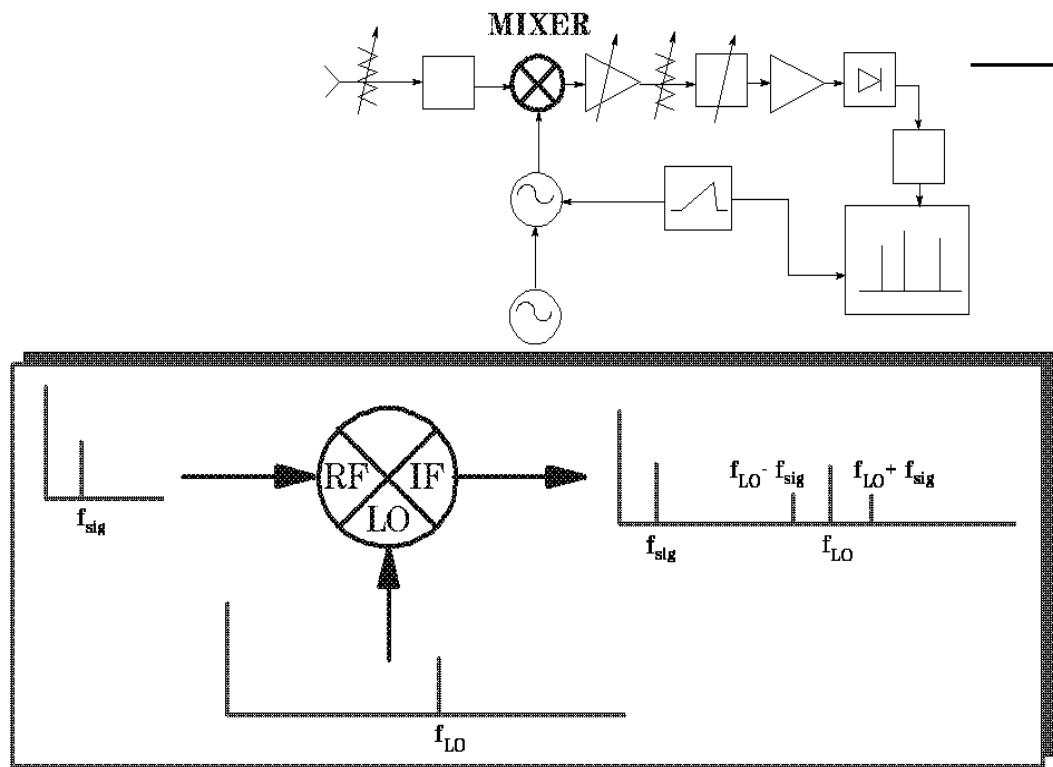


Fig.7: Diagrama de Bloques del Analizador de espectro

### 5.1.- Atenuador de Entrada de RF

El atenuador de entrada es un atenuador de paso localizado antes de la entrada al mezclador. Es utilizado para ajustar el nivel de la señal de entrada incidente. Esto es importante para prevenir posibles distorsiones de la señal por un nivel de entrada muy alto o por superposición de señales.

## 5.2.- Mezclador



Un mezclador es un dispositivo que convierte una señal de una frecuencia a otra. Por este motivo, algunas veces se lo llama dispositivo de traslación o conversión de frecuencia.

Por definición un mezclador es un dispositivo no lineal (las frecuencias que se presentan a la salida, no son las de entrada). La señal del oscilador local (**f<sub>LO</sub>**) es aplicada a un puerto del mezclador y la señal a ser convertida (**f<sub>sig</sub>**) es aplicada a un segundo puerto. La salida del mezclador consiste en las dos señales originales (**f<sub>LO</sub>** y **f<sub>sig</sub>**), así también como la suma (**f<sub>LO</sub> + f<sub>sig</sub>**) y diferencia (**f<sub>LO</sub> - f<sub>sig</sub>**) de frecuencia de estas mismas señales.

En un analizador de espectros, **la frecuencia** es ahora la frecuencia que interesa. El mezclador convertirá nuestra señal de RF a una señal de FI (frecuencia intermedia), señal que el analizador puede filtrar, amplificar y detectar con el propósito de mostrar la señal en la pantalla.

## 5.3.- Amplificador de Frecuencia Intermedia (FI)

Este amplificador que está colocado entre el mezclador y el filtro de FI, es usado para ajustar en la posición vertical la señal en la pantalla, solucionando el posible error introducido en la etapa de mezcla. Cuando se cambia el valor del nivel de referencia, se hace en forma coordinada. Así, cuando queremos cambiar el nivel de referencia (representado en el eje vertical), nosotros cambiamos la regulación del atenuador de entrada, como estos dos componentes trabajan juntos, la ganancia del Amplificador de FI cambia automáticamente para compensar este. (**FI = 3.6 GHZ**)

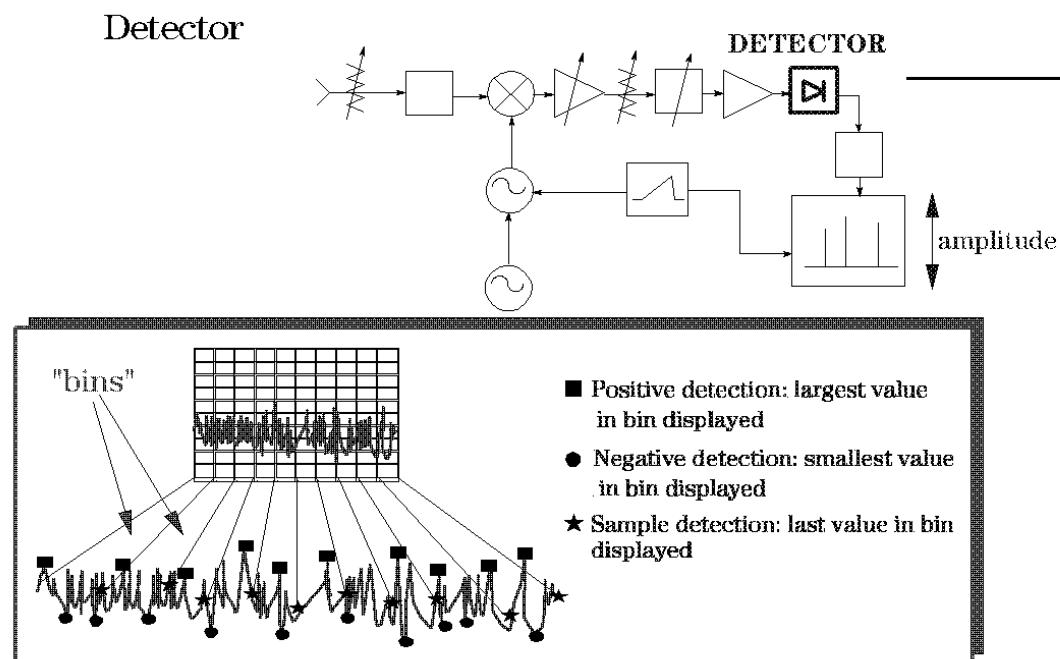
#### 5.4.- El Filtro FI

El filtro de FI es un **Filtro Pasa Banda** el cual es usado como ventana para detectar señales. El ancho de banda también es llamado “**Resolución de Ancho de Banda**” (**RBW**) del analizador y puede ser cambiado desde el panel frontal.

Por medio del rango amplio de la “**Resolución de Ancho de Banda**”, el instrumento puede optimizar el barrido y las condiciones de la señal, permitiendo cambiar la selectividad de la frecuencia.

Podemos ver desde el control, como si el RBW es reducido, se mejora la selectividad. La velocidad de barrido, cualquiera sea, disminuye con la merma de RBW. El nivel óptimo a poner la RBW, depende siempre de las características de la señal de interés.

#### 5.5.- El Detector



El analizador debe convertir la señal de FI a una señal de video para que podamos verla en el display del instrumento. Esto es efectuado por un detector de envolvente, el cual deflecta al rayo electrónico del TRC en el eje vertical Y, o en el eje de amplitud.

Muchos analizadores modernos **tienen un display digital**, el cual primero digitaliza la señal de video con un conversor analógico-digital. Esto permite diferencia en el modo de detección.

El modo, detector de pico positivo, captura y muestra el valor de pico de la señal, una vez terminada la duración de un elemento de trazo. Este método es bueno para analizar sinusoides pero tiende a no responder bien al ruido cuando presentan señales no senoidales. De forma similar, el detector de pico negativo, captura el mínimo valor de la señal.

**En el modo detección por muestreo**, se toma un valor de aleatorio de cada elemento de trazo. Este modo de detección es mejor para calcular el **valor de rms** de ruido o del ruido como señal, pero puede pertenecer a señales de banda angosta cuando el RBW es disminuido.

Para poder ver, tanto estas señales como ruido, se emplea un modo de detección llamado "**modo detector normal**". En este modo, si la señal de video es monótonamente incrementada o decrementada durante un periodo representado por un elemento de trazo, entonces se asume que una componente espectral está siendo medida y se usa el detector de pico positivo. Si el nivel se cambia no monótonamente durante este tiempo, entonces se asume que lo que está siendo medido es ruido, y se traza puntos alternados entre la detección positiva y negativa de picos. Cuando un valor mínimo es mostrado, el próximo valor máximo es registrado y comparado con el próximo valor máximo del elemento de trazo. En mayor de los dos valores es mostrado. Esta técnica provee una mejor vista de la señal en el display, **evitando** los problemas de la detección por muestreo.

## 5.6.- Filtro de Video

**El Filtro de Video es un Filtro Pasa Bajos** que está colocado después del detector. Este filtro **determina el ancho de banda del amplificador de video**, y es usado para acotar lo que se mostrará en la pantalla.

El A. de E. muestra señal y ruido, de tal manera que mientras más cerca de la señal se encuentre el ruido, nos producirá más problemas para mostrarla. **Cambiando el ancho de banda de video, podemos disminuir el valor de pico del ruido.**

## 5.7.- Oscilador Local

El oscilador local es un oscilador controlador de voltaje (VCO) que sirve para proveer de la frecuencia de sintonía al analizador.

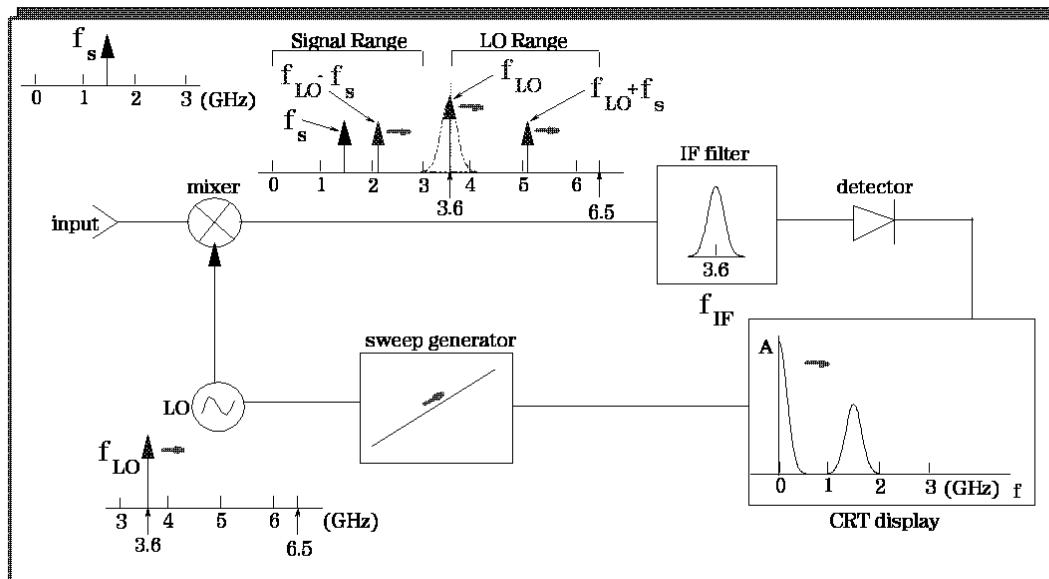
## 5.8.-Generador de Barrido

El generador de barrido actúa sincronizado con el oscilador local, el cual lo provee de la frecuencia para generar una señal de rampa con la cual es manejado el horizontal de la pantalla, el cual recorre el **eje X** de izquierda a derecha manejado por este.

## 5.9.- Pantalla o Display

Es el elemento que nos permite visualizar la señal que se está analizando.

En su parte funcional, como ya se dijo es manejada en su recorrido por **el eje X por el generador de barrido, y en su eje Y por el valor de amplitud** de la señal, mostrando los resultados de Amplitud en Función de Frecuencia. En su parte exterior la pantalla se encuentra dividida por una retícula sobre la cual se puede realizar la medición, teniendo en cuenta las escalas a las que está seteado el equipo.



La forma de trabajar es la siguiente:

Primero la señal  **$f_s=1.5 \text{ GHZ}$**  debe ser conectada a la entrada. Esta señal de entrada es combinada con la señal producida por el oscilador local en el mezclador,  **$f_{LO}=3.6 \text{ a } 6.5 \text{ GHZ}$** , para convertirla (o trasladarla) hacia la frecuencia intermedia ( **$f_I=3.6 \text{ GHZ}$** ). Esta señal es enviada al filtro de FI, a la salida de este, es enviada al detector, donde se muestrean los componentes de frecuencia con los que cuenta. La salida del detector es utilizada para manejar el eje vertical (AMPLITUD) del display del analizador. El generador de Barrido provee la sincronización entre el eje horizontal del display (FRECUENCIA) y la sintonía del Oscilador Local ( Barre entre  **$3.6 \text{ GHZ a } 6.5 \text{ GHZ}$**  cualquiera sea el rango de señal de entrada entre  **$0 \text{ a } 3 \text{ GHZ}$** ). Los resultados son mostrados en el display del equipo donde se ve Amplitud en Función de Frecuencia para los componentes de la señal analizada. La figura muestra un ejemplo en el cual el Oscilador Local tiene una Frecuencia de 3,6 GHZ y la señal a estudiar es una senoide de 1,5 GHZ de frecuencia.

(En CRT Display se observa un gráfico compuesto de una Amplitud con origen 0 que corresponde a **3.6 GHZ** , seguido de un gráfico entre **1 y 2 GHZ** con centro en **1.5 GHZ** que corresponde a la señal bajo estudio. )

## 6.- Especificaciones Técnicas de un Analizador de Espectro

A los Analizadores de Espectros se los conoce como instrumentos de propósitos generales proporcionando ámbito de acción en el dominio de las frecuencias. De manera que mediciones de Amplitud Vs. Frecuencias con un A. de Espectro están limitadas por nuestra imaginación,

pero la calidad en las mediciones si dependen de las características a las que responden este tipo de instrumentos de medición o con las que son construidos por los fabricantes.

### 6.1.- Mezcla de Armónicas

Un A. E. puede también responder a señales de RF que se mezclan con armónicas del Primer OL al igual que la fundamental. La mezcla de armónicas es usada, generalmente en A. E para microondas, para ampliar económicamente el rango de frecuencia del A. E. Por ejemplo, hay modelos como el HP 8551B que usan armónicas tan altas como  $n = 10$  para extender su rango de frecuencia a 40 GHZ. Actualmente hay A. E. que responden a 40, 50, y más de 300 armónicas.

### 6.2.- Resolución

“Es la habilidad de un Analizador de Espectro para separar señales estrechamente espaciadas en frecuencia”

Debido a que la respuesta de un A. E. a señales de CW es una representación gráfica de la banda pasante del FI, el ancho y forma de la Banda Pasante son las mayores limitaciones de a la Resolución. Si dos señales CW aparecen al mismo tiempo en la Banda Pasante , ellas no pueden separarse. De este modo cuanto más angosto sea el ancho de banda y más empinada la pendiente de la Banda Pasante mejor será la Resolución, aunque esto trae como consecuencia que el Amp. de FI necesitará de mayor tiempo para responder. **Por todo esto se necesita que la Velocidad de Barrido sea baja de manera que una señal permanezca en la Banda Pasante del Amp. de FI lo suficiente para que el amplificador responda a pleno.**

### 6.3.- Sensibilidad:

“ Es una medida de la habilidad de un A. E. para detectar señales de niveles pequeños y es definida a menudo como el punto donde el Nivel de señal es igual al nivel del ruído”

Como el nivel de ruido disminuye cuando el Ancho de Banda es disminuido , la Sensibilidad es una función del Ancho de Banda.

La sensibilidad especificada es para una señal estable CW. La Sensibilidad real es reducida cuando la potencia de la señal está distribuida en Banda Laterales al igual que la portadora. Por ejemplo, una señal muy inestable o una señal de FM tiene energía apreciable en sus bandas laterales. **Si suficientes bandas laterales caen fuera de la Banda pasante FI , una cantidad significativa de la potencia de señal se pierde y la sensibilidad se reduce.**

### 6.4.- Persistencia Variable

Alta Resolución y Sensibilidad mínima requieren anchos de bandas estrechos y Velocidad de Barrido lento. Debido al barrido lento la persistencia variable es indispensable para proporcionar un trazo brillante, continuo y libre de fluctuaciones. La persistencia variable permite variar la longitud del tiempo en el que un trazo permanece en el TRC.

Por ejemplo, la persistencia es necesaria para el análisis de fenómenos de velocidad de repetición baja, tales como pulsos de radar y espectro de modulación.

## **6.5.- Respuestas Espurias**

Respuestas espurias indeseables son generadas cuando la potencia total de la señal de entrada de RF no es pequeña de modo que el A. E. opera alinealmente.

Cuando la potencia total No es pequeña, el analizador está sobrecargado, generando armónicas y producto de distorsión de Intermodulación de la señal de RF de entrada. Estos productos aparecen en el TRC como respuestas espurias.

## **6.6.- Preselección de Rastreo**

Como se ha visto las respuestas espurias son generadas cuando el Analizador es sobre – estimulado y si un A. E. utiliza mezclado de armónicas, otras respuestas indeseables pueden ocurrir.

Por ejemplo una señal de RF puede producir más de una respuesta en TRC, múltiples respuestas, o varias señales de RF pueden producir solamente una respuesta en el TRC, respuesta de armónicas e Imagen.

Una solución parcial es usar filtros Pasabanda fijos como preselectores. Pese a que es menos costoso que la preselección de rastreo, este método no es una solución total. Evita la mayoría de las respuestas de armónicas e imagen.

Sin embargo, no hace nada para respuestas espurias y no impide las respuestas múltiples dentro de la banda.

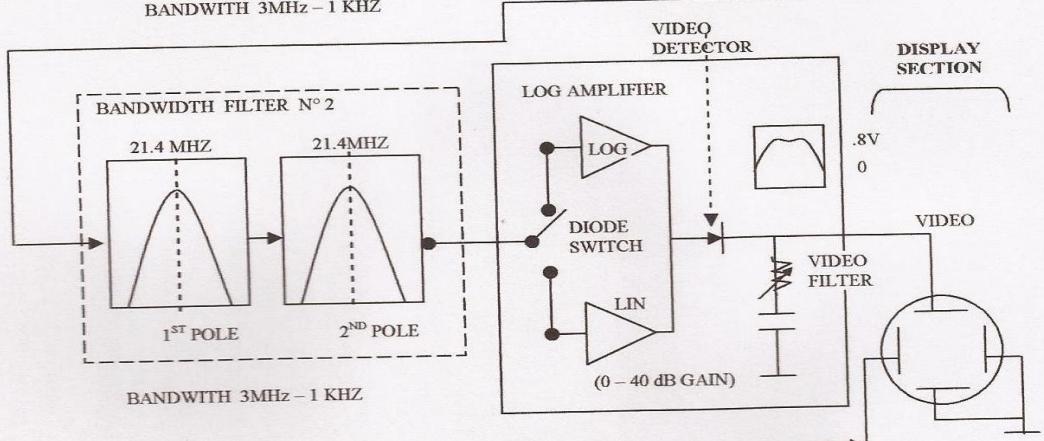
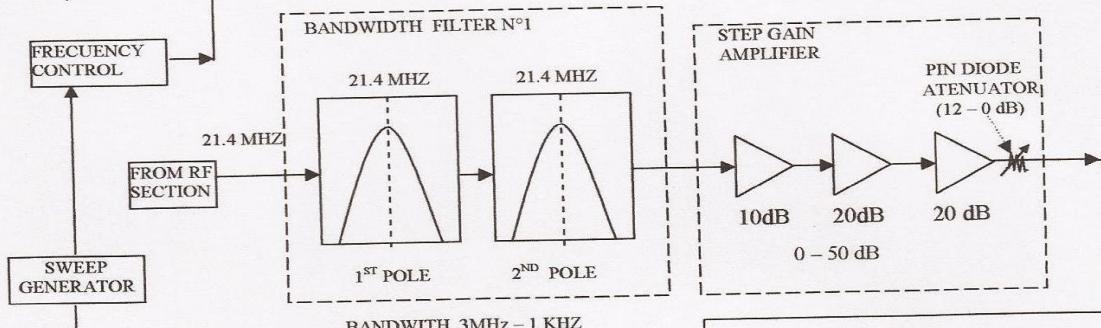
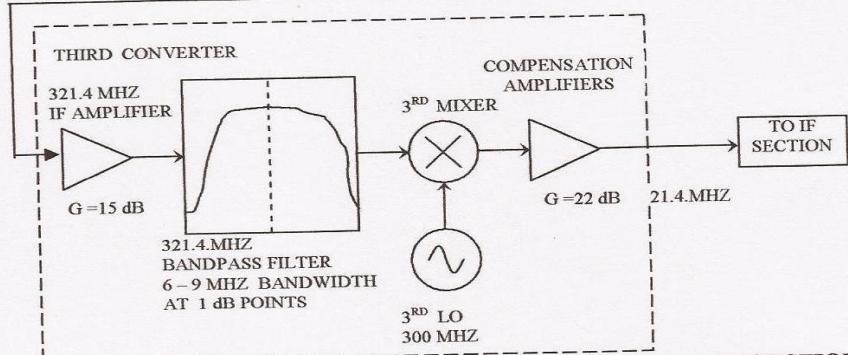
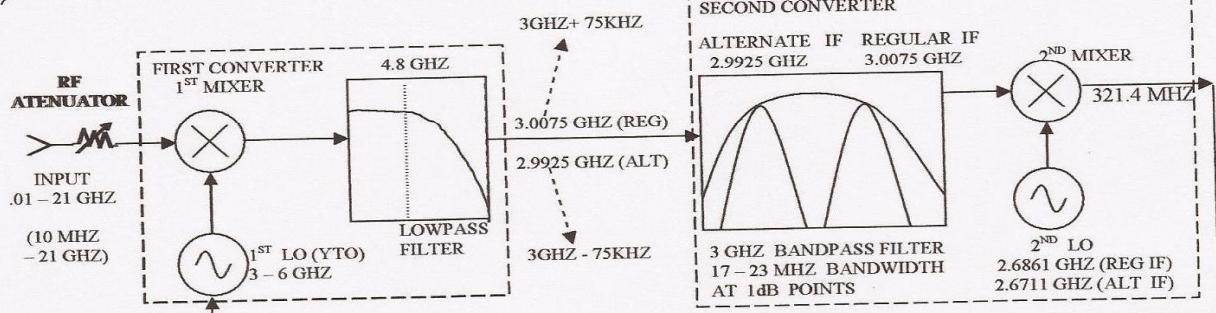
**La única manera de impedir simultáneamente las respuestas espurias, múltiples de armónicas y frecuencia imagen es filtrar a la señal de RF a través de un Preselector de rastreo. Este es un filtro pasa banda sintonizado electrónicamente que en forma automática rastrea la sintonía del A.E.**

Las señales fuertes como las que pueden ser recibidas cuando el A.E. está conectado a una antena, pueden causar productos de distorsión de Intermodulación. Sin embargo el preselector de banda angosta permite que el A.E. vea estas señales una por vez, evitando la interacción , reduciendo así las respuestas espurias .

## **7.- Analizador de Espectro HP 8559**

## 7.- ANALIZADOR DE ESPECTRO HP 8559

### RF SECTION



## Información General

El HP 8559A es un Analizador de Espectro Analógico de Banda Ancha con módulo de conexión para ser utilizado con la serie HP810 o HP853 (Computadoras de Muestra de Datos).

Se sintoniza desde 10 MHZ a 21 GHZ, receptor en 5<sup>ta</sup> armónica. Puede mostrar frecuencias con un ancho de banda tan grande como 9 GHZ en las bandas 5 y 6 o tan pequeñas como 100 KHZ en la banda 1. La Resolución de Banda Ancha de 3 MHZ a 1 KHZ son seleccionables en la secuencia 1-3-10, desplegado en el TRC.

El Control de Nivel de Referencia es calibrado y ajustado, permitiendo la selección de amplitudes entre -111 y +30 dBm para ondas continuas.

El rango dinámico es mayor que 70 dB.

Este Analizador de Espectro comprende tres secciones principales: la Sección de RF, la Sección de FI y la parte del Display.

### Sección de RF

Esta sección es similar a un receptor con Triple Conversor Superheterodino. La triple Conversión hace posible Ancho de Banda, Amplitud, y permite amplificación y Filtrado con mayor facilidad.

#### Atenuador de RF:

Al medir RF , en la entrada existe un atenuador de RF, por pasos, conectado en la entrada de la sección de RF , disminuye la entrada en 10dB y mide desde 0 hasta 70 dB.

#### Primer Mezclador:

Dentro del primer mezclador, la señal mixta entrante con el primer OL genera la primera FI. El primer convertidor consiste en un único diodo de Microonda, a 4,8 GHZ (Filtro Pasa Bajo), contenido en un cable corto de RF, y conectado en el segundo convertidor a 3 GHZ (Filtro Pasa banda ), con un ancho de banda de 17 a 23 MHZ.

#### Primer OL:

Un oscilador Sintonizable YIG o YTO es usado en el primer LO, YIG ( Ittrium-Iron-Garnet ) es un material ferromagnético que se encuentra colocado dentro de una pequeña esfera y orientado en forma precisa con el campo magnético.

Los cambios en el campo magnético alteran la frecuencia generada por el YIG. El YIG utilizado en el HP 8559 A tiene un rango de frecuencia de 3.01 GHZ a 6.04 GHZ. Un control de voltaje de campo magnético es utilizado para controlar la esfera del YIG y permite que el Analizador barra la sintonía dentro de estos límites de frecuencia. Este control de voltaje derivado del Generador de Barrido sintoniza el YIG en sincronismo con la deflexión horizontal del CRT.

Se agrega un voltaje de OFFSET al barrido para estabilizar el centro de frecuencia. Este voltaje de control es conveniente porque los circuitos de baja frecuencia como amplificadores operacionales y transistores pueden generar errores en el mismo.

#### Segundo Convertidor:

Alberga un Filtro Pasa Banda de 3 GHZ, el segundo Mezclador y el Segundo OL.

El Filtro de 3 GHZ usa la resonancia característica de tres cavidades precisas en un block de Aluminio , alojado en el Filtro del Primer FI.

Una cuarta cavidad es usada como circuito resonante del segundo OL, que opera con una de dos frecuencias estables.

Después de mezclar la primera FI con el segundo OL, produce la segunda FI a 321,4 MHZ. La necesita de operar el segundo OL con dos frecuencias separadas aparece cuando la señal a medir está cerca de la primer FI a la frecuencia de 3 GHZ.

La señal que pasa por el primer mezclador , y la primer FI, sin ser afectada por la sintonía del primer OL, aparece como una señal sin atenuación o fuerte, igual en todas las frecuencias. Esta respuesta es llamada FI de realimentación.

Cambiando la frecuencia del segundo OL, cambia la respuesta de realimentación de la frecuencia inicial medida para efectivamente modificar la primera FI.

Las dos frecuencias del OL pueden se seleccionadas con el Control REG FI 2,6861 GHZ (FI Regular) y 2,6711GHZ ( FI Alterativa).

La variación de frecuencia de 15 MHZ del segundo OL es reflejada en el primer FI de REG o ALT y se ajusta dentro de un ancho de banda entre 17MHZ a 23 MHZ, en pasos de 1 dB, del filtro pasa banda de 3 GHZ.

### Tercer Convertidor:

Contiene el Segundo Amplificador de FI, un segundo Filtro Pasa Banda , el tercer OL y el tercer Filtro de FI, y un amplificador de Compensación.

El segundo Amplificador de FI consiste en un único transistor amplificador con un Filtro Pasa Banda de 321,4 MHZ en la entrada, y provee casi 15 dB de Ganancia de Paso.

La señal del segundo Pasa Banda es de 321,4 MHZ en la salida y 1 dB de Atenuación en un Ancho de Banda de 6 MHZ a 9 MHZ.

El tramo es bastante angosto para rechazar las frecuencias imágenes del segundo mezclador.

El doble balance del tercer mezclador produce suma y diferencia de frecuencia como hacen otros mezcladores, pero rechaza la frecuencia del OL, simplificando con posterioridad el filtrado.

Dos transistores forman el tercer OL, fijo de 300 MHZ, cuando mide 321,4 MHZ el segundo FI , produce una diferencia de frecuencia en la FI final de 21,4 MHZ.

Estas tres conversiones de frecuencias y traslaciones son necesarias para que la señal de entrada sea rechazada por la **sección de FI final** haciendo que el analizador tenga un mejor filtrado pasa banda y calibrado de ganancia. Los circuitos utilizados en la etapa final de Sección de FI son más fáciles de controlar a 21.4 MHZ que si se hubieran tenido que hacer a alta frecuencia. **La función de la Sección de RF es convertir hacia abajo la señal de entrada en forma precisa para que pueda ser analizada, controlada y mostrada.**

### Mezclador Armónico:

Para ampliar el rango de frecuencia es empleado el Mezclador de Armónicas.

Los límites de la señal de entrada del primer mezclador es fundamental para el primer OL (3,01GHZ a 6,04 GHZ) , permiten la mezcla con la señal entrante. Las armónicas del primer OL son utilizadas para mezclarse con la señal de entrada.

Cada uno de los seis botones (Bandas de frecuencias en GHZ) en el frente del panel permite diferentes maneras de realizar la mezcla de señales en el mezclador.

Cada modo de mezcla es caracterizado por el N° de Armónica del OL y la relación de frecuencia de la señal entrante y la frecuencia del OL.

Por ejemplo, en la primera Banda (.01 a 3 GHZ) la señal entrante es menor que la frecuencia del OL

Si la señal entrante es de 2 GHZ y el OL tiene que ser de 5GHZ, produce una diferencia de frecuencia de 3 GHZ en la FI. Esta Banda es caracterizada como el “1-” primer modo de mezcla. Esta relación es expresada por la ecuación fundamental:

$$F_{OL} - F_{IN} = F_{IF} \quad \text{si } F_{IN} < F_{OL} \text{ hasta } 3 \text{ GHZ}$$

$$F_{IF} = F_{IN} +/- F_{OL} \quad - \text{Fórmula general a la salida del Primer Mezclador}$$

La banda 2, de 6 y 9 GHZ, usa el segundo modo de mezcla del 1° Mezclador, “1+”. En esta banda la señal entrante es mayor que la frecuencia del Primer OL. Ahora una señal entrante de 8 GHZ, con 5 GHZ del primer OL produce una FI resultante de 3 GHZ. La ecuación que refleja este cambio es:

$$F_{IN} - F_{OL} = F_{IF} \quad \text{si } F_{IN} \text{ es } > F_{OL} \text{ entre } 6 \text{ y } 9 \text{ GHZ}$$

Las bandas de elevadas frecuencias son realizadas por la segunda armónica ( 6 ( de 3 GHZ ) a 12 GHZ (de 6 GHZ ) )

$$F_{IN} - F_{OL} = F_{IF} \quad \text{si } F_{IN} > F_{OL} \text{ hasta } 9 \text{ GHZ-Tercera Banda de } 6 \text{ a } 9 \text{ GHZ}$$

$$F_{IN} - F_{OL} = F_{OF} \quad \text{si } F_{IN} \text{ es } > F_{OL} \text{ hasta } 12 \text{ GHZ-Cuarta Banda de } 9 \text{ a } 12 \text{ GHZ}$$

o la tercera armónica ( 9 (de 3 GHZ) a 18 GHZ (de 6 GHZ) ) del primer OL. Ajustando parcialmente el diodo del Primer Mezclador mejora la operación en estas frecuencias.

Cada Armónica tiene dos bandas de frecuencias posibles, creando un total de seis bandas 1+,1-, 2+,2-, 3+,3-, 4+,4-, 5+,-5, 6+,-6-.

Las ecuaciones para el mezclador A son:

$$F_{IN} - NF_{OL} = F_{IF} \quad \text{para modo plus} \quad \text{y}$$
$$NF_{OL} - F_{IN} = F_{IF} \quad \text{para modo menor}$$

donde N es el número de armónica del modo.

Independientemente de cual Armónica es usada por el Mezclador, la frecuencia imagen ( cuando una señal de entrada es  $F_i = F_{OL} + 2 FI$  ) puede crear problemas. Esto sucede cuando una señal puede mezclarse con la del OL para producir una respuesta. Esto es posible en la Banda 1-, y tiene una señal de 5GHZ, produce una respuesta de 2 GHZ, en oposición puede ocurrir en la Banda 1+, como se puede ver, es necesario saber diferenciar estas señales. En el HP 8559 esto es función de la señal identificadora.

### Señal Identificadora:

Diversos métodos de eliminación de frecuencia imagen son usados en Analizadores de Espectro: Filtro Pasa Bajo, Preselectores y Señal Identificadora.

El Filtro Pasa Bajo elimina todas las frecuencias que están fuera de la banda del Mezclador, este trabajo es conveniente para Analizador de Banda Simple.

Un Preselector ( un YIG filtro pasa banda sintonizado) rastrea la frecuencia de OL, esto permite una operación multibanda, pero disminuye la Sensibilidad de entrada.

La Señal Identificadora, identifica la señal dentro de la Banda sin perdida de la Sensibilidad. Esto es lo que utiliza el HP 8559.

La señal de identificación simultáneamente desplaza la frecuencia de display por debajo de 1 MHZ y disminuye su amplitud cerca de 5 dB. Si la señal es una imagen , esta vuelve a producir un desplazamiento hacia debajo de 1 MHZ.

### **Sección FI:**

Esta sección comprende de 3 filtros de FI, Amplificadores de Ganancia Lineal y Logarítmica, incluye además el Detector de Video, el Filtro de Video, el Amplificador de Video.

La sección FI procesa 21,4 MHZ a la salida del tercer Convertidor y está aplicado al circuito de deflexión vertical de TRC.

La salida del tercer Convertidor de 21,4 MHZ, es procesada por el Filtro N° 1 de Banda Ancha, la Ganancia Lineal A12, el Filtro de Banda Ancha N° 2 y finaliza por el Amplificador Logarítmico A14

### **Filtro Banda Ancha:**

El Filtro de Banda Ancha N° 1 y FBA N° 2 son idénticos. Cada uno de ellos contiene dos filtros sintonizados y sincronizados, aislados por amplificadores buffer. Los polos de los filtros sintonizados tienen idéntica frecuencia central, el ancho de banda de estos filtros varía de entre 3 MHZ a 1 KHZ y es cambiado simultáneamente desde el Panel Frontal. Lo que determina el ancho de banda de los mismos. Filtros paralelos LC proveerán anchos de bandas de 3 MHZ a 100 KHZ. Filtros a cristales proporcionan ancho de banda estrechos de 30 KHZ a 1 KHZ.

### **Amplificador de Ganancia por Pasos:**

Localizado entre el Filtro de Banda Ancha N° 1 y FPB N° 2. El Amplificador de Ganancia por Pasos provee una ganancia precisa y seleccionable en tres etapas, una etapa de 10 dB, seguida por 2 etapas de 20 dB. Cada etapa se puede sintonizar " On " para ganancia total u " Off " para ganancia unitaria de cada estado. Sintonizando los amplificadores en combinación, la combinación total da una ganancia de 0 a 50 dB. Esta sección es controlada por un control REFERENCE LEVEL. Relacionado con el REFERENCE LEVEL se encuentra el potenciómetro REF LEVEL FINE, el cual controla de 0 a 12 dB la atenuación de un diodo PIN

### **Amplificador Logarítmico:**

El Filtro de Banda Ancha N° 2 es seguido por el Amplificador Logarítmico. La Ganancia de este amplificador es una función logarítmica de la señal de entrada, que permite gran rango de amplitud de la señal simultáneamente expuesta en el TRC. La Amplificación logarítmica de la señal facilita que el eje vertical del TRC pueda calibrarse en decibel (relativo a 1 mW).

Una Amplificación Lineal de 0 a 40 dB puede también seleccionarse desde el Panel Frontal.

El Detector de Video localizado en el Amplificador Logarítmico es un Rectificador de 1/2 Onda y un Filtro. Este circuito produce un Voltaje proporcional al nivel de la Señal emitida por la señal de video. Esta señal pasa a través de un Filtro de Video a un Amplificador de Deflexión Vertical.

## 7.1.- Especificación técnica del Analizador de Espectro HP 8559A

### HP 8559A Spectrum Analyzer Plug-In Specifications

<b><u>FREQUENCY</u></b>				
<b>Frequency Range</b>	0.01 to 21 GHz in six selectable ranges			
<b>Frequency Spans</b>				
<b>Fullband</b>	displays entire spectrum of selected band			
<b>Per Division</b>	10 kHz to 200 MHz/div in a 1, 2, 5 sequence			
<b>Zero Span</b>	analyzer functions as a manually tuned receiver			
<b>Frequency Accuracy</b>				
<b>Tuning Accuracy</b>	0.01 to 3 GHz: < $\pm$ (1 MHz + 0.3% of center frequency); 3 to 21 GHz: < $\pm$ (5 MHz + 0.2% of center frequency)			
<b>Frequency Span Accuracy</b>	< $\pm$ 5% of displayed frequency separation			
<b>Spectral Resolution</b>				
<b>Resolution Bandwidths</b>	eight selectable resolution (3-dB) bandwidths from 1 kHz to 3 MHz in a 1, 3 sequence. Bandwidth and frequency span are independently variable or may be coupled for optimum display when control markers are aligned.			
<b>Resolution Bandwidth Accuracy</b>	3-dB points are < $\pm$ 15% (except for 3 MHz bandwidth: $\pm$ 30%)			
<b>Selectivity</b>	(60-dB/3-dB bandwidth ratio) < 15:1			
<b>Spectral Stability</b>	(fundamental mixing, bands 0.01-3 GHz and 6-9 GHz)			
<b>Residual FM</b>	< 1 kHz p-p in 0.1 second			
<b>Noise Sidebands</b>	$\geq$ 70 dB down, $\geq$ 30 kHz from center of CW signal with 1 kHz resolution bandwidth and full video filtering			
<b><u>AMPLITUDE</u></b>				
<b>Amplitude Range</b>	-111 to +30 dBm			
<b>Maximum Input (damage) Levels</b>				
<b>Total Power</b>	+20 dBm (100 m $\Omega$ , 2.2 Vrms) with 0 dB input attenuation; +30 dBm (1 watt, 7.1 Vrms) with $\geq$ 10 dB input attenuation			
<b>dc or ac (&lt; 100 Hz)</b>	$\pm$ 7.1 V			
<b>Peak Pulse Power</b>	+ 50 dBm (100 $\Omega$ , < 10 ms pulse width, 0.01% duty cycle) with $\geq$ 30 dB input attenuation			
<b>Gain Compression</b>	< 0.5 dB for -10 dBm signal, 0 dB input attenuation			
<b>Average Noise Level</b>	Frequency Range (GHz)	Avg. Noise Level (dBm/1 kHz)	Frequency Response ( $\pm$ dB max.)	Amplitude Accuracy ( $\pm$ dB max.)
	0.01-3	-111	1.0	2.3
	6.0-9	-108	1.0	2.3
	3.0-9	-103	1.5	2.8
	9.0-15	-98	1.8	3.1
	6.0-15	-93	2.1	3.4
	12.1-18	-92	2.3	3.6
	18.0-21	-90	3.0	4.3
<b>Alternate IF</b>	regular IF at 3.0075 GHz; alternate IF available at 2.9925 GHz for all frequency bands			
<b>Calibrated Display Range</b>				
<b>Log</b>	70 dB with 10 dB/div scale; 8 dB with 1 dB/div scale			

<b>Linear</b>	8 divisions with linear (LIN) amplitude scale
<b>Amplitude Accuracy</b>	
<b>Calibrator</b>	-10 dBm $\pm$ 0.3 dB (into 50 $\Omega$ ), 35 MHz $\pm$ 400 kHz
<b>Reference Level</b>	10 dB steps and a 12 dB vernier for calibrated adjustment from -112 dBm to +60 dBm
<b>Step Accuracy (with 0 dB input attenuation)</b>	-10 to -80 dBm: $\pm$ 0.5 dB, -10 to -100 dBm: $\pm$ 0.1 dB
<b>Vernier Accuracy</b>	$\pm$ 0.5 dB
<b>Frequency Response</b>	see table above; includes input attenuator mixer flatness, and mixing mode gain variation (band to band), with 0 or 10 dB input attenuation
<b>Input Attenuator</b>	0 to 70 dB, selectable in 10 dB steps
<b>Step Accuracy</b>	< $\pm$ 1.0 dB per 10 dB step (0 to 60 dB, 0.01 to 18 GHz)
<b>Maximum Cumulative Error</b>	< $\pm$ 2.4 dB (0 to 60 dB, 0.01 to 18 GHz)
<b>Bandwidth Switching (Amplitude Variation)</b>	
<b>3 MHz to 30 kHz</b>	< $\pm$ 0.5 dB
<b>3 MHz to 1 kHz</b>	< $\pm$ 1.0 dB
<b>Display Fidelity</b>	
<b>Log Incremental Accuracy</b>	$\pm$ 0.1 dB/dB from Reference Level
<b>Log Maximum Cumulative Error</b>	$\leq$ $\pm$ 1.5 dB over 70 dB range
<b>Linear Accuracy</b>	$\pm$ 3% of Reference Level
<b>Spurious Responses</b>	
<b>Second Harmonic Distortion</b>	> 70 dB below a -40 dBm signal with 0 dB input attenuation
<b>Third Order Intermodulation Distortion</b>	> 70 dB below two -30 dBm input signals (> 5 MHz) separated by $\geq$ 50 kHz and with 0 dB input attenuation
<b>Residual Responses</b>	< -90 dBm with 0 dB input attenuation and no signal present at input (0.01 <sup>3</sup> -3 GHz, 6-9 GHz)

### **SWEET CHARACTERISTICS**

<b>Automatic</b>	sweeptime is automatically adjusted to maintain absolute amplitude calibration for any combination of frequency span, resolution bandwidth, and video filter bandwidth
<b>Calibrated Sweep Times</b>	2 msec to 10 sec/div in a 1, 2, 5 sequence (except 2 sec/div), $\pm$ 10% accuracy ( $\pm$ 20% for 5/10 sec/div) to 10 sec/div in 1, 2, 5 sequence with $\pm$ 10% typical accuracy
<b>Manual Sweep</b>	spectrum analyzer may be swept manually in either direction with front panel control

### **SIGNAL INPUT CHARACTERISTICS**

<b>Input Impedance</b>	50 $\Omega$ nominal; precision Type-N female connector
<b>Input SWR</b>	typically < 2.0, 0 dB input attenuation < 1.3, 10 dB input attenuation

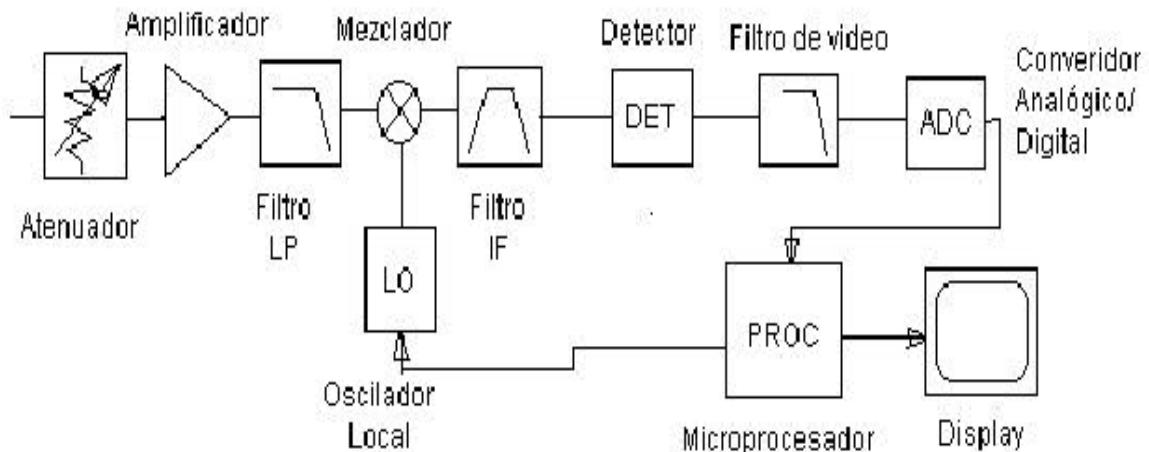
### **OUTPUT CHARACTERISTICS**

<b>Vertical Output, AUX A</b>	BNC output (50 $\Omega$ ) detected video from 0 to 0.8 V for 8 division deflection on CRT display
<b>Penlift/Blanking, AUX B</b>	BNC output provides 0 V pen down/ unblanking signal at low impedance; 15 V penlift/blanking at 10 k $\Omega$ impedance

<b>21.4 MHz IF Output, AUX C</b>	BNC output ( $50 \Omega$ ) provides a signal which is proportional to the RF input. Level is about -10 dBm (into $50 \Omega$ ) with a signal displayed at the Reference Level. Output is controlled by settings of Resolution BW, Input Atten, and Reference Level
<b>Horizontal Output, AUX D</b>	BNC output ( $5 k\Omega$ ) provides horizontal sweep from -5 V to +5 V for full 10 division CRT horizontal deflection

## 8.- Consideraciones generales de un Analizador de espectro Digital

Un analizador de Espectro Digital Heterodino Teniendo tiene elementos comunes con respecto a un Analizador de Espectro Heterodino o Superheterodino Analógico, con más de una etapa de conversión y elementos diferentes que le dan características propias,

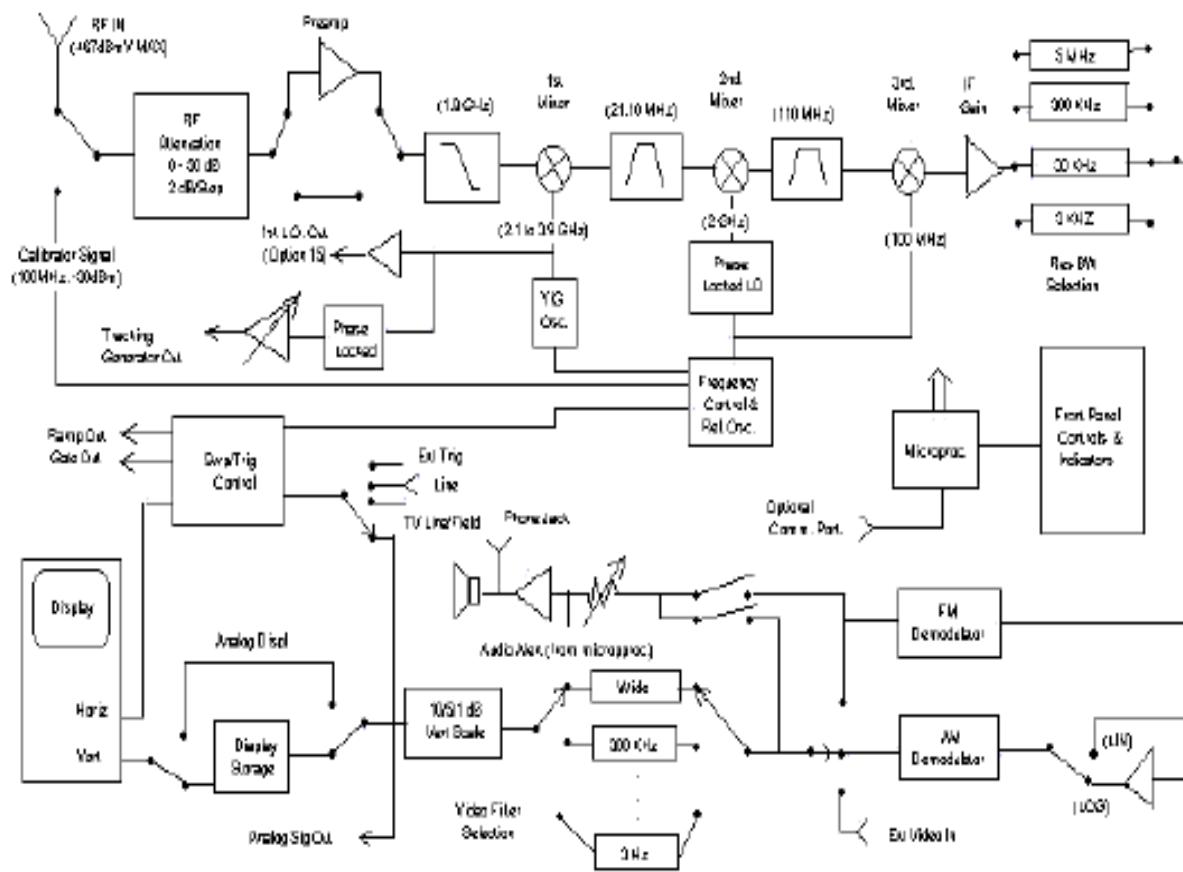


**Figura 3. Diagrama de bloques de un analizador de espectro digital del tipo heterodino, controlado por microprocesador.**

- Se utiliza Microprocesadores y convertidores CAD..
- El Tubo de Rayos Catódicos (para A.E analógicos con un AB de 5 KHZ a 40 GHZ) es reemplazado por un Display digital.
- La salida del Detector se convierte a dígitos binarios con un CAD.
- Los valores digitalizados son leídos por un  $\mu$ P, que tiene la función de controlar la presentación de la imagen en el display digital, gobierna al Mezclador a través del Oscilador Local.

## 9.- Analizador de Espectro Digital Tektronix 2711

El analizador Tektronix 2711 es un analizador de espectro digital, heterodino y de barrido, existen similitudes con el esquema de la Figura 3. En la **Figura 4**, se puede observar la existencia de 3 conversiones de frecuencia en cascada. Estas conversiones se realizan para trabajar en una frecuencia intermedia, FI, adecuada. Un valor de FI alto facilita la supresión de las frecuencias imagen pero dificulta la realización de filtros estrechos y detectores de FI. Sin embargo, si el valor de FI es bajo, es posible realizar filtros estrechos y detectores de forma más sencillas aunque se dificulta, en gran medida, la supresión de frecuencias imagen.



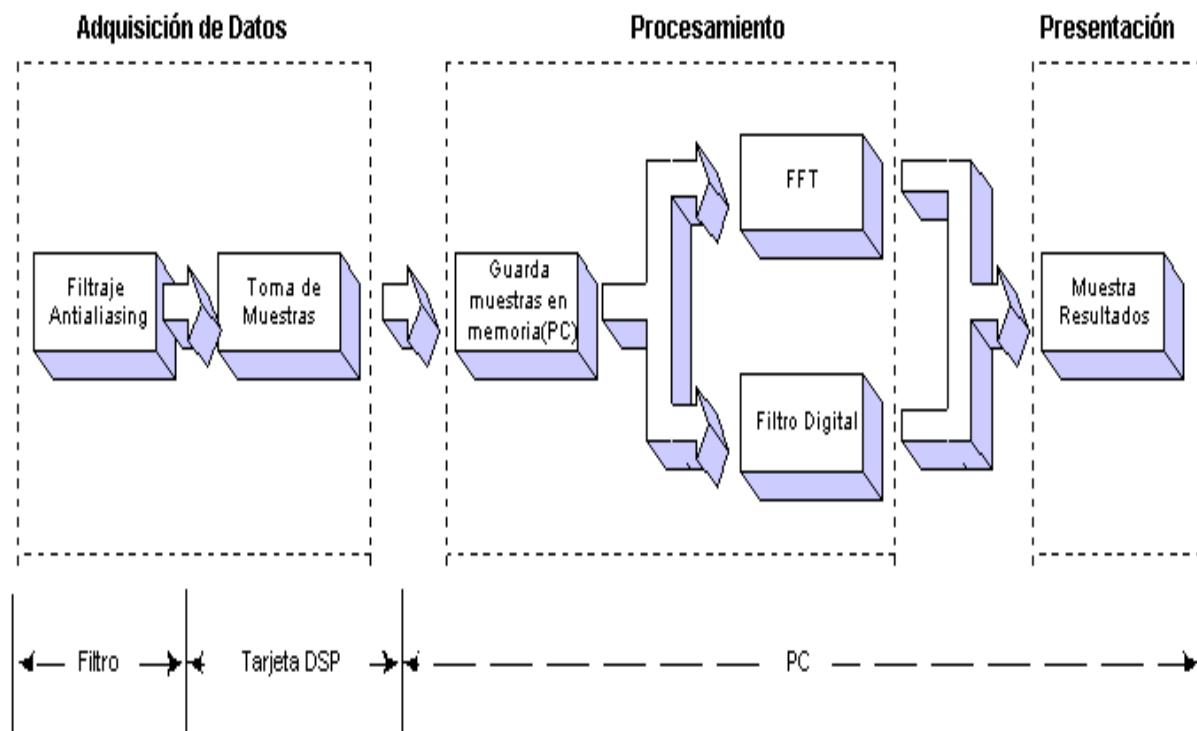
## Características del Tektronix 2711

- **No se deben introducir señales de entrada superiores a 20 dBm (100 mW o 2.2 V<sub>PP</sub>) y 100 V<sub>DC</sub>.**
- Todas las características que ofrece el instrumento son válidas a partir de un tiempo de calentamiento del instrumento de, aproximadamente, 15 minutos después de que se hayan realizado todos los pasos de normalización.
- **Rango de frecuencias:** 9 KHz - 1.8 GHz.
- **Precisión:**  $10^{-5}$  de frecuencia central,  $\pm 5$  KHz,  $\pm 1$  Bit menos significativo.
- **Resolución de lectura:**  $\leq 1\%$  del span/div para 100 KHz.
- **Rango de freq. Span/div:** De 100MHz/div a 10KHz/div en secuencias de 1, 2 y 5 con las teclas de flechas de SPAN/DIV (se puede definir un valor arbitrario con el teclado numérico del panel frontal o el menú de utilidades). Valores especiales: 180MHz/div con MAX SPAN ó 0 MHz con ZERO SPAN.
- **Bandas laterales de ruido:**  $\geq -70$  dBc para anchos de banda  $\leq 100$  KHz.
- **Ancho de banda de resolución:** 5 MHz, 300KHz, 30Khz y 3 KHz.
- **Filtro de video:** Reduce el ancho de banda de video aproximadamente 1/100 del ancho de banda de resolución, en modo AUTO. A través del menú de utilidades se pueden

seleccionar filtros de 3Hz, 10Hz, 30Hz, 100Hz, 300 Hz, 1KHz, 3KHz, 10KHz, 30KHz, 100KHz, 300KHz y WIDE (completo).

- **Marcador (marker):** Marcador de frecuencia y amplitud (las medidas aparecen en pantalla precedidas de una 'M'). Usando el botón FREQ/MKR o las teclas ↩ e ® es posible situar el marcador en cualquier posición del barrido digital.
- **Marcador Delta:** Cuando está activo, aparece un segundo marcador (marcador de referencia) a la misma frecuencia que el primero. La diferencia en frecuencia y amplitud entre los dos marcadores aparece en pantalla precedida de una 'D'. Es posible desplazar el marcador como se indicó anteriormente.
- **Medida central:** Una vez activa permite que se desplace al centro de la pantalla la señal, por encima de cierto umbral, más cercana a él o, si está activo el marcador, la señal, por encima de dicho umbral, más cercana al marcador.
- **Rastreo de señal (Track):** Cuando se activa, el analizador busca continuamente la medida central para mantener dicha señal en el centro de la pantalla.
- **Visualización vertical:** En escala logarítmica, 0 dB/div, 5 dB/div y 1 dB/div, y los valores equivalentes en escala lineal.
- **Nivel de referencia:** Línea superior de la retícula o pantalla. En modo logarítmico, desde -70dBm hasta +20dBm o desde -23dBmV a +66.9dBmV (en pasos de 1 a 10dB). En modo lineal desde 8.84mV/div a 280mV/div (en pasos de 1, 2 y 5 desde 10mV/div a 280mV/div).
- **Rango dinámico Display:** Máximo 80dB en escala logarítmica (8 divisiones en escala lineal).
- **Rango de Atenuación RF:** De 0 a 50dB en pasos de 2 dB.
- **Entradas RF:** Conector hembra tipo N. Impedancia de entrada de 50 W. Nivel Máx aceptable de entrada: +20dBm (100mW) ó 66.9dBmV (2.2V) y 100VDC.
- **Barrido:** 1ms a 2s/div en pasos de 1, 2 y 5.
- **Tensión de alimentación:** De 90VAC a 250VAC con frecuencia de entrada de 48Hz a 63Hz y 90VAC a 132VAC con frecuencia de 48Hz a 440Hz.
- Además de todas estas características, en el manual del TEKTRONIX 2711 aparecen otras como *sensibilidades* (con y sin preamplificador), *respuestas espúreas*, *productos de intermodulación*, *distorsiones*, *niveles de disparo* (interno y externo), *conectores accesorios* (como RS-232, J103), *niveles de puerta y salida de barrido*, *memoria no volátil*, *tiempo de vida de la batería*, *calibrador interno*, *accesorios opcionales* (contador de frecuencia, conector de 24 pines, generador de tracking, interfaz RS-232, capacidad de monitor de video) y *requerimientos de potencia* (fusible, potencia de entrada y corriente de fugas).

## 10.- Analizador de Fourier - Gráfico



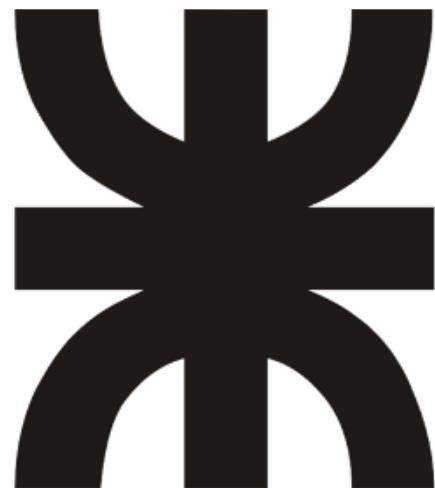
## 11.- Bibliografía

- *Application Note 150. Agilent Spectrum Analysis Basics*
- Agilent AN 1315. Optimizing RF and Microwave Spectrum Analyzer Dynamic Range
- Analizador de Espectro 8559 HP.
- Manual del Analizador de Espectro Digital Tektronix 2711.
- *Signal Analysis Back to Basics 2005*, Agilent Technologies, [www.agilent.com](http://www.agilent.com)
- *Spectrum Analyzer*, Rohde&Schwarz, [www.rohde-schwarz.com](http://www.rohde-schwarz.com)
- *Guide to Spectrum Analyzers*, Anritsu, [www.anritsu.com](http://www.anritsu.com)

Ing. J.C. Colombo  
Prof. Medidas Electrónicas II  
FRT-UTN  
24/08/12

**UTN-FRT**

# **MEDIDAS ELECTRÓNICAS 2**



**TEMA:**

**Sistemas de Mediciones  
Automáticas  
SMA/ATS**





**UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL  
FACULTAD REGIONAL TUCUMÁN**

**Ingeniería Electrónica – Medidas Electrónicas II**

**Sistemas de Mediciones Automáticas  
SMA/ATS**

**Mg.Ing. J.C. Colombo  
Prof. Tit.Medidas Electrónicas II  
26/03/14**

## **1.- Objetivos de un Sistema de Mediciones Automática - SMA**

Un Sistema de Mediciones Automáticas se utiliza cuando la calidad, cantidad y rapidez de mediciones son importantes en comparación con los métodos de medición y prueba manual. También se conoce como Sistema de Medición y Supervisión, dentro de sus características especiales está la posibilidad de implementar un sistema de mediciones automáticas In Situ y en forma remota o a distancia mediante distintos medios de comunicación.

### **1.1.- Aumento de la Calidad y Cantidad de Mediciones**

Un SMA permite ejecutar, libre de errores y en forma reproducible, aún secuencias de ensayos muy complejas con el agregado de programación del proceso de mediciones a realizar, configuración de parámetros, procesamiento coherente de los resultados, almacenamiento de datos y resultados e impresión de los mismos. Para que todo lo anterior se posible un SMA debe posibilitar la interconexión de diferentes instrumentos de mediciones, según los parámetros a medir o contrastar, para lo cual deben responder a una Norma de Comunicación específica y/o ser compatibles a diferentes normas como IEC 625 Bus, de origen europeo, y la IEEE488 de USA. Es aquí donde se destaca el hecho de disponer de instrumentos con estas normas y la diferencia con los instrumentos de mediciones que no las tienen.

Como uno de los ejemplos se pueden mencionar ensayos automáticos de transceptores de AM y/o FM en los respectivos fabricantes, en una cantidad de 100 a 200 unidades en forma simultánea.

Los SMA **evitan errores de operadores** cuando estos realizan las mediciones manuales en una gran cantidad de equipos y cuando guardan los datos y resultados en los respectivos informes de ensayos. Debido a la ejecución más rápida y automática se verifican mayores números de parámetros.

En síntesis un SMA asegura la calidad y cantidad de las mediciones, es de menor costo al medir una gran cantidad de equipos en forma simultánea en menor tiempo, y contribuye a la calidad final del producto con menos reclamos durante la etapa de garantía.

### **1.2.- Donde es más conveniente utilizar un SMA**

En lugares donde grandes cantidades de ítems, como ser: componentes, IC's; subconjuntos: módulos, dispositivos y equipos, deben ser chequeados. Así mismo, en la actualidad, se deben destacar dos ámbitos de aplicaciones Fabricantes de Componentes y Productos de Electrónica como los mencionados y Servicios como el Telefonía por Cable y Aire, por citar algunas de las aplicaciones.

De todas maneras, también es beneficiosa su utilización en aplicaciones especiales donde la cantidad de equipos ensayados es pequeña pero con una gran cantidad de mediciones. Es el caso de las mediciones sobre un Sistema de Radio Aeronáutica, en las que las especificaciones requieren chequeos de todas las características en un total de 400 canales. Algunos parámetros son mediciones sobre: propagación directa e indirecta, propagación de radioondas de diferentes frecuencias; VLF, LF, MF, HF,VHF, UHF, SHF; onda continua, interrumpida, modulación de amplitud, frecuencia, pulsos, multiplex; banda lateral con portadora suprimida: DBL, BLS, BLI, etc.

Con respecto a las tradicionales aplicaciones de SMA en producción y servicio, los laboratorios de desarrollos están incorporando equipos de estas características. Hay una reducción importante de tiempos en aplicaciones donde se realicen: chequeos de frecuencias de RF y AF, linealidad de modulación y efectos de la temperatura, además de dar un informe de los ensayos.

## **2.- Aplicación de un Sistema de Mediciones Automáticas**

El SMA, también conocido como ATS (Automatic Tested Systems) reduce el tiempo requerido para desarrollos debido a que rápidamente realiza las mediciones mas diversas, tales como chequeo de respuesta en frecuencia de RF y AF, linealidad de modulación y efectos de temperatura, brindando un informe del ensayo. Además en relación con los ensayos de las cifras de meritos o de calidad de transceptores de AM y FM en grandes cantidades.

Otra ventaja es que los nuevos dispositivos son desarrollados con una perspectiva adecuada para testeo automático y que la misma instalación de prueba es utilizada en desarrollo y producción.

### 3.- Configuración de un SMA/ STS

La introducción de sistemas IEC-Bus con la creación de calculadoras de escritorio de control, denominadas inicialmente de esta manera, hasta la difusión por computadoras tipo PC, hace interesante el uso de SMA/ATS para un considerable número de potenciales usuarios, en particular para muchos de aquellos que hasta ahora no han considerado su uso por razones financieras. Por lo tanto la descripción siguiente trata primero con la configuración general de un SMA/ATS y luego con la diferencia entre el tradicional SMA/ATS y Sistema IEC-Bus controlado por calculadora de escritorio para mediciones analógicas (en particular para RF).

La estructura básica de un SMA/ATS esta determinada por las diversas tareas que tiene que cumplir como se observa en la **Figura 1**. Los instrumentos de medición y demás equipos deben cumplir con los requerimientos físicos de la tarea de medición y deben ser programables de tal forma que ellos puedan ser accionados en forma remota o a distancia desde un controlador y sea capaz de enviar resultados del ensayo a este último.

El equipo de control no solamente comprende el controlador central, por ejemplo el calculador (o una Computadora tipo PC), y sus periféricos de entrada y salida de datos, programas y resultados, sino también el software asociado.

La unidad que hace que el sistema de mediciones automáticas sea compatible con los instrumentos de medición el sistema de interface. Los periféricos de pruebas son usados para recibir y controlar los items de la prueba y para reproducir ciertas condiciones ambientales.

Los tres bloques o partes esenciales, **controlador, instrumento de medición con sistema compatible y periféricos de prueba**, son interconectados a través del Bus de datos (data bus); **una comunicación bidireccional** entre las unidades individuales del ATS tiene lugar por medio de este **Bus como se observa en Figura 1 y Figura 3**.

El Bus puede ser de diverso diseño electro-mecánico: desde dos líneas de alambre (hilo) entrelazado con la transmisión señal a través de cables multipares con transmisión de señal palabra serie/ bit paralelo a buses de datos exclusivamente paralelos empleando una línea por función del dispositivo.

La barra bit-paralelo/ palabra serie ha comprobado ser el mayor compromiso entre tiempo de control y circuitería requerida, especialmente para el controlador o PC, ya que este tipo de bus es más parecido a la estructura de interface de datos del calculador o una PC.

## Sistema de Mediciones Automáticas

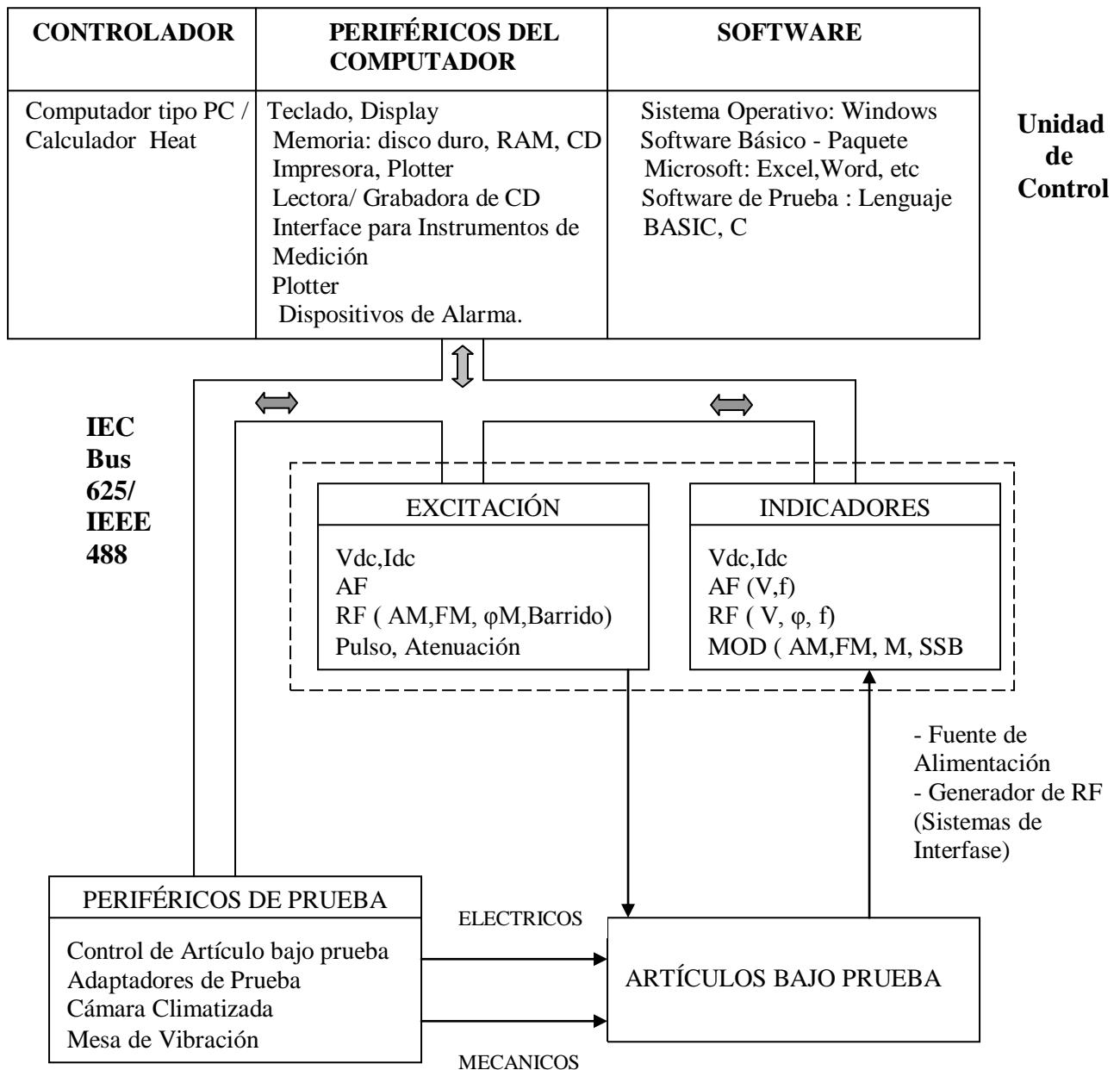


Figura.1: Configuración Básica de un Sistema de Mediciones Automáticas

El equipo de control no solamente comprende el controlador central, por ejemplo el calculador (o una Computadora tipo PC), y sus periféricos de entrada y salida de datos, programas y resultados, sino también el software asociado.

La unidad que hace que el sistema de mediciones automáticas sea compatible con los instrumentos de medición es el sistema de interfaz. Los periféricos de prueba son usados para recibir y controlar los ítems de la prueba y para reproducir ciertas condiciones ambientales.

Los tres bloques (partes), controlador, instrumento de medición con sistema compatible y periféricos de prueba, son interconectados a través del Bus de datos (data bus); **una comunicación bidireccional** entre las unidades individuales del SMA/ATS tiene lugar por medio de este **Bus** (**Figura 3**). El Bus puede ser de diversos diseños electro-mecánicos: desde dos líneas de alambre (hilo) entrelazado con la

transmisión señal a través de cables multipares con transmisión de señal palabra serie/ bit paralelo a buses de datos puramente paralelo empleando una línea por función del dispositivo.

La barra bit-paralelo/ palabra serie ha comprobado ser el mayor compromiso de tiempo de control y circuitería requerida, especialmente para el controlador o PC, como este tipo de bus es más parecido a la estructura de interfase de datos del calculador o una PC.

#### 4.- Controlador Heat o PC de control

El medio más simple para controlar un SMA/ATS es un Controlador que viene específicamente provisto por el fabricante de instrumentos de mediciones, los que trabajan interconectados con cualquiera de las normas existentes como la Europea IEC Bus / IEC 625 Bus, la IEEE488 de USA u otras. Es habitual que esta función sea realizada por una PC, con el software específico del fabricante.

El control permite la medición de parámetros los cuales no requieren una comparación Prevista – Real además de la correspondiente decisión lógica. Aunque están tan evolucionados los SMA que hoy en día se pueden encontrar o configurar controladores también con esas funciones.

**Unidad de Control:** es el elemento central de un sistema SMA, ya que es el que coordina todas las actividades dentro del sistema.

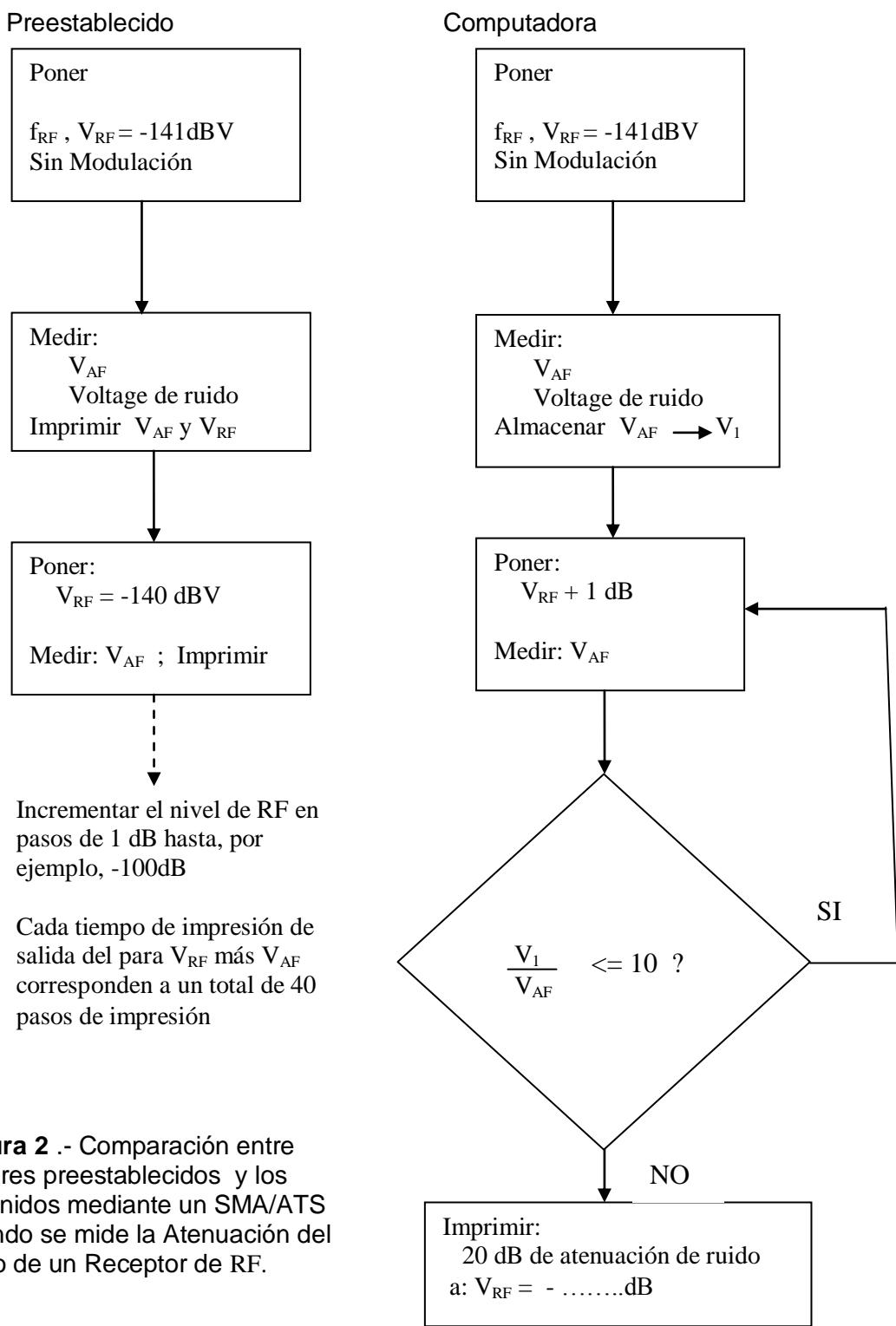
Su tipo y el tamaño dependen de los siguientes factores:

- Número de puntos de medición.
- Número de los sistemas de medición individuales conectados.
- Control secuencial o simultáneo de los sistemas de medición.
- Complejidad de las funciones de control a ser ejecutadas.

Exigencias respecto a la representación de información y la análisis y procedimientos de datos

En su expresión simple con el controlador se puede, por ejemplo, confeccionar una tabla con mediciones punto por punto, donde en el caso de RF se registra el ruido como una función del nivel de entrada de RF; incluso hoy es posible encontrar el nivel de RF al cual la reducción de ruído es 20 dB, como se indica en la **Figura 2**.

A título de ejemplo se presenta un Algoritmo para medir el ruido en Receptores de RF, comparando los resultados obtenidos con valores establecidos previamente



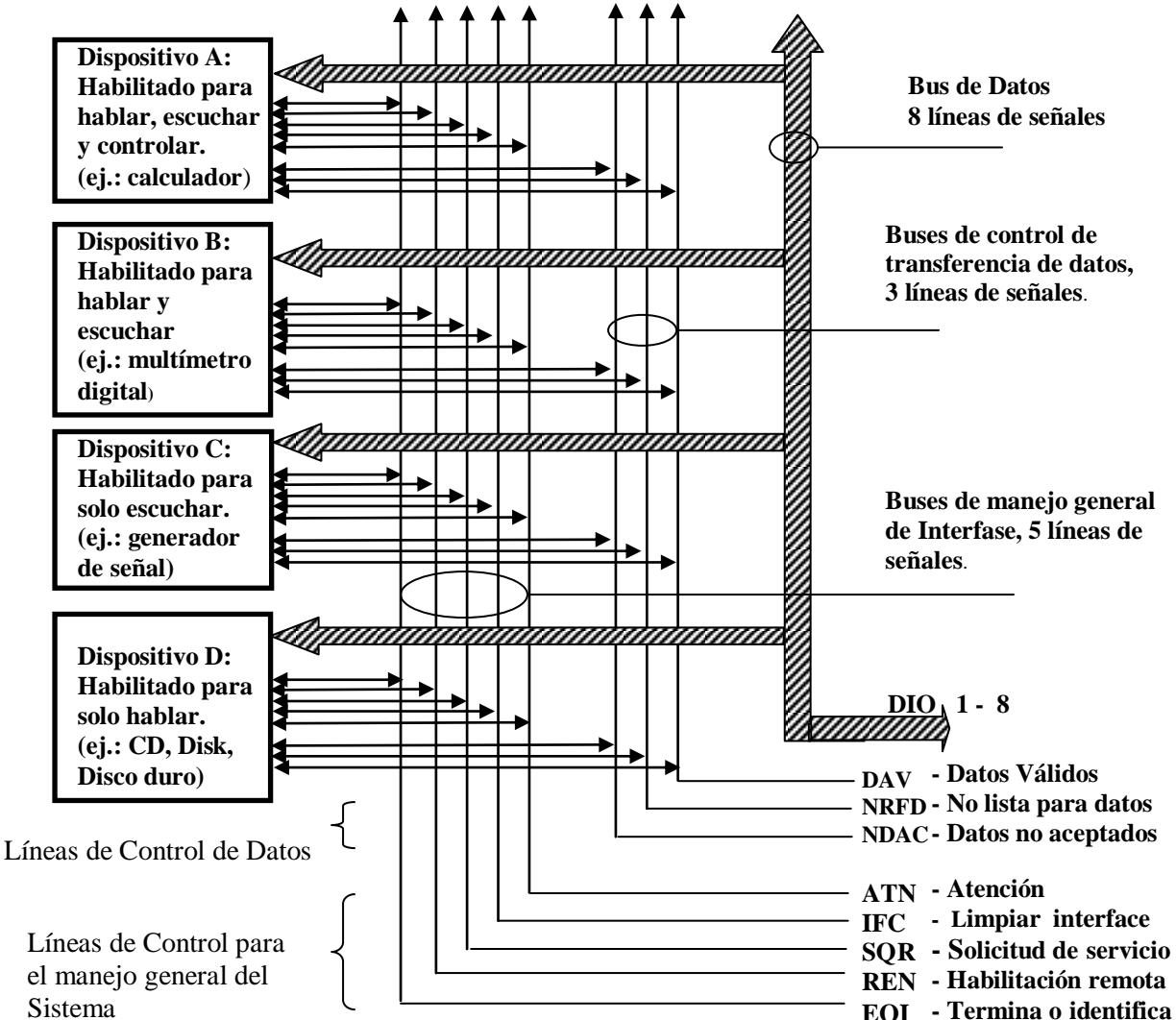
**Figura 2 .-** Comparación entre Valores preestablecidos y los obtenidos mediante un SMA/ATS cuando se mide la Atenuación del ruido de un Receptor de RF.

Mediciones de este tipo requieren la comparación de los resultados de la prueba real con valores nominales o previstos para poder decidir después de esta comparación como tiene que continuar el programa de prueba.

En el caso de reducción de ruido, el Controlador decide si el nivel de RF debe ser incrementado más aún, debido a que el nivel de ruido no es suficientemente bajo o si el último nivel de ruido es suficiente para atenuación de ruido de por lo menos 20 dB. De esta manera los resultados y comentarios adicionales pueden almacenarse y luego imprimirse.

En estos problemas de medición, si bien hay instrumentos inteligentes que lo pueden realizar de manera propia, ubicados dentro de un conjunto de mediciones diferentes como el Ensayo de las características de un Transceptor de AM o FM requieren de un Controlador sea una PC o un llamado Controlador de Escritorio, lo que interesa es que el Controlador pueda tomar decisiones lógicas (tenga inteligencia) a través de un Software específico. Por ejemplo la medición y ensayo correspondiente a cada cifra de mérito o de calidad como Sensibilidad, Selectividad, Rechazo de Frecuencia Imagen, Rechazo de Frecuencia Intermedia, CAS, etc., de un transceptor de AM requiere de una subrutina específica para cada tipo de parámetro, con la consiguiente relación entre ellas en los casos que sean necesarios.

**La rapidez con que toma las decisiones, la capacidad de almacenamiento para programas y datos, el tipo de Computador PC o Controlador que pueda conectarse, la interfase para conectar los instrumentos de medición, la capacidad del software y la rapidez de actuación indican la conveniencia del control automático de las mediciones.**



**Figura 3- Transferencia de datos y configuración del IEC – Bus**

El Computador , dentro del SMA, y necesita de los periféricos para introducir y almacenar programas y datos destinados a los instrumentos de medición, elementos de ensayos y para salida del informe de los ensayos.

Inicialmente los periféricos de la PC como controlador incluían un teclado, un mouse, un monitor o display, una impresora, una disquetera de 3 ½, una lectora/ grabadora de CD, disco duro, memoria RAM, etc., o sea una configuración básica de PC. Actualmente incluyen puertos USB y lectura / grabación en DVD y pent-drive, etc.

Para comunicación exterior son necesarios interfase de datos, permitiendo que los resultados de ensayos se impriman, se transfieran datos e instrucciones desde el sistema de mediciones automáticas hacia los instrumentos de mediciones, y a su vez que los instrumentos de mediciones transfieran datos resultantes de las mediciones efectuadas hacia el controlador.

Actualmente la visualización se puede realizar en un display vía un controlador Heat o en un monitor a través de una PC. La impresión se realiza a través de impresoras de alta velocidad, una chorro de tinta imprime en formato A4, 2 a 3 páginas por minuto.

Como parte básica de un Sistema de Mediciones Automáticas se encuentra el Software los que al margen de la clasificación clásica viene incluido el Software específico de prueba y mediciones. Antiguamente estaban escritos en **FORTRAN**, luego en **BASIC**, siendo común la presencia del **C, C++ o en entorno Visual**. Una vez cargados este software en la PC, las instrucciones para las condiciones de ensayos y mediciones son enviadas a los instrumentos de mediciones que deben ser compatibles con el sistema.

Como se ha mencionado en párrafos anteriores, es habitual que el Sistema de Mediciones Automáticas en lo que respecta al software de prueba y ensayos esté provisto de una subrutina por cada función de medición específica identificada con números o nombres, es fundamental que permita construir un programa de ensayos de acuerdo a las necesidades de las mediciones y además está identificada según el ámbito de aplicación, por ejemplo Audiofrecuencia o Radio frecuencia y dentro de esta última si es AM o FM por mencionar algo distintivo. El total de subrutinas está especificado en la capacidad del Driver o software básico.

## 5.- Periféricos de Pruebas

La mayoría de los artículos bajo prueba no pueden conectarse directamente a los instrumentos de medición y demás equipos que intervienen en un SMA/ATS. Se puede mencionar como un ejemplo el caso que diferentes puntos de comprobación deben ser transmitidos sucesivamente a un voltímetro o diferentes instrumentos de medición a un punto de verificación. Para esta finalidad se requiere de matrices de relay programable para señales de RF y AF. Es habitual disponer de 8 o más relay con conectores IEC-Bus con capacidad de operación manual o automática. Para audiofrecuencia se tiene el AF Relay Matrix PSN Rhode & Schwarz que va de DC a AF y para radiofrecuencia el RF Relay Matrix PSU, también de Rhode & Schwarz, de DC a 6 GHZ, ambos con capacidad de programación por IEC-Bus.

Para controlar un ítem bajo ensayo o prueba eléctrica se emplean señales, y diversas condiciones ambientales como temperatura, humedad del aire, y vibraciones son realizadas a través de cámaras climatizadas y mesa de vibraciones con rangos de actuación perfectamente definidos, simulando situaciones reales. Esto producía un costo elevado, lo cual fue disminuyendo a medida que se realizaban SMA/ATS a través de sistemas IEC-Bus controlados por PC o el llamado Calculador de Escritorio con fines específicos, los que combinados con los relay permiten aplicaciones no pensadas originalmente para este tipo de sistemas.

Los instrumentos de medición deben tener un sistema compatible programable. Inicialmente la mayoría de los instrumentos programable se proveían con control paralelo

## 6.- Controlador de Cabecera

### Computer Controlled High Precision Resistance Decade

Models 1422 IEC, 1423 IEC, 1424 IEC,  
1422 RS232, 1423 RS232, 1424 RS232

Code:	1422 E
Manufacturer:	burster
Delivery:	ex stock
Warranty:	12 months
Issue:	1.10.2001



- Ranges from  $10 \times 0,01 \Omega$  to  $10 \times 100\,000 \Omega$
- Error tolerance 0,01 %
- Resistor material: ZERANIN®
- Temperature coefficient  $\leq 2 \text{ ppm/K}$
- Long-term stability < 0,01 % over years

El SMA/ATS tradicional, usa un micro computador tipo PC como controlador, requiere un amplio soporte de periféricos al calculador. Los periféricos son necesarios para introducir y almacenar programas y datos, para instrumentos de medición y periféricos de salida para el informe del ensayo.

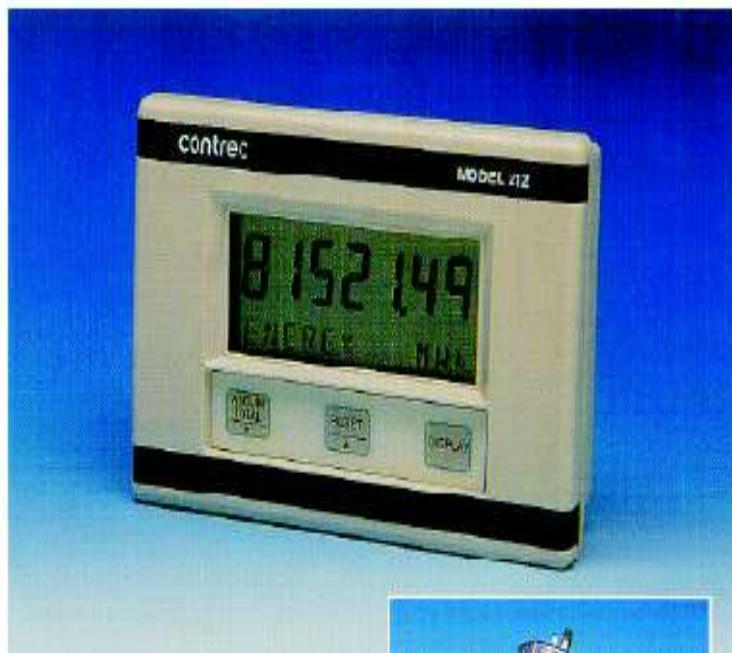
El alto desembolso del desarrollo convertían a estos sistemas en tan caros que podían usarse para automatización de alto nivel solamente después de una investigación de la relación costo / rendimiento de cada aplicación o de las aplicaciones. Por lo tanto, en sus comienzos, en la mayoría de los casos los sistemas de ensayos automáticos **no podían usarse en servicio y en talleres de mantenimiento** o para producir cantidades pequeñas y medianas en departamentos de ensayos y laboratorio de desarrollo por razones financieras.

Esta situación ha ido cambiando fundamentalmente gracias a la posibilidad de realización de SMA/ATS a través de sistemas de IEC-bus controlado por calculador/computadora de escritorio. Estos son ideales para usarse como controladores SMA/ATS debido a que ellos no contienen la unidad de procesamiento real solamente, sino también la mayoría de los periféricos requeridos.

Estos son por ejemplo el sistema de computación gráfica Tektronic 405: un teclado para operación, una pantalla grafica, una memoria semiconductor, una interfase IEC-Bus, una interfaz para la conexión de impresora y por ultimo un sistema operativo (en Basic).

## Features

- Complies with OIML R75 and EN1434 standards
- Multilingual capability
- Heating, cooling and air conditioning
- Built-in density and enthalpy tables
- Meter-bus interface or RS485 communications
- Metric or US units
- 4-wire Pt100 RTD temperature inputs
- Fully programmable



## 7.- Funcionamiento del BUS IEC

Como se ha mencionado, cuando la cantidad de Instrumentos de mediciones programables que trabajan en forma conjunta es grande, se hace necesaria una interface que permita su interconexión. Dos de las interfaces más conocidas son la IEC 625 de origen europeo y la IEEE 488 de USA, incluso los fabricantes de instrumentos de este tipo lo hacen compatibles para ambas normas. Es adecuada para microprocesadores de 8 bits y se la puede utilizar con cualquier tipo de computadoras tipo PC.

Se basan en la transmisión de palabras de datos de 8 bits, con un bus de datos paralelo de 8 bits. Recordar que un bus es un conjunto de alambres de interconexión compartidos por varias piezas bajo prueba e instrumentos de medición de un SMA. El IEC 625 ó la IEEE 488 es de corta distancia, prácticamente para equipos de pruebas montados en un gabinete dentro de una habitación y no para la transmisión de larga distancia. La comunicación a larga distancia se hace desde el controlador o PC vía telefónica, satelital o cualquier otro medio de comunicación con alguna Central de Procesamiento. Ambos estándares consisten de alrededor de una 15 piezas de equipos de prueba, montados en uno o dos gabinetes de instrumentos. El bus transmite datos hacia dentro y afuera del equipo de prueba, como es compartido sólo una unidad puede transmitir datos a la vez. En la **Figura 3)** se observa que una unidad es **hablante ( o transmisor) y el resto son oyentes ( receptores)**. Al agente de tránsito se le llama controlador y es la PC o un Controlador específico dado por el fabricante que tiene la máxima autoridad para la asignación del control.

Los equipos de pruebas tienen un **conector estándar** en el panel posterior el cual permite que la mayoría, sino todas, las funciones de la unidad se controlen externamente si se aplican las señales correctas en el conector. Además, el control local, los controles del panel frontal se pueden deshabilitar para prevenir la operación inadvertida desde el panel frontal durante la operación por PC.

La interface, el Bus IEC o el IEEE 488 consiste de tres partes: las líneas de datos D0..D7, las líneas de Estado o Control para la sincronización de lo que ocurre ( o de Control de transferencia de bytes de

datos) DAV, NFRD, NDAC y las líneas de control necesaria para el manejo general del sistema IFC, ATN, SRQ, REN, EOI. **También se suele clasificar en dos áreas , el bus de datos y las líneas de estado o control.**

La transferencia de datos reales se hace sobre 8 líneas de datos DIO ( entrada y salida de datos) la cual lleva información y también direcciones , o sea en bytes de 8 bits para que sean compatibles con los microprocesadores comunes de 8bits. Las 8 líneas adicionales, **llamadas líneas de señal de interface** transmiten los datos necesarios para la operación del sistema, pero separados de los parámetros de medición.

El Data Bus es bidireccional fluyendo en ambas direcciones.

Inicialmente los caracteres estaban en código ASCII de 7 bits, un carácter completo por clock es transferido sobre un data bus, esta es la conformación antigua que llegaba hasta 128 caracteres ( $2^7$ ). El código ASCII actual es de 8 bits y se representa hasta 256 caracteres.

El significado de las **líneas de señal de interface** son:

- **DAV, datos válidos:** indica que los datos en la línea de datos son válidos. Cuando un dispositivo direccionado debe suministrar una palabra de datos para su procesamiento, se requiere de cierta cantidad de retardo de tiempo para que la unidad direccionada obtenga y proporcione a la salida los datos en el bus de datos. Cuando los retardos de tiempos son correctos la línea DAV adopta un estado lógico “0”, lo cual indica que los datos son correctos.

- **NFRD , no lista para datos:** a pesar de su nombre, esta línea de estado indica que la unidad que recibe **los datos está lista**. Por ejemplo una unidad designada como oyente devolverá un “0” lógico para NFRD cuando todos los circuitos internos estén listos para aceptar los datos de entrada.

- **NDAC, datos no aceptados:** Cuando esta línea va hacia un “0” lógico , indica que se aceptaron los datos transmitidos hacia el dispositivo y que los nuevos datos pueden ser aplicados.

- **ATN , atención:** es utilizada por el Controlador para especificar como utilizar los datos en las líneas de datos y cuales dispositivos en el bus han de responder. Varios mensajes se transmiten en el bus del sistema junto con la señal ATN.

- **IFC, limpiar interface:** el Controlador la utiliza para colocar todo el sistema de interface en estado de reposo o a un estado inicial definido.

- **SRQ, solicitud de servicio:** es utilizada por cualquier dispositivo que requiera servicio e interrumpir la tarea actual. SQR, pedido de servicio, para control de interrupción, que habilita el instrumento para requerir la atención del computador de control para entregar el resultado de una prueba o señalar un error.

- **REN, habilitación remota:** es utilizada por el Controlador para seleccionar entre dos fuentes alternativas de datos para programación de dispositivos. Pone los dispositivos de medición en operación programada.

- **EOI, termina o identifica:** para identificación del último carácter transcurrido, cuando la usa un hablante, indica el final de una comunicación multibyte.

La línea de control ATN ( atención ) sirve para identificar si están siendo transferidos direcciones en los instrumentos , comandos o datos.

Las otras líneas para control de Sistema son:

IFC ( limpieza de interface) para resetear ( o reponer) el Sistema a un estado inicial definido SQR ( pedido de servicio) para control de interrupción, el cual habilita el instrumento para requerir la atención del Computador de Control para entregar el resultado de una prueba o señalar un error, REN ( habilitación remota) para poner los dispositivos de medición en operación programada y EOI ( fin o identificación ) para identificación del último carácter transmitido.

La cuenta del tiempo de la transferencia de datos es controlada por las líneas **DAV** ( datos válidos) , **NDAC** ( datos no aceptados) y **NFRD** ( no está listo para datos) **por el proceso de Handshake, es decir el dispositivo más lento determina la velocidad de operación** . Aún cuando este método no es el mejor desde el punto de vista de la velocidad, garantiza que los usuarios no tienen que preocuparse para sincronizar la transferencia de datos. Cualquier combinación de instrumentos compatible con IEC – Bus puede ser ensamblado y ajustado automáticamente a su propia velocidad de transmisión de datos.

En general la relación de transmisión de datos mínimo de los instrumentos SMA es muy alta, así que normalmente no hay una demora apreciable de la velocidad de programación. Debido a que, por otra parte, las mediciones analógicas de los instrumentos necesitan algún tiempo para alcanzar el estado de régimen puede suponerse que aún el control de las computadoras de mesa no reduce significativamente la velocidad de ensayo máximo factible físicamente.

El Bus IEC es por lo tanto, una barra de datos de autoconducción y autocontrol habilitando instrumentos de Medición, equipos y computadora.

## 8.- El Bus IEC

El Bus IEC es una barra de datos normalizados mundialmente para uso en pruebas de sistemas, permitiendo que instrumentos de medición de diferentes fabricantes puedan ser combinados a voluntad con computadores seleccionados libremente sin requerimiento de un instrumento con interfaz compatible o acopladores de datos especiales.

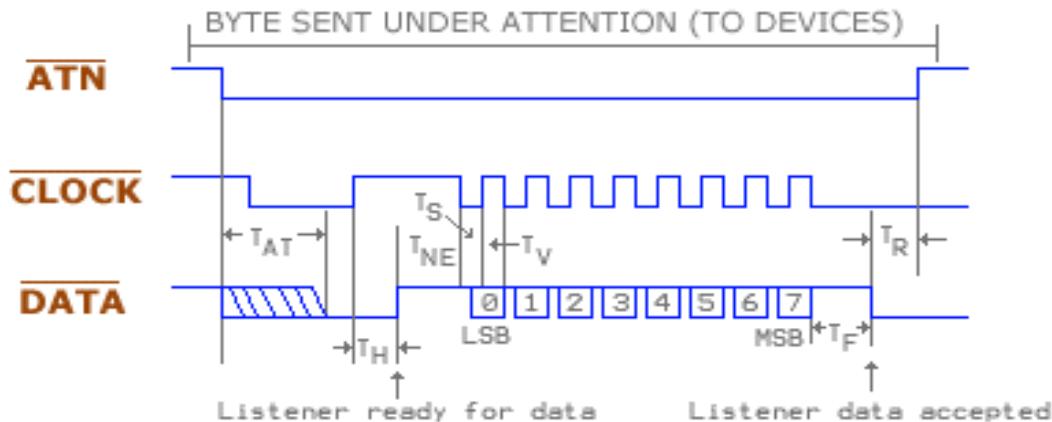


Figura 4 - Diagramas de temporización del IEC 625 – serie.

Los instrumentos de medición RYS con capacidad de IEC-BUS son designados con IEC-BUS compatibles y marcados por el símbolo IEC 625 BUS (Figura 3), conocida también como norma Europea.

En USA la norma correspondiente es IEEE 488 y también es usado el GPIB (Bus de Interfase de propósitos Generales). Todos estos nombres designaron el mismo sistema de Bus excepto por los conectores.

La barra IEC constituye una línea de teletipo entre las unidades individuales de un sistema bajo pruebas, permitiendo transferencia de datos en cualquier dirección.

Los controles envían tanto comandos a los instrumentos de medición como reciben datos desde ellos vía la barra.

El bus IEC esta diseñado de tal forma que la combinación de los elementos de un sistema no requiere conocimientos especiales y se logra simplemente uniendo los conectores IEC-BUS de las unidades individuales.

El código utilizado para trasmisir información vía el IEC-BUS es el código ASCII el cual normalmente también proporciona la comunicación entre computadores y sus periféricos, los cuales por intermedio de los conectores pueden ser escritos y leídos directamente.

El desarrollo del IEC-BUS esta acompañado de dos sistemas conectores diferentes.

- Conectores de 24 vías (Amphenol), tipo original, de acuerdo con la norma US, en el presente usado más frecuentemente.
- Conectores de 25 vías (Cannon) incluidos en la norma IEC. Los instrumentos RYS básicamente usan conectores de 24 vías, y son compatibles con la mayoría de los equipos del mercado.
- Cualquier tipo de instrumentación compatible con IEC-BUS puede ser ensamblada y ajustada automáticamente a su propia velocidad de trasmisión de datos.

**El Bus IEC** consiste de tres partes: las líneas de retardo; las líneas de control para la sincronización de lo que ocurre; las líneas de control necesarias para la dirección o manejo del sistema.

La transferencia de los datos reales se hace sobre 8 líneas de datos DIO ( Entrada y Salida de datos), la cual lleva información y también direcciones.

El data Bus es bidireccional fluyendo los datos en ambas direcciones.

Los caracteres están en código ASCII con 8 bits por carácter, así un carácter completo por clock es transferido ahora sobre un data bus.

La Línea de Control ATN ( atención) sirve para identificar si están siendo transferidos direcciones en los instrumentos , comandos o datos.

Los paquetes de software básicos son aprovechables por ejemplo para todos los programas de pruebas requeridos en la tecnología RF para medición de equipos de AM y FM. Además, otros paquetes de software son utilizados por el controlador de proceso PUC contenido rutinas graficas que permiten la representación de diagramas complicados, tales como la carta de Smith, en muy corto tiempo. Estos paquetes tienen una valiosa comprobación, siendo su número extendido constantemente con la aparición de nuevos instrumentos de medición RYS. Esto también tiene la ventaja que los paquetes pueden expandirse para programas de prueba y que no pierden flexibilidad.

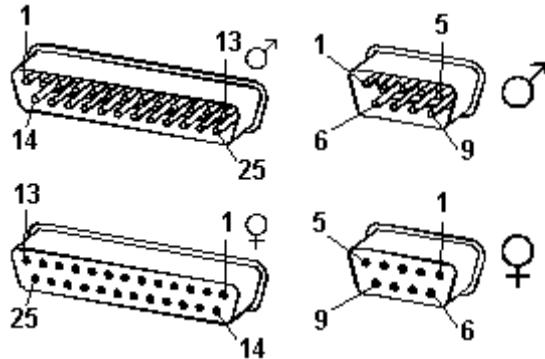
## 9.- El estándar RS-232C

Además del protocolo IEC 625 /825, es común hallar que sistemas SMA/ATS contemplan otros protocolos estándares de comunicación como ser el RS – 232 / 422 / 485, los que a continuación mencionamos brevemente.

El puerto serie RS-232C, presente en todos los ordenadores actuales, es la forma mas comúnmente usada para realizar transmisiones de datos entre ordenadores. El RS-232C es un estándar que constituye la tercera revisión de la antigua norma RS-232, propuesta por la EIA (Asociación de Industrias Electrónicas), realizándose posteriormente un versión internacional por el CCITT, conocida como V.24. Las diferencias entre ambas son mínimas, por lo que a veces se habla indistintamente de V.24 y de RS-232C (incluso sin el sufijo "C"), refiriéndose siempre al mismo estándar.

El RS-232C consiste en un conector tipo DB-25 de 25 pines, aunque es normal encontrar la versión de 9 pines DB-9, mas barato e incluso mas extendido para cierto tipo de periféricos (como el ratón serie del PC). En cualquier caso, los PCs no suelen emplear mas de 9 pines en el conector DB-25. Las señales con las que trabaja este puerto serie son digitales, de +12V (0 lógico) y -12V (1 lógico), para la entrada y salida de datos, y a la inversa en las señales de control. El estado de reposo en la entrada y salida de datos es -12V. Dependiendo de la velocidad de transmisión empleada, es posible tener cables de hasta 15 metros.

## Conector DB 25    Conector DB 9



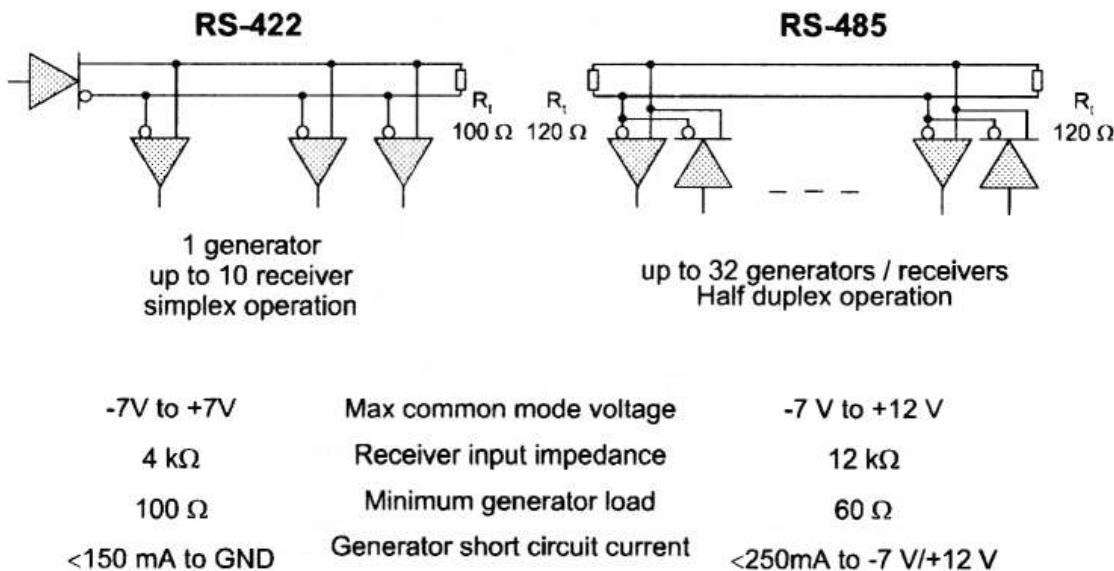
El RS-232 puede transmitir los datos en grupos de 5, 6, 7 u 8 bits, a unas velocidades determinadas (normalmente, 9600 bits por segundo o mas). Después de la transmisión de los datos, le sigue un bit opcional de paridad (indica si el numero de bits transmitidos es par o impar, para detectar fallos), y después 1 o 2 bits de Stop. Normalmente, el protocolo utilizado suele ser 8N1 (que significa, 8 bits de datos, sin paridad y con 1 bit de Stop).

### 10.- El Estándar 422 y 485

Hay dos normas que describen circuitos de la interfase balanceados:

- EIA –RS 422 (la norma internacional ITU-T V.11) define interfaces del punto-a-punto con más de 10 receptores para un solo transmisor. El parámetro que limita es la impedancia entrada del receptor  $R_i=4\text{k}\Omega$ . 10 receptores + la resistencia de la terminación 100 Ohm da la carga de transmisión máxima.
- EIA – RS 485 (ISO 8482) define la impedancia de entrada de los circuitos con RS 485  $R_i = 12 \text{ k}\Omega$ . Entonces, más de 32 transmisores, receptores o una combinación pueden ser conectados a una linea simple. Puesto que la transferencia de datos es bidireccional, la línea necesita tener una resistencia de fin de línea en ambos extremos de  $120\Omega$ .

### Comparison RS422 - RS485



La gran ventaja de estos dos tipos de protocolos con respecto al RS 232, es que posibilitan la conexión de dispositivos a 1,5 km de distancia sin necesidad de utilizar repetidores.

## **11.- Características de los receptores de AM y FM**

Para determinar las cifras de méritos o de calidad de Transceptores de AM y FM, mediante un sistema SMA/ATS es imprescindible conocer los distintos métodos de ensayos y mediciones a los fines de configurar una Rutina para cada parámetro, siempre enlazado con el software central, encargado de direccionar y controlar la ejecución de los diferentes ensayos.

### **11.1.- Instrumentos y Accesorios para la medición de la calidad de un receptor de AM/FM.**

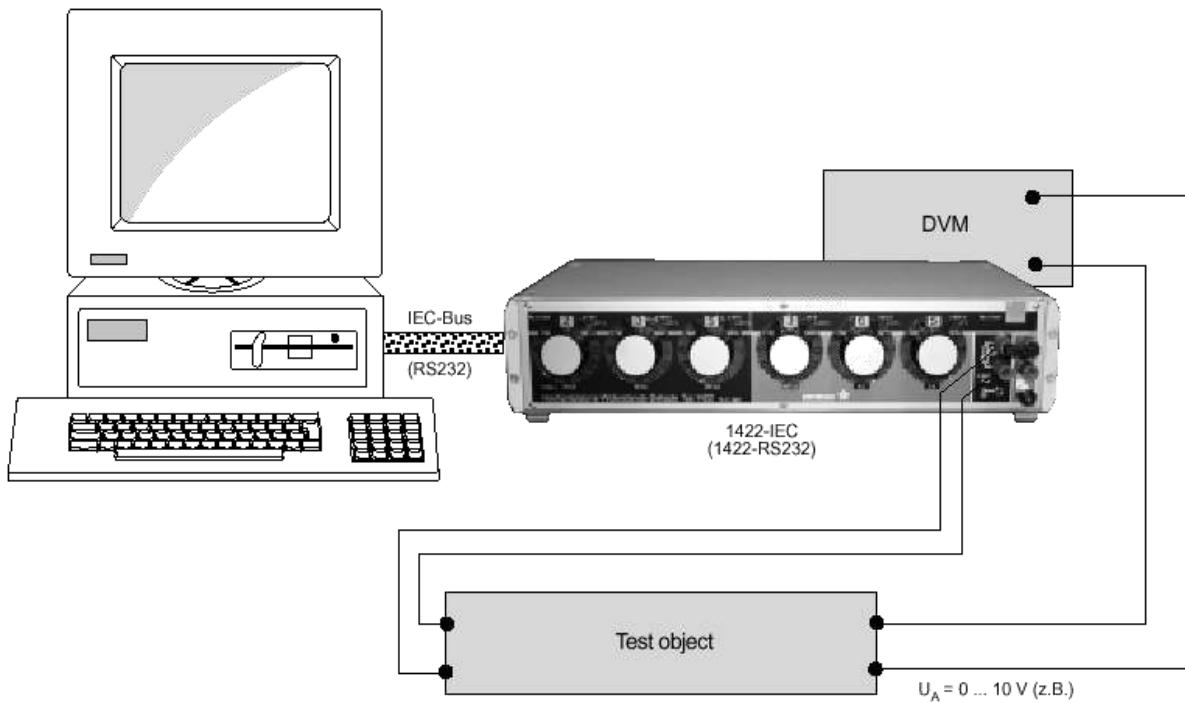
- Generador de RF de AM/FM.
- Vatímetro (o Voltímetro).
- Frecuencímetro Digital.
- Analizador de Distorsión Armónica Total.
- Fuente de Alimentación CC de 15V – 3A.
- Resistencia de  $8\Omega$  que actúa como impedancia de carga.
- Antena Fantasma (Dummy).
- Una autoradio.

### **11.2.- Características Generales para las mediciones.**

- Tensión nominal de trabajo: 14V.
- Banda de frecuencia cubierta para AM: 535 KHZ a 1605 KHZ  $\pm 5\text{KHZ}$ .
- Banda de frecuencia cubierta para FM: 88Mhz a 108 MHZ  $\pm 200\text{KHZ}$
- Impedancia de Carga:  $8\Omega$ .
- Potencia Nominal de Ensayo: 1W.
- Señal de ensayo modulada al 30% con 400hz.
- Temperatura ambiente.

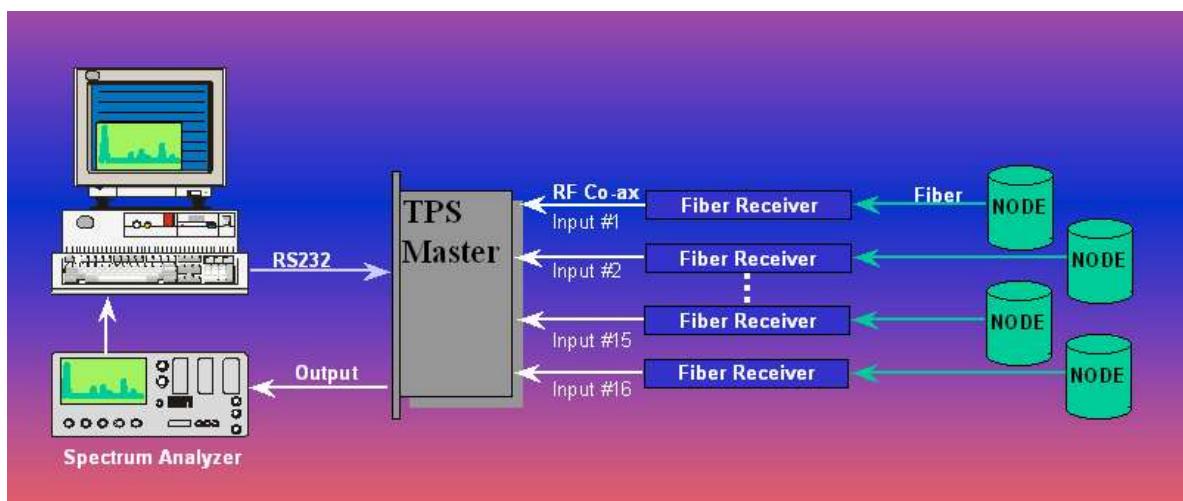
Información completa sobre los ensayos y mediciones de los parámetros de calidad de Transceptores de AM y de FM se encuentran disponibles en el *Enlace con Biblioteca Virtual EduTecNe - <http://www.edutecne.utn.edu.ar/>*

## **12.- Esquemas para la medición de distintos factores relacionados con los Transceptores de RF – AM/FM y en amplificadores**

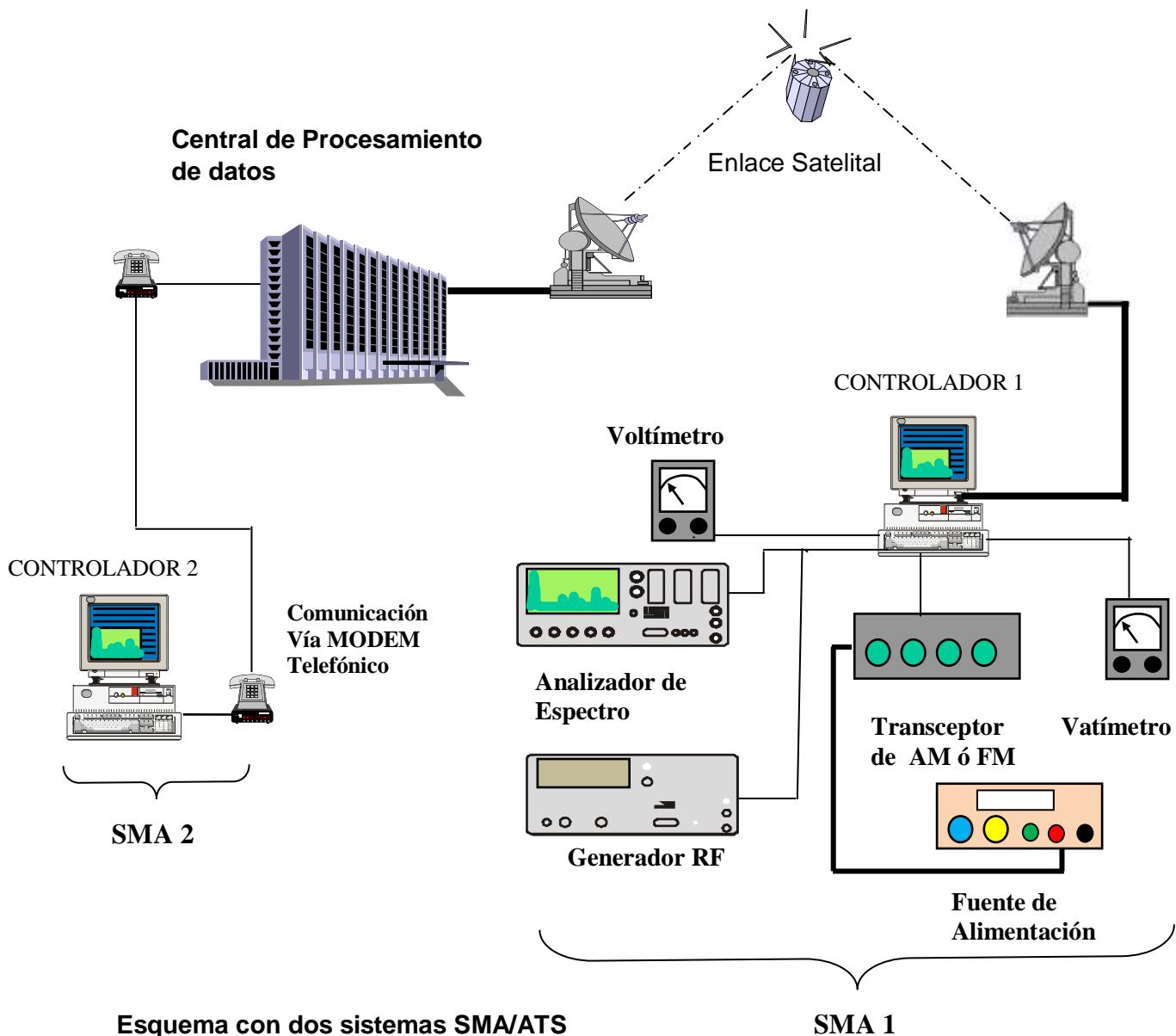


**Application Example**  
Computer-Controlled Testing of a Pt 100 amplifier

**Figura5 - Esquema de Ensayo de un Amplificador**



**Figura 6 - Esquema de Conexión para la detección automática de ruido.**



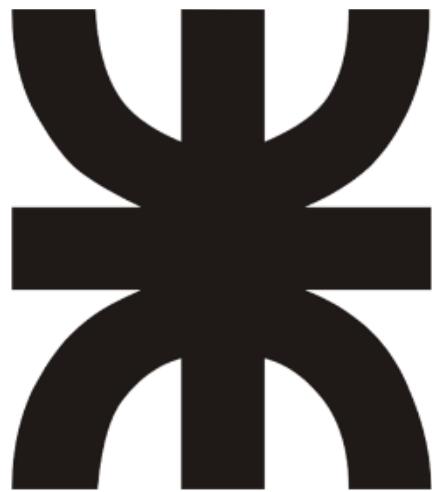
### 13.- Bibliografía

- Instrumentación Electrónica. Thomson.
- Nota de Aplicación Rhode & Schwarz y manuales.
- Nota de aplicación HP y manuales.
- Stanley Wolf – Richard F.M. Smith: “Guía para Mediciones Electrónicas y Prácticas de Laboratorio”. México. Prentice Hall.
- “Instrumentación electrónica moderna y técnicas de medición”. Cooper - Heltrick.
- RODE & SCHWARZ: “Electronic Measuring Instruments and Systems”.

**Mg.Ing. Juan C. Colombo**  
**Prof. Tit. Medidas Electrónicas II**  
**26/03/14**

**UTN-FRT**

**MEDIDAS  
ELECTRÓNICAS 2**



**TEMA:**

**Medición de Potencia en RF y  
Microondas**





**UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL  
FACULTAD REGIONAL TUCUMÁN**

**Ingeniería Electrónica – Medidas Electrónicas II**

**"Medición de Potencia en RF y Microondas  
– Parte I"**

**Mg.Ing. J.C. Colombo  
Prof. Medidas Electrónicas II  
27/11/12**

# **INDICE**

- 1.- Métodos de Medición de Potencia en Radiofrecuencia y Microondas
- 2.- Esquema de Medición con Termaline
  - 2.1.- Resumen de características del Vatímetro de RF Modelo 61 de BIRD
  - 2.2.- Descripción general
  - 2.3.- Medición de potencia en un transmisor
- 3.- Medición de Potencia por Método de Inserción
  - 3.1.- Teoría de Operación
  - 3.2.- Principio de funcionamiento del Thruline
  - 3.3.- Circuito de Acoplamiento
  - 3.4.- Relación de Onda Estacionaria Vs. Relación de Potencia Reflejada/ Directa
    - 3.4.1.- Operación
    - 3.4.2.- Potencia de carga
    - 3.4.3.- Gráfico de  $\rho$  vs.  $\phi$  y su significado
    - 3.4.4.- Medición y Monitoreo de Potencia de Transmisores
    - 3.4.5.- Testeo de Líneas, Conectores, filtros, etc.
    - 3.4.6.- Repuesta en Frecuencia
    - 3.4.7.- Desajuste de Impedancia
- 4.- Esquemas de sistemas de medición calorimétricos
  - 4.1.- Esquema 1 - Carga Calorimétrica basada en una línea de altas pérdidas – Para línea coaxil
  - 4.2.- Esquema 2 - Carga Coaxil de agua con adaptador de óxido de titanio – Para línea coaxil
  - 4.3.- Esquema 3 - Carga de agua con electrodos de carbón
  - 4.4.- Esquema 4 – Carga Calorimétrica para Guía de Onda
- 5.- Bibliografía

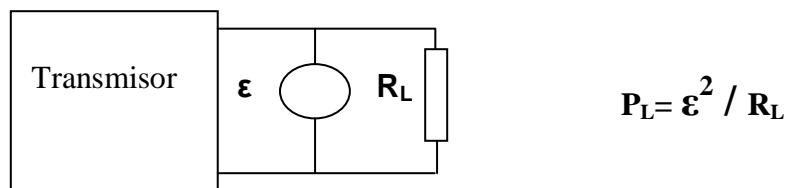
## 1.- Métodos de Medición de Potencia en Radiofrecuencia y Microondas

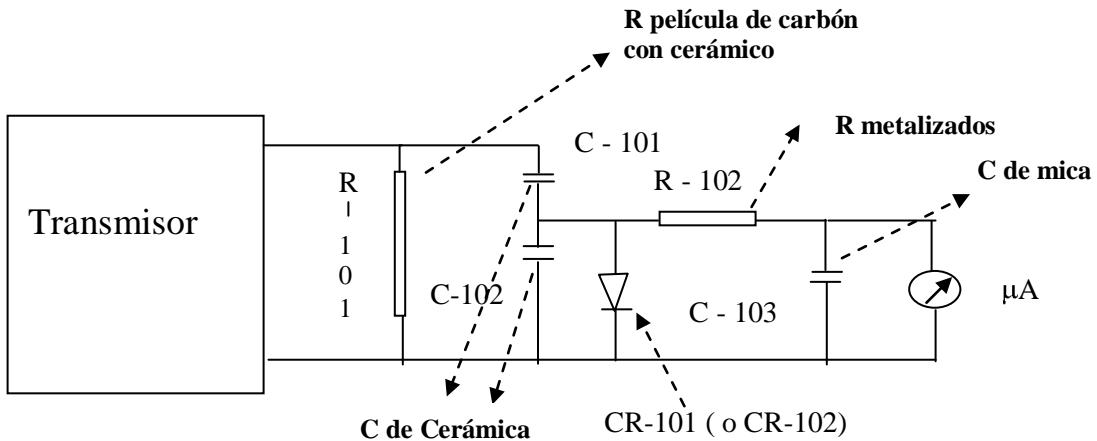
Una síntesis de los distintos métodos de mediciones que se utilizan según la frecuencia, potencia y ámbitos de aplicaciones en los cuales funcionan los equipos o dispositivos bajo prueba se presenta a continuación:

- **Sistemas basados en mediciones de tensión y corriente sobre una resistencia:** AF y RF – Osciladores y Transmisores de Radio. Límite de frecuencia para cambiar el método de medición entre 100 y 300 MHZ.
- **Vatímetro Pasante - Thruline :** 2 – 2300 MHZ // 5 - 5000 W. Se inserta en Líneas de Transmisión con equipos trabajando (transmitiendo) y con terminación en su propia antena.
- **Vatímetro de Absorción (calor absorbido por una carga) – Termaline:** 30 - 1000 MHZ. Para el caso del Termaline 61 de BIRD mide de 0.5 W - 80 W a temperatura de 30°C.  
El modelo 67 C de BIRD tiene escalas: 0-100 / 500 / 2500 W.  
Se mide en condiciones de no Irradiación por antena, por lo que se reemplaza la antena por un resistor de película cilíndrica exacto de  $50 \Omega$  que actúa como carga y está inmerso en aceite. El aceite es un refrigerante de manera similar al aceite de un transformador.
- **Bolométricos ( Barreteres y Termistores ) - Circuíto tipo Puente:** orden  $\mu\text{W}$  // 0,1 - 10 mW y fracciones de W // 100 KHZ – 50 GHZ cambiando los bolómetros según el rango a medir. Aplicación especial sobre Guía de ondas en microondas.
- **Bolométricos – Termocuplas:** Basadas en Chips de Silicio, se usa también en Líneas de Transmisión.
- **Calorimétrico:** 5 – 500 W en rango de microondas y de mayor potencia que los bolómetros..En general son de elevada potencia. Ejemplos: 15 KW DC - 500 MHZ; 25 KW 500 - 700 MHZ; 50 KW 700 - 800 MHZ.
- **Método Fotométrico:** rango microondas idem al Calorimétrico con celdas Fotoeléctricas.

## 2.- Esquema de Medición con Termaline

El ensayo se realiza con el transmisor activo, reemplazando la antena por una carga equivalente y midiendo sobre la misma.





**Referencias:** R-101 - resistor de carga =  $50\ \Omega$  ; CR-101 Diodo de cristal de Si  $\mu\text{A}$  escalas de Voltaje (50V), Potencia (50W) y R-102=  $9100\ \Omega$

#### Voltímetro (circuito voltmétrico diodo en derivación - tipo shunt):

Los capacitores C-101 y C-102 forman un divisor de tensión de CA . C-101 es muy constante y pequeño para minimizar el efecto sobre la resistencia de carga R-101. El diodo de cristal CR-101 carga C-102 a través del divisor. El resistor R-102 y  $\mu\text{A}$  de CD conforman un circuito voltmétrico de CD para medir el voltaje de CD a través de C-102 .El capacitor de paso C-103 es una derivación de RF para M-101 (medidor).Es un circuito voltmétrico dual que se lo selecciona con e diodo CR-101. Mirando el circuito hacia atrás a través del C-103 y R-102, es abierto para CC, por lo tanto C-101L, C-102L, R-102L pueden conectarse a través del resistor de carga paralelo. Los circuitos tienen un punto común, el del C-103 Los diodos a cristal operan con 1, 2 y 100  $\mu\text{A}$ , rectificando CC para plena escala cualquier sea la rama.

La potencia está dada por la ecuación  $W = E^2 / R$  ( R101), por lo que el valor de la Impedancia de carga debe ser precisa en un amplio rango de frecuencia, manteniendo constante su valor de  $50\ \Omega$  como una línea coaxil.

El esquema del Vatímetro termaline se muestra en la Figura 2.4 siguiente.

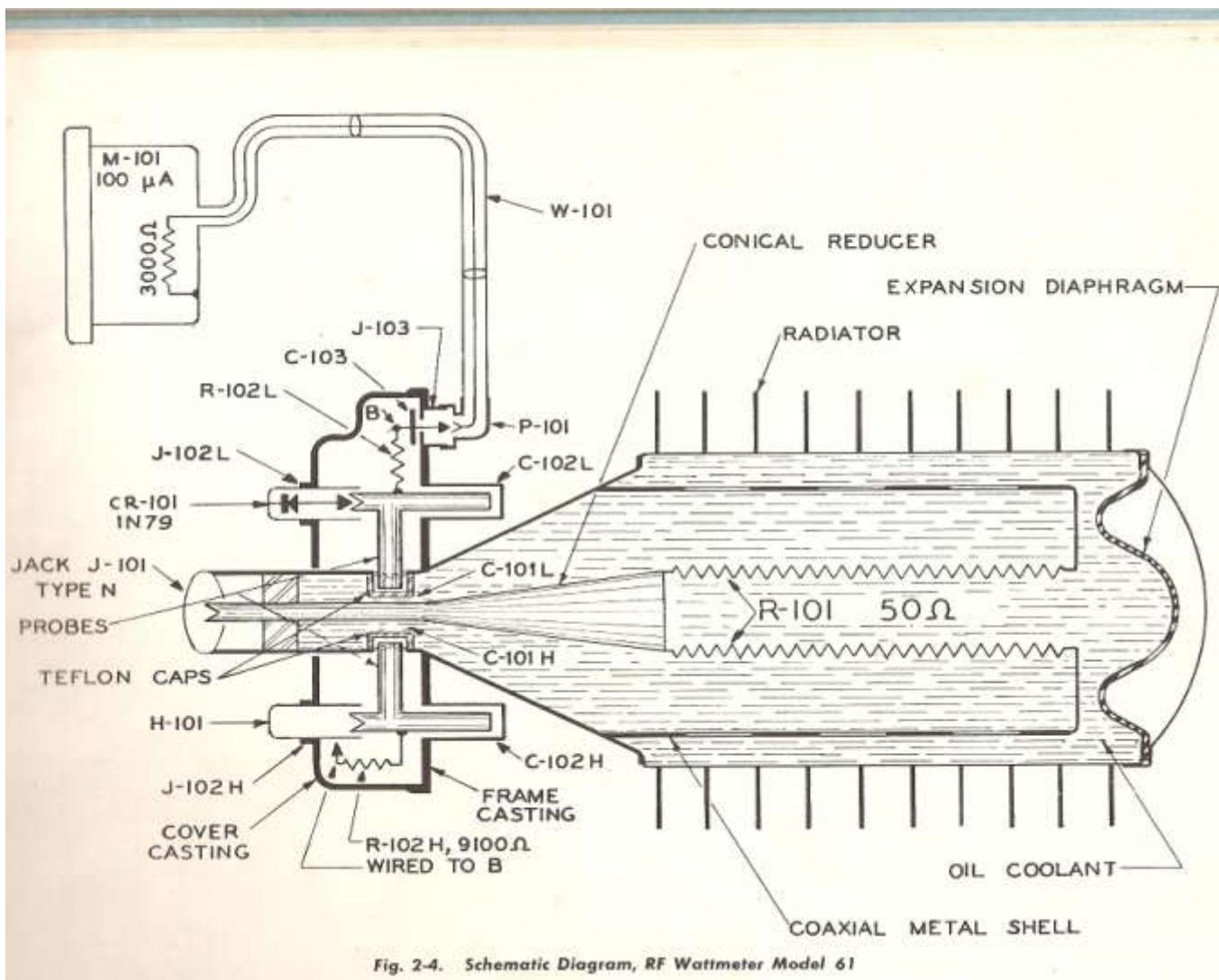


Fig. 2-4. Schematic Diagram, RF Wattmeter Model 61

## 2.1.- Resumen de características del Vatímetro de RF Modelo 61 de BIRD

Es un Vatímetro de Absorción diseñado para medir Potencia de salida y facilita la Sintonización de Transmisores cuyas características están dentro de los límites siguientes:

- **Frecuencia:** 30 – 500 MH ó 30 - 1000 MHZ.
- **Potencia:** 5 - 80 W
- **Exactitud:** +/- 5% de potencia a plena escala.
- **Circuito de salida:** Coaxial,  $50\ \Omega$  de trabajo.
- **Tipo de Modulación:** CW, AM, FM ó señales de tipo Televisión. No está diseñado para uso en pulso de potencia similar al radar. Igual ocurre con el Thruline o vatímetro de inserción.

- Se puede utilizar para medir potencia de RF desde cualquier fuente dentro de su rango.
- Se puede utilizar como carga fantasma ( Dummy) de  $50\Omega$  hasta 80 W de potencia.

## 2.2.- Descripción general

La medición de potencia del transmisor se hace desconectando la antena del mismo y conectando al vatímetro, cuya carga absorbe la potencia de irradiación del transmisor.

La carga del medidor es un resistor coaxil exacto como carga del transmisor. Este resistor termina en una línea de  $50\Omega$ , en donde la ROE permanece debajo de 1.1 hasta cerca de los 500 MHZ.

La potencia de entrada del resistor es medida por medio de un una disposición de un Voltímetro a cristal de rango dual, el medidor DC del Voltímetro es leído directamente en watts de RF.

La lectura es directa en dos rangos 80 y 20 W. La selección de uno de ellos se realiza insertando el diodo a cristal en uno de los receptáculos sobre el panel frontal.

Las escalas están expandidas en lecturas bajas, con deflexión a 1/3 de potencia máxima.

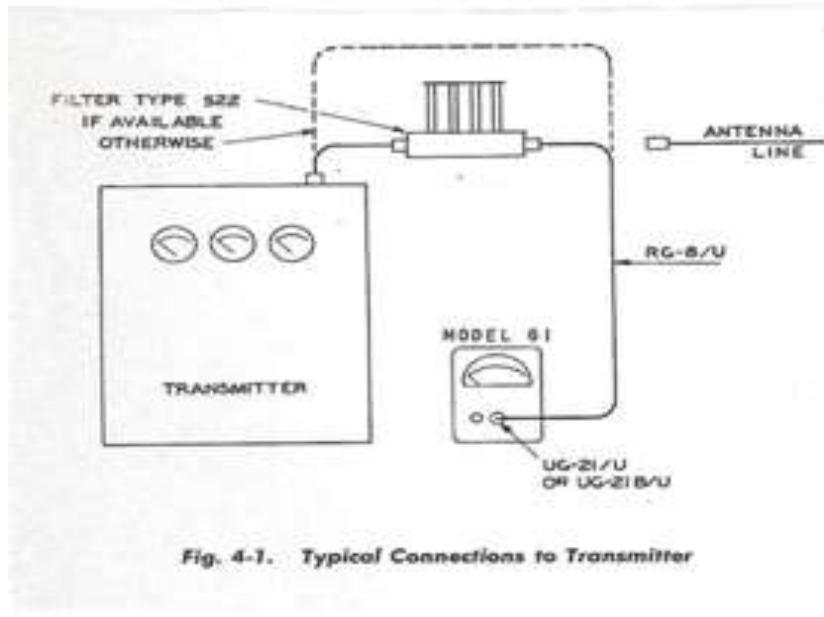
Aplicaciones:

- Chequeo de instalación del transmisor
- Mantenimiento de rutina.
- Pruebas y ensayos de producción
- Ensayos de transmisión
- Mediciones de pérdidas de líneas de transmisión.
- Como carga fantasma ( Dummy) exacta.
- Pruebas de dispositivos de inserción con línea coaxil, tales como conectores, interruptores, relojes, filtros, stub de sintonía, etc.

## 2.3.- Medición de potencia en un transmisor

A partir del Esquema de Medición indicado en la Figura 4-1 siguiente y para realizar la medición de potencia de un transmisor activo se procede de la manera que se indica a continuación:

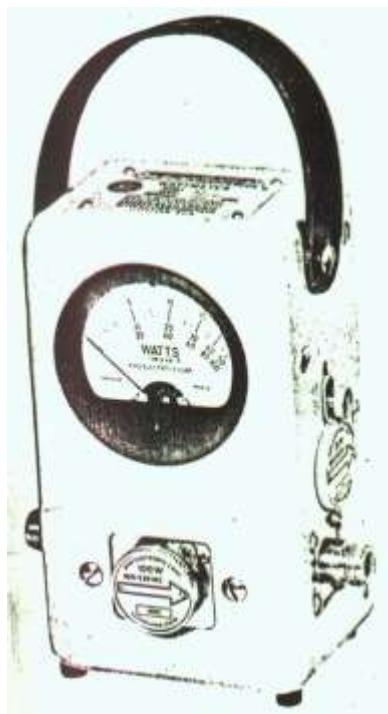
- Colocar el vatímetro con un par de cables no superior a 1,5 m de longitud, conectar el transmisor al vatímetro durante el ajuste del transmisor.
- Insertar el porta diodo CR-101 en cualquiera de los dos plug, J-102L ó J-102H, seleccionando el rango de potencia deseado.
- Usar un cable coaxil de  $50\Omega$  tal como RG-8/U y plug tipo N de  $50\Omega$ , como la serie UG-21/U
- Sintonizar el Transmisor. El vatímetro indicará la potencia entregada.



- Si el ajuste del transmisor es necesario se deben seguir las instrucciones del manual. El vatímetro indica el resultado de sintonía directa en Watts.
- Cuando la potencia de salida ha sido determinada, es útil para relacionar la salida del transmisor a través del Vatímetro.
- Se pone Off el transmisor, abriendo la conexión al Vatímetro.
- Se reconecta la línea de antena, sintonizando nuevamente el transmisor, anotando la lectura de la medición. Si la impedancia de antena es correcta, la medición del transmisor se hace con el vatímetro conectado. Se deben considerar algunas tolerancias si la ROE es 1 o 2, que son valores normales para algunas frecuencias en antenas de banda ancha.  
En el caso de diferencias considerables entre las lecturas del medidor del transmisor en vatímetro y antena, se vuelve a sintonizar el acoplamiento final del tanque y la antena siguiendo el procedimiento de ajuste del transmisor dado por su respectivo manual

### 3.- Medición de Potencia por Método de Inserción

Un instrumento típico es el Vatímetro Thruline como el de la Figura siguiente:



**Es un Vatímetro de RF tipo de Inserción**, mide flujo de potencia con una carga de terminada en línea de transmisión coaxil de  $50 \Omega$ . Se usa en CW , AM, FM, y envolvente de modulación en TV , pero no para pulsos.

Cuando se usa con carga de  $50 \Omega$  tiene una **VSWR de inserción de menos que 1.05:1** hasta 1000 MHZ.

Sobre el medidor se lee en Vatios y se puede graduar en escalas de **25, 50 y 100 W** a plena escala.

**Los rangos de potencia son determinados por los sensores o elementos plug-In que para este modelo tiene 10 grupos de frecuencia desde 2 a 2300 MHZ.**

### 3.1.- Teoría de Operación

Onda Viajera: voltajes, corrientes, ondas estacionarias, etc., en una sección de línea de transmisión cualquiera, son el resultado de dos ondas viajeras Onda Directa y Onda Reflejada

Onda Directa: viaja desde la fuente a la carga y tiene en fase un voltaje de RF  $E$  y una corriente en fase  $I$  , con  $Z_0 = E / I$

Onda Reflejada: originada por reflexión en la carga viaja desde la carga a la fuente y tiene también un voltaje de RF  $\varepsilon$  y una corriente en fase  $i$  , con  $Z_0 = \varepsilon / i$

$$\text{Potencia Directa} = F = \frac{E^2}{Z_0} = \frac{I^2 Z_0}{W} = EI$$

$$\text{Potencia Inversa} = R = \frac{\varepsilon^2}{Z_0} = \frac{I^2 Z_0}{W} = \varepsilon i$$

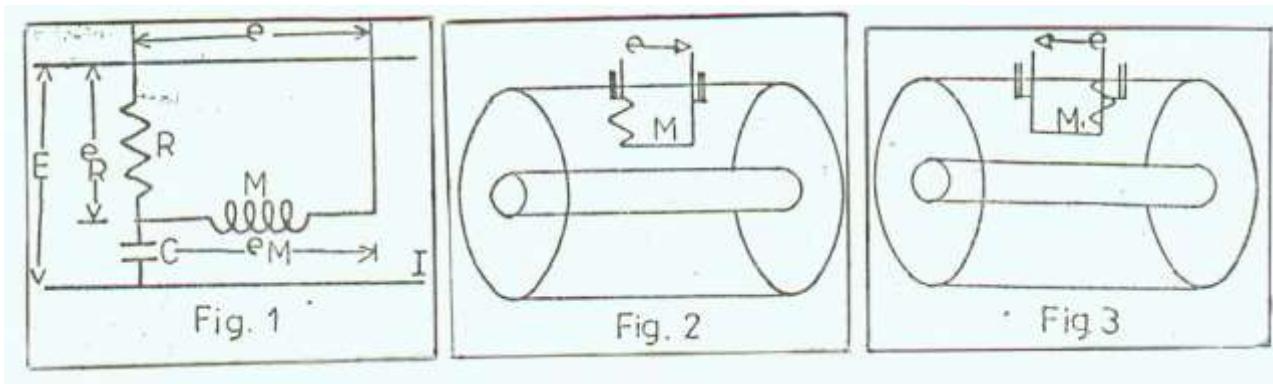
$Z_0$  ,  $Z$  característica de una pieza corta  
sección de línea uniforme tipo aire= $50\Omega$

### 3.2.- Principio de funcionamiento del Thruline

La interpretación básica del circuito Thruline, Plug In elemento consiste en una impedancia mutua  $M$  entre el punto y el conductor central, y el divisor de tensión  $C, R$ .

En la Fig. 1,  $E$  es el voltaje entre el exterior y el conductor central y  $I$  es la corriente en el conductor central.

Los elementos Plug In pueden ser rotados 180°, resultando  $M + o -$  según el sentido positivo o negativo, (Fig. 2 y 3). El voltaje de salida del acoplamiento directo es la suma de las dos repuestas de ondas incidentes y reflejadas.



$I \rightarrow$  corriente en conductor central

$$e = \text{Voltaje de Salida en RF} = eR + eM$$

$$\begin{aligned} eR &\text{ resulta de la división de "E" por "R" y "C"} & \rightarrow eR = RE/jwC = RE jwc \\ &\text{y la tensión por inducción} & \rightarrow eM = I jw (+/-M) \end{aligned}$$

$$\text{por lo tanto } e = RE jwC + I jw(+/-M) = jw (CRE +/- IM)$$

Sí, por razones constructivas, seleccionamos  $R \ll X_C$  las componentes del circuito  $C$  y  $R$  son elegidas de tal manera que  $CR = M/Z_0$ .

$$\text{El Voltaje de salida es ahora: } e = jw (EM/Z_0 +/- M I) = jw M (E/Z_0 +/- I) \quad (1)$$

En un punto cualquiera de la línea de transmisión, el voltaje "E" es la suma de los voltajes incidentes ( $E_i = E_f$ ) y reflejados ( $E_i + E_r$ ) y la corriente "I" es  $I_i + I_r$ .

Como  $I_r$  es en sentido contrario a  $I_i$  se tiene que:

$$I_r = -E_r/Z_0 \quad \text{por lo tanto} \quad I = I_i + I_r = E_i/Z_0 - E_r/Z_0$$

**Cuando el elemento sensor se coloca mirando hacia la carga, el voltaje de salida es:**



$$\text{de (1)} \quad e = jwM ((Ei+Er)/Z_0 + (Ei-Er)/Z_0) = jwM (E/Z_0 + I) = j w M/Z_0 (2 Ei)$$

y cuando el elemento sensor se coloca en sentido contrario ,hacia la fuente , se tiene que :

$$\leftarrow \quad e = JwM ( E/Z_0 - I ) = JwM ( (Ei+Er)/Z_0 - (Ei-Er)/Z_0 ) = JwM/Z_0 ( 2 Er )$$

Se observa que el voltaje de salida RF  $e$  es direccional y proporcional al voltaje en la línea debido a cualquiera de las dos ondas incidente o reflejada. ( $Ei$  o  $a Er$ ).

Para hacer la medición independiente de la frecuencia  $w$  , se termina  $e$  en una reactancia capacitiva que es inversamente proporcional a la frecuencia  $w$  .

El voltaje a través de este capacitor es rectificado, filtrado y presentado en un medidor calibrado en Watts de RF. Esto se grafica en Circuito de Acoplamiento.

### 3.3.- Circuito de Acoplamiento

El diagrama esquemático del vatímetro de inserción se muestra en la Figura 2-1

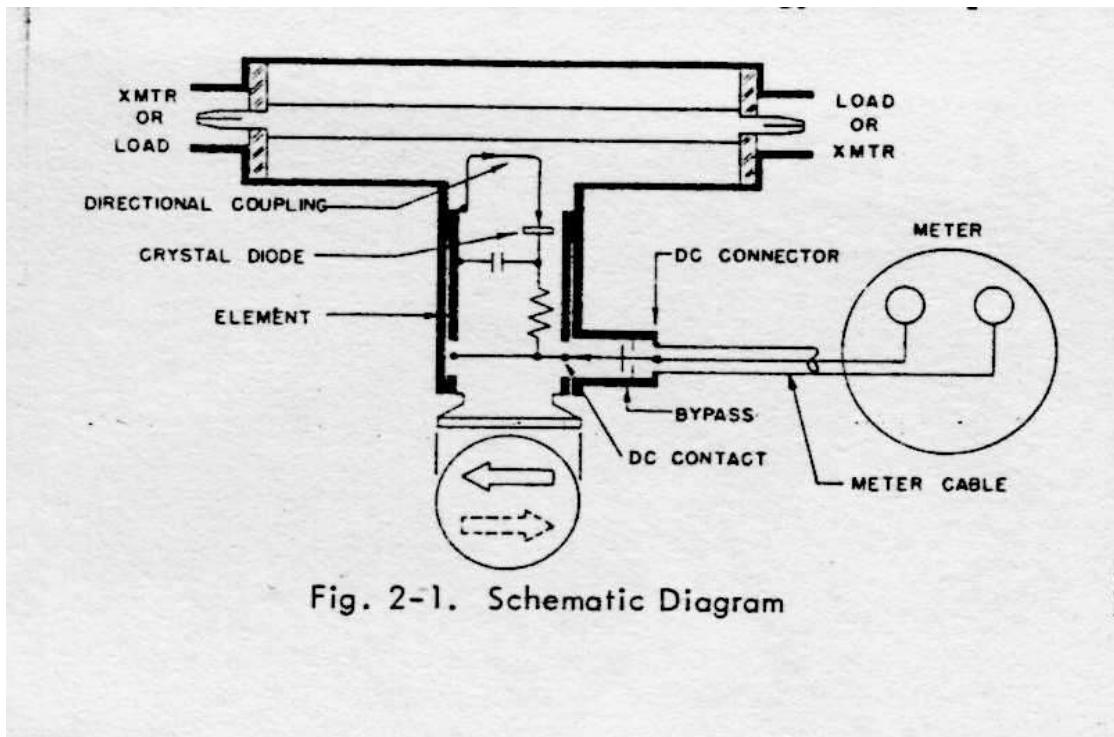


Fig. 2-1. Schematic Diagram

### 3.4.-Relación de Onda Estacionaria Vs. Relación de Potencia Reflejada/Directa

#### 3.4.1.- Operación

- Las mediciones son realizadas por inserción y operación de los elementos Plug In, seleccionados según la frecuencia de trabajo y rango de potencia a medir.

En la Tabla del Instrumento se indica el tipo de sensor y la correspondiente frecuencia y potencia de trabajo o de medición.

- La flecha en el elemento indica hacia que lado es sensible, la dirección del flujo de potencia que puede leer. Rotando el elemento se invierte la dirección de sensibilidad, los términos directa y reflejada son usados con referencia al circuito fuente - carga.
- El transmisor puede adosarse a cualquier conector del Thruline, ya que el elemento es reversible y el circuito RF es simétrico en sus extremos. Antes de tomar lectura se debe asegurar que el indicador del medidor ha sido puesto a cero, sin potencia.
- El Thruline usado con un Resistor Termaline de potencia nominal apropiada forma un Vatímetro de Absorción muy útil.
- Sí las lecturas se efectúan cuando el medidor está conectado a un cuerpo de sección de línea de RF auxiliar, se debe quitar cualquier elemento de medición de línea de RF que no se emplee. **Caso contrario el circuito de CC quedará desequilibrado o acortado** de acuerdo con la posición de la Flecha del otro elemento, ocasionando lecturas imprecisas del medidor.

### 3.4.2.- Potencia de carga

La potencia disipada o entregada a una carga esta dada por:

$$L \quad F \quad R \\ W = W - W$$

Cuando hay una potencia reflejada apreciable como en una antena es necesario restar la potencia reflejada de la directa para tener la potencia de carga efectiva.

Esta corrección es insignificante ( menor que el 1%), si la carga es tal que tengamos una VSWR ( Relación de Onda Estacionaria ) de **1,2 o menor**. Usando buenos resistores de carga tales como los que tiene el Termaline se mostrarán potencias reflejadas despreciables o imperceptibles.

**Las escalas VSWR y sus controles han sido omitidos del Thruline expresamente por :**  
**a) No realizar algo similar a un hipotético voltímetro DC con cavidades de control para los multiplicadores del voltímetro.**A esto se agregan complicaciones cuando están involucrados diodos de RF ; b) La experiencia usando Thruline en puesta a punto de transmisores , adaptación de antenas , etc. , muestra que la relación de potencia  $\phi$  (Coeficiente de Reflexión ) no es la principal contra , en cuanto a utilidad práctica , de la Relación de Onda Estacionaria  $\rho = VSWR$ .

Si nos olvidamos momentaneamente de VSWR y pensamos en términos de

$$\phi = \frac{R}{W}$$

cuando se utiliza el Thruline , se notará que sin necesidad de calcular  $\phi$  las dos lecturas del medidor dan idea mental que grafica la situación. De forma tal que en caso de adaptación de antena , el objetivo principal es minimizar la potencia reflejada WR y esta potencia es indicada directamente por el Thruline cuando está en la posición de medir potencia reflejada sin descontar que la relación de lecturas evaluada mentalmente es una guía importante por el propio significado de la potencia reflejada remanente.

Para VSWR tenemos que:

$$\rho = \frac{1 + \sqrt{\phi}}{1 - \sqrt{\phi}}$$

[ Otra razón por la que se omite la medición VSWR es para evitar colocar una escala mas, porque aumenta la complejidad del circuito, aparte el agregar diodos de RF y algún control externo para lograr situar el punto de referencia seria un problema debido a que su impedancia no es constante para rango de frecuencia del instrumento.]

### 3.4.3.- Gráfico de $\rho$ vs. $\phi$ y su significado

Como hay definida una relación simple de  $\rho$  y  $\phi$

$$\rho = \frac{1 + \sqrt{\phi}}{1 - \sqrt{\phi}}$$

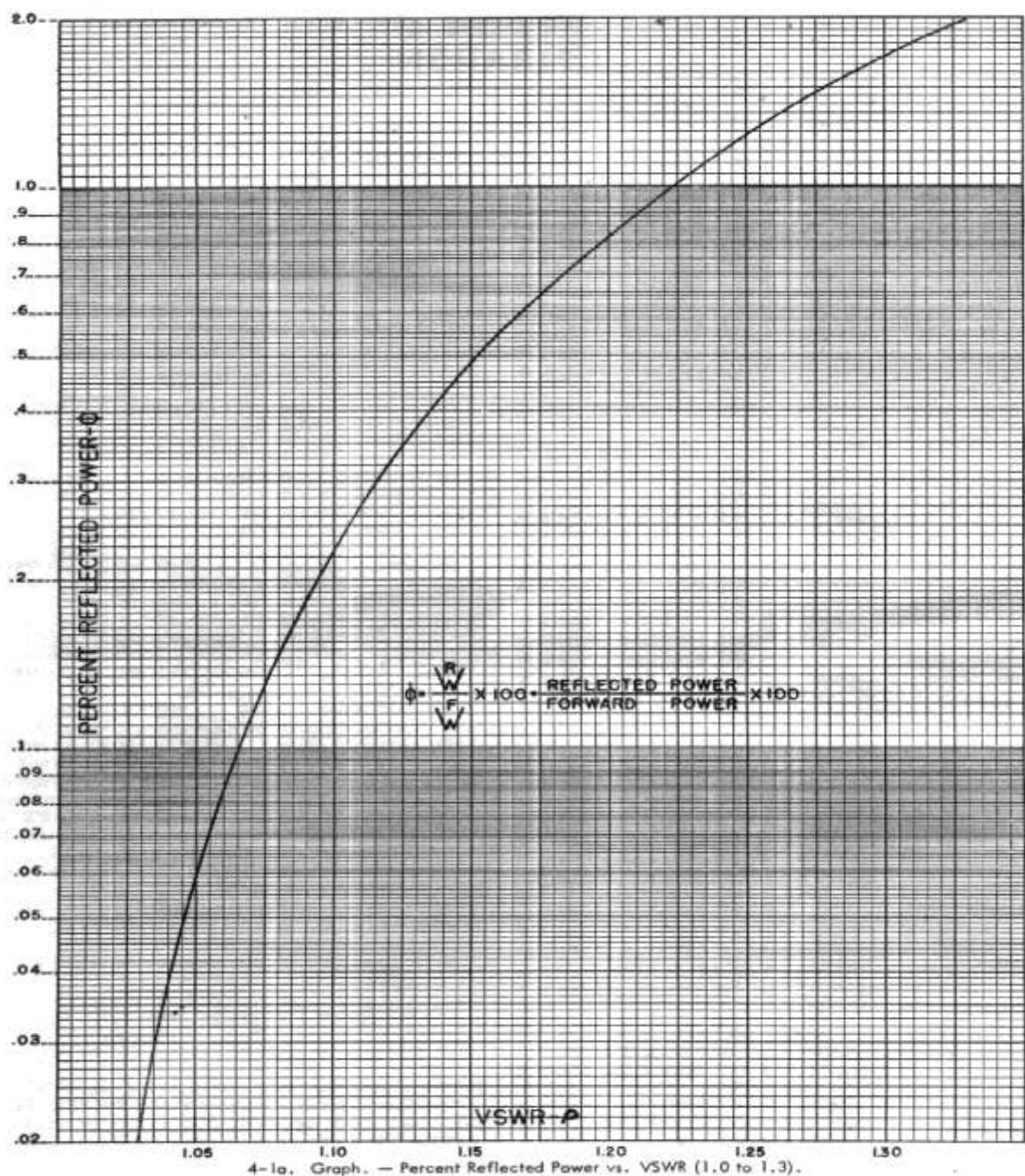
y

$$\phi = \left[ \frac{\rho - 1}{\rho + 1} \right]^2$$

con  $\rho = \text{VSWR}$  y

$$\phi = \frac{R}{W} = \frac{F}{W}$$

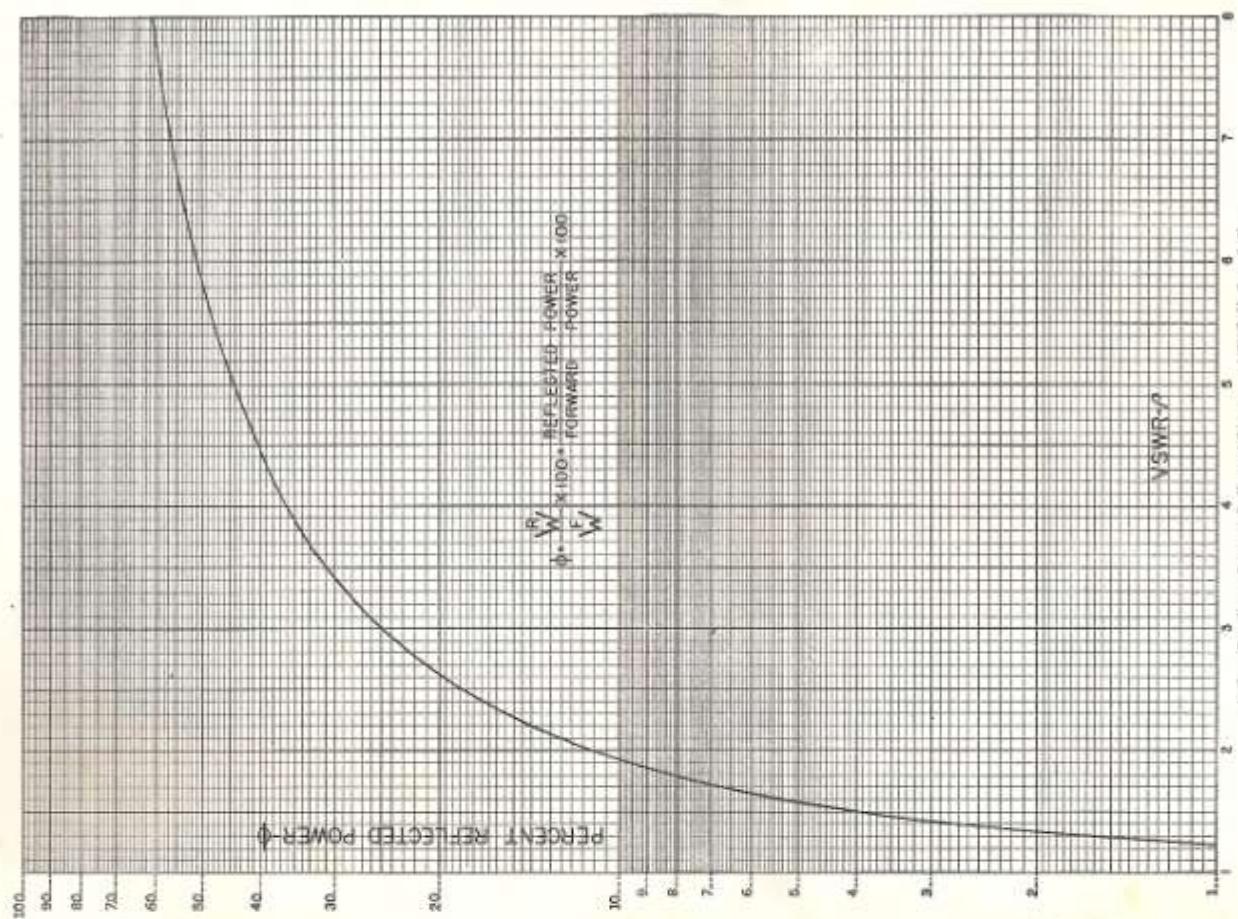
Cuando obtenemos  $\phi$  ( coeficiente de reflexión ) podemos utilizarla para medir VSWR. La relación está dada en las Gráficas 4-1a ) y 4-1b ) del Manual del Thruline BIRD Modelo 43.



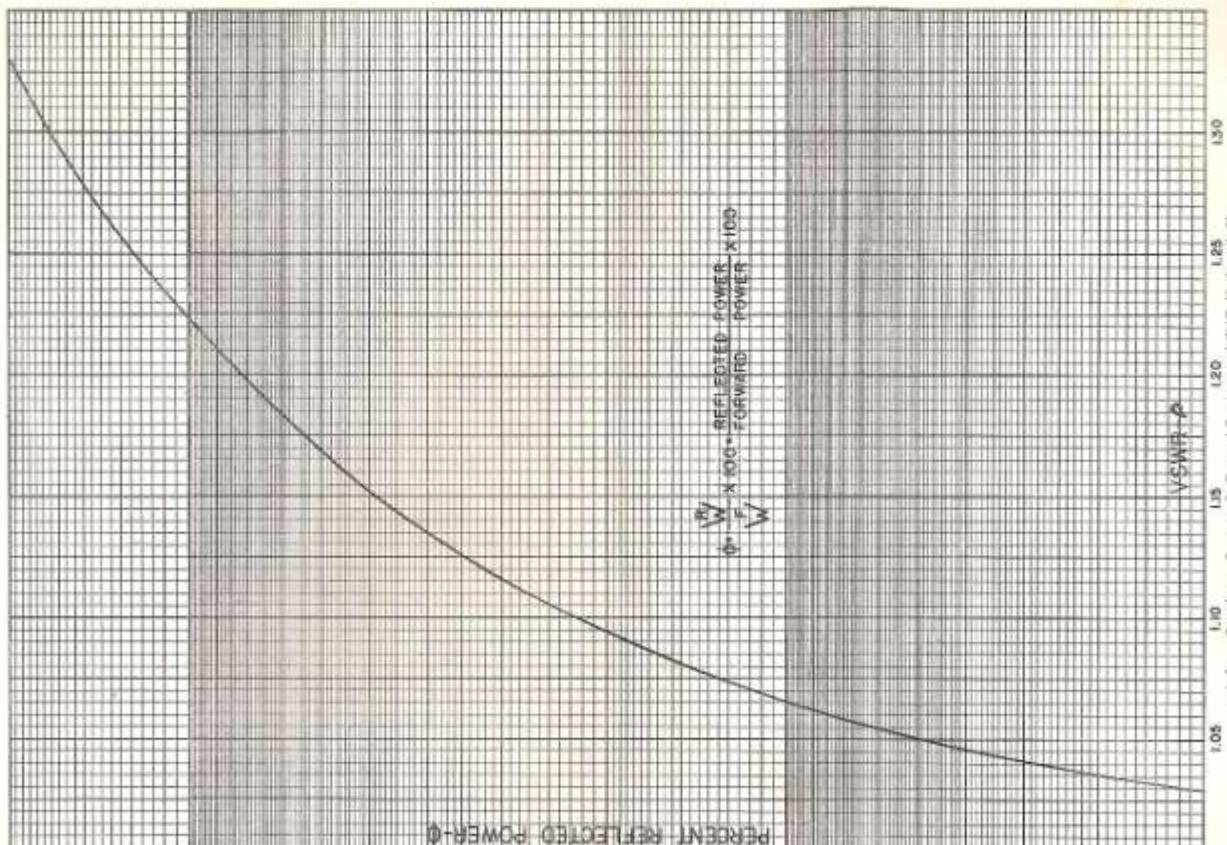
4-2

57

X



4-3



4-4a. Graph. — Percent Reflected Power vs. VSWR (1.0 to 1.3).

4-4b. Graph. — Percent Reflected Power vs. VSWR (1.0 to 8.0).

En estas gráficas ( 4-1) se observa que para un  $\phi$  próximo al 10 % , debajo del cual la potencia reflejada aparece insignificante y se vuelve difícil de leer, se está próximo al nivel inferior comúnmente aceptado de  $p = 2$  , debajo del cual la adaptación mejorada de Antena no tiene mayor valor en muchos sistemas.

Thruline muestra que minimizando  $\phi$  por debajo del 10 % produce una ganancia insignificante en la carga porque  $L \quad F \quad R$   
 $W = W - W$

Una Antena Transmisora en línea de TV y Transmisor de VHF está entre los sistemas que requieren niveles muy bajo de potencia reflejada por razones diferentes a las de simple transmisión de potencia.

Observar que en la Gráfica 4-1a ) el muy pequeño nivel de potencia reflejada  $\phi = 0.06 \%$  corresponde a  $p = 1.05$  . Con un elemento particular la detección de potencia reflejada es posible bajar alrededor  $\phi = 1 \%$  ,  $p = 1.2$  ; si  $F$  se aproxima a plena escala, es posible  
 $W$

una medición alrededor de  $\phi = 5 \%$  ,  $p = 1.5$ .

### Mediciones de Baja Reflexión

Cuando más chico sea la ROE de la línea más difícil será ver la potencia reflejada en la escala del instrumento y para mediciones de baja reflexión se opera de la siguiente manera. a) se mide la potencia directa con un PLUG IN adecuado para la potencia pero para medir la potencia reflejada se cambia el PLUG IN por uno de menor potencia que nos permita visualizar de una manera mas clara la lectura en la escala, nótense que en este ultimo elemento únicamente debe ser puesto en la dirección de potencia reflejada, caso contrario se puede llegar a destruir el microamperímetro.

Supongamos que nuestro transmisor tenga unos 80 W y la potencia reflejada sea menor al 10%. Para una lectura más precisa se empleará un elemento sensor de 10 W para medir la potencia reflejada.

### 3.4.4.- Medición y Monitoreo de Potencia de Transmisores

El Thruline es útil para un monitoreo continuo de salida de transmisores y puede ser útil en monitoreos continuos de potencia reflejada. Por ejemplo en la verificación de fallas intermitentes en Antenas o líneas.

Al igual que los dispositivos de diodos generalmente el Thruline indica la componente portadora en modulación de amplitud, con muy pequeña respuesta a componentes de banda lateral sumados por modulación.

### 3.4.5.- Testeo de Líneas, Conectores, filtros, etc.

El Thruline es muy utilizado para estos propósitos y se puede emplear de diferentes maneras:

a) **VSWR ( $\rho$ ) y  $\phi$** , ambas de inserción, pueden medirse con la línea terminada en una buena carga resistiva (del tipo Termaline). Si es una carga óhmica pura no producirá reflexión.

Sin importar la frecuencia, si la línea esta desadaptada se producirá una reflexión, el porcentaje de reflexión que tengamos nos indicará hasta que punto tenemos desadaptada la línea.

b) **Atenuación**: (potencia perdida en forma de calor por la línea)

Al igual que VSWR (Inserción) y  $\phi$  (Inserción) se puede medir la atenuación insertando la línea a medir a dos Vatímetros Thruline y una carga resistiva pura en el extremo de la línea, la diferencia de potencia entre ambos vatímetros nos dará la atenuación.

c) **Atenuación por Método de Circuito Abierto o Cortocircuito**.

Para este tipo de medición se emplea un solo vatímetro con la línea de transmisión abierta o en cortocircuito. Por mucho más elegante que el método b) depende de la alta directividad (balance nulo) a la cual los elementos Thruline son tenidos en cuenta. Ellos deberían, y lo hacen, exhibir buena igualdad (uniformidad) entre lectura directas y reflejadas cuando el conector de carga está abierto o cortocircuitado. En estas condiciones  $\phi = 100\%$ , las ondas directas y reflejadas serán iguales en magnitud y  $\rho = \infty$ . Se puede decir que este es chequeado en circuito abierto, y entonces una longitud de línea de atenuación desconocida, también en circuito abierto, es conectada al conector de carga. La relación  $\phi$  entonces muestra la atenuación en dos pasos a lo largo de la línea ( hacia abajo y arriba).

$$\text{NdB} = \log \frac{F}{W}$$

La atenuación expresada en dB, usando la ecuación siguiente, es:

**La representación en dB puede ser comparada con datos publicados para tipo y longitud de línea recordando partir (por la mitad) NdB debido a que el doble de la longitud de línea esta siendo medida realmente.**

Esta medición debe completarse por un  $\phi$  (inserción) como se ha efectuado en a), o por lo menos por la verificación de continuidad y pérdidas de CC ya que la medición de atenuación pueden ser errónea debido a fallas tales como circuito abierto o en corto circuito en parte de la línea.

Se prefiere el testeo de Circuito Abierto al de Corto Circuito debido a que el corto de referencia (usado inicialmente para verificar la igualdad) debe ser bueno y porque la igualdad inicial es mejor en el Circuito Abierto que en el Corto Circuito. Nuevamente, para valores bajos de atenuación medida, es aconsejable anotar las lecturas en la verificación de igualdad inicial, y tener en cuenta esta diferencia.

### 3.4.6.- Repuesta en Frecuencia

Los elementos PLUG - IN tienen una repuesta de frecuencia muy plana sobre una relación de frecuencia de mas de 2 - 1/2 a 1. Esta característica proporciona una repuesta plana de

frecuencia, para todos los elementos dentro de los rangos de frecuencias asignados , como se indica en **Tabla I de esta Sección**.

Un juego ilustrativo de curvas para tres elementos de una de estas bandas de frecuencia ( 100 – 250 MHZ ) se muestra en la **Fig.4-2**. Notándose que en el Elemento de Baja Potencia la caída por abajo y arriba de la banda de frecuencia asignada es más pronunciada que la que es para el elemento de Alta potencia. El grado de caída (pendiente) en respuesta varía progresivamente menos para cada nivel de potencia de bajo o alta, con la diferencia promedio en aproximadamente el nivel de potencia medio.

Estas curvas pueden suponerse que son mas o menos típicas para todos lo tipos de bandas laterales listados (H, A, B, C, D y E) en sus respectivas frecuencias establecidas.

Puede mostrarse la existencia de armónicas y sub-armónicas en el circuito medido (fuera de la banda de frecuencia del elemento). De ser así, puede hacerse una aproximación gruesa fuera de la respuesta del elemento a estas armónicas mediante el empleo de estas curvas. La ordenada de la frecuencia al leer en el gráfico se obtendrá haciendo la proporción de la frecuencia del Elemento usado con la del ilustrado. La interpolación de los valores de la curva dará una aproximación en que estas señales armónicas están siendo medidas por su Elemento.

El uso de Elementos para medir potencias directas fuera de su rango de frecuencia establecido no se recomienda.

### **3.4.7.- Desajuste de Impedancia**

Hay muchos casos donde es necesario utilizar el Thruline en otros circuitos distintos de  $50 \Omega$  para lo cual ha sido diseñado.

Usando el Thruline, se deberá insertar una línea de  $50 \Omega$  , con una longitud de 4 pulgadas y la carga en el transmisor, serán cambiado fuera de su condición original sin el Thruline. Para una **relación de reflexión de potencia** por debajo del 10% y frecuencia por debajo de los 200 MHZ el desajuste de 4 pulgadas de longitud no es demasiado serio. Pero sobrepasado este valor aun si el transmisor esta sintonizado con el Thruline en su posición la impedancia de carga será muy diferente cuando se lo cambie.

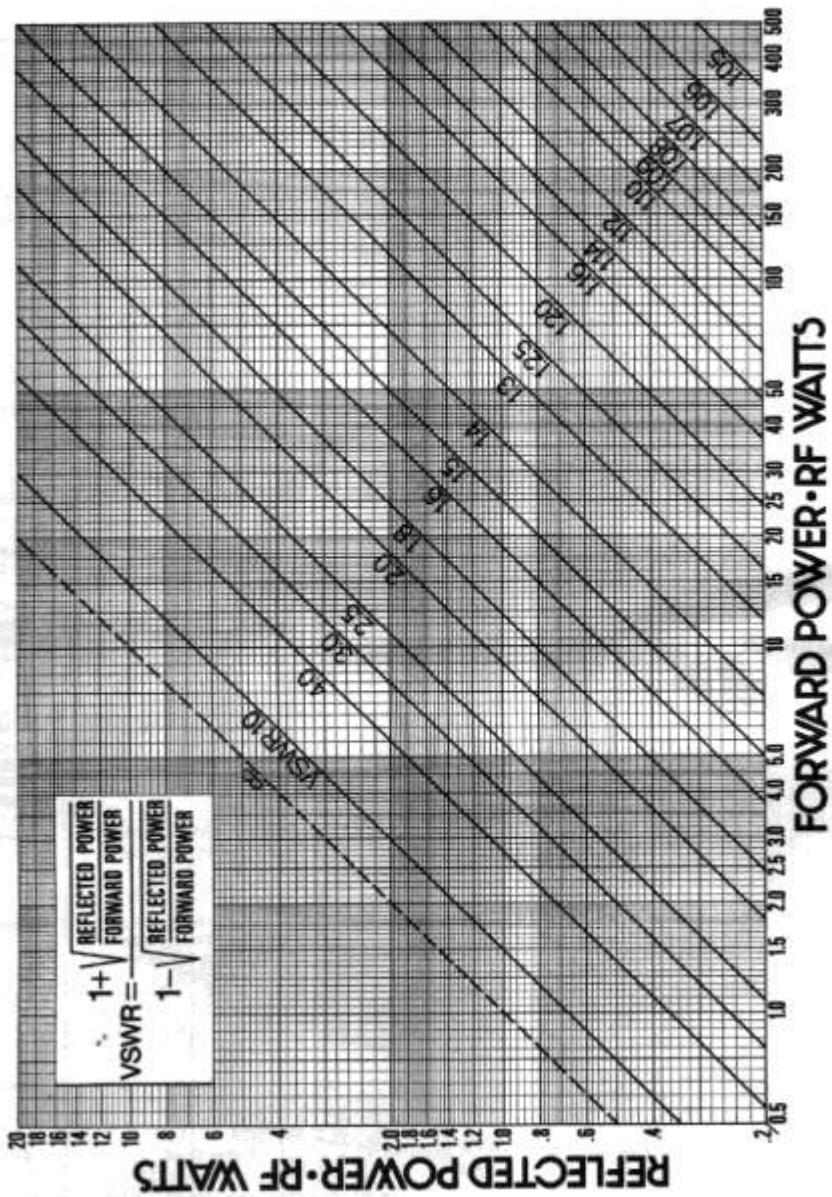
El Thruline, indica **reflexión cero** cuando la carga, con su conector de carga, es de  $50 \Omega$  resistivo puro.

Una condición ideal para una línea de  $70 \Omega$  en el margen de carga del Thruline mostrará una reflexión de potencia del 3%, por Ejemplo, si la carga Thruline es de  $70 \Omega$  resistivo puro, la VSWR en el Thruline de  $50 \Omega$  es de  $70/50 = 1,4$ .

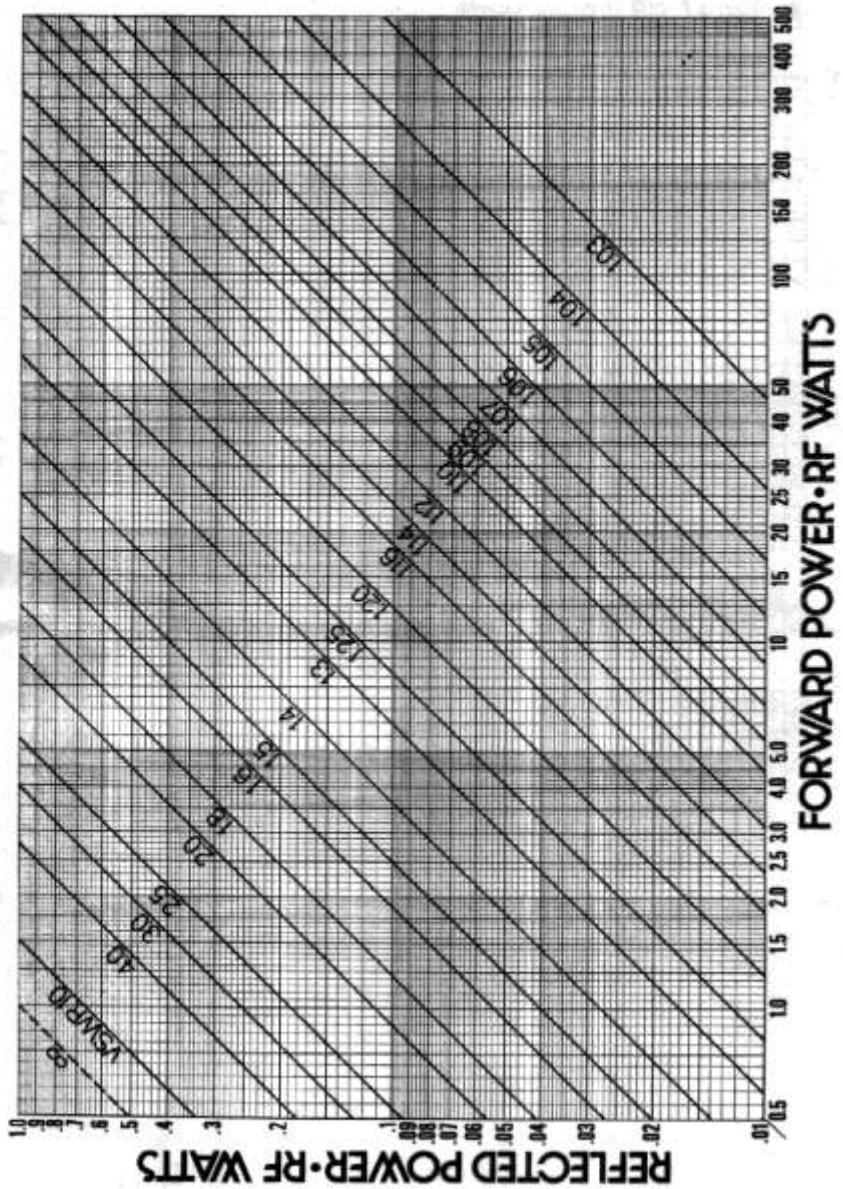
El Thruline puede también mostrar este mismo porcentaje de reflexión con  $50/1.4= 35,7 \Omega$  con carga resistiva pura lo cual existirá con 10% de potencia reflejada en la línea de  $70 \Omega$  ( $VSWR = 2$  en la línea de  $70 \Omega$  ). De esto, se puede ver que la línea de  $70 \Omega$  tendrá como máximo un 10 % de potencia reflejada y  $VSWR = 2$  cuando el Thruline indica 3% de potencia reflejada de  $VSWR = 1.4$ .

Se deberá recordar especialmente que con línea de  $70 \Omega$  es muy importante para obtener la indicación de potencia reflejada y restar de la directa, debido a que este factor es mas critico aquí que con la línea pretendida de  $50 \Omega$ .

## APPENDIX



**Following the vertical and horizontal grid, determine intersection of forward and reverse power values. Slanted lines passing closest to this point indicate VSWR.**



## **4.- Esquemas de sistemas de medición calorimétricos**

Este método se utiliza en sistemas coaxiles y guías de ondas, consiste en la conversión de la energía de radiofrecuencia en calor, la absorción de este calor en un fluido (como puede ser el agua) que circula por un sistema, y la medición de la elevación de la temperatura del fluido. Es esencial que toda la energía sea transferida al fluido, esto significa que el sistema no debe tener fugas de energía de radiofrecuencia, ni por radiación, ni por juntas con perdidas.

De igual manera es preciso reducir a un mínimo la radiación de calor del fluido antes de que este alcance el punto de medición.

El método calorimétrico es especialmente adecuado para mediciones de grandes potencias.

En las mediciones por este método en laboratorio, por lo común es necesario proveer de una carga artificial para absorber la potencia, esta carga es la que generalmente se denomina **antena fantasma**.

La potencia disipada en el calorímetro se calcula directamente, por la elevación de temperatura, el calor específico del fluido, el caudal de éste, de acuerdo con la siguiente relación.

$$P = 4,186 \text{ m } S_p \Delta_t = K \text{ m } C_p (T_f - T_i) / t \quad [4,186 \text{ Cal / Seg.} = 1 \text{ Watt}]$$

**P** = Potencia [vatio]

**K** = 4.18 (Constante adimensional necesaria para conversión de Calorías a vatio)

**m** = masa del líquido [gramos(g) por segundo]

**C<sub>p</sub>** = Capacidad calorífica a presión constante del fluido, calor específico en calorías por gramo (g) por °C

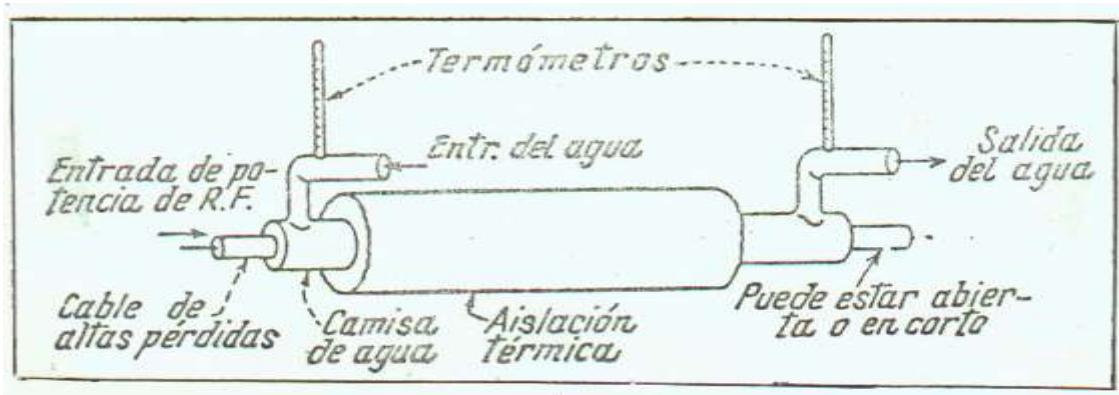
**Δ<sub>t</sub>** = Variación de temperatura, en °C = T<sub>f</sub> – T<sub>i</sub>  
= Temperatura final del fluido – Temperatura inicial del fluido

Es necesario que exista una adecuada transformación de impedancias entre la carga y la fuente de potencia, de manera similar a lo que ocurre con el método bolométrico.

El caudal de fluido y la masa del mismo expuesto al calentamiento, debe regularse de tal manera que se obtenga una elevación mensurable de temperatura con la menor cantidad posible de fluido que resulte capaz de absorber la potencia del caso. Asegurándose así también que el sistema no sea demasiado lento para responder a la variación de potencia.

### **4.1.- Esquema 1**

**El primer esquema** utiliza una sección de cable de altas perdidas para absorber la potencia, que actúa como antena fantasma. El cable puede obtenerse con una impedancia de 50 ohm, valor normal que evita todo problema de adaptación de impedancia como muestra la **Figura 1** siguiente.

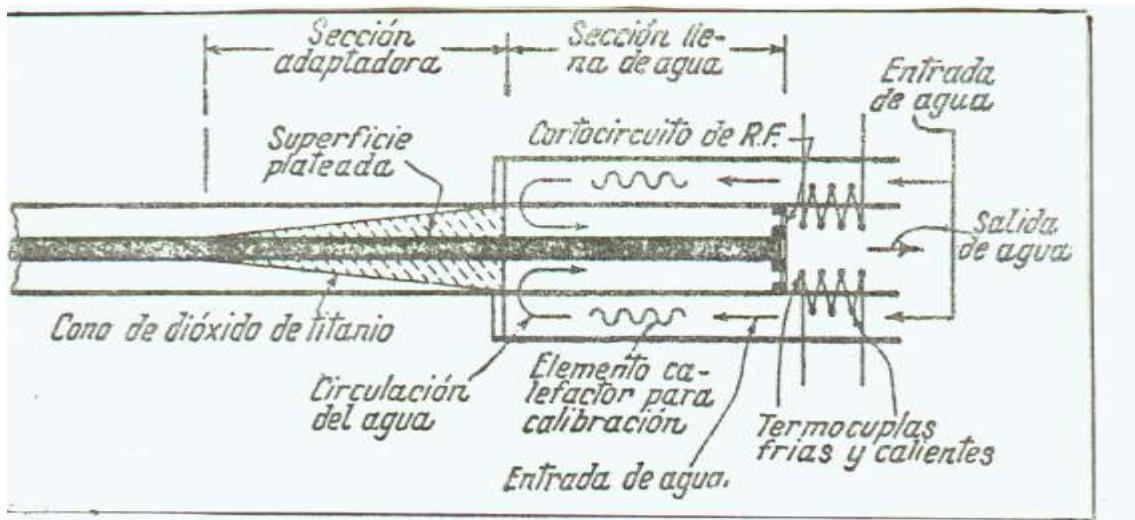


**Figura1.- Carga Calorimétrica basada en una Línea de altas pérdidas – Para línea coaxil**

EL fluido actúa como refrigerante y no absorbe potencia por sí mismo. La longitud del cable debe ser suficiente para provocar una atenuación de 10 DB o más en la frecuencia de trabajo, desde una punta a la otra. Este límite asegura una atenuación mínima de 20 DB para la potencia reflejada, de modo que la carga absorbe, prácticamente, toda la potencia de radiofrecuencia entregada por la fuente. Este tipo de calorímetro se presta para la medición de potencia del rango de 5 a 500 Vatios.

#### 4.2.- Esquema 2

La segunda disposición, está dada por la **Figura 2**, también adecuada para sistemas coaxiles.



**Figura 2.- Carga Coaxil de agua con adaptador de óxido de titanio – Para línea coaxil**

La potencia de radiofrecuencia es absorbida por una sección de línea llena de agua. El agua sirve como un dieléctrico de altas pérdidas debido a su elevado factor de potencia y cumple al mismo tiempo la función de líquido calorimétrico. La adaptación entre la línea coaxil con dieléctrico de aire y la sección de línea con dieléctrico de agua se obtiene por medio de una sección ahusada de **dióxido de titanio**. **Este material posee una constante dieléctrica muy**

**parecida a la del agua, de modo que es lo más adecuado para la adaptación de aire a agua.**

La diferencia de temperatura entre el agua de entrada y la de salida se mide mediante una termopila, la que sustituye a los termómetros de la Figura 1) anterior. La termopila consiste en una sucesión de juntas termoeléctricas conectadas en serie, como se ve en la figura, y cuyas junturas alternadas están expuestas, respectivamente al fluido de entrada ( frío) y al de salida (caliente). La termopila así distribuida responde directamente a la diferencia de temperatura que reina entre el fluido caliente y el frío, posee también una sensibilidad mayor que la de un simple sistema de termocupla con solo una juntura fría y otra caliente.

La calibración para dejar el sistema en condiciones de medir se realiza con corrientes de 50 HZ o continua que circula por un calefactor auxiliar sumergido en el agua. Se observa la respuesta de la termopila debida a la disipación de un valor conocido de potencia de 50 HZ o CC.

#### **4.3.- Esquema 3**

**Otro esquema es el representado en la Figura 3** siguiente. En este sistema la antena propia del transmisor se sustituye por una antena artificial equivalente, formada por un líquido cuya resistencia eléctrica pueda regularse hasta hacerla igual a la de la antena del transmisor, contenido en un recipiente aislado térmicamente del exterior.

En el interior del recipiente y sumergido en él liquido, se instala un termómetro que permita una fácil lectura sin necesidad de variar su posición. La potencia transferida por el equipo transmisor a la antena artificial da lugar a una elevación de la temperatura del líquido contenido en el recipiente, determinándose la potencia por medio de la formula:

$$P = \frac{4.18 m C_p (T_f - T_i)}{t}$$

**P** = Potencia en vatios

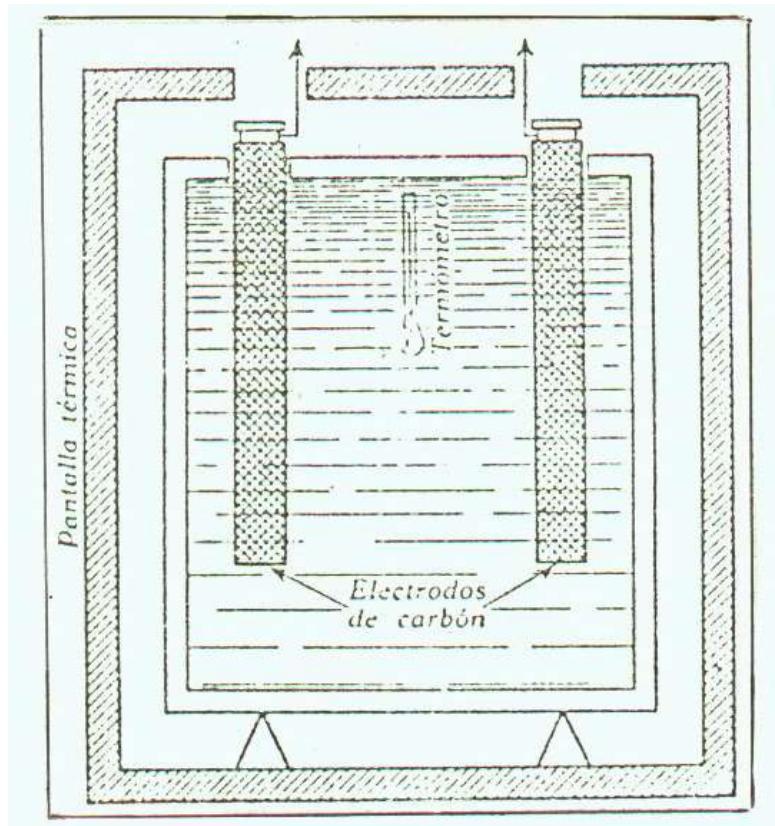
**C<sub>p</sub>**= Capacidad calorífica a presión constante

**m** = Masa del liquido

**T<sub>f</sub>, T<sub>i</sub>** = Temperaturas final y Temperatura inicial respectivamente

**t** = tiempo en segundo

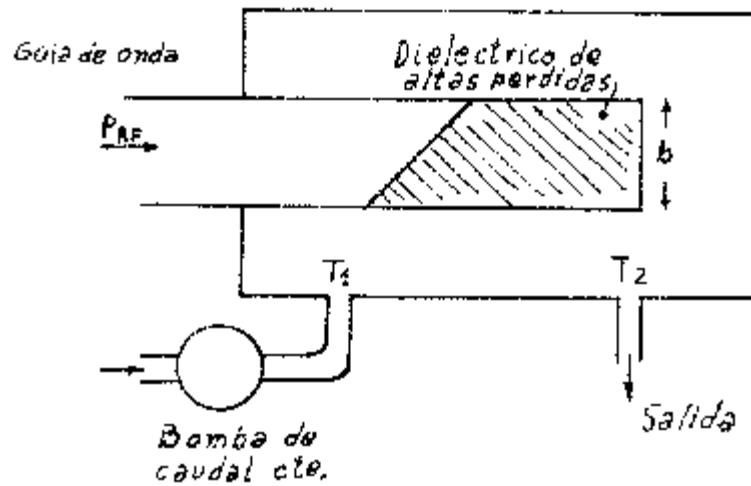
Para medidas muy exactas se deberá hacer la corrección correspondiente a la cantidad de calor absorbida por la masa del recipiente.



**Figura 3**

#### 4.4.- Esquema 4

El principio calorimétrico de los diferentes métodos de medición utilizados para coaxil, también se utiliza para **guías de ondas** aunque con otras disposiciones como la de la **Figura 4** siguiente.:



**Figura 4**

La onda incidente al alcanzar el dieléctrico en parte se refleja y el resto se transmite. La forma de cuña del dieléctrico hace que la parte reflejada genere modos TE o TM de orden superior a los que no se propagan sino que se atenúan, contribuyendo a la generación de calor. La porción de onda

incidente que pasa al dieléctrico se atenúa. Al alcanzar el cortocircuito se refleja y continúa su atenuación hasta alcanzar nuevamente la frontera del dieléctrico, pero con un nivel de potencia lo suficientemente pequeño como para ser despreciado dentro de los errores del método.

Prácticamente toda la potencia incidente se transforma en calor en el entorno del dieléctrico. Este calor generado se puede medir utilizando un calorímetro continuo que encierre térmicamente esta zona. Mediante sensores de temperatura adecuados se miden la temperatura de entrada y de salida del líquido refrigerante.

$$\Delta T = T_f - T_i = Q / (S_p m) = P_{RF} t / 4,185 S_p m \text{ donde:}$$

**Q = cantidad de calor ( Cal)**

**S<sub>P</sub> = calor específico en °C**

**m = masa del líquido**

**Factor de conversión = 4,186**

**t = tiempo ( segundo)**

**Q<sub>m</sub> = Caudal másico = m / t se tiene:**

$$\Delta T = P_{RF} / (4,186 S_p Q_m) \text{ por lo que } P_{RF} = K \Delta T$$

Se concluye que la medida de potencia es una medida de la diferencia de dos temperaturas, final e inicial, con la condición de mantener constante el caudal másico del líquido refrigerante

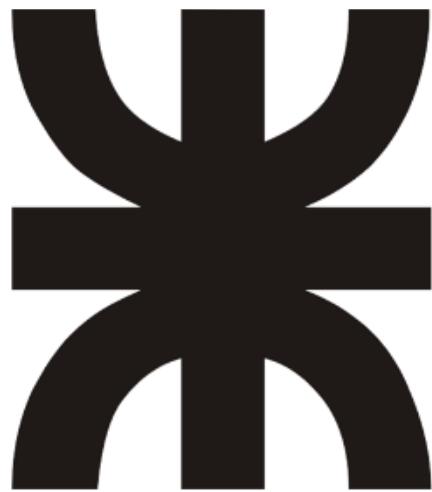
## **5.- Bibliografía:**

- Mediciones electrónicas. Editorial ARBO. Terman y Pettit.1972.
- Thruline RF Directional Wattmeter. Model 43. BIRD.
- Termaline RF Wattmeter. Model 61. BIRD.
- Application Note 64-1C. Agilent Fundamentals of RF and Microwave Power Measurements. 2001.
- Agilent Fundamentals of RF and Microwave Power Measurements (Part 1). 2003.

**Mg. Ing. J.C. Colombo  
Prof. Medidas Electrónicas II  
FRT-UTN  
27/11/12**

**UTN-FRT**

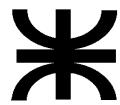
**MEDIDAS  
ELECTRÓNICAS 2**



**TEMA:**

**Frecuencímetro Digital**





**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, bioelectrónica, 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.

$n = n^{\circ}$  de ciclos de una señal que ocurre en un tiempo  $t$  de apertura de la compuerta o unidad de tiempo;  $f = n/t$

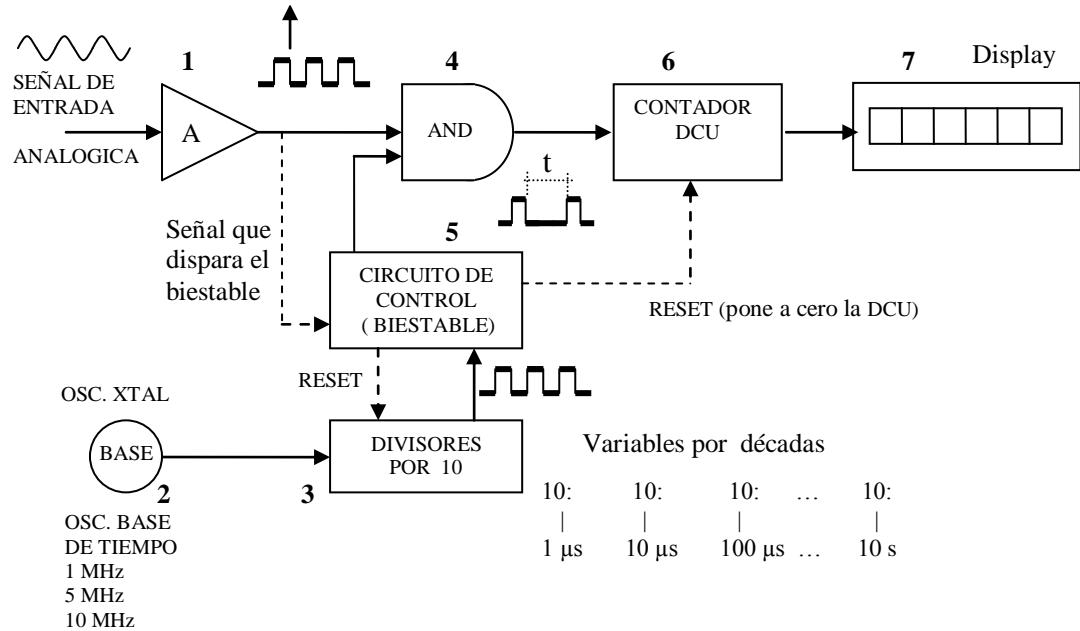
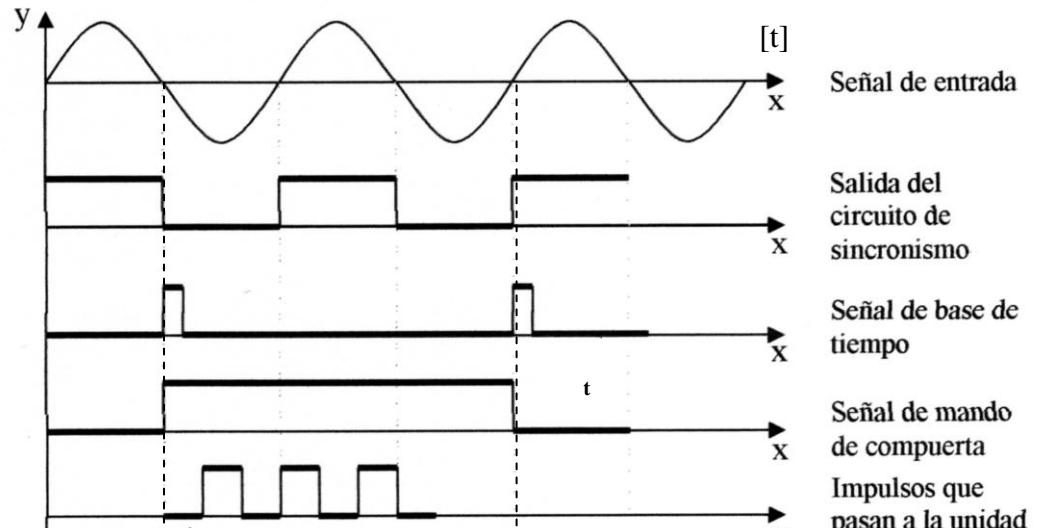


Fig. 1 Esquema general de un contador digital

[A]



$n = n^{\circ}$  de ciclos de una señal que ocurre en un tiempo  $t$  de apertura de compuerta

Figura 2.- Diagrama temporal de señales

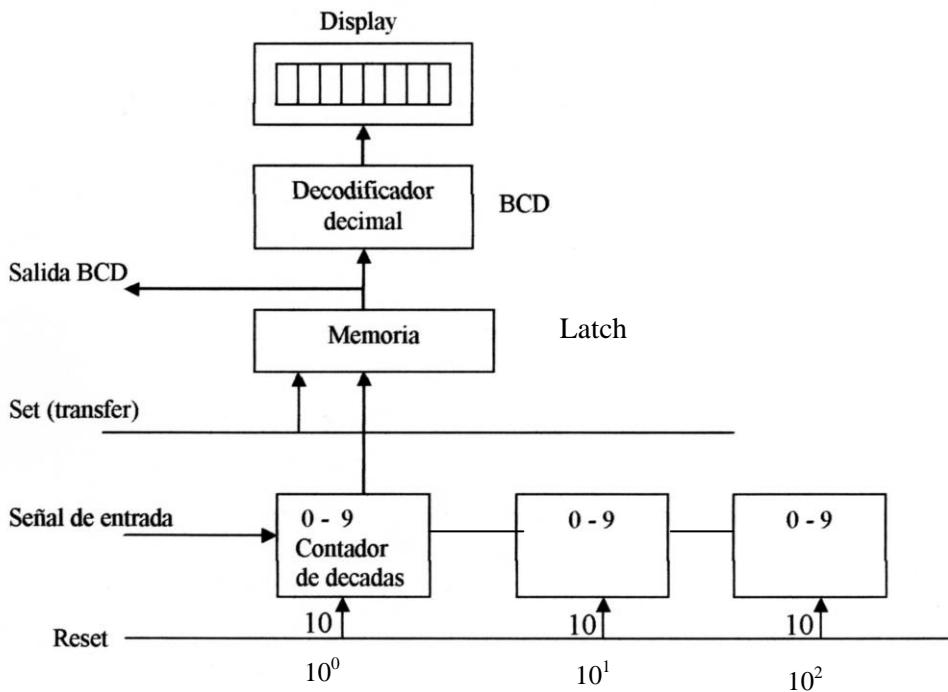


Figura 3.- Esquema funcional de un Contador

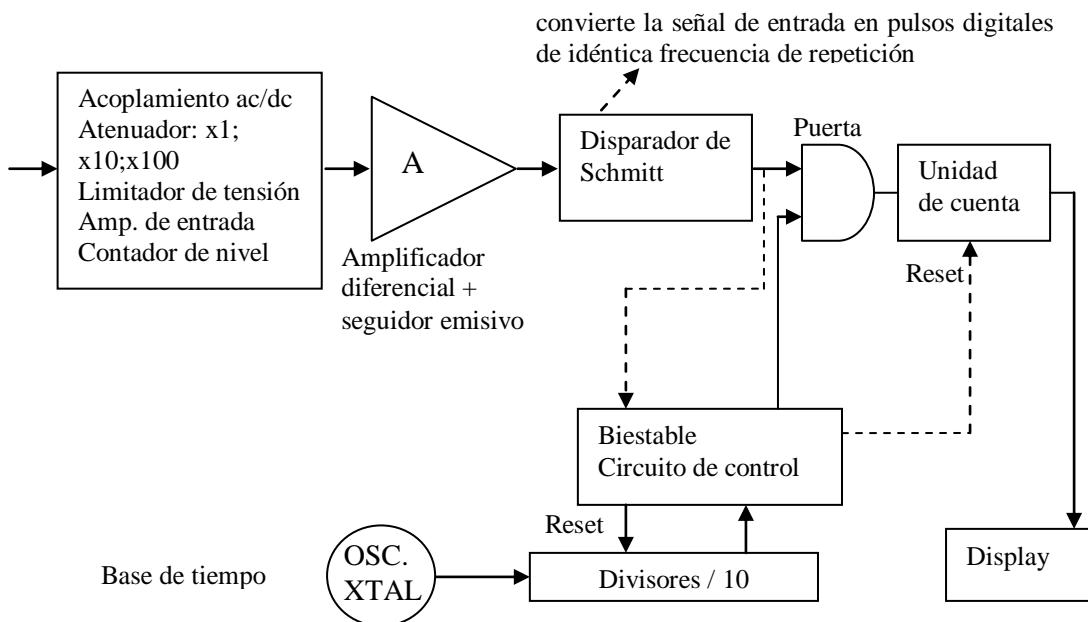


Fig. 1`.- Esquema de un contador digital que mide frecuencia

### **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 significante 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 homo 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

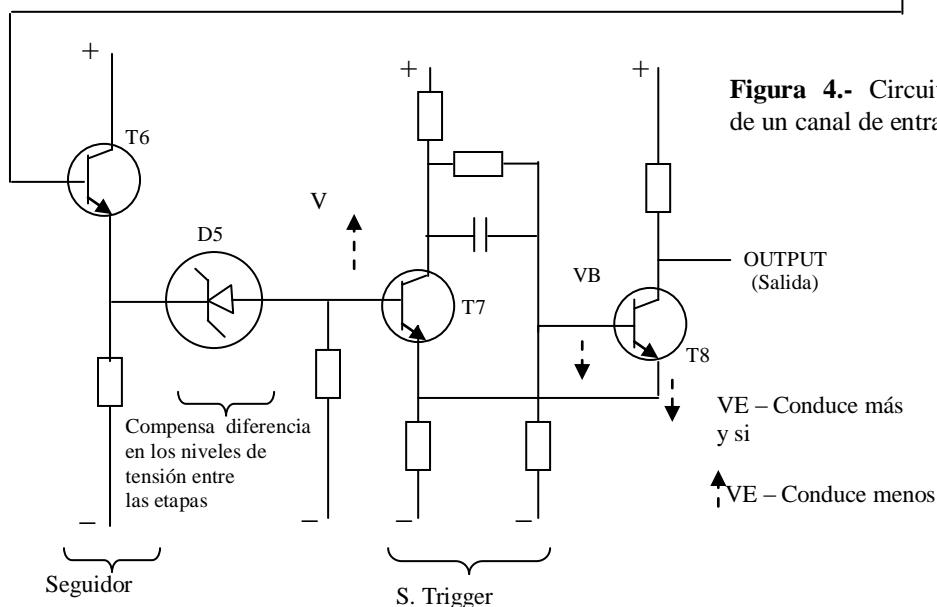
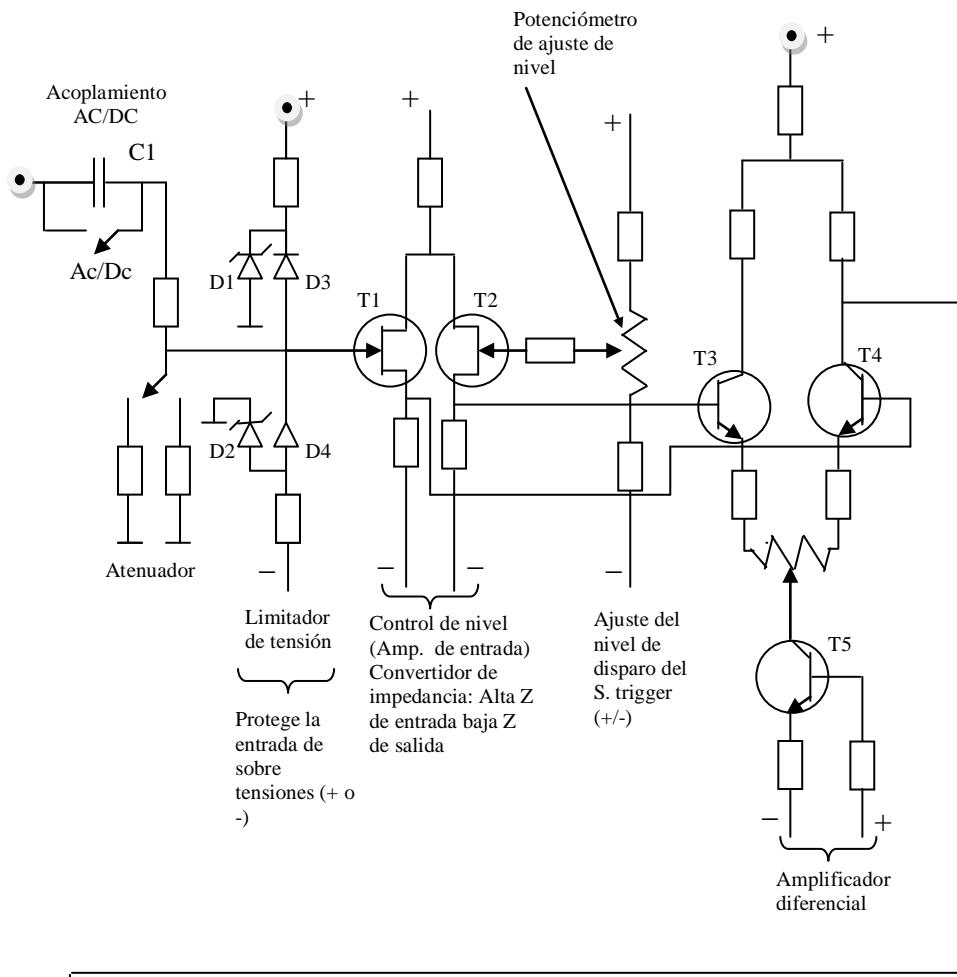
Una memoria auxiliar, Latch, retiene el dato hasta la próxima medición.

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



**Figura 4.-** Circuito simplificado de un canal de entrada típico

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 emisivo 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 la 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

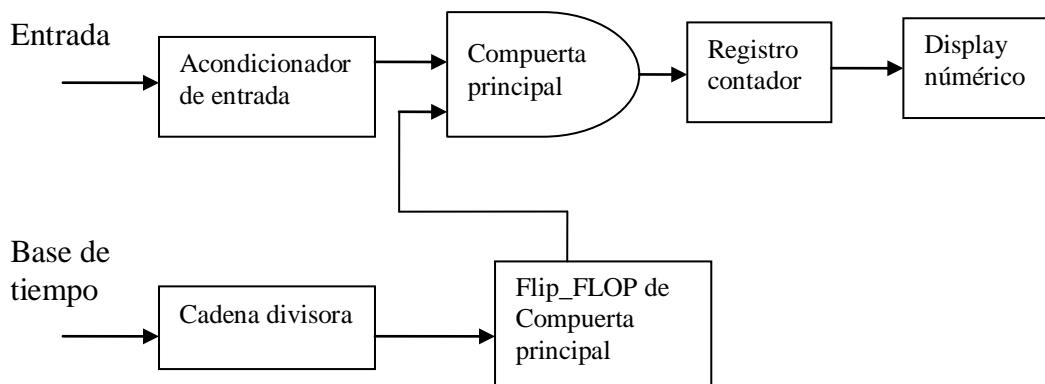
La frecuencia,  $f$ , de una señal repetitiva puede definirse como el número de ciclos de dicha señal en la unidad de tiempo. Puede representarse por la siguiente ecuación:

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

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  $\mu sg$  la frecuencia medida estará indicada en MHZ.

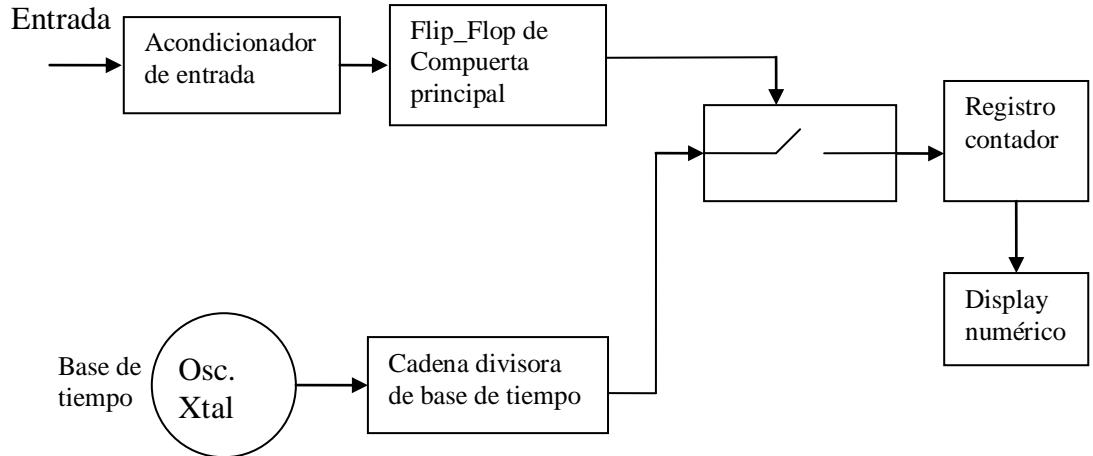
#### 4.2.- Medición de período simple

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  $t$ .

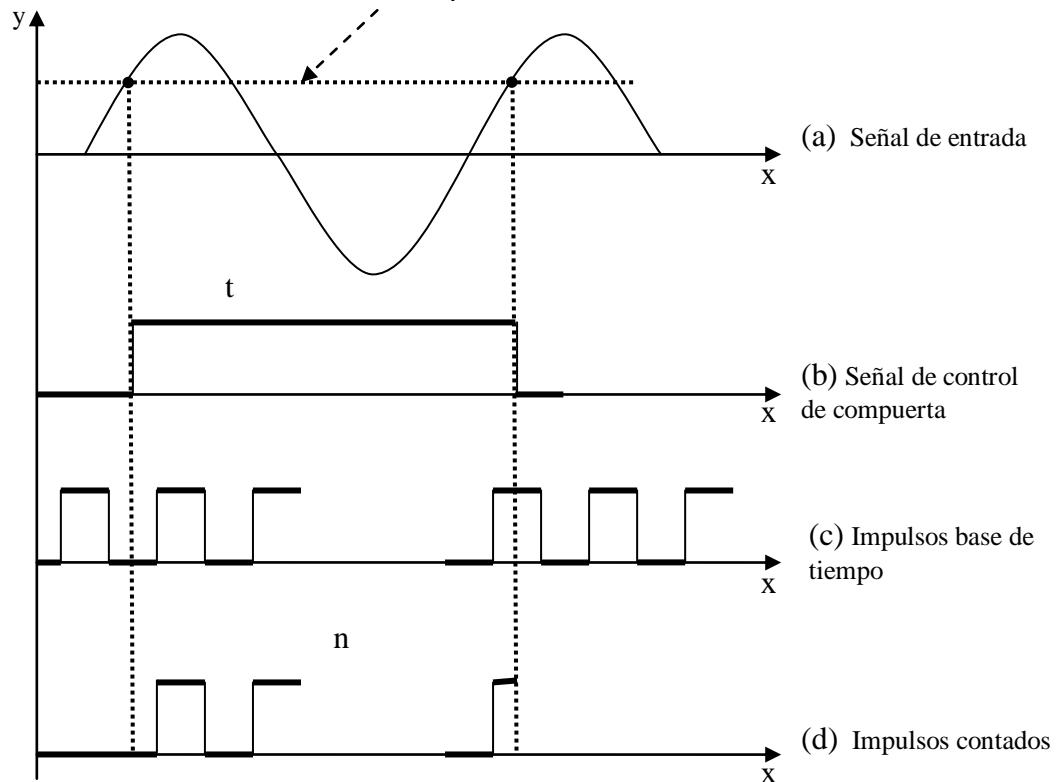
$$T = \frac{1}{f} \quad \text{o} \quad T = n \times t$$

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  
Nivel de disparo



**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 sg.

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

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

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).

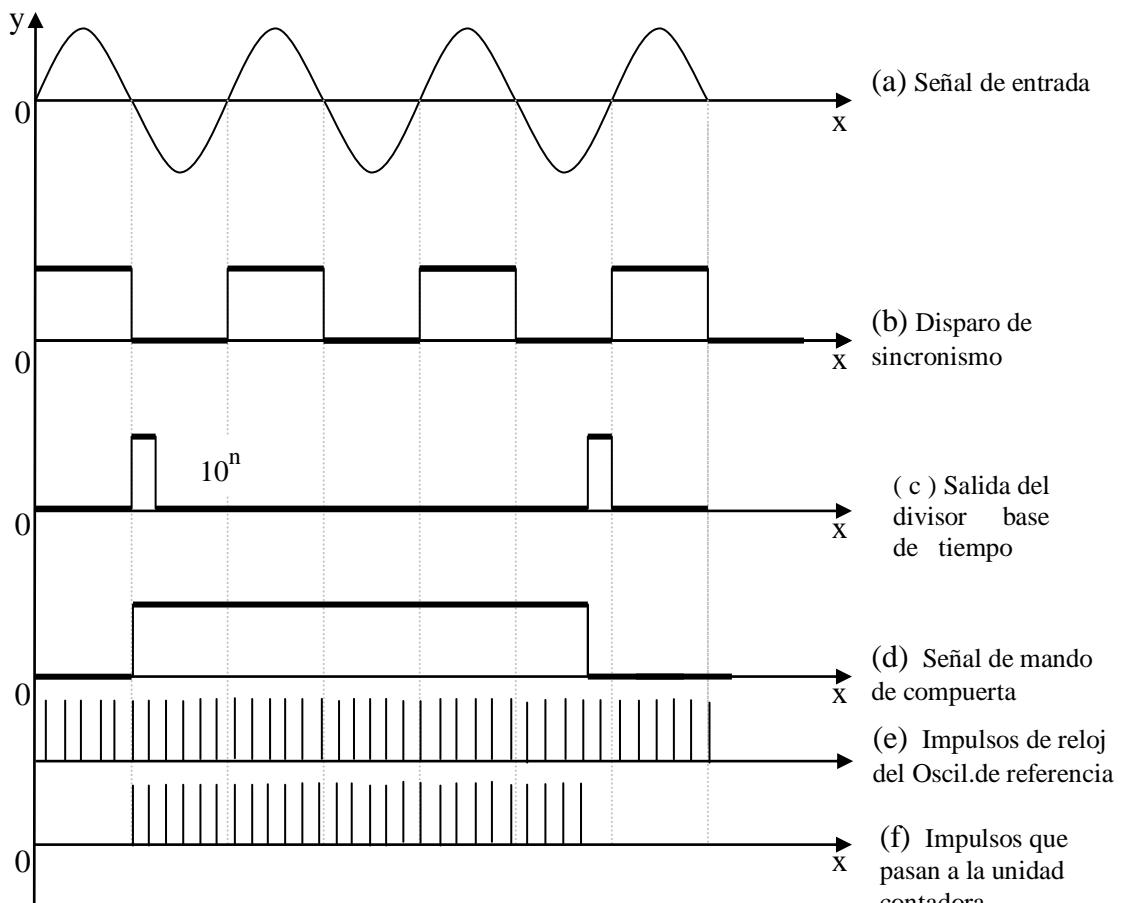


Figura 9.- Oscilograma de la medición de período múltiple

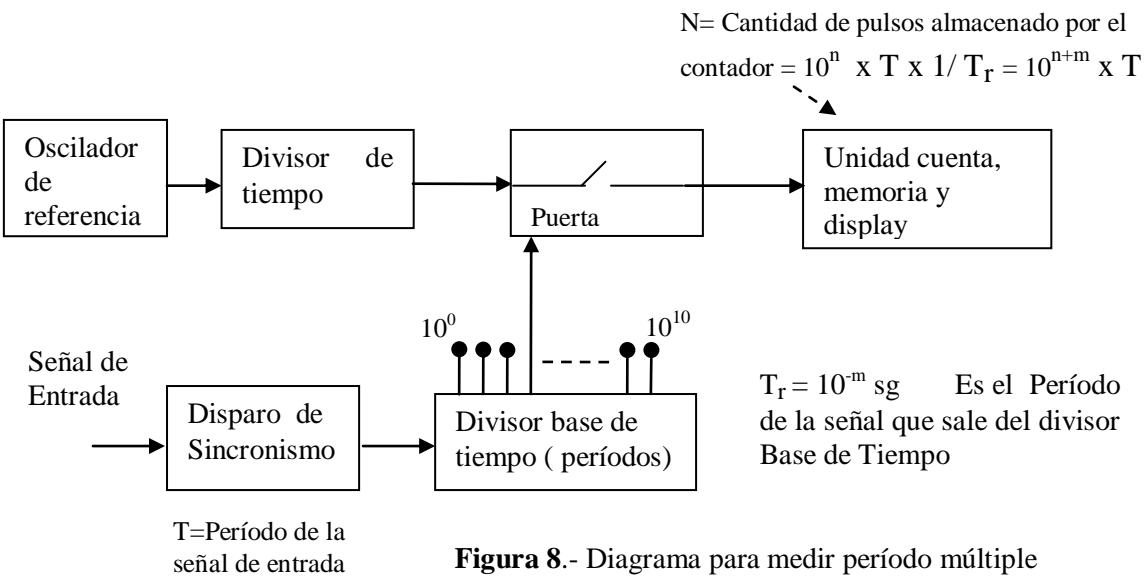


Figura 8.- Diagrama para medir período múltiple

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 ( $1, 10, 10^2, 10^3, 10^4, \dots, 10^{10}$ ). 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:

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

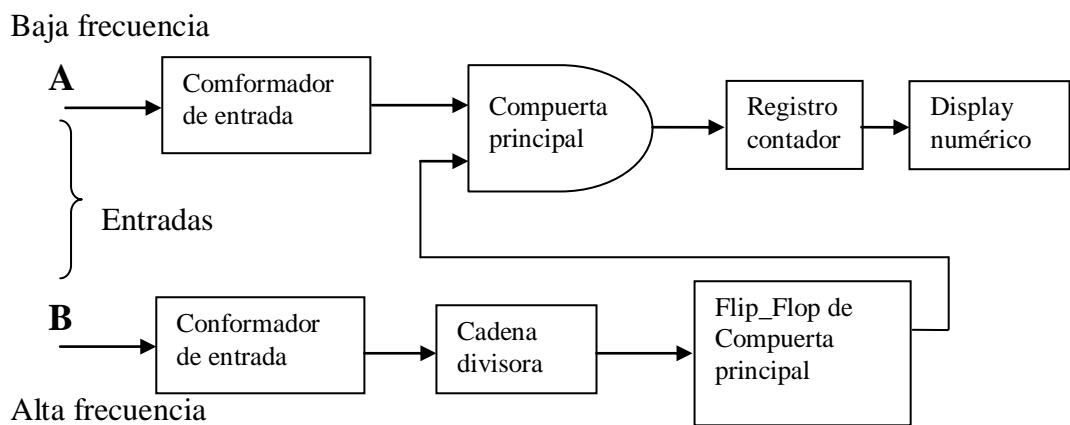
De manera que la lectura es proporcional al período de través de una constante igual a  $10^{n+m}$ , que se tiene en cuenta a través del posicionamiento del punto decimal.

#### 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

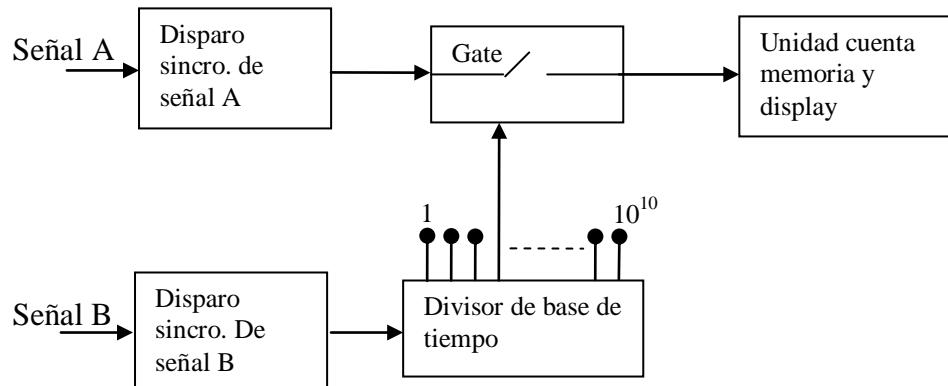
La cantidad de impulsos acumulado en el contador es:

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

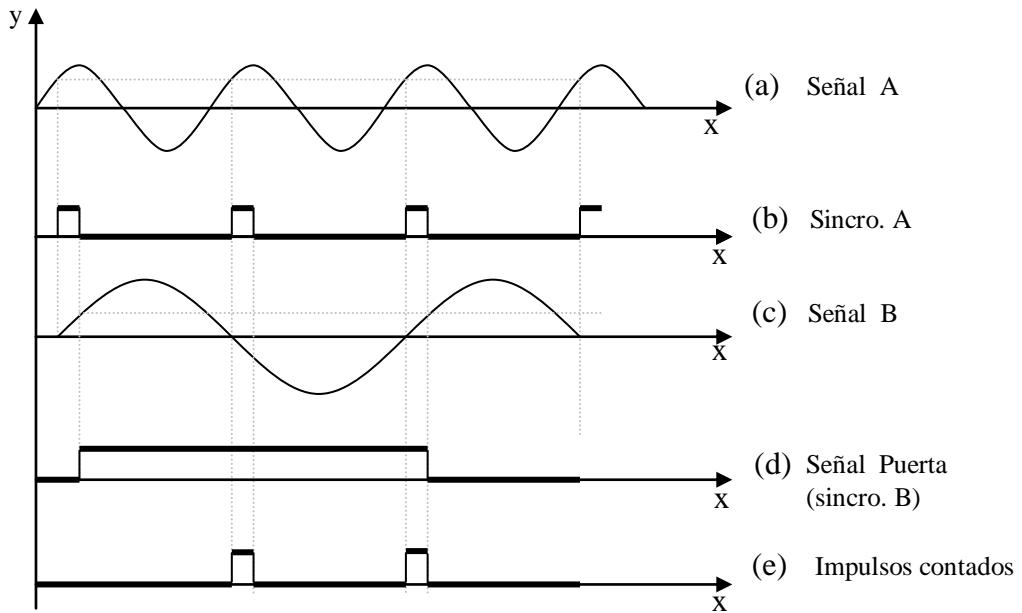
$$\text{ó } N = FA \cdot TB = F_1 \cdot 10^n \cdot 1/F_2 = 10^n \cdot F_1/F_2$$

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  $F_1/F_2$ .



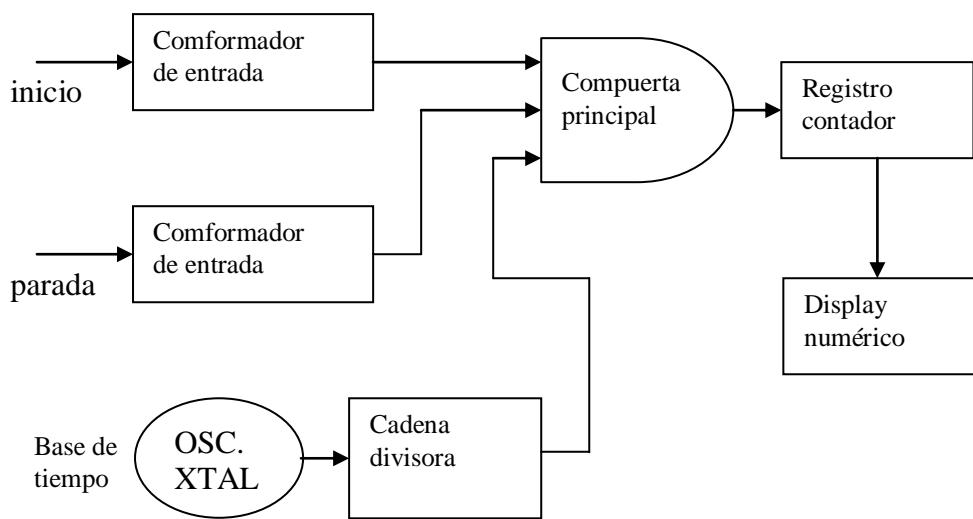
**Fig. 11.**



**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

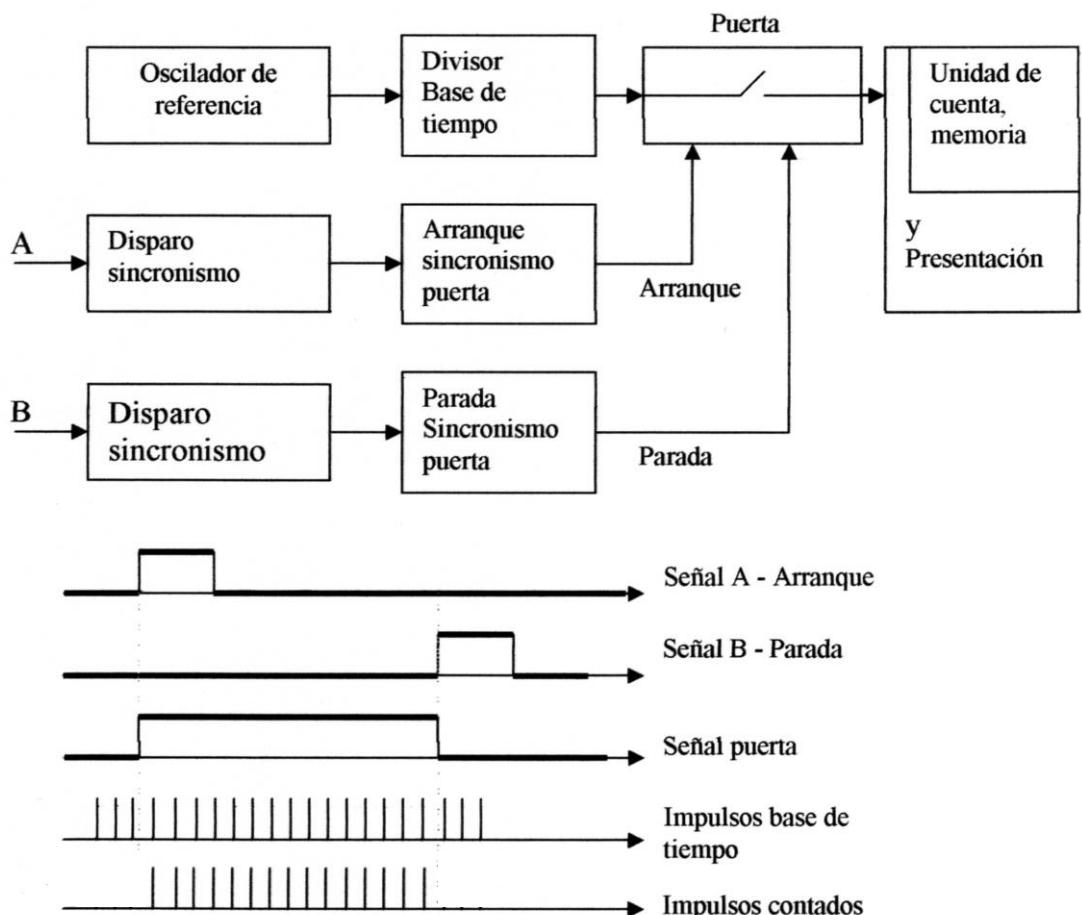


Figura 14.- Oscilograma de la medición de intervalo de tiempo

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.

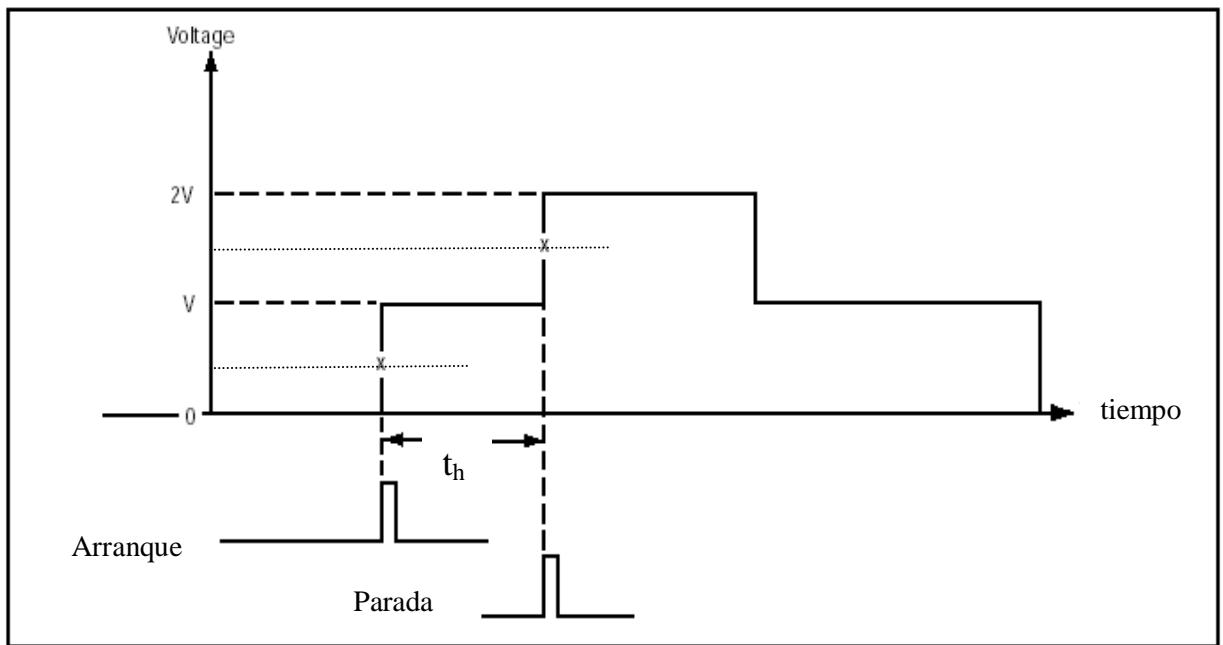
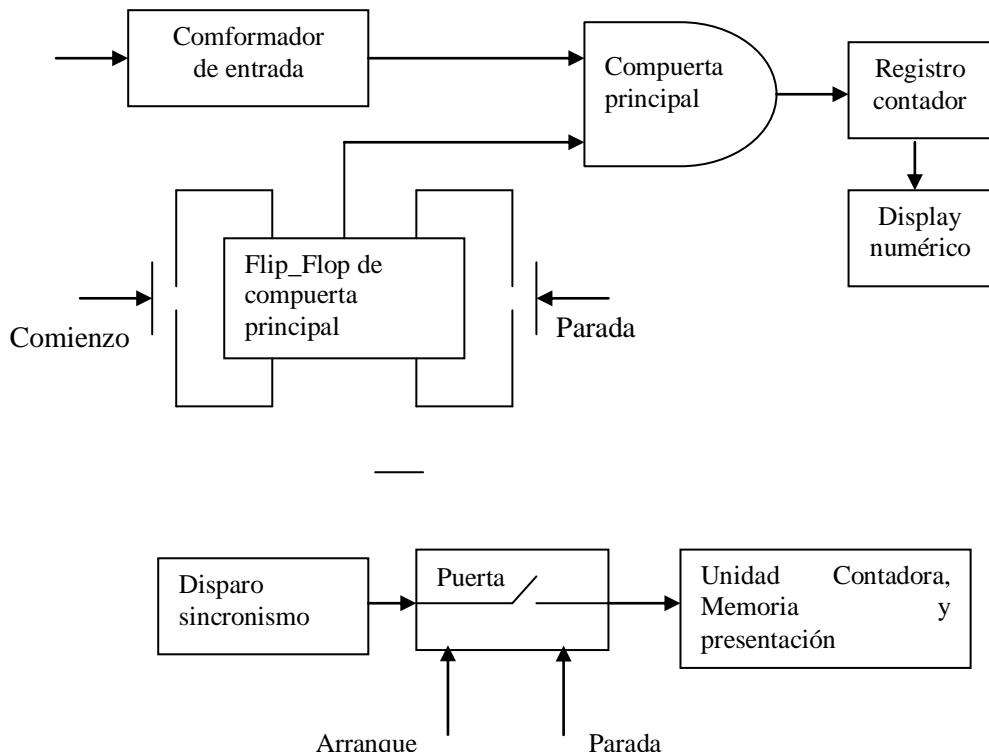


Figura 14'.- Medición de Intervalo de tiempo,  $t_h$ , por ajuste de nivel de disparo

#### 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 cuanta 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.

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

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

## 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:

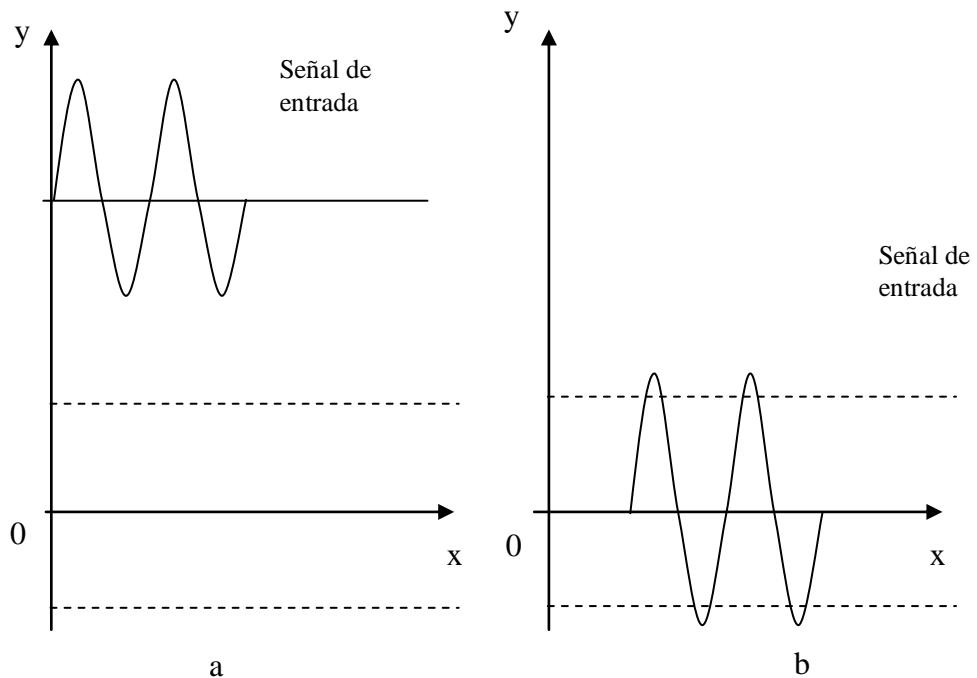


Figura 16.- Acoplamiento

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..

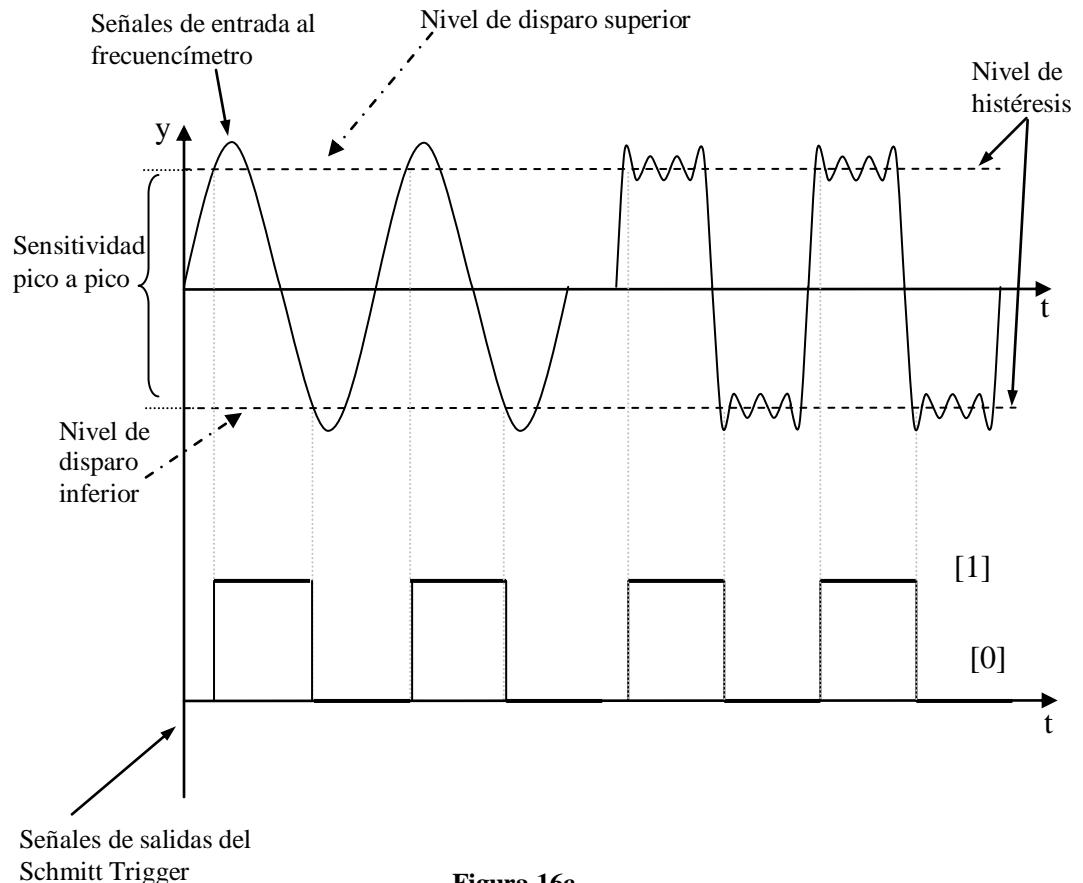
En la Figura 16b), la señal puede ser centrada entre ambos niveles, después de haber pasado por un capacitor que ha eliminado a la continua.

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 5<sup>a</sup> anterior) .

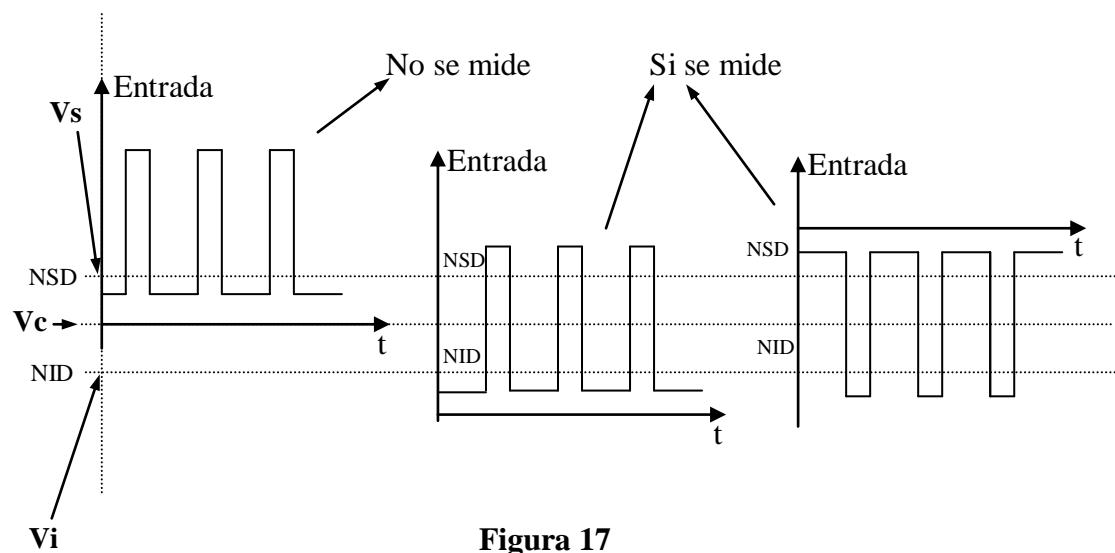
La entrada al contador se considera la entrada al disparador de Schmitt, los niveles de disparo e histéresis hacen referencia como entrada del contador directamente.

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 Vs, o por una señal de pendiente negativa (-) que genera un pulso al atravesar el nivel de histéresis inferior Vi.

### **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 occasionará 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**

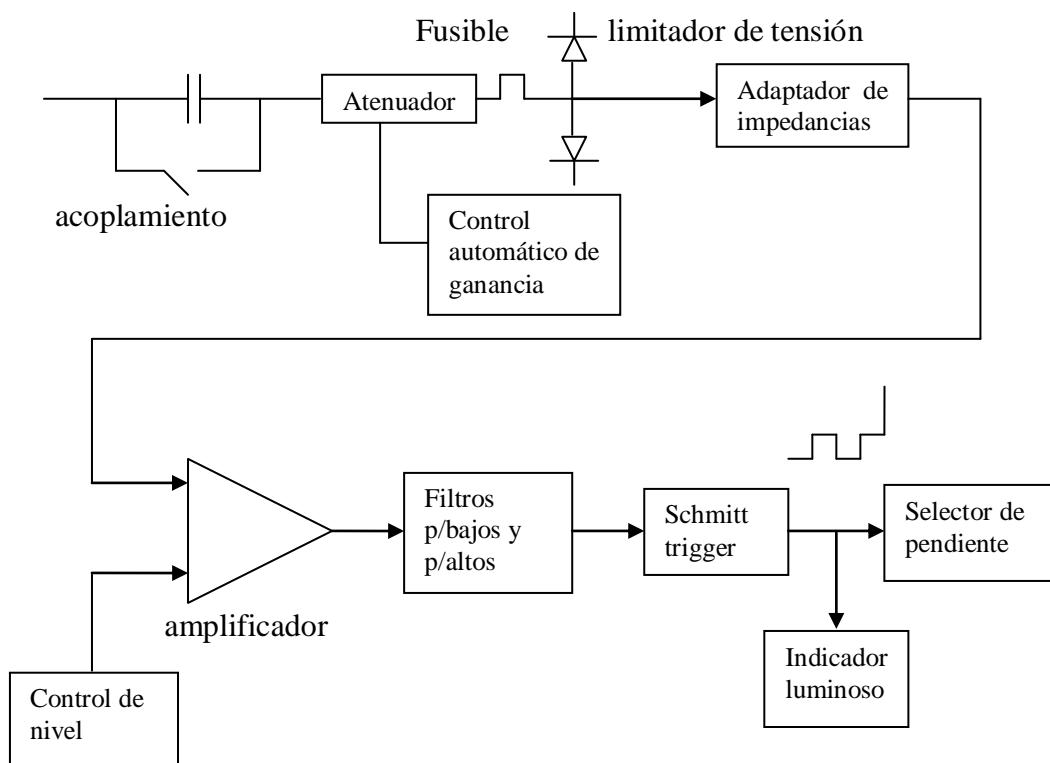
Para frecuencias de hasta alrededor de 10MHz, se usa una impedancia de entrada de  $1\ M\Omega$ . Con este nivel de impedancia, la mayoría de las mediciones resultan poco afectadas, y la capacidad de entrada de alrededor de  $30 - 40\ pF$  no influye demasiado. Cuando tocamos el tema de la sensibilidad, dijimos que era contraproducente su exceso, alrededor de  $20 - 50\ mV$ , 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 atenuamos 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

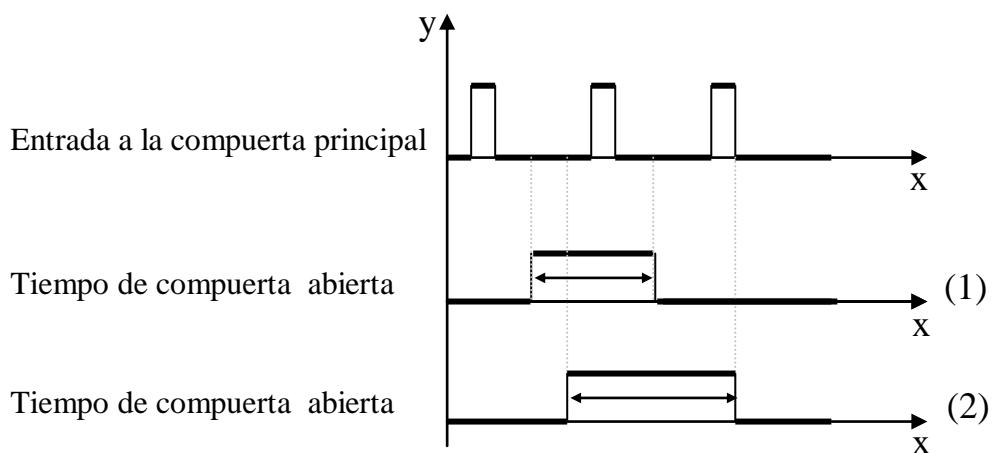
El elemento esencial de los contadores es el oscilador base de tiempo, la mayor parte de los contadores emplean un cristal. Los distintos tipos de cristal tienen como diferencia principal entre ellos las precauciones tomadas para minimizar los errores que ocurren al cambiar la frecuencia del oscilador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

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 desciende 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 homo 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).

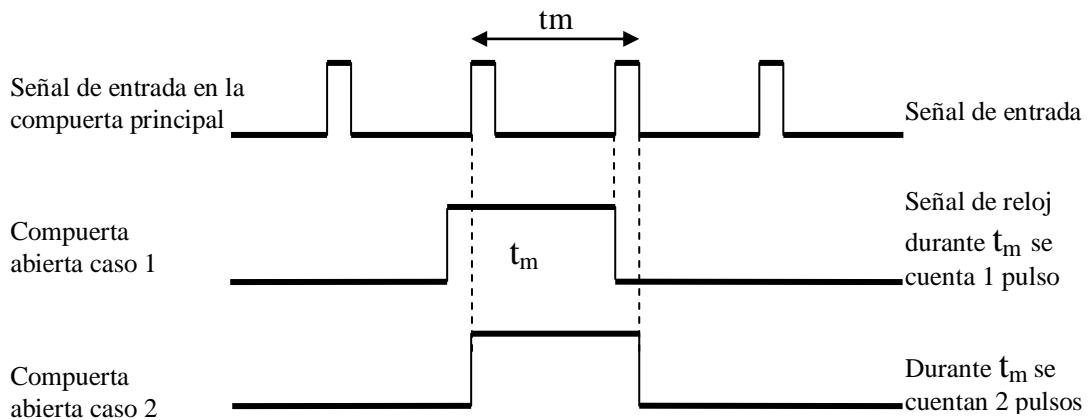
El error total de un oscilador es la suma de los errores anteriormente descriptos. Este error puede ser o no ser significativo para un oscilador dado, dependiendo de la aplicación involucrada.

### **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:

$$\text{Error Relativo} = \frac{\Delta f}{f} = \frac{\pm 1}{f_{\text{entrada}}} = \frac{1}{n (\text{Nº de cuentas})} 100\%$$

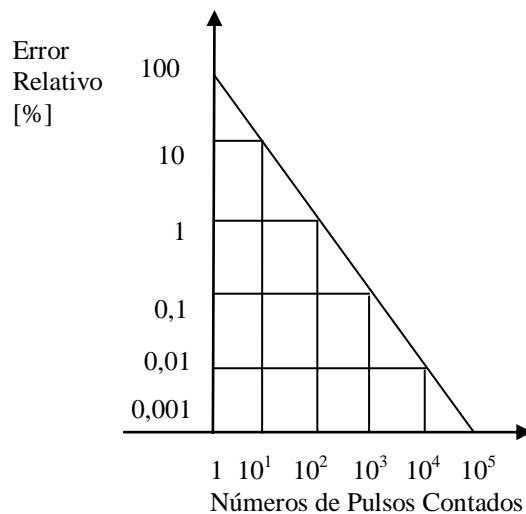
La compuerta principal se abre por el mismo tiempo,  $t_m$ , en ambos casos. La incoherencia o falta de sincronización entre la señal de reloj y la señal de entrada puede causar dos centros, los cuales, para este ejemplo son 1 para el caso 1 y 2 para el caso 2.

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 comutarse 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  $t_c$ .



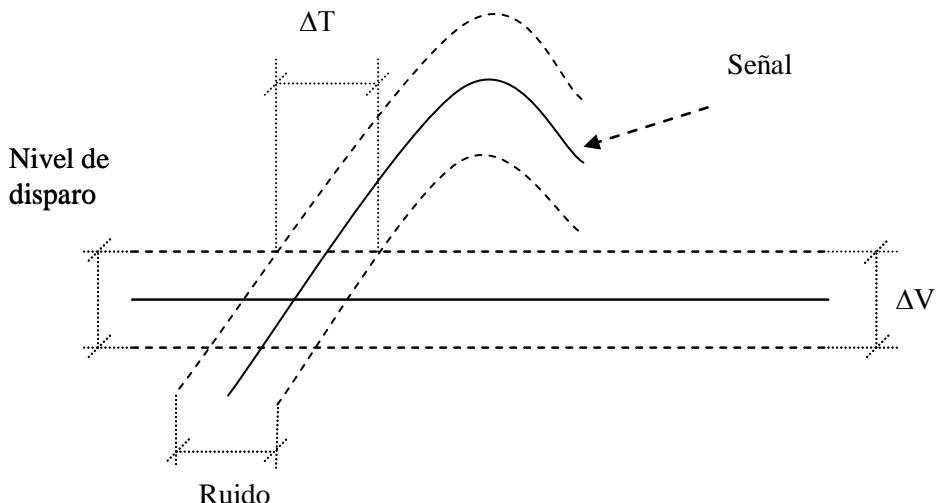
### 7b) Error en la base de tiempo

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  $T_{en} = 100\text{msg}$ , 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 comuta. 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 +/- 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 comuta.

$\Delta T$  = 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  $3.2 \times 10^{-3} \times 10^{-3} = 3.2 \mu\text{s}$ .

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  $\pm 1 \text{ cuenta} \pm \text{error de disparo}$ .

$$= \frac{\text{ }}{n}$$

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.

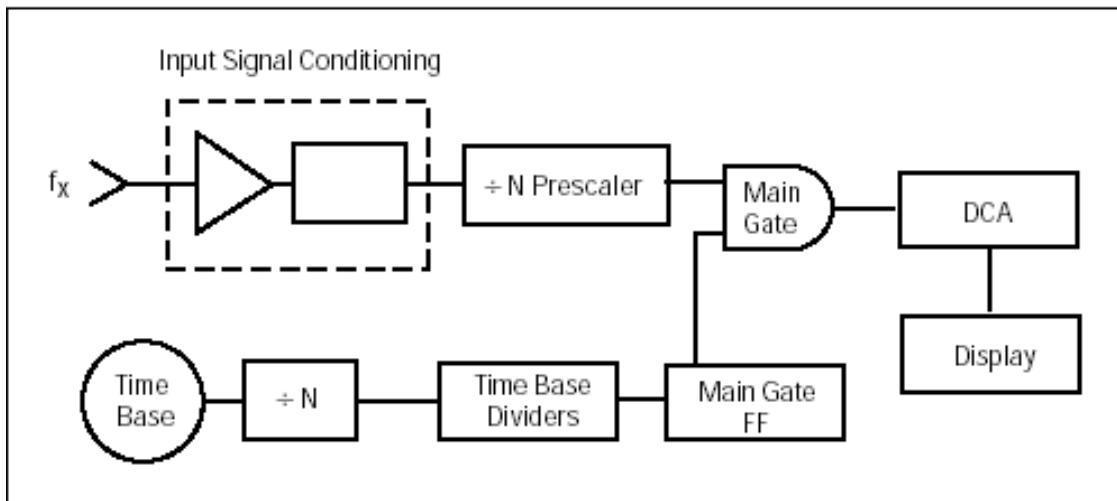


Figura 19.- Diagrama en Bloque de un contador de alta frecuencia utilizando prescaler para conversión de frecuencia

### 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:

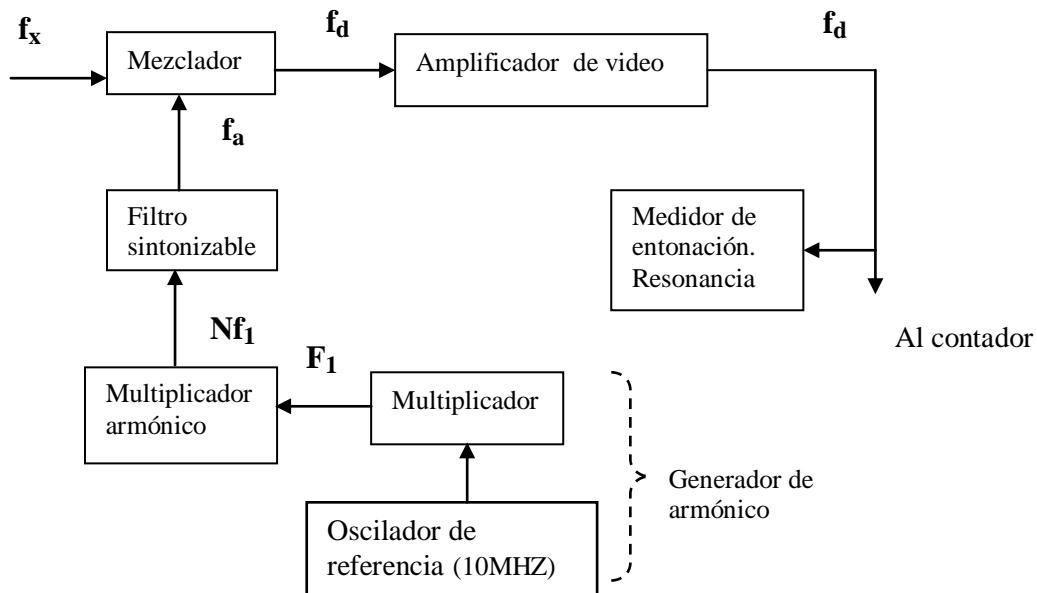
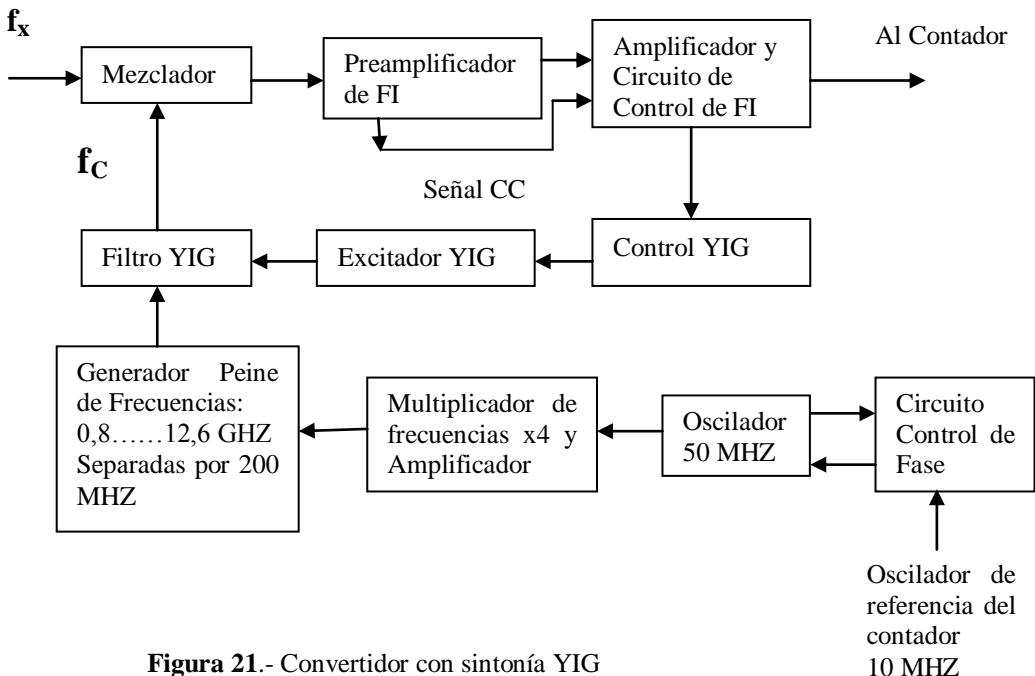


Figura 20.- Convertidor heterodino

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 convierta 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 200MHZ. 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 e 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 esta 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.

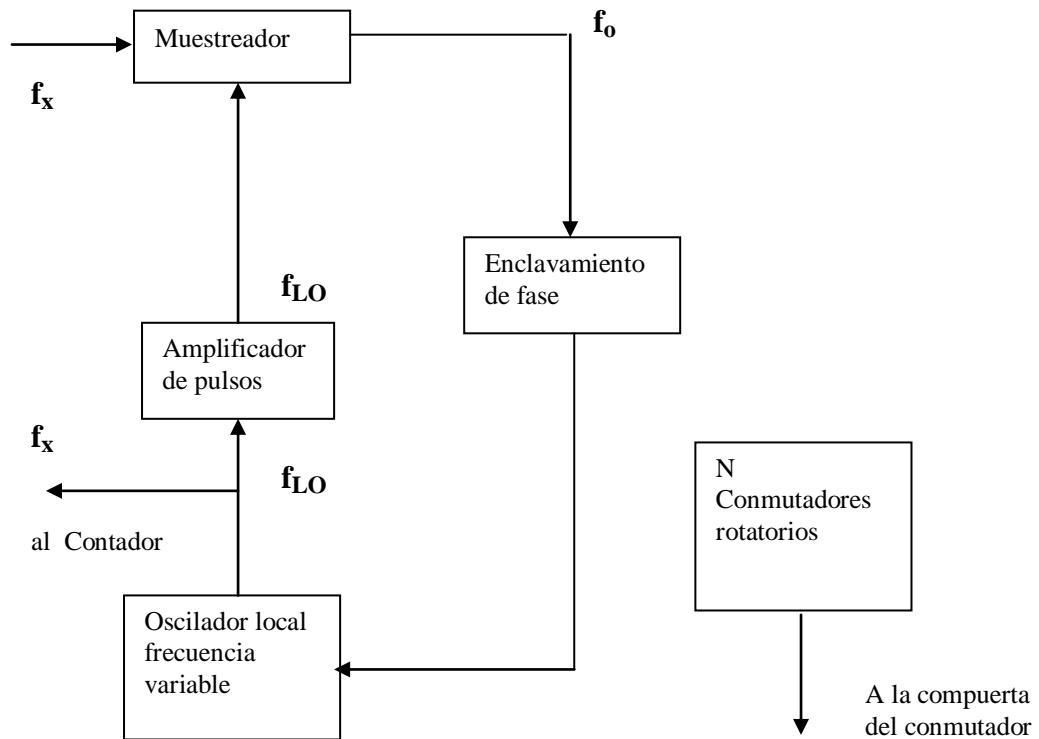
En general, los convertidores de frecuencia por heterodinación **cubren el margen de 50 MHZ a 21 GHZ con sensibilidades de 50 mVrms a 100 mVrms.**

### 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

$$N f_{LQ1} = (N - 1) f_{LQ2}$$

En donde

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

por lo cual

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

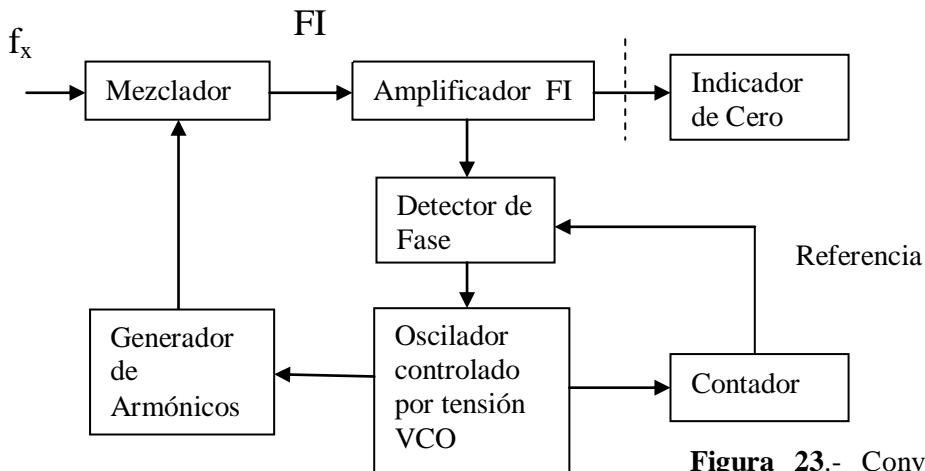
Abriendo el bucle de enclavamiento de fase el oscilador de transferencia puede medir desviación en FM.

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

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 las Figuras 23 y 24) siguientes:



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

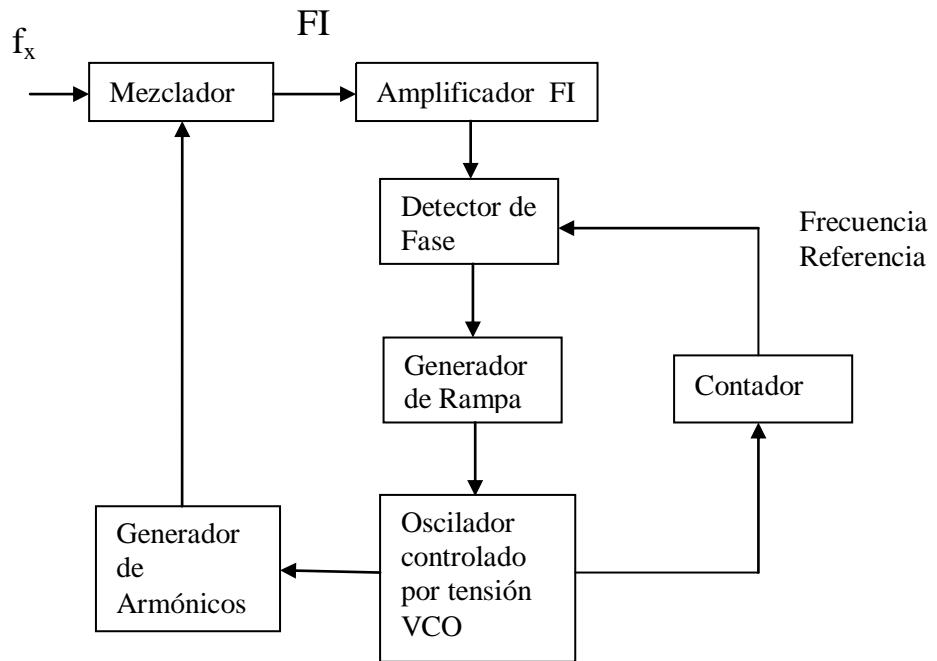
La Figura 23) muestra un sistema de oscilador tipo transfer con bucle de control de fase y generador de armónicos. La señal de entrada se mezcla con la señal producida por el generador de armónicos, dando lugar a una señal de FI. Cuando ambas señales  $f_x$  y la generada internamente son de la misma 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 video  $f_{IF} = f_x - N \cdot f_S$  amplificada y enviada al contador. La frecuencia de muestreo  $f_S$  es creada por un sintetizador controlado.

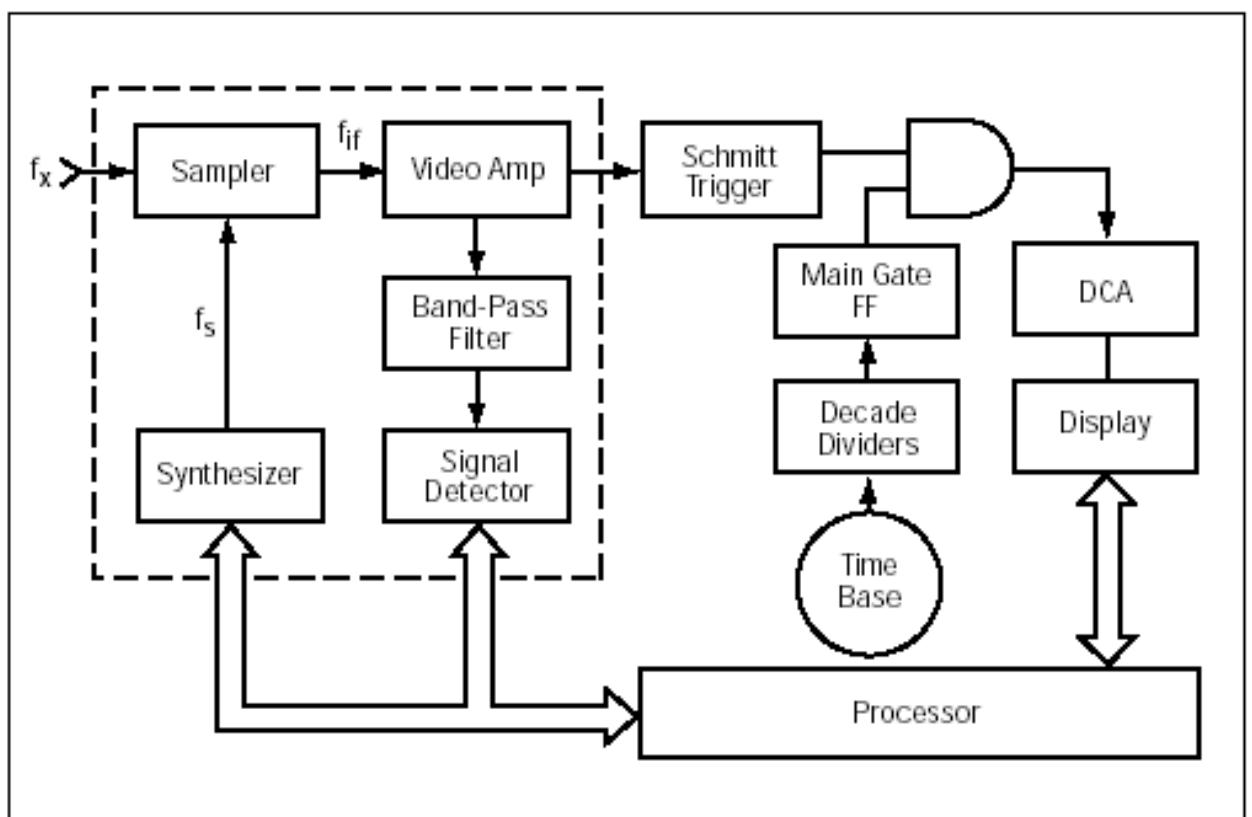
La rutina de adquisición para la conversión consiste en sintonizar el sintetizador a la frecuencia  $f_S$  hasta que el detector de señales encuentra una señal de video  $f_{IF}$  de rango de frecuencia adecuada (definida por la banda de filtro de pasa banda). A continuación, el número de armónica  $N$  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:  $f_x = N.f_s + f_{if}$ . 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 construidos a un costo menor que las últimos 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.



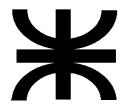
**Figure 24.-Diagrama en Bloque del convertido heterodino de armónicas**

## **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



**UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL  
FACULTAD REGIONAL TUCUMÁN**

**Ingeniería Electrónica – Medidas Electrónicas II**

**"Frecuencímetro Digital  
de Alta Frecuencia"**

**Ing. J.C. Colombo  
Prof. Medidas Electrónicas II  
13/09/12**

## **Introducción**

Para dar continuidad al tema frecuencímetro digital, en esta segunda parte se trata sobre los frecuencímetros de frecuencia elevada, del orden de los GHZ. A partir del putnom<sup>7)</sup> de Frecuencímetro Digital se continua con la numeración creciente.

### **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 permite extenderse más allá de este rango, al orden de GHZ.

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.

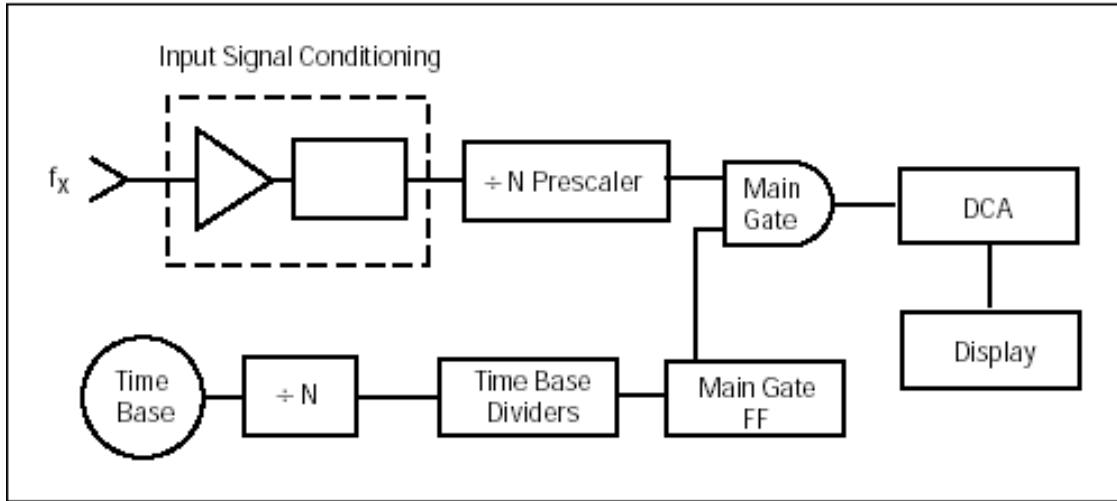


Figura 19.- Diagrama en Bloque de un contador de alta frecuencia utilizando prescaler para conversión de frecuencia

### 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:

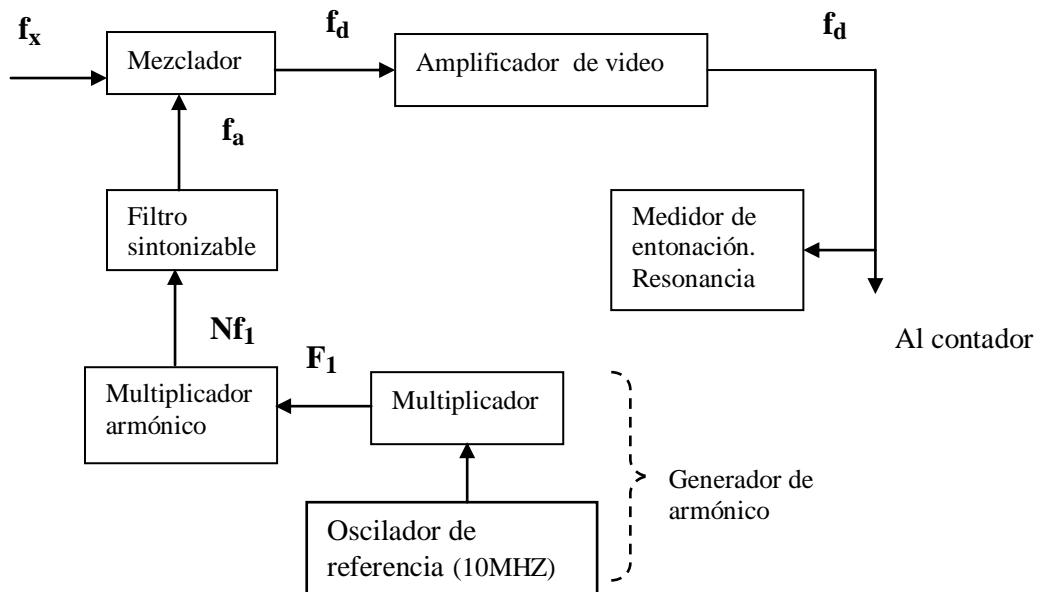
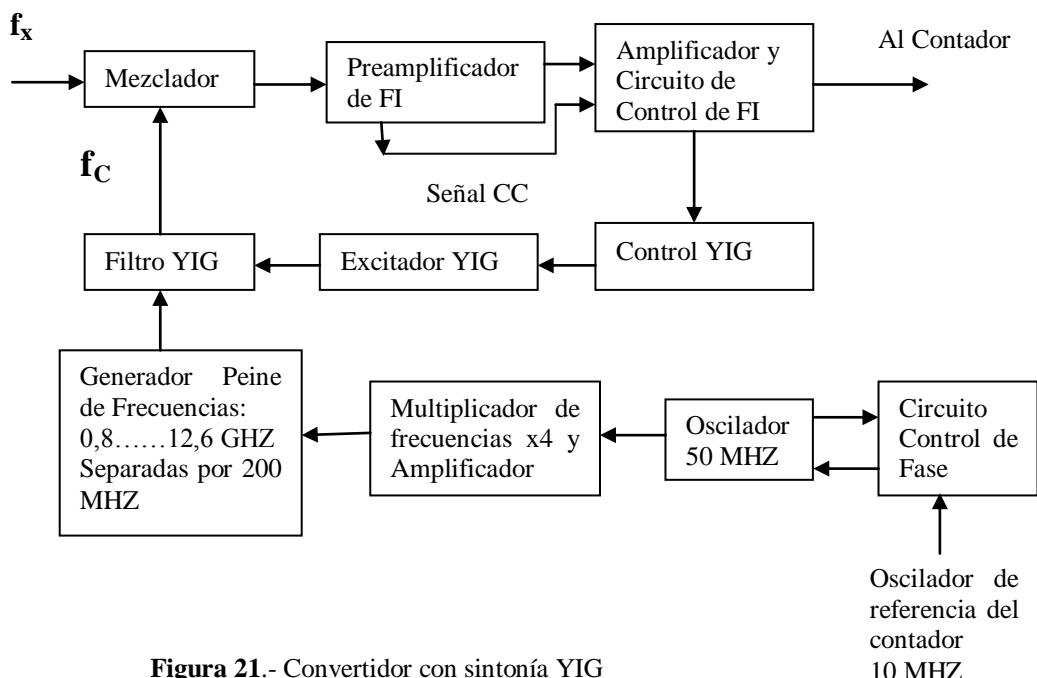


Figura 20.- Convertidor heterodino

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 convierta 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 200MHZ. 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 e la frecuencia correcta.

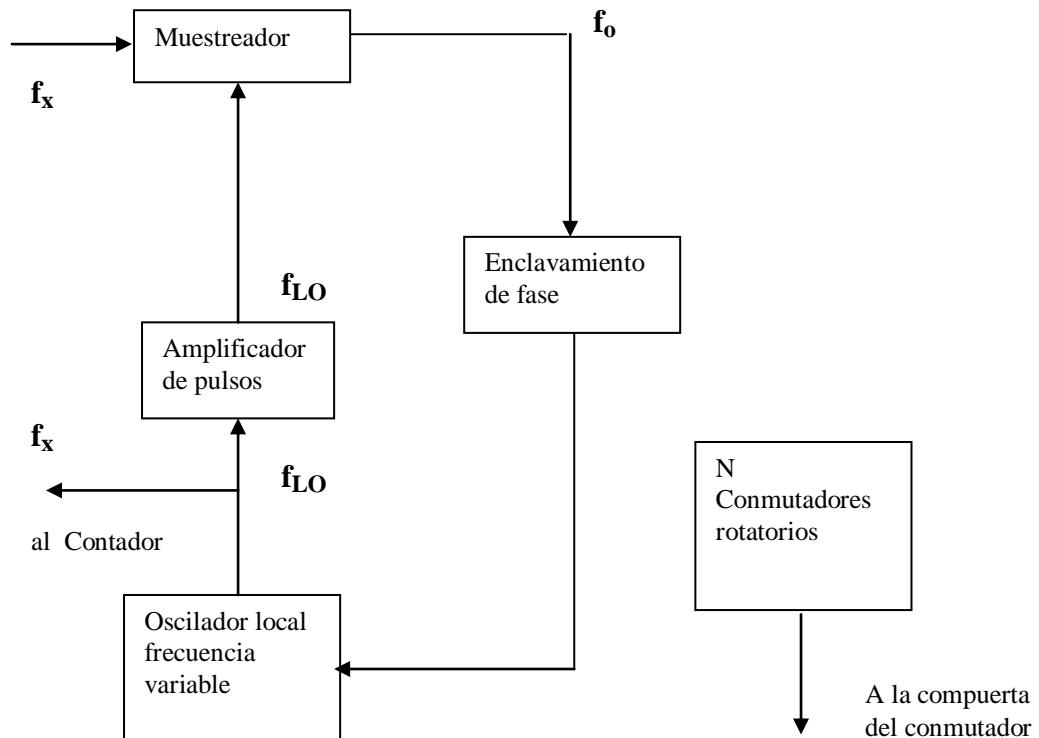
Como la sintonía se ha realizado mediante una tensión escalón de CC resulta muy fácil añadir un convertidor A/D que nos de una lectura digital de la frecuencia de sintonía del filtro, sumando esta valor con el valor de cuenta del frecuencímetro, no es más que la suma de dígitos codificados BCD, obtendremos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

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

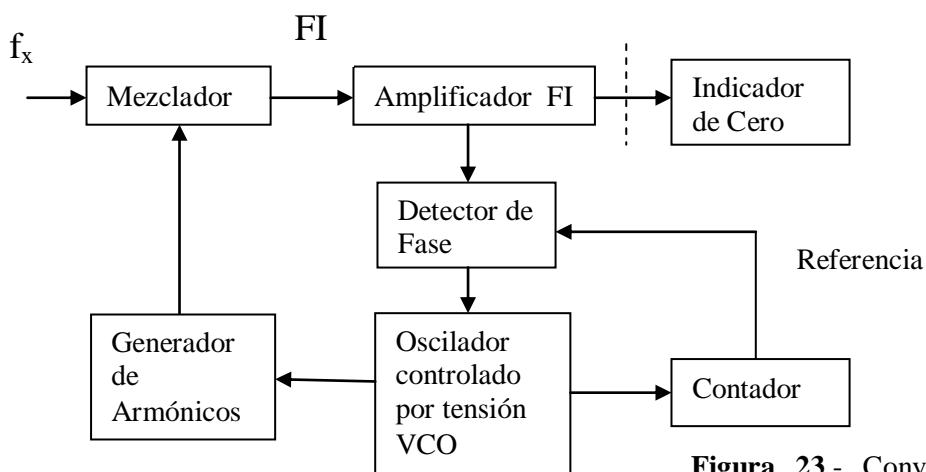
Abriendo el bucle de enclavamiento de fase el oscilador de transferencia puede medir desviación en FM.

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

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 las Figuras 23 y 24) siguientes:



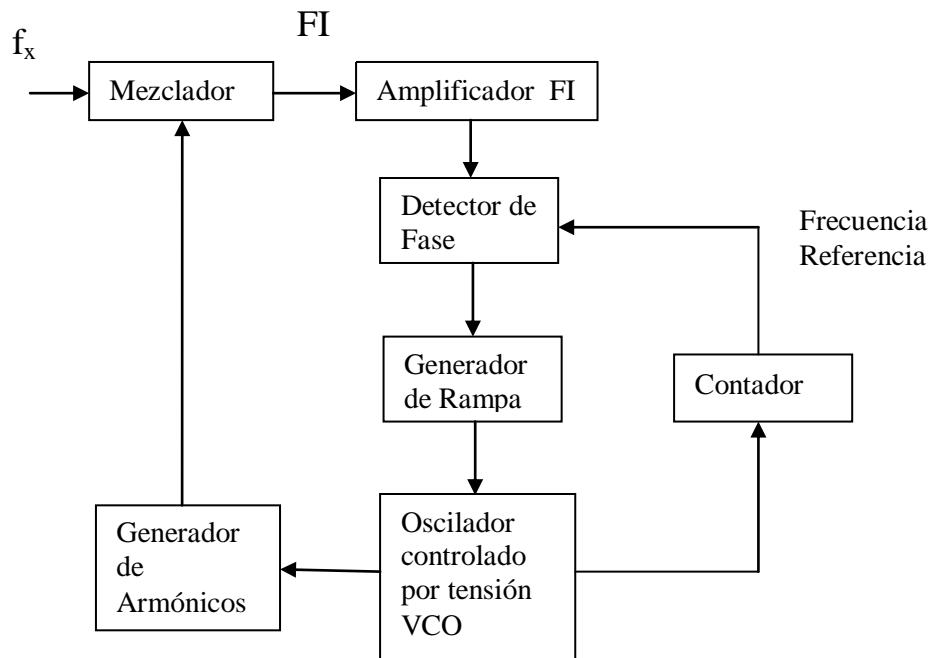
**Figura 23.-** Convertidor tipo transferencia con sintonía manual

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.

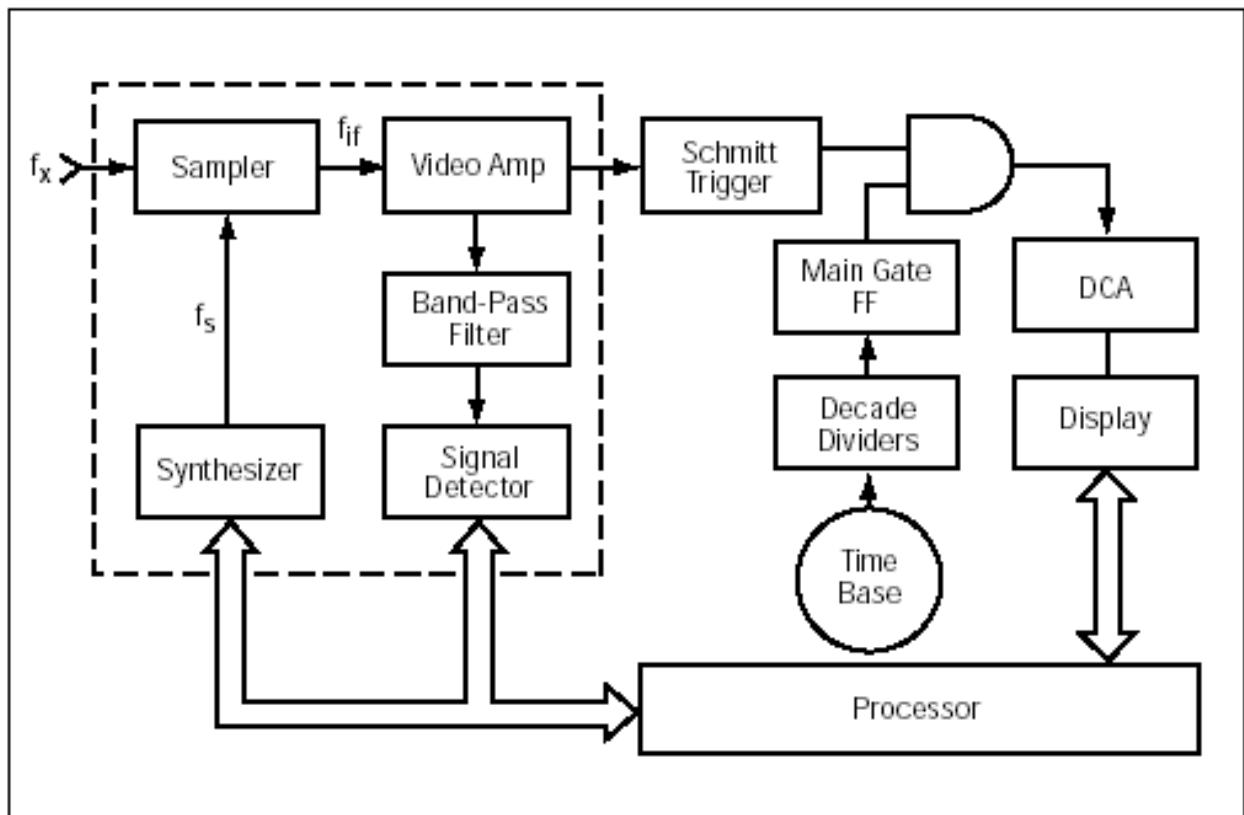
La Figura 4 muestra la  $f_x$  de entrada que se dirige a un sampler, con la resultante inferior de la conversión de señal de video  $f_{if} = f_x - N.f_s$  amplifica y envía al contador. La frecuencia de muestreo  $f_s$  es creada por un sintetizador controlado.

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 video  $f_{if}$  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:  $f_x = N.f_s + f_{if}$ . 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 video

El convertidor heterodino de armónico tiene el potencial de ser construidos a un costo menor que las últimos 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.

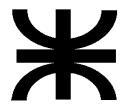


**Figure 24.-Diagrama en Bloque del convertido heterodino de armónicas**

## 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  
13/09/12



**UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL  
FACULTAD REGIONAL TUCUMÁN**

**Ingeniería Electrónica – Medidas Electrónicas II**

**"Frecuencímetro Digital  
de Baja Frecuencia"**

**Ing. J.C. Colombo  
Prof. Medidas Electrónicas II  
13/09/12**

## **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, bioelectrónica, 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.

$n = n^{\circ}$  de ciclos de una señal que ocurre en un tiempo  $t$  de apertura de la compuerta o unidad de tiempo;  $f = n/t$

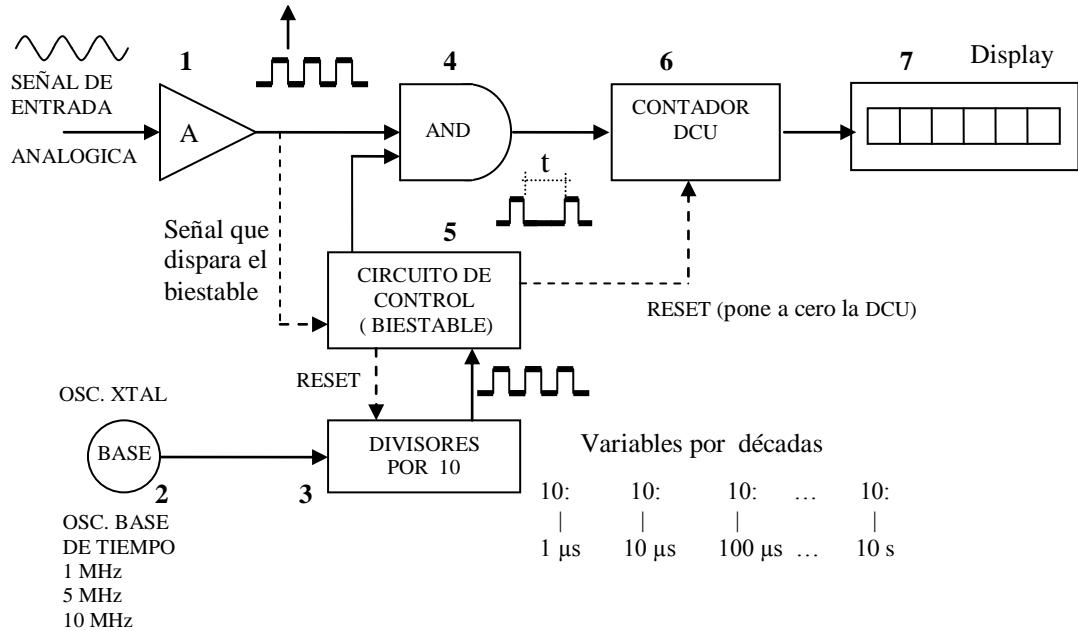
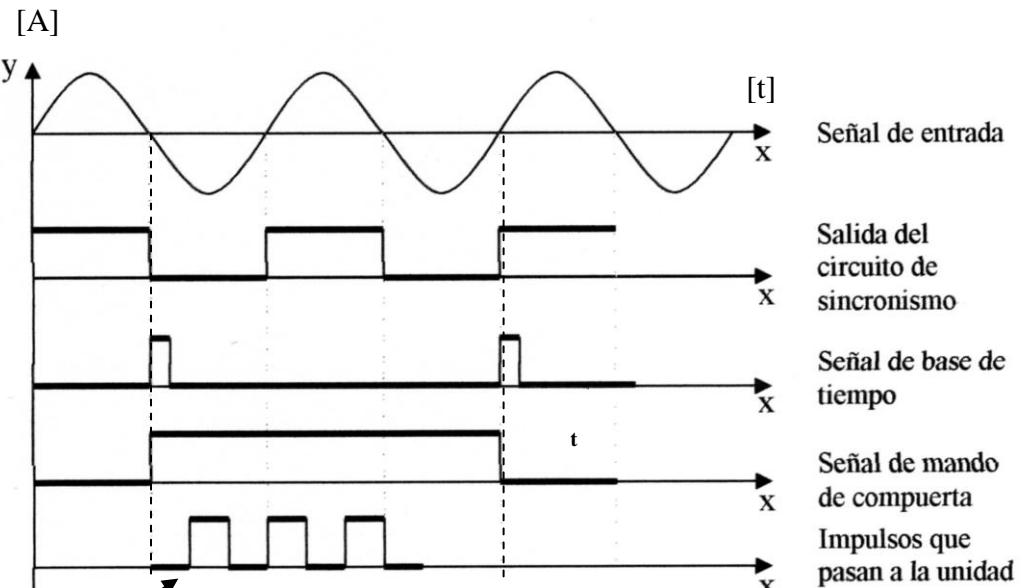


Fig. 1 Esquema general de un contador digital



$n = n^{\circ}$  de ciclos de una señal que ocurre en un tiempo  $t$  de apertura de compuerta

Figura 2.- Diagrama temporal de señales

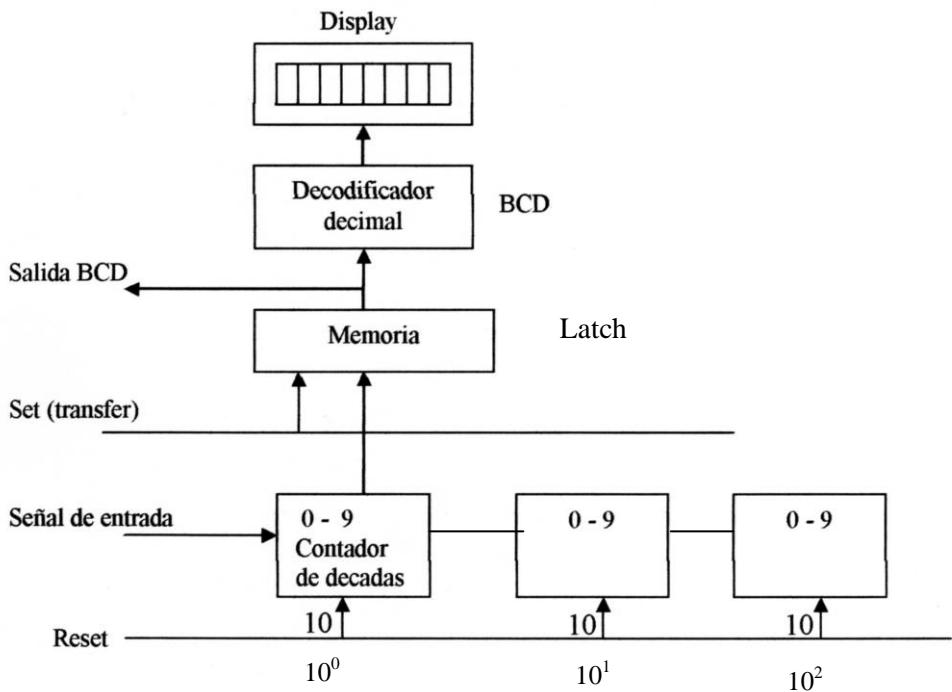


Figura 3.- Esquema funcional de un Contador

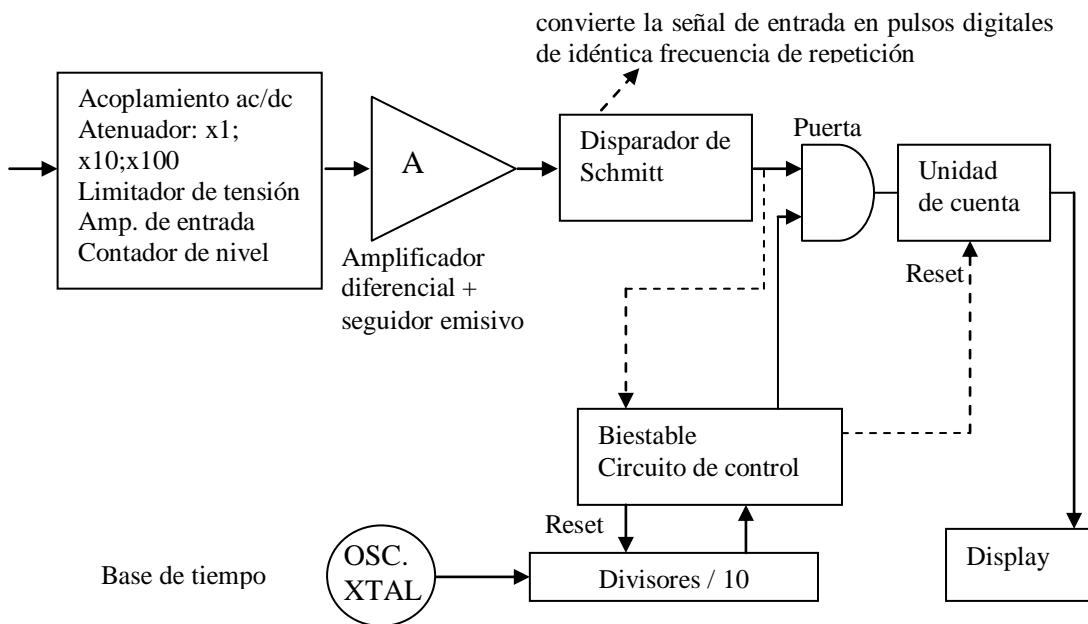


Fig. 1`.- Esquema de un contador digital que mide frecuencia

### 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 significante 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  $\pm 1 \times 10^{-6} \text{ Hz}/^\circ\text{C}$  para variaciones de temperatura de 0 a  $50^\circ\text{C}$ .

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

En los osciladores con homo simple y con regulación de temperatura se tiene una estabilidad de  $\pm 5 \times 10^{-8} \text{ Hz}/^\circ\text{C}$  para variaciones de 0 a  $50^\circ\text{C}$ . 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  $\pm 5 \times 10^{-10} \text{ Hz}/^\circ\text{C}$  y para temperatura ambiente es de  $\pm 1 \times 10^{-7} \text{ Hz}/^\circ\text{C}$ .

### **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

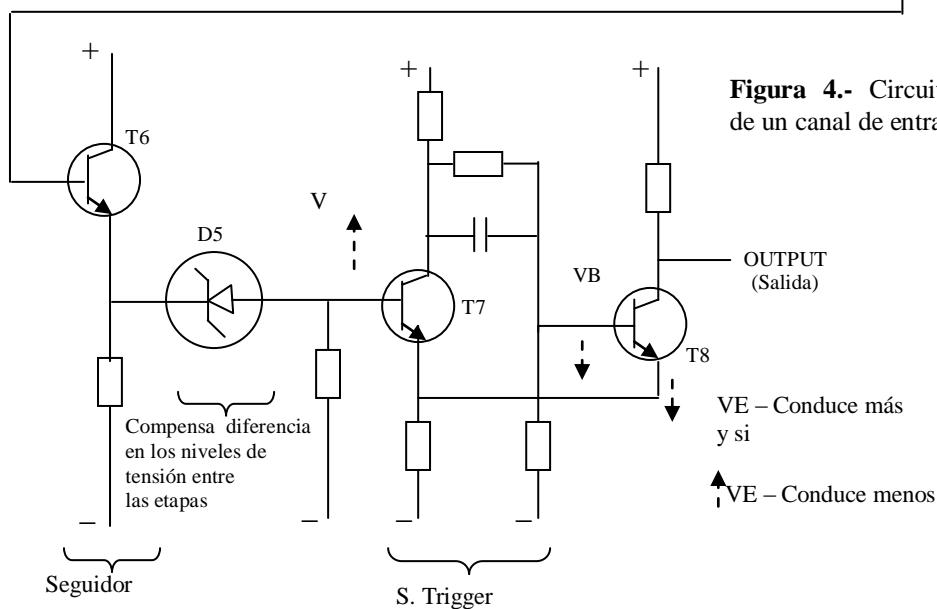
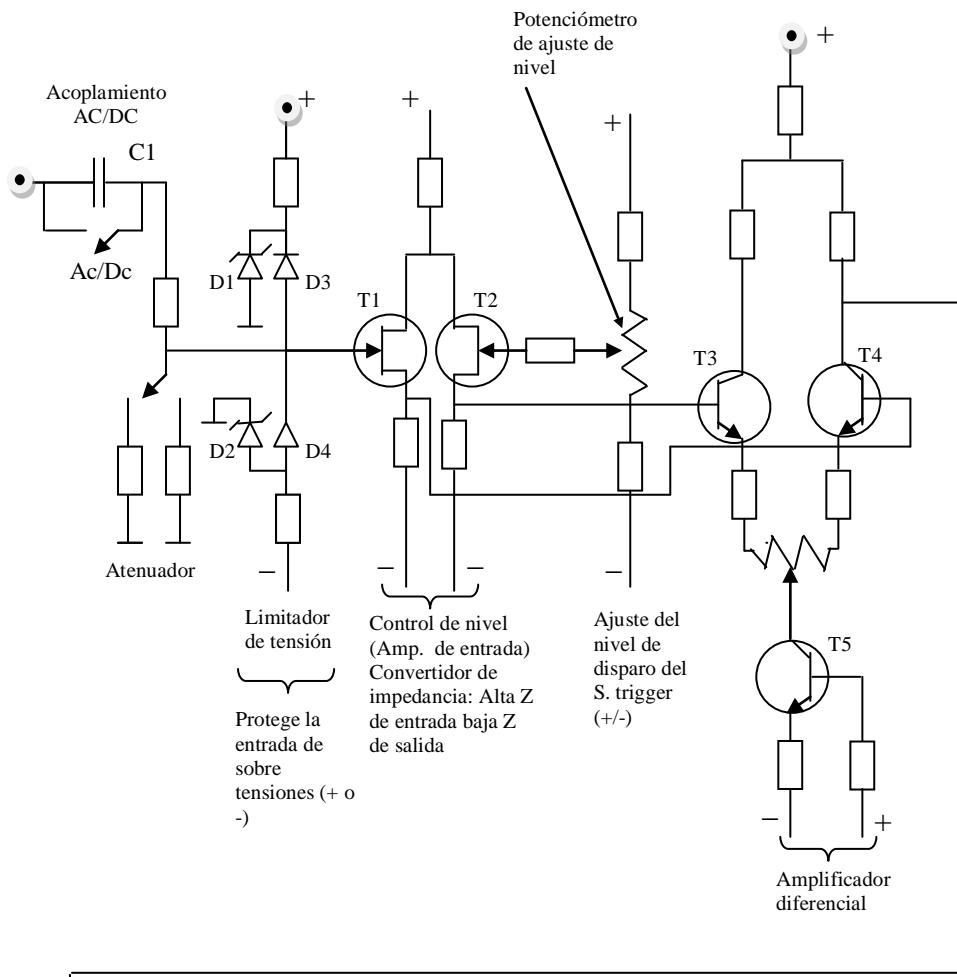
Una memoria auxiliar, Latch, retiene el dato hasta la próxima medición.

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



**Figura 4.-** Circuito simplificado de un canal de entrada típico

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 emisivo 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 la 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

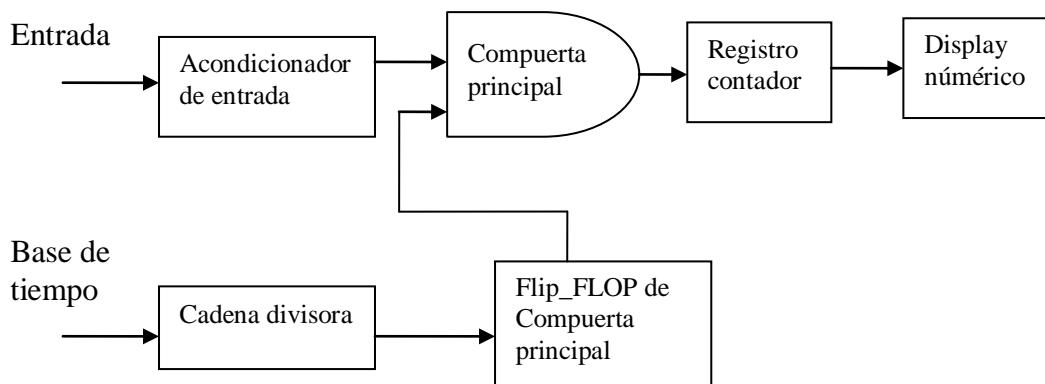
La frecuencia,  $f$ , de una señal repetitiva puede definirse como el número de ciclos de dicha señal en la unidad de tiempo. Puede representarse por la siguiente ecuación:

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

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  $\mu sg$  la frecuencia medida estará indicada en MHZ.

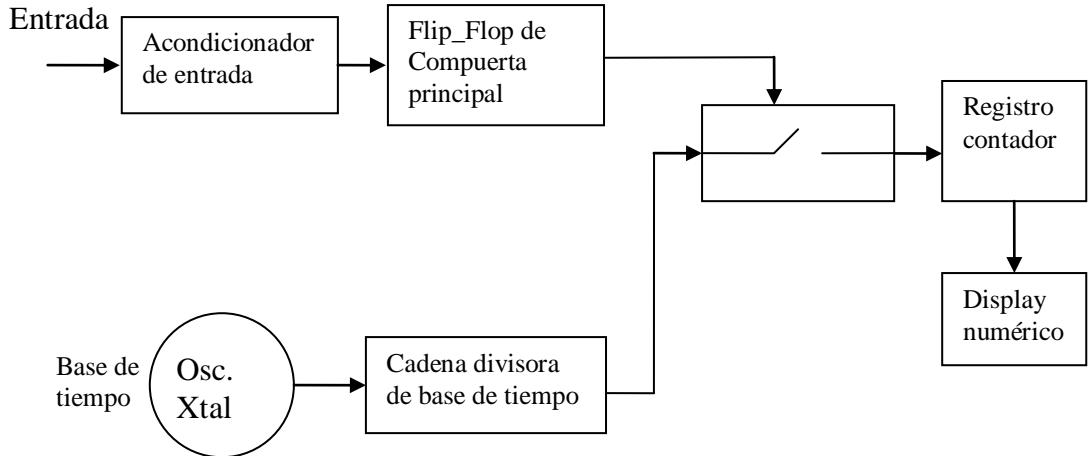
#### **4.2.- Medición de período simple**

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  $t$ .

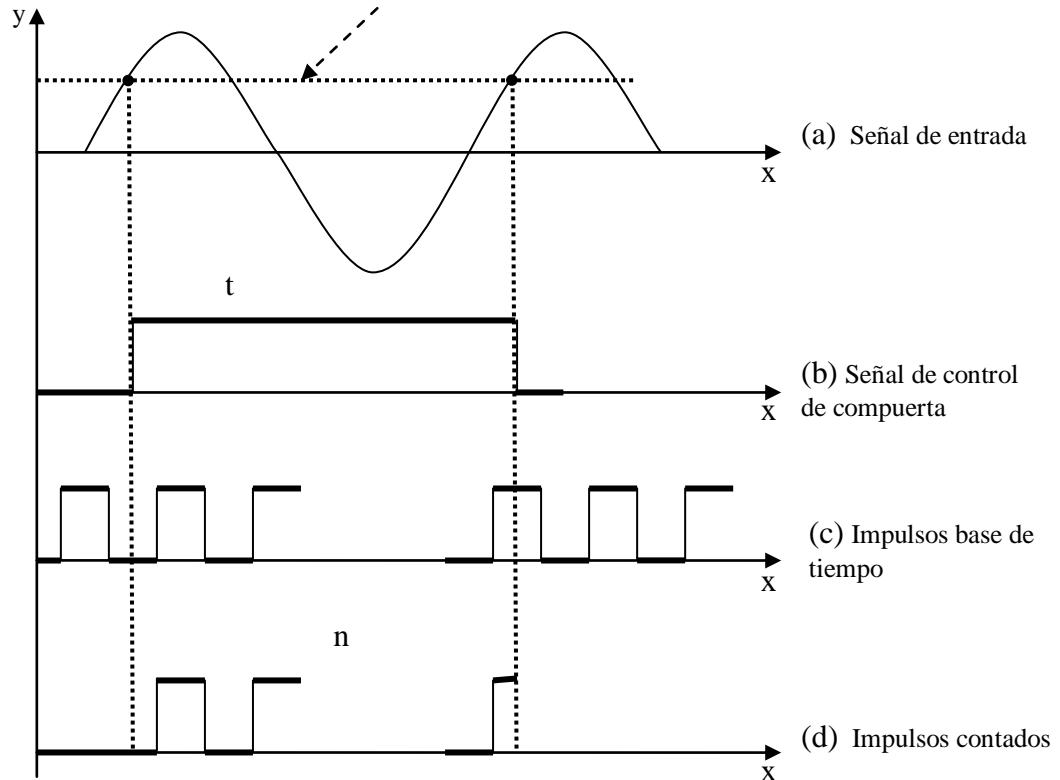
$$T = \frac{1}{f} \quad \text{o} \quad T = n \times t$$

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  
Nivel de disparo



**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 sg.

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

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

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).

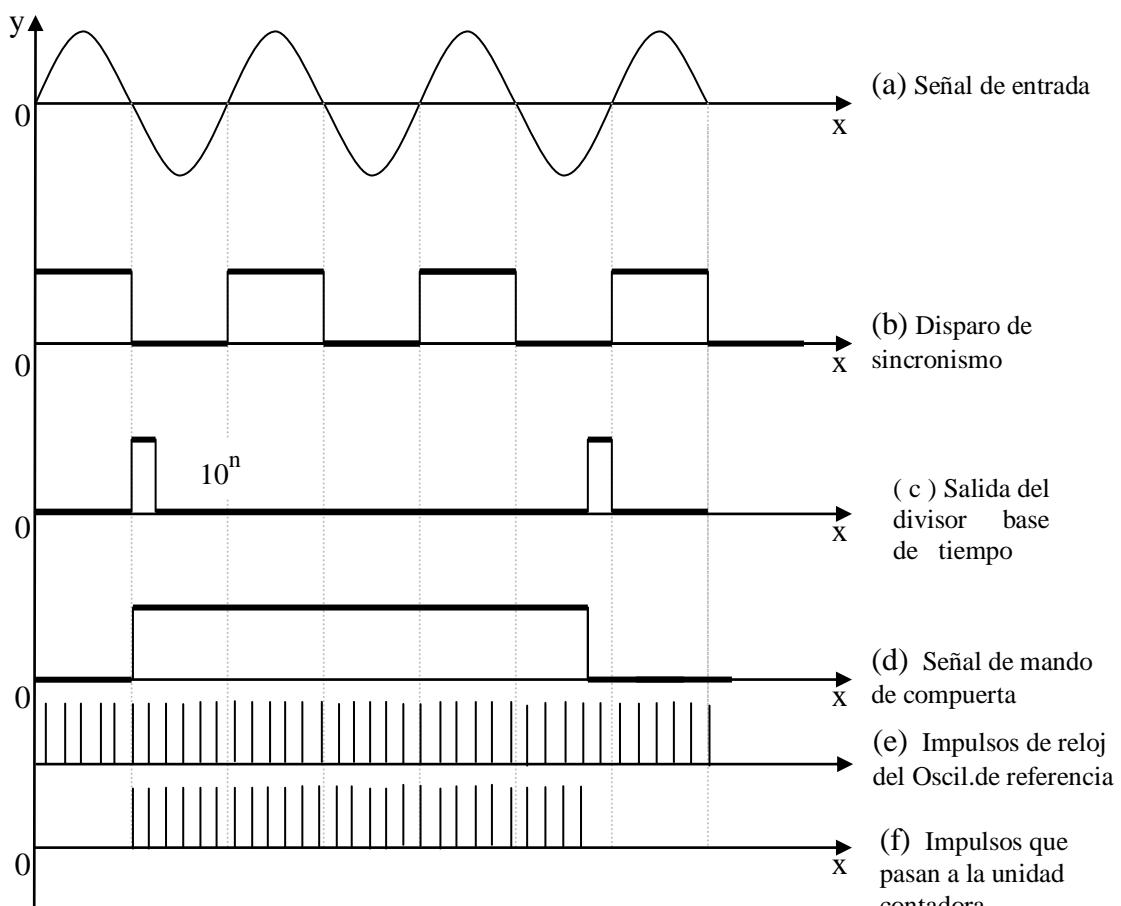
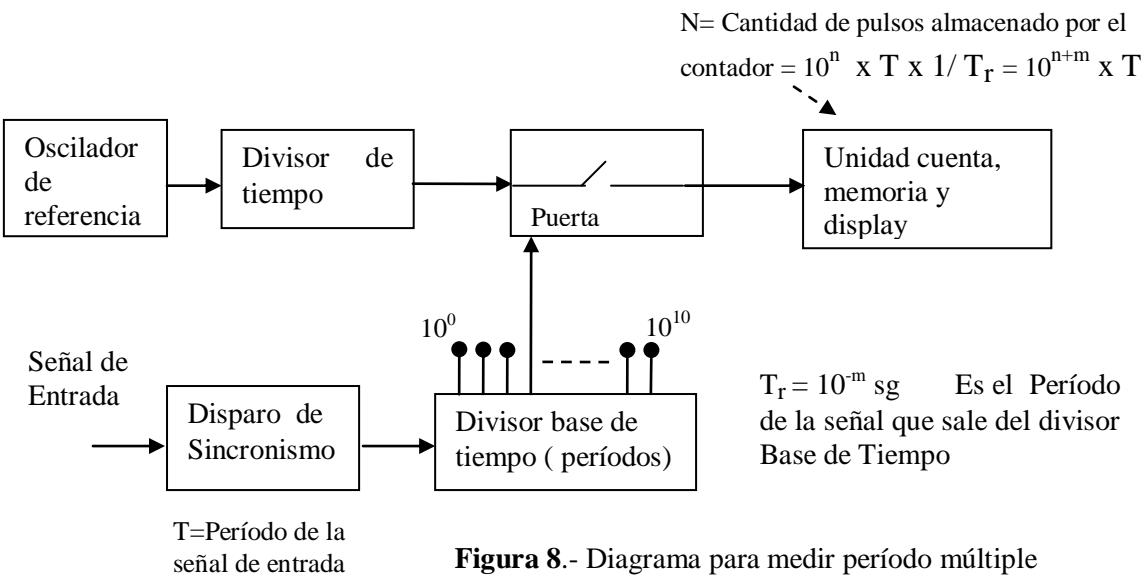


Figura 9.- Oscilograma de la medición de período múltiple



**Figura 8.-** Diagrama para medir 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 ( $1, 10, 10^2, 10^3, 10^4, \dots, 10^{10}$ ). 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:

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

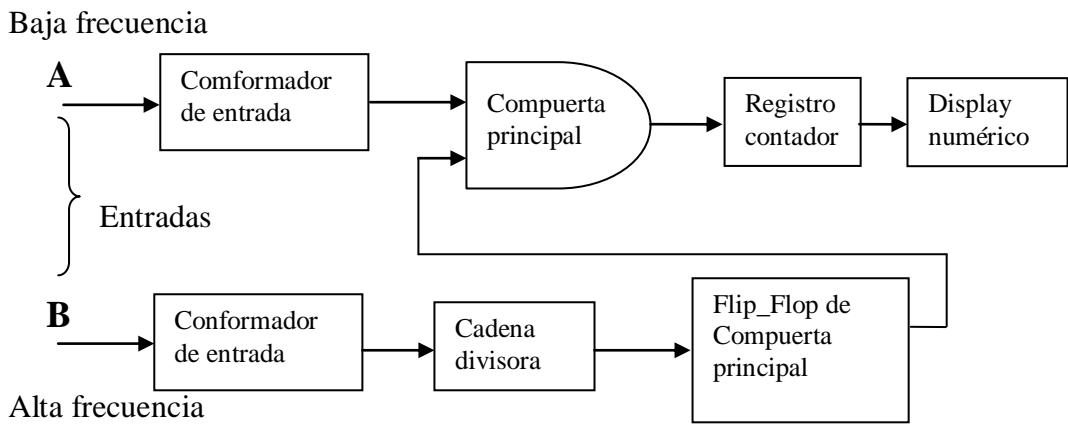
De manera que la lectura es proporcional al período de través de una constante igual a  $10^{n+m}$ , que se tiene en cuenta a través del posicionamiento del punto decimal.

#### 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

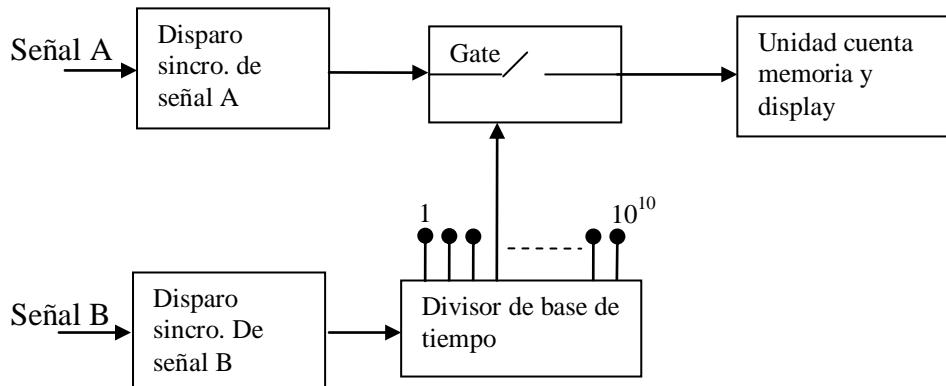
La cantidad de impulsos acumulado en el contador es:

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

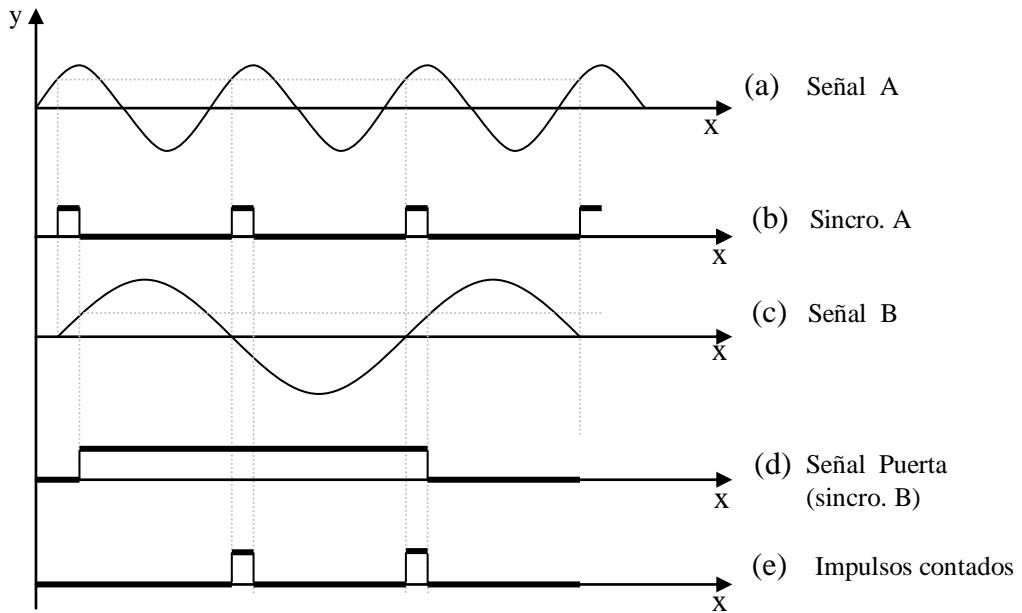
$$\text{ó } N = FA \cdot TB = F_1 \cdot 10^n \cdot 1/F_2 = 10^n \cdot F_1/F_2$$

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  $F_1/F_2$ .



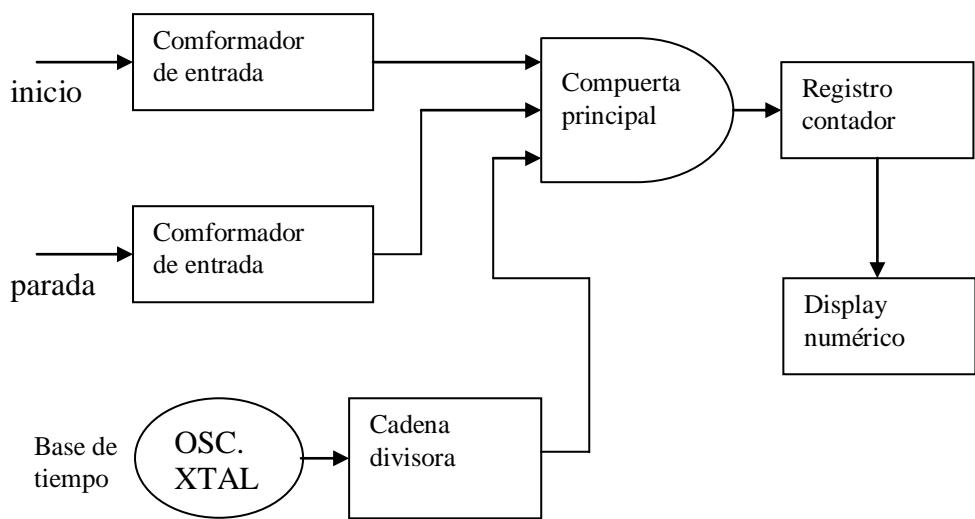
**Fig. 11.**



**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

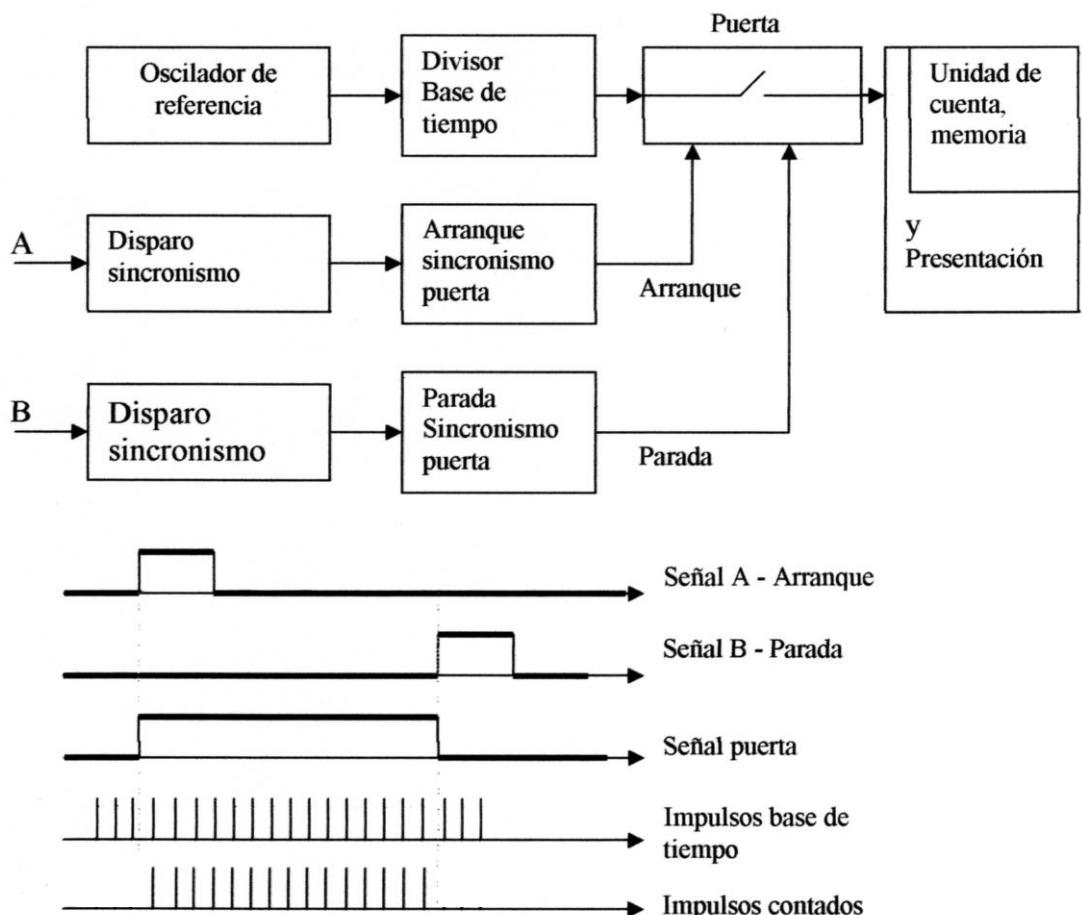


Figura 14.- Oscilograma de la medición de intervalo de tiempo

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.

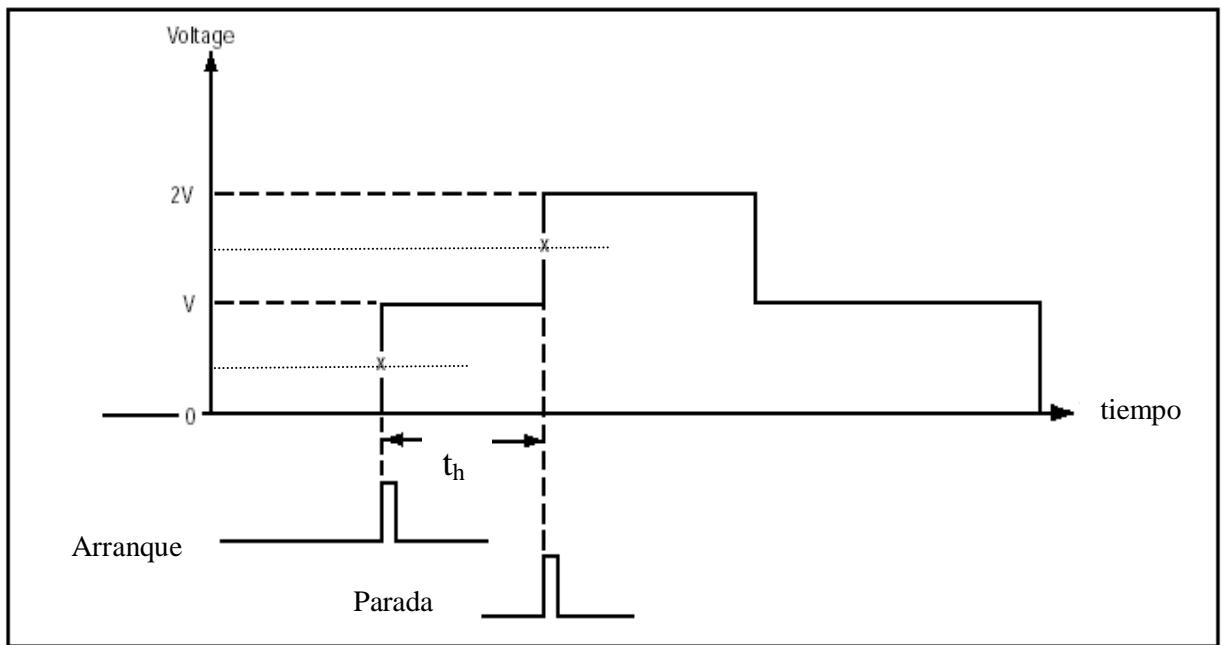
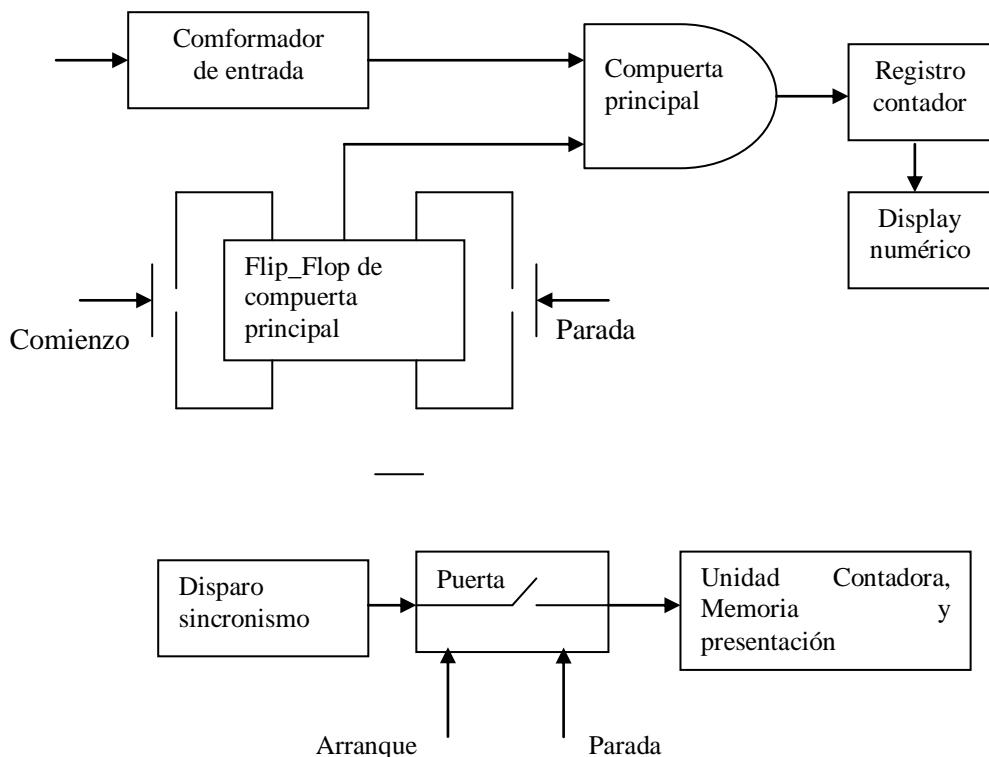


Figura 14'.- Medición de Intervalo de tiempo,  $t_h$ , por ajuste de nivel de disparo

#### 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:



**Figura 15-** Totalizador de eventos

### 5.- Características Técnicas Generales

#### 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 cuanta 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.

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

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

## 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:

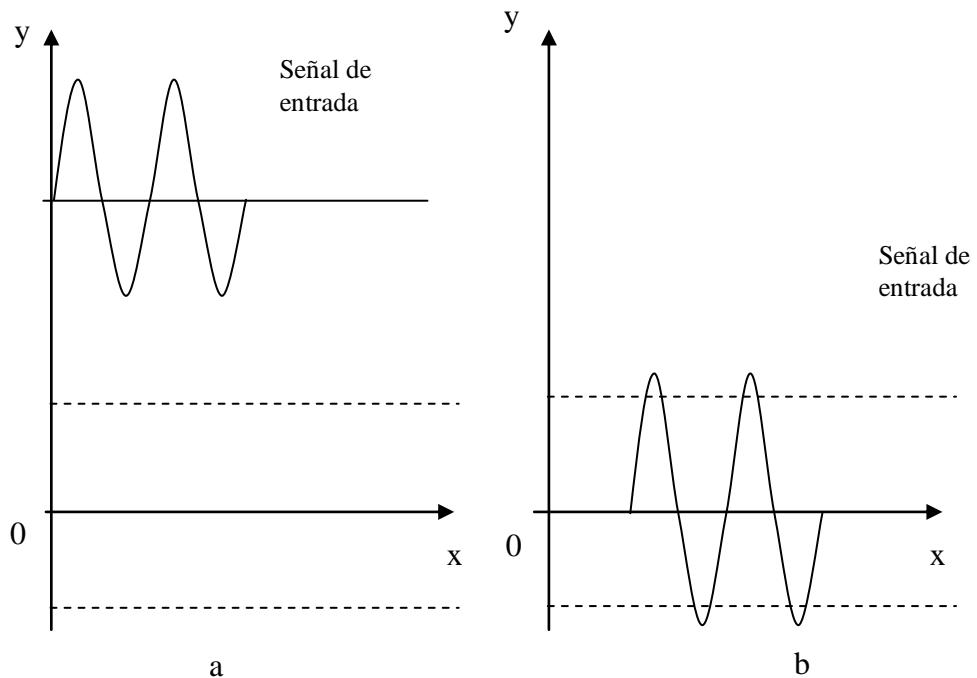


Figura 16.- Acoplamiento

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..

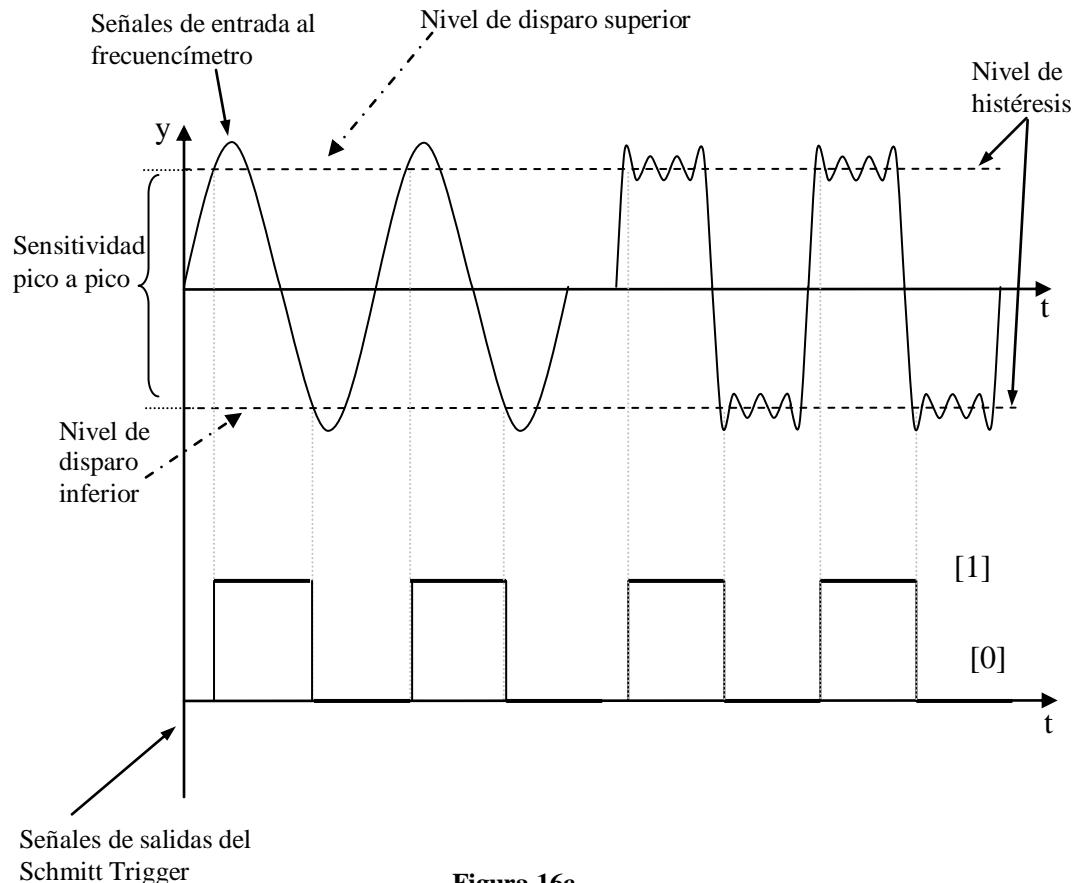
En la Figura 16b), la señal puede ser centrada entre ambos niveles, después de haber pasado por un capacitor que ha eliminado a la continua.

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 5<sup>a</sup> anterior) .

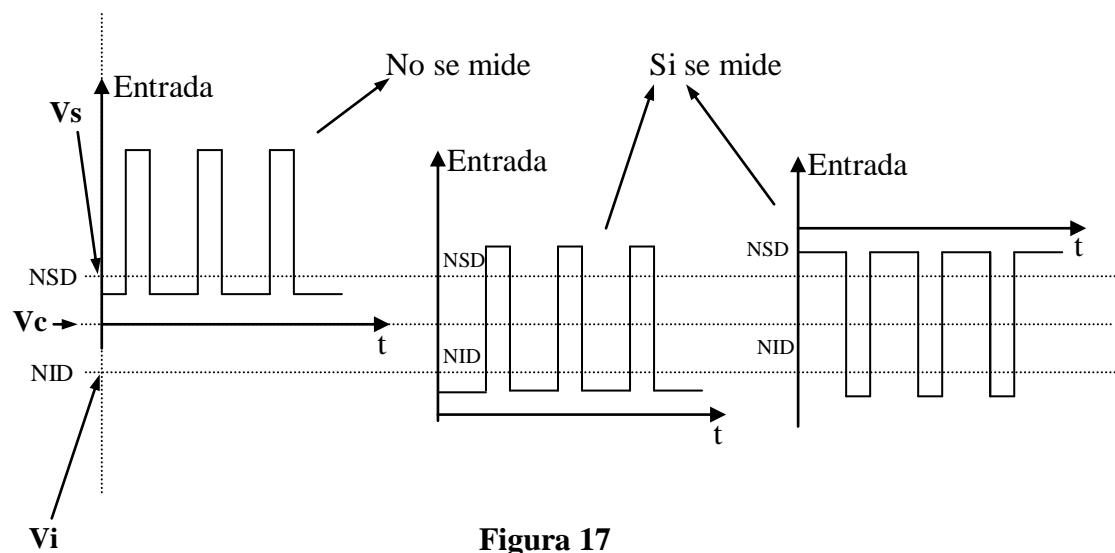
La entrada al contador se considera la entrada al disparador de Schmitt, los niveles de disparo e histéresis hacen referencia como entrada del contador directamente.

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 Vs, o por una señal de pendiente negativa (-) que genera un pulso al atravesar el nivel de histéresis inferior Vi.

### **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 occasionará 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**

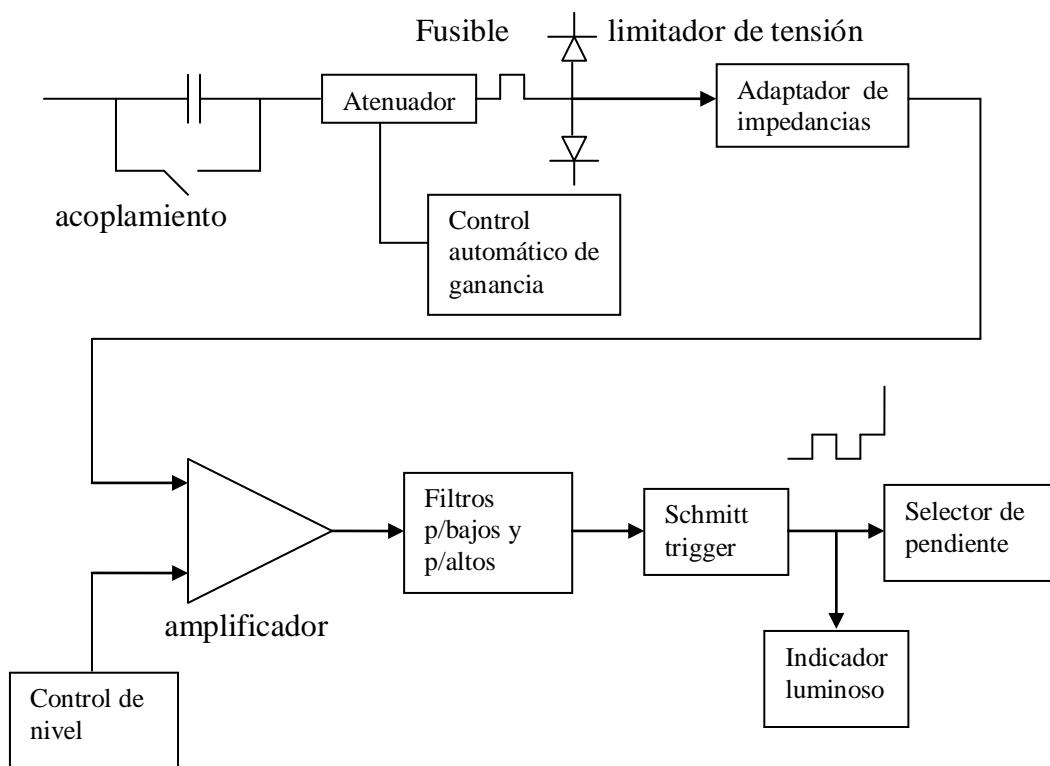
Para frecuencias de hasta alrededor de 10MHz, se usa una impedancia de entrada de  $1\ M\Omega$ . Con este nivel de impedancia, la mayoría de las mediciones resultan poco afectadas, y la capacidad de entrada de alrededor de  $30 - 40\ pF$  no influye demasiado. Cuando tocamos el tema de la sensibilidad, dijimos que era contraproducente su exceso, alrededor de  $20 - 50\ mV$ , 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 atenuamos 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

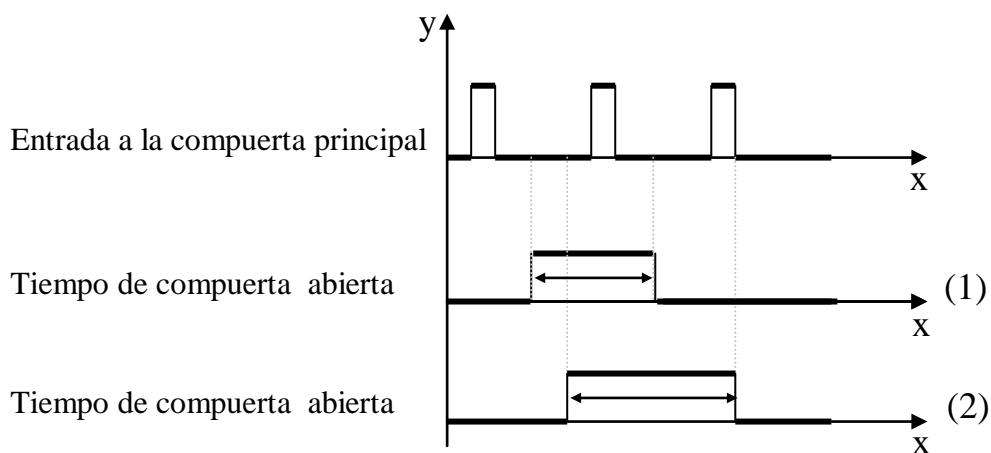
El elemento esencial de los contadores es el oscilador base de tiempo, la mayor parte de los contadores emplean un cristal. Los distintos tipos de cristal tienen como diferencia principal entre ellos las precauciones tomadas para minimizar los errores que ocurren al cambiar la frecuencia del oscilador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

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 desciende 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 homo 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).

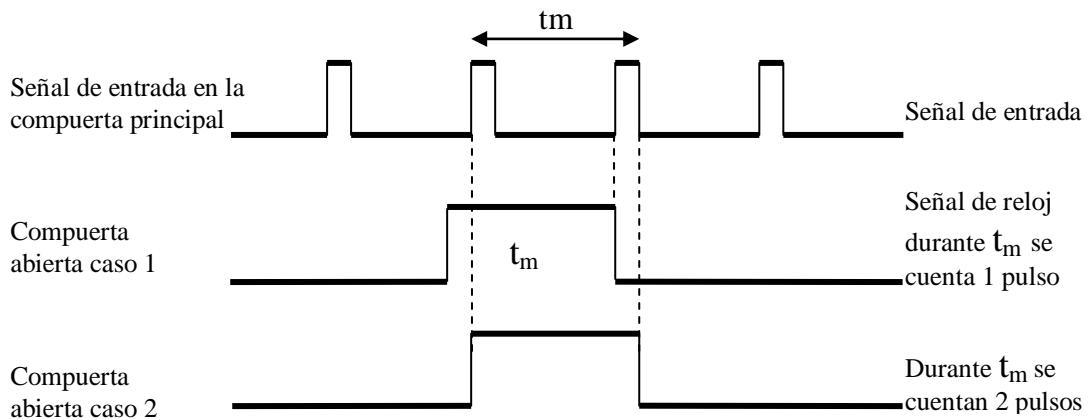
El error total de un oscilador es la suma de los errores anteriormente descriptos. Este error puede ser o no ser significativo para un oscilador dado, dependiendo de la aplicación involucrada.

### **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:

$$\text{Error Relativo} = \frac{\Delta f}{f} = \frac{\pm 1}{f_{\text{entrada}}} = \frac{1}{n (\text{Nº de cuentas})} 100\%$$

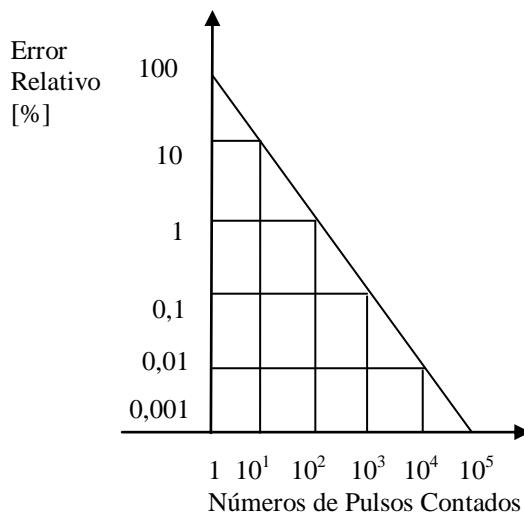
La compuerta principal se abre por el mismo tiempo,  $t_m$ , en ambos casos. La incoherencia o falta de sincronización entre la señal de reloj y la señal de entrada puede causar dos centros, los cuales, para este ejemplo son 1 para el caso 1 y 2 para el caso 2.

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 comutarse 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  $t_c$ .



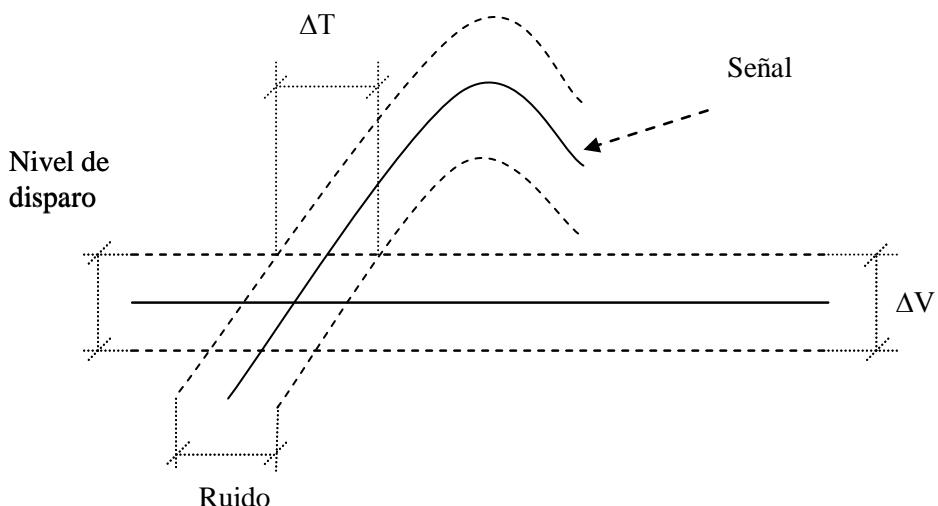
### 7b) Error en la base de tiempo

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  $T_{en} = 100\text{msg}$ , 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 comuta. 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 +/- 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 comuta.

$\Delta T$ = 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  $3.2 \times 10^{-3} \times 10^{-3} = 3.2 \mu\text{s}$ .

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

$$= \frac{\pm 1 \text{ cuenta} \pm \text{error de disparo}}{n}$$

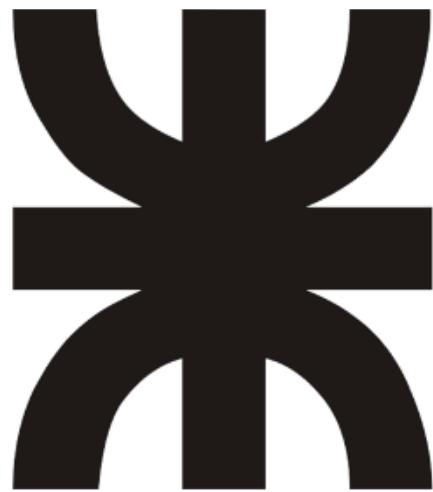
## Bibliografía

- 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  
13/09/12

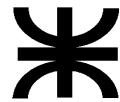
**UTN-FRT**

**MEDIDAS  
ELECTRÓNICAS 2**



**TEMA:**  
**Sintetizador**





UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL  
TUCUMÁN

FACULTAD REGIONAL

## Ingeniería Electrónica – Medidas Electrónicas II

“Sintetizadores”

Ing. J.C. Colombo  
Prof. Medidas Electrónicas II  
20/05/08

## 1.- Sintetizador de Frecuencias

Es un Generador de Señales cuya frecuencia de salida variable se deriva de una frecuencia standard extremadamente estable, generalmente un oscilador a cristal de precisión que infiere al circuito una gran estabilidad y precisión en frecuencia. También se considera como la generación de señales analógicas utilizando técnicas digitales con operaciones aritméticas binarias (suma, resta, multiplicación y división).

Diversos circuitos se encargan de procesar esta señal de referencia que produce una frecuencia de salida que resulta ser un múltiplo entero o fraccionario de la frecuencia original. Por lo tanto, el conjunto de frecuencias de salida es discreto y su número, rango y resolución depende de la topología del sintetizador.

Según su funcionamiento los sintetizadores se dividen se dividen en Sintetizador Directo Analógico, Sintetizador Digital (Síntesis Digital Directa - DDS) y Sintetizador Indirecto (con Lazo Enclavado en Fase - PLL).

En sus orígenes los sintetizadores se utilizaban en las comunicaciones de alta frecuencia, entre 50 MHZ a 10GHZ y luego en baja frecuencia

## 2.- Características comunes a distintos sintetizadores:

1.- **Ajuste digital de frecuencia** por medio de llaves divisoras o divisores programables como el prescaler. El ajuste de  $f$  se hace por saltos, los que pueden ser tan pequeños como se necesite, habitualmente saltos más pequeños implican una mayor complejidad en la circuitería aunque con el desarrollo actual de integración esto se minimiza. Para posibilitar un ajuste continuo de la frecuencia se incluye un interpolador que actúa entre los escalones mínimos de ajuste digital.

2.- **Pureza Espectral**, se logra con una elevada supresión de ruído y de señales espurias. Un sintetizador debe producir una sola frecuencia de salida sin distorsión u otras impurezas espectrales.

3.- **Oscilador Patrón** controlado por cristal de cuarzo muy estable. Es clave porque su estabilidad depende la exactitud de todas las frecuencias a obtener.

4.- Posibilidad de recibir la inyección de una señal patrón externa de mayor exactitud que la del oscilador interno.

5.- **Generan señales de RF con modulación** de AM, FM, ASK, FSK, Pulsos ,etc.

6.- **Elevada resolución de frecuencia**: es considerada como el más pequeño cambio de frecuencia que puede aceptar un sintetizador en un amplio rango que va desde algunos HZ hasta cientos de MGHZ. Normalmente la resolución es una potencia de 10, o sea 1, 10, 100HZ, etc.

7.- **La precisión** de frecuencia es la diferencia entre la frecuencia real y la frecuencia deseada o marcada. No hay que confundir con resolución. Un sintetizador puede tener muchos dígitos y una resolución de frecuencia muy estrecha, lo cual no significa que la frecuencia real sea la indicada por el último dígito.

8.- **Tiempo de enganche**: es la cantidad de tiempo desde el instante en que se solicita una nueva frecuencia hasta el momento en que la salida ha asumido esa frecuencia o se obtiene la misma. El tiempo de enganche puede variar desde menos de 1 ciclo de la frecuencia de salida hasta varios segundos para los sintetizadores de elevada precisión. La tecnología actual hace que esto se disminuya al orden de los ms,  $\mu$ s o ns según el tipo de síntesis que se realice. Esta característica es crítica cuando se requiere un cambio de frecuencia muy rápida, como es el caso de utilizar un sintetizador para ajustar frecuencias de un receptor y de un transmisor. Cuando se cambia de recepción a transmisión el sintetizador debe suministrar en forma rápida la frecuencia deseada.

9.- **Estabilidad de frecuencia**: Es algo realmente destacado y está asociado, en general, a un oscilador a cristal. La estabilidad del sintetizador es la estabilidad del oscilador a cristal. Hay diseños en los que se utiliza más de un oscilador a cristal u otros osciladores no controlados a cristal. En todos los casos la estabilidad es una función de los osciladores involucrados.

10.- **Señal radiada por el sintetizador**: se generan numerosas señales internas de diferentes frecuencias y pueden producir interferencias no deseables. Para evitar esto se hace uso de un blindaje especial, todas las líneas de programación, alimentación y de otros controles están desacopladas y blindadas. La salida del sintetizador se pasa por un Filtro Pasa banda para eliminar cualquier señal interna no deseada.

### 3.- Método Indirecto de Síntesis de Frecuencias

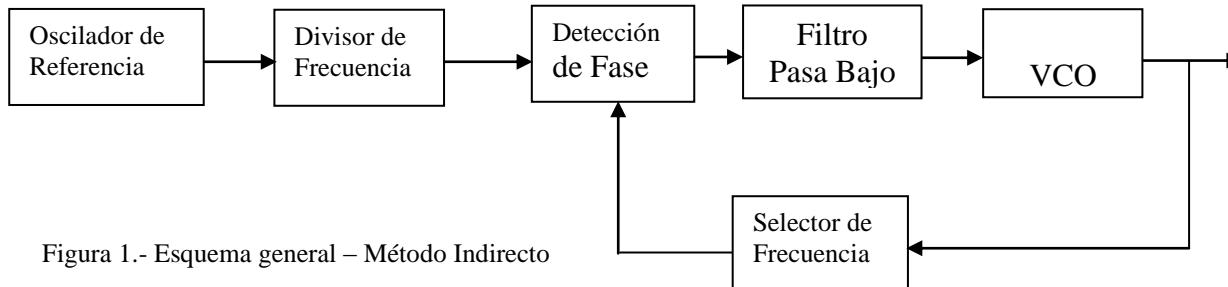
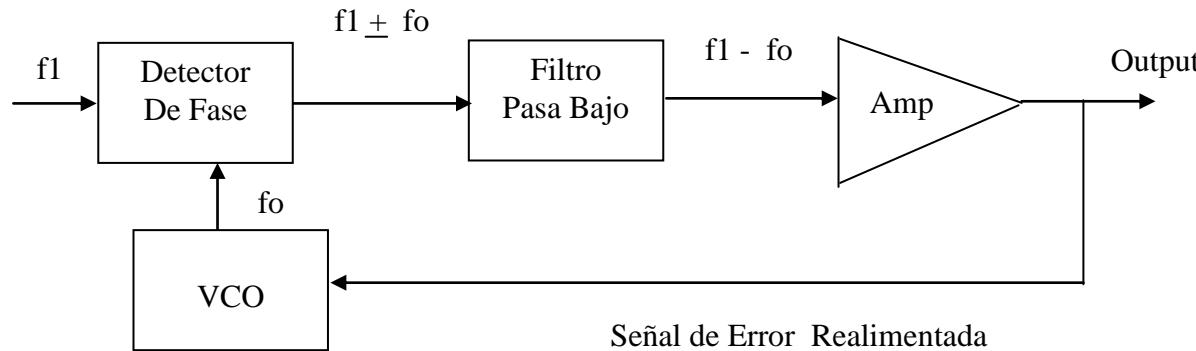


Figura 1.- Esquema general – Método Indirecto

El Oscilador de Referencia se utiliza solamente como un elemento de comparación para un oscilador convencional como es el VCO al que lo mantiene en Fase y Frecuencia, al comienzo se utilizaba solamente Phase Locked Loop (**PLL**). Actualmente los PLL se combinan con Filtros Pasa Bajo (PB).

En comparación con el Método Directo los **tiempos de transición** para el cambio de una frecuencia son del orden de **msg** debido a la alta selectividad de los PLL ( osciladores enclavados en fase).  
 Las señales espurias pueden atenuarse hasta los **80 dB**.

**Figura 2 .- Lazo Enclavado en Fase – PLL ( Phase Locked Loop)**



En ausencia de una señal de entrada, el VCO genera una señal de frecuencia **fo** la cual es mostrada como la frecuencia de funcionamiento libre o frecuencia central.

Cuando esta frecuencia se alimenta junto con una señal de entrada de frecuencia **f1** al circuito Detector de Fase (Mezclador), éste produce una señal de salida conteniendo la suma y diferencia de ambas frecuencias **f1 +/- fo**.

**La frecuencia suma no puede pasar por el Filtro Pasa Bajo pero la diferencia sí y va al amplificador** el cual proporciona la señal de salida y también la señal de realimentación para el control de frecuencia del VCO realimentando al sistema.

**La señal realimentada es de tal polaridad que ocasiona que la frecuencia generada por el VCO se desplace hacia la frecuencia de la señal de entrada.** Si la frecuencia de entrada es suficientemente cercana (estrecha o cerrada) a la frecuencia central del lazo, el sistema realimentado causará que las dos frecuencias sean sincronizadas o simultáneamente enclavadas o enganchadas.

Sin embargo normalmente habrá una diferencia de Fase entre la señal de entrada y la señal del Oscilador Local, esta diferencia de Fase es necesaria para habilitar o permitir al Detector de Fase ( Mezclador) generar la señal de error que mantiene **el lazo enclavado o cerrado**

El rango de frecuencia de entrada para lo cual se producirá el enganche de Fase es conocido como " **Rango de Captura** ". Una vez que una señal ha producido el enclavamiento del lazo hay un rango de frecuencia de señales de entrada conocido como " Rango de Enganche " ( o enclavamiento ) que mantendrá el lazo enclavado.

Una vez que el lazo está enclavado la diferencia de frecuencia **f<sub>1</sub> - f<sub>0</sub> es cero** y una señal de error de frecuencia cero lo mantiene cerrado (enclavado). Si hay una pequeña desviación en la frecuencia de entrada, esta señal de error cambia para mantener el lazo enclavado.

**Si la señal de entrada f<sub>1</sub> es modulada en frecuencia FM,** la señal de error cambiará con la modulación de frecuencia y **la señal de salida será la componente demodulada.**

Una de las ventajas del circuito PLL es su habilidad para **rastrear señales débiles** (como son las de satélites) y de mantener un ancho de banda constante, además los circuitos con PLL pueden suministrar figuras de bajo ruido siendo muy utilizados en receptores de señales débiles. También se utilizan en aplicaciones donde se necesitan salidas con muy bajo nivel de ruido, especialmente en circuitos de FM.

## FILTRO PASA BAJO

Una vez que el lazo está enclavado, la señal pasante a través del Filtro Pasa Bajo es de frecuencia cero por lo que la característica de frecuencia de este filtro no es importante.

**Sin embargo dichas características de Filtro PB son importantes en el proceso de captura.** En equipos como receptores de radio, transmisores o generadores de señales es necesario tener habilidad para generar una señal de muy alta estabilidad y de frecuencia conocida.

Si consideramos que un oscilador a cristal en horno de temperatura controlada reúne los requisitos anteriores, se pueden de hecho emplear bandas de osciladores a cristales en hornos de temperatura controlada, la contra que tiene es el precio y la cantidad de cristales a colocar si el número de frecuencias estables requeridas es muy grande.

Por esta razón es que se utilizan PLL's para llevar la multiplicación de frecuencia de salida por enclavamiento del lazo en una armónica de la frecuencia de entrada. Esto es satisfactorio hasta la décima armónica por la facilidad que tienen los PLL's para enclavarse en una armónica incorrecta.

Considerando la **Figura 3**, se utiliza un divisor de frecuencia o circuito contador para generar una armónica de una frecuencia de entrada de referencia estable. **El VCO opera en una armónica de la frecuencia de referencia** pero su salida es dividida en frecuencia por un circuito contador digital así que la señal de frecuencia dividida es comparada en Fase con la señal de referencia. Cualquier error de señal es realimentada como lo indica la **Fig.2)** para causar que la frecuencia del VCO enclave en la armónica de la frecuencia de referencia.

**Ejemplo:**

Si la frecuencia de referencia de un oscilador a cristal estable es de 10 KHZ y si el circuito divisor de frecuencia está puesto para dividir la frecuencia por 123 , la frecuencia de salida será de 1,23 MHZ. ; de la misma manera si el divisor de frecuencia está puesto para dividir la frecuencia de la señal del oscilador Local por 77 , la señal de salida será 770 KHZ.

En sintetizadores, el comparador de fase es realmente un mezclador que produce a su salida la suma y resta de frecuencia de las señales que entran a él. La frecuencia diferencia es el voltaje de realimentación requerido por el cual mantiene el lazo enclavado, pero si la frecuencia suma no es eliminada por un filtrado eficiente, se producirá una indeseable modulación en frecuencia de la señal del oscilador local. Esto puede ocurrir debido a que el oscilador local del lazo está operando a varias veces la frecuencia de la señal de entrada, de

manera que la frecuencia suma puede causar alguna variación periódica de la señal osciladora requerida. En circuitos multiplicadores de frecuencia es necesario filtrar totalmente reduciendo la amplitud de la señal de frecuencia suma por un factor muy grande; este fuerte

filtrado produce una reducción del rango de captura y en grado menor la disminución de la respuesta transitoria del lazo.

En algunos casos se puede obtener la frecuencia de salida más fácilmente por enclavamiento del lazo en una armónica de la frecuencia de referencia y empleando un divisor.

Señal de Referencia  
de Entrada

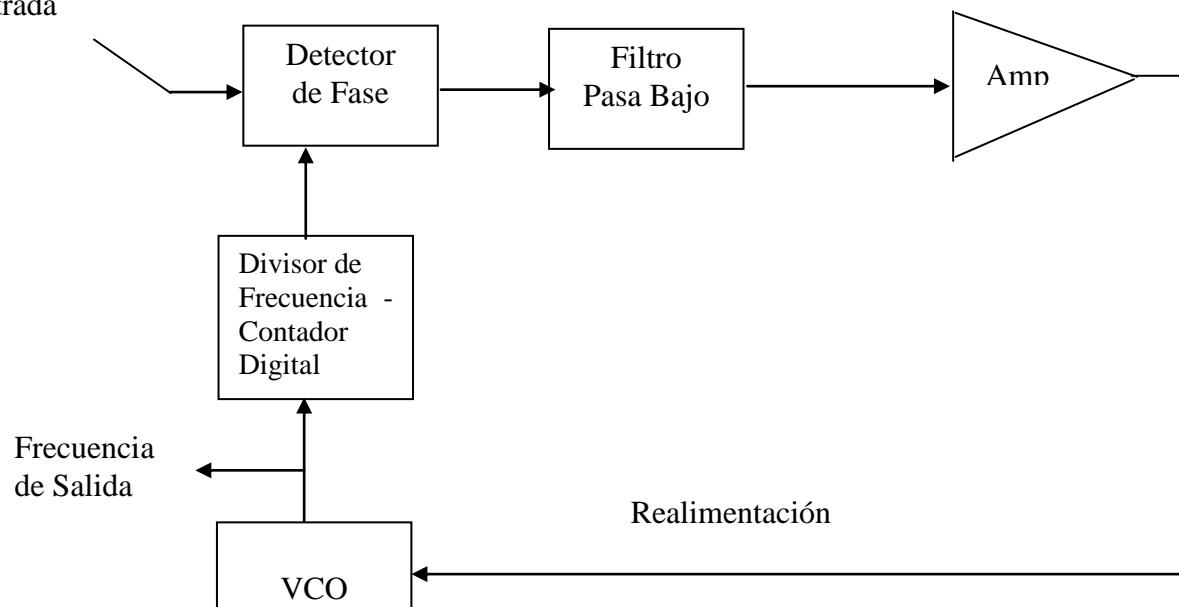


Figura 3: Síntesis Indirecta de Frecuencia

## 4.- Sintetizador Indirecto

Mediante un generador de armónicas se obtienen una serie de frecuencias fijas, partiendo de la frecuencia de referencia **fr, igual a fc.** Mediante filtros de banda angosta, de frecuencia fija, se eliminan señales espurias en cada una de ellas. Luego, el operador selecciona las armónicas necesarias de acuerdo a la frecuencia a obtener, las que se inyectan en mezcladores incluidos en lazos con enganche de fase. Se obtiene una moderada supresión de armónicas, cuya componente remanente se elimina mediante los osciladores enganchados en fase.

Los transitorios al cambiar la frecuencia son de elevada duración (del orden de varios milisegundos)

El sistema puede ser operado a control remoto con facilidad.

### 4.1.- Diagrama en Bloque de un Sintetizador

El esquema de la Figura 4 es del tipo indirecto para la banda de 2 a 30 MHZ. Los saltos mínimos son de 100 HZ en toda la gama de frecuencias. Consiste de 5 lazos enganchados en fase, indicados como PLL (Phase Locked Loop)

Las funciones de cada parte es la siguiente:

- PLL 1: Controla las unidades de KHZ y las centenas de HZ de la frecuencia a obtener.
- PLL 2: Controla las decenas y centenas de KHZ de la frecuencia a obtener.
- PLL 3: Controla las unidades de MHZ de la frecuencia a obtener.
- PLL 4: Actúa como sumador de la frecuencia obtenida en PLL2 y la obtenida en PLL1 dividida por 100.
- PLL 5: Actúa como sumador de la frecuencia obtenida en PLL3 y el VCO 4.
- $\phi_1$  a  $\phi_5$ : Comparadores de Fase.
- F1 a F5: Filtros RC.
- % N1: divisor digital programable (contador).
- VF: Valor final del contador : 900
- VI: Valor inicial del contador : 00 hasta 99 según la frecuencia que se desee obtener; determina las centenas de HZ y las unidades de KHZ a obtener.
- D1: Divisor digital fijo ( %100)
- % N2: Contador digital programable: su valor inicial determina las decenas y centenas de KHZ (en general un contador digital programable es un contador en el cual el número inicial a partir del cual cuenta puede ser variado mediante una llave externa)
- M 4: Mezclador.
- F'4: Filtro pasa bajo con frecuencia de corte 100 KHZ.
- % N3: Contador digital programable : su valor inicial determina las unidades de MHZ.

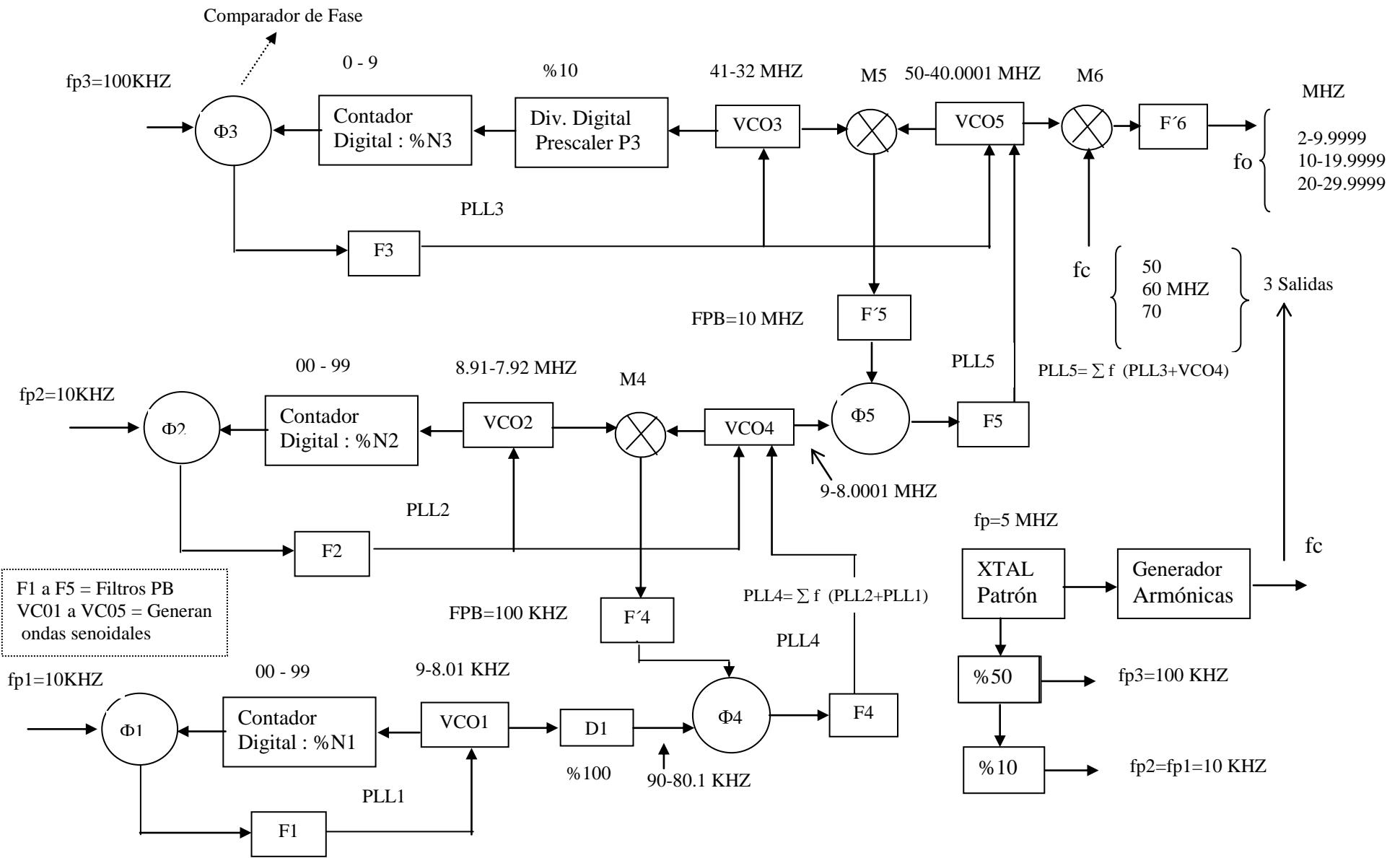
- P3: Prescaler ( divisor digital ) fijo %10.
- M 5: Mezclador.
- F'5 : Filtro pasa bajo con frecuencia de corte 10 MHZ.
- Según  $F_c = 50, 60 \text{ ó } 70 \text{ MHZ}$  se obtendrán a la salida 0 , 1 , 2 decenas de MHZ.
- Los VCO 1 a VCO 5 generan ondas senoidales. Las mismas pueden obtenerse usando circuitos LC controlados con varactores. Podrían utilizarse multivibradores que admiten mayor relación entre la frecuencia mínima y la frecuencia máxima, y cuya variación de frecuencia con la tensión de control aplicada es lineal, pero esto exige generar, mediante el uso de filtros las ondas senoidales necesarias para los mezcladores M4, M5 y M6 ( se deben agregar 4 filtros).

En VC01 este problema no existe, puesto que su señal no es aplicada a un mezclador sino a un comparador de fase que opera con ondas cuadradas.

La alinealidad de las características de Capacidad vs. Tensión continua aplicada a un varactor, no es demasiado importante, puesto que se está en un lazo cerrado. La variación de las características del varactor con la temperatura tampoco es de mucha importancia si se la tiene en cuenta en el diseño del Sintetizador (la frecuencia no debe llevarse más allá de los límites del lock range).

- fp1 , fp2, fp3 : señales de referencias para los comparadores de fase 1 ,2 y 3 se obtiene por división digital del Oscilador Patrón a Cristal de 5 Mhz.

**Figura 4.- Sintetizador Indirecto**



## 5.- Método Directo de Síntesis de Frecuencia

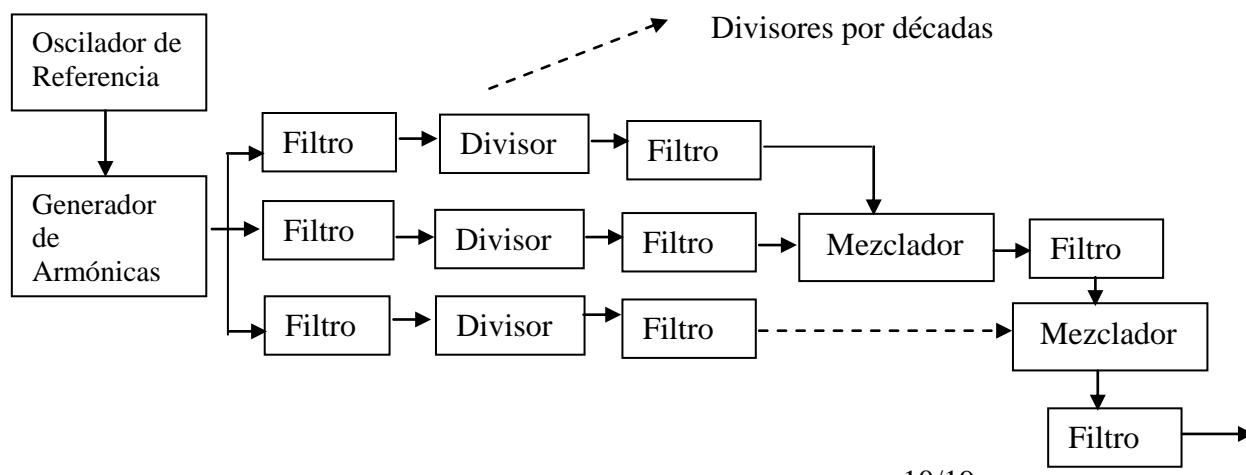
Consiste en que la señal de salida se obtiene por sucesivas multiplicaciones, divisiones, y mezcla (suma y resta) y filtros pasa banda, de frecuencias que se generan a partir del Oscilador de Referencia. Esto conjunto de elementos proporciona una elevada estabilidad y rapidez en el cambio de frecuencia de salida al no estar afectado del tiempo de respuesta del bucle de Comparación de Fase que tiene los indirectos.

Las armónicas se seleccionan mediante Filtros Pasa Banda, de Banda Angosta habitualmente fijos, lo que asegura una rápida variación de la frecuencia seleccionada. El tiempo de transición entre una selección de frecuencia y otra es de 10 a 100  $\mu$ sg, o menor, con una supresión de señales espurias de 10 dB. Estos dos últimos parámetros son superiores a Sintetizadores por Método Indirecto.

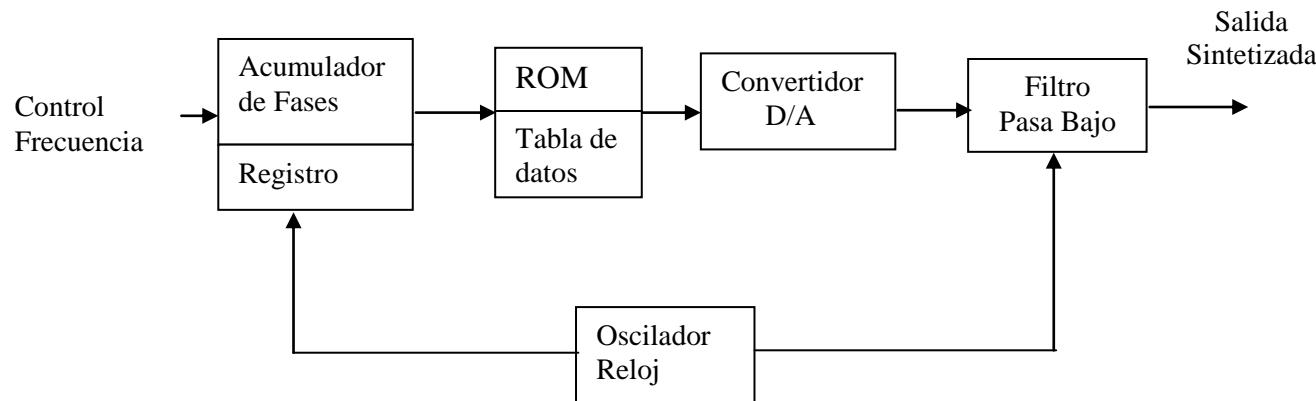
La desventaja que tiene este tipo de sintetizador es que ante cambios de frecuencia, se producen problemas de discontinuidad de fase y aparición de señales espurias en la salida. Esto último se evita mediante el uso de Filtros Pasa Bajo (FPB) no dejan pasar las componentes de alta frecuencia de la señal seleccionada.

En la Figura 5 se muestra un ejemplo de este tipo de generadores. La resolución y rango de frecuencias están en función del número y tipo de circuitos que lo componen.

**Figura 5: Método Directo Analógico de Sintetización de Frecuencia**

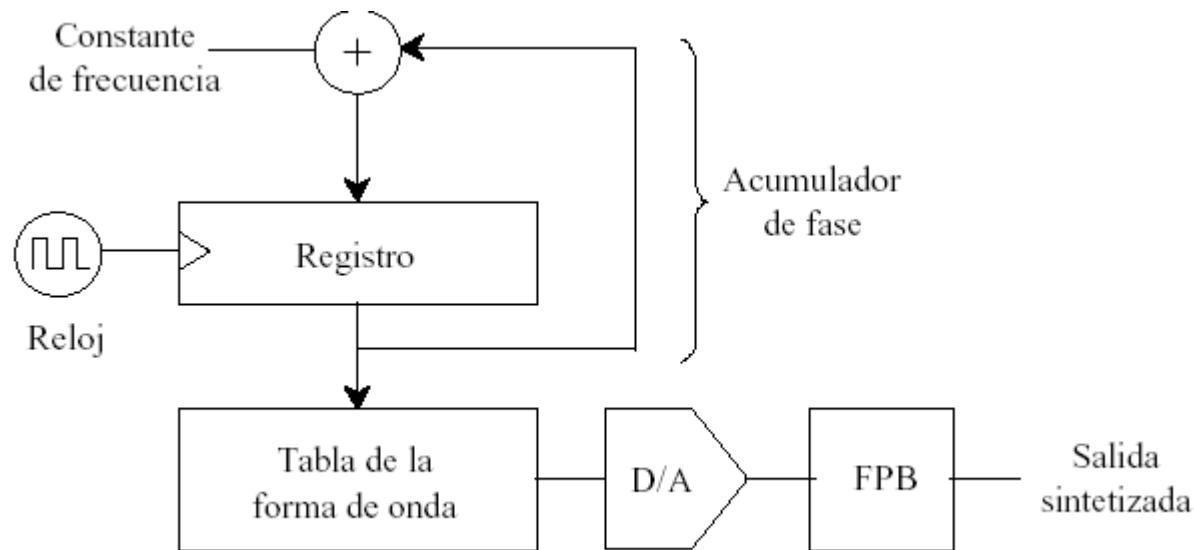


**Figura 6: Método Directo Digital de Sintetización de Frecuencia Programables**



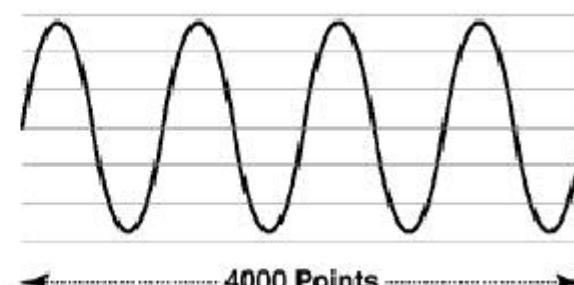
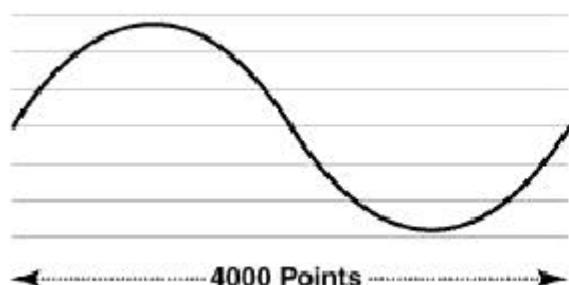
En la ROM se programa la generación de una señal senoidal de determinada características, forma, frecuencia, nivel pp, etc., y el Acumulador de Fase genera el valor creciente de las fases de una sinusoides a intervalos de muestras fijados por un Reloj Oscilador. En cada impulso de reloj la Fase avanza un valor proporcional a la frecuencia preestablecida. Las fases se digitalizan en la ROM convirtiéndose en una serie de muestras digitales de una señal senoidal, que se pasan por el Convertidor D / A que las convierte en una escalera cuya envolvente es una senoide. El Filtro PB elimina las componentes de altas frecuencias no deseables, dando la señal senoidal seleccionada, previo proceso de interpolación analógica que elimina los escalones de la forma de onda producto de la conversión..

En el proceso de síntesis muestreada, conocida como síntesis digital directa (DDS), se utiliza una tabla de datos almacenada en la ROM, que corresponde a una forma de onda determinada, generalmente una señal senoidal, cuya variable de entrada es la fase y cuya salida es la amplitud correspondiente que pasa a la salida a través de un convertidor digital analógico y un filtro paso bajo que realiza un proceso de interpolación analógica para eliminar los escalones de la forma de onda provenientes de la conversión. Un diagrama en bloques de un generador por síntesis muestreada es el siguiente:



El acumulador de fase funciona de modo que se pueda configurar el valor incremento del dato de fase de entrada a la tabla. El valor “constante de frecuencia” determina el número de pasos de fase que hay entre una entrada a la tabla y la siguiente. Si tiene como valor 1 se recuperan todos los valores de la tabla. La resolución en fase es máxima y la frecuencia mínima (máximo número de puntos extraídos de la tabla a frecuencia de reloj fija).

Si el valor de la constante de frecuencia es, por ejemplo, 4 se extrae de la tabla 1 de cada 4 valores. En este caso la resolución en fase baja a la cuarta parte mientras que la frecuencia se cuadriplica manteniéndose el numero total de puntos como se muestra dad a continuación. El valor máximo de la constante de frecuencia vendrá dado, para una determinada configuración de acumulador de fase, por el criterio de Nyquist.



### **Cambio de la base de tiempos en un generador de síntesis muestreada.**

Este esquema está limitado por la frecuencia máxima que genera el Convertidor D/A aunque se está imponiendo con la incorporación de los  $\mu$ P a este tipo de generadores.

Las principales ventajas de la síntesis muestreada son:

- Gran velocidad de cambio de frecuencia ya que el tamaño del paso de fase puede cambiar de un paso al siguiente con lo cual cambia la frecuencia de la señal de salida.
- Se puede elegir cualquier punto de la tabla como elemento inicial lo cual permite tomar de modo arbitrario la fase origen de la forma de onda.
- Al aumenta la capacidad de la ROM se pueden incluir tablas de otras formas de ondas, lo cual convierte al sintetizador en un generador de funciones sintetizado.
- Elevada exactitud en frecuencia puesto mediante la incorporación de un acumulador de fase de gran resolución si se dispone de un registro de gran numero de bits.

La desventaja de este sintetizador es un limitado rango de frecuencias que para tecnologías convencionales es del orden de 10 MHz. Para esas grandes frecuencias el número de puntos por ciclo evidentemente se reduce acercándose al límite establecido por el criterio de Nyquist con lo que la calidad de la forma de onda se degrada. Además, existen algunas otras desventajas propias del uso de sistemas de muestreo y convertidores Digital analógico como son el ruido de cuantización, el aliasing y la posible aparición de componentes espurias en la salida. Estos dos últimos problemas pueden resolverse adecuando el diseño del filtro paso bajo de salida.

### **Características de un Sintetizador de Muestreo o DDS**

Los parámetros de mayor importancia del proceso de muestreo y conversión analógica en los generadores de síntesis muestreada son los a que a continuación se indican.

- **Velocidad de muestreo:** es un parámetro que define la máxima velocidad de extracción y conversión de los datos de la memoria. Para tecnologías convencionales es del orden de 100 MS/s llegándose a alcanzar con tecnologías avanzadas (AsGa) los 2.6 GS/s.

- **Resolución vertical** (en amplitud): es el número de bit del convertidor digital/analógico. Para generadores de alta frecuencia se utilizan convertidores de 8 o 10 bits, mientras que en generadores de propósito general a frecuencias más reducidas se pueden encontrar convertidores de 12 o 14 bits. Por ejemplo, si la salida de un generador con un convertidor de 10 bits (1024 niveles) es de 1 Vp-p, se tiene una resolución (menor incremento posible en la salida) de aproximadamente 1 mV; si la salida es de 1 V a través de un CD/A de 12 bits se tiene una resolución de 0,24 mV. Hay que tener presente las características de los CD/A y la frecuencia.
- **Profundidad de la memoria:** el aumento del tamaño de la memoria del generador implica algunas mejoras en su funcionamiento. Por un lado se puede incluir más de un ciclo de la señal lo cual lo cual reduce la distorsión que puede aparecer en la salida debido a la “vuelta atrás” desde la posición final de forma de onda hasta la posición inicial. Por otro lado, sobretodo para señales de alta frecuencia, señales con flancos de gran pendiente o formas de ondas complejas, se puede aumentar el número de puntos y, por lo tanto, la calidad de la señal de salida. Hoy en día se pueden encontrar generadores con memoria de hasta 8 MS.
- **Resolución horizontal:** la resolución depende del número de bits del acumulador de fase. Una especificación usual en este tipo de equipo es una resolución de 0.1 Hz de Resolución Horizontal, aunque es posible encontrar equipos especializados con resolución de hasta 1  $\mu$ Hz.
- **Rango de frecuencia:** Habitualmente no hay límite inferior en el rango de frecuencia que entrega el sintetizador, mientras que el límite superior depende de la velocidad de muestreo y de la profundidad de memoria. La frecuencia máxima que se puede obtener sin perdida de información se puede calcular como  $f_{max} = (\text{velocidad de muestreo} / \text{profundidad de memoria}) \times (\text{número de ciclos en memoria})$ .

Para valores superiores de frecuencia de salida se han “saltar” puntos degradándose la calidad de señal y manteniéndose la resolución horizontal constante a su valor máximo. Para valores inferiores se ha de bajar adecuadamente la frecuencia del reloj del acumulador de fase (velocidad de muestreo efectiva) de modo que se vuelque a la salida toda la información de la memoria en el tiempo especificado (número de ciclos en memoria / freq salida). En este caso la calidad de la señal se mantiene mientras que la resolución horizontal se degrada.

- **Velocidad de cambio de frecuencia** (frequency switching speed): este parámetro depende del tiempo de estabilización del circuito ante un cambio de la frecuencia. Afecta fundamentalmente a los sistemas de síntesis indirecta donde aparecen circuitos PLL. Esta velocidad de respuesta depende de la frecuencia final de salida del sintetizador de modo que el tiempo aumenta cuando disminuye la frecuencia. Se suele especificar el tiempo de cambio hasta una frecuencia de 100 Hz y suele ser desde decenas de milisegundos en equipos básicos, hasta centenares de microsegundos en los equipos más especializados. En los generadores con síntesis muestrada este tiempo es tan sólo el de algunos ciclos de reloj.

- **Calidad de señal** (signal purity). Esta especificación afecta a todos los sistemas que, en forma similar a estos, trabajan en el dominio de la frecuencia y determina la degradación del espectro de la señal de salida respecto del espectro ideal.  
Se suelen dar los siguientes parámetros:
  - **Ruido de fase**: Determina la modulación de fase de la señal y se suele dar en magnitud logarítmica dB por Hz.
  - **Señales espurias**: son señales no armónicas que aparecen en la salida que suelen provenir del defecto de filtrado de los escalones entre los diferentes niveles de salida del convertidor CD/A. También aparecen cuando se selecciona un cambio de frecuencia de salida. Se suele especificar también en magnitud logarítmica.

## 5.1.- Funcionamiento del Sintetizador Directo

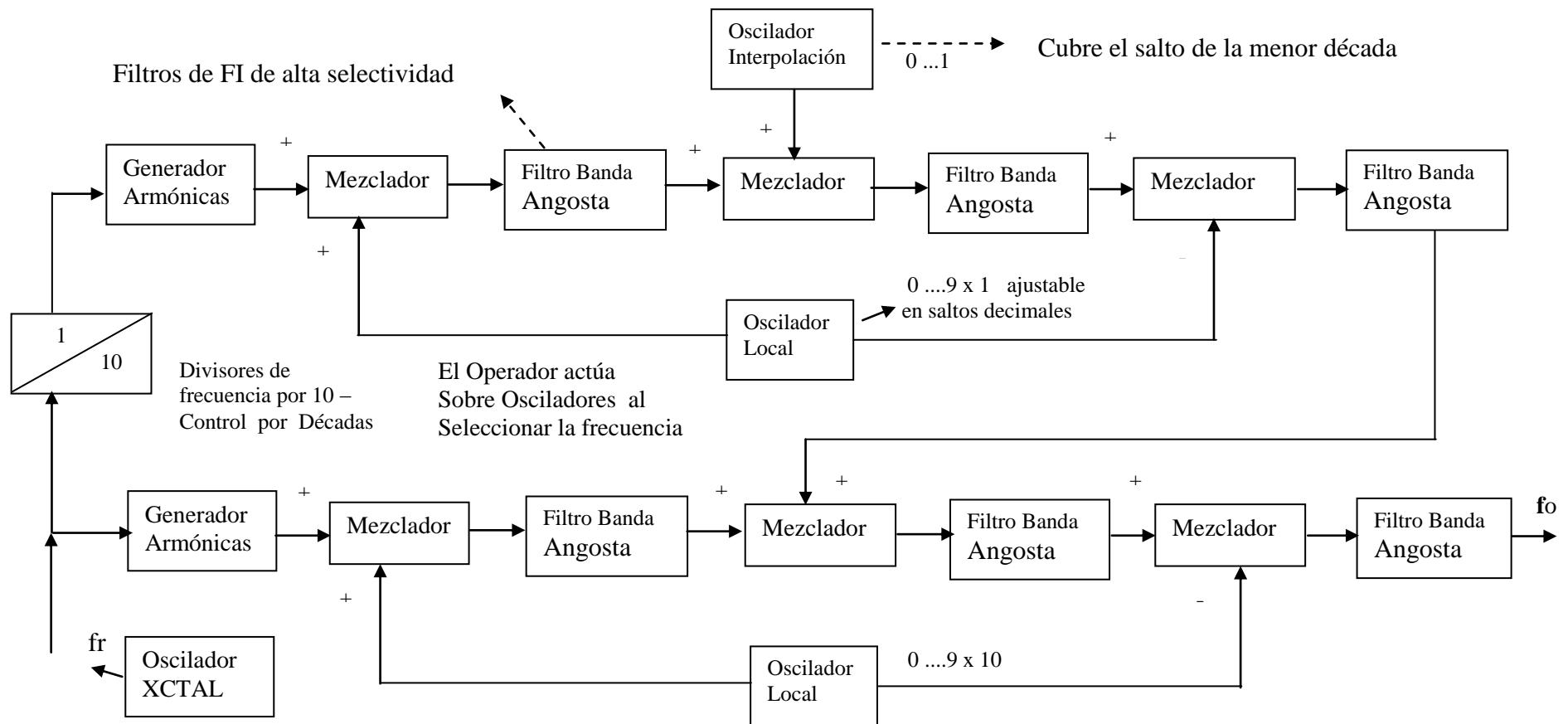
Del oscilador a cristal se obtiene la frecuencia de referencia  $f_r$  y mediante divisores por diez se obtienen frecuencias de control, decádicas. Cada una de estas frecuencias de control se aplican a un generador de armónicas y luego a un mezclador y circuito de reconversión provistos para la selección de la armónica deseada.

Cada mezclador y circuito de reconversión incluye un oscilador local y un conjunto de filtros de frecuencia intermedia de alta selectividad

Los osciladores locales son ajustables en saltos decimales, y el operador actúa sobre ellos al seleccionar la frecuencia. Existe una correspondencia biunívoca entre cada frecuencia a obtener a la salida y las correspondientes frecuencias a generar en los osciladores locales.

Dado que la frecuencia generada por el oscilador local se suma en el primer mezclador y luego vuelve a restarse, su inestabilidad no influye sobre la frecuencia de salida  $f_o$ . El oscilador de interpolación cubre el salto de la menor década. Este método puede resultar económico, pero **no se presta** para el control remoto.

**Figura 7.- Sintetizador Directo**



La inestabilidad del Oscilador Local no afecta la estabilidad puesto que en el primer mezclador se suma y en el segundo se resta.

Este dispositivo en particular no es apto para control remoto

## 6.- Ejemplo de Selección de Frecuencias en un Sintetizador

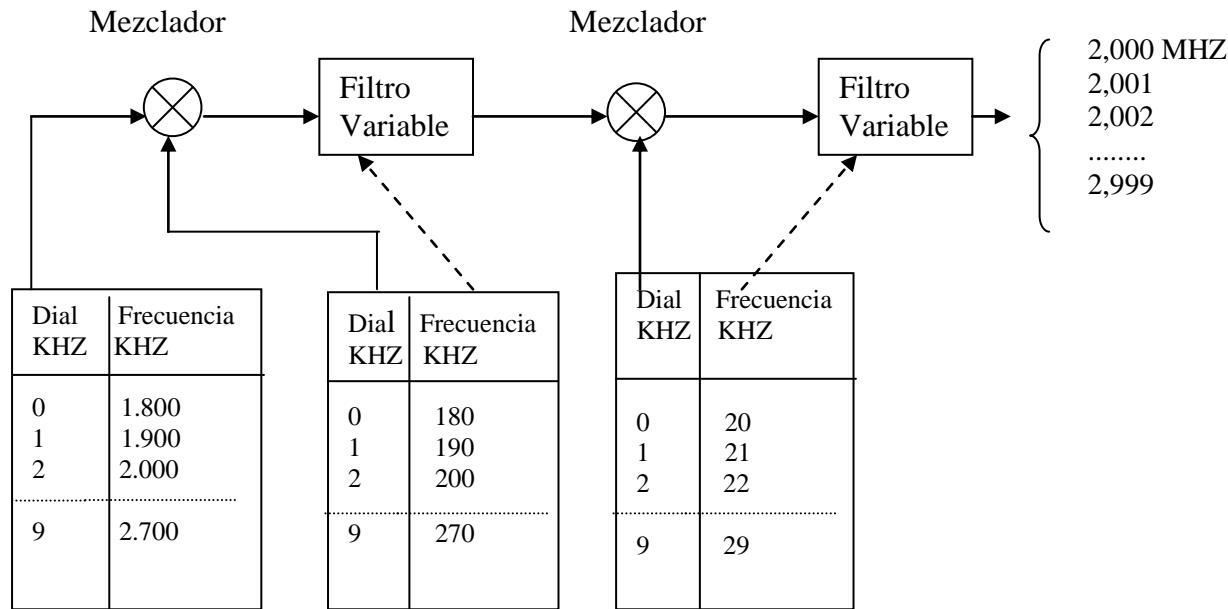


Fig. A

### Características Principales:

- Se considera un cristal para varios canales : para el caso de la banda de VHF(30-300MHZ) tiene 880 canales espaciados 50 KHZ entre 26 y 70 MHZ.
- Tipo de Sintetizador: Directo.
- Sintetizador de Fig A ) : - 3 mandos de 10 posiciones.
  - Frecuencias generadas en cada posición seleccionada.
  - Banda a cubrir 2 a 2,999 MHZ por saltos de 1 KHZ.
  - Los índices de mandos se colocan de izquierda a derecha.
- **Ejemplo 1** : - Índice de mandos colocados en posiciones : 9 - 1 - 2
  - El código arbitrario 912 corresponde a las frecuencias de:  

$$2700 + 190 + 22 = 2.912 \text{ KHZ}$$
  - La frecuencia seleccionada de 2912 KHZ se obtiene sumando en una primera etapa →  $2700 + 190 = 2890 \text{ KHZ}$

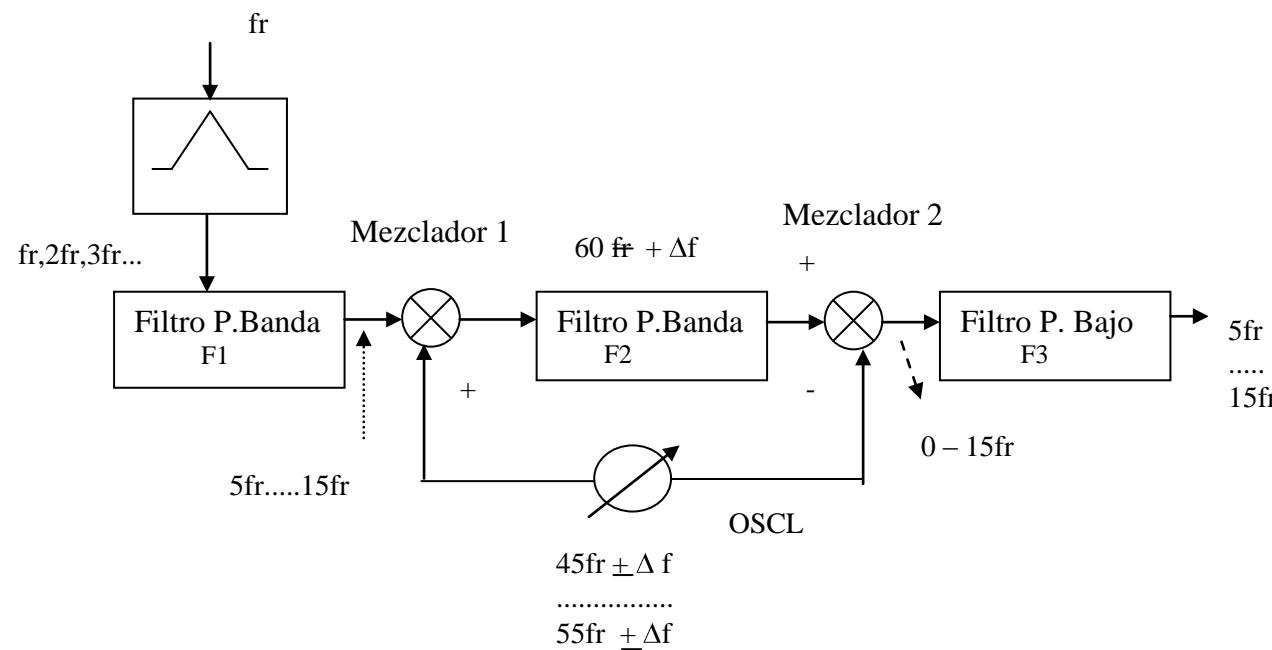
- En una segunda etapa se suma  $\rightarrow 2890 + 22 = 2912 \text{ KHZ}$ .

- **Ejemplo 2 :** Obtener una frecuencia de 6879 KHZ , para lo cual hay dos posibilidades :

1) Sumar la 6º armónica de 1000 KHZ , la 8º armónica de 100 KHZ , la 7º armónica de 10 KHZ y la 9º armónica de 1 KHZ  $\rightarrow 6000 + 800 + 70 + 9 = 6879 \text{ KHZ}$ .

Esto se puede lograr con cualquiera de los métodos vistos Directo o Indirecto 2) Obtener la armónica de orden 6879 de 1 KHZ : entre la armónica de orden 6878 y la de orden 6879 hay una separación de 1 KHZ lo que implica un filtro con esa capacidad de separación más difícil de conseguir antiguamente , en especial si se tratan de frecuencias variables, no obstante no es una limitación por el desarrollo actual de los CI.

## 7.- Ejemplo de Obtención de Armónicas mediante Filtros en Método Directo.



fr se deforma y mediante el Filtro Pasa Banda F1 se eligen las armónicas que se desean seleccionar por pasos. Se considera que a este primer filtro entran las armónicas  $f_r$ ,  $2f_r$ ,  $3f_r$ ,  $4f_r$ ,  $5f_r$ , ...,  $15f_r$  y a la salida de F1 se tienen las frecuencias  $5f_r$ ,  $6f_r$ ,  $7f_r$ , ...,  $15f_r$ .

Mediante el oscilador OSCL se elige una de estas 11 armónicas. El oscilador produce las frecuencias desde 45 fr hasta 55 fr por saltos de 1 fr con un error tal que  $2\Delta f < f_r$ .

Si se desea obtener la armónica 5 fr, en el Mezclador 1 se mezcla la banda de 5 fr hasta 15 fr con la frecuencia de  $55f_r +/\Delta f$ .

El Filtro Pasa Banda F2 es de un ancho de banda fr y está sintonizado para  $60f_r +/\Delta f$ . La señal que se obtiene a la salida de F2 es  $55f_r +/\Delta f + 5f_r = 60f_r +/\Delta f$ .

Los productos de una segunda mezcla de la salida del oscilador con  $60 f_r +/\Delta f$ , transmitidos por un Filtro Pasa Bajo F3 (0 - 15 fr) dan lugar finalmente a la frecuencia  $(60f_r +/\Delta f) - (55f_r +/\Delta f) = 5f_r$  o sea la armónica que se deseaba obtener.

Por último la doble conversión elimina la variación  $+/\Delta f$  del oscilador.

## 8.- Aplicaciones

Tiene un gran variedad de aplicaciones, lo más importante es que se utilizaran cuando se necesite gran variedad de frecuencias diferentes con elevada estabilidad.

Algunas aplicaciones son:

- Campo de las comunicaciones de alta frecuencia : 50 MHZ a 10 GHZ;  
Campo de Bajas frecuencias: 0,001HZ a 120 KHZ; Ondas cortas 2 a 30 MHZ; para FM : 88 a 108 MHZ; ó generadores patrones que cubre desde 0,01HZ hasta 50 MHZ o 500MHZ.
- Patrones de frecuencias desde fracciones de HZ hasta centenas de MHZ.
- Medición de frecuencias por batido.
- Excitadores para equipos de banda lateral única.
- Sistema de transmisión por desplazamiento de frecuencia (FSK).
- Sistemas que exigen su manejo a control remoto en forma muy precisa y rápida (Sistemas de Mediciones Automáticas).
- Osciladores Locales en receptores de comunicaciones de alta calidad.
- La incorporación de microprocesadores a los generadores sintetizados dan amplias posibilidades de otras aplicaciones.

Ing. J.C. Colombo

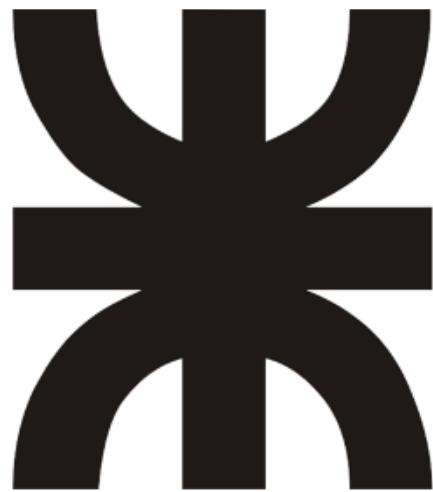
Prof. Medidas Electrónicas II

FRT-UTN

24/05/12

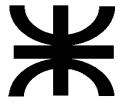
**UTN-FRT**

**MEDIDAS  
ELECTRÓNICAS 2**



**TEMA:**  
**Analizador de Ondas**





UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL  
TUCUMÁN

FACULTAD REGIONAL

## Ingeniería Electrónica – Medidas Electrónicas II

**“Analizadores de Onda”**

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

## 1.- Distorsión Armónica

De manera ideal la aplicación de una señal senoidal a un dispositivo electrónico, como un amplificador, resulta en una señal de salida senoidal de mayor amplitud si la ganancia es mayor que la unidad y de la misma forma que la entrada si no hay deformación o distorsión de la misma.

En general, no obstante, la salida no es una auténtica réplica de la entrada debido a los distintos tipos de distorsión que suceden, las que se deben a la alinealidad de las características de los transistores, integrados en el circuito o a otros componentes.

El comportamiento alineal de los circuitos introduce armónicas de la frecuencia fundamental en la onda de salida y la distorsión resultante se llama “Distorsión Armónica”. Una medición de distorsión representada por una armónica particular es simplemente la relación de la armónica con respecto a la frecuencia fundamental, expresada en %.

$$D_2 = \frac{B_2}{B_1} \quad D_3 = \frac{B_3}{B_1} \quad D_4 = \frac{B_4}{B_1}$$

Donde  $D_n$  ( $n = 2,3,4,\dots$ ) representa la distorsión armónica  $n$ ,  $B_n$  la amplitud de la armónica  $n$  y  $B_1$  la amplitud de la fundamental.

La Distorsión Armónica Total o Factor de Distorsión se define como:

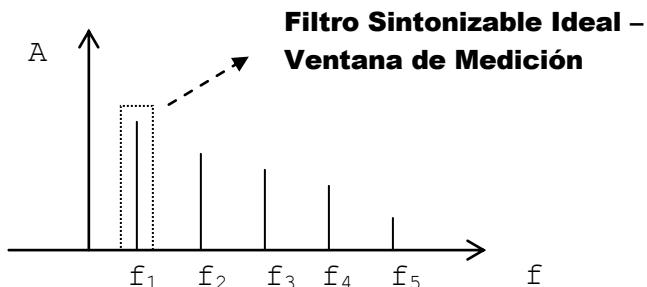
$$D = \sqrt{D_2^2 + D_3^2 + D_4^2 + \dots} \quad // \quad D = \frac{\sqrt{B_2^2 + B_3^2 + B_4^2 + \dots}}{B_1}$$

Se han desarrollado varios métodos para medir la distorsión armónica causada por una armónica en particular o por la suma de las armónicas.

## 2.- Analizador de Distorsión Armónica

Es un instrumento diseñado para medir la amplitud relativa (dB) o en % de una componente de frecuencia determinada en formas de ondas complejas o distorsionadas. Actúa como un Voltímetro Selectivo en Frecuencia, que se sintoniza a una frecuencia determinada, una componente armónica de la señal, y rechaza todas las otras componentes.

También se conoce como filtro de banda pasante estrecha que se puede sintonizar a través de un rango particular de frecuencia.



**Fig. 1**

Señales localizadas en el espectro de frecuencia serán medidas selectivamente tal cual son construidas por el pasador. Por eso es que para una señal particular el Analizador puede indicar su frecuencia y amplitud.

La amplitud es leída en un medidor analógico que puede tener una presentación digital, la frecuencia es leída en un dispositivo electrónico.

Las mejoras continuas en la Sensibilidad, Rango Dinámico y Resolución de frecuencia han ampliado el ámbito de aplicaciones.

Las áreas de mediciones que comprenden los analizadores se dividen en:

1.- Mediciones Selectivas de Señales con grandes diferencias de Nivel. Tales son los casos de:

- Análisis de distorsión, mediciones de señales de bajo nivel muy cerradas en frecuencia o identificación de señales de bajo nivel ocultadas por ruido en banda ancha.

2.- Determinación de las características de ruido ( noise /  $\sqrt{\text{Hz}}$  ) mediante la utilización de ancho de banda propio del Analizador.

La densidad espectral de potencia de ruido puede también medirse sobre todo el rango de frecuencia de instrumento.

3.- Prueba de respuesta en frecuencia usando la salida como una fuente de excitación para realizar pruebas de umbrales de niveles muy bajo.

La elevada Sensibilidad del analizador elimina armónicos, respuestas espuria y efectos de lazos a tierra.

Cada generación de analizadores de onda han sido acompañada por respectivos avances tecnológicos, primero fue el Filtro Sintonizable Básico y Voltímetro de Banda Ancha. Luego se agregaron características distintivas como: auto rango, control automático de frecuencia (AFC), barrido electrónico, contador digital, ancho de banda seleccionable y registrador de salida.

Esto hace que sea fácil el uso de analizadores, no obstante no son las únicas consideraciones que intervienen en la elección de un Analizador.

Algunas de las características más significativas de los analizadores de ondas son las que se indican a continuación.

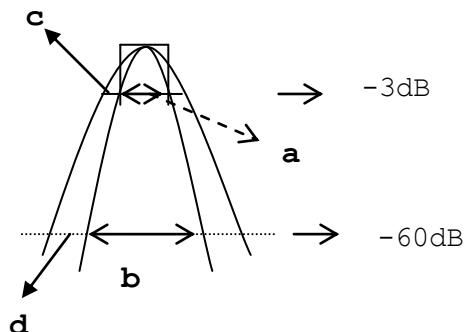
### 3.- Características Principales de Analizadores de Distorsión

#### 3.1.- Selectividad

La **Selectividad** de un Analizador es su mayor ventaja y su más importante especificación. Es definida como el **ancho de banda de 3 dB y el factor de calidad ( o Factor de Forma)** de la banda pasante. **Cuando más pequeño es el factor de calidad más selectivo será el instrumento.**

En la Fig.2 siguiente, si se especifica únicamente el ancho de banda de 3 dB ( ancho de banda C) puede llevar a conclusiones erróneas. Pero especificando la razón de dos anchos de bandas seleccionados, usualmente a -3dB ó -6dB, y los puntos de -60 dB proporciona mayor definición de la agudeza del contorno, la línea llena en la figura.

Fig. 2



$$\text{Factor de Forma: } FF = \frac{b}{a} \text{ ó } FF = \frac{d}{c} = \frac{\text{AB de } -3\text{dB (ó } -6\text{ dB)}}{\text{AB de } -60\text{ dB}}$$

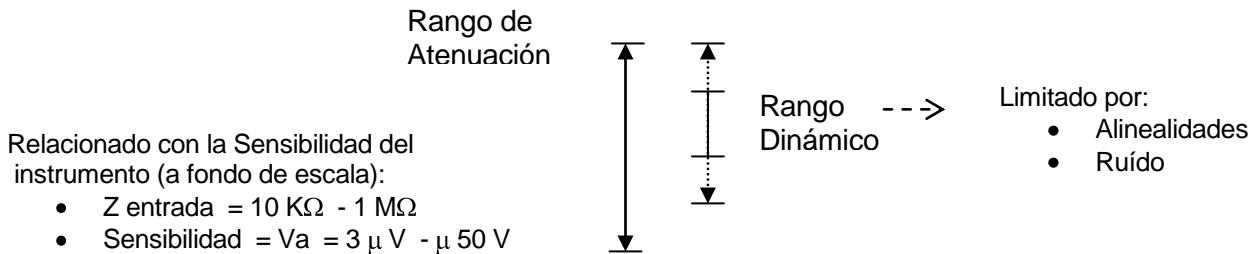
Filtro a Cristal: FF = 10:1

Amp. de FI: FF = 3.5:1

Un Factor de Forma así definido, da un cuadro exacto de la banda pasante. Actualmente los analizadores tienen **factores de forma como 2:1**. Son particularmente útiles para hacer mediciones de frecuencias críticas donde la densidad de señales es alta.

### 3.2.- Rango Dinámico

El **Rango Dinámico** es una característica del analizador que define el rango donde la señal más pequeña a la más grande puede acomodarse (o ajustar) simultáneamente por el instrumento. Algunos Analizadores son capaces de tener un rango de 85 dB.



El rango superior del atenuador es limitado por la cantidad de atenuación que le es propia (con el cual está contenido o diseñado) y el inferior por la sensibilidad del instrumento.

El **Rango Dinámico** está limitado por alinealidades y ruido. Analizadores diseñados con dos atenuadores posibilitan localizar el Rango Dinámico de la entrada. Esto evita sobrecarga de entrada que causan mediciones inexactas. Hace que sucesivas mediciones de todos los componentes de frecuencias se realicen de manera rápida y fácil.

El **Autorango** extiende la capacidad de un Analizador para rastrear o localizar el Rango Dinámico de entrada. El **Rango Automático** Hace que sucesivas mediciones de todos los componentes de frecuencias se realicen de manera rápida y fácil sin pérdida de tiempo haciendo cambios de rango hacia arriba y abajo que usualmente se requieren con un Analizador cuando las componentes armónicas de señal tienen grandes diferencias de Amplitud.

### **3.3.- Impedancia de Entrada**

Para obtener mediciones de **alta sensibilidad sin cargar un circuito de prueba de bajo nivel**, es necesario un analizador **con alta Z de entrada**. Existe una relación entre alta sensibilidad y alta Z de entrada. Si bien la relación óptima depende de la aplicación, es habitual un rango de entrada entre  $10\text{ K}\Omega - 1\text{ M}\Omega$ , mientras el rango de sensibilidad a fondo de escala va de  $3\text{ }\mu\text{V} - 50\text{ }\mu\text{V}$ .

Un analizador es utilizado para el testeo de sistemas de comunicaciones multiplexado, amplificadores de FI y Video, filtros y atenuadores

### **3.4.- Registro de Salida**

Es habitual dos salidas una lineal y otra logarítmica para los ejes X-Y de un registrador e incluso para un ORC actuando como tal. La salida Y es linealmente proporcional a la Amplitud del Voltaje medido y la logarítmica es proporcional al logaritmo de la amplitud medida (dB). Esto expande el Rango Dinámico del instrumento en un rango de amplitud mayor que 85 dB

Con la **incorporación de sintonía de barrido electrónico** se realiza una graficación en todo el rango de frecuencias a partir de la distribución espectral de frecuencias.

Para el eje X del Registrador otra salida alimenta un voltaje proporcional a la sintonía electrónica, que es una rampa para el barrido horizontal. Esta salida es proporcional a la frecuencia generando un registro X-Y con una escala de frecuencia lineal mediante la cual relaciones de armónicas son determinadas fácilmente..La escala logarítmica proporciona una compresión de escala ampliando el rango de mediciones por un factor de 10 , y en el caso de un ORC es posible medir en el mismo ancho de pantalla un mayor rango de frecuencias que la salida lineal.

Las graficaciones pueden hacerse sobre algunas combinaciones de los ejes lineales y logarítmicos: log-log; lin - Log; log - lin , lin -lin.

### **3.5.- La Nueva Generación**

Esta denominación surge hace unos 15 años aproximadamente, por HP, como consecuencia de la incorporación de una serie de características técnicas y de prestación que significaron un avance importante con respecto a la generación anterior.

### 3.51.- Contador Digital

En la actualidad es común la lectura de frecuencia sobre un contador digital de 5 dígitos, midiendo la frecuencia sintonizada con una exactitud mayor que 0,001% con una resolución de 1 HZ en el rango de 20 HZ – 62 KHZ. Esto es por citar un ejemplo, ya que puede estar superado por nuevas gamas de analizadores de señales.

El contador también suministra lectura instantánea de frecuencia mientras el instrumento está barriendo.

El instrumento se sintoniza fácilmente, lo cual es necesario para acercarse a la sintonía correcta. A esto hay asociado un circuito de control automático de frecuencia ( AFC) que captura la componente seleccionada.

El circuito AFC fija la sintonía del instrumento para cualquier componente de señal dentro de la banda pasante, lo que se hace mediante filtros muy selectivos sin peligro de corrimiento fuera de la “Ventana” de sintonía.

### 3.5.2.- Ancho de Banda Seleccionable

Es común instrumentos con 4 anchos de banda seleccionables o más.

1.- Rango de frecuencia de 20 HZ – 62 KHZ: 4 AB {  
10 HZ  
100 HZ  
1000 HZ  
3100 HZ}

El ancho de banda de 10 HZ para el uso en el rango de 20 HZ – 62 KHZ separa componentes de frecuencias estrechamente espaciadas pero requieren una cuidadosa sintonía del instrumento.

Un ancho de banda de 100 HZ permite sintonizar más fácilmente ya que la selectividad no es tan importante, y un ancho de banda de 1000 HZ permite ampliar el rango de barrido. El cuarto ancho de banda de 3100 HZ se utiliza cuando se quiere medir un canal de voces telefónicas multiplexado completo o similares canales de comunicación

El Factor de Forma del ancho de banda, relación de ancho de banda en – 60dB a ancho de banda en – 3dB es muy bajo **3,5 : 1**, indicando que la banda pasante del analizador tiene contornos muy empinados. El Factor de Forma es más importante para mediciones altamente selectivas que una simple expresión de ancho de banda de 3 dB.

Los Filtros de Cristal, tienen factor de forma típica de **10:1 o más grande**, lo cual hace que la separación de frecuencias estrechamente espaciadas **sea más difícil**.

### 3.5.3.- Sintonía Electrónica

Un instrumento sintonizado electrónicamente, simplifica el barrido de frecuencia. Para el tipo de instrumentos que se está considerando es usual disponer de cinco (5) relaciones de barrido: 1, 10, 100, 1000 y 3100 HZ/sg. De manera que el operador puede seleccionar el cambio óptimo entre relación de barrido y ancho de banda ( AB).

El instrumento barre hacia arriba hasta el tope del rango desde el comienzo de la frecuencia seleccionada por el Control de Sintonía.

Una Sintonía programada por un voltaje DC alimentado externamente es posible debido a sintonía electrónica.

Cuando se requiere extrema precisión, una entrada distinta permite sintetizar frecuencia u otra fuente de frecuencia para servir como oscilador local al Analizador.

### 3.5.4.- Rango Automático

La entrada al circuito de auto rango se origina desde la salida del circuito medidor. Cuando el auto rango es conectado, la señal pasa por el comparador de nivel Alto – bajo, el cual comprueba si el nivel de la señal **está entre 1/ 3 V y fondo escala**.

Si la señal es demasiada alta o demasiado baja, el comparador envía un comando digital al circuito lógico que dispara el driver. Los drivers son responsables por el cambio de lectura del atenuador de rango dinámico.

### 3.5.5.- Salida dB Lineal

Como un subproducto del autorango, salidas **dB lineal** para el medidor y salida **log** en registrador son posibles. El rango dinámico entero puede ser presentado linealmente desde 0 dB a -90 dB en una escala.

Información en la forma de señal analógica DC es tomada de la salida del Circuito Medidor y alimente al amplificador log.

El amplificador log adapta la señal de tensión lineal en una señal dB lineal desde 1/3 de la escala hasta el fondo de escala (10 dB) y -70 dB a -90 dB en el rango de -70 dB.

Cuando el autorango está ON, la salida del amplificador log tiene rango dinámico discontinuo debido al cambio del atenuador. Para evitar las discontinuidades en el rango, se utiliza un generador por paso disparado por el circuito lógico del autorango para alimentar un DC puesto para compensar el cambio de rango en la salida del amplificador logarítmico.

#### 4.- Características Técnicas de Analizador de Onda HP312

Analizando un instrumento como el HP 312 se pueden algunas características particulares que complementan a lo mencionado como características generales de los Analizadores de Ondas.

Tiene un Rango de frecuencia de 10 KHZ – 18 MHZ: 3 AB {  
200 HZ  
1000 HZ  
3100 HZ}

Es un voltímetro sintonizado, con anchos de bandas seleccionables de 200 HZ, 1000HZ y 3100HZ. El rango de operación es de 10 KHZ a 18 MHZ en 18 bandas superpuestas.

Con esos anchos de bandas y frecuencia el instrumento puede ser utilizado para mediciones en sistemas de comunicaciones, portadoras en cable coaxil, armónicas, distorsiones por intermodulación y medición de frecuencia.

Tiene un salida digital que indica la frecuencia del centro de banda pasante con una resolución de 10 HZ.

La entrada es terminada en una impedancia seleccionable de 50, 60, 75, 124, 150 o 600Ω.

El medidor puede indicar potencia en dBm absorbida por la impedancia seleccionada o indicar voltaje.

Es un instrumento diseñado para medir la amplitud relativa (dB) de una componente de frecuencia determinada en formas de ondas complejas o distorsionadas. Actúa como un Voltímetro Selectivo en Frecuencia, que se sintoniza a una frecuencia determinada, una componente armónica de la señal, y rechaza todas las otras componentes.

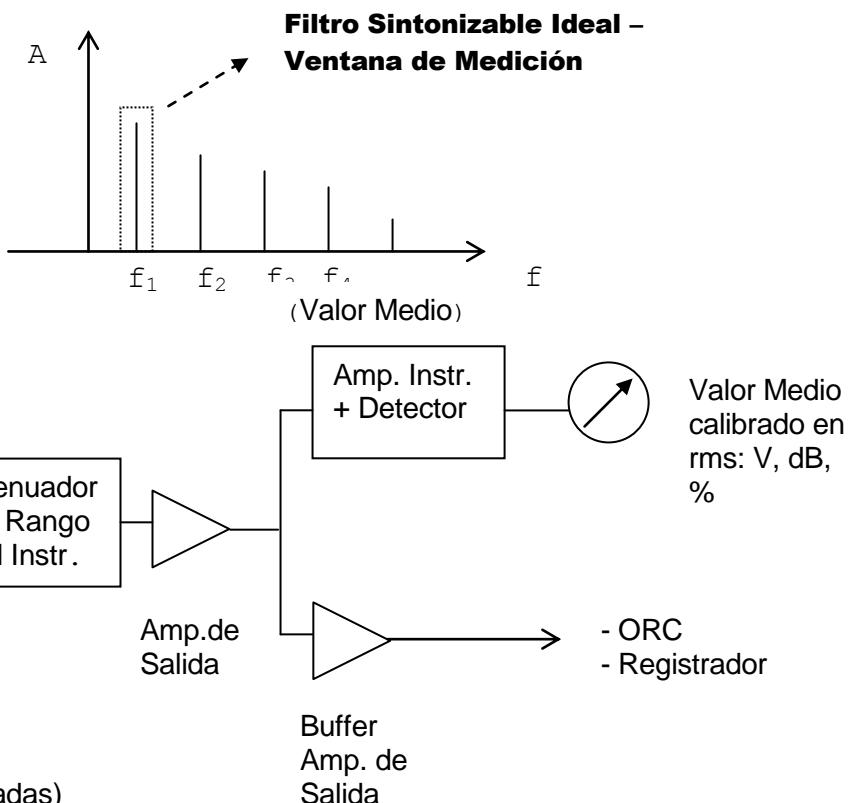
Hay tres Configuraciones Básicas:

## 1.- Filtro Selectivo de Banda Pasante Estrecha

El cual se puede sintonizar a través de un rango particular de frecuencias

Señales localizadas en el espectro de frecuencias serán medidas tal cual son.

Para mediciones en el rango de AF, 20HZ – 20 KHZ ó 20HZ – 62KHZ

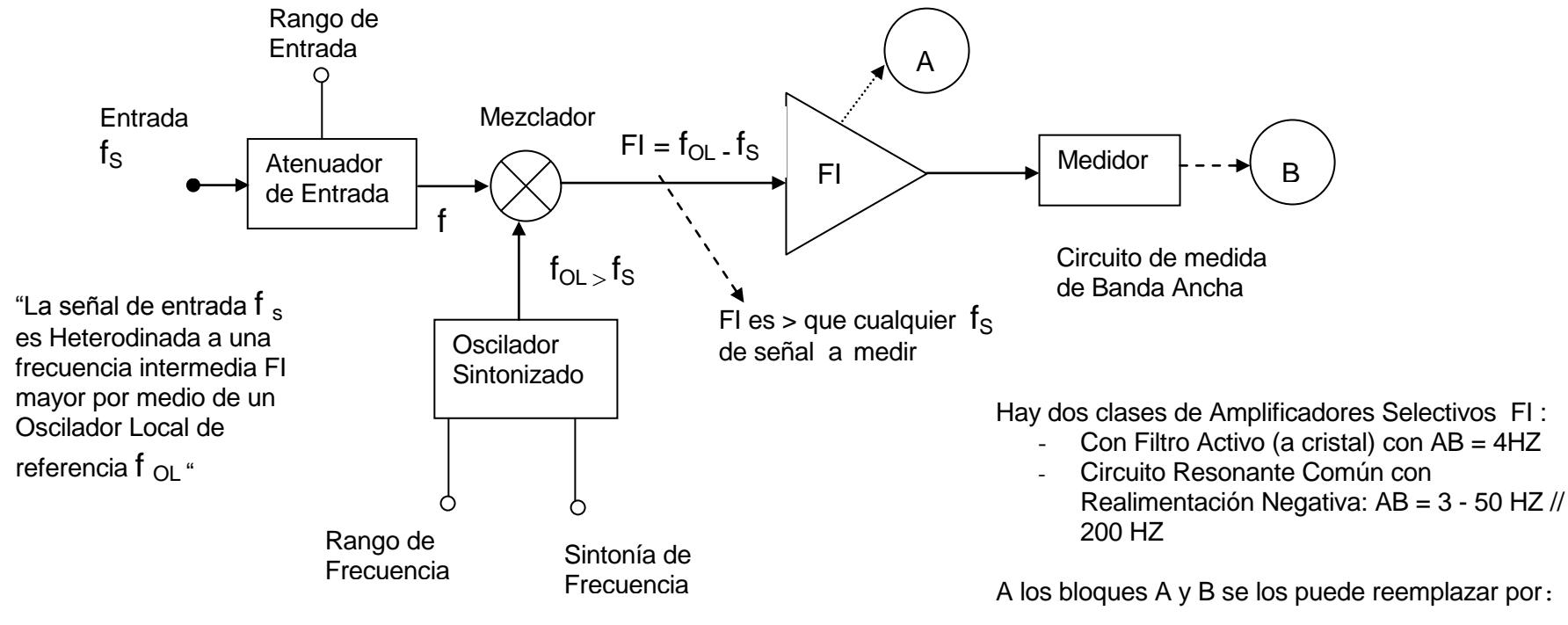


Filtro Activo de Frec. Variable de Alto Q:  
 - R's Varía con Control de frec.  
 - C's Varía con Multiplicador de frec. (Décadas)

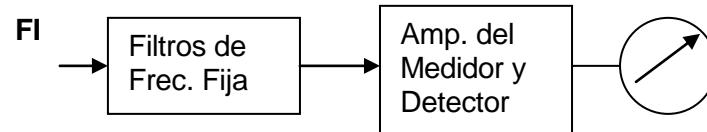
Fig3: Filtro Selectivo de Banda Pasante Estrecha

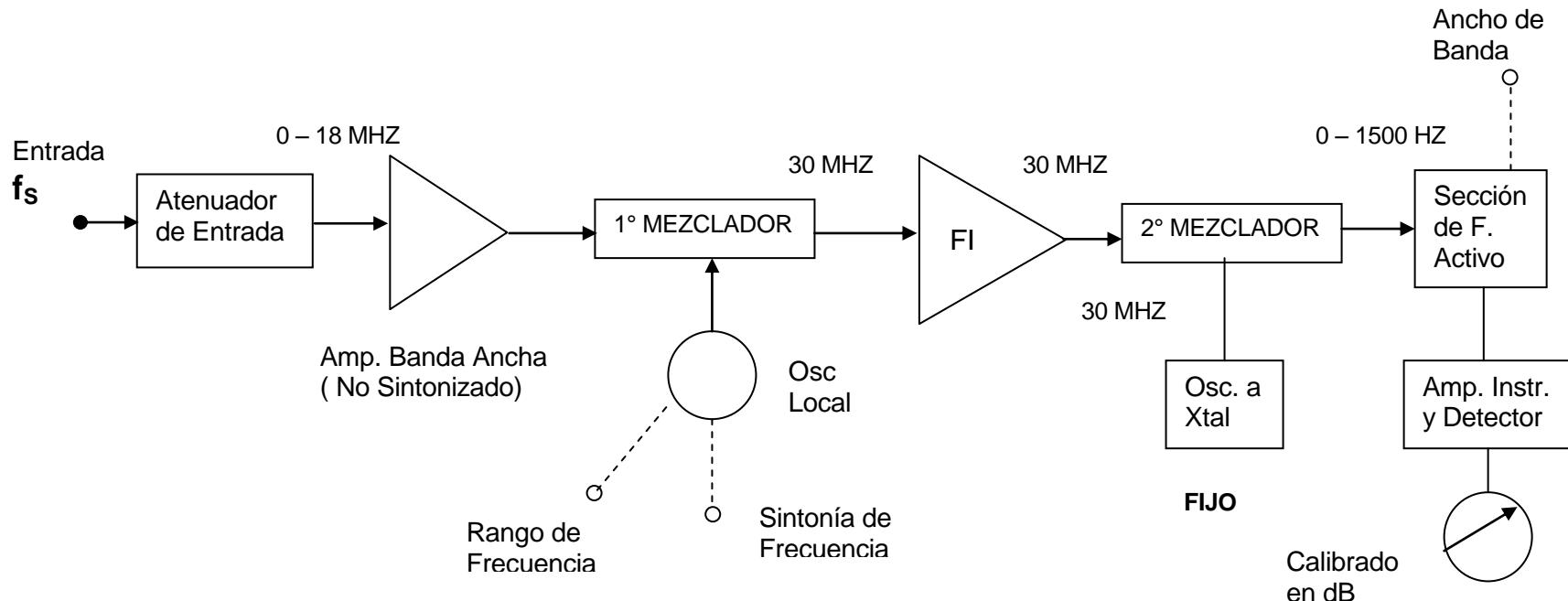
## 2.- Analizador de Armónica de Circuito Sintonizado

Para  $f$  en el orden de los **MHZ** por lo que los instrumentos son para alta frecuencia.



**Fig4.-** Analizador Armónico Heterodino o Voltímetro Heterodino Sintonizado



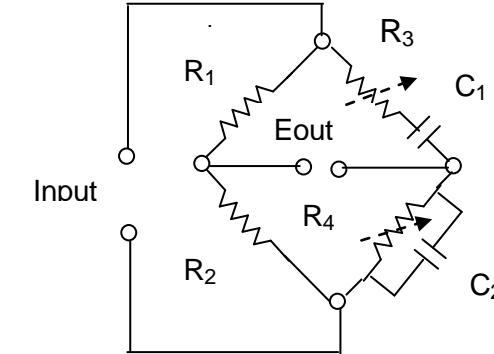
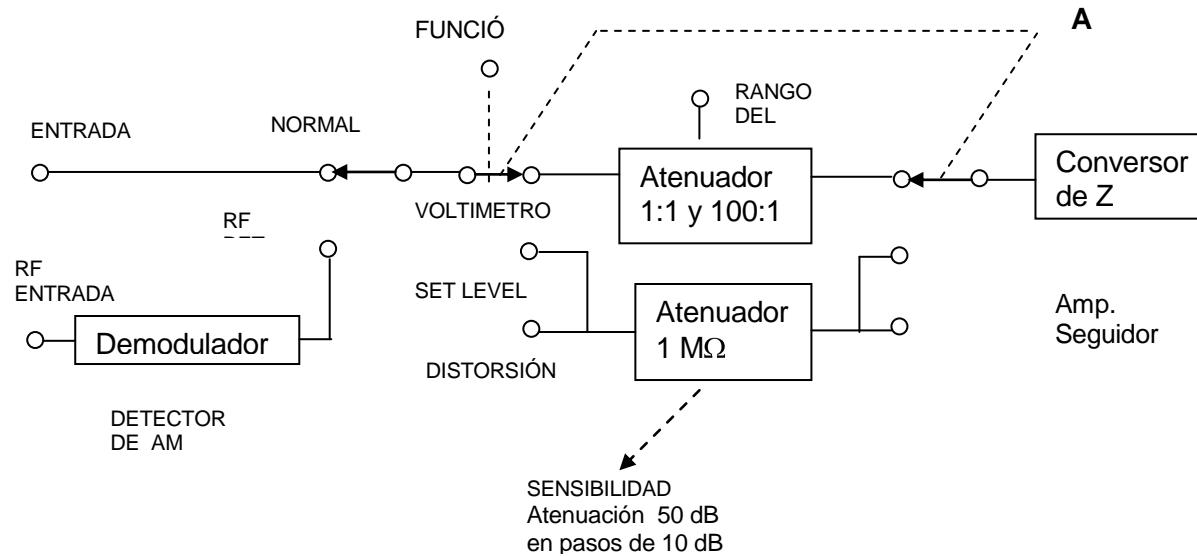


**Fig5:** Analizador Armónico Heterodino o Voltímetro Heterodino Sintonizado ( Con Doble Heterodinación)

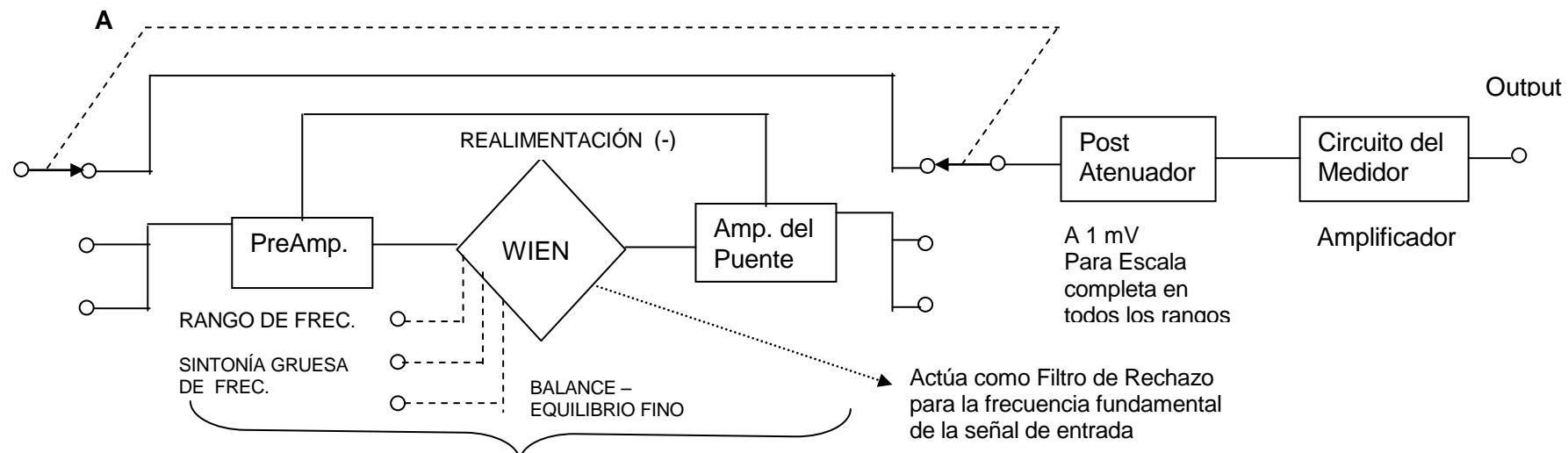
$f_s$  = 10 KHZ – 18 MHZ en 18 bandas superpuestas. El Ancho de Banda de Medición se controla con Filtro Activo ( pendiente simétrica de 70 dB/ octava) y puede seleccionarse en 200, 1000 y 3000 HZ

$$3 \text{ AB} \quad \left\{ \begin{array}{l} 200 \text{ HZ} \\ 1000 \text{ HZ} \\ 3000 \text{ HZ} \end{array} \right\} \quad \text{Para un rango de frecuencia entre } 10 \text{ KHZ} - 18 \text{ MHZ}$$

### 3.- Analizador por Supresión de la Fundamental

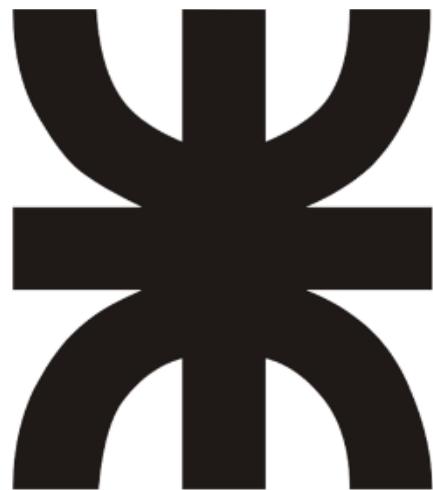


Condición de Equilibrio del Puente:  
 $R_3 = R_4; C_1 = C_2; R_1 = 2R_2$ .



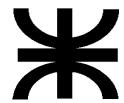
**UTN-FRT**

**MEDIDAS  
ELECTRÓNICAS 2**



**TEMA:**  
**Publicación TDR JCC**





UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL  
FACULTAD REGIONAL TUCUMÁN

## Ingeniería Electrónica – Medidas Electrónicas II

**Reflectometría en el Dominio del Tiempo -  
TDR**

Ing. Juan C. Colombo  
Año:2011

## 1.- Introducción a TDR – Reflectometría en el dominio del Tiempo

El reflectómetro, básicamente utiliza una técnica de medición del coeficiente de reflexión y de relación de onda estacionaria (ROE) en líneas de transmisión, obteniendo información sobre distintos parámetros que permiten determinar el comportamiento de la misma ante determinadas situaciones de cortocircuito, circuito abierto, atenuación, pérdidas, etc. En principio mide: la onda de voltaje incidente y la onda reflejada; el tiempo que tarda el pulso o un escalón en ir desde la entrada a la carga y volver al punto de entrada, dando el coeficiente de reflexión  $\Gamma$  de la carga y la ROE, en valor absoluto sin información sobre la fase en los instrumentos más económicos. Además da la distancia a la que se encuentra una discontinuidad a partir del tiempo que demora una señal en ir y volver desde la entrada a la salida, y de la velocidad de propagación según cada tipo de cable utilizado en una determinada red. Hay diferentes tipos de reflectómetros, desde un osciloscopio de muestreo con muy elevado tiempo de respuesta y amplio ancho de banda del orden de los GHZ a instrumentos portátiles para detectar fallas en cables.

La frecuencia, nivel y tipo de señal a inyectar en la red dependerá del ámbito de aplicación. Como ejemplos se pueden mencionar: detección de fallas y configuración de redes LAN de 150 y redes de hasta 3500m o más; medición de longitud de cables, distancia a las fallas (cable cortado o cortocircuitado, par invertido, conductores cruzados), para distintos tipos de cables pares, multipares, coaxial; trazar la longitud física de una red, etc. Es habitual que los TDR tengan en la memoria la velocidad de propagación de cada tipo de cable y la misma sea ajustable.

Las señales de salida pueden ser: generador de tono de 800 a 1000Hz utilizado en conexiones telefónicas de hasta 150 m; pulso de salida de 5 Vp-p para conductores de energía y de comunicaciones de hasta 2000m, con tiempo de crecimiento en el orden de los  $2,1\mu s$  y  $25nsg$ ; función escalón con tiempo de subida de los ns.

Las impedancias de cables pueden seleccionarse de  $50\Omega$ ,  $75\Omega$ ,  $100\Omega$ ,  $125\Omega$  y  $150\Omega$  en cableado de hasta 3500m de longitud.

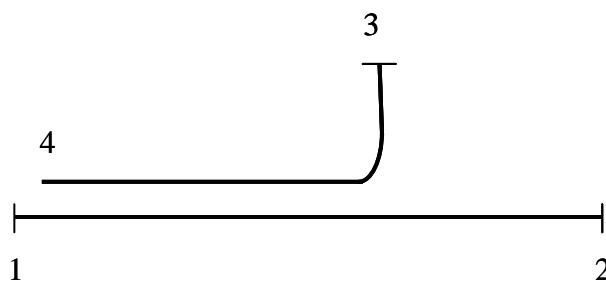
La longitud mínima de los cables a medir es del orden de los 4 m, la precisión de 1 al 5% y la resolución es de 0,1 a 100m, hasta 1m y de 50 Cm.

Hay equipos que detectan humedad y presencia de agua.

Para distancias mayores, como 16Km se aumenta el nivel del pulso de salida, siendo un valor típico 14Vp-p, con un acho variables de 20ns a  $2\mu s$ .

## 2.- Acoplador direccional

Uno de los elementos importantes que surge originalmente junto al refractómetro es el acoplador direccional que tiene 4 pares de terminales, como se indica en la Figura 1 siguiente.



**Figura 1: Esquema de acoplador direccional**

El segmento 1 – 2 es la línea de transmisión principal y es por donde viaja la señal desde la entrada a la salida o desde el punto de emisión 1 al punto de salida 2. Una parte muy pequeña de la señal que va de 1 a 2 aparecerá en 3 siempre que en 4 haya una carga  $Z_0$ . Si se pretende que la energía se propague únicamente en la dirección 1 a 2, y no aparezca nada en 3, es prácticamente imposible de conseguir porque siempre hay pérdidas. Esto se asocia con el concepto de directividad del acoplador direccional, al que se define como el cociente, en dB, entre las salidas en 3 cuando iguales potencias se propagan en la línea 1 – 2, primero en la dirección de 1 hacia 2 y luego a la inversa desde 2 hacia 1.

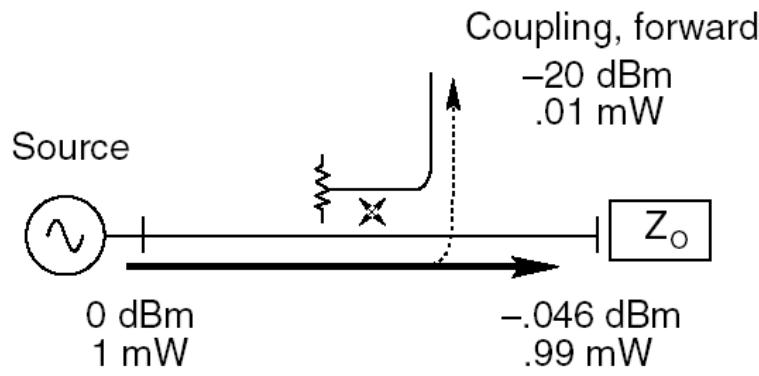
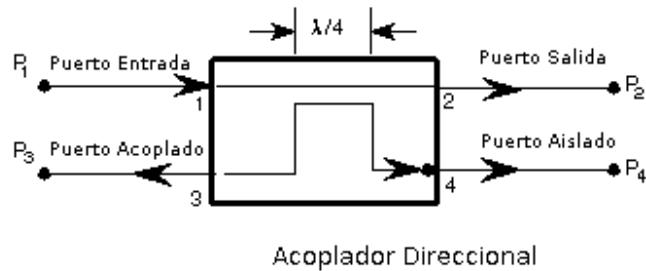
El factor de acoplamiento del acoplador direccional es el cociente, en dB, entre la potencia que entra a la línea en 1 y se propaga en la dirección 2, potencia incidente en 1, y la potencia presente en 3. El factor de acoplamiento es del orden de 3, 10, ó 20 dB.

De Pág. 19 a 22 de la Guía de Estudios sobre “Medición de Parámetros de Dispersion S” se extrae lo que a continuación se indica.

Las propiedades más importantes para los acopladores direccionales son disponer de un ancho de banda amplio, alta directividad y una buena impedancia de adaptación en todos los puertos cuando los otros puertos están conectados a cargas adaptadas terminadas en  $Z_0$ .

En la figura siguiente se observa que el acoplador direccional tiene 4 puertos, entrada, salida, acoplado y aislado, la línea entre los puertos 1 y 2 se conocen como “línea principal”.

## ACOPLADOR DIRECCIONAL



*Example of 20 dB Coupler*

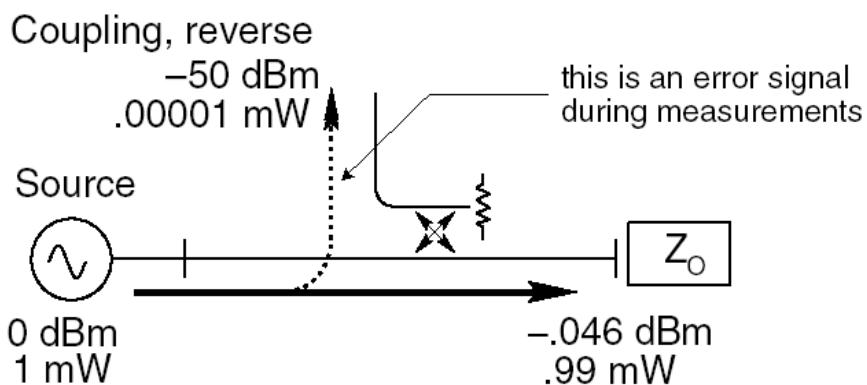
$$\text{Coupling Factor (dB)} = -10 \log \frac{P_{\text{coupling forward}} \quad (\mathbf{P}_3)}{P_{\text{incident}} \quad (\mathbf{P}_1)}$$

**Factor de acoplamiento directo – Valor Típico = 20 dB (1%)**  
**Considerando como referencia 0 dBm, 1 mW**

En un acoplador direccional ideal, las pérdidas de la línea principal desde el puerto 1 al puerto 2 ( $P_1 - P_2$ ) debido a la potencia acoplada al puerto de salida son:

$$\text{Pérdida por Inserción = Loss} = 10 \log \left( 1 - \frac{P_3}{P_1} \right) \text{ dB}$$

Las pérdidas son una combinación de pérdidas de acoplamiento, pérdidas dieléctricas, pérdidas del conductor y pérdidas por ROE.



*Example of 20 dB Coupler "turned around"*

$$\text{Isolation Factor (dB)} = -10 \log \frac{P_{\text{coupled reverse}} \text{ (P}_4\text{)}}{P_{\text{incident}} \text{ (P}_1\text{)}}$$

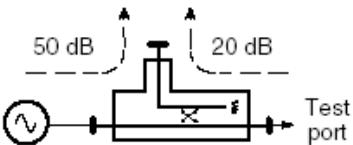
**Factor de aislamiento – Valor Típico = 50 dB (0,001%)**  
Considerando como referencia 0 dBm, 1 mW

El **aislamiento** de un acoplador direccional puede ser definido como la diferencia en niveles de señal, en dB, entre el puerto de entrada ( $P_1$ ) y el puerto aislado ( $P_4$ ), estando los otros dos puertos conectados a cargas adaptadas

## DIRECTIVIDAD

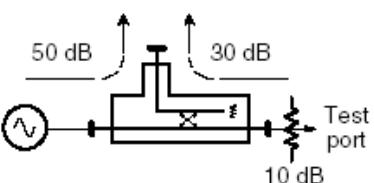
$$\text{Directivity} = \frac{\text{Coupling Factor} \times \text{Loss}_{\text{(through arm)}}}{\text{Isolation}}$$

$$\text{Directivity (dB)} = \text{Isolation (dB)} - \text{Coupling Factor (dB)} - \text{Loss}_{\text{(through arm) (dB)}}$$

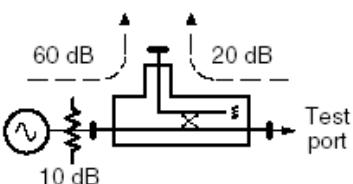


**Examples:**

$$\text{Directivity} = 50 \text{ dB} - 20 \text{ dB} = 30 \text{ dB}$$



$$\text{Directivity} = 50 \text{ dB} - 30 \text{ dB} - 10 \text{ dB} = 10 \text{ dB}$$



$$\text{Directivity} = 60 \text{ dB} - 20 \text{ dB} - 10 \text{ dB} = 30 \text{ dB}$$

La **directividad** debería ser lo más alta posible, no es medible directamente, y es calculada a partir de la diferencia entre las medidas de aislamiento, acoplamiento y pérdidas por inserción:

$$\text{Directividad (dB)} = \text{Aislamiento- Acoplamiento - Inserción}$$

### 3.- Parámetros principales de líneas de transmisión

El procedimiento más general para evaluar la respuesta al dominio del tiempo de cualquier sistema electromagnético es resolver las ecuaciones de Maxwell en el dominio del tiempo. Esto tiene en cuenta los efectos de la geometría del sistema y las propiedades eléctricas, incluyendo efectos de líneas de transmisión. Sin embargo, esto sería complicado para un conector sencillo y aún más complicado para una estructura como una placa madre de alta velocidad de múltiples capas. Por esta razón se utilizan diferentes métodos de prueba y medición para análisis integral de la señal.

El método más común para la evaluación de una línea de transmisión y su carga, tradicionalmente ha involucrado la aplicación de una onda sinusoidal y la medición de las ondas resultantes de discontinuidades en la línea. A partir de las mediciones de ondas incidente y reflejada, se calcula la relación de onda estacionaria (ROE) y se utiliza como una figura de mérito para la transmisión del sistema.

Sin embargo cuando el sistema incluye varias discontinuidades o elementos, la medición de relación de onda estacionaria (ROE) no permite distinguir la ROE individual de varios componentes que conforman un elemento a medir: conectores, trozos de líneas y cualquier otra discontinuidad, en consecuencia, no permite identificar uno de esos

componentes defectuosos o incluso alguna mejora introducida en el componente que se deseaba mejorar. La ROE medida es del conjunto y las fases de los coeficientes de reflexión se combinan de una manera que es complicada su medición.

**Otros** instrumentos comunes para la evaluación de dispositivos dispuestos en red, **como parámetros concentrados**, tratándolos como una línea de transmisión con elementos en red, son el Voltímetro Vectorial de Red ( VVR), el Analizador Vectorial de Redes ( VNA - Vector Network Analyzer) destinado tanto a un cuadripolo como a multipolos o n cuadripolos. El Voltímetro Vectorial es un equipo de medición que ante dos señales de entrada, incidente y reflejada, proporciona básicamente dos datos importantes: desfase entre dichas señales y relación de magnitud entre ellas.

El Analizador Vectorial de Redes dispone entre otros elementos, de un software que permite realizar el análisis de magnitud y fase en el plano polar por intermedio de la Carta de Smith.

La gama más avanzada de estos instrumentos lo configura el Analizador Vectorial de Redes No Lineales (NVNA - Non-lineal Vector Network Analyzers). Incluye dentro de los cuadripolos elementos como doble fuente integrada de gran pureza espectral, receptores de ruido, generadores y moduladores de pulso y offset en frecuencia, entre otros.

Estos instrumentos trabajan en base a la medición de los parámetros de dispersión, conocidos como parámetros S o Scattering e incluye el rango de las radiofrecuencias elevadas y especialmente el rango de microondas. El rango de frecuencias es desde los 800 MHZ hasta los 300 GHZ. También se los puede utilizar en frecuencias desde los 400 MHZ.

En estos casos, un generador de señal produce una sinusoida cuya frecuencia se barre para estimular el dispositivo bajo prueba (DUT- Device Under Test). El analizador de red mide las señales transmitidas o incidentes y las reflejadas. La forma de onda reflejada puede aparecer en varios formatos, incluyendo los cables de acero y el coeficiente de reflexión. Los actuales analizadores, salvo el Voltímetro Vectorial, disponen del software adecuado para calcular la Transformada Rápida de Fourier Inversa (IFFT), medir magnitud y fase de los parámetros S, dando los parámetros de reflexión, parámetros de transmisión, relación de onda estacionaria, siendo de uso habitual el diagrama de Smith. Pueden Medir redes activas lineales y no lineales e incluso tratan los DUT, como puede ser el caso de un teléfono celular o un amplificador de microondas como cuadripolos activos, donde las partes que integran una placa se las trata como elementos concentrados o conformados por diferentes cuadripolos.

Estos tipos de instrumentos, trabajando con parámetros - S en el dominio de las frecuencias elevadas son inevitables. Queda claro que es más cómodo trabajar con analizadores lógicos y osciloscopios de alta velocidad para el diseño de dispositivos electrónicos de hasta los 400 MHZ, dejando el tratamiento de dispositivos que trabajarán en el rango RF elevada y microondas con los parámetros S y los instrumentos analizadores mencionados.

Si bien el uso de Voltímetro Vectorial de Red es simple, el resto de los analizadores es de mayor complejidad, no obstante lo cual hay una cuestión de practicidad y rapidez para analizar una red con TDR, utilizando reflectometría donde la distribución espacial de los elementos de la red es importante. Además de ámbitos de aplicación distintos, hay una relación de costos importante, ya que un TDR portátil es más económico que un osciloscopio de muestreo, a su vez el osciloscopio es más barato que un conjunto de VVR siendo los más costosos los instrumentos de alta gama como los VNA y NVNA.

Lo común es que todos estos instrumentos se utilizan para realizar mediciones sobre los parámetros de reflexión y de transmisión, lo que difieren es el rango de frecuencia y el ámbito de aplicación.

Entre las características a verificar de una línea de transmisión de manera rápida y efectiva empleando reflectometría se encuentran, coeficiente de reflexión, relación de onda estacionaria, pérdida de retorno, atenuación en la carga, distancia de la carga, y discontinuidades a lo largo de una red. Para esto se utilizan cargas conocidas como terminaciones, tales como cortocircuitos, circuitos abiertos, y cargas de  $50\Omega$  o de otro valor normalizado.

Antes de discutir los principios de medición de la reflectometría en el dominio del tiempo, TDR, se presenta un breve repaso de la teoría de líneas de transmisión como se indica en el contenido de la Figura 2 y Figura 3 siguientes. En la Figura 2 se presentan los parámetros de reflexión y en la Figura 3 los parámetros de transmisión.

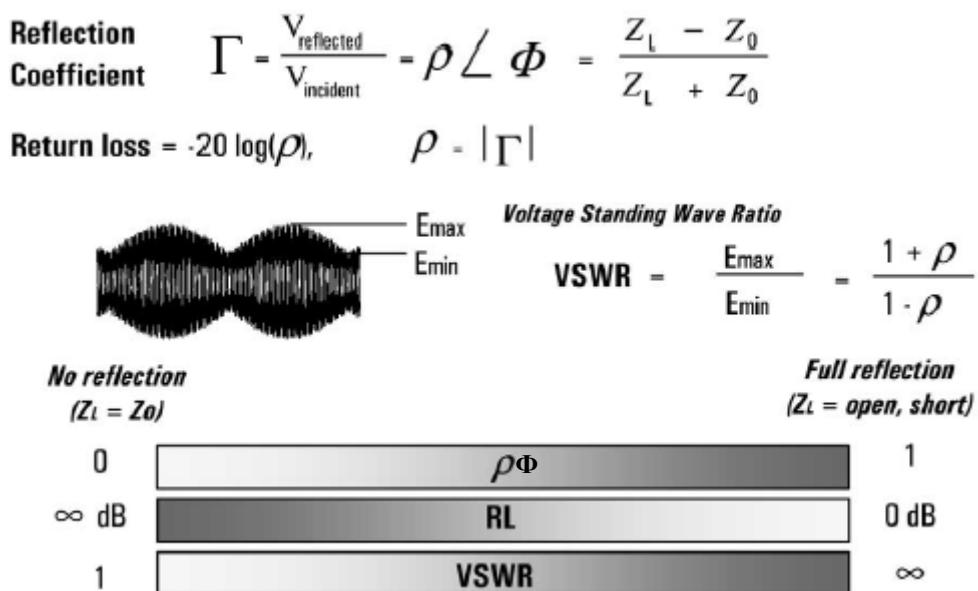
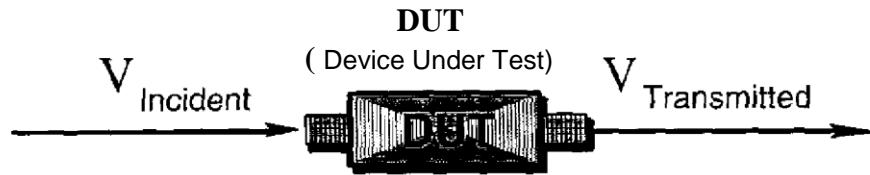


Figura 2. Línea de transmisión con una impedancia característica  $Z_0$



$$\text{Transmission Coefficient} = T = \frac{V_{\text{Transmitted}}}{V_{\text{Incident}}} = \tau \angle \phi$$

$$\text{Insertion Loss (dB)} = -20 \log \left| \frac{V_{\text{Trans}}}{V_{\text{Inc}}} \right| = -20 \log \tau$$

$$\text{Gain (dB)} = 20 \log \left| \frac{V_{\text{Trans}}}{V_{\text{Inc}}} \right| = 20 \log \tau$$

$$\text{Insertion Phase (deg)} = \angle \frac{V_{\text{Trans}}}{V_{\text{Inc}}} = \phi$$

**Figura 3. Línea de transmisión con un DUT (Device Under Test) incorporado**

#### **4.- Medición con TDR, discontinuidades. Evaluación de pérdidas en los cables**

##### **4.1.- Mediciones con TDR**

La Reflectometría en el Dominio del Tiempo (TDR), básicamente se comporta como un radar de lazo cerrado, y consiste en un Generador de Función escalón que se conecta por intermedio de un terminal  $T_e$ , Acoplador Direccional como se indica en la Figura 1, al elemento que se quiere medir y a un osciloscopio para realizar la medición en dicho punto.

En comparación con otras técnicas de medición, la reflectometría en el dominio del tiempo proporciona un aspecto más directo para analizar las características de los DUT. Las ondas incidentes y reflejadas de voltaje son controladas o monitoreadas, por el osciloscopio en un punto determinado de la línea.

Esta técnica de eco, como se observa en la Figura 4, revela la impedancia característica de la línea, muestra tanto la posición y la naturaleza (resistiva, inductiva o capacitiva) de cada discontinuidad dada por la diferencia de materiales a lo largo de la línea. El TDR también muestra si las pérdidas en un sistema de transmisión son las pérdidas de elementos en serie o las pérdidas de elementos en derivación. Toda esta información está disponible inmediatamente en la pantalla del osciloscopio.

La onda reflejada se identifica fácilmente ya que se separa en el tiempo de la onda incidente. Este tiempo es importante para determinar la longitud de la red de transporte desde el punto de control o monitoreo. La distancia a la que se encuentra la carga es D.

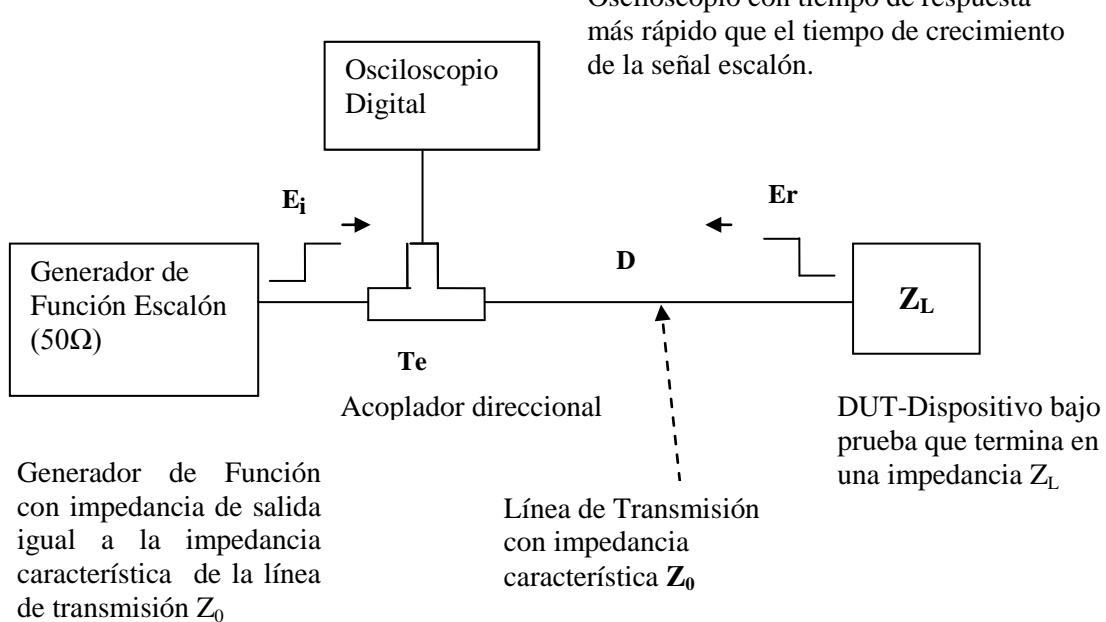


Figura 4.- Diagrama en bloque funcional de un TDR con Osciloscopio

Se denomina impedancia característica,  $Z_0$ , de una línea de transmisión a la relación existente entre la diferencia de potencial aplicada y la corriente absorbida por la línea en el caso hipotético de que esta tenga una longitud infinita, o cuando aún siendo finita no existen reflexiones. Para que no exista reflexión en una línea de longitud finita, la misma impedancia que se presenta en su entrada está en su salida, si esta última se termina en una impedancia igual a la impedancia característica. Cuando está terminada en esa impedancia, toda la energía enviada por la línea es absorbida por la carga y no hay reflexión.

El voltaje escalón del generador,  $E_i$ , se propaga a lo largo de la línea hasta llegar a la carga  $Z_L$ , vía el acoplador direccional  $T_e$  que conecta las **tres partes** involucradas en la experiencia, el Generador, el Osciloscopio y la Línea de transmisión, y por ésta al dispositivo que representa la Impedancia  $Z_L$  o que termina en dicha impedancia. Según como se comporte la carga se tendrán diferentes situaciones. Si la carga no produce reflexión, el coeficiente de reflexión es cero,  $r=0$ . Si la carga real produce reflexión,  $r \neq 0$  habrá un escalón reflejado  $E_r$  y en el osciloscopio se observará lo que se muestra en la Figura 4 y Figura 5.

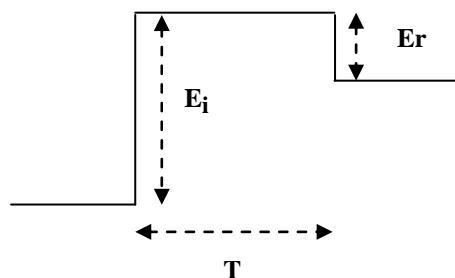


Figura 5.- Visualización en el osciloscopio de las ondas incidente y reflejada cuando  $E_r \neq 0$ .

El tiempo  $T$ , es el tiempo que tarda el frente del escalón  $E_i$  en ir hacia la carga y en volver como un escalón reflejado  $E_r$  al punto  $T_e$  de origen. Es fácilmente medido en el Osciloscopio y es fundamental para determinar la distancia a la que se encuentra la carga o alguna discontinuidad.

De la información presentada en el osciloscopio es posible determinar el coeficiente de reflexión,  $E_i / E_r$ , y en consecuencia la relación de onda estacionaria ROE, el osciloscopio digital tiene un firmware incorporado que permite presentar estos datos en forma inmediata.

Si se conoce la velocidad de propagación  $V_p$ , se puede convertir la información del tiempo  $T$  que proporciona el osciloscopio en distancia medida a partir del origen  $T_e$ , obteniendo la **distancia a la que se encuentra la carga  $Z_L$** .

Generalmente los controles de este tipo de osciloscopio vienen calibrados para dar el coeficiente de reflexión  $r$ , la distancia  $D$ , y la ROE, en base a mediciones de  $E_i$ ,  $E_r$  y  $T$ .

$$D = V_p \frac{T}{2} \quad V_p = F_v C \quad F_v = \frac{C}{V_p} \quad D = F_v C \frac{T}{2}$$

Hay básicamente tres tipos de líneas de transmisión ampliamente utilizadas, la línea coaxial, la línea bifilar y la guía de onda.

$F_v$  es el factor de velocidad que se suministra en la hoja de datos del cable a utilizar. Esto se indica en la **Tabla 1**, y está dado por la relación entre la velocidad de propagación y la velocidad de la luz.

$V_p$  = velocidad de propagación. En un dieléctrico distinto al aire es menor a la velocidad de la luz  $C$ .

De la Tabla 1, para un cable RG-58,  $F_v = 0.659$ . De aquí surge que dos líneas de transmisión de igual longitud física tienen diferente longitud eléctrica como consecuencia de que sus medios dieléctricos son diferentes, aun cuando operen a iguales frecuencias. Por lo tanto se define la longitud eléctrica  $L_e$  como la longitud equivalente de una línea ideal que tiene por dieléctrico aire y que provocaría el mismo retardo de tiempo que la línea en estudio:

$$L_e = \frac{L}{F_v} \quad L \text{ es la longitud física de la línea}$$

$T$  = tiempo que demora el escalón en ir desde el punto de origen a la carga y viceversa, desde la carga hacia el punto de origen, por eso es que se divide por 2 ya que se quiere determinar a qué distancia está la carga o el dispositivo bajo prueba.

La línea de transmisión clásica se supone que consistirá en una estructura continua de  $R$ 's,  $L$ 's,  $G$ 's y  $C$ 's, o sea parámetros distribuidos en función de la longitud de la línea como se muestra en la Figura 6. Al estudiar este circuito equivalente, se pueden determinar las diversas características de una línea de transmisión.

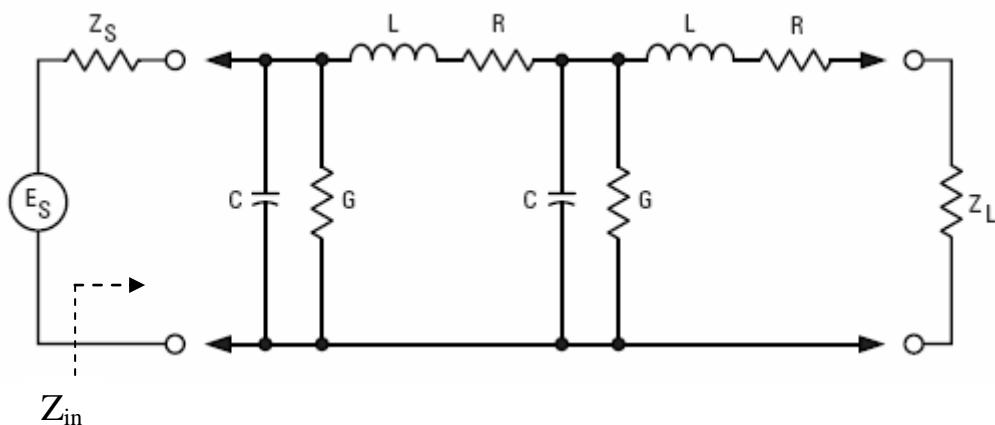
Si la línea es infinitamente larga  $R$ ,  $L$ ,  $G$  y  $C$  se definen por unidad de longitud, entonces, para el caso de la Figura 6 siguiente:

$$Z_{in} = \sqrt{\frac{R + jwL}{G + jwC}} = Z_0 \quad \text{donde } Z_0 \text{ es la impedancia característica de la línea}$$

**jwL** es la reactancia inductiva serie por unidad de longitud, y **jwC** es la reactancia capacitiva shunt o en derivación (susceptancia) por unidad de longitud.

En bajas frecuencias, la variación en los valores relativos de los términos R y G da lugar a que  $Z_0$  sea más grande al disminuir la frecuencia. En las altas frecuencias, la reactancia inductiva **jwL** es grande comparado a R y la reactancia capacitiva **jwC** es grande comparado a G; por lo tanto, en alta frecuencia, el cálculo de la impedancia característica se simplifica al siguiente:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{j\omega L}{j\omega C}} = \sqrt{\frac{L}{C}}$$



**Figura 6.-** Modelo clásico de una línea de transmisión

Un voltaje introducido en el generador requiere un tiempo finito para viajar por la línea desde un punto **x** hacia la carga  $Z_L$ . La fase de la tensión en movimiento por la línea quedará por detrás de la tensión introducida en el generador por una cantidad  **$\beta$**  por unidad de longitud. Por otra parte, la tensión será atenuada por una cantidad  **$\alpha$**  por unidad de longitud correspondiente a las resistencias en serie y a las conductancias en derivación de la línea. El cambio de fase y la atenuación se definen por la constante de propagación  **$\gamma$** , donde:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$$

**$\alpha$**  = atenuación en neper por unidad de longitud o en dB por unidad de longitud si se hace la equivalencia correspondiente entre ambas unidades a dimensionales.

El neper se utiliza como relación logarítmica natural (Ln) entre tensiones o corrientes, mientras que el dB está más vinculado a la relación logarítmica de base 10 entre potencias o logaritmo decimal.

$$1 \text{ Np} = \ln \frac{V_1}{V_2}$$

Como

$$\frac{V_1}{V_2} = e = 2,71828182846$$

Si se calcula cuántos decibelios corresponden a esta relación de tensiones, se tiene:

$$1 \text{ Np} = 20 \log e \approx 8,686 \text{ dB}$$

$\beta$  = corrimientos de fase o desfasaje en radianes por unidad de longitud

La velocidad a la que se desplaza la onda de tensión en la línea de transmisión se define en términos de  $\beta$ , donde :

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} \quad \text{unidad de longitud por segundo}$$

La velocidad de propagación se aproxima a la velocidad de la luz,  $v_c$ , para líneas de transmisión con dieléctrico de aire. Para el caso general, donde  $\epsilon_r$  es la constante dieléctrica:

$$v_p = \frac{v_c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad v_c = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s en el vacío, en ausencia de materia en un medio.}$$

En medios con materia, la velocidad a la que se desplaza una onda electromagnética es inferior a la de la luz, dependiendo de la permitividad eléctrica y permitividad magnética.

La permitividad es conocida, impropriamente, como constante dieléctrica, indica como el campo eléctrico afecta y es afectado por el medio.

La permitividad del vacío  $\epsilon_0$  es  $8,8541878176 \times 10^{-12} \text{ F/m}$ .

La constante de propagación  $\gamma$  se utiliza para definir el voltaje y la corriente en cualquier punto a una distancia  $x$  del origen de la línea mediante la relación:

$$E_x = E_i e^{-\gamma x} \quad e \quad I_x = I_i e^{-\gamma x}$$

La impedancia característica queda definida como:

$$Z_0 = \frac{E_x}{I_x} = \frac{E_i e^{-\gamma x}}{I_i e^{-\gamma x}} = \frac{E_i}{I_i}$$

La impedancia característica de una línea bifilar esta dado por:

$$Z_0 = 276 \log \left( \frac{2s}{d} \right)$$

donde  $s$  es la separación entre conductores y  $d$  su diámetro

La impedancia característica de un cable coaxial esta dado por:

$$Z_0 = 138 \log \left( \frac{D_{ice}}{d_{eci}} \right)$$

Donde  $D_{ice}$  es el diámetro interno del conductor externo y  $d_{eci}$  es el diámetro externo del conductor interno.

#### 4.2.- Señales escalón y pulso utilizados en TDR

Respecto a utilización en los TDR de un pulso o un escalón para enviar a la red bajo estudio es conveniente analizar el párrafo siguiente de docentes de UTN-Facultad Regional Mendoza, TP8, pág, 4 y 5:

*"La tecnología de pulso utilizada en los TDR, es similar al radar de AM, donde se transmite una ráfaga corta de onda senoidal. El transmisor emite un pulso simple y luego se apaga. El TDR después habilita al receptor para escuchar la reflexión. Mientras más largo el pulso transmitido, mayor el tiempo antes de que el receptor pueda comenzar a buscar la reflexión. A esto se llama "espacio muerto" o "encandilamiento", y puede ser bastante largo en las unidades económicas. La tecnología de pulso solamente puede medir el tiempo entre reflexiones y no puede interpretar información entre reflexiones tales como las perdidas graduales en el cable. Es necesario que el operario ajuste el ancho del pulso, usando un pulso corto se reduce el encandilamiento pero tiene un rango de distancia limitado. Un ancho de pulso más grande tiene un buen rango pero también mayor es el encandilamiento. El pulso cuando se lo compara con el escalón, tiene una menor energía de señal lo cual resulta en un dibujo que tiene una menor relación señal ruido y una imagen menos clara del cable."*

*"La tecnología del escalón es más parecida a un radar Doppler, donde el transmisor siempre emite energía mientras el receptor simultáneamente escucha por señales devueltas. Esto elimina el "espacio muerto" trampa de la tecnología de pulso, y permite al receptor ver directo del conector de TDR. Puesto que el receptor mira sobre una señal constante, detecta precisamente información que los de tipo pulso no podían tales como la impedancia del cable. Debido a la energía más alta en la señal escalón, se mejora la relación señal ruido. Acoplado con la adición de un filtro de ruido se reduce o elimina efectivamente la interferencia exterior de ruido con menor degradación de la señal recibida."*

#### **4.3- Líneas de transmisión terminadas en una carga resistiva**

A continuación se presenta una línea de transmisión de longitud finita, que conecta una fuente de señal a una impedancia de carga  $Z_L$ . Para adaptar el generador a la línea se considera que la impedancia de salida del mismo es igual a la impedancia característica de la línea,  $Z_0$ .

La coordenada  $x$  es el punto de conexión del generador con la línea,  $x= 0$  indica el comienzo de la línea y  $x= L$ , el final o longitud de la misma como se indica en la Figura 7.

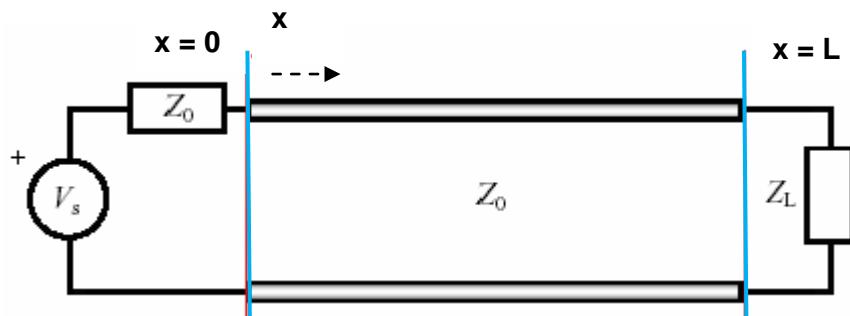


Figura 7.- Esquema de una Línea de Transmisión finita de longitud L

Si  $Z_L = \infty$  la forma de la señal, escalón de salida, será  $E_t$ , como se indica en la Figura 8, siguiente.

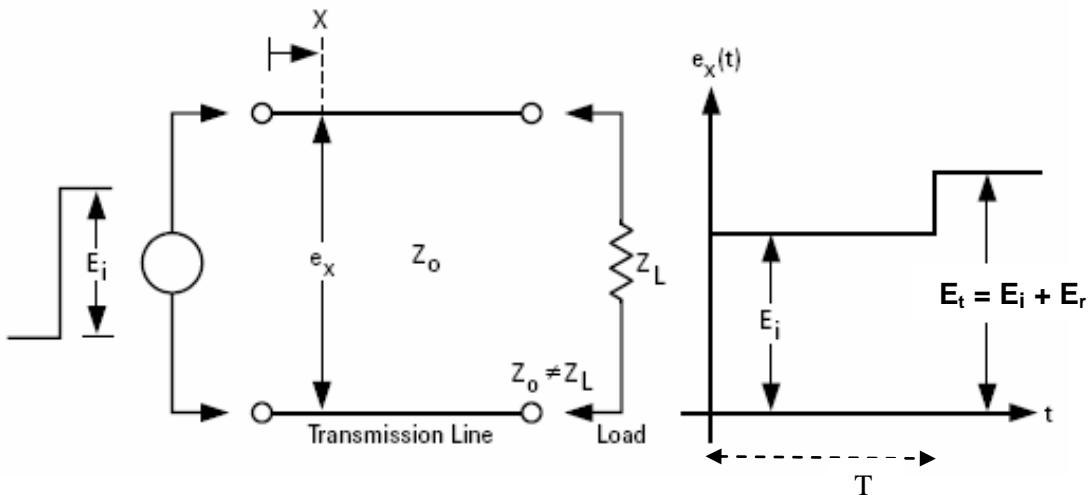


Figura 8.- Voltaje vs tiempo en un punto determinado de una línea de transmisión con un valor de escalón incidente  $E_i$  y un escalón  $E_t$  en la carga  $Z_L$

A partir de la información dada por el osciloscopio sobre  $E_r$ ,  $E_i$ , se calcula el coeficiente de reflexión y la ROE según el gráfico de la Figura 2 anterior, a lo que se agrega la pérdida de retorno y la atenuación en la carga. Con el tiempo  $T$  medido en el osciloscopio y los datos sobre el tipo de cable utilizado en la red, dado por la Tabla 1, se determina la distancia  $D$  a la que se encuentra la carga.

$$\text{como el coeficiente de reflexión es } \Gamma = \frac{E_r}{E_i} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \text{ se puede determinar } Z_L$$

en función de  $Z_0$  y del coeficiente de reflexión o a la inversa.

$$\text{La relación de onda estacionaria ROE} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}$$

Lo ideal es que **la carga sea resistiva** y termine en una impedancia igual a la impedancia característica,  $Z_L = Z_0$ . Para este caso la perdida de retorno y la atenuación en la carga serán nulas ya que no habrá onda reflejada, y la onda incidente se transmitirá completamente a través de la carga.

Si la impedancia de carga no es igual a la impedancia característica de la línea, se producen reflexiones, es decir, parte de la energía que llegue a la carga será absorbida por esta y parte se reflejará hacia el transmisor. Cualquier irregularidad en la impedancia a lo largo del cable hará las veces de carga desadaptada y provocará una reflexión.

Se define como Pérdida de Retorno (PR) a la relación en dB entre la onda reflejada y la onda incidente. Son una forma de medir los cambios de impedancias en el cable. Pérdida de retorno elevada significa que gran cantidad de la señal incidente se está reflejando en el punto de donde se produce el cambio de impedancia.

$$\frac{E_r}{E_i}$$

Es la pérdida de potencia eléctrica a lo largo del cable

$$\text{Pérdida de retorno (dB)} = PR = -20 \log \frac{E_i}{E_L}$$

$$\text{Atenuación en la carga (dB)} = At = -20 \log \frac{E_L}{E_i}$$

La atenuación en la carga es la relación en dB entre el voltaje en la carga  $E_L$  y la onda incidente o voltaje de entrada a la línea.

La atenuación por unidad de longitud se calcula haciendo el cociente de la atenuación medida por la longitud medida.

Se observa que si  $E_r = 0 \rightarrow r=0$ , ROE=1, PR = 0 y At = 0, lo que constituye un caso ideal o hacia lo cual se pretende llegar y en el osciloscopio se observaría la Figura 8. Además **se determina la distancia**, D, a la que se encuentra la carga bajo estudio y demás elementos indicados en la Tabla 2.

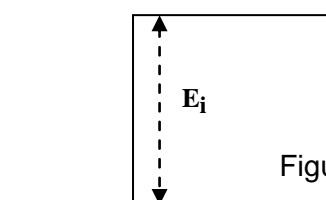


Figura 9.- Forma de escalón cuando  $E_r = 0$

Si la carga es resistiva y hay onda reflejada, se pueden presentar diferentes casos de reflexiones según el valor de  $Z_L$ , como los que se indican en la Figura 9, siguiente.

(A) Open Circuit Termination ( $Z_L = \infty$ )

$$(A) E_r = E_i$$

$$E_r = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} E_i$$

$$\text{Therefore } \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = +1$$

$$\text{Which is true as } Z_L \rightarrow \infty$$

$$\therefore Z = \text{Open Circuit}$$

$$E_t = E_i + E_r$$



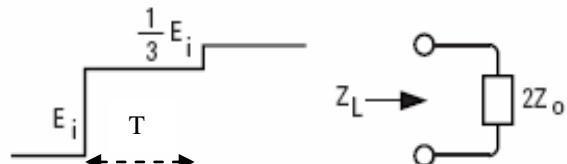
(B) Short Circuit Termination ( $Z_L = 0$ )

$$(B) E_r = E_i$$

Therefore  $\frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = -1$   
Which is only true for  $Z_L = 0$

When  $Z_L = 0$

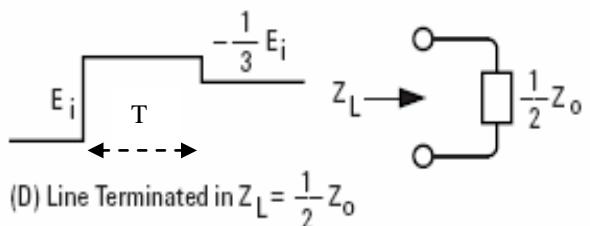
$\therefore Z = \text{Short Circuit}$



(C) Line Terminated in  $Z_L = 2Z_0$

$$(C) E_r = +\frac{1}{3} E_i$$

Therefore  $\frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = +\frac{1}{3}$   
and  $Z_L = 2Z_0$



(D) Line Terminated in  $Z_L = \frac{1}{2} Z_0$

$$(D) E_r = -\frac{1}{3} E_i$$

Therefore  $\frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = -\frac{1}{3}$   
and  $Z_L = \frac{1}{2} Z_0$

**Figura 10.- Visualizaciones en el TDR de formas de ondas para distintas cargas resistivas**

En la Tabla 2, se indican los parámetros medidos y calculados para diferentes situaciones de cargas resistivas.

**Tabla 2.- Análisis de Parámetros para distintas  $Z_L$  resistivas**

Items bajo prueba	Parámetros Medidos / Calculados	$Z_L=0$	$Z_L=\infty$	$Z_L \neq Z_0 \parallel$ $Z_L = 2Z_0$	$Z_L \neq Z_0 \parallel$ $Z_L = \frac{1}{2} Z_0$
$E_i$	$\Gamma = E_r / E_i$				

$$1 + |\Gamma|$$

$E_r$	$ROE = \frac{1}{1 -  \Gamma }$				
$E_t$	$E_i + E_r$				
$T$	$D = F_v C \frac{T}{2}$				
Impedancia de Carga	$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$				
PR (dB)	$-20 \log \frac{E_r}{E_i}$				
At (dB)	$-20 \log \frac{E_L}{E_i}$				

Si se supone que  $Z_0$  es real, aproximadamente cierto por la alta calidad comercial de los cables, se observa que cualquier desajuste o desadaptación resistiva de  $Z_L$  en relación con  $Z_0$ , refleja una voltaje de la misma forma que la tensión incidente, con la magnitud y la polaridad de  $E_r$  determinado por los valores relativos de  $Z_0$  y  $R_L$  ( $Z_L=R_L$ .)

Se puede realizar una experiencia similar a lo indicado en Tabla 2, para distintos casos de  $Z_L$  compleja como se indica en el punto 2.1.siguiente. Esto se ilustra con los gráficos de la Figura 11) siguiente.

#### **4.4.- Línea de transmisión terminada en Cargas complejas**

Hasta aquí se analizó el comportamiento de una carga resistiva al final de la línea de transmisión como lo indica la Figura 9) anterior. Si embargo, es importante conocer lo que sucede a través de la línea de transmisión en posiciones intermedias entre el generador y la carga final.

Cuando se producen reflexiones por impedancias de carga complejas, hay cuatro ejemplos básicos que se muestran en la Figura 10 y se puede determinar la distancia D a la que se encuentra.

El análisis más directo consiste en la evaluación de la tensión reflejada en  $t = 0$  y en  $t = \infty$ , y asumiendo que la transición entre estos dos valores es de tipo exponencial. Para simplificar, el tiempo elegido es cero cuando la onda reflejada llega de vuelta en el punto de control o de monitoreo. En

el caso A, según Figura 10, con la combinación R-L en serie, por ejemplo, en  $t = 0$ , la tensión reflejada es de  $+E_i$ . Esto se debe a que el inductor no aceptará un cambio repentino en la corriente, lo que inicialmente parece una impedancia infinita o un circuito abierto, con  $r = 1$  en  $t = 0$ . La corriente en ese momento en L se acumula de manera exponencial y su impedancia baja hasta cero. En  $t = \infty$ , por lo tanto,  $e_r(t)$  queda determinada sólo por el valor de R.

$$\Gamma = \frac{E_r}{E_i} = \frac{R - Z_0}{R + Z_0} \quad \text{cuando } \tau = \infty$$

La transición exponencial de  $e_r(t)$  tiene una constante de tiempo determinada por la resistencia efectiva vista por el inductor. Puesto que la impedancia de salida de la línea de transmisión es  $Z_0$ , el inductor ve  $Z_0$  en serie con R, y la constante de tiempo  $\tau$  es.

$$\text{la constante de tiempo } \tau = \frac{L}{R + Z_0}$$

Un análisis similar es posible para el caso de la terminación en paralelo RC. En el instante  $t=0$ , la carga aparece como un corto circuito y el condensador no aceptará un cambio repentino en el voltaje. Por lo tanto,  $r = -1$  cuando  $t = 0$ . Después de algún tiempo, sin embargo, la tensión se acumula en C, **o sea que la tensión crece** y en un tiempo  $t = \infty$ , el condensador C es efectivamente un circuito abierto.

$$\text{La constante de tiempo } \tau = \frac{Z_0 R}{Z_0 + R} C$$

Los dos casos restantes pueden tratarse de la misma manera.

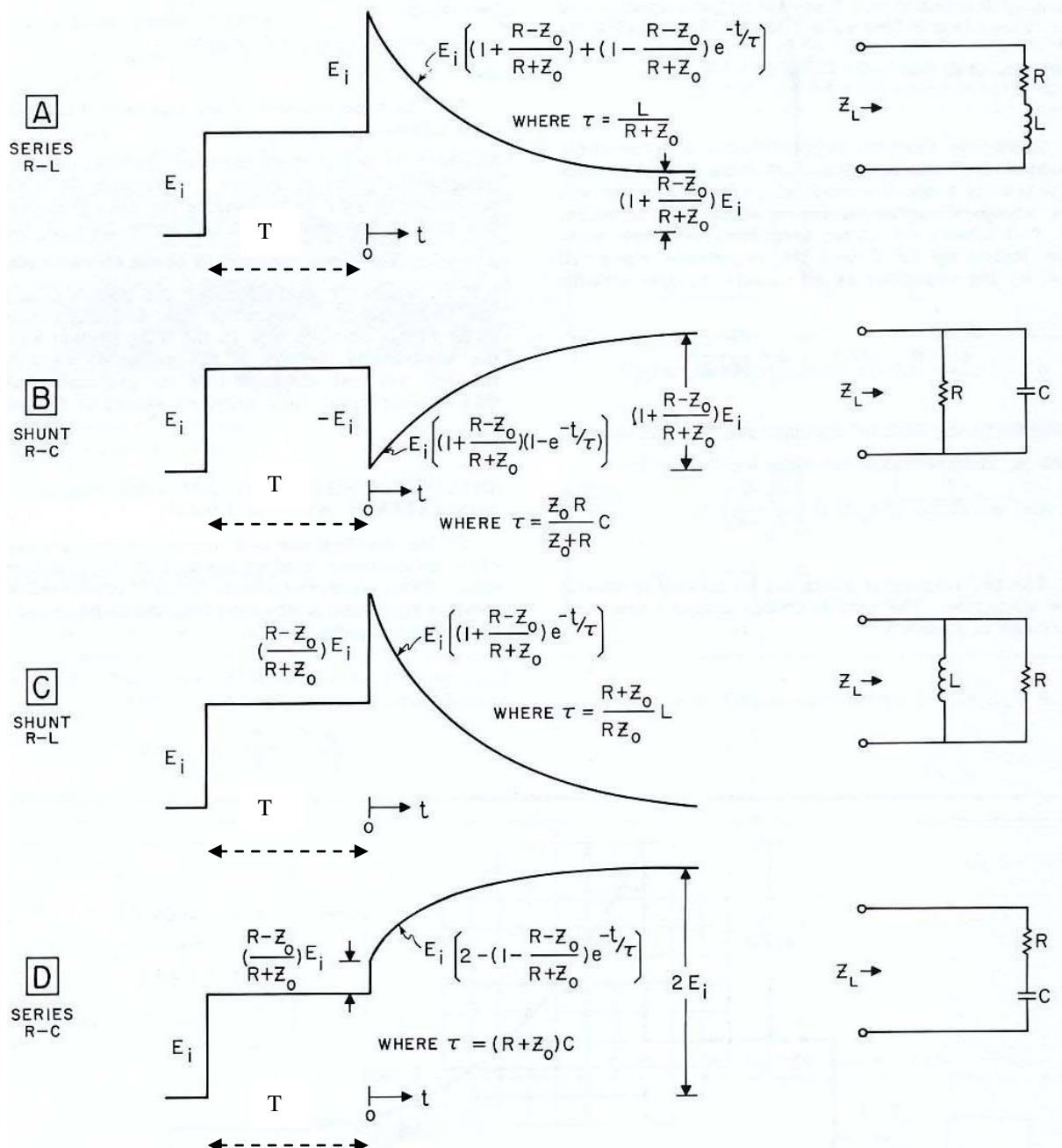


Figura 11. – Visualizaciones de formas de ondas para distintas cargas complejas

Hasta aquí se puede decir que la técnica TDR utiliza un pulso, un escalón o un tono e 800 a 1100HZ, de excitación para localizar fallas en una red de cables a partir de la determinación y análisis de las discontinuidades en la impedancia o cambios en la impedancia de una línea de transmisión.

Este método consiste en enviar un pulso rápido a través de la línea de transmisión, luego se monitorean las ondas incidentes y reflejadas mediante un osciloscopio o con un TDR. Mediante esta técnica de ecos se puede determinar la impedancia característica de la línea de transmisión, su naturaleza (resistiva, inductiva o capacitiva) y la posición o ubicación de cada discontinuidad a lo largo de la línea. TDR también da información sobre

el tipo de pérdidas, series o paralelas, y proporciona información relacionada a las características de banda ancha del dispositivo bajo prueba (DUT).

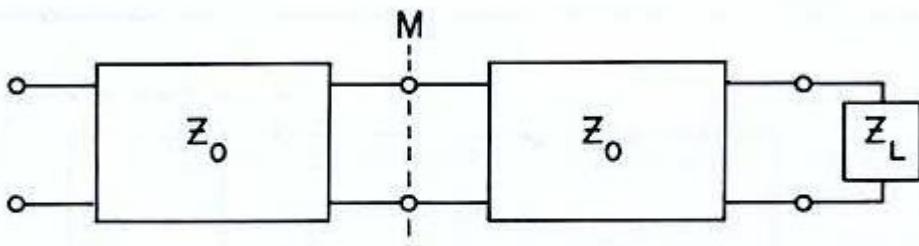
En la Figura 10 se presentan visualizaciones de ondas incidentes y reflejadas en el Osciloscopio para diferentes cargas resistivas típicas.

En la Figura 11 se presentan visualizaciones de ondas incidentes y reflejadas en el Osciloscopio para diferentes cargas complejas típicas.

## 5.- Discontinuidades

Hasta el momento se ha mencionado el efecto de diferentes cargas al final de una línea de transmisión. Sin embargo, no solamente es importante lo que está sucediendo en la carga sino también en posiciones intermedias a lo largo de la línea.

Se considera un sistema de transmisión como el de la Figura 12, con la unión de dos líneas de transmisión con impedancia  $Z_0$  a través de un conector.



Se considera  $Z_L = Z_0$

Figura 12.- Unión de dos líneas de transmisión

**Si mediante un conector** se realiza una unión entre dos líneas de transmisión, ambas con impedancia característica  $Z_0$ , la práctica demuestra que dicha unión agrega una cierta **inductancia** en serie con la línea. Lo que está desde el conector M a la derecha del mismo o hacia la salida, se debe considerar como una impedancia equivalente en serie con el inductor, como se indica en la Figura 13. Esta combinación serie R-L es la **impedancia de carga efectiva del sistema** en el punto de conexión M. Ya que la impedancia que existía antes de producirse la unión de ambas líneas de transmisión es  $Z_0$ , resistiva para una línea sin pérdidas, la señal que se observa en el osciloscopio será la de una carga R-L en serie y la forma de la señal es la indicada en la Figura 14 , similar a la Figura 10A) anterior.

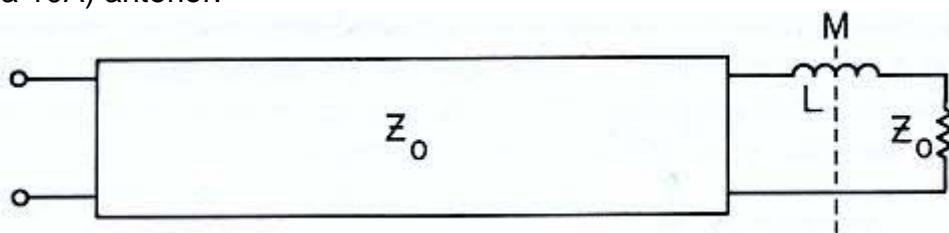


Figura 13.- Esquema resultante de unión de dos líneas de transmisión

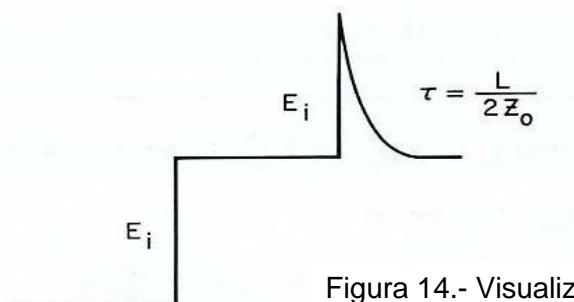


Figura 14.- Visualización sobre la carga R-L

## 5.1.- Discontinuidades múltiples

Una de las ventajas de la TDR es su capacidad para manejar los casos de más de una discontinuidad. Un ejemplo de ello es la Figura 15.

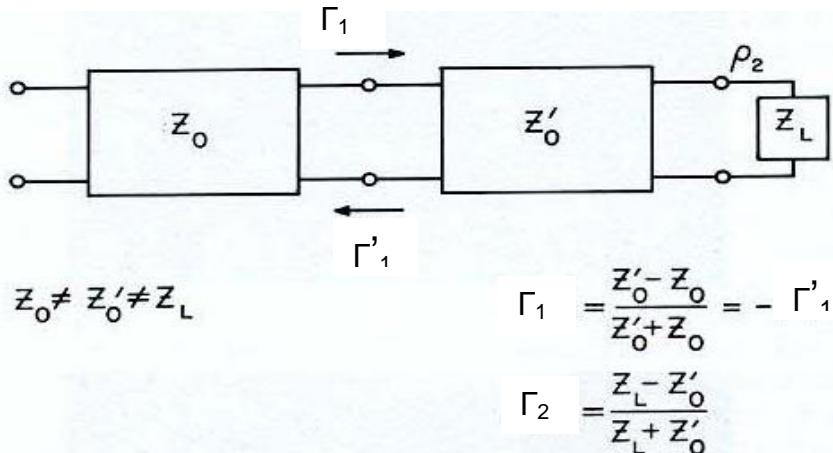


Figura 15.- Unión de dos líneas de transmisión con diferentes  $Z_0$

La visualización en el osciloscopio para este caso sería similar al diagrama de la Figura 16, considerando que  $Z_L < Z_0 < Z'_0$ :

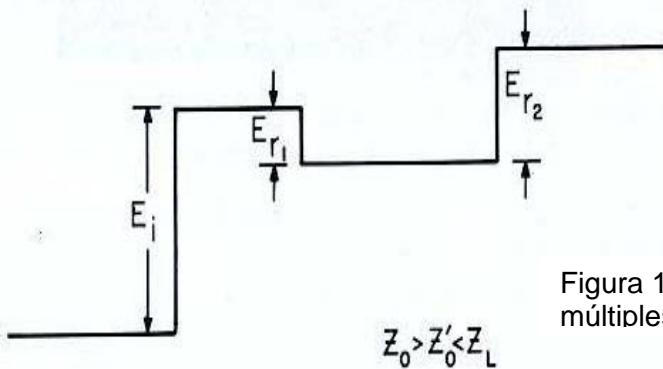


Figura 16.- Visualización de discontinuidades múltiples

Se observa que los dos desajustes producen reflexiones que se pueden analizar por separado. La falta de coincidencia en la unión de las dos líneas de transmisión genera una onda reflejada,  $E_{r1}$  y otra onda reflejada  $E_{r2}$ , donde:

$$E_{r1} = \Gamma_1 E_i = \frac{Z'_0 - Z_0}{Z'_0 + Z_0} E_i \quad \text{y} \quad \Gamma_2 = \frac{Z_L - Z'_0}{Z_L + Z'_0}$$

Se deben considerar dos cuestiones ante la reflexión de  $Z_L$ , tal como se muestra en el osciloscopio en la Figura 16) anterior, se utiliza para determinar  $r_2$ . En primer lugar, la tensión de paso incidente en  $Z_L$  es  $(1 + r_1) E_i$ , no sólo  $E_i$ . En segundo lugar, la reflexión de la carga es:

$$[r_2 (1 + r_1) E_i] = E_{rL}$$

pero esto no es igual a  $E_{r2}$  debido a que la reflexión se produce en el punto de unión de las dos líneas de transmisión. La onda reflejada que vuelve al punto de control es:

$$E_{r2} = (1 + r'_1) E_{rL} = (1 + r'_1) [r_2 (1 + r_1) E_i]$$

Como  $r'_1 = -r_1$ ,  $E_{r2}$  puede reescribirse como:

$$E_{r2} = [r_2 (1 - r_1^2)] E_i$$

La parte de la  $E_{rL}$  reflejada desde la unión de  $Z'_0$  y  $Z_0$  (i.e.  $r'_1 E_{rL}$ ) vuelve a reflejarse en la carga y así sucesivamente. Como habitualmente las reflexiones son pequeñas el efecto de reflexiones múltiples es casi despreciable, pero se debe tener presente porque en algunos casos pueden aparecer.

Es importante que el generador de función escalón tenga coeficiente de reflexión cero.

## **6.- Tema de Trabajo práctico integrador**

Analizar las características técnicas y de prestación de distintos TDR según el ámbito de aplicación. TDR con emisión de tono, pulso y de escalón. Ventajas y desventajas de cada uno de ellos.

### **Bibliografía**

Bianchi, Aldo N. Sistemas de Ondas Guiadas. Editorial MARCOMBO, Barcelona, España. Año 1980

Colombo, Juan Carlos. "Medición de Parámetros de Dispersión S". Guía de estudio de la asignatura Medidas Electrónicas II. 30/03/2010.

Hewlett-Packard. Time Domain Reflectometry. Application Note 62. Printed in U.S.A. Disponible en [http://www.google.com.ar/an\\_62.pdf](http://www.google.com.ar/an_62.pdf).

Hewlett-Packard. Time Domain Reflectometry Theory. Application Note 1304-2. Printed in U.S.A. 5/981988. Disponible en [http://www.google.com.ar/an\\_67.pdf](http://www.google.com.ar/an_67.pdf).

Hewlett-Packard. Cable testing with Time Domain Reflectometry. Application Note 67. Printed in U.S.A. 5/981968. Disponible en [http://www.google.com.ar/an\\_1304-2.pdf](http://www.google.com.ar/an_1304-2.pdf).

M.E. II-Facultad Regional Mendoza – UTN. REFLECTOMETRÍA EN EL DOMINIO DEL TIEMPO (Medición de Parámetros Distribuidos). Año 2007. Disponible en <http://www.google.com.ar/tp8.pdf>.

Terman y Pettit. Mediciones Electrónicas. Editorial ARBO, Buenos Aires, Argentina. Año 1972.

**TABLA 1**

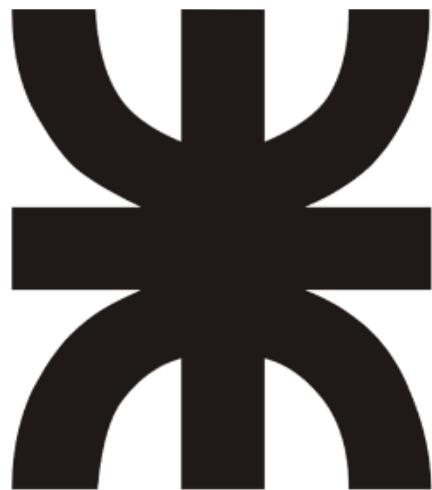
**Características de los Cables Coaxiales**

Coaxial	Ohm	Factor Veloc.	Aislante Dieléct.	Tensión Máx RMS	pF Por Metro	Atenuación en decibelios por cada 100 mts							
						10 Mhz	50 Mhz	100 Mhz	200 Mhz	400 Mhz	1 Ghz	3 Ghz	Diam. en mm
<b>RG-5</b>	50	0,66	Esp PE	-----	93,50	2,72	6,23	8,85	13,50	19,40	32,15	75,50	8,30
<b>RG-6</b>	75	0,66	Esp PE	-----	61,60	2,72	6,23	8,85	13,50	19,40	32,15	75,50	8,50
<b>RG-8</b>	52	0,66	PE	4.000	97	1,80	4,27	6,23	8,86	13,50	26,30	52,50	10,30
<b>RG-9</b>	51	0,66	PE	4.000	98	2,17	4,92	7,55	10,80	16,40	28,90	59,00	10,70
<b>RG-10</b>	52	0,66	-----	-----	100	1,80	4,25	6,25	8,85	13,50	26,30	52,50	12,00
<b>RG-11</b>	75	0,66	Esp PE	4.000	67	2,18	5,25	7,55	10,80	15,80	25,60	54,00	10,30
<b>RG-12</b>	75	0,66	PE	4.000	67	2,18	5,25	7,55	10,80	15,80	25,60	54,00	12,00
<b>RG-13</b>	74	0,66	-----	-----	67	2,18	5,25	7,55	10,80	15,80	25,60	54,00	10,70
<b>RG-14</b>	52	0,66	-----	-----	98,40	1,35	3,28	4,60	6,55	10,20	18,00	41,00	13,90
<b>RG-17</b>	52	0,66	PE	11.000	67	0,80	2,05	3,15	4,90	7,85	14,40	31,10	22,10
<b>RG-18</b>	52	0,66	-----	-----	100	0,80	2,05	3,15	4,90	7,85	14,40	31,10	24,00
<b>RG-19</b>	52	0,66	-----	-----	100	0,55	1,50	2,30	3,70	6,05	11,80	25,30	28,50
<b>RG-20</b>	52	0,66	-----	-----	100	0,55	1,50	2,30	3,70	6,05	11,80	25,30	30,40
<b>RG-21</b>	53	0,66	-----	-----	98	14,40	30,50	47,70	59,00	85,30	141,00	279,00	8,50
<b>RG-34</b>	75	0,66	-----	-----	67	1,05	2,79	4,60	6,90	10,80	19,00	52,50	15,90
<b>RG-35</b>	75	0,66	-----	-----	67	0,80	1,90	2,80	4,15	6,40	11,50	28,20	24,00
<b>RG-55</b>	53,50	0,66	PE	1.900	93	3,94	10,50	15,80	23,00	32,80	54,10	100,00	5,30
<b>RG-58</b>	50	0,66	PE	1.900	93	4,60	10,80	16,10	24,30	39,40	78,70	177,00	5,00
<b>RG-59</b>	73	0,66	PE	600	69	3,60	7,85	11,20	16,10	23,00	39,40	87,00	6,20
<b>RG-74</b>	52	0,66	-----	-----	98	1,35	3,28	4,59	6,56	10,70	18,00	41,00	15,70
<b>RG-122</b>	50	0,66	-----	-----	-----	5,58	14,80	23,00	36,10	54,10	95,10	187,00	4,10
<b>RG-142</b>	50	0,70	PTFE	1.900	96	3,60	8,85	12,80	18,50	26,30	44,25	88,60	4,90
<b>RG-174</b>	50	0,66	PTFE	1.500	101	12,80	21,70	29,20	39,40	57,40	98,40	210,00	2,60
<b>RG-177</b>	50	0,66	-----	-----	-----	0,70	2,03	3,12	4,92	7,85	14,40	31,20	22,70
<b>RG-178</b>	50	0,69	-----	-----	-----	18,40	34,50	45,90	63,30	91,90	151,00	279,00	1,90
<b>RG-179</b>	75	0,69	-----	-----	-----	17,40	27,90	32,80	41,00	52,50	78,70	144,00	2,50
<b>RG-180</b>	95	0,69	-----	-----	-----	10,80	15,10	18,70	24,90	35,50	55,80	115,00	3,70
<b>RG-187</b>	75	0,69	-----	-----	-----	17,40	27,90	32,80	41,00	52,50	78,70	144,00	2,80

<b>RG-188</b>	50	0,69	-----	-----	-----	19,70	31,50	37,40	46,60	54,80	102,00	197,00	2,80
<b>RG-195</b>	95	0,69	-----	-----	-----	10,80	15,10	18,70	24,90	35,40	55,80	115,00	3,90
<b>RG-196</b>	50	0,69	-----	-----	-----	18,40	34,50	45,20	62,30	91,90	151,00	279,00	2,00
<b>RG-212</b>	50	0,66	-----	-----	-----	2,72	6,23	8,86	13,50	19,40	32,20	75,50	8,50
<b>RG-213</b>	50	0,66	PE	5.000	101	1,80	4,30	6,25	8,85	13,50	26,30	52,50	10,30
<b>RG-214</b>	50	0,66	PE	5.000	101	2,15	4,95	7,55	10,80	16,40	28,90	59,00	10,80
<b>RG-215</b>	50	0,66	PE	5.000	101	1,80	4,30	8,20	8,85	13,50	26,30	52,50	10,30
<b>RG-216</b>	75	0,66	PE	5.000	67	2,15	5,25	7,55	10,80	15,80	25,60	54,10	10,80
<b>RG-217</b>	50	0,66	-----	-----	-----	1,35	3,30	4,60	6,55	10,20	18,00	40,50	13,80
<b>RG-218</b>	50	0,66	-----	-----	96	0,80	2,05	3,10	4,90	7,85	14,40	31,20	22,10
<b>RG-219</b>	50	0,66	-----	-----	-----	0,80	2,05	3,10	4,90	7,85	14,40	31,20	24,00
<b>RG-220</b>	50	0,66	-----	-----	96	0,55	1,50	2,30	3,70	6,10	11,80	25,50	28,50
<b>RG-221</b>	50	0,66	-----	-----	-----	0,55	1,50	2,30	3,70	6,10	11,80	25,50	30,40
<b>RG-222</b>	50	0,66	-----	-----	-----	14,40	30,50	42,70	59,10	85,30	141,00	279,00	8,50
<b>RG-223</b>	50	0,66	PE	1.900	101	3,95	10,50	15,80	23,00	32,80	54,10	100,00	5,40
<b>RG-302</b>	75	0,69	-----	-----	-----	1,50	4,00	10,80	15,40	22,60	41,90	85,25	5,30
<b>RG-303</b>	50	0,69	-----	-----	-----	3,61	8,86	12,80	18,50	26,30	44,30	88,60	4,30
<b>RG-316</b>	50	0,69	-----	-----	-----	19,70	31,50	37,40	46,60	54,80	102,00	197,00	2,60
NOTAS	PE = Polietileno												
	Esp.PE = Espuma de Polietileno												
	PTFE = Teflón (Politetrafluoroetileno)												
	RG-214 y RG-223 = Con doble protección (Doble apantallado)												

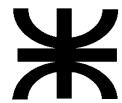
**UTN-FRT**

**MEDIDAS  
ELECTRÓNICAS 2**



**TEMA:**  
**Publicación OTDR**





**UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL  
FACULTAD REGIONAL TUCUMÁN**

**Ingeniería Electrónica - Medidas Electrónicas II**

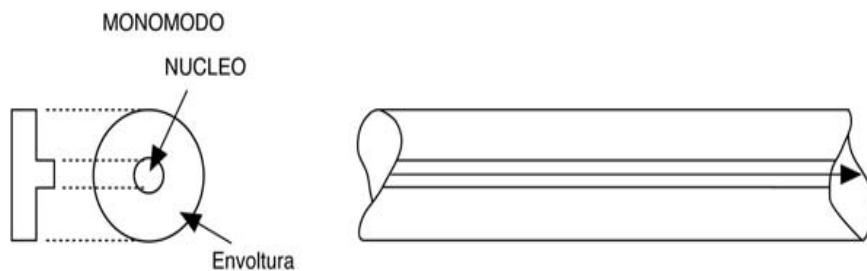
**Reflectómetro Óptico en el Dominio del  
Tiempo - OTDR**

**Ing. Juan C. Colombo  
Año 2011**

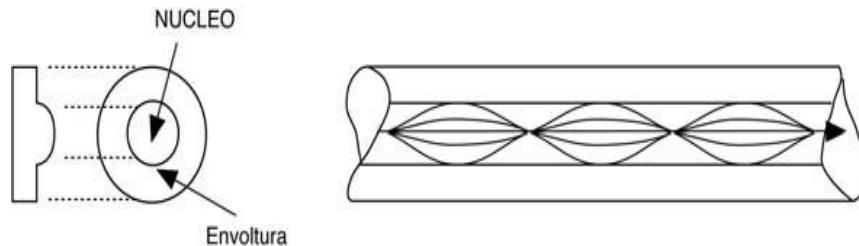
## 1.- Introducción a las fibras ópticas

### 1.1.- Fibras ópticas monomodo y multimodo

Según el número de modos que se propagan, hay fibras monomodo y fibras multimodo, dependiendo si se transmite un único modo a través de ellas o dos o más modos. La **Figura 1**, representa una fibra monomodo y la **Figura 2** una fibra multimodo, con una representación del trazado de rayos de propagación de la luz dentro de ellas.

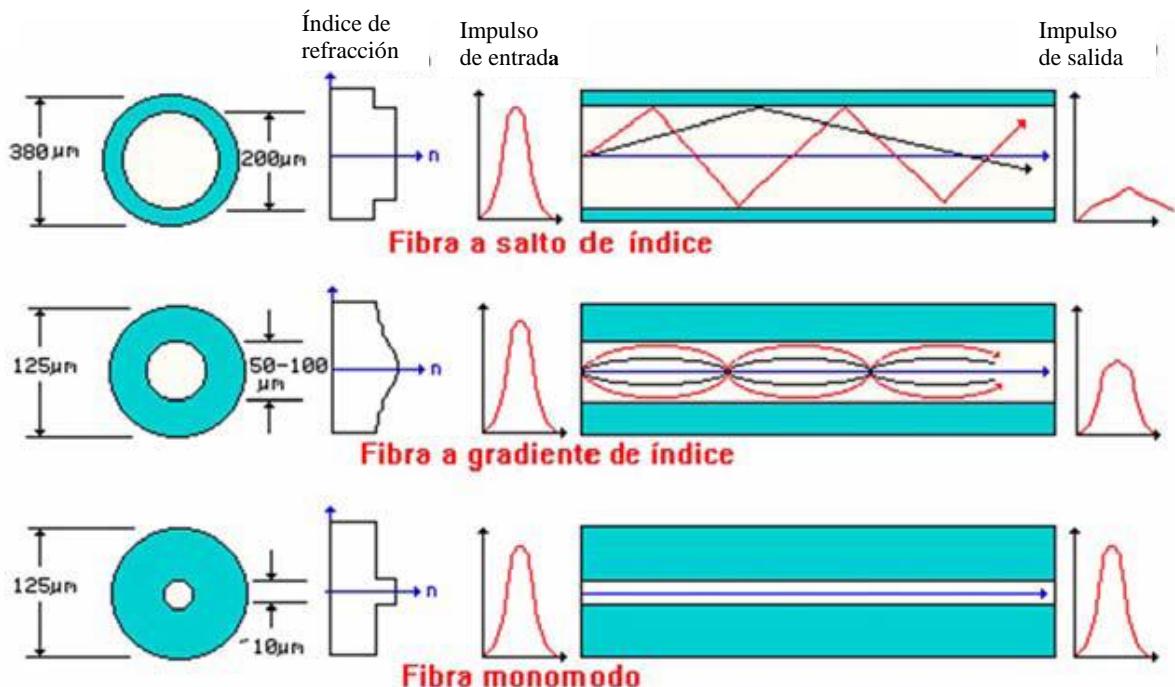


**Figura 1. - Fibra óptica monomodo**



**Figura 2. - Fibra óptica multimodo**

Según el perfil de índice de refracción de las fibras  $n$ , pueden controlarse el número de modos que se propagan en las fibras multimodo y la dispersión en el caso de las fibras multimodo. El número de modos propagados en una fibra óptica determina el ancho de banda (o máxima velocidad de transmisión de datos) de la fibra multimodo, siendo menor el ancho de banda en el caso de las fibras salto de índice que en el caso de las de índice gradual. El primer caso es en el que existe un cambio brusco de índice de refracción entre el núcleo y el revestimiento. Por el contrario, en el segundo caso existe una variación gradual del índice de refracción desde el centro de la fibra hasta el revestimiento. El efecto que esta estructura de índice de refracción hace sobre la información guiada en las fibras es el ensanchamiento del pulso de entrada con la propagación de la luz. La **Figura 3** y **Figura 4** muestran esquemáticamente este efecto.



**Figura 3.- Índice de refracción y modos en una fibra óptica**

En una fibra óptica no hay circulación de corriente eléctrica sino propagación de luz, cada pulso de luz es un campo electromagnético en propagación o MODO. Ese pulso de luz proviene de dos fuentes principales transmisor electro-óptico con diodo LED o diodo Láser, si la fibra es multimodo o monomodo respectivamente, que se transmite por una fibra óptica vía un acoplador direccional óptico que posibilita por un lado que la luz se propague hacia la carga y al mismo tiempo permite que las reflexiones presentes en la fibra vayan hacia un receptor electro – óptico que utiliza un Fotodiodo como sensor. La unión de la fibra óptica con el transmisor y receptor se hace a través de un conector de fibra óptica.

Las longitudes de onda de cada tipo de elemento son:

LED	Diodo láser
850 nm	1310 nm
1310 nm	1550 nm

Ventanas de transmisión: 850 nm (1eraV); 1310 nm (2daV), 1550 nm (3eraV) y 1625nm (4taV)

Las longitudes de onda de las fibras ópticas más comúnmente utilizadas en comunicaciones son : 850 y 1310 nm, en fibras multimodo; 1310, 1490, 1550 y 1625 nm, en fibras monomodo. Estas son las llamadas ventanas, deben seleccionarse de acuerdo a la aplicación puesto que no todas responden de manera idéntica, tal es así que las pérdidas por doblado tienen una gran dependencia con la longitud de onda: debido a este fenómeno, pérdidas admisibles a 1550 nm pueden no serlo a 1625 nm

y el ancho espectral :

LED	Diodo láser
40-80 nm	1-2 nm

pulso de entrada  
ensanchado a la salida      pulso de entrada  
mantiene el ancho a la salida

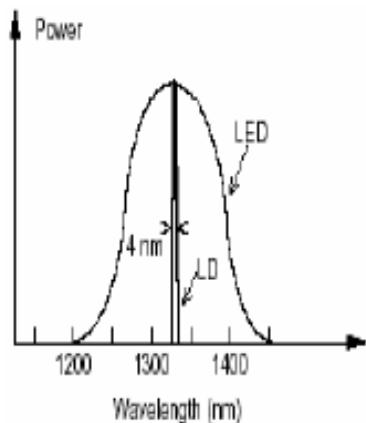


Figura 4.- Pulso de salida de fibra multimodo y monomodo

El LED genera luz normal no coherente, es decir cada pulso de luz genera múltiples rayos de luz que se propagan en diferentes modos con dispersión -por lo que no se puede usar en grandes distancias- y se utilizan con fibras multimodo.

En cambio el equipamiento basado en fibra multimodo y LED resulta más económico y sencillo de implantar.

En redes locales se utilizan principalmente fibras multimodo con emisores LED de primera o segunda ventana. Estos equipos son más baratos que los basados en diodo láser, tienen una vida más larga, son menos sensibles a los cambios de temperatura y más seguros. A muy altas velocidades es necesario utilizar emisores láser ya que los emisores de luz normal no pueden reaccionar con la rapidez suficiente, por eso en algunas redes locales (Gigabit Ethernet, Fibre Channel y ATM) se utilizan emisores láser de primera ventana cuando se quiere gran velocidad pero no se requiere gran alcance.

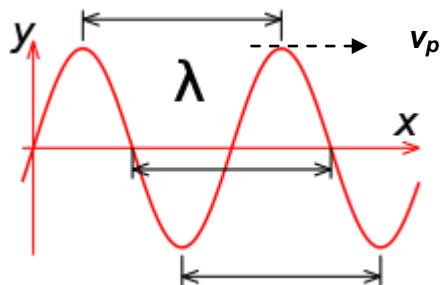
El Láser emite luz coherente, o sea un único rayo de luz, por lo tanto cada pulso de luz se propaga a través de la fibra en un solo modo, sin dispersión, y por esa razón se utilizan en fibras monomodo. El equipamiento basado en fibra monomodo y diodo Láser proporciona un gran ancho de banda y una baja atenuación con la distancia, por lo que se utiliza para transmitir a grandes velocidades y/o a grandes distancias. Las últimas tecnologías permiten enviar hasta 100 haces de luz en diferentes longitudes de onda sobre fibra monomodo para multiplicar la capacidad de transferencia: Multiplexación por división de frecuencias (X-WDM).

En redes de área extensa siempre se utiliza fibra monomodo y emisores láser. Actualmente en segunda ventana se puede llegar a distancias de 40 Km y en tercera hasta 160 Km sin amplificadores intermedios. El mayor costo de los emisores se ve en este caso sobradamente compensado por la reducción en equipos intermedios (amplificadores y regeneradores de la señal). La atenuación es menor conforme aumenta la longitud de onda.

## 1.2. Longitud de onda ( $\lambda$ ) – Índice de refracción (n)

La **longitud de una onda  $\lambda$**  (lambda), es el período espacial de la misma, es decir, la distancia a la que se repite la forma de la onda. Normalmente se consideran dos puntos consecutivos que poseen la misma fase: dos máximos, dos mínimos, dos cruces por cero en el mismo sentido, como se indica en la **Figura 5**.

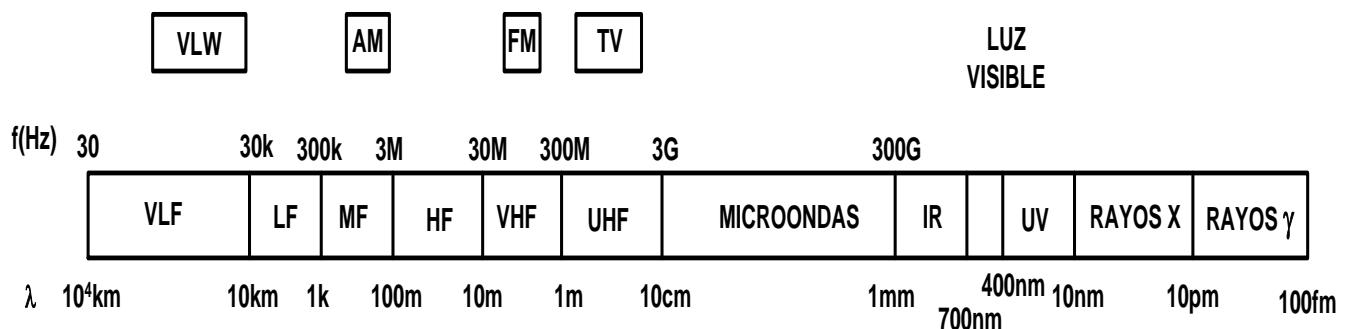
La longitud de onda es una distancia real recorrida por la onda, lo que no es necesariamente la distancia recorrida por las partículas o el medio que propaga la onda, como en el caso de las olas del mar, en las que la onda avanza horizontalmente y las partículas se mueven verticalmente.



**Figura 5.- Longitud de onda en una sinusoides**

La velocidad a la que se desplaza o propaga una onda electromagnética es la velocidad de propagación ( $v_p$ ), la cual es constante en un medio homogéneo y se encuentra tabulada según el medio material porque el que viajará. La longitud de onda  $\lambda$  es inversamente proporcional a la frecuencia  $f$  como se indica en la ecuación (1). Si  $f$  baja,  $\lambda$  aumenta y a la inversa si  $f$  sube,  $\lambda$  baja. Para bajas frecuencias la longitud de onda es grande y para frecuencias elevadas la longitud de onda es pequeña, como se observa en la **Figura 6** siguiente.

$$\lambda = \frac{v}{f} \quad (1)$$



VLW: Very Large Wave (Ondas muy largas)

AM: Ondas de Amplitud Modulada.

FM: Ondas de Frecuencia Modulada.

TV: Ondas de Televisión.

**Figura 6.- Relación entre  $\lambda$  y  $f$**

### 1.3.- Índice de Refracción

La refracción tiene que ver con el cambio de velocidad, dirección y sentido que sufre una onda de luz al incidir sobre otro medio. La propagación de la onda prosigue por el segundo medio.

**La reflexión se manifiesta en cambio de dirección y sentido que sufre una onda de luz al incidir sobre otro medio con  $n$  menor.** La propagación de la onda prosigue por el medio inicial, esto es justamente es la base sobre la que se miden las reflexiones en una fibra óptica. Observar las **Figuras 8 y 10** ) siguientes.

La longitud de onda es  $\lambda = c/f$ , donde  $c$  es la velocidad de la luz en el vacío,  $3.10^8 \text{ m/s}$ , y  $f$ , la frecuencia de la señal que se quiere transmitir. Cuando el medio en que se propaga una señal es distinto al vacío,  $\lambda$ , la longitud de onda de la señal es afectada inversamente proporcional al índice de refracción de dicho medio ( $n$ ):

$$\lambda' = \frac{\lambda_0}{n} \quad (2)$$

Donde  $\lambda_0$  es la longitud de onda en el vacío, y  $n$  es el índice de refracción del material, según la **Tabla 1** cada medio tiene su propio índice de refracción, y cuando son utilizados tienen como referencia al vacío. En dicha Tabla se observa que el índice de refracción de cualquier medio o material distinto al vacío es mayor que éste. Es por eso que el **índice de refracción** es una medida que determina la reducción de la velocidad de la luz al propagarse por un medio homogéneo y toma como referencia al vacío

En consecuencia la velocidad de propagación de la luz en un medio distinto al vacío ( $v_p$ ) es menor a la velocidad de la luz en el vacío ( $c$ ), mientras que **su frecuencia no varía**,  $v_p < c$ .

El índice de refracción ( $n$ ) está definido como el cociente de la velocidad ( $c$ ) de un fenómeno ondulatorio como luz o sonido en un medio de referencia respecto a la velocidad de fase ( $v_p$ ) en dicho medio o velocidad de propagación en el medio

$$n = \frac{c}{v_p} \longrightarrow V_p = \frac{c}{n} \quad (3)$$

Cada medio tiene su índice de refracción propio. El índice de refracción es adimensional.

**Tabla 1**

Materia	Índice de refracción
Vacio	1
Aire (*)	1,0002926
Agua	1,3330
Acetaldehido	1,35
Solución de azúcar (30%)	1,38
1-butanol (a 20 °C)	1,399
Glicerina	1,473
Heptanol (a 25 °C)	1,423
Solución de azúcar (80%)	1,52
Benceno (a 20 °C)	1,501
Metanol (a 20 °C)	1,329
Cuarzo	1,544
Vidrio (corriente)	1,52
Disulfuro de carbono	1,6295
Cloruro de sodio	1,544
Diamante	2,42

(\*) En condiciones normales de presión y temperatura (1 bar y 0 °C)

## 2.- Principios de operación de un OTDR

Un OTDR (Optical Time Domain Reflectometer) es un reflectómetro óptico en el dominio tiempo que realiza mediciones utilizando pulsos de luz que envía por una fibra óptica, a la  $\lambda$  deseada (ejemplo 3ra ventana:1550 nm), para luego medir sus “ecos”, o el tiempo que tarda en recibir una reflexión producida a lo largo de la Fibra Óptica por eventos originados en distintos puntos de la misma.

El OTDR envía un pulso de luz de corta duración al dispositivo bajo prueba y mide, en función del tiempo, la señal óptica retrodispersada. A medida que el pulso óptico se propaga a lo largo de la fibra, parte de su energía es retro-reflejada (reflejada en la dirección opuesta a la del haz incidente) debido en gran medida a la dispersión de Rayleigh y a las reflexiones de Fresnel. Las características del haz retrodispersado permiten determinar la magnitud y localización de eventuales zonas de pérdidas a lo largo de la fibra.

Una de las aplicaciones del OTDR es determinar la distancia a la que se producen dichos eventos y la naturaleza de los mismos. En realidad un OTDR mide los tiempos que tarda en llegar un pulso reflejado desde el punto donde produce la reflexión a la entrada del instrumento, luego este tiempo se convierte a distancia, según lo que se observa en el display del OTDR a partir de la **relación (4)** del ejemplo dado a continuación.

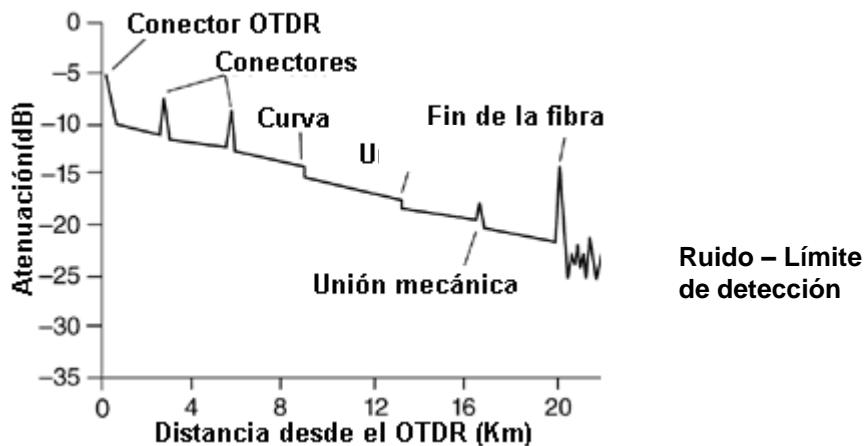
Conectado a un extremo de la fibra a examinar, el OTDR emite **pulsos luminosos**, procedentes de un diodo láser o de un LED, según el tipo de fibra de vidrio, y detecta, con una **alta resolución temporal**, las señales luminosas que devuelven la fibra. El instrumento calcula entonces la **distancia** a la que se encuentra la causa de esa señal devuelta o reflexiones, según el **tiempo** que ha tardado en realizar el viaje de **ida y vuelta donde se ha producido algún evento**.

Al conocer el tiempo se puede medir la distancia a la que se produjo un corte, o la distancia total de un enlace, o la distancia en la se produjo algún evento, como atenuaciones de diferentes tramos, atenuación de empalmes y conectores, atenuación entre dos puntos, etc

Cuando el pulso de prueba inyectado en la fibra de vidrio se encuentra con un conector incorrectamente alineado se produce una reflexión y puede determinarse la distancia **d** a la que ocurrió este evento y que causó la reflexión:

$$n = \frac{C}{V_p} = \frac{C}{\lambda f} \rightarrow \lambda = \frac{C}{n f} \rightarrow d = \frac{C T}{2 n} \quad (4)$$

En la pantalla típica de un OTDR que evalúa una fibra óptica, Figura 7, se visualizan rectas con pendientes negativa producto de la dispersión de Rayleigh, y por saltos generados por conectores, empalmes (unión por fusión), doblados o rupturas, la distancia a la que sucede cada uno de dichos eventos se calcula por la **relación (4)** a partir del tiempo que tarda en ir y volver el pulso incidente para cada evento.



**Figura 7.- Curva de atenuación para un cable de fibra óptica**

Una curva de atenuación típica de un cable de fibra óptica como el que se observa en la **Figura 7**, presenta tres tipos de características: líneas rectas causadas por el efecto de dispersión de Rayleigh, picos causados por reflexiones discretas, Reflexiones de Fresnel, causadas por conectores y empalmes, y por último escalones que pueden ser positivos o negativos por curvatura o doblados. Conectores y cortes, producen un cambio en el índice de refracción en el cable de fibra, y se denominan eventos reflectivos. Éste fenómeno se observa en la curva de atenuación, a manera de picos sobreimpuestos a la señal dispersada. Los eventos no reflectivos, como curvaturas o uniones por fusión, solo presentan perdidas por inserción, donde parte de la potencia óptica se refleja a través del revestimiento de la fibra.

De manera que el principio de funcionamiento del OTDR se basa en que aprovecha 2 cualidades de la fibra: Esparcimiento de Rayleigh y Reflexión de Fresnel

#### **Dispersión o Esparcimiento de Rayleigh:**

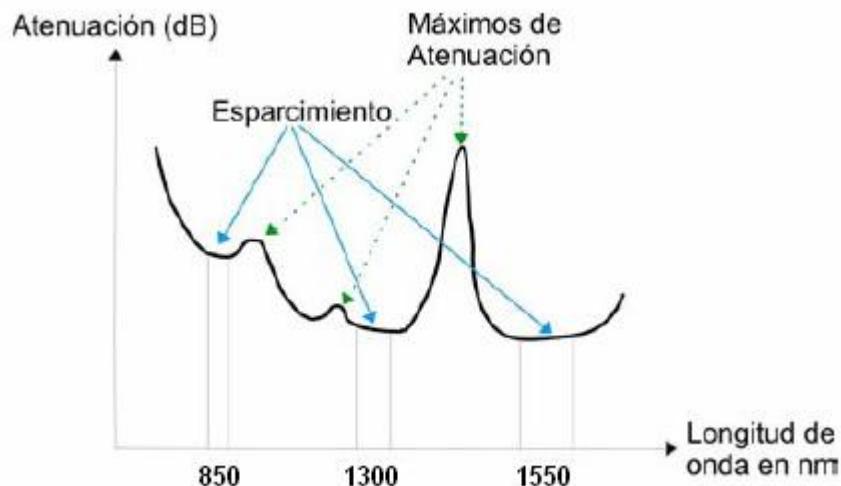
Debido a que el material de las fibras no es homogéneo y al estar sus partículas distribuidas aleatoriamente la luz tiende a dispersarse en todas direcciones. El **esparcimiento o dispersión de Rayleigh** se debe a fluctuaciones de concentración y densidad, burbujas en el material, inhomogeneidades y fisuras o imperfecciones de la guía de ondas por irregularidades del núcleo y revestimiento. En este caso se produce una dispersión de la onda electromagnética (como en el caso de las ondas de agua chocando con un obstáculo) que se traduce en una atenuación de la onda incidente.



**Figura 8.- Dispersión de Rayleigh**

La dispersión de Rayleigh es un fenómeno que se manifiesta en la naturaleza cuando un haz de luz choca contra una molécula del aire o en otro medio y este se dispersa en todas las direcciones alrededor de dicha molécula.

Es importante el largo de onda a utilizar en el momento de la exploración; ya que se obtendrán resultados diferentes en cada ventana de operación, debido a las distintas atenuaciones en cada una de ellas.

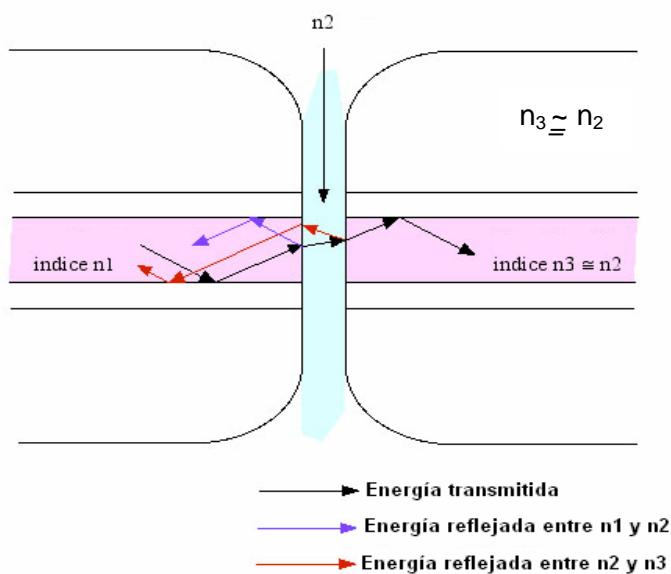


**Figura 9.- Atenuación por Dispersión de Rayleigh a distintas  $\lambda$**

### Reflexión de Fresnel

Son las reflexiones producidas al pasar la luz de un medio a otro, por ejemplo, en conectores y empalmes.

Se produce en los extremos de las FO debido al salto de índice de refracción entre el exterior y el núcleo. Se tiene un valor de reflexión del 3,7%, es decir que la potencia reflejada está 14 dB por debajo de la potencia incidente. Es válido cuando el corte del extremo de la FO es perfectamente perpendicular. De lo contrario, la reflexión disminuye casi a 0% cuando el ángulo llega a 6°. Para disminuir esta reflexión se suele colocar un medio adaptador de índice de refracción. Muchas veces se usan materiales epoxi de idénticas características para unir sólidamente los elementos.



- Sigue sucediendo cuando hay un cambio de índice de refracción en la fibra.
- La potencia reflejada está dada por

$$P_{REF} = \frac{(n_1 - n_2)^2}{(n_1 + n_2)^2}$$

**Figura 10. – Reflexión de Fresnel**

## Atenuación

La atenuación de una fibra óptica depende de la longitud de onda  $\lambda$  de la señal y del tipo de fibra.

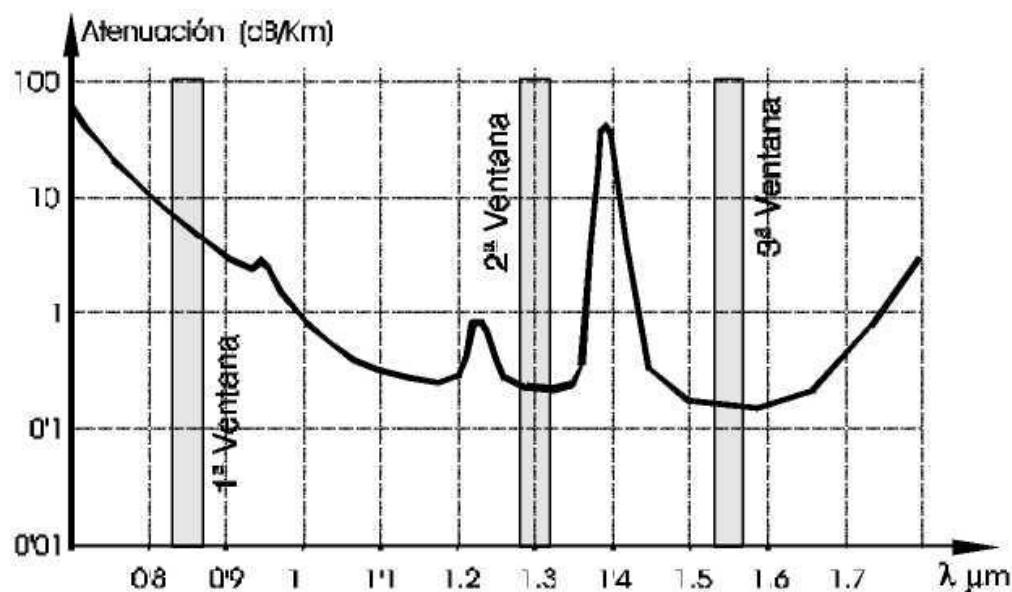


Figura 11.- Atenuación en una fibra óptica en función de la longitud de onda  $\lambda$

En la **Figura 11** se observan las distintas ventanas de transmisión, que son las tres zonas del espectro seleccionadas por presentar condiciones apropiadas para establecer en ellas comunicaciones por fibra óptica en correspondencia con la primera, segunda y tercera ventana.

En la zona correspondiente a  $\lambda = 1550\text{nm}$  (  $1.55\mu\text{m}$ ), las pérdidas son mínimas, entorno a 0.2 dB/km (valor muy próximo al teórico correspondiente a **fibras de sílice** (0.18 dB/km)). Esta zona es la que se conoce como tercera ventana de transmisión o ventana de mínimas pérdidas, teniendo una anchura de aproximadamente 15 THz.

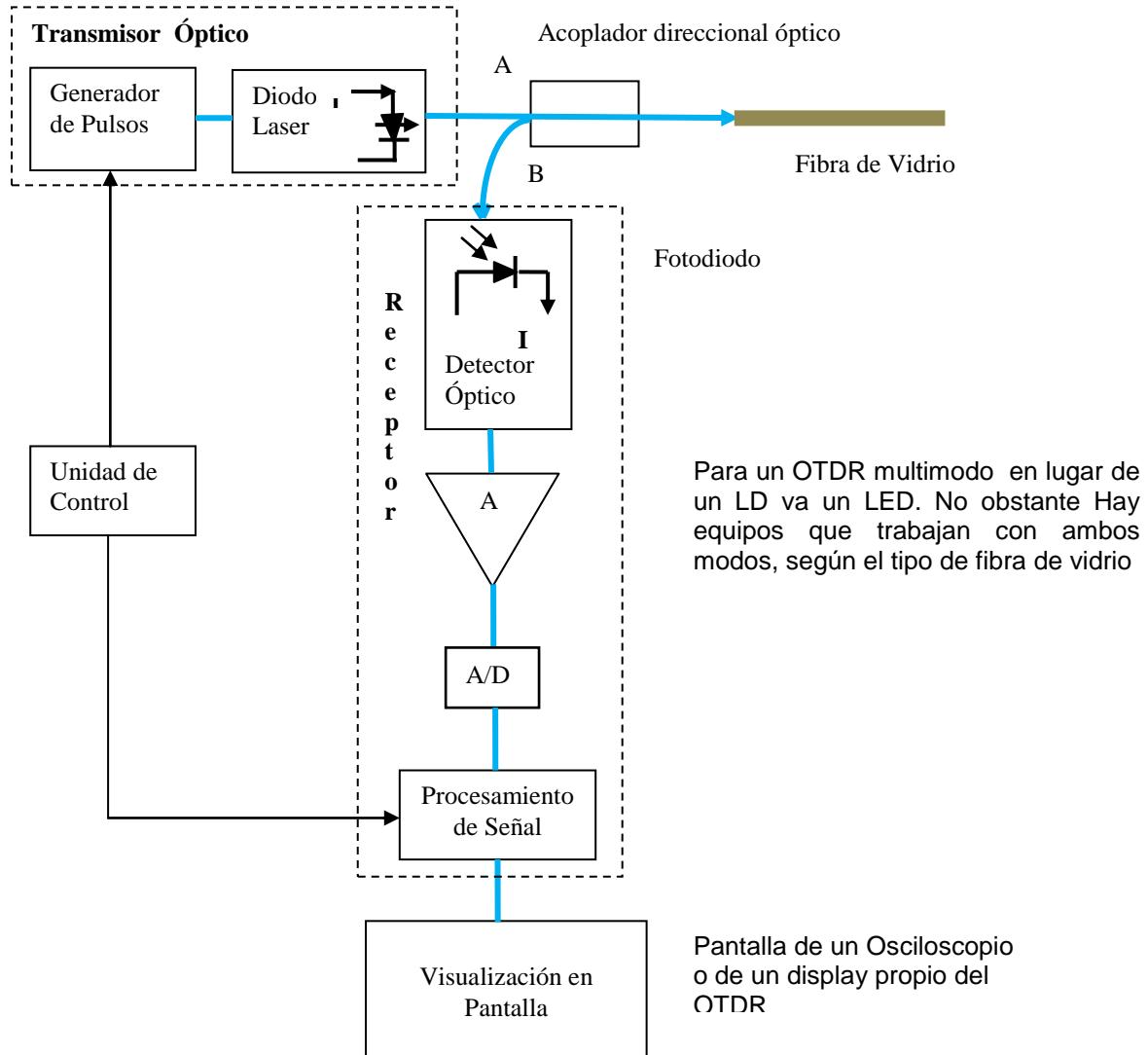
En torno a  $\lambda = 1.3 \mu\text{m}$  ( 1310 nm) se observa un mínimo secundario con pérdidas del orden de 0.4 dB/km. Esta banda de longitudes se conoce como segunda ventana de transmisión o ventana de mínima dispersión, ya que a  $1.3 \mu\text{m}$ , la dispersión en las fibras de sílice es mínima.

La zona en torno a  $\lambda = 0.85 \mu\text{m}$  (850nm) es conocida como primera ventana de transmisión, en ella se encuentran pérdidas superiores a las de las otras dos ventanas, del orden de 3-5 dB/km. Fue esta la primera ventana que se empleó en las comunicaciones ópticas debido principalmente a la disponibilidad de fuentes y detectores ópticos sensibles a estas longitudes de onda, si bien en esta zona la mayoría de las fibras convencionales son multimodo y la atenuación medida es para todos los modos.

## 3.- Diagrama en bloques - Esquema de funcionamiento de un OTDR

Se utiliza un generador de pulsos activado por la unidad de control para modular la intensidad de un láser. La señal de prueba convencional es un **pulso cuadrado** con

duración de **entre 5ns y 10μs** que depende de la resolución espacial y la sensibilidad requerida para la medición.  
 Está equipado con uno o dos láseres de diferentes longitudes de onda (típicamente de 1,310 nm y 1,550 nm) que combina en un solo haz mediante un acoplador para la multicanalización por división en longitud de onda.



**Figura 12.- Diagrama en bloque funcional de un OTDR monomodo**

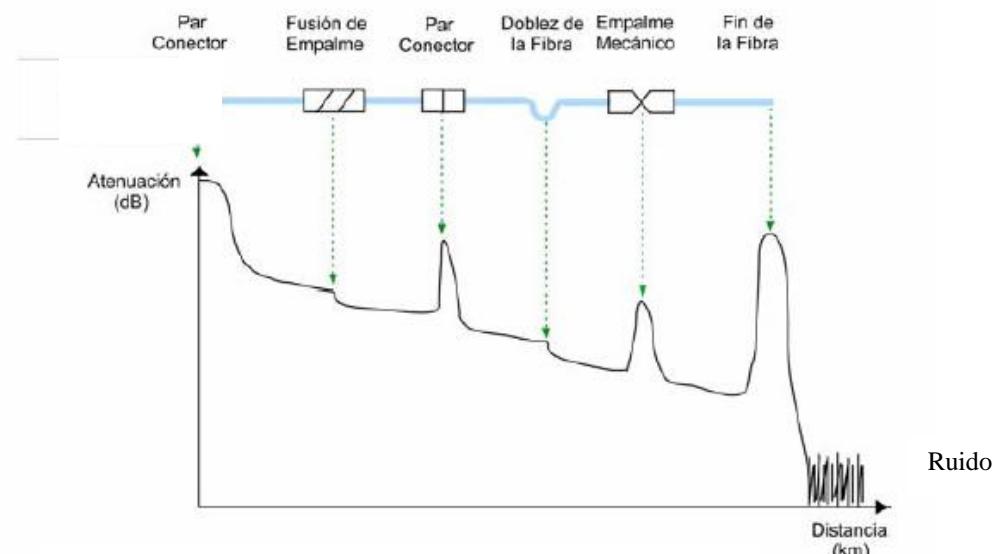
Una forma básica de representar un OTDR es un esquema donde se pueden identificar 5 partes diferenciadas según la función que cumplen, como se indica en la **Figura 12**. La sección de transmisor envía un pulso de luz angosto, previamente seleccionado en la unidad de control según el tipo de fibra de vidrio a estudiar, ese pulso se inyecta sobre un diodo Laser si la fibra a estudiar es monomodo, luego pasa por un acoplador direccional óptico y entra a la fibra de vidrio. Este acoplador evita que la luz potente del transmisor llegue al receptor, mediante un aislamiento adecuado, y al mismo tiempo deja pasar el pulso reflejado en el interior de la fibra. El receptor de luz, vía el detector óptico convierte el pulso de luz en una señal eléctrica la que pasa por un amplificador para darle los valores que pueden ser tratados de manera adecuada por la sección de procesamiento de la señal, en especial para rescatar los niveles de ruido que son de bajo nivel. El procesador, entre otras acciones, convierte la señal de analógica a digital, la almacena en una memoria la convierte de digital a analógica si es necesario por el

tipo de pantalla a utilizar, y según la orden de la unidad de control la presenta en la pantalla. La señal se visualiza en dB/Km en la pantalla de manera similar a la presentada en la **Figura 7**) anterior y en la **Figura 13** ) siguiente.

Para prevenir la saturación del láser por la señal reflejada, la fuente es inyectada a la fibra bajo prueba mediante un acoplador direccional con suficiente aislamiento entre los puertos A y B. El tipo de acoplador más común es el de tipo de fusión a 3 dB con baja sensibilidad en la polaridad y una razón de separación cercana al 50 / 50% a para las longitudes de onda de interés. Así, las pérdidas por el viaje de la fuente al receptor serán de 6dB como mínimo.

La señal de regreso es guiada por el acoplador direccional al fotodiodo o foto detector que puede ser un diodo PIN o un fotodiodo de avalancha (APD) y que actúa como una fuente de corriente para un amplificador de transimpedancia de bajo ruido y con alta linealidad.

Esto requiere que el receptor tenga un alto alcance dinámico junto con una alta sensibilidad. Un convertidor analógico / digital (AD) forma la interfase para el mundo digital en donde los datos medidos son procesados y se calculan los parámetros de la fibra.



**Figura 13.- Gráfico de Interpretación de un OTDR**

Pantalla en la que muestran las distintas atenuaciones que sufre la fibra a lo largo de su recorrido según los eventos que se presentan en la red.

Para el caso de fibra de vidrio del tipo multimodo se debe cambiar el diodo Láser por un diodo LED. No obstante, hay algunos OTDR avanzados que tienen la posibilidad de trabajar de manera dual para fibras monomodo y multimodo. Un caso es el OTDR modelo **KI 6700 HAND HELD OTDR** de Kingfisher International.

En la **Figura 14**, se presenta un esquema de medio de enlace con fibra óptica para la transmisión y recepción de información por dicho medio. Si bien tiene un gran parecido con el esquema de funcionamiento de un OTDR, la diferencia está en que para conocer como se comporta la fibra el transmisor y receptor se encuentran en un mismo lugar.

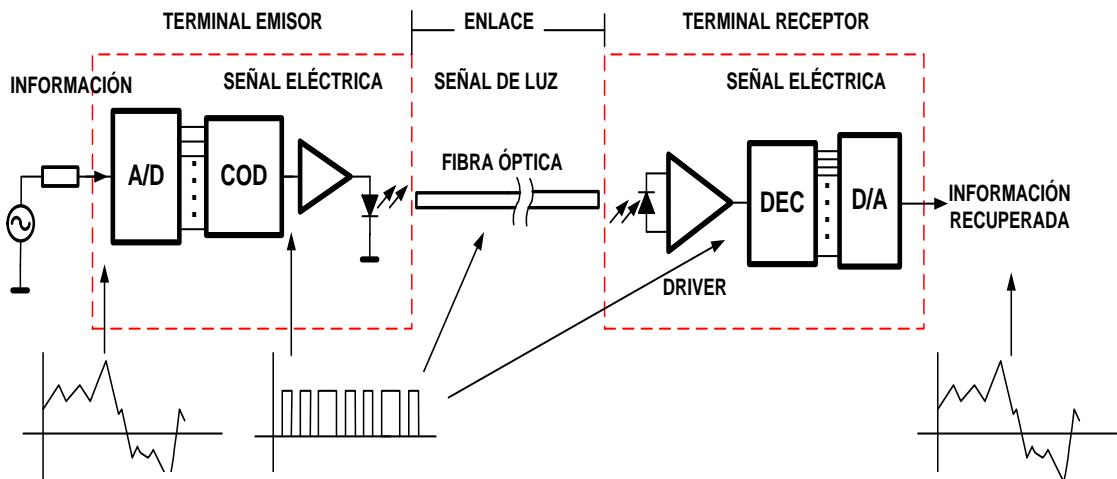


Figura 14.- Esquema de un medio de enlace con fibra óptica

Por último corresponde mencionar que a partir de la potencia generada por un transmisor y entregada a la red de enlace comienzan a surgir pérdidas de potencia debido a diferentes factores antes de llegar al terminal receptor, como se indica en la **Figura 15** siguiente. Por eso es conveniente utilizar un OTDR para el análisis de una red con fibra óptica en forma conjunta con vatímetros que miden la potencia lumínica de una red en funcionamiento.

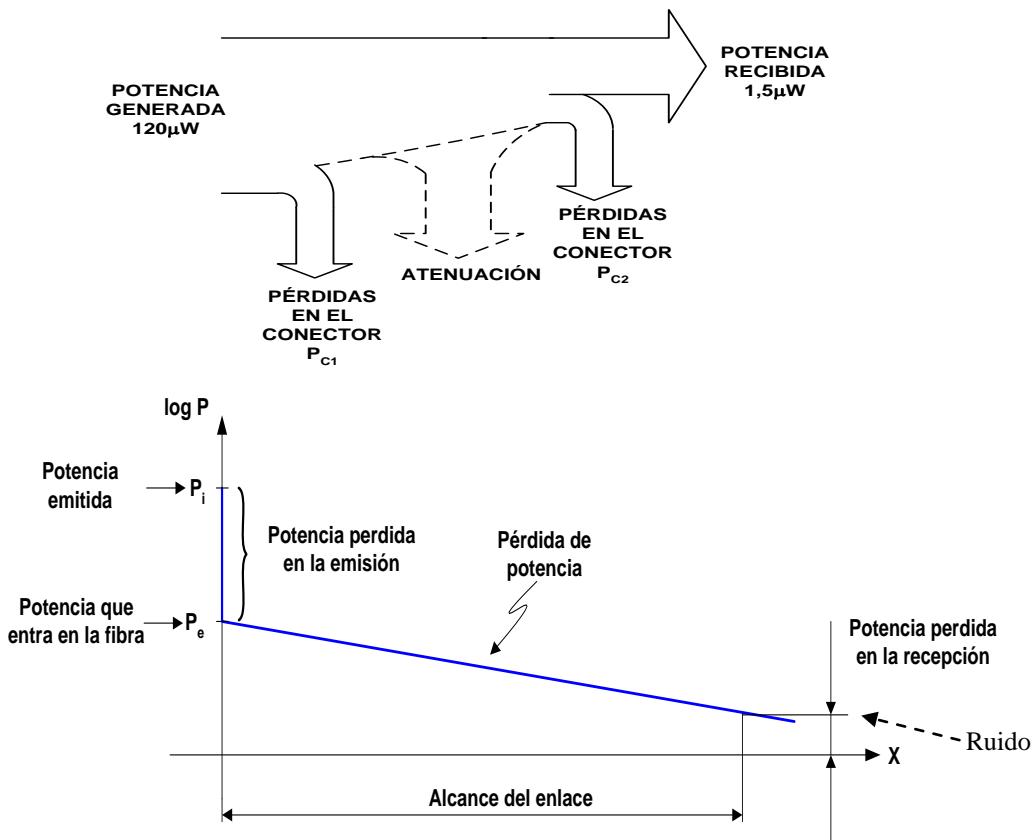


Figura 15.- Gráficos de potencia – atenuación en un enlace con fibra óptica

## 4.- Especificaciones de un OTDR

### Zona Muerta

Es la capacidad de un OTDR para detectar eventos reflexivos espaciados una corta distancia, de manera que si se tienen dos eventos reflexivos muy cercanos, a una distancia crítica inferior a la de Resolución del OTDR, puede que la señal causada por el primer evento no haya finalizado cuando la del segundo empieza a ser significativa. El resultado es que ambos eventos se confunden.

Se denomina Zona Muerta (**Dead Zone, DZ**) o “Resolución de eventos” a la distancia a partir de la cual se comienza a distinguir entre dos eventos próximos.

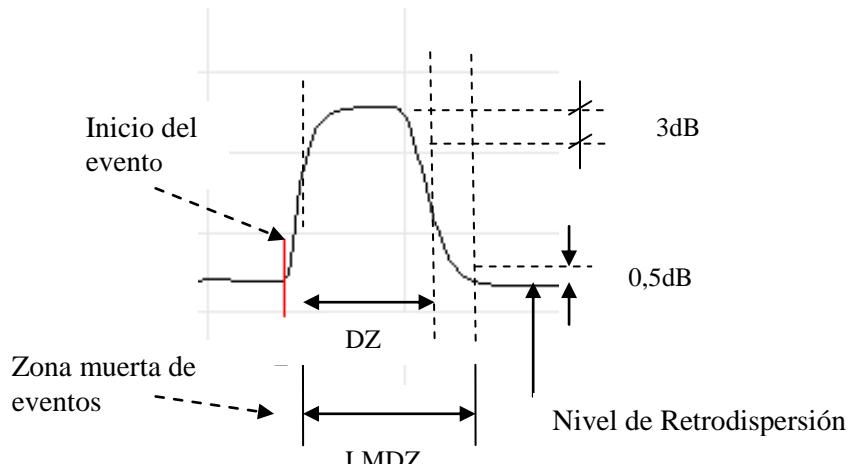
Hay que tener presente este parámetro ya que si se desea medir y caracterizar una red de fibra óptica en una oficina, donde las distancias entre conexiones pueden ser muy cortas, será necesario un instrumento con una DZ muy pequeño.

Por el contrario, si la red que se desea medir es un enlace de larga distancia, donde los empalmes o conexiones se sitúan a varios kilómetros unos de otros, el parámetro será de poca importancia.

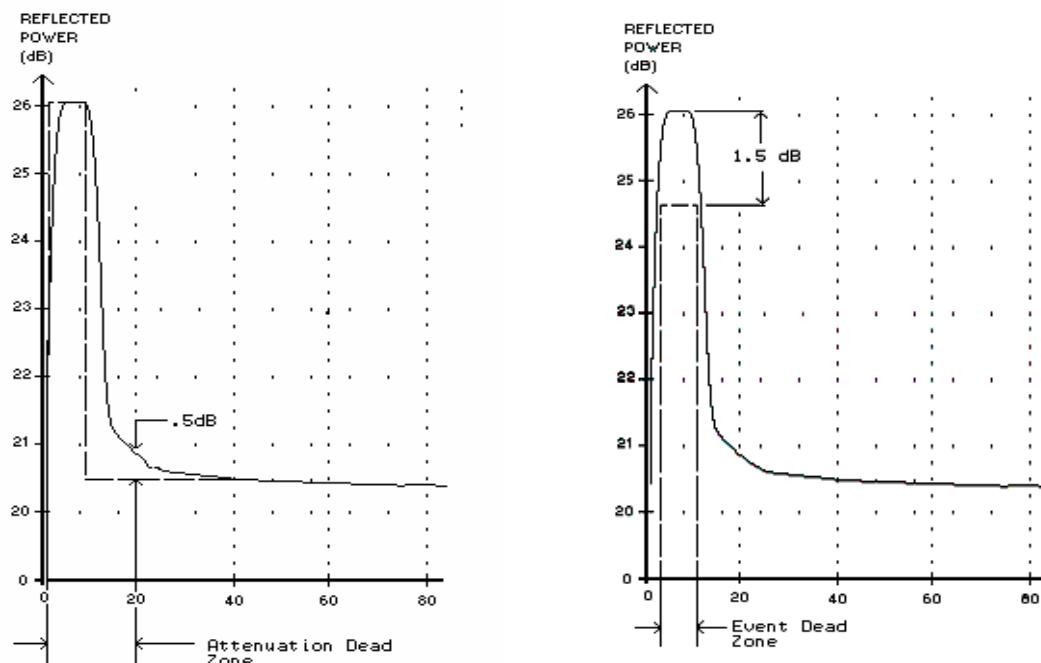
O sea que hay una llamada **zona muerta** donde no se pueden hacer mediciones, debido al ancho de los pulsos transmitidos y al índice de refracción de la fibra. Si una fibra de vidrio tiene  $n=1.5$  y se inyecta un pulso, éste viaja a una velocidad de propagación que surge de afectar por un  $1/n$  a la velocidad de luz. Por lo tanto,  $V_p = C/n = 3 \cdot 10^8 / 1.5 = 2 \cdot 10^8$  m/s, cumpliéndose que la velocidad de propagación es menor que la velocidad de la luz. Ahora bien, en 1 ns, el pulso se propaga  $\lambda = c/n f = 2 \cdot 10^8 \cdot 10^{-9} m = 20$  cm, por lo que si el ancho del pulso fuera del orden del ns, se enmascararía el pulso reflejado y el OTDR no sería capaz de detectar reflexiones de ese tipo en la zona muerta.

Por otra parte el fotodiodo al recibir un pulso requiere un tiempo para recuperarse de la saturación y esto debe tenerse en cuenta.

Asociado a la zona muerta o de no medición por estar los eventos muy cercanos uno del otro, existe la llamada “Zona muerta de pérdida de medición” (Loss Measurement Dead Zone, LMDZ). Se define como la distancia tras un evento durante la cual no se puede obtener información de la señal del OTDR, debido a limitaciones en el ancho de banda o a saturación del receptor. El parámetro está relacionado con el anterior, aunque aquí se hace referencia a la **medición del segundo evento**, no ya a su simple detección. Es por ello un criterio más restrictivo que la zona muerta. Este fenómeno se observa en la **Figura 16** y **Figura 17**.



**Figura 16.- Caracterización de zonas muertas**



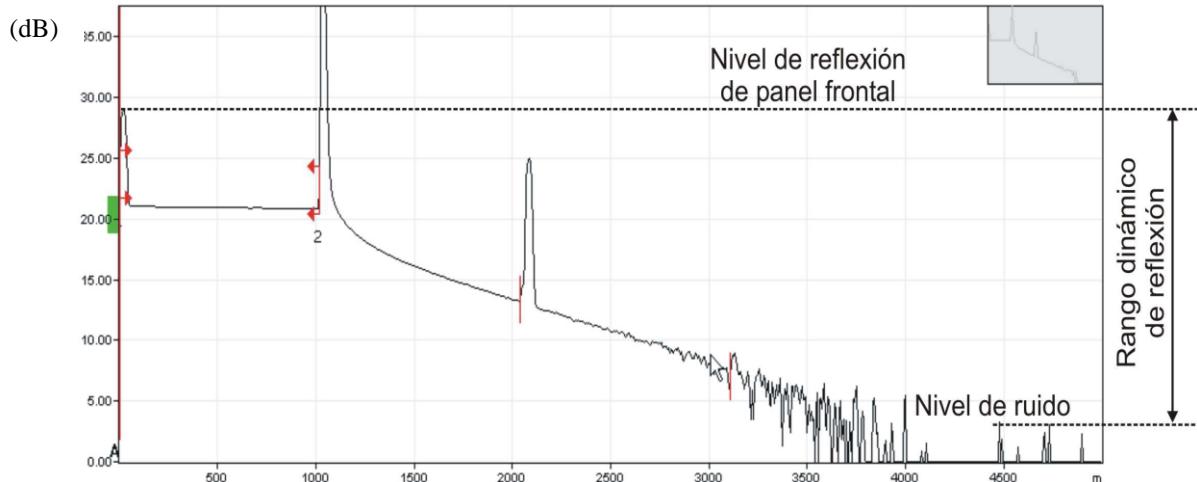
**Figura 17.- El fotodiodo al recibir un pulso requiere un tiempo para recuperarse de la saturación**

La LMDZ puede ser notable si se producen eventos muy reflexivos, ya que el pico de potencia que retorna al OTDR puede ser muy elevado comparado con la potencia detectada por scattering Rayleigh (dispersión de Rayleigh). De esta forma, el detector óptico o el preamplificador se pueden saturar temporalmente y será necesario un tiempo, distancia equivalente en la pantalla del OTDR, para que el detector se recupere.

### Rango dinámico

Los eventos que detecta un OTDR son reflexivos, o sea que reenvían o reflejan una parte del pulso luminoso en sentido contrario, hacia el emisor o transmisor. Estos eventos se detectan como un brusco aumento de la potencia recibida (mayor cuanto

mayor sea la reflexión), seguido de una caída (porque la potencia transmitida a partir de ese punto es menor). Como algunos OTDRs presentan problemas de saturación en el detector cuando les llega un exceso de señal procedente de un evento muy reflexivo, hay que tener especial cuidado porque el problema es grave cuando el evento está próximo a la fuente como se indica en la **Figura 18**.



**Figura 18.- Rango dinámico de reflexión ( RDR)**

El Rango Dinámico de Reflexión (RDR) determina la longitud máxima observable de la fibra y por lo tanto la capacidad del OTDR para analizar alguna conexión en dicha longitud..

El Rango Dinámico de Reflexión (Reflective Dynamic Range, **RDR**) se define como la relación entre la potencia reflejada en un evento reflexivo, cercano al conector del panel frontal del OTDR, y la potencia de ruido del sistema.

Este parámetro determina el rango sobre el cual el OTDR puede realizar medidas de la reflexión producida en ciertos elementos reflexivos como pueden ser los conectores, acoplos mecánicos etc.

La medida del RDR ayuda a determinar si el instrumento es capaz de realizar capturas precisas en unas condiciones determinadas. En sistemas de fibra que sean muy sensibles a las reflexiones, será necesario utilizar OTDR con RDR elevado, para asegurar que la reflexión de los diferentes eventos se encuentre por debajo del nivel umbral deseado. En la **Tabla 2** se muestran los valores correspondientes a RDR.

Un definición simple consiste en que la diferencia entre los niveles máximo y mínimo de potencia (en el caso de un OTDR con retrodispersión) es el Rango Dinámico.

### **Resolución de muestreo o espacio mínimo entre muestras**

La resolución es la distancia mínima entre 2 puntos de muestreo adquiridos por el OTDR. Cuanto menor sea dicho espacio, mayor es la resolución y mayor será la precisión, y con ella, la capacidad de descubrir fallas de un OTDR.

Si bien el muestreo, es temporal, se especifica este parámetro como una distancia y no como un tiempo porque ambos están relacionados mediante la velocidad de propagación de la luz en el medio y el índice de refracción del mismo como se indica en la **relación (4)**.

Es la distancia mínima entre dos puntos de adquisición, mientras menor es esta distancia mayor el número de puntos de adquisición entonces mayor exactitud en la información obtenida. Depende del ancho del pulso.

De la relación (4), una resolución de 5 cm, distancia entre muestras, corresponde a un tiempo de muestreo del orden de los microsegundos (5  $\mu$ s), para una fibra de vidrio de  $n=1.5$  y  $c=3.10^8$  m/s.

## Precisión

Es la capacidad de la medición de ser comparada con un valor de referencia.

- **Linealidad (Precisión de Atenuación)**

La linealidad del circuito de adquisición determina que tan cercana es la correspondencia entre un nivel óptico y un nivel eléctrico, a través de todo el rango.

- **Precisión de distancia**

La precisión de medición de distancia depende de los siguientes parámetros:

**Índice de grupo:** El índice de refracción se refiere a un único rayo en la fibra, el índice de grupo se refiere a la velocidad de propagación de todos los pulsos de luz en la fibra.

**Error de tiempo base:** Este se debe a la imprecisión del cuarzo, el que puede variar desde 0.0001 hasta 0.00001. Para tener una idea del error de distancia, se tiene que multiplicar este valor incierto por la distancia medida.

## Longitud de onda

La atenuación de fibras ópticas varía con la longitud de onda, y cualquier medición debe ser corregida a la longitud de onda de transmisión o a la longitud de onda central (850, 1310 o 1550 nm). **Ver la Figura 11.**

## 5.- Especificaciones técnicas

**Tabla 2**

Especificaciones	Valores
Longitudes de onda del OTDR monomodo	$1310 \pm 20$ nm, $1490 \pm 20$ nm, $1550 \pm 20$ nm and $1625 \pm 20$ nm
Longitudes de onda del OTDR multimodo	$850 \pm 20$ nm and $1300 \pm 20$ nm.
Rangos de distancia para el OTDR monomodo	2; 5; 10; 20; 40; 80; 120; 160 and 240 km
Rangos de distancia para el OTDR multimodo	2; 5; 10; 20; 40 and 80 km
Ancho de pulso óptico para el OTDR monomodo	6, 12, 25, 100, 300, 1000, 3000, 10000 and 20000 ns
Ancho de pulso óptico para el OTDR multimodo	6, 12, 25, 100, 300 and 1000 ns
Precisión en la distancia a temperatura de $(20 \pm 5)^\circ\text{C}$	$\Delta L = \pm (0.5 + dL + 3 \cdot 10^{-5} L) \text{ m}$ <ul style="list-style-type: none"> <li>• donde <math>dL</math> – resolución de distancia (0.16; 0.32; 0.64; 1.3; 2.5; 5.1; 3.8 y 7.6 m);</li> <li>• <math>L</math> – distancia medible</li> </ul>
Exactitud en la distancia en el rango de temperatura de $-10^\circ\text{C}$ a $50^\circ\text{C}$	$\Delta L = \pm (0.5 + dL + 3 \cdot 10^{-5} L) \text{ m}$ <ul style="list-style-type: none"> <li>• donde <math>dL</math> – resolución de distancia (0.16; 0.32; 0.64; 1.3; 2.5; 5.1; 3.8 y 7.6</li> </ul>

	m); • L – distancia medible
--	--------------------------------

## **6.- Tema de Trabajo práctico integrador**

Realizar una comparación de las características técnicas y de prestación de distintos OTDR para fibra monomodo y multimodo. En especial analizar longitud de onda, atenuación, rango dinámico, zona muerta, resolución y precisión. Estudiar distintos acopladores ópticos direccionales, ventajas y desventajas. Diagrama en bloque de OTDR avanzados.

## **7.- Bibliografía**

Escuela Politécnica Superior. Universidad Autónoma de Madrid. Banco 4: Reflectómetro Óptico en el Dominio del Tiempo (OTDR): Caracterización de una Línea de Transmisión Monomodo.2010. *Disponible en <http://www.google.com.ar/B4.pdf>.*

Fluke Networks. Ventajas de la comprobación OTDR de redes LAN utilizando bobinas de lanzamiento.2003. *Disponible en [http://www.google.com.ar/\\_2118503A150.pdf](http://www.google.com.ar/_2118503A150.pdf).*

Martín López, Ana Belén. Optimización de un banco de medida de atenuación espectral para fibras monomodo y multimodo. Universidad Politécnica de Madrid. 2007. *Disponible en <http://www.google.com.ar/memoria.pdf>.*

Pérez García, Miguel A. y otros. Instrumentación Electrónica. Editorial THOMSON.2008.

Urrea Duque, Juan Pablo y otros. Técnica no paramétrica para la detección de eventos de atenuación en fibra óptica.2008. **Redalyc Sistema de Información Científica.** Universidad Tecnológica de Pereira Colombia. *Disponible en [http://www.google.com.ar/\\_84903818.pdf](http://www.google.com.ar/_84903818.pdf).*

USER MANUAL KI 6700 HAND HELD OTDR. Kingfisher International.2010. *Disponible en [http://www.google.com.ar/6700\\_User\\_Manual.pdf](http://www.google.com.ar/6700_User_Manual.pdf)*

Yokogawa. La importancia de la hoja de especificaciones de un OTDR.2008. *Disponible en <http://www.google.com.ar/98.pdf>.*

Ing. Juan Carlos Colombo  
 Prof. Tit. Medidas Electrónicas II  
 FRT-UTN  
 28/03/2011