

M E D I D A S E L É C T R I C A S

Guía de estudios

Capítulo 12

Ing. Jorge L. Dampé
Colaboró: Ing. Gustavo Giuliano
Cátedra de Medidas Eléctricas

Capítulo 12

Medición electrónica de potencia y energía

Breve introducción a los osciloscopios digitales

12.1. Medición electrónica de energía

En el capítulo 6 nos hemos ocupado del problema de medir potencia en sistemas de C. A., que fue generalizado a la medición de energía en la correspondiente guía de trabajos prácticos. En esa última oportunidad planteamos las ideas básicas de los mecanismos integradores de potencia del tipo de inducción, que constituyen la base de la gran mayoría de los medidores de energía empleados en aplicaciones domiciliarias y en consumos de importancia media.

El sistema de inducción posee una ventaja importante, que radica en su bajo costo, en parte justificado por lo masivo de su construcción, pero dos inconvenientes fundamentales que hacen que su uso en la actualidad se restrinja sólo a los dos casos más arriba citados, con franco decrecimiento en el segundo de ellos, y combinado con otras alternativas en el primero. Esas dos limitaciones son las siguientes:

* La exactitud que con ellos se puede alcanzar, limitada por la naturaleza electromecánica del dispositivo, y que hace que en la práctica no sea posible lograr clases menores que 0,5, lo que sería de gran importancia en el caso de ubicaciones donde el flujo de energía es muy grande, por ejemplo, centrales, nodos donde confluyen distintas alimentaciones y consumos, sistemas de alimentación interconectados., etc. A título informativo recordemos que los medidores domiciliarios son de clase 2.

* El tipo de procesamiento de la información que se realiza en un medidor convencional, puramente analógico, hace que se pierda la posibilidad de manejo y elaboración de la información obtenida que caracteriza a los sistemas modernos de adquisición y elaboración de datos.

Es por estos motivos que han aparecido los medidores electrónicos de energía, el primero de los cuales fue patentado en el año 1971 [1]. En la actualidad se los puede dividir en dos grandes grupos:

* Medidores totalmente de estado sólido.

* Medidores híbridos.

Los primeros son, como el nombre lo indica, equipos íntegramente de estado sólido, en tanto que los segundos constan de un mecanismo de inducción, siendo electrónico el procesamiento de los giros del disco. Se introdujeron en los años 80 principalmente en los Estados Unidos, como una alternativa intermedia a los medidores íntegramente de estado sólido, ya que empleaban un sistema de inducción, en el que el conteo de las revoluciones del disco, y la elaboración de los mismos se hacían en forma electrónica. Con esto se eliminaba una de las principales causas de errores en los medidores de inducción, que es el roce del mecanismo integrador, que crece con el transcurso del tiempo, y se ganaba en la flexibilidad de manejo de la información obtenida en forma digital a partir de un aparato de probada estabilidad y bajo costo. En la actualidad, si bien se los emplea, están cediendo paso a los íntegramente de estado sólido, que son los que analizaremos con más detalle

12.2. Medidores de estado sólido

Son dispositivos que realizan el producto de los valores instantáneos de tensión y corriente, y que dan como salida una señal analógica, (tensión o corriente), que resulta proporcional al producto más arriba citado, que es la potencia instantánea. El sistema, si contara con sólo estos pasos sería un vatímetro electrónico. El paso siguiente, si de medir energía se trata, es realizar la integración de dicha potencia con el fin de encontrar la energía. En la figura 12.1 se presenta el esquema en bloques elemental de un medidor de este tipo:

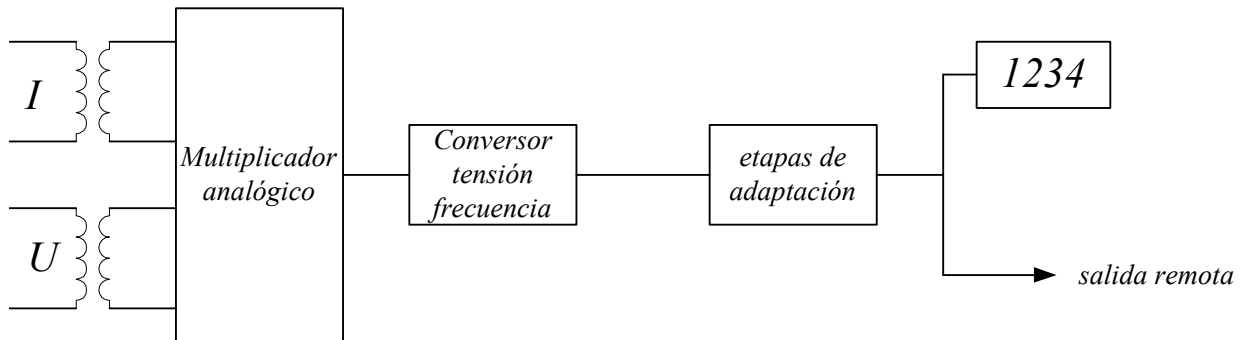


Figura 12.1: Esquema en bloques de un medidor de estado sólido

Analizaremos brevemente cada uno de los bloques:

12.2.1. Bloques de adaptación de la señal de entrada

Son los marcados como I y U en la figura 12.1. Tienen por misión adecuar los valores de las corrientes y tensiones usuales en los circuitos a las que pueden manejar los dispositivos electrónicos que están contenidos en el bloque multiplicador. En el caso de la corriente, casi siempre son transformadores de intensidad (capítulo 7) que entregan en su secundario señales de baja amplitud. En cuanto a la adaptación de tensión se pueden encontrar transformadores de tensión, como el caso dibujado, o redes atenuadoras pasivas de otro tipo. Tanto los adaptadores de uno como de otro tipo son internos al medidor, e inseparables de él, por lo que no deben confundirse con los transformadores de medición que eventualmente puede ser necesario agregar para adaptar los valores nominales del medidor a los parámetros existentes en el circuito. En cuanto a dichos valores nominales, de tensión y corriente, difieren según que los medidores estén diseñados para conexión directa o indirecta. En el primer caso, los valores usuales en nuestro país son de hasta 120 A en corriente, y 220-380 V en tensión. En los medidores para conexión indirecta, tanto las corrientes como las tensiones nominales se adaptan a las normalizadas de los transformadores de medida estudiados en el capítulo 7.

12.2.2. Bloque multiplicador [2]

Analizado con más detalle tiene la estructura que se aprecia en la figura 12.2.

En los bornes X e Y se aplican las dos señales que se desean multiplicar, en tanto que una señal diente de sierra generada internamente, cuya amplitud V_R y período T son conocidos con exactitud adecuada, figura 12.3, se compara en nivel con la X .

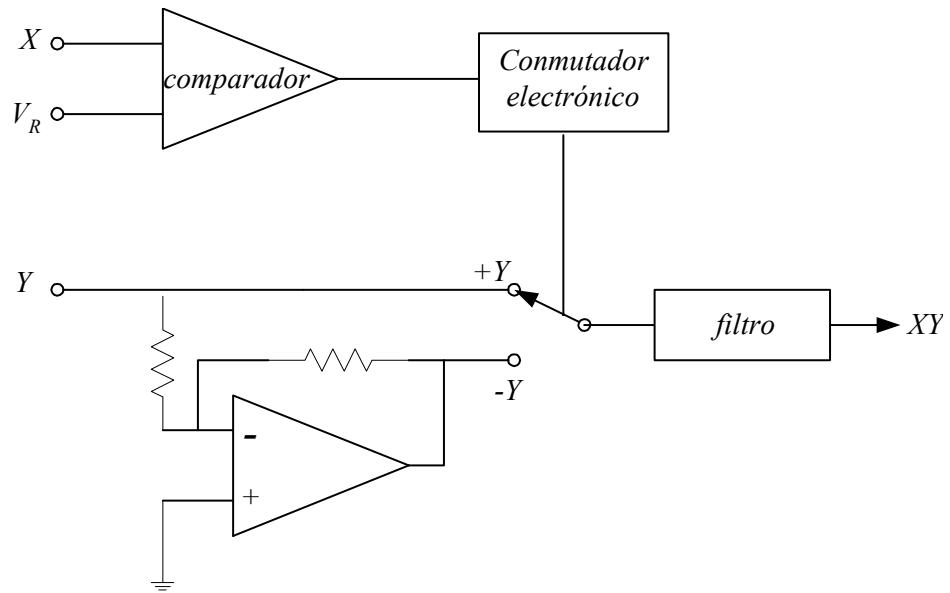


Figura 12.2: Diagrama en bloques de un multiplicador

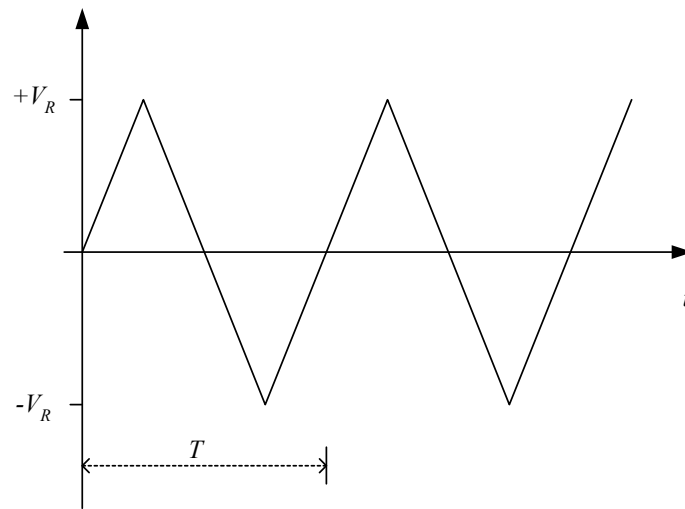


Figura 12.3: Señal aplicada a una de las entradas del comparador (generada internamente)

Supongamos que \$X\$ e \$Y\$ permanezcan constantes durante un período de la diente de sierra. Definimos un tiempo \$T_1\$ durante el cual \$X > V_r\$, (valor instantáneo del diente de sierra) y un \$T_2\$ durante el cual sucede a la inversa. Se cumple que:

$$T_1 + T_2 = T \quad (12.1)$$

y puede encontrarse que:

$$T_1 = \left(1 + \frac{X}{V_r}\right) \frac{T}{2} \quad (12.2)$$

y

$$T_2 = \left(1 - \frac{X}{V_r}\right) \frac{T}{2} \quad (12.3)$$

de donde:

$$\frac{T_1 - T_2}{T_1 + T_2} = \frac{X}{V_R} \quad (12.4)$$

la ecuación anterior nos dice que el valor instantáneo de X se utiliza para modular la relación de tiempos. Se hace que durante el tiempo T_1 se aplique a la entrada del filtro directamente la señal Y , en tanto que durante T_2 se aplica $-Y$ (se la hace pasar previamente por el bloque inversor de ganancia -1) El valor medio de la onda que aparece a la entrada del filtro se puede calcular fácilmente y resulta:

$$valor\ medio = \frac{YX}{V_R} \quad (12.5)$$

la que nos dice que el valor medio de la señal de entrada al bloque F es directamente proporcional al producto de las dos aplicadas a cada una de las entradas del dispositivo, que opera directamente como un multiplicador.

Está claro que si las X e Y son una tensión y una corriente, tendremos a la salida del conmutador una señal proporcional a la potencia instantánea puesta en juego en el sistema. Si lo que se desea es obtener algo proporcional a la potencia activa, se tendrá que encontrar el valor medio de dicha señal, que en muchos casos se hace simplemente colocando un instrumento sensible a dicha magnitud a la salida del conmutador. Como es fácilmente deducible, el dispositivo que hasta aquí hemos visto es un vatímetro electrónico, y el bloque que realiza la multiplicación suele recibir el nombre de multiplicador de tiempo - amplitud (Mark-space-amplitude multiplier o MSA). En la figura 12.4 se muestra la salida del bloque en el caso en que las señales de entrada son ambas sinusoidales, con desfases $\varphi = 0$ y $\varphi = 45^\circ$ respectivamente.

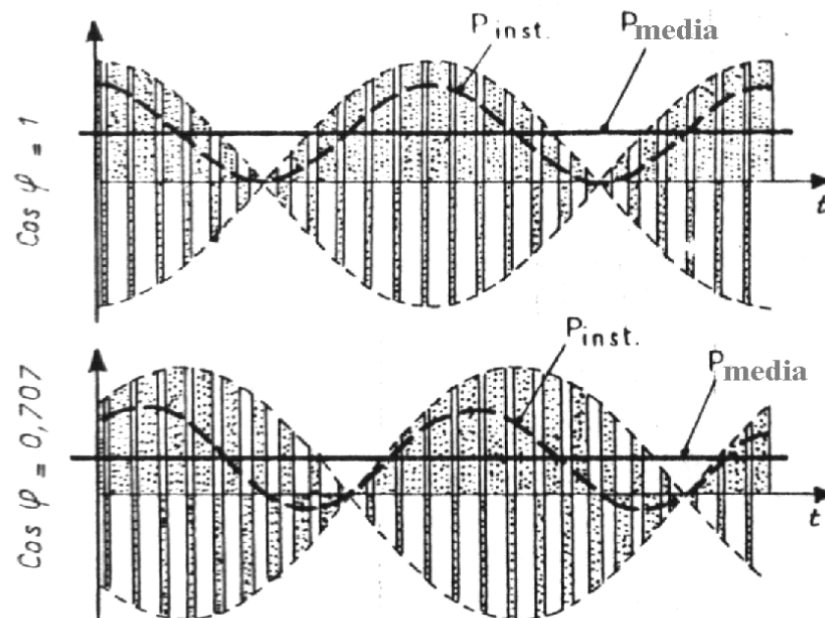


Figura 12.4: Salida del bloque multiplicador para diferentes desfases

12.2.3. Bloque Integrador

Resulta también evidente que estamos en el paso previo a la constitución de un medidor de energía, en forma similar a lo que se dijo en el capítulo 6 y en su guía: Si integramos la señal de salida tendremos que dicha integral es directamente la energía activa puesta en juego. En los medidores de energía del tipo que estamos estudiando dicha integración se realiza con un conversor A/D del tipo de conversión tensión - frecuencia, acompañado de un contador, que son muy similares a los estudiados en el capítulo 9.

Si llamamos i_m a la corriente media de entrada del bloque integrador, tendremos que la frecuencia de salida del mismo es directamente proporcional a dicha corriente, y por ende a la potencia activa. Sólo resta hacer la cuenta en el tiempo de dicha frecuencia para tener la medida de la energía.

Las restantes etapas que aparecen en la figura 12.1 tienen el objeto de adaptar la salida del bloque integrador a los requerimientos de los sistemas a ellos conectados.

En la figura 12.5 se presenta el aspecto de un medidor de estado sólido moderno, y en la 12.6 una tabla de errores típica.

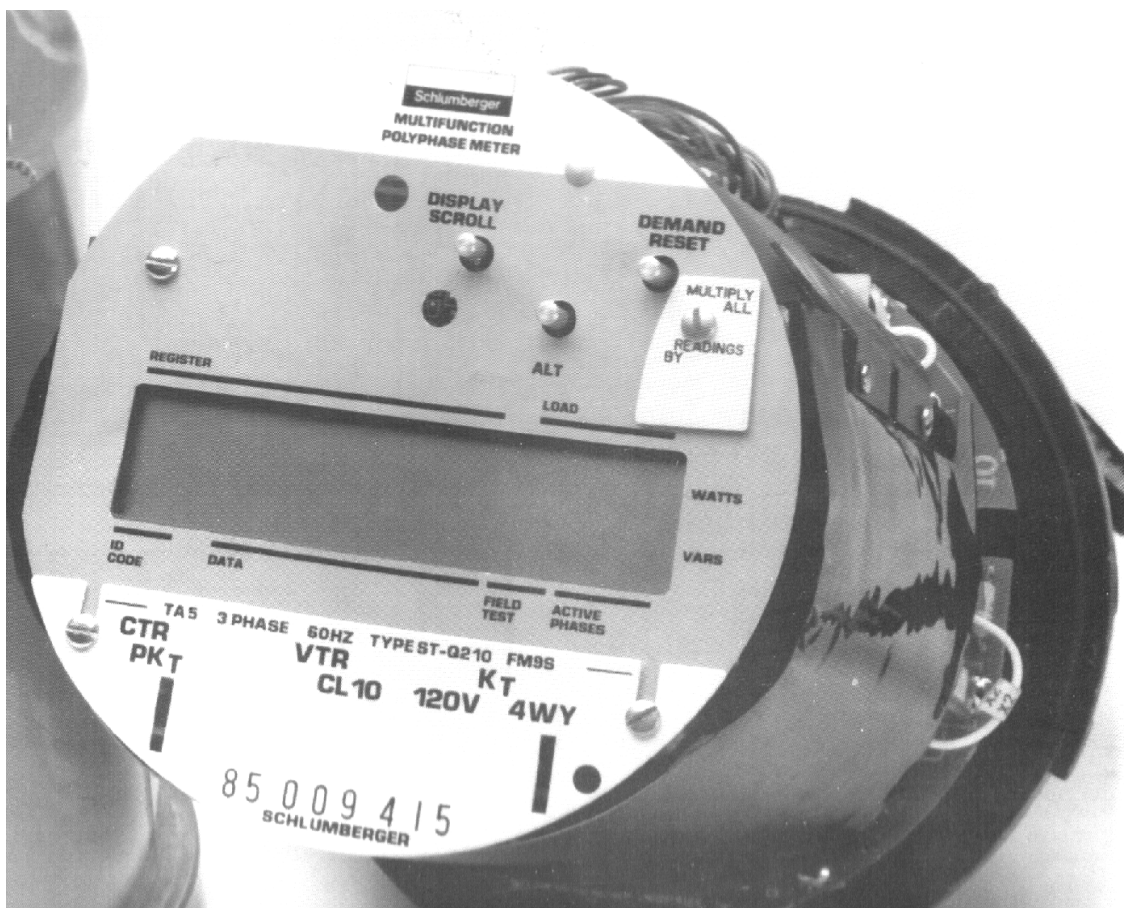


Figura 12.5: Medidor de estado sólido. Cortesía Schlumberger de Argentina

QUANTUM Load Performance Error Limits

Measured Quantity	Load Range % of In or TA at rated V	Phase Angle Degrees	Balanced Polyphase Error Limits		Per Element Error Limits	
			IEC 687	Factory	IEC 687	Factory
Wh	5% to 200%	0,180	+/- 0.2%	+/- 0.1%	+/-0.3%	+/-0.2
	1%		+/-0.4%	+/-0.3%	—	—
	10% to 200%	+/-60, +/-120	+/-0.3%	+/- 0.2%	+/-0.4%	+/-0.3%
2%	+/-0.5%		+/-0.4%	—	—	
varh	5% to 200%	-90, 90	+/-0.2%	+/- 0.1%	Note: varh, VAh, Qh, Ah, and Vh are not included in IEC 687.	
	1%		+/-0.4%	+/-0.3%		
	10% to 200%	+/-30, +/-150	+/-0.3%	+/- 0.2%		
2%	+/-0.5%		+/-0.4%			
VAh	5% to 200%	any	+/-0.2%	+/- 0.1%		
Qh	5% to 200%	-60, 120	+/-0.2%	+/- 0.1%		
	5% to 200%	-90, 0	+/-0.3%	+/- 0.2%		
Ah, A2h	5% to 200%	any	+/-0.25%	+/- 0.2%		
Vh, V2h	-25% to +15% of rated V	any	+/-0.25%	+/- 0.2%		

Figura 12.6: Tabla de errores del medidor de la figura anterior. Cortesía de Schlumberger de Argentina.

12.3. Medidores híbridos

Su principio de funcionamiento es sencillo: parten de un sistema medidor de energía del tipo convencional de inducción, al que agregan un dispositivo que cuenta las revoluciones del disco mediante el recurso de contar los pulsos de luz que deja pasar éste al ubicarse un orificio practicado ad-hoc en la trayectoria del haz luminoso hacia un dispositivo sensible.

Evidentemente la fuente luminosa y el sensor se ubican uno encima y otro debajo del disco. Estos pulsos son contados electrónicamente, y frecuentemente acompaña al dispositivo un microprocesador que permite una elaboración adecuada de la señal obtenida, con vistas a obtener informaciones tales como valor máximo de la potencia demandada, hora en que se produjo dicho consumo, valor medio de la potencia en distintos intervalos del día, datos del cliente con el objeto de poder transferir en forma automática el contenido de la memoria a una lectora que luego vuelca los datos a computadora con el fin de confeccionar la factura, etc.

12.4. Osciloscopios de almacenamiento digital

En el Capítulo 8 se estudiaron los métodos de almacenamiento de los osciloscopios analógicos. Con el advenimiento de las técnicas digitales, el continuo avance en las tecnologías de conversión analógica - digital y digital - analógica y la posibilidad de contar con memorias de cada vez mayor capacidad, se hizo posible, en la década de los '80, la implementación de un nuevo siste-

ma de almacenamiento en los osciloscopios, el almacenamiento digital.

El almacenamiento digital consiste, básicamente, en guardar en una memoria electrónica digital la forma de onda de la señal de entrada. El proceso completo requiere de tres etapas: una de digitalización, una de almacenamiento y una de reconstrucción. La digitalización consiste, como ya se dijo en el Capítulo 9, en el muestreo, cuantificación y codificación de la señal analógica de entrada. Una vez digitalizadas, las muestras son guardadas secuencialmente en una memoria electrónica digital. El proceso de reconstrucción realiza la función inversa, es decir toma secuencialmente las muestras almacenadas, las convierte a valores "analógicos", y finalmente las envía al amplificador vertical para su visualización. La figura 12.7 muestra este proceso.

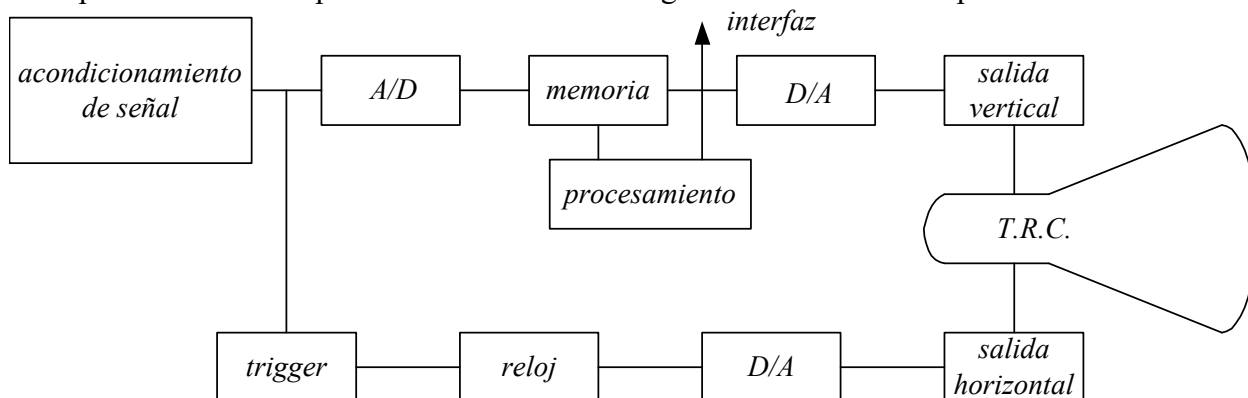


Figura 12.7: Esquema en bloques de un osciloscopio digital

Como se aprecia en dicha figura a diferencia del barrido "rampa-lineal" de los osciloscopios analógicos, en este tipo de instrumentos la base de tiempo es también digital, generada por un contador binario y un convertor D/A de modo de obtener una salida del tipo "rampa-escalera". Cada escalón de esta rampa corresponde, en principio, a los valores de las muestras almacenados en la memoria.

12.4.1. Resolución

La resolución, tanto en el eje vertical como en el horizontal, de un osciloscopio analógico es, como ya se sabe, función del tamaño de la pantalla y del diámetro del haz de electrones (sin contar al observador). Por ejemplo para una pantalla de 8 divisiones de alto por 10 divisiones de ancho, con un diámetro del haz de 1/25 de división (lograble en un osciloscopio de calidad), y suponiendo que puede apreciarse la mitad del haz, corresponde a una resolución vertical de 400 puntos y una horizontal de 500 puntos.

En los osciloscopios digitales la resolución vertical es también función, como era de esperar, del número de bits del convertor A/D y D/A. La mayoría de los osciloscopios utilizan convertidores de 8 bits por lo que se obtiene una resolución vertical de 256 puntos (existen en el mercado osciloscopios con convertidores de hasta 12 bits, pero a un precio muy superior y generalmente con menor ancho de banda equivalente).

La resolución en el eje horizontal está determinada por la cantidad de muestras que se tomen de la señal. Generalmente se toman valores entre 1024 y 4096 muestras, lo que da una resolución mayor que la de la pantalla por lo que ésta queda determinada por la de la segunda, a excepción que se utilicen prestaciones adicionales del instrumento como la magnificación digital de la base

de tiempo y el uso de "cursores" que explicaremos luego.

12.4.2. Exactitud

La exactitud en el eje vertical está determinada por la de los atenuadores de entrada y de los conversores A/D y D/A, y la linealidad de los amplificadores verticales y del tubo de rayos catódicos, por lo que se obtienen los mismos valores que en uno analógico (2 a 4%), a excepción que se utilicen "los cursores" (que veremos más adelante) con lo que se eliminan los errores introducidos por la falta de linealidad del amplificador vertical y del tubo. Es dable remarcar, una vez más, que no se deben confundir la resolución del conversor, que depende de su número de bits como se dijera más arriba, con la exactitud, que depende de los factores recién enunciados. La resolución es un prerequisite para la exactitud, pero de ninguna manera la asegura por sí sola.

En el eje horizontal, al ser la base de tiempo del tipo digital controlada generalmente por un oscilador de muy alta calidad (a cristal), se obtienen exactitudes muy superiores, del orden de 0,01%. Sin embargo a menos que se utilicen los cursores y la magnificación digital, la exactitud queda limitada a los valores convencionales (1 a 3%) debido a los errores introducidos por el amplificador horizontal y por el tubo.

Recordando lo que se ha dicho en el Capítulo 10, referente a los errores de digitalización, una cosa importante a tener en cuenta es qué sucede durante el proceso de cuantización inherente a toda conversión A/D. En la figura 12.8 se presenta un caso elemental de cuantización: lo que interesa es que, a los saltos fijados por la resolución del conversor, la línea recta que representa la señal de entrada sea reemplazada por la "escalera" que corresponde a la señal cuantizada. En ausencia de errores, y en un tipo común de cuantizador, (no en todos) los puntos de decisión deberían estar ubicados a mitad del salto Q de la figura, con lo que los errores de cuantización tendrían la variación que se aprecia en la figura 12.9.

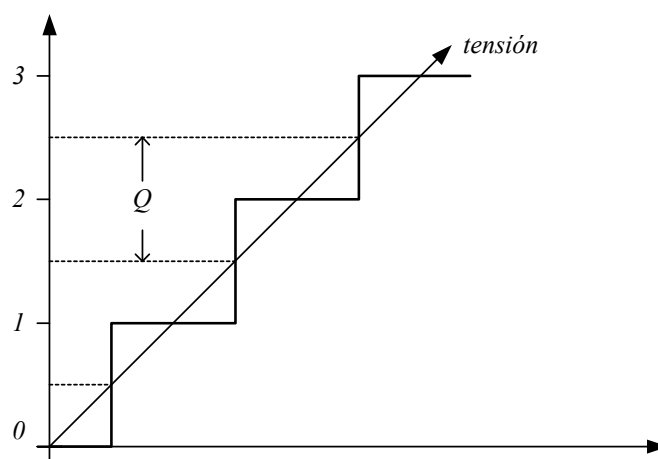


Figura 12.8: Cuantización de una señal

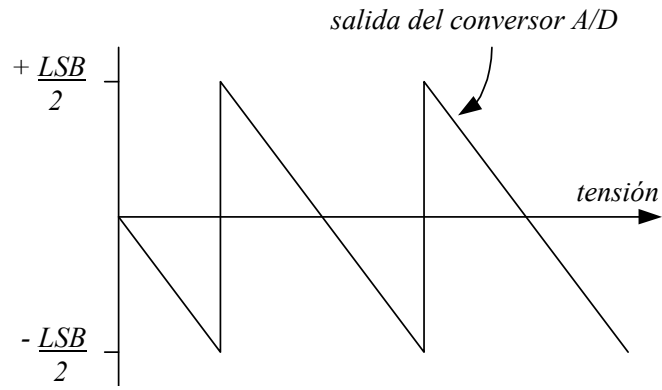


Figura 12.9: Errores de cuantización

En la realidad, los errores es esperable que superen a los anteriores. Además del error propio del cuantizador, que no debería exceder de $\frac{1}{2}$ del bit menos significativo ($\frac{1}{2}LSB$), caben agregar los errores que se derivan del hecho de que existen retardos de inicio del proceso de digitalización, que las muestras tomadas no necesariamente permanecen constantes durante el tiempo necesario para su estudio, a veces debido a la influencia de variaciones de la entrada, etc. En la figura 12.10 se presenta un ciclo típico de adquisición de una señal, en el que se advierten algunas de las causas de error antes citadas

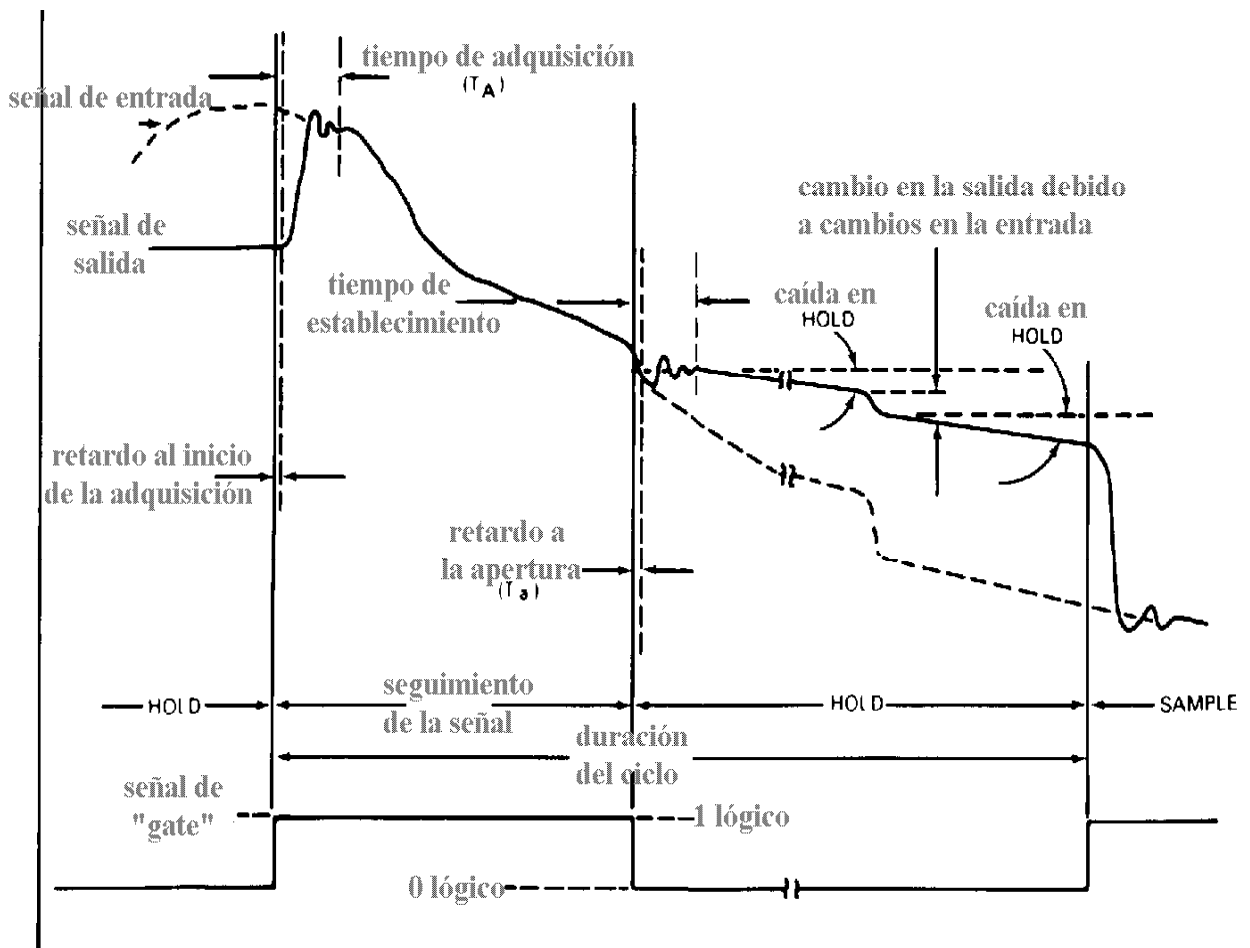


Figura 12.10: Ejemplo de adquisición de una señal

12.4.3. Precauciones de uso de los osciloscopios digitales

A diferencia de los osciloscopios analógicos, en los digitales, con longitud del registro en X constante, ya que está fija la cantidad de puntos, si se cambia la base de tiempo, se cambia la frecuencia de muestreo, y por lo tanto cambia la capacidad del aparato para registrar fenómenos. Esta es una diferencia importante respecto de lo que pasa en los analógicos, ya que en éstos el ancho de banda (Capítulo 8), es uno e independiente de los ajustes que se hagan en la base de tiempo. En los digitales, en cambio, pueden darse situaciones en las que se esté muestreando por debajo de lo conveniente, con lo que aparece el problema que se analiza en el punto siguiente.

12.4.3.1. El problema del “aliasing”

Se entiende por este neologismo al fenómeno por el cual una señal se ve como en realidad no lo es, como si tuviera un "alias". Existen dos fenómenos de aliasing: uno intrínseco a los sistemas muestreados y que se produce cuando no se respetan las imposiciones del Teorema del Muestreo y se toman muestras de la señal a una velocidad menor que el doble de la máxima presente en la señal; el otro inherente a gráficos de puntos, que se lo suele llamar “aliasing perceptual”, y que es básicamente una ilusión óptica debida a que el cerebro tiende a formar una imagen continua uniendo los puntos que se encuentran más cercanos en el espacio, en lugar de hacerlo con los que están más cerca en el tiempo. Las figuras 12.11, 12.12 y 12.13 muestran estos fenómenos. En la figura 12.11, con línea llena se indica la señal real, y con cruces la que se vería si se muestreara a una frecuencia incorrecta. En la figura 12.12 se presenta un caso típico de aliasing de percepción, la ilusión óptica resultante hace aparecer la imagen como si se tratara de varias sinusoides de igual frecuencia; en la figura 12.13, en tanto, se ve cómo luciría la imagen de la figura anterior cuando se le aplica un interpolador lineal.

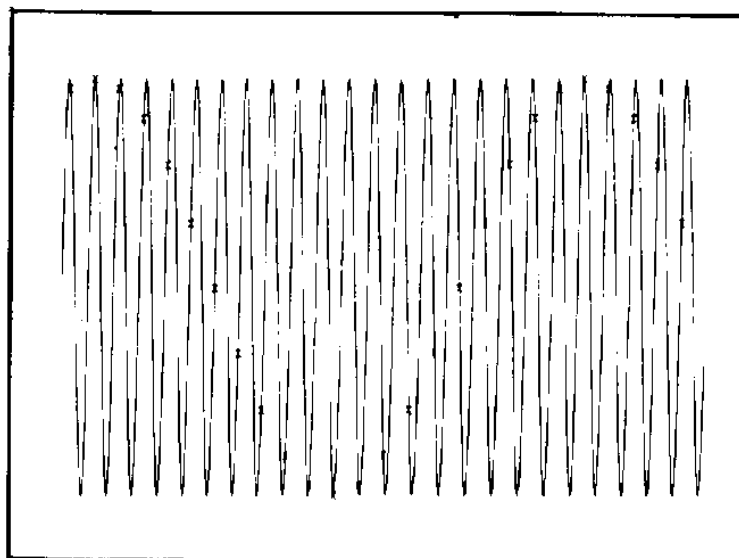


Figura 12.11: Muestreado de una señal con frecuencia demasiado baja

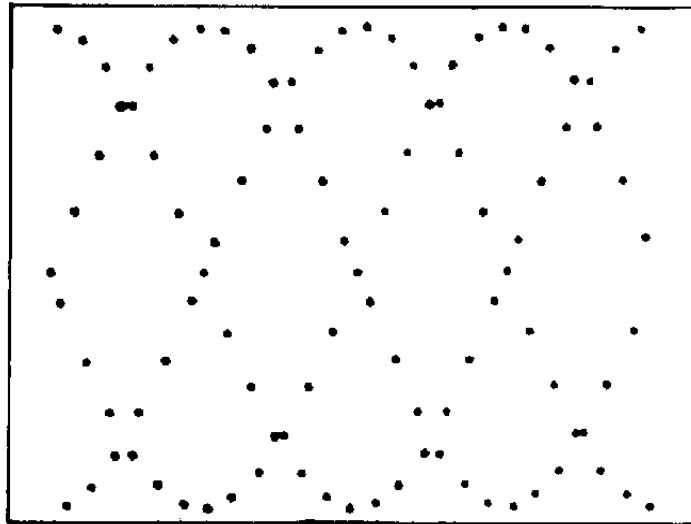


Figura 12.12: Ejemplo de aliasing perceptual

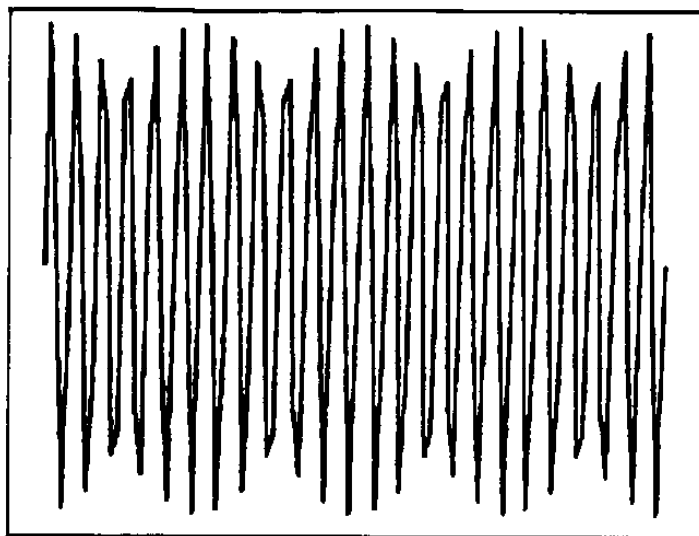


Figura 12.13: Imagen de la figura 12.12 cuando se efectúa una interpolación lineal

Para eliminar el primero de los efectos mencionados se debe elegir una adecuada frecuencia de muestreo en función de la máxima de la señal de entrada o utilizar filtros pasabajos a la entrada denominados “filtros anti-aliasing” que limiten la máxima frecuencia de la señal (en este caso debe tenerse en cuenta que lo que se está visualizando es la señal filtrada y no la original).

Nótese que la frecuencia de muestreo de la señal, al ser fijo el número de muestras que se toman por pantalla, queda determinada por la siguiente expresión:

$$f_m = \frac{\text{número de muestras}}{(\text{base de tiempo})(N^\circ \text{ de divisiones horizontales})} \quad (12.6)$$

por ejemplo, si:

- base de tiempo = 50 μ s/div,
- N° de muestras = 1024,
- N° de divisiones = 10,24,

resulta una frecuencia de muestreo de 2 MHz, por lo que no deberían observarse señales que tengan frecuencias componentes en más de 1 MHz.

Para eliminar el segundo de los efectos, el aliasing perceptual, se recurre a realizar una interpolación entre los puntos. Esta interpolación puede ser elegida generalmente entre dos posibles: lineal o sinusoidal.

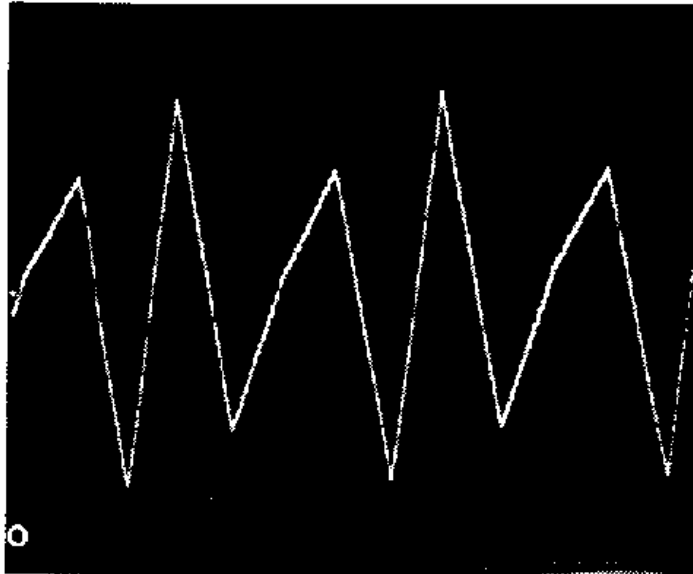


Figura 12.14: Efecto de un interpolador lineal en una senoide muestreada con pocos puntos

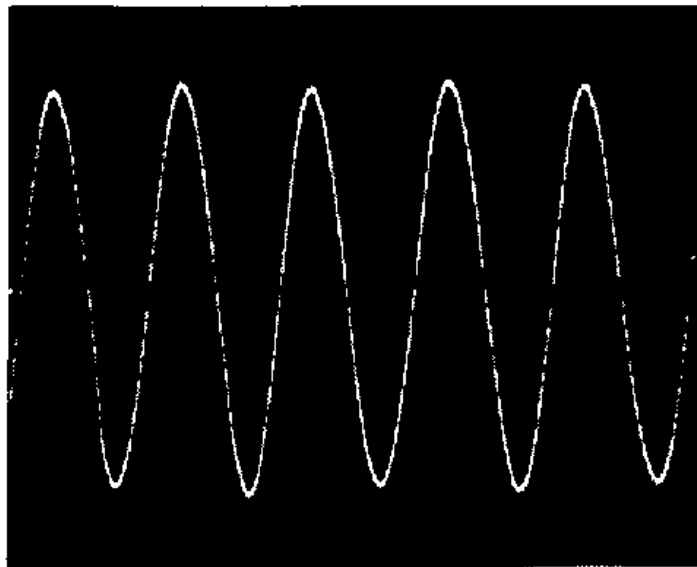


Figura 12.15: Los mismos puntos pasados por un interpolador sinusoidal

La figura 12.14 muestra el primero de ellos, mientras que la 12.15 el segundo. No debe perderse de vista que los valores presentados entre muestra y muestra se tratan de valores supuestos y que por ende deben ser tratados con precaución.

12.4.4. Ancho de banda equivalente

Como viéramos en su momento, el ancho de banda de un osciloscopio analógico es la herramienta que se emplea cuando se trata de determinar su comportamiento en frecuencia. Este concepto no es directamente extrapolable a los digitales, en virtud de su diferente modo de funcionamiento. A pesar de ello el usuario de este tipo de aparatos busca, en lo posible, una cifra de mérito comparable, que muchas veces se expresa como el “ancho de banda equivalente”, que tiene por objetivo definir cuáles son las máximas frecuencias analizables con uno de estos aparatos. En el punto anterior vimos que la frecuencia de muestreo cambia con el barrido que seleccionemos, y si el osciloscopio efectúa algún tipo de interpolación, como se citara en el mismo punto, la capacidad para reconstruir la señal dependerá, en cierta medida, de si la forma de interpolación que se usa es o no la más conveniente. En las figuras 12.16 y 12.17 se presenta el caso señales sinusoidales de diferentes frecuencias, muestreadas siempre a una misma frecuencia constante, y se aprecian las imágenes que se observan en la pantalla en los casos de presentación con puntos, interpolador lineal e interpolador sinusoidal. No debe inducir a errores el hecho que la señal se reconstruya más fácilmente con este último tipo de interpolador, pues se trata precisamente de una onda de esa naturaleza. En el caso de presentación con puntos, el ancho de banda equivalente (o USBW; “useful storage bandwidth), que depende del tipo particular de osciloscopio, puede pensarse que sea aproximadamente

$$USBW = \frac{\text{máxima frecuencia de muestreo}}{20...25} \quad (12.7)$$

pasando a valer

$$USBW = \frac{\text{máxima frecuencia de muestreo}}{10} \quad (12.8)$$

en el caso de interpolación lineal, o

$$USBW = \frac{\text{máxima frecuencia de muestreo}}{2,5} \quad (12.9)$$

en el caso de ciertos tipos de interpoladores sinusoidales. No debe olvidarse que estas características dependen fuertemente del tipo particular de osciloscopio, por lo que la consulta del respectivo manual es ineludible cuando de especificar estos parámetros se trata.

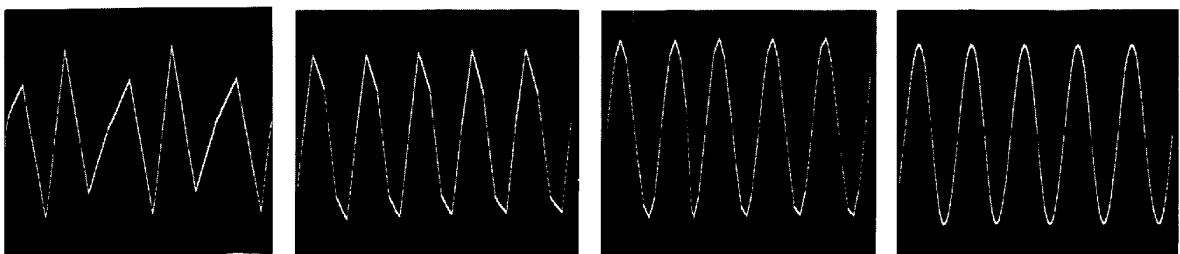


Figura 12.16: Aspecto que presentan sinusoides muestreadas a 25 MHz, procesadas con interpolador lineal. De izquierda a derecha la frecuencia de las señales es de 10, 5, 2,5 y 1 MHz, respectivamente.

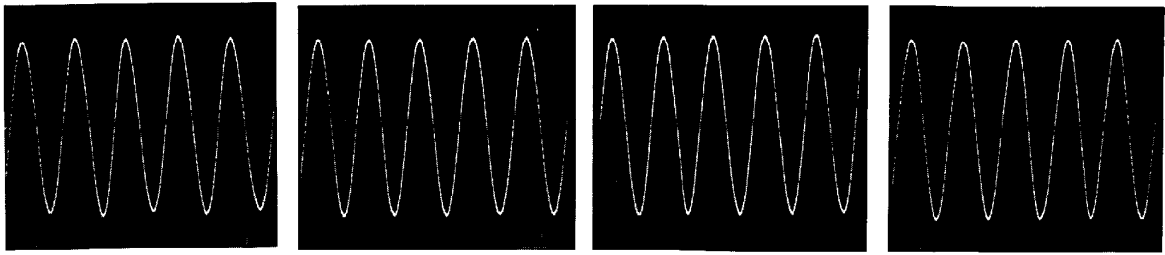


Figura 12.17: Aspecto que presentan sinusoides muestreadas a 25 MHz, procesadas con interpolador sinusoidal. De izquierda a derecha la frecuencia de las señales es de 10, 5, 2,5 y 1 MHz, respectivamente.

Con el mismo objetivo que en el caso de los osciloscopios analógicos, en los digitales interesa también definir su habilidad para responder a pulsos, con tal fin se define también aquí un tiempo de subida equivalente, que tiene en cuenta que lo que se observe en la pantalla, interpolando entre muestras sucesivas en forma lineal, depende enteramente de dónde caigan cada una de ellas.

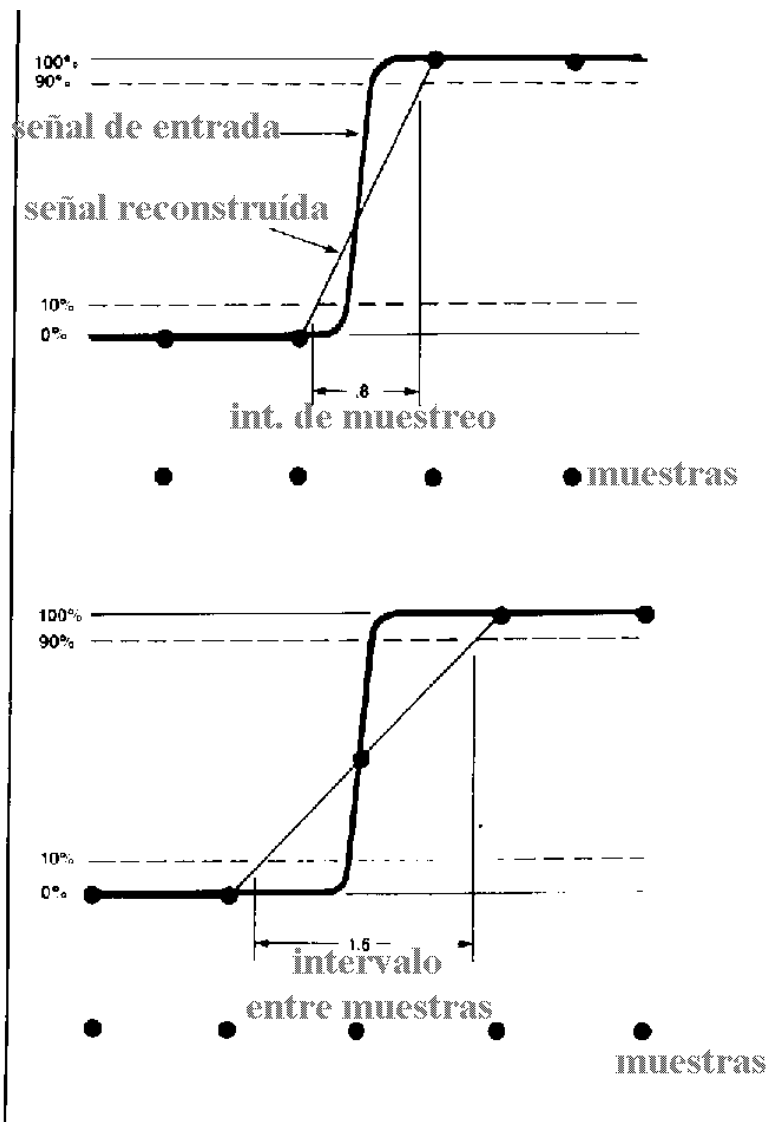


Figura 12.18: Cambio en el tiempo de subida medido en función de la ubicación de las muestras

En el caso límite, que se presenta en la figura 12.18, puede verse que el tiempo medido variará entre 0,8 y 1,6 veces el intervalo entre muestras. Como regla general, vale la pena decir que es

prudente que caiga un número relativamente importante de puntos de muestreo en el flanco donde aparecen los puntos de interés.

12.5. Prestaciones adicionales

12.5.1. Uso de cursores y generación de caracteres en pantalla

Se trata de dos cursores que pueden ser ubicados por el operador sobre cualquier punto de la pantalla, mostrándose en la misma, a través de caracteres, los valores de las diferencias de tensión y de tiempo existentes entre los mismos. Con esto se logra una mayor exactitud ya que se leen directamente los valores almacenados en la memoria, eludiendo de esta forma las no linealidades de los amplificadores y del tubo. Se evitan, además, errores de lectura por parte del operador. La figura 12.19 muestra esta facilidad en un osciloscopio común.

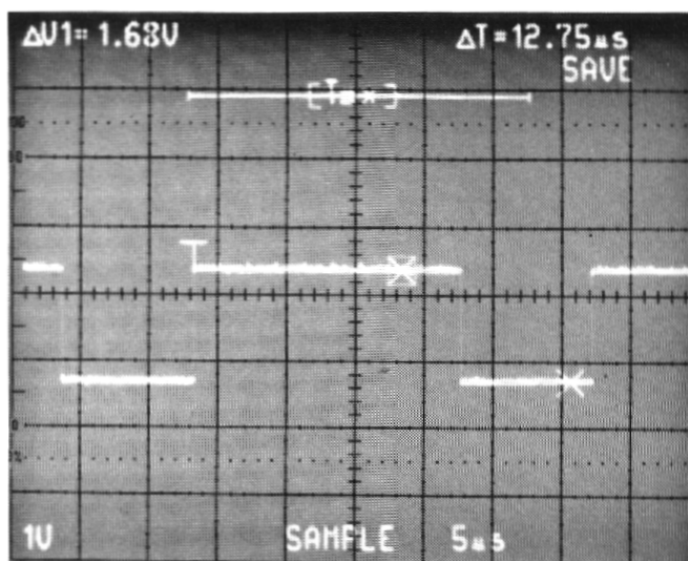


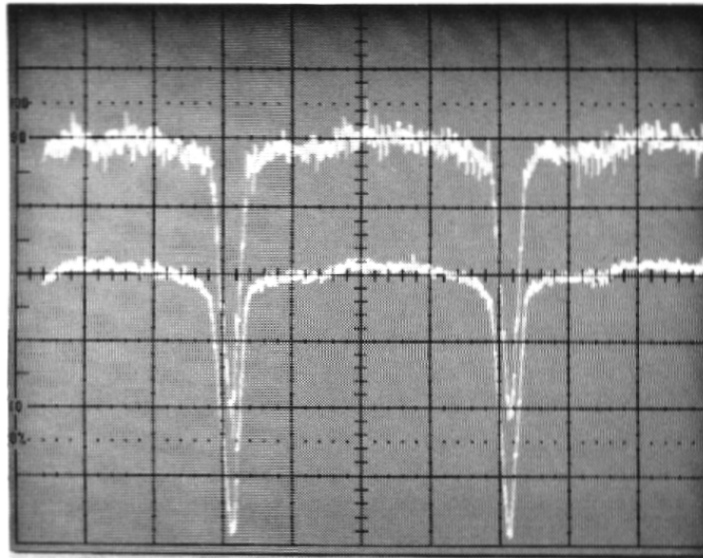
Figura 12.19: Empleo de cursores

12.5.2. Magnificación digital de la base de tiempo

Consiste en presentar en la pantalla sólo una parte de la forma de onda almacenada con lo que se aprovecha la mayor resolución de la base de tiempo digital (técnicas de "zoom").

12.5.3. Posibilidad de procesamiento matemático

Al estar las muestras almacenadas en una memoria, es factible realizar con ellas cualquier tipo de procesamiento matemático. El más común que suelen traer implementados los osciloscopios digitales es la promediación de diferentes pantallas, con lo que se pueden lograr cosas tan interesantes como la recuperación de señales inmersas en ruido aleatorio. En la figura 12.20 se muestra el efecto de la promediación en una señal inmersa en ruido.



Trazo superior: señal original; trazo inferior: la misma luego de promediada

Figura 12.20: Promediación (averaging).

En osciloscopios modernos es posible recabar la información obtenida (los pares de puntos tiempo-síñal) en formatos compatibles con programas de procesamiento matemático de uso comercial, lo que facilita la elaboración a posteriori, usando las facilidades de los mismos. Frecuentemente, esta información se envía a la computadora en línea o se extraen los archivos en medios magnéticos. En la figura 12.21 se observa la forma en que aparecen las coordenadas de los primeros nueve puntos de un registro de 1024 tomados con un osciloscopio digital, en formato Excel. La columna A corresponde a los valores de tiempo, en segundos, en tanto que la B corresponde a los valores de la señal en el canal en uso, en V. Es necesario remarcar la enorme potencialidad que otorga esta facilidad, pues una vez que se dispone de los valores medidos, las elaboraciones posteriores son casi ilimitadas.

	A	B	C	D
1	-2.79E-05	0.1		
2	-2.78E-05	0.1		
3	-2.77E-05	0.3		
4	-2.76E-05	0.1		
5	-2.75E-05	0.3		
6	-2.74E-05	0.1		
7	-2.73E-05	0.1		
8	-2.72E-05	0.3		
9	-2.71E-05	0.1		
10	-2.70E-05	0.3		
11	-2.69E-05	0.3		

Figura 12.21: Datos de salida de un osciloscopio digital en formato Excel

A través de una interfaz, que puede ser del tipo serie o paralelo, es posible enviar a una computadora los valores adquiridos por el osciloscopio. Esto permite, entre otras cosas, realizar impresiones en papel de las formas de onda registradas.

Las mencionadas son sólo algunas de las prestaciones que puede ofrecer un osciloscopio de almacenamiento digital. Además de ellas es importante destacar la facilidad de uso de este tipo de equipos, que requieren de menos pasos interactivos que los necesarios en los osciloscopios con almacenamiento analógico.

En la figura 12.22 se presenta el aspecto típico de un osciloscopio digital moderno.

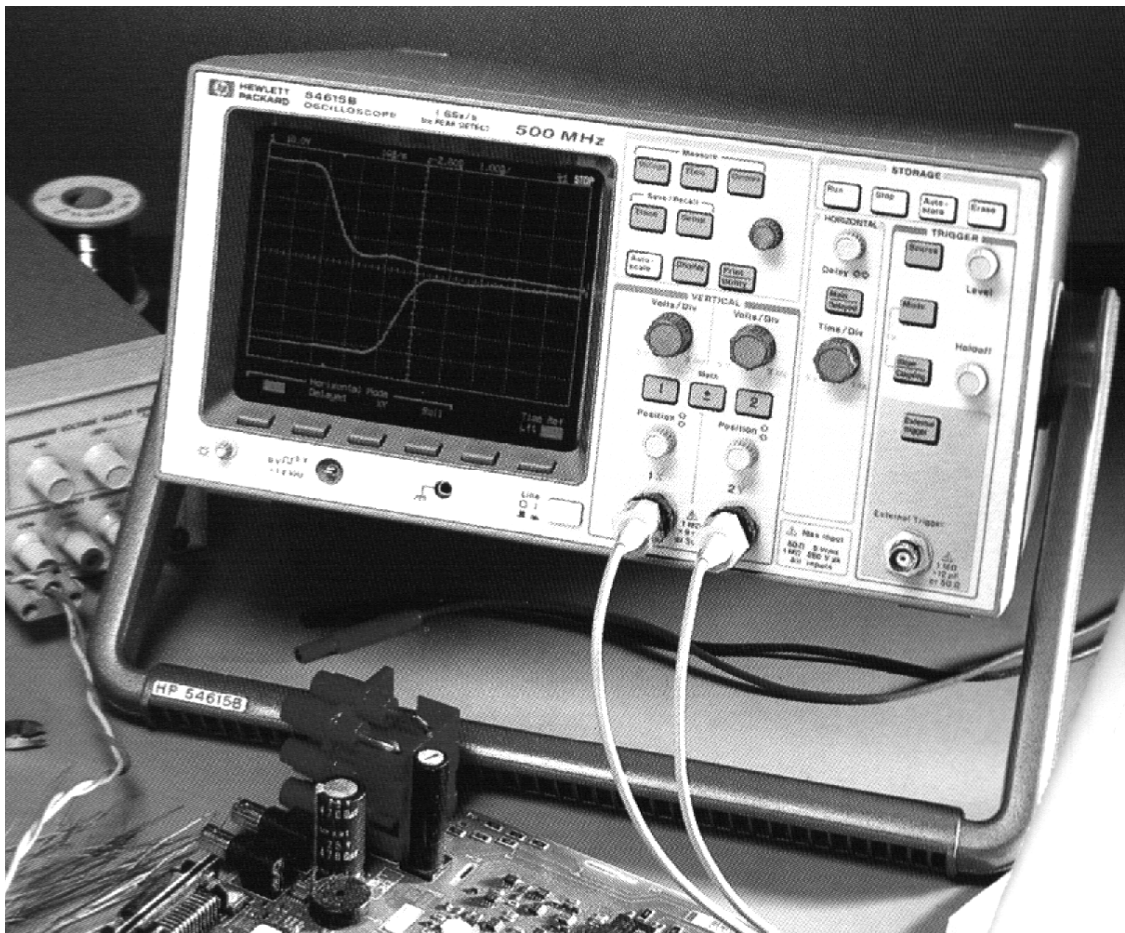


Figura 12.22: Osciloscopio digital típico

12.6. Referencias bibliográficas

- [1] "Class 0,5 precision meter with solid state measuring elements", Landis & Gyr Review 21 (1974) 4.
- [2] "Principios de un multiplicador analógico", Revista Telegráfica Electrónica, ene-feb 1981
- [3] Tektronix: "An introduction to digital storage", 1987.
- [4] Tektronix: Notas de aplicación varias, 1997-1998.
- [5] Schlumberger: "Quantum[®] multifunction meter", 1997.