

## **Capítulo 3**

# **Multímetros digitales**

La incorporación de circuitos digitales en los instrumentos de medida ha ido produciendo en ellos cambios notables, que se reflejan de una forma especialmente clara en los multímetros. En éstos, a la presentación numérica siguieron la capacidad de cálculo y de transmisión de datos, la realización de nuevas funciones sin aumentar la complejidad del manejo, la reducción de tamaño y la incorporación de indicadores analógicos, y todo ello acompañado de una resolución y exactitud crecientes.

En este capítulo se expone la terminología y el modo de funcionamiento habitual de estos instrumentos, de cara a su utilización correcta y al cálculo de los errores de medida.

### **3.1 FUNCION Y TIPOS**

Un multímetro digital (Digital Multimeter, DMM) es un instrumento capaz de medir tensiones, corrientes y resistencias, con presentación numérica (digital) de los resultados. Algunos modelos permiten medir, además, conductancia, frecuencia, fase y capacidad. Con sondas adecuadas se miden temperaturas y también potencias y corrientes (sin apertura del circuito).

Los instrumentos que sólo permiten la medida de tensiones se denominan voltímetros digitales (DVM). Hay modelos con forma y tamaño previstos para su montaje en panel (Digital Panel Meter, DPM).

Sus ventajas, frente a los multímetros analógicos, son las propias de los sistemas digitales, a saber, mayor exactitud, resolución y velocidad simultáneas, a igualdad de coste.

La exactitud no viene aquí limitada por la longitud de la escala, ni por la capacidad de leer en ella o interpretarla, sino fundamentalmente por un convertidor A/D. En los multímetros analógicos, los errores son como mínimo del orden de 0,5 % de la lectura más un 0,5 % del valor de fondo de escala. En los digitales son habituales un 0,1 % de la lectura más un 0,1 % del fondo de

escala. El error es menor en los de mayor resolución, lógicamente. También hay menor error por carga por ser mayor su impedancia de entrada.

La resolución normal en multímetros analógicos es de 1 en 120, mientras que en los digitales va desde 1 en 1000 en los de tres dígitos a 1 en  $10^9$  en los de nueve. Combinando con las escalas oportunas también ofrecen mayor sensibilidad.

En cuanto a la velocidad, en los analógicos no excede de una medida por segundo, mientras que en los digitales va desde 2 medidas/s hasta 50000 medidas/s, o más (en los sistemas de adquisición de datos).

Otras ventajas, comunes a los sistemas digitales, son que la información digital puede transportarse a gran distancia para ser procesada, memorizada, etc.; la posibilidad de automatizar funciones, reduciendo así la posibilidad de errores humanos, y de ser programados por control remoto; la comodidad de la lectura; y la robustez inherente, pues no hay elementos mecánicos delicados.

El principal inconveniente, como en todo sistema digital, es que, a igualdad de tiempo, dan menos información que uno analógico, por lo que es difícil ajustar valores máximos y mínimos o apreciar tendencias. Se subsana, en parte, incorporando algún tipo de indicador adicional. Unos modelos emplean un símbolo especial para indicar la tendencia, otros una señal acústica para indicar la continuidad o discontinuidad, mientras que algunos recientes llevan un indicador analógico de estado sólido (barra de luz).

Otro inconveniente es la mayor facilidad con que pueden pasar inadvertidos los errores, por ruido u otras causas, ya que los sistemas con lectura digital tienden a producir una falsa seguridad en el usuario.

Los multímetros digitales suelen clasificarse según su resolución. Esta viene dada por el menor cambio detectable en la mayor cantidad que puede ser representada. La sensibilidad depende de la resolución y de la escala. Si, por ejemplo, aquélla es de 1 sobre 1999, en la escala de 1 V la sensibilidad es de 1 mV, mientras que en la de 10 V pasa a ser de 10 mV. La sensibilidad en la menor escala disponible se denomina umbral.

Si la tensión o magnitud de entrada excede del máximo valor aceptable en una escala determinada, se dice que se tiene una sobrecarga, y suele venir señalada por un parpadeo de los indicadores numéricos. Si en una escala se admiten 1.999 V, 2.000 V es una sobrecarga.

La práctica de permitir en una escala la medida de valores que exceden del valor nominal de ésta es habitual. Así se amplía la aplicación sin perder exactitud ni sensibilidad. Por ejemplo, 1.001 V se presentan así si hay «extensión de escala» (overrange), y en cambio se presentan como 1.00 V si no la hay.

La extensión de escala se expresa mediante un dígito fraccional, adicional al número de dígitos enteros disponibles, pero debe saberse además cuántas cuentas adicionales es posible obtener. Si un DMM de 3 1/2 dígitos tiene una extensión de escala del 100 % en la de 1.000 V, se acepta además desde 1.000 V hasta 1.999 V. Si es sólo del 10 %, se acepta hasta 1.099 V, pero no 1.100 V. Esta extensión no siempre es igual en todas las escalas de un mismo instrumento.

Otro criterio de clasificación tiene en cuenta la velocidad de medida. Se distingue así entre los equipos de sobremesa, que son lentos (velocidades de 2 a

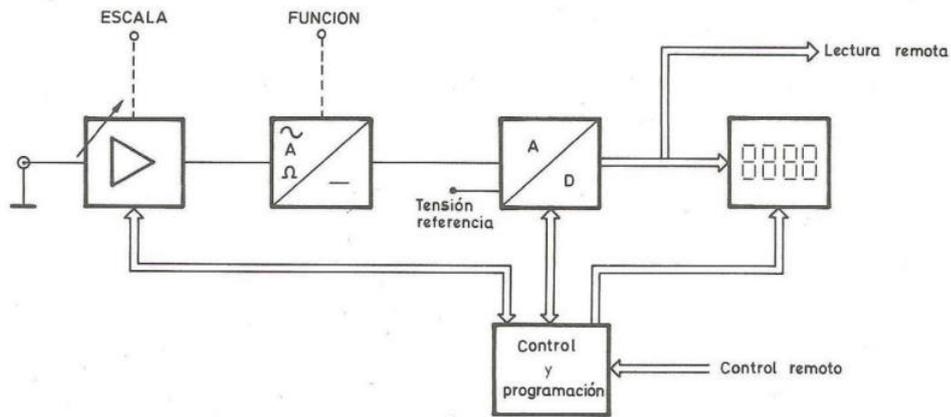


Figura 3.1 Esquema de bloques de un multímetro digital.

30 lecturas/s), y los sistemas de adquisición de datos, que son mucho más rápidos (de 5 a 50.000 lecturas/s), aparte de tener varios canales.

Hay otros instrumentos para medir tensiones que no van a ser considerados aquí. Son: los electrómetros, con resistencias de entrada del orden de  $1\text{ T}\Omega$ ; los milivoltímetros RF, que permiten medir desde 10 Hz hasta 10 MHz; y los voltímetros vectoriales, que miden amplitud y fase.

### 3.2 ESQUEMA DE BLOQUES

En la figura 3.1 se presenta el esquema de bloques general de un DMM, con indicación de los puntos donde inciden los controles (básicos) dispuestos en el panel frontal. En la figura 3.2 puede verse la agrupación de controles en un multímetro comercial.

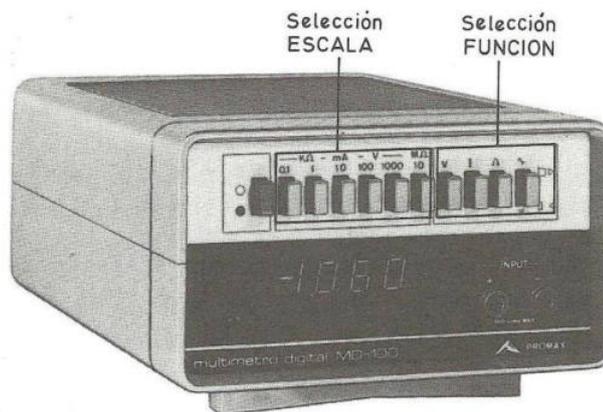


Figura 3.2 Multímetro Digital. (Cortesía de Instrumentación Electrónica Promax S.A.). Puede observarse cómo los controles están agrupados de acuerdo con su finalidad.

Con el atenuador-amplificador se adecua el margen de la magnitud de entrada a lo aceptable por el convertidor A/D, que suele ser de 1 a 10 V a fondo de escala. Además, ofrece la impedancia de entrada adecuada. El circuito de control se informa de la escala de medida o la establece, en función del panel frontal o, bien, según el resultado de la conversión A/D, si posee cambio automático de escala.

El bloqué de conversión a continua es necesario porque el convertidor A/D sólo admite tensiones continuas. Por ello se convierten corrientes y resistencias en tensión, y tensión alterna en continua.

El convertidor A/D es el que obtiene los dígitos a partir de la tensión de entrada, es decir, el valor numérico del resultado de la medida. Determina la velocidad de lectura y, en parte, el rechazo de las interferencias de red. Junto con los circuitos de entrada, determina el número de escalas, la resolución, la sensibilidad y la exactitud. La tensión de referencia determina en gran parte la estabilidad o derivas del instrumento.

El circuito de control y programación determina la secuencia de operaciones y controla la presentación local y remota de resultados: valor numérico, polaridad, punto decimal, unidades, y acepta instrucciones de programación externas.

Hay circuitos integrados monolíticos que incluyen todas estas funciones, y sólo necesitan los indicadores numéricos, algunos componentes externos para determinar los ciclos de trabajo (autocero, integración,...), y una tensión de referencia.

### 3.3 CONVERTIDORES ANALOGICO-DIGITALES

El núcleo fundamental de un DMM, que determina un gran número de sus cualidades, y justifica la presencia de varios de sus circuitos, es el convertidor A/D. Sin pretender revisar aquí el tema de la conversión A/D, ni siquiera en lo relativo a modelos empleados en DMM, se expone a continuación cuáles son los parámetros de mayor interés, y se describen brevemente las dos técnicas más frecuentes: el método de la doble rampa y el de aproximaciones sucesivas.

La función del convertidor A/D es ofrecer una salida codificada, en respuesta a la tensión analógica de entrada, que contiene la información de interés. La interpretación de la tensión de entrada se hace de acuerdo con una tensión de referencia, interna o externa. Por tanto, cualquier fluctuación de ésta se traducirá en un error, si no está también presente en la tensión de entrada de tal forma que ambas fluctuaciones se compensen.

La exactitud depende del número de códigos de salida posibles para un determinado margen de la información de entrada. La resolución viene determinada por el número de bits ya que, mientras la tensión de entrada puede tomar cualquier valor dentro del continuo de su margen de variación, la salida consta sólo de un número finito de códigos. Así pues, hay toda una gama de valores de entrada a la que se asocia el mismo código de salida, produciendo un error denominado de cuantificación.

Si se designa por  $V_q$  la gama de valores de entrada asociados a un mismo intervalo de cuantificación, y se asocia el valor central del margen de tensión analógica de entrada al código de salida, el error equivalente a la entrada será

$$\epsilon = -\frac{V_q}{2} \cdot x \quad -1 < x < +1$$

y su valor eficaz correspondiente

$$\epsilon(\text{rms}) = \left( \frac{1}{2} \int_{-1}^{+1} \epsilon^2 \cdot dx \right)^{1/2} = \frac{V_q}{2\sqrt{3}}$$

Son varios los parámetros necesarios para caracterizar un convertidor A/D. En lo que se refiere a la conversión en sí, la resolución, el tiempo de conversión, la linealidad o conformidad a la regla de asignación de código, y el rechazo de las interferencias en modo serie. En cuanto a la entrada, el margen de tensiones aceptadas y su polaridad, y la impedancia de entrada. Respecto a la salida, son importantes el código (binario, BCD,...), los niveles de tensión e impedancias (CMOS, TTL, ECL,...), y el formato (serie o paralelo).

Hay tres grandes familias de convertidores A/D: los integradores, los de realimentación (feedback), y los de video. En los primeros se convierte la tensión de entrada en un tiempo o frecuencia que se mide con un reloj y un contador. Tienen alta resolución pero baja velocidad. Pertenecen a este grupo los de doble rampa, y variantes, los convertidores tensión-frecuencia, los de modulación delta, y otros.

En los convertidores tipo *feedback* hay un convertidor D/A realimentando y se compara la entrada actual con la salida «reconvertida». Ofrecen una velocidad de conversión media-alta pero su resolución es inferior. Son de este tipo los de aproximaciones sucesivas y los de rampa escalonada.

Se denominan convertidores A/D de video, aquellos cuya velocidad de conversión excede de 1 MHz. Tienen baja resolución, y no se emplean en multímetros. Pertenecen a este grupo los de tipo *flash*.

### 3.3.1 Convertidores A/D de doble rampa

Se basan en integrar la señal analógica de entrada durante un tiempo fijo determinado por un oscilador de precisión, cargando un condensador. Este se descarga luego mediante una fuente de referencia interna, bien conocida, de signo opuesto a la entrada. El tiempo que tarda en descargarse es proporcional a la magnitud de entrada. En la figura 3.3 se describe gráficamente el proceso. Su análisis es el siguiente.

Durante el periodo de carga fijo,  $T$ , el condensador alcanza una tensión

$$V_c = \int_0^T \frac{V_e}{RC} \cdot dt = \frac{V_e}{RC} \cdot T$$

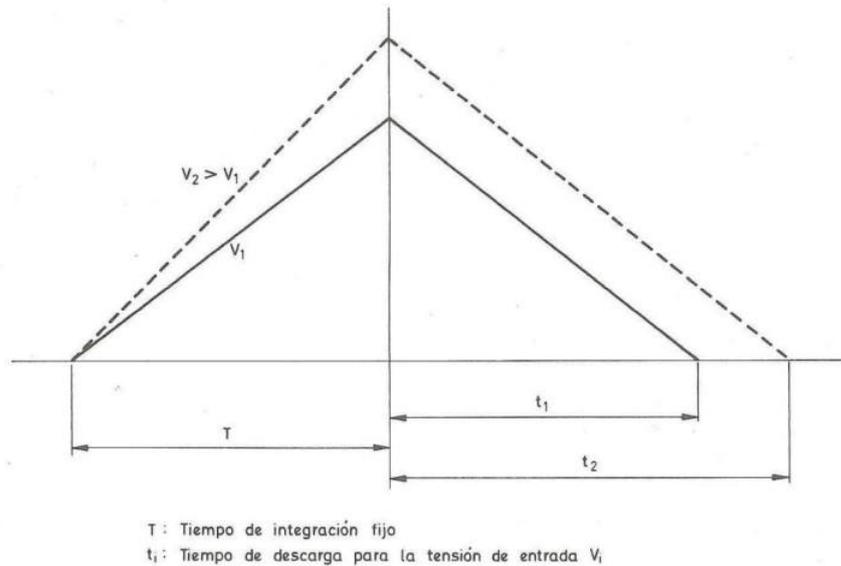


Figura 3.3 Proceso de conversión del convertidor A/D de doble rampa.

mientras que la descarga (hasta 0 V) dura un tiempo,  $t$ , tal que

$$0 - V_c = \int_T^{T+t} \frac{-V_r}{RC} \cdot dt = \frac{-V_r}{RC} \cdot t$$

De estas dos expresiones se deduce que

$$t = T \frac{V_e}{V_r}$$

En la figura 3.4 se presenta el esquema de bloques de una posible realización física de un convertidor de este tipo. Con la señal de disparo se empieza a integrar  $V_e$ , y se empieza a contar hasta que hay señal de arrastre (carry) —contador «lleno»—. En este momento, se conmuta a  $V_r$  (que tiene signo contrario a  $V_e$ ) y se sigue contando (a partir de cero de nuevo, ya que se había llegado a 1/00.00), hasta que la salida del integrador pasa por cero. En este instante, el comparador da un «1» que sitúa al segundo biestable a 0 y cierra la puerta previa al contador. Inmediatamente se vuelve a poner a 0 al comparador (reset), de modo que un nuevo impulso de disparo reinicie el ciclo.

Además de las dos fases, carga y descarga, suele haber una tercera fase, previa, de autocero. Antes de hacer la primera rampa, se pone a masa la entrada de señal y se carga un condensador con la salida del comparador, reteniéndose esta información debida a tensiones de offset. La tensión de este condensador es la que se toma luego como nivel «cero».

Otra alternativa para corregir las derivas de cero es restar la señal de error digitalmente, a base de hacer dos ciclos de doble rampa. El primero con entrada nula, y el segundo con la señal a convertir. Son los denominados convertidores de cuádruple rampa.

Los convertidores de doble rampa son los más frecuentes en multímetros de precisión, por las siguientes ventajas. En primer lugar, permiten rechazar el ruido en modo serie (modo normal) en la entrada, a base de elegir  $T$  de forma que sea un múltiplo del periodo de la interferencia que se desea eliminar. Normalmente se trata de la señal de red (50 o 60 Hz) (ver el apartado 3.6.3).

Una segunda ventaja es su gran linealidad, pues sólo se pierden códigos en las proximidades del cero, ya que para la cuantificación de la salida se usa el tiempo (que es continuo).

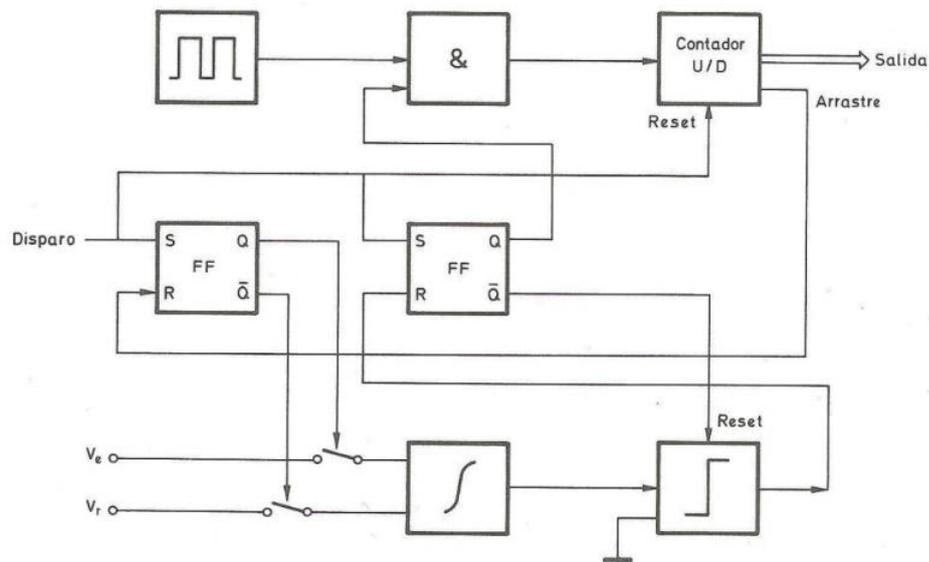


Figura 3.4 Convertidor A/D de doble rampa.

La tercera ventaja es que las variaciones del periodo de integración y del periodo del reloj no influyen, siempre y cuando no cambien tan rápidamente que tengan un valor muy distinto de una a otra fase del ciclo de conversión. El único componente crítico, de cara a las derivas, es la tensión de referencia.

Por último, permiten hacer medidas relativas, o por relación (ratiométricas). Para ello basta que la tensión con la que interese comparar haga las funciones de tensión de referencia,  $V_r$ .

Su principal inconveniente es la lentitud. Para rechazar las interferencias de 50 Hz, la duración mínima de  $T$  es de 20 ms. La duración máxima de la descarga,  $t$ , si se emplea el mismo contador que para la carga, será también de 20 ms. El tiempo de conversión,  $t_c$ , es  $T+t$ , o sea, 40 ms.

### 3.3.2 Convertidores A/D de aproximaciones sucesivas

En este método de conversión se compara la señal analógica de entrada con fracciones determinadas de la tensión de referencia, en una secuencia de pasos programados. Según el resultado de la comparación, el elemento correspondiente del código toma uno u otro valor (1 o 0). Se requieren tantos pasos de comparación como elementos (bits) tenga el código de salida. En la figura 3.5 se representa gráficamente este proceso.

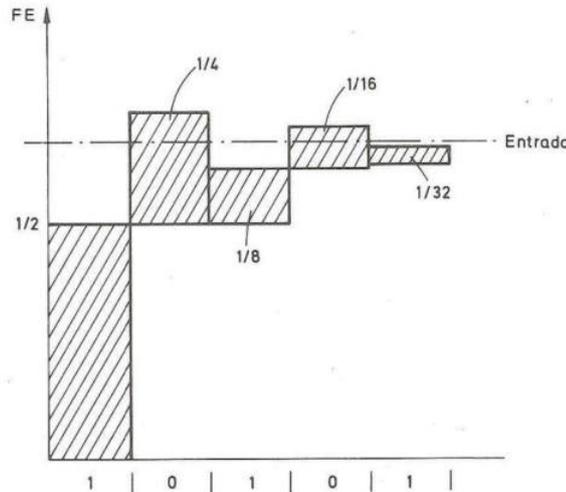


Figura 3.5 Proceso del convertidor A/D de aproximaciones sucesivas.

El esquema de bloques de una posible realización física de este método de conversión es la representada en la figura 3.6. Con el impulso de inicio de conversión, la salida del registro de aproximaciones sucesivas pasa al estado 100...00 y se lleva la salida del comparador a controlar al bit de más peso. Si de la comparación de  $V_e$  con la salida del convertidor D/A resulta «1», se mantiene el 1, y se pasa a 1 el siguiente bit. Si de una comparación sale 0 (salida  $D/A > V_e$ ), se pone a 0 al bit que se está mirando, y se pasa al siguiente, que inicialmente se pone a 1.

La ventaja de este método es su rapidez, pues el tiempo de conversión es igual al producto del número de bits y el período de reloj. Por lo que es tanto más rápido cuantos menos bits interesen. Se tarda de 2 a 50  $\mu s$  para 12 bits y de 0,8 a 30  $\mu s$  para 8 bits. Por ello se emplean cuando la señal de entrada varía rápidamente o cuando se multiplexan varias entradas (de baja frecuencia) a alta velocidad.

Su principal inconveniente es su alta sensibilidad al ruido que pueda haber a la entrada del comparador pues no tienen filtrado intrínseco como los de doble rampa. Además, su exactitud depende ahora de la del convertidor D/A, y ésta depende no sólo de  $V_r$ , sino también de una red de resistencias interna.

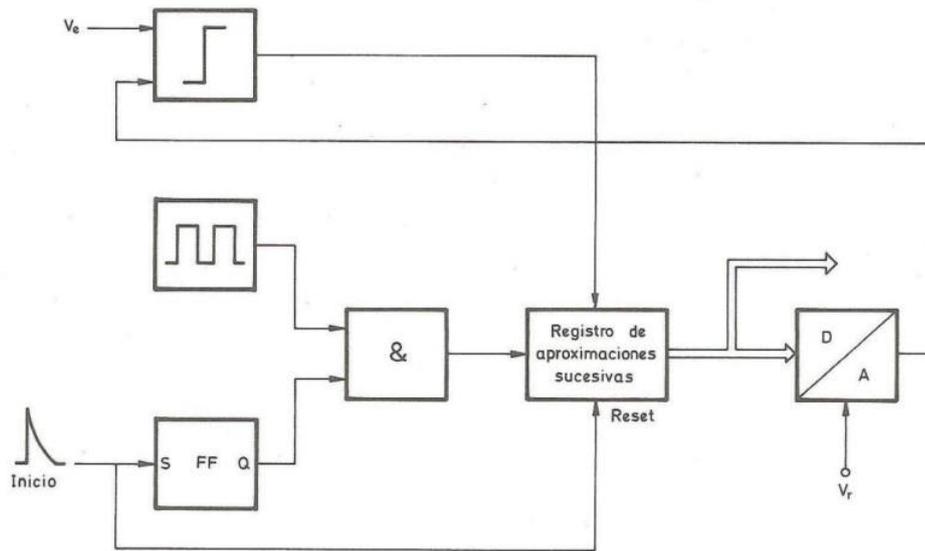


Figura 3.6 Convertidor A/D de aproximaciones sucesivas.

### 3.4 CIRCUITOS DE ENTRADA

El convertidor A/D tiene un margen de tensiones de entrada limitado y, por tanto, hay que amplificar las pequeñas y atenuar las grandes; exige tensiones continuas a la entrada y por ello hay que convertir las otras magnitudes a medir, en tensiones continuas; tiene unas características de entrada (impedancia, protecciones, etc.) poco adecuadas para medir en un circuito, de forma que deben modificarse adecuadamente. Todas estas funciones las realiza el circuito de entrada. El esquema de bloques de un hipotético circuito de entrada es el de la figura 3.7.

Para medidas de temperatura se usan sondas tipo lápiz, con una RTD, termistor, termopar o termómetro semiconductor, con poca masa térmica —para medidas rápidas—, aislamiento eléctrico —para medidas en componentes a tensión alta—, y herméticas —para medidas en líquidos—.

Para medidas de relación de magnitudes ( $R/R$  en divisores de tensión,  $V_{ca}/V_{ca}$  en transformadores, etc.) no se duplican los circuitos de entrada, sino que se emplea un multiplexor y una de las dos cantidades se toma como referencia en la conversión.

#### 3.4.1 Atenuador-amplificador

El atenuador es el que establece la impedancia de entrada del instrumento, le dota de protecciones frente a sobretensiones y sobrecorrientes, y fija el valor máximo de la señal aplicada al convertidor A/D. Puede ser un circuito

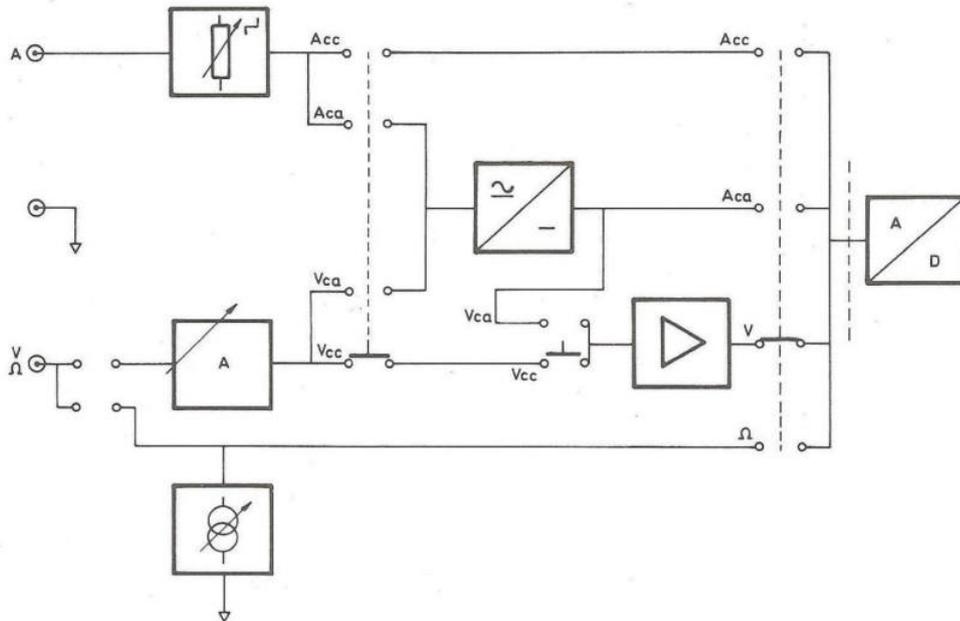


Figura 3.7 Esquema de bloques del circuito de entrada de un multímetro digital.

meramente pasivo, del tipo indicado en la figura 3.8a, o puede estar combinado con un amplificador, como en la figura 3.8b. En ambos casos se emplean redes de resistencias de precisión. Obsérvese que se trata de atenuadores resistivos pues, a diferencia de los osciloscopios, a las frecuencias de utilización habituales de los multímetros, las capacidades parásitas no tienen suficiente importancia como para que necesariamente deban utilizarse atenuadores R-C.

En el circuito de la figura 3.8a el fusible en serie con la entrada evita los daños por corrientes altas, mientras que el varistor recorta los picos de tensión. En concreto, lo normal es que resista al menos la tensión de red, cuando esté dispuesto para medir resistencias. La resistencia de entrada es de  $10\text{ M}\Omega$  para todas las escalas, que es el valor habitual. En alterna hay que considerar una capacidad del orden de 75 a  $100\text{ pF}$  en paralelo. Con este esquema, en la escala de  $100\text{ mV}$ , o bien se usa una referencia 10 veces menor en el convertidor A/D, o bien se da una ganancia previa de 10.

Cuando se emplea una combinación atenuador-amplificador (figura 3.8b) se utiliza atenuación previa porque el margen dinámico del amplificador es limitado, y no acepta tensiones superiores a las de la alimentación propia. El *offset* del amplificador operacional no es muy importante si se compensa mediante una fase de autocero del convertidor A/D, a base de cortocircuitar la entrada (pero no la señal, desde luego).

Si al atenuador se le añade en serie una resistencia externa adicional, de valor bien conocido, y tanto más elevado cuanto mayor sea la resistencia de

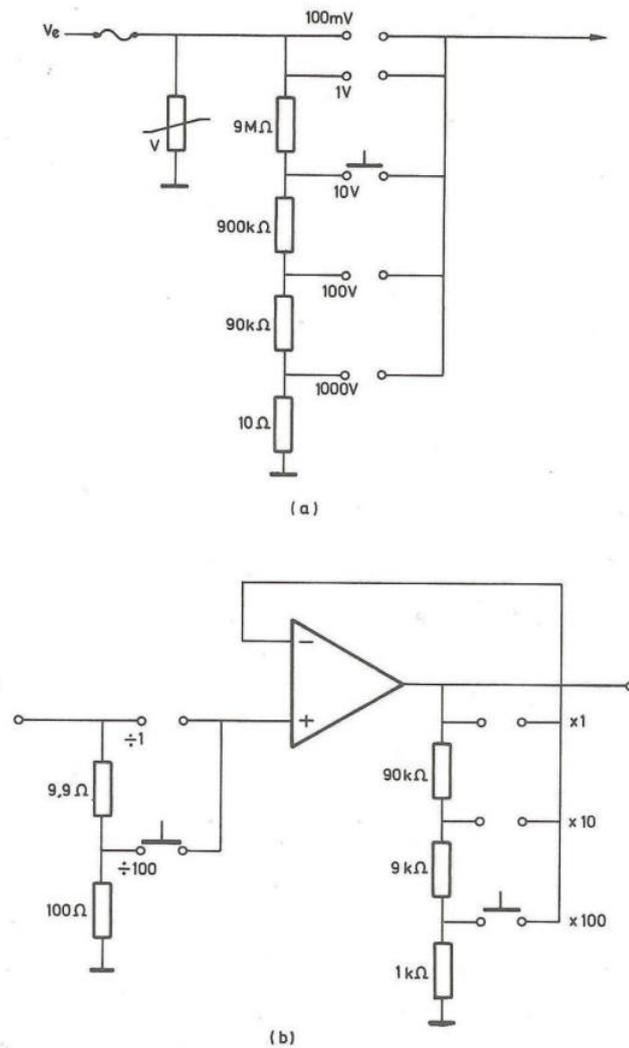


Figura 3.8 Atenuadores de entrada para multímetros digitales.

entrada del multímetro, entonces se podrán medir tensiones mayores que la máxima aceptada por éste.

### 3.4.2 Convertidores corriente-tensión

Están basados en shunts elegidos de modo que la tensión a fondo de escala sea la misma (la máxima que admite el circuito posterior, es decir, el convertidor A/D) para cada escala de medida de corriente. En la figura 3.9 se presenta un circuito que puede realizar esta función.

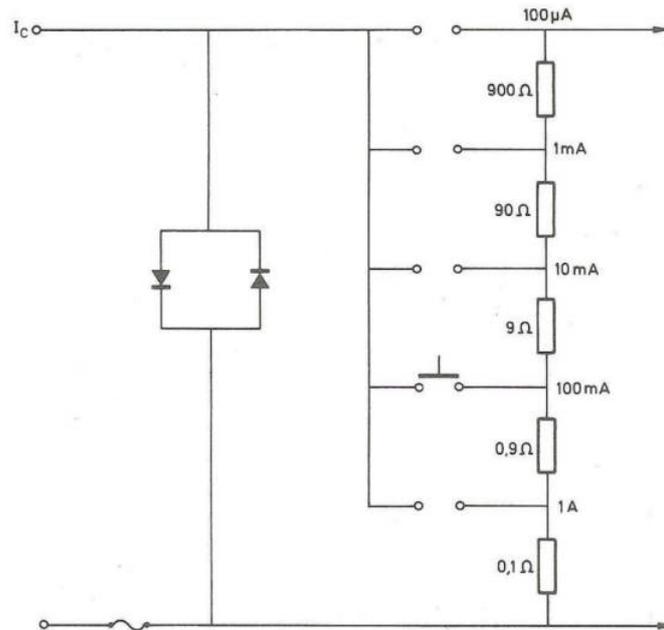


Figura 3.9 Convertidor corriente-tensión.

Obsérvese que este método de medida implica abrir el circuito por donde circula la corriente de interés. Además, y a diferencia de lo que sucedía en el caso anterior, aquí la impedancia de entrada varía de unas a otras escalas, y no siempre es tan baja como sería de desear.

Para poder medir corrientes de valor superior al aceptado por la escala más alta, se puede disponer una resistencia paralelo externa, siempre y cuando su valor no deba ser tan bajo que adquiera importancia la resistencia de los contactos e hilos de conexión.

La medida de corrientes inferiores a las aceptadas por el instrumento es viable si proceden de una fuente con muy alta impedancia de salida. En este caso, en vez de medir en modo «corriente», se puede disponer el multímetro como medidor de tensión, y medir la caída de tensión que provocan dichas corrientes en la resistencia de entrada ( $10\ \text{M}\Omega$ ).

### 3.4.3 Convertidores resistencia-tensión

Para tener una tensión continua, que es la magnitud que acepta el convertidor A/D, se hace pasar una corriente constante, conocida con precisión y variable según el margen de las resistencias a medir, midiéndose la caída de tensión en bornes de la resistencia, tal como se indica en la figura 3.10. Cuando la corriente empleada excede de  $1\ \text{mA}$ , se puede analizar la conducción de diodos.

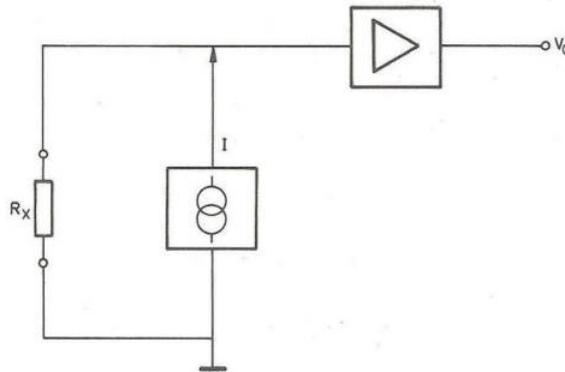


Figura 3.10 Convertidor resistencia-tensión.

La fuente de corriente se puede hacer partiendo de una tensión constante, y poniendo en serie con la resistencia a medir una que depende de la escala. Luego, en el convertidor A/D se hace una medida de relación que se independice del valor exacto de la corriente en el circuito de medida.

La tensión obtenida a la salida del circuito será

$$V_0 = I \cdot R_x$$

y si se considera la resistencia de cada hilo de conexión,  $R_h$ ,

$$V_0 = I \cdot (R_x + 2R_h)$$

Para evitar esta fuente de error, o bien se mide primero la resistencia de los hilos y luego se resta (suponiendo que los contactos no afectan de forma apreciable), o bien se emplea un circuito de medida a 4 hilos, dispuesto como en la figura 3.11. En ésta, si el amplificador tiene alta impedancia de entrada, la mayor parte de  $I$  circula por la resistencia  $R_x$ , sin pasar por los hilos empleados para medir la caída de tensión. Obsérvese que, en este caso, la fuente de corriente debe ser flotante.

Si no se dispone de un instrumento de 4 hilos, se puede realizar una medida equivalente si se tienen dos multímetros. Para ello basta aplicar corriente con uno de ellos, disponiéndolo para medida de resistencia, y medir con el otro la caída de tensión en la resistencia. Entonces,  $R = V/I$ , donde  $I$  viene especificada en el manual, o se puede medir aplicando primero el método a una resistencia conocida. Al mismo tiempo, la lectura del óhmetro da una idea de la resistencia de las conexiones.

Por último, conviene recordar que para medir resistencia siempre se puede acudir a la ley de Ohm, y, empleando una fuente de tensión, medir por ejemplo corriente. Aunque es probable que al estudiar las características del instrumento se descubra que la incertidumbre en el resultado sea mayor que al medir

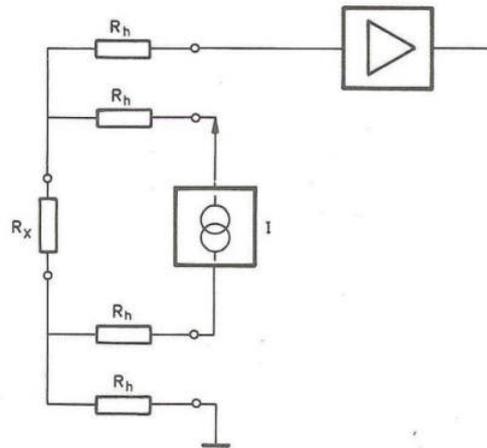


Figura 3.11 Circuito de medida a 4 hilos.

directamente resistencia, este método se puede aplicar cuando el valor a medir exceda del máximo de la escala más alta.

### 3.4.4 Convertidores alterna-continua

Las tensiones continuas quedan caracterizadas simplemente por su polaridad y magnitud. En cambio, para las tensiones alternas hay que saber primero si son periódicas. De ser así, interesa su frecuencia y su forma, y, en cualquier caso, su valor pico a pico, y su magnitud, caracterizada por su valor eficaz (rms).

Los multímetros digitales permiten conocer este último parámetro, aunque sólo para tensiones dentro de una banda limitada (no suele exceder de la de audiofrecuencia), y para formas de onda determinadas, dependiendo del método de medida empleado. Lo más habitual es que empleen un convertidor alterna-valor eficaz, o un convertidor alterna-valor medio. El modelo presentado en la figura 3.2 es de este segundo tipo, mientras que el de la figura 3.12 es de verdadero valor eficaz.

El valor eficaz de una tensión se define como el valor de una tensión continua que produzca la misma cantidad de energía en el mismo tiempo. Matemáticamente se puede expresar como

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2 dt}$$

donde  $v$  representa el valor instantáneo de la señal.

Un primer tipo de convertidores alterna-valor eficaz se basan precisamente en la definición anterior, y por ello se denominan medidores RMS térmicos. Emplean dos termoelementos, constituidos por una termopila y una resistencia de calefacción, aislados eléctricamente, pero con buen acoplamiento térmico.

La tensión de entrada calienta uno de los dos, mientras que el otro es calentado, hasta alcanzar la misma temperatura, a base de aplicarle una tensión continua generada internamente, y que se mide con precisión. Su constante de tiempo es grande y, por tanto, la respuesta lenta, del orden de 1 s o más.

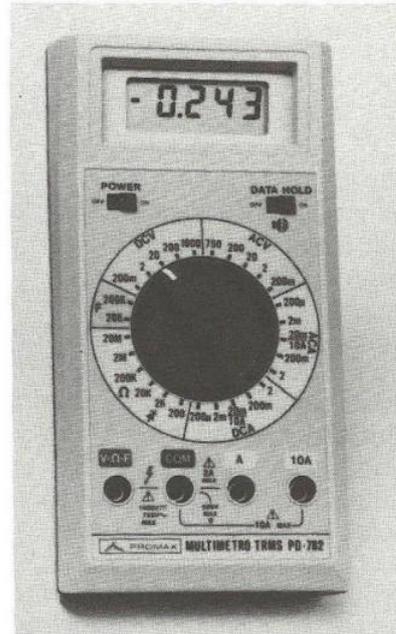


Figura 3.12 Multímetro de verdadero valor eficaz. (Cortesía de Instrumentación Electrónica Promax S.A.). En este modelo la selección de función y de escala se hace con un único conmutador giratorio.

Otro tipo de convertidores se basan en circuitos analógicos que realizan los cálculos indicados por la definición matemática. Son más baratos y con mayor margen dinámico que los térmicos, pero con mucho error si la entrada no es simétrica, y con menor ancho de banda.

Las principales especificaciones que describen las características de estos convertidores y, por tanto, las del multímetro en esta función, son: el margen de frecuencias, los factores de forma y de cresta, la máxima velocidad de cambio de la entrada, y la exactitud.

Un margen de frecuencias habitual incluye de 30 Hz a 100 kHz y las tensiones continuas. El convertidor en sí admite tanto tensiones alternas como continuas a la entrada, pero si se acopla en alterna, el resultado es falso si había continua. El verdadero valor eficaz (es decir, incluyendo la componente continua) viene dado por

$$V_{rms} = \sqrt{V_{cc}^2 + V_{c.a. rms}^2}$$

El factor de forma se define como

$$FF = \frac{V_{rms}}{V_m}$$

donde  $V_m$  es el valor medio de la señal después de rectificadada.

El factor de cresta viene definido por la relación entre el valor máximo, respecto al nivel 0, y el valor eficaz

$$FC = \frac{V_p}{V_{rms}}$$

El factor de cresta que acepta el voltímetro viene establecido por el cociente del margen dinámico del amplificador de entrada y la tensión eficaz que en la entrada del convertidor dé la máxima salida. El valor usual es de 2,4 a fondo de escala. Si el factor de cresta de una señal excede del permitido en una escala, se puede medir en una escala inferior porque en ésta la lectura obtenida será menor. Si la señal medida supera el  $FC$  especificado, se distorsiona en el amplificador y el valor eficaz medido es sólo parte del de la señal.

La máxima velocidad de cambio (slew-rate) admisible para la entrada, viene especificada por una cantidad con unidades  $V \cdot Hz$ , y está determinada por el amplificador de entrada. Un valor habitual es  $10^7 V \cdot Hz$ .

La exactitud suele darse, como es habitual, en forma de la suma de dos términos. Uno dependiente de la lectura obtenida, y otro de magnitud fija en cada escala.

Dado que los convertidores rms son relativamente caros, en los DMM más simples se mide el valor medio (mediante rectificación de doble —o media— onda y filtrado de paso bajo), es decir, incorporan un convertidor alterna-valor medio. Su salida se multiplica luego por un factor constante (el factor de forma correspondiente a una senoide pura), y el resultado es lo que se presenta finalmente. Lógicamente, si hay ruido superpuesto a la señal, o si no se trata de una senoide pura, hay error.

Si la señal es cuadrada o triangular, puede corregirse la lectura para tener el valor eficaz correcto. Para ello es necesario conocer el factor de forma de una senoide pura (que es el que emplea el multímetro) y el de la señal de entrada. Para una senoide pura el valor eficaz es

$$\begin{aligned} V_{rms} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2 \cdot dt} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi V_p^2 \cdot \text{sen}^2 \theta \cdot d\theta} = \\ &= V_p \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi \left( \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\theta \right) d\theta} = \\ &= V_p \sqrt{\frac{1}{\pi} \left( \frac{1}{2} \theta - \frac{1}{4} \text{sen } 2\theta \right)_0^\pi} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \end{aligned}$$

El valor medio, después de rectificarla en doble onda, es

$$V_m = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_p \sin \theta \, d\theta = V_p \frac{2}{\pi} = 0,636 V_p$$

Por tanto, el factor de forma es

$$FF = \frac{V_{rms}}{V_m} = \frac{\pi\sqrt{2}}{4} = 1,11$$

Con una rectificación en media onda, el valor medio se reduce a la mitad, y el factor de forma pasa a ser 2,22.

Para una señal cuadrada se cumple:  $V_p = V_{rms} = V_m$ , de modo que  $FF=1$ . En un voltímetro de este tipo, y en ausencia de otros errores, la lectura obtenida con una señal cuadrada de 1 V sería 1,11 V. El factor de corrección es, pues, 0,903.

Para una señal triangular simétrica, el valor medio, después de rectificada en doble onda, es

$$V_m = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/2} V_p \frac{t}{\pi/2} \cdot dt = 0,5 V_p$$

Su valor eficaz puede calcularse así

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/2} V_p^2 \frac{t^2}{\pi^2/4} \cdot dt} = \frac{V_p}{\sqrt{3}}$$

El factor de forma será, pues,  $2/\sqrt{3} = 1,15$ , y el factor de corrección 1,039.

Para otras formas de onda los factores de corrección correspondientes son más difíciles de calcular, por lo que no es recomendable medirlas con este método.

En cualquier caso, cuando la señal de entrada tiene además una componente continua, si antes de obtener el valor medio se acopla en alterna, el verdadero valor eficaz se puede calcular mediante la suma cuadrática de las lecturas obtenidas al medir en continua y en alterna (esta última corregida, si procede).

### 3.5 FUNCIONES AUTOMATICAS

La presencia de la mayoría de los circuitos de control y sus funciones, normalmente, pasan desapercibidas al usuario. Pero la presencia o ausencia de algunas funciones automáticas puede ser un índice de valoración en la elección de uno u otro instrumento, mientras que la finalidad de otras debe ser bien comprendida para usarlos correctamente.

La mayoría de multímetros digitales incorporan una indicación de polaridad, posicionan automáticamente el punto decimal, tienen una corrección de cero también automática, y una indicación de sobrecarga.

Los multímetros que poseen una cierta capacidad de cálculo ofrecen algunas de las siguientes funciones: escalado, promediados, multiplicación de relaciones, cálculo de desviaciones en tantos por ciento, cálculo de desviaciones típicas (estándar), comprobación de límites (para ver si la medida «pasa» o no), lecturas de transductores en unidades de ingeniería, medida de corriente sin abrir el circuito (a base de calcular  $V/R$ ), almacenamiento de valores máximo y mínimo, etc.

La posibilidad de cambio automático de escala (autorange) es también muy frecuente. Su objetivo es dar siempre la lectura con resolución óptima. Por ejemplo, en un DMM de 3 1/2 dígitos, 110 mV deben darse como 110.0, no 0110, para tener mayor resolución. Pero esto no significa que necesariamente la exactitud sea mayor en la escala que dé más resolución. Si no es así, es interesante que esta función automática pueda inhibirse, para tener una selección de escala manual. De este modo se facilita también la medida sucesiva de valores próximos, pues se evita el tiempo de «búsqueda» de escala.

### 3.6 ERRORES

A diferencia de los polímetros analógicos, donde las fuentes de error subjetivas son muy importantes, en los multímetros digitales deben predominar, si se utilizan correctamente, los errores debidos a sus componentes y al método de medida de ciertas magnitudes, ya que en la presentación numérica no hay ambigüedades de interpretación.

#### 3.6.1 Errores inherentes

Dadas las inevitables imperfecciones de los componentes, hay fuentes de error que son intrínsecas al propio instrumento, y no pueden subsanarse a base de tomar precauciones durante la medida. La incertidumbre en el coeficiente de atenuación en los circuitos de la figura 3.8 es uno de estos factores.

La tensión de salida en un divisor de tensión simple con dos resistencias puede expresarse como

$$V = V_e \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Considerando que tanto  $R_1$  como  $R_2$  tienen una cierta tolerancia, ésta impone un error en la salida que se puede valorar mediante la expresión

$$\frac{\Delta V}{V} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \left( \frac{\Delta R_1}{R_1} - \frac{\Delta R_2}{R_2} \right)$$

Si la tolerancia de las resistencias es  $\alpha$ , en el peor de los casos se tendrá

$$\frac{\Delta V}{V} = 2\alpha \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

de modo que si la atenuación deseada era, por ejemplo, 100, resulta un error relativo, en voltios, igual a  $1,98\alpha$  como máximo. Obsérvese que en un multímetro de 3 1/2 dígitos basta tener una tolerancia del 0,1 % para que el último dígito deje de ser válido. Afortunadamente, empleando resistencias integradas, la relación entre sus valores se puede ajustar fácilmente con precisión, aunque no tanto su valor absoluto.

Otra fuente de error es la inexactitud en la ganancia de los amplificadores. Análogamente al caso anterior, una relación de resistencias inexacta, provoca un error en la medida que depende del valor de la tensión de entrada.

Las derivas de cero de los amplificadores y del convertidor A/D quedan reducidas notablemente gracias al proceso de autocero del convertidor. Pero siempre hay un error residual, independiente del valor de la tensión a convertir, que suele expresarse como un porcentaje de la tensión de fondo de escala.

Las derivas de la tensión de referencia, empleada en el convertidor A/D, pueden ser otra fuente de error. La lectura obtenida,  $L$ , es realmente el cociente entre la tensión de entrada al convertidor,  $V$ , y la de referencia. De esta forma, puede escribirse

$$L = \frac{V}{V_r}, \quad \frac{\Delta L}{L} = - \frac{\Delta V_r}{V_r}$$

es decir, el error relativo en la tensión de referencia se refleja directamente en la lectura. De aquí surge la necesidad de recalibrar periódicamente todos los multímetros digitales, pues no sólo  $V_r$ , sino todos los componentes envejecen inevitablemente.

La indecisión digital ( $\pm 1$ ) es otra fuente de error a considerar. Este error está presente en todo proceso de digitalización, ya que no se pueden dar «fracciones» de bit a la salida. No obstante, en algunos multímetros se trabaja internamente con más bits de los que se emplean para la presentación, y así se reduce de hecho este error. Su magnitud es constante, independientemente del valor de la entrada.

En la medida de magnitudes que no sean tensiones continuas hay fuentes de error adicionales. Es el caso de las medidas de corriente, que vendrán influidas por la exactitud del shunt (aunque no por el atenuador de tensión de entrada), o de las medidas de resistencia, afectadas por la fuente de corriente o los errores en su determinación. En alterna, el convertidor correspondiente añade otros errores.

Resulta, pues, que al medir con un multímetro digital hay una inexactitud en la lectura que depende en parte del valor de la propia lectura, y en parte es fija para cada escala. Por ello, la inexactitud suele especificarse como % Lectura + % Fondo Escala (con o sin extensión), o bien mediante un número de «cuen-

tas» en vez (o además) del segundo término. Dado que lo que suele interesar es el error relativo, y para poder comparar distintos instrumentos, puede normalizarse del siguiente modo. Si el error está expresado de la primera forma,

$$V_{\epsilon} = a \cdot V_L + b \cdot V_{FE}$$

el error relativo es:

$$\frac{V_{\epsilon}}{V_L} = a + b \frac{V_{FE}}{V_L} = a + \frac{b}{V_L/V_{FE}}$$

Si el error está expresado de la segunda forma,

$$V_{\epsilon} = a \cdot V_L + \ll N \gg = a \cdot V_L + N \cdot V_{FE}/10^n$$

donde  $N$  es el número de cuentas de error,  $V_{FE}$  el valor de fondo de escala (sin extensión), con la unidad correspondiente, y  $n$  el número de dígitos enteros del instrumento. Entonces, el error relativo es

$$\frac{V_{\epsilon}}{V_L} = a + \frac{N}{V_L \cdot 10^n / V_{FE}}$$

Estas expresiones ponen de relieve que el error total depende del valor relativo de la lectura respecto al fondo de escala, de tal forma que interesa obtener siempre lecturas altas, a no ser que en otra escala con menor resolución los valores de  $a$  y  $b$  (o  $N$ ) sean tan distintos a los anteriores que el error disminuya. Es por esto que un instrumento con cambio de escala automático no siempre mide necesariamente en la más exacta.

#### Ejemplo 1

Se desea medir una tensión continua de unos 15 V, con un multímetro cuyo error para tensiones continuas es de 0,1 % Lectura + 0,05 % Fondo Escala (con extensión), siendo la lectura máxima, tanto en la escala de 10 V como en la de 100 V, de 1999 cuentas. ¿Cuál es el error en cada una de estas dos escalas?

En la escala de 10 V:

$$\frac{V_{\epsilon}}{V_L} = 0,1 + \frac{0,05}{1500/1999} = 0,17 \%$$

En la escala de 100 V:

$$\frac{V_{\epsilon}}{V_L} = 0,1 + \frac{0,05}{150/1999} = 0,77 \%$$

El error es menor en el primer caso porque se obtiene una lectura más alta.

*Ejemplo 2*

Para medir una tensión alterna de unos 120 V, se dispone de dos multímetros distintos. El primero tiene una inexactitud de 0,4 % Lectura + 0,05 % Fondo Escala (con extensión, del 10 %). El segundo especifica como error: 0,5 % Lectura + 0,05 % Fondo Escala (con extensión, del 100 %). ¿Cuál de los dos dará menos error?

En principio parece que el segundo es peor, porque sus coeficientes  $a$  y  $b$  son mayores. Pero, el modelo 1 debe medir en la escala de 1000 V, mientras el modelo 2 puede hacerlo en la de 100 V. Los errores respectivos son:

MODELO 1:

$$\frac{V_{\epsilon}}{V_L} = 0,4 + \frac{0,05}{120/1099} = 0,86 \%$$

MODELO 2:

$$\frac{V_{\epsilon}}{V_L} = 0,5 + \frac{0,05}{1200/1999} = 0,58 \%$$

Esto pone de relieve el interés de la extensión de escala.

*Ejemplo 3*

Un multímetro de 3 1/2 dígitos tiene, en la escala de 1 V, una inexactitud de 0,5 % Lectura + 2 Cuentas. ¿Cuál es la incertidumbre en una lectura de 1,5 V? Aplicando la expresión correspondiente con  $a=0,5 \%$  y  $N=2$ ,

$$\frac{V_{\epsilon}}{V_L} = 0,5 + \frac{2}{1,5 \cdot 10^3/1} = 0,63 \%$$

*Ejemplo 4*

Para cierto multímetro con cambio automático de escala, en la de 100  $\Omega$  la inexactitud es 0,8 % Lectura + 0,01 % Fondo Escala (199  $\Omega$ ), mientras que en la de 1000  $\Omega$  es de 0,03 % Lectura + 0,005 % Fondo Escala (1999  $\Omega$ ). Calcular a partir de qué valor es más exacta la escala de 1000  $\Omega$  que la de 100  $\Omega$ .

Igualando las expresiones de los errores relativos respectivos:

$$0,08 + \frac{0,01}{V_L/199} = 0,03 + \frac{0,005}{V_L/1999}$$

Resolviendo esta ecuación, se obtiene  $V_L = 160 \Omega$ . Por tanto, la medida de resistencias mayores de 160  $\Omega$  es más exacta si se hace en la escala de 1000  $\Omega$ , aunque por ser inferiores a 200  $\Omega$  puedan medirse en la de 100  $\Omega$ .

Se observa en los ejemplos anteriores, que la exactitud suele ser inferior a la resolución y, en general, tener muchos dígitos permitirá tener mucha resolución, pero no necesariamente mayor exactitud. No obstante, en muchas medidas no suele ser necesaria una gran exactitud sino una buena repetibilidad, es decir, la ausencia de grandes derivas instantáneas.

La cuantía de los errores en un multímetro viene influida normalmente, además, por la temperatura, la humedad relativa, el tiempo transcurrido desde la última calibración, y la tensión de alimentación. Estos factores deben ser tenidos en cuenta en el cálculo del error total en las medidas, de la forma especificada por el fabricante.

### 3.6.2 Errores de utilización

Las posibilidades de error en el manejo de un multímetro digital son muy inferiores a las que se tienen con multímetros analógicos pero, debido a la gran resolución y exactitud que se desea en algunas medidas, es necesario prestarles cierta atención.

Un error que fácilmente puede pasar desapercibido, es el error por carga. Al medir una tensión continua  $V_s$  en un circuito con resistencia de salida  $R_s$ , si la resistencia de entrada del multímetro es  $R_e$ , la tensión se reduce a

$$V_e = V_s \frac{R_e}{R_e + R_s}$$

Por tanto, para tener un error inferior al 0,1 % debe ser  $R_e > 1000 R_s$ . Normalmente  $R_e = 10 \text{ M}\Omega$  en escalas altas. En escalas bajas, se alcanza  $R_e = 10^{10} \Omega$  si no hacen falta los divisores de entrada, de forma que la situación no suele ser grave.

Para tensiones alternas, en cambio, hay que tener en cuenta la presencia de la capacidad de entrada, cuya impedancia se reduce tanto más cuanto mayor sea la frecuencia. A 20 kHz, una capacidad de 75 pF presenta una impedancia de sólo unos 80 k $\Omega$ .

En la medida de corrientes el error por carga es aún más grave, ya que varía no sólo de continua a alterna, sino también de unas a otras escalas. Al medir una corriente continua  $I_s$ , la que circula realmente por la resistencia de entrada es

$$I_e = I_s \frac{R_s}{R_e + R_s}$$

Interesa, pues,  $R_e$  baja, pero como  $I_{e \text{ max}} \cdot R_e$  debe ser constante (tensión máxima aceptada por el convertidor A/D), el efecto de carga varía según la escala. Es menor en las escalas más altas pero, evidentemente, en éstas se pierde resolución.

Al medir corrientes alternas deben considerarse las capacidades en paralelo con  $R_e$ , y las inductancias en serie con ambas.

En la medida de resistencias la principal fuente de error es la resistencia de

los hilos de conexión. Se evita mediante un ajuste de cero o empleando el método de medida a 4 hilos (figura 3.10). Por otra parte, cuando se vayan a medir fusibles, resistores variables con la temperatura, termistores, dispositivos semiconductores, etc., hay que considerar el valor absoluto de la energía suministrada por el multímetro para hacer la medida, ya que se puede alterar el dispositivo medido.

### 3.6.3 Rechazo del modo serie y del modo común

Un factor, frecuentemente olvidado, que afecta en gran manera a la capacidad de un multímetro de dar un resultado acorde con el verdadero valor de la magnitud medida, es su capacidad de rechazar las interferencias electromagnéticas presentes en todo recinto o zona donde haya una instalación eléctrica.

El problema suele ser más grave en sistemas de adquisición de datos que en multímetros de sobremesa, pues en el primer caso hay cables más largos y/o mayor cantidad de cables, con acoplamientos entre ellos y con la instalación eléctrica y otros equipos.

Desde el punto de vista del instrumento, las interferencias pueden dar por resultado un ruido en modo serie (o normal) y/o un ruido en modo común.

Se denomina ruido en modo serie a toda señal indeseada que aparezca superpuesta a la señal de entrada. Se consideran un ruido de modo común todas aquellas señales que aparezcan simultáneamente en ambos terminales de entrada, respecto al de referencia (tierra). Si hay un desequilibrio entre las impedancias de las conexiones de entrada, las señales de modo común dan lugar a señales en modo serie, y en esto radica su peligrosidad de cara a la exactitud de las medidas.

El ruido en modo serie sólo puede ser eliminado si posee alguna característica que lo diferencie de la señal de entrada. En medidas en continua, dicha característica suele ser la frecuencia, pues la principal fuente de interferencia es la red de 50 (o 60) Hz. Para evitar que influya en los resultados, en los multímetros de sobremesa se suele emplear un convertidor A/D integrador.

Para estudiar su acción, considérese una señal de entrada senoidal  $v(t) = V_1 \text{ sen } \omega t$ .

Integrándola durante un tiempo  $T$ , el valor medio obtenido es:

$$V = \frac{V_1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} \text{sen } \omega t \cdot dt = \frac{-V_1}{\omega T} (\cos \omega t)_{t_1}^{t_1+T}$$

$$= + \frac{V_1}{\omega T} 2 \text{sen } \frac{2\omega t_1 + \omega T}{2} \text{sen } \frac{\omega T}{2}$$

Para obtener  $V$  máximo, que es el caso más desfavorable,  $t_1$  debe elegirse tal que

$$\text{sen} \frac{2\omega t_1 + \omega T}{2} = 1$$

es decir, debe cumplirse

$$\frac{2\omega t_1 + \omega T}{2} = \frac{\pi}{2}$$

$$\omega t_1 = \frac{\pi}{2} - \frac{\omega T}{2}$$

En este caso, el valor medio es

$$V = \frac{2 V_1}{\omega T} \text{sen} \frac{\omega T}{2} = \frac{V_1}{\pi f T} \text{sen} \pi f T$$

En continua ( $f=0$ ),  $V=V_1$ . La atenuación que experimenta la tensión  $v(t)$ , en función de la frecuencia (respecto a frecuencia cero) se denomina Relación de Rechazo del Modo Serie (SMRR: Series Mode Rejection Ratio). Vendrá dada, pues, por la expresión

$$\text{SMRR} = \left| \frac{V_1}{V_1 \frac{\text{sen} \pi f T}{\pi f T}} \right| = \left| \frac{\pi f T}{\text{sen} \pi f T} \right|$$

La representación gráfica correspondiente es la de la figura 3.13. Cuando  $fT$ =entero, la atenuación es, teóricamente, infinita. De ahí que se elija un

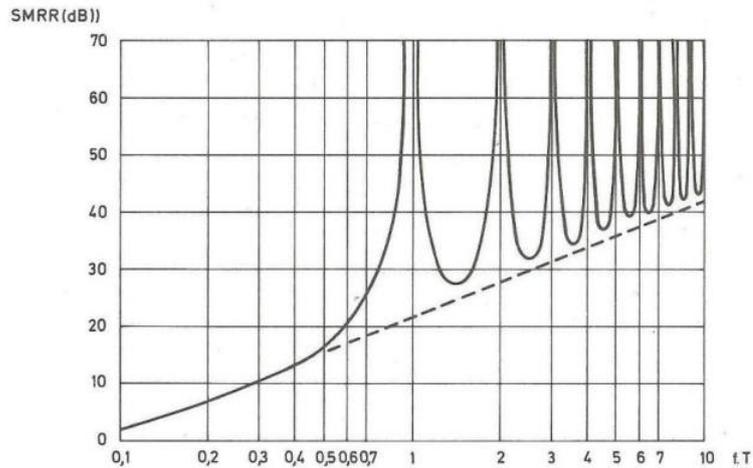


Figura 3.13 Rechazo del modo serie en un DMM con convertidor A/D integrador.

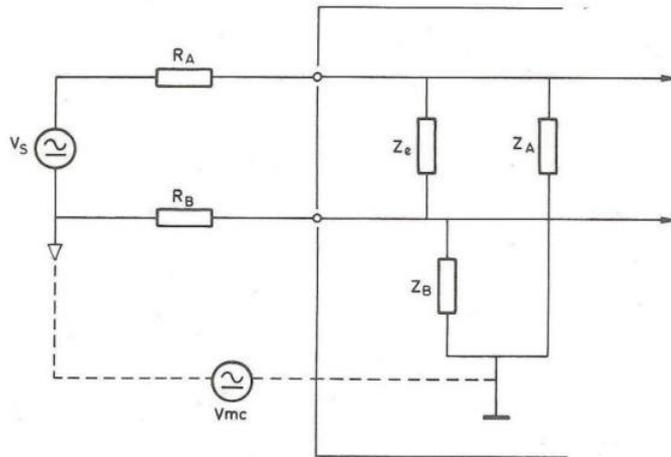


Figura 3.14 Efecto del ruido en modo común.

múltiplo del periodo de la red como periodo de integración del convertidor A/D. Además, cuanto mayor sea  $T$  mayor atenuación hay para una frecuencia cualquiera, aunque se hace más lenta la medida. Con independencia de  $T$ , la atenuación aumenta con la frecuencia, contribuyendo ello a rechazar las componentes de ruido aleatorio de alta frecuencia.

Normalmente, el valor del SMRR se expresa en decibelios, y suele ser de 40 a 60 dB a la frecuencia de red.

Para el estudio del efecto del ruido en modo común considérese la figura 3.14. En ésta,  $Z_e$  representa la impedancia de entrada del multímetro,  $Z_A$  y  $Z_B$  las impedancias entre el terminal «alto» y el terminal «bajo» de entrada y tierra, respectivamente, y  $R_A$  y  $R_B$  las resistencias en serie con cada terminal. Puede tratarse de las resistencias de salida de la fuente de señal, junto con la de los terminales de conexión.

La tensión en modo común es  $V_{mc}$ , y se modela con un generador de tensión de muy baja impedancia de salida. Si  $R_A = R_B$  y  $Z_A = Z_B$ , no produciría error alguno, pero no sucede así en la práctica.

Los valores usuales de las impedancias del multímetro son: para  $Z_e$  10 M $\Omega$ //75 pF, al medir tensiones continuas; para  $Z_B$  10 G $\Omega$ //1 nF; y  $Z_A$  es mucho mayor que ambas. Dado que tanto  $R_A$  como  $R_B$  son mucho menores que las impedancias del multímetro, la tensión resultante en modo serie se puede escribir como

$$V_e \simeq \frac{V_{mc}}{Z_B} \cdot R_B$$

$V_e$  queda luego atenuada por el SMRR, si su frecuencia es la de red u otra afectada por dicha atenuación. La magnitud del error depende, pues, de  $R_B$  y

$Z_B$ , y se evalúa con el denominado Factor (o Relación) de Rechazo del Modo Común (CMRR: Common Mode Rejection Ratio). Suele expresarse también en decibelios

$$\text{CMRR} = 20 \log \frac{V_{mc}}{V_e} \simeq 20 \log \frac{Z_B}{R_B}$$

Dado que el CMRR depende del valor de  $R_B$ , normalmente se especifica para  $R_B = 1 \text{ k}\Omega$ . Si se emplea  $R_B = 100 \Omega$  o  $10 \Omega$ , el CMRR es, aparentemente, mayor (20 o 40 dB).

En alterna  $Z_B$  es menor que en continua, ya que hay que considerar una capacidad parásita frente a una resistencia de aislamiento. Por ello se especifica un CMRR para continua y otro a frecuencia de red, que será inferior. Por esta misma razón, el CMRR aumenta mucho al alimentar el instrumento a baterías.

El rechazo final de la tensión en modo común vendrá dado por la suma del CMRR y el SMRR, a la frecuencia considerada. Dicha suma se denomina CMRR efectivo.