

M E D I D A S ELÉCTRICAS

Guía de estudios

Capítulo 11

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

Capítulo 11

Organización de instrumentos digitales para medir fenómenos lentos de continua

11.1. Voltímetros digitales

En capítulos precedentes se han dado los lineamientos del funcionamiento de algunos conversores A/D que pueden considerarse típicos. En esta parte nos ocuparemos de cómo, a partir de esos dispositivos iniciales, se llega a construir un voltímetro digital, y en una etapa posterior, un multímetro de ese tipo. Como se viera en el capítulo 10, un conversor de los estudiados es básicamente un dispositivo que es capaz de medir *tensiones continuas*; en consecuencia, todos los elementos que se le deberán agregar para cumplir con su cometido de medir magnitudes de naturaleza distinta deberán ser capaces de lograr una señal de continua que sea proporcional a la magnitud que se desea medir. El primer problema que aparece es lograr disponer de una cantidad de alcances adecuados. Teniendo en cuenta que el alcance básico del conversor raramente excede a algún volt, se hace necesario agregar una etapa atenuadora a la entrada. Aprovechando la posibilidad de lograr una muy grande impedancia de entrada al conversor mediante el empleo de circuitos como los tratados en el capítulo 9 (fig. 9.14), es posible conseguir un divisor de tensión que pueda adecuar los alcances del conjunto, manteniendo una resistencia de entrada sensiblemente constante. Recuerde el lector la forma en que se lograban las adecuaciones de alcances de los instrumentos analógicos *sensibles a la corriente* que se estudiaran oportunamente, y notará que el concepto, si bien no se altera, presenta aquí una diferencia producto del hecho de que los conversores básicos pueden ser considerados elementos *sensibles a la tensión*. En la figura 11.1 se presenta el esquema básico de un divisor de tensión para variar los alcances de un voltímetro digital.

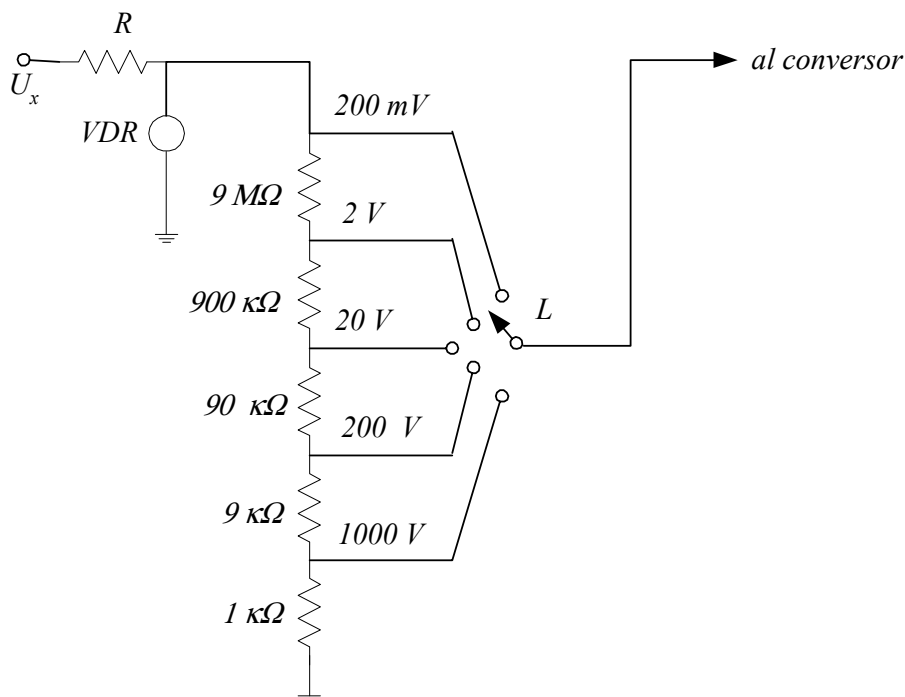


Figura 11.1: Atenuador de tensión de un voltímetro de cinco alcances

En la figura anterior se presenta un esquema típico, en el que los valores de resistencia de cada uno de los pasos del atenuador se han calculado de manera de lograr una resistencia total de entrada de $10\text{ M}\Omega$, que puede considerarse un valor típico. Como la resistencia que se ve hacia el conversor es mucho más alta, la resistencia de entrada resulta independiente del alcance seleccionado. En cuanto al resistor R , cuyo valor es despreciable frente al total del divisor, tiene por objeto permitir que la tensión en bornes del conjunto no exceda el límite impuesto por el dispositivo notado VDR , que es un resistor cuyo valor cambia con la tensión aplicada, y que se emplea para proteger al conjunto contra errores de maniobra. En cuanto al rango más alto (1000V), corresponde a lo usual para este tipo de aparatos, y está impuesto por razones de seguridad en la aislación del conjunto.

Otra alternativa para lograr el cambio de alcances es el empleo de un amplificador de ganancia variable, al que a veces se le agrega una red atenuadora de entrada, con el fin de lograr la cantidad de pasos buscada. En la figura 11.2 se presenta tal situación. Se puede apreciar que se ha agregado un atenuador extra a la entrada, con el fin de lograr un rango más amplio.

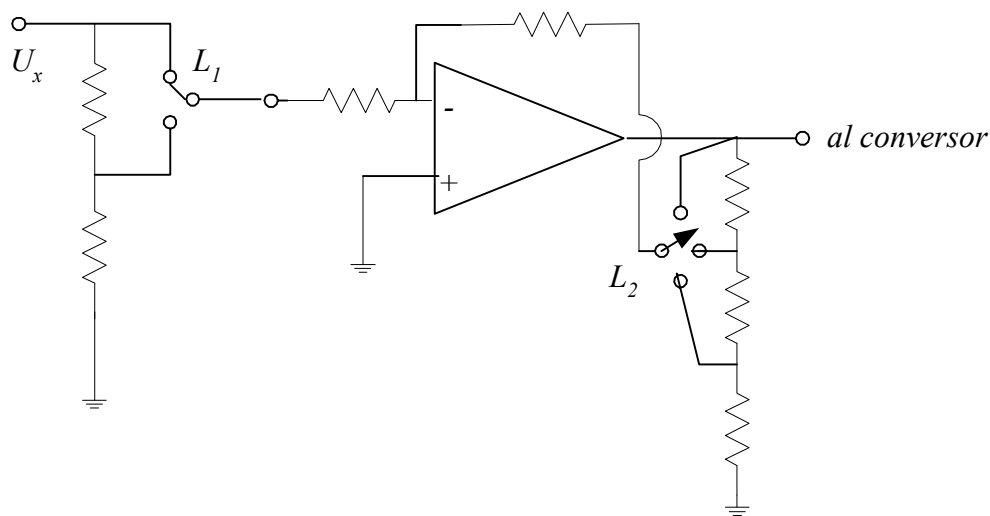


Figura 11.2: Esquema de un atenuador de entrada con amplificador de ganancia variable

11.2. Medición de corriente continua

Recordando lo que más arriba se expresara en el sentido de que básicamente todo conversor A/D puede ser considerado como un voltímetro de continua, la extensión de sus capacidades a la medición de corriente es inmediata, acudiendo al uso de derivadores, con los esquemas ya conocidos. En la figura 11.3 se aprecia una disposición elemental

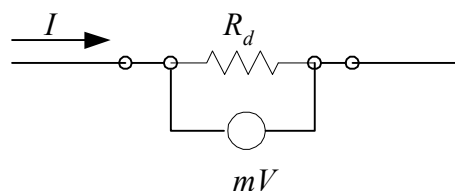


Figura 11.3: Esquema elemental de un amperímetro

El cálculo del derivador no difiere en nada de lo ya conocido. Cuando se trata de obtener un aparato de alcances múltiples se recurre al empleo de derivadores de varios resistores dispuestos como se aprecia en la figura 11.4, conmutables de modo de lograr los diferentes rangos de medi-

da. Se ha supuesto que la caída a fondo de escala es de 200 mV en todos los alcances. Nótese que cuando la llave recorre las diferentes posiciones, quedan fracciones de resistencia derivadora en serie con la impedancia de entrada del conversor, lo que no representa ningún inconveniente, habida cuenta de la alta impedancia de entrada de éste.

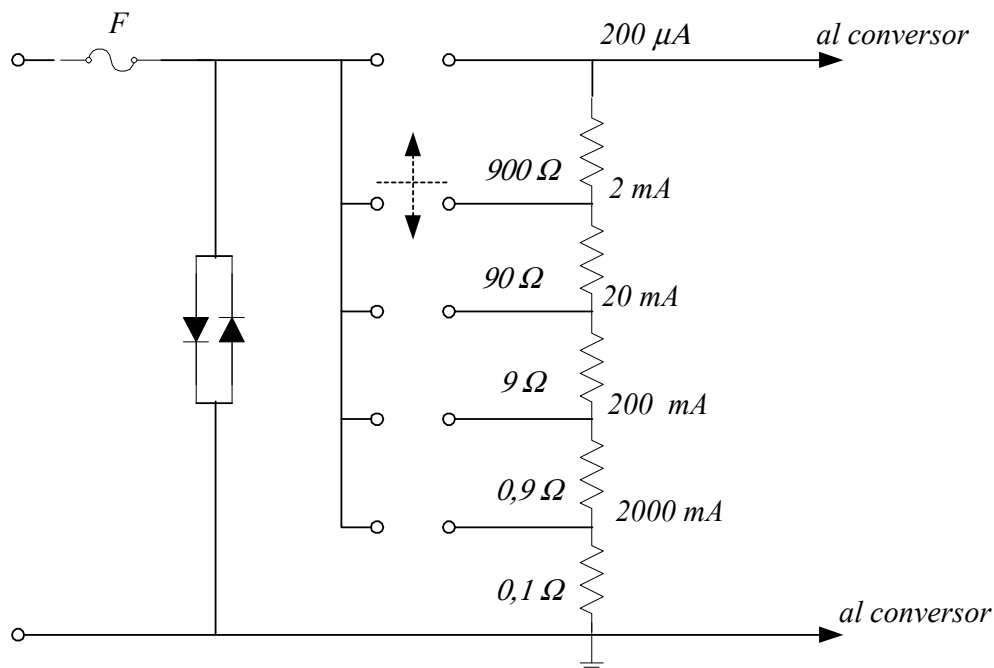


Figura 11.4: Disposición básica de un amperímetro digital de cinco alcances

En cuanto a los diodos conectados en antiparalelo a la entrada tienen por objeto impedir que la tensión de entrada al conjunto de derivadores (y al instrumento) alcance valores peligrosos. La protección se completa con el fusible, que funde cuando los diodos entran en conducción. Este esquema de protecciones, si bien no es el único, es ampliamente empleado en este tipo de aparatos para alcances como los indicados en la figura.

11.3. Óhmetros

La obtención de un óhmetro digital se hace fácilmente recordando el principio básico del conversor: su habilidad para medir *tensiones continuas*. Será necesario agregarle un generador de corriente, que será el encargado de proveer la excitación a la incógnita

Merece destacarse la dualidad que aparece entre estos aparatos, sensibles a la tensión, y los instrumentos convencionales, sensibles a la corriente, que se estudiarán oportunamente, en los que la conversión a óhmetro se hacía mediante el agregado de una fuente de tensión, casi siempre una pila. En el caso de los aparatos digitales, el conseguir fuentes de corriente de estabilidad y exactitudes elevadas no representa una gran complicación, por lo que es común conseguir exactitudes elevadas de los mismos, comparables a las que alcanzan en su función básica, que es la de voltímetros de continua. Este aspecto muestra una marcada diferencia con los óhmetros convencionales, en los que la exactitud es apenas moderada, siendo muy difícil lograr aparatos que midan mejor que el 2 %....3% en las condiciones más favorables.

En la figura 11.5 se aprecia el esquema básico de un óhmetro digital. Cuando se desea medir incógnitas de valores muy elevados, la disposición de esta figura requeriría corrientes de valor extremadamente bajo, comparables con las de offset del operacional (ver Capítulo 9), por lo que se recurre a disposiciones como la esquematizada en la figura 11.6, en la que la incógnita queda colocada en la rama de realimentación del amplificador operacional.

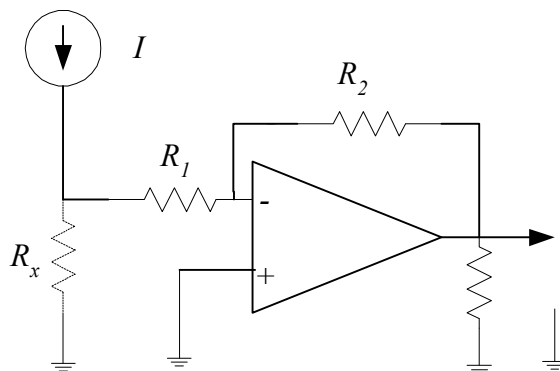


Figura 11.5: Diagrama en bloques básico de un óhmetro digital

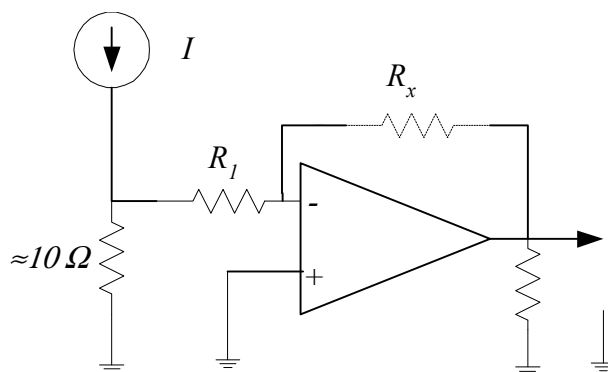


Figura 11.6: Esquema en bloques de un óhmetro para medir altas resistencias

11.4. Medición de señales alternas

Como se indicara más arriba, los conversores estudiados miden valores de continua, por lo que para su empleo en instrumentos destinados a medir fenómenos lentos de alterna se requiere de técnicas que permitan lograr una señal de valor medio no nulo que guarde una relación conocida con el parámetro de la alterna de interés, que casi siempre es su valor eficaz. Este problema es en un todo similar al que aparece en los aparatos de imán permanente y bobina móvil que componen a los multímetros analógicos, por lo que con la salvedad de que estos últimos *miden corriente*, todo lo que digamos acá puede aplicarse tanto a uno como a otro sistema de medida. En el caso más simple, el elemento por agregar es un rectificador, que permite obtener una señal de un dado valor medio que, medida por el aparato sensible a la continua, permite determinar el valor de la alterna que la produjo. Este tipo de instrumentos son los más sencillos de construir, pero presentan el inconveniente de que su tarado vale sólo para la forma de onda para la que fueron proyectados, por lo que cuando se lo emplea con diferentes formas de onda cometen errores de naturaleza sistemática que pueden llegar a ser importantes. La solución para este inconveniente pasa por los aparatos que miden o el valor cresta o el valor eficaz por otros métodos.

La mayoría de los voltímetros de alterna puede clasificarse en tres grandes categorías:

- * voltímetros de valor medio,
- * voltímetros de cresta,
- * voltímetros de valor eficaz verdadero.

Los primeros son sin duda los más difundidos, y casi siempre se calibran para indicar el valor eficaz de una onda sinusoidal, lo que se justifica por el hecho de que la gran mayoría de las seña-

les de importancia práctica, tanto en electrónica como en electricidad de potencia, tienen ese tipo de variación. No obstante, en los casos en que es necesario manejar otro tipo de señales, se hace imprescindible el uso de los de valor eficaz verdadero, que responden, dentro de ciertos límites, sobre todo de frecuencia, con independencia de la forma de onda.

11.4.1. Detectores de valor medio

Responden al esquema de la figura 11.7.

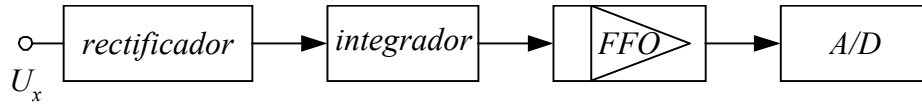


Figura 11.7: Esquema en bloques de un voltímetro de valor medio

La señal de C.A. es primero rectificada por medio de un rectificador de precisión (como los vistos en el Capítulo 9), luego es promediada mediante un circuito integrador, también analizado en el citado capítulo.

En el caso de que se tratara de un aparato analógico, el efecto del bloque integrador sería efectuado directamente por las características integradoras del sistema móvil. En el caso de los digitales, en cambio, su presencia obedece a la necesidad de contar con el valor medio de la rectificación.

El penúltimo bloque es el encargado de lograr que la señal que se envía al conversor A/D guarde una relación definida con la característica de la alterna que se desea medir: usualmente se busca el valor eficaz de la U_x , que está relacionado con el valor medio por medio del llamado **factor de forma de onda, FFO**, definido de la siguiente manera:

$$FFO = \frac{U_{ef.}}{U_{med}} \quad (11.1)$$

Como el valor medio extendido a un número entero de períodos es nulo, se toma el valor medio de la onda rectificada o el valor medio de medio ciclo.

En el caso de onda sinusoidal, el factor de forma de onda resulta

$$FFO = \frac{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (U_{máx} \sin t)^2 dt}}{\frac{2}{T} \int_0^{T/2} U_{máx} \sin t \cdot dt} = 1,11 \quad (11.2)$$

El instrumento que utiliza este detector tiene la desventaja de servir solamente para la medición de señales de alterna con igual factor de forma que el de diseño (generalmente el sinusoidal), ya que los errores sistemáticos que se introducen al intentar medir otros tipos de forma de onda pueden llegar a ser muy elevados [1].

11.4.2. Detectores de valor máximo

Estos detectores, también llamados de valor pico o cresta, responden al esquema de la figura 11.8. El circuito detector de pico proporciona a su salida el valor máximo de la señal alterna de

entrada (en la figura 11.9 se representa un circuito que realiza esta función), este valor es luego conformado por un atenuador con atenuación igual a la relación entre el valor pico (U_p) y el valor eficaz de la señal, relación conocida como **factor de cresta (FC)**:

$$FC = \frac{U_p}{U_{ef}} \quad (11.3)$$

a modo de ejemplo, para una señal sinusoidal $FC = 1,41$.

Este detector adolece de los mismos inconvenientes que el anterior, con el agregado de un peor comportamiento ante señales levemente distorsionadas [2].

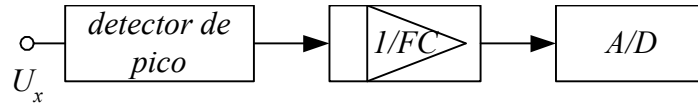


Figura 11.8: Esquema en bloques de un detector de valor máximo

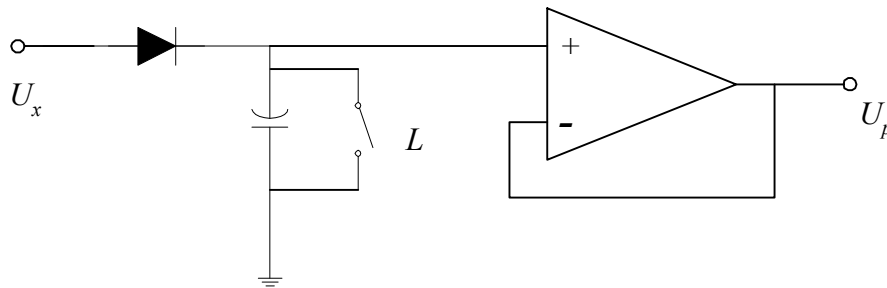


Figura 11.9: Ejemplo de circuito detector de valor cresta. (El “buffer” evita la descarga del capacitor)

11.4.3. Detectores de cuasi-valor eficaz verdadero

Responden al esquema de la figura 11.10. Eligiendo adecuadamente las constantes K_1 y K_2 , el sistema dará el valor eficaz verdadero para dos formas de onda diferentes. Veámoslo más detalladamente. La tensión eficaz, conocidos el valor pico y el medio de una señal puede escribirse como:

$$U_{ef.} = K_1 * U_p + K_2 * U_{med}. \quad (11.4)$$

a partir de la cual

$$\frac{U_{ef}}{U_{med}} = K_1 \frac{U_p}{U_{med}} + K_2 \quad (11.5)$$

de donde, recordando las 11.1 y 11.3 se tiene

$$FFO = K_1 FFO. FC + K_2 \quad (11.6)$$

por lo tanto, resolviendo el sistema para dos señales con factor de forma de onda y factor de cresta definidos, se obtienen los valores de las constantes que hacen que el detector proporcione el

valor eficaz verdadero para las dos formas de onda seleccionadas.

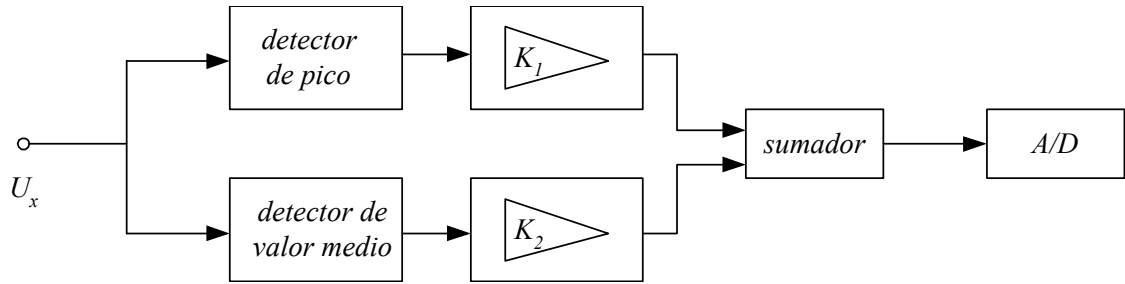


Figura 11.10: Esquema en bloques de un detector de cuasi valor eficaz verdadero

Este detector indicará los valores eficaces *sólo para las dos formas de onda elegidas*, que deben ser representativas de las más comunes con las que se piensa trabajar. Su error para formas de onda que no difieran mucho de las seleccionadas para su calibración suele ser menor que el de los detectores de valor medio [1]

11.4.4. Detectores de valor eficaz verdadero (True RMS)

Los esquemas antes vistos presentan el ya comentado inconveniente de que, salvo cuando la forma de onda coincide con la de diseño del aparato, darán indicaciones erróneas. Si bien gran parte de las señales de importancia técnica son sinusoidales, existen muchos casos de ondas deformadas para las que los aparatos vistos no resultan aptos. Surge entonces la necesidad de instrumentos que indiquen el valor eficaz verdadero con prescindencia (dentro de ciertos límites) de la forma de onda: son los llamados "instrumentos de valor eficaz verdadero" o "true RMS".

En general se recurre a dos técnicas distintas para obtener la indicación del valor eficaz verdadero: o se procesa la señal de modo que el valor eficaz se calcule por definición, o se recurre a algún dispositivo que dé una salida de continua proporcional al valor eficaz de la excitación. A los detectores que siguen el primero de los esquemas mencionados los llamaremos **detectores matemáticos**, en tanto que a los segundos se los llamará **detectores físicos**.

11.4.4.1. Detectores matemáticos

Responden al esquema de la figura 11.11. Calculan el valor eficaz de la señal a través de la aplicación de su definición matemática, esto es:

$$U_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt} \quad (11.7)$$

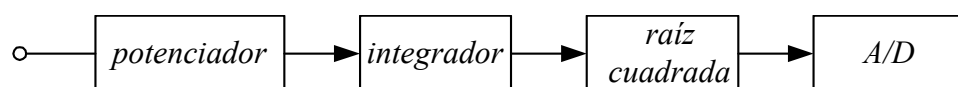


Figura 11.11: Esquema de un detector de valor eficaz verdadero del tipo "matemático"

El circuito que eleva la señal al cuadrado y el que extrae la raíz cuadrada pueden ser realizados de diversas formas, siendo una muy empleada la que hace uso de amplificadores logarítmicos y antilogarítmicos (es decir circuitos que proporcionan a su salida el logaritmo o antilogaritmo de la señal de entrada) de forma tal que:

$$u^2(t) = \log^{-1}[2 \log u(t)] \quad (11.8)$$

la figura 11.12 muestra un diagrama en bloques de este proceso de potenciación

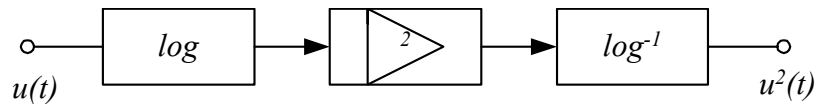


Figura 11.12: Esquema en bloques de un circuito para elevar al cuadrado

11.4.4.2. Detectores físicos

Hacen uso de la definición física de valor eficaz, es decir: "el valor eficaz de una señal alterna es aquel valor equivalente de continua que produce igual disipación de calor, en una dada resistencia, que la señal alterna". El esquema más ampliamente empleado es el que muestra la figura 11.13

Los transductores empleados pueden ser termocuplas o junturas PN [1]. Las termocuplas, que serán vistas en detalle en el Capítulo 14 proporcionan una fem proporcional a la diferencia de temperatura entre sus junturas fría y caliente (la proporcionalidad no es un valor constante, sino que sigue una determinada ley que depende del tipo constructivo). Siendo el calor generado en el elemento calefactor proporcional al valor eficaz al cuadrado de la señal, la fem en la termocupla de medición también lo será. Estando la termocupla auxiliar conectada en oposición con la de medición, el amplificador proporcionará una tensión continua que haga circular una corriente que genere el calor necesario para que se igualen las fems. Tomando la precaución de que ambas termocuplas estén en un mismo recinto y sean del mismo tipo, la señal resultante es el valor eficaz por definición de la señal de entrada.

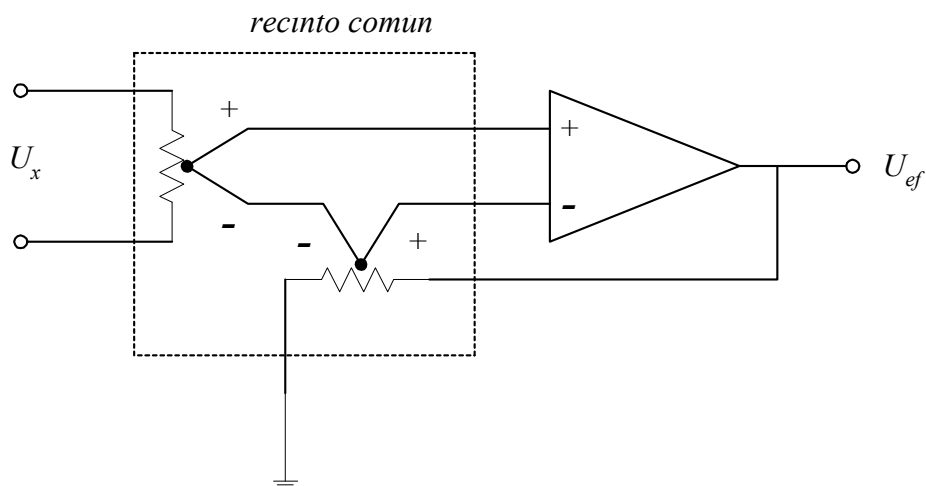


Figura 11.13: Esquema en bloques de un conversor de valor eficaz verdadero con termocuplas

Estos detectores son los más exactos, pero tienen el inconveniente de ser lentos, con tiempo de integración fijo y muy sensibles a las sobrecargas. Frecuentemente se reemplazan las termocu-

plas por transistores, y el conjunto con calefactores se dispone en un único circuito integrado.

11.4.5. Especificaciones adicionales de los medidores de alterna

Además de las especificaciones comunes a los medidores de señales continuas se agregan:

* **Modo de acoplamiento:** en el caso de un conversor de valor eficaz verdadero como los que acabamos de estudiar, se los puede considerar como conversores de alterna a continua. En efecto, sea cual fuere la forma de onda de entrada en la figura 11.13, la salida será una continua que se corresponderá en valor eficaz con la de entrada. Muchas veces se coloca un capacitor a la entrada, con el fin de bloquear las componentes de muy bajas frecuencias de la señal a medir, como se aprecia en la figura siguiente:

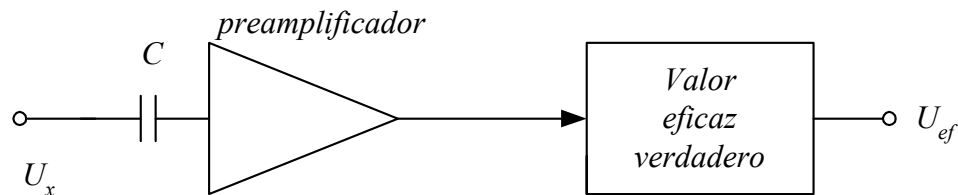


Figura 11.14: Etapa de entrada con acoplamiento AC

Si el acoplamiento se efectuara sin el capacitor, lo que suele llamarse entrada directa o con acoplamiento de continua (DC), en el caso de señales de frecuencias extremadamente bajas, con períodos que fueran mayores o comparables con el total de medición, que para los conversores de valor eficaz verdadero es del orden de 1 s en general, se tropezaría con el inconveniente de una indicación inestable. Se elige la etapa de entrada de modo que el rango útil de medida se encuentre a partir de una cierta frecuencia, que usualmente es próxima a la frecuencia de red. Debe recordarse que como la continua también suma al valor eficaz de la onda, un aparato con acoplamiento AC como el que estamos analizando no sería de valor eficaz verdadero en el sentido estricto de la palabra. Se hace necesario en consecuencia definir el

* **Ancho de banda:** determina el intervalo de frecuencias en el que debe estar comprendida la señal de entrada para que sea válida la exactitud del instrumento. Por ejemplo: 10Hz a 10kHz + DC. En cuanto al límite superior de la frecuencia está establecido por las limitaciones del preamplificador y del conjunto conversor-auxiliares. Este límite es importante cuando se trata de ver hasta qué armónicos es capaz de reproducir correctamente el instrumento.

* **Factor de cresta:** es la relación entre el valor pico máximo que puede tener la señal de entrada y el *valor eficaz fiduciario del equipo*, dicho valor máximo no debe ser superado por razones de seguridad y para que sea válida la exactitud del instrumento. Como el valor del factor de cresta depende fundamentalmente del rango dinámico de los amplificadores de entrada, el valor tolerable por el equipo aumenta a medida que nos alejamos de una indicación a fondo de escala. Por ejemplo: si $FC = 5$, a mitad de escala podrá medir señales con $FC = 10$;

* **Tiempo de integración:** es el tiempo en que se realiza la integración de la señal. Está en relación directa con la frecuencia límite inferior del ancho de banda del equipo. Por ejemplo: 1, 3 y 5 seg. En el caso de los aparatos de alta exactitud, este tiempo puede, dentro de ciertos límites, ser ajustado por el operador.

11.5. Automatización de instrumentos

En la mayoría de los aparatos digitales actuales existen una serie de funciones que son realizadas en forma automática por el instrumento, tendientes a evitar errores de uso por parte del operador, y a hacerle más sencilla la tarea de la medición. Entre ellas cabe citar:

11.5.1. Determinación de la polaridad

En los conversores del tipo integrador, que son la gran mayoría de los empleados en los instrumentos de funciones múltiples, la detección de la polaridad se efectúa al final del período de integración, debido a que la entrada puede presentar componentes alternas superpuestas, como se aprecia en la figura 11.15.

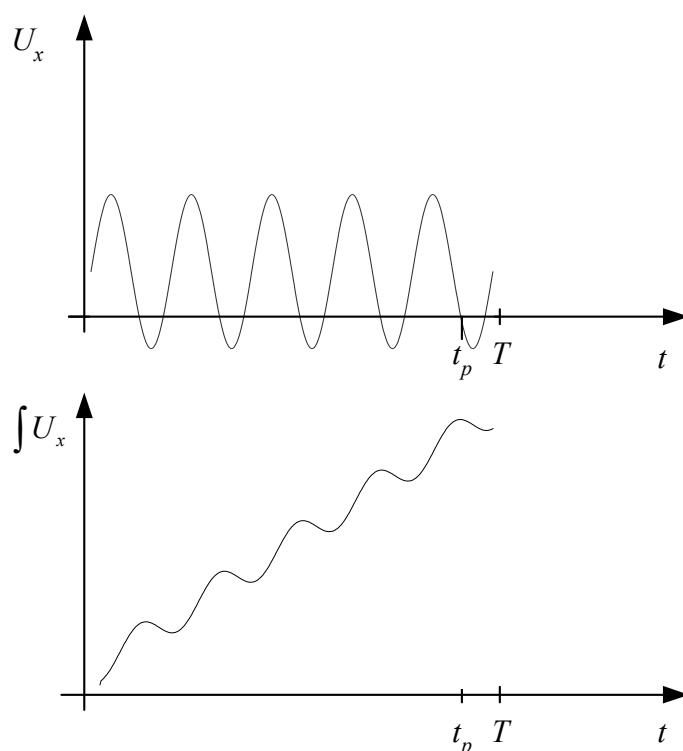


Figura 11.15: Proceso de determinación automática de la polaridad

El valor obtenido es comparado con cero y el resultado de esta comparación es guardado en un bit y enviado a la pantalla.

En el caso de los conversores no integradores, la determinación de la polaridad se debe efectuar, casi siempre, con anterioridad al comienzo del período de medición.

11.5.2. Elección del rango

El objeto de esta automatización es obtener siempre una lectura en las mejores condiciones posibles. En otras palabras, leer tan cerca del fondo de escala como sea posible, con el fin de minimizar los errores. En la práctica esto no se consigue exactamente, pues con el fin de evitar los continuos cambios de rango que se producirían al final de los mismos, con los consiguientes incon-

venientes de lectura resultantes del cambio de lugar de la coma decimal, se hace que exista un solapamiento de ellos. Así, en el caso muy común de un aparato con presentación máxima 1999, que se muestra en la figura 11.16, el cambio de rango se produce, para magnitudes *crecientes* en el máximo de cuentas, y para magnitudes *decrecientes* en 1800

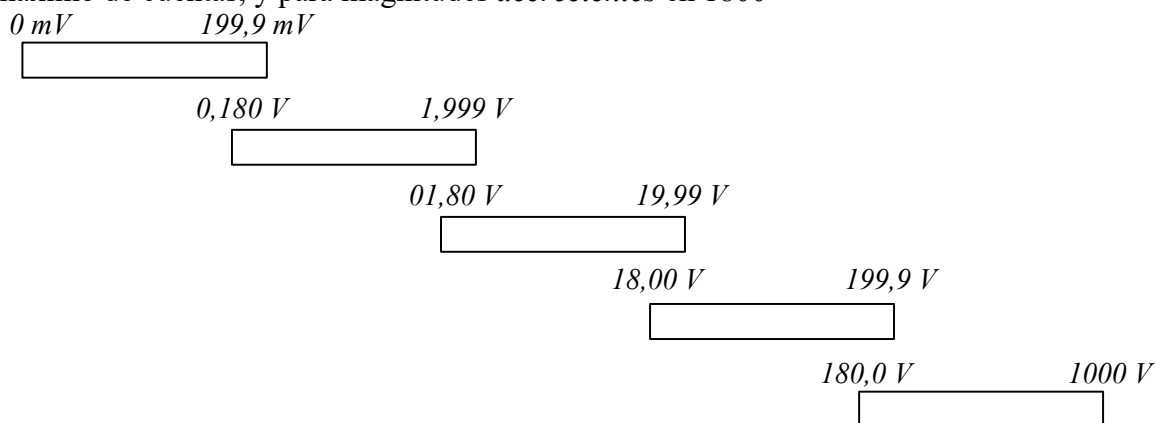


Figura 11.16: Esquema de solapamiento de alcances en un aparato con selección automática del rango

En todos los aparatos de buena calidad, la selección automática de rangos puede desactivarse a voluntad del operador, con el fin de permitir efectuar medidas con mínimo error en el caso de, por ejemplo, diferencias de valores muy próximos (Capítulo 1: error de una diferencia)

El esquema de un sistema que permite esta facilidad se aprecia en la figura 11.17. La información contenida en el contador al finalizar el ciclo de conversión controla, por medio de una lógica apropiada, la posición del atenuador de entrada y del punto decimal de la pantalla. Por ejemplo, con referencia al caso de la figura 11.16, si el número de cuentas supera 1999 se pasa al rango superior, mientras que si es inferior a 180 se baja al inferior. Se sigue así hasta obtener, de ser posible, un número de cuentas comprendido entre 180 y 1999.

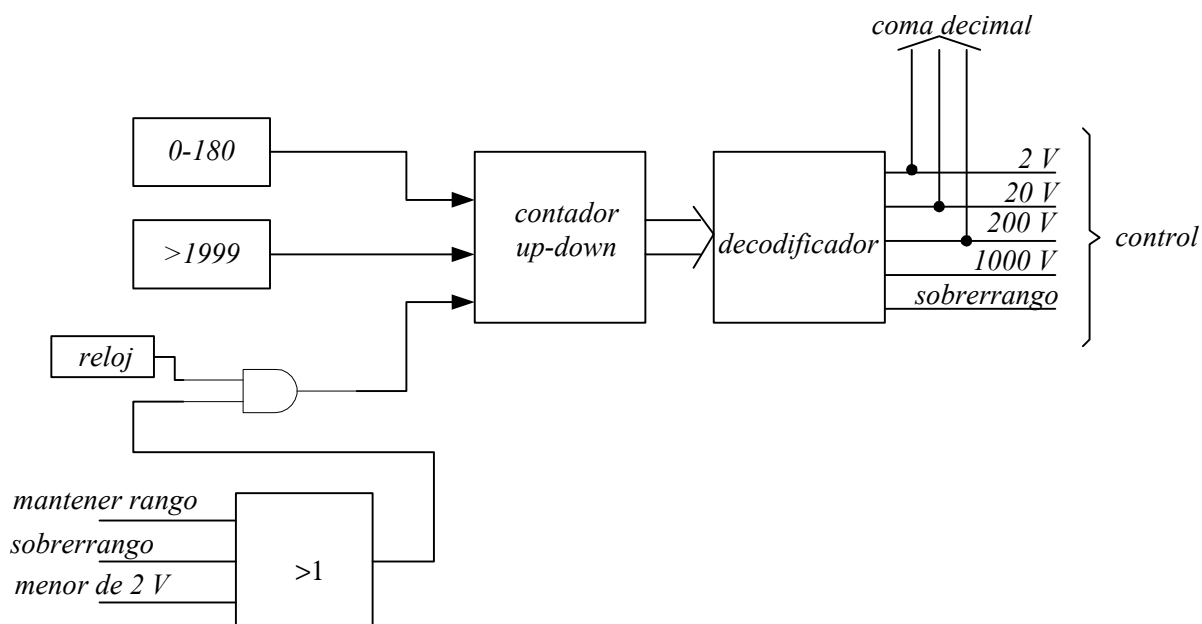


Figura 11.17: Esquema en bloques de un circuito de cambio de rangos automático

11.5.3. Ajuste de cero

No siempre cuando se cortocircuitan las puntas de entrada de un voltímetro éste marca cero. Un error de tan sólo el 0,05 % del valor de fondo de escala, en un aparato de 3½ dígitos es suficiente para que este marque una cuenta en dicha circunstancia. Este hecho quita exactitud cuando se pretenden medir valores bajos, siendo necesario realizar un ajuste previo del cero. Desde ya, este error puede desafectarse, y en ello se basa el circuito que muestra la figura

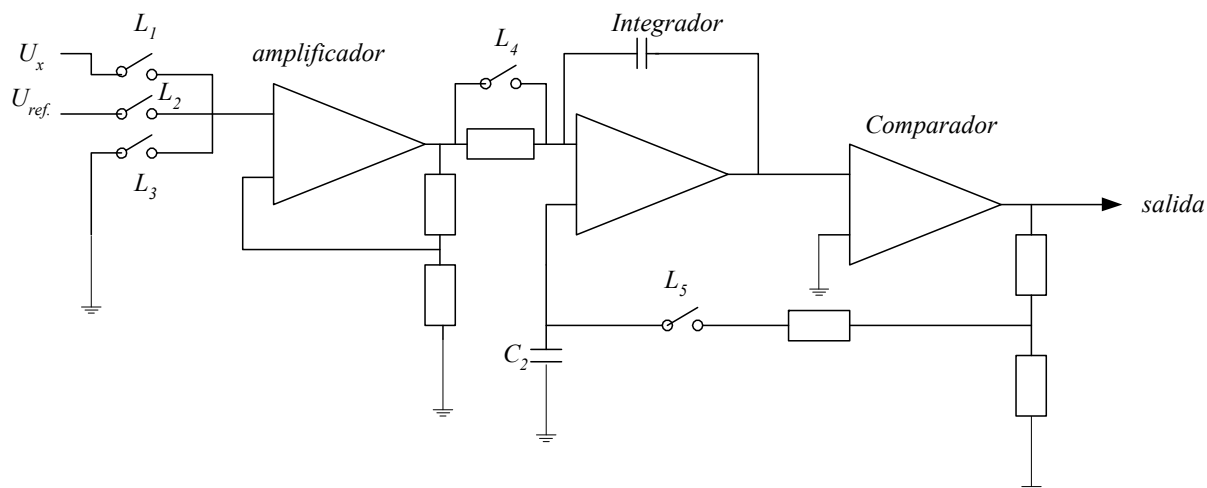


Figura 11.18: Esquema en bloques de un dispositivo de ajuste de cero

Al comienzo del ciclo de conversión se cierran las llaves L_1 , L_2 y L_3 , y el valor que se obtiene a la salida, debido a las tensiones de offset de los distintos amplificadores operacionales, es almacenado en el capacitor C_2 . (cuando se cortocircuitan las entradas de un amplificador operacional real, la señal de salida no es cero. Esta tensión residual, del orden de algunos mV, se denomina **tensión de offset**). Luego se abren las llaves L_4 y L_5 , por lo que la tensión almacenada en el capacitor no puede descargarse, y se da comienzo a un ciclo de conversión como el ya analizado para el conversor de doble rampa. Como la tensión del capacitor C_2 está aplicada a la otra entrada del amplificador operacional que integra la señal de entrada, el error de cero queda automáticamente desafectado.

11.6. Organización de un voltímetro

En la figura 11.19 puede verse el esquema en bloques general de un voltímetro digital. El primer paso a realizar antes de efectuar la medición es seleccionar, a través de los comandos del instrumento, las funciones adecuadas. Esto es, la magnitud a medir, el rango, (si no se optó por la versión automática) y el modo de comienzo (interno o por medio de una señal externa). Esta información se almacena en la unidad de control de funciones, que a su vez envía a la unidad de control de rangos la información que a ésta concierne.

Supongamos a continuación que el instrumento posea un conversor de doble rampa., con posibilidad de elegir tres tiempos de integración diferentes, 2, 20 y 100 ms, a los que corresponden las siguientes frecuencias de reloj: 10, 1 y 0,2 MHz, respectivamente. La información correspondiente a la opción seleccionada es llevada al reloj y a la “unidad de comienzo de conversión”. El reloj está enviando continuamente pulsos a la “unidad de control de programa”. Los pulsos de comienzo de conversión son también enviados continuamente, si es que no se optó por la modalidad de disparo externo, en cuyo caso son enviados cada vez que ésta es activada.

funciones de voltímetro y amperímetro, de continua y alterna (casi siempre basada en el valor medio en este último caso), óhmetro y algunas más como la posibilidad de medir, en algunos de ellos el h_{fe} de un transistor u otras funciones. Su exactitud básica en tensión continua, que suele tomarse como referencia, ronda el 1-1,5 % en las condiciones más favorables de medición.

A medida que el precio aumenta también lo hacen las prestaciones: un multímetro de 4 ½ dígitos, valor eficaz verdadero, es común que sea autorango, esté provisto de medidas de seguridad contra errores de maniobra y sea capaz, en la función de medición de tensión continua, de alcanzar exactitudes del orden de $\pm [0,03\% U_m + 1 \text{ díg.}]$. Si se tiene en cuenta lo indicado en los capítulos 1 y 2 cuando se habló de los errores y de los aparatos indicadores en general, se comprende que con exactitudes como la citada, uno de estos instrumentos está en condiciones de satisfacer casi todos los requisitos de las mediciones comunes, incluyendo muchas de las de laboratorio.

En las figuras 11.20 y 11.21 se presentan dos instrumentos que pueden considerarse representantes típicos de una y otra de las categorías antes citadas.

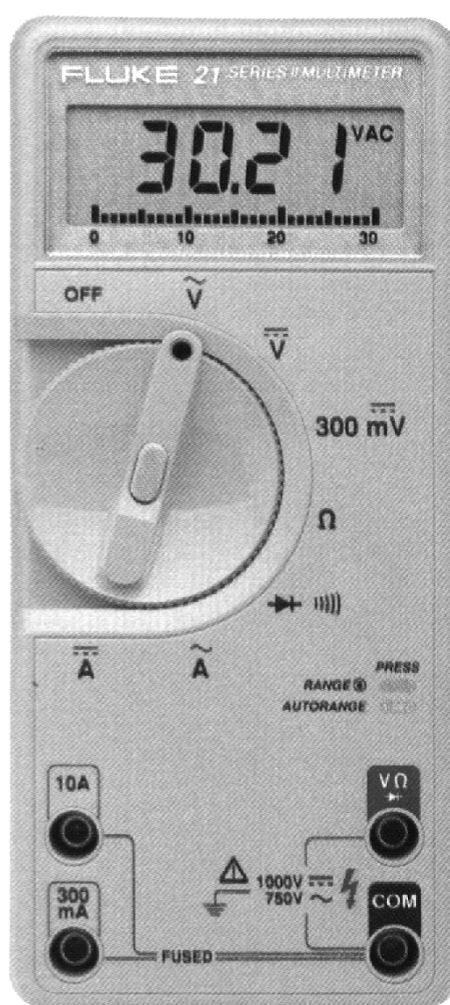


Figura 11.20: Multímetro digital de uso común

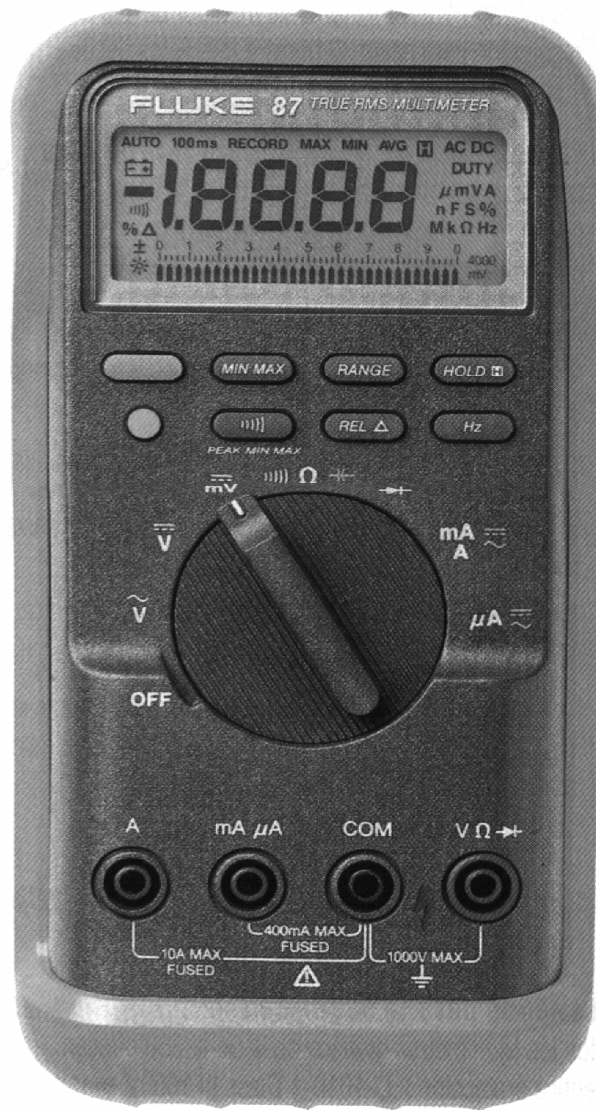


Figura 11.21: Multímetro digital de elevadas prestaciones

11.8. Errores de los instrumentos digitales

Veremos ahora las distintas fuentes de error que se deben considerar cuando se desea hacer una medición con un instrumento digital.

11.8.1. Errores de inserción

Al ya conocido error de inserción debido a la impedancia de entrada del instrumento, debemos agregar otro debido a la presencia de elementos activos. Los amplificadores operacionales reales inyectan una corriente a la impedancia conectada entre sus entradas. Si bien esta corriente, llamada corriente de offset, es pequeña (desde las decenas de pA hasta algunos nA), el error resultante puede ser grande si la impedancia de salida de la fuente incógnita es elevada. Por ejemplo si $I_{\text{off}} = 1\text{nA}$ y $R_s = 10\text{M}\Omega$, se produciría una caída extra de 10mV, valor que puede resultar inadmisible en ciertos casos. La figura 11.22 ilustra esta fuente de error.

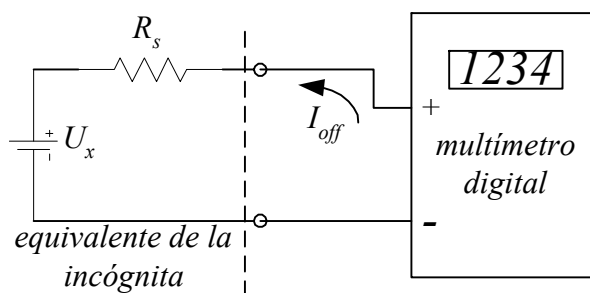


Figura 11.22: Efecto de la corriente de offset inyectada al circuito a medir

11.8.2. Señales de modo serie o normal

Entendemos por estas señales a aquéllas que se encuentran superpuestas con la señal a medir. Pueden aparecer por varios motivos, como ser: inducción electrostática, magnética o electromagnética de señales presentes en el ambiente de medición; ripple de la fuente de alimentación del equipo en el cual se va a medir; etc..

Estas señales pueden ser fuente importante de error, ya que pueden causar decisiones erróneas o generar incertidumbre en la lógica de conversión A/D de conversores no integradores. Como veremos, los conversores integradores presentan un mejor comportamiento a este tipo de perturbaciones.

El comportamiento del instrumento frente a estas señales se determina a través de la denominada "relación de rechazo de modo serie o normal" (SMRR o NMRR) definida según [3] como:

"relación, preferentemente expresada en decibeles, entre el valor máximo de la señal de modo normal y la fracción de la misma que es vista por el aparato", es decir:

$$NMRR[dB] = 20 \log \frac{\text{valor máximo de la señal de modo normal}}{\text{fracción que es vista por el aparato}} \quad (11.9)$$

Una forma de eliminar estas señales es colocar un filtro pasabajos a la entrada del conversor A/D, pero esto empeora el tiempo de conversión, cosa que puede ser inaceptable en ciertos casos. Otra manera es mediante el uso de conversores integradores, con un período de integración que corresponda con un número entero de períodos de la señal parásita.

La gran mayoría de las señales de modo serie tienen valor medio nulo, y ajustando adecuadamente el período de integración de los conversores integradores puede lograrse un buen rechazo de las mismas. Consideremos una señal que sea de la forma:

$$u(t) = U_{máx} \sin \omega t \quad (11.10)$$

y admitamos que ésa es la señal que se aplica a la entrada del voltímetro armado con un conversor del tipo integrador. Supongamos que el período de integración comienza en el instante $t = t_l$ y que finaliza en $t = t_l + T$, siendo T el lapso durante el cual se efectúa la integración.

El valor medio de la señal, integrada en dicho tiempo vale

$$\overline{u(t)} = \frac{U_{máx}}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} \sin \omega t dt \quad (11.11)$$

que es igual a

$$\overline{u(t)} = -\frac{U_{máx}}{T} [\cos \omega(t_1 + T) - \cos \omega t_1] \quad (11.12)$$

Si nos interesa el máximo valor posible del valor medio, tendremos que considerar el instante t_1 que maximiza la 11.12. Luego de operar se llega a la siguiente expresión para el máximo del valor medio

$$\overline{u(t)}_{máx} = \frac{U_{máx}}{\pi f t} \sin(\pi f t) \quad (11.13)$$

A medida que la frecuencia de la señal se aproxima a cero, el valor medio tiende a $U_{máx}$. Si se desea establecer una expresión para la relación de rechazo de modo normal será necesario establecer la relación que existe entre el valor a 0 Hz con el que resulta para una frecuencia genérica f , con lo que se obtiene la siguiente expresión para el rechazo de modo normal o serie, expresado en su forma usual, en dB:

$$NMRR = 20 \log \frac{\pi f t}{\sin(\pi f t)} \quad (11.14)$$

En la figura 11.23 se grafica el rechazo en función de la frecuencia (a modo de ejemplo digamos que 40 dB equivale a un rechazo de 100 veces, 60dB a 1000 veces, etc.). Debe notarse que muchas veces se emplea en lugar de la definición 11.9 su inversa, con lo que el valor del rechazo, expresado en dB cambia su signo, manteniendo su valor absoluto.

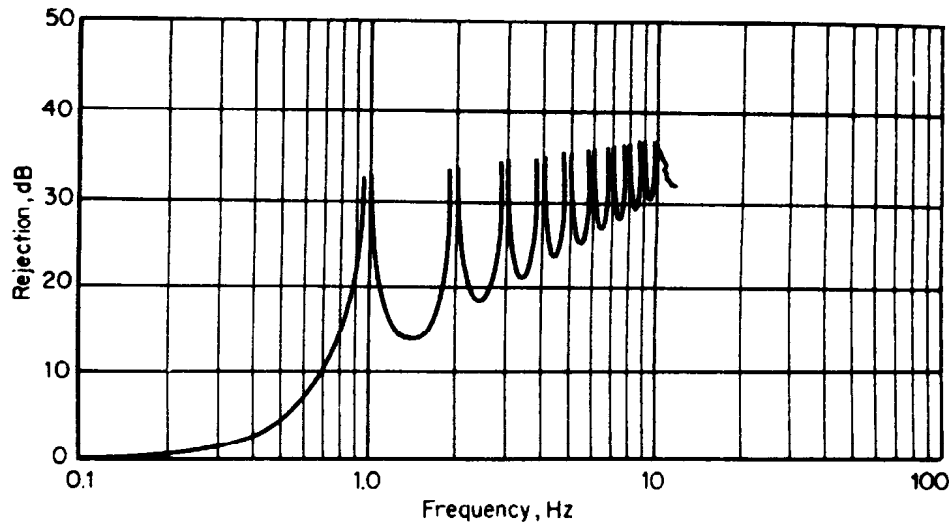


Figura 11.23: Rechazo de modo normal en función de la frecuencia para un aparato integrador

Es de notar que para tiempos de integración que coincidan con un número entero de períodos de la señal parásita, el rechazo sería infinito. Siendo la frecuencia de las señales parásitas más co-

munen la de la red de energía o sus armónicos, el tiempo de integración de los convertidores se determina para que el rechazo sea el máximo para éstas.

11.8.3. Señales de modo común

Entendemos por señal de modo común a aquella parte de la señal de entrada que aparece, con igual amplitud y fase entre ambas entradas del aparato y el terminal común. Con relación a la siguiente figura pueden establecerse las relaciones:

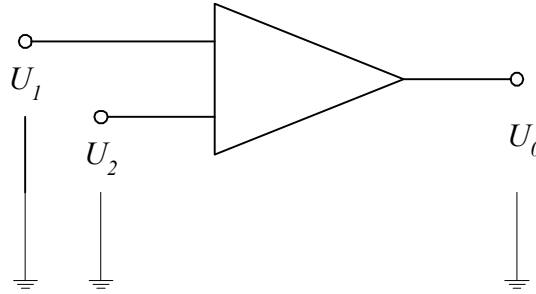


Figura 11.24: Esquema para analizar las relaciones entre señales de modo común y modo diferencial

$$U_1 = U_c + U_d/2 ; \quad U_2 = U_c - U_d/2 \quad (11.15)$$

Estas señales pueden aparecer por distintas causas. Un ejemplo clásico que presenta la idea es la medición de la tensión de desequilibrio en una configuración tipo puente, figura 11.25, con la diagonal de la fuente conectada a tierra.

Si se hace un equivalente Thevenin desde los bornes del detector, a y b , sin llegar a la máxima simplificación posible, se obtiene el circuito de la figura 11.26, en la que se puede apreciar la existencia de una señal de modo común igual a $U/2$, sobre la que aparece la señal de modo diferencial U_d . Nótese que en el cálculo de la resistencia equivalente se han conservado las fracciones de resistencia que quedan directamente en serie con cada uno de los bornes de interés. Como veremos más adelante, la posición relativa de ellas es de fundamental importancia cuando nos interese calcular los rechazos a las señales de modo común.

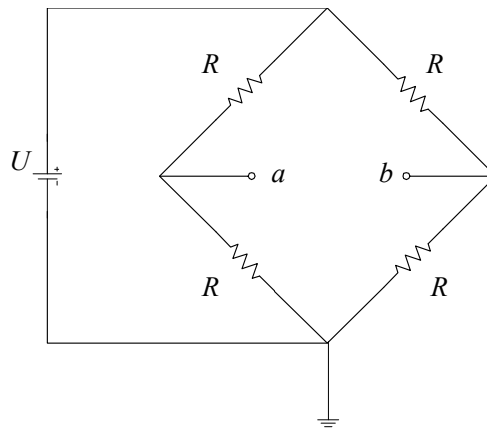


Figura 11.25: Puente de Wheatstone en el que aparece una señal de modo común

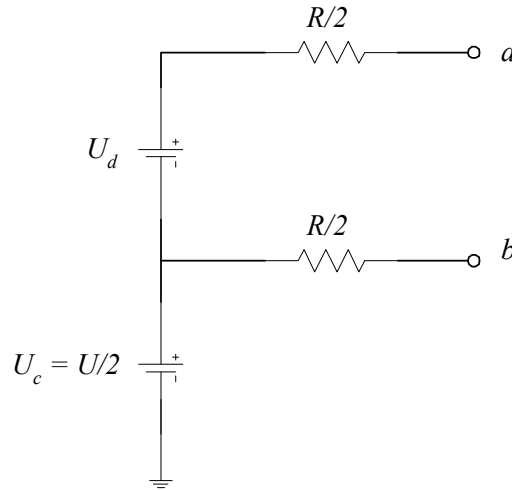


Figura 11.26: Equivalente Thevenin del circuito de la figura 11.24

El comportamiento del instrumento frente a estas señales se determina a través de la denominada "relación de rechazo de modo común" (CMRR) definida según [3] como: "relación, preferentemente expresada en decibelios, entre el valor máximo de la señal de modo común aplicada a través de un circuito especificado y la fracción de la misma vista por el aparato", es decir:

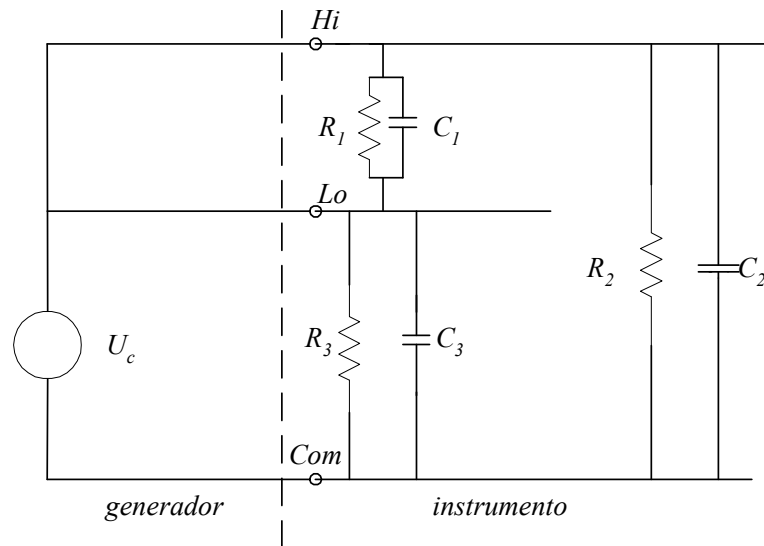
$$CMRR[dB] = 20 \log \frac{\text{valor máximo de la señal de modo común}}{\text{fracción que es vista por el aparato}} \quad (11.16)$$

$$CMRR = 20 \log \frac{U_c}{U_s} \quad (11.17)$$

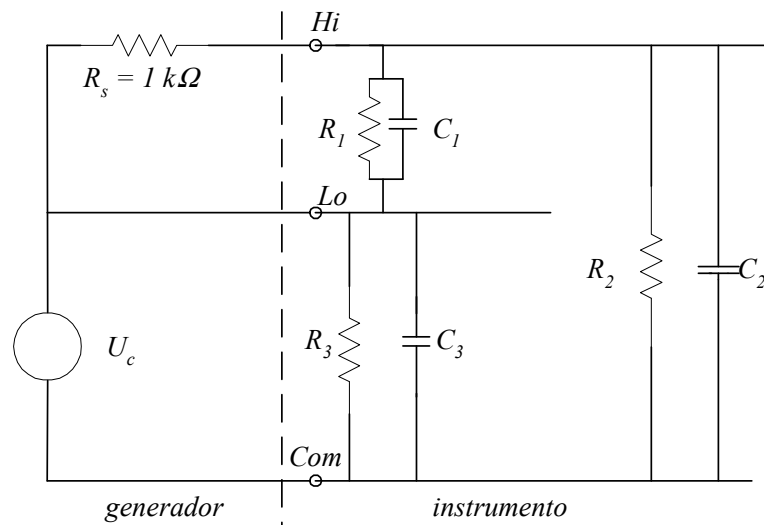
donde U_s es la fracción de la señal vista por el aparato.

Este rechazo se especifica para señales de continua y de alterna separadamente, ya que sus valores son diferentes, como surge de apreciar los circuitos equivalentes para su cálculo sugeridos por la referencia [3], que se aprecian en la figura 11.27, partes a) b) y c), respectivamente. En dichas figuras a la derecha de la línea de puntos se representa la primera etapa de un instrumento con entradas flotantes. Las entradas comúnmente denominadas "alta" y "baja" ("high" y "low") presentan impedancias Z_2 y Z_3 respecto del punto común (debido a razones constructivas se verifica que $Z_2 \gg Z_3$), siendo Z_1 la impedancia de entrada.

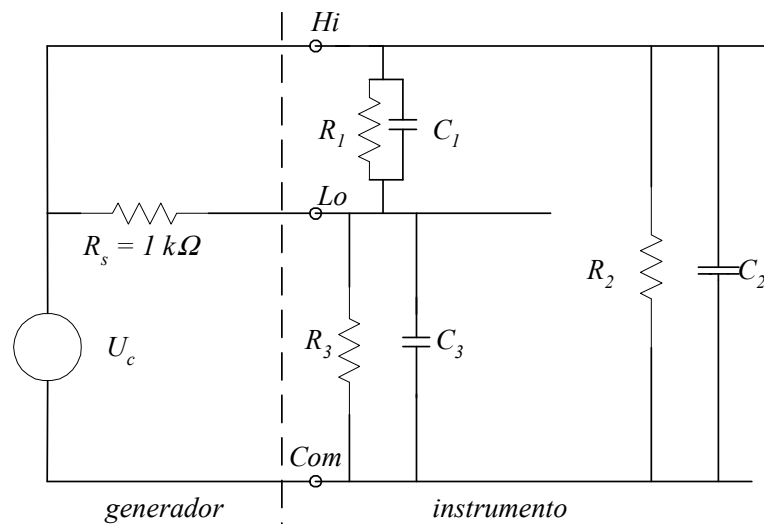
Z_1 , impedancia de entrada, usualmente está formada, en el caso de los multímetros, por un resistor de $10 \text{ M}\Omega$ en paralelo con $20 \dots 100 \text{ pF}$. De las tres formas de determinar el efecto de la señal de modo común, la más usual es la correspondiente a la figura 11.27 c), en la cual el resistor de $1 \text{ k}\Omega$ se coloca en el terminal "bajo". Con referencia a la misma, el inconveniente que provoca la señal de modo común es la aparición de una señal *de modo serie* en el resistor de desbalance, R_2 , debido a las corrientes que hace circular U_c , por las impedancias de aislación de los terminales alto y bajo respecto de del punto común con U_c (tierra). En un aparato normal, la impedancia del paralelo de R_2 y C_2 es a todas las frecuencias varios órdenes de magnitud mayor que la de R_3 y C_3 , por lo que nos interesará fundamentalmente la corriente que se deriva por la impedancia que conforman los dos últimos elementos, o sea el camino en el que se encuentra el resistor de desbalance. Para fijar ideas, supongamos que R_3 valga $10^9 \Omega$, y que C_3 sea del orden de 2.500 pF (valores que pueden considerarse razonablemente típicos).



a)



b)



c)

Figura 11. 27: Diferentes esquemas para el cálculo del rechazo de modo común

En cuanto a los valores de R_2 y C_2 , pueden considerarse dos o tres órdenes de magnitud mayores y menores que los dados, respectivamente. Si ahora nos interesa calcular la relación de rechazo de modo común en continua, recordando lo expresado en las 11.16 y 11.17, nos encontramos con lo siguiente:

$$CMRR = 20 \log \frac{U_c}{U_s} = 20 \log \frac{U_c}{\frac{U_c * 10^3}{10^9}} = 20 \log 10^6 = 120 \text{ dB} \quad (11.18)$$

Cabe acotar que también podría haberse empleado la inversa de la 11.17, con lo que el rechazo hubiera sido de -120 dB. Es de destacarse que se ahora se desea calcular el rechazo de modo común a 50 Hz, habría que efectuar un cálculo similar al de la 11.18, pero haciendo intervenir las reactancias de los capacitores a dicha frecuencia. Se obtendría un rechazo de algo más de 60 dB.

Por último, es de señalar que el desbalance de 1 kΩ en el borne bajo, que corresponde a la práctica usual para definir el rechazo de modo común, muchas veces no se encuentra en la práctica, pero nos permite inferir cuál es el peso relativo de la impedancia por la que se cierra la corriente debida a la señal de modo común, con lo que el cálculo del rechazo para otros desbalances es relativamente sencillo.

|| Ejemplo 11.1:

Se posee un multímetro digital que en su función voltímetro de continua tiene las siguientes características básicas:

$E_U = \pm[0,1 \% U_m + 1 \text{ díg.}]$;

Presentación máxima 1999 ($3\frac{1}{2}$ dígitos), alcances 200 mV, 2-20-200-1000 V;

NMRR: 60 dB, desde 40 a 100 Hz;

CMRR: 80 dB, en continua, 60 dB 15...100 Hz;

Máxima tensión entre “low” y tierra: 1000 VDC, 700 VAC, 20 Hz...10 kHz

Se lo emplea para medir una señal de 3V, que tiene superpuesta una alterna de 10 mV pico a pico, 50 Hz. Interesa saber si su exactitud básica se ve afectada por la presencia de la señal perturbadora.

Solución:

El criterio para decidir si la señal de modo serie perturba de modo significativo a la medición es comparar la fracción que de ella aparece en la indicación con el error intrínseco del instrumento. Este último, al medir 3 V vale:

$$E_U = \pm[0,001*3 + 0,01] \text{ V} = \pm 0,013 \text{ V} \quad (11.19)$$

en la que aún no se ha redondeado para facilitar la comparación con los valores que resta calcular.

Recordando la definición del NMRR (ec. 11.9), la fracción de la señal de modo serie o normal que verá el aparato vale:

$$60 = 20 \log \frac{5*10^{-3}}{U_{\text{vista}}} \quad (11.20)$$

a partir de la cual se obtiene la fracción vista, que resulta $5 \cdot 10^{-6}$ V, de lo que se concluye que la señal de modo serie presente no afecta de ninguna manera a la exactitud de la medición.

Ejemplo 11.2:

Con el mismo aparato del ejemplo anterior se desea medir una tensión de 15 V, de continua, que aparece montada sobre otra, U_c , de acuerdo con el siguiente esquema:

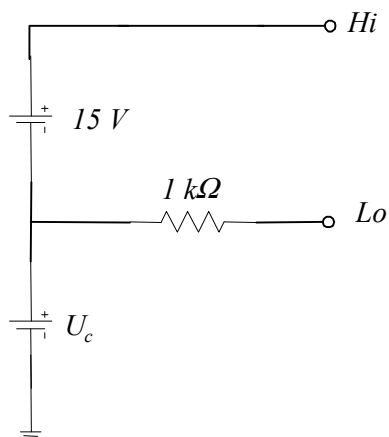


Figura 11.28: Esquema circuitual para el ejemplo 0.2

Interesa saber cuál es el valor máximo que puede tomar U_c sin que afecte significativamente la medida.

Solución:

El circuito de la figura 11.28 representa el caso típico del circuito empleado usualmente para la definición del rechazo de modo común, con 1 kΩ de desbalance en el borne “low”. Acudiendo a la definición del rechazo de modo común, (ec. 11.18) vemos que, si se establece el valor de la señal que admitimos que vea el aparato, quedará automáticamente establecido el tope tolerable para la señal de modo común. Consideraremos que la señal que se introduce por esta vía no perturba la medición si su valor es despreciable frente a los errores propios del aparato, para lo que le imponemos la condición de que no exceda el 10 % del error absoluto máximo esperable al medir los 15 V de la incógnita.

$$E_U = \pm[0,001 \cdot 15 + 0,01] = \pm 0,025 V \approx \pm 0,03 V \quad (11.21)$$

por lo que la influencia de la señal de modo común no debe exceder lo $\pm 0,003$ V. Operando en la expresión de definición del rechazo encontramos el límite para U_c .

$$U_c = 10^{\frac{80}{20}} \cdot 0,003 = 30 V \quad (11.22)$$

Ejemplo 11.3:

El voltímetro que se citó en el ejemplo 11.1 tiene, además de las funciones allí indicadas, la posibilidad de medir valores de alterna, con los mismos alcances que en continua, idéntica resisten-

cia de entrada, e indicación basada en el valor medio de una onda, tarado para indicar el valor eficaz de onda sinusoidal. Su error en esta función es $E_U = \pm[0,5 \% U_m + 2 \text{ díg.}]$. Interesa saber qué error comete al medir una onda cuya expresión es:

$$u(t) = 15 \sin \omega t + 5 \sin 3\omega t \quad (11.23)$$

con $\omega = 314 \text{ s}^{-1}$, y establecer de qué naturaleza es dicho error.

Solución

Como se indicara en el punto 11.4.1, la indicación del aparato resulta de multiplicar por 1,11 (factor de forma de la onda sinusoidal) al valor medio de la misma. En consecuencia será necesario calcular el valor medio de la señal incógnita, que resulta:

$$\overline{u(t)} = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt = \quad (11.24)$$

por lo que la indicación del aparato resulta:

$$U_m = 1,11 * \overline{u(t)} = \quad (11.23)$$

en tanto que el valor eficaz real de la señal es

$$U_{ef} = 11,18 V \quad (11.25)$$

por lo que el error resultante en la medición será del 13,8 %.

11.9. Referencias bibliográficas,

- [1] A.J.Bowens: "Digital Instrumentation", Mc Graw Hill, 1984;
- [2] B.M.Oliver-J.M.cage: "Electronic Measurements and Instrumentation", Mc Graw Hill, 1971;
- [3] Comisión Electrotécnica Internacional, Norma IEC 485/74: "Digital electronic D.C. voltmeters and D.C.electronic analogue to digital converters", 1974.
- [4] J. W. Dally, W. F. Riley, K. Mc Connell: "Instrumentation for Enginnering Measurements" 2nd Edition, Wiley, 1993.