

MEDICIONES DE RESISTENCIA CON CORRIENTE CONTINUA

3.1 Resumen

En este capítulo se estudia la importancia que tiene acordar una terminología normalizada cuando se realiza la medición de una magnitud determinada. Se da una sucinta definición de los términos más importantes acuñados por la *International Organization for Standardization (ISO 3435-1193)*[1]. Se comparan distintas técnicas para medir resistencias. Se estudian combinaciones básicas de instrumentos. Se ve el puente de Wheatstone, el de Kelvin y el doble de Kelvin. Se hace una introducción a instrumentos digitales. Se ve el principio de funcionamiento para comprender y saber discriminar las posibles fuentes de error. Se estudian consideraciones a tomar en cuenta cuando se hacen mediciones de baja señal. Se analizan distintas posibles perturbaciones en la medida y se analiza el problema específico de medir materiales superconductores.

3.2 Introducción

Una magnitud física es una propiedad de un cuerpo, un fenómeno o una sustancia, que puede determinarse cuantitativamente, es decir que puede ser medida.

Para establecer el valor de la magnitud debemos contar con un instrumento y un método de medición, así como también es necesario definir la unidad de medida.

El término error se utiliza normalmente en el lenguaje corriente como sinónimo de equivocación o falla, pero aquí cobra un significado muy particular, está asociado a la incerteza en la determinación del resultado de una medición. Más precisamente lo que

procuramos en toda medición es conocer los límites probabilísticos o las cotas de esa incerteza. Se busca establecer un intervalo $\bar{x} - \Delta x \leq x \leq \bar{x} + \Delta x$ donde con cierta probabilidad podamos decir que se encuentra el mejor valor de la magnitud x . Dicho de otra manera: se postula que existe un “mejor valor” o un “valor verdadero” al que es posible acercarse, tanto como se quiera si se cuenta con el instrumento y el método adecuados. Ese valor verdadero \bar{x} es el más representativo de nuestra medición y el semiancho Δx es la incerteza o error absoluto de la medición.

Es muy importante destacar que en todo proceso de medición existen limitaciones dadas por los instrumentos y por el método utilizado. El mismo proceso de medición introduce errores o incertezas. Tanto los instrumentos que utilizamos para medir, como las magnitudes mismas son fuente de incertezas al momento de medir. Los instrumentos tienen una precisión finita, por lo que para un instrumento dado siempre existe una variación mínima que el mismo puede detectar. Esta mínima cantidad se denomina “apreciación nominal del instrumento”. A su vez, las magnitudes a medir no están definidas con precisión infinita. Por ejemplo, si se cuenta la cantidad de electrones producidos por un decaimiento radiactivo de una fuente dada en un intervalo de tiempo, de por ejemplo 7 segundos, sucesivas mediciones arrojarán diversos resultados, similares, pero distintos. En este caso, estamos frente a una manifestación de incerteza intrínseca asociada a esta magnitud “número de partículas emitidas en 7 s”, más el error del instrumento.

Otro ejemplo que es ya clásico es el de medir el largo de una mesa. Las magnitudes a medir aquí tampoco están definidas con infinita precisión. Es posible que al utilizar cada vez instrumentos más precisos comencemos a notar las irregularidades típicas de los bordes, o bien, al ir más allá detectemos la naturaleza molecular e incluso atómica del material que la constituye. Es claro que aquí la longitud dejará de estar bien definida. Empíricamente es posible que mucho antes de llegar a los casos límite nos demos cuenta de que la longitud de la mesa en cuestión no está bien definida porque simplemente los bordes no están cortados en forma paralela. En este punto el concepto de “la longitud de la mesa” se hace cada vez menos definido. A esta limitación intrínseca la denominamos incerteza intrínseca o falta de definición de la magnitud en cuestión.

Si uno desea hacer una medición de resistencia usando una fuente de corriente continua, encontrará varias alternativas, motivo por el que es necesario establecer un criterio adecuado de selección a la situación experimental. En lo que sigue, se expone un breve análisis a los efectos de poder efectuar la elección de un método.

3.3 Terminología

3.3.1 Introducción

No es difícil que distintos autores o traductores nos lleven a confusión por utilizar, sin mucho cuidado, términos que en realidad tienen significados específicos y precisos. Por lo tanto se hará una sucinta definición de los términos más utilizados obtenidos de la *International Organization for Standardization (ISO 3435-1193)* [1].

Las definiciones de muchos de estos términos se encuentran en el *International Vocabulary of Basic and General Terms in Metrology (VIM)* y la *Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement (Guide)*. El *VIM* y la *Guide* pueden ser consultados como documentos conjuntos dado que tanto la *Guide* como el *VIM* fueron desarrollados por *ISO Technical Advisory Group 4 (TAG 4)*, en este caso por su *Working Group 1*; y tanto el *VIM*, como la *Guide* fueron publicados por *ISO* en el nombre de siete organizaciones que participaron en el trabajo de *TAG 4*. De hecho la *Guide* contiene las definiciones *VIM* de 24 términos relevantes, de los cuales 8 se incluyen aquí.

3.3.2 Definiciones generales

- **Exactitud de una medida [VIM 3.5]:** es el grado de acuerdo entre el resultado de una medida y el valor de la magnitud a medir.

Nota:

El término “precisión” no debe ser utilizado por el de “exactitud.”

- **Repetitividad (de resultados medidos) [VIM 3.6]:** es el grado de acuerdo entre el resultado de varias medidas sucesivas de la misma medida, llevada a cabo siempre bajo las mismas condiciones.

Notas:

1. Estas condiciones son conocidas como “condiciones de repetibilidad”.
2. Las condiciones de repetibilidad incluyen:
 - el mismo procedimiento de medida.
 - el mismo observador
 - el mismo instrumento de medida, utilizado en las mismas condiciones.
 - la misma ubicación y disposición física del sistema.
 - repetición sobre un corto período de tiempo.
3. La repetibilidad puede ser expresada cuantitativamente en relación a la dispersión característica de los resultados.

- **Reproducibilidad (de los resultados medidos) [VIM 3.7]:** es el grado de acuerdo entre el resultado de varias medidas de la misma medida, llevada a cabo bajo condiciones cambiantes.

Notas:

1. Una expresión válida de reproducibilidad requiere la especificación de las condiciones cambiadas.
2. Las condiciones modificadas pueden incluir:
 - el principio de medida
 - el método de medida
 - el observador
 - el instrumento de medida
 - el standard de referencia
 - la ubicación
 - las condiciones de uso
 - el tiempo
3. La reproducibilidad puede ser expresada cuantitativamente en relación a la dispersión característica de los resultados.
4. Cuando decimos resultados se debe entender que son “resultados correctos.”

- **Error (de la medida) [VIM 3.10]:** es el resultado de la medida menos el valor de la magnitud medida.

Notas:

1. Ya que el valor de la magnitud medida no puede ser determinado, en la práctica, algunas veces, se utiliza un valor convencional (ver [VIM] 1.19 1.20).

2. Cuando es necesario distinguir entre “error” y “error relativo” el primero suele llamarse “error absoluto de la medida” que no se debe confundir con el “valor absoluto del error”, el cual es el módulo del error.

Comentario: En general, se desconoce el error de la medida porque el valor de la magnitud medida es desconocido. Sin embargo, se puede evaluar la incerteza del resultado de una medida.

- **Error aleatorio [VIM 3.13]:** es el resultado de la diferencia entre una medida menos el valor medio que resultaría de un número infinito de medidas, de la misma magnitud, llevadas a cabo bajo condiciones de repetibilidad.

Notas:

1. Error aleatorio es igual al error menos el error sistemático.

2. Debido a que el número de medidas sólo puede ser finito, es posible determinar un error aleatorio estimado.

Comentario: El concepto de error aleatorio se aplica con frecuencia cuando se cambiaron las condiciones de medida.

- **Error sistemático [VIM 3.14]:** es el resultado de la diferencia entre el valor medio de un número infinito de medidas, de la misma magnitud medida llevadas a cabo bajo condiciones de repetibilidad y el valor de la magnitud medida.

Notas:

1. El error sistemático es igual al error menos el error aleatorio.

2. Como el valor de la magnitud medida, el error sistemático y sus causas no pueden ser completamente conocidos.

- **Corrección [VIM 3.15]:** es el valor agregado algebraicamente a un resultado incorrecto para compensar el error sistemático de una medida.

Notas:

1. La corrección es igual al valor negativo del error sistemático estimado.
2. Debido a que el error sistemático no puede ser perfectamente conocido, la compensación no puede ser completa.

- **Factor de corrección [VIM 3.16]:** factor numérico por el cual un resultado incorrecto de una medida es multiplicado para compensar el error sistemático.

3.3.3 Definiciones más utilizadas en instrumentación

En el párrafo que sigue se definirán términos que no están contemplados en el *VIM* y que se utilizan principalmente en instrumentación. Los instrumentos constituyen una extensión de las facultades humanas y en muchos casos permiten a las personas determinar el valor o cantidad de una magnitud desconocida la cual no podría medirse utilizando solamente los órganos sensoriales. Por lo tanto un instrumento se puede definir como un dispositivo para determinar el valor o la magnitud de una cantidad o variable.

El trabajo de medición emplea una serie de términos, los cuales se definen aquí:

Precisión: en el *VIM* no se encuentra una definición para la palabra “precisión”. Sin embargo, ISO 3534-1 define precisión como “el grado de acuerdo entre el resultado de un test independiente obtenido bajo condiciones estipuladas”. Más aún, el concepto de precisión incluye repetibilidad y reproducibilidad. En otras palabras es una medida de la reproducibilidad de las mediciones. Por ejemplo, dada una magnitud fija a medir, la precisión es una medida del grado con el cual mediciones sucesivas difieren una de otra.

Sensibilidad: es la relación de respuesta del instrumento respecto al cambio de la variable de entrada o magnitud medida.

Resolución: es el cambio más pequeño en el valor de la magnitud medida al cual responde el instrumento.

3.4 Comparación de técnicas para medir resistencia

La primera comparación de los métodos alternativos se realiza sobre la base de su exactitud. Idealmente el mejor sería el más exacto, pero hay otras consideraciones que no son menos importantes que incluyen razones de conveniencia y economía. Al efectuar una medida con cualquier instrumento se cometen errores imposibles de evitar. Estos errores responden a distintas causas se pueden clasificar del siguiente modo:

- Calibración del instrumento, o límite de error del fabricante.
- Escala de lectura.
- Límite de la sensibilidad de la indicación.
- Fluctuaciones en las condiciones experimentales, las cuales son sensibles a la medida.

El primer error produce una desviación sistemática del instrumento. Si se toma un gran número de lecturas, los últimos tres errores combinados producen fluctuaciones estadísticas. El análisis estadístico es muy importante, pero debe ser utilizado teniendo en cuenta los distintos tipos de errores para poder ponderarlos sin perder de vista su origen [2].

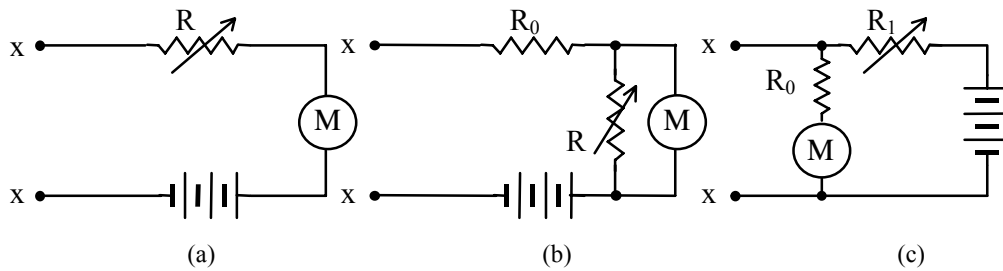
En la bibliografía se describen diferentes métodos usados para medir la resistividad ρ . Los principales métodos que describiremos y compararemos son los que surgen de utilizar distintos instrumentos, como un Óhmetro, un Voltímetro y un Amperímetro, un Puente de Wheatstone, un Potenciómetro y el Método de sustitución.

3.4.1 Utilización de un óhmetro como instrumento

Si se aplica la misma diferencia de potencial entre los extremos de una barra de cobre y una barra de madera geoméricamente similares, se producen corrientes de magnitudes diferentes. La característica del material que interviene en estos fenómenos es la llamada resistencia eléctrica. La resistencia entre dos puntos de un conductor se define aplicando una diferencia de potencial V entre ellos, midiendo la corriente I y dividiendo: $R[\Omega] = V[V] / I[A]$.

Para medir resistencia existen varios métodos alternativos, basados todos en mediciones indirectas. Hay dos formas de medir; una es aplicando tensión y midiendo corriente y la otra es aplicando corriente y midiendo tensión. La primera forma se utiliza cuando las resistencias a medir son altas (mayores que $1\text{ M}\Omega$) y la segunda, por el contrario, cuando las resistencias incógnitas son medias o bajas (menores que $1\ \Omega$).

El método del óhmetro da una idea de la magnitud de la resistencia. Es un instrumento apropiado para medir valores aproximados de resistencia [3]. El tipo de circuito empleado en óhmetros es el que se muestra en la siguiente Figura 1:



- Fig. 1 Tres tipos de configuraciones de óhmetros. -

Para operar el circuito es necesario un ajuste de calibración que se hace cortocircuitando los terminales xx y regulando la resistencia R hasta que se lea fondo de escala en el miliamperímetro M . Cuando se inserta una resistencia entre los terminales xx , dependiendo de su valor, la lectura será menor que el fondo de escala. La escala se puede calibrar directamente en ohms. Para variar el rango de resistencia se proponen circuitos alternativos con combinaciones de resistencias de distintos valores para R y R_0 , distintos números de celdas en la batería y *shunts* (derivadores de corriente) en el miliamperímetro.

En el circuito (a) el instrumento opera con la consideración de que la batería genera siempre tensión constante durante su vida útil, pero su resistencia interna se incrementa con el tiempo, y entonces debe ser compensada variando el valor de la resistencia en serie. La configuración (b) se hace bajo el supuesto de que si bien la tensión de la batería decae con el tiempo su resistencia interna permanece constante.

Ninguna de estas suposiciones se cumple estrictamente. La configuración (c) puede utilizarse si se desean medir resistencias de bajo valor, el orden del valor de la resistencia será de una magnitud similar a R_0 (resistencia interna del amperímetro). Aquí el ajuste inicial se hace variando R_I con los terminales xx abiertos haciendo desviar la aguja del instrumento hasta el fondo de la escala. La resistencia desconocida se conecta en los terminales xx y la lectura se reducirá en una cantidad que dependerá del valor de la resistencia intercalada.

En el caso de un óhmetro digital, descrito en detalle más adelante, debe tenerse en cuenta que a pesar de que la lectura muestre un número estático, que generalmente no presenta variaciones en el tiempo, existen integraciones o promedios en el procesamiento de la señal digital. El valor mostrado es el producto de una integración de la señal tomada (y afectada de errores). En este punto es importante la resolución, la sensibilidad y la exactitud.

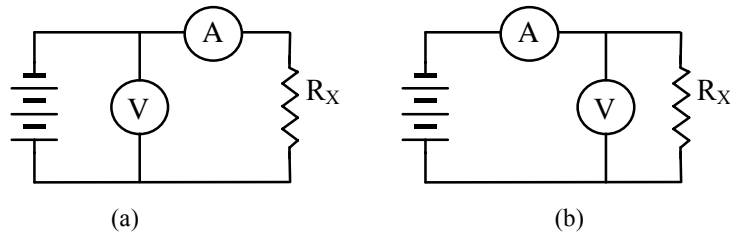
En el punto 3.7 se destacan las consideraciones que deben tenerse en cuenta al realizar medidas de baja señal.

3.4.2 Método de voltímetro y amperímetro

Esta disposición puede aplicarse en los casos en que con el objeto de independizar las variables involucradas es necesario conocer durante una experiencia tanto el valor de la corriente como de la tensión aplicadas a una resistencia.

En este método, se lee directamente el voltaje aplicado y la corriente medida en instrumentos de corriente continua utilizando configuraciones de circuitos como las mostradas en las figuras (a) y (b). Para resultados precisos es necesario tomar en cuenta el hecho de que en la configuración (a) el voltaje que indica V es la caída de tensión en R_X menos el de la caída de tensión que provoca el amperímetro, de la misma manera para el caso (b) la corriente que mide el amperímetro es la que pasa por la resistencia menos la que pasa por el voltímetro. El criterio de elección para optar entre alguna de estas dos configuraciones se basa en el valor aproximado de la resistencia a medir. Si ésta es pequeña, es preferible no utilizar la primera configuración, porque este método se reserva para el caso en que la incógnita no sea comparable a la resistencia del amperímetro. En el caso planteado conviene utilizar el segundo método. Con el mismo

criterio, si la resistencia es grande, puede utilizarse el método (a), pudiéndose despreciar la resistencia interna del amperímetro.



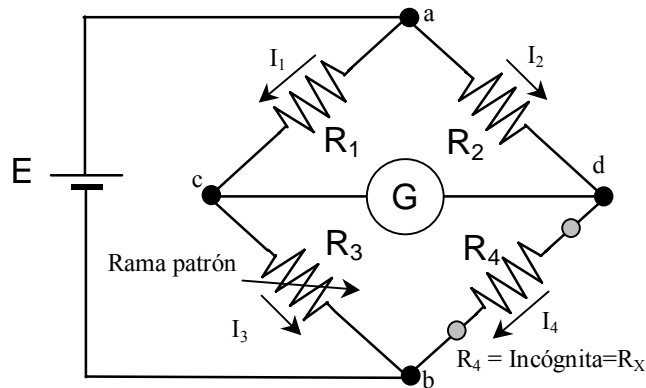
- Fig. 2 Circuitos para medir resistencias por el método del voltímetro y amperímetro. -

3.4.3 Puente de Wheatstone

3.4.3.1 Introducción

Comparado con los anteriores, la configuración de circuito puente donde se equilibran corrientes que pasan a través de resistencias calibradas y conocidas es el método más exacto para medir resistencia. Las medidas de precisión de componentes suelen hacerse con diferentes tipos de puentes adaptados para cada necesidad particular. El más simple tiene el propósito de medir resistencia y se llama puente de Wheatstone [4]. Se han desarrollado variaciones de este puente con el propósito de ampliar el rango de las resistencias a medir. Existe además una amplia variedad de puentes de CA que se usan para medir inductancia, admitancia, capacitancia, conductancia y cualquier parámetro de impedancia [5]. El circuito puente es utilizado aún en estos días ya que constituye parte principal de la interfase de transductores. En esta sección sólo estudiaremos el puente de Wheatstone y las variaciones necesarias para ampliar el rango al medir resistencias.

3.4.3.2 Operación



- Fig. 3 Diagrama de un puente de Wheatstone. -

En la Figura 3 puede verse el esquema de un puente de Wheatstone. Dicho puente está formado por cuatro ramas resistivas, una fuente de energía o batería y un detector de cero que generalmente es un galvanómetro. La corriente que circula por el galvanómetro depende de la diferencia de potencial de los puntos c y d . Se dice que el puente está en equilibrio o que la corriente en el galvanómetro es cero cuando el potencial del punto c al a es igual al del punto d al a . O bien, tomando como referencia el terminal negativo de la batería, cuando la tensión entre los nodos b y c es igual a la de los nodos b y d . Por lo tanto el puente está en equilibrio cuando

$$I_1 R_1 = I_2 R_2 \quad (3-1)$$

como la corriente en el galvanómetro es cero entonces:

$$I_1 = I_3 = \frac{E}{R_1 + R_3} \quad (3-2)$$

$$I_2 = I_4 = \frac{E}{R_2 + R_4} \quad (3-3)$$

combinando las ecuaciones (3-1), (3-2) y (3-3) y simplificando se obtiene la relación:

$$\frac{R_1}{R_1 + R_3} = \frac{R_2}{R_2 + R_4} \quad (3-4)$$

esto implica:

$$R_1 R_4 = R_2 R_3 \quad (3-5)$$

Esta ecuación es la expresión conocida para el equilibrio del puente de Wheatstone. Si tres de las resistencias son conocidas puede averiguarse la incógnita valiéndonos de la ecuación (3-5). Por lo tanto $R_4 = R_x$ se calcula del siguiente modo:

$$R_x = R_3 \frac{R_2}{R_1} \quad (3-6)$$

Las resistencias R_2 y R_1 se conocen como “rama de relación” y R_3 se denomina “rama patrón”.

La medición de la resistencia desconocida R_x es independiente de la calibración del detector de cero, siempre que el mismo tenga suficiente sensibilidad como para indicar la posición de equilibrio con la precisión requerida.

El procedimiento de medida es hallar una relación adecuada entre R_1/R_2 y luego balancear el puente ajustando R_3 . La relación debe ser tal que la resistencia desconocida sea determinada por el mayor número de dígitos disponibles, ese número podría ser cuatro en aplicaciones didácticas de laboratorio, pero la cantidad de dígitos con que se efectúe una lectura depende de la aplicación que se le esté dando al instrumento. Las magnitudes de las resistencias utilizadas en la rama de relación deben ser elegidas para obtener una máxima sensibilidad a los desbalances [6].

3.4.3.3 Posibles fuentes de error en la medida

El puente puede medir con precisión resistencias desde 1Ω a varios $M\Omega$. La principal fuente de error en la medida puede encontrarse en los propios errores límites de las tres resistencias conocidas, pero también puede ser causa de error:

- Sensibilidad insuficiente del galvanómetro.
- Variaciones en la resistencia de las ramas del puente debido al efecto del calentamiento por la circulación de corriente a través de los resistores. Si no se calcula previamente la potencia a disipar por los resistores podría incurrirse en el

error de que no sean capaces de conducir la corriente aplicada dejando como consecuencia un cambio permanente de su valor nominal, en el mejor de los casos.

- Si las resistencias a medir son de bajo valor podría enmascarse en la medida el efecto de las *fems*¹ termoeléctricas. Para prevenirlas se utilizan galvanómetros que tienen sistemas de suspensión de cobre con el fin de evitar el contacto con metales disímiles que provocaría la generación de *fems* termoeléctricas.
- Otro inconveniente que hay si las resistencias a medir son de muy bajo valor es que las resistencias de contacto y de los terminales exteriores también podrían enmascarar la medida. Estos errores se pueden minimizar utilizando un puente de Kelvin que se verá a continuación.

3.4.3.4 Puente de Kelvin

Si la resistencia a medir es de bajo valor, se presenta la dificultad de que las resistencias de puntas o de contacto puedan ser comparables a la incógnita. La solución a este problema es utilizar el doble puente de Kelvin, el cual fue diseñado para que no afecten en la medida las resistencias de contacto de los terminales [7].

El puente de Kelvin es una modificación del puente de Wheatstone y proporciona un gran incremento en la exactitud de las mediciones de resistencias de bajo valor, generalmente inferiores a 1Ω .

Para apreciar el problema de las resistencias de contacto podemos considerar el circuito de la Figura 4, R_y representa la resistencia del alambre de conexión de R_3 a R_x . El galvanómetro se puede conectar en el punto m o en el n . Si el galvanómetro se conecta en el punto m la resistencia R_y del alambre se le suma a la incógnita R_x , como resultado obtendríamos una indicación por encima de R_x . Por el contrario, si el galvanómetro se conecta al punto n , R_y se suma a R_3 dando como resultado una indicación de R_x de un valor menor al real, ya que el valor nominal de R_3 es más alto que el real. Si el galvanómetro se conecta en el punto p entre los puntos m y n , de

¹ potenciales termoeléctricos, tratados en detalle en la sección 3.9 de este capítulo.

manera que la razón de la resistencia de n a p y de m a p iguale la razón de los resistores R_3 y R_x , entonces:

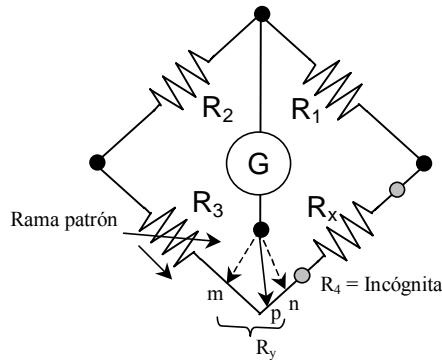
$$\frac{R_{np}}{R_{mp}} = \frac{R_1}{R_2} \quad (3-7)$$

La ecuación de equilibrio para el puente da:

$$R_x + R_{np} = \frac{R_1}{R_2} (R_3 + R_{mp}) \quad (3-8)$$

Sustituyendo (3-7) en (3-8), se llega a:

$$R_x + \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) R_y = \frac{R_1}{R_2} \left[R_3 + \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) R_y \right] \quad (3-9)$$



- Fig. 4 Circuito esquemático del puente Wheatstone donde se muestra la dificultad que aparece en la determinación de la resistencia R_y del conductor cuando varía el punto de conexión de m a n . -

De lo cual se deduce que :

$$R_x = \frac{R_1}{R_2} \cdot R_3 \quad (3-10)$$

Esta ecuación (3-10) es la ecuación de equilibrio desarrollada para el puente de Wheatstone e indica que el efecto de la resistencia del alambre de conexión del punto m al punto n se elimina conectando el galvanómetro en la posición intermedia p .

Esta es la base para la construcción del puente doble de Kelvin, más conocido como puente de Kelvin.

3.4.3.5 Puente doble de Kelvin

El circuito de este puente, que se muestra en la Figura 5, contiene un segundo juego de ramas de relación. Este conjunto de ramas llamadas a y b en el esquemático, se

conectan al galvanómetro en el punto p con el potencial apropiado entre m y n , lo que elimina el efecto de la resistencia R_y . Una condición establecida inicialmente es que la relación de la resistencia de a y b debe ser la misma que la relación de R_1 y R_2 .

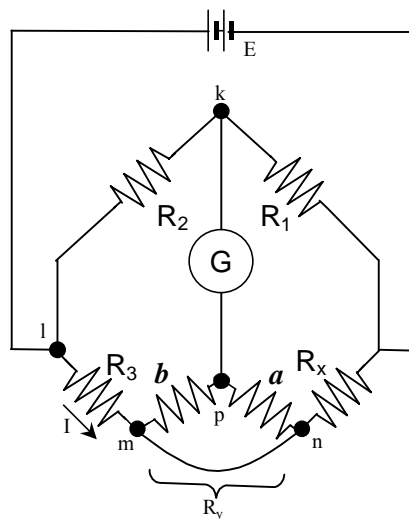
El galvanómetro indicará cero cuando el potencial de k sea igual al potencial de p , o cuando $E_{kl} = E_{lmp}$, donde

$$E_{kl} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E = \frac{R_2}{R_1 + R_2} I \left[R_3 + R_x + \frac{(a+b)R_y}{(a+b+R_y)} \right] \quad (3-11)$$

$$E_{lmp} = I \left\{ R_3 + \frac{b}{b+a} \left[\frac{(a+b)R_y}{a+b+R_y} \right] \right\} \quad (3-12)$$

Resolviendo R_x e igualando E_{kl} y E_{lmp} de la siguiente manera:

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} I \left[R_3 + R_x + \frac{(a+b)R_y}{a+b+R_y} \right] = I \left[R_3 + \frac{b}{a+b} \cdot \frac{(a+b)R_y}{a+b+R_y} \right] \quad (3-13)$$



- Fig. 5 Diagrama del doble puente de Kelvin.-

o al simplificar se obtiene

$$R_3 + R_x + \frac{(a+b)R_y}{a+b+R_y} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \left[R_3 + \frac{bR_y}{a+b+R_y} \right] \quad (3-14)$$

y la expansión del miembro del lado derecho da

$$R_3 + R_x + \frac{(a+b)R_y}{a+b+R_y} = \frac{R_1 R_3}{R_2} + R_3 + \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot \frac{bR_y}{a+b+R_y} \quad (3-15)$$

la solución de R_x a

$$R_x = \frac{R_1 R_3}{R_2} + \frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{bR_y}{a+b+R_y} + \frac{bR_y}{a+b+R_y} - \frac{(a+b)R_y}{a+b+R_y} \quad (3-16)$$

de modo que

$$R_x = \frac{R_1 R_3}{R_2} + \frac{bR_y}{a+b+R_y} \left(\frac{R_1}{R_2} - \frac{a}{b} \right) \quad (3-17)$$

Si aplicamos la condición establecida inicialmente de que $a/b=R_1/R_2$ la ecuación (3-17) se reduce a la conocida relación

$$R_x = R_3 \frac{R_1}{R_2} \quad (3-18)$$

Esta es la ecuación de trabajo del puente doble de Kelvin, puede verse que la resistencia R_y no tiene efecto en la medición, si se cumple la condición de que los dos conjuntos de ramas de relación tengan igual relación de resistencia.

Esta configuración se utiliza para medir muy bajas resistencias, desde 1Ω hasta 0.00001Ω . Por el contrario, cuando las resistencias medidas son de alto valor, el puente galvanométrico se torna insensible al desbalance por la alta impedancia que el puente le presenta al galvanómetro.

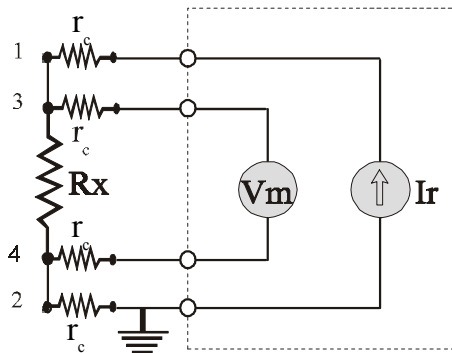
3.4.4 Método de Kelvin o de las cuatro puntas

Cuando la resistencia a medir es muy baja y su valor puede ser del orden de las resistencias de contacto (0.02Ω) es preciso medir utilizando el método de las cuatro puntas.

Esta técnica consiste en aplicar una corriente conocida conectando una fuente de corriente de referencia estable y calibrada a los extremos 1 y 2 de la resistencia incógnita R_X (Figura 6) y medir con un voltímetro la caída de tensión provocada en R_X en los puntos 3 y 4, elegidos siempre en el interior de 1-2.

Podemos ver que el paso de una corriente pequeña pero apreciable por los puntos de contacto 1 y 2 origina una caída de tensión en ellos, además de la caída generada en los conductores que van de 1 y 2 al aparato de medida. La tensión en R_X se mide en los terminales V_{34} con dos conductores independientes. Como estos forman, junto con el voltímetro, una malla de alta impedancia, la corriente que circula por esta será mucho menor que la del circuito de la fuente de corriente. Por lo tanto, las caídas de tensión en los contactos y los cables (concentrados en esta figura en r_c) serán ahora mucho menores y se podrá despreciar frente a la tensión a medir.

La resistencias concentradas r_c pueden despreciarse porque se cumplen estas dos condiciones $I_V \ll I_r$ y $R_V \gg R_X$.



- Fig. 6 Esquema del método de Kelvin o de las 4 puntas. -

3.5 Multímetros digitales

3.5.1 Introducción

Hasta ahora hemos tratado instrumentos de medición que utilizan el movimiento de un medidor electromagnético para medir tensión, corriente, potencia, resistencia, etc. Los instrumentos descritos no utilizan amplificadores para incrementar la sensibilidad de las mediciones. Este tipo de instrumentos está constituido principalmente por el medidor D'Arsonval². Aún los mejores medidores tipo D'Arsonval requieren de una corriente de unos 50 μA para una deflexión a plena escala [4] y así realizan una medición por lo tanto cualquier instrumento que utilice el medidor D'Arsonval sin amplificadores debe obtener al menos 50 μA del circuito que está midiendo para una deflexión a plena escala. La resistencia de un medidor muy sensible, como el medidor de 50 μA utilizado en un voltímetro, amperímetro u óhmetro es de algunos cientos de ohms y representa una cantidad de potencia pequeña pero finita. Por ejemplo, 50 μA a través de 200 Ω consumen $\frac{1}{2}$ μW para una deflexión de escala completa, esta potencia no es la disipada por la resistencia dispuesta en serie, sino la que utiliza el instrumento para deflectar. Puede inferirse entonces que la potencia consumida total del instrumento será al menos de $\frac{1}{2}$ μW , dependiendo del rango de la escala. Si bien la potencia no es grande, muchos circuitos electrónicos no soportan que se obtenga esa potencia de ellos. Consideremos la tensión que cae a través de un medidor que tiene una resistencia interna de 200 Ω . Al pasar 50 μA de corriente tendríamos una caída de 10 mV. El voltímetro más sensible, sin amplificadores, que podría obtenerse con esta corriente a plena escala sería de 10 mV, por lo tanto para mediciones de alta sensibilidad es necesario utilizar amplificadores.

3.5.2 Medición de corriente continua con amplificador

Al utilizar un amplificador se disminuye la cantidad de potencia drenada del circuito bajo ensayo porque aumenta la impedancia de entrada del instrumento de medida. Esto puede implementarse construyendo un amplificador discreto con dispositivos FET's (Transistores de efecto de campo) o bien utilizando AO's (Amplificadores operacionales). Los dos tipos de amplificadores tienen básicamente dos principales funciones:

² El movimiento de bobina móvil e imán permanente (PMMC) se conoce como movimiento D'Arsonval, en honor a su inventor.

- Aumentar la impedancia de entrada del instrumento (Z_{in})
- Aumentar la sensibilidad del instrumento.

Los FET's tienen alta impedancia de entrada, por esa razón suelen ser los elementos de entrada en los AO de instrumentación. Por ejemplo, si la impedancia de entrada se incrementa unas 50.000 veces con respecto a los medidores D'Arsonval podríamos tener $Z_{in} = 10 \text{ M}\Omega$, en lugar de 200Ω . Si, con el solo objeto de comparar mantuviéramos la sensibilidad en 10 mV la potencia necesaria para deflectar ahora sería de 10 pW , en lugar de $\frac{1}{2} \mu\text{W}$, esto significa que tenemos mucho margen como para poder aumentar la sensibilidad sin causar drenaje de corriente del circuito bajo análisis.

Los amplificadores sirven entonces para aumentar la sensibilidad, pero es necesario destacar que si bien no consumen corriente del circuito analizado, tienen el inconveniente de que los transistores que utilizan deben estar polarizados. Este punto de polarización suele variar con la temperatura. Los medidores que no son de gran precisión cuentan con un ajuste de puesta a cero desde el panel frontal. Un amplificador de ganancia 100 en corriente continua (CC) es fácil de construir y mantener estable. Puede construirse e implementarse un amplificador con un AO básico.

Para medir pequeñas tensiones o corrientes del orden de μV o nA se requieren ganancias en CC mucho mayores que 10 para utilizar el movimiento de un medidor D'Arsonval normalizado. Amplificar nA para excitar un medidor de mA requiere una ganancia de al menos 10^6 . Para implementar un amplificador de estas características es necesario utilizar amplificadores operacionales especiales, ya que los AO de bajo costo serían muy inestables e imprecisos pues los cambios de temperatura afectarían mucho el punto de polarización. Puede diseñarse un circuito que cuente con ajustes y compensaciones, pero indefectiblemente las variaciones de temperatura y el paso del tiempo provocarían un desplazamiento del punto de calibración y el amplificador se tornaría impreciso con lo que sería necesario repetir periódicamente los ajustes y calibración. Los amplificadores operacionales que se utilizan en estos casos reciben el nombre de amplificadores de instrumentación. Están diseñados y optimizados especialmente para estas aplicaciones.

3.5.3 Características generales de los multímetros digitales (DMMs)³

Los DMMs están diseñados para medir varias magnitudes, la elección de un instrumento adecuado depende de la aplicación específica que se necesite. La mayoría de los multímetros miden básicamente tensión, corriente y resistencia. Algunos cuentan con puentes para medir inductancia y capacidad, también pueden medir frecuencia, ganancia en transistores, resistencias dinámicas en juntas o temperatura. A los fines de nuestro estudio vamos a enfocar el análisis sobre los voltímetros digitales. Para medir resistencia un multímetro genera una corriente fija y muy estable y finalmente mide la caída de tensión en el elemento medido. El voltímetro digital presenta el resultado de la medición con números discretos, en lugar de la deflexión de un indicador en una escala continua como en los dispositivos analógicos. La presentación numérica es una ventaja en muchas aplicaciones ya que reduce errores de lectura e interpolación, elimina el error de paralaje, incrementa la velocidad de lectura y frecuentemente proporciona una salida en forma digital que puede ser utilizada para el posterior registro y procesamiento de la señal.

Ilustraremos algunas de las características típicas de operación y comportamiento de los DMM, que no corresponden a un instrumento en particular sino que reflejan cuáles son las especificaciones técnicas más importantes para elegir o comparar un multímetro digital:

- a) Rango de entrada variable con selección automática e indicación de sobrecarga.
- b) Exactitud: cada fabricante da a conocer el alcance de su instrumento.
- c) Estabilidad: se suelen especificar distintos períodos que van desde términos cortos como períodos de 24-h, pasando por un mes o llegando hasta uno o dos años.
- d) Resolución, también depende de cada instrumento.
- e) Características de entrada, es la resistencia de entrada ($>10\text{ M}\Omega$) y la capacitancia de entrada ($\approx 40\text{ pF}$).

³ Sigla en inglés de Digital Multimeters

- f) Calibración: Cuentan con un patrón interno de calibración derivada de una fuente estabilizada de referencia.
- g) Señales de salida: Salida digital establecer una comunicación con el instrumento. La más utilizada es la norma IEEE-488, pero pueden contar con opciones como puertos serie tipo RS-232.
- h) Pueden contar con opcionales como transductores para medir otras variables físicas o circuitos adicionales para expandir las posibilidades y versatilidad del instrumento.

3.5.3.1 Principio de funcionamiento

El proceso de digitalización de señal que debe realizar un voltímetro puede verse en cuatro etapas principales. Éstas son: muestreo, retención, cuantización y codificación. Las dos primeras etapas suelen integrar el mismo circuito que es conocido como *sampler & hold (S/H)*. Este circuito es el que está en la entrada y cumple la función de muestrear y retener la señal para proseguir con el posterior procesamiento y conversión. La frecuencia de muestreo debe determinarse de modo tal de no perder información de la señal de entrada, para ello se aplica el teorema del muestreo que establece que la frecuencia mínima de muestreo debe ser mayor o igual a dos veces la máxima frecuencia presente en la señal de entrada ($f_{\text{muestreo}} > 2f_{\text{máx señal de entrada}}$).

Las dos etapas que restan son las de cuantización y codificación. Estas dos etapas también se las suele incluir en un solo circuito y es el que se conoce como conversor analógico digital (*A/D*). La cuantización es el proceso mediante el cual se subdivide en un número predeterminado de valores la señal analógica de entrada, por lo que la señal procesada de ese modo se denomina señal cuantizada. Luego la señal cuantizada debe ser codificada. Generalmente el formato empleado es el binario. Para que el número sea interpretado por el operador es necesario transcodificarlo a formato numérico decimal. Este proceso se realiza en el display.

Existen varias técnicas para realizar la conversión analógica-digital. Difieren entre sí en alguna de las características que suelen tomarse como parámetros típicos, estos son:

- Resolución: es el valor del paso de cuantización, está relacionado con el número de bits; a mayor resolución, mayor cantidad de bits.
- Velocidad de conversión: es el tiempo que tarda en realizarse el proceso completo de conversión, el rango de tiempo puede variar entre centenas de nanosegundos para conversores muy rápidos hasta el orden del segundo en caso de los más lentos.
- Rechazo a las señales espurias: es la inmunidad que presenta ante señales no deseadas que están superpuestas con la señal a medir.

Debido a que tanto la técnica de conversión A/D utilizada, así como el conversor propiamente dicho desempeñan un rol fundamental que caracteriza a los instrumentos digitales, los voltímetros digitales pueden clasificarse; según el tipo de conversor, en las siguientes categorías:

- DVM tipo rampa.
- DVM integrador.
- DVM de balance continuo.
- DVM de aproximaciones sucesivas.

3.5.3.2 DVM tipo rampa

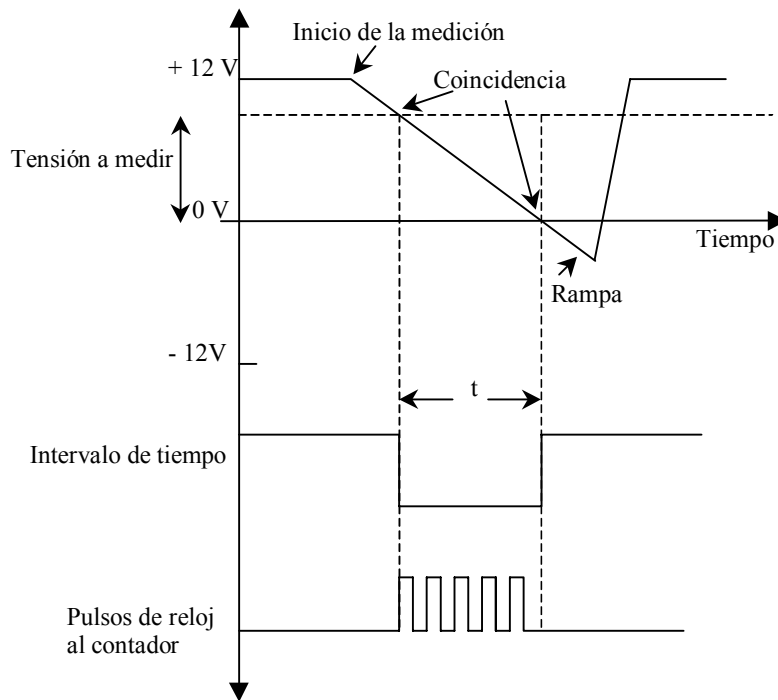
Básicamente el DVM tipo rampa funciona midiendo el tiempo que tarda en elevarse (o descender) una rampa de tensión desde 0 V hasta el nivel de la tensión de entrada. Este intervalo se mide con un contador y el resultado del conteo se exhibe como una serie de dígitos en un display numérico.

En la Figura 7 se ilustra la conversión de tensión a intervalo de tiempo. El inicio del ciclo de medición genera una rampa de tensión, en este caso de pendiente negativa. La rampa es comparada continuamente con la tensión desconocida, la cual está aplicada a la entrada. En el instante en que la tensión de la rampa es igual a la tensión de entrada, un circuito comparador genera un pulso el cual abre una compuerta. La tensión de rampa continúa disminuyendo conforme transcurre el tiempo hasta que llega a 0V o

potencial de tierra, allí un segundo comparador genera otro pulso que cierra la compuerta.

El tiempo es medido con pulsos de reloj generados por un oscilador. En el intervalo en que la compuerta está abierta un contador registra la cantidad de pulsos de reloj que pasan a través de ella. Esa cantidad es directamente proporcional a la tensión comparada o medida. Finalmente se efectúa la conversión y el display muestra un número decimal que representa la magnitud medida.

La frecuencia del oscilador es la que determina la relación de muestreo, llamada *rate*. Generalmente se puede acceder a esta relación desde el panel frontal, el objetivo es variar desde unos pocos ciclos por segundo hasta 1000 o más. El circuito de relación de muestreo proporciona un pulso de inicialización para que el generador de rampa inicie la siguiente tensión de rampa.



- Fig. 7 Conversión de tensión a tiempo mediante compuerta con pulsos de reloj.-

3.5.3.3 DVM integrador

Para mantener la calidad de la rampa se requiere un capacitor estable de precisión y una resistencia en el integrador. Otro factor que hay que tener en cuenta son los niveles de CC de tensión y las corrientes de polarización del circuito utilizado. Para reducir la dependencia de la exactitud de conversión se utiliza una técnica que se conoce como conversión de doble rampa.

El circuito integrador tiene un switch en la entrada y funciona integrando una tensión exacta de referencia durante un período fijo de tiempo comparándola alternativamente con la tensión de entrada que se pretende averiguar, pero invirtiendo la pendiente de rampa al cambiar el switch. Para obtener el valor de tensión buscada se mide el tiempo requerido por la segunda rampa o rampa invertida para regresar a la tensión inicial.

No es importante cuál de las dos integraciones ocurre en primer lugar. Para entenderlo con facilidad se considera el caso donde se utiliza primero la tensión desconocida y luego la de referencia.

La salida del integrador se representa por la ecuación:

$$V_{sal} = -\frac{V_x t}{RC} \tag{3-20}$$

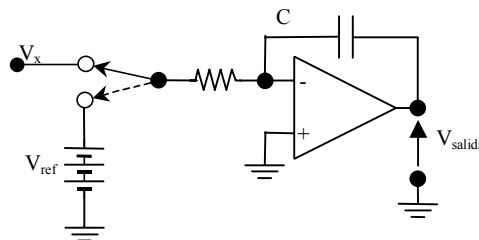
donde,

V_x = tensión de entrada con respecto a tierra.

V_{sal} = tensión de salida del integrador.

R, C = componentes de la constante de tiempo del integrador.

t = tiempo transcurrido a partir del inicio de la integración



- Fig. 8 Diagrama esquemático de un DVM de integración.-

En la ecuación (3-20) se considera que el capacitor del integrador comienza sin carga por lo que la salida inicial del integrador es de 0 V.

Si se continúa la integración un período fijo T_1 , la tensión de salida sería:

$$V_1 = -\frac{V_x T_1}{RC} \quad (3-21)$$

La salida del integrador tiene polaridad opuesta a la de la entrada porque se utiliza el AO en configuración inversora. Esto significa que una tensión positiva en la entrada produce una tensión negativa a la salida y viceversa.

Si se alterna la tensión de referencia V_{ref} con la tensión de entrada V_x , el integrador iniciaría una rampa hacia cero a razón de V_{ref}/RC considerando que la tensión de referencia fue de polaridad opuesta a la de la tensión de entrada desconocido. Es por esa razón que el integrador no inicia en cero sino a una tensión de salida V_1 y la tensión de salida puede representarse como:

$$V_{out} = V_1 + \frac{V_{ref}}{RC} t \quad (3-22)$$

Si fijamos la tensión de salida del integrador en cero y resolvemos para V_x tenemos:

$$V_{out} = \frac{T_x}{T_1} V_{ref} \quad (3-23)$$

donde T_x es el tiempo requerido por la rampa de bajada desde el nivel de tensión V_1 a cero volts.

Esta relación entre la tensión de referencia y la tensión de entrada es sólo una relación entre tiempos, no incluye a R o C del integrador. Dicha relación entre tiempos es una razón, por lo cual es de esperar como condición un reloj estable, más que uno exacto. El objetivo es que la frecuencia no cambie apreciablemente de la rampa de subida a la de bajada.

No es necesario implementar muestreo y retención de datos porque el integrador responde al promedio de entrada, los cambios en la tensión de entrada no generan errores significativos. Por más que la salida no sea una rampa lineal, la integración representa el valor final obtenido por una tensión igual al promedio de tensión de

entrada desconocido. Por lo tanto, la conversión analógico-digital de doble integración producirá un valor promedio igual al de la entrada desconocido.

El modelo de conversión de A/D de doble integración es un método muy popular para aplicación en voltímetros digitales. Es lento si se lo compara con otros modelos de técnicas de conversión analógica-digital, pero es adecuado para voltímetros digitales utilizados en mediciones de laboratorio. Se ha refinado esta técnica para aplicaciones más rápidas utilizando integración en gran escala (*Very Large Scale Integration, VLSI*) en la construcción de los DVM.

3.5.3.4 DVM de balance continuo

Una mejora significativa al convertidor de doble integración es la corrección automática del cero. Como sucede con los sistemas analógicos, la polarización del amplificador o bien las tensiones y corrientes con niveles de corriente continua de compensación pueden causar errores. Además en el convertidor A/D de doble integración aunque no haya tensión en la entrada, la corriente de fuga del capacitor puede producir errores en la integración con el consecuente error en la lectura del DVM. Para contrarrestar estos efectos puede implementarse el siguiente método. La entrada del convertidor se conecta a tierra y la salida del integrador a un capacitor, el capacitor de cero automático, el mismo debe conectarse mediante un interruptor electrónico. La realimentación del circuito lleva a que la tensión en la salida del integrador sea cero. Esto hace colocar una tensión de nivel de corriente continua equivalente de compensación en el capacitor de cero automático, de forma tal que no hay integración. Cuando se realiza la conversión, dicha tensión con nivel de corriente continua está presente para contrarrestar los efectos de las tensiones con niveles de CC en el circuito de entrada. Esta función de cero automático se lleva a cabo antes de cada conversión, para compensar los cambios en las tensiones y corrientes con niveles de CC.

3.5.3.5 DVM de aproximaciones sucesivas

Un método de conversión analógica-digital muy efectivo y económico es el de aproximaciones sucesivas que no es más que la implementación electrónica de una técnica conocida como regresión binaria.

Para determinar el valor del número es necesario hacer estimaciones. Cada estimación se ha de evaluar para saber si 1) fue igual o menor o 2) mayor que el número a determinar. También se conocen los valores máximo y mínimo del nro. posible.

Considérese, por ejemplo, que el número por determinar está entre 0 y 511. La mejor opción inicial es comenzar por el medio, o sea 256. Evaluamos si este número es mayor o menor que el número buscado, que podría ser 499. Determinamos que es menor por lo que la cantidad a hallar ahora se encuentra en el intervalo que está entre 256 y 511, volvemos a buscar la mitad y esta resulta ser 384. Se evalúa la cifra obtenida y nuevamente se determina que es menor que el número buscado pero el nuevo intervalo de búsqueda ahora se reduce a 384 y 511. Siempre se toma la mitad como la mejor opción siendo en este caso 448. Como el número desconocido sigue siendo mayor que 448 se busca en el nuevo intervalo que es 448 y 511. Si partimos por la mitad el número encontrado ahora es 480. Nuevamente el número encontrado es menor que el buscado pero el intervalo de búsqueda ahora está entre 480 y 511. La mitad del intervalo es 496, como es menor que 499 se busca el punto medio del intervalo 496 – 511. El punto medio aquí es 504. Por primera vez el punto medio es mayor que el número buscado por lo que el nuevo intervalo es de 496 a 504 con un punto medio de 500. Debido a que 500 es aún mayor que el número buscado, el nuevo intervalo tiene por extremos 496 y 500. El punto medio es 498, como es menor que el número buscado el último intervalo es de 498 a 500 y el punto medio da el valor del número buscado que es 499.

La tabla muestra las aproximaciones y resultados:

<u>Estimación</u>	<u>Resultado</u>
256	≤ que
$256 + 128 = 384$	≤ que
$384 + 64 = 448$	≤ que
$448 + 32 = 480$	≤ que
$480 + 16 = 496$	≤ que
$496 + 8 = 504$	> que
$496 + 4 = 500$	> que
$496 + 2 = 498$	≤ que

498 + 1 = 499 Correcto

Hay algunas observaciones interesantes que se deben plantear a partir de esta tabla. En primer lugar se realizaron 8 estimaciones consecutivas cuando se conocía la respuesta. Después de la octava estimación se sabía que el valor real estaba entre 498 y 500, lo que permite una respuesta de 8 bits de exactitud, ± 1 bit.

¿Es factible determinar cualquier número entre 0 y 512 en ocho aproximaciones o menos con este método? Para elaborar la respuesta consideremos lo siguiente. En la primera aproximación el error no es mayor que 256, en la segunda el error es de 128, en la tercera 64 y así sucesivamente. Siguiendo con este método en nueve aproximaciones no tendríamos un error mayor que 1, el cual es el error mínimo posible. Los números del 0 al 511 se pueden representar con 9 bits binarios. Está claro que el análisis se puede extender y aplicar a cualquier cantidad de bits binarios y el número de estimaciones requeridas es igual a la cantidad de bits requeridos por la conversión Analógica – Digital.

La implementación electrónica de la técnica de aproximación sucesiva es relativamente directa. Con un convertidor D/A se obtienen las estimaciones. La decisión “mayor o igual que” o “menor que” se realiza con un comparador. El convertidor D/A proporciona la estimación para que sea comparada con la señal de entrada. Se utiliza un registro de corrimiento especial, llamado registro de aproximaciones sucesivas (SAR), para controlar al convertidor D/A y consecuentemente las estimaciones. Al inicio de la conversión, todas las salidas del SAR están en cero lógico. Si la estimación es mayor que la entrada, la salida del comparador se pone en estado alto, la primera salida del SAR cambia de estado y la segunda pasa a un “uno” lógico. Si la salida del comparador está en estado “bajo”, lo cual indica que la estimación es menor que la señal de entrada, la primera salida permanece en el estado lógico “uno” y la segunda adopta el estado lógico “uno”. Esto continúa para todos los estados hasta que se completa la conversión.

Esta secuencia de operaciones se ejecuta electrónicamente con el mismo procedimiento de estimación que se mencionó anteriormente. Una estimación se hace con cada flanco de subida de la señal de reloj de SAR . Para una conversión de N -bits después de N pulsos de reloj, se conoce el valor real de la entrada. El bit menos

significativo es el estado del comparador. En algunos sistemas se utiliza un reloj adicional para almacenar el último bit del *SAR*, por lo que se requieren $N + 1$ pulsos de reloj para la conversión.

3.5.3.6 Error de cuantización

Una de las características de cada instrumento es que un parámetro eléctrico, como tensión, corriente, potencia o cualquier otro, puede tomar cualquier valor dentro del rango posible para ese parámetro en cada instrumento. Cuando esta magnitud se convierte en un equivalente digital, existe un número finito de valores que la cantidad puede tomar. Por ejemplo si un número digital está formado por cuatro bits, existen solo 16 combinaciones (o sea 2^4) posibles, quiere decir que solo habrá 16 niveles diferentes para representar la magnitud analógica medida.

Por ejemplo, consideremos un rango de tensión de 0-15 V, que debe ser digitalizado con un número de 4 bits. Existe un número binario para cada volt de ese rango, pero ¿qué se puede hacer si el valor analógico medido está entre los niveles cuantizados?. Por ejemplo, supongamos que el valor medido es 2.25 V. La digitalización puede producir un valor para 2 V (representado en forma binaria por 0010) o 3 V (representado por 0011), pero no existe un número digital para representar el valor medido por lo cual no hay otra alternativa que redondear el resultado a 2.0 V, aquí se acepta el valor digitalizado 0010, pero hay un error. Siguiendo con este ejemplo, la diferencia entre el valor real y el valor digitalizado es de 0.25. Si en lugar de cuantizar con 4 bits, utilizamos 6 bits podemos representar el valor medido con el número 0010.01, este es el valor exacto sin error, por lo tanto al aumentar el número de bits, estamos aumentando la capacidad de resolución del instrumento, dicho de otra manera al aumentar la cantidad de bits, estamos aumentando los niveles de cuantización, o sea disminuyendo el error. ¿Pero que hacer si ahora el valor medido fluctúa a 2.27 V?. Nuestro instrumento (ahora de 6 bits) no puede discriminar más que 2.25. Ya que el próximo nivel de cuantización corresponde a 2.5 V, el instrumento mostrara en su display el número 2.25 V, pero sabemos que tenemos un error y este es de 0.02 V.

Debe quedar claro entonces que al digitalizar estamos cuantizando, esto es definiendo niveles discretos, por lo tanto siempre que la magnitud a medir se encuentre entre dos niveles de cuantización, tendremos un error en la medida. Este error se

minimiza aumentando el número de bits del conversor, pero aunque se aumente el nro. de bits siempre existe la posibilidad de error si la magnitud a medir se encuentra entre dos de los niveles exactos que resultan de la digitalización. El error máximo es igual a $\pm\frac{1}{2}$ del bit menos significativo. Esto se conoce como error de cuantización.

Los medidores analógicos que utilizan una escala de medición como dispositivo indicador, hacen uso de circuitos para seleccionar el rango, de manera que se pueda utilizar el medidor en un gran rango de valores de entrada. Por ejemplo, si la entrada máxima de un medidor es de 1 kV y nosotros medimos una magnitud de 1 V, sería casi imposible ver los efectos de una entrada tan pequeña. Por esa razón se utiliza un atenuador conmutado en la entrada del medidor para seleccionar el rango adecuado para la lectura. Por ejemplo, las escalas para un medidor que abarque el rango de 0 a 1 kV podrían ser 4, esto es: 0-1 V, 0-10 V, 0-100 V y 0-1000 V. De esta manera las deflexiones se leerían con facilidad, por otro lado el error del instrumento disminuye cuando se trabaja cerca del valor máximo de la escala.

En el caso de un medidor digital de 4 dígitos tiene escala máxima de 999.9 V, una lectura de 1 V aparecería en el display como 001.0. Esto representa dos dígitos significativos para la lectura de 1 V. El medidor, sin embargo es un medidor de 4 dígitos, pero el 99% de la capacidad del medidor no se utiliza cuando se efectúan medidas de 1 V. Esto se basa en que un medidor de 4 dígitos puede determinar 1 parte en 10000, mientras que los dos dígitos significativos reflejados por la exhibición 001.0 V representan una parte en 100 o tan solo el 1% de una parte en 10000 (esto es 0.1 V en 1000 V \cong 999,9 V). Un atenuador conmutable en un instrumento digital podría tener el mismo efecto que en un analógico. Si se utilizara un atenuador para las lecturas del medidor a escalas completas de 999.9, 99.9, 9.999, 0.9999, la lectura de 1 V sería 1.000 V, esta lectura tiene cuatro dígitos significativos y utiliza toda la resolución del medidor.

Los medidores digitales suelen tener una opción que se denomina autorango por lo que el atenuador conmuta al valor más adecuado para el aprovechamiento máximo de la escala y por lo tanto de la resolución.

3.6 Mediciones de baja señal

Las mediciones de tensión de corriente continua, corriente o resistencia se realizan frecuentemente con multímetros digitales o DMMs. Generalmente, éstos son adecuados para medir tensiones superiores a 1 V, corrientes mayores que 1 A o resistencias menores que 100 M Ω . Sin embargo, estos instrumentos no se aproximan al límite teórico de sensibilidad [8].

El límite ideal teórico de sensibilidad no puede ser menor que el determinado por el ruido térmico generado en las resistencias comprendidas en el circuito. Como se mostrará más adelante, el ruido de tensión es proporcional a la raíz cuadrada de la resistencia, el ancho de banda y la temperatura absoluta. El ruido de Johnson es generado por el movimiento aleatorio de cargas en una resistencia, es proporcional al ancho de banda y a la resistencia y se discutirá en mayor detalle más adelante. El ruido de Johnson pico a pico es comúnmente aceptado como el límite de resolución teórica.

3.7 Consideraciones para realizar medidas de baja señal

3.7.1 Exactitud y precisión

Ilustraremos el significado de exactitud y precisión con el siguiente ejemplo: sean dos voltímetros iguales, de la misma marca, modelo y clase. Por lo tanto ambos instrumentos se pueden leer con la misma precisión, pero si uno de ellos está defectuoso y tiene una resistencia interna que varía considerablemente en el tiempo dará, sin duda, un error elevado en la lectura, por lo que la exactitud de los dos medidores es diferente.

Muchos factores pueden afectar la exactitud de una medida, pero un factor importante es la exactitud del instrumento en sí mismo, la cual puede ser especificada como un porcentaje del fondo de escala, un porcentaje de lectura o una combinación de ambas.

En el caso de instrumentos digitales, la exactitud está usualmente especificada como más o menos un porcentaje de la lectura más el número de cuentas del dígito menos significativo, por ejemplo: “ $\pm (0.5\% + 1 \text{ cuenta})$ ”. El porcentaje de exactitud es un porcentaje de lecturas. El efecto en la exactitud del número de cuentas depende de la resolución del display. Mencionamos esto porque cuando se establece la exactitud, se hace referencia al conversor A/D no al display. Este último en un buen instrumento debe

haber sido elegido acorde con el nro. de bits binarios que el conversor pueda discriminar.

La precisión se compone de dos características: conformidad y el número de cifras significativas con las cuales se pueda realizar una medición. Si medimos una resistencia cuyo valor verdadero es de $1\ 383\ 689\ \Omega$ con un óhmetro que repetidamente indica $1.4\ M\Omega$ es obvio que por un problema de limitación en la escala o resolución no podremos averiguar con ese instrumento el valor real. La precisión es una condición necesaria para la exactitud, pero no es suficiente. En este caso particular, si fuera imperativo conocer el valor de verdadero de la resistencia medida habría que procurar un instrumento con mayor capacidad de resolución.

La exactitud y la precisión de un instrumento son parámetros o especificaciones básicas en el momento de elegir el instrumento adecuado para una medida determinada. Deben ser datos especificados y suministrados claramente por el fabricante, ya que él es el responsable del diseño y construcción del mismo. Se logra mayor exactitud y precisión en un instrumento si se construye utilizando componentes de buena calidad y se cuenta con la capacidad de implementar técnicas que logren estabilidad en la temperatura, inmunidad al ruido, estabilidad en las corrientes y tensiones de polarización del equipo, etc.

3.7.2 Resolución

La resolución de un instrumento digital está determinada por el número de cuentas que puede mostrar, la cual depende del número de dígitos. Con $4\ \frac{1}{2}$ dígitos significa que hay 4 dígitos de la escala completa (esto es de 0 a 9) más $\frac{1}{2}$ dígito ubicado en el primer lugar, (el cual toma valores entre 0 y 1). Entonces un instrumento de 4 dígitos y $\frac{1}{2}$ puede mostrar de 0 a 19999, un total de 20.000 cuentas. La resolución del display es la relación entre la cuenta más pequeña y la mayor. Esto es, $1/20000$ o bien $0.005\ \%$ para un display de 4 dígitos y $\frac{1}{2}$. En realidad, como marcamos en el párrafo anterior, quien limita la resolución es el conversor analógico digital (*A/D*). Por ejemplo, la especificación de “ $\pm (0.05\% + 1\ \text{cuenta})$ ” en un display de 4 dígitos y $\frac{1}{2}$ leyendo 10 volts corresponde a un error total de $\pm (5\text{mV} + 1\text{mV})$ fuera de 10V o $\pm (0.05\%$ de

lectura + 0.01% de lectura), totalizando 0.06% . Generalmente a mayor resolución, mayor exactitud.

3.7.3 Cifras significativas

El número de cifras significativas con las que se expresa un resultado da una indicación de cuán exactas son las mediciones. Estas cifras proporcionan información real relativa a la magnitud y la capacidad de resolución de las mediciones de una cantidad. El aumento de la cantidad de cifras significativas incrementa la resolución de una medida. Si especificamos por ejemplo el valor de una resistencia en 40Ω y la medimos el resultado estará más cerca de 40Ω que de 39Ω o 41Ω . En este caso estamos utilizando dos cifras significativas. Si el valor se describe como 40.012, hay cinco cifras significativas. La última medición expresa mayor resolución.

3.7.4 Consideraciones de temperatura

La temperatura ambiente puede afectar la exactitud de la medida de un instrumento. Entonces es necesario determinar un rango de operación del instrumento acorde con la exactitud con que se quiera medir, por ejemplo de 18° a 28° C. Fuera de ese rango debe especificarse un coeficiente, como por ejemplo $(0.005\% + 1 \text{ cuenta})/^\circ\text{C}$.

En cuanto a la muestra, estudiaremos más adelante que la uniformidad y estabilidad en la temperatura es muy importante porque se pueden generar *fems* termoeléctricas.

3.8 Efecto de carga y offsets

Si para medir una resistencia R_S se utiliza una corriente de referencia I_R , conectada en paralelo con un voltímetro con resistencia de entrada R_I , como se muestra en la Figura 9, R_I queda en paralelo con la resistencia que se desea averiguar R_S , entonces la resistencia indicada R_M está dada por:

$$R_M = \frac{V_M}{I_R} = I_R \cdot \frac{R_I // R_S}{I_R} = \frac{R_I R_S}{R_I + R_S}$$

Por ejemplo si $R_I = 17\Omega$ y $R_S = 1 \text{ G}\Omega \Rightarrow R_M = \frac{10^{12} \cdot 10^9}{10^{12} + 10^9}$

Error = -0.1%

En este caso, el mayor error en la medida está causado porque R_S y R_I son comparables, por lo tanto $R_M \cong R_S$, difieren los valores medidos de los verdaderos.

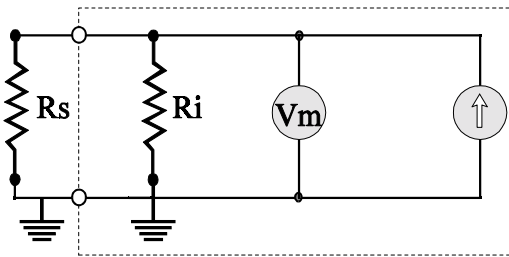
Pero si la impedancia de entrada del voltímetro es, por ejemplo, de $10 \text{ M}\Omega$ y la resistencia a medir es de muy bajo valor, como el caso que nos ocupa, que es del orden de $10^{-3} \Omega$, entonces podemos decir que la impedancia de entrada del instrumento es mucho mayor que la resistencia a medir y por lo tanto se puede despreciar el error que provocaría la carga del instrumento [9].

Los cálculos serían:

$$R_M = \frac{V_M}{I_R} = I_R \cdot \frac{R_I // R_S}{I_R} = \frac{R_I R_S}{R_I + R_S}$$

Si $R_I = 10 \text{ M}\Omega$, $R_S = 10^{-3} \Omega \Rightarrow R_M = \frac{10^7 \cdot 10^{-3}}{10^7 + 10^{-3}} = \frac{10^4}{10^7 + 10^{-3}} = \frac{1}{10^3 + 10^{-7}} = 0.0001 \Omega$

$\therefore R_S = R_M$



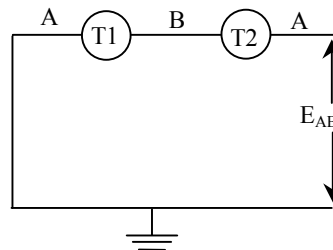
- Fig. 9 Esquema de efectos de la resistencia de carga. -

Vemos entonces que cuando se trata de medir bajas resistencias el problema no se concentra en la carga que el instrumento pueda causar al circuito. Como podemos apreciar en la Figura 9, la corriente que necesitamos inyectar para generar la caída en R_S circula por los mismos terminales que el instrumento utiliza para tomar la medida de tensión. Las resistencias de contacto de los electrodos de prueba y la resistencia de los

cables tienen valores comparables con la R_S incógnita. Si fuera posible separar los circuitos de suministro de corriente y de toma de tensión, estaríamos en condiciones de despreciar justificadamente dichas resistencias espurias e indeseadas. Por ser las resistencias del circuito de medida comparables con la incógnita, es necesario entonces utilizar técnicas que consideren este inconveniente. Por esta razón se impone el método conocido como *técnica de Kelvin o método de las cuatro puntas*, tratado anteriormente en el punto 3.4.4.

3.9 Potenciales termoeléctricos

Cuando hay uniones de distintos materiales que están a distinta temperatura se desarrollan *fems* termoeléctricas. Este fenómeno se conoce también como efecto Seebeck. Es una fuente importante de error cuando se está midiendo debajo de los μV [10].



- Fig. 10 Ecuaciones de las fems termoeléctricas.-

En la Figura 10 el material A representa el mejor cable y el material B representa el dispositivo en observación. T1 y T2 representan las temperaturas de las uniones.

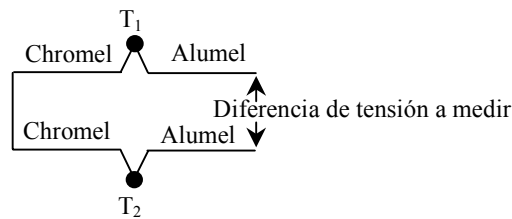
Al medir la tensión E_{AB} se estaría midiendo:

$$E_{AB} = Q_{AB}(T_1 - T_2)$$

Donde Q_{AB} es el coeficiente de tensión termoeléctrica del material A con respecto al B, T1 es la temperatura de B a A y T2 es la de A a B.

Para dar una idea de los valores de Q_{AB} observados para distintas uniones son: Cu-Cu $\leq 0.2 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$, Cu-Ag $\leq 0.3 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$, Cu-Au $\leq 0.3 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$, Cu-Cu Oxidado $1000 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$, Cu-Pb/Sn Soldados $1-3 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$.

Una forma experimental de verlo es unir por un extremo dos termocuplas del mismo tipo, como en la Figura 11, por ejemplo, tipo K que está formada por *Chromel* – *Alumel*⁴, exponer cada unión a distinta temperatura y medir la tensión resultante.



- Fig. 11 Ejemplo de *fem*'s con termocuplas tipo K, *Chromel-Alumel*.-

Estas tensiones no existirían si todo el circuito fuera del mismo material y estuviera a la misma temperatura. Como esto es muy difícil de lograr, una de las técnicas que se utilizan para anular las *fems* térmicas indeseadas es realizar dos medidas, una con la fuente de corriente en un sentido y la otra en el sentido opuesto, y promediar.

Sin embargo es de destacar que las mejores conexiones en un circuito se hacen crimpeando⁵ cables del mismo material, por ejemplo cobre. Para evitar o minimizar *fems* en un circuito debería evitarse unir materiales de distinta naturaleza y si fueran imprescindibles deberían hacerse en frío (contacto por presión).

3.10 Medida de resistencia en superconductores

Para realizar medidas en cerámicos superconductores es necesario trabajar con baja densidad de corriente para conservar el régimen superconductor del material. Además, para realizar una medida aceptable es fundamental que la corriente se

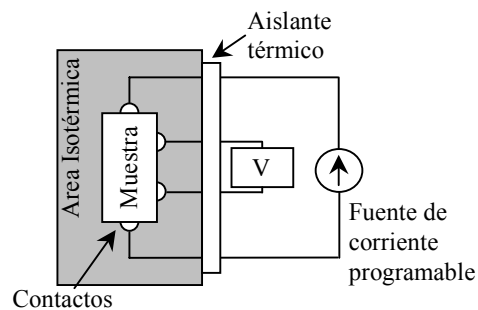
⁴ Chromel ®, aleación de cromo y níquel que se utiliza como terminal positivo en las termocuplas de tipo K y E. Alumel ™, aleación de aluminio y níquel utilizada como terminal negativo en las termocuplas de tipo K.

⁵ Es una técnica para colocar terminales en cables o empalmar cables entre sí. Los terminales se unen a los cables por presión de algún elemento que los envuelva y contenga, generalmente metálico, que sufre una deformación plástica permanente, de este modo se asegura que no intervenga ningún otro material en la unión formada.

mantenga constante mientras se varía la temperatura. Cuando se produce la transición superconductor el sistema presenta resistividad casi nula. En consecuencia: bajas corrientes y baja resistividad producen tensiones extremadamente bajas. Es por ello que hay que minimizar las fuentes de error. El ruido proveniente de campos eléctricos o magnéticos reduce la sensibilidad del instrumento y torna imposible la repetitividad de la medida. Una medida típica abarca el rango de unos pocos ohms hasta idealmente 0 ohms. Estos bajos valores de resistencia requieren el uso del método de las 4 puntas para eliminar la resistencia de los terminales. Las tensiones termoeléctricas inducidas (*fems*) pueden ser motivo de error en la medida [11].

Debido a que las *fems* son de CC, éstas pueden evitarse valiéndose de un sistema que utilice señal de CA (usualmente por medio de un lock-in, tratado en el Cap 5). En este caso habría que trabajar con baja frecuencia ya que de otro modo las capacitancias e inductancias distribuidas en el circuito podrían comenzar a cobrar importancia introduciendo errores importantes en la medida. Estas capacitancias e inductancias son despreciables si se trabaja con CC.

Una alternativa entre los dos métodos es utilizar una técnica cuasi-CC. En la Figura 12 puede verse un esquema simplificado.



- Fig. 12 Esquema de conexión de 4 puntas para invertir la corriente. -

Se mide la tensión con la fuente de corriente en polaridad positiva, se le asigna convencionalmente el nombre V_1 , se invierte el sentido de la corriente y luego se mide V_2 . Los efectos producidos por gradientes térmicos se pueden cancelar en el siguiente cálculo:

$$R = \frac{(V_1 - V_2)}{2I}$$

Esta ecuación se cumple si el sistema está en equilibrio térmico. Sin embargo en un sistema real los gradientes de temperatura cambian constantemente y en algunos casos no es posible esperar hasta que el sistema alcance el equilibrio térmico antes de tomar la medida. En este caso las *fems* termoeléctricas no se cancelan, pero se pueden corregir calculando el error que introducen. El término de error es función de la velocidad de cambio en la diferencia de temperatura que varía con el tiempo entre las dos termocuplas. Existe un modelo matemático basado en física estadística que incluye las *fems* térmicas y el cambio de esta tensión está dado por la suma de una tensión térmica y su diferenciación en el tiempo:

$$\Delta R = \frac{-k}{2I} \times \frac{\partial(\Delta T)}{\partial t} \times \Delta t$$

donde:

ΔR = es el error en la resistencia

k = es el coeficiente de tensión termoeléctrica

I = es la corriente inyectada

Δt = es el intervalo de tiempo entre la primera y a la segunda lectura.

ΔR es el error en la resistencia como función del ritmo de cambio de temperatura en el tiempo. La forma de limitar este término es disminuyendo el tiempo entre lecturas de tensión (pequeño Δt). Si el sistema refrigerador está adecuadamente diseñado, $d(\Delta T)/dt$ puede ser una pequeña fracción en el ciclo de enfriamiento de la muestra.

3.10.1 Resistencia vs. resistividad

La magnitud medida en la muestra es la resistencia (R). La resistencia es función del material así como de las dimensiones y forma de la muestra. Si se trata de materiales isotrópicos la ecuación que se utiliza es la siguiente:

$$R = \frac{\rho \cdot l}{A} [\Omega]$$

donde l es la longitud de la muestra, A es el área transversal de la misma y ρ [$\Omega \cdot m$] es la resistividad volumétrica que solo es función del material.

Los métodos de prueba y cálculos para medidas de resistividad generalmente son fáciles de implementar. Estos métodos son regularmente utilizados en la industria de los

semiconductores. Los métodos de prueba y las correcciones geométricas ya han sido ampliamente desarrollados para diversos tipos de muestras con distintos tipos de tamaños y formas. Estos métodos específicos y factores de corrección están descritos en detalle en el Annual Book de ASTM standards, volumen 10.05, número de standard F43, F76 y F484.

3.11 Efectos del *ripple* de fuente al medir la corriente crítica en superconductores

Introducción

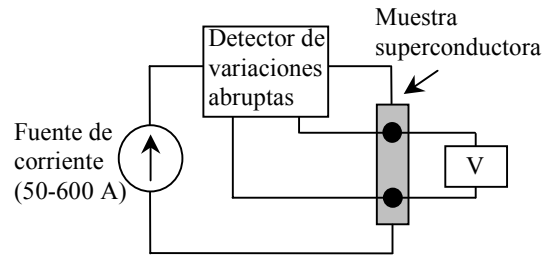
Una de las medidas que se le realizan a los materiales superconductores es la de densidad de corriente crítica (J_c). Es la medida de la máxima corriente que puede atravesar la sección perpendicular de una muestra sin que pierda la propiedad superconductor. Si se excediera esta corriente el material dejaría de ser superconductor.

Estas pruebas deben realizarse con densidades de corriente muy altas, que requieren fuentes que provean cientos de amperes. Es posible que la fuente que suministre tan alto nivel de corriente continua tenga un factor de *ripple* CA junto con la corriente deseada. Este *ripple* puede causar errores en la medida de la caída de tensión a través de la muestra e indicar una densidad de corriente crítica menor.

3.11.1 Descripción del instrumento para medir J_c

El instrumento típico para medir J_c se muestra en la Figura 13. El circuito es el mismo que se utiliza para medir resistencia con CC. La fuente suministra la corriente que pasa a través de la muestra, el registro de la medida de la caída de tensión se realiza con un SDV⁶ o un DMM en modalidad voltímetro. En un material en régimen superconductor esta tensión debe ser cero. El detector de variaciones abruptas es un mecanismo de seguridad que suele utilizarse en los sistemas donde circulan grandes corrientes. Cuando la muestra se torna normal puede disipar una gran cantidad de potencia y quemarse o explotar, por lo tanto el detector tiene la función de interrumpir o apagar la fuente de corriente cuando registra una caída de tensión en la muestra.

⁶ sigla del inglés: *Sensitive Digital Voltmeter*. Es un nanovoltímetro, es un voltímetro digital diseñado para medir en el rango de los 10^{-9} volts. El DMM fue visto en la sección 3.5.3 de este capítulo.



- Fig. 13 Instrumento para medir J_c . -

Para realizar la experiencia se procede a incrementar la corriente suministrada a la muestra a la vez que se observa la medida de tensión, cuando se alcanza el valor de J_c , en este punto el material se vuelve normal, su resistencia deja de ser cero y el SDV o DMM mide una caída de tensión. El comienzo de esta condición se detecta porque se produce una muy pequeña caída de tensión. Dada la sensibilidad de la medida, es fácil que el resultado esté afectado por errores. Uno de estos errores es el *ripple* AC que puede provenir de una fuente de corriente que no esté convenientemente filtrada.

3.11.2 Errores de la inductancia de la muestra

La muestra y las líneas de conexión forman pequeñas inductancias aunque la muestra sea superconductora porque no solo es importante la temperatura a la que se produce la transición superconductora sino también la dependencia detallada de cómo es $\rho(t)$ alrededor de esa transición. Si se trabaja con CC estas inductancias se pueden despreciar, pero al menor indicio de que exista una componente de *ripple* es necesario considerar que estas inductancias agregarán tensiones indeseadas en el registro que realizaría el SDV o DMM.

Si el SDV responde a esta señal de CA, puede que muestre un valor erróneo en la tensión CC. Por lo tanto es necesario contar con un instrumento que sea capaz de rechazar y eliminar el ruido CA. Existen modelos comerciales de nanovoltímetros donde se logra un rechazo de 90 dB, lo cual reduce el *ripple* en un factor de 32.000.

3.11.3 Efecto en J_c

El efecto directo del *ripple* de CA puede contribuir a aumentar el error en la medida. Esta corriente de *ripple* CA puede provocar que la corriente de prueba exceda J_c para una porción de señal.

Esta señal causará una medida errónea ya que el nanovoltímetro es sensible a la componente CC. Esta es una operación adecuada y el efecto puede ser calculado, pero es indeseable en el experimento. La mejor manera de controlarlo es reducir el *ripple* del sistema. Una alternativa sería la de utilizar una fuente de corriente que esté alimentada con baterías, en lugar de utilizar el servicio de red de CA. Otra forma de minimizar el *ripple* es sincronizar con el mismo medidas de corta duración. Para realizar esto debería utilizarse el recurso del disparo externo del instrumento.

Existe otra alternativa para eliminar el *ripple* y a la vez prescindir del “detector de variaciones abruptas”. Se trata de utilizar corriente pulsada, en lugar de CC. Un gran pulso de corriente, pero de muy corta duración sincronizado con el disparo externo del instrumento SDV limita la energía del sistema, por lo tanto no se podría dañar la muestra, aún cuando esta se torne no-superconductora o normal durante el pulso.

3.11.4 Lazos de tierra

Es necesario evitar los lazos de tierra cuando se pretende medir sin errores utilizando CA. Si el diseño y la distribución de cables no son minuciosos, es posible que circulen corrientes parásitas por los circuitos de tierra cuando estos forman un lazo. Hay varias técnicas que pueden aplicarse para reducir o anular estos efectos, una de ellas es separar una distancia prudencial los cables de alimentación o energía de los cables de datos, esto se hace para evitar la posible inducción de ruido por campo electromagnético que podría generarse en los conductores de mayor corriente. Es importante también usar una jabalina o puesta a tierra para la línea de alimentación y otra tierra para las líneas o cables de datos de los instrumentos, independizando los dos circuitos. Hay que tener en cuenta que no se cierre un lazo a través de tierra entre dos instrumentos de un equipo. Para evitar esto suele utilizarse lo que se conoce como tierra en un solo punto consistente en fijar a tierra la malla de sólo uno de los extremos del cable de la señal de medida.

Por último, es muy importante el rechazo a las señales de modo común que tenga el instrumento, factor que suele indicarse en dB. Hay nanovoltímetros que tienen una relación de rechazo de 160 dB lo cual puede reducir este efecto por un factor de 10^8 .

3.12 Medidas de gran sensibilidad a temperatura criogénica

Si se necesita medir la temperatura con precisión a temperaturas cercanas al ambiente se obtienen buenos resultados utilizando como sensor una resistencia de platino termométrica (PRT). Pero a temperatura criogénica, particularmente debajo de los 20 K la sensibilidad de las PRTs disminuye notablemente, es decir, la resistencia varía muy poco con la temperatura. En la región que está debajo de los 20 K es conveniente utilizar sensores de resistencia de germanio (GRTs) y de resistencia de carbón (CRTs). Estos tienen mayor sensibilidad en términos de variación de ohms por grado de temperatura y son repetitivos. Se utilizan hasta en el rango del helio líquido (4.2 K).

Los valores de las resistencias de GRTs y CRTs varían desde 50Ω hasta un poco más de $100 \text{ k}\Omega$ a temperaturas menores que 10 K. Para trabajar con este rango de frecuencia es importante tener instrumentos de muy bajo nivel de ruido.

Para averiguar el valor de la resistencia pueden hacerse medidas en CA y en CC, en CA hay que tener en cuenta las posibles capacidades parásitas distribuidas y en CC el problema de las *fems* térmicas. Estos inconvenientes pueden ser sorteados si se utiliza una fuente de corriente continua invirtiendo su polaridad a baja frecuencia para poder medir la tensión con un instrumento de alta sensibilidad.

Otro factor a tener en cuenta es el límite para evitar el autocalentamiento en la resistencia termométrica, ya que si eso no se cuidara no estaríamos midiendo el verdadero valor de la temperatura de la muestra. Entonces es importante mantener en un mínimo la potencia de disipación, esto es: en el orden de 0.01 nW . Esto requiere de una fuente de baja corriente estable y confiable, así como de un voltímetro sensible que cuente con una baja figura de ruido sobre la resistencia termométrica en el rango de temperaturas de interés. Existen modelos comerciales de nanovoltímetros diseñados para proveer 1 nV de resolución.

3.12.1 Descripción del método de medida

De los dos tipos de resistencia termométricas que se discuten aquí, la GRT es más precisa. Las GRTs tienen entre el 20% y el 40% de resistencia que suele tener una sonda o las puntas en serie con la corriente, o sea, la resistencia a medir y la resistencia de contacto son comparables y en consecuencia se impone el método de medida con 4 puntas para poder trabajar con precisión. En cambio, las CRTs tienen mayor resistencia por lo que es posible medir con el método de las dos puntas.

Un método consiste en aplicar una onda cuadrada de corriente que produce una onda cuadrada de tensión en resistencia termométrica, esta última se mide con un voltímetro sensible. La resistencia se calcula como:

$$R = \frac{(V_1 - V_2)}{(I_1 - I_2)}$$

Donde V_1 es la tensión positiva de la corriente I_1 , y V_2 es la tensión negativa de la punta de corriente I_2 , todas las cantidades son tratadas algebraicamente.

La Tabla 1 indica la disipación de potencia en resistencias termométricas para varios niveles de corriente y resistencias. Puede verse que se requerirán tensiones de al menos 100 μV si se mide aplicando corrientes de prueba de pocos nanoamperes pretendiendo una precisión en las mediciones mejor que el 0.01%.

A 1 nW o menos de disipación termométrica, se requiere una resolución de 10 a 100 nV.

Al utilizar una onda cuadrada es necesario determinar el período de la corriente de prueba tal que cumpla el compromiso de que sea lo suficientemente largo como para que las medidas se realicen cuando la corriente esté estabilizada y lo suficientemente corto como para que las constantes térmicas no varíen. Si las constantes térmicas son más cortas que el período de la corriente de prueba, podría ser que las *fems* térmicas cambiasen durante el período causando consecuentemente errores en la lectura.

Este requerimiento o compromiso se suele satisfacer eligiendo un período de 1 segundo. Generalmente a esta frecuencia no se detectan variaciones de *fems*. En situaciones particulares donde hay constantes térmicas que varíen más rápidamente, el

período de muestreo puede reducirse hasta decenas de milisegundo sin tener que afrontar grandes dificultades en la instrumentación.

Es importante montar el sensor termométrico cerca de la muestra de manera que haya una mínima resistencia térmica en la interfase muestra-sensor. De esta manera nos aseguramos que la temperatura registrada sea la de la muestra. También es importante que los cables que se utilicen para llevar señal al instrumento sean lo más delgados posible para evitar la pérdidas de calor, la cual causaría gradientes de temperatura en la muestra.

Disipación de potencia	Resistencia termométrica	Corriente de prueba	Tensión medida	Sensibilidad para 0.01% de resolución
10 nW	1 kΩ	3.2 μA	3.2 mV	316 nV
10 nW	10 kΩ	1.0 μA	10.0 mV	1 μV
10 nW	100 kΩ	316 nA	31.6 mV	3 μV
10 nW	1 MΩ	100 nA	100.0 mV	10 μV
1 nW	1 kΩ	1.0 μA	1.0 mV	100 nV
1 nW	10 kΩ	316 nA	3.2 mV	316 nV
1 nW	100 kΩ	100 nA	10.0 mV	1 μV
1 nW	1 MΩ	32 nA	31.6 mV	3 μV
0.1 nW	1 kΩ	316 nA	316 μV	32 nV
0.1 nW	10 kΩ	100 nA	1.0 mV	100 nV
0.1 nW	100 kΩ	32 nA	3.2 mV	316 nV
0.1 nW	1 MΩ	10 nA	10.0 mV	1 μV
0.01 nW	1 kΩ	100 nA	100 μV	10 nV
0.01 nW	10 kΩ	32 nA	316 μV	32 nV
0.01 nW	100 kΩ	10 nA	1.0 mV	100 nV
0.01 nW	1 MΩ	3 nA	3.2 mV	316 nV

-Tabla 1 Medida de tensión y corriente de prueba requerida vs. disipación de potencia y resistencia termométrica. -

3.13 Conclusión

Es fundamental conocer la terminología convencional para poder interpretar correctamente la lectura de un instrumento determinado y poder definir y caracterizar los posibles errores resultantes. Hay que ser cuidadoso en la elección de un instrumento o combinación de ellos para realizar una medida, es muy importante saber encontrar el método más preciso y exacto. Del estudio de diferentes métodos se concluye que para medir materiales superconductores utilizando corriente continua el más apropiado es el de las cuatro puntas con inversión de corriente.

