

Un sencillo medidor vectorial de impedancias eléctricas para el laboratorio

Fernando Valcarce Codes

An arrangement for vectorial electrical-impedance measurements is described which is precise and accurate enough to be suitable for quick vectorial electrical-impedance measurements in the laboratory and so single so as to be appropriate for its use and implementation by the students. Measurements are carried out by determining the two parts, real and imaginary, of impedance at one fixed frequency by means of a four quadrant multiplier whose output is low-pass filtered and yields three direct current voltages that properly combined allow to get a reading of real and imaginary parts of the impedance which is being measured.

1. Introducción

La impedancia eléctrica es una propiedad característica de los medios materiales en general y de los elementos de circuito en particular, que describe su comportamiento con respecto a la circulación de una corriente eléctrica a través de ellos cuando se aplica una determinada diferencia de potencial eléctrico entre sus extremos.

La amplitud y frecuencia del potencial eléctrico aplicado tienen influencia sobre la respuesta eléctrica del elemento considerado y así aparece el concepto de espectrometría de impedancia eléctrica, técnica que busca determinar el valor de la impedancia eléctrica y su variación en función de la frecuencia y amplitud de la señal aplicada [1].

Puesto que se trata de la forma en que una señal oscilante se transmite a través de un medio material, se pueden producir alteraciones tanto en la amplitud como en la fase de la señal transmitida con respecto a la incidente, y por ello una función que relaciona las señales incidente y transmitida, como es la impedancia, tiene dos componentes que dan cuenta de estos parámetros, tiene por tanto carácter vectorial y se podrá expresar como un número complejo.

El método más conocido y que primero se desarrolló para la medida de impedancias eléctricas es el Puente de Wheatstone [2,3], primero para medidas de resistencia eléctrica utilizando corriente continua y un galvanómetro como detector, y después para medidas de impedancia en general utilizando corriente alterna y como detector un osciloscopio o un detector de audiofrecuencia.

Este método, aunque laborioso y lento, sigue siendo muy utilizado para las medidas en el laboratorio y su precisión y exactitud son buenas cuando se dispone de patrones adecuados, permitiendo realizar medidas a frecuencias diferentes.

Cuando los requisitos de precisión y exactitud no son tan altos y se necesita un sistema rápido de medida para determinar el valor de elementos de circuito tales como la capacidad de condensadores, la inductancia de bobinas o

la resistencia de resistores, se recurre a dispositivos como los óhmetros, capacímetros y medidores LCR [4] que utilizan como principio de medida, entre otros, la variación de la frecuencia de resonancia de circuitos sintonizados o de osciladores calibrados, al insertar en el circuito el componente a medir.

Cuando se necesita una medida de la impedancia que sea aplicable a una combinación de elementos se recurre a otros métodos de medida tales como los medidores I-V, los analizadores de redes RF y otros sistemas de alta complejidad y sofisticación que se comercializan y que utilizan osciladores sintetizados de frecuencia variable así como electrónica de detección y medida computerizadas que permiten la medición de la impedancia en un amplio rango de frecuencias.

Con estos sistemas se pueden utilizar modelos más complejos para representar los elementos de circuito o materiales bajo estudio [5,6], permitiendo la caracterización del comportamiento real de los mismos y de propiedades tales como los factores de pérdidas y su dependencia con la frecuencia de la tensión aplicada.

Otra alternativa es un equipo, como el que aquí se describe, que permita la medida vectorial de la impedancia eléctrica, determinando sus partes real e imaginaria a una sola frecuencia seleccionada, con el que se pueda determinar de forma rápida la impedancia de componentes discretos y de ciertas asociaciones de ellos que se ajusten a modelos sencillos, al tiempo que se reduzca la instrumentación necesaria para implementarlo, el peso y consumo de la misma y permita, por su sencillez, su fácil uso y realización en el laboratorio de Física.

En el texto que sigue se exponen los fundamentos teóricos de su funcionamiento y método de medida, los posibles errores en que puede incurrirse al medir y la sensibilidad de las medidas realizadas con el mismo.

Una descripción completa de los circuitos electrónicos utilizados y de su ensamblaje podrá verse en la sección de electrónica del sitio web: <http://webs.ono.com/fvcg>.

2. Fundamento teórico

2.1. Teoría básica

Supongamos que queremos medir una impedancia eléctrica que denominamos Z_x , que de una forma general se puede expresar como un número complejo Z_x que consta de parte real y parte imaginaria; $Z_x = R_x + jX_x$, por lo que si determinamos el valor de cada una de estas partes, R_x y X_x , habremos determinado el valor de la impedancia.

Para ello disponemos de un generador de voltaje cosenoidal, V_g , de frecuencia, f , y amplitud máxima, V_0 , estables y conocidas, que proporciona a su salida la tensión: $V_g = V_0 \cdot \cos \omega t$, siendo $\omega = 2\pi f$. También disponemos de una impedancia de referencia cuyo valor, conocido, es: $Z_r = R_r + jX_r$.

Realizamos el siguiente montaje:

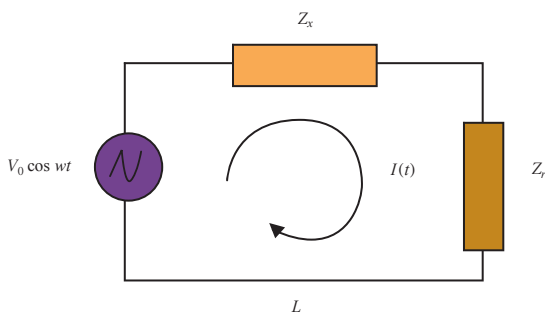


Fig.1. Esquema del montaje que se realiza para medir la impedancia compleja Z_x .

En este circuito se verifica: $I(t) = (V_0 \cdot \cos \omega t) / (Z_x + Z_r)$, siempre que f no sea demasiado alta, la longitud de onda sea tal que se cumpla que $\lambda \gg L$, y por tanto los fenómenos de radiación puedan despreciarse.

En estas condiciones $I(t)$ será una magnitud compleja cuya parte real vendrá dada por:

$$I_r(t) = (V_0 / |Z|) \cdot \cos(\omega t - \phi) \tag{1}$$

siendo:

$$|Z| = [(R_x + R_r)^2 + (X_x + X_r)^2]^{1/2} \tag{2}$$

$$\text{tg } \phi = (X_x + X_r) / (R_x + R_r) \tag{3}$$

La caída de tensión en Z_r es $V_r = I(t) \cdot Z_r$, y la parte real de V_r vendrá dada por:

$$V_{rr} = (V_0 \cdot |Z_r| / |Z|) \cdot \cos(\omega t - \phi + \theta) \tag{4}$$

siendo $\text{tg } \theta = X_r / R_r$ (5)

por lo que V_{rr} es también una tensión cosenoidal cuya amplitud máxima, V_{r0} , viene dada por:

$$V_{r0} = V_0 \cdot |Z_r| / |Z|, \text{ de donde obtenemos; } \tag{6}$$

$$|Z| = |Z_r| \cdot V_0 / V_{r0}$$

expresión que proporciona el valor del módulo de la impedancia total Z , suma de Z_x y Z_r .

Si elevamos al cuadrado la anterior expresión de $|Z|$, se obtiene:

$$|Z|^2 = |Z_r|^2 \cdot [V_0 / V_{r0}]^2 = (R_x + R_r)^2 + (X_x + X_r)^2$$

y sacando factor común en el segundo miembro de esta expresión, tenemos:

$$\begin{aligned} |Z_r|^2 \cdot [V_0 / V_{r0}]^2 &= (R_x + R_r)^2 \cdot [1 + \text{tg}^2 \phi] \Rightarrow \tag{7} \\ \Rightarrow R_x + R_r &= |Z_r| \cdot [V_0 / V_{r0}] \cdot \cos \phi \end{aligned}$$

de donde se llega a que:

$$R_x = |Z_r| \cdot [V_0 / V_{r0}] \cdot \cos \phi - R_r$$

Igualmente de la expresión de $\text{tg } \phi$, (3), podemos tener:

$$\begin{aligned} X_x &= (R_x + R_r) \cdot \text{tg } \phi - X_r \Rightarrow \tag{8} \\ \Rightarrow X_x &= |Z_r| \cdot [V_0 / V_{r0}] \cdot \cos \phi \cdot \text{tg } \phi - X_r \end{aligned}$$

de donde obtenemos:

$$X_x = |Z_r| \cdot [V_0 / V_{r0}] \cdot \text{sen } \phi - X_r$$

Si a la frecuencia f de medida la impedancia Z_r es tal que se puede considerar que es $Z_r = R_r = R$, siendo R una resistencia pura, entonces las expresiones de R_x y X_x se simplifican y se pueden escribir como:

$$\begin{aligned} R_x &= R \cdot ([V_0 / V_{r0}] \cdot \cos \phi - 1), \tag{9} \\ X_x &= R \cdot [V_0 / V_{r0}] \cdot \text{sen } \phi \end{aligned}$$

Con lo que el problema se reduce a medir $[V_0 / V_{r0}] \cdot \cos \phi$ y $[V_0 / V_{r0}] \cdot \text{sen } \phi$, ya que R es conocida si utilizamos como impedancia de referencia un resistor cuyo valor de resistencia es conocido con buena exactitud y precisión.

Medirlas es equivalente a medir: $[V_0 \cdot V_{r0} / (V_{r0})^2] \cdot \cos \phi$ y $[V_0 \cdot V_{r0} / (V_{r0})^2] \cdot \text{sen } \phi$, magnitudes que se pueden medir con un multiplicador analógico de cuatro cuadrantes.

De forma genérica, si aplicamos a la entrada de un multiplicador las señales V_1 y V_2 , tendremos el resultado que se muestra esquemáticamente en la figura 2.

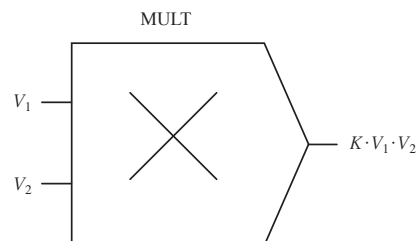


Fig.2. Esquema del funcionamiento genérico de un multiplicador de cuatro cuadrantes.

En nuestro caso podemos establecer las siguientes combinaciones de entradas y salidas en un multiplicador analógico de cuatro cuadrantes:

Tabla 1. Cuadro de entradas al multiplicador analógico y salidas correspondientes del mismo.

Entradas	Salida
$V_0 \cdot \cos wt$	$V_s = (k/2) \cdot V_0 \cdot V_{r0} \cdot \cos \phi + (k/2) \cdot V_0 \cdot V_{r0} \cdot \cos(2wt - \phi)$
$V_{r0} \cdot \cos(wt - \phi)$	
$V_{r0} \cdot \cos(wt - \phi)$	$V_s = (k/2) \cdot V_{r0} \cdot V_{r0} \cdot \cos 0 + (k/2) \cdot V_{r0} \cdot V_{r0} \cdot \cos 2(wt - \phi)$
$V_{r0} \cdot \cos(wt - \phi)$	
$V_0 \cdot \cos(wt - \pi/2)$	$V_s = (k/2) \cdot V_0 \cdot V_{r0} \cdot \cos(\phi - \pi/2) + (k/2) \cdot V_0 \cdot V_{r0} \cdot \cos(2wt - \phi - \pi/2)$
$V_{r0} \cdot \cos(wt - \phi)$	

Haciendo pasar las señales de salida por un filtro paso-bajo, en la salida del multiplicador se obtienen las tres tensiones continuas:

$$V_{s1} = (k/2) \cdot V_0 \cdot V_{r0} \cdot \cos \phi \tag{10}$$

$$V_{s2} = (k/2) \cdot (V_{r0})^2$$

$$V_{s3} = (k/2) \cdot V_0 \cdot V_{r0} \cdot \sin \phi$$

y al combinar adecuadamente estas tensiones, obtendremos:

$$R_x = R \cdot \left[(V_{s1}/V_{s2}) - 1 \right] \tag{11}$$

$$X_x = R \cdot (V_{s3}/V_{s2})$$

Estas operaciones se pueden hacer de forma automática o manual y si se calibra el multiplicador para que sea $k = 2$ y normalizamos su salida de forma que sea $V_{s2} = 1$, entonces tendremos:

$$R_x = R \cdot [V_{s1} - 1] \tag{12}$$

$$X_x = R \cdot V_{s3}$$

2.2. Proceso de medida, errores y sensibilidad de la medida

De esta forma el proceso de medida se reducirá a introducir en las entradas del circuito multiplicador las tensiones indicadas en la columna correspondiente de la Tabla 1 y obtener la lectura de las tensiones continuas en la salida del mismo, para lo que se procederá a:

- 1) Ajuste de cero con el potencial de tierra conectado a una entrada y V_r a la otra.
- 2) Ajuste de “uno” con la tensión V_r conectada a las dos entradas del multiplicador.
- 3) Medida de V_{s1} con el generador V_g conectado a una entrada y V_r a la otra.

- 4) Medida de V_{s3} con el generador V_g desfasado en $\pi/2$, a una entrada y V_r a la otra.

Como vemos, V_r estará siempre conectada a una de las entradas del multiplicador y en la otra entrada del mismo se aplicarán por medio de un conmutador las otras señales adecuadas en cada momento, tal como se muestra en el esquema de bloques siguiente.

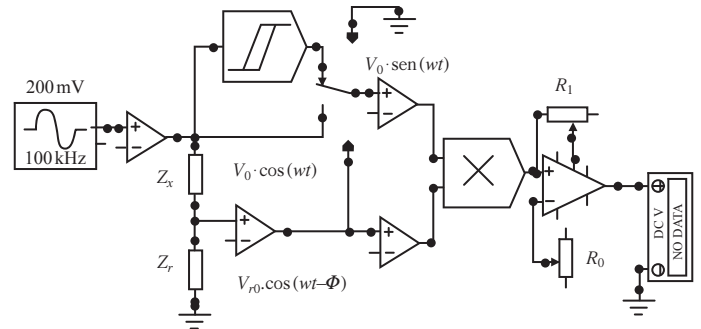


Fig.3. Esquema de bloques del medidor vectorial de impedancias eléctricas.

En la práctica la impedancia de referencia Z_r puede no ser exactamente una resistencia pura y, en la medida en que no lo sea, la aproximación $Z_r = R_r = R$ no será correcta, las expresiones deducidas no serán aplicables y se introducirían ciertos errores al operar en la forma descrita. En concreto, tal y como hemos visto, la tensión en Z_r , parte real de V_r sería: $V_{rr} = V_0 \cdot (|Z_r|/|Z|) \cdot \cos(wt - \phi + \theta)$ y entonces, debido a Z_r , dependiendo de los valores relativos de ϕ y θ y de la componente imaginaria de Z_r tendríamos medidas erróneas en un sentido o en otro.

Por ello es importante conseguir que a la frecuencia de medida la impedancia Z_r sea una resistencia lo más pura posible, lo cual requerirá que tengamos que sintonizar a dicha frecuencia los componentes reactivos de Z_r , que existen en todos los elementos reales de circuito, para que la impedancia resultante sea resistiva.

La sensibilidad de la medida dependerá de lo que varíe V_r para una cierta variación de la impedancia Z_x , es decir de $\delta V_r / \delta Z_x$.

En este caso, V_r viene dada como: $V_r = V_g \cdot R / (Z_x + R)$, y por tanto, si V_g y R son independientes de Z_x y suponemos por simplificar que Z_x es real, tendremos:

$$\delta V_r / \delta Z_x = -V_g \cdot R / (Z_x + R)^2 \tag{13}$$

y

$$\delta^2 V_r / \delta Z_x \delta R = V_g \cdot (R^2 - Z_x^2) / (R + Z_x)^4 \tag{14}$$

En la expresión (13) vemos que si es $R \gg Z_x$, la variación de V_r con respecto a Z_x tiende a; $-V_g/R$, que a su vez tiende a 0 para valores muy altos de R , y si es $Z_x \gg R$ dicha variación también tiende a 0.

En el caso de que sea $R = Z_x$ la derivada presenta un mínimo de valor; $-V_g/4R$, por lo que la mejor sensibilidad de medida la obtendremos para valores de R iguales o próximos a Z_x , manteniendo el menor valor posible de R puesto que los valores de R grandes en el denominador de la derivada la hacen tender a cero y por lo tanto disminuyen la sensibilidad.

Cuando se mide una impedancia que consta de dos partes de valor muy desigual, p. ej. una capacidad muy pequeña en paralelo con una resistencia también pequeña, la disparidad de sus impedancias hará que debamos elegir un valor de la resistencia de referencia, R , que se ajuste a la menor de ellas y podremos medir una de ellas, la de menor valor en el caso paralelo, con mayor precisión que la otra y en el caso de dos impedancias en serie de valor muy desigual, una grande y otra pequeña el valor del R seleccionado, que ahora se ajustará a la suma de ambas, hará que podamos determinar con mejor precisión el valor de la mayor de ellas. Por esto en tales casos sólo podremos obtener valores bien aproximados para una de las impedancias que componen la impedancia total, obteniéndose los mejores resultados cuando las partes que la componen tienen valores de impedancia del mismo orden de magnitud.

3. Aplicaciones

3.1. Medida de componentes

Cuando se miden componentes discretos tales como resistores, condensadores, inductores o una combinación de ellos, obtendremos en todas las ocasiones una parte real y una parte imaginaria de la impedancia, las cuales tendremos que interpretar para obtener los valores correspondientes de resistencia, capacidad o inductancia que nos interesa conocer.

Sabemos que en los componentes reales de circuito no se presentan resistencias, capacidades o inductancias puras, sino más bien combinaciones de ellas por lo que al procesar los resultados obtenidos para las partes real e imaginaria de la impedancia medida, tendremos que hacerlo utilizando el modelo de circuito que se adapte mejor al comportamiento del componente real que queremos medir.

Por ejemplo, un condensador se puede modelar como una capacidad pura en paralelo con una resistencia pura, resistencia que representaría y tendría en cuenta las pérdidas que todo condensador tiene en la realidad.

En el caso de una inducción también ocurre que además de un cierto valor de inductancia pura presentará una cierta capacidad en paralelo, resultante de las capacidades entre las espiras de la bobina, así como una cierta resistencia en serie que proviene de la resistencia del cable usado en el bobinado.

También los resistores utilizados en los circuitos tienen terminales metálicos y cables de conexión que presentarán capacidades e inductancias que tendremos que tener en cuenta en el modelo con el que interpretemos los resultados obtenidos.

Modelos más frecuentes para Z_x

1.	$Z_x = R_y \Rightarrow R_y = R_x, X_x = 0$
2.	$Z_x = C_y \Rightarrow C_y = -1 / (w \cdot X_x), R_x = 0$
3.	$Z_x = L_y \Rightarrow L_y = X_x / w, R_x = 0$
4.	$Z_x = R_y$ serie con $C_y \Rightarrow R_y = R_x, C_y = -1 / (w \cdot X_x)$
5.	$Z_x = R_y$ serie con $L_y \Rightarrow R_y = R_x, L_y = X_x / w$
6.	$Z_x = R_y$ paralelo con $C_y \Rightarrow R_y = (R_x^2 + X_x^2) / R_x$ $C_y = -X_x / [w \cdot (R_x^2 + X_x^2)]$
7.	$Z_x = R_y$ paralelo con $L_y \Rightarrow R_y = (R_x^2 + X_x^2) / R_x$ $L_y = (R_x^2 + X_x^2) / (w \cdot X_x)$

El modelo que deberemos aplicar en cada caso vendrá determinado por las características del componente que deseamos medir, así por ejemplo si estamos intentando medir el valor de resistencia de un resistor discreto cuyo valor nominal o esperado es de 10Ω , sería suficiente con aplicar un modelo que sólo considere el valor de la resistencia, pues el valor de las capacidades e inductancias asociadas a dicho componente darán lugar a valores de impedancia que no afectarán prácticamente al valor de resistencia medido y que se encontrarán fuera del rango de precisión de medida del instrumento, tal y como se discutió al hablar de la sensibilidad de las medidas, por lo que lo más aconsejable en este caso sería modelar este componente como una resistencia pura.

Existen muchos más modelos posibles y el modelo a utilizar para un componente dado se puede completar añadiendo tantos elementos como se desee, pero entonces la interpretación del mismo requerirá realizar más medidas a distintas frecuencias, cosa que no es posible con la instrumentación aquí presentada que tiene como contrapartida de la sencillez en su utilización, la limitación a su uso para componentes que se puedan modelar con sólo un elemento reactivo, es decir que no podemos incluir simultáneamente inductancias y capacidades pues no serían suficientes los datos de la medición realizada a una sola frecuencia para dilucidar los valores de los elementos implicados.

En la práctica esto sólo representa un inconveniente importante en la medida de bobinas con alto valor de inductancia y de condensadores con alto valor de capacidad, los cuales presentan también una capacidad en paralelo y una inductancia en serie, respectivamente, de valor no despreciable y es lo que limita fundamentalmente el rango de inductancias y capacidades que el equipo puede medir.

Como ejemplo práctico veamos los resultados que se obtienen al medir dos condensadores comerciales, uno de ellos de tipo cerámico, pequeño y con la impresión de su valor teórico, pF 3.3, sobre su cuerpo, y otro de tamaño algo mayor, con código de colores correspondiente a un valor teórico de 2.0 pF, igualmente impreso sobre su superficie.

Para la interpretación de las medidas se ha utilizado el modelo de capacidad ideal en paralelo con resistencia ideal y la resistencia de referencia usada en este caso ha sido de $5 \cdot 10^5 \Omega$, siendo la frecuencia del generador 10^5 Hz y su amplitud de 200 mV p.p.

Tabla 2. Resultados de las medidas realizadas sobre dos condensadores comerciales.

Valor teórico C	Medida R_x	Medida X_x	Valor medido C_y	Valor medido R_y
3.3 pF	$9.5 \cdot 10^3$	$-4.8 \cdot 10^5$	3.31 ± 0.03 pF	24.2 ± 7.4 M Ω
2.0 pF	$6.0 \cdot 10^4$	$-7.67 \cdot 10^5$	2.06 ± 0.02 pF	9.9 ± 1 M Ω

Los valores obtenidos para las medidas de capacidad concuerdan bastante bien con los valores nominales declarados por los fabricantes en estos dos casos y las impedancias correspondientes a dichos valores de capacidad son del orden de 0.5 M Ω , lo cual es al menos un orden de magnitud menor que las impedancias medidas para las resistencias en paralelo que hemos considerado en el modelo utilizado para su determinación, por lo que el valor de éstas está afectado por una incertidumbre mayor que la correspondiente de las capacidades.

No obstante, aunque no sean muy exactos, también podemos extraer alguna conclusión interesante de dichos valores, como por ejemplo que el valor de resistencia paralelo obtenido para el condensador de 2.0 pF, mucho menor que el obtenido para el condensador de 3.3 pF, indicaría un mayor nivel de pérdidas en el condensador de 2.0 pF, que puede estar quizá relacionado con el mayor tamaño físico de su diámetro y con algún otro parámetro de su construcción que desconocemos.

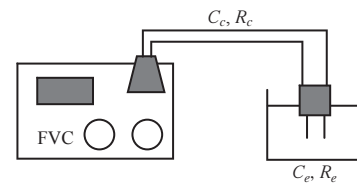
Otro ejemplo de una medida realizada, en la que sí se pudieron determinar los dos componentes del modelo utilizado con buena exactitud y precisión, fue la de un inductor con código de colores correspondiente a un valor de 1 μ H impreso sobre su cuerpo cilíndrico, de cuya medida se obtuvieron los valores 0.92 y 0.62 para las partes real e imaginaria respectivamente, de la impedancia, utilizando una resistencia de referencia de 20 Ω , y para cuya interpretación se consideró un modelo de inducción pura en serie con resistencia pura, obteniéndose los valores de 0.99 ± 0.03 μ H para la inductancia y de 0.92 ± 0.05 Ω para la resistencia, valores que corresponden a impedancias de 0.62 Ω y 0.92 Ω respectivamente, por lo que al ser las dos del mismo orden de magnitud se determinan ambas con buena exactitud.

El valor medido para la inductancia concuerda bien con el declarado por el fabricante del componente y la resistencia serie se ha medido alternativamente utilizando para ello un óhmetro de corriente continua con el que se ha obtenido una lectura de 1.0 Ω , que también concuerda razonablemente bien con el valor anteriormente medido teniendo en cuenta la disparidad de los métodos de medida utilizados y los posibles errores inherentes a cada uno.

3.2. Medidas en fluidos

Otra aplicación para la que es posible utilizar este tipo de medidor es en la determinación de conductividades y de constantes dieléctricas en fluidos, para lo cual se necesita también disponer de un electrodo o célula de conductividad adecuados que se adaptan a la entrada de impedancia incógnita Z_x y que, previamente calibrado con fluidos patrón de características conocidas, nos permiten evaluar las propiedades de otros fluidos.

Para su realización se dispone un montaje como el de la figura siguiente:

**Fig.4.** Aplicación del medidor de impedancia eléctrica en conjunto con un electrodo para medidas en fluidos.

En este caso tendremos que tener en cuenta que el conjunto formado por el conector y los conductores que unen el electrodo con el puerto de conexión tienen una cierta capacidad, C_c , así como una cierta resistencia, R_c , en paralelo con la capacidad y también una inductancia y resistencia en serie, aunque estas últimas se pueden considerar despreciables en muchas de las aplicaciones prácticas.

Así pues la capacidad que ahora medimos, C_x , será la suma de las capacidades del electrodo propiamente dicho, C_e , y la debida al cableado, C_c , y tendremos: $C_x = C_e + C_c$.

Igualmente, la resistencia medida estará compuesta por la combinación en paralelo de la resistencia del electrodo propiamente dicho, R_e , y la debida al cableado, R_c , de forma que tendremos para la resistencia del conjunto: $R_x = R_c \cdot R_e / (R_c + R_e)$.

De esta forma sólo consideramos como electrodo activo los conductores que hacen contacto con el fluido en el extremo del conjunto y podemos calibrar el electrodo utilizando para ello fluidos cuyas características de permitividad y conductividad eléctrica sean conocidas.

Este tipo de medidas realizadas con este equipo tienen ciertas ventajas sobre las realizadas con otros medidores, como por ejemplo los conductímetros convencionales, que no tienen en cuenta los efectos capacitivos entre los electrodos de la célula de conductividad.

En resumen, el equipo es de funcionamiento sencillo y fácil aplicación a una serie de medidas que se pueden realizar en el laboratorio de física para la determinación de las impedancias eléctricas de materiales y de componentes electrónicos.

4. Referencias bibliográficas

- [1] BARSOUKOV, E., MACDONALD, J.R., *Impedance Spectroscopy, Theory, Experiment, and Applications*. Ed. John Wiley & Sons. New Jersey, (2005).
- [2] BOLTON, W., *Electrical and Electronic measurement and testing*, Ed. Marcombo. Barcelona, (1995).
- [3] TRIETLY, HARRY, L., *Transducers in Mechanical and Electronic Design*, Ed. CRC Press (1984).
- [4] PALLÁS ARENY, RAMÓN, *Instrumentos electrónicos básicos*, Ed. Marcombo. Barcelona, (2006).
- [5] OKADA, K., SEKINO, T., *Impedance Measurement Handbook*, Ed. Agilent Technologies Co. Ltd. Dec. 2003.
- [6] GAMRY INSTRUMENTS, *Electrochemical Impedance Spectroscopy Primer*; <http://www.gamry.com/>, (2005).

Fernando Valcarce Codes

Instituto Nacional de Toxicología. Departamento de Madrid.

c.e: fvcg@ono.com