

4

Medidores de Impedancia y parámetros de componentes pasivos

4.1 Introducción

En este tema se estudia el funcionamiento de los medidores de impedancia y parámetros de componentes. Se consideran dos facetas, el diseño del instrumento de medida y la caracterización de la impedancia del componente bajo test.

4.2 Impedancia y Admitancia

La impedancia es la oposición que experimenta un dispositivo o circuito eléctrico o electrónico a la circulación de corriente eléctrica periódica (este adjetivo se emplea en la definición formal de impedancia). Todos los materiales de la Naturaleza presentan impedancia. Por consiguiente, nos valemos de la variación de la impedancia para estudiar la evolución o los cambios de las propiedades de los materiales.

Al medir la impedancia deben considerarse dos cuestiones de relevancia. En primer lugar que el test se realiza en CA (en contra de un test DC, denominado también test estático); en consecuencia, amplitud y frecuencia de test deben considerarse. En segundo lugar, que se pueden considerar dos modelos, el modelo serie y el modelo paralelo. En el primer caso se habla de impedancia y en el segundo de admitancia. Los modelos se muestran en la Fig. 1, y responden a las expresiones que siguen:

$$Z(j\omega) = R + jX(\omega); \quad Y(j\omega) = G + jB(\omega)$$

$$Y = \frac{1}{Z}$$

Por otra parte, al medir la impedancia y la admitancia existen diversas fuentes de error; en general asociadas al modelo del componente, la matriz de test (valores verdadero, efectivo e indicado) y el instrumento de medida (errores de medida).

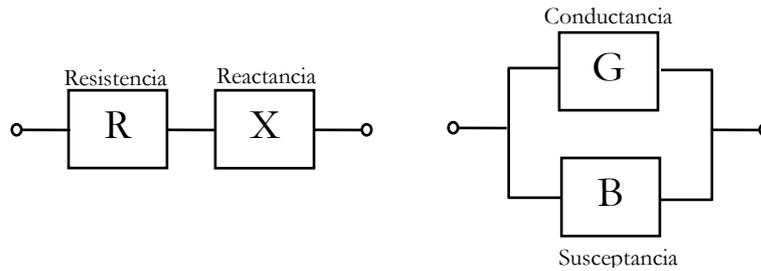


Fig. 1. Modelados de la impedancia (modelo serie) y de la admitancia (modelo paralelo), que internamente adoptan los instrumentos.

Los planos de medida de la impedancia y de la admitancia se muestran en la Fig. 2. En ella se aprecian los distintos modelos y los ángulos que determinan la desviación del componente respecto del modelo resistivo y conductivo puro. El radio-vector asociado a un componente ideal coincide con la dirección de un eje.

Por ejemplo, si consideramos el plano de la impedancia, la parte real de la impedancia es la resistencia, y la imaginaria se denomina reactancia. Los condensadores reales se encuentran normalmente en el cuadrante inferior., mientras que las bobinas en el cuadrante superior. Los condensadores ideales se encuentran en el semi-eje imaginario negativo, y las bobinas idéales en el semi-eje imaginario positivo. Cuanto más ideal es un condensador o una bobina menos resistivo es y por consiguiente el ángulo estará próximo a -90° y a 90° , respectivamente.

Es evidente a la luz de los fasores (vectores giratorios) de la Fig. 2:

$$\theta = \arctan\left(\frac{X}{R}\right), \quad \varphi = \arctan\left(\frac{B}{G}\right).$$

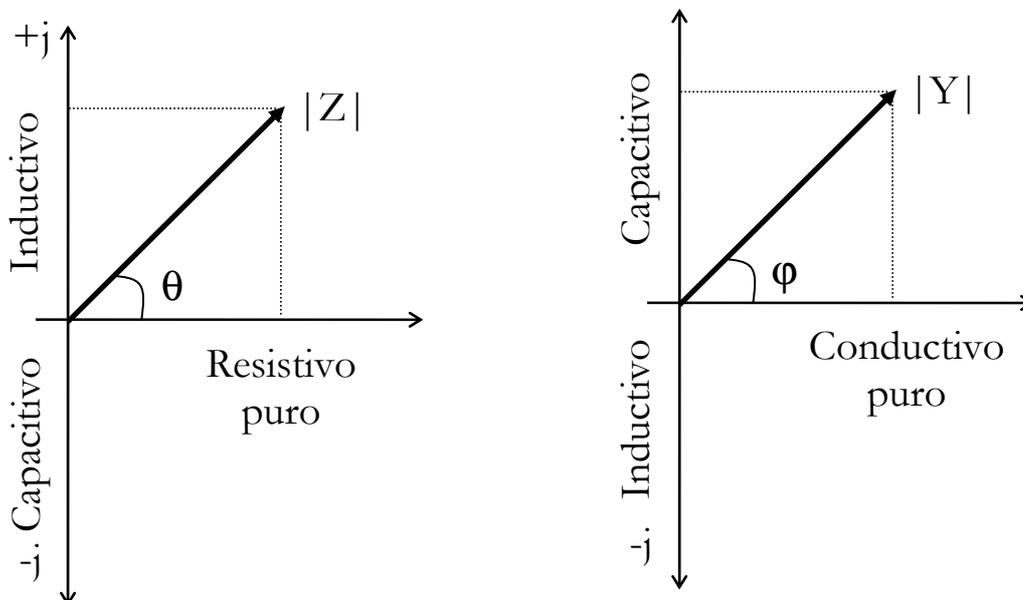


Fig. 2. Plano de medida de la impedancia y de la admitancia, donde se aprecia geoméricamente el carácter real de los componentes, a partir de los ángulos θ y φ .

A partir de estas definiciones se consideran los parámetros que cuantifican la cercanía con la idealidad de un componente, y que a menudo son objeto de mediciones directas e indirectas.

4.3 Factores de calidad y de disipación

4.3.1 No idealidad de los componentes. Condiciones de test

Al realizar mediciones sobre componentes los errores que se comenten dependen de en buena parte de factores asociados al propio componente, que son:

- Frecuencia de la señal de test.
- Nivel (amplitud) de la señal de test.
- DC bias: punto de operación (tensiones y corrientes).
- Entorno o medio ambiente (temperatura, humedad, etc.).

Estos factores representan las condiciones de test un componente. ¿Por qué estos parámetros afectan al comportamiento de un componente? La respuesta es, porque los componentes no son ideales, poseen parásitos, determinados a su vez por la calidad del proceso de fabricación y de los materiales empleados. No hay componentes ideales en la práctica. Todos poseen parásitos, por lo que su comportamiento depende de los parásitos que posean. Por ejemplo, las limitaciones en frecuencia de un componente se cuantifican a partir del modelo equivalente suyo, que incluya los parásitos. Por ejemplo, la Fig. 3 muestra un modelo real de un condensador. El diseño y la calidad de su material determinan la existencia de parásitos. Existe una inductancia no deseada debida a los terminales o hilos de conexión (además su resistencia serie). El resto de los parámetros, salvo C , modelan el dieléctrico del condensador.

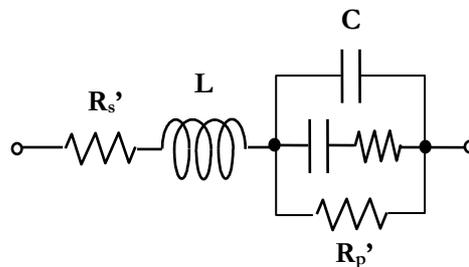


Fig. 3. Modelo equivalente completo de un condensador. Los elementos no nombrados se dejan así por simplicidad. C es la capacidad ideal.

Ahora se cuantifica la no idealidad de los componentes mediante sus parámetros y sus modelos. El factor de calidad Q , representa las características no ideales del componente; cuanto mayor es Q , mejor o más ideal es el componente. Q es en general para bobinas y D (factor de disipación) para condensadores.

4.3.2 Definiciones

No debe confundirse el factor de calidad con el asociado a los resonadores o filtros. El factor de calidad de una admitancia se define como la relación o cociente entre el promedio de la energía que almacena un componente y el promedio de la energía que disipa durante ese mismo tiempo de medida.

$$Q \equiv \frac{\text{Energía almacenada}}{\text{Energía disipada}} = \tan \theta = \frac{|X_s|}{R_s}$$

Cuanto mejor es el componente menor es su parte resistiva, menos energía disipa, por ejemplo cuanto más pura es una bobina menor es la resistencia serie del modelo. En consecuencia, mayor será su factor de calidad. Obsérvese que esta definición es originaria de los modelos serie.

Para los condensadores se suele utilizar la definición de factor de disipación, definido como el inverso del factor de calidad. Por ejemplo, considerando un modelo paralelo de un condensador (resistencia en paralelo con un condensador ideal), se tiene la siguiente expresión del factor de disipación:

$$D \equiv \frac{1}{Q} = \cot \theta = \frac{G}{|B|} = \frac{1/R_p}{\omega C_p} = \frac{1}{\omega R_p C_p}$$

Este valor tiene en general un valor tanto más pequeño cuantas menos pérdidas tenga el componente. Si las pérdidas del dieléctrico son pequeñas R_p es elevada (no fluye corriente entre las dos placas).

Como alternativa al factor de disipación se emplea a menudo el factor de potencia, que se define según:

$$FP = \cos \theta = \frac{R}{|Z|} = \frac{D}{\sqrt{1+D^2}}$$

Los medidores de impedancia suelen medir los parámetros anteriores para una frecuencia de test fija o para toda una banda de frecuencias, dependiendo del modelo. También permiten que el usuario introduzca la frecuencia de test.

4.4 Modelos equivalentes serie y paralelo

El instrumento selecciona el modelo empleado considerando que el modelo más adecuado es aquel que rige para un mayor margen de frecuencias. La elección se centra en discernir si se emplea el modelo serie o el paralelo.

La conversión entre modelos es inmediata si se consideran las definiciones de impedancia y de admitancia:

$$Z(j\omega) = R + jX(\omega); \quad Y(j\omega) = G + jB(\omega)$$

Al desarrollar la primera expresión, para la impedancia serie:

$$\begin{aligned} Z(j\omega) &= \frac{1}{Y(j\omega)} = \frac{1}{G + jB(\omega)} = \frac{G - jB}{[G + jB] \cdot [G - jB]} = \frac{G - jB}{(G^2 + B^2)} \\ &= \frac{G}{(G^2 + B^2)} - j \frac{B}{(G^2 + B^2)} \end{aligned}$$

Comparando la expresión obtenida con la del modelo serie, $Z(j\omega) = R + jX(\omega)$, se concluye la relación entre los parámetros de los modelos serie y paralelo:

$$R = \frac{G}{(G^2 + B^2)}; \quad X = -\frac{B}{(G^2 + B^2)}$$

Análogamente, al desarrollar la segunda, para el modelo paralelo, de la admitancia, se tiene:

$$\begin{aligned} Y(j\omega) &= \frac{1}{Z(j\omega)} = \frac{1}{R + jX(\omega)} = \frac{R - jX}{[R + jX] \cdot [R - jX]} = \frac{R - jX}{(R^2 + X^2)} \\ &= \frac{R}{(R^2 + X^2)} - j \frac{X}{(R^2 + X^2)} \end{aligned}$$

De nuevo, comparando esta vez con el modelo paralelo $Y(j\omega) = G + jB(\omega)$:

$$G = \frac{R}{(R^2 + X^2)}; \quad B = -\frac{X}{(R^2 + X^2)}$$

La relación entre los parámetros de los modelos serie y paralelo se establece a partir del factor de disipación, D , y del factor de calidad Q ; todo ello depende de si el modelo involucrado es un condensador o una bobina.

En caso de considerar la comparación entre los modelos serie y paralelo de un componente constituido por un condensador y una resistencia, la relación entre parámetros viene dada por el factor de disipación. En efecto, tenemos, para los modelos serie y paralelo, su impedancia y su admitancia, respectivamente:

$$Z(j\omega) = R + jX = R_s - j \frac{1}{\omega C_s}; \quad Y(j\omega) = G + jB = \frac{1}{R_p} + j\omega C_p$$

Los factores de disipación de ambos modelos coinciden pues este factor es una característica del componente, con independencia del modelo seleccionado. Por ello, no se emplea el subíndice al distinguir a continuación entre modelos.

El factor de disipación del modelo serie resulta ser por definición:

$$D \equiv \frac{1}{Q} = \frac{R_s}{|X|} = \frac{R_s}{1/\omega C_s} = \omega R_s C_s;$$

y el factor de disipación del modelo paralelo es:

$$D \equiv \frac{1}{Q} = \frac{G}{|B|} = \frac{1/R_p}{\omega C_p} = \frac{1}{\omega R_p C_p}$$

Considerando las conversiones entre modelos, que recordamos por simplicidad se tiene:

$$R = \frac{G}{(G^2 + B^2)}; \quad X = -\frac{B}{(G^2 + B^2)}$$

$$R = R_s = \frac{1/R_p}{\left(\frac{1}{R_p}\right)^2 + (\omega C_p)^2} = \frac{R_p}{1 + (\omega R_p C_p)^2} = \frac{R_p}{1 + \left(\frac{1}{D}\right)^2} = R_p \cdot \frac{D^2}{1 + D^2}$$

A partir de esta expresión es fácil observar que cuando el factor de disipación es cero la resistencia del modelo serie es cero y la resistencia del modelo paralelo es infinita.

Para obtener la relación entre capacidades se procede de forma similar, obteniéndose la relación entre las capacidades de ambos modelos.

$$C_s = (1 + D^2) \cdot C_p$$

En los condensadores de alta calidad, D es muy pequeño y se verifica que las capacidades de ambos modelos son muy parecidas: $C_s \approx C_p$.

Si se considera un modelo de inductor y resistencia es fácil demostrar que para factores de calidad muy elevados la inducción del modelo serie es muy parecida a la del modelo paralelo, $L_s \approx L_p$.

4.5 Modelos reales de componentes

Los medidores de impedancia a menudo pueden calcular el ESR (**E**quivalent **S**eries **R**esistance) de un componente. En efecto, para ilustrar el caso consideremos en primer lugar el modelo equivalente de una resistencia de carbón, mostrado en la Fig. 4. En ella, el parámetro C es la capacidad de los granos de carbón, R es la resistencia que se desea y L la inducción de los contactos.

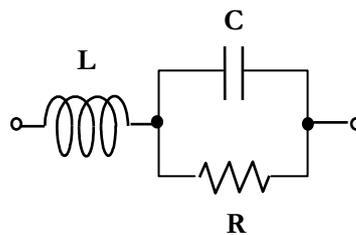


Fig. 4. Modelo equivalente de una resistencia de carbón.

La impedancia de esta asociación resulta:

$$Z(j\omega) = \frac{R}{1 + \omega^2 C^2 R^2} + j \left(\omega L - \frac{\omega R^2 C}{1 + \omega^2 C^2 R^2} \right) = ESR + jX$$

Debe observarse que el ESR depende de la frecuencia en un doble sentido. Por una parte, existe una dependencia directa con la frecuencia porque la variable pulsación “ ω ” figura en la expresión. Por otra, R depende de la frecuencia. Sería interesante calcular la

frecuencia a la que se anula esta parte reactiva y ver qué forma adopta la impedancia a esta “frecuencia de resonancia”.

También se observa la presencia de una parte reactiva que contribuye a la introducción de desfases en circuitos donde se incorporen estos componentes.

El modelo del condensador es incluso más ilustrativo con vistas a mostrar la frecuencia de resonancia. Esto lo vamos a hacer partiendo del modelo del condensador simplificado y con la ayuda de la Fig. 5. El modelo a estudiar es el de la Fig. 6.

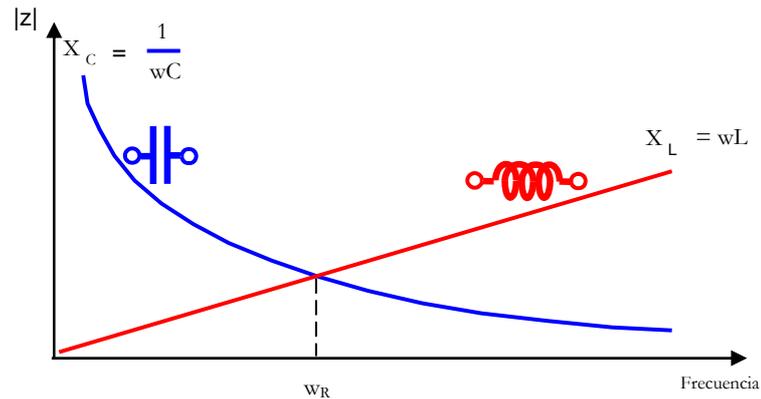


Fig. 5. Evolución de la impedancia de un condensador.

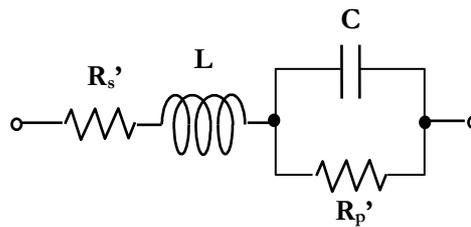


Fig. 6. Modelo equivalente de un condensador.

Se observa en la Fig. 5 un comportamiento capacitivo puro a bajas frecuencias, inductivo puro a altas frecuencias y resistivo puro sólo a la frecuencia de resonancia.

En este caso, se comprueba fácilmente:

$$Z(jw) = \left[\frac{R_p'}{1 + w^2 C^2 R_p'^2} + R_s' \right] + j \left(wL - \frac{wR_p'^2 C}{1 + w^2 C^2 R_p'^2} \right) = ESR + jX$$

Obteniéndose una frecuencia de resonancia (suponiendo nula la resistencia serie) de:

$$w_R = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{1}{C^2 R_p'^2}}$$

Obsérvese que cuando la resistencia del modelo paralelo tiende a infinito la pulsación de resonancia es la típica de un modelo LC.

Experimentalmente se observa la dependencia en un gráfico semejante al de la Fig. 7, que emula la visualización en un medidor LCR. Se observa en esta Fig. 7 la evolución de

la impedancia hacia capacitiva pura (desfase de -90°) a bajas frecuencias, o hacia inductiva pura (desfase de 90°) a frecuencias elevadas. Además, a la frecuencia de resonancia la impedancia es mínima.

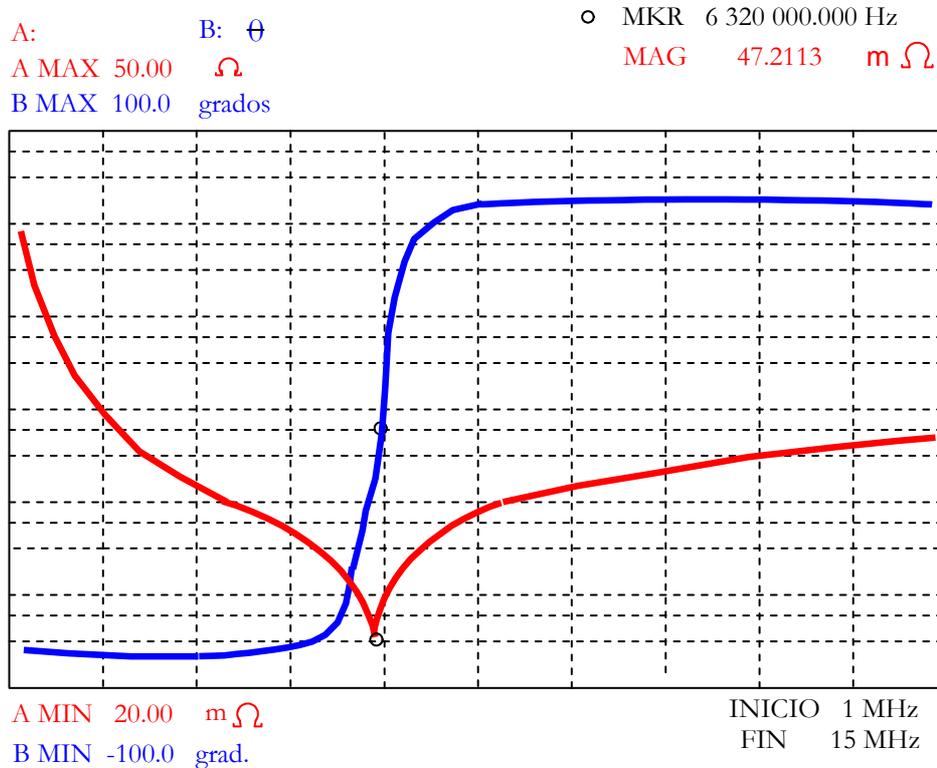


Fig. 7. Impedancia de un condensador en un medidor LCR. Esta figura emula el *display* real del instrumento medidor de impedancias.

4.6 Dependencia de los parámetros en el test

Al medir un componente se hace un test con corriente continua y alterna que alteran la medida introduciendo fuentes de error. La Fig. 8 muestra el ejemplo de la medida con condensadores de montaje superficial (SMD; **S**urface **M**ounted **D**evice).

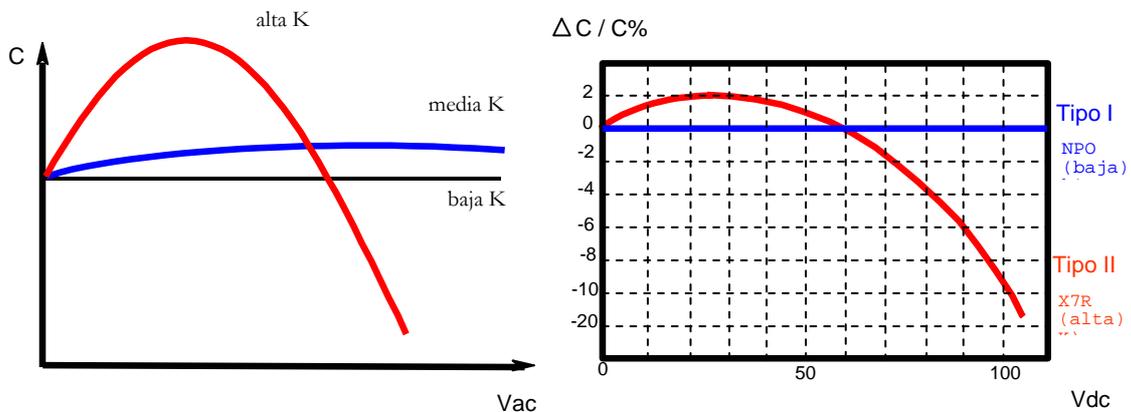


Fig. 8. Influencia de las señales de test sobre los condensadores de montaje superficial.

El hándicap de trabajar con alta constante dieléctrica es que estos dispositivos son muy afectados por las condiciones del test, sin embargo con ellos se consigue gran capacidad por unidad de volumen.

Por otra parte, cuando un componente se conecta para ser medido hay que considerar las diferencias entre el valor verdadero o ideal, el efectivo (con sus parásitos) y el indicado por el instrumento (que incluye el modelo equivalente de la matriz de test). La situación se muestra en la Fig. 9.

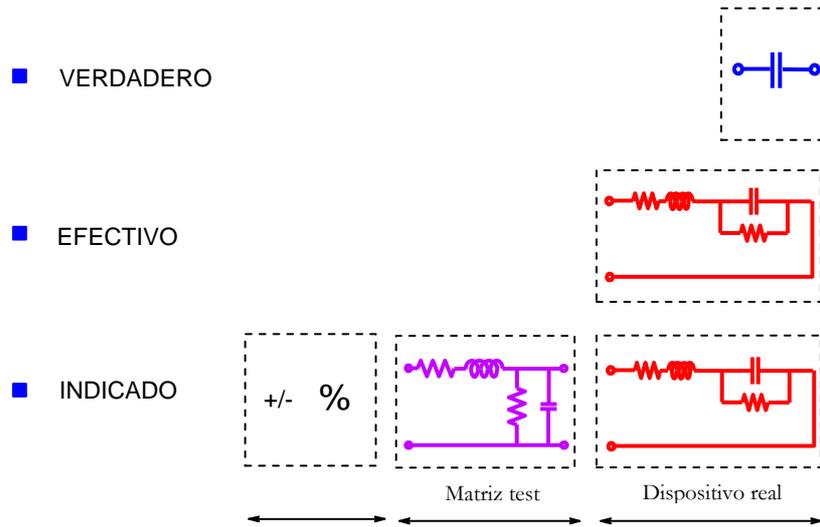


Fig. 9. Valores verdadero, efectivo e indicado de un componente bajo test.

El propósito de un medidor LCR es hacer que el valor efectivo sea lo más parecido al indicado.

4.7 Circuitos y métodos de medida

4.7.1 Dependencia de la frecuencia

Las técnicas de medida empleadas por los medidores LCR dependen del intervalo de frecuencias de interés. La Fig. 10 ilustra lo mencionado.

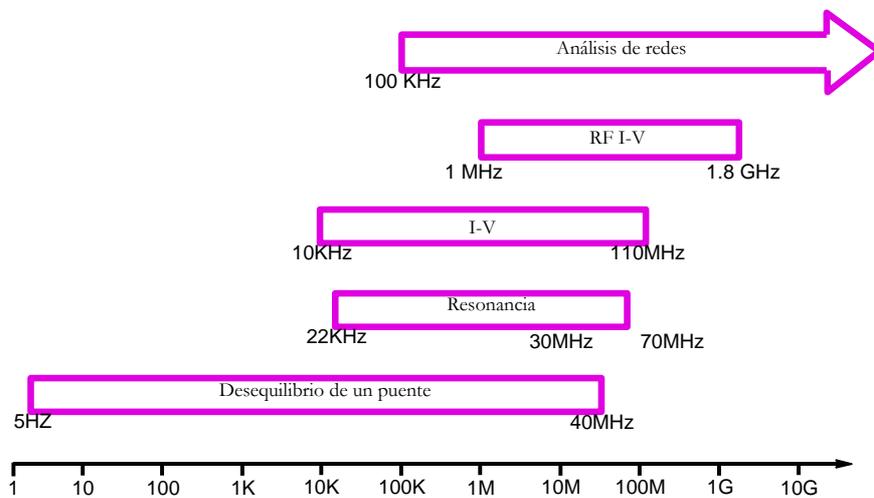


Fig. 10. Técnicas de medida en función de la frecuencia a considerar.

4.7.2 El puente: la técnica más usada

A la luz de la Fig. 10 se observa que la técnica más empleada es la del puente de alterna, por su sencillez y mayor intervalo de aplicabilidad. De todas ellas estudiaremos algunas, no relacionadas con los métodos comparativos, como el del puente, que ya ha sido tratado en numerosas ocasiones. La solución del puente se repite en la Fig. 11.

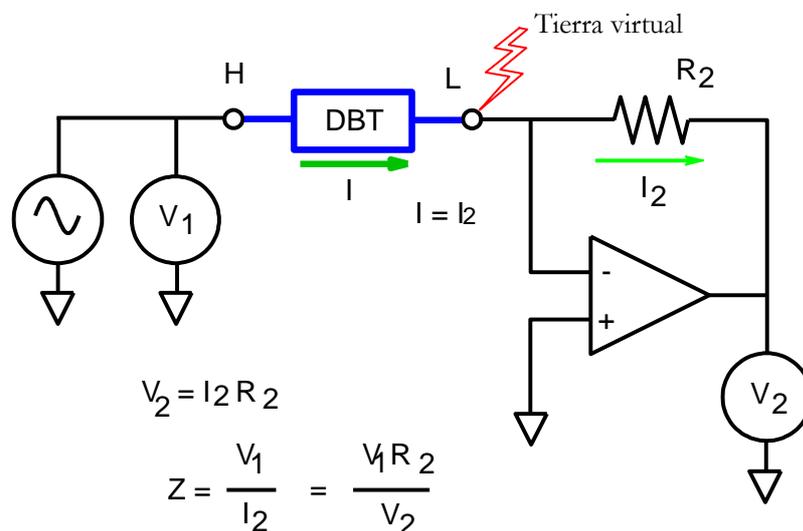


Fig. 11. Medida electrónica con puente activo. En un círculo se encierran las medidas con polímetro.

La impedancia incógnita se obtiene a partir de dos mediciones y de un valor resistivo.

4.7.3 La sonda es ventajosa por su sencillez

La Fig. 12 muestra la medición con una sonda. En ella, la tensión se mide por inducción de una tensión en la entrada del amplificador. En efecto, la corriente crea un campo magnético, que induce a su vez una tensión en la entrada del amplificador. La ventaja observada es que sólo hay un punto de medida, aunque se dispone de una medida intermedia V_1 .

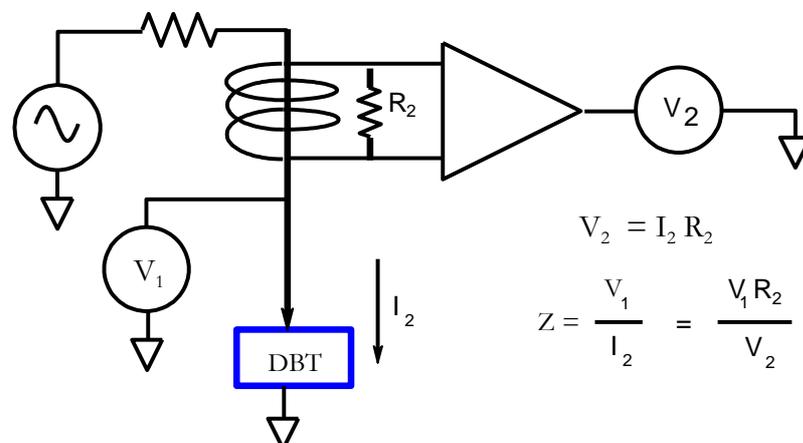


Fig. 12. Medición de impedancia con una sonda I-V. La corriente I_2 induce una fem V_2 .

4.7.4 Medidores de L y C mediante detectores de fase

La Fig. 13 muestra tres métodos de medida de la impedancia basados en la medida de la fase. La Fig. 13 (a) muestra un método sencillo consistente en aplicar una tensión y medir la corriente en la misma malla.

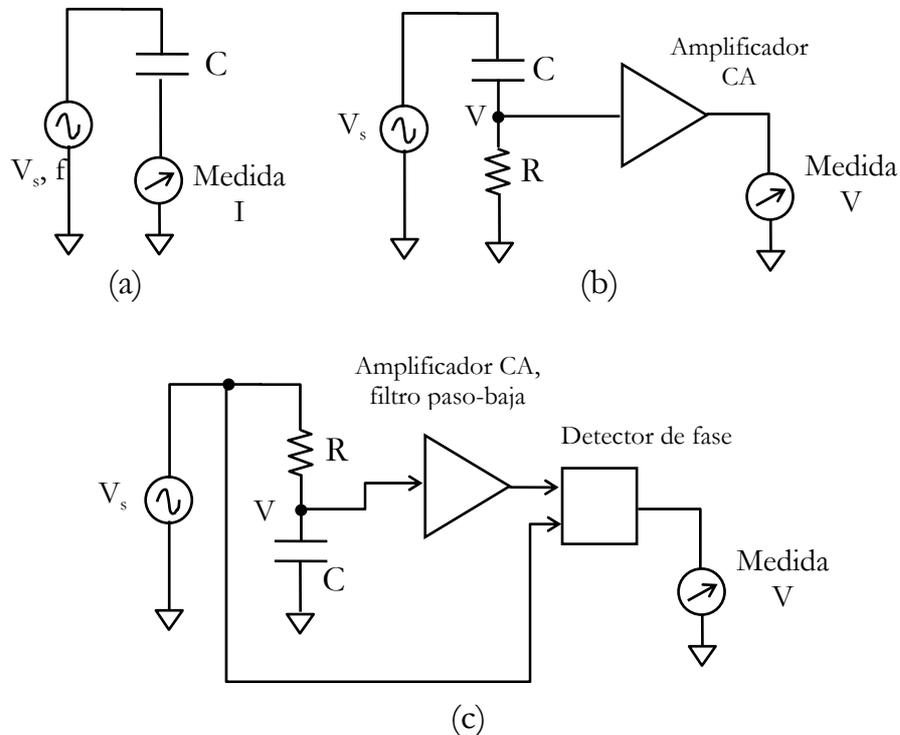


Fig. 13. Distintos circuitos usados en los medidores de impedancias: (a) Método primario. (b) Muestreo en una resistencia. (c) Desplazamiento de fase.

Si se aplica una tensión V_s y una frecuencia f , la intensidad que circula por el condensador viene dada por:

$$I_c = \frac{V_s}{X_c} = V_s (2\pi f C)$$

Este medidor se calibra en capacidad, debido a la relación lineal entre capacitancia y corriente. Aunque parece útil, en realidad es poco práctico. En efecto, entre los condensadores comúnmente usados en la industria abundan los de pocos picofaradios, con tensiones de trabajo menores de 25 V. El problema es la frecuencia de trabajo. No se cuenta con dispositivos de medición de corrientes con frecuencias RF. En efecto, sea el caso de un condensador de 10 pF. En efecto, para un valor típico de corriente de 10 mA y una tensión de trabajo de 10 V, se tendría una frecuencia de medición de:

$$I_c = \frac{V_s}{X_c} = V_s (2\pi f C) \leftrightarrow 100 \times 10^{-3} = 10 \times (2\pi f \times 10 \times 10^{-12}) \rightarrow f \cong 1,59 \times 10^8 \text{ Hz}$$

Esta es una frecuencia de RF (elevada), en la que los condensadores se comportan como bobinas; además aparecen resistencias de disipación y otros parásitos. Por lo tanto, se

deben emplear corrientes pequeñas para mediciones de capacidad, y en la industria sabemos que son de magnitud elevada.

La Fig. 13 (b) presenta un método alternativo en el que el amplificador proporciona la ganancia necesaria y así se puede trabajar con pequeñas corrientes. La tensión en la resistencia viene dada por:

$$V = \frac{RV_s}{\sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{2\pi fC}\right)^2}}$$

V es función de C , para el resto de los parámetros considerados constantes. La escala debe calibrarse de forma no lineal. El método suele emplearse a altas frecuencias, de varios MHz. El problema es mantener la ganancia del amplificador a tan alta frecuencia (sabemos que la ganancia disminuye con la frecuencia).

La alternativa aparece en la Fig. 12 (c), que consiste en medir el desfase entre la tensión aplicada y la del condensador. El ángulo de desfase viene dado por:

$$\theta = \text{actg}\left(\frac{R}{X_c}\right) = \text{actg}(2\pi fRC)$$

Se puede calibrar este medidor en capacidad, ya que el ángulo es proporcional a la capacidad. La calibración no es lineal y es por consiguiente, poco útil.

Sin embargo, si la desarrollamos en serie de *Taylor* (en torno al punto $\theta=0$), podemos obtener distintas aproximaciones del modelo del ángulo de desfase, válidas para ángulos de desfase pequeños. En la siguiente expresión se muestra un valor pequeño del argumento (0,1) muy parecido al valor de la función (0,0996686), y su desarrollo:

$$\theta = \text{actg}\left(\underbrace{2\pi fRC}_{0,1}\right) = \underbrace{2\pi fRC}_{0,1} - \frac{1}{3}(2\pi fRC)^3 + \frac{1}{5}(2\pi fRC)^5 + \dots$$

0,0996686

Como hemos visto, se aprecia que el valor calculado de la arcotangente se aproxima al ángulo para valores pequeños del argumento. En la práctica se considera válido el método para valores de $\theta < 0,1 \text{ rad}$. Para estos valores la relación es lineal, y se tiene:

$$\theta = 2\pi fRC .$$

El pequeño error que se comete al considerar la expresión anterior se evalúa como sigue:

$$\text{error relativo} = \frac{0,1 - 0,0996686}{0,1} \times 100\% \cong 0,3314\% \approx 0,3\%$$

El error es sólo 0,3% menor que el ángulo real en radianes. Es decir, si se calibra el medidor con esta técnica, directamente en capacidad, y el ángulo de fase se restringiera a menos de 0,1 radianes, el error debido a esta aproximación no excedería del 0,4% (soy conservador y subo una décima respecto a la aproximación del 0,3% anterior).

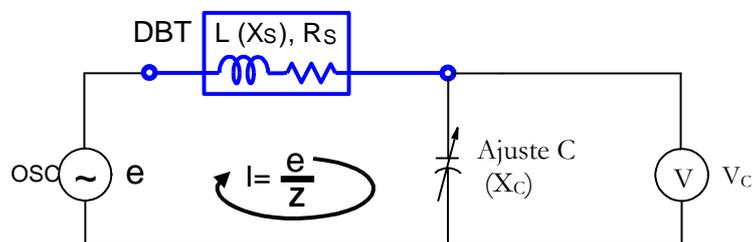
Este medidor puede incluir varias escalas sin más que cambiar R . Por tanto es configurable. La lectura a escala máxima es de 0,1 radianes. Por ejemplo, supongamos que la escala inferior ha de cubrir de 0 a 100 pF a escala completa, con un generador de frecuencia de 1 MHz (el instrumento la genera internamente). En consecuencia, esto significa que a esta frecuencia, el desplazamiento de fase medido (asociación RC) con 100 pF, debe valer 0,1 radianes. De lo anterior, se deduce el siguiente valor para R :

$$R = \frac{\theta}{2\pi f C} = \frac{0,1(\text{rad})}{6,28 \times 10^6 (\text{Hz}) \times 10^{-10} (\text{F})} = 0,1592356 \times 10^3 \Omega \approx \underline{\underline{159 \Omega}}$$

4.7.5 Medidores resonantes o medidores de Q

El medidor de factor de calidad Q es un instrumento concebido para medir propiedades eléctricas de bobinas y condensadores. El circuito medidor de Q básico se muestra en la Fig. 14. su operación se basa en el circuito resonante serie.

Para su estudio tratemos la configuración de la Fig. 13. En ella se aprecia una situación de conexión directa, es decir, la bobina se conecta directamente a las terminales de prueba (bornes de entrada del instrumento de medida). El oscilador proporciona la señal de test. Este oscilador es de banda ancha (50 kHz-50 MHz), y suele entregar corriente a una resistencia en paralelo de bajo valor (e.g. 0,02 Ω), denominada R_{SH} . Esta resistencia puede incluirse en paralelo con el oscilador ideal (en cuyo caso sería una fuente de corriente sinusoidal), o en serie (fuente de tensión sinusoidal). En principio la consideraremos despreciable.



$$X_C = \frac{V}{I} = \frac{R_D V}{e} \quad (\text{en resonancia})$$

$$Q = \frac{|X_D|}{R_D} = \frac{|X_C|}{R_D} = \frac{|V|}{e}$$

Fig. 14. Operación del medidor de Q . El Dispositivo Bajo Test (DBT) queda recuadrado. Las terminales de prueba son círculos más gruesos.

El procedimiento de medida queda como sigue. Se sintoniza C hasta que el circuito entre en resonancia. En esta situación $X_S = -X_C$, y sólo queda R_D , siendo la impedancia resistiva pura. Lo anterior se plasma en las siguientes expresiones.

Resonancia: $Z_C = -Z_L \leftrightarrow X_C = -X_L \rightarrow |X_C| = |X_L|$. De aquí se saca:

$$2\pi f L = \frac{1}{2\pi f C} \rightarrow L = \frac{1}{(2\pi f)^2 C} \quad [H]$$

También en resonancia, se plantea la caída de tensión en el condensador, que se mide con un voltímetro (simbolizado como un unto de medida en el circuito).

$$v_c = \frac{e \times \frac{1}{j\omega C}}{\underbrace{j\omega L + R_S - \frac{j}{\omega C}}_{j\omega L = -\frac{j}{\omega C}}} = e \times \frac{1}{j\omega R_S C} \rightarrow |v_c| = |e| \times \frac{|X_C|}{R_S} = |e| \times \underbrace{\frac{|X_S|}{R_S}}_Q = |e| \times Q.$$

$$\rightarrow \boxed{Q = \frac{|e|}{|v_c|}}$$

Esta expresión indica que el módulo del factor de la tensión medida en el condensador es igual a la tensión de pico del oscilador de test multiplicada por el factor de calidad. De aquí se deduce el factor de calidad en función de la tensión aplicada mediante el oscilador y de la tensión medida en el condensador.

Si se considera el efecto de la resistencia R_{SH} (es en realidad una resistencia de pérdidas, que se incluye en el modelo del oscilador, pero que también puede modelar las pérdidas en el condensador), y se considera en serie con la fuente de tensión (por ejemplo), esta resistencia se suma a R_S en la expresión anterior, proporcionando un Q_{medido} (indicado) que difiere del $Q_{efectivo}$ (ideal). Es obvio que $Q_{efectivo} > Q_{medido}$:

$$Q_{efectivo} = \frac{|X_S|}{R_S} > Q_{medido} = \frac{|X_S|}{R_S + R_{SH}}$$

Con el fin de cuantificar el error cometido veamos un ejemplo numérico.

Ejemplo 1. $R_S = 10 \Omega$; f_r (frecuencia de resonancia) 1 MHz; $C = 65 \text{ pF}$. $R_{SH} = 0,02 \Omega$.

Con todo:

$$Q_{efectivo} = \frac{|X_S|}{R_S} = \frac{|X_C|}{R_S} = \frac{1}{2\pi f C R_S} = \frac{1}{2\pi \times 10^6 \times 65 \cdot 10^{-12} \times 10} \cong 244,85376 \approx 244,9$$

$$Q_{medido} = \frac{|X_S|}{R_S + R_{SH}} \approx 244,4$$

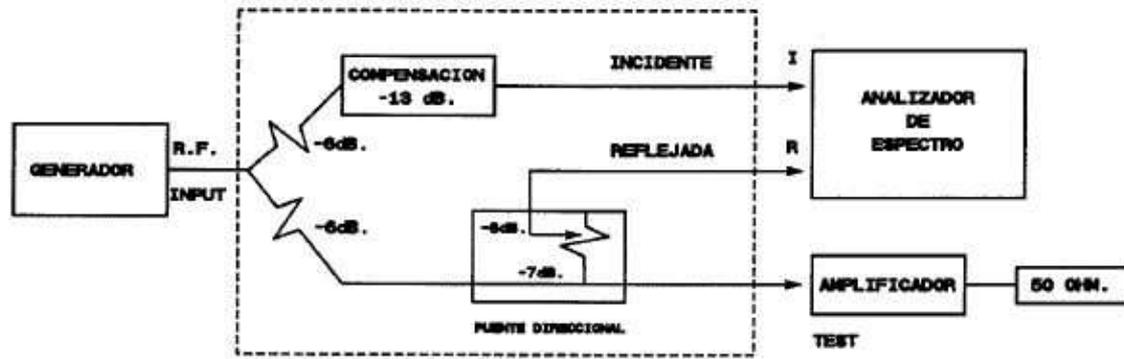
El error relativo que se comete es:

$$\varepsilon = \frac{Q_{efectivo} - Q_{medido}}{Q_{efectivo}} \times 100\% = \frac{244,9 - 244,4}{244,9} \times 100\% \approx 0,2\%$$

El error es mayor si la resistencia de la bobina es del orden de R_{SH} , e.g. si $R_S = 0,1 \Omega$, se comprueba que $\varepsilon \approx 17\%$.

4.7.6 Los métodos de reflexión

El esquema de la Fig. 15 muestra el procedimiento para medir la impedancia de entrada de un amplificador.



H.P. 8502.A.

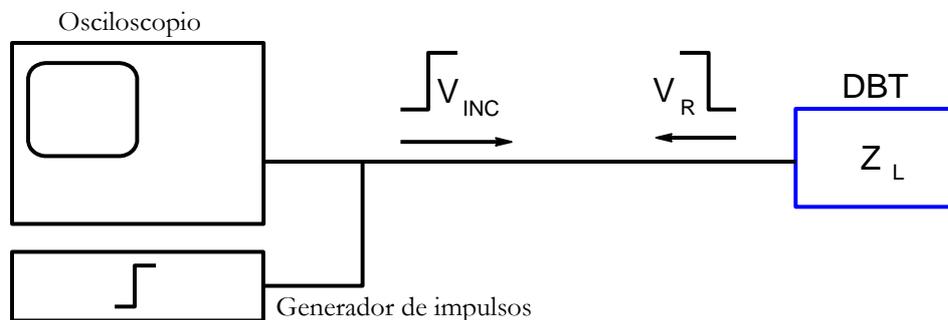
Fig. 15. Medición de la impedancia de entrada de un amplificador.

El coeficiente de reflexión se obtiene en función de las potencias incidente y reflejada. Y la impedancia se obtiene en función del primero y de la impedancia del dispositivo $Z_o=50 \Omega$, según la siguiente expresión:

$$|\rho| = \sqrt{\frac{P_R}{P_{INC}}} \quad |Z| = |Z_o| \cdot \frac{1-|\rho|}{1+|\rho|}$$

En general, en el análisis de redes (e.g. medidas de impedancias en líneas de transmisión) se emplea la técnica de reflectometría en el dominio del tiempo (TDR; **T**ime-**D**omain **R**eflectometry), cuya operación se ilustra en la Fig. 16. El coeficiente de reflexión (ρ) es la relación entre la tensión reflejada y la señal (amplitud) incidente.

$$|\rho| = \frac{V_R}{V_{INC}}; \quad |Z| = \frac{|Z_L| - |Z_o|}{|Z_L| + |Z_o|} = |Z_o| \cdot \frac{1-|\rho|}{1+|\rho|}$$

Fig. 16. Método de medida de impedancias por reflexión. Z_L es la impedancia de carga, del DBT.

Referencias

- [1] G. Amorese, LCR/Impedance Measurement Basics, 1997 Back To Basics Seminar. Hewlett-Packerd. Kobe Instrument Division.
- [2] W.D. Cooper and A.D. Helfrick, Instrumentación electrónica moderna y técnicas de medición, Prentice-Hall. Hispanoamericana, 1991.
- [3] A. Creus, Instrumentación industrial, Marcombo, Boixareu editores, 1995.
- [4] E. Mandado, P. Mariño y A. Lago, Instrumentación Electrónica. Marcombo. Boixareu editores, 1995.
- [5] R. Pallás, Instrumentación Electrónica Básica, Marcombo, Boixareu editores, 1987.