

Capítulo 5

Medidores de impedancia

La medida de impedancias eléctricas no se ha beneficiado de los métodos digitales de una forma tan intensa como la medida de tensiones o de frecuencias. Así, por ejemplo, no existen equipos de bajo coste y cualidades apreciables, como sucede con los multímetros y frecuencímetros.

Sea ésta u otra la razón, el caso es que la impedancia eléctrica es una magnitud que se mide relativamente poco, y en cambio su conocimiento muchas veces resulta ser imprescindible. Sucede así, por ejemplo, cuando se desea aumentar la velocidad y resolución de los circuitos electrónicos.

Este capítulo se dedica al análisis del significado e importancia de las medidas de impedancia, así como a la descripción de los métodos de medida más frecuentes.

5.1 FUNCION Y TIPOS. CONCEPTO DE IMPEDANCIA ELECTRICA

La impedancia es la única propiedad eléctrica inherente a todos los materiales o componentes, y describe la oposición que ofrecen al flujo de corriente alterna, a una frecuencia dada. Se define, a partir de la ley de Ohm, como el cociente entre la tensión aplicada al material o componente y la corriente resultante:

$$Z = \frac{V}{I}$$

Si hay elementos que almacenan energía (capacidades, inductancias), V e I no están en fase y, por ejemplo, al cesar V no cesa I . Por ello la impedancia se describe mediante dos parámetros: su módulo (cociente de los módulos de V e I) y su fase (desfase entre V e I). Se puede representar, pues, mediante un número complejo, que admite las siguientes representaciones:

$$\begin{aligned}
 Z &= |Z| (\cos \theta + j \operatorname{sen} \theta) = |Z| \cdot e^{j\theta} \\
 Z &= R + jX \\
 |Z| &= \sqrt{R^2 + X^2} \\
 \tan \theta &= \frac{X}{R}
 \end{aligned}$$

donde R es la resistencia —en alterna— (parte real de Z); X es la reactancia (parte imaginaria de Z); $|Z|$ es el módulo de Z , y su unidad es el ohm; y θ es el desfase entre V e I .

Tanto R como X varían con la frecuencia, porque Z es distinta para cada frecuencia. Además, R no coincide con el valor obtenido al medir en continua. R es la responsable de la energía disipada, mientras X lo es de la energía almacenada.

Para una resistencia pura, $Z=R$. Para una inductancia pura, $Z=j\omega L$, $X=\omega L$, y para una capacidad pura, $Z=1/j\omega C = -j/\omega C$, $X=-1/\omega C$.

Recíprocamente, se puede hablar también de la caída de tensión V que aparece en un material cuando se hace pasar por él una corriente I de determinada frecuencia. Este parámetro se denomina admitancia:

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

y, lógicamente, es también un parámetro complejo:

$$\begin{aligned}
 Y &= |Y| (\cos \theta + j \operatorname{sen} \theta) = |Y| \cdot e^{j\theta} \\
 &= G + jB \\
 |Y| &= \sqrt{G^2 + B^2} \\
 \tan \Phi &= -\frac{B}{G}
 \end{aligned}$$

donde G es la conductancia (parte real de Y), B es la susceptancia (parte imaginaria de Y); $|Y|$ es el módulo de Y , y su unidad es el siemens (S), y Φ es el desfase entre I y V .

También aquí G y B varían con la frecuencia ya que ni Y ni Φ son constantes.

Dada la relación entre Z e Y , los demás parámetros también están relacionados entre sí:

$$\begin{aligned}
 |Z| &= \frac{1}{|Y|} \\
 \Phi &= -\theta \\
 R &= \frac{G}{G^2 + B^2} \quad ; \quad G = \frac{R}{R^2 + X^2}
 \end{aligned}$$

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

Es importante observar que $G=1/R$ sólo cuando $B=0$, y que $B=1/X$ sólo cuando $G=0$. Es decir, aunque la admitancia siempre es igual al recíproco de la impedancia, la conductancia no es igual al recíproco de la resistencia (salvo para corriente continua), y la susceptancia no es igual al recíproco de la reactancia.

Como parámetros adicionales, para el caso de componentes pasivos, se introducen el factor de calidad Q , y el factor de disipación, D . El factor de calidad se define como el cociente entre el módulo de la componente imaginaria y la componente real

$$Q = \tan \theta = \frac{|X|}{R} = \frac{|B|}{G}$$

Así, un valor alto de Q indica que la disipación de energía es pequeña, por lo que es un parámetro adecuado para valorar la pureza de una reactancia. Se emplea mucho en bobinas y componentes inductivos en general.

El factor de disipación se define como el recíproco del factor de calidad:

$$D = \frac{1}{Q} = \cotan \theta = \frac{R}{|X|} = \frac{G}{|B|}$$

y tiene, en general, un valor tanto más pequeño cuantas menos pérdidas tenga el componente. Se emplea mucho para caracterizar los condensadores. Como alternativa, se da a veces el factor de potencia:

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

Los medidores de impedancia son instrumentos que permiten la medida de uno o varios de los parámetros anteriores, a una frecuencia fija o en toda una banda de frecuencias. Se distingue entre los que miden por deflexión y los que miden por comparación.

Los instrumentos del primer grupo se basan en la medida de V e I , que debe hacerse digitalmente si se desea evitar errores grandes, y posteriormente se realiza, internamente, el cálculo V/I . La exactitud de la medida depende de la calibración, linealidad y estabilidad del medidor.

En los instrumentos que miden por comparación (puentes), se compara la impedancia a medir con otra conocida y ajustable, mediante un circuito que tiene una relación conocida entre sus elementos cuando hay un cero de salida. La exactitud depende de la calibración y estabilidad de un dispositivo pasivo similar al medido, y de la sensibilidad del detector de la diferencia entre ambos.

Al principio, los medidores por comparación eran más lentos que los

medidores por deflexión. Actualmente, sin embargo, hay tanto medidores por deflexión precisos, como medidores por comparación rápidos, por lo que las diferencias entre ambos tipos son cada vez menores.

5.2 CIRCUITOS EQUIVALENTES SERIE Y PARALELO

Los medidores de impedancia se aplican tanto a la caracterización de materiales y componentes, como al análisis de redes. En cualquier caso, y dadas las múltiples opciones de presentación de resultados que se ofrecen, es importante conocer las alternativas que hay en la modelización de impedancias.

A una frecuencia dada, cualquier impedancia puede ser descrita mediante dos cantidades, una real y otra imaginaria, que se pueden simular mediante elementos de circuito ideales: la resistencia equivalente y la reactancia equivalente (L o C). Si la impedancia se representa como suma de estos términos, se dice que está representada mediante el circuito equivalente serie.

Pero también se puede representar la impedancia mediante una admitancia con componentes G y B , que se sobreentienden conectados en paralelo. En este caso se habla de circuito equivalente paralelo.

La diferencia entre los valores serie y paralelo depende del desfase, es decir, de la calidad del componente. En cualquier caso, los elementos equivalentes sólo son válidos a una frecuencia determinada. El modelo mejor es aquel que se cumple para un margen de frecuencias mayor, si bien, en general, se sobreentiende el modelo serie si no se dice lo contrario. La parte real del circuito equivalente serie se suele designar como resistencia equivalente serie (ESR, equivalent series resistance).

Las relaciones entre los elementos de los circuitos equivalentes son las siguientes:

1 Resistencia y reactancia.

— En serie: $Z = R \pm jX$

$$R = \frac{G}{G^2 + B^2}; \quad X = \pm \frac{B}{G^2 + B^2}$$

— En paralelo: $Y = G \pm jB$

$$G = \frac{R}{R^2 + X^2}; \quad B = \pm \frac{X}{R^2 + X^2}$$

2 Condensador y resistencia.

— En serie: $D = \omega C_s R_s$

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

$$R_s = \frac{D^2}{1 + D^2} R_p$$

— En paralelo: $D = 1/\omega C_p R_p$

$$C_p = \frac{1}{1+D^2} C_s$$

$$R_p = \frac{1+D^2}{D^2} R_s$$

Estas transformaciones sólo son válidas a la frecuencia a la que se ha medido D , ya que ésta cambia con la frecuencia. Puede comprobarse que $D_p = D_s = D$, tal como era de esperar, pues la calidad de un componente no puede cambiar dependiendo del modelo equivalente considerado.

En los condensadores de alta calidad, D es muy pequeña, y entonces se cumple $C_p \approx C_s$, según puede deducirse de las expresiones anteriores. En otros casos, si al aumentar la frecuencia de medida aumenta D , el mejor modelo es el serie. Si en cambio D disminuye a frecuencia alta, es mejor el modelo paralelo.

3 Inductor y resistencia.

— En serie: $Q = \omega L_s / R_s$

$$L_s = \frac{Q^2}{1+Q^2} L_p$$

$$R_s = \frac{R_p}{1+Q^2}$$

— En paralelo: $Q = R_p / \omega L_p$

$$L_p = \frac{1+Q^2}{Q^2} L_s$$

$$R_p = (1+Q^2) R_s$$

Dado que Q es función de la frecuencia, estas transformaciones sólo son válidas a la frecuencia a la que se ha medido Q . También aquí $Q_p = Q_s = Q$, según se puede comprobar.

En las bobinas de calidad, Q es muy alta y se cumple $L_p \approx L_s$. En otros casos, si al aumentar la frecuencia aumenta Q , el modelo más adecuado es el serie; si Q se reduce, el modelo más adecuado es el paralelo.

5.3 CARACTERÍSTICAS DE LOS COMPONENTES PASIVOS REALES

En la práctica, no hay componentes que sean puramente resistivos, ni puramente reactivos. Así, los resistores, además de resistencia, tienen inductancia y capacidad; los inductores, tienen capacidad y resistencia, además

de inductancia; y los condensadores tienen también resistencia e inductancia, además de capacidad. Estas imperfecciones en los componentes dependen de los materiales y de la tecnología de fabricación, y limitan su utilidad. De ahí el interés del factor de calidad Q , y de la exactitud con que se puedan determinar la resistencia, inductancia y capacidad.

5.3.1 Resistores

El circuito equivalente más adecuado depende del material y del tipo de resistor (hilo bobinado, película metálica, composición, etc.). Para un resistor de composición de carbón el mejor modelo es el indicado en la figura 5.1. En ésta, L representa la inductancia de los terminales, y C la capacidad entre granos de carbón.

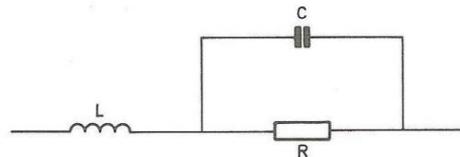


Figura 5.1 Modelo equivalente para un resistor de composición.

La impedancia real es pues:

$$Z = \frac{R}{1 + \omega^2 C^2 R^2} + jX = \text{ESR} + jR$$

y la resistencia equivalente serie:

$$\text{ESR} = \frac{R}{1 + \omega^2 C^2 R^2}$$

La parte imaginaria (jX) puede deducirse a partir del modelo.

Obsérvese que ESR depende de la frecuencia por partida doble. Directamente, según se deduce de la expresión anterior, e indirectamente porque R varía con la frecuencia. Es importante también notar que C afecta a ESR.

Para las resistencias de hilo bobinado es importante, además, la inductancia del bobinado y la capacidad entre vueltas. El modelo de parámetros concentrados empleado tiene los mismos elementos que hay en la figura 5.1, pero la inductancia está también en paralelo con el condensador.

La presencia de componentes reactivas en resistores puede producir desfases en circuitos donde se incorporen dichos resistores, e incluso hacerles susceptibles a interferencias electromagnéticas.

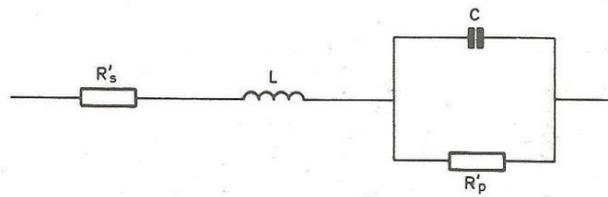


Figura 5.2 Modelo equivalente para un condensador.

5.3.2 Condensadores

Las propiedades de un condensador dependen del dieléctrico y de la forma y dimensiones (geometría) del componente. Un modelo aceptable es el de la figura 5.2, donde R'_s representa la resistencia de los terminales, placas y contactos, L representa la inductancia de los terminales y placas, y R'_p representa la resistencia de fugas del dieléctrico y la envoltura.

La impedancia real es, en este caso, de la forma:

$$Z = ESR + \frac{1}{j\omega C_e}$$

Para el caso en que R'_p es suficientemente grande,

$$ESR \approx R'_s$$

$$C_e = \frac{C}{1 - \omega^2 LC}$$

Obsérvese que, para frecuencias altas, C_e puede tener valor negativo, es decir, se comporta como una bobina.

En el caso de los condensadores electrolíticos, el valor de los parámetros depende de la tensión aplicada.

La presencia de una resistencia equivalente serie en condensadores, es no sólo una fuente de desfase adicional, sino que la disipación de energía que se produce en ella puede ser una causa de deterioro propio y de derivas térmicas en componentes próximos. La resistencia equivalente paralelo describe el proceso de descarga interna de los condensadores y es, por tanto, un parámetro útil para valorar su comportamiento en circuitos donde se pretende que retengan una determinada carga eléctrica.

5.3.3 Inductores

La inductancia de una bobina depende de sus dimensiones, del número de vueltas del hilo y de la permeabilidad del núcleo, μ . Para una bobina con núcleo de aire el modelo aceptado es el de la figura 5.3.

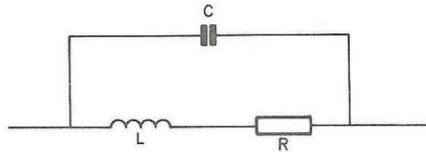


Figura 5.3 Modelo equivalente para una bobina con núcleo de aire.

La impedancia real es:

$$Z = ESR + j\omega L_e$$

donde:

$$ESR = \frac{R}{(1 - \omega^2 LC)^2}$$

$$L_e = \frac{L}{1 - \omega^2 LC}$$

El factor de calidad no es $\omega L/R$ sino

$$Q = \frac{\omega L}{R} (1 - \omega^2 LC)$$

Obsérvese que una capacidad entre espiras grande reduce el valor de Q .

Para bobinas con núcleo de hierro se suelen incluir las pérdidas por histéresis y por corrientes de Foucault, mediante resistencias en paralelo con la inductancia.

En inductores las pérdidas resistivas reducen el factor de calidad y provocan, en los circuitos que los incorporan, desfases adicionales.

5.4 METODOS DE DEFLEXION

Se denominan métodos de deflexión aquellos que de una forma más o menos directa se basan en la ley de Ohm. Los más habituales son el del divisor de tensión, y aquellos en que se mide V e I , o se emplea una corriente o tensión constante y se mide la caída de tensión o la corriente, respectivamente.

El método del divisor de tensión consiste en medir la tensión en bornes del elemento desconocido, dispuesto en serie con una impedancia conocida y un oscilador de amplitud y frecuencia estables. Para obtener las componentes activa y reactiva hay que medir no sólo la amplitud sino también la fase de la tensión de salida.

Un inconveniente de este método es que la amplitud de la salida no es proporcional al módulo de la impedancia. Tiene la ventaja de requerir menos elementos de precisión que un puente, pues, para tener distintas escalas, basta cambiar la impedancia de referencia en serie con la desconocida. Se emplea para la medida de resistencias altas y de condensadores con pocas fugas.

El método de concepción más fácil consiste en aplicar directamente la ley de Ohm. Para ello hay que conocer las amplitudes de la caída de tensión en la impedancia desconocida y la corriente a su través, y el desfase entre ambas. Mediante una serie de cálculos se pueden obtener luego, el módulo, las componentes real e imaginaria, los factores de calidad y de pérdidas, etc. Estos cálculos se ven facilitados, en parte, si se trabaja con una fuente de corriente o de tensión constantes, pero puede hacerlos internamente el instrumento si está basado en un microprocesador.

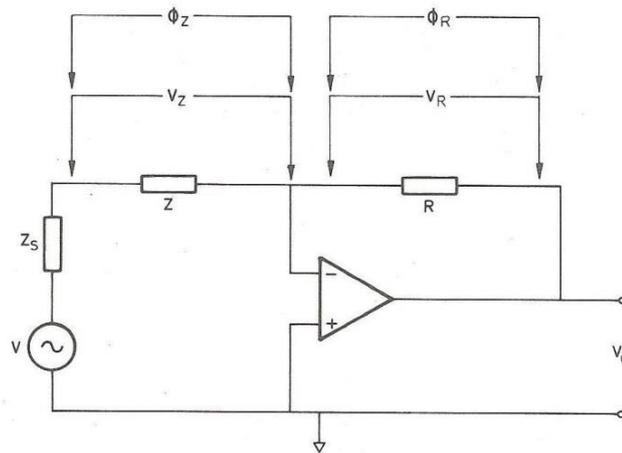


Figura 5.4 Fundamento de un medidor de impedancia compleja.

En la figura 5.4 se presenta el fundamento de un medidor de impedancia compleja de este tipo. Un oscilador de frecuencia, igual a aquella a que desea hacer la medida, se conecta en serie con la impedancia desconocida Z , provocando el paso de una corriente I . Esta se mide, a su vez, viendo la caída de tensión que provoca en una resistencia R estable, conocida con precisión. Un circuito digital mide el desfase entre las caídas de tensión en Z y en R . Con estos dos datos, un microprocesador realiza los cálculos para obtener los modelos serie y paralelo correspondientes, y presenta los resultados que se desee. El modelo de la figura 5.5 funciona de acuerdo con este método.

El cambio de escala se realiza mediante R . Con este sistema se evita tener que medir tensiones muy grandes cuando Z es grande, como sucedería si se trabajara a corriente constante, y la necesidad de aplicar tensiones muy

pequeñas cuando Z fuera pequeña, si se trabajara a tensión constante. Al mismo tiempo, se evita el error debido a la impedancia de salida de la fuente, Z_s .

La utilización de un amplificador operacional limita la aplicación de esta técnica. Si se desean evitar errores excesivos, no puede extenderse a frecuencias superiores a unos 100 kHz.

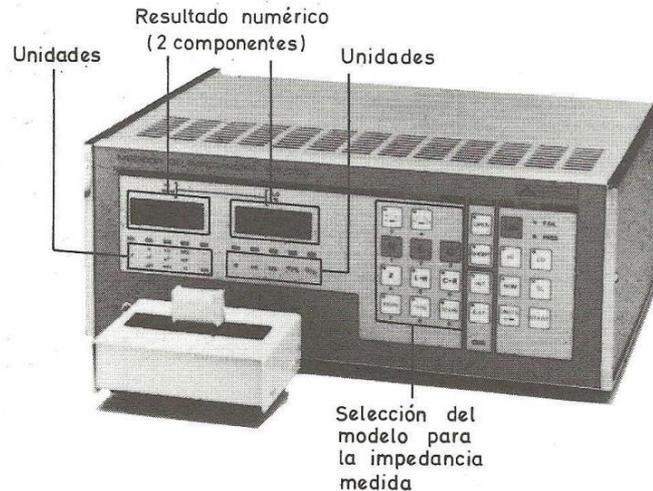


Figura 5.5 Medidor de impedancias digital basado en el método de la figura 5.4. (Cortesía de Instrumentación Electrónica Promax S.A.)

Los errores de este tipo de instrumentos vienen expresados de forma similar al caso de los multímetros digitales. Como parámetros adicionales que influyen en la cuantía del error están el factor de calidad y la frecuencia de medida.

Cualquiera que sea el método, cuando se miden impedancias pequeñas, cabe la posibilidad de cometer un error debido a las posibles impedancias de los cables y contactos en serie con la impedancia a medir. Para evitar el efecto de las posibles resistencias en serie, se procede a la realización de una medida con cuatro terminales, dos para inyectar la corriente I , y otros dos para medir la caída de tensión V en la impedancia desconocida, de forma análoga a la descrita en la medida de resistencias con multímetros digitales.

Un método de medida totalmente distinto, pero que también se puede considerar de deflexión, consiste en medir la variación de la frecuencia de un oscilador cuando se incorpora en éste el componente de impedancia desconocida. Es un método de medida muy simple y, en consecuencia, lo emplean muchos instrumentos comerciales de la gama baja, como el de la figura 5.6. Tiene los inconvenientes de que ni permite seleccionar la frecuencia de medida, ni facilita la obtención de la fase, o las dos componentes de la impedancia.

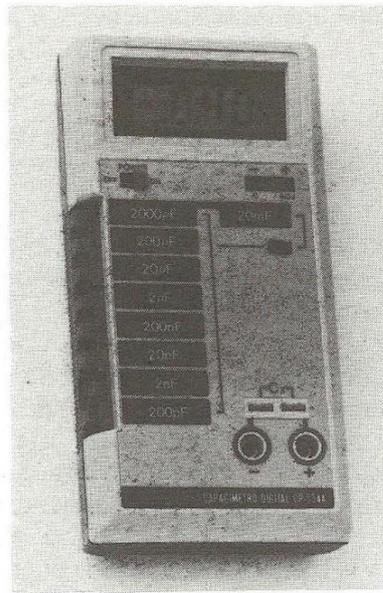


Figura 5.6 . Capacímetro basado en la variación de la frecuencia de un oscilador en función de la capacidad medida. (Cortesía de Instrumentación Electrónica Promax S.A.)

5.5 PUNTES DE ALTERNA

Los puentes de alterna pueden considerarse como una extensión del puente de Wheatstone, pero con impedancias en sus ramas, en vez de resistencias, y alimentados por un oscilador en vez de una fuente de tensión continua. Con la notación de la figura 5.7, en el equilibrio, las tensiones en los nudos centrales son iguales en amplitud y fase, y se cumple

$$Z_3 = \frac{Z_2 Z_4}{Z_1} = Z_2 Z_4 Y_1 = Z_2 \frac{Z_4}{Z_1}$$

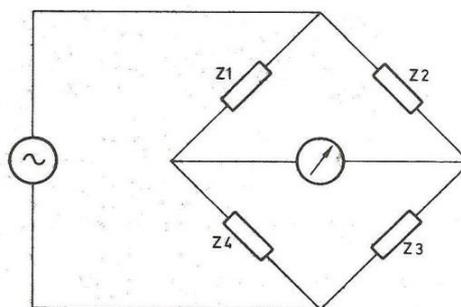


Figura 5.7 Puente de alterna.

y esto implica que se cumplen, simultáneamente,

$$|Z_3| = \frac{|Z_2||Z_4|}{|Z_1|}$$

$$\theta_3 + \theta_1 = \theta_2 + \theta_4$$

Si Z_4/Z_1 es real, se puede comparar Z_3 con una impedancia similar. Son los denominados puentes de comparación. Si, en cambio, se hace que Z_2Z_4 sea real, se puede comparar Z_3 con una admitancia Y_1 , y se habla de puentes de inversión.

En ambos casos, para obtener el equilibrio hay que hacer dos ajustes, hasta obtener la igualdad de módulos y de fases. La realización manual de estos ajustes es lenta. Esto ha restado aplicaciones a este método, a pesar de su elevada exactitud cuando se dispone de dos impedancias con una relación conocida con precisión. Esta se obtiene normalmente mediante un devanado sobre un núcleo toroidal, que constituye el secundario de un transformador, cuyo primario se conecta a la fuente de excitación (puentes con transformador o de relación).

Para tener un instrumento con lectura directa, hay que medir módulo y fase, y disponer dos elementos ajustables para cerrar un lazo de realimentación, o bien medir por deflexión. Estos dos métodos han ido desplazando a los diversos tipos de puentes que antaño se usaban normalmente para medir impedancias.

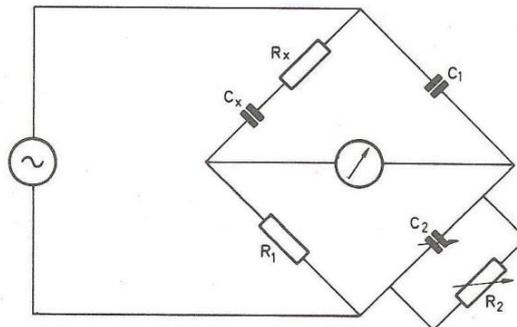


Figura 5.8 Puente de Schering.

Una configuración que todavía se emplea, para medir las fugas en condensadores de alta tensión, es el puente de Schering. Su estructura es la de la figura 5.8. En este caso, cuando tras los correspondientes ajustes de R_2 y C_2 , el indicador de la rama central señala que se ha obtenido el equilibrio, se cumple

$$C_x = \frac{R_2}{R_1} C_1$$

$$R_x = R_1 \frac{C_2}{C_1}$$

$$\tan \delta = \omega R_2 C_2$$

Si para el ajuste del puente se emplea R_1 en vez de R_2 , entonces se puede calibrar el dial de C_2 para que a una frecuencia dada se pueda leer directamente $\tan \delta$.