

## UN SIMPLE PUENTE PARA MEDIDAS DE CAPACIDADES USANDO EL ALGORITMO DE SWERLEIN

D. Slomovitz, C. Faverio, D. Izquierdo, L. Trigo

UTE Laboratorio, Montevideo, Uruguay  
labute@ute.com.uy

### Resumen

En este trabajo se presenta un método alternativo para las medidas de capacitores de alta precisión. Usa solo instrumentos de propósitos generales, en lugar de usar complejos y costosos sistemas basados en puentes clásicos. La exactitud que alcanza es de algunas partes en  $10^6$ , suficiente para muchas aplicaciones.

### Introducción

Muchos tipos diferentes de medidores de capacidad han sido propuestos. Los más exactos están basados en puentes con divisores de voltaje inductivos, alcanzando incertidumbres de algunas partes en  $10^9$  [1]. Sin embargo, ellos tienen alto costo y complejidad, y no todas las aplicaciones necesitan tan alta precisión. La idea principal de este trabajo es proponer un puente que solo usa equipo de laboratorio de propósitos generales, fácil llevar a cabo. El puente tiene dos fuentes de voltaje sincronizadas, ajustables, un detector de nulo y un voltímetro de alterna. Éste compara las caídas de tensión entre las dos impedancias a ser comparadas. Una de ellas es el capacitor bajo ensayo, y la otra una impedancia de referencia que puede ser otro capacitor, o un resistor. En este último caso, la medida es trazable a las magnitudes de resistencia y tiempo. Algunos sistemas parecidos han sido propuestos [2], pero éstos requieren de instrumentación especializada y pueden medir solo impedancias de dos terminales. Esto limita sus campos de la aplicación. La mejora presentada en este trabajo permite comparar impedancias de dos y cuatro terminales, incluso de magnitudes diferentes.

### Descripción del sistema

La Fig. 1 muestra un diagrama de la propuesta.  $U_1$  y  $U_2$  son dos fuentes de voltaje ajustables, sincronizadas a la misma frecuencia (generalmente, 1 kHz). En el sistema propuesto, usamos un calibrador Fluke, modelo 5500A que tienen dos salidas independientes.  $Z_N$  es la impedancia de referencia y  $Z_X$  la impedancia bajo prueba. Ellas pueden ser de la misma magnitud, o no. Por ejemplo, un capacitor puede calibrarse contra una resistencia. El detector de nulo se forma con un amplificador de

transconductancia de bajo costo y un osciloscopio de uso general con capacidades de cómputo de FFT y promedios (para nuestro sistema, Tektronix TDS3012). El disparo de este último instrumento viene del voltaje  $U_1$ , a través de un acoplador opto-aislado. De esta manera, con números de promedio grandes (entre 128 y 512), se consigue un ruido bajo y alta estabilidad de la señal. La amplitud a la frecuencia del funcionamiento puede medirse fácilmente mediante la transformada FFT. Notar que no es necesario un amplificador del gran ancho de banda.

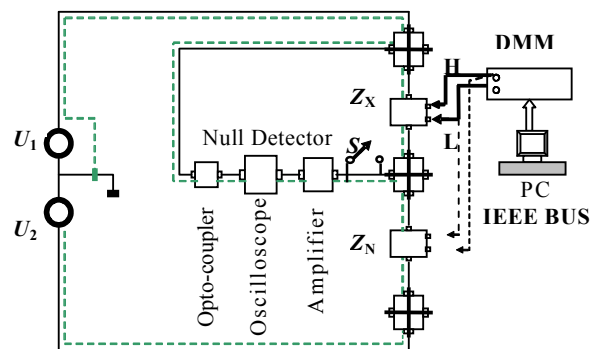


Fig. 1. Schematic diagram of the proposed system.

Al contrario, un ancho de banda que baste solo para cubrir la frecuencia del funcionamiento es mejor, porque esto reduce los armónicos. En algunos casos, un filtro pasabajos, después del amplificador, puede ser necesario para reducir más los armónicos, o ruidos provenientes de la red.

Una vez que las fuentes se ajustan en amplitud y fase para conseguir corriente nula en el detector, un multímetro digital AGILENT 3458A (DMM) alternativamente mide la caída de tensión de las dos impedancias. Durante este paso, el interruptor  $S$  está cerrado, conectando con tierra el punto de conexión entre las impedancias. Esto es necesario para evitar la influencia de la impedancia de voltímetro sobre el circuito. Como el voltaje en ese punto es cero antes de cerrar  $S$ , ningún cambio de voltaje se produce cuando el interruptor está cerrado. La impedancia de la entrada del DMM produce errores despreciables bajo esta condición, aun con impedancias bajo prueba de hasta  $16\text{ M}\Omega$  (correspondiente a  $10\text{ pF}$  a  $1\text{ kHz}$ ).

Un algoritmo externo [3], basado en el algoritmo de Swerlein comanda el DMM para conseguir errores

más bajos que aquéllos mostrados en sus especificaciones. Pueden lograrse incertidumbres de relación de voltaje de  $5 \times 10^{-6}$ , a 1 kHz, en lugar de más de  $100 \times 10^{-6}$  usando el DMM en su modo convencional.

La relación entre las magnitudes de ambas impedancias es igual a la relación de voltajes medido por el DMM.

$$\frac{|Z_X|}{|Z_N|} = \frac{U_1}{U_2} \quad (1)$$

Con respecto al ángulo de la fase, éste está determinado por el ángulo de fase entre las fuentes. En este caso, la incertidumbre es más alta porque depende de la exactitud de fase de las fuentes, pero generalmente no es necesario medir el ángulo de impedancias con exactitud muy alta.

### Cálculo de incertidumbres

Como ejemplo, se presenta el cálculo de incertidumbre para una calibración de un condensador de 1000 pF. Éste se comparó contra una resistencia patrón de ac de 10 k $\Omega$ , la cual a su vez fue calibrada (usando este mismo puente) contra una resistencia calculable de 1 k $\Omega$  [4]. Las fuentes se ajustaron hasta que se anuló la corriente, a 8 V y 0.5 V (proporción 16/1) aproximadamente, 1 kHz, 90°. Las fuentes de incertidumbre principales son las siguientes.

#### A. DMM relación de voltaje.

El DMM es controlado por un algoritmo externo [3] que reduce sus errores significativamente. Se evaluó la incertidumbre tipo B, en la relación 8 V/0.5 V, en  $1.1 \times 10^{-6}$  de su valor nominal.

#### B. Patrón de referencia.

La relación de impedancias entre ac y dc de la resistencia usada como patrón se evaluó contra una resistencia calculable. Su diferencia en magnitud a 1 kHz es despreciable en esta prueba. Su incertidumbre en dc se estimó en 2.0  $\mu \Omega/\Omega$ .

#### C. Frecuencia

Como una de las ramas es una resistencia y la otra un condensador, la frecuencia de las fuentes influye en los resultados. Esta frecuencia era permanentemente medida por el DMM, dado que posee esta capacidad. Se evaluó su influencia en la incertidumbre de la medida del capacitor en 0.5  $\mu\text{F}/\text{F}$ .

#### D. Incertidumbre tipo A

Se realizaron 9 medidas de relación, tomando el promedio de 3 medidas de voltaje en cada punto. La desviación estándar del valor medio fue de 1.7  $\mu\text{F}/\text{F}$ .

#### E. Incertidumbre combinada

El valor de la incertidumbre combinada ( $k=1$ ), por consiguiente, es 2.9  $\mu\text{F}/\text{F}$ .

### Conclusiones

Se presentó un método simple para medidas de capacidades, que solo usa equipo de laboratorio convencional. Solo requiere de una fuente de voltaje (calibrador), un osciloscopio y un DMM, como equipo principal. Este sistema puede comparar capacidades entre sí, y también magnitudes diferentes. Se mostró la comparación de un condensador contra una resistencia, con incertidumbres de  $3 \times 10^{-6}$  ( $k=1$ ). Ésta es una posibilidad interesante desde el punto de vista de la trazabilidad. Un simple resistor calculable puede ser la base para las mediciones de capacidad, sin necesidad de referirlas a otros capacitores.

### Referencias

- [1] J. Melcher, B. Schumacher, B., "Quadrature bridge for the comparison of quantum Hall resistors with capacitors," *Digest CPEM 94*, pp. 110-111, 27 June-1 July 1994.
- [2] B. C. Waltrip, N. M. Oldham, "Digital impedance bridge," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 44, no. 2, pp. 436-439, Apr. 1995.
- [3] D. Slomovitz, L. Trigo, "High precision voltage ratio measurements using a 3458A multimeter," *Conference on Precision Electromagnetic Measurements 2006*, This Digest, 2006.
- [4] L. Trigo, D. Slomovitz, "AC resistance standards based on calculable resistors," *Digest IEEE- EPIM 2005*, Montevideo, Uruguay, 23-24 Nov. 2005.