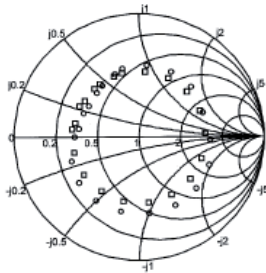


# Medición de impedancia compleja en sistemas de microondas con un circuito integrado "bluetooth"

Georges Roussy, Bernard Dichtel, Haykel Chaabane  
Laboratoire de Spectroscopie et des Techniques Microondes  
Université Henri Poincare, Nancy I  
B.P 239 F. 54506 Vandoeuvre Les Nancy, Francia  
george.roussy@wanado.fr



## RESUMEN

Es posible simplificar el método de medición de impedancia, de reflexión y de transmisión complejos en una instalación industrial utilizando un circuito integrado, concebido para aplicaciones "Bluetooth". El circuito Analog Devices 8302, mide ganancia y fase hasta 2.7 GHz, opera con señales de entrada de nivel variable y es menos sensible a fluctuaciones de frecuencia y amplitud de los magnetrones industriales que los mezcladores y detectores de cristal. Es por eso que con este dispositivo se puede llevar a cabo la medición precisa de ganancia y fase con generadores de baja estabilidad. Se describe un arreglo mecánico con un AD 8302 y se presentan el procedimiento de calibración y el desempeño del sistema.

## PALABRAS CLAVE

Bluetooth, microondas, medición, impedancia compleja.

## ABSTRACT

By using an integrated circuit, which is marketed for bluetooth applications, it is possible to simplify the method of measuring the complex impedance, complex reflection coefficient and complex transmission coefficient in an industrial microwave setup. The Analog Devices circuit AD 8302, which measures gain and phase up to 2.7 GHz, operates with variable level input signals and is less sensitive to both amplitude and frequency fluctuations of the industrial magnetrons than are mixers and crystal detectors. Therefore, accurate gain and phase measurements can be performed with low stability generators. A mechanical setup with an AD 8302 is described; the calibration procedure and its performance are presented.

## KEYWORDS

Bluetooth, microwave, measurements, complex impedance.



Artículo publicado en el Journal of Microwave Power & Electromagnetic Energy, Vol. 38, No. 4. Reproducido con la autorización del autor.

## INTRODUCCIÓN

Los métodos para la medición del coeficiente de impedancia y reflexión complejas en aplicaciones de microondas han sido estudiadas por muchos investigadores<sup>1,2</sup> y publicadas en diversos artículos.<sup>3</sup> El desempeño de los analizadores modernos de vector de redes (VNA) con su método estándar

de calibración se aproxima a la perfección para mediciones de bajo nivel. Sin embargo, estas técnicas sofisticadas no pueden ser aplicadas a nivel industrial porque estos generadores de microondas son ruidosos e inestables en amplitud y/o frecuencia y las mediciones son por lo tanto imprecisas.

La amplitud de una señal eléctrica y su nivel de potencia pueden ser obtenidos con cierta precisión utilizando detectores convencionales o detectores de potencia, generalmente después del filtrado de la señal. Pero la fase del coeficiente de reflexión compleja y la impedancia son mucho más difíciles de medir que la amplitud, ya que la fase está relacionada con la distancia o el retraso en la propagación y es difícil de obtener con un generador de microondas del cual no se conoce su frecuencia exacta o es inestable.

Los reflectómetros de seis puertos tienen coples direccionales con circuitos alineados y con detectores de amplitud que tampoco se pueden calibrar con precisión cuando la frecuencia del generador en que se utilizan no es estable.<sup>4,5</sup> Los circuitos simples de seis puertos en guía de onda con cuatro detectores ubicados entre sí a una distancia de  $\lambda_g/8$ , son más bien inexactos para medición de fase en generadores de frecuencia variable.<sup>6</sup>

Por otro lado, el uso de mezcladores o mezcladores doblemente balanceados es tedioso porque el ruido total que se introduce a la entrada del oscilador local se transfiere a la salida.<sup>7</sup> De modo que el circuito integrado (AD 8302) que mide la ganancia RF desarrollado por "Analog Devices" ofrece una solución novedosa en instrumentación para microondas.<sup>8,9</sup>

### DOS USOS BÁSICOS DEL AD 8302

El circuito AD 8302 comprende un par de amplificadores demoduladores logarítmicos acoplados. Se dispone de la magnitud de la relación entre las dos señales de entrada, a partir de la diferencia de las salidas. El AD 8302 también incluye un detector de fases de tipo multiplicador, alimentado por la salida de los dos amplificadores logarítmicos, así que también se tiene la fase entre las dos señales de entrada.

Se puede construir un reflectómetro de microondas con un cople direccional y un atenuador, tal como

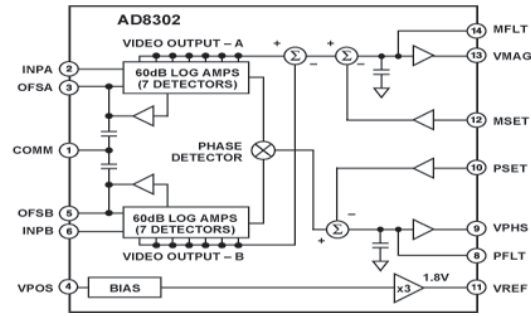


Diagrama de bloques del circuito integrado AD 8302.

se sugiere en la información técnica publicada sobre el AD 8302,<sup>9</sup> seleccionando el valor de atenuación como una función del coeficiente de acoplamiento en el cople direccional con la sensibilidad deseada.

La figura 1 muestra el arreglo de un reflectómetro que trabaja a baja y alta potencia. En este caso se puede seleccionar un cople direccional y un atenuador, ambos de 60 db, para que las señales estén en el rango dinámico del circuito AD.

La señal aplicada en la entrada A es proporcional a la onda incidente y la señal aplicada en la entrada B es proporcional a la onda reflejada, de modo que las salidas son:

$$V_{mag} = a \log \left( \frac{V_A}{V_B} \right) + b \quad (1)$$

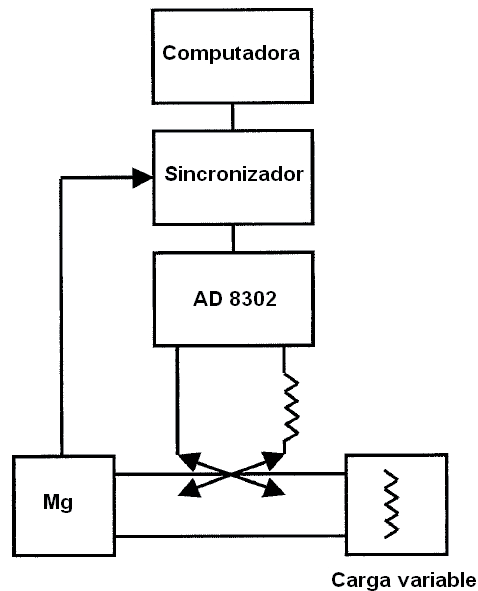


Fig. 1. Arreglo para la medición del coeficiente de reflexión compleja.

$$V_{phs} = \pm c \Phi_{AB} + d \quad (2)$$

$\Phi_{AB}$  es la fase entre las señales A y B; a, b, c y d son los parámetros de escalamiento o los puntos centrales de las funciones de transferencia. Estos parámetros dependen de la longitud de los cables, del acoplamiento del cople direccional y del valor del atenuador. También se pueden variar y ajustar electrónicamente para utilizar el circuito sobre su rango dinámico.

El rango para la medición de fase está limitado a  $180^\circ$ , entre  $-180^\circ$  y  $0^\circ$  con un punto medio a  $-90^\circ$ . La ambigüedad en el signo de fase es de poca importancia en la práctica. Todos los parámetros de escalamiento se determinan experimentalmente siguiendo un procedimiento de calibración apropiado como cuando se utiliza el VNA.

Otro uso interesante del AD 8302 para mediciones de impedancia se muestra en la figura 2.

Las entradas A y B están conectadas a dos detectores de campo eléctrico ubicados a  $\lambda_g/4$  dentro de la guía de onda.<sup>10</sup>

Si  $E_i$  es la amplitud de la onda incidente en el plano del detector número 1, y  $\rho$  es el coeficiente de reflexión complejo de la carga, especificado en

el mismo plano, el campo eléctrico total en dicho detector es:

$$E_1 = E_i(1 + \rho) \quad (3)$$

El campo eléctrico total en el plano del detector 2 (a  $\lambda_g/4$  del detector 1 hacia el generador) es:

$$E_2 = jE_i(1 - \rho) \quad (4)$$

La razón compleja de los dos campos eléctricos totales es proporcional a la impedancia compleja de la carga  $Z_1$ , definida en el plano del detector 1 como:

$$Z_1 = |Z_1| \exp j \arg Z_1$$

con  $-90^\circ < \arg Z_1 < 90^\circ$  (5)

Ya que  $Z_1$  real siempre es positivo:

$$\frac{E_1}{E_2} = j Z_1 \quad (6)$$

$$\log |Z_1| = f V_{mag} + g \quad (7)$$

$$\arg |Z_1| = h V_{phs} + l \quad (8)$$

f, g, h y l son nuevamente parámetros de escalamiento y la información de la fase de salida cubre el rango de  $-180^\circ$  a  $0^\circ$ .

La ambigüedad del signo en la fase (ecuación 2), que aparece en la medición del coeficiente de reflexión complejo desaparece con la medición hecha según el arreglo de la figura 1.

Es apropiado colocar los dos detectores sobre una base móvil para ajustar mecánicamente el plano en el cual se mide  $Z_1$  y para controlar los niveles de la señal mediante el ajuste de la penetración de la antena en el detector en la guía de onda.

Se recomienda especialmente tomar los datos de salida del AD 8302 durante periodos cortos, entre  $\tau_1$  y  $\tau_1 + \tau_2$ , en sincronía con el pulso de emisión del magnetrón. Esto se debe hacer cuando el generador se alimenta con corriente directa en pulsos a partir de corriente alterna.

Un circuito simple como el de la figura 3, puede generar un pulso periódico variable de longitud ajustable  $\tau_2$  y con un tiempo de retraso, también ajustable  $\tau_1$ , que se pueden utilizar para validar los datos grabados si se desea.

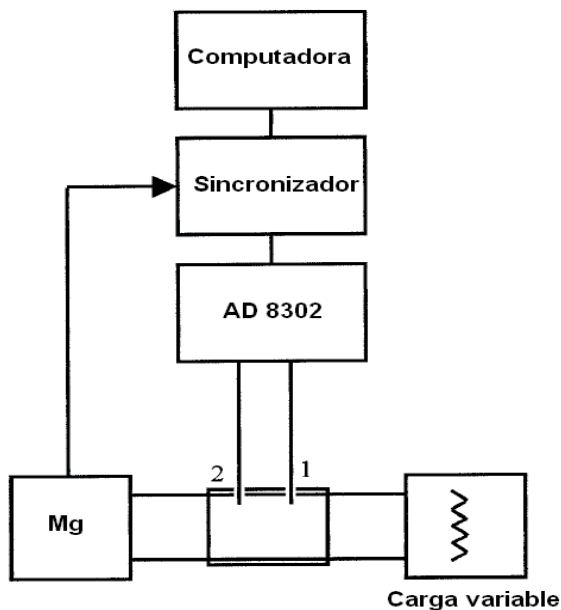


Fig. 2. Arreglo para la medición de la impedancia compleja.

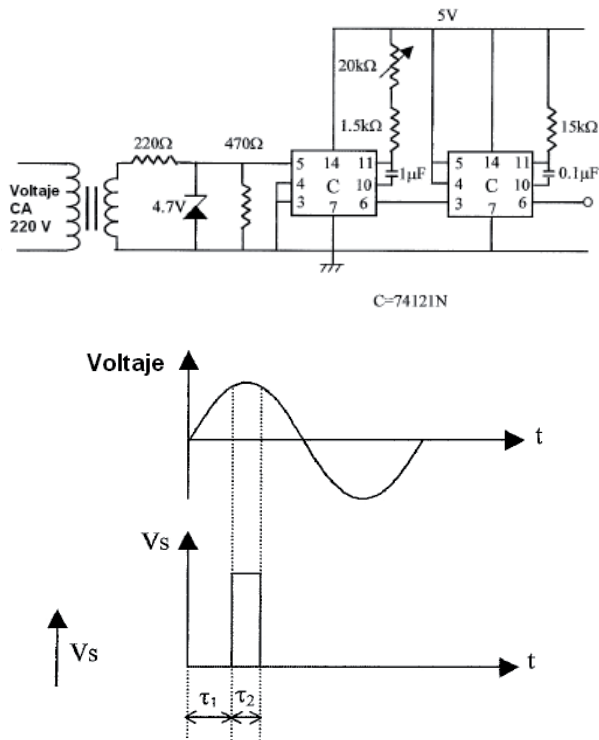


Fig. 3. Circuito de sincronización para adquisición de datos.

### PROCEDIMIENTO DE CALIBRACIÓN Y DESEMPEÑO DEL CIRCUITO AD 8302

El desempeño del circuito AD 8302 puede ser evaluado comparando, para varias cargas, los datos recolectados de una fuente industrial contra la impedancia medida con un VNA (por ejemplo un HP 8714 B).

En los experimentos de calibración se utilizó un magnetrón YJ 1500 con un solo rectificador operando en modo de pulsos. El generador está protegido por un circulador aislante de manera que la emisión de microondas (aproximadamente 1 KW) está libre de las variaciones de la impedancia de la carga, aunque no está libre de las modulaciones falsas en frecuencia y en amplitud.

Se utilizó una carga de agua, un circuito en corto que se movía en la guía de onda (10 posiciones sobre al menos una distancia de  $\lambda_g/2$ ) y 10 cargas más obtenidas con la carga de agua frente a la cual había un tornillo metálico (10 distancias conocidas).

Para todas estas cargas se calculó la desviación chi-cuadrada entre los valores  $|Z_{lc}|$  calculados a

partir de la salida del circuito AD y los valores  $|Z_{lm}|$  medidos con el VNA.

También se calculó una desviación chi-cuadrada similar para el argumento de la variable  $Z_1$ .

$$\Delta_m = \frac{1}{21} \sum_{i=1}^{21} \frac{|Z_{lc}|^2 - |Z_{lm}|^2}{|Z_{lm}|^2} \quad (9)$$

$$\Delta_\phi = \frac{1}{21} \sum_{i=1}^{21} \frac{(\arg Z_{lc})^2 - (\arg Z_{lm})^2}{(\arg Z_{lm})^2} \quad (10)$$

Utilizando la ecuación (7) y optimizando los parámetros de escalamiento (g y f) mediante ajuste de cuadrados mínimos, la chi-cuadrada residual  $\Delta_m$  tiene un valor pequeño, entonces la ecuación (7) es una relación precisa para interpretar los datos experimentales.

Pero el  $\arg Z_1$ ,  $\Delta_\phi$  es alto si se utiliza la ecuación (8), por lo que no es adecuada para interpretar los datos.

Otras ecuaciones que también han sido probadas son:

$$\arg Z_1 = h \left( 1 - sh \frac{V_{phs}}{l} \right) \quad (11)$$

$$\arg Z_1 = h \left( 1 - sh \frac{V_{phs}}{l} \right) + m V_{mag} \quad (12)$$

$$\arg Z_1 = h \left( 1 - sh \frac{V_{phs}}{l} \right) + m V_{mag}^2 \quad (13)$$

La ecuación (12) que supone una interdependencia entre  $V_{mag}$  y  $V_{phs}$  da un valor mucho más pequeño de  $\Delta_\phi$ .

Un procedimiento más riguroso consiste en escribir el error chi-cuadrada  $\Delta_C$  con números complejos y con coeficientes de reflexión complejos como la que se da en la ecuación (14):

$$\Delta_C = \frac{1}{21} \sum_{i=1}^{21} \frac{|\rho_k - \rho_{lm}|^2}{|\rho_{lm}|^2} \quad (14)$$

en la que se calculan todos los parámetros de escala simultáneamente en un paso, y que confirma que la ecuación (8) es la mejor interpretación de

los resultados experimentales. Las correlaciones entre los valores de los parámetros de escalamiento son diferentes, pero los valores de éstos no son significativamente diferentes.

Las figuras 4 y 5 muestran los datos obtenidos para una carga variable que consiste en una adaptación de la carga frente a un cabo metálico móvil. La figura 4 muestra los voltajes de salida  $V_{mag}$  y  $V_{phs}$ .

La figura 5 muestra las impedancias medidas con el circuito AD utilizado en este trabajo graficadas en una carta de Smith. La precisión en las mediciones de  $Z$  podría ser mejor modificando ligeramente la ecuación (12) o, si se decide emprender el trabajo

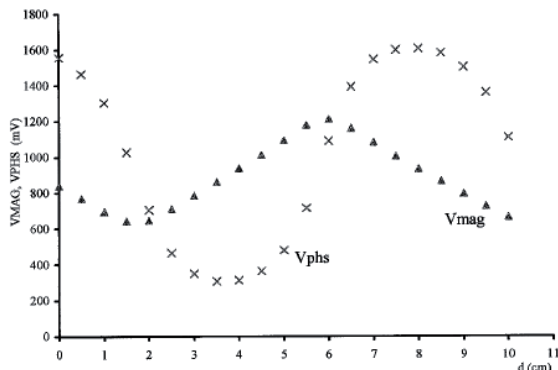


Fig. 4. Variaciones de voltaje típicas  $V_{mag}$  y  $V_{phs}$  para una carga variable que consiste en una adaptación de la carga frente a la cual se mueve un cabo metálico.

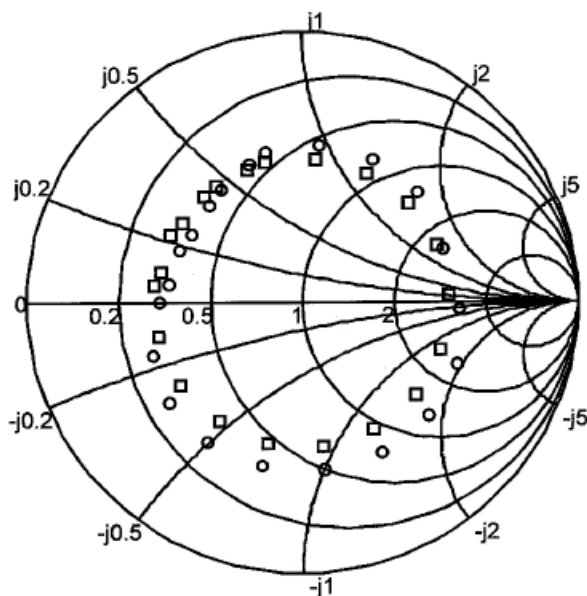


Fig. 5. Carta de Smith de un VNA y AD de las impedancias medidas para una carga variable que consiste en una adaptación frente a la cual se mueve un cabo.

de calibración amplio, corrigiendo los resultados con una ecuación bilineal.<sup>11</sup>

El sistema AD 8302 permite la adquisición rápida de datos en sincronía con la emisión del magnetrón, es más preciso que los sistemas en los que se utilizan detectores de amplitud clásicos, ya sea en posiciones fijas<sup>12</sup> o con un solo detector móvil sobre una guía de onda ranurada  $TE_{10}$ , aún cuando los detectores estén conectados a un sistema de adquisición de datos como el aquí descrito.

La información obtenida con el circuito AD 8302 se puede tratar, muestrear, suavizar o analizar estadísticamente más eficientemente que la obtenida mediante la detección de amplitud.

## CONCLUSIÓN

El uso del circuito integrado “Bluetooth AD 8302” simplifica la medición de la impedancia a alta potencia en aplicaciones industriales. El arreglo con el soporte móvil con dos detectores, es especialmente eficiente. El procedimiento de calibración se puede basar en utilizar muchas cargas de diferentes valores e interpretar los datos mediante el ajuste de cuadrados mínimos de los parámetros de escalamiento de las funciones de transferencia del circuito AD. Finalmente, la impedancia puede ser medida con una precisión aceptable aún si la emisión del generador es pulsada.

## REFERENCIAS

1. Montgomery, C.G., 1948, Techniques of microwave measurements (Radiation Laboratory Series. MTT), Mc Graw-Hill, New York.
2. Harvey, A. F., 1963, Microwave engineering, Acad. Press New York.
3. Dielectric measurements, 1989, IEEE Microwave Theory Techn., Vol 37, p 11,91.
4. Bosisio, R.G., and Li, S.H., 1982, Calibration of multiport reflectometers by means of four open/short circuit, IEEE, Vol 30, p 1085, 1089.
5. Engen, G. F., 1977, The six port reflectometer: An alternative network analyses, IEEE MTT, Vol 25, p 1075, 1080.
6. Roussy, G., Ghanem, H., Thiebaut, J.M., and Dichtel, B., 1990, Six port waveguide used for simultaneously measuring permittivity

- and permeability of solid materials in microwave region, *Jal of Microwave Power and Electromagnetic Energy*, Vol. 25, p 67, 75.
7. Anaren Microwave Inc, 1990, *Microwave components and subsystems catalog*, Syracuse, New York, USA.
  8. Analog Devices Inc, 2001, *2.7 GHz RF/IF gain and phase detector or AD 8302 datasheet*, *Microwave Journal*, March, p 180.
  9. Cowles, J., and Gilbert, B., 2001, *Accurate gain and phase measurement at radio frequencies up to 2.5 GHz*, *Analog Dialogue*, Vol. 05, p 35.
  10. Roussy, G., and Pearce, J., 1995, *Foundations and industrial applications of microwave and radio frequency fields*, John Wiley and Sons.
  11. Roussy, G., and Tchiakaka, P., 2001, *Permittivity real control of the physical or chemical processes induced during microwave irradiation*, 36<sup>th</sup> *International Microwave Power Symposium*, San Francisco.
  12. Roussy, G., Ghanem, H., Thiebaut, J.M., and Dichtel, B., 1987, *Mesures des impedances en guide d'onde avec une ligne de mesure fixe à quatre sondes*, *Onde Electrique*, Vol. 67, p 80.

El Instituto Tecnológico de Durango invita a investigadores, estudiantes, profesionistas y empresarios del ramo a participar en el:

## CONGRESO INTERNACIONAL DE METAL-MECÁNICA 2006

Durango, Dgo., México del 2 al 6 de octubre de 2006

"TÉCNICA, CIENCIA Y TECNOLOGÍA REVOLUCIONANDO AL MUNDO"  
INGENIERÍA MECÁNICA Y MECATRÓNICA

ENSEÑANZA DE LA INGENIERÍA  
MECÁNICA COMPUTACIONAL  
AUTOMATIZACIÓN  
MEDIO AMBIENTE

TERMOFLUIDOS  
MANUFACTURA  
MATERIALES  
ROBÓTICA  
DISEÑO



Información: [www.cimm2006.org](http://www.cimm2006.org),  
email: [info@cimm2006.org](mailto:info@cimm2006.org)  
Conmutador: +52 (618) 8 29 09 00, ext 126,  
directo +52 (618) 8 29 09 17  
Av. Felipe Pescador 1830 Ote.  
Durango, Dgo., México C.P. 34080