



# Ampliación del alcance en frecuencia en la medición de parámetros de dispersión del Laboratorio de RF y Microondas del INTI

G. Monasterios, H. Silva, A. Henze, N. Tempone

metrologiarf@inti.gob.ar

**Resumen** — El objetivo del presente trabajo es describir las distintas actividades llevadas a cabo por el Laboratorio de Metrología en RF y Microondas del Instituto Nacional de Tecnología Industrial (INTI) para incrementar el rango de frecuencias en la medición de parámetros de dispersión (también llamados parámetros S), hasta 32 GHz, para dispositivos coaxiales pasivos de uno o dos puertos.

Dicha extensión de alcances requirió la adquisición de nuevo instrumental y la aplicación de modelos matemáticos específicos que permiten estimar las incertidumbres de medición.

Adicionalmente, se efectuaron nuevas mediciones en los laboratorios de Metrología Dimensional del INTI con el objetivo de caracterizar el patrón primario de impedancia característica  $Z_0$  hasta 32 GHz.

**Palabras clave** — coeficiente de reflexión, VNA, incertidumbre, calibración, método del ripple.

aleatorios. Estos últimos no pueden ser cuantificados, de modo que forman parte de la incertidumbre de medición, mientras que los primeros, al ser sus causas predecibles, es posible removerlos.

En la medición de parámetros S en sistemas de alta frecuencia, el instrumento que se utiliza es el analizador vectorial de redes, o VNA por sus siglas en inglés. El proceso de medición implica la corrección de ciertos errores sistemáticos, lo cual puede realizarse mediante distintos métodos, cada uno basado en un modelo determinado.

Uno de estos es el modelo de 12 términos de error [1, 5] cuyo diagrama de señal en sentido directo (forward) se muestra en la Fig. 1, y para determinar dichos términos se utiliza el método llamado TOSM (Through-Open-Short-Match).

## I. INTRODUCCIÓN

El avance en la industria electrónica, particularmente en las telecomunicaciones y la industria aeroespacial, implican una mayor utilización del espectro radioeléctrico por parte de todo tipo de dispositivos que ocupan bandas de frecuencia cada vez más altas.

El INTI, dada su la función de instituto nacional de metrología, es responsable del mantenimiento de los patrones nacionales diseminando la trazabilidad al resto de la industria, garantizando de esta forma los resultados de medición. Por este motivo, necesita incrementar sus capacidades de medición para satisfacer la creciente demanda en las mediciones en alta frecuencia.

## II. CALIBRACIÓN DEL VNA Y ERRORES SISTEMÁTICOS.

En todo sistema de medición se encuentran presentes dos tipos de errores: los errores sistemáticos y los errores

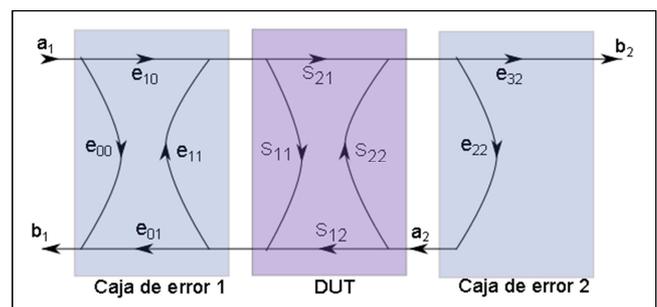


Fig. 1. Sección forward del modelo TOSM de 12 términos.

El método TOSM consiste en conectar distintos elementos conocidos a los puertos de medición, en forma previa a la realización de la medición. En la Fig. 2 se muestra un kit TOSM típico donde se encuentran los elementos necesarios para la corrección de errores.



Fig. 2. Kit TOSM con conector Tipo-N hasta 18 GHz.

Otro modelo ampliamente utilizado es el de 7 términos que se esquematiza en la Fig. 3 mediante un diagrama de flujo indicando los términos de error 'e' [2]. Este modelo en la práctica requiere una menor cantidad de conexiones de elementos, a la vez que logra una mayor exactitud en la corrección de errores.

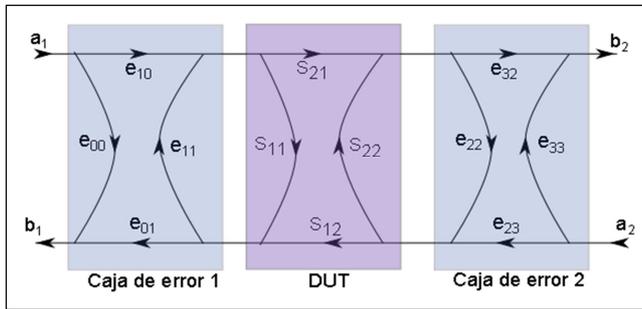


Fig. 3. Modelo de 7 términos TRL.

Uno de los métodos utilizados para resolver este modelo, y obtener así, los errores sistemáticos del sistema de medición es el denominado TRL (Through-Reflect-Line).

En la Fig. 4 se muestra un kit TRL hasta 32 GHz en conector de precisión 3.5 mm.



Fig. 4. Kit TRL con conector 3.5mm hasta 32 GHz.

Los principales errores sistemáticos que los distintos modelos de error representan son: directividad, test port match y tracking, los cuales en general son el resultado del comportamiento no ideal del elemento direccional, encargado de separar los canales de referencia y de medición, junto a la influencia de los cables y adaptadores utilizados en el sistema de medición.

### III. ERRORES RESIDUALES

La mencionada corrección de los errores sistemáticos no es perfecta debido, por ejemplo, a los elementos no ideales de los kits de calibración, resultando errores residuales o efectivos que serán tratados como incertidumbres asociadas al valor del mensurando.

Así como se modeliza el hardware del VNA para la corrección de sus errores sistemáticos, se pueden modelizar los errores residuales para su estimación y posterior cálculo de incertidumbres. En el caso de la medición del coeficiente de reflexión, se tiene:

$$\Gamma_M = D + \frac{T\Gamma}{1-SM\Gamma} \quad (1)$$

donde:

- $\Gamma_M$  es el coeficiente de reflexión medido
- $\Gamma$  es el coeficiente de reflexión real del DUT
- D es la Directividad
- T es el Tracking de reflexión
- SM es el Source Match

La incertidumbre asociada a  $\Gamma$ , basada en [3] es estimada por la siguiente expresión:

$$U = D_{\text{eff}} + T_{\text{eff}} \Gamma + SM_{\text{eff}} \Gamma^2 + L + R \quad (2)$$

siendo  $D_{\text{eff}}$ ,  $T_{\text{eff}}$  y  $SM_{\text{eff}}$  los valores efectivos luego de la calibración del VNA.

A su vez L es la linealidad del receptor del canal de medición y R, las fuentes de incertidumbre de carácter aleatorio.

Para el caso de la medición de parámetros S de transferencia, la incertidumbre asociada es estimada por [3]:

$$U = L + M_{\text{TM}} + I + R \quad (3)$$

donde:

- L es la linealidad
- $M_{\text{TM}}$  es el mismatch
- I es el crosstalk

### IV. LÍNEA DE AIRE

Los errores efectivos son magnitudes vectoriales cuyo valor debería ser nulo pero, al no haber sido totalmente corregidos, existe un vector residual cuya magnitud es necesario estimar para el cálculo de incertidumbres. Una forma de hacerlo es utilizando un vector auxiliar cuya fase se incremente en función de la frecuencia (rotación en el plano complejo) y se superponga al del vector error residual desconocido. Si el vector auxiliar tiene un módulo convenientemente elegido, se

puede identificar el módulo del vector residual buscado, a partir del análisis de su suma vectorial.

El método por el cual se consigue la rotación de fase de un vector auxiliar, llamado método del ripple [3], consiste en medir un tramo de línea de transmisión conectado entre el plano de medición y un elemento pasivo el cual fijará el módulo del vector auxiliar. A medida que se incrementa la frecuencia de trabajo, la fase de este vector rota en el plano complejo por las sucesivas relaciones entre la longitud de onda de la señal proveniente del puerto activo y la longitud de la línea.

En la Fig. 5 se observa un ejemplo de la medición de la directividad por medio del método del ripple y en la Fig. 6 la directividad efectiva resultante.

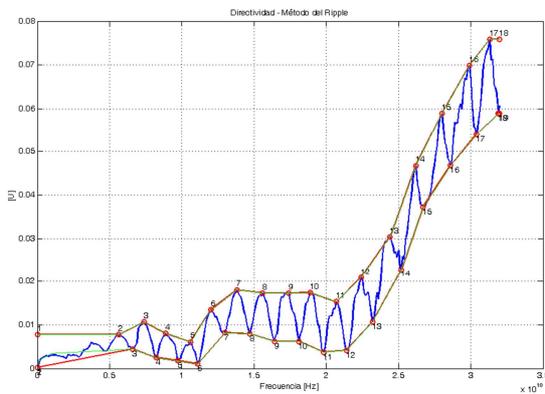


Fig. 5. Método del Ripple aplicado a la medición de la Directividad efectiva hasta 32 GHz.

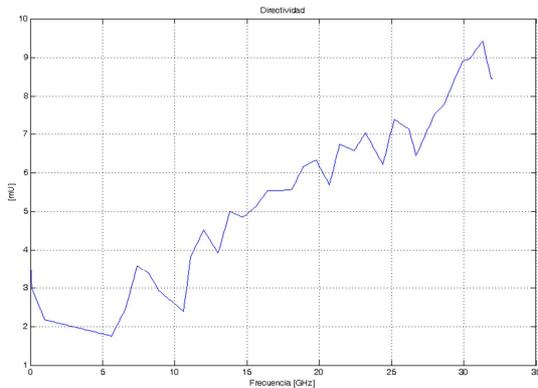


Fig. 6. Directividad efectiva hasta 32 GHz.

Es importante que la línea utilizada para este fin tenga mínima atenuación, un coeficiente de reflexión lo más bajo posible y buena repetibilidad. Por estas razones se utiliza una línea con dieléctrico de aire. Los parámetros más importantes de una línea de aire son su longitud, el diámetro de su conductor central y el diámetro interno del conductor externo.

Con estos diámetros es posible calcular la impedancia característica  $Z_0$  de la línea utilizada en las mediciones de errores efectivos. En la ecuación (4) se muestra la expresión de  $Z_0$  para el caso de una línea sin pérdidas [6].

$$Z_0 = \frac{2 \cdot c_0 \cdot 10^{-7} \cdot \ln\left(\frac{b}{a}\right)}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (4)$$

donde:

$\epsilon_r$  es la permitividad relativa

$c_0$  es la velocidad de la luz en el vacío [m/s]

$b$  es el diámetro interno del conductor externo [m]

$a$  es el diámetro del conductor interno [m]

En la Fig. 7 se muestran los conductores interno y externo de la línea de aire patrón del INTI con alcance en frecuencia de hasta 32 GHz.

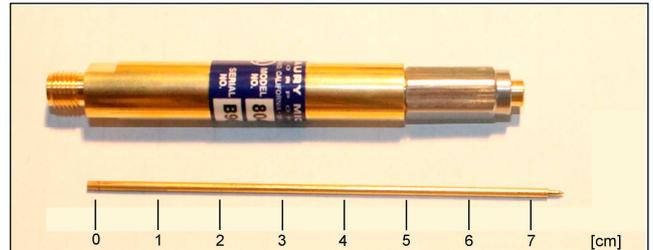


Fig. 7. Patrón de impedancia. Línea de aire PC3.5 marca Maury Microwave.

## II. TRAZABILIDAD

La diferencia entre la impedancia  $Z_0$  de la línea de aire, utilizada en la estimación de los errores efectivos, con respecto a la impedancia característica nominal ( $50 \Omega$ ), es una fuente de incertidumbre a tener en cuenta en el cálculo de los errores efectivos. Y dado que el cálculo de la impedancia  $Z_0$  de la línea [8] requiere la utilización de la ecuación (4), se desprende que en alta frecuencia la medición de parámetros de dispersión tiene trazabilidad hacia magnitudes dimensionales.

Tanto el largo de la línea como los diámetros de sus conductores deben ser medidos con su incertidumbre asociada para tener el patrón de impedancia característica  $Z_0$  y fase calibrado.

Actualmente, la línea patrón se encuentra en proceso de calibración a cargo del laboratorio de Metrología Dimensional de INTI Córdoba, tanto en el diámetro de los dos conductores de la línea a intervalos de 10 mm, como en el largo de la misma.

La calibración de esta línea de aire junto a la estimación de incertidumbres al medir con el VNA, permite la calibración de

diversos componentes de RF hasta una frecuencia máxima de 32 GHz.

A modo de ejemplo, en la Fig. 8 se muestra el resultado de la medición del  $S_{11}$  de una carga adaptada mientras que en la Fig. 9 se muestra una medición de  $S_{21}$  de un atenuador de 10 dB, ambos hasta una frecuencia de 32 GHz.

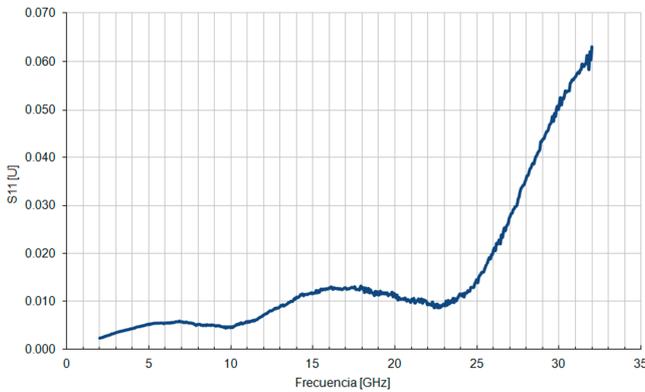


Fig. 8.  $S_{11}$  de una carga PC3.5 hasta 32 GHz.

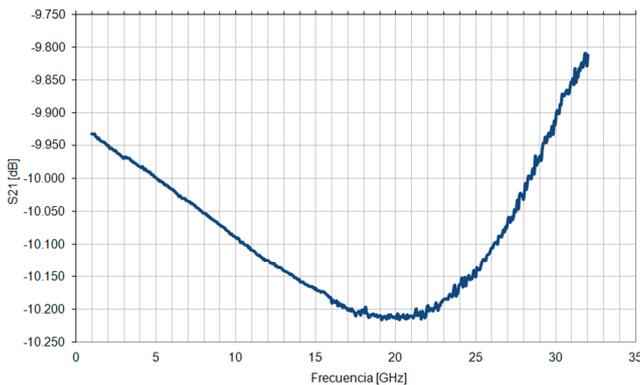


Fig. 9.  $S_{21}$  de un atenuador de 10 dB hasta 32 GHz.

## VI. CONCLUSIÓN

Contar con trazabilidad en las mediciones es un requisito indispensable para el desarrollo de la industria. En el caso de la medición de parámetros de dispersión con VNA se logra a través de la línea de aire, cuya calibración dimensional permite dar trazabilidad asegurando de esta manera la calidad de las mediciones hasta 32 GHz.

Este trabajo significa una extensión en los alcances nacionales de medición, y permite mantener la trazabilidad hacia otros patrones primarios nacionales mantenidos por el INTI, prescindiendo de esta manera de calibraciones en laboratorios externos.

## REFERENCIAS

- [1] A. Knowlson and I. Instone, "Comparison of Hewlett-Packard and draft EAL methods of assessing network analyser measurements uncertainties", ANAMET Report 5, pp. 7, February 1997.
- [2] M. Hiebel, "Fundamentals of Vector Network Analysis", Rohde & Schwarz, 2011.
- [3] EURAMET cg-12 Version 2.0, "Guidelines on the evaluation of vector network analyzers", March 2011.
- [4] M. Rodriguez, "Three-term error correction in one-port calibrations", ANAMET Report 20, November 2008.
- [5] D. Rytting, "Network Analyzer Error Models and Calibration Methods", Agilent Technologies.
- [6] IEEE Std 287-2007, "IEEE Standard for Precision Coaxial Connectors (DC to 110 GHz)", pp. 24, September 2007.
- [7] JCGM 100:2008, "Evaluation of measurement data, Guide to the expression of uncertainty in measurement", September 2008.
- [8] W. C. Daywitt, "First-order symmetric modes for a slightly lossy coaxial transmission line", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.38, no.11", pp.1644,1650, November 1990.