

MÉTODO DE CORRECCIÓN DE ERRORES DEL ANALIZADOR DE REDES EMPLEANDO COMO REFERENCIA LAS LÍNEAS COAXIALES PATRÓN

Susana Padilla Corral e Israel García Ruiz

Centro Nacional de Metrología (CENAM), División de Mediciones Electromagnéticas

Carretera a Los Cués km 4.5, El Marqués, Qro., 76241, México

Tel: (442) 2110500 al 04, Fax: (442) 2110548, e-mail: spadilla@cenam.mx, igarcia@cenam.mx

Resumen: En este trabajo se presentan algunos aspectos de la aplicación del patrón nacional del coeficiente de reflexión y parámetros de dispersión del CENAM. Los parámetros de dispersión de estas líneas se utilizan como referencia para calibrar instrumentos de medición en radiofrecuencia y microondas tales como el analizador vectorial de redes (AVR). Se describe la metodología seguida para realizar la corrección de los errores de este analizador. Finalmente, se muestran algunos ejemplos de medición de los parámetros de dispersión de algunos componentes una vez que el analizador ha sido calibrado.

1. INTRODUCCIÓN

Los parámetros de dispersión (s) son magnitudes que permiten describir las propiedades de reflexión y transmisión de componentes y equipos de medición que operan en el intervalo de radiofrecuencia (RF) y microondas, tales como detectores de potencia, generadores de señales, divisores de potencia, acopladores direccionales, entre otros.

El instrumento que se emplea para medir estos parámetros es el analizador vectorial de redes. Como muchos otros instrumentos de medición, éste tiene imperfecciones que se ven reflejadas en errores en la medición de los parámetros s del dispositivo bajo prueba (DBP). Por lo tanto, para obtener valores confiables de coeficientes de reflexión y transmisión del DBP, se han desarrollado diferentes métodos de corrección de errores: De esta forma es posible incrementar la exactitud de las mediciones.

Los métodos de corrección de errores conllevan un proceso matemático para estimar y corregir los errores de medición, para posteriormente obtener los parámetros s del DBP. Existen varios métodos de corrección de errores, como son: SOLT (Short-Open-Load-Thru), LRM (Line-Reflect-Match), TSD (Thru-Short-Delay), TRL (Thru-Reflect-Line). En 1979 Glenn F. Engen, propuso una solución matemática del método de corrección de errores TRL, pero asume que la línea de transmisión (LINE) es NO reflectora, es decir, $s_{11} = s_{22} = 0$ [1].

En este trabajo se describe la solución del método de corrección de errores TRL, debido a que se

requiere únicamente de un patrón bien definido (LINE) [2], sin despreciar ningún parámetro en la línea de transmisión patrón, esto es, s_{11} y s_{22} se consideran diferentes de cero. Las líneas de transmisión utilizadas como referencia para calibrar los AVR y estimar sus errores, son líneas coaxiales de precisión.

2. PARÁMETROS DE DISPERSIÓN DE LAS LÍNEAS DE TRANSMISIÓN COAXIALES

Las características eléctricas de estas líneas de transmisión son calculables a partir de sus dimensiones y de las propiedades de los materiales de que están fabricadas. Los detalles de ese patrón se describen en otro documento [3]. Los parámetros de dispersión de las líneas se calculan a partir de su coeficiente de reflexión y de la constante de propagación, como lo muestran las siguientes ecuaciones [4].

$$s_{11} = \frac{\Gamma(1 - e^{-j2\gamma})}{1 - \Gamma^2 e^{-j2\gamma}} \quad (1)$$

$$s_{21} = \frac{(1 - \Gamma^2)e^{-j\gamma}}{1 - \Gamma^2 e^{-j2\gamma}} \quad (2)$$

donde Γ es el coeficiente de reflexión complejo y γ es la constante de propagación compleja.

Debido a que las líneas coaxiales del patrón son líneas maquinadas con alta precisión, es posible aplicar las propiedades de simetría y reciprocidad de modo que se tiene un total de 4 parámetros de dispersión: dos de transmisión y dos de reflexión. Estas propiedades establecen que:

$$\text{Propiedad de simetría:} \quad s_{11} = s_{22} \quad (3)$$

$$\text{Propiedad de reciprocidad:} \quad s_{21} = s_{12} \quad (4)$$

Esta simetría y reciprocidad significan que las líneas pueden emplearse como referencia invirtiendo el puerto de entrada de señal, y que las propiedades eléctricas intrínsecas de la línea no cambian.

La Figura 1 muestra los valores calculados de la amplitud o módulo del parámetro s_{11} de una línea coaxial de 15 cm de longitud y de otra línea de 7 mm de longitud en el intervalo de frecuencias de 2 GHz a 18 GHz. La Figura 2 presenta la amplitud del parámetro de transmisión s_{21} para el mismo intervalo en frecuencia y las mismas líneas.

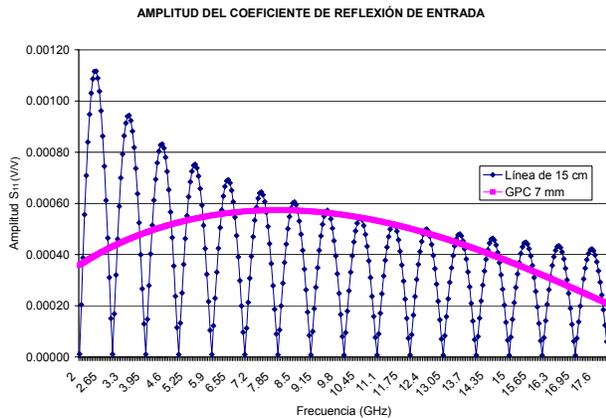


Figura 1 Amplitud del parámetro s_{11} de la línea coaxial de 15 cm y línea GPC 7 mm.

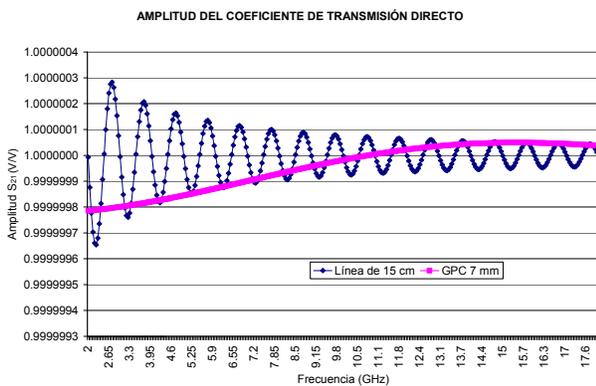


Figura 2. Amplitud del parámetro s_{21} de la línea coaxial de 15 cm y línea GPC 7 mm.

3. MODELOS DE ERROR DE DOS PUERTOS DEL ANALIZADOR DE REDES.

En este trabajo se analizan dos modelos de error para dos puertos: modelo de error de 8 términos y modelo de 10 términos.

3.1 Modelo de error de 8 términos.

El sistema de medición del modelo de error para dos puertos de 8 términos se muestra en la figura 3. Este consiste en dos reflectómetros imperfectos, uno a la entrada del DBP y otro a la salida; el modelado de los reflectómetros imperfectos se realiza mediante reflectómetros ideales y adaptadores de error de dos puertos, también llamados cajas de error A y B, colocados entre el DBP. El interruptor se utiliza para cambiar la dirección de la fuente hacia las redes de dos puertos [5].

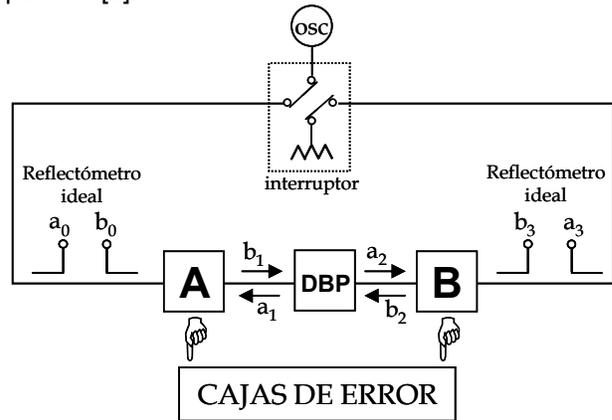


Figura 3. Diagrama del sistema de medición con el modelo de error de 8 términos

Las cajas de error A y B contienen cuatro términos de error cada una, como se ilustra en la figura 4, y pueden ser reducidas a tres. Estos términos de error se definen de la siguiente manera:

- Directividad: e_{00}, e_{33}
- Acoplamiento de fuente: e_{11}, e_{22}
- Respuesta en frecuencia en reflexión: $e_{01}e_{10}, e_{23}e_{32}$.

Cuando se tienen varias redes de alta frecuencia conectadas en cascada, no es posible utilizar los parámetros de dispersión para analizar estas redes, es necesario utilizar otros parámetros que relacionen a los puertos de entrada y salida, como son los parámetros de transferencia $[R]$. Por lo tanto, es necesario transformar los parámetros $[S]$ a $[R]$, mediante la siguiente ecuación:

$$R = \frac{1}{s_{21}} \begin{bmatrix} -\Delta & s_{11} \\ -s_{22} & 1 \end{bmatrix} \tag{5}$$

donde $\Delta = s_{11}s_{22} - s_{12}s_{21}$.

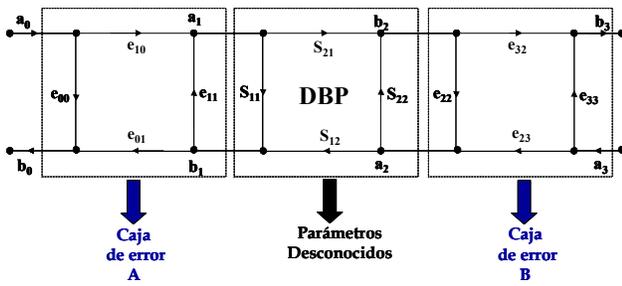


Figura 4. Modelo de error de 8 términos

Utilizando los parámetros de transferencia $[R]$ para analizar el modelo de error de 8 términos, obtenemos que:

$$R_m = R_A R_{DBP} R_B \quad (6)$$

Donde R_A es la matriz que representa la caja de error A y se define como:

$$R_A = \frac{1}{e_{10}} \begin{bmatrix} -\Delta x & e_{00} \\ -e_{11} & 1 \end{bmatrix}, \Delta x = e_{00}e_{11} - e_{10}e_{01} \quad (7)$$

R_B representa a la caja de error B y se calcula como:

$$R_B = \frac{1}{e_{32}} \begin{bmatrix} -\Delta y & e_{22} \\ -e_{33} & 1 \end{bmatrix}, \Delta y = e_{22}e_{33} - e_{32}e_{23} \quad (8)$$

R_m es la matriz medida con el AVR, cuando el DBP esta conectado entre los puertos, por lo tanto es conocida:

$$R_m = \frac{1}{S_{21M}} \begin{bmatrix} -\Delta_M & S_{11M} \\ -S_{22M} & 1 \end{bmatrix}, \Delta_M = S_{11M}S_{22M} - S_{12M}S_{21M} \quad (9)$$

R_{DBP} es la matriz de transferencia $[R]$ real del DBP, es una matriz desconocida y que nos interesa determinar.

3.2. Modelo de 10 términos de error.

El modelo de error con 10 términos se observa en la figuras 5 y 6.

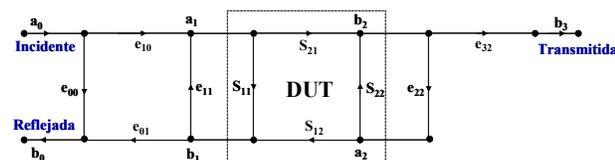


Figura 5 Modelo de los términos de error en sentido directo

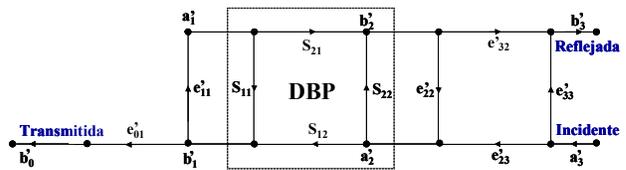


Figura 6. Modelo de los términos de error en sentido inverso

Los términos de error en sentido directo se definen:

- Directividad: e_{00}
- Acoplamiento de fuente: e_{11}
- Acoplamiento de carga: e_{22}
- Respuesta en frecuencia en transmisión: $e_{10}e_{32}$
- Respuesta en frecuencia en reflexión: $e_{01}e_{10}$

Y los términos de error en sentido inverso son:

- Directividad: e_{33}
- Acoplamiento de fuente: e_{22}
- Acoplamiento de carga: e_{11}
- Respuesta en frecuencia en transmisión: $e_{23}e_{01}$
- Respuesta en frecuencia en reflexión: $e'_{23}e_{32}$

Empleando los modelos de error, ya sea el de 8 o el de 10 términos, los parámetros de dispersión $[S]$ corregidos del DBP se obtienen a partir de los parámetros $[S]$ medidos sin corregir y los términos de error del modelo.

4. MÉTODO DE CORRECCIÓN DE ERRORES TRL

Para estimar los términos de error del modelo de 8 términos se utiliza el método de corrección TRL (Thru-Reflect-Line), debido a que este método es el más exacto y además requiere únicamente de un patrón bien definido, las líneas LINE.

Este método de corrección se realiza en tres pasos y son:

- 1) THRU: Los puertos 1 y 2 del AVR se unen directamente, a esta conexión se le llama Thru cero, o bien, se pueden unir mediante una línea de transmisión corta (Thru NO cero). La matriz de dispersión ideal de la conexión Thru cero es:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (10)$$

La matriz de transferencia ideal de la conexión Thru cero se obtiene sustituyendo la ecuación (10) en (5):

$$[R] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (11)$$

2) REFLECT: Se conecta un dispositivo altamente reflectivo en cada uno de los puertos y se mide el coeficiente de reflexión del puerto 1 y 2 (s_{11} y s_{22}). El dispositivo altamente reflectivo puede ser un corto o un circuito abierto. Un corto ideal en ambos puertos es:

$$s_{11} = s_{22} = \Gamma(-1) \quad (12)$$

Y un circuito abierto ideal es:

$$s_{11} = s_{22} = \Gamma(1) \quad (13)$$

3) LINE: se inserta una línea de transmisión entre los puertos 1 y 2 del AVR. La longitud del Thru y Line deben ser diferentes. Estas tres conexiones están representadas en la figura 7.

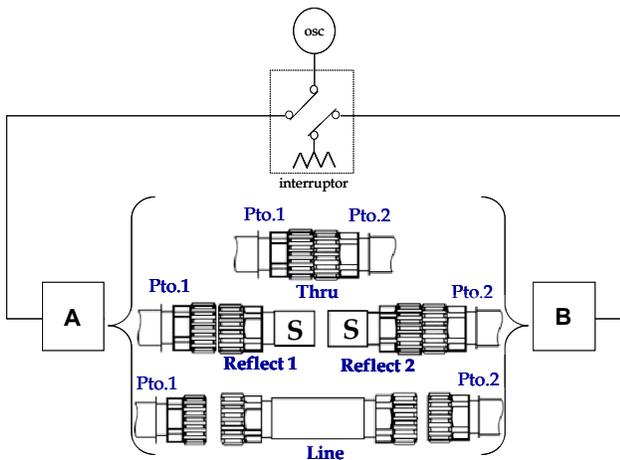


Figura 7 Diagrama a bloques del método de corrección de errores TRL, con Thru cero.

5. SOLUCIÓN DEL MÉTODO TRL

Para explicar la solución del método TRL, se empieza por analizar la conexión Thru. La ecuación matricial que describe esta conexión es:

$$R_t = R_a R_{th} R_b \quad (14)$$

donde R_a y R_b son las matrices que representan a la caja de error A y B, respectivamente. R_t es la matriz de transferencia, obtenida mediante el AVR y R_{th} es la matriz ideal de la conexión Thru, que en este caso se analizó para Thru cero. Por lo tanto R_t se reduce:

$$R_t = R_a R_b \quad (15)$$

Cuando se realiza la conexión Line, se obtiene que su ecuación matricial se representa de la siguiente manera:

$$R_d = R_a R_p R_b \quad (16)$$

R_d es la matriz de transferencia de esta conexión y es medida con el AVR. R_p representa la matriz [R] de la línea de transmisión patrón, esta es calculada utilizando las ecuaciones (1), (2) y se transforma a parámetros de transferencia [R] utilizando (5), los elementos de R_p son:

$$R_p = \begin{bmatrix} r_{11}^p & r_{12}^p \\ r_{21}^p & r_{22}^p \end{bmatrix} \quad (17)$$

Se despeja R_b de la ecuación (15) y se sustituye en la ecuación (16), obteniendo:

$$TR_a = R_a R_p \quad (18)$$

donde: $T = R_d R_t^{-1}$ (19)

La matriz [T] depende de parámetros conocidos medidos, como se mencionó anteriormente, y sus elementos son:

$$T = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$t_{11} = \frac{r_{11}^d r_{22}^t - r_{12}^d r_{21}^t}{\Delta^t} \quad (21)$$

$$t_{12} = \frac{-r_{11}^d r_{12}^t + r_{12}^d r_{11}^t}{\Delta^t} \quad (22)$$

$$t_{21} = \frac{r_{21}^d r_{22}^t - r_{22}^d r_{21}^t}{\Delta^t} \quad (23)$$

$$t_{22} = \frac{-r_{21}^d r_{12}^t + r_{22}^d r_{11}^t}{\Delta^t} \quad (24)$$

$$\Delta^t = r_{11}^t r_{22}^t - r_{12}^t r_{21}^t \quad (25)$$

Posteriormente se definen los elementos de la matriz desconocida R_a :

$$R_a = r_{22}^a \begin{bmatrix} \frac{r_{11}^a}{r_{22}^a} & \frac{r_{12}^a}{r_{22}^a} \\ \frac{r_{21}^a}{r_{22}^a} & 1 \end{bmatrix} = r_{22}^a \begin{bmatrix} a & b \\ c & 1 \end{bmatrix} \quad (26)$$

Sustituyendo la (17), (20)-(26) en (18) obtenemos:

$$r_{22}^a \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a & b \\ c & 1 \end{bmatrix} = r_{22}^a \begin{bmatrix} a & b \\ c & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_{11}^p & r_{12}^p \\ r_{21}^p & r_{22}^p \end{bmatrix} \quad (27)$$

Desarrollando la ecuación (27):

$$t_{11}a + t_{12}c = r_{11}^p a + r_{21}^p b \quad (28)$$

$$t_{11}b + t_{12} = r_{12}^p a + r_{22}^p b \quad (29)$$

$$t_{21}a + t_{22}c = r_{11}^p c + r_{21}^p \quad (30)$$

$$t_{21}b + t_{22} = r_{12}^p c + r_{22}^p \quad (31)$$

Las variables desconocidas son: a , b y c , por lo tanto, se resuelve el sistema de ecuaciones de la (28) a la (31) para determinar los valores de los elementos de la caja de error A.

Una vez que se conoce la matriz R_a , el siguiente paso es encontrar los elementos de la caja de error B, por lo que se despeja R_b de la ecuación (15):

$$R_b = R_a^{-1} R_t \quad (32)$$

Otra forma de representar la ecuación (32) es:

$$r_{22}^b \begin{bmatrix} \alpha & -\gamma \\ -\beta & 1 \end{bmatrix} = \frac{r_{22}^t}{r_{22}^a(a-bc)} \begin{bmatrix} 1 & -b \\ -c & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A & B \\ C & 1 \end{bmatrix} \quad (33)$$

donde:

$$R_a^{-1} = \frac{1}{r_{22}^a(a-bc)} \begin{bmatrix} 1 & -b \\ -c & a \end{bmatrix} \quad (34)$$

$$R_t = r_{22}^t \begin{bmatrix} r_{11}^t & r_{12}^t \\ r_{21}^t & 1 \end{bmatrix} = r_{22}^t \begin{bmatrix} A & B \\ C & 1 \end{bmatrix} \quad (35)$$

$$R_b = r_{22}^b \begin{bmatrix} r_{11}^b & -r_{21}^b \\ r_{22}^b & 1 \end{bmatrix} = r_{22}^b \begin{bmatrix} \alpha & -\gamma \\ -\beta & 1 \end{bmatrix} \quad (36)$$

El intercambio de posición y de signo entre las variables β y γ , se debe a la dirección en sentido inverso asociado con la conexión en cascada de la caja de error B, [6]. No confundir γ de la caja de error B con la constante de propagación definida anteriormente.

De la ecuación (33) se determina lo siguiente:

$$\beta = \frac{Ac/a - C}{1 - bc/a} \quad (37)$$

$$\frac{\gamma}{\alpha} = \frac{b - B}{A - bC} \quad (38)$$

$$a\alpha = \frac{A - Cb}{1 - bc/a} \quad (39)$$

Para una adecuada selección de los términos de error, se analiza la conexión REFLECT. La ecuación que describe el coeficiente de reflexión del puerto 1 (ω_1) cuando se conecta un componente de un puerto es:

$$\omega_1 = \frac{a\Gamma_l + b}{c\Gamma_l + 1} \quad (40)$$

Despejando a se obtiene:

$$a = \frac{1}{\Gamma_l} \left(\frac{\omega_1 - b}{1 - \omega_1 c/a} \right) \quad (41)$$

Γ_l representa el coeficiente de reflexión de la carga. El coeficiente de reflexión del puerto 2 (ω_2) esta relacionado con los elementos de la caja de error B y Γ_l :

$$\omega_2 = \frac{\alpha\Gamma_l + \beta}{\gamma\Gamma_l + 1} \quad (42)$$

Utilizando la ecuación (41) y despejando α de la ecuación (42), se puede determinar a/α . El resultado se expresa en la siguiente ecuación:

$$\frac{a}{\alpha} = \frac{(\omega_1 - b) \left(1 - \omega_2 \frac{\gamma}{\alpha} \right)}{(\omega_2 - \beta) \left(1 - \omega_1 \frac{c}{a} \right)} \quad (43)$$

De la ecuación (39) y (43) se estima el valor de a :

$$a = \pm \sqrt{\frac{(\omega_1 - b) \left(1 - \omega_2 \frac{\gamma}{\alpha} \right) (A - Cb)}{(\omega_2 - \beta) \left(1 - \omega_1 \frac{c}{a} \right) \left(1 - bc/a \right)}} \quad (44)$$

Para realizar una adecuada selección del término de error a , se utiliza la ecuación (41) y se hace una aproximación considerando un corto ideal como

Reflect, es decir, que $\Gamma_l = -1$. Posteriormente, el ángulo de fase del elemento a obtenido con la ecuación (41) se compara con los contenidos con la ecuación (44). Finalmente, el valor apropiado de a , es el más cercano al ángulo aproximado de fase. Es importante mencionar que solamente se considera que $\Gamma_l = -1$ si el corto es ideal (corto no desplazado), de lo contrario se tendría que calcular el valor de Γ_l para corto desplazado.

Los términos de error restantes se obtiene como:

- α se determina utilizando la ecuación (39),
- γ con la ecuación (38), y
- c despejando c/a .

6. RESULTADOS

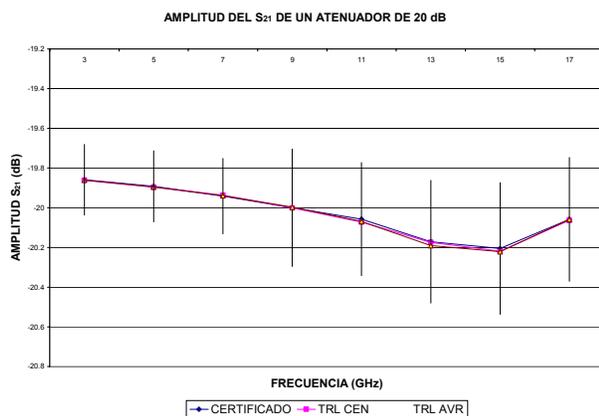


Figura 8. Amplitud del parámetro s_{21} de un atenuador de 20 dB, corrección utilizada TRL con una línea de 7,5 cm.

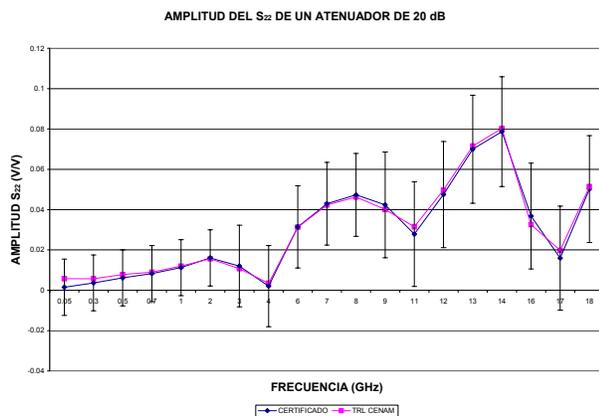


Figura 9. Amplitud del parámetro s_{22} de un atenuador de 20 dB, corrección utilizada TRL con una línea de 3 cm.

Las Figuras 8 y 9 muestran algunos resultados de la medición de los parámetros de dispersión obtenidos en el laboratorio de Alta frecuencia del CENAM después de calibrar el Analizador vectorial de redes empleando las líneas coaxiales patrón y el método de corrección de errores TRL. Los resultados se comparan con los reportados por el fabricante y se observa concordancia dentro de los límites de incertidumbre.

Para los datos de la Figura 8 se empleó una línea de transmisión coaxial de longitud 7,5 cm y se obtuvo la amplitud del coeficiente de transmisión en sentido directo s_{21} , de un atenuador de 20 dB. La gráfica de la Figura 9 muestra los resultados de la amplitud del parámetro s_{22} del atenuador de 20 dB, utilizando como patrón una línea de 3 cm.

7. CONCLUSIONES

Se trabajó en la solución matemática del método de corrección de errores TRL que permite determinar y corregir los principales errores del analizador de redes, empleando como referencia líneas coaxiales patrón.

Empleando la solución obtenida en este trabajo y utilizando los parámetros de dispersión de las líneas coaxiales patrón, se determinaron los parámetros de dispersión de un atenuador de microondas.

REFERENCIAS

[1] Glenn F. Engen, "Thru-Reflect-Line: An improved technique for calibrating the dual six- port automatic network analyzer", IEEE Transactions Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-27, No. 12, Diciembre 1979, pp. 987-992.

[2] García Ruiz Israel, "Perspectivas del uso de la técnica TRL en calibración de analizadores de redes vectoriales en el laboratorio de Alta Frecuencia", Seminario de Metrología Eléctrica 2000, pp. 33-36.

[3] I. García-Ruiz, S. Padilla-Corral, "Establishment of the mexican national standard for RF and microwave scattering (s-) parameters", trabajo presentado en este mismo simposio.

[4] Medina José Luis y Reynoso Apolinar, "Fundamentos y técnicas de calibración en microondas", Curso de la maestría en Alta Frecuencia en el CICESE, 1998.

[5] Padilla Corral Susana, "Caracterización de los parámetros de dispersión en sistemas de alta frecuencia", Tesis de ingeniería 1999.

[6] Glenn F. Engen, "Microwave circuit theory and foundations of microwave metrology", IEE Electrical Measurement Series 9, 1992.