

DEFINICIÓN DE LAS FUNCIONES OBJETIVO Y RESTRICTIVA PARA LA CALIBRACIÓN DE UN REFLECTÓMETRO HEXAPORTAL

C. A. Bonilla Barragán*, A. Dueñas Jiménez*, H. Jardón Aguilar† e I. García Ruiz‡

*Departamento de Electrónica, Universidad de Guadalajara
Av. Revolución No. 1500, 44840 Guadalajara, Jalisco, México
Tel. y Fax.: 01 33 3619 8471, email: cbonilla_esc@yahoo.com.mx

†CINVESTAV, Av. IPN 2508, 07360 México, D. F.

‡CENAM, Carr. A Los Cués km 4.5, 76241 El Marqués Qro.

Resumen: Con el fin de calibrar un reflectómetro hexaportal, en este artículo se describen los procedimientos para definir una función objetivo (función de error) que se representa por una ecuación simple y una función restrictiva que se expresa por dos inecuaciones. Asimismo, se describen los criterios para elegir los puntos base de inicio para cada una de las variables involucradas.

1. INTRODUCCIÓN

Aun cuando los circuitos electrónicos en baja y alta frecuencia comparten algunos principios de operación, los modelos matemáticos utilizados para su representación difieren notablemente. A bajas frecuencias (debajo de 300 MHz) la diferencia dimensional entre la larga longitud de onda de la señal aplicada y el pequeño tamaño físico de los elementos circuitales es, por lo general, lo suficientemente grande (aproximadamente dos ordenes de magnitud) como para poder considerar cierta independencia de la variable espacial en el modelo espacio-temporal electromagnético, permitiendo así el uso de métodos circuitales de análisis y síntesis que involucran condiciones de circuito corto y circuito abierto. Por otro lado, cuando la longitud de onda de la señal aplicada disminuye hasta llegar a las altas frecuencias (arriba de 300 MHz), la diferencia dimensional entre ésta y el tamaño físico de los elementos circuitales es por lo general pequeña y por tanto es necesario interpretarla como una onda viajera circulante o estacionaria, ya que no es posible realizar una simplificación que ignore a la variable espacial puesto que los parámetros característicos del circuito cambian en función de la misma.

Ahora bien, la exigencia de conocer con detalle las características eléctricas descriptivas de los dispositivos y circuitos de microondas (300 MHz a 300 GHz) hace necesario el uso de instrumentos y técnicas de medición que manejen y procesen la información contenida en las ondas viajeras de las señales aplicadas. Esta información debe ser extraída de la amplitud y fase de dichas ondas, pero la medición directa de la fase en hiperfrecuencias es un proceso muy complicado que a muy altas

frecuencias se vuelve extremadamente difícil y que se prefiere evitar aun a costa de tener que recurrir a técnicas complejas de conversión de frecuencia.

Los sistemas que utilizan heterodinación para obtener una réplica de la señal a una frecuencia más baja donde es mucho más fácil la medición de fase (típicamente en kHz), requieren de una instrumentación costosa que incluye detectores de amplitud y fase y sintetizadores de frecuencia como fuentes de señal.

Una técnica de medición alternativa que se basa en el concepto de reflectometría hexaportal [1]-[4], elude el requerimiento de conversión de frecuencia ya que obtiene la fase como una cantidad derivada de múltiples mediciones de amplitud en diferentes puntos especiales. La señal que se aplica se separa y combina en sus partes incidente, reflejada y transmitida por medio de una estructura separadora de señal pasiva que se puede realizar con elementos distribuidos [5] o con elementos concentrados [6].

Esta técnica se representa por un modelo matemático que consiste de un sistema sobredeterminado de ecuaciones no lineales que puede ser fácilmente resuelto y aunque dicha técnica presenta algunas desventajas éstas son ampliamente compensadas por sus ventajas [7].

Además, esta opción de medición ha sido el origen de muchos procedimientos prácticos para la calibración de reflectómetros [8]-[31] y analizadores de redes de microondas (ARMs) [32], [33]. Un enfoque generalizado que maneja varias técnicas de calibración de ARMs se presenta en [34].

2. DESCRIPCIÓN DE LA TÉCNICA DE CALIBRACIÓN

Las diferencias fundamentales entre los distintos procedimientos de calibración se encuentran en la manera en que se originan y determinan sus parámetros, en el número de patrones requeridos, en la definición de la función de error, en las técnicas que se utilizan para la obtención y minimización de la misma y en los métodos usados para la solución del sistema final de ecuaciones. Algunas metodologías buscan todos los parámetros de calibración simultáneamente partiendo de la relación entre varias mediciones de potencia y el coeficiente de reflexión Γ [3] dada por

$$\bar{P}_k = \frac{I_k a_2 + J_k b_2}{C a_2 + D b_2} = \frac{I_k \Gamma_2 + J_k}{C \Gamma_2 + D}; \quad (1)$$

para $k=3,5$ y 6 , donde $\bar{P}_k = \left(\frac{P_k}{P_4}\right)^{1/2}$ es la raíz cuadrada de la potencia en los puertos $3,5$ y 6 normalizada a la potencia en el puerto 4 e I_k, J_k ($k=3,5$ y 6), C y D son constantes complejas de la estructura separadora de señal de un analizador de reflexión hexaportal.

Los métodos más simples, con el menor número de patrones y formulaciones sencillas, son aquellos en los que se hacen factorizaciones diferentes de las constantes del sistema (primordialmente intrínsecas a la estructura separadora de señal) [7] y en los que se realiza una segmentación de la transformación bilineal [35], [36] dada por (1) para lograr un número menor de variables o parámetros (intermedios) de calibración.

El procedimiento descrito por Yeo y Ang [27] fragmenta a (1) de la siguiente manera:

$$\frac{P_k}{P_4} = |B_k| \left| \frac{A_k \Gamma_i + 1}{A_4 \Gamma_i + 1} \right|^2 \quad (2)$$

donde Γ_i ($i=0,1,2$ y 3) corresponde a cuatro patrones de calibración diferentes y conocidos,

$A_k = I_k/J_k$, $A_4 = C/D$, y $|B_k| = |J_k/D|^2$; para $k=3,5$ y 6 .

Las cuatro constantes complejas A_3, A_4, A_5 y A_6 y las tres escalares $|B_3|, |B_5|$ y $|B_6|$ constituyen los once parámetros reales que se requiere determinar a través de la calibración.

Si se usan una carga acoplada de precisión ($\Gamma_0=0$) como el primer patrón para determinar los tres parámetros escalares $|B_k|$, y tres cortos desplazados ($\Gamma_i = \exp[j(\pi - \phi_i)]$; para $i=1,2$ y 3 con $\phi_1=0, \phi_2=\phi_1+2\pi/3, \phi_3=\phi_1-2\pi/3$) como los restantes patrones para determinar los cuatro parámetros A_k ($k=3,4,5$ y 6), entonces (2) se puede describir como

$$\frac{1}{R_{ki}} |A_k - \exp(j\phi_i)| = |A_4 - \exp(j\phi_i)| = x_i \quad (3)$$

o como

$$R_{ki} = \left| \frac{A_k \Gamma_i + 1}{A_4 \Gamma_i + 1} \right|; \quad (4)$$

para $k=3,5$ y 6 e $i=1,2$ y 3 , donde

$$R_{ki} = \left| \frac{1}{|B_k|} \left(\frac{P_k}{P_4} \right)_i \right|^{1/2}. \quad (5)$$

La ecuación (3) representa a cuatro conjuntos de tres circunferencias en el espacio complejo de dos dimensiones en cuya intersección común se encuentra A_k (Fig. 1).

No obstante en este trabajo, (3) será expresada por

$$\frac{1}{R_{ki}} |A_k - \exp(j\phi_i)| = |A_4 - \exp(j\phi_i)| = x_{ki}. \quad (6)$$

De esta manera, con la introducción de las variables intermedias x_{ki} , se aumenta a doce el número de variables independientes que es necesario evaluar y que en este caso son las ocho incógnitas reales contenidas en las constantes complejas A_k , pero este incremento se justifica ya que la función de error se obtiene más fácilmente debido a que la

variación de x_{ki} es independiente en cada plano A_k como se demostrará en seguida.

Para determinar los valores de x_{k1} , x_{k2} y x_{k3} que simultáneamente satisfacen la condición de un punto común de intersección de las tres circunferencias en cada plano A_k , se define una función objetivo de error (multivariable y restringida) que debe ser minimizada, una función restrictiva dada por una ecuación de igualdad o por una desigualdad y puntos base iniciales para cada una de las variables involucradas.

Las funciones y los puntos base propuestos por Yeo y Ang están dados de la siguiente manera (Fig. 1):

- La función objetivo se define por la suma de los cuatro perímetros del triángulo de error que se forman en la vecindad de las intersecciones de las tres circunferencias de cada plano A_k .

- La función restrictiva se define considerando que para un reflectómetro hexaportal bien diseñado, A_k debe estar ubicado dentro del círculo unitario lo cual implica que $0 \leq x_i \leq 2$ ($i=1,2,3$).

- Los puntos base se eligen considerando un sistema ideal para el cual $A_4 = 0$ (el origen del plano complejo) y por tanto $R_{4i} = x_i = 1$ ($i=1,2,3$).

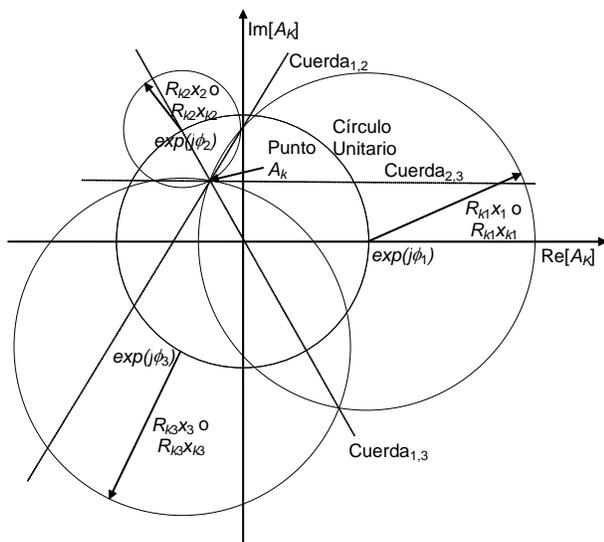


Fig. 1 Punto A_k (parámetro de caracterización) en el plano complejo A_k .

3. OBTENCIÓN DE LAS FUNCIONES OBJETIVO Y RESTRICTIVA

La Fig. 2 muestra el triángulo de error en un determinado plano A_k . Para hallar el perímetro (o el área) de este triángulo, primeramente se determinan sus vértices a través del cruce de la cuerda común (o eje radical si las circunferencias no se intersectan) a dos de las circunferencias con la tercer circunferencia. Este proceso se lleva a cabo considerando que un teorema de la geometría analítica establece que una circunferencia que cruce por las intersecciones de otras dos circunferencias dadas tendrá una ecuación que es función de estas últimas [37].

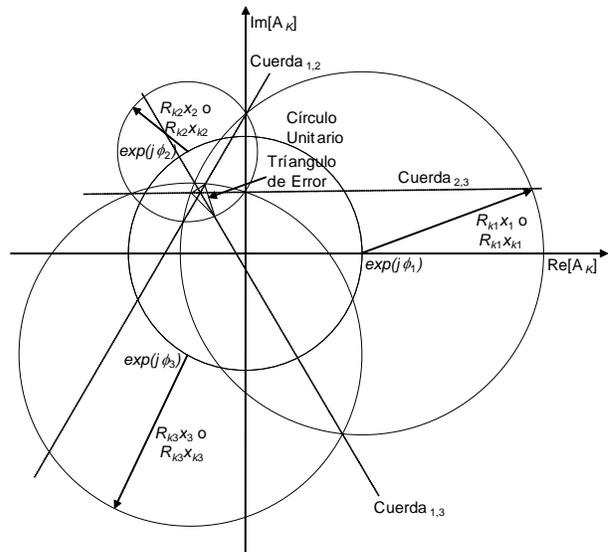


Fig. 2 Triángulo de error en el plano complejo A_k .

De esta manera, si las ecuaciones de las circunferencias C_i que se intersectan (dos a la vez), están dadas por

$$x^2 + y^2 + D_i x + E_i y + F_i = 0; \quad (7)$$

para $i=1,2,3$, entonces, las ecuaciones de las circunferencias que cruzan por tales intersecciones, para cada combinación de dos circunferencias intersectadas, estarán dadas por

$$x_{jk}^2 + y_{jk}^2 + D_j x_{jk} + E_j y_{jk} + F_j + G(x_{jk}^2 + y_{jk}^2 + D_k x_{jk} + E_k y_{jk} + F_k) = 0 \quad (8)$$

para $j=1$ y 2 , $k=2$ y 3 con $j \neq k$, donde G es un parámetro real que genera la familia de todas las circunferencias posibles para cada combinación (excepto para $G = -1$). Para $G = -1$, la circunferencia resultante tendrá su centro en (∞, ∞) y por tanto un radio infinito, la cual representa una recta que será la cuerda común a las circunferencias intersectadas. La ecuación de esta recta está dada por

$$(D_j - D_k)x_{jk} + (E_j - E_k)y_{jk} + (F_j - F_k) = 0 \quad (9)$$

y para $(D_j - D_k) \neq 0$ y $(E_j - E_k) \neq 0$, (8) puede expresarse en términos de sus variables x_{jk} y y_{jk} de la manera siguiente:

$$x_{jk} = \frac{(E_k - E_j)}{(D_j - D_k)} y_{jk} + \frac{(F_k - F_j)}{(D_j - D_k)}, \quad (10)$$

$$y_{jk} = \frac{(D_k - D_j)}{(E_j - E_k)} x_{jk} + \frac{(F_k - F_j)}{(E_j - E_k)}; \quad (11)$$

para $j=1$ y 2 , $k=2$ y 3 con $j \neq k$. Así pues, los puntos vértice serán los cruces de estas cuerdas comunes con la circunferencia restante (la circunferencia no involucrada en la formación de cada cuerda común). Las coordenadas de estos cruces se obtienen de la solución de las ecuaciones cuadráticas que resultan de la substitución (una a la vez) de las variables x_{jk} y y_{jk} en la ecuación de la circunferencia ((7) con x_{jk} y y_{jk}). Estas ecuaciones se pueden expresar de la siguiente manera:

$$\left(\left(\frac{(D_k - D_j)^2}{(E_j - E_k)} \right) + 1 \right) x_{jk}^2 + \left(2 \left(\frac{(F_k - F_j)}{(E_j - E_k)} \right) + E_i \right) \left(\frac{(D_k - D_j)}{(E_j - E_k)} \right) + D_i \right) x_{jk} + \left(\frac{(F_k - F_j)^2}{(E_j - E_k)} + \left(\frac{(F_k - F_j)}{(E_j - E_k)} \right) E_i + F_i \right) = 0 \quad (12)$$

$$\left(\left(\frac{(E_k - E_j)^2}{(D_j - D_k)} \right) + 1 \right) y_{jk}^2 + \left(2 \left(\frac{(F_k - F_j)}{(D_j - D_k)} \right) + D_i \right) \left(\frac{(E_k - E_j)}{(D_j - D_k)} \right) + E_i \right) y_{jk} + \left(\frac{(F_k - F_j)^2}{(D_j - D_k)} + \left(\frac{(F_k - F_j)}{(D_j - D_k)} \right) D_i + F_i \right) = 0 \quad (13)$$

para $i=1, 2$ y 3 , $j=1$ y 2 , $k=2$ y 3 con $i \neq j \neq k$.

Con el fin de evitar la ambigüedad de la doble raíz (xa_{jk} , xb_{jk} y ya_{jk} , yb_{jk}) en las ecuaciones anteriores y encontrar así los valores correctos de las coordenadas de cada vértice, se establece un criterio de selección para discernir entre las dos soluciones.

Así, puesto que durante el proceso de optimización el perímetro del triángulo de error se irá reduciendo hasta llegar a un punto óptimo que estará muy cercano al punto de cruce de las cuerdas comunes de las tres circunferencias, y puesto que de igual manera los puntos vértice estarán cercanos a este punto de cruce, entonces, dicho punto de cruce se puede usar como referencia para evaluar las distancias entre él mismo y el punto de cada solución. De esta manera, el punto de solución que corresponde a la distancia más pequeña será el vértice buscado.

El punto cruce $XP(x_{jklm}, y_{jklm})$, se obtiene encontrando el cruce de cualesquiera dos de las cuerdas comunes a través de las ecuaciones siguientes:

$$x_{jklm} = \frac{(E_j - E_k)(F_m - F_l) + (E_l - E_m)(F_j - F_k)}{(E_j - E_k)(D_l - D_m) + (E_l - E_m)(D_k - D_j)} \quad (14)$$

y

$$y_{jklm} = \frac{(D_j - D_k)(F_m - F_l) + (D_l - D_m)(F_j - F_k)}{(D_j - D_k)(E_l - E_m) + (D_l - D_m)(E_k - E_j)} \quad (15)$$

para las combinaciones:

$$j = 1, k = 2, l = 1 \text{ y } m = 3,$$

$$j=1, k=2, l=2 \text{ y } m=3, \\ j=1, k=3, l=2 \text{ y } m=3.$$

$$IP = \sum_{j=1}^2 \sum_{k=2}^3 SL_{jk} \quad \text{con } j \neq k, \quad (19)$$

Teóricamente, los valores de los puntos de cruce $XP(x_{jklm}, y_{jklm})$ que se obtienen de las anteriores ecuaciones deben ser iguales para todas las combinaciones. Experimentalmente sin embargo, errores en las lecturas, inexactitudes durante el proceso de cómputo y otras fuentes de error llevan a una discrepancia entre estos puntos de cruce.

Debido a esto, se define un nuevo punto de cruce $XPM(x_{medio}, y_{medio})$, el cual es el valor promedio de los tres anteriores. Con este nuevo punto cruce como referencia se comparan las dos raíces, y como se mencionó antes, la más cercana a esta referencia será el vértice buscado $V_j = (u_j, v_j)$, donde

$$u_i = \min(|xa_{jk} - x_{medio}|, |xb_{jk} - x_{medio}|), \quad (16)$$

y

$$v_i = \min(|ya_{jk} - y_{medio}|, |yb_{jk} - y_{medio}|); \quad (17)$$

para $i=1, 2 \text{ y } 3$.

Una vez que se obtienen estos tres vértices, se pueden calcular las distancias entre ellos y se puede formar el triángulo de error sobre el plano A_k correspondiente. Las ecuaciones para estas distancias, las cuales son las longitudes de los lados del triángulo, están dadas por

$$SL_{jk} = \sqrt{(u_k - u_j)^2 + (v_k - v_j)^2}; \quad (18)$$

para $j=1 \text{ y } 2, k=2 \text{ y } 3$ con $j \neq k$.

Cuando ya es conocido el contorno del triángulo de error, la función objetivo de error se puede definir en dos formas; como el área total o como el perímetro total dados por las sumas de las áreas o perímetros individuales respectivamente. Una buena elección es la segunda debido a que la primera es representada por una matriz que involucra a más variables. Así, si el perímetro de un triángulo individual esta dado por

entonces, el perímetro total, que es la función de error a minimizar, puede ser expresado por

$$TP = \sum_{q=3}^6 IP_q. \quad (20)$$

Finalmente, aquí la función restrictiva se define considerando que para un reflectómetro hexaportal bien diseñado, A_k debe caer dentro del círculo unitario lo cual significa que $0 \leq R_{ki}x_{ki} \leq 2$ y que $3 \leq \sum_{i=1}^3 R_{ki}x_{ki} \leq 4$ para un valor fijo de k e $i=1, 2 \text{ y } 3$ (Fig. 3) [38].

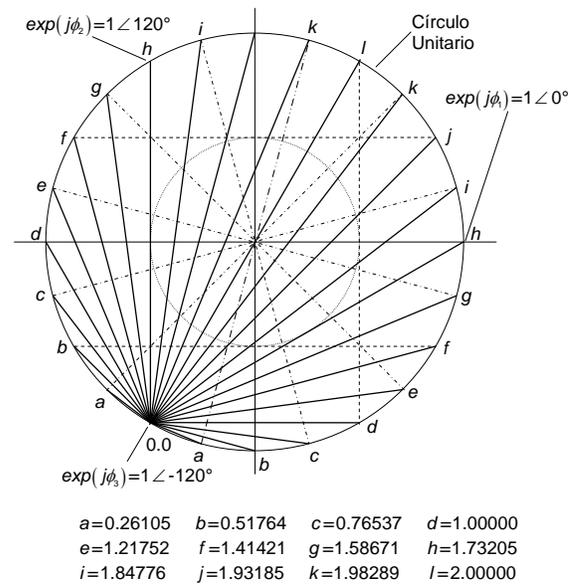


Fig. 3 Representación gráfica de los posibles valores de los radios (entre 0 y 2) de una de las circunferencias para un punto de intersección común (A_k) dentro del círculo unitario en el plano complejo A_k .

Al hacer una revisión de la Fig. 3 se puede observar que l es el valor máximo que puede tomar cualquier radio $R_{ki}x_{ki}$ para un valor de A_k que se encuentre contenido dentro del círculo unitario $0 \leq R_{ki}x_{ki} \leq 2$. Además, en otra revisión de la Fig. 3 en conjunción con alguna de las Figs. 4, 5 6 ó 7, se

puede notar que para cada plano A_k , la suma de los radios de las circunferencias para un valor determinado A_k será $3 \leq \sum_{i=1}^3 R_{ki} x_{ki} \leq 4$.

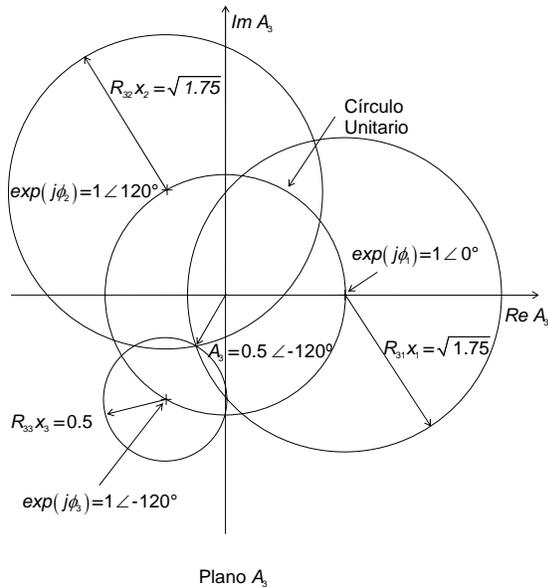


Fig. 4 Representación ideal del plano A_3 .

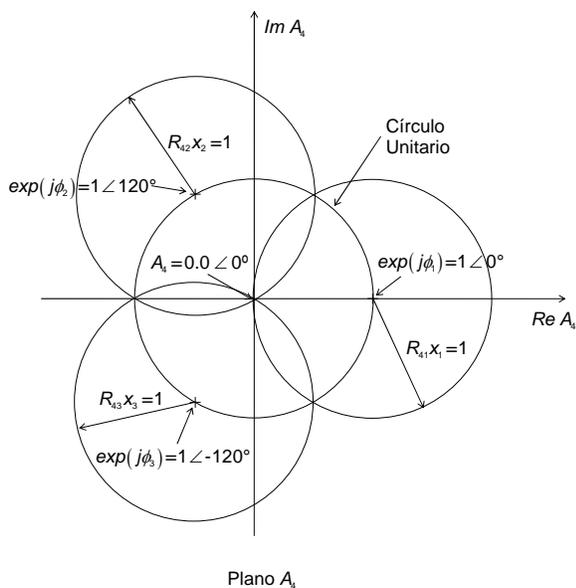


Fig. 5 Representación ideal del plano A_4 .

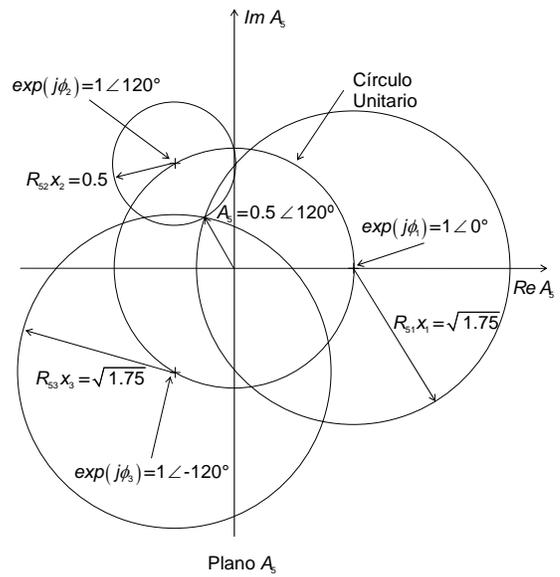


Fig. 6 Representación ideal del plano A_5 .

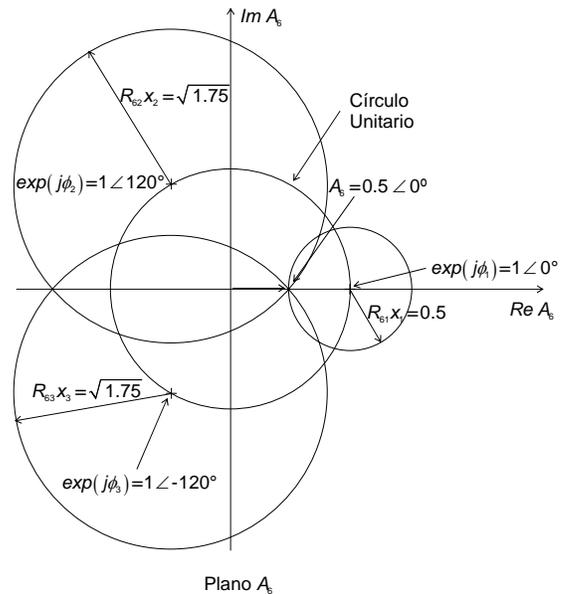


Fig. 7 Representación ideal del plano A_6 .

4. CONCLUSIONES

Considerando los aspectos teóricos aquí propuestos pero principalmente los resultados prácticos dados por la construcción física y uso de un reflectómetro hexaportal automático [39], se puede concluir que

las funciones objetivo y restrictiva aquí presentadas, sustentan bien al método de calibración de cuatro patrones.

REFERENCIAS

- [1] C. A. Hoer, "The six-port coupler: A new approach to measuring voltage, current, power, impedance, and phase," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-21, pp. 466-470, Nov. 1972.
- [2] G. F. Engen and C. A. Hoer, "Application of an arbitrary 6-port junction to power measurement problems," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-21, pp. 470-474, Nov. 1972.
- [3] G. F. Engen, "The six-port reflectometer: An alternative network analyzer," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-25, pp. 1075-1080, Dec. 1977.
- [4] A. Dueñas Jiménez, "La reflectometría de 6 puertos: Una opción para la enseñanza e investigación en hiperfrecuencias," in *1992 IEEE MEXICON Int. Symp. Dig.*, pp. 3.37-3.44.
- [5] A. Dueñas Jiménez, A. Serrano Santoyo, and F. J. Mendieta, "On the synthesis of some ring junctions for six-port measurement applications," *Microwave and Optical Tech. Lett.*, vol. 5, pp. 559-563, Oct. 1992.
- [6] A. Dueñas Jiménez, "Lumped-and distributed-element equivalent circuits for some symmetrical multiport signal-separation structures," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-45, pp.1537-1544, Sep. 1997.
- [7] A. Dueñas Jiménez, "Estudio de estructuras hexaportales aplicables a analizadores de redes de microondas," Ph. D. thesis, Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada (CICESE), Ensenada, B. C., México, 1993.
- [8] G. F. Engen, "Calibration of an arbitrary six-port junction for measurement of active and passive circuit parameters," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-22, pp. 295-299, Dec. 1973.
- [9] H. M. Cronson and L. Susman, "A new calibration technique for automated broadband microwave measurements," in *Proc. 6th Annu. Eur. Microwave Conf.*, Sep. 1976, pp. 205-209.
- [10] C. A. Hoer, "Calibrating two six-port reflectometers with an unknown length of precision transmission line," in *1978 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, June 1978, pp. 176-178.
- [11] G. F. Engen "Calibrating the six-port reflectometer by means of sliding terminations," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-26, pp. 951-957, Dec. 1978.
- [12] D. Woods, "Analysis and calibration theory of the general 6-port reflectometer employing four amplitude detectors", *Proc. Inst. Elec. Eng.*, vol. 126, pp. 21-228, Feb. 1979.
- [13] C. A. Hoer, "Calibrating a six-port reflectometer with four impedance standards," NBS Tech. Note 1012, Nat. Inst. Standards Tech., Mar. 1979.
- [14] P. I. Somlo and J. D. Hunter, "A six-port reflectometer and its complete characterization by convenient calibration procedures", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-30, pp. 186-192, Feb. 1982.
- [15] S. Li and R. G. Bosisio. "Calibration of multiport reflectometers by means of four open/short circuits", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-30, pp. 1085-1090, July 1982.
- [16] G. P. Riblet and E. R. B. Hansson, "Aspects of the calibration of a single six-port using a load and offset reflection standards," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-30, pp. 2120-2125, Dec. 1982.
- [17] D. Woods, "Simplified calibration technique for general six-port reflectometer requiring only two coaxial airline standards", *Proc. Inst. Elec. Eng.*, vol. 130, pp. 250-253, May 1983.
- [18] N. A. El-Deeb, "The calibration and performance of a microstrip six-port reflectometer," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-31, pp. 509-514, July 1983.
- [19] L. Susman, "Calibration of six-port reflectometer using projection geometry concept," *Electron. Lett.*, vol. 20, no. 1, pp. 9-11, 1984.
- [20] J. A. Dobrowolsky, E. Bridges, and L. Shafai, "A calibration method for a six-port reflectometer which minimizes the effect of power measurement errors," in *1984 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 572-574.
- [21] J. D. Hunter and P. Y. Somlo, "An explicit six-port calibration method using five standards," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-33, pp. 69-72, Jan. 1985.
- [22] M. E. Bialkowski and G. S. Woods, "Calibration of the six-port reflectometer using a minimum number of known loads," *Arch. Electron. Ubertragtech*, vol. AEÜ-39, pp. 332-338, May 1985.
- [23] T. Oishi and W. K. Kahn, "Stokes vectors representation of the six-port network analyzer: Calibration and measurement," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 503-506, 1985.
- [24] C. Z. Quian, "An improved method for six-port reflectometer calibration," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-34, pp. 611-615, Dec. 1985.
- [25] F. M. Ghannouchi and R. G. Bosisio, "A new six-port calibration method using four standards and avoiding singularities," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-36, pp. 1022-1027, Dec. 1987.

- [26] F. M. Ghannouchi and R. G. Bosisio, "An alternative explicit six-port matrix calibration formalism using five standards," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-36, pp. 494-498, Mar. 1988.
- [27] S. P. Yeo and A. L. Ang, "Alternative approach to calibration of six-port reflectometers using four standards," *IEE Proc. Microwaves Antennas Propagat.*, vol. 135-H, pp. 353-355, Oct. 1988.
- [28] S. P. Jachim and W. Daril Gutscher, "A statistical method for calibrating the six-port reflectometer using nonideal standards," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-37, pp. 1825-1828, Nov. 1989.
- [29] B. Neumeyer, "A new analytical method for complete six-port reflectometer calibration," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-39, pp. 376-379, Apr. 1990.
- [30] S. A. Chahine, B. Huyart, E. Bergeault, and L. Jallet, "A six-port reflectometer calibration using Schottky diodes operating in AC detection mode," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-42, Apr. 1992.
- [31] L. Qiao and S. P. Yeo, "Improved implementation of four-standard procedure for calibrating six-port reflectometers," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-44, pp. 632-636, June 1995.
- [32] G. F. Engen, "'Thru-reflect-line': An improved technique for calibrating the dual six-port automatic network analyzer," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-27, pp. 987-993, Dec. 1979.
- [33] R. B. Marks, "A multiline method of network analyzer calibration," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-39, pp. 1205-1215, July 1991.
- [34] K. J. Silvonon, "A general approach to network analyzer calibration," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-40, pp. 754-759, Apr. 1992.
- [35] A. Dueñas Jiménez, "The bilinear transformation in microwaves: A unified approach," *IEEE Trans. Educ.*, vol. E-40, pp. 69-77, Feb. 1997.
- [36] R. Pantoja Rangel, A. Dueñas Jiménez, S. Cervantes Peterson, and R. A. Cantoral Uriza, "Generación del gráfico de Smith usando elementos de la geometría moderna," *Revista Mexicana de Física*, vol. 39, pp. 329-341, Apr. 1993.
- [37] C. H. Lehmann, *Geometría Analítica*. México, D. F.: Limusa, 1982, ch. IV, pp. 110-118.
- [38] A. Dueñas Jiménez and C. A. Bonilla Barragán, "On the calibration of a microwave network six-port reflection analyzer," *To be published in IEEE Trans. Instrum. Meas.*
- [39] C. A. Bonilla Barragán, "Desarrollo de un método de calibración para un analizador de reflexión de seis puertos," M. Sc. thesis, Departamento de Electrónica, Universidad de Guadalajara, Guadalajara, Jalisco, México, 2005.