

*Recibido 17 Sep 2018
Aceptado 27 Oct 2018*

ReCIBE, Año 8 No. 1, Mayo 2019

Los hexapuertos y la reflectometría, fundamentos y aplicaciones

The six port and reflectometry, fundamentals and applications

Gerardo Hernández Veliz¹
gera592hv@hotmail.com

Marco Antonio Gurrola Navarro¹
marco.gurrola@cucei.udg.mx

Carlos Alberto Bonilla Barragán¹
carlos.bonilla@red.cucei.udg.mx

José Martín Villegas González¹
jose.villegas@red.cucei.udg.mx

Agustín Santiago Medina Vázquez¹
agustin.medina@cucei.udg.mx

¹ Universidad de Guadalajara

Resumen: En este artículo se presenta el modelo matemático base de la reflectometría hexaportal. Con una intención didáctica, se explica brevemente la historia de la reflectometría hexaportal y enseguida se detallan a cabalidad todas sus ecuaciones fundamentales. Posteriormente se presentan algunas estructuras hexaportales muy utilizadas, se elige una y se analizan sus características. Se presentan algunas aplicaciones de las redes hexaportales y sus diversas aplicaciones actuales. Con base en el material investigado se confirma que la reflectometría es un área con gran potencial en múltiples aplicaciones actuales, incluyendo su aportación en la docencia de las microondas.

Palabras clave: Reflectometría hexaportal, redes hexaportales, medición de alta frecuencia.

Abstract: This paper presents the basic mathematical model of the hexaportal reflectometry. With a didactic intention, the history of the hexaportal reflectometry is briefly explained and then all its fundamental equations are fully detailed. Subsequently, some commonly used hexaportal structures are presented, one is chosen and its characteristics are analyzed. Some applications of the hexaportal networks and their diverse current applications are presented. Based on the material investigated, it is confirmed that reflectometry is an area with great potential in many current applications, including its contribution in the teaching of microwaves.

Keywords: Six-port reflectometer, *six-port networks*, high frequency measurement.

1. Introducción

Los requerimientos tecnológicos actuales para cubrir la gran demanda de comunicaciones electrónicas en el mundo han traído notorios cambios en los últimos años, y con ello, las frecuencias de transmisión requeridas cada día son más altas, dado que, a más mayor frecuencia, se obtiene un mayor ancho de banda en el canal de información. Desafortunadamente, al incrementar la frecuencia, por encima de los 300 MHz, se comienzan a presentar algunos fenómenos electromagnéticos que obligan a los circuitos a cumplir requisitos muy demandantes, tanto para el diseño como para la fabricación de sus componentes, lo que obliga a utilizar una teoría circuital diferente, en la cual no se puede realizar las simplificaciones de la teoría de circuitos clásica. A esta teoría se le conoce como teoría de circuitos de microondas.

La teoría de circuitos de microondas a diferencia de la teoría de circuitos convencional considera a las señales ya no como un nivel de voltaje o corriente, sino como, lo que realmente son, ondas viajeras que cambian sus valores con el tiempo y la distancia. Por lo cual, ahora las dimensiones físicas de los componentes deben ser consideradas, pues dentro del mismo componente se presentan cambios en la señal por el solo hecho de su dimensión, sin considerar el efecto ideal que se espera del elemento en cuestión.

Por lo antes mencionado, surge la necesidad de conocer las respuestas que presentarán elementos y circuitos al trabajar en altas frecuencias, a esto se le conoce como caracterización de parámetros de microondas. Por ello, surgen y se van desarrollando varias técnicas de medición, cada una con sus ventajas y desventajas, y entre ellas, la reflectometría hexaportal. Siendo ésta una técnica alternativa a la utilizada por la mayoría de equipos comerciales actuales (heterodinos).

La reflectometría hexaportal ideal para laboratorios universitarios de medición debido a que permite obtener una muy buena exactitud en las lecturas, posibilita el diseño y la construcción de los equipos de medición con base a los requerimientos del grupo de una investigación porque se dispone de los modelos matemáticos para su desarrollo, a diferencia de los equipos comerciales, que ocultan sus procedimientos. Otra ventaja de los equipos hexaportales es su menor costo que los vuelve asequibles a instituciones educativas y laboratorios de investigación con bajos recursos.

2. Historia y desarrollo de la reflectometría

Las técnicas de medición para circuitos de microondas tuvieron su inicio en los años cuarentas durante la segunda guerra mundial, principalmente en el laboratorio de radiación del Instituto Tecnológico de *Massachusetts* (M.I.T. Por sus siglas en inglés) [1]. Las mediciones que se realizaban en un principio, fueron análogas a aquellas que se hacían con puentes de impedancia para mediciones en baja frecuencia, incluyendo algunas modificaciones a esos mismos equipos, para la medición de parámetros como la impedancia, las ondas estacionarias y la atenuación [2], [3]. No solo fueron pioneros en el desarrollo de éstas técnicas, también lo fueron en el desarrollo de las guías de onda, las líneas ranuradas y las líneas de transmisión de cable coaxial.

Los parámetros de impedancia Z y admitancia Y , empleadas en bajas frecuencias utilizan niveles de voltajes y de corrientes, pero la obtención de estos valores a frecuencias de microondas se complica mucho, por ello, se desarrolló un nuevo tipo de parámetros conocidos como de dispersión o parámetros S . Estos parámetros emplean ondas de voltajes o de potencia para su obtención. En 1939, Phillip H. Smith un ingeniero que trabajaba en los laboratorios Bell introdujo una herramienta gráfica para la representación de estos parámetros en las líneas de transmisión, conocida como la carta de Smith [4]. Esta carta fue tan relevante en su época que durante la segunda guerra mundial, las mediciones de impedancia de redes de microondas se graficaban en carta de Smith. Incluso, años después, el mismo laboratorio de radiación publicó artículos de alta trascendencia acerca de la carta de Smith, como por ejemplo la monografía NBS #151 en 1976, escrita por el Dr. R. W. Beatty, un artículo con mucha información [5].

De entre las varias técnicas que existen para obtener los parámetros s en elementos de alta frecuencia se encuentra la técnica de línea ranurada, una técnica que se implementó antes de la segunda guerra mundial y en 1948 Allen escribió un documento describiendo un sistema automático con esta técnica [6]. Para los años cincuenta se desarrolló la técnica de medición con barrido de frecuencia, obteniendo mejoras en el ancho de banda por medio de osciladores de barrido contruidos con un Klystron que por medio de un motor que variaba la dimensión de la cavidad [7]. Fue en esa época el apogeo de la generación de sistemas automáticos de medición de fase, un sistema que trasladaba las características de la señal a frecuencias bajas [8]. Este sistema fue rápidamente adoptado por los investigadores y la industria, fue objeto de mucho estudio, como por ejemplo por Cohn y Weinhouse en 1964 [9]. Años después, la técnica fue mejorando hasta convertirse en los conocidos como analizadores de redes vectoriales heterodinos, al final de la década de los sesenta ya se podía realizar mediciones cercanas a los 40 GHz [10][11].

Actualmente estos equipos logran medir dispositivos activos y pasivos en frecuencias superiores a los 100 GHz.

Por otra parte, la técnica de reflectometría comenzó desde los años cuarenta, cuando Montgomery pudo obtener el coeficiente de reflexión por medio de la separación de las ondas incidentes y reflejadas en las líneas de transmisión, y para 1944 Julian presentaba el primer reflectómetro utilizando dos acopladores direccionales [12]. Unos años después, las técnicas de reflectometría se fueron formalizando, en específico, con las publicaciones de Engen y Beatty a finales de los años cincuenta [13]. Engen continuó su trabajo y logró aportaciones importantes en el área, en 1977 y en conjunto con los trabajos de Hoer, formalizaron las bases de la reflectometría, tanto con sus técnicas, experimentaciones y bases matemáticas [14].

En 1977 Engen demostró en una publicación [15], el porqué de no utilizar reflectómetros de menos de seis puertos, de ahí, que la reflectometría para el análisis de microondas adquiriera el nombre de reflectometría hexaportal. En ese mismo año, Hoer presentaba la teoría para el diseño de analizadores de redes empleando dos reflectómetros hexaportales [16]. Ambos, presentaron varias técnicas de calibración para estos reflectómetros [17] [18]. Las investigaciones y aportaciones de Engen y Hoer fueron presentadas en el congreso de la Sociedad de Microondas (*MTT Society*), de la *IEEE* en Junio de 1977, y sus aportes, actualmente son considerados pilares fundamentales de la reflectometría hexaportal.

En los ochenta no hubo grandes actualizaciones en el tema, no obstante, se realizaron publicaciones relacionadas con el análisis de la técnica, simplificaciones matemáticas y nuevos diseños de las estructuras hexaportales, como por ejemplo, lo descrito en los trabajos de Riblet en 1981 [19], Dobrowolsky 1982 [20] y El-Deeb en 1983 [21]. Los años siguientes, durante y después de la década de los noventa, los trabajos se centraban principalmente en optimizar las técnicas de automatización con equipos digitales [22], la implementación de las redes hexaportales en otras aplicaciones fuera de las mediciones de parámetros de microondas [23] y en la difusión de la reflectometría hexaportal para la enseñanza y la Investigación [24].

3. Descripción de la reflectometría hexaportal: Modelo matemático

Un reflectómetro hexaportal es un equipo capaz de obtener el coeficiente de reflexión de un elemento conectado a uno de sus puertos. Se le llama hexaportal porque en su totalidad dispone de seis puertos, un puerto es

utilizado para inyectar la señal producida por un generador, cuatro puertos más se emplean en conjunto para obtener relaciones de potencias de la red y uno último para conectar al dispositivo bajo prueba o DBP, del que se interesa conocer su respuesta en alta frecuencia. Todos estos puertos forman la red hexaportal, que está formada por una serie de dispositivos exclusivamente diseñados para operar correctamente a la frecuencia a la que se desea medir. Las relaciones de potencia obtenidas en los puertos de lectura están directamente relacionadas con las señales incidente y reflejada en el puerto de medición. De la manera en que interaccionan sus dispositivos componentes y del tipo de éstos, dependerá el modelo matemático a obtener.

El modelo matemático que describe a un reflectómetro hexaportal parte de un modelo generalizado de n puertos, que se desarrolla para seis puertos. Ya que, con menos de seis puertos no se puede conseguir una medición vectorial directa, es decir, el coeficiente de reflexión con magnitud y ángulo, tal como lo demostró Engen en su publicación “*The Six-Port Reflectometer: An Alternative Network Analyzer*” en 1977 [15]. El siguiente desarrollo está basado en un documento que describe de manera más amplia la reflectometría en general [24].

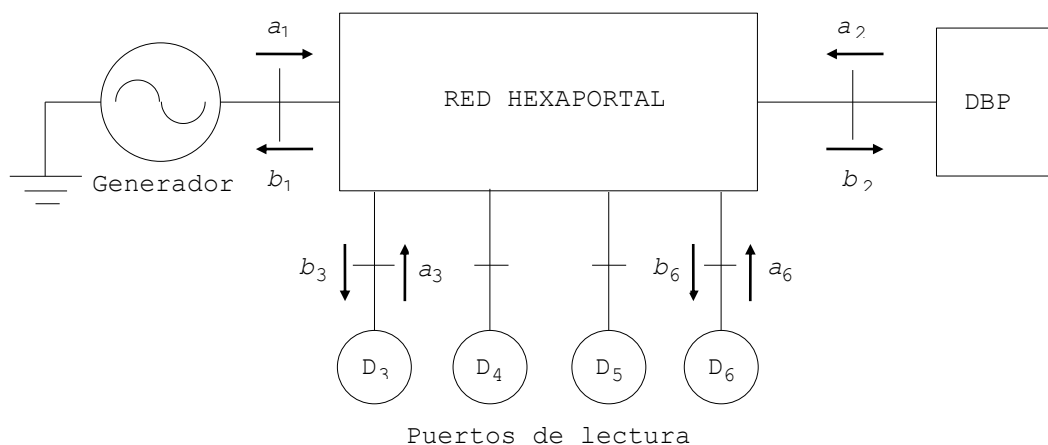


Figura 1. Presenta el arreglo básico de un reflectómetro hexaportal, donde se aprecian los seis puertos de la red hexaportal, un puerto conectado al generador, un segundo al dispositivo bajo prueba y los cuatro restantes conectados a los diodos detectores de potencia.

En la Fig. 1 se muestra la estructura de un reflectómetro hexaportal, donde se aprecian el generador, los cuatro detectores de potencia D_j ; ($j = 3, 4, 5$ y 6) y el dispositivo bajo prueba DBP, todos ellos conectados a la red hexaportal que se toma como referencia del sistema. Se asigna como a_i ($i = 1, \dots, 6$), a las señales de potencia incidentes a los puertos de la red hexaportal, y

b_i ($i = 1, \dots, 6$), para las señales de potencia reflejadas. Por lo tanto, la matriz de dispersión de la red queda de la siguiente manera:

$$\mathbf{b} = \mathbf{S} \cdot \mathbf{a}, \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \\ b_5 \\ b_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} & S_{15} & S_{16} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} & S_{25} & S_{26} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} & S_{35} & S_{36} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} & S_{45} & S_{46} \\ S_{51} & S_{52} & S_{53} & S_{54} & S_{55} & S_{56} \\ S_{61} & S_{62} & S_{63} & S_{64} & S_{65} & S_{66} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \\ a_5 \\ a_6 \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Donde s es la matriz de dispersión de la red hexaportal de tamaño 6x6, al desarrollar el producto matricial de (2) se obtienen unas ecuaciones de la forma:

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2 + S_{13}a_3 + S_{14}a_4 + S_{15}a_5 + S_{16}a_6 \\ b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2 + S_{23}a_3 + S_{24}a_4 + S_{25}a_5 + S_{26}a_6 \\ &\vdots \\ b_6 &= S_{61}a_1 + S_{62}a_2 + S_{63}a_3 + S_{64}a_4 + S_{65}a_5 + S_{66}a_6. \end{aligned} \quad (3)$$

Como en la red solo se puede sensar potencia en los puertos 3, 4, 5 y 6, correspondientes a los diodos detectores de potencia, el coeficiente de reflexión del Γ_{DBP} se obtiene de las relaciones de las potencias entre estos puertos. El coeficiente de reflexión en los diodos está dado por la expresión $\Gamma_j = a_j/b_j$; ($j = 3, 4, 5$ y 6), que se despeja para la señal incidente $a_j = \Gamma_j b_j$, que a su vez se utiliza para sustituirla en (3). Como los puertos donde se conectan los detectores de potencia son del 3 al 6, el sistema de ecuaciones resultante se divide en dos secciones, la primera es conformada por b_1 y b_2 (4a), y la segunda por b_3, b_4, b_5 y b_6 . En la segunda sección (4b), donde se encuentran los puertos de lectura, se despejan las cuatro ecuaciones para igualarlas a cero.

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2 + S_{13}\Gamma_3 b_3 + S_{14}\Gamma_4 b_4 + S_{15}\Gamma_5 b_5 + S_{16}\Gamma_6 b_6 \\ b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2 + S_{23}\Gamma_3 b_3 + S_{24}\Gamma_4 b_4 + S_{25}\Gamma_5 b_5 + S_{26}\Gamma_6 b_6, \end{aligned} \quad (4a)$$

$$\begin{aligned} 0 &= S_{31}a_1 + S_{32}a_2 + (S_{33}\Gamma_3 - 1)b_3 + S_{34}\Gamma_4 b_4 + S_{35}\Gamma_5 b_5 + S_{36}\Gamma_6 b_6 \\ 0 &= S_{41}a_1 + S_{42}a_2 + S_{43}\Gamma_3 b_3 + (S_{44}\Gamma_4 - 1)b_4 + S_{45}\Gamma_5 b_5 + S_{46}\Gamma_6 b_6 \\ 0 &= S_{51}a_1 + S_{52}a_2 + S_{53}\Gamma_3 b_3 + S_{54}\Gamma_4 b_4 + (S_{55}\Gamma_5 - 1)b_5 + S_{56}\Gamma_6 b_6 \\ 0 &= S_{61}a_1 + S_{62}a_2 + S_{63}\Gamma_3 b_3 + S_{64}\Gamma_4 b_4 + S_{65}\Gamma_5 b_5 + (S_{66}\Gamma_6 - 1)b_6. \end{aligned} \quad (4b)$$

Las primeras dos ecuaciones se expresan mediante la ecuación (5):

$$b_i = S_{i1}a_1 + S_{i2}a_2 + \sum_{j=3}^6 S_{ij}\Gamma_j b_j, \quad \text{para } i = 1, 2 \text{ y } j = 3, 4, 5 \text{ y } 6. \quad (5)$$

Y las cuatro ecuaciones restantes están representadas por la ecuación (6):

$$0 = S_{i1}a_1 + S_{i2}a_2 + \sum_{\substack{i=3 \\ i \neq 0}}^6 S_{ij}\Gamma_j b_j + (S_{ii}\Gamma_i - 1)b_i, \text{ para } j = 3, 4, 5 \text{ y } 6. \quad (6)$$

El sistema (4) representa un sistema de 10 ecuaciones con 12 variables, cuya solución puede ser encontrada para cualesquiera 10 variables en función de las dos restantes, y se puede expresar de forma matricial, como

$$\mathbf{b}' = \mathbf{S}' \cdot \mathbf{a}', \quad (7)$$

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13}\Gamma_3 & S_{14}\Gamma_4 & S_{15}\Gamma_5 & S_{16}\Gamma_6 \\ S_{21} & S_{22} & S_{23}\Gamma_3 & S_{24}\Gamma_4 & S_{25}\Gamma_5 & S_{26}\Gamma_6 \\ S_{31} & S_{32} & S_{33}\Gamma_3 - 1 & S_{34}\Gamma_4 & S_{35}\Gamma_5 & S_{36}\Gamma_6 \\ S_{41} & S_{42} & S_{43}\Gamma_3 & S_{44}\Gamma_4 - 1 & S_{45}\Gamma_5 & S_{46}\Gamma_6 \\ S_{51} & S_{52} & S_{53}\Gamma_3 & S_{54}\Gamma_4 & S_{55}\Gamma_5 - 1 & S_{56}\Gamma_6 \\ S_{61} & S_{62} & S_{63}\Gamma_3 & S_{64}\Gamma_4 & S_{65}\Gamma_5 & S_{66}\Gamma_6 - 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ b_3 \\ b_4 \\ b_5 \\ b_6 \end{bmatrix}. \quad (8)$$

Dado que la matriz \mathbf{S}' es no singular, porque las ecuaciones son independientes, puede ser invertida y con esa inversión $\mathbf{V} = (\mathbf{S}')^{-1}$, entonces $\mathbf{a}' = \mathbf{V} \cdot \mathbf{b}'$. Como \mathbf{b}' tiene cuatro de sus seis elementos con valor de cero, al realizar el producto matricial de $\mathbf{V} \cdot \mathbf{b}'$, una buena parte de sus resultados se hacen cero, simplificando el sistema de ecuaciones

$$\mathbf{a}' = \mathbf{V} \cdot \mathbf{b}', \quad (9)$$

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ b_3 \\ b_4 \\ b_5 \\ b_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{11} & V_{12} & V_{13} & V_{14} & V_{15} & V_{16} \\ V_{21} & V_{22} & V_{23} & V_{24} & V_{25} & V_{26} \\ V_{31} & V_{32} & V_{33} & V_{34} & V_{35} & V_{36} \\ V_{41} & V_{42} & V_{43} & V_{44} & V_{45} & V_{46} \\ V_{51} & V_{52} & V_{53} & V_{54} & V_{55} & V_{56} \\ V_{61} & V_{62} & V_{63} & V_{64} & V_{65} & V_{66} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (10)$$

resultando:

$$a_i = V_{i1}b_1 + V_{i2}b_2, \text{ para } i = 1 \text{ y } 2, \quad (11)$$

$$b_i = V_{i1}b_1 + V_{i2}b_2; \text{ para } i = 3, 4, 5 \text{ y } 6. \quad (12)$$

Ahora, los valores de \mathbf{a}' también se encuentran divididos en dos secciones, los primeros dos términos corresponden a $a_i = V_{i1}b_1 + V_{i2}b_2$; ($i = 1, 2$), y la segunda sección está dada por $b_i = V_{i1}b_1 + V_{i2}b_2$; ($i = 3, 4, 5 \text{ y } 6$). Debido a que el DBP se encuentra conectado al puerto 2, se requiere referenciar la lecturas de los

puertos de los diodos con respecto a este puerto, por ello, se despeja b_1 de a_2 y se sustituye en las demás ecuaciones. Con esto se consigue que las señales incidentes a los diodos b_j ; ($j = 3, 4, 5$ y 6), queden en función únicamente de las señales incidente y reflejada del puerto 2. Lo que nos permitirá posteriormente obtener el coeficiente de reflexión Γ_{DBP} .

$$a_2 = V_{21}b_1 + V_{22}b_2, \quad b_1 = \frac{a_2 - V_{22}b_2}{V_{21}}, \quad b_i = \frac{V_{i1}}{V_{21}}a_2 + \left(V_{i2} - \frac{V_{22}V_{i1}}{V_{21}}\right)b_2.$$

Para simplificar: $I_i = \frac{V_{i1}}{V_{21}}$ y $J_i = V_{i2} - \frac{V_{22}V_{i1}}{V_{21}}$, entonces:

$$b_i = I_i a_2 + J_i b_2, \text{ para } i = 3, 4, 5 \text{ y } 6. \quad (13)$$

Habiendo obtenido la expresión matemática para las señales que salen de la red hexaportal y entran en los diodos detectores, $b_i = I_i a_2 + J_i b_2$; ($i = 3, 4, 5$ y 6), en función de las señales incidente y reflejada en el DBP (b_2 y a_2), se renombran algunas variables y se realiza la sustitución de la onda incidente a_2 por su equivalencia de $\Gamma_2 b_2$. Esto con la finalidad de poder obtener el coeficiente de reflexión del DBP, utilizando la nomenclatura empleada por Engen [15], estos desarrollos se presentan a continuación.

$$b_3 = I_3 a_2 + J_3 b_2 = A a_2 + B b_2 = A b_2 \left(\Gamma_2 + \frac{B}{A} \right), \quad (14)$$

$$b_5 = I_5 a_2 + J_5 b_2 = E a_2 + F b_2 = E b_2 \left(\Gamma_2 + \frac{F}{E} \right), \quad (15)$$

$$b_6 = I_6 a_2 + J_6 b_2 = G a_2 + H b_2 = G b_2 \left(\Gamma_2 + \frac{H}{G} \right), \quad (16)$$

$$b_4 = I_4 a_2 + J_4 b_2 = C a_2 + D b_2 = C b_2 \left(\Gamma_2 + \frac{D}{C} \right). \quad (17)$$

Las ecuaciones presentadas en (14-17) permiten obtener las relaciones funcionales entre los parámetros de potencia P leídos en los puertos de los diodos, y el coeficiente de reflexión Γ_{DBP} que es igual a Γ_2 , en el puerto de medición [25] [26] [27]. Asimismo, para la medición de impedancia en tiempo real [28] y para la calibración con un número diferente de parámetros intermedios [29]. Estas relaciones funcionales entre P y Γ para la síntesis de las estructuras hexaportales y para la medición del coeficiente de reflexión son:

$$\bar{P}_k = \left| \frac{I_k a_2 + J_k b_2}{C a_2 + D b_2} \right| = \left| \frac{I_k \Gamma_2 + J_k}{C \Gamma_2 + D} \right|, \text{ para } k = 3, 4, 5 \text{ y } 6. \quad (18)$$

La expresión (18) resulta de combinar los valores absolutos de (13) y (17), la relación entre las diferentes lecturas de potencia y Γ_2 se expresa mediante transformación bilineal. Las señales a y b son raíces cuadradas de potencia de la forma $\bar{P}_k = (P_k/P_4)^{1/2} = \sqrt{P_k/P_4}$; ($k = 3, 5$ y 6) y se dividen sobre P_4 que es la referencia. Asimismo, de (14-17), las respuestas de potencia en los puertos 3, 5 y 6 forman el sistema de ecuaciones siguiente

$$P_3 = |b_3|^2 = |Aa_2 + Bb_2|^2 = |A|^2|b_2|^2|\Gamma_2 - q_3|^2, \quad (19)$$

$$P_5 = |b_5|^2 = |Ea_2 + Fb_2|^2 = |E|^2|b_2|^2|\Gamma_2 - q_5|^2, \quad (20)$$

$$P_6 = |b_6|^2 = |Ga_2 + Hb_2|^2 = |G|^2|b_2|^2|\Gamma_2 - q_6|^2 \quad (21)$$

La solución de este sistema para Γ_2 , representa un problema de geometría tridimensional que puede ser resuelto en forma más conveniente en dos dimensiones. Así, si en la ecuación de la potencia en el puerto 4 dada por

$$P_4 = |b_4|^2 = |Ca_2 + Db_2|^2 \quad (22)$$

Se introduce una aproximación considerando a la constante c igual a cero y luego se dividen (19-21) entre ésta, se obtiene en términos de mediciones de potencia relativa, el sistema en dos dimensiones (plano complejo) de tres ecuaciones dado por

$$\frac{P_3}{P_4} = \frac{|b_3|^2}{|b_4|^2} = \frac{|Aa_2 + Bb_2|^2}{|Db_2|^2} = \frac{|A|^2}{|D|^2} |\Gamma_2 - q_3|^2, \quad (23)$$

$$\frac{P_5}{P_4} = \frac{|b_5|^2}{|b_4|^2} = \frac{|Ea_2 + Fb_2|^2}{|Db_2|^2} = \frac{|E|^2}{|D|^2} |\Gamma_2 - q_5|^2, \quad (24)$$

$$\frac{P_6}{P_4} = \frac{|b_6|^2}{|b_4|^2} = \frac{|Ga_2 + Hb_2|^2}{|Db_2|^2} = \frac{|G|^2}{|D|^2} |\Gamma_2 - q_6|^2. \quad (25)$$

Las ecuaciones (23-25) describen tres circunferencias en el plano complejo, cuyos centros están dados por q_3 , q_5 y q_6 . Los radios dependen de las constantes A , D , E y G . Siendo D la constante de proporcionalidad y P_3 , P_4 , P_5 y P_6 las lecturas de potencia leídas por los diodos. En su forma explícita las ecuaciones se escriben de la siguiente manera

$$|\Gamma_2 - q_3|^2 = \left| \frac{D}{A} \right|^2 \frac{P_3}{P_4}, \quad (26)$$

$$|\Gamma_2 - q_5|^2 = \left| \frac{D}{E} \right|^2 \frac{P_5}{P_4}, \quad (27)$$

$$|\Gamma_2 - q_6|^2 = \left| \frac{D}{G} \right|^2 \frac{P_6}{P_4}. \quad (28)$$

La solución de las tres ecuaciones es la intersección de las tres circunferencias, y se obtiene como resultado el coeficiente de reflexión del dispositivo bajo prueba $\Gamma_2 = \Gamma_{DBP}$. En la Fig. 2 se muestra la localización de Γ_{DBP} en el círculo unitario.

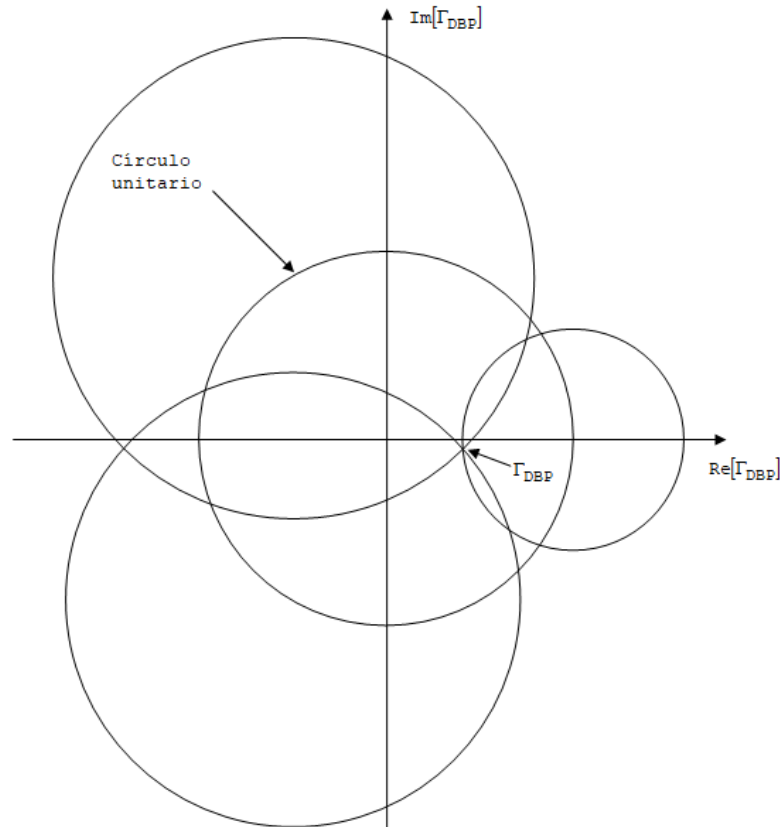


Figura 2. Grafico que presenta la localización de Γ_{DBP} en el círculo unitario, mediante la intersección de los tres círculos previamente obtenidos con el desarrollo matemático.

El proceso de medición implica entonces conocer las constantes del sistema ($A - H$ con $C = 0$), medir la potencia en los puertos 3, 4, 5 y 6, y determinar Γ_{DBP} por medio de la intersección de las circunferencias expresadas por (26-28).

4. Algunas estructuras hexaportales

Así como se fue desarrollando el concepto y las técnicas de la reflectometría hexaportal, a lo largo de los años, también, algunas juntas hexaportales simples y compuestas han sido propuestas. El diseño de la red hexaportal es muy importante, ya que de éste dependen los parámetros del reflectómetro, como por ejemplo, su ancho de banda y la distribución de los centros de los círculos en el plano. Las Figs. 3, 4 y 5 muestran algunas de estas estructuras [30].

La simbología empleada en las Figs. 3 a 4, y en la Tabla 1 es como sigue:

- Q = HÍBRIDO DE CUADRATURA (90°)
- ∅ = DESFASADOR
- H = HÍBRIDO DE 180°(DIVISOR DE POTENCIA)
- D = DIVISOR DE POTENCIA EN FASE
- C = ACOPLADOR DIRECCIONAL

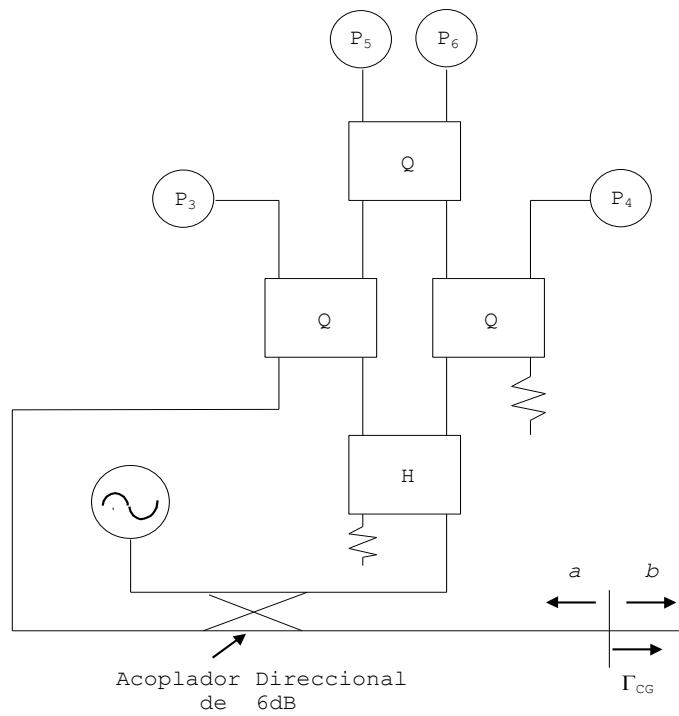


Figura 3. Red de una de las redes hexaportales propuesta por Engen, con tres acopladores híbridos de cuadratura y un acoplador de 180°.

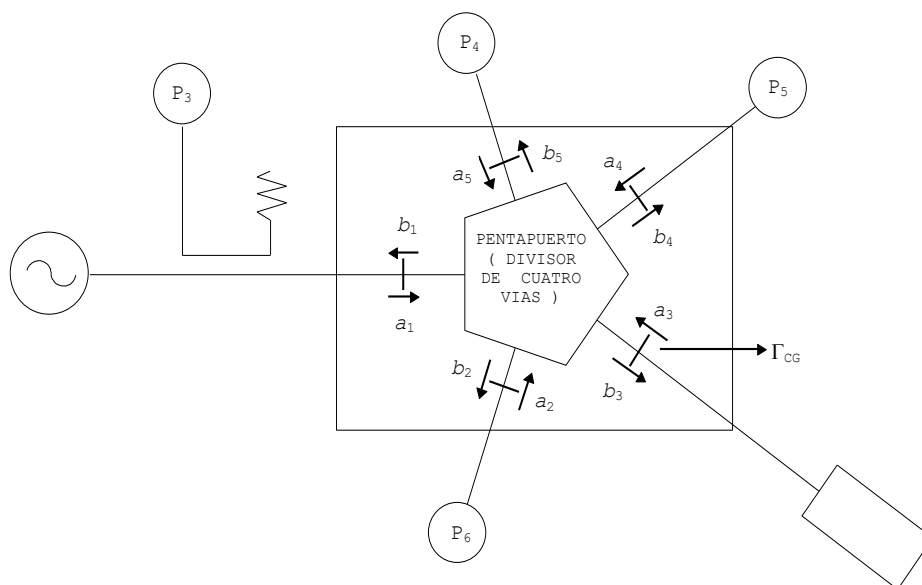


Figura 4. Otra red hexaportales propuesta por Riblet y Hansson, implementada con un pentapuerto de cuatro vías.

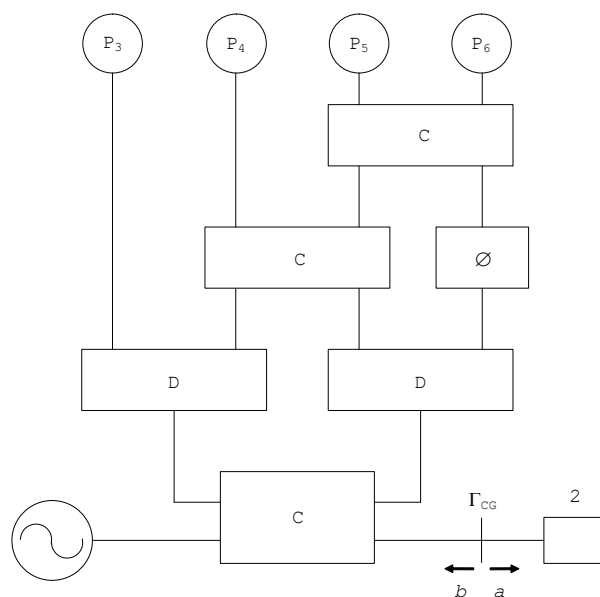


Figura 5. Red hexaportal propuesta por Li y Bosio, la cuál es constituida por tres acopladores direccionales, dos divisores de potencia en fase y un desfasador.

La Tabla 1 proporciona los datos referentes a la distribución de los centros q en el plano $\Gamma_{CG} = \Gamma_2 = \Gamma_{DBP}$ y el ancho de banda útil de cada estructura.

Tabla 1. Comparativa de las estructuras hexaportales presentadas.

Figura	Distribución de los centros q en el plano Γ_{CG}	Ancho de banda útil	Referencias
3	No ideal	2-18 GHz	Engen [31] Chung [32]
4	Ideal	< a una octava	Riblet [19] Colef [33]
5	Ideal	2-8 GHz	Li [34]

Al momento de elegir una estructura hexaportal es importante tener en cuenta algunos aspectos, como por ejemplo, el número de componentes que ésta posee. Debido a que a más elementos en la red aumentan las pérdidas por inserción, aumenta la probabilidad de falla, su síntesis y construcción se complican. También, es importante cuidar la buena distribución de los centros q (preferentemente una distribución ideal) ya que de esto depende la exactitud del resultado de la medición.

Considerando lo descrito, la estructura de la Fig. 4 es la más apropiada para satisfacer todas estas necesidades. Esta estructura fue propuesta por Riblett y

Hansson [35] y consta de un cuatripuerto y un pentapuerto conectados como se muestra en la Fig. 6. Debido a que tiene pocos componentes, y a pesar de su poco ancho de banda, tiene una distribución de centros q equidistantes (ideal), lo que resulta muy bueno para disponer de una mejor medición.

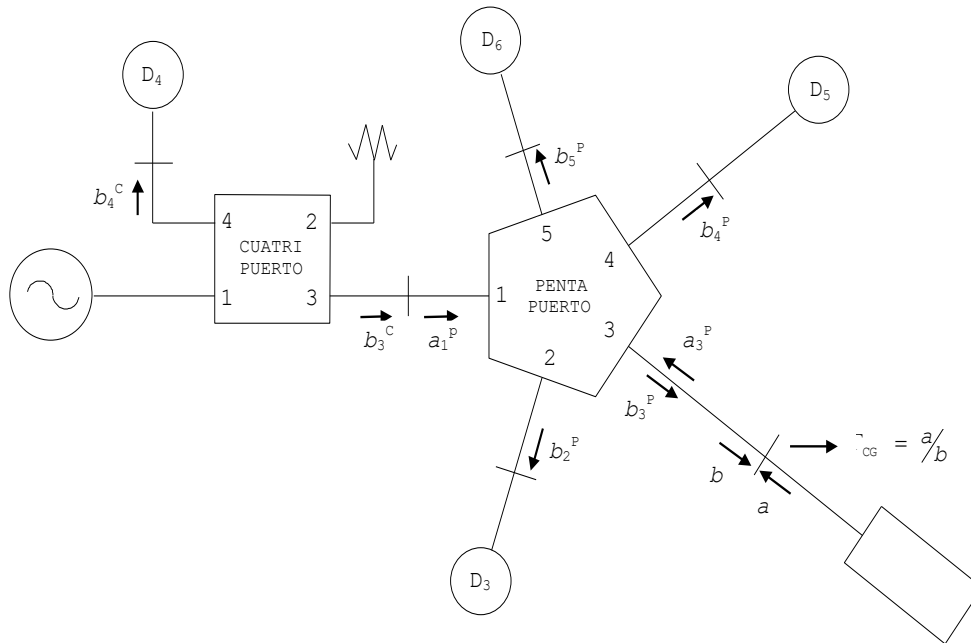


Figura 6. Red hexaportal elegida para su análisis, la cual está constituida por un cuatripuerto (acoplador híbrido de cuadratura de 90°) y un pentapuerto (separador de señal de cuatro vías).

El cuatripuerto es un acoplador direccional de 3 dB que realiza la función de separador de señal de dos vías. Divide la señal de potencia proveniente de la fuente en dos señales de magnitud igual, con una fase relativa de 90° entre sí [36]. En la Fig. 6 el cuatripuerto transfiere la señal hacia el puerto 1 del pentapuerto y hacia uno de los diodos detectores D_4 , conectado al puerto 4 del cuatripuerto.

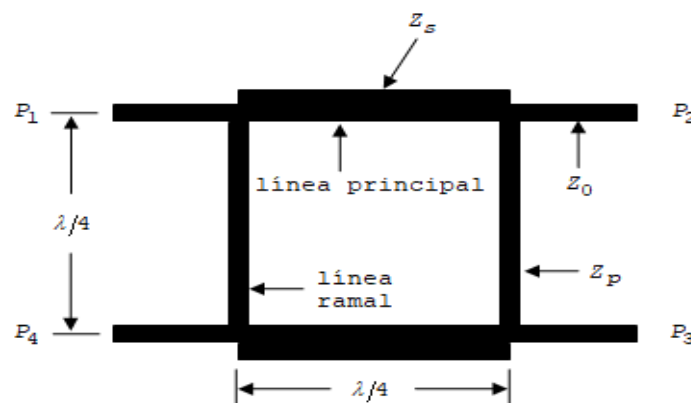


Figura 7. Aspecto físico de un cuatripuerto, la parte oscura corresponde a la forma física generalizada que presenta un cuatripuerto con estas características implementado en un circuito de microcinta.

Por su parte, el pentapuerto es un separador de señal de cuatro vías que divide la señal de la fuente en cuatro de igual magnitud y fases relativas de 0° y 120° , distribuyéndola hacia la carga DBP y los diodos detectores D_3 , D_5 y D_6 .

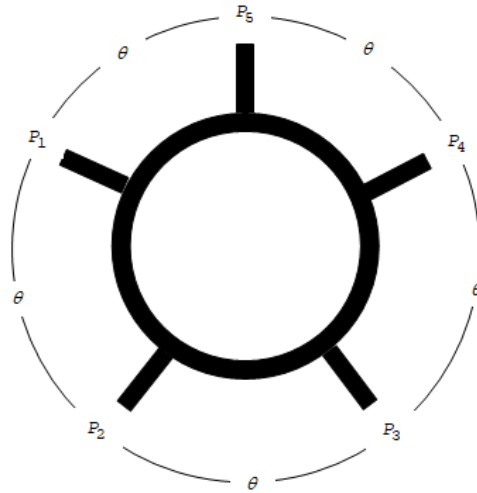


Figura 8. Aspecto físico de un pentapuerto, la parte oscura corresponde a la forma física generalizada que presenta un pentapuerto con las características de divisor de señal, implementado en un circuito de microcinta.

Si se suponen condiciones ideales para la red hexaportal descrita (Fig. 6), es decir, un acoplamiento perfecto en los puertos, del generador, de los diodos de potencia, de la terminación de 50Ω y de la intersección entre el cuatripuerto y el pentapuerto; los valores de las constantes complejas y por tanto, de sus centros q , se pueden encontrar de la siguiente manera. Considerando las matrices de dispersión del cuatripuerto (29) y del pentapuerto (30) [37]:

$$\begin{bmatrix} b_1^C \\ b_2^C \\ b_3^C \\ b_4^C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \delta & \varepsilon \\ 0 & 0 & \varepsilon & \delta \\ \delta & \varepsilon & 0 & 0 \\ \varepsilon & \delta & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1^C \\ a_2^C \\ a_3^C \\ a_4^C \end{bmatrix}, \quad (29)$$

$$\begin{bmatrix} b_1^P \\ b_2^P \\ b_3^P \\ b_4^P \\ b_5^P \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \tau & \mu & \mu & \tau \\ \tau & 0 & \tau & \mu & \mu \\ \mu & \tau & 0 & \tau & \mu \\ \mu & \mu & \tau & 0 & \tau \\ \tau & \mu & \mu & \tau & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1^P \\ a_2^P \\ a_3^P \\ a_4^P \\ a_5^P \end{bmatrix}, \quad (30)$$

Donde

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{2}} D 180^\circ, \quad (31)$$

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{2}} D 270^\circ, \quad (32)$$

$$\mu = \frac{1}{2} D - 120^\circ, \quad (33)$$

$$\tau = \frac{1}{2} D 120^\circ. \quad (34)$$

Como se considera que los diodos detectores están perfectamente acoplados, entonces

$$a_4^C = a_2^P = a_4^P = a_5^P = 0 \quad (35)$$

Además, dado que se considera que la carga de 50Ω está perfectamente acoplada con el puerto número 2 del cuatripuerto, entonces

$$a_2^c = 0 \quad (36)$$

y asimismo por el acoplamiento perfecto (ideal) entre las dos estructuras, se tiene que

$$a_3^C = 0 \quad (37)$$

Se realizan despejes y sustituciones hasta obtener los valores de las constantes $A - H$.

$$A = \tau, \quad B = \frac{\tau}{\mu}, \quad C = 0, \quad D = \frac{\varepsilon}{\delta\mu},$$

$$E = \tau, \quad F = 1, \quad G = \mu, \quad H = \frac{\tau}{\mu}.$$

Finalmente, los valores para los centros q , finalmente los centros q se definen como

$$q_3 = -\frac{B}{A} = -\frac{1}{\mu} = \frac{1 \angle 180^\circ}{0.5 \angle -120^\circ} = 2 \angle 300^\circ, \quad (38)$$

$$q_5 = -\frac{F}{E} = -\frac{1}{\tau} = \frac{1 \angle 180^\circ}{0.5 \angle 120^\circ} = 2 \angle 60^\circ, \quad (39)$$

$$q_6 = -\frac{H}{G} = -\frac{\tau}{\mu^2} = \frac{0.5 \angle 300^\circ}{0.25 \angle -240^\circ} = 2 \angle 540^\circ = 2 \angle 180^\circ. \quad (40)$$

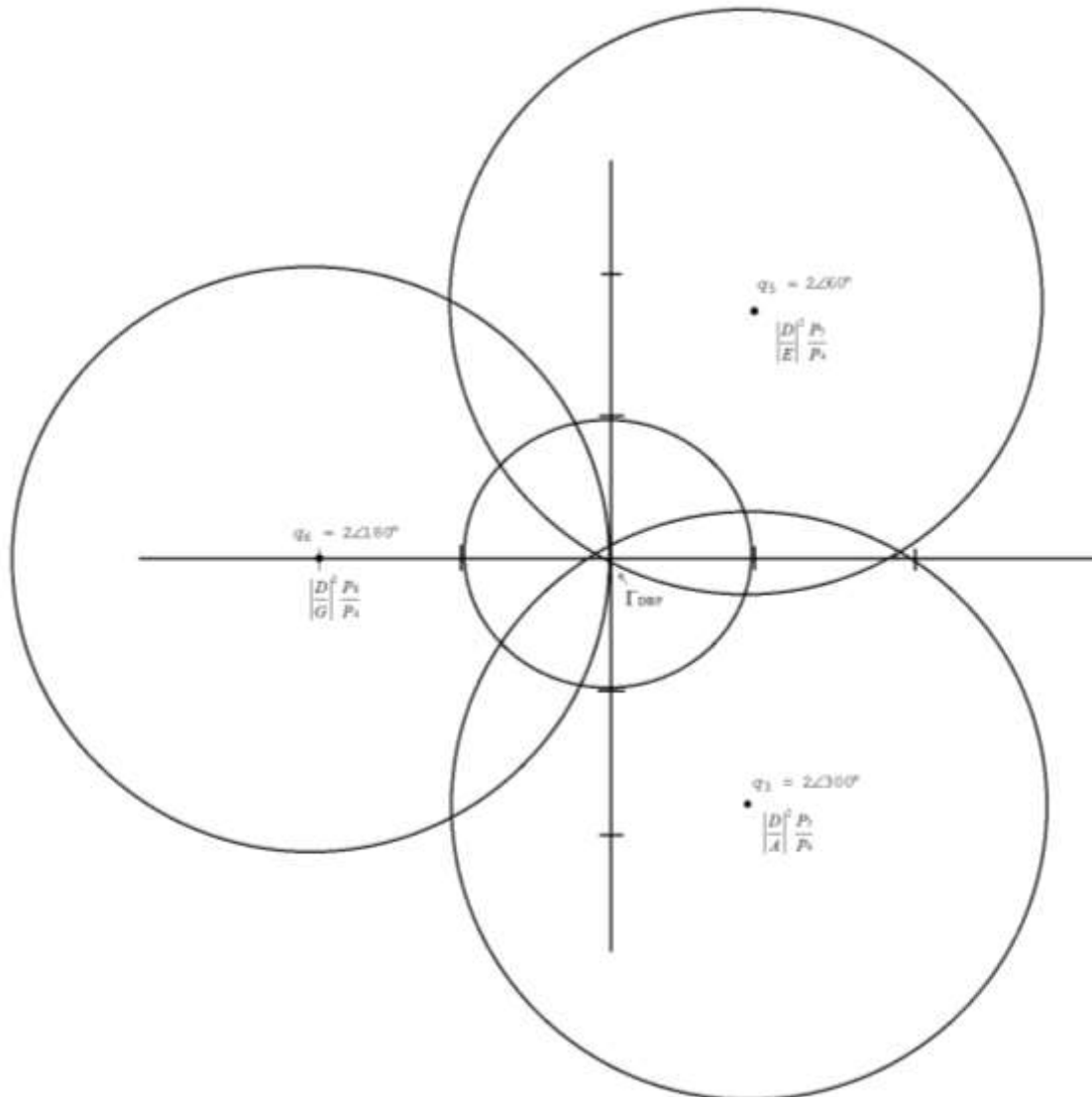


Figura 9. Ubicación de los centros q de la estructura hexaportal analizada, simulando una carga acoplada en el puerto de medición, lo que localiza al Γ_{DBP} en el centro del círculo unitario.

5. Aplicaciones de los hexapuertos y la reflectometría

Actualmente las estructuras hexaportales y el empleo de la reflectometría han crecido significativamente sus áreas de aplicación, se pueden encontrar aplicaciones de ellos en muy diversos campos tecnológicos. Se han propuesto mejoras a los elementos constitutivos de una red hexaportal, principalmente

buscando que estos elementos operen con un mayor ancho de banda, como los acopladores direccionales en cuadratura de 3 dB formados por un arreglo tándem de dos acopladores simétricos de -8.34 dB, como por ejemplo [38], en donde se diseña un híbrido de cuadratura de 3dB que opera desde 0.5-18 GHz. Estos acopladores direccionales de -8.34 dB se formaron con 41 secciones de acoplamiento.

Con el modelo matemático empleado para diseñar estos nuevos elementos se puede construir un reflectómetro basado en ellos, que puede operar a anchos de banda muy amplios, como es el caso [39], en donde se utilizan cinco acopladores direccionales en cuadratura para formar una red hexaportal basada en la propuesta por Engen, ver Fig. 3. En la cual el ancho de banda obtenido por este reflectómetro fue de 2-20 GHz. Una diferencia importante a resaltar es que los acopladores direccionales de -8.34 dB de este reflectómetro están constituidos por 400 secciones de acoplamiento. Este reflectómetro se utilizó para sustituir un VNA convencional (heterodino) empleado en un microscopio de microondas de campo cercano (*near-field microwave microscope*, NFMM, por sus siglas en inglés).

Otra aplicación muy útil de las redes hexaportales son las aplicaciones de radar, utilizando técnicas de interferometría para mejorar la medición de distancia, que se ha implementado en todo tipo de vehículos, como por ejemplo el utilizado en los emergentes sistemas de conducción autónoma a las frecuencias de (76-81 GHz). El reflectómetro permite una alta exactitud en la distancia medida mediante un equipo con un circuito sencillo y económico [40], [41].

También una área de gran crecimiento para las redes hexaportales es su utilización en sistemas transmisores y receptores de telefonía celular. Debido a que el modulador hexaportal demodula la información de la señal de microondas tanto en potencia como en fase con un bajo consumo de potencia y baja complejidad [42], [43], [44].

6. Conclusiones

Las últimas publicaciones acerca de los hexapuertos y sus componentes, nos demuestran que aún hay mucho por desarrollar en el área, tanto como en las nuevas técnicas de diseño de los componentes de la red hexaportal, como de las nuevas implementaciones en otras tecnologías. Cabe resaltar, que, así como los analizadores de redes hexaportales fueron una alternativa económica a los analizadores de redes heterodinos, actualmente siguen siendo una opción similar para las nuevas aplicaciones, como se ha presentado en algunos casos mediante el uso de las redes hexaportales empleadas en las técnicas de

interferometría, transceptores de microondas etc. Aunque se llegó a creer que obstáculos como el ancho de banda limitarían el desarrollo de los hexaportos, las recientes publicaciones han demostrado que el ancho de banda se puede superar, en parte, con ayuda de sofisticados programas de simulación. Aunado a esto, no hay que olvidar el control total que se tiene sobre el diseño de las características de los hexaportos, que permiten adecuar las características de las estructuras a las necesidades particulares del grupo de investigación, lo cual aporta un componente didáctico para el aprendizaje de las microondas. Con todo esto, se puede pensar que aún hay mucho por innovar en el área de las estructuras hexaportales y la reflectometría hexaportal.

Referencias

- [1] Montgomery, C. G. (1947) *Technique of Microwave Measurement. MIT Radiation Lab. Series*, vol. II. New York: McGraw-Hill.
- [2] Smith, P. H. (1939) Transmission-line calculator. *Electronics*, vol. 12, pp. 29-31, Jan.
- [3] Smith, P. H. (1944) An improved transmission-line calculator. *Electronics*, vol. 17-1, pp. 130-133, Jan.
- [4] Smith, P. H. (1939) Transmission-line calculator. *Electronics*, pp. 29-31, Jan.
- [5] Beatty, R. W. (1976) Automatic measurement of network parameters Asurvey. *NBS. Nomograph #151*, pp.44.
- [6] Allen, P. J. (1967) An automatic standing-wave indicator. *AZEE Trans.*, pp. 1299-1302.
- [7] Hunton, J. K. y Pappas, N. L. (1954) The H-P microwave reflectometers. *Hewlett-Packard J.*, vol. 6, Sept.-Oct.
- [8] Finnella, C. A., Roberts, L. A. y Susskind, C. (1960) Measurement of relative-phase shift at microwave frequencies. *IRE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-8, pp. 143-147, Mar.
- [9] Cohn, S. B. y Weinhouse, N. P. (1964) An automatic microwave phase-measurement system. *Microwave J.*, vol. 7, no. 2, pp. 49- 56, Feb.
- [10] Anderson, R. W. y Dennison, O. T. (1967) An advanced new network analyzer for sweep-measuring amplitude and phase from 0.1 to 12.4 GHz," *Hewlett-Packard J.*, vol. 18, no. 6, Feb.
- [11] Anderson, R. W. (1967) S-parameter techniques for faster, more accurate network design. *Hewlett-Packard J.*, vol. 18, no. 6, Feb.

- [12] Julian, R. S. (1944) A precision impedance comparator. *BTL MM-44-170-18*, Mar.
- [13] Engen, G. F. y Beatty, R. W. (1959) Microwave reflectometer techniques *IRE Trans. Microwave Theory Tech.* Vol. *MTT-7*, pp. 351-355, July
- [14] Engen, G.F. y C.A. Hoer. (1979) Thru-Reflect-Line, An improved technique for calibrating the dual six-port automatic network analyzer. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* vol. *MTT-27*, no.12 pp. 987-993, Dec.
- [15] Engen, G.F. (1977) The six-port reflectometer : An alternative-network analyzer. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest IEEE Cat. 77CH1219-5MTT*, pp.44-45, 53-55, June.
- [16] Hoer, C.A. (1977) A network analyzer incorporating two six-port reflectometers. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. *MTT-25*, no.12 pp. 1070-1074, Dec.
- [17] Engen, G.F. (1978) Calibrating the six-port reflectometer by means of sliding terminations. *IEEE Trans.*, *MTT-26 no. 12* pp.951-957, Dec.
- [18] Engen, G.F. (1978) Calibration Theory for the six-port reflectometer. *NBS Tech. Note 1006*.
- [19] Riblet, G.P. y Hansson, E.R.B. The use of a matched symmetrical five-port junction to make six-port measurements. *MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 151-153 June.
- [20] Dobrowolsky, J.A. (1982) Improved six-port circuit for complex reflection coefficient measurements. *Electron. Lett.*, vol. 18 pp. 748-750, Aug.
- [21] El-Deeb, N.A. (1983) The calibration and performance of a microstrip six-port reflectometer *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. *MTT-31* pp. 509-514, July.
- [22] Hernández, S. (1998) Diseño e Implementación de una técnica de automatización para un reflectómetro hexaportal. *Tesis de Maestría. Maestría en Electrónica, Universidad de Guadalajara*.
- [23] Montreuil, J. y Nachman, M. (1991) Multiangle Method for Temperature Measurement of Biological Tissues by Microwave Radiometry. *IEEE*.
- [24] Dueñas, A., Ramos, J.L., Vega, G.A., Martínez, M.J., y Bonilla, C.A. (1996) Estudio Teórico-Conceptual del Proyecto de Investigación: Integración de un Analizador de Reflexión para la Enseñanza y la Investigación de la Electrónica en Altas Frecuencias. *Instituto Mexicano de Comunicaciones (IMC)*.

- [25] Riblet, G.P. (1976) The notion of an equivalent admittance for symmetrical non-reciprocal 3 port networks. *Proc. IEEE Int. Symp. Circuits and Systems*, pp. 555-557.
- [26] Dueñas, A., Serrano, A. y Mendieta, F.J. (1992) On the synthesis of some ring junctions for six-port measurement applications. *Microwave and Optical Tech. Lett.*, vol. 5 pp. 559-563, Oct.
- [27] Kaliouby, L. y Bosisio, R.G. (1987) A new transformed Smith chart for real-time impedance measurement using the six-port concept. *IEEE Trans. on Instr. and Meas.*, vol. IM-36, pp. 493-495, June.
- [28] Engen, G. F. (1987) On-line accuracy assessment for the dual six-port ANA: Background and Theory. *IEEE Trans. Instr. And Meas.*, vol. IM-36, no. 2 pp. 501-506, June.
- [29] Yeo, S.P. y Ang, A.L. (1988) Alternative approach to the calibration of six-port reflectometers using four standards Technical memorandum. *IEE Proceedings*, vol. 135, Pt. H, no. 5 pp. 353-355, Oct.
- [30] Dueñas, A. (1992) La reflectometría de 6 puertos: Una opción para la enseñanza e investigación en hiper frecuencias. *IEEE MEXICON Int. Symp. Dig.*, pp. 3.37-3.44.
- [31] Engen, G.F. (1977) An improved circuit for implementing the six-port technique of microwave measurements. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-25, pp. 1080-1083, Dec.
- [32] Chung, N.S., Kim, J.H. y Shin, J. (1984) A dual six-port automatic network analyzer and its performance. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-32, pp.1683-1686, Dec.
- [33] Colef, B., Ettenberg, M. y Karmel, P.R. (1990) Performance of an integrated six-port reflectometer operated with pulsed signals. *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 39 pp. 189-194, Feb.
- [34] Li, S.H. y Bosisio, R.G. (1983) Analysis and optimized circuit design of six-port reflectometers *Acta Electron. Sinica*, vol. 11, Mar.
- [35] Riblet, G.P. y Hansson, E.R.B. (1983) An ideal six-port network consisting of a matched reciprocal lossless five-port and a perfect direccional coupler. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-31, pp. 284-288, Mar.
- [36] Pozar, D. (2012) *Microwave Engineering*. Hoboken, NJ :Wiley.

- [37] Dueñas, A. (1997) A. Lumped and distributed element equivalent circuits for some symmetrical multiport signal separation structures. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.45, No.9, pp. 1537-1544., Sep.
- [38] Anselmi, M. (2014) *Design and Realization of 3 dB hybrid stripline coupler in 0.5 - 18.0 GHz. European Microwave Conference.*
- [39] Lin, T. (2017) *2-20 GHz Non-uniform Coupler For Six-port Reflectometer. IEEE, Univ. Lille, CNRS.*
- [40] Arab, H., Akyel, C. y Tatu, S. (2017) *Wide-band Milimetre Wave Down-converter Base don Six-port Circuit for Radar and Sensing Applications.*
- [41] Arab, H., Akyel, C. y Tatu, S. (2018) *Accurate FMCW Frequency Synthesis Using Six-port Interferometry". IEEE.*
- [42] Choi, I. (2017) *A Six Port Modulator based RF Transmission System: Application in an OFDM Enviromnment. IEEE ICC. Wireless Communications Symposiumk.*
- [43] Song, X. y Fan, Y. (2017) *Six-Port Direct Modulator With Carrier Suppression Technology for High-Speed High-Frequency Wireless Communications. IEEE, Microwave and Wireless Components Letters.*
- [44] Das, J. (2018) *Five Points Method of Calibration for Six-Port Receivers. 3rd International Conference on Microwave and Photonics (ICMAP 2018), 9-11 Feb.*

Notas biográficas



Ing. Gerardo Hernández Veliz, obtuvo el grado de Ingeniero en Comunicaciones y Electrónica en la Universidad de Guadalajara en el año 2016, actualmente cursa sus estudios de Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica y Computación en la Universidad de Guadalajara, sus áreas de interés son el diseño de dispositivos en microcinta en altas frecuencias y sistemas de comunicaciones.



Dr. Marco Antonio Gurrola Navarro, es Ingeniero en Comunicaciones y Electrónica por la Universidad de Guadalajara, en México en 1997, Maestro en Ciencias de la Tierra por la Universidad de Guadalajara en 2003, y Doctor en Ciencias en la especialidad de Electrónica por el Instituto Nacional de Astrofísica Óptica y Electrónica, en México en 2009. Desde 2009, trabaja en

el Departamento de Electrónica del Centro Universitario de Ciencias Exactas e Ingenierías de la Universidad de Guadalajara y sus intereses de investigación actuales son el diseño de circuitos aritméticos en VLSI, diseño de microprocesadores de aplicación específica, y diseño de módulos de IP para VLSI.



Dr. Carlos Alberto Bonilla Barragán, recibió su título de licenciatura en ingeniería en electrónica y comunicaciones en la Universidad de Guadalajara, (UdeG), Jalisco, México, en 1992, su título de maestría en ciencias en ingeniería electrónica en el 2005 en la misma Universidad y cursó sus estudios doctorales en la Universidad Autónoma de Baja California (UABC), obteniendo el grado en el año 2013. Desde 1994 se desarrolla como profesor en el departamento de electrónica de la Universidad de Guadalajara, Guadalajara, Jalisco, México. Sus áreas de interés profesional incluyen el análisis y síntesis de redes de microondas, la instrumentación y medición en altas frecuencias y el modelado matemático en microondas con aplicación a la enseñanza.



Dr. José Martín Villegas González recibió el grado de Doctor en Ciencias en Ingeniería Eléctrica por la Universidad de Baja California (UABC), México. Ha estado en el Departamento de Ingeniería Electrónica y Computación en la Universidad de Guadalajara, México, desde 1994, donde es actualmente Profesor Titular. Sus áreas de interés incluyen la docencia en Ingeniería y el procesamiento de señales con aplicaciones en la caracterización de circuitos pasivos de microcinta.



Dr. Agustín Santiago Medina Vázquez, recibió la Licenciatura en Ingeniería de Comunicaciones y Electrónica de la Universidad de Campeche, México en 1999, la Maestría en Telecomunicaciones en 2003 en CINVESTAV Guadalajara y el Doctorado en Ciencias, con especialidad en Diseño de Circuitos Integrados en CINVESTAV Zacatenco en 2009. Desde 2009 trabaja en la Universidad de Guadalajara y sus intereses de investigación actuales son el diseño de circuitos integrados de señal mixta. Hoy en día, su proyecto principal se basa en el modelado y la implementación de circuitos integrados de muy baja potencia basados en el transistor de puerta flotante.



Esta obra está bajo una licencia de Creative Commons Reconocimiento-NoComercial-CompartirIgual 2.5 México.