

## MINIATURIZACIÓN DE ACOPLADORES UTILIZANDO LA TÉCNICA FRACTAL EN BANDA L

Oniet Paz Barros<sup>1</sup>, Eloy Sarmiento Ramirez<sup>2</sup>

<sup>1,2</sup> CIDP "Grito de Baire", Santa Ana # 711 / 47 y Reforma Plaza de la Revolución, La Habana.

<sup>1</sup>e-mail: [oniet@nauta.cu](mailto:oniet@nauta.cu)

<sup>2</sup>e-mail: [eloy1992@nauta.cu](mailto:eloy1992@nauta.cu)

### RESUMEN

La amplificación distribuida requiere el uso de acopladores direccionales tanto de líneas acopladas como híbridos de 90 grados. El trabajo en la banda de frecuencia de 900-1200 MHz requiere dispositivos diseñados a parámetros distribuidos. Partiendo de una microcinta con impedancia de 50  $\Omega$ , se diseñaron acopladores direccionales, líneas acopladas para distintas potencias, obteniéndose para 400 W pérdidas en el puerto acoplado de menores a 0.5 dB y aislamiento mayores a 20 dB en los puertos desacoplados. El mejor acoplador de 90 grados se obtuvo utilizando una estructura fractal reduciendo las dimensiones físicas hasta un 48 % con respecto al acoplador de 90 grados tradicional, obteniéndose pérdidas entre 3.2 y 4 dB en los puertos acoplados con fase entre ellos de 85° y 95° en toda la banda, así como el aislamiento mayor a los 10 dB en el puerto desacoplado. En todos los casos se utilizó para la simulación el software CST MICROWAVE STUDIO 2016 y en la medición el analizador de red ROHDE & SCHWARZ que tiene un rango de frecuencia de operación de 9-3 GHz.

**PALABRAS CLAVE:** acopladores direccionales, estructuras fractales alta potencia.

### ABSTRACT

Distributed amplification requires the use of directional couplers of coupled lines and hybrids of 90 degrees. Work in frequency band from 900-1200 MHz requires devices designed to distributed parameters. Starting from a microstrip with 50  $\Omega$  impedance, directional couplers were designed coupled lines for different powers, obtaining for 400 W losses in the coupled port of less than 0.5 dB and isolation greater than 20 dB in the uncoupled ports. The best 90 degree coupler was obtained using a fractal structure reducing the physical dimensions up to 48% with respect to the traditional 90 degree coupler, obtaining losses between 3.2 and 4 dB in the ports coupled with phase between them of 85° and 95° in all the band, as well as the isolation greater than 10 dB in the uncoupled port. In all cases the CST MICROWAVE STUDIO 2016 software was used for the simulation and in the measurement the ROHDE & SCHWARZ network analyzer has an operating frequency range of 9 KHz to 3 GHz.

**KEYWORDS:** directional coupler, fractal structures, high power.

## INTRODUCCIÓN

El diseño de amplificadores mediante la técnica de amplificación distribuida requiere el uso de acopladores direccionales [1] según esquema en la figura 1. Esta técnica presenta la ventaja de ser “tolerante” a las reflexiones que se producen por los desacoplamientos entre componentes. Los acopladores direccionales [2]–[9] no son solo utilizados en amplificadores, sino también en una gran variedad de circuitos como: sumadores [10], filtros de banda ancha [11], moduladores, mezcladores, desplazadores de fase y muchos otros dispositivos de comunicaciones de radio frecuencia [12].

Un acoplador direccional de microondas es un elemento pasivo capaz de transmitir parte o la totalidad de la potencia de las señales introducidas por sus puertos de entrada hacia el puerto de salida, donde éstas son combinadas. Es importante saber la diferencia de fase entre las señales de entrada y de salida, pues es un parámetro fundamental de estos dispositivos [13]; además, se utilizan en gran parte del espectro radioeléctrico [9],[14]–[17], en la forma de guía de onda [9] o en la forma plana.

La medición de potencia (directa o reflejada) precisa de un acoplador direccional dual (o de líneas acopladas); pues al ser elemento dependientes de líneas de transmisión planas, presentan cierta dificultad para cumplimentar los exigentes requerimientos necesarios en el diseño de amplificadores de potencia.

Obtener dispositivos de pequeños tamaños con banda ancha con respecto a parámetros de dispersión (parámetros S) y que manejen potencias máximas en el entorno de los cientos de watts conlleva un intenso trabajo de diseño, simulación, pruebas y medición para lograr los resultados esperados. Es por ello que este trabajo tiene como objetivo desarrollar en la banda de 900-1200 MHz, con impedancias de salidas como de entrada de 50  $\Omega$ : un acoplador dual (o de líneas acopladas) que soporte una potencia de 400 W; y un acoplador híbrido de 90 grados, lo más pequeño posible manteniendo pérdidas menores a los 0,5 dB en las salidas acopladas y una fase entre ellas de 80° a 100°.

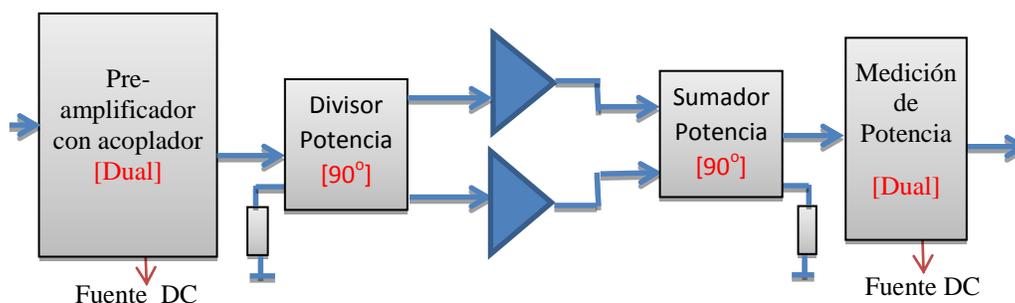


Figura 1. Esquema de amplificador con acopladores 90 grados y acoplador dual.

## ACOPLADORES DIRECCIONALES

### Acoplador dual

Un acoplador dual es un circuito capaz de extraer parte de una señal que viaja por una línea de transmisión o guía de onda, dejando que el resto de la potencia se encamine a la salida directa.

Principio de funcionamiento: si dos líneas de transmisión paralelas, están cercanas una de la otra, el campo electromagnético ejerce influencia entre ellas, adquiriendo estas características de acoplador direccional. Según la distancia entre ellas, una parte de la potencia de la línea excitada se transfiere a la línea acoplada.

El coeficiente de acoplamiento es una función de las dimensiones físicas y las propiedades de las líneas acopladas [12]. Un acoplador direccional de líneas acopladas clásico (ver figura 2) posee 4 puertos.

Normalmente la línea principal (línea entre el puerto 1 y puerto 2, figura 2) está diseñada para altos niveles de potencia por lo que sus dimensiones van a ser mayores. Cualquiera sea la entrada (puerto 1, figura 2) de señal elegida en esta línea, el otro puerto que está directamente conectado a ella va a ser la salida directa (puerto 2, figura 2). El puerto adyacente a la entrada (puerto 3, figura 2) será el acoplado y el conectado directamente a este último es el aislado (puerto 4, figura 2). Generalmente al puerto aislado se conecta una carga de 50 ohm para evitar pérdidas. El puerto acoplado es utilizado para las mediciones de las muestras sin afectar el flujo entre la entrada y la salida directa [12].



**Figura 2. Acoplador direccional de líneas acopladas clásico.**

Los parámetros básicos a determinar a la hora de caracterizar el funcionamiento de un acoplador direccional de potencia son el acoplamiento, la directividad y el aislamiento [1].

El acoplamiento (C), se define como:

$$C(dB) = -10 \log\left(\frac{P_3}{P_1}\right) \quad (1)$$

Siendo P1 la potencia incidente en el puerto 1 (potencia de la onda progresiva que se propaga por ese acceso) y P3 la potencia del puerto 3.

El aislamiento (A), se corresponde con el cociente entre P4 y P1, donde P4 es la potencia que sale por el puerto 4.

$$A(dB) = -10 \log\left(\frac{P_4}{P_1}\right) \quad (2)$$

La directividad (D), es el cociente entre P3 y P4:

$$D(dB) = -10 \log\left(\frac{P_4}{P_3}\right) = -10 \log\left(\frac{P_4}{P_1}\right) + 10 \log\left(\frac{P_3}{P_1}\right) = I(dB) - C(dB) \quad (3)$$

### Acoplador híbrido de 90 grados

El acoplador híbrido de 90 grados es un caso especial de los acopladores direccionales, donde la salida de los puertos acoplados (puerto 2 y puerto 3) es 3 dB con respecto a la entrada y tienen una fase entre sí de  $90^\circ$  [6],[18]–[20].

Un acoplador en cuadratura (acoplador híbrido de 90 grados) consiste en 4 líneas de transmisión de un cuarto de longitud de onda, dos tienen impedancia característica de  $Z_0$  ( $50 \Omega$ ) y las otras dos  $Z_0/\sqrt{2}$  ( $35.35 \Omega$ ) apropiadamente conectadas, tal como se muestra en la figura 3[3]. La potencia que entra por el puerto 1 es dividido entre los puertos 2 y 3 con una fase de  $90^\circ$  entre ambas salidas. El puerto 4 es la salida aislada [8]. Ver figura 3.

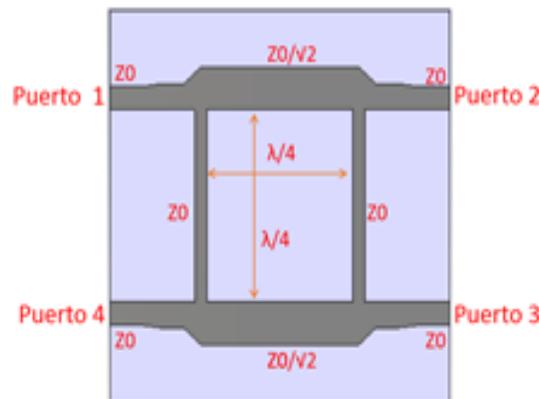


Figura 3. Acoplador híbrido de 90 grados clásico.

Observando la matriz de los parámetros S (matriz de dispersión) de un acoplador híbrido de 90 grados clásico, se puede notar que tiene un alto grado de simetría, lo que significa que cualquier puerto puede ser utilizado como entrada. Las salidas acopladas serán siempre las que se oponen al puerto de entrada y la salida aislada será la que se encuentra del mismo lado de la entrada [10].

La matriz de dispersión de una red recíproca de cuatro puertos, la cual tiene los puertos acoplados es [8]:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{12} & 0 & S_{23} & S_{24} \\ S_{13} & S_{23} & 0 & S_{34} \\ S_{14} & S_{24} & S_{34} & 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

Un acoplador simétrico para el cual las salidas acopladas tienen una diferencia de fase de  $90^\circ$  e igual amplitud la matriz S queda [8]:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & j\beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & j\beta \\ j\beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & j\beta & \alpha & 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

Donde  $\alpha$  y  $\beta$  son las amplitudes de las salidas de los puertos 2 y 3 respectivamente siguiendo la relación  $\alpha = \beta = 1/\sqrt{2}$  [10].

De donde se concluye que se toma como entrada de potencia el puerto 1 los coeficientes de dispersión  $S_{12}$  y  $S_{13}$  en magnitud son iguales y la fase entre estos coeficientes es de  $90^\circ$ . Así que la salida de potencia por los puertos 1 y 4 es de 0 watt ( $S_{11} = S_{14} = 0$ ).

## DISEÑO DE LOS ACOPLADORES

### Acoplador de líneas acopladas de 400 W con sustrato FR4.

Teniendo en cuenta la relación entre corriente ( $I$ ), el voltaje ( $V$ ), la potencia ( $P$ ) ( $P = 400$  W) y la impedancia ( $R$ ) ( $R = 50 \Omega$ ):

$$P = V * I = I^2 * R \quad (6)$$

Se llega a que la corriente ( $I$ ) que circula por la línea de transmisión es,  $I = 2.83$  A. Considerando una corriente de protección  $I_{protección}$  mayor que la corriente que circula por la línea de transmisión, se realizaron los cálculos restantes.

Para que por las líneas de microcinta pueda circular una corriente de 5 amperes, estas deben tener un ancho mínimo de 2,776 mm [21]. A partir de la ecuación (6) el voltaje pico a pico es de 400 V, por lo que separación mínima entre conductores debe ser de 2.54 mm [21]. Todas las simulaciones fueron realizadas en el programa CST Studio. (figuras 4 y 5).

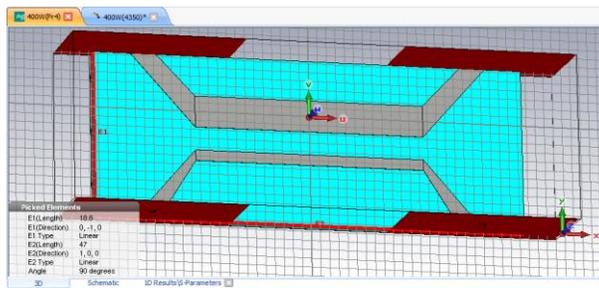


Figura 4. Simulación en CST del acoplador de líneas acopladas para 400 W.

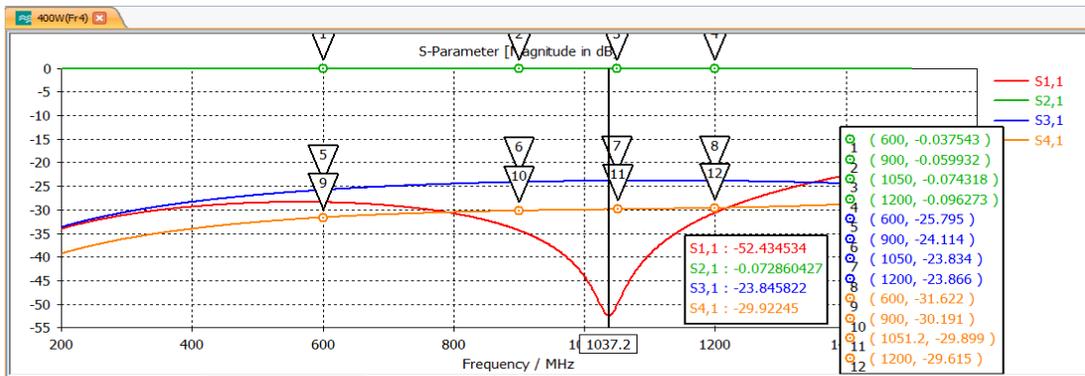


Figura 5. Parámetros S del acoplador diseñado.

Para la potencia máxima de 400 W:

Evaluando (1), tenemos:  
(8)

$$C(\text{dB}) = 23.8 \text{ dB}$$

Evaluando (2)

$$A(\text{dB}) = 30 \text{ dB} \quad (9)$$

Y evaluando (3)

$$D(\text{dB}) = 6.2 \text{ dB} \quad (10)$$

Donde  $C$ ,  $A$  y  $D$  son el acoplamiento, el aislamiento y la directividad respectivamente.

Como se observa en la figura 5, las pérdidas por inserción ( $S_{21}$ ) estuvieron por debajo de 0,1 dB, lo que refleja que la energía que se pierde por concepto de acoplamiento es mínima. Se obtuvo por el puerto 3 una muestra de la señal transmitida por el puerto 1 que va a estar atenuada 23.8 dB aproximadamente con respecto a esta.

### Acoplador híbrido de 90 grados

El diseño mostrado en la figura 6 tiene como dimensiones máximas 68 mm x 69 mm.

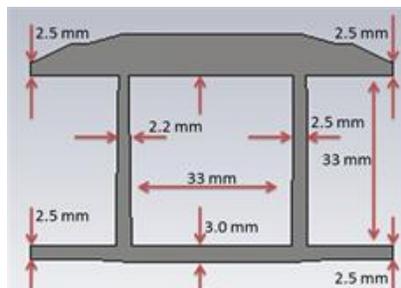


Figura 6. Parámetros S del acoplador diseñado

En la figura 7 se puede ver que para el rango de frecuencias de 900 -1200 MHz el coeficiente de reflexión (S11) en el puerto 1 (entrada) es menor a -10 dB, de similar forma sucede con el coeficiente de transmisión del puerto aislado (S14). Mientras los coeficientes de los puertos acoplados (S13 y S12) se encuentran mayores a - 4 dB.

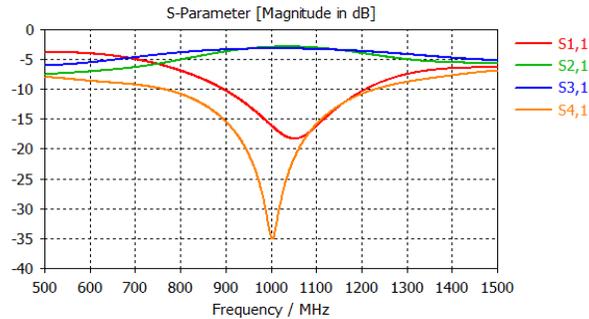


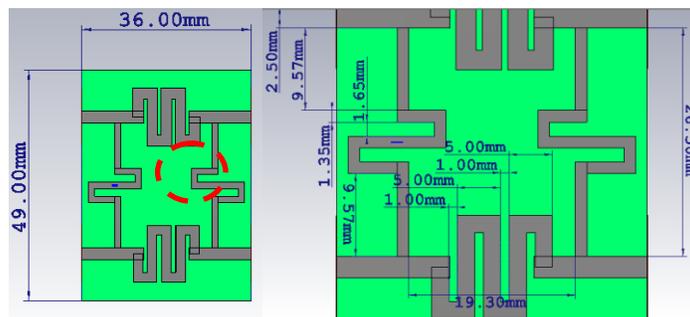
Figura 7. Parámetros S del acoplador híbrido 900.

Con el objetivo de disminuir las dimensiones máximas del acoplador híbrido de 90° manteniendo los parámetros de dispersión, se utilizó una técnica fractal para cada rama del acoplador, aunque existen otras formas de disminuir la dimensiones máximas del acoplador como las ramificaciones o secciones espurias [22], [23], diferentes sustratos[24], [25], filtros pasa-bajos[26], entre otros.

**Acoplador híbrido de 90 grados con estructura fractal**

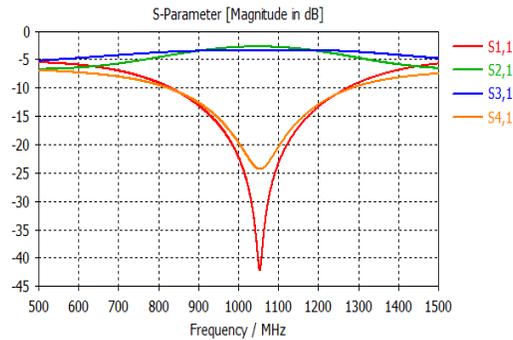
Un fractal es un objeto geométrico cuya estructura básica, fragmentada o aparentemente irregular, se repite a diferentes escalas. Al cual se le atribuyen las siguientes características: es demasiado irregular para ser descrito en términos geométricos tradicionales; es autosimilar, su forma es hecha de copias más pequeñas de la misma figura, en el diseño que se expone a continuación no se utilizó una curva conocida como la de Koch o Hilbert, sino que se trabajó repitiendo una estructura básica, la que se muestra señalada con un círculo con línea discontinua en la figura 8. Nótese que en la medida que se aumenta la cantidad de repeticiones de la estructura generadora se disminuyen las dimensiones máximas del acoplador.

La primera variante (figura 8) tiene 36 mm x 46 mm, obteniéndose una reducción del área en un 64 % aproximadamente.



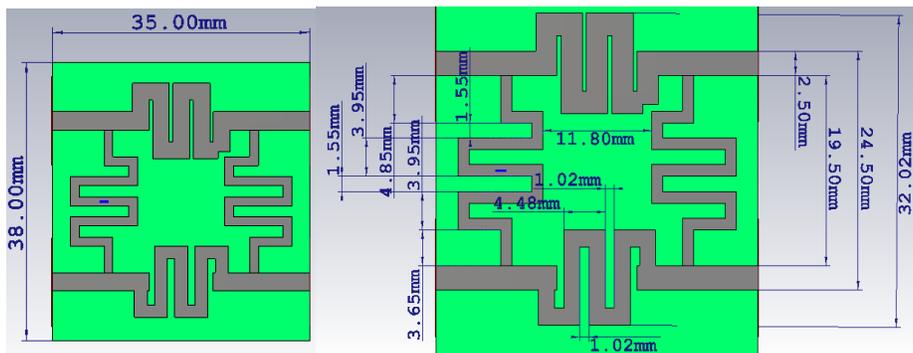
**Figura 8. Acoplador híbrido 90 grados variante 1 con fractal.**

Los coeficientes de transmisión en ambos casos están por encima de -3.5 dB y tanto el coeficiente de reflexión (S11) como el del puerto aislado (S14) están por debajo de -12 dB en el rango de frecuencia de interés de 900-1200 MHz (figura 9).



**Figura 9. Parámetros S del acoplador híbrido 90 grados variante 1 con fractal.**

La mayor reducción de las dimensiones se obtiene con el diseño que se propone en la figura 10.



**Figura 10. Acoplador híbrido 90 grados variante 2 con fractal.**

Con esta variante se llega a las dimensiones de 38 mm x 35 mm obteniendo una reducción del área del 70 % aproximadamente. Los parámetros S12 y S13 están en este caso por encima de -3.8 dB, mientras que S11 y S14 están por debajo de -12 dB en la banda de interés.

### MEDICIÓN Y CONSTRUCCIÓN DE LOS MODELOS

En todos los diseños realizados se utilizó sustrato FR4 de permitividad dieléctrica de 5.4, de espesor de 1.6 mm, con tangente de pérdidas de 0.025 y 0.035 mm de espesor del cobre. La mediciones se realizaron empleando un analizador de red del tipo ROHDE & SCHWARZ que tiene un rango de frecuencia de operación de 9 KHz a 3 GHz. Los coeficientes de transmisión S12, S13 y S14 (entrada al acoplador por el puerto 1 y salida por el 2, 3, 4 respectivamente de cada acoplador) se obtuvieron de las mediciones realizados con un esquema como el que muestra la figura 11, en tanto el coeficiente S11 se

obtuvo de una medición realizada con un esquema como el que se muestra en el esquema de la figura 12.



Figura 11. Esquema de conexión para medir los coeficientes S12, S13, S14.



Figura 12. Esquema de conexión para medir los coeficientes S11.

### Acoplador de líneas acopladas de 400 W.

Para comprobar los resultados obtenidos en las simulaciones se realizó un modelo de acoplador con líneas acopladas de 400 W en sustrato FR4. (figura 13)

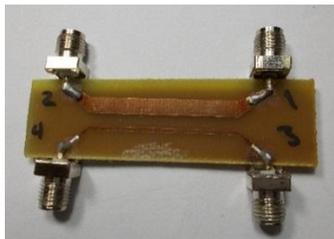


Figura 13. Modelo 1 construido del acoplador de líneas acopladas.

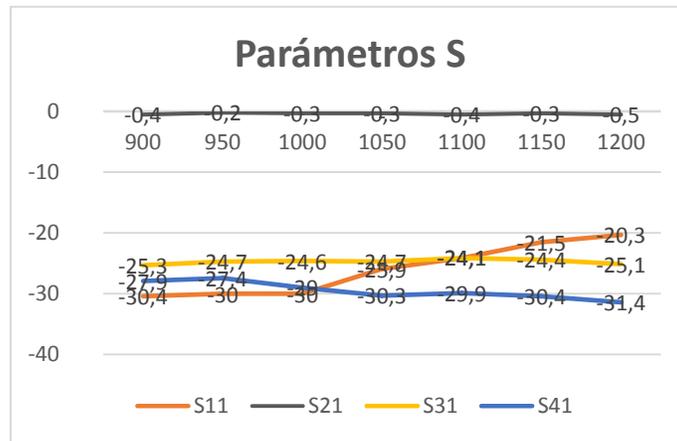


Figura 14. Parámetros S amplitud en dB del modelo 1 del acoplador de líneas acopladas.

Como se puede observar en la anterior S12 está por encima de - 0.5 dB y los coeficientes de dispersión S11, S13 y S14 son menores a -20 dB.

**Acoplador híbrido de 90 grados.**

Teniendo en cuenta que la mayor reducción de las dimensiones físicas se obtuvo con la variante 2 (figura 15) y que los resultados estuvieron en el rango que se pretendía obtener se procedió a su construcción. Se utilizó sustrato FR4 de permitividad dieléctrica de 5.4 y tangente de pérdidas de 0.025.

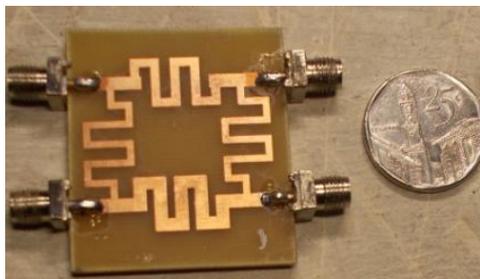


Figura 15. Acoplador híbrido 90 grados construido.

Como se puede observar en la figura 16 para el rango de frecuencia de 900 -1200 MHz el coeficiente S11 es menor que -10 dB, así como S14 es menor a -12. También se puede decir que los valores en magnitud de S12 y S13 están rondando los -3 dB. En la figura 17 se constata que la diferencia de fase entre S12 y S13 es de  $80^{\circ}$  a  $100^{\circ}$ .

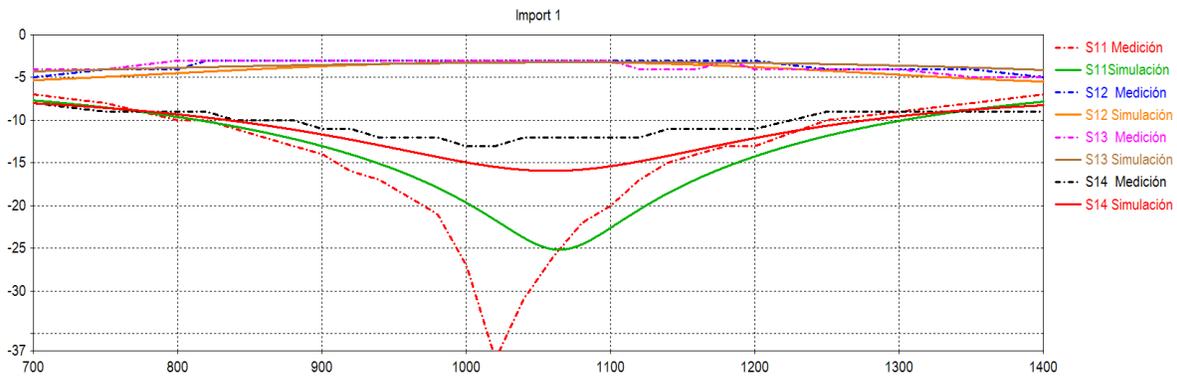


Figura 16. Medición parámetros S (Magnitud en dB) del acoplador híbrido 90 grados construido.

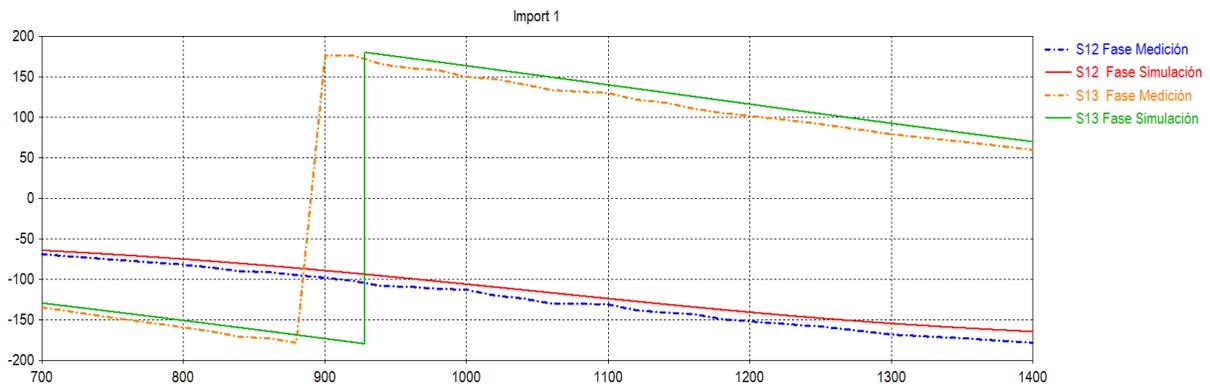


Figura 17. Medición parámetros S (Fase en Grados) del acoplador híbrido 90 grados construido.

## CONCLUSIONES

Aplicando la técnica fractal se logra una reducción considerable de las dimensiones máximas de los acopladores híbridos de  $90^\circ$ , además se logra un aumento del ancho de banda con respecto al acoplador tradicional. Se comprobaron los resultados mediante la construcción y medición de varios modelos. En todos los casos se logra una correspondencia de la medición con respecto a la simulación, un corrimiento de la frecuencia de resonancia menor al 10 % de la frecuencia central. Actualmente se desarrollan otros trabajo en sustratos con mejor respuesta de frecuencia como ROGER 4350B.

## REFERENCIAS

- [1] D. Mesegar, "Diseño, simulación y medida de un amplificador basado en la estructura balanceada en banda 3G," Ingeniero en telecomunicaciones, Universidad Politécnica de Madrid, España, 2015.
- [2] F. Carrera, D. Navarro, and M. Baquero, "Acoplador Direccional Compacto con tecnología SIW en la Banda Ku," *Ieee*, 2007.
- [3] R. Collin, *Foundations for Microwave Engineering*, 2nd ed. New York: Wiley-Intersc, 2001.
- [4] P. L. López, "Circuitos pasivos de microondas." [Online]. Available: [http://agamenon.tsc.uah.es/Asignaturas/it/caf/apuntes/Tema2\\_4p.pdf](http://agamenon.tsc.uah.es/Asignaturas/it/caf/apuntes/Tema2_4p.pdf). [Accessed: 26-Oct-2017].
- [5] Y. Ma, H. Zhang, and Y. Li, "Novel symmetrical coupled-line directional coupler based on resonant-type composite right-/left-handed transmission lines," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 140, pp. 213–226, 2013.
- [6] D. Pozar, *Microwave Engineering*. New York: John Wiley & Sons, 2012.
- [7] C. Toral, "Diseño de Filtros Transversales mediante el Híbrido de  $90^\circ$ ," Ingeniero en telecomunicaciones, Universidad Autónoma de Barcelona, España, 2009.
- [8] E. Tutkur, "Wideband Directional Coupler and power splitter," Thesis for the degree of Master of Science, Chalmers University of Technology, 2014.
- [9] N. Nateel, "Diseño de acopladores direccionales para la banda Q en tecnología de guía integrada en sustrato (SIW)," Máster en Tecnologías de la Información y Comunicaciones en Redes Móviles, UNIVERSIDAD DE CANTABRIA, España, 2013.
- [10] G. Suna, "Design and realization of high power low loss combiners," Thesis for the degree of Master of Science, Middle East Technical University, 2013.
- [11] C.-W. Tang, C.-T. Tseng, and K.-C. Hsu, "Design of Wide Passband Microstrip Branch-Line Couplers With Multiple Sections," *IEEE TRANSACTIONS ON COMPONENTS, PACKAGING AND MANUFACTURING TECHNOLOGY*, pp. 1222 – 1227, May 2014.
- [12] Y. Wu and F. Zhang, "A Compact Branch-line Directional Coupler Using Lumped-element CRLH TLs," presented at the Progress in Electromagnetics Research Symposium Proceedings, Taipei, 2013, pp. 25–28.

- [13] L. Young, "Synchronous Branch Guide Directional Couplers for Low and High Power Applications," *IRE Transactions of Microwave Theory and Techniques*, pp. 25–28, 1962.
- [14] P. Sharma, G. Tripathi, and S. Verma, "Design of Dual Band Branch Line Coupler for GPS and Satellite Applications," presented at the IEEE International Conference on Power Electronics. Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES-2016), 2016.
- [15] S. Rodriguez, A. Fajardo, and C. I. Paez, "Híbrido rat-race miniaturizado para la banda ISM 2,4 GHZ," *Tecnura*, vol. 18, no. 42, pp. 38–52, 2014.
- [16] S. Lee, T. Nishino, and Y. Kitsukawa, "An RFMEMS based reflection type C-KU band, Tunable band pass filter," presented at the Transducers 2009, EEUU, 2009.
- [17] B. Samrat and Y. Chiang, "Design of reconfigurable dual-band branch-line coupler," presented at the IEEE International Workshop on Electromagnetics: Applications and Student Innovation Competition (iWEM), Nanjing, China, 2016.
- [18] D. Letavin, "Research on how the size of the high-ohmic sections of the compact branch-line coupler affects its characteristics," presented at the International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering (APEDE), Saratov, Russia, 2017.
- [19] J. Shi, J. Qiang, and Q. Cao, "Single-layer Balanced Branch-line Coupler," presented at the IEEE 5th Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP, Nantong, China, 2016, pp. 17–18.
- [20] Q. Wu, Y. Yang, and Y. Wang, "General Model for Loaded Stub Branch-Line Coupler," <http://ieeexplore.ieee.org/document/7540289/>, 2016. .
- [21] V. Valkenburg, *Reference Data for Engineers: Radio, Electronics, Computer, & Communications.*, 8th ed. USA: SAMS, Prentice Hall Computer Publishing, 1993.
- [22] J. Kim and J.-G. Yook, "A Miniaturized 3 dB 90 Hybrid Coupler Using Coupled-Line Section With Spurious Rejection," *Ieee Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 24, no. 11, pp. 766–768, 2014.
- [23] H. Zhang, K. Kang, and wu Wen, "A Novel Compact Dual-Band Branch-Line Coupler with Cross-Shaped Stubs," presented at the IEEE 5th Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP), Nanjing, China, 2016, pp. 1–4.
- [24] D. Letavin, Y. Mitelman, and V. Chechetkin, "The Substrate Factor in the Miniaturization Efficiency of the Microstrip Branch-Line Couplers," presented at the 24th Telecommunications forum TELFOR 2016, Belgrado, Servia, 2016.
- [25] D. Letavin, "Substrate permittivity impact to branch-line couplers miniaturization," presented at the 13th International Scientific-Technical Conference APEIE, 2016.
- [26] D. Letavin, Y. Mitelman, and V. Chechetkin, "Usage of Lowpass Filters for Miniaturization of Microstrip Branch-Line Hybrid Couplers," presented at the International Conference on Advances in Computing, Communications and Informatics (ICACCI), Jaipur, India, 2016.