

# Diseño, Construcción y Medición de Acoplador de Cuadratura

1<sup>st</sup> Brian Maximiliano Gluzman  
Laboratorio de Comunicaciones  
ICYTE. Instituto de Investigaciones  
Científicas y Tecnológicas  
Mar del Plata, Argentina  
briangluzman@mdp.edu.ar

2<sup>nd</sup> Ramiro Avalos Ribas  
Laboratorio de Comunicaciones  
ICYTE. Instituto de Investigaciones  
Científicas y Tecnológicas  
Mar del Plata, Argentina  
avalosribas@fi.mdp.edu.ar

3<sup>rd</sup> Jorge Castiñeira Moreira  
Laboratorio de Comunicaciones  
ICYTE. Instituto de Investigaciones  
Científicas y Tecnológicas  
Mar del Plata, Argentina  
casti@fi.mdp.edu.ar

4<sup>th</sup> Alejandro José Uriz  
Laboratorio de Comunicaciones  
ICYTE. Instituto de Investigaciones  
Científicas y Tecnológicas  
Mar del Plata, Argentina  
ajuriz@fi.mdp.edu.ar

5<sup>th</sup> Juan Alberto Etcheverry  
Laboratorio de Comunicaciones  
ICYTE. Instituto de Investigaciones  
Científicas y Tecnológicas  
Mar del Plata, Argentina  
jaetcheverry@fi.mdp.edu.ar

6<sup>th</sup> María Celeste Cebedio  
Laboratorio de Comunicaciones  
ICYTE. Instituto de Investigaciones  
Científicas y Tecnológicas  
Mar del Plata, Argentina  
celestecebedio@fi.mdp.edu.ar

**Resumen**— En este trabajo se propone el diseño, construcción y medición de un acoplador de cuadratura a la frecuencia de 2 GHz en tecnología microstrip. El dispositivo posee la capacidad de dividir la señal de entrada en dos, cada una idealmente con un nivel 3 dB menor, y con una diferencia de fase de 90° entre ellas. La principal novedad es el diseño de cuatro modelos de acopladores con distintas propuestas de intersecciones entre las líneas de alimentación y los tramos del acoplador. En base a los resultados obtenidos, se selecciona el de mejor funcionamiento, se ajustan las dimensiones para que opere en la frecuencia de diseño, se lo construye y se realizan las mediciones utilizando un analizador vectorial de redes.

**Palabras clave**— Acoplador de cuadratura, Branchline, Microstrip, UHF, Simulación Electromagnética.

## I. INTRODUCCIÓN

Los acopladores de cuadratura, también conocidos como híbridos en cuadratura (*Branchline* en inglés), son acopladores direccionales de 3 dB con una diferencia de fase de 90° entre los puertos de salida. Considerando el número de puerto como indica la Figura 1, la energía que ingresa al puerto N° 1 se divide uniformemente entre los puertos N° 3 y N° 4, con una diferencia de fase de 90° entre estas salidas, sin llegar energía al puerto N° 2, por lo que se lo considera como el puerto aislado [1][2].

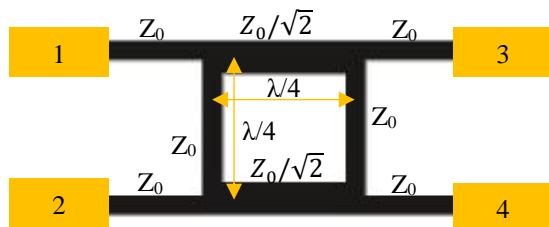


Figura 1. Geometría del acoplador de cuadratura.

La matriz ideal de parámetros S tiene la forma de la ecuación (1). Se puede observar que esta es simétrica (por ser una red pasiva) y cualquier puerto puede usarse como puerto de entrada. Los puertos de salida siempre estarán en el lado opuesto de la unión desde el puerto de entrada, y el puerto aislado será el puerto restante en el mismo lado que el puerto de entrada.

$$[S] = \frac{-1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & j & 1 \\ 0 & 0 & 1 & j \\ j & 1 & 0 & 0 \\ 1 & j & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

Los acopladores de cuadratura se emplean en variedad de circuitos de microondas, incluyendo mezcladores, divisores de potencia, redes de cambio de fase, etc. Son especialmente utilizados en la actualidad en sistemas de comunicaciones multi-banda, gracias a que su topología es extremadamente versátil y puede ser modificada para mejorar su ancho de banda, estabilidad en fase, y reducir su tamaño [3][4]. En todos los casos, los parámetros finales en la implementación microstrip de un acoplador de cuadratura pueden verse afectados notoriamente por la transición entre los trazos del acoplador con los de la línea de alimentación.

El objetivo del presente informe es implementar un acoplador de cuadratura en microstrip para la frecuencia de 2 GHz, evaluando mediante simulaciones el efecto de la transición con los trazos de alimentación, y optando por la solución que logre los parámetros más cercanos a la matriz ideal. Se propone utilizar material FR4 como sustrato del circuito impreso, por su facilidad de adquisición y bajo costo.

El trabajo se organiza de la siguiente manera: La Sección II presenta las especificaciones y el cálculo de las dimensiones del acoplador Branchline, mientras que la Sección III presenta los modelos propuestos y sus simulaciones. La Sección IV presenta las pruebas realizadas al modelo construido. Finalmente, la Sección V presenta las conclusiones.

## II. DISEÑO

Para el diseño del acoplador de cuadratura se consideran las especificaciones de la Tabla 1:

Frecuencia	2 GHz
Material dieléctrico	FR4 con $\epsilon=4,1$
Altura del dieléctrico	1,6 mm
Impedancia característica ( $Z_0$ )	50 $\Omega$

Tabla 1. Especificaciones.

Se aborda el diseño empleando tecnología microstrip, utilizando las ecuaciones de diseño presentadas en [5]. En

base a la topología de la Figura 1 y las especificaciones de la Tabla 1, se calcularon las dimensiones de los tramos microstrip, considerando las líneas de alimentación con un largo de  $\lambda/4$ . En el esquemático de la Figura 2, diseñado en el simulador Qucs [6], se presentan las dimensiones del acoplador de cuadratura, donde  $W$  indica el ancho de cada tramo y  $L$  indica el largo.

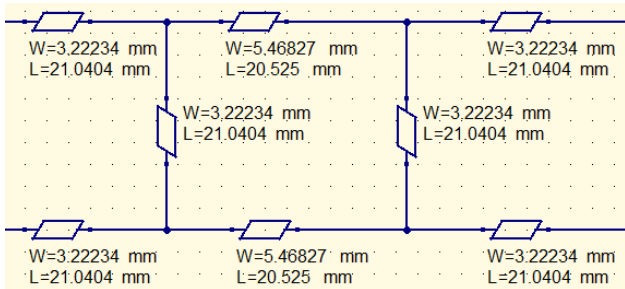


Figura 2. Esquemático del acoplador de cuadratura.

Para verificar el comportamiento del diseño, se realizó una simulación del sistema utilizando el software Qucs. En la Figura 3 superior se presentan los resultados de los parámetros  $S$  de módulo (dB) donde se puede ver que para la frecuencia de 2 GHz se tienen acoplamientos casi ideales de 3,09 dB y 3,04 dB (parámetros  $S_{13}$  y  $S_{14}$ , respectivamente), mientras que las pérdidas de retorno (parámetro  $S_{11}$ ) son de 44,7 dB. Por último, la atenuación entre puertos aislados (parámetro  $S_{12}$ ) es de 41,3 dB. En la Figura 3 inferior se pueden ver los resultados de la diferencia de fase entre los parámetros  $S$  de fase ( $^\circ$ ). Si se observan la diferencia de fases entre los parámetros  $S_{13}$  y  $S_{14}$  ( $\text{args}(S_{13}) - \text{args}(S_{14})$ ) se verifica una diferencia de fase ideal de  $90^\circ$ . Esta simulación inicial no considera la transición entre el acoplador y los trazos de alimentación; para ello se recurre a un simulador de elementos finitos en la Sección siguiente.

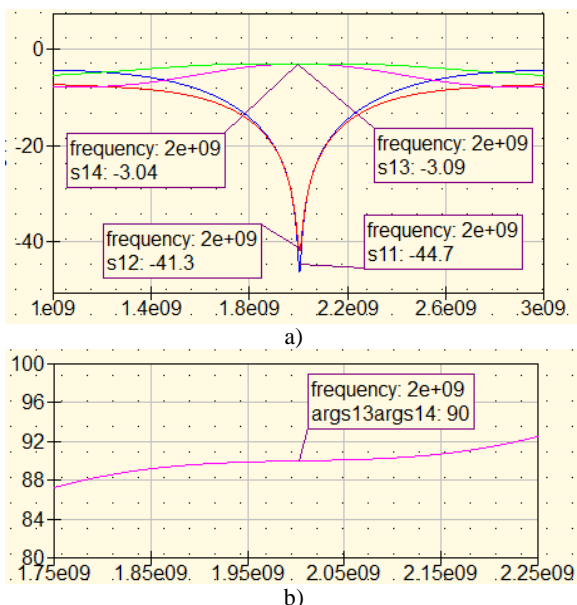


Figura 3. Parámetros  $S$ . a) Módulo (dB), b) Diferencia de fase ( $^\circ$ ).

### III. MODELADO Y SIMULACIÓN

Con las dimensiones obtenidas en la sección previa se proponen cuatro alternativas, diseñadas en el simulador CST STUDIO SUITE [7], con diferentes transiciones entre las líneas de alimentación y el acoplador de cuadratura.

En la Figura 4a se presenta el primer modelo, donde no se agregaron uniones para suavizar las intersecciones entre los tramos del acoplador con los de la línea de alimentación. La Figura 4b presenta al segundo modelo, donde la línea de la alimentación intersecta al inicio de la línea  $Z_0/\sqrt{2}\Omega$ . En ambos casos, las líneas de alimentación están centradas con respecto a la línea de  $Z_0/\sqrt{2}\Omega$ . El tercer modelo agrega una unión para suavizar la intersección de las tres líneas de microstrip. Además, modifica la ubicación de la línea de alimentación en el eje  $Y$ , como se observa en la Figura 4c. El cuarto modelo busca eliminar la irregularidad en la intersección de las tres líneas de microstrip, modificando la ubicación de la línea de alimentación con respecto a los tramos del acoplador, como se observa en la Figura 4d.

Para comprobar el comportamiento de los modelos diseñados se realizaron simulaciones de los parámetros  $S$  mediante el simulador CST. Los resultados de los parámetros  $S$  de módulo de la Figura 5 presentan al parámetro  $S_{14}$  con mínima atenuación del orden de los 3,5 dB en la frecuencia de diseño. Mientras que el resto de los parámetros  $S$  muestran un corrimiento en la frecuencia de funcionamiento, hacia los 2,2 GHz y 2,3 GHz para el cuarto modelo. Considerando la nueva frecuencia de funcionamiento, se tienen  $S_{13}$  y  $S_{14}$  menores a los 5 dB y atenuación en el puerto aislado junto a las pérdidas de retorno por encima de los 15 dB, en un ancho de banda de aproximadamente 400 MHz. Los resultados de los parámetros  $S$  de fase de la Figura 6 indican que la diferencia de fase entre los puertos de salida se mantiene entre los  $84^\circ$  y los  $92^\circ$ , en el ancho de banda de 400 MHz.

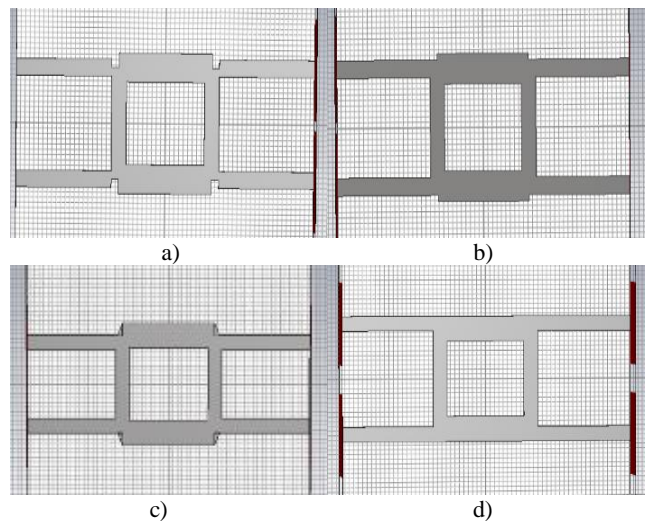
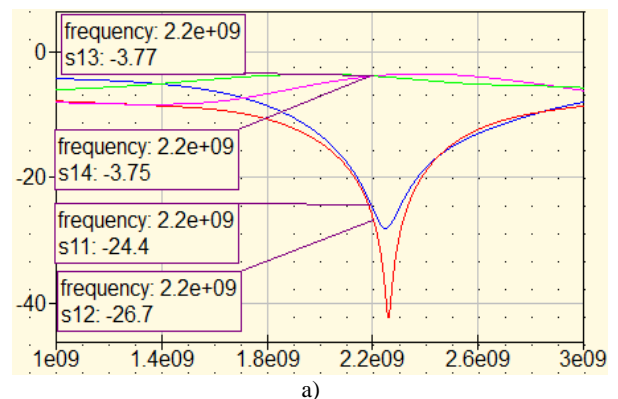


Figura 4. Modelos de acopladores de cuadratura. a) Primer modelo, b) Segundo modelo, c) Tercer modelo, d) Cuarto Modelo.



a)

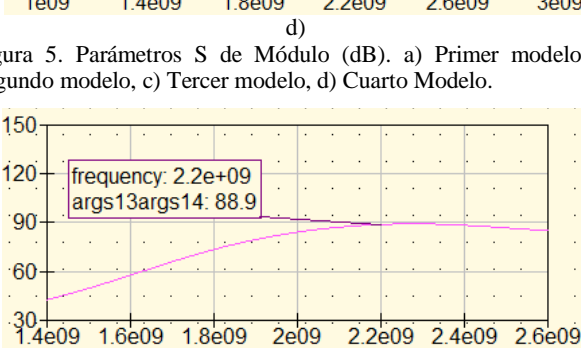
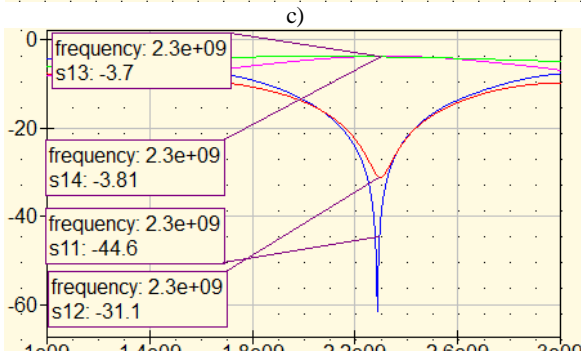
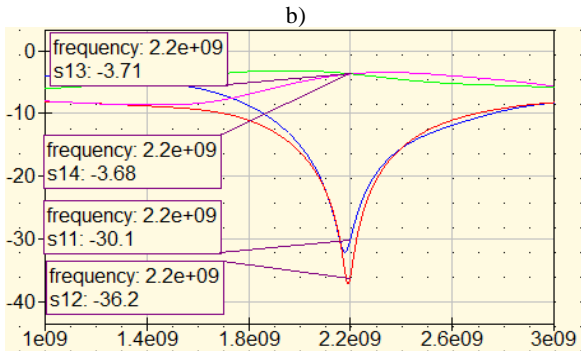
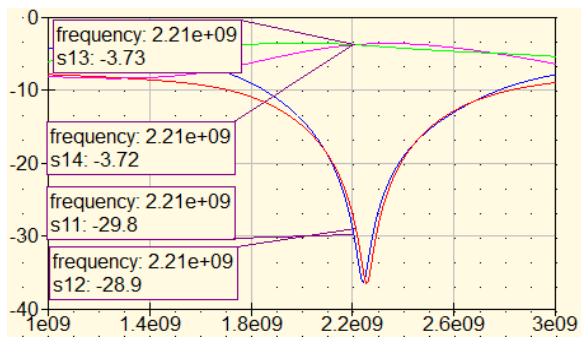


Figura 5. Parámetros S de Módulo (dB). a) Primer modelo, b) Segundo modelo, c) Tercer modelo, d) Cuarto Modelo.

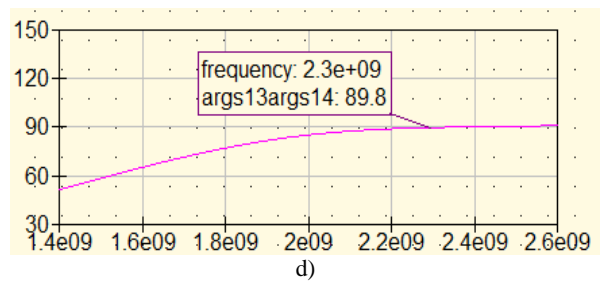
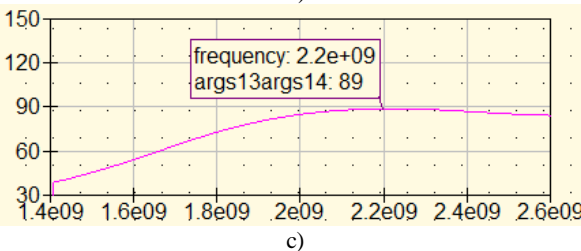
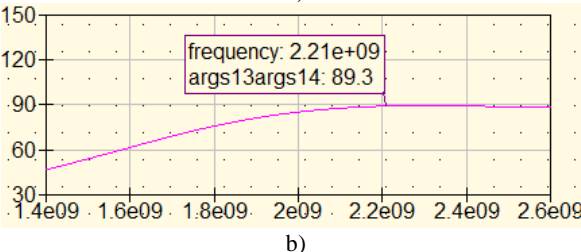
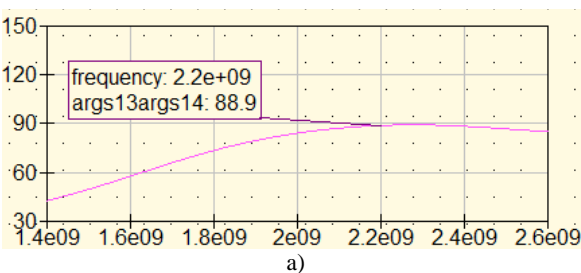


Figura 6. Parámetros S de diferencia de fase ( $^{\circ}$ ). a) Primer modelo, b) Segundo modelo, c) Tercer modelo, d) Cuarto Modelo.

Considerando que el cuarto modelo presenta el mejor desempeño al tener los parámetros  $S_{13}$  y  $S_{14}$  más próximos a los ideales en módulo y fase, se procedió a recalcular sus dimensiones. Como la frecuencia de operación resultó un 15% mayor a la especificada, se repite el diseño considerando una frecuencia un 15% menor a los 2 GHz, resultando en 1,78 GHz la nueva especificación de diseño.

En la Figura 7 a se puede observar que ahora la frecuencia de operación se encuentra en 2 GHz. El acoplador presenta valores de 3,63 dB y de 3,81 dB para los parámetros  $S_{13}$  y  $S_{14}$ , respectivamente, pérdidas de retorno de 41,5 dB y atenuación en el puerto aislado de 31,5 dB. Entre 1,79 GHz y 2,21 GHz, los parámetros acoplados se mantienen por debajo de los 4,4 dB y tanto la atenuación en el puerto aislado como las pérdidas de retorno se mantienen por encima de los 15 dB. En la Figura 7 b se puede ver que entre 1,79 GHz y 2,21 GHz el desfase entre sus salidas se mantiene entre  $86,5^{\circ}$  y  $91,4^{\circ}$ . Se considera a esta alternativa como la más cercana a la idealidad, y luego, la más apropiada para ser implementada.

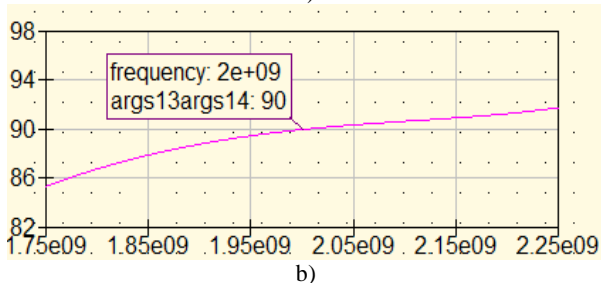
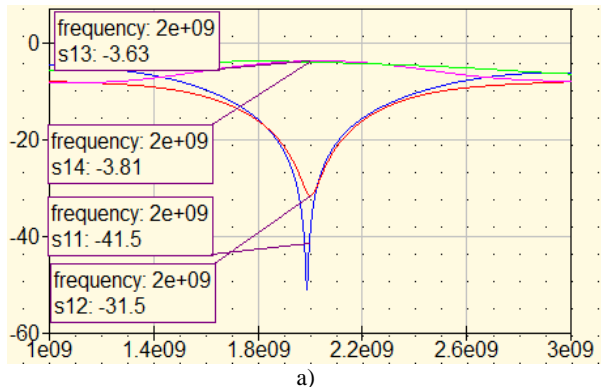


Figura 7. Parámetros S del cuarto modelo reconfigurado. a) Módulo (dB), b) Diferencia de fase ( $^{\circ}$ ).

#### IV. MEDICIONES

Para poder verificar el funcionamiento del acoplador Branchline construido (Figura 8) se utilizó un analizador vectorial de redes, particularmente el nanoVNA [8]. Previo a las mediciones, se ajustó la frecuencia central del instrumento a 2 GHz, el ancho de banda a 2 GHz y se realizó una calibración con tres cargas conocidas [9].



Figura 8. Acoplador Branchline construido.

Como el nanoVNA posee dos puertos y el acoplador cuatro, se realizaron tres mediciones, manteniendo uno de los puertos del acoplador como entrada. En base a la Figura 1, la entrada es el puerto 1, el puerto 2 es el aislado y los puertos 3 y 4 son las salidas.

Desde el nanoVNA se exportaron los parámetros S de las tres mediciones, para visualizarlos mediante el software Qucs. En la Figura 9a se presentan los parámetros S medidos en dB y en la Figura 9b la diferencia de fase, en grados, entre las señales de salida del acoplador.

En la Figura 9 se puede observar que las curvas de los parámetros S son las esperadas, al menos en forma. En la frecuencia de 2 GHz se tiene acoplamientos de 4,24 dB y de 4,93 dB (calculados mediante parámetros  $S_{13}$  y  $S_{14}$ , respectivamente), pérdidas de retorno de 27,2 dB y atenuación en el puerto aislado de 44,9 dB. Entre 1,88 GHz y 2,19 GHz, los parámetros de acoplamiento toman valores por debajo de los 5 dB y la atenuación en el puerto aislado junto a las pérdidas de retorno se mantienen por encima de los 15 dB. El desfase entre sus salidas a la frecuencia de 2 GHz es de 89,4° y entre 1,88 GHz y 2,19 GHz se mantiene entre 88° y 90°. Se observa un tramo de fase de aproximadamente  $-270^\circ$ , lo cual es equivalente a  $90^\circ$ , esto se debe a la forma de presentar los resultados del programa.

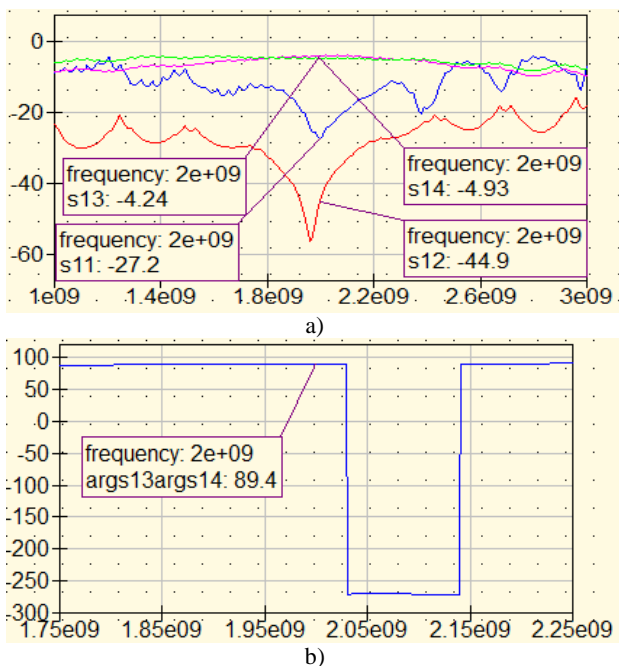


Figura 9. Parámetros S. a) Módulo (dB), b) Diferencia de fase (°).

## V. CONCLUSIONES

En este trabajo se ha presentado la implementación de un acoplador de cuadratura en microstrip para 2 GHz, utilizando técnicas y materiales accesibles. El ancho de banda es de unos 310 MHz, con un error de fase menor a  $2^\circ$ , pérdidas de inserción menores a 5 dB, pérdidas de retorno y atenuación del puerto aislado mayores a 15 dB.

En el simulador Qucs se pudo verificar que las dimensiones de las líneas de microstrip calculadas fueron correctas. Con el software CST se pudo modelar y simular el acoplador de cuadratura considerando distintas transiciones entre las líneas de microstrip de la alimentación y del acoplador. En estos casos se encontraron corrimientos en frecuencias producto de las interconexiones. Recalculando las dimensiones de las líneas de microstrip del cuarto modelo se logró ubicar el punto de funcionamiento del acoplador de cuadratura a la frecuencia de 2 GHz.

Comparando el acoplador real con el simulado, se tiene un desfase casi ideal en ambos casos, pérdidas de inserción mayores en la frecuencia de diseño para el modelo construido, pérdidas de retorno mejores en el simulado, y mejor aislamiento en el modelo real.

Algunas de las posibles causas de las diferencias entre el modelo construido y el simulado se pueden deber a: imperfecciones en el proceso de fabricación y colocación de conectores SMA; variaciones de los parámetros de la placa de FR4; imperfecciones en las mediciones causadas por cargas de calibración no ideales; o al agregado de cables y conectores para conectar el dispositivo al instrumento. Se destaca que el adecuado diseño de la transición con los trazos de alimentación puede repercutir notoriamente en el desempeño del dispositivo con respecto a sus parámetros ideales.

## AGRADECIMIENTOS

Los autores agradecen la financiación del proyecto ERASMUS/NEON (Project No. 618942-EPP-1-2020-1-AT-EPPKA2-CBHE-JP) la cual les permitió comprar licencias a perpetuidad de la herramienta de simulación electromagnética Computer Simulation Technology (CST) que fue utilizada en la realización de este trabajo.

## REFERENCIAS

- [1] D. M Pozar. "Microwave Engineering". Wiley. 2011. Capitulo 7.
- [2] "Theoretical Information About Branch-line Couplers". Disponible en: <https://www.ee.bilkent.edu.tr/~microwave/programs/magnetic/bcoupler/theory.htm>
- [3] Shanmugam, Maheswari & Jayanthi, T., "Design of Compact Branch-Line Coupler for Wi-Max Applications," in International Journal of Microwave and Optical Technology, vol 17, pp 68-73, 2022.
- [4] L. Xia, J. -L. Li, B. A. Twumasi, P. Liu & S. -S. Gao, "Planar Dual-Band Branch-Line Coupler With Large Frequency Ratio," in IEEE Access, vol. 8, pp. 33188-33195, 2020.
- [5] B. Wadell. "Transmission line design handbook". Artech House. 1991. Capitulo 3.
- [6] "Qucs: Quite Universal Circuit Simulator". Disponible en: <https://qucs.sourceforge.net/download.html>.
- [7] "CST STUDIO SUITE". Disponible en: <https://www.3ds.com/es/productos-y-servicios/simulia/productos/cst-studio-suite/>
- [8] "NanoVNA". Disponible en: <https://nanorfe.com/es/nanovna-v2.html>
- [9] Doug Rytting. "Network analyzer error models and calibration methods". Disponible en: [https://www.rfmentor.com/sites/default/files/NA\\_Error\\_Models\\_and\\_Cal\\_Methods.pdf](https://www.rfmentor.com/sites/default/files/NA_Error_Models_and_Cal_Methods.pdf)