

Acoplador Direccional Compacto con tecnología SIW en la Banda Ku.

F. Carrera^{#1}, D. Navarro^{#2} y M. Baquero^{*3}

[#]DETRI, Escuela Politécnica Nacional,
Quito, Ecuador

¹fcarrera@mailfie.epn.edu.ec

²veronica.navaroo@epn.edu.ec

^{*}iTeam, Universidad Politécnica de Valencia,
Valencia 46022, España

³mbaquero@dcom.upv.es

Abstract— Se diseñó y construyó un acoplador direccional de -3dB utilizando tecnología SIW en banda Ku, utilizando tecnología PCB estándar. Se consiguió una estructura compacta utilizando un modelo de acoplamiento entre guías de onda adyacentes. Los parámetros geométricos que controlan el comportamiento del acoplador fueron analizados y los resultados obtenidos fueron usados para mejorar el rendimiento del prototipo. Los resultados experimentales así como las simulaciones muestran un buen rendimiento. Las pérdidas de retorno están sobre 21dB y el aislamiento es mejor que 16 dB en todo el ancho de banda considerado, además, el ancho de banda relativo a ± 3 dB es aproximadamente 14%.

I. INTRODUCCIÓN

Los acopladores direccionales son usados comúnmente en sistemas de microondas tales como divisores/combinadores de potencia. A través de los años, una amplia variedad de acopladores construidos en guía de onda han sido diseñados para cumplir con determinados requerimientos según las aplicaciones en las que serían utilizados[1].

Un acoplador en guía de onda muy empleado en la industria fue propuesto por Riblet [2], el cual provee igual división de potencia, alto aislamiento y bajo VSWR. En este acoplador, las reflexiones debidas a las discontinuidades en las paredes comunes al final de la región de acoplamiento afectan adversamente la adaptación y la directividad del dispositivo. En la práctica, se utiliza un domo capacitivo para mejorar el rendimiento. Para evitar el uso de un domo o un tornillo capacitivo, Hildebrand propuso un acoplador compacto de paredes estrechas basado en los resultados de Riblet y haciendo uso del acoplamiento continuo entre guías adyacentes a través de una ranura en la pared estrecha [3].

Los acopladores en guía presentan bajas pérdidas no obstante, tienen la desventaja de que son voluminosos, caros y no pueden ser fácilmente integrados con elementos en tecnología planar. Recientemente se ha introducido el concepto de guía de onda integrada en sustrato (SIW), la cual consiste en un tipo de guía de onda rectangular que puede ser sintetizada en un sustrato planar con arreglos de postes

metalizados para construir las paredes laterales [4] [5]. Estas guías tienen características muy parecidas a las guías de onda rellenas con dieléctrico del mismo alto pero con un ancho equivalente [6] [7]. Con esta nueva tecnología se han desarrollado algunos dispositivos, entre ellos acopladores direccionales [8] [9] [10].

En este trabajo se diseñó y construyó un acoplador direccional de 3dB basado en tecnología SIW en el rango de frecuencias de 13GHz a 15GHz, usando el principio de acoplamiento continuo propuesto en [3]. Los parámetros geométricos del acoplador han sido analizados con el objeto de controlar el comportamiento del mismo y mejorar su rendimiento.

II. DISEÑO

El acoplador analizado está formado por grupos de postes metálicos en un sustrato y por lo tanto su simulación y optimización de la estructura completa requiere una considerable cantidad de recursos computacionales y tiempo. Por esta razón inicialmente se diseñó el acoplador utilizando un modelo equivalente con guías de onda metálicas rellenas con dieléctrico, teniendo en cuenta que la distribución de campo E en una guía SIW es igual a la de una guía tradicional [6]. Este procedimiento reduce la complejidad haciendo el modelo más fácil de evaluar. La configuración del acoplador y sus parámetros geométricos se muestran en la Fig. 1, en la cual, *Port 1* es el puerto de entrada, *Port 2* es el puerto directo, *Port 3* es el puerto acoplado y *Port 4* es el puerto aislado.

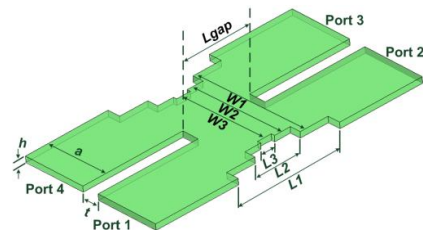


Fig. 1 Modelo equivalente con sus parámetros geométricos.

Los valores iniciales a la frecuencia central de 14 GHz se calcularon utilizando los datos presentados en [3]. Posteriormente, esos valores se adaptaron a la configuración SIW y se optimizaron para obtener la mejor respuesta posible utilizando un simulador electromagnético.

A. Parámetros estudiados:

Debido a que el acoplador fue fabricado usando un sustrato Neltec NY9220 que tiene un espesor de 1.143mm, el parámetro h se estableció en este valor, además el valor inicial del ancho a de las guías de entrada y salida se fijó en 12.49mm ya que de un análisis preliminar se determinó que ese valor permitía obtener buenos resultados en la respuesta del acoplador realizando solo pequeñas variaciones en los demás parámetros.

Las simulaciones se realizaron utilizando el software High Frequency Structure Simulator (HFSS) de la empresa Ansoft y en ellas se pueden observar los efectos que tienen pequeñas variaciones de los diferentes parámetros geométricos sobre el comportamiento del acoplador; esos resultados fueron utilizados para calibrar adecuadamente el rendimiento del dispositivo.

En el estudio paramétrico, los valores de las variables se eligieron para brindar mejor claridad en la visualización de los efectos y se presentarán solamente los resultados más significativos.

En la Fig. 2a se puede ver que incrementando L_1 en 2mm, S_{11} decrece aproximadamente 3dB para frecuencias menores de 13.4GHz y en 4 dB para frecuencias cercanas a 15 GHz, entre estas frecuencias el S_{11} es siempre menor a -22 dB en todos los casos; un comportamiento similar se puede observar para el aislamiento en la Fig. 2b. Cuando se disminuye L_2 , W_1 o cuando se incrementa W_2 se obtienen efectos parecidos a los observados con L_1 , sin embargo en los dos primeros casos las variaciones de S_{11} y S_{41} son un poco menores y en el último caso son comparables. Por otro lado S_{21} y S_{31} no presentan variaciones significativas con los cambios en L_1 , L_2 , W_1 o W_2 .

Además se observó que aumentando L_3 la salida acoplada se incrementa ligeramente en aproximadamente, en este caso aproximadamente 0.05dB para todo el rango de frecuencia al tiempo que S_{21} disminuyó en un valor similar. Por otro lado S_{11} y S_{41} se mantuvieron constantes en la mayor parte del ancho de banda considerado y solamente variaron en un pequeño rango alrededor de la frecuencia central pero siempre estuvieron por debajo de -35dB. Se puede concluir que el valor de L_3 puede ser utilizado para pequeñas calibraciones del acoplamiento de salida sin producir efectos adversos en los parámetros de aislamiento y reflexión.

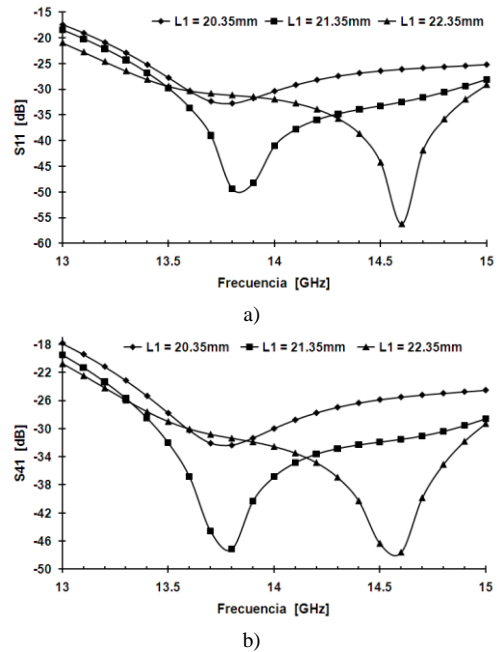


Fig. 2 Parámetros S simulados para diferentes valores de L_1 : a) S_{11} , b) S_{41}

Como se muestra en la Fig. 3a, la salida acoplada puede ser adecuadamente controlada ajustando L_{gap} en pequeños valores; en esta figura se puede ver que S_{31} se incrementa cuando L_{gap} se hace mayor. De igual forma S_{11} disminuye a bajas frecuencias pero se incrementa a altas frecuencias con la misma variación de L_{gap} , como se muestra en la Fig. 3b; un comportamiento similar se observó en el puerto aislado.

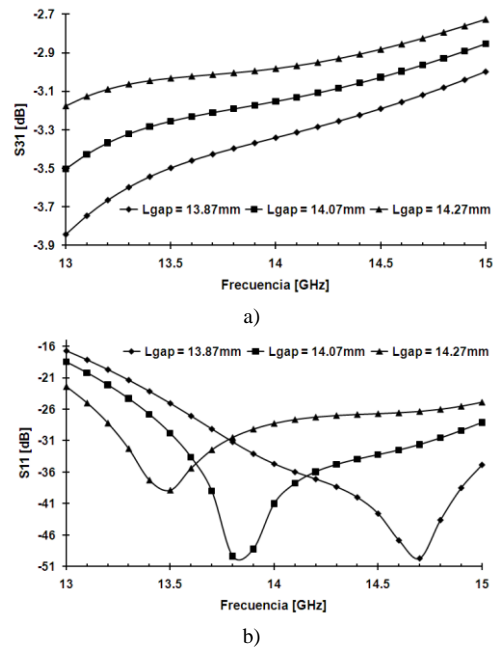


Fig. 3 Parámetros S simulados para diferentes valores de L_{gap} : a) S_{31} , b) S_{11}

Se puede observar en la Fig. 4a que disminuyendo t es posible incrementar la salida acoplada y esa variación es más importante cuando la frecuencia disminuye. Se concluye que variando el ancho de la pared común es posible calibrar suavemente el acoplamiento entre el *puerto 1* y el *puerto 3* a frecuencias bajas. Además cuando se disminuye t , S_{11} se reduce notablemente en bajas frecuencias, como se muestra en la Fig. 4b; el aislamiento tiene una respuesta similar a lo descrito.

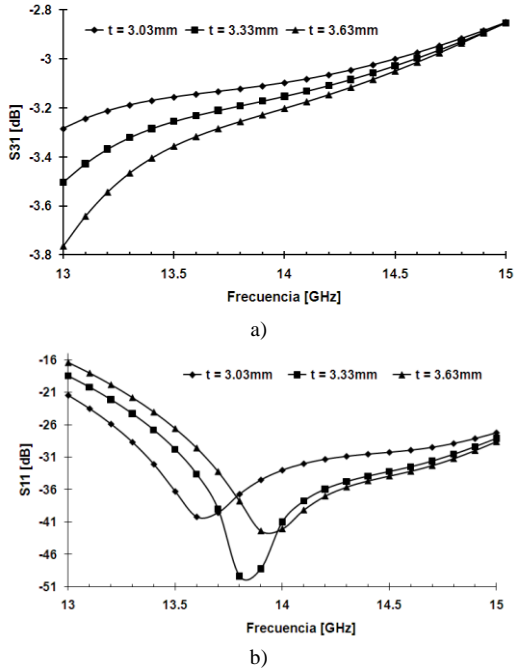


Fig. 4 Parámetros S simulados para diferentes valores de t : a) S_{31} , b) S_{11}

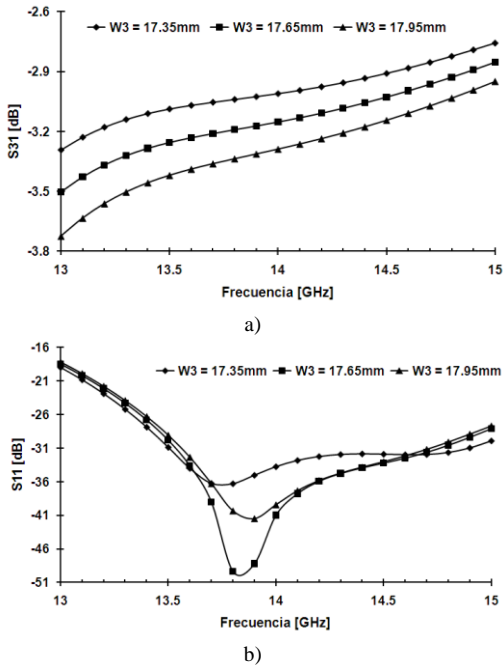


Fig. 5 Parámetros S simulados para diferentes valores de W_3 : a) S_{31} , b) S_{11}

La Fig. 5a muestra la salida acoplada en función de las variaciones de W_3 ; en esta figura se puede observar que una disminución de 0.3mm en W_3 produce un incremento de aproximadamente 0.2 dB en el puerto acoplado a frecuencias cercanas a 15 GHz; este comportamiento permite usar a W_3 para ligeras calibraciones de S_{31} sin afectar considerablemente las pérdidas de retorno, como se muestra en la Fig. 5b.

Finalmente, los valores optimizados se muestran en la Tabla 1 en términos de la longitud de onda en la guía ($\lambda_g = 17.71\text{mm}$). De las simulaciones realizadas se pueden resumir algunas conclusiones: la salida acoplada puede ser adecuadamente controlada utilizando L_{gap} y para pequeñas calibraciones W_3 es muy útil; t puede ser usado para sintonizar suavemente la salida acoplada y controlar las reflexiones en el *puerto 1*; L_3 permite ligeras calibraciones en la salida acoplada en el *puerto 3*; L_1, L_2, W_1 y W_2 permiten reducir las reflexiones en el *puerto 1* y conseguir mejor aislamiento en el *puerto 4*.

TABLA I
PARÁMETROS GEOMÉTRICOS PARA EL ACOPLADOR DE 3dB EQUIVALENTE

Parámetro	$[\lambda_g]$
a	0.705
t	0.188
L_1	1.205
L_2	0.538
L_3	0.162
L_{gap}	0.788
W_1	1.316
W_2	1.074
W_3	0.997

B. Implementación en SIW

Para seleccionar los parámetros apropiados de las guías SIW, se consideraron las recomendaciones propuestas en [7]. Se utilizó un valor de 0.5mm para el diámetro de los postes metálicos y la separación entre los mismos se fijó en 1.5mm.

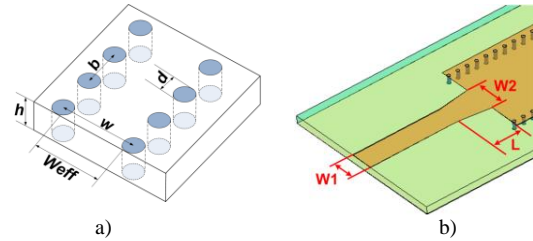


Fig. 6 a) Configuración y parámetros de una guía SIW, b) transición microstrip-SIW.

Debido a que la distribución del campo eléctrico de una guía SIW es muy parecida a la de una guía convencional rellena de dieléctrico, es posible diseñar el acoplador utilizando un ancho equivalente de la guía; los valores iniciales para los parámetros geométricos del acoplador con SIW se obtuvieron por medio de las ecuaciones propuestas en [5].

$$W_{\text{eff}} = w - \frac{d^2}{0.95 * b}$$

Donde, W_{eff} es el ancho de la guía equivalente, b es la separación entre postes consecutivos de una fila, d es el diámetro de los postes y w es la separación entre los centros de las filas de postes que forman las paredes de la guía. En la Fig. 6a se pueden observar los parámetros de la fórmula.

Para medir las características del acoplador, fue necesario diseñar una transición microstrip-SIW la cual se optimizó para el ancho de banda considerado, la transición es similar a la presentada en [11] y sus parámetros se muestran en la Fig. 6b, donde: $W_1 = 3.5\text{mm}$, $W_2 = 4.9\text{mm}$ y $L = 5\text{mm}$. Para evaluar las pérdidas de inserción se construyó y midió un prototipo de la transición.

Como se mencionó en 2.1, el acoplador se diseñó inicialmente utilizando un modelo equivalente en guía de onda y los resultados obtenidos se usaron como el punto de partida para la implementación en SIW. Una consideración importante que se debe tener en cuenta durante el proceso de diseño es asegurar que el acoplador en SIW soporte exclusivamente el modo TE_{10} en el rango de frecuencias de trabajo [8] para prevenir efectos indeseados. Después de este procedimiento, se realizaron algunas optimizaciones utilizando el software HFSS de Ansoft y los resultados obtenidos se muestran en la Tabla 2.

TABLA III
PARÁMETROS GEOMÉTRICOS PARA EL ACOPLADOR DE -3dB EN SIW

Parámetro	$[\lambda_g]$
a	0.705
t	0.176
L_1	1.205
L_2	0.528
L_3	0.162
L_{gap}	0.790
W_1	1.301
W_2	1.074
W_3	0.996

III. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Utilizando técnicas estándares para fabricación de circuitos impresos PCB (*Printed Circuit Board*), se construyeron prototipos para el acoplador direccional y para la transición microstrip-SIW utilizando el substrato Neltec NY9220 que tiene las siguientes características: $\epsilon_r=2.2$, espesor 1.143mm y $\tan \delta=0.0009$. En las Fig. 7a y 7b se pueden observar los prototipos de la transición y del acoplador respectivamente.

Las mediciones se realizaron utilizando un analizador vectorial de redes Rohde & Schwarz ZVA24; y, en ellas se consideraron las pérdidas de inserción debidas a la línea microstrip y a los conectores SMA utilizados. Para estimar dichas pérdidas se diseñó y construyó un kit de calibración TRL el cual puede observarse en la Fig. 7c.

En la Fig. 8 se presentan los resultados de las simulaciones y las mediciones para las pérdidas de retorno en la transición microstrip-SIW entre 12GHz y 17GHz. Como puede observarse en dicha figura, el parámetro S_{11} es menor que -16dB desde 12GHz hasta 16.2GHz y en el rango de trabajo del acoplador, de 13GHz hasta 15GHz, es menor de -26 dB.

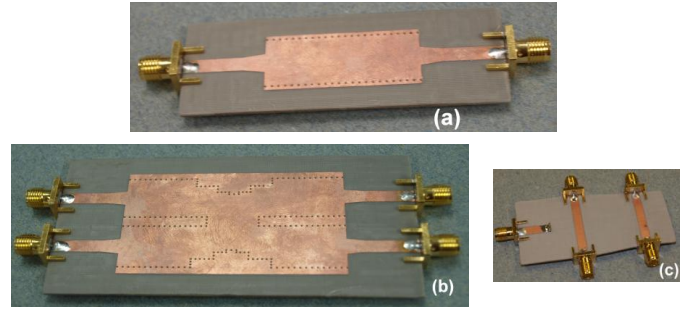


Fig. 7 Prototipos fabricados a) transición microstrip-SIW, b) acoplador de 3dB, c) Kit de calibración TRL.

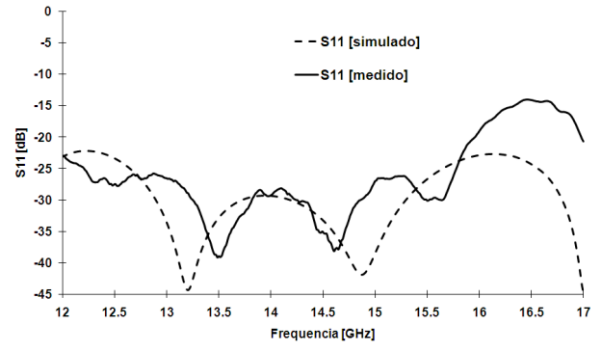


Fig. 8 Resultados experimentales y simulación de las pérdidas de retorno en la transición microstrip-SIW.

Los resultados experimentales para el acoplador direccional se muestran en la Fig. 9, en donde se observa que la magnitud del S_{11} es menor que -21dB y la magnitud de S_{41} es menor que -16dB en todo el rango de frecuencia. También se puede observar que los parámetros S_{21} y S_{31} están alrededor de -3.66dB a 13.98GHz. El ancho de banda relativo es aproximadamente del 14% si se considera un rizado de $\pm 0.3\text{dB}$, lo cual es aceptable para este tipo de dispositivos.

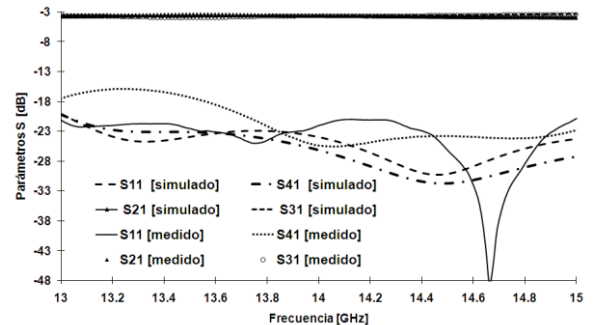


Fig. 9 Simulaciones y valores experimentales de los parámetros S

IV. CONCLUSIONES

En el presente artículo se diseñó y construyó un acoplador direccional de -3dB con tecnología SIW para frecuencias entre 13GHz y 15GHz por medio de un proceso PCB tradicional sobre un sustrato Neltec NY9220. Para el diseño del acoplador se utilizó el modelo de acoplamiento continuo entre guías de onda adyacentes.

Las magnitudes de los parámetros S simulados y medidos presentan grandes similitudes entre sí, lo cual indica que el proceso de construcción PCB es suficientemente bueno para este tipo de aplicaciones.

Las mediciones de los parámetros S indican que el acoplador presenta un buen desempeño en el rango de frecuencias considerado; el ancho de banda relativo conseguido del 14% es muy bueno para este tipo de dispositivos.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo fue financiado por la Secretaría Nacional de Ciencia y Tecnología (SENACYT) de Ecuador y el Ministerio de Educación y Ciencia de España bajo el proyecto TEC2007-6698-C04-03.

REFERENCIAS

- [1] S. B. Cohn and R. Levy, "- History of Microwave Passive Components with Particular Attention to Directional Couplers," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. - 32, pp. - 1054, 1984.
- [2] H. J. Riblet, "- The Short-Slot Hybrid Junction," Proc. IRE, vol. - 40, pp. - 184, 1952.
- [3] L. T. Hildebrand, "- Results for a simple compact narrow-wall directional coupler," IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. - 10, pp. - 232, 2000.
- [4] W. Ke, D. Deslandes, and Y. Cassivi, "- The substrate integrated circuits - a new concept for high-frequency electronics and optoelectronics," Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service, TELSIKS. 6th Int. Conf., vol. - 1, pp. - III-P-X vol.1, 2003.
- [5] Y. Cassivi, L. Perregrini, P. Arcioni, M. Bressan, K. Wu, and G. Conciauro, "- Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide," IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. - 12, pp. - 335, 2002.
- [6] X. Feng and W. Ke, "- Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. - 53, pp. - 73, 2005.
- [7] D. Deslandes and W. Ke, "- Accurate modeling, wave mechanisms, and design considerations of a substrate integrated waveguide," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. - 54, pp. - 2526, 2006.
- [8] Z. C. Hao, W. Hong, J. X. Chen, H. X. Zhou, and K. Wu, "- Single-layer substrate integrated waveguide directional couplers," IEEE Proc. Microw. Antennas Propag., vol. - 153, pp. - 431, 2006.
- [9] C. Yujian, H. Wei, and W. Ke, "- Novel Substrate Integrated Waveguide fixed phase shifter for 180-degree Directional Coupler," IEEE/MTT-S International Microwave Symposium, 2007, vol. -, pp. - 192, 2007.
- [10] L. Bing, H. Wei, H. Zhang Cheng, and W. Ke, "- Substrate integrated waveguide 180-degree narrow-wall directional coupler," Asia-Pacific Conference Microwave Conference Proceedings APCM 2005, vol. - 1, pp. -, 2005.

- [11] D. Deslandes and K. Wu, "- Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form," IEEE Microwave Wireless Compon. Lett., vol. - 11, pp. - 70, 2001.

INFORMACIÓN DE LOS AUTORES

Luis Fernando Carrera Suárez Ingeniero en Electrónica y Telecomunicaciones por la Escuela Politécnica Nacional (Quito-Ecuador), Diplomado Superior en Plataformas Operativas para Internetworking por la Escuela Politécnica Nacional (Quito-Ecuador) y Máster en Tecnologías, Sistemas y Redes de Información por la Universidad Politécnica de Valencia (España). Fue ayudante de laboratorio en el Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones de la Escuela Politécnica Nacional (1997-2001). Actualmente es Profesor Agregado en el Departamento de Electrónica, Telecomunicaciones y Redes de Información de la Escuela Politécnica Nacional. Recibió una beca de la Secretaría Nacional de Ciencia y Tecnología (SENACYT- Ecuador) en el 2008 para realizar estudios de posgrado.

Diana Verónica Navarro Méndez Ingeniera en Electrónica y Telecomunicaciones por la Escuela Politécnica Nacional (Quito-Ecuador), Máster en Tecnologías, Sistemas y Redes de Información por la Universidad Politécnica de Valencia (España). Asistente de cátedra en el Departamento de Electrónica, Telecomunicaciones y Redes de Información de la Escuela Politécnica Nacional (2003-2008). Becaria de la Secretaría Nacional de Ciencia y Tecnología (SENACYT- Ecuador) (2008-2010).

Mariano Baquero Escudero Ingeniero de Telecomunicación por la Universidad Politécnica de Cataluña y Doctor Ingeniero de Telecomunicación por la Universidad Politécnica de Valencia. Actualmente es Catedrático de Universidad en el área de Teoría de la Señal y Comunicaciones y se encuentra desarrollando su actividad docente e investigadora en el departamento de Comunicaciones de la Universidad Politécnica de Valencia. Desde el curso 1989/90 su actividad docente e investigadora se ha centrado en temas de electromagnetismo como radiocomunicaciones, sistemas radiantes o microondas. Fue director en funciones de la Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación en el curso 1996/97 y subdirector de dicho centro durante dos cursos académicos. Recibió una beca postdoctoral del programa Human Capital Mobility de la Unión Europea para una estancia en el Joint Research Centre de Ispra, Italia. Ha participado como evaluador en varios procesos de calidad del primer y segundo planes nacionales de calidad. En la actualidad se encuentra desarrollando su actividad investigadora dentro del grupo de investigación de Radiación Electromagnética de la Universidad Politécnica de Valencia.