

# TRANSICIÓN GUÍA DE ONDA-MICROSTRIP EN BANDA W

Jéssica Gutiérrez, Kaoutar Zeljami, Tomás Fernández, Juan Pablo Pascual, Antonio Tazón, Ángel Mediavilla, Sandra Pana

[jessica.gutierrez@unican.es](mailto:jessica.gutierrez@unican.es)

Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones. Universidad de Cantabria

**Abstract-** In this paper, we report the design of a waveguide-to-microstrip transition at W band as well as the technical considerations to take into account during the design and fabrication. In the same way, a double back-to-back waveguide-to-microstrip transition has been designed and fabricated to be measured with a PNA Millimeter-Wave Network Analyzer. This structure will serve to assemble MMICs at these high frequencies. A comparison between an electromagnetic simulation and the measurements obtained in the laboratory is shown. Moreover, we show a more accuracy simulation taking into account the real dimensions and the real position of the microstrip lines used within the transition. It can be seen how this realistic simulation is more similar to the obtained measurements.

## I. INTRODUCCIÓN

Actualmente ha suscitado un gran interés el estudio y análisis de bandas de frecuencias superiores a las frecuencias de microondas, como son las bandas milimétricas, submilimétricas y de terahercios [1], por su gran capacidad de penetrar en materiales no conductores (ropa, papel, cartón y plásticos) con una baja atenuación, obteniendo una alta resolución en técnicas de “Imaging”. Un aspecto muy importante a tener en cuenta, es que a pesar de encontrarnos en frecuencias elevadas, se trata de una energía no ionizante, por lo que no es perjudicial para la salud de los seres humanos.

Existen numerosas aplicaciones a frecuencias de terahercios, entre las que podemos destacar la monitorización de imágenes con alta resolución, de las que es posible obtener datos muy fiables. Como futuras líneas de aplicación, se podrían aplicar estas frecuencias en situaciones para la seguridad de las personas [2], incluyendo detección remota de armas, explosivos, personas, contrabando y drogas, etc.

Nuestro grupo de trabajo está centrado en el diseño de un sistema de detección pasivo en primer lugar, y posteriormente en un sistema activo, para interiores, y para ello es preciso el diseño, implementación y ensamblaje de los circuitos integrados monolíticos que lo conformen.

A estas elevadas frecuencias de terahercios, hay que tener especial cuidado en el diseño de los circuitos integrados monolíticos (MMIC), ya que tienen dimensiones muy pequeñas, lo que hace que sean muy sensibles a variaciones en el valor de las mismas de sus componentes. Además, son muy delicados en su manipulación, tanto por la vulnerabilidad a descargas electrostáticas, especialmente los fabricados con InP, como por el hecho de poder dañarlos a la

hora de manipularlos, por ejemplo rompiendo involuntariamente puentes de aire.

Por ello, a la hora de emplear un MMIC como parte de un sistema, debido a su tamaño tan reducido y su fragilidad, es necesario incluirlo en algún tipo de estructura (encapsulado o portador) que lo contenga para su protección mecánica. Además de la protección mecánica, se requieren unas redes de polarización que presten una protección eléctrica al circuito frente a sobretensiones o sobre consumos de corriente más allá de los rangos permitidos, previniendo además oscilaciones de baja frecuencia. Dichas redes deberán alojarse en el mismo espacio físico que los MMICs.

En consecuencia, nos vamos a centrar en realizar el diseño de una estructura básica que pueda contener un MMIC montado en microstrip (u otros elementos como filtros en línea microstrip) y haciendo de interfaz a un conexionado en guía de onda WR-10. Además, quizá el motivo fundamental, es que el equipo empleado para medir a estas frecuencias de banda W, es un PNA-X con unas cabezas extensoras a la entrada y salida del mismo que emplean guías de onda y por lo tanto, es necesaria no solo una transición guía de onda-microstrip, sino una doble transición (back-to-back) unida mediante una microstrip donde más adelante se ubicará el monolítico a medir.

De esta forma, en este trabajo nos centraremos en el diseño e implementación de una transición back-to-back, así como la realización de medidas en el laboratorio que demuestren el buen funcionamiento de la misma. Finalmente, realizaremos una comparativa entre las medidas obtenidas y una versión de la simulación que tiene un diseño más real de la estructura, en el que se tienen en cuenta aspectos como las dimensiones físicas reales de las líneas microstrip fabricadas que componen la transición, un baño dorado de las mismas y el posicionamiento de éstas con respecto a la cavidad en corte.

## II. DISEÑO Y SIMULACIÓN DE LA TRANSICIÓN

En primer lugar, se realizó el diseño, utilizando el software HFSS de Ansoft, de una única transición guía de onda-microstrip de plano E [3,4], la cual está compuesta por una guía de onda WR-10 (estándar para el rango de frecuencias elegido, 75 a 110GHz) y una cavidad de guía en corte que se introduce de forma perpendicular dentro de la propia WR-10. En el interior de la guía en corte, se tienen una serie de secciones microstrip que son claves en el buen funcionamiento de la transición. Así, la primera de ellas se

corresponde con la sonda encargada de captar la señal procedente de la WR-10 y que transmitirá esta señal a la línea microstrip de la cavidad. Esta sonda, tiene la particularidad de que se implementa como una línea microstrip sobre el sustrato, pero removiendo la metalización inferior que actuaría como plano de masa en la extensión en que penetra en la guía WR-10. Seguida a esta sonda, se introduce una línea de alta impedancia que se encarga de eliminar la reactancia capacitiva que introduzca la sonda. Tras esta línea de alta impedancia, nos encontramos con un transformador  $\lambda/4$  para convertir la impedancia que tengamos en ese punto a los 50 ohmios deseados para que no haya desadaptaciones entre este tramo de línea microstrip y el MMIC que conectemos a continuación para medir.

Para el diseño de las líneas microstrip empleadas, se decidió emplear un sustrato que fuera de coste relativamente bajo y que opere adecuadamente a estas altas frecuencias. De esta forma, el sustrato elegido fue RT/Duroid 5880 de Rogers® [5], el cual es recomendado para aplicaciones en ondas milimétricas, y será utilizado para todo el diseño del sistema de “Imaging” que se va a realizar.

De este sustrato, podemos destacar su bajo factor de disipación ( $\tan \delta=0.0009 @ 10\text{GHz}$ ), con lo que, si estos valores se mantienen en banda W, tendremos unas bajas pérdidas a la hora de diseñar la transición. Pero quizá, la razón fundamental de utilizar este sustrato es que está disponible con un espesor de tan solo 5mils (0.127mm), con lo que podremos evitar la aparición de modos de guía de onda indeseados, que provoquen un mal funcionamiento de la propia transición. Si se emplean líneas microstrip suficientemente anchas, un modo TE puede existir y acoplarse fuertemente al modo cuasi-TEM. En la ecuación (1) [6,7], se obtiene la frecuencia de corte a partir de la cual comienzan a producirse estas resonancias. Se ha considerado en el cálculo, la mayor anchura de líneas microstrip empleada en el diseño,  $W=0.4\text{mm}$  y el espesor del sustrato elegido  $h=5\text{mils}$ .

$$f_c = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r} \cdot (2W + 0.8h)} = 224.33\text{GHz} \quad (1)$$

Así, podemos comprobar que existirían acoplos de los modos para frecuencias superiores a 224GHz, con lo que podemos asegurar que en nuestro rango de frecuencias (75-110GHz), no tendremos problemas de propagación de modos indeseados.

La única desventaja de emplear este sustrato en el diseño es su baja constante dieléctrica ( $\epsilon_r=2.2$ ), ya que esto hace que las dimensiones de las líneas microstrip sean mayores que si tuviéramos un sustrato con una  $\epsilon_r$  mayor. Pero hubo que llegar a un compromiso entre bajo coste, flexibilidad y eficiencia y entre las opciones disponibles, el sustrato RT/Duroid 5880 se consideró la mejor opción.

En cuanto a la realización del diseño, es imprescindible tener cuidado en ciertos aspectos críticos para el buen funcionamiento de la transición, como es, por ejemplo, la distancia de la cavidad en corte con respecto al “backshort” de la guía WR-10. También se tuvo especial atención a la posición en altura de la misma cavidad en corte con respecto

a la WR-10, ya que hay que buscar el punto óptimo que se encuentra en torno al punto medio de esta altura de WR-10, puesto que es dónde tendríamos teóricamente el valor máximo del campo de la señal, si la guía únicamente tuviera aire en su interior.

Una vez optimizado el diseño de la transición guía de onda-microstrip, se pasó a crear una doble transición unida en la parte microstrip, necesaria para poder incluir los MMIC u otros elementos microstrip en su interior y así, ser capaces de poder medirlos en el laboratorio. Así, en la Fig. 1, se muestra su diseño definitivo, realizado empleando el software HFSS.

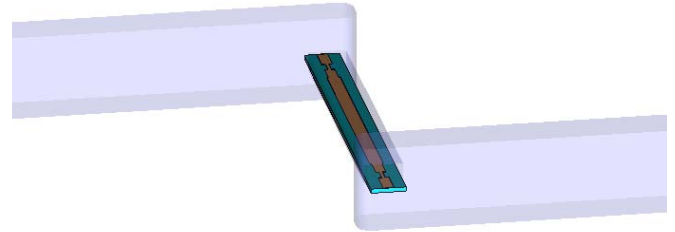


Fig. 1. Diseño de la transición back-to-back

En la Fig. 2, se pueden observar los parámetros S obtenidos en la simulación. Podemos apreciar cómo las pérdidas se mantienen constantes en toda la banda de interés y con un valor aproximado de -0.5dB, y para el caso de las pérdidas de retorno, podemos observar que la estructura presenta una buena adaptación en todas las frecuencias, siempre por debajo de -15dB, llegando en zonas incluso hasta -45dB.

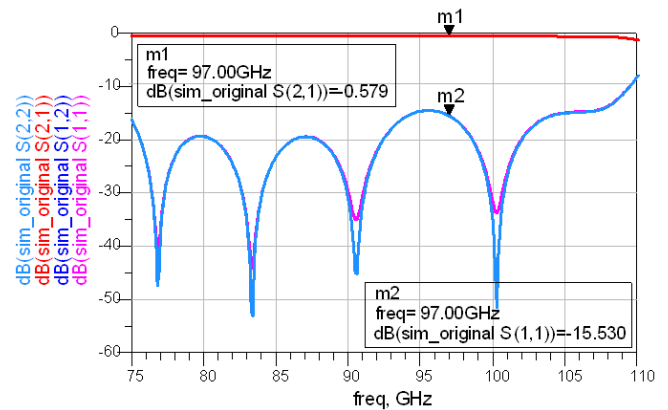


Fig. 2. Simulación de la Transición Back-to-Back

### III. RESULTADOS DE LAS MEDIDAS REALIZADAS EN EL LABORATORIO

Se ha implementado en el laboratorio el sistema necesario para poder realizar las medidas a estas frecuencias, empleando para ello, como se comentó en la introducción, unas cabezas extensoras conectadas al PNA-X, que nos permiten así poder medir en toda la banda W (75-110GHz).

Con el sistema de medida diseñado, se calibra con el “kit” de calibración del equipo para esa banda de frecuencias (calibración SOLT), en el cual, tanto el “short”, como el “open” (“short” desplazado  $\lambda/4$ ) y la “load” son en modo guía de onda, puesto que, como se ha comentado anteriormente, la entrada y la salida son guías de onda.

Puesto que las cabezas que tenemos son diferentes una de la otra, de tal forma que la que conectamos a la entrada es transmisora/receptora y la conectada a la salida es sólo receptora, únicamente podemos medir el  $S_{11}$  y el  $S_{21}$  simultáneamente, con lo que para medir los parámetros  $S_{22}$  y  $S_{12}$  es necesario dar la vuelta a la transición.

Tras realizar la calibración, para medir el parámetro  $S_{11}$ , lo que hacemos es conectar la carga adaptada que viene en el “kit” de calibración y para el caso del parámetro  $S_{21}$ , conectamos la transición directamente entre el transmisor y el receptor. Con esta última configuración, también podemos medir el parámetro  $S_{11}$  sin que haya diferencias sustanciales, lo que indica la razonable adaptación del cabezal receptor de banda W favorecida por el atenuador de 20dB situado a su entrada. Finalmente, los resultados que se han obtenido en las medidas son los que se muestran en la Fig. 3, donde se pueden observar unos valores similares a los obtenidos en la simulación, teniendo, en concreto, a la frecuencia de 97GHz, unas pérdidas de retorno de -14.42dB y unas pérdidas de inserción de -1.53dB.

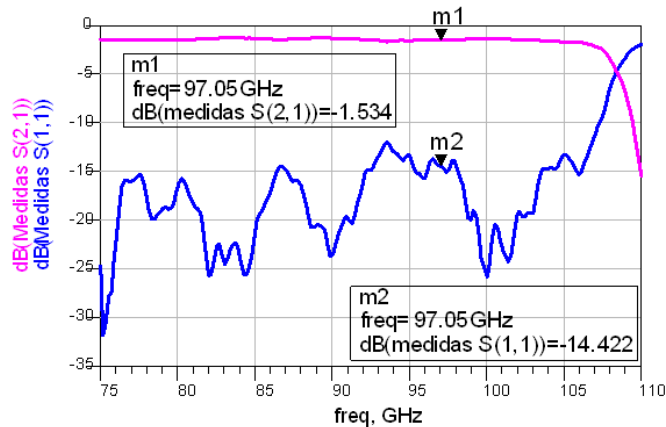


Fig. 3. Medidas con el PNA-X de la Transición Back-to-Back

#### IV. COMPARACIÓN ENTRE LAS MEDIDAS Y UNA SIMULACIÓN MÁS REALISTA

Una vez realizadas las medidas, se quiso comprobar la fiabilidad y la robustez del diseño, y para ello, se tomaron medidas en un microscopio de las dimensiones reales de las líneas microstrip que forman la transición, así como el desplazamiento existente entre las líneas microstrip con respecto a la cavidad en corte, en comparación con el diseño inicial. Todo ello, junto con que a las líneas microstrip se las había dado un baño dorado para obtener menos pérdidas, se tuvo en cuenta en una posterior simulación, cuyos resultados se pueden ver en la Fig. 4. De esta forma, pudimos comprobar el buen funcionamiento de la transición back-to-back, además de demostrar que el sustrato elegido fue correcto para este diseño.

Si se compara esta simulación con las medidas, se puede ver cómo se obtienen valores prácticamente idénticos, siendo incluso mejores los obtenidos en las medidas.

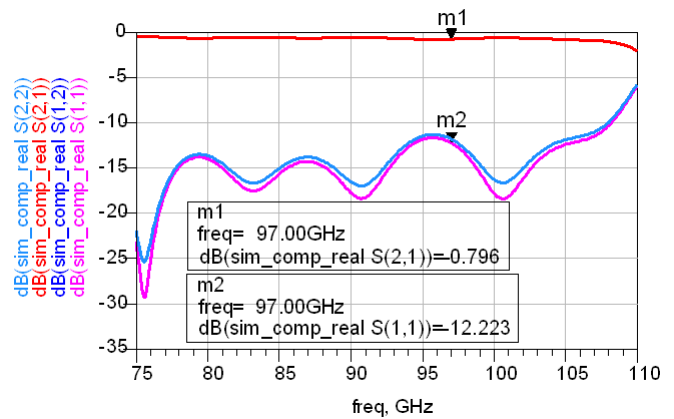


Fig. 4. Simulación de la Transición Back-to-Back del montaje físico real

#### V. CONCLUSIONES

Se ha presentado la simulación inicial para el diseño de una doble transición guía de onda-microstrip en banda W. Asimismo, se han presentado las medidas obtenidas en el laboratorio y una comparación entre éstas y una simulación que tiene en cuenta la implementación física real del montaje de la transición, centrándose tanto en las dimensiones reales de la microstrip como de la posición de éstas con respecto a la cavidad en corte donde van situadas. Y se comprueba que se obtienen unos resultados similares en ambos casos, pudiendo demostrar que la simulación es fiable y que se han obtenido además unos buenos resultados en las medidas tanto de adaptación como de pérdidas en la banda de interés, haciendo válida la transición para futuras medidas de MMICs incluidos en ella.

Así, un paso futuro será adaptar el diseño de esta transición para incluir las cavidades para alojar las polarizaciones de DC necesarias para algunos monolíticos ya disponibles, como son amplificadores de bajo ruido y de media potencia de HRL.

#### AGRADECIMIENTOS

Los autores quieren agradecer la financiación proporcionada por el Ministerio de Ciencia e Innovación (MICINN) a través de los proyectos TEC2008-06684-C03-01, CONSOLIDER CSD2008-00068 y TEC2008-06874-C03-01, y al Gobierno Regional de Cantabria por el proyecto “Detección Tumoral precoz en Tejidos Vesicales y Renales por medio de Sensores No Intrusivos a Frecuencias de Microondas y THz”.

#### REFERENCIAS

- [1] S. Oka, H. Togo, N. Kukutsu, and T. Nagatsuma, *Latest Trends in Millimeter-Wave Imaging Technology*, Progress In Electromagnetics Research Letters, Vol. 1, 197–204, 2008.
- [2] H. Essen, H. Fuchs, M. Hågelen, S. Stanko, D. N’otel, S. Erukulla, J. Huck, M. Schlechtweg and A. Tessmann, *Concealed Weapon Detection with Active and Passive Millimeterwave Sensors, Two Approaches*. [http://duepublico.uni-duisburg-essen.de/servlets/DerivateServlet/Derivate-14694/Final\\_Papers/GM0004-F.pdf](http://duepublico.uni-duisburg-essen.de/servlets/DerivateServlet/Derivate-14694/Final_Papers/GM0004-F.pdf)
- [3] X. Ma, R. Xu. *A Broadband W-band E-plan Waveguide-to-Microstrip Probe Transition*. IEEE (2008)

- [4] J. Gutiérrez, J.P. Pascual, T. Fernández, P. de Paco, A. Tazón, J. Parrón, O. Menéndez. *Configuraciones para Radiómetro de Potencia Total en Banda W*. URSI 2010
- [5] <http://www.rogerscorp.com/documents/606/acm/RT-duroid-5870-5880-Data-Sheet.aspx>
- [6] Jia-Sheng Hong, M. J. Lancaster. "Microstrip Filters for RF Microwave Applications", John Wiley & Sons, 2001
- [7] David M. Pozar. "Microwave Engineering 2nd Ed", John Wiley & Sons, 1998