

Configuraciones para Radiómetro de Potencia Total en Banda W

J. Gutiérrez⁽¹⁾, J.P. Pascual⁽¹⁾, T. Fernández⁽¹⁾, P. de Paco⁽²⁾, A. Tazón⁽¹⁾, J. Parrón⁽²⁾, O. Menéndez⁽²⁾

jessica.gutierrez@unican.es, juanpablo.pascual@unican.es, tomas.fernandez@unican.es, pedro.depaco@uab.es,
antonio.tazon@unican.es, Josep.parron@uab.es, Oscar.menendez@uab.es

⁽¹⁾ Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones. Universidad de Cantabria

⁽²⁾ Dpto. de Telecomunicación e Ingeniería de Sistemas. Universitat Autònoma de Barcelona

Abstract- Different topologies of total power radiometer in W band are presented and compared in terms of effective bandwidth and sensitivity. Both, commercially available and own designed MMICS are considered. A simulation procedure is proposed to emulate in harmonic balance the application of wide bandwidth noise. Technological issues of the implementation are addressed.

I. INTRODUCCIÓN

La información obtenida por sensores electromagnéticos, tanto activos como pasivos, en las bandas milimétricas, submilimétricas y de terahercios, puede proporcionar parámetros de monitorización tanto a gran como media escala, incluso en ámbitos locales y corporales para diferentes escenarios, por lo que la espectroscopía a frecuencias sub-milimétricas y terahercios puede conseguir muy alta resolución y por lo tanto, imágenes muy nítidas y datos muy fiables, siendo además una energía no ionizante. Esto ha hecho que este tipo de tecnología, aún no madura, haya suscitado un gran interés a nivel científico e industrial [1], en aplicaciones tales como sistemas anticolidión (vehículos comerciales, UAVs, etc), control de calidad en procesos industriales, el estudio de la atmósfera terrestre (destrucción de la capa de ozono, calentamiento, etc), radioastronomía o en el campo de la medicina (detección precoz en Oncología, Dermatología, Odontología, etc). Mención aparte merece, por la gran actualidad y tratamiento en los medios de comunicación, su aplicación en seguridad como puede ser la detección remota de armas, explosivos, personas, contrabando y drogas, etc.

Existen dos tipos de conceptos para desarrollar este tipo de sistemas que podríamos denominar pasivos y activos. Los sistemas pasivos se basan en recibir la radiación emitida por los cuerpos objeto de estudio (radiación de cuerpo negro) además de medir también la radiación reflejada procedente de otras fuentes, a este tipo pertenece el radiómetro tipo Dicke que intenta reducir, por conmutación, el efecto de la fluctuación $1/f$ de la cadena de ganancia, o el de potencia total que no requiere conmutación (reducción de figura de ruido) y cuya implementación es más simple. Los sistemas activos iluminan el objeto para analizar la señal reflejada procedente del mismo [2].

El objetivo de este trabajo es comprobar en la práctica la viabilidad del concepto de radiómetro de potencia total [3] en la banda W. Para ello se están poniendo en marcha dos implementaciones alternativas: una empleando circuitos MMIC comerciales de HRL [4-5] y otra empleando diseños propios, tanto en MMIC como híbridos.

En cuanto a la primera, se dispone de un LNA de 5 etapas (LNA5) con una ganancia nominal de 29 dB y figura de ruido de 3 dB entre 70 GHz y 100 GHz, y de un detector con una sensibilidad de 15.000 mV/mW a 95 GHz (V1A).

Con respecto a la segunda alternativa, se dispone de un diseño de LNA pendiente de fabricar [6], que en una sola etapa cascodo proporciona 12 dB de ganancia y 2.5 dB de ruido a 97 GHz, con un ancho de banda entre 94 y 100 GHz. En este caso, se podrían emplear 3 MMIC en cascada para tener un nivel suficiente a la entrada del detector, dependiendo del balance de potencia. Para la realización del detector en híbrido, se dispone de dos tipos de diodos de Virginia Diodes [7], uno denominado “zero bias” y otro “single anode” en cuyo modelado se está trabajando [8].

En cuanto al ancho de banda, se ha tomado como referencia el valor propuesto en [2] de 4 GHz, centrados a 94 GHz para un radiómetro de tipo Dicke, operando en potencia total, incrementándolo en nuestro caso a 6 GHz para cubrir de 94 GHz a 100 GHz, centrados en 97 GHz. En cualquiera de las configuraciones, el ancho de banda se podría conformar con un filtro para el que se barajan varias posibilidades. La primera, empleando una estructura de líneas acopladas sobre un substrato en microstrip, con el mínimo espesor posible para evitar modos de substrato. Cabe, por otro lado, la posibilidad de no incorporar el filtro y dejar la selectividad en frecuencia al perfil de los amplificadores para tener un mayor ancho de banda y menos tiempo de medida. El ensamblaje del conjunto requerirá el mecanizado de un canal que garantice una frecuencia de corte de los modos guiados por encima de la banda de frecuencias de trabajo. También serán precisas transiciones de guía de onda WR10 a microstrip. Se presentarán detalles del desarrollo de ambas implementaciones y los resultados previstos mediante simulación.

II. MMICS EN BANDA W

Son muy escasas las tecnologías MMICs que pueden operar en banda W accesibles comercialmente, tanto a nivel de diseñador, como de producto terminado. En el primer caso, se han hecho dos diseños propios con la Fundación OMMIC, uno de un LNA [6] y otro de un amplificador de media potencia [9], de los que aún no se dispone por la demora en el acuerdo con la Fundación.

Se trata de tecnologías basada en AsGa, la primera con transistores metamórficos con un alto contenido de In, denominada D007IH y más adecuada para bajo ruido, y la

segunda con menor contenido de In, capaz de manejar potencia mayores, denominada D01MH.

Con respecto a la compra de MMICs comerciales en esta banda, se han adquirido varias unidades de amplificadores de bajo ruido y detectores de HRL, que aparece como el proveedor más accesible. Para emplear el LNA de diseño propio, dado que se había diseñado una etapa sencilla cascado, se estima que como mínimo se requerirían tres etapas en cascada para excitar el detector. En la figura 1, se muestra la ganancia y el aislamiento previstos de la cadena de RF formada por tres LNAs.

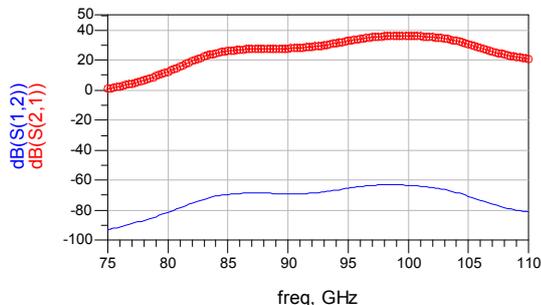


Fig. 1. Ganancia y aislamiento en dB previstos de la cadena de RF formada por tres LNAs de diseño propio

En la figura 2, se muestra la adaptación de entrada y de salida de dicha cadena de RF.

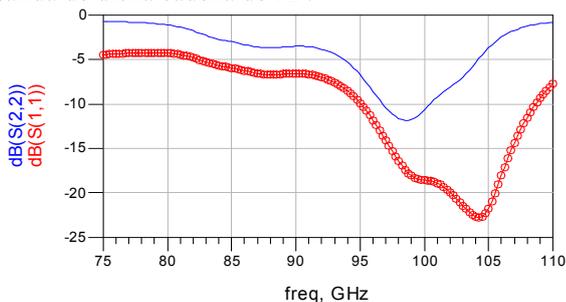


Fig. 2. Adaptación de entrada y de salida de la cadena de RF

En cuanto al filtro, se implementaría en Arlon CLT-XT de $\epsilon_r=2.7$, con el menor espesor disponible (5mils) para evitar modos plano-paralelos y con un grosor de metalización de Cu de 18 μm . Este filtro, deberá acomodarse, tras su implementación, en un canal en corte para frecuencias en la banda W, por lo que todo ello, requerirá una verificación de su diseño con un simulador 3D, denominado HFSS.

El empleo de los LNAs de diseño propio permitiría una figura de ruido de 2.5 dB en la banda (ver figura 3) a costa de menor ancho de banda.

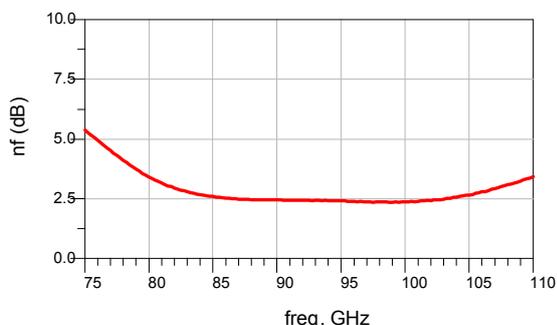


Fig. 3. Figura de ruido de la cadena de RF

HRL propone la combinación de su LNA modelo LNA5 y el detector V1A.

En la figura 4, se muestran valores típicos de ganancia y adaptación de este LNA. Se trata de un amplificador de

banda ancha con 5 etapas, que sin embargo proporciona una figura de ruido de 3 dB, mayor que el LNA propio.

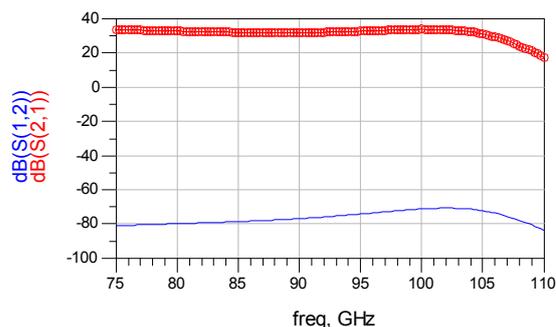


Fig. 4. Parámetros S_{21} y S_{12} en dB del LNA5 (HRL).

La adaptación de entrada y salida del LNA5 también muestra un perfil de banda ancha (figura 5).

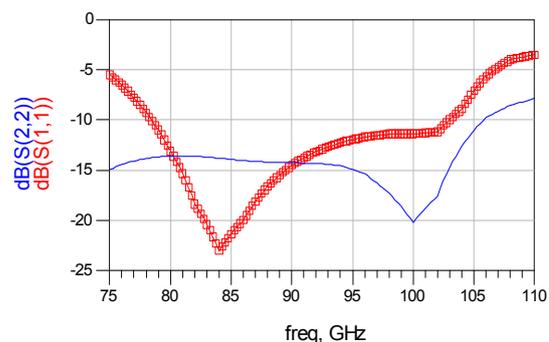


Fig. 5. Adaptación de entrada y salida del LNA5 (HRL).

La respuesta del detector en términos de sensibilidad en mV/mW para varias unidades, se muestra en la siguiente figura (6):

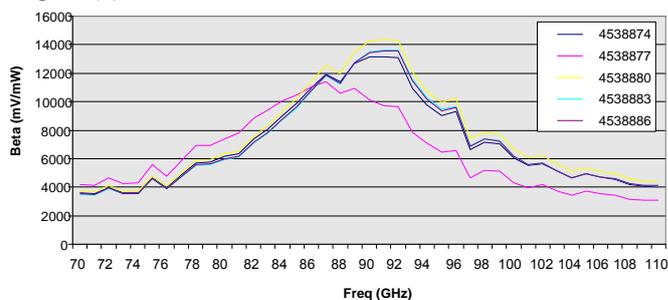


Fig. 6. Medidas de sensibilidad $-\beta-$ de 5 muestras del detector V1A (HRL) en mV/mW.

Para las simulaciones del sistema, el detector V1A se emula con un elemento denominado FDD (Modelo de dispositivo definido en el dominio de la frecuencia), que no contempla la compresión ni el umbral de detección. El detector tiene especificada su potencia máxima en -30 dBm. Se trata, por tanto, de un modelo "lineal" del detector.

III. FIGURAS DE MERITO Y PROCEDIMIENTO DE SIMULACIÓN

Como radiómetro, interesa determinar el ancho de banda efectivo de ruido, dado por la ecuación (1).

$$BW_{eff} = \frac{\left[\int G(f) df \right]^2}{\int G^2(f) df} \quad (1)$$

Teniendo en cuenta que la ganancia a evaluar en función de la frecuencia no es estrictamente una ganancia de RF respecto a RF, sino de DC respecto a RF debido a la conversión del detector, será preciso reescribir (1) en términos del voltaje detectado a la salida, cuando se aplica en la entrada un tono a una frecuencia determinada, que se irá variando en la banda de interés. El resultado es la expresión (2)[10], en la que se tiene en cuenta el número de tonos del barrido, N , y el incremento de frecuencia entre ellos, Δf , así como el “Offset” de la salida, V_{outoff} :

$$BW_{eff} = \Delta f \cdot \left(\frac{N}{N+1} \right) \cdot \frac{\left(\sum_{i=1}^N V_{out}(f_i) - V_{outoff} \right)^2}{\sum_{i=1}^N (V_{out}(f_i) - V_{outoff})^2} \quad (2)$$

La operación real del radiómetro se produciría con una señal de entrada de ruido en banda ancha, cuya potencia dependerá de la temperatura de ruido de la carga de entrada. Para intentar emular dicho modo de operación con simulaciones en el dominio de la frecuencia se propone realizar el barrido en frecuencia de un tono “equivalente”. Se hace un primer barrido en balance armónico con una potencia aproximada para estimar el ancho de banda efectivo de ruido en esas condiciones, y luego este resultado, junto con los valores de temperatura equivalente de ruido del sistema, T_e y temperatura de la carga de entrada, T_a , se usan para calcular la potencia que debería tener el tono equivalente al ruido en banda ancha, como se muestra en la expresión (4):

$$P_{Tono} = K \cdot (T_a + T_e) BW_{eff} \quad (3)$$

Finalmente, esa potencia se barre en la banda, concentrada en cada frecuencia, para tener aproximadamente la misma compresión que en operación real. Por ese motivo, el voltaje de DC de salida se estima como un promedio (4):

$$V_{outDC} = \overline{V_{out}(f_i)} \quad i:1\dots N \quad (4)$$

IV. CONFIGURACIÓN DEL SISTEMA RECEPTOR EN POTENCIA TOTAL

Se van a evaluar en un primer abordaje tres posibles configuraciones del sistema receptor en potencia total:

- 1- LNA5 y el detector V1A de HRL, sin filtro.
- 2- Mismos elementos más el filtro microstrip intermedio.
- 3- Tres etapas LNAs de diseño propio más el detector de HRL.

Comparando las respuestas DC versus frecuencia, se aprecia la diferencia entre las figuras 7 y 8, debido a la inclusión del filtro entre el LNA5 y el detector V1A. En términos de ancho de banda efectivo, la diferencia se traduce en una reducción del ancho de banda de 15.9 a 7.7 GHz. En la figura 9, se obtiene la característica DC-frecuencia, en este caso, con los LNAs de diseño propio. Es un diseño para la banda específica entre 94 y 100 GHz, comparado con el diseño banda ancha de propósito general del LNA5, por tanto, el perfil es intermedio entre los dos anteriores, también en cuanto a ancho de banda. Hay que recordar que el detector es el mismo en todos los casos.

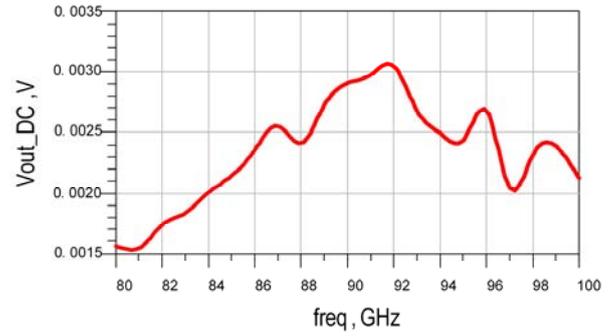


Fig. 7. Respuesta en DC para la configuración 1



Fig. 8. Respuesta en DC para la configuración 2

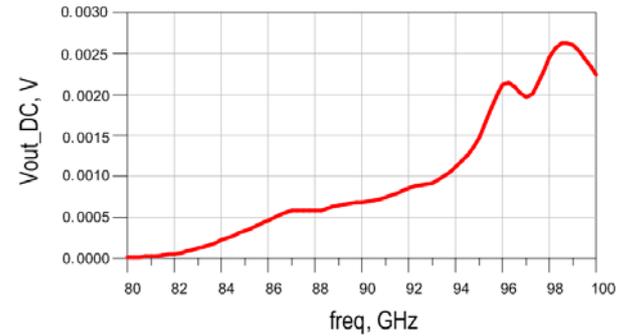


Fig. 9. Respuesta en DC para la configuración 3

En la Tabla 1, se resumen los resultados de las simulaciones con 298 K a la entrada.

Configuración	BW_{eff} (GHz)	P_{in} eq. (dBm)	V_{out} DC (mV)
LNA5+V1A	15.92	-68.89	2.350
LNA5+V1A+filtro	7.690	-65.64	1.665
3 x LNA [4]+V1A	11.547	-70.78	0.940

Tabla 1. Resultados de las simulaciones con $T_{in}=298$ K

Para evaluar la capacidad de contraste, se repiten las simulaciones incrementando la temperatura de 298 K a 309 K, lo que representa el salto entre la temperatura ambiente y el cuerpo humano. En la Tabla 2, se resumen los resultados con una temperatura de entrada de 309 K.

Configuración	BW_{eff} (GHz)	P_{in} eq. (dBm)	V_{out} DC (mV)
LNA5+V1A	15.92	-68.81	2.397
LNA5+V1A+filtro	7.69	-65.62	1.671
3 x LNA [4]+V1A	11.547	-70.69	0.960

Tabla 2. Resultados de las simulaciones con $T_{in}=309$ K

En términos de sensibilidad incremental del voltaje de salida frente a cambios en la temperatura de entrada, la comparativa mostraría los valores más altos para la configuración 1, con el LNA banda ancha y sin filtros, como se puede apreciar en la Tabla 3.

Configuración	BW _{eff} (GHz)	Sens. (μV/K)
LNA5+V1A	15.92	4.270
LNA5+V1A+filtro	7.69	0.545
3 x LNA [4]+V1A	11.547	1.818

Tabla 3. Resultados de sensibilidad incremental

V. IMPLEMENTACIÓN

En estas primeras estimaciones, se ha trabajado con los parámetros de Scattering previstos y de ruido de los MMICs dados por el fabricante o de simulaciones, y con la característica de sensibilidad del detector V1A de HRL. En el caso del ruido del LNA5, se disponía de un único valor, sin información de su dependencia con la frecuencia. Tampoco se disponía de datos para evaluar la linealidad del detector. Un análisis más detallado, deberá incluir estos aspectos, así como los efectos de las transiciones guía-microstrip y el conexionado mediante líneas microstrip, hilos de “bonding”, montaje en cavidades en corte, etc.

En particular, para la transición de guía de onda WR10 a microstrip se considera una estructura de plano E [11], que presentaría unas pérdidas de 0.177 dB a tener en cuenta y, por tanto, incorporar en el balance de potencias del radiómetro.

La transición ha sido analizada empleando la simulación EM 3D del programa Ansoft HFSS. En el diseño existen varios parámetros críticos, entre los que destacan la distancia entre la microstrip y la terminación en corto (“backsort”) de la guía de onda, así como las dimensiones de la sonda que penetra en la guía, entre otros.

En la figura 10, se muestran las pérdidas y la buena adaptación de la transición que ronda en torno a los -23dB entre los 95 y 100 GHz, mejorando incluso, alrededor de estas frecuencias.

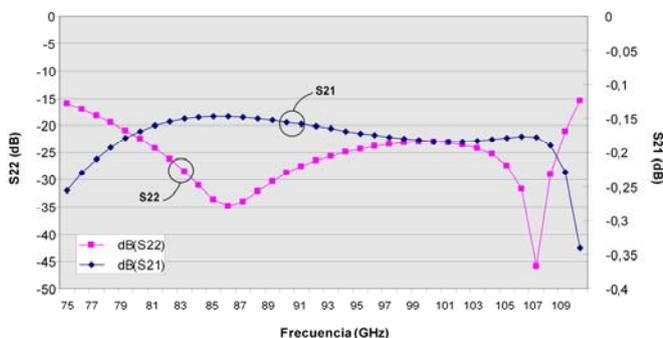


Fig. 10. Parámetros S₂₁ y S₂₂ de la transición guía de onda - microstrip

En cuanto al filtro paso banda, se ha diseñado en el programa Advanced Design System (ADS), una estructura de líneas acopladas de 6 etapas y se han obtenido los parámetros S que se muestran en la figura 11.

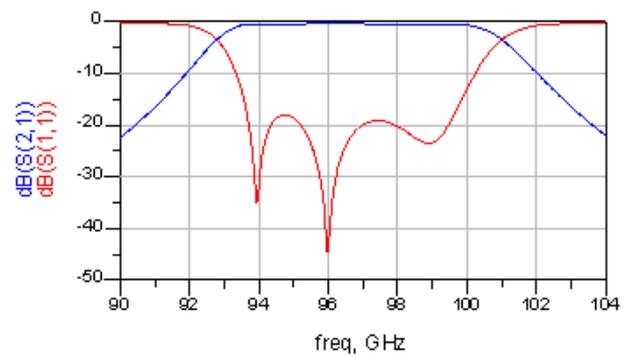


Fig. 11. Parámetros S₁₁ y S₂₁ del Filtro Paso Banda

VI. CONCLUSIONES

Se han presentado las simulaciones preliminares para el diseño de un radiómetro de potencia total en banda W. Los valores de sensibilidad, hacen más recomendable una configuración en banda ancha y apuntan a la importancia de la calidad (bajo ruido) de la amplificación de la salida en DC y baja frecuencia. Se han presentado algunos elementos de la implementación física, como la transición guía de onda-microstrip, que, dado lo elevado de las frecuencias en juego, resultarán críticos para obtener un funcionamiento óptimo.

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.

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. H'agelen, 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
- [3] John D. Kraus, *Radio Astronomy*, 2nd ed., Powell, Ohio, USA, Cygnus-Quasar Books, 1986.
- [4] P.de Paco, A Tazón, O. Menéndez, J.P. Pascual, J. Parrón, T. Fernández, G. Junkin, J. Gutiérrez, K. Zeljami, *Sub-millimeter wave receivers*. URSI 2010.
- [5] http://www.hrl.com/pages/caps_mmics.html
- [6] M. Arias, L. de la Fuente, J.P. Pascual y A. Tazón, *Amplificador MHEMT Cascodo de Bajo Ruido a 100 GHz*. URSI 2009
- [7] <http://www.virginadiodes.com/>
- [8] K. Zeljami, T. Fernández, J.P. Pascual, A. Tazón, M. Boussouis. *Modelado de Diodos Schottky para Aplicaciones a frecuencias de Terahercios*. URSI 2010.
- [9] M. Arias, L. de la Fuente, J.P. Pascual y A. Tazón, *Diseño de un Amplificador MHEMT de Media Potencia a 94-100 GHz*. URSI 2009.
- [10] B. Aja, J.P. Pascual, L. de la Fuente, M. Detratti, E. Artal, A. Mediavilla, P. de Paco, L. Pradell. “Planck-LFI 44-GHz Back End Module”, *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems* Vol. 41, No. 4 October 2005.
- [11] X. Ma, R. Xu, *A Broadband W-band E-plan Waveguide-to-Microstrip Probe Transition*. IEEE (2008)