

Detector basado en diodo Schottky en la banda de 35 a 47 GHz

Enrique Villa, Beatriz Aja, Luisa de la Fuente, Eduardo Artal

villae@unican.es, ajab@unican.es, fuenterm@unican.es, artale@unican.es

Dpto. Ingeniería de Comunicaciones. Universidad de Cantabria

Edificio I+D+i Telecomunicaciones, Plaza de la Ciencia s/n, 39005 Santander.

Abstract- This work shows the design and experimental results of a square-law hybrid detector using a Schottky diode. The design is intended to cover the frequency band 35-47 GHz. The circuit is based on the use of a low effective potential barrier GaAs Schottky diode. Experimental results show a good performance in terms of voltage sensitivity and return loss in a wide frequency range at Q-band: a sensitivity of around 1100 mV/mW for an input power of -30 dBm, return loss better than -12 dB, and an input power for 1 dB sensitivity compression of around -14 dBm.

I. INTRODUCCIÓN

Los sistemas de comunicaciones están basados en un sistema transmisor y otro receptor entre los que la información fluye. Muchos de estos sistemas receptores están basados en la utilización de detectores para procesar la información. En el caso concreto de la radioastronomía, los receptores, en las diferentes configuraciones posibles para los mismos [1], [2], utilizan a su salida detectores basados en diodos Schottky para convertir la señal recibida en una señal de baja frecuencia, mediante una transformación no lineal en respuesta cuadrática, cuyo valor es proporcional a la varianza de ruido a su entrada.

En nuestro caso, el detector a diodo formará parte de un radiómetro basado en un esquema diferencial que tendrá como objeto el estudio de la física del universo a partir de datos de la caracterización de la radiación del Fondo Cósmico de Microondas (CMB). Los datos analizados tendrán como base el experimento QUIJOTE [3], [4] en sus fases I y II, y se desarrollará un nuevo instrumento a la frecuencia central de 41 GHz bajo el proyecto 'Exploring the Physics of Inflation' (EPI). Los receptores diseñados para estos nuevos proyectos siguen esquemas similares a los utilizados en las misiones anteriores, que a su vez están basados en el utilizado en la misión espacial Planck [5], pero a diferencia de este último, se tratará de un experimento basado en estación terrena.

El proyecto EPI cubrirá la banda de frecuencia de 35 a 47 GHz (frecuencia central 41 GHz), lo que supone, junto con el proyecto QUIJOTE, completar el estudio de la radiación de fondo cósmico de microondas en un rango de frecuencias desde los 10 hasta 47 GHz, y que viene limitada por la frecuencia de absorción atmosférica del oxígeno en la cercanía de los 50 GHz y que impediría obtener resultados correctos.

En el siguiente apartado se describe la fase de diseño, previa caracterización del diodo utilizado para ajustar de modo más preciso el modelo suministrado por el fabricante.

En los apartados III y IV se detallan el montaje y caracterización del para finalizar con unas breves conclusiones.

II. DISEÑO

El diseño del detector se basa en la utilización de un diodo Schottky como elemento activo. El diodo rectifica la potencia de la señal de entrada, generando a su salida una señal de voltaje, cuya polaridad dependerá de la conexión de los terminales del diodo, de amplitud proporcional a dicha potencia. La conversión de potencia de entrada de radiofrecuencia a tensión de salida sigue una ley cuadrática para niveles de señal suficientemente bajos, para los que la típica característica exponencial de la corriente respecto a la tensión, de la unión rectificadora del diodo, se puede aproximar por un polinomio de segundo orden. Para niveles de señal de entrada más altos se produce la compresión y finalmente la saturación de la conversión.

El diseño utiliza tecnología híbrida, mediante el uso de líneas microstrip y un diodo Schottky en encapsulado tipo beam-lead. Esta configuración se utiliza debido a la sencilla integración del diodo en el circuito microstrip, sin necesidad de recurrir a otros tipos de tecnologías que podrían encarecer los costes de diseño y fabricación.

En este tipo de detectores se pueden utilizar tanto dispositivos que necesiten tensión de polarización (diodos barrera alta) como los que no la requieren (barrera baja), con lo cual el abanico de opciones para el diodo es muy amplio. La opción aquí escogida es la utilización de un diodo de baja barrera de potencial, lo cual simplifica el diseño, ya que no es necesario polarizarlo. Además en el caso concreto de la fabricación de un número alto de receptores, hace que el diseño que aquí se presenta sea adecuado para este tipo de aplicaciones. Aún así, y con pretensiones de estudiar su funcionamiento en criogenia, el detector diseñado también tiene la posibilidad de aplicarle una tensión de alimentación al diodo.

Las especificaciones que rigen el diseño vienen definidas por el rango de frecuencias mínimo a cubrir: de 35 a 47 GHz. En este amplio margen el detector debe presentar una buena adaptación de entrada (umbral en $|S_{11}| < -10$ dB) y una respuesta en banda lo más plana posible en sensibilidad y de un valor cercano a 1000 mV/mW.

A. Diodo Schottky

Como se ha comentado en párrafos anteriores, se ha decidido la utilización de diodos con baja barrera de potencial para evitar la necesidad de polarizar el dispositivo.

De esta manera se ha seleccionado un dispositivo capaz de trabajar bajo condición de ‘zero-bias’.

Se decide la utilización de un diodo de arseniuro de galio (AsGa), frente a otras opciones como silicio (Si), debido a su mayor movilidad electrónica frente a otros semiconductores que le hace óptimo para la detección en alta frecuencia, y por los bajos valores de barrera de potencial que permite conseguir [6].

El diodo seleccionado es el HSCH-9161 de Agilent Technologies. Se trata de un dispositivo zero-bias de AsGa válido hasta frecuencias de 110 GHz, en tecnología beam-lead y que puede ser utilizado en aplicaciones que se requieran bajo o medio potencial de barrera. En la Fig. 1 se puede observar el aspecto del diodo, ya montado en el circuito del detector.

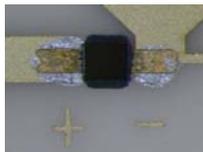


Fig. 1. Vista del cuerpo del diodo.

Para el correcto diseño del detector, se ha caracterizado el dispositivo con el objeto de ajustar de manera más precisa el modelo del diodo que da el fabricante. En la Fig. 2 se muestra el modelo no lineal del diodo que se ha utilizado para el diseño, donde se muestran los elementos parásitos del encapsulado (L_s - C_p) y la unión P-N. Como modelo básico de la unión P-N se considera el esquema de la Fig. 2.b), donde se tiene los elementos no lineales (C_j - R_j) y la resistencia de pérdidas, considerada lineal en el rango de trabajo del detector.

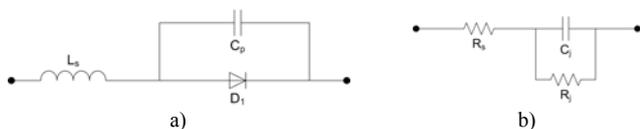


Fig. 2. Esquema eléctrico equivalente del diodo: a) modelo no lineal; b) modelo unión P-N.

En la Fig. 3 se presenta la medida del coeficiente de reflexión de entrada del diodo, y el ajuste de su modelo. La medida se ha realizado con el diodo en transmisión. La curva azul muestra la medida realizada en la estación de sondas coplanares para una potencia de -30 dBm. Se ha seleccionado esta potencia, ya que sería la estimada de entrada al detector. La traza en color rojo es del modelo de la Fig. 2 ajustado a la medida.

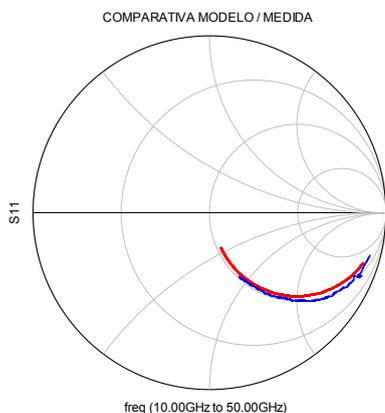


Fig. 3. Medida del coeficiente de reflexión de entrada del diodo (traza azul) y ajuste del modelo (traza roja).

En la Tabla 1 se muestran los valores típicos para el modelo pequeña señal del diodo según el fabricante comparado con el ajuste realizado de las medidas. El modelo no lineal responde a un modelo SPICE de unión PN [7] que se rige por (1). La corriente de saturación I_s tiene el valor de 12 μ A y el factor de idealidad $n=1.5$.

$$I_D = I_s \cdot \left(e^{\frac{qV_D}{nKT}} - 1 \right) \quad (1)$$

Parámetro	Modelo fabricante	Modelo de medida
L_s (nH)	0.3	0.125
R_s (Ω)	20	10
C_p (pF)	0.011	0.0336
C_j (pF)	0.035	0.0189
R_j (k Ω)	3	3.1

Tabla 1. Valores comparados entre modelo del fabricante y el obtenido a través de medida.

B. Red de entrada

Dada la impedancia que presenta el diodo, que no es próxima a 50 Ohm, se hace necesario el diseño de una red de adaptación. Debido al rango de frecuencias que se desea cubrir, dicha red debe tener un funcionamiento de banda ancha.

Esta red está basada en la utilización de líneas resistivas, para conseguir un funcionamiento de banda ancha, y simultáneamente conseguir una respuesta de la sensibilidad plana con la frecuencia.

La topología escogida para esta red es la combinación de líneas microstrip y líneas resistivas, implementadas a través de resistencias tipo capa resistiva (‘thin film’) con paso a masa. En la Fig. 4 se observa el esquema utilizado para la red de entrada con las líneas microstrip de acceso y las líneas resistivas (en sombreado sólido).

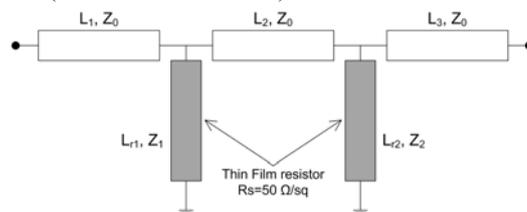


Fig. 4. Esquema eléctrico de la red de entrada.

Para evitar discontinuidades en las líneas microstrip, se ha decidido mantener el mismo valor de impedancia de los diferentes tramos, mientras que el valor de impedancia de las líneas resistivas sí que ha sido modificado con objeto de obtener la mejor respuesta posible tanto en adaptación de entrada como en la respuesta en sensibilidad de detector.

La utilización de este tipo de resistencias con pasos a masas introduce la ventaja de proporcionar el retorno de la corriente continua rectificadora por el diodo.

C. Detector

El diseño completo del detector supone un compromiso entre la sensibilidad obtenida y la adaptación a la entrada del circuito. A partir del modelo del diodo, ajustado a partir de medidas, se optimiza la red de entrada del detector para obtener unas pérdidas de retorno mejores que 10 dB y una sensibilidad de 1000 mV/mW en la banda de 35 a 47 GHz.

La red de salida del detector está formada por un cortocircuito virtual en la banda de interés, que actúa como

una masa virtual en radiofrecuencia para el cátodo del diodo. Dicha masa virtual se realiza con el conjunto de dos stubs radiales, desplazados ligeramente en frecuencia uno del otro con objeto de asegurar el efecto en radiofrecuencia en toda la banda de interés. A su salida se añade un filtro paso bajo RC que delimita el ancho de banda de video a la salida del detector.

En la Fig. 5 se muestra el esquema completo del detector, con el filtro R_f-C_f conectado al cátodo del diodo.

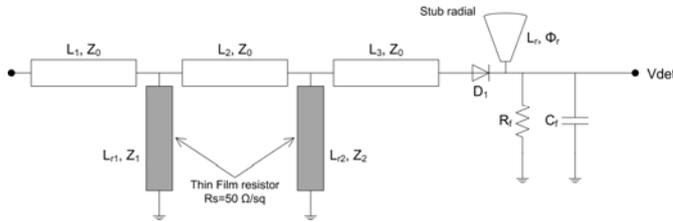


Fig. 5. Esquema eléctrico del detector.

D. Simulación

La simulación del circuito se ha llevado a cabo con el software ADS de Agilent, combinando las simulaciones en esquema eléctrico con las simulaciones con Momentum de las redes pasivas.

Tras la optimización de las diferentes redes, la respuesta esperada del circuito se muestra, en términos de adaptación, en la Fig. 6 y en la Fig. 7 su sensibilidad, definida como la relación entre el voltaje a la salida y la potencia de la señal de entrada. Estos resultados responden a la inserción de la simulación electromagnética con Momentum de las redes resistivas de entrada y de la red de salida del diodo en la simulación no lineal de balance armónico.

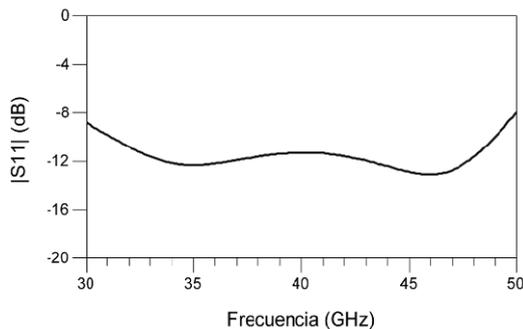


Fig. 6. Pérdidas de retorno del detector simuladas.

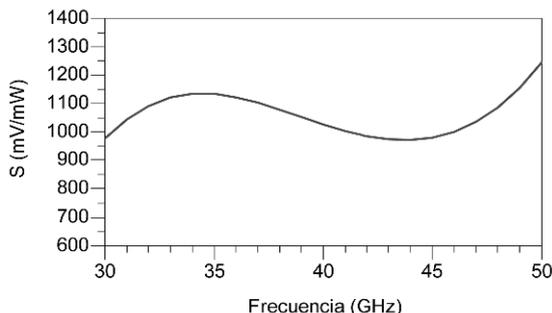


Fig. 7. Sensibilidad del detector simulada.

III. MONTAJE

El detector se ha fabricado en sustrato de alúmina con las siguientes características: grosor 0.254 mm, constante dieléctrica relativa $\epsilon_r = 9.9$, tangente de pérdidas 0.0001, grosor de la metalización de oro $t = 3.5 \mu\text{m}$ con una

conductividad de valor $\sigma = 4.1\text{e}+07 \text{ S/m}$. Este sustrato presenta una capa resistiva que nos permitirá hacer el grabado de las líneas resistivas diseñadas para la red de entrada del detector. Esta capa está basada en nitruro de tántalo (Ta_2N), cuya resistividad es de $50 \pm 20 \% \Omega/\text{cuadro}$. El filtro paso bajo de salida ha sido implementado mediante dispositivos de montaje superficial SMD. En la Fig. 8 se muestra una fotografía del detector con todos los dispositivos montados.



Fig. 8. Fotografía del detector con los dispositivos montados sobre el sustrato de alúmina.

En la figura pueden verse las redes resistivas, de color gris, que conforman la red de entrada, y los dos stubs radiales que realizan la masa virtual de radiofrecuencia.

Con motivo de su medida y ya que se ha diseñado el circuito con entrada en línea microstrip, se ha añadido una transición coplanar-microstrip a la entrada del circuito.

IV. RESULTADOS EXPERIMENTALES

La caracterización del detector se ha llevado a cabo en la estación de sondas coplanares. El primer parámetro medido ha sido la adaptación de entrada del detector. Para ello se utiliza el PNA E8364A de Agilent, y se calibra con una potencia de $P = -30 \text{ dBm}$. En la Fig. 9 se presenta el resultado medido del módulo del coeficiente de reflexión, que es mejor que -12 dB en toda la banda de interés.

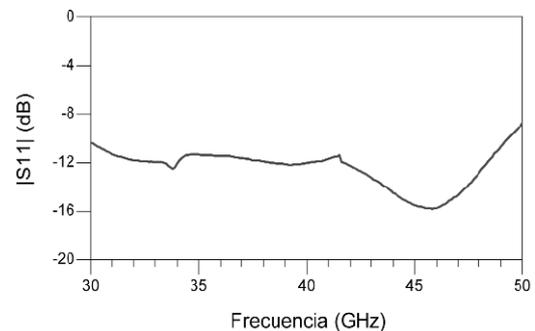


Fig. 9. Medida de la adaptación de entrada del detector.

A continuación se realiza la medida de la tensión detectada a la salida del circuito con diferentes barridos, con motivo de caracterizar su sensibilidad frente a la frecuencia y, por otro lado, estimar el rango dinámico del detector.

La sensibilidad del detector se caracteriza con un barrido en frecuencia, definido en cada caso para un valor de potencia de la señal de entrada. En condiciones normales de funcionamiento integrado en el sistema, se estima que la potencia de entrada al detector será de -30 dBm aproximadamente, aunque se ha caracterizado también la respuesta del circuito para otros valores de potencias (-25 dBm y -20 dBm). En la Fig. 10 se muestran las tres medidas de sensibilidad del detector para los distintos valores de potencia de entrada. La medida se ha realizado con un generador de señal 83650B de Agilent y se han corregido las pérdidas hasta la entrada al detector. Esto hace que la

potencia de entrada al detector para todas las frecuencias no sea exactamente la misma.

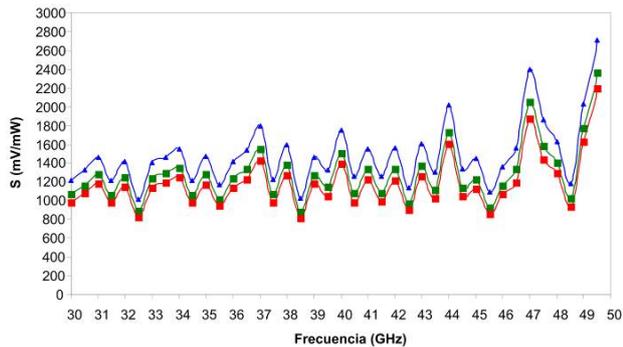


Fig. 10. Sensibilidad frente a frecuencia: traza azul $P_{in}=-30$ dBm, traza verde $P_{in}=-25$ dBm, traza rojo $P_{in}=-20$ dBm.

El rango dinámico del detector viene definido por el margen de potencias para las cuales el detector mantiene un funcionamiento en régimen cuadrático. Existe un límite inferior en el cual la potencia de la señal de entrada es tan baja que a la salida del detector no se genera un valor de tensión discernible del propio ruido generado en el detector. De la misma manera, existe un límite superior de la potencia de la señal de entrada para el cual el detector deja de trabajar en zona cuadrática, en donde la tensión de salida ya no es proporcional al cuadrado de la tensión de la señal de entrada. Para obtener estas respuestas se han realizado barridos de la potencia de la señal de entrada, midiendo en cada caso la tensión detectada (Fig. 11) realizando el barrido para tres frecuencias de interés (inicio, central y fin de la banda). De estas curvas de tensión frente a potencia de entrada, se puede obtener el valor de la potencia para el cual el detector comprime, definiéndolo como el valor de 1 dB de compresión (Fig. 12). Para ello se convierte la tensión detectada a valor logarítmico.

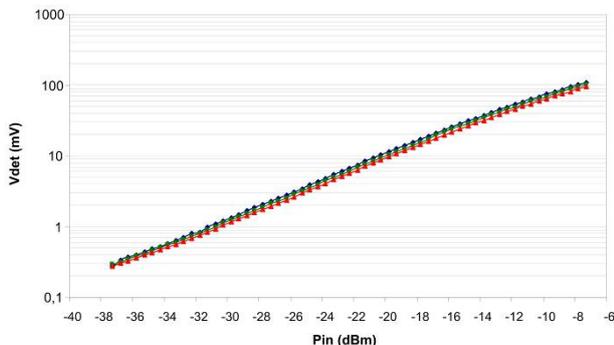


Fig. 11. Tensión detectada a la salida frente a potencia de entrada: a 35 GHz traza azul, a 41 GHz traza verde, a 47 GHz traza roja.

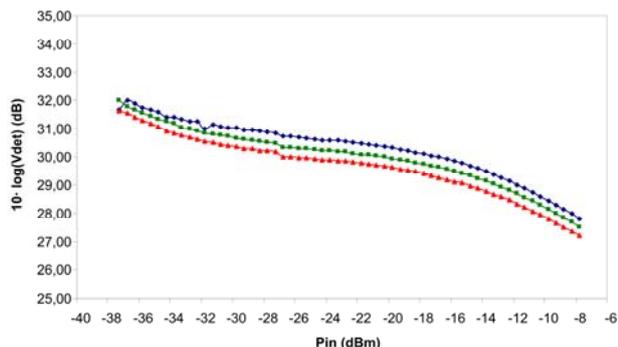


Fig. 12. Compresión de la tensión de salida respecto a la potencia de entrada: a 35 GHz traza azul, a 41 GHz traza verde, a 47 GHz traza roja.

En la Tabla 2 se presentan los valores aproximados de potencia de entrada para los cuales la tensión de salida ha comprimido 1 dB, obtenidos a través de los resultados mostrados en la Fig. 12. Se puede observar que los valores obtenidos para las tres frecuencias son prácticamente coincidentes.

Frec (GHz)	P_{in} (dBm)
35	-14.26
41	-14.26
47	-14.76

Tabla 2. Punto de compresión 1 dB en frecuencias de interés.

V. CONCLUSIONES

Se ha diseñado un detector a diodo Schottky que trabaja en el rango de frecuencias de 35-47 GHz para un proyecto de radioastronomía. Como diodo se ha utilizado un dispositivo Schottky de AsGa como semiconductor de barrera baja, evitando así la necesidad de polarizarlo. Los resultados obtenidos muestran una sensibilidad media de 1100 ± 120 mV/mW en función de la frecuencia en toda la banda de interés con una adaptación de entrada mejor de -12 dB. El margen dinámico presenta un límite superior de aproximadamente -14 dBm de potencia de entrada en el punto de 1 dB de compresión.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por el Ministerio de Ciencia e Innovación bajo el proyecto AYA2010-21766-C03-03 y el programa CONSOLIDER-INGENIO 2010 referencia CSD2010-00064.

Los autores agradecen a Ana Pérez y Eva Cuerno por la dedicación y esfuerzo en el montaje del circuito.

REFERENCIAS

- [1] Kraus, J.D.: 'Radioastronomy' (Cygnus-Quasar Books, 1986), Chap.7.
- [2] M.E. Tiuri, "Radio Astronomy Receivers", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, pp. 930-938, Dec. 1964.
- [3] J. A. Rubiño-Martín *et al.*, "The QUIJOTE CMB experiment," in *Highlights of Spanish Astrophysics V, Astrophysics and Space Science Proceedings*. New York: Springer, 2010, pt. 3, pp. 127-135.
- [4] J.L. Cano, E. Villa, B. Aja, E. Artal, L. de la Fuente, R. Watson, E. Blackhurst, J. Edgley, C. Baines, "The Ka-band receiver for the QUIJOTE experiment", in *Proc. 41st European Microwave Conference*, 10-13 Oct., Manchester, 2011.
- [5] B. Aja, E. Artal, L. de la Fuente, J.P. Pascual, A. Mediavilla, N. Roddis, D. Kettle, F. Winder, L. Pradell, P. de Paco, "Very Low-Noise Differential Radiometer at 30 GHz for the PLANCK LFI", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 53, No. 6, pp. 2050-2062, June 2005.
- [6] Miranda J.M, Sebastián J. L. Sierra M., Margineda J., "Ingeniería de Microondas - Técnicas experimentales", Prentice Hall 2002.
- [7] Nagel L.W., "SPICE 2: A computer program to simulate semiconductor devices", Electronics Research Laboratory, University of California, Berkeley, CA 94720, 1975.