

# Caracterización y Simulación de un Diodo Schottky de Microondas

L. Moreno-Pozas<sup>(1)</sup>, E. Durán-Valdeiglesias<sup>(1)</sup>, J.M. Ávila-Ruiz<sup>(1)</sup>, I. Molina-Fernández<sup>(1)</sup>.

lmp@ic.uma.es, edv@ic.uma.es, jmar@ic.uma.es, imf@ic.uma.es.

<sup>(1)</sup> Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones. Universidad de Málaga. Campus Teatinos s/n 29071 Málaga.

**Abstract-** Microwave diode models included in commercial simulators use a large set of parameters, so they are often difficult to set up in order to match the actual response of a specific device. In this paper a simple model for a zero-bias microwave Schottky diode is presented. Noise characteristics are determined by measurements and then incorporated to the large signal model offered by the manufacturer in the diode datasheet. Using this model a diode power detector in large signal operation is simulated with commercial software, achieving excellent agreement with the measurement results, both in terms of power sensitivity and noise spectrum.

## I. INTRODUCCIÓN

Una de las formas más sencillas de medir potencia a frecuencias de microondas es usar como detector un diodo funcionando en zona cuadrática. Los diodos más empleados para los detectores de ley cuadrática son los diodos túnel y los diodos Schottky [1, p.559].

En determinadas aplicaciones, las prestaciones del sistema completo son extremadamente sensibles respecto al rango dinámico de los detectores empleados. Por tanto, es imprescindible disponer de modelos de gran señal para los diodos que permitan de forma simultánea una caracterización precisa de la densidad espectral de potencia de ruido interno generado por los dispositivos.

En esta comunicación se propone un modelo de bloques sencillo basado en las ecuaciones matemáticas de los diodos Schottky, que reproduce correctamente el comportamiento de un diodo Schottky *Zero-Bias Beamlead* (Avago HSCH-9161) en gran señal. El modelo se plantea a partir de los parámetros más comunes de las hojas de características del fabricante y no necesita los numerosos parámetros empleados en los modelos más complejos incluidos en las librerías de los simuladores comerciales, parámetros a menudo desconocidos y difíciles de caracterizar en el laboratorio.

Para la obtención del modelo, se parte de los parámetros de la hoja de características [2], que se ajustan para que la medida de la curva característica I-V del diodo coincida con la ecuación teórica exponencial de los diodos Schottky.

Respecto al modelado del ruido, el fabricante no proporciona información alguna. Por tanto, es necesario caracterizar la generación interna de ruido. Debido a la aplicación en la que se pretende usar los detectores [3], resulta de especial relevancia obtener un modelo preciso de la densidad espectral de potencia de ruido interno. El espectro de ruido debe incluir el ruido térmico, el ruido shot y el ruido flicker [1, pp.565-567]. Para ello, se mide el ruido del diodo bajo excitación DC siguiendo el método establecido en [4] y

se utilizan dichas medidas para configurar las fuentes de ruido que se emplean en el modelo. Para incluir en el modelo el comportamiento ruidoso del diodo bajo excitación RF, la configuración de las fuentes de ruido se ha hecho dependiente de la componente continua de la excitación del diodo.

Finalmente, el modelo propuesto se utiliza en el simulador comercial *Advanced Design System* (ADS) para estudiar la medida de ruido bajo excitación RF y comprobar el funcionamiento del modelo propuesto. Del estudio se concluye que para realizar la medida en la práctica es necesario utilizar un sistema de medida balanceado, con el objeto de eliminar el efecto del ruido de fase del generador de RF sobre la medida.

El documento se divide en dos grandes bloques: i) el modelo de gran señal y, ii) el modelo de ruido del diodo que se presentan en las secciones II y III respectivamente.

## II. MODELO DE GRAN SEÑAL

En este apartado se expone el ajuste realizado sobre los datos del fabricante [2] para que la medida de la curva característica del diodo coincida con la expresión teórica correspondiente. A partir de este ajuste, se simula la sensibilidad del diodo cuando trabaja como detector de potencia y se presentan los resultados obtenidos junto con las medidas realizadas.

### A. Ajuste de la curva característica

Un diodo Schottky se define a través de su curva característica,  $I = f(V)$ , habitualmente

$$I = I_s(e^{\alpha V} - 1), \quad (1)$$

Donde  $\alpha = \frac{q_e}{N \cdot k \cdot T}$ , siendo  $q_e$  la carga del electrón,  $N$  el factor de idealidad del diodo,  $k$  la constante de Boltzman y  $T$  la temperatura absoluta.

No obstante, el fabricante aconseja simular el diodo como dos diodos configurados en antiparalelo [2], con lo que la curva característica del diodo equivalente queda

$$I = I_1 - I_2 = I_{s1}(e^{\alpha_1 V_1} - 1) - I_{s2}(e^{\alpha_2 V_2} - 1). \quad (2)$$

El modelo circuital utilizado para implementar la ecuación (2) aparece enmarcado en línea discontinua naranja en la Fig. 1.  $I_1$  e  $I_2$  son las corrientes que atraviesan los diodos D1 y D2 respectivamente, y  $V_1$  y  $V_2$  son las tensiones que caen en las uniones ideales de cada diodo.

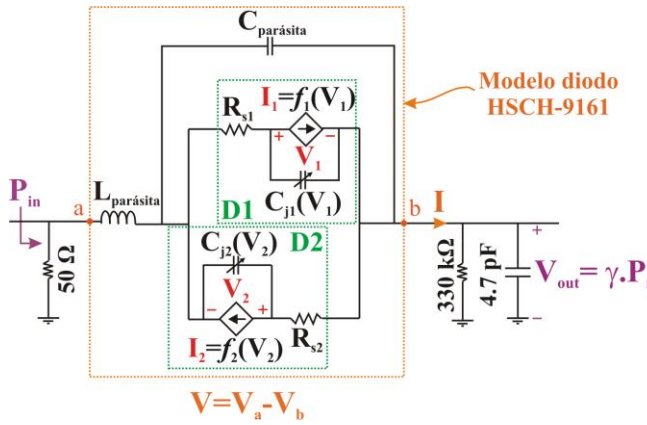


Fig. 1. Detector de potencia clásico con el modelo propuesto del diodo HSCH-9161 de Avago que se compone de dos diodos (D1 y D2) configurados en antiparalelo.

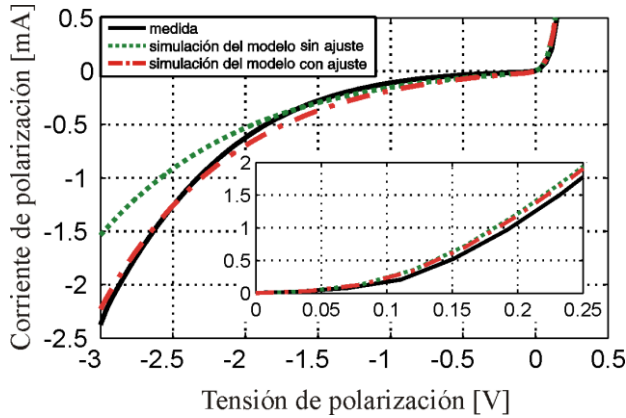


Fig. 2. Curvas características medida y simuladas del diodo. Se amplía la zona de interés donde se va a polarizar posteriormente el diodo.

En la Fig. 2 se muestra la comparativa entre la simulación utilizando el modelo propuesto utilizando los datos del fabricante (verde), y la medida del diodo (negro). Se observa cierta discrepancia entre ellas para tensiones menores a  $-2$  V. Tras realizar un ajuste del factor de idealidad de D2 de 40 a 35 [2], se consigue un ajuste mejor entre la simulación (roja) y medida (negra). La curva característica del diodo cuando está polarizado en directa no debe ajustarse y está insertada dentro de la gráfica de la Fig. 2. Como se explica en el apartado A de la sección III, este ajuste no se realiza para no perder precisión en la simulación de la sensibilidad del detector.

### B. Simulación del detector con alto bombeo de RF

En un detector cuadrático la tensión de salida ( $V_{out}$ ) es proporcional a la potencia de entrada ( $P_{in}$ ),

$$V_{out} = \gamma \cdot P_{in}, \quad (3)$$

donde  $\gamma$  es la sensibilidad del detector de potencia.

Esta relación sólo es válida para la zona cuadrática, es decir, para niveles de potencia pequeños. Para potencias más elevadas, el comportamiento tiende a ser el de un detector de envolvente, por lo que se establece una variación lineal entre la tensión detectada y la tensión de RF.

Para verificar el correcto funcionamiento del modelo de gran señal, se monta el detector de potencia clásico de la Fig. 1. El detector se monta sobre un sustrato RO4350B de 10 mils, usando tecnología *microstrip* de  $50 \Omega$ . Se elige la configuración en serie para el diodo, con resistencia de  $50 \Omega$

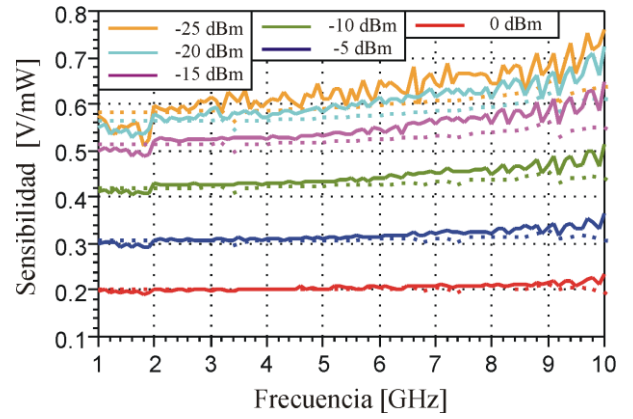


Fig. 3. Comparativa entre las medidas de sensibilidad (curvas continuas) y las simulaciones con balance armónico (curvas discontinuas) del detector clásico para distintas potencias de entrada de 1 a 10 GHz.

en paralelo a la entrada para asegurar adaptación, y filtrado RC ( $R = 330 \text{ k}\Omega$  y  $C = 4.7 \text{ pF}$ ) a la salida para eliminar los armónicos que genera el diodo cuando se excita con una señal de RF.

En la Fig. 3 se presenta la comparativa entre las sensibilidades simuladas (curvas discontinuas) y las medidas (curvas continuas) en el rango de frecuencias de 1 a 10 GHz para distintos valores de potencia. Debe destacarse que, en estas simulaciones, no ha sido necesario ajustar los parásitos del diodo, puesto que, como puede verse en la Fig. 3, utilizando los valores del fabricante, las simulaciones hasta 10 GHz y las medidas coinciden aceptablemente. Además, estos resultados se aproximan al valor típico de sensibilidad de  $0.5 \text{ V/mW}$  que indica el fabricante en régimen cuadrático [2].

Para potencias de entrada por debajo de  $-25 \text{ dBm}$ , el detector funciona en zona cuadrática. En efecto, para estas potencias, la curva de sensibilidad no varía y es igual a la de  $-25 \text{ dBm}$  de la Fig. 3, de ahí que no se hayan representado más curvas para potencias inferiores a  $-25 \text{ dBm}$ . Una vez que el detector se sale de su zona cuadrática ( $P_{in} > -25 \text{ dBm}$ ), su sensibilidad empieza a decrecer con la potencia de entrada, como puede observarse en la misma figura.

## III. MODELADO DE RUIDO

El ruido de un diodo Schottky se puede dividir en tres contribuciones principales [1, pp.565-567]: el ruido shot y el ruido flicker de la unión semiconductor, y el ruido térmico debido a la resistencia serie del diodo ( $R_s$ ). Los siguientes apartados presentan el método de incorporación del ruido flicker y el ruido shot al modelo para los dos tipos de excitación posibles (DC y RF), poniendo de manifiesto la necesidad de un sistema de medida balanceado para la medida del ruido del diodo bajo excitación de RF. La inclusión del ruido térmico no se desarrolla, puesto que es trivial.

### A. Ruido del diodo bajo excitación DC

Para ajustar el modelo de ruido del diodo, se propone utilizar dos generadores de ruido: un generador de ruido blanco para el ruido shot y un generador con característica  $1/f$  para ruido flicker. Las densidades espectrales de potencia (DEP) de las fuentes de ruido dependen de la corriente y tensión en los bornes del diodo ( $V$  e  $I$  en la Fig. 1). Con el montaje de la Fig. 4 se mide el ruido interno

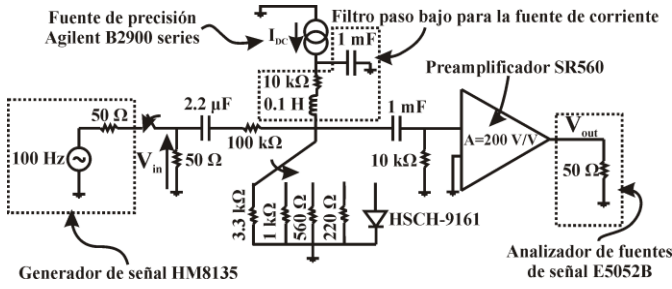


Fig. 4. Circuito para la medida de la ratio de temperatura de ruido del diodo.

del diodo en ausencia de RF para diferentes puntos de polarización [4]. El montaje de la Fig. 4 permite también medir la resistencia de vídeo,  $R_v$ , con lo que se calcula el exceso de temperatura de ruido,  $t$  (cociente entre la potencia de ruido del diodo y la potencia de ruido térmico de una resistencia igual a su resistencia de vídeo  $R_v$ ). Con los datos obtenidos se ajustan las características de las fuentes de ruido que se utilizan en el modelo. En la Fig. 5 se representa en trazo continuo las medidas del espectro de exceso de temperatura de ruido y con curva discontinua el espectro obtenido mediante la simulación en ADS, que utiliza el modelo propuesto para el diodo ajustando las fuentes de ruido según se propone a continuación.

El ruido flicker se ajusta a partir de las medidas del exceso de temperatura de ruido,  $t$ , con el polinomio de segundo orden que se muestra en la siguiente ecuación:

$$S_{I_{flicker}}(f) = \frac{a_2 \times I_{DC}^2 + a_1 \times I_{DC} + a_0}{f}, \quad (4)$$

donde  $a_2 = 3.54027 \times 10^{-13}$ ,  $a_1 = -1.46623 \times 10^{-18}$  y  $a_0 = 1.73478 \times 10^{-23}$ .

Hay que destacar que la corriente  $I_{DC}$  en (4) corresponde a la corriente de continua que atraviesa el diodo. Para este caso en el que no hay excitación de RF, la corriente de continua es igual a la corriente de polarización; pero esto no ocurre cuando la señal de RF está presente y el diodo traslada parte de la potencia de RF a la componente continua.

En las medidas realizadas que aparecen en la Fig. 5, se puede observar como por encima de la frecuencia de codo del ruido flicker (*corner frequency*,  $f_c \approx 300$  Hz), el espectro de ruido corresponde al del ruido shot, que coincide con el de ruido térmico de una resistencia igual a la resistencia de vídeo del diodo,  $R_v$ .

Así, la densidad espectral de la corriente de ruido térmico equivalente al ruido shot es

$$S_{I_{shot}}(f) = S_{I_{térmico}}(f) = \frac{4kT}{R_v}. \quad (5)$$

Para hallar la expresión de la resistencia equivalente del diodo en cada punto de polarización ( $V_0, I_0$ ), se utiliza la ecuación (2), relacionando la tensión en las uniones ( $V_1, V_2$ ) con la tensión del diodo ( $V$ ) a partir del modelo de la Fig. 1,

$$I = I_{s1}(e^{\alpha_1(V-I_1R_{s1})} - 1) - I_{s2}(e^{-\alpha_2(V+I_2R_{s2})} - 1). \quad (6)$$

Se justifica la realización de algunas simplificaciones ( $I_2R_{s2} \ll V$  e  $I_1 \approx I$ ), puesto que el factor de idealidad del diodo D2 es muy superior al del diodo D1 ( $N_2 = 35$  frente a  $N_1 = 1.2$ ), que se comprueban en simulación, quedando la ecuación característica del diodo

$$I \approx I_{s1}(e^{\alpha_1(V-IR_{s1})} - 1) - I_{s2}(e^{-\alpha_2V} - 1). \quad (7)$$

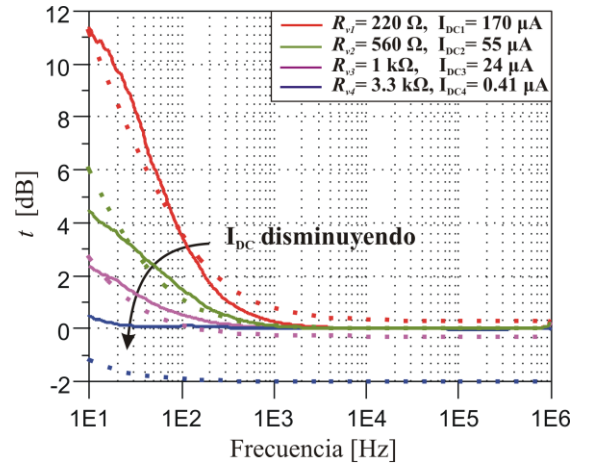


Fig. 5. Ratio de temperatura de ruido para 4 casos de polarización del diodo. Las medidas se representan con curvas continuas y las simulaciones con curvas discontinuas. La resistencia de vídeo medida para cada corriente de polarización se incluye en la leyenda.

La resistencia de vídeo es, por definición, la inversa de la derivada de la corriente en función de la tensión en el punto de polarización ( $V_0, I_0$ ), con lo que, derivando la ecuación (7) se obtiene

$$R_v = \left[ \left( \frac{dI}{dV} \right)^{-1} \right]_{(I_0, V_0)} = \frac{1 + \alpha_1 R_{s1} I_{s1} e^{\alpha_1(V_0 - I_0 R_{s1})}}{\alpha_1 I_{s1} e^{\alpha_1(V_0 - I_0 R_{s1})} + \alpha_2 I_{s2} e^{-\alpha_2 V_0}}. \quad (8)$$

Por tanto, el ruido shot equivalente se generará a partir de un ruido blanco gaussiano cuya DEP sea igual a (5), sustituyendo  $R_v$  por su expresión en (8). No obstante, se modifica (8) para que el ruido shot del diodo dependa de la tensión continua,  $V_{DC}$ , y de la corriente de continua,  $I_{DC}$ , como ocurre con el ruido flicker. Así, cuando se vaya a simular el detector con bombeo de RF, el ruido interno del diodo depende de la tensión total y de la corriente total de continua.

Las cuatro medidas (curvas continuas) que expone la Fig. 5 sobre el exceso de temperatura de ruido junto con sus simulaciones correspondientes (curvas discontinuas) manifiestan un ajuste excelente entre simulaciones y medidas para corrientes por encima de los 24  $\mu A$ . Para corrientes menores se observa un ajuste más pobre en la estimación del ruido shot puesto que la medida de la resistencia de vídeo con el diodo sin polarizar (*zero-bias*,  $V_0 = 0, I_0 = 0$ ) no coincide con la simulación. En efecto, observando la gráfica insertada de la Fig. 2 se comprueba como la curva medida tiene una pendiente menor que la curva simulada alrededor del punto *zero-bias*, por lo que la resistencia de vídeo medida es mayor que la resistencia simulada (se midió 3.3 k $\Omega$  frente a los 2.4 k $\Omega$  de la simulación). No obstante, si se intenta ajustar la curva característica en esta zona, la sensibilidad del detector se subestima.

### B. Ruido del diodo bajo excitación RF

Cuando se midió el ruido del diodo bajo excitación RF sinusoidal, la potencia de ruido a la salida del detector se incrementaba con la potencia de RF a la entrada. Se pudo observar como la sensibilidad PM, es decir, la tensión demodulada a la salida frente a la amplitud de la moduladora de fase de entrada, depende de la frecuencia de la moduladora, siguiendo una ley de tipo  $f_m^{0.95}$ , que corresponde al comportamiento de un discriminador de FM (de tipo  $f_m^1$ ) ligeramente amortiguado. La sensibilidad PM medida seguía

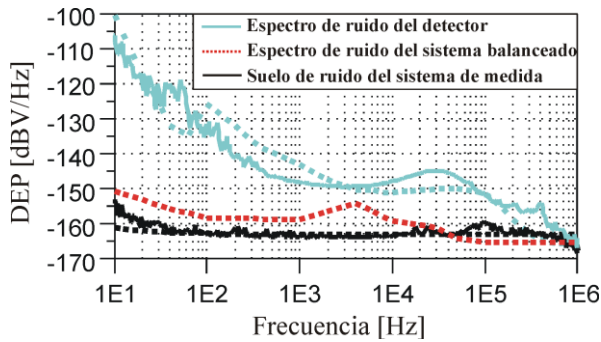


Fig. 6. Comparativa entre la simulación (curvas discontinuas) y la medida (curvas continuas) del espectro banda base de ruido del detector de potencia junto con la simulación del espectro de ruido de la estructura balanceada (en rojo), para una potencia de portadora de 0 dBm a 5 GHz a la entrada de los detectores.

una ley proporcional con la tensión de entrada puesto que el detector está fuera de su zona cuadrática. Esta demodulación del ruido de fase del oscilador de microondas enmascara el ruido interno del diodo bajo excitación RF imposibilitando su medida. En la Fig. 6, la simulación, con el ruido de fase del generador incorporado, predice rigurosamente este efecto de demodulación de fase que aparece en la medida.

Entonces, se deduce que el ruido de fase de la señal de RF se acopla a la continua y enmascara el ruido interno del diodo. Para contrarrestar este efecto, una posible solución puede ser utilizar una configuración balanceada, como se propone en [5]. Así, se elimina el problema de la demodulación del ruido de fase del generador puesto que el ruido de fase está correlado en las dos ramas y, por tanto, se cancela. Por su parte, el ruido interno de cada rama está incorrelado, con lo que se podría caracterizar el espectro de un detector si las dos ramas están completamente balanceadas. Se debería utilizar un chip monolítico en el cual estarían montados los dos diodos necesarios para la medida diferencial. Los diodos asegurarían una misma resistencia de vídeo con independencia de la polarización y de la temperatura. No obstante si, como ocurre en nuestro caso, no existe la posibilidad de conseguir dos diodos monolíticamente integrados, todavía sería esperable una reducción notable de la influencia del ruido de fase del generador al disponer de este tipo de estructura.

Se han realizado simulaciones de dicha configuración balanceada utilizando el esquema circuital de la Fig. 7, que se compone de: i) un divisor de potencia de tipo Wilkinson de 4 etapas, cuyas salidas se conectan cada una a un detector como el de la Fig. 1 y, ii) un restador realizado con el preamplificador de bajo nivel de ruido SR560 en modo diferencial.

La Fig. 6 también presenta los resultados de simulación del espectro de ruido de salida de la configuración balanceada, con bombeo de RF para una potencia de entrada al detector de 0 dBm (fuera de la zona cuadrática) y una frecuencia de 5 GHz. Se puede concluir, comparando las curvas cian y roja de la Fig. 7, que el ruido producido por el oscilador de microondas queda completamente eliminado si los diodos están completamente balanceados, ya que la configuración balanceada ofrece una DEP cercana al suelo de ruido simulado (curva negra discontinua) y medido (curva negra continua) de la instrumentación. Por tanto, se podría caracterizar así el ruido flicker y el ruido shot del diodo bajo excitación RF.

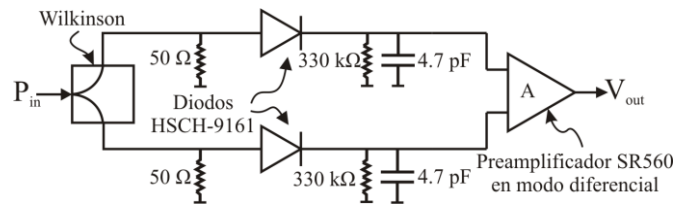


Fig. 7. Estructura balanceada para medir el ruido del diodo excitado con RF.

#### IV. CONCLUSIONES

En este trabajo se ha propuesto un modelo conceptualmente sencillo para poder simular el diodo Schottky comercial HSCH-9161 del fabricante Avago y así poder diseñar circuitos de microondas. No se ha pretendido realizar un modelo exhaustivo ya que no se han desarrollado técnicas de ajuste de parásitos, sino tener un modelo que se adecúe convenientemente a los resultados medidos. Los resultados obtenidos en simulación por el modelo propuesto en cuanto a su sensibilidad y a su espectro de ruido, cuando se incorpora a un detector de potencia, se ajustan de forma precisa a los resultados medidos. La caracterización del diodo bajo excitación RF será la línea futura de investigación a seguir ya que las simulaciones alientan a la construcción del prototipo balanceado propuesto.

#### AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por la Consejería de Economía, Innovación, Ciencia y Empleo de la Junta de Andalucía, mediante el proyecto P09-TIC-5268. Universidad de Málaga – Campus de Excelencia Internacional Andalucía Tech.

#### REFERENCIAS

- [1] I. Bahl and P. Bhartia, *Microwave Solid State Circuit Design*, 2nd ed. New York: Wiley, 2003.
- [2] Avago Technologies, “Zero Bias Beamlead Detector Diode,” HSCH9161 datasheet, 2005 [Revised June 2012].
- [3] J. Ávila-Ruiz, I. Molina-Fernández, E. Durán-Valdeiglesias, L. Moreno-Pozas, A. Moscoso-Mártir, and J. de-Oliva-Rubio, “Bucle Enganchado en Frecuencia para Reducción de Ruido de Fase en Osciladores de Microondas,” URSI Elche 2012.
- [4] Hewlett-Packard, Appl. Note 956-3.
- [5] Y. Anand, “Low-frequency noise in Schottky-barrier diodes,” *Proceedings of the IEEE*, Vol. 57, 855-856, 1969.