

Modelo de ruido de un diodo en avalanche

M.C. Maya, A. Lázaro, P.de Paco y L. Pradell

mcmaya@tsc.upc.es, lazaroo@tsc.upc.es, depaco@tsc.upc.es, pradell@tsc.upc.es

Depto. TSC, Universitat Politècnica de Catalunya, Campus Nord UPC, mòdul D-3, 08034 Barcelona

Abstract—A novel method for characterization an on-wafer avalanche noise diode ENR (Excess Noise Ratio) is presented. The characterisation is developed with the determination of its broadband noise circuit-model from S-parameters and noise powers measures, using conventional noise measurement equipment. Measured and computed ENR are compared up 40 GHz, showing enhanced accuracy.

1. INTRODUCCIÓN

En un sistema de medida de parámetros de ruido de dispositivos en oblea es deseable el uso de una fuente de ruido coplanar para calibrar el receptor del sistema de medida [1]. La fuente coplanar elimina el uso de adaptadores coaxial/guía-coplanar que se implementan para poder utilizar las fuentes de ruido comerciales de tipo coaxial o de guía de onda. De esta forma la degradación del ENR es mínima, además que se evita la calibración OSL (Open, Short, Load), necesaria para calcular las pérdidas del adaptador. En la literatura se han propuesto diferentes fuentes de ruido en oblea como diodos en avalanche [2], fuentes resistivas [3], o cold-FET polarizados en inversa [4]. En este trabajo se propone el uso de un modelo de ruido del diodo en avalanche para calcular su ENR disminuyendo la incertidumbre en la extracción. El modelo de ruido se extrae de medidas de parámetros S y de potencia en diferentes puntos de polarización y frecuencia. Se presentan resultados experimentales hasta 40 GHz.

2. MODELO DE RUIDO DEL DIODO EN AVALANCHA

El diodo en avalanche empleado es un dispositivo de Noise-Com, NC-406, montado en una transición coplanar-microstrip de JMICO, Fig. 1. En la Fig. 2, se muestra el circuito equivalente en pequeña señal del diodo [5], incluyendo la fuente de corriente de ruido intrínseca asociada a la zona en avalanche, i_a .

Para calcular los elementos del circuito equivalente, primero se traslada el coeficiente de reflexión medido Γ_d' (Fig. 3, plano 22') al plano de referencia del diodo (Γ_d , plano 33'). Se asume que los elementos extrínsecos (L_p , R_s and C_p) son independientes del punto de polarización, y se determinan a partir de medidas en directa de Γ_d ($V_d > 0$). Los elementos intrínsecos se calculan empleando medidas de Γ_d en puntos de polarización en inversa, fijados en corriente, se identifica la matriz de impedancias intrínseca, Z_i (Fig. 2), por medio de un *de-embedding* y se determinan sus valores a partir del análisis de *Gilden* [5].

Para el análisis de ruido se asume que todos los componentes pasivos inducen ruido térmico excepto i_a . La densidad espectral

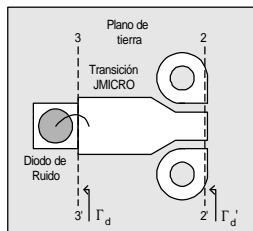


Fig. 1. Diodo de ruido montado con la transición de JMICO

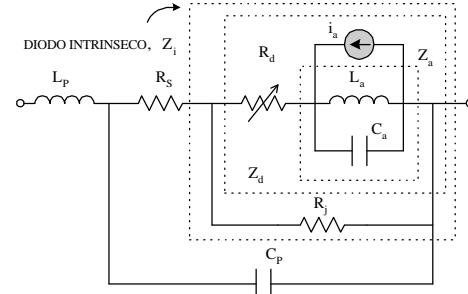


Fig. 2. Circuito equivalente del diodo de ruido, incluyendo la fuente de corriente de ruido intrínseca

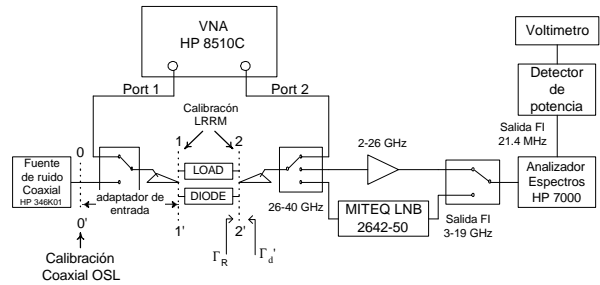


Fig. 3. Sistema de medida para caracterizar el diodo de ruido

de corriente de la zona de avalanche, $\langle i_a^2 \rangle$, es expresada como:

$$\langle i_a^2 \rangle = 2qI_D M^2 \quad (1)$$

donde q es la carga del electrón, I_D es la corriente de polarización y M es el factor multiplicativo. La densidad espectral de corriente de salida $\langle i_i^2 \rangle$ se expresa en función de la temperatura, T_d , y admitancia de salida del diodo, Y_d :

$$\langle i_i^2 \rangle = 4kT_d \text{Re}\{Y_d\} \quad (2)$$

donde k es la constante de Boltzmann. $\langle i_i^2 \rangle$ también puede ser expresada en función de los elementos de circuito equivalente:

$$\langle i_i^2 \rangle = \langle i_a^2 \rangle \cdot \left| \frac{Z_d}{Z_a} \cdot \frac{Z_i}{Z_s} \cdot \frac{Z_p}{j\omega L_p + Z_p} \right|^2; \quad Z_i = \left(\frac{1}{R_j} + \frac{1}{Z_d} \right)^{-1} \quad (3)$$

R_j es la resistencia de la zona de agotamiento y Z_d es la suma de la impedancia en la zona de deriva R_d , y en la zona de avalanche, Z_a , $Z_d = R_d + Z_a$, $Z_s = R_s + Z_i$ y $Z_p = Z_s / (1 + j\omega C_p Z_s)$.

3. CARACTERIZACIÓN DEL ENR

El sistema de medida se muestra en la Fig. 3. Se mide la temperatura de ruido, T_d' . Se conecta una carga pasiva a temperatura ambiente ($T_a = 300\text{K}$) en el plano 22', se mide su coeficiente de reflexión (Γ_{REF}) y potencia de ruido (P_{REF}). Posteriormente se conecta el diodo, se mide el coeficiente de reflexión de salida (Γ_d') y su potencia de ruido (P_d') para cada punto de polarización. T_d' se calcula utilizando:

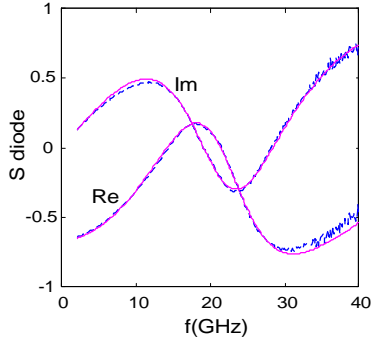


Fig. 4: Comparación de parámetros S (- -) medidos y (-) modelados de un diodo en avalancha NC406 $V_D = -10.3V$, $I_D = 16.7mA$

TABLA I.

Elementos del circuito equivalente del diodo de ruido

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
Voltaje (V)	-10.343	R_s (Ω)	5.4306
Corriente (mA)	16.66	R_j (Ω)	103.756
L_p (pH)	165.5	C_d (pF)	0.1614
C_p (pF)	0.1600	f_a (GHz)	26.8500

$$T_d' = N \cdot [T_{REF} + T_R(\Gamma_{REF})] - T_R(\Gamma_d') \quad (4)$$

$T_{REF} = T_a$, T_R es la temperatura de ruido del receptor [6] evaluada para Γ_{REF} , o Γ_d' y N es la relación normalizada de potencias, entre la medida con el diodo y la carga de referencia [4]. T_d' , referida en 22', se traslada al plano del diodo, 33' (Fig.1), donde $T_d = (ENR_m + 1) \cdot T_0$, con $T_0 = 290K$ y ENR_m , en 33', es:

$$ENR_m = \frac{[(1 + ENR_m')T_0 - (1 - S_{21}')T_a]}{T_0 S_{21}'} - 1 \quad (5)$$

donde $ENR_m' = T_d'/T_0 - 1$ y S_{21}' son las pérdidas de inserción de la transición (modeladas con el simulador MDS, Microwave Design System). La densidad espectral de corriente del diodo, $\langle i_t^2 \rangle$, es calculada sustituyendo T_d medida en (2). Con $\langle i_t^2 \rangle$ conocida, de (3) se calcula $\langle i_a^2 \rangle$ y M^2 se determina de (1). De acuerdo a predicciones teóricas [5] M^2 presenta una variación suave respecto a la frecuencia, pero además se observan un rizado sobrepuesto debido a errores de medida. Para reducir este rizado en M , y por lo tanto en ENR, se propone aplicar una técnica de regresión en escala logarítmica al factor M y con el valor estimado realizar el proceso inverso para obtener $\langle i_t^2 \rangle$, T_d y ENR estimados.

4. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Se calcularon los elementos extrínsecos e intrínsecos del circuito equivalente (Tabla I) a partir de medidas de Γ_d hasta 40 GHz. En la Fig. 4 se comparan Γ_d medido y modelado, observándose una buena aproximación entre ambos casos.

Se midió, hasta 40 GHz, la temperatura de ruido del diodo, T_d' . Se calculó el ENR medido en el plano 22' y el factor multiplicativo M^2 . En la Fig. 5 se muestran el ENR medido, ENR_m , y el factor de multiplicación, M^2 , en función de la frecuencia para diferentes puntos de polarización. El ENR_m presenta una variación suave en función de la frecuencia con un rizado sobrepuesto. Cuando se aplica una técnica de regresión

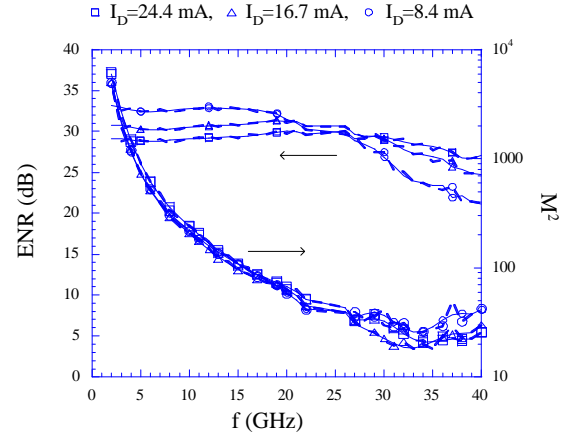


Fig. 5: M^2 y ENR, del diodo de ruido como una fuente de ruido en oblea, (- -) medido y (-) ajustado en función de la frecuencia

en escala logarítmica del factor multiplicativo medido M^2 y se calcula nuevamente T_d y ENR (T_d^{est} y ENR_{est}), el rizado disminuye, demostrando que el uso del modelo de ruido del diodo, basado en la extracción la fuente de ruido interna, reduce la incertidumbre del ENR. El ENR estimado sigue las variaciones suaves en función de la frecuencia debidas a variaciones en la impedancia de salida del diodo.

5. CONCLUSIONES

Se ha propuesto un nuevo método para estimar la relación de ruido en exceso (ENR) de un diodo en avalancha, basado en la determinación de su modelo de ruido, obtenido a partir de medidas de parámetros S y potencias de ruido. Se presentan resultados de parámetros S medidos y estimados hasta 40 GHz, con una excelente aproximación. Así mismo se presenta el ENR medido y estimado, en donde este se obtiene a partir de un ajuste en el factor M^2 en función de la frecuencia, observándose una sensible disminución en la incertidumbre del ENR.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado mediante los proyectos 2FD97-0960-C05-05 y 2FD97-1769-C04-03 (CICYT- FEDER) y una beca del CONACYT-México.

REFERENCIAS

- [1] M.C. Maya, A. Lázaro y L. Pradell, "Medida de parámetros ruido en banda milimétrica utilizando fuentes de ruido en oblea", Symposium Nacional de la URSI-2000, pp. 339-340, Septiembre 2000.
- [2] L.P. Dunleavy, J.Randa, D.K.Walker, R.Billinger, J.Rice, "Characterization and applications of on-Wafer diode noise sources", *IEEE Trans. On Microwaves Theory and Tech.*, Vo.46, no.12, 1998, pp.2620-2627, 1998.
- [3] P. Béland, S. Labonté, L. Roy and M. Stubbs, "A novel on-wafer resistive noise source", *IEEE, Microwave and Guided wave letters*, Vol. 9, No. 6, pp. 227-229, June 1999.
- [4] M.C. Maya, A. Lázaro y L. Pradell, "Calibración del ENR de fuentes de ruido en oblea", Symposium Nacional de la URSI-2000, pp. 1-2, Septiembre 2000.
- [5] M.Gilden, M.E.Hines, "Electronic Tuning Effects in the Read Microwave Avalanche Diode," *IEEE Trans. on Electron Devices*, Vol. 13, No.1, pp. 169-175, January 1966
- [6] A.Lázaro, L.Pradell, "Extraction of noise parameters of transistor using a spectrum analyser and 50 Ω noise figure measurements only," *IEE Electronics Letters*, Vol. 34, no. 24, pp.2353-2354, Nov. 1998