

SISTEMA DE MEDIDA DE PARÁMETROS DE RUIDO CON GENERACIÓN AUTOMÁTICA DE CONFIGURACIONES DE IMPEDANCIA DE FUENTE

L. Pradell., G. Faura, J. O'Callaghan, A. Lázaro

Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones, Grupo D3-EEF

E.T.S.E. Telecomunicación. Universitat Politècnica de Catalunya

Campus Nord UPC, Módulo D3, C/ Sor Eulalia de Anzizu s/n. 08034 Barcelona

Tel. 93-4016834, Fax 93 - 401 7232 e-mail pradell@vltor.upc.es

ABSTRACT

Two source reflection-coefficient constellation to measure two-port noise parameters are selected, and experimentally tested. The constellations are generated at X-band with a specially designed input tuner, and applied to the parameter measurement of MESFET and HEMT on-wafer transistors. A systematic comparison of results shows that a properly oriented "fans" constellation is slightly better than a "cross". The measured F_{min} , R_n and Γ_{opt} exhibit small deviations, compared to typical data from manufacturer.

1. INTRODUCCIÓN

En el presente trabajo se propone un método de medida totalmente automático de parámetros de ruido de transistores en oblea en banda X (8-12 GHz). El sistema de medida se basa en la estación de sondas coplanares Summit 9000 de Cascade Microtech y en un sintetizador de impedancias [1] capaz de generar 256 estados distintos haciendo posible la generación automática de distintas configuraciones de impedancias o constelaciones. Establecer criterios en la elección de las constelaciones, que producen un mínimo error en la extracción de parámetros de ruido es un tema de creciente interés [2,4,5]. El objetivo de este trabajo ha sido estudiar diferentes constelaciones para poder obtener un criterio de selección de impedancias de fuente.

El método de medida utilizado (Método de Davidson [3]) se caracteriza por la medida de N potencias de ruido en frío (correspondientes a cada uno de los coeficientes de reflexión sintetizados) y una potencia de ruido en caliente (correspondiente a la fuente de ruido) de esta manera se evita la imprecisión que presentan los métodos basados en la lectura de factor de ruido debida a la variación de la impedancia con la temperatura efectiva de la fuente de ruido.

El método de ajuste de la superficie de ruido utilizado en la extracción de parámetros de ruido es el método vectorial [5].

2. DESCRIPCIÓN DEL MÉTODO DE MEDIDA

En la figura 1 se muestra el diagrama de bloques del sistema de medida implementado. Las constelaciones se generan automáticamente mediante el sintetizador de impedancias de 256 estados. El sintetizador puede como máximo sintetizar un coeficiente de reflexión de módulo 0.87. Sin embargo el bipuerto comprendido desde el sintetizador hasta la entrada del dispositivo (PR1) presenta unas pérdidas de 2 dB, lo cual provoca una reducción del máximo coeficiente sintetizable a un módulo inferior a 0.55.

El método de medida utilizado se basa en la medida de N potencias de ruido en frío a partir de las cuales es posible obtener el factor de ruido afectado por una constante [3]. Para una Γ_S arbitraria el producto del factor de ruido y la constante k se puede expresar como :

$$kF(\Gamma_S) = \frac{P_c(\Gamma_S)}{g(\Gamma_S)} = kF_{min} + \frac{kR_n}{G_S} |Y_S - Y_{opt}|^2 \quad (1)$$

donde $P_c(\Gamma_S)$ es la potencia de ruido en frío.

$g(\Gamma_S)$ es la ganancia normalizada.

La ganancia normalizada $g(\Gamma_S)$ se puede obtener fácilmente a partir de la medida de los coeficientes de reflexión de fuente Γ_S y del coeficiente de reflexión de carga Γ_L . (ver Figura 1) como :

$$g(\Gamma_S) = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_S \Gamma_L|^2} \quad (2)$$

Si se miden N ($N \geq 4$) cantidades $kF(\Gamma_S)$ se podrán obtener los cuatro parámetros de ruido kF_{min} , kR_n , G_{opt} y B_{opt} buscados a partir del método vectorial [5].

Por último sólo falta obtener el valor de la constante k como :

$$k = \frac{1}{ENR} \left[\frac{P_h(\Gamma_{sh})}{g(\Gamma_{sh})} - \frac{P_c(\Gamma_{sh})}{g(\Gamma_{sh})} \right] \quad (3)$$

donde,

ENR es el *Excess Noise Ratio* que caracteriza a la fuente de ruido trasladado al plano de referencia del dispositivo (PR1).

$g(\Gamma_{sh})$ es la ganancia normalizada para el coeficiente de reflexión en caliente.

$P_h(\Gamma_{sh})$ es la potencia de ruido en caliente medida.

$P_c(\Gamma_{sh})$ es la potencia ficticia que detectaría el medidor de ruido cuando la fuente de ruido está en frío y presenta un coeficiente de reflexión igual al estado caliente.

3. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA DE MEDIDA

Para automatizar tanto el proceso de medida como el posterior procesamiento de los datos se ha realizado un programa de control formado por un conjunto de rutinas desarrolladas desde MATLAB.

El proceso de medida empieza con una calibración LRRM en los planos del dispositivo, para ello se hace conmutar el switch coaxial, presente en el cuadripolo de entrada, a la posición que conecta con el puerto 1 del analizador de redes. A continuación se hace conmutar al switch coaxial para seleccionar la segunda entrada, en este plano se realiza una calibración de un solo puerto (OSL). Una vez finalizadas las dos calibraciones de parámetros [S] necesarias se conecta el sintetizador de impedancias (ver Figura 1) y se miden los 256 coeficientes de reflexión. Usando los términos de error calculados durante las calibraciones es posible caracterizar el cuadripolo comprendido entre el sintetizador de impedancias y el plano de entrada del dispositivo. Este cuadripolo es necesario para trasladar los coeficientes de reflexión del plano del switch coaxial al plano del dispositivo (PR1).

El software de control permite generar a cada una de las frecuencias de medida una constelación distinta. Existen distintos tipos de constelaciones que pueden ser generados (cruces, abanicos, círculos de factor de ruido constante, espirales y puntos a escoger). Todas las constelaciones se generan a partir de los 256 estados que proporciona el sintetizador (ver Figura 2)

De los distintos tipos de constelaciones anteriormente mencionados, se ha comprobado teóricamente que las que ofrecen mejores resultados en términos de error mínimo son las cruces y los abanicos [6] por lo que en las pruebas realizadas en el laboratorio se ha desestimado sintetizar círculos de factor de ruido constante y espirales.

El siguiente paso en el proceso de medida, una vez realizadas las calibraciones y medidas de [S], es la calibración y medida de potencias de ruido. Para caracterizar el dispositivo (DUT), la medida de potencias de ruido se realiza en dos etapas: el primer paso denominado calibración caracteriza los parámetros de ruido de la segunda etapa (F2) (ver Figura 1), las medidas de ruido se realizan con un *thru* conectado entre las sondas. Una vez caracterizada la segunda etapa, se inserta el dispositivo entre las sondas y se procede a la lectura de las potencias de ruido con lo cual quedarán caracterizados los parámetros de ruido de DUT+segunda etapa (F12).

A partir de F2 y F12 y aplicando la fórmula de Friis se obtienen los parámetros de ruido del dispositivo. Cabe destacar la necesidad de utilizar tres veces consecutivas el método vectorial (una vez para F2, otra para F12 y otra para Fdut) sin una aparente propagación de errores.

4. RESULTADOS

Todas las medidas se han realizado a la frecuencia de 9 GHz ya que es a esta frecuencia donde la distribución de las 256 impedancias generadas por el sintetizador es más uniforme.

Par. ruido	Teóricos	Medidos	Error (%)	Mal Condicionamiento	Error (%)
F_{min} (dB)	10.02	10.15	1.8	9.86	3.6
R_n (Ω)	123	123.24	0.3	75.61	38,5
Γ_{opt}	$0.0345 \angle 177^\circ$	$0.0341 \angle 169^\circ$	1	$0.26 \angle -146^\circ$	676

Tabla I

El primer paso para validar el método utilizado en este trabajo ha sido medir un atenuador coplanar. Decimos validar porque los parámetros de ruido de un dispositivo pasivo que solo introduce ruido térmico pueden obtenerse fácilmente a partir de los [S]. La tabla I muestra los resultados obtenidos para un atenuador

de 10 dB y calcula el error relativo entre los resultados medidos y los teóricos. Se puede comprobar la exactitud de la medida (1-2 %) así como el efecto de los lugares de mal condicionamiento.

Se han medido transistores de 0.5 μm tipo MESFET (4x150, 4x75, 6x50, GEC-Marconi proceso F20) y tres transistores de 0.2 μm tipo HEMT (4x30, 4x15, 6x15 Philips proceso D02AH) a distintos puntos de polarización y a una frecuencia de 9 GHz. La figura 3 muestra algunas de las constelaciones generadas. Las cruces siempre están alineadas con los ejes de la Carta de Smith, Abanico.c (abanico orientado respecto a Γ_{opt}), Abanico.l (abanico desorientado respecto a Γ_{opt}). Se ha comprobado que se obtienen mejores resultados cuando se sintetizan constelaciones con un número de puntos comprendido entre 8 i 12.

La tabla II muestra los parámetros de ruido medidos utilizando las constelaciones antes mencionadas. Los resultados obtenidos se han comparado con los datos típicos proporcionados por el fabricante. F_{min} se expresa en dB, R_n en Ω y el coeficiente de reflexión en módulo y fase ($^\circ$).

	4x150	4x75	6x50	4x30	4x15	6x15
Ids (mA)	18	9	9	23	13	18
Fabricante	$F_{\text{min}}=1.45$ $R_n=24$ $ \Gamma_{\text{opt}} =0.62$ $\angle\Gamma_{\text{opt}}=85$	$F_{\text{min}}=1.29$ $R_n=48$ $ \Gamma_{\text{opt}} =0.73$ $\angle\Gamma_{\text{opt}}=60$	$F_{\text{min}}=1.29$ $R_n=47$ $ \Gamma_{\text{opt}} =0.75$ $\angle\Gamma_{\text{opt}}=67$	$F_{\text{min}}=0.93$ $R_n=29.16$ $ \Gamma_{\text{opt}} =0.67$ $\angle\Gamma_{\text{opt}}=22$	$F_{\text{min}}=0.83$ $R_n=47.69$ $ \Gamma_{\text{opt}} =0.8$ $\angle\Gamma_{\text{opt}}=16$	$F_{\text{min}}=0.83$ $R_n=31.8$ $ \Gamma_{\text{opt}} =0.72$ $\angle\Gamma_{\text{opt}}=24.9$
Cruz	$F_{\text{min}}=1.65$ $R_n=20.44$ $ \Gamma_{\text{opt}} =0.64$ $\angle\Gamma_{\text{opt}}=98$	$F_{\text{min}}=1.47$ $R_n=40.86$ $ \Gamma_{\text{opt}} =0.72$ $\angle\Gamma_{\text{opt}}=70$	$F_{\text{min}}=1.6$ $R_n=39.67$ $ \Gamma_{\text{opt}} =0.71$ $\angle\Gamma_{\text{opt}}=80$	$F_{\text{min}}=0.80$ $R_n=31.33$ $ \Gamma_{\text{opt}} =0.77$ $\angle\Gamma_{\text{opt}}=27.6$	$F_{\text{min}}=1.27$ $R_n=61$ $ \Gamma_{\text{opt}} =0.79$ $\angle\Gamma_{\text{opt}}=19$	$F_{\text{min}}=1.1$ $R_n=41$ $ \Gamma_{\text{opt}} =0.76$ $\angle\Gamma_{\text{opt}}=25.6$
Abanico.c	$F_{\text{min}}=1.67$ $R_n=21.13$ $ \Gamma_{\text{opt}} =0.63$ $\angle\Gamma_{\text{opt}}=98$	$F_{\text{min}}=1.41$ $R_n=43.67$ $ \Gamma_{\text{opt}} =0.71$ $\angle\Gamma_{\text{opt}}=70$	$F_{\text{min}}=1.43$ $R_n=43$ $ \Gamma_{\text{opt}} =0.72$ $\angle\Gamma_{\text{opt}}=80$	$F_{\text{min}}=0.76$ $R_n=34.9$ $ \Gamma_{\text{opt}} =0.73$ $\angle\Gamma_{\text{opt}}=29$	$F_{\text{min}}=1.19$ $R_n=66$ $ \Gamma_{\text{opt}} =0.76$ $\angle\Gamma_{\text{opt}}=19$	$F_{\text{min}}=1.01$ $R_n=48$ $ \Gamma_{\text{opt}} =0.72$ $\angle\Gamma_{\text{opt}}=26$
Abanico.l	$F_{\text{min}}=1.97$ $R_n=21.45$ $ \Gamma_{\text{opt}} =0.54$ $\angle\Gamma_{\text{opt}}=97$	$F_{\text{min}}=1.79$ $R_n=40.76$ $ \Gamma_{\text{opt}} =0.67$ $\angle\Gamma_{\text{opt}}=69$	$F_{\text{min}}=1.93$ $R_n=40$ $ \Gamma_{\text{opt}} =0.63$ $\angle\Gamma_{\text{opt}}=79$	$F_{\text{min}}=1.01$ $R_n=30.04$ $ \Gamma_{\text{opt}} =0.72$ $\angle\Gamma_{\text{opt}}=29$	Sin resultados	Sin resultados

Tabla II

Si se comparan los parámetros de ruido obtenidos con las cruces y los abanicos se puede observar que los resultados mejoran cuando se sintetizan abanicos, aunque en este caso el usuario debe conocer aproximadamente donde está situado el coeficiente de reflexión óptimo ya que el abanico óptimo es aquel que está centrado respecto de $|\Gamma_{\text{opt}}|$ [5]. Como puede observarse en la tabla II si el abanico se sitúa lejos del óptimo (descentrado $\angle\Gamma_{\text{opt}}$) en el factor generalmente aumentan y el módulo del coeficiente de reflexión óptimo disminuye. La tabla III muestra el error relativo entre los parámetros de ruido típicos proporcionados por el fabricante y los parámetros de ruido medidos. Los abanicos orientados a Γ_{opt} proporcionan errores de extracción menores que las cruces (excepto R_n en algunos casos). El parámetro de ruido que se extrae con error inferior es F_{min} (3-11 %), seguido por Γ_{opt} (5-24 %) y R_n (9-38 %).

Error relativo	4x150		4x75		6x50		4x30		4x15		6x15	
	Cruz	Ab.c	Cruz	Ab.c	Cruz	Ab.c	Cruz	Ab.c	Cruz	Ab.c	Cruz	Ab.c
F_{min} (%)	4.83	5	4.23	2.8	7.39	3.27	3	3.88	10.7	8.56	6.27	4.25
R_n (%)	14.83	11.9	14.87	9.02	15.59	8.51	7.42	19.91	27.7	38.46	28.9	50.7
Γ_{opt} (%)	23.44	23.75	17.36	17.4	22.66	22.54	17.47	15.26	5.36	6.88	4.92	2.58

Tabla III

5. CONCLUSIONES

En este trabajo se ha implementado con buen resultado un método de medida de parámetros de ruido sobre oblea totalmente automático. Se ha hecho, también, un estudio de dos configuraciones de impedancias llegando a las mismas conclusiones que se obtienen de los estudios teóricos. La mejor elección de impedancias de fuente para obtener un mínimo error en los parámetros de ruido es un abanico centrado en el coeficiente de reflexión óptimo. Si por el contrario no se tiene una idea, a priori, de donde está

situada $|\Gamma_{opt}|$, o no es posible realizar un abanico centrado en $|\Gamma_{opt}|$, sintetizar una cruz es una alternativa que proporciona buenos resultados.

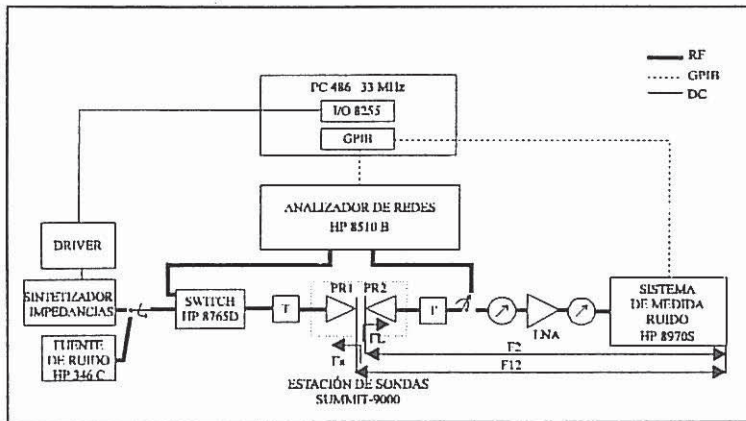


Figura 1 Configuración de medida utilizada

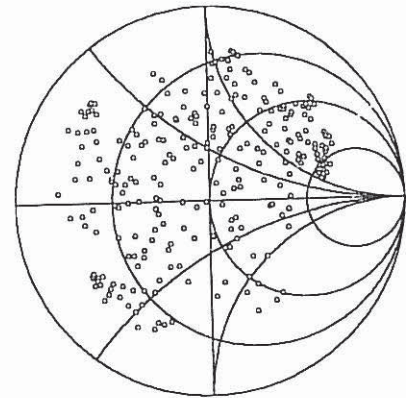


Figura 2 Impedancias generadas por el sintetizador de banda X

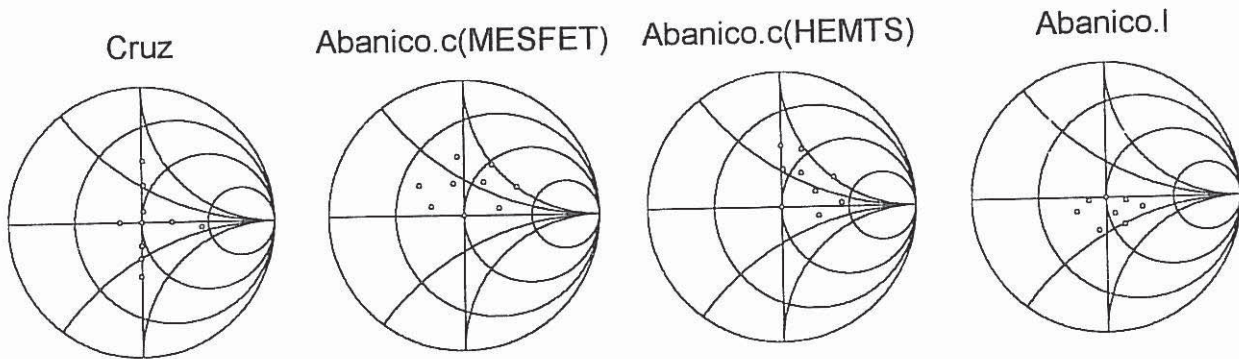


Figura 3 Constelaciones sintetizadas en las pruebas experimentales

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo se ha desarrollado en el marco del Proyecto TIC93-0672-C04-03. Los autores agradecen al Prof. Eduardo Artal, del Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones, Universidad de Cantabria, Santander, el haber proporcionado los transistores.

REFERENCIAS

- [1] M. Jover, P. J. Planas, L. Pradell "Desarrollo de subsistemas para la medida de parámetros de ruido" V Simposium nacional del comité español de la U.R.S.I. Actas, pp. 585-589. Vigo, sept. 1990. ISBN 84 86360 95 1
- [2] M.Sannino, *On The Determination of Device Noise and Gain Parameters*, Proceedings of IEEE, Vol. 67, pp. 1364-1366. September 1979.
- [3] Davidson, A, *Accuracy Improvements in Microwave Noise Parameter Measurements*, MTT-37, no. 12, pp. 1973-1978. December 1989.
- [4] L. Pradell, S. Borràs, A. Comerón, E. Artal "Determination of transistor noise parameters based on accurate noise figure and S-parameter measurements" Microwave Engineering Europe January / February 1991, pp. 37-43
- [5] J.M. O'Callaghan, J.P.Mondal, *A Vector Approach for Noise Parameter Fitting and Selection of Source Impedances*, MTT-39, no. 8, pp. 1376-1382, August 1991.
- [6] A. Alegret, *Mètodes Numèrics per a l'extracció de paràmetres de soroll*, PFC, ETSETB-UPC 1996