

Nueva técnica de extracción de modelos distribuidos de ruido de FETs

M.C. Maya, A. Lázaro y L. Pradell

mcmaya@tsc.upc.es, lazaroy@tsc.upc.es, pradell@tsc.upc.es

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

Abstract—A method for FET's noise parameters characterization using a distributed noise-model is presented. The characterisation is developed with the determination of distributed noise circuit-model from S-parameters and noise powers measures, applying the F_{50} method. PHEMT noise factor and noise parameter up 40 GHz are presented.

1. INTRODUCCIÓN

Las mejoras en las técnicas de fabricación y en la tecnologías de transistores FET y HEMT dan lugar a frecuencias mayores de operación. Por otro lado el auge de la tecnología MMIC permite integrar circuitos de microondas, para cuyo diseño se requiere modelos CAD de los dispositivos que permitan predecir mejor su comportamiento. Generalmente los modelos CAD están basados en circuitos equivalentes concentrados. Estos circuitos predicen el comportamiento de los transistores hasta una frecuencia de 20 GHz, sin embargo a frecuencias superiores se empiezan a presentar efectos distribuidos, debidos a los electrodos de puerta, drenador y surtidor [1],[2],[3],[4]. Tales efectos distribuidos generan cambios en los valores del circuito equivalente, así como en su comportamiento en ruido. En este trabajo se presenta un nuevo método de extracción de modelos de ruido distribuido para transistores de tipo FET. En el planteamiento se consideran los efectos debidos a los electrodos del FET [5]. El calculo de los parámetros de ruido del FET se basa en una extensión de la técnica F_{50} [6]. Se presentan resultados experimentales hasta 40 GHz.

2. MODELO DISTRIBUIDO DE RUIDO DE UN FET

El FET se divide transversalmente en N secciones de ancho de puerta, W_u' , en donde $W_u' = W_u/N$, y W_u es el ancho de puerta unitaria. Dado que generalmente los FET tienen varios dedos en paralelo, el ancho total del FET es $W = W_u' \cdot N_{bd}$, con N_{bd} igual al número de dedos.

Se considera un modelo de ruido para la sección de FET diferencial. Un modelo adecuado es el presentado por Pucel [7], que utiliza una configuración híbrida con dos fuentes de ruido, una de tensión de puerta y una de corriente de drenador (e_{gs} e i_{ds}), como se muestra en la Fig. 1. Además en el modelo se toma en cuenta la contribución de ruido térmico de los elementos pasivos.

La matriz de correlación total, C_{AT} , expresada en función de la matriz de correlación intrínseca, C^{int} , está definida como:

$$C_{AT} = C_{ext} + \sum_{k=1}^N M_k \cdot C_Y^{GD} \cdot (M_k)^+ + \sum_{k=1}^N M_k \cdot P_M \cdot C^{int} \cdot (M_k \cdot P_M)^+ \quad (1)$$

donde C_{ext} es la matriz de correlación que incluye las contribuciones debidas a los elementos extrínsecos incluidos los PAD's, C_Y^{GD} es la matriz de correlación asociada a los efectos de la capacidad C_{gd} , P_M es una matriz entre paso entre la configuración de C^{int} a una matriz de admitancias, Y . M_k es el resultado de la multiplicación de matrices paso entre configuraciones admitancia, impedancia y ABCD o viceversa, que se lleva a cabo al hacer el ensamblado desde la matriz de

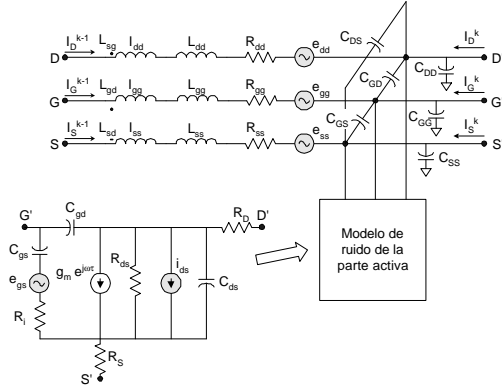


Fig. 1. Modelo de ruido de una celda de ancho W_u' .

correlación intrínseca, C^{int} , hasta los PAD's de puerta y drenador.

Para obtener los parámetros de ruido del FET se aplica F_{50} [6]. Este método se basa en medidas de ruido con fuente adaptada; el factor de ruido se expresa en función de una combinación lineal de la matriz de correlación de modelo de ruido. Para ello basta con emplear la relación del factor de ruido para un generador $F(Z_{gen})$ [8], que en función de C^{int} tiene la siguiente forma:

$$\Delta' = 4kT \operatorname{Re}\{Z_{gen}\} \left[F(Z_{gen}) - 1 \right] - Z \cdot C_{ext} Z^+ - \sum_{k=1}^N Z \cdot M_k C_Y^{GD} (Z \cdot M_k)^+ + \sum_{k=1}^N Z \cdot M_k \cdot P_M \cdot C^{int} \cdot (Z \cdot M_k \cdot P_M)^+ \quad (2)$$

En donde, Δ' también puede ser expresada como:

$$\Delta' = \sum_{k=1}^N \begin{bmatrix} X_1 & X_2 & X_3 & X_4 \end{bmatrix}_k \cdot \begin{bmatrix} C_{11}^{int} \\ C_{22}^{int} \\ \operatorname{Re}\{C_{12}^{int}\} \\ \operatorname{Im}\{C_{12}^{int}\} \end{bmatrix} \quad (3)$$

X_n es un vector en función de Z_{gen} , con $n=1,2,3$ ó 4 .

Entonces con medidas del factor de ruido y de los elementos conocidos del modelo de ruido se puede calcular la matriz intrínseca C^{int} . De (3) se observa que X y Δ' , son función de la impedancia del generador, Z_{gen} , y la frecuencia, lo que implica que para un número M de frecuencias, tendremos M valores de C^{int} , generando un sistema sobredeterminado. Generalmente los elementos de la matriz de correlación tienen un comportamiento suave con la frecuencia (f), y pueden interpolarse con un polinomio de orden L . En el caso de utilizar la configuración híbrida basta utilizar un polinomio de orden 1, $L=1$, C^{int} , puede expresarse como [6]:

$$\begin{bmatrix} C_{11}^0 & C_{22}^0 & \operatorname{Re}(C_{12}^0) & \operatorname{Im}(C_{12}^0) \\ C_{11}^1 & C_{22}^1 & \operatorname{Re}(C_{12}^1) & \operatorname{Im}(C_{12}^1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ C_{11}^L & C_{22}^L & \operatorname{Re}(C_{12}^L) & \operatorname{Im}(C_{12}^L) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & f_1 \\ 1 & f_2 \\ \vdots & \vdots \\ 1 & f_M \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} C_{11} & C_{22} & \operatorname{Re}(C_{12}) & \operatorname{Im}(C_{12}) \\ C_{11} & C_{22} & \operatorname{Re}(C_{12}) & \operatorname{Im}(C_{12}) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ C_{11} & C_{22} & \operatorname{Re}(C_{12}) & \operatorname{Im}(C_{12}) \end{bmatrix}_{m=1}^m \quad (4)$$

Con C^{int} conocida se pueden calcular los parámetros de ruido empleando las expresiones de [8]. Los resultados que se

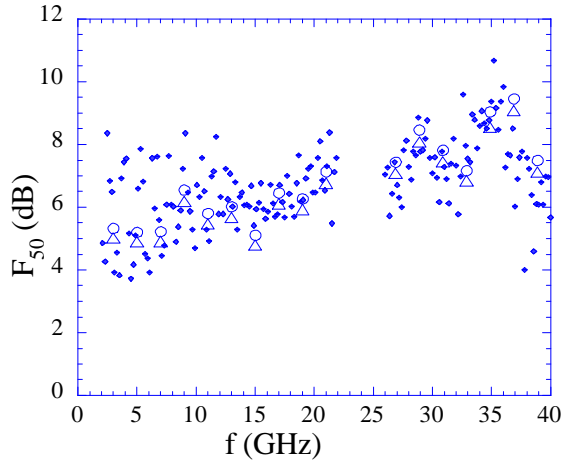


Fig 2. Factor de ruido de un PHEMT un ancho de puerta 4x15µm, polarizado en $V_{ds}=1.5V$, $I_{ds}=17.4$ mA, (◊) medido, estimado con el modelo concentrado (Δ) y distribuido (o)

obtienen empleando directamente la interpolación de C^{int} en función de la frecuencia son satisfactorios si los errores de medida son pequeños, pero cuando estos errores son grandes los parámetros de ruido resultantes pueden ser erróneos. Para disminuir la incertidumbre en el cálculo de los parámetros de ruido y valiéndonos del sistema sobredeterminado en frecuencia se emplea un algoritmo de optimización, que descarta los puntos que están fuera de un rango de error máximo establecido, generando de esta forma un sistema más robusto.

3. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Se midió un PHEMT de la tecnología ED02AH de PHILIPS Microwave Limeil. El PHEMT es de 4x15 µm de longitud de puerta, polarizado en $V_{DS}=1.5V$ e $I_{DS}=17.4mA$; se midieron su factor de ruido y parámetros S hasta 40 GHz.

Aplicando (1)-(4) se obtuvieron el factor de ruido y los parámetros de ruido del transistor, empleando el circuito equivalente distribuido. También se calcularon estos parámetros empleando el modelo concentrado. En la Fig. 2, se presentan los factores de ruido y F_{50} , medidos y estimados con el circuito equivalente concentrado y distribuido del PHEMT. Se puede observar que, cuando se emplea el modelo distribuido, F_{50} estimado se ajusta mucho mejor al medido que con el modelo concentrado. En la Fig. 3 se representan los parámetros de ruido del PHEMT calculados con el modelo concentrado y distribuido. Ambos presentan respuestas similares, sin embargo con el modelo distribuido se tiene un factor de ruido mínimo ligeramente mayor que con el modelo concentrado, lo cual resulta lógico y aceptable, dado que se toman en cuenta los efectos distribuidos del FET en el análisis de ruido. La principal diferencia se tiene en R_n , que es directamente proporcional a C_{11}^T de la matriz de correlación total en representación híbrida, que es una combinación lineal de todos los elementos del modelo distribuido del FET. La magnitud del coeficiente de reflexión óptimo, Γ_{opt} , es mayor para el modelo distribuido, y en fase también se observan ligeras diferencias, particularmente a frecuencias mayores de 25 GHz.

4. CONCLUSIONES

Se ha propuesto un modelo ruido del FET's, basado en su circuito equivalente distribuido. Para calcular los parámetros de ruido se obtienen mediante técnicas de regresión la matriz de correlación intrínseca del modelo distribuido a partir de los

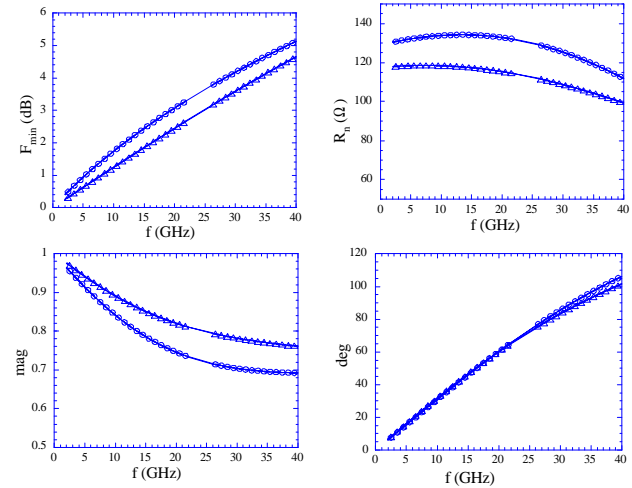


Fig 3. Parámetros de ruido de un PHEMT un ancho de puerta 4x15µm, polarizado en $V_{ds}=1.5V$, $I_{ds}=17.4$ mA, estimados con el modelo concentrado (Δ) y distribuido (o).

factores de ruido medidos, la impedancia de la fuente de entrada y los valores de los elementos del circuito equivalente. Se presentan resultados de F_{50} estimado con el modelo distribuido de ruido, resultando una excelente aproximación a la respuesta del F_{50} medida, con una sensible reducción de la incertidumbre de medida. También se presentan los parámetros de ruido del PHEMT contrastando con los resultados del modelo concentrado. Se observan diferencias en F_{min} , R_n y $|\Gamma_{opt}|$ principalmente a frecuencias mayores de 15 GHz. Tales diferencias se atribuyen a que los efectos distribuidos son mas perceptibles a frecuencias altas.

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] Kuvas, R., "Equivalent circuit model of FET including distributed gate effects," IEEE Trans. On Electron Devices, Vol. 27, No. 6, pp. 1193-1195, June 1980.
- [2] Niclas, K. and Tucker B., "On noise in distributed amplifiers at microwave frequencies," IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., Vol. 31, No. 8, pp. 661-668, August 1983.
- [3] Heinrich, W., "Limits of FET modelling by lumped elements," Electronics Letters, Vol. 22, No. 12, June 1986.
- [4] Escotte, L. and Mollier, J., "Semi-distributed model of millimetre-wave for S-parameters and noise figure predictions," IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., Vol. 38, No. 6, pp. June 1990.
- [5] Mondal, J., "Distributed scaling approach of MESFET's and its comparison with the lumped-element approach," IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., Vol. 37, No. 7, pp. 1085- 1090, July 1989.
- [6] A.Lázaro, L.Pradell, J.M. O'Callaghan, "FET noise parameter determination using a novel technique based on 50 Ω noise figure measurements", IEEE Trans. On Microwaves Theory and Tech., Vol.47, No.3, pp.315-324, March 1999.
- [7] Pucel, R. A. *et al.*, "A general noise de-embedding procedure for packaged two-port line active devices," IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., Vol. 40, No. 11, pp. 2013-2024, Nov. 1992.
- [8] Hillbrand, H. and Russer, P. H., "An efficient method for computer aided noise analysis of linear amplifier networks," IEEE Trans. Circuits and Systems, Vol. 23, No. 4, pp 235-238, April 1976.