

SIMULACIÓN DE DISPOSITIVOS HEMT MONOLÍTICOS EMPLEANDO UN MODELO NO CUASIESTÁTICO

T.M. Martín-Guerrero¹, J. Esteban², B. Castillo-Vázquez¹, C. Camacho-Peñalosa¹

¹Departamento de Ingeniería de Comunicaciones
Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Telecomunicación
Universidad de Málaga, Campus de Teatinos, E-29071 Málaga (Spain), teresa@ic.uma.es

² Departamento de Electromagnetismo y Teoría de Circuitos,
Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación
Universidad Politécnica de Madrid, Ciudad Universitaria s/n, E-28040 Madrid (Spain), jesteban@etc.upm.es

ABSTRACT

In this contribution a new NQS large-signal FET model, which introduces non-quasistatic effects using a relaxation-time for both displacement and conductive terminal current components, is presented. The derived small-signal equivalent circuit has been employed to simulate monolithic HEMTs with different gate widths at different bias conditions, showing not only proper simulation capabilities but also consistency some ability to explain anomalous phenomena such as the negative capacitance sometimes required in FET models.

INTRODUCCIÓN

Los modelos de gran señal para dispositivos FET simulan las corrientes terminales como la superposición de dos componentes: un primer término, denominado de desplazamiento, representando los fenómenos de almacenamiento de carga; un segundo término, el denominado de conducción, asociado a los fenómenos de conducción de portadores. La inclusión de fenómenos no cuasiestáticos está ampliamente aceptada al tratar con dispositivos que funcionan en el rango de las microondas y las milimétricas, si bien en la mayoría de los casos tan sólo se incorporan estos fenómenos en las componentes de desplazamiento, siendo las de conducción simuladas con fuentes de corriente cuasiestáticas [1]. En trabajos recientes, no obstante, se ha propuesto incluir los fenómenos en ambas componentes [2] buscando una mayor consistencia en la definición de los modelos.

En esta contribución se propone un nuevo modelo de gran señal no cuasiestático que incluye estos fenómenos con la incorporación de un tiempo de relajación para ambas componentes de conducción y desplazamiento. La inclusión de este tiempo de relajación en el modelo de gran señal puede realizarse de forma análoga a como lo propone Daniels en [1] para las corrientes de desplazamiento. El propuesto aquí incluye, además, este tratamiento para la corriente de conducción y, también a diferencia del anterior, propone utilizar una única constante de tiempo para todas las componentes y en todos los terminales. La simplificación propuesta responde a la experiencia adquirida por los autores en la simulación de diversos dispositivos, que indica lo similar de las constantes de tiempo implicadas cuando éstas se consideran independientes.

MODELO NO CUASIESTÁTICO

Las expresiones que representan la variación temporal de las corrientes terminales del dispositivo responden a la expresión general:

$$i_{g,d}^{nqs}(t) = i_{g,d}^{qs}(v_1(t), v_2(t)) - \tau \frac{d}{dt}(i_{g,d}^{nqs}(t))$$

El circuito equivalente de pequeña señal que se deduce de este modelo tiene la topología que se presenta en la Fig. 1 (no se han incluido los posibles fenómenos de conducción entre

puerta-fuente y puerta-drenador). Esta topología novedosa, en la que llama la atención la inclusión de un inductor en la rama drenador fuente como consecuencia inmediata de los fenómenos no cuasiestáticos en la componente de conducción de la corriente de drenador, no lo es tanto. Si se recupera el modelo propuesto por Hauser en [3], al que se llega tras un estudio en régimen de pequeña señal de un modelo simplificado del FET, se descubre que ya allí se proponía una topología similar para la rama drenador-fuente. El circuito propuesto es capaz, además, de dar explicación a la aparición de capacidades negativas entre estos terminales que ha sido constatada en trabajos realizados con diversos dispositivos [4].

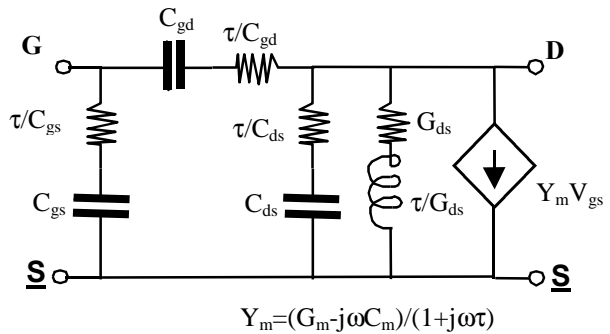


Fig.1.- Circuito equivalente de pequeña señal.

Debe observarse que la ligadura que impone la constante de tiempo reduce a siete los parámetros independientes de este modelo, aunque son más los elementos que aparecen en el circuito.

RESULTADOS PARA LA SIMULACIÓN EN RÉGIMEN LINEAL.

El circuito equivalente anterior se ha utilizado para la simulación de una familia de dispositivos HEMT con diferentes anchuras de puerta (25, 50 y 100 μm) y en diferentes condiciones de polarización (todas ellas sin conducción apreciable en puerta). Consideraciones basadas en el escalado coherente de los elementos intrínsecos han permitido realizar la obtención de los parásitos de forma

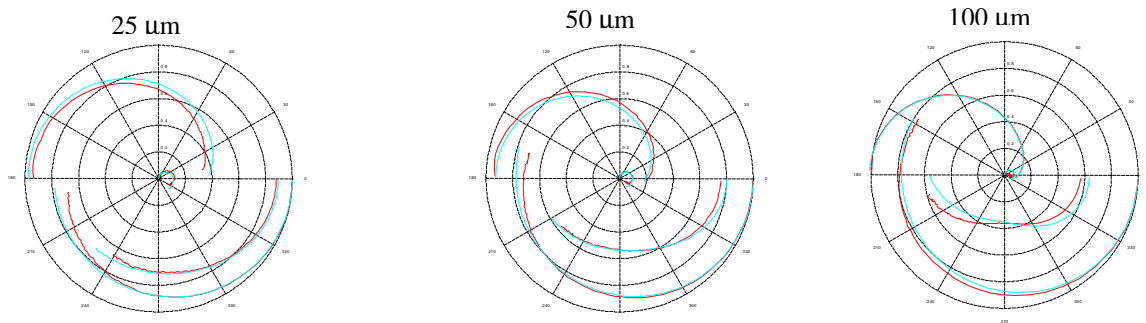


Fig.2.- Simulación de los parámetros de pequeña señal (matriz S) (HEMTs 4x25, 4x50 y 4x100 mm), $V_{DS}=2.5 V$, $V_{GS}=-0.5 V$.

bastante fiable [5]. Dado que tan sólo se cuenta con siete grados de libertad, la extracción de los valores de los elementos del circuito equivalente se realiza haciendo uso de una rutina de optimización. Para la obtención del modelo en un punto de polarización se emplean medidas de todos los dispositivos disponibles, dejando los elementos parásitos iguales para todos y escalando los elementos intrínsecos, de forma que un único modelo es válido para todos ellos. La simulación que así se consigue se ilustra en la Fig. 2.

La repetición del proceso en un amplio conjunto de puntos de polarización permite la caracterización completa del modelo de gran señal, dado que los elementos obtenidos en la optimización son las derivadas parciales de las funciones de estado originales. En la Fig. 3 se ilustra la dependencia con la polarización de algunos de estos elementos.

CONCLUSIONES

Los resultados obtenidos muestran que el modelo propuesto puede proporcionar una simulación en régimen de pequeña señal de calidad similar a los modelos convencionales, sin agregar mayor complejidad. Como ventaja sobre éstos tiene la propiedad de ser deducido de forma consistente a partir de un modelo de gran señal no cuasiestático. Esta consistencia se muestra útil a la hora de explicar la necesidad que tienen otros modelos de recurrir a capacidades negativas. El modelo aquí presentado se ha probado también con dispositivos MESFET, llegándose a conclusiones similares a las aquí expuestas, lo que

sugiere que su validez puede considerarse extensible a las diferentes variantes de dispositivos FET.

AGRADECIMIENTOS

Las medidas han sido gentilmente proporcionadas por el profesor Leuzzi (Univ. Roma Tor Vergata). Este trabajo está siendo financiado por la CICYT y el MCYT con los proyectos TIC98-1027 y HI1999-0218.

REFERENCIAS

- [1] R.R. Daniels, A.T. Yang, and J.P. Harrang, "A universal large/small signal 3-terminal FET model using a nonquasi-static charge-based approach", IEEE Trans. Electron Devices, vol. 40, pp. 1723-1729, 1993.
- [2] I. Schmale and G. Kompa, "A symmetric non-quasi-static large-signal FET model with a truly consistent determination from DC- and S-parameter data", European Microwave Conference Proceedings, October 1999, Munich (Germany).
- [3] J.R. Hauser, "Small signal properties of field effect devices", IEEE Trans. Electron Devices, Vol. ED-12, No. 12, pp. 605-618, December 1965.
- [4] C. Camacho Peñalosa, J. Esteban, T.M. Martín Guerrero, B. Castillo Vázquez, "On negative drain-to-source capacitances in microwave FET-type devices", to be presented at International Symposium on Microwave and Optical Technologies (ISMOT' 01), June 2001, Montreal (Canada).
- [5] B. Castillo-Vázquez, T.M. Martín-Guerrero, and C. Camacho-Peñalosa, "Parameter extraction procedure for microwave and millimetre-wave monolithic FET-type devices based on a scalable distributed model", 6th European Gallium Arsenide and Related III-V Compounds Applications Symposium, pp. 318-323, October 1998, Amsterdam (Netherlands).

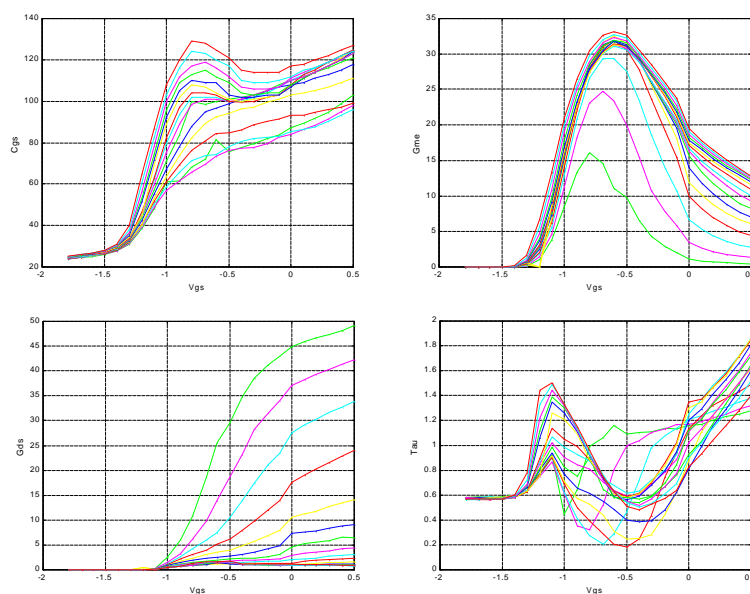


Fig.3.- Dependencia con la polarización de algunos elementos del modelo (C_{gs} , G_m , G_{ds} , t)