Estudio y Mejora de Modelos Dispersivos Avanzados Gran Señal para la Corriente *I*_{ds} en Transistores GaAs MESFET y HEMT

Mohamed Chaibi⁽¹⁾, Juan Luís Cano⁽¹⁾, Tomás Fernández⁽¹⁾, Mohamed Aghoutane⁽²⁾

tomas.fernandez@unican.es

⁽¹⁾Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones. Universidad de Cantabria

Avd. de los Castros s/n, 39005, Santander, Spain

⁽²⁾Dept. de Physique. Faculté des Sciences - Université Abdelmalek Essaâdi

BP 2121 Tétouan, Maroc

Abstract- In this paper a new approach to accurately modelling the second order effects controlling the drain to source current behaviour in GaAs MESFET's and HEMT's is going to be presented. Starting from a single-source model, based on the back-gating approach solution, a detailed study of the advantages and limitations of this model has been performed. As a result, a new model has been obtained. This model allows the user to simulate both DC and Large Signal behaviour of the device taking into account all the second order effects (frequency dispersion, self-heating dependence and dispersion due to the bias point) present in such as devices. The accuracy of the obtained results when comparing with experimental results will show the validity of the proposed approach.

I. INTRODUCCIÓN

Desde hace unas décadas hasta nuestros días, el interés por desarrollar modelos para la fuente de corriente de drenador, I_{ds} , en transistores MESFET y HEMT de microondas ha llevado a desarrollar modelos más o menos complejos que, junto con adecuados sistemas de medida, intentan reproducir el comportamiento real del dispositivo dando cuenta de diferentes efectos de segundo orden como la dispersión de baja frecuencia, influencia del punto de polarización y autocalentamiento [1-4]. Sin embargo, el rápido avance de las sistemas de comunicaciones, el uso de modulaciones digitales complejas y los altos requerimientos de linealidad que esos imponen, han obligado a intensificar los esfuerzos tendentes a conseguir que los modelos desarrollados, además de dar cuenta de los efectos anteriormente mencionados, reproduzcan de forma apropiada los efectos de intermodulación y no linealidad [5], [6].

En algunos casos si bien es cierto que la precisión de los resultados proporcionados por los modelos desarrollados era adecuada [4], [7] el hecho de que presentaran una elevada complejidad tanto en el proceso de extracción de sus parámetros como en el de su implementación en simuladores comerciales frenó su uso por la comunidad investigadora.

Recientemente han aparecido trabajos que proponen implementaciones circuitales aparentemente capaces de dar buena cuenta de todos los efectos de segundo orden [8], [9] basándose en algunos casos [9] en implementaciones circuitales similares a las utilizadas para modelar el fenómeno del backgating [10]. En este trabajo presentaremos, a partir de estudios detallados de algunos de estos modelos [7], [8], [9] las limitaciones que estos presentan, planteando mejoras que, confrontadas con resultados experimentales, validarán la aproximación aquí propuesta.

II. MODELOS DE FUENTE ÚNICA PARA TRANSISTORES MESFET Y HEMT

II. 1 Antecedentes al modelado Gran Señal de fuente única

Los autores de este trabajo presentaron anteriormente un modelo gran señal para la fuente de corriente Ids, basado en una aproximación de doble fuente de corriente [4] que era capaz de dar buena cuenta del comportamiento tanto en DC como dinámico en pequeña y gran señal, merced a la dependencia del modelo de la fuente de corriente Ids no solo de las tensiones dinámicas de control (*vgs, vds*) sino también de las del punto de polarización (*Vgscc, Vdscc*) según se muestra en la ecuación (1).

$$Ids = f(vgs, vds, Vgscc, Vdscc)$$
(1)

La implementación del modelo en los simuladores se llevaba a cabo mediante un esquemático como el que se muestra en la figura 1.



Fig. 1. Modelo Gran Señal de doble fuente.

Si bien es cierto que este modelo representa de forma adecuada el comportamiento del dispositivo en diferentes regímenes de funcionamiento, el hecho de que se utilizasen redes de tipo paso bajo ideal para la extracción del valor de las tensiones del punto de polarización, podía plantear problemas de convergencia cuando se simulaban circuitos complejos utilizando, por ejemplo, balance armónico.

En [7] se presenta una aproximación de fuente única que permite, a partir de medidas en DC y pulsadas I/V en diferentes puntos de polarización, obtener un modelo circuital del transistor. Sin embargo, la complejidad en el proceso de extracción de los parámetros, junto con el hecho de que ni las expresiones matemáticas utilizadas ni la de sus derivadas presentasen continuidad, hacen que no sea fácilmente utilizable en simulaciones donde se quieran tener en cuenta efectos de intermodulación, memoria, etc.

En otras aproximaciones [8], se utiliza un complejo modelo de dispositivo basado en la utilización de dos transistores para modelar apropiadamente el comportamiento del mismo en diferentes regímenes de funcionamiento. Una de las principales ventajas de este modelo, destacada como novedad por sus autores, es el hecho de que predice adecuadamente los pasos por cero de la corriente dinámica I_{ds} , cuando la tensión dinámica de drenador v_{ds} es nula, cuestión en la que la mayoría de los modelos existentes hasta el momento fallaban.

II. 2 Modelos de Fuente Única Actuales

Basándose en la implementación circuital del esquemático que permite modelar el efecto del backgating en transistores MESFET y HEMT, en algunos trabajos [7], [9] se proponen modelos de fuente única que, según se indica, representan el comportamiento observado de los mismos teniendo en cuenta diferentes efectos de segundo orden, tanto en régimen de DC como dinámico en pequeña y gran señal. El esquemático usado se muestra en la figura 2.



Fig. 2. Modelo Gran Señal de fuente única.

En ambos trabajos, la técnica aplicada consiste en ajustar primeramente el comportamiento en DC del dispositivo bajo test. A continuación, partiendo de medidas pulsadas I/V en diferentes puntos de polarización, en [9] se realiza el ajuste de las mismas utilizando unas tensiones dinámicas efectivas (*vgse, vdse*) que dependen en cada instante de la diferencias de tensión (dvg, dvd) entre las tensiones dinámicas (*vgs, vds*) y las del punto de polarización (*Vg_bias*).

Del estudio de las expresiones propuestas para las tensiones efectivas (*vgse*, *vdse*) se obtiene como resultado que las mismas no aseguran el cruce por cero de la corriente dinámica de drenador Ids del transistor cuando la tensión dinámica aplicada es nula, contradiciendo lo que los resultados experimentales demuestran. Como ejemplo, en la figura 3 se muestran unas simulaciones de las curvas pulsadas I/V para un dispositivo MGF1923 de Mitsibishi., donde se aprecia claramente que para Vds=0 V la corriente no es nula.



Fig. 3. Simulación de comportamiento pulsado I/V en un punto de polarización determinado, usando el modelo propuesto en [9].

II.3 Modelo de Fuente Única propuesto

Teniendo en cuenta que el modelo a desarrollar no solo debe dar cuenta del comportamiento en DC y dinámico del transistor, sino que también deberá reproducir de forma continua y fiel el comportamiento de las derivadas de orden superior de la fuente de corriente Ids, se parte de un modelo ecuacional desarrollado por los autores de este trabajo que asegura estas características [6]. Así, la ecuación base a la que se realiza el ajuste del comportamiento en DC del dispositivo viene dada por:

$$I_{ds} = I_{dss} \cdot e^{\left[\frac{-v_{gll_{ds}}}{\mu}\right]} \cdot \left(v_{gll_{gf}}\right)^{(E+K_E,v_{gl})} \cdot \left(1 + \frac{S_S \cdot v_{di}}{I_{dss}}\right).$$

$$\tanh\left(\frac{S_L \cdot v_{di}}{I_{dss} \cdot \left(1 - K_G \cdot v_{gi}\right)}\right)$$
(2)

$$v_{git_{eff}} = \frac{1}{2.\eta} (\chi . v_{git} + v_{git_{lch}}); v_{git_{lch}} = \ln(2.\cosh(\chi . v_{git}))$$
(3)

$$v_{gif_{lch}} = \ln(2.\cosh(v_{gif})); v_{git} = v_{gi} - (V_P + \gamma . v_{di})$$
(4)

$$v_{gif} = v_{gi} - V_{PF} \tag{5}$$

El procedimiento a seguir para llevar a cabo la extracción del modelo completo de fuente única se puede resumir en los apartados que a continuación se van a desarrollar. Como resultado se obtendrá un conjunto de parámetros que permitirán introducir en cualquier simulador comercial el modelo conseguido.

1.- Se ajustan las características I/V medidas en DC a la ecuación de la fuente de corriente dada por (2), (3) y (4); de esta forma ya se tiene la ecuación base a la que se van a referir las diferencias con respecto a la corriente dinámica. En la gráfica de la figura 4 se presentan los resultados obtenidos en el ajuste de las características DC para un dispositivo MGF1923 de Mitsubishi Semiconductor

2.- Se proponen unas expresiones adecuadas para las ecuaciones de las tensiones efectivas, $V_{gs_efectiva}$ y $V_{ds_efectiva}$, de manera que aseguren el cruce por cero para valores nulos de la tensión dinámica. En nuestro caso, partiendo de la aproximación circuital presentada en [7], se han desarrollado unas expresiones para estas tensiones efectivas que, junto con un sencillo proceso de extracción que se presenta en el

punto 3, permiten obtener de forma rápida y precisa el modelo total dinámico gran señal para la fuente de corriente Ids del transistor. Las ecuaciones propuestas se muestran en (6) y (7). Nótese que cuando se quieren alcanzar tensiones dinámicas nulas en el drenador, se tiene que el término dado por $\Delta V_{ds}+V_{ds}$ -bias, o lo que es lo mismo, v_{ds} , tiene un valor igual a cero, evitando el problema del cruce por cero existente en otros modelos.

$$V_{gs_efectiva} = \alpha_1 \cdot \Delta V_{gs} \cdot e^{\alpha_2 \cdot \Delta V_{ds}} + \alpha_3 \cdot \Delta V_{ds} \cdot e^{\alpha_4 \cdot \Delta V_{gs}} + V_{gsi_bias}$$

$$V_{ds_efectiva} = \left(1 + \alpha_5 \cdot \Delta V_{ds} \cdot e^{\alpha_6 \cdot \Delta V_{gs}} + \alpha_7 \cdot \Delta V_{ss} \cdot e^{\alpha_5 \cdot \Delta V_{ds}}\right) \left(\Delta V_{ds} + V_{dsi_bias}\right)$$
(6)

donde:

$$\Delta V_{gs} = \left(v_{gs}(t) - V_{gs_bias} \right) \quad ; \quad \Delta V_{ds} = \left(v_{ds}(t) - V_{ds_bias} \right) \tag{7}$$



Fig. 4. Curvas I/V en régimen de DC, experimentales (círculos) y simuladas (líneas), para el dispositivo MGF1923 de Mitsubishi (Vgs: desde -1.6V hasta 0V con 0.2V).

3.- Quizá el punto más importante para asegurar un proceso de extracción sencillo, pero a la vez válido para cualquier dispositivo (independientemente de su tecnología, tamaño, etc) sea definir con precisión los puntos de medida pulsada I/V en los que es necesario realizar el ajuste de las características para obtener el valor de los parámetros de las ecuaciones de las tensiones efectivas. De esta forma se ha comprobado que seleccionando seis puntos de polarización sobre las características I/V en DC, desde los que se realizarán medidas pulsadas I/V y optimizará, se asegura que la precisión en posteriores simulaciones, para cualquier punto de polarización diferente a estos, será la adecuada. En la figura 5, se indican, sobre unas características en DC generales, la posición de esos seis (P1-P6) *"puntos llave"* desde las que efectuar las medidas pulsadas I/V.



Fig. 5. Distribución de los puntos llave sobre unas características en régimen DC. P1 (Vgs(100% Idss),0); P2(Vgs(50% Ids),0); P3(Vgs(pinch-off)),0);P4 (Vgs(100% Idss),Vdsmax); P5(Vgs(pinch-off)),Vdsmax); P6 (Vgs(50%Idss),Vdsmax/2).

4.- Por último, midiendo las características I/V pulsadas desde esos *puntos llave*, se realizó un programa en MATLAB que optimiza el valor de los diferentes parámetros α_i de las expresiones de las tensiones efectivas para ajustar dichas medidas a las ecuaciones propuestas. Como ejemplo, en la tabla 1, se muestran los valores obtenidos para el dispositivo MGF1923 de Mitsubishi.

Resistencias Parásitas
$R_g = 1.36\Omega$ $R_d = 6.51\Omega$ $R_s = 0.82 \Omega$
Parámetros DC
$\begin{split} I_{dss} = &80.703 \ (mA); \ V_P = -0.94629 \ (V); \ V_{PF} = 1.7941 \ (V); \ \gamma = -0.25019; \ \chi = 2.4799; \ \eta = 10.296; \ K_G = 2.4132 \ (V^{-1}); \ S_L = 0.90711; \\ S_S = &38.394 \ (mA/V); \ K_E = -1.1206 \ (V^{-1}); \ E = -1.2398; \\ \mu = &0.5913; \ \delta = 0.37018 \end{split}$
Parámetros Dinámicos
$\alpha_{1} = 9.9575 \times 10^{-1}; \ \alpha_{2} = -2.2752 \times 10^{-5}; \ \alpha_{3} = 2.9362 \times 10^{-2}; \\ \alpha_{4} = -1.6231 \times 10^{-4}; \ \alpha_{5} = -5.4371 \times 10^{-2}; \ \alpha_{6} = -5.2754 \times 10^{-1}; \\ \alpha_{7} = -1.0293 \times 10^{-1}; \ \alpha_{8} = 1.7671 \times 10^{-1}$

Tabla 1. Conjunto de parámetros que definen la fuente de corriente total para el dispositivo MGF1923

III. RESULTADOS EXPERIMENTALES

A partir de los parámetros encontrados para definir la fuente de corriente Ids (incluyen tanto la fuente de corriente en DC como los parámetros de las expresiones de las tensiones efectivas), es posible realizar simulaciones que pongan de manifiesto la validez del modelo presentado. A continuación se presentan los resultados de dichas simulaciones.

En las figuras 6 y 7 se muestran los resultados obtenidos en la simulación del comportamiento pulsado I/V para puntos de polarización distintos a los *puntos llave*. En ambas se aprecia también el excelente grado de acuerdo entre las medidas y los resultados que proporciona el modelo.



Fig. 6. Simulación de las características pulsadas para el dispositivo MGF1923. (Vgs: desde -1.6V hasta 0V con 0.2V), bias: (Vgsscc=-0.8, Vdscc=2). Simulación (líneas), medidas (estrellas).

Para independizar los resultados del tipo de dispositivo elegido, el mismo proceso se repitió para un transistor MESFET de mayores dimensiones ($10*140\mu m$) de GEC-MARCONI. En las gráficas 8 y 9 se presentan las simulaciones llevadas a cabo en este caso.



Fig. 7. Simulación de las características pulsadas para el dispositivo MGF1923. (Vgs: desde -1.6V hasta 0V con 0.2V), bias: (Vgsscc=-0.4, Vdscc=5). Simulación (líneas), medidas (estrellas).



Fig. 8. Simulación de las características pulsadas para el dispositivo 10*140μm de GEC-MARCONI (Vgs: desde -3V hasta 0V incremento 0.5V). bias: (Vgsscc=-3, Vdscc=3). Simulación (líneas), medidas (estrellas).



Fig. 9. Simulación de las características pulsadas para el dispositivo 10*140μm de GEC-MARCONI (Vgs: desde -3V hasta 0V incremento 0.5V). bias: (Vgsscc=-2, Vdscc=4). Simulación (líneas), medidas (estrellas).

IV. CONCLUSIONES

En este artículo se ha presentado un método que permite reproducir el comportamiento estático y dinámico gran señal, de la fuente de corriente de drenador en transistores GaAs MESFET y HEMT de microondas teniendo en cuenta los efectos de segundo orden que tienen lugar en este tipo de dispositivos. Como concepto fundamental se propone un modelo circuital equivalente de una fuente de corriente única para la corriente drenador fuente, I_{ds} , así como una sencilla estrategia de modelado, basada en la medida pulsada I/V en seis puntos llave bien determinados, con la que es posible obtener el valor de los parámetros del modelo.

Por último, destacar que los resultados obtenidos, al aplicar el método presentado a varios transistores de distintos tamaños y tecnologías, ponen de manifiesto la validez tanto del circuito equivalente como de la metodología de extracción propuestos.

AGRADECIMIENTOS

Los autores quieren hacer público su agradecimiento a los siguientes proyectos, dentro de los cuales se han obtenido los resultados presentados en este artículo:

- NoE TARGET (IST program of the EU under contract IST-1-707893-NOE).
- TEC2005-07985-C03-01, Ministerio de Educación y Ciencia

Igualmente queremos hacer constar nuestra gratitud a la AECI a través de su programa "Becas para Extranjeros no Iberoamericanos para Estudios de Postgrado, Doctorado y Postdoctorado en Universidades y Centros Superiores en España" y al Ministerio de Educación y Ciencia a través del programa de becas FPI BES-2005-6730.

REFERENCIAS

- W. Curtice, "A MESFET Model for Use in the Design of GaAs Integrated Circuits", IEEE Trans. MTT-28, no.5, pp.448-456, May 1980.
- [2] T. Kacprzak y A. Materka, "Compact de Model of GaAs FET's for Large-Signal Computer Calculation", *IEEE J Solid-State Circuits*, Vol. SC-1 8, Abril 1983, pp. 21 1 213.
- [3] C. Camacho-Peñalosa, C. S. Aitchinson, "Modelling Frequency Dependences of Ouput Impedance of a Microwave MESFET at Low Frequencies", *Elect. Letters*, Vol 21, No 12, pp. 538-539.
- [4] T. Fernández, Y. Newport, J.M. Zamanillo, A. Tazón, A. Mediavilla, "Extracting a Bias Dependent Large Signal MESFET Model from Pulsed I/V Measurements", *IEEE Transactions on MTT*, pp. 372-378, VOL. 44, NO. 3, March 1996.
- [5] J.C. Pedro and J. Pérez, "A novel non-linear GaAs FET model for intermodulation analysis in general purpose harmonic-balance simulators," in 23rd European Microwave Conf. Dig., Madrid, Spain, Sept. 1993, 714-716.
- [6] T. Fernández, J. A. García, A. Tazón, A. Mediavilla, J. C. Pedro and J. L. García "Accurately Modelling the drain to Source Current in Recessed Gate P-HEMT Devices", *Electron Device Letters*, Accepted for publication in November 1999
- [7] A. K. Jastrzebski, "Characterisation and modelling of Temperature and Dispersion Effects in Power MESFETs," European microwave Conference, pp. 1319-1324, September 1994.
- [8] K. Jeon, Y. Kwon, "A Frequency Dispersion Model of GaAs MESFET for Large-Signal Applications," IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 7, No. 3, pp. 78-80, March 1997.
- [9] G. R. Valdivia, R. Brady, T. J. Brazil, "Singel function drain current model for MESFET/HEMT devices including pulsed dynamic behaviour," IEEE MTT-S International Microwave Symposium, pp. 473-476, June 2006.
- [10] M. Lee, L. Forbes, "a self-backgating GaAs MESFET Model for Low-Frequency Anomalies," IEEE Electron Device Letters, Vol. 37, No. 10, pp. 2148-2157, October 1990.