

MODELADO NO LINEAL DE LOS EFECTOS DISPERSIVOS EN LOS TRANSISTORES HEMT DE GaN

Mohamed Chaibi⁽¹⁾⁽²⁾, Tomás Fernández⁽¹⁾, Antonio Tazón⁽¹⁾, Angel Mediavilla⁽¹⁾,
Mohamed Aghoutane⁽²⁾, Abdelwahed Tribak⁽¹⁾⁽²⁾

chaibim@unican.es, tomas.fernandez@unican.es, aghoutane@uae.ma

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

Plaza de la Ciencia, Avd. de Los Castros, s/n, 39005, Santander, Spain.

⁽²⁾ Dpt. de Physique, Faculté des Sciences, Université Abdelmalek Essaadi
B.P. 2121, Tétouan, Morocco.

Abstract- Traps (due to the presence of surface-state densities and deep-levels) and self-heating (due to the power dissipation in the device) cause important deviation between DC and dynamic I/V characteristics that limits the output power of the device at high frequencies, and they must be taken into account when an accurate nonlinear dynamic model is needed. In this paper, a new approach to adding traps and self-heating effects into an existing DC classical nonlinear I_{ds} current source model for GaN HEMT device is presented. The resulting model is able to provide accurate simulation of both, static (DC) and dynamic (Pulsed) current-voltage (I/V) characteristics at any operating bias point simultaneously. Self-heating is added to the model without the need of any additional electro-thermal sub-circuit. Parameters extraction strategy and the model implementation in a CAD simulator are simple. The very good agreement between simulation and experimental results demonstrates the accuracy of the approach.

I. INTRODUCCIÓN

Sin duda ninguna, un excelente candidato para el diseño y fabricación de los amplificadores de potencia, destinados a los sistemas de comunicaciones inalámbricas de última generación, es el transistor AlGaIn/GaN HEMT. Este dispositivo se caracteriza por una alta densidad de portadores, y alta movilidad y velocidad de saturación de electrones. Además, el nitruro de galio (GaN) es un material que se caracteriza por un ancho band-gap. Esta última característica hace que un transistor AlGaIn/GaN HEMT pueda alcanzar un alto voltaje de ruptura, una importante densidad de corriente, e incluso puede soportar una alta temperatura de canal en funcionamiento. Con todo esto se consigue una alta potencia de salida y, por lo tanto, hace de este dispositivo una solución óptima para aplicaciones de potencia RF y microondas.

Sin embargo, este transistor se ve afectado por efectos dispersivos que limitan sus prestaciones. Se refiere en particular a los efectos trampa (existencia de niveles profundos en el sustrato y niveles superficiales) y a los efectos térmicos inducidos por el auto-calentamiento (gracias a la alta potencia que se disipa dentro del dispositivo). El efecto del auto-calentamiento se traduce en una disminución de la corriente de salida del transistor cuando se aumenta la potencia disipada en el mismo. Esto es debido a la disminución de la movilidad de los electrones con el

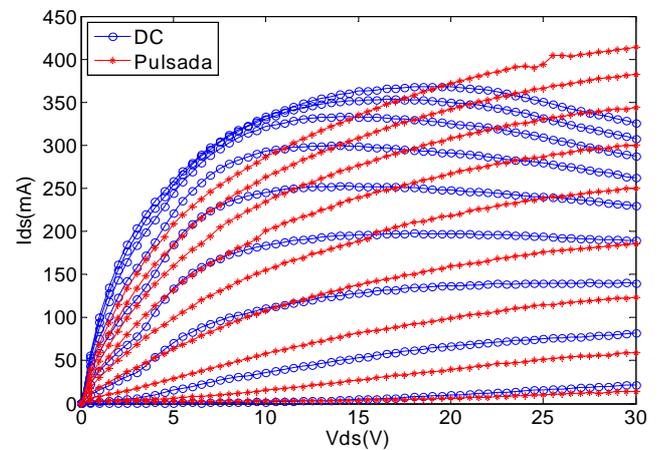


Fig. 1. Características I/V llevadas a cabo en régimen pulsado y de DC: puesta en evidencia del efecto del auto-calentamiento sobre la corriente I_{ds} .

aumento de la temperatura. No obstante, las características I/V llevadas a cabo en régimen pulsado no muestran este fenómeno, razón que justifica la utilización de las medidas pulsadas para controlar el estado térmico interno del transistor durante su caracterización. El efecto de las trampas se traduce en la aparición de una diferencia entre las características corriente-tensión (I/V) dinámicas y estáticas (DC) del dispositivo. Esta diferencia se refiere como dispersión o colapso de corriente que conduce a una diferencia importante entre la potencia estimada bajo condiciones de DC y la que luego se obtiene experimentalmente cuando el dispositivo está operando en radio frecuencia [1-4]. En la Fig. 1 se representa una comparación entre las características I/V estáticas y dinámicas ($V_{gscc}=-4V$, $V_{dscc}=20V$) donde se ponen en evidencia claramente estos efectos. Así pues, todos estos efectos dispersivos deben de ser tenidos en cuenta si se requiere un modelo dinámico preciso de este tipo de dispositivos. En este sentido, se han desarrollado muchos modelos no lineales de I_{ds} basándose en la medida pulsada de las características I/V del transistor ya que esta técnica de medida se considera que es una herramienta indispensable para la puesta en evidencia y el modelado de los efectos trampa puesto que permite separar estos efectos de los efectos del auto-calentamiento [5-7].

En este trabajo presentamos una nueva técnica para el modelado de estos efectos dispersivos. Para ello se propone la modificación, de una manera precisa, de la ecuación matemática de un modelo DC clásico existente de la fuente de corriente I_{ds} del transistor usando las medidas pulsadas. El modelo resultado va a ser capaz de simular al mismo tiempo ambas características, DC y pulsadas para cualquier punto de polarización.

II. DESCRIPCIÓN DEL MODELO

La mayoría de los modelos DC clásicos de la fuente de corriente I_{ds} tienen la forma general de la ecuación (1), donde f es una función matemática que describe el comportamiento no lineal de esta fuente de corriente. V_{gs} y V_{ds} son las tensiones de control de estas características. T es la temperatura del canal del transistor debido al auto-calentamiento del mismo. El valor de esta temperatura se estima mediante un circuito electrotérmico que se añade al modelo circuital global del transistor. Este valor dependerá en cada instante de la potencia disipada en el dispositivo que ella misma dependerá del punto de polarización de reposo.

$$I_{ds} = f(V_{gs}, V_{ds}, T) \quad (1)$$

La forma con la que está definida la ecuación (1) impone que los modelos clásicos de I_{ds} no sean capaces de simular, solamente con un único conjunto de parámetros de las expresiones que rigen estos modelos, al mismo tiempo las características I/V estáticas y dinámicas (pulsadas) del transistor. De hecho, en estos modelos no se distingue la naturaleza de las tensiones de control si son estáticas o dinámicas. Son los parámetros del modelo que definen la naturaleza de la corriente I_{ds} y no las tensiones de control puesto que se necesitan solamente sus valores independientemente de su naturaleza. Además, en el caso de la simulación de las características I/V pulsadas, el modelo es capaz de hacerlo solamente para un punto concreto de polarización de reposo que se ha utilizado para la extracción de los parámetros del modelo; y si se requiere la simulación de estas características para otro punto de polarización de reposo, hay que extraer de nuevo los valores de los parámetros del modelo usando las medidas pulsadas llevadas a cabo con este punto de polarización. Así pues, para cada punto de polarización tendremos valores diferentes de los parámetros del modelo. La explicación de esto viene dada por el hecho de que las magnitudes de la corriente en las medidas de las características I/V pulsadas son diferentes para cada punto de polarización de reposo. De hecho, es el punto de polarización de reposo que fija el nivel del auto-calentamiento y el nivel de los electrones atrapados en el transistor, así, si se cambia el punto de polarización, se cambia el nivel de estos dos factores y, por lo tanto, el dispositivo no va a ser capaz de ofrecer la misma corriente en régimen dinámico para todos estos puntos de polarización (cambiando el nivel del auto-calentamiento y de los electrones atrapados, se cambia la cantidad de electrones dispuestos a participar en la conducción). En la Fig. 2 se representa una comparación entre dos características pulsadas para dos puntos de polarización diferentes donde se pone en evidencia el efecto del auto-calentamiento y de las trampas sobre la corriente I_{ds} .

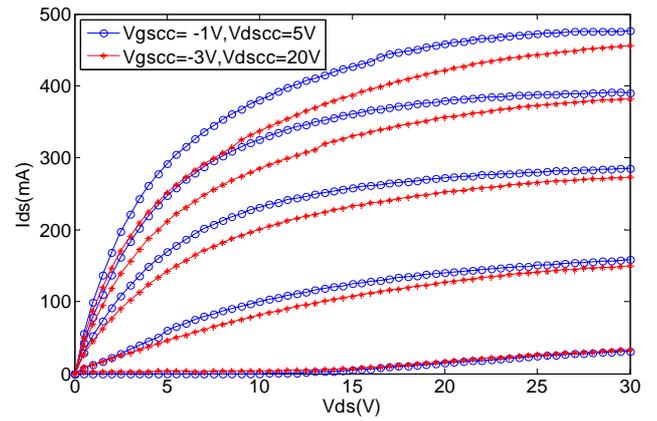


Fig. 2. Características I/V llevadas a cabo en régimen pulsado: puesta en evidencia del efecto del punto de polarización sobre la corriente I_{ds} .

A modo de resumen, la corriente dinámica en el transistor dependerá de las tensiones estáticas de polarización de reposo y de las tensiones dinámicas aplicadas al mismo. Basándose en esto, la idea básica de la técnica propuesta en este trabajo, para añadir los efectos trampa y del auto-calentamiento a un modelo DC existente, es transformar la forma general del modelo I_{ds} , representada por la ecuación (1), a la forma de la ecuación (2).

$$I_{ds} = f(V_{gscc}, V_{dscc}, V_{gs}(t), V_{ds}(t)) \quad (2)$$

En la nueva forma general del modelo de I_{ds} se ve que ahora la corriente depende de las tensiones de polarización de reposo, V_{gscc} y V_{dscc} , y de las tensiones dinámicas, $V_{gs}(t)$ y $V_{ds}(t)$. Además, se ve también la desaparición de la variable temperatura, T . La explicación de esto se encuentra en el hecho de que, logrando que el modelo de I_{ds} dependa del punto de polarización y, por lo tanto, de la potencia disipada en el transistor, el auto-calentamiento se añade al modelo de una manera natural puesto que los parámetros DC del modelo se van a extraer a partir de las medidas I/V estáticas.

Al principio hemos propuesto una técnica que responde a estas exigencias [7]. La idea básica de esta técnica fue sustituir las tensiones de control V_{gs} y V_{ds} por otras tensiones efectivas que lleven en cada instante información del punto de polarización de reposo y de las tensiones dinámicas aplicadas al dispositivo. La meta perseguida ha sido que simplemente modificando las tensiones de control, manteniendo los valores de los parámetros encontrados a partir del ajuste de las características I/V estáticas, la nueva expresión de I_{ds} sea capaz de simular no solo estas características en régimen de DC sino también en régimen dinámico (pulsada) para cualquier punto de polarización.

Aunque la aplicación de la dicha técnica a los transistores MESFET/HEMT de baja potencia ha sido un éxito, hemos visto que este modelo no es capaz de ajustar las características I/V pulsadas para un transistor GaN HEMT (dispositivo de potencia). Esto es debido a que en este tipo de dispositivos, son los propios parámetros DC del modelo que tienen el control sobre las características I/V dada la importante diferencia entre los niveles de la corriente estática y dinámica (los transistores GaN HEMT se ven muy afectados por el auto-calentamiento y los efectos trampa). Por tanto, simplemente con la modificación de las tensiones de control no hemos sido capaces de lograr nuestro objetivo

que es tener una sola expresión de I_{ds} que sea capaz de simular las características I/V del dispositivos para cualquier punto de polarización sin tener que calcular los valores de los parámetros del modelo cada vez que cambiemos este punto de polarización. La Fig. 3 representa una comparación entre las características I/V, medidas y ajustadas ($V_{gscc}=0V$, $V_{dscc}=0V$) por este modelo, para un transistor GaN HEMT donde se ve claramente la incapacidad del modelo de ajustar estas características.

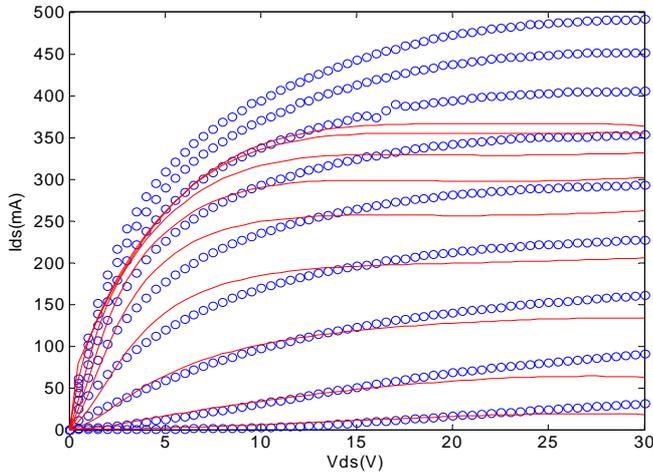


Fig. 3. Ajuste de las características I/V pulsadas de un transistor GaN HEMT utilizando la técnica propuesta en [7]. Ajuste (líneas), medidas (círculos).

A la vista de lo anterior y basándonos en lo que sucede realmente en las medidas pulsadas, proponemos una nueva técnica de modelado que sea capaz de remontar la limitación de la técnica desarrollada anteriormente. En la medida pulsada se trata de trazar las curvas I/V del dispositivo variando los valores de las tensiones de control y partiendo de un punto estático concreto de polarización. Así, para todos los puntos de polarización, los valores de las tensiones de control de barrido son los mismos. No obstante, para cada punto de polarización tendremos características diferentes. Así pues, en el nuevo modelo, la dependencia de la corriente dinámica con las tensiones estáticas de polarización y con las tensiones dinámicas va a ser integrada en los propios parámetros del modelo y no en las tensiones de control (los valores de las tensiones de control son iguales para todas las características I/V pulsadas). De hecho, los parámetros del modelo pasan de ser estáticos a ser variables con el tiempo, y dependerán de las tensiones de polarización de reposo. La forma en que se va a efectuar esto pasa a través de las siguientes expresiones:

$$p_i = p_{i_DC} \cdot \left(1 + \lambda_i \cdot V_{gsd}(t) + \beta_i \cdot V_{dsd}(t)\right) \quad (3)$$

$$V_{gsd}(t) = V_{gs}(t) - V_{gscc}; \quad V_{dsd} = V_{ds}(t) - V_{dscc}(t) \quad (4)$$

Donde p_i representa el valor dinámico del parámetro “ i ” del modelo y p_{i_DC} representa el valor del mismo parámetro estimado en régimen de DC. λ_i y β_i son los parámetros del modelado del comportamiento dinámico del dispositivo. Las tensiones $V_{gsd}(t)$ y $V_{dsd}(t)$ representan las diferencias, en cada instante de tiempo, entre las tensiones de control aplicadas al transistor $V_{gs}(t)$ y $V_{ds}(t)$ y las tensiones de polarización de reposo V_{gscc} y V_{dscc} respectivamente.

Nótese que la forma de las expresiones (3) y (4) garantiza que el modelo se reduce a su versión original DC cuando no hay señal dinámica ($V_{gsd}(t)=0V$, $V_{dsd}(t)=0V$). Por eso el modelo es capaz de simular simultáneamente las características I/V del transistor tanto estáticas como dinámicas.

El proceso de extracción de los valores de los parámetros del nuevo modelo se lleva a cabo en dos pasos. En primer lugar se extraen los valores de los parámetros DC mediante el ajuste de las características I/V llevadas a cabo en régimen de DC. Una vez se tiene extraído los valores de estos parámetros, se procede a la extracción de los valores de los parámetros dinámicos λ_i y β_i usando en este caso las medidas pulsadas de las características I/V llevadas a cabo solamente en unos pocos puntos de polarización bien elegidos [8]. Todas estas etapas de extracción se llevan a cabo mediante un programa de optimización.

III. SIMULACIONES Y RESULTADOS EXPERIMENTALES

Para probar la validez de la técnica de modelado propuesta, se ha aplicado esta técnica al dispositivo $8 \times 75 \mu\text{m}$ AlGaIn/GaN HEMT de Alcatel-Thales III-V Lab. El modelo DC de partida ha sido el que está referido en [9]. Nótese que la técnica es aplicable a cualquier modelo clásico DC existente. El hecho de elegir este modelo es porque el mismo es capaz no solamente de reproducir las características I/V sino también es capaz de reproducir de una manera continua y fiel el comportamiento de sus derivadas de orden superior.

Un estudio previo de la variación de los parámetros del modelo con las tensiones de polarización de reposo se ha llevado a cabo con el fin de determinar cuales son los parámetros que tienen que recibir una modificación expresada por la ecuación (3). Así, se ha visto que los parámetros que controlan la corriente de saturación, la tensión de codo y las pendientes en las características I/V deben de someterse a la dicha modificación. Esto puede ser utilizando cualquier ecuación del modelo original de partida, puesto que los efectos dispersivos, especialmente los efectos trampa, se manifiestan en estas zonas.

Después de este estudio, se ha llevado a cabo la extracción de los valores de los parámetros del modelo tanto de DC como dinámicos. A continuación se ha implementado el modelo de la fuente I_{ds} en el simulador comercial ADS de Agilent Technologies. El circuito eléctrico equivalente del modelo implementado viene mostrado en la Fig. 4. En este circuito se ve la aparición de las resistencias de acceso del transistor cuyos valores se deben extraer a priori; en este caso las tensiones de control dinámicas y de polarización de reposo van a ser las intrínsecas. También se puede ver la aparición de dos redes R-C en la entrada y la salida del modelo ($R_{gg}-C_{gg}$ y $R_{dd}-C_{dd}$). Estas redes se añaden para extraer los valores de las tensiones estáticas de polarización, V_{gscc} y V_{dscc} , y de las tensiones dinámicas V_{gsd} y V_{dsd} .

Utilizando el modelo implementado, se ha llevado a cabo la simulación de las características I/V en régimen de DC. La Fig. 5 muestra la comparación entre las medidas y la simulación de estas características. El gran acuerdo entre la simulación y las medidas confirma que el nuevo modelo es capaz de guardar la capacidad del modelo original de reproducir el comportamiento del dispositivo en régimen de continua.

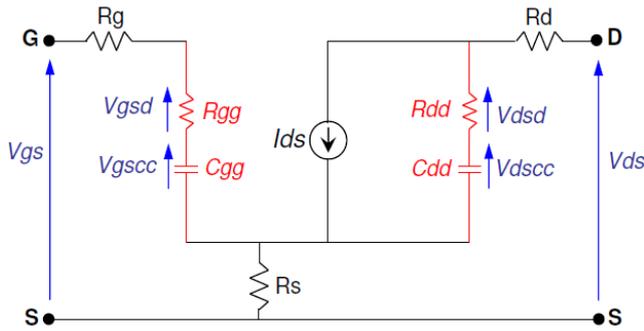


Fig. 4. Circuito eléctrico equivalente del modelo de I_{ds} implementado en el simulador ADS para el transistor $8 \times 75 \mu\text{m}$ AlGaIn/GaN HEMT.

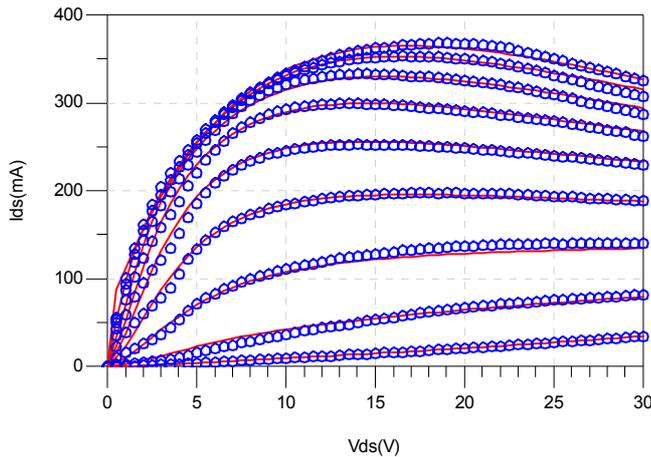


Fig. 5. Características I/V estáticas, medidas (círculos) y simuladas (líneas continuas), del transistor $8 \times 75 \mu\text{m}$ AlGaIn/GaN HEMT. (V_{gs} : desde -4V hasta 0V).

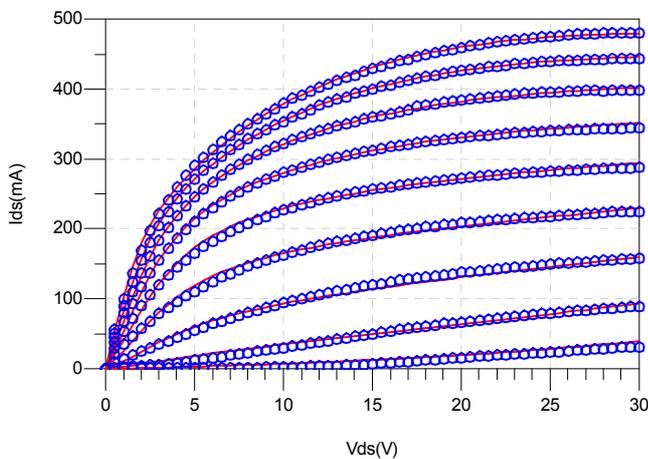


Fig. 6. Características I/V pulsadas, medidas (círculos) y simuladas (líneas continuas), del transistor $8 \times 75 \mu\text{m}$ AlGaIn/GaN HEMT. (V_{gs} : desde -4V hasta 0V); ($V_{gsc} = -1\text{V}$, $V_{dscc} = 3\text{V}$).

Después, hemos implementado en el simulador un banco virtual de medida pulsada. Utilizando este banco de medida, se ha llevado a cabo la simulación de las características I/V pulsadas. La Fig. 6 representa una comparación entre las medidas y las simulaciones de estas características llevadas a cabo para un punto de polarización de reposo que no han sido utilizados en el proceso de extracción de los valores de los parámetros del modelo. El hecho de que el modelo es capaz de reproducir, de una manera excelente, las características I/V pulsadas del transistor para puntos de

polarización que no han sido utilizados en el proceso de extracción de sus parámetros, pone de manifiesto la validez de la técnica de modelado propuesta.

IV. CONCLUSIONES

En este trabajo se ha propuesto un nuevo modelo no lineal de la fuente de corriente I_{ds} de los transistores GaN HEMT. El modelo es capaz de reproducir, de una manera precisa, las características I/V del dispositivo en régimen de DC así como en régimen pulsado. De esta forma, esta técnica es capaz de tener en cuenta los efectos dispersivos debidos al auto-calentamiento y a las trampa presentes en este tipo de dispositivos. La ecuación del nuevo modelo dinámico se basa en cualquier modelo clásico DC existente, ampliando así su régimen de validez. El modelo es fácilmente integrable en un simulador no lineal, y el proceso de extracción de los valores de sus parámetros es sencillo.

La comparación de los resultados obtenidos por simulación con las medidas pone de manifiesto la validez tanto de la técnica de modelado como del proceso de extracción de los parámetros del modelo.

AGRADECIMIENTOS

Los autores quieren expresar su agradecimiento a los proyectos TERASENSE (CONSOLIDER CSD2008-00068) y TEC2008-06684-C03-01: Ministerio de Educación y Ciencia, y KORRIGAN EDA (RTP 102.052): CIDA-Armada Española, dentro de los cuales se han obtenido los resultados presentados en este artículo.

REFERENCIAS

- [1] C. Roff, J. Benedikt, P. J. Tasker, D. J. Wallis, K. P. Hilton, J. O. Maclean, D. G. Hayes, M. J. Uren and T. Martin, "Analysis of DC-RF dispersion in AlGaIn/GaN HFETs using RF waveform engineering" *IEEE Trans. on Electron Devices*, vol. 56, no. 1, pp. 13-18, Jan. 2009.
- [2] J. M. Tirado, J. L. Sanchez-Rojas and J. I. Izpura, "2D simulation of static surface states in AlGaIn/GaN HEMT and GaN MESFET devices" *Semicond. Sci. Technol.*, vol. 20, pp. 864-869, 2005.
- [3] J. Joh, J. A. del Alamo and J. Jiménez, "A simple current collapse measurement technique for GaN High-Electron Mobility Transistors" *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 29, no. 7, pp. 665-667, Jul. 2008.
- [4] J. M. Tirado, J. L. Sánchez-Rojas and J. I. Izpura, "Trapping effects in the transient response of AlGaIn/GaN HEMT devices" *IEEE Trans. on Electron Devices*, vol. 54, no. 3, pp. 410-417, Mar. 2007.
- [5] O. Jardal, F. De Groote, T. Reveyrand, J.-Claude Jacquet, C. Charbonniaud, J.-Pierre Teyssier, D. Floriot and R. Quéré, "An electrothermal model for AlGaIn/GaN power HEMTs including trapping effects to improve large-signal simulation results on high VSWR" *IEEE Trans. on Microw. Theory and Techn.*, vol. 55, no. 12, pp. 2660-2669, Dec. 2007.
- [6] A. Jarndal and G. Kompa, "Large-signal for AlGaIn/GaN HEMTs accurately predicts trapping-and self-heating-induced dispersion and intermodulation distortion" *IEEE Trans. on Electron Devices*, vol. 54, no. 11, pp. 2830-2836, Nov. 2007.
- [7] M. Chaibi, T. Fernández, J. Rodríguez-Tellez, J. L. Cano and M. Aghoutane, "Accurate large-signal single current source thermal model for GaAs MESFET/HEMT" *IEE Electronics Lett.*, vol. 43, no. 14, pp. 775-777, Jul. 2007.
- [8] M. Chaibi, J. L. Cano, T. Fernández and M. Aghoutane, "Estudio y mejora de modelos dispersivos avanzados gran señal para la corriente I_{ds} en transistores GaAs MESFET y HEMT" *XXII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2007)*, 19-21 Septiembre 2007, Tenerife, España.
- [9] T. Fernández, J. A. García, A. Tazón, A. Mediavilla, J. C. Pedro and J. L. García, "Accurately modeling the drain to source current in recessed gate P-HEMT devices" *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 20, no. 11, pp. 557-559, Nov. 1999.