

# Cálculo de la Movilidad en Dispositivos HEMT a Partir de Medidas de Intermodulación

Guillermo Rafael, Tomás Fernández, Joe Rodríguez-Tellez, Antonio Tazón, Angel Mediavilla

Departamento Ingeniería de Comunicaciones – Universidad de Cantabria  
Avda. Los Castros s/n 39005 Santander (CANTABRIA)  
e-mail : [tomas@dicom.unican.es](mailto:tomas@dicom.unican.es)

**Abstract**—In this paper we present a new method to evaluate mobility in HEMT devices. This new approach is based in the measurement of the high order derivatives of the device drain current source as a means of determining the different parameters of the new proposed mobility equation. The presented results will probe the validity of the approach in both linear and saturation regions.

## I. INTRODUCCIÓN

La mayoría de los trabajos llevados a cabo para obtener el valor de la movilidad electrónica en dispositivos AsGa se han basado en medidas mediante sistemas de efecto Hall [1]. Sin embargo, últimamente se han presentado nuevos métodos de medida basados en aproximaciones del tipo Capacidad-Voltaje [2-3] ó en la estimación de la frecuencia de corte del transistor [4] que han sido aplicados a transistores de AsGa con éxito.

En este artículo presentamos un nuevo método alternativo de medida de la movilidad basado en resultados obtenidos a partir de medidas de intermodulación. [5]. Esta nueva aproximación se presenta como un método más simple y preciso que los anteriormente mencionados. En el presente trabajo se presentan resultados para un dispositivo NEC3210S01, aunque se ha aplicado el método desarrollado en otros transistores, obteniéndose el mismo tipo de conclusiones.

## II. NUEVO MÉTODO DE MEDIDA DE LA MOVILIDAD EN TRANSISTORES MESFET/HEMT

En la descripción física de la corriente de drenador de dispositivos MESFET,  $I_{ds}$ , aparece la velocidad de los electrones ( $v$ ) relacionada con la movilidad a través de:

$$I_{ds} = qW(a - y_o)Nv \quad (1)$$

siendo  $W$  la anchura de puerta,  $N$  la densidad de portadores libres,  $q$  la carga del electrón,  $a$  la altura total del canal e  $y_o$  la altura de la zona de depleción. La definición de estas magnitudes se muestra en el corte trasversal de un transistor FET presentado en la figura 1.

Por otra parte la relación existente entre la movilidad electrónica ( $\mu$ ) y el voltaje aplicado ( $V_{ds}$ ) viene dada por la expresión:

$$v = \mu(V_{ds}/L) \quad (2)$$

de esta forma, sustituyendo (2) en (1) y calculando la derivada de la corriente con respecto a las tensiones de control  $V_{gs}$  y  $V_{ds}$ , se llega a:

$$\frac{\partial^2 I_{ds}}{\partial V_{ds} \cdot \partial V_{gs}} = q \cdot (\mu/L) \cdot W \cdot N \cdot \frac{\partial y_o}{\partial V_{gs}} \quad (3)$$

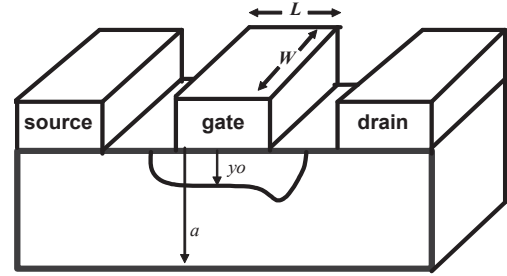


Fig. 1. Corte Transversal de un dispositivo GaAs MESFET

Para evaluar el valor de la derivada de la altura de la zona de depleción con respecto a la tensión de puerta, existe otro parámetro importante al cual podemos recurrir. Este parámetro es la capacidad de puerta,  $C_g$ . Por consideraciones físicas sabemos que, si la carga total asociada a los portadores libres viene dada por  $Q$ , y se supone un valor uniforme de  $N$ , la capacidad se puede calcular mediante:

$$C_g = q \cdot W \cdot L \cdot N \cdot \frac{dy_o}{dV_{gs}} \quad (4)$$

Dividiendo (3) y (4) entre sí, llegamos a una nueva expresión que nos permite calcular la movilidad como:

$$\mu = \frac{\partial^2 I_{ds} \cdot L^2}{\partial V_{ds} \cdot \partial V_{gs} \cdot C_g} \quad (5)$$

Como puede observarse en (5), esta ecuación permite evaluar el valor de la movilidad, siempre que se conozca el valor de término:

$$\frac{\partial^2 I_{ds}}{\partial V_{ds} \cdot \partial V_{gs}} \quad (6)$$

Realizando una expansión en series de Taylor de la corriente  $I_{ds}$ , hasta el segundo orden, esta puede expresarse como [5], [6]:

$$I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = I_{DS}(DC) + gm.vgs + gds.vds + gm2.vgs^2 + gmd.vgs.vds + gd2.vds^2 + gm3.vgs^3 + gm2d.vgs^2.vds + gmd2.vgs.vds^2 + gd3.vds^3 \quad (7)$$

donde  $gm$  y  $gds$  son la transconductancia y conductancia de salida del dispositivo respectivamente,  $gm2$  y  $gd2$  son las derivadas segundas de  $I_{ds}$  con respecto a  $V_{gs}$  y  $V_{ds}$ ,  $gm3$  y  $gd3$  son las derivadas segundas de  $I_{ds}$  con respecto a  $V_{gs}$  y  $V_{ds}$ , incluyendo términos factoriales todas ellas, y  $gmd$  es la derivada cruzada de segundo orden (incluyendo la constante de multiplicación de la serie). Este último término,  $gmd$ , es justamente el representado en (6) y ha de ser calculado para obtener un valor numérico de la movilidad, según (5).

### III. CÁLCULO DE LA MOVILIDAD Y RESULTADOS EXPERIMENTALES

Para llevar a cabo la medida de la corriente  $I_{ds}$ , las magnitudes  $gm$ ,  $gds$  y estimar el valor de la capacidad  $C_g$ , dando cuenta de su variación con el campo eléctrico aplicado se ha utilizado un sistema de caracterización y extracción como el presentado en [7-8]. Sin embargo, para obtener el valor de  $gmd$  se hace necesario recurrir a sistemas específicos de medida. Además, ha de hacerse notar que en el desarrollo de Taylor de la corriente  $I_{ds}$ , viene dado en función de las tensiones de control internas, lo que implica necesariamente que han de ser conocidos los valores de los elementos extrínsecos del circuito equivalente del transistor. Estos elementos pueden ser evaluados mediante técnicas clásicas de medida de parámetros de scattering en un amplio rango de frecuencias y su posterior procesado para, con técnicas de modelado lineal, llegar a obtener el valor de los mismos.

La situación es totalmente diferente en lo que se refiere a la obtención de la derivada cruzada, esto es, el término  $gmd$ . Este término se obtiene utilizando un sistema de caracterización de la intermodulación en pequeña señal, como el mostrado en la figura 2 [5].

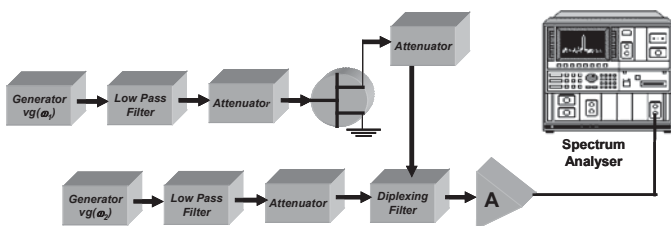


Fig. 2. Sistema para la Medida de la Intermodulación Pequeña Señal en GaAs MESFET

Este sistema está compuesto por dos generadores de RF, uno en puerta ( $\omega_1$ ) y otro en drenador ( $\omega_2$ ). En el terminal de drenador, se lleva a cabo la medida de los niveles de potencia a las frecuencias fundamentales y a las componentes de intermodulación de segundo orden ( $2\omega_1$ ,  $\omega_1+\omega_2$ ,  $2\omega_2$ ). Usando series de Volterra y de potencias, es posible definir la función no lineal de transferencia de segundo orden como [5]:

$$\begin{bmatrix} |H_2(w_1, w_1)| \\ |H_2(w_1, w_2)| \\ |H_2(w_2, w_2)| \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} gm1 \cdot \sqrt{\frac{IMR_2(2w_1)}{2 \cdot Rgen(w_1) \cdot Pgen(w_1)}} \\ gm1 \cdot \sqrt{\frac{IMR_2(w_1 + w_2)}{2 \cdot Rgen(w_2) \cdot Pgen(w_2)}} \\ \frac{gm1 \cdot \sqrt{2 \cdot IMR_2(2w_2) \cdot 2 \cdot Rgen(w_1) \cdot Pgen(w_1)}}{2 \cdot Rgen(w_2) \cdot Pgen(w_2)} \end{bmatrix} \quad (8)$$

donde los términos del tipo  $H_2(w_x, w_y)$  representan la función de transferencia no lineal de segundo orden (Kernel de Volterra) y los del tipo  $IMR_2$  son las razones IMD de segundo orden, dadas por:

$$\begin{bmatrix} IMR_2(2w_1) \\ IMR_2(w_1 + w_2) \\ IMR_2(2w_2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_L(2w_1) / P_L(w_1) \\ P_L(w_1 + w_2) / P_L(w_1) \\ P_L(2w_2) / P_L(w_1) \end{bmatrix} \quad (9)$$

siendo  $P_L$  el valor de la potencia disipada en  $Rgen(w_2)$  y  $Pgen(w_1)$  y  $Pgen(w_2)$  las potencias disponibles en el generador en los terminales de puerta y drenador respectivamente.

A partir de la definición de cada función de transferencia y utilizando el método de las corrientes no lineales, es posible calcular el valor de las derivadas de segundo orden, obteniéndose para el caso de  $gmd$  un valor dado por [5]:

$$\begin{bmatrix} gm2 \\ gmd \\ gd2 \end{bmatrix} = [K_{H_2}(W_i, W_j)]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \pm |H_2(w_1, w_1)| \\ \pm |H_2(w_1, w_2)| \\ \pm |H_2(w_2, w_2)| \end{bmatrix} \quad (10)$$

donde la matriz  $K_{H_2}$  representa la función de transferencia que relaciona las tensiones intrínsecas de control y las aplicadas por el generador [5].

A partir de la medida de parámetros de scattering en una ancha banda frecuencial de operación y múltiples puntos de polarización y las adecuadas técnicas de extracción (para obtener el valor de  $C_g$ , la ecuación (5) nos dará el valor de la movilidad.

A partir de los resultados obtenidos, puede representar la variación de la misma con todas las tensiones de control existentes en un transistor MESFET. Así, como ejemplo, en la figura (3) se muestra la variación de la movilidad electrónica calculada por el nuevo método en función de la tensión entre puerta y fuente, observándose el máximo que dicha magnitud presenta para el caso de tensión nula entre puerta y fuente. De la misma forma, en la figura 4 se muestra la variación de la movilidad electrónica con la tensión de control drenador-fuente. De esta última grafica es posible extraer una importante conclusión, ya que muestra que el pico en el valor de la movilidad aparece justamente en

la transición entre las regiones de operación lineal y saturación.

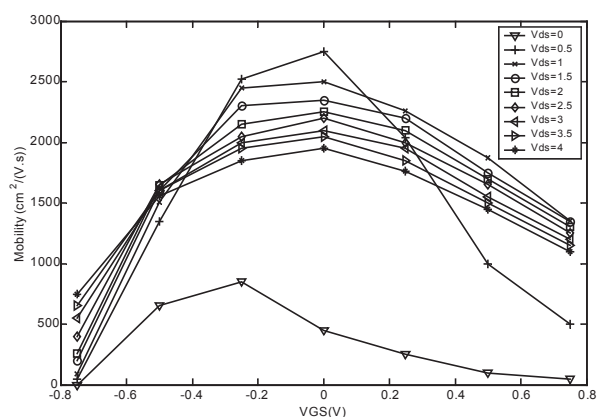


Fig. 3. Variación de la movilidad con la tensión de polarización puerta-fuente,  $V_{gs}$ , con la tensión drenador-fuente ( $V_{ds}$ ) como parámetro.

De la misma forma, en la figura 4, se pone de manifiesto la gran influencia que presenta el campo eléctrico resultante de aplicar la tensión drenador-fuente, sobre la movilidad electrónica, debido al aumento de la energía cinética de los portadores. Otro efecto que se puede ver claramente evidenciado en esta figura es el gradiente negativo de movilidad, efecto común en este tipo de dispositivos [1], [9].

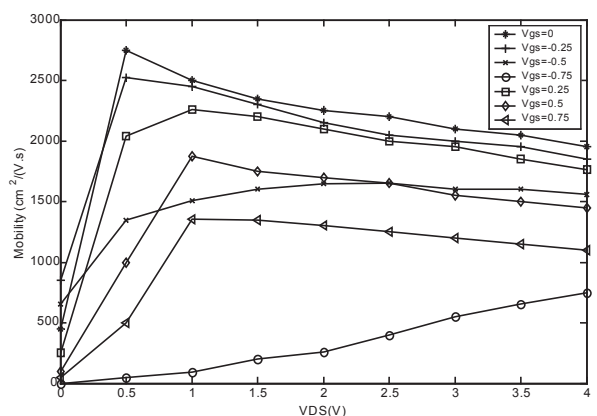


Fig. 4. Variación de la movilidad con la tensión de polarización drenador-fuente,  $V_{ds}$ , con la tensión puerta-fuente ( $V_{gs}$ ) como parámetro.

#### IV. CONCLUSIONES

En el presente artículo se ha presentado un nuevo método para calcular la movilidad electrónica en dispositivos GaAs MESFET de microondas. Este nuevo método, basado en resultados obtenidos a partir de medidas de intermodulación, presenta mejoras significativas en lo referente a precisión sobre los métodos convencionales. Estas mejoras se evidencian más claramente en la región de transición entre las zonas de operación lineal y de saturación [11].

Desde un punto de vista práctico, la obtención de la movilidad según el método propuesto presenta una mayor simplicidad y facilidad de implementación que los usados hasta el momento, no requiriendo conocer parámetros de tipo físico y/o estructural.

#### AGRADECIMIENTOS

Los resultados obtenidos en el presente artículo han sido obtenidos dentro del marco de trabajo de los proyectos:

- TIC2000-0401-P4-09 del Ministerio de Ciencia y Tecnología
- NoE TARGET (IST program of the EU under contract IST-1-707893-NOE)

#### REFERENCIAS

- [1] S.M. Sze. "Physics of Semiconductor Devices". Bell Laboratories, Incorporated. Murray Hill, New Jersey. 1969. pp. 42-45, 59-64.
- [2] Byung-jong Moon, Max J. Helix, Member IEEE, Seonghearn Lee. "A New Technique to determine the average low field electron mobility in MESFET using CV measurement". IEEE. Transaction on Electron Devices. Vol. 39. No 9 September 1992. pp. 1982 - 1985.
- [3] R. A. Pucel, C. F. Krumm. "Simple method of measuring drift mobility profiles in thin semiconductor films," Electronics Letters. Vol. 12. No 10. May 1976. pp. 240-242.
- [4] C. C. Sun, J. M. Xu, Member IEEE, A. Hagley, R. Surridge, and A. Spring Thorpe. "Electron Mobility Measurement in Short Channel FET using the Cutoff Frequency Method". IEEE Electron Device Letters. Vol. 11, No 9, September 1990. pp. 382-384.
- [5] J.A. García, A. Mediavilla, A. Tazón, J.L. García, J.C. Pedro. "Accurate Characterization Procedure of FET's Reactive Nonlinearities for Intermodulation Analysis". GaAs 97 Symp. Digest. Sept. 1997. pp. 87-90.
- [6] David C. Look. "Electrical Characterization of GaAs Materials and devices." 1989. John Wiley & Sons Ltd. pp. 3, 153, 161-168, 177-185.
- [7] Stephen A. Maas. "Nonlinear Microwave Circuits". IEEE Press. 445 Hoes Lane, P.O. Box 1331. Piscataway, NJ 08855-1331. 1997. pp. 40, 68, 332
- [8] J. Rodriguez Tellez. T. Fernández. A. Mediavilla. A. Tazón. "Characterization of Thermal and Frequency Dispersion Effects in GaAs MESFET Devices". IEEE Trans. on Microwave Theory & Techniques, Vol. 49, No. 7, July 2001, pp. 1352-1355.
- [9] J. Rodriguez Tellez, B. P. Stothard, M. Al-Daas. "Static, pulsed and frequency dependent current/voltage characteristics of GaAs FET's". IEE Proc. Circuits Devices Syst. Vol 143, No 3, June 1996. pp. 129-133.
- [10] J. García, J. C. Pedro, M. de la Fuente, B. Carvalho, A. Mediavilla, A. Tazón. "Resistive FET Mixer Conversion Loss and IMD Optimization by Selective Drain Bias". IEEE Transactions on MTT. Vol 47, No 12, Dec. 1999. pp. 803 -806.
- [11] Guillermo Rafael Valdivia, Tomás Fernández Ibáñez, J. Rodríguez-Tellez, Antonio Tazón Puente, Angel Mediavilla Sánchez, "Measurement of Mobility in HEMT Devices Using High-Order Derivatives", IEEE Transactions on Electron Devices. Vol 51, January 2004. pp. 1-7.