

Control del Comportamiento en Distorsión de Intermodulación en un pHEMT de Enriquecimiento

Carmen Gómez, Emigdio Malaver, José Ángel García, Tomás Fernández.

Departamento de Ingeniería de Comunicaciones
Universidad de Cantabria
e-mail : carmen@dicom.unican.es

Abstract- In this paper, an Enhancement-mode Pseudomorphic HEMT has been characterized in terms of its intermodulation distortion behaviour. Small-signal parameters are extracted using a laboratory characterization procedure and applying Volterra Series analysis. We have also studied large-signal IMD3 performance, particularly taking the linearity sweet-spot behaviour into account. The potentialities of this device for highly linear applications have been remarked.

I. INTRODUCCIÓN

Los altos requisitos de linealidad de los sistemas de comunicaciones de banda ancha, junto a la dificultad y el coste de implementación de las técnicas clásicas de linealización en las bandas de microondas, han determinado un gran interés por intentar aprovechar al máximo las características de funcionamiento de los dispositivos. Para ello es preciso tratar de controlar sus características no lineales, especialmente los fenómenos de distorsión de intermodulación, no sólo para reproducir fielmente su comportamiento, sino también para poder emplear los resultados obtenidos en su caracterización y modelado en la optimización del funcionamiento de las aplicaciones en las que vayan a ser utilizados.

En la última década se han desarrollado importantes trabajos relacionados con la caracterización de los fenómenos de distorsión de intermodulación en MESFETs (metal semiconductor field effect transistors) y HEMTs (high electron mobility transistors), donde se muestran estudios del comportamiento de estos dispositivos tanto en su régimen de operación de pequeña [1, 2] como de gran señal [3].

Recientemente la tecnología de transistores E-pHEMT está despertando un enorme interés debido a que únicamente precisan polarización positiva. Los dispositivos de arseniuro de galio (GaAs) de mayor uso (MESFETs y HEMTs de depleción) operan con una fuente de alimentación positiva en drenador, pero necesitan otra negativa para poder ser polarizados en puerta. Los componentes necesarios para proporcionar esta tensión incrementan el coste del sistema, ocupan un espacio importante en el circuito y además suponen un esfuerzo añadido en el diseño. Esta característica, unida a su comportamiento altamente lineal y a su baja figura de ruido hacen de este dispositivo el idóneo para aplicaciones en microondas de bajo coste por debajo de 6 GHz.

No se ha encontrado ninguna referencia sobre el origen del comportamiento lineal específico en este tipo de tecnología. En este artículo se presenta entonces la caracterización de los parámetros de IMD de un transistor E-pHEMT típico en pequeña y gran señal, realizándose además un análisis del control de estos parámetros con

varias condiciones de polarización y carga. De igual manera se establecen las principales similitudes y diferencias respecto al comportamiento de los HEMT de depleción.

II. TRANSISTORES E-pHEMT

Se escogió para el estudio que se ha llevado a cabo el transistor ATF-54143 de Agilent Technologies [4]. Se realizaron medidas I/V en régimen de DC, mostrándose los resultados obtenidos en esta caracterización de $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$ en la figura 1. A diferencia de los transistores clásicos, los transistores E-pHEMT son dispositivos “normally off”, y presentan una tensión $V_{pinch-off}$ ligeramente positiva.

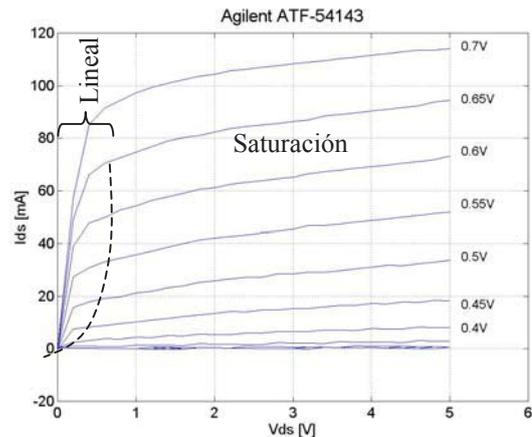


Fig. 1. Característica I/V del E-pHEMT ATF-54143 de Agilent.

Se distinguen dos regiones de operación en su funcionamiento bien diferenciadas: la región lineal y región de saturación. El estudio que se presenta en este trabajo se limita únicamente a la región de saturación, ya que dadas las características del transistor, su aplicación en el diseño de amplificadores resultará de interés.

III. CARACTERIZACIÓN DE LAS COMPONENTES DE INTERMODULACIÓN EN PEQUEÑA SEÑAL

La fuente de corriente I_{ds} representa la no linealidad más importante de estos dispositivos en condiciones normales de operación. Con carácter local esta no linealidad $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$ podría representarse mediante un desarrollo en serie de Taylor bidimensional hasta el tercer grado como queda patente en la siguiente ecuación:

$$\begin{aligned}
I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = & I_{DS} + \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} v_{gs} + \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}} v_{ds} + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 I_{ds}}{\partial V_{gs}^2} v_{gs}^2 + \\
& + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 I_{ds}}{\partial V_{gs} \partial V_{ds}} v_{gs} v_{ds} + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 I_{ds}}{\partial V_{ds}^2} v_{ds}^2 + \frac{1}{6} \frac{\partial^3 I_{ds}}{\partial V_{gs}^3} v_{gs}^3 + \\
& + \frac{1}{2} \frac{\partial^3 I_{ds}}{\partial V_{gs}^2 \partial V_{ds}} v_{gs}^2 v_{ds} + \frac{1}{2} \frac{\partial^3 I_{ds}}{\partial V_{gs} \partial V_{ds}^2} v_{gs} v_{ds}^2 + \frac{1}{6} \frac{\partial^3 I_{ds}}{\partial V_{ds}^3} v_{ds}^3
\end{aligned} \quad (1)$$

donde I_{DS} es la corriente de polarización, $I_{ds}(V_{GS}, V_{DS})$; v_{gs} y v_{ds} son las desviaciones de V_{gs} y V_{ds} respecto al punto de polarización ($v_{gs}=V_{gs}-V_{GS}$, $v_{ds}=V_{ds}-V_{DS}$). Todas las derivadas son evaluadas para $V_{gs}=V_{GS}$ y $V_{ds}=V_{DS}$. La ecuación anterior puede ser expresada en función de las corrientes y tensiones incrementales de la forma siguiente:

$$\begin{aligned}
i_{ds}(v_{gs}, v_{ds}) = & G_m \cdot v_{gs} + G_{ds} \cdot v_{ds} + G_{m2} \cdot v_{gs}^2 + G_{md} \cdot v_{gs} v_{ds} + \\
& + G_{d2} \cdot v_{ds}^2 + G_{m3} v_{gs}^3 + G_{m2d} v_{gs}^2 v_{ds} + G_{md2} v_{gs} v_{ds}^2 + G_{d3} v_{ds}^3
\end{aligned} \quad (2)$$

donde los coeficientes $G_m, G_{ds}, \dots, G_{d3}$ corresponden a las derivadas que aparecen en la ecuación (1). G_m y G_{ds} son la transconductancia y la conductancia de salida del transistor. G_{m2} y G_{m3} describen la variación de la transconductancia del dispositivo respecto a la tensión V_{gs} , mientras que G_{d2} y G_{d3} representan la variación de la conductancia de salida respecto a V_{ds} . G_{md} y G_{m2d} son las dependencias de primer y segundo orden de la conductancia de salida respecto a la tensión V_{gs} . Finalmente G_{md} y G_{md2} representan la dependencia no lineal de la transconductancia respecto a V_{ds} .

La extracción de las derivadas de primer orden fue realizada a partir de las medidas de los parámetros [S] del dispositivo en cada punto de polarización, relacionando éstos con los parámetros [Y] del mismo a través de las ya conocidas matrices de conversión [5]. Para la caracterización de los elementos de segundo y tercer orden se utilizó un banco de medidas similar al propuesto en [2], aplicando después el Método de las Corrientes No Lineales de las Series de Volterra.

Los valores de los elementos extrínsecos necesarios para poder realizar los cálculos matemáticos para la extracción de los parámetros de intermodulación fueron tomados directamente de las hojas de características proporcionadas por el fabricante del transistor [4].

En las figuras 2, 3 y 4 se muestran los resultados de la extracción efectuada para el transistor E-pHEMT ATF-54143 de Agilent Technologies.

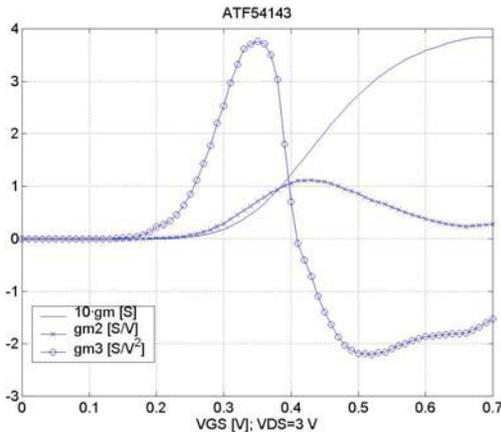


Fig. 2. G_m, G_{m2} y G_{m3} medidos para el transistor ATF-54143 de Agilent para $0 < V_{GS} < 0.7$ V y $V_{DS}=3$ V.

Puede observarse como la transición por pinch-off es suave, no abrupta, ya que existe un cambio de curvatura tanto en la transconductancia como en la conductancia de salida en la dirección de variación de la tensión V_{gs} . Un cambio de curvatura en

las primeras derivadas, determinará un máximo en las segundas con V_{gs} y un cruce por cero en las terceras. En este caso, al igual que ocurre en los MESFETs y en los HEMTs, puede comprobarse como la magnitud de los coeficientes de segundo y tercer orden disminuye notablemente al movernos desde las derivadas con V_{gs} hacia las derivadas con V_{ds} ($G_{m2} \rightarrow G_{md} \rightarrow G_{d2}$; $G_{m3} \rightarrow G_{m2d} \rightarrow G_{md2} \rightarrow G_{d3}$).

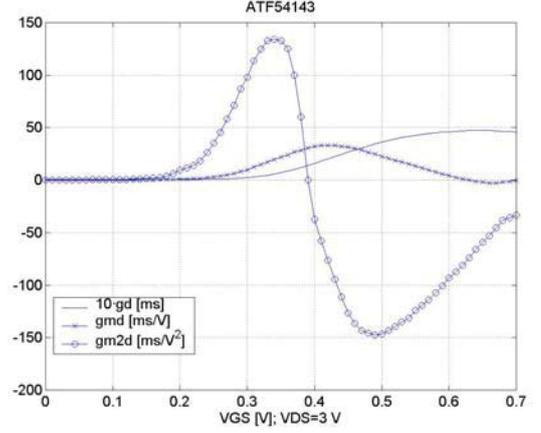


Fig. 3. G_{ds}, G_{md}, G_{m2d} medidos para el transistor ATF-54143 de Agilent para $0 < V_{GS} < 0.7$ V y $V_{DS}=3$ V.

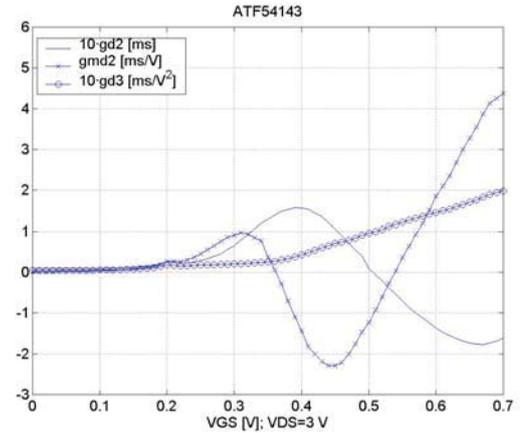


Fig. 4. G_{d2}, G_{md2}, G_{d3} medidos para el transistor ATF-54143 de Agilent para $0 < V_{GS} < 0.7$ V y $V_{DS}=3$ V.

IV. CONTROL DE LA IMD DE PEQUEÑA SEÑAL CON LAS CONDICIONES DE CARGA

Aplicando el Método de las Corrientes No Lineales [6] se puede obtener el valor de la fuente de corriente de tercer orden en banda despreciando la contribución de los términos de segundo orden, como:

$$I_{ds}(2w_1 - w_2) = I_{ds}(2w_2 - w_1) \approx \frac{3}{4} K_{gs}^3 \cdot G_{m3eq} \cdot V^3 \quad (3)$$

siendo V la amplitud de la tensión del generador de puerta.

$$G_{m3eq} = G_{m3} + G_{m2d} \cdot \frac{K_{ds}}{K_{gs}} + G_{md2} \cdot \left(\frac{K_{ds}}{K_{gs}} \right)^2 + G_{d3} \cdot \left(\frac{K_{ds}}{K_{gs}} \right)^3 \quad (4)$$

$$K_{gs} = \frac{v_{gs}(w_1)}{V_{gen}(w_1)} = \frac{1 + G_{ds} \cdot (R_L + R_d + R_s)}{1 + G_m \cdot R_s + G_{ds} \cdot (R_L + R_d + R_s)} \quad (5)$$

$$K_{ds} = \frac{v_{gs}(w1)}{V_{gen}(w1)} = \frac{-G_{m1} \cdot (R_L + R_d + R_s)}{1 + G_m \cdot R_s + G_{ds} \cdot (R_L + R_d + R_s)} \quad (6)$$

La evolución del parámetro G_{m3eq} con R_L (figura 5) determinará el comportamiento de la distorsión de intermodulación de tercer orden respecto a las condiciones de carga.

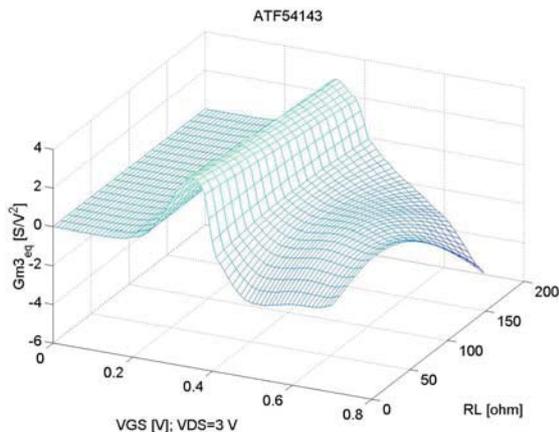


Fig. 5. Evolución de la G_{m3} equivalente en saturación ($V_{DS} = 3V$) en función de la impedancia de carga.

Para valores pequeños de la impedancia de carga la contribución de G_{m3} es determinante, mientras que a medida que la impedancia se hace mayor es posible encontrar cierta cancelación en distorsión debida a que tanto los términos cruzados (G_{m2d} y G_{md2}) y de salida (G_{d3}) son fuertemente dependientes de ésta. Además, para una impedancia de salida nula el valor de G_{m3eq} coincide con G_{m3} , ya que el resto de los términos se hacen cero.

De igual manera podría expresarse la fuente de corriente de primer orden en función de una G_{m1eq} y estudiar su evolución en función de la impedancia de carga (figura 6):

$$I_{ds}(w1) = K_{gs} \cdot \left(G_{m1} + G_{ds} \cdot \frac{K_{ds}}{K_{gs}} \right) \cdot V = K_{gs} \cdot G_{m1eq} \cdot V \quad (7)$$

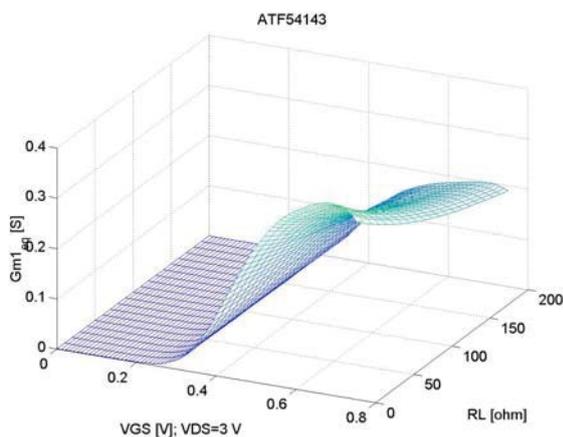


Fig. 6. Evolución de la G_{m3} equivalente en saturación ($V_{DS} = 3V$) en función de la impedancia de carga.

En la figura 5 puede verse como a medida que la impedancia de carga se aproxima a 80 ohmios, el valor de la G_{m3eq} en la zona de máxima ganancia aumenta hasta llegar casi a anularse. Si la carga sigue creciendo, vuelve a disminuir la G_{m3eq} alcanzando valores incluso menores que para $R_L = 0$. Estas simulaciones dan idea del control que se tiene sobre el comportamiento de la distorsión de intermodulación de tercer orden variando la impedancia de carga, ya que aunque ésta no llega a anularse, se han logrado valores muy próximos a cero para una R_L de 80 ohmios.

V. pHEMT DE ENRIQUECIMIENTO FRENTE A pHEMT DE DEPLEXIÓN

Para poder comparar el comportamiento de la distorsión de intermodulación de dos dispositivos de tecnologías y tamaños diferentes, se analizó la evolución de la G_m^2 en dB, que determinará el comportamiento de la ganancia, y de $|G_m^3 / G_{m3}|$ también en dB, que dará idea de la variación del OIP_3 (punto de intercepción de orden tres a la salida).

En la figura 7 se muestra el resultado obtenido para un pHEMT de depleción, el NE3210s01 de NEC, y para el pHEMT de enriquecimiento estudiado en este artículo.

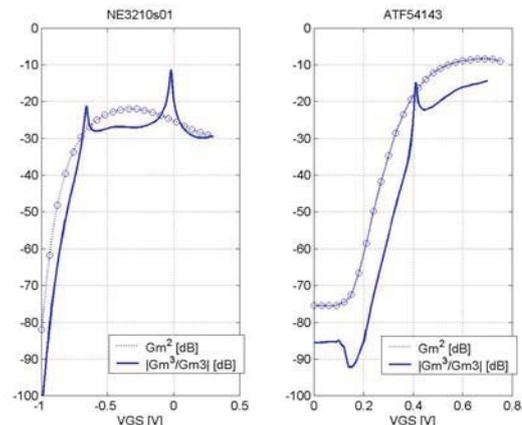


Figura 7. Evolución de la G_m^2 [dB] y de $|G_m^3 / G_{m3}|$ [dB] para el NE3210s01 y el ATF54143.

Se comprueba como el comportamiento de la ganancia es más lineal en el E-pHEMT. En el HEMT de depleción la ganancia llega a comprimirse notablemente después de alcanzar su valor máximo. Cada uno de los picos que aparecen en las curvas de $|G_m^3 / G_{m3}|$ representa un punto donde la G_{m3} se anula. El primero de los máximos, común a los dos transistores, corresponde al nulo que se produce en la G_{m3} debido a la transición por $V_{pinch-off}$. Además en el pHEMT de depleción existe un segundo punto cuando la ganancia comienza a comprimirse, donde la relación $|G_m^3 / G_{m3}|$ es máxima.

En la figura 8 aparece el resultado obtenido al estudiar el comportamiento de $|G_{meq}^3 / G_{m3eq}|$ con la carga.

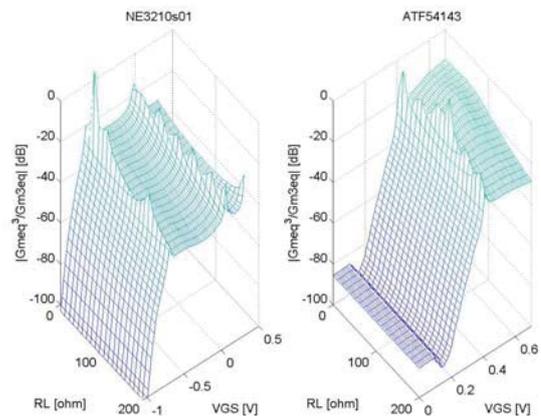


Figura 8. Evolución de la G_{meq}^2 [dB] y de $|G_{meq}^3 / G_{m3eq}|$ [dB] para el NE3210s01 y el ATF54143.

Mientras que en el NE3210s01 no varía la posición del segundo de los picos respecto a la carga, en el ATF54143 se observa como controlando el valor de R_L pueden llegarse a obtener puntos donde $|G_{meq}^3 / G_{m3eq}|$ sea máximo, implicando por tanto la existencia de zonas donde la G_{m3eq} tiene un valor próximo a cero, coincidiendo en la región de máxima ganancia.

VI. COMPORTAMIENTO DEL DISPOSITIVO EN GRAN SEÑAL

En la figura 9 se muestra el comportamiento de la potencia de salida a la frecuencia fundamental y de tercera banda ($P_{out}(w1)$ y $P_{out}(2w1-w2)$) en función de la potencia de entrada ($P_{gen}(w1) = P_{gen}(w2)$).

Cuando el transistor está polarizado para una tensión V_{GS} por encima del pinch-off puede verse como la potencia de salida sigue linealmente a la potencia de entrada hasta que para un cierto valor de ésta comienza a comprimir, es decir, no sigue una razón de crecimiento de 1 dB/dB, sino que tiende de manera asintótica a una constante. La potencia para $2w1-w2$ comienza a crecer a razón de 3 dB/dB respecto a la potencia de entrada. Cuando la fundamental comienza a comprimir, entonces la distorsión experimenta una ligera expansión para después comprimirse tendiendo a un valor constante.

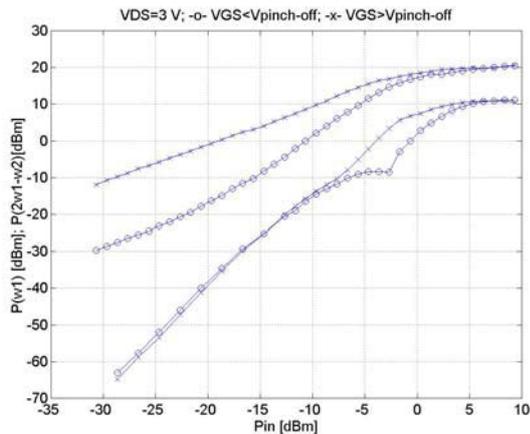


Fig. 9. $P_{in} - P_{out}(w1) / P_{in} - P_{out}(2w1-w2)$ medidos para el transistor ATF-54143 de Agilent para $V_{DS} = 3V$ y $V_{GS} < V_{pinch-off}$ (-o-) y $V_{GS} > V_{pinch-off}$ (-x-).

Sin embargo si la tensión a la que está polarizado se encuentra por debajo del pinch-off, la potencia fundamental experimenta una expansión en su crecimiento. Inicialmente crece linealmente con la potencia de entrada hasta que para cierto valor de ésta experimenta un mayor crecimiento, denominado expansión de ganancia, para finalmente acabar comprimiendo. En este caso la potencia para $2w1-w2$ inicialmente crece a razón de 3 dB/dB, después presenta un mínimo en su valor ("sweet-spot" de gran señal) y vuelve a crecer hasta tender asintóticamente a un valor constante.

En la figura 10 se muestra la evolución del comportamiento de este "sweet-spot" de gran señal. El valor de la V_{GS} al que aparece este mínimo en la IMD3 se mantiene constante mientras la potencia de entrada sea tal que se pueda asegurar que el transistor está operando en régimen de pequeña señal. Una vez en régimen de gran señal este mínimo se desplaza hacia valores de la tensión V_{GS} más pequeños. Esto quiere decir que al disminuir la tensión V_{GS} aumenta la potencia a la cual ocurre el "sweet-spot" de gran señal.

Este punto llega a aparecer para $V_{GS} = 0V$ para potencias de entrada suficientemente grandes. Este hecho podría favorecer el diseño de amplificadores de potencia clase-C, en los que sin polarizar la puerta del transistor se consigue una mejor relación C/I.

Polarizando al transistor adecuadamente, podría conseguirse la mejor relación C/I seleccionando como potencia de entrada aquella a la que aparece el mínimo en la IMD3. Así para unas mismas especificaciones de C/I, podría emplearse un amplificador de potencia clase-B ó C, con las mejoras en cuanto a eficiencia que ello conlleva, en aplicaciones en las que tradicionalmente se utilizaría un clase-AB por sus características de linealidad.

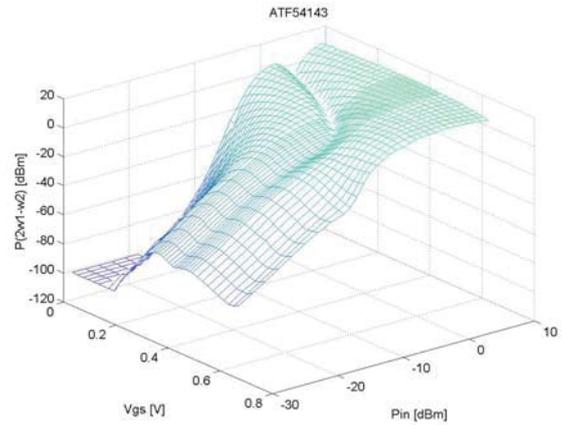


Fig. 10. Comportamiento del "sweet-spot" de gran señal.

VII. CONCLUSIONES

En este artículo se ha presentado un estudio de la distorsión de intermodulación para un transistor E-pHEMT. Se ha mostrado la extracción de los parámetros de intermodulación en pequeña señal de éste. Se analizó la evolución de la IMD3 variando las condiciones de carga, observando cómo puede llegar a aproximarse la G_{m3} equivalente a un valor cercano a cero, lo que implicaría la existencia de puntos en la zona de máxima ganancia del transistor donde poder conseguir una mejor relación C/I. Se compararon los resultados obtenidos con los de un pHEMT de depleción. Finalmente se analizó la evolución de la IMD3 en gran señal, haciendo especial hincapié en el control del "sweet-spot" con el punto de polarización, y sus posibles aplicaciones en el diseño de amplificadores clase B y C.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo está parcialmente subvencionado por el Ministerio de Ciencia y Tecnología (MCyT) a través de TIC 2002-04084-C03-03. Además, J. A. García agradece al programa Ramón y Cajal del MCyT.

REFERENCIAS

- [1] S. A. Maas and D. Neilson, "Modeling MESFETs for Intermodulation Analysis of Mixers and Amplifiers", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 38, no. 12, pp. 1964-1971, Dec. 1990.
- [2] J. Pedro and J. Perez, "Accurate Simulation of GaAs MESFET's Intermodulation Distortion Using a New Drain-Source Current Model", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 42, no. 1, pp. 25-33, Jan 1994.
- [3] Nuno Borges de Carvalho and J. C. Pedro, "Large- and Small-Signal IMD Behavior of Microwave Power Amplifiers", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 47, no. 12, pp. 2364-2374, Dec. 1999.
- [4] "Agilent ATF-54143 Low Noise Enhancement Mode Pseudomorphic HEMT in a Surface Mount Plastic Package", Data Sheet, Agilent Technologies.
- [5] G. González, *Microwave Transistor Amplifiers: Analysis and Design*, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, 1994.
- [6] Stephen A. Mass, *Nonlinear Microwave Circuits*, Artech House, Norwood, 1998.