

Regiones de Baja Distorsión de Intermodulación en Dispositivos FET: Descripción y Aplicaciones

Emigdio Malaver

Departamento de Electrónica y Comunicaciones
Universidad de Los Andes, Mérida 5101, Venezuela
e-mail: emalaver@ula.ve

José Angel García, Antonio Tazón y Angel Mediavilla

Departamento de Ingeniería de Comunicaciones
Universidad de Cantabria, Santander 39005, España
e-mail: joseangel.garcia@unican.es

Abstract—In this paper, a complete characterization of the linearity sweet-spot evolution in MESFET/HEMT devices is presented. A global experimental extraction of the $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$ Taylor series coefficients is used to introduce the small-signal behaviour in the linear and saturated regions. The possibilities of taking advantage of these points in highly linear applications is also discussed. A description of the influence of both bias voltages on the device transition from small- towards large-signal regime is presented. Finally, a technique for improving the linearity-efficiency tradeoff in a class B/C power amplifier (PA) is introduced.

I. INTRODUCTION

Los sistemas de comunicaciones móviles requieren que los bloques amplificadores presenten una relación linealidad-eficiencia muy alta. Esto ha motivado un creciente interés en controlar con mucha precisión el comportamiento de las componentes de distorsión de intermodulación (IMD) en dispositivos activos. En este sentido, se ha reportado la existencia de puntos de baja distorsión de intermodulación (IMD sweet-spots) tanto en régimen pequeña señal [1], [2] como en gran señal [3], [4]. Estos trabajos se han basado en una caracterización dedicada del dispositivo mediante la extracción de las derivadas de la fuente de corriente de drenador siguiendo procedimientos como el propuesto por Pedro y Pérez en [5]. Aunque las causas que determinan este comportamiento de alta linealidad han sido discutidas por estos autores, no se ha encontrado ninguna referencia sobre un estudio completo de la evolución de los IMD sweet-spots con ambos voltajes de control.

En este artículo, se presenta una descripción completa de la evolución de los IMD sweet-spots en transistores de efecto de campo. Mediante una extracción experimental global de los coeficientes del desarrollo en serie de Taylor de $I_{ds}(V_{GS}, V_{DS})$, se describe el comportamiento en pequeña señal de estos puntos de alta linealidad. Posteriormente se analiza la posibilidad de desarrollar aplicaciones de alta linealidad en este régimen de operación.

Buscando extender el uso de los IMD sweet-spots a aplicaciones de potencia, se presenta por primera vez una descripción detallada y precisa de la influencia de ambas tensiones de polarización sobre el comportamiento en gran señal del dispositivo. Finalmente, un estudio riguroso de la ganancia y la eficiencia en la región del sweet-spot de gran señal, establece la bases de una nueva técnica para mejorar la

relación linealidad-eficiencia de un amplificador de potencia en clase B/C.

II. OPERACIÓN EN PEQUEÑA SEÑAL

En condiciones de pequeña señal, la fuente de corriente de drenador puede aproximarse por una serie Taylor bidimensional como sigue,

$$I_{ds} = I_{DS}(V_{GS}, V_{DS}) + g_m v_{gs} + g_{ds} v_{ds} + g_{m2} v_{gs}^2 + g_{md} v_{gs} v_{ds} + g_{d2} v_{ds}^2 + g_{m3} v_{gs}^3 + g_{m2d} v_{gs}^2 v_{ds} + g_{md2} v_{gs} v_{ds}^2 + g_{d3} v_{ds}^3 + \dots \quad (1)$$

donde $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$ representa el valor de I_{ds} en el punto de polarización. Los términos restantes corresponden a la componente dinámica de I_{ds} , que en lo sucesivo denotaremos como i_{ds} . Los coeficientes g_m y g_{ds} son la transconductancia y la conductancia de salida respectivamente, mientras que g_{m2} , g_{m3} , g_{d2} y g_{d3} representan la variación de la transconductancia con la tensión de puerta (v_{gs}) y de la conductancia de salida con la tensión de drenador (v_{ds}). El resto de los coeficientes representan los cambios en la transconductancia con el voltaje de drenador y de la conductancia de salida con el de puerta.

En este modo de operación la relación entre la componente dinámica de I_{ds} y la señal de entrada (v_i) queda determinada por la característica de transferencia

$$i_{ds} = g_1 v_i + g_2 v_i^2 + g_3 v_i^3 + \dots \quad (2)$$

donde, los coeficientes $g_{p=1,2,3,\dots}$ son funciones de las derivadas de la fuente de corriente de drenador calculadas mediante el método de las corrientes no-lineales de las series de Volterra.

$$g_1 = \frac{g_m}{1 + g_m R_S + g_{ds}(R_L + R_D + R_S)} \quad (3)$$

$$g_2 = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} k_{gs}^2 & k_{gs} k_{ds} & k_{ds}^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_{m2} \\ g_{md} \\ g_{d2} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$g_3 = \frac{\begin{bmatrix} 2k_{gs}k_{2gs} & k_{gs}k_{2ds} + k_{2gs}k_{ds} & 2k_{ds}k_{2ds} \end{bmatrix}}{\Delta} \begin{bmatrix} g_{m2} \\ g_{md} \\ g_{d2} \end{bmatrix} + \frac{\begin{bmatrix} k_{gs}^3 & k_{gs}^2k_{ds} & k_{gs}k_{ds}^2 & k_{ds}^3 \end{bmatrix}}{\Delta} \begin{bmatrix} g_{m3} \\ g_{m2d} \\ g_{md2} \\ g_{d3} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\Delta = 1 + g_m R_S + g_{ds}(R_L + R_D + R_S) \quad (6)$$

donde R_L , R_D y R_S son respectivamente la resistencia de carga y los parásitos de drenador y fuente. Los coeficientes k_{gs} , k_{ds} , k_{2gs} y k_{2ds} simplemente relacionan los voltajes de control en los circuitos equivalentes de primer y segundo orden, con la señal de entrada.

En el modelo propuesto, g_1 representa el comportamiento lineal del dispositivo, g_2 el comportamiento no-lineal de segundo orden y g_3 la contribución de las componentes no-lineales de tercer orden.

Considerando (2) para el caso particular de una señal de entrada compuesta por dos tonos de amplitud V_i , la potencia de las componentes de intermodulación en la banda fundamental viene dada por

$$P_{IM3}(f_1) = \frac{1}{2} R_L \left| i_{ds}^{(nl)}(f_1) \right|^2 = \frac{1}{2} R_L \left(\frac{9}{4} g_3 V_i^3 \right)^2 \quad (7)$$

$$P_{IM3}(f_2) = \frac{1}{2} R_L \left| i_{ds}^{(nl)}(f_2) \right|^2 = \frac{1}{2} R_L \left(\frac{9}{4} g_3 V_i^3 \right)^2 \quad (8)$$

$$P_{IM3}(2f_1 - f_2) = \frac{1}{2} R_L \left| i_{ds}^{(nl)}(2f_1 - f_2) \right|^2 = \frac{1}{2} R_L \left(\frac{3}{4} g_3 V_i^3 \right)^2 \quad (9)$$

$$P_{IM3}(2f_2 - f_1) = \frac{1}{2} R_L \left| i_{ds}^{(nl)}(2f_2 - f_1) \right|^2 = \frac{1}{2} R_L \left(\frac{3}{4} g_3 V_i^3 \right)^2 \quad (10)$$

Tal cómo se esperaba, los mínimos locales de las componentes de distorsión de intermodulación en banda están relacionados con los ceros de g_3 , siendo necesario una extracción rigurosa de este coeficiente para predecir con precisión la ubicación del sweet-spot. Siguiendo el procedimiento descrito en [5], fueron extraídas las derivadas de la fuente de corriente de drenador para un transistor HEMT (NEC3210s01) y usadas, posteriormente, para calcular los coeficientes de (2).

En la figura 1 se muestra la evolución de los ceros de g_3 . Se pueden distinguir con claridad dos zonas de baja distorsión de intermodulación. La región del *Primer Cero* define el voltaje de pinch-off (V_p) para V_{gs} , su posición es aproximadamente constante, y se ajusta a la ecuación de modulación de pinch-off: $V_p \approx V_{po} + \gamma V_{ds}$.

La evolución del *Segundo Cero* permite diferenciar con claridad dos zonas de alta linealidad correspondientes a la regiones de operación lineal y en saturación. En la región lineal el sweet-spot sigue aproximadamente la curva $V_{gd} \approx V_p$, mientras que en saturación permanece constante.

A. Ganancia y eficiencia

En la región del primer sweet-spot la transconductancia presenta valores muy bajos, convirtiéndose así en una zona poco atractiva para el desarrollo de funciones de amplificación en régimen pequeña señal.

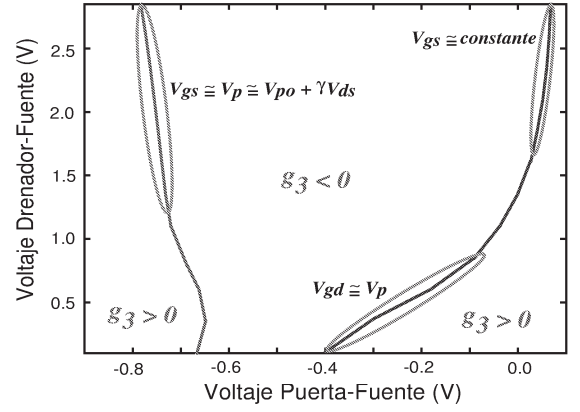


Fig. 1. Evolución de los IMD sweet-spot en régimen pequeña señal bajo condiciones de carga de 50Ω

Sobre la subregión $V_{gd} \approx V_p$ del segundo cero, la transconductancia presenta una variación gradual asociada con un consumo de potencia DC bajo. Aunque en esta región V_{gs} presenta valores relativamente altos (I_{DS} relativamente grande), la tensión de drenador es lo suficientemente baja para mantener el producto $V_{DC}I_{DC}$ bajo, justificándose así el bajo consumo señalado. Estas características han sido aprovechadas previamente por los autores para proponer una aplicación de control de ganancia con alta linealidad y eficiencia [6].

En la subregión $V_{gs} \approx \text{constante}$ la transconductancia exhibe un valor alto y constante. Esta zona se podría utilizar para mejorar la linealidad en amplificadores pequeña señal en clase A, especialmente en dispositivos MESFETs donde el segundo IMD sweet-spot aparece en la parte plana de la característica g_m vs V_{gs} .

III. OPERACIÓN EN GRAN SEÑAL

El comportamiento de los dispositivos FET en régimen gran señal no ha sido determinado con claridad en trabajos anteriores. Aunque han sido reportados puntos de alta linealidad con anterioridad [3], hasta hace poco no se había dado una explicación convincente del fenómeno. En un trabajo reciente, Carvalho y Pedro señalaron que estos puntos aparecen para una tensión de puerta menor que la tensión de pinch-off [4], donde g_3 es positiva (véase, figura 1). Sin embargo, no existe ninguna referencia a una descripción de la evolución de los sweet-spots desde pequeña señal hacia régimen a gran señal, descripción por demás necesaria para sacar el máximo provecho de estos puntos de alta linealidad y bajo consumo de potencia.

Usando el mismo dispositivo HEMT, se caracterizó el comportamiento de la regiones del primer y segundo cero de g_3 , considerando incrementos de la potencia disponible en puerta hasta llegar a gran señal. En la figura 2, se muestra la evolución de los sweet-spots para diferentes V_{DS} bajo condiciones de carga de 50Ω . Se puede apreciar que para valores de potencia bajos la posición del sweet-spot permanece en los valores definidos en la figura 1, correspondiendo con la operación en régimen pequeña señal. A medida que el

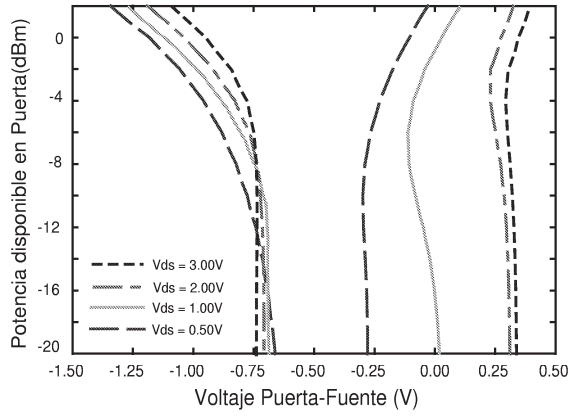


Fig. 2. Evolución de los IMD sweet-spots desde pequeña a gran señal

transistor entra en régimen gran señal, la influencia del nivel de potencia disponible en puerta es fuerte. Así, la región del segundo cero evoluciona hacia valores muy positivos de V_{GS} aproximándose a la región de conducción por puerta. Dado que la operación en estas condiciones puede afectar la fiabilidad del dispositivo, el uso de esta en funciones de amplificación de potencia queda descartado.

El primer sweet-spot presenta un comportamiento más interesante: se mueve hacia la región de operación de los amplificadores de alta eficiencia (clases B y C). Este resultado podría aprovecharse convenientemente, para mejorar sustancialmente la relación linealidad-eficiencia de las etapas amplificadoras de potencia basadas en estos modos de operación (clases B y C).

Estos resultados confirman las observaciones de Carvalho y Pedro, quedando demostrado que el sweet-spot aparece en regiones donde g_3 es positiva, véanse figuras 1 y 2.

Recientemente han aparecido algunas estrategias para mejorar la relación linealidad-eficiencia en amplificadores de potencia [7]. Estas técnicas emplean un ajuste dual de la polarización con la finalidad de mover el punto de operación hacia regiones de menor consumo en función de la potencia de entrada. Se pueden diferenciar dos casos según se siga el valor instantáneo de la envolvente o su promedio en el tiempo. Uno de los inconvenientes que presentan estas estrategias, está relacionado con la dificultad de garantizar que la ganancia permanezca aproximadamente constante con cada ajuste de la polarización. Considerando esto, en el análisis de la siguiente sección, se incluyen curvas de ganancia constante además de las curvas descritas por la evolución de los sweet-spots.

A. Ganancia y Eficiencia

En la figura 3 se muestra la trayectoria del primer sweet-spot conjuntamente con las curvas de ganancia constante (6dB) para diferentes valores del voltaje de drenador. Analizando esta figura se puede concluir lo siguiente:

- 1) Para un valor de V_{GS} dado, el voltaje de drenador controla el nivel de potencia al cual ocurre el sweet-spot.

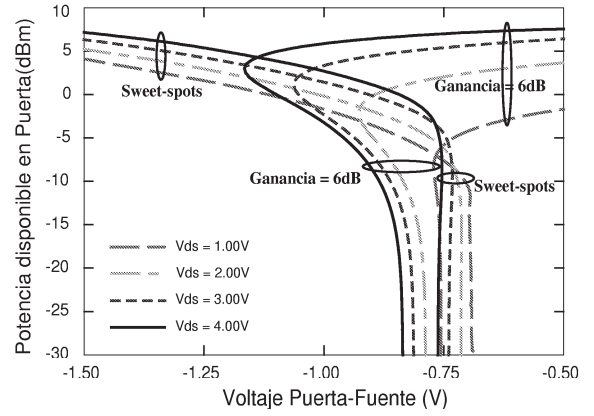


Fig. 3. Evolución del primer IMD sweet-spot y curvas de 6dB de ganancia para el transistor PHEMT NE3210s01

- 2) Para una condición de polarización dada (par V_{GS} , V_{DS}), la recta $V_{GS} = V_{GSbias}$ intercepta la curva de ganancia en dos niveles de potencia distintos. Esto significa, que la región donde aparece el sweet-spot está asociada con un fenómeno de expansión de ganancia, fenómeno que en pequeña señal se cumple bajo la condición $g_3 > 0$.
- 3) El sweet-spot de gran señal aparece en una región de baja corriente DC (típico de la condición de pinch-off), en consecuencia el consumo DC será bajo lo cual garantiza alta eficiencia.
- 4) Un ajuste dual de la polarización siguiendo la intersección del sweet-spot con las curvas de ganancia, en función de la potencia de entrada, podría garantizar al mismo tiempo alta linealidad, alta eficiencia y ganancia constante. El nivel de ganancia queda entonces determinado por el rango de variación de la potencia de entrada. A menor rango de control mayor ganancia y viceversa.

IV. AMPLIFICADOR DE POTENCIA CON RELACIÓN LINEALIDAD-EFICIENCIA MEJORADA

Los items 3 y 4 nos sugirieron la idea para implementar un amplificador clase B/C con relación linealidad-eficiencia mejorada. Este amplificador funcionaría como la etapa de salida en un esquema de control de potencia. Siguiendo una estrategia de "rastreo de envolvente" (*envelope tracking amplifier*, véase [7]), el sistema debería ser capaz de adaptar los voltajes de polarización al valor RMS de la envolvente de la señal de entrada, calculado en un tiempo relativamente largo. Así, una trayectoria de control óptima debería seguir los puntos de intersección entre las curvas del sweet-spot y de ganancia constante.

Para esta aplicación consideramos un MESFET de potencia, el cual fue caracterizado y posteriormente usado en el diseño de un amplificador en la banda de 900MHz. Luego, el amplificador fue medido para una de entrada de dos tonos y para una señal IS-95 QPSK. En este caso la evolución del sweet-spot y las curvas de ganancia constantes resultaron similares

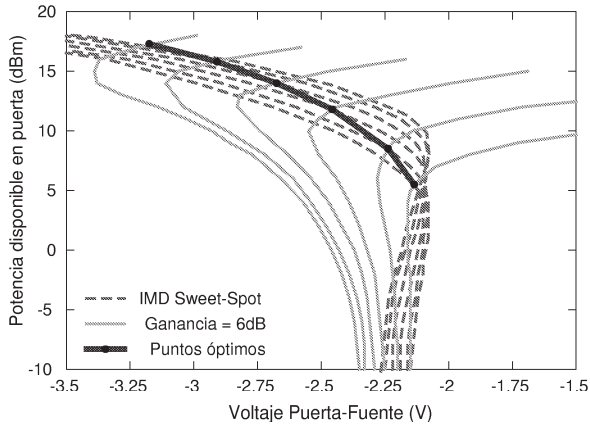


Fig. 4. Evolución del IMD sweet-spot y curvas de ganancia constante para un transistor MESFET de potencia (FLL177ME). Excitación de dos tonos.

TABLE I

CONTROL DE POTENCIA CON EFICIENCIA MEJORADA

Dos tonos			IS-95 QPSK		
P_{out} (dBm)	C/I (dB)	η (%)	P_{out} (dBm)	ACPR (dB)	η (%)
11.33	42.00	30.34	11.33	53.11	14.31
18.00	44.50	39.39	17.30	48.77	18.11
20.17	47.00	41.84	20.09	47.23	20.23
22.00	46.67	41.73	21.63	47.04	20.09
23.33	38.83	42.38	23.36	46.53	21.27
24.83	31.16	40.24	25.16	45.97	21.77

a las del HEMT, figura 4. El valor nominal de la potencia de salida debería relacionarse con el punto de intersección de las curvas de mayor V_{DS} , en este caso $V_{DS} = 12.0V$, $V_{GS} = -3.50V$, que corresponde a un nivel de potencia de salida de aproximadamente $25dBm$. Para mantener alta la eficiencia cuando la potencia promedio de entrada disminuya, debemos reducir el voltaje de drenador hasta un valor que garantice la existencia de un punto óptimo (V_{GS}) para el nuevo nivel de potencia. Así, el máximo rango de control estaría limitado por el menor V_{DS} que permita la intersección de las curvas del sweet-spot y de ganancia constante, para el nuevo nivel de potencia. En el ejemplo que nos ocupa, el rango de control fue de aproximadamente $15dB$, para la condición extrema de polarización $V_{DS} = 3.0V$, $V_{GS} = -2.13V$ y para $6dB$ de ganancia.

En la tabla I, se resumen los resultados experimentales. Los valores de la relación C/I y de la ACPR corresponden al peor de los casos. La ACPR fue calculada como la razón entre la potencia en la banda fundamental y la potencia en un ancho de banda de $30KHz$ centrado en el canal adyacente. Para el experimento de dos tonos podemos resaltar que la relación C/I se mantuvo por encima de $31.16dB$, mientras que la eficiencia fue de al menos 30.74% . Para la señal multitono, el valor mínimo de la eficiencia se redujo a 14.31% , lo cual era de esperarse para este tipo de señal. Sin embargo, un valor mínimo de ACPR de $45.97dB$ evidencia que el comportamiento de alta linealidad se mantuvo.

En la figura 5, se muestra el espectro de salida para tres

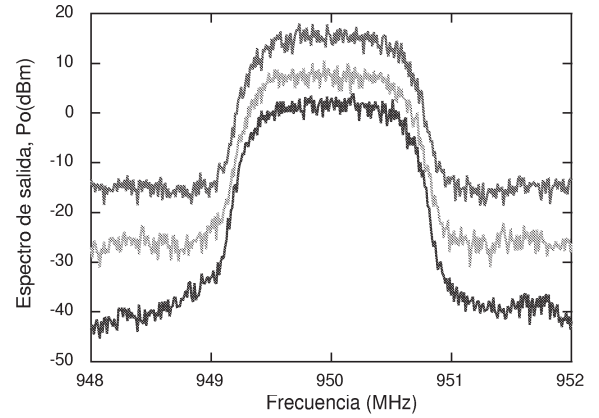


Fig. 5. Espectro de salida para una señal IS-95 QPSK en tres niveles distintos de potencia de salida ($11.13dBm$, $20.09dBm$, $25.16dBm$)

niveles de potencia diferentes dentro del rango de control.

V. CONCLUSIONES

Se ha presentado una caracterización completa de los sweet-spots de pequeña y gran señal en dispositivos FET, diferenciándose dos regiones de baja distorsión de intermodulación. El estudio de la linealidad y la eficiencia en estas zonas, determinó que en pequeña señal, la región del segundo sweet-spot presenta característica de particular interés para el diseño de amplificadores de ganancia variable de alta linealidad y alta eficiencia (HEMTs), o para mejorar la linealidad en amplificadores clase A (MESFETs). En gran señal, se presentó por primera vez un estudio de la evolución de los sweet-spots en función de los voltajes de control. En este régimen de operación, se usó un ajuste dual de la polarización como estrategia de control para mejorar la relación linealidad-eficiencia en amplificadores en clase B/C.

RECONOCIMIENTO

Este trabajo ha sido soportado parcialmente por los proyectos CICYT TIC2002-04084-C03-03 y ARCO TIC2000-0401-P4-09.

REFERENCES

- [1] A. Parker and J. Scott, "Intermodulation Nulling in GaAs MESFET's," *Electronic Letters*, vol. 29, pp. 1961–1962, Oct 1993.
- [2] R. Vaitkus, V. Nair, and S. Tehrani, "A Low-Current Linearity Sweet Spot in HFET's," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest* (I. M.-S. Digest, ed.), pp. 523–526, 1995.
- [3] C. Blanco, "Gain Expansion and Intermodulation in a MESFET Amplifier," *Electronic Letters*, vol. 15, pp. 31–32, Jan 1979.
- [4] N. B. de Carvalho and J. C. Pedro, "Large- and Small-Signal IMD Behavior of Microwave Power Amplifiers," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, vol. 47, pp. 2364–2374, December 1999.
- [5] J. C. Pedro and J. Pérez, "Accurate simulation of GaAs MESFET's Intermodulation Distortion Using a New Drain-Source Current Model," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, vol. 42, pp. 25–33, January 1994.
- [6] E. Malaver, J. A. García, A. Tazón, and A. Mediavilla, "A Novel Approach for Highly Linear Automatic Gain Control of a HEMT Small-Signal Amplifier," in *Conference Proceedings GaAs 2001*, pp. 311–314, Sep 2001.
- [7] J. Staudinger, "An Over View of Efficiency Enhancements With Application to Linear Handset Power Amplifier," in *Proceeding of IEEE RF IC Symposium 2002*, pp. 45–48, 2002.