

EVOLUCIÓN DE LOS MÍNIMOS DE IMD EN TRANSISTORES HEMT'S: DESCRIPCIÓN USANDO UNA GM3 VARIANTE EN EL TIEMPO

Emigdio Malaver

Dpto. de Electrónica y Comunicaciones
Universidad de Los Andes. Venezuela
emalaver@ing.ula.ve

José A. García, A.Tazón, A.Mediavilla

Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones
Universidad de Cantabria. España.
joseangel.garcia@unican.es

ABSTRACT

In this paper, an alternative description of the small- to large-signal intermodulation distortion (IMD) evolution in PHEMT amplifiers is presented. The influence of the device derivatives on the nulls of the in-band distortion components of the channel current, and the origin of the linearity *sweet spots* are evaluated using the time-dependence of the drain to source current third order derivatives as a novel technique for IMD null prediction.

1. INTRODUCCIÓN

Actualmente, controlar la distorsión no-lineal es uno de los mayores retos en el diseño de amplificadores, principalmente determinado por el uso de técnicas de modulación digital o de múltiples portadoras. Las técnicas clásicas de linealización son complejas, costosas y, debido a la circuitería externa requerida, consumen mucha potencia. Así, nuevas estrategias de linealización han aparecido recientemente destacándose aquellas basadas en la caracterización y control de las no-linealidades del dispositivo. En este sentido, la posibilidad de usar los mínimos de las componentes de intermodulación de tercer orden, los llamados *sweet-spots*, fue considerada en [1], donde los autores combinaron el análisis de Volterra y la técnica de la función descriptiva para analizar la evolución del *sweet-spot* en función del voltaje puerta-fuente y de la potencia disponible a la entrada.

En este artículo, presentamos un método alternativo para la descripción de la evolución del *sweet-spot* en transistores PHEMT, basándonos en la dependencia temporal de la tercera derivada de la fuente de corriente de drenador.

2. CARACTERIZACIÓN

Para describir la evolución del *sweet-spot*, la característica de transferencia del transistor fue representada por una serie de Taylor bidimensional alrededor del punto de polarización, como se muestra a continuación

$$\begin{aligned} I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = & I_{DS} + gm \cdot vgs + gds \cdot vds + gm2 \cdot vgs^2 \\ & + gmd \cdot vgs \cdot vds + gd2 \cdot vds^2 + gm3 \cdot vgs^3 \\ & + gmd2 \cdot vgs^2 \cdot vds + gm2d \cdot vgs \cdot vds^2 + gd3 \cdot vds^3 + \dots \end{aligned} \quad (1)$$

donde I_{DS} es la corriente DC de drenador en el punto de polarización (V_{GS}, V_{DS}). Los coeficientes gm , gds , $gm2$, $gd2$, $gm3$ y $gd3$ son, respectivamente, la transconductancia, la conductancia de salida y sus derivadas respecto a vgs y vds , en el punto de polarización, mientras que, gmd , $gm2d$ y $gmd2$ son derivadas cruzadas.

3. EVOLUCIÓN DEL SWEET-SPOT

El análisis basado en las series de Volterra, de un amplificador en configuración fuente común, operando en régimen pequeña señal y bajo condiciones de carga de 50Ω , establece que las componentes de intermodulación de tercer orden dependen principalmente de la tercera derivada de I_{ds} , es decir $gm3$, [2,3]. Cuando el nivel de potencia aumenta, la contribución de la derivada de quinto orden, $gm5$, comienza a hacerse significativa, quedando determinado el comportamiento de los mínimos de IMD por $gm3$ y $gm5$. Si continuásemos incrementando el nivel de potencia, serían necesarios cada vez más términos para describir la evolución del *sweet-spot*. Sin embargo, un análisis basado en las series de Volterra, para un orden superior al quinto, demanda un esfuerzo muy grande. Los autores en [1], resolvieron este problema considerando una serie de Volterra de quinto orden y una función descriptiva para representar la característica de transferencia del amplificador en régimen gran señal.

Como alternativa a este método, proponemos usar la variación en el tiempo que presenta $gm3$ cuando el transistor es excitado por una señal fuerte.

4. Gm3 VARIANTE EN EL TIEMPO

El concepto de derivada variante en el tiempo, fue usado previamente para aplicar la técnica de las series de Volterra al análisis de mezcladores en [3,4] y considerado recientemente, en una variante de la técnica de linealización

por superposición de derivadas en [5]. Sin embargo, hasta ahora, no se había empleado para describir la evolución de los mínimos de las componentes de intermodulación de tercer orden.

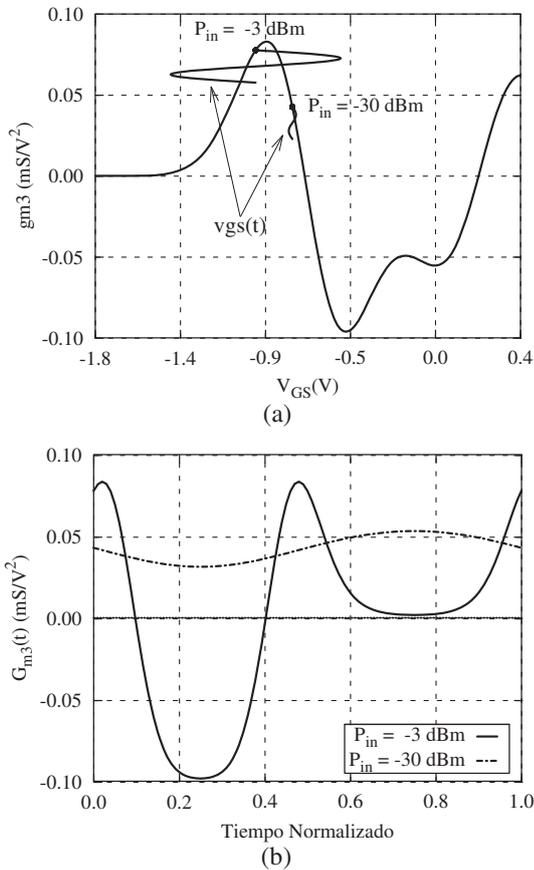


Figura 1. Dependencia temporal de gm_3 . (a) Variaciones de gm_3 producidas por $v_{gs}(t)$. (b) Señal resultante en el dominio del tiempo.

La Figura 1 ilustra como se produce la variación en el tiempo de gm_3 . En régimen pequeña-síñal, gm_3 es prácticamente invariante en el tiempo, ya que la excitación de entrada, y en consecuencia $v_{gs}(t)$, es muy pequeña. Cuando el nivel de la potencia aumenta, las oscilaciones de $v_{gs}(t)$ recorren grandes zonas de gm_3 alrededor del punto de operación, generándose la señal del tiempo $G_{m3}(t)$. Los mínimos en las componentes de intermodulación se producen cuando la variación de gm_3 es tal que su promedio en el tiempo es cero, $\overline{G_{m3}(t)} = 0$ [5]. Estos mínimos se producen sólo bajo ciertas condiciones de excitación y polarización. De acuerdo con lo descrito en [1], los sweet-spots aparecen para voltajes V_{GS} menores o ligeramente superiores a la tensión de pinch-off, V_p . La Figura 2 muestra la evolución del sweet-spot. Se puede apreciar que los ceros de $\overline{G_{m3}(t)}$ siguen, con buena aproximación, el comportamiento del sweet-spot frente a

variaciones en la potencia de entrada y en la polarización, convirtiéndose así, en una alternativa sencilla para predecir los mínimos de intermodulación.

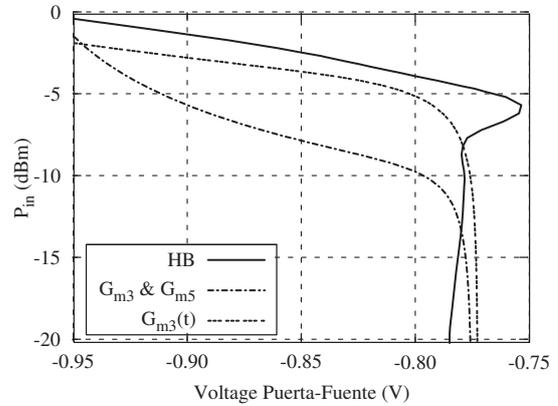


Figura 2. Evolución del Sweet-Spots. Estimada mediante simulación en balance armónico (HB), por series de Volterra de quinto orden y por el promedio de $G_{m3}(t)$.

5. CONCLUSIONES

En este artículo, se ha presentado la descripción de la evolución de los mínimos de las componentes de intermodulación de tercer orden, en función de la variación en el tiempo de la tercera derivada de la fuente de corriente I_{ds} . El método propuesto es una alternativa sencilla para estimar la posición del sweet-spot, en comparación con otras técnicas más precisas, pero también más complicadas.

6. AGRADECIMIENTO

Los autores agradecen a los Programas Ramón y Cajal del MCyT y ALFA de la Unión Europea.

7. REFERENCIAS

- [1] 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, Dec 1999.
- [2] G. Qu and A. Parker, "Intermodulation Cancellation in HEMT's," in Int. Conf. Microwave and Millimeter Wave Technology, pp.84-87, 1998.
- [3] S. A. Maas and D. Neilson, "Modeling MESFET's for Intermodulation Analysis of Mixers and Amplifiers," IEEE Trans. Microwave Theory Tech, vol.38, pp.1964-1971, Dec 1990.
- [4] R. Swerdlow, "Analysis of Intermodulation Noise in Frequency Converter by Volterra Series," IEEE Trans. Microwave Theory Tech, vol. MTT-26, pp.305-313, 1978.
- [5] D. R. Webster, G. Ataei, and D. G. Haigh, "Low-Distortion MMIC Power Amplifier Using a New Form of Derivative Superposition," IEEE Trans. Microwave Theory Tech, vol.49, pp.328-332, Feb 2001.