

ANÁLISIS DE CIRCUITOS MMIC BALANCEADOS MEDIANTE SERIES DE VOLTERRA

Carlos Crespo Cadenas y Javier Reina Tosina
 Depto. Ingeniería Electrónica. Teoría de la Señal y Comunicaciones
 Escuela Superior de Ingenieros, Universidad de Sevilla
 Co. Descubrimientos s/n., 41092 Sevilla, Spain
 ccrespo@viento.us.es

Abstract— In this paper an extension of a popular nonlinear analysis method for single-device amplifiers is reported for MMIC balanced structures, taking advantage of the symmetrical properties of these circuits. Closed-form expressions have been obtained and results have been compared both with theoretical computations based on the harmonic balance technique and measurements derived from a double-balanced MMIC mixer.

I. INTRODUCCION

Una topología ampliamente empleada en circuitos de alta frecuencia es la estructura balanceada. Los amplificadores diferenciales y los mezcladores balanceados, con diodos o con transistores [1]-[3] son ejemplos de tales estructuras. A pesar de las superiores prestaciones que se pueden alcanzar con estas estructuras en microondas, un análisis no lineal de las mismas no ha aparecido publicado hasta el momento. La técnica de las series de Volterra se ha centrado en el análisis no lineal de circuitos de un solo dispositivo [4],[5] quizás debido al considerable aumento de ecuaciones del circuito cuando son muchos los dispositivos que lo integran. El amplificador diferencial o los mezcladores simplemente y doblemente balanceados son ejemplos de circuitos con más de un dispositivo pero con propiedades de simetría y con entradas balanceadas. Las simetrías de estas estructuras balanceadas pueden ser aprovechadas para simplificar su estudio reduciendo el análisis de múltiples transistores al de una etapa con un solo dispositivo.

II. ANÁLISIS TEÓRICO

Para el circuito equivalente de una etapa sencilla en una configuración general como la que se muestra en la Fig.1 las funciones transferenciales (TF) no lineales se determinan mediante la ecuación

$$\begin{pmatrix} H_{gn}(\omega_1, \dots, \omega_n) \\ H_n(\omega_1, \dots, \omega_n) \\ H_{bn}(\omega_1, \dots, \omega_n) \end{pmatrix} = \mathbf{Z}(\omega) \begin{pmatrix} 0 \\ -F_n[i_{NL}] \\ -F_n[i_{NL}] \end{pmatrix} \quad (1)$$

donde $\omega = \omega_1 + \dots + \omega_n$, \mathbf{Z} es la inversa de la matriz de admitancias dada por

$$\mathbf{Y} = \begin{pmatrix} Y'_g & -j\omega C_{gd} & Y_g \\ y_{md} & Y'_L & Y_L \\ y_{ms} & y_d & -Y_s \end{pmatrix} \quad (2)$$

y $F_n[i_{NL}]$ es el coeficiente espectral de la componente de corriente de orden n a la frecuencia ω . Se han usado las definiciones $y_d = g_d + j\omega C_{ds}$, $y_{ms} = g_m + j\omega C_{gs}$, $y_{md} =$

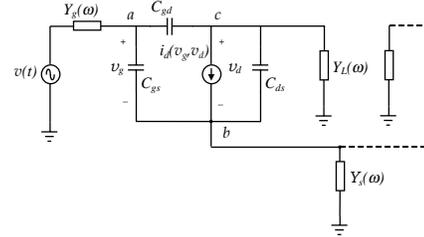


Fig. 1. Circuito equivalente de un amplificador general con un HEMT

$g_m - j\omega C_{gd}$, $Y'_g = Y_g + j\omega C_g$ e $Y'_L = Y_L + y_d + j\omega C_{gd}$. La componente no lineal de la corriente se puede expresar de forma general como

$$i_{NL} = \sum_{k=2}^{\infty} g_{mk} v_g^k + \sum_{k=2}^{\infty} g_{dk} v_d^k + \sum_{k,l=1}^{\infty} g_{kl} v_g^k v_d^l. \quad (3)$$

El cálculo se realiza de forma conocida [6].

Un amplificador diferencial está constituido por dos amplificadores con el nodo b común y alimentados por fuentes con fases opuestas (Fig.1). Si en un amplificador $v(t) \rightarrow -v(t)$ entonces los voltajes en los nodos pasan a ser $v_{\alpha n}(t) \rightarrow (-1)^n v_{\alpha n}(t)$, de lo cual se concluye que el nodo b se comporta como una tierra virtual para los términos de orden impar y que sólo es necesario hallar los voltajes en la mitad de los nodos restantes. Las TF no lineales se pueden hallar mediante la ecuación matricial

$$\begin{pmatrix} \mathbf{Y}_d & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{Y}_c \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{H}_{dn} \\ \mathbf{H}_{cn} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{F}_d \\ \mathbf{F}_c \end{pmatrix} \quad (4)$$

donde \mathbf{Y}_d se obtiene eliminando la última fila y la última columna de (2) e \mathbf{Y}_c sustituyendo Y_s por $\frac{1}{2}Y_s$ en (2). Las FT de orden impar se hallan mediante \mathbf{H}_d y las de orden par mediante \mathbf{H}_c . Los elementos de los vectores \mathbf{F} se obtienen directamente de los coeficientes $F_n[i_{NL}]$ de (1). Mediante evaluación de los parámetros del modelo de HEMT se puede demostrar que los coeficientes g_{dk} y g_{kl} para $l > 1$ son insignificantes de manera que la segunda suma de (3) se anula y la tercera se puede simplificar considerablemente. En el caso particular del DBM resistivo, al estar polarizado con $V_{DS} = 0$, se anula además la primera suma.

En el caso de un mezclador doblemente balanceado (DBM) como es la Célula de Gilbert o el DBM resistivo, el

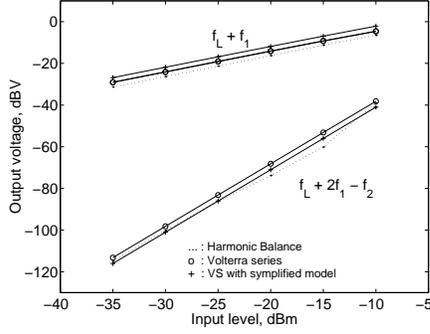


Fig. 2. Respuesta fundamental e IMD de un DBM

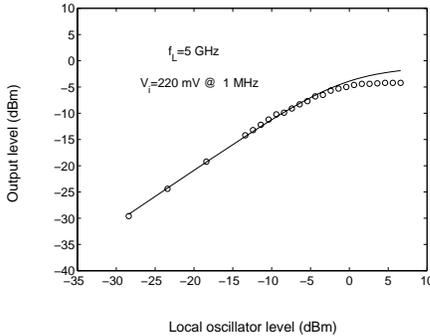


Fig. 3. Respuesta a 5 GHz en función del nivel del oscilador local

número de dispositivos aumenta a 4, pero la simetría permite concluir que además de los nodos b ahora son tierra virtual para los términos de orden impar los nodos c . Esto permite unilateralizar cada HEMT para los términos de orden impar y obtener directamente $H_{g1} = Y_g/Y'_g$. Las TF de orden par se obtienen otra vez según (1) con si se sustituye en (2) Y_L por $\frac{1}{2}Y_L$ e Y_s por $\frac{1}{2}Y_s$. En el caso de polarización en zona subumbral, la corriente diferencial se puede expresar como

$$I_{12}(v_L, 0) = I_5(v_L, 0) \tanh(2Pv_{g1}). \quad (5)$$

lo que nos permite hallar los coeficientes de Fourier de $I_{12}(t)$.

Cuando se aplica una señal de entrada, aparece un voltaje incremental en el drenador de los HEMT del DBM resistivo (o en las puertas de fuente de la Célula de Gilbert) y éste se puede calcular mediante el análisis con series de Volterra.

III. RESULTADOS Y CONCLUSIONES

El método presentado ha sido validado tanto con resultados teóricos como con medidas a un mezclador doblemente balanceado presentado en [7]. En la Fig. 2 se muestra en línea continua la respuesta fundamental y la IMD de tercer orden con dos tonos para un mezclador doblemente balanceado, calculada mediante el método presentado. Se puede apreciar la coincidencia con la misma técnica de series de Volterra y un modelo de HEMT detallado y con el método del balance armónico. Debido a que el MMIC está compuesto por balun de entrada, mezclador y balun

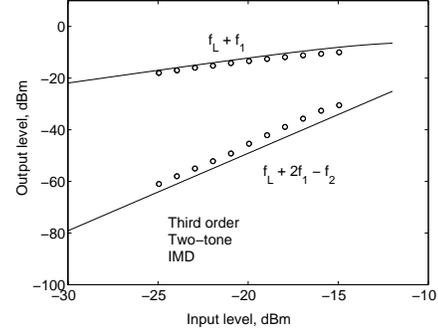


Fig. 4. Salida fundamental e IMD de tercer orden con dos tonos

de salida, fué necesario un análisis parcial para cada uno de estos circuitos y un cálculo conjunto para comparar con los resultados de las medidas. De la caracterización del MMIC se han obtenido los datos representados con puntos en la Fig. 3 y el cálculo teórico corresponde a la línea continua. Gracias a la utilización del balun activo a la entrada del oscilador local fué posible el funcionamiento del mezclador con un nivel de oscilador local tan bajo como +1.6 dBm a 5 GHz. Se midió la salida fundamental y la intermodulación de tercer orden con dos tonos variando el nivel de la señal de RF de entrada y los resultados se muestran en la Fig. 4 (círculos). La respuesta fundamental y la intermodulación calculadas (línea continua) mediante el presente trabajo muestran también una gran coincidencia a pesar de la sencillez del análisis y de que se está ante un circuito de mediana complejidad con un número relativamente alto de dispositivos (14 HEMTs).

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado a través del proyecto TIC-96-0724-C06-06 de la Comisión Interministerial de Ciencia y Tecnología.

REFERENCES

- [1] S. A. Maas, "A GaAs MESFET Balanced Mixer with very low Intermodulation," *IEEE Int. Microwave Symp. Digest*, 1987, pp. 895-898.
- [2] A. Boveda, F. Ortigoso, and J. I. Alonso, "A 0.7-3 GHz GaAs QPSK/QAM Direct Modulator," *IEEE J. Solid State Circuits*, vol. 28, no. 12, pp. 1340-1348, Dec. 1993.
- [3] F. De Flaviis and S. A. Maas, "X Band Doubly Balanced Resistive FET Mixer with Very Low Intermodulation," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-43, no. 2, pp. 457-460, Feb. 1995.
- [4] G. M. Lambrianou and C. S. Aitchison, "Optimization of Third-Order Intermodulation Product and Output Power from an X-Band MESFET Amplifier Using Volterra Series Analysis," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-33, No. 12, pp. 1395-1403, Dec. 1985.
- [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. MTT-42, No. 1, pp. 25-33, Jan. 1994.
- [6] J. J. Bussgang, L. Ehrman and J. W. Graham, "Analysis of Non-linear Systems with Multiple Inputs," *Proceedings of the IEEE*, Vol. 62, No. 8, pp. 1088-1119, Aug. 1974.
- [7] J. Reina, C. Crespo, J. I. Alonso and F. Pérez, "GaAs MMIC Mixer Based on the Gilbert Cell with HEMT's Biased on the Subthreshold Region," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 28, No. 4, pp. 241-244, Feb. 2001.