

Impacto de Comportamiento No Lineal del Varactor en Amplificadores Modulados por la Carga a la Salida

Reinel Marante⁽¹⁾, Téophile Aballo⁽¹⁾, Nuria Torre⁽¹⁾, Nieves Ruiz⁽¹⁾, José A. García⁽¹⁾ y Ángel Mediavilla⁽¹⁾.

maranter@unican.es, teofilo@dicom.unican.es, nuria.torre@alumnos.unican.es, ruizmn@unican.es, joseangel.garcia@unican.es, angel.medivilla@unican.es

⁽¹⁾ Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones, Universidad de Cantabria, Laboratorios I+D+i de Telecomunicaciones, Plaza de la Ciencia s/n, 39005, Santander

Resumen- In this paper, the impact of the nonlinear characteristic of the varactor capacitance on the intermodulation distortion (IMD) profiles of voltage controlled impedance transformation networks, is presented. A test set-up for dynamically measuring the Taylor series expansion coefficient is proposed, able to be extended to the evaluation of load-based envelope tracking transmitters (ET). An antiserie or back-to-back cathode configuration was implemented in order to minimize the IMD contribution. Measurements and simulations with a two tone signal validate this proposed topology for applications in high efficient load-modulated power amplifiers.

I. INTRODUCCIÓN

En el escenario de los transmisores inalámbricos modernos, los ingenieros que diseñan los sistemas de RF trabajan activamente en la difícil tarea de dar solución al compromiso entre eficiencia y linealidad. Con el objetivo de alcanzar un 50% de eficiencia promedio, y al mismo tiempo cumplir los rigurosos requerimientos espectrales de los sistemas multinivel y multiportadora, se están introduciendo nuevas arquitecturas a nivel de sistema donde los amplificadores de potencia (AP) de RF deben ser diseñados teniendo en cuenta la estadística de la envolvente, basándose en un control preciso a nivel de dispositivo.

Los diodos varactores ha sido propuestos para ser utilizados en redes de impedancia de carga controladas electrónicamente en aplicaciones de “envelope tracking” [1] o en el control de los “sweet-spot” [2]. Más recientemente se han utilizado en el diseño de amplificadores de potencia paramétricos [3], donde los varactores son excitados por una fuente de señal a una frecuencia determinada, con el objetivo de generar una resistencia negativa o actuar como un elemento mezclador. En estos casos y en otros diseños disponibles en la literatura, el uso de una reactancia controlada puede ayudar a la mejora de la eficiencia de los sistemas, y al mismo tiempo resolver algunos problemas críticos de implementación de hardware, como es el caso de los elevados niveles de señal de envolvente en transmisores ET modulados por drenador. Sin embargo, la naturaleza no lineal de estos dispositivos puede influir en la distorsión residual de un transmisor si no se ha tenido en consideración al aplicar determinadas técnicas de predistorsión digital.

Se han propuesto algunas topologías que utilizan dos varactores, como es el caso de las configuraciones antiserie y

antiparalelo, con el objetivo de minimizar estos efectos de distorsión indeseados. No obstante, se ha demostrado que la capacidad de estas topologías para lograr una perfecta cancelación de los productos de IMD es altamente dependiente de los elementos parásitos de las conexiones, de los perfiles de dopado del diodo y del acoplamiento del dispositivo.

En este trabajo se presenta un método para, dinámicamente, extraer los coeficientes de la expansión en series de Taylor (ver ecuaciones 1 y 2) de la no linealidad reactiva de un varactor y de dos varactores en configuración antiserie. Los resultados obtenidos están orientados a controlar y minimizar el impacto de la no linealidad del varactor en los perfiles de distorsión de APs modulados por la carga a la salida, teniendo en cuenta trabajos previos que abordan la caracterización de derivadas de orden superior [1, 4-5].

$$Q_j(V_j) = Q_j(V_j) + C_{j_1} \cdot v_j + C_{j_2} \cdot v_j^2 + C_{j_3} \cdot v_j^3 + \dots \quad (1)$$

donde

$$C_{j_n} = \frac{1}{n!} \cdot \left. \frac{d^n Q_j(V_j)}{dV_j^n} \right|_{V_j=V_j} \quad (2)$$

II. EXTRACCIÓN DE LAS DERIVADAS

En la Fig.1 se presenta el diagrama del sistema de medidas propuesto para la caracterización dinámica de las derivadas. El mismo se ha diseñado para medir el contenido armónico reflejado por el dispositivo bajo prueba (un BB833 fabricado por Infineon Tech.), aprovechando las capacidades actuales de generación y de análisis vectorial de señales.

La señal de excitación (de una frecuencia de 150 MHz, y una potencia lo suficientemente alta como para obtener una medida libre de ruido, pero lo suficientemente baja como para garantizar un régimen de trabajo de pequeña señal), así como los armónicos generados, fueron convenientemente procesados por medio de diplexores, filtros, atenuadores y amplificadores altamente lineales trabajando en régimen de back-off con el objetivo de reducir la influencia de las no idealidades introducidas por el hardware y así simplificar el proceso de extracción.

Una señal triangular de muy baja frecuencia fue introducida a través de la vía de DC con el objetivo de capturar la excursión de la señal a la salida en un solo barrido y en tiempo real. Para alcanzar la excursión deseada en el rango de 0 V a 30 V, fue necesario el uso de amplificadores operacionales en cascada.

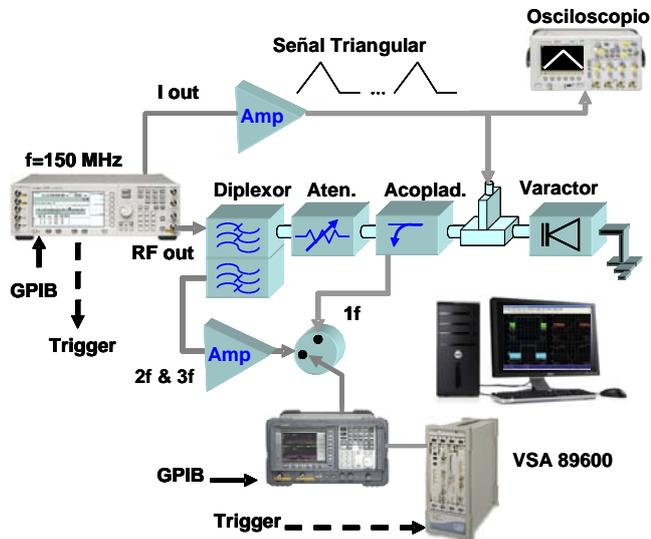


Fig. 1. Sistema de medidas para la extracción de las derivadas de la no linealidad del varactor.

El Analizador Vectorial de Señal (VSA 89600 de Agilent) y el generador fueron sincronizados digitalmente utilizando el puerto de disparo, con el objetivo de corregir los retardos entre los trayectos de las dos señales y hacer coincidir en el tiempo la evolución de las derivadas a los diferentes armónicos con la pendiente de subida de la señal triangular.

El sistema propuesto permite extraer los valores de la corriente $I(n\omega)$ a partir de las medidas de la amplitud de la señal al armónico n con el VSA, ya que se garantiza una impedancia de 50Ω a todas las frecuencias. Luego, despreciando el efecto introducido por el hardware de medidas y teniendo en cuenta el circuito equivalente simplificado de la Fig. 2, es posible obtener los coeficientes hasta el orden n de la expansión en Series de Taylor utilizando el método de las corrientes no lineales del análisis según Series de Volterra [4, 6].

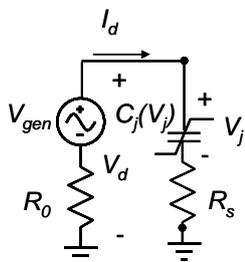


Fig. 2. Circuito equivalente simplificado de un diodo varactor excitado según el sistema de la Fig. 1.

A modo de ejemplo se presenta la ecuación del coeficiente de segundo orden extraído:

$$C_{j_2} = I_d(2\omega) \cdot \frac{\sqrt{4 \cdot \omega \cdot (R_s + R_0) \cdot C_{j_1} - 2 \cdot \omega^3 \cdot (R_s + R_0)^3 \cdot C_{j_1}^3} + (5 \cdot \omega^2 \cdot (R_s + R_0)^2 \cdot C_{j_1}^2 - 1)^2}{\omega \cdot V_{gen}^2(\omega)} \quad (3)$$

El mismo procedimiento de extracción fue empleado para caracterizar dos diodos varactores como el utilizado anteriormente en configuración antiserie. El esquema de esta topología puede ser apreciado en la Fig. 3

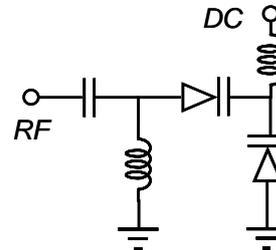


Fig. 3. Esquema de dos diodos en configuración antiserie.

En la Fig. 4 se puede observar una comparación entre los resultados obtenidos para los coeficientes de segundo y tercer orden, tanto en configuración simple como en la antiserie. Como se puede apreciar las derivadas no se ajustan perfectamente al comportamiento esperado [5].

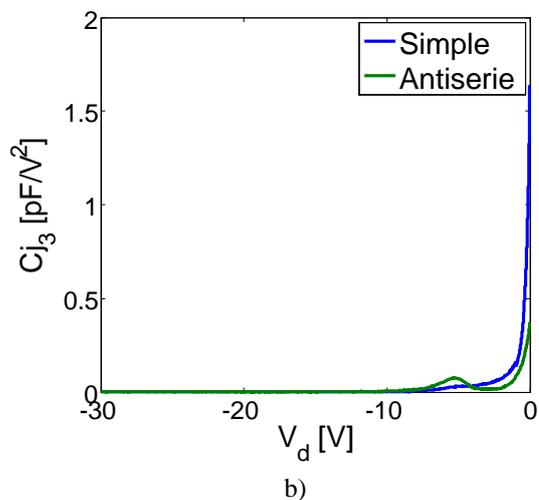
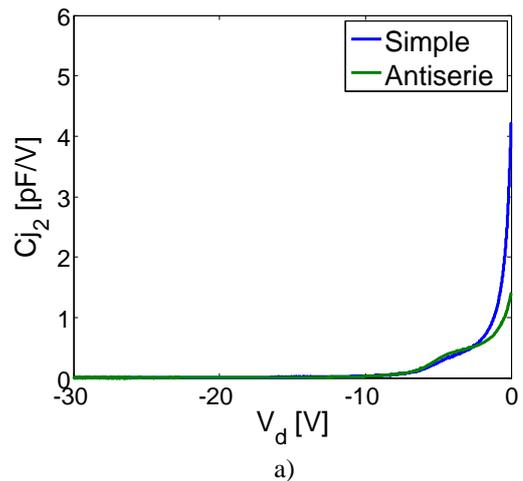


Fig. 4. Evolución en función de la tensión de polarización V_d de los coeficientes de a) segundo orden y b) tercer orden.

El coeficiente de segundo orden C_{j2} no se cancela totalmente, probablemente debido a la contribución de elementos parásitos en las conexiones y a desacoplamientos en el empaquetado. Además el coeficiente de tercer orden en la no linealidad equivalente $Q_j(V)$ de una conexión antiserie es en gran medida dependiente del perfil de dopado del diodo [5]. El modelo brindado por el fabricante (que presenta grandes problemas reproduciendo algunas regiones de operación) tiene una $m \approx 0.9$.

III. REDES DE TRANSFORMACIÓN DE IMPEDANCIAS

Se han diseñado e implementado dos redes de transformación de impedancias a 900 MHz con el objetivo de ser utilizadas en aplicaciones de modulación por carga [1, 2]. Los esquemas circuitales de ambas soluciones se muestran en la Fig.5.

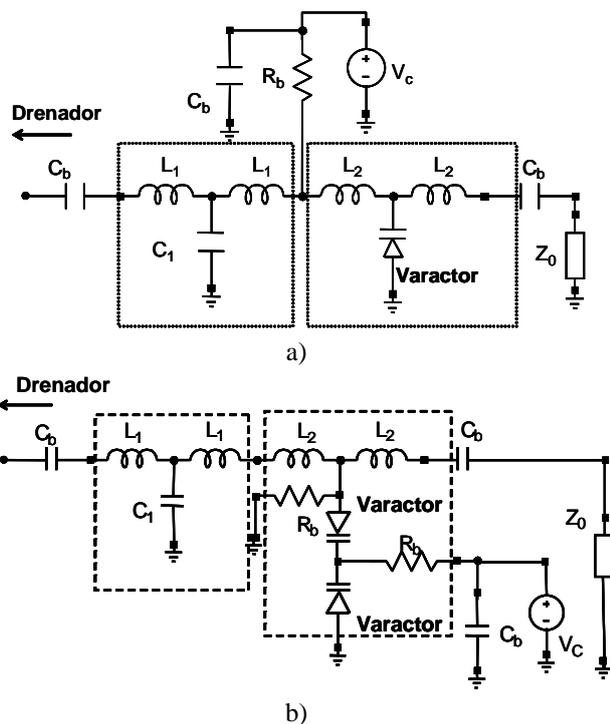


Fig. 5. Redes de transformación de impedancia empleando: a) un varactor y b) dos varactores en configuración antiserie.

Los circuitos han sido diseñados utilizando dos topologías simples LCL en cascada, con el objetivo de sintonizar la impedancia deseada en el plano de referencia del drenador de un amplificador basado en un dispositivo pHEMT. En este caso se utilizó un transistor de baja potencia NE3210s01 fabricado por Renesas Electronics Corp. De este modo, ajustando adecuadamente la tensión de control V_c , es posible lograr una evolución aproximada de la impedancia desde 50Ω hasta valores cercanos a la condición de circuito abierto.

El trayecto de las curvas de las impedancias en función de la tensión de control se puede apreciar en la Fig.6 para ambas configuraciones. Como se puede observar, la parte imaginaria mantiene valores significativos en gran parte del rango de control (de 0 V a 30 V), mientras que los valores sintetizados nunca alcanzan el centro ni el extremo derecho de la Carta de Smith. Despreciando estas limitaciones, asociadas al empleo de topologías muy simples, se puede

obtener la modulación deseada, permitiendo evaluar la contribución de la no linealidad del varactor a los perfiles de distorsión de intermodulación.

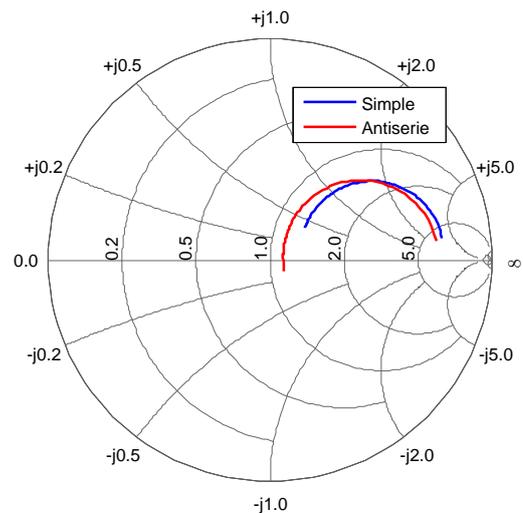


Fig. 6. Evolución de la impedancia con la tensión de control V_c (en el rango entre 0 V y 30 V), para las redes de transformación de impedancia utilizando: a) un varactor b) dos varactores en configuración antiserie.

IV. MEDIDAS CON UNA SEÑAL DE DOS TONOS

Con el objetivo de cuantificar el impacto de las derivadas de la no linealidad de un varactor y de dos en configuración antiserie sobre los perfiles de IMD a la salida del amplificador, se realizó una medida con dos tonos en pequeña señal de las redes de transformación de impedancias descritas en la sección anterior.

Como se puede observar en la Fig. 7, se utilizaron dos generadores para inyectar las componentes f_1 y f_2 , las cuales se sumaron posteriormente en el combinador, y se colocaron dos atenuadores en las entradas del mismo para garantizar el adecuado aislamiento. Debido a que las componentes de IMD en pequeña señal generadas por el varactor suelen ser muy pequeñas, fue necesario además insertar una red de cancelación utilizando dos acopladores direccionales y una línea extensora a modo de desfaseador. De esta manera fue posible reducir la amplitud de las componentes fundamentales y al mismo tiempo bajar el nivel de referencia, lográndose una mejora considerable del rango dinámico y, en consecuencia, una medida más precisa de los productos de IMD generados por la característica no lineal de los varactores.

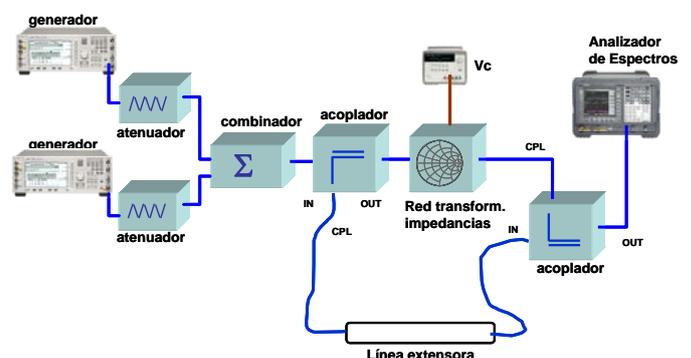


Fig. 7. Sistema de medidas para obtener el comportamiento en IMD de las redes transformadoras de impedancias.

En la Fig.8a se pueden observar los resultados de las medidas para distintos valores de la tensión de control V_c , de las componentes fundamentales y de los productos de tercer orden, que son los que tienen un mayor impacto en la generación de distorsión en banda. En la Fig. 8b se presenta una gráfica equivalente pero utilizando resultados de simulaciones en AWR®, donde se ha tomado un modelo del varactor empleado y se le han introducido las derivadas calculadas en la sección II.

Son apreciables algunas diferencias entre las simulaciones y las medidas, probablemente asociadas a elementos parásitos reactivos que no fueron incluidos en el modelo (como se muestra en la Fig. 2, solo se ha incluido la resistencia parásita R_s del diodo). De hecho, las mayores diferencias se observan para valores pequeños de V_c , donde cualquier inductancia parásita, en combinación con la alta capacidad del varactor en esa zona, puede producir resonancias indeseadas.

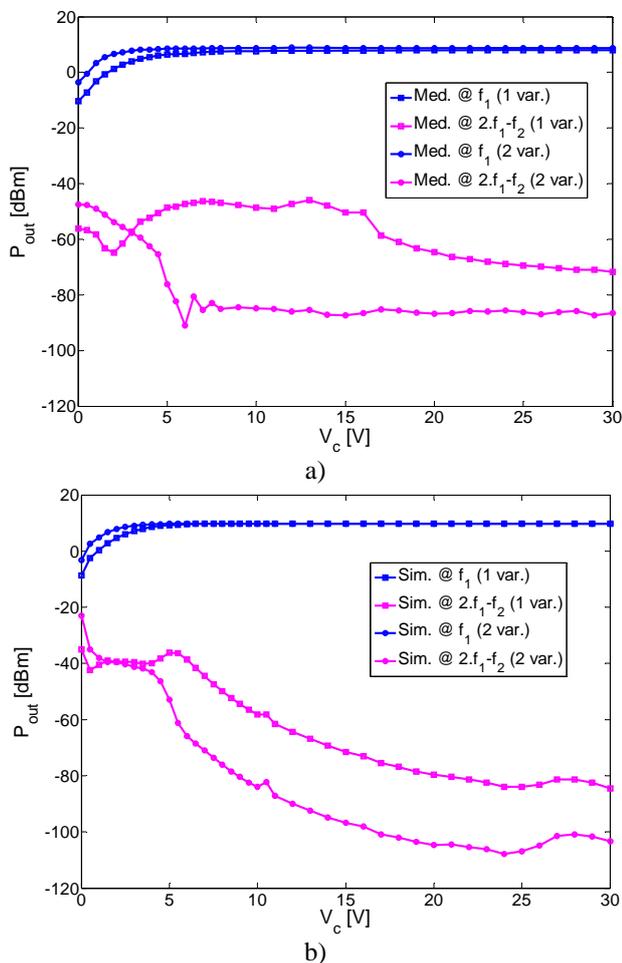


Fig. 8. Evolución en función de la tensión V_c de las componentes fundamentales y del producto de IMD de tercer orden empleando: a) medidas y b) simulaciones a partir de los coeficientes C_j extraídos.

Analizando la Fig. 8, es evidente la reducción de la distorsión utilizando la configuración de diodos en antiserie (sobre los 25 dB en un amplio rango de V_c). Este fenómeno permite validar la utilización de la topología de cátodos en configuración back-to-back para la mejora de la eficiencia en sistemas basados en el control de la impedancia de carga [1, 2]. Además, se demuestra la importancia de un adecuado

control del perfil de dopado del diodo y de un cuidadoso diseño de los encapsulados, en vistas a reducir los efectos parásitos y poder sacar un mayor provecho al potencial y las capacidades de esta topología.

V. CONCLUSIONES

En este trabajo, se ha presentado una técnica para la caracterización de la no linealidad reactiva de un diodo varactor y de dos en configuración antiserie. Se ha implementado un sistema de medidas para extraer, de forma dinámica, el contenido armónico en reflexión de los dispositivos, capaz de ser utilizado en la evaluación de transmisores ET modulados por la carga a la salida. Dos redes de transformación de impedancias han sido diseñadas, implementadas y caracterizadas, en vistas a ser utilizadas como cargas controladas por tensión a la salida de un AP. El análisis de simulaciones y medidas con señales de dos tonos, corroboran las ventajas del empleo de dos varactores en conexión antiserie con el objetivo de minimizar la distorsión de intermodulación generada por la característica no lineal de este tipo de dispositivos.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por el Ministerio de Ciencia e Innovación a través de los proyectos TEC2008-06684-C03-01 y CSD2008-00068. R. Marante desea agradecer a la Agencia Española de Cooperación Internacional al Desarrollo del Ministerio de Asuntos Exteriores y Cooperación (MAEC-AECID), por el programa de becas de doctorado para ciudadanos extranjeros (ref. 0000524566). J. A. García quiere agradecer el soporte brindado por el Ministerio de Educación, a través de su programa de Ayudas de Movilidad para el Profesorado Modo A (ref. PR2010-0202).

REFERENCIAS

- [1] H. M. Nemat, C. Fager, U. Gustavsson, R. Jos and H. Zirath, "Design of Varactor-Based Tunable Matching Networks for Dynamic Load Modulation of High Power Amplifiers," *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, Vol. 57, no. 5, pp. 1110-1118, May 2009.
- [2] N. B. Carvalho, J. A. García, E. Azpitarte, J. C. Pedro, "Load Impedance Selection for Maximized Large-signal IMD Sweetspot Effects," *Int. Journal RF and Microwave CAE*, Vol. 15, pp. 434-440, Sept. 2005.
- [3] B. Gray, B. Melville, and J. S. Kenney, "Analytical Modeling of Microwave Parametric Upconverters," *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, vol. 58, no. 8, pp. 2118-2124, August 2010.
- [4] T. Aballo, I. Telechea, M. E. Méndez, J. A. García, "Control de la Distorsión No Lineal en un Desfasador por Reflexión Sintonizado a Varactor gracias a las Derivadas Superiores de su Perfil C(V)", *XXIV Symposium de la URSI*, Cantabria, 2009.
- [5] R. G. Meyer and M. L. Stephens, "Distortion in Variable-Capacitance Diodes", *IEEE Journal on Solid-State Circuits*, vol. sc-10, no. 1, February 1975.
- [6] S. A. Maas, *Nonlinear Microwave and RF Circuits*, 2nd ed., Artech House, 2003.