

CONTROL ESPACIAL DE LA INTERMODULACIÓN EN UN TRANSMISOR ACTIVO

Naima. Amar⁽¹⁾, Lorena. Cabria⁽¹⁾, José Ángel García⁽¹⁾, Antonio Tazón⁽¹⁾, Ángel Mediavilla⁽¹⁾
Nai_amar@dicom.unican.es, lorena@dicom.unican.es, joseangel.garcia@unican.es,
antonio.tazon@unican.es, media@dicom.unican.es

⁽¹⁾ Dpto. De Ingeniería de comunicaciones. Universidad de Cantabria. Avda. Los Castros S/N. 39005-Santander.

Abstract- In this paper, a transmitting active array with spatial power combining concept for selective spatial linearization is implemented. The main nonlinearity of PHEMT device is used to describe some characteristics of its intermodulation distortion behaviour. An auxiliary branch is added for cancelling the third order intermodulation distortion (IMD3) of the main branch without diminishing its gain. A dual-feed series patch array was designed with a good input matching as well as acceptable port-to-port isolation. Experimental characterization of the complete system has proved an important cancellation of the IMD3 appears on the pointing direction comparing with the class A operation. These results validate the proposed method.

I. INTRODUCCIÓN

En los últimos años, han sido muchos los esfuerzos en el desarrollo de nuevas tecnologías para construir sistemas radiantes inteligentes implementando y mejorando los sistemas de control, tanto a nivel del dispositivo electrónico como en la tecnología del procesado de los circuitos integrados [1]. Todavía el diseño de transmisores y receptores compactos, de bajo costo y reconfigurables, para comunicaciones inalámbricas comerciales y seguras es uno de los desafíos de los investigadores. La reconfigurabilidad multifuncional puede ser obtenida gracias a este tipo de sistemas con control electrónico, que permiten cambiar de modo de operación y de esta forma optimizar el espacio radioeléctrico.

Los transmisores inalámbricos modernos deben cumplir las estrictas especificaciones en términos de distorsión no lineal, asociada a la compleja naturaleza de la señal modulada. Al mismo tiempo, la mayoría de las aplicaciones tienen que ser de bajo costo, altamente eficientes, por este razón se ha intensificado la búsqueda de diseño de técnicas de linealización al nivel del dispositivo. Por este razón, las antenas activas se han popularizado tanto en la industria como la comunidad académica.

El uso de modulaciones digitales complejas en las antenas activas ha impuesto fuertes restricciones en los elementos no lineales. Un requisito importante es asegurar un bajo crecimiento en el espectro de bandas de frecuencias adyacentes, razón por la cual es necesario tener especial cuidado en el control de la intermodulación.

Para lograr la linealidad, se puede seguir dos estrategias: el diseño de amplificadores intrínsecamente lineales o el uso de técnicas de linealización al nivel del sistema.

Existen muchas técnicas clásicas de linealización de amplificadores, como pueden ser predistortion [2], feedforward [3] y cartesian feedback [4], etc, que requieren un desarrollo de sistemas complejos, por ello los investigadores se han centrado recientemente en el desarrollo de topologías para obtener linealidad a nivel de dispositivo.

En este trabajo, se ha llevado a cabo el desarrollo de un array serie de parches con doble alimentación RF utilizando técnicas de linealización selectiva que consiste en dividir la señal de entrada en oposición de fase para alimentar dos amplificadores basados en transistores HEMT. Los dos amplificadores deben proporcionar la misma intermodulación de tercer orden (IMD3), pero con un cambio de fase de 180°, mientras que la fase en el modo fundamental es la misma en los dos dispositivos. El objetivo es usar la antena como un combinador de potencia para cancelar la distorsión que aparece en la dirección de apuntamiento, mientras que la potencia radiada en la frecuencia fundamental se combina en fase.

II. SISTEMA TRANSMISOR ACTIVO

Como se ha demostrado en [5], la superposición de derivadas es una técnica muy prometedora que consiste en añadir en paralelo a la rama de un dispositivo principal, un dispositivo auxiliar con contribución de IMD3 opuesta.

En [6], los autores utilizan una antena con alimentación dual con un solo slot para combinar las señales de forma que la IMD3 esté en contrafase y por lo tanto se cancele. Con este sistema de alimentación RF la reducción de la componente de IMD3 radiada es modesta.

Para superar esta limitación, se diseñó un array serie de parches con doble alimentación RF. En este caso se ha seleccionado una excitación con apertura con el fin de asegurar una mejor integración de los amplificadores HEMTs, principal y auxiliar. Las dimensiones de los parches se ajustaron para proporcionar una buena adaptación con un aceptable aislamiento entre los dos puertos. En la figura 1 podemos observar el sistema transmisor desarrollado. Para ello se ha utilizado la técnica de dividir la señal de entrada en contrafase para alimentar los dos amplificadores HEMT que deben proporcionar la misma potencia de IMD3, pero con un cambio de fase de 180°, mientras que la fase en el modo fundamental es la misma en los dos dispositivos [6]. El

objetivo es usar la antena como un combinador de potencia para cancelar la distorsión que aparece en la dirección de apuntamiento, al mismo tiempo que la potencia radiada en la frecuencia fundamental se combina en la fase.

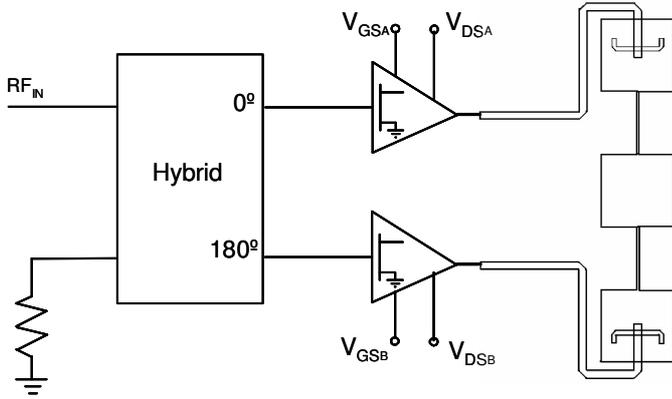


Fig. 1: Esquema del array de transmisión

III. TÉCNICA DE LINEALIZACIÓN

La corriente del drenador fuente, I_{ds} , es la principal no linealidad de los transistores HEMT y puede caracterizarse en pequeña señal mediante el desarrollo en serie de Taylor en dos dimensiones tal y como se observa en la ecuación (1):

$$I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = I_{ds}(V_{GS}, V_{DS}) + G_{m1} \cdot v_{gs} + G_{ds} \cdot v_{ds} + G_{m2} \cdot v_{gs}^2 + G_{md} \cdot v_{gs} \cdot v_{ds} + G_{d2} \cdot v_{ds}^2 + G_{m3} \cdot v_{gs}^3 + G_{m2d} \cdot v_{gs}^2 \cdot v_{ds} + G_{md2} \cdot v_{gs} \cdot v_{ds}^2 + G_{d3} \cdot v_{ds}^3 + \dots \quad (1)$$

Donde $I_{ds}(V_{GS}, V_{DS})$ es la corriente DC en el punto de operación, los coeficientes G_{m1} , G_{ds} son la transconductancia y la conductancia de salida respectivamente y el resto de coeficientes representan sus derivadas respecto a la tensión puerta fuente V_{gs} y la tensión drenador fuente V_{ds} en el mismo punto de operación.

En condiciones normales de carga, las contribuciones predominantes a la corriente en la ecuación (1) son aquellas relacionadas con la tensión de control de puerta. Por lo tanto, la expresión de la corriente $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$ puede reducirse a la ecuación (2).

$$I_{ds}(V_{gs}) = \left. \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} \right|_{V_{GS}, V_{DS}} \cdot v_{gs} + \frac{1}{2} \cdot \left. \frac{\partial^2 I_{ds}}{\partial V_{gs}^2} \right|_{V_{GS}, V_{DS}} \cdot v_{gs}^2 + \frac{1}{6} \cdot \left. \frac{\partial^3 I_{ds}}{\partial V_{gs}^3} \right|_{V_{GS}, V_{DS}} \cdot v_{gs}^3 = G_{m1} \cdot v_{gs} + G_{m2} \cdot v_{gs}^2 + G_{m3} \cdot v_{gs}^3 \quad (2)$$

Si se tiene en cuenta que en un test de dos tonos las frecuencias ω_1 y ω_2 , componentes deseadas de la corriente, son determinadas principalmente por los términos de primer

orden y que las componentes de IMD3, con frecuencias $2\omega_1 - \omega_2$ y $2\omega_2 - \omega_1$, son generadas principalmente por el término de tercer orden, se puede concluir que mientras que G_{m1} determina la ganancia, G_{m3} es el término responsable de los niveles de potencia de la distorsión de intermodulación no deseados.

En superposición de derivadas [5], la tensión de polarización de la puerta y por lo tanto la anchura del canal del transistor auxiliar, se ajustan para que su derivada de tercer orden que figura en la ecuación (3), sea igual y esté en contrafase con respecto a la rama principal, al mismo tiempo que se obtiene la máxima ganancia de amplificación.

$$G_{m3} = \frac{\partial^3 I_{ds}}{\partial V_{gs}^3} \quad (3)$$

En la figura 2 se muestran las características experimentales de las derivadas de primer y tercer orden de la corriente $I_{ds}(V_{gs})$ para el transistor HEMT NE3210s01 de NEC que tiene una tensión de pinch-off V_p de $-0.8V$. Si seleccionamos un punto de operación para obtener máxima ganancia, $V_{GS} = -0.25V$ (punto A en este caso), el término asociado de G_{m3} es negativo y muy grande, esto significa que un amplificador diseñado en estas condiciones, con una sola rama, tendrá una linealidad muy pobre. Sin embargo, si añadimos en paralelo un dispositivo auxiliar del mismo tipo, se pueden seleccionar dos punto de operación (puntos B y C), nos proporcionan una G_{m3} de la misma magnitud pero de signos opuestos con lo que la IMD3 resultante se cancelará. La rama principal tiene una G_{m1} mayor lo que significa que su contribución a la ganancia total será también mayor.

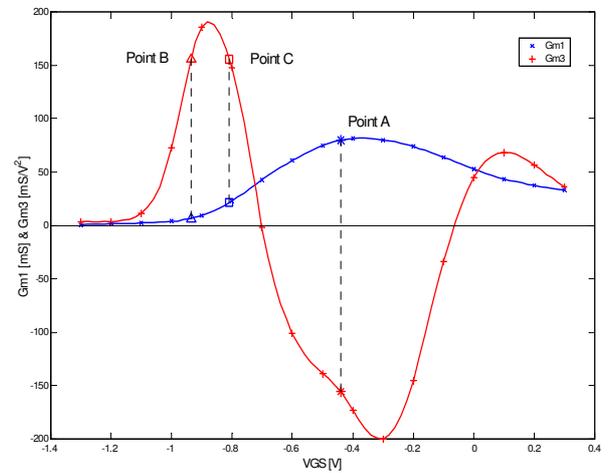


Fig. 2: Características típicas de las derivadas de un dispositivo HEMT en función de VGS para VDS = 2V [6]

IV. SISTEMA RADIANTE

En la figura 3 se representa la antena propuesta que además de un sistema radiante, funciona como un circuito híbrido de 180° evitando las pérdidas que puede tener una estructura híbrida impresa. Los dos puertos de la antena se conectan a las dos ramas amplificadoras.

En la figura 4 se comparan las simulaciones de dicho sistema radiante con las medidas de la adaptación y el aislamiento, mostrando en ambos casos un buen comportamiento.

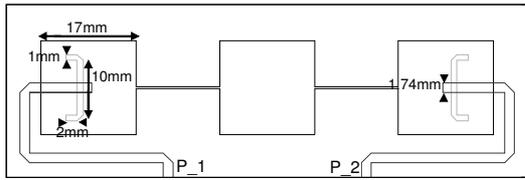


Fig. 3: Detalle del sistema radiante

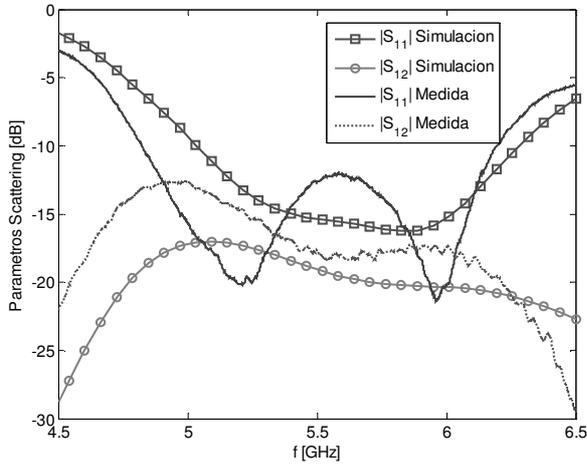


Fig. 4 Simulaciones et medidas de los parámetros scattering de la antena

V. CANCELACIÓN DE LA INTERMODULACIÓN:

La integración de antenas impresas con circuitos electrónicos activos ha sido objeto del interés de muchos investigadores en los últimos años, debido fundamentalmente a su capacidad de control del haz y a la propiedad de combinación espacial de potencia, tanto en recepción como en transmisión [7].

En este apartado, consideraremos la posibilidad de aplicar la técnica de superposición de derivadas en tecnología híbrida, usando una antena de doble alimentación como combinador de potencia.

La arquitectura del sistema de transmisión propuesta está excitada con una señal de dos tonos con frecuencias $f_1=5.8\text{GHz}$ y $f_2=5.8001\text{GHz}$ y con una potencia $P_{in}=-5\text{dBm}$. El dispositivo principal fue caracterizado para operación en clase A en el punto de máxima transconductancia, $V_{GSA} = -0.25\text{V}$. El transistor auxiliar se ajustó en el punto de polarización $V_{GSB} = -0.94\text{V}$ por debajo del pinch-off, donde su G_{m3} tiene misma amplitud y signo opuesto al de la rama del transistor principal (figura 4). Ambos dispositivos son excitados con un acoplador híbrido rat-race de 180° para producir un patrón de radiación que a la frecuencia fundamental nos da un máximo en la dirección de radiación y un nulo a la frecuencia de IMD3. El objetivo es mejorar la linealidad del amplificador de potencia.

En la figura 5, se muestra el sistema de transmisión diseñado mediante el array activo. La señal RF se ha obtenido de un generador comercial y la recepción se ha llevado a cabo mediante una antena patrón de 7,6dBi conectada a un analizador de espectros, este sistema receptor se ha colocado a una distancia adecuada para garantizar la condición de campo lejano.

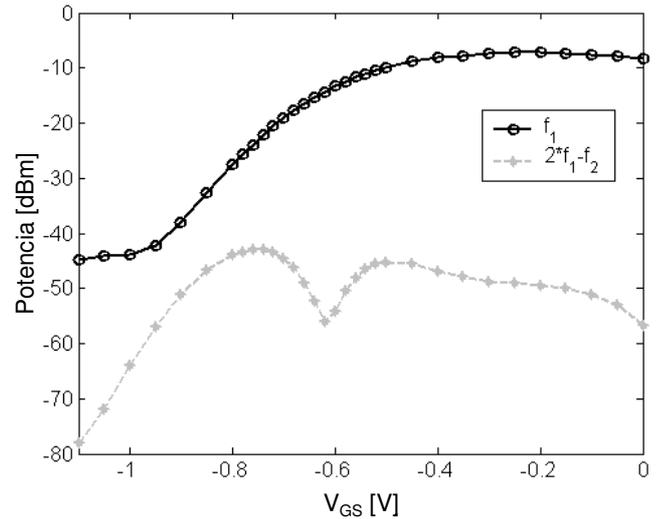


Fig. 4: Caracterización de la potencia del transistor principal

En la figura 6 se muestran los resultados experimentales de los diagramas de radiación de la componente a la frecuencia fundamental y de la banda de tercer orden IMD. Como se puede apreciar aparece una fuerte cancelación de distorsión en la dirección de apuntamiento. De este modo se valida la técnica de reducción de IMD3 con el sistema propuesto. Sin embargo, el patrón de radiación en el modo fundamental no es tan directivo como se esperaba, probablemente debido a la pobre ganancia de la rama auxiliar. Se puede superar este problema si se amplía la técnica de linealización al régimen de gran señal, donde una combinación del control de V_{GS} y V_{DS} podría garantizar la cancelación de la IMD3 con similares ganancias en cada rama a la frecuencia fundamental, y por lo tanto con mejor directividad.

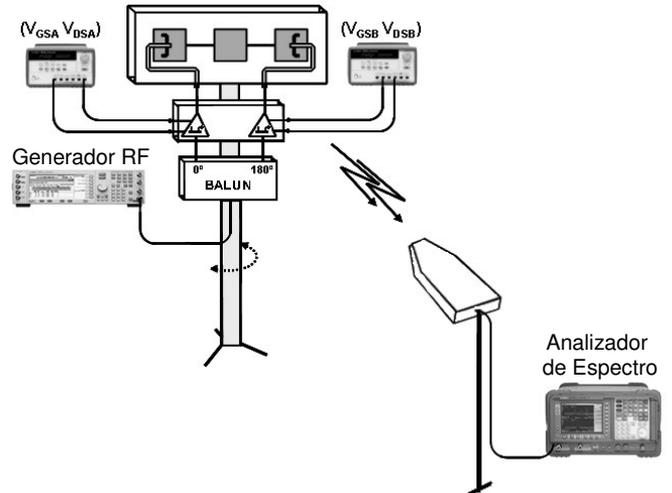


Fig. 5 Esquema del array activo de transmisión.

En la figura 7 se ha representado los diagramas de radiación a la frecuencia de interés y a la de intermodulación de tercer orden cuando los dos amplificadores están polarizados para máxima ganancia (clase A), por lo que las dos ramas excitan la antena transmisora con la misma potencia. Si comparamos estos resultados con los obtenidos en la figura 6, se puede observar que en la dirección principal se obtiene una mejora de más de 17dB cuando se utiliza la rama auxiliar polarizada en los puntos B o C (figura 2).

REFERENCIAS

- [1] R.A. York and T. Itoh, "Injection- and Phase-Locking Techniques for Beam Control" IEEE Trans. MTT, Vol. 46, No. 11, pp. 1920-29, Nov. 1998.
- [2] P. G. Domengues and J. C. Pedro, "A New Predistortion Scheme for Reduction of Intermodulation Distortion in Broadband Optical SCM Systems", 23 rd European Microwave Conference Proceeding, Spain, Madrid, Sept. 1993, pp. 741-743.
- [3] D. P. Myer, "A Multicarrier Feed forward Amplifier Design", Microwave Journal, Oct. 1994, pp. 78-88.
- [4] J. C. Pedro and J. Perez, "A Novel Concept of Intermodulation Distortion Linearization", Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 6, No. 7, June 1993, pp. 410-415 K. M.
- [5] D. Webster, J. Scott and D. Haigh, "Control of Circuit Distortion by Derivative Superposition Method", IEEE Microwave Guided Wave Letter, Vol. 6, No. 3, pp. 123-125, March 1996.
- [6] L. Cabria, J. A. García, A. Tazón, A. Mediavilla and J. Vassal'lo, "A Novel Highly Linear Amplifying Active Antenna", 12th Int. Symp on Antennas, Nice, Nov. 2002 J. Birkeland,
- [7] J. Lin, S.T. Chew and T Itoh, "A Unilateral Injection-Locking Type Active Phased Array for Beam Scanning" 1994 IEEE MTT.S Digest, pp. 1231-34.

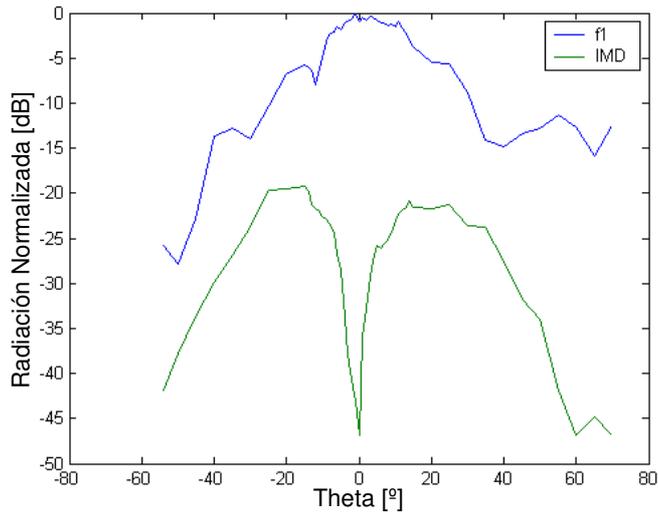


Fig. 6: Diagrama de radiación normalizada para las frecuencias fundamental y el IMD3

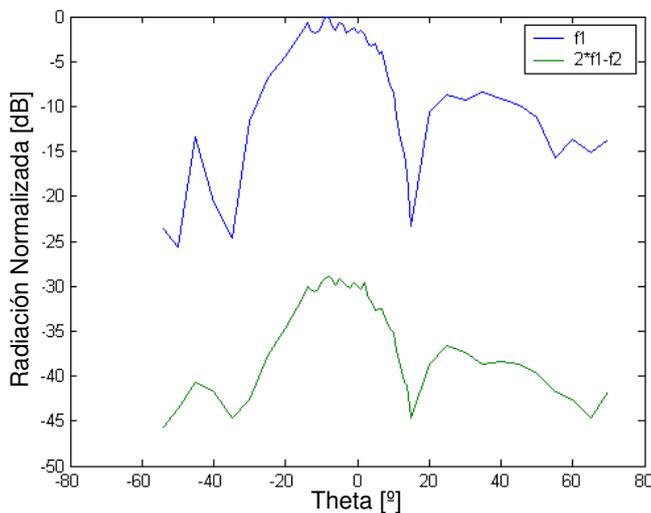


Fig. 7: Diagrama de radiación de las dos frecuencias f_1 y $2f_1-f_2$ en clase A

VI. CONCLUSIONES

En este trabajo se ha propuesto un nuevo sistema de transmisión basado en un array activo que utiliza la propiedad de combinación espacial para el proceso de linealización. Se trata de un array con doble alimentación activa basada en dos amplificadores con transistores HEMT. En una de las ramas alimentadoras el amplificador está polarizado para obtener máxima ganancia y en la otra (rama auxiliar) la polarización es tal que nos proporciona la misma amplitud de IMD3 pero de signo opuesto, esto permite su cancelación aplicando combinación espacial. Resultados de simulación y experimentales han demostrado una reducción importante en la distorsión de intermodulación radiada en la dirección principal.

AGRADECIMIENTOS

Los autores quieren agradecer la financiación proporcionada por el Ministerio de Ciencia y Innovación (MICINN) a través de los proyectos TEC2008-06684-C03-01, y CONSOLIDER-INGENIO 2010 CSD2008-00068.