

Antena Activa de Alta Linealidad

L. Cabria*, J. A. García*, A. Tazón*, A. Mediavilla*, J. Vasal'lo**

*Dpto. Ing. Comunicaciones, Univ. Cantabria, Avda. Los Castros s/n, 39005 Santander, SPAIN

Tel (+34) 942 200918. Fax (+34) 942 201488

lorena@dicom.unican.es

**CSIC - Instituto de Física Aplicada. Serrano 144, 28006 - Madrid (Spain)

Tel (+34) 91 561 8806 (ext 481). Fax (+34) 91 411 765

Abstract- In this paper, a novel highly linear amplifier active antenna is presented. The printed radiator serves as an in-phase spatial power combiner of two HEMT-based amplifier branches. The auxiliary branch is added for cancelling the third order intermodulation distortion (IMD3) current of the main branch, without diminishing its gain.

I. INTRODUCCIÓN

En los últimos años se ha producido un incremento considerable en la utilización de antenas activas en los nuevos sistemas inalámbricos de comunicaciones[1]. Este tipo de estructuras radiantes combinan las ventajas de las antenas impresas, bajo coste, poco peso, etc., con las ventajas de los dispositivos de estado sólido, como la eficiencia de conversión DC a RF.

El empleo de modulaciones digitales complejas en estos sistemas ha impuesto fuertes restricciones en los elementos no lineales. Un requisito importante es el de asegurar un bajo crecimiento espectral en las bandas de frecuencias adyacentes, por lo que hay que tener especial cuidado en el control de la intermodulación.

El objetivo de linealidad se puede conseguir siguiendo dos estrategias: diseñando amplificadores que sean intrínsecamente lineales o utilizando técnicas de linealización a nivel de sistema. Entre estas últimas podemos encontrar: predistorsión [2], feedforward [3] y realimentación cartesiana [4]; todas ellas requieren el desarrollo de sistemas complejos, lo que ha hecho que muchos de los trabajos recientes se hayan centrado en desarrollar topologías para obtener linealidad a nivel de dispositivo. Una técnica muy prometedora, desarrollada en tecnología monolítica, es la superposición de derivadas [5] que consiste en añadir, en paralelo, un dispositivo auxiliar con una contribución de distorsión de intermodulación de tercer orden, IMD3, opuesta a la del dispositivo de la rama principal.

En el presente trabajo se propone una antena amplificadora activa de alta linealidad cuya topología puede observarse en la *figura 1*. La técnica consiste en dividir la señal de entrada para alimentar dos amplificadores diseñados con transistores HEMT. El brazo auxiliar debe proporcionar la misma IMD3 que el principal, pero con un cambio de fase de 180° mientras que la corriente de la señal a la frecuencia fundamental debe mantenerse en fase en los dos brazos [5]. El objetivo es utilizar la antena como un combinador de potencia en la que los productos IMD3 sean cancelados, mientras que la potencia radiada a la frecuencia principal se combine en fase.

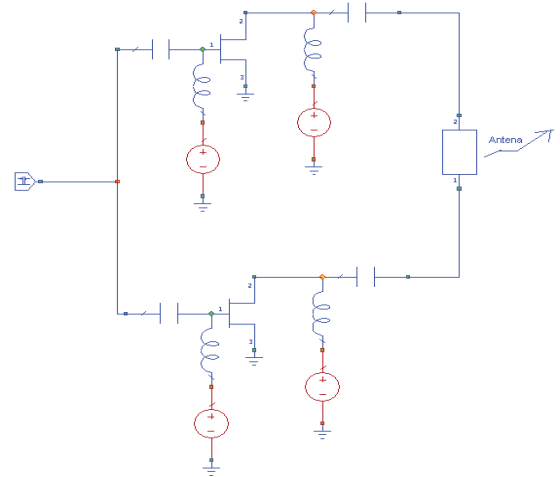


Fig.1 Antena amplificadora activa de alta linealidad

II. TÉCNICA DE LINEALIZACIÓN

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

$$\begin{aligned} I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = & I_d(V_{GS}, V_{DS}) + Gm1 \cdot v_{gs} + \\ & Gds \cdot v_{ds} + Gm2 \cdot v_{gs}^2 + \\ & Gmd \cdot v_{gs} \cdot v_{ds} + Gd2 \cdot v_{ds}^2 + \\ & Gm3 \cdot v_{gs}^3 + Gm2d \cdot v_{gs}^2 \cdot v_{ds} + \\ & Gmd2 \cdot v_{gs} \cdot v_{ds}^2 + Gd3 \cdot v_{ds}^3 + \dots \end{aligned} \quad (1)$$

donde $I_{ds}(V_{GS}, V_{DS})$ es la corriente DC en el punto de operación, los coeficientes $Gm1$, Gds son la transconductancia y 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 al cómputo total de 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). Si se tiene en cuenta que en un test de dos tonos las frecuencias $\omega1$ y $\omega2$, componentes deseadas de la corriente, son determinadas por los términos de primer orden y que las componentes de IMD3, con frecuencias $2\omega1-\omega2$ y $2\omega2-\omega1$, son generadas principalmente por el término de tercer orden, se puede concluir que mientras que $Gm1$ determina la ganancia, $Gm3$

es el término responsable de los niveles de potencia de la distorsión de intermodulación no deseados.

$$\begin{aligned}
 I_{ds}(V_{gs}) &= \left. \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} \right|_{V_{gs}, V_{ds}} \cdot v_{gs} + \\
 &\frac{1}{2} \cdot \left. \frac{\partial^2 I_{ds}}{\partial V_{gs}^2} \right|_{V_{gs}, V_{ds}} \cdot v_{gs}^2 + \\
 &\frac{1}{6} \cdot \left. \frac{\partial^3 I_{ds}}{\partial V_{gs}^3} \right|_{V_{gs}, V_{ds}} \cdot v_{gs}^3 = \\
 &Gm1 \cdot v_{gs} + Gm2 \cdot v_{gs}^2 + Gm3 \cdot v_{gs}^3
 \end{aligned}
 \tag{2}$$

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 $-0.7V$. Si seleccionamos un punto de operación para obtener máxima ganancia, $V_{GS} = -0.44V$ (punto A) en este caso, el término asociado de $Gm3$ es negativo y muy grande, esto significa que un amplificador diseñado en estas condiciones 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) que nos proporcionan una $Gm3$ de la misma magnitud pero de signos opuestos con lo que la IMD3 resultante se cancelará aunque uno de ellos tiene una $Gm1$ mayor, por lo que su contribución a la ganancia total será también mayor.

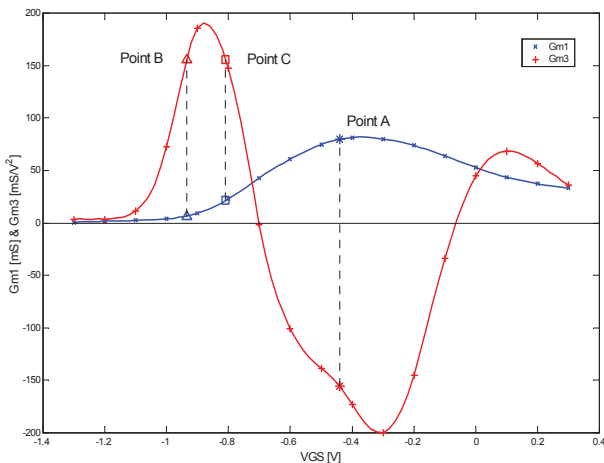


Figura 2- Características típicas de las derivadas de un dispositivo HEMT en función de V_{GS} para $V_{DS} = 2V$.

III. DISEÑO DE LA ANTENA

La antena de la estructura propuesta, además de comportarse como un elemento radiante, debe funcionar como un circuito híbrido de 0° a la salida, evitando así las pérdidas que una estructura híbrida impresa suele tener.

Entre todo el conjunto de radiadores posibles se seleccionó la antena parche con acoplo por apertura, ya que es indicada para aplicaciones que requieran pequeño tamaño porque el circuito alimentador está en una capa diferente al parche radiante proporcionando además un alta relación “front-to-back”.

En la figura 3 se puede observar el esquema de la antena utilizada. En el sustrato inferior la antena parche tiene dos

alimentadores microstrip situados en el mismo lado que comparten la misma apertura en el plano de tierra de la microstrip. Esta estructura tiene el inconveniente que los modos excitados con cada alimentador son los mismos dando como resultado un pobre aislamiento entre ellos.

Tanto el parche como los alimentadores microstrip en cuyo plano de masa están incluidos las ranuras han sido implementados en el sustrato N25 que tiene una constante dieléctrica $\epsilon_r = 3.25$ y un espesor de 0.8 mm . La separación es aire de espesor 2 mm .

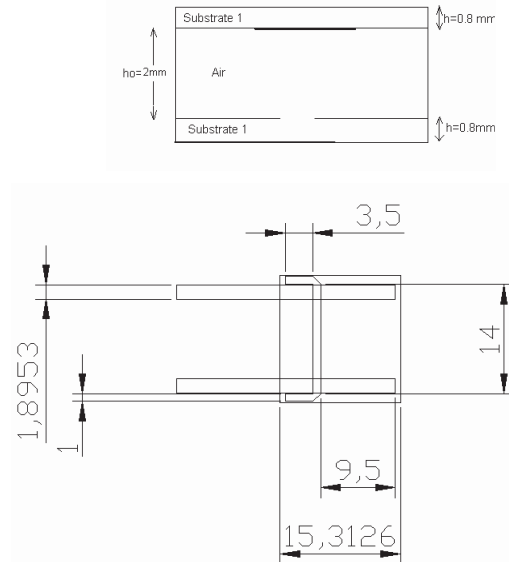


Figura 3- Antena parche por apertura. Vistas lateral y superior.

En la figura 4 se pueden comparar las simulaciones y las medidas de la adaptación y del aislamiento en las puertas de entrada. Se ha conseguido una adaptación mejor que 10 dB en un ancho de banda superior a 500 MHz mientras que el aislamiento, como se había predicho anteriormente, es bastante pobre.

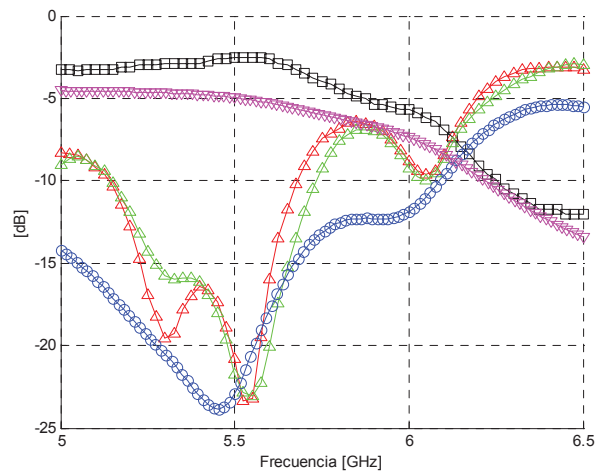


Figura 4- Adaptación a la entrada, medida (Δ) y simulada (\circ). Aislamiento, medido (\square) y simulado (∇)

IV. DISEÑO Y RESULTADOS EXPERIMENTALES

En la tabla 1 se pueden observar las corrientes a la frecuencia fundamental y a las frecuencias de la distorsión de intermodulación de tercer orden implementando un único brazo amplificador. Este amplificador fue alimentado con dos tonos iguales de -17 dBm, a las frecuencias de $f_1=5.8$ GHz y $f_2=5.81$ GHz.

Frecuencias	Módulo de la corriente	Fase de la corriente
$f_1=5.8$ GHz	3.98	-0.10°
$2f_1-f_2=5.79$ GHz	0.04	179.92°

Tabla 1- Resultados experimentales de corriente obtenidos con un único brazo.

Con estos valores de corriente se simularon los patrones de radiación de la antenna. Los valores máximos alcanzados se pueden observar en la tabla 2:

Frecuencias	$\phi=0^\circ$	$\phi=90^\circ$
5.8 GHz	$E\phi=25.07$ $E\theta=161.7$	$E\phi=161.6$ $E\theta=26.12$
5.79 GHz	$E\phi=0.302$ $E\theta=1.947$	$E\phi=1.949$ $E\theta=0.3159$

Tabla 2- Valores máximos obtenidos para los campos radiados con un único brazo.

La solución ideal para cancelar la IMD3 consistiría en añadir una segunda rama amplificadora tomando como punto de operación el C de la figura 2. Sin embargo, debido a que la antenna tiene un aislamiento muy pobre entre las puertas de entrada, este punto de operación no constituye realmente una solución óptima.

Debido a este problema, se realizó un segundo análisis teniendo en cuenta el comportamiento de la antenna. La alimentación de puerta de la rama auxiliar se fue variando hasta encontrar a $2f_1-f_2$, 5.79 GHz, el mismo valor de corriente y un desfase de 180° respecto a la principal. Los resultados obtenidos se pueden observar en las tablas 3 y 4.

Frecuencias	Modulo de corriente	Fase de la corriente
5.8 GHz	2.88	0.54°
5.79 GHz	0.011	-172.71°

Tabla 3 – Resultados de corriente con dos brazos y considerando el comportamiento de la antenna. Primera rama amplificadora.

Frecuencias	Modulo de la corriente	Fase de la corriente
5.8 GHz	1.78	-1.6°
5.79 GHz	0.011	0.11138°

Tabla 4 – Resultados de corriente con dos brazos y considerando el comportamiento de la antenna. Segunda rama amplificadora.

Con estos valores de corriente se alimentaron de nuevo los puertos de entrada de la antenna obteniendo los valores máximos que se muestran en la tabla 5.

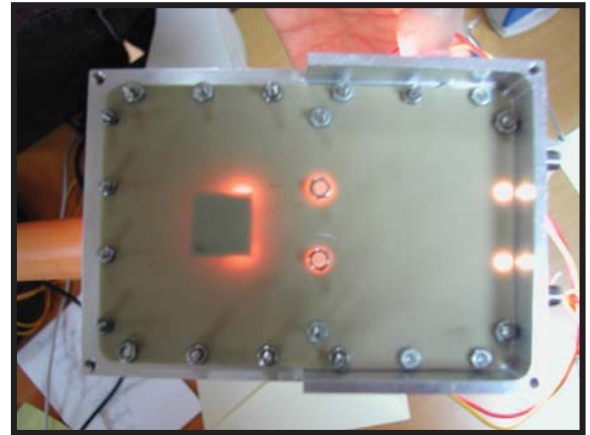
Frecuencias	$\phi=0^\circ$	$\phi=90^\circ$
5.8 GHz	$E\phi=7.137$ $E\theta=189$	$E\phi=189$ $E\theta=11.59$
5.79 GHz	$E\phi=0.1393$ $E\theta=0.05737$	$E\phi=0.05797$ $E\theta=0.1393$

Tabla 5- Valores máximos para los campos radiados con dos brazos.

En la figura 5 se puede ver una fotografía de la antenna amplificadora realizada:



a)



b)

Figura 5- Fotografías de la estructura propuesta a) Cara de alimentación b) Cara posterior del parche

En las figuras 6 y 7 se pueden observar los patrones de radiación medidos a 5.79 GHz y 5.8 GHz, en $\phi = 0^\circ$. Mientras que en la figura 6 se representa la potencia radiada por la estructura propuesta, en la figura 7 se representa la ganancia de la misma. Se puede apreciar que el método implementado (añadiendo un segundo brazo amplificador) presenta un mejor comportamiento en intermodulación (figura 6) para una ganancia similar (figura 7).

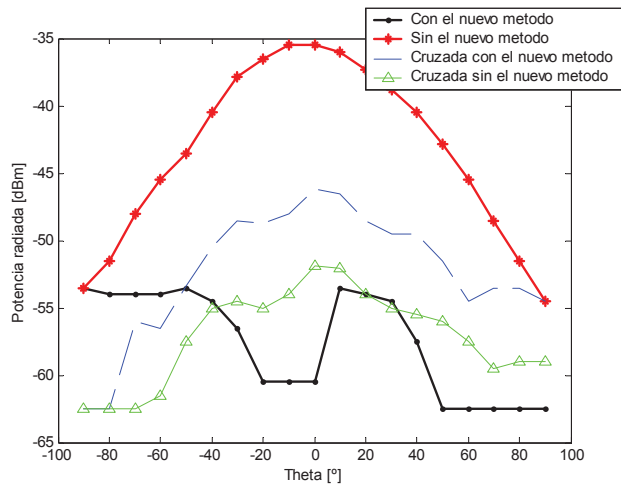


Fig. 6- Patrón de radiación ($\phi=0^\circ$) en $2f_1-f_2=5.79$ GHz.

Así por ejemplo, la potencia radiada del producto de intermodulación de tercer orden decrece alrededor de 25 dB en la dirección principal, sin embargo la polarización cruzada aumenta alrededor de 5.5 dB (figura 6). Por otro lado, la ganancia de la estructura radiante a la frecuencia deseada, mejora 0.4 dB mientras que la polarización cruzada crece alrededor de 3.5 dB (figura 7).

En la figura 8 se ha representado el punto de intercepción de tercer orden (IP3). Este parámetro nos permite comparar el funcionamiento en distorsión de intermodulación en pequeña señal, en los dos supuestos contemplados, puesto que considera la potencia a la frecuencia fundamental y la IMD3. Se puede apreciar que la mejora en el IP3, al utilizar el método propuesto es de aproximadamente 13 dB en la dirección principal.

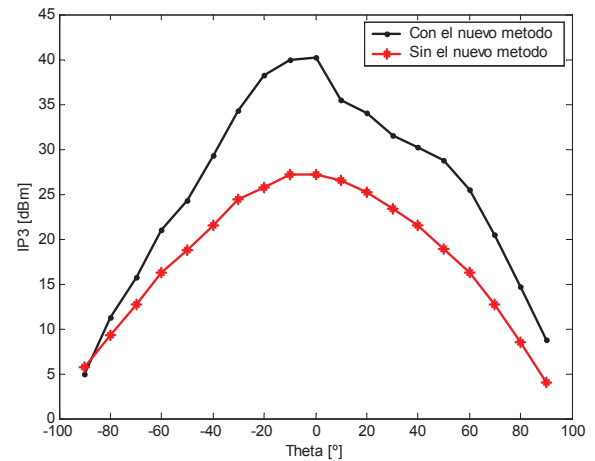


Fig. 8- IP3 sin tener y teniendo en cuenta el método propuesto

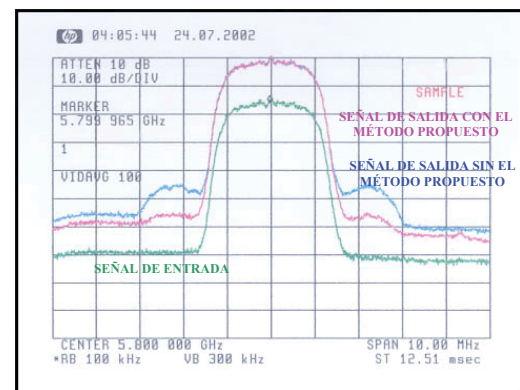


Fig. 9- Medida de ACPR

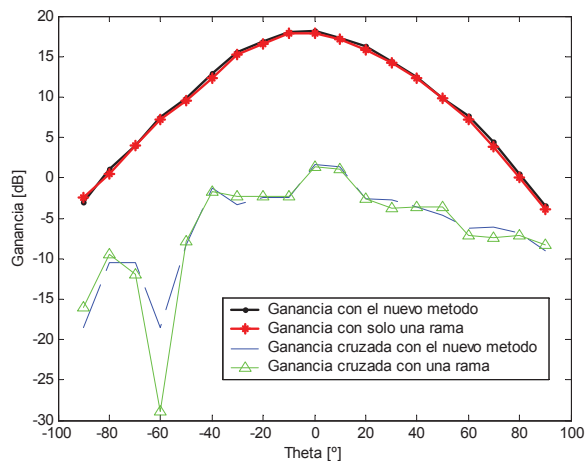


Fig. 7- Patrón de radiación ($\phi=0^\circ$) en $f_1=5.8$ GHz.

Por último, en la figura 9 se ha representado la medida de la Razón de Rechazo del Canal Adyacente (ACPR) para una señal QPSK de entrada.

Podemos observar que el crecimiento espectral en el canal adyacente disminuye sensiblemente cuando consideramos las dos ramas amplificadoras aplicando el método propuesto.

V. CONCLUSIONES

En este artículo se ha propuesto una nueva antena amplificadora activa de muy alta linealidad, implementando espacialmente la técnica de superposición de las derivadas.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo esta parcialmente subvencionado por el Ministerio de Ciencia y Tecnología (MCyT) a través de TIC 2000-0401-P4-09 y TIC 2002-04084-C03-03. Además J.A. García agradece al programa Ramón y Cajal del MCyT.

REFERENCIAS

- [1] R. A. York and Z.B. Popovic, *Active and Quasi-optical Arrays for Solid State Power Combining*, John Wiley and Sons, 1997
- [2] P.G.Domingues and J.C.Pedro, "A New Predistortion Scheme for Reduction of Intermodulation Distortion in Broadband Optical SCM Systems", 23 rd European Microwave Conference Proceedings, 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, J.Perez, "A novel Concept of Intermodulation Distortion Linearization", Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 6, No. 7, June 1993, pp 410-415
- [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.