

# Análisis del comportamiento no lineal de un parche activo con control vectorial de señal

L. Cabria, J. A. García, A. Tazón y A. Mediavilla  
 Departamento de Comunicaciones  
 Universidad de Cantabria  
 e-mail : lorena@dicom.unican.es

**Abstract-** In this article an exhaustive study of the nonlinear behavior of a vector control active patch is presented. The potenciality for controlling the radiation pattern at the intermodulation distortion (IMD) components is shown when this control unit is employed in linear arrays. Adequately selecting the phase value for the radiated field from each element, an improvement in the carrier to IMD ratio could be obtained in the main lobe direction. At last, a selective biasing technique is considered to increase the array linearity/efficiency trade off, with independence of the individual phase excitation.

## I. INTRODUCCIÓN

Entre los cada vez más exigentes requisitos que se imponen a las estructuras radiantes de los actuales sistemas de comunicación destacan la capacidad de controlar electrónicamente el apuntamiento y de variar el conformado del haz [1].

Ambos requisitos demandan un control preciso de la amplitud y la fase de la señal de excitación de cada antena. La manera de conseguir esta variación puede ser polar, mediante la conexión en cascada de un desfaseador y un amplificador/atenuador de ganancia/atenuación variable, o rectangular a través de una unidad de suma vectorial [2].

La necesidad de encontrar soluciones comerciales de bajo coste y poco tamaño empleando estas complejas técnicas tradicionales ha generado un tremendo interés en el desarrollo de aplicaciones con antenas activas. Sin embargo, el hecho de emplear elementos activos no lineales obliga a considerar las fuertes restricciones en cuanto a distorsión de la señal impuestas por los actuales sistemas. En estos medios se emplean modulaciones digitales complejas que exigen un bajo crecimiento espectral de las bandas de frecuencias adyacentes, por lo que hay que tener especial cuidado en el control de la intermodulación.

En [3] se ha propuesto un parche activo con control vectorial de señal para aplicaciones de control de haz. Basado en amplificadores sobre tecnología PHEMT con control de ganancia, ofrece la posibilidad de utilizar la estrategia de alta linealidad propuesta en [4].

En este artículo se presenta un estudio exhaustivo del comportamiento no lineal de esta estructura. Analizando los niveles de distorsión a su salida en función de la ganancia de cada uno de sus amplificadores, se puede intentar controlar su patrón de distorsión. Se contempla el uso de dicho parche

en agrupaciones lineales (arrays) con capacidad de controlar el haz, por lo que se realizará un análisis detallado de los patrones de radiación a la frecuencia fundamental y de intermodulación, señalando las diferencias entre la topología propuesta y la de una conexión en cascada.

## II. UNIDAD DE CONTROL DE AMPLITUD Y FASE

En [4] se ha presentado un parche activo con control de amplitud y fase en un cuadrante. En la siguiente figura se presenta un esquema de la unidad propuesta.

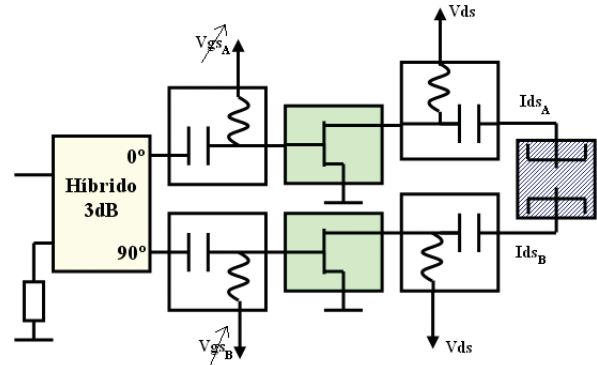


Fig. 1.- Esquema de la antena activa propuesta con control de amplitud y fase basada en un método de suma vectorial.

Como se puede observar, la señal de entrada alimenta a un híbrido de 90°, dividiéndose en dos ramas en cuadratura de fase que alimentan dos amplificadores de ganancia variable (VGA). Las señales de salida de ambos excitan los puertos de una antena consiguiendo combinar espacialmente ambas señales. De esta manera se elimina el combinador de señal necesario en un esquema de suma vectorial, reduciendo las pérdidas inherentes a cualquier elemento impreso.

Siguiendo un esquema vectorial, cada rama representaría un vector base cuya amplitud se variaría cambiando la ganancia de cada amplificador, consiguiendo así controlar la amplitud y la fase del vector resultante.

Teniendo en cuenta la naturaleza no lineal de los VGAs de la unidad de suma vectorial, es necesario estudiar su distorsión final para diferentes ganancias y fases. El principal elemento no lineal en los transistores FET, la corriente drenador-fuente,  $I_{ds}$ , se puede caracterizar por un desarrollo en serie de Taylor de dos dimensiones [5] (1):

$$I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) + i_{ds} = Gm1 \cdot v_{gs} + Gds \cdot v_{ds} + Gm2 \cdot v_{gs}^2 + Gmd \cdot v_{gs} \cdot v_{ds} + Gd2 \cdot v_{ds}^2 + Gm3 \cdot v_{gs}^3 + Gm2d \cdot v_{gs}^2 \cdot v_{ds} + Gmd2 \cdot v_{gs} \cdot v_{ds}^2 + Gd3 \cdot v_{ds}^3 + \dots \quad (1)$$

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

En condiciones normales de carga, las contribuciones dominantes son aquellas referidas a la tensión de puerta. Entonces (1) puede expresarse como (2):

$$i_{ds}(V_{gs}) \approx \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} \Big|_{V_{ds}, V_{gs}} \cdot v_{gs} + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 I_{ds}}{\partial V_{gs}^2} \Big|_{V_{ds}, V_{gs}} \cdot v_{gs}^2 + \frac{1}{6} \frac{\partial^3 I_{ds}}{\partial V_{gs}^3} \Big|_{V_{ds}, V_{gs}} \cdot v_{gs}^3 = G_{m1} \cdot v_{gs} + G_{m2} \cdot v_{gs}^2 + G_{m3} \cdot v_{gs}^3 \quad (2)$$

En un test de dos tonos ( $\omega_1$  y  $\omega_2$ ) las componentes de corriente deseadas vienen determinadas por el primer término de (2). Sin embargo, las componentes de distorsión de intermodulación de tercer orden,  $IMD_3$  ( $2\omega_1 - \omega_2$  y  $2\omega_2 - \omega_1$ ), son debidas principalmente al tercer término. De tal forma que  $G_{m1}$  determina la ganancia del amplificador mientras  $G_{m3}$  es responsable de la distorsión. De este modo, los fasores de la corriente de primer orden,  $I_{ds1}$ , y de la de distorsión de tercer orden,  $I_{ds3}$ , de la unidad diseñada se pueden expresar por (3) y (4) respectivamente:

$$I_{ds1} = \sqrt{(I_{ds1A}^2 + I_{ds1B}^2)} \cdot e^{j \cdot \arctan \left( \frac{I_{ds1B}}{I_{ds1A}} \right)}$$

$$I_{ds3} = \sqrt{(I_{ds3A}^2 + I_{ds3B}^2)} \cdot e^{j \cdot \arctan \left( \frac{I_{ds3B}}{I_{ds3A}} \right)} \quad (3)$$

El comportamiento no lineal de la estructura propuesta se ha estudiado en cuatro puntos representativos que marcarán las cuatro ganancias de trabajo. En la figura 2 se muestran los cuatro puntos seleccionados sobre las curvas medidas de  $I_{ds1}$  y  $I_{ds3}$  del transistor PHEMT NE3210s01 de NEC, elemento básico de los VGAs de la arquitectura propuesta.

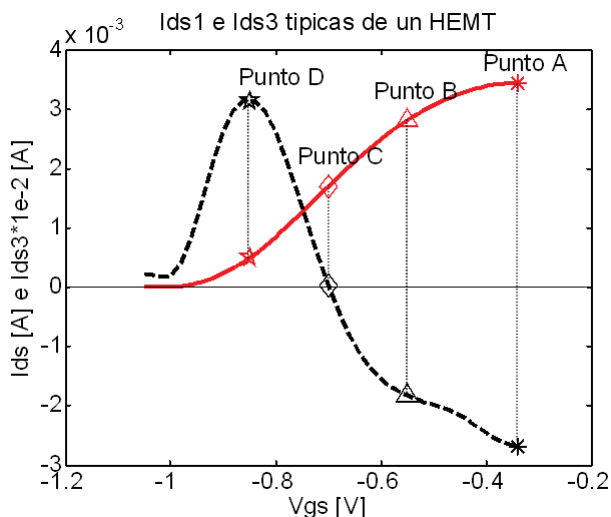


Fig. 2.-Medidas de las corrientes características  $I_{ds1}$  (‘-’) e  $I_{ds3}$  (‘- -’) de un dispositivo PHEMT en función de  $V_{gs}$  para  $V_{ds}=2V$ .

En las figuras 3 y 4, se muestra una representación polar de los valores  $I_{ds1}$  (3) e  $I_{ds3}$  (4), respectivamente, cuando se varía la fase del primero de  $0^\circ$  a  $90^\circ$  manteniendo la ganancia constante. Para ello se alimenta el amplificador de la rama de  $0^\circ$  ( $V_{gsA}$ ) con cada uno de los valores indicados en la figura

2, mientras que el  $V_{gs}$  de la rama de  $90^\circ$ ,  $V_{gsB}$ , se sitúa en un valor por debajo de la tensión de pinch-off (no contribuye en ganancia). Después se disminuye el valor de  $V_{gsA}$  a la vez que se incrementa el de  $V_{gsB}$ , manteniendo de esta manera constante el nivel de salida. El proceso continua hasta llegar a invertir la situación inicial, es decir, el amplificador A no contribuye mientras que  $V_{gsB}$  será alguno de los puntos seleccionados.

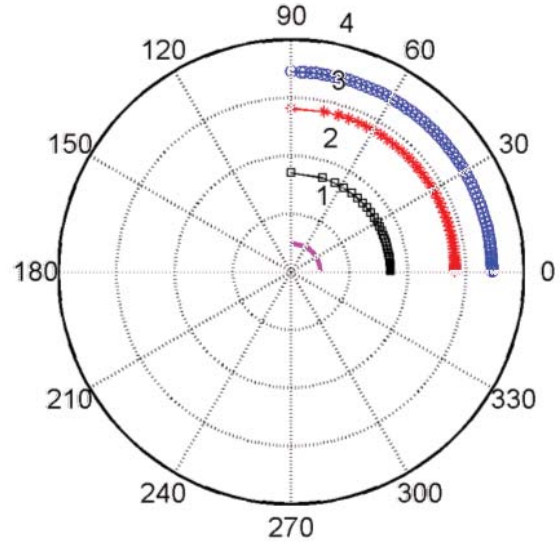


Fig.3- Representación polar de  $I_{ds1}$  para los puntos A (‘o’), B (‘\*’), C (‘□’) y D (‘-’).

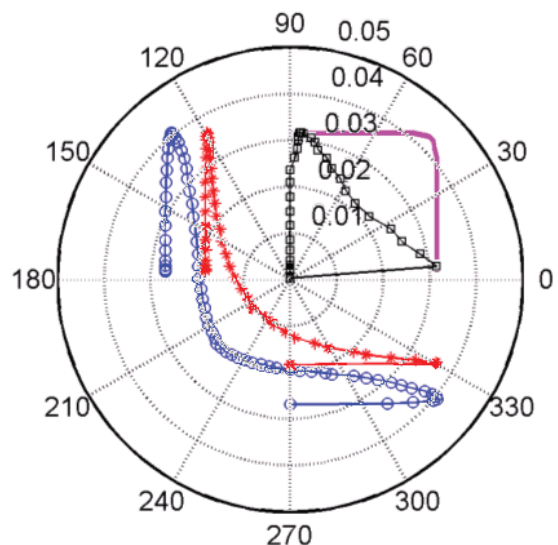


Fig.4- Representación polar de  $I_{ds3}$  para los puntos A (‘o’), B (‘\*’), C (‘□’) y D (‘-’).

A la vista de estos diagramas son varias las conclusiones que se pueden extraer. Cuando la unidad propuesta forme parte de una agrupación en la que no se busque variar el apuntamiento del haz sino un determinado conformado del mismo, se podrían encontrar unos puntos de funcionamiento para los cuales la distorsión de intermodulación sea mínima para las distintas ganancias. Sin embargo, en un caso más general donde se busque alcanzar un determinado apuntamiento, a pesar de que el desfase entre elementos sea fijo, la fase de cada uno de ellos no esta determinada. Esta posibilidad de elección de distintas fases en los elementos conlleva distintos puntos de trabajo de los transistores de los VGAs. Como cada punto de trabajo lleva asociado una

determinada  $I_{ds_3}$  (4) resulta evidente la necesidad de estudiar que fases de las que cumplen especificaciones generarán una menor distorsión de intermodulación.

### III. ESTUDIO DEL PATRÓN DE INTERMODULACION EN UN ARRAY UNIDIMENSIONAL

Como ya se ha apuntado en la sección anterior, es necesario determinar como va a ser el patrón de distorsión de una agrupación de estos elementos en función del patrón deseado a la frecuencia fundamental.

#### A. Conexión en cascada

Cuando la variación de la amplitud y fase de la señal de excitación de cada uno de los  $N$  elementos de un array se consigue mediante la conexión en cascada de un VGA y un desfaseador, el campo lejano se puede expresar como [6]:

$$E_T(\theta, \phi) = \sum_{n=0}^{N-1} f_n(\theta, \phi) \cdot I_n \cdot e^{j(k \cdot n \cdot d \cdot \sin(\theta) \cdot \cos(\phi) + I_{np})} = f(\theta, \phi) \cdot FA(\theta, \phi) \quad (5)$$

Donde  $I_n$  e  $I_{np}$  son el modulo y la fase de la corriente del elemento  $n$ ,  $f_n(\theta, \phi)$  el patrón del mismo,  $k$  la constante de propagación y  $d$  es la distancia entre elementos adyacentes (la posición de cada uno viene dada por  $x_n = n \cdot d$ )

Para conseguir que (5) sea máximo en la dirección  $\theta_0$ ,  $I_{np}$  debe cumplir:

$$I_{np} = -k \cdot d \cdot n \cdot \sin(\theta_0) \quad (6)$$

Si además  $I_n$  es igual en todos los elementos se consigue una distribución uniforme.

Variando los puntos de trabajo del VGA se consigue la amplitud deseada en la señal, mientras que para conseguir la fase se utiliza un desfaseador. Para el caso de una distribución uniforme, los amplificadores trabajan en el mismo punto. Esto supone que tanto  $I_{ds_1}$  como  $I_{ds_3}$  serán iguales en todos los elementos. En cuyo caso el patrón de radiación a la frecuencia fundamental y de intermodulación puede expresarse según (7) y (8) respectivamente:

$$E_T(\theta, \phi) = f(\theta, \phi) \sum_{n=0}^{N-1} I_{ds_{1n}} \cdot e^{j \cdot k \cdot n \cdot d \cdot (\sin(\theta) \cdot \cos(\phi) - \sin(\theta_0))} = \frac{f(\theta, \phi) \cdot I_{ds_1} \cdot \frac{1-e^{-j \cdot k \cdot N \cdot d \cdot (\sin(\theta) \cdot \cos(\phi) - \sin(\theta_0))}}{1-e^{-j \cdot k \cdot d \cdot (\sin(\theta) \cdot \cos(\phi) - \sin(\theta_0))}}}{1-e^{-j \cdot k \cdot d \cdot (\sin(\theta) \cdot \cos(\phi) - \sin(\theta_0))}} \quad (7)$$

$$E_{3T}(\theta, \phi) = f(\theta, \phi) \sum_{n=0}^{N-1} I_{ds_{3n}} \cdot e^{j \cdot k \cdot n \cdot d \cdot (\sin(\theta) \cdot \cos(\phi) - \sin(\theta_0))} = \frac{f(\theta, \phi) \cdot I_{ds_3} \cdot \frac{1-e^{-j \cdot k \cdot N \cdot d \cdot (\sin(\theta) \cdot \cos(\phi) - \sin(\theta_0))}}{1-e^{-j \cdot k \cdot d \cdot (\sin(\theta) \cdot \cos(\phi) - \sin(\theta_0))}}}{1-e^{-j \cdot k \cdot d \cdot (\sin(\theta) \cdot \cos(\phi) - \sin(\theta_0))}} \quad (8)$$

Donde se ha considerado que todos los elementos tienen el mismo patrón  $f(\theta, \phi)$ .

De estas ecuaciones se deduce que la diferencia de nivel entre ambos patrones es constante con la elevación,  $\theta$ , dependiendo exclusivamente de la ganancia (punto de trabajo) del amplificador, siendo por tanto independiente del apuntamiento.

#### B. Conexión rectangular (caso propuesto)

Se analiza el patrón de radiación de un array formado por los parches bajo estudio y su potencialidad para controlar el apuntamiento.

Particularizando la ecuación (5) con los valores de corriente de (3), se puede relacionar el patrón de radiación con los puntos de trabajo seleccionados en ambas ramas de la unidad:

$$E_T(\theta, \phi) = f(\theta, \phi) \sum_{n=0}^{N-1} \sqrt{(I_{ds_{1An}}^2 + I_{ds_{1Bn}}^2)} e^{j \left( k n d \sin(\theta) \cos(\phi) + \arctan \left( \frac{I_{ds_{1Bn}}}{I_{ds_{1An}}} \right) \right)} \quad (9)$$

Donde  $I_{ds_{1An}}$  es la corriente de salida del amplificador de la rama de  $0^\circ$  a la frecuencia deseada e  $I_{ds_{1Bn}}$  la de la rama de cuadratura.

Si se quiere una distribución uniforme con un máximo en  $\theta_0$ , debe cumplirse:

$$\sqrt{(I_{ds_{1An}}^2 + I_{ds_{1Bn}}^2)} = I$$

$$k \cdot n \cdot d \cdot \sin(\theta_0) = -\arctan \left( \frac{I_{ds_{1Bn}}}{I_{ds_{1An}}} \right) \quad (10)$$

En este punto es necesario volver a los resultados representados en la figura 3. Como ya se apuntaba en la sección II, varios puntos de funcionamiento permiten obtener el desfase necesario. Será la fase del primer elemento (puede ser cualquiera) la que determine los puntos de funcionamiento de los demás elementos. Luego para un mismo patrón de radiación a la frecuencia fundamental podemos obtener varios patrones de distorsión en función de dichos puntos. El patrón de distorsión de radiación se puede expresar:

$$E_{3T}(\theta, \phi) = f(\theta, \phi) \sum_{n=0}^{N-1} \sqrt{(I_{ds_{3An}}^2 + I_{ds_{3Bn}}^2)} e^{j \left( k n d \sin(\theta) \cos(\phi) + \arctan \left( \frac{I_{ds_{3Bn}}}{I_{ds_{3An}}} \right) \right)} \quad (11)$$

Mientras que en el caso tradicional el patrón de distorsión es independiente de la fase de cada elemento, en el caso propuesto dependerá de dicho valor. Por tanto, para un array de distribución uniforme de una ganancia y un apuntamiento determinados, se podrán obtener distintos patrones de intermodulación en función de los puntos de trabajo siendo necesario un análisis para encontrar las fases en cada elemento que produzcan el menor valor de distorsión en la dirección deseada,  $\theta_0$ .

### IV. DISEÑO DE UN ARRAY SENCILLO

Se ha diseñado un prototipo sencillo de un array de dos de estos elementos, con el fin de demostrar su capacidad para variar electrónicamente el apuntamiento del haz. A tal efecto, en [4] se presentan los patrones de radiación medidos para tres ganancias (13.7, 9 y 2.9 dB) y tres apuntamientos ( $0^\circ$ ,  $10^\circ$  y  $20^\circ$ ).

La medida de estos patrones se ha hecho para unos valores determinados de  $V_{gs}$ , sin embargo para cada valor de ganancia y apuntamiento son varios los puntos de funcionamiento en cada parche que cumplen especificaciones. Por tanto es necesario encontrar aquellos que optimicen el funcionamiento total de la agrupación, que permitan obtener tanto la respuesta deseada del patrón a la frecuencia fundamental como un mínimo del patrón de distorsión en la dirección de apuntamiento.

Un buen parámetro para comparar el comportamiento de intermodulación pequeña señal es el punto de intercepción de tercer orden, IP3. Con el fin de comparar el comportamiento del array bajo estudio en función de distintas fases de inicio (distintos puntos de funcionamiento) se han medidos dos patrones de la IP3 para una elevación de  $10^\circ$  y una ganancia de 9 dB.

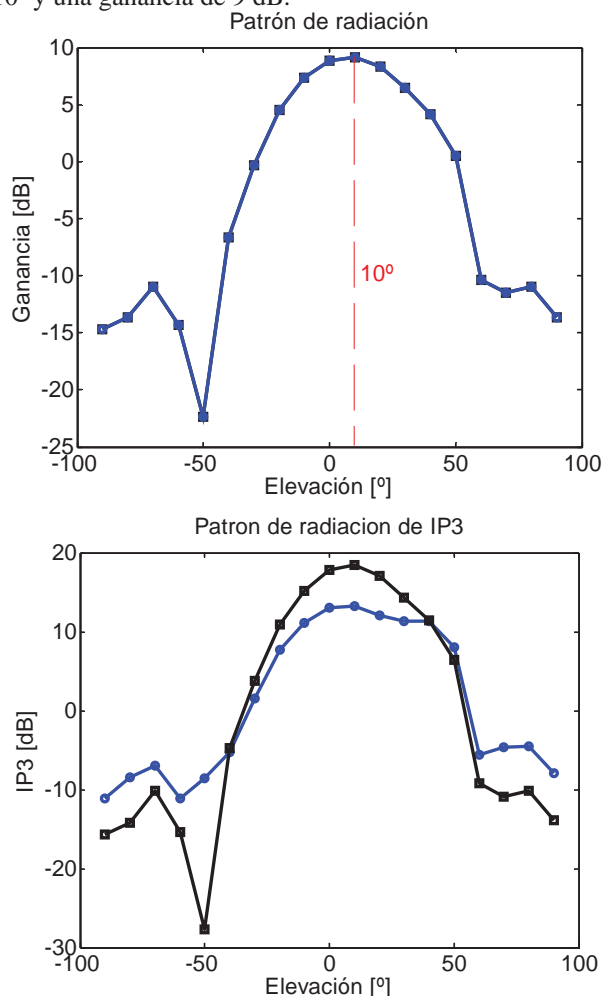


Fig. 5.- Patrones de radiación medidos de la respuesta deseada y del IP3 para distintos valores de fase en cada elemento del array.

Como se puede observar en las figuras, para una misma respuesta en ganancia, se obtiene una diferencia de nivel de 6 dB en IP3 en la dirección deseada. De esta manera, queda demostrado que una adecuada selección de los puntos de funcionamiento en cada elemento permite optimizar la respuesta en radiación del array.

## V. NUEVA ESTRATEGIA PARA MEJORAR LA LINEALIDAD

A lo largo de las secciones anteriores el control de la ganancia en cada uno de los amplificadores se ha realizado

ajustando la tensión  $V_{gs}$ , de los transistores PHEMT que los forman, en la región de saturación. Este modo de trabajar produce un patrón de radiación a las frecuencias de distorsión difícil de controlar, requiriendo una gran potencia de cálculo y un complejo proceso de ajuste para encontrar los puntos óptimos de trabajo en cada parche.

En un artículo reciente [4] se ha propuesto una nueva estrategia basada en alimentar el transistor en una región de transición entre la zona lineal y de saturación. En esta zona se consigue variar la ganancia asegurando una baja IMD y mejorando la eficiencia para todo el rango de control.

Al aplicar esta técnica a cada rama de la antena activa se asegura un valor bajo del patrón de distorsión en la dirección deseada, disminuyendo al consumo total del array. Se consigue mejorar la relación portadora a intermodulación sobre 11dB para todo el rango de control a expensas de una reducción en el margen de ganancia de 6dB. El consumo de potencia DC se reduce de 300mW a 92mW.

## VI. CONCLUSIONES

Se ha presentado un estudio sobre el comportamiento no lineal de un parche activo con control vectorial de la señal radiada. Se ha realizado un análisis en profundidad del patrón de radiación a las frecuencias de intermodulación cuando dicho elemento se integra en una agrupación con capacidad de controlar el apuntamiento del haz. Se demuestra de esta manera la importancia de una adecuada elección de la fase de cada uno. Por último, se ha considerado la posibilidad de emplear una nueva estrategia de polarización en los transistores[4] para conseguir de esta manera mejorar la respuesta en distorsión de cada uno con independencia de la ganancia.

## AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido realizado en el marco de la unidad asociada CSIC(IFA) y departamento de ingeniería de comunicaciones de universidad de Cantabria. 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. También es fruto de la colaboración entre instituciones europeas dentro de la Red de Excelencia, TARGET.

## REFERENCIAS

- [1] J. Litva, and T. Lo, *Digital Beamforming in Wireless Communications*, Boston: Artech House, 1996.
- [2] S. J. Kim and N. H. Myung, "A New Active Phase Shifter Using a Vector Sum Method", *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 10, no. 6, pp. 233-235, June 2000.
- [3] L. Cabria, J. A. García, A. Tazón, A. Mediavilla, "A Novel Vector Control Active Patch for beamsteering with linearity enhancement capability", *2003 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 2, pp. 1435-1438, June 2003.
- [4] E. Malaver, J.A. García, A. Tazón, and A. Mediavilla, "A Novel Approach for Highly Linear Automatic Gain Control of a Hemt Small Signal Amplifier", *GaAs 2001 Symp. Dig.*, pp. 311-314, London 2001.
- [5] J. C. Pedro and J. Perez, "Accurate simulation of GaAs MESFET's intermodulation distortion using a new drain-source current model", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 42, pp. 25-33, Jan. 1994.
- [6] J. A. Navarro and K. Chang, "Integrated Active Antennas and Spatial Power Combining", John Wiley and Sons, 1996.