

# Receptores Homodinos a 300 GHz basados en tecnología CMOS

D. Segovia-Vargas<sup>(1,2)</sup>, J. Montero-de-Paz<sup>(1)</sup>, A. Portillo López-Mingo<sup>(1)</sup>, J. Crooks<sup>(2)</sup>, P. G. Huggard<sup>(2)</sup>, L.E. García-Muñoz<sup>(1)</sup>, V. González-Posadas<sup>(1,3)</sup>, B. Alderman<sup>(2)</sup> and R. Turchetta<sup>(2)</sup>

dani@tsc.uc3m.es

<sup>(1)</sup>Radiofrequency Group, Dpt. Teoría Señal y Comunicaciones, Universidad Carlos III de Madrid, Leganés-Madrid, Spain

<sup>(2)</sup>STFC Rutherford Appleton Laboratory, Didcot OX11 0QX, UK

<sup>(3)</sup>Ing. Audiovisual y Comunicaciones, Universidad Politécnica de Madrid

**Abstract-** Using CMOS transistors for terahertz detection is currently a disruptive technology that offers the direct integration of a terahertz detector with video preamplifiers. The detectors are based on the resistive mixer concept and its performance mainly depends on the following parameters: type of antenna, electrical parameters (gate to drain capacitor and channel length of the CMOS device) and foundry. Two different 300 GHz detectors are discussed: a single transistor detector with a broadband antenna and a differential pair driven by a resonant patch antenna.

## I. INTRODUCCIÓN

Los detectores basados en semiconductores III-V, en particular las aleaciones de GaAs y InGaAs, dominan los campos de detección homodina y heterodina de ondas de milimétricas y terahercios (THz). Mejorar el rendimiento de estos detectores a temperatura ambiente es un desafío, pero aún se siguen consiguiendo mejoras. Sin embargo en los últimos años una tecnología basada en transistores de efecto de campo (FET) de silicio ha ido emergiendo como posible competidora. Las continuas mejoras en la tecnología CMOS han permitido la realización de estructuras con tamaños de pocas centenas de nanómetro e incluso menores. Diferentes grupos están trabajando en esta línea y sus últimos resultados en este relativamente nuevo campo de detección son impresionantes en términos de respuesta, ruido y cobertura de frecuencia. Se han realizado prototipos de un amplio rango de dispositivos de THz como multiplicadores de frecuencia, diodos Schottky y nuevos detectores basados en FET [1].

Para comprender el impacto de la tecnología basada en silicio, hay que hacer notar que el material de las obleas de dispositivos III-V es caro, y el área del dispositivo debe ser reducido para maximizar la producción. Los detectores fabricados deben ser soldados o pegados (Epoxy) a un dispositivo radiante (antena), y conectado después a un pre-amplificador independiente. En consecuencia, los arrays estarán formados por dispositivos interconectados cada uno de ellos con una antena (plana o bocina). Si lo comparamos con la tecnología comercial basada en CMOS, todos los elementos necesarios para la realización de un imaging array se pueden integrar dentro de una oblea de silicio. Esto incluye las antenas planas, los dispositivos detectores, los componentes de los pre-amplificadores y las conexiones con la circuitería de procesamiento de señal. Una vez realizada la inversión inicial, los costes de fabricación y las materias primas son despreciables, lo cual ofrece una alternativa

revolucionaria para el desarrollo de detectores, arrays de detectores y cámaras de THz.

En este artículo se presenta el desarrollo de detectores FET homodinos de un sólo pixel basados en tecnología CMOS trabajando a 300GHz. En primer lugar se llevará a cabo un análisis teórico del detector de potencia basado en FET y a continuación se propondrán dos topologías de antenas como colectores de energía para el detector. La primera está basada en una antena de tipo bow-tie [2] sin plano de masa y un transistor NMOS como detector; mientras que la segunda consiste en un parche activo diferencial [3] y un par de transistores NMOS diferenciales como detector. El objetivo del trabajo consiste en analizar los efectos de diferentes tipos de antenas (diferenciales y de una única terminación) que han sido enviadas para sus construcción a dos “foundries” diferentes. Asimismo se han construido diferentes transistores con diferentes longitudes de canal para mejorar el rendimiento del detector.

## II. DETECTOR DE POTENCIA BASADO EN FET

Los detectores de potencia basados en FET a frecuencias de THz son un campo de investigación muy reciente [4]. El principio de funcionamiento a longitudes de onda de milimétricas está basado en un detector de potencia NMOS-FET auto-resistivo como el que se muestra en la Figura 1. Es similar al mezclador resistivo basado en FET [6] donde se incluye un condensador  $C_{gd}$  para facilitar el automezclado ( $V(t)_{RF} = V(t)_{LO}$ ). Una antena plana se utiliza para concentrar la radiación de THz en el transistor, incrementando el área efectiva. La señal generada por el circuito detector es la corriente  $I_d$ , la cual viene dada por la ecuación:

$$I_d = \frac{W}{L} \mu C_{ox} \frac{V_{RF}^2}{4} \quad (1)$$

donde  $W$  y  $L$  son la anchura y la longitud del canal del dispositivo,  $C_{ox}$  es la capacidad de oxidación,  $\mu$  es la movilidad del electrón, y  $V_{RF}$  es la amplitud de la señal de RF. La responsividad en corriente del detector,  $\gamma$ , se puede definir como:

$$\gamma = \frac{I_d}{P_{RF}} \quad (2)$$

donde  $P_{RF}$  es la potencia recibida por la antena.

En un mezclador resistivo, el transistor se tiene que polarizar para trabajar en la región óhmica. El canal de un FET, para voltajes de drenador a fuente bajos, se puede aproximar como una resistencia lineal. La resistencia se puede modular mediante la aplicación de un voltaje de OL en la puerta. Este voltaje cambia la profundidad de la región de depleción bajo la puerta y, por lo tanto, la resistencia del canal. Los mezcladores resistivos basados en FET pueden obtener bajas pérdidas de conversión con bajas potencias de OL [6].

Otra ventaja de los mezcladores resistivos es que la impedancia de entrada de RF y la impedancia de salida de IF suelen estar en torno a  $50 \Omega$  [6], con lo que las antenas se pueden diseñar para estar adaptadas a valores próximos a  $50 \Omega$  y se obtendrán bajas pérdidas debidas a la desadaptación entre antena y el dispositivo activo. Para un diseño preciso de la antena, es necesario medir la impedancia de entrada de RF y la impedancia de salida de IF para minimizar las pérdidas, tal y como será explicado en la siguiente sección.

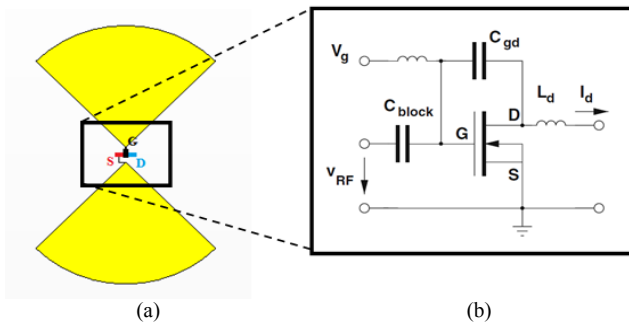


Fig. 1. Detector NMOS simple: (a) antena plana de tipo bow-tie con el FET integrado y (b) implementación circuital de un detector de potencia NMOS-FET autoresistivo, de [5].

### III. DISEÑO DEL DETECTOR

Desde el punto de vista de la antena, solo se pueden optimizar dos parámetros para maximizar la responsividad del detector: la eficiencia de radiación,  $\epsilon_{rad}$ , y la eficiencia de adaptación,  $M$ . La eficiencia total se puede definir como el producto de estas dos eficiencias y la eficiencia de polarización  $\epsilon_{pol}$ :

$$\epsilon_{tot} = \epsilon_{rad} \cdot M \cdot \epsilon_{pol} \quad (3)$$

Esta eficiencia expresa cuánto se desvía el sistema del comportamiento ideal del detector. Maximizar la  $\epsilon_{tot}$  mejorará el comportamiento del detector y es el factor clave que hemos utilizado en el diseño de las antenas planas.

Se han diseñado dos topologías diferentes de detectores. La primera, de banda ancha, consiste en una antena de tipo bow-tie y un transistor NMOS en configuración de detector auto-resistivo como se puede ver en la Figura 1. La segunda, resonante, consiste en un parche diferencial como antena con un par de transistores NMOS en configuración diferencial (Figura 2).

#### A. Detector NMOS simple

Con esta configuración se espera una baja dependencia con la frecuencia porque la antena bow-tie ha sido diseñada para proporcionar una impedancia en torno a  $50 \Omega$  cuando se

sitúa sobre un sustrato de silicio. Sin embargo, como son antenas sin plano de masa, su diagrama de radiación se verá afectado de forma negativa debido a la oblea de silicio. Actualmente se encuentra bajo estudio la posibilidad de incluir una lente híper hemisférica de silicio para evitar la aparición de ondas no deseadas en el sustrato e incrementar la directividad de la antena. Se han diseñado diferentes detectores NMOS-FETs con longitudes de canal variando desde 130 nm hasta 250 nm para estudiar el efecto en la dependencia con la frecuencia y en la responsividad.

La antena bow-tie es un caso particular de una antena independiente de la frecuencia. Su impedancia de entrada viene dada, aproximadamente, por [2] :

$$Z_{in} = \frac{60\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \approx 55 \Omega \quad (\text{para silicio}) \quad (4)$$

#### B. Detector NMOS diferencial

En esta segunda configuración, se ha diseñado un parche diferencial como antena y dos NMOS FETs en topología diferencial como detector. Las antenas de parche tienen algunas propiedades únicas y atractivas (ligeras, compactas, fáciles de fabricar y de integrar con dispositivos de estado sólido [2]) y, en particular, las antenas de parche diferenciales [3] han recibido una gran atención en los últimos años para su uso en sistemas de radio.

Con este acercamiento se espera mejorar el rendimiento global porque se puede hacer uso tanto del ciclo positivo como del negativo de la señal de RF. Además, las antenas de parche diferenciales poseen un plano de masa virtual en su eje de simetría. Esto elimina la necesidad de conectar la tierra de los transistores con la tierra de la antena. Como consecuencia de ello, los efectos parásitos que podrían aparecer por dicha interconexión desaparecen.

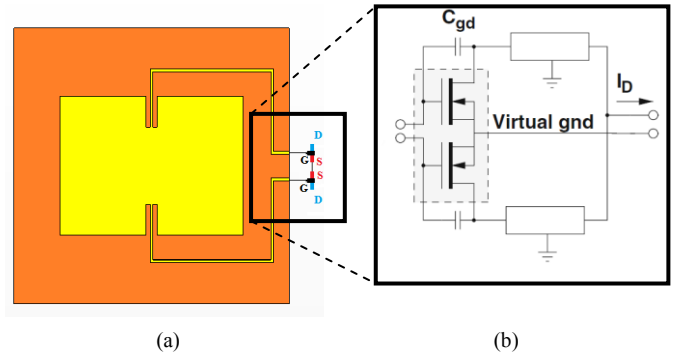


Fig. 2. Detector diferencial NMOS: (a) antena de parche diferencial con los dos FETs y (b) implementación circuital del detector de potencia NMOS-FET autoresistivo diferencial, de [5].

La antena microstrip alimentada de manera diferencial se puede tratar como una red de dos puertos. Su impedancia de entrada viene dada por [3]:

$$Z_d = 2(z_{11} - z_{21}) = 2(z_{22} - z_{12}) \quad (5)$$

y el coeficiente de reflexión:

$$\Gamma_{in} = s_{11} - s_{21} = s_{22} - s_{12} \quad (6)$$

cuando  $s_{11}=s_{22}$  y  $s_{21}=s_{12}$ . El análisis teórico completo de este tipo de antena se puede encontrar en [3].

#### IV. FABRICACIÓN DEL DETECTOR

Se han considerado dos “foundries” diferentes para la construcción de los prototipos. Las principales diferencias entre ellas radican en el espesor de las capas de metal y dieléctrico y el número de ellas, así como las características de los materiales. Un ejemplo de un proceso típico de fabricación en tecnología CMOS puede verse en la Figura 3.

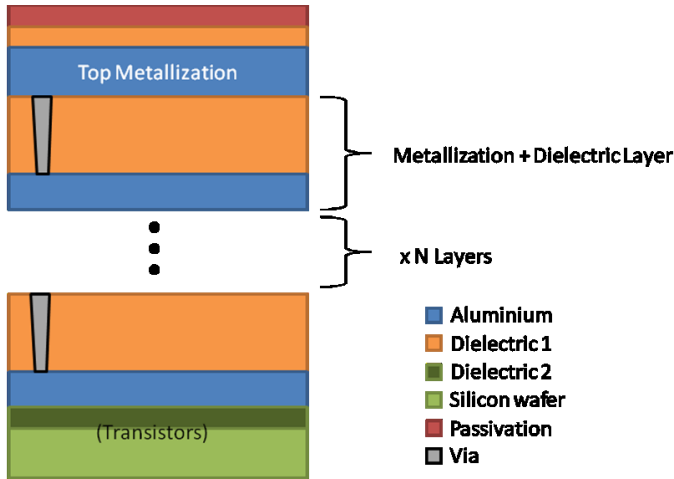


Fig. 3. Ejemplo de un proceso típico de fabricación CMOS. El número de capas, constante dieléctrica y espesores depende de la empresa donde se realice.

Para los diseños de la antena bow-tie se ha utilizado el menor número posible de capas de metalización + dieléctrico para reducir las pérdidas. Como esta antena no tiene plano de masa se espera que la radiación se propague en su mayor parte por el silicio ya que presenta una constante dieléctrica muy elevada [8]. Para reducir el efecto del sustrato en el diagrama de radiación y para incrementar la directividad de la antena [8] se ha incluido una lente hiper hemisférica de silicio en la parte de atrás de la oblea de silicio. En la simulación se ha utilizado una lente de 10 mm de diámetro y 6.65 mm de espesor: Figura 4. Las correspondientes predicciones se pueden ver en la Figura 5. Se ha obtenido un valor de directividad de 24 dBi manteniendo un valor razonable de eficiencia de radiación (77%).

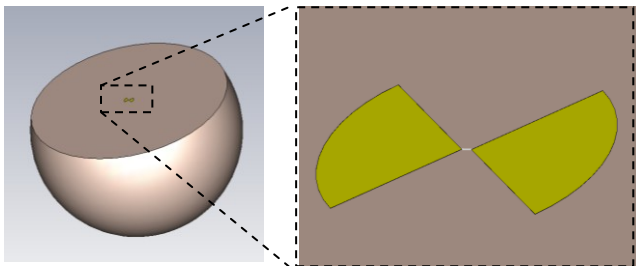
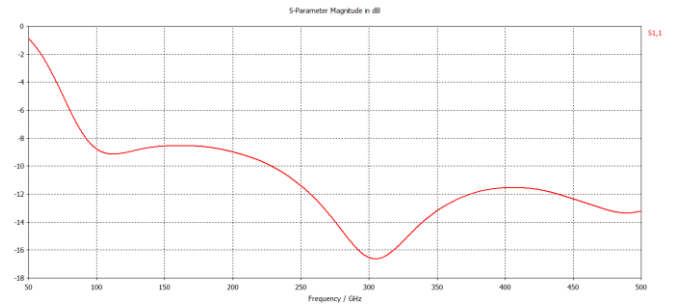
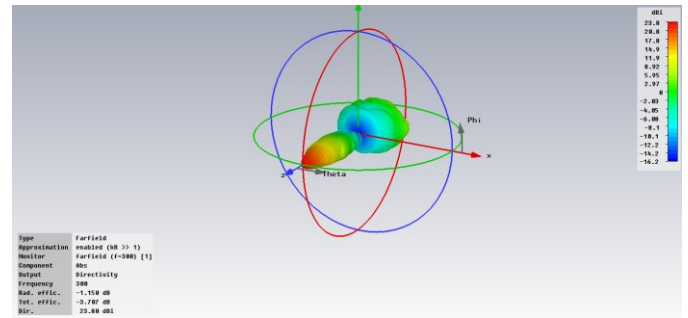


Fig. 4. Esquemático de la antena bow-tie con la lente hiper hemisférica de silicio de 10 mm de diámetro.



(a)



(b)

Fig. 5. (a) Pérdidas de retorno de la antena bow-tie referidas a 50  $\Omega$  y (b) eficiencia de radiación y diagrama de radiación 3D a 300 GHz.

Por otro lado, en el diseño de las antenas de parche, el plano de masa se integrará justo encima de la capa de metalización del dieléctrico 2 de la Figura 3. Para incrementar la eficiencia de radiación del parche es necesario incluir el mayor número posible de capas dieléctricas y se eliminan las capas de aluminio en el sustrato. La metalización del parche se incluirá en la capa de metalización superior de la Figura 3. Como puede verse en la Figura 6, cuanto más gruesas sean las capas de dieléctrico mejor será la eficiencia de radiación. La tecnología CMOS actual no permite crear una capa de dieléctrico,  $h$ , mayor a 20  $\mu\text{m}$ . En nuestro caso,  $h$  está restringido a 15  $\mu\text{m}$  como máximo, con lo que se espera una eficiencia de radiación inferior al 60%. Por otro lado, como esta antena posee plano de masa, no hace falta incluir una lente dieléctrica y se espera obtener un valor razonable de directividad. La Figura 7 muestra los resultados esperados del diseño de un parche diferencial optimizado para una de las empresas. Se puede ver que se obtiene un buen rendimiento en términos de pérdidas de retorno y eficiencia de radiación (60%).

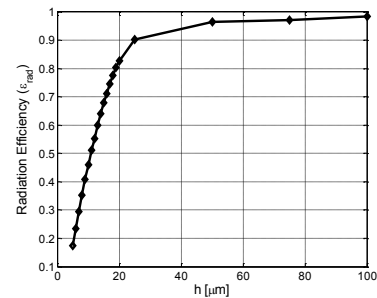
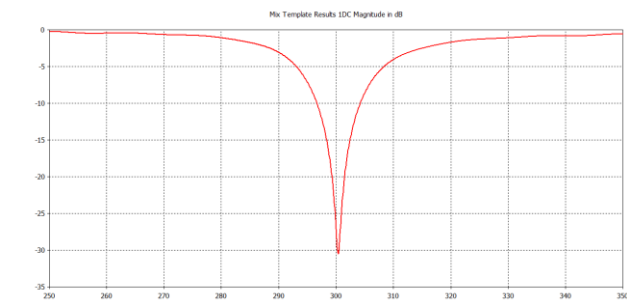
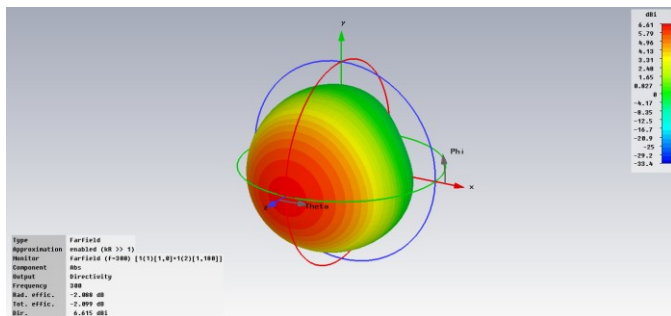


Fig. 6. Eficiencia de radiación simulada para la antena de tipo parche en función del espesor del sustrato para una frecuencia de 300 GHz.



(a)



(b)

Fig. 7. (a) Pérdidas de retorno del parche diferencial referidas a  $50 \Omega$ . (b) Eficiencia de radiación y diagrama de radiación 3D a 300 GHz.

La máscara con los detectores construidos se puede ver en la Figura 8. Los detectores más pequeños son diferentes parches y bow-ties trabajando a 300 GHz. También se han construido 3 prototipos a 100 GHz (un parche y dos bow-ties) siguiendo la metodología descrita anteriormente.

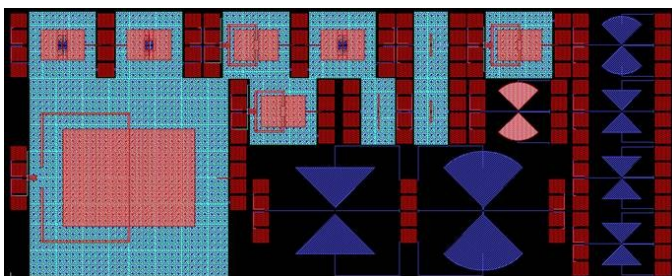


Fig. 8. Máscara con los detectores construidos. Los diferentes colores representan diferentes capas de metalización.

## V. CONCLUSIONES

Se ha presentado el diseño de detectores de potencia basados en tecnología CMOS para radiación de THz. Se ha incluido el análisis teórico de los detectores de potencia basados en FET y se han mostrado dos configuraciones de antena con dos circuitos detectores diferentes para una frecuencia de trabajo de 300GHz.

Desde el punto de vista de antena es necesario maximizar la eficiencia total para incrementar la responsividad del detector. En este trabajo se ha maximizado la eficiencia de radiación tanto de la bow-tie como del parche diferencial mientras que la eficiencia de desadaptación se ha mantenido a un valor razonable ya que ambas antenas se han diseñado con respecto a  $50\Omega$ . Esta metodología de diseño es razonablemente válida ya que la impedancia de entrada de RF se espera que sea próxima a  $50\Omega$ .

Dado que se disponía de dos “foundries” diferentes para la fabricación de los prototipos se ha realizado una comparación entre las prestaciones de cada una de ellas. Se espera poder medir y caracterizar los prototipos en las próximas semanas.

## AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por CICYT NeoImag TEC2009-14525-C01 y CONSOLIDER-INGENIO 2010 CSD2008-00068. Daniel Segovia ha sido becado por "Fundación Cajamadrid, becas 2011". El trabajo de Javier Montero-de-Paz ha sido financiado por el Ministerio de Educación bajo el programa FPU (AP2009-4679).

## REFERENCIAS

- [1] E. Seok, D. Shim, C. Mao, R. Han, S. Sankaran, C. Cao, W. Knap, and K. O. Kenneth, "Progress and Challenges Towards Terahertz CMOS Integrated Circuits," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 45, No. 8, pp. 1554-1564, 2010
- [2] C. Balanis, *Antenna Theory. Analysis and Design*, 2nd Edition, John Wiley & Sons, 1997.
- [3] Y. P. Zhang and J. J. Wang, "Theory and Analysis of Differentially-Driven Microstrip Antennas," *IEEE Transactions On Antennas and Propagation*, Vol. 54, No. 4, pp. 1092-1099, 2006.
- [4] W. Knap, F. Teppe, Y. Meziani, N. Dyakonova, J. Lusakowski, F. Boeuf, T. Skotnicki, D. Maude, S. Rummyantsev, and M. S. Shur, "Plasma Wave Detection of Sub-Terahertz and Terahertz Radiation by Silicon Field-Effect Transistors," *Applied Physics Letters*, No. 85, Vol. 4, pp. 675-677, 2004.
- [5] E. Öjefors, A. Lissauskas, D. Glaab, H. G. Roskos and U. R. Pfeiffer, "Terahertz Imaging Detectors in CMOS Technology," *Journal Infrared Millimeter Terahertz Waves*, No 30, pp 1269-1280, 2009.
- [6] S. A. Maas, *Non Linear Microwave and RF Circuits*, Chapter 11, 2nd Edition, Artech House, 1997.
- [7] M. Dyakonov and M. Shur, "Plasma wave electronics: novel terahertz devices using two dimensional electron fluid," *IEEE Transactions on Electron Devices*, No. 43, pp. 1640-1645, 1996.
- [8] D. B. Rutledge, D. P. Neikirk, and D. P. Kasilingam, "Integrated Circuit Antennas", *Infrared and Millimeter Waves. Millimeter Components and Techniques (Part II)*, Vol. 10, 1983.