

# Conjugador de Fase EER para Sistemas Retrodirectivos

Reinel Marante<sup>(1)</sup>, María de las Nieves Ruiz<sup>(1)</sup>, José Ángel García<sup>(1)</sup>, Lorena Cabria<sup>(2)</sup>

maranter@unican.es, ruizmn@unican.es, joseangel.garcia@unican.es, lcabria@ttinorte.es

<sup>(1)</sup> Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones, Universidad de Cantabria, Plaza de la Ciencia s/n, 39006, Santander, Cantabria, SPAIN.

<sup>(2)</sup> Information and Communications Technologies (TTI), Santander, SPAIN

**Abstract-** A simple retrodirective solution based on a heterodyne technique, without requiring a complex local oscillator (LO) distribution network, is presented in this paper. The system employs the  $TM_{20}$  mode of an orthogonal dual-feed square patch to receive a spatially distributed LO, containing the amplitude and phase components of the spectrally efficient wireless modulation format to be automatically retransmitted back to the interrogation position. The core of this solution is a phase conjugator, which employs the Envelope Elimination and Restoration (EER) principle, taking advantage of the conversion gain modulation capability of drain-controlled active gate mixers.

## I. INTRODUCCIÓN

Las agrupaciones retrodirectivas de antenas constituyen una solución prometedora para aplicaciones inalámbricas de bajo coste que precisan de una alta velocidad de respuesta, frente a los estructuralmente complejos y energéticamente ineficientes sistemas adaptativos, basados en engorrosos algoritmos de procesamiento digital de señales.

En la solución heterodina propuesta por Pon en [1], la condición requerida para obtener un comportamiento retrodirectivo (la conjugación de fase), se logra seleccionando el producto más bajo de banda lateral resultante de la mezcla de la señal de interrogación con un oscilador local (OL) sintonizado al doble de su frecuencia. A pesar de las ventajas y la simplicidad que brinda esta técnica, su aplicación en los modernos sistemas inalámbricos aún es limitada, principalmente debido a los rigurosos requerimientos en términos de linealidad que presentan los modernos formatos de modulación multinivel y multiportadora, los cuales deben atravesar un proceso de conjugación de fase que es, intrínsecamente, no lineal.

En varios trabajos se han tratado estos problemas. Por ejemplo, en [2] el mezclador conjugador de fase es simplemente sustituido por un detector de ángulo de arriba y un desfaseador, mientras que en [3] se sugiere un sistema de modulación IQ modificado usando PLLs.

En este trabajo se propone una solución similar a la presentada por los autores en [4], pero haciendo uso también del modo  $TM_{20}$  de una antena parche cuadrada, acoplada por dos ranuras ortogonales, con el objetivo de recibir una señal de OL espacialmente distribuida, que contiene la información de amplitud y fase de un formato de modulación espectralmente eficiente. Esta señal sería reenviada posteriormente en la dirección de interrogación.

## II. DESCRIPCIÓN GENERAL DEL SISTEMA

En la Fig.1 se muestra un diagrama del sistema sugerido, integrando en su estructura el transpondedor propuesto. La señal de interrogación a 960 MHz con polarización vertical (PV) es recibida gracias al modo  $TM_{10}$  de cada parche alimentado ortogonalmente. La señal de OL a 1920 MHz es espacialmente distribuida con la misma polarización desde el foco del array, siendo en este caso recibida usando el modo  $TM_{20}$ . Un diplexor permite separar ambas señales a puertos físicamente aislados. Inicialmente, un retardo adecuado es introducido entre los elementos ( $\tau_{LO}$ ), como en una estructura reflectarray clásica [6]. Posteriormente, mientras se recibe la señal de interrogación a través del puerto INT, se le aplica una técnica de eliminación y restauración de envoltura (EER) [5] a la señal de OL. En [4], los autores demuestran la capacidad de modulación que presentan los mezcladores activos por puerta, con una ganancia de conversión muy lineal. Esto hace posible la recombinación de la envoltura compleja en los mezcladores. La señal de respuesta es retransmitida por el puerto RESP (modo  $TM_{10}$ ), usando polarización horizontal (PH) e incorporando la modulación digital deseada.

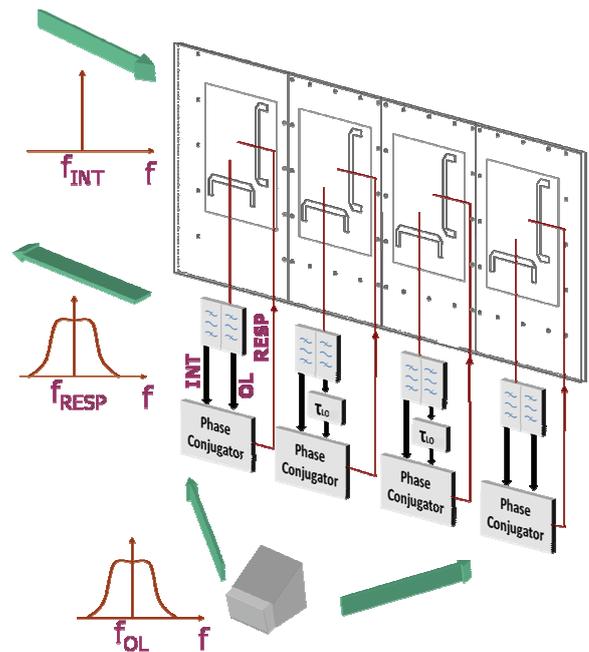


Fig. 1. Diagrama del sistema retrodirectivo propuesto

### III. CONJUGADOR DE FASE EER

En la Fig.2, se puede observar el núcleo del conjugador de fase propuesto: el mezclador activo por puerta. En la fotografía, los puertos correspondientes a las diferentes señales han sido marcados para que puedan ser identificados con claridad.

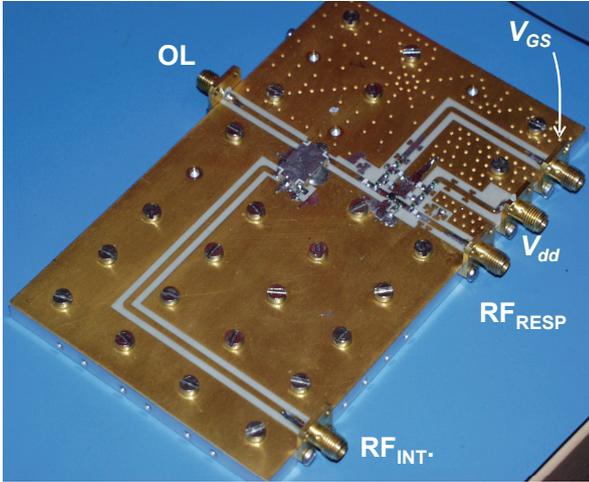


Fig. 2. Fotografía del mezclador activo por puerta implementado

En la Fig. 3 se muestra un diagrama detallado del conjugador de fase EER. El sistema está compuesto por un acoplador direccional de ANAREN, un amplificador delimitador (diseñado sobre el mismo transistor pHEMT NE3210S01 polarizado a una tensión muy baja de drenador,  $V_{DS} < 1$  V) que recorta la señal y sólo conserva la información de fase. También se implementó un detector de envolvente utilizando diodos Schottky de Avago, con tensiones de codo muy bajas, y redes simples con elementos concentrados para el filtro paso-bajo y las líneas de desfase que garantizan la sincronización entre las ramas AM y PM ( $\tau_{A,P}$ ). En la parte inferior de la figura se puede apreciar el esquemático del mezclador activo por puerta controlado por la tensión  $V_{ds}$ .

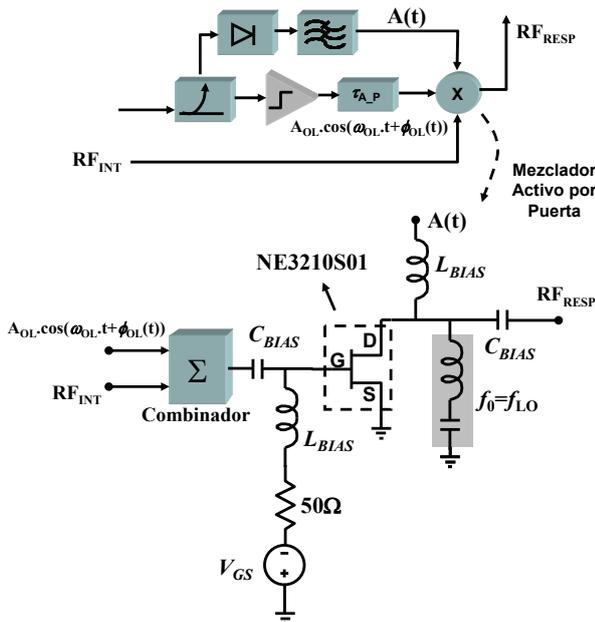


Fig. 3. Diagrama del conjugador de fase EER propuesto y esquemático del circuito del mezclador activo por puerta de la Fig.2

Siguiendo una topología EER típica [5], la señal de OL modulada en fase a la salida del amplificador limitador y la señal INT de onda continua se combinan en el terminal de puerta del mezclador. De este modo, la información de fase se transmite a la señal RESP en el plano de referencia de drenador. En este punto, la amplitud se puede modular linealmente introduciendo la señal de envolvente  $A(t)$  a través de la red de polarización de drenador. Se ha colocado a la salida una red resonante LC en serie para obligar una terminación en cortocircuito a la frecuencia de OL. Se ha introducido además una resistencia de  $50 \Omega$  en la vía de DC de puerta para evitar oscilaciones indeseadas y limitar cualquier exceso de rectificación puerta-canal. Esta arquitectura permite obtener la modulación compleja de la señal de salida  $RF_{RESP}$  con el valor añadido de presentar ganancia de conversión.

### IV. CARACTERIZACIÓN DEL MEZCLADOR

Los mecanismos de distorsión inherentes a este tipo de topologías [7] son extremadamente dependientes del retardo entre las ramas de envolvente y de fase. Este fenómeno se puede controlar por medio de la red de retardo  $\tau_{A,P}$  mencionada en la sección III.

Otra fuente importante de distorsión en estos sistemas son las características no lineales  $V_{dd-AM}$  y  $V_{dd-PM}$ . Estas pueden ser corregidas utilizando predistorsión digital sin memoria, lo que requiere una apropiada caracterización de los perfiles no lineales en condiciones de operación. Para realizar esta tarea, se implementó el banco de medidas de la Fig.4.

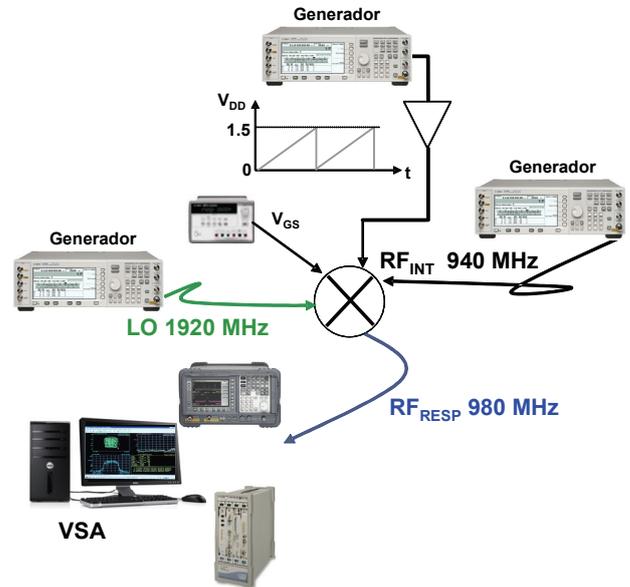


Fig. 4. Sistema de medidas para la caracterización de los perfiles  $V_{dd-AM}$  y  $V_{dd-PM}$

Usando un generador ESG de Agilent se envió una señal diente de sierra para poder capturar los perfiles deseados en un solo barrido de  $V_{DD}$ . Tres de estos generadores más un amplificador operacional fueron utilizados para reproducir las condiciones reales de trabajo del mezclador. Las características  $V_{dd-AM}$  y  $V_{dd-PM}$  extraídas se pueden apreciar en la Fig.5.

Como ha sido estudiado en [4], es posible obtener un comportamiento bastante lineal hasta  $V_{DD} = 1$  V, donde el dispositivo alcanza la zona de saturación asociada a la compresión de la transconductancia [8]. La característica de

fase permanece prácticamente plana, excepto para valores de  $V_{DD}$  muy pequeños, probablemente debido a la contribución de las no linealidades reactivas, lo que provoca un efecto similar al “feedthrough” que aparece en los amplificadores de potencia conmutados modulados por drenador.

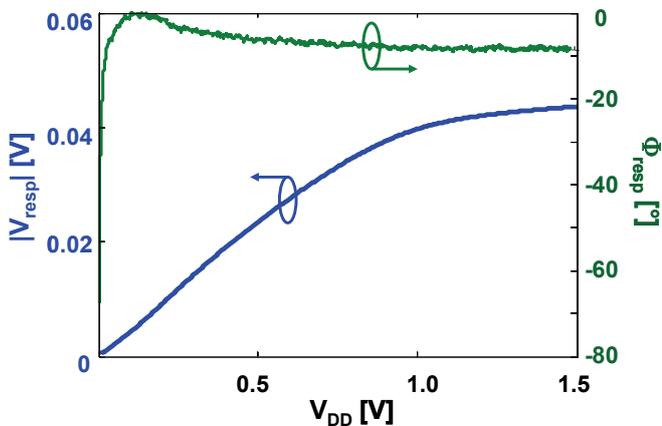


Fig. 5. Evolución de la amplitud y la fase de  $RF_{RESP}$  en función de  $V_{DD}$  para  $P_{OL} = 2$  dBm y  $P_{RF\_INT} = -20$  dBm

## V. TOPOLOGÍA BALANCEADA

Aunque en este trabajo sólo se implementó la configuración simple de la Fig.2, es evidente que siguiendo esta configuración una componente de  $RF_{INT}$  será radiada nuevamente junto a la señal  $RF_{RESP}$ . Para resolver esta limitación es posible utilizar una topología balanceada [9], que sea capaz de separar las señales INT y RESP, ambas en la misma banda de frecuencias, a puertos físicamente separados. De este modo, sólo la señal de respuesta será enviada a la antena. La arquitectura propuesta se muestra en la Fig. 6.

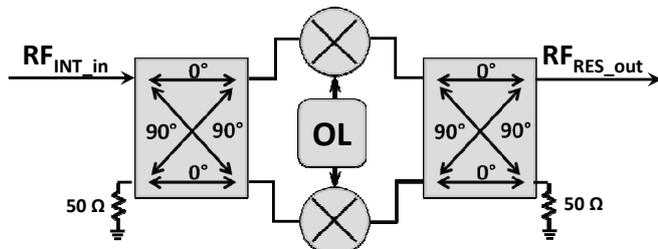


Fig. 6. Mezcladores conjugadores de fase en configuración simplemente balanceada

## VI. ANTENA PARCHE CUADRADA ACOPLADA POR RANURA

Como elemento del array se ha diseñado una antena parche cuadrada acoplada por ranura [10] y alimentada con dos puertos ortogonales y físicamente aislados. En uno de los puertos será excitado el modo  $TM_{10}$  y  $TM_{20}$ , mientras que en otro solamente el  $TM_{01}$ . En la Fig.7a se pueden observar detalles de su implementación, así como sus dimensiones geométricas. Esta estructura compacta de doble polarización y doble banda de trabajo resulta muy apropiada para este tipo de aplicaciones, permitiendo aprovechar las ventajas que ofrecen los parches microstrip acoplados por ranura.

Las dimensiones de la antena han sido optimizadas para ser acopladas a 50 Ω. Las líneas microstrip de los puertos de alimentación, así como los circuitos activos han sido

impresos en ARLON 25N ( $h = 0.762$  mm y  $\epsilon_r = 3.38$ ). El parche fue impreso en una capa auxiliar con el objetivo de aprovechar las ventajas para la radiación de la baja permitividad del aire. En la Fig.7b se puede observar la evolución del coeficiente de reflexión en función de la frecuencia para uno de los puertos. Las condiciones de acoplamiento a 960 y 1920 MHz, correspondientes a los modos mencionados anteriormente, permiten la recepción simultánea de la señal de interrogación y la de OL, al mismo tiempo que la retransmisión de la respuesta deseada.

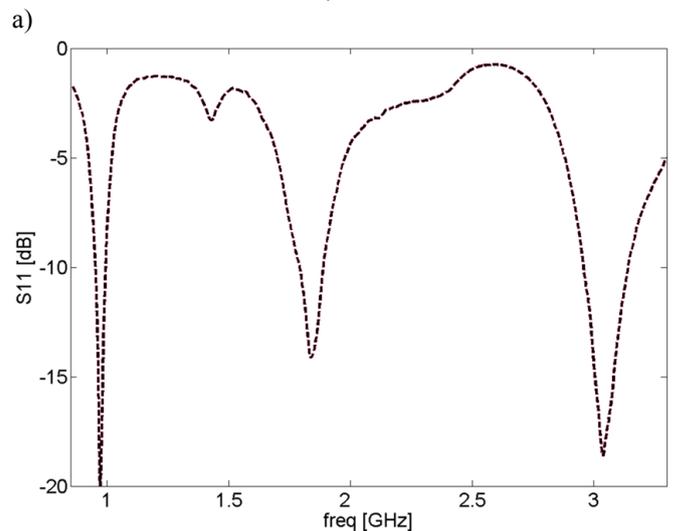
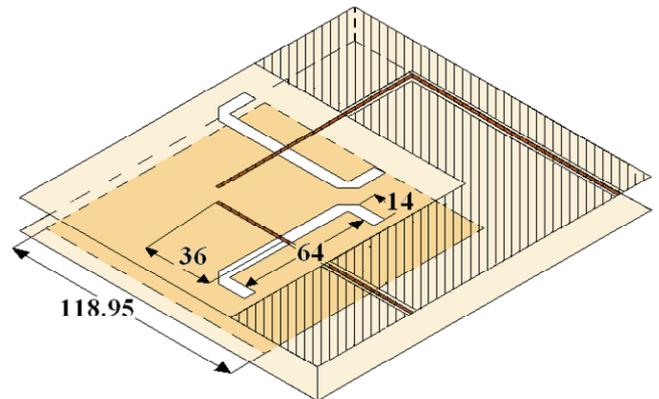


Fig. 7. a) Detalles geométricos de la antena diseñada y b) evolución del acoplamiento de entrada para uno de los puertos.

## VII. VALIDACIÓN DEL SISTEMA

En la Fig.8 se muestra el sistema de medidas en campo lejano que se utilizó para validar la topología propuesta. Con la ayuda del programa Matlab se envió una señal de comunicaciones EDGE al generador que fue empleado como oscilador local a 1920 MHz. Una señal de onda continua ligeramente desplazada a 940 MHz fue utilizada como interrogación con el objetivo de lograr una correcta caracterización de la señal de respuesta a 980 MHz. La señal fue predistorcionada digitalmente para corregir las no linealidades de la conversión AM-AM y AM-PM del conjugador de fase EER [4]. El espectro de la señal capturada en el punto de interrogación, utilizando polarización horizontal, fue comparado con el de la versión original de la señal enviada (Fig.10).

## VIII. CONCLUSIONES

Se ha presentado un conmutador de fase EER, para ser empleado en sistemas retrodirectivos con distribución espacial de la señal de OL, y con capacidad de manejar modernos formatos de modulación espectralmente eficientes. Han sido implementadas y caracterizadas diferentes partes del sistema, como por ejemplo, un mezclador activo por puerta y una antena parche cuadrada acoplada por ranura. Finalmente, se ha validado la capacidad de la topología propuesta para manipular formatos de modulación reales lográndose un buen rendimiento en términos de distorsión residual.

## AGRADECIMIENTOS

Los autores agradecen al Ministerio de Economía y Competitividad por su contribución a través del proyecto TEC2011-29126-C03-01, cofinanciado con fondos FEDER, y el Consolider 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).

## REFERENCIAS

- [1] C. Y. Pon, "Retrodirective Array using the Heterodyne Technique," *IEEE Trans. Antennas Prop.*, vol. 12, no. 2, pp. 176-180, March 1964.
- [2] B. G. S. Shiroma, R. Y. Miyamoto and W. Shiroma, "A Full-Duplex Dual-Frequency Self-Steering Array Using Phase Detection and Phase Shifting," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, no. 1, pp. 128-134, Jan. 2006.
- [3] V. Fusco and N. B. Buchanan, "High-Performance IQ Modulator-Based Phase Conjugator for Modular Retrodirective Antenna Array Implementation," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 57, no. 10, pp. 2301-2306, Oct. 2009.
- [4] L. Cabria, J. A. García, T. Aballo and Z. Popovic, "Polar Phase-Conjugating Active Arrays for Spectrally Efficient Linear Wireless Links," *2010 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, pp. , June 2010.
- [5] L. R. Kahn, "Single-Sideband transmission by envelope elimination and restoration," *Proc. IRE*, vol. 40, no. 7, pp. 803-806, Jul. 1952.
- [6] J. Huang and J. A. Encinar, *Reflecarray Antennas*, Wiley: NJ, 2008
- [7] J. C. Pedro, J. A. García and P. M. Cabral, "Nonlinear Distortion Analysis of Polar Transmitters," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol. 55, no. 12, part 2, pp. 2757- 2765, Dec. 2007.
- [8] S. Maas, *Nonlinear Microwave and RF Circuits*, 2nd ed., Norwood: Artech House, 2003.
- [9] L. Cabria and J. A. García, "A PHEMT-based Phase Conjugator for Full-Duplex Retrodirective Arrays," *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, Vol. 18, No. 5, pp. 368-370, May 2008.
- [10] A. Adrian and D. H. Schaubert, "Dual-aperture coupled microstrip antenna for dual or circular polarization," *Electron. Lett.*, vol. 23, no. 23, pp. 1226-1228, Nov. 1987.

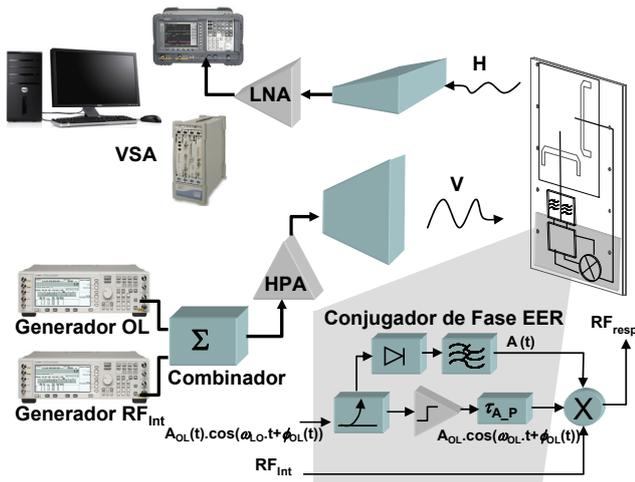


Fig. 8. Sistema de medidas en campo lejano con capacidad de generación y análisis vectorial de señales. También se incluyen detalles del conmutador de fase EER implementado

Analizando el diagrama IQ de la señal EDGE de la Fig.9, se puede observar que la envolvente nunca alcanza valores cercanos a 0 V. Esto es muy conveniente a la hora de evitar efectos indeseados que podrían aparecer en los diodos del detector de envolvente, así como no-idealidades de amplitud y fase del mezclador, caracterizadas en la sección IV, y que no pueden ser canceladas utilizando predistorsión digital.

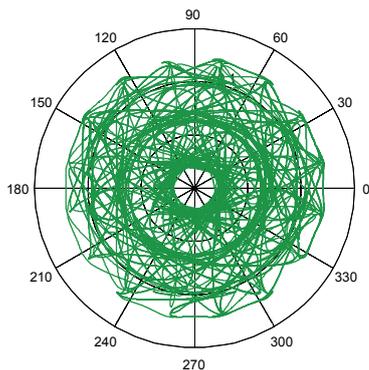


Fig. 9. Diagrama IQ de la señal EDGE utilizada

El espectro de la señal recuperada se muestra en la Fig.10, donde se observan muy buenos perfiles de distorsión, muy por debajo de los exigidos para este estándar de comunicaciones (EVM = 2,1 %).

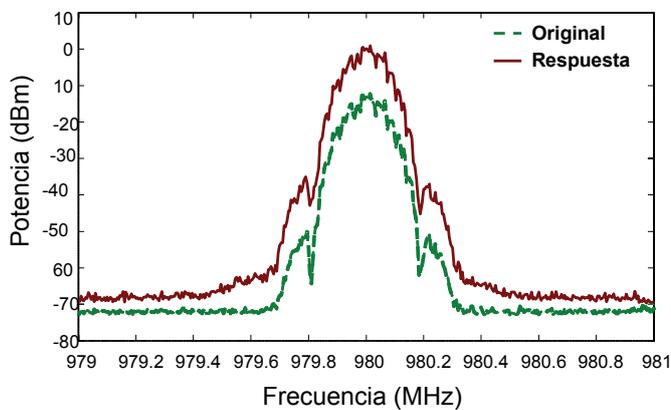


Fig. 10. Espectro de la señal EDGE de respuesta comparado con el de la versión original