

# Receptor Interferométrico para Radioastronomía de 10 a 20 GHz

L. de la Fuente<sup>(1)</sup>, B. Aja<sup>(1)</sup>, E. Villa<sup>(2)</sup>, E. Artal<sup>(1)</sup>, J.L. Cano<sup>(1)</sup>, A. Mediavilla<sup>(1)</sup>  
[fuenterm@unican.es](mailto:fuenterm@unican.es)

(1) Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones. Universidad de Cantabria.  
Plaza de la Ciencia s/n, 39005, Santander, Spain

(2) Actualmente en: Instituto de Astrofísica de Canarias  
C/Vía Láctea s/n 38205 La Laguna, Tenerife, Spain

**Abstract-** This document describes the scheme and prototype test results of the microwave section of a 10-to-20 GHz interferometer, aimed to obtain polarization data of Cosmic Microwave Background (CMB) radiation from the sky. Test results for an ambient temperature set-up as well as the characterization of all the circuits comprising the receiver are presented. The whole frequency band is split into two subbands using a high selective diplexer in order to reject contamination signals. Commercial parts are used for amplifiers and phase-shifters, while own-design circuits have been developed for the diplexer, the microwave correlator and waveguide components.

## I. INTRODUCCIÓN

En la búsqueda por entender el origen del universo, se han ido desarrollando multitud de experimentos en los últimos años. Se ha realizado un gran esfuerzo para conseguir receptores extremadamente sensibles en radioastronomía, para la caracterización, cada vez más precisa, del Fondo Cósmico de Microondas o CMB (en sus siglas en inglés). En general, los instrumentos desarrollados son radiómetros de banda muy ancha, donde sus equipos frontales (front-ends) deben operar a temperaturas criogénicas para reducir al máximo el ruido añadido al receptor. La polarización de la señal del CMB se puede medir utilizando radiómetros del tipo polarímetro para determinar los parámetros de Stokes de las ondas recibidas del CMB [1].

Una forma de mejorar la sensibilidad consiste en utilizar interferómetros de microondas con receptores muy sensibles y un correlador electro-óptico novedoso que permita obtener en el infrarrojo cercano la imagen sintetizada de los parámetros de polarización del CMB. La mejora en sensibilidad viene dada por la posibilidad de aumentar en gran medida el número de receptores, al no tener la limitación de los telescopios de imagen directa, junto a una menor complejidad de los correladores propuestos [2].

En este trabajo se presenta el desarrollo de la sección de microondas de un prototipo de interferómetro en la banda de frecuencias de 10 a 20 GHz. La elección de esta banda de frecuencias para este instrumento permitirá sustraer la emisión sincrotrón y otras señales contaminantes que dominan en las frecuencias bajas del espectro pero que también están presentes a frecuencias más altas, y para las que no estarán diseñadas los futuros experimentos, ni desde tierra ni desde espacio.

## II. DISEÑO DEL INTERFERÓMETRO

En la Fig. 1 se muestra la arquitectura del interferómetro propuesto. En azul se incluye la parte de microondas, que se encargará de separar las dos componentes de polarización de la onda electromagnética recibida por la antena, así como de su amplificación y filtrado para conformar las dos bandas de frecuencia: la primera de 10 a 14 GHz y la segunda de 16 a 20 GHz, eliminando así señales interferentes en torno a 15 GHz presentes en el Observatorio de El Teide. Previo al filtrado y separación de la banda total en las dos sub-bandas, se utilizarán unos circuitos conmutadores de fase para introducir determinados desfases entre las dos componentes de polarización.

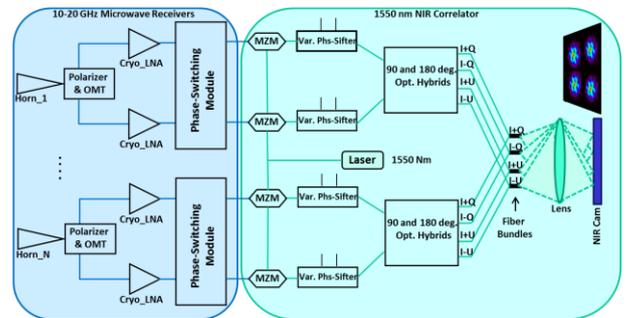


Fig. 1: Diagrama de bloques del interferómetro completo, incluyendo la parte de microondas (en azul) y la parte óptica (en verde).

Las salidas de cada banda se combinarán en unos módulos de correlación en microondas, formados por divisores de potencia e híbridos de 90°, para obtener cuatro salidas por cada polarización, las cuales son proporcionales a combinaciones de los parámetros de Stokes: I, Q y U.

Finalmente, las ocho salidas (cuatro por cada polarización) serán las entradas del correlador electro-óptico, que modularán una señal láser en el infrarrojo cercano (NIR) utilizando moduladores Mach-Zehnder (MZM). Estas señales, previamente filtradas, iluminarán una lente para generar la interferencia que recogerá una cámara NIR para conseguir las 8 imágenes sintetizadas correspondientes a las combinaciones I+Q, I-Q, I+U e I-U en las sub-bandas que han definido los filtros ópticos.

### III. DISEÑO DEL RECEPTOR DE MICROONDAS

La configuración de la parte de microondas del interferómetro se muestra en la Fig 2. Está formado por varios subsistemas de banda ancha, los cuales deben cubrir la totalidad de la banda desde 10 hasta 20 GHz, antes de la separación en frecuencia en dos sub-bandas. El primero de ellos es el módulo frontal, que opera a temperatura criogénica y está formado por una antena de bocina, un polarizador, un ortomodo (Ortho Mode Transducer = OMT), que divide la señal incidente en sus dos componentes de polarización circular a izquierdas (L) y circular a derechas (R), y dos amplificadores de muy bajo ruido. Los siguientes subsistemas operan a temperatura ambiente y están formados por dos módulos posteriores (BEM en la figura) y dos módulos de correlación de microondas. Cada módulo posterior consta de dos etapas amplificadoras claramente diferenciadas y un circuito conmutador de fase. Para separar las dos sub-bandas, se ha diseñado un diplexor, que proporciona a su salida las sub-bandas de 10 a 14 GHz y de 16 a 20 GHz. La primera etapa amplificadora debe cubrir la totalidad de la banda, ya que amplificará la señal antes del diplexor, mientras que la segunda etapa amplificadora solamente cada una de las dos sub-bandas. Es importante destacar que el nivel de potencia de salida a manejar por el módulo de microondas estará por encima de los 5 dBm para asegurar el correcto funcionamiento de los moduladores electro-ópticos.

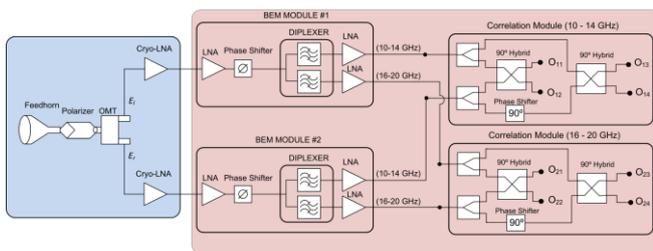


Fig. 2: Configuración de la parte de microondas del receptor (en azul la parte criogénica, y en rojo el módulo superior que opera a temperatura ambiente).

#### A. Amplificadores de bajo ruido

Aunque la figura de ruido del instrumento viene fijado, en su mayor parte por el amplificador criogénico, se optó por utilizar amplificadores de bajo ruido o ruido moderado en la cabecera del módulo posterior. Se han utilizado amplificadores comerciales de Analog Devices, modelo HMC565, con valores típicos de ganancia de 20 dB y figura de ruido de 2.6 dB. En la Fig. 3, en las curvas en color azul, se muestra la caracterización en términos de ganancia y ruido de una unidad alojada en un chasis de aluminio con conectores coaxiales super-SMA a una temperatura física de 300 K.

#### B. Circuito conmutador de fase

Como circuito conmutador de fase se ha escogido el modelo comercial CGY2173UH/C2 de 6 bits de OMMIC. La banda nominal de funcionamiento es desde 6 hasta 18 GHz, pero presenta un comportamiento razonable hasta 20 GHz. Es un conmutador de fase realizado sobre sustrato de arseniuro de galio (AsGa) con tecnología HEMT pseudomórfica de 0.18  $\mu\text{m}$  de longitud de puerta, que permite un desfase desde 0 a 360°, en saltos de 5.625°. El diseño está basado en una combinación de líneas de conmutación y filtros paso alto/paso bajo para conseguir minimizar las variaciones en los errores de

fase y en las pérdidas de inserción en toda la banda de operación. En la Fig. 4 se muestran medidas de las pérdidas de inserción y desfase para varios estados de conmutación en la banda 10-20 GHz, para una unidad montada en un chasis de aluminio con conectores coaxiales super-SMA.

#### C. Diplexor

El diplexor es el circuito encargado de separar la banda de 10 a 20 GHz en las dos subbandas: de 10 a 14 GHz y de 16 a 20 GHz para su posterior correlación, además de rechazar la banda de 14 a 16 GHz por las razones que han sido explicadas en apartados anteriores. Este diseño se ha desarrollado ex profeso para esta aplicación y está basado en una configuración equilibrada utilizando acopladores híbridos en la rama principal y filtros paso banda muy selectivos para determinar ambas bandas de salida [3]. La topología del circuito utiliza la combinación de dos acopladores híbridos 90° con dos filtros paso banda idénticos para la banda alta entre ambos acopladores. Un filtro paso banda diseñado para la banda baja, se conecta en el puerto aislado del acoplador de entrada. La banda alta de frecuencia se obtiene a través de las ramas acopladas de los híbridos, mientras que a través del puerto aislado del primer híbrido se obtiene la banda inferior. El diplexor se ha fabricado en sustrato CLTE-XT de 0.254 mm de grosor ( $\epsilon_r=2.89$ ) de Rogers Corporation. Se ha montado en un chasis, con conectores coaxiales super-SMA. En la Fig. 5 se muestran los parámetros de Scattering medidos y simulados del diplexor. Se ha conseguido unas pérdidas de inserción en torno a 3.3 dB y un aislamiento entre bandas mayor de 20 dB.

#### D. Amplificadores de media potencia

Para amplificar la señal de salida del diplexor en la banda superior se han utilizado unos amplificadores con un mayor nivel de compresión. Son amplificadores distribuidos de banda muy ancha, modelo TGA2526 de Qorvo, con una ganancia típica de unos 17 dB y con un punto de compresión 1-dB mínimo de +17 dBm de potencia de salida. Este amplificador se ha caracterizado en un chasis con conectores coaxiales y su ganancia y figura de ruido se muestran en la Fig. 3 (trazas rojas).

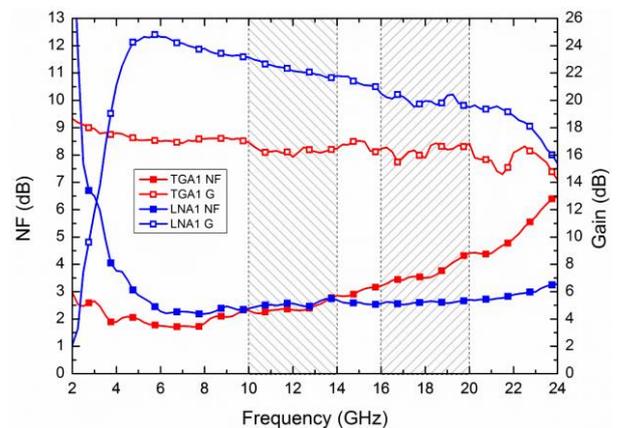


Fig. 3: Ganancia y figura de ruido medido para los amplificadores HMC565 (LNA1 en azul) y TGA2526 (TGA1 en rojo) a 300 K.

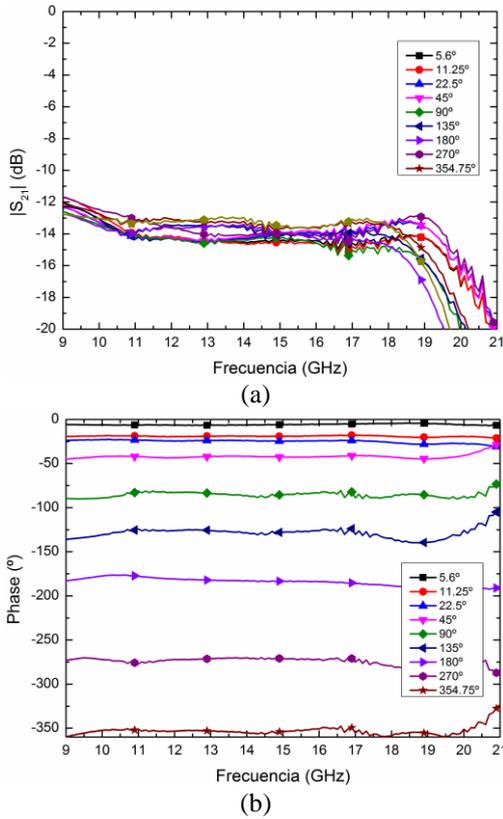


Fig. 4: Pérdidas de inserción (a) y desfase introducido (b) del circuito conmutador de fase para varios estados.

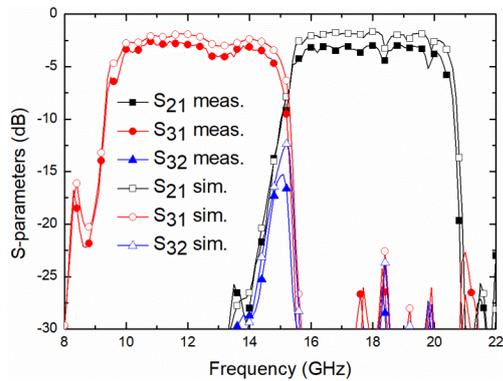


Fig. 5: Parámetros de Scattering del diplexor, medidas y simulaciones.

### E. Módulo de correlación en microondas

Este módulo combina las señales provenientes de las dos componentes de polarización (circular a derechas e izquierdas) para cada sub-banda. Es un dispositivo 6 puertos, con dos entradas, una para cada componente, y cuatro salidas, proporcionales a combinaciones de los parámetros de Stokes: I+Q, I-Q, I+U e I-U. Para ello utiliza divisores de potencia de tipo Wilkinson, híbridos de 90° y desfasadores de 90°. Lógicamente, cada sub-banda tiene un diseño de correlador propio. En la Fig. 6 se muestra una fotografía del correlador para la banda inferior de 10 a 14 GHz. Al igual que el resto de circuitos, se ha montado en un chasis con conectores super-SMA. Los resultados de medida se muestran en la Fig. 7 para la banda inferior. Se muestran las pérdidas de inserción entre una de las entradas y las cuatro salidas, así como las adaptaciones de las entradas y el nivel de aislamiento entre ellas. Las pérdidas de inserción medidas están en torno a los 8 dB, con aislamientos mejores de 20 dB en las dos sub-

bandas. En las gráficas se muestran también el desequilibrio en amplitud y las diferencias de fase entre las cuatro salidas. Se han conseguido resultados similares para la sub-banda de frecuencia superior.

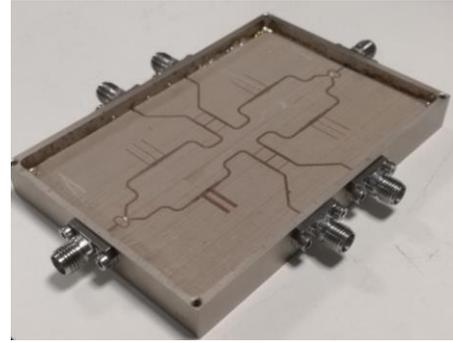


Fig. 6: Fotografía del correlador de la banda 10-14 GHz.

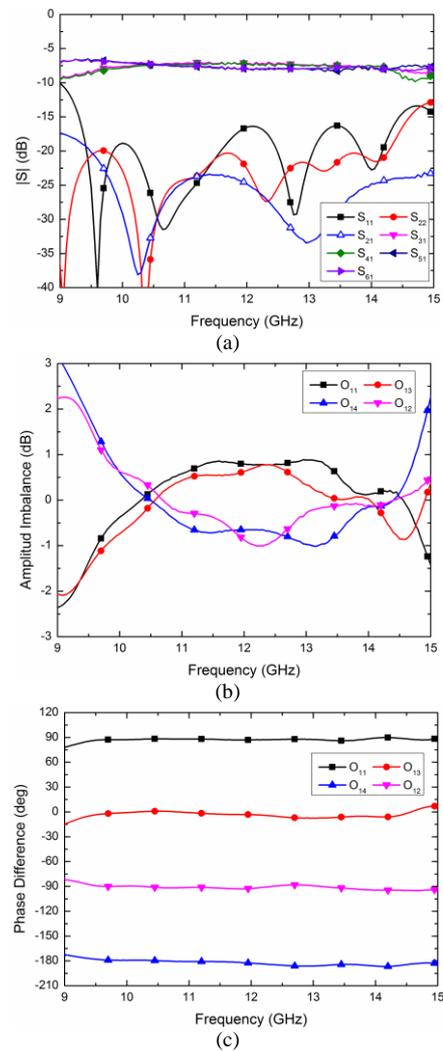


Fig. 7: Resultados de medida del correlador 10-14 GHz. (a) Pérdidas de inserción, adaptación y aislamiento (parámetro  $S_{21}$ ). (b) Desequilibrio en amplitud entre salidas. (c) Desfase entre salidas.

## IV. CARACTERIZACIÓN DEL SISTEMA A TEMPERATURA AMBIENTE

La integración del módulo posterior, que opera a temperatura ambiente, se llevó a cabo sobre una placa de

circuito impreso (PCB) en sustrato FR4 para acomodar los circuitos de microondas junto con los de alimentación de DC. En la Fig. 8 se muestra una fotografía de una de las 4 placas construidas que posteriormente irán integradas en un rack.

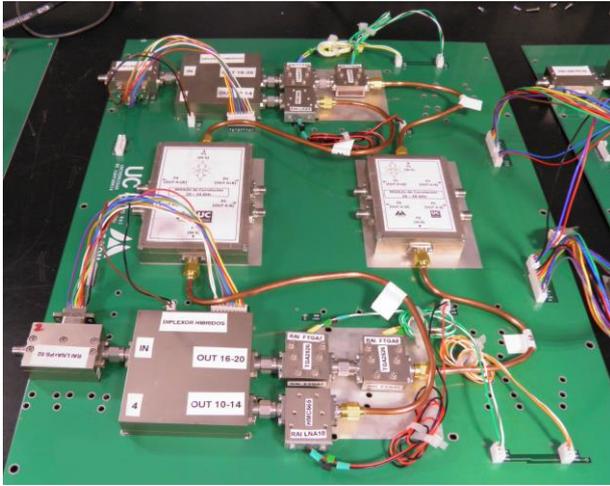


Fig. 8: Placa de integración del módulo posterior.

Para la caracterización de cada módulo posterior, inicialmente se ha conectado una fuente de ruido (modelo HP346C) a través de un divisor de potencia, y se han medido las potencias de salida, así como sus espectros, en cada una de las ocho salidas de los correladores (cuatro por cada sub-banda). Estas medidas se han realizado para la fuente en su estado ON para tener una señal de entrada por encima del ruido del sistema y no se han utilizado los subsistemas del módulo frontal por no afectar a la funcionalidad del módulo posterior, simplemente a los niveles de potencia. Se han tomado medidas cambiando los desfases introducidos por los dos conmutadores de fase (uno por cada rama), los cuales van cambiando sus desfases relativos controlados a través de una placa Arduino. Se han tomado medidas para desfases desde 0 a 360° con saltos de 45°, aunque el circuito conmutador de fase permite saltos desde 5.625°. En la Fig. 9 se muestran los espectros de las ocho salidas (cuatro por cada sub-banda) para el estado '0-0' de los conmutadores de fase, donde se pueden apreciar los cambios de nivel en función de la salida y la conformación de las dos sub-bandas de frecuencia. Para el resto de estados los resultados son similares, aunque los niveles de cada salida se intercambian en función de los estados de los conmutadores de fase. En la Fig. 10 se muestran las potencias medidas para las cuatro salidas del correlador de la banda 16-20 GHz para los 64 estados, correspondientes a saltos de fase de 45°. Se ha obtenido una medida similar para la sub-banda inferior. Dado que los circuitos que forman las dos ramas de cada tarjeta presentan diferencias de fase entre ellas, se deberá realizar un ajuste de fase para, en la medida de lo posible, igualar las dos ramas, a través de un componente coaxial de ajuste.

## V. CONCLUSIONES

Se ha presentado el receptor de microondas de un prototipo de interferómetro en la banda 10-20 GHz. Se han utilizado circuitos comerciales para los amplificadores y conmutadores de fase. Se han realizado diseños a medida para los circuitos diplexor y correladores, así como para los componentes en guía de onda que van enfriados a temperatura criogénica. Los circuitos desarrollados separan las componentes de

polarización de la onda incidente, amplifican y dividen la banda total en dos sub-bandas, además de introducir desfases entre las dos ramas para que, a través del proceso de calibración, permitan eliminar errores sistemáticos. Se ha caracterizado el módulo posterior en las dos sub-bandas, obteniendo la potencia de salida y los espectros a las salidas de los correladores para los diferentes estados de los conmutadores de fase.

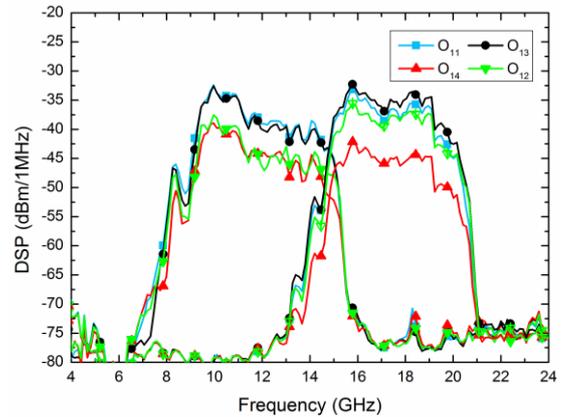


Fig. 9: Espectro de las cuatro señales de salidas de cada correlador para el estado de fase '0-0'.

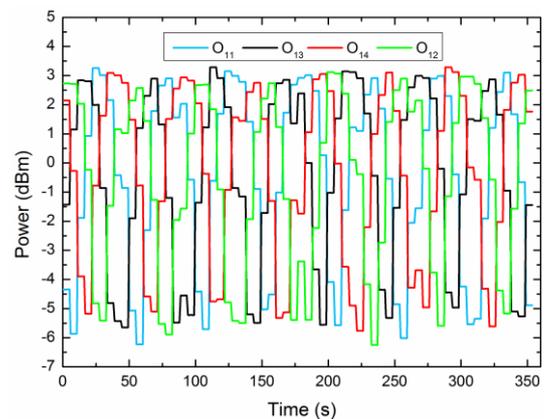


Fig. 10: Potencias de las cuatro señales de salida del correlador de la banda superior para los 64 estados.

## AGRADECIMIENTOS

El desarrollo de los receptores se ha financiado con ayuda del Plan Estatal de Investigación Científica y Técnica y de Innovación, del Ministerio de Economía y Competitividad, referencia ESP2015-70646-C2-2-R. Los autores agradecen a Eva M<sup>a</sup> Cuerno la cuidadosa fabricación y montaje de los circuitos.

## REFERENCIAS

- [1] M.R. Pérez-de-Taoro et al, "QUIJOTE-CMB experiment: a technical overview" Proc. SPIE 9145, Ground-based and Airborne Telescopes V, 91454T (22 July 2014); doi: 10.1117/12.2055821
- [2] Christopher Schertz, et al, "Realization of a video-rate distributed aperture millimeter-wave imaging system using optical upconversion", Proc. SPIE 8715, Passive and Active Millimeter-Wave Imaging XVI, 87150I (31 May 2013); doi: 10.1117/12.2016138
- [3] Richard I. Cameron, Ming Yu, "Design of manifold-coupled multiplexers", IEEE Microwave Magazine, vol. 8, Issue 5, Oct. 2007 doi: 10.1109/MMM.2007.904715