UNIVERSIDAD DE CANTABRIA

Departamento de Ingeniería de Comunicaciones

TESIS DOCTORAL

Desarrollos Tecnológicos Orientados a Interferómetros de Gran Formato con Aplicaciones en Radioastronomía

Autor: **David Ortiz García**

Directores: **Francisco Javier Casas Reinares** -**Eduardo Artal Latorre**

Tesis doctoral para la obtención del título de Doctor por la Universidad de Cantabria en Tecnologías de la Información y Comunicaciones en Redes Móviles

Santander, Abril de 2017

A mis padres, mi hermana
y a Mari Carmen.

Agradecimientos

Después de todo este tiempo, es complejo reunir en unos pocos párrafos a todas las personas que gracias a su apoyo han hecho que mi tesis esté llegando a su punto final.

Lo primero y más importante, quiero agradecer a Eduardo Artal por confiar en mí y darme la oportunidad de comenzar a trabajar en el mundo de la investigación, más concretamente en el campo de la instrumentación dirigida a la radioastronomía. Tras una breve etapa en el Departamento de Ingeniería de Comunicaciones de la Universidad de Cantabria, llegó el momento de trabajar con la gente del grupo de Cosmología Observacional e Instrumentación del Instituto de Física de Cantabria. Fue aquí donde Patxi Casas apostó por dirigirme junto a Eduardo todo el trabajo que está descrito en este documento. Gracias también a él por su ayuda, su experiencia y sus consejos para seguir adelante.

Agradecer a Jesús Mirapeix y Rubén Ruiz del departamento TEISA y a Ángel Valle del IFCA por haberme refrescado los conocimientos adquiridos durante la carrera sobre el interesante mundo de la ingeniería fotónica. Gracias a su apoyo se ha realizado una caracterización de diferentes circuitos ópticos que ayudará a proseguir con trabajos futuros dentro de este campo. También agradecer a Félix Gracia por ayudarnos con las primeras medidas realizadas sobre el sistema de correlación óptica mediante lentes y a Yolanda Martín que junto al resto de personal perteneciente al Instituto Astrofísico de Canarias se encargó de la caracterización de nuestra cámara infrarroja. Ojalá en un futuro no muy lejano pueda volver a hacer nuevas medidas con todos ellos.

No quisiera pasar por alto tampoco a mis compañeros Biuse, Raúl, Airam y Luis. Con ellos he compartido despacho durante los últimos años siendo aún incapaz de entender a día de hoy a qué se dedican. Calculo que no lo entienda jamás, pero…. ¿y si sí?

En un plano más personal, quiero dar un sincero agradecimiento a todos los colegas con los que he compartido largos ratos de laboratorio, y otros muchos fuera de él. A Jaime, quien fue mi guía durante toda la carrera y ha seguido encaminándome día a día. A J. Vicente, "¿Fredo o Falarios?", por ser un tipo tan peculiar y a Juan Luis y Kike, quienes tuvieron que poner algún punto de cordura en todo esto. Me siento orgulloso de haberos tenido como compañeros y espero que nunca se debilite esta unión que tenemos. Tras ellos, agradecer al personal del laboratorio de tecnología y del taller mecánico, por su apoyo en la fabricación y montaje de los circuitos diseñados.

Gracias a mi familia, a los que están y a los que se fueron, porque ellos han sido el pilar sobre el que he conseguido apoyarme en los momentos más duros, cuando uno piensa si todo esto merece la pena. Especialmente a Mari Carmen, porque con ella todo lo veo de distinta manera y siempre ha estado ahí cuando más lo he necesitado. ¡NDDS, Coco!

Con estas líneas ya termino de escribir mi tesis pudiendo decir por fin nuestra gran frase: "Funcionar, ¡FUNCIONA!"

El presente trabajo ha sido financiado por el Ministerio de Economía y Competitividad, a través del proyecto de Plan Nacional de I+D+i con referencia ESP2015-70646-C2-1-R, los proyectos pertenecientes al programa de Astronomía y Astrofísica, AYA2010-21766-C03-01 y AYA2012-39475-C02-01 y del programa CONSOLIDER-INGENIO 2010 con referencia CSD2010-00064.

Resumen

Durante los últimos años, la medida con precisión de la polarización del Fondo Cósmico de Microondas (CMB) es un tema de gran importancia para la comunidad científica que trabaja en el área de la astronomía extra-galáctica. A través del estudio del CMB en múltiples bandas frecuenciales mediante receptores muy sensibles, se persigue la detección de diferentes parámetros cosmológicos como por ejemplo las ondas gravitacionales primordiales, mediante la medida de los modos B de polarización, entre otros. Dicha detección supondría una confirmación directa del periodo inflacionario del Universo.

Los límites tecnológicos determinan la sensibilidad alcanzada por los experimentos diseñados para el estudio de la polarización del CMB en los que se está trabajando actualmente. Concretamente, el grupo de investigación participa en el diseño de diferentes desarrollos instrumentales destinados a explorar diferentes bandas de frecuencia comprendidas entre 10 y 47 GHz. Las limitaciones presentadas por estos receptores son debidas principalmente al gran ancho de banda de funcionamiento que debe cubrirse y al bajo nivel de potencia de las señales que se pretenden analizar.

Esta tesis está enfocada al estudio y caracterización de diferentes desarrollos tecnológicos orientados a futuros interferómetros de gran formato, los cuales mejorarán los resultados de sensibilidad conseguidos hasta la fecha. Estos resultados se obtendrán mediante la combinación de las señales pertenecientes a cientos o hasta miles de receptores operando en un determinado rango frecuencial. Los trabajos realizados durante el desarrollo de la presente tesis, abarcan un amplio campo de conocimiento que comprende desde la fabricación mecánica y la configuración de los diferentes

sistemas hasta el diseño y medida de los prototipos propuestos. Inicialmente, se crearon diseños de antenas planas con el fin de evaluar su competitividad frente a las antenas de bocina que suelen utilizarse en los receptores operando en estas bandas de frecuencia. Tras este estudio se analizaron dos topologías de correladores de señal, en tecnología analógica y digital, comparando los resultados obtenidos con los diferentes prototipos diseñados. Finalmente, debido a las limitaciones que presentan ambas clases de correladores a la hora de combinar un elevado número de señales de microondas, se ha trabajado en el diseño e implementación de prototipos de correladores electro-ópticos.

Estos nuevos correladores realizan una traslación de la frecuencia de las señales recibidas desde el rango de microondas al infrarrojo cercano (1550 nm) gracias al uso de moduladores electro-ópticos comerciales desarrollados generalmente en tecnología de Niobatio de Litio ($LiNbO_3$). Una vez caracterizada la etapa de conversión en frecuencia, se han realizado unas medidas preliminares con el fin de estudiar el proceso que se encargará, a través de elementos ópticos, de correlar todas las señales de salida de los moduladores que formen parte del instrumento. La detección final de las señales resultantes de dicha correlación se llevará a cabo mediante una cámara infrarroja que opera en la misma longitud de onda, obteniéndose así lo que se suele denominar una imagen sintetizada de la región del cielo abarcada por el instrumento diseñado.

Acrónimos

ADC: Analog to Digital Converter

ADU: Analog to Digital Unit

AST: Applied Scintillation Technologies

BB: Banda Base

BOSA: Brillouin Optical Spectrum Analyzer

CCD: Charge-Coupled Device

cm: centímetro

CMB: Cosmic Microwave Background

CPW: Coplanar Waveguide

dB: Decibelio

dBi: Decibelio referido al radiador isotrópico

DICOM: Departamento de Ingeniería de Comunicaciones

FEM: Front-End Module

FGI: Forty Gigahertz Instrument

FI: Frecuencia Intermedia

FoV: Field of View

FPGA: Field Programmable Gate Array

fps: Frames per Second

GHz: Gigahercio

HPBW: Half Power Bandwidth

IAC: Instituto Astrofísico de Canarias

ICTS: Infraestructuras Científicas y Técnicas Singulares

IFCA: Instituto de Física de Cantabria

kHz: kilohercio

$LiNbO_3$: Niobatio de Litio

LISA: Laboratorio de Imágenes y Sensores para Astronomía

LNA: Low Noise Amplifier

mA: miliamperio

MFI: Multi-Frequency Instrument

MHz: Megahercio

mm: milímetro

ms: milisegundo

mV: milivoltio

MZM: Mach Zehnder Modulator

NIR: Near Infra-Red

nm: nanómetro

Ohm: Ohmio

OL: Oscilador Local

OT : Observatorio del Teide

PSF: Point Spread Function

QUIJOTE: Q, U, I Joint Tenerife

RF: Radiofrecuencia

RSBMNF: Red de Salas Blancas de Micro y Nano Fabricación

SSB-SC: Single Sideband Suppressed Carrier

TEC: Thermo Electric Control

TGI: Thirty Gigahertz Instrument

TTL: Transistor-transistor Logic

UC: Universidad de Cantabria

μm: micrómetro

μs: microsegundo

V: Voltio

VI: Virtual Instrument

Vpp: Voltios pico a pico

Índice

Agradecimientos iii

Resumen v

Acrónimos vii

Índice ix

Capítulo I - Introducción 13

1.1. El Fondo Cósmico de Microondas (CMB) 14

1.2. Interferómetros en radioastronomía para experimentos de alta sensibilidad 16

1.3. Motivación de la tesis 18

1.4. Estructura del trabajo 19

Capítulo II - Receptores para radioastronomía 21

2.1. Introducción 21

2.2. Receptores para radioastronomía 22

2.3. Antenas para receptores embarcados en satélite 25

2.3.1. Antenas impresas para radioastronomía 26

2.3.2. Antena impresa en banda Ka 27

A. Diseño de la antena impresa 27

B. Caracterización de la antena 29

2.3.3. Array de antenas planas 33

A. Diseño y simulación del array 33

B. Caracterización del array 36

2.4. Conclusiones 39

Capítulo III - Interferómetros con correladores analógicos 41
3.1. Introducción 41
3.2. Correladores analógicos en banda base 43
A. Simulación 44
B. Diseño 45
C. Medidas 46
3.3. Correlador analógico a 30 GHz 50
A Diseño 51
B. Medidas 52
3.4. Viabilidad para correladores de gran formato 58
3.5. Conclusiones 62
Capítulo IV - Interferómetros con correladores digitales 65
4.1. Introducción 65
4.2. Hardware 66
4.3. Correlador digital en banda base 67
A. Simulación 68
B. Medidas 70
4.4. Correlador digital en banda base para la medida de la polarización a 90 GHz 74
4.4.1. Aplicación a la medida de polarización con señales sinusoidales 77
4.4.2. Aplicación a la medida de polarización con señales de ruido blanco 79
4.5. Conclusiones 84
Capítulo V - Interferómetros con correladores ópticos 87
5.1. Introducción 87
5.2. Etapa de conversión en frecuencia para señales de 26 a 36 GHz 89
5.2.1. Diodo láser 89
5.2.2. Elementos de distribución de señal óptica 92
5.2.3. Moduladores Mach-Zehnder 95
5.2.4. Medidas experimentales 97
5.3 Etapa de conversión en frecuencia para señales de 10 a 20 GHz 102
5.3.1. Moduladores para la banda de 10 a 14 GHz 103
5.3.2. Medidas experimentales 104

5.4. Control de estabilidad mediante lazo de realimentación 109
5.4.1 Realimentación mediante controlador de bias 109
5.4.2 Realimentación mediante lock-in amplifier 110
5.5. Cámara NIR 119
5.5.1. Ruido 120
5.5.2. Linealidad 121
5.5.3. Sensibilidad 122
5.5.4. Rango dinámico 123
5.6. Etapa de correlación 124
5.7. Conclusiones 128
Capítulo VI - Conclusiones y líneas futuras. 133
6.1. Conclusiones 133
6.2. Líneas futuras 136
Anexo I - Planos de la estructura para el array de antenas planas 139
Publicaciones 147
Referencias 151

Capítulo I
Introducción

En la actualidad, para explicar el origen del Universo, la teoría o hipótesis del Big-Bang es la que más aceptación presenta por parte de la sociedad científica [1.1-1.3]. Según este paradigma, todo comenzó hace unos 13.700 millones de años con una gran explosión. El Universo primigenio, que inicialmente se caracterizaba por ser homogéneo e isótropo y por presentar una densidad de energía increíblemente grande, con presiones y temperaturas enormes, comenzó a expandirse y enfriarse muy rápidamente. Un instante infinitesimalmente pequeño después del inicio de todo, la inflación cósmica empezó y el Universo comenzó a expandirse de forma exponencial.

Con el crecimiento en tamaño del Universo, aparecieron las primeras partículas elementales y comenzaron a formarse otras más complejas como protones y neutrones junto con sus correspondientes antipartículas. Más tarde, protones y neutrones se combinaron para formar los núcleos de deuterio, helio y e hidrógeno. Pasados aproximadamente 300.000 años del Big-Bang, la temperatura del Universo había disminuido lo suficiente como para que los electrones y los núcleos se combinasen y formaran átomos neutros (recombinación). Con este hecho, se produjo una radiación dominada por fotones que se desacopló de los átomos y continuó por el espacio prácticamente sin obstáculos. Dicha radiación primigenia es conocida como radiación del Fondo Cósmico de Microondas (CMB, de sus siglas en inglés) [1.4].

Con el paso del tiempo, debido al efecto gravitatorio, en algunas regiones ligeramente más densas respecto a una materia casi uniformemente distribuida se comenzaron a formar nubes de polvo y gas, estrellas, galaxias y el resto de las

estructuras astronómicas que actualmente se observan. En la Figura 1.1. se representa la cronología de la evolución del Universo de acuerdo con la citada teoría.

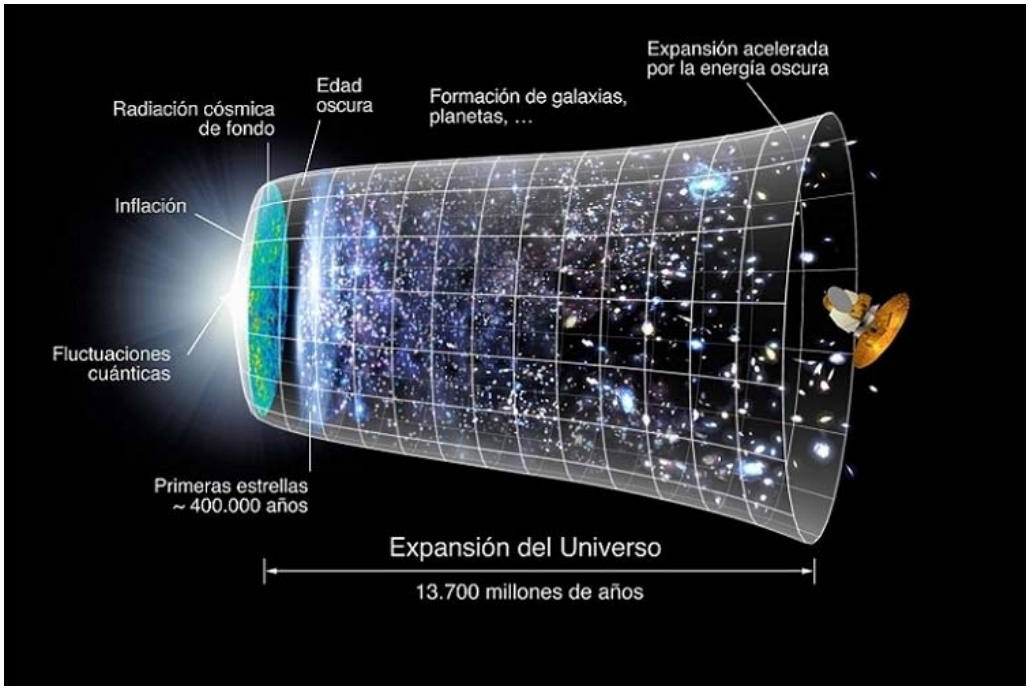


Fig. 1.1. Cronología de la expansión del Universo de acuerdo a la teoría del Big-Bang [1.3].

1.1. El Fondo Cósmico de Microondas (CMB)

Como se ha comentado, el CMB es la luz más primigenia del Universo y representa un punto crucial para la cosmología fundamental como evidencia del Big-Bang. Según este modelo, antes de la recombinación el Universo primitivo era un plasma compuesto principalmente por electrones, fotones y bariones (protones y neutrones). Los fotones estaban constantemente interactuando con los electrones libres mediante un proceso conocido como dispersión Thomson. A medida que el Universo se fue expandiendo y enfriando hizo que fuera posible que los electrones se combinasen formando átomos de hidrógeno. Esto ocurrió cuando la temperatura alcanzó un valor entorno a los 3000 K, aproximadamente 380. 000 años después del Big-Bang. A partir de ese momento, los fotones pudieron viajar libremente a través del espacio sin rozar con los electrones dispersos. Este fenómeno es conocido como era de la recombinación siendo la radiación de fondo de microondas el resultado de ese periodo. Al irse expandiendo el Universo, la radiación también fue disminuyendo su temperatura, lo cual explica por qué hoy en día es sólo de unos 2,7 K. La energía de los fotones fue posteriormente desplazándose hasta longitudes de onda mayores debido a la expansión del Universo, la cual mantenía su espectro de cuerpo negro pero causaba que su

temperatura disminuyese. Esto explica por qué dicha radiación se encuentra hoy en día en el rango de las microondas dentro del espectro electromagnético. Se piensa que la radiación del CMB es observable desde todo punto del Universo, proveniente de todas direcciones, y con una temperatura extremadamente uniforme en todo el espacio. Sin embargo, pequeñas variaciones de temperatura o fluctuaciones (del orden de una parte por millón) pueden ofrecer un gran entendimiento sobre el origen, evolución y contenido del Universo.

La existencia del CMB fue predicha por George Gamow, Ralph Alpher y Robert Hermann en 1948 [1.5]. Es más, Alpher y Herman pudieron estimar que la temperatura del fondo de radiación de microondas era 5 K, aunque dos años después, la reestimaron en 2.8 K. No fue descubierta hasta 1964 cuando A. Penzias y R. Wilson la detectaron accidentalmente durante una campaña de medidas en los laboratorios Bell usando un receptor de alta sensibilidad. La antena recibía una débil señal de ruido la cual no se podía eliminar donde quiera que se apuntara dicha antena [1.6]. Se comprobó que esta radiación era isotrópica y consistente con el espectro de un cuerpo negro a unos tres Kelvin. El resultado obtenido por Penzias y Wilson coincidía con la predicción hecha por el cosmólogo P. J. E. Peebles y desde entonces este resultado es la prueba más importante que sustenta la teoría de la gran explosión.

Desde que el CMB se midiese por primera vez, se han desarrollado muchos experimentos terrestres y misiones espaciales para estudiar sus características. La primera misión espacial dedicada a la medida de las anisotropías del CMB fue COBE [1.7] (COsmic Background Explorer, lanzada en 1989), desarrollada por la NASA. El instrumento FIRAS, un espectrofotómetro utilizado para medir el espectro de la radiación de fondo de microondas a bordo de este satélite midió el espectro del CMB y encontró que era prácticamente el de un cuerpo negro a una temperatura de 2.728 ± 0.002 K. Esta medida coincidía prácticamente al 100% con las predicciones de la teoría del Big-Bang.

Posteriormente a esta misión, se lanzaron al espacio los satélites WMAP en 2001 [1.8] y PLANCK en 2009 [1.9] para estudiar el CMB con mayor sensibilidad instrumental y así obtener imágenes más precisas del Universo primitivo. La Figura 1.2. muestra la evolución de las medidas realizadas con los diferentes experimentos sobre las anisotropías generadas por el mecanismo de la inflación cósmica de un Universo muy

temprano, pertenecientes al momento de la recombinación, cuando el Universo tenía 380.000 años [1.10].

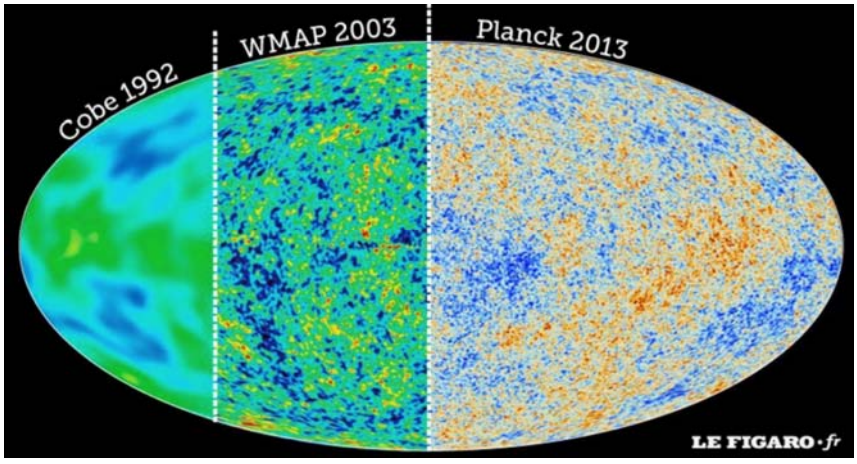


Fig. 1.2. Imagen de los diferentes mapas obtenidos por los satélites COBE, WMAP y PLANCK.

Los instrumentos utilizados hasta el momento en las misiones espaciales previamente citadas, así como en multitud de experimentos terrestres, se pueden catalogar como instrumentos de imagen directa ya que utilizan un sistema óptico basado en espejos y varios detectores acoplados a antenas de bocina para obtener imágenes con la resolución y sensibilidad adecuadas en cada caso. Por otro lado, en los últimos años, se vienen desarrollando interferómetros con el fin de realizar estudios sobre el CMB con una sensibilidad y resolución sin precedentes. Una de las características más importantes de este tipo de instrumentos comparados con otros de imagen directa que trabajan desde tierra es que son menos sensibles a las fluctuaciones producidas por fenómenos atmosféricos. El Observatorio del Teide (OT) en Tenerife [1.11] es un lugar donde ya se han realizado trabajos que demuestran el buen comportamiento de los interferómetros en la banda de 33 GHz [1.12].

1.2. Interferómetros en radioastronomía para experimentos de alta sensibilidad

Un interferómetro para radioastronomía es un instrumento formado por un conjunto de antenas que combinan señales electromagnéticas provenientes de una misma región del cielo para de esta forma conseguir una mayor resolución angular que cada una trabajando de forma independiente [1.13]. La recepción de señales muy débiles provenientes del CMB requiere del uso de receptores con muy alta sensibilidad para que su propio ruido no enmascare la señal a medir. Con el uso de la interferometría, dicha combinación se consigue multiplicando las señales recibidas y

promediándolas temporalmente, realizando una función conocida como correlación. Dicha combinación de señales puede realizarse por pares de antenas o haciendo interferir las señales de todas las antenas a la vez para obtener medidas con mayor sensibilidad que la obtenida usando instrumentos de imagen directa en los que el número de receptores se encuentra limitado por las dimensiones del plano focal del telescopio en el que estén instalados. La combinación de dichas señales requiere una sincronización de alta calidad así como un buen control de las fases de las señales que recibe cada una de las antenas del interferómetro. De los diferentes tipos de interferómetro, uno de los más habitualmente utilizados en radioastronomía es el interferómetro multiplicador. A modo de ejemplo, la Figura 1.3. muestra el caso más sencillo, que se corresponde con el interferómetro de dos elementos (antenas). Este tipo de interferómetros cuya función es combinar las señales por pares de antenas suelen ser catalogados como tipo Michelson [1.14].

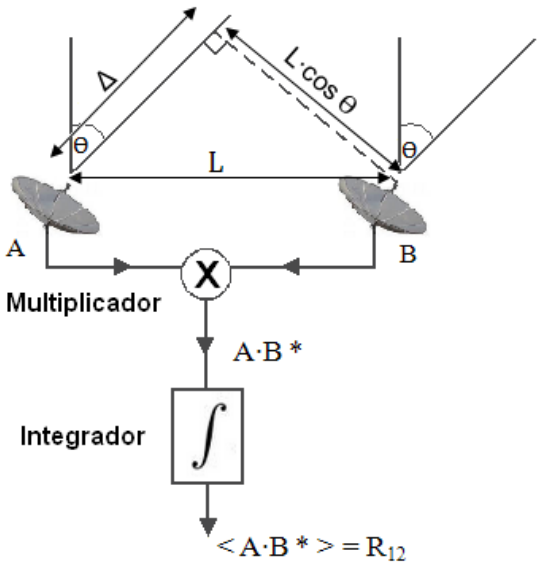


Fig. 1.3. Esquema simplificado de un interferómetro de dos elementos.

Asumiendo por simplicidad una fuente de radiación monocromática a una cierta longitud de onda λ y suponiendo unas condiciones de trabajo en campo lejano (la distancia a la fuente de radiación es mucho mayor que L^2/λ siendo L la separación entre las antenas), la señal de salida del correlador se corresponde con la expresión mostrada en (1.1),

$$R_{12} = \left|\vec{E}_1\right|^2 \cdot e^{i\frac{2\cdot\pi\cdot c}{\lambda}\cdot\tau_g} \qquad (1.1)$$

siendo τ_g el desfase correspondiente a la separación física existente entre las antenas.

$$\tau_g = \frac{\Delta}{c} = \frac{L \cdot \sin\theta}{c} \tag{1.2}$$

A medida que la fuente que se esté observando con las antenas se desplace por el cielo, el desfase entre la señal recibida por cada antena del interferómetro irá variando. Además, pequeñas imprecisiones en la determinación de las posiciones de las antenas o de la fuente en el cielo podrían ocasionar que estos desfases no fuesen los correctos, de manera que la posición aparente de la fuente estaría equivocada. A medida que se aumenta el número de antenas que forman el interferómetro, más se complica el cálculo de dichos desfases. Por esta razón, se calcula un conjunto de desfases teóricos para corregir los posibles errores sistemáticos (calibración) y conseguir que el frente de ondas recibido del CMB esté sincronizado en todas las antenas para todo instante de tiempo en el que se esté midiendo.

Todo esto hace que el diseño y fabricación de este tipo de correladores sea bastante complejo, existiendo otras alternativas que pueden ser utilizadas para combinar señales del CMB dependiendo principalmente de la sensibilidad requerida en cada caso.

1.3. Motivación de la tesis

El trabajo de esta tesis se enmarca dentro de un proyecto en el que se pretende realizar un estudio observacional de la física del período inflacionario del Universo basándose en datos del CMB obtenidos por el experimento QUIJOTE (Q, U, I Joint Tenerife) [1.15] y el satélite Planck de la Agencia Europea del Espacio (ESA) [1.16].

Dentro de los objetivos de este proyecto se encuentra el desarrollo de un instrumento de imagen directa a 41 GHz (FGI de sus siglas en inglés) que extienda el actual rango de frecuencias del experimento QUIJOTE e incremente su sensibilidad. La sensibilidad de estos instrumentos es proporcional al número de receptores, es decir, a mayor número de receptores menor tiempo de observación es necesario para medir las fluctuaciones más pequeñas en la temperatura del CMB. Sin embargo, en el caso de instrumentos de imagen directa como los desarrollados para este experimento, el número de receptores que presentan está limitado por el tamaño del plano focal del telescopio en el que van instalados.

Esta es la principal razón por la que en paralelo al desarrollo de este instrumento, se propone explorar la viabilidad de un futuro interferómetro de gran formato, con cientos de receptores, mediante el desarrollo de un prototipo para el que se reutilizarían los receptores del instrumento de 30 GHz (TGI de sus siglas en inglés) del experimento QUIJOTE. En la actualidad existen interferómetros que están desarrollando un papel fundamental en el análisis de parámetros cosmológicos a través de observaciones del CMB [1.17-1.19]. La principal ventaja de estos instrumentos reside en que no requieren de un telescopio, por lo que potencialmente pueden alojar cientos de receptores que incrementan enormemente su sensibilidad. Sin embargo, en la práctica, el número de receptores que presentan es bastante reducido debido a la complejidad de correlar una gran cantidad de señales de microondas de banda ancha [1.19].

Por todo lo anterior, el presente trabajo de tesis se centra en determinar las ventajas e inconvenientes de los distintos tipos de correladores, las topologías óptimas de futuros interferómetros de gran formato y en el desarrollo de demostradores que apoyen las conclusiones obtenidas.

1.4. Estructura del trabajo

Esta tesis se encuentra dividida en diferentes capítulos, cada uno de ellos describiendo los diferentes prototipos de correladores desarrollados junto con las ventajas e inconvenientes que presentan con vistas a formar parte de un futuro interferómetro con cientos de receptores diseñado para aplicaciones de radioastronomía. En el presente capítulo se ha realizado una breve introducción del campo de trabajo al que van dirigidos los distintos prototipos analizados.

El Capítulo II hace una descripción de los subsistemas pertenecientes al TGI que se pretenden reutilizar para implementar un demostrador interferométrico que opere en esa banda frecuencial. Junto a estos subsistemas, se detallan también un prototipo de receptor funcionando en banda W (81 a 99 GHz) cuyas señales de salida también se pueden utilizar en uno de los demostradores de correlador propuestos. Finalmente, se detalla en este capítulo el diseño y fabricación de antenas planas en la banda de 30 GHz para comparar su comportamiento con el de las antenas de bocina utilizadas habitualmente en los receptores de radioastronomía.

El amplio campo del desarrollo de interferómetros con correladores analógicos se trata a lo largo del Capítulo III. En él se proporcionan algunos ejemplos de correladores que se han utilizado en otros experimentos y posteriormente se describen dos tipos de correladores analógicos desarrollados en nuestro grupo analizando los resultados obtenidos en ambos casos.

El Capítulo IV se encuentra centrado en los diseños de interferómetros con correladores digitales, mostrando de nuevo ejemplos que se han desarrollado en diferentes proyectos. También se incluyen en este capítulo ejemplos de correladores simulados y posteriormente implementados, describiendo las ventajas y limitaciones que estos poseen en comparación con los desarrollados en tecnología analógica.

Los estudios realizados sobre correladores en frecuencias ópticas se presentan en el Capítulo V. Esta solución se prevé como la más prometedora para interferómetros de gran formato con grandes anchos de banda de correlación. Se presentan de nuevo los demostradores desarrollados y las características del instrumento que se ha seleccionado como demostrador para un interferómetro de gran formato que permita el estudio de la polarización del CMB en diferentes rangos de frecuencias de microondas con una sensibilidad sin precedentes hasta la fecha.

Finalmente, el Capítulo VI resume los principales resultados obtenidos a lo largo de la tesis, presentando las principales conclusiones que se extraen de este documento y describiendo las líneas futuras con las que continuar el presente trabajo.

Capítulo II
Receptores para radioastronomía

2.1. Introducción

Los receptores que se describen a lo largo de esta tesis están destinados a su uso en aplicaciones de radioastronomía operando en las bandas de microondas y milimétricas. Generalmente este tipo de receptores está asociado a sistemas criogénicos que se encargan de enfriar hasta temperaturas de pocos Kelvin, al menos sus módulos frontales (FEM de sus siglas en Inglés) con el fin de mejorar la temperatura de ruido del receptor completo y en consecuencia, la sensibilidad del mismo. Esto es debido al efecto que tiene la reducción de temperatura sobre los diferentes elementos del FEM. Los componentes pasivos (antenas, ortomodos, etc.) presentan una reducción de sus pérdidas que se traduce en una disminución del ruido añadido. Por otro lado, los componentes activos (amplificadores de bajo ruido o LNAs) al ser enfriados presentan una reducción de la temperatura de ruido hasta valores del mismo orden de magnitud que la de temperatura física. De esta forma, debido a la alta ganancia que presentan los LNAs criogénicos, la temperatura de ruido de todo el receptor queda determinada básicamente por dicha ganancia y por los bajos niveles de ruido que estos amplificadores poseen, lo cual es muy importante cuando se trata de recibir señales de tan baja potencia como las provenientes de la radiación del CMB. La temperatura de ruido del receptor completo viene definida por la fórmula de Friis (2.1) que representa la temperatura equivalente de un diagrama de receptor genérico como el mostrado en la Figura 2.1. donde cada subsistema viene definido por su ganancia G y por su temperatura equivalente de ruido T_e.

$$\mathrm{T}_{sys} = T_{e1} + \frac{T_{e2}}{G_1} + \frac{T_{e3}}{G_1 \cdot G_2} + ... + \frac{T_{en}}{G_1 \cdot .... \cdot G_{n-1}} \tag{2.1}$$

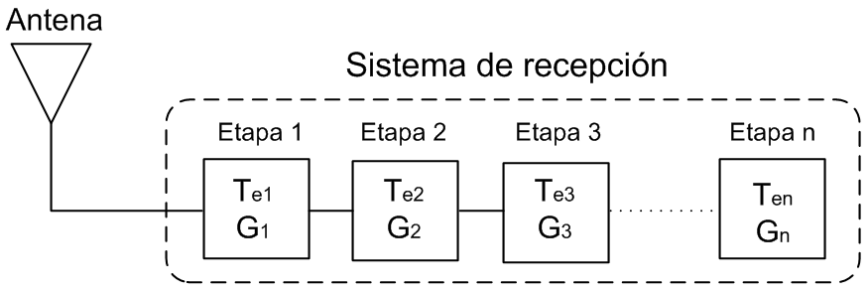


Fig. 2.1. Diagrama de bloques de un receptor estándar.

A lo largo de esta tesis se han reutilizado receptores que operan en distintas bandas de frecuencia con el fin de implementar demostradores interferométricos que puedan extenderse a un futuro interferómetro de gran formato con cientos o hasta miles de receptores. Asimismo, se ha estudiado la posibilidad de utilizar antenas impresas de banda ancha como alternativa al uso de antenas de bocina para el caso de instrumentos embarcados en satélite, donde el peso y el volumen son críticos para garantizar la viabilidad de los experimentos.

2.2. Receptores para radioastronomía

Se conoce como radiometría al campo de la ciencia e ingeniería encargado de realizar medidas de radiación electromagnética [2.1]. Los instrumentos con los que se miden dichas radiaciones electromagnéticas térmicas con conocidos como radiómetros y se encargan de medir la potencia de las señales recibidas [2.2], la cual se cuantifica habitualmente en unidades de temperatura equivalente T_e. La sensibilidad radiométrica es el parámetro que caracteriza la precisión de un radiómetro y se define como la mínima señal que produce una tensión de salida DC distinguible sobre las fluctuaciones de ruido del sistema [2.3]. Aunque la sensibilidad del sistema receptor está directamente relacionada con la topología del mismo, independientemente de dicha topología, siempre se puede definir mediante la aproximación (2.2)

$$\Delta \mathrm{T} = \mathrm{K} \cdot \frac{\mathrm{T}_{sys}}{\sqrt{\mathrm{B} \cdot \tau}} \tag{2.2}$$

La ecuación presentada anteriormente se conoce como ecuación del radiómetro y expresa la sensibilidad del receptor teniendo en cuenta la temperatura de ruido del sistema T_{sys}, su ancho de banda B, y el tiempo de integración τ. La constante K depende del tipo de configuración del radiómetro. Observando la ecuación, se aprecia que es imprescindible la existencia de LNAs con unas buenas características de ganancia y de ruido para obtener valores de sensibilidad competitivos.

Los experimentos dedicados al estudio del CMB requieren, cada vez más, de medidas realizadas en diferentes bandas de frecuencia. Un ejemplo es el experimento QUIJOTE, que en sus diferentes fases está diseñado para medir la polarización del CMB a 11, 13, 17, 19, 31 y 42 GHz. En esta tesis se han estudiado estructuras de correlación de señales que puedan ser utilizadas, independientemente de la banda de trabajo del interferómetro en cuestión. Las topologías de receptor utilizadas tanto en el experimento QUIJOTE para las bandas de 10 a 20 (MFI), 30 (TGI) y 40 (FGI) GHz como en el diseño de un nuevo prototipo que opera en la banda W [2.4], se basan en una estructura de combinación de señales diseñada para obtener directamente los parámetros de polarización del CMB (parámetros de Stokes) [2.5]. Debido a esto se puede denominar a este tipo de instrumento como polarímetros.

El esquema de la Figura 2.2. muestra el diseño esquemático de cada uno de los 31 polarímetros que forman parte del TGI, los cuales han sido caracterizados en el laboratorio del Departamento de Ingeniería de Comunicaciones (DICOM) [2.6]. Una vez estudiado su funcionamiento, se realizaron unas medidas preliminares de polarización de señales conocidas, estudiando los errores sistemáticos que presentan dichos receptores y cómo influyen en los resultados de las medidas [2.7]. Este instrumento se encuentra actualmente situado en el plano focal de uno de los dos telescopios destinados para el experimento QUIJOTE, el cual está instalado en el OT.

Su diseño se basa en un módulo con conmutadores de fase que cambian de estado suficientemente rápido para reducir el ruido 1/f proveniente de los amplificadores criogénicos de bajo ruido. A la salida de cada uno de estos receptores se tiene una combinación de las señales de entrada proporcional a los parámetros de Stokes (I, Q y U) que determinan la polarización del CMB [2.8]. Como se ha comentado anteriormente, para el desarrollo de esta tesis se han reutilizado subsistemas

pertenecientes estos receptores para la implementación de un demostrador interferométrico que pueda en un futuro extenderse a uno de gran formato.

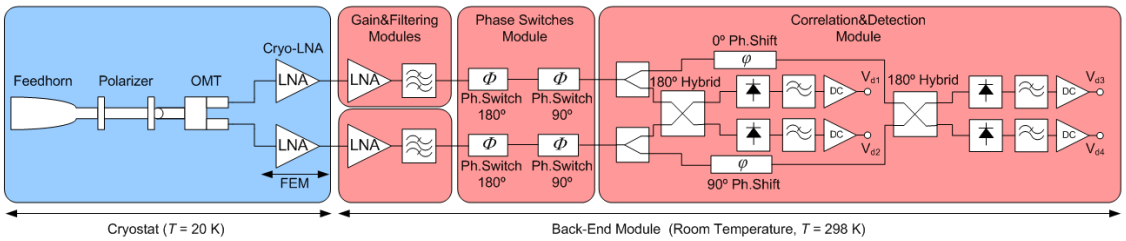


Fig. 2.2. Diagrama esquemático de los polarímetros del TGI de QUIJOTE (Banda 26 a 36 GHz).

En paralelo al experimento QUIJOTE se ha desarrollado un proyecto en el que uno de sus objetivos ha sido el desarrollo y estudio de viabilidad de un polarímetro trabajando en la banda W (81-99 GHz). El esquema propuesto para el polarímetro en banda W se presenta en la Figura 2.3.

Después de ser amplificadas, las señales de salida del ortomodo son convertidas a Frecuencia Intermedia (FI) utilizando un mezclador sub-armónico. La idea de usar un mezclador sub-armónico es facilitar el diseño de los conmutadores de fase, elementos difíciles de desarrollar a alta frecuencia y con un gran ancho de banda [2.4]. Dichas salidas a FI pueden ser utilizadas como entradas a un prototipo de correlador digital que se presentará en el Capítulo IV de esta tesis.

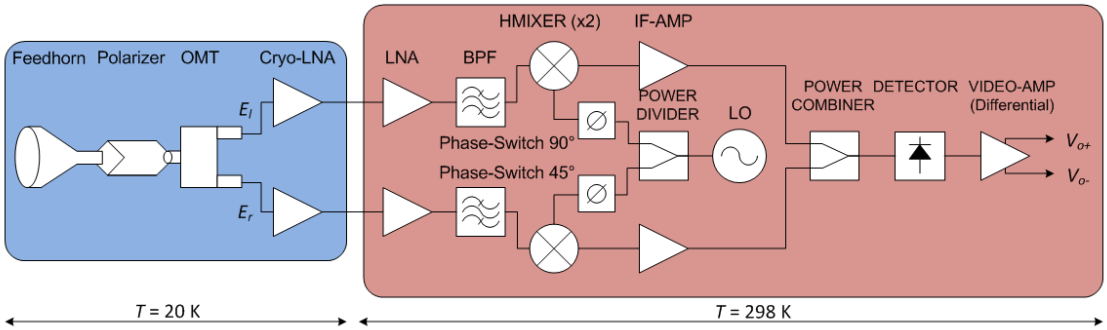


Fig. 2.3. Diagrama esquemático del polarímetro en banda W (81 a 99 Ghz).

La sensibilidad de los instrumentos descritos anteriormente es directamente proporcional al número de receptores que los forman, es decir, un mayor número de receptores mejora la sensibilidad del instrumento, reduciendo el tiempo de observación necesario para medir las fluctuaciones más pequeñas en la temperatura del CMB. Sin embargo, el número de receptores que presentan está limitado por el tamaño del plano focal del telescopio en el que va instalado el instrumento. En la actualidad existen

interferómetros que están desarrollando un papel fundamental en el análisis de parámetros cosmológicos a través de observaciones del CMB. La ventaja principal de estos instrumentos es que potencialmente pueden tener cientos de receptores para incrementar enormemente su sensibilidad. Sin embargo, en la práctica el número de receptores que presentan es bastante reducido debido a la complejidad de correlar una gran cantidad de señales de banda ancha [2.9]. Esta es la principal motivación para explorar la viabilidad de un futuro interferómetro de gran formato, con cientos de receptores, mediante el desarrollo de demostradores que reutilizarían los receptores de los instrumentos previamente descritos.

Por otro lado, el uso de la interferometría ha generado un gran interés para muchas aplicaciones como por ejemplo la interferometría SAR, reconocida como una herramienta muy prometedora para la captura de información cartográfica proporcionando información suplementaria respecto a los sensores ópticos tradicionales [2.10-2.11].

2.3. Antenas para receptores embarcados en satélite

Muchos de los experimentos dirigidos al estudio del CMB actuales utilizan antenas de bocina en sus receptores debido a que tienen una buena respuesta a la señal recibida. A modo de ejemplo, se muestra en la Figura 2.4. la antena de bocina utilizada para el TGI de QUIJOTE, la cual fue diseñada en el DICOM (UC). Como características principales pueden resaltarse sus pérdidas de retorno mejores de 20 dB, su directividad de 20 dBi y una polarización cruzada de -40 dB, valor obtenido ya muy próximo al valor de ruido de fondo del sistema de medida utilizado para caracterizar esta antena [2.6].

Fig. 2.4. Antena de bocina para los receptores de 30 GHz (experimento QUIJOTE).

A pesar de que el uso de antenas de bocina está muy extendido para receptores de astronomía, para instrumentos a frecuencias inferiores a 100 GHz embarcados en

satélite y con un gran número de detectores, este tipo de antenas no es la mejor solución debido a que son pesadas, voluminosas y de alto coste de fabricación. Una alternativa para estos casos son los arrays de antenas planas de banda ancha. Por esta razón, se ha trabajado en el desarrollo de antenas impresas que operan en la banda Ka (26-40 GHz), para realizar un estudio comparativo de sus opciones como alternativa a las antenas de bocina. El uso de este tipo de antenas abarataría mucho los costes de mecanizado y solucionaría los problemas de espacio y de peso que se tienen con las antenas de bocina sobre todo para instrumentos embarcados en satélite. Estos diseños de antenas planas han dado lugar a prototipos que se han fabricado y medido de forma conjunta con el grupo de microondas del DICOM.

2.3.1. Antenas impresas para astronomía

Debido a la tendencia a la miniaturización existente en las nuevas tecnologías de comunicaciones y electrónica en general, las antenas planas están ganando terreno en una gran rama de aplicaciones en las que se requiere la integración de las mismas con circuitos impresos donde se necesita un bajo peso, tamaño y coste. Además de cumplir con estos requerimientos, también es necesario que estas antenas tengan un comportamiento multibanda, cubriendo rangos frecuenciales lo más amplios posibles para ser posteriormente conectadas a los subsistemas correspondientes.

Tras realizar un estudio sobre la bibliografía relacionada con el campo de antenas impresas [2.12], se optó por trabajar con antenas de parche tipo pajarita (Bow–tie) debido a sus características prometedoras en cuanto a la direccionalidad de sus diagramas de radiación con bajas pérdidas, amplios rangos de funcionamiento y buenas pérdidas de retorno. Existen en la literatura varios ejemplos de este tipo de antenas alimentadas la mayoría de ellas a través de líneas de transmisión en guías de onda coplanar [2.13].

El primero de los dos diseños que se han realizado con este tipo de antenas contiene una transición de línea microstrip a línea coplanar (CPW) para por un lado alimentar la antena y por otro que ésta pudiese ser incorporada a los módulos frontales de los sistemas de recepción pertenecientes a los proyectos en los que está involucrado el grupo de trabajo [2.14]. Posteriormente, se realizó un array de antenas de tipo Bow-tie para comprobar la mejora de su respuesta con respecto a la antena unidad [2.15].

2.3.2. Antena impresa en banda Ka

El diseño y fabricación de este tipo de antenas planas está orientado a su posible uso en la banda Ka de microondas, concretamente en la banda de 29 a 45 GHz. Sus principales especificaciones se encuentran detalladas en la Tabla 2.1. Se han realizado simulaciones sobre sustrato de alúmina, el cual, es adecuado para el diseño de circuitos en esta banda de frecuencias.

Tabla 2.1. Especificaciones de las antenas planas para banda Ka.

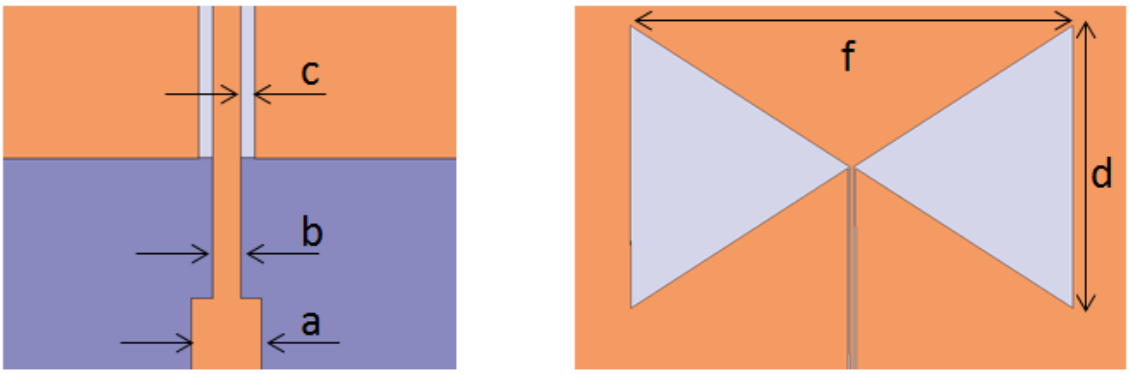
Rango frecuencial	29-45 GHz
Pérdidas de retorno	>10 dB
Ganancia	10 dB
Nº Elementos	1

A. Diseño de la antena impresa

El diseño de la antena impresa se realizó sobre sustrato de alúmina de dimensiones 25.4 x 25.4 mm^2 con un espesor de 0.254 mm, una capa conductora de oro de 3 um de grosor y una ε_r=10 con tangente de pérdidas 0.0001.

Las anchuras de la línea microstrip y de las ranuras que forman la línea CPW fueron calculadas previamente en [2.16] para conseguir una impedancia lo más próxima a los 50 Ohm. Estas especificaciones se marcan con el fin de reducir las pérdidas en la transición de la línea microstrip con el conector coaxial de 2.4 mm utilizado para estas bandas de frecuencia.

Prácticamente todo el proceso de optimización se ha llevado a cabo mediante el simulador electromagnético HFSS de Ansoft (actualmente Ansys). La Figura 2.5. muestra el detalle de la geometría y los parámetros más relevantes de la antena diseñada.



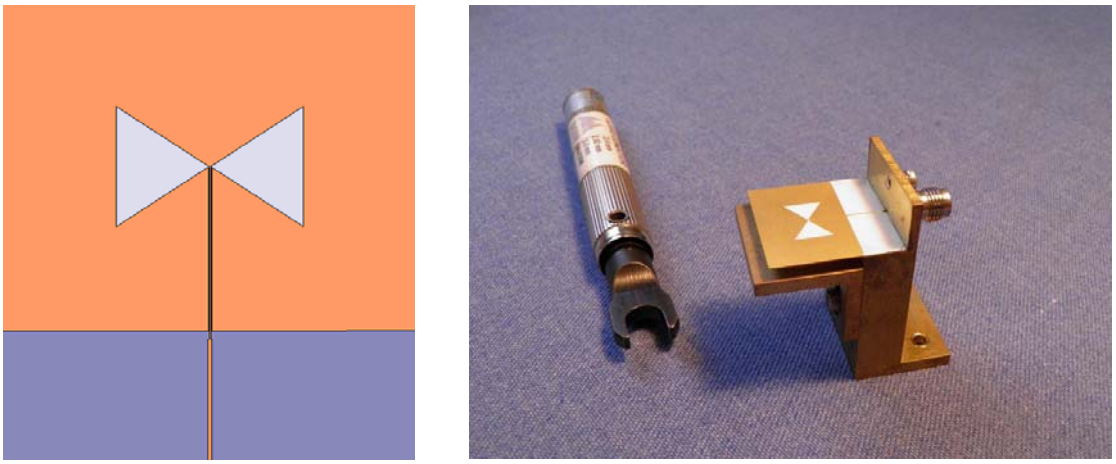
a) *b)*

Fig. 2.5. Detalle de la antena simulada. a) Transición microstrip a línea coplanar. b) Parche radiante (a = 0.25, b = 0.1, c = 0.05, d = 7.3, e = 11.4. Todas las dimensiones están expresadas en milímetros).

El sustrato en el que se graba la antena se ha montado sobre una estructura metálica de latón mecanizada en el taller del Instituto de Física de Cantabria (IFCA). Este sustrato solamente tiene plano de masa en la cara posterior coincidiendo con la zona donde se encuentra la línea microstrip. El plano de masa va pegado a la estructura de latón utilizando un el pegamento conductor Epo-Tek H20E®.

Debido a las características de radiación de este tipo de antenas, se colocó un plano reflector móvil junto con la estructura metálica sobre la que está fijado el sustrato. Este plano reflector se puede desplazar para poder de esta forma modificar la distancia de reflexión y obtener así el diagrama de radiación que más se ajustase al comportamiento deseado para esta aplicación. El diseño de la estructura metálica está pensado también para su colocación sobre superficies metálicas como puede ser la etapa fría de un criostato cuando las aplicaciones lo requieran. Este hecho representa una ventaja notable con respecto al enfriamiento de las antenas de bocina, que resulta mucho más costoso debido al volumen y peso de su estructura.

Una vez descritas las características de los distintos elementos que forman parte del diseño, se muestra en la Figura 2.6. el layout de la antena optimizado con el simulador electromagnético (a), y el circuito ya fabricado y colocado sobre la estructura metálica diseñada para caracterizar la antena (b).



a) *b)*

Fig. 2. 6. Antena impresa. a) Layout de la simulación electromagnética (2.54 x 2.54 cm^2). b) Diseño final.

B. Caracterización de la antena

La caracterización de la antena se ha llevado a cabo en el laboratorio del DICOM utilizando el analizador vectorial de señal E8364A de Agilent Technologies. Gracias a los dos puertos existentes en el analizador, es posible generar las señales necesarias para estudiar el comportamiento de la antena diseñada.

La primera de las medidas realizadas correspondió a las pérdidas de retorno de la antena diseñada antes de colocar el plano reflector móvil. Los resultados de dicha medida están representados en la Figura 2.7.

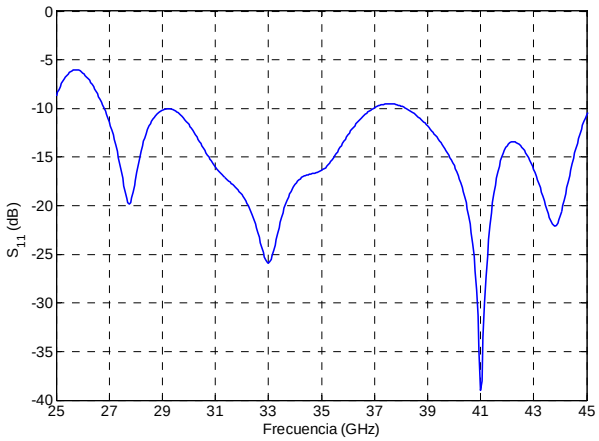


Fig. 2.7. Pérdidas de retorno de la antena diseñada (sin plano reflector).

Los resultados de esta medida representan que esta antena posee un comportamiento con gran ancho de banda en la banda comprendida entre 27 y 45 GHz con pérdidas de retorno mayores de 10 dB en la mayoría de la banda. La Figura 2.8. muestra los resultados de las pérdidas de retorno cuando se introduce el plano reflector

en la estructura. A la vista de los resultados, puede observarse que existen pequeñas variaciones en la respuesta de la misma comparadas con la figura mostrada anteriormente. Insertando el plano reflector los mejores resultados se obtuvieron cuando la distancia del plano reflector a la antena se minimizó hasta 0 cm obteniendo el mayor ancho de banda de funcionamiento para la antena diseñada.

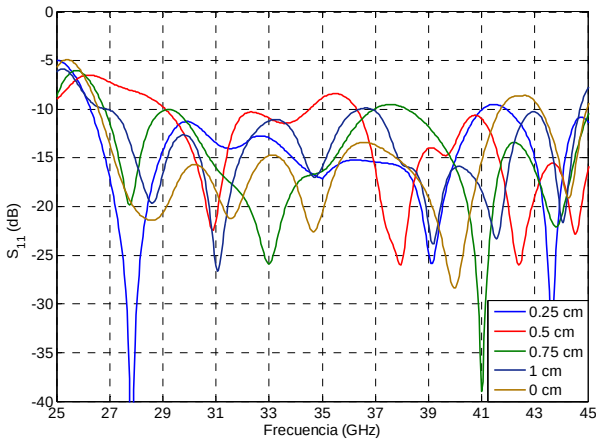


Fig. 2.8. Pérdidas de retorno con el plano reflector a diferentes distancias de la cara posterior de la antena.

Una vez estudiadas las pérdidas de retorno del sistema diseñado, se procedió a analizar la ganancia de la antena (G_A). Gracias a que a la hora de fabricar la antena se hicieron dos unidades, una de ellas se utilizó como antena fija en la parte transmisora para realizar la caracterización del diseño fabricado. En la parte receptora se utilizó primero como referencia una antena de bocina estándar para la banda Ka, de la cual se conocen sus características de ganancia y diagramas de radiación y posteriormente se sustituyó por la antena impresa a caracterizar. Un punto crítico de esta medida es la colocación de las antenas de referencia y de test justo en la misma posición para que las medidas sean lo más precisas posible.

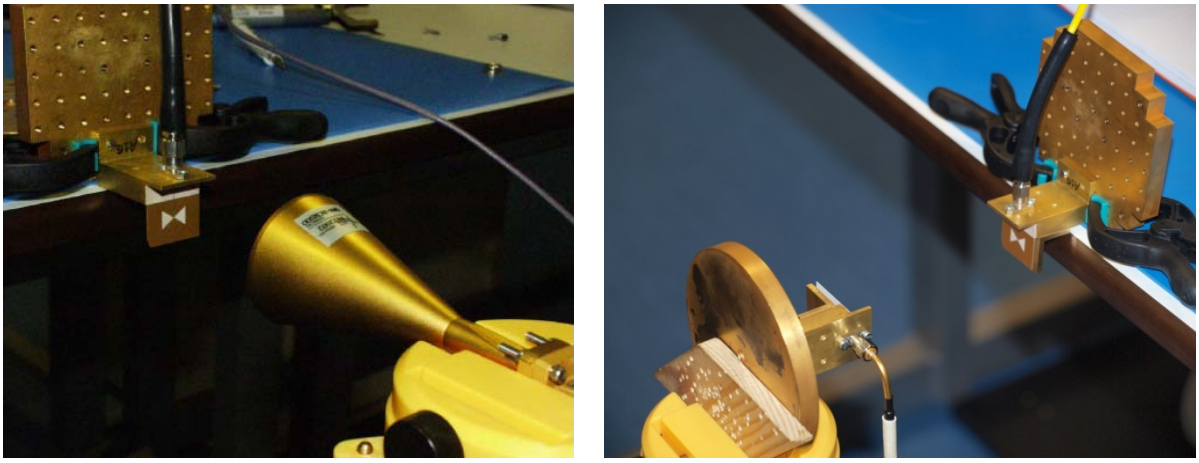
Tras realizar las medidas, se aplican (2.3) y (2.4) para obtener los datos de la antena diseñada [2.14].

$$G_A = G_{REF} + P_R \tag{2.3}$$

$$P_R = P_A - P_{REF} \tag{2.4}$$

donde G_{REF} se corresponde con el valor la ganancia de la antena estándar comercial, obtenido de la hoja de datos del fabricante, P_{REF} es la potencia recibida con la antena estándar y P_A es la potencia recibida con la antena que se está caracterizando.

La Figura 2.9. muestra el banco de medida en el que se ha caracterizado la ganancia de la antena.



a) *b)*

Fig. 2.9. Sistema para caracterización de la ganancia a) Antena de referencia. b) Antena a caracterizar.

La Figura 2.10. muestra los resultados de la medida de la ganancia en el rango de 31 a 36 GHz enfrentando las antenas con un ángulo de 0 grados entre ellas. El valor máximo de ganancia que se obtuvo fue de 13 dB, valor que decrece en los bordes del ancho de banda de funcionamiento de la antena. La ganancia media en toda la banda de funcionamiento tiene un valor muy próximo a los 10 dB.

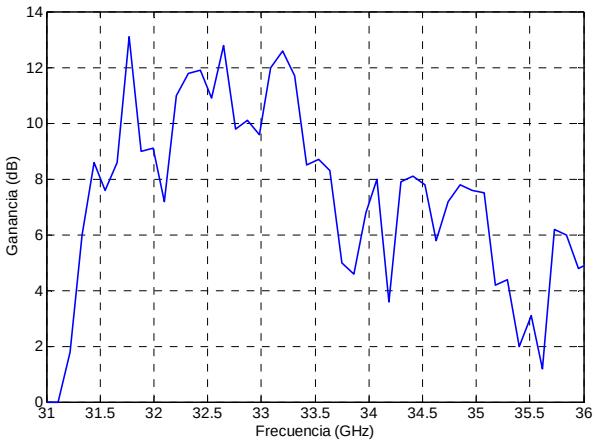


Fig. 2. 10. Ganancia de la antena impresa en la banda de 31 a 36 GHz.

La medida de los diagramas de radiación de campo lejano se realizó de forma manual, obteniendo los valores de la potencia radiada en un rango que va desde -45º a 45º en pasos de 5 grados para los planos E y H. Estas medidas se realizaron a distintas frecuencias dentro del rango de funcionamiento de la antena. La Figura 2.11. muestra los resultados obtenidos a la frecuencia de 30 GHz. La aparición de grandes lóbulos secundarios en la caracterización del plano H pudo deberse a las limitaciones del sistema de medida y a las posibles reflexiones debidas a la estructura metálica donde está colocada la antena.

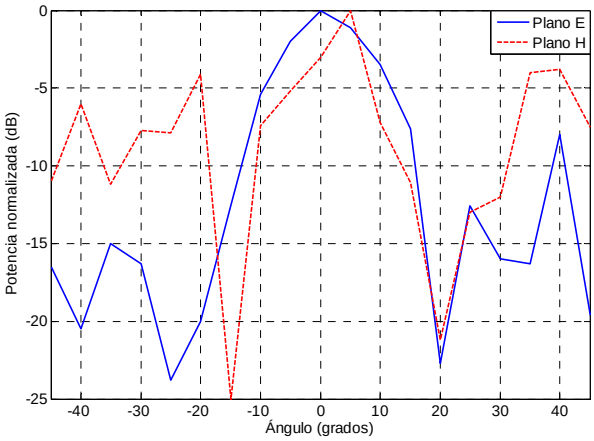
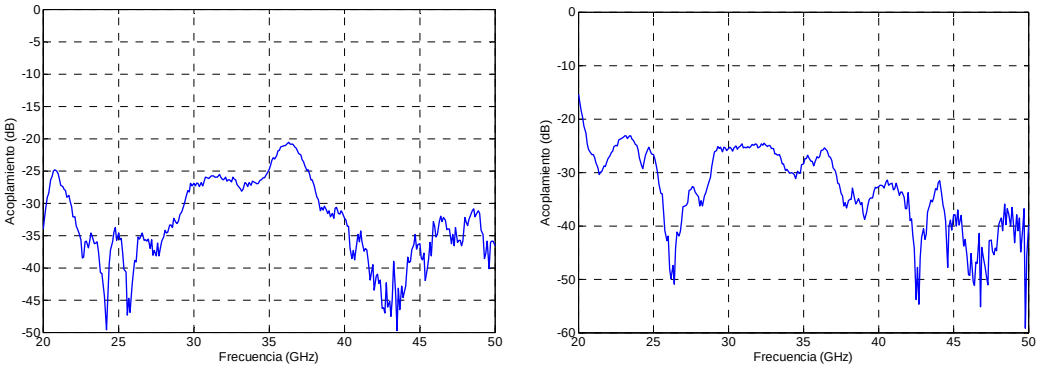


Fig. 2. 11. Diagramas de radiación de campo lejano.

Finalmente, se midió el acoplo entre los dos elementos fabricados en las direcciones X e Y. Los resultados de este estudio están representados en la Figura 2.12. obteniendo un acoplamiento medio de aproximadamente -30 dB en ambos casos, cumpliendo con los requisitos presentados en este tipo de configuraciones combinando antenas planas para formar arrays.



a) *b)*

Fig. 2.12. Acoplamiento entre antenas. a) Eje X, b) Eje Y.

Estudios previos realizados en [2.17] demuestran que realizando arrays de 4 o más elementos de este tipo son capaces de mejorar los diagramas de radiación obtenidos, incrementando la ganancia de estas antenas y reduciendo el nivel de los lóbulos laterales por debajo de los -15 dB con respecto al máximo. Por este motivo, tras los resultados prometedores obtenidos con la antena plana previamente descrita, se realizó un diseño de un array de antenas de este tipo para estudiar su comportamiento y analizar su adecuación a las aplicaciones que se consideran en esta tesis.

2.3.3. Array de antenas planas

El diseño del array de antenas planas se orientó a su uso en la banda frecuencial de 30 GHz, haciéndola coincidir con la banda de TGI del experimento QUIJOTE. Las especificaciones iniciales se encuentran detalladas en la Tabla 2.2. Se realizó un array de nuevo sobre sustrato de alúmina con líneas de transmisión, utilizando una transición microstrip a CPW para poder alimentar cada antena individual. Para este caso, se diseñó un divisor de potencia tipo Wilkinson combinando 3 divisores en cascada para poder enrutar la señal hacia las 4 antenas que forman parte del array.

Tabla 2.2. Especificaciones del array de antenas planas para banda Ka.

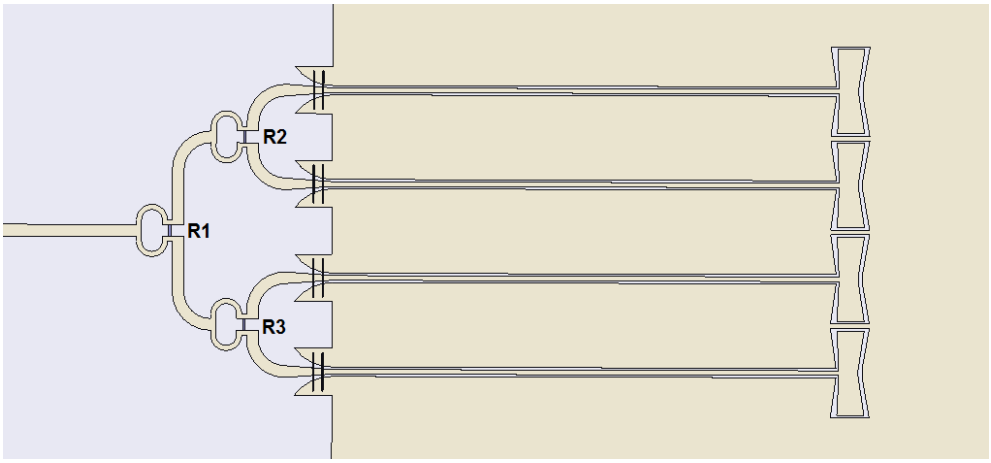
Rango frecuencial	26-36 GHz
Pérdidas de retorno	>10 dB
Ganancia	>10 dB
Nº Elementos	4

A. Diseño y simulación del array

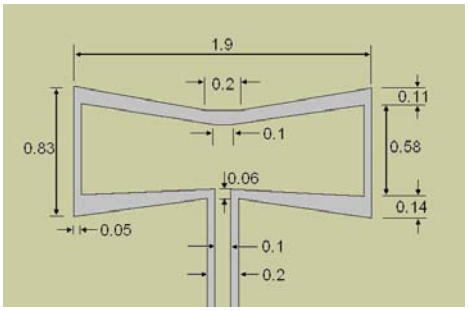
La geometría del array de antenas unido a la combinación de divisores de potencia Wilkinson está descrita en la Figura 2.13. El sustrato utilizado para este diseño es de nuevo alúmina, con un grosor de 0.254 mm, capa de oro de 3μm de grosor, $\varepsilon_r = 10$ y una tangente de pérdidas de 0.0001. El plano de masa de sustrato tiene una cavidad de 22x22 mm^2 coincidiendo con la parte trasera de la línea coplanar y el array de antenas.

El área total de metalización de este diseño tiene unas dimensiones de 36x28 mm^2 mientras que la parte de alimentación formada por la línea microstrip y los divisores Wilkinson tiene unas dimensiones de 8x36mm^2. Como se comentó anteriormente, las dimensiones de la línea microstrip y las de la CPW ya fueron calculadas previamente

para tener una impedancia característica de 50 Ohm y mejorar a su vez la adaptación entre la línea microstrip y el conector de 2.4mm.



a)



b)

Fig. 2. 13. Layout del circuito simulado. a) Divisores de potencia y antenas. b) Detalle de cada antena individual (cotas en milímetros).

En el diseño de los divisores Wilkinson se estableció un valor de 100 Ω para las resistencias R_1-R_3. La fabricación de las mismas se consigue gracias a que el sustrato de alúmina utilizado tiene una capa resistiva de Níquel-Cromo con la que pueden implementarse dichas resistencias. Esta capa posee una resistividad de 20 Ohmios por cuadro, así que las dimensiones que se escogiesen marcarían el valor nominal de la resistencia fabricada sobre esta capa. Si el tamaño de fabricación de las resistencias fuera el deseado, existirá idealmente un aislamiento perfecto entre las cuatro ramas de alimentación del array de antenas. Para este caso concreto y por las tolerancias y limitaciones de fabricación del laboratorio, se ha fijado como anchura de las resistencias un valor de 50 μm.

Como la anchura (W) ya está prefijada por las limitaciones de la máquina que grabó el circuito sobre el sustrato, la longitud (L) de la resistencia quedó fijada

finalmente por el valor de resistencia nominal que se desease, según la ecuación (2.5). En este caso particular, la esta longitud ha de ser de 250 µm para obtener una resistencia equivalente de 100 Ω.

$$R = R_{cuadro} \cdot \frac{L}{W} \tag{2.5}$$

Una vez que se finalizó el diseño, se fabricó una nueva estructura de latón sobre la que va montada la alúmina, la cual es pegada de nuevo con pegamento conductor epoxy Epo-Tek H20E®.

Los mejores resultados de las simulaciones presentan dos zonas de trabajo con adaptaciones mejores que 10 dB, la primera con un ancho de banda del 26% comprendido entre 23.5 y 31.5 GHz y la segunda con un ancho del 21 % comprendido entre 33 y 40 GHz como se muestra en la Figura 2.14.

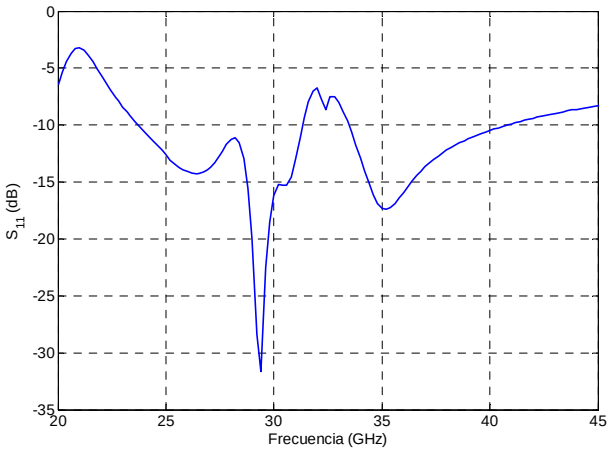


Fig. 2.14. Pérdidas de retorno del array diseñado.

Para los diagramas de radiación a 30 GHz se consiguió un nivel de lóbulos secundarios 15 dB por debajo del nivel principal, siendo la ganancia del conjunto simulado de 15 dB con un HPBW de aproximadamente ± 8º.

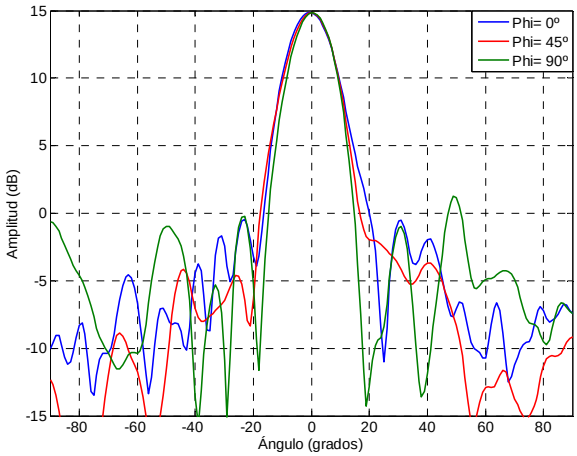
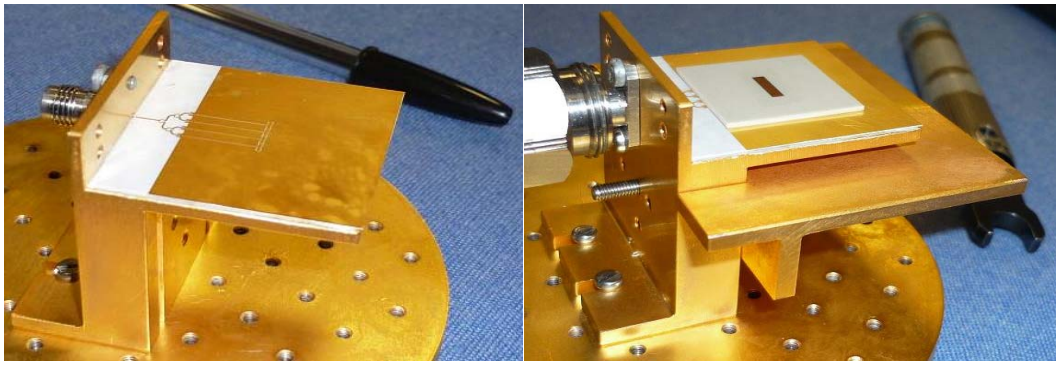


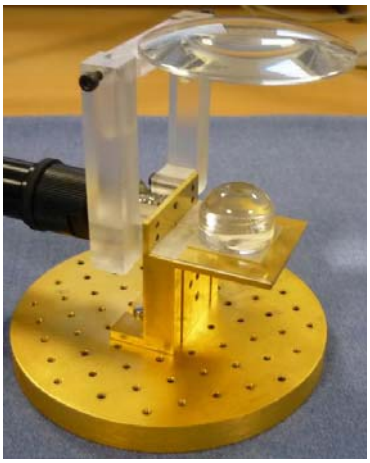
Fig. 2.15. Diagramas de radiación de campo lejano (Simulación HFSS).

B. Caracterización del array

La Figura 2.16. representa el montaje experimental de la antena por partes. La primera imagen (a) muestra el sustrato pegado sobre la estructura metálica. La segunda (b) muestra el resultado de pegar sobre este sustrato otro sustrato dieléctrico de Arlon 25N (ε_r =3.28) de 22x22mm^2 el cual tiene un parche de cobre de 2x8 mm^2 en su parte superior. En esa misma imagen puede apreciarse la colocación de nuevo de un plano reflector inferior para variar el comportamiento del array de antenas. Finalmente, con el fin de mejorar la directividad de este nuevo array de antenas, se incluyó un conjunto formado por dos lentes semiesféricas fabricadas en metacrilato (ε_r = 3.4). Dicho conjunto está formado por una parte cilíndrica de 22 mm de diámetro y 4.5 mm de altura pegada a una semiesfera de 11 mm de radio, que va colocada sobre el sustrato de Arlon y una segunda lente colimadora de 60 mm de radio. Adicionalmente se construyó una segunda lente de teflón (ε_r =2.1) para comprobar las diferencias al utilizar una lente u otra.



a) *b)*



c)

Figura 2.16. Montaje del array de antenas. a) Colocación del sustrato de alúmina. b) Pegado de sustrato de Arlon y colocación del plano reflector. c) Montaje completo añadiendo las dos lentes colimadoras fabricadas en metacrilato.

Utilizando de nuevo el analizador vectorial se realizaron medidas probando los dos materiales diferentes con los que se han fabricado las lentes colimadoras. El método de caracterización de este nuevo array de antenas es el mismo que se aplicó previamente para la antena unitaria, donde se utilizó como referencia una antena estándar comercial.

En la Figura 2.17. se observa el montaje realizado para medir la ganancia y el diagrama de radiación del array de antenas utilizando el array como receptor y una antena plana como las descritas en el apartado anterior en la parte emisora.

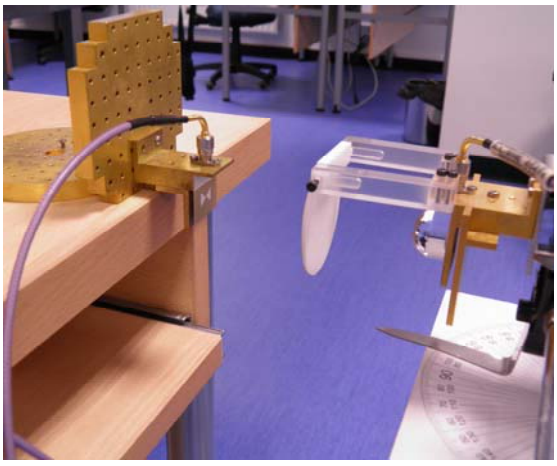


Fig. 2. 17. Sistema de medida para el array de antenas planas con lente colimadora de teflón.

Las mejores medidas de las pérdidas de retorno del array se obtuvieron en esta ocasión colocando el plano reflector móvil en la parte posterior del array a una distancia de 0.25 cm (λ/4). Los resultados están representados en la Figura 2.18. Estos presentan un ancho de banda del 25,8 % entre 25 GHz y 33 GHz. La aparición de otras zonas de

resonancia pueden deberse a que el plano de masa es finito y al conector de 2.4 mm así como a otros elementos que forman parte de la estructura final del array.

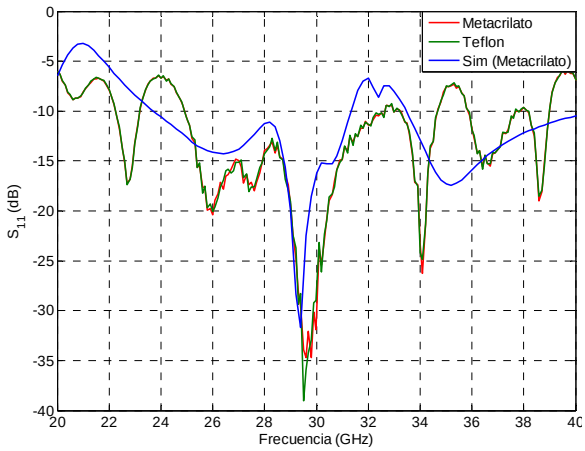
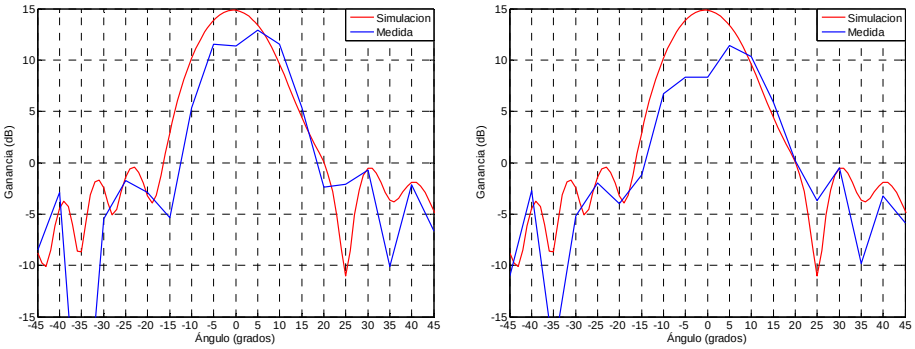


Fig. 2. 18. Pérdidas de retorno medidas con plano reflector. Las líneas roja y verde se corresponden con las medidas con la lente colimadora de metacrilato y teflón respectivamente. La línea azul se corresponde con los resultados de simulación con la lente colimadora de metacrilato.

Los diagramas de radiación de campo lejano fueron de nuevo obtenidos realizando las medidas de forma manual, tomando medidas cada 5 grados en un intervalo comprendido entre -45 y 45 grados para los planos E y H. Los resultados de estas medidas a la frecuencia de 30 GHz están mostrados en la Figura 2.19. En este caso se obtuvo una ganancia máxima de 13 y 11 dB en la con las lentes colimadoras de metacrilato y teflón respectivamente.

En los resultados del diagrama de plano E se observa que el lóbulo principal presenta un alto grado de simetría con un ancho de haz a potencia mitad (HPBW) de ± 8º, y los lóbulos secundarios se encuentran por debajo de -15dB. Las medidas realizadas utilizando la lente colimadora de teflón muestran un haz de lóbulo principal menos simétrico. Es necesario tener en cuenta que las diferencias entre las simulaciones y las medidas también pueden deberse a la no idealidad de los procesos de fabricación y otros factores que no pueden tenerse en cuenta en las simulaciones.

Debido las reflexiones producidas por los metales de la estructura mecánica, las medidas de plano H no proporcionaron los resultados esperados, apareciendo un diagrama asimétrico y con grandes lóbulos secundarios.



a) b)

Fig. 2.19. Diagramas de radiación de plano E a 30 GHz. a) Comparación entre simulación y resultados con lente colimadora de metacrilato. b) Comparación entre simulación y resultados con lente colimadora de teflón.

2.4. Conclusiones

En el presente capítulo se ha hecho una pequeña introducción al tipo de receptores destinados al estudio del CMB, describiendo brevemente algunos de los que se han desarrollado dentro del marco del experimento QUIJOTE. Estos receptores se pretenden reutilizar para implementar demostradores, en diversas bandas de frecuencias, e implementar un futuro interferómetro de gran formato compuesto por cientos de receptores.

Por otro lado, se ha mostrado un trabajo centrado en el desarrollo de antenas impresas, para estudiar su posible aplicación en instrumentos embarcados en satélite, donde el peso y el volumen son factores críticos. Las antenas de bocina son ampliamente utilizadas en los receptores para radioastronomía debido a su buena respuesta en términos de ganancia, directividad etc. Sin embargo presentan limitaciones, por su peso y tamaño, sobre todo a frecuencias menores de 100 GHz. Adicionalmente, si se piensa en instrumentos con cientos o miles de receptores, este problema se acentúa aún más.

Se han realizado dos diseños diferentes y se han mostrado los resultados obtenidos. Las simulaciones primero y posteriormente las medidas, han demostrado que las agrupaciones de este tipo de antenas planas mejoran los diagramas de radiación, incrementando la ganancia y directividad obtenidas, obteniendo diagramas de radiación con niveles de lóbulos secundarios 15 dB por debajo del nivel máximo. La Figura 2.20. muestra los dos diseños de antenas planas que se han realizado para la banda Ka.

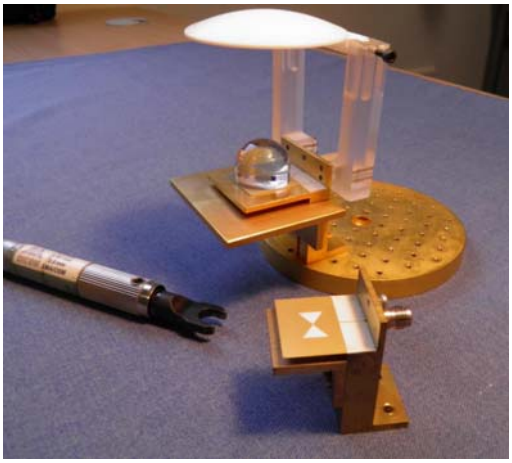


Fig. 2.20. Prototipos de antenas planas desarrollados para banda Ka.

De acuerdo con los requerimientos del experimento QUIJOTE destinado a realizar observaciones de CMB en la banda de 30 GHz entre otras, el diseño final debería tener por lo menos un 25 % de ancho de banda con unas pérdidas de retorno de -25 dB y con un nivel de lóbulos secundarios 25 dB por debajo del máximo junto con un nivel de polarización cruzada de al menos -30 dB. Queda claro que el conjunto de todas estas especificaciones supone un gran reto para este tipo de antenas planas y que de momento las antenas de bocina siguen siendo la mejor opción para los receptores de radioastronomía.

Así todo, aunque las antenas de parche no cumplan las especificaciones requeridas en nuestro caso, pueden representar una alternativa competitiva para otros tipos de aplicaciones. En concreto, se participó en un estudio de viabilidad de transferencia tecnológica, financiado por MST Aerospace y realizado por Moher Technologies en el que se estudia la transferencia de esta tecnología a aplicaciones civiles, como pueden ser, radar, comunicaciones banda ancha, etc. [2.18]. Las aplicaciones comerciales más viables para esta tecnología resultaron ser las relacionadas con radares de detección de proximidad para automoción.

Capítulo III

Interferómetros con correladores analógicos

3.1. Introducción

El uso de la interferometría enfocada al estudio del espectro de potencias, tanto en intensidad como en polarización del CMB, se encuentra en continua evolución desde hace varias décadas. En los últimos años, varios grupos han estudiado la posibilidad de construir interferómetros especialmente dedicados a detectar las pequeñas fluctuaciones de temperatura del CMB. En comparación con los instrumentos interferométricos construidos hasta la fecha, estos nuevos diseños tienen que ser capaces de colectar más modos de radiación incluyendo un mayor número de antenas, ampliar el ancho de banda de funcionamiento y trabajar a frecuencias de hasta 300 GHz para ser capaces de detectar y eliminar diferentes contaminantes que enmascaran la radiación del CMB.

Las anisotropías de temperatura ya han sido detectadas por varios interferómetros con correladores analógicos como por ejemplo AMiBA [3.1], VSA [3.2], DASI [3.3] y CBI [3.4]. DASI fue el primer interferómetro en detectar la polarización del CMB [3.5] mientras que CBI ha sido el que lo ha conseguido con mejor resolución [3.6].

Una de las técnicas utilizadas para realizar interferometría es la denominada interferometría multiplicativa, la cual analiza las señales de dos telescopios apuntando a la misma región del cielo, correlándolas para determinar la temperatura del mismo a una determinada frecuencia a través de la interferencia que se crea. La salida de este tipo de

interferómetros da como resultado un parámetro denominado visibilidad. En el caso en el que el número de antenas sea mayor de dos, se hace lo mismo, analizando las señales por pares de antenas, denominados líneas de base. El número total de posibles líneas de base se corresponde con la expresión N(N-1)/2 siendo N el número de antenas que forman parte del interferómetro. La combinación de las señales de las antenas por pares hace que la señal de cada una de las N antenas que forman el array tenga que ser dividida N-1 veces para que pueda combinarse con las señales provenientes de las demás antenas que forman las diferentes líneas de base. Este hecho es una desventaja debido a que de esta forma se obtienen señales con una potencia extremadamente baja en cada uno de los detectores finales [3.7].

Por otra parte, debido que cada vez se requieren mayores anchos de banda para mejorar la sensibilidad de las observaciones y a las limitaciones de los correladores en este aspecto, en los trabajos mencionados anteriormente fue necesario dividir las bandas de frecuencia originales en subbandas más pequeñas para poder estudiarlas de forma correcta [3.8]. Este hecho hace que el diseño de este tipo de correladores sea aún más complejo.

La razón principal por la que la interferometría está ganando terreno a los sistemas de imagen directa para el estudio del CMB se basa en la reducción de los errores sistemáticos, los cuales son generalmente más sencillos de controlar a través del uso de interferómetros. En los instrumentos de imagen directa, una fuente importante de errores sistemáticos es la óptica de los telescopios que acopla la radiación a los receptores finales. Sin embargo los interferómetros están formados por arrays de antenas de bocina, cada una de ellas acopladas a un receptor, y pueden observar el cielo directamente sin necesidad de sistemas ópticos [3.9]. Por otro lado, mientras que los instrumentos de imagen directa requieren del uso de fuentes de calibración muy bien conocidas, los interferómetros no requieren de ellas ya que pueden utilizar la técnica denominada “autocalibración” [3.10] que se basa en la comparación de medidas utilizando líneas de base equivalentes dentro del conjunto que ofrece el array de antenas en cuestión.

Como la motivación de la tesis se centra en la realización de desarrollos tecnológicos orientados al desarrollo de futuros interferómetros de gran formato, se

comienza desarrollando un sistema sencillo de correlación analógica para analizar el comportamiento del mismo. Una vez determinado su funcionamiento analizará su posible extensión para correlar señales de cientos o hasta miles de receptores describiendo las ventajas e inconvenientes que presenta el sistema.

3.2. Correladores analógicos en banda base

La mayoría de los instrumentos diseñados hasta la fecha para realizar interferometría basada en correladores analógicos, primero amplifican la señal recibida por cada una de las antenas, posteriormente realizan una translación a FI con un mezclador y finalmente dividen la señal en N-1 canales. Tras esto, el correlador combina estas señales dos a dos para obtener las visibilidades de todas las líneas de base.

El primer trabajo relacionado con la correlación analógica de esta tesis propone un prototipo de correlador similar al desarrollado en el instrumento VSA. La configuración escogida para su diseño es de tipo Ryle, aplicando conmutaciones de fase en ambas señales de entrada. Gracias a la configuración mostrada en la Figura 3.1, en la que se usa la conmutación de fase para obtener la señal de salida por demodulación síncrona, se consigue la eliminación de las variaciones de potencia que se puedan detectar en cada una de las antenas del instrumento, evitando de esta forma el ruido de baja frecuencia (1/f) debido a los propios receptores o a las variaciones de la atmósfera [3.2].

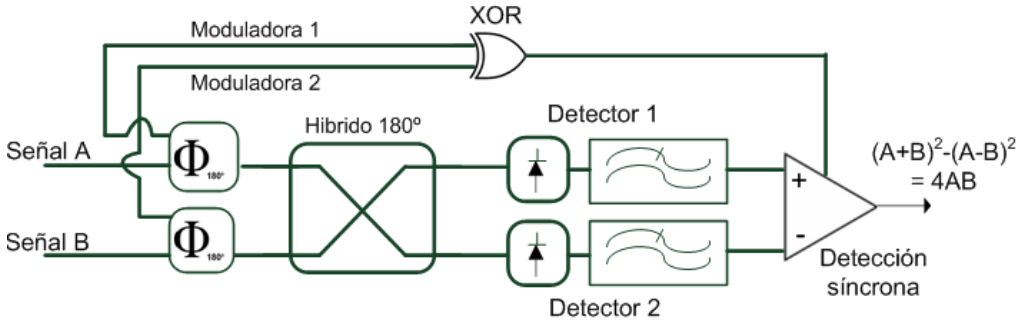


Fig. 3.1. Correlador en configuración 'plus-minus' utilizado en VSA.

Para comprobar el correcto funcionamiento de este prototipo se utilizaron señales de entrada conocidas con el fin de hacer uso del principio de la modulación de amplitud. Esta se produce cuando se mezclan (o multiplican) dos señales sinusoidales de frecuencia distinta. En (3.1) se muestra la definición matemática de una señal sinusoidal como función del tiempo, siendo A su amplitud y f_c su frecuencia.

$$f(t) = A \cdot \sin(\omega \cdot t) = A \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t) \tag{3.1}$$

Seguidamente, (3.2) expresa analíticamente el producto de dos sinusoides, el cual da lugar a una señal con dos componentes frecuenciales, una a la frecuencia suma de las iniciales y otra a la frecuencia diferencia.

$$\sin(\omega_1 t) \cdot \sin(\omega_2 t) = \frac{1}{2}\left[\cos(\omega_1 - \omega_2)t - \cos(\omega_1 + \omega_2)t\right] \tag{3.2}$$

Éste es precisamente el principio que se utiliza para lograr la modulación de amplitud en los sistemas de comunicaciones. Una vez realizado el producto de ambas señales si se hace uso de un analizador de espectros de baja frecuencia, se puede comprobar el correcto funcionamiento del correlador. Con dos señales sinusoidales de entrada de frecuencias distintas f_1 y f_2, el espectro de salida de la señal correlada estará formado por un tono a la frecuencia diferencia (f_1 - f_2) y otro a la frecuencia suma (f_1 + f_2). Una vez conocidas las señales que deben observarse a la salida del correlador, se procedió a la implementación del mismo, primero realizando una simulación mediante software y posteriormente construyéndolo con componentes reales [3.11-3.12].

A. Simulación

La bibliografía indica que las señales de modulación para el prototipo de correlador que se quiere diseñar han de ser ortogonales. Por esta razón, siguiendo el esquema de la Figura 3.1, se generaron dos señales cuadradas con frecuencias de 200 y 400 Hz encargadas de modular las señales de entrada provenientes de las antenas del instrumento generando conmutaciones de fase entre 0 y 180 grados en las mismas (valores máximo y mínimo igual a 1 y -1 respectivamente). Ambas señales de modulación se aplicaron también a las entradas de una puerta XOR que controla un conmutador encargado de realizar la demodulación síncrona de la señal de salida del amplificador diferencial.

Una vez aplicada la modulación, las señales son sumadas y restadas y sus resultados elevados al cuadrado a través de un bloque que implementa la funcionalidad de un híbrido 180º conectado en sus salidas con dos detectores cuadráticos. Finalmente se realizó un filtrado paso-bajo de la señal para obtener la componente de baja frecuencia resultado de multiplicar ambas señales de entrada al correlador.

Debido a todas las operaciones descritas anteriormente, la señal de salida resultante es proporcional al producto de las dos señales de entrada y será independiente de las variaciones de potencia que pudieran aparecer en las antenas del instrumento. La operación desarrollada a través de los elementos que forman parte del correlador da como resultado a la salida del correlador el resultado mostrado en (3.3), siendo A y B las amplitudes de las dos señales de entrada al correlador.

$$4AB = (A+B)^2 - (A-B)^2 \tag{3.3}$$

La simulación del prototipo de correlador se realizó a través del software ADS. Todos los detalles y resultados de estas simulaciones se encuentran detallados en [3.12]. Una vez comprobado que los resultados de simulación coinciden con los esperados, se procedió a la fabricación del prototipo de correlador en banda base con componentes comerciales.

B. Diseño

Tras simular el correlador, se ha diseñado e implementado un demostrador simple de baja frecuencia, con una banda de trabajo comprendida entre 50 y 300 MHz.

El sistema que conforma este correlador se corresponde exactamente con el previamente implementado en el simulador. La generación de señales TTL moduladoras para la conmutación de fase se realizó utilizando un oscilador 555 (ICM7555) en configuración astable con el que se obtiene una señal cuadrada que modulará las señales de entrada al correlador.

Las señales ortogonales para la modulación se consiguen mediante la división de la frecuencia de la señal obtenida a la salida del 555. Para realizar esta división, se utilizaron dos flip-flops tipo D (SN74HC74N). Las salidas de ambos flip-flops se introducen en una puerta XOR (SN74HC86) que controla un conmutador encargado de realizar la demodulación síncrona de la señal de salida del amplificador diferencial (TL084). Para modular las señales de entrada del correlador se utilizaron unos mezcladores funcionando como conmutadores de fase de 0º y 180º, introduciendo la señal de modulación por la entrada de IF. Posteriormente, estas señales son sumadas y restadas mediante un híbrido 180º.

Las dos salidas del híbrido son elevadas al cuadrado a través del uso de detectores a diodo y posteriormente restadas mediante el uso del amplificador operacional TL084. La señal de salida resultante será, por tanto, proporcional al producto de las dos señales de entrada (4AB) e independiente de las variaciones de potencia que puedan aparecer en las señales de entrada. Una vez descritos todos los componentes, se fabricó el circuito sobre un sustrato de FR4 (ε_r=4.7) con un grosor de 1.5 mm para su caracterización, quedando un sistema como el mostrado en la Figura 3.2.

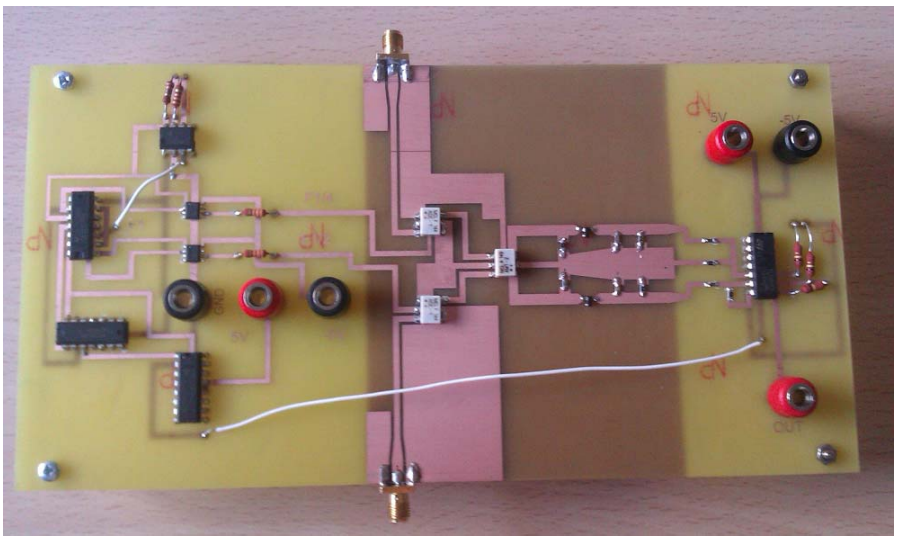


Fig. 3.2. Montaje del correlador analógico de baja frecuencia.

C. Medidas

Debido a la frecuencia de funcionamiento del correlador, fijada por los componentes utilizados para su fabricación, se han utilizado dos generadores de señal 8648C de Agilent existentes en el laboratorio. Estos generadores tienen un rango de funcionamiento comprendido entre 100 kHz y 3200 MHz.

Las pruebas realizadas en este correlador sirven para comprobar que se cumple la condición que se muestra en (3.2). Como señales de entrada se introdujeron dos tonos, uno a una frecuencia de 250 MHz y el otro a una frecuencia 1 kHz superior a la primera (250.001 MHz). La potencia seleccionada para estos tonos fue de -10 dBm, valor adecuado para el comportamiento lineal de los componentes que forman parte del correlador. Con estas dos señales, el espectro de salida de la señal correlada estaría compuesto por un tono a la frecuencia diferencia (1 kHz) y otro a la frecuencia suma (500,001 MHz). En este caso, solamente se observa la componente de baja frecuencia de ese producto debido al filtro paso bajo integrador que implementa el detector

síncrono. La Fig. 3.3 muestra el sistema de medida utilizado en el laboratorio para comprobar el funcionamiento del prototipo diseñado.

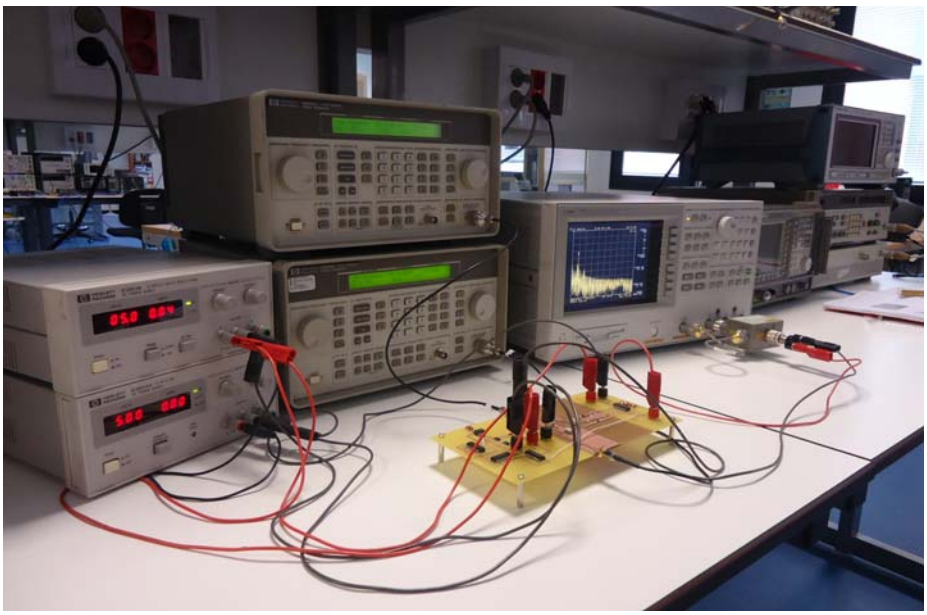
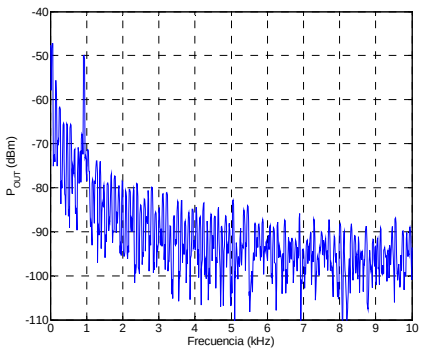
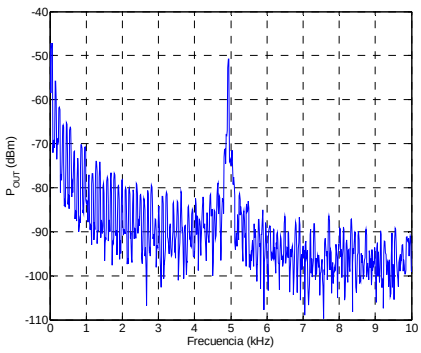


Fig. 3.3. Sistema de medida del prototipo de correlador analógico.

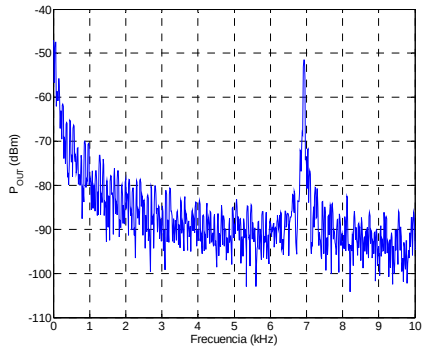
La metodología utilizada para comprobar el funcionamiento del prototipo se basa en la separación de los tonos de entrada al correlador a distintas frecuencias, de forma que es posible estudiar el ancho de banda de video del mismo. Para ello, se mide la potencia de la señal de salida cuando los tonos están separados 1 kHz y se van tomando los valores de potencia de los distintos tonos de salida mientras se van aumentando la diferencia de frecuencia entre las dos señales de entrada. Cuando la diferencia de potencia entre el tono de salida inicial y el medido a una determinada separación sea de 3 dB, se habrá obtenido el ancho de banda de video del correlador. Las siguientes gráficas muestran varios ejemplos de las medidas realizadas con diferente separación entre los tonos de entrada.



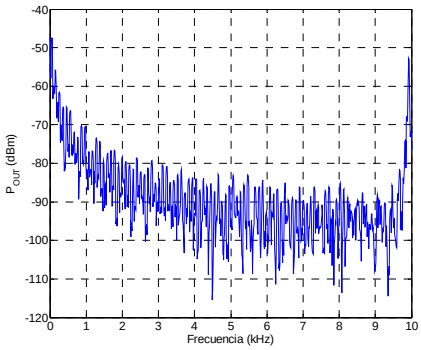
a) Separación 1 kHz entre tonos de entrada



b) Separación 5 kHz entre tonos de entrada



c) Separación 7 kHz entre tonos de entrada



d) Separación 10 kHz entre tonos de entrada

Fig. 3.4 Medidas de la señal de salida del correlador analógico.

La potencia de los tonos a la salida del amplificador de video para cada separación entre tonos de entrada mostrados en la figura anterior se detalla en la Tabla 3.1.

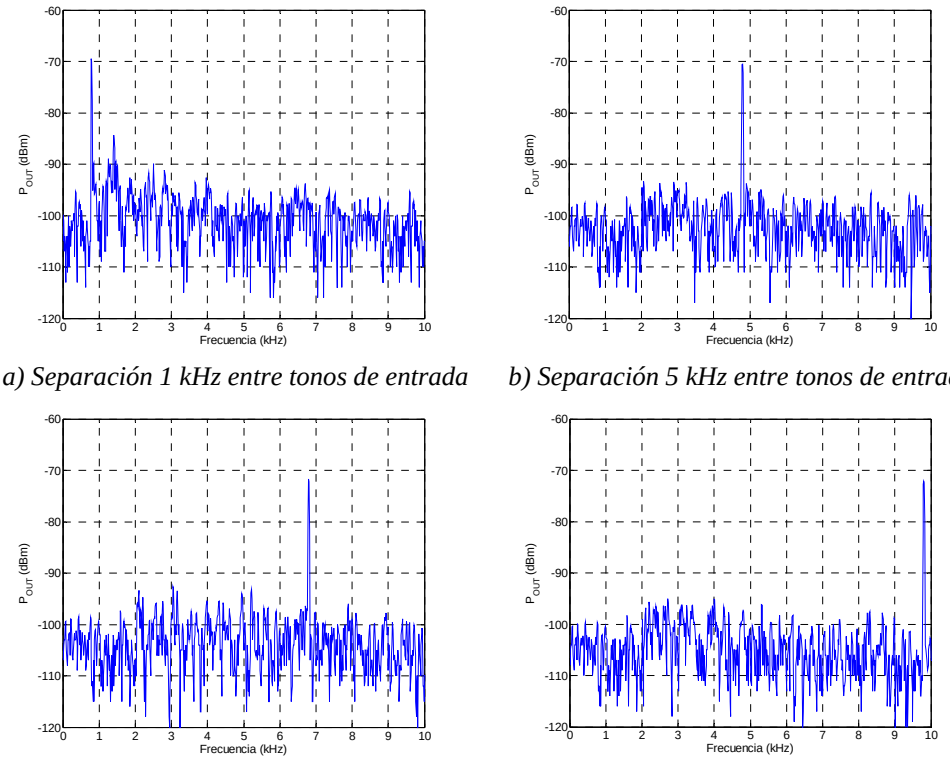
Tabla 3.1. Potencia de la señal de salida del correlador analógico en banda base.

Separación (kHz)	P_{out} (dBm)
1	-49.96
5	-50.81
7	-51.55
10	-52.83

A la vista de los resultados expuestos en la tabla anterior se aprecia que el ancho de banda de video tiene un valor de aproximadamente 10 kHz. Este valor coincide con el ancho de banda teórico del filtro paso bajo implementado en los detectores diseñados para este correlador. Puesto que con las medidas realizadas quedó demostrado el correcto funcionamiento del correlador en banda base, no se modificaron los componentes de este filtro para aumentar su ancho de banda de funcionamiento. En cualquier caso, el ancho de banda de video quedaría limitado por el amplificador diferencial de la salida del correlador, cuyo ancho de banda medido es de unos 15 kHz [3.12].

En las medidas de la Figura 3.4. se observa un alto nivel de ruido de baja frecuencia. Esto es debido a que la demodulación síncrona desplaza hasta una frecuencia coincidente con la diferencia de las dos señales moduladoras todo el ruido de baja frecuencia del sistema. Como para el caso de las medidas anteriores se escogió una configuración inicial del oscilador que generaba en el circuito prototipo unas frecuencias moduladoras de 100 y 50 Hz, aparecen altos niveles de ruido en los espectros de la señal de salida a bajas frecuencias. Por esta razón se cambió la

configuración del oscilador ICM7555 aumentando su frecuencia de funcionamiento para generar las señales TTL de frecuencia mil veces superior para llevar estas posibles fluctuaciones de baja frecuencia a una banda fuera de la de trabajo del correlador. Con ello, se obtienen las señales de salida mostradas en la Figura 3.5.



a) Separación 1 kHz entre tonos de entrada *b) Separación 5 kHz entre tonos de entrada*

c) Separación 7 kHz entre tonos de entrada *d) Separación 10 kHz entre tonos de entrada*

Fig. 3.5 Medidas de la señal de salida del correlador analógico (modificando la configuración del oscilador).

La potencia de los tonos a la salida del amplificador de video en esta ocasión se muestra en la Tabla 3.2.

Tabla 3.2. Potencia de la señal de salida del correlador analógico en banda base.

Separación (kHz)	P_{out} (dBm)
1	-69.9
5	-70.3
7	-71.8
10	-73

A la vista de los resultados, puede observarse que por una parte, el nivel de la señal de ruido disminuye, y por otra que la señal resultante es más pura, conservando el ancho de banda de funcionamiento obtenido anteriormente. Se observa también que el ruido de baja frecuencia que aparecía en las medidas anteriores ha sido eliminado.

El montaje final del prototipo para este correlador no permite analizar las etapas de modulación y demodulación de las señales a correlar, siendo un sistema opaco o caja negra desde fuera. En el siguiente apartado, en el que se reutilizan parte de los receptores del experimento QUIJOTE de 30 GHz, sí que es posible observar las señales de modulación y demodulación, y se muestran varios ejemplos de cómo afectan a las señales de entrada y salida del correlador.

3.3. Correlador analógico a 30 GHz

En el apartado que describe la motivación de esta tesis, se cita la realización de un estudio de viabilidad para la implementación de un futuro interferómetro con cientos de receptores mediante el desarrollo de varios prototipos, analizando las ventajas y desventajas de cada uno de ellos. El prototipo descrito en el apartado anterior trabaja en banda base con un ancho de banda de unos cientos de MHz. Otra posibilidad consiste en reutilizar parte de los polarímetros del instrumento de 30 GHz del experimento QUIJOTE, más concretamente el módulo de correlación y detección cuyo diagrama de bloques está detallado en la Figura 3.6.

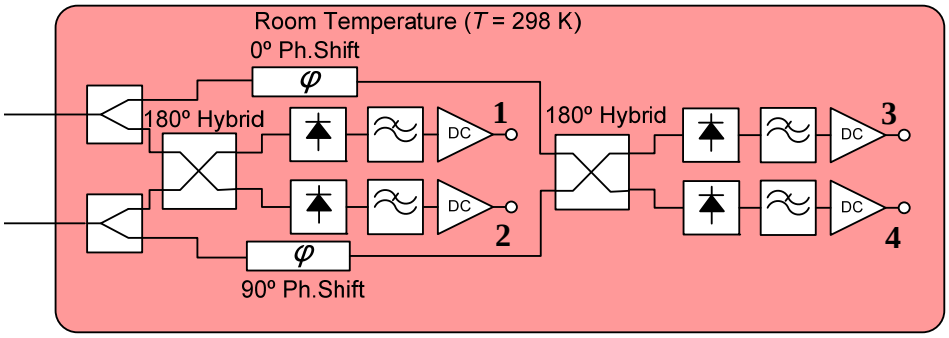


Fig. 3.6. Módulo de correlación del QUIJOTE banda Ka como correlador.

Gracias a la configuración que posee este módulo de detección, se puede implementar de forma directa un correlador a 30 GHz con 10 GHz de ancho de banda sin necesidad de realizar ninguna translación de frecuencia ni filtrado en sub-bandas como ocurre en los ejemplos instrumentales que utilizan correladores analógicos mencionados al principio del presente capítulo. Este hecho posibilitaría una implementación del interferómetro resultante mucho más sencilla en cuanto a hardware se refiere.

A. Diseño

Para el diseño de este prototipo de correlador se usa de nuevo la configuración implementada para el correlador que trabaja en banda base. La Figura 3.5 muestra en detalle la configuración de uno de los módulos de detección pertenecientes a los receptores diseñados en el DICOM, los cuales poseen varios de los componentes necesarios para realizar esa correlación entre las dos señales provenientes de las antenas como son el hibrido 180º, los detectores y los amplificadores de señal.

Con la implementación de este módulo de detección se obtienen cuatro salidas diferentes en configuración diferencial (1-4). Dos de ellas sin introducir desfase entre las señales de entrada y las otras dos introduciendo un desfase extra de 90º en una de las ramas. Para el caso de las pruebas del correlador, se han tomado las salidas 1 y 2 sin desfasar, con lo que obtendrá la parte real de la visibilidad. Si se quisiera obtener la parte imaginaría se tendrían que utilizar las salidas 3 y 4. Esta es otra de las ventajas de reutilizar estos módulos de detección.

Al igual que sucede con el correlador de banda base, ha sido necesario diseñar un amplificador en configuración diferencial para obtener una señal de salida proporcional al producto de ambas señales de entrada. En esta ocasión se ha sustituido el amplificador operacional TL084 por los operacionales OP37G para ampliar el ancho de banda de video del correlador hasta un valor de 250 kHz [3.12]. Las medidas de este correlador mostrarán el ancho de banda de video del sistema completo, el cual estará fijado por el ancho de banda de este amplificador o por los filtros de los detectores implementados dentro del módulo de detección reutilizado.

Para realizar la modulación de las señales de entrada se han reutilizado también dos prototipos de conmutadores de fase 180º diseñados y medidos en el DICOM [3.13]. Con estos dos componentes ya es posible implementar el correlador completo. De nuevo, como entrada de modulación se usa la señal cuadrada generada por el 555. Cada uno de los dos conmutadores de fase quedan controlados por las salidas ortogonales de los divisores de frecuencia implementados a través de los flip-flops tipo D.

B. Medidas

La primera de las pruebas se ha realizado sin incluir la modulación a las señales de entrada. De esta manera, la tensión de control de los conmutadores de fase se deja a un valor constante. Con esta medida, lo que se trata de comprobar es el funcionamiento del correlador introduciéndolo señales en la banda de frecuencia de funcionamiento para la que están diseñados los receptores (26 a 36 GHz) así como las diferencias con el caso de utilizar la modulación. Para realizar las pruebas se siguieron los mismos pasos que en el caso del correlador analógico de baja frecuencia.

Como señales de entrada se introducen dos tonos a una frecuencia de 31 GHz teniendo una potencia de entrada a los conmutadores de fase de -34 dBm en este caso. Una vez conectadas ambas entradas y el amplificador en configuración diferencial a la salida del módulo de detección una de las frecuencias de entrada se deja a valor fijo y la otra se va modificando para comprobar si se realiza correctamente la operación (3.2) y poder medir al mismo tiempo el ancho de banda de salida del correlador. En este caso, al existir de nuevo un filtro paso bajo a la salida del correlador, se observará solamente la parte baja de frecuencia del espectro de potencias correspondiente a la frecuencia diferencia de los tonos de entrada. El sistema de medida implementado se muestra en la Figura 3.7.

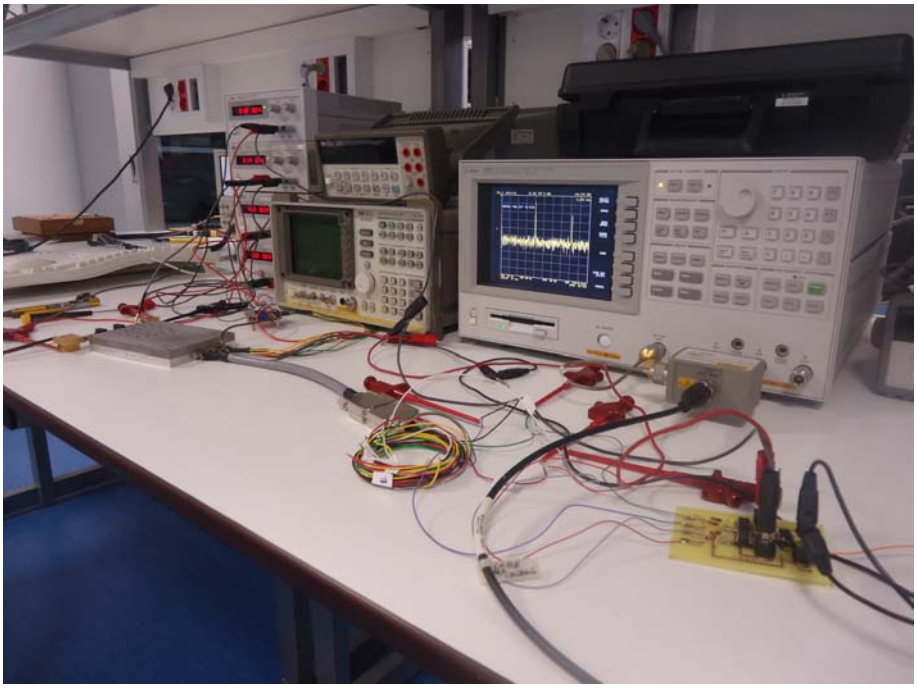
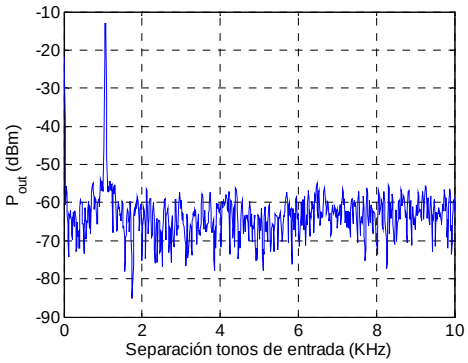
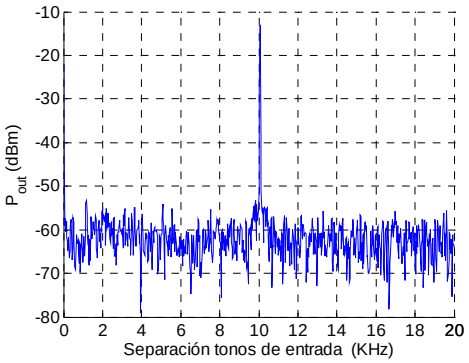


Fig. 3.7. Sistema de medida sin aplicar modulación de las señales de entrada.

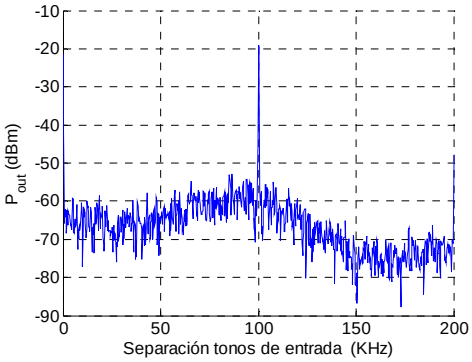
Las siguientes gráficas reflejan los resultados de separar los tonos de entrada 1, 10 y 100 kHz respectivamente. Observando los valores del tono de la señal de salida, se aprecia que cuando los tonos de entrada se separan 100 kHz , la potencia de la señal de salida ya ha caído más de 3 dB con respecto al valor inicial por lo que el ancho de banda de video tendrá un valor menor de 100 kHz. Este hecho demuestra que de nuevo van a ser los filtros paso bajo de los detectores los que fijen el ancho de banda de video del correlador ya que en las medidas del amplificador diferencial este es mayor de 200 kHz.



a) Separación 1 kHz entre tonos de entrada



b) Separación 10 kHz entre tonos de entrada



c) Separación 100 kHz entre tonos de entrada

Fig. 3.8 Medidas de la señal de salida del correlador analógico (sin modular las entradas).

Una vez comprobado el funcionamiento del módulo de detección sin conmutar las fases, se introduce la modulación a las señales de entrada gracias al uso de circuitería de lógica digital descrita en la sección 3.2. Para ello se preparó un sistema de medida como el mostrado en la Figura 3.9.

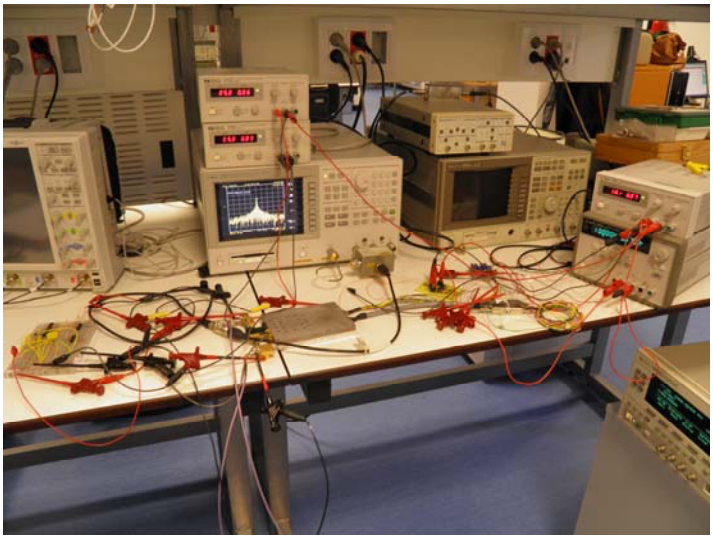
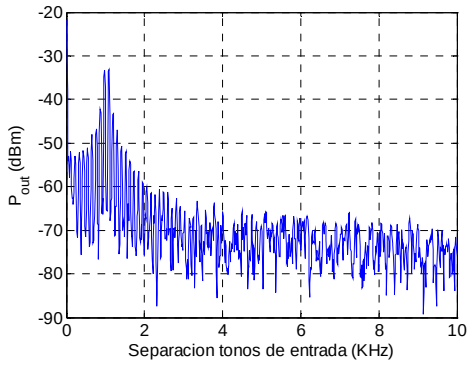
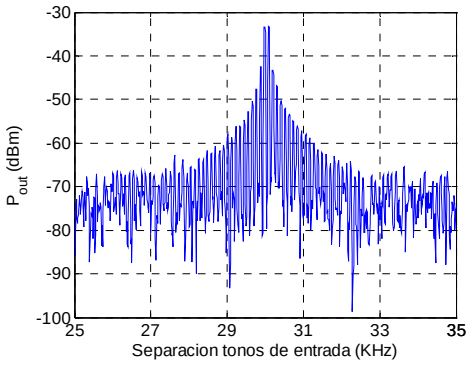


Fig. 3.9. Sistema de medida aplicando modulación de las señales de entrada.

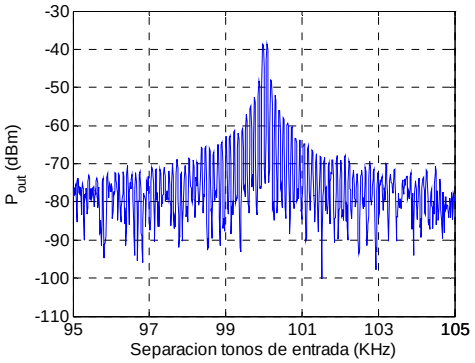
Las primeras medidas se realizaron analizando la señal de salida antes de aplicar la demodulación síncrona. Con ello es posible observar que la señal de salida se encuentra modulada y que se sigue realizando la multiplicación de las señales como se muestra en las siguientes gráficas.



a) Separación 1 kHz entre tonos de entrada



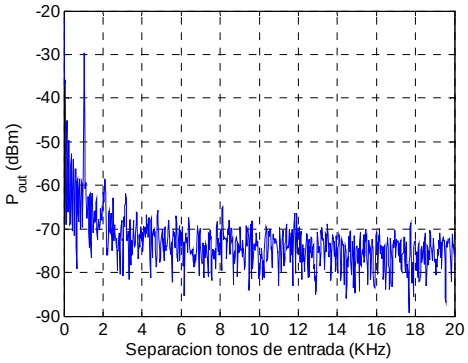
b) Separación 30 kHz entre tonos de entrada



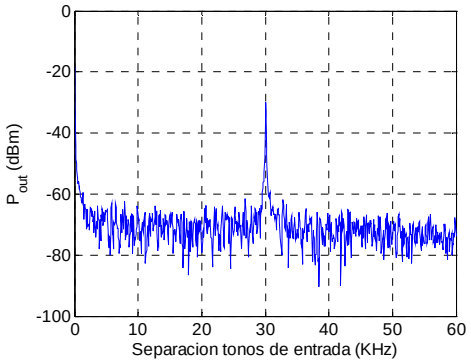
c) Separación 100 kHz entre tonos de entrada

Fig. 3.10 Medidas de la señal de salida del correlador antes de demodular.

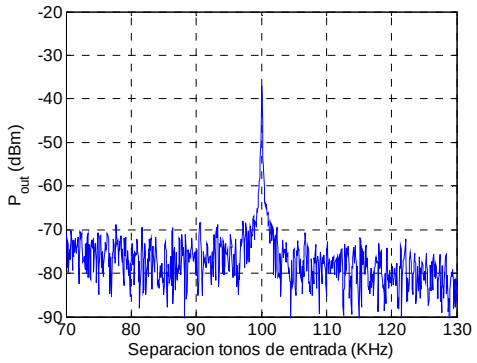
Una vez medidas esas señales, como último paso se mide el espectro de la señal de salida tras ser demodulada gracias a la señal de salida de la puerta XOR y se mide el ancho de banda de video del sistema completo.



a) Separación 1 kHz entre tonos de entrada



b) Separación 30 kHz entre tonos de entrada



f) Separación 100 kHz entre tonos de entrada

Fig. 3.11 Medidas de la señal de salida del correlador tras demodular.

La potencia de los tonos para cada separación entre tonos de entrada se muestra en la siguiente tabla:

Tabla 3.3 Medida del ancho de banda de video del correlador.

Separación (kHz)	P_{out} (dBm)	Separación (kHz)	P_{out} (dBm)
1	-29.52	60	-31.95
15	-29.75	70	-32.41
30	-29.9	75	-33.88
40	-29.95	90	-35.21
50	-31	100	-37.14

A la vista de los resultados expuestos en la tabla anterior se aprecia que el ancho de banda de video, medido cuando la señal de salida cae 3 dB, tiene un valor de aproximadamente 70 kHz. Este valor es menor que el obtenido en la caracterización del amplificador diferencial por lo que se corrobora que en este caso el ancho de banda de

video se encuentra definido por el filtro paso bajo de los detectores como ocurre en el caso del correlador diseñado para trabajar con señales en banda base. De nuevo, como se hizo para el caso del correlador de baja frecuencia, podrían modificarse los valores de frecuencia de las señales TTL de modulación para reducir el ruido existente en la parte baja de los espectros de salida del correlador.

Como última prueba se realizaron nuevas medidas del correlador sin introducir modulación a las señales de entrada con el fin de no complicar demasiado el sistema de medida. En este caso, se sustituyen las señales sinusoidales en ambas entradas al correlador por dos señales de ruido de 10 GHz de ancho de banda con una frecuencia central de 31 GHz. Estas señales son representativas de las señales recibidas por las antenas del experimento QUIJOTE una vez amplificadas y filtradas para fijar la banda que se pretende estudiar. Dicho modo de operación es el más parecido al funcionamiento real de este tipo de correladores en aplicaciones de astronomía, con señales de entrada provenientes del cielo. La forma de generar las señales de ruido de banda tan ancha a esas frecuencias se ha basado en el uso de cargas adaptadas de 50 ohmios cuyo ruido se ha amplificado mediante el uso se amplificadores de bajo ruido pertenecientes a los receptores del experimento QUIJOTE diseñados para trabajar en la banda de 26 a 36 GHz.

Gracias a la configuración que se presenta seguidamente es posible tener un nivel de potencia adecuado a la entrada del correlador de forma que los detectores se encuentren en su zona lineal de funcionamiento, cuyo rango de potencias de entrada para operación en régimen lineal está comprendido entre -20 y -40 dBm.

Para implementar el correlador y realizar las medidas con estas señales de entrada se ha montado un sistema como el mostrado en la Figura 3.12.

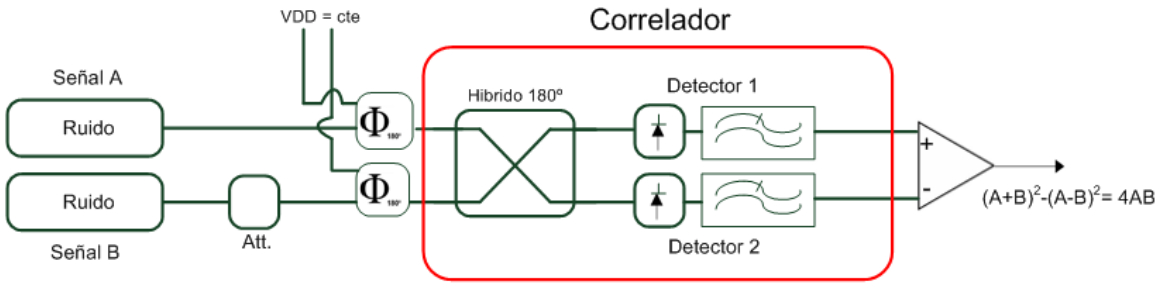


Fig. 3.12 a). Esquema del sistema de medida con señales de ruido de 10 GHz de ancho de banda.

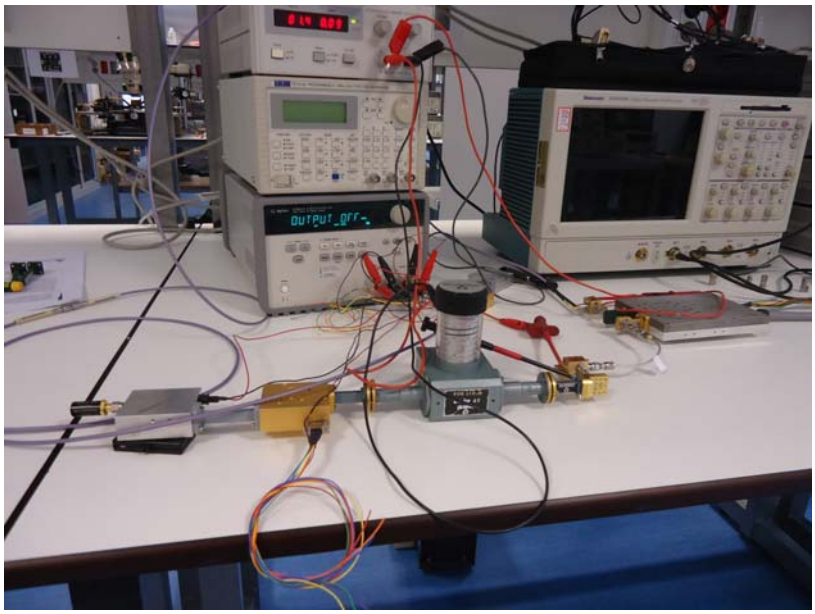


Fig. 3.12.b) Sistema de medida con señales de ruido de 10 GHz de ancho de banda.

En la figura anterior se observa una imagen del sistema real montado en el laboratorio para realizar las medidas con señales de banda ancha a 30 GHz. En este caso, se ha introducido un atenuador variable en una de las dos ramas para asegurar que ambas entradas del correlador tuvieran la misma potencia de entrada y posteriormente realizar diferentes pruebas modificando la potencia de entrada. De esta manera se podrá estudiar la evolución de la señal de salida del correlador completo. Con la configuración inicial, equilibrando la potencia de las dos señales de entrada al correlador se tiene una potencia de -21.8 dBm.

La Figura 3.13 muestra el espectro de salida de la señal correlada en los diferentes casos estudiados. El primero de ellos se corresponde con una medida en la que no se introduce señal en las entradas del correlador (estado OFF) para de esta forma poder caracterizar el ruido que introduce el sistema. Posteriormente se introducen distintos niveles de atenuación entre las dos señales de ruido y se observa cómo va variando el valor de la correlación entre ambas. Como en los casos anteriores se dispone de nuevo únicamente la parte baja del espectro de la señal producto de ambas entradas fijado por el filtro paso bajo de los detectores existentes en el módulo de correlación. La evolución de la potencia de la señal correlada varía de forma lineal con la potencia de entrada y sin generar, al menos aparentemente, distorsión. Esto confirma el rango de potencia de entrada para operación lineal del correlador.

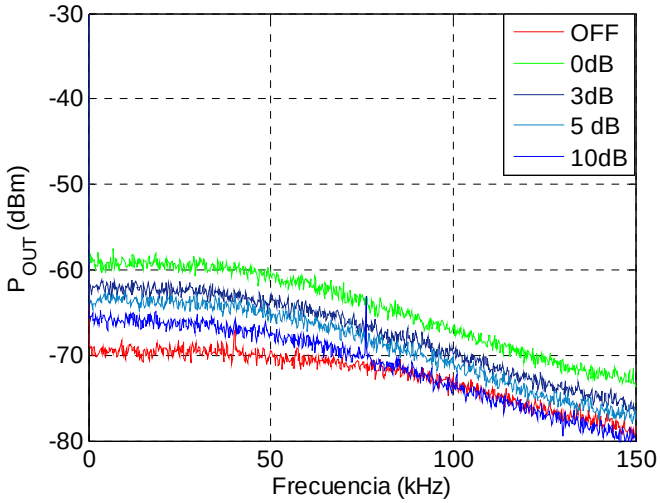


Fig. 3.13.Señales de salida para diferentes valores de atenuación en una de las ramas.

Por otro lado, a la vista de los resultados obtenidos, se observa de nuevo un ancho de video de aproximadamente 70 kHz, confirmando el valor obtenido en las pruebas que se realizaron introduciendo dos tonos como entradas al correlador.

3.4. Viabilidad para correladores de gran formato

Como se ha descrito, el objetivo final es diseñar un futuro interferómetro con cientos de receptores, lo cual implicaría tener que correlar las miles de líneas de base resultantes. Analizando las características de los dos prototipos desarrollados se puede resaltar que, en el caso del correlador banda-base, cuando el número de receptores aumenta, aparte de la conversión en frecuencia y el filtrado en sub-bandas necesario para que las señales resultantes se sitúen en la banda de trabajo, se presentan otros problemas importantes como el enrutado de los cientos de señales hacia y desde el correlador.

Siguiendo con la idea de reutilizar parte de los polarímetros de 30 GHz pertenecientes al experimento QUIJOTE se ha construido un prototipo de correlador analógico trabajando a frecuencias de microondas utilizando los módulos de detección de dichos polarímetros. Este tipo de correlador consigue simplificar la configuración del instrumento ya que funciona directamente en la banda de interés y con banda ultra-ancha (10 GHz). En este caso se ha comprobado su correcto funcionamiento, pero el problema del enrutado de las señales y del alto coste de los componentes de microondas sigue estando presente.

Debido a la gran cantidad de elementos que se requieren cuando el número de antenas que forman el interferómetro aumenta, los correladores resultan demasiado voluminosos, pesados y sobre todo costosos. Por esta razón se busca otra alternativa de topología de correlador para solucionar los problemas observados.

Siguiendo con el estudio de viabilidad propuesto en esta tesis, se analizó el uso de otro tipo de correladores, los denominados Fizeau. Este tipo de correladores, en los que las señales son combinadas todas con todas, puede ser una buena solución ya que se simplifica notablemente la estructura del correlador en cuanto al enrutado de las señales de entrada y salida por una parte y por otra puede simplificar el control de las fases de las señales dentro del correlador. Además, estos interferómetros al combinar todas las señales entre sí de forma simultánea, aprovechan las señales provenientes de líneas de base redundantes para mejorar la relación señal a ruido del instrumento.

Como prueba, se propone desarrollar un correlador mediante el uso de Lentes de Rotman [3.14] fabricadas en un sustrato adecuado para la banda de frecuencias de interés. Para ilustrar esta propuesta, la Figura 3.14 muestra un esquema simplificado de un interferómetro con correlador analógico basado en Lentes de Rotman.

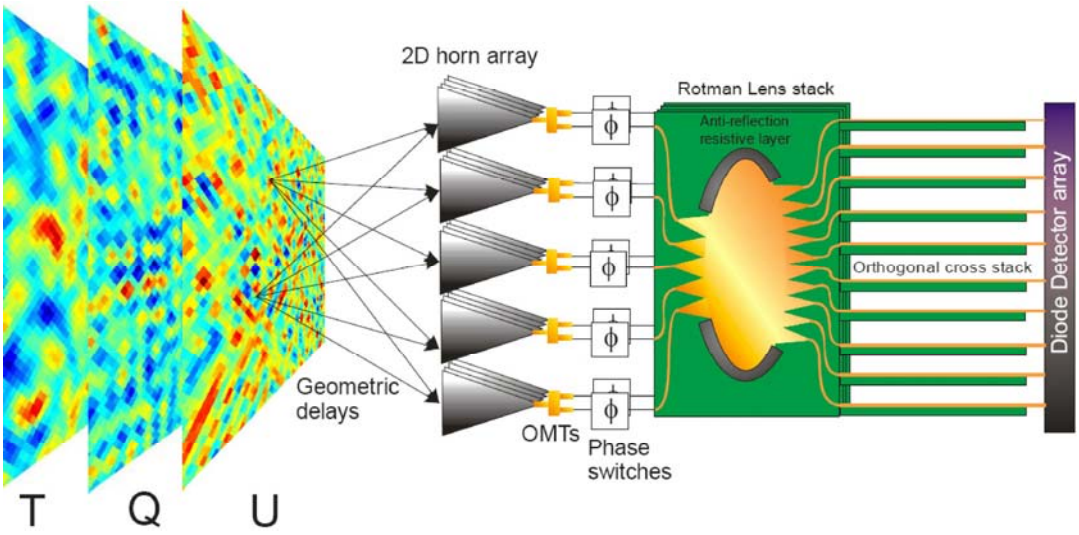


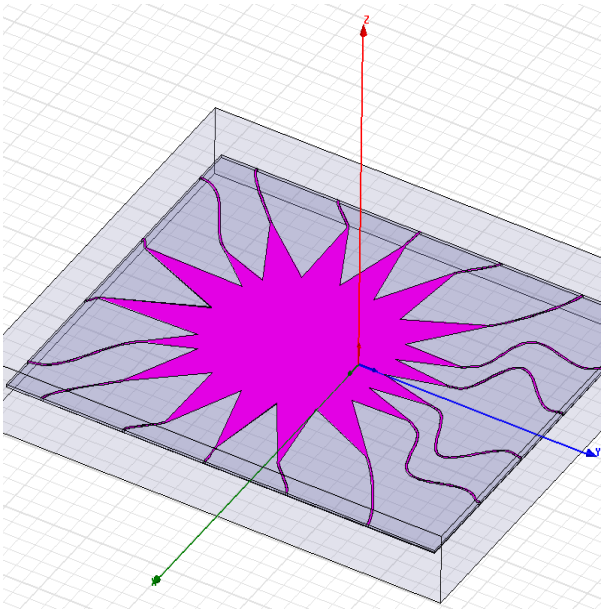
Fig. 3.14 Esquema del interferómetro basado en Lentes de Rotman.

Mediante el apilamiento de este tipo de lentes es posible implementar un correlador en el que las señales de cada antena son divididas y combinadas de forma que en cada una de sus salidas se tienen combinaciones lineales de las señales de entrada [3.15-3.16]. Con esta metodología se evita el problema de tener un número

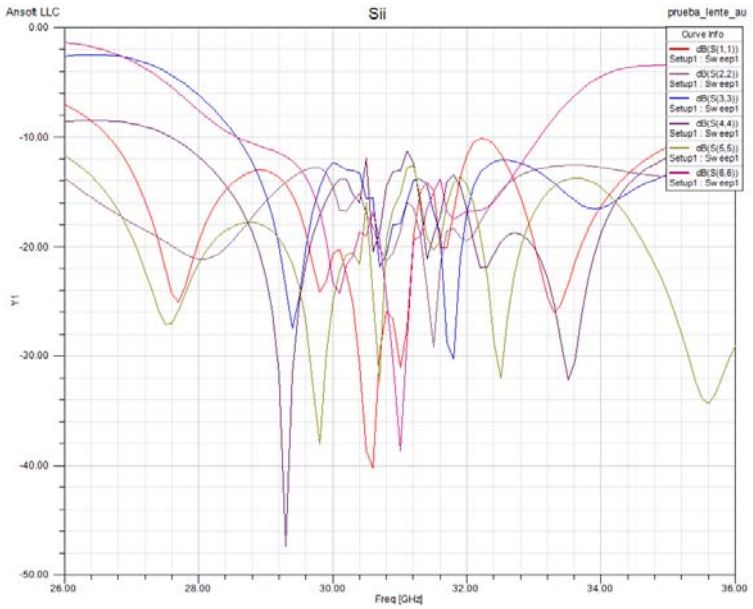
tremendamente elevado de detectores y los niveles tan bajos de señal que se tienen cuando se combinan las señales de las antenas por pares. Como se aprecia en la figura, con esta configuración, sería necesaria la colocación de ortomodos tras cada antena del array para poder medir la polarización mediante la obtención de los parámetros de Stokes.

Como prueba de funcionamiento de este tipo de lentes en la banda frecuencial de 30 GHz, se diseña una lente de 2 entradas y 4 salidas gracias al software de simulación especializado RLD de Remmcom [3.17] el cual fue diseñado principalmente para simular los patrones de radiación generados por las diferentes configuraciones de puertos de entrada y salida existentes en la lente. Una vez fijados los parámetros de la misma se realiza la simulación y se observa que los resultados obtenidos con este software son prácticamente ideales. Por esta razón, y gracias a la posibilidad de exportar los diseños en varios formatos, se implementa dicha lente con el simulador electromagnético HFSS y se comprueban los resultados obtenidos. El dieléctrico seleccionado para realizar la simulación ha sido alúmina, con un grosor de 0.254 mm y una capa de oro de 3 μm de espesor. La superficie de dicha alúmina tiene unas dimensiones de 45 x 53 mm^2.

La Figura 3.15 muestra el diseño en HFSS junto con los resultados de adaptación conseguida en los puertos de entrada y salida de la lente propuesta.



a)



b)

Fig. 3.15. Simulación de la lente a) Layout (2 entradas y 4 salidas). b) Adaptación de los puertos.

En los resultados mostrados en la Figura 3.15 b) se observa que el diseño tiene una buena respuesta en el centro de la banda pero en los extremos el resultado ya no cumple con las especificaciones deseadas para esta aplicación. Esto mismo puede observarse en la Figura 3.16 donde se muestran los desfases entre las entradas y las salidas de la lente, los cuales deberían ser aproximadamente constantes en todo el rango frecuencial.

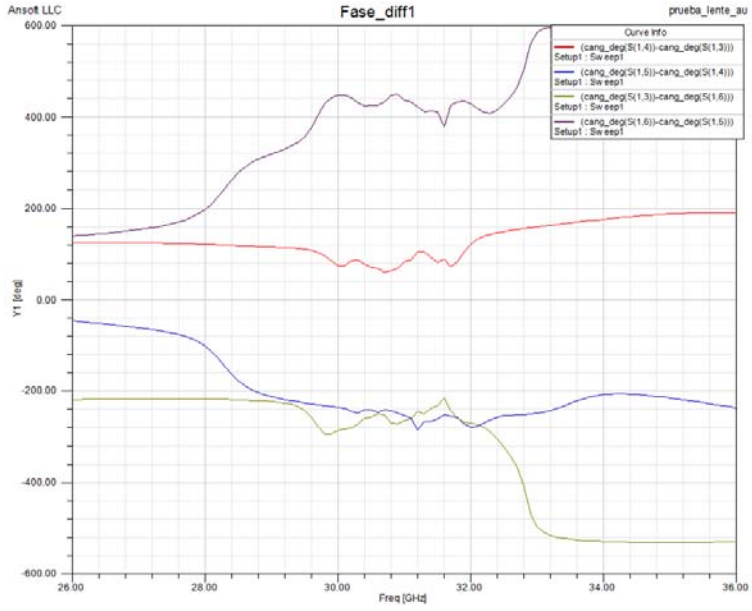


Fig. 3.16. Desfases entrada-salida.

Debido a que el control de las fases es un punto crucial para el diseño de un interferómetro y que, a la vista de los resultados, dicho control se presenta

extremadamente complicado para anchos de banda tan grandes, finalmente se descartó esta opción de correlar señales de microondas utilizando este tipo de Lentes de Rotman.

3.5. Conclusiones

En el presente capítulo se han descrito y desarrollado varios prototipos de correladores analógicos con el fin de comprobar su funcionamiento y realizar un estudio de sus ventajas y limitaciones.

El primer prototipo se basó en la realización de un correlador fabricado con componentes comerciales y que opera en banda base, con señales de entrada de hasta 300 MHz. Utilizando técnicas de modulación y demodulación de las señales de entrada y salida se consiguen eliminar las posibles variaciones de potencia que se consigan detectar en cada una de las antenas del instrumento, evitando de esta forma el ruido de baja frecuencia debido a los propios receptores o a las variaciones de la atmósfera. Gracias a este diseño se ha comprobado el efecto de la correlación de ambas señales de entrada obteniendo las diferentes limitaciones de ancho de banda fijados por los diferentes subsistemas que forman parte del correlador. Para el caso de este correlador, se obtuvo un ancho de banda de vídeo de 10 kHz, fijado por el filtro paso bajo existente en el detector.

Una vez analizado el correlador analógico en banda base, se ha realizado un nuevo prototipo de correlador reutilizando parte de los subsistemas pertenecientes a los receptores del experimento QUIJOTE de 30 GHz, concretamente los módulos de correlación-detección. En este caso, también se utilizan las técnicas de modulación y demodulación de las señales de entrada y resultante respectivamente para evitar el ruido de baja frecuencia. Con ello, se realizaron las pruebas oportunas para caracterizar el correlador, observando que de nuevo, el ancho de banda de video viene limitado por el filtro paso bajo del detector, teniendo un valor de unos 70 kHz aproximadamente. Una vez ejecutada esta prueba, se generaron unas señales de ruido a 30 GHz y con 10 GHz de ancho de banda, las cuales se introdujeron al correlador y se analizaron las señales resultantes. Dichas señales son una buena representación de lo que realmente se obtendría a la salida de un correlador analógico implementado con estos subsistemas y cuyos receptores estuviesen apuntando a una determinada región del cielo.

Teniendo en cuenta las limitaciones que aparecen con el uso de este tipo de correlador analógico de banda ultra ancha, al aumentar el número de antenas, se decidió analizar el funcionamiento de las Lentes de Rotman, mediante simulación, como opción para implementar un correlador analógico tipo Fizeau en el que todas las señales se combinan con todas en vez en lugar de por pares. Con el uso de estas lentes, la combinación y enrutado de las señales se simplifica generando un gran ahorro en cuanto al número de detectores y cables o líneas de transmisión necesarios. Tras diferentes simulaciones de una de estas lentes, debido a que los resultados obtenidos en cuanto a adaptación de los puertos de entrada y salida no son tan satisfactorios como se esperaba, y a la dificultad en el control de las fases, se decidió descartar también dicha opción para implementar un correlador de un interferómetro de gran formato.

Analizando los diferentes problemas que presentan los correladores analógicos analizados en este capítulo, se continuó el estudio de viabilidad considerando otro tipo de correladores, en concreto aquellos implementados mediante lógica digital.

Capítulo IV
Interferómetros con correladores digitales

4.1. Introducción

Existen interferómetros en los que en lugar de utilizar correladores analógicos como los descritos en el Capítulo III de esta tesis, las señales recibidas en microondas y trasladadas primero a FI y después a banda-base (BB) se digitalizan y finalmente se combinan a través un correlador digital. Este tipo de correladores se encuentra en continua evolución y ya existen desarrollos capaces de combinar señales de BB provenientes de hasta 200 antenas con pocos requisitos de potencia. La principal desventaja que tienen a día de hoy los interferómetros que utilizan este tipo de correlación es que la tecnología no permite digitalizar señales de frecuencias comprendidas dentro de la banda de milimétricas directamente, ya que el ancho de banda de trabajo que presentan se encuentra en torno a los 1.4 GHz [4.1]. Debido a esto, generalmente es necesario dividir la señal recibida en varias subbandas para poder correlar todo el ancho de banda de forma correcta.

En la bibliografía aparecen ejemplos de interferómetros utilizando correladores digitales como es el caso de MINT [4.2], SMOS [4.3] o SKA [4.4] entre otros. En el caso del experimento MINT se requiere un total de cuatro módulos para correlar las señales provenientes de todas las subbandas en las que son divididas las señales recibidas. Cada uno de sus módulos procesa cuatro señales analógicas de 500 MHz de ancho de banda.

Antes de llegar al correlador, dichas señales se transmiten por secciones idénticas de RF donde la señal tiene atenuadores variables, amplificadores y filtros para seleccionar la banda de frecuencias adecuadas para el correlador [4.5]. Finalmente, dichas señales son digitalizadas a través de unas tarjetas programables (FPGAs) con una resolución limitada a un determinado número de bits.

Entre los propósitos de esta tesis se encuentra el diseño y análisis de este tipo de correladores digitales con el fin de obtener las ventajas y desventajas que poseen frente a los diseños analógicos estudiados en el capítulo anterior. Para ello, se han desarrollado varios diseños para comprobar la respuesta del sistema y analizar los resultados obtenidos.

4.2. Hardware

El hardware utilizado para la implementación de los distintos prototipos de correlador digital se ha basado en el uso de dos tarjetas de adquisición U1071A de Agilent Technologies [4.6] (Figura 4.1). Estas tarjetas pertenecen a una línea de productos de Agilent Technologies que incluye nuevos modelos los cuales ofrecen una tasa de muestreo de hasta 1 GS/s como máximo por cada uno de sus dos canales, así como una opción de módulo de sincronización para múltiples tarjetas. Gracias a este módulo existe la posibilidad de crear sistemas a medida que requieran de alto rendimiento como puede ser en este caso un correlador con varias líneas de base. Si por motivos de la medida a realizar fuese solamente necesario utilizar uno de sus dos canales, se podrían alcanzar velocidades de muestreo de hasta 2 GS/s o lo que es lo mismo, muestrear señales de hasta 1GHz de frecuencia, siguiendo el teorema de muestreo de Nyquist. Cada tarjeta se encuentra diseñada en un tamaño compacto y posee un bajo consumo de energía, menor de 15 W con un formato estándar de tarjeta PCI (170x107x16 mm).

Como principal novedad, estas nuevas versiones de tarjetas digitalizadoras disponen de impedancias de entrada conmutable 50 Ω ó 1 MΩ en el canal de entrada permitiendo la integración del digitalizador para aplicaciones tales como prueba de producción en las industrias de semiconductores y de automoción, las cuales requieren gran ancho de banda y velocidad de muestreo alta. Una vez repasadas las características principales de las tarjetas digitalizadoras utilizadas, se prosigue con la implementación de los prototipos de correladores digitales.

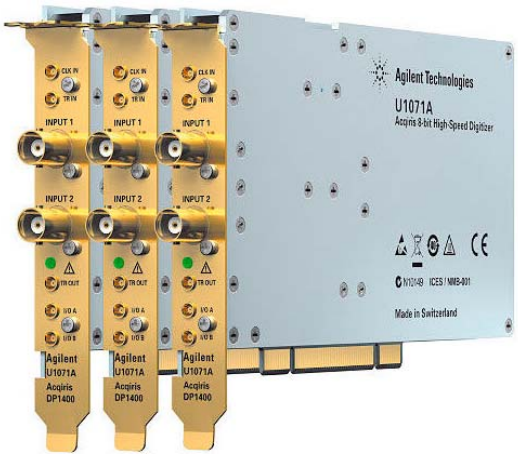


Fig. 4.1 Tarjetas digitalizadoras U1071A (Acqiris).

El software de programación que se utiliza para el desarrollo de estos correladores digitales es LabVIEW, de National Instruments [4.7]. Mediante este software pueden crearse programas de miles de páginas de código (denominadas VIs, "Virtual Instruments") para aplicaciones complejas, programas de automatizaciones de decenas de miles de puntos de entradas/salidas, etc. Incluso existen buenas prácticas de programación para optimizar el rendimiento y la calidad de la programación de las mismas.

Otra característica importante es que este software es capaz de trabajar con tamaños muy grandes de datos, cosa imposible para otros programas del mercado. Para el intercambio de datos entre el software LabVIEW y las tarjetas de adquisición son necesarios unos controladores específicos desarrollados por Agilent Technologies.

4.3. Correlador digital en banda base

De la bibliografía se sabe que un aspecto muy importante en el desarrollo de correladores para interferometría se basa en el control de las fases de las señales que se pretenden estudiar. Además de los desfases debidos a la separación entre las antenas que forman las distintas líneas de base del interferómetro, se encuentran los posibles desfases introducidos por los subsistemas encargados de trasladar las señales recibidas a BB para su posterior procesado. Por esta razón, es necesario realizar estudios introduciendo diferentes desfases entre las señales de entrada al correlador para analizar con ello de qué manera afectan a la señal de salida resultante del mismo. Gracias a la programación de las tarjetas digitalizadoras, se desarrolló una herramienta capaz de minimizar y corregir en tiempo real los posibles desfases indeseados. Para comprobar el

funcionamiento de este tipo de correladores se implementan diferentes versiones mediante la programación de las FPGAs descritas en el apartado 4.2.

A. Simulación

Inicialmente, se programa un VI sencillo en el que se generan dos señales sinusoidales para ser muestreadas a diferentes frecuencias cumpliendo siempre el teorema de muestreo de Nyquist. Dicho teorema se basa en que la frecuencia de muestreo de la señal a estudiar debe ser al menos el doble de su frecuencia para poder reconstruirla de forma exacta.

Existe un gran abanico de herramientas dentro del lenguaje que utiliza LabVIEW para la elaboración de las diferentes subrutinas que forman los programas de control de las tarjetas digitalizadoras. El aspecto del diagrama de bloques del programa desarrollado para implementar las primeras pruebas se muestra en la Figura 4.2.

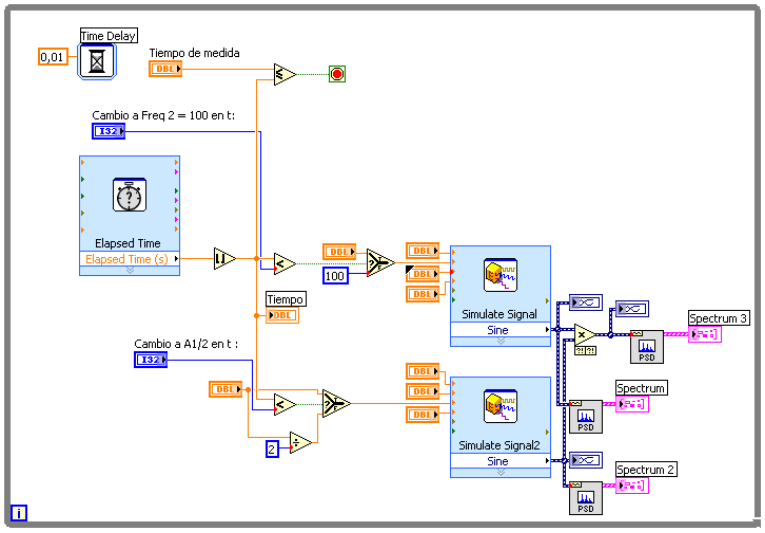


Fig. 4.2. Diagrama de bloques del simulador de correlador digital.

Desde el panel de control correspondiente al anterior diagrama de bloques se pueden seleccionar varios parámetros de las señales de entrada, como son la amplitud, la frecuencia y la fase. En dicho panel también es posible modificar los parámetros de la simulación como por ejemplo el tiempo de adquisición y la frecuencia de muestreo. Con todo ello, las señales de entrada al correlador son posteriormente multiplicadas para finalmente poder analizar el espectro en frecuencia de la señal resultante a través de la herramienta que calcula la Transformada de Fourier. Al igual que se hizo para el caso analógico, las señales de entrada son sinusoidales por lo que el espectro de salida

debería tener dos componentes, una de ellas a la frecuencia diferencia entre los dos tonos de entrada (f_1-f_2) y la otra a la frecuencia suma (f_1+f_2).

Como prueba de la primera simulación, se muestra en la Figura 4.3 el resultado de correlar dos señales con frecuencias de 100 y 150 kHz. Con este producto se obtendrá a la salida del correlador una señal cuyo espectro deberá tener dos tonos, uno a la frecuencia diferencia (50 kHz) y otro a la frecuencia suma (250 kHz).

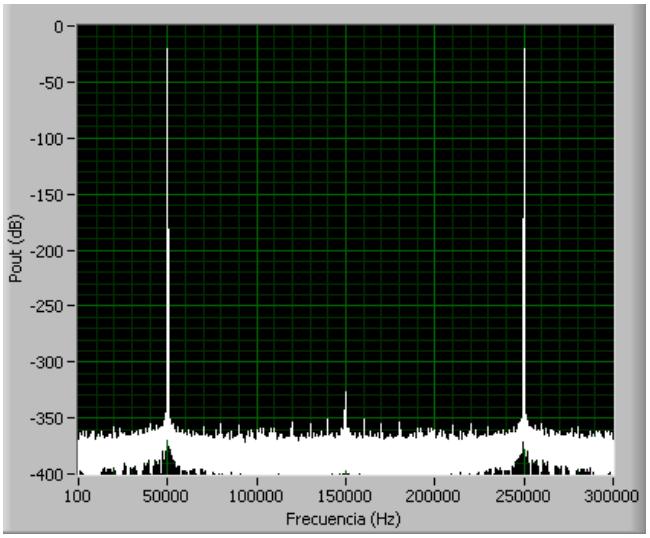
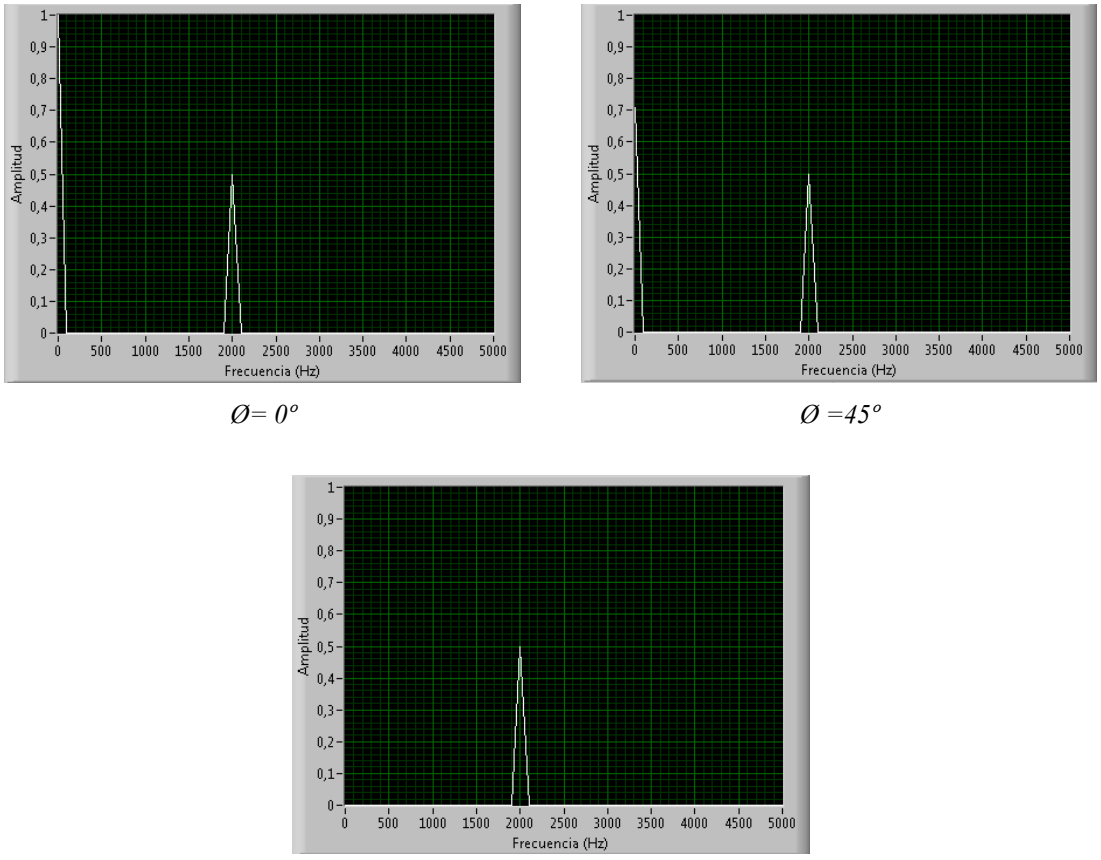


Fig. 4.3. Espectro de salida de correlador digital simulado.

A la vista de la figura anterior, al no existir ningún filtro implementado en el correlador, se observan claramente los dos tonos resultantes de multiplicar las dos señales sinusoidales. Este filtro podía haber sido implementado a través de las herramientas disponibles en LabVIEW pero no se realizó con el fin de poder observar el espectro de salida completo.

En el caso en el que las señales sinusoidales a correlar sean de la misma frecuencia, a la salida del correlador se tiene una señal cuyo espectro de frecuencias tiene una componente de DC y otra a frecuencia doble. El valor de la componente de DC resultante se verá modificado por el coseno del desfase entre las dos señales de entrada [4.8]. La Figura 4.4 muestra los resultados de simulación cuando se correlan dos tonos idénticos, de frecuencia 1 kHz y 1 Voltio de amplitud. Para observar la influencia de los desfases existentes entre las señales de entrada, se generaron tres desfases diferentes analizando los resultados a la salida del correlador. Estos resultados se muestran en la Figura 4.4.



Ø= 0º *Ø =45º*

Ø =90º

Fig. 4.4. Espectros de salida variando los desfases entre las señales de entrada.

Los resultados de las componentes de DC de las imágenes mostradas en la figura anterior se corresponden con los valores 1, 0.707 y 0 para los valores de desfase 0, 45 y 90 grados respectivamente. Este valor coincide con el producto de las amplitudes de las señales de entrada y el coseno del desfase existente entre ellas como muestra la teoría.

Este hecho demuestra que es muy importante tener bien caracterizado y corregido el desfase que puedan introducir los diferentes subsistemas que se encuentren antes del correlador de señales. Cualquier desfase introducido por el instrumento puede confundirse con el proveniente de la separación física de las antenas y por lo tanto modificar el resultado real de las medidas de correlación.

B. Medidas

Una vez comprobada mediante simulación la influencia del desfase entre las señales de entrada al correlador con componentes de la misma frecuencia, se realizaron varias medidas adicionales para demostrar que mediante el uso de este tipo de correladores se pueden corregir en tiempo real todas las componentes frecuenciales de

una señal compleja. Para ello, inicialmente se generaron señales con varias componentes espectrales. Mediante un generador Agilent 3320A se obtiene un tono de frecuencia 100 kHz, con moduladora 100% AM de 20 kHz. Con ello, el espectro de la señal que entra por cada canal tendrá tres componentes principales, una a la frecuencia de 100 kHz y otras dos, a 80 y 120 kHz respectivamente. Esta señal se introdujo en dos de los cuatro canales disponibles en las tarjetas digitalizadoras y con ello se estudió su espectro y el de la señal producto de ambas. El programa realizado con LabVIEW digitaliza ambas señales y calcula el desfase entre ellas. Una vez medido, se corrige el desfase entre las señales de los dos canales, que proviene del correlador, para tener el sistema calibrado correctamente.

La Figura 4.5 muestra la medida descrita anteriormente, con la señal sinusoidal de 100 kHz y la moduladora de 20 kHz. En ella se observa que se corrige correctamente el desfase existente entre los dos canales de entrada y como queda el espectro de la señal resultante. Los indicadores del panel del control muestran por una parte los parámetros con los que se está adquiriendo cada una de las dos señales de entrada y por otra la fase de todas las componentes pertenecientes al espectro de cada una de estas dos señales. Con ello es posible obtener el valor de medida de todo el espectro para poder corregirlo. La Figura 4.5 b) muestra los espectros de ambas señales de entrada y el de la señal resultante a la salida del correlador.

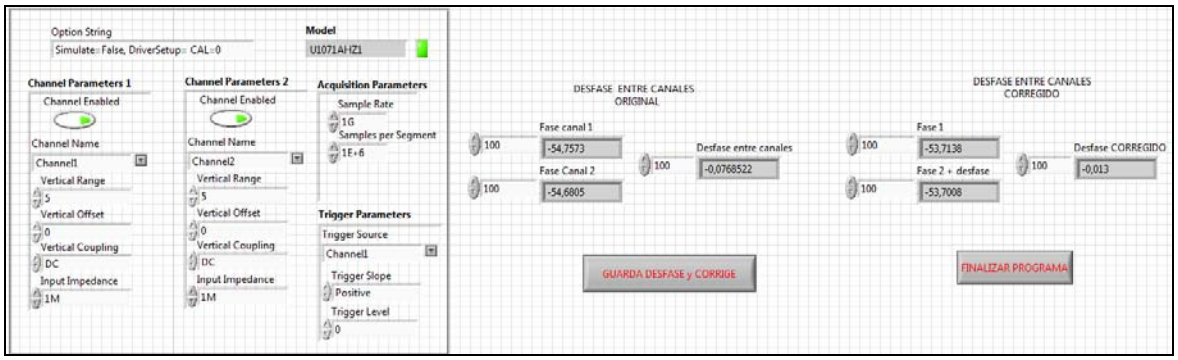


Fig. 4.5.a) Panel de control para medida del correlador digital en banda base.

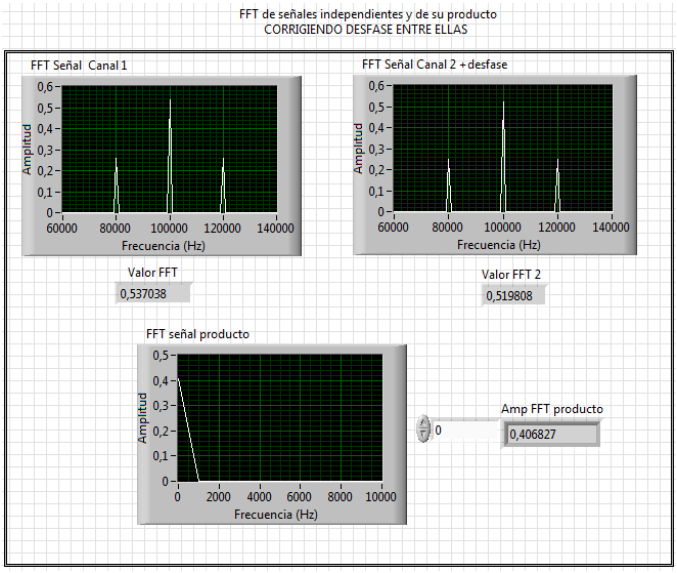


Fig. 4.5.b) Espectros de las señales y de la señal producto.

La corrección de errores para estas señales cuyo espectro posee tres componentes frecuenciales queda como se muestra en la Tabla 4.1.

Tabla 4.1. Errores antes y después de realizar la corrección.

Frecuencia (kHz)	Error Inicial (º)	Error Corregido (º)
80	-0.1247	-0.0048
100	0.07685	-0.013
120	-0.2738	-0.012

A la vista de los resultados, puede comprobarse que el error de fase entre las señales de ambos canales antes de corregirse es mínimo ya que se debe propiamente al desfase introducido por los cables, el cual es despreciable en este rango de frecuencias. Con el fin de comprobar que el sistema de calibración/corrección funciona en distintos rangos de frecuencia, se hacen otras dos medidas, con tonos de 1 y de 10MHz respectivamente, utilizando la misma modulación que se utiliza para la primera prueba (20kHz).

Con estas pruebas, las correcciones de fase en este caso de modular una señal de 1 MHz quedan como se muestra en la Tabla 4.2

Tabla 4.2. Errores antes y después de realizar la corrección.

Frecuencia (MHz)	Error Inicial (º)	Error Corregido (º)
0.98	-0.02259	0.012
1	-0.02307	0.000215
1.02	-0.0073	0.0077

Para el último caso, en el que la señal a modular es de 10 MHz, las correcciones de fase quedan como se muestra en la Tabla 4.3

Tabla 4.3. Errores antes y después de realizar la corrección.

Frecuencia (MHz)	Error Inicial (º)	Error Corregido (º)
9.98	-0.128721	-0.00933
10	-0.13815	-0.0135108
10.02	-0.163051	0.000536

Aunque como se decía anteriormente, los errores iniciales son bastante pequeños estas pruebas han demostrado que mediante este tipo de correladores es posible corregir los desfases entre todas las componentes espectrales que queden por encima del ruido instrumental. A continuación, se analizaron los resultados de correlación de señales de forma análoga a como se hizo mediante simulación. Para ello, se adquirieron a través de las tarjetas digitalizadoras dos señales sinusoidales provenientes de los dos generadores 8648C de Agilent utilizados para introducir los tonos en el correlador analógico descrito en el capítulo anterior.

Las medidas realizadas en esta ocasión se basan en la adquisición de dos señales sinusoidales, una de frecuencia 100 MHz y otra de 250 MHz con potencias de -20 dBm muestreadas a una velocidad de 1Gs/s y con un número de puntos igual a 40000. Con estos parámetros de entrada, se adquieren dichas señales durante 40μs, tiempo suficiente para realizar la Transformada de Fourier de manera correcta, ya que se adquiere un número entero de periodos de la señal. El resultado de correlar estas dos señales de entrada da como resultado una señal con un espectro como el mostrado en la Figura 4.6.

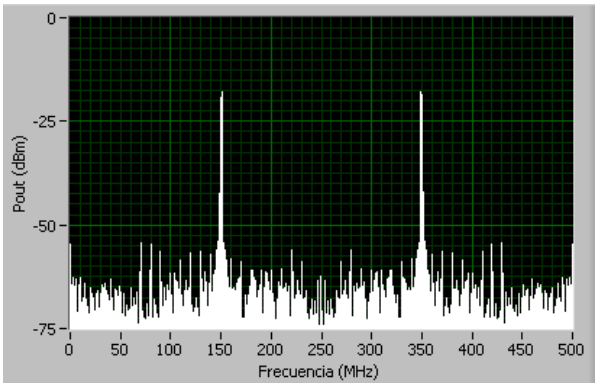


Fig. 4.6. Espectro de salida de correlador digital adquiriendo dos tonos.

A la vista de la figura anterior, se observa el espectro resultante de multiplicar dos señales sinusoidales de frecuencia distinta. De nuevo, al no haberse implementado ningún filtro que límite el ancho de banda de video del correlador, es posible observar

ambos tonos de salida el de la frecuencia diferencia de 150 MHz y el de la frecuencia suma de 350 MHz. Una vez visto que la adquisición de las señales es correcta, se procede a diseñar un correlador enfocado a la medida de polarización a 90 GHz.

4.4. Correlador digital en banda base para la medida de la polarización a 90 GHz

En el Capítulo II se hizo una breve introducción al trabajo para el que se propone un esquema de interferómetro reutilizando receptores como el prototipo desarrollado para realizar medidas del CMB en la banda de frecuencias centrada en 90GHz [4.8]. Debido a la dificultad técnica de correlar y detectar señales a estas frecuencias, se propuso un esquema de receptor en el que mediante mezcladores subarmónicos se traslada la señal recibida en la banda de 81 a 99 GHz hasta una FI comprendida entre 3 y 21 GHz. Dichas señales se combinan y detectan por medio de un detector a diodo dando una señal a la salida proporcional a la recibida por la antena y con una fase de la que se puede deducir su ángulo polar. El esquema de dicho receptor es el representado en la Figura 4.7.

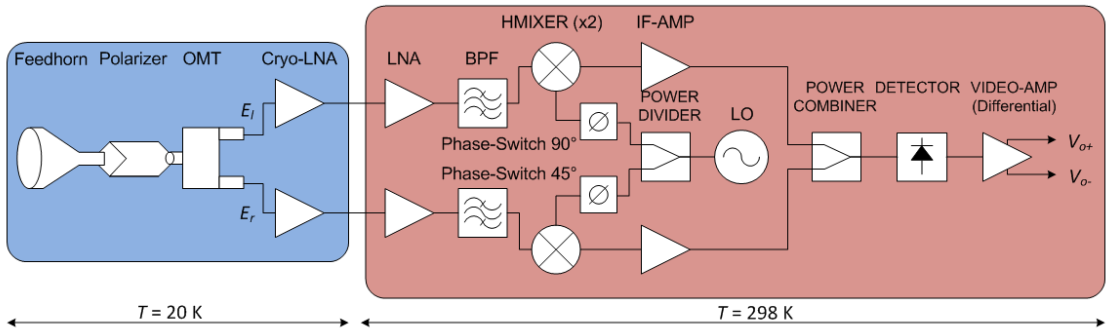


Fig. 4.7. Diagrama esquemático del polarímetro de banda W (81 a 99 GHz).

Con el fin de acondicionar las señales de salida de estos receptores a un esquema de correlación en la banda de trabajo de las tarjetas digitalizadoras, se realizó una pequeña modificación del esquema presentado en la figura anterior. Esta modificación consiste en la supresión del polarizador y en sustituir el combinador de potencia y el detector a diodo por otros componentes comerciales necesarios para implementar la etapa de conversión de FI a BB. De esta forma se pueden correlar señales que son proporcionales a las componentes x e y de la polarización de la señal para así poder medir las componentes de polarización y calcular los parámetros de Stokes. Para el presente caso, como se trata de implementar un sistema correlador de cuatro señales, la

velocidad máxima de muestreo se reduce a 1GS/s por canal, o lo que es lo mismo, las señales de entrada al correlador podrán tener una frecuencia máxima de 500 MHz. Debido a esta limitación, se adquirieren componentes comerciales para realizar la conversión de FI a BB. Para ello se han utilizado mezcladores ZX05-30W+ junto con filtros paso bajo BLP-250+ de Mini Circuits que limitan la banda de las señales de entrada a las FPGAs.

Por otro lado, debido a que la frecuencia de funcionamiento de los mezcladores está delimitada entre 300 y 4000 MHz y que el ancho de banda de los filtros es de 250MHz, se utilizarán 4 frecuencias distintas de oscilador local (3, 3.25, 3.5 y 3.75 GHz) para poder correlar las señales de FI cuando se tengan dos receptores disponibles para realizar las medidas. Gracias a esto, se podrá analizar la señal de FI comprendida entre 3 y 4 GHz utilizando los mezcladores y filtros existentes en el montaje final propuesto para este correlador. La flexibilidad que presenta los correladores digitales en términos de diseño hace que sea posible implementar el mismo tipo de correlador independientemente de la banda frecuencial en la que trabaje el instrumento. Cualquier señal de microondas debidamente trasladada a la banda de FI podrá ser analizada con el correlador implementado para este caso concreto.

El interferómetro propuesto esta vez ha de ser capaz de medir la polarización del CMB mediante el cálculo de tres de los cuatro parámetros de Stokes (I, Q y U) simultáneamente de forma similar a como se realiza en el experimento QUIJOTE. Dichos parámetros están relacionados con la amplitud de los campos eléctricos ortogonales a la salida del ortomodo definidos en coordenadas cartesianas como E_x e E_y. Combinando estos campos se puede obtener la potencia de la señal de entrada a las antenas de bocina a través del parámetro I, y la polarización de la misma a través de los parámetros U y Q por medio de las expresiones mostradas en (4.1).

$$\begin{aligned} I &= E_{x1}\cdot E_{x2} + E_{y1}\cdot E_{y2} \\ Q &= E_{x1}\cdot E_{x2} - E_{y1}\cdot E_{y2} \\ U &= E_{x1}\cdot E_{y2} - E_{y1}\cdot E_{x2} \end{aligned} \tag{4.1}$$

Las expresiones anteriores representan la generalización de las definiciones de los parámetros de Stokes al caso de tener señales provenientes de dos receptores de un

mismo interferómetro. Esta misma medida habría que hacerla para cada una de las líneas de base del mismo. De esta forma, con las señales provenientes de una determinada línea de base, a la entrada del correlador se tendrán dos componentes de campo eléctrico con polarización en el eje X y otras dos con componentes en el eje Y que posibiliten la medida de la polarización de la señal.

Debido a que en la actualidad, solamente se dispone de un receptor trabajando en banda W, se han utilizado dos generadores 8648C de Hewlett Packard con el fin de emular las señales de salida de dicho receptor. Gracias al uso de estos generadores, es posible introducir en los mezcladores comerciales unas señales que se encuentran dentro de la banda de FI correspondiente a la del prototipo de receptor diseñado. A modo de prueba, se introducen a los mezcladores una señal RF de 3.02 GHz y una de OL de 3 GHz con potencias de 14 y 10 dBm respectivamente. La Figura 4.8 muestra una imagen del sistema de medida del correlador digital.

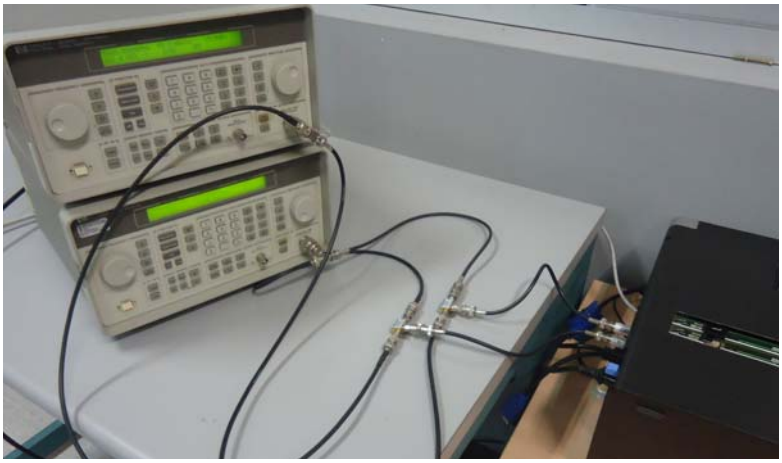


Fig. 4.8 Montaje para la caracterización del prototipo de correlador digital.

Analizando las señales a la salida de cada mezclador por separado, se observan los espectros con una componente frecuencial de 20 MHz coincidiendo con la separación entre los tonos de RF y de OL introducidos a los mismos. Mediante diferentes subrutinas, implementadas en LabVIEW, se estudian las fases de esas componentes espectrales por separado obteniendo un desfase de 67.86 grados entre ambas. Con esta prueba, queda claro que los subsistemas encargados de trasladar la señal de IF a banda base pueden introducir desfases que será necesario corregir para realizar de forma correcta las medidas de los parámetros de Stokes y poder con ello caracterizar correctamente la polarización de la señal proveniente del CMB.

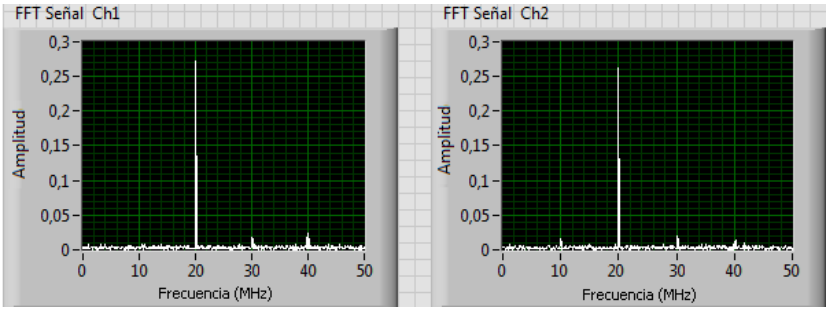


Fig. 4.9 Señales de salida de los mezcladores.

Consecuentemente con las medidas realizadas con anterioridad, en el presente caso la señal correlada tendrá una componente espectral a 40 MHz y otra en DC. Esta última sería la que interesa en este caso, puesto que las componentes de alta frecuencia quedan filtradas al integrarse la señal correlada mediante un amplificador de video. La Figura 4.10 muestra los espectros de esta señal antes y después de corregir el desfase existente. En esta figura puede verse que el valor de la componente DC se ve afectado por el desfase entre las señales de entrada, modificándose el valor real por el coseno del ángulo correspondiente al desfase entre estas señales de entrada.

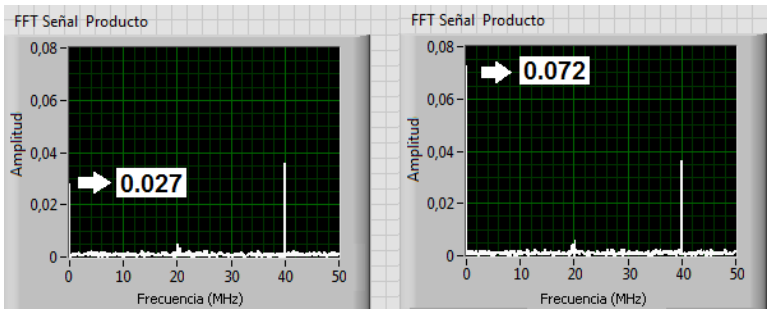


Fig. 4.10. Espectro de las señales correladas. a) Sin corregir desfase. b) Corrigiendo desfase.

4.4.1. Aplicación a la medida de polarización con señales sinusoidales

Debido a las limitaciones en cuanto a número de receptores disponibles para testear este correlador, es necesario crear diferentes escenarios para representar determinados tipos de señales similares a las que se esperan tener a la entrada de las antenas de los mismos. Como ejemplo, se exponen seguidamente las medidas realizadas correspondientes a dos posibles escenarios. En el primero de ellos se correlan señales polarizadas horizontalmente, por lo que la componente E_y de salida de los ortomodos sería nula en todos los receptores. El segundo emula una situación en la que las señales estuviesen polarizadas verticalmente, por lo que serían nulas las componentes E_x. Con estos dos escenarios, y según las ecuaciones mostradas en (4.1), se realiza el montaje del correlador y se ejecutan las medidas correspondientes.

Al no disponer las señales reales con una determinada polarización para la banda de frecuencias de FI de estos receptores, se colocan cargas adaptadas en las entradas donde se supone que la señal proveniente de las distintas ramas del receptor sea nula (E_{y1} e E_{y2} para una señal polarizada horizontalmente) y se corrige la fase en todos los canales a la vez. La Tabla 4.4 muestra que el valor de desfase que se mantiene constante y puede corregirse es el de la componente $E_{x1}E_{x2}$. Los demás valores de las señales producto son aleatorios ya que solamente se está midiendo ruido.

Tabla 4.4. Corrección de desfase para una supuesta señal polarizada en el eje X.

	Desfase (º)	
Línea de base	Sin Corregir	Corregido
$E_{x1}E_{x2}$	46.7	-0.027

El siguiente paso consiste en el cálculo de los parámetros de Stokes antes y después de realizar la corrección de fase. Una vez obtenidos, se puede representar alguna figura de mérito, como las que representan el aislamiento entre los parámetros Q e I y entre U y Q (4.2).

$$\begin{aligned} Q/I\big|_{dB} &= 10\cdot\log_{10}(Q/I) \\ U/Q\big|_{dB} &= 10\cdot\log_{10}(U/Q) \end{aligned} \qquad (4.2)$$

Idealmente estos valores de aislamiento deberían ser 0 y -∞ respectivamente, pero en un escenario real siempre existen imperfecciones en los subsistemas que forman parte de los receptores que hacen que no sea así. En los resultados corregidos y normalizados mostrados en la Tabla 4.5. puede apreciarse que tras corregir los desfases entre los distintos canales, los aislamientos medidos mejoran de forma proporcional a la corrección introducida, que en este caso es 1.6 dB aproximadamente (cos(Φ) en dB).

Tabla 4.5. Parámetros de Stokes normalizados (señal polarizada horizontalmente).

Parámetro	Sin corregir	Corregido
I	0.6805	1
Q	0.6802	0.999
U	0.009	0.009
Q/I (dB)	0.0019	0.004
U/Q (dB)	-18.7	-20.4

Realizando la misma medida, pero esta vez suponiendo una señal polarizada verticalmente (colocando cargas en las entradas E_{x1} y E_{x2} del correlador) se realizan de

nuevo las medidas de los desfases y de los parámetros de Stokes. El desfase que permanece constante para este tipo de señal es en este caso el de la componente $E_{y1}E_{y2}$.

Tabla 4.6 Corrección de desfase.

	Desfase (º)	
Línea de base	Sin Corregir	Corregido
$E_{y1}E_{y2}$	47.5	$5 \cdot 10^{-3}$

Como en el caso anterior, se mejoran de nuevo los aislamientos entre los parámetros de Stokes una vez corregidos los desfases entre los canales de adquisición (Tabla 4.7).

Tabla 4.7. Parámetros de Stokes (señal polarizada en verticalmente).

Parámetro	Sin corregir	Corregido
I	0.67	1
Q	-0.67	-1
U	0.0087	0.009
Q/I (dB)	0.0013	0.00083
U/Q (dB)	-18.8	-20.5

Estos dos últimos casos validan el funcionamiento del correlador, corrigiendo los desfases entre los diferentes canales de entrada y calculando los parámetros de Stokes y los aislamientos en tiempo real. Se debe tener en cuenta que aunque en este caso los niveles de aislamiento no mejoran mucho, para desfases cercanos a 90 grados la señal correlada quedaría muy atenuada por lo que la mejora de aislamiento al aplicar la corrección de fase sería mucho más notoria. Los resultados se corresponden con los teóricos en los dos casos implementados, obteniendo I = Q cuando la señal está polarizada horizontalmente e I = -Q cuando lo está verticalmente, siendo U=0 en ambos casos. El análisis de los diferentes errores del resto del sistema de recepción se encuentra detallado en [4.9].

4.4.2. Aplicación a la medida de polarización con señales de ruido blanco

Como últimas pruebas para validar el correlador digital, se pretende correlar señales lo más parecidas posible a las que se van a obtener del receptor diseñado para trabajar en la banda de 90 GHz. Debido a que durante la realización de estas medidas no se había terminado dicho receptor y que en el laboratorio no se dispone de generadores de señal ni amplificadores con suficiente ganancia como para poder generar señales a la

salida de los mismos con una potencia apropiada para las tarjetas digitalizadoras, se generaron direcetamente unas señales de ruido blanco filtrado para sintonizarlo con la banda de 0 a 250 MHz de las tarjetas digitalizadoras.

Para ello, se escogió un generador de señal con un ancho de banda de 20 MHz y se generó con el una señal de ruido de unos 1.5 V_{pp} que se introdujo directamente en la entrada de las tarjetas de adquisición. Esta señal fue muestreada con una $F_s=1\cdot10^9$ y con un número de puntos $N=1\cdot10^6$. Con estos parámetros de adqusicición se tienen un millón de muestras de la señal en un tiempo de 1 ms. La siguiente imagen muestra la señal adquirida y su espectro correspondiente medidos en tiempo real.

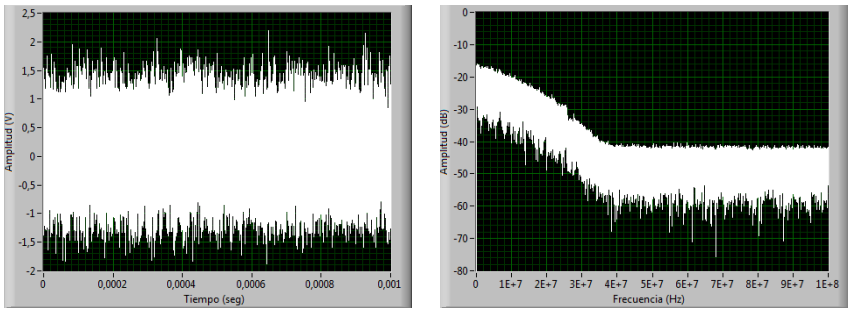
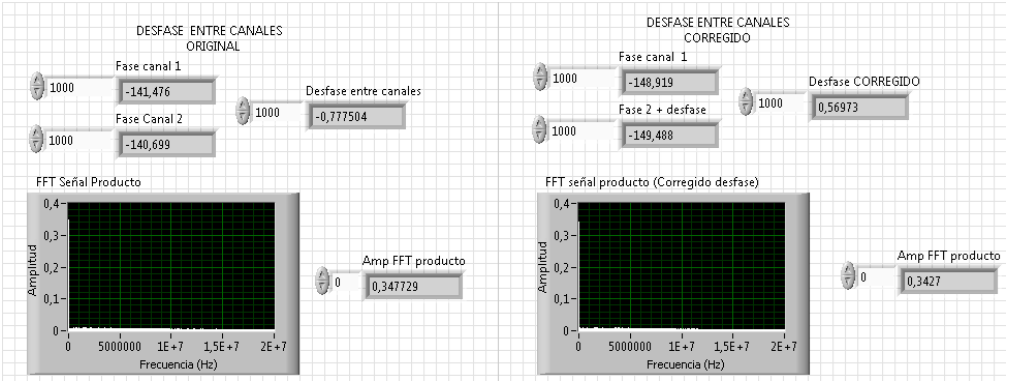


Fig. 4.11. Señal temporal y su espectro.

Como la señal a estudiar proviene del mismo generador, es necesario dividirla en dos para tener la misma señal en ambas entradas del correlador digital. En este caso, al no disponer de mezcladores entre los generadores de señal y las entradas del correlador, el desfase entre las dos señales es mínimo y apenas se aprecia. La siguiente figura muestra los resultados de esta primera medida. En ella, se muestran los desfases junto con los espectros de las señales producto antes y después de realizar la corrección de fase en tiempo real.



a) *b)*

Fig. 4.12. Desfases del correlador. a) desfase original, b) desfase corregido

Debido a que el desfase introducido por los cables es de nuevo prácticamente despreciable, como puede verse en la figura anterior, se decide introducir un desfase a una de las señales de forma artificial para comprobar la respuesta y la corrección del mismo en el correlador digital. Este desfase será introducido por medio de subrutinas creadas en LabVIEW. Por medio de estas subrutinas programadas será posible escoger un tipo de desfase constante u otro que sea dependiente de la frecuencia. En la Figura 4.13 puede apreciarse el panel de control de este nuevo VI, en el cual existe un interruptor que se encargará de seleccionar el tipo de desfase adicional que se introducirá a una de las señales de entrada al correlador.

Inicialmente se introdujo un desfase fijo, es decir, constante en todo el rango frecuencial. La rutina permite introducir un desfase adicional de entre 0 y 90 grados a una de las señales de entrada para posteiormente corregirlo y comprobar la respuesta obtenida en el espectro de la señal correlada. El valor de desfase seleccionado para esta primera prueba se corresponde con un valor de 60 grados.

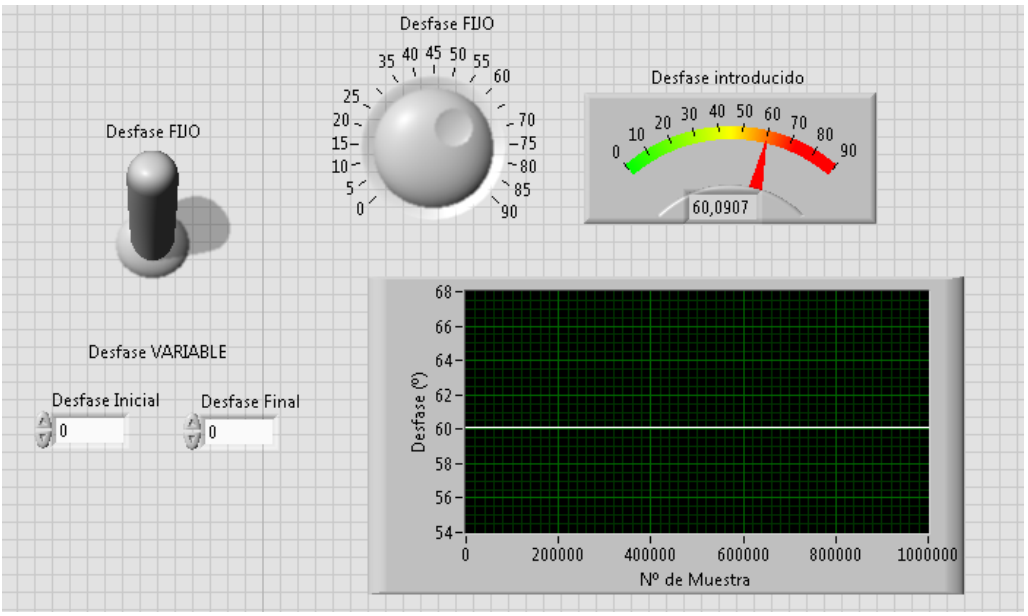
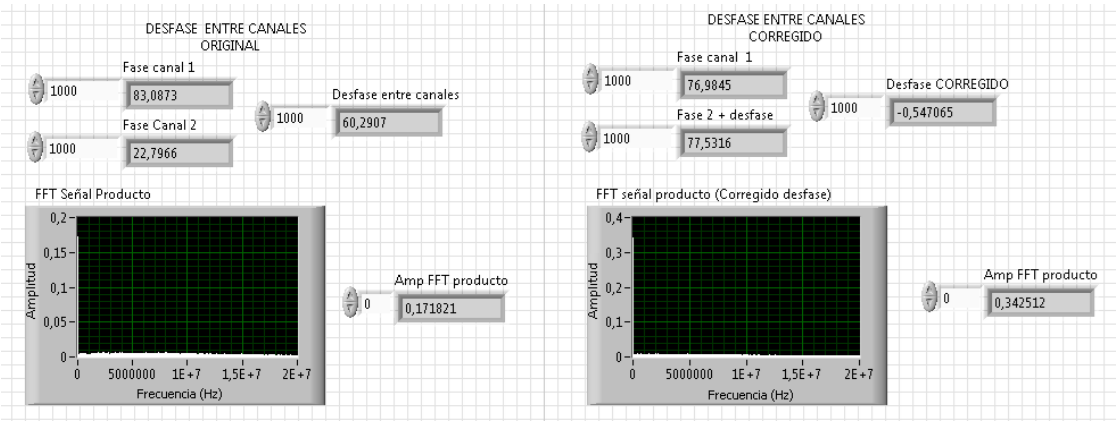


Fig. 4.13. Introducción de desfase constante con la frecuencia.

Seguidamente, en la Figura 4.14 se muestran los desfases medidos y los espectros obtenidos antes y después de corregir el desfase entre los dos canales de entrada.



a) *b)*

Fig. 4.14. Desfases del correlador. a) Desfase original. b) Desfase corregido

La Tabla 4.8 muestra los diferentes valores de desfase entre las señales a distintas frecuencias dentro del rango de la señal de entrada (20MHz). A la vista de los resultados puede observarse que se corrige de forma satisfactoria el desfase en todas ellas.

Tabla 4.8 Errores antes y después de realizar la corrección.

Frecuencia (MHz)	Error Inicial	Error Corregido
0.1	59.4	0.245
1	60.2907	-0.547
5	59.85	0.3696

Una vez analizado el comportamiento con un desfase constante, se procede a la evaluación con señales con un desfase variable con la frecuencia. En esta ocasión se introdujo un desfase creciente con la frecuencia con valores comprendidos entre 40 grados para las frecuencias bajas y de 90 grados para las altas. Con este caso particular se estudió de nuevo la respuesta del correlador antes y después de corregir el desfase entre ambos canales.

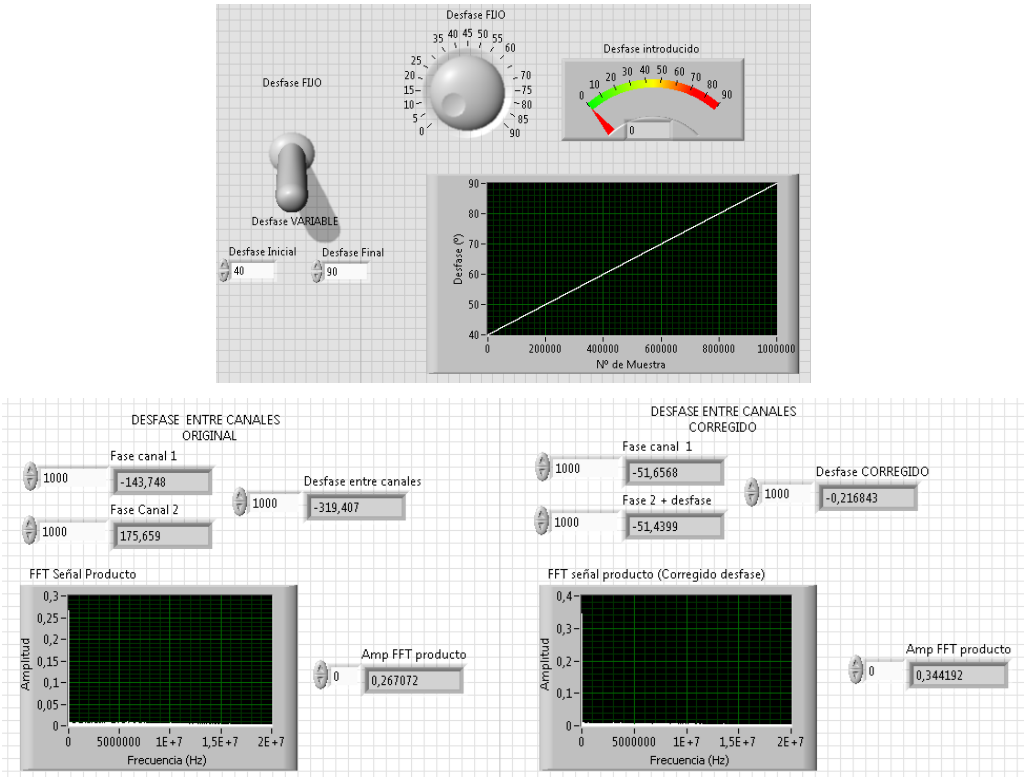


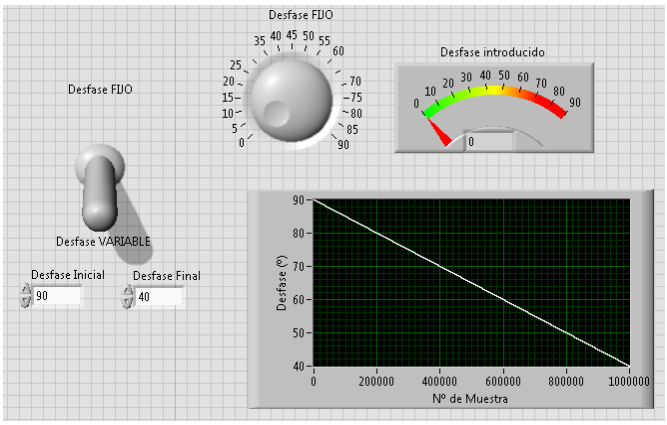
Fig. 4.15. Introdución de desfase creciente con la frecuencia.

De nuevo se estudia la corrección de los desfases en diferentes puntos frecuenciales y siguen saliendo valores correctos.

Tabla 4.9. Errores antes y después de realizar la corrección.

Frecuencia (MHz)	Error Inicial	Error Corregido
0.1	-319.93	-0.313
1	-319.4	-0.21
5	40.595	-1.12

Como prueba final, se hace en este caso lo mismo que en el anterior , pero siendo la dependencia frecuencial decreciente con la frecuencia. Con ello el desfase para frecuencias bajas es en este caso de 90 grados y para frecuencias altas es de 40 grados.



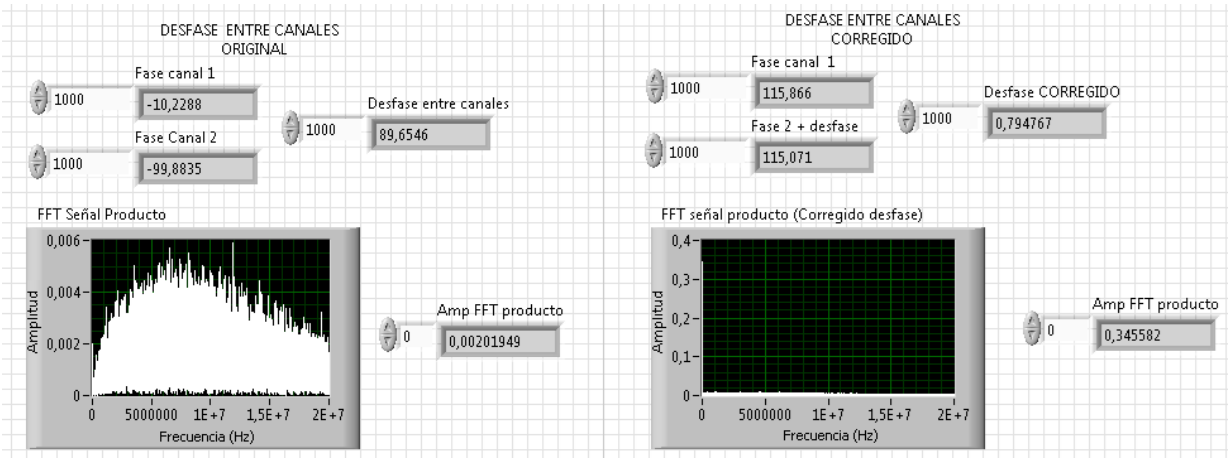


Fig. 4.16. Introdución de desfase decreciente con la frecuencia.

La siguiente tabla muestra las correcciones realizadas sobre las fases de las señales.

Tabla 4.10. Errores iniciales y tras realizar la corrección.

Frecuencia (MHz)	Error Inicial	Error Corregido
0.1	-270.45	0.423
1	89.654	0.794
5	89.68	0.59

4.5. Conclusiones

En el presente capítulo se ha descrito el diseño y la caracterización de un correlador digital implementado mediante la programación de dos tarjetas de adquisición U1071A de Agilent Technologies. Utilizando sus canales de forma independiente, el ancho de banda máximo de las señales de entrada está limitado a 500 MHz mientras que si se combinan los dos canales existentes en cada tarjeta, es posible llegar a adquirir señales de 1 GHz de ancho de banda.

Primero se ha programado un sistema sencillo que correla dos señales sinusoidales generadas mediante simulación. En este escenario se realizan dos pruebas, siendo las frecuencias de las señales a correlar diferentes para el primer caso, e iguales en el segundo. Para el caso en el que las señales son de la misma frecuencia, el espectro resultante tiene una componente en DC que se ve afectada por el desfase entre las señales de entrada, modificando su amplitud por el coseno del desfase correspondiente. Por esta razón es necesario corregir las fases de las señales entrantes al correlador para que las señales de salida (también denominadas visibilidades) no queden falseadas por

los desfases introducidos por los receptores del interferómetro. De hecho estas fases son uno de los errores sistemáticos que presentan todos los interferómetros.

Una vez analizado el comportamiento del correlador simplificado con señales simuladas, se estudia su comportamiento con señales reales complejas, es decir, con varias componentes frecuenciales. Se realizaron medidas a diferentes frecuencias, obteniendo resultados satisfactorios en todas ellas. Dichas medidas indicaron que mediante varias herramientas de programación, es posible corregir el desfase en tiempo real entre las diferentes señales de entrada al correlador.

Finalmente, se realizaron pruebas correspondientes a un prototipo de interferómetro en banda W (90 GHz). En dichos receptores se traslada la señal recibida a FI para facilitar el diseño de los diferentes subsistemas encargados de analizar la señal recibida. Debido a la falta de disponibilidad de los receptores, ha sido necesario generar las señales de FI a través de dos generadores de señal para posteriormente bajar la señal de FI a BB mediante mezcladores y filtros comerciales. Introduciendo señales de FI sinusoidales se ha comprobado que dichos subsistemas comerciales sí que introducen un desfase considerable entre las señales de entrada al correlador, pero de nuevo es posible corregirlo y obtener correctamente los resultados esperados para la caracterización de la polarización del CMB a través del cálculo de los parámetros de Stokes. La última prueba se realizó con señales de ruido de 20 MHz de ancho de banda introducidas directamente al correlador y aplicándoles de forma artificial desfases constantes y dependientes de la frecuencia los cuales se corrigieron también como en los casos anteriores.

A pesar de la flexibilidad de programación y la posibilidad del control de las fases de las señales a correlar que presentan los diferentes prototipos digitales, cosa que no sucede en el caso de los correladores analógicos descritos en el capítulo anterior, los correladores digitales poseen una fuerte limitación para el caso de interferómetros con cientos de receptores debido al ancho de banda, al elevado coste y al consumo de las tarjetas digitalizadoras. Como prueba para un prototipo con pocas líneas de base o anchos de banda reducidos, esta solución puede ser válida, pero no serviría para el caso de instrumentos que tuviesen un número elevado de líneas de base y en el que hubiese que separar en subbandas la señal recibida, ya que la solución de utilizar un gran número de FPGAs sería inviable en cuanto al coste y probablemente consumo se refiere.

Capítulo V
Interferómetros con correladores ópticos

5.1. Introducción

Tras el análisis de los resultados obtenidos en los prototipos de correladores analógico y digital, se propone un esquema diferente para el desarrollo de correladores electro-óptico basados en la translación de frecuencia de las señales recibidas desde la banda de microondas al infrarrojo cercano (NIR, Near Infra-Red). Una vez en la banda de frecuencia óptica, las señales recibidas se correlarán mediante elementos desarrollados en tecnología óptica para ser detectadas finalmente mediante el uso de una cámara NIR comercial [5.1]. Este tipo de diseños basados en conversión de frecuencia han sido ya implementados en aplicaciones de seguridad y defensa en instrumentos embarcados en helicóptero [5.2], lo que muestra el potencial interés de esta tecnología para experimentos científicos embarcados.

Estos instrumentos, aunque por construcción son interferómetros, en la práctica operan como instrumentos de imagen directa, pero con la ventaja de no requerir un telescopio. En concreto proporcionan la imagen sintetizada de lo observado dentro de su campo de visión, determinado básicamente por el haz de las antenas, y con una resolución establecida por la distancia máxima entre dos antenas del conjunto de receptores o "línea de base" [5.3]. La Figura 5.1 muestra un esquema genérico del tipo de interferómetro que se propone en este capítulo.

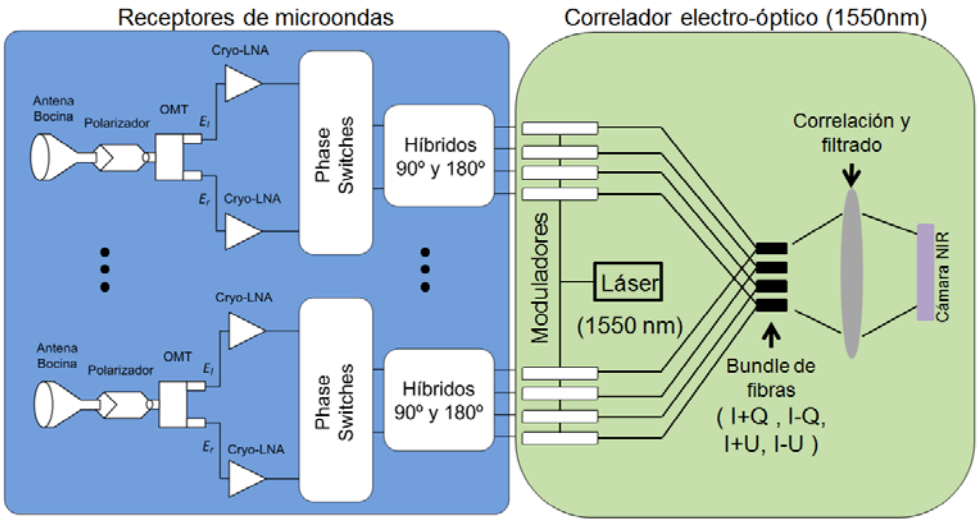


Fig. 5.1 Esquema del interferómetro propuesto.

En la figura se observa una parte correspondiente a los receptores de microondas y otra correspondiente al correlador óptico. Los receptores siguen el esquema del experimento QUIJOTE, por lo que tienen cuatro salidas cada uno con señales proporcionales a los parámetros de Stokes (I+Q, I-Q, I+U e I-U). Esas señales se trasladan a frecuencias ópticas mediante moduladores electro-ópticos, agrupándose en cuatro "bundles" de fibras que se disponen de forma mimética al array de antenas para ser correladas mediante un sistema de lentes. Finalmente la imagen sintetizada se obtiene mediante el uso de una cámara sensible a la banda NIR.

El desarrollo de los prototipos propuestos en este capítulo puede ser clave para que, cuando formen parte de un instrumento con un cierto número de receptores, puedan corregirse los datos cosmológicos de la emisión sincrotrón y otras señales contaminantes que dominan en las frecuencias bajas del espectro de frecuencias (10-20 y 26-36 GHz). La demostración de la viabilidad de estos diseños posicionaría al equipo de investigación en una situación única ya que la mayor parte de los experimentos están diseñados para operar en un rango de frecuencias cosmológicas superior (90-300 GHz), inapropiado para la correcta caracterización de dichas emisiones. Entre dichos experimentos que incluyen tanto instrumentos situados en tierra como embarcados en globo y satélite, pueden citarse BICEP-3 [5.4], KECK Array [5.5], QUBIC [5.6], EBEX [5.7], LSPE [5.8] y la futura misión espacial propuesta a la ESA, CORE.

Esta configuración de correlador permite una fase de detección más sencilla y un control de fases y enrutado de señales menos complejos que en el caso de implementar el correlador en la banda de microondas. Esto es debido a que se pasa de una situación en la que las señales son de banda muy ancha (entorno al 30%) en el rango de microondas, a ser de banda estrecha en el infrarrojo. Por otra parte, la capacidad de detectar cientos de señales de forma simultánea gracias a la alta resolución que poseen las cámaras NIR comerciales también supone un abaratamiento del coste del instrumento final. De esta forma, el diseño de estos prototipos servirá como prueba de viabilidad para un futuro instrumento con cientos o hasta miles de receptores operando en las bandas de frecuencias de microondas citadas anteriormente, siempre que el coste de la etapa de conversión de frecuencia se pueda reducir respecto al que supone actualmente su implementación con componentes comerciales.

5.2. Etapa de conversión en frecuencia para señales de 26 a 36 GHz

La primera de las bandas frecuenciales que se pretenden trasladar al infrarrojo cercano para realizar la correlación coincide con la del experimento QUIJOTE de 30 GHz. Esta propuesta se enmarca dentro de las actividades del proyecto Consolider EPI (ref: CSD2010-00064). Las señales de salida de los subsistemas que se pretenden reutilizar del citado experimento presentan dificultades a la hora de ser correladas en microondas debido al gran ancho de banda (26 a 36 GHz) que poseen, lo que encarece y dificulta el enrutado de las señales así como el control de las fases. Por esta razón se realiza una conversión de frecuencia para posteriormente realizar una correlación de las mismas a través del uso de componentes ópticos. Las señales de salida de los receptores de la Fig 5.1 modularán la señal de un diodo láser trabajando en la tercera ventana de comunicaciones (1550 nm). Dicha modulación se lleva a cabo mediante el uso de moduladores tipo Mach Zehnder (MZM). Debido a las características que presentan los moduladores adquiridos para la realización del prototipo, es necesario el uso de híbridos de 90 grados a la entrada de los mismos para introducir la señal de microondas por sus dos entradas de RF. Un punto importante para realizar la conversión de frecuencia es el estudio de los puntos óptimos de trabajo tanto del láser como de los moduladores [5.9].

5.2.1. Diodo láser

El diodo laser utilizado para el presente prototipo se trata de un SFL1550S de Thorlabs [5.10] con longitud de onda de emisión de 1550 nm, anchura espectral inferior a 100 kHz y una potencia óptica máxima de 40mW (16dBm). A través del software

especializado V-Drive de Covega se controla un zócalo LDC1300B donde se encuentra instalado el láser. Dicho zócalo posee a su vez un controlador termoeléctrico (TEC) con el que se controla y estabiliza la temperatura y corriente de operación del diodo.

La búsqueda de un punto del trabajo óptimo del diodo láser es clave para la realización del prototipo. Un estado en el cual el diodo se comportase de forma multi-modo haría que no fuese posible distinguir la portadora láser de las componentes de microondas que modulan la misma. Por otra parte, si existiesen desplazamientos importantes en la longitud de onda de trabajo del láser debidos a cambios de temperatura o de corriente también influirían en la respuesta del sistema final.

Por ello, en primer lugar se determinaron los puntos de operación donde el láser deja de comportarse de forma mono-modo. Para realizar esta caracterización se efectuaron barridos de la corriente de polarización a diferentes temperaturas de funcionamiento como se muestra en la Figura 5.2. Las zonas marcadas con cruces reflejan los rangos de operación donde el láser pasa a ser multi-modo y por ello han de ser evitadas como puntos de trabajo del diodo.

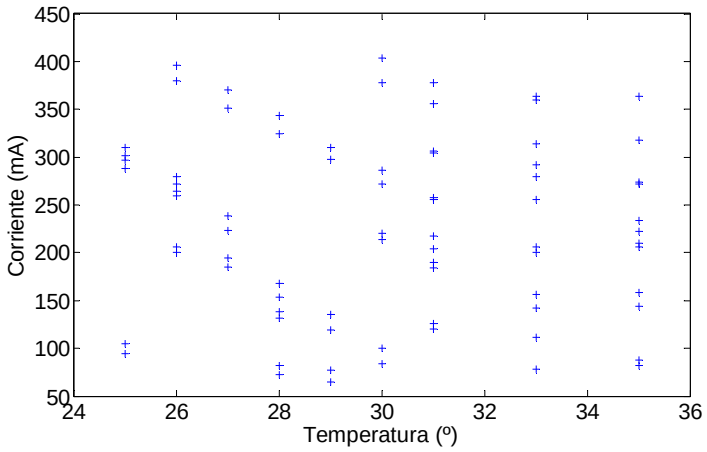


Fig. 5.2 Caracterización de zonas de comportamiento multi-modo del láser.

Las zonas libres de cruces de la gráfica anterior pueden definirse como zonas seguras para el tipo de aplicación que se desea implementar. Por ello, como punto inicial de funcionamiento del diodo se seleccionó una temperatura de 27 grados y una corriente de 320 mA.

Una vez seleccionada una zona de trabajo del láser se caracterizó la variación de su longitud de onda de emisión con respecto a las variaciones tanto de temperatura como de corriente de polarización. Primero se caracterizó con una corriente de

polarización constante de 320 mA. Para ello se realizó un barrido de temperaturas en un rango próximo a los 27 grados. Salvo un salto en la longitud de onda que aparece en el intervalo comprendido entre 26 y 26.3 grados, se obtuvo un desplazamiento lineal con una pendiente de 0.042 nm/ºC, valor aproximado al suministrado por el fabricante en la hoja de características. Esta medida se encuentra reflejada en la Figura 5.3.

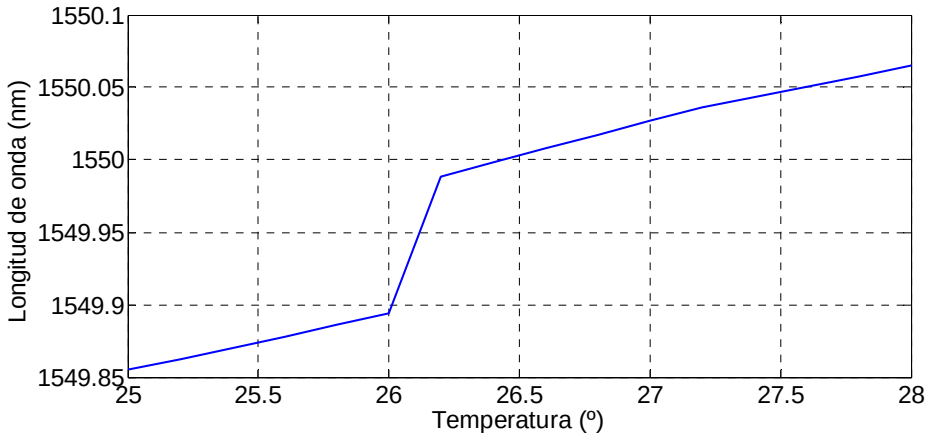


Fig. 5.3. Variación de λ con la temperatura del láser (I=320mA).

A continuación se caracterizó la variación de la longitud de onda en función de la corriente de polarización del láser manteniendo una temperatura fija de 27º C. En este caso, se obtuvo una variación muy pequeña, con una pendiente de $7 \cdot 10^{-4}$ nm/mA. Los resultados de dicha medida se encuentran representados en la Figura 5.4.

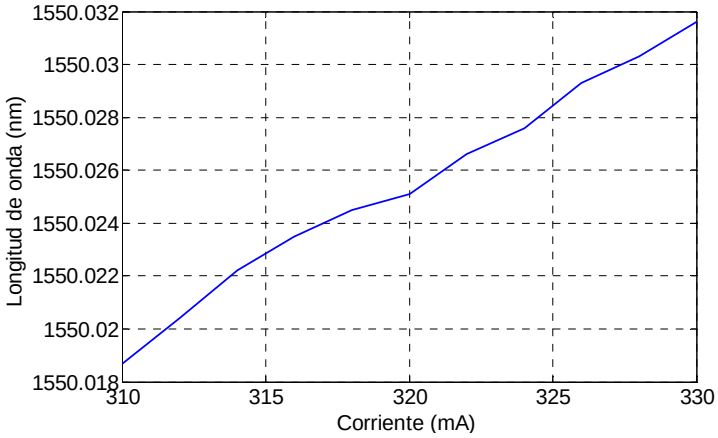


Fig. 5.4. Variación de λ con la corriente del láser (T=27º).

La capacidad de variar la longitud de onda del laser resulta muy importante ya que será necesario ajustarla al filtro óptico que se usará para eliminar tanto la portadora óptica como una de las dos imágenes de la señal de microondas que se generan a la salida de los MZMs.

El último estudio realizado sobre el diodo láser se basó en la caracterización de la linealidad de la potencia de salida. Como se vio en la Figura 5.2, el incremento de la corriente de polarización para obtener una determinada potencia puede hacer que el diodo se coloque en un punto de operación no deseado. Debido a esto, para conocer la potencia disponible en cada caso, se realizaron medidas de la potencia óptica frente a la corriente de polarización para una determinada temperatura de trabajo del láser. La Figura 5.5 muestra los resultados de esta prueba, cuando el láser se encuentra a una temperatura de 27 grados. Se puede observar que para potencias altas, la característica deja de tener un trazo suave, lo que indica la posibilidad de que el diodo entre en un régimen de operación multi-modo.

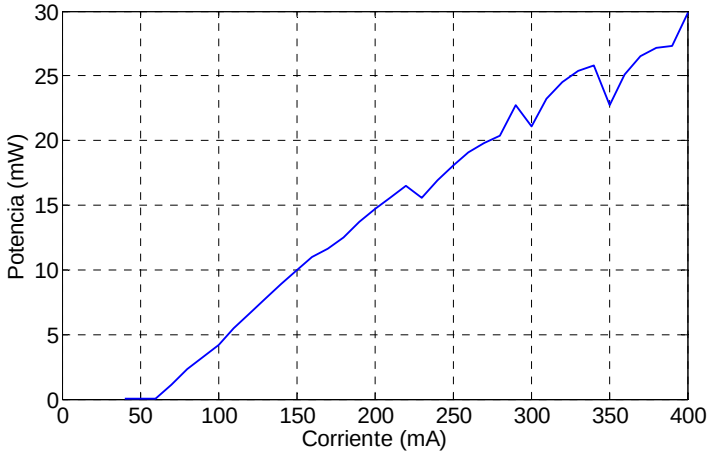


Fig. 5.5 Variación de la potencia de salida frente a la corriente del láser (T=27º).

Tras analizar los resultados obtenidos en las diferentes pruebas realizadas sobre el laser, las condiciones de temperatura y corriente seleccionadas previamente (27º y 320 mA) pueden considerarse óptimas para el diseño de la etapa de conversión en frecuencia con un comportamiento mono-modo y una potencia óptica de salida de 14 dBm.

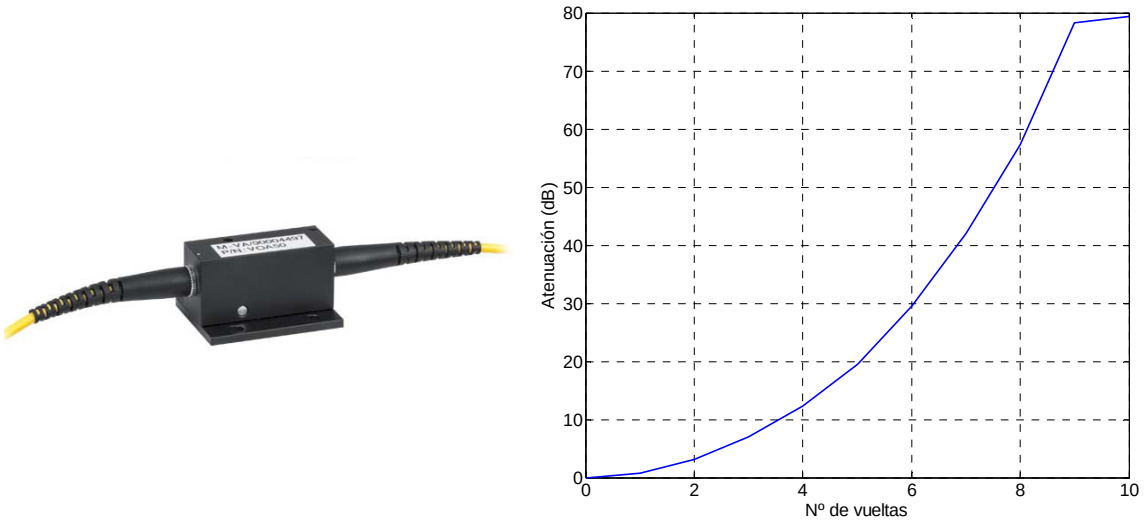
5.2.2. Elementos de distribución de señal óptica

Con el fin de distribuir la señal procedente del láser a través de los dispositivos ópticos que formarán parte del de la etapa de conversión en frecuencia, se han adquirido en Thorlabs diferentes elementos que operan a la longitud de onda de 1550nm. Con ellos la señal del láser llegará hasta la entrada de cada uno de cuatro moduladores que formarán el prototipo para el correlador de 30 GHz.

El primero de estos dispositivos se corresponde con un aislador óptico IO-H-1550FC. Este dispositivo se encarga de que la luz procedente del láser se transmita en

una única dirección evitando que las posibles reflexiones generadas en los conectores alcancen al laser pudiendo llegar a dañarlo.

El siguiente dispositivo a instalar en el setup de medida se corresponde con un atenuador óptico variable VOA50-FC. Dicho dispositivo posee una resolución de 0.1 dB y una atenuación máxima de 50 dB. Las medidas realizadas sobre este dispositivo (Figura 5.6.) muestran el comportamiento del atenuador adquirido, cuya atenuación máxima es aún superior a la definida por el fabricante.



a) *b)*

Fig. 5.6. Atenuador variable. a) Detalle del atenuador. b) Caracterización.

Debido a la necesidad de distribuir la señal procedente del diodo laser hacia los cuatro moduladores que formarán parte del prototipo, el siguiente componente analizado es un acoplador óptico de 1 a 4 con referencia FCQ1315. Para su caracterización se introdujo a la entrada del acoplador la señal del láser en el punto de trabajo seleccionado para esta aplicación.

Junto a los datos de acoplamiento y pérdidas de inserción obtenidos de la hoja de test entregada por el fabricante, se detallan en la Tabla 5.1 los datos de la potencia óptica medida en cada una de las 4 salidas del acoplador mediante el medidor 8163A de Agilent Technologies. La Figura 5.7 muestra un detalle del proceso de caracterización del acoplador mencionado.

Tabla 5.1 Medidas acoplador óptico 1 a 4 (FCQ1315).

Salida	Acoplamiento	Pérdidas inserción	Potencia de salida (dBm)
1	26.2	6.12	7.11
2	24	6.52	6.95
3	24.3	6.45	6.96
4	25.5	6.23	7.26

Fig. 5.7 Caracterización del acoplador óptico 1 a 4.

Los últimos elementos a caracterizar fueron los polarizadores ILP1550PM-FC. Estos elementos serán los encargados de mantener la polarización de la señal procedente del láser a un valor constante a la entrada de cada uno de los moduladores. Para su caracterización, se ubicaron a la salida del acoplador óptico y se midieron los parámetros de polarización de las cuatro señales de salida a través de un software específico. La tabla 5.2 muestra los resultados de esta caracterización.

Tabla 5.2 Medidas de los polarizadores ópticos (ILP1550PM).

Salida	S0	S1	S2	S3
1	5.45	0.46	-0.55	-0.74
2	7.21	0.46	-0.55	-0.73
3	6.29	0.46	-0.55	-0.73
4	5.39	0.46	-0.55	-0.74

De la tabla anterior, el parámetro S0 está relacionado con la potencia óptica de la señal, la cual tiene valores diferentes debido a la no idealidad del acoplador y a que el sistema de caracterización para la polarización no está específicamente diseñado para realizar medidas de potencia. Los parámetros S1-S3 se corresponden con los parámetros de Stokes de la polarización, obteniendo valores invariantes aun moviendo y curvando las fibras. Gracias a esta caracterización, se dedujo que el papel de los polarizadores se estaba cumpliendo correctamente.

Una vez caracterizados todos los elementos ópticos intermedios existentes entre el diodo laser y los moduladores ópticos, se procede a la caracterización de los propios moduladores. La colocación de estos elementos para realizar las medidas experimentales coincide con la descrita en la Figura 5.8.

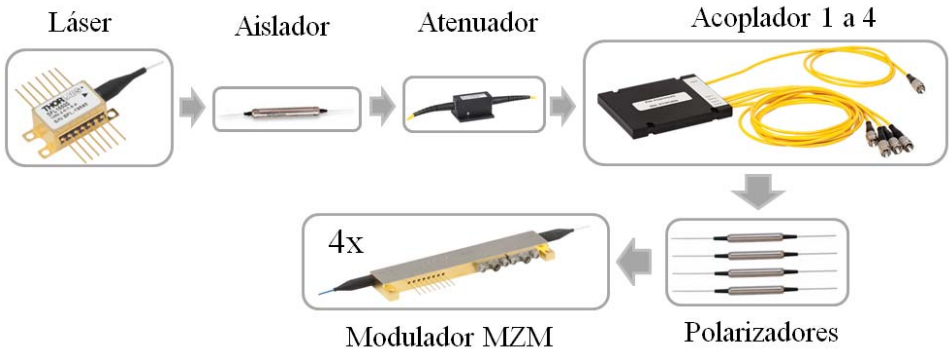


Fig. 5.8 Distribución de la señal laser hasta los moduladores de señal.

5.2.3. Moduladores Mach-Zehnder

El tipo de modulador escogido para realizar este prototipo se corresponde con el LN86P de Covega, de tipo DQPSK y 40 GB/s con un ancho de banda apropiado para la aplicación que se quiere implementar. Se encargó para su fabricación que sus accesos se efectuasen con fibra mantenedora de polarización debido a la importancia del control de fases y de polarización de señal requeridos en el tipo de correladores que se pretenden desarrollar.

Este tipo de MZMs están diseñados para poder generar una modulación con banda lateral única y supresión de portadora (SSB-SC), por lo que idealmente a la salida del mismo se debería poder obtener únicamente la señal de microondas recibida desplazada al rango de frecuencias ópticas. Para conseguir dicho modo de operación, estos moduladores poseen tres tensiones de polarización V_{bias} denominadas V_{RF1}, V_{RF2} y V_{Phase}. Encontrar unos valores óptimos de V_{RF1} y V_{RF2} hace posible la atenuación de la portadora óptica mientras que la modificación de la V_{Phase} será la encargada de atenuar una de las dos bandas de la señal modulada, ya sea la superior o la inferior.

Aparte de los pines de control de V_{bias}, dichos moduladores poseen dos entradas de señal de microondas en las que la señal debe llegar con un desfase de 90 grados para que funcionen en modo SSB-SC. Debido a esto, han sido diseñados y caracterizados varios híbridos en guía de onda rectangular WR28 en el Departamento de Ingeniería de

Comunicaciones (DICOM) de la Universidad de Cantabria. Como el esquema de correlador propuesto pretende correlar las señales de 4 MZMs, fue necesaria la fabricación del mismo número de híbridos. La Figura 5.9 muestra los detalles de uno de los cuatro híbridos fabricados.

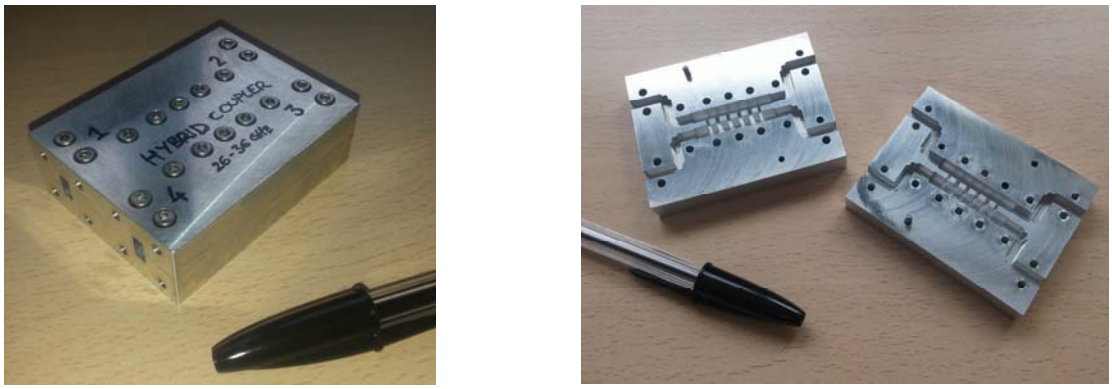


Fig. 5.9. Detalle del hibrido 90º diseñado en guía de onda rectangular.

La caracterización de los híbridos se inició con el estudio de las pérdidas de retorno. Al ser un elemento pasivo y totalmente simétrico, las adaptaciones deberían ser exactamente iguales en todos los puertos de acceso. La Figura 5.10 muestra el detalle de la medida de esta adaptación de las 4 unidades fabricadas comparándola con los datos de simulación obtenidos.

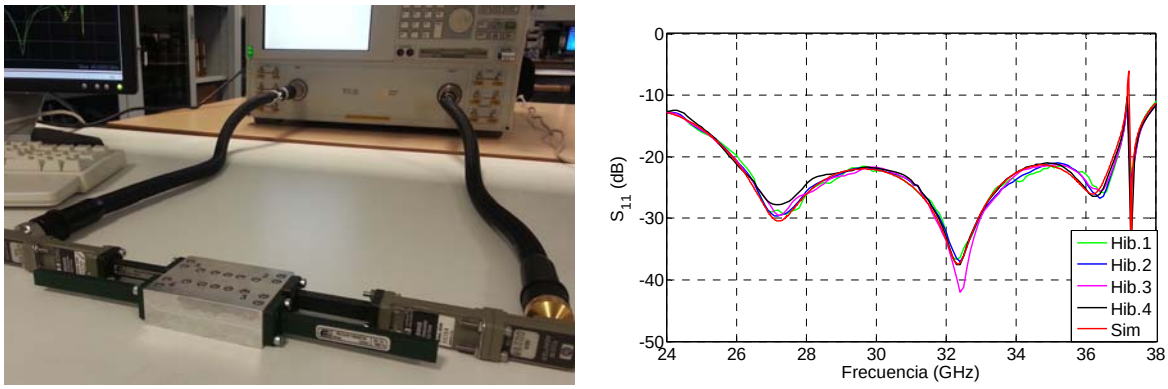


Fig. 5.10. Medida de pérdidas de retorno.

Seguidamente se estudió el aislamiento entre puertos, obteniendo de nuevo valores por debajo de los 20 dB en todo el rango frecuencial para el que se diseñan los híbridos. Estas medidas se representan en la Figura 5.11.

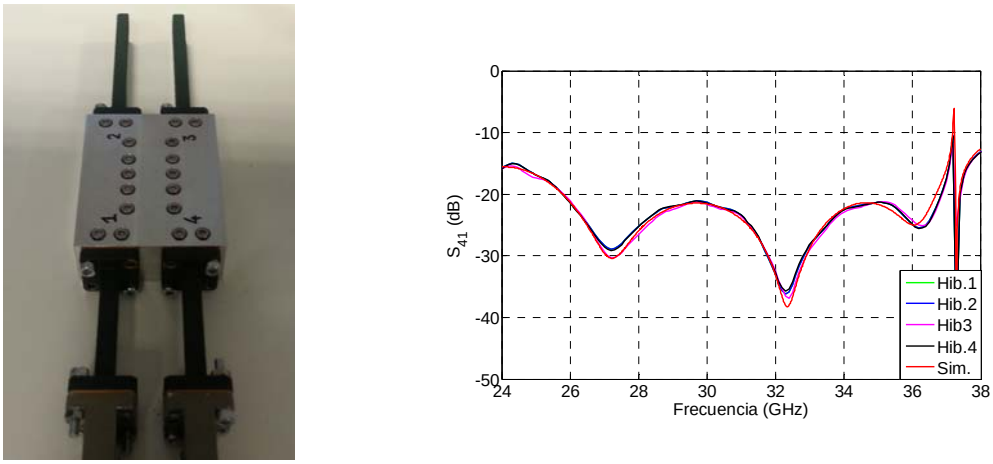


Fig. 5.11. Medida del aislamiento entre puertos (en rojo los resultados de la simulación).

Por último se realizó la medida del desequilibrio en amplitud entre las dos ramas de salida y del desfase que presenta este diseño. Los resultados de las mismas se representan en la Figura 5.12. , los cuales muestran un buen comportamiento de estos dispositivos en todo el ancho de banda de trabajo.

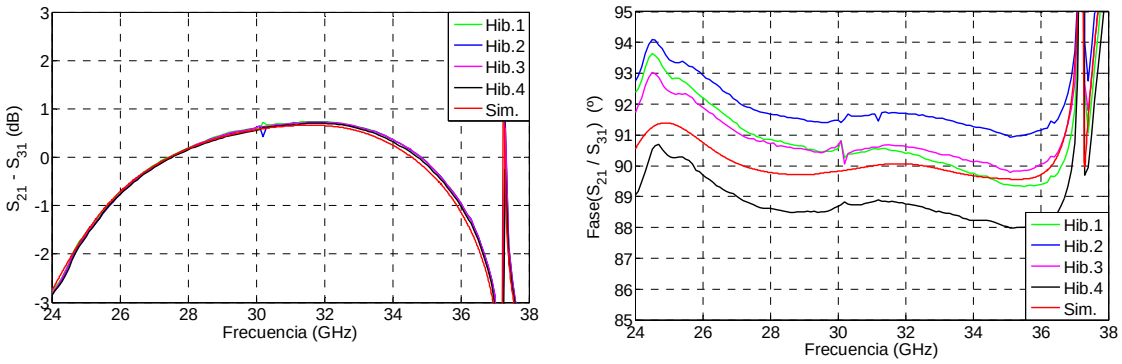


Fig 5.12.Caracterización del hibrido. a) Desequilibrio de amplitud entre puertos de salida. b) Desfase entre salidas. (En rojo los resultados de la simulación)

5.2.4. Medidas experimentales

Siguiendo la nota de aplicación del fabricante, se buscaron los puntos de V_{bias} óptimos para cada uno de los cuatro moduladores que formarán parte del prototipo de correlador. Los mejores resultados de operación de los moduladores se consiguieron con las tensiones de control mostradas en la Tabla 5.3.

Tabla 5.3. Ajustes de V_{bias} para un funcionamiento óptimo.

Modulador	V_{RF1} (V)	V_{RF2} (V)	V_{Phase} (V)
1	9	13.2	14.2
2	11.9	13.2	14.5
3	11.3	14	15.5
4	10.9	13	14

En la tabla anterior se observa que cada modulador posee unas tensiones de polarización óptimas diferentes, lo que implica que el control de las mismas será otro punto clave a la hora de implementar el prototipo final. Para caracterizar el punto de trabajo óptimo de cada uno de los moduladores es necesario introducir una señal de microondas que modulando la señal del diodo laser se trasladará a la banda de 1550 nm. Como señal de test se utilizó la señal generada por un diodo Gunn con una frecuencia de 30 GHz y una potencia de salida de 13.5 dBm. A la salida del diodo se colocó un atenuador variable para estudiar el rango de potencias de RF necesario a la entrada de los moduladores con el fin de que la señal resultante de salida cumpliera con los requisitos de potencia necesarios para esta aplicación. A la salida de dicho atenuador se colocó el hibrido de 90 grados cuyas señales de salida son las que se introducen en las entradas de RF del modulador. Con el montaje descrito y un valor de atenuación de 0 dB, se tiene en ambas entradas RF del modulador una potencia de microondas de 10.5 dBm. La Figura 5.13 muestra el detalle del sistema implementado para introducir la señal de RF a uno de los moduladores.

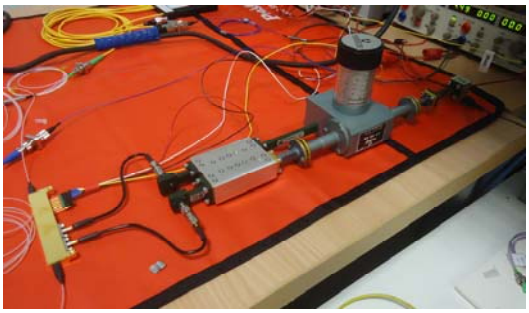


Fig. 5.13. Sistema de caracterización del modulador.

El análisis de las señales de salida de los moduladores se realizó mediante el uso del analizador de espectros ópticos (BOSA) [5.11], cuyas principales característica son su resolución frecuencial de 0.16 pm y su rango dinámico libre de señales espurias de 80 dB.

La Figura 5.14 muestra las señales de salida de cada uno de los cuatro moduladores polarizado en su punto óptimo de operación utilizando la señal del diodo Gunn como moduladora del láser. La separación entre las componentes espectrales representadas es de 0.24 nm, correspondientes a la frecuencia de 30 GHz del diodo Gunn.

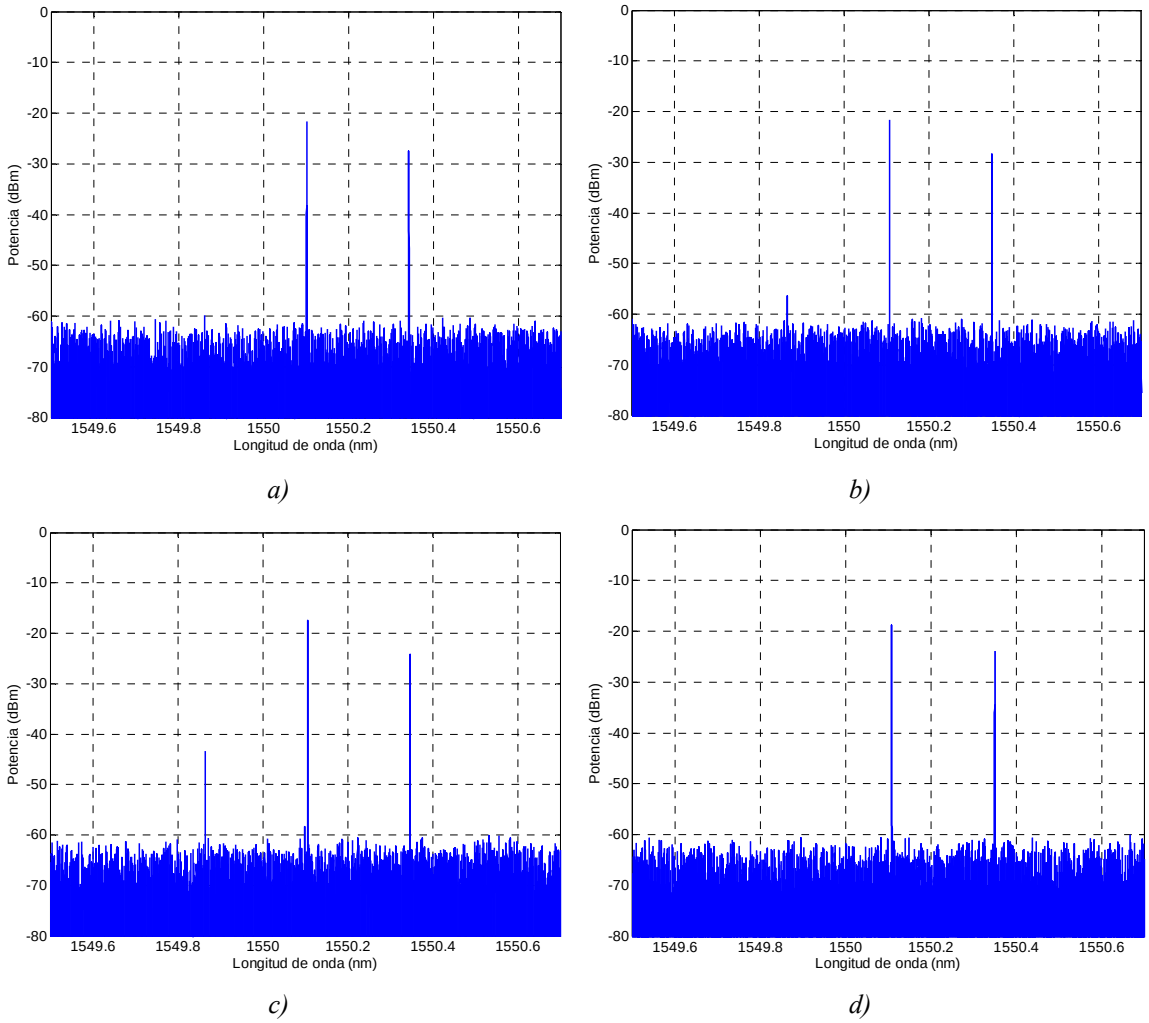


Fig. 5.14. Modulación de señal de láser con un tono a 30 GHz. a) Modulador 1. b) Modulador 2. c) Modulador 3. d) Modulador 4.

Se puede observar que las portadoras ópticas tienen un nivel mayor al de la señal modulada de interés, por lo que parece que a pesar del uso de este tipo de MZMs, habrá que utilizar algún tipo de filtro óptico para eliminar en la medida de lo posible dichas portadoras.

La siguiente prueba sobre los moduladores consistió en analizar la potencia de RF necesaria para poder realizar la modulación de manera correcta. Para ello se varió la atenuación de la señal de RF con el fin de comprobar las relaciones de potencia entre las señales portadora y moduladora de los espectros resultantes. La Tabla 5.4 muestra los

resultados de las potencias medidas cuando se atenúa la señal del diodo Gunn 0, 10 y 20 dB respectivamente. Los resultados mostrados son los obtenidos con el modulador 1, con el que se obtuvieron los mejores resultados de cancelación de una de las bandas laterales.

Tabla 5.4. Relación de potencias medidas con el OSA.

P_{RF} (dBm)	P_{optica}(dBm)	$P_{banda\ lateral}$ (dBm)
10.5	-21.63	-27.77
0.5	-20	-37.8
-9.5	-19	-50

El valor de potencia de RF más favorable se corresponde con el máximo disponible a la salida del hibrido de 90 grados (10.5 dBm). Debido a que es demasiado complejo obtener una señal de microondas con un ancho de banda y potencias tan altas en este rango de frecuencias, un valor más realista puede ser -10dBm a la entrada de los moduladores. Los valores a la salida de los amplificadores criogénicos del experimento QUIJOTE poseen valores de potencia de salida inferiores cuando están trabajando en régimen lineal por lo que sus señales de salida no servirían para modular la señal del láser en este prototipo. Con estos niveles de potencia de señal de RF a la entrada del modulador, la señal modulada se encontraría enmascarada por el ruido de la medida y no sería posible realizar la conversión en frecuencia, por lo que para implementar un prototipo de interferómetro viable a 30 GHz habrá que rediseñar las etapas de amplificación de microondas y/o utilizar otros moduladores que proporcionen menos pérdidas en la señal modulada.

A continuación se procedió a estudiar la estabilidad del punto de trabajo óptimo de los moduladores. Se observó que al polarizar de nuevo los moduladores en su punto óptimo, el comportamiento no era el mismo, obteniendo diferentes niveles de señal tanto para la portadora óptica como para las bandas laterales. La Figura 5.15 muestra la respuesta cuando se vuelve a polarizar el modulador número 1 con las tensiones óptimas mostradas en la Tabla 5.3.

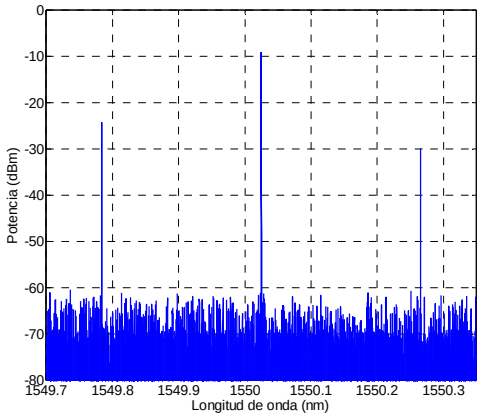


Fig. 5.15. Espectro de salida del modulador 1 polarizado de nuevo en su punto óptimo.

Observando que el punto óptimo de polarización parecía no ser estable, se procedió a realizar una medida de la estabilidad del espectro de salida a lo largo del tiempo durante un periodo de 24 horas. Con esta medida pudo deducirse que la estabilidad en longitud de onda era muy buena pero que las potencias de salida del modulador eran variables con el tiempo. Estos resultados están mostrados en la Figura 5.16.

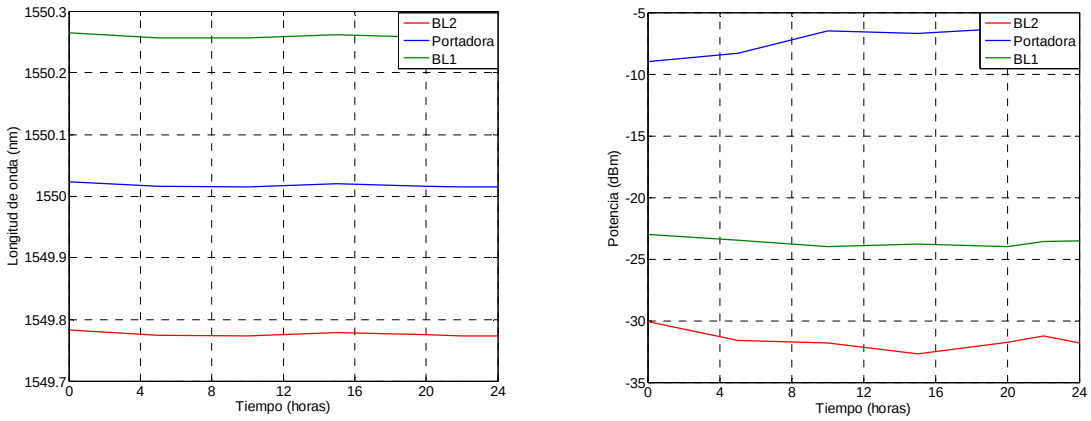


Fig. 5.16. Pruebas de estabilidad del espectro de salida. a) Longitud de onda. b) Potencia de las señales.

Estos resultados muestran por qué al intentar reproducir un tiempo después el punto óptimo de trabajo de los moduladores, estos no presentaban un comportamiento estable en el tiempo. Debido a esto, se hace de nuevo necesario el uso de un filtro óptico para eliminar por un lado la portadora óptica que aparece en todos los casos y por otro una de las bandas laterales como puede apreciarse en los resultados obtenidos. En este punto cabe recordar la importancia de poder ajustar la longitud de onda de la portadora óptica de forma que el filtro óptico presente el mayor nivel de rechazo a dicha portadora. Otra solución sería utilizar un lazo cerrado de control de la polarización basado en el uso de un banco de fotodetectores y amplificadores tipo “lock-in” para

estabilizar el punto de trabajo. Esta técnica se detallará en la siguiente sección. El problema que se tiene es que el control de Bias de los MZMs utilizados para la realización de este prototipo es extremadamente complejo debido a que cada uno posee tres tensiones de control de Bias.

Por todas estas razones y principalmente debido a la elevada potencia que necesita tener la señal de banda ancha de microondas para modular el láser de forma correcta, puede determinarse que los moduladores seleccionados no son los más apropiados para el tipo de aplicación que se pretende desarrollar en la banda de 30 GHz.

5.3. Etapa de conversión en frecuencia para señales de 10 a 20 GHz

En paralelo al diseño del prototipo anterior, se trabaja en otro proyecto en el que a nivel instrumental se propone el desarrollo de un prototipo de interferómetro que opere en la banda frecuencial de 10 a 20 GHz coincidiendo con la del instrumento multifrecuencial (MFI) del experimento QUIJOTE.

Los cuatro receptores que formarán este nuevo prototipo están siendo desarrollados por el grupo de microondas del DICOM. Estos receptores incluyen polarizadores y ortomodos de banda muy ancha, así como amplificadores de muy bajo ruido y banda ancha basados en tecnología mHEMT que suponen un reto tecnológico. El esquema simplificado de uno de estos receptores se muestra en la Figura 5.17. Con esta implementación de receptor, la banda de trabajo total se divide en dos subbandas comprendidas entre 10-14 y 16-20 GHz obteniendo cuatro señales de salida distintas a la entrada del subsistema formado por los combinadores de potencia. Por esta razón, para la implementación del correlador correspondiente se adquirieron nuevos moduladores más económicos y adecuados para estas bandas frecuenciales. Dichos moduladores representan la mayor diferencia respecto a la etapa de conversión de frecuencia para la banda de 26 a 36 GHz, ya que el resto de componentes son comunes salvo por las diferencias derivadas de tener un número de receptores diferente en cada prototipo.

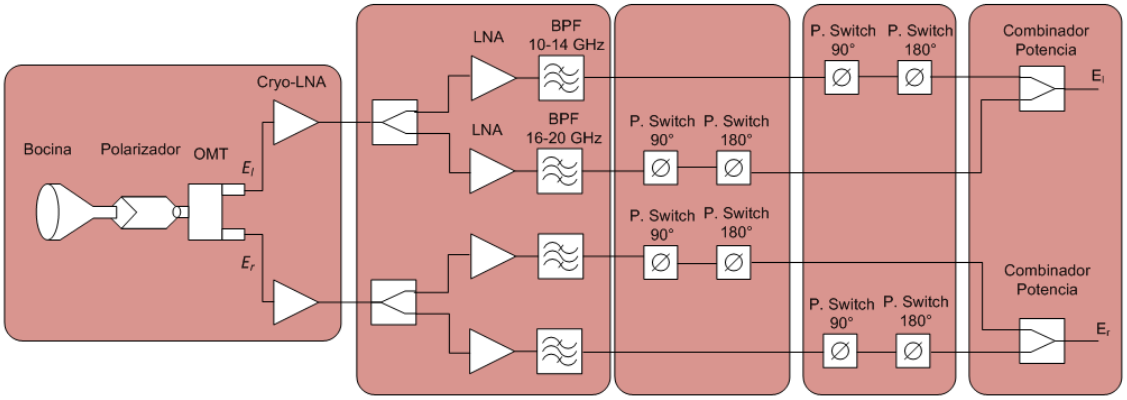


Fig. 5. 17 Esquema del receptor de 10 a 20 GHz.

Adicionalmente, se ha propuesto otro proyecto mediante el que se pretende estudiar la viabilidad de la fabricación de cientos de moduladores en un formato compacto e integrado. En este sentido se propone la realización de un estudio de viabilidad, de forma que algún centro tecnológico con experiencia en diseño y fabricación de moduladores ópticos desarrolle un prototipo de modulador en una tecnología integrable como por ejemplo el Si, el AsGa, etc. Uno de los posibles centros es el Centro de Tecnología Nanofotónica de Valencia, con el que se ha contactado y cuya sala blanca forma parte de la ICTS RSBMNF.

5.3.1. Moduladores para la banda de 10 a 14 GHz

Los moduladores seleccionados para realizar la etapa de conversión en frecuencia del prototipo han sido los X-2623Y de Lucent Technologies, fabricados con tecnología de Niobatio de Litio. Dichos dispositivos poseen una relación de extinción de 27.8 dB y un ancho de banda especificado de 12.8 GHz. La Figura 5.18 muestra la respuesta de la adaptación de entrada facilitada por el fabricante. A pesar de las limitaciones de estos moduladores respecto al ancho de banda, se han seleccionado básicamente por su bajo coste y teniendo en cuenta de que la pretensión es la de realizar un demostrador más que un instrumento con el que se puedan realizar observaciones científicas.

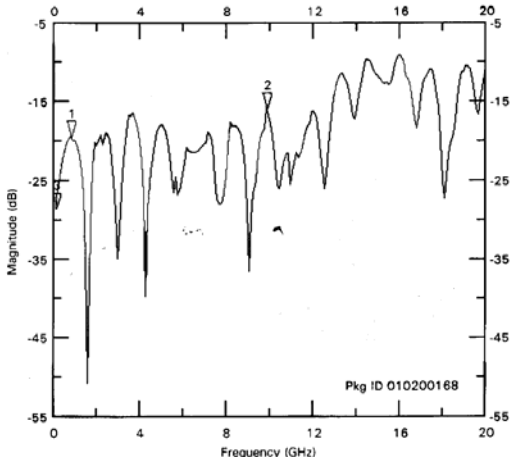
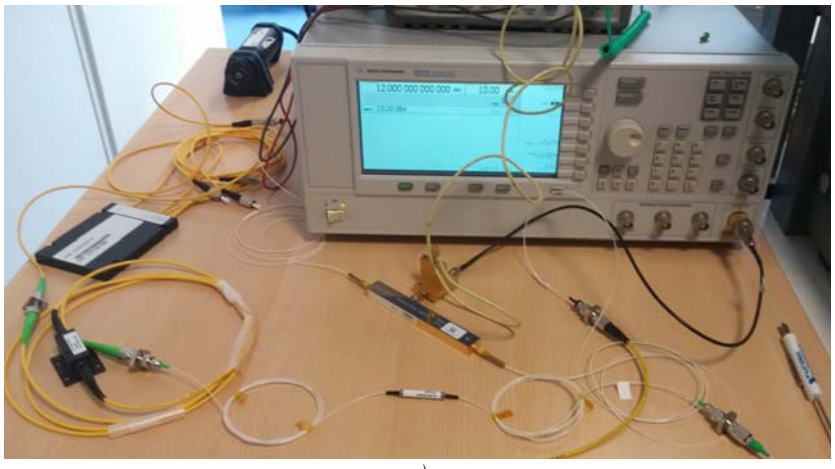


Fig. 5. 18. Parámetro S11 facilitado por el fabricante.

5.3.2. Medidas experimentales

El sistema de caracterización para la etapa de conversión en frecuencia de este prototipo es muy similar al utilizado para el correlador de 30 GHz. Por ello, para las medidas experimentales se reutilizan el diodo láser y los elementos ópticos caracterizados y descritos en el apartado 5.2.2. del presente capítulo. Al cambiar la frecuencia de las señales que modularán la señal del láser, el modulador también es diferente, teniendo en esta ocasión únicamente una entrada de RF. Por otra parte, la alimentación de V_{bias} del modulador ha de realizarse mediante el uso de una T de polarización. La Figura 5.19 muestra el sistema montado para la caracterización de dichos moduladores y el detalle de uno de ellos junto con la T de polarización 11612A de HP.



a)

b)

Fig. 5. 19. Setup de medida para caracterización de los moduladores. a) Fotografía del sistema completo. b) Detalle del modulador y T de polarización 11612A de HP.

Debido a los resultados obtenidos con los moduladores de 30 GHz, la caracterización principal de estos moduladores se ha basado de nuevo en la medida de la estabilidad con respecto al tiempo de la señal modulada. Para el caso de los moduladores de 30 GHz, los valores de las potencias de la señal modulada eran variantes y además, el control de las tensiones de polarización para conseguir el punto óptimo de SSB-SC no era nada obvio.

La primera medida efectuada para caracterizar el funcionamiento de estos nuevos moduladores se realizó con el modulador sin polarizar. Como los receptores de este proyecto se encuentran en fase de diseño y caracterización, la señal de microondas fue reproducida a través del generador de señal E8257D de Agilent Technologies. Para ello, se introdujo directamente a la entrada RF del modulador un tono de 12 GHz con una potencia de 10 dBm. Con el sistema óptico montado para realizar esta caracterización, y manteniendo los valores de temperatura y corriente del láser en su valor óptimo para esta aplicación, la potencia óptica de entrada al modulador es de 8 dBm. Con esta configuración se obtiene una respuesta como la mostrada en la Figura 5.20.

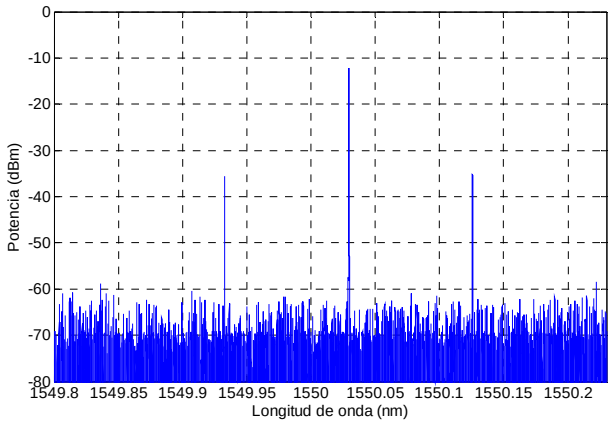
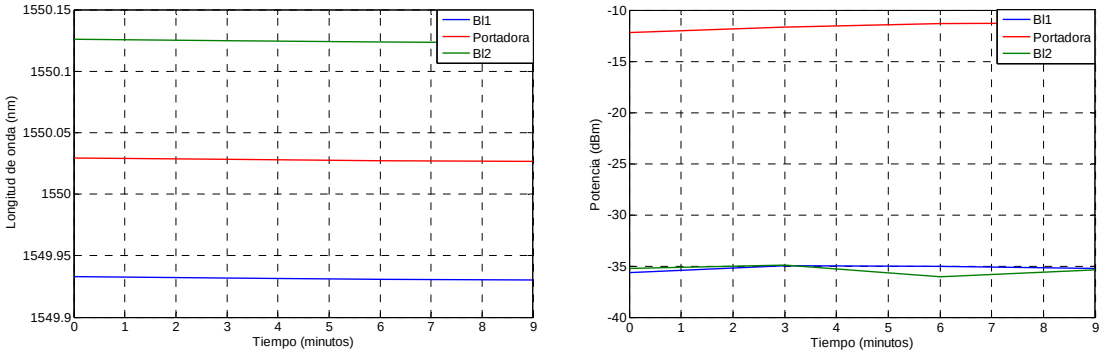


Fig. 5. 20 Espectro de salida con el modulador sin polarizar.



a) *b)*

Fig. 5. 21 Pruebas de estabilidad del espectro de salida. a) Longitud de onda. b) Potencia de las señales.

Una vez realizada la primera medida, se esperó un tiempo y se repitió de nuevo para comprobar la estabilidad de las señales de salida del modulador, en potencia y en longitud de onda. En este caso, los resultados muestran un comportamiento estable en el tiempo siendo la potencia de la señal portadora aproximadamente 23 dB superior a las señales de las bandas laterales. Este nivel de portadora es excesivo ya que puede resultar complicado reducirlo lo suficiente incluso mediante el uso de filtros ópticos. La Figura 5.21 muestra los resultados de estas medidas temporales.

A continuación se hicieron pruebas introduciendo una señal de V_{bias} de 2.2 Voltios mediante la T de polarización. Con ello se observó en el espectro de salida que la diferencia entre la portadora y las bandas laterales se reducía a 4 dB aproximadamente. Con este nuevo punto de polarización se repitieron las medidas de estabilidad, manteniendo una potencia de RF de 10 dBm y 8 dBm de potencia óptica.

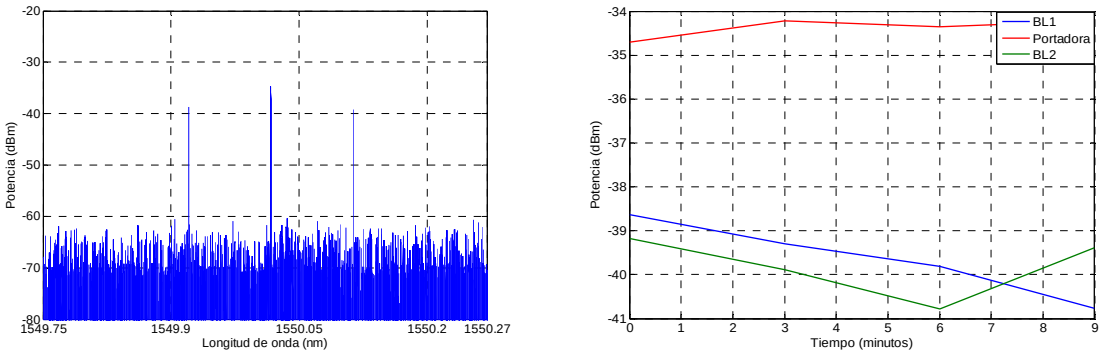


Fig. 5. 22 Pruebas de estabilidad con V_{bias}= 2.2 Voltios. a) Espectro. b) Estabilidad temporal.

De nuevo, puede observarse en la figura anterior que las medidas son relativamente estables en el tiempo con una variación en potencia de ± 1dB.

Seguidamente, al igual que se hizo para el caso de señales del diodo Gunn, se realizó un estudio del nivel de potencia de microondas necesario para la correcta operación del modulador. Con el fin de representar la medida más próxima a la que se tendrá cuando haya que alimentar los 16 moduladores que formarán parte del prototipo final, se fija un nivel de 0 dBm de potencia óptica de entrada al modulador. Junto con esta modificación, se hicieron pruebas reduciendo el valor de la potencia microondas desde 10 hasta 2 y 0 dBm respectivamente. Con esto se observó como las componentes de la señal de microondas comenzaban a tener valores más pequeños, los cuales se aproximan al nivel de ruido del equipamiento con el que se realizan las medidas.

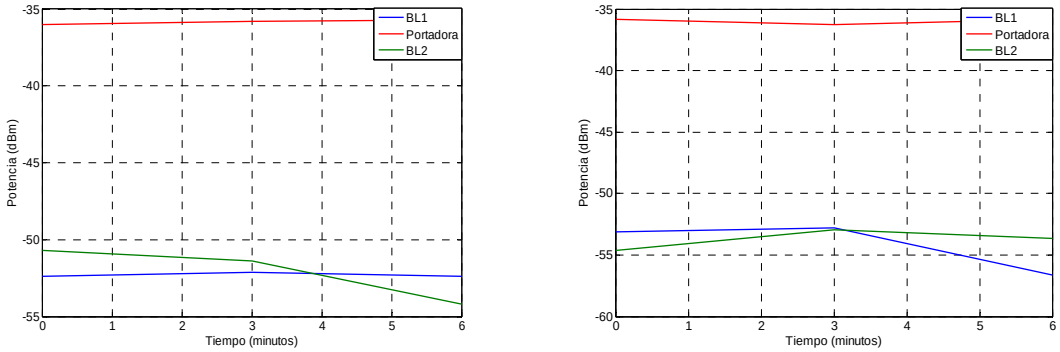


Fig. 5. 23. Pruebas de estabilidad con $P_{óptica}$= 0dBm y V_{bias}= 2.2 Voltios. a) P_{RF}=2dBm. b) P_{RF}=0dBm.

Debido a la variación de los resultados cuando se modifica la potencia de RF a la entrada del modulador, se efectuó un barrido de dicha potencia para obtener la respuesta de la señal modulada en el rango del infrarrojo. Con este estudio, se comprobó que existía un comportamiento bastante lineal con respecto a las variaciones de la potencia de las señales de microondas.

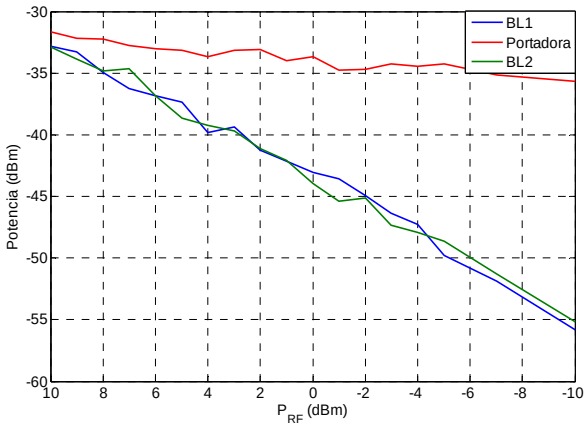
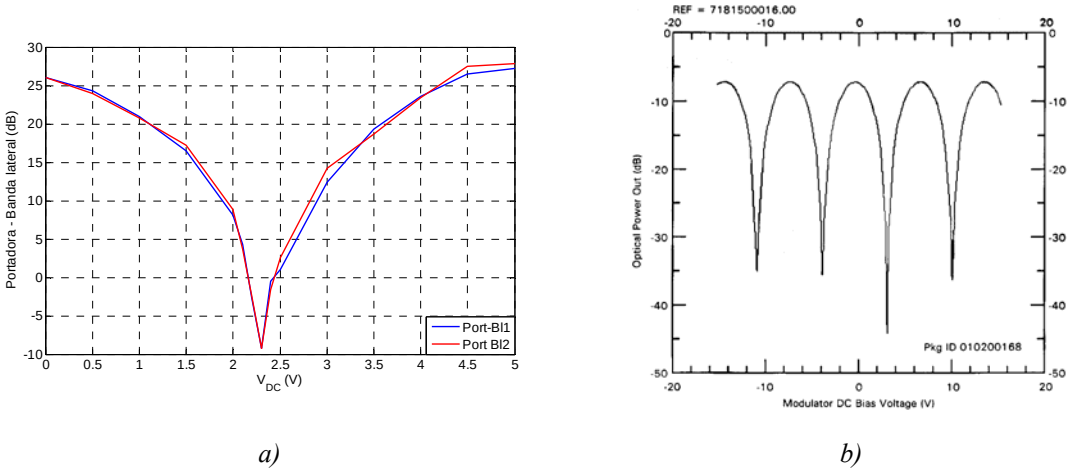


Fig. 5. 24. Valores de las componentes espectrales variando la potencia de RF. ($P_{Óptica}$=0dBm).

Comparando la situación de la Figura 5.20 con la de la Figura 5.22 se observa que la relación de potencias en el espectro de salida entre la portadora y la moduladora se ve

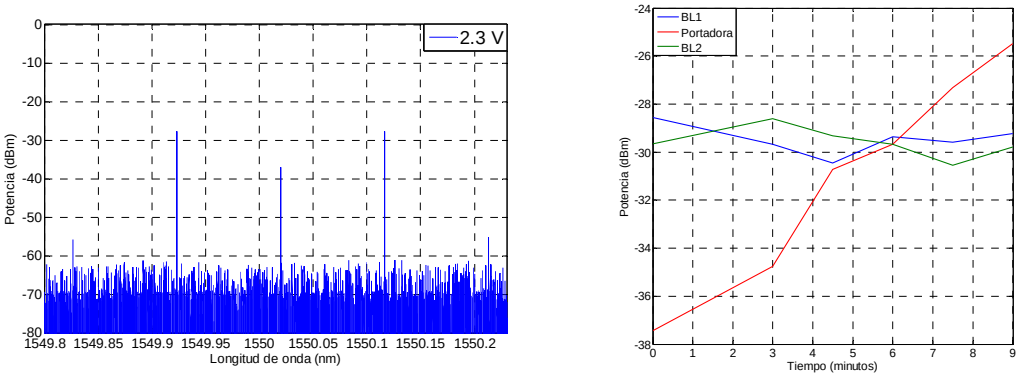
reducida cuando se polariza el modulador. Por ello, se realizó un barrido de tensiones de DC para obtener la respuesta del modulador con diferentes tensiones de entrada. Con esta medida se ha obtenido la relación de potencia entre la señal portadora y las componentes de la moduladora mientras se varía la polarización del modulador en un rango entre 0 y 5 voltios. La respuesta obtenida para este caso coincide con la facilitada por el fabricante, en el que la mínima transmisión de señal óptica se produce cuando el valor de V_{bias} del modulador es aproximadamente 2.3 Voltios. Es importante apreciar que la relación de la potencia de la portadora a la de las bandas laterales ha mejorado en unos 35 dB.



a) *b)*

Fig. 5. 25 Respuesta del modulador con V-Bias. a) Medidas. b) Datos del fabricante.

La Figura 5.26. a) muestra el espectro de salida del modulador cuando se aplica la polarización para que la potencia de la señal portadora sea mínima. El problema en este caso es que con el paso del tiempo, este punto de operación óptimo se perdía, de forma que la portadora óptica volvía a crecer por encima de las bandas laterales (Figura 5.26. b). En la siguiente sección se muestra como se ha solucionado dicho problema.



a) *b)*

Fig. 5. 26 Espectro de salida polarizando el modulador. a) Espectro inicial. b) Evolución temporal.

5.4. Control de estabilidad mediante lazo de realimentación

Tras analizar el comportamiento del modulador variando la tensión de polarización de forma manual, para realizar el control de estabilidad, se añadió un fotodetector de OZOptics a la salida del modulador [5.12]. Este nuevo elemento generará una señal eléctrica dependiente de la cantidad de luz que reciba.

5.4.1 Realimentación mediante controlador de bias

La señal generada por el fotodetector es introducida en el controlador de V_{bias} comercial MBC-DG-BT de Photline, el cual desarrolla un papel similar al de un lock-in amplifier [5.13], realimentando el modulador con una señal de polarización de V_{bias} que hace que este se coloque en su punto de mínima transmisión de potencia óptica. De esta forma se disminuye el valor de la señal portadora en el espectro de salida al mismo tiempo que se estabiliza el punto de operación del modulador. La Figura 5.27 muestra el detalle del fotodetector utilizado y del controlador de bias.

a) *b)*

Fig. 5. 27 Medidas con fotodetector. a) Detalle del fotodetector. b) Controlador de V_{bias}.

Mediante el uso de estos dos elementos a la salida del modulador, se obtuvo que el punto de V_{bias} para la mínima propagación de la portadora óptica se corresponde con un valor de 2.23 Voltios. Con esta nueva configuración, el espectro a la salida del modulador se corresponde con los resultados mostrados en la Figura 5.28. En ella se observa cómo los valores de portadora óptica del espectro quedan unos 10 dB por debajo de las bandas laterales, pero esta vez de forma estable en el tiempo gracias a la utilización del fotodetector y el controlador de V_{bias} a la salida del modulador.

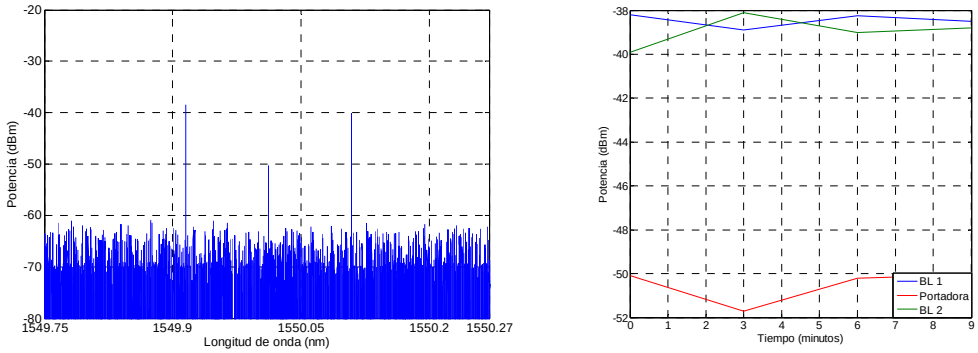


Fig. 5. 28. Espectro de salida y variación temporal de las potencias.

Como última prueba con el fotodetector y el controlador comercial se realizó de nuevo un barrido de potencias de señal de RF para ver la respuesta de salida del modulador y observar los niveles de potencia de RF necesarios para efectuar la modulación de la forma más apropiada.

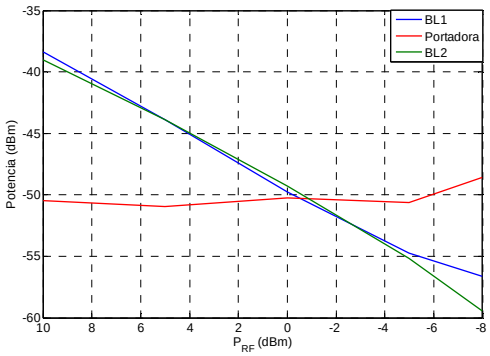


Fig. 5. 29. Valores de las componentes espectrales variando la potencia de RF. ($P_{Láser}$=0dBm).

En esta ocasión, se aprecia que la variación de potencia de las señales de microondas en el infrarrojo cuando se va variando su potencia es aún más lineal que para el caso cuando no se utilizó el fotodetector a la salida del sistema implementado.

5.4.2 Realimentación mediante Lock-in amplifier

Como alternativa a la utilización de controladores de V_{bias} comerciales para la estabilización del punto de trabajo óptimo de cada uno de los moduladores electro-ópticos que formarán parte del prototipo final, se propone la implementación de un circuito de realimentación basado en un lock-in amplifier mediante el uso de sus componentes individuales. Este sistema será utilizado de nuevo para para polarizar el modulador en el mínimo de su curva de transferencia y poder de esta forma eliminar en la medida de lo posible y de forma estable en el tiempo la portadora óptica a la salida del modulador.

En este caso, la señal de referencia del lock-in amplifier es sumada con la señal de salida del fotodiodo y una tensión de DC. Esta señal compuesta será posteriormente introducida por la entrada de bias del modulador mediante una T de polarización. Dicha señal servirá para corregir las posibles desviaciones de la tensión de V_{bias} con respecto al punto óptimo de trabajo del modulador [5.14]. El esquema propuesto para la implementación de este controlador está representado en la Figura 5.30. La idea principal de la implementación del controlador de V_{bias} mediante el uso de un lock-in consiste en buscar alternativa al uso de controladores de V_{bias} comerciales ya que se requiere una solución de bajo coste, práctica y funcional para cuando se tenga que implementar un futuro correlador con cientos de receptores.

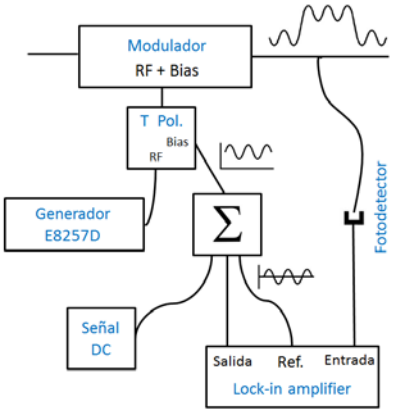


Fig. 5. 30. Implementación del lazo de control con un lock-in amplifier para estabilizar el modulador.

Como solución compacta para la implementación del lock-in amplifier se ha seleccionado la placa de evaluación ADA2200 de Analog Devices mostrada en la Figura 5.31. Esta placa se basa en el funcionamiento de un demodulador síncrono con un filtro analógico configurable para realizar medidas de magnitud y fase de baja potencia con una elevada precisión.

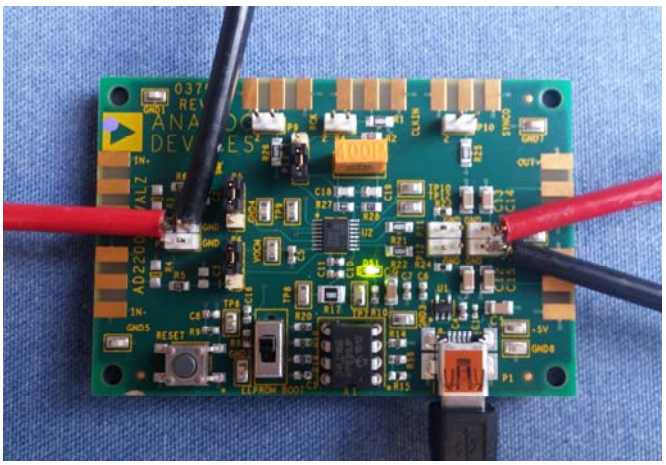


Fig. 5. 31. Placa de evaluación ADA2200.

De la guía de uso rápido se obtienen las diferentes configuraciones que se pueden implementar para realizar medidas con la placa de evaluación seleccionada [5.15-5.16]. Para caracterizar la funcionalidad de la placa, se ha utilizado la configuración mostrada en la Figura 5.32 en la que se tomaron como entrada y salida los pines seleccionados en la Figura 5.31. (P2 y P7).

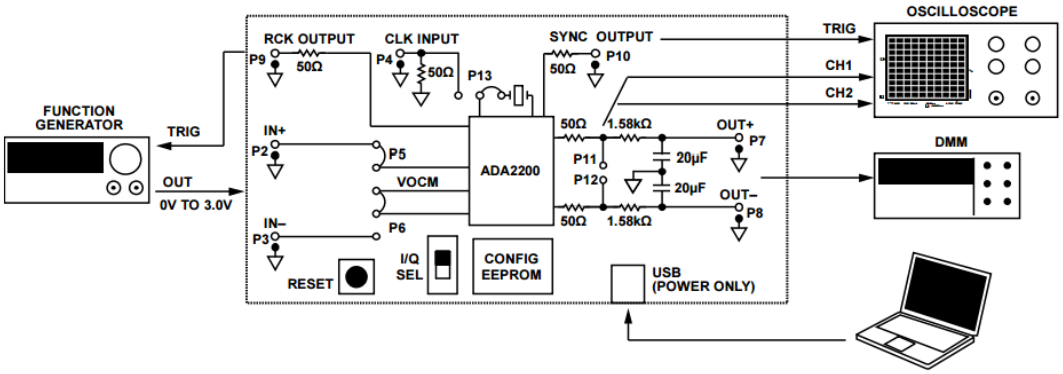
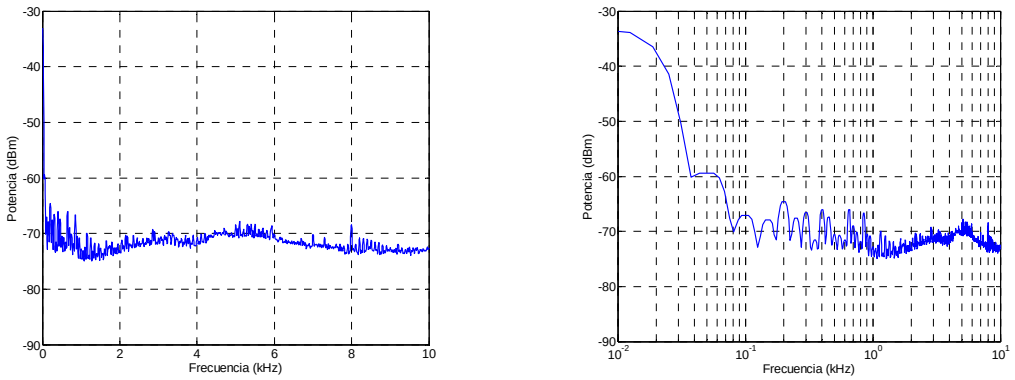
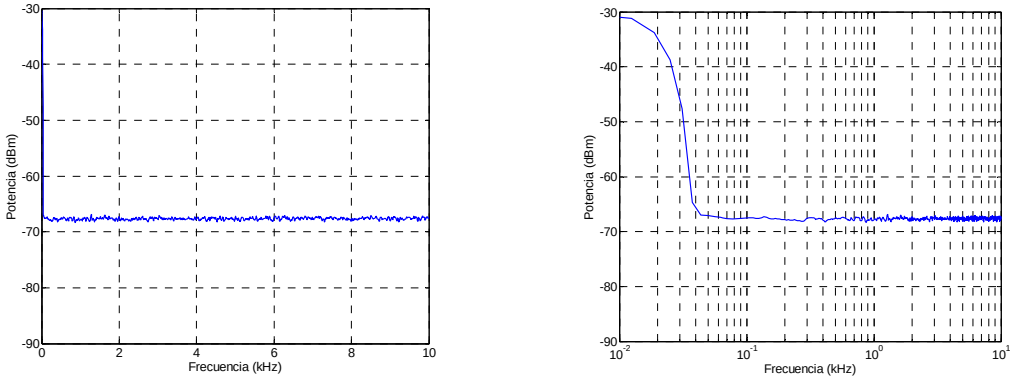


Fig. 5. 32. Configuración inicial de la placa ADA2200.

La primera prueba realizada consistió en la caracterización de la señal de salida del fotodetector antes y después de pasar por la placa de evaluación. Para ello, se realizó el montaje de la parte óptica, utilizando el diodo láser junto con el aislador y el filtro óptico y se polarizó el modulador con una tensión de DC de 0 voltios. Con esta configuración, el nivel de señal de salida del fotodetector fue 250mV. Con ello, se midió el espectro de salida del fotodiodo antes y después de pasar por el lock-in y se obtuvieron los resultados mostrados en la Figura 5.33.



a)



b)

Fig. 5.33. Espectro de la señal del fotodiodo en lineal y logarítmico. a) Señal del fotodiodo. b) Señal del fotodiodo a la salida del Lock-in

A la vista de los resultados obtenidos para la señal del fotodiodo a la entrada y salida del lock-in amplifier, se observa que la señal de salida posee un espectro más limpio. Esto es debido a que se han eliminado las componentes de baja frecuencia de la señal de entrada gracias a los filtros paso-bajo existentes en la tarjeta de evaluación. El valor de DC de esta señal de salida fue de 1.6 Voltios, lo que indica que la tarjeta tiene en su configuración inicial una ganancia distinta a la unidad, en concreto 6.4. Las pruebas iniciales sobre estos moduladores se realizaron con una T de polarización 11612A perteneciente al grupo de microondas del DICOM. Debido a que para el prototipo que se pretende fabricar en este rango de frecuencias hacen falta 16 unidades, se adquirieron unas T de polarización con referencia QP-0018-08 como la mostrada en la Figura 5.34. Con ella se analizó de nuevo la estabilidad de los resultados de salida del modulador durante un periodo de tiempo. La señal de RF aplicada en la entrada RF de la T de polarización se corresponde de nuevo con un tono a la frecuencia de 12GHz con una potencia de 10dBm, al igual que se hizo con las medidas anteriores. La potencia óptica a la entrada del modulador se fijó a un valor de 8.5 dBm.

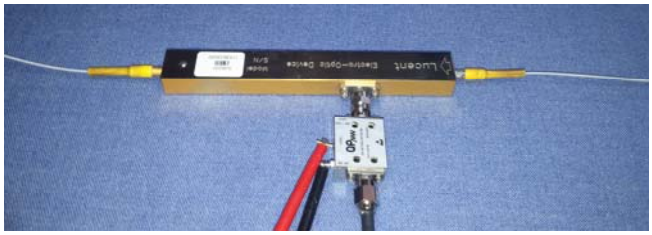
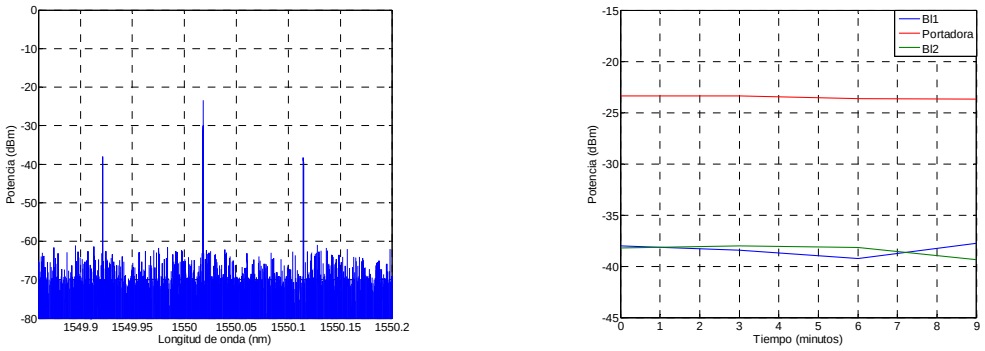


Fig. 5.34. T de polarización QP-001808.

Como prueba inicial, se utilizó únicamente como señal de V_{bias} la señal de salida del fotodiodo pasada por el lock-in, representada en la Figura 5.33 b). Los resultados con esta configuración se encuentran representados en la Figura 5.35.



a) *b)*

Fig. 5.35. Caracterización del modulador. a) Señal de salida del modulador. b) Evolución temporal.

La figura anterior muestra que la señal portadora óptica no se ha suprimido ya que el modulador no está polarizado en el punto mínimo de su curva de transferencia. Aun así, las medidas sirven para corroborar que la señal de salida del modulador en estas condiciones de trabajo es bastante estable en el tiempo.

Tras esta medida, se añadió al circuito sumador de la Figura 5.30 una tensión de DC de 0.6 Voltios. Esta tensión, sumada a la señal de 1.6 voltios de salida del lock-in es una señal muy próxima al punto óptimo de trabajo del modulador encontrado con el controlador de V_{bias} comercial. Con esta nueva configuración, como puede apreciarse en la Figura 5.36 a), en el espectro de salida del modulador la señal portadora se encuentra aproximadamente 23 dB por debajo de los niveles de la señal moduladora de 12 GHz manteniéndose estable durante los 15 minutos que duró la caracterización de esta medida. Debido a que los niveles de potencia óptica cuando se realice el prototipo incluyendo los 16 moduladores serán menores, se redujo el nivel de la señal del láser modificando la potencia de la señal óptica gracias al uso del atenuador. Con ello, se realizaron de nuevo unas medidas temporales, modificando la potencia óptica hasta tener 0 dBm de potencia de entrada al modulador. Con esta nueva configuración, se obtuvieron en este caso unos valores de portadora que se encuentran enmascarados por el ruido de la medida (Figura 5.36 b)).

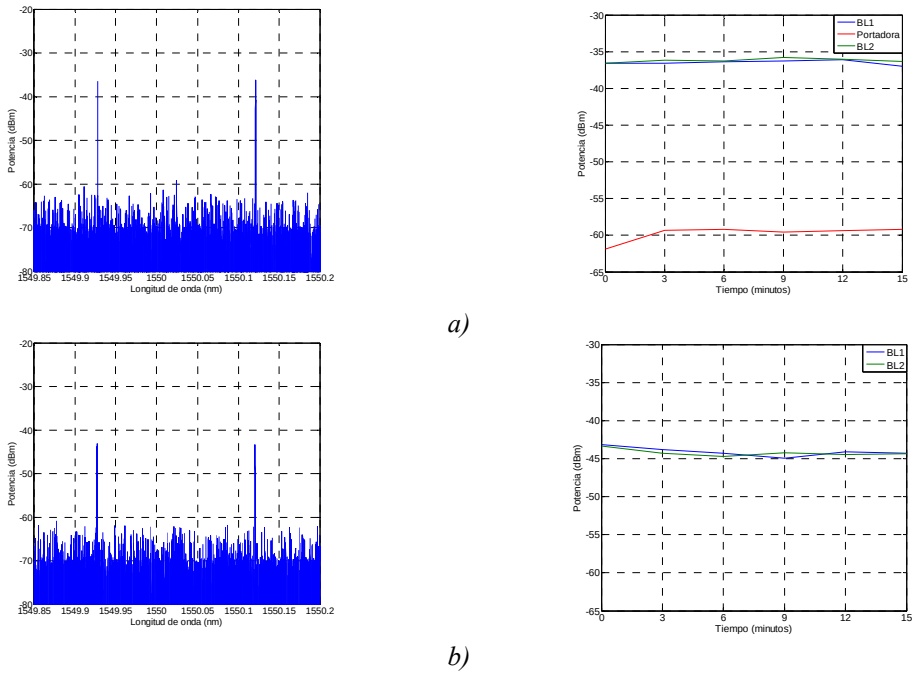


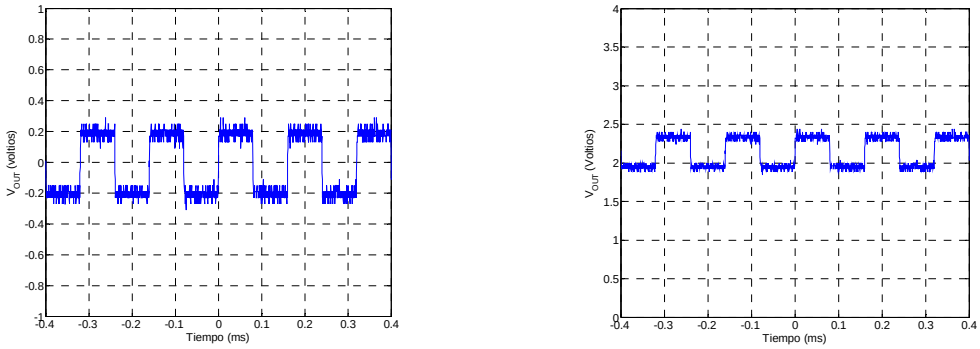
Fig. 5.36. Espectro de salida del modulador y estabilidad temporal a) Potencia óptica 8.5 dBm. b) Potencia óptica 0 dBm

Con estos resultados puede deducirse que el funcionamiento del modulador cuando se le aplica la señal de salida del lock-in, aunque se haya realizado la realimentación de forma pasiva sin utilizar la señal de referencia, es muy satisfactorio. En los resultados obtenidos con esta configuración, el nivel de potencia de la señal portadora queda 23dB por debajo de la señal moduladora de RF, mientras que para el caso de utilizar el controlador de V_{bias} comercial, los mejores resultados de diferencia entre portadora y moduladora estaban entorno a los 10dB cuando la potencia de RF a la entrada del modulador era de 10 dBm.

Una vez obtenido el comportamiento del modulador con una realimentación pasiva, se analizó la señal de referencia a la salida del lock-in. El análisis de la señal de referencia de salida de la placa ADA2200 fue llevada a cabo mediante el osciloscopio Tektronix TDS5034B. Con esta medida se observó que la señal de referencia de la placa se corresponde con una señal cuadrada de frecuencia 6.25kHz, 3.6 V_{pp} y un nivel de continua de 1.8 Voltios.

Para modificar las características esta señal de referencia, se colocó a la salida de la placa un condensador en serie y un divisor de tensión variable con el fin de obtener una señal de referencia con una amplitud menor y sin nivel de DC. Gracias a esta

modificación, la señal de referencia que se introducirá al sistema sumador es la representada en la Figura 5.37

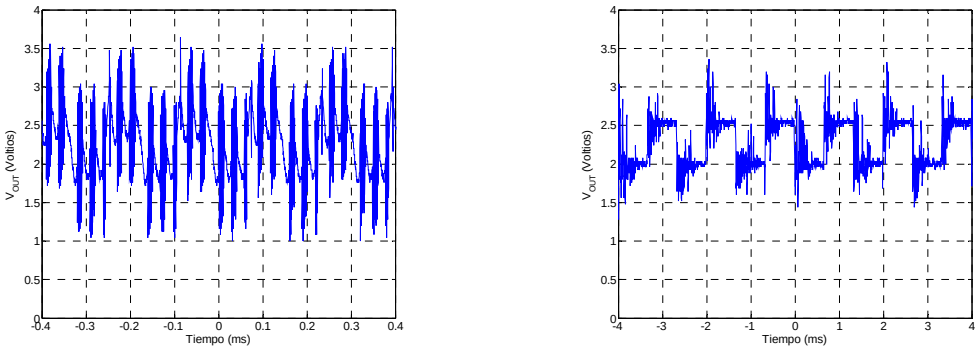


a) *b)*

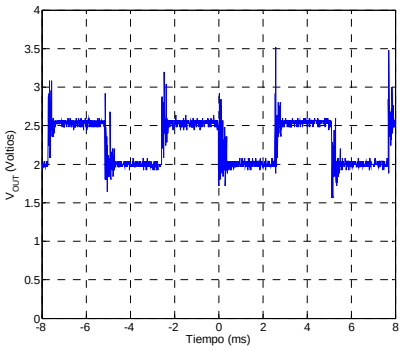
Fig. 5.37. Señal de referencia. a) Modificación de parámetros de la señal. b) Señal a la salida del sumador.

Una vez sumadas la señal de referencia modificada, junto con la señal de salida del lock-in y la señal de DC, la señal que se introdujo por el puerto de bias de la T de polarización la señal mostrada en la Figura 5.37 b).

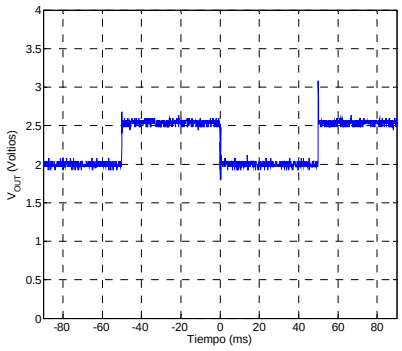
Al conectar la señal de salida del sumador a la entrada de la T de polarización QP-0018-08 aparecía distorsionada debido a la frecuencia de corte que tiene la entrada de DC. Por esta razón, se modificó la frecuencia de la señal de referencia para comprobar la respuesta de la señal de salida del circuito sumador cuando está conectada a la T de polarización. La modificación de la frecuencia de la señal referencia se realizó mediante el uso de flip-flops tipo D como se describió en el Capítulo III de este documento.



a) 6.25kHz *b) 750Hz*



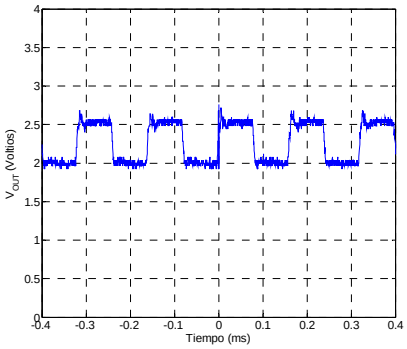
c) 195Hz



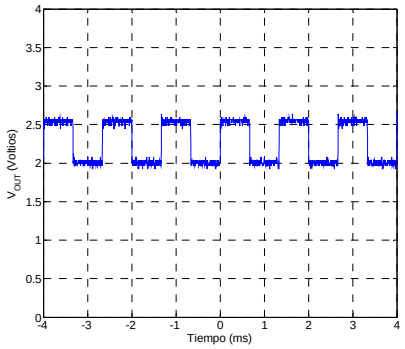
d) 10Hz

Fig. 5.38. Señales de entrada al modulador a diferentes frecuencias.

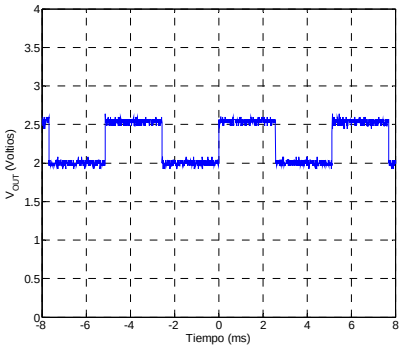
Con el fin de verificar que no era problema del circuito sumador implementado, se reutilizó la T de polarización 11612A mostrada en la Figura 5.17 b) y se repitieron las medidas de la señal de salida del sumador cuando se introduce en esta T de polarización.



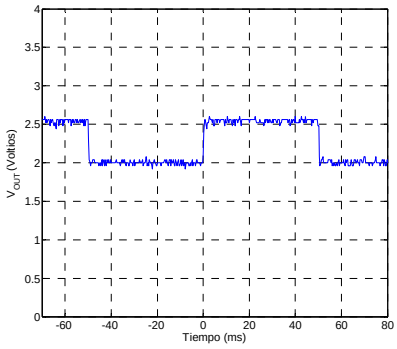
a) 6.25kHz



b) 750 Hz



c) 195Hz



d)10 Hz

Fig. 5.39. Señales de entrada a diferentes frecuencias.

A la vista de los resultados puede concluirse que para el caso de querer introducir una señal de referencia en las T de polarización, el comportamiento de la T 11612A es mejor que el de las adquiridas para la realización de este prototipo de correlador para frecuencias superiores a unos pocos Hz. Seleccionando como señal de

referencia a la entrada de la T de polarización una señal de 10 Hz, se observa que independientemente del modelo de T de polarización que se utilice, la señal de salida del sumador no se ve modificada prácticamente. Con esta señal compuesta introducida a la entrada del modulador se realizó de nuevo el estudio la estabilidad de la de las señales en el rango del IR.

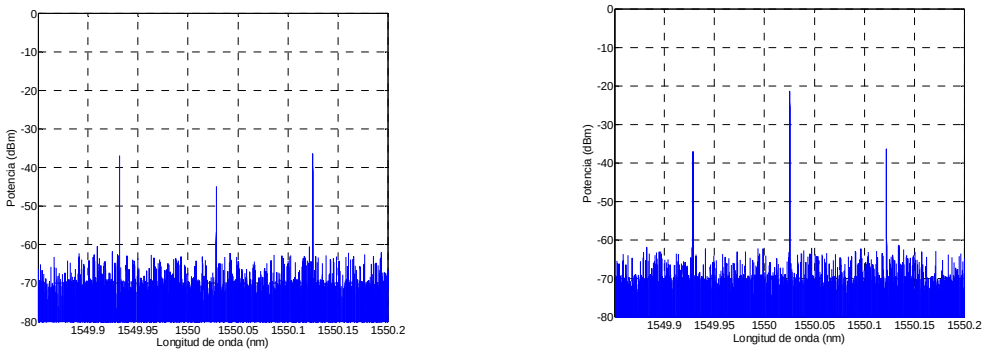


Fig. 5.40. Señales de salida del modulador introduciendo señal de referencia.

La figura anterior muestra los resultados de la señal de salida del modulador cuando se aplica una señal de referencia en su lazo de control. El valor de la portadora óptica oscila entre dos valores debido a la señal cuadrada que se está utilizando como referencia en el lazo de control. Esta señal hace que el punto de trabajo del modulador varíe de forma alternativa entre los dos puntos de trabajo derivados de los dos niveles de V_{bias} de la señal. Por ello, los valores oscilan a una frecuencia que se corresponde con la de la señal de referencia. Aumentando la frecuencia de la señal de referencia y posteriormente realizando la misma prueba con una señal sinusoidal de las mismas características, generada esta vez por un generador 33220A externo, se obtuvieron de nuevo resultados que oscilan entre los mismos valores. Con esta última caracterización puede determinarse que el aporte de la señal de referencia al lazo de realimentación no es apropiado para esta aplicación en concreto. Así todo, los resultados obtenidos utilizando únicamente la señal del fotodiodo filtrada por el lock-in junto con una señal de DC fueron muy satisfactorios ya que se consiguió una cancelación estable de la señal portadora.

En cualquier caso, como ocurría en el caso de la etapa de conversión en frecuencia para las señales de 30 GHz, será necesaria la implementación de algún tipo de filtrado óptico para eliminar una de las bandas laterales existentes en las señales de salida de los moduladores y disminuir el valor de la portadora óptica unos 40 dB por debajo de la señal útil.

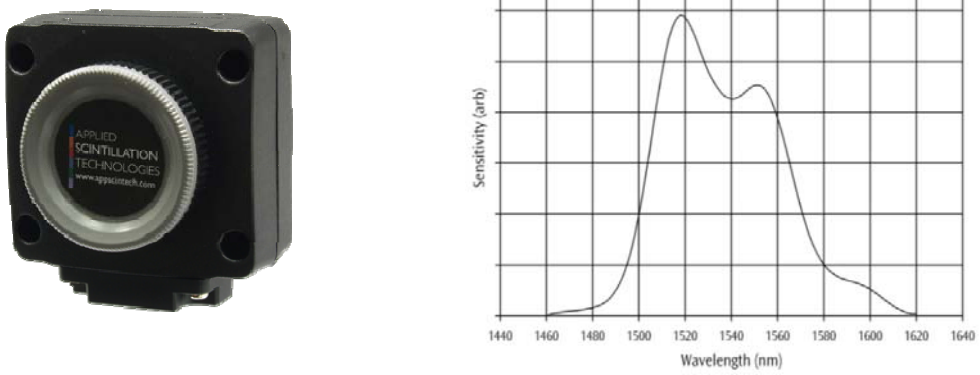
5.5. Cámara NIR

Como elemento detector, en principio se escogió una solución de bajo coste. Para comprobar el comportamiento de los prototipos de correladores electro-ópticos se adquirió una cámara de infrarrojo de AST (Applied Scintillation Technologies) sensible en la banda de 1550nm. Las medidas de caracterización de dicha cámara fueron realizadas por el personal encargado del laboratorio LISA (Laboratorio de Imágenes y Sensores para Astronomía) perteneciente al Instituto Astrofísica de Canarias (IAC).

Actualmente, en LISA puede realizarse la caracterización de las principales figuras de mérito de componentes ópticos trabajando en el rango de longitudes de onda del visible como pueden ser la ganancia, ruido, linealidad, niveles de saturación, etc. El banco de pruebas óptico se encuentra instalado en una sala limpia permitiendo realizar, mediante software especializado, las medidas requeridas para cada dispositivo concreto. Dicho laboratorio también dispone de equipamiento para realizar medidas en infrarrojo cercano (750 a 1400 nm) y actualmente están trabajando para extender el rango de medidas hasta longitudes de onda de 2500 nm.

La cámara elegida [5.17] está compuesta por dos elementos principales, una cámara CCD (Charge-Coupled Device) CMLN-13S2M-CS de Point Gray sensible en el rango de 300 a 1100nm y de una cubierta de fosforo encargada de trasladar la señales provenientes del correlador con una longitud de onda de 1550 nm al rango frecuencial de funcionamiento de la cámara CCD. Para realizar esta acción se aprovechan las propiedades de esta cubierta de fósforo, capaz de absorber los fotones con grandes longitudes de onda en IR y combinar sus energías para emitir fotones en el rango de longitudes de onda comprendidas entre 950 y 1100nm.

La Figura 5.41 muestra el detalle de la cámara seleccionada y de la sensibilidad de absorción de la cubierta de fósforo previa al CCD. La configuración de los diferentes parámetros de la cámara de IR se realiza a través del software específico FlyCap2.



a) *b)*

Fig. 5. 41. Cámara IR 1550. a) Detalle. b) Sensibilidad de absorción de la membrana de fósforo.

Las pruebas iniciales condujeron a que la cámara adquirida presentaba una mala homogeneidad espacial en su respuesta debido al recubrimiento de fósforo que posee el CCD. Sin embargo, haciendo uso del proceso de *binning* [5.18] específico para esta cámara, el cual modifica la forma de leer los datos que llegan al CCD, se pueden mejorar los resultados de homogeneidad obtenidos [5.19].

5.5.1. Ruido

Con el fin de caracterizar el ruido de la cámara se representaron dos situaciones, una sin radiación óptica y otra con ella. Para el caso sin radiación, se cubrió la cámara evitando la radiación externa, por lo que toda señal de salida del detector era ruido propio de la cámara. Para el caso de pruebas con radiación se utilizó la lámpara halógena del laboratorio LISA. En ambos casos se realizó la adquisición de un número elevado de imágenes y se estudió la desviación estándar de todas ellas para caracterizar el ruido de la cámara.

Caracterización del ruido sin radiación:

Para el caso de no aplicar radiación externa, se estudió el ruido intrínseco de la cámara a temperatura constante (61 ºC) para diferentes valores de ganancia dentro del rango de 0 a 24 dB y con un valor constante de ganancia (24 dB), la variación del ruido en función de la temperatura del detector. Todas las medidas se hicieron con un tiempo de exposición de 500ms. Se comprobó que el ruido crecía de forma apreciable tanto con la ganancia como con la temperatura. Puesto que la temperatura del detector no puede ser controlada y crece hasta los 61 grados en menos de media hora, la mejor opción

resultaba ser el uso de la menor ganancia posible, lo que presupone tener una señal lo suficientemente potente incidiendo sobre el CCD.

Caracterización del ruido con radiación:

Aplicando una radiación constante se caracterizó la adquisición de 30 imágenes fijas utilizando parte del patrón USAF [5.20] como objeto para poder tener diferentes zonas de radiación en el detector. Como la radiación de la lámpara halógena utilizada se supone estable y con un valor de ruido despreciable, los valores de ruido deberían ser similares al caso cuando no se aplicaba radiación. Se realizaron las medidas del patrón de referencia comparando los resultados sin aplicar y aplicando la reducción vía software de ruido con una temperatura del detector de 60ºC aproximadamente.

Se pudo observar que utilizando la técnica de reducción de ruido apenas mejoraban los resultados, por lo que el origen del ruido no quedaba muy claro. Posiblemente, con fuentes más potentes como un láser podría repetirse el proceso de caracterización de ruido con el fin de intentar mejorar los resultados obtenidos.

5.5.2. Linealidad

Adicionalmente se midió la linealidad de la respuesta que tiene la cámara IR. Se sustituyó la lámpara alógena por el láser descrito en el apartado 5.2.1 del presente capítulo. De esta forma se caracterizó la cámara con la fuente emisora que se pretende utilizar en el prototipo de correlador electro-óptico en el que se está trabajando.

Los valores de corriente de excitación del láser se variaron entre 100 y 210 mA en pasos de 10mA. La hoja de características del fabricante muestra que la potencia de salida del láser es lineal con la corriente en el rango seleccionado para este estudio, por lo que la potencia detectada en el CCD también debería de serlo.

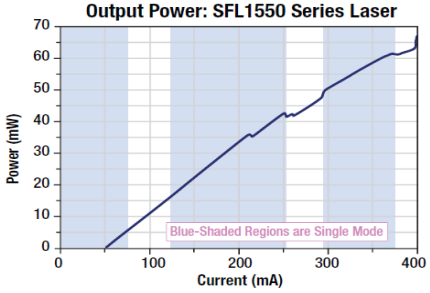


Fig. 5.42. Potencia del láser frente a corriente.

Realizando el barrido de corrientes en el rango de 100 a 210 mA, se obtuvo una repuesta en el detector CCD como la mostrada en la Figura 5.43.

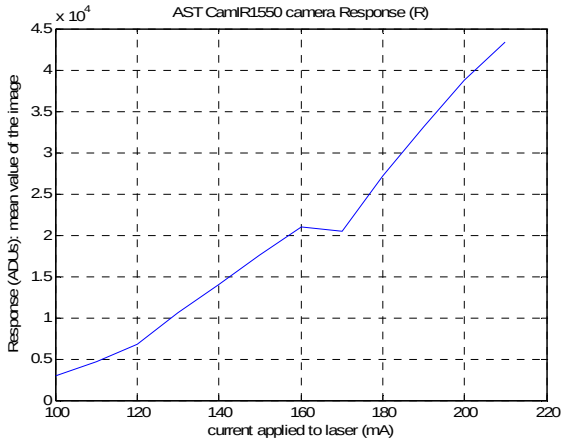


Fig. 5.43. Señal detectada en el CCD frente a corriente del láser.

En la figura anterior puede observarse que la respuesta de la cámara no es lineal, apareciendo un comportamiento extraño entre los valores 160 y 170 mA. Este comportamiento era previsible ya que los manuales de la cámara adelantan que la respuesta de la membrana de fosforo no posee un compoartamiento lineal para todos los valores de radiación de entrada, pudiendo causar falta de linealidad en la respuesta de la cámara.

5.5.3. Sensibilidad

También se estudió la sensibilidad de la cámara comparándola con la Xenics Xeva [5.21] perteneciente al grupo de trabajo del LISA.

El banco óptico para realizar esta comparación fue compuesto de nuevo por el diodo láser acoplado a una lente para homogeneizar la radiación en los detectores. Con este montaje, ambas cámaras fueron colocadas en la misma posición y configuradas con una ganancia y tiempos de exposición determinados para tener niveles similares a la salida del conversor ADC. Estos valores están expuestos en la Tabla 5.5.

Tabla 5.5 Parámetros de configuración para el estudio de la sensibilidad.

	AST CamIR1550	Xenics Xeva
T_{exp}	50ms	25 µs
Ganancia	24dB	1 (Mínimo)

Como puede observarse en los resultados anteriores, para obtener una respuesta similar en ambas cámaras hacen falta dos configuraciones muy diferentes. Para el caso

de la Xenics Xeva, el tiempo de integración es muy pequeño y no es necesaria aplicación de ganancia. En cambio, la AST requiere un tiempo de integración 2000 veces mayor y la ganancia deber fijarse al máximo, lo que incrementa el ruido de la cámara.

Estos resultados de sensibilidad demuestran que la cámara AST es bastante menos sensible que la cámara existente en el laboratorio LISA para una fuente monocromática centrada en 1550nm como es el láser seleccionado para el correlador que se desea realizar.

5.5.4. Rango dinámico

El rango dinámico es calculado como la relación entre la máxima respuesta del detector sin llegar al punto de saturación y el mínimo valor detectable, expresada en decibelios (5.1).

$$RD = 20 \log_{10} (R_{máx}/R_{min}) \tag{5.1}$$

Los niveles máximo y mínimo han sido medidos experimentalmente siguiendo la misma configuración del banco de medidas del apartado anterior. Los valores mínimos se corresponden con el mínimo detectable, cuyos valores se corresponden con el nivel de ruido de cada cámara en concreto. Debido a la resolución de los conversores ADC que posee la cámara de AST el valor de R_{min} resultó ser bastante alto en comparación con el obtenido para la cámara Xenics Xeva.

Para el caso de la obtención de $R_{máx}$, el método seguido fue diferente para ambas cámaras. Para la Xenics Xeva la respuesta espacial es relativamente plana para la mayoría de los detectores del CCD, por lo que se puede tomar como $R_{máx}$ el máximo valor del conversor ADC.

Sin embargo, para el caso de la AST, el recubrimiento de fosforo genera una respuesta espacial muy inhomogenea. Por ello, se define R_{max} como el valor del pixel más bajo cuando al menos un pixel está en su valor de saturación.

Los resultados de rango dinámico quedaron como se muestra en la Tabla 5.9

Tabla 5.9 Rango dinámico.

Cámara	Rango dinámico
AST CamIR[1550]	18 dB
Xenics Xeva	75 dB

Finalmente se puede concluir que algunos de los problemas que presenta la cámara de AST pueden reducirse mediante la aplicación de diferentes modificaciones en la configuración de sus parámetros. Para el caso de la falta de linealidad, es posible crear una curva de calibración para obtener el valor de radiación de entrada al CCD. De la misma forma, los valores de sensibilidad pueden mejorarse utilizando grandes valores de tiempo de exposición y ganancia de la cámara. Por el contrario, problemas como el presentado para el caso del rango dinámico y el ruido debidos a la inhomogeneidad de la cámara, no presentan una solución sencilla. Por esta razón, parece recomendable utilizar otro tipo de cámara similar a la existente en el laboratorio LISA del IAC para formar parte del futuro interferómetro con cientos de receptores.

5.6. Etapa de correlación

Debido a que no se dispone por el momento de un sistema de filtrado para eliminar las componentes frecuenciales indeseadas a la salida de los moduladores, se decidió caracterizar la etapa de correlación utilizando la propia señal del láser como señal de infrarrojo. Dicha señal fue dividida a través de acopladores ópticos para ser introducida en un *bundle* (agrupamiento), de fibras que permitiese mimetizar la distribución del array de antenas del prototipo sobre el que se está trabajando. Una vez distribuidas todas las señales, se procedió con la correlación de las mismas mediante un sistema de lentes con 100 mm de distancia focal. Las señales resultantes de la correlación fueron finalmente detectadas mediante la cámara CCD Xenics Xeva descrita en el apartado anterior. El sistema implementado para la caracterización de esta etapa está representado en la Figura 5.44.

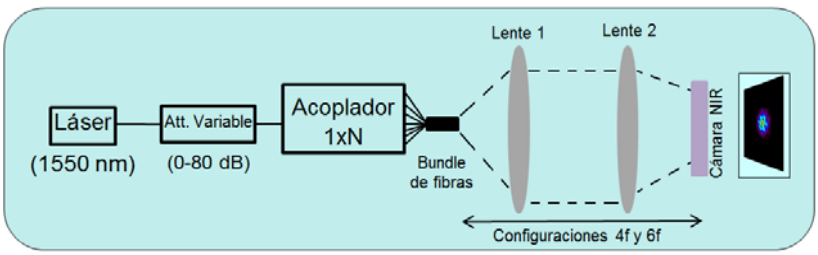
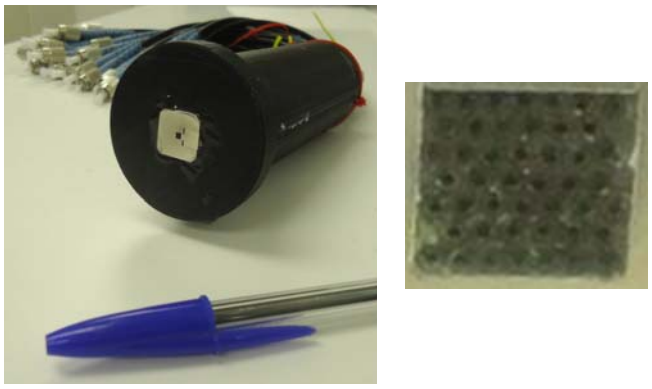


Fig. 5.44 Sistema de caracterización de la etapa de correlación.

El bundle diseñado para agrupar las señales de salida del acoplador 1xN se muestra en la Figura 5.45. Se decidió fabricar una agrupación de 46 fibras que permitiese realizar diferentes combinaciones con el fin de representar varios escenarios y poder de esta forma estudiar los resultados obtenidos en cada uno de ellos.



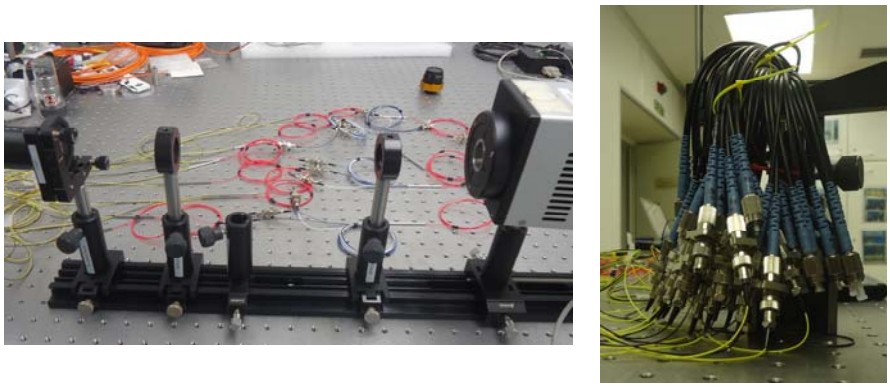
a) *b)*

Fig. 5.45 Bundle de fibras. a) Agrupación de fibra. b) Detalle de la distribución de las fibras a la salida del bundle

(Superficie de salida: 1.8x1.5mm^2)

Tras el posicionamiento de las lentes y la colimación del haz del láser, se colocó el bundle para proceder con la iluminación de las fibras. Una vez iluminadas y gracias al trazado de rayos generado por el sistema de lentes, es posible intercambiar entre dos configuraciones ópticas de manera sencilla modificando los focos en los que se posicionan la segunda lente y la cámara CCD. La ejecución de una configuración 4-f permite en este caso visualizar la distribución mimetizada del array implementado en el bundle. Este escenario es útil para estudiar el alineamiento de los diferentes componentes del sistema óptico. Por otro lado, la implementación de una configuración 6-f generará la correspondiente función de dispersión puntual o PSF de sus siglas en inglés. Esta función es equivalente a la imagen sintetizada que tendría una fuente puntual en la región del cielo abarcada por el instrumento [5.22].

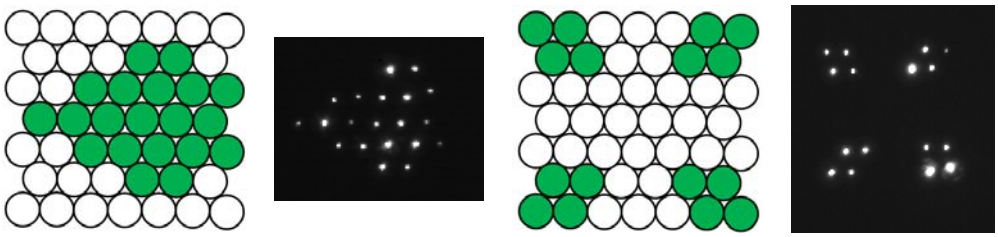
Se realizó una división 1 a 20 de la señal del láser que permitiese implementar diferentes agrupaciones de fibras y poder al mismo tiempo caracterizar el comportamiento del bundle diseñado. En primer lugar se efectuó una distribución más o menos arbitraria de 20 elementos y posteriormente se realizó una de 16. Esta última simularía una posible distribución de un estado final con las señales provenientes de todos los moduladores del prototipo. La Figura 5.46. muestra el detalle del sistema 4-f implementado para realizar dicha caracterización.



a) *b)*

Fig. 5.46. Sistema 4-f. a) Fotografía del sistema. b) Iluminación de las fibras.

Las dos distribuciones de antenas implementadas mediante la iluminación de diferentes fibras dieron como resultado las imágenes representadas en la Figura 5.47.

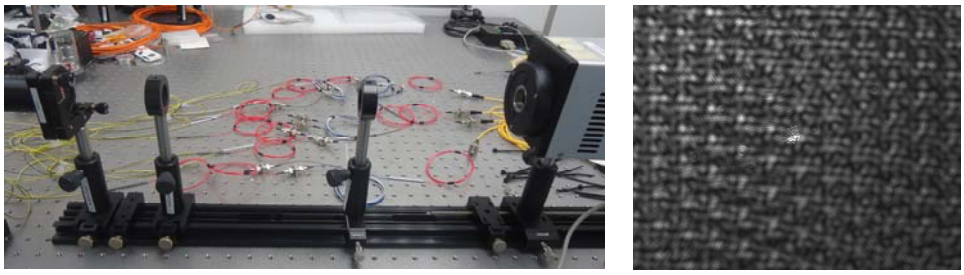


a) *b)*

Fig. 5.47. Fibras iluminadas (en verde) e imagen obtenida en el CCD. a) 20 fibras. b) 16 fibras.

En las imágenes anteriores se aprecia que para medidas futuras será necesario mejorar el alineamiento de algunas fibras a la salida del bundle. Por otro lado, también se observan diferencias en la intensidad de alguna de las señales. Estas diferencias son debidas a imperfecciones la hora de realizar la manipulación de las fibras para su colocación a la salida de la agrupación. Dichas imperfecciones son difíciles de evitar teniendo en cuenta la complejidad que supone la manipulación de las fibras y su disposición en un área tan pequeña (ver Figura 5.45).

Tras obtener las primeras imágenes con la cámara CCD, se procedió a implementar un sistema 6-f mediante el cual se obtuvo la PSF que, como se dijo anteriormente, correspondería con la imagen sintetizada de la zona del cielo a la que las antenas de los receptores estuviesen apuntando.



a) *b)*

Fig. 5.48. Sistema 6-f. a) Fotografía del sistema. b) PSF (16 fibras).

Los resultados de la PSF en la figura anterior muestran la existencia de aberraciones que conllevan una degradación de la imagen resultante. Estas ocurren cuando la luz proveniente de un punto de un objeto no converge hacia un solo punto tras transmitirse a través del sistema de lentes. Con el fin de corregir estas aberraciones, se introdujo en el sistema óptico un diafragma de apertura que limitase el haz procedente del sistema de lentes que incide sobre el CCD. La Figura 4.49 muestra el detalle del diafragma utilizado y la PSF obtenida tras la eliminación de las aberraciones.

a) *b)*

Fig. 5.49. Diafragma de apertura. a) Detalle. b) PSF sin aberraciones.

Las medidas futuras relacionadas con la etapa de correlación consistirán en el análisis de los datos obtenidos mediante diferentes agrupaciones de fibras una vez mejorada su disposición en el bundle. Esos análisis se realizarán implementando un sistema más realista en el que se utilizarán las señales de salida de los moduladores junto con el sistema de filtrado apropiado para esta aplicación. Asimismo, aprovechando las posibilidades que brinda el software de control de la cámara NIR, será necesaria una configuración específica de la misma que permita realizar un estudio y caracterización óptimos de las señales obtenidas tras la etapa de correlación.

5.7. Conclusiones

En el presente capítulo se ha propuesto la implementación de correladores electro-ópticos, basados en el uso de moduladores para trasladar la frecuencia de las señales a correlar desde las microondas al infrarrojo cercano (1550 nm). De esta forma, las señales resultantes se pueden correlar todas a la vez mediante un sencillo sistema basado en lentes y una cámara sensible a dicha longitud de onda. Este tipo de correladores proporciona una imagen sintetizada del objeto a estudiar, de forma que el interferómetro resultante puede ser operado de forma similar a los instrumentos de imagen directa, pero con la ventaja de tener un mayor control sobre los errores sistemáticos.

En primer lugar se ha descrito las etapas de conversión en frecuencia que formarán parte de dos prototipos de correlador electro-óptico que operan en diferentes bandas frecuenciales. El primero de ellos correlaría señales de banda ancha en el rango de 26-36 GHz y el segundo lo hará con señales trabajando en el rango de 10-20 GHz.

Se han caracterizado y descrito en detalle todos los elementos encargados de realizar la traslación de frecuencia de las señales recibidas desde la banda de microondas al infrarrojo cercano. Una vez trasladadas a frecuencias ópticas, las señales recibidas se pueden correlar mediante elementos desarrollados en tecnología óptica para ser detectadas finalmente mediante el uso de una cámara NIR comercial, la cual también ha sido caracterizada.

Se ha analizado el funcionamiento del diodo láser SFL1550S de Thorlabs, el cual emite luz monomodo en tercera ventana de comunicaciones (1550 nm). Se realizó un estudio de las condiciones en las que el diodo deja de comportarse de forma monomodo. Se realizaron barridos de temperatura frente a corriente buscando la zona de trabajo más adecuada. Se estudió el comportamiento de la longitud de onda de emisión en las mediaciones del punto de trabajo, realizando pequeñas variaciones en temperatura y corriente del láser. También se efectuó un estudio de la linealidad de la potencia de salida frente a la corriente del diodo. Teniendo en cuenta los resultados de las pruebas efectuadas, se tomó como punto de trabajo estable una corriente de 320 mA y una temperatura del diodo de 27º C.

Más tarde, se han caracterizado los diferentes componentes ópticos encargados de distribuir la señal del láser hacia los moduladores electro-ópticos que formarán parte de las etapas de conversión en frecuencia. Se analizó el comportamiento de un aislador óptico IO-H-1550FC encargado de proteger el láser de las posibles reflexiones en los conectores. Seguidamente se caracterizó el atenuador óptico VOA50-FC capaz de atenuar la señal óptica hasta un valor mayor de 50 dB así como el acoplador 1 a 4 con referencia FCQ1315. Finalmente se estudió también el comportamiento de los polarizadores ILP1550PM-FC que son los encargados de mantener la polarización de la señal procedente del láser con un valor constante y común a la entrada de cada uno de los moduladores.

A continuación se prosiguió analizando el comportamiento de los moduladores electro-ópticos fabricados en tecnología de Niobatio de Litio y con fibra mantenedora de polarización.

Para el correlador de 26-36 GHz se seleccionó el modelo LN86P de Thorlabs debido a su capacidad de proporcionar un tipo de modulación SSB-SC. Los resultados de las medidas demostraron la necesidad de utilizar algún filtro óptico en volumen para eliminar de forma adecuada la portadora en todas las señales a la vez [5.23-5.25]. Por otro lado, al tener tres tensiones de control de V_{bias}, resultaba muy difícil conseguir un punto de funcionamiento estable del modulador, por lo que finalmente se determinó que los moduladores seleccionados no eran los más apropiados para el prototipo de interferómetro propuesto.

En el caso del prototipo de la banda de 10-20 GHz, se adquirieron los moduladores X-2623Y de Lucent Technologies. Al disponer únicamente de un conector para las señales de RF y V_{bias}, fue necesaria la utilización de una T de polarización para polarizar el modulador en un punto de trabajo óptimo. Aunque variando la señal de V_{bias} fue posible reducir en gran medida la portadora óptica a la salida del modulador, sigue resultando necesario implementar una fase de filtrado óptico para eliminar una de las bandas laterales y atenuar la señal portadora unos 40 dB por debajo de la señal útil. Con el fin de que los moduladores operasen de forma estable en el tiempo se implementó un lazo de realimentación formado por un fotodetector y una fuente comercial de control

de V_{bias} que posteriormente fue sustituida por un lock-in amplifier sencillo y comercial, obteniendo buenos resultados en ambos casos.

Para los dos prototipos propuestos es necesario que los receptores de microondas tengan un nivel considerable de potencia a su salida para que pueda realizarse de forma correcta la modulación de las señales provenientes del cielo. Asimismo, se observó la existencia de pequeñas diferencias de potencia en montajes equivalentes de la etapa de conversión debidas a que los conectores y transiciones de los diferentes componentes ópticos son muy sensibles a la suciedad, tensiones y torsiones que se puedan producir sobre el sistema de enrutado de las señales mediante fibra. Una forma de mitigar estos problemas consiste en realizar el fusionado de las fibras de los componentes pertenecientes a la etapa de distribución de señal del láser.

El personal responsable del laboratorio LISA del IAC fue el encargado de llevar a cabo las pruebas de caracterización de la cámara de IR (AST) adquirida para formar parte de los prototipos de correladores electro-ópticos. Se realizaron pruebas de caracterización de ruido, linealidad, sensibilidad y rango dinámico de la cámara, comparando algunos de los resultados obtenidos con la cámara Xenics Xeva existente en el laboratorio del IAC. Analizando los resultados obtenidos, se concluyó que aunque algunos de los problemas presentados por la cámara AST pueden minimizarse, otros como el rango dinámico o el ruido no presentan una solución sencilla. Por ello, se concluyó que para para formar parte del futuro interferómetro con cientos de receptores sería recomendable reemplazar la cámara adquirida por otra de características similares a la existente en el laboratorio del IAC.

Finalmente, utilizando la cámara Xenics Xeva se realizó una caracterización preliminar de la etapa de correlación mediante elementos ópticos. Para ello, se fabricó un bundle de 46 fibras que permite mimetizar diferentes configuraciones del array de antenas. Debido a que todavía no se dispone de la etapa de filtrado para eliminar las componentes espectrales indeseadas a la salida de los moduladores, la iluminación de las fibras se realizó utilizando directamente la señal del láser dividida mediante acopladores ópticos. Las medidas realizadas dieron como resultado el estado de la distribución de las fibras en el bundle y su PSF, figura correspondiente a la imagen sintetizada del sistema implementado. Se observaron errores en el alineado de las fibras

del bundle que se intentarán corregir en la medida de lo posible. La PSF obtenida también sufre de aberraciones, debidas a las imprecisiones del sistema óptico, las cuales se caracterizarán y corregirán en trabajos futuros.

Capítulo VI
Conclusiones y líneas futuras

6.1. Conclusiones

En esta tesis se han presentado el análisis y los desarrollos tecnológicos de varias topologías de prototipos de correladores orientados a formar parte de interferómetros de gran formato para aplicaciones de radioastronomía. Junto con estos desarrollos se ha realizado un estudio de viabilidad enfocado al uso de antenas planas trabajando en banda Ka. Estos diseños planares pretenden reemplazar a las antenas de bocina que normalmente se utilizan en los receptores desarrollados para radioastronomía, sobre todo para instrumentos embarcados en satélite que requieren minimizar tanto el peso como el volumen.

Para los diseños de antenas planas se han realizado simulaciones y posteriores medidas con el fin de analizar el comportamiento de estos dispositivos a temperatura ambiente. Debido a sus características, dichas antenas pueden ser enfriadas a temperaturas criogénicas de una manera mucho más sencilla y menos costosa de lo que supondría para el caso de tener que enfriar las antenas de bocina. Los resultados obtenidos han sido satisfactorios, pero no tanto como para conseguir suplantar a las antenas de bocina en los receptores en los que se está trabajando. Aun así, estos nuevos diseños presentan una alternativa competitiva para otros tipos de aplicaciones. En concreto, gracias a la realización de un estudio de viabilidad de transferencia tecnológica enfocado a aplicaciones civiles, se dedujo que las aplicaciones más viables para estos diseños de antenas son las relacionadas con radares de detección de proximidad para automoción.

En cuanto a los prototipos de correladores para futuros instrumentos, la tesis se ha organizado desde aspectos básicos de cada prototipo de correlador hasta algunos más complejos dependiendo de la tecnología utilizada en cada uno de ellos. Se ha dividido el estudio por la tipología de correlador utilizada, analizando las características de correladores de tipo analógico, digital y finalmente los más novedosos, los electro-ópticos.

En este sentido, y para la caracterización de los circuitos, fue necesaria la definición de una técnica de medida que permitiese estudiar la respuesta de cada prototipo. Se ha definido un proceso de medida basado en el principio de la modulación de amplitud. Dicho procedimiento permite analizar las ventajas e inconvenientes que poseen cada uno de los prototipos diseñados.

Los primeros análisis de basaron en la caracterización de dos prototipos de correlador analógico, uno en banda base hasta 300 MHz y otro trabajando directamente en el rango 26 a 36 GHz. En la fabricación del correlador analógico banda base se utilizaron componentes comerciales para comprobar el efecto de la correlación de señales y las limitaciones que se presentasen. En el caso del correlador de 30 GHz se reutilizaron los módulos de correlación-detección de los receptores pertenecientes al experimento QUIJOTE. Las medidas se realizaron en ambos casos generando señales conocidas a la entrada del correlador. Una vez comprobado el correcto funcionamiento de ambos prototipos, se generaron unas señales de ruido a 30 GHz y con 10 GHz de ancho de banda para el correlador de microondas, las cuales son una buena representación de lo que realmente se obtendría a la salida de un correlador analógico implementado con estos subsistemas y cuyos receptores estuviesen apuntando a una determinada región del cielo.

Observando las limitaciones que estos correladores analógicos presentarán cuando se pretenda aumentar el número de receptores, se estudió otra alternativa para el desarrollo de correladores analógicos basada en el uso de Lentes de Rotman. Se realizaron simulaciones de dichas Lentes de Rotman como opción para implementar un correlador analógico tipo Fizeau en el que todas las señales se combinasen con todas en vez en lugar de por pares. Este tipo de lentes representaban una buena solución en cuanto a la simplicidad del enrutado de señales de entrada-salida pero el control de las

fases de las señales era muy complejo debido al gran rango frecuencial a cubrir. Por este motivo acabó descartándose su uso para implementar un correlador analógico con un elevado número de señales de microondas de gran ancho de banda.

Tras el estudio de los correladores analógicos, se continuó con el diseño de prototipos digitales mediante la programación de tarjetas digitalizadoras de Agilent Technologies. Todos los prototipos desarrollados presentan una gran flexibilidad de programación junto con un control de corrección de fases que no era posible en el caso de los correladores analógicos. La mayor limitación que presentaron estos correladores fue el ancho de banda de las tarjetas, establecido a señales de 1GHz como máximo, así como el consumo eléctrico de las mismas. Por esta razón, para la realización de un prototipo con pocas líneas de base o en el que hubiese que separar las señales recibidas en subbandas de baja frecuencia, puede ser una solución, pero se convierte en algo inviable cuando se requiere correlar muchas señales de alta frecuencia con un gran ancho de banda.

Debido a todas estas razones se propuso finalmente la implementación de correladores electro-ópticos. En este tipo de correladores, la etapa previa a la combinación de las señales realiza un desplazamiento frecuencial de las señales de microondas al rango infrarrojo cercano mediante el uso de moduladores electro-ópticos fabricados habitualmente en tecnología de Niobatio de Litio. Tras los buenos resultados obtenidos en dicha etapa de traslación de frecuencia, puede afirmarse que este tipo de correladores no sufre la limitación para combinar las señales con un gran ancho de banda en microondas siempre y cuando esas señales tengan un nivel de potencia adecuado a la entrada de los moduladores. Además, al ser desplazadas al dominio óptico, sus anchos de banda no suponen un problema para ser tratadas a través de los diferentes componentes ópticos que forman parte de la etapa de correlación. Para comprobar el funcionamiento de dicha etapa de correlación se realizaron unas medidas preliminares implementando dos configuraciones del sistema utilizando como señal de test la del propio láser. Con ellas se observaron resultados prometedores tanto de una mimetización de diferentes agrupaciones de antenas como de su PSF, correspondiente a la imagen sintetizada del sistema implementado. La adquisición de estas señales resultantes fue llevada a cabo mediante una cámara CCD perteneciente al grupo del laboratorio LISA del IAC.

6.2. Líneas futuras

El trabajo desarrollado en esta tesis puede ser ampliado teniendo en cuenta diferentes aspectos de los capítulos presentados en este documento.

En primer lugar, debido a que los experimentos en los que está involucrado el grupo de trabajo poseen receptores con anchos de banda muy grandes, las opciones de correladores analógicos y/o digitales quedan descartadas debido a la complejidad que supone bajar en frecuencia las señales recibidas y posteriormente dividirlas en subbandas para adecuarlas a las condiciones marcadas por las limitaciones de los correladores Por esta razón, se apuesta por continuar trabajando en el diseño de correladores electro-ópticos, los cuales son capaces de combinar directamente estas señales de banda ultra ancha en microondas cuando son desplazadas al dominio óptico.

Antes de avanzar con nuevas medidas sobre la etapa de correlación, será necesario realizar una caracterización de la respuesta del controlador del láser con respecto a los gradientes de temperatura que pueden existir en el lugar donde vaya a estar instalado el sistema en su aplicación final. Una vez elaborado este estudio, el proceso de filtrado de la señal modulada y el control de las fases de todas las señales provenientes de los diferentes receptores será un punto importante para realizar posteriormente la combinación de las mismas.

En paralelo al trabajo de combinación de las señales provenientes de los diferentes receptores que formen el prototipo, será muy interesante proseguir con el estudio de viabilidad para la fabricación de cientos de moduladores en un formato compacto e integrado. Dicha integración abarataría en gran medida el coste y reduciría la complejidad de la etapa de conversión en frecuencia, haciéndola viable para su uso en un interferómetro de gran formato con miles de receptores.

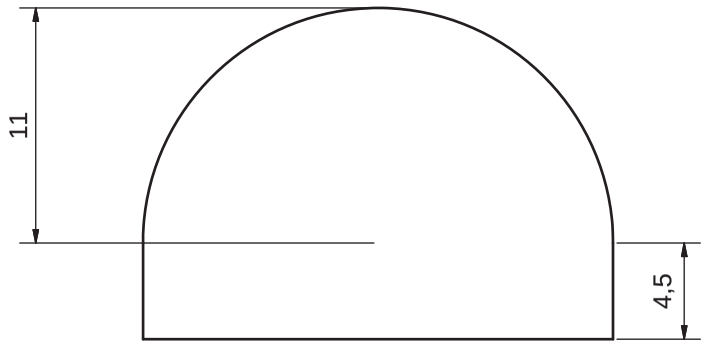
La aplicación final de los sistemas presentados en esta tesis es su integración en un prototipo de interferómetro para radioastronomía que observaría el cielo en dos bandas frecuenciales diferentes. La caracterización del receptor final completaría el análisis de la funcionalidad del correlador descrito. Además, la definición de un sistema de calibración del instrumento para eliminar los errores sistemáticos completaría el

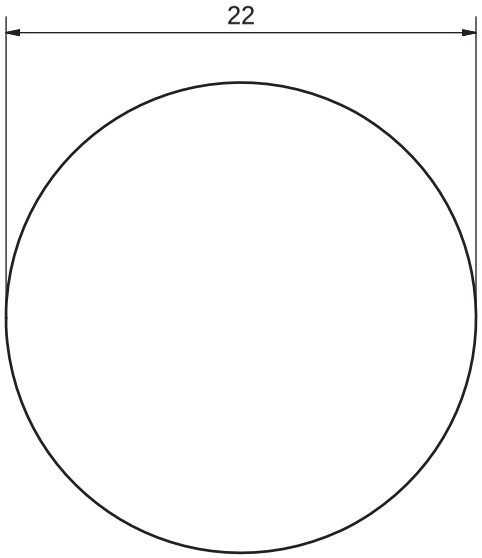
procedimiento de caracterización del sistema. En este sentido hay que incidir en que los interferómetros propuestos en esta tesis permiten la aplicación de la técnica denominada “auto-calibración”, que no requieren de fuentes externas y permiten una reducción de errores sistemáticos mucho más efectiva que en los instrumentos de observación directa.

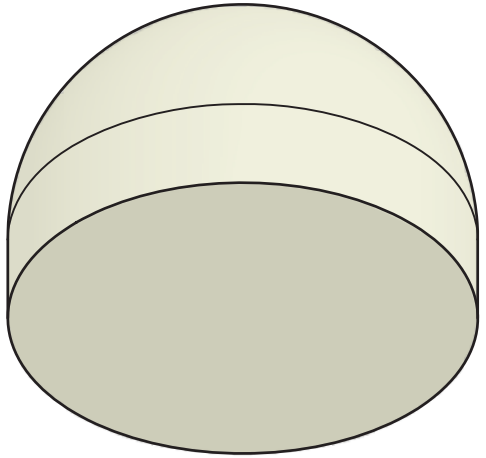
Anexo I

Planos de la estructura para el array de antenas planas

Material: Metacrilato





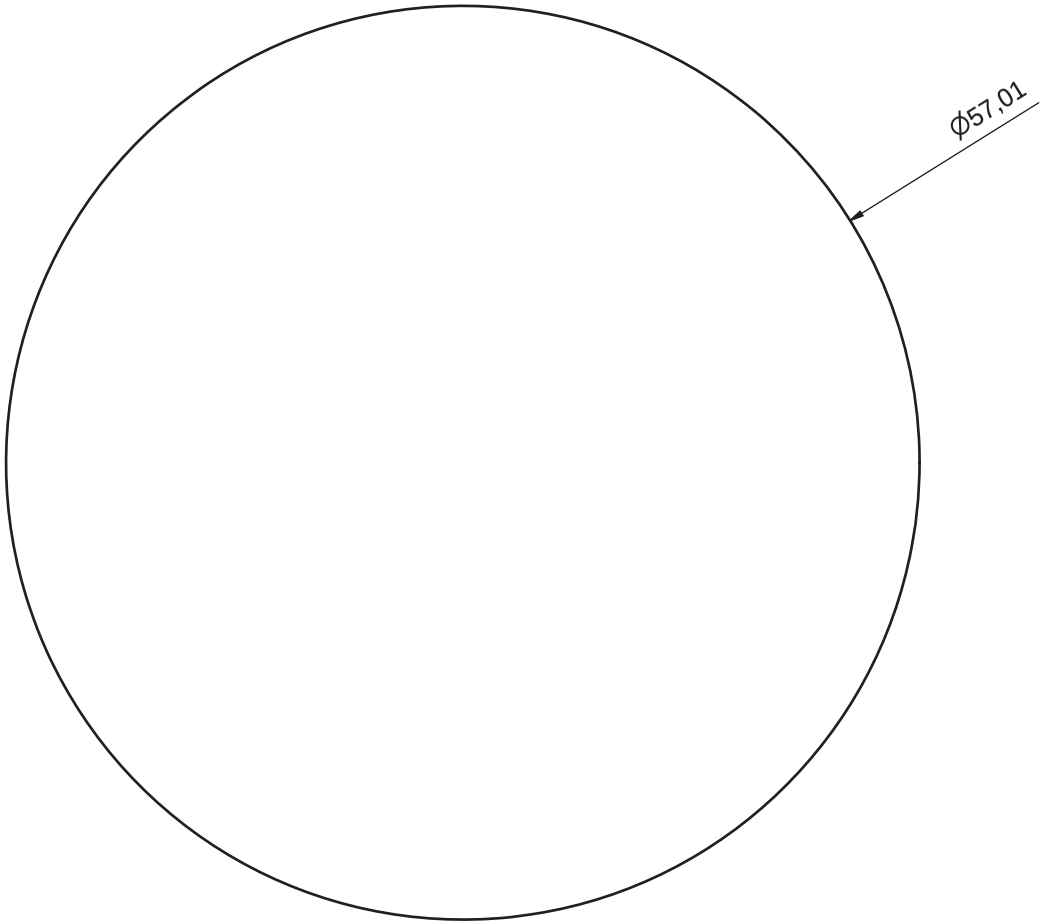


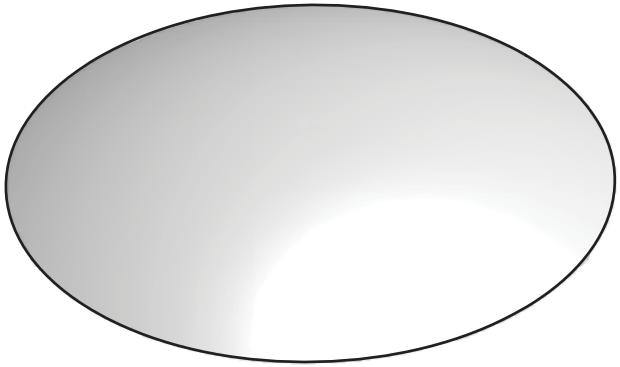
Lente colocada sobre el substrato de Arlon

DESIGNED BY	CHECKED BY	APPROVED BY	DATE		DATE	
David Ortiz						

Cotas en mm	Lente colimadora		
	Lente	ISSUE	SHEET 1 / 1

Material: Metacrilato



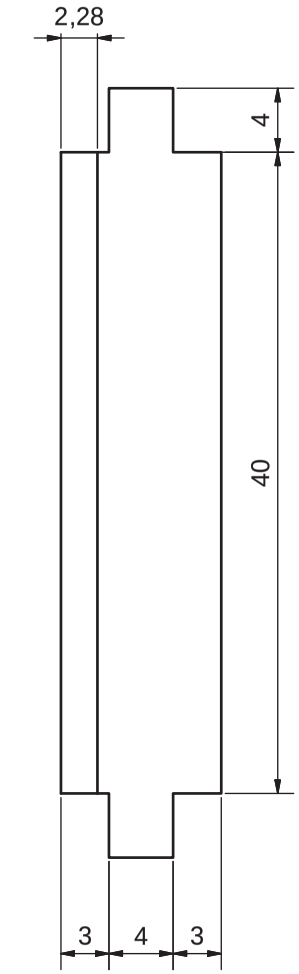


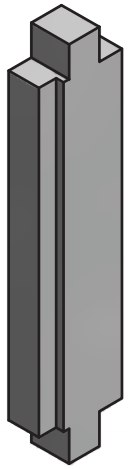
Segunda lente colimadora (Superior)

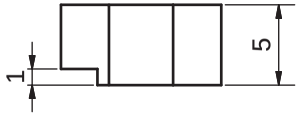
DESIGNED BY	CHECKED BY	APPROVED BY	DATE		DATE	
David Ortiz						

Cotas en mm	Lente superior		
	Lente_Sup	ISSUE	SHEET 1 / 1

Material: Metacrilato



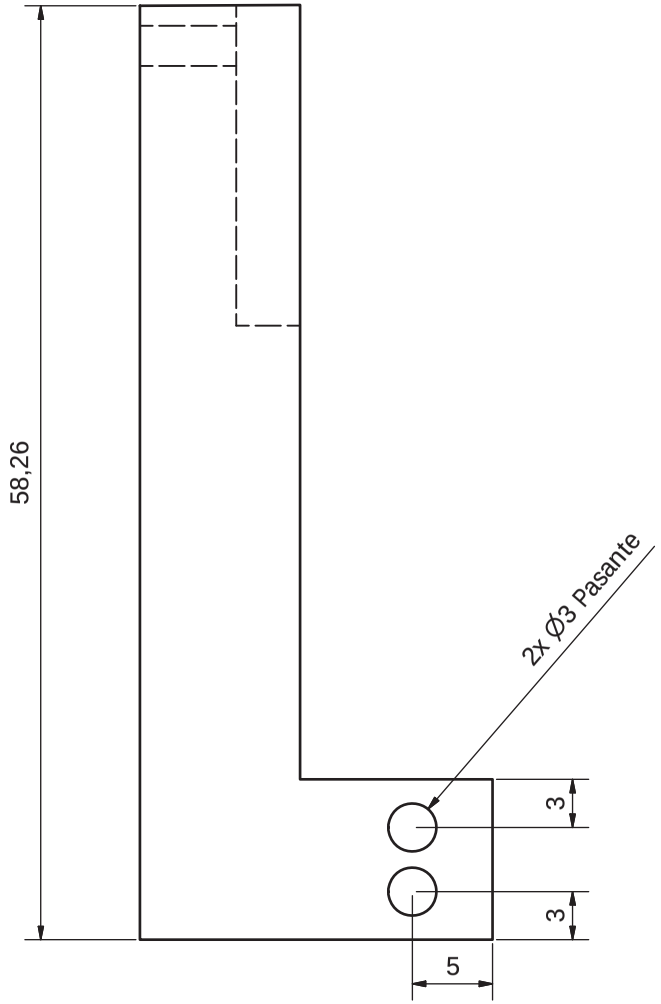


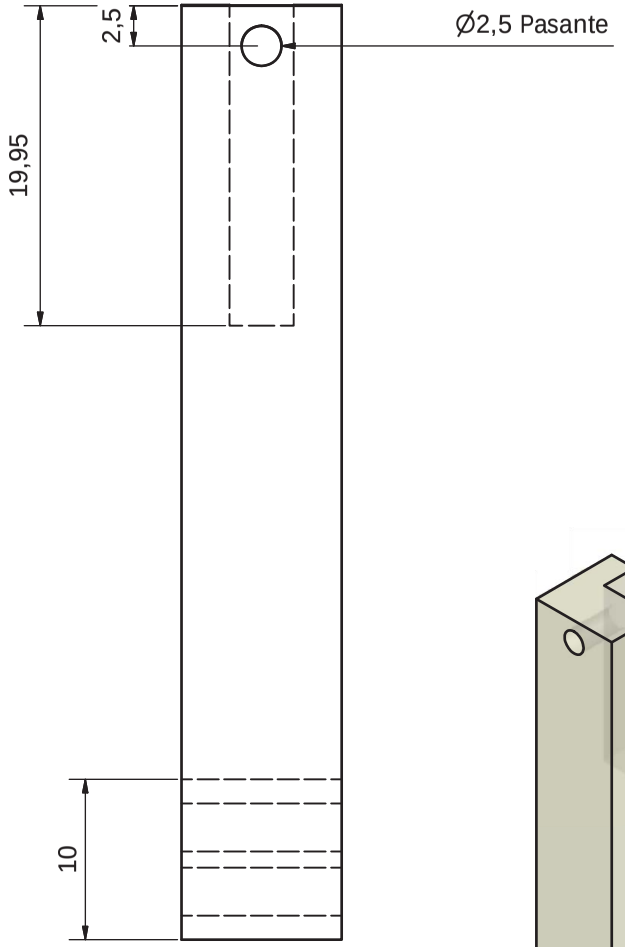


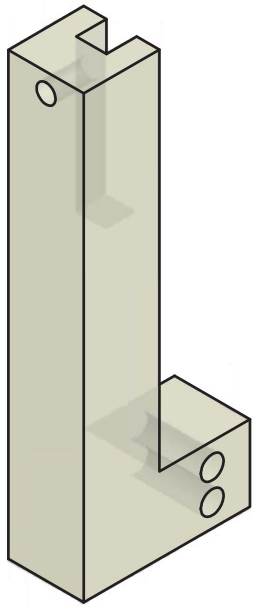
DESIGNED BY	CHECKED BY	APPROVED BY	DATE		DATE	
David Ortiz						

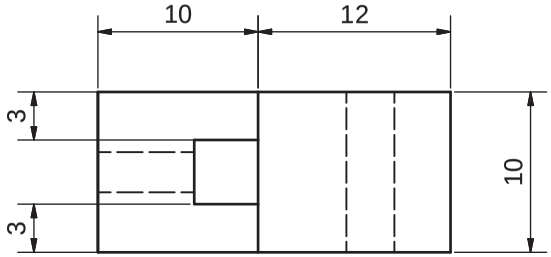
Cotas en mm	Soporte Lente		
	Sop-Lente	ISSUE	SHEET 1 / 1

Material: Metacrilato





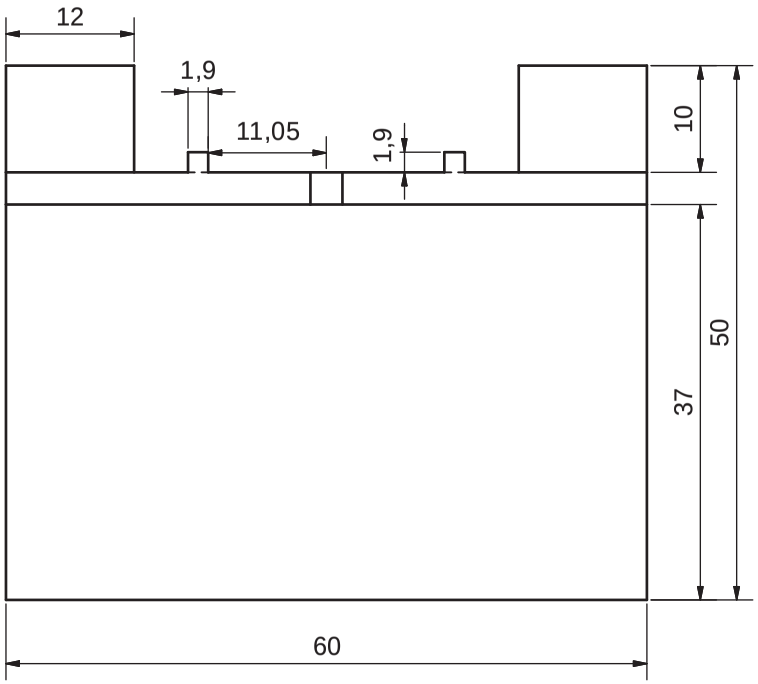


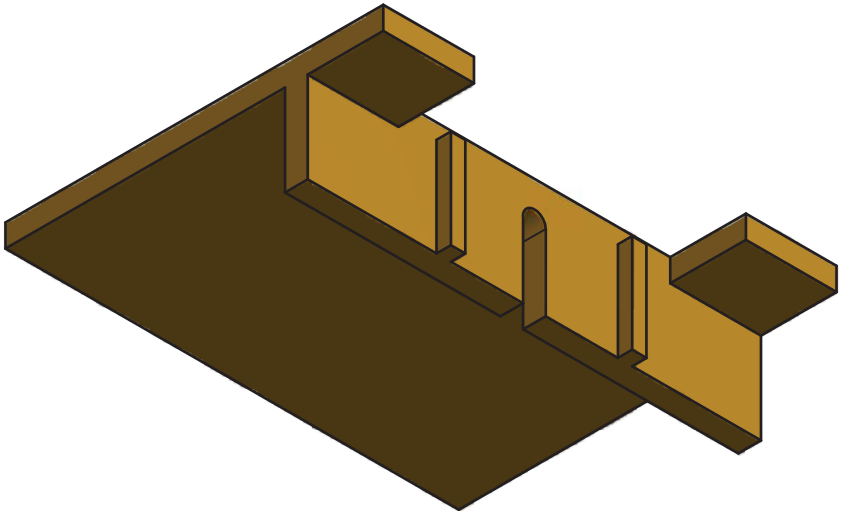


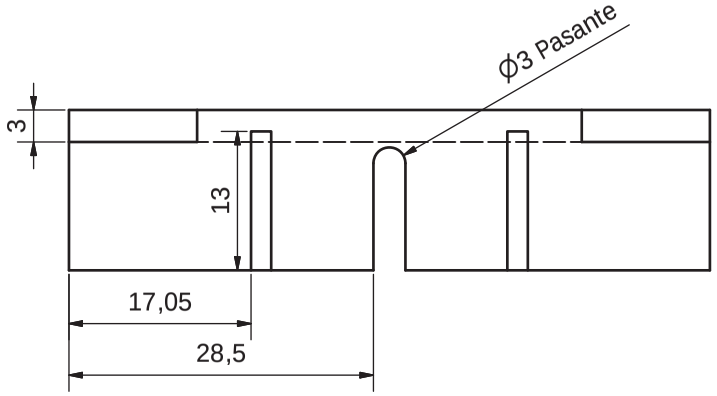
DESIGNED BY	CHECKED BY	APPROVED BY	DATE		DATE	
David Ortiz					31/10/2016	

Cotas en mm	Poste Sujeccion		
	Poste	ISSUE	SHEET 1 / 1

Material: Latón



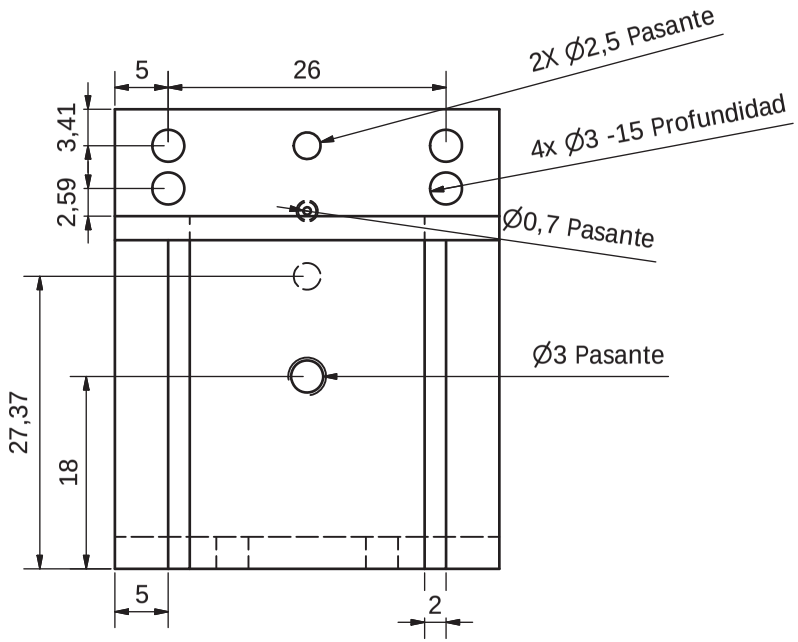


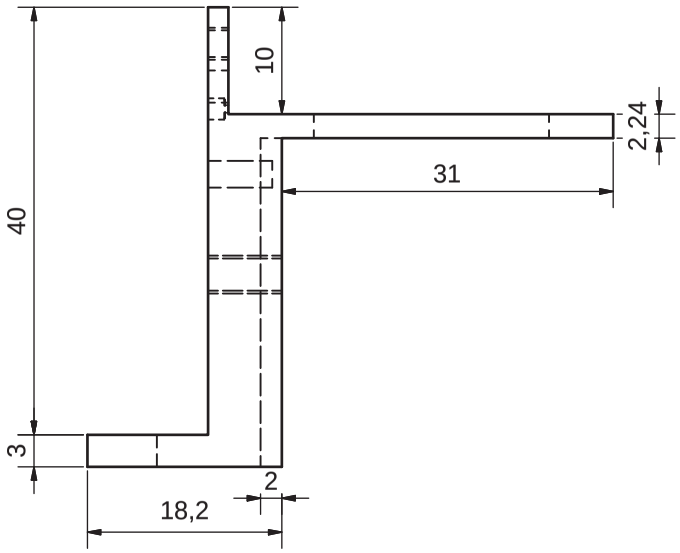


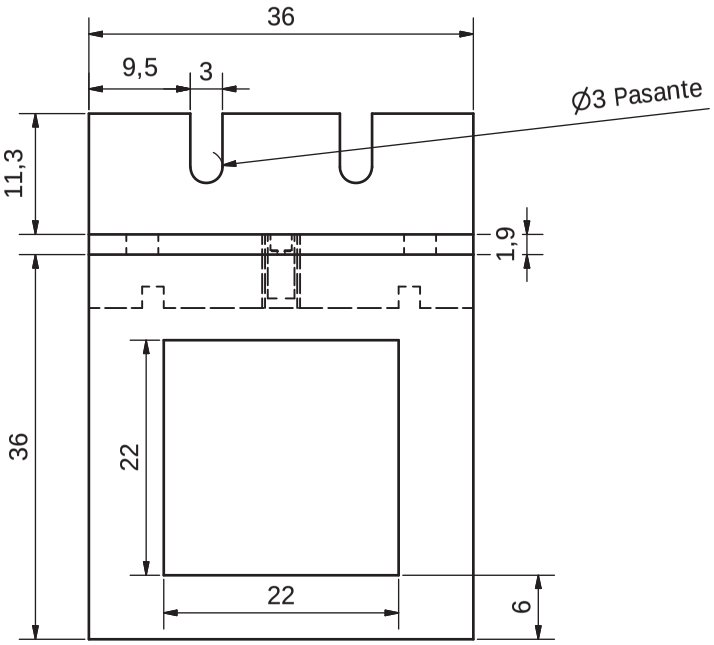
DESIGNED BY	CHECKED BY	APPROVED BY	DATE		DATE	
David Ortiz						

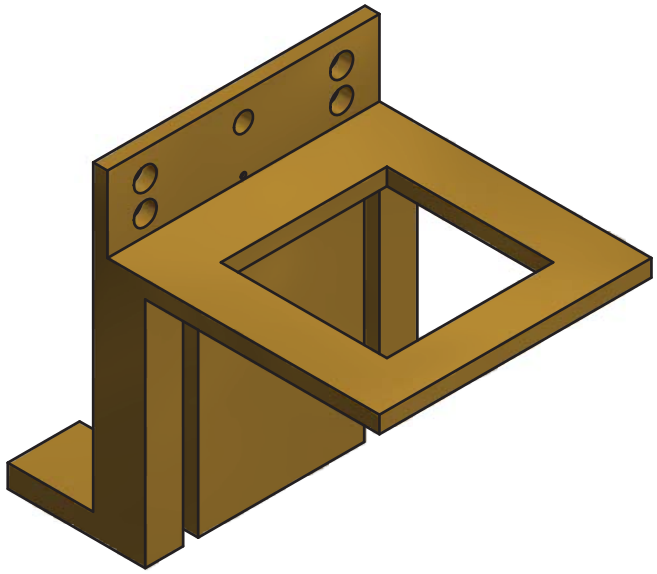
Cotas en mm	Plano Reflector		
	reflector	ISSUE	SHEET 1 / 1

Material: Latón









DESIGNED BY	CHECKED BY	APPROVED BY	DATE		DATE	
David Ortiz						

Cotas en mm	Soporte array		
	Soporte-1	ISSUE	SHEET 1 / 1

Publicaciones

Publicaciones en revistas

1 D. Ortiz et al. "Electro-Optic Correlator for Large-Format Microwave Interferometry: Up-conversion and Correlation Stages Performance Analysis". *Review of Scientific Instruments* (Submitted, Feb. 2017).

2 F. J. Casas, D. Ortiz, E. Villa, J.L. Cano, J. Cagigas, A. R. Pérez, B. Aja, J. V. Terán, L. De la Fuente, Eduardo Artal, R. Hoyland and R. Génova. "The Thirty Gigahertz Instrument Receiver for the QUIJOTE Experiment: Preliminary Polarization Measurements and Systematic-Error Analysis". *Sensors*. 15, pp. 19124 - 19139. Ago.2015.

3 E. Villa, J.L. Cano, J. Cagigas, D. Ortiz, F.J.Casas, A. R. Pérez, B. Aja, J.V.Terán, L. De la Fuente, Eduardo Artal, R. Hoyland and A. Mediavilla. "The Thirty Gigahertz Instrument Receiver for the Q-U-I Joint Tenerife experiment: Concept and experimental results". *Review of Scientific Instruments*, 86 - 2, pp. 24702. Feb.2015

4 A. Colin, D. Ortiz, E. Villa, E. Artal and E. Martínez-González, "An array of lens-coupled antennas for cosmic microwave background measurements in the 30 GHz band", *Experimental Astronomy*, vol. 33, pp. 27-37, Dec. 2011.

5 A. Colin, D. Ortiz, E. Villa, E. Artal and E. Martínez-González, "A 30-GHz Planar Array Antenna Using Dipole-coupled-lens", *Progress in Electromagnetics Research Letters*, vol. 25, pp. 31-36, Jul. 2011

6 A. Colin, E. Artal, E. Villa, D. Ortiz and E. Martínez-González, "Bow-tie Slot Antenna for 29 to 45 GHz Band", *Far East Journal of Electronics and Communications*, vol. 4, no. 1, pp. 69-76, Mar. 2010.

Publicaciones en conferencias internacionales

1 A. R. Pérez de Taoro et al. “QUIJOTE Experiment: status of telescopes and instrumentation” ”, *Proc. SPIE 9906, Ground-based and Airborne Telescopes VI*, 99061K, Edimburgo, Reino Unido, Jul. 2016.

2 A. R. Pérez de Taoro et al., “QUIJOTE-CMB Experiment: a Technical Overview”, *Proc. SPIE 9145, Ground-based and Airborne Telescopes V*, 91454T, Montreal, Canada, Jul. 2014.

3 R. J. Hoyland et al., “The QUIJOTE TGI”, *Proc. SPIE 9153, Millimeter, Submillimeter, and Far-Infrared Detectors and Instrumentation for Astronomy VII*, 915332, Montreal, Canada, Jul. 2014.

4 M. López-Caniego et al., “The QUIJOTE CMB Experiment: status and first results with the multi-frequency instrument”, *Conference Proceedings Rencontres du Vietnam 2013: Cosmology in the Planck Era, Instrumentation and Methods for Astrophysics*, Feb. 2014.

5 R. Rebolo et al., “QUIJOTE: a CMB polarizatrion experiment”, *47th ESLAB: The Universe as seen by PLANCK, Experimental Aspects*, Noordwijk, The Netherlands, Apr. 2013.

6 J. A. Rubiño et al., “The QUIJOTE-CMB Experiment: studying the polarization of the Galactic and Cosmological microwave emissions”, *Proc. SPIE 8444, Ground based and Airborne Telescopes IV*, 84442Y, Amsterdam, The Netherlands, Jul. 2012.

7 R. J. Hoyland et al., “The status of the QUIJOTE I Multi-Frequency Instrument”, *Proc. SPIE 8452, Millimeter, Submillimeter, and Far-Infrared Detectors and Instrumentation for Astronomy VI*, 845233, Amsterdam, The Netherlands, Jul. 2012.

Publicaciones en conferencias nacionales

1 D. Ortiz, F. J. Casas, “Correlador electro-óptico para Radioastronomía: caracterización de la etapa de conversión en frecuencia.”, *XXXI Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*. Madrid, Spain, Sep. 2016.

2 F. J. Casas, D. Ortiz, “Análisis de errores sistemáticos en un polarímetro de 90 GHz para aplicaciones de Radioastronomía”, *XXX Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio.* Pamplona, Spain, Sep. 2015.

3 D. Ortiz, F. J. Casas, “Demostrador Interferométrico para la medida de la polarización a 90 GHz”, *XXX Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*. Pamplona, Spain, Sep. 2015.

4 D. Ortiz, E. Artal, B. Aja, J. Cagigas, J.L. Cano, L. De la Fuente, A. Mediavilla, J.V.Terán, E. Villa, “The QUIJOTE experiment: project overview and first results”, *Proceedings of the XI Scientific Meeting of the Spanish Astronomical Society (SEA)*. pp. 207 – 212. Sep. 2014

5 E. Artal, B. Aja, L. de la Fuente, J. L. Cano, E. Villa, J. Cagigas, J. V. Terán, E. Martínez-González, F. Casas and D. Ortiz, “Receptores de 30 GHz para el experimento QUIJOTE”, *Encuentro RIA-AstroMadrid, Desarrollo de instrumentación astronómica en España*, Madrid, Spain, 25-27 Sep. 2013.

6 D. Ortiz, F. J. Casas, E. Villa, J. L. Cano and E. Artal, “Correladores en Banda Base para un Interférometro de Gran Formato a 30 GHz”, *XXVIII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio,* Santiago de Compostela, Spain, 11 13 Sep. 2013.

7 E. Artal, B. Aja, J. Cagigas, J. L. Cano, L. de la Fuente, A. Mediavilla, J. V. Terán, E. Villa, R. Hoyland, F. J. Casas and D. Ortiz, “Receptor de polarización a 31 GHz para radioastronomía”, *XXVII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, Elche, Spain, 12-14 Sep. 2012.

8 E. Artal, B. Aja, L. de la Fuente, J. L. Cano, E. Villa, J. Cagigas, E. Martínez-González, F. Casas and D. Ortiz, “Low noise millimeter wave receivers for Cosmic Microwave Background radiometers”, *Encuentro RIA-AstroMadrid, Desarrollo de instrumentación espacial*, Madrid, Spain, 29-30 Jun. 2011.

9 E. Artal, B. Aja, L. de la Fuente, J. L. Cano, E. Villa, J. Cagigas, E. Martínez, F. J. Casas and D. Ortiz, “Broadband Components for the Millimeter-Wave

Radiometers: The QUIJOTE Experiment", *Encuentro RIA-AstroMadrid, Desarrollo de instrumentación espacial*, Madrid, Spain, 29-30 Jun. 2011.

10 E. Artal, B. Aja, L. de la Fuente, J. L. Cano, E. Villa, J. Cagigas, E. Martínez, F. J. Casas and D. Ortiz, "IFCA/DICOM Technical Developments with Application to Space Scientific Missions", *Encuentro RIA-AstroMadrid, Desarrollo de instrumentación espacial*, Madrid, Spain, 29-30 Jun. 2011.

11 D. Ortiz, A. Sánchez Colín, E. Martinez-González, "Análisis de un Array de Antenas de Parche Tipo Bow-Tie con Lentes Acopladas en Banda Ka", *XXV Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, Bilbao, Spain, 15-17 Sep. 2010.

12 J. L. Cano, E. Villa, D. Ortiz and E. Artal, "Transición en guía WR-28 de acceso al criostato para la medida de sistemas enfriados", *XXIV Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, Santander, Spain, 16-18 Sep. 2009.

13 D. Ortiz, E. Villa, J. L. Cano, L. de la Fuente and E. Artal, "Medidas de componentes pasivos en criogenia", *XXIV Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, Santander, Spain, 16-18 Sep. 2009.

Referencias

Capítulo I

[1.1] D. Christian, Maps of Time: An Introduction to Big History, *University of California Press*, LA, USA, 2004

[1.2] https://es.wikipedia.org/wiki/Big_Bang

[1.3] http://en.wikipedia.org/wiki/Chronology_of_the_universe.

[1.4] R. B. Partridge et al. "The Cosmic Microwave Background". *Cambridge Astrophysics Series*

[1.5] Alpher, R. A.; Bethe, H.; Gamow, G. "The Origin of Chemical Elements". *Physical Review*. 1948, 73, 803-804

[1.6] A. A. Penzias and R. W. Wilson, "A Measurement of Excess Antenna Temperature at 4080 Mc/s", *Astrophysical Journal*, 142, 1965, pp. 419-421.

[1.7] Boggess, N. W. "The Cosmic Background Explorer (COBE): The mission and science overview". *IAU XXI Highlights of Astronomy*. 1991, 9, 273-274

[1.8] Jarosik, N.; et al. "Seven-Year Wilkinson Microwave Anisotropy Probe (WMAP): Observations: Sky maps, systematic errors and basic results". *ApJS.*, 192, 1-15. 2011.

[1.9] Planck Collaboration. "Planck early results: The Planck mission". *A&A.*, 536. 2011

[1.10] Le figaro.fr "L'enfance de l'Univers vue par le satellite européen Planck" Marzo 2013

[1.11] http://www.iac.es/eno.php?op1=3

[1.12] S. J. Melhuish, S. Dicker, R. D. Davies, C. M. Gutierrez, R. A. Watson, R. J. Davis, R. Hoyland, R. Rebolo. "A 33 GHz interferometer for CMB observations on Tenerife" *arXiv:astro-ph/9905081*. Mayo 2009

[1.13] A. Richard Thompson, James M. Moran, George W. Swenson, Jr., "Interferometry and Synthesis in Radio Astronomy". ISBN: 978-0-471-25492-8, May 2001

[1.14] https://es.wikipedia.org/wiki/Interfer%C3%B3metro_de_Michelson

[1.15] J. A. Rubiño-Martin, R. Rebolo, M. Aguiar, et al. "The QUIJOTE-CMB Experiment: studying the polarization of the Galactic and Cosmological microwave emissions". *Ground-based and Airborne Telescopes IV*, Proc. of SPIE Vol. 8444, 84442Y, 2012.

[1.16] Planck Collaboration, "Planck 2013 results. I. Overview of products and scientific results*", arXiv:1303.5062v1 [astro-ph.CO]* .March 2013.

[1.17] A. C. S. Readhead, T. J. Pearson, "Interferometric Observations of the Cosmic Microwave Background Radiation" *arXiv:astro-ph/0306383v1*. 19Jun2003.

[1.18] Stephen Padin, Member, IEEE, John K. Cartwright, Martin C. Shepherd, John K. Yamasaki, and William L. Holzapfel, "A Wideband Analog Correlator for Microwave Background Observations," *Transactions on instrumentation and measurement*, Vol 50, N. 5, October 2001.

[1.19] Chao-Te Li et al. "AMiBA Wideband Analog Correlator". *The Astrophysical Journal.*716:746-757, June 2010.

Capítulo II

[2.1] F. T. Ulaby, R. K. Moore, A. K. Fung, "Microwave Remote Sensing: Active and Passive, Volume I Microwave Remote Sensing Fundamentals and Radiometry", *Artech House, Inc*., 1981.

[2.2] N. Skou, D. Le Vine, "Microwave Radiometer Systems: Design and

Analysis", *2nd Edition, Artech House*, Inc., 2006.

[2.3] M. E. Tiuri, "Radio Astronomy Receivers", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 12, no. 7, pp. 930-938, Dec. 1964.

[2.4] J.L. Cano et all. "A W-Band Polarimeter for Radio Astronomy Applications: Design and Simulation" *Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA)*, 2015 International Conference, Turin 7-11 Sep 2015. IEEE DOI: 10.1109 / ICEAA .2015.7297152

[2.5] https://es.wikipedia.org/wiki/Par%C3%A1metros_de_Stokes

[2.6] E. Villa, "Wideband Microwave Circuits for Radioastronomy Applications", *Ph.D. dissertation*, Univ. de Cantabria, Spain, September 2014

[2.7] F. J. Casas, D. Ortiz, E. Villa, J.L. Cano, J. Cagigas, A. R. Pérez, B. Aja, J. V. Terán, L. De la Fuente, Eduardo Artal, R. Hoyland and R. Génova. "The Thirty Gigahertz Instrument Receiver for the QUIJOTE Experiment: Preliminary Polarization Measurements and Systematic-Error Analysis". *Sensors*. 15, pp. 19124 - 19139. Ago.2015

[2.8] E. Villa, J.L. Cano, J. Cagigas, D. Ortiz, F.J.Casas, A. R. Pérez, B. Aja, J.V.Terán, L. De la Fuente, Eduardo Artal, R. Hoyland and A. Mediavilla. "The Thirty Gigahertz Instrument Receiver for the Q-U-I Joint Tenerife experiment: Concept and experimental results". *Review of Scientific Instruments*, 86 - 2, pp. 24702. Feb.2015

[2.9] Stephen Padin, Member, IEEE, John K. Cartwright, Martin C. Shepherd, John K. Yamasaki, and William L. Holzapfel, "A Wideband Analog Correlator for Microwave Background Observations," *Transactions on instrumentation and measurement*, Vol 50, N. 5, October 2001

[2.10] R. Arbiol , V. Palá, F. Pérez, M. Castillo, M. Crosetto. "Aplicaciones de la tecnología insar a la cartografía" *Teledetección, medio ambiente y cambio global*. Páginas 653-658. 2001

[2.11] Pablo Blanco Sánchez, Germán Barreto Arciniegas, Dulfay Ortiz Abaunza "La interferometría diferencial DInSAR. Una técnica para el monitoreo de la subsidencia en Bogotá D.C." *Boletín de la Sociedad Geológica*

*Mexicana.*Volumen 63, núm. 1, 2011, p. 1-13

[2.12] Ángel Cardama Azn ar. "Antenas". *ISBN: 84-8301-625-7*. Septiembre 2002. (2ª Edición)

[2.13] Adel Bedair Abdel-Mooty Abdel-Rahman, "Design and Development ofHigh Gain Wideband Microstrip Antenna and DGS Filters Using Numerical Experimentation Approach", *Ph.D. dissertation*, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg, June 2005

[2.14] A. Colin, Eduardo Artal, Enrique Villa, D. Ortiz and Enrique Martínez-González. "Bow tie slot antenna for 29 to 45 GHz Band". *Far East Journal of Electronics and Communications*. 4 - 1, pp. 69 - 76. 01/03/2010. ISSN 0973-7006.

[2.15] A. Colin, D. Ortiz, Enrique Villa, Eduardo Artal and Enrique Martínez-González. "An array of lens-coupled antennas for cosmic microwave background measurements in the 30 GHz band". *Experimental Astronomy*. 33 - 1, pp. 27 - 37. 03/12/2011. ISSN 0922-6435

[2.16] A. Colin and P. Febvre, "Design of a wideband slot bow-tie antenna excited by a microstrip to CPW transition for application in the millimetre wave band", *PIERS Proceedings*, Moscow, Russia, 18-21 August 2009, 1421-1425

[2.17] A. Colin, "A 30GHz bow-tie slot antenna fed by a microstrip to CPW transition", *PIERS Proceedings*, Moscow, Russia, 18-21 August 2009, 883-885.

[2.18] "Transfer of 30-40 GHz bow-tie antenna arrays technology from astrophysical applications to civilian markets". Contract Number 08.12.FSP.POC-IFCA_MOHER. Moher Technologies Ltd. 13th May 2010

Capítulo III

[3.1] Chao-Te Li et al. "AMiBA Wideband Analog Correlator". *The Astrophysical Journal*. pp. 746-757, June 2010.

[3.2] Michael E.Jones, P.F.Scott. "The Very Small Array: Status Report",

arXiv:astro-ph/9804175v1, 19 April 1998.

[3.3] https://en.wikipedia.org/wiki/Degree_Angular_Scale_Interferometer

[3.4] T. J. Pearson et al. "The Cosmic Background Imager" *arXiv:astro-ph/0012212*. Dec 2010

[3.5] A.C.S. Readhead et al. "Polarization Observations with the Cosmic Background Imager" *Science*. Vol. 306, Issue 5697, pp. 836-844. Oct 2004

[3.6] J. K. Cartwright et al. "Limits on the polarization of the cosmic Microwave Background radiation at multipoles up to l≈ 2000". *The Astrophysical Journal*, pp 11–16, April 2005 .

[3.7] Peter T. Timbie. "Adding interferometry for CMBPol". *Journal of Physics: Conference Series.* doi:10.1088/1742-6596/155/1/012003. 2009

[3.8] Bridle, Alan H. and Schwab, Frederic R., "Wide Field Imaging I: Bandwidth and Time-Average Smearing in Synthesis imaging in radio astronomy" *Astronomical Society of the Pacific Conference Series*, vol. 6, p. 247.(1989)

[3.9] Tucker, Gregory S et al. "The millimeter-wave bolometric interferometer (MBI)". *Proc. of SPIE.* Vol. 7020 70201M-2. 2008

[3.10] E. Battistelli et al. "QUBIC: The QU Bolometric Interferometer for Cosmology". *Astronomy & Astrophysics, 2010*

[3.11] D. Ortiz, F.J. Casas, E.Villa, J.L. Cano, E.Artal. "Correladores en Banda Base para un Interferómetro de Gran Formato a 30 GHz". *XXVIII Simposium de la URSI*. Santiago de Compostela, España. Septiembre 2013

[3.12] D.Ortiz. "Correladores de línea de base simple para un prototipo de interferómetro de gran formato a 30 GHz". *Trabajo fin de Máster*. Mayo 2013.

[3.13] Enrique Villa, Beatriz Aja, Juan L. Cano, Luisa de la Fuente, and Eduardo Artal. "Cryogenic Ka-band 180 phase switch based on Schottky diodes" *IEEE microwave and wireless components letters*, Vol. 22, Nº 2, February 2012

[3.14] Shruti Vashist, M. K. Soni, and P. K. Singhal. "A Review on the Development of Rotman Lens Antenna" *Chinese Journal of Engineering*.

July 2014

[3.15] Lora Schulwitz and Amir Mortazawi "A New Low Loss Rotman Lens Design for Multibeam Phased Arrays" *Microwave Symposium Digest*, *IEEE MTT-S International*. Pages 445 – 448. 2006

[3.16] S. Weiss, S. Keller, and C. Ly, "Development of Simple Affordable Beamformers for Army Platforms," *GOMACTech Conference*, Lake Buena Vista, FL, March 2007.

[3.17] http://www.rfglobalnet.com/doc/rotman-lens-designer-software-to-design-and-analyze-rotman-lenses-0001

Capítulo IV

[4.1] John D. Bunton. "SKA Correlators and Beamformers" *IEEEXplore* 2015.

[4.2] http://wwwphy.princeton.edu/cosmology/mintweb/

[4.3] http://es.slideshare.net/adrianocamps/miras-the-smos-instrument

[4.4] https://www.skatelescope.org/

[4.5] J. W. Fowler et al. "CMB Observations with a Compact Heterogeneous 150 GHz Interferometer in Chile" *Astrophys*. J. Suppl. 156 (2005) 1-11. arXiv:astro-ph/0403137v2

[4.6] http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5989-7100EN.pdf

[4.7] https://www.ni.com/academic/resources_textbooks.htm

[4.8] D. Ortiz , F. J. Casas. "Demostrador Interferométrico para la Medida de la Polarización a 90 GHz" *XXX Simposium de la URSI. Pamplona. España. Septiembre* 2015

[4.9] F. J. Casas, D. Ortiz. "Análisis de Errores Sistemáticos en un Polarímetro a 90 GHz para Aplicaciones de Radioastronomía" *XXX Simposium de la URSI. Pamplona. España. Septiembre* 2015

Capítulo V

[5.1] http://www.electrooptics.com/pressreleases/product_details.php?product_id=2715

[5.2] Thomas E. Dillona et al. "Passive Millimeter Wave Imaging Using a Distributed Aperture and Optical Upconversion". *Millimetre Wave and Terahertz Sensors and Technology III*. SPIE 2010

[5.3] E. Battistelli et al. "QUIBIC: The QU bolometric interferometer for cosmology". *Astroparticle Physics,*34, (2011)

[5.4] Grayson, J.A. et al. "BICEP3 performance overview and planned Keck Array upgrade". *SPIE Astronomical Telescopes and Instrumentation Conference*. June 2016

[5.5] https://www.cfa.harvard.edu/CMB/keckarray/science.html

[5.6] http://qubic.in2p3.fr/QUBIC/Home.html

[5.7] Britt Reichborn-Kjennerud et al. "EBEX: A balloon-borne CMB polarization experiment". *Conference proceedings for SPIE Millimeter, Submillimeter, and Far-Infrared Detectors and Instrumentation for Astronomy V*. June 2010

[5.8] Aiola.s et al. The Large-Scale Polarization Explorer (LSPE). Ground-based and Airborne Instrumentation for Astronomy IV. *Proceedings of the SPIE*, Volume 8446, article id. 84467A, 12 pp. (2012)

[5.9] D. Ortiz, F. J. Casas. "Correlador electro-óptico para Radioastronomía: caracterización de la etapa de conversión en frecuencia". *XXXI Simposium de la URSI. Madrid. España. Septiembre* 2016.

[5.10] https://www.thorlabs.com/

[5.11] http://aragonphotonics.com/bosa-lite-optical-spectrum-analyzer/

[5.12] http://www.ozoptics.com/ALLNEW_PDF/DTS0042.pdf

[5.13] http://cpm.uncc.edu/sites/cpm.uncc.edu/files/media/tn1000.pdf

[5.14] Snoddy J, Li Y, Ravet F, Bao X. "Stabilization of electro-optic modulator bias voltage drift using a lock-in amplifier and a proportional-integral-derivative controller in a distributed Brillouin sensor system" *Applied Optics. Vol46. No.9.*

20 March 2007.

[5.15] Evaluation Board for the ADA2200 Synchronous Demodulator. ADA2200-EVALZ User Guide UG-702.

[5.16] Synchronous Demodulator and Configurable Analog Filter. ADA2200 Datasheet.

[5.17] http://www.ptgrey.com/chameleon-13-mp-mono-usb-2-sony-icx445-camera

[5.18] http://www.andor.com/learning-academy/ccd-binning-what-does-binning-mean

[5.19] Point Grey Research Inc., *"Chameleon USB 2.0 Digital Camera Technical Reference"*, (2013).

[5.20] https://en.wikipedia.org/wiki/1951_USAF_resolution_test_chart

[5.21] http://www.xenics.com/es/camera/xeva-17-320

[5.22] Dennis W. Prather. "Photonic Materials and Devices for RF (mmW) Sensing and Imaging". *University of Delaware*. December 2012

[5.23] Chun-Ting Lin et al. "Generation of Carrier Suppressed Optical mm-wave Signals using Frequency Quadrupling and no Optical Filtering" *Optical Society of America*, 2008

[5.24] Fei Zeng and Jianping Yao. "All-Optical Microwave Filters Using Uniform Fiber Bragg Gratings With Identical Reflectivities" *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 23, Nº. 3, March 2005

[5.25] Ye Deng et al. "Widely Tunable Single-Passband Microwave Photonic Filter Based on DFB-SOA-Assisted Optical Carrier Recovery" *IEEE Photnics Journal* Volume 7, Number 5, October 2015