

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



Trabajo de Fin de Máster

**MÓDULO DE CORRELACIÓN Y DETECCIÓN
EN GUÍA DE ONDA Y BANDA Q PARA EL
POLARÍMETRO DEL PROYECTO EPI
(Q-Band Waveguide Correlation and
Detection Module for the EPI Project
Polarimeter)**

Para acceder al Título de

**Máster en Tecnologías de la Información y
Comunicaciones en Redes Móviles (TICRM)**

Autor: Ana Rosa Pérez Quintanilla

Julio - 2013

MÁSTER EN TECNOLOGÍAS DE LA INFORMACIÓN Y COMUNICACIONES EN REDES MÓVILES (TICRM)

DOCUMENTO 3 – ACTA DE CALIFICACIÓN

Estudiante (nombre y apellidos):	Ana Rosa Pérez Quintanilla
Director/es del Trabajo de Fin de Máster (nombre y apellidos):	Juan Luis Cano de Diego, Eduardo Artal Latorre
Título:	Módulo de Correlación y Detección en Guía de Onda y Banda Q para el Polarímetro del Proyecto EPI
Title:	Q-Band Waveguide Correlation and Detection Module for the EPI Project Polarimeter
Presentado a examen el día:	23 de Julio de 2013

COMPOSICIÓN DEL TRIBUNAL

Presidente (Apellidos, Nombre):	José Miguel López Higuera
Secretario (Apellidos, Nombre):	M^a Luisa de la Fuente Rodríguez
Vocal (Apellidos, Nombre):	Jesús de Mingo Sanz

Este tribunal ha resuelto otorgar la calificación de:

Fdo.: El Presidente	Fdo.: El Secretario
Fdo.: <input type="checkbox"/> El Vocal <input type="checkbox"/> El Coordinador del máster	Fdo.: El Director del TFM
En el caso de que el vocal del tribunal asista por videoconferencia, firmará en su nombre el coordinador del máster.	V ^o B ^o del Subdirector – Jefe de Estudios

*A la memoria de mi hermano Pedro
que me enseñó a vivir y a luchar por
ser feliz. Espero que donde estés te
sientas orgulloso de mí.*

*A mis padres y a mi hermano Chus
por su apoyo y su amor
incondicionales.*

*A Juan Luis por apoyarme y darme
fuerzas en los momentos de flaqueza.*

Santander, Julio de 2013

Agradecimientos

Es al final de un trabajo como este cuando uno se da cuenta de todas aquellas personas que han caminado a su lado acompañándolo y que han aportado sus conocimientos y su ayuda permitiendo que todo se lleve a cabo. El trabajo de investigación realizado durante varios meses y que se presenta en esta Tesis de Máster es fruto del esfuerzo y colaboración de varias personas a las que no quiero dejar de agradecer su apoyo, ya que sin ellos no hubiera sido posible la consecución del mismo.

Agradecer en primer lugar a Eduardo Artal Latorre el haberme permitido compaginar el desarrollo de esta Tesis con mi trabajo en el Departamento de Ingeniería de Comunicaciones así como el haberme brindado su apoyo en mi decisión de continuar mi formación académica y en la elaboración de este trabajo de investigación. Igualmente quiero agradecerle su dirección en la línea de investigación elegida.

Mi más sincero agradecimiento a Juan Luis Cano de Diego que ha dirigido este trabajo, que me ha guiado en todo momento transfiriéndome muchos de los conocimientos adquiridos durante sus años de investigación y que ha sabido guiarme en cada momento en todos los aspectos. Toda la paciencia y serenidad demostradas junto con sus buenas palabras y los ánimos transmitidos en los malos momentos han sido un gran apoyo para la realización del trabajo descrito en este documento.

Agradecer también a Ángel Mediavilla Sánchez haber compartido conmigo parte de sus extensos conocimientos y experiencia en el diseño dentro del campo de las guías de onda así como toda la ayuda proporcionada resolviendo mis dudas y atendiéndome cada vez que he acudido a él.

Gracias también a Enrique Villa Benito por permitirme utilizar el diseño de los detectores en el presente trabajo así como por haberme proporcionado toda la información necesaria en lo referente a este dispositivo.

Agradecer igualmente al resto de miembros del grupo de investigación de receptores de radioastronomía y a los compañeros del departamento su apoyo, interés y colaboración en todo lo que he necesitado así como la aportación de ideas en el proceso de diseño y caracterización de los diferentes dispositivos.

A todos ellos muchas gracias.

Resumen

La radiación del Fondo Cósmico de Microondas es una forma de radiación electromagnética que llena el Universo por completo y que representa una herramienta fundamental para comprender las propiedades del mismo. Sin embargo la realización de estudios encaminados a la medida de la polarización del Fondo Cósmico de Microondas es un verdadero reto, siendo una de las tareas más arduas y complicadas la separación de la emisión debida al mismo de la del resto de fuentes. Caracterizar la polarización y detectar las ondas gravitatorias del Fondo Cósmico de Microondas requiere años de observación. Varios equipos de investigación constituyen hoy grandes redes de polarímetros con el fin de acelerar las observaciones.

El presente trabajo se enmarca dentro del programa CONSOLIDER-Ingenio del Ministerio de Ciencia e Innovación del Gobierno de España. A través del proyecto EPI (Exploring the Physics of Inflation) de dicho programa se pretende realizar el estudio observacional del Universo complementando en datos del Fondo Cósmico de Microondas obtenido por el experimento QUIJOTE y el satélite Planck. Para conseguir estos objetivos es crucial el desarrollo de un nuevo instrumento a 41 GHz que permita extender el rango actual del experimento QUIJOTE (a 31 GHz) e incrementar su sensibilidad. El nuevo instrumento a 42 GHz estará compuesto por unos 40 polarímetros (el número final no está aún definido) basados en la estructura del polarizador a 31 GHz del proyecto QUIJOTE.

A lo largo de esta Tesis de Máster se abordará el diseño y caracterización de un nuevo módulo de detección y correlación para la banda de 35 a 47 GHz basado principalmente en tecnología de guía de onda que mejorará previsiblemente las prestaciones en cuanto a pérdidas y aislamientos entre los parámetros de Stokes (Q, U, I) que caracterizan la polarización del Fondo Cósmico de Microondas. Este módulo se encargará de la correlación entre las señales a través de los acopladores híbridos de 90°, de la detección con detectores basados en diodos Schottky y de la amplificación en baja frecuencia con amplificadores operacionales. Se abordará el análisis teórico de la nueva estructura propuesta y del resto de dispositivos que componen el módulo detector así como su diseño, a través de herramientas de simulación electromagnética en 3D, de un acoplador 3 dB, 90° y un desfasador 90° en tecnología guiada. Igualmente se diseñarán y caracterizarán una transición WR22 a microstrip y los amplificadores de video. Se realizará además la caracterización experimental de aquellos dispositivos en los que sea posible.

Glosario

ALMA: Atacama Large Millimeter Array

BEM: Back End Module

BOOMERanG: Balloon Observations Of Millimetric Extragalactic Radiation and Geophysics

CMB: Cosmic Microwave Background

COBE: Cosmic Background Explorer

DIRBE: Diffuse Infrared Background Experiment

DMR: Differential Microwave Radiometer

EPI: Exploring the Physics of Inflation

FEM: Front End Module

FGI: Forty GHz Instrument

FIRAS: Far-Infrared Absolute Spectrophotometer

HFI: High Frequency Instrument

LFI: Low Frequency Instrument

LNA: Low Noise Amplifier

LTCC: Low Temperature Co-fired Ceramic

MFI: Multi-Frequency Instrument

OMT: Orthomode Transducer

PCB: Printed Circuit Board

QUIJOTE: Q-U-I JOint TEnerife CMB

SIW: Substrate Integrated Waveguide

TGI: Thirty GHz Instrument

TRL: Thru – Reflect – Line

WMAP: Wilkinson Microwave Anisotropy Probe

Contenido

Agradecimientos	iii
Resumen	v
Glosario	vii
Contenido	ix
Capítulo I – Introducción	13
1.1. Breve introducción a la Radioastronomía	14
1.2. Fondo Cósmico de Microondas	15
1.2.1. Medida de la polarización del CMB	15
1.2.2. Experimentos de caracterización del CMB	16
1.3. El Proyecto QUIJOTE	18
1.3.1. Descripción del segundo instrumento	19
1.4. Motivación	21
Capítulo II – Acoplador 3 dB, 90°	25
2.1. Especificaciones de Diseño	26
2.2. Análisis Teórico	26
2.2.1. Acopladores Direccionales e Híbridos	26
2.2.2. Acopladores en tecnología guiada	29
2.2.2.1. Acoplador Bethe Hole	29
2.2.2.2. Acopladores basados en agujeros o ranuras	29
2.2.2.3. Acoplador Riblet de ranura corta (Riblet short-slot)	30
2.2.2.4. Acoplador Schwinger de fase inversa (Schwinger reversed-phase)	31
2.2.2.5. Acoplador Moreno de guía cruzada (Moreno crossed-guide coupler)	31
2.2.2.6. Acoplador Multi-rama (Multi Branch Waveguide Coupler)	32

2.3. Selección del Tipo de Acoplador	32
2.4. Diseño Eléctrico del Acoplador 90°, 3 dB	33
2.5. Diseño de una Carga Absorbente	36
2.5.1. Concepto de carga adaptada en guía de onda	37
2.5.2. Principales tipos de cargas adaptadas en guía de onda	37
2.5.3. Diseño de una Carga en guía para el Acoplador	38
2.6. Caracterización Experimental del Acoplador	39
2.6.1. Set-ups de medida	39
2.6.2. Parámetros de Scattering	40
2.7. Conclusiones	42
Capítulo III – Desfasador 90°	45
3.1. Especificaciones de Diseño	45
3.2. Análisis Teórico	46
3.2.1. Desfasadores	46
3.2.2. Desfasadores en tecnología guiada	47
3.2.2.1. Desfasador en plano E compuesto por tramos de líneas de transmisión cargadas (Waveguide E-Plane Stub-Loaded Phase Shifters)	48
3.2.2.2. Desfasadores en guía de onda compuestos por láminas de dieléctrico (Dielectric-Slab Phase Shifter)	49
3.2.2.3. Desfasadores no recíprocos basados en ferritas	49
3.2.2.4. Latching (Toroidal) Phase Shifter	50
3.2.2.5. Desfasadores con guías corrugadas	50
3.2.2.6. Desfasador Ridge	51
3.3. Selección del Tipo de Desfasador	52
3.4. Diseño Eléctrico del Desfasador 90°	53
3.5. Conclusiones	56
Capítulo IV – Módulo Detector	57
4.1. Desarrollo Teórico	57
4.2. Diseño Eléctrico	61
4.2.1. Detectores	62
4.2.2. Amplificadores de continua	62
4.2.3. Transiciones WR22-microstrip	65
4.2.4. Codos en guía	66
4.3. Diseño Mecánico	68
4.4. Caracterización Experimental	71
4.5. Conclusiones	71

Conclusiones	73
Líneas Futuras	75
Referencias	77
Anexo I. Hoja de Datos Eccosorb MF124	81
Anexo II. Dimensiones bridas WR22	87
Anexo III. Planos Acoplador	89
Anexo IV. Planos Módulo de Detección	95

Capítulo I

Introducción

¿Cuál es el origen del Universo? ¿Cómo se ha desarrollado? ¿Cómo ha evolucionado? Éstas y otras muchas preguntas siguen siendo hoy un paradigma científico objeto de diversas investigaciones. Según la teoría más plausible, todo tiene su origen hace alrededor de unos 13.700 millones de años cuando tuvo lugar la gran explosión o lo que conocemos como Big-Bang que dio lugar al inicio del Universo [1.1]-[1.3].

Una de las predicciones de la teoría del Big Bang es la existencia de la radiación cósmica de fondo, radiación de fondo de microondas o CMB (Cosmic Microwave Background). El universo temprano, debido a su alta temperatura, producía la interacción entre sus partículas y por lo tanto los fotones no podían escapar resultando en un Universo opaco. Al expandirse y enfriarse, los electrones y núcleos formaron átomos neutros y los fotones fueron libres para viajar por el Universo.

La radiación en este momento habría tenido el espectro del cuerpo negro¹ y habría viajado libremente durante el resto de vida del Universo, sufriendo un corrimiento hacia el rojo como consecuencia de la expansión de Hubble. Esto hace variar el espectro del cuerpo negro de 3.345 K a un espectro del cuerpo negro con una temperatura mucho menor ($\sim 3\text{K}$). La radiación, vista desde cualquier punto del Universo, parecerá provenir de todas las direcciones en el espacio.

En 1965, Arno Penzias y Robert Wilson, mientras desarrollaban una serie de observaciones con un receptor de microondas propiedad de los Laboratorios Bell, descubrieron la radiación cósmica de fondo. Este descubrimiento proporcionó una confirmación sustancial de las predicciones generales respecto al CMB: la radiación resultó ser isótropa y constante, con un espectro de cuerpo negro a una temperatura en torno a 3 K e inclinó la balanza hacia la Teoría del Big Bang.

¹ Un cuerpo negro es un objeto ideal que absorbe toda la radiación electromagnética que le llega. Ninguna radiación electromagnética lo atraviesa ni refleja. Sin embargo, un cuerpo negro emite un espectro de luz dependiente de su temperatura [1.3].

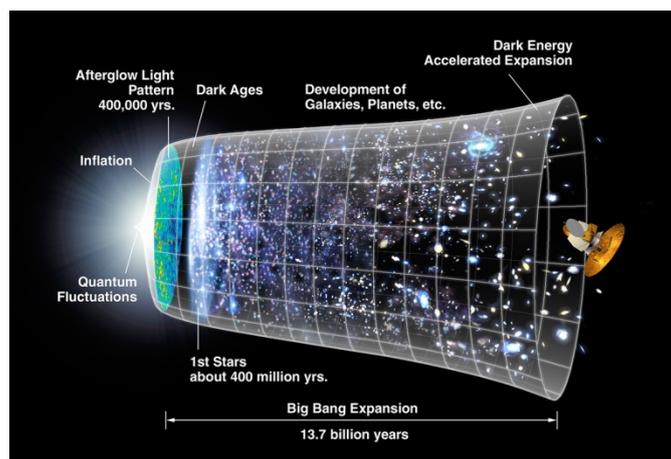


Figura 1.1. Línea temporal de la evolución del Universo de acuerdo a la teoría del Big-Bang [1.2]

En este capítulo explicaremos de manera sencilla y abreviada algunos aspectos de la radioastronomía, ciencia que ha hecho posible el desarrollo de numerosas investigaciones y estudios aunando los esfuerzos de la ciencia y de la ingeniería y desarrollando equipos de observación y medida que ayudan a conocer más en profundidad el Universo que nos rodea y del que formamos parte.

Un adecuado enfoque sobre el Fondo Cósmico de Microondas, abarcando desde su definición hasta los diversos experimentos realizados y los métodos y equipos empleados para su exploración, es importante para justificar el desarrollo de este trabajo dentro del proyecto EPI² (Exploring the Physics of Inflation) que es continuación y complemento de otras actividades investigadoras como son los Proyectos QUIJOTE³ y Planck.

Así mismo para enmarcar adecuadamente este trabajo es necesario explicar a grandes rasgos en qué consiste el Proyecto QUIJOTE, exponiendo algunos de los aspectos más relevantes como el esquema de receptor que utiliza y las limitaciones del mismo que han llevado al diseño y caracterización del nuevo módulo de detección alternativo expuesto a lo largo de esta memoria.

1.1. Breve introducción a la Radioastronomía

La radioastronomía es la rama de la astronomía que estudia los objetos celestes y los fenómenos astrofísicos midiendo su emisión de radiación electromagnética en el dominio de las ondas de radio. En radioastronomía, para poder recibir buenas señales, se deben utilizar grandes antenas o grupos de antenas más pequeñas trabajando en paralelo. La mayoría de los radiotelescopios utilizan una o varias antenas parabólicas para captar y amplificar las ondas y así obtener una buena lectura de éstas. Esto permite a los astrónomos observar el espectro de radio de una región del cielo. [1.4]

Esta ciencia ha dado lugar a un importante incremento en el conocimiento astronómico, particularmente con el descubrimiento de muchas clases de nuevos elementos, incluyendo los

² Exploring the Physics Inflation. Proyecto dentro del programa COSOLIDER-Ingenio del Ministerio de Ciencia e Innovación del Gobierno de España (MICINN). Ref. CSD2010-00064

³ Q-U-I JOint Tenerife CMB. Proyecto financiado por el Ministerio de Ciencia e Innovación del Gobierno de España (MICINN). Ref. AYA2010-21766-C03-01, 02 y 03

púlsars o las galaxias activas y es también responsable de la idea de que la materia oscura es un importante componente de nuestro Universo.

Del Sol se han podido estudiar algunos fenómenos como las manchas y las erupciones, que son sedes de emisiones de radio. Incluso las lluvias anuales de meteoros se han convertido en un objeto de investigación radioastronómica, gracias a que las trazas de las partículas que se queman en la atmósfera ionizan los átomos y, por lo tanto, pueden captarse con técnicas de radio, incluso en pleno día.

En una escala más amplia se ha descubierto que nuestra Galaxia no sólo está compuesta por un conjunto de estrellas, sino que también hay, entre ellas, grandes cantidades de hidrógeno frío e invisible a la observación con instrumentos ópticos.

Todo esto es debido a que la radioastronomía nos permite *ver* cosas que no son posibles de detectar en la astronomía óptica utilizada de manera exclusiva hasta mediados del s. XX ya que, en la actualidad, los astrónomos toman la mayor parte de la información de la porción invisible del espectro electromagnético.

1.2. Fondo Cósmico de Microondas

En Cosmología, la radiación de fondo de microondas (Cosmic Microwave Background, CMB) es una forma de radiación electromagnética descubierta en 1965 que llena el Universo por completo. Se dice que es el eco que proviene del inicio del Universo, es decir, el eco que quedó de la gran explosión (Big-Bang) que dio origen al mismo.

Es una herramienta fundamental para comprender las propiedades cosmológicas del Universo. Sin embargo, la extracción de esta información de los datos de microondas no es una tarea sencilla. El procesado de datos típico que abarca desde la realización de las observaciones hasta los productos finales es un verdadero reto.

Uno de los pasos más difíciles es la separación de la emisión debida al CMB del resto de las fuentes astrofísicas, que también emiten en el rango de microondas. A esta tarea se le denomina *separación de componentes* [1.6]. Hay que remarcar que este proceso no es sólo importante porque permita el *limpiado* de la emisión del CMB, sino porque también proporciona información capital sobre otros fenómenos astrofísicos que, hasta la fecha, no son muy bien conocidos.

Además de la emisión cosmológica debida a los fotones del CMB, hay otras emisiones debidas a fenómenos que tienen lugar en nuestra galaxia y a otros que ocurren en otras galaxias o en cúmulos de galaxias. La variedad de emisiones (CMB, componentes difusas y objetos puntuales) ha conducido a un panorama donde se hace uso de varias herramientas y estrategias, dependiendo de si se está interesado en recuperar sólo el CMB, las emisiones galácticas, las fuentes puntuales extragalácticas, los cúmulos de galaxias, o todas ellas a la vez.

1.2.1. Medida de la polarización del CMB

Se emplean varios procedimientos para extraer la débil señal de la polarización de la más intensa radiación no polarizada. Cada método presenta sus propios puntos fuertes y sus propias dificultades, pero todos comparten ciertas características básicas.

Todas las técnicas miden la diferencia en la intensidad de campo eléctrico a lo largo de dos ejes ortogonales. Las medidas diferenciales son comunes en polarimetría y particularmente útiles en este contexto ya que la resta de dos señales ortogonales cancela, en principio, la componente no polarizada. Sin embargo, puesto que la señal no polarizada es muy pequeña, no podemos estar seguros de que la diferencia medida con el instrumento no venga causada por alguna asimetría del mismo. La rotación periódica del equipo permitiría eliminar de la señal real del cielo la contribución instrumental, pero en la práctica la rotación completa del instrumento es complicada, por lo que se emplean técnicas inteligentes para modular la radiación polarizada entrante y separar la señal real de los artefactos instrumentales [1.9].

Hay que tener además mucha paciencia, porque la señal es demasiado pequeña para medirla con rapidez puesto que sólo se puede recoger un número finito de fotones por segundo: la señal está frecuentemente dominada por fluctuaciones aleatorias. Por tanto, se debe repetir la medida durante muchos segundos para que las variaciones aleatorias se anulen y quede sólo la señal real de la polarización. Caracterizar la polarización y detectar las ondas gravitatorias del CMB requiere años de observación.

Varios equipos de investigación constituyen hoy grandes redes de polarímetros con el fin de acelerar las observaciones. Puesto que cien polarímetros pueden ver en un día lo que un detector recogería en cien días, estas redes se convertirán en poderosas herramientas de detección de la polarización del fondo cósmico.

1.2.2. Experimentos de caracterización del CMB [1.7]

Para la caracterización de la polarización del CMB, numerosos equipos de investigación han colaborado y continúan haciéndolo en diversos proyectos. Se presentan a continuación algunos de los más relevantes:

- a. **EXPERIMENTO COBE:** El Explorador del Fondo Cósmico COBE (COsmic Background Explorer) fue el primer satélite construido especialmente para estudios de Cosmología (1989). Su objetivo fue investigar la radiación del fondo de microondas durante 4 años consiguiendo medir el valor del CMB y descubriendo que no era uniforme, como se creía, sino que presentaba anisotropías. Contenía los siguientes instrumentos:
 - *Radiómetro Diferencial de Microondas (DMR):* mapeaba las variaciones (o anisotropías) en la radiación del CMB.
 - *Espectrofotómetro Absoluto del Infrarrojo Lejano (FIRAS):* medía el espectro de la radiación del CMB.
 - *Experimento Difuso para el Fondo de Infrarrojos (DIRBE):* detector de infrarrojo de múltiple longitud de onda para mapear emisiones de polvo cósmico.

Varios instrumentos mejoraron nuestros mapas del Fondo Cósmico de Microondas tras el experimento COBE. Algunos de los más relevantes son los siguientes:

- b. **BOOMERanG:** midió las fluctuaciones con una precisión mejorada a través de un globo de helio de 800.000 m³ en una misión realizada desde la Tierra.
- c. **WMAP (Wilkinson Microwave Anisotropy Probe):** Es una sonda de la NASA cuya misión es estudiar el cielo y medir las diferencias de temperatura que se observan en la radiación de fondo de microondas. Fue lanzada en 2001 y su objetivo es comprobar las teorías sobre

el origen y evolución del Universo. Es la sucesora del COBE y usa radiómetros diferenciales de microondas que miden las diferencias de temperatura entre dos puntos cualesquiera del cielo.

Mejóro notablemente la resolución de las imágenes obtenidas con COBE. En la Figura 1.2 se pueden observar las imágenes obtenidas por ambas misiones, siendo notable una mejor resolución en el caso de la misión WMAP.

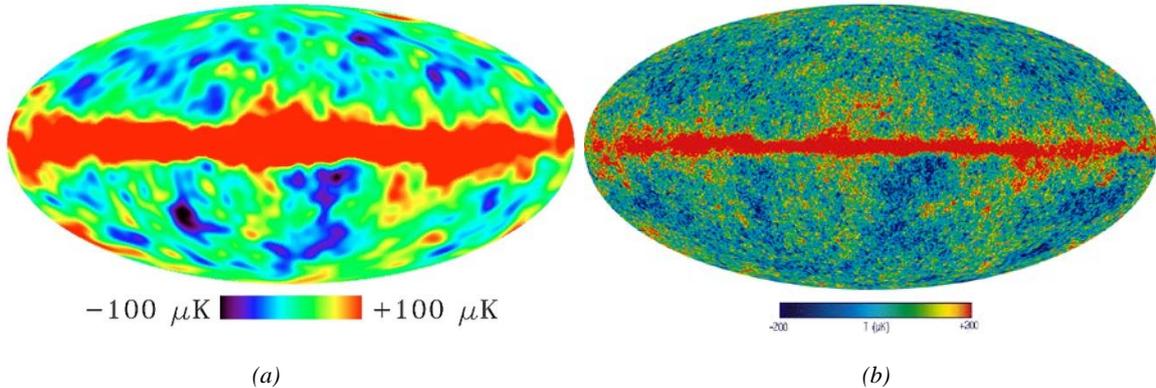


Figura 1.2. Mapas celestes completos de las anisotropías del CMB con la señal de nuestra galaxia (en rojo) en primer plano; (a) mapa celeste de COBE a 90 GHz; (b) mapa celeste de WMAP a 94 GHz [1.9].

Tras la Misión WMAP, otras misiones como el Satélite Planck y el experimento CLOVER pretenden analizar el CMB con mayor resolución. En marzo de 2013 se han publicado los primeros resultados obtenidos con el Satélite Planck.

d. **SATÉLITE PLANCK:** es la tercera misión de medio tamaño del programa científico Horizon 2000 de la Agencia Espacial Europea (ESA). El lanzamiento se produjo en mayo de 2009. Está diseñado para detectar las anisotropías en CMB en todo el cielo, con una resolución y sensibilidad sin precedentes. Será usado para captar radiaciones en dos bandas de frecuencia, una alta y otra baja, con los siguientes instrumentos:

- *Low Frequency Instrument (LFI):* 22 receptores que funcionan a $T = -253$ °C agrupados en cuatro canales frecuenciales, captando frecuencias entre los 30 y 100 GHz.
- *High Frequency Instrument (HFI):* 52 detectores que trabajan a $T = -272.9$ °C convirtiendo radiación en calor. La cantidad de calor es medida por un pequeño termómetro eléctrico.

La Figura 1.3 muestra la resolución de la imagen de las anisotropías del CMB obtenidas con Planck publicadas en marzo de 2013 comparándola con la proporcionada por WMAP.

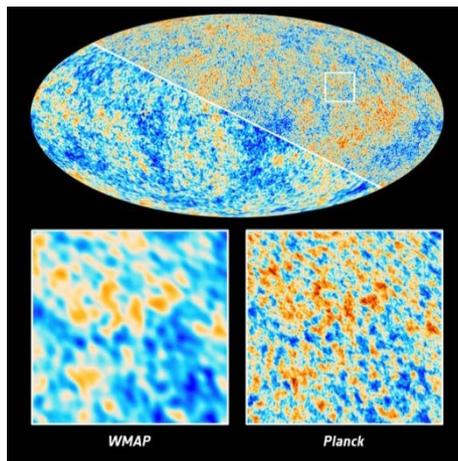


Figura 1.3. Mapas celestes completos de las anisotropías del CMB obtenidas con WMAP y Planck [1.8].

1.3. El Proyecto QUIJOTE

El experimento QUIJOTE CMB (del inglés Q-U-I JOint TEnerife CMB experiment) es una colaboración científica entre el Instituto Astrofísico de Canarias (IAC, Tenerife, España), el Instituto de Física de Cantabria (IFCA, Santander, España), el Departamento de Ingeniería de Comunicaciones (DICOM, Santander, España), el Observatorio Jodrell Bank (Manchester, Reino Unido), el Cavendish Laboratory (Cambridge, Reino Unido) y la compañía IDOM (Bilbao, España).

Su objetivo es caracterizar, desde el observatorio de Izaña (Tenerife, España), la polarización del CMB y otros procesos de emisión galáctica y extra-galáctica en el rango 10 - 47 GHz y a grandes escalas (1 grado de resolución). Consiste en dos telescopios y tres instrumentos dedicados a la medida de la polarización del cielo en microondas [1.8].



Figura 1.4. Primer Telescopio del Proyecto QUIJOTE instalado en el observatorio de Izaña (Tenerife).

Las medidas de QUIJOTE complementarán a baja frecuencia y corregirán de contaminación galáctica las que obtenga el satélite Planck. Serán las más sensibles obtenidas para caracterizar la polarización de la emisión sincrotrón y anómala de nuestra Galaxia.

El experimento consta de dos fases. La primera de ellas abarca la instalación de un primer telescopio y dos instrumentos intercambiables en su plano focal. El primero de ellos es multi-frecuencia (MFI: Multi-Frequency Instrument), con un total de 8 canales en cada una de las cuatro frecuencias 11, 13, 16 y 18 GHz. Actualmente el primer telescopio y el primer instrumento están integrados en el Observatorio del Teide y tomando datos a la espera de que los primeros resultados sean publicados próximamente.

El segundo instrumento de QUIJOTE (TGI: Thirty GHz Instrument) está en proceso de fabricación y constará de 31 receptores con una frecuencia central de 31 GHz, y 10 GHz de ancho de banda. Ha sido diseñado para alcanzar la sensibilidad necesaria que permita detectar una componente de ondas gravitacionales primordial si ésta tuviera una razón tensorial a escalar de 0.1. Dicha componente deja su impronta en el espectro de potencias de la polarización del CMB en forma de los denominados “modos-B”. La detección de dichos modos-B con esa amplitud abriría un camino extraordinario para esclarecer la física de la época de inflación [1.9].

La segunda fase de QUIJOTE, llamada EPI (Exploring the Physics of Inflation), contempla la construcción de un segundo telescopio y un tercer instrumento (FGI: Forty GHz Instrument) dotado de 40 detectores a una frecuencia central de 41 GHz y con ancho de banda de 12 GHz.

1.3.1. Descripción del segundo instrumento [1.10]

El Departamento de Ingeniería de Comunicaciones de la Universidad de Cantabria tiene como tarea, dentro del Proyecto QUIJOTE (TGI), el diseño y caracterización de un receptor de polarización a 31 GHz. El objetivo del mismo es la obtención de los parámetros de Stokes Q, U, I los cuales definen la polarización de una onda, suponiendo que $V=0$ ya que el CMB no tiene polarización circular.

Los receptores del segundo instrumento funcionan en la banda Ka (26-36 GHz) y son radiómetros de muy bajo ruido. Su esquema se basa en la conmutación en fase (90° y 180°) en cada una de las ramas equilibradas y el punto crítico en el diseño de los mismos es el equilibrio en fase y la amplitud de cada rama. La Figura 1.5 muestra el esquema del receptor actual.

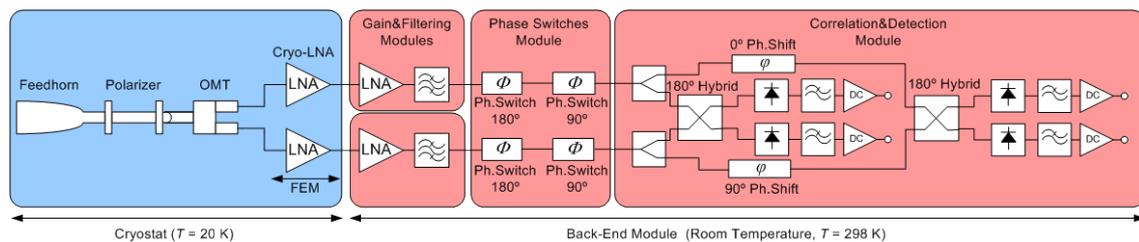


Figura 1.5: Esquema del receptor de polarización

Los FEM (Front End Module) trabajan a una temperatura de $T = 20\text{ K}$ y están formados por una bocina, un polarizador, un ortomodo (Orthomode Transducer, OMT) y amplificadores de bajo ruido (Low Noise Amplifiers, LNAs) criogénicos.

Los BEM (Back End Module) trabajan a temperatura ambiente ($T = 298\text{ K}$) y se encargan de la correlación y detección de las señales. Están compuestos por:

- **Módulo de Ganancia:** las señales de cada rama se amplifican y se fija la banda de 26 a 36 GHz con filtros paso banda.

- **Phase Switches:** desfasadores conmutables $0^\circ/90^\circ$ y $0^\circ/180^\circ$ proporcionando en cada rama 4 posibles fases (0° , 90° , 180° y 270°).
- **Módulos de detección:** se encargan de la correlación entre las señales a través de los acopladores híbridos de 180° , de la detección con diodos Schottky y de la amplificación en baja frecuencia con amplificadores operacionales.

La correcta obtención de los Parámetros de Stokes requiere un buen equilibrio en la respuesta en amplitud y fase de cada rama, siendo esta característica un factor clave para el funcionamiento óptimo del receptor y obtener así un buen aislamiento entre los Parámetros de Stokes calculados. Las siguientes figuras muestran la implementación mecánica del módulo de detección y correlación a 30 GHz así como los resultados obtenidos experimentalmente. Los resultados que se presentan en las siguientes figuras, correspondientes a una de las unidades fabricadas para el instrumento TGI, permiten obtener los citados parámetros con unos aislamientos (fugas U/I y U/Q) en el rango 10 – 15 dB sin calibrar el instrumento. Estos valores pueden ser escasos para conseguir los exigentes requerimientos científicos que se plantean en el proyecto y por eso se ha buscado una configuración alternativa en el FGI que pudiera mejorar estos resultados.

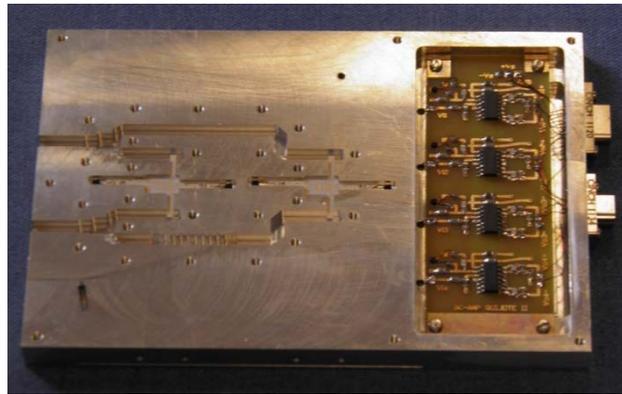


Figura 1.6. Módulo de detección y correlación del segundo instrumento (TGI)

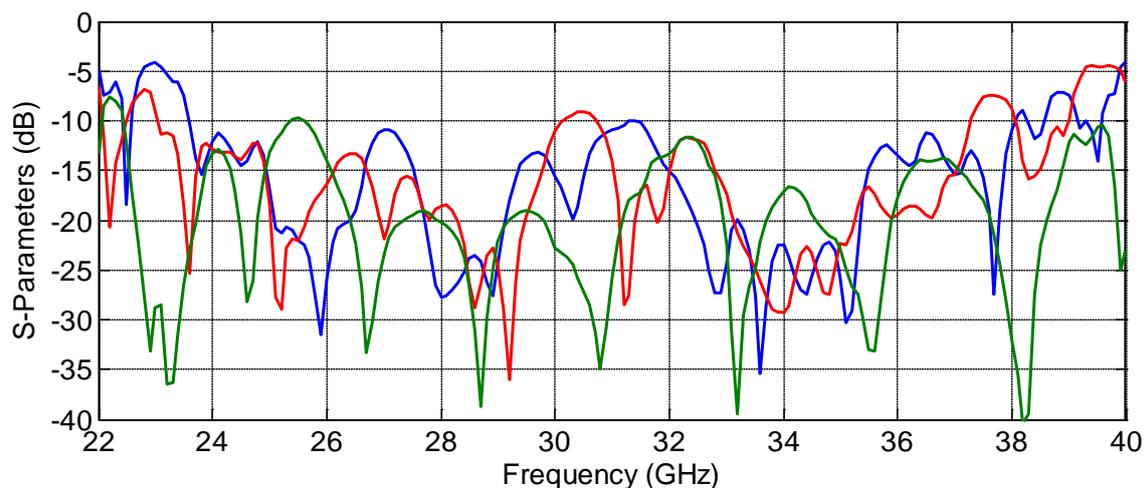


Figura 1.7. Adaptaciones de entrada de dos puertos, S_{11} (azul) y S_{22} (rojo) y aislamiento de RF entre ambos puertos de entrada al módulo, S_{21} (verde)

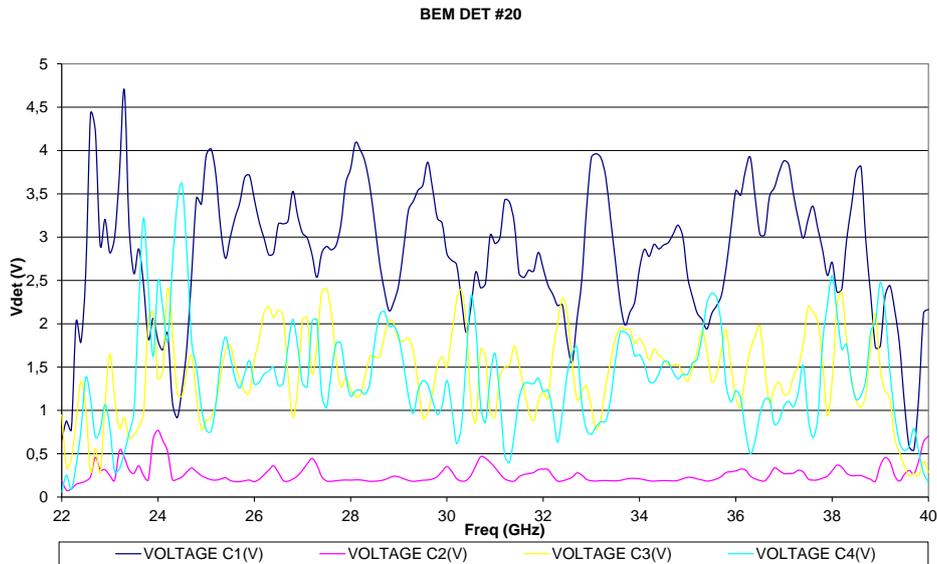


Figura 1.8. Tensiones detectadas en las salidas del módulo de correlación del TGI. Para la toma de estas medidas se introducen dos señales de igual amplitud (A) y en fase a la entrada del módulo y, teóricamente, se deberían de obtener los siguientes valores detectados: $V_1 = A$, $V_2 = 0$, $V_3 = A/2$, $V_4 = A/2$. Las desviaciones respecto a estos valores teóricos y su combinación dan lugar a las diferentes fugas entre parámetros de Stokes y por tanto al empeoramiento del aislamiento.

1.4. Motivación

Como ya se ha comentado anteriormente, el presente trabajo se enmarca dentro del programa CONSOLIDER-Ingenio del Ministerio de Ciencia e Innovación del Gobierno de España. A través del proyecto EPI (Exploring the Physics of Inflation) de dicho programa se pretende realizar el estudio observacional del Universo complementando en datos del Fondo Cósmico de Microondas obtenido por el experimento QUIJOTE y el satélite Planck.

Para conseguir estos objetivos es crucial el desarrollo de un nuevo instrumento a 41 GHz que permita extender el rango actual del experimento QUIJOTE e incremente su sensibilidad. En esta segunda fase del proyecto la nueva banda de frecuencias responde al requisito de operación del instrumento por debajo de la banda de absorción de la atmósfera de 60 GHz. La Figura 1.9 [1.11] muestra la temperatura de ruido que el cielo añade al ruido del sistema en función de la frecuencia. En ella se muestran las bandas de frecuencia de operación de los tres instrumentos (MFI, TGI y FGI) que coinciden con los mínimos de atenuación debidos a la absorción atmosférica. En este sentido la banda del proyecto EPI es peor que la de QUIJOTE, sin embargo, la pérdida de sensibilidad en el receptor será compensada aumentando el número de píxeles, es decir, el aumento de sensibilidad vendrá dado por el incremento del número de polarímetros que va a tener el instrumento, además de la reducción de las señales interferentes que se esperan en dicha banda.

El diseño del instrumento FGI se está desarrollando en paralelo con las observaciones de polarización del CMB proporcionadas por el primer instrumento (MFI) y el desarrollo del segundo instrumento (TGI).

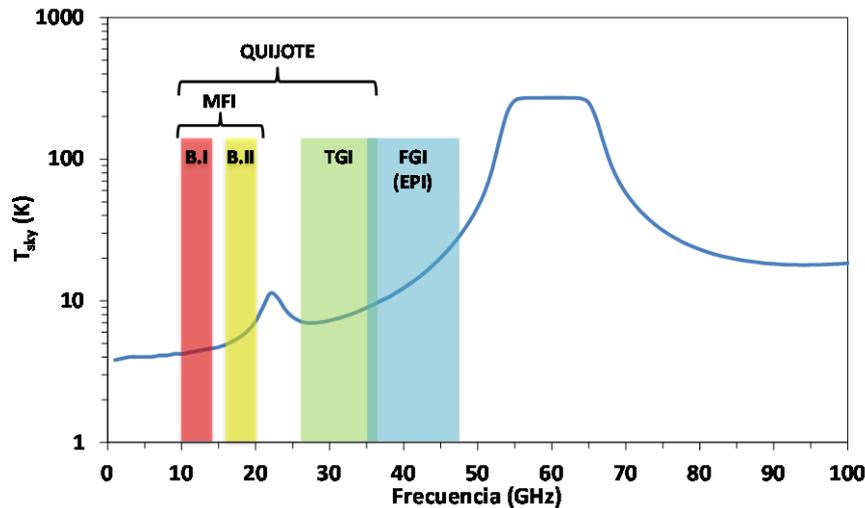


Figura 1.9. Temperatura de ruido del cielo en función de la frecuencia en el observatorio de Izaña (Tenerife).

El nuevo instrumento a 41 GHz estará compuesto por unos 40 polarímetros (el número final no está aún definido) basados en la estructura del polarizador a 31 GHz del proyecto QUIJOTE. Sin embargo, con el objetivo de mejorar el aislamiento entre los parámetros de Stokes, tal y como se ha comentado en el punto anterior, se ha propuesto la realización de un módulo de correlación y detección basado principalmente en tecnología de guía de onda, que proporciona mayores aislamientos que la tecnología microstrip utilizada en el TGI. La Figura 1.10 muestra el esquema del polarizador a 41 GHz en el que se incluye el nuevo esquema de módulo de correlación y detección.

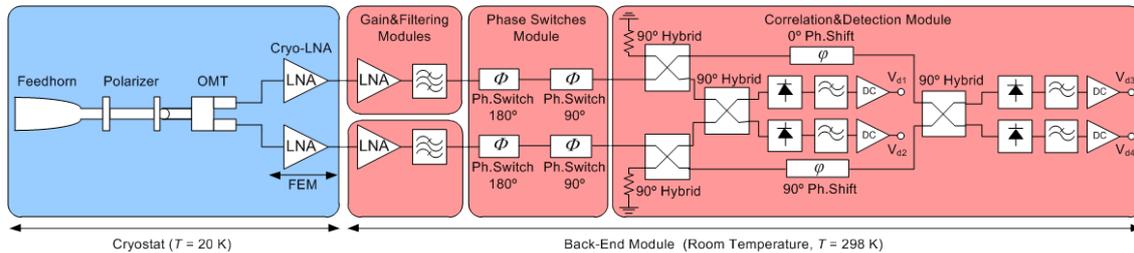


Figura 1.10. Esquema del polarímetro a 41 GHz

A lo largo de esta memoria se describirán los pasos seguidos en el diseño, implementación y caracterización de un nuevo módulo de detección para la banda de 35 a 47 GHz que mejore las prestaciones en cuanto a pérdidas y aislamientos del utilizado en el módulo posterior a 31 GHz.

La tecnología microstrip en comparación con la tecnología guiada presenta como desventajas su baja capacidad de energía y el hecho de tener mayores pérdidas asociadas al conductor, al dieléctrico y a la radiación por discontinuidades. Por todo ello, el nuevo módulo de detección sustituirá los dos híbridos 180° (en tecnología microstrip) por 4 acopladores 90° 3dB en guía de onda que ofrecen mejores prestaciones con objeto de alcanzar un mejor equilibrio entre las ramas, tanto en amplitud como en fase, tal y como se puede observar en la siguiente figura.

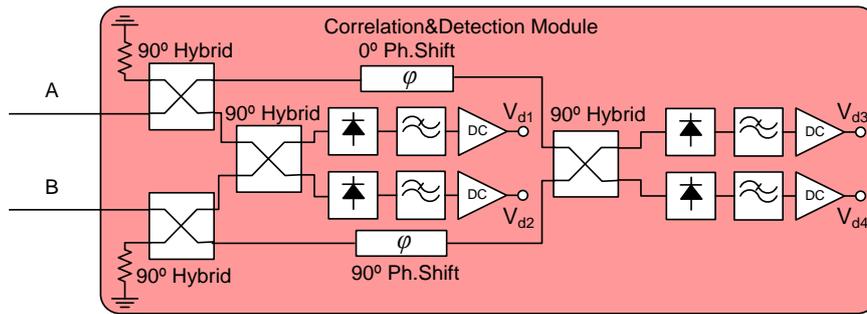


Figura 1.11. Módulo detector en la banda 35 – 47 GHz

Capítulo II

Acoplador 3 dB, 90°

A lo largo de este capítulo se abordará el diseño de un acoplador híbrido 90°, 3 dB capaz de cumplir una serie de requerimientos eléctricos.

Una breve descripción teórica de los acopladores direccionales e híbridos, resaltando sus características más relevantes, y la exposición de las diferentes alternativas de diseño en tecnología guiada encontradas en la literatura, nos ayudarán a justificar la elección de la topología de acoplador en guía de onda para el desarrollo del mismo.

Se expondrán los pasos seguidos en el diseño y optimización del dispositivo mostrando los resultados de las simulaciones llevadas a cabo utilizando la herramienta de diseño electromagnético *μWave Wizard Mician*¹ y su posterior comprobación y comparación en el simulador electromagnético 3D *CST Microwave Studio*².

Se incluye también el diseño de una carga en guía de onda, utilizando un material absorbente, necesaria para evitar reflexiones en el puerto aislado del acoplador que puedan estropear las prestaciones del mismo.

Finalmente se presentarán los resultados obtenidos en la caracterización experimental del dispositivo comparándolos con los obtenidos en simulación. Esto nos permitirá extraer una serie de conclusiones finales donde analizaremos el cumplimiento de las especificaciones de diseño impuestas inicialmente.

¹ *μWave Wizard Mician*TM. Versión 5.6. www.mician.com

² *CST Microwave Studio: Computer Simulation Studio. Studio Suite*TM. www.cst.com

2.1. Especificaciones de Diseño

El acoplador 90°, 3dB en tecnología guiada deberá operar en la banda de 35 a 47 GHz alrededor de la frecuencia central de 41 GHz. Las especificaciones eléctricas del híbrido son las siguientes:

- Banda de frecuencias: 35 - 47 GHz
- Acoplamiento: 3 ± 0.5 dB
- Aislamiento: ≥ 20 dB
- Adaptación de entrada: ≥ 20 dB
- Error de fase: $\pm 3^\circ$
- Tipo de brida: WR22

Han de cumplirse además ciertos requerimientos mecánicos de diseño que serán discutidos más adelante cuando se presente el diseño final del acoplador, por lo que se omiten aquí las especificaciones mecánicas.

2.2. Análisis Teórico

2.2.1. Acopladores Direccionales e Híbridos [2.1]

Un acoplador direccional es una red pasiva de cuatro puertos caracterizada por ser, idealmente, recíproca, pasiva y sin pérdidas además de tener los cuatro accesos completamente adaptados con dos pares desacoplados. La Figura 2.1 muestra el símbolo utilizado más comúnmente para representar un acoplador direccional.

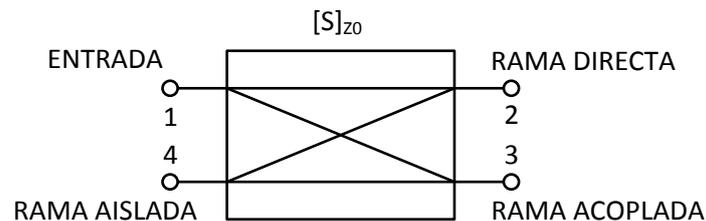


Figura 2.1. Símbolo de un acoplador direccional

La matriz de parámetros S de una red de 4 puertos es la siguiente:

$$[S]_{z_0} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{12} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{13} & S_{23} & S_{33} & S_{34} \\ S_{14} & S_{24} & S_{34} & S_{44} \end{bmatrix} \quad (M1)$$

Si la red tiene todos los puertos adaptados entonces:

$$S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = 0 \quad (1)$$

Como la red es recíproca, se tiene:

$$S_{21} = S_{12}, \quad S_{31} = S_{13}, \quad S_{32} = S_{23}, \quad S_{41} = S_{14}, \quad S_{42} = S_{24}, \quad S_{43} = S_{34} \quad (2)$$

Teniendo en cuenta el hecho de que la red no tiene pérdidas y aplicando la propiedad de unitariedad, tras realizar la multiplicación de las filas 1 por 2, 3 por 4, 1 por 3 y 2 por 4, y operando adecuadamente resultan las siguientes ecuaciones:

$$S_{14}^* (|S_{13}|^2 - |S_{24}|^2) = 0 \quad (3)$$

$$S_{23}^* (|S_{12}|^2 - |S_{34}|^2) = 0 \quad (4)$$

Para lograr satisfacer las expresiones (3) y (4), una posibilidad es considerar $S_{14} = S_{23} = 0$, lo que da lugar a un acoplador direccional. Por otro lado los auto-productos de las filas de la matriz S unitaria dan como resultado las siguientes expresiones:

$$|S_{12}|^2 - |S_{13}|^2 = 1 \quad (5)$$

$$|S_{12}|^2 - |S_{24}|^2 = 1 \quad (6)$$

$$|S_{13}|^2 - |S_{34}|^2 = 1 \quad (7)$$

$$|S_{24}|^2 - |S_{34}|^2 = 1 \quad (8)$$

Lo que implica que:

$$\begin{aligned} |S_{13}| &= |S_{24}| \\ |S_{12}| &= |S_{34}| \end{aligned} \quad (9)$$

Por lo que finalmente la matriz resultante que caracteriza un acoplador direccional es la mostrada a continuación:

$$[S]_{Z_0} = \begin{bmatrix} 0 & \gamma_1 & \delta_1 & 0 \\ \gamma_1 & 0 & 0 & \delta_2 \\ \delta_1 & 0 & 0 & \gamma_2 \\ 0 & \delta_2 & \gamma_2 & 0 \end{bmatrix} \quad (M2)$$

Los acopladores híbridos son casos especiales de los acopladores direccionales que realizan un reparto equitativo de la potencia de entrada entre las salidas directa y acoplada por lo que, tanto el factor de acoplamiento C como las pérdidas de inserción IL , toman como valor 3 dB, lo que implica que $|S_{31}| = |S_{42}| = 1/\sqrt{2}$.

Existen dos tipos de híbridos:

- **Híbrido en cuadratura:** comúnmente denominado híbrido 90° en el cual la diferencia de fase entre los puertos 2 y 3 es de 90° (acoplador simétrico). Su matriz característica es la siguiente:

$$[S]_{z_0} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & j & 0 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 0 & j & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (M3)$$

- **Híbrido rat-race o T mágica:** comúnmente denominado híbrido 180° en el cual la diferencia de fase entre los puertos 2 y 3 es de 180° (acoplador asimétrico). Su matriz característica es la siguiente:

$$[S]_{z_0} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (M4)$$

También podemos distinguir entre acopladores *hacia adelante* (*forward*) y acopladores *hacia atrás* (*backward*) dependiendo de la dirección que tome la señal que se propaga por la línea de transmisión número 2 como se muestra en la Figura 2.2.

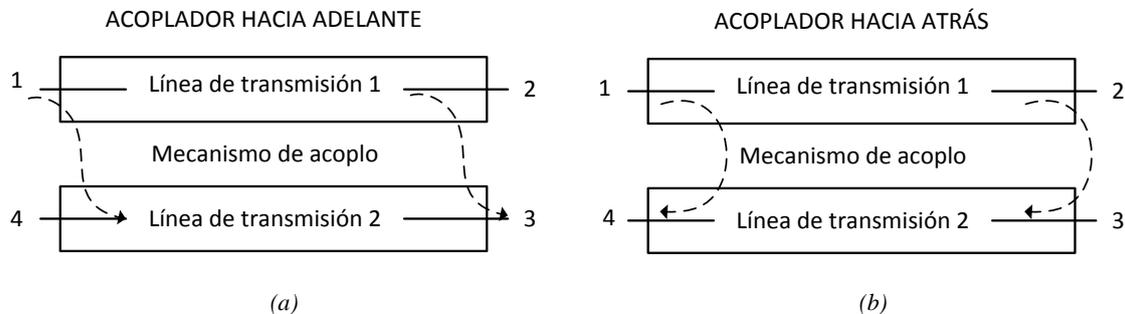


Figura 2.2. Acoplador (a) hacia adelante (*forward*) y (b) hacia atrás (*backward*)

Los acopladores direccionales tienen múltiples usos en microondas como pueden ser:

- separadores de las ondas incidente y reflejada (utilizado en la medida de los parámetros S de un dispositivo)
- detectores de fase
- puentes de impedancias
- divisores de potencia
- combinadores
- otros

2.2.2. Acopladores en tecnología guiada

La implementación de acopladores puede realizarse tanto en tecnología planar como en tecnología guiada a través de diversas técnicas y topologías.

Podemos encontrar divisores en tecnología guiada como el anillo híbrido o la T mágica que permitió llevar a cabo por primera vez la división coherente de potencias a través de dos configuraciones posibles: plano E y plano H. La combinación de estas dos posibilidades es un componente de cuatro puertos capaz de realizar la suma vectorial (Σ) y la diferencia (Δ) de dos señales de microondas coherentes.

Se describen a continuación diferentes alternativas existentes para el diseño e implementación de acopladores en guía de onda.

2.2.2.1. Acoplador Bethe Hole

La forma más simple de acoplador es el tipo Bethe Hole consistente en el acoplo de una guía de onda a otra a través de un pequeño agujero o apertura. Es un ejemplo de acoplador hacia atrás. El agujero puede estar situado en el centro de la pared común de dos guías de onda inclinadas un ángulo θ o a una distancia d de dos guías dispuestas de forma paralela como se muestra en la Figura 2.3.

En este tipo de estructura, si la apertura es pequeña en comparación con la longitud de onda λ , puede ser considerada como un dipolo eléctrico perpendicular a la apertura con un momento dipolar proporcional a la componente tangencial del campo magnético de excitación en la misma [2.1]. El acoplamiento en la guía auxiliar es debido a la radiación de estos dipolos. Variando el ángulo entre las dos guías de onda o la separación d se controlan las potencias en los puertos 3 y 4.

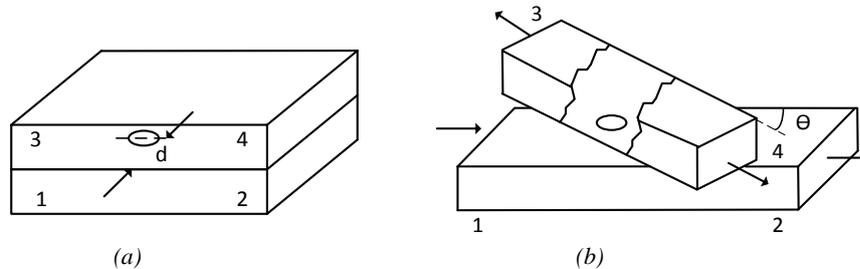


Figura 2.3. Acoplador Bethe Hole: (a) con guías paralelas, (b) con guías formando un ángulo θ [2.1]

2.2.2.2. Acopladores basados en agujeros o ranuras

Los acopladores en guía basados en agujeros o ranuras son acopladores hacia adelante utilizados de manera extensa por diversos autores. Si bien es cierto que un acoplador de un solo agujero, como puede ser el de tipo Bethe Hole, presenta un ancho de banda relativamente estrecho, al menos en términos de directividad, los acopladores diseñados con múltiples agujeros incrementan significativamente el ancho de banda del mismo [2.1]. Los principios de operación y diseño son muy parecidos a los de un adaptador de impedancias multi-sección o de los filtros (Butterworth, Chebyshev,...) cuya estructura es simétrica respecto al plano transversal. El tamaño del agujero se elige para dar el acoplamiento deseado a cada sección del filtro. Los criterios de diseño son lograr un acoplamiento sustancialmente plano con alta directividad en la banda deseada.

Si analizamos el funcionamiento de un acoplador de doble ranura como el mostrado en la Figura 2.4, en el que la separación entre agujeros es de $\lambda/4$ a la frecuencia de diseño, observamos que las ondas acopladas que viajan hacia el puerto 3 están en fase puesto que ambas recorren $\lambda/4$. De esta manera ambas señales se suman. Sin embargo las ondas que viajan hacia el puerto 4 están en oposición de fase ya que la que proviene de la segunda de las ranuras recorre $\lambda/2$ dando lugar a que ambas señales se cancelen.

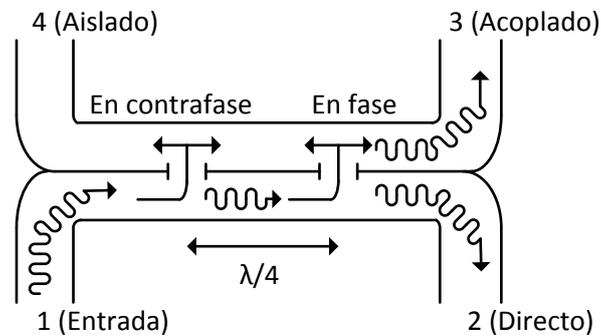


Figura 2.4: Acoplador direccional de doble agujero y multi-ranura o multi-agujero [2.1]

En el caso del acoplador multi-agujero se asume que la amplitud de la señal en cada apertura es la misma mientras que la fase cambia de una apertura a la siguiente.

En [2.2] se presenta un método numérico para el diseño de acopladores multi-agujero con un número específico de ranuras y espaciado arbitrario entre ellas para una banda frecuencial dada y un acoplamiento requerido, maximizando el aislamiento del acoplador. El análisis proporciona el diámetro óptimo de los agujeros así como el espaciado entre ellos, que no ha de ser necesariamente constante, así como la distancia a la guía de onda. Si bien es cierto que la distancia entre ranuras en principio ha de ser $\lambda/4$, el diseño de un acoplador de banda ancha requiere un elevado número de agujeros que hacen excesivamente grande el mismo y, en muchas ocasiones, existen restricciones espaciales en el diseño de estos dispositivos.

2.2.2.3. Acoplador Riblet de ranura corta (Riblet short-slot)

Este tipo de acoplador direccional consiste en dos guías de onda con una pared común. Su principio de funcionamiento se basa en los continuos acoplamientos que se producen en la parte común donde la pared ha sido eliminada mecánicamente [2.3]. En la configuración mostrada en la Figura 2.5 el modo par TE_{10} y el impar TE_{20} son excitados y utilizados para provocar la cancelación de las señales en el puerto aislado y la suma en el acoplado. La anchura de la región de interacción se fabrica de un tamaño menor que $2a$ para prevenir la propagación de modos superiores. Este tipo de acoplador es diseñado comúnmente para proporcionar 3 dB de acoplamiento. Son compactos y ligeros y su fabricación es sencilla ya que puede ser implementado en plano E y en plano H.

En [2.4] se presenta el diseño de un acoplador de tipo Riblet que funciona como combinador y divisor de potencia. El centro de la estructura posee cuatro puertos en plano H formada por la unión de dos guías de onda paralelas que se acoplan a través de una apertura. Las pérdidas de retorno y el aislamiento conseguidos son mejores de 30 dB en la banda Ka y el error de fase está en torno a $\pm 2^\circ$. Sin embargo, dadas las tolerancias en la fabricación, las pérdidas de retorno son bastante peores de las obtenidas en simulación.

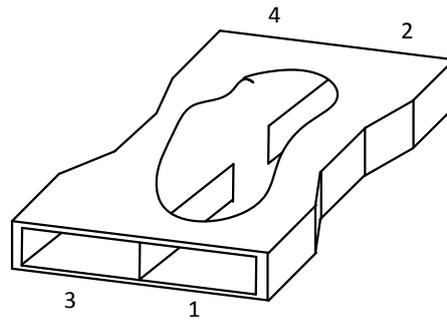


Figura 2.5. Acoplador Riblet de ranura corta [2.3]

2.2.2.4. Acoplador Schwinger de fase inversa (Schwinger reversed-phase)

El acoplador Schwinger de fase inversa es otro diseño que utiliza guías de ondas paralelas siendo el lado largo de una de ellas común a la pared lateral corta de la otra (Figura 2.6). Dos ranuras excéntricas espaciadas $\lambda / 4$ se cortan entre las guías de onda. Es un acoplador hacia atrás que presenta como ventaja una directividad sustancialmente plana y como desventaja un acoplamiento fuertemente dependiente de la frecuencia en comparación con el acoplador Bethe Hole.

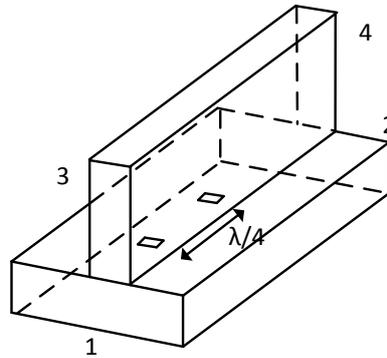


Figura 2.6. Acoplador Schwinger de fase inversa [2.1]

2.2.2.5. Acoplador Moreno de guía cruzada (Moreno crossed-guide coupler)

Está formado por dos guías de onda apiladas una encima de la otra, como en el acoplador Bethe Hole pero en ángulo recto. Dos agujeros descentrados, generalmente en forma de cruz, se cortan en diagonal entre las guías de onda (Figura 2.7). La potencia acoplada por cada una de las guías es aproximadamente igual en amplitud y fase mientras que la potencia acoplada por las cruces es mayor en una dirección que en otra. Este acoplador es adecuado para aplicaciones en las que el acoplamiento es crítico. Representa un compromiso entre la directividad y el acoplamiento que proporcionan los acopladores basados en agujeros (Bethe Hole y Schwinger).

En [2.5] se muestra una aplicación de este tipo de acoplador proporcionando pérdidas de retorno por debajo de -25 dB pero en baja frecuencia. También muestra la posibilidad de conseguir anchos de banda superiores al 40% y acoplamientos mejores de 5 dB simultáneamente mediante el uso de guías de onda de altura reducida dada la elevada influencia que esta dimensión tiene en el acoplamiento.

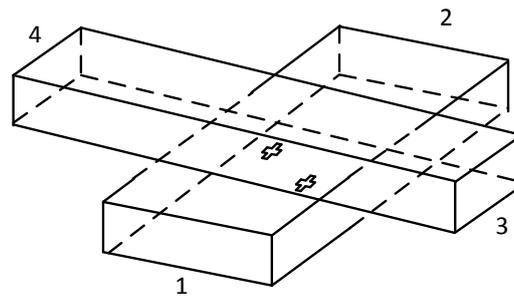


Figura 2.7. Moreno crossed-guide coupler

2.2.2.6. Acoplador Multi-rama (Multi Branch Waveguide Coupler)

En [2.6] se describe este tipo de acoplador basado en múltiples ramas o derivaciones con la misma anchura que la guía principal pero con distinta altura. Los distintos brazos deberían estar separados $\lambda/4$ pero debido a la dependencia del acoplamiento con la frecuencia esta restricción no se aplica de manera rigurosa.

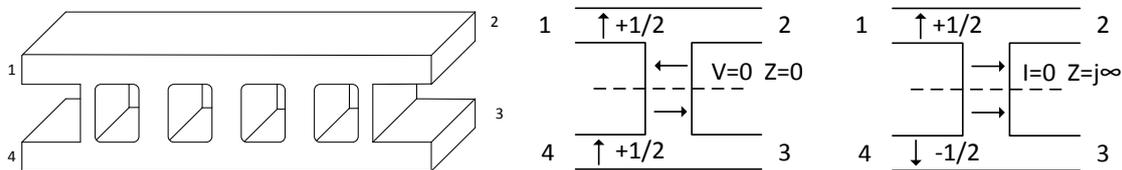


Figura 2.8. Acoplador multi-rama: modo par y modo impar.

De acuerdo con la Figura 2.8, si se aplican dos señales coherentes en los brazos 1 y 4 de amplitud mitad y en fase, en cada punto del plano de simetría aparecerá un voltaje nulo. Es lo que se conoce como *modo par*. De igual manera si se aplican dos señales coherentes de amplitud mitad pero en oposición de fase, se producirá un voltaje máximo y una corriente nula en cada punto del eje de simetría. Es lo que se conoce como *modo impar*. La suma de ambos modos en fase es igual a una onda incidente de amplitud 1 en el puerto 1 y 0 en el puerto 4. La amplitud en el puerto de salida 2 será la suma de las amplitudes transmitidas por los modos par e impar mientras que en el brazo 3 será la diferencia.

Para diseñar un acoplador de este tipo, adaptado y perfectamente directivo, con un factor de acoplamiento determinado, ha de calcularse la separación entre guías y el número necesario de acoplos. Existen tabulaciones de los valores de anchura, altura y separación de los brazos en función del acoplamiento requerido que pueden ser tenidos en cuenta para obtener un diseño preliminar sobre el que realizar las optimizaciones oportunas.

En [2.7] se presenta el diseño de un acoplador multi-rama que actúa como combinador y divisor. Los resultados muestran pérdidas de transmisión entre -2.8 y -3.2 dB y pérdidas de retorno por debajo de -20 dB en la banda de 19 a 22.8 GHz. El aislamiento está también por debajo de -20 dB y se observa un desfase de 90° entre los dos puertos de salida.

2.3. Selección del Tipo de Acoplador

Tras la revisión y el análisis de las diferentes alternativas de diseño desarrolladas por diversos autores, se procedió a la elección del tipo de acoplador a diseñar en tecnología guiada.

Si bien es cierto que los acopladores basados en múltiples ranuras presentan buenas respuestas comportamentales, si queremos obtener un ancho de banda elevado, se ha de recurrir

a la inserción de numerosas ranuras lo que, en muchas ocasiones, provoca que las dimensiones del acoplador diseñado sean elevadas (varias longitudes de onda) lo que limita el diseño en cuanto a requerimientos de espacio. A esto hay que añadir el hecho de que el tamaño de las ranuras puede provocar resonancias en la estructura que estropeen el comportamiento del dispositivo.

Frente a éstos, los acopladores de guía cruzada (crossed-guide) son más compactos y fáciles de construir pero son de banda estrecha presentando acoplamientos entorno a unos 10 dB como máximo en la banda X (7-12.5 GHz) [2.5]. Por ello este tipo de acopladores son muy directivos. Presentan además limitaciones en cuanto a la altura de la guía de onda ya que tanto el ancho de banda como el acoplamiento resultan ser menores a medida que esta dimensión disminuye. Esto supone una limitación en la fabricación del dispositivo que ha de ser tenida en cuenta durante el diseño.

Los de tipo Riblet presentan buena respuesta a excepción de las pérdidas de retorno muy dependientes de las tolerancias de fabricación.

Analizando aspectos eléctricos y mecánicos, y teniendo en cuenta que es conveniente en nuestro diseño utilizar una estructura en plano E para facilitar la integración de todos los elementos, se optó por basar el diseño del acoplador 3 dB en la estructura multi-rama, ya que su fabricación resulta ser más sencilla además de presentar comportamientos adecuados a las especificaciones iniciales de diseño en anchos de banda elevados pudiendo trabajar con un buen comportamiento en bandas de frecuencia del orden de cientos de GHz como se verá más adelante.

2.4. Diseño Eléctrico del Acoplador 90°, 3 dB

El acoplador está basado en la estructura de un híbrido en cuadratura encontrado en la literatura que trabaja a 200 GHz [2.8]. Se trata de un acoplador branch line en guía de onda desarrollado dentro del proyecto ALMA (Atacama Large Milimeter Array) que presenta un error de fase de $\pm 2^\circ$ y un desequilibrio de potencias de 0 ± 1 dB. El diseño se basa en la minimización del número de brazos con objeto de conseguir el ancho de banda, el acoplamiento y la fase requeridos.

En primer lugar se procedió a comprobar las características eléctricas del acoplador a 200 GHz implementándolo en el simulador CST Microwave Studio. Tras comprobar que se cumplían las características citadas en la publicación, se procedió a realizar un escalado del mismo a nuestra banda de interés (35 - 47 GHz).

En esta banda de frecuencias se utiliza la guía de onda WR22 (5.7 mm x 2.85 mm). Sabiendo que la frecuencia de corte del modo fundamental no depende de b , sólo de la dimensión a de la guía, obtenemos el factor de escalado por el que se han de multiplicar todas las dimensiones del dispositivo:

$$\begin{array}{l}
 a=0.68 \text{ mm @ 400 GHz} \\
 a=5.7 \text{ mm @ 40 GHz}
 \end{array}
 \quad \rightarrow \quad
 \text{Factor de Escalado: } \frac{5.7}{0.68} = 8.38$$

Las dimensiones del acoplador escalado son las siguientes:

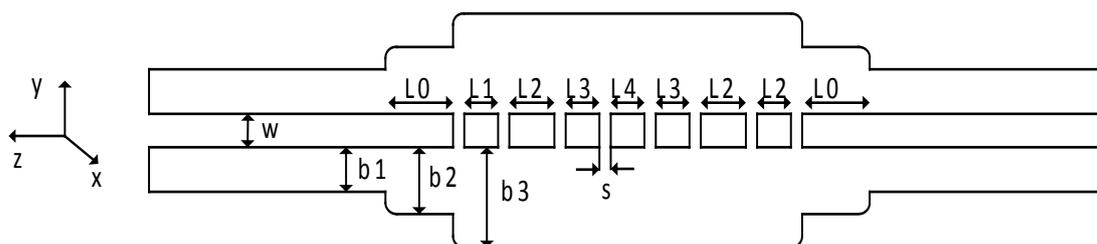


Figura 2.9. Estructura del acoplador multi-rama escalado.

Dimensión	Valor (mm)
a	5.7
b1	2.34
b2	2.61
b3	3.17
L0	2.2
L1	1.72
L2	1.93
L3	1.72
L4	1.63
s	0.6
w	1.93

Tabla 2.1. Dimensiones del acoplador multi-rama escalado a la banda de 35 a 47 GHz

Con estos valores iniciales obtuvimos un diseño preliminar que fue introducido en el simulador μ Wave Wizard para su optimización a fin de conseguir los requerimientos de diseño indicados al comienzo del capítulo.

La optimización se realizó en la banda de 34 a 48 GHz fijando los siguientes objetivos:

- Adaptaciones ≥ 27 dB
- Desbalance de potencias $< \pm 0.6$ dB
- Acoplamiento y Directividad = 3 dB en los extremos de la banda para conseguir un mayor ancho de banda
- Diferencia de Fase = $90^\circ \pm 1^\circ$

Se obtuvieron 25 dB de adaptación en toda la banda y un error de fase de $\pm 0.5^\circ$ sin necesidad de que el acoplador presentara un segundo cambio en la anchura de la guía, es decir $b_1=b_2$, pero sí en la altura (dimensión a) lo que hace que la estructura en plano E presente simetría magnética en el plano YZ pero no eléctrica ya que la dimensión a de la guía no es constante. Tras el truncamiento de las variables a 2 decimales se simuló la estructura considerando mayor número de modos superiores. Tras comprobar que el comportamiento se mantenía, se introdujo en el simulador CST Microwave Studio para su comparación resultando una respuesta similar. La estructura presentaba las siguientes dimensiones:

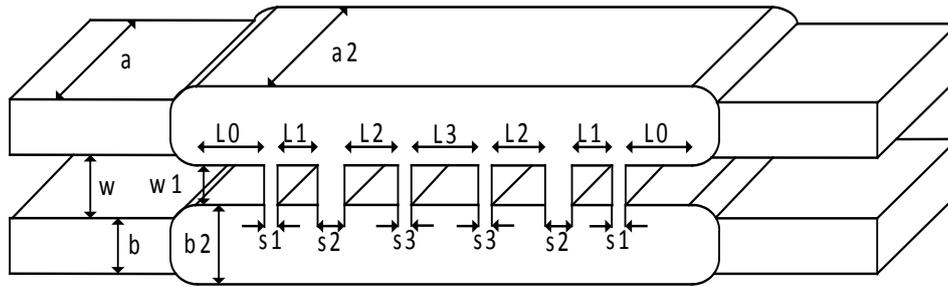


Figura 2.10. Estructura final del acoplador multi-rama.

Dimensión	Valor (mm)
a	5.7
a2	6.72
b	2.85
b2	3.1
L0	3.93
L1	1.83
L2	2.09
L3	2.17
L4	2.15
s	0.66
w	1.44

Tabla 2.2. Dimensiones del acoplador multi-rama optimizado en la banda de 35 a 47 GHz

Aunque este diseño cumplía las especificaciones eléctricas, la mecanización de la pieza era compleja y de elevado coste ya que la dimensión $s = 0.66 \text{ mm}$ obligaba a optar por la electroerosión en el proceso de fabricación. Esto es debido a que la profundidad recomendable que puede alcanzar una “bailarina o fresa” es de aproximadamente tres veces su diámetro. Así, la fresa de 0.6 mm, sería capaz de alcanzar una profundidad de 1.8 mm, insuficiente en este caso. Por ello se optó por fijar la dimensión s a un valor mínimo de 0.8 mm con la posibilidad de que fuera variable a lo largo de la estructura para facilitar la fabricación del acoplador. El nuevo diseño presenta 6 secciones (dos menos que el anterior) con las siguientes dimensiones:

Dimensión	Valor (mm)
a	5.7
a2	7.5
b	2.85
b2	3.14
L0	3.4
L1	1.52
L2	1.66
L3	1.84
s1	0.8
s2	1.14
s3	1
w	1.57
w1	1.28

Tabla 2.3 Dimensiones finales del acoplador

Se muestran a continuación los resultados obtenidos en μ Wave Wizard y en CST Microwave Studio del diseño final del híbrido.

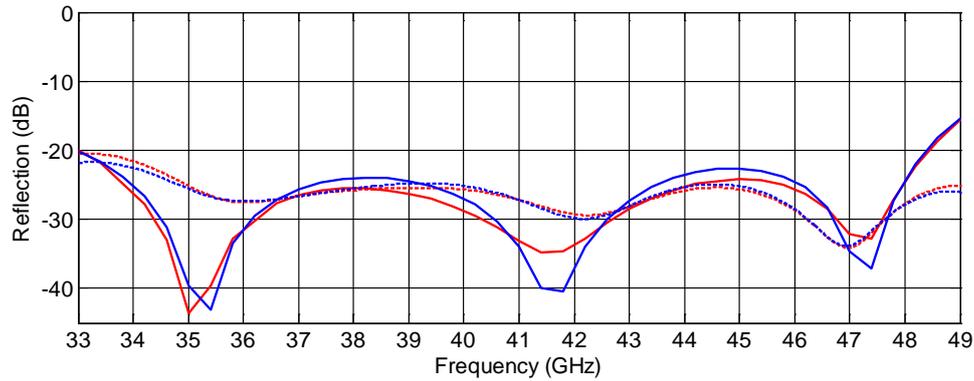


Figura 2.11. Adaptación (rojo) y aislamiento (azul) del acoplador en μ Wave Wizard (línea continua) y CST Microwave Studio (línea discontinua)

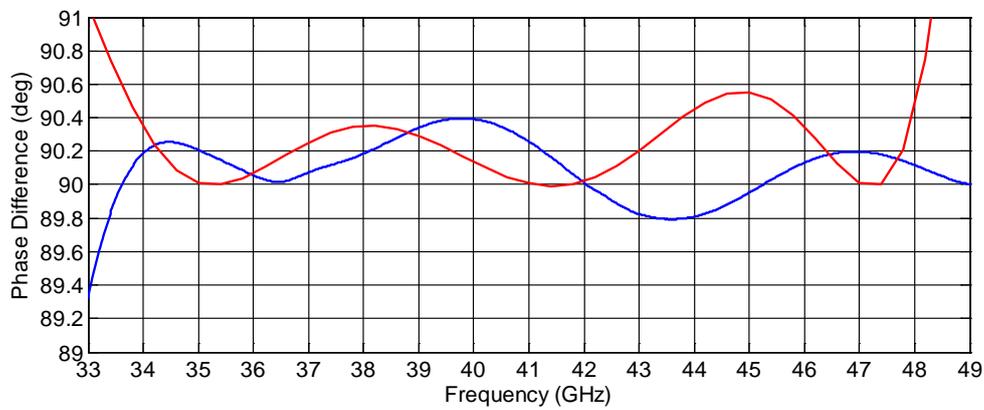


Figura 2.12. Diferencia de fase: μ Wave Wizard (rojo), CST Microwave Studio (azul)

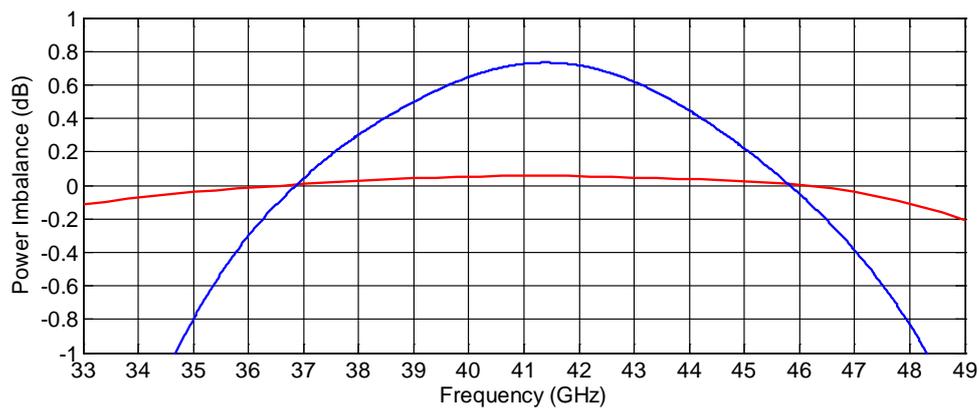


Figura 2.13. Desequilibrio de potencia: μ Wave Wizard (rojo), CST Microwave Studio (azul)

2.5 Diseño de una Carga Absorbente

En el puerto aislado de un acoplador es necesario colocar una carga adaptada que absorba la energía que le pueda llegar. Por esto, y dado el nivel de integración que se requiere para el módulo, se ha decidido diseñar una carga absorbente que se insertará en la rama aislada.

2.5.1. Concepto de carga adaptada en guía de onda

Una carga adaptada o terminación en guía de onda es un circuito pasivo de microondas de una puerta realizado con este medio de transmisión. Este dispositivo absorbe la energía RF sin provocar reflexiones y es equivalente a terminar la línea con su impedancia característica.

Podemos recurrir a estas cargas ya fabricadas seleccionándolas adecuadamente según las necesidades, los costes, la relación de onda estacionaria, la capacidad de disipar potencia o el ancho de banda de trabajo.

Dependiendo de la forma que tenga el material resistivo y la superficie de contacto que tenga con las paredes de la guía de onda nuestra carga tendrá distintas características. Cuanta mayor superficie de contacto tengamos podremos disipar mayor potencia.

2.5.2. Principales tipos de cargas adaptadas en guía de onda

I. Cargas de variación suave del material (“tapered loads”)

Las cargas adaptadas más comunes con variación suave del material suelen ser una sección de guía terminada en cortocircuito en la que se ha insertado un material resistivo (con pérdidas) que suele tener distintas variaciones pero todas ellas suaves [2.9]. Al ser de un material con pérdidas, se consigue que la energía incidente se vaya atenuando gradualmente hasta anularse, siendo así absorbida la potencia y evitando reflexiones.

Las que utilizan material con pérdidas en forma cónica (Figura 2.14.a) se usan en banda ancha, en aplicaciones de baja y media potencia. La Razón de Onda Estacionaria es bastante pequeña (<1.04) si la longitud l_1 es varias veces mayor que la longitud de onda de la guía.

La terminación de la Figura 2.14.b se usa en aplicaciones de alta potencia ya que al hacer que el material con pérdidas tenga mayor superficie de contacto con las paredes de la guía obtenemos la máxima disipación.

Las del tipo de la Figura 2.14.c son un compromiso entre ambas siendo, además, mucho más fácil su fabricación.

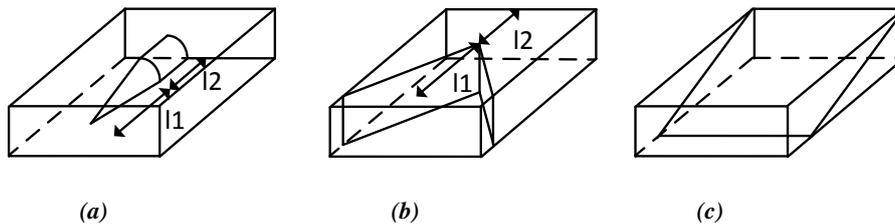


Figura 2.14. Cargas adaptadas para guía de onda de variación suave del material

II. Cargas de variación abrupta del material (“step loads”)

Se usan en aplicaciones donde no hay espacio suficiente para colocar el material con pérdidas de forma cónica. Su tamaño es del orden de media longitud de onda. Un inconveniente que presentan es el menor ancho de banda relativo, sobre el 10% (comparado con el 40% de las cargas de variación de material suave) [2.9]. Podremos obtener cargas con mayor ancho de banda colocando varias secciones de longitud $\lambda/4$.

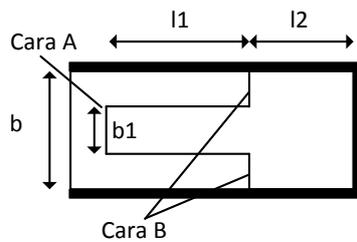


Figura 2.15. Carga de variación abrupta del material

2.5.3. Diseño de una Carga en guía para el Acoplador

El diseño de la carga se realizó con el simulador CST Microwave Studio utilizando el material absorbente *ECCOSORB MF124*³ disponible en la librería del simulador y del que se conoce su Hoja de Datos⁴ proporcionada por el fabricante (Ver Anexo I). Se trata de una carga de variación suave diseñada en forma de cuña para facilitar el proceso de fabricación que fue llevado a cabo por la empresa TTI Norte (Santander, España). Se optimizó para intentar conseguir unos 30 dB de adaptación. La figura 2.16 muestra las dimensiones finales de la carga y la Figura 2.17 muestra la adaptación obtenida tras la optimización.

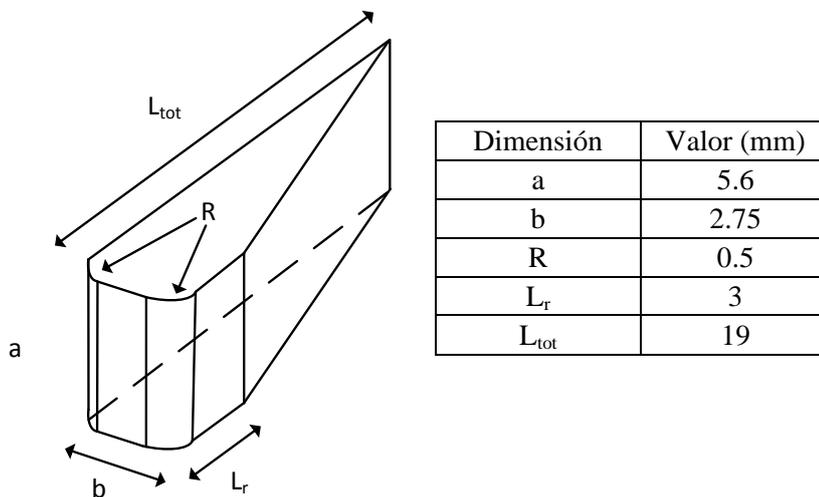


Figura 2.16. Dimensiones carga absorbente MF124 de Eccosorb.

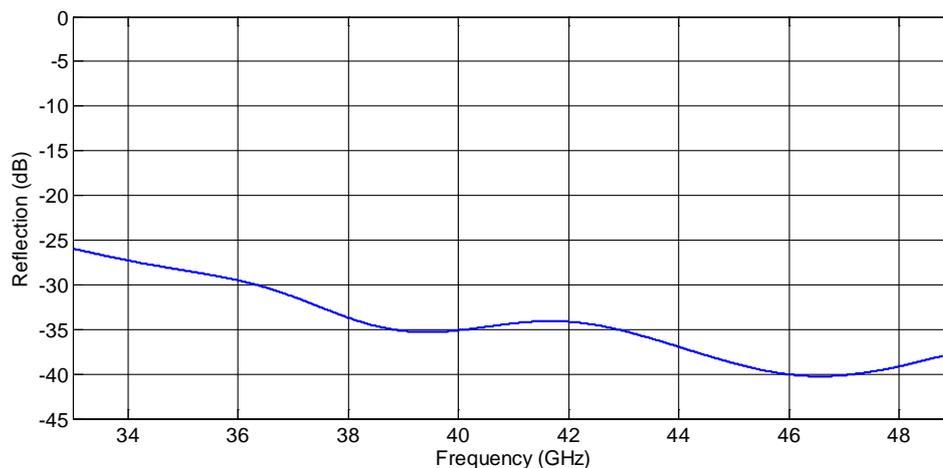


Figura 2.17. Adaptación carga en guía absorbente MF124 de Eccosorb.

³ Emerson & Cumming Microwave Products: <http://www.eccosorb.com>

⁴ Eccosorb® MF: <http://www.eccosorb.com/Collateral/Documents/English-US/MF.pdf>

2.6. Caracterización Experimental del Acoplador

Para la caracterización del módulo de detección es necesario incluir en la entrada un acoplador como el diseñado para que, introduciendo una determinada señal por el puerto de entrada obtengamos en los puertos directo y acoplado la señal y la señal desfasada 90°. Esto dio lugar a la fabricación de una unidad que nos permitió caracterizar experimentalmente el híbrido 90°, 3 dB de forma independiente. Fue fabricado en aluminio 6082 por la Empresa UTILMEC (Santander). A excepción de la rama aislada (terminada en carga) en el resto de puertos las señales serán introducidas y extraídas a través de guías de onda WR22 por lo que la caja se diseñó con las dimensiones adecuadas a esas bridas (la información se muestra en Hoja Técnica del Anexo II). La Figura 2.18 muestra el módulo fabricado en aluminio con la carga absorbente montada en el chasis. Como se puede observar la estructura presenta accesos acodados cuyo diseño será explicado en detalle en el Capítulo 4 dedicado al módulo de detección. Los planos del acoplador se encuentran en el Anexo III. Debido a que no es necesario que haya muy buen contacto eléctrico entre la rama aislada y la carga ésta se montó en el dispositivo empleando dos pequeñas gotas de pegamento evitando el desplazamiento de la misma que pudiera dar lugar a un mal comportamiento eléctrico del híbrido.

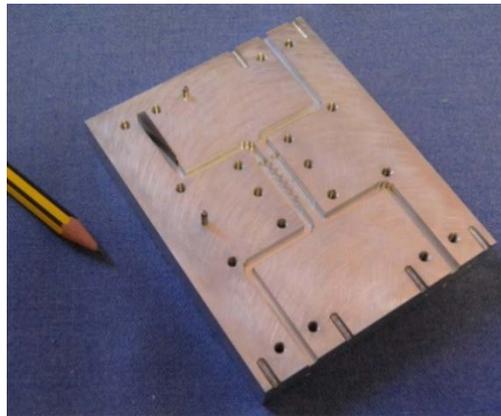


Figura 2.18. Módulo acoplador en aluminio 6082 con la carga en guía de onda

2.6.1. Set-ups de medida

La siguiente figura muestra los tres set-ups de medida utilizados para la caracterización del acoplador 90°, 3 dB. Las dos primeras se emplearon para obtener la adaptación, el desfase entre las ramas directa y acoplada y el desequilibrio de potencias:

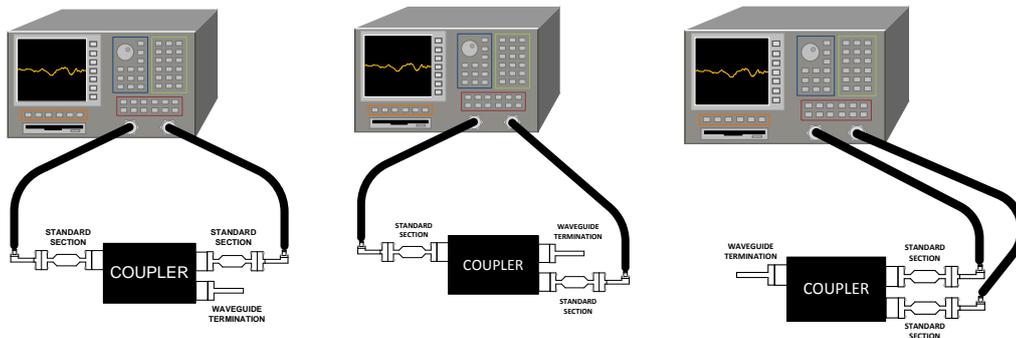


Figura 2.19. Set-ups de medida del acoplador

La caracterización del híbrido a través de la medida de sus parámetros de Scattering se realizó mediante la utilización del Analizador de Redes Vectorial E8364A de Agilent Technologies que posee un rango de medida de 45 MHz a 50 GHz. La conexión del acoplador al analizador se realizó utilizando secciones estándar de guía rectangular y adaptadores (transiciones) de guía de onda a coaxial.

En primer lugar se realizó la calibración de tipo TRL (THRU-REFLECT-LINE) para descontar el efecto de los cables y situar el plano de calibración en los puertos del acoplador. Se realizaron en total tres medidas para caracterizar completamente el acoplador en la banda de 33 GHz a 50 GHz. Debido a que las medidas del aislamiento se realizaron tomando como entrada el puerto 2 y como salida el puerto 3, hubo que realizar una segunda calibración como consecuencia del movimiento de los cables. La siguiente tabla muestra la situación de los puertos del acoplador para cada una de las medidas realizadas.

PUERTO 1	PUERTO 2	PUERTO 3
Entrada	Salida	Terminación en guía
Entrada	Terminación en guía	Salida
Terminación en guía	Entrada	Salida

Tabla 2.4. Situación de los puertos en las tres medidas de caracterización del híbrido

2.6.2. Parámetros de Scattering

Las siguientes figuras muestran los resultados obtenidos en la caracterización experimental del híbrido comparándolos con los obtenidos en simulación. Con el fin de evitar la presencia de varios resultados en una misma gráfica que puedan dar lugar a confusión, la comparativa se ha realizado únicamente con los resultados de simulación obtenidos con CST Microwave Studio.

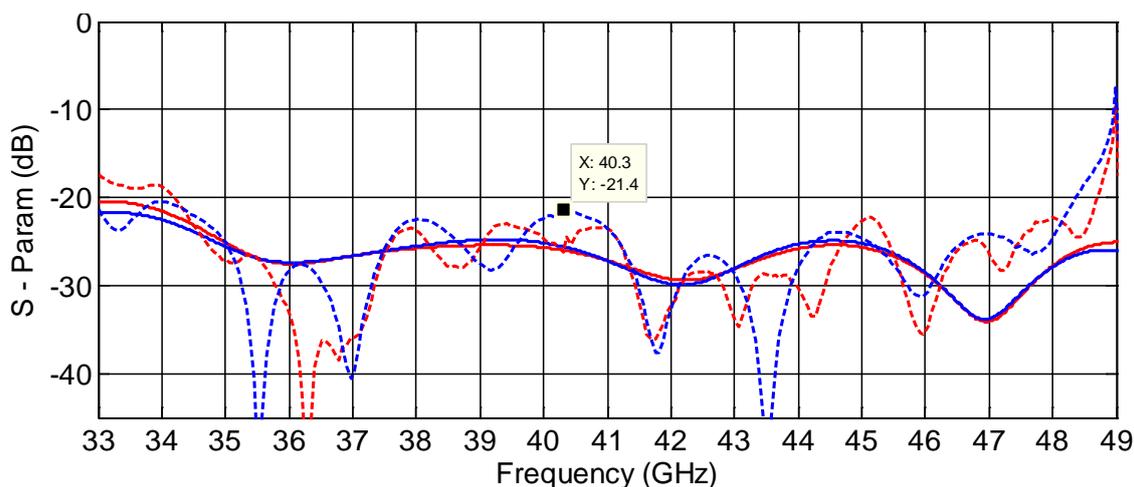


Figura 2.20. Adaptación (rojo) y aislamiento (azul) del acoplador: simulación en CST Microwave Studio (línea continua), medida (línea discontinua).

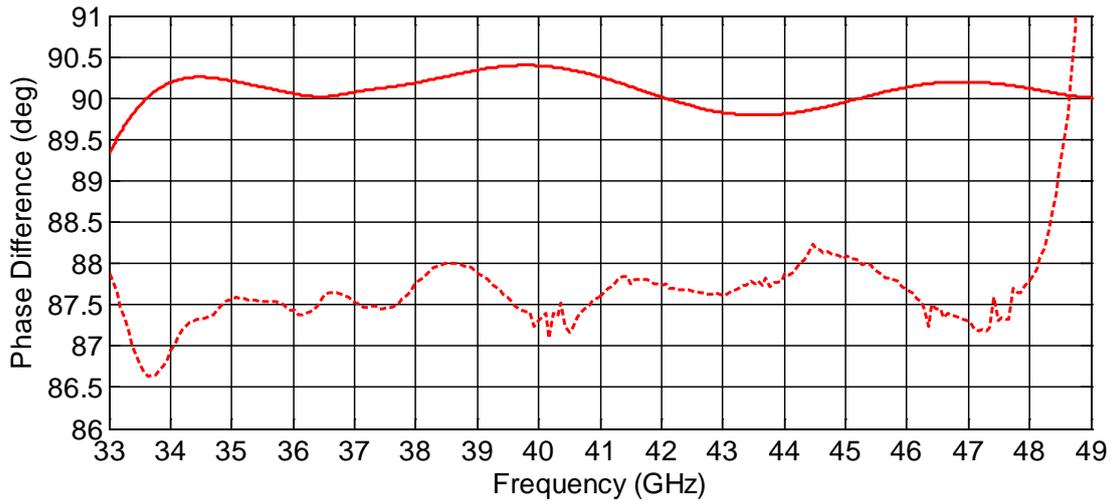


Figura 2.21 Diferencia de fase: simulación en CST Microwave Studio (línea continua), medida (línea discontinua)

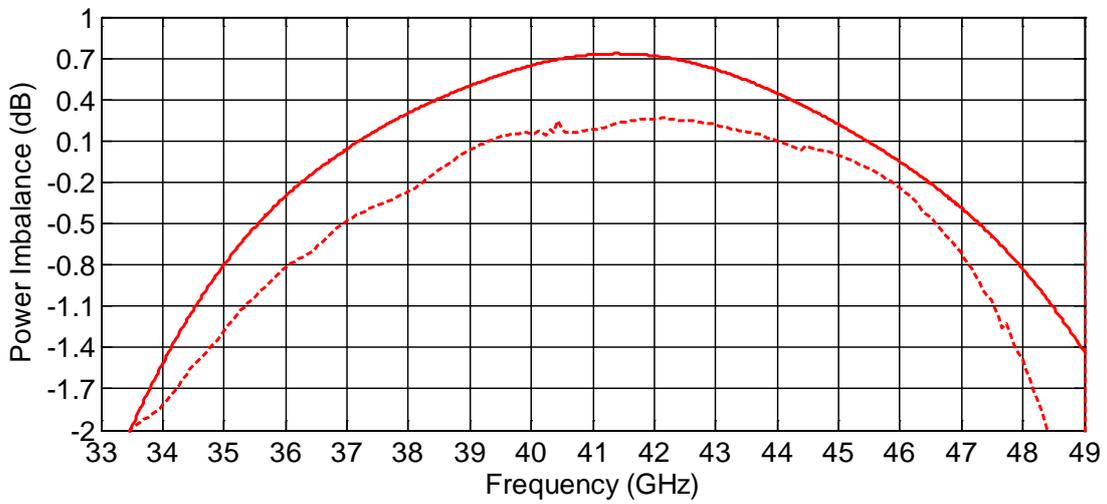


Figura 2.22. Desequilibrio de amplitud: simulación en CST Microwave Studio (línea continua), medida (línea discontinua)

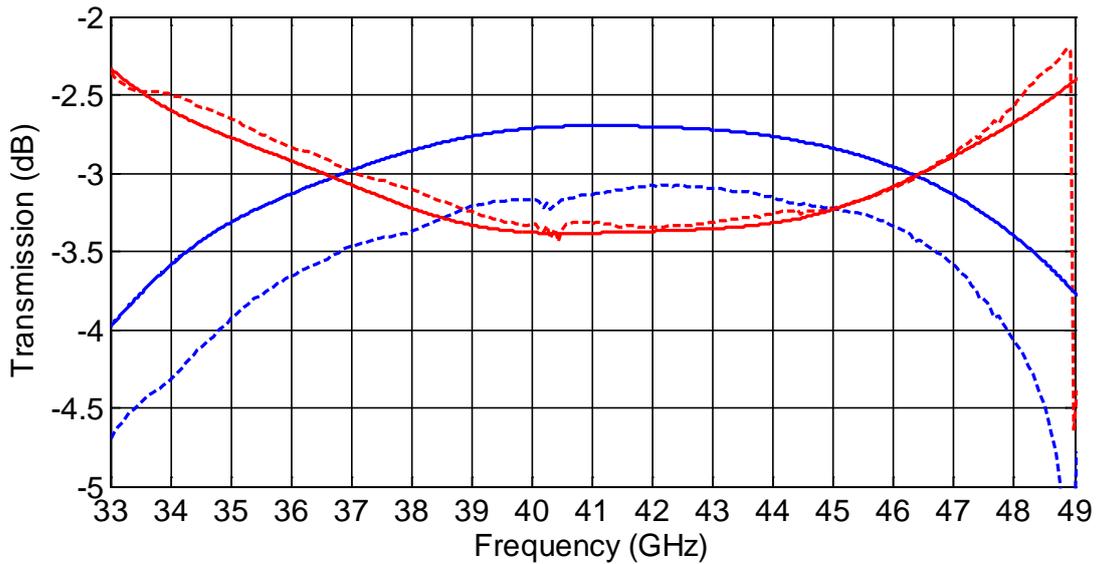


Figura 2.23. Transmisión (S21 en rojo), acoplamiento (S31 en azul): simulación en CST Microwave Studio (línea continua), medida (línea discontinua)

Tomando los parámetros S obtenidos experimentalmente a la frecuencia central de 41 GHz construimos la matriz característica del acoplador, resultando:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0.039 \angle 130^\circ & 0.69 \angle 18^\circ & 0.68 \angle -69^\circ \\ 0.69 \angle 18^\circ & 0.017 \angle 122^\circ & 0.028 \angle 165^\circ \\ 0.68 \angle -69^\circ & 0.028 \angle -164^\circ & 0.039 \angle 169^\circ \end{bmatrix}$$

Tomando como fase de referencia 18° (en la rama directa) se comprueba que el desfase con respecto a la rama acoplada es de 87° aproximadamente por lo que comparando con la matriz obtenida en la expresión (M1) podemos comprobar que el comportamiento del acoplador es el adecuado.

2.7. Conclusiones

Se ha diseñado un acoplador 3 dB, 90° en tecnología guiada basado en una estructura encontrada en la literatura que opera a muy alta frecuencia (200 GHz). El diseño en μ Wave Wizard y su posterior comparación en el simulador electromagnético CST Microwave Studio demuestran que el diseño cumple las especificaciones impuestas inicialmente.

Tras la implementación del híbrido y su caracterización, se puede concluir que el comportamiento eléctrico del mismo está muy cercano a los resultados obtenidos en simulación, obteniendo adaptaciones y aislamientos mejores de 20 dB. El desequilibrio de potencias es también muy parecido a los resultados obtenidos en simulación.

La mayor discrepancia entre las simulaciones y las medidas la encontramos en el reparto de potencias y en la diferencia de fase. En la Figura 2.23 podemos ver que la potencia recibida en la rama directa (S21) está en torno a los 3 dB \pm 0.25 dB, muy parecido al comportamiento obtenido en simulación, sin embargo el acoplamiento (S31) difiere bastante con respecto a la simulación. En cuanto a la diferencia de fase (Figura 2.21) se puede observar un desplazamiento de 2.5° entre las ramas directa y acoplada con respecto a los resultados obtenidos en CST Microwave Studio. En ambos casos las diferencias son debidas a la influencia de varios factores, siendo el más significativo la mecanización del dispositivo.

La empresa encargada de la fabricación del módulo garantiza tolerancias de \pm 50 μ m. Sabiendo que la longitud de onda, que se corresponde con 360°, viene definida por la siguiente expresión:

$$\lambda = \frac{c}{f}, \text{ con } c = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s y } f = 41 \text{ GHz} \rightarrow \lambda = 7.31 \text{ mm}$$

Con una sencilla regla de tres obtenemos la variación en las dimensiones que genera ese error en la fase de 2.5°:

$$\left. \begin{array}{l} 360^\circ \rightarrow 7.31 \text{ mm} \\ 2.5^\circ \rightarrow x \end{array} \right\} \rightarrow x = 50.76 \mu\text{m}$$

Por lo tanto el hecho de que haya un error de mecanizado de 50 μm provoca una desviación en la fase de 2.5 ° y este error entra dentro de las tolerancias de fabricación que la empresa es capaz de garantizar.

Sin embargo, el mecanizado no es el único factor a tener en cuenta a la hora de justificar la discrepancia entre las simulaciones y las medidas. Las simulaciones, tanto en CST Microwave Studio como en $\mu\text{Wave Wizard}$, se han realizado colocando una carga ideal en el puerto desacoplado pero en la caracterización experimental la carga utilizada no lo es. Si bien es cierto que se diseñó una carga en material absorbente que proporcionaba 30 dB de adaptación en simulación, tanto el mecanizado de la misma como su colocación en el acoplador influyen en el comportamiento de la misma. La carga fue diseñada con las esquinas redondeadas (ver Figura 2.16) para proporcionar un mayor ajuste en el puerto ya que el acabado de éste también es redondeado debido a la fresa utilizada en el proceso de fabricación. Sin embargo el proceso de mecanizado disponible no era capaz de proporcionar este tipo de acabado por lo que las aristas acaban en ángulo recto. Además existe una tolerancia de fabricación y su colocación en el módulo mediante el uso de pegamento hace que exista una pequeña separación entre la pared y la carga.

Pese a la desviación en la diferencia de fase que proporciona podemos concluir que el acoplador diseñado muestra una respuesta eléctrica satisfactoria y adecuada para su empleo en la estructura del módulo de correlación y detección.

Capítulo III

Desfasador 90°

En este capítulo se presenta el diseño de un desfasador 90° en guía de onda como parte integrante del módulo de detección a 41 GHz.

Se mostrará una breve descripción teórica del circuito desfasador incluyendo su matriz de parámetros S genérica seguida de una exposición de los distintos desfasadores en guía de onda encontrados en la literatura, resaltando las características más relevantes de los mismos.

A continuación se expondrán los pasos seguidos en el diseño y optimización del desfasador mostrando los resultados de las simulaciones llevadas a cabo en el simulador μ Wave Wizard Mician y su posterior comprobación y comparación en el simulador CST Microwave Studio.

En esta ocasión, al contrario que en el caso del acoplador, no se construirá un desfasador como circuito independiente por lo que no se presentan resultados experimentales del mismo. Finalizaremos el capítulo con las conclusiones extraídas del mismo.

3.1. Especificaciones de Diseño

El propósito de este capítulo es diseñar un desfasador de 90° usando la tecnología guiada alrededor de la frecuencia central de 41 GHz. Las especificaciones eléctricas de diseño que ha de cumplir el desfasador son las siguientes:

- Banda de frecuencias: 35-47 GHz
- Adaptación de entrada: ≥ 30 dB
- Fase: $90^\circ \pm 2^\circ$
- Guía de referencia: WR22

Han de cumplirse además ciertos requerimientos mecánicos de diseño que serán discutidos más adelante en este capítulo cuando se presente el diseño final del desfasador, por lo que se omiten aquí las especificaciones mecánicas.

3.2. Análisis Teórico

3.2.1. Desfasadores

Un desfasador es un dispositivo que proporciona un desfase, constante o variable, a lo largo de un ancho de banda determinado en una señal de microondas sin alterar el trayecto físico que recorre la misma. El desfasador ideal proporciona bajas pérdidas de inserción y ha de ser capaz de transmitir una onda sin cambiar su amplitud y modificando su fase. La versión más sencilla de desfasador puede construirse simplemente mediante un tramo de línea de transmisión. Para lograr un desfasador variable se modifica la longitud de la línea o la constante de propagación (β) en la misma.

Los desfasadores tienen múltiples aplicaciones, desde constituir un elemento adicional en un sistema de medida hasta ser el componente fundamental en una agrupación de antenas [3.1].

Estos circuitos pueden caracterizarse en términos de dos parámetros distintos: el *desfase de inserción* y el *desfase diferencial*. El primero de ellos es simplemente el desfase existente entre la señal de entrada y la de salida. El *desfase diferencial* se aplica a componentes variables y consiste en la fase de la señal de salida respecto a un valor de referencia cuando el componente está ajustado a un determinado valor como puede ser, por ejemplo, el mínimo desfase que puede producir.

Los desfasadores basados en híbridos están diseñados a partir de acopladores direccionales híbridos, que idealmente realizan un reparto equitativo de la potencia entre la rama directa y la acoplada introduciendo, por tanto, pérdidas de 3 dB. Como cualquier otro desfasador, recíproco y sin pérdidas estará adaptado cuando la puerta acoplada y la puerta directa estén cargadas con la misma impedancia como se indica en la Figura 3.1

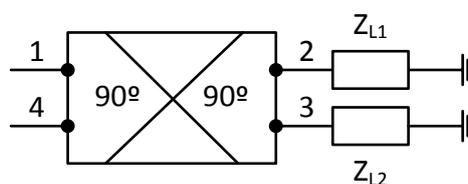


Figura 3.1. Acoplador direccional con impedancias idénticas reactivas

Estas impedancias, además de ser iguales, deben ser reactivas, para que no se introduzcan pérdidas. De esta manera ha de cumplirse la siguiente condición:

$$Z_L = Z_{L1} = Z_{L2} = \pm jX_L \quad (1)$$

El desfase que introduce el circuito depende del valor de la impedancia de carga. Dado que el circuito es recíproco, la matriz S debe ser simétrica y, si está completamente adaptado,

todos los elementos de la diagonal principal son 0. Por lo tanto, un desfasador basado en híbridos en cuadratura presenta la siguiente matriz de parámetros S [3.2]:

$$[S]_{zo} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & j & 0 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 0 & j & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (M1)$$

Un ejemplo práctico muy utilizado es el desfasador Branch Line basado en híbridos en cuadratura y fabricado con líneas microstrip que actúa como desfasador 90°. Este diseño no cumple por sí mismo la condición de adaptación necesaria para funcionar como un desfasador. Para que el circuito sea recíproco, sin pérdidas y completamente adaptado, las admitancias de las líneas deben cumplir:

$$Y_0^2 = Y_1^2 - Y_2^2 \quad (2)$$

De esta manera el circuito queda completamente adaptado presentando la siguiente matriz de Parámetros S:

$$[S]_{zo} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & -j & -1 & 0 \\ -j & 0 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 0 & -j \\ 0 & -1 & -j & 0 \end{bmatrix} \quad (M2)$$

El hecho de que llegue más señal a una puerta del Branch Line (Figura 3.2) que a otra es debido únicamente al desfase que se produce entre los dos posibles caminos que puede seguir la señal inyectada por la entrada. Por ello, en la puerta aislada las señales que van por diferentes caminos se cancelarán, no existiendo por tanto señal en ella. Por el contrario, en la puerta directa las dos señales llegarán con distinta fase de tal manera que se sumarán, dando lugar a un máximo de señal.

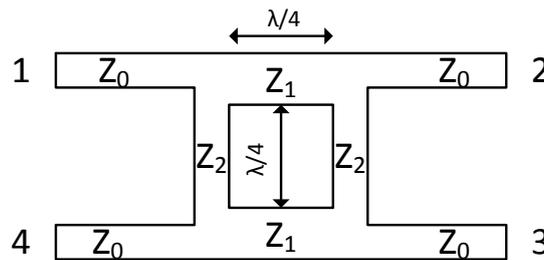


Figura 3.2. Branch Line

3.2.2. Desfasadores en tecnología guiada

En algunos casos se basan en la variación del dieléctrico que rellena la guía o su sección transversal para variar la constante de propagación y, por tanto, el desfase que sufre la señal. También son a menudo diseñados mediante híbridos y cortocircuitos móviles.

Dependiendo de la aplicación a la que vaya destinado el desfasador, podemos encontrarlo dos tipos:

- **Desfasadores fijos:** se implementan mediante el empleo de secciones adicionales de guías de onda de determinada longitud para desplazar la fase con respecto a una longitud de referencia o mediante la disposición de una serie de elementos en el interior de la guía de onda.
- **Desfasadores variables:** existen diversas posibilidades de implementación como el uso de planchas de dieléctrico, ferritas, toroides o combinaciones de ellos.

Se describen a continuación diferentes alternativas encontradas en la literatura para el diseño e implementación de desfasadores en guía de onda.

3.2.2.1. Desfasador en plano E compuesto por tramos de líneas de transmisión cargadas (Waveguide E-Plane Stub-Loaded Phase Shifters)

La principal ventaja de este tipo de desfasadores es el buen comportamiento que presentan en un ancho de banda elevado. La siguiente figura muestra un desfasador compacto en tecnología guiada de banda ancha [3.3] cuyo funcionamiento se basa en la idea de que cuando una onda TE_{10} incide en el puerto 1, excita los modos TE de la sección longitudinal en todos los puntos donde haya discontinuidades.

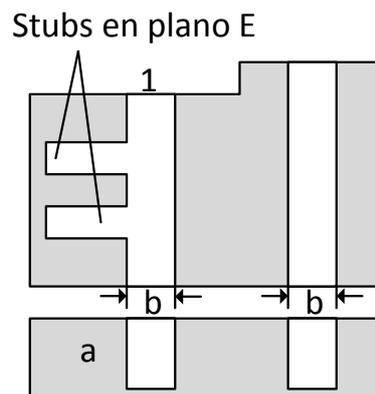


Figura 3.3. Desfasador en guía de onda basado en stubs

Los resultados presentados en [3.3] muestran diferencias notables en el comportamiento del desfasador en función del número de *stubs* utilizados:

- **Desfasador en guía de onda con dos stubs:** tiene unas pérdidas de retorno máximas de 30 dB en un 15 % del ancho de banda y para un desfase ideal de 90° se desvía entre 1° y 2.5°.
- **Desfasador en guía de onda con tres stubs:** tiene unas pérdidas de retorno máximas de 30 dB en un 20% de ancho de banda con un error de fase de $\pm 0.5^\circ$.

Basados en este diseño se han desarrollado desfasadores con buenos comportamientos como los mostrados en [3.4] donde se realiza la ecualización de la fase de un acoplador *Branch Line*, obteniendo 90° de desfase en medio de la banda.

3.2.2.2. Desfasadores en guía de onda compuestos por láminas de dieléctrico (Dielectric-Slab Phase Shifter)

Este tipo de desfasadores está compuesto por una guía de onda cargada de dieléctrico en su interior con múltiples secciones transformadoras en los extremos como se muestra en la siguiente figura.

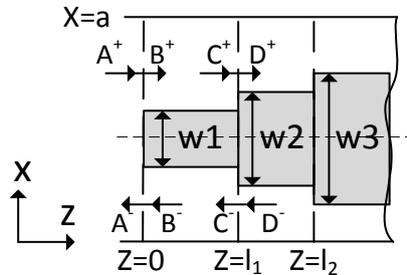


Figura 3.4. Vista superior de la estructura del desfasador compuesto por láminas cargadas.

Este tipo de estructura ha sido ampliamente utilizado [3.5] obteniendo bajos errores de fase y buenas pérdidas de inserción. Así, por ejemplo, en [3.6] se presenta un desfasador basado en 2 láminas dieléctricas (Figura 3.5) con un error de fase de $\pm 4^\circ$ y 30 dB de adaptación en guías de onda WR28 y WR102. Las láminas se posicionan en regiones donde el modo TE_{m0} presenta un valor bajo lo que permite cumplir especificaciones de potencia. Secciones de adaptación en forma de *taper* son utilizadas para proporcionar buena respuesta frecuencial así como facilidad en la fabricación del dispositivo.

Con la inclusión del análisis de los modos de acoplamiento de orden superior durante el proceso de diseño se puede conseguir una baja Razón de Onda Estacionaria en función del desplazamiento de las láminas.

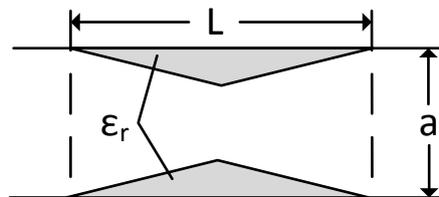


Figura 3.5. Desfasador basado en 2 láminas dieléctricas.

3.2.2.3. Desfasadores no recíprocos basados en ferritas

El diseño de desfasadores empleando ferritas es llevado a cabo basándose en el desfasador de láminas dieléctricas. Sin embargo, la diferencia de fase en este caso es generalmente definida como una diferencia de fase no recíproca: $\Delta\Phi = \Phi_{21} - \Phi_{12}$. La necesidad de polarizar la ferrita fuerza en muchos diseños la utilización de imanes que dan lugar a dispositivos voluminosos y pesados. Su implementación se hace complicada debido a la dependencia material de la ferrita con la frecuencia, la polarización magnética externa, la temperatura, etc.

En [3.7] y en [3.8] se presenta un desfasador a 36 GHz basado en ferritas LTCC¹. Se ha demostrado que una simple modificación del clásico diseño de desfasadores de doble lámina de ferrita puede incrementar drásticamente el desfase cuando se rellena la guía con dieléctrico aunque el máximo desfase se consigue cuando la guía está rellena completamente de ferrita.

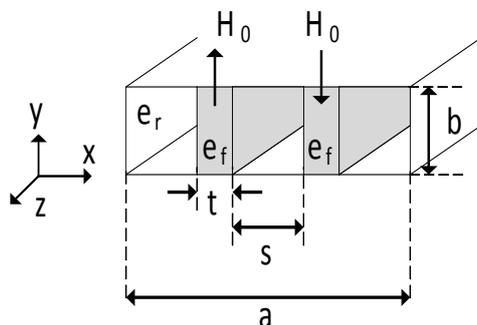


Figura 3.6. Desfasador basado en doble lámina de ferrita [3.9]

3.2.2.4. Latching (Toroidal) Phase Shifter

Probablemente es el mejor candidato para la implementación de desfasadores variables pero su diseño es difícil debido a la complejidad envuelta en la Teoría de Campos en la que se basan los modelos. La parte más compleja del análisis teórico es incluir el hilo por el que circula la corriente externa y su influencia con la estructura toroidal en el coeficiente de reflexión aunque diversos autores han realizado estudios que permiten incluir el efecto del hilo en el diseño así como analizar la teoría de las perturbaciones [3.9] y [3.10].

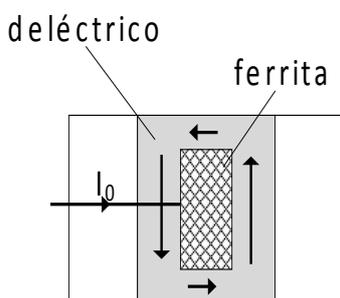


Figura 3.7. Desfasador con ferrita toroidal.

La estructura presentada en [3.11] está basada en 2 toroides de ferrita introducidos dentro de una guía de onda con “crestas” o “aletas” separadas por un material de elevada constante dieléctrica y dos canales con dos toroides. Con esta estructura se consigue obtener un ancho de banda mayor que con las estructuras convencionales sin que haya una variación significativa en la fase.

3.2.2.5. Desfasadores con guías corrugadas

Diseños basados en configuraciones periódicamente cargadas con susceptancias en paralelo en forma de iris o discos mejoran sustancialmente el comportamiento de los desfasadores. Cuando la configuración consiste en guías de onda corrugadas se introduce una

¹LTCC: Low Temperature Co-fired Ceramic. Es una tecnología de fabricación de componentes impresos como condensadores, inductancias, resistencias y circuitos híbridos basados en múltiples capas de cerámica calentadas conjuntamente a unos 850 °C. Las capas se procesan en serie, cada nueva capa está fabricando en la parte superior de las capas anteriores.

elevada diferencia de fase. Esto es debido al hecho de que estas estructuras incrementan las constantes de propagación y, en consecuencia, incrementan la diferencia de fase. Se ha demostrado que las guías de onda corrugadas exhiben menos atenuación que las guías convencionales ya que la energía es confinada en la parte central de la guía [3.12].

En [3.13] se presenta un desfasador con corrugaciones transversales en las cuatro paredes de la guía de onda que proporciona 25 dB de adaptación y un error de fase de $\pm 3.3^\circ$ en la Banda K. El desfasador resultante es simple y fácil de fabricar pero hay que tener especial cuidado en las uniones de las cuatro paredes tras la fabricación ya que depende de ellas que el dispositivo presente buenas pérdidas de retorno y, por consiguiente, que el desfasador presente buenas prestaciones.

3.2.2.6. Desfasador Ridge

En muchas aplicaciones, es deseable alcanzar un desplazamiento de fase entre dos líneas que tienen la misma longitud. Por eso, se deben usar líneas con diversos retrasos. Una posible solución a este problema es cambiar el constante de propagación de la línea, cargándola con elementos localizados o distribuidos.

En [3.14] se presenta el diseño de dos desfasadores, 90° y 180° respectivamente, mediante el empleo de steps en tecnología de guía de onda rectangulares milimétricas con alta precisión y bajo costo. La estructura del desfasador se muestra en la Figura 3.8.

Si β_1 es la constante de propagación de la línea vacía (de referencia) y β_2 es la constante de propagación de línea cargada, el desplazamiento de fase diferencial alcanzado vendrá determinado por:

$$\Delta\varphi = (\beta_1 - \beta_2) \cdot L \tag{3}$$

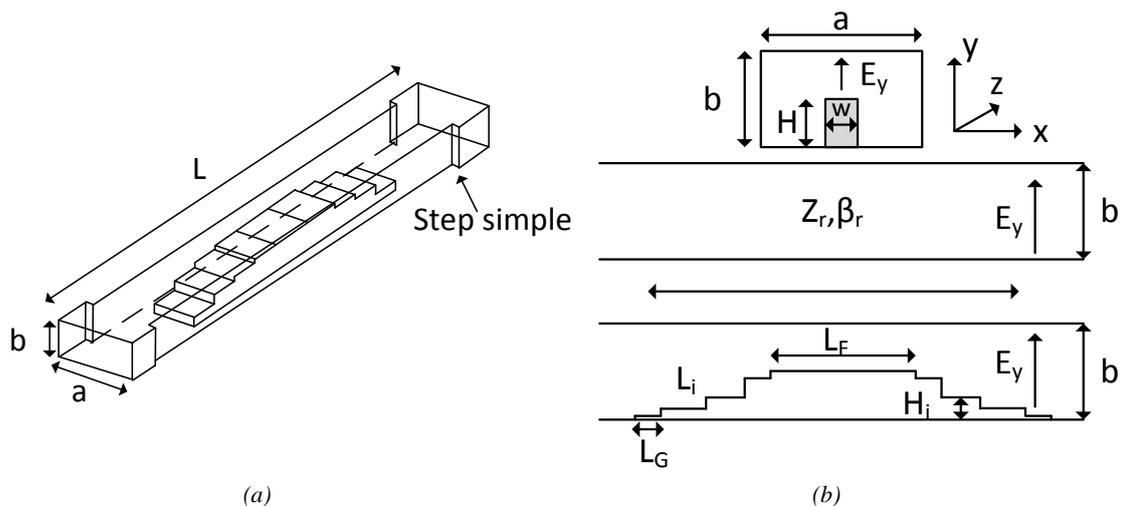


Figura 3.8. Desfasador tipo Ridge de simple sección: (a) vista 3D, (b) sección y vista longitudinal del desfasador y de la guía de referencia

En [3.15] se presenta el diseño de un desfasador 90° en Banda Q basándose en la estructura descrita en la referencia anterior. Sin embargo, debido a que las dimensiones de la

sección escalonada en esta banda de frecuencias eran demasiado pequeñas y hacían crítico el proceso de mecanizado, se planteó el diseño con una sección ridge continua de tipo senoidal como la mostrada en la Figura 3.9.

La respuesta del desfasador muestra un ancho de banda relativo del 50% (30 – 50 GHz) con una respuesta media en fase de $88^\circ \pm 3^\circ$, un desequilibrio medio en amplitud $\leq 0,1$ dB y unas pérdidas de retorno mejores de -20 dB en toda la banda.

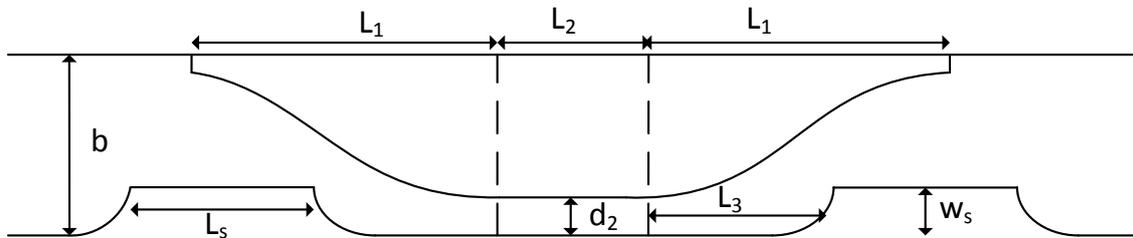


Figura 3.9. Desfasador realizado mediante una sección ridge continua de tipo senoidal y corrugaciones.

Otra implementación de este tipo de desfasadores se encuentra descrito en [3.16]. Como se puede ver en la Figura 3.10, está compuesto por una guía de onda rectangular en la que la cara superior presenta una estructura diferente a la de la cara inferior. La estructura de la cara superior está compuesta por “postes” que se dirigen hacia el interior de la guía mientras que la cara inferior presenta una forma escalonada, de tal manera que ambas estructuras están opuestas diametralmente. Este tipo de diseño permite trabajar con anchos de banda amplios y con pérdidas de retorno y errores de fase extremadamente bajos.

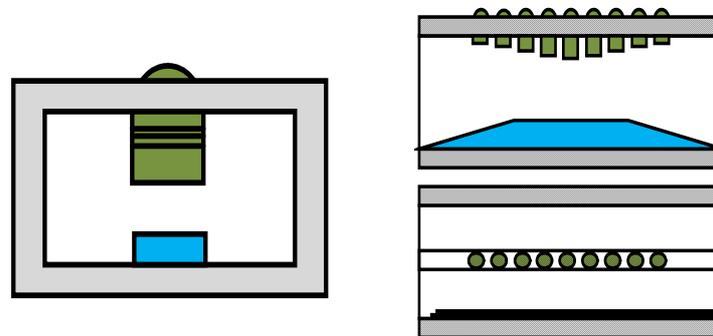


Figura 3.10. Desfasador tipo Ridge en guía de onda de doble sección

3.3. Selección del Tipo de Desfasador

Tras la revisión y el análisis de las diferentes alternativas de diseño desarrolladas por diversos autores, se procedió a la elección del tipo de desfasador a implementar en tecnología guiada.

A la hora de diseñar la estructura de un desfasador se pueden utilizar cualquiera de las distintas alternativas descritas en el apartado anterior o bien realizar un diseño basado en la combinación de distintos elementos. De cualquier modo se han de tener en cuenta los requisitos de diseño como ancho de banda y bajas pérdidas pero también otras características no eléctricas como bajo coste o dimensiones reducidas que no limiten excesivamente el proceso de fabricación.

El desfasador basado en láminas cargadas de dieléctrico y múltiples correspondencias de impedancias no excede el 15 % del ancho de banda, mientras que los no recíprocos compuestos por ferritas consiguen generalmente sus objetivos de diseño pero a costa de incrementar sus pérdidas y limitar el ancho de banda de las aplicaciones en las que puede ser utilizado.

El desfasador compuesto por tramos de líneas cargadas proporciona buenas prestaciones en lo referente a la diferencia de fase en alrededor del 17 % del ancho de banda, mientras que los basados en guías de onda cargadas y/o escalonadas lo consiguen en torno al 20 % del ancho de banda. Su diseño a base de numerosas líneas hace que, en ocasiones, sea demasiado voluminoso con excesivas pérdidas y crítico en cuanto a las tolerancias mecánicas.

Todos ellos presentan ventajas y desventajas dependiendo de lo que se esté buscando en cada aplicación. Por ello, la elección del tipo de desfasador se realizó en base a varios criterios. Por un lado partimos de unas especificaciones eléctricas de diseño que han de ser cumplidas pero, además, al igual que en el diseño del acoplador, hay que cumplir unas especificaciones de mecanizado con el fin de abaratar costes y hacer lo más sencillo posible el proceso de fabricación. Considerando estos dos aspectos y teniendo en cuenta que en el segundo instrumento del proyecto QUIJOTE el desfasador utilizado basado en corrugaciones proporcionó muy buenas prestaciones a 31 GHz, se optó finalmente por partir de este diseño y escalarlo a la banda de interés (35 - 47 GHz).

3.4. Diseño Eléctrico del Desfasador 90°

El desfasador de 90° de banda ancha diseñado en el presente trabajo se basa en corrugaciones y se ha diseñado siguiendo la estructura utilizada en el receptor de polarización a 31 GHz del proyecto QUIJOTE del que se ha hablado en el Capítulo de Introducción. Este diseño inicial presenta un error de fase de $\pm 2.5^\circ$ y una adaptación media en torno a 30 dB.

En primer lugar se procedió a comprobar las características eléctricas del acoplador a 31 GHz implementándolo en el simulador electromagnético CST Microwave Studio. Tras comprobar que se cumplían las características citadas anteriormente, se procedió a realizar un escalado del mismo a la banda de interés (35-47 GHz).

En esta banda de frecuencias se utiliza la guía de onda WR22 (5.7 mm x 2.85 mm). Sabiendo que la frecuencia de corte del modo fundamental no depende de b , sólo de la dimensión a de la guía, obtenemos el factor de escalado por el que se han de multiplicar todas las dimensiones del dispositivo:

$$\begin{array}{l}
 a=7.1 \text{ mm @ } 30 \text{ GHz} \\
 a=5.7 \text{ mm @ } 40 \text{ GHz}
 \end{array}
 \quad \longrightarrow \quad
 \text{Factor de escalado: } \frac{5.7}{7.1} = 0.8028$$

La siguiente figura muestra la estructura del acoplador escalado. Las dimensiones se muestran en la Tabla 3.1.

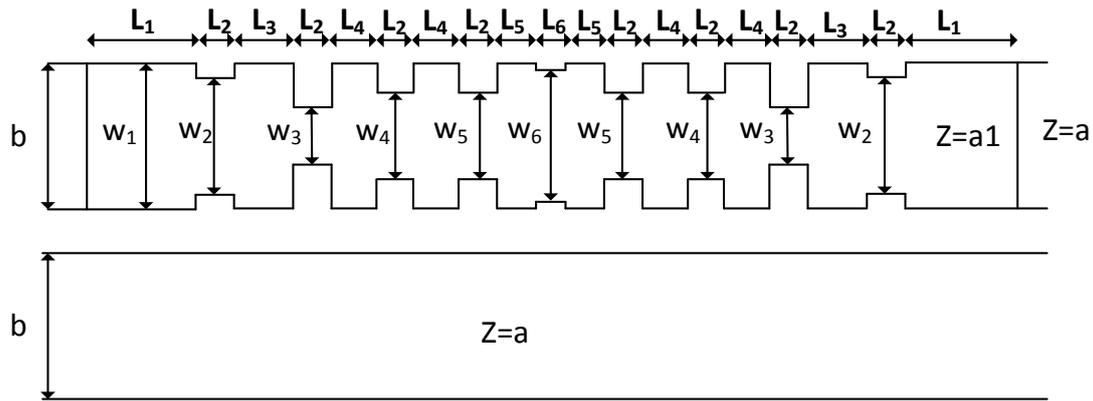


Figura 3.11. Desfasador 90° basado en corrugaciones y su guía de referencia

Dimensión	Valor (mm)
a	5.7
a_1	6.29
b	2.85
W_1	2.85
W_2	2.07
W_3	1.65
W_4	1.75
W_5	1.99
W_6	2.28
L_1	2.64
L_2	0.56
L_3	1.2
L_4	0.96
L_5	0.94
L_6	0.59

Tabla 3.1. Dimensiones del desfasador escalado a la banda de 35 a 47 GHz

Con estas dimensiones iniciales obtuvimos un diseño preliminar que fue introducido en el simulador μ Wave Wizard para su optimización a fin de conseguir los requerimientos de diseño indicados al comienzo del capítulo.

Se trata de una estructura en plano E que presenta simetría magnética en el plano YZ pero no eléctrica puesto que la dimensión a de la guía no es constante como se puede observar en la Figura 3.12. La optimización se realizó en la banda de 34 a 48 GHz fijando los siguientes objetivos:

- Adaptación ≥ 35 dB
- Diferencia de fase = $90^\circ \pm 1^\circ$

Se consiguieron 32 dB de adaptación en toda la banda y un error de fase de $\pm 2^\circ$. La estructura presenta un cambio en la altura de la guía (dimensiones a y a_1). Tras el truncamiento de las variables a dos decimales se simuló la estructura con mayor número de modos superiores.

Tras comprobar que el comportamiento se mantenía se introdujo en el simulador CST Microwave Studio para su comparación resultando una respuesta similar.

Sin embargo había ciertas dimensiones que comprometían el mecanizado de la estructura, por lo que en una segunda fase de diseño se optó por introducir ciertas restricciones a algunas dimensiones para facilitar la fabricación y evitar problemas de fabricación. Finalmente el diseño presenta las siguientes dimensiones:

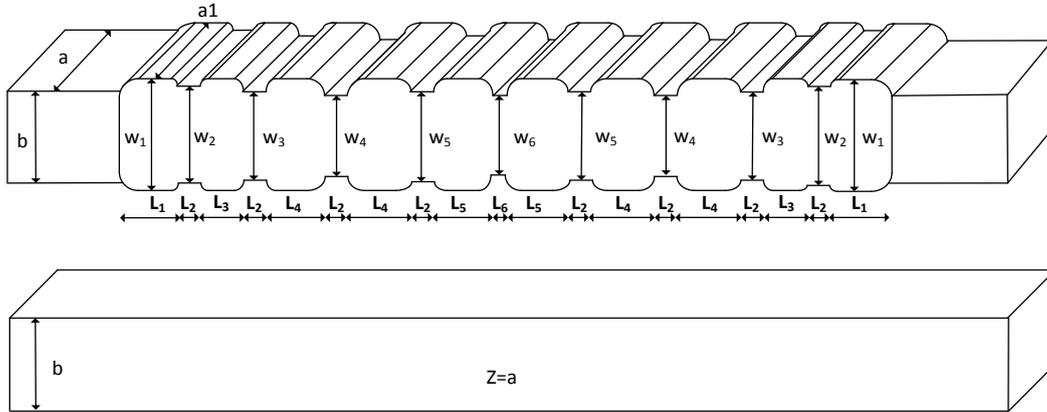


Figura 3.12. Estructura final del desfasador

Dimensión	Valor (mm)
a	5.7
a ₁	6.5
b	2.85
W ₁	2.85
W ₂	2.58
W ₃	1.96
W ₄	1.72
W ₅	1.8
W ₆	1.7
L ₁	0.61
L ₂	0.44
L ₃	0.25
L ₄	0.24
L ₅	0.24
L ₆	0.19

Tabla 3.2. Dimensiones finales del desfasador

Se muestran a continuación los resultados obtenidos en μ Wave Wizard y en CST Microwave Studio del diseño final del desfasador.

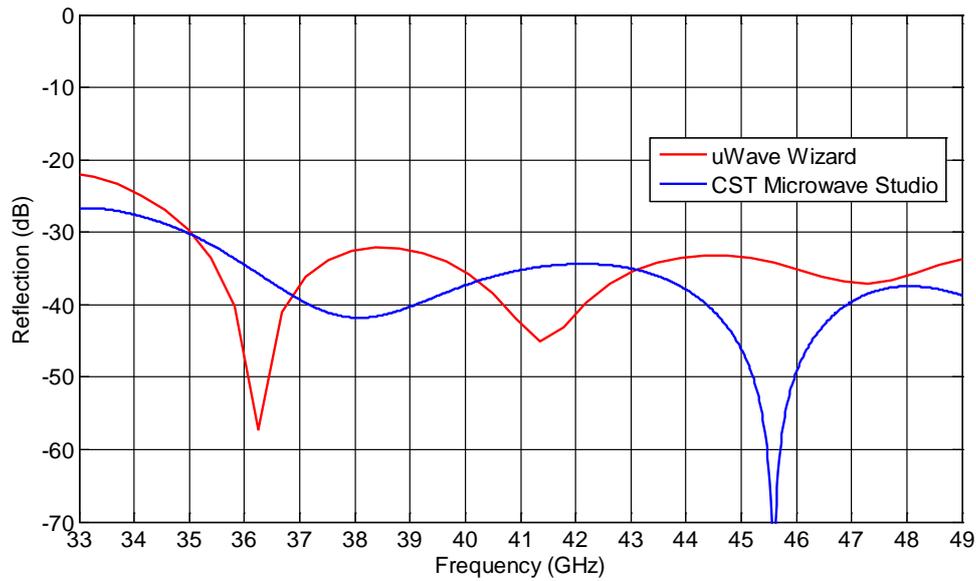


Figura 3.13. Adaptación del desfasador: μ Wave Wizard(rojo), CST Microwave Studio (azul)

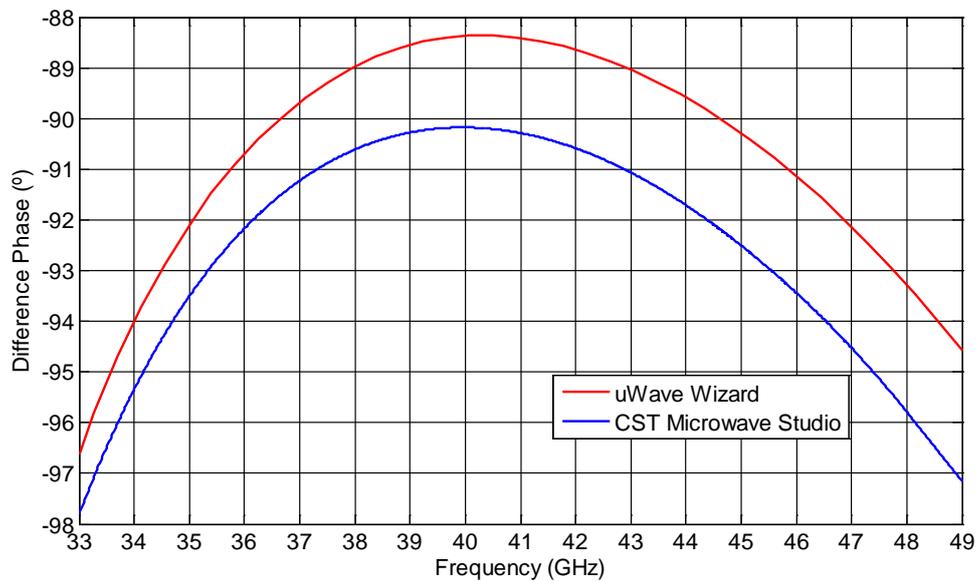


Figura 3.14. Diferencia de fase: μ Wave Wizard(rojo), CST Microwave Studio (azul)

3.5. Conclusiones

Se ha diseñado un desfasador de 90° en guía de onda corrugada escalando un diseño utilizado en la banda Ka. En las simulaciones realizadas en el simulador Mician y comparadas con la herramienta de simulación CST se ha comprobado que se cumplen los requerimientos iniciales de diseño impuestos consiguiendo una adaptación de entrada mejor de 30 dB y un error de fase de $\pm 2^\circ$.

El dispositivo se fabricará en aluminio 6082 integrado dentro del módulo de detección total por lo que no es posible caracterizarle experimentalmente como elemento aislado a diferencia del módulo acoplador.

Capítulo IV

Módulo Detector

En este capítulo se va a abordar la implementación del módulo de detección del receptor a 41 GHz que se encargará de la correlación entre las señales a través de los acopladores híbridos de 90°, de la detección con detectores basados en diodos Schottky y de la amplificación en baja frecuencia con amplificadores operacionales.

En primer lugar, se mostrará el desarrollo teórico del módulo detector presentando su matriz de parámetros S y comparándola con los resultados obtenidos en simulación a través del simulador CST Microwave Studio.

A continuación se realizará una descripción del diseño eléctrico, exponiendo brevemente las principales características de los distintos elementos que se integran en el módulo (detectores, amplificadores de DC, transiciones WR22-microstrip y codos en guía). Hablaremos también del diseño mecánico de la estructura completa mostrando los resultados obtenidos en simulación.

4.1. Desarrollo Teórico

Se muestra a continuación la obtención de la matriz de Parámetros de Scattering del módulo de detección con objeto de demostrar el correcto funcionamiento de la estructura en la obtención de los Parámetros de Stokes.

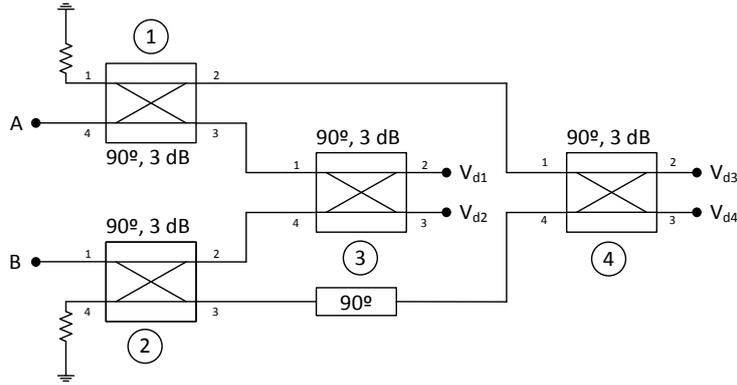


Figura 4.1. Esquema del módulo detección para la banda de 35 a 47 GHz.

Partiendo de la matriz de parámetros S característica de un híbrido 3 dB, 90° obtenida en el Capítulo II, dedicado al módulo acoplador y que se muestra a continuación, obtenemos las cuatro salidas detectadas V_{d1} , V_{d2} , V_{d3} y V_{d4} .

$$[S]_{Z_0} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & j & 0 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 0 & j & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (M1)$$

Así, en el híbrido número 1 tendremos:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & j & 0 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 0 & j & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} \text{ con } a_1 = a_2 = a_3 = 0 \text{ y } a_4 = A \quad (M2)$$

De tal manera que:

$$b_1 = 0 \quad (I.1a)$$

$$b_2 = j \frac{A}{\sqrt{2}} \quad (I.2a)$$

$$b_3 = \frac{A}{\sqrt{2}} \quad (I.3a)$$

$$b_4 = 0 \quad (I.4a)$$

Operando de la misma manera en el híbrido 2 tendremos:

$$b_1 = 0 \quad (II.1a)$$

$$b_2 = \frac{B}{\sqrt{2}} \quad (II.2a)$$

$$b_3 = j \frac{B}{\sqrt{2}} \quad (II.3a)$$

$$b_4 = 0 \quad (II.4a)$$

En el híbrido 3:

$$b_1 = 0 \quad (III.1a)$$

$$b_2 = \frac{1}{2}(A + jB) \quad (III.2a)$$

$$b_3 = \frac{1}{2}(jA + B) \quad (III.3a)$$

$$b_4 = 0 \quad (III.4a)$$

En el híbrido 4:

$$b_1 = 0 \quad (IV.1a)$$

$$b_2 = \frac{j}{2}(A - B) \quad (IV.2a)$$

$$b_3 = -\frac{1}{2}(A + B) \quad (IV.3a)$$

$$b_4 = 0 \quad (IV.4a)$$

Por lo tanto las salidas detectadas por los detectores cuadráticos serán:

$$V_{d1} = \frac{1}{2}(A + jB) \quad (1)$$

$$V_{d2} = \frac{1}{2}(jA + B) = \frac{j}{2}(A - jB) \quad (2)$$

$$V_{d3} = \frac{j}{2}(A - B) \quad (3)$$

$$V_{d4} = -\frac{1}{2}(A + B) \quad (4)$$

La matriz de parámetros S del módulo completo vendrá definida de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \\ b_5 \\ b_6 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & j & j & -1 \\ 0 & 0 & j & 1 & -j & -1 \\ 1 & j & 0 & 0 & 0 & 0 \\ j & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ j & -j & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \bullet \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \\ a_5 \\ a_6 \end{bmatrix} \quad \begin{array}{l} \text{con } a_1 = A, a_2 = B, \\ a_3 = a_4 = a_5 = a_6 = 0 \end{array} \quad (M3)$$

El principio de operación del módulo de correlación y detección se puede entender analizando el esquema simplificado del receptor de la Figura 4.2 en el que no se incluyen los detectores ni los amplificadores de continua.

La medida de la polarización se realiza a través de los cuatro Parámetros de Stokes (I, Q, U y V) relacionados con las amplitudes de las dos componentes ortogonales de campo eléctrico, normales a la dirección de propagación. El parámetro I es una medida de la intensidad total de la onda, es decir, de su potencia. Los parámetros Q y U miden la polarización lineal y el parámetro V la polarización circular.

Los parámetros de Stokes presentan la ventaja de que experimentalmente se pueden obtener mediante suma o diferencia de potencias medibles en un receptor. Una forma posible de obtenerlos, y utilizada en este receptor, es la medida de las combinaciones de señales a la salida de un polarizador de ondas circulares a izquierdas y a derechas.

Los parámetros de Stokes vienen definidos en coordenadas circulares por las siguientes expresiones, siendo los valores promedios temporales ([4.1]):

$$I = |E_l|^2 + |E_r|^2 \tag{5}$$

$$Q = 2\text{Re}(E_l * E_r) \tag{6}$$

$$U = -2\text{Im}(E_l * E_r) \tag{7}$$

$$V = |E_l|^2 - |E_r|^2 \tag{8}$$

con E_l y E_r las componentes del campo eléctrico en coordenadas circulares.

Se sabe que la polarización de la señal del Fondo Cósmico de Microondas es baja y que no tiene componente de polarización circular por lo que $V=0$.

En la Figura 4.2 el bloque de conmutadores de fase (Phase Switches) contiene desfases conmutables de $0^\circ/90^\circ$ y $0^\circ/180^\circ$, de manera que en cada rama se dispone de cuatro posibles estados de fase (0° , 90° , 180° y 270°). Esto supone que existen hasta 16 posibles combinaciones de fase entre las dos ramas. Sin embargo se reducen a las cuatro mostradas en la Tabla 4.1.

Para la demostración del correcto funcionamiento de la estructura del módulo detector y correlador propuesto en este trabajo, la obtención de los parámetros de Stokes se realizará únicamente para el estado $\Phi=0^\circ$, es decir, como si el receptor no tuviera conmutadores de fase. En la Tabla 4.1 se muestran las expresiones de los parámetros de Stokes en función de las tensiones detectadas para el resto de estados.

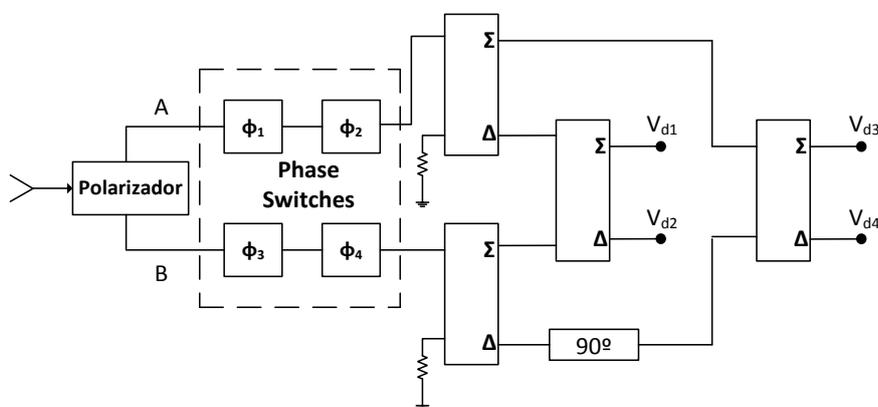


Figura 4.2. Esquema simplificado del receptor (35 – 47 GHz)

Teniendo en cuenta que las entradas al módulo (A y B, proporcionales a las componentes de polarización circular a izquierdas y a derechas) son las salidas del ortomodo, las cuales son las componentes de la radiación incidente en un sistema de polarización circular:

$$A = \frac{1}{\sqrt{2}}(E_x + jE_y) \quad (9)$$

$$B = \frac{1}{\sqrt{2}}(E_x - jE_y) \quad (10)$$

donde E_x y E_y son las componentes ortogonales del campo incidente en la bocina en coordenadas cartesianas. Entonces, operando con las salidas detectadas tendremos:

$$Vd_1 + Vd_2 = Vd_3 + Vd_4 = \langle |A + B|^2 + |A - B|^2 \rangle = \langle |A + jB|^2 + |A - jB|^2 \rangle \quad (11)$$

$$Vd_3 - Vd_4 = \langle |A + B|^2 - |A - B|^2 \rangle = 4\text{Re}\langle AB^* \rangle \quad (12)$$

$$Vd_1 - Vd_2 = \langle |A + jB|^2 - |A - jB|^2 \rangle = 4\text{Im}\langle AB^* \rangle \quad (13)$$

Que se corresponden con las definiciones de los parámetros de Stokes en coordenadas circulares (expresiones (5) – (7)).

Operando de la misma forma se obtienen los parámetros de Stokes y las tensiones detectadas para los otros tres estados de fase como muestra en la siguiente tabla:

Φ	I	Q	V
0°	$Vd_1 + Vd_2 = Vd_3 + Vd_4$	$Vd_3 - Vd_4$	$Vd_1 - Vd_2$
90°	$Vd_1 + Vd_2 = Vd_3 + Vd_4$	$Vd_1 - Vd_2$	$Vd_4 - Vd_3$
180°	$Vd_1 + Vd_2 = Vd_3 + Vd_4$	$Vd_4 - Vd_3$	$Vd_2 - Vd_1$
270°	$Vd_1 + Vd_2 = Vd_3 + Vd_4$	$Vd_2 - Vd_1$	$Vd_3 - Vd_4$

Tabla 4.1. Parámetros de Stokes y tensiones detectadas

4.2. Diseño Eléctrico

Como ya se explicó en el Capítulo de Introducción, el módulo de detección está compuesto por cuatro acopladores híbridos 90°, 3 dB y un desfasador 90° en tecnología guiada cuyo diseño y caracterización han sido abordados en los dos capítulos anteriores. La estructura requiere además cuatro detectores y cuatro amplificadores de baja frecuencia para obtener las cuatro señales que nos van a permitir obtener los Parámetros de Stokes en función de las señales de entrada del módulo, de tal manera las cuatro salidas que se obtienen son: $A + B$, $A - B$, $A + jB$ y $A - jB$, siendo A y B las señales de entrada del módulo.

Además es necesario incluir transiciones WR22-microstrip ya que el módulo entra en guía de onda rectangular pero los detectores están diseñados en tecnología microstrip.

4.2.1. Detectores

Los receptores utilizan a su salida detectores basados en diodos Schottky. Realizan la conversión, mediante rectificación, de la señal de potencia de RF recibida a una señal de voltaje de baja frecuencia.

El detector utilizado en el módulo [4.1] fue diseñado en tecnología microstrip y con un diodo Schottky de baja barrera de potencial (no requiere polarización) en encapsulado tipo *beam-lead* que reduce los costes de diseño y fabricación. El diodo utilizado es el HSCH-9161 fabricado por Agilent Technologies en tecnología de Arseniuro de Galio (AsGa).

Ya que el diodo no presenta una impedancia cercana a 50Ω , es necesaria la inclusión dentro del detector de una red de adaptación de banda ancha que fue diseñada con líneas microstrip y líneas resistivas con pasos a masa que permiten el retorno de la corriente continua rectificada por el diodo. La fabricación se realizó mediante fotograbado químico en sustrato Alúmina ($\epsilon_r = 9.9$, $h = 0.254 \text{ mm}$, $t_{\text{oro}} = 3.5 \mu\text{m}$) que incorpora una capa resistiva de $50 \pm 20\% \Omega/\text{cuadro}$. La red de entrada fue optimizada para cumplir las especificaciones de diseño: pérdidas de retorno mejores de 10 dB y una sensibilidad de 1000 mV/mW en la banda de 35 a 47 GHz.

La caracterización experimental del detector mostró pérdidas de retorno mejores de 12 dB en toda la banda de interés. Los resultados obtenidos muestran una sensibilidad media de $1100 \pm 120 \text{ mV/mW}$ en función de la frecuencia [4.1].

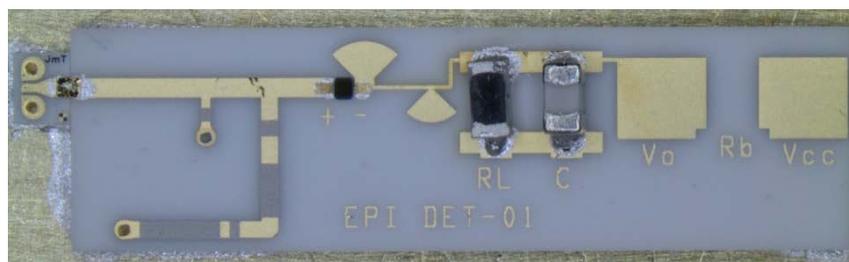


Figura 4.3. Fotografía del detector medido con transiciones JMicro.

4.2.2. Amplificadores de continua

Tras la conversión de la señal de potencia de RF a tensión detectada en DC, es necesario amplificar esta señal de continua hasta los niveles de tensión requeridos por el sistema de adquisición de datos. La amplificación se realiza mediante el amplificador de video presentado en [4.2] que utiliza el circuito integrado OPA4227 dotado de cuatro amplificadores operacionales de los cuales tres son necesarios para implementar cada una de las cuatro salidas. Se ha configurado para proporcionar una ganancia de 560. La Figura 4.4 muestra el esquema eléctrico del amplificador de vídeo. La Tabla 4.2 recoge los valores de los componentes.

El potenciómetro R_4 permite variar la ganancia (20 – 2000) para obtener el nivel de voltaje deseado a las salidas. Está situado fuera del módulo y conectado eléctricamente a él mediante un cable. La configuración del amplificador permite obtener la salida en modo diferencial.

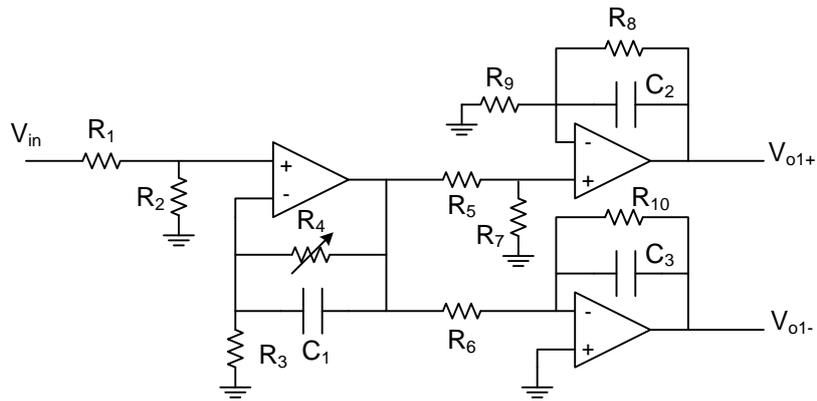


Figura. 4.4. Esquema eléctrico del amplificador de continua para cada una de las cuatro salidas del módulo posterior. La salida es en forma diferencia.

Las expresiones de las salidas son las siguientes:

$$\left. \begin{aligned} V_{o1+} &= V_{in} \left(\frac{R_2(R_4 + R_3)}{R_3(R_1 + R_2)} \right) \left(1 + \frac{R_7}{R_8} \right) = 282.24 V_{in}, \text{ con } R_4 = 2.7 \text{ k}\Omega \\ V_{o1-} &= -V_{in} \left(\frac{R_2(R_4 + R_3)}{R_3(R_1 + R_2)} \right) \left(\frac{R_9}{R_6} \right) = -279.52 V_{in}, \text{ con } R_4 = 2.7 \text{ k}\Omega \end{aligned} \right\} \Rightarrow G = \frac{V_{o1+} - V_{o1-}}{V_{in}} = 561.7$$

Componente	Valor	Unidades
CH1	OPA4227	
R1	100	Ω
R2	51	k Ω
R3	100	Ω
R4	2.7	k Ω
R5	0	Ω
R6	10	k Ω
R7	91	k Ω
R8	10	k Ω
R9	100	k Ω
C1	47	pF
C2	22	pF
C3	22	pF

Tabla 4.2. Lista de componentes del amplificado de continua

Los circuitos de amplificación son polarizados con al menos $V_s = \pm 5 \text{ V}$ de tensión continua (el OPA4227 es capaz de soportar más de $\pm 18 \text{ V}$). Las tensiones de salida están limitadas por la alimentación y el voltaje de dropout¹ y, en general, está limitado a $V_s - 2\text{V}$. Es necesario introducir, dos conectores multipin (MDM): uno de 15 pines tipo macho para polarizar y conectar externamente los potenciómetros y otro de 9 pines, tipo hembra, para extraer las señales detectadas del módulo.

El PCB para los amplificadores de continua fue diseñado sobre sustrato de tipo FR4 de 0.8 mm de altura y presenta como dimensiones finales 90 mm x 30 mm. Se integrará en el

¹ Voltaje de dropout: es la mínima diferencia de tensión entre la entrada y la salida dentro de la cual el circuito es todavía capaz de regular la salida dentro de las especificaciones.

módulo de detección mediante sujeción con tornillos. La Figura 4.5 muestra un dibujo con el detalle de la etapa amplificadora para una de las salidas detectadas.

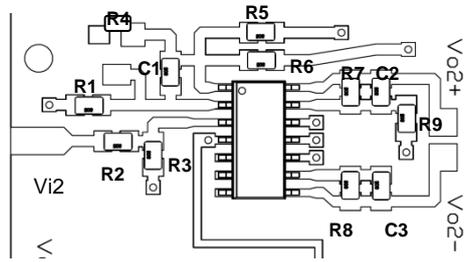


Figura 4.5. Detalle del layout y montaje del amplificador de DC para cada señal detectada en el módulo

Con objeto de verificar el correcto funcionamiento de los amplificadores de continua se procedió a la fabricación de un prototipo con conectores coaxiales para introducir las señales de entrada. En lugar de conectar externamente los potenciómetros se utilizaron resistencias de 2.7 KΩ (valor final al que se fijan los potenciómetros). Los amplificadores fueron polarizados con ± 15 V detectando un consumo de 60 mA cada polaridad.

En primer lugar se procedió a realizar una medida de la ganancia proporcionada por cada una de las etapas amplificadoras. De esta manera, para una entrada de 10 mV se obtienen a la salida aproximadamente 5.6 V por lo que la ganancia será:

$$G = \frac{5.6V}{10mV} = 560, \text{ que se corresponde con la ganancia configurada.}$$

A continuación se tomó como señal de entrada una onda senoidal de 10 mVpp de amplitud y 100 Hz. Se conectó la salida a un osciloscopio con objeto de medir el ancho de banda 3 dB del circuito obteniéndose la respuesta mostrada en la Figura 4.6. La Figura 4.7 muestra la evolución de la tensión de salida en función de la frecuencia. El ancho de banda del circuito es de aproximadamente 63 KHz.

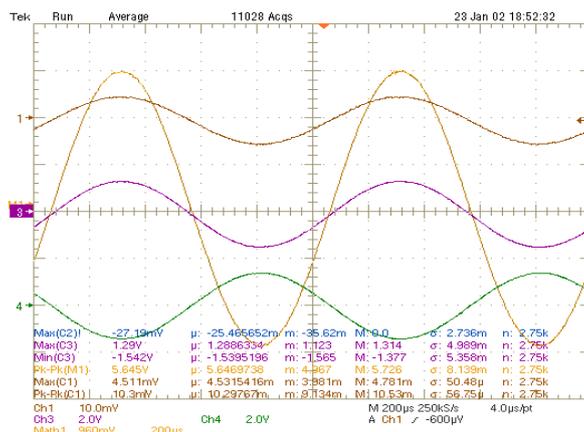


Figura 4.6. Señal de entrada (marrón), salida positiva, Vo1+ (morado), salida negativa Vo1- (verde), Vo1+-Vo1- (amarillo)

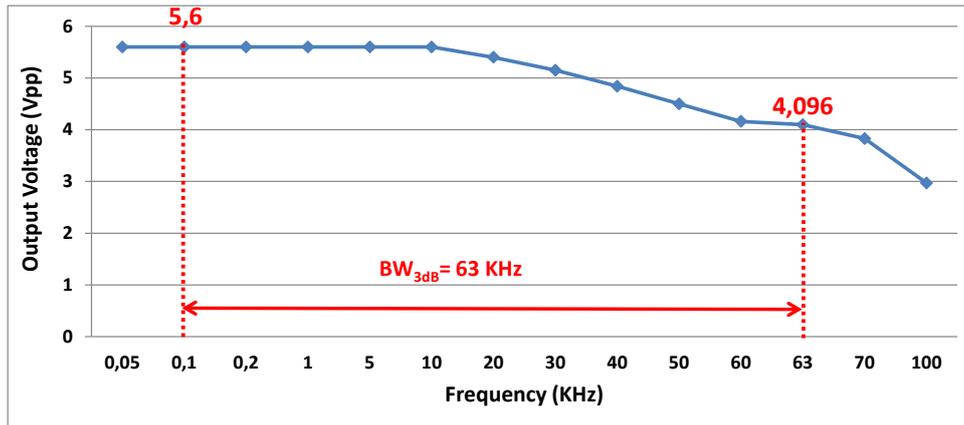


Figura 4.7. Ancho de banda 3 dB del amplificador de continua

4.2.3. Transiciones WR22-microstrip

Como ya se ha comentado anteriormente es necesario integrar en la estructura transiciones WR22-microstrip que nos permitan conectar los detectores con los puertos de salida de los acopladores en guía de onda. El diseño se basa en una transición de campo E longitudinal.

El elemento radiante es una sonda rectangular que se extiende aproximadamente hasta la mitad del interior de la guía de onda a partir de una abertura en el centro de la pared alineada con la dirección de propagación. El plano de masa por debajo de la paleta es eliminado por fotograbado químico. La sonda se coloca a un cuarto de longitud de onda aproximadamente del corto circuito en la guía de onda. Para optimizar las dimensiones se utilizó el simulador CST Microwave Studio.

La transición fue fabricada en sustrato Alúmina ($\epsilon_r = 9.9$, $h = 0.254$ mm, $t_{oro} = 3.5$ μ m). Para caracterizarla experimentalmente se utilizó una configuración *back-to-back* montada sobre un chasis de aluminio (Figura 4.8) obteniendo los resultados mostrados en la Figura 4.9. Se puede observar que en la parte superior de la banda la adaptación es menor que el resultado mostrado en simulación. Hay que tener en cuenta que la configuración *back-to-back* presenta mayores pérdidas que la configuración simple. Pese a ello los resultados obtenidos son satisfactorios.



Figura 4.8. Fotografía de la transición *back-to-back*

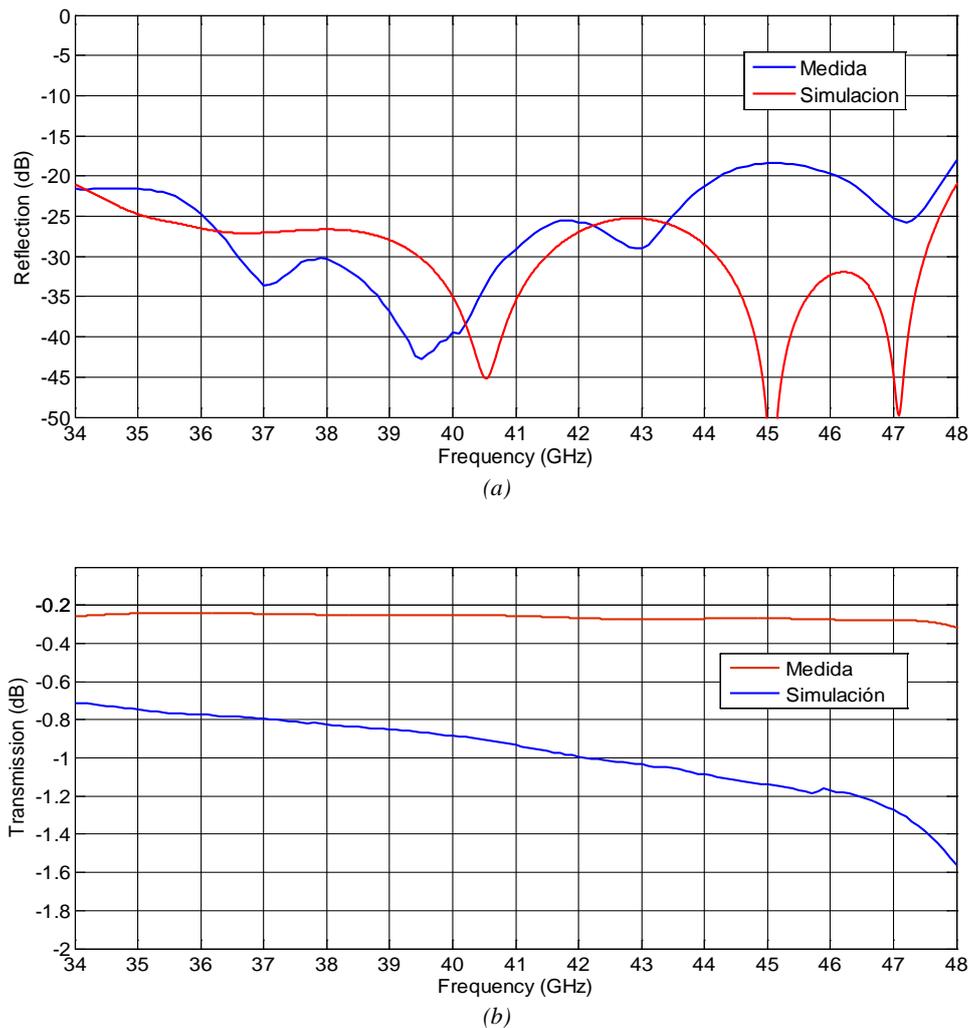


Figura 4.9. Parámetros S simulados (rojo) y medidos (azul) de la transición back-to-back: (a) En reflexión y (b) en transmisión.

4.2.4. Codos en guía

Las esquinas en guía rectangular en plano E y plano H son ampliamente utilizadas en los sistemas de microondas cuando es necesaria la integración de distintos dispositivos o subsistemas en un único módulo como es nuestro caso.

El diseño mecánico del módulo detector hace necesario utilizar un tipo de estructura en guía de onda que permita interconectar los elementos con las mínimas pérdidas posibles, por lo que el diseño de accesos acodados ha de estar centrado en mantener unas pérdidas de retorno específicas en toda la banda de operación, de al menos -35 dB, además de tener en cuenta otras limitaciones como pueden ser las pérdidas de inserción y un tamaño compacto.

Como primera opción se optó por diseñar en μ Wave Wizard un codo tipo “*chamfer*” en guía de onda WR22 ($a= 5.7$ mm, $b= 2.85$ mm) en el que la única dimensión optimizable es la longitud l_t mostrada en la Figura 4.10. Sin embargo con este tipo de estructura como máximo se obtuvo una adaptación de 30 dB para una longitud $l_t = 2.45$ mm, lo que no nos proporcionaba un comportamiento adecuado.

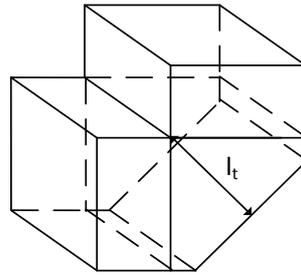


Figura 4.10. Codo tipo chamfer

Por ello se optó por utilizar otro tipo de estructura acodada adaptada multi-paso con esquinas redondeadas [4.4]. Este elemento se encuentra disponible en la librería de componentes de μ Wave Wizard por lo que se procedió a la optimización de la estructura realizando varias iteraciones de diseño con objeto de encontrar, en primer lugar, el número de pasos (*steps*) apropiado (1 – 6) y a partir de ahí, optimizar la estructura imponiendo como objetivo pérdidas de retorno mejores de -50 dB.

Finalmente el codo diseñado presenta 2 *steps* con las dimensiones finales mostradas en la Figura 4.11. La simulación proporciona pérdidas de retorno de -50 dB en la banda de 35 a 47 GHz tal y como se muestra en la Figura 4.12. El radio se fijó a 0.5 mm para evitar tener que utilizar en la fabricación fresas de distintos diámetros ya que tanto el acoplador como el desfaseador se diseñaron considerando la fresa de 1 mm de diámetro.

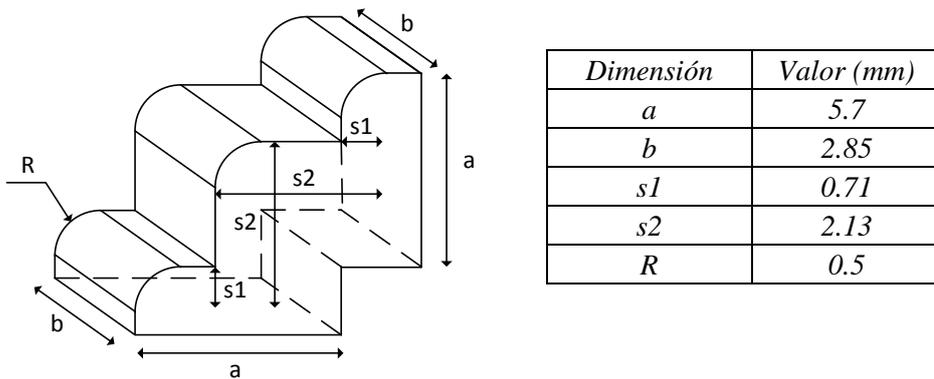


Figura 4.11. Dimensiones del codo en guía de 2 steps

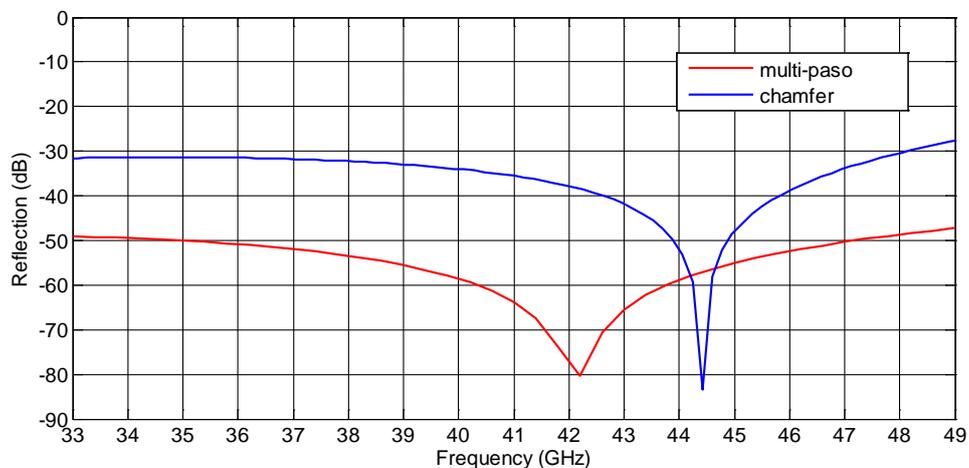


Figura 4.12. Adaptación de los dos accesos acodados: chamfer (azul), multi-paso (rojo)

4.3. Diseño Mecánico

Todos los elementos descritos a lo largo de la memoria que forman parte del módulo de detección (tanto los circuitos en tecnología guiada como los de tecnología planar) se integran en un chasis de aluminio de dimensiones 145 x 100 mm² excluyendo los conectores. La altura de la misma es de 30 mm.

Debido a la necesidad de introducir el módulo dentro de un rack junto con el resto de circuitos que forman el BEM, las dimensiones del mismo limitan el tamaño de la estructura y por consiguiente la distribución de los distintos elementos. De esta manera el chasis está compuesto por tres partes:

1. *Base*: tiene una altura de 15 mm. La parte anterior alberga los cuatro acopladores, el desfaseador, los cuatro detectores y las transiciones WR22-microstrip dispuestos todos ellos intentando mantener la simetría y ocupando el menor espacio posible. La parte posterior está reservada para el PCB que contiene los amplificadores de continua, de tal manera que los detectores se conectan eléctricamente a ellos con cables a través de agujeros pasantes. El PCB se sitúa en el interior de una cavidad y el anclaje al chasis se realiza mediante 4 tornillos. Asimismo es necesario crear cavidades para hacer llegar los cables de los conectores multi-pin al PCB que se sitúan en el lateral de la caja.
2. *Tapa*: tiene una altura de 15 mm y es simétrica respecto a la base.
3. *Tapa inferior*: tiene un grosor de 1.5 mm y unas dimensiones de 130 x 100 mm². Se emplea para cubrir el PCB y los cables evitando que éstos se estropeen.

A la entrada del módulo están los dos acopladores por los que introduciremos las señales A y B. Las ramas aisladas de ambos híbridos están acabadas en 50 Ohm (cargas absorbentes) para evitar reflexiones.

Las siguientes figuras muestran las vistas de las partes anterior y posterior del módulo de correlación implementado en Autodesk Inventor² con los circuitos y componentes integrados en él. Los planos del mismo se encuentran en el Anexo IV.

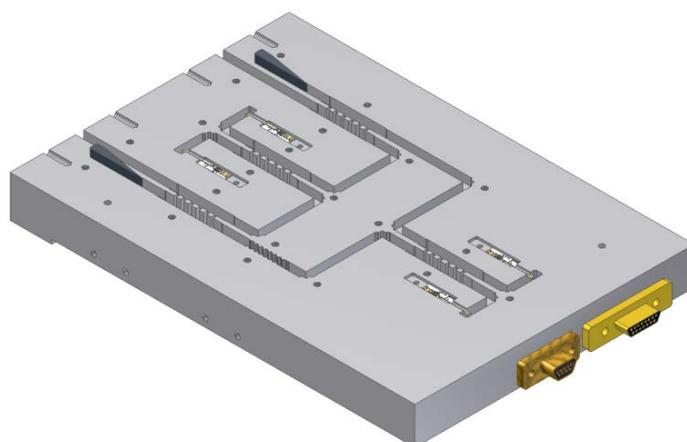


Figura 4.13. Vista superior del módulo detector

² Autodesk Inventor, Autodesk Inc., San Rafael, California 94903, USA

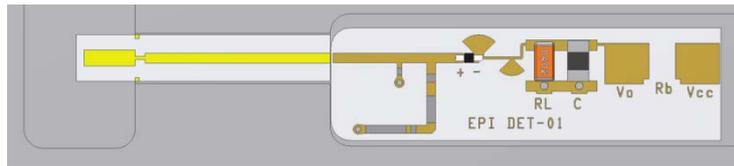


Figura 4.14. Detalle del detector y de la transición WR22-to- μ Strip

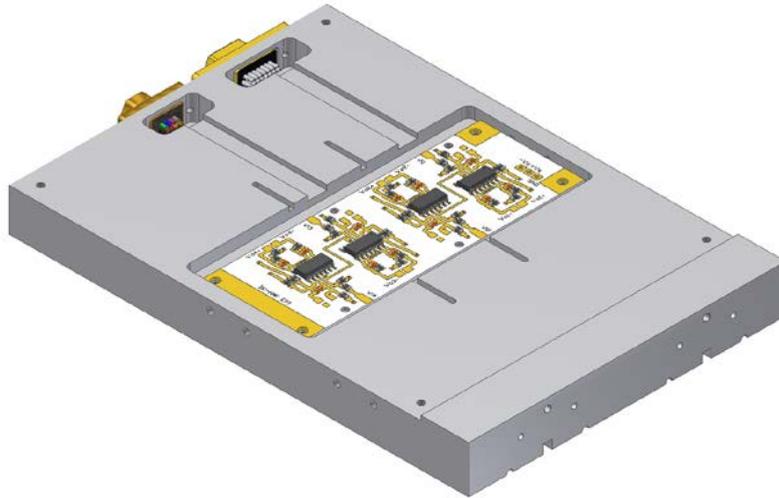


Figura 4.15. Vista posterior del módulo detector

Concluido el diseño del correlador en Autodesk Inventor se exportó la estructura final a CST Microwave Studio con objeto de comprobar el funcionamiento del mismo mediante la simulación de los parámetros de Scattering. La Figura 4.16 muestra la estructura final simulada. Los puertos $P1$ y $P2$ son las entradas del módulo detector y los puertos $P3$ - $P6$ son las salidas detectadas que para esta simulación han sido sustituidas por puertos de simulación. Como se puede observar se han incluido en la simulación las cargas adaptadas diseñadas en material absorbente en las ramas aisladas de los acopladores de entrada.

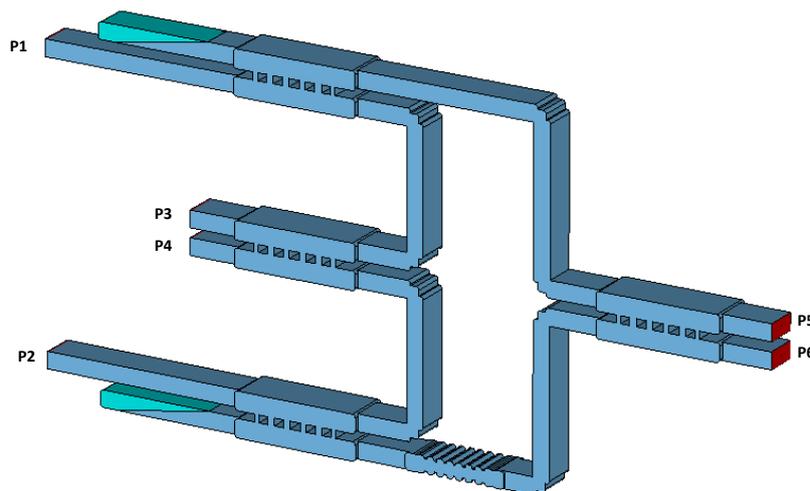


Figura 4.16. Estructura correlador simulada en CST Microwave Studio

Se presentan a continuación los parámetros de Scattering obtenidos en simulación. Las adaptaciones de entrada (Figura 4.17) son mejores de 20 dB y el aislamiento (Figura 2.18) mejor de 25 dB. En la Figura 2.19 podemos observar como en las salidas detectadas (puertos $P3$ - $P6$) se obtienen $6 \text{ dB} \pm 0.5 \text{ dB}$ como se esperaba, ya que la potencia en estos accesos es $\frac{1}{4}$ de la de entrada debido a que la señal pasa a través de dos híbridos hasta llegar a los detectores.

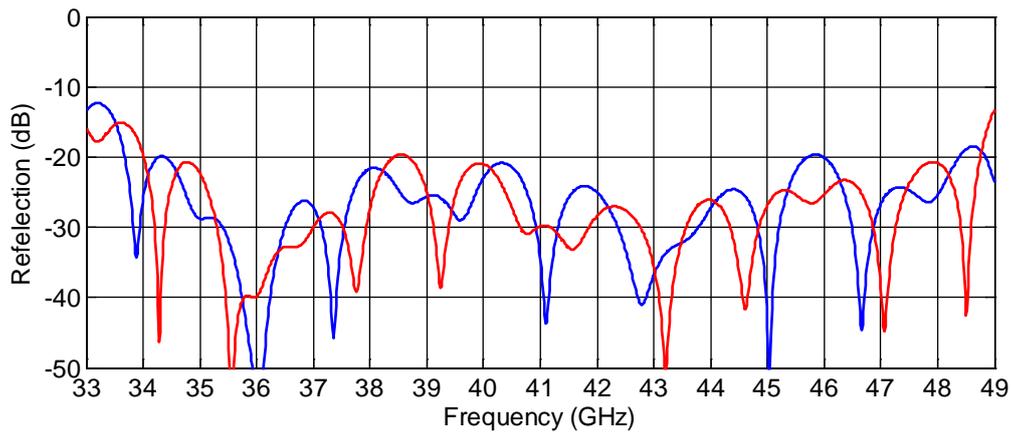


Figura 4.17. Respuesta del correlador en reflexión: S11 (azul), S22 (rojo)

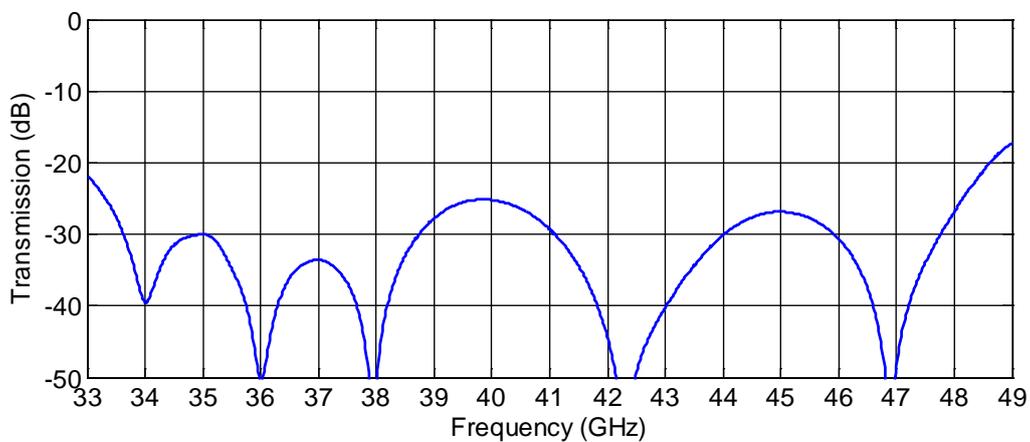


Figura 4.18. Respuesta del correlador en transmisión (S21)

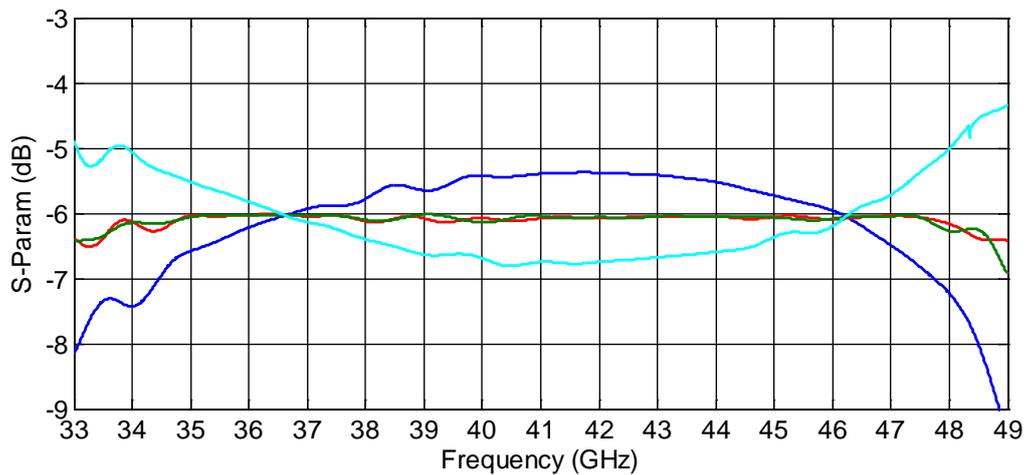


Figura 4.19. Parámetros S del correlador tomando como entrada el puerto 1: S31 (azul), S41, (rojo), S51 (verde) y S61 (cian).

4.4. Caracterización Experimental

En el momento de finalización de esta memoria se acababa de recibir el módulo de correlación procedente del taller de mecanizado. En la Figura 4.20 se presenta una fotografía de dicho módulo.

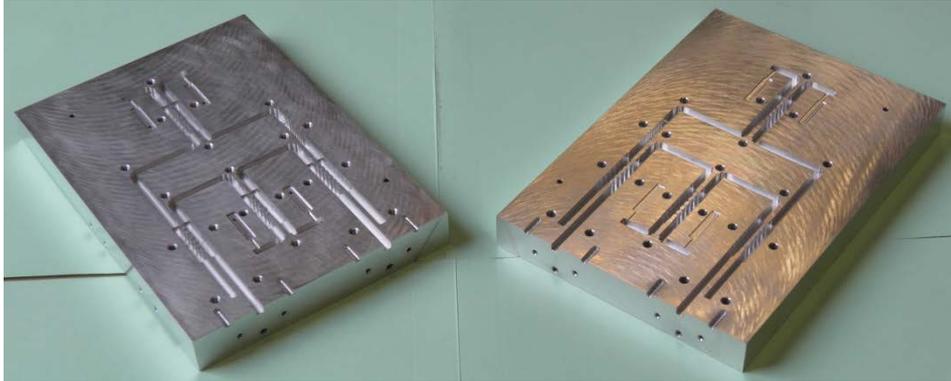


Figura 4.20. Vista interior del módulo de correlación

Se ha realizado alguna medida rápida del funcionamiento del módulo y se han encontrado algunos problemas que necesitan mayor investigación por lo que dichos resultados no se presentan en esta memoria.

4.5. Conclusiones

En este capítulo se ha presentado el diseño de un módulo de correlación y detección en la banda de 35 – 47 GHz cuyo comportamiento se ha comprobado tanto teóricamente como mediante la simulación del módulo completo. Por problemas de tiempo no se han incluido los resultados experimentales del mismo.

Como paso previo al diseño del módulo completo, se han diseñado y caracterizado una transición de guía WR22 a microstrip y una etapa amplificadora de video. Los resultados experimentales validan los diseños realizados.

Capítulo V

Conclusiones

En el trabajo descrito a lo largo de esta memoria se ha realizado el diseño de un módulo de correlación en guía de onda que formará parte del Back End Module de un receptor de polarización a 41 GHz enmarcado dentro del proyecto EPI (35 – 47 GHz) que tiene como objetivo la medida de la polarización del CMB a través de la obtención de los Parámetros de Stokes.

Este trabajo de investigación comenzó con el planteamiento de un nuevo esquema de receptor que mejorase las prestaciones del utilizado en el proyecto QUIJOTE a 31 GHz. Los desarrollos teóricos de la nueva estructura, que han sido presentados en el Capítulo IV, demuestran que la estructura planteada permite obtener los Parámetros de Stokes de forma correcta.

El primer paso de diseño fue la implementación y caracterización de un acoplador 3 dB, 90° que será empleado como combinador y como divisor. Estará integrado en la estructura completa del módulo de correlación (incluye cuatro unidades) y también será utilizado a la entrada del módulo de detección para la caracterización experimental del mismo ya que permitirá la introducción de las dos señales de entrada coherentes A y B (ver Figura 4.1).

La caracterización experimental del acoplador valida las simulaciones realizadas lo que nos permite concluir que el comportamiento eléctrico del mismo es satisfactorio y adecuado. La pequeña desviación que presenta la estructura en cuanto a la diferencia de fase entre las ramas directa y acoplada es debida principalmente a las tolerancias de mecanizado del proceso de fabricación.

El segundo paso fue el diseño de un desfasador 90° en guía de onda corrugada. Al estar integrado dentro del módulo de correlación no fue posible caracterizarle experimentalmente de manera individual como en el caso del acoplador pero los resultados de simulación muestran una adaptación de entrada mejor de 30 dB y un error de fase de $\pm 2^\circ$ que cumple de manera satisfactoria los requerimientos iniciales de diseño.

Los accesos acodados necesarios en el diseño mecánico del módulo presentan pérdidas de retorno mejores de -50 dB lo que ha permitido realizar la interconexión de los distintos elementos del módulo con mínimas pérdidas en toda la banda de operación.

Asimismo se ha abordado el diseño eléctrico de una transición de guía WR22-microstrip que ha sido caracterizada de manera experimental en configuración *back-to-back* sobre un chasis de aluminio obteniendo una adaptación mejor de 20 dB en toda la banda. Teniendo en cuenta que la configuración *back-to-back* (transición doble) presenta mayores pérdidas de retorno que la transición simple (teóricamente 6 dB), podemos concluir que la transición diseñada presenta buena respuesta frecuencial en la banda de interés.

Los amplificadores de continua implementados cumplen los criterios de diseño proporcionando una ganancia de 560 en cada una de las etapas tal y como fueron configurados en el proceso de diseño. El consumo es de 60 mA por cada polaridad y el ancho de banda es de 63 KHz lo que les hace adecuados para su utilización en el módulo de correlación.

Como ya se ha comentado en el capítulo anterior, debido a la falta de tiempo no ha sido posible caracterizar de manera experimental el módulo de correlación en su conjunto. La introducción de cambios en el montaje permitirá mejorar los resultados iniciales. Las simulaciones del módulo completo corroboran que la estructura debería operar adecuadamente.

Con todo ello podemos concluir que los distintos elementos integrantes de la nueva estructura de módulo correlador y detector propuesto en este trabajo cumplen los requerimientos iniciales de diseño mostrando comportamientos idóneos para su implementación en el módulo detector. Asimismo, basándonos en las simulaciones y desarrollos teóricos, la nueva estructura en tecnología guiada permite obtener los Parámetros de Stokes de manera correcta.

Líneas Futuras

El nuevo instrumento a 41 GHz estará compuesto por unos 40 polarímetros, lo que supone fabricar y caracterizar 40 módulos de detección. El éxito de esta segunda fase del proyecto QUIJOTE requiere el diseño de un módulo de detección capaz de proporcionar un comportamiento eléctrico óptimo para la adecuada obtención de los Parámetros de Stokes. Sin embargo, la viabilidad del proyecto nos obliga a alcanzar un compromiso entre el correcto funcionamiento y el coste de fabricación.

Por ello se propone como línea futura de investigación el diseño de un módulo de correlación basado en la misma estructura que el desarrollado en este trabajo pero utilizando para su diseño la tecnología de guías de onda integradas en sustratos (Substrate Integrated Waveguide, SIW).

La tecnología microstrip es una tecnología compacta, fácil de integrar y de bajo coste pero con factores de calidad relativamente bajos (50 - 100). Las guías de onda son, por el contrario, voluminosas y caras pero proporcionan factores de calidad mucho mejores (5000 - 10000). Las guías de onda integradas en sustratos son estructuras intermedias entre la tecnología microstrip y la tecnología guiada, ya que son estructuras de bajo coste de producción y tamaño compacto con factores de calidad que alcanzan valores comprendidos entre 500 y 1000.

Se están implementando actualmente circuitos basados en esta tecnología. Se ha comenzado por el diseño, fabricación y medida de una transición microstrip a SIW en la Banda Q (35 - 47 GHz) sobre sustrato Cuclad ($\epsilon_r = 2.17$, $h = 0.254$ mm, $t_{Cu} = 17$ μ m) obteniendo adaptaciones de 20 dB en la banda.

Con este nuevo diseño se pretende abaratar los costes de fabricación ya que este tipo de estructuras pueden fabricarse en el Laboratorio de Tecnología del Departamento consiguiendo, además, un comportamiento eléctrico adecuado capaz de proporcionar un buen equilibrio en la respuesta en amplitud y fase de cada rama, característica muy a tener en cuenta ya que es un factor clave para el funcionamiento óptimo del receptor.

Referencias

Capítulo I

- [1.1] David Christian, *Maps of Time: An introducción to Big History*, University of California Press. LA, USA, 2004.
- [1.2] Wikipedia, <http://en.wikipedia.org/wiki/Big-bang>
- [1.3] Wikipedia, http://en.wikipedia.org/wiki/Black_body
- [1.4] LAMBDA Archive, <http://lambda.gsfc.nasa.gov/>
- [1.5] Wikipedia, [http:// es.wikipedia.org/wiki/Radioastronomía](http://es.wikipedia.org/wiki/Radioastronomía)
- [1.6] Wikipedia, [http:// es.wikipedia.org/wiki/Interferometría_de_muy_larga_base](http://es.wikipedia.org/wiki/Interferometría_de_muy_larga_base)
- [1.7] <http://astronomia.net/cosmologia/CMB.htm>
- [1.8] ESA webpage, <http://www.esa.int/SPECIALS/Planck/index.html>
- [1.9] Página web IAC, <http://www.iac.es>
- [1.10] 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, D. Ortiz, "*Receptor de polarización a 31 GHz para radioastronomía*", URSI XXVII Symposium Nacional, Elche, Septiembre 2012
- [1.11] Comunicación interna

Capítulo II

- [2.1] D. M. Pozar, “*Microwave Engineering*”, 2nd Edition, Ed. John Wiley and Sons, 1998. ISBN-0-471-17096-8.
- [2.2] H. Oraizi, “*Optimum Design of Multihole Directional Couplers With Arbitrary Aperture Spacing*”, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. 46, No. 4, pp. 413-416 April 1998.
- [2.3] B. Hussain, “*Short-Slot Hybrid Coupler in Gap Waveguides at 38 GHz*”, Master of Science Thesis in Wireless and Photonics Engineering, 2011.
- [2.4] J. A. Ruiz, J. R. Montejo, J. M. Rebollar, A. I. Dagnazo, I. Hidalgo, “*Design of Riblet-Type Couplers for Ka Band Applications*”, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, pp. 4276-4279, June 2007.
- [2.5] K. J. –Varghese, A. K. Singh and S. Christopher, “*Experimental Characterization of Moreno Cross-Slot Couplers for Blass Matrix Design*”, Defence Science Journal, Vol 48, No 4, pp. 413-416, October 1998.
- [2.6] J. Reed, “*Multiple Branch Waveguide Coupler*”, IRE Trans., PGM-TT-6, pp.398-403, October 1958.
- [2.7] Y. Wang, S Dong, Z. Zhu; Yazhou Dong, Y. Fu, "A replaceable active block spatial power combining amplifier based on multi-branch waveguide coupler and microstrip E-plane dual-probe structure," IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications (MAPE), pp.372-375, November 2011.
- [2.8] J. W. Kooi, A. Kovacs, B. Bumble, G. Chattopadhyay, M. L. Edgar, S. Kaye, R. LeDuc, J. Zmuidzinas, and T. G. Phillips, “*Heterodyne Instrumentation Upgrade at the Caltech Submillimeter Observatory*”, Millimeter and Submillimeter Detectors for Astronomy. Proceedings of the SPIE, Volume 4855, pp. 265-278 , 2003.
- [2.9] Página Web Revista Medios de Transmisión,
<http://www.slideshare.net/ronaldcontreras737/revista-medios-tx>.

Capítulo III

- [3.1] D. M. Pozar, “*Microwave Engineering*”, 2nd Edition, Ed. John Wiley and Sons, 1998. ISBN-0-471-17096-8.
- [3.2] J. M. Miranda, J. L. Sebastián, M. Sierra, J. Margineda, “*Ingeniería de Microondas. Técnicas Experimentales*”, Prentice Hall, 2002.
- [3.3] J. Dittloff, F. Arndt , D. rauerholz. “*Optimum design of Waveguide E-Plane Stub-Loaded Phase Shifters*”, IEEE Trans. Microwave Theory Tech. vol.36 N°3, pp. 582-587, March. 1988.

-
- [3.4] F. Arndt, T. Sieverding, and P. Anders, "Optimum Field Theory Design of Broad-Band E-Plane Branch Guide Phase Shifters and 180 Couplers", IEEE Trans. Microwave Theory Tech. vol. MTT-38, pp. 1854-1861, Dec. 1990.
- [3.5] Arndt, F., Frye, A, Wellnitz, M. and R. Wirsing, "Double Dielectric Phase Slab Filled Waveguide Shifter", IEE, Vol. MTF-33, No. 5, pp. 373-381, May 1985.
- [3.6] F. Arndt, A. Frye, M. Wellnitz and R. Wirsing, "Double Dielectric-Slab-Filled Waveguide Phase Shifter", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-33, No. 5, May 1991.
- [3.7] J. Uher, F. Arndt, and J. Bornemann, "Field Theory Design of Ferrite-Loaded Waveguide Nonreciprocal Phaseshifters with Multisection Ferrite or Dielectric Slab Impedance Transformers". IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-35, pp. 552-560, June 1987.
- [3.8] J. R. Bray, L. Roy, "Development of a Milimeter-Wave Ferrite-Filled Antisymmetrically Biased Rectangular Waveguide Phase Shifter Embedded in Low-Temperature Cofired Ceramic", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 52, No. 7, July 2004.
- [3.9] Y. Xu and G. Zhang, "A Rigorous Method for Computation of Ferrite Toroidal Phase Shifters", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 36, No. 6, June 1988.
- [3.10] B. Lax and J. Pehowich, "Application of Perturbation Theory to Toroidal Ferrite Phase Shifters", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 39, No. 12, December 1991.
- [3.11] El-Badawy, El-Sharawy, "Doubled Ridged Waveguide Phase Shifters for Broadband Applications", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 41, No. 12, December 1993.
- [3.12] A. J. F. Orlando, "Improving the Performance of Latching Phase - Shifters With the Use of Currugated Waveguides".
- [3.13] S. Srikanth, "A Wide-Band Corrugated Rectangular Waveguide Phase Shifter for Cryogenically Cooled Receivers", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 7, No. 6, June 1997.
- [3.14] J. Cagigas, J. L. Cano, E. Artal, "Desfasador Diferencial 90° Compacto de Banda Ancha en Guía de Onda". XXVI Simposium Nacional de la Unión Científica de la Radio (URSI'13), Santiago de Compostela, España.
- [3.15] A. Tribak, A. Mediavilla, K. Cepero, M. Boussouis, M. Chaibi, "Desfasadores Diferenciales 90° y 180 Banda Completa (40%) en Guía de Onda para Aplicaciones de Radioastronomía." XXIV Simposium Nacional de la Unión Científica de la Radio, (URSI'09), Santander, España.
- [3.16] M. N. Wong, J. D. Steele, "Broadband Waveguide Phase Shift", US. Patent Numer 4, 654, 611, March 1987.

Capítulo IV

- [4.1] E. Villa, B. Aja, L. de la Fuente, E. Artal., “*Detector basado en diodo Schottky en la banda de 35 a 47 GHz*”, XXVII Simposium Nacional de la Unión Científica de la Radio (URSI'12), Elche, España.

Anexo I

Hoja de Datos Eccosorb MF124



RoHS
Compliant

ECCOSORB® MF

Lossy, Magnetically Loaded, Machinable Stock

Material Characteristics

- Rigid magnetically loaded epoxide stock
- For increased temperature handling to 260 °C, refer to the electrically equivalent ECCOSORB® MF500F
- With products such as these, it is necessary to be conversant with the dielectric and magnetic properties of the materials, which are therefore listed in this technical bulletin and are in values normalized with respect to free space, *see Typical Properties table*
- Can be machined via many operations, *see Machining Recommendations below*
- Does not support fungal growth per MIL-STD-810E

Applications

- For assistance in termination design, *see Termination Design Considerations below*
- ECCOSORB® MF is widely used as absorbers, attenuators, and terminations in waveguides and coaxial lines
- It has also been successfully used as a high-Q inductor-core material in such devices as slug tuners. It is also useful in many other magnetic components.
- Simple RF filters can be formed by passing filament leads through small blocks of ECCOSORB® MF, or by casting appropriate sections of the material around such leads by using one of the electrically equivalent castable absorbers.
- There are also applications in antenna elements and in certain free-space absorbers

Availability

- ECCOSORB® MF is available in the following standard stock sizes:
- **Sheets** 12" x 12" (30.5cm x 30.5cm) in thicknesses of 1/8, 1/4, 3/8, 1/2, 5/8, 3/4, 1.0, 1.5, 2.0, 2.5 & 3.0" (0.32, 0.64, 0.95, 1.27, 1.59, 1.91, 2.54, 3.81, 5.08, 6.35, 7.62 cm).
- **Rods** 12" long (30.5cm) in diameters of 1/8, 1/4, 3/8, 1/2, 5/8, 3/4, 1.0, 1.5, 2.0, 2.5 & 3.0" (0.32, 0.64, 0.95, 1.27, 1.59, 1.91, 2.54, 3.81, 5.08, 6.35, 7.62 cm).
- **Bars** 12" long (30.5cm) in squares of 1/4, 3/8, 1/2, 5/8, 3/4, 1.0, 1.5 & 2.0" (0.64, 0.95, 1.27, 1.59, 1.91, 2.54, 3.81, 5.08 cm).
- Other sizes, shapes, thicknesses, and configurations are available on special order.
- In some cases, depending on which ECCOSORB® MF series is being used, casting of certain configurations can be done during manufacturing.

Related E&C Products

- ECCOSORB® MF500F - Electrically similar MF product line but with increased service temperature capability to 500°F
- ECCOSORB® MF-UHF - Identical physical properties to that of the ECCOSORB® MF product line with altered electrical characteristics for use in the upper UHF band.
- ECCOSORB® MFS - Silicone rubber sheet, bar and rod stock with electrical properties of ECCOSORB® MF-117 and MF-124 only in the listed stock sizes. Temperature capability to 160°C. Slight flexibility of the material makes it useable in impact applications or where differential expansion between material and metal would normally break the bond to the conventional ECCOSORB® MF
- ECCOSORB® CR - Epoxy casting-resin version for rigid shapes with electrical properties of ECCOSORB® MF. Good to 180°C. Works well for intricate shapes or cavity filling.
- ECCOSORB® CRS - Castable RTV silicone rubber like ECCOSORB® CR. Electrical properties of ECCOSORB® MF-117 and MF-124 only. Flexible and tough. Good at high temperature to 260°C

Typical Properties

Frequency Range	1-18 GHz
Color	Dark Gray
Service Temperature, °F (°C)	<356 (<180)
Density, g/cc	1.6 - 4.9
Durometer, Shore D	85
Tensile Strength, psi (kg/cm ²)	>8000 (560)
Thermal Expansion per °C	~30 x 10 ⁻⁶
Water Absorption, % 24 hours	<0.3
Thermal Conductivity (cal)(cm)/(sec)(cm ²)(°C)	~0.003
(BTU)(in)/(hr)(ft ²)(°F)	~10.0

EMERSON & CUMING MICROWAVE PRODUCTS, INC., 28 York Avenue, Randolph, MA 02368 / Telephone (781) 961-9600. Use of Information and Material: Values shown are based on testing of laboratory test specimens and represent data that falls within normal range of the material. These values are not intended for use in establishing maximum, minimum or ranges of values for specification purposes. Any determination of the suitability of the material for any purpose contemplated by the user and the manner of such use is the responsibility of the user. The user should determine that the material meets the needs of the user's product and use. We hope that the information given here will be helpful. It is based on data and knowledge considered to be true and accurate and is offered for the user's consideration, investigation and verification but we do not warrant the results to be obtained. Please read all statements, recommendations or suggestions in conjunction with our conditions of sale INCLUDING THOSE LIMITING WARRANTIES AND REMEDIES, which apply to all goods supplied by us. We assume no responsibility for the use of these statements, recommendations or suggestions nor do we intend them as a recommendation for any use, which would infringe any patent or copyright. Emerson & Cuming Microwave Products Inc.

Revision: 10/8/2008

www.eccosorb.com

A19



Typical Electrical Properties

	GHz	10 ⁻⁷	10 ⁻⁶	10 ⁻⁵	10 ⁻⁴	10 ⁻³	10 ⁻²	10 ⁻¹	1.0	3.0	8.6	10.0	18.0
MF-110	K'	18	16	15	13	11	9	7	5	3.2	3	2.9	2.8
	tan δ _d	0.01	0.01	0.02	0.02	0.03	0.03	0.04	0.04	0.05	0.05	0.04	0.04
	K''	0.18	0.16	0.3	0.26	0.33	0.27	0.28	0.2	0.16	0.15	0.12	0.11
	M'	1.2	1.2	1.2	1.2	1.2	1.2	1.1	1.1	1.1	1	1	1
	tan δ _m	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0.1	0.1	0.2
	M''	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0.1	0.1	0.2
	dB/cm	0	0	0	0	0	0	0.01	0.09	0.26	2	2.2	6.6
	dB/in	0	0	0	0	0	0	0.03	0.23	0.66	5	5.6	17
Z /Z ₀	0.26	0.27	0.28	0.3	0.33	0.37	0.4	0.47	0.59	0.59	0.59	0.6	
MF-112	K'	20	18	16	14	12	10	8	6	5.2	5	4.8	4.6
	tan δ _d	0.02	0.02	0.03	0.03	0.03	0.04	0.04	0.04	0.05	0.05	0.04	0.03
	K''	0.4	0.36	0.48	0.42	0.36	0.4	0.32	0.24	0.26	0.25	0.19	0.14
	M'	2	1.9	1.8	1.7	1.6	1.5	1.5	1.4	1.4	1.1	1.1	1
	tan δ _m	0	0	0	0	0	0	0.01	0.02	0.03	0.22	0.23	0.26
	M''	0	0	0	0	0	0	0.02	0.03	0.04	0.24	0.25	0.26
	dB/cm	0	0	0	0	0	0	0.02	0.16	0.59	4.9	5.6	10.1
	dB/in	0	0	0	0	0	0	0.05	0.41	1.5	12.4	14.2	25.7
Z /Z ₀	0.32	0.32	0.34	0.35	0.37	0.39	0.43	0.48	0.52	0.47	0.48	0.47	
MF-114	K'	22	21	19	18	16	14	12	11	9.9	9.8	9.7	9.6
	tan δ _d	0.04	0.04	0.04	0.04	0.05	0.05	0.05	0.05	0.06	0.06	0.05	0.05
	K''	0.88	0.84	0.76	0.72	0.8	0.7	0.6	0.55	0.59	0.59	0.49	0.48
	M'	2.8	2.8	2.7	2.6	2.5	2.4	2.3	2.1	1.9	1.3	1.1	1
	tan δ _m	0	0	0	0	0	0	0.04	0.08	0.13	0.33	0.4	0.45
	M''	0	0	0	0	0	0	0.09	0.17	0.25	0.43	0.44	0.45
	dB/cm	0	0	0	0	0	0	0.04	0.57	2.2	10.8	13.2	24.9
	dB/in	0	0	0	0	0	0	0.1	1.4	5.6	27.4	33.5	63.2
Z /Z ₀	0.36	0.37	0.38	0.38	0.4	0.41	0.44	0.57	0.44	0.37	0.35	0.34	
MF-116	K'	40	35	30	26	23	20	18	17	16.5	16.2	16	15.8
	tan δ _d	0.06	0.06	0.07	0.07	0.08	0.09	0.08	0.07	0.06	0.07	0.06	0.05
	K''	2.4	2.1	2.1	1.8	1.8	1.8	1.4	1.2	0.99	1.1	0.96	0.79
	M'	4.6	4.5	4.4	4.4	4.3	4.2	4	3	2.8	1.6	1.5	1.4
	tan δ _m	0	0	0	0	0	0	0.04	0.13	0.21	0.47	0.68	0.73
	M''	0	0	0	0	0	0	0.16	0.39	0.59	0.75	1.02	1.02
	dB/cm	0	0	0	0	0	0	0.09	1.3	5	21	32	57
	dB/in	0	0	0	0	0	0	0.23	3.3	12.7	53	81	145
Z /Z ₀	0.34	0.36	0.38	0.41	0.43	0.46	0.47	0.42	0.42	0.33	0.33	0.33	

EMERSON & CUMING MICROWAVE PRODUCTS, INC., 20 York Avenue, Randolph, MA 02369 / Telephone (781) 961-9600. *Use of Information and Materials:* Values shown are based on testing of laboratory test specimens and represent data that falls within normal range of the material. These values are not intended for use in establishing maximum, minimum or ranges of values for specification purposes. Any determination of the suitability of the material for any purpose contemplated by the user and the manner of such use is the responsibility of the user. The user should determine that the material meets the needs of the user's product and use. We hope that the information given here will be helpful. It is based on data and knowledge considered to be true and accurate and is offered for the user's consideration, investigation and verification but we do not warrant the results to be obtained. Please read all statements, recommendations or suggestions in conjunction with our conditions of sale INCLUDING THOSE LIMITING WARRANTIES AND REMEDIES, which apply to all goods supplied by us. We assume no responsibility for the use of these statements, recommendations or suggestions nor do we intend them as a recommendation for any use, which would infringe any patent or copyright. Emerson & Cuming Microwave Products Inc.



Typical Electrical Properties

	GHz	10 ⁻⁷	10 ⁻⁶	10 ⁻⁵	10 ⁻⁴	10 ⁻³	10 ⁻²	10 ⁻¹	1.0	3.0	8.6	10.0	18.0
MF-117	K'	195	158	120	85	62	48	38	28	22.9	21.4	21	20.6
	tan δ _d	0.18	0.21	0.23	0.24	0.22	0.18	0.12	0.09	0.06	0.02	0.02	0.02
	K''	35	33	28	20	14	8.6	4.6	2.5	1.4	0.42	0.42	0.41
	M'	5	5	5	5	5	5	4.8	4.1	3.4	1.2	1.1	1
	tan δ _m	0	0	0	0	0	0	0.1	0.2	0.39	1.36	1.5	2
	M''	0	0	0	0	0	0	0.48	0.82	1.33	1.63	1.7	2
	dB/cm	0	0	0	0	0	0.03	0.27	2.8	11	46	56	119
	dB/in	0	0	0	0	0	0.08	0.69	7.1	28	117	142	302
	Z /Z ₀	0.16	0.18	0.2	0.24	0.28	0.32	0.36	0.39	0.4	0.3	0.31	0.33
MF-124	K'	260	205	145	95	70	52	40	32	25.8	23.8	23.6	23
	tan δ _d	0.4	0.39	0.36	0.31	0.26	0.2	0.14	0.08	0.07	0.05	0.03	0.04
	K''	104	80	52	29	18	1	5.6	2.6	1.8	1.19	0.71	0.92
	M'	7	6.9	6.8	6.7	6.6	6.3	6	5	3.8	2.5	1.5	1
	tan δ _m	0	0	0	0	0	0	0.2	0.45	0.69	1.1	1.4	2.5
	M''	0	0	0	0	0	0	1.2	2.3	2.62	2.75	2.1	2.5
	dB/cm	0	0	0	0	0	0.03	0.48	6.5	20	63	67	149
	dB/in	0	0	0	0	0	0.08	1.2	16.51	50	160	170	378
	Z /Z ₀	0.16	0.18	0.21	0.26	0.3	0.34	0.39	0.42	0.42	0.39	0.33	0.34
MF-175	K'	320	250	170	105	78	56	42	36	27	25	24	24
	tan δ _d	0.5	0.49	0.46	0.41	0.36	0.26	0.16	0.06	0.05	0.03	0.02	0.02
	K''	160	123	78	43	28	15	6.7	2.2	1.35	0.75	0.48	0.48
	M'	8	7.9	7.8	7.7	7.6	7.3	7	6	4.4	1.8	1.3	1.1
	tan δ _m	0	0	0	0	0	0	0.4	0.6	0.8	1.4	1.6	3
	M''	0	0	0	0	0	0	2.8	3.6	3.52	2.5	2.1	3.3
	dB/cm	0	0	0	0	0.01	0.05	0.87	8.6	24	65	69	177
	dB/in	0	0	0	0	0.03	0.13	2.2	22	61	165	175	450
	Z /Z ₀	0.15	0.17	0.2	0.26	0.3	0.36	0.42	0.44	0.46	0.35	0.32	0.38
MF-190	K'	380	295	195	115	86	60	44	40	28	26	25	25
	tan δ _d	0.6	0.59	0.56	0.51	0.46	0.32	0.18	0.07	0.04	0.04	0.02	0.02
	K''	228	174	109	59	40	19	7.9	2.8	1.12	1.04	0.5	0.5
	M'	9	8.9	8.8	8.7	8.6	8.3	8	7	4.5	2	1.5	1.1
	tan δ _m	0	0	0	0	0	0	0.6	0.8	0.9	1.4	1.6	4
	M''	0	0	0	0	0	0	4	5.6	4.05	2.8	2.4	4.4
	dB/cm	0	0	0	0	0.01	0.06	1.3	12.6	27	70	75	217
	dB/in	0	0	0	0	0.03	0.15	3.3	32	69	179	190	551
	Z /Z ₀	0.14	0.16	0.2	0.26	0.3	0.36	0.46	0.47	0.47	0.36	0.34	0.43

EMERSON & CUMING MICROWAVE PRODUCTS, INC., 20 York Avenue, Randolph, MA 02369 / Telephone (781) 961-9600. *Use of Information and Material:* Values shown are based on testing of laboratory test specimens and represent data that falls within normal range of the material. These values are not intended for use in establishing maximum, minimum or ranges of values for specification purposes. Any determination of the suitability of the material for any purpose contemplated by the user and the manner of such use is the responsibility of the user. The user should determine that the material meets the needs of the user's product and use. We hope that the information given here will be helpful. It is based on data and knowledge considered to be true and accurate and is offered for the user's consideration, investigation and verification but we do not warrant the results to be obtained. Please read all statements, recommendations or suggestions in conjunction with our conditions of sale INCLUDING THOSE LIMITING WARRANTIES AND REMEDIES, which apply to all goods supplied by us. We assume no responsibility for the use of these statements, recommendations or suggestions nor do we intend them as a recommendation for any use, which would infringe any patent or copyright. Emerson & Cuming Microwave Products Inc.



Typical Electrical Properties Legend

K'	Real part of the permittivity (dielectric constant)
tan δ_d	Dielectric loss tangent
K''	Imaginary part of the permittivity (loss)
M'	Real part of the magnetic permeability
tan δ_m	Magnetic loss tangent
M''	Imaginary part of the magnetic permeability (loss)
dB/cm	Attenuation per unit distance
dB/in	Attenuation per unit distance
Z /Z ₀	Normalized impedance magnitude ratio

Most of the definitions and equations are included in the Emerson & Cuming publication "ENERGY PROPAGATION IN DIELECTRIC AND MAGNETIC MATERIALS." In this technical bulletin, M' is used for the real part of the magnetic permeability and M'' for the magnetic loss factor. Beyond the definitions in the reference above, the following clarification of the terms dB/cm or dB/in and |Z|/Z₀ are offered. These characteristics are not in themselves directly applicable to the calculation of transmission and reflection coefficients as they are defined on pages 3 & 4 of the reference. For these calculations, the complex dielectric constant (K'-jK'' tan δ_d) and complex magnetic permeability (M'-jM'' tan δ_m) are used as listed in the Tables. The definition of dB/unit length is included in the reference, both in mathematical form and in words. The value is useful in comparing one material against another to determine which offers the most loss independent of interface reflection coefficients. Similarly, |Z|/Z₀, the normalized

impedance magnitude ratio, can be used as a qualitative measure of the impedance match between free space and the material. An impedance ratio that is closest to 1 is the most desirable because at that ratio, the impedance match between the material and free space is perfect.

The significant features of the property tables are:

1. In every case, K' decreases with increasing frequency.
2. Almost without exception, the dielectric loss tangent and dielectric loss factor decrease with increasing frequency. The exception occurs at the low end of the frequency band, and can be ignored in most applications.
3. The magnetic loading increases from a minimum in MF-110 to a maximum in MF-190. There is a corresponding increase in K', K'', M', tan δ_m and M''.
4. The 0 values in the table indicate that the number is less than 0.01.
5. The values given in the table are nominal values and should not be used by customers in the writing of procurement specifications. If specifications are needed, the customer should consult with the Emerson & Cuming Sales Department. The use of dielectric/magnetic properties for Quality Control, i.e., incoming or outgoing inspection, is not recommended, because the measurement of these properties is very time consuming and complicated. It is recommended to monitor the density.

Termination Design Considerations

- The most widely used member of the ECCOSORB® MF series is MF-117. It is an excellent material to start experimentation. Most designs of terminating and attenuating elements depend heavily upon cut-and-try procedures. A preliminary design is established by experience or rough estimates of probably satisfactory dimensions, a piece of ECCOSORB® MF is machined and tested for VSWR and/or attenuation and the design is then modified as required.
- In coaxial, waveguide and stripline terminations, either step-tapered or uniformly tapered configurations can be used.
- Step-tapered terminations are narrow-banded and highly critical dimensionally. They are recommended only where essentially single-frequency operation is anticipated. Increasing the number of steps beyond two can increase the usable band-width and such designs are helpful when limited length is available in the direction of propagation. Reproducibility of the performance of step-tapered terminations may be difficult because of their sensitivity to small changes in magnetic and dielectric properties.
- Uniformly tapered terminations are generally preferred because of the low VSWR which is possible to achieve over a wide frequency range. Dimensions are reasonably non-critical and performance is reasonably insensitive to magnetic and dielectric properties. In general, the more gradual the taper, the lower the VSWR. A length-to-base-width ratio of 10:1 is highly desirable for VSWR as low as 1.01 over a full waveguide frequency band, particularly with materials having the higher values of M' and K'. A sufficiently long taper must be used so that very little energy reaches the base mounting plate where it can be reflected back into the line. The one-way attenuation should be at least 25 dB for VSWR as low as 1.01.
- Wall-type uniform tapers offer maximum heat-transfer efficiency and are recommended for high-power applications.

EMERSON & CUMING MICROWAVE PRODUCTS, INC., 29 York Avenue, Randolph, MA 02368 / Telephone (781) 961-9600. Use of Information and Material: Values shown are based on testing of laboratory test specimens and represent data that falls within normal range of the material. These values are not intended for use in establishing maximum, minimum or ranges of values for specification purposes. Any determination of the suitability of the material for any purpose contemplated by the user and the manner of such use is the responsibility of the user. The user should determine that the material meets the needs of the user's product and use. We hope that the information given here will be helpful. It is based on data and knowledge considered to be true and accurate and is offered for the user's consideration, investigation and verification but we do not warrant the results to be obtained. Please read all statements, recommendations or suggestions in conjunction with our conditions of sale INCLUDING THOSE LIMITING WARRANTIES AND REMEDIES, which apply to all goods supplied by us. We assume no responsibility for the use of these statements, recommendations or suggestions nor do we intend them as a recommendation for any use, which would infringe any patent or copyright. Emerson & Cuming Microwave Products Inc.



Machining Recommendations

Most of the discussion below applies not only to the basic ECCOSORB® MF series of materials, but also to several high temperatures, castable and molding-powder equivalents. ECCOSORB® MF can be formed readily to close tolerances with standard metal-working machine tools, i.e.: lathes, milling machines, drills, saws, grinders, generally using conventional techniques but observing the precautions and limitations described below.

Tooling

- For turning, milling, drilling and tapping, carbide tools should be used, for example Type 883, a general purpose carbide that works well under most conditions. Use solid carbide taps for long life. Standard size tap drills should be satisfactory.
- External threads are formed best, not with conventional thread-cutting dies but by lathe turning or grinding, with light feeds and shallow cuts.
- Sawing can be done with best finish and tolerance using circular saws, 8 to 10 inches (20.3 to 25.4 cm) diameter, with grinding coolant and high RPM. Thin carborundum wheels, (e.g.: 1/32" [0.079 cm] thick) or carbide saws may be used where requirements are less stringent. Best results are attained by moving the saw and keeping work stationary, with saw rotating so it tends to climb into the work.
- Surface finishing of flat sheets, etc. is best performed with a Blanchard grinder. ECCOSORB® MF is held readily with magnetic chucks. Sheet size is limited by the size of the machine.

Coolants

- Use of a coolant liquid is recommended, especially for all close tolerance operations. Commercial grinding fluid is preferred, or water-soluble oil, with rust-resisting properties to protect the machines. Spark producing operations in particular must not be run dry, since smoldering fires might result.
- Where coolant run-off is collected for recirculation, a two-cavity recovery system should be used to minimize pick-up of grinding dust, sawdust or chips by the coolant pump. Where a recirculating system is not available, best results will be obtained with air-powered spray or mist equipment.

Use of tapped metal inserts should be considered where electrical performance will not be degraded. Inserts may be cast in place, or bonded with castable material of suitable composition

Suggested Speeds and Feed Rates

The following speeds and feed rates are suggested to be modified as necessary to suit job conditions:

OPERATION	SPEED	FEED
Sawing, turning	70 - 90 ft/minute (21.3 - 27.4 m)/min.	.005 - .008 in/revolution (0.13 - 0.20 mm)
External threading	70 - 90 ft/minute (21.3 - 27.4 m)/min.	.001 in/pass (0.038 mm/pass)
Tapping	450 rpm	Tapping Head
Milling	70 - 90 ft/minute (21.3 - 27.4 m)/min.	.0015 - .003 in/tooth (0.038 - 0.076 mm)/tooth

EMERSON & CUMING MICROWAVE PRODUCTS, INC., 20 York Avenue, Randolph, MA 02360 / Telephone (781) 961-9600. Use of Information and Material: Values shown are based on testing of laboratory test specimens and represent data that falls within normal range of the material. These values are not intended for use in establishing maximum, minimum or ranges of values for specification purposes. Any determination of the suitability of the material for any purpose contemplated by the user and the manner of such use is the responsibility of the user. The user should determine that the material meets the needs of the user's product and use. We hope that the information given here will be helpful. It is based on data and knowledge considered to be true and accurate and is offered for the user's consideration, investigation and verification but we do not warrant the results to be obtained. Please read all statements, recommendations or suggestions in conjunction with our conditions of sale INCLUDING THOSE LIMITING WARRANTIES AND REMEDIES, which apply to all goods supplied by us. We assume no responsibility for the use of these statements, recommendations or suggestions nor do we intend them as a recommendation for any use, which would infringe any patent or copyright. Emerson & Cuming Microwave Products Inc.

Anexo II

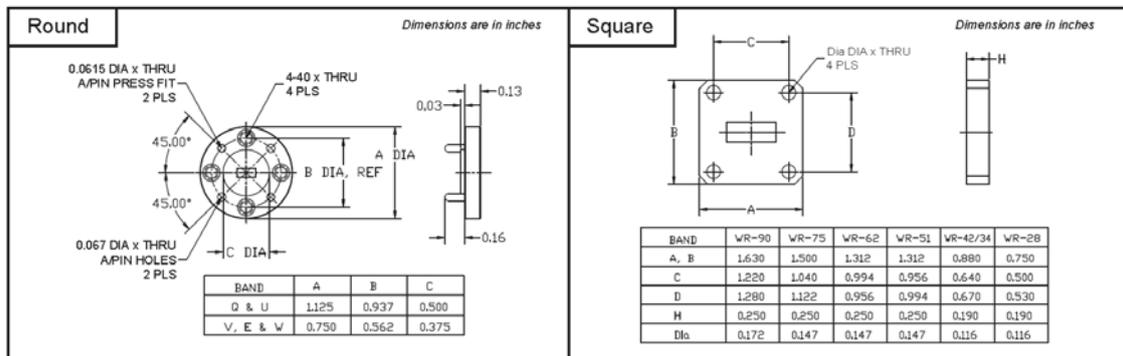
Dimensiones bridas WR22



Rectangular Waveguide and Flange Designations

Bands	U.S.A. (EIA) (JAN)	U.K. WG I.E.C.	Operating Frequency Range (GHz)	Cut-off Frequency (GHz)	Waveguide Inner Size (Inches)	Cover Flange* MIL-F-3922/ UG	Flange Type
X	WR-90 RG-52/ U	WG-16 R100	8.2 to 12.4	6.56	0.900 x 0.400	53-001 UG-39/ U	Square
	WR-75 RG-346/ U	WG-17 R120	10.0 to 15.0	7.87	0.750 x 0.375	53-007 -	Square
Ku	WR-62 RG-91/ U	WG-18 R140	12.4 to 18.0	9.48	0.622 x 0.311	53-005 UG-419/ U	Square
	WR-51 RG-352/ U	WG-19 R180	15.0 to 22.0	11.57	0.510 x 0.255	70-010 -	Square
K	WR-42 RG-53/ U	WG-20 R220	18.0 to 26.5	14.05	0.420 x 0.170	54-001 UG-595/ U	Square
	WR-34 RG-53/ U	WG-21 R260	22.0 to 33.0	17.33	0.340 x 0.170	- UG-1530/ U	Square
Ka	WR-28 RG-96/ U	WG-22 R320	26.5 to 40.0	21.08	0.280 x 0.140	54-003 UG-599/ U	Square
Q (B)	WR-22 RG-97/ U	WG-23 R400	33.0 to 50.0	26.34	0.224 x 0.112	67B-006 UG-383/ U	Round
U	WR-19 RG-358/ U	WG-24 R500	40.0 to 60.0	31.36	0.188 x 0.094	67B-007 UG-383/ U-M	Round
V	WR-15 RG-98/ U	WG-25 R620	50.0 to 75.0	39.86	0.148 x 0.074	67B-008 UG-385/ U	Round
E	WR-12 RG-99/ U	WG-26 R740	60.0 to 90.0	48.35	0.122 x 0.061	67B-009 UG-387/ U	Round
W	WR-10 RG-359/ U	WG-27 R900	75.0 to 110.0	59.01	0.100 x 0.050	67B-010 UG-387/ U-M	Round
F	WR-8 RG-138/ U	WG-28 R1200	90.0 to 140.0	73.84	0.080 x 0.040	- UG-387/ U-M	Round
D	WR-6 RG-276/ U	WG-29 R1400	110.0 to 170.0	90.84	0.065 x 0.0325	- UG-387/ U-M	Round

*Note: The flange material is brass. The flange number is different if the material is aluminum.

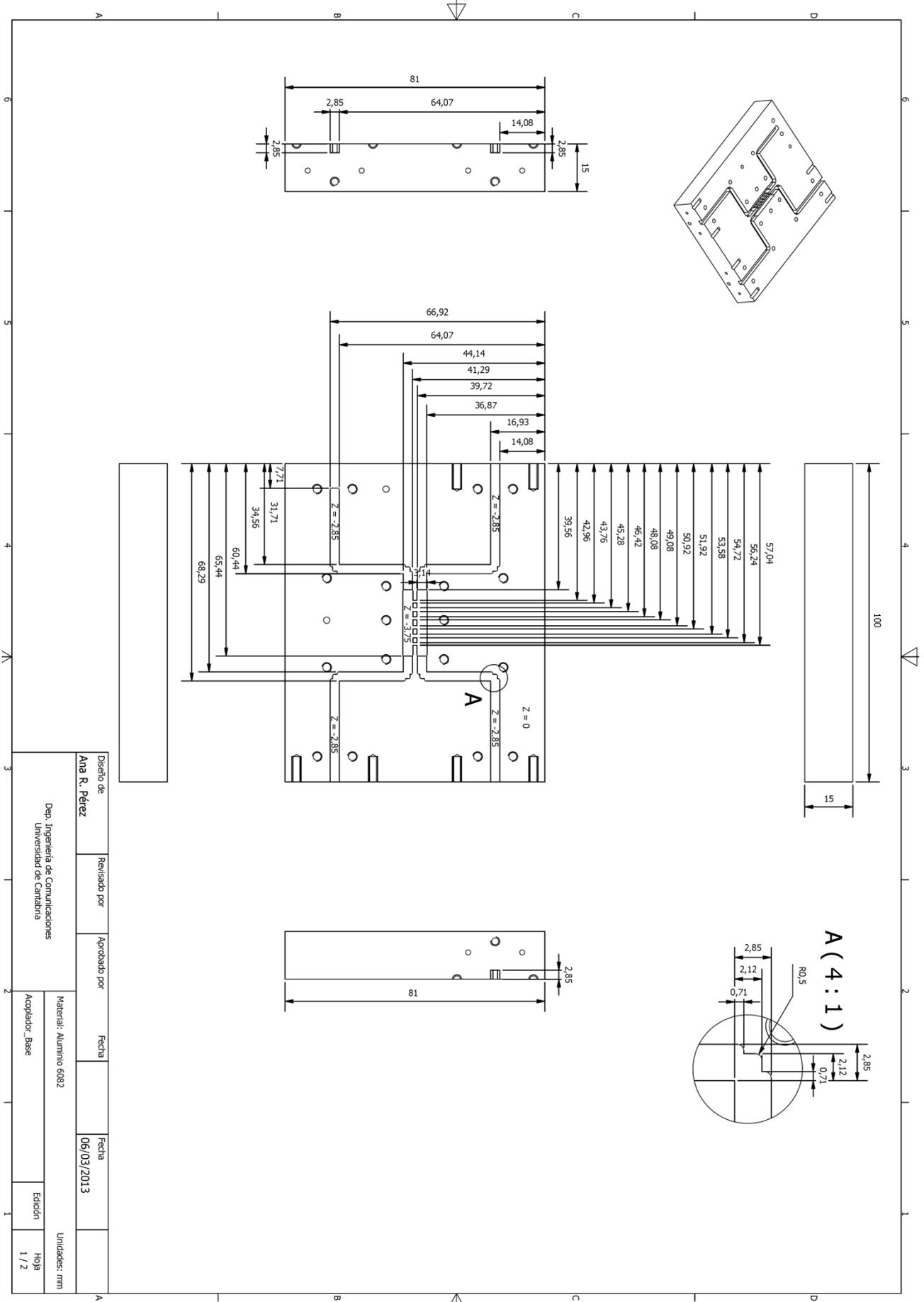


High quality microwave and millimeterwave components and subsystems. Visit Ducommun Technologies online at www.ducommun.com.

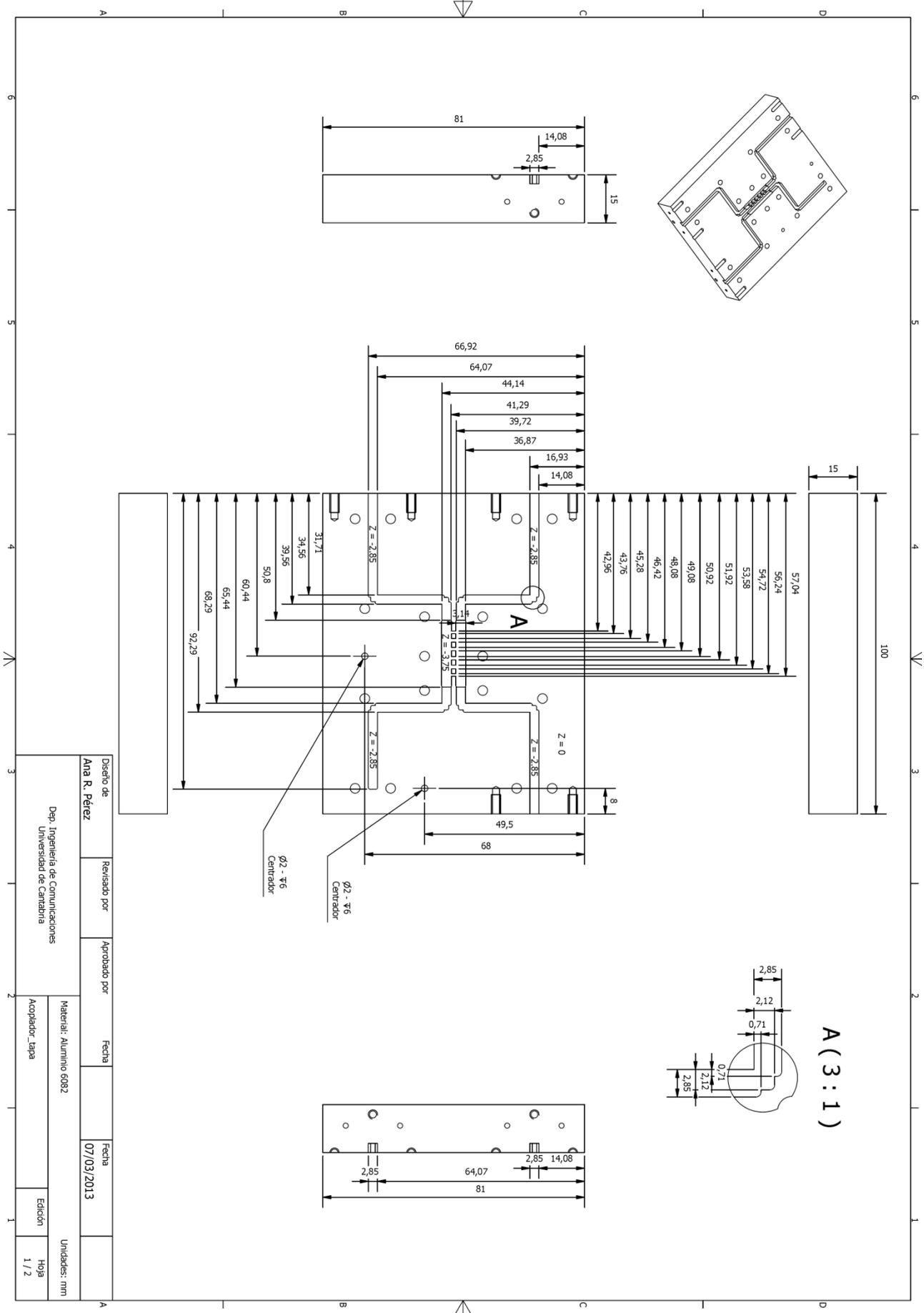
Anexo III

Planos Acoplador

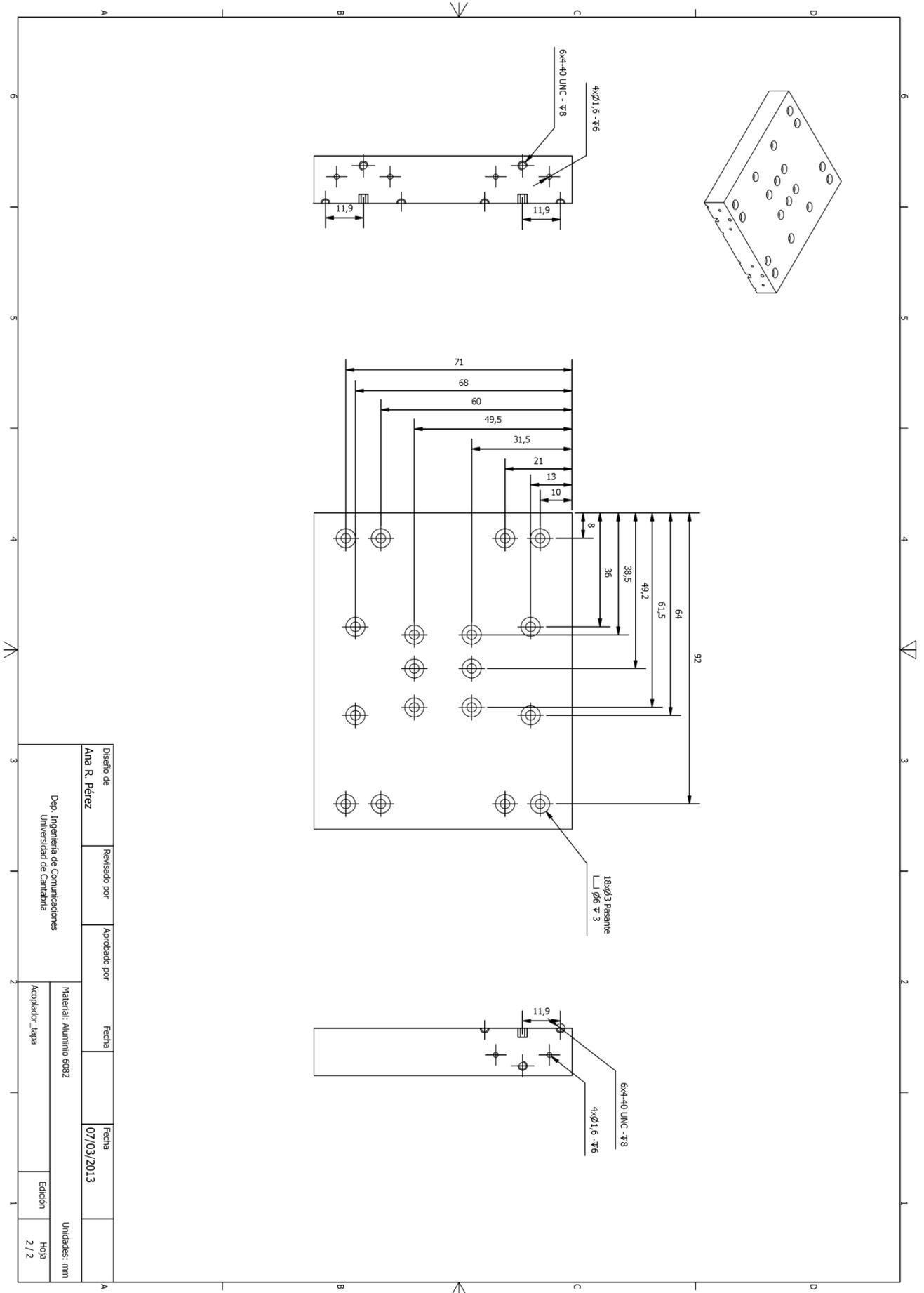
Anexo III – Planos Acoplador



Anexo III – Planos Acoplador



Anexo III – Planos Acoplador

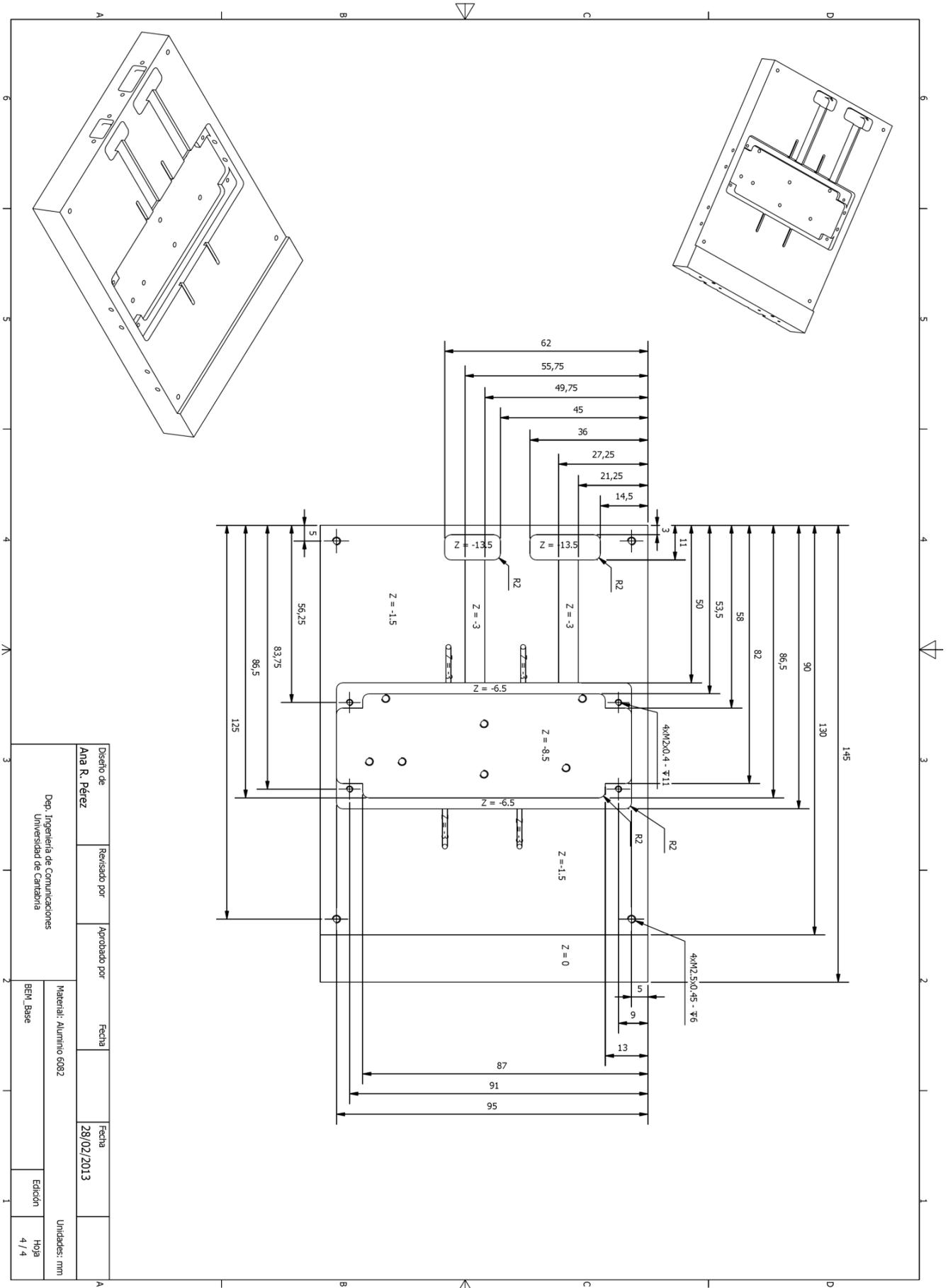


Diseño de	Revisado por	Aprobado por	Fecha	Fecha	Unidades: mm
Ana R. Pérez				07/03/2013	
Dep. Ingeniería de Comunicaciones Universidad de Cádiz			Material: Aluminio 6062	Edición	Hoja
			Acoplador_tapa		2 / 2

Anexo IV

Planos Módulo de Detección

Anexo IV – Planos Módulo de Detección



Disenio de	Revisado por	Aprobado por	Fecha	Fecha
Ana R. Pérez				28/02/2013

Dep. Ingeniería de Comunicaciones
Universidad de Cantabria

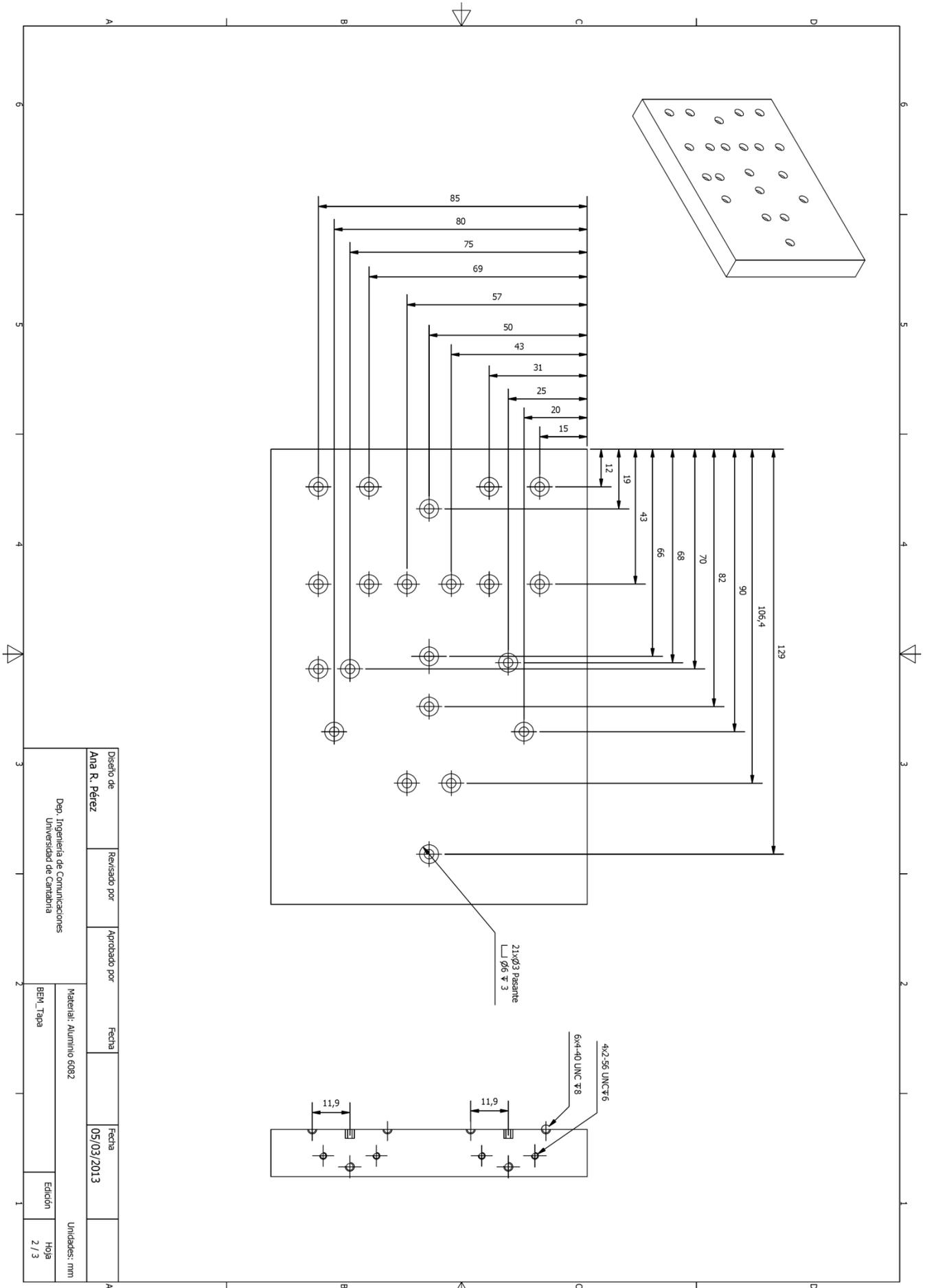
Material: Aluminio 6082

BEM Base

Edición

Hoja
4 / 4

Unidades: mm



Diseño de	Revisado por	Aprobado por	Fecha	Fecha	Unidades: mm
Ana R. Pérez			05/03/2013		

Dep. Ingeniería de Comunicaciones
 Universidad de Cantabria

Material: Aluminio 6082
 BEM_Tapa

Edición
 Hoja 2 / 3

