

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



Trabajo Fin de Grado

**RECEPTOR DE RADIOASTRONOMÍA EN LA
BANDA DE 10-14 GHz CON GUÍAS
INTEGRADAS EN SUBSTRATO**

**Radio astronomy receiver in 10-14 GHz band
with substrate integrated waveguides**

Para acceder al Título de

***Graduado en
Ingeniería de Tecnologías de Telecomunicación***

Autor: Javier Bustillo López

Julio - 2021

GRADUADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS DE TELECOMUNICACIÓN

CALIFICACIÓN DEL TRABAJO FIN DE GRADO

Realizado por: Javier Bustillo López

Directores del TFG: Eduardo Artal Latorre y Beatriz Aja Abelán

Título: “Receptor de radioastronomía en la banda de 10-14 GHz con guías de onda integradas en sustrato”

Title: “Radio astronomy receiver in 10-14 GHz band with substrate integrated waveguides”

Presentado a examen el día:

para acceder al Título de

GRADUADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS DE TELECOMUNICACIÓN

Composición del Tribunal:

Presidente (Apellidos, Nombre): Pérez Arriaga, Jesús

Secretario (Apellidos, Nombre): Pontón Lobete, María Isabel

Vocal (Apellidos, Nombre): Aja Abelán, Beatriz

Este Tribunal ha resuelto otorgar la calificación de:

Fdo.: El Presidente

Fdo.: El Secretario

Fdo.: El Vocal

Fdo.: El Director del TFG

Vº Bº del Subdirector

Trabajo Fin de Grado Nº
(a asignar por Secretaría)

Agradecimientos

Me gustaría mostrar mi agradecimiento y reconocimiento a todas aquellas personas que han formado parte de este trabajo estando presentes durante todo el proceso.

Especialmente, quiero agradecer el esfuerzo y dedicación a mis tutores Eduardo Artal Latorre y Beatriz Aja Abelán, ya que, sin su ayuda, conocimiento y paciencia, no hubiese sido posible realizar esta investigación. Además, mostrar mi gratitud tanto a Eva como a Paul por su ayuda a la hora de la fabricación de los distintos dispositivos.

También, mencionar a todos mis compañeros y amigos, desde los *“Ni estudiar ni merendar”* hasta los *“Pirris”*, que han hecho de estos años de carrera, los mejores que podía haber vivido.

Nombrar además al Departamento de Ingeniería de Comunicaciones de la Universidad de Cantabria, a quienes estoy realmente agradecido por facilitarnos tanto a mí como a mis tutores y directores del proyecto, el laboratorio que me permitiese completar mi estudio.

Por último, realizar una especial mención a mi familia por apoyarme y acompañarme en todo momento con plena confianza.

Resumen

El proyecto QUIJOTE es un experimento instalado en dos radiotelescopios en el Observatorio del Teide (Tenerife), con instrumentos que trabajan en el rango de 10-42 GHz recibiendo del cielo las ondas provenientes del Fondo Cósmico de Microondas, para tratar de obtener el porcentaje de polarización de dichas ondas mediante la obtención de sus parámetros de Stokes Q, U e I. Estos parámetros describen el grado de polarización de cualquier onda electromagnética. A partir de los resultados experimentales de la polarización de las ondas del Fondo Cósmico de Microondas, los astrofísicos esperan comprobar de forma indirecta la existencia de las ondas gravitatorias.

Los receptores de los instrumentos de las bandas de 31 GHz (26-36 GHz) y de 41 GHz (35-47 GHz) se diseñaron y construyeron, con la financiación de varios proyectos de investigación del Plan Nacional de Investigación Científica y Técnica, desarrollados en el Departamento de Ingeniería de Comunicaciones de la Universidad de Cantabria, en colaboración con el Instituto de Astrofísica de Canarias. Tras varios resultados experimentales del instrumento de 31 GHz de QUIJOTE, llamado TGI (Thirty GHz Instrument), en el que el Módulo de Correlación y Detección estaba realizado con circuitos en línea microstrip, se decidió que, en el receptor para la banda de 41 GHz, llamado FGI (Forty GHz Instrument), los circuitos del Módulo de Correlación y Detección se realizaron con guías rectangulares metálicas.

Aunque los receptores del FGI se realizaron con circuitos en guía rectangular metálica convencional, se llevó a cabo un proyecto para realizar un prototipo del Módulo de Correlación y Detección utilizando guías de onda integradas en substrato, como forma más económica y de menor volumen y peso. En un receptor de radioastronomía se suelen utilizar decenas de receptores, cada uno constituye un píxel, por lo que la reducción de peso y volumen es siempre un objetivo deseable. Las guías de onda

integradas en substrato dieléctrico, en inglés “SIW” de Substrate Integrated Waveguides, permiten implementar circuitos en guía de onda con un tamaño más compacto y permiten una mayor facilidad de integración en un receptor.

Este trabajo se centra en un Módulo de Correlación de 6 puertos que funciona en los dos canales más bajos del experimento QUIJOTE, siguiendo el mismo esquema que el del prototipo realizado para la banda de 41 GHz. El Módulo de Correlación está formado por dos divisores de potencia de 3 dB, dos acopladores de 3 dB/90°, un desfasador de 90° y tres líneas de referencia. Estos subsistemas se han diseñado y construido por separado, obteniéndose unos resultados aptos para su funcionamiento en la banda de 10-14 GHz, comprobados experimentalmente mediante las correspondientes medidas de laboratorio, por lo que finalmente se han integrado en un único Módulo de Correlación mediante conexiones entre todos los y se ha realizado una posterior caracterización experimental del Módulo de Correlación completo.

Abstract

QUIJOTE Project is an experiment installed in two radio telescopes located in El Teide Observatory (Tenerife), with Instruments working in 10-42 GHz frequency range, receiving Cosmic Microwaves Background waves from the sky, aiming to know the polarization percentage of these waves through the Stokes parameters Q, U and I achievement. These parameters describe the polarization degree of a certain electromagnetic wave. From experimental results of wave polarization from the Cosmic Microwaves Background, the astronomers hope to check indirectly the existence of gravitational waves.

Instruments receivers for 31 GHz (26-36 GHz) and 41 GHz (35-47 GHz) bands were designed and built, with several projects funded by the Plan Nacional de Investigación Científica y Técnica, developed in the Departamento de Ingeniería de Comunicaciones at the Universidad de Cantabria, in collaboration with the Instituto de Astrofísica de Canarias. After several experimental results of the QUIJOTE 31 GHz instrument, named TGI (Thirty GHz Instrument), in which the Correlation and Detection Module was built with microstrip lines, it was decided to use rectangular metallic waveguides for the 41 GHz receiver, named FGI (Forty GHz Instrument). Correlation and Detection Module (CDM) circuits were manufactured with rectangular metallic waveguides.

Although the FGI receivers were made with conventional metallic rectangular waveguides, another research project developed a prototype for the Correlation and Detection Module using substrate integrated waveguides as cheaper and less volume and weight way for the CDM. In a radio astronomy receiver, there are commonly tens of receivers, each one forms a pixel, so the weight and volume reduction is always a desirable objective. The Substrate Integrated Waveguides (SIW), allow to implement waveguide circuits with a more compact size and to ease their integration in a receiver.

This work deals with a 6 ports Correlation and Detection Module, working in the two lowest channels of QUIJOTE experiment, following the same scheme as the prototype made for 41 GHz band. The Correlation Module is made by two 3 dB power dividers, two 3 dB/90° couplers, a 90° phase shifter and three reference lines. Those subsystems have been designed and built separately, achieving good results for their operation in the 10-14 GHz band, experimentally checked through laboratory measurements, and finally have been integrated in a Correlation Module, through connections between all subsystems. A further experimental characterization of the complete Correlation Module has been performed.

Índice

1.	Introducción	15
1.1.	Contexto	15
1.2.	Objetivo	19
1.3.	Organización del trabajo	20
2.	Guías de onda integradas en sustrato (SIW).....	21
2.1.	Tecnología SIW	21
2.2.	Estructura SIW	22
2.3.	Modos de propagación	23
2.4.	Condiciones de diseño de una estructura SIW.....	25
2.5.	Diseño SIW	26
3.	Componentes del Módulo.....	28
3.1.	Transiciones SIW – Microstrip.....	28
3.1.1.	Análisis de modelos.....	29
3.1.2.	Impedancia característica	32
3.1.3.	Nuevo modelo transición Microstrip-SIW.....	33
3.1.4.	Medidas de laboratorio.....	35
3.2.	Divisor de potencia de 3 dB.....	38
3.2.1.	Diseño del divisor de potencia	39
3.2.2.	Análisis divisor de potencia	42
3.2.3.	Medidas de laboratorio.....	44
3.3.	Codos 90°	48
3.3.1.	Diseño de los codos 90°	49
3.3.2.	Análisis de los codos 90°	50
3.4.	Acoplador 3 dB/90°	51
3.4.1.	Diseño del acoplador 3 dB/90°	52
3.4.2.	Diseño del acoplador 3 dB/90° con codos.....	54
3.4.3.	Medidas de laboratorio.....	57
3.5.	Desfasador 90°	62
3.5.1.	Diseño desfasador 90°	63

3.5.2. Medidas de laboratorio.....	65
4. Medidas del correlador integrado	69
4.1. Parámetros de Scattering.....	71
4.2. Diferencia de fase.....	72
4.3. Diferencia de amplitud.....	75
5. Conclusiones.....	77
5.1. Conclusiones.....	77
5.2. Líneas futuras	78
6. Referencia	80
7. Anexos.....	83
Substrato dieléctrico RO4003C	83
PNA E8364A	84
Straight PCB Mount SMA End Launcher Connector	85

TABLA DE FIGURAS

Figura 1. Esquemas de los Módulos de Correlación-Detección: (a) Receptor de 31 GHz, (b) Receptor de 41 GHz	16
Figura 2. Diagrama de bloques del Correlador.....	17
Figura 3. Guía de onda rectangular convencional.....	21
Figura 4. Estructura SIW.	22
Figura 5 . Modos de propagación en SIW.....	24
<i>Figura 6. Dimensiones de diseño en una SIW.</i>	<i>25</i>
Figura 7. Guía rectangular WR-75 (a = 19.05 mm, b = 9.525 mm).....	26
<i>Figura 8. Modelo 1 Transición Microstrip-SIW.</i>	<i>29</i>
Figura 9. Simulación con ADS. Parámetros Scattering Modelo 1.....	29
Figura 10. Modelo 2 Transición Microstrip-SIW.....	30
Figura 11. Simulación con ADS. Parámetros Scattering Modelo 2.....	30
Figura 12. Simulación con ADS. Comparación Parámetros Scattering. Línea azul: Modelo 1, Línea morada: Modelo 2.....	31
Figura 13. Diseño final Transición Microstrip-SIW.	33
Figura 14. Simulación con HFSS. Ondas electromagnéticas (campo E). Transición doble SIW a microstrip.	34
Figura 15. Simulación con HFSS. Parámetros de Scattering del nuevo diseño Transición doble SIW-microstrip.....	34
Figura 16. Transición Coplanar-Microstrip.	35
Figura 17. Analizador de redes PNA E8364A.....	35
Figura 18. Detalle de conexión para la medida de la doble transición Microstrip-SIW.	36
Figura 19. Doble transición SIW-microstrip. Comparación de las medidas con las simulaciones de HFSS. Líneas con puntos: medida de laboratorio. Líneas continuas: simulación HFSS.....	37
Figura 20. Un divisor de potencia 3 dB con conectores coaxiales	38
Figura 21. Esquema de un divisor de potencia en T.....	38

Figura 22. Divisor de potencia en guía con conductor perfecto	40
Figura 23. Simulación con HFSS de los parámetros de Scattering del divisor de potencia escalado	40
Figura 24. Simulación con HFSS de los parámetros de Scattering del divisor de potencia con escala 2.987	41
Figura 25. Divisor de potencia SIW con transiciones a microstrip	42
Figura 26. Simulación con HFSS de las ondas electromagnéticas (campo E) en el divisor de potencia	42
Figura 27. Simulación con HFSS de los parámetros de Scattering del divisor de potencia	43
Figura 28. Medida del divisor de potencia entre los puertos 1 y 2	44
Figura 29. Comparación HFSS-laboratorio entre los puertos 1 y 2 del divisor de potencia. Líneas con puntos: medida de laboratorio. Líneas continuas: Simulación HFSS.	44
Figura 30. Medida del divisor de potencia entre los puertos 1 y 3	45
Figura 31. Comparación HFSS-medidas en laboratorio entre los puertos 1 y 3 del divisor de potencia. Líneas con puntos: medida de laboratorio. Líneas continuas: Simulación HFSS.	46
Figura 32. Medida del divisor de potencia entre los puertos 2 y 3	46
Figura 33. Comparación HFSS- medida en laboratorio entre los puertos 2 y 3 del divisor de potencia. Líneas con puntos: medida de laboratorio. Líneas continuas: simulación HFSS	47
Figura 34. Un codo en guía de onda con curvatura 90°	48
Figura 35. Codo 90°	49
Figura 36. Simulación con HFSS de las ondas electromagnéticas (campo E) en el codo 90°	49
Figura 37. Simulación con HFSS de los parámetros de Scattering de los codos 90°	50
Figura 38. Acoplador 3 dB con 4 conectores coaxiales	51
Figura 39. Esquema acoplador 3 dB	51

Figura 40. Acoplador 3dB/90°	52
Figura 41. Simulación con HFSS de las ondas electromagnéticas (campo E) en el acoplador 3dB/90°	52
Figura 42. Simulación con HFSS de los parámetros de Scattering Acoplador 3dB/90° .	53
Figura 43. Simulación con HFSS. Desfase entre los puertos 2 y 3 respecto del puerto 1 del acoplador 3dB/90°.....	53
Figura 44. Acoplador 3 dB/90° con codos	54
Figura 45. Simulación con HFSS de las ondas electromagnéticas (campo E) en el acoplador 3dB/90° con los codos.....	55
Figura 46. Simulación con HFSS de los parámetros de Scattering del acoplador 3 dB/90° con codos.....	55
Figura 47. Simulación con HFSS. Desfase entre los puertos 2 y 3 respecto del puerto 1 del acoplador 3dB/90° con codos.	56
Figura 48. Medida del acoplador entre los puertos 1 y 2.	57
Figura 49. Comparación HFSS- medida en laboratorio entre los puertos 1 y 2 del acoplador. Líneas con puntos: medida de laboratorio. Líneas continuas: Simulación HFSS.	58
Figura 50. Medida del acoplador entre los puertos 1 y 3.	59
Figura 51. Comparación HFSS- medida en laboratorio entre los puertos 1 y 3 del acoplador. Líneas con puntos: medida de laboratorio. Líneas continuas: Simulación HFSS.	59
Figura 52. Medida del acoplador entre los puertos 1 y 4.	60
Figura 53. Comparación HFSS- medida en laboratorio entre los puertos 1 y 4 del acoplador. Líneas con puntos: medida de laboratorio. Líneas continuas: Simulación HFSS.	60
Figura 54. Medida del acoplador entre los puertos 2 y 3.	61

Figura 55. Comparación HFSS - medida en laboratorio entre los puertos 2 y 3 del acoplador. Líneas con puntos: medida de laboratorio. Líneas continuas: Simulación HFSS.	61
Figura 56. Desfasador 90° y línea de referencia con 4 conectores coaxiales	62
Figura 57. Desfasador 90° junto al tramo de guía de onda de referencia.	63
Figura 58. Simulación con HFSS. Parámetros de Scattering del desfasador 90°.	64
Figura 59. Simulación con HFSS. Desfase entre desfasador y guía de onda de referencia.	64
Figura 60. Medida del desfasador (a) (puertos 1 y 2) y de la línea de referencia (b) (puertos 3 y 4).....	65
Figura 61. Medidas de laboratorio. Parámetros de Scattering en el desfasador y en la línea de referencia. Deseñe producido entre ambos.	66
Figura 62. Lámina de cobre soldada sobre el slab de aire.	67
Figura 63. Medidas de laboratorio. Nuevas pérdidas de Scattering en el desfasador y en la línea de referencia. Nuevo desfase producido entre ambos.	67
Figura 64. Comparación HFSS – Medida de laboratorio de los desfases producidos entre el desfasador y la línea de referencia.....	68
Figura 65. Módulo correlador compuesto por los distintos componentes.	70
Figura 66. Medida de la rama 4-1 del módulo correlador.	71
Figura 67. Medidas de laboratorio. Parámetros de Scattering de las ramas 4-1 (a) y 6-2 (b) del módulo correlador.	71
Figura 68. Comparación medidas laboratorio - HFSS del desfase entre las ramas 3-1 y 4-1.	72
Figura 69. Comparación medidas laboratorio - HFSS del desfase entre las ramas 3-1 y 4-2.	73
Figura 70. Comparación medidas laboratorio - HFSS del desfase entre las ramas 6-2 y 5-1.	73

Figura 71. Comparación medidas laboratorio - HFSS del desfase entre las ramas 5-2 y 6-2.....	74
Figura 72. Comparación medidas laboratorio - HFSS del desfase entre las ramas 6-2 y 6-1.....	74
Figura 73. Comparación medidas de laboratorio - HFSS de la diferencia de amplitud entre las ramas 3-1 y 4-1.....	75
Figura 74. Comparación medidas de laboratorio - HFSS de la diferencia de amplitud entre las ramas 3-1 y 4-2.....	75
Figura 75. Comparación medidas de laboratorio - HFSS de la diferencia de amplitud entre las ramas 6-2 y 5-1.....	76
Figura 76. Comparación medidas de laboratorio - HFSS de la diferencia de amplitud entre las ramas 5-2 y 6-2.....	76
Figura 77. Comparación medidas de laboratorio - HFSS de la diferencia de amplitud entre las ramas 6-2 y 6-1.....	76
Tabla 1. Comparación de los promedios de las diferencias de fase y amplitud entre ramas.....	77

1. Introducción

1.1. Contexto

El contexto de este trabajo surge de la necesidad de estudiar el Fondo Cósmico de Microondas (CMB – Cosmic Microwave Background), una herramienta fundamental para conocer los principios cósmicos del Universo. Para ello, se busca caracterizar, tanto en intensidad como en polarización, el CMB y otros procesos de radiación galáctica, tomando medidas a través del experimento QUIJOTE (Q, U, I, JOint Tenerife Experiment).

El proyecto QUIJOTE es un experimento que opera en el Observatorio del Teide y que trabaja en el rango de 10-42 GHz, obteniendo los parámetros de Stokes Q, U, I, que definen la polarización de una onda, y suponiendo que el parámetro V=0, debido a que el CMB no posee polarización circular.

Según se puede comprobar en la página web del Instituto de Astrofísica de Canarias, IAC, el proyecto del Experimento QUIJOTE se dividió en dos fases [1].

La primera, ya en funcionamiento, se basó en la instalación de un telescopio y dos instrumentos de medida. El primer instrumento, multifrecuencia, tiene asignados 8 canales, en las frecuencias centrales 11, 13, 16 y 18 GHz, con ancho de banda de 2 GHz cada uno, para recoger todos los datos posibles a distintas frecuencias. Por otro lado, el segundo posee 30 receptores centrados a 31 GHz, con un ancho de banda de 26 a 36 GHz. En todos los receptores la finalidad es detectar si una componente de las ondas gravitacionales primordial supera la razón tensión-escalar de valor 0.1; para conseguir ese valor umbral hay que aumentar considerablemente la sensibilidad del receptor.

La segunda fase, realizada con el Proyecto de investigación de título “Exploring the Physics of the Inflation (EPI)”, consistió en la construcción de otro telescopio y otro instrumento de medida, esta vez a la frecuencia central de 41 GHz, cubriendo la banda de 35 a 47 GHz.

Con los resultados experimentales del primer instrumento de 31 GHz implementado, se observó que se podría mejorar modificando el Módulo de Correlación y Detección (Correlation and Detection Module = CDM) [2]. Para ello, en el esquema del receptor de 41 GHz se sustituyeron los dos acopladores híbridos de 3 dB/180° por dos acopladores híbridos 3 dB/90°. En la Figura 1 se muestran los esquemas del Módulo de Correlación y Detección, siendo el primero el diseño del CDM original del instrumento de 31 GHz de QUIJOTE, y el segundo el diseño del instrumento de 41 GHz.

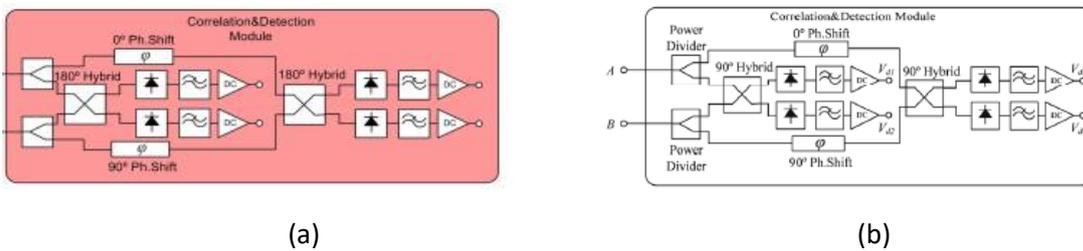


Figura 1. Esquemas de los Módulos de Correlación-Detección: (a) Receptor de 31 GHz, (b) Receptor de 41 GHz.

Como se puede ver en la Figura 1 (b), al correlador llegan dos señales de entrada, A y B, con las que se puede caracterizar la intensidad y la polarización usando los parámetros de Stokes:

- $I = |A|^2 + |B|^2$
- $Q = 2R_e(A^*B)$
- $U = -2Im(A^*B)$

Para obtener combinaciones de los parámetros de Stokes I, Q y U, dado que estos no se pueden obtener de forma separada en un receptor, se utiliza un circuito Correlador, que proporcione cuatro salidas, proporcionales a las señales A+B, A-B, A+jB y A-jB. Si estas señales de salida se detectan con un detector de pico de respuesta cuadrática, se puede comprobar que las señales detectadas son combinaciones lineales de los parámetros de Stokes I, Q y U. Operando con los valores de dichas señales detectadas se pueden despejar los valores de I, Q y U por separado. Un correlador que proporcione esas señales de salida es el que se muestra en la Figura 2. Es un circuito en el que es necesario añadir un desfaseador de 90° en una de las ramas.

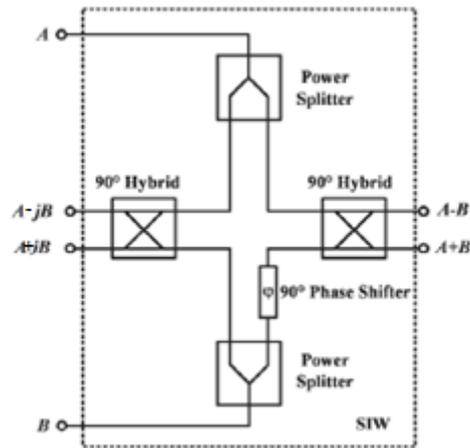


Figura 2. Diagrama de bloques del Correlador.

El diagrama de bloques presentado en la Figura 2 se corresponde con el modelo que se va a seguir en este trabajo, es decir, una configuración de 6 puertos, 2 de entrada con señales de banda ancha de microondas y 4 de salida, que tras la detección cuadrática son señales de corriente continua.

A través de cada divisor de potencia llega una señal de banda ancha, a_A y a_B respectivamente.

$$\begin{bmatrix} b_{A_1} \\ b_{A_2} \\ b_{A_3} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{2} & \sqrt{2} \\ \sqrt{2} & 1 & -1 \\ \sqrt{2} & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_A \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Si se analiza la matriz de parámetros S de un divisor de potencia, se observa que a su salida queda $b_{A_2} = \frac{\sqrt{2}}{2} a_A$ y $b_{A_3} = \frac{\sqrt{2}}{2} a_A$ (rama A); y $b_{B_2} = \frac{\sqrt{2}}{2} a_B$ y $b_{B_3} = \frac{\sqrt{2}}{2} a_B$ (rama B por similitud). Continuando la rama B se llega al desfaseador, el cuál introduce un retardo $-j$, por lo que la señal quedaría modificada a $-j b_{B_3} = -j \frac{\sqrt{2}}{2} a_B$.

Al alcanzar el acoplador 3dB/90°, también es necesario analizar su matriz de Scattering.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = -\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & j & 1 \\ 0 & 0 & 1 & j \\ j & 1 & 0 & 0 \\ 1 & j & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b_{A_3} \\ b_{B_2} \end{bmatrix}$$

De aquí se obtiene que:

- $b_1 = -\frac{1}{2}(ja_A + a_B)$, que es proporcional a $jA + B$ y que multiplicado por $-j$ quedaría $A - jB$.
- $b_2 = -\frac{1}{2}(a_A + ja_B)$, que es también proporcional a $A + jB$.
- $b_3 = -j\frac{1}{2}(a_A - a_B)$, proporcional a $A - B$.
- $b_4 = -\frac{1}{2}(a_A + a_B)$, proporcional a $A + B$.

Con todos estos parámetros hallados se pueden obtener los siguientes valores, correspondientes a las señales que llegan a cada salida:

- $|v_3| = \left| \frac{1}{2}(A + jB) \right|$
- $|v_4| = \left| \frac{1}{2}(A - jB) \right|$
- $|v_5| = \left| \frac{1}{2}(A + B) \right|$
- $|v_6| = \left| \frac{1}{2}(A - B) \right|$

Tras colocar los diodos detectores de respuesta cuadrática se consiguen las señales detectadas, por lo que sin tener en cuenta las proporciones del correlador y de los detectores, ya que son valores constantes, se pueden escribir de forma simplificada las señales de salida de los detectores:

- $V_{d3} = |A + jB|^2$
- $V_{d4} = |A - jB|^2$
- $V_{d5} = |A + B|^2$
- $V_{d6} = |A - B|^2$

De esta forma se obtienen los parámetros de Stokes, a partir de combinaciones lineales de las señales detectadas:

- $I = V_{d3} + V_{d4} = V_{d5} + V_{d6} = |A + jB|^2 + |A - jB|^2 = |A + B|^2 + |A - B|^2$
- $Q = 2\text{Re}(A^*B) = V_{d5} - V_{d6} = |A + B|^2 - |A - B|^2$
- $U = -2\text{Im}(A^*B) = V_{d3} - V_{d4} = |A + jB|^2 - |A - jB|^2$

Otro aspecto importante que se debe tener en cuenta es que, en el diseño original del receptor de 41 GHz, el Correlador se realizó con guías de onda rectangulares, sin embargo, en este trabajo se decide emplear tecnología SIW (Substrate Integrated Waveguide); esto es, guías de onda integradas en sustrato dieléctrico, para el rango de frecuencias de 10 a 14 GHz, que es el rango de los dos canales más bajos del experimento QUIJOTE.

1.2. Objetivo

El objetivo principal de este trabajo es diseñar, fabricar y medir un módulo correlador de un receptor de radioastronomía en la banda de 10-14 GHz. Mediante el uso de la tecnología de guías de onda integradas en sustrato, el módulo diseñado tendrá como fin realizar medidas de la polarización de las ondas electromagnéticas recibidas.

El procedimiento que se sigue es diseñar e implementar los distintos componentes del módulo para su caracterización experimental. Finalmente se integran todos en un único módulo y se caracterizan.

1.3. Organización del trabajo

En este apartado se ofrece de forma bastante concisa una breve explicación de la organización del trabajo.

En primer lugar, como ya se ha podido comprobar, se empieza con una Introducción en la que se sitúa el contexto del trabajo, y se comenta que está relacionado con el experimento QUIJOTE del Instituto de Astrofísica de Canarias. También se explica qué parte del receptor se va a abordar a lo largo del trabajo, el Módulo de Correlación y Detección.

En el segundo capítulo, se introduce la tecnología usada en todos los componentes del módulo, la Tecnología SIW. Se basa en el uso de guías de onda integradas en substrato en vez de guías de onda convencionales, consiguiendo las principales ventajas de estas, con un gran ahorro tanto en coste como en peso, entre otros. También se establece el diseño de las SIW, es decir, el tamaño de los agujeros metalizados y la distancia entre estos, así como la anchura de la guía de onda.

En el capítulo 3, se plantea el diseño y el funcionamiento de los componentes que se van a emplear en el módulo, comparando los resultados obtenidos en las simulaciones con los de las medidas del laboratorio. Los componentes que se utilizan son: doble transición SIW-Microstrip, divisores de potencia, acopladores 3 dB/90° y desfasador 90° y su línea de referencia.

Una vez conseguidos diseños válidos de todos los componentes, en el capítulo 4, se comprueba el funcionamiento del módulo, es decir, todos los componentes trabajando juntos, y se caracteriza el módulo completo mediante medidas.

El capítulo 5 trata de las Conclusiones. En este capítulo se comparan los resultados obtenidos en el laboratorio con los de las simulaciones, y se plantean líneas para futuros proyectos en base a éste.

Por último, los capítulos 6 y 7 contienen las referencias y anexos, respectivamente.

2. Guías de onda integradas en substrato (SIW)

2.1. Tecnología SIW

Hoy en día la transmisión de ondas electromagnéticas se relaciona mucho con la propagación en espacio libre, sin embargo, existe la forma de propagar estas ondas en guías rectangulares metálicas, como muestra la Figura 3.



Figura 3. Guía de onda rectangular convencional.

La implementación de guías de onda integradas en un substrato dieléctrico (SIW – Substrate Integrated Waveguide) nace de la necesidad de solventar ciertas desventajas que presentan la propagación las ondas electromagnéticas en guías de onda metálicas convencionales.

Estos inconvenientes se deben principalmente a la estructura usada, por la gran cantidad de metal que se emplea en la fabricación de la guía de onda convencional y que incrementa mucho su peso y coste.

El funcionamiento de la tecnología SIW busca confinar las ondas en el interior de la guía, haciendo que viajen a través del substrato dieléctrico, entendiéndose como ondas planas que avanzan reflejándose en las paredes metálicas.

También es importante tener en cuenta que cuando se trabaja con tecnologías de líneas microstrip o coplanar surgen unas pérdidas de transmisión y radiación [3].

Para solventar estas desventajas se han implementado varias técnicas de integración de procesado plano altamente cualificadas. Por un lado, se encuentra la Placa de Circuito Impreso (PCB), soporte físico sobre el que se instalan y se conectan entre sí componentes electrónicos y eléctricos. Por el otro, está la tecnología LTCC (Low Temperature Co-fired Ceramics), un sistema de sustrato cerámico multicapa. Ambas tecnologías mantienen el mismo patrón de campos electromagnéticos y las características de dispersión que en la guía de onda rectangular clásica [4]. Además, mantienen un alto factor de calidad, capacidad de manejo de alta potencia y buen apantallado eléctrico.

2.2. Estructura SIW

Las SIW tiene la forma de una guía de onda que posee dos filas de cilindros conductores (agujeros metalizados) que atraviesan un sustrato dieléctrico y que conectan eléctricamente los dos planos metálicos, inferior y superior [5].

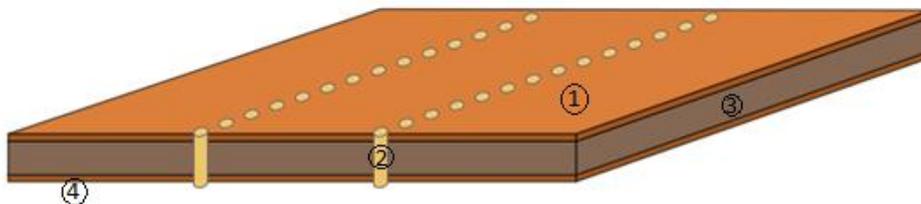


Figura 4. Estructura SIW.

En la Figura 4, se observan las diferentes partes que componen una guía de onda integrada en sustrato:

1. Placa conductora superior de la guía de onda.
2. Orificios metalizados: agujeros de metal que actúan como las paredes laterales de la guía.
3. Sustrato dieléctrico: material delgado entre las placas conductoras inferior y superior y con una cierta permitividad dieléctrica.
4. Placa conductora inferior de la guía de onda.

2.3. Modos de propagación

Como ya se ha mencionado anteriormente, las estructuras SIW tienen un funcionamiento muy similar a las guías de onda rectangulares, debido principalmente al modo de propagación en el que trabajan. Ambas coinciden en el modo TE_{n0} (Transversal Eléctrico), en el cual no existe componente de campo eléctrico en la dirección de propagación, pero difieren en el modo TM , a causa de la fuerte radiación producida por los huecos no metalizados entre las placas de metal superior e inferior, en el caso de la estructura SIW.

Por lo general, se va a trabajar en el modo fundamental TE_{10} (a excepción de algún componente como el del acoplador direccional tipo Riblet, pero que es inevitable) debido a dos factores:

- El modo TE_{10} es el que presenta mayor similitud de trabajo a la guía de onda rectangular.
- En SIW solo existe la propagación en modos TE_{n0} .

En el caso de que se trabajase en una frecuencia en la que se propagan varios modos, la energía electromagnética que viaja a través de la guía es dividida entre estos modos y, para que se recupere completamente, se debe realizar una detección específica para

cada modo. Hay que tener en cuenta también, que en la propagación multimodo se produce una distorsión debido a que cada modo posee una constante de propagación β y una velocidad de propagación distinta [6].

En la siguiente Figura 5 se puede observar una comparativa de los distintos modos de propagación en las guías de onda.

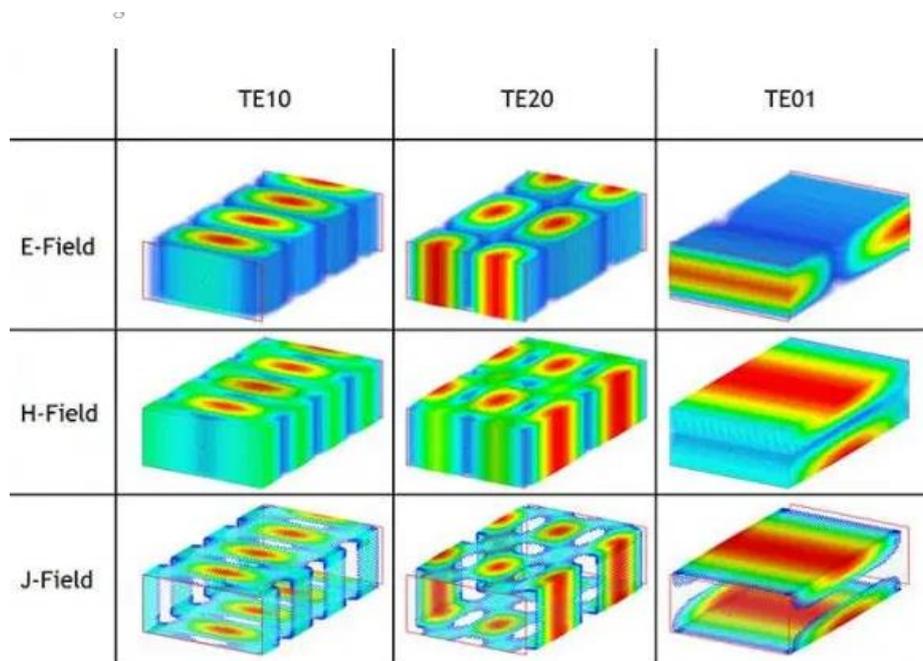


Figura 5 . Modos de propagación en SIW.

2.4. Condiciones de diseño de una estructura SIW

A la hora de diseñar una guía de onda integrada en sustrato es importante recordar que idealmente tiene el mismo funcionamiento que una guía de onda rectangular convencional, por lo que los conceptos de diseño son los mismos. Cabe destacar que se rigen por cuatro criterios básicos, según [3]. En la Figura 6 se muestra su equivalencia:

- Diámetro de los orificios metalizados (D)

Este parámetro depende de la longitud de onda de la guía y debe tener un tamaño reducido para disminuir las pérdidas todo lo posible.

$$D < \frac{\lambda_g}{5}$$

- Distancia entre centros de los orificios metalizados (s)

También es importante que la separación entre los agujeros sea pequeña para que las pérdidas por fuga sean mínimas. Este factor depende del anterior.

$$s \leq 2D$$

- Anchura de la guía de onda (w):

Es la distancia entre las dos filas de agujeros metalizados, medida entre sus centros.

$$w = w_{eff} + \frac{d^2}{0.95s}$$

- Anchura efectiva de la guía de onda (w_{eff}):

Es la anchura de una guía de onda rectangular metálica rellena del mismo dieléctrico (caso ideal).

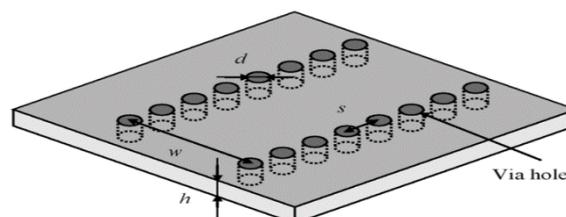


Figura 6. Dimensiones de diseño en una SIW.

2.5. Diseño SIW

La banda de frecuencia que se utiliza en este trabajo es 10-14 GHz. La guía de onda escogida como base será el estándar WR-75 (Figura 7):

- Anchura de la guía de onda (a): 19.05 mm (0.75")
- Altura de la guía de onda (b): 9.525 mm (0.375")

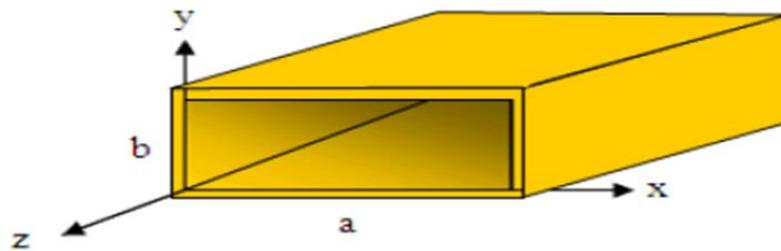


Figura 7. Guía rectangular WR-75 ($a = 19.05$ mm, $b = 9.525$ mm).

Con el objetivo de trabajar en todo momento con el modo fundamental TE_{10} , se ha escogido la frecuencia de corte apropiada para la banda de funcionamiento. Para hallar esta frecuencia, se parte de una guía de onda rectangular rellena de aire, es decir, un caso ideal, mientras que la SIW está rellena de un substrato dieléctrico.

Sabiendo que la longitud de onda de corte (λ_c) depende de la frecuencia de corte a través de esta fórmula: $f_c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon\mu\lambda_c}}$ y que en el diseño de este tipo de guías de onda va a haber propagación de la frecuencia si se cumple que $a > \frac{\lambda_c}{2}$, se procede a su cálculo.

$$\lambda_c = 2a \quad \Rightarrow \quad f_c = \frac{1}{2a\sqrt{\epsilon\mu}}$$

Además, si se tiene en cuenta que en el vacío el valor de la permitividad dieléctrica (ϵ_0) es $8.85 \frac{pF}{m}$ y de la permeabilidad magnética (μ_0) es $0.4\pi \frac{\mu H}{m}$, la frecuencia de corte queda aproximadamente:

$$f_c = \frac{c}{2a} = 7.874 \text{ GHz}$$

Una vez calculada la frecuencia de corte, se puede hallar la anchura efectiva de la guía de onda rellena de substrato. Cuanto mayor sea el grosor del substrato menos pérdidas de conducción tiene la guía y es por ello por lo que el substrato escogido es el Rogers 4003C, de un grosor de 1.524 mm (60 mil) y con una permitividad dieléctrica relativa de valor 3.55.

Para hallar la anchura de una guía rectangular rellena de dieléctrico, a' , con la misma frecuencia de corte, en la ecuación anterior se debe añadir la permitividad dieléctrica relativa del substrato RO4003C, con valor 3.55.

$$f_c = \frac{c}{2a'\sqrt{\epsilon_r}} \Rightarrow a' = \frac{c}{2f_c\sqrt{\epsilon_r}} = 10.11 \text{ mm}$$

Para calcular el diámetro de los agujeros metálicos, su separación y la anchura de la guía de onda se deben usar las ecuaciones propuestas en el apartado [Condiciones de diseño](#), y suponer 14 GHz, ya que, al trabajar con la frecuencia más alta, obtendremos una separación de agujeros menor.

$$\lambda_g|_{TE_{10}} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} = 13.757 \text{ mm}$$

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_r}}$$

$$D < \frac{\lambda_g}{5} = 2.75 \text{ mm} \quad , \quad s \leq 2D = 5.5 \text{ mm}$$

Con estos resultados se plantean dos posibles diseños:

- $D = 0.5 \text{ mm}, s = 1 \text{ mm} \Rightarrow w = 10.38 \text{ mm}$
- $D = 1.8 \text{ mm}, s = 3.4 \text{ mm} \Rightarrow w = 11.11 \text{ mm}$

3. Componentes del Módulo

El módulo correlador del receptor de radioastronomía está formado por distintos componentes desarrollados mediante Tecnología SIW.

3.1. Transiciones SIW – Microstrip

Tras obtener los modelos de una posible estructura SIW, se plantea el diseño de las transiciones a líneas de transmisión microstrip. Unos cambios de impedancia necesarios cuando la impedancia que presenta la SIW no coincide con la impedancia de referencia del sistema y la SIW y la línea microstrip se desean integrar en el mismo circuito.

Para diseñar ambos modelos se toma como base el prototipo desarrollado por Díaz Caballero [9] con una impedancia $Z_{SIW} = 37 \Omega$, esto se corresponde con una línea de transmisión de longitud de 4.25 mm y una anchura de 5.68 mm, aplicando la herramienta LineCalc del software ADS de Keysight Technologies. Posteriormente, para alcanzar el tramo de microstrip de 50Ω , con longitud 4.34 mm y anchura 3.6 mm, se necesita insertar un taper $\frac{\lambda}{4}$ de 6.25 mm de largo.

Se procede al análisis de los modelos usando el programa ADS 2021 (Advanced Design System), la herramienta *Momentum*[®] de simulación electromagnética quasi-2D muy utilizado en diseños de RF y Microondas:

3.1.1. Análisis de modelos

Modelo 1

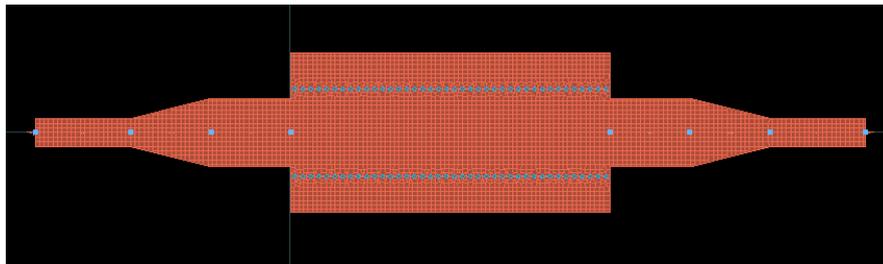


Figura 8. Modelo 1 Transición Microstrip-SIW.

En la Figura 8 se observa el diseño del primer modelo desarrollado, añadiendo las transiciones mencionadas anteriormente, y se analizan los parámetros de Scattering (Figura 9).

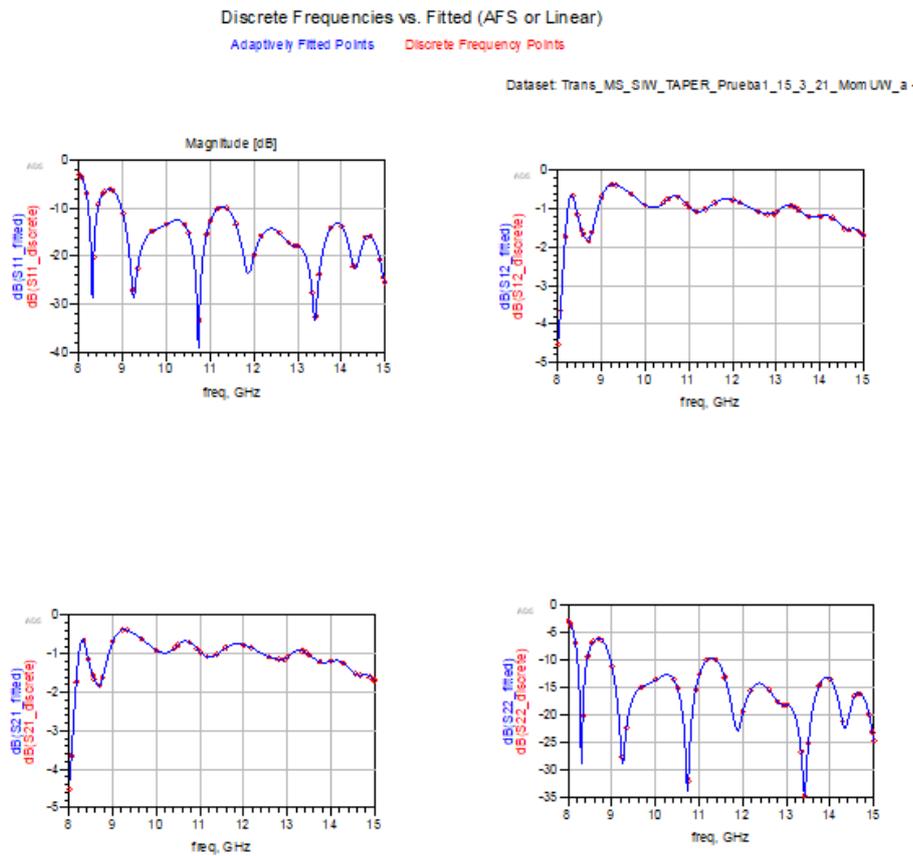


Figura 9. Simulación con ADS. Parámetros Scattering Modelo 1.

Modelo 2

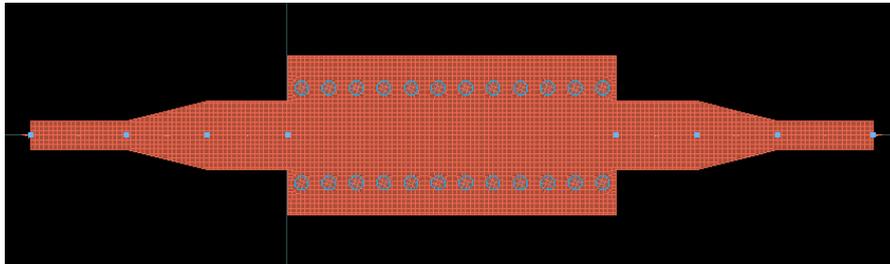


Figura 10. Modelo 2 Transición Microstrip-SIW.

En la Figura 10, al igual que en la 8, se añaden las transiciones de Díaz Caballero al segundo modelo y se analizan los parámetros de Scattering (Figura 11).

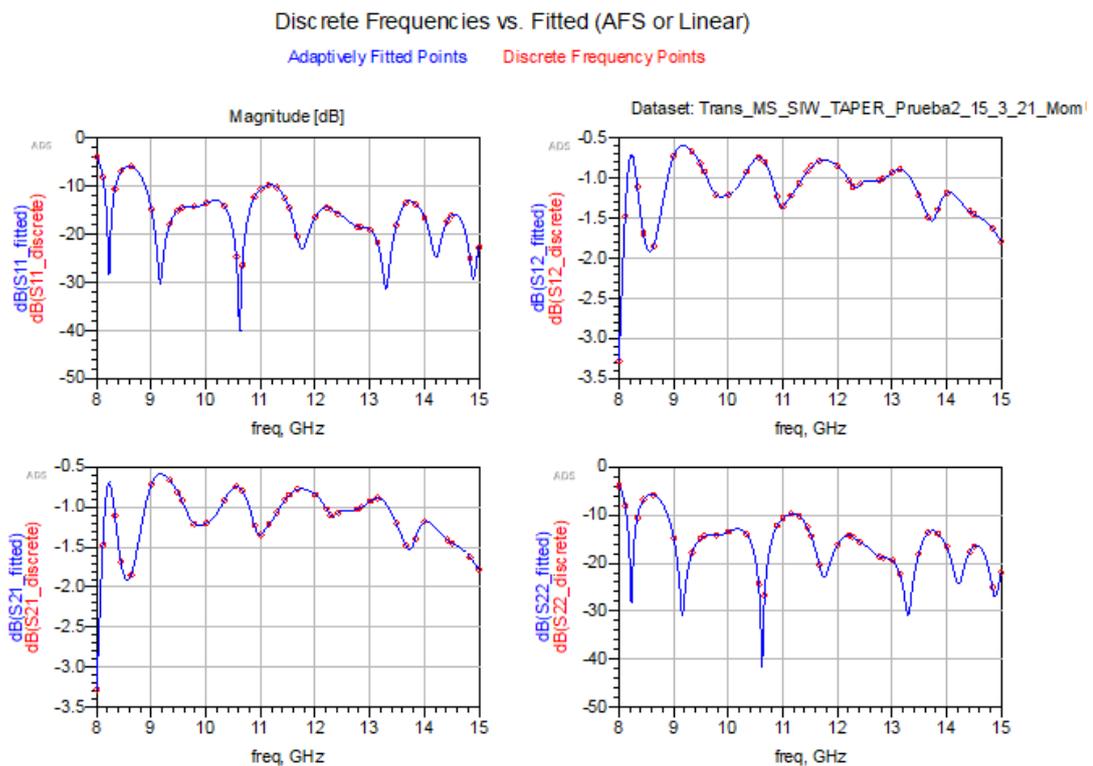


Figura 11. Simulación con ADS. Parámetros Scattering Modelo 2.

Comparación modelos 1 y 2

En la siguiente imagen (Figura 12) se puede observar una comparación de los parámetros de Scattering de ambos modelos:

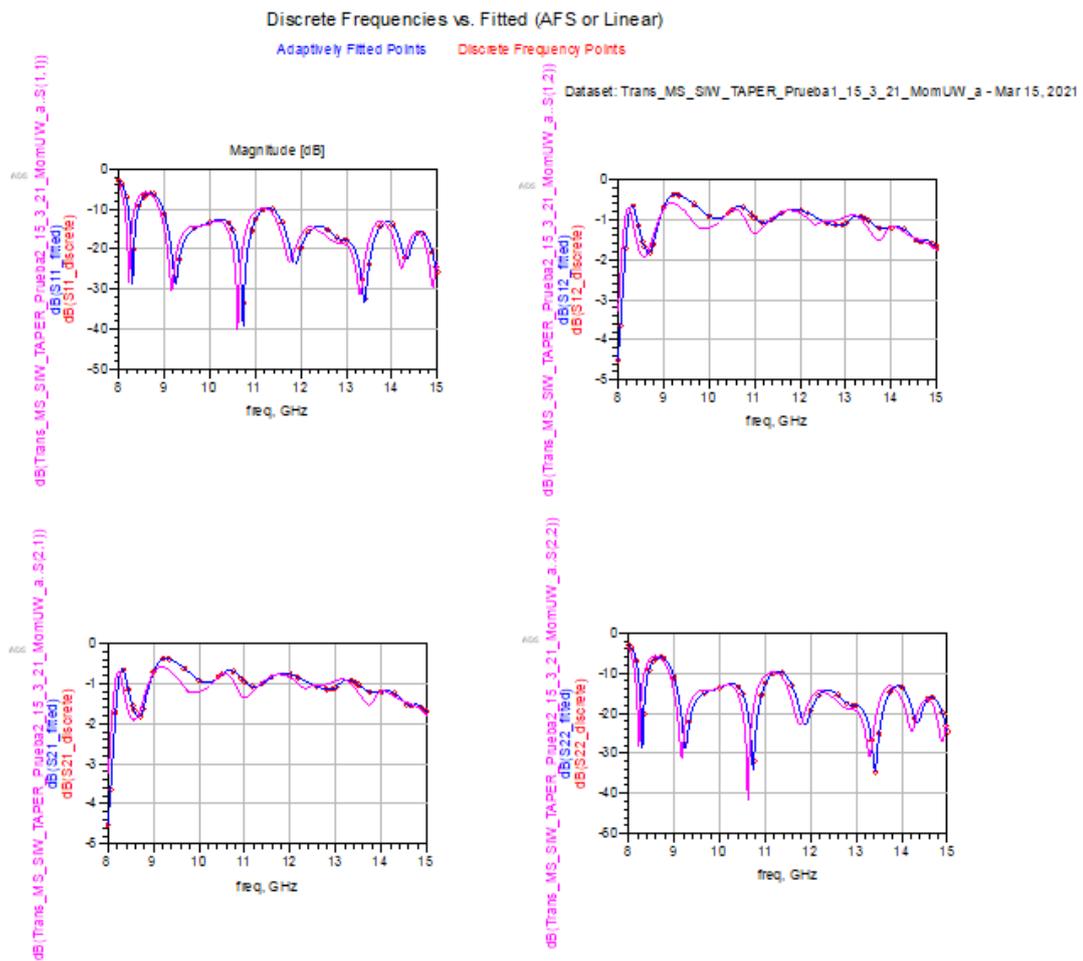


Figura 12. Simulación con ADS. Comparación Parámetros Scattering. Línea azul: Modelo 1, Línea morada: Modelo 2.

Los resultados son prácticamente iguales, una transmisión muy buena, cercana a 1 dB de pérdidas de inserción; y unas pérdidas de retorno por debajo de -10 dB. Como los resultados de ambos modelos son casi idénticos, se decide llevar a cabo el segundo diseño por sencillez y tomar sus parámetros para el diseño del resto de los componentes.

3.1.2. Impedancia característica

Con un modelo de SIW establecido, se procede a calcular la impedancia característica de la guía SIW, para así no depender de las medidas de [9]. La guía SIW, al igual que la guía rectangular metálica, son estructuras que en realidad no tienen impedancia característica, y solamente se pueden definir unas impedancias características efectivas o equivalentes cuando hay que conectarlas a algún componente, o línea de transmisión, definidos por su impedancia.

Para ello, se hace uso de las fórmulas desarrolladas por Hao [7] y por Schelkunoff [8] y se calcula la impedancia característica de la SIW mediante la definición Potencia-Corriente ($Z_{SIW_{PI}}$), que es la más comúnmente utilizada cuando se conecta una guía de ondas a una línea de transmisión. La impedancia Z_{TE} es la impedancia de onda transversal del modo TE y relaciona entre sí las componentes de campo eléctrico y magnético transversales. La impedancia característica, según la definición Potencia-Corriente, es proporcional a la impedancia de onda transversal.

$$Z_{TE} = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_r} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}}$$

$$Z_{SIW_{PI}} = Z_{TE} \frac{\pi^2 h}{8a} = 49.33 \Omega$$

Esta impedancia se corresponde prácticamente con la que se quiere lograr para la transición microstrip-coplanar de 50 Ω , por lo que no es necesario desarrollar ningún taper para la adaptación de impedancias, sino simplemente conectar una línea microstrip de 50 Ohm de longitud 14.93 mm y anchura 3.6 mm.

3.1.3. Nuevo modelo transición Microstrip-SIW

Debido a la implementación del [divisor de potencia](#), se ha decidido cambiar el modelo de SIW. La separación y diámetro de los agujeros se mantienen, sin embargo, la anchura de la guía de onda SIW se ha cambiado a $w = 11.15 \text{ mm}$.

Así mismo, también se decide cambiar el programa que se utiliza a la hora de diseñar, a ANSYS HFSS, para trabajar con un programa de simulación electromagnética 3D que nos permite simular las estructuras SIW de manera más precisa y una mejor visualización. En la siguiente imagen, Figura 13, podemos observar un tramo de la nueva SIW, con las transiciones a línea microstrip de 50Ω añadidas en ambos lados:

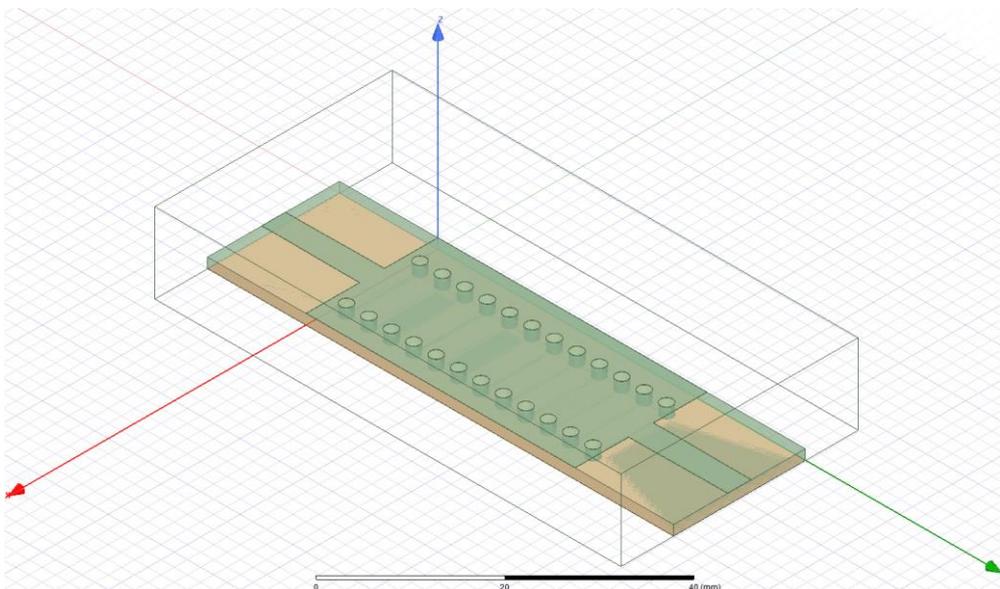


Figura 13. Diseño final Transición Microstrip-SIW.

Con este nuevo programa podemos observar como las ondas electromagnéticas se propagan a través de la estructura SIW, y así poder saber si se escapa señal por radiación a través de los espacios entre los agujeros metalizados.

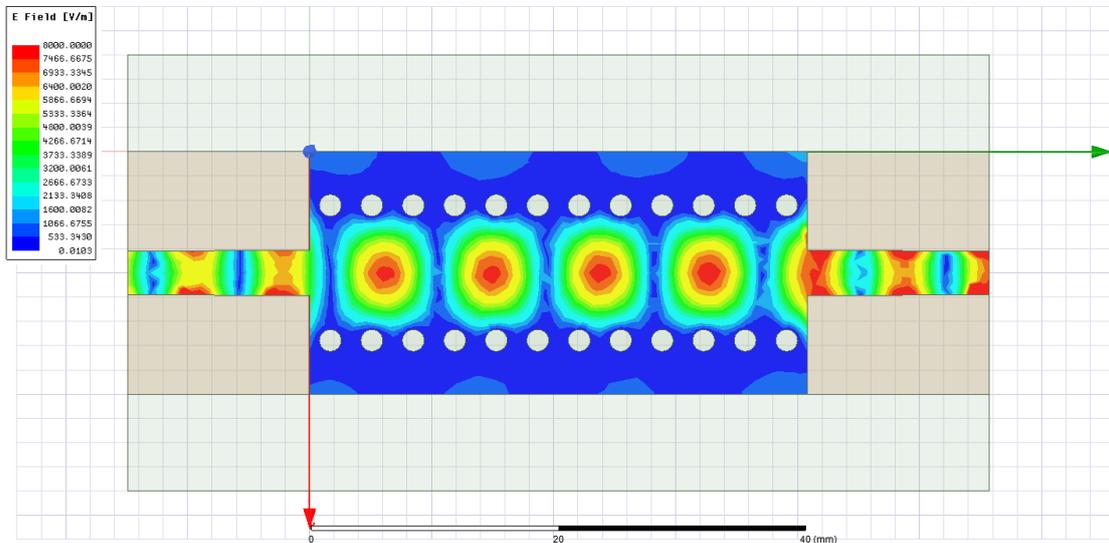


Figura 14. Simulación con HFSS. Ondas electromagnéticas (campo E). Transición doble SIW a microstrip.

Como se puede observar en la Figura 14 , las ondas electromagnéticas están encerradas y se propagan de un extremo a otro de la SIW a través de las transiciones microstrip-SIW.

Además, respecto a los parámetros de Scattering (Figura 15), se consigue mejorar mucho las pérdidas por adaptación, estando siempre por debajo de -15 dB en toda la banda de 10-14 GHz, y manteniendo la buena transmisión que se tenía antes.

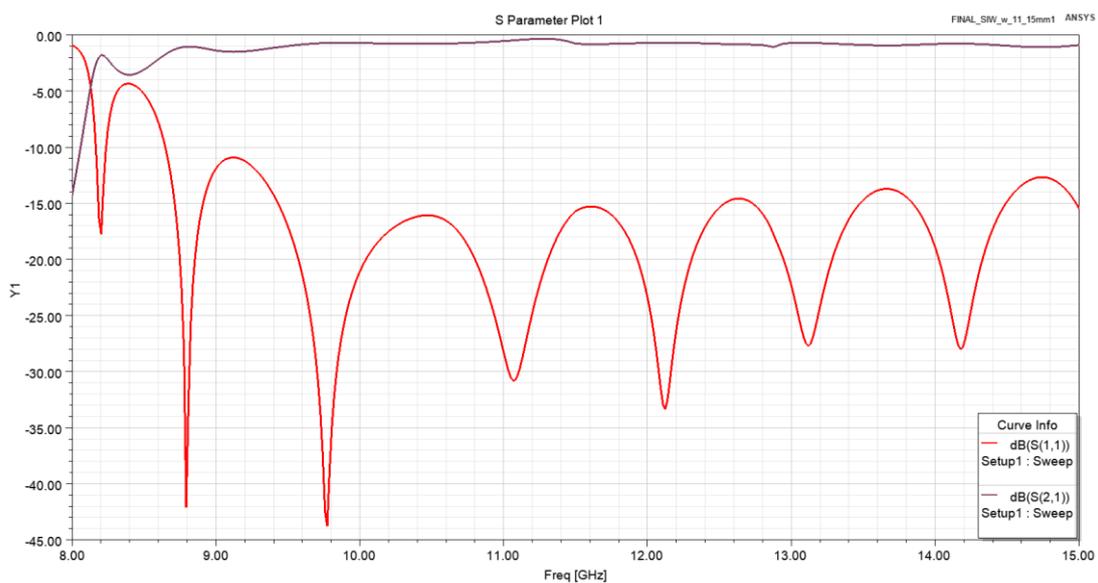


Figura 15. Simulación con HFSS. Parámetros de Scattering del nuevo diseño Transición doble SIW-microstrip.

3.1.4. Medidas de laboratorio

Para poder realizar las medidas de laboratorio es necesario añadir, mediante el programa ADS, unas nuevas transiciones Coplanar-Microstrip (Figura 16), correspondientes a los conectores tipo jack SMA coaxial de 50 Ohm. Estos conectores permiten la transición de coaxial a línea coplanar y de ahí a microstrip.

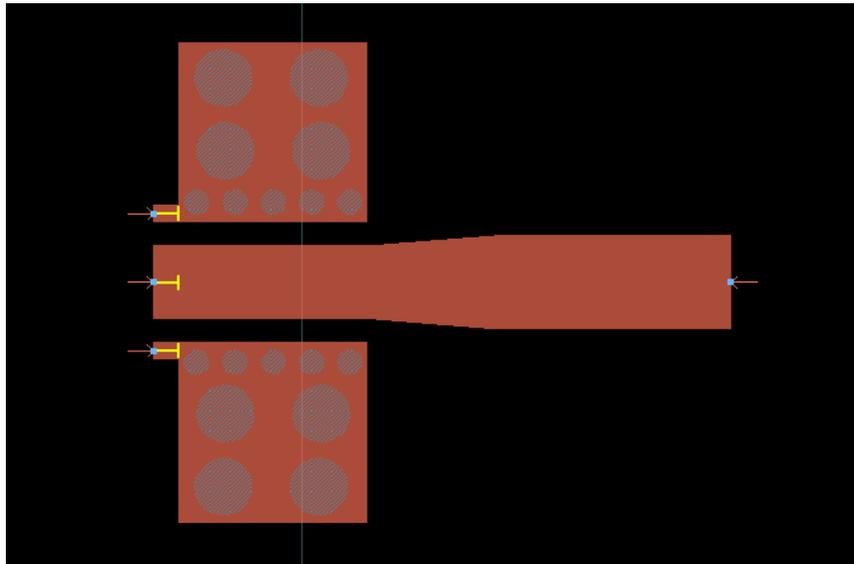


Figura 16. Transición Coplanar-Microstrip.

Esto permite llevar a cabo la medida de la doble transición Microstrip-SIW. Se ha utilizado el equipo Analizador de Redes PNA E8364A (Figura 17), capaz de medir los parámetros de Scattering en la banda de frecuencias desde 10 MHz hasta 40 GHz.

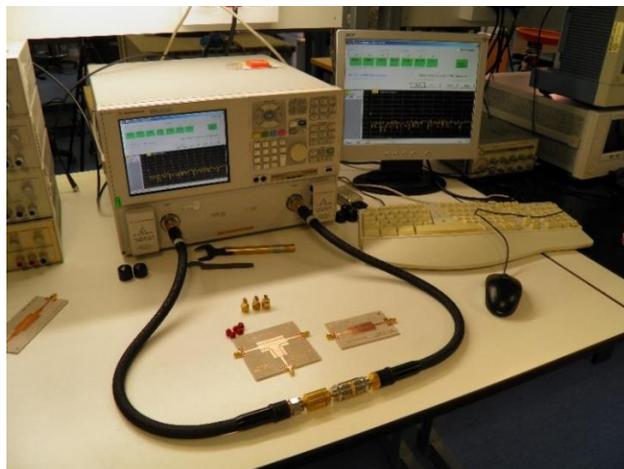


Figura 17. Analizador de redes PNA E8364A.

Este equipo posee una alta velocidad de barrido en frecuencia, un amplio rango dinámico, bajo ruido y una conectividad flexible. Además, permite realizar una calibración TRL /LRM (Thru, Reflect, Match/ Line, Reflect, Match) para ser utilizado, entre otros circuitos, con coaxiales o con guías de onda.

Al equipo se la han conectado dos cables coaxiales Agilent 85134-60003, 2.4 mm-3.5mm (m), 2.4 mm – 3.5 mm (f), que permiten la posterior conexión con los componentes del módulo a medir. También se emplea, en el cable terminado en conector coaxial hembra, un adaptador del kit de calibración 85052C Agilent (3.5 mm (m) – 3.5 mm (m)).

Para calibrar el equipo, se emplea una potencia de -17 dBm en ambos puertos y un rango de frecuencia de 8 a 20 GHz, con un paso de 0.1 GHz, y para minimizar el ruido se establece una frecuencia intermedia de 100 Hz. Tras su correcta calibración de 2 puertos de tipo SOLT (Short, Open, Load, Thru) se procede a la medida de la transición doble SIW-microstrip (Figura 18), para su posterior comparación con las simulaciones de HFSS (Figura 19).

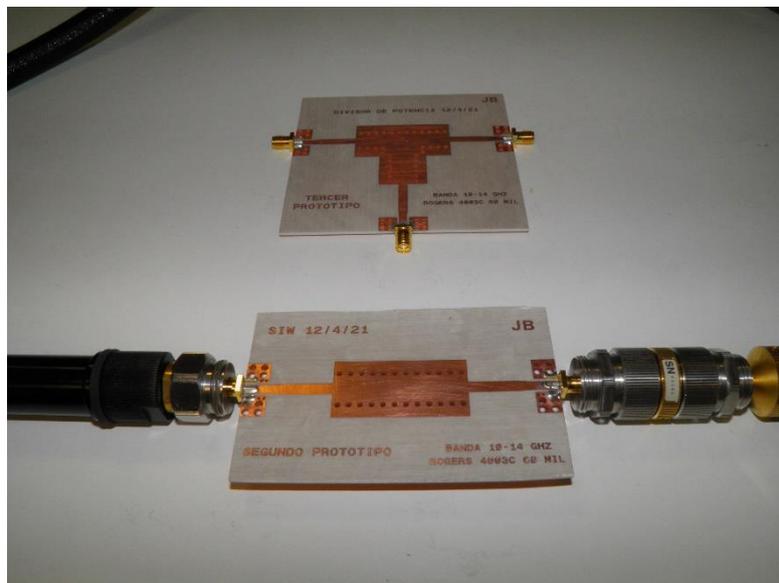


Figura 18. Detalle de conexión para la medida de la doble transición Microstrip-SIW.

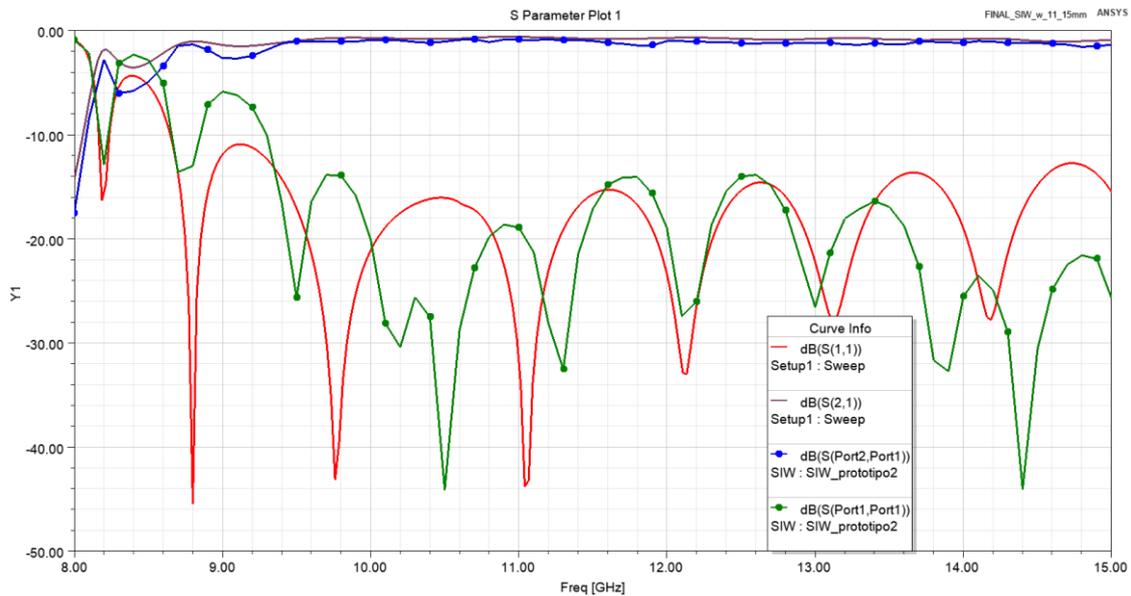


Figura 19. Doble transición SIW-microstrip. Comparación de las medidas con las simulaciones de HFSS. Líneas con puntos: medida de laboratorio. Líneas continuas: simulación HFSS.

En el rango de operación del módulo, se puede observar que las medidas son muy parecidas a la simulación, y que, incluso se consigue una pequeña mejora. Las pérdidas de transmisión son muy bajas, mientras que las pérdidas de retorno permanecen por debajo de los -12.5 dB.

3.2. Divisor de potencia de 3 dB

Actualmente, los divisores de potencia (Figura 20) son dispositivos muy utilizados en RF debido a su tamaño compacto y a las bajas pérdidas de inserción que presentan [10]. Su función principal es la de separar/combinar las señales electromagnéticas que reciben en su puerto de entrada a través de sus puertos de salida.



Figura 20. Un divisor de potencia 3 dB con conectores coaxiales.

Existen distintos modelos dependiendo de factores como la estructura que se emplea o el número de puertos, pero en este caso, se utiliza un divisor de potencia de 3 puertos en T con poste inductivo [11], con la finalidad de tener menos pérdidas de retorno a la entrada. Se busca que a cada salida llegue la misma potencia, es decir, -3 dB en cada una respecto a la potencia de entrada.

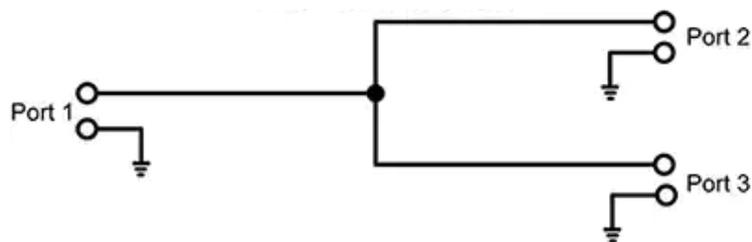


Figura 21. Esquema de un divisor de potencia en T.

En la Figura 21 se observa la distribución de los puertos en un divisor de potencia con una configuración en T. El puerto 1 se corresponde con el puerto de entrada y es el único que encuentra adaptado, mientras que los puertos 2 y 3 son los puertos de salida.

3.2.1. Diseño del divisor de potencia

En el artículo de J. Luis Cano [12] se desarrolla un divisor de potencia que funciona correctamente en la banda de frecuencia 35-47 GHz, por lo que se decide implementar ese mismo escalado a la banda 10-14 GHz. Esto provoca que haya que redimensionar la transición SIW debido a un cambio de la anchura de la guía de onda.

Para hallar el tamaño de la escala se debe comparar la longitud de onda en las guías a las frecuencias centrales, 12 GHz con 41 GHz.

$$r = \frac{\lambda_g|_{TE_{10}}(f_0 = 12 \text{ GHz})}{\lambda_g|_{TE_{10}}(f_0 = 41 \text{ GHz})}$$

En el caso de 12 GHz, se debe calcular de nuevo λ_g teniendo en cuenta el diseño usado.

$$a' = w - \frac{d^2}{0.95s} = 10.1 \text{ mm}$$

$$f_c = \frac{c}{2a'\sqrt{\epsilon_r}} = 7.877 \text{ GHz}$$

$$\lambda_g|_{TE_{10}} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} = 17.58 \text{ mm}$$

Teniendo en cuenta que en el caso de 41 GHz se emplea una guía de onda de anchura 5.7 mm y rellena de un substrato dieléctrico con permitividad 3, la longitud de onda en la guía es 5.5 mm.

Con estos parámetros hallados se obtiene un factor de escala de 3.137. Se decide comprobar la calidad del divisor de potencia tras la escala observando los parámetros de Scattering (Figura 23) considerándolo conductor perfecto Figura 22.

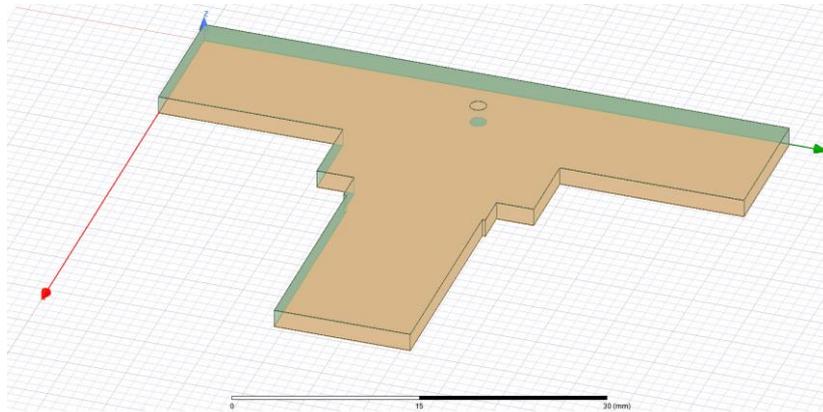


Figura 22. Divisor de potencia en guía con conductor perfecto.

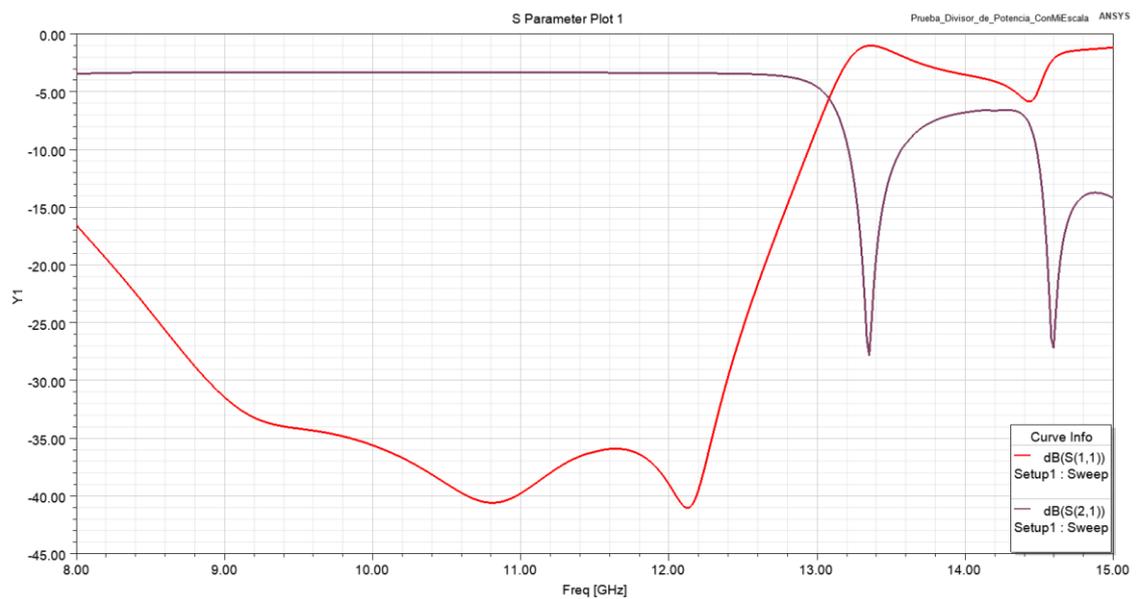


Figura 23. Simulación con HFSS de los parámetros de Scattering del divisor de potencia escalado.

Los resultados quedan desplazados en frecuencia fuera de la banda de 10-14 GHz, por lo que se vuelve a modificar la escala con un factor 0.95, es decir, un factor de escala total de 2.987.

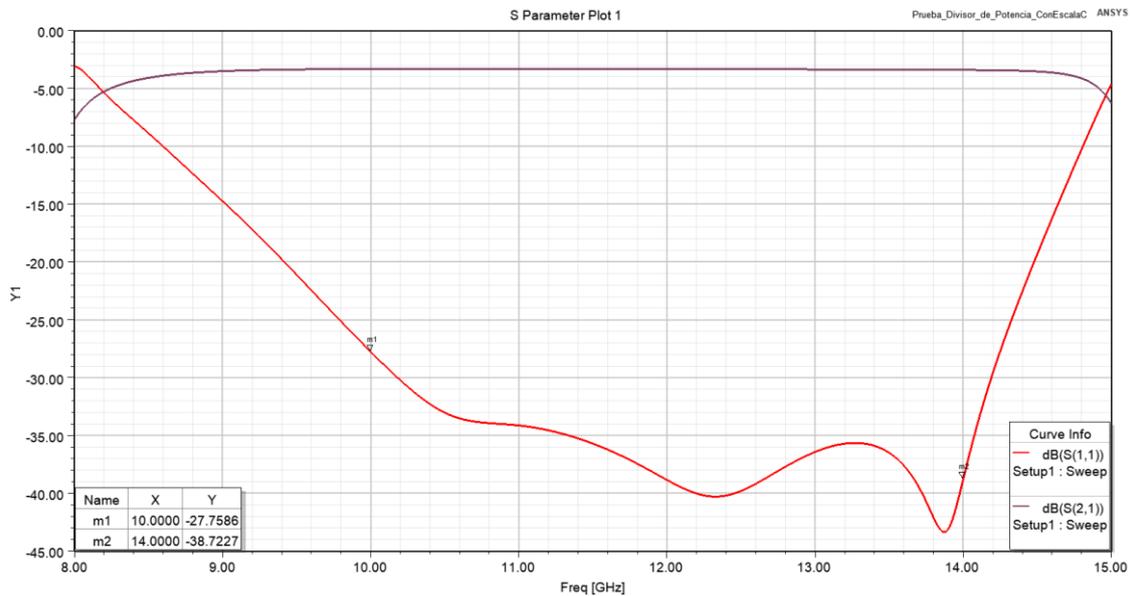


Figura 24. Simulación con HFSS de los parámetros de Scattering del divisor de potencia con escala 2.987.

En la Figura 24, tras el escalado de 2.987, se observa que queda una muy buena adaptación (pérdidas de retorno) por debajo de -27.75 dB, en la banda 10-14 GHz, y una transmisión, de la entrada a cada salida, de -3 dB, que es lo buscado para conseguir dividir la potencia por los dos puertos de salida.

Al implementar el diseño [12], se ha usado la anchura efectiva de guía de onda preestablecida, 3.4 mm, la cual se transforma en 10.15 mm aplicando el factor de escala, por lo que se decide rediseñar el modelo de SIW para una anchura de 11.15 mm ([Nuevo diseño de SIW](#)).

3.2.2. Análisis divisor de potencia

Tras conseguir centrar el divisor de potencia en una guía rectangular, con conductor perfecto, en la banda de operación, se procede a hacer lo mismo con el divisor de potencia implementado con tecnología SIW y añadiendo las transiciones microstrip-SIW, como se puede observar en la Figura 25.

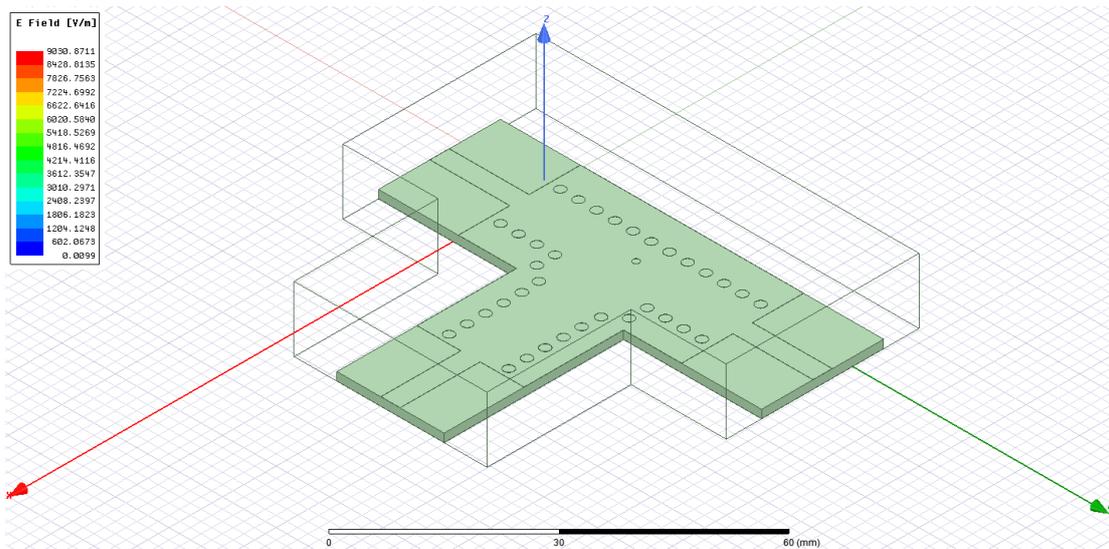


Figura 25. Divisor de potencia SIW con transiciones a microstrip.

Al igual que se ha hecho en la simulación de la doble transición microstrip-SIW, también se comprueba que las ondas electromagnéticas queden encerradas a lo largo del divisor de potencia.

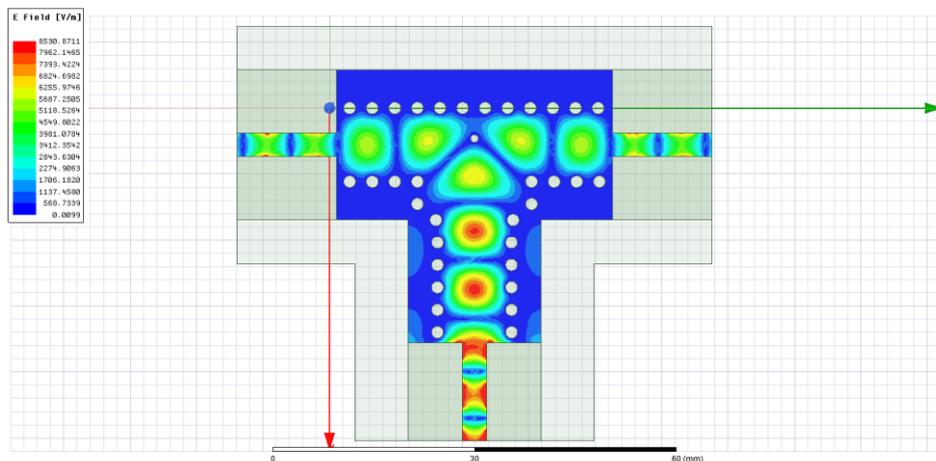


Figura 26. Simulación con HFSS de las ondas electromagnéticas (campo E) en el divisor de potencia.

Al analizar la Figura 26, se puede contemplar como en el puerto de entrada (puerto 1) se acumula la potencia inicial que acaba repartida de forma equitativa entre los puertos de salida (puertos 2 y 3), y cómo los orificios metálicos, al igual que en la transición, consiguen que no se escapen las ondas.

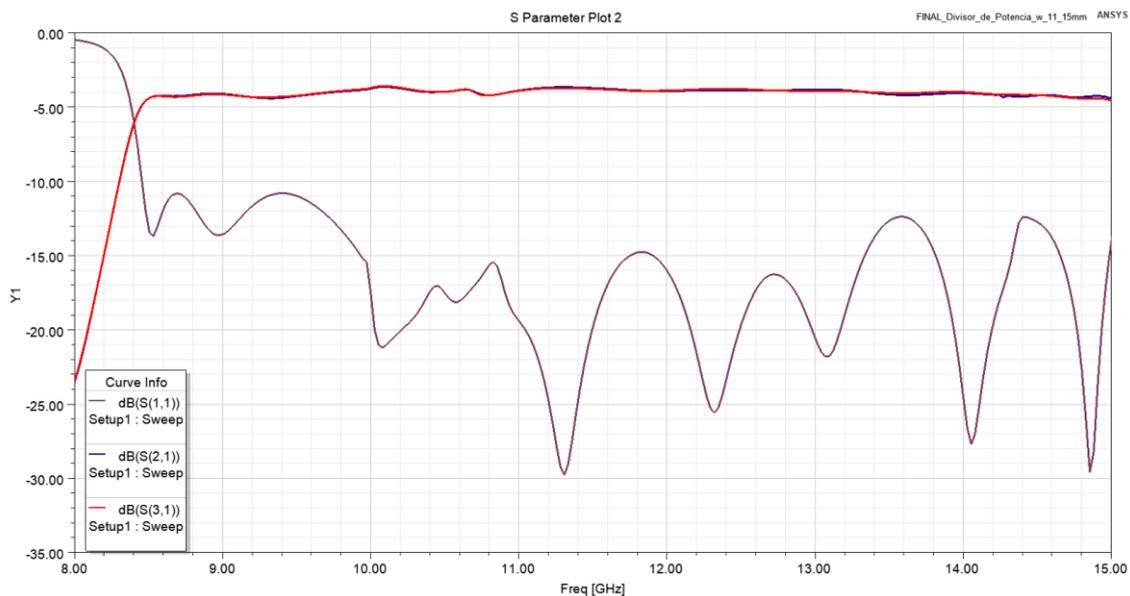


Figura 27. Simulación con HFSS de los parámetros de Scattering del divisor de potencia.

Si se analizan los parámetros S21 y S31 del divisor en la Figura 27, se observa que la transmisión se ve un poco perjudicada y ya no quedan justo los -3 dB que se tenían sin las transiciones, pero aun así quedan valores muy cercanos a ello. En cuanto a la adaptación del puerto 1, también se contempla un deterioro, aunque se consigue que quede por debajo de -15 dB en casi toda la banda, a excepción de una pequeña franja entre 13.25 y 13.8 GHz.

3.2.3. Medidas de laboratorio

Para realizar las medidas del divisor de potencia se siguen el mismo desarrollo que para la [medida de las transiciones](#), pero teniendo en cuenta que se debe colocar una carga adaptada en el puerto que no se va a medir, así como que se van a tener que realizar 3 medidas distintas.

En primer lugar, como se puede observar en la Figura 28, se mide el comportamiento del divisor de potencia entre los puertos 1 y 2.

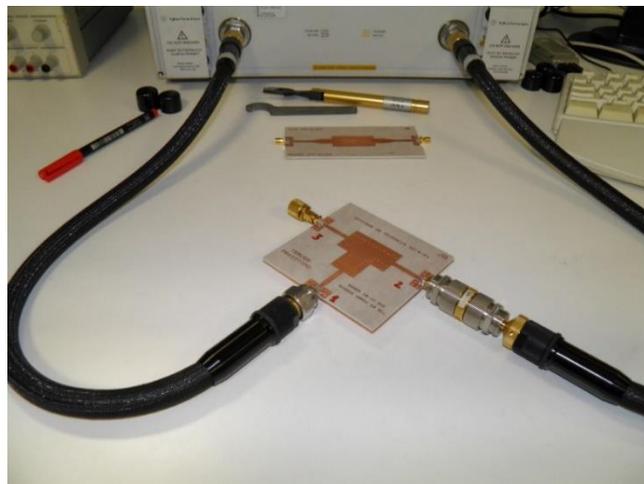


Figura 28. Medida del divisor de potencia entre los puertos 1 y 2.

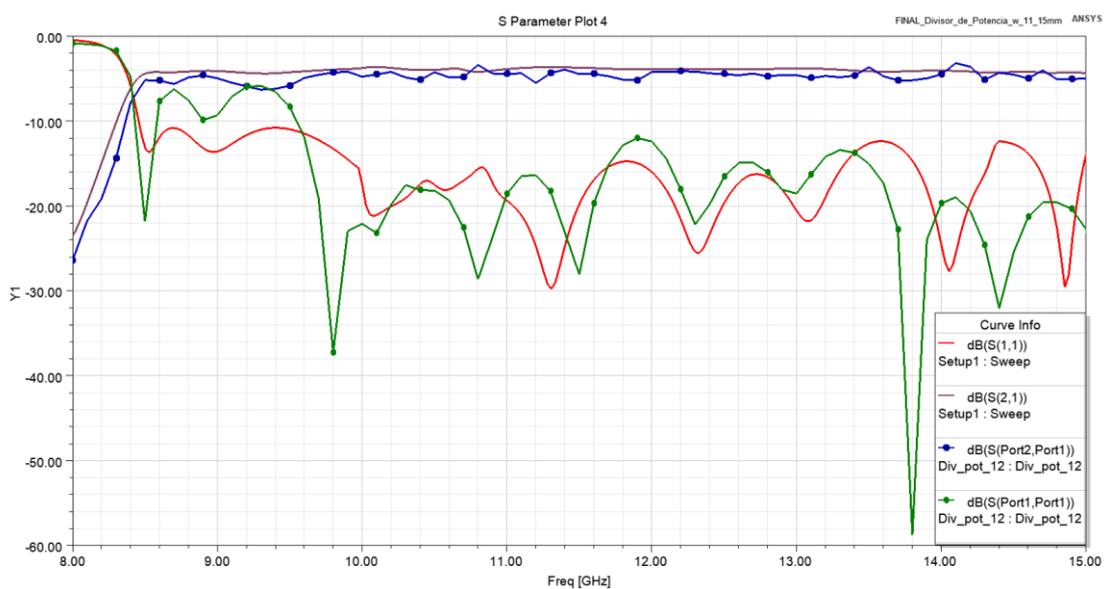


Figura 29. Comparación HFSS-laboratorio entre los puertos 1 y 2 del divisor de potencia. Líneas con puntos: medida de laboratorio. Líneas continuas: Simulación HFSS.

En esta ocasión, como se puede comprobar en la Figura 29, se obtienen peores valores de Scattering en la medida de laboratorio que en la simulación de HFSS. Aun así, estos valores son aceptables, permaneciendo las pérdidas de transmisión cercanas a -4 dB, y la adaptación por debajo de los -12 dB.

A la hora de medir los parámetros de Scattering entre los puertos 1 y 3 (Figura 30), estos deben ser prácticamente iguales que los obtenidos entre los puertos 1 y 2, debido a que el circuito tiene simetría física por construcción. La transmisión del puerto 1 al 2, o al 3, debería ser de -3 dB.



Figura 30. Medida del divisor de potencia entre los puertos 1 y 3.

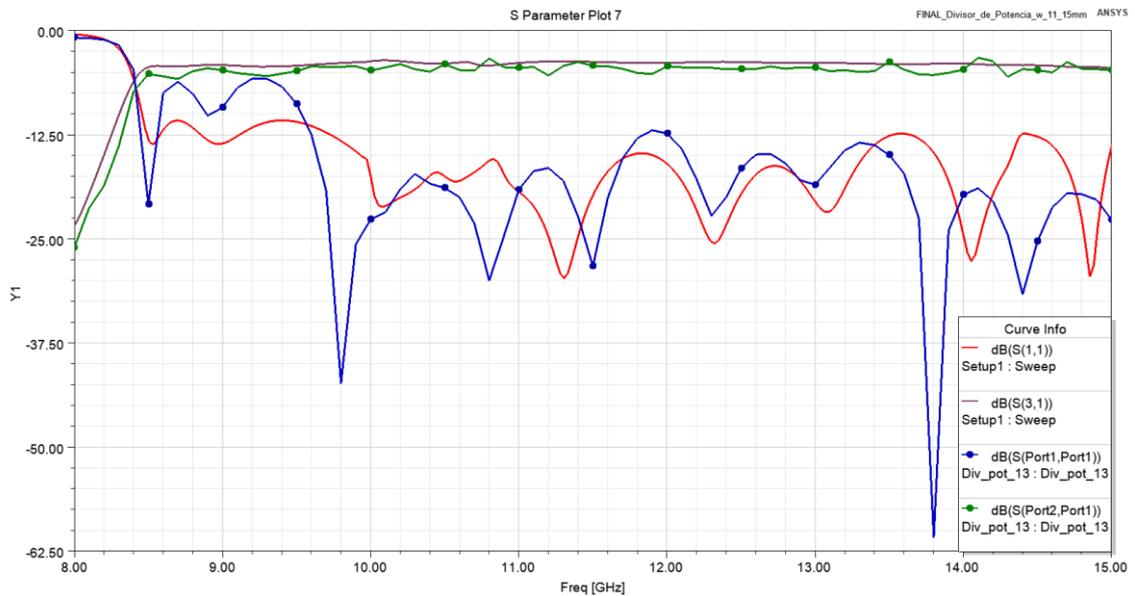


Figura 31. Comparación HFSS-medidas en laboratorio entre los puertos 1 y 3 del divisor de potencia. Líneas con puntos: medida de laboratorio. Líneas continuas: Simulación HFSS.

La hipótesis mencionada anteriormente se cumple, los resultados de la Figura 31 son prácticamente idénticos a los de la Figura 29, por lo que también son aceptables.

A la hora de estudiar el funcionamiento de los puertos 2 y 3 del divisor de potencia (Figura 32), como se trata de una red de 3 accesos, en la cual se encuentra solo uno adaptado, la adaptación (coeficiente de reflexión en dB) obtenida en los puertos 2 y 3 debe ser aproximadamente de -6 dB [13].



Figura 32. Medida del divisor de potencia entre los puertos 2 y 3.

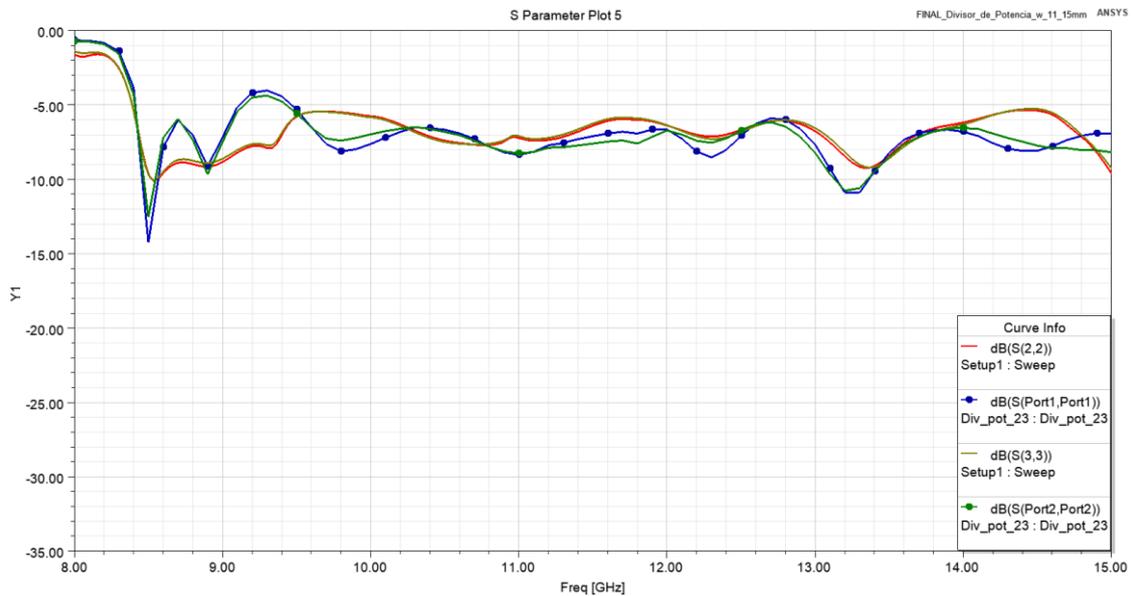


Figura 33. Comparación HFSS- medida en laboratorio entre los puertos 2 y 3 del divisor de potencia. Líneas con puntos: medida de laboratorio. Líneas continuas: simulación HFSS.

En la Figura 33 se muestra una comparativa de la adaptación en los puertos 2 y 3 del divisor. Los valores obtenidos en las simulaciones de HFSS y en las medidas en el laboratorio son muy similares, teniendo una adaptación promedio (coeficiente de reflexión en dB) de -7 dB y una pequeña mejora hasta -10 dB en 13 GHz.

3.3. Codos 90°

Cuando se pretende realizar un módulo receptor, a partir de la unión de distintos componentes independientes, es necesario realizar cambios de dirección en las guías de onda, llamados codos (Figura 34). Estos giros provocan una alteración en los campos eléctricos y magnéticos, por lo que deben tener una curvatura gradual para que no se produzcan cambios bruscos en la impedancia característica de la guía.



Figura 34. Un codo en guía de onda con curvatura 90°.

Algunas de las características que se buscan en este tipo de elemento son una buena adaptación, pérdidas de inserción bajas y un tamaño lo más compacto posible.

3.3.1. Diseño de los codos 90°

Existen distintos tipos de codos, como se puede observar en [14], pero se prefiere realizar uno con un modelo sencillo y eficaz (Figura 35), que presenta unas pérdidas de retorno aceptables, manteniendo la anchura de la guía de onda de $w = 11.15$ mm.

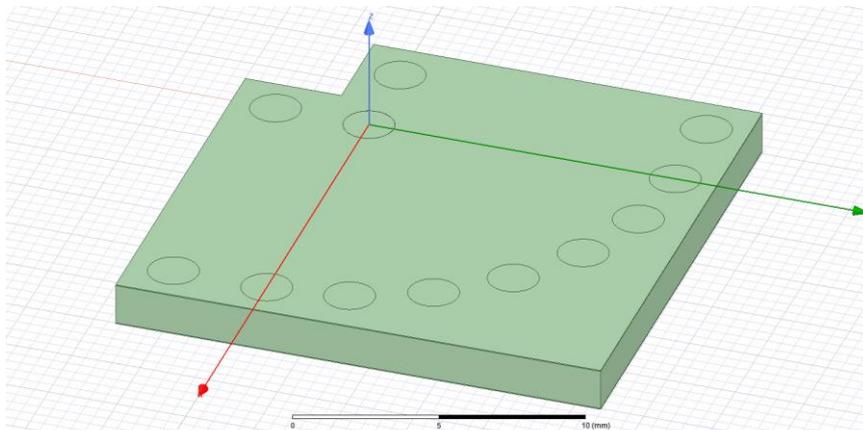


Figura 35. Codo 90°.

En la Figura 36, se comprueba como las ondas electromagnéticas permanecen encerradas entre los orificios metalizados.

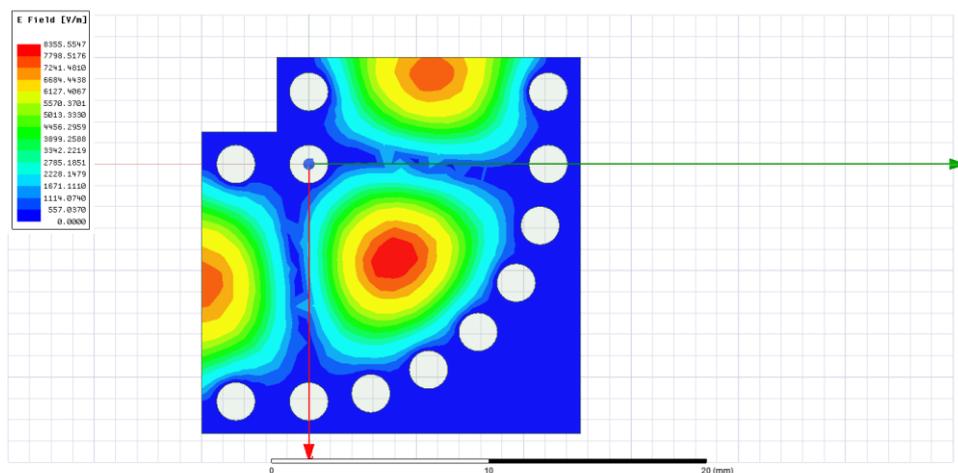


Figura 36. Simulación con HFSS de las ondas electromagnéticas (campo E) en el codo 90°.

3.3.2. Análisis de los codos 90°

Al igual que en el diseño de los anteriores componentes, se realiza una simulación de los parámetros de Scattering con HFSS con el fin de asegurar una buena adaptación y transmisión.

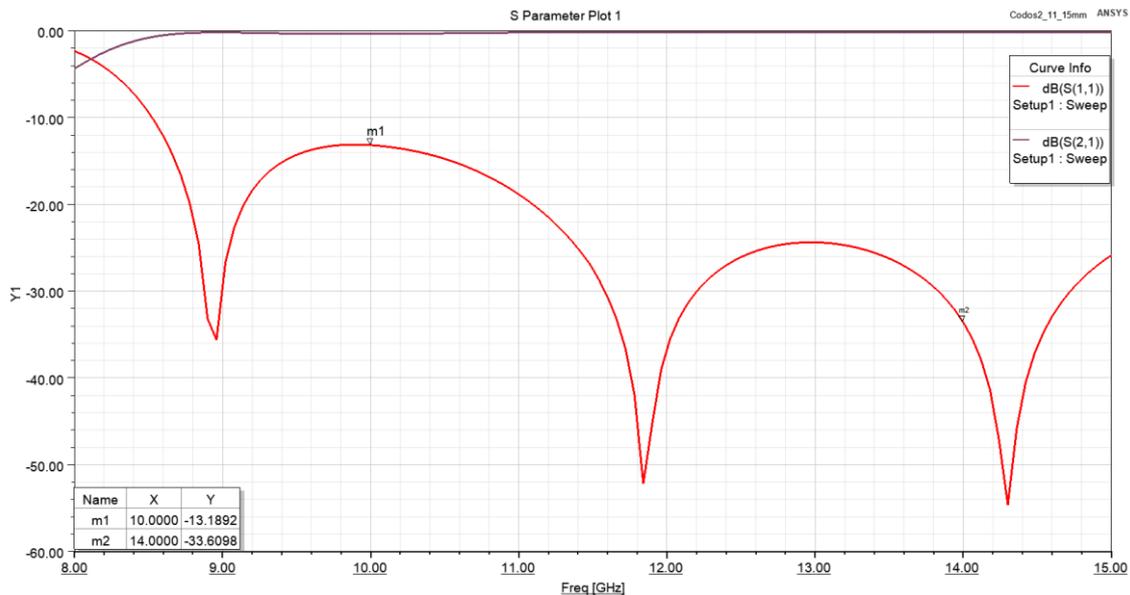


Figura 37. Simulación con HFSS de los parámetros de Scattering de los codos 90°.

En la Figura 37 se ve que la transmisión es perfecta y que las pérdidas de retorno aumentan en las frecuencias más bajas de funcionamiento, pero sin alcanzar los -12 dB.

Este componente es el único que no se mide solo en el laboratorio, sino que se hace junto al [acoplador 3 dB](#).

3.4. Acoplador 3 dB/90°

Al igual que como ocurre con los divisores de potencia, el acoplador 3 dB (Figura 38) también es frecuentemente utilizado en RF. Este se emplea como línea de transmisión entre un transmisor y una carga, con el fin de redistribuir/combinar señales.



Figura 38. Acoplador 3 dB con 4 conectores coaxiales.

Se trata de una red pasiva de 4 accesos adaptados con dos pares desacoplados, en la que la energía que incide por la puerta de entrada se divide entre los dos puertos de salida [15]. En la Figura 39 se puede ver un esquema correspondiente a los puertos de un acoplador:

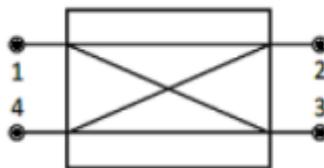


Figura 39. Esquema acoplador 3 dB.

El puerto de entrada, por donde se inyecta la señal, se corresponde con el puerto 1, mientras que los puertos 2 y 3, coinciden con los puertos de salida. Hay una pequeña diferencia entre ellos dado que, aunque en ambos se reparte la señal de entrada, por el puerto 3 se adquiere una muestra de esta. El puerto 4 es el acceso que queda aislado y que debe estar cargado con la impedancia característica del acoplador.

3.4.1. Diseño del acoplador 3 dB/90°

A la hora de realizar el diseño del acoplador se sigue la misma estructura que en el [Diseño del divisor de potencia](#), es decir, se usa un factor de escalado de 2.987 respecto al acoplador de [12].

Sin embargo, en esta ocasión, se realiza una pequeña modificación respecto al diseño [12], debido al tamaño de los agujeros metálicos. Se decide sustituir las dos filas centrales del acoplador (separadas por una constante T) por una única fila, con el fin de que los agujeros de estas no coincidan entre sí (Figura 40).

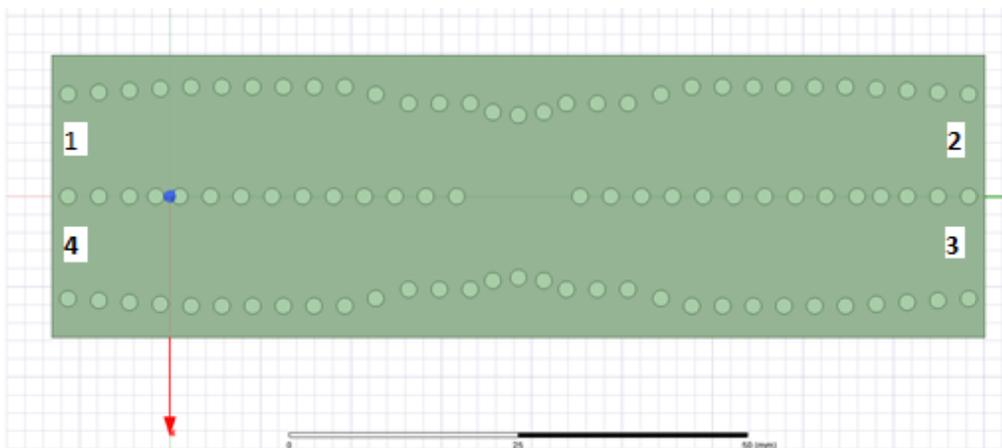


Figura 40. Acoplador 3dB/90° con correspondencia de puertos.

En la Figura 41, se verifica que las ondas electromagnéticas parten desde el puerto de entrada 1 y se reparten entre los puertos de salida 2 y 3, quedando el 4 aislado.

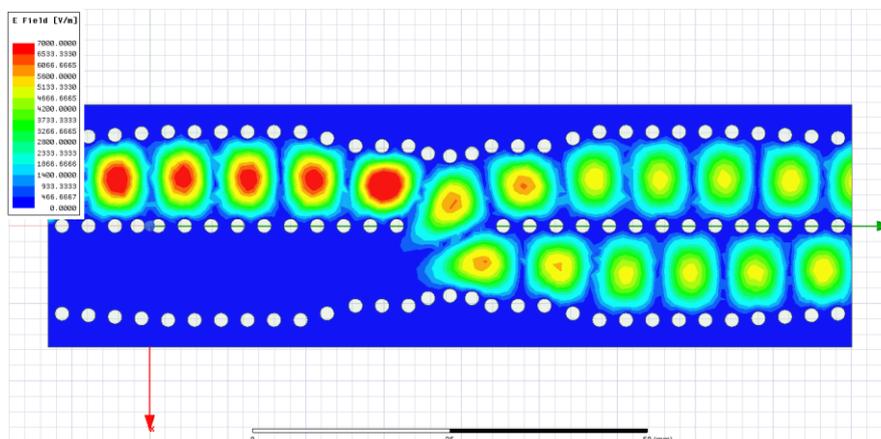


Figura 41. Simulación con HFSS de las ondas electromagnéticas (campo E) en el acoplador 3dB/90°.

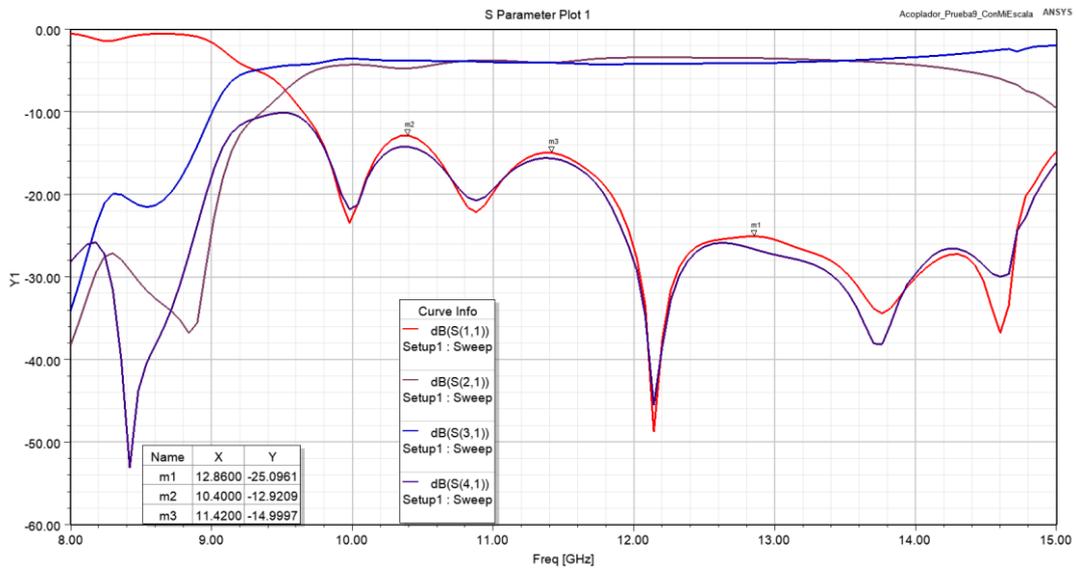


Figura 42. Simulación con HFSS de los parámetros de Scattering Acoplador 3dB/90°.

En relación con las pérdidas originadas, se muestra una comparativa de los parámetros de Scattering en la Figura 42. Se consigue un acoplamiento aproximado de 3 dB y un aislamiento que permanece inferior a los 12 dB, obteniendo así una buena directividad, cercana a 9 dB.

Otro factor importante por examinar es el desfase que se produce entre las ondas que llegan tanto al puerto 2 como al 3, y que se pretende que sea de 90°.

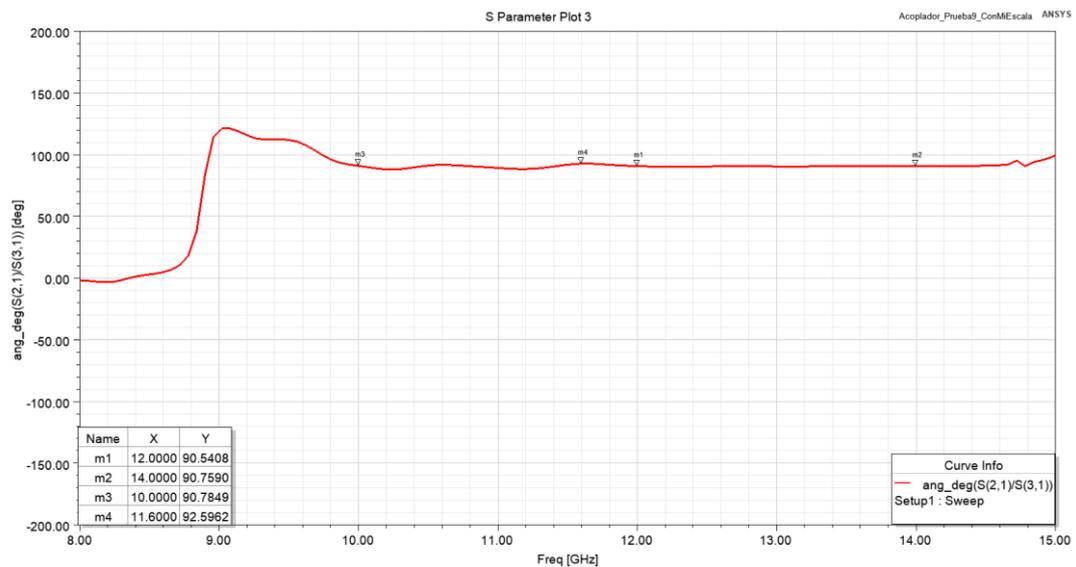


Figura 43. Simulación con HFSS. Desfase entre los puertos 2 y 3 respecto del puerto 1 del acoplador 3dB/90°.

En la Figura 43, se demuestra que el desfase alcanzado, en el rango de operación, ronda lo buscado, en torno a $90^\circ \pm 2^\circ$.

3.4.2. Diseño del acoplador 3 dB/90° con codos

Una vez diseñado el acoplador se determina insertar los [codos de 90°](#) (Figura 44) en los puertos 1 y 4, así como las transiciones SIW - Microstrip, y comprobar si se producen pérdidas considerables de potencia.

Es importante destacar la separación de los codos insertados en el acoplador, ya que se debe respetar una distancia mínima de 24 mm debido a que en esos puertos se van a colocar los cables de test del Analizador de redes PNA, cuyo diámetro ronda los 22 mm.

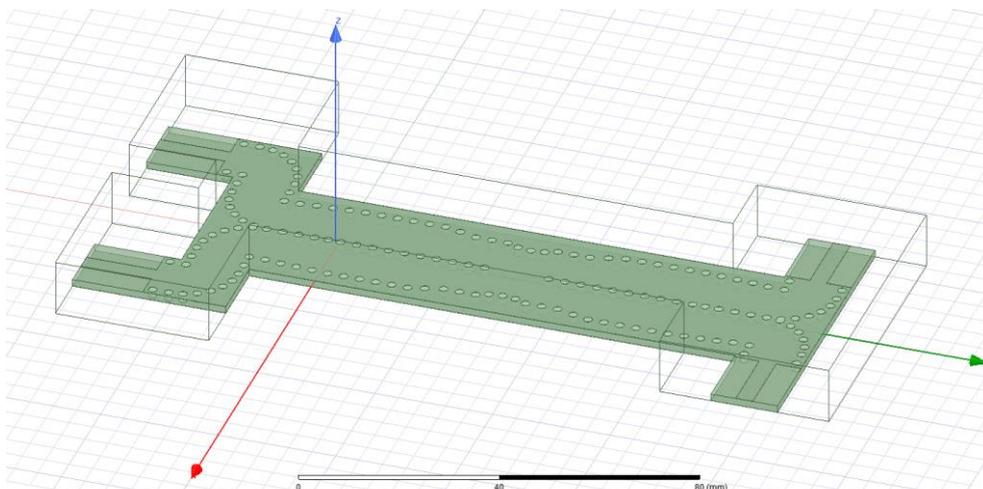


Figura 44. Acoplador 3 dB/90° con codos.

Igual que en ocasiones anteriores, se revisa en la Figura 45 el correcto funcionamiento de las ondas electromagnéticas a lo largo del acoplador.

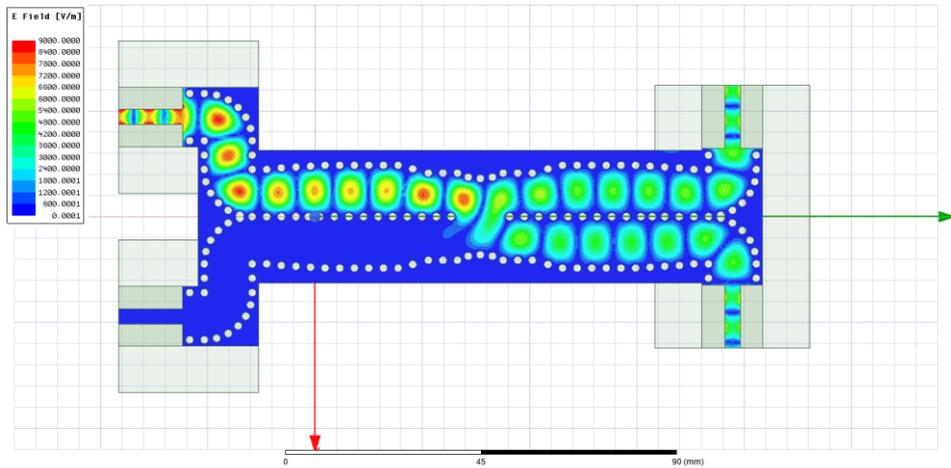


Figura 45. Simulación con HFSS de las ondas electromagnéticas (campo E) en el acoplador 3dB/90° con los codos.

Se vislumbra como parece escaparse una señal mínima a través del puerto aislado (puerto 4). Esto puede deberse a que las ondas electromagnéticas rebotan en los puertos 2 y 3 o a que el puerto 4 no esté perfectamente aislado, por lo que en la Figura 46 se examinan los parámetros de dispersión del acoplador.

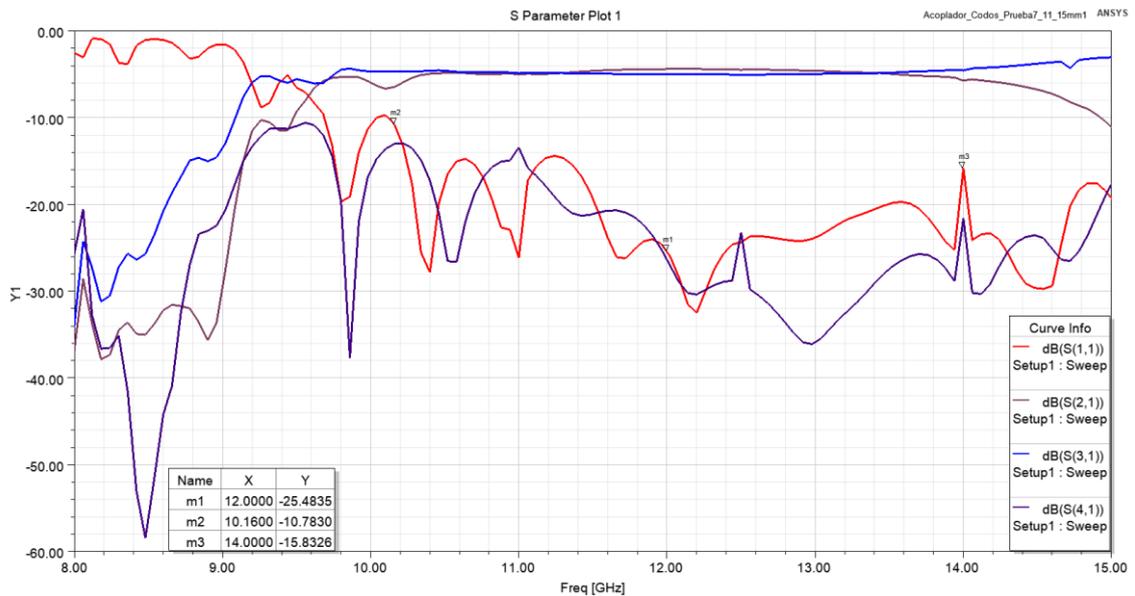


Figura 46. Simulación con HFSS de los parámetros de Scattering del acoplador 3 dB/90° con codos.

Al añadir los codos y las transiciones es normal que las pérdidas aumenten, debido a que se acumulan las de todos los componentes, los cuales no son perfectos. Respecto a la Figura 42, se puede ver que las pérdidas aumentan alrededor de 1 o 2 dB tanto en el acoplamiento como en el aislamiento, alcanzando valores aproximados de -4.5 dB y menores de -10 dB, respectivamente.

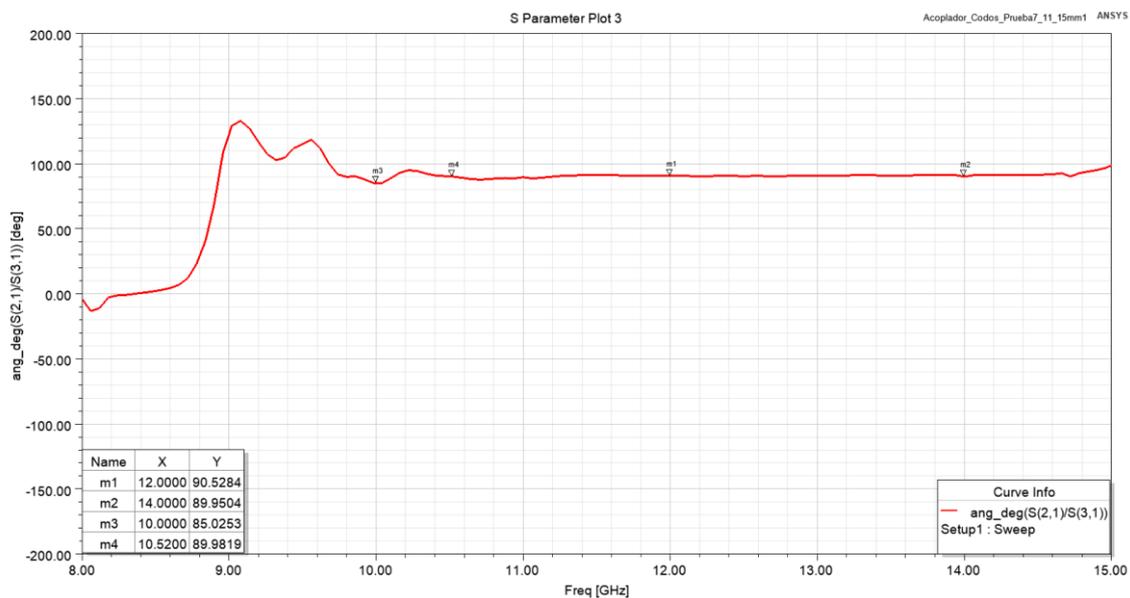


Figura 47. Simulación con HFSS. Desfase entre los puertos 2 y 3 respecto del puerto 1 del acoplador 3dB/90° con codos.

En cuanto al desfase producido también se observa un empeoramiento, como se comprueba en la Figura 47, donde el desfase ya no tiene un error de 2° (Figura 40), sino uno de 4°.

3.4.3. Medidas de laboratorio

En esta ocasión hay una pequeña variante respecto a las herramientas usadas para caracterizar en la [medida de las transiciones](#), debido a un fallo al calibrar, provocado por una rotura del adaptador del kit 85052C Agilent, 3.5 mm (m) – 3.5 mm (m), que va conectado al cable coaxial Agilent 85134-60003, 2.4 mm – 3.5 mm (f). Se decide sustituir este adaptador por uno de 2.92mm (m) – 2.92 m(m).

Sin embargo, el procedimiento llevado a cabo es el mismo. Se realiza una calibración de tipo 2-accesos SOLT, aprovechando el Calkit 85052C guardado; se colocan cargas adaptadas en los puertos que no se están midiendo; y se comparan los resultados con los obtenidos en HFSS.

En primer lugar, en la Figura 48 se puede ver la medida entre los puertos 1 y 2 del acoplador.

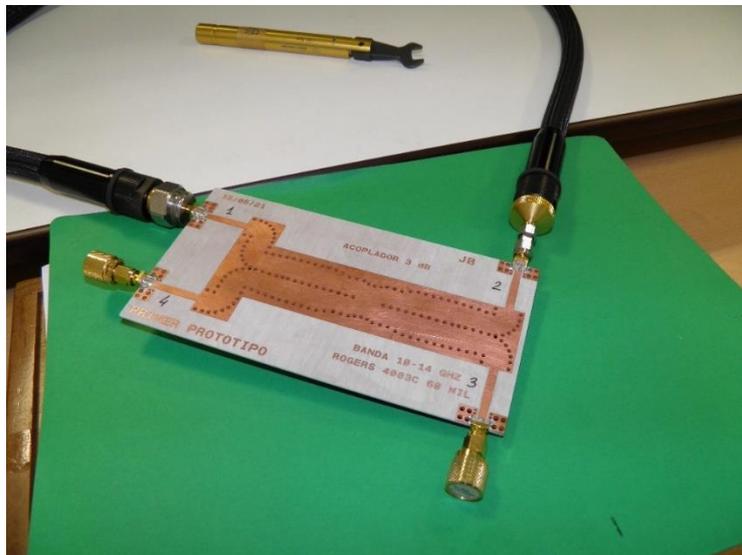


Figura 48. Medida del acoplador entre los puertos 1 y 2.

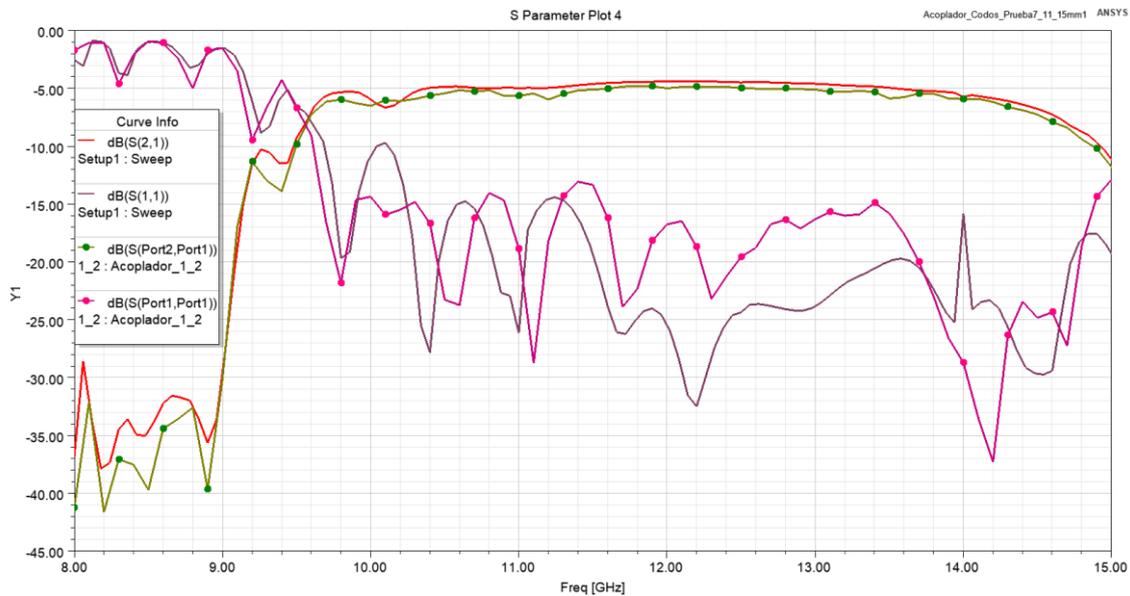


Figura 49. Comparación HFSS- medida en laboratorio entre los puertos 1 y 2 del acoplador. Líneas con puntos: medida de laboratorio. Líneas continuas: Simulación HFSS.

Los resultados de las medidas obtenidas en el laboratorio y los valores de las simulaciones de HFSS, comparados en la Figura 49, son muy similares. Por una parte, se consigue una mejora en las pérdidas de retorno tanto al principio como al final de la banda de funcionamiento; por la otra, sin embargo, el acoplamiento empeora un poco y es de uno 5 dB en lugar de los 3 dB teóricos, debido a las pérdidas, pero es el mismo valor en las dos salidas acopladas respecto a la entrada, es decir, está bien equilibrado.

En segundo lugar, toca medir el comportamiento del acoplador entre los puertos 1 y 3 (Figura 50). Estas medidas deben ser similares a las de los puertos 1 y 2, debido a que la única diferencia entre ellas es un desfase aproximado de 90° .

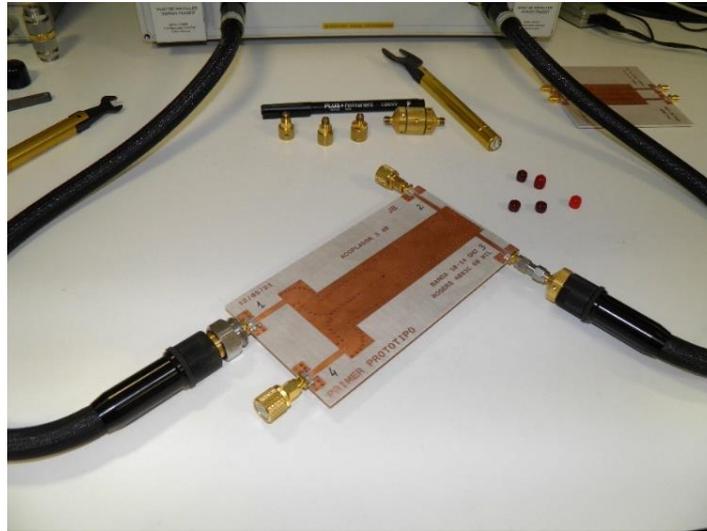


Figura 50. Medida del acoplador entre los puertos 1 y 3.

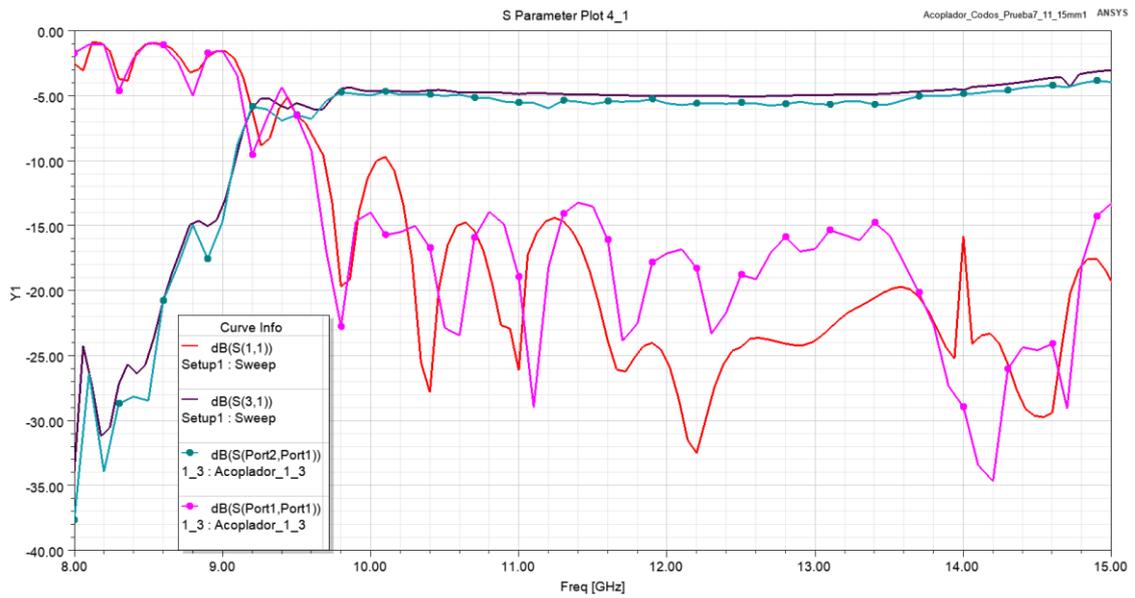


Figura 51. Comparación HFSS- medida en laboratorio entre los puertos 1 y 3 del acoplador. Líneas con puntos: medida de laboratorio. Líneas continuas: Simulación HFSS.

Como cabía esperar, las medidas visualizadas en la Figura 51 son prácticamente idénticas a las de la Figura 49.

Una vez comprobado el acoplamiento del componente, se debe hacer lo mismo con el aislamiento, y para ello se miden los puertos restantes, 1-4 (Figura 52) y 2-3 (Figura 54).

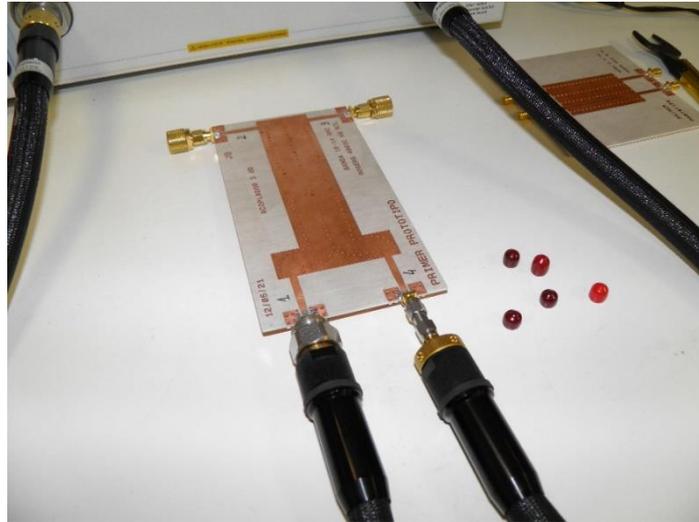


Figura 52. Medida del acoplador entre los puertos 1 y 4.

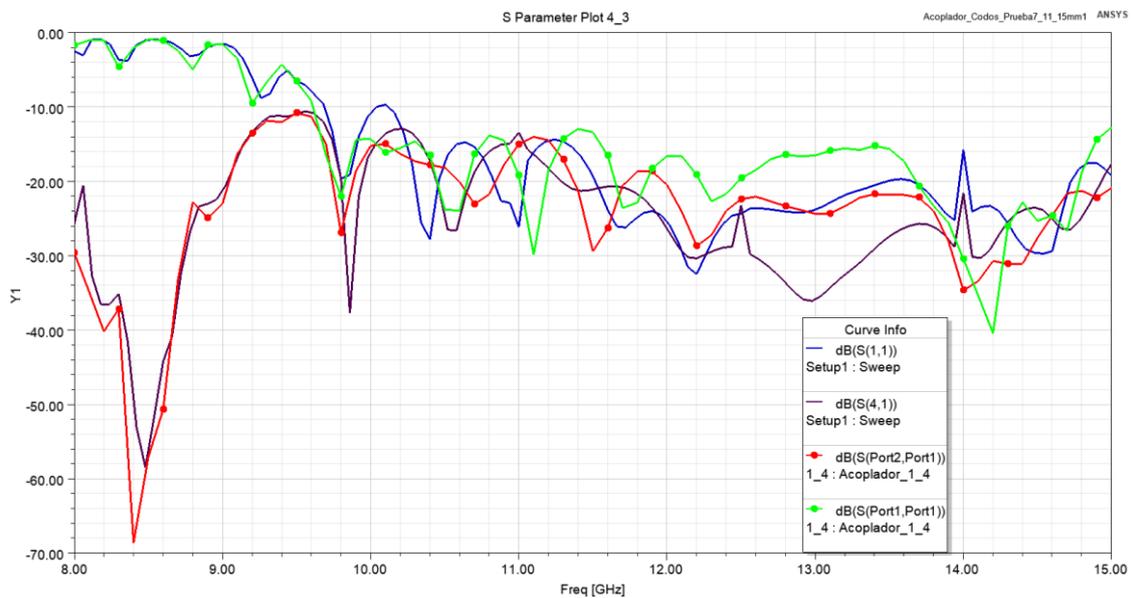


Figura 53. Comparación HFSS- medida en laboratorio entre los puertos 1 y 4 del acoplador. Líneas con puntos: medida de laboratorio. Líneas continuas: Simulación HFSS.

En la Figura 53, se puede observar cómo se consigue una pequeña mejora en 10.3 GHz y cómo se mantiene el aislamiento a lo largo del resto de banda, estando por debajo de unos -14 dB.

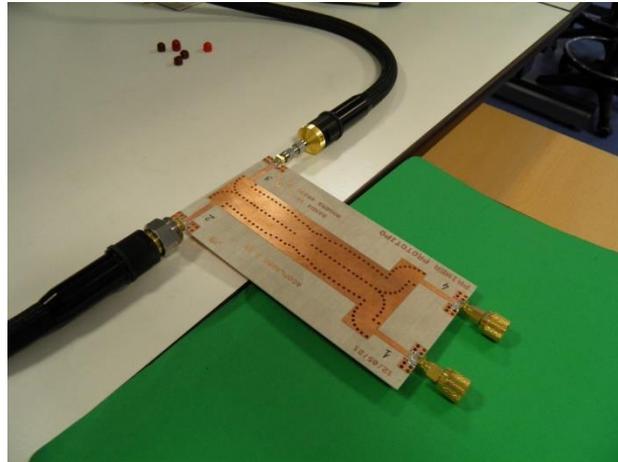


Figura 54. Medida del acoplador entre los puertos 2 y 3.

Al igual que ocurre con la similitud entre las medidas de los puertos 1-2 y 1-3, los parámetros de Scattering expuestos en la Figura 55, deben ser parecidos a los de la Figura 53, pero teniendo en cuenta que va a haber algo más de desigualdad debido a que sólo hay codos en los puertos 1 y 4.

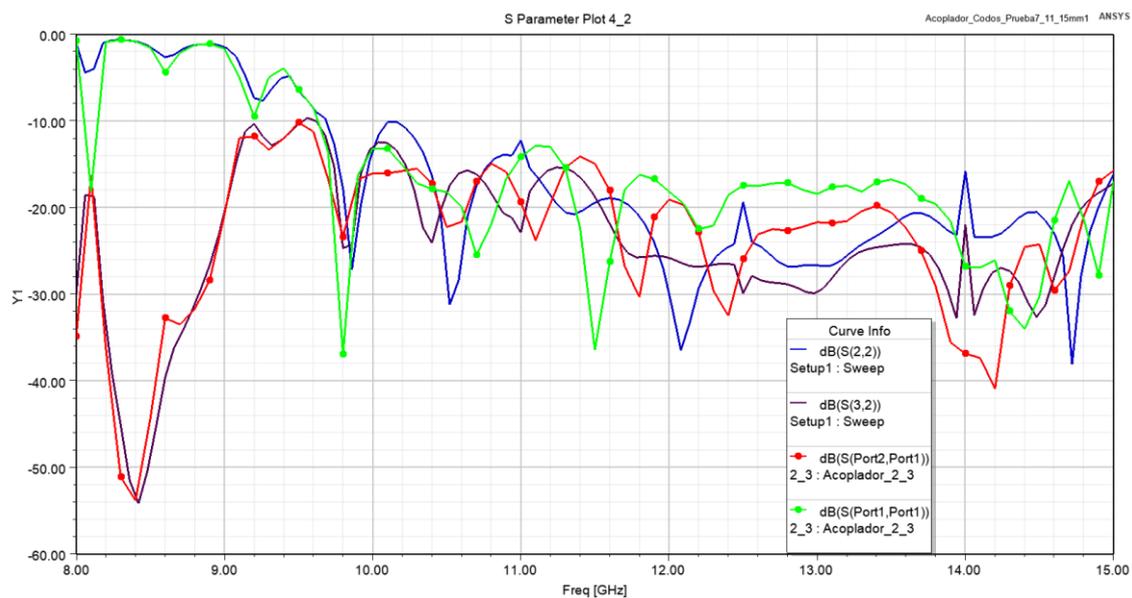


Figura 55. Comparación HFSS - medida en laboratorio entre los puertos 2 y 3 del acoplador. Líneas con puntos: medida de laboratorio. Líneas continuas: Simulación HFSS.

Al no tener codos los puertos 2 y 3, el aislamiento mejora, pero no notablemente.

3.5. Desfasador 90°

Uno de los componentes básicos más utilizados en sistemas de comunicaciones por radar y satélite, entre otras aplicaciones, es el desfasador (Figura 56). Se trata de un dispositivo que consigue mantener una diferencia de fase a través de dos caminos diferentes, uno funciona como línea de referencia y el otro como línea desfasada respecto a esta línea de referencia [16][17]. Esta diferencia de fase debe permanecer constante en todo el margen de frecuencias del correlador, lo que le convierte en el componente más crítico del módulo.

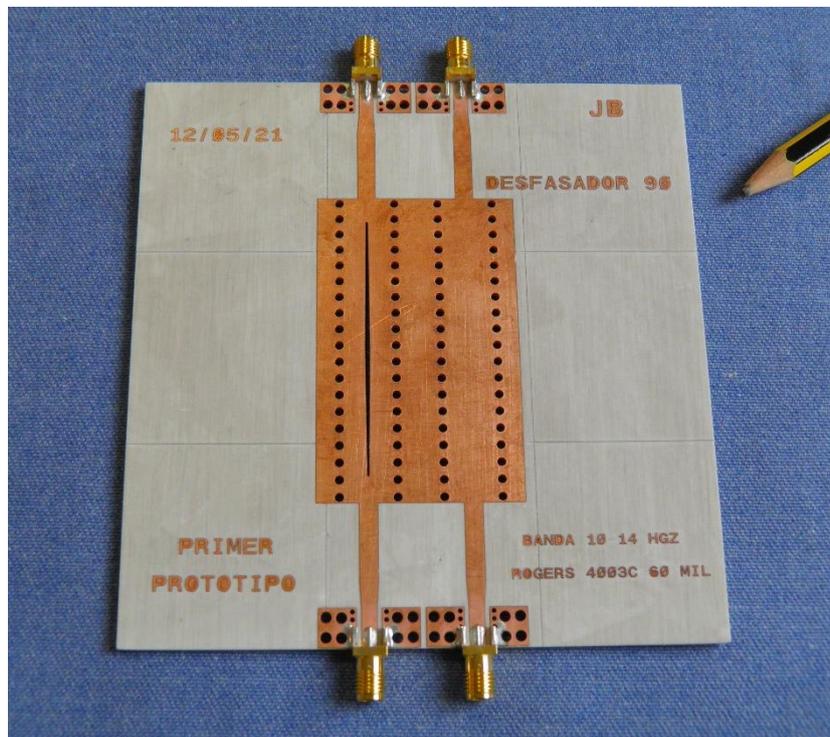


Figura 56. Desfasador 90° y línea de referencia con 4 conectores coaxiales.

Los desfasadores en general presentan una serie de inconvenientes como un alto coste y diseños complejos a la hora de fabricación, lo que requiere un diseño robusto. También, si se usaran dos tramos de longitudes $\frac{\lambda}{2}$ y $\frac{\lambda}{4}$ como desfasadores diferenciales, se obtendría un desfase de 90 grados en una banda de frecuencias muy estrecha debido a la dependencia del desfase de la guía de onda con la frecuencia [16].

3.5.1. Diseño desfasador 90°

Para este caso, también se toma como referencia el artículo de J. L. Cano [12] y se usa un factor de escala de 2.987 respecto al diseño del desfasador 90° en la frecuencia de 41 GHz.

Se barajan distintas opciones a la hora de realizar el slab de aire (un tramo continuo en el que se elimina el dieléctrico del substrato), que es el que crea el desfase. Por un lado, se plantea extraer una porción de substrato con una máquina láser al igual que en [12], y por otro lado se podría hacer con agujeros cilíndricos de aire, pero se escoge la primera opción.

El funcionamiento, tanto del desfasador como el de la guía de onda de referencia, es el mismo en magnitud, lo único que varía es el desfase de 90° conseguido entre ambos.

En la Figura 57 se puede observar el diseño del desfasador junto a una guía de onda de referencia, mientras que en la Figura 58 se muestran los parámetros de Scattering del desfasador.

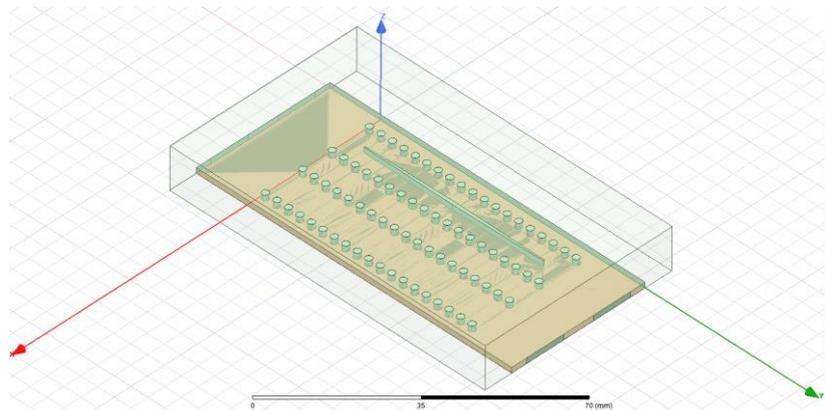


Figura 57. Desfasador 90° junto al tramo de guía de onda de referencia.

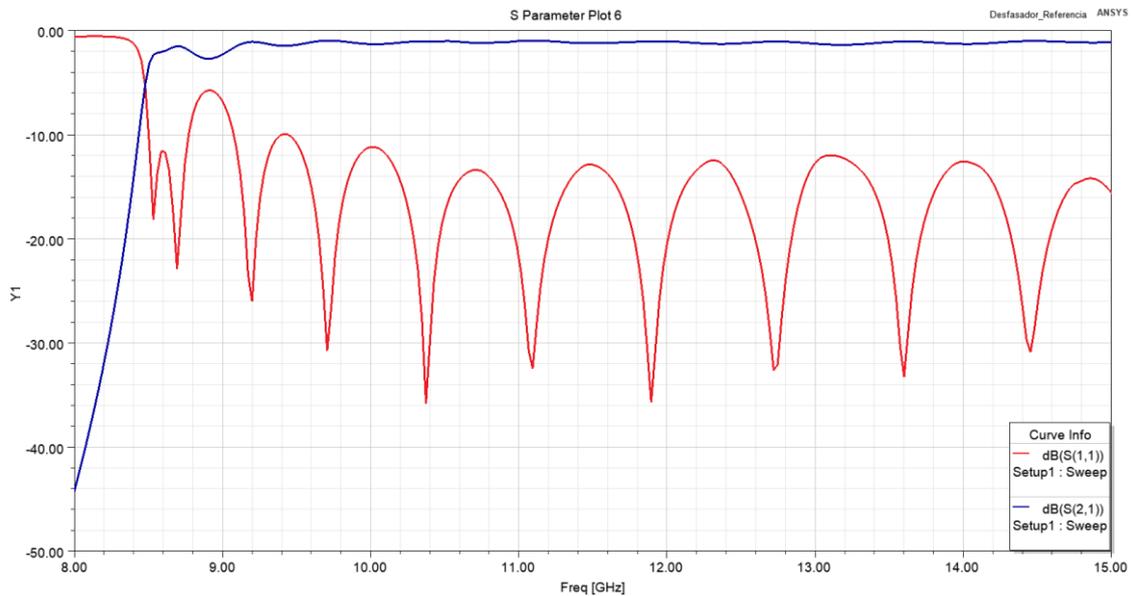


Figura 58. Simulación con HFSS. Parámetros de Scattering del desfasador 90° .

Como se puede ver, se consiguen unas pérdidas de transmisión bajas, cercanas a 1 dB y unas pérdidas de retorno mejores de 11 dB.

Para comprobar el desfase se realiza la comparación entre la fase del desfasador y la de la referencia. En la Figura 59 se verifica que este desfase ronda los 90° en la banda de trabajo con un error de 5° .

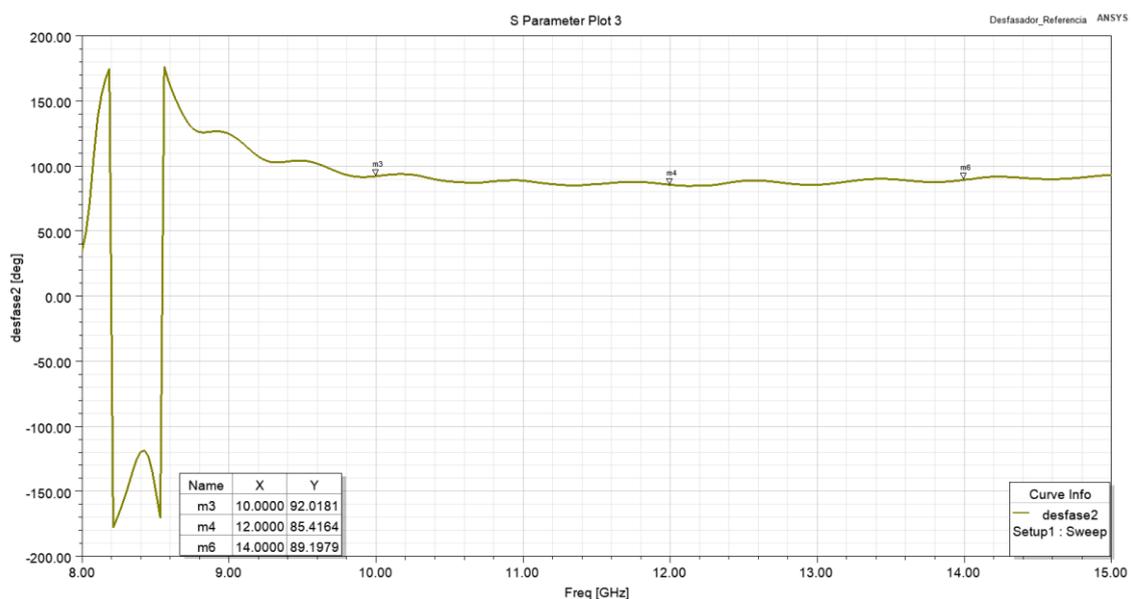


Figura 59. Simulación con HFSS. Desfase entre desfasador y guía de onda de referencia.

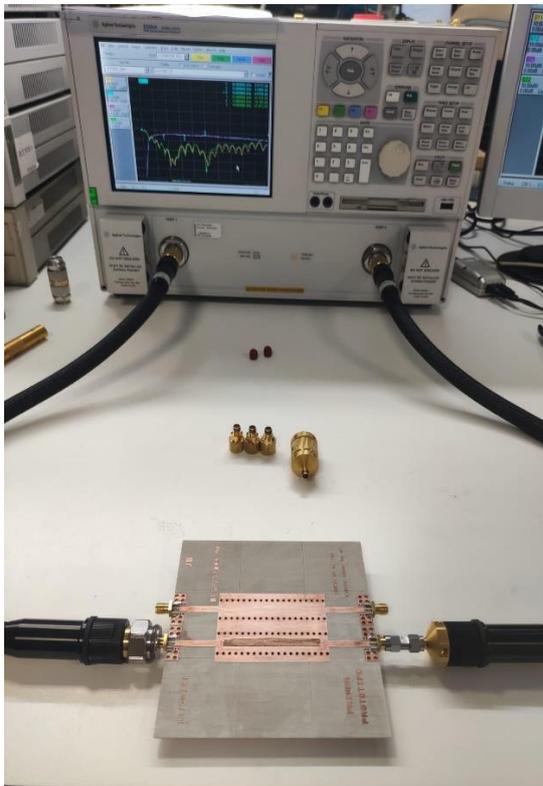
3.5.2. Medidas de laboratorio

Para llevar a cabo las medidas experimentales del desfasador en el laboratorio, se sigue la misma práctica que con el caso del [acoplador](#), es decir, se vuelve a usar el adaptador coaxial 2.92 (m) – 2.92 (m).

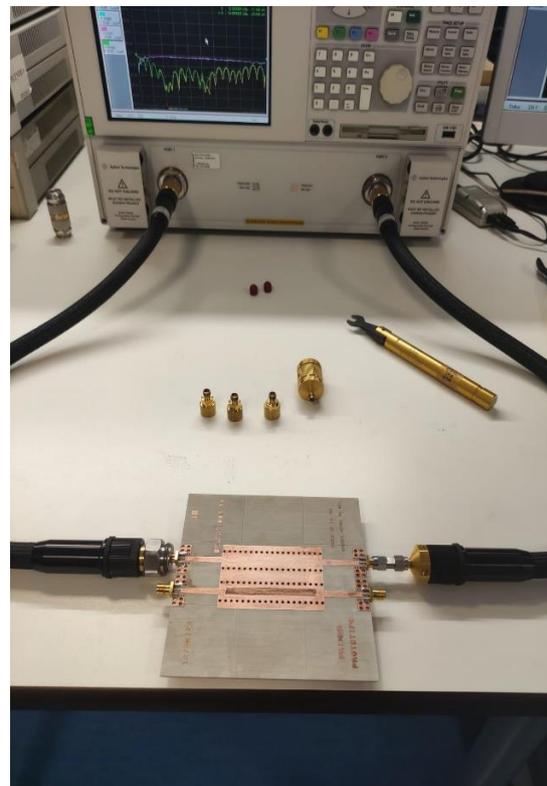
En la Figura 56, se puede observar cómo queda la fabricación del desfasador junto a la línea de referencia. Sin embargo, con ese circuito aún no se puede realizar las medidas correspondientes, debido a que el slab de aire no está cerrado por un metal en ambos lados para formar una guía SIW.

Por ello, se decide pegar una tira de cobre conductora en ambos lados de la guía SIW.

En la Figura 60 se puede ver cómo se han hecho las medidas de laboratorio entre los puertos 1-2 y 3-4.



(a)



(b)

Figura 60. Medida del desfasador (a) (puertos 1 y 2) y de la línea de referencia (b) (puertos 3 y 4).

Para comprobar el desfase producido entre el desfasador y la línea de referencia, así como las pérdidas, se decide volver a usar el programa ADS para su representación en gráficas. Esto se puede ver en la Figura 61:

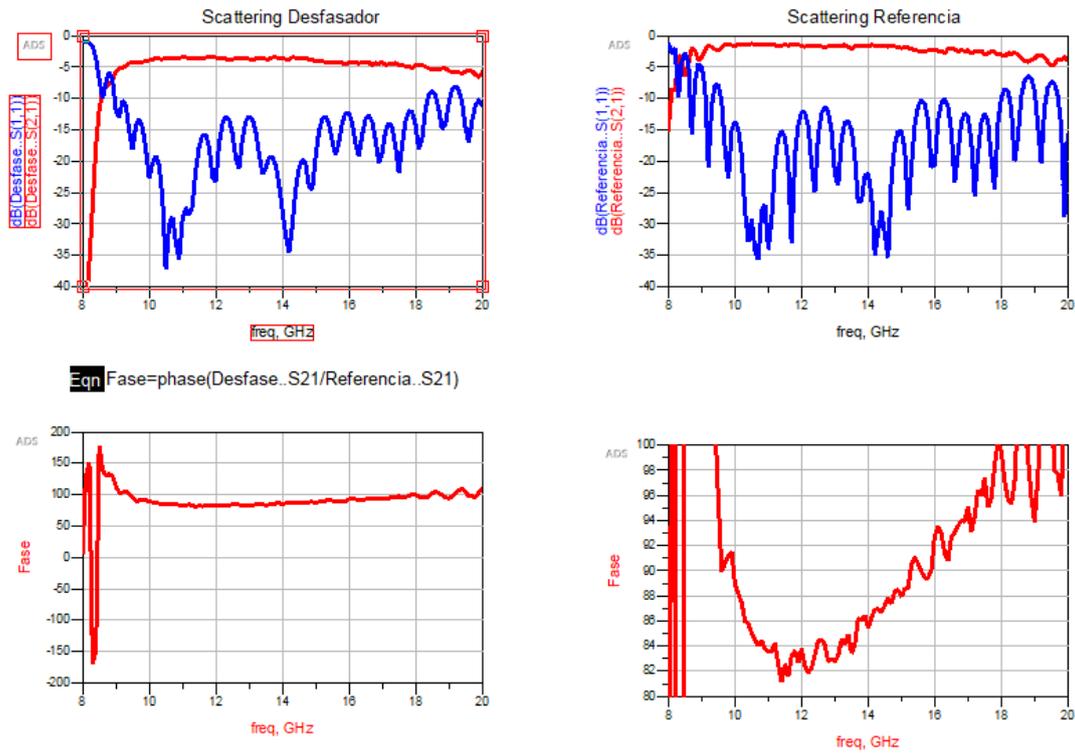


Figura 61. Medidas de laboratorio. Parámetros de Scattering en el desfasador y en la línea de referencia. Desfase producido entre ambos.

A pesar de no haber conseguido un mal desfase, en torno a los 84° en la banda de frecuencias 10-14 GHz, las pérdidas de transmisión producidas en el desfasador (1ª gráfica) son aproximadamente de -4 dB, lo que hace sospechar de que la tira de cobre no hace buen contacto como se suponía, o que el adhesivo conductor de la tira de cobre añade pérdidas por su resistividad o por su rugosidad. Con el fin de intentar disminuir estas pérdidas, se decide retirar la tira de cobre y soldar con epoxy conductor una lámina de cobre en su lugar, para cerrar el slab de aire con un conductor en ambos lados de la guía SIW.

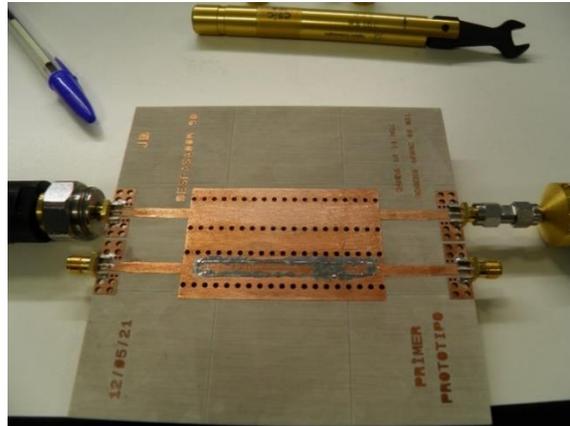


Figura 62. Lámina de cobre soldada sobre el slab de aire.

En la imagen anterior, Figura 62, se puede ver cómo queda la lámina de cobre soldada, pero hasta que no se comprueben los resultados de las medidas, no se sabe si se consigue una mejora, debido a que la soldadura también puede haber provocado algunas pérdidas adicionales, al poder haber modificado el tamaño del slab de aire. Estos resultados aparecen en la siguiente imagen, la Figura 63:

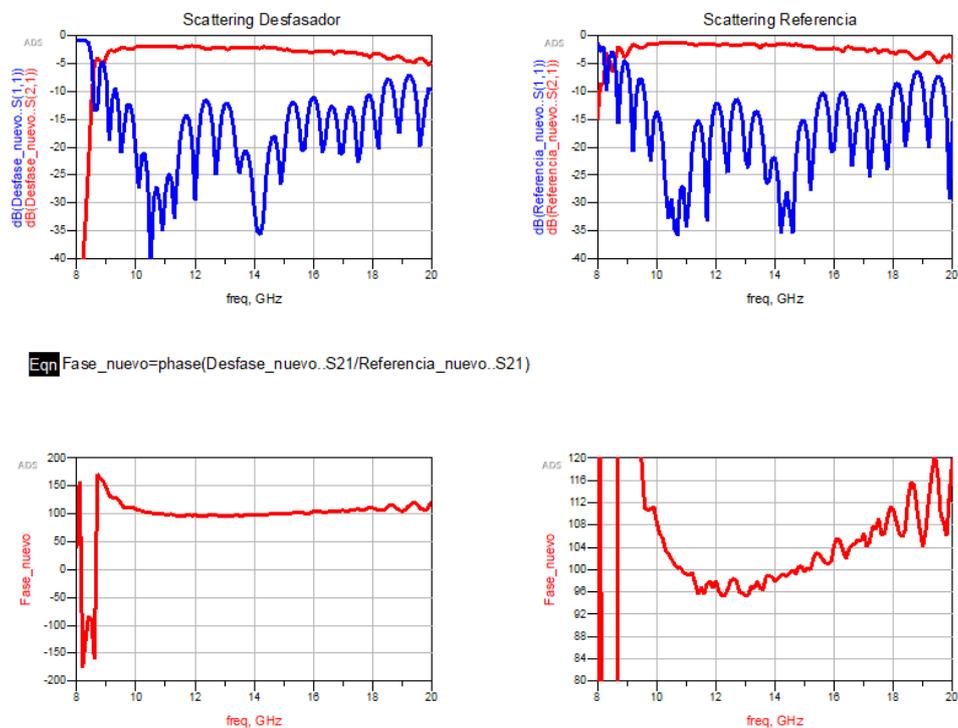


Figura 63. Medidas de laboratorio. Nuevas pérdidas de Scattering en el desfasador y en la línea de referencia. Nuevo desfase producido entre ambos.

Si se comparan las Figura 61 y Figura 63, se observa que existe una clara mejora en las pérdidas de transmisión en el desfasador, manteniendo las pérdidas por adaptación muy similares. Sin embargo, en esta ocasión el desfase ha aumentado hasta los 98°.

Por último, en la Figura 64, se establece una comparación entre el desfase producido en HFSS, 88°, y el conseguido en la última modificación del desfasador, 98°.

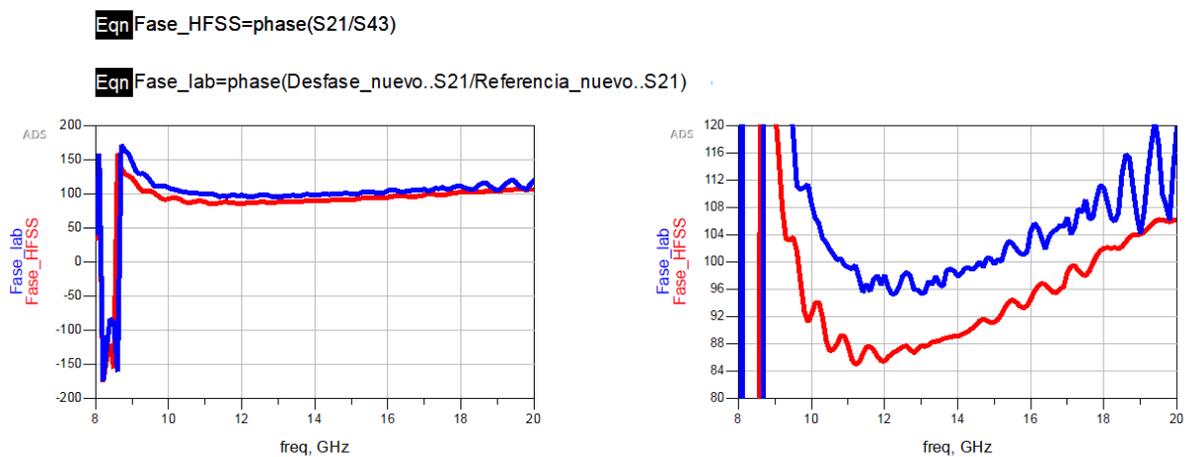


Figura 64. Comparación HFSS – Medida de laboratorio de los desfases producidos entre el desfasador y la línea de referencia.

4. Medidas del correlador integrado

Tras haber obtenido unos diseños de los componentes aptos para su funcionamiento en el conjunto del Módulo de Correlación integrado, se procede con las medidas experimentales de los parámetros de Scattering, para obtener así los valores de fase y magnitud de todo el módulo correlador. Para ello, se va a seguir el mismo procedimiento que en el caso del [acoplador](#), teniendo en cuenta que lo que se van a medir son las principales ramas del correlador, no todas ya que no hace falta debido a la simetría por construcción del módulo correlador.

La integración de todos los componentes se realiza sobre una placa base metalizada con cobre, donde se colocan todos los componentes individuales del Módulo de Correlación, y unas pequeñas piezas metalizadas que sirven para asegurar la conexión eléctrica entre los componentes. Tanto la placa base como las piezas de interconexión se han hecho con un sustrato de FR4 de 1,56 mm de grosor, metalizado con cobre por ambas caras, para dar suficiente robustez a la estructura. Los componentes se fijan con tornillos a la placa base, y las piezas de conexión se fijan igualmente con tornillos para evitar que haya huecos, o malos contactos eléctricos, que puedan producir pérdidas adicionales al sistema, y de forma que se siga el esquema que se planteó en la Figura 2.

En la Figura 65 se observa el resultado final. Los puertos 1 y 2 actúan como puertos de entrada, mientras que los puertos 3, 4, 5, y 6, funcionan como puertos de salida. El desfaseador se encuentra colocado entre los puertos 2 y 6.

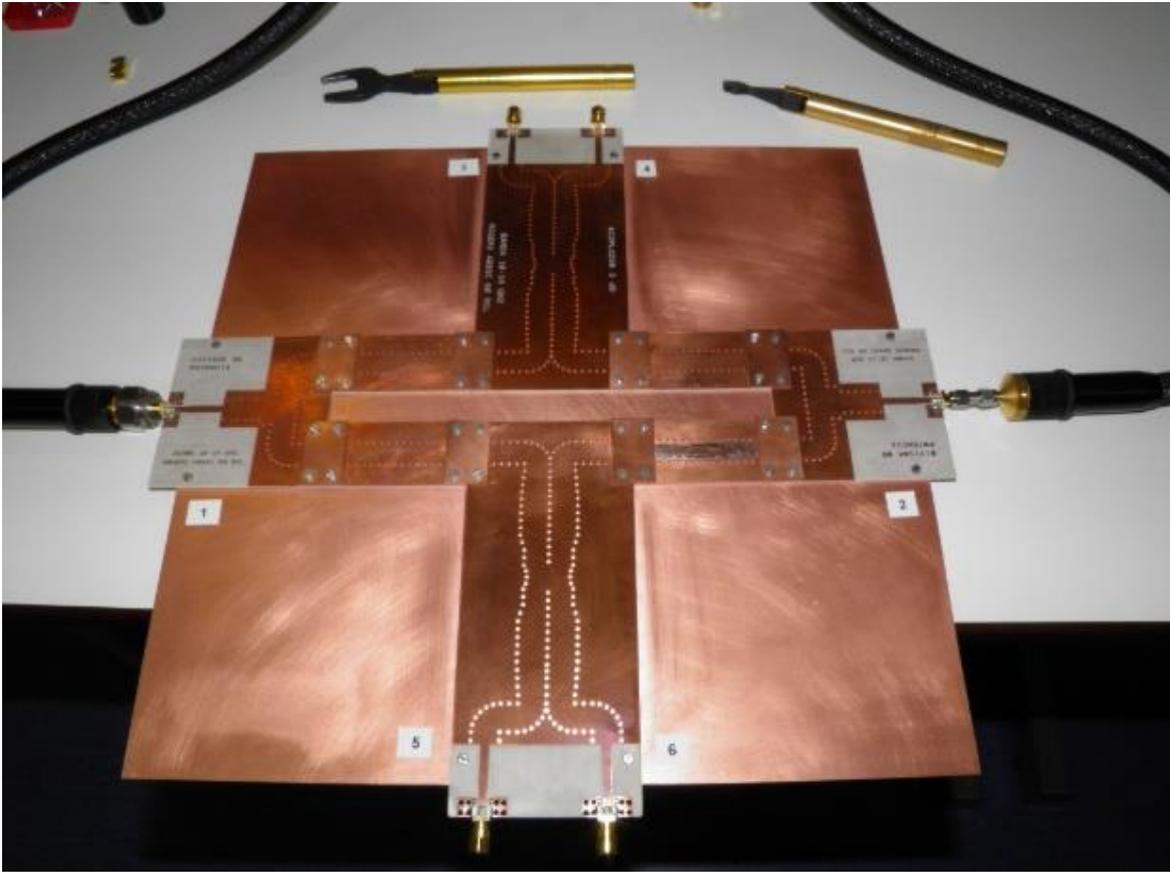


Figura 65. Módulo correlador compuesto por los distintos componentes.

4.1. Parámetros de Scattering

Para comenzar, se comprueba que los parámetros de Scattering medidos entre las ramas 4-1 y 6-2 no hayan empeorado. En la Figura 66, se aprecia la ejecución de la medida de la rama 4-1, se conectan los cables coaxiales en los puertos 1 y 4 a la vez que se colocan cargas adaptadas en el resto de los puertos.

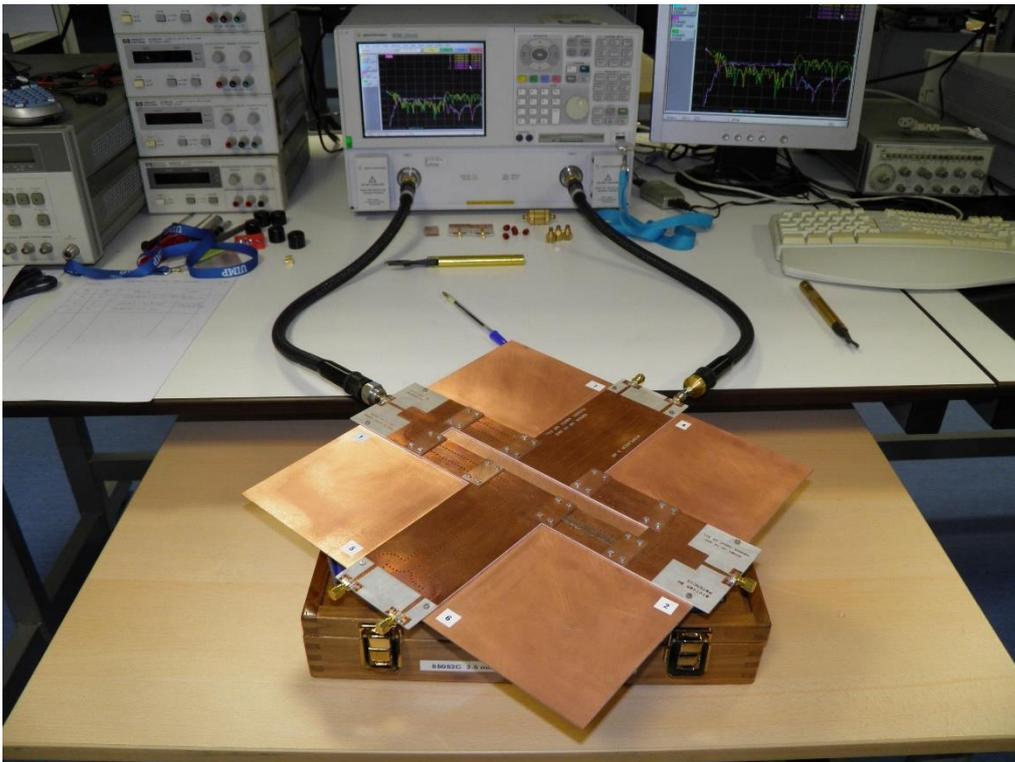


Figura 66. Medida de la rama 4-1 del módulo correlador.

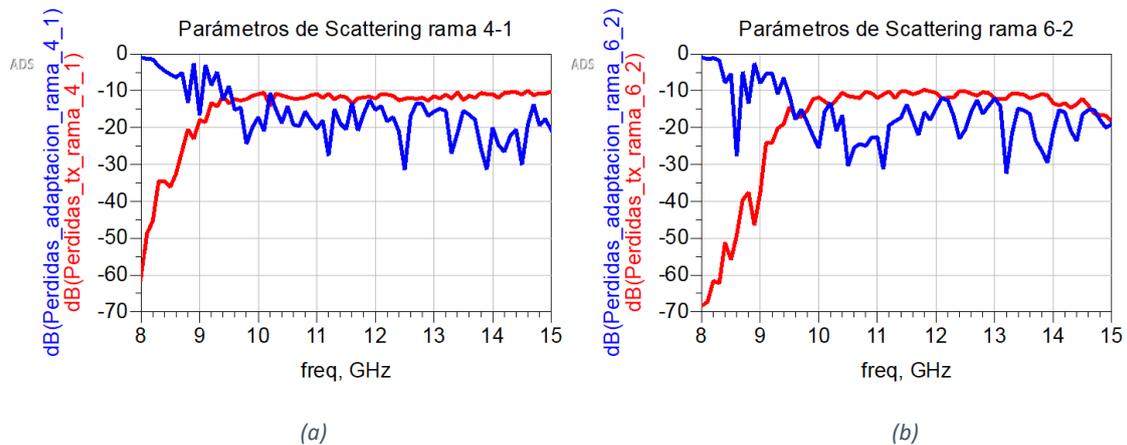


Figura 67. Medidas de laboratorio. Parámetros de Scattering de las ramas 4-1 (a) y 6-2 (b) del módulo correlador.

En la Figura 67 se muestra cómo la reflexión en los puertos 1 (a) y 2 (b) permanece por debajo de los -10 dB, y cómo las pérdidas de transmisión rondan valores cercanos a los -11 dB. Esto se debe a que las pérdidas de transmisión de cada componente se acumulan a lo largo de la rama.

Esta rama está formada por el divisor de potencia, con unos 4 dB de pérdidas de transmisión; el acoplador 3dB/90°, con 5 dB de acoplamiento debido a las pérdidas; y la línea de referencia, con otros 2 dB; lo que hacen un conjunto de aproximadamente 11 dB de pérdidas de transmisión.

4.2. Diferencia de fase

A la hora de obtener tanto el desfase como la magnitud se debe hacer mediante una comparación entre dos ramas del correlador.

En primer lugar, se van a comparar las ramas 3-1 y 4-1, es decir, desde el mismo puerto de entrada hasta dos puertos de salida del mismo acoplador.

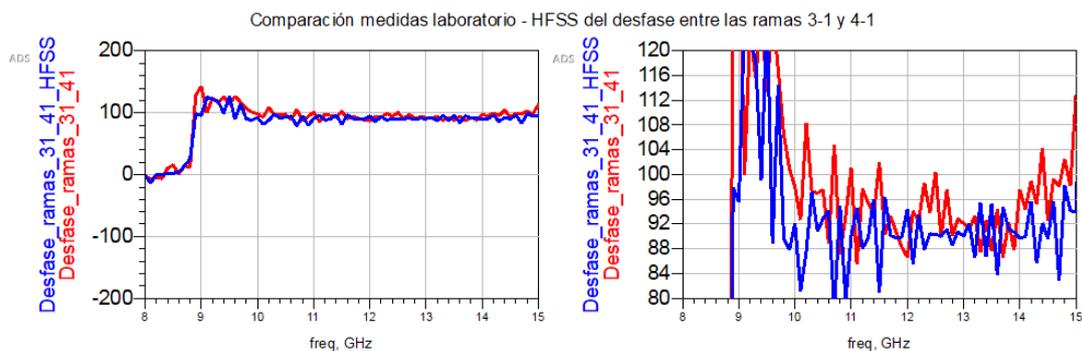


Figura 68. Comparación medidas laboratorio - HFSS del desfase entre las ramas 3-1 y 4-1.

En la Figura 68 se ve que existe un desfase aproximado de 90°, lo que resulta coherente debido a que el único desfase que se produce en ambas es ocasionado por el acoplador 3 dB/ 90°.

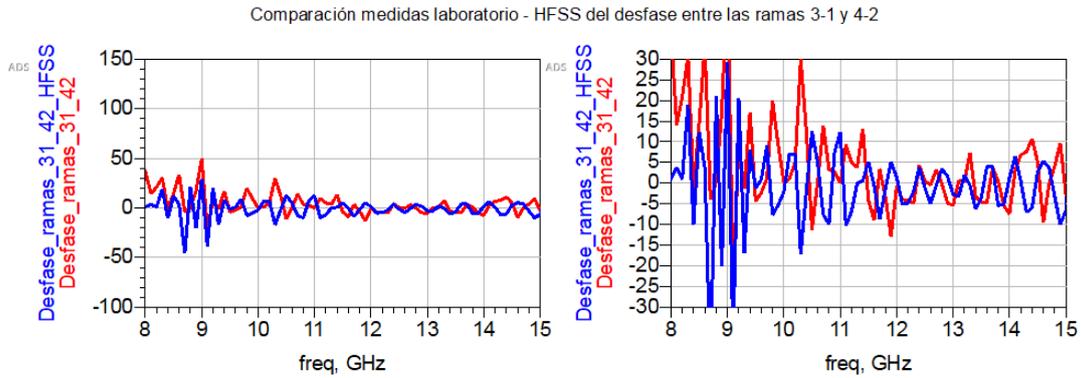


Figura 69. Comparación medidas laboratorio - HFSS del desfase entre las ramas 3-1 y 4-2.

En el caso de las ramas 3-1 y 4-2, Figura 69, al ser simétricas respecto el acoplador, se produce un desfase que oscila en torno a los 0° .

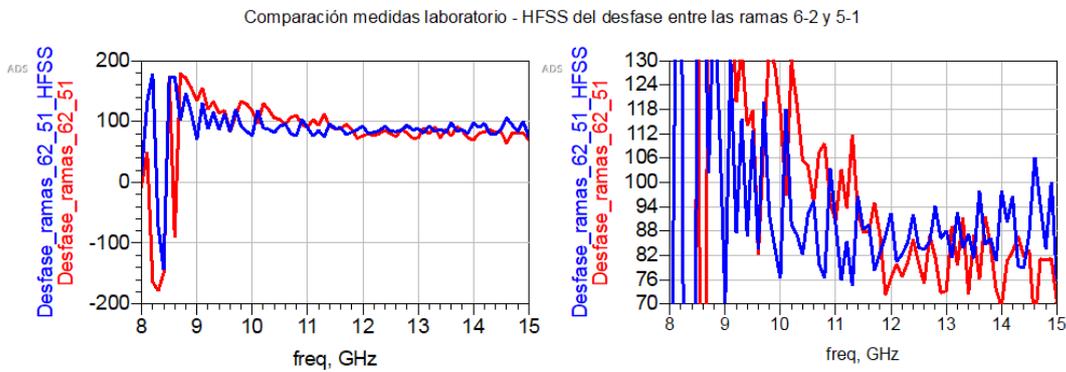


Figura 70. Comparación medidas laboratorio - HFSS del desfase entre las ramas 6-2 y 5-1.

En cuanto a la rama en la que intercede el desfasador (rama 6-2), se observa en la Figura 70, que surge la situación opuesta a la Figura 69, en este caso el acoplador tampoco causa desfase, sin embargo, sí que lo hace el desfasador consiguiendo una diferencia de fase de 90° .

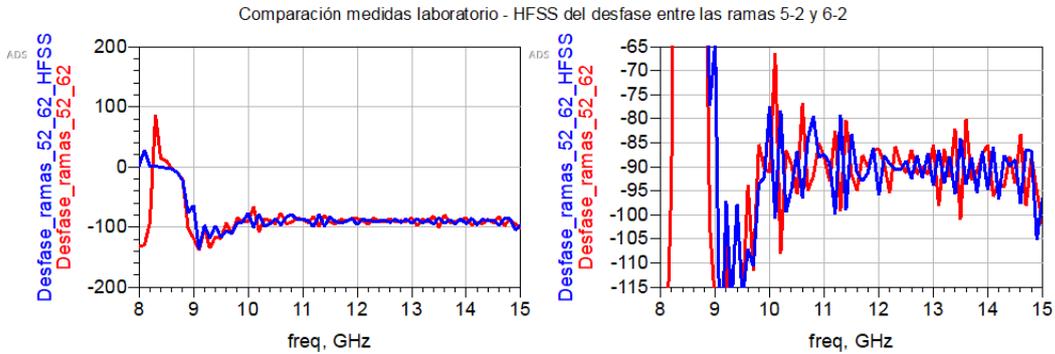


Figura 71. Comparación medidas laboratorio - HFSS del desfase entre las ramas 5-2 y 6-2.

En la Figura 71 se muestra el caso en el que se parte del mismo puerto hacia dos salidas del mismo acoplador, pero pasando por el desfasador. Aquí tanto el desfasador como el acoplador intervienen en ambas, por lo que al final, el único que consigue una diferencia de fase de alrededor de 90° es el acoplador.

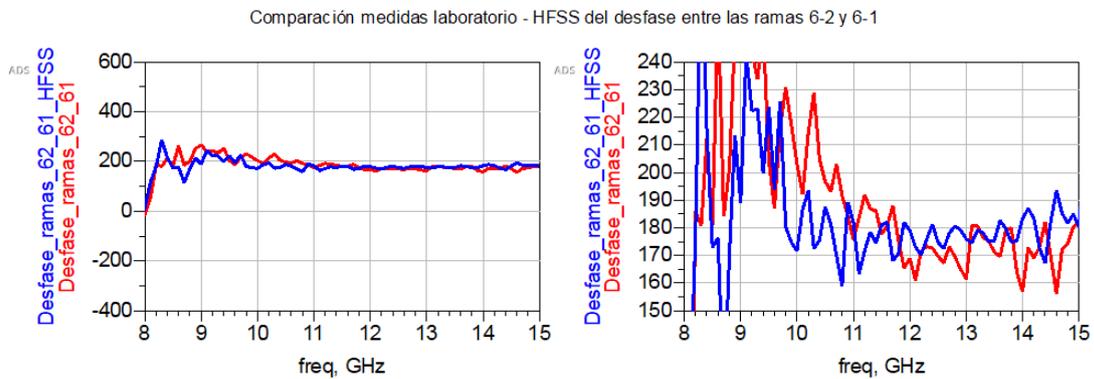


Figura 72. Comparación medidas laboratorio - HFSS del desfase entre las ramas 6-2 y 6-1.

Por último, en la Figura 72, se muestra una diferencia de fase de 180° , que se debe a que se superponen los desfases producidos por el acoplador $3\text{ dB}/90^\circ$ y el desfasador 90° .

4.3. Diferencia de amplitud

Para medir si ha habido un cambio entre las potencias que se envían desde la entrada a cada salida, se realiza una comparación entre cada rama. Estas potencias van a tener las mismas pérdidas debido a que, por lo general, las ramas por las que se transmiten son iguales, a excepción de la rama en la que se encuentra el desfasador. Por ello, no debería haber una diferencia de amplitud significativa, ya que las pérdidas de potencia van a rondar los -11 dB en todos los casos como ya se indicó en el apartado que tratan los [Parámetros de Scattering](#).

En las siguientes figuras, Figura 73 - Figura 76, correspondientes a la comparación de la diferencia de amplitud entre las ramas en las que se estudió la fase, se muestra como esta diferencia oscila en torno a 1 dB a lo largo de la banda de funcionamiento.

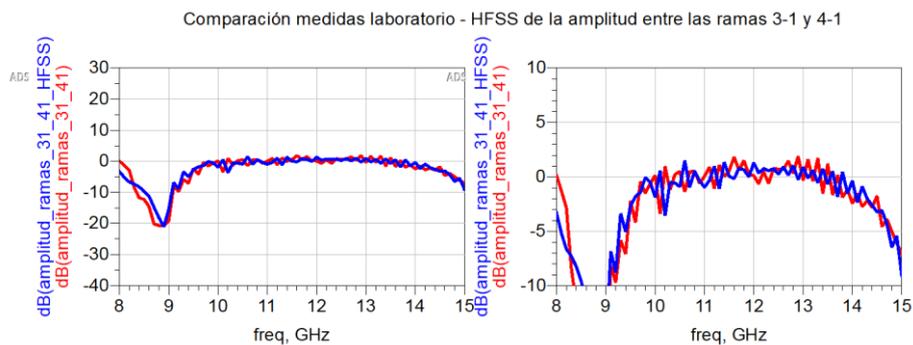


Figura 73. Comparación medidas de laboratorio - HFSS de la diferencia de amplitud entre las ramas 3-1 y 4-1.

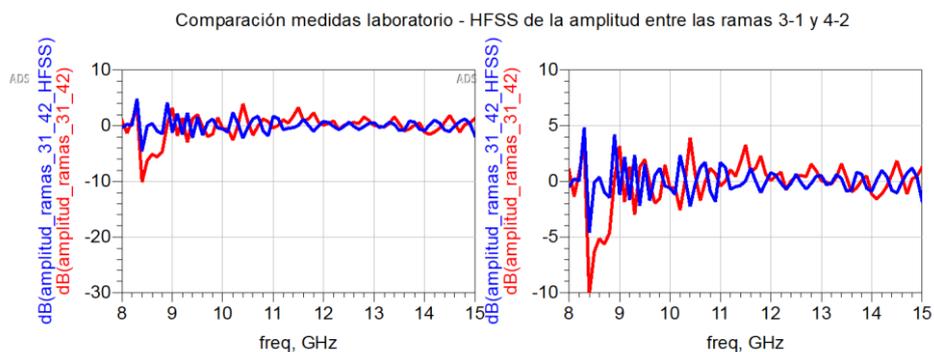


Figura 74. Comparación medidas de laboratorio - HFSS de la diferencia de amplitud entre las ramas 3-1 y 4-2.

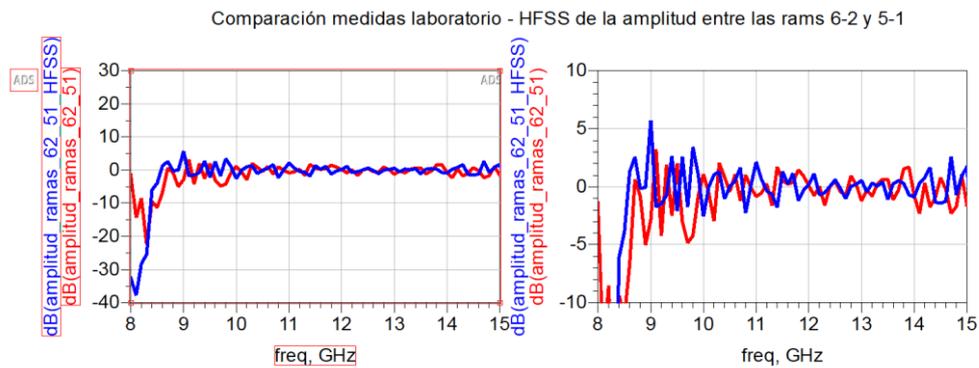


Figura 75. Comparación medidas de laboratorio - HFSS de la diferencia de amplitud entre las rams 6-2 y 5-1.

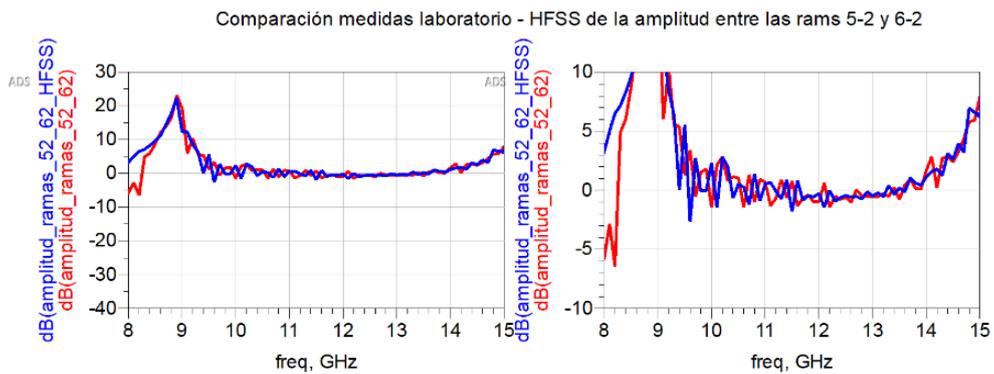


Figura 76. Comparación medidas de laboratorio - HFSS de la diferencia de amplitud entre las rams 5-2 y 6-2.

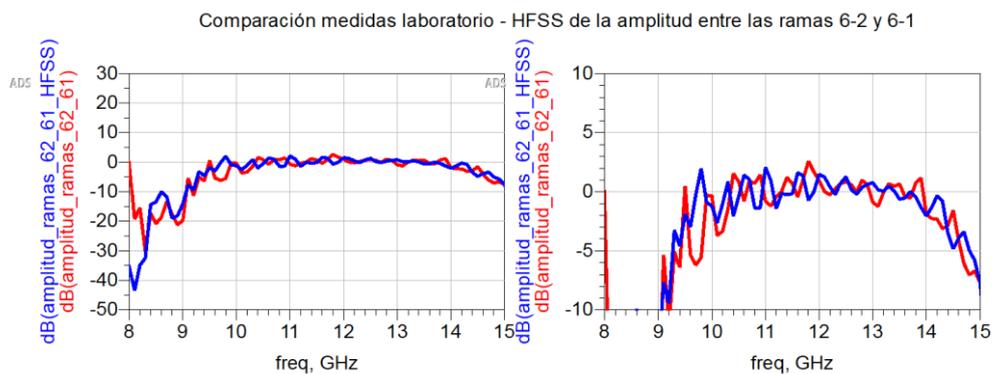


Figura 77. Comparación medidas de laboratorio - HFSS de la diferencia de amplitud entre las rams 6-2 y 6-1.

5. Conclusiones

5.1. Conclusiones

El propósito de este proyecto era fabricar y medir un módulo correlador de un receptor de radioastronomía, diseñado con guías de onda integradas en sustrato, que funcionase correctamente en la banda de 10-14 GHz, y con el objetivo principal de caracterizar las medidas realizadas en él.

Como ya se supuso desde un principio, los componentes diseñados no han sido perfectos y esto ha provocado pérdidas adicionales a las teóricas en el sistema real fabricado; sin embargo, se ha logrado conseguir un sistema con ramas bien equilibradas que funcionan bastante bien en el rango de frecuencias de operación fijado. Estos componentes son el divisor de potencia de 3 dB, el acoplador de 3 dB/90°, el desfasador y las líneas de referencia.

El equilibrio de las ramas se puede comprobar en la Tabla 1, en la que se establece una comparación de los promedios de las medidas obtenidas al caracterizar la transmisión entre pares de ramas del Módulo Correlador.

Tabla 1. Comparación de los promedios de las diferencias de fase y amplitud entre ramas.

Comparación de los promedios de las diferencias de fase y amplitud entre ramas		
Ramas	Fase_lab/Fase_HFSS	Amplitud_lab/Amplitud_HFSS
3-1 y 4-1	93.69° / 90.06°	1.01 dB / 1 dB
3-1 y 4-2	0.81° / -0.7°	1.05 dB / 1 dB
6-2 y 5-1	89.84° / 87.17°	1.01 dB / 1 dB
5-2 y 6-2	-89.23° / -89.95°	1 dB / 1 dB
6-2 y 6-1	-179.3° / 177.02°	1.02 dB / 1 dB

En esta tabla se puede comprobar cómo los resultados de las diferencias de fase, rondan normalmente, o bien 0° o bien 90° dependiendo de las ramas que se estudien, tanto en las medidas realizadas en el laboratorio como en las simulaciones con HFSS.

El único caso en el que se produce una diferencia de fase de 180° , es en el que se comparan dos ramas en las que intervienen tanto el desfase producido por el acoplador, como el que produce el desfasador, sumándose ambos.

En cuanto a la diferencia de amplitud, en la Tabla 1. Comparación de los promedios de las diferencias de fase y amplitud entre ramas., también se puede observar que en todos los casos queda alrededor de 1 dB, por lo que las pérdidas de potencia que se producen son similares en todas las ramas.

Estas pérdidas de potencia son de aproximadamente -11 dB, por la acumulación de las pérdidas de los componentes con los valores de los parámetros de transmisión internos del módulo.

Por lo tanto, se comprueba que, al usar tecnología de guías de onda integradas en sustrato dieléctrico, se consigue un diseño más compacto y barato que el que se tendría al trabajar con guías de onda convencionales, en los dos canales de operación más bajos del experimento QUIJOTE.

5.2. Líneas futuras

Este trabajo presenta varias líneas futuras:

Como primera opción, se podrían completar el proyecto colocando en las salidas del sistema, detectores a diodo de respuesta cuadrática, para obtener los parámetros de Stokes I, Q y U mediante combinaciones lineales de las señales de salida de los detectores. Así se podría medir la polarización de las ondas electromagnéticas que se detecten en el rango de 10-14 GHz.

A partir de esta primera posibilidad, se podría plantear una segunda. Una vez colocados los detectores se dispondría del Módulo de Correlación y Detección completo, y se podría añadir al receptor para caracterizar el Fondo Cósmico de Microondas a estas frecuencias. Se podría analizar si es posible conseguir una mejora de la precisión de las

medidas de los parámetros de Stokes con este receptor, al haber modificado uno de sus componentes más críticos como es el Módulo de Correlación y Detección.

6. Referencia

- [1] <https://www.iac.es/es/proyectos/quijote> (acceso el día 8/7/2021)
- [2] A. R. Pérez, J. L. Cano, E. Villa, A. Mediavilla, and E. Artal, "Módulo de Correlación y Detección de Banda Ancha y Banda Q en Guía de Onda", in XXIX Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, Valencia, 2014.
- [3] R. Hernández Aquino, "Diseño, simulación y construcción de antenas tipo parche para Bluetooth y WI-FI, bandas 2.4 GHz y 5.8 GHz.", Tesis Licenciatura, Ingeniería en Electrónica y Comunicaciones. Departamento de Computación, Electrónica y Mecatrónica, Escuela de Ingeniería y Ciencias, Universidad de las Américas Puebla, 2008
- [4] M. Bozzi, A. Georgiadis, and K. Wu, "Review of substrate-integrated waveguide circuit and antennas", IET Microwaves, Antennas & Propagation, vol. 5, no. 8, pp. 909-920, 2011.
- [5] R. Vahldieck, "Substrate Integrated Waveguides", PowerPoint presentation, 20 pages, 2012, ETHZ, Suiza.
- [6] Rafael R. Boix, Técnicas electrodinámica.
https://personal.us.es/boix/uploads/pdf/tecnicas_electrodinamica/guias_ondas_prot.pdf (acceso el día 8/7/2021)
- [7] Z.C. Hao, W. Hong, J.X. Chen, X.P. Chen, and K. Wu, "Planar diplexer for microwave integrated circuits", IEEE Proc.-Microwaves, Antennas and Propagation, Vol. 152, No. 6, 2005.
- [8] S. A. Schelkunoff, "Impedance concept in waveguides", Quart. Appl. Math., vol. 2, Apr. 1944.

- [9] E. Diaz Caballero, A. Belenguer Martinez, H. Esteban Gonzalez, O. Monerris Belda and V. Boria Esbert, "A Novel Transition from Microstrip to a Substrate Integrated Waveguide with Higher Characteristic Impedance", in IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT), pp. 1-4, 2003.
- [10] S.Y. Chen, D.S. Zhang and Y.T. Yu, "Wideband SIW power divider with improved out-of-band rejection", Electronic Letters, vol.49. No. 15, pp.943-944, 2013.
- [11] S. Germain, D. Deslandes, K. Wu, "Development of Substrate Integrated Waveguide Power Dividers", in Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering. Toward a Caring and Humane Technology (Cat. No.03CH37436), vol. 3, pp. 1921-1924, CCECE 2003.
- [12] J. L. Cano, E. Villa, A. Mediavilla, and E. Artal, "A Wideband Correlation and Detection Module Based on Substrate-Integrated Waveguide Technology for Radio Astronomy Applications", in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 66, no. 6, pp. 3145-3152, June 2018.
- [13] E. Artal, and B. Aja, "Apuntes de Microondas", asignatura de Grado en Ingeniería de Tecnologías de Telecomunicación. Aula Virtual de la Universidad de Cantabria (acceso restringido).
- [14] A. Casanueva, J. A. Pereda, Á. Mediavilla, M. Chaibi, and N. Amar, "Codos 90° Compactos Óptimamente Adaptados en Guía de Onda Rectangular", in URSI 2004, XIX Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, Barcelona, 2004.
- [15] E. R. Llugsha, "Diseño y construcción de redes de distribución de potencia para la banda Ku en tecnología de guía de onda integrada en substrato (SIW)", Trabajo de titulación de Ingeniero Electrónico en Telecomunicaciones, Universidad de las Fuerzas Armadas ESPE, Sangolquí, Ecuador, 2018.

[16] A. Tribak, A. Mediavilla, K. Cepero, M. Boussois, and M. Chaibi, “Desfasadores Diferenciales 90° y 180° Banda Completa (40%) en Guía de Onda para Aplicaciones de Radioastronomía”, in XXIV Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, Santander, URSI 2009.

[17] J. Cagigas, J. L. Cano, and E. Artal, “Desfasador Diferencial 90° Compacto de Banda Ancha en Guía de Onda”, in XXVIII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, Santiago de Compostela, URSI 2013.

7. Anexos

Substrato dieléctrico RO4003C



RO4000® Series High Frequency Circuit Materials

RO4000® hydrocarbon ceramic laminates are designed to offer superior high frequency performance and low cost circuit fabrication. The result is a low loss material which can be fabricated using standard epoxy/glass (FR-4) processes offered at competitive prices.

The selection of laminates typically available to designers is significantly reduced once operational frequencies increase to 500 MHz and above. RO4000 material possesses the properties needed by designers of RF microwave circuits and matching networks and controlled impedance transmission lines. Low dielectric loss allows RO4000 series material to be used in many applications where higher operating frequencies limit the use of conventional circuit board laminates. The temperature coefficient of dielectric constant is among the lowest of any circuit board material (Chart 1), and the dielectric constant is stable over a broad frequency range (Chart 2). For reduced insertion loss, LePro® foil is available (Chart 3). This makes it an ideal substrate for broadband applications.

RO4000 material's thermal coefficient of expansion (CTE) provides several key benefits to the circuit designer. The expansion coefficient of RO4000 material is similar to that of copper which allows the material to exhibit excellent dimensional stability, a property needed for mixed dielectric multi-layer boards constructions. The low Z-axis CTE of RO4000 laminates provides reliable plated through-hole quality, even in severe thermal shock applications. RO4000 series material has a Tg of >280°C (536°F) so its expansion characteristics remain stable over the entire range of circuit processing temperatures.

RO4000 series laminates can easily be fabricated into printed circuit boards using standard FR-4 circuit board processing techniques. Unlike PTFE based high performance materials, RO4000 series laminates do not require specialized via preparation processes such as sodium etch. This material is a rigid, thermoset laminate that is capable of being processed by automated handling systems and scrubbing equipment used for copper surface preparation.

RO4003C™ laminates are currently offered in various configurations utilizing both 1080 and 1674 glass fabric styles, with all configurations meeting the same laminate electrical performance specification. Specifically designed as a drop-in replacement for the RO4003C™ material, RO4550B™ laminates utilize RoHS compliant flame-retardant technology for applications requiring UL 94V-0 certification. These materials conform to the requirements of IPC-4103, slash sheet /10 for RO4003C, see note #1 for RO4550B slash sheet determination.



Data Sheet

FEATURES AND BENEFITS:

RO4000 materials are reinforced hydrocarbon/ceramic laminates - not PTFE

- Designed for performance sensitive, high volume applications

Low dielectric tolerance and low loss

- Excellent electrical performance
- Allows applications with higher operating frequencies
- Ideal for broadband applications

Stable electrical properties vs. frequency

- Controlled impedance transmission lines
- Repeatable design of filters

Low thermal coefficient of dielectric constant

- Excellent dimensional stability
- Low Z-axis expansion

Low in-plane expansion coefficient

- Reliable plated through holes
- Remains stable over an entire range of circuit processing temperatures

Volume manufacturing process

- RO4000 laminates can be fabricated using standard glass epoxy processes
- Competitively priced

CAF resistant

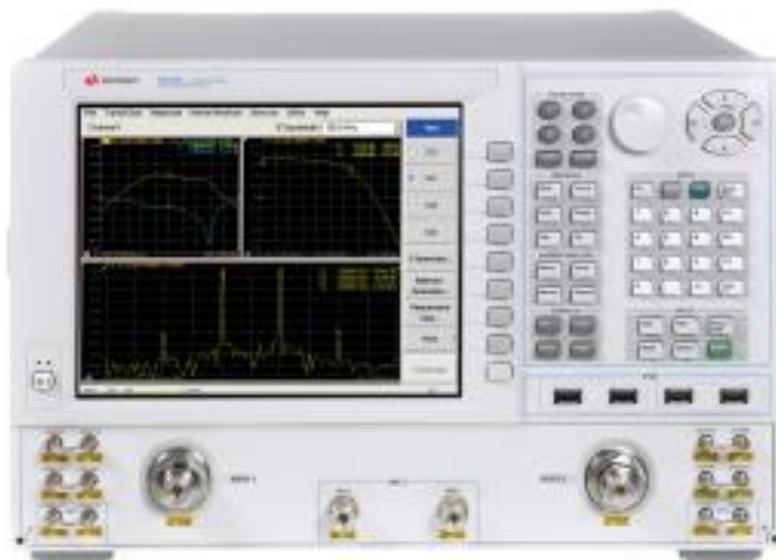
SOME TYPICAL APPLICATIONS:

- Cellular Base Station Antennas and Power Amplifiers
- RF Identification Tags
- Automotive Radar and Sensors
- LNB's for Direct Broadcast Satellites



PNA E8364A

Keysight Technologies PNA Microwave Network Analyzers



PNA Network Analyzers:
E8362/3/4B, E8361A
10 MHz to 20, 40, 50, 67, or 110 GHz

PNA-L Network Analyzers:
N5230A
300 kHz to 6, 13.5, or 20 GHz
10 MHz to 20, 40, or 50 GHz

PNA-X Network Analyzers:
N5240A
10 MHz to 26.5 GHz

Straight PCB Mount SMA End Launcher Connector



ENGLISH

Datasheet

Stock No: 526-5757

RS Pro Straight PCB Mount SMA End Launcher Connector, jack, Solder Termination



Product Details

This range of RS Pro RF coaxial 50 Ohm SMA edge mount end launchers have a DC-18 GHz frequency range. Designed for efficient mounting to printed circuit boards, these RF coaxial 50 Ohm SMA edge mount end launchers have a gold plated brass body, teflon insulator and gold plated contact.