



# **DISEÑO DE UN REFLECTÓMETRO ESCALAR PARA CARACTERIZACIÓN DE MATERIALES MEDIANTE SENSORES RESONANTES MINIATURIZADOS EN TECNOLOGÍA SIW**

**Luis Muñoz Riera**

**Tutor: Dr. Jorge Daniel Martínez Pérez**

Trabajo Fin de Grado presentado en la Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación de la Universitat Politècnica de València, para la obtención del Título de Graduado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación

Curso 2017-18

Valencia, 10 de septiembre de 2018



## Resumen

El presente TFG aborda el diseño, fabricación y validación experimental del subsistema de radiofrecuencia (RF) de un reflectómetro en la banda de 3 - 4 GHz para un sistema de caracterización de materiales dieléctricos basado en un sensor resonante miniaturizado en tecnología de guía de onda integrada en sustrato (SIW). El circuito diseñado deberá ser capaz de separar y evaluar la potencia entregada al sensor, así como la potencia reflejada por éste a las diferentes frecuencias de excitación. De este modo, mediante la realización de un barrido en la banda de frecuencias de medida, es posible determinar la frecuencia de resonancia y a partir de ella la permitividad dieléctrica del material.

Para la realización del reflectómetro se emplearán acopladores direccionales, divisores y detectores de potencia preferentemente en tecnología SMD. El objetivo es implementar un módulo compacto en tecnología de circuito impreso (PCB) que será evaluado en laboratorio mediante la utilización de un generador de señal de RF y un sensor resonante implementado en tecnología de materiales cerámicos co-sinterizados a baja temperatura. La validación experimental del circuito diseñado se llevará a cabo mediante la caracterización de soluciones líquidas de diferente permitividad depositadas sobre el sensor. Los resultados se compararán con simulaciones EM del sensor.

## Resum

El present TFG aborda el disseny, fabricació i validació experimental del subsistema de RF d'un reflectòmetre a la banda de 3 - 4 GHz per a un sistema de caracterització de materials dielèctrics basat en un sensor ressonant miniaturitzat en tecnologia de guia d'ona integrada en substrat (SIW). El circuit dissenyat haurà de ser capaç de separar i avaluar la potència lliurada al sensor, així com la potència reflectida per aquest a les diferents freqüències d'excitació. D'aquesta manera, mitjançant la realització d'un escombratge a la banda de freqüències de mesura, és possible determinar la freqüència de ressonància i a partir d'ella la permitivitat dielèctrica del material.

Per a la realització del reflectòmetre s'empraran acobladors direccionals, divisors i detectors de potència preferentment en tecnologia SMD. L'objectiu és implementar un mòdul compacte en tecnologia de circuit imprès (PCB) que serà avaluat en laboratori mitjançant la utilització d'un generador de senyal de RF i un sensor ressonant implementat en tecnologia de materials ceràmics co-sinteritzats a baixa temperatura. La validació experimental del circuit dissenyat es durà a terme mitjançant la caracterització de solucions líquides de diferent permitivitat dipositades sobre el sensor. Els resultats es compararan amb simulacions EM del sensor.

## Abstract

The present TFG deals with the design, manufacture and experimental validation of the RF subsystem of a reflectometer in the 3 - 4 GHz band for a system of characterization of dielectric materials based on a miniaturized resonant sensor in waveguide technology integrated in substrate (SIW). The designed circuit must be capable of separating and evaluating the power delivered to the sensor, as well as the power reflected by it at the different excitation frequencies. In this way, by performing a sweep in the measurement frequency band, it is possible to determine the resonance frequency and from it the dielectric permittivity of the material.



For the performance of the reflectometer, directional couplers, dividers and power detectors will be used preferably in SMD technology. The objective is to implement a compact module in printed circuit technology (PCB) that will be evaluated in the laboratory using an RF signal generator and a resonant sensor implemented in co-sintered ceramic technology at low temperature. The experimental validation of the designed circuit will be carried out through the characterization of liquid solutions of different permittivity deposited on the sensor. The results will be compared with EM simulations of the sensor.



## Índice

Capítulo 1.	Introducción .....	3
1.1	Antecedentes .....	3
1.1.1	Planteamiento general del sistema de caracterización de materiales .....	3
1.1.2	Resonador Coaxial integrado en sustrato .....	3
1.2	Motivación .....	5
1.3	Objetivos .....	6
1.4	Metodología .....	6
1.4.1	Herramientas .....	6
1.4.2	Procesos.....	6
1.4.3	Notación .....	7
1.5	Estado del Arte.....	8
Capítulo 2.	Teoría .....	11
2.1	Reflectometría .....	11
2.2	Acoplador Direccional .....	11
2.3	Divisor de potencia Wilkinson.....	12
2.4	Reflectómetro escalar.....	12
Capítulo 3.	Diseño y simulación .....	14
3.1	Objetivos del reflectómetro.....	14
3.2	Estudio de configuración.....	15
3.2.1	Reflectómetro con un acoplador direccional ideal .....	15
3.2.2	Reflectómetro con dos acopladores direccionales ideales.....	16
3.2.3	Reflectómetro con un divisor de potencia Wilkinson y un acoplador direccional ideal. ....	17
3.2.4	Reflectómetro con un acoplador direccional ideal realizado con elementos distribuidos.....	19
3.2.5	Reflectómetro con dos acopladores direccionales ideales hechos con elementos distribuidos.....	20
3.3	Estudio de componentes.....	21
3.3.1	Reflectómetro con un acoplador direccional con elementos concentrados.....	21
3.3.2	Reflectómetro con dos acopladores direccionales con elementos concentrados.	26
3.3.3	Reflectómetro con un divisor Wilkinson y un acoplador direccional con elementos concentrados.....	28
3.3.4	Reflectómetro con un acoplador direccional con elementos distribuidos .....	30
3.3.5	Reflectómetro con dos acopladores direccionales con elementos distribuidos ...	32



3.4	Conclusiones de las simulaciones .....	34
3.4.1	Resultados del estudio de topología .....	34
3.4.2	Resultados del estudio de componentes .....	35
3.4.3	Conclusiones .....	35
Capítulo 4.	Diseño físico y simulación EM .....	37
4.1	Reflectómetro con un acoplador direccional con elementos distribuidos .....	37
4.2	Reflectómetro con dos acopladores direccionales con elementos distribuidos .....	39
4.3	Reflectómetro con dos acopladores direccionales con elementos concentrados.....	41
4.3.1	Reflectómetro con dos acopladores direccionales con elementos concentrados.	41
4.3.2	Reflectómetro con dos acopladores direccionales con elementos concentrados y sensor .....	43
4.4	Conclusiones de los resultados.....	45
Capítulo 5.	Fabricación y medidas experimentales.....	47
5.1	Proceso de ensamblado .....	47
5.2	Instrumentación de medida .....	52
5.3	Medida de parámetros S .....	54
5.4	Comparación de los parámetros S reales y simulados.....	54
5.4.1	Reflectómetro con un acoplador direccional con líneas de transmisión .....	54
5.4.2	Reflectómetro con dos acopladores direccionales con líneas de transmisión .....	57
5.4.3	Reflectómetro con dos acopladores direccionales con elementos concentrados.	59
5.5	Validación experimental .....	61
5.5.1	Reflectómetro con un acoplador direccional con líneas de transmisión .....	63
5.5.2	Reflectómetro con dos acopladores direccionales con líneas de transmisión .....	65
5.5.3	Sensor medido con VNA.....	67
5.5.4	Resumen resultados.....	69
Capítulo 6.	Conclusiones y líneas de desarrollo futuras .....	70
6.1	Conclusiones .....	70
6.2	Líneas futuras de desarrollo .....	70
Capítulo 7.	Bibliografía.....	72

## Capítulo 1. Introducción

### 1.1 Antecedentes

Una de las líneas de investigación del grupo de Aplicaciones de las Microondas (GAM) del instituto iTEAM de la Universitat Politècnica de València planteó demostrar la capacidad de desarrollar sensores para la caracterización de materiales dieléctricos mediante la utilización de resonadores coaxiales integrados en sustrato. En el marco de esta investigación surgió el Trabajo Final de Máster “Sistema para caracterización de materiales mediante resonadores coaxiales miniaturizados integrados en sustrato” redactado por José David Ferris Gómez [1]. En este TFM se planteó la necesidad de crear un sistema de medida autónomo, económico y de dimensiones reducidas que mediante tecnología de circuito impreso fuera capaz de obtener el coeficiente de reflexión del resonador cargado con el material que se pretendía caracterizar.

Siguiendo el camino avanzado en el mencionado TFM y explotando el campo de desarrollo que este dejó abierto surge el presente TFG. Debido a que fue un proyecto muy ambicioso y con gran potencial se decidió continuar con su desarrollo. En el TFM se sugirieron tres subsistemas distintos de desarrollo. Este TFG se centrará en la investigación, diseño y validación experimental del subsistema de radiofrecuencia (RF), más específicamente del reflectómetro escalar, es decir, la parte en la que se incluye todo lo referente a la transmisión y recepción de señal RF.

#### 1.1.1 Planteamiento general del sistema de caracterización de materiales

El planteamiento general del sistema de caracterización de materiales es el que se muestra en la siguiente figura.

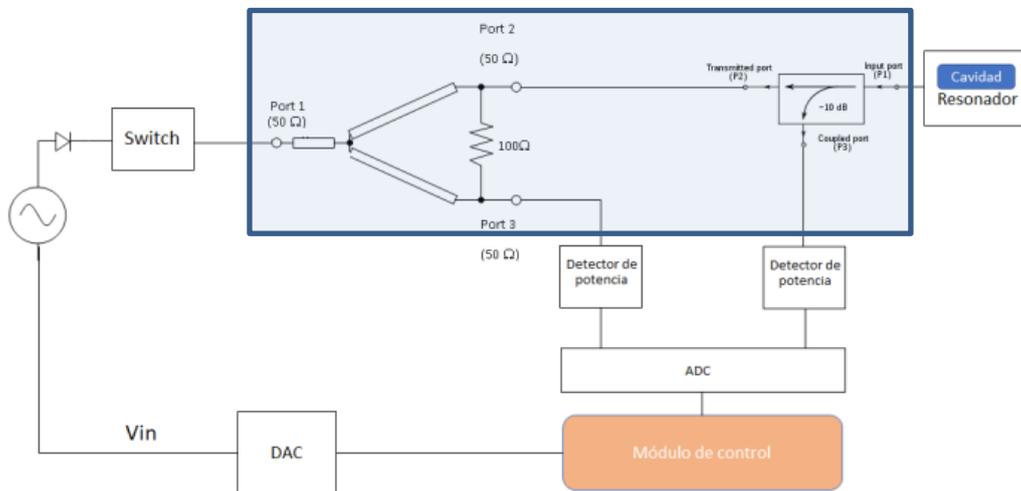


Figura 1.1. Diagrama de bloques del sistema completo

El presente TFG se centrará en el subsistema sombreado en azul de la Figura 1.1. Para la validación experimental del circuito de RF diseñado en este TFG se reutilizarán los detectores de potencia diseñados en el TFM y el resonador coaxial integrado en sustrato en tecnología SIW.

#### 1.1.2 Resonador Coaxial integrado en sustrato

Ya que se utilizará el resonador coaxial integrado en sustrato del Trabajo de Fin de Máster anteriormente mencionado, es preciso que se estudie su funcionamiento para determinar las

características del subsistema RF que se pretende diseñar. Este resonador coaxial integrado en sustrato tiene una particularidad: dispone de una cavidad en la cual se pueden depositar distintos materiales. El material que esté contenido en dicha cavidad hará variar la respuesta del resonador.

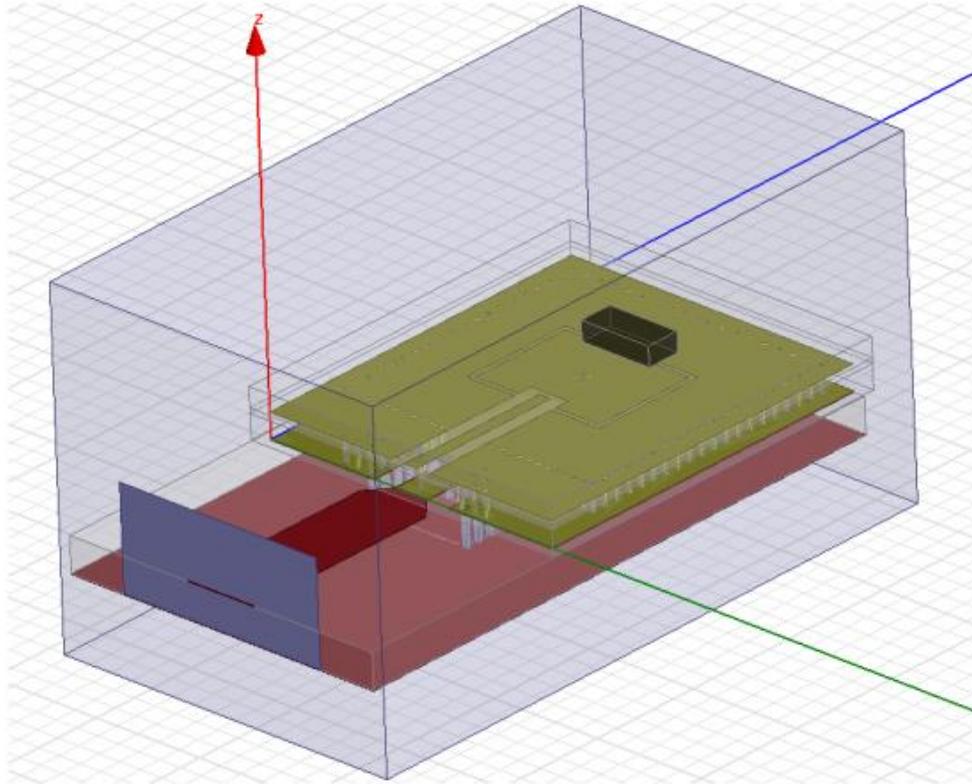


Figura 1.2. Resonador SIW coaxial en 3D [1]

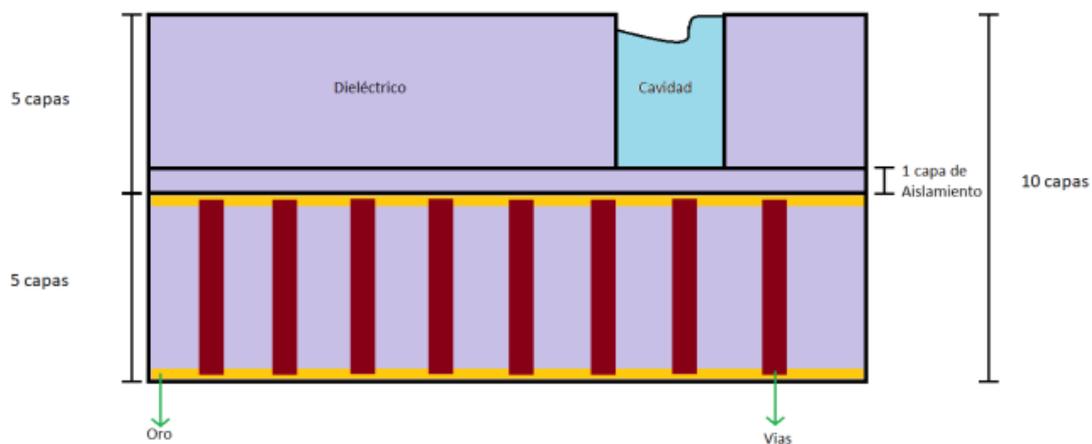


Figura 1.3. Capas resonador SIW coaxial [1]

En la Figura 1.2 se puede observar el diseño en 3D del resonador coaxial y en la Figura 1.3 se ve con más detalle la cavidad donde se deposita el material para su caracterización.

Esta cavidad es la que le ofrece la capacidad de caracterizar objetos. En función de la variación del comportamiento del resonador se podrá determinar la permitividad dieléctrica del material depositado en su cavidad.

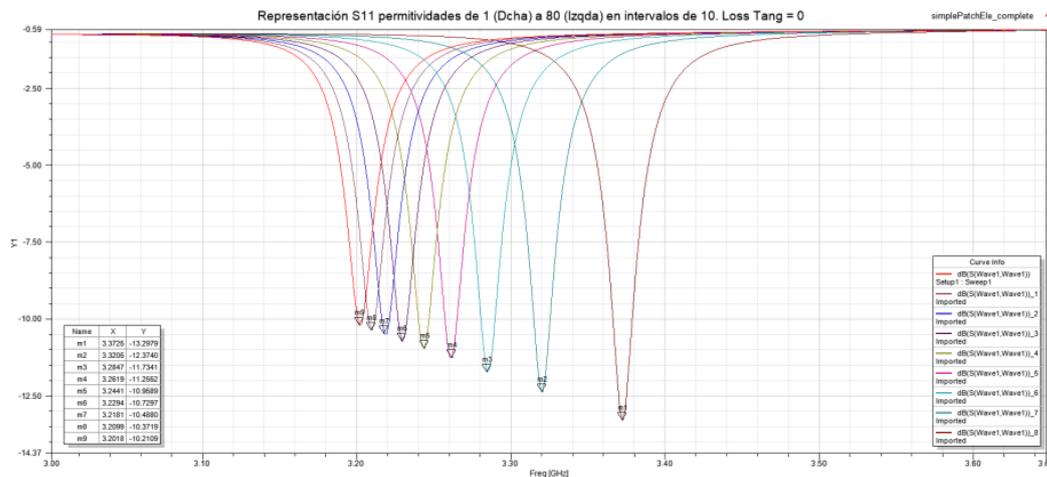


Figura 1.4. Parámetro S11 del resonador para permitividades del 1 al 81 [1]

En la Figura 1.4 se puede observar una simulación de cómo varía la frecuencia de resonancia del resonador coaxial en función de la permitividad del material contenido en la cavidad.

La función del subsistema RF que se pretende diseñar en este proyecto debe de ser capaz de determinar la frecuencia de resonancia de este sensor, para así determinar la permitividad dieléctrica del material en él contenido.

## 1.2 Motivación

La obtención de información es fundamental para la toma de decisiones en cualquier situación. El objetivo y motivación de este TFG es la creación de un sistema capaz de caracterizar materiales obteniendo así información de estos y poder actuar en consecuencia de los resultados obtenidos. Otro punto de gran interés de este proyecto es el gran potencial del uso de la reflectometría en el rango de RF, ya que es una prueba no destructiva y de gran versatilidad.

La evidencia del potencial de la reflectometría queda corroborada por las numerosas investigaciones dentro de este campo. Estas investigaciones ofrecen soluciones en una gran variedad de sectores como por ejemplo en el agroalimentario, el médico y el eléctrico. Como ejemplo de estos trabajos, dentro del sector agroalimentario pueden encontrarse investigaciones para la monitorización de cantidad y salinidad del agua en el suelo [2] o para la determinación de la distribución del agua en el terreno [3]. Dentro del sector médico pueden encontrarse investigaciones para el diagnóstico de enfermedades usando la reflectometría [4]. En cuanto al sector eléctrico existen investigaciones para la determinación de topologías de redes eléctricas aplicando esta tecnología [5].

Los resonadores coaxiales integrados en sustrato, son utilizados comúnmente en el diseño de filtros de microondas miniaturizados. Otra motivación de este proyecto es la demostración de que estos resonadores pueden tener una aplicación distinta, como es la de caracterización de materiales, abriendo así un gran campo de desarrollo para la comunidad científica y proponiendo soluciones alternativas a una gran variedad de problemas.

### 1.3 Objetivos

El objetivo principal de este TFG es el de diseñar, fabricar y validar experimentalmente un reflectómetro escalar en la banda de 3-4 GHz para un sistema de caracterización de materiales mediante sensores resonantes miniaturizados en tecnología de guía onda integrada en sustrato. Para lograr este objetivo, en el presente TFG se cumplimentarán los siguientes hitos intermedios:

1. Estudio previo del sensor resonante miniaturizado en tecnología de guía onda integrada en sustrato que será utilizado en el sistema de caracterización de materiales.
2. Determinación de las características óptimas del reflectómetro escalar para la adaptación al sistema de caracterización de materiales.
3. Investigación, diseño y selección de componentes para un reflectómetro escalar que cumpla las características establecidas en el objetivo del punto anterior.
4. Fabricación y validación experimental del circuito RF diseñado.

### 1.4 Metodología

A continuación, se describirá cómo se ha desarrollado el presente proyecto. Para ello se ha dividido la metodología utilizada en tres subapartados: las herramientas utilizadas para el desarrollo del proyecto, el proceso de desarrollo del proyecto y finalmente la notación utilizada.

#### 1.4.1 Herramientas

En el presente proyecto se ha tenido que diseñar y simular varios circuitos de radiofrecuencia. Además de la simulación, los circuitos diseñados debían ser fabricados. Es por ello por lo que se ha requerido del uso de una herramienta de CAD que pueda diseñar y simular tanto a nivel circuital como a nivel físico. Se ha seleccionado el software MicroWave Office del entorno de diseño de National Instruments AWR.

MicroWave Office es una herramienta CAD conocida por ser de las más potentes y versátiles del mercado para el diseño de circuitería RF. Existen otras alternativas similares a esta como es Advanced Design System o PADS, más enfocada esta última al entorno PCB, pero finalmente se ha decidido usar esta herramienta porque se adapta perfectamente a las necesidades de este proyecto. La empresa propietaria ofrece manuales de uso muy detallados y de fácil comprensión además de una licencia gratuita para estudiantes universitarios.

No se ha tenido que utilizar otra herramienta de diseño o simulación ya que con MicroWave Office se ha podido realizar desde el diseño y simulación a nivel de circuito hasta el diseño y simulación electromagnética a nivel físico.

#### 1.4.2 Procesos

Para la realización del presente TFG se ha seguido un proceso el cual ha constado de siete fases de desarrollo.

##### 1.4.2.1 Documentación y análisis del estado del arte

La primera fase ha consistido en la investigación y documentación adecuada para el diseño del circuito que se desea fabricar. Ya que el circuito realizado en este proyecto es un subsistema de un sistema de caracterización de materiales, ha sido primordial el estudio previo de este último

para poder definir las características que tendrá que cumplir el circuito. Se ha estudiado cuál es la forma actual en la que se diseñan estos circuitos contemplando todas las alternativas adecuadas para nuestro proyecto.

#### *1.4.2.2 Concepción del subsistema de RF y selección de componentes*

Una vez definidas las características del circuito, se ha realizado una investigación acerca de cómo implementarlo de modo que cumpla las características deseadas, simulando diferentes configuraciones y seleccionando cuidadosamente los componentes del circuito.

#### *1.4.2.3 Análisis mediante simulación circuital de diferentes aproximaciones*

Con la herramienta MicroWave Office se ha realizado un análisis exhaustivo de las diferentes aproximaciones con distintos componentes para lograr las características deseadas para nuestro circuito. En base a las simulaciones realizadas se ha decidido qué configuraciones y qué componentes son los óptimos para nuestra aplicación y se ha procedido a realizar el diseño físico.

#### *1.4.2.4 Diseño físico en tecnología PCB del subsistema de RF*

Una vez decididos la configuración y componentes a utilizar se procedió a diseñar la PCB. En primer lugar, se definen las capas necesarias para el diseño, y se deciden los substratos más adecuados para la aplicación. Una vez establecido esto, se dimensionan las pistas de forma adecuada y se realizan los footprints de los componentes a utilizar. Por último, una vez acabado el diseño físico final de nuestra PCB se procede a la realización de la simulación electromagnética de la misma.

#### *1.4.2.5 Análisis y optimización mediante simulación electromagnética*

La simulación electromagnética permite conocer de forma precisa el comportamiento real del circuito diseñado. En función de los resultados obtenidos en esta simulación se ultiman las características físicas del circuito para que cumpla con los objetivos propuestos.

#### *1.4.2.6 Fabricación y validación experimental*

Finalizado y optimizado ya el diseño físico, se procede a extraer los archivos Gerber para enviárselos al fabricante y que proceda con la fabricación de la PCB. Una vez fabricada, se procede a ensamblar los componentes en la placa y a validar experimentalmente el circuito.

#### *1.4.2.7 Discusión de los resultados*

Tras la validación experimental se analizan los resultados obtenidos y se extraen conclusiones a partir de ellos.

### **1.4.3 Notación**

En esta sección se determinará la notación utilizada a lo largo de este TFG. El esquema de la Figura 1.5 representa el diagrama de bloques del subsistema diseñado con la notación escogida.

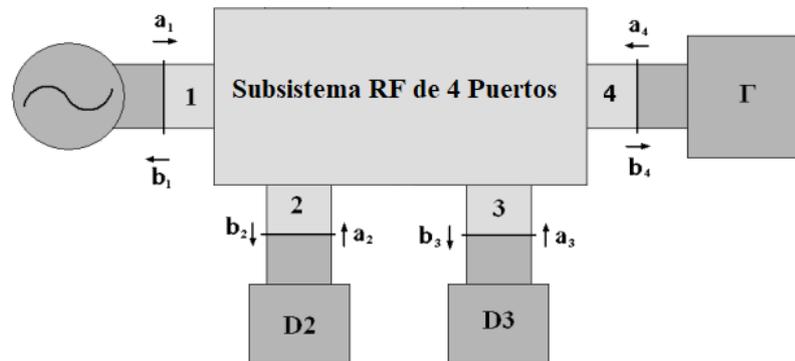


Figura 1.5. Diagrama de bloques del Subsistema de RF

Como se puede observar en la Figura 1.5 las ondas que entren al subsistema RF serán nombradas con la letra a, en cambio las ondas salientes con la letra b.

Los detectores de potencia serán nombrados con la letra D.

Los coeficientes de reflexión serán nombrados con la letra griega  $\Gamma$ .

La numeración de los puertos del subsistema se mantendrá constante a lo largo de todo el proyecto para hacer más fácil su comprensión a la hora de analizarlo.

- El puerto 1 corresponde al puerto de la señal de entrada al circuito.
- El puerto 2 corresponde al puerto en el que se obtendrá la medida de la señal de entrada al circuito. Es decir, por este puerto deberá de poder obtenerse una señal que nos indique el nivel de potencia de RF que está entrando por el puerto 1.
- El puerto 3 corresponde al puerto en el que se obtendrá la medida de la señal reflejada en el puerto 4. Es decir, por este puerto deberá de poder obtenerse una señal que nos indique el nivel de potencia de RF que está entrando por el puerto 4.
- El puerto 4 corresponde al puerto al que irá conectado el resonador para la caracterización de materiales, es decir, el sensor.

Para el análisis del comportamiento del circuito se utilizarán sus parámetros de dispersión, conocidos como parámetros S. Estos parámetros nos permiten representar el comportamiento del circuito en función de la frecuencia. La notación utilizada será la siguiente: cuando se haga alusión al parámetro  $S_{XY}$ , se estará refiriendo al parámetro S del puerto X al puerto Y.

## 1.5 Estado del Arte

Actualmente existen diversos métodos de obtención de la impedancia característica o reflexión de un sistema o interfaz. El caso de estudio de este TFG se basa en la obtención de la reflexión de un resonador coaxial cargado con un material para determinar su permitividad dieléctrica. En este epígrafe se analizarán los métodos actuales para la obtención del coeficiente de reflexión en sistemas eléctricos, que abarcan desde instrumental de laboratorio hasta circuitos integrados.

El método de análisis de reflexión más preciso es el uso de un analizador de redes. Un analizador de redes es un instrumento de medición capaz de obtener y analizar las propiedades eléctricas de un sistema en un rango muy amplio de frecuencia, propiedades relacionadas con la reflexión y transmisión de señales. Este equipo es instrumental de laboratorio y su función es la caracterización de redes de alta frecuencia. La finalidad de este aparato es el de diseño y validación experimental de circuitería de RF.

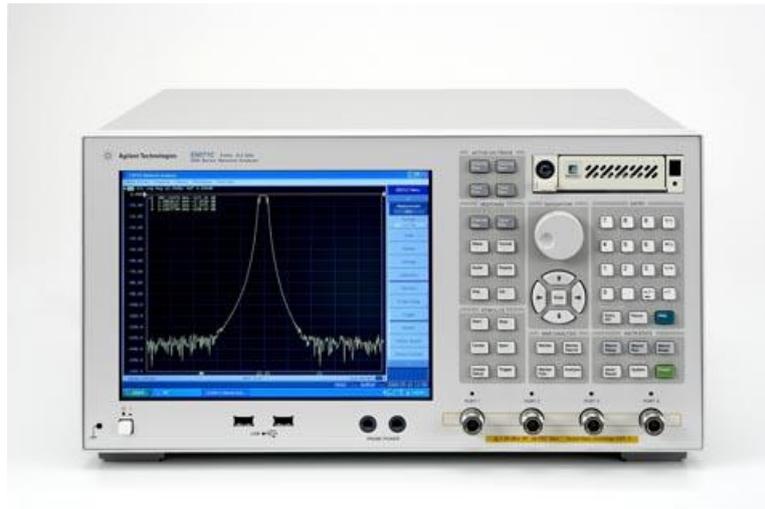


Figura 1.6. Analizador de redes Agilent ENA E5071C

Existen otros métodos más sencillos y asequibles para obtener la reflexión procedente de una determinada carga. Por ejemplo, el circuito integrado AD8302 de la empresa Analog Devices puede ser configurado como un reflectómetro para la medida del ratio de magnitudes y diferencia de fases de una señal incidente y reflejada en una carga. A pesar de que esta función es precisamente la que necesitamos para este proyecto, no se ha podido usar este circuito integrado ya que tiene una frecuencia máxima de funcionamiento de 2.7 GHz y la banda de interés de este proyecto comprende entre 3 y 4 GHz. A continuación, se muestra una imagen de la placa de evaluación de circuito integrado AD8302.

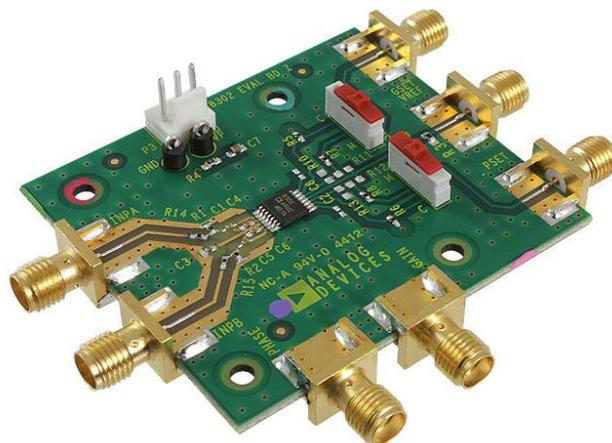
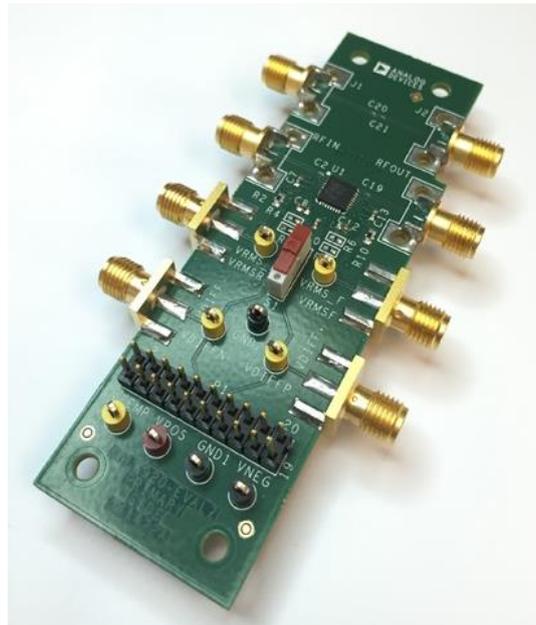


Figura 1.7. Placa de evaluación para AD8302

Existe otro circuito integrado de la empresa Analog Devices que nos podría haber sido útil para la caracterización del resonador coaxial utilizado de este TFG. Este circuito integrado es el ADL5920. Actualmente este dispositivo está en un estado de prelanzamiento, es decir, que aún no ha pasado todas las validaciones necesarias por parte de la empresa. Es por ello por lo que lo único que ponen a disposición del consumidor es la placa de evaluación. Otro inconveniente de que esté en estado de prelanzamiento es que no pueden asegurar que las características de la hoja de datos sean las mismas en el momento del lanzamiento. Debido a estos inconvenientes, se ha descartado su uso para este proyecto.



**Figura 1.8. Placa de evaluación para ADL5920**

Otro método de obtención de la reflexión es mediante el uso de un reflectómetro escalar, que es el objeto de diseño de este TFG. Un reflectómetro escalar en su forma más sencilla no es más que un acoplador direccional combinado con un par de detectores de potencia. Un reflectómetro escalar se puede diseñar con diferentes configuraciones, que se analizarán más adelante en este proyecto.

## Capítulo 2. Teoría

Para entender lo que se pretende diseñar, en primer lugar, se va a realizar una breve explicación teórica acerca de qué es la reflectometría, qué es un reflectómetro escalar y cuáles son sus componentes.

### 2.1 Reflectometría

La reflectometría es un método de medición que consiste en aplicar la reflexión de ondas sobre un sistema o medio que se pretende analizar. Es un método de diagnóstico no destructivo basado en el principio del radar. Se emite una señal al sistema a diagnosticar, cuando esta señal se encuentra con una impedancia, una parte de la energía incidente es reflejada. Tras el análisis de la señal reflejada se puede caracterizar el medio o sistema bajo test.

Es por ello por lo que para realizar cualquier medida utilizando este método es necesario tener un sistema en el cual se pueda medir la señal que está siendo emitida al dispositivo bajo test (DUT) y la señal que éste refleja.

### 2.2 Acoplador Direccional

Un acoplador direccional es un dispositivo eléctrico pasivo utilizado en el ámbito de la radiofrecuencia. La función de estos dispositivos es la de acoplar una parte definida de la potencia electromagnética de la línea de transmisión a otro puerto, para que esta potencia pueda ser utilizada para otra función.

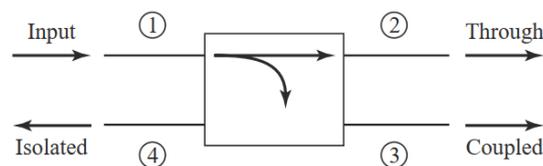


Figura 2.1. Notación de un acoplador direccional [6]

Las operaciones básicas de un acoplador direccional se ilustran en la Figura 2.1, donde se muestra la notación normal de un acoplador direccional y la definición de sus puertos. La señal se administra al puerto 1, esta señal se acopla al puerto 3 con un factor de acoplamiento determinado. La señal restante se entrega al puerto 2, el puerto de salida. Finalmente, en un acoplador direccional ideal, el puerto 4 que es el puerto aislado, no recibe señal.

Un acoplador direccional ideal de cuatro puertos cumple las siguientes propiedades:

$$|S_{13}| = |S_{24}| \text{ y } |S_{12}| = |S_{34}|$$

Esto significa que puede ser usado en dos configuraciones de forma simétrica.

Las variables comúnmente utilizadas para la caracterización de un acoplador direccional son las siguientes:

$$\text{Acoplamiento} = C = 10 \log \frac{P_1}{P_3} \quad (\text{Eq. 2.1})$$

$$\text{Directividad} = D = 10 \log \frac{P_3}{P_4} \quad (\text{Eq. 2.2})$$

$$\text{Aislamiento} = I = 10 \log \frac{P_1}{P_4} \quad (\text{Eq. 2.3})$$

$$\text{Perdidas de inserción} = L = 10 \log \frac{P_1}{P_2} \quad (\text{Eq. 2.4})$$

El factor de acoplamiento indica la fracción de potencia de la señal que recibe el puerto acoplado. La directividad mide la capacidad del acoplador de aislar las ondas incidentes y reflejadas. El aislamiento mide la potencia de la señal enviada al puerto no acoplado. Las pérdidas de inserción determinan la potencia de la señal entregada al puerto de salida mermada por la potencia entregada al puerto acoplado y aislado.

### 2.3 Divisor de potencia Wilkinson

Un divisor de potencia Wilkinson es una red de 3 puertos sin pérdidas y adaptada. Un divisor de potencia Wilkinson permite de dividir la potencia de entrada a sus dos salidas en la proporción en la que se desee. La configuración más común es dividir la potencia de entrada a la salida de forma equitativa (3 dB). La Figura 2.1 muestra un circuito normalizado y simétrico de un divisor de potencia Wilkinson.

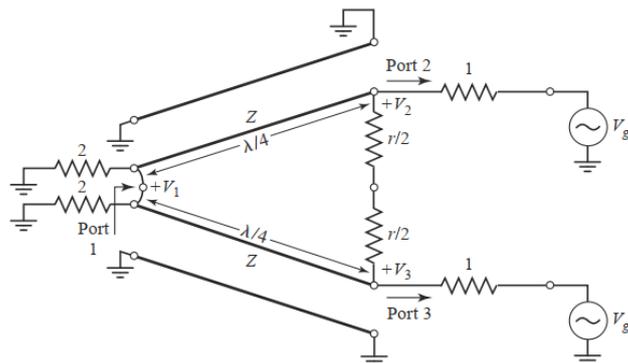


Figura 2.2. Circuito normalizado y simétrico de un divisor de potencia Wilkinson [6]

### 2.4 Reflectómetro escalar

Un reflectómetro escalar es un dispositivo eléctrico pasivo capaz de determinar de forma indirecta la magnitud de una onda reflejada en una carga. Un reflectómetro escalar se puede diseñar utilizando los dispositivos explicados en los apartados anteriores (acoplador direccional y divisor de potencia Wilkinson con detectores de potencia RF).

Los dispositivos explicados anteriormente permiten obtener la onda emitida al sistema y la onda reflejada en la carga. Midiendo la potencia de estas ondas con detectores de potencia se puede obtener de forma indirecta la magnitud de la onda reflejada en la carga. En función de la configuración y selección de componentes variará la forma de obtener indirectamente la magnitud de la onda reflejada.

Las diferentes configuraciones para el diseño del reflectómetro escalar objeto de estudio en este TFG son las siguientes.

Configuración 1: Un acoplador direccional

Configuración 2: Dos acopladores direccionales dispuestos en serie.



Configuración 3: Un divisor de potencia Wilkinson dispuesto en serie con un acoplador direccional.

Estas configuraciones se compararán y analizarán utilizando componentes SMD de diferentes fabricantes y elementos distribuidos. Las simulaciones servirán para determinar cuál es el diseño que mejor se adapta a nuestras necesidades.

## Capítulo 3. Diseño y simulación

Un reflectómetro escalar puede implementarse de distintas maneras, utilizando diferentes componentes y configuraciones, como se ha explicado en capítulos anteriores. En primer lugar, se procederá a definir cuáles son las características requeridas de nuestro diseño para que se adapte de la forma más eficaz y eficiente a nuestra aplicación.

Una vez definidas las características que se pretenden lograr se diseñan y simulan distintos circuitos para finalmente decidir cuál es el que mejor se aproxima al objetivo establecido.

Dado que existen muchas variables a tener en cuenta en este diseño, en primer lugar, se procede a realizar el diseño con componentes ideales. De esta forma se comprueba cuál es la estructura que mejor se adapta a las necesidades de la aplicación. Tras esto, se procede a llevar a cabo el diseño con componentes reales. De esta forma se puede comprobar qué componentes funcionan mejor según la configuración utilizada para la realización del reflectómetro. Con base en los resultados obtenidos se tomará la decisión de qué diseño se adapta mejor a la aplicación.

Para asegurar el correcto funcionamiento de los diseños implementados, se dispone del circuito equivalente del sensor utilizado. Este circuito equivalente contiene una variable llamada *Cparas*, que cuando se varía cambia la frecuencia de resonancia del resonador. Gracias a esto, puede compararse la respuesta del sensor obteniéndola con el circuito diseñado y la respuesta obtenida simulando el circuito equivalente de forma aislada.

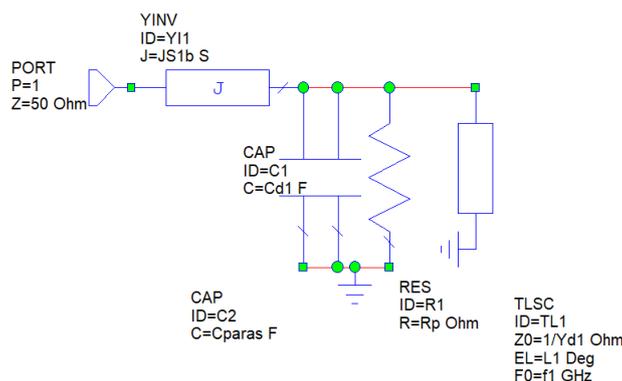


Figura 3.1. Circuito equivalente resonador coaxial

### 3.1 Objetivos del reflectómetro

Los objetivos establecidos deberán cumplirse en la banda de 3 a 4 GHz; no obstante primará que se cumplan entre las frecuencias 3.2 GHz y 3.4 GHz ya que son las que comprenden permitividades entre 1 y 80 del elemento que se pretende caracterizar.

Los parámetros S objetivo del subsistema RF son los siguientes:

1. S14 constante en toda la banda de interés y preferiblemente un valor cercano a 0 dB.
2. S12 constante en toda la banda de interés y de un valor establecido.
3. S43 constante en toda la banda de interés y de un valor establecido.
4. S13 del orden de -30 dB o inferior.
5. S42 del orden de -30 dB o inferior.
6. S23 del orden de -20 dB o inferior.
7. S32 del orden de -20 dB o inferior.
8. S11 del orden de -30 dB o inferior.
9. S44 del orden de -30 dB o inferior.

### 3.2 Estudio de configuración

Para realizar este estudio se ha implementado el circuito utilizando diferentes configuraciones y componentes ideales. De esta forma se podrán observar las diferencias causadas por la topología y no por los componentes utilizados. Más adelante se analizarán estas configuraciones con componentes reales.

#### 3.2.1 Reflectómetro con un acoplador direccional ideal

Como primera aproximación para el diseño se utilizará un acoplador direccional ideal con un factor de acoplamiento de -10dB. El acoplador direccional ha sido diseñado creando un fichero .s4p e introduciendo manualmente los parámetros S deseados.

Este acoplador direccional ideal tiene los siguientes valores de scattering en toda la banda de 0 a 8 GHz.

$$\begin{aligned} S_{14} = S_{41} = S_{23} = S_{32} &= 0 \text{ dB} \\ S_{12} = S_{21} = S_{34} = S_{43} &= -10 \text{ dB} \\ S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = S_{24} = S_{42} = S_{13} = S_{31} &= -50 \text{ dB} \end{aligned}$$

Estos valores quieren decir que la directividad será perfecta, el acoplamiento será de -10dB de forma constante y que el aislamiento entre el puerto de entrada y el puerto aislado es perfecto.

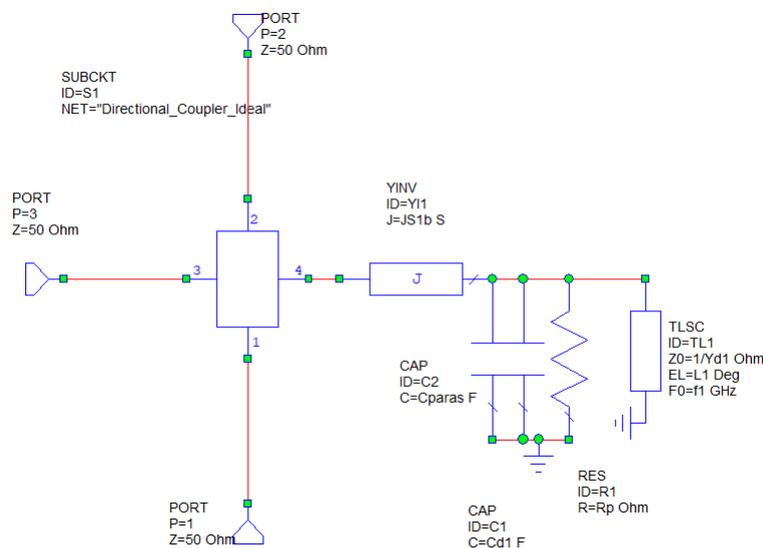


Figura 3.2. Circuito con acoplador direccional ideal

Para hallar la reflexión de la carga de este circuito, habrá que calcular la siguiente relación.

$$\text{Reflexión} = \frac{|S_{13}|}{|S_{12}|} \quad (\text{Eq. 3.1})$$

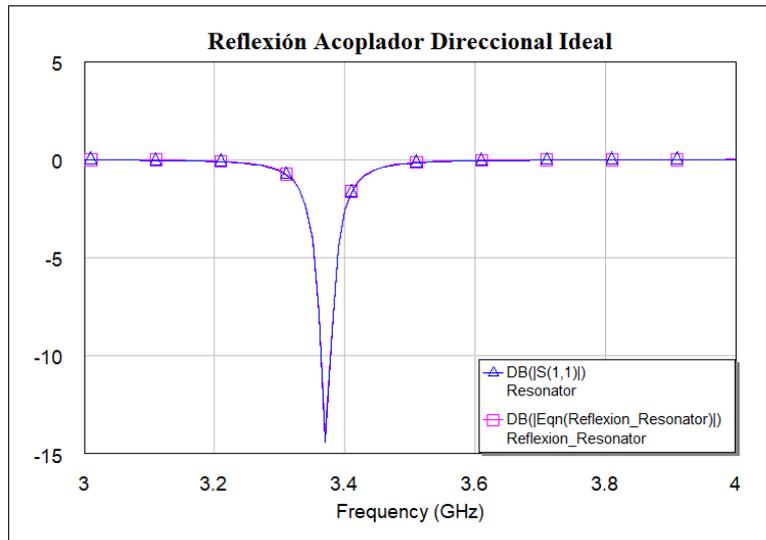


Figura 3.3. Respuesta con un acoplador direccional ideal

En la Figura 3.3 se puede observar la respuesta del sensor obtenida a través del acoplador direccional ideal y la obtenida simulando el circuito equivalente del resonador de forma aislada. Ambas respuestas son prácticamente idénticas, algo previsible teniendo en cuenta que las características del acoplador direccional son ideales.

### 3.2.2 Reflectómetro con dos acopladores direccionales ideales

En la segunda configuración analizada se han dispuesto los dos acopladores direccionales ideales en serie y se han conectado a sus respectivos puertos aislado una resistencia de terminación de 50 ohmios.

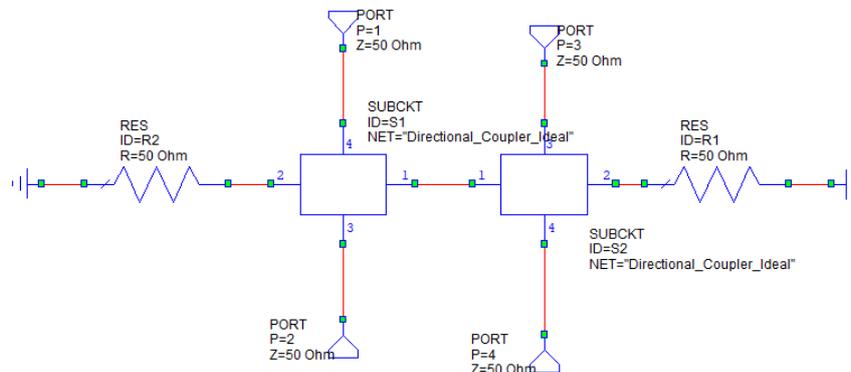


Figura 3.4. Configuración con dos acopladores ideales

Los parámetros S obtenidos en toda la banda de 0 a 8 GHz utilizando esta configuración son los siguientes:

$$\begin{aligned}
 S_{14} &\cong S_{41} \cong 0 \text{ dB} \\
 S_{12} &= S_{21} = S_{43} = S_{34} = -10 \text{ dB} \\
 S_{11} &\cong S_{44} \cong -43.98 \text{ dB} \\
 S_{13} &= S_{31} = S_{22} = S_{33} = S_{24} = S_{42} = -50 \text{ dB} \\
 S_{23} &= S_{32} = -100 \text{ dB}
 \end{aligned}$$

En esta configuración para hallar la reflexión de la carga habrá que usar la misma relación utilizada en el caso anterior, la ecuación 3.1.

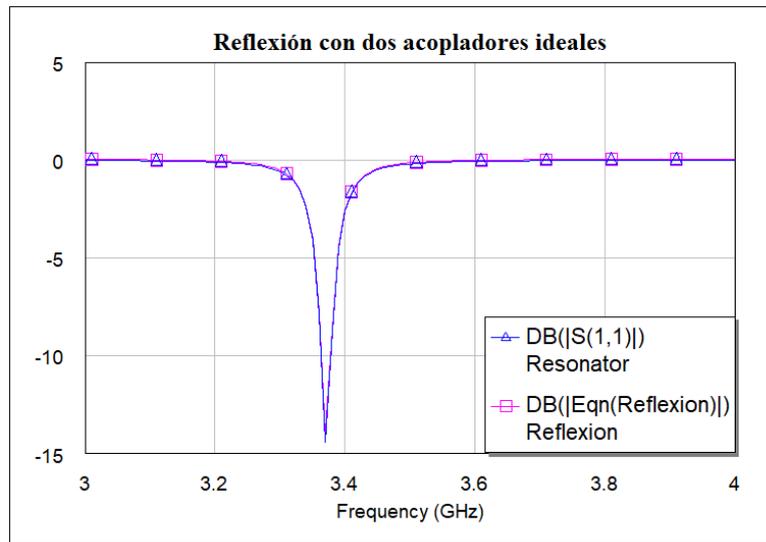


Figura 3.5. Respuesta con dos acopladores ideales

En la Figura 3.5 se puede observar la respuesta del resonador obtenida a través del circuito de la Figura 3.4 y la obtenida simulando el circuito equivalente del resonador de forma aislada. Ambas respuestas son prácticamente idénticas, al igual que en el caso anterior. Aunque los parámetros de Scattering obtenidos no son los mismos en ambos circuitos. Más adelante se verá cómo afecta esto a nuestro diseño.

### 3.2.3 Reflectómetro con un divisor de potencia Wilkinson y un acoplador direccional ideal.

En esta configuración se ha utilizado un divisor de potencia Wilkinson ideal con un acoplador direccional ideal. Tanto el acoplador direccional como el divisor de potencia Wilkinson han sido diseñados creando un fichero .s3p y .s4p respectivamente introduciendo manualmente sus parámetros S.

Una de las salidas del divisor de potencia se conecta a la entrada del acoplador direccional como se puede ver en la Figura 3.6 y la otra será la que se utilice para medir la señal de entrada. El puerto acoplado del acoplador direccional se utilizará para medir la potencia reflejada del resonador.

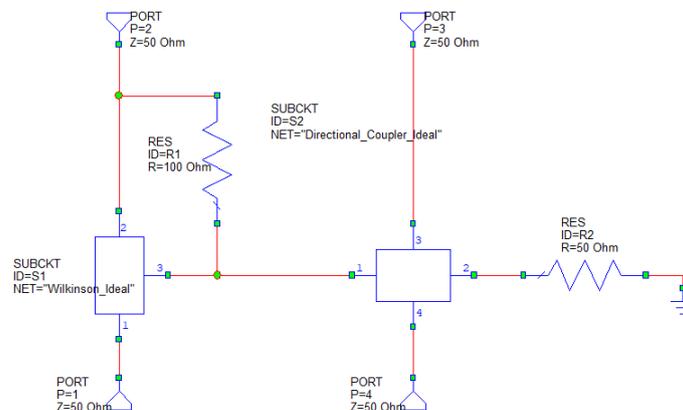


Figura 3.6. Configuración con un divisor de potencia Wilkinson ideal y un acoplador ideal

Los parámetros S obtenidos en toda la banda de 0 a 8 GHz para esta configuración son los siguientes:

$$S_{12} \cong S_{21} \cong S_{14} \cong S_{41} \cong -3 \text{ dB}$$

$$S_{34} \cong S_{43} \cong -10 \text{ dB}$$

$$S_{24} \cong S_{42} \cong S_{44} \cong S_{22} \cong -15.5 \text{ dB}$$

$$S_{11} \cong S_{33} \cong -50 \text{ dB}$$

$$S_{13} \cong S_{31} \cong -53 \text{ dB}$$

$$S_{23} \cong S_{32} \cong -65 \text{ dB}$$

Para obtener la reflexión del resonador a través de este circuito ha de calcularse la siguiente ecuación.

$$\text{Reflexión} = \frac{|S_{13}|}{|S_{12} \times C|} \quad (\text{Eq. 3.2})$$

Siendo C el factor de acoplamiento del acoplador direccional utilizado, en nuestro caso -10dB.

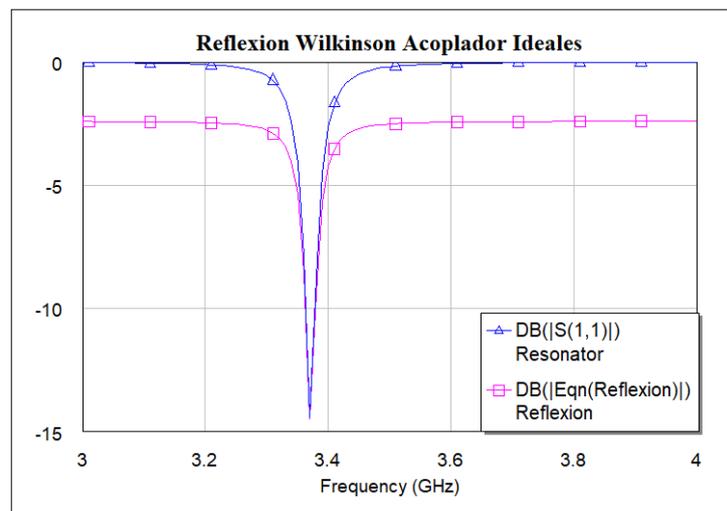


Figura 3.7. Respuesta con un divisor de potencia Wilkinson ideal y un acoplador ideal

La principal diferencia entre la respuesta obtenida en esta configuración a las obtenidas en las anteriores es que la respuesta del reflectómetro es de -3 dB en las frecuencias en las que el resonador no está resonando. Esto sucede porque la señal entregada al resonador es una de las salidas del divisor de potencia Wilkinson.

La función que interesa que cumpla el circuito es la de encontrar la frecuencia de resonancia del sensor.

No es relevante el hecho de obtener una respuesta de -3 dB en las frecuencias que no está resonando el sensor, ya que el circuito diseñado encuentra la frecuencia de resonancia de forma adecuada.

### 3.2.4 Reflectómetro con un acoplador direccional ideal realizado con elementos distribuidos

En este diseño se ha propuesto realizar el subsistema RF con elementos distribuidos en lugar de con elementos concentrados. Un acoplador direccional puede ser implementado con dos líneas de transmisión acopladas entre ellas. Con los componentes ideales TLIN y CLIN de Microwave Office se ha simulado el comportamiento de un acoplador direccional ideal realizado con líneas de transmisión. La frecuencia de trabajo establecida para el circuito diseñada en este epígrafe es de 3.25 GHz. Para determinar el factor de acoplamiento, se ha calculado la impedancia ZE y ZO con las siguientes ecuaciones de diseño [6].

$$Z_{0e} = Z_0 \times \sqrt{\frac{1+C}{1-C}} \quad (\text{Eq. 3.3})$$

$$Z_{0o} = Z_0 \times \sqrt{\frac{1-C}{1+C}} \quad (\text{Eq. 3.4})$$

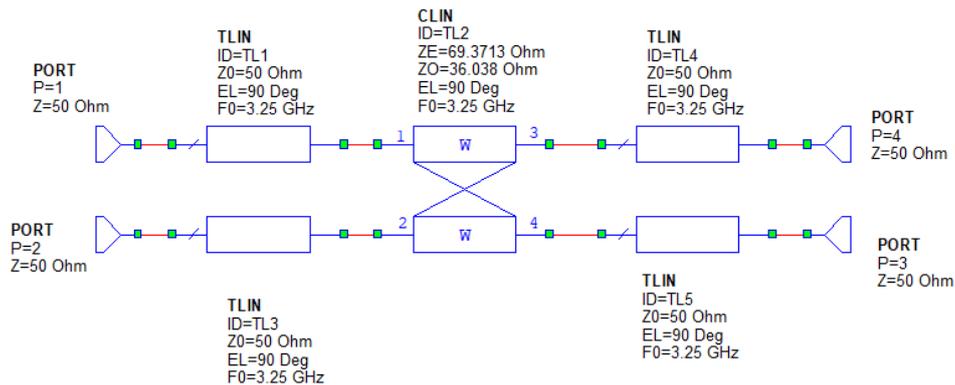


Figura 3.8. Acoplador direccional ideal con elementos distribuidos

Los resultados de los parámetros S obtenidos en la banda de interés, de 3 a 4 GHz son los siguientes:

$$S_{11} \cong S_{22} \cong S_{33} \cong S_{44} \cong -125.6 \text{ dB}$$

$$S_{12} \cong S_{21} \cong S_{34} \cong S_{43} \cong -10.14 \text{ dB}$$

$$S_{14} \cong S_{41} \cong S_{23} \cong S_{32} \cong -0.45 \text{ dB}$$

$$S_{13} \cong S_{31} \cong S_{24} \cong S_{42} \cong -135.2 \text{ dB}$$

Para obtener la reflexión en este circuito se ha usado la fórmula 3.1, ya que es la misma configuración, pero en lugar de usar elementos concentrados se han utilizado elementos distribuidos.

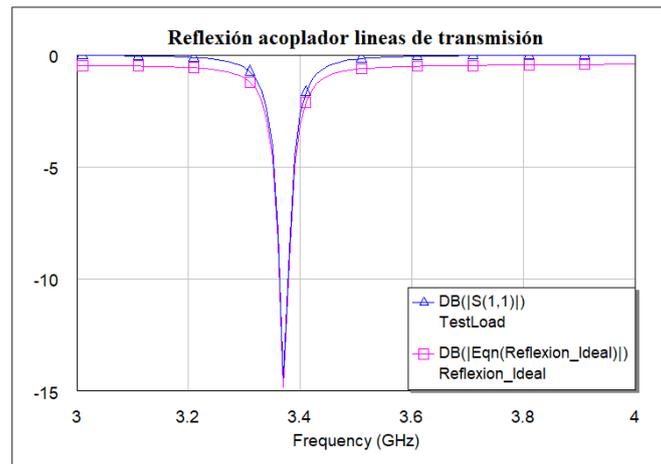


Figura 3.9. Respuesta del acoplador direccional ideal con elementos distribuidos

La reflexión del resonador obtenida a través de este circuito es casi idéntica que la obtenida simulando el resonador individualmente. La única diferencia se debe a que el parámetro S13, es decir, las pérdidas de inserción no son iguales a 0 dB. No toda la potencia enviada al resonador a través del reflectómetro llega a este. Esto no sucedía con el acoplador direccional ideal con elementos concentrados, ya que este se había diseñado para que tuviera unas pérdidas de inserción de 0 dB. Por otra parte, el diseño con elementos distribuidos se ha realizado usando elementos del software MicroWave Office. Estos elementos no tienen un comportamiento completamente ideal, ya que el software tiene en cuenta más variables.

### 3.2.5 Reflectómetro con dos acopladores direccionales ideales hechos con elementos distribuidos

La última propuesta de diseño consiste en conectar dos acopladores direccionales con elementos distribuidos en serie de idéntica manera que en el punto 3.2.2.

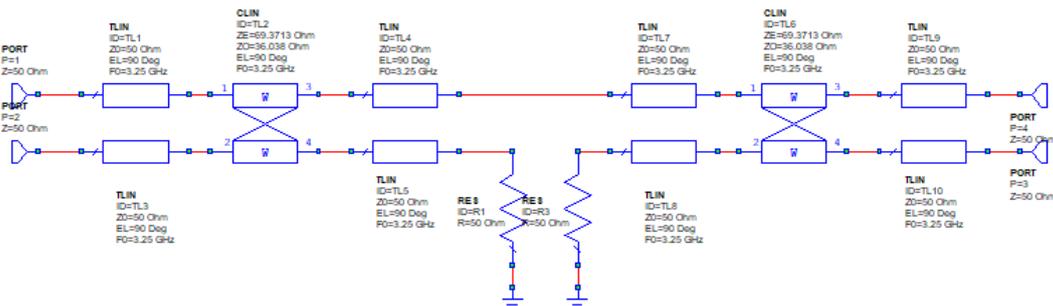


Figura 3.10. Reflectómetro con dos acopladores direccionales ideales con elementos distribuidos

Los resultados de los parámetros S obtenidos en la banda de interés, de 3 a 4 GHz han sido los siguientes:

$$\begin{aligned}
 S_{11} &\cong S_{22} \cong S_{33} \cong S_{44} \cong -125 \text{ dB} \\
 S_{12} &\cong S_{21} \cong S_{34} \cong S_{43} \cong -10 \text{ dB} \\
 S_{13} &\cong S_{31} \cong S_{24} \cong S_{42} \cong -135 \text{ dB} \\
 S_{14} &\cong S_{41} \cong -0.9 \text{ dB} \\
 S_{23} &\cong S_{32} \cong -270 \text{ dB}
 \end{aligned}$$

La fórmula para obtener la reflexión del resonador a través del circuito diseñado es la 3.1. Los resultados obtenidos se muestran en la siguiente gráfica.

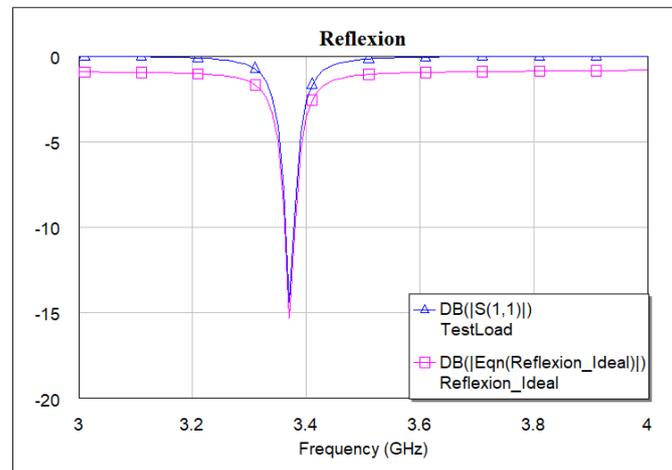


Figura 3.11. Respuesta reflectómetro con dos acopladores direccionales ideales con elementos distribuidos

Los resultados obtenidos son similares a los obtenidos en el apartado anterior. En este caso las pérdidas de inserción son mayores. A pesar de ello sigue cumpliendo su función adecuadamente.

### 3.3 Estudio de componentes

Todos los circuitos ideales simulados en el apartado 3.2 obtienen unos resultados muy positivos, algo predecible ya que no son casos reales. Aun así, ofrecen información muy útil para la toma de decisiones. En este apartado se procederá a diseñar las configuraciones anteriores con componentes reales. Una vez obtenidos los resultados de este apartado, se analizarán y compararán con los obtenidos en el apartado anterior para concluir qué diseño se aproxima mejor a los objetivos establecidos.

La primera decisión que habrá que tomar es la de qué sustrato elegir para el circuito a implementar. El dieléctrico escogido ha sido el Rogers 4003 con un espesor de 1.524 mm.

#### 3.3.1 Reflectómetro con un acoplador direccional con elementos concentrados

Tras la búsqueda de componentes para el diseño del reflectómetro se han encontrado dos elementos concentrados que se adaptan a las necesidades de este proyecto. Estos son el "DC2337J5010AHF" de la marca Anaren y el "CP0402AB LGA" de la marca AVX. Estos componentes se analizarán individualmente y se compararán sus resultados.

Las líneas de transmisión se han dimensionado, con sus respectivos tapers, para simular una respuesta lo más cercana posible a la realidad.

### 3.3.1.1 Circuito con DC2337J5010AHF de Anaren

Se ha descargado el fichero *.s4p* con sus parámetros S de la página web oficial de Anaren. El circuito es el siguiente:

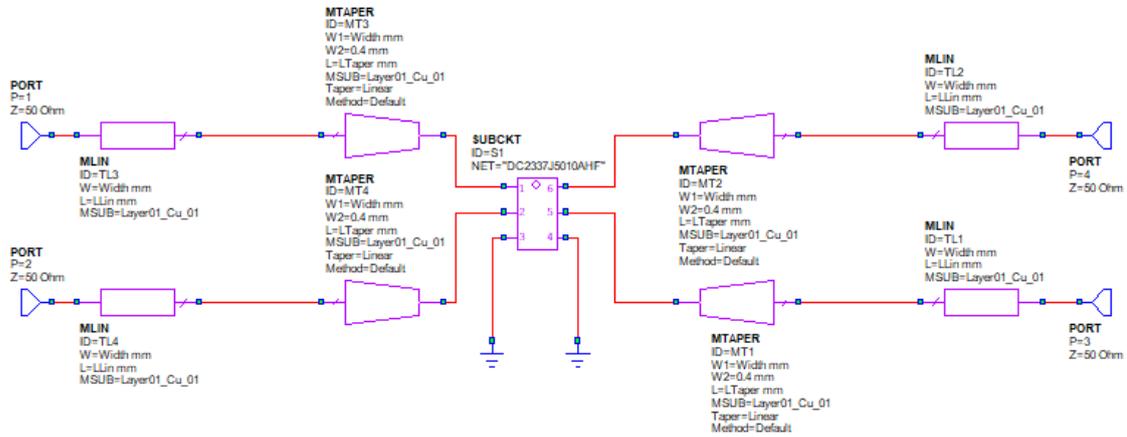


Figura 3.12. Reflectómetro con acoplador direccional DC2337J5010AHF de Anaren

A continuación, se muestran los parámetros S obtenidos y la reflexión calculada.

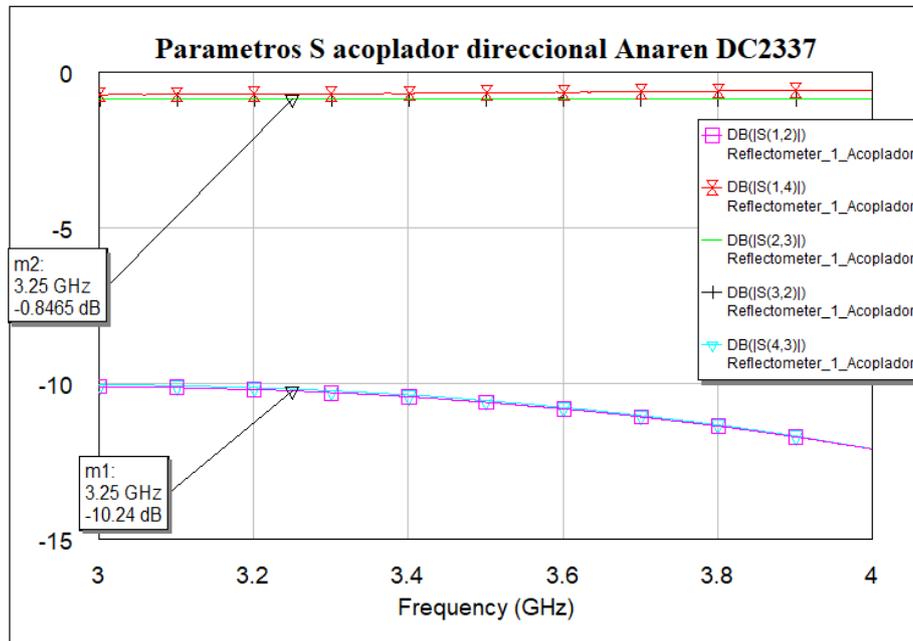


Figura 3.13. Perdidas de inserción y factor de acoplamiento con acoplador direccional DC2337J5010AHF

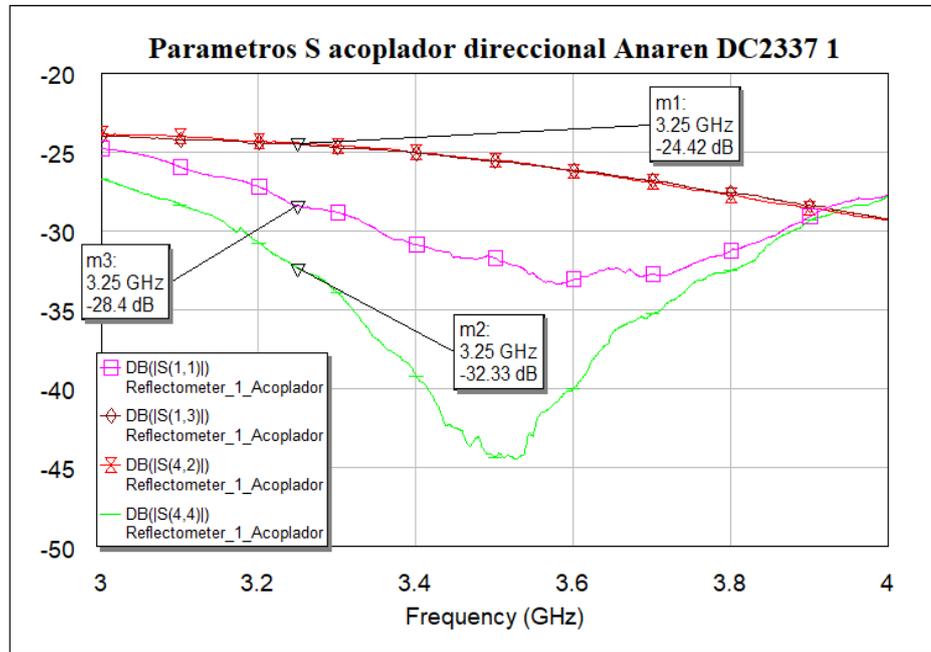


Figura 3.14. Perdidas de retorno y factor de aislamiento con acoplador direccional DC2337J5010AHF

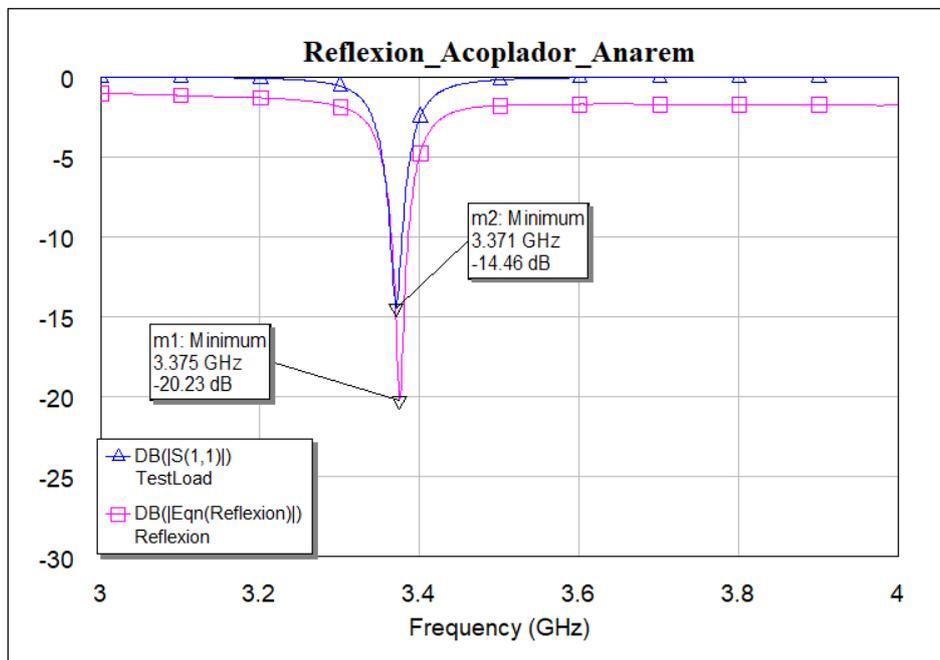


Figura 3.15. Reflexión con acoplador direccional DC2337J5010AHF de Anaren

De estos resultados se deduce que las mayores limitaciones de este diseño se encontrarán en el aislamiento del puerto aislado y mantener estable el factor de acoplamiento en toda la banda.

### 3.3.1.2 Circuito con CP0402AB LGA de AVX

Al igual que con el componente concentrado anterior se han descargado sus parámetros S de su página oficial y se ha realizado su simulación.

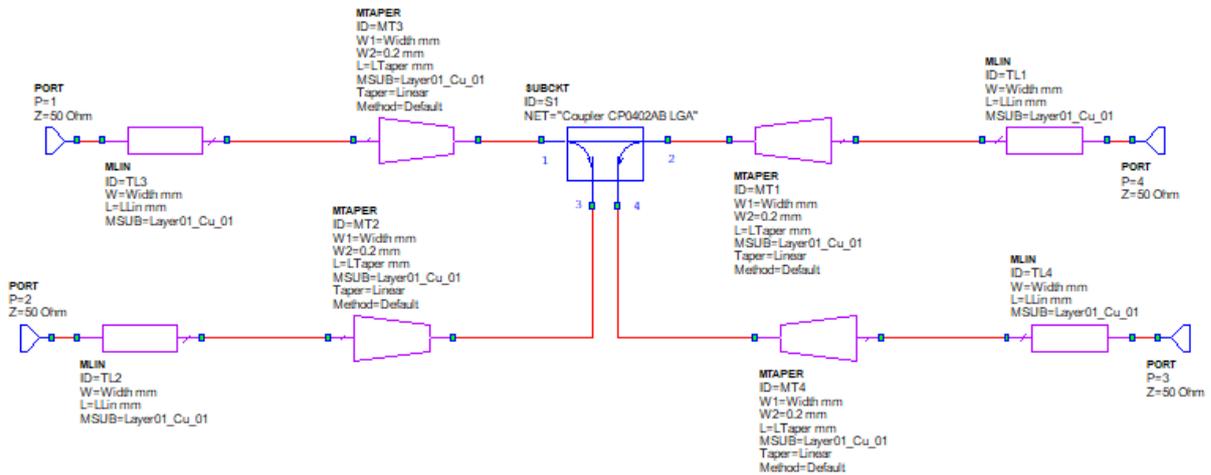


Figura 3.16. Reflectómetro con acoplador direccional CP0402AB LGA de AVX

A continuación, se muestran los parámetros S obtenidos y la reflexión calculada.

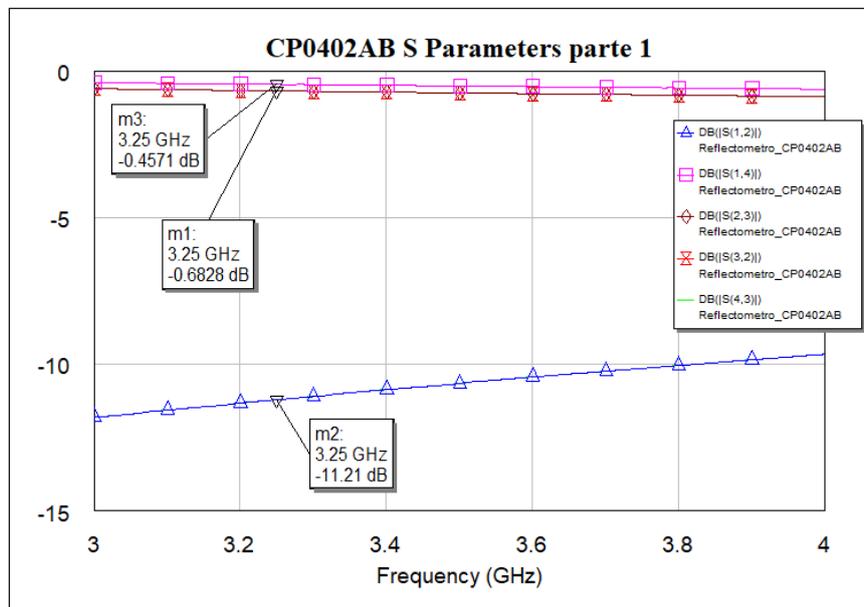


Figura 3.17. Pérdidas de inserción y factor de acoplamiento con acoplador direccional CP0402AB LGA

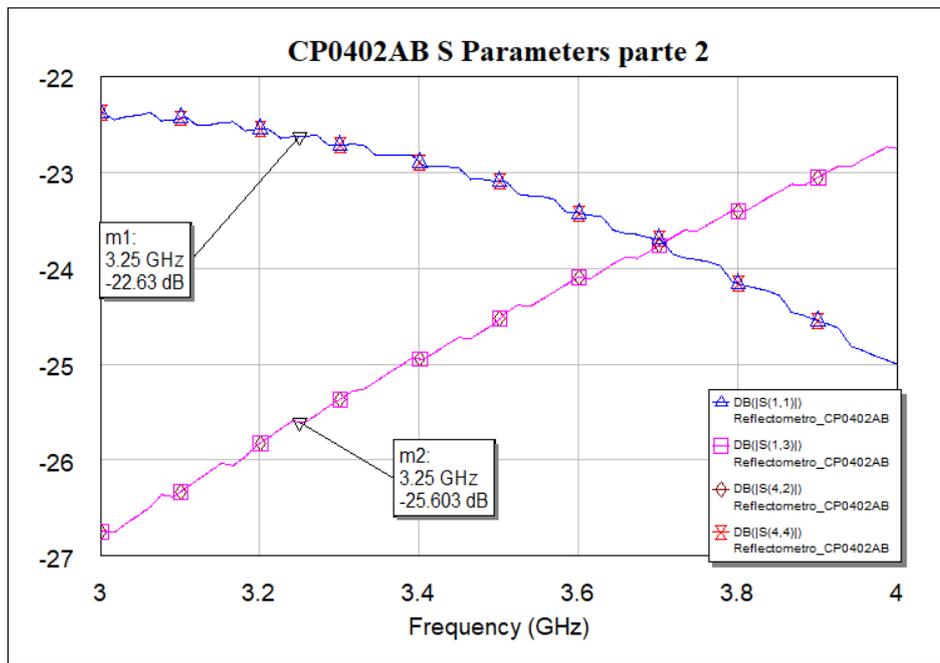


Figura 3.18. Perdidas de retorno y factor de aislamiento con acoplador direccional CP0402AB LGA

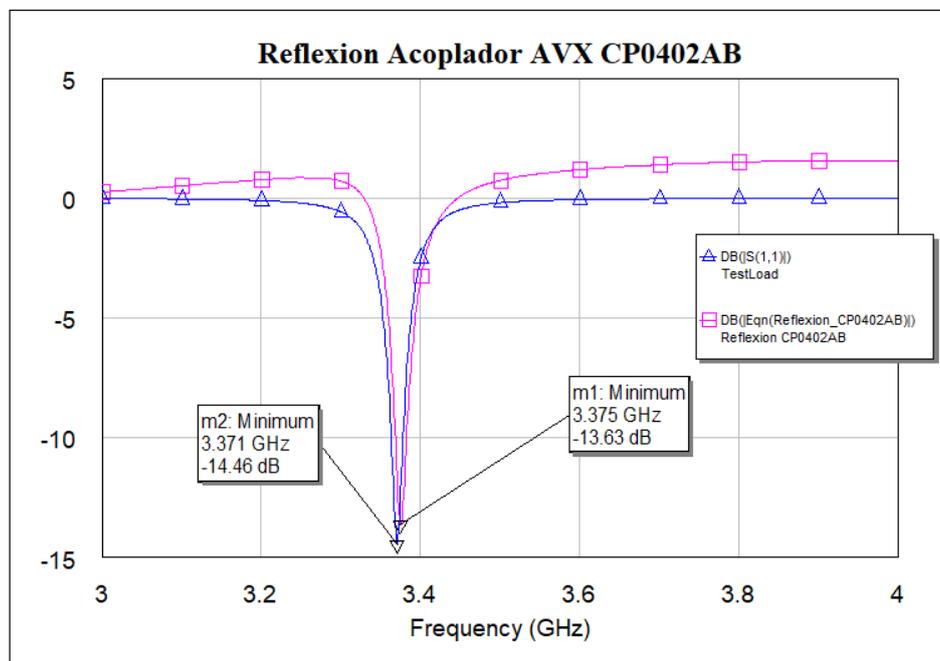


Figura 3.19. Reflexión con acoplador direccional CP0402AB LGA de AVX

Este circuito presenta las mismas limitaciones que el anterior, obteniendo incluso peores resultados en el factor de aislamiento del puerto aislado del acoplador direccional.

### 3.3.1.3 Comparación CP0402AB LGA de AVX con DC2337J5010AHF de Anaren

Tras la obtención de los resultados se ha comparado cuál de estos dos componentes funciona mejor en la frecuencia de interés. El componente elegido será el que se use para el resto de los diseños que precisen de un acoplador direccional.

Comparando las figuras de la reflexión obtenida, no se puede tomar una decisión, ya que ambos han determinado que la frecuencia de resonancia es de 3.375 GHz cuando era 3.371 GHz.

Los resultados obtenidos de los parámetros S32, S23 y S14 son muy similares. El dispositivo de AVX obtenía unos valores más cercanos a 0 dB, pero esta diferencia tan pequeña no es determinante para la elección. En los objetivos a alcanzar se pretendía que los parámetros S12 y S43 fueran lo más estables posible en la banda de interés. Ambos componentes consiguen una estabilidad similar en esta banda.

Los valores determinantes para la elección del dispositivo más adecuado han sido los parámetros S11, S13, S42 y S44. Estos valores se acercaban mucho más a los objetivos del reflectómetro utilizando el elemento concentrado de Anaren.

Tras el análisis y comparación de ambos resultados se ha decidido usar el componente DC2337J5010AHF de Anaren para el resto de los diseños que requieran de un acoplador direccional.

### 3.3.2 Reflectómetro con dos acopladores direccionales con elementos concentrados

En este apartado se simulará el diseño con dos acopladores direccionales reales. Los acopladores direccionales utilizados son el DC2337J5010AHF de la empresa Anaren.

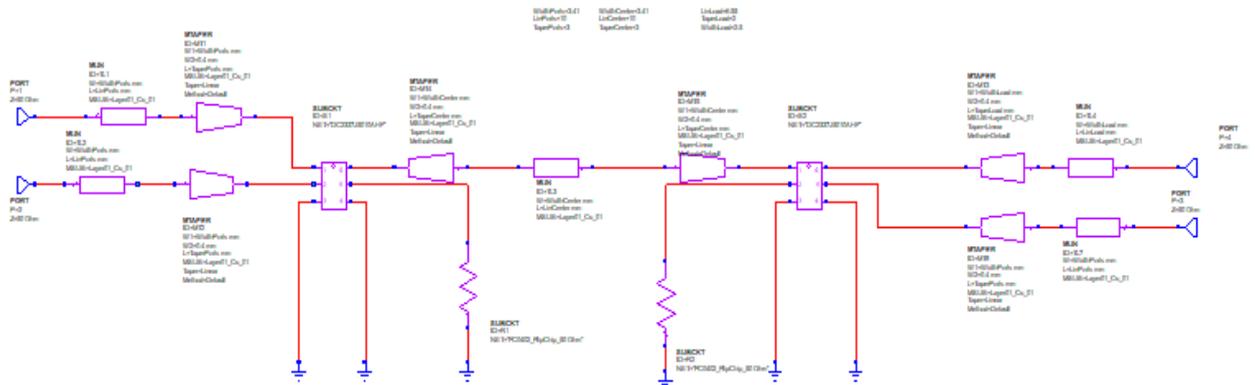


Figura 3.20. Reflectómetro con dos acopladores direccionales reales

Los parámetros S y la reflexión calculada con este diseño se muestran en las siguientes gráficas.

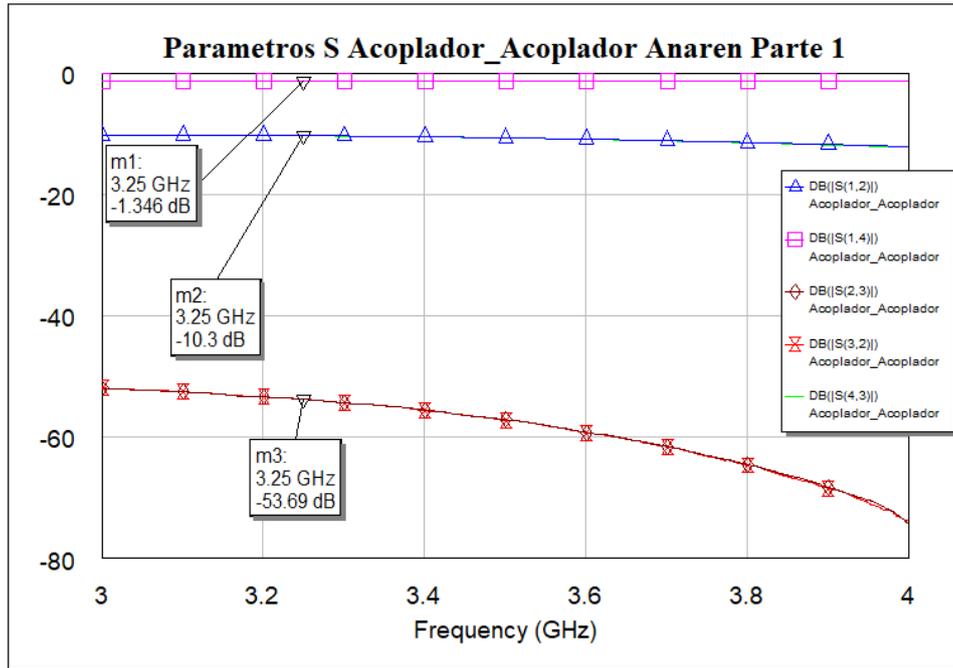


Figura 3.21. Perdidas de inserción y factor de acoplamiento con dos acopladores direccionales reales

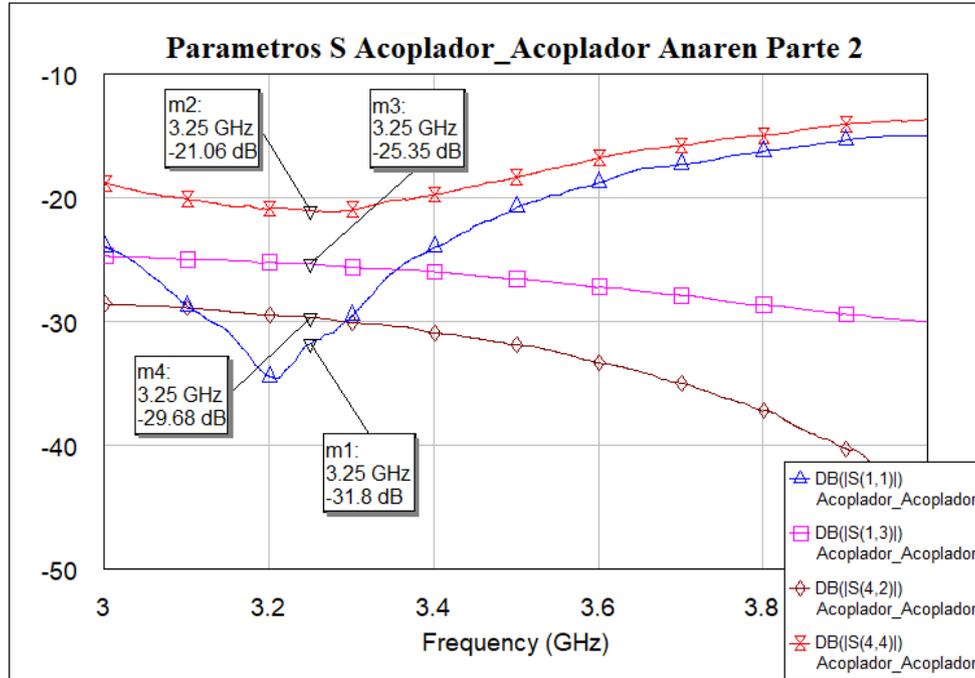


Figura 3.22. Perdidas de retorno y factor de aislamiento con dos acopladores direccionales reales

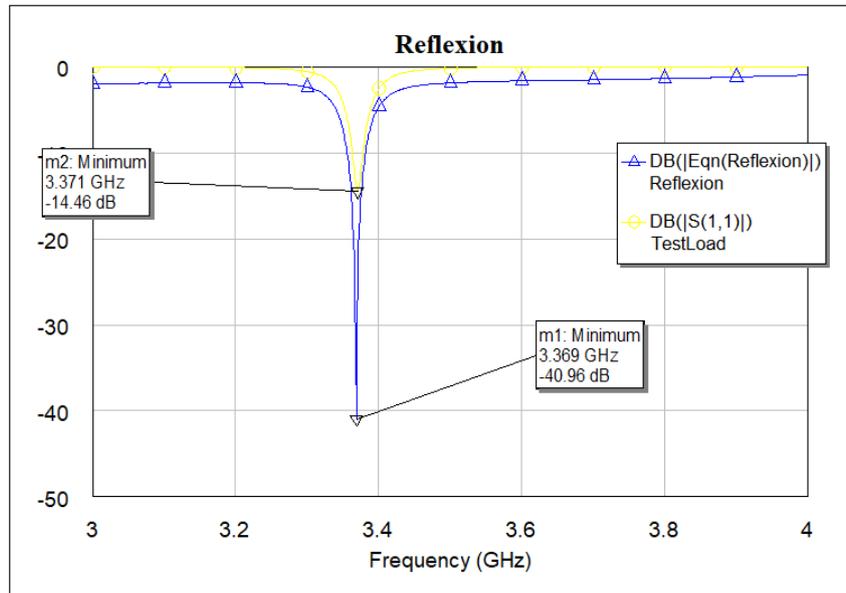


Figura 3.23. Reflexión con dos acopladores direccionales reales

Respecto a los circuitos anteriores, en este circuito se obtienen resultados significativamente mejores. Mejora la respuesta de los parámetros S críticos en las configuraciones anteriores. No obstante las pérdidas de inserción se ven afectadas negativamente respecto a los diseños anteriores.

### 3.3.3 Reflectómetro con un divisor Wilkinson y un acoplador direccional con elementos concentrados

A continuación, se simula el diseño con un divisor de potencia Wilkinson real y un acoplador direccional real. El divisor de potencia Wilkinson utilizado es el concentrado PD3150J5050S2HF de la empresa Anaren. El acoplador direccional utilizado será el DC2337J5010AHF de la empresa Anaren.

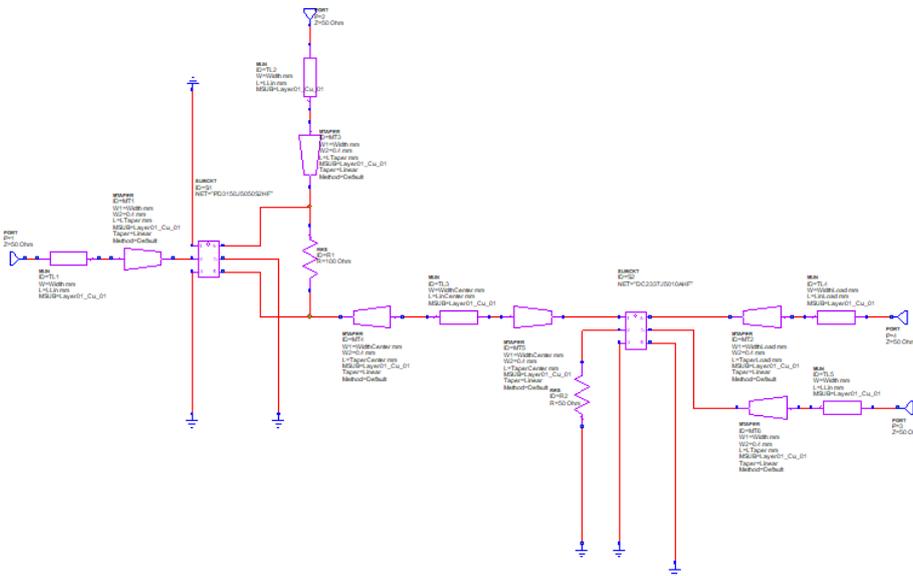


Figura 3.24. Reflectómetro con un divisor de potencia Wilkinson y un acoplador direccional

Los parámetros S y la reflexión calculada con este diseño se muestran en las siguientes gráficas:

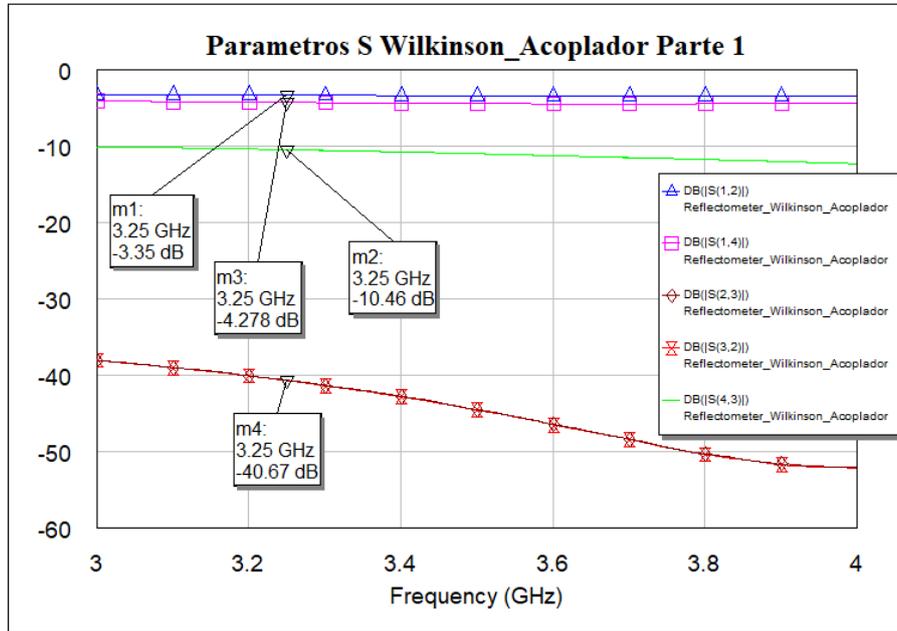


Figura 3.25. Perdidas de inserción y factor de acoplamiento con divisor de potencia Wilkinson y un acoplador direccional

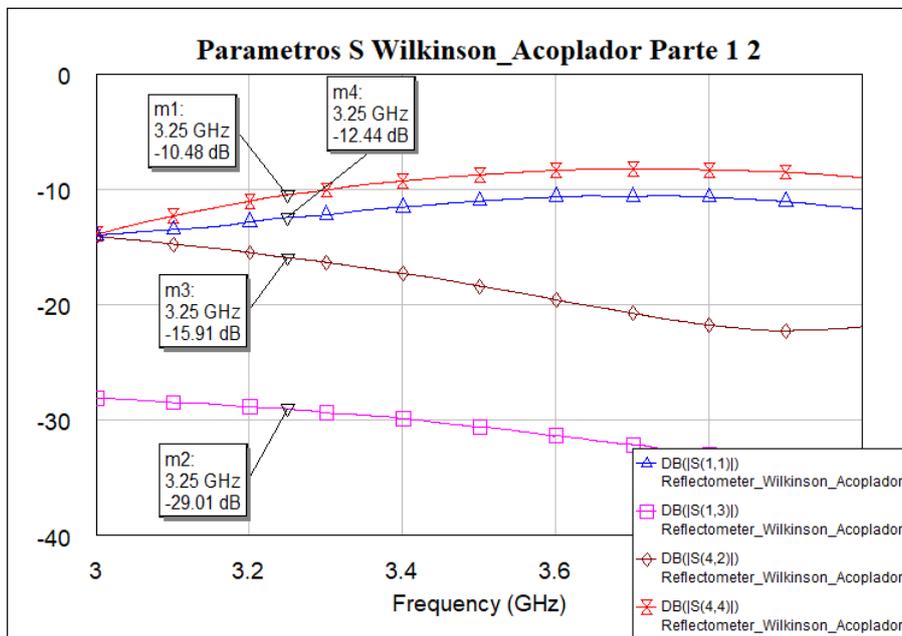


Figura 3.26. Perdidas de retorno y factor de aislamiento con divisor de potencia Wilkinson y un acoplador direccional

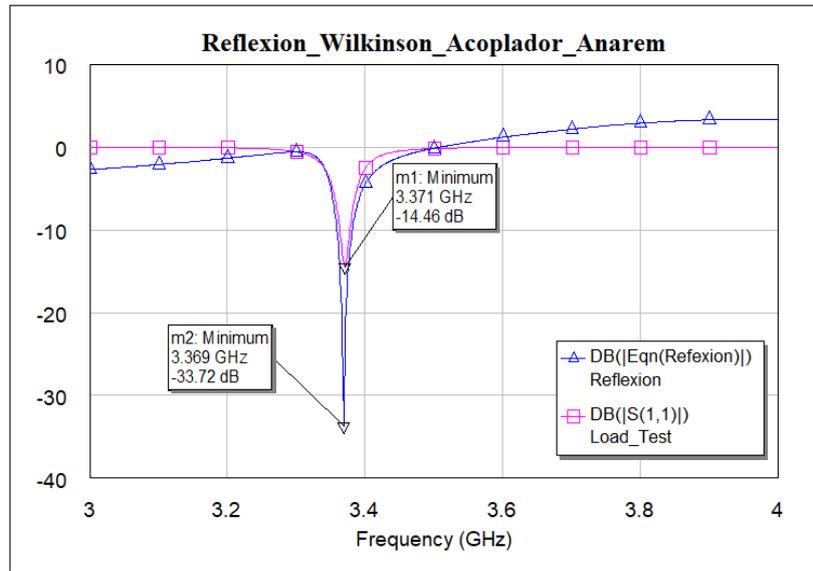


Figura 3.27. Reflexión con un divisor de potencia Wilkinson y un acoplador direccional

Esta configuración no aporta ningún aspecto positivo respecto a los diseños anteriormente analizados. Con lo cual previsiblemente no será el circuito más adecuado para la aplicación en cuestión.

### 3.3.4 Reflectómetro con un acoplador direccional con elementos distribuidos

Para el diseño de un acoplador direccional con líneas de transmisión, se ha seguido el proceso de diseño descrito en [6]. Con la herramienta de optimización del MicroWave Office se han hecho los últimos ajustes finos de la estructura. El circuito diseñado es el que se muestra a continuación.

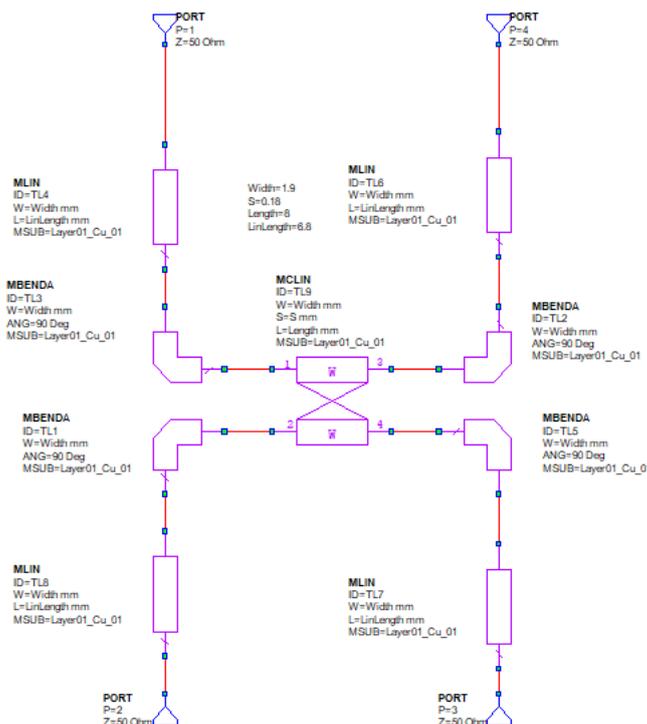


Figura 3.28. Reflectómetro con un acoplador direccional hecho con líneas de transmisión

Los resultados obtenidos con este diseño son los siguientes:

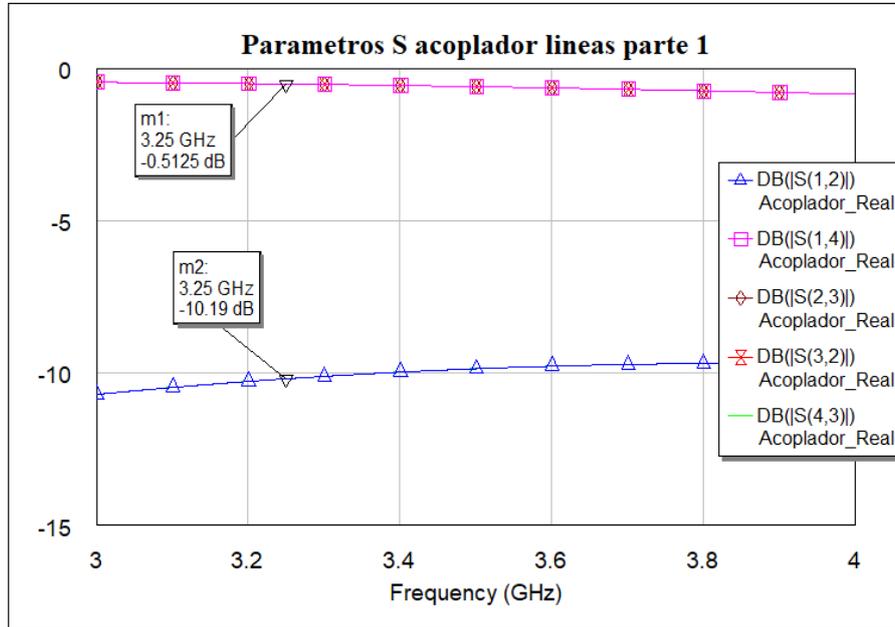


Figura 3.29 Perdidas de inserción y factor de acoplamiento acoplador direccional con líneas de transmisión

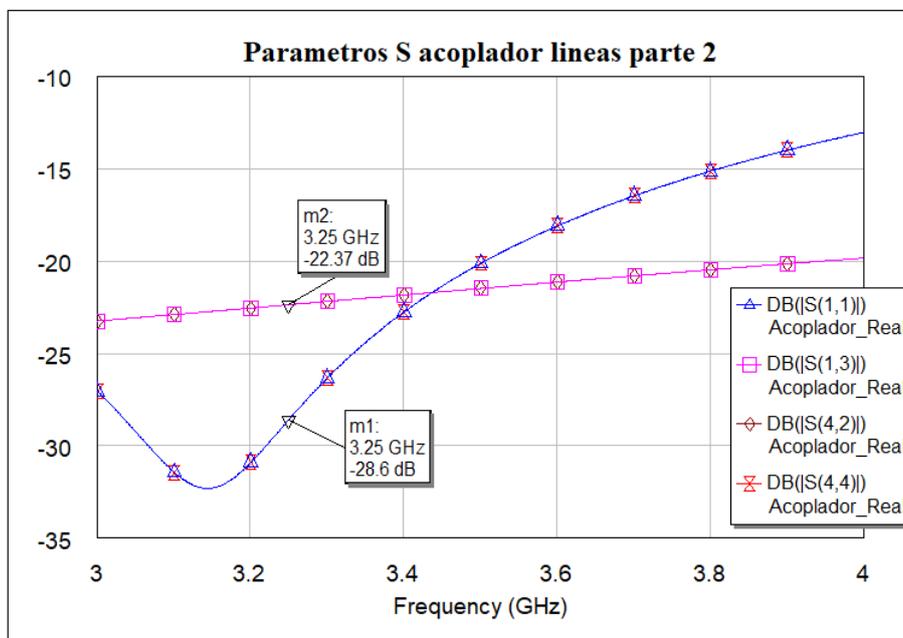


Figura 3.30. Perdidas de retorno y factor de aislamiento acoplador direccional con líneas de transmisión

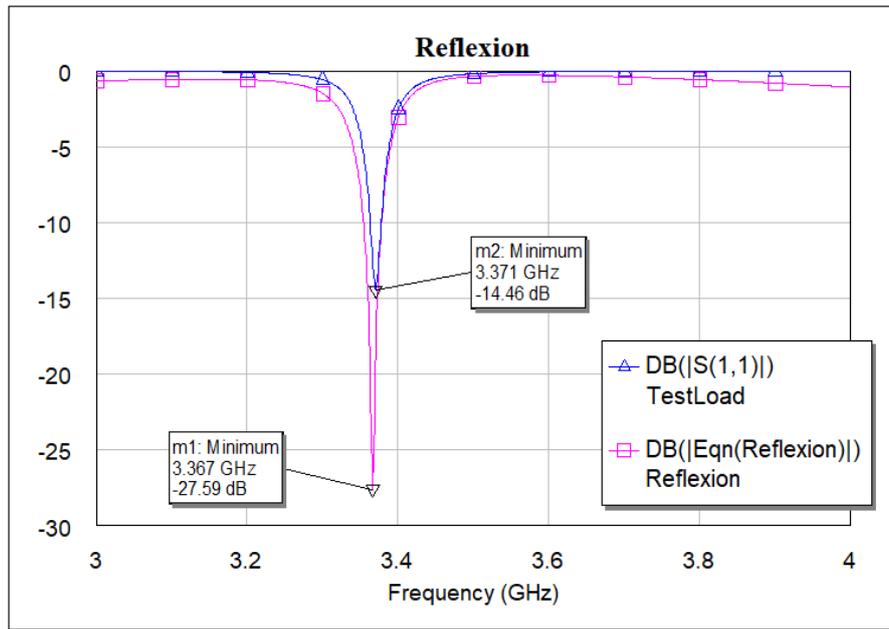


Figura 3.31. Reflexión con acoplador direccional con líneas de transmisión

### 3.3.5 Reflectómetro con dos acopladores direccionales con elementos distribuidos

En este apartado se ha diseñado un reflectómetro con dos acopladores direccionales con líneas de transmisión. Al haber diseñado un acoplador direccional con líneas de transmisión en el apartado anterior no ha sido necesario diseñarlo otra vez desde cero. Se han dispuesto dos acopladores direccionales en serie y se han terminado sus puertos aislados en una resistencia de 50 Ohmios. El circuito diseñado queda como sigue.

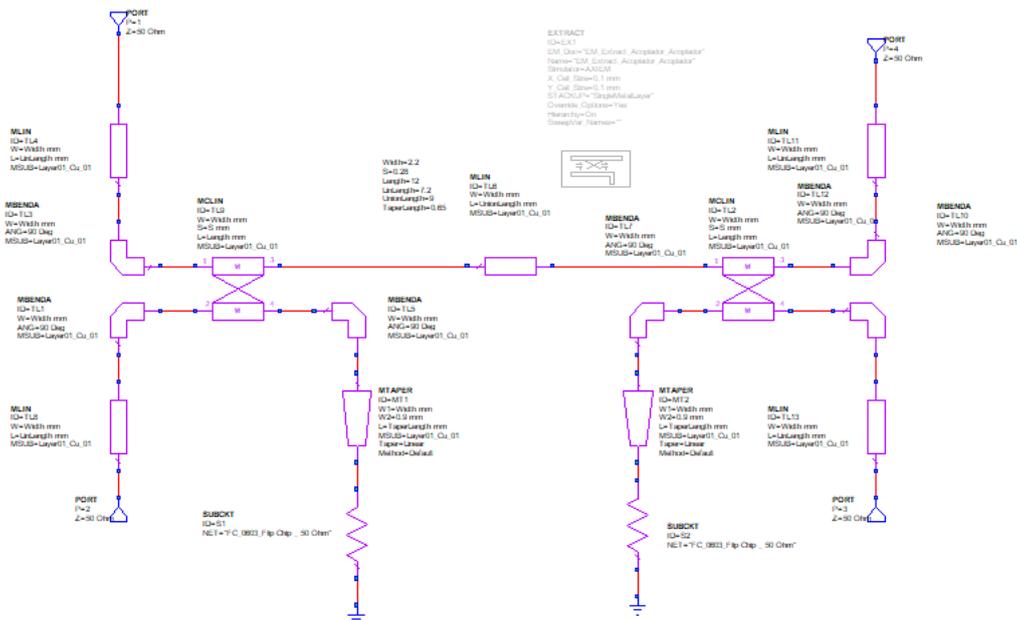


Figura 3.32. Reflectómetro con dos acopladores direccionales hechos con líneas de transmisión

Los resultados obtenidos con este diseño son los siguientes:

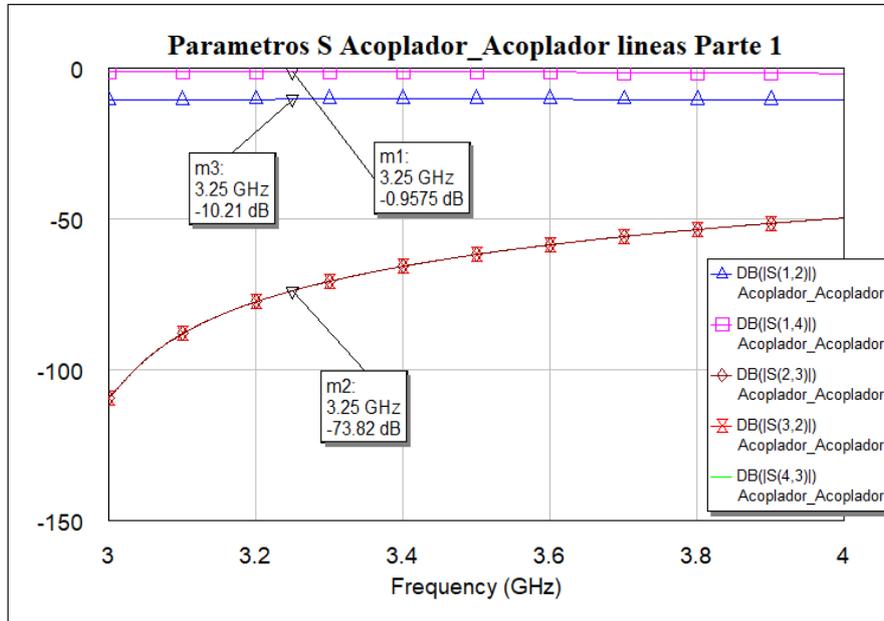


Figura 3.33. Perdidas de inserción y factor de acoplamiento con dos acopladores direccionales con líneas de transmisión

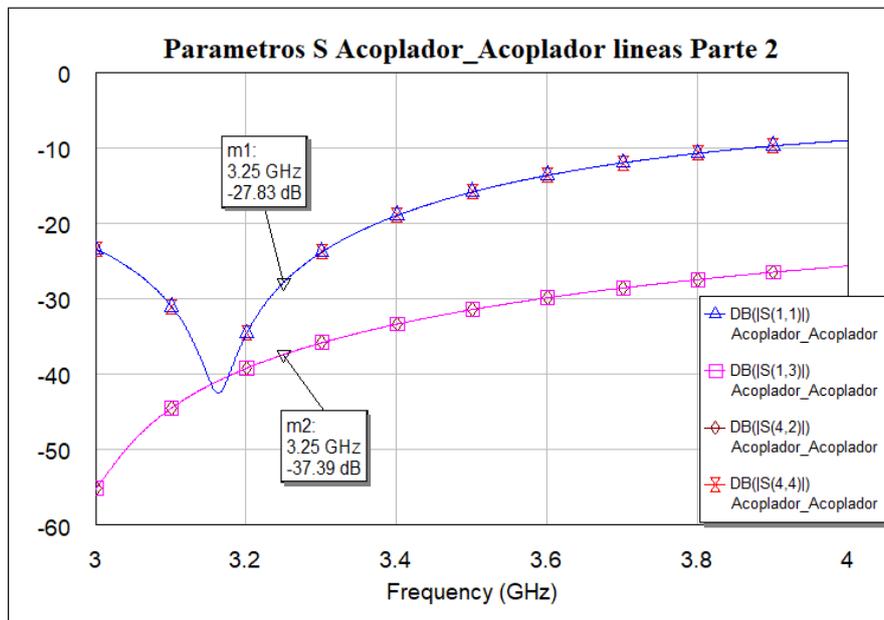


Figura 3.34. Perdidas de retorno y factor de aislamiento dos acopladores direccionales con líneas de transmisión

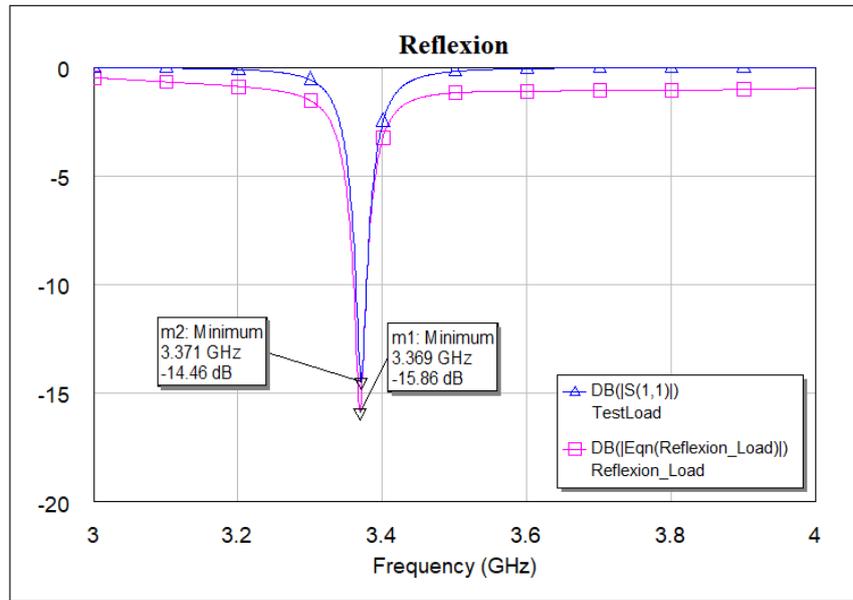


Figura 3.35. Reflexión calculada con dos acopladores direccionales con líneas de transmisión

Ambos diseños con elementos distribuidos ofrecen una solución similar a la realizada con elementos concentrados. El hecho de obtener unos resultados muy similares y no tener que depender de un fabricante para comprar componentes concentrados, convierten estos diseños en soluciones muy interesantes.

### 3.4 Conclusiones de las simulaciones

En este apartado se recopilan los resultados obtenidos de las simulaciones y se concluirá qué circuito se adapta mejor a la aplicación a partir de la comparación y análisis de estos resultados. Los circuitos que mejor se adapten, se diseñarán físicamente y se procederá a su optimización electromagnética.

Se compararán los resultados obtenidos con los objetivos definidos. Para ello se utilizará un código de tres colores. El color verde indica cumplimiento del objetivo, el amarillo que se acerca al objetivo y el rojo incumplimiento del objetivo.

#### 3.4.1 Resultados del estudio de topología

A continuación se muestra la tabla resumen de los resultados obtenidos de las simulaciones con componentes ideales.

	S11(dB)	S12(dB)	S13(dB)	S14(dB)	S23(dB)	S32(dB)	S42(dB)	S43(dB)	S44(dB)	Error en reflexión (GHz)
Un acoplador concentrado	-50	-10	-50	0	0	0	-50	-10	-50	0
Dos acopladores concentrados	-43.98	-10	-50	0	-100	-100	-50	-10	-43.98	0
Un acoplador y un Wilkinson concentrados	-50	-3	-53	-3	-65	-65	-15.5	-10	-15.5	0
Un acoplador con líneas de transmisión	-125.6	-10.14	-135.2	-0.45	-0.45	-0.45	-135.2	-10.14	-125.6	0
Dos acopladores con líneas de transmisión	-125	-10	-135	-0.9	-270	-270	-135	-10	-125	0

Tabla 3.1. Resumen resultados simulaciones ideales

Como era de esperar, prácticamente todos los objetivos se cumplen ya que son circuitos ideales. Se puede concluir que la configuración de un acoplador direccional, tanto con elementos concentrados como con elementos distribuidos va a tener problemas en cumplir los objetivos establecidos para los parámetros S23 y S32. También se puede observar que la aproximación con un acoplador direccional y un divisor de potencia Wilkinson no va a ser la mejor opción.

### 3.4.2 Resultados del estudio de componentes

En este apartado se realiza un análisis de los resultados de las simulaciones con componentes reales. Este análisis nos confirmará si las asunciones previamente obtenidas del estudio con componentes ideales se confirman y permitirá tomar la decisión de qué circuitos se diseñarán físicamente.

	S11(dB)	S12(dB)	S13(dB)	S14(dB)	S23(dB)	S32(dB)	S42(dB)	S43(dB)	S44(dB)	Error en reflexión (GHz)
Un acoplador concentrado	-28.4	-10.24	-24.42	-0.8	-0.85	-0.85	-24.42	-10.24	-32.33	0.004
Dos acopladores concentrados	-31.8	-10.3	-25.35	-1.35	-53.69	-53.69	-29.68	-10.3	-21.06	0.002
Un acoplador y un Wilkinson concentrados	-12.44	-3.35	-29.01	-4.29	-40.67	-40.67	-15.91	-10.46	-10.48	0.002
Un acoplador con líneas de transmisión	-28.6	-10.19	-22.37	-0.51	-0.51	-0.51	-22.37	-10.19	-28.6	0.004
Dos acopladores con líneas de transmisión	-27.83	-10.21	-37.39	-0.96	-73.82	-73.82	-37.39	-10.21	-27.83	0.002

Tabla 3.2. Resumen resultados simulaciones reales

Los valores introducidos en la tabla son valores que corresponden a los parámetros S en la frecuencia de 3.25 GHz. Independientemente de los valores que hay en la tabla, la decisión de si cumple un objetivo o no cada configuración se ha basado analizando minuciosamente las gráficas de resultados individualmente.

### 3.4.3 Conclusiones

Con base en los resultados obtenidos en los apartados anteriores, se puede concluir que el diseño que mejor se adapta a esta aplicación es el que está compuesto por dos acopladores direccionales realizados con líneas de transmisión. El siguiente circuito que mejor se adapta es el compuesto por dos acopladores direccionales con el elemento concentrado DC2337J5010AHF de la empresa Anaren. Por ello, en principio se decide realizar el diseño físico de estas dos configuraciones.

El circuito diseñado con un divisor de potencia Wilkinson y un acoplador direccional queda descartado ya que los parámetros S11, S44 y S42 están muy lejos del objetivo establecido. Que los valores S11 y S44 no cumplan el objetivo establecido implica que las pérdidas de retorno serán significativamente grandes, es decir, que gran parte de la potencia entregada al reflectómetro no llegará al mismo y que una cantidad significativa de la potencia reflejada por el sensor no llegará al reflectómetro. Si estas potencias no llegan al reflectómetro, la medida de su magnitud se deteriorará significativamente. Que el valor del parámetro S42 sea mayor que el objetivo establecido implica que no hay un aislamiento lo suficientemente bueno entre el puerto al que irá conectado el sensor y el puerto por el que se medirá la potencia entregada al sensor. Esto quiere decir que parte de la potencia reflejada por el sensor llegará al puerto en el que se mide la potencia



entregada al sensor, con lo cual se corromperá la medida. Por estos motivos se ha decidido no realizar un diseño físico de esta configuración.

Finalmente, los circuitos diseñados con un acoplador direccional, tanto con elementos concentrados como con elementos distribuidos han sido descartados por no cumplir los parámetros  $S_{23}$  y  $S_{32}$ . Que no cumplan estos parámetros implica que, si existiera alguna reflexión en los detectores de potencia, esa señal reflejada añadirá un error en la potencia medida en el otro puerto. Esto no sería un problema en caso de que los detectores de potencia estuvieran perfectamente adaptados al sistema y no existieran reflexiones en los mismo. Los detectores de potencia utilizados para nuestro sistema de caracterización de materiales muestran una impedancia de entrada de 50 ohmios, con lo cual, en teoría no deberían de tener reflexiones. Por ello se ha decido realizar el diseño físico de una de estas configuraciones, para comprobar experimentalmente su funcionamiento. Se ha escogido la configuración con líneas de transmisión ya que obtenía mejores resultados.

## Capítulo 4. Diseño físico y simulación EM

Una vez se han seleccionado las configuraciones que mejor se adaptan a la aplicación de caracterización de materiales, se procede a realizar su diseño físico y optimización electromagnética.

Se han tenido que diseñar todos los footprints de los componentes utilizados y distribuir todos los elementos en la PCB de forma que ocupen el mínimo espacio posible.

Para la simulación electromagnética es necesario definir previamente el *stackup* que se va a utilizar en el diseño. El *stackup* definido está compuesto por 3 capas. En la capa superior estará impreso el diseño del circuito, en la intermedia estará el dieléctrico Rogers 4003 y finalmente en la capa inferior habrá cobre que hará de plano de masa.

### 4.1 Reflectómetro con un acoplador direccional con elementos distribuidos

Se han realizado varias simulaciones electromagnéticas y se ha ido modificando el diseño en función de los resultados obtenidos hasta obtener el diseño que mejor se adapta a los objetivos establecidos.

La siguiente figura muestra el diseño 3D del primer circuito implementado.

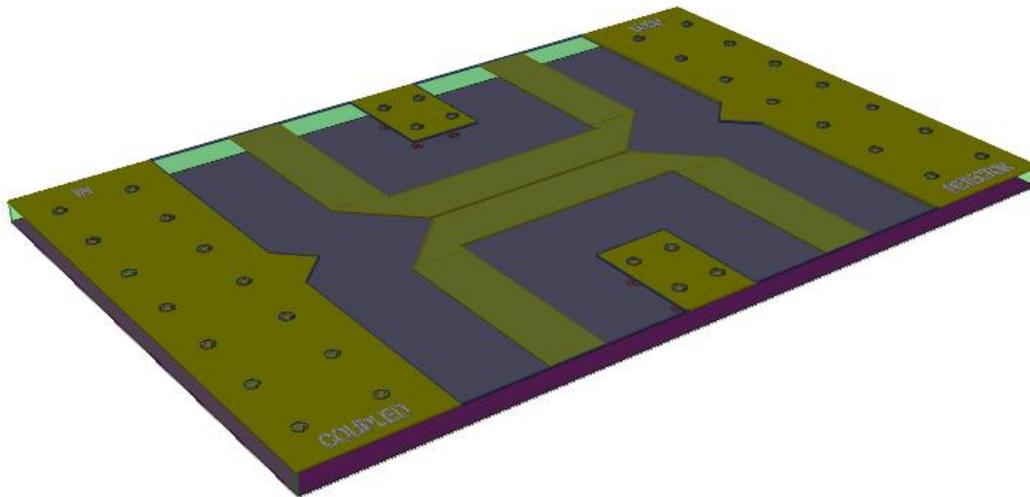


Figura 4.1. Diseño físico del reflectómetro con un acoplador direccional con elementos distribuidos

Los resultados obtenidos de la simulación electromagnética de este diseño son los siguientes.

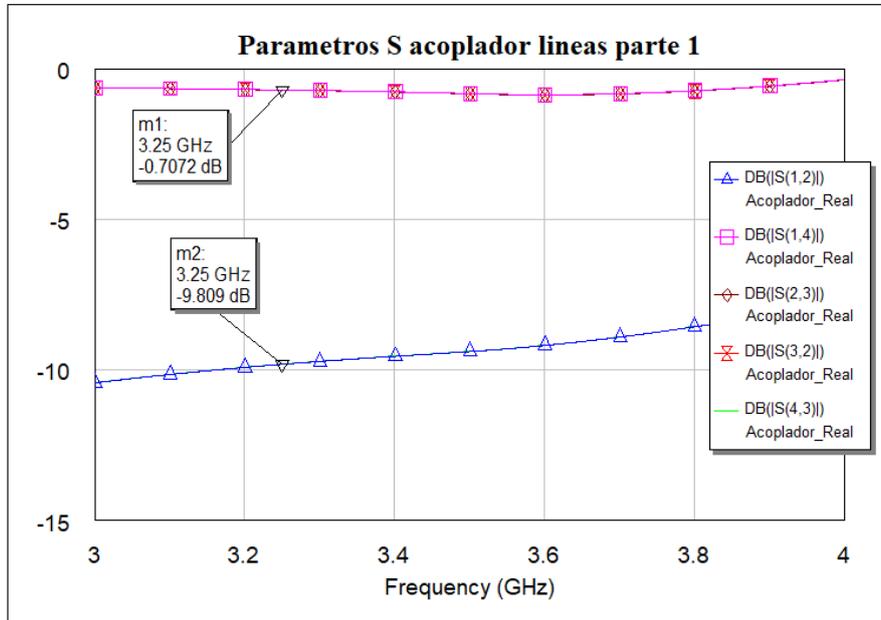


Figura 4.2. Perdidas de inserción y factor de acoplamiento simulación EM del acoplador direccional con elementos distribuidos

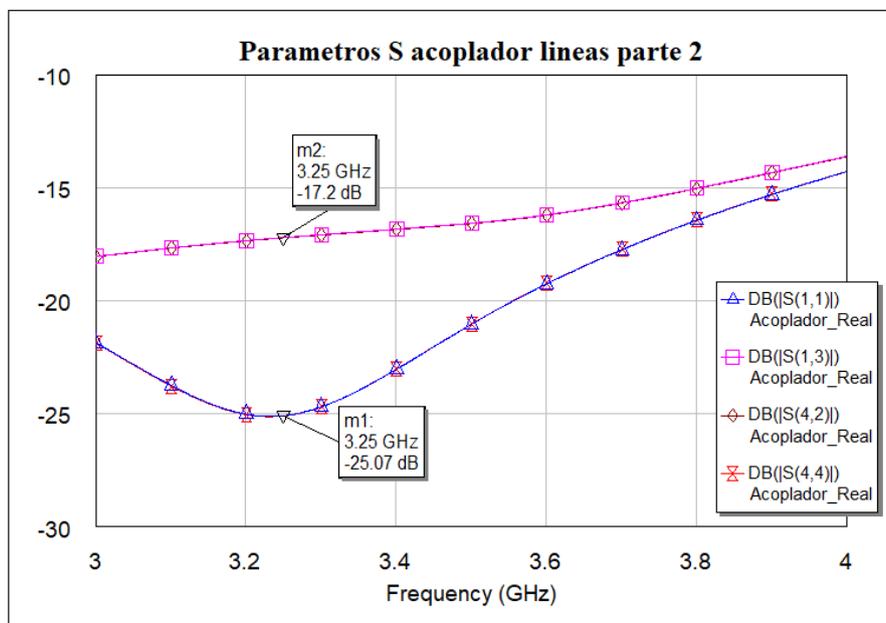


Figura 4.3. Perdidas de retorno y factor de aislamiento simulación EM del acoplador direccional con elementos distribuidos

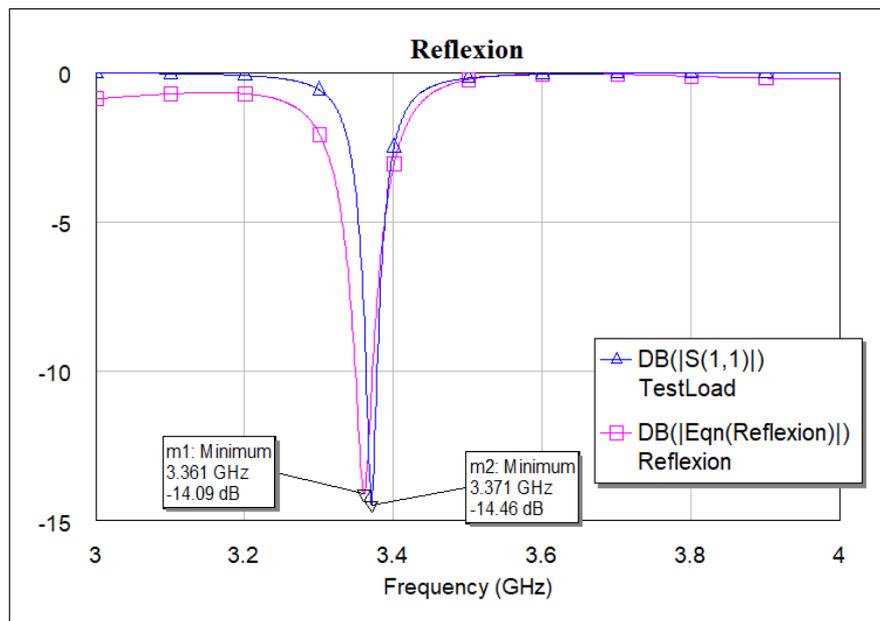


Figura 4.4. Reflexión con simulación EM del acoplador direccional con elementos distribuidos

Los resultados obtenidos en la simulación EM son muy similares a los obtenidos anteriormente, pero como era de esperar ligeramente peores.

## 4.2 Reflectómetro con dos acopladores direccionales con elementos distribuidos

Al igual que con el diseño anterior, se han realizado varias iteraciones hasta obtener el circuito que mejor se adapta a los objetivos establecidos. En la Figura 4.5 se puede observar como las cargas han sido montadas sobre un plano de masa que apantalla el circuito. Se han dispuesto vías a lo largo de todo el plano de masa para reducir la inductancia parasita.

La siguiente figura muestra el diseño en 3D del circuito diseñado.

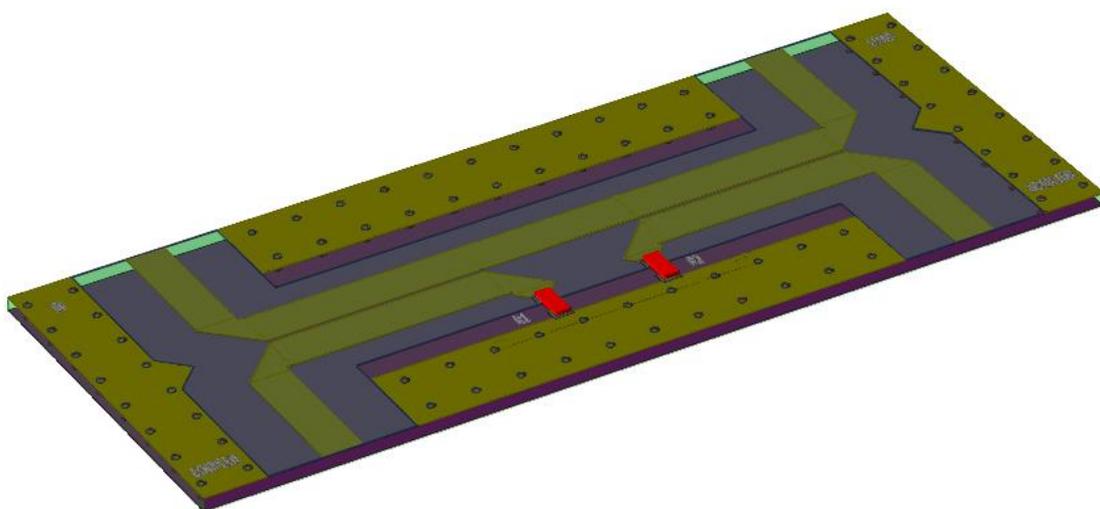


Figura 4.5. Diseño físico del reflectómetro con dos acopladores direccionales con elementos distribuidos

Los resultados obtenidos de la simulación electromagnética de este diseño son los que se muestran a continuación.

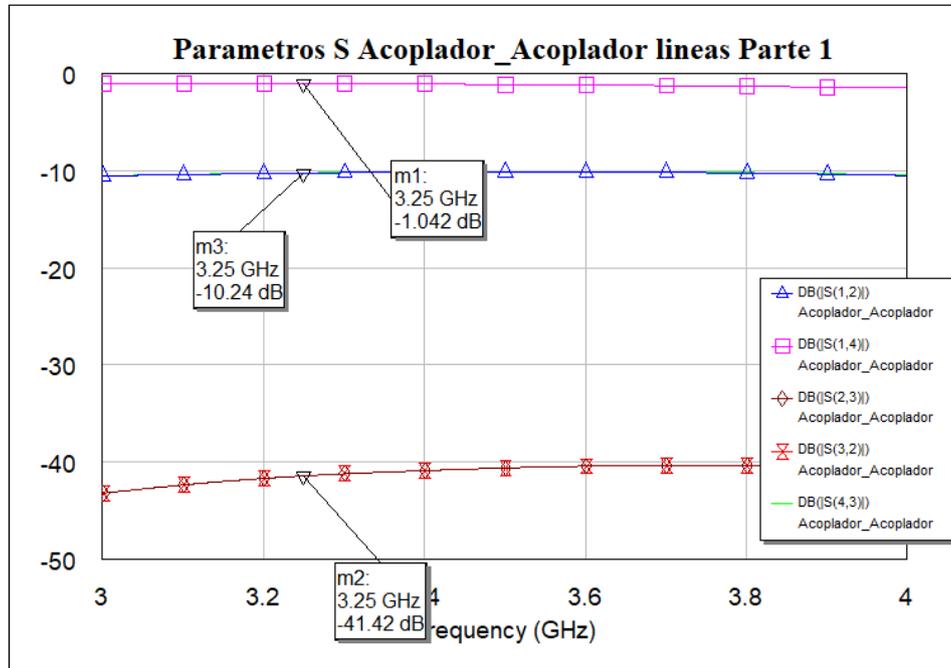


Figura 4.6. Perdidas de inserción y factor de acoplamiento simulación EM de los dos acopladores direccionales con elementos distribuidos

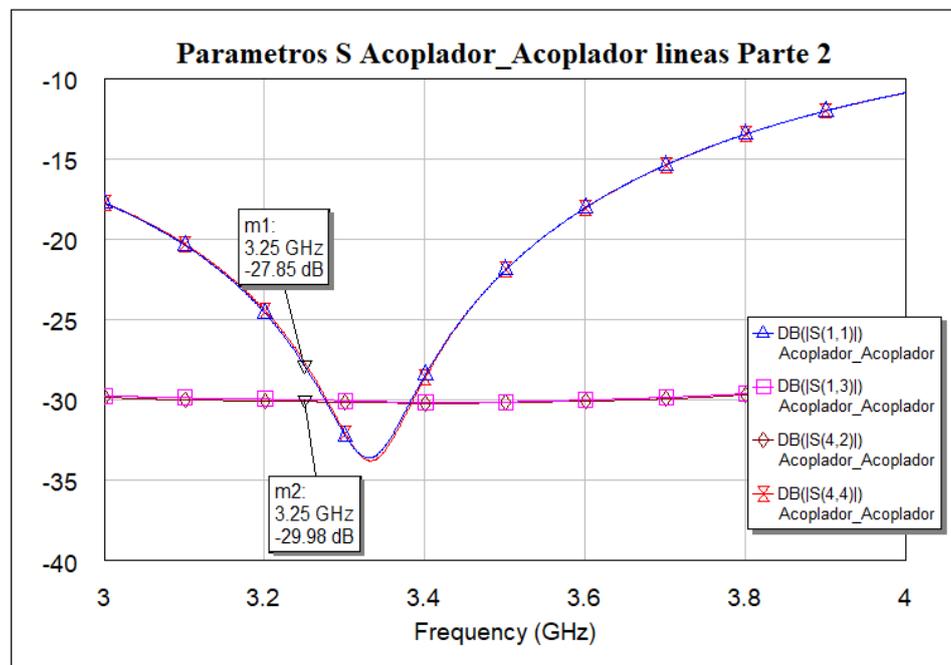


Figura 4.7. Perdidas de retorno y factor de aislamiento simulación EM de los dos acopladores direccionales con elementos distribuidos

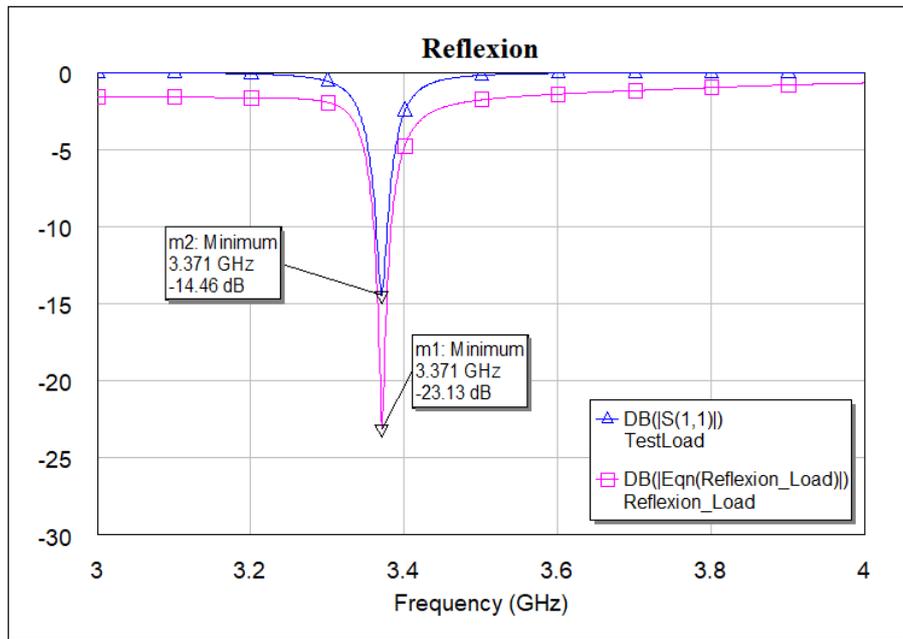


Figura 4.8. Reflexión con simulación EM de los acopladores direccionales con elementos distribuidos

Al igual que sucedía antes, se puede observar en los resultados, que la configuración con dos acopladores direccionales en lugar de uno obtiene mejores resultados

### 4.3 Reflectómetro con dos acopladores direccionales con elementos concentrados

Tras el análisis electromagnético de este circuito se ha decidido hacer dos diseños.

El primer diseño tiene 4 puertos, al igual que los diseños anteriores.

El segundo diseño tiene incorporado el footprint del sensor de caracterización de elementos. De esta forma, cuando se fabrique, se podrá analizar el resultado de estos dos subsistemas incorporados en la misma PCB.

#### 4.3.1 Reflectómetro con dos acopladores direccionales con elementos concentrados

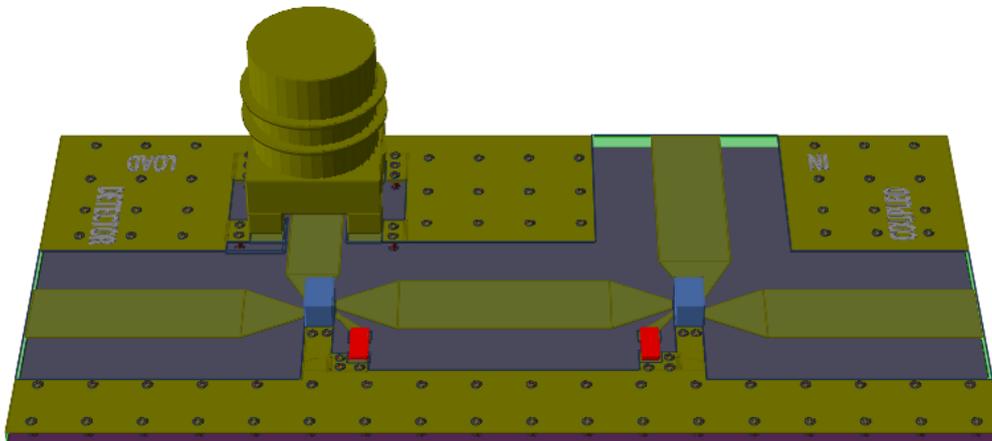


Figura 4.9. Diseño físico del reflectómetro con dos acopladores direccionales con elementos concentrados

Los resultados obtenidos de la simulación electromagnética de este diseño son los que siguen.

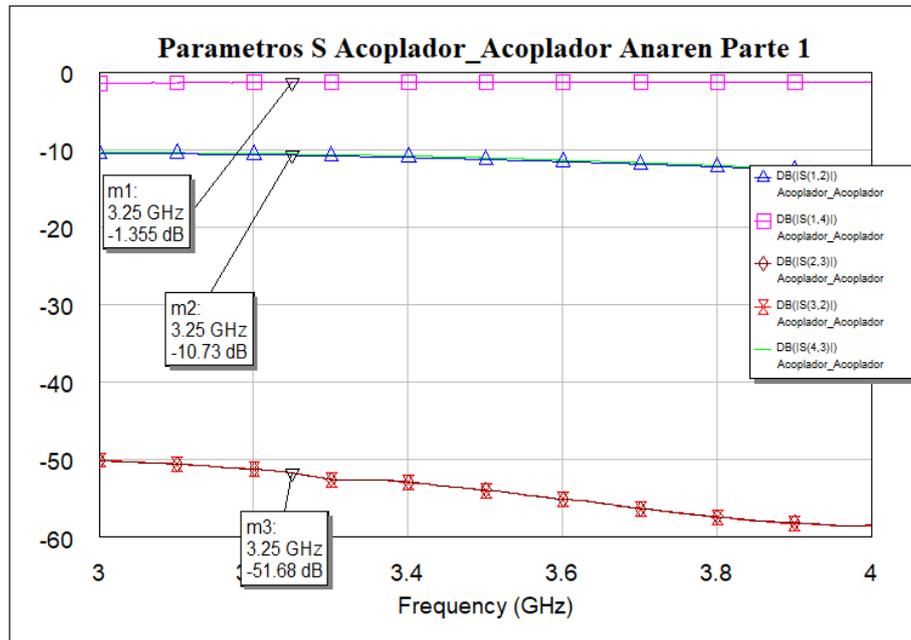


Figura 4.10. Perdidas de inserción y factor de acoplamiento simulación EM de los dos acopladores direccionales con elementos concentrados

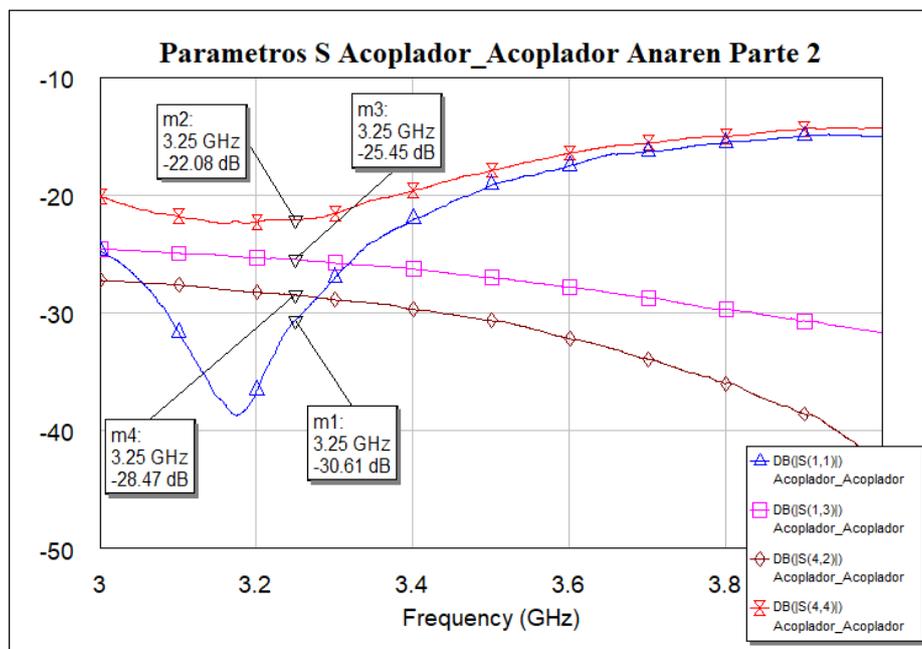


Figura 4.11. Perdidas de retorno y factor de aislamiento simulación EM de los dos acopladores direccionales con elementos concentrados

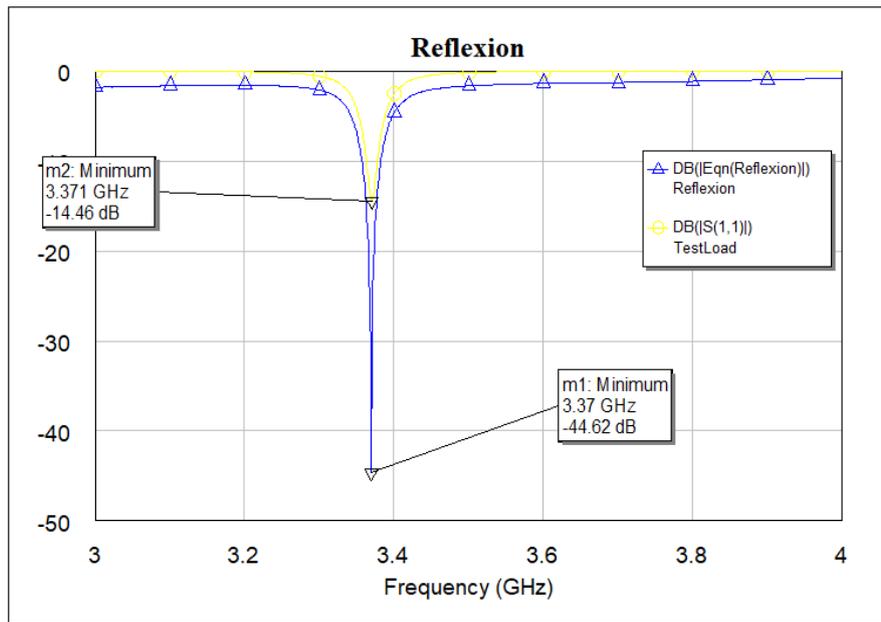


Figura 4.12. Reflexión con simulación EM de los dos acopladores direccionales con elementos concentrados

#### 4.3.2 Reflectómetro con dos acopladores direccionales con elementos concentrados y sensor

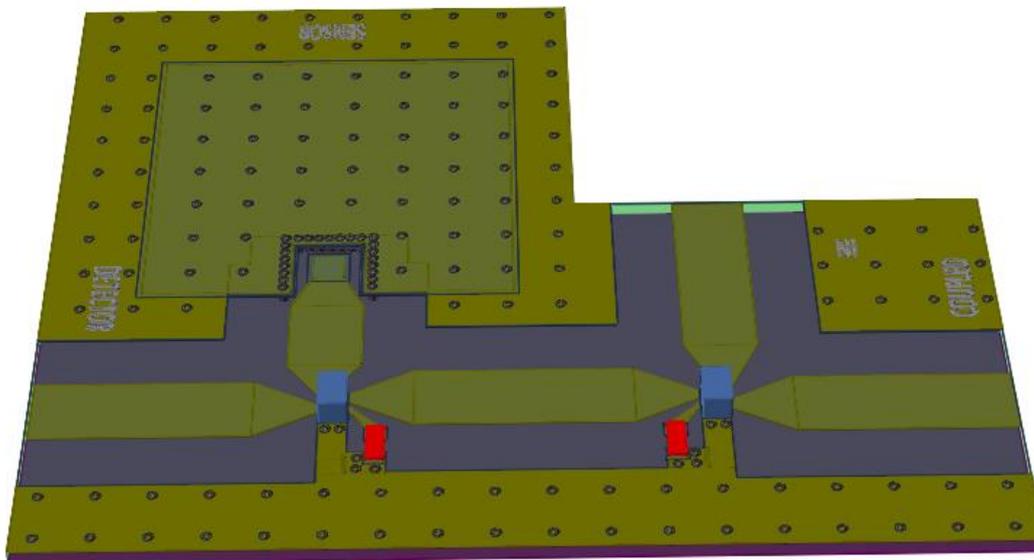


Figura 4.13. Diseño físico del reflectómetro con dos acopladores direccionales con elementos concentrados y footprint del sensor

Los resultados obtenidos de la simulación electromagnética de este diseño son los siguientes:

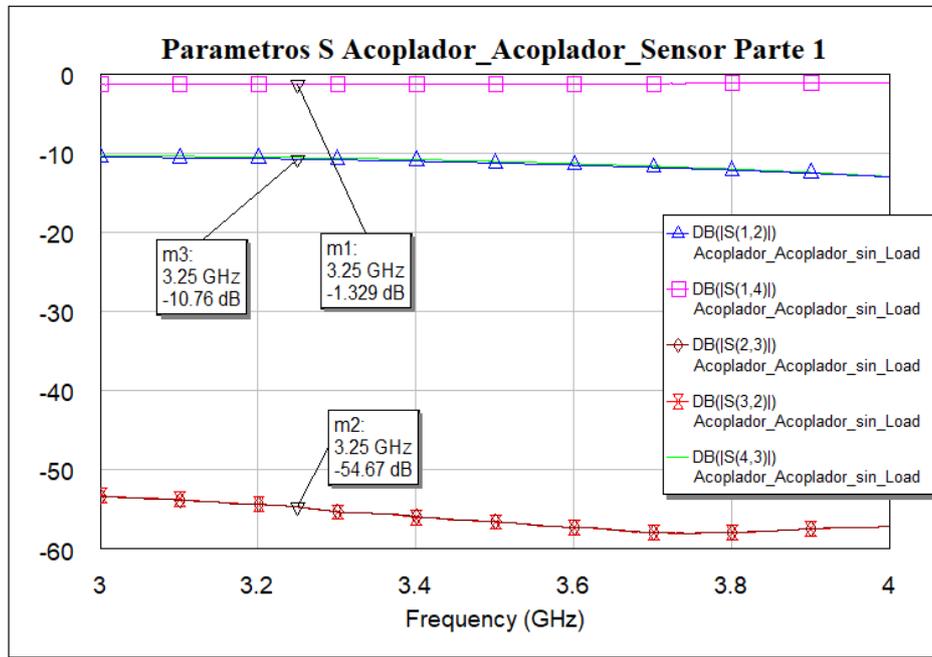


Figura 4.14. Perdidas de inserción y factor de acoplamiento simulación EM de los dos acopladores direccionales con elementos concentrados y sensor

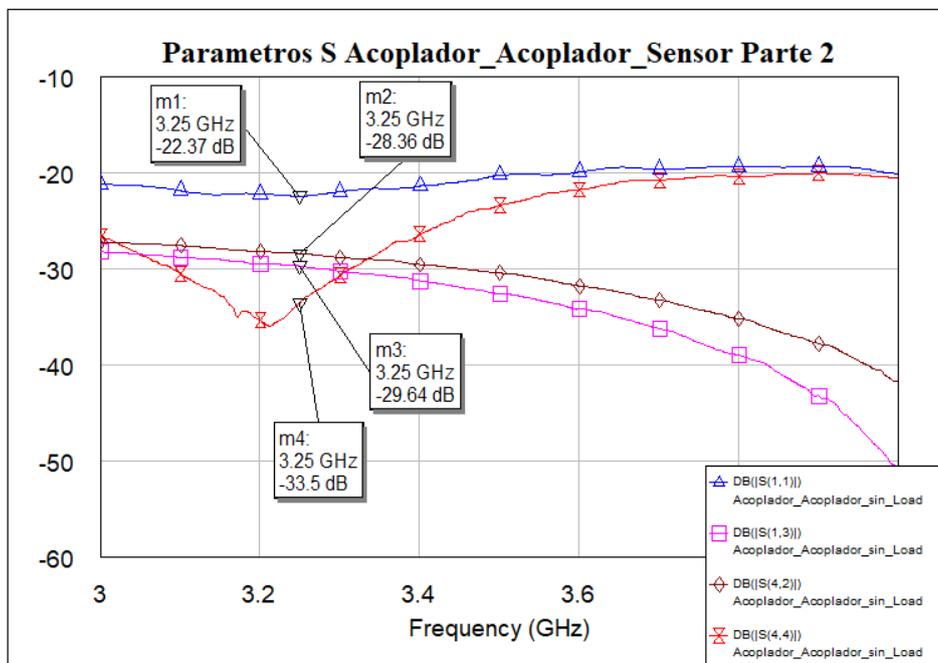


Figura 4.15. Perdidas de retorno y factor de aislamiento simulación EM de los dos acopladores direccionales con elementos concentrados y sensor

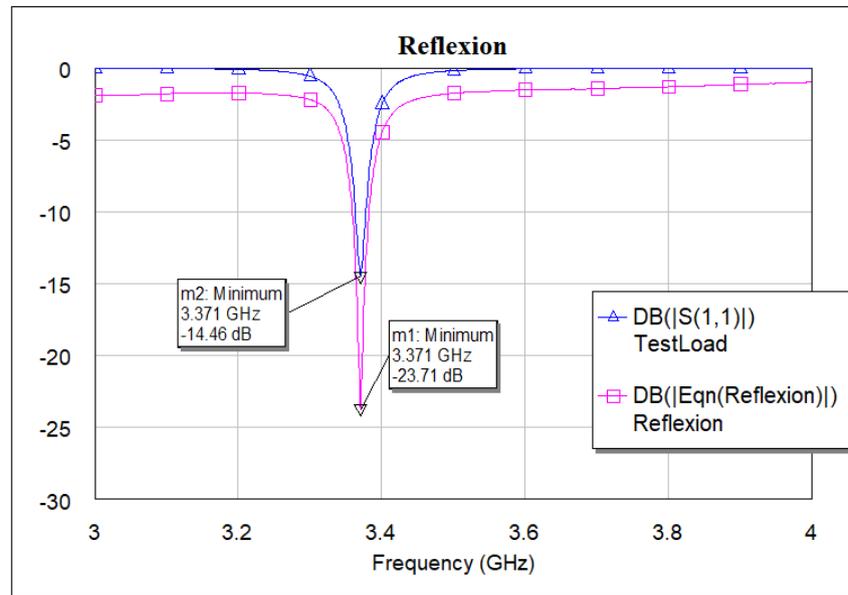


Figura 4.16. Reflexión con simulación EM de los dos acopladores direccionales con elementos concentrados y sensor

En el caso de la simulación EM los circuitos realizados con líneas de transmisión obtienen mejores resultados que los diseñados con elementos concentrados.

#### 4.4 Conclusiones de los resultados

Previo a extraer conclusiones, se realiza una recopilación de los resultados obtenidos y se determina si han cumplido los objetivos establecidos.

La dimensión del circuito también será un factor decisivo a la hora de elegir qué reflectómetro se usará en el sistema de caracterización de materiales.

La siguiente tabla muestra las dimensiones de los diseños implementados.

Configuración	Base x Altura (mm x mm)
Acoplador con líneas de transmisión	28.5 x 18.3
Dos acopladores con líneas de transmisión	51 x 19.7
Dos acopladores con SMD	44.6 x 22.18
Dos acopladores con SMD y sensor	44.68 x 38.56

Tabla 4.1. Tamaño diseños físicos

En la siguiente tabla se muestran los valores de los parámetros S para una frecuencia de 3.25 GHz. Los colores indican (con el mismo código utilizado en el apartado 3.4) si se ha cumplido el objetivo establecido o no. Para determinar si se ha cumplido el objetivo se ha analizado minuciosamente la respuesta de los diseños en toda la banda de interés.

	S11(dB)	S12(dB)	S13(dB)	S14(dB)	S23(dB)	S32(dB)	S42(dB)	S43(dB)	S44(dB)	Error en reflexión (GHz)
Un acoplador con líneas de transmisión	-25.07	-9.81	-17.2	-0.71	-0.71	-0.71	-17.2	-9.809	-25.07	0.002
Dos acopladores con líneas de transmisión	-27.85	-10.24	-29.98	-1.042	-41.42	-41.42	-29.98	-10.24	-27.85	0
Dos acopladores con SMD	-30.61	-10.73	-25.45	-1.355	-51.68	-51.68	-28.47	-10.73	-22.08	0.001
Dos acopladores con SMD y sensor	-22.37	-10.76	-29.64	-1.329	-54.67	-54.67	-28.36	-10.76	-33.5	0

**Tabla 4.2 Resumen resultados simulaciones EM**

Comparando la tabla 4.2 con la tabla 3.2 se puede apreciar cómo tras la optimización electromagnética los parámetros S de los diseños han variado significativamente.

En el caso de la configuración de dos acopladores con líneas de transmisión, los resultados obtenidos han mejorado respecto a la simulación circuital. Es de esperar que este circuito sea el que mejor respuesta tenga en el sistema de caracterización de materiales objeto de este TFG.

En la aproximación de dos acopladores con componentes concentrados, se puede observar que ha empeorado su comportamiento ligeramente respecto a su simulación circuital. Cabe destacar que la solución en la que se incluye el sensor integrado en el mismo PCB ha obtenido mejores resultados que la aproximación que no la incluye, convirtiéndola en una posible solución muy interesante.

Finalmente, la solución que peores resultados ha obtenido ha sido la de un acoplador implementado con elementos distribuidos. A pesar de ser la que peor resultados ha obtenido, sus reducidas dimensiones le otorgan una gran ventaja respecto al resto de propuestas.

Con base en estos resultados puede preverse que la solución que mejor se adaptará al sistema de caracterización de materiales será la diseñada con dos acopladores direccionales con elementos distribuidos, siguiéndole de cerca la solución con dos acopladores con elementos concentrados y el sensor.

En el siguiente apartado se analizan y comparan los resultados obtenidos experimentalmente tras la fabricación de estos circuitos. Finalmente, con estos resultados se tomará la decisión de qué circuito se adapta mejor al sistema.

## Capítulo 5. Fabricación y medidas experimentales

Una vez recibidos los componentes y las PCBs en el laboratorio se procede a su ensamblado y validación experimental.

### 5.1 Proceso de ensamblado

El primer paso ha sido inspeccionar minuciosamente las PCBs recibidas en busca de algún posible defecto de fabricación. El fabricante envía cinco copias idénticas de los circuitos dado que es posible fabricar múltiples réplicas en un mismo panel. A continuación, se muestra una fotografía de las distintas PCBs recibidas.

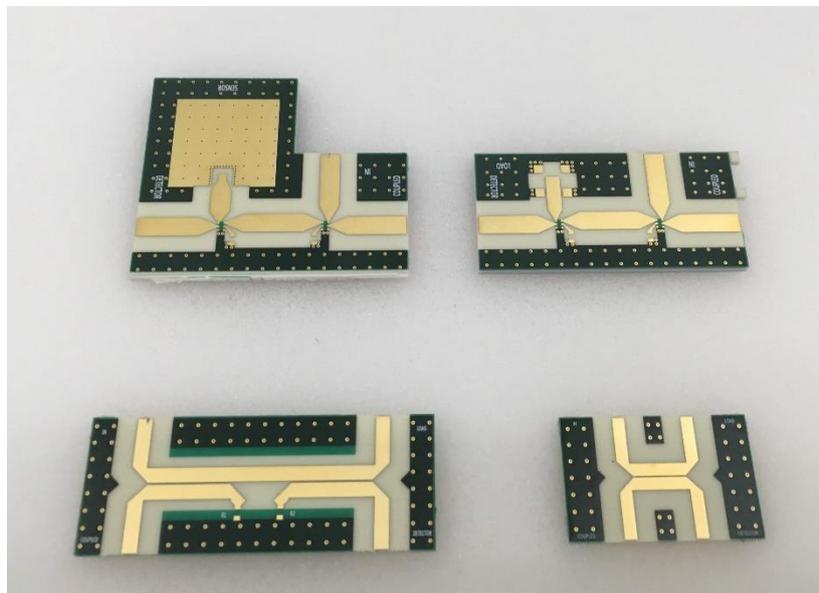
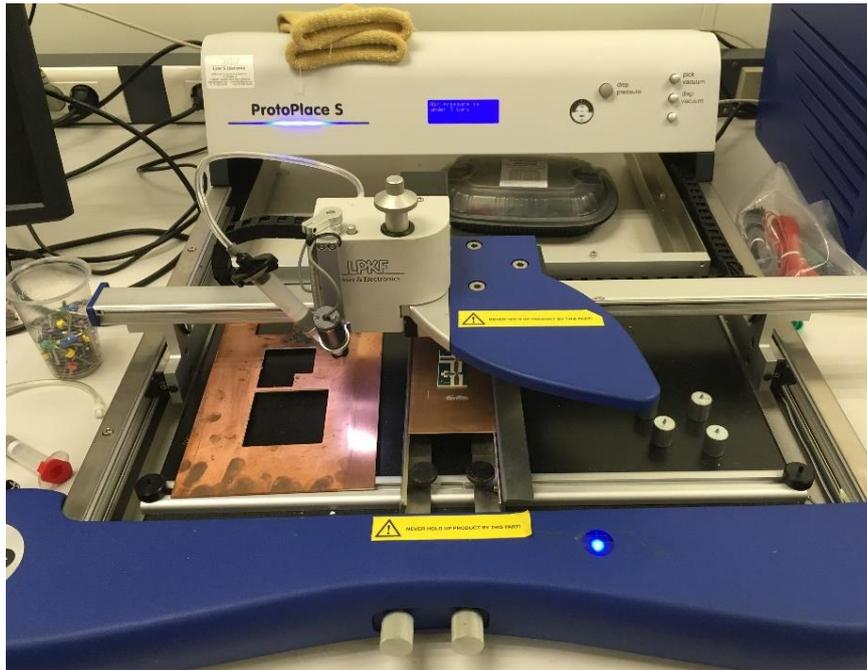


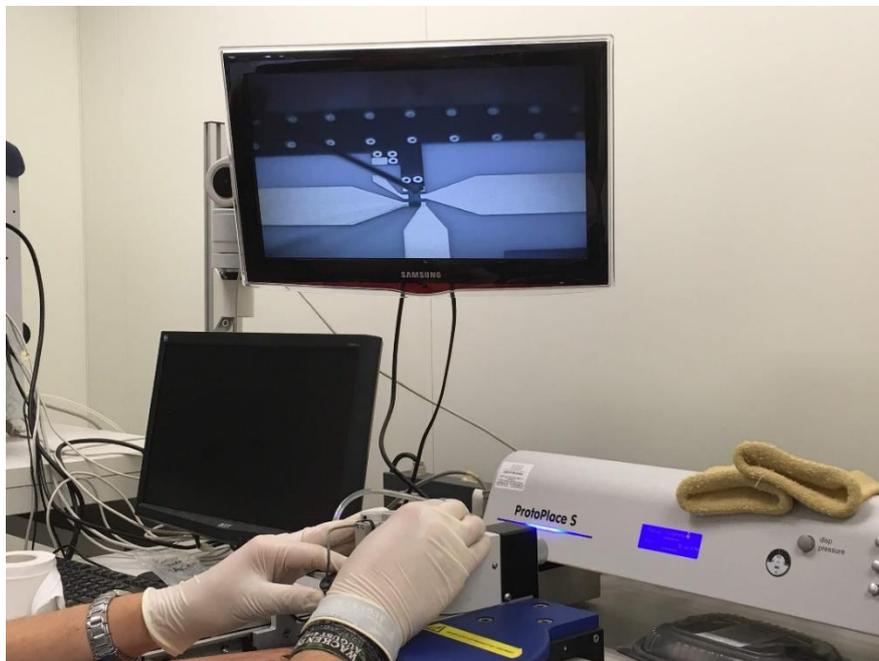
Figura 5.1. PCBs de los diseños

El siguiente paso es el del ensamblado de componentes. Para soldar los componentes a la PCB de forma precisa se ha utilizado una máquina de “Pick & Place” semiautomática.



**Figura 5.2. Máquina Pick & Place ProtoPlace S**

Con la ayuda de esta máquina se deposita pasta de soldadura en los pads a los que irán conectados los componentes. Una vez puesta la pasta, se sitúa el componente concentrado en el lugar diseñado. En la siguiente imagen se puede observar con más detalle cómo se deposita la pasta de soldadura sobre los pads de la PCB.



**Figura 5.3. Ensamblado de PCB con máquina Pick & Place**

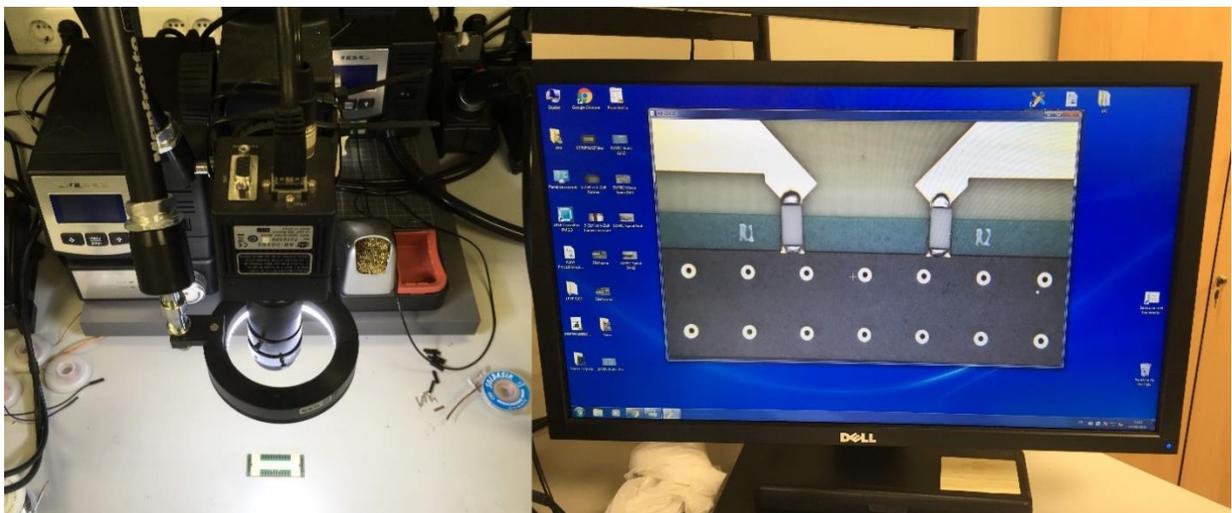
A continuación, se introduce la PCB en un horno para fundir la pasta de soldadura y que queden soldados los componentes.



**Figura 5.4. Horno de ensamblado de PCB**

Para la correcta soldadura de componentes, el horno debe seguir una curva de temperatura específica. Esta curva está establecida en la hoja de características de la pasta de soldadura utilizada.

Tras finalizar el horneado se comprueba minuciosamente la calidad de las soldaduras. Con un multímetro se comprueba que las conexiones estén correctamente realizadas.



**Figura 5.5. Cámara para examinar el circuito**

Finalmente, tras el ensamblado, los circuitos diseñados y fabricados quedan como se muestra en las siguientes imágenes.

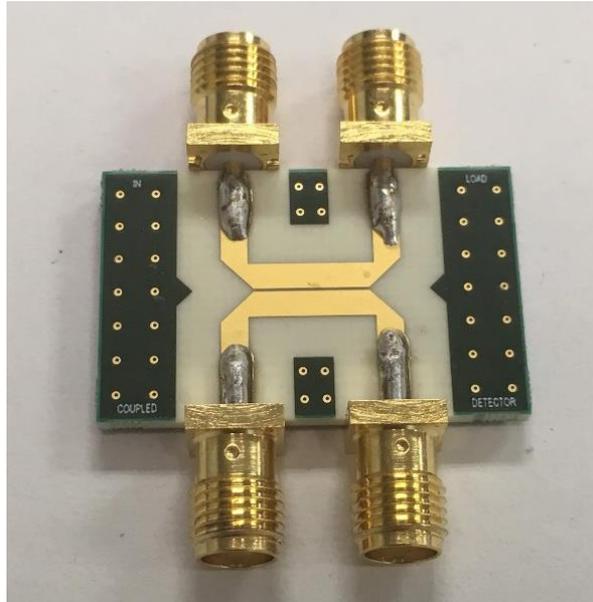


Figura 5.6. Circuito con acoplador direccional con líneas de transmisión

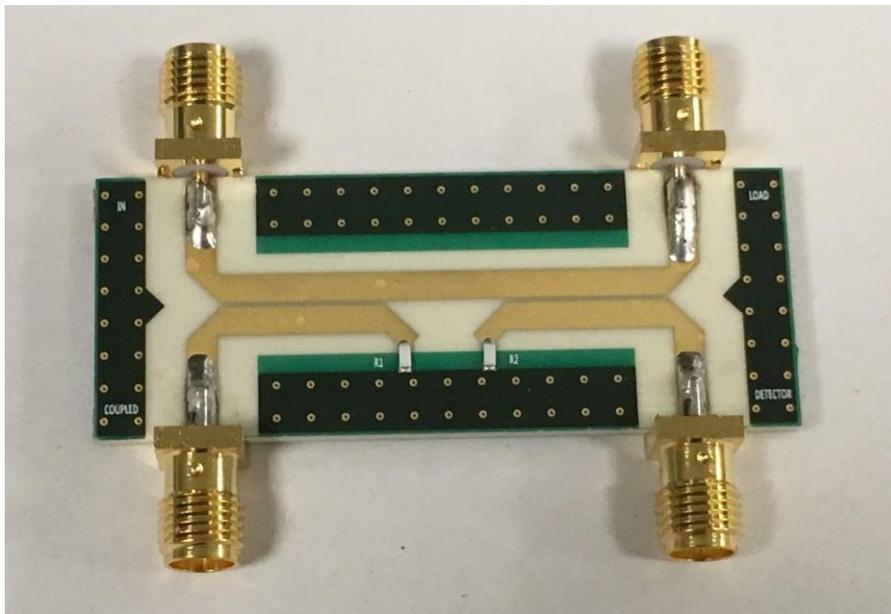


Figura 5.7. Circuito con dos acopladores direccionales con líneas de transmisión

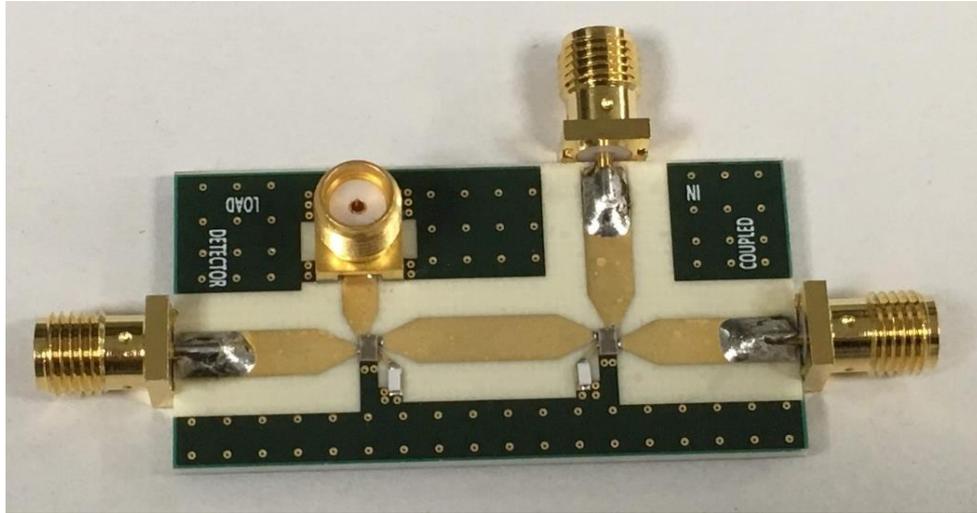


Figura 5.8. Circuito con dos acopladores direccionales con componentes concentrados

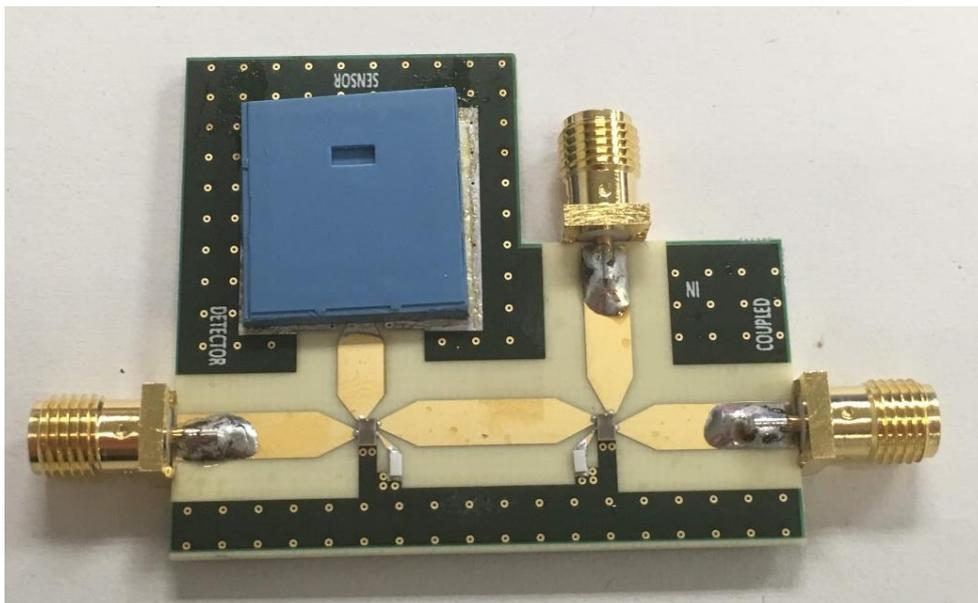


Figura 5.9. Circuito con dos acopladores direccionales con componentes concentrados y sensor

## 5.2 Instrumentación de medida

Para caracterizar los circuitos realizados, se ha utilizado un analizador de redes vectorial (VNA).

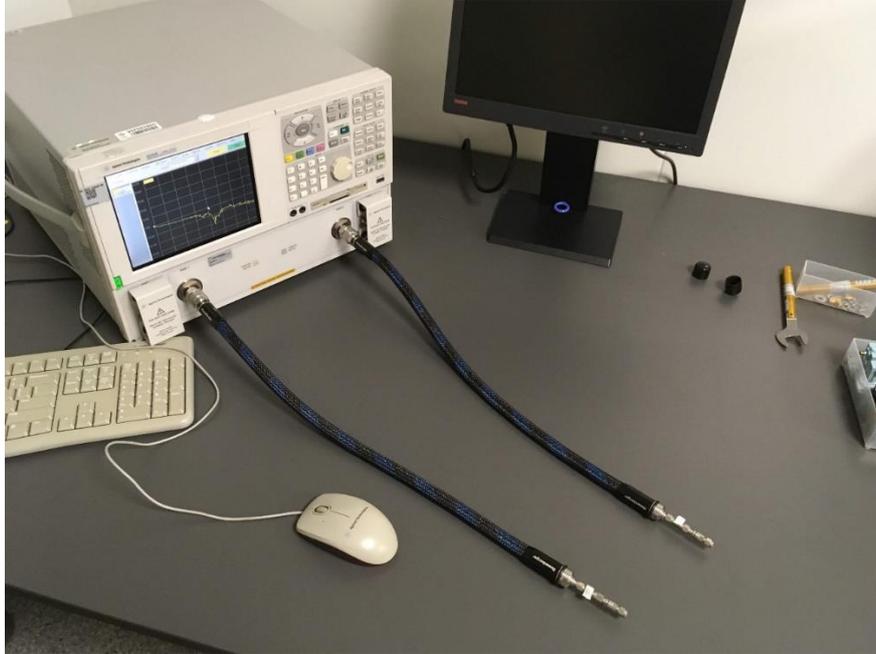


Figura 5.10. Analizador de redes vectorial (VNA)

Para una medida precisa, es necesario calibrar previamente el analizador de redes. Para ello se ha hecho uso del kit de calibración 85052C.



Figura 5.11. Kit de calibración del VNA

Por otro lado, para validar el funcionamiento de los diseños se ha utilizado un generador de señales de RF y un analizador de espectros.

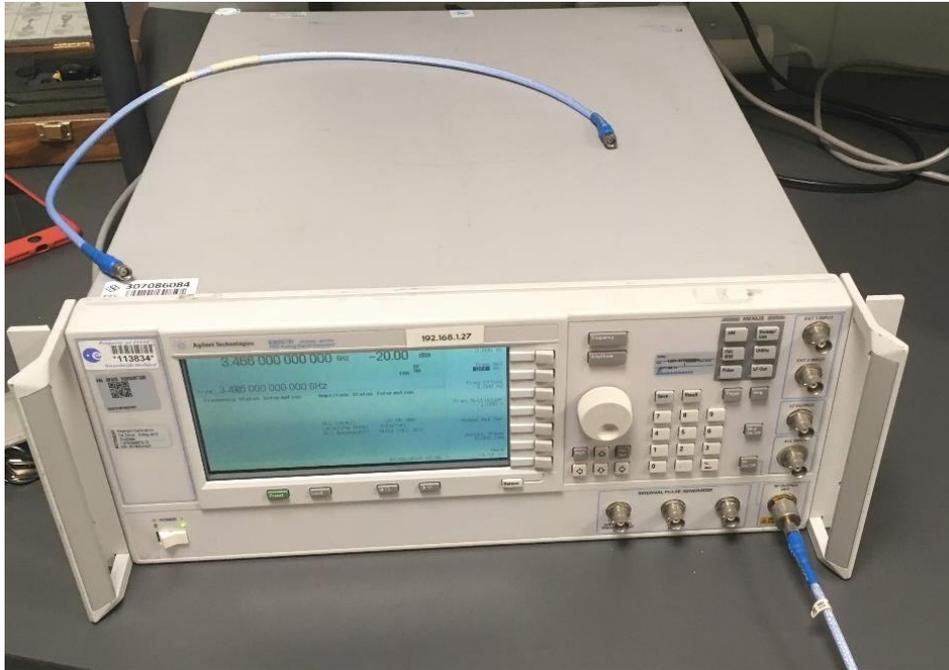


Figura 5.12. Generador de señales Agilent E8257D

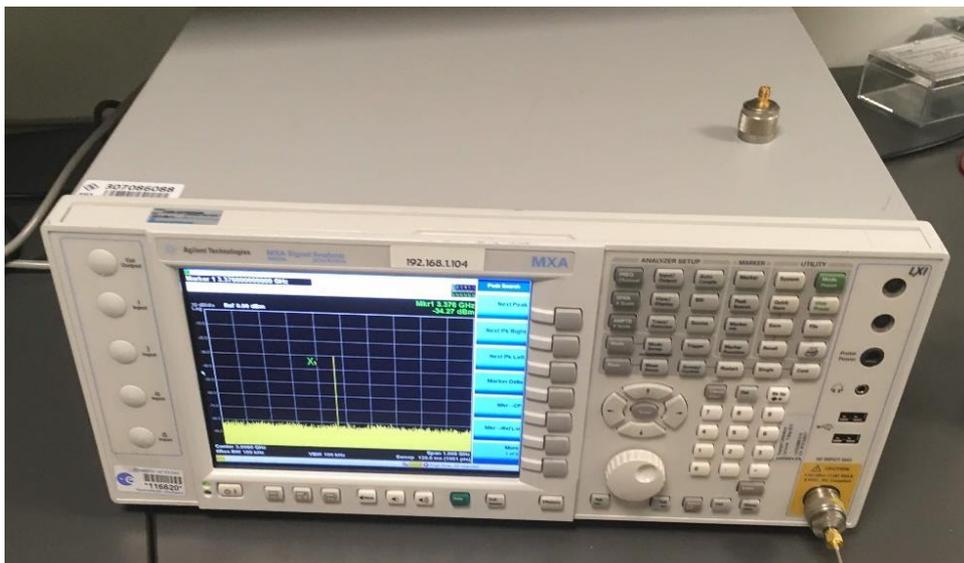


Figura 5.13. Analizador de espectros Agilent MXA

### 5.3 Medida de parámetros S

Para la realización de las medidas de los parámetros S, se han conectado los dos puertos del VNA a dos puertos del circuito a caracterizar y los puertos restantes del circuito se han conectado a unas impedancias de 50 Ohmios. Se ha repetido este proceso con el resto de los puertos del circuito, para todos los circuitos.

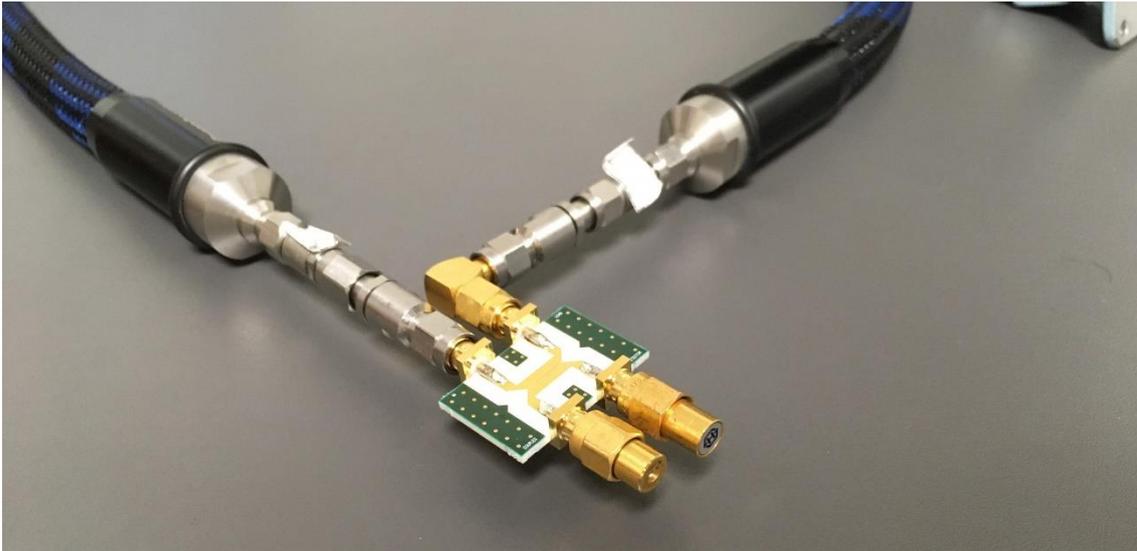


Figura 5.14. Circuito conectado a VNA

### 5.4 Comparación de los parámetros S reales y simulados

Se han comparado los resultados obtenidos en el laboratorio con los obtenidos en las simulaciones. De esta comparación se podrá deducir si los circuitos diseñados funcionarán en el sistema de caracterización de materiales o no. En caso de que no funcionen se podrá obtener información de por qué sucede esto.

#### 5.4.1 Reflectómetro con un acoplador direccional con líneas de transmisión

El primer circuito comparado es el reflectómetro diseñado con un acoplador direccional con líneas de transmisión. Este diseño no incluye ningún componente concentrado, con lo cual es el circuito que menos incertidumbre tiene y previsiblemente los resultados experimentales se asemejarán mucho a los simulados.

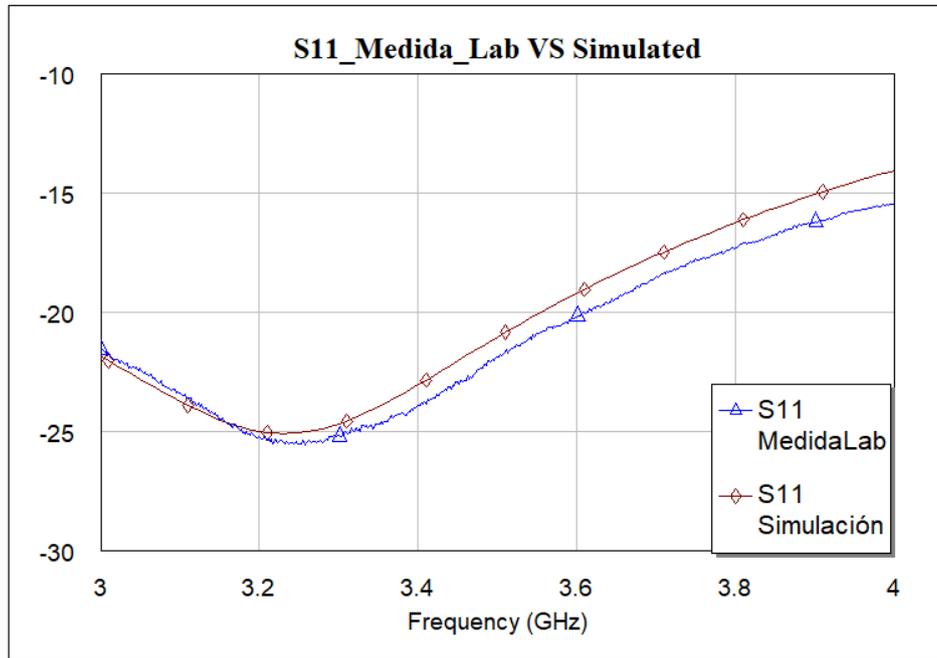


Figura 5.15. Parámetro S11 real y simulado

Se puede observar en la gráfica que las pérdidas de retorno, el parámetro S11, son muy similares tanto en los resultados obtenidos experimentalmente como en los obtenidos mediante simulación.

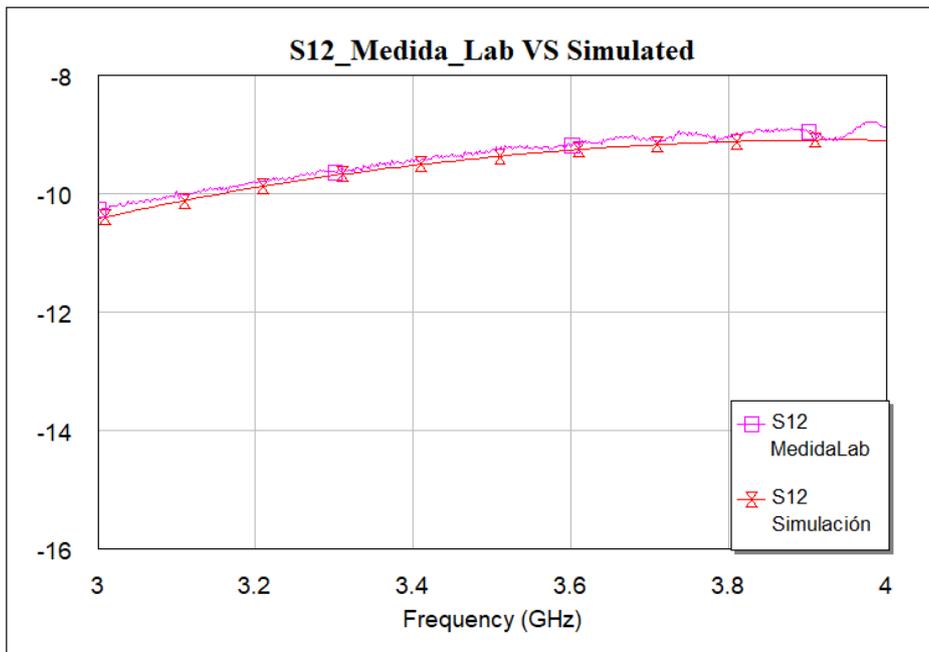


Figura 5.16. Parámetro S12 real y simulado

Los resultados del parámetro S12, es decir el factor de acoplo, son muy similares. La respuesta experimental se mantiene en torno a los -10 dB en la banda de 3 a 4 GHz, con lo cual es de esperar que el circuito diseñado tenga un comportamiento correcto en esta banda.

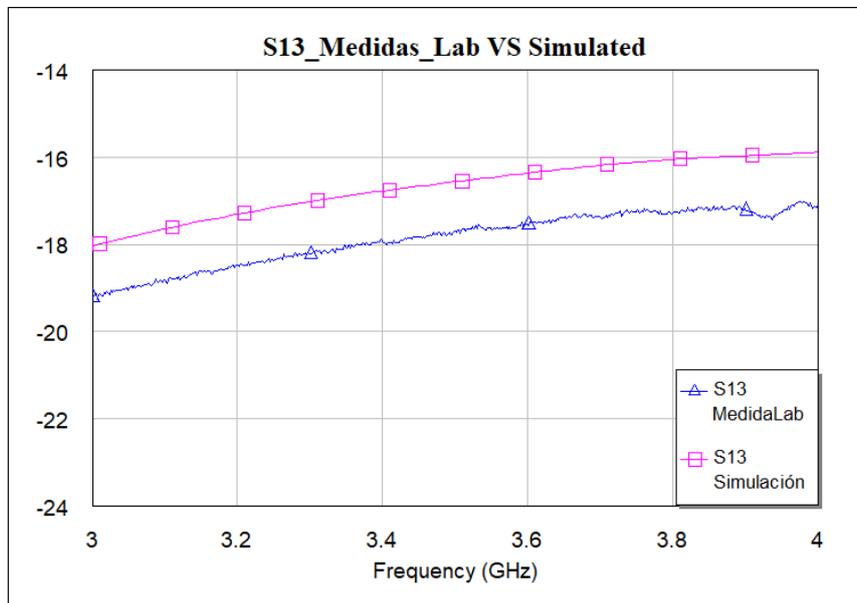


Figura 5.17. Parámetro S13 real y simulado

La respuesta experimental obtenida para el parámetro S13 es incluso mejor que la simulada. Obtenemos un aislamiento siempre por debajo de -17 dB a diferencia de lo obtenido en la respuesta simulada.

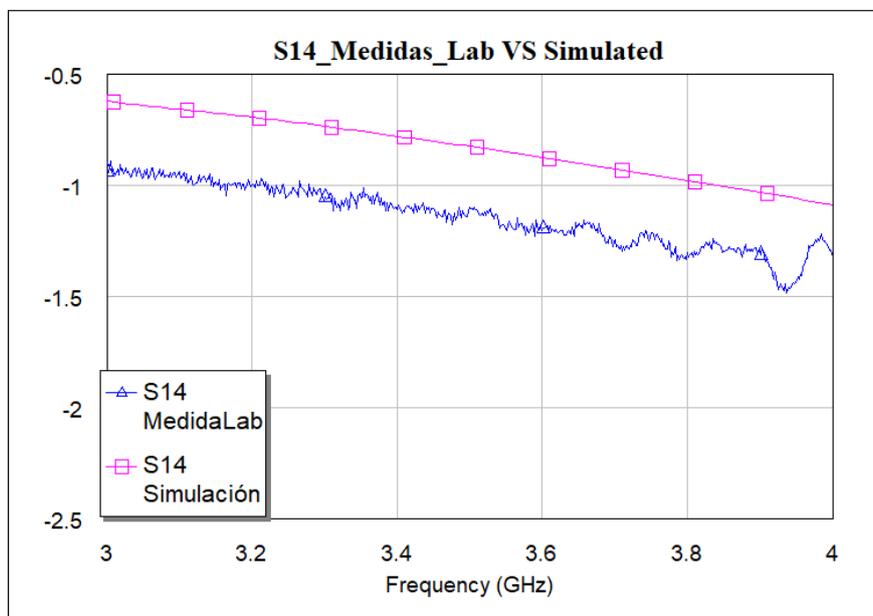


Figura 5.18. Parámetro S14 real y simulado

Las pérdidas de inserción, o parámetro S14, son ligeramente peores en la respuesta experimental en comparación con la respuesta simulada. A pesar de ello y teniendo en cuenta los resultados obtenidos en el resto de los parámetros S es de esperar que este diseño cumpla correctamente con la aplicación para la que ha sido diseñado.

### 5.4.2 Reflectómetro con dos acopladores direccionales con líneas de transmisión

El siguiente circuito comparado es el reflectómetro diseñado con dos acopladores direccionales con líneas de transmisión. Las siguientes gráficas muestran la comparación de los parámetros S obtenidos.

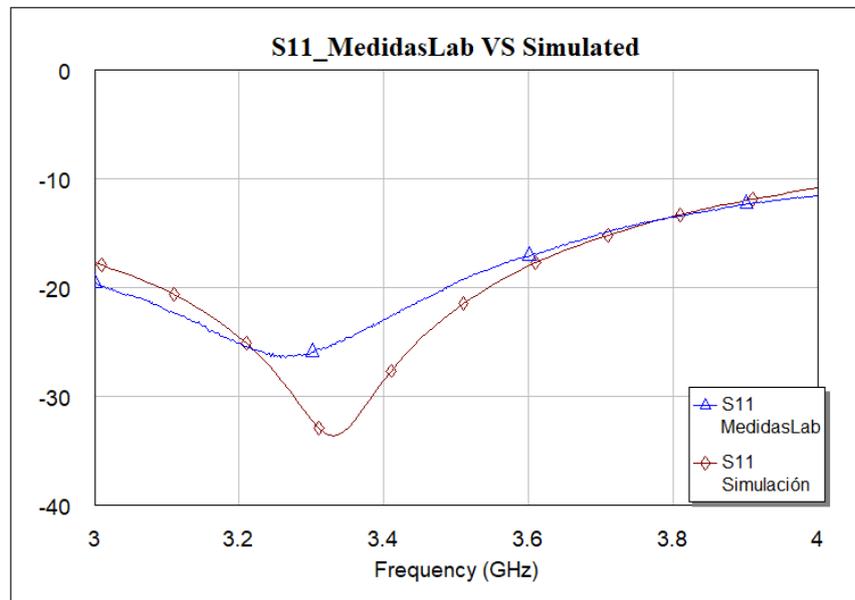


Figura 5.19. Parámetro S11 real y simulado

En la Figura 5.19 se puede observar cómo las pérdidas de retorno, parámetro S11, son peores en los resultados obtenidos experimentalmente. El mínimo es mayor y está desplazado ligeramente a frecuencias inferiores. A pesar de ello mantiene -15 dB hasta los 3.7 GHz, por ello es de esperar que su funcionamiento sea adecuado.

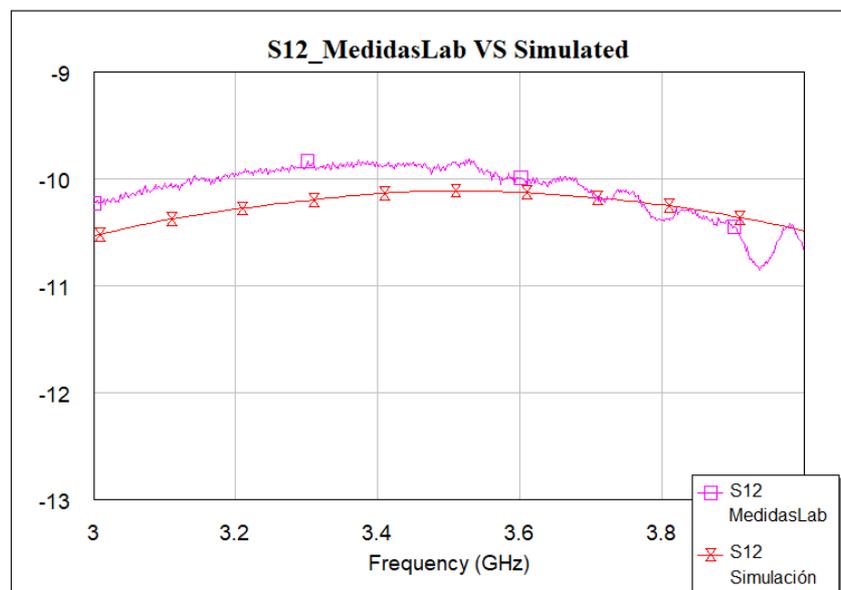


Figura 5.20. Parámetro S12 real y simulado

En la Figura 5.20 puede verse algo similar a lo ocurrido para el parámetro S11 (Figura 5.19). La respuesta experimental parece estar desplazada ligeramente a frecuencias inferiores, a pesar de ello obtiene unos resultados adecuados para la aplicación.

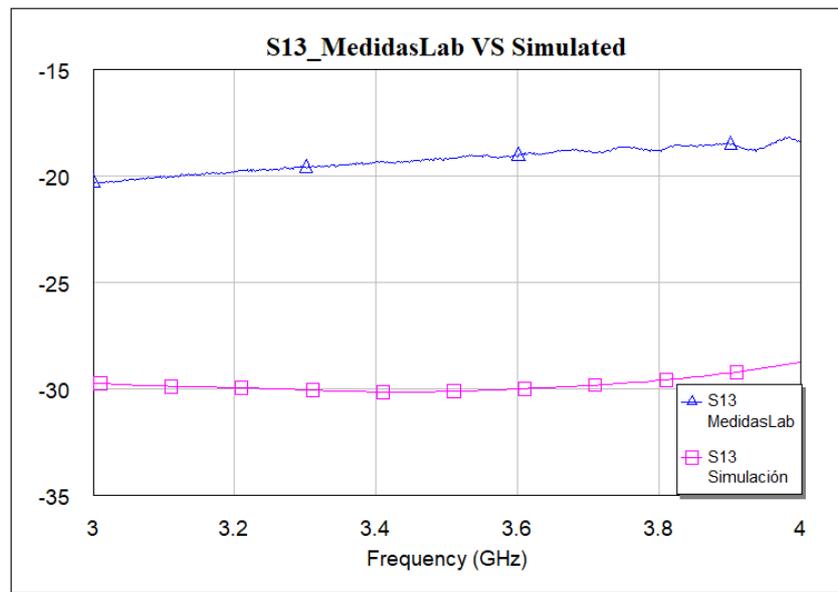


Figura 5.21. Parámetro S13 real y simulado

El parámetro S13, o aislamiento, es el que ha salido más perjudicado en los resultados obtenidos experimentalmente. Mientras obteníamos un aislamiento de -30 dB en la simulación, se obtienen valores mayores a -20 dB en los resultados experimentales en la banda de interés.

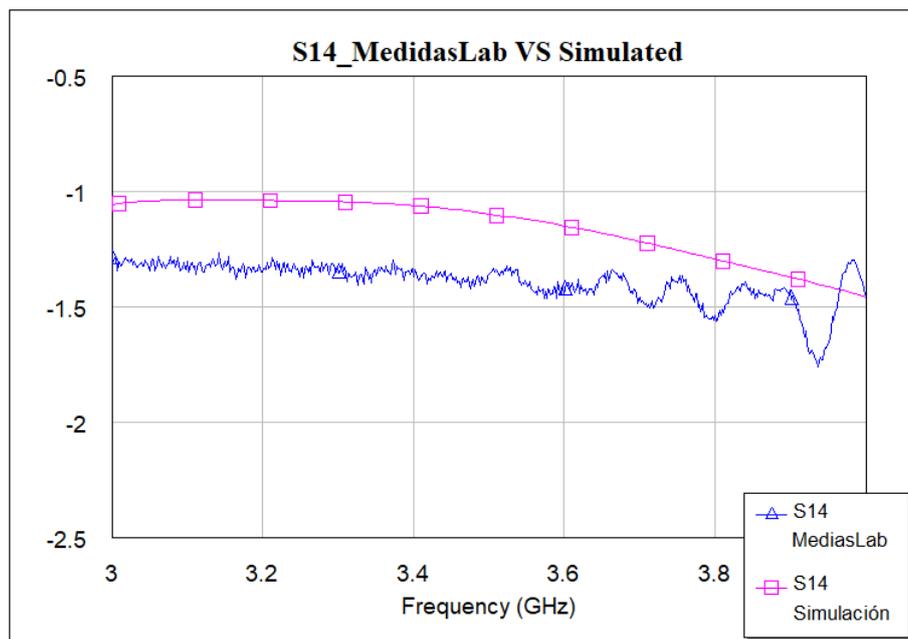


Figura 5.22. Parámetro S14 real y simulado

Finalmente, el parámetro S14 o pérdidas de inserción, obtiene un resultado ligeramente peor en los resultados experimentales respecto a los resultados simulados.

A pesar de que este diseño obtenía mejores resultados en la simulación respecto a la aproximación con un solo acoplador direccional, sus resultados experimentales son ligeramente peores. Teniendo en cuenta que este circuito es más grande, más complejo y obtiene peores resultados, parece evidente que no será la opción más interesante para nuestro sistema, aunque esto se comprobará más adelante, en la validación experimental.

### 5.4.3 Reflectómetro con dos acopladores direccionales con elementos concentrados

Finalmente se ha comparado el reflectómetro diseñado con dos acopladores direccionales de la marca Anaren.

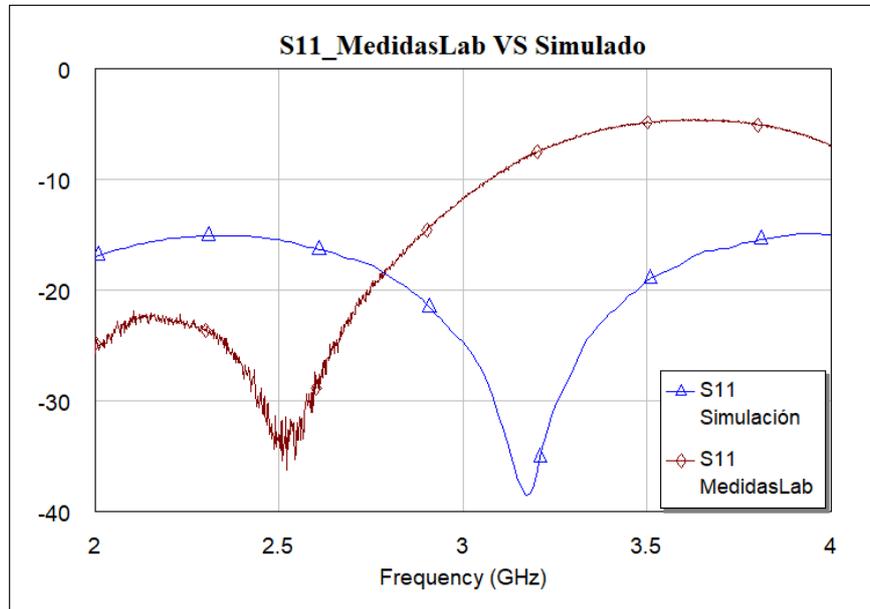


Figura 5.23. Parámetro S11 real y simulado

En la Figura 5.23 se observa cómo la forma de la curva del resultado experimental del parámetro S11 es muy similar al obtenido en la simulación. La curva obtenida experimentalmente está drásticamente desplazada a frecuencias más bajas, de esta forma se obtienen unos resultados intolerables en la banda de interés.

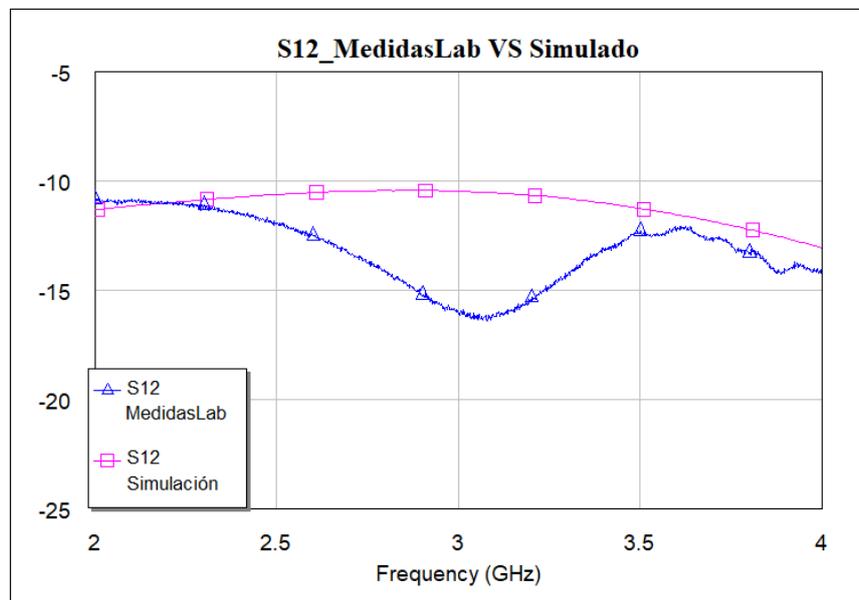


Figura 5.24. Parámetro S12 real y simulado

En el caso del parámetro S12, los resultados obtenidos experimentalmente difieren en gran medida con los obtenidos en la simulación. A pesar de ello, al igual que pasaba antes, se observa que la respuesta es aceptable en frecuencias más bajas.

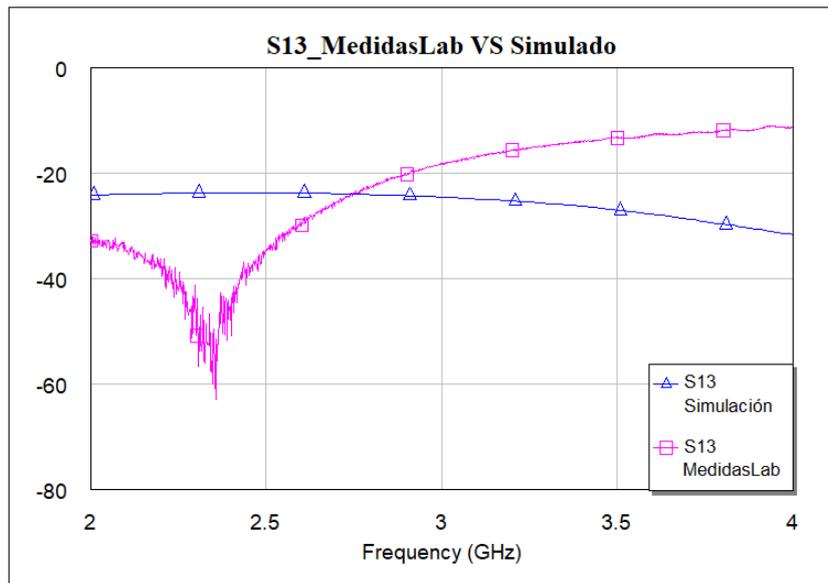


Figura 5.25. Parámetro S13 real y simulado

Como se puede observar en la Figura 5.25 ambos resultados difieren bastante. Nuevamente en el parámetro S13 obtenemos valores adecuados en frecuencias más bajas en la banda de interés y valores intolerables en la banda de 3 a 4 GHz.

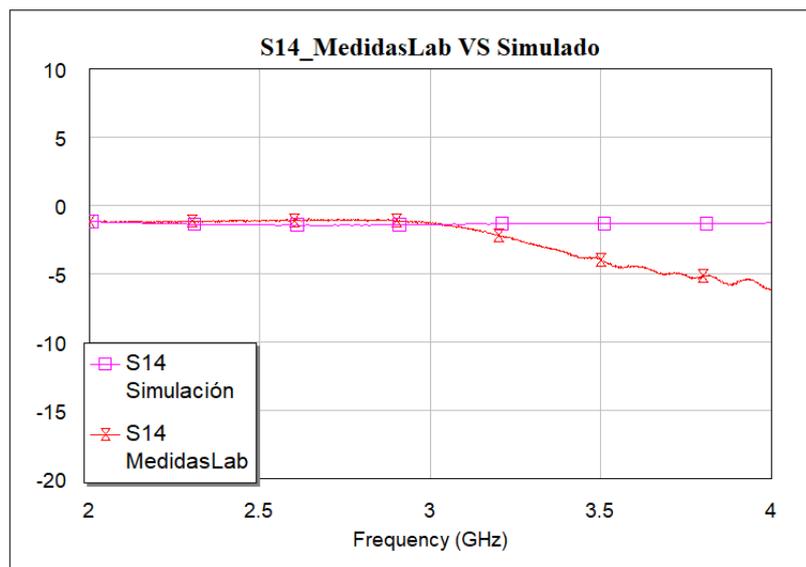


Figura 5.26. Parámetro S14 real y simulado

Al igual que sucedía con el resto de los parámetros S, los resultados experimentales no coinciden con los resultados simulados. De la misma forma que sucedía anteriormente, experimentalmente se obtienen unos resultados adecuados en frecuencias más bajas a la banda de interés.

Tras la comparación de los valores experimentales con los simulados, queda claro que este diseño no funcionará en la aplicación deseada. Curiosamente sí que funcionaría si el sensor trabajara en la banda de 2 a 3 GHz. Esto puede ser debido a que el componente concentrado funciona de una forma diferente a la esperada.

Teniendo en cuenta que el último diseño era igual que este, pero incluyendo el sensor en la misma PCB, queda claro que tampoco funcionará en el sistema de detección de materiales.

## 5.5 Validación experimental

Tras obtener los parámetros S de los diseños fabricados se ha llegado a la conclusión de que los únicos diseños que funcionarán son los diseñados con líneas de transmisión. Por ello en este último apartado se procede a validarlos experimentalmente y comprobar así si funcionarán en el sistema para el que se han diseñado.

La validación experimental se ha realizado de la siguiente forma:

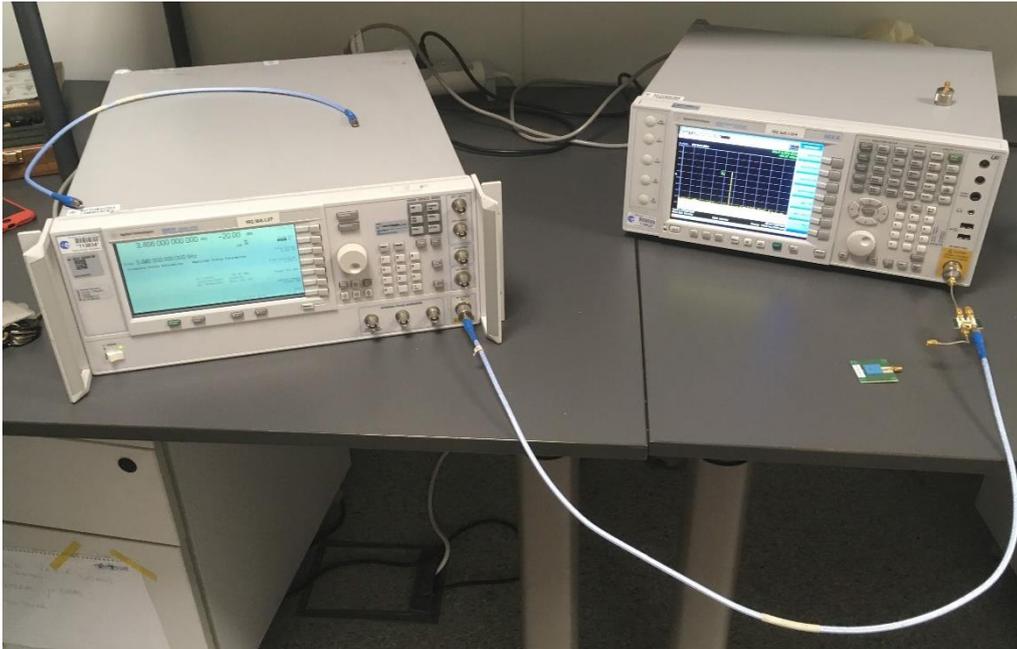


Figura 5.27. Sistema validación experimental

La Figura 5.27 muestra el sistema de medida para la validación experimental de los circuitos.

En primer lugar, se ha conectado un generador de señales en el puerto 1, la entrada del circuito a validar, mientras que el puerto 4 del circuito se ha conectado el sensor.

Por otra parte, el puerto acoplado de la entrada, el puerto 2, se ha conectado a una impedancia de 50 Ohmios. No será necesario medir la señal de entrada, ya que será la que genere el generador de señales, al ser instrumentación de laboratorio esta señal es muy estable.

Por último, el puerto 3, el puerto acoplado del sensor, está conectado al analizador de espectros. En el analizador de espectros se medirá por tanto la potencia reflejada por el sensor, atenuada por el factor de acoplamiento del circuito. Con el generador de señales, se realizará un barrido de frecuencia en la banda de 3 a 4 GHz. La frecuencia en la que el sensor refleje menos potencia será la frecuencia de resonancia.

Estas medidas se realizarán con el sensor cargado de diferentes materiales. Se ha decidido utilizar este sistema de validación ya que se aproxima a la aplicación real del circuito. En el sistema completo de caracterización de materiales, el generador de señales es sustituido por un oscilador controlado por voltaje (VCO) y el analizador de espectros por un par de detectores de potencia.



Figura 5.28. Colocación del material en cavidad del sensor

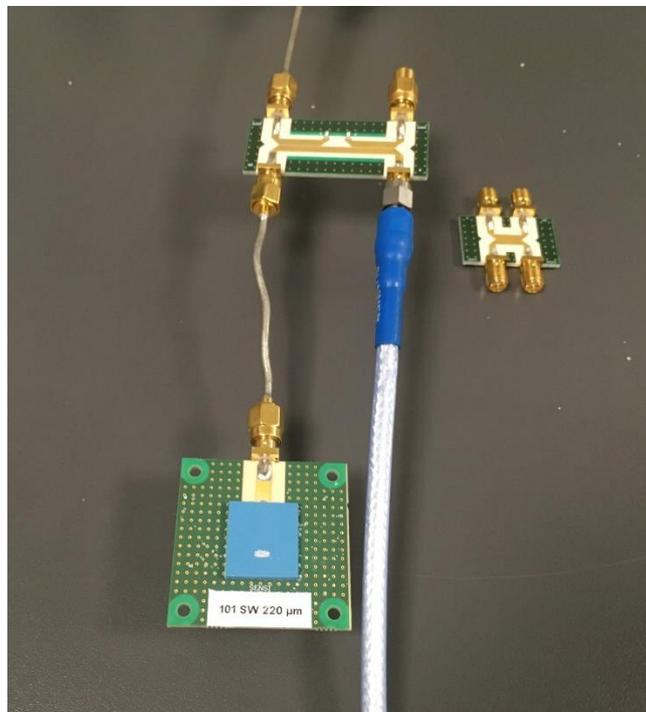


Figura 5.29. Sensor cargado con material a caracterizar

### 5.5.1 Reflectómetro con un acoplador direccional con líneas de transmisión

#### 5.5.1.1 Sensor cargado con aire

Para el sensor cargado con aire los resultados obtenidos son los siguientes:

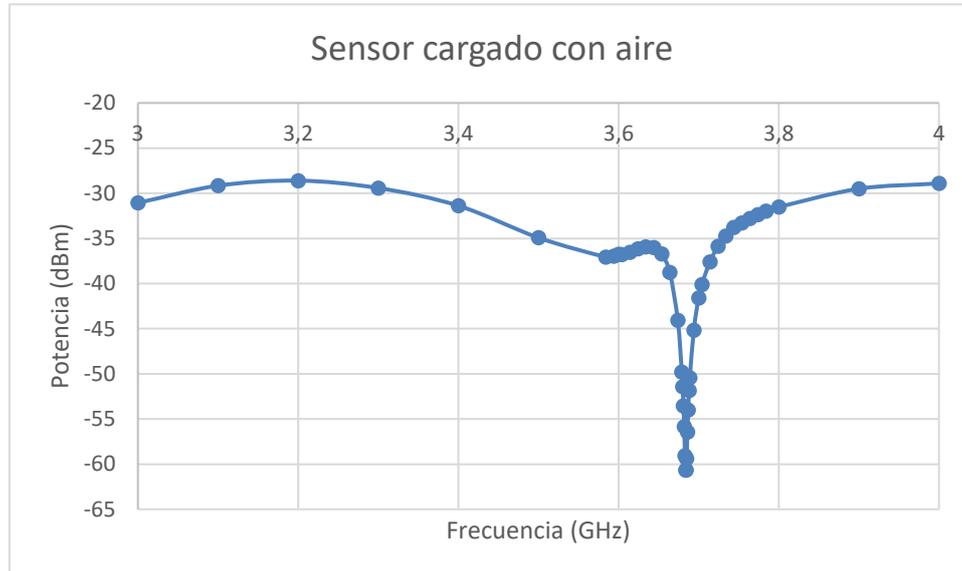


Figura 5.30. Respuesta de circuito con el sensor cargado con aire

La frecuencia de resonancia hallada está en 3.684 GHz

#### 5.5.1.2 Sensor cargado con agua

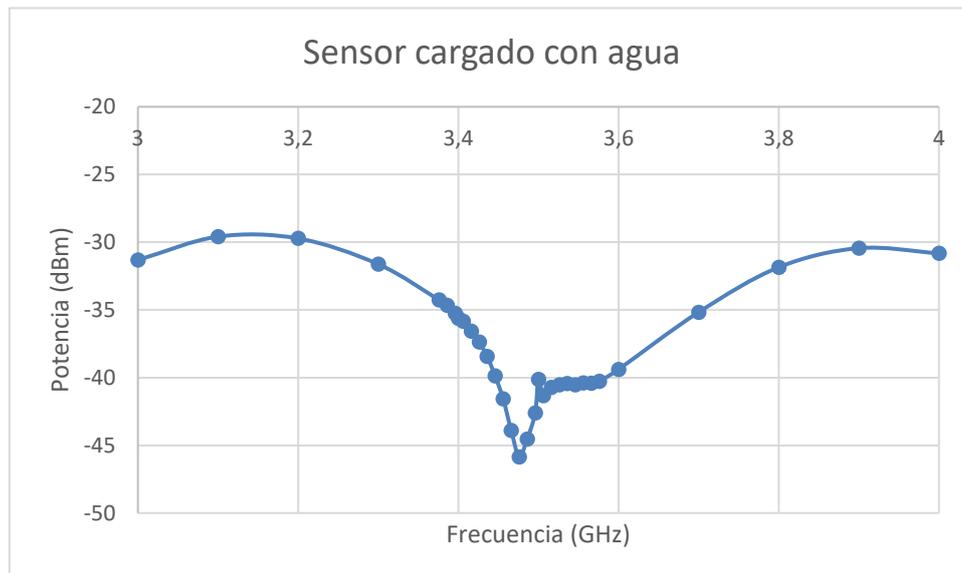


Figura 5.31. Respuesta circuito con el sensor cargado con agua

La frecuencia de resonancia hallada está en 3.476 GHz

### 5.5.1.3 Sensor cargado con Sal

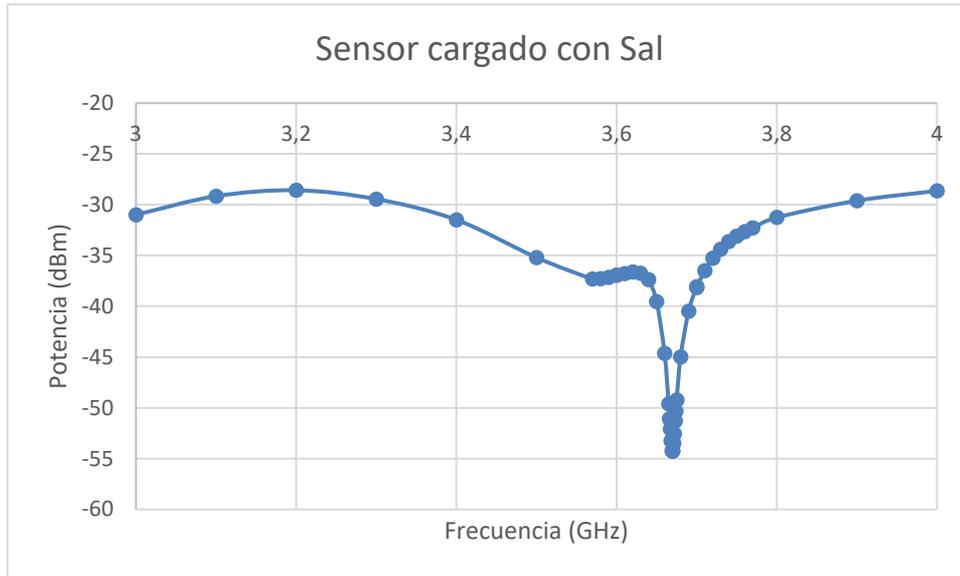


Figura 5.32. Respuesta circuito con el sensor cargado con sal

La frecuencia de resonancia hallada está en 3.670 GHz

### 5.5.1.4 Sensor cargado con Azúcar

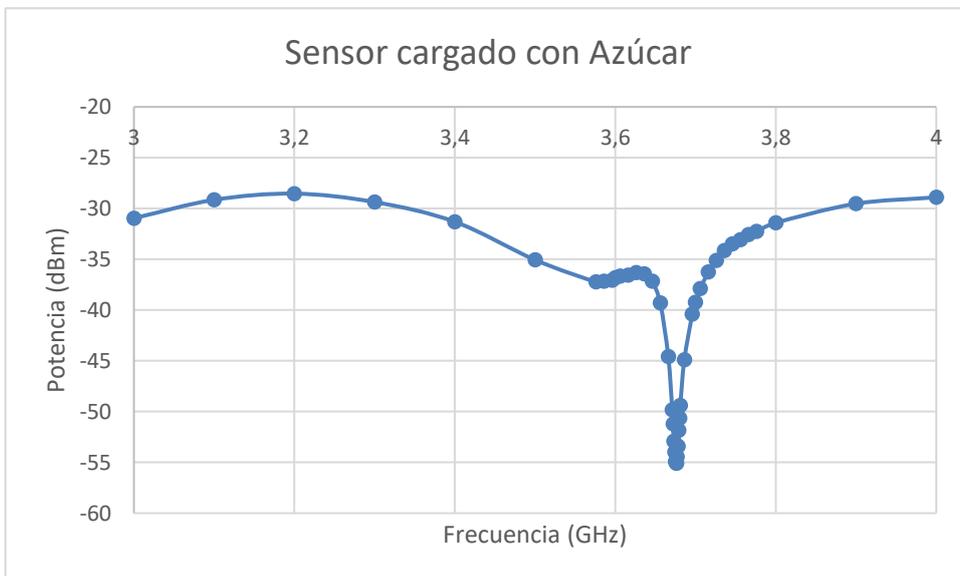


Figura 5.33. Respuesta circuito con el sensor cargado con azúcar

La frecuencia de resonancia hallada está en 3.676 GHz

## 5.5.2 Reflectómetro con dos acopladores direccionales con líneas de transmisión

### 5.5.2.1 Sensor cargado con aire

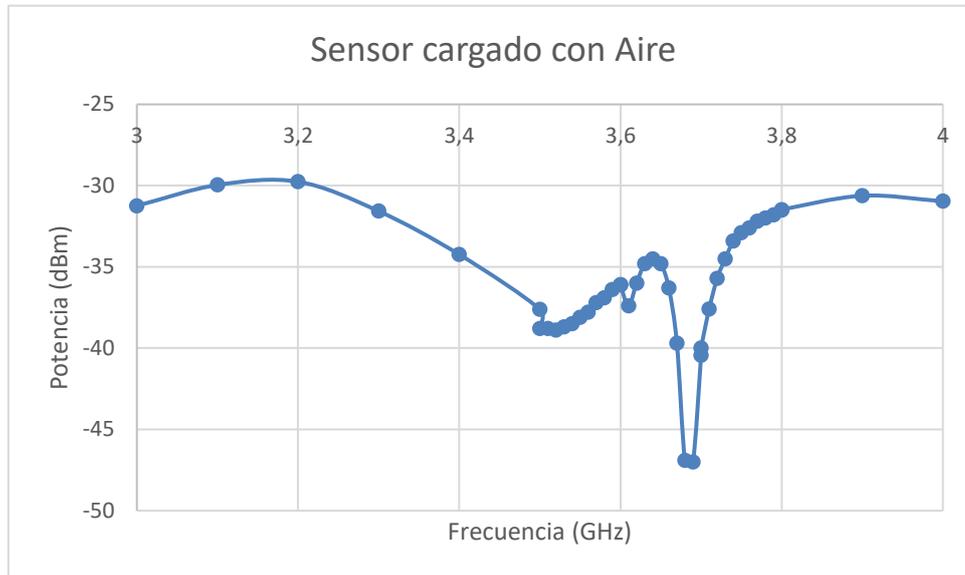


Figura 5.34. Respuesta circuito con el sensor cargado con aire

La frecuencia de resonancia hallada está en 3.683 GHz

### 5.5.2.2 Sensor cargado con agua

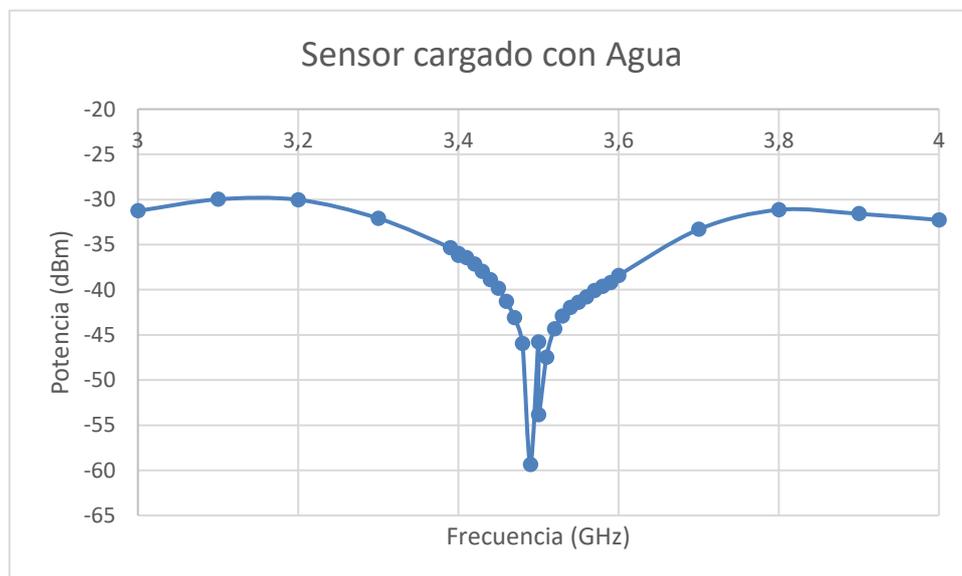


Figura 5.35. Respuesta circuito con el sensor cargado con agua

La frecuencia de resonancia hallada está en 3.490 GHz

### 5.5.2.3 Sensor cargado con sal

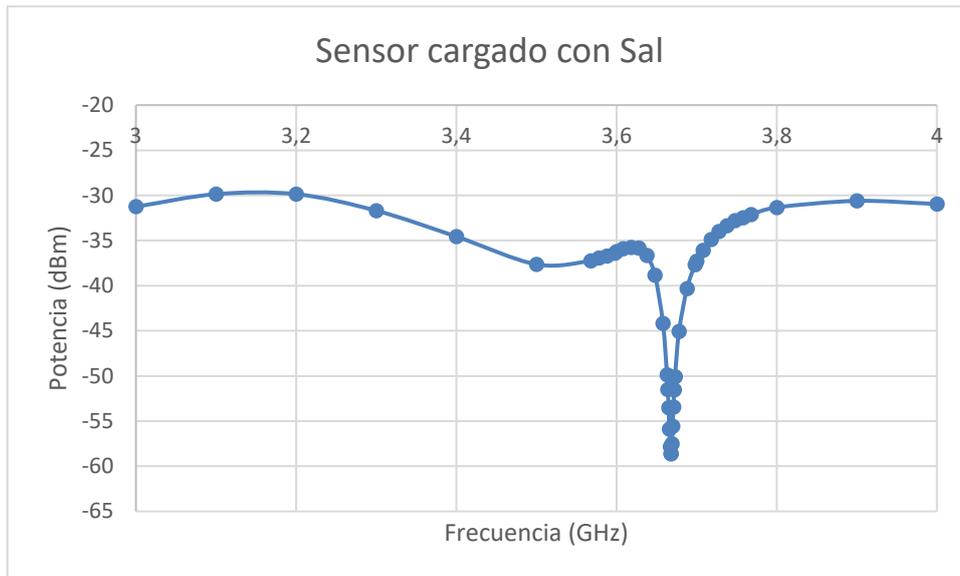


Figura 5.36. Respuesta circuito con el sensor cargado con sal

La frecuencia de resonancia hallada está en 3.668 GHz

### 5.5.2.4 Sensor cargado con azúcar

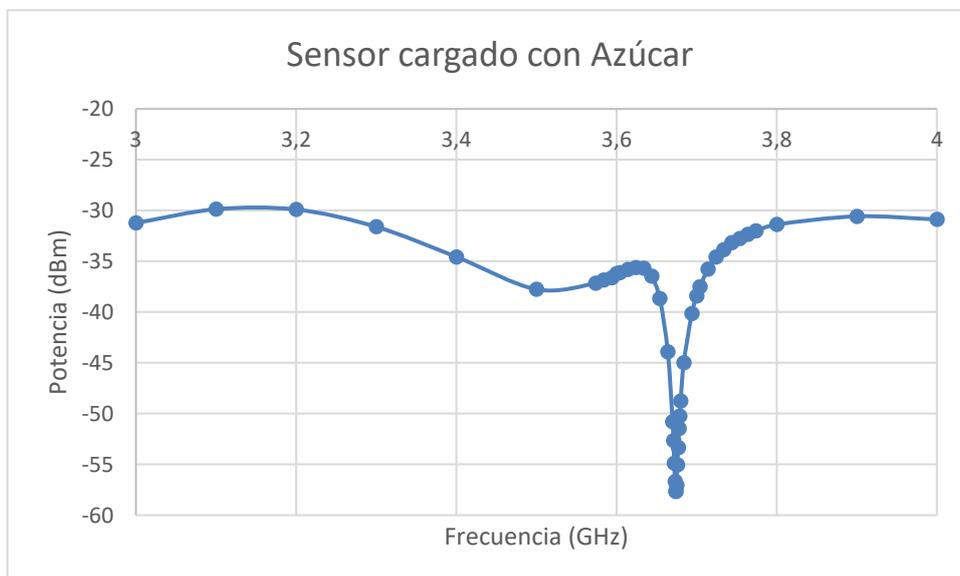


Figura 5.37. Respuesta circuito con el sensor cargado con azúcar

La frecuencia de resonancia hallada está en 3.674 GHz

### 5.5.3 Sensor medido con VNA

Se ha medido la frecuencia de resonancia del sensor con el analizador de redes vectorial. De esta forma se pueden comparar los resultados obtenidos con los circuitos diseñados y con el sensor solo.

#### 5.5.3.1 Sensor cargado con aire

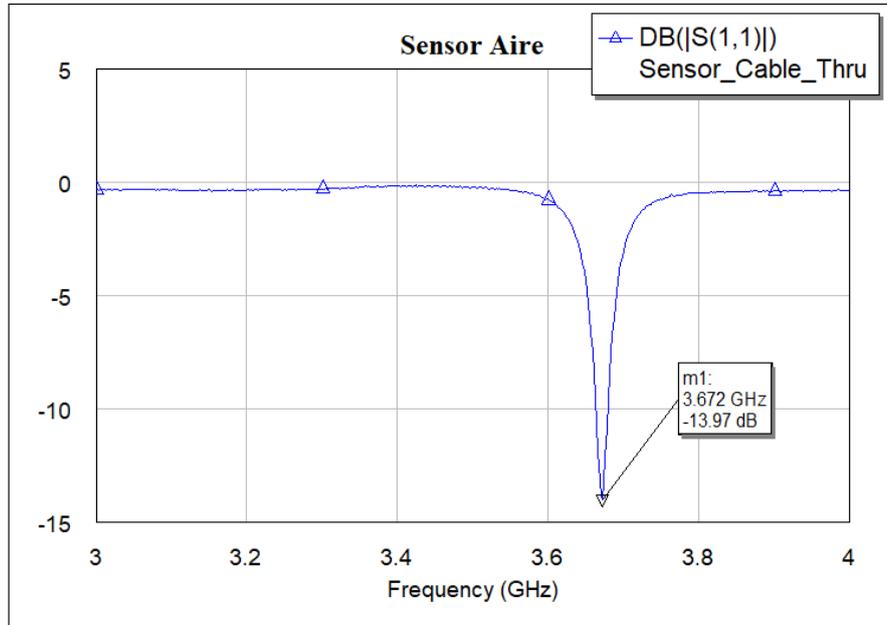


Figura 5.38. Respuesta del sensor cargado con aire

#### 5.5.3.2 Sensor cargado con agua

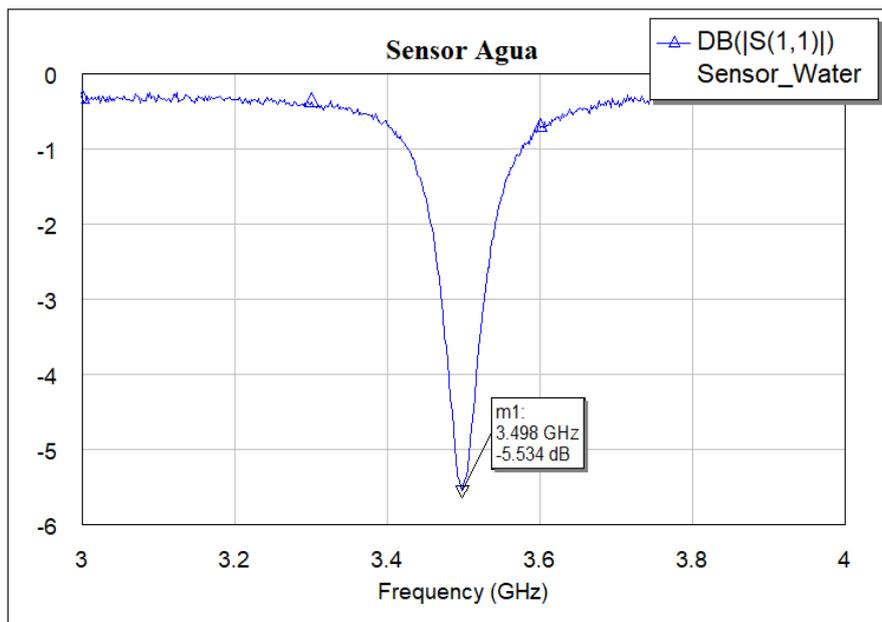


Figura 5.39. Respuesta del sensor cargado con agua

### 5.5.3.3 Sensor cargado con sal

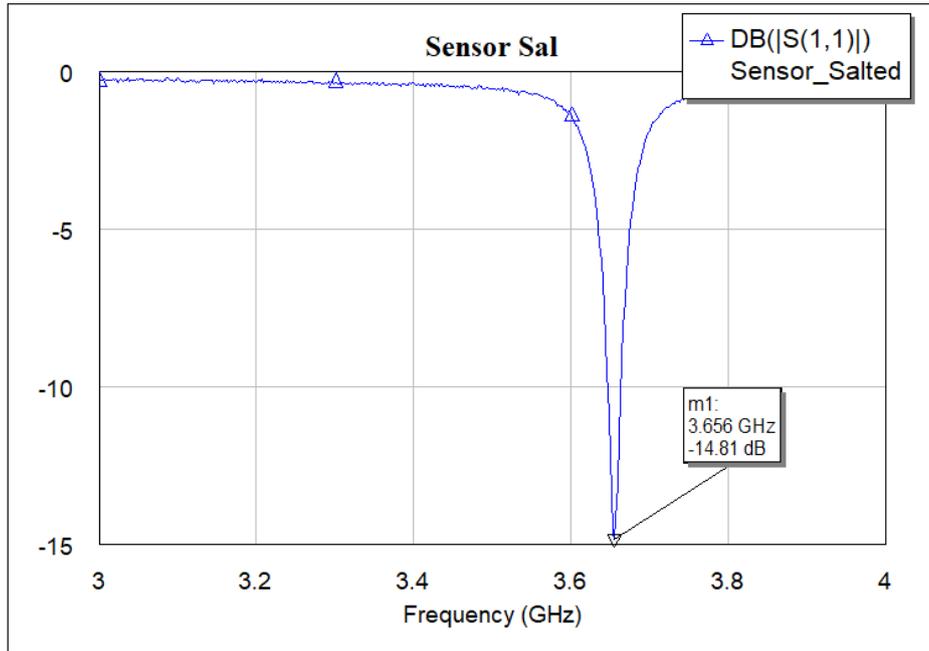


Figura 5.40. Respuesta del sensor cargado con sal

### 5.5.3.4 Sensor cargado con azúcar

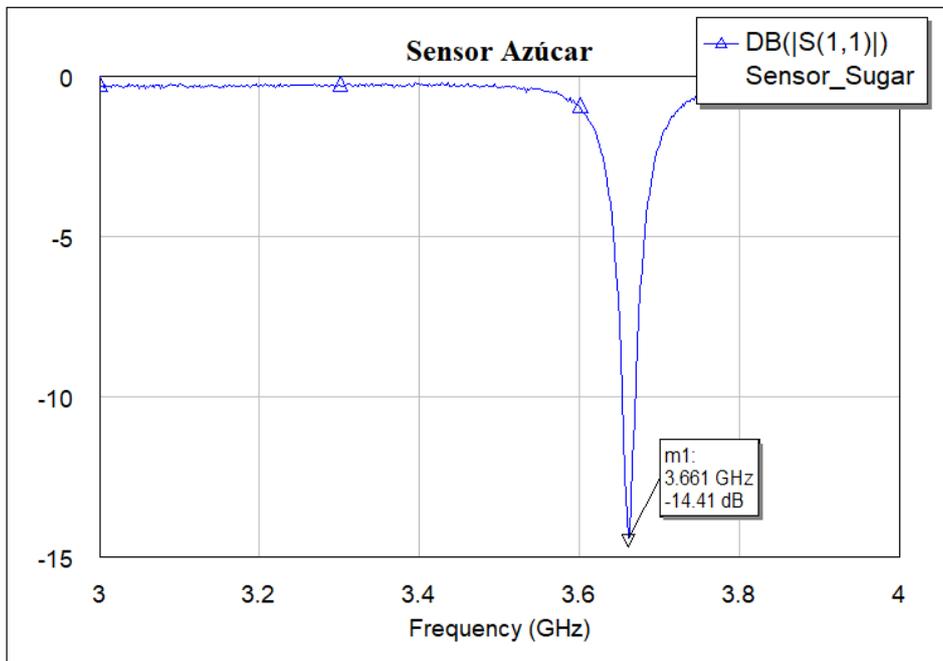


Figura 5.41. Respuesta del sensor cargado con azúcar

#### 5.5.4 Resumen resultados

Con el objetivo de comprobar qué circuito obtiene de forma más precisa la frecuencia de resonancia del sensor, se ha realizado una tabla comparativa de los resultados obtenidos.

Frecuencia de resonancia (GHz)	Sensor	Un acoplador direccional con líneas de transmisión	Dos acopladores direccionales con líneas de transmisión
Aire	3.672	3.684	3.683
Agua	3.498	3.476	3.490
Sal	3.656	3.670	3.668
Azúcar	3.661	3.676	3.674

**Tabla 5.1. Sistema validación experimental**

Ambos circuitos tienen dificultades para encontrar la frecuencia de resonancia de forma precisa, sin embargo, el que más se aproxima es el diseñado con dos acopladores direccionales con líneas de transmisión.

## Capítulo 6. Conclusiones y líneas de desarrollo futuras

### 6.1 Conclusiones

El objetivo principal de este Trabajo de Fin de Grado era el de diseñar, fabricar y validar experimentalmente un reflectómetro escalar en la banda de 3 a 4 GHz.

Este reflectómetro será utilizado en un sistema de caracterización de materiales, es por ello por lo que ha sido necesario un estudio previo del sistema completo. El estudio de este sistema ha permitido determinar las características que debía de cumplir el reflectómetro diseñado.

Una gran limitación de este proyecto ha sido el escaso número de componentes concentrados existentes en el mercado que trabajen correctamente en la banda de frecuencia deseada para esta aplicación. Además de esto, no se ha conseguido que el componente utilizado se comporte según lo especificado por el fabricante en la hoja de características. Esto puede ser debido a que los parámetros S que el fabricante especifica fueron obtenidos bajo unas condiciones que no se han dado en el diseño del reflectómetro de este proyecto.

Sin embargo, a pesar de estas limitaciones, se ha conseguido diseñar, fabricar y validar dos circuitos diferentes que cumplen con la aplicación deseada.

Tras la valoración de todos los resultados se puede concluir que el diseño realizado con un acoplador direccional con elementos distribuidos y el diseño realizado con dos acopladores direccionales con elementos distribuidos se adaptan al sistema de caracterización de elementos.

El circuito con un acoplador direccional con elementos distribuidos obtiene unas dimensiones más reducidas, un coste menor, pero peor precisión respecto al otro circuito. Además, no tiene aislamiento entre los puertos de los detectores de potencia. En este proyecto no se ha podido ver cómo esto puede afectar al sistema, ya que no se disponía de dos detectores de potencia para analizar.

El circuito con dos acopladores direccionales con elementos distribuidos obtenía mejor precisión respecto al otro circuito, pero supone un coste más alto y mayores dimensiones. Este circuito sí que tiene un buen aislamiento entre los puertos de los detectores de potencia.

En conclusión, este proyecto ha propuesto dos alternativas muy interesantes para el subsistema RF del sistema de caracterización de materiales mediante sensores resonantes miniaturizados en tecnología SIW.

### 6.2 Líneas futuras de desarrollo

El presente proyecto ha dejado abiertas varias líneas de investigación y desarrollo para el futuro:

1. Caracterización del concentrado DC2337J5010AHF:  
Una de las líneas abiertas de investigación es la de la caracterización del acoplador direccional concentrado DC2337J5010AHF de forma aislada. Ya que se obtenían unos resultados óptimos en la banda de 2 a 3 GHz en lugar de la banda de interés para este proyecto. Sería necesario analizar si los parámetros S de la hoja de características son erróneos o qué es lo que ha podido adulterar su comportamiento, las líneas de transmisión, el substrato utilizado, etc.
2. Estudio del efecto por la falta de aislamiento entre los puertos de los detectores:  
Sería interesante analizar cuál es el efecto en el sistema de la existencia o no de aislamiento entre estos puertos. Ya que esto permitiría diseñar un circuito más optimizado para esta aplicación.



3. Optimizar las dimensiones y coste del reflectómetro:  
Variando la tecnología utilizada, el sustrato, o los materiales sería posible diseñar un circuito más compacto y barato que los diseñados en este proyecto.
4. Integración del sistema completo:  
Tras la fabricación y validación de todos los subsistemas por separado, se podría más adelante, integrar todos estos subsistemas en un dispositivo barato y de dimensiones compactas.
5. Automatización de resultados:  
Una vez obtenida la frecuencia de resonancia, es necesario cotejar este dato en una base de datos para relacionarla con el material y así poder determinar cuál es. Una línea de desarrollo futura podría ser la automatización de este proceso para obtener el material detectado de forma instantánea.
6. Aumento del ancho de banda del sistema:  
El aumento del ancho de banda del sistema permitiría la detección de una variedad mayor de elementos.
7. Empaquetado del sistema.  
Se podría diseñar un empaquetado del sistema completo para su venta al consumidor.



## Capítulo 7. Bibliografía

- [1] Ferris Gómez, J. D. “Sistema para caracterización de materiales mediante resonadores coaxiales miniaturizados integrados en sustrato” *Trabajo Final de Máster, ETSIT, Universitat Politècnica de València*, Julio 2017.
- [2] Skierucha, W., & Wilczek, A. “A FDR Sensor for Measuring Complex Soil Dielectric Permittivity in the 10–500 MHz Frequency Range.” *Sensors (Basel, Switzerland)* 10.4 (2010): 3314–3329. *PMC*. Web. 27 Aug. 2018.
- [3] Scudiero, E., Berti, A., Teatini, P., & Morari, F. “Simultaneous Monitoring of Soil Water Content and Salinity with a Low-Cost Capacitance-Resistance Probe.” *Sensors (Basel, Switzerland)* 12.12 (2012): 17588–17607. *PMC*. Web. 27 Aug. 2018.
- [4] Cataldo, A., De Benedetto, E. and Cannazza, G. (2013). *Broadband Reflectometry for Enhanced Diagnostics and Monitoring Applications*. Berlin: Springer Berlin.
- [5] M. O. Ahmed and L. Lampe, "Power line network topology inference using Frequency Domain Reflectometry," *2012 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, Ottawa, ON, 2012, pp. 3419-3423.
- [6] Pozar, D. (2012). *Microwave engineering*. Hoboken, N.J.: Wiley.
- [7] Q. H. Le and G. Zimmer, "Limits of a scalar reflectometer using branch-line coupler and power detector LT5581," *2015 IEEE International RF and Microwave Conference (RFM)*, Kuching, 2015, pp. 57-60.