

E.T.S. de Ingeniería Industrial,  
Informática y de Telecomunicación

# Estudio sobre resonadores en tecnología microstrip como sensor de medida de grosor de materiales a 24GHz



Grado en Ingeniería  
en Tecnologías de Telecomunicación

Trabajo Fin de Grado

Autor: Carlos Lezaun Capdevila

Director: Juan Carlos Iriarte Galarregui

Pamplona, 22 de Marzo de 2019

upna

Universidad Pública de Navarra  
Nafarroako Unibertsitate Publikoa



---

## RESUMEN

---

Diversas aplicaciones industriales requieren de la caracterización y medición de materiales con alta precisión. En las últimas décadas se han investigado métodos para realizar dichas mediciones de manera destructiva y no destructiva [1]. Cada vez más se emplean métodos no destructivos por razones evidentes. Los sensores implementados en líneas de transmisión planas son una de las múltiples alternativas para este fin.

El objetivo de este trabajo es comprobar la viabilidad de utilizar resonadores basados en metamateriales, en concreto Split ring resonators (SRR) en tecnología microstrip para realizar mediciones de grosores sobre materiales dieléctricos ubicados encima de un metal. La medición se lleva a cabo a través de la curva del coeficiente de transmisión en un ancho de banda determinado contrastada con las respuestas esperadas para los diferentes grosores. Los requerimientos iniciales para este sensor es que sea capaz de discernir grosores de entre 50  $\mu\text{m}$  y 200  $\mu\text{m}$  de material dieléctrico en la banda de 24 GHz con un ancho de banda de unos 2 GHz. Se ha seleccionado como banda de funcionamiento la de 24 GHz ya que se dispone de chips transceptores inicialmente pensados para aplicaciones radar que son aplicables en estas configuraciones [2].

Para ello, se ha realizado una recopilación bibliográfica para obtener ideas y comprender mejor el funcionamiento de los resonadores SRR para después aplicarlo en este campo. Se han analizado diferentes parámetros y configuraciones con distintos tipos de anillos en el simulador y obtenido relaciones cualitativas que han permitido caracterizar y diseñar los dispositivos finales.

Se han realizado una serie de propuestas de posibles configuraciones para medir los grosores de materiales de diferentes constantes dieléctricas. Las configuraciones elegidas utilizan resonadores basados en tecnología de metamateriales, concretamente Split ring resonators (SRR). Estos ejemplos han obtenido una respuesta en frecuencia de sus parámetros de transmisión más ajustadas al ancho de banda especificado en los objetivos del proyecto.

Se ha comprobado que la tecnología de SRR en línea microstrip es viable para realizar medidas de grosores de materiales sobre metales de alta precisión. La principal limitación para este caso es el ancho de banda, dado que las resonancias de los anillos no son suficientemente selectivas para realizar una amplia gama de medidas con el ancho de banda disponible, aproximadamente de 2 GHz. Esta limitación obliga al diseño de configuraciones adaptadas al material que se quiere medir. En caso de disponer de un dispositivo transceptor de mayor ancho de banda el rango de grosores medibles con este tipo de dispositivos sería mayor.

---

## ABSTRACT

---

Multiple industrial applications need of high accuracy characterization and measurement of materials. In the last decades, some methods have been researched to perform such measurements in a destructive and non-destructive manner [1]. For practical reasons, non-destructive methods are being used increasingly. Planar transmission sensors are one of the multiple alternatives for this purpose.

The objective of this project is to verify the viability of using resonators based on metamaterials, specifically Split ring resonators (SRR) in microstrip technology to perform thickness measurements on dielectric materials located above a metal. The measurement is carried out through the transmission coefficient curve in a certain bandwidth contrasted with the expected responses for the different thicknesses. The initial requirements for this sensor is that it is capable of measure thicknesses between 50  $\mu\text{m}$  and 200  $\mu\text{m}$  of dielectric material in the 24 GHz band with a bandwidth of about 2 GHz. It has been selected as the 24 GHz operating band as it has transceiver chips initially intended for radar applications that are applicable in these configurations [2].

For this purpose, a bibliographical compilation has been accomplished to obtain ideas and better understand the behaviour of split ring resonators to afterward apply in this field. Different parameters and set ups have been analysed with varied kind of rings in the simulator. Qualitative relationships between parameters were found, which helped to the design and characterization of the final devices.

Several proposals have been made for possible configurations to measure the thicknesses of materials from different dielectric constant. The chosen configurations use resonators based on metamaterials technology, specifically Split ring resonators (SRR). These examples have obtained a frequency response of their transmission parameters more adjusted to the bandwidth specified in the project objectives.

It has been checked to prove that SRR technology in microstrip line can be used to perform high resolution thickness measurements of materials placed above metal plates or without them. The main limitation for this case is the bandwidth, since the resonances of the rings are not sufficiently selective to carry out a wide range of measures with the available bandwidth, approximately 2 GHz. This limitation requires the design of configurations adapted to the material to be measured. In case of having a transceiver with higher band width, the range of measurable thicknesses with this type of devices would be greater.

---

## LISTA DE PALABRAS CLAVE

---

- **Microstrip**
- **Metamaterials**
- **Split ring resonators**
- **Thickness**
- **Measurement**

# ÍNDICE

<b>Resumen</b> .....	<b>i</b>
<b>Abstract</b> .....	<b>ii</b>
<b>Lista de palabras clave</b> .....	<b>iii</b>
<b>Índice</b> .....	<b>1</b>
<b>Lista de figuras</b> .....	<b>2</b>
<b>1 CAPITULO I - Introducción</b> .....	<b>4</b>
1.1 Objetivos .....	4
1.2 Metodología.....	5
1.3 Software de diseño.....	6
<b>2 CAPITULO II - Conceptos básicos de desarrollo</b> .....	<b>8</b>
2.1 Líneas de transmisión microstrip.....	8
2.2 Ecuaciones de líneas microstrip.....	9
2.3 Resonadores de anillo en líneas microstrip.....	11
2.4 Funcionamiento de los resonadores de anillo .....	12
<b>3 CAPITULO III – Modelos simulados</b> .....	<b>13</b>
3.1 Presentación de modelos.....	13
3.1.1 Modelo A.....	13
3.1.2 Modelo B.....	15
3.1.3 Modelo C.....	18
3.1.4 Modelo D .....	20
3.2 Estudio y optimización de los modelos .....	24
3.2.1 Modelo A.....	24
3.2.2 Modelo C.....	37
3.2.3 Modelo D .....	43
3.2.4 Conclusiones y selección del modelo.....	45
<b>4 CAPITULO IV – Implementación y diseño</b> .....	<b>47</b>
4.1 Implementaciones para un material con $\epsilon_r$ igual a 2.....	47
4.2 Implementaciones para un material con $\epsilon_r$ igual a 3.....	51
4.3 Implementaciones para un material con $\epsilon_r$ igual a 4.....	55
4.4 Implementaciones para un material con $\epsilon_r$ igual a 5.....	58
<b>5 Conclusiones y líneas futuras</b> .....	<b>61</b>
<b>6 Bibliografía</b> .....	<b>64</b>

## LISTA DE FIGURAS

Fig. 1.1.1-Medida realizada para los grosores de una multicapa aplicada a un metal [4]	4
Fig. 1.1.2-Resolución obtenida en las diferentes capas	5
Fig. 1.3.1-Mallado adaptativo de un circuito de microondas [2]	6
Fig. 2.1.1-Geometría de una línea microstrip [6]	8
Fig. 2.1.2-Campos eléctricos y magnéticos de la línea microstrip [6]	8
Fig. 2.3.1-Resonador de doble anillo cuadrado [8]	11
Fig. 2.3.2-Resonador de anillo doble circular en espiral (izquierda) y resonador de anillo circular de dos lados [3]	11
Fig. 3.1.1-Estructura del modelo A [8]	13
Fig. 3.1.2-Modelo 3D en HFSS de la configuración inicial de A	14
Fig. 3.1.3-Respuesta frecuencial del parámetro S12 para diferentes grosores en la configuración inicial de A	14
Fig. 3.1.4-Estructura del modelo B [11]	15
Fig. 3.1.5-Modelo 3D en HFSS de la configuración inicial de B	16
Fig. 3.1.6-Parámetro S12 de B	16
Fig. 3.1.7-Modelo 3D en HFSS del modelo B con una capa de aluminio debajo del MUT	17
Fig. 3.1.8-S12 para diferentes grosores de MUT con el modelo inicial de B	17
Fig. 3.1.9-Anillo implementado en C [12]	18
Fig. 3.1.10-Modelo 3D en HFSS de la configuración inicial de C	19
Fig. 3.1.11-S12 del modelo inicial de C sin materiales cercanos	19
Fig. 3.1.12-Configuración del modelo inicial de C para una medición sobre aluminio	19
Fig. 3.1.13-S12 para grosores entre 50 $\mu\text{m}$ y 300 $\mu\text{m}$ en el modelo inicial de C	20
Fig. 3.1.14-Propuesta del modelo D [13]	21
Fig. 3.1.15-Modelo 3D en HFSS de la configuración inicial de D sin metales cercanos	22
Fig. 3.1.16-Vista lateral del modelo inicial de D con una capa de aluminio en la parte superior	22
Fig. 3.1.17-S12 para diferentes grosores sin aluminio de la configuración inicial de D	22
Fig. 3.1.18-S12 para diferentes grosores con aluminio de la configuración inicial de D	23
Fig. 3.2.1-S12 a frecuencia intermedia para un anillo A	24
Fig. 3.2.2-Modelo con 4 anillos A en serie	25
Fig. 3.2.3-Respuesta para grosores de 50-400 $\mu\text{m}$ con 4 anillos A en serie	26
Fig. 3.2.4-Variación de la respuesta de S12 con 300 $\mu\text{m}$ de MUT respecto a la distancia entre anillos en 4 anillos A en serie	26
Fig. 3.2.5-Variación de la respuesta de S12 con 300 $\mu\text{m}$ de MUT respecto al tamaño de la brecha de los anillos g en 4 anillos A en serie	27
Fig. 3.2.6-Variación de la respuesta de S12 para 300 $\mu\text{m}$ de MUT y diferente distancias s de 4 anillos A en serie	27
Fig. 3.2.7-Estructura de 4 anillos A en forma matricial	28
Fig. 3.2.8-S12 en la estructura matricial con 4 anillos A en forma matricial	28
Fig. 3.2.9-S12 en función de la distancia de los anillos a la línea en la configuración matricial de 4 anillos A	29
Fig. 3.2.10-S12 variando en función de la distancia entre anillos con 4 anillos A dispuestos matricialmente	30
Fig. 3.2.11- S12 para diferentes grosores de MUT con 4 anillos A a 24 GHz	30
Fig. 3.2.12-S12 para diferentes grosores con 4 anillos A en serie optimizados	31
Fig. 3.2.13-Configuración con la capa del MUT y la capa de aluminio sobre el substrato para 4 anillos A en serie a 24 GHz	32
Fig. 3.2.14-S12 para diferentes grosores de MUT situados en la cara superior del substrato	33
Fig. 3.2.15-S12 para diferentes grosores de MUT con $\epsilon_r$ igual a 1 con 4 anillos A en serie	33
Fig. 3.2.16-S12 para diferentes grosores de MUT con $\epsilon_r$ igual a 3 con 4 anillos A en serie	34
Fig. 3.2.17-S12 para diferentes grosores de MUT con $\epsilon_r$ igual a 6 con 4 anillos A en serie	34

Fig. 3.2.18-S12 para diferentes grosores de MUT con $\epsilon_r$ igual a 8 con 4 anillos A en serie	35
Fig. 3.2.19-Estructura de 4 anillos a con 4 brechas en cada anillo	36
Fig. 3.2.20-S12 para diferentes grosores con 4 anillos dobles de 4 brechas	36
Fig. 3.2.21-Configuración de 4 anillos C en serie	37
Fig. 3.2.22-S12 de C con 4 anillos en función de los grosores	38
Fig. 3.2.23-S12 en función de la separación entre anillos internos y externos con 4 anillos c en serie	38
Fig. 3.2.24- S12 respecto al tamaño de la brecha de los anillos con 4 anillos c en serie	39
Fig. 3.2.25-S12 respecto a diferentes tamaños de trazas de los anillos con 4 anillos c en serie	39
Fig. 3.2.26-S12 C para diferentes grosores de MUT a frecuencia intermedia con 4 anillos c en serie	40
Fig. 3.2.27-S12 en relación a la distancia entre anillos para 4 anillos c en serie	40
Fig. 3.2.28-S12 para diferentes grosores de MUT escalado y optimizado	41
Fig. 3.2.29-Modelo C con 4 brechas por anillo doble	42
Fig. 3.2.30-S12 para diferentes grosores de MUT con 4 anillos c con 4 brechas por anillo	42
Fig. 3.2.31-Configuración con anillo rectangular sustraído de la tierra	43
Fig. 3.2.32-S12 para diferentes grosores con un anillo rectangular sustraído de la tierra	44
Fig. 3.2.33-S12 para diferentes grosores con el anillo doble rectangular ecalado y optimizado	45
Fig. 4.1.1-Modelo con 4 anillos dobles cuadrados en serie con 4 gaps por anillo doble en HFSS	47
Fig. 4.1.2-Vista lateral del modelo en HFSS	48
Fig. 4.1.3-Detector para grosores entre 50 y 125 $\mu\text{m}$ de un material de $\epsilon_r$ igual a 2	48
Fig. 4.1.4-Grosor vs frecuencia en un sensor entre 50 $\mu\text{m}$ y 125 $\mu\text{m}$ para materiales con $\epsilon_r$ igual a 2	49
Fig. 4.1.5-Grosor vs Atenuación en un sensor entre 50 $\mu\text{m}$ y 125 $\mu\text{m}$ para materiales con $\epsilon_r$ igual a 2	49
Fig. 4.1.6-Detector para grosores entre 100 y 175 $\mu\text{m}$ de un material de $\epsilon_r$ igual a 2	50
Fig. 4.1.7-Grosor vs frecuencia en un sensor entre 100 $\mu\text{m}$ y 175 $\mu\text{m}$ para materiales con $\epsilon_r$ igual a 2	50
Fig. 4.1.8-Grosor vs Atenuación en un sensor entre 100 $\mu\text{m}$ y 175 $\mu\text{m}$ para materiales con $\epsilon_r$ igual a 2	51
Fig. 4.2.1-Detector para grosores entre 125 y 200 $\mu\text{m}$ de un material de $\epsilon_r$ igual a 3	52
Fig. 4.2.2-Grosor vs frecuencia en un sensor entre 125 $\mu\text{m}$ y 200 $\mu\text{m}$ para materiales con $\epsilon_r$ igual a 3	52
Fig. 4.2.3-Grosor vs Atenuación en un sensor entre 125 $\mu\text{m}$ y 200 $\mu\text{m}$ para materiales con $\epsilon_r$ igual a 3	53
Fig. 4.2.4-Detector para grosores entre 75 y 150 $\mu\text{m}$ de un material de $\epsilon_r$ igual a 3	53
Fig. 4.2.5-Grosor vs frecuencia en un sensor entre 75 $\mu\text{m}$ y 125 $\mu\text{m}$ para materiales con $\epsilon_r$ igual a 3	54
Fig. 4.2.6-Grosor vs Atenuación en un sensor entre 75 $\mu\text{m}$ y 125 $\mu\text{m}$ para materiales con $\epsilon_r$ igual a 3	54
Fig. 4.3.1-Detector para grosores entre 50 y 100 $\mu\text{m}$ de un material de $\epsilon_r$ igual a 4	55
Fig. 4.3.2-Grosor vs frecuencia en un sensor entre 50 $\mu\text{m}$ y 100 $\mu\text{m}$ para materiales con $\epsilon_r$ igual a 4	56
Fig. 4.3.3-Grosor vs Atenuación en un sensor entre 50 $\mu\text{m}$ y 100 $\mu\text{m}$ para materiales con $\epsilon_r$ igual a 4	56
Fig. 4.3.4-Detector para grosores entre 100 y 175 $\mu\text{m}$ de un material de $\epsilon_r$ igual a 4	57
Fig. 4.3.5-Grosor vs frecuencia en un sensor entre 100 $\mu\text{m}$ y 175 $\mu\text{m}$ para materiales con $\epsilon_r$ igual a 4	57
Fig. 4.3.6-Grosor vs Atenuación en un sensor entre 100 $\mu\text{m}$ y 175 $\mu\text{m}$ para materiales con $\epsilon_r$ igual a 4	58
Fig. 4.4.1-Detector para grosores entre 100 y 200 $\mu\text{m}$ de un material de $\epsilon_r$ igual a 5	59
Fig. 4.4.2-Grosor vs frecuencia en un sensor entre 100 $\mu\text{m}$ y 200 $\mu\text{m}$ para materiales con $\epsilon_r$ igual a 5	59
Fig. 4.4.3-Grosor vs Atenuación en un sensor entre 100 $\mu\text{m}$ y 200 $\mu\text{m}$ para materiales con $\epsilon_r$ igual a 5	60



# 1 CAPITULO I - INTRODUCCIÓN

El objetivo de este capítulo es el de dar a conocer el contexto en el cual se realiza el trabajo, la tecnología que se pretende estudiar, así como los objetivos y la metodología empleada en dicho estudio.

## 1.1 OBJETIVOS

Durante las últimas décadas se ha buscado e investigado la caracterización y medición de materiales a frecuencias de microondas [3] [1]. Se han creado métodos destructivos y no destructivos para realizar estas mediciones. Por cuestiones económicas cada vez se les da más importancia a los métodos no destructivos puesto que destruir varios lotes de piezas con el fin de caracterizarlas puede suponer un gran coste. Esto por lo tanto ha aumentado el interés por desarrollar nuevos métodos más precisos y baratos en los que no se comprometa la integridad del material o pieza. Dentro de estas técnicas podemos ver que se emplean líneas de transmisión planas, guías de onda, métodos acústicos, sistemas de emisores y receptores de muy alta frecuencia, etc.

De la misma forma, existen empresas que han desarrollado equipos capaces de realizar este tipo de medidas, como por ejemplo TeraView [4], que presenta opciones para medir varias capas de materiales sobre un metal o un no metal usando pulsos ultracortos a frecuencia de terahercios.

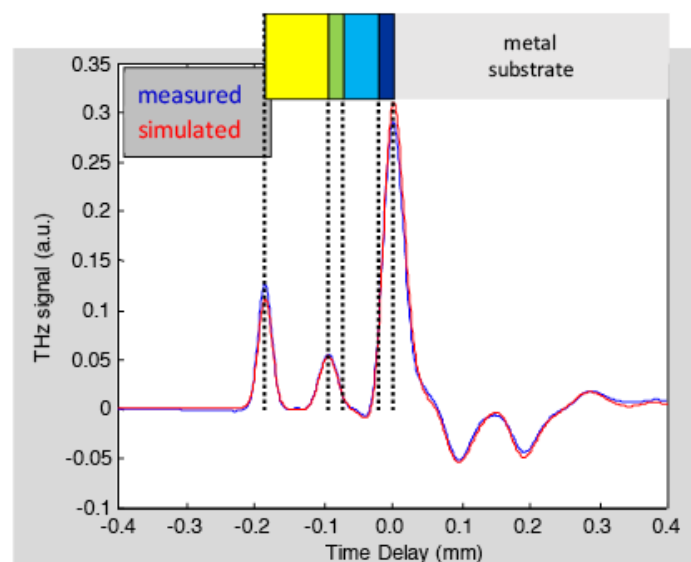


Fig. 1.1.1-Medida realizada para los grosores de una multicapa aplicada a un metal [4]

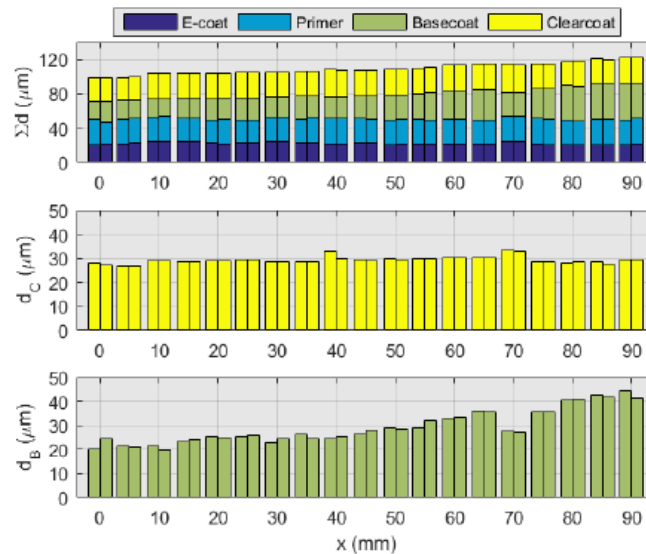


Fig. 1.1.2-Resolución obtenida en las diferentes capas

Como se puede apreciar, este tipo de soluciones tiene unas características más que suficientes para realizar este tipo de medidas. La contrapartida es que el precio de dichos equipos no está al alcance de todas las empresas y organizaciones que puedan necesitarlo.

El objetivo de este trabajo es realizar un análisis y comprobar la viabilidad de usar la tecnología de resonadores metamateriales en líneas de transmisión microstrip para realizar mediciones de materiales dieléctricos sobre superficies metálicas. Los requerimientos iniciales para este sensor es que sea capaz de discernir grosores de entre 50  $\mu\text{m}$  y 200  $\mu\text{m}$  de material dieléctrico en la banda de 24 GHz con un ancho de banda de unos 2 GHz. El método de medida consistirá en conseguir picos de atenuación en frecuencia en el coeficiente de transmisión, medido el parámetro S12 de la matriz de scattering, y establecer relaciones entre la posición del pico en el espectro y su profundidad con el grosor del material que se quiera medir. El substrato final será el Rogers 5880 de grosor 0,254 mm siempre y cuando no presente limitaciones en la viabilidad o no sea la solución más adecuada en cuanto a sensibilidad del sensor estudiado.

Este objetivo surge de la necesidad de la industria de realizar mediciones precisas de las capas aplicadas principalmente sobre superficies metálicas para sus controles de calidad. De la misma forma se busca una solución de bajo coste que permita incrementar mínimamente el precio de los desarrollos sin tener que recurrir a equipos de coste mucho más elevado como son los ofrecidos por empresas como Teraview. Por lo tanto, se realizará un primer análisis de una posible solución de bajo coste a estas necesidades.

## 1.2 METODOLOGÍA

Los diseños de interés para este trabajo han sido los que han tratado de caracterizar materiales o realizar mediciones sobre estos mediante resonadores de anillo partido (Split Ring Resonators) en líneas microstrip. Estos diseños se han usado en cuanto a formato, puesto que las deducciones y aproximaciones cuantitativas solo tienen en cuenta los parámetros del material bajo prueba propios del medio como la permeabilidad magnética y la permitividad

eléctrica. Aunque el objetivo del trabajo no es la caracterización de materiales, si se han usado estos modelos con el fin de comprobar su eficacia para la medición de grosores y para tener referencias de cuál es el funcionamiento de los resonadores de anillo partidos.

Como punto de partida, se han replicado estos diseños y comprobado que tienen el comportamiento esperado con el simulador. Posteriormente se ha realizado un barrido con el fin de ver cómo afecta las variaciones del grosor del material bajo prueba a la respuesta en frecuencia del dispositivo. Una vez comprobado que el modelo tiene cierta viabilidad se han realizado barridos paramétricos con el fin de establecer relaciones cualitativas que permitan diseñar la mejor configuración dentro de un modelo que se haya dado como válido y poder establecer de manera aproximada que parámetros son de interés para la medición del grosor.

### 1.3 SOFTWARE DE DISEÑO

Para la realización e investigación de los diferentes diseños se ha utilizado el software HFSS v. 2017.2 que corresponde con “*High Frequency Structure Simulation*” de la empresa desarrolladora de software ANSYS [5]. Esta es una herramienta que permite simular estructuras de alta frecuencia y comprobar y medir cómo se comportan en diferentes escenarios.

Este software usa un algoritmo de mallado adaptativo automático para simular, de modo que la división en subelementos de la pieza se realiza y refina de forma automática. Este proceso lo hace dando prioridad a las partes de la pieza que presentan más concentración de campo para obtener unos resultados más precisos.

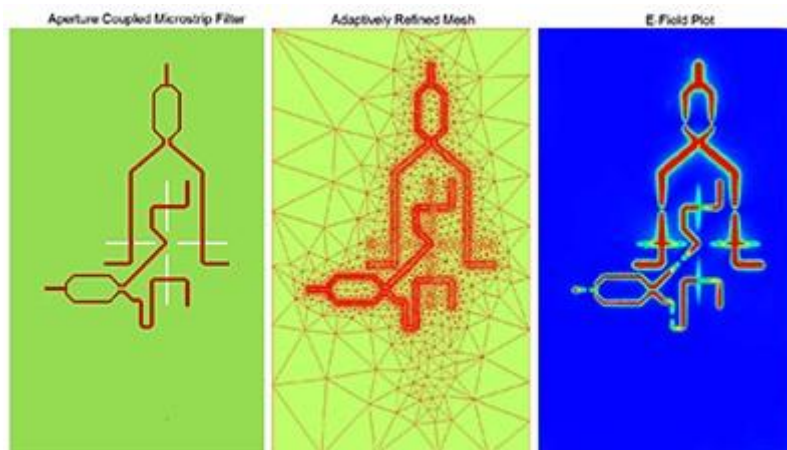


Fig. 1.3.1-Mallado adaptativo de un circuito de microondas [2]

Visto esto no se dará información del mallado de las simulaciones a excepción de alguna imagen de relevancia. Los parámetros de simulación de interés utilizados han sido:

- Orden de simulación: primer orden
- Mínimo número de pasadas de al menos 9 con un mínimo de pasadas convergidas de 3. Siendo los valores habituales 12 y 15 aproximaciones utilizadas y pudiendo llegar a 24.

- Un diferencial entre pasadas (Delta S) de 0,02.
- Refinamiento máximo por pasada de 30%
- Soluciones de una sola frecuencia
- El aire modelado para disipar potencia en forma de radiación es un paralelepípedo de largo y ancho igual al substrato y una altura de al menos 10 veces la del modelo en cuestión.
- Las excitaciones de la línea microstrip vendrá dada por puertos de tipo wave port de altura y anchura igual a cinco veces el grosor de la línea conductora superior, pudiendo solo propagar un modo.

Los barridos en frecuencia serán de tipo 'rápido', escalón lineal con una variación de frecuencia entre escalones de 0,008 GHz. Estos valores de simulación y barridos serán tomados así siempre que no se indique otros valores.

## 2 CAPITULO II - CONCEPTOS BÁSICOS DE DESARROLLO

En este capítulo se abordará la teoría básica sobre el funcionamiento de líneas de transmisión microstrip y resonadores con el fin de poder entender mejor el desarrollo y los resultados del trabajo.

### 2.1 LÍNEAS DE TRANSMISIÓN MICROSTRIP

La línea de transmisión microstrip es una de las líneas de transmisión planas más comúnmente utilizadas [6]. Esto es debido a su sencillez de fabricación, diseño y el coste reducido en la fabricación. Una línea de transmisión microstrip se compone de tres elementos principales:

- Línea de transmisión: Es un conductor de grosor ' $W$ ' situado en la parte superior que será donde insertamos propiamente la potencia eléctrica.
- Substrato: Es un material dieléctrico cuya finalidad es separar el conductor superior del inferior para permitir la diferencia de potencial. Sus parámetros más importantes para este trabajo son su altura ' $d$ ' y su permitividad relativa o constante dieléctrica relativa ' $\epsilon_r$ '.
- Tierra: Es un conductor que cubre toda la capa inferior del substrato.

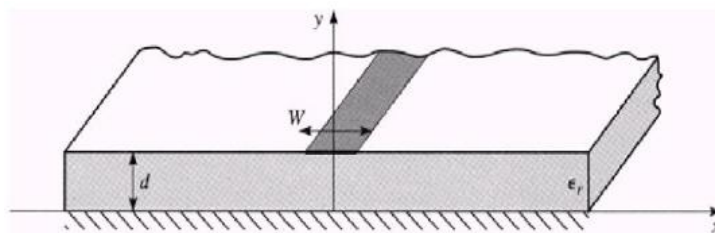


Fig. 2.1.1-Geometría de una línea microstrip [6]

Una línea de transmisión microstrip no va a permitir la propagación de un modo de transmisión transversal electromagnético [6] (TEM) puesto que el substrato no cubre la parte superior del conductor superior y da como resultado un medio no homogéneo en el que las ondas del substrato se propagan a una velocidad diferente que las que se propagan por el aire.

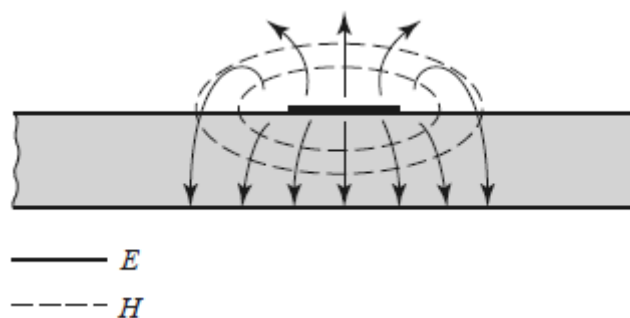


Fig. 2.1.2-Campos eléctricos y magnéticos de la línea microstrip [6]

Si bien esto complicaría el análisis del funcionamiento, lo cual no es un objetivo de este trabajo, el sustrato va a ser muy fino en comparación a la longitud de onda en nuestros casos ( $\lambda \gg d$ ). De modo que, aunque se propaguen modos híbridos transversal eléctrico (TE) y transversal magnético (TM) podremos decir que el modo de propagación es quasi-TEM. Esto nos va a servir para poder conocer de una manera sencilla las frecuencias de corte aproximadas de la línea, así como la velocidad de propagación de la onda y la constante de propagación [6]:

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (2.1.1)$$

$$\beta = k_0 \sqrt{\epsilon_e} \quad (2.1.2)$$

Siendo  $v_p$  la velocidad de propagación,  $c$  la velocidad de la luz en el vacío,  $\beta$  la constante de propagación de la línea microstrip,  $k_0$  la constante de propagación en el vacío y  $\epsilon_e$  la constante dieléctrica efectiva. Esta última la definiremos más adelante. También suponiendo que el modo de propagación es TEM tendremos la longitud de onda de la línea microstrip tal que [6]:

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (2.2.3)$$

Siendo  $\lambda_0$  la longitud de onda en el vacío.

## 2.2 ECUACIONES DE LÍNEAS MICROSTRIP

Veamos a continuación los parámetros más importantes que caracterizan a una línea microstrip [6].

Como ya se ha comentado, el sustrato tiene una constante dieléctrica relativa que a menos que sea aire, va a cumplir  $\epsilon_r > 1$ . De modo que presentaremos la constante dieléctrica efectiva de todo el conjunto  $\epsilon_e$  que será un valor diferente al de ambos medios, pero relacionado con  $\epsilon_r$ . Cumplirá la siguiente ecuación:

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12d/W}} \quad (2.2.1)$$

Las dimensiones de la línea microstrip 'd' y 'W' van a condicionar el parámetro de impedancia característica  $Z_0$  así como la constante  $\epsilon_r$  previamente calculada.

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln\left(\frac{8d}{W} + \frac{W}{4d}\right) & , \text{para } W/d \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e} \left[ W/d + 1,393 + 0,667 \ln(W/d + 1,444) \right]} & , \text{para } W/d \geq 1 \end{cases} \quad (2.2.2)$$

Así mismo conociendo  $Z_0$  y  $\epsilon_e$  van a condicionar las dimensiones de la línea microstrip tal que:

$$\frac{W}{d} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & , \text{para } W/d < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right\} \right] & , \text{para } W/d > 2 \end{cases} \quad (2.2.3)$$

Donde

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left( 0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right) \quad (2.2.4)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.2.5)$$

También tenemos la atenuación por pérdidas dieléctricas  $\alpha_d$  de la forma:

$$\alpha_d = \frac{k_0 \epsilon_r (\epsilon_e - 1) \tan \delta}{2\sqrt{\epsilon_e} (\epsilon_r - 1)} \text{ Np/m} \quad (2.2.6)$$

Donde  $\tan \delta$  es la tangente de pérdidas del dieléctrico. También debemos considerar que no tenemos un conductor perfecto, de modo que las pérdidas por el conductor  $\alpha_c$  serán:

$$\alpha_c = \frac{R_s}{Z_0 W} \text{ Np/m} \quad (2.2.7)$$

Donde  $R_s$  es la resistividad superficial del conductor calculada como:

$$R_s = \sqrt{\omega \mu_0 / 2\sigma} \quad (2.2.8)$$

## 2.3 RESONADORES DE ANILLO EN LÍNEAS MICROSTRIP

Los estudios de resonadores en líneas microstrip como filtros son conocidos desde hace décadas, sin embargo, no se contempló la posibilidad de usarlos para caracterizar materiales o fabricar metamateriales hasta hace 20 años [7]. Muchos de estos estudios más recientes reflejan las posibilidades más allá de los filtros, estableciendo relaciones con otros parámetros y abriendo un nuevo abanico de posibilidades para el desarrollo y empleo de esta tecnología.

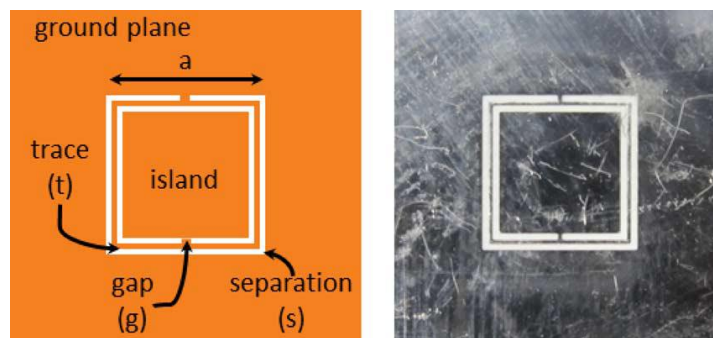


Fig. 2.3.1-Resonador de doble anillo cuadrado [8]

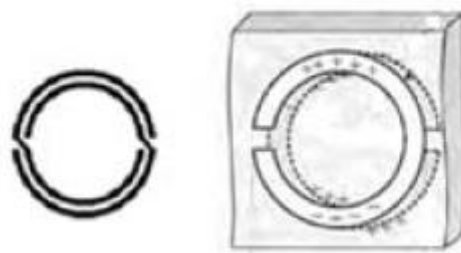


Fig. 2.3.2-Resonador de anillo doble circular en espiral (izquierda) y resonador de anillo circular de dos lados [3]

En las figuras vemos ejemplos de diferentes configuraciones en anillo, aunque no veremos cuál es la finalidad de estas configuraciones, nos serán útiles para una breve explicación de su comportamiento.

Los resonadores de anillo partido van a estar formados por una o varias 'coronas' que son lo que llamaremos anillos, estas pueden adoptar diferentes formas como como cuadrados, rectángulos, círculos, etc. Estos siempre van a tener por lo menos un corte hacia el exterior y otro hacia el interior, que pueden coincidir si se trata de un anillo único, al que llamaremos brecha (gap en inglés). De este viene la alusión de anillo partido.

Los anillos pueden estar ubicados tanto en la parte superior del sustrato como en la parte inferior. Típicamente están fabricados de modo que, si se sitúan en la parte superior, los anillos estarán hechos del conductor elegido para el diseño. Si se ubican en la parte inferior, cubierta totalmente por el conductor que hemos llamado tierra y actúa como tal, los anillos serán sustraídos de la tierra como pretende mostrar en Fig. 2.3.1. Como se aprecia en la Fig. 2.3.2 pueden estar configurados tanto como anillos separados entre sí como en espirales.



## 2.4 FUNCIONAMIENTO DE LOS RESONADORES DE ANILLO

Para ver el funcionamiento se van a describir más detalladamente los parámetros que caracterizan a los resonadores de un anillo doble. La extrapolación del funcionamiento a las diferentes configuraciones será inmediata una vez visto el proceso de resonancia. Finalmente se mostrarán algunos parámetros que modifican el modo en que resuena, lo que nos dará una perspectiva de cómo se puede proceder a los estudios de los modelos.

Viendo la Fig. 2.3.1 en la que el anillo ha sido sustraído de la tierra, en la cara superior se sitúa un conductor al que se aplica el potencial de entrada justo encima del anillo. Se acoplará potencia desde el conductor superior a lo que se ha denominado como isla. Esta experimentará una corriente al estar conectada a tierra mediante los gaps (brechas) y la traza que separa los dos anillos. Esta va a experimentar una autoinductancia que sumada a la capacitancia creada por la separación de los dos anillos cumple con los requisitos para que se produzca una resonancia. En el caso de un anillo hecho de un conductor tendremos un proceso similar, solo que la potencia se acopla al anillo y circula por el provocando una resonancia similar.

Los parámetros de capacitancia vienen sobre todo dados por la brecha, la separación entre los anillos y el grosor de las trazas que los componen [9]. La inductancia viene dada por el propio flujo de corriente entre los anillos [10]. Siguiendo la misma figura, las dimensiones principales de los resonadores en anillo serán:

-a: Define el tamaño del anillo más externo, tiene una relación directamente proporcional no lineal con la frecuencia de resonancia.

-g: Define el grosor de la brecha, tiene un impacto directo sobre la capacitancia modificando la frecuencia de resonancia. Hay una gran dependencia tanto del tamaño como de la ubicación y el número de brechas.

-s: Define la distancia entre dos anillos, uno interno y otro externo, también modifica fuertemente la capacitancia. Modifica la frecuencia de resonancia y puede provocar múltiples frecuencias de resonancia si los anillos están suficientemente distantes.

-t: Define el tamaño de la traza, o sea, el grosor de los anillos. Este parámetro también modifica drásticamente la capacitancia y la frecuencia de resonancia.

Hay que destacar que los parámetros mencionados son los propios de los anillos, siendo la capacitancia y la autoinductancia las raíces de los cambios. Por ello la respuesta del anillo es modificada también por las dimensiones y constante dieléctrica del substrato empleado, así como de materiales cercanos (lo que permite este trabajo). Más adelante se definirán más parámetros que no son propios de los anillos sino de las estructuras compuestas por anillos.

### 3 CAPITULO III – MODELOS SIMULADOS

Este capítulo se va a encargar de presentar y analizar todos los modelos que se han estudiado durante el proyecto, así como de seleccionar el modelo que se ha considerado más adecuado a los requisitos del proyecto. Hay que destacar que la cantidad de posibles modelos es cuantiosa y se han estudiado solo algunos de los que ya se han intuido con cierta capacidad para medir, pudiendo no ser los más adecuados y faltando por estudiar muchos otros modelos no mencionados en este trabajo.

#### 3.1 PRESENTACIÓN DE MODELOS

Esta sección se dedicará exclusivamente a presentar los modelos que se han comprobado y de donde se han tomado las referencias.

##### 3.1.1 Modelo A

El primer modelo que se ha tratado de corroborar ha sido el presentado en [8], al tipo de anillo empleado se le llamará 'A'. Se ha elegido debido a que el objetivo de la configuración es el mismo que en este trabajo. Este presenta un único anillo doble sustraído de la tierra. El sustrato empleado es un Rogers RO4350 y la configuración se realiza situando una capa de teflón de  $76 \mu\text{m}$  (para simular una pintura de constante dieléctrica de 2,1) debajo del anillo seguido de una capa de aluminio:

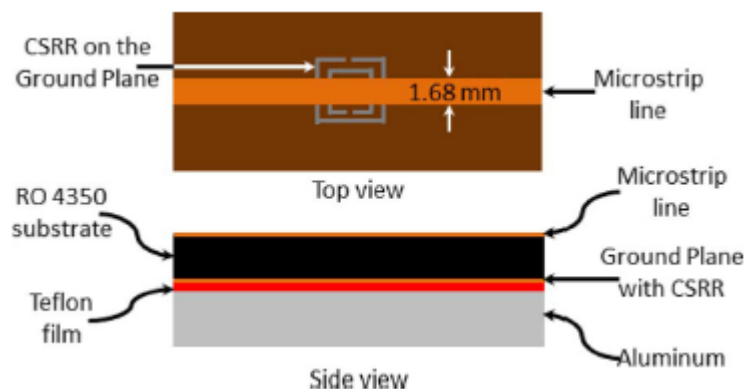


Fig. 3.1.1-Estructura del modelo A [8]

En cuanto a las dimensiones del anillo y siguiendo con la nomenclatura de 2.4 se obtiene:

- a (tamaño del anillo externo): 6mm
- t (grosor de los anillos):  $200 \mu\text{m}$
- s (separación entre anillos):  $200 \mu\text{m}$
- g (tamaño de la brecha):  $200 \mu\text{m}$

El grosor de la línea al que llamaremos W es de 1,68 mm con el fin de obtener una impedancia característica  $Z_0$  de  $50 \Omega$ . La simulación se realiza con las siguientes dimensiones:

- La altura de los conductores es 0 mm (planos e ideales).
- La altura del substrato es de 0,75mm
- La capa de aluminio tiene un grosor de 1mm
- La longitud de la pieza es de 18mm
- El ancho total de la pieza es de 6,84mm

Quedando:

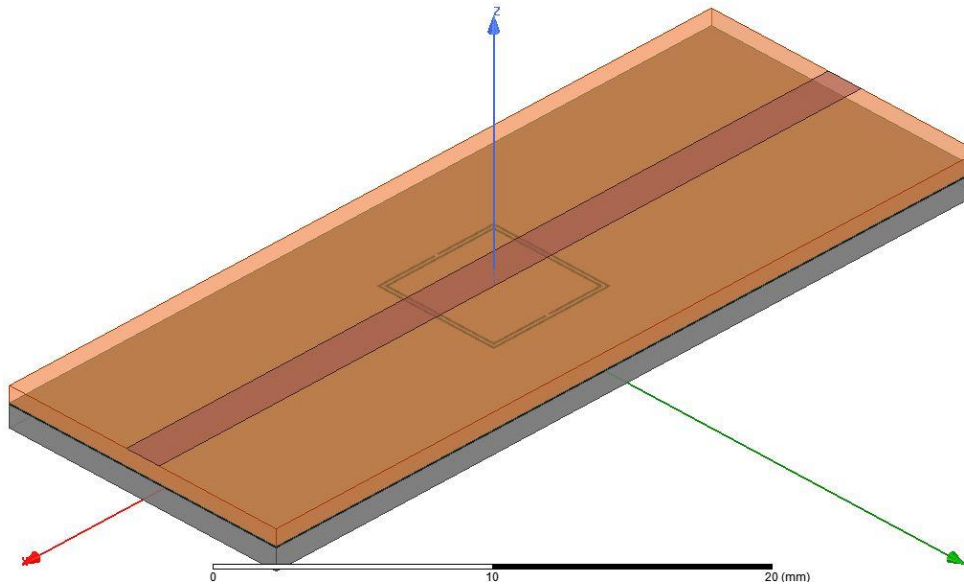


Fig. 3.1.2-Modelo 3D en HFSS de la configuración inicial de A

Realizando un barrido paramétrico del grosor de la capa de teflón, dándole los valores 76  $\mu\text{m}$ , 152  $\mu\text{m}$ , 228  $\mu\text{m}$  y 304  $\mu\text{m}$ , junto con un barrido frecuencial entre 1GHz y 6 GHz se ha obtenido la siguiente gráfica:

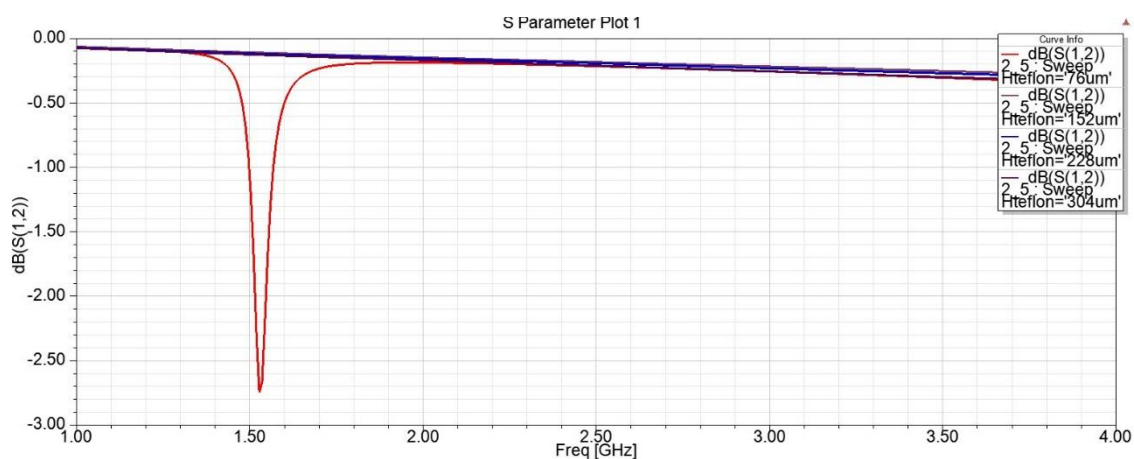


Fig. 3.1.3-Respuesta frecuencial del parámetro S12 para diferentes grosores en la configuración inicial de A

En la gráfica se observa un pico de atenuación de -2,7 dB a 1,5 GHz para un grosor de teflón de 76  $\mu\text{m}$ . A pesar de que no se hayan conseguido replicar los resultados de [8], en la

simulación preliminar se ha podido corroborar el funcionamiento de la estructura resonante A y la dependencia de su resonancia con el grosor de la capa de teflón precisamente debido a que se omite la resonancia para grosores de teflón mayores a  $76 \mu\text{m}$  en este caso. Este modelo presenta una resonancia adecuada en cuanto a profundidad y ancho de banda, aunque un poco escasa para el grosor visto en la figura. Se incidirá más en este modelo posteriormente pues la falta de resonancia es probablemente obra de un mal empleo del simulador, por lo cual no se puede intuir si este anillo tiene buena resolución frecuencial entre diferentes grosores.

### 3.1.2 Modelo B

El segundo modelo (anillo de nominado de aquí en adelante modelo 'B') se ha extraído de [11]. El objetivo de este dispositivo es el de medir al mismo tiempo el grosor y la permitividad eléctrica de un material. En este caso no han realizado un análisis con un conductor debajo del material. La configuración es muy parecida a la anterior, solo que en este caso se ha optado por separar en mayor medida el anillo interior del exterior con el fin de poder realizar diferentes medidas simultáneamente.

El sustrato empleado es un FR4 y el material bajo test (MUT) es un Rogers 5880. Se ha elegido arbitrariamente uno de los materiales medidos en [11] para poder corroborar el funcionamiento.

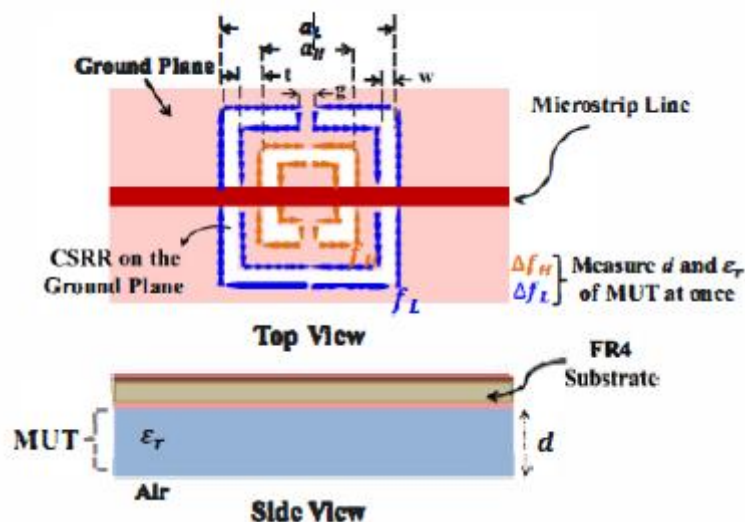


Fig. 3.1.4-Estructura del modelo B [11]

En este caso las dimensiones del anillo las se definen algo diferentes según la figura quedando:

- al: Define el tamaño del anillo externo, mide 18mm.
- ah: Define el tamaño del anillo interno, mide 7mm.
- g: Define el tamaño de la brecha de los anillos, mide 0,2mm.
- w: Define el ancho de la traza que compone el anillo 0,2mm.

El grosor de la línea microstrip es 1,5 mm y las dimensiones de la simulación son:

- Grosor del sustrato de 0,8mm.

- El grosor del material bajo test es de 0,2mm.
- La longitud de la pieza es de 40mm.
- El ancho total de la pieza es de 25mm.

La pieza queda:

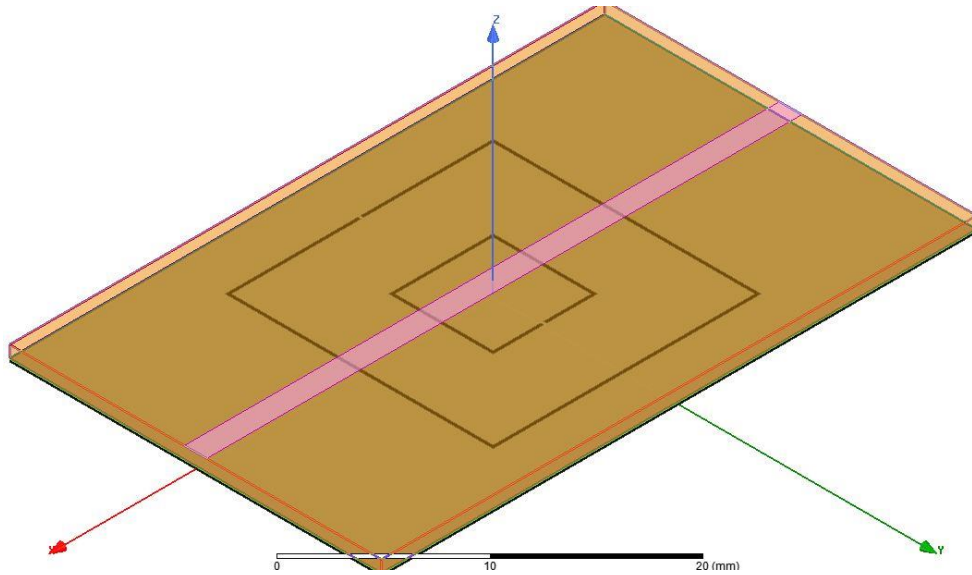


Fig. 3.1.5-Modelo 3D en HFSS de la configuración inicial de B

Realizando un barrido frecuencial entre 0,8 GHz y 3,55 GHz se consigue:

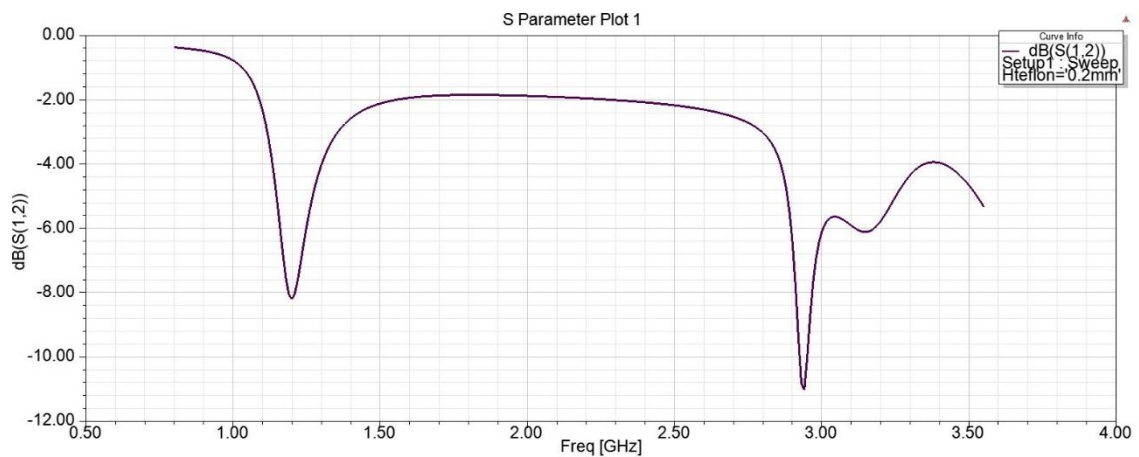


Fig. 3.1.6-Parámetro S12 de B

Con el fin de obtener una conclusión más aproximada al caso del trabajo, se ha añadido una capa de aluminio por debajo del rogers 5880 de 1 mm de espesor.

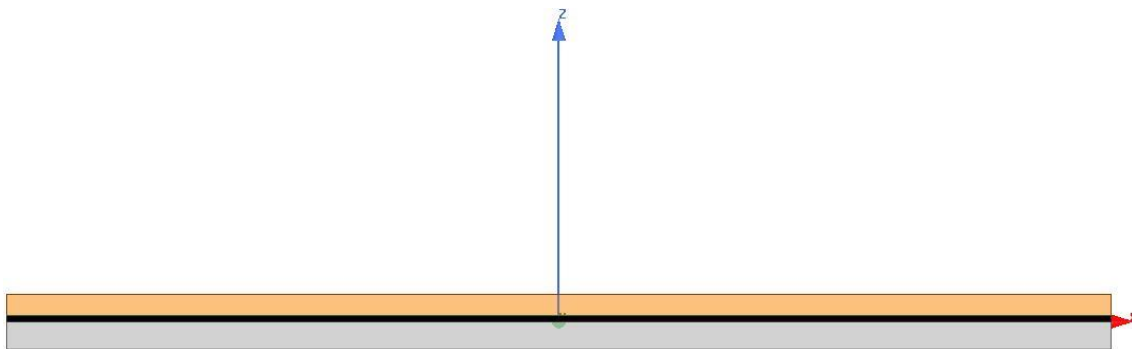


Fig. 3.1.7-Modelo 3D en HFSS del modelo B con una capa de aluminio debajo del MUT

Siendo la nueva capa grisácea el aluminio. Realizando un barrido paramétrico para grosores del material bajo test de 50  $\mu\text{m}$ , 100  $\mu\text{m}$ , 150  $\mu\text{m}$  y 200  $\mu\text{m}$  en un rango frecuencial similar al anterior tenemos:

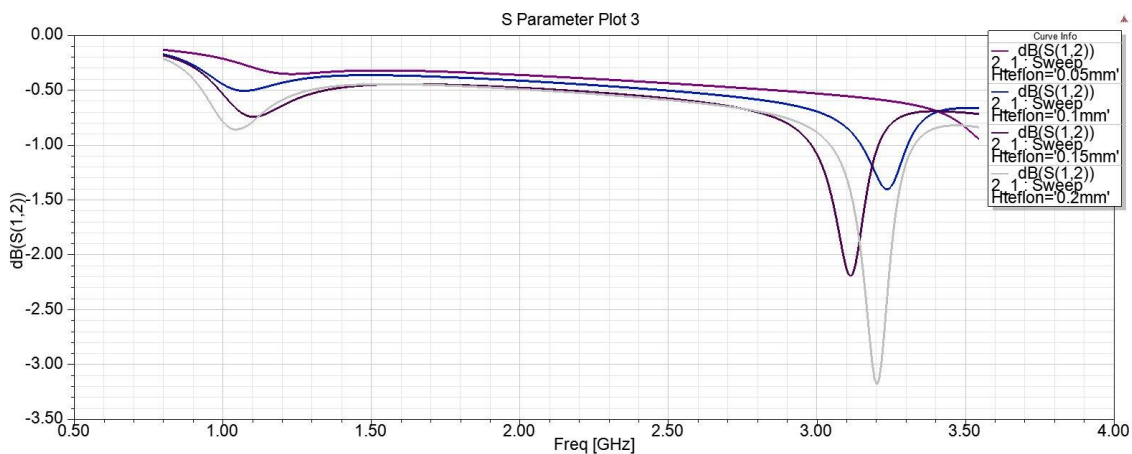


Fig. 3.1.8-S12 para diferentes grosores de MUT con el modelo inicial de B

Estos resultados son más parecidos a los presentados en [11], aunque nuevamente no se ha conseguido replicar con precisión el artículo de referencia. Este comportamiento de dos picos es debido a que los anillos ya no son casi iguales en dimensiones, lo que produce que las respectivas frecuencias de resonancia sean muy diferentes. Este modelo puede ser muy interesante de cara a minimizar los errores producidos por la distancia que se mantendrá durante el apoyo del dispositivo en la superficie puesto que unos pocos micrómetros pueden reducir la fiabilidad y la sensibilidad del dispositivo. Una configuración con dos resonancias podría estudiarse en un futuro para detectar el grosor tanto del aire como del dieléctrico en el caso de que no quedara perfectamente apoyado sobre el substrato a medir.

También se destaca previamente el inconveniente de este modelo y es que, observando la escala de dB tras incluir la capa de aluminio y al tener un anillo para cada pico, la profundidad de la atenuación se reduce enormemente e incluso suprimiendo los picos para la respuesta de 50  $\mu\text{m}$  con lo que ya se prevé que la limitación de este modelo será la detección de los picos. Además, la variación de la frecuencia con el grosor no sigue una progresión linealmente creciente ni decreciente, si no que los picos se sitúan de una manera aparentemente arbitraria, reduciendo la frecuencia de resonancia entre las curvas desde la respuesta correspondiente a 50  $\mu\text{m}$  a la de 150  $\mu\text{m}$  para luego aumentarla en el siguiente incremento de grosor.

A pesar de que la profundidad de los picos se podría solucionar mediante la inserción de más anillos y la optimización del presente, el dispositivo sería muy voluminoso en comparación a los demás modelos planteados y la no linealidad en la variación de los picos carece de relaciones experimentales o teóricas para resolverlo. Es por ello por lo que se ha desestimado esta opción para el objetivo del trabajo.

### 3.1.3 Modelo C

El tercer modelo estudiado ha sido el presentado en [12]. El objetivo de este modelo es ser un medio de propagación experimental para ondas polarizadas a izquierdas en una línea microstrip con resonadores de anillo partido. Para el objetivo del trabajo se ha implementado y simulado una línea con solo uno de los anillos de la estructura propuesta y eliminado las capacitancias implementadas en el conductor superior. De modo que se obtiene una configuración con un solo anillo doble circular tal que:

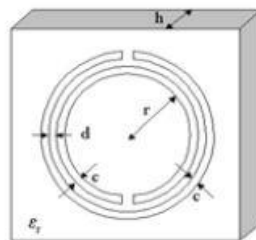


Fig. 3.1.9-Anillo implementado en C [12]

El sustrato empleado es un arlon AD250A. En este caso se ha hecho un análisis preliminar sin conductor y con conductor en la parte inferior. Las dimensiones de este anillo son:

- $r$ : Define el radio del anillo externo, mide 2,5mm
- $t$ : Escrito como  $c$  en la figura, mide 0,3mm
- $s$ : Escrito como  $d$  en la figura, mide 0,3mm
- $g$ : No expresado en la figura, mide 0,1mm

El grosor de la línea para este caso será de 1,2mm y las dimensiones de la pieza sin conductor inferior son:

- La longitud es de 42mm
- La anchura es de 21,2mm

De modo que queda en el simulador sin la capa de aluminio:

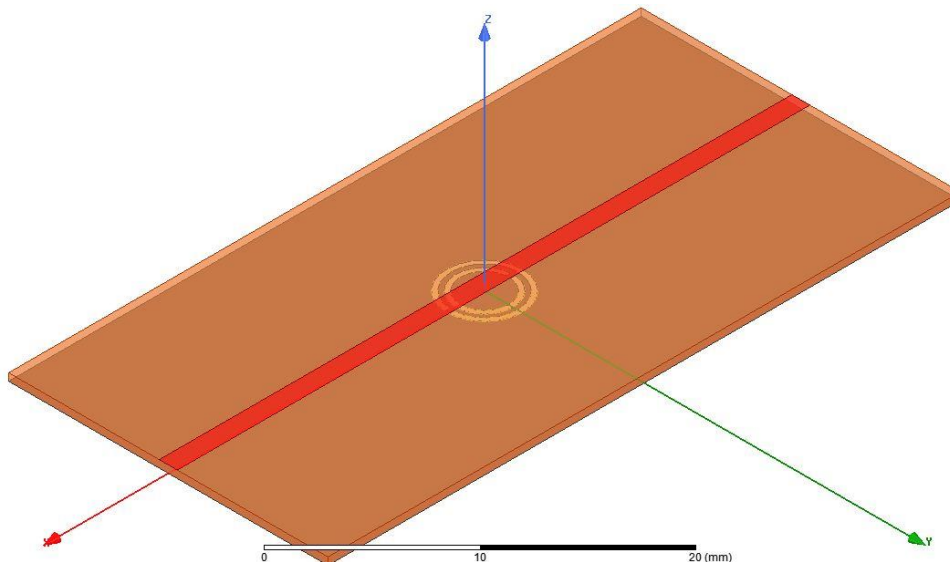


Fig. 3.1.10-Modelo 3D en HFSS de la configuración inicial de C

Realizando un barrido entre 0 y 10 GHz:

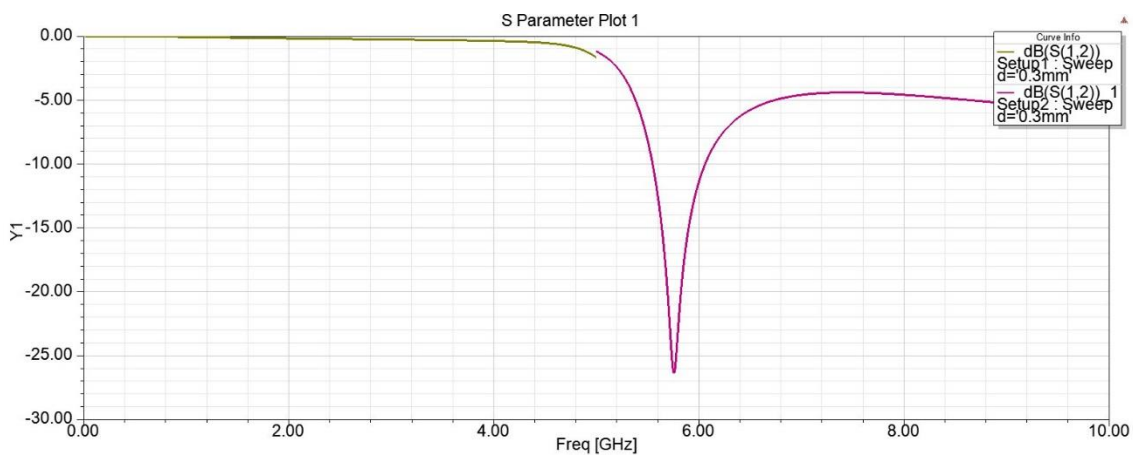


Fig. 3.1.11-S12 del modelo inicial de C sin materiales cercanos

Este caso aparentemente da una atenuación y ancho de banda muy superiores a las propuestas anteriores, así como una frecuencia bastante mayor. Es por ello por lo que se ha hecho un análisis con una medida tal y como se ha realizado para otros modelos. De modo que se ha añadido en la parte inferior una capa de Rogers 5880 seguido de un bloque de aluminio de 1 mm de grosor.

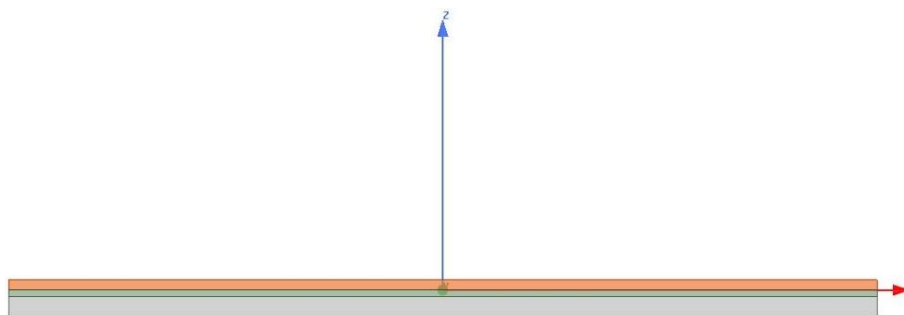


Fig. 3.1.12-Configuración del modelo inicial de C para una medición sobre aluminio



Realizando un barrido paramétrico del grosor del Rogers para medidas entre 50  $\mu\text{m}$  y 200  $\mu\text{m}$  con incrementos de 50  $\mu\text{m}$  en el ancho de banda anterior se obtiene:

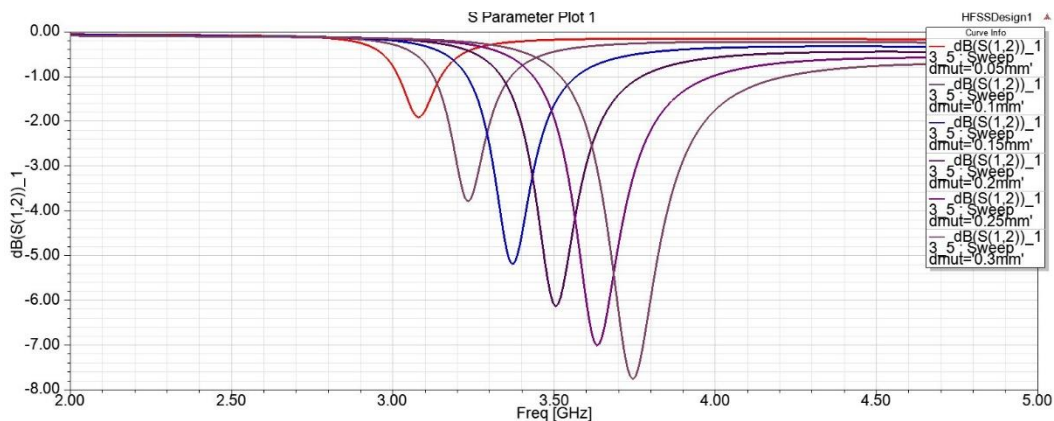


Fig. 3.1.13-S12 para grosores entre 50  $\mu\text{m}$  y 300  $\mu\text{m}$  en el modelo inicial de C

Este caso es más coherente con los anteriores en cuanto a profundidad y frecuencia. La atenuación de mayor frecuencia corresponde con el grosor de 300  $\mu\text{m}$  y hay una relación directamente proporcional entre grosor y frecuencia de resonancia y grosor y atenuación.

Además, no solo se ha comprobado que el doble anillo circular es una posibilidad con buena resonancia, sino que independientemente del anillo usado, el metal y el material a medir van a formar una capacitancia que afecta radicalmente a la frecuencia de resonancia del anillo y a su profundidad. En este caso se ha reducido la frecuencia de resonancia en un 40% entre los casos de una capa de Rogers de 300  $\mu\text{m}$  con aluminio debajo y tener el resonador sin materiales cercanos. La variación en frecuencia y atenuación dan una posibilidad muy buena de detección y las resonancias de este anillo son relativamente selectivas. A pesar de ello, la resonancia para los valores más finos va a ser difícilmente detectable.

### 3.1.4 Modelo D

El último modelo analizado es el presentado en [13]. El objetivo de este modelo también es la medida de grosores de materiales usando resonadores SRR, siendo el substrato utilizado un Rogers 6010. En el acta se ha realizado una configuración en la que no hay metales presentes cerca del sensor. Dado que no han considerado una capa metálica después del material a medir, se ha seguido el mismo procedimiento que en 3.1.3 incluyendo en el análisis inicial las configuraciones con y sin metal. La configuración del anillo propuesta es la siguiente:

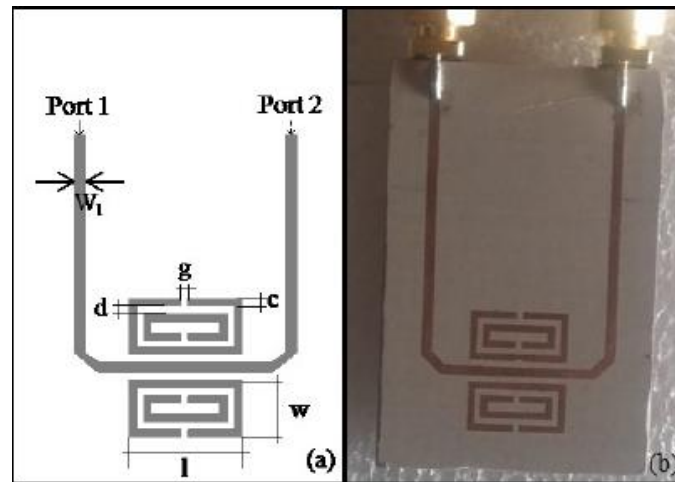


Fig. 3.1.14-Propuesta del modelo D [13]

En este caso los anillos están situados en la parte superior de la estructura. Para el caso del trabajo se ha dispuesto con una línea sin giros más larga. Nuevamente se definen en los parámetros del anillo nuevas variables correspondientes al modelo, ya que para este modelo no tiene sentido la variable  $a$  por no ser un anillo cuadrado. Siguiendo la figura, los factores de importancia son:

- $w$ : Define la altura del anillo, mide 6mm.
- $l$ : Define la longitud del anillo, mide 12mm.
- $g$ : Define el tamaño de la brecha de los anillos 0,8mm.
- $t$ : En la figura llamado  $c$ , 0,8mm.
- $s$ : En la figura llamado  $d$ , 0,8mm.
- $dtl$ : No considerado en la figura, define la distancia del anillo a la línea conductora y mide 0,2mm.

El grosor de la línea es de 1,19mm y las dimensiones de la simulación son:

- La longitud del substrato es de 60mm
- La anchura del substrato es de 36mm

En este caso, el material a medir lo han situado en la parte superior, sobre los anillos, de modo que el modelo 3D en HFSS es:

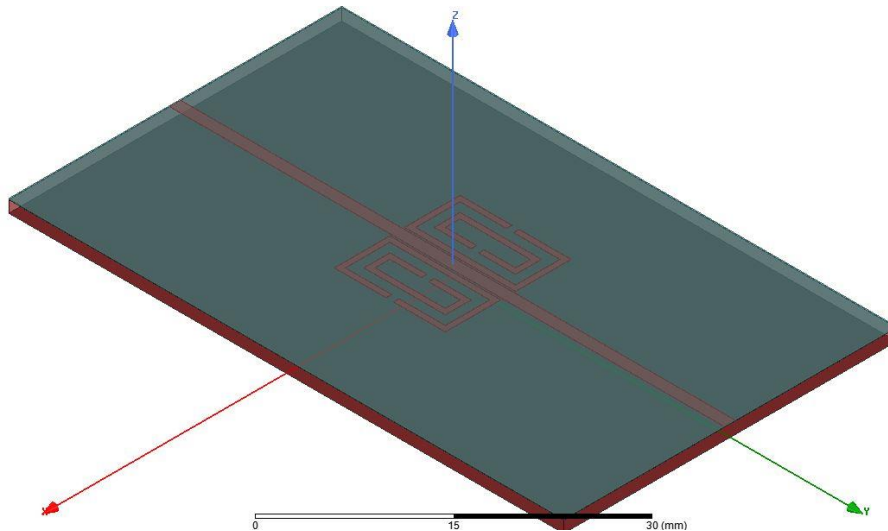


Fig. 3.1.15-Modelo 3D en HFSS de la configuración inicial de D sin metales cercanos

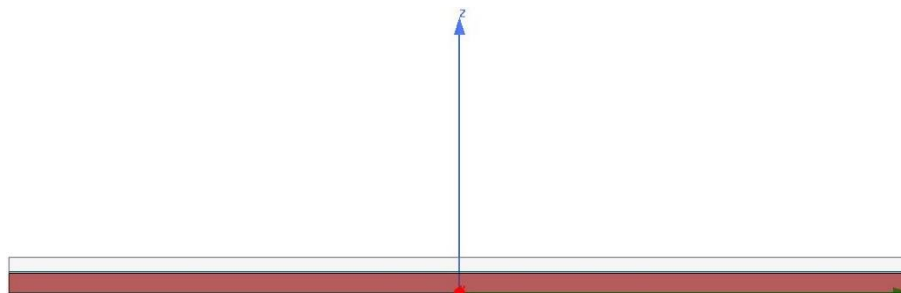


Fig. 3.1.16-Vista lateral del modelo inicial de D con una capa de aluminio en la parte superior

Se ha realizado también un barrido paramétrico en ambos casos para grosores de un material dieléctrico bajo medida de 50  $\mu\text{m}$ , 100  $\mu\text{m}$ , 150  $\mu\text{m}$  y 200  $\mu\text{m}$  para comprobar la relación de estos con la resonancia del anillo en el espectro frecuencial entre 1 y 9 GHz. Los resultados para las medidas sin capa metálica se muestran en la figura 3.1.17 y en la figura 3.1.18 con el añadido metálico:

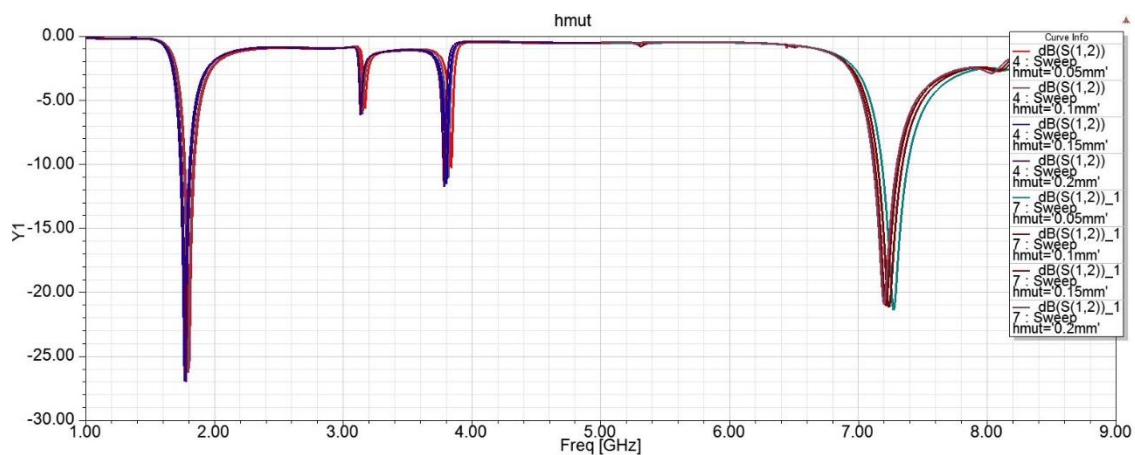


Fig. 3.1.17-S12 para diferentes grosores sin aluminio de la configuración inicial de D

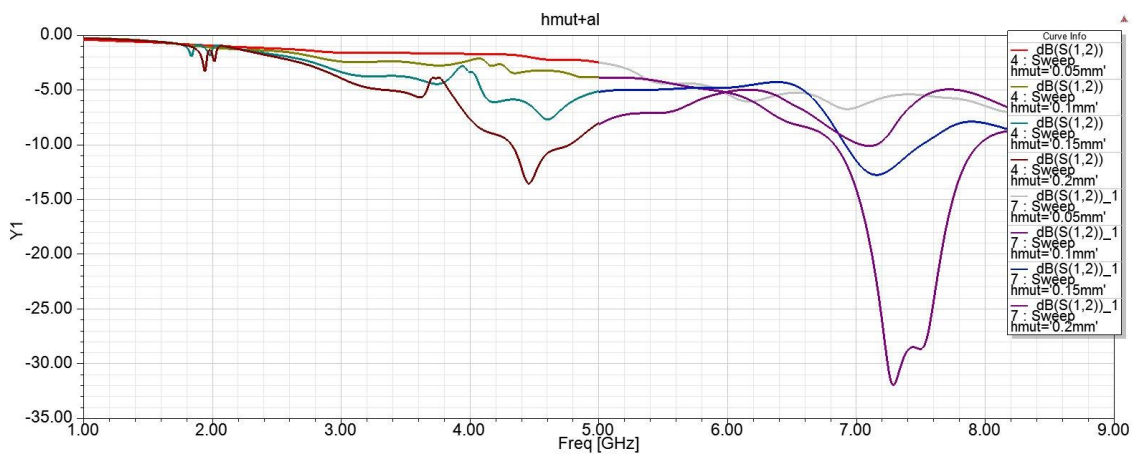


Fig. 3.1.18-S12 para diferentes grosores con aluminio de la configuración inicial de D

Los resultados obtenidos en este caso presentan un claro problema para nuestro objetivo. A pesar de que presenta una respuesta muy prometedora en el caso de no tener una capa de metal sobre el material a medir, esta respuesta se desvanece al implementar un metal en el modelo. Dicho esto, este modelo puede realizar medidas de materiales dieléctricos muy finos siempre y cuando no estén aplicados a metales por lo que en principio parece dudoso que pueda servir para las medidas que pretende este trabajo. Además, la diferenciación de los picos va a ser muy complicada puesto que, aunque estos sean muy finos, la variación en frecuencia debido al grosor es mínima.

Este modelo también se desestima para realizar las medidas de grosores por no tener una respuesta del coeficiente de transmisión coherente cuando hay metales cercanos. En el siguiente apartado se abordará un anillo rectangular sustraído de la tierra basado en este modelo.

## 3.2 ESTUDIO Y OPTIMIZACIÓN DE LOS MODELOS

En este apartado se buscará mediante barridos paramétricos y modificaciones comprender mejor cómo funcionan los anillos y obtener respuestas en frecuencia lo más deseables posibles. Cabe destacar que las opciones de diferentes modelos que puedan servir son similares a la capacidad de imaginar configuraciones posibles, por lo que no se analizarán demasiadas configuraciones diferentes. Se ha usado [14] para realizar los cálculos de las dimensiones e impedancias de la línea microstrip en los diferentes casos.

### 3.2.1 Modelo A

Dado que el objetivo del presente trabajo es realizar medidas a 24 GHz, se ha empezado por hacer un reescalado del modelo a una frecuencia superior. De modo que se realiza una configuración similar a la presentada en 3.1.1 pero modificando los siguientes parámetros:

- $a$  se ha fijado a 2.46mm.
- El grosor de la línea es 1.642mm.

Esta vez se ha realizado un barrido para grosores entre 50 y 400  $\mu\text{m}$  con incrementos de 50  $\mu\text{m}$  en el rango frecuencial de 4 a 8 GHz:

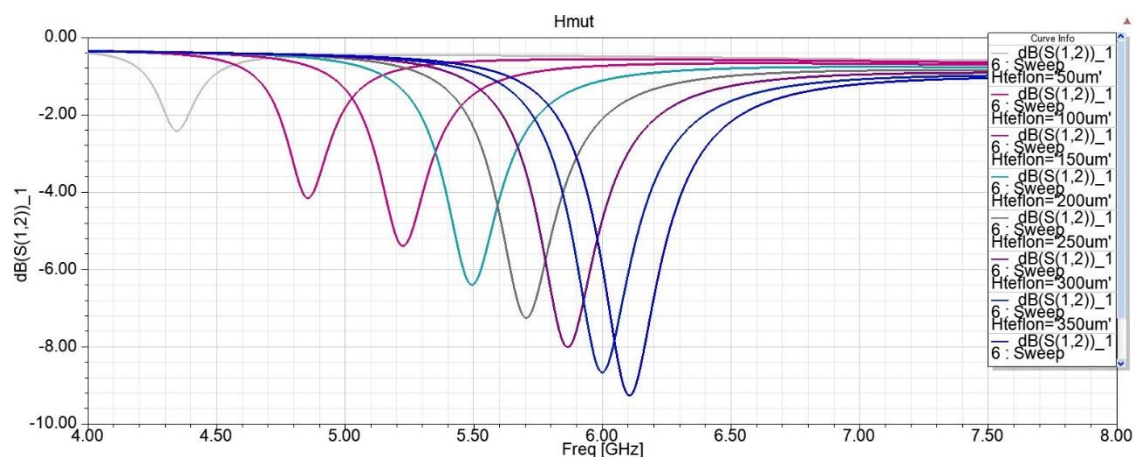


Fig. 3.2.1-S12 a frecuencia intermedia para un anillo A

El pico de menor frecuencia corresponde con un grosor de 50  $\mu\text{m}$  y la variación del grosor es directamente proporcional con la frecuencia de resonancia, siendo el siguiente 100 $\mu\text{m}$ , 150 $\mu\text{m}$ , etc. El tamaño del anillo se ha dividido por 2,439 basado en la dualidad dimensión física y frecuencia, de modo que ambas deberían incrementar o decrementar de manera proporcional. Esto no ha sucedido, el pico de 76  $\mu\text{m}$  (no mostrado en la figura) se ha movido a 4,63 GHz, esto significa que ha multiplicado por 3 la frecuencia (desde 1,5 GHz). De modo que es una aproximación muy tosca calcular el aumento de frecuencia directamente con el aumento de la dimensión del anillo. Se aprecia que la resolución frecuencial no es lineal. Los valores correspondientes a grosores más finos están más distanciados entre sí que los valores más gruesos.

Como se podía esperar, se ha conseguido un aumento en la profundidad de atenuación al elevar el modelo en frecuencia. A pesar de la aparente bondad de la gráfica, quedan patentes los tres siguientes problemas:

- Hay una relación inversa entre la profundidad de atenuación, o sea, la capacidad de detección de picos y la distancia entre picos que condicionará la capacidad de discernir entre los diferentes picos.
- Los dos primeros picos de 50 y 100  $\mu\text{m}$ , tienen una profundidad muy baja (-4dB en el mejor caso) siendo quizás el rango de valores más importantes para nuestro sensor, son quizás difícilmente detectables y más propensos a errores.
- Se observa cómo se va saturando la detección conforme aumenta el grosor, esto es debido a la capacitancia generada entre el metal y el anillo. Si bien a esta frecuencia no condiciona el funcionamiento, al llegar a 24 GHz puede plantear un problema puesto que el efecto de esta capacitancia será mayor con menor grosor.

El último efecto comentado es debido a que la capacitancia generada entre anillo y metal es cada vez menor. Esto provoca que en algún momento esta capacitancia sea poco significativa en comparación con las provocadas por el propio anillo, lo que finalmente provoca una insensibilización a estos grosores.

Con el fin de obtener unos picos de atenuación mayores, se ha propuesto, basándose en [12], una estructura de 4 anillos cuadrados:

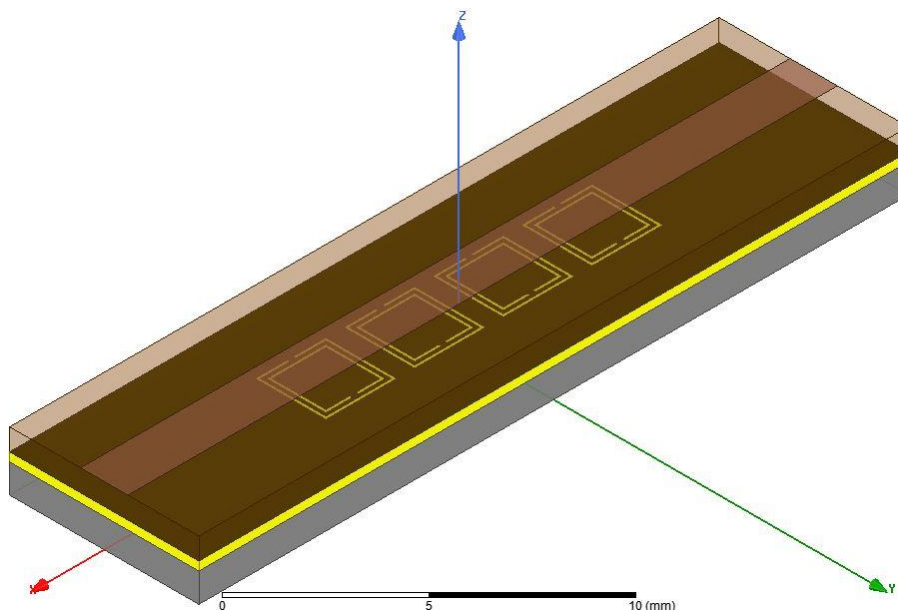


Fig. 3.2.2-Modelo con 4 anillos A en serie

Debido a la complejidad del modelo han hecho falta 15 pasadas en el mayado para obtener unos resultados coherentes. Se ha realizado un barrido para los grosores del MUT comprendidos entre 50  $\mu\text{m}$  y 400  $\mu\text{m}$  con incrementos de 50  $\mu\text{m}$ . Los resultados obtenidos se muestran en la figura 3.2.3:

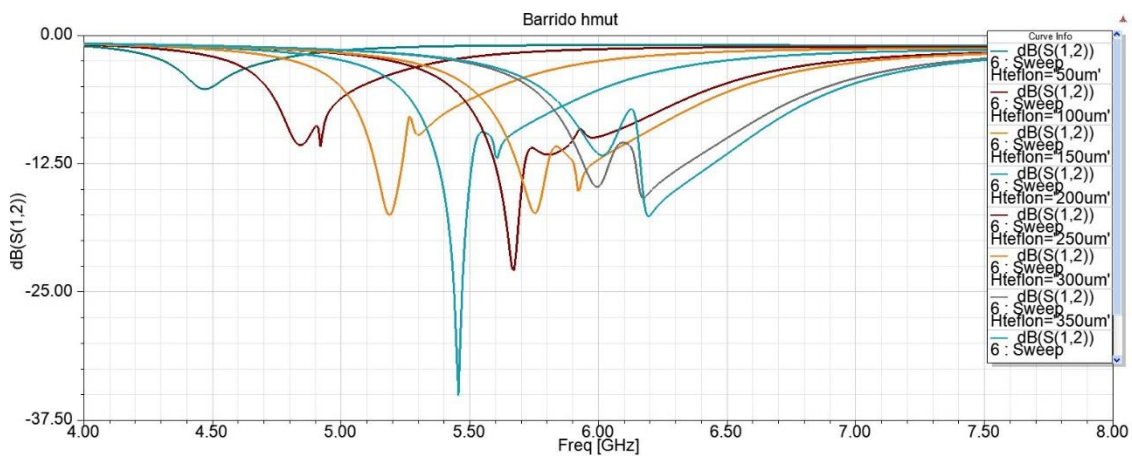


Fig. 3.2.3-Respuesta para grosores de 50-400 $\mu m$  con 4 anillos A en serie

Como era de esperar, se ha mejorado considerablemente la profundidad de los picos al introducir varios anillos en la pieza, midiendo -5 dB de profundidad en el caso de 50  $\mu m$ . Aún así, se ha añadido un efecto en la respuesta indeseado y es que, si solo hay un anillo doble, la diferencia de resonancias entre los anillos es despreciable, pero si se añaden varios anillos a la configuración, parece ser que se acentúa este efecto provocando dos picos de resonancia diferenciados. También se observa que la profundidad de ambos picos va variando, así como la relación de profundidad entre ambos, lo que plantea un problema en la detección de los grosores. Si bien este efecto no tiene importancia en este caso, puesto que se puede tener problemas de falsos resultados a partir de 300  $\mu m$ , el efecto se acentuará con el incremento de frecuencia.

Al ser esta estructura más compleja, se han analizado diferentes parámetros con el fin de optimizar su funcionamiento. Dado que ahora el modelo se compone de una serie de anillos, un nuevo parámetro a considerar es la distancia entre ellos a la que se llamará  $d$  durante el trabajo. Se ha realizado un barrido de esta distancia desde 0,15375mm a 2,46 mm (a) con incrementos de 0,15375mm. Se ha elegido esta distancia inicial por cumplir la relación  $16d = a$ . No se presentan todas las curvas por ser muchas y no poder visualizarse correctamente. A continuación, se presentan las curvas con los valores más extremos, estando todas las demás curvas de respuestas comprendidas entre las mostradas:

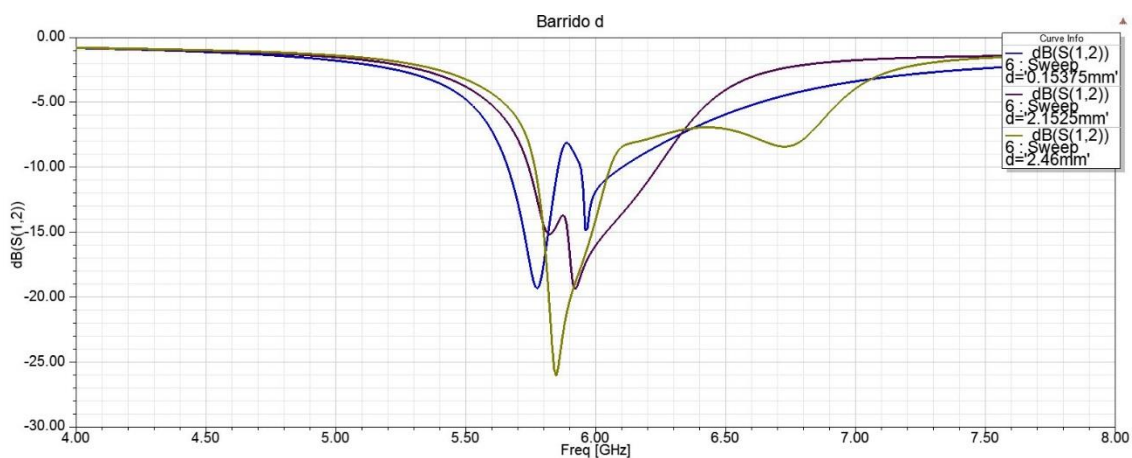


Fig. 3.2.4-Variación de la respuesta de  $S_{12}$  con 300  $\mu m$  de MUT respecto a la distancia entre anillos en 4 anillos A en serie

Considerando el gráfico, se puede asumir que la variación de la distancia entre los anillos modela la relación entre picos dentro de la misma curva e incluso puede llegar a anularla parcialmente y distanciarlos. También parece que intentar anular la relación entre picos de atenuación lleva consigo un incremento en el ancho de banda empleado en la atenuación. Esto permitirá, de cara a la optimización, tener un relativo control sobre el efecto adverso de tener una doble resonancia. Parece que cuanto mayor es la distancia entre anillos, menor es el efecto del doble pico, mayor es la atenuación obtenida y mayor es el ancho de banda de la resonancia.

El siguiente parámetro estudiado ha sido la distancia de brecha  $g$  (ver Fig. 2.3.1). Se ha realizado nuevamente un barrido entre 50 y 250  $\mu\text{m}$  con incrementos de 50  $\mu\text{m}$  sobre el tamaño del gap:

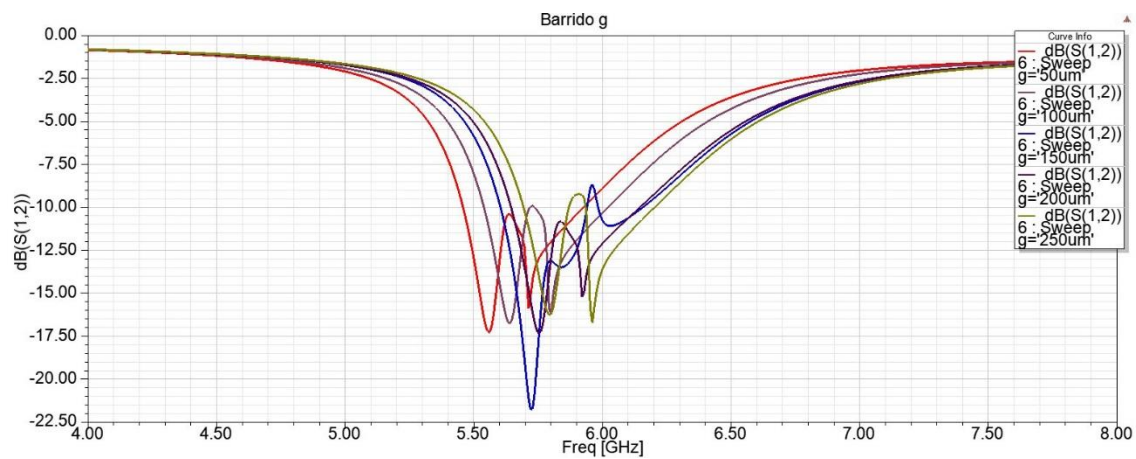


Fig. 3.2.5-Variación de la respuesta de S12 con 300  $\mu\text{m}$  de MUT respecto al tamaño de la brecha de los anillos  $g$  en 4 anillos A en serie

Nuevamente se corrobora otro parámetro que sirve para modelar la respuesta en frecuencia y no solo la profundidad. El tamaño de la brecha proporciona otro método para atenuar el efecto de la doble resonancia e incrementar la profundidad de la atenuación sin aumentar el ancho de banda. Parece que para este caso hay un valor óptimo de tamaño de brecha. El siguiente parámetro que se ha analizado es la separación entre anillos  $s$ , realizando un barrido similar al anterior se obtiene:

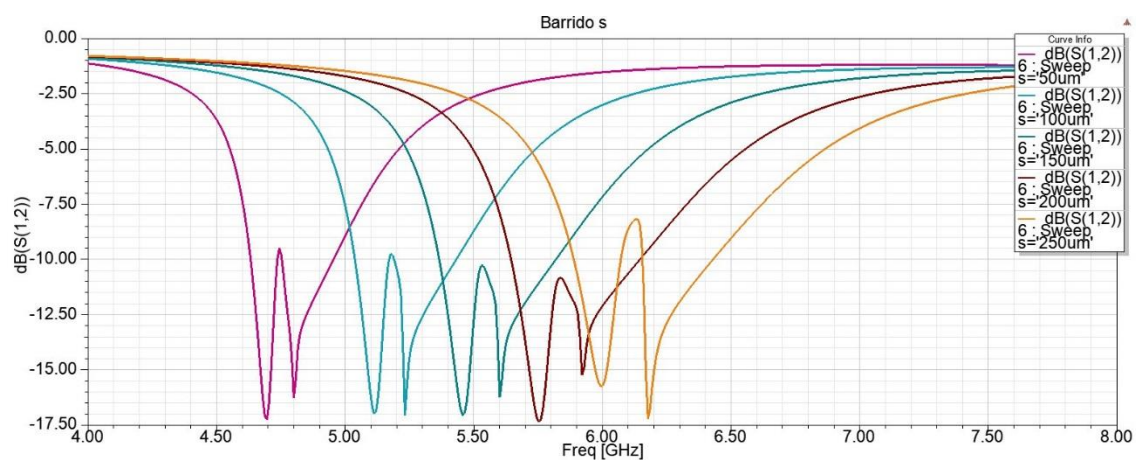


Fig. 3.2.6-Variación de la respuesta de S12 para 300  $\mu\text{m}$  de MUT y diferentes distancias  $s$  de 4 anillos A en serie



En las dos curvas con picos de mayor frecuencia se ve una inversión de la magnitud de los picos respectivamente, esto implica que también se puede modelar la forma de la respuesta variando la separación que hay entre los anillos interiores y exteriores. También parece que este caso es poco sensible a estas variaciones, probablemente porque la capacitancia generada por la distancia entre anillos no sea el factor de mayor magnitud en este modelo a esta frecuencia. De modo que la separación entre anillos no parece establecer un incremento en la magnitud de la resonancia, pero sí que anillo va a resonar con mayor profundidad.

Otra estructura planteada son cuatro anillos dobles cuadrados dispuestos en forma matricial:

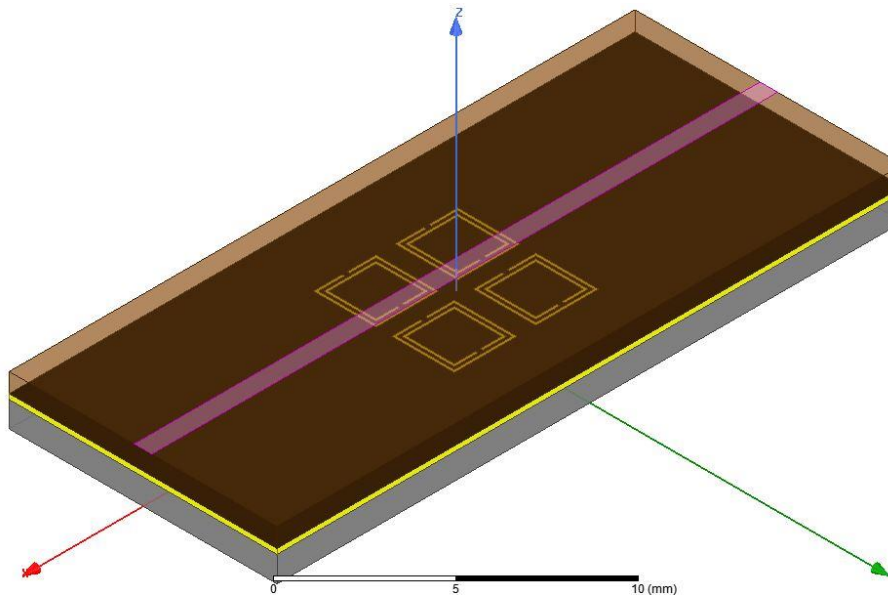


Fig. 3.2.7-Estructura de 4 anillos A en forma matricial

Realizando un barrido de grosores del MUT entre 50 y 300  $\mu\text{m}$  con incrementos de 50  $\mu\text{m}$  tenemos:

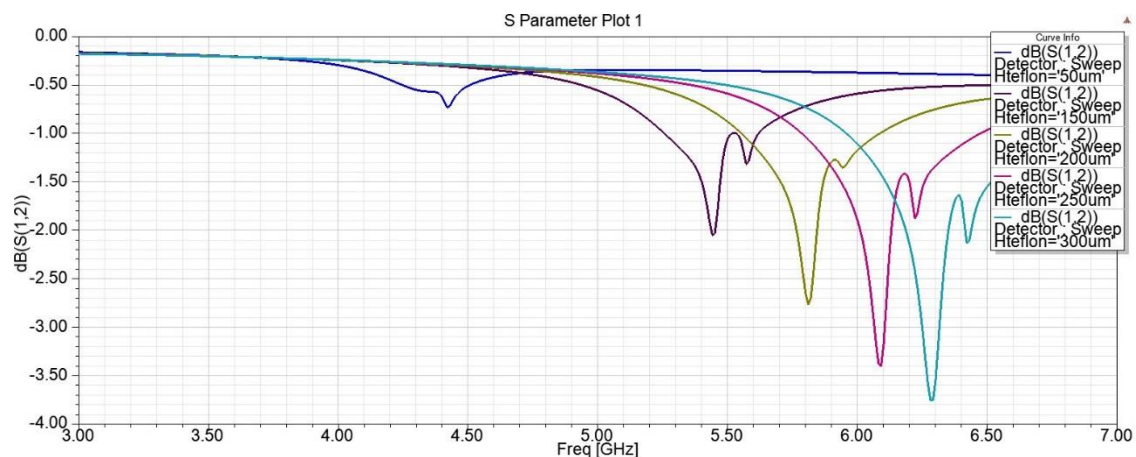


Fig. 3.2.8-S12 en la estructura matricial con 4 anillos A en forma matricial

La atenuación de menor frecuencia corresponde con un grosor de 50  $\mu\text{m}$  y hay una relación directamente proporcional entre grosor y frecuencia y grosor y atenuación. Han hecho falta 24 refinamientos en este caso para obtener unos resultados coherentes, aun así, el

simulador no ha sido capaz de computar la respuesta con 100  $\mu\text{m}$  de espesor. Viendo el resto de las opciones se da una idea clara de cómo sería la gráfica que ausente.

Se obtiene un comportamiento bastante similar a la configuración anterior en cuanto a forma, pero la profundidad de los picos es demasiado baja como para considerar este modelo como potencialmente viable. Esto es debido a que los anillos no están situados debajo de la línea de transmisión, lo que impide una correcta transferencia de potencia a los anillos. A pesar de que no se ha estudiado por no añadir más complejidad al modelo, posiblemente se pueda corregir si se añade dos divisores en T, uno antes de los anillos y otro después, para poder mantener una estructura matricial e incluso añadir más anillos, lo que presumiblemente aumentaría la profundidad de las atenuaciones.

Por analizar posibles efectos de la estructura matricial, se ha realizado un análisis variando las distancias entre anillos. Se ha considerado variar la distancia en el eje x y el eje y (ver Fig. 3.2.7). Se ha realizado un barrido para distancias relativas al tamaño de los anillos, siendo las distancias simuladas entre los anillos  $a/8$ ,  $a/4$ ,  $a/2$  y  $a$ . Empezando por el eje y, o sea, la distancia de los anillos a la línea de transmisión tenemos:

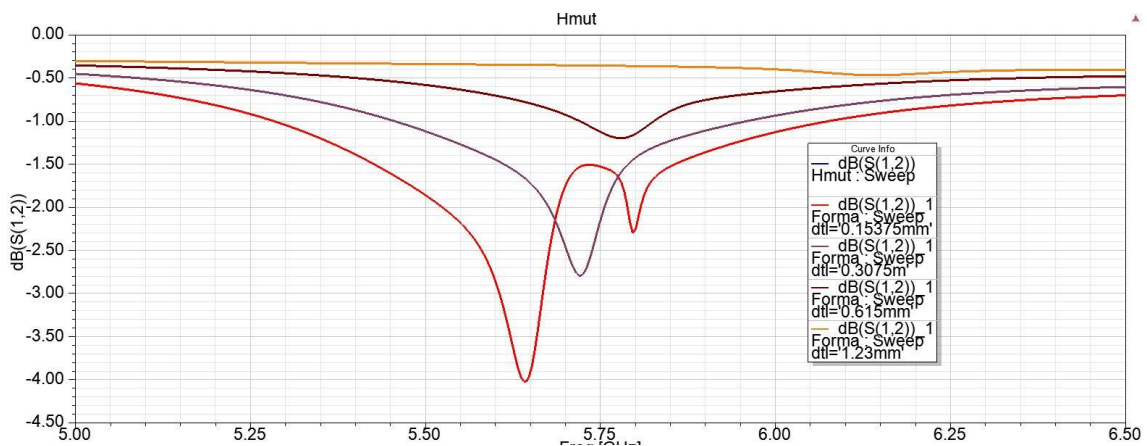


Fig. 3.2.9-S12 en función de la distancia de los anillos a la línea en la configuración matricial de 4 anillos A

La mayor atenuación corresponde a la menor distancia con la línea conductora superior. Este resultado es casi predecible, puesto que cuanto más cerca estén los anillos de la línea, mayor acoplo de potencia obtendrán, siendo la línea de mayor profundidad correspondiente a un caso en el que los anillos están parcialmente debajo de la línea. Así mismo, fijando este valor de distancia a la línea en el mejor caso realizamos un barrido similar con la distancia en el eje x, o sea, la distancia entre los anillos:

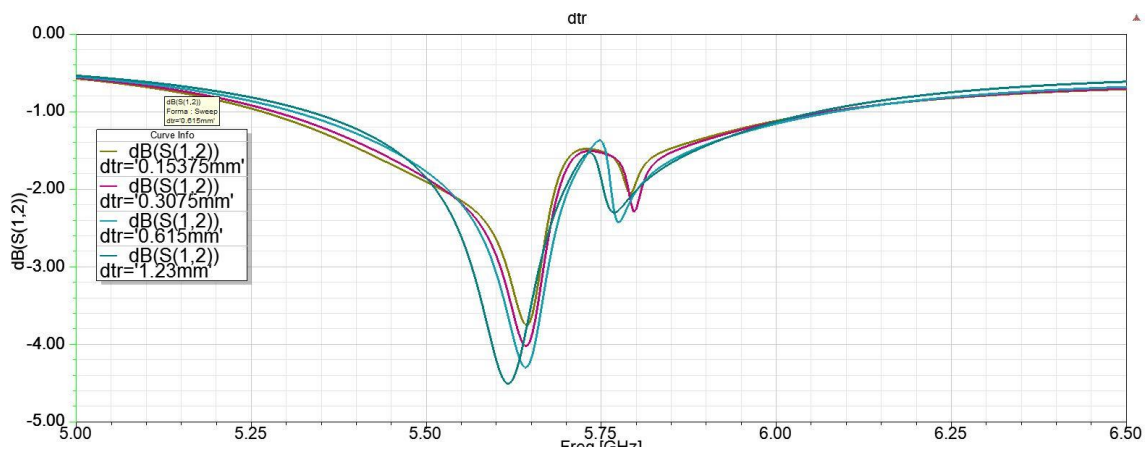


Fig. 3.2.10- S12 variando en función de la distancia entre anillos con 4 anillos A dispuestos matricialmente

La curva con mayor atenuación corresponde a la distancia mayor, que es igual al tamaño de los anillos. En este caso no hay una relación tan clara. Se puede intuir que la distancia entre anillos debe ser equivalente al tamaño de los anillos con el fin de maximizar la profundidad de la atenuación. No obstante, los valores no cambian radicalmente por lo que este parámetro cumplirá un papel menor si se implementa este diseño.

Finalmente se ha optado por llevar a 24 GHz el modelo de 4 anillos en serie reduciendo el tamaño de estos hasta tratar de obtener el mínimo valor para el grosor de 100  $\mu\text{m}$  en 24 GHz. Se ha realizado una proporcionalidad con la frecuencia inicial y la intermedia, aunque como se ha comentado es una mala aproximación, para después hacer una optimización con un barrido del tamaño de los anillos. De modo que los siguientes parámetros quedan modificados:

- a: pasa a medir 0,937mm
- El substrato ahora tiene un grosor estándar de 0,254mm
- El ancho de la línea cambia a 0,556mm para garantizar que  $Z_0$  sea de 50  $\Omega$

En este caso se omite la figura del prototipo por ser casi idéntica a Fig. 3.2.2. Haciendo un barrido entre 50 y 200  $\mu\text{m}$  con incrementos de 25  $\mu\text{m}$  se obtiene los resultados de la figura 3.2.11:

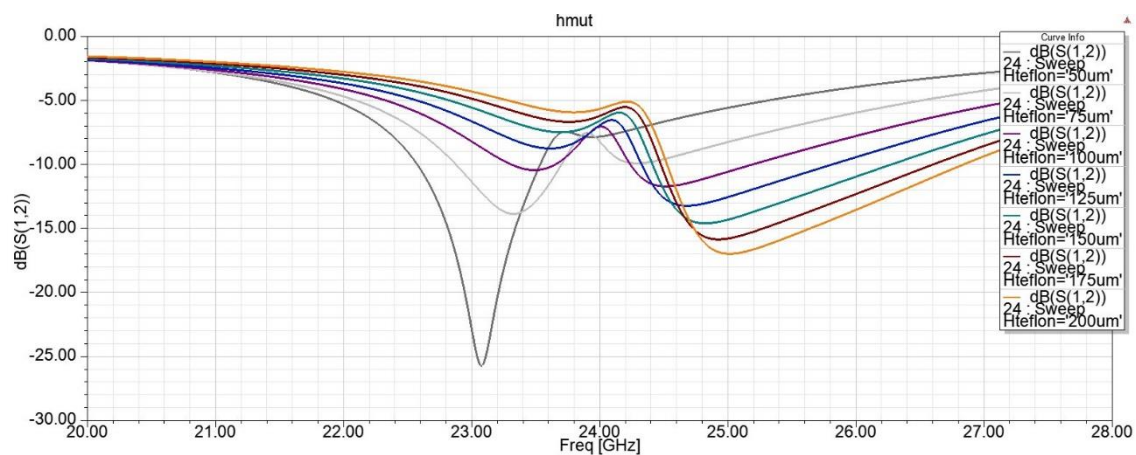


Fig. 3.2.11- S12 para diferentes grosores de MUT con 4 anillos A a 24 GHz

Nuevamente el pico de menor frecuencia corresponde a 50  $\mu\text{m}$  y aumenta la frecuencia de resonancia en proporción con el grosor. Ahora ya responde en la banda frecuencial y el ancho

de banda que se había estipulado. A pesar de ello, no se ha encontrado una relación que permita diferenciar analíticamente las diferentes curvas en un primer intento. Mediante Matlab se ha buscado diferencias en las derivadas de las curvas mediante las diferencias entre puntos simulados, así como la detección de picos a 3 dB y su potencia. Ninguno de estos métodos ha arrojado una relación linealmente proporcional que permita una identificación unívoca entre curva-grosor. Por lo tanto se ha decidido optimizar y modificar este modelo con el fin de obtener una respuesta frecuencial mejor.

Se ha tratado de optimizar el modelo según los parámetros anteriores. Realizando un breve análisis para este modelo, se ha modificado simultáneamente todos los factores a los siguientes valores:

- d: Parece que cuanto mayor es la distancia entre anillos (hasta  $d=a$ ) mayor es la profundidad del pico y mayor es la relación entre los lóbulos, de modo que d medirá a.
- s: En este caso tiene una dependencia mucho más fuerte que en el visto anteriormente, cuanto menor es s mayor es la relación entre lóbulos de modo que 's' medirá 50  $\mu\text{m}$ .
- g: Ahora tiene un impacto menor, pero tiene una relación similar a s por lo que medirá 50  $\mu\text{m}$ .
- t: También mejora la relación entre lóbulos cuanto menor es t, medirá 50  $\mu\text{m}$ .
- Todos estos parámetros reducen mucho la frecuencia de resonancia, de modo que se ha realizado un barrido en a para obtener el pico correspondiente a 100  $\mu\text{m}$  en 24 GHz. El valor obtenido para a es de 0,634mm.

La importancia de cada uno de los parámetros depende directamente de las dimensiones y por ello algunos se vuelven más dominantes que otros con la subida de frecuencia. Esto es debido a que las capacitancias dominantes del modelo no son las mismas a todas las frecuencias. Todas estas modificaciones dan una respuesta a un barrido en el grosor del MUT:

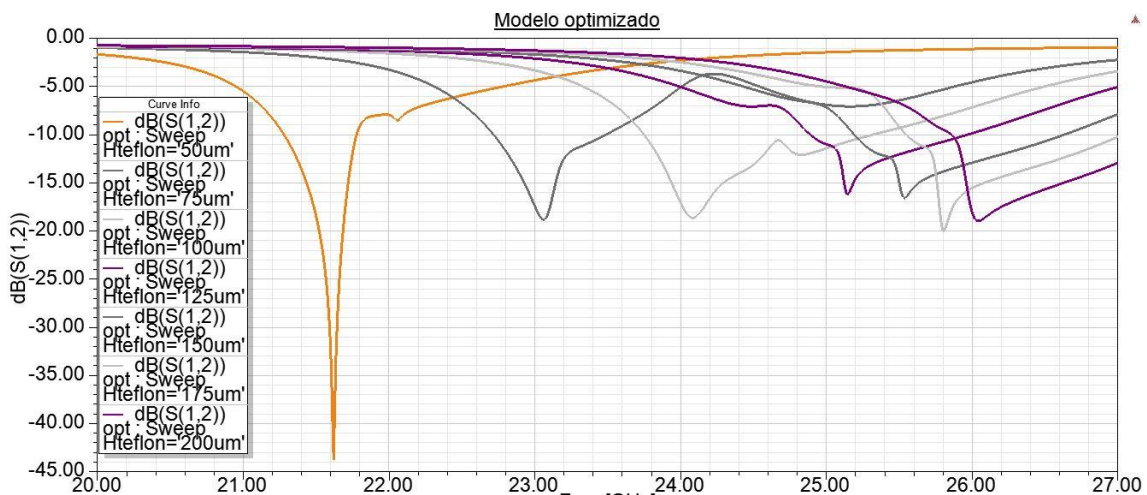


Fig. 3.2.12-S12 para diferentes grosores con 4 anillos A en serie optimizados

Una vez más el pico de atenuación de menor frecuencia corresponde a la curva de 50  $\mu\text{m}$  de grosor y la relación es linealmente proporcional con el grosor. Se ha conseguido obtener atenuaciones mayores y suprimir en muchos casos el pico de menor resonancia. El efecto de la

inversión entre los picos ya no es tan evidente con la supresión del pico de menor magnitud, además, hay una relación directamente proporcional entre posición frecuencial de los picos y el grosor medido.

A pesar de solucionar los principales problemas planteados por el modelo, se ha observado que sería necesario utilizar un emisor de gran ancho de banda (5 GHz aprox) para poder medir todos los valores. También parece que a partir de 100  $\mu\text{m}$  la resolución frecuencial es pobre. Si bien esta optimización no es válida para el objetivo, puede obtener una resolución entre 50  $\mu\text{m}$  y 75  $\mu\text{m}$  muchísimo mayor que las posibilidades anteriores y conociendo la teoría, puede modificarse con sencillez la banda de funcionamiento. Además, se ha obtenido un resultado notable, con la modificación de los parámetros de la estructura no solo se puede obtener una mejor curva, sino también es posible obtener mayor distanciamiento entre curvas. Esto implica que esta estructura es totalmente moldeable según los requisitos de resolución que se requieran, aunque ello implicaría un estudio de mayor profundidad que este trabajo.

Este fenómeno es explicable, los parámetros modificados han experimentado una reducción drástica de sus respectivos valores. Este decremento reduce las capacitancias generadas por los diferentes factores que componen los anillos, dando una magnitud relativa mucho mayor a la capacitancia generada entre anillo y metal. Es por esto por lo que se ha vuelto notoriamente más sensible al cambio de grosores en este caso.

A pesar de que el resultado sea prometedor, se desestimará un análisis mayor de este tipo para obtener el modelo final. Tomando como ejemplo [13], se ha probado como cambia la respuesta de  $S_{12}$  si se realiza la medida con el material encima del sustrato. La configuración propuesta se muestra en la figura 3.2.13:

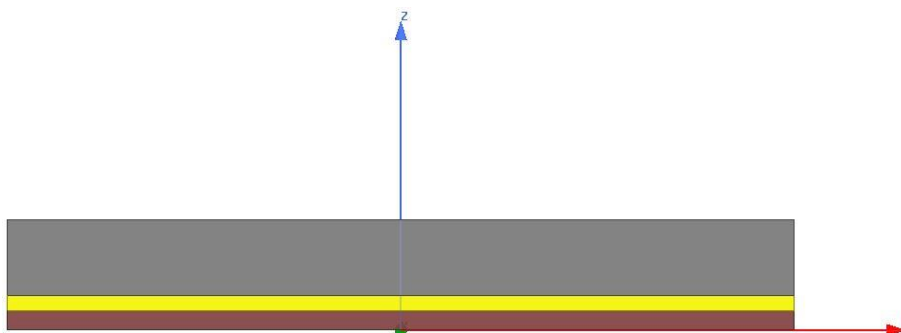


Fig. 3.2.13-Configuración con la capa del MUT y la capa de aluminio sobre el sustrato para 4 anillos A en serie a 24 GHz

El color gris corresponde al aluminio y el amarillo al MUT. Realizando un barrido similar a los anteriores para el material dieléctrico se obtiene:

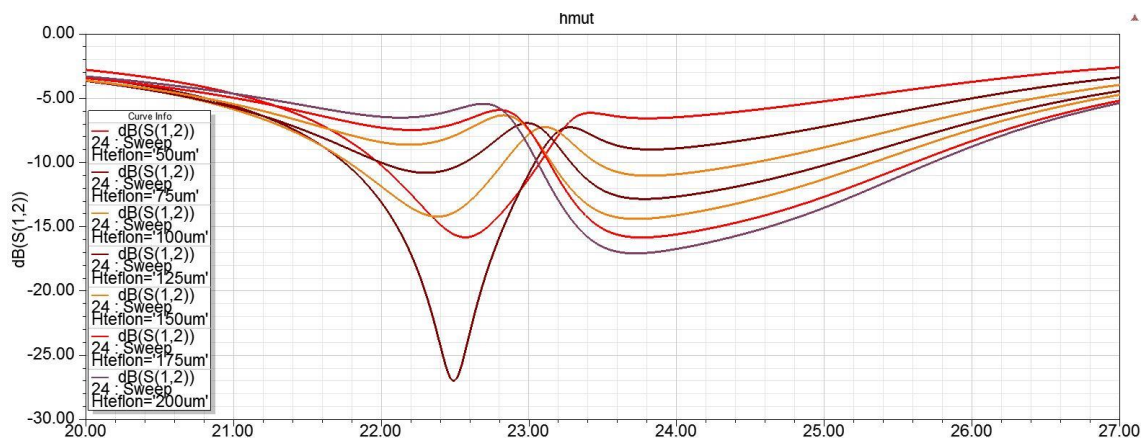


Fig. 3.2.14-S12 para diferentes grosores de MUT situados en la cara superior del sustrato

Esta nueva configuración no parece demasiado adecuada. Si bien la medida podría basarse en la relación entre lóbulo mayor y menor, el mayor pico de atenuación corresponde a 75  $\mu m$  de espesor mientras que el siguiente lóbulo en la misma frecuencia es el de 50  $\mu m$  y el resto son grosores mayores. Con lo cual no se obtiene una relación directamente proporcional para todos los casos.

Se ha optado por estudiar el impacto de tener materiales de diferentes constantes dieléctricas relativas en el modelo de la Fig. 3.2.2-Modelo, así como modificar drásticamente el sustrato. El sustrato se ha sustituido por un rogers RT/duroid 6010, que tiene una constante dieléctrica relativa de 10,2. Se ha realizado un barrido de banda ancha para el grosor del MUT y su constante dieléctrica entre los valores uno y ocho con incrementos de uno. Se exponen los resultados para  $\epsilon_r$  igual a 1,3,6 y 8:

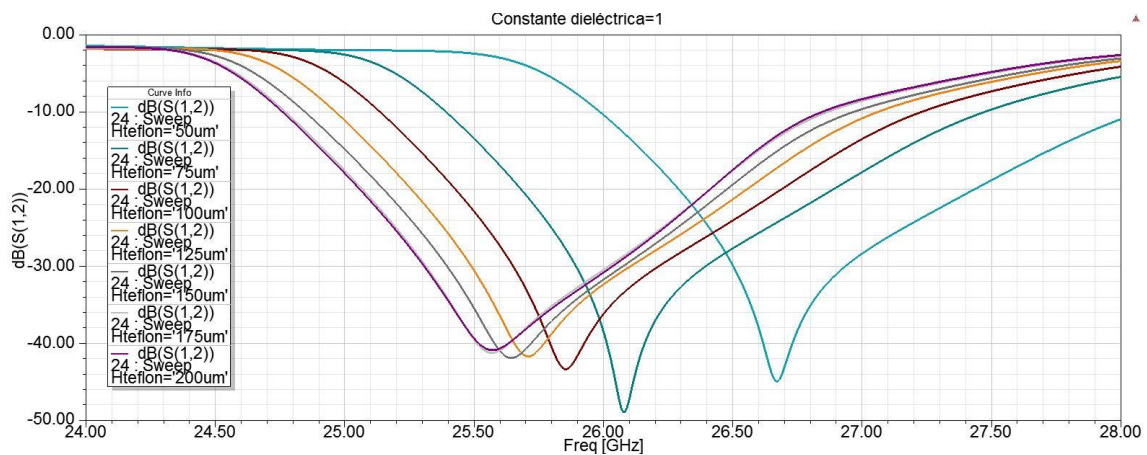


Fig. 3.2.15-S12 para diferentes grosores de MUT con  $\epsilon_r$  igual a 1 con 4 anillos A en serie

Este es el primer caso en el que el pico de mayor frecuencia corresponde con 50  $\mu m$  de espesor del material bajo test. La relación en este caso entre la variación en frecuencia y el grosor es inversamente proporcional. El ancho de banda de las atenuaciones es muy superior, así como su profundidad. También se observa que se satura rápidamente, de hecho, la curva de menor frecuencia son dos casos solapados y que no hay ningún fenómeno de doble resonancia.

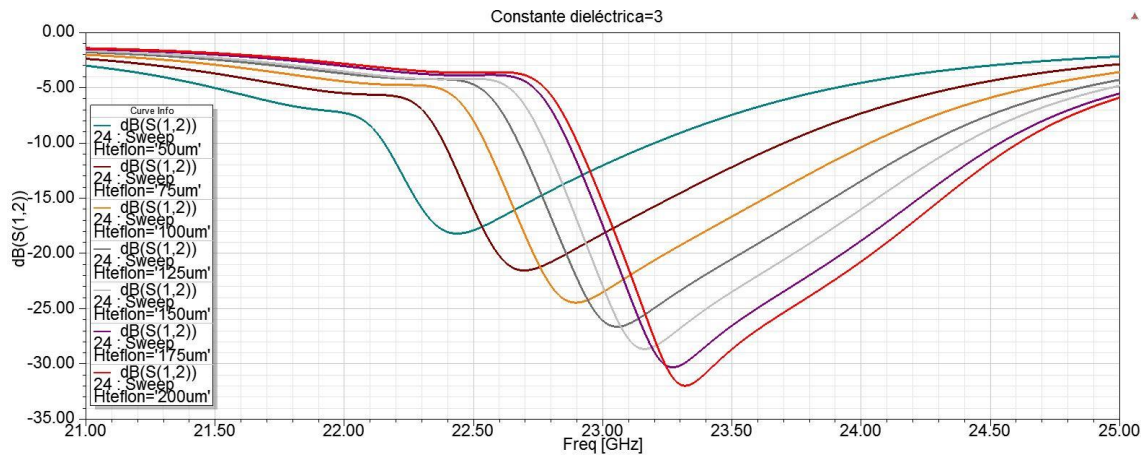


Fig. 3.2.16-S12 para diferentes grosores de MUT con  $\epsilon_r$  igual a 3 con 4 anillos A en serie

En este caso se obtiene nuevamente una relación directamente proporcional entre frecuencia de resonancia y grosor. La resolución frecuencial es escasa por tener lóbulos demasiado anchos y también se observa cómo se va saturando la respuesta frente a grosores más anchos. Tampoco se observa el fenómeno del doble pico y la profundidad de atenuación también tiene una relación proporcional con el grosor.

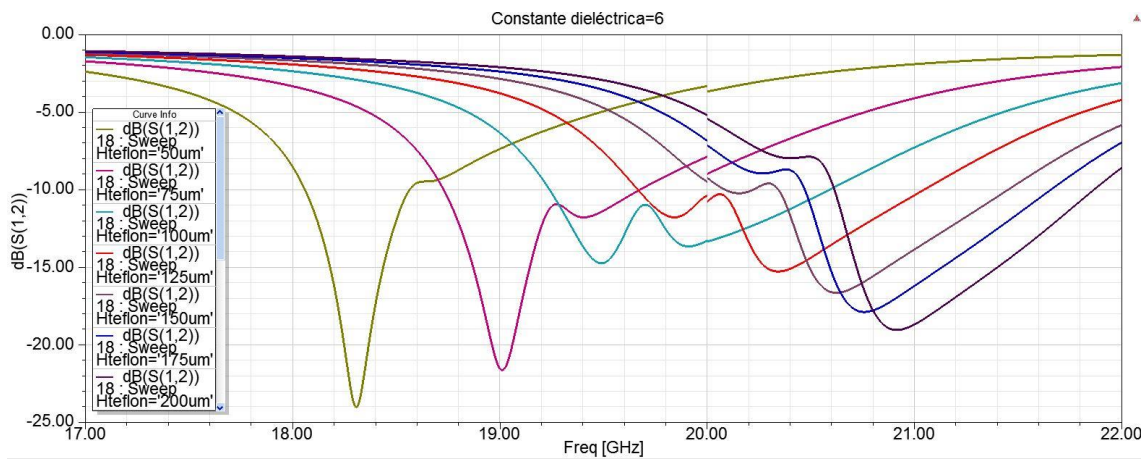


Fig. 3.2.17-S12 para diferentes grosores de MUT con  $\epsilon_r$  igual a 6 con 4 anillos A en serie

A pesar de no obtener dos picos en la curva de menor frecuencia correspondiente a 50  $\mu\text{m}$ , aparece un segundo pico que va adquiriendo profundidad en lugar del primero conforme aumenta el grosor del MUT. La relación entre grosor y variación frecuencial es directamente proporcional. La saturación parece que empieza a remitir.

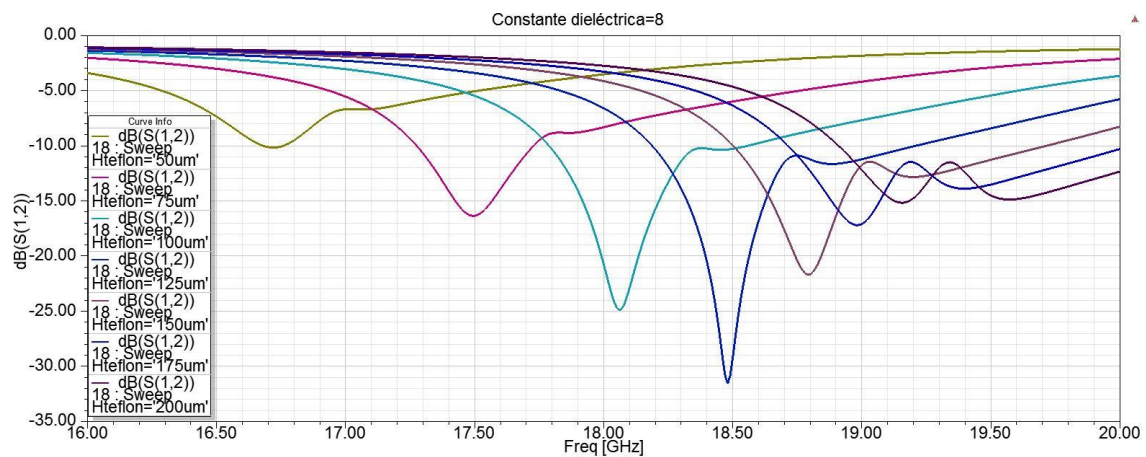


Fig. 3.2.18-S12 para diferentes grosores de MUT con  $\epsilon_r$  igual a 8 con 4 anillos A en serie

El pico de menor frecuencia corresponde con la curva de 50  $\mu\text{m}$  y la relación entre grosor y frecuencia de resonancia es directamente proporcional. En este caso se observa cómo ha aumentado drásticamente la distancia entre picos de diferentes grosores. Casi se ha suprimido la saturación y el efecto de la doble resonancia para un mismo grosor se ha atenuado considerablemente. El inconveniente es que el ancho de banda empleado ha aumentado significativamente respecto a los anteriores.

Teniendo en cuenta las gráficas expuestas anteriormente se extraen las siguientes hipótesis sobre el modelo:

- Si la constante dieléctrica del MUT difiere notablemente de la constante dieléctrica del sustrato, el modelo tendrá un mayor grado de saturación para algunos valores de grosor y una mayor profundidad en la atenuación de los picos. El ancho de banda empleado será menor, lo que limitará la resolución del dispositivo para diferenciar grosores. También suprime la doble resonancia y los lóbulos de atenuación son poco selectivos.
- Si la constante dieléctrica del MUT es algo menor que la del sustrato, se observa la aparición del efecto de doble resonancia, así como una inversión en los picos de atenuación. Se pierde profundidad, aumenta el ancho de banda empleado, se reduce la saturación de las curvas y los lóbulos son más selectivos.
- Conforme se aproximan ambos valores, el ancho de banda aumenta drásticamente, así como la diferencia de magnitud entre los picos de atenuación. Se reduce aún más la saturación, el efecto de la doble resonancia, la inversión de los picos y aunque estos sean de menor atenuación su selectividad ha aumentado.
- Parece haber una relación inversamente proporcional entre la banda frecuencial de operación y la constante dieléctrica del material a medir. Probablemente estando sujeta a que  $\epsilon_{\text{MUT}} < \epsilon_{\text{eff, sustrato}}$ .

Se puede concluir que, para obtener una mejor resolución, lo ideal será que las constantes dieléctricas del MUT y el sustrato sean lo más parecidas posibles. Además, se comprueba como este dispositivo es sensible a materiales dieléctricos de diferentes características cambiando la banda en la que opera.



Por último, extrayendo la idea de [3], se ha experimentado el efecto de doblar el número de brechas en los anillos de la Fig. 3.2.2. De modo que se ha propuesto la siguiente configuración:

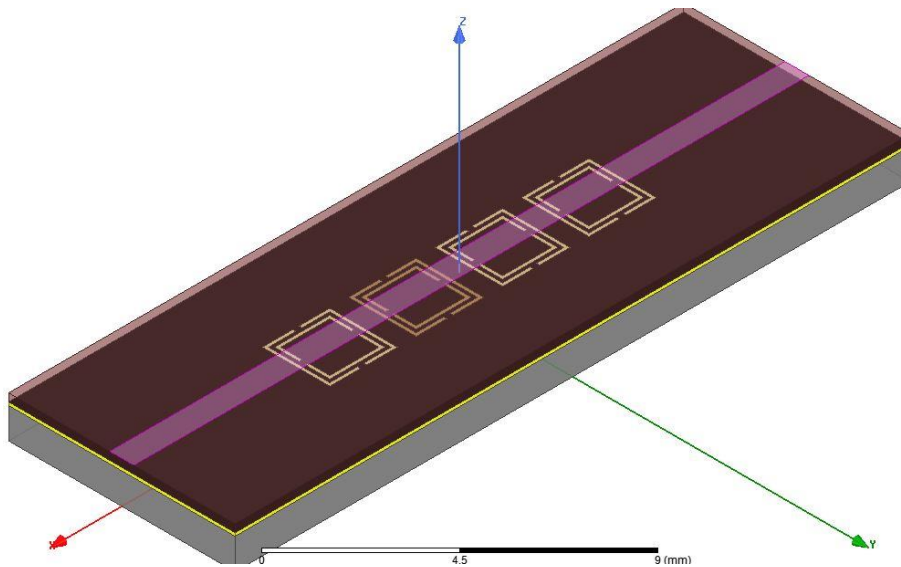


Fig. 3.2.19-Estructura de 4 anillos a con 4 brechas en cada anillo

El primer efecto a tener en cuenta es que al aumentar el número de brechas incrementa drásticamente la frecuencia de resonancia de los anillos [3]. De modo que, para obtener la respuesta en la misma banda frecuencial, el tamaño del anillo exterior ‘a’ se ha incrementado proporcionalmente para disminuir en un factor similar la frecuencia de resonancia. De modo que a mide ahora 2,2 mm para este caso.

Realizando un barrido similar a los anteriores para diferentes grosores del MUT se obtiene:

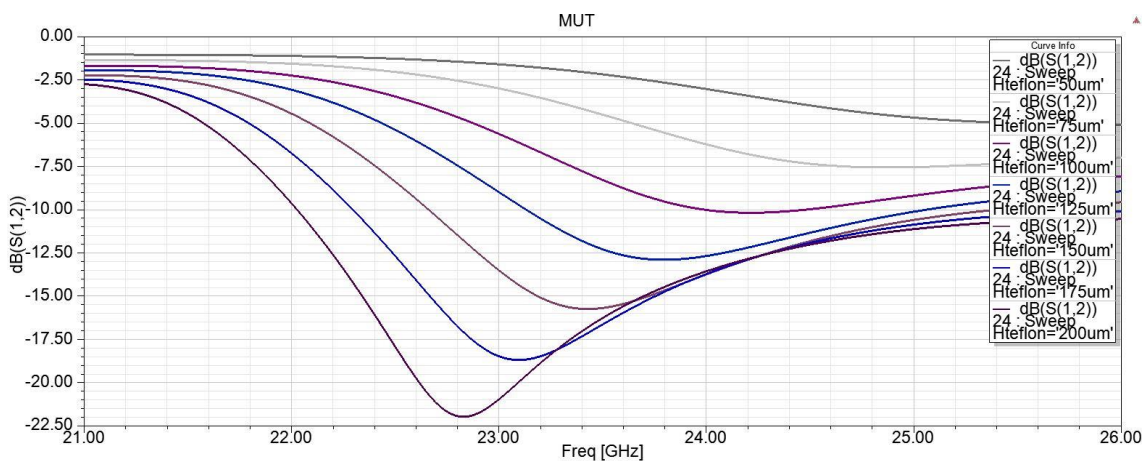


Fig. 3.2.20-S12 para diferentes grosores con 4 anillos dobles de 4 brechas

El pico de mayor atenuación corresponde al grosor de 200  $\mu\text{m}$  y se muestra una relación directamente proporcional entre profundidad de atenuación y grosor. Este caso no proporciona una resolución frecuencial buena, pero se obtiene una posible resolución en magnitud. Una posible combinación de ambos parámetros podría obtener unos resultados de interés. Se observa como el aumento de brechas suaviza mucho las curvas, lo que empeora la resolución

frecuencial y la profundidad de los picos de atenuación, pero se consiguen curvas que no se solapan ni cruzan entre sí.

Con este último caso se finaliza el estudio de este modelo. Con este análisis se considera potencialmente viable realizar medidas de grosores de alta resolución con algunas de las estructuras planteadas. Si bien las configuraciones viables tienen un ancho de banda de operación mucho mayor al esperado.

### 3.2.2 Modelo C

En este caso se ha empezado por el estudio de los diferentes parámetros que componen los anillos. Se ha implementado en el simulador directamente una estructura de 4 anillos circulares dobles como el presentado en 3.1.3 y similar a [12], pero sin brechas en la línea de transmisión. Se ha hecho así con el mismo objetivo, consiguiendo mayores profundidades en las atenuaciones. Las dimensiones del anillo son las expuestas en 3.1.3, además se introduce el parámetro  $d$  que indica la distancia entre los anillos dobles, que en el caso inicial mide 6 mm entre los centros de los anillos. En el simulador queda:

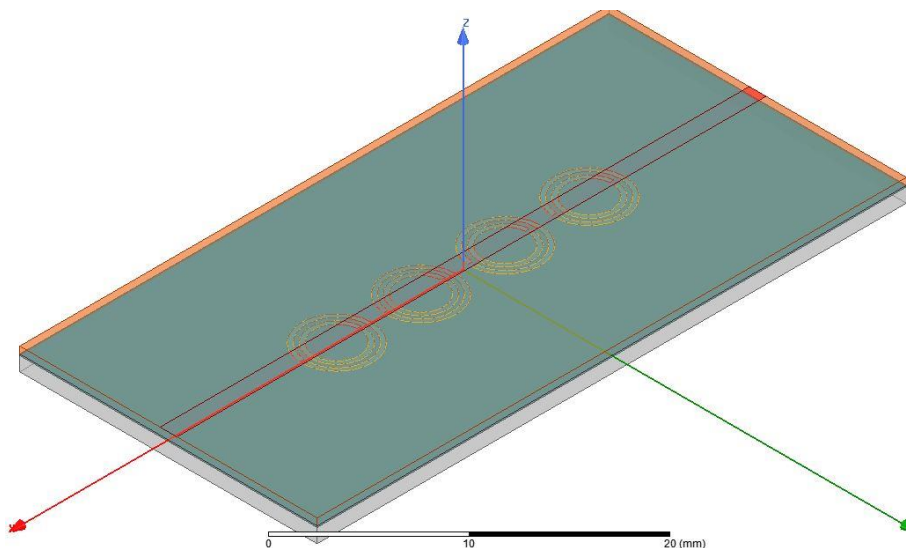


Fig. 3.2.21-Configuración de 4 anillos C en serie

Se ha realizado un barrido del grosor del MUT entre  $50\ \mu\text{m}$  y  $400\ \mu\text{m}$  con incrementos de  $50\ \mu\text{m}$ . Los resultados son:

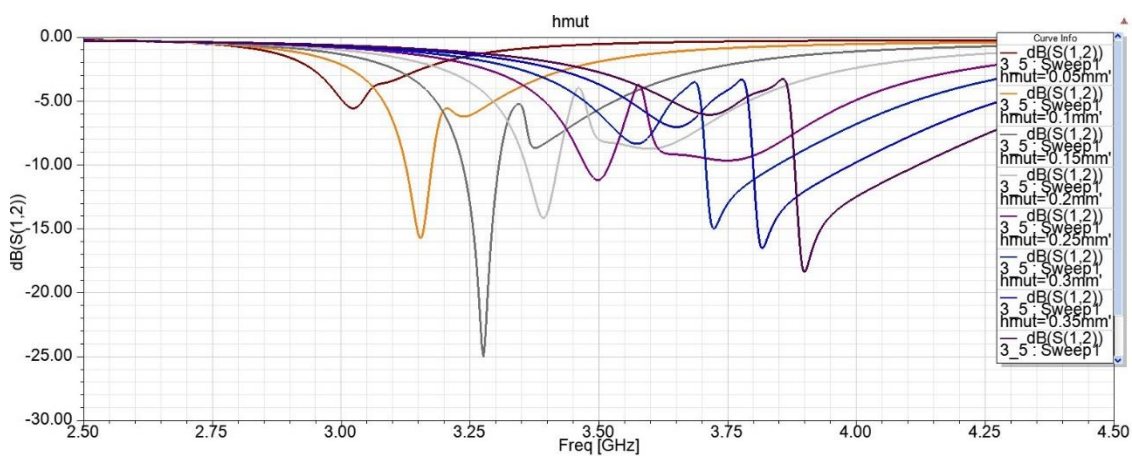


Fig. 3.2.22-S12 de C con 4 anillos en función de los grosores

Nuevamente el pico de menor frecuencia corresponde con un grosor de 50  $\mu\text{m}$  y la frecuencia de resonancia aumenta en proporción al grosor. Se ha obtenido una respuesta en de S12 similar a los anillos cuadrados, aunque en este caso el problema de la doble resonancia y la inversión de los picos tiene una importancia bastante mayor a menor frecuencia, así como un ancho de banda menor. Esto último puede ser una ventaja en caso de tener un emisor con un ancho de banda limitado, aunque también indica que la posible resolución obtenida con esta configuración será menor.

El análisis de los siguientes factores se hace con un grosor de 100  $\mu\text{m}$ . Se ha realizado un primer barrido del parámetro s para ver como modifica la respuesta de este caso. Los valores de s comprenden entre 50  $\mu\text{m}$  y 300  $\mu\text{m}$  con incrementos de 50  $\mu\text{m}$ . La simulación ofrece los siguientes resultados:

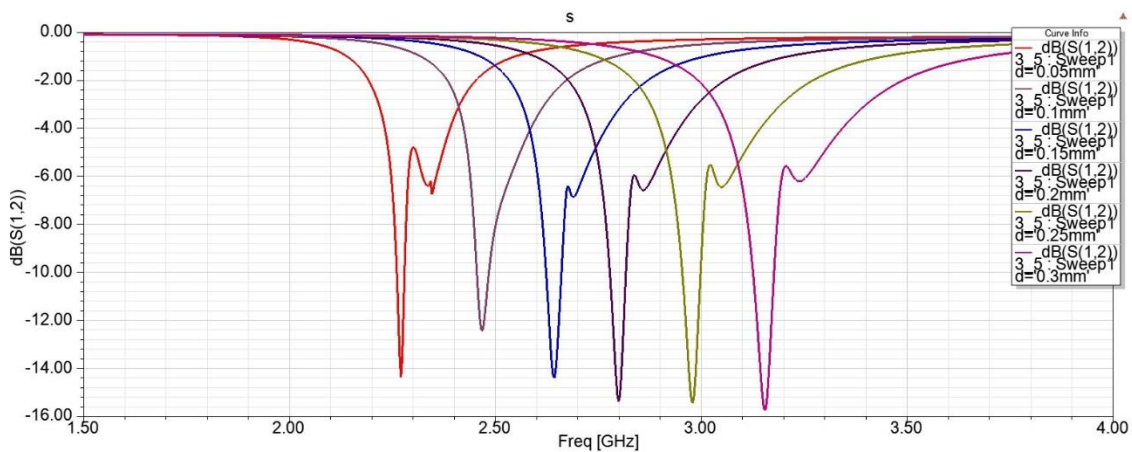


Fig. 3.2.23-S12 en función de la separación entre anillos internos y externos con 4 anillos c en serie

Este caso parece no tener una relación tan directa como en Fig. 3.2.6. A pesar de ello, vemos un caso que aparentemente suprime el pico de más alta frecuencia. De modo que parece que se puede modelar la respuesta del anillo, pero no hay una relación directa que muestre el mejor valor. Además, según esta gráfica se perderá algo de profundidad en el lóbulo principal con el fin de suprimir el pico secundario. También se observa un aumento en frecuencia proporcional al aumento del tamaño en la separación de las trazas. Posteriormente se ha hecho un análisis del tamaño de la brecha g entre 50  $\mu\text{m}$  y 200  $\mu\text{m}$  con incrementos de 50  $\mu\text{m}$ :

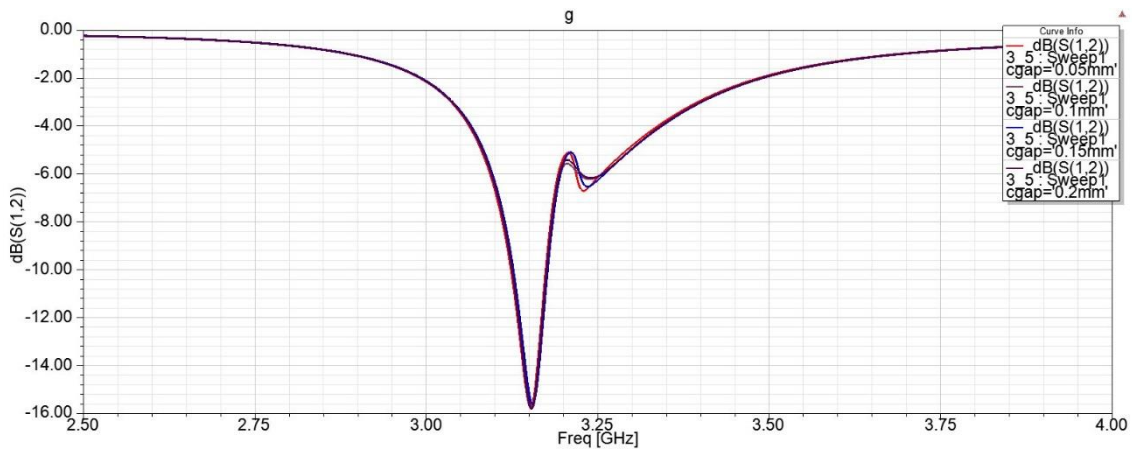


Fig. 3.2.24-  $S_{12}$  respecto al tamaño de la brecha de los anillos con 4 anillos  $c$  en serie

Parece ser que el tamaño de la brecha no tiene efecto alguno sobre la respuesta en este tipo de anillos, ni en la forma ni en el incremento o decremento de la frecuencia de resonancia. Probablemente sea debido a que la capacitancia generada por estas brechas es insignificante en comparación con la generada por la separación entre anillos interiores y exteriores. Por último, se ha analizado el tamaño de la traza de los anillos entre 50 y 300  $\mu\text{m}$  con incrementos de 50  $\mu\text{m}$ :

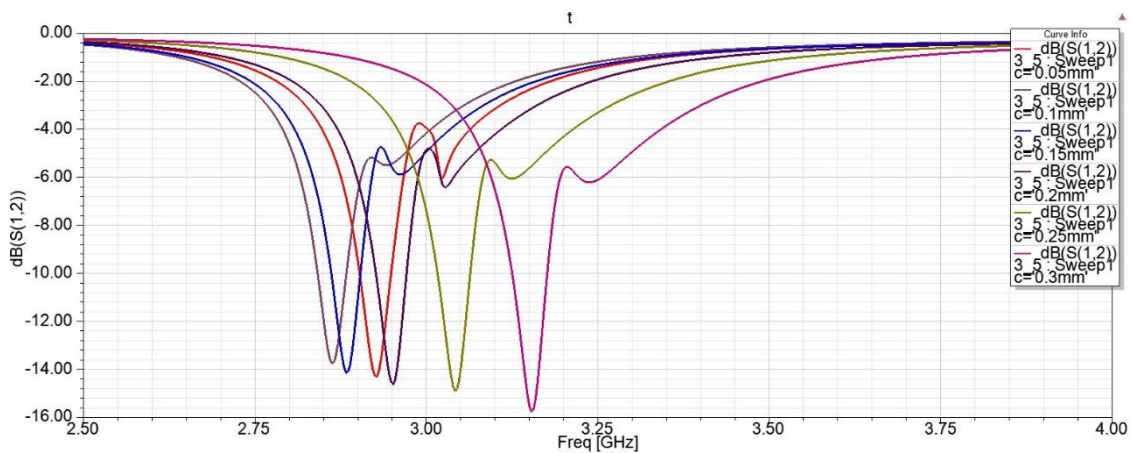


Fig. 3.2.25-  $S_{12}$  respecto a diferentes tamaños de trazas de los anillos con 4 anillos  $c$  en serie

El pico de mayor frecuencia corresponde a la curva de 300  $\mu\text{m}$  de traza. Se observa que el aumento del tamaño de la traza es directamente proporcional al aumento de frecuencia, pero no parece modificar en gran medida ni la profundidad de la atenuación ni la doble resonancia.

Viendo las gráficas, parece ser que este prototipo no es tan modelable como su versión de anillos cuadrados, ya que no parece haber relaciones tan fuertemente relacionadas entre los parámetros y las curvas  $S_{12}$  más allá del incremento o decremento de la frecuencia de resonancia de los anillos.

Este modelo ha dado dificultades a la hora de escalarlo en frecuencia, ya que el tamaño de los anillos está mucho más limitado por ser bastante más pequeños y tener el tamaño de las brechas, trazas y separaciones mayores. De modo que en el proceso de reescalado ha sido necesario disminuir los valores de los parámetros de los anillos con el fin de poder disminuir el

tamaño total. Se han realizado varias aproximaciones y optimizaciones. La primera aproximación tiene las siguientes dimensiones:

- r: mide 1,8mm
- t: mide 0,3mm
- s: mide 0,3mm
- g: mide 0,1mm

Realizando un barrido de banda ancha para los diferentes valores de MUT, siendo estos entre 50  $\mu\text{m}$  y 200  $\mu\text{m}$  con incrementos de 25  $\mu\text{m}$  se obtiene:

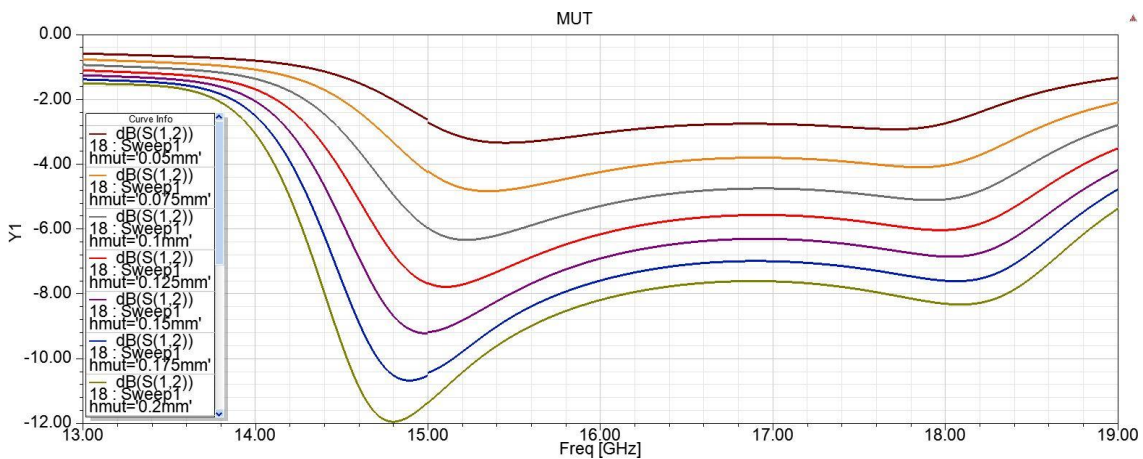


Fig. 3.2.26-S12 C para diferentes grosores de MUT a frecuencia intermedia con 4 anillos c en serie

La respuesta de mayor atenuación corresponde con el grosor de 200  $\mu\text{m}$ , y la relación entre atenuación y grosor es directamente proporcional, así como entre ancho de banda de la atenuación y grosor. En este caso las variaciones no parecen suficientemente notables como para obtener una resolución aceptable. Llegado a este punto se ha realizado un análisis del efecto sobre la respuesta que tiene la distancia entre anillos dobles. Se ha realizado un barrido para diferentes distancias entre anillos, las cuales corresponden proporcionalmente al tamaño de los anillos externos. Siendo los valores seleccionados entre 0,625 mm y 1,875mm con incrementos de 0,3125mm:

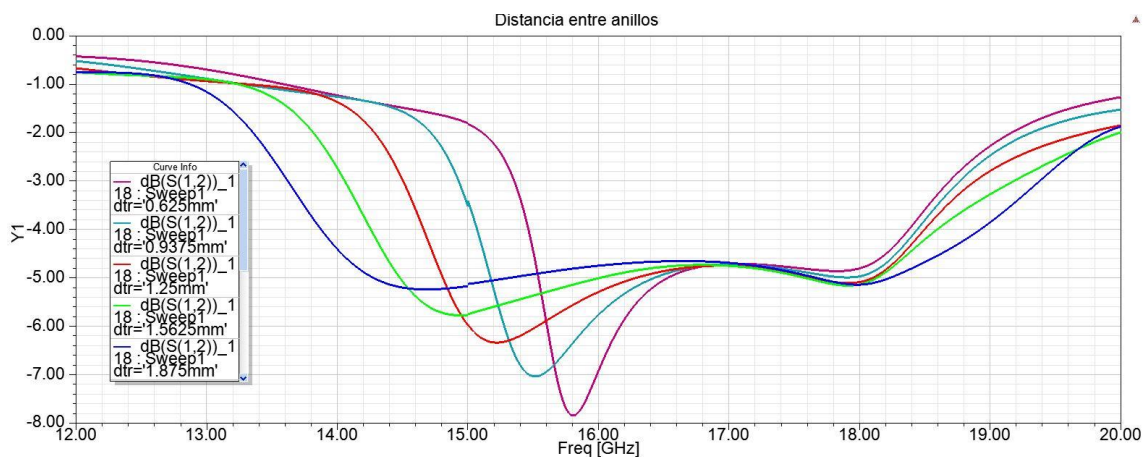


Fig. 3.2.27-S12 en relación a la distancia entre anillos para 4 anillos c en serie

El pico de mayor atenuación corresponde a la distancia de 0,625mm. Este caso muestra un comportamiento inverso al visto en 3.2.1. Ahora hay una relación inversamente proporcional entre la atenuación y la distancia entre anillos: cuanto menor distancia se configure mayor atenuación se obtendrá. Además, si disminuye la distancia entre anillos se produce un lóbulo más acusado y reduce el ancho de banda de la resonancia.

Realizando un barrido del tamaño de los anillos se concluye que con los parámetros  $t$ ,  $s$  y  $g$  establecidos no es posible escalar el modelo hasta 24 GHz. De modo que se han realizado las optimizaciones oportunas para ejecutar el escalado en frecuencia. Los parámetros resultantes son:

- $r$ : mide 0,427 mm, es en magnitud similar al tamaño de la brecha que tenía en 3.1.3.
- $t$ : mide 40  $\mu\text{m}$ .
- $s$ : mide 40  $\mu\text{m}$ .
- $g$ : no se ha modificado por tener un valor aceptable en comparación con el tamaño del anillo y no tener casi impacto sobre la respuesta, o sea, mide 0,1mm.
- $d$ : mide 1,25mm.

Realizando un barrido de grosores del material bajo test como se han especificado anteriormente se obtiene:

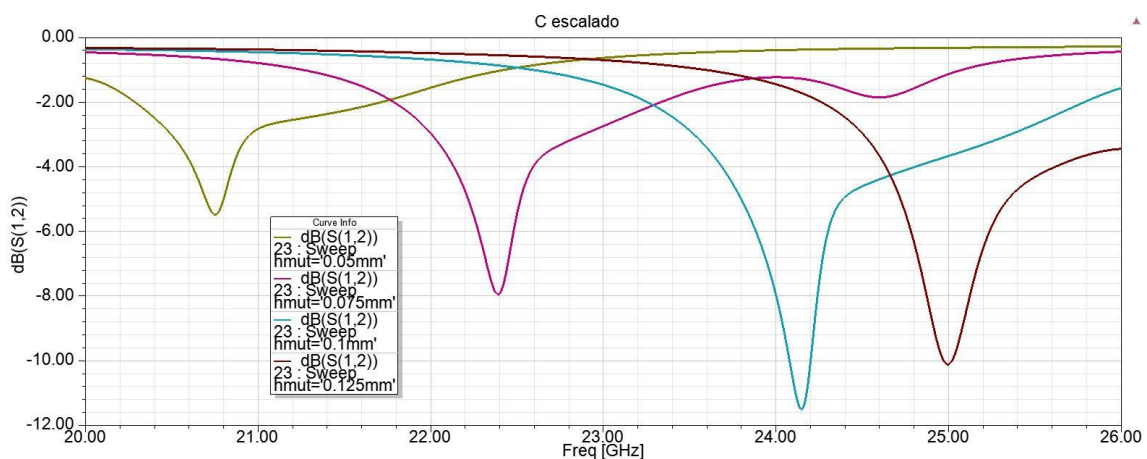


Fig. 3.2.28-S12 para diferentes grosores de MUT escalado y optimizado

El pico de menor frecuencia corresponde a la curva de 50  $\mu\text{m}$  de espesor y hay una relación directamente proporcional entre grosor del MUT y el incremento de frecuencia de resonancia. Se ha reducido la resonancia de los anillos, pero también se ha obtenido un lóbulo principal más selectivo y un ancho de banda de operación excesivo, puesto que solo se cubren los grosores entre 50  $\mu\text{m}$  y 125  $\mu\text{m}$  con un ancho de banda de 5 GHz.

Se observa que este modelo también es muy modelable según las necesidades que se especifiquen, siendo posible una resolución frecuencial alta, aunque está sujeta a un rango limitado de valores de grosor según el ancho de banda del emisor empleado. Además, parece que también se puede establecer una relación entre profundidad de atenuación y grosor, lo que aumentaría todavía más la resolución para diferentes grosores.

Otra forma ya vista de aumentar la frecuencia de operación del modelo es añadiendo más brechas a los anillos, de modo que se ha tratado de obtener una respuesta a mayor frecuencia doblando el número de brechas en los anillos. En el simulador queda:

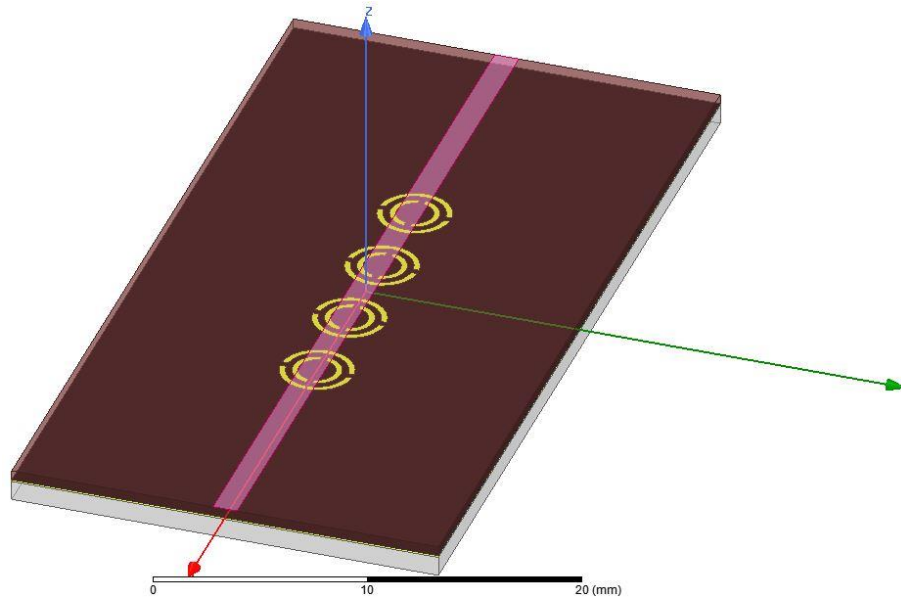


Fig. 3.2.29-Modelo C con 4 brechas por anillo doble

Tras una breve optimización para obtener la respuesta en la banda deseada tenemos los siguientes factores en los anillos:

- r: mide 1mm
- t: mide 0,3mm
- s: mide 0,3mm
- g: mide 0,1mm
- d: Mide 1,25mm entre bordes de anillos exteriores

Realizando un barrido para los diferentes grosores del MUT se obtiene:

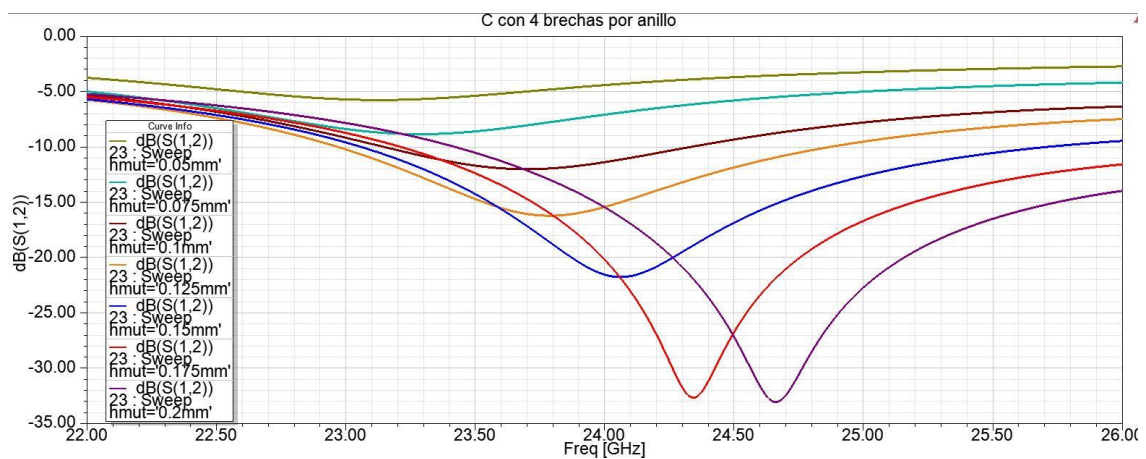


Fig. 3.2.30-S12 para diferentes grosores de MUT con 4 anillos c con 4 brechas por anillo

El pico de atenuación de mayor frecuencia corresponde con el grosor de 200  $\mu\text{m}$  de MUT, además, existe una relación directamente proporcional entre aumento de la frecuencia de resonancia y el grosor del material a medir. Se observa que la atenuación es considerable, aunque los lóbulos no son selectivos en frecuencia, lo que puede provocar problemas en la

detección. También existe una relación entre grosor y atenuación para valores menores de 175  $\mu\text{m}$ .

### 3.2.3 Modelo D

Dado el efecto de este modelo cuando se introduce un metal en las proximidades de los anillos, se ha propuesto una configuración que usa los anillos rectangulares dobles sustraídos de la tierra. Se ha empleado esta estrategia con el fin de poder obtener medidas sobre una capa metálica. El modelo presentado se ha propuesto para que opere cerca de la banda de operación deseada en el modelo inicial. Esto ha sido posible gracias a todo el conocimiento que se ha obtenido de los modelos anteriores. De modo que en HFSS queda:

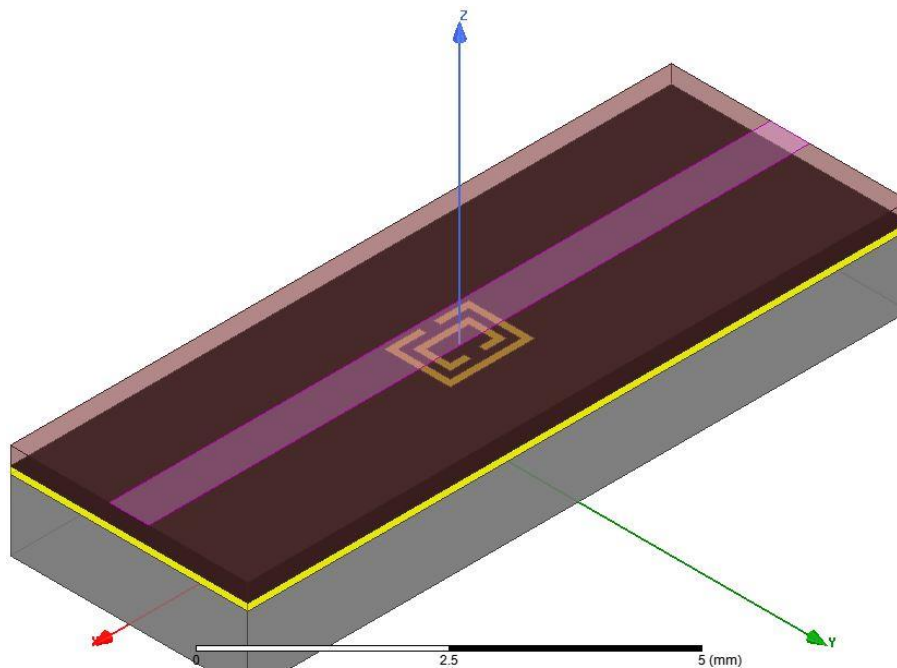


Fig. 3.2.31-Configuración con anillo rectangular sustraído de la tierra

Siguiendo los parámetros indicados en 3.1.4, se realizan las siguientes modificaciones:

- El sustrato empleado ahora es un Rogers RO4350 de altura estándar 0,254mm
- La longitud del sustrato es de 9,37mm
- El ancho del sustrato es de 3,367mm

Las dimensiones del anillo quedan:

- w: mide 0,937mm.
- l: mide 1,2mm.
- g: 0,2mm.
- t: 0,2mm.
- s: 0,2mm.
- dtl: Ya no tiene sentido especificar la distancia del anillo a la línea puesto que se ha ubicado debajo de esta.

Se ha realizado un barrido preliminar de los grosores del MUT, considerado estos entre 50  $\mu\text{m}$  y 200  $\mu\text{m}$  con incrementos de grosor de 50  $\mu\text{m}$ :



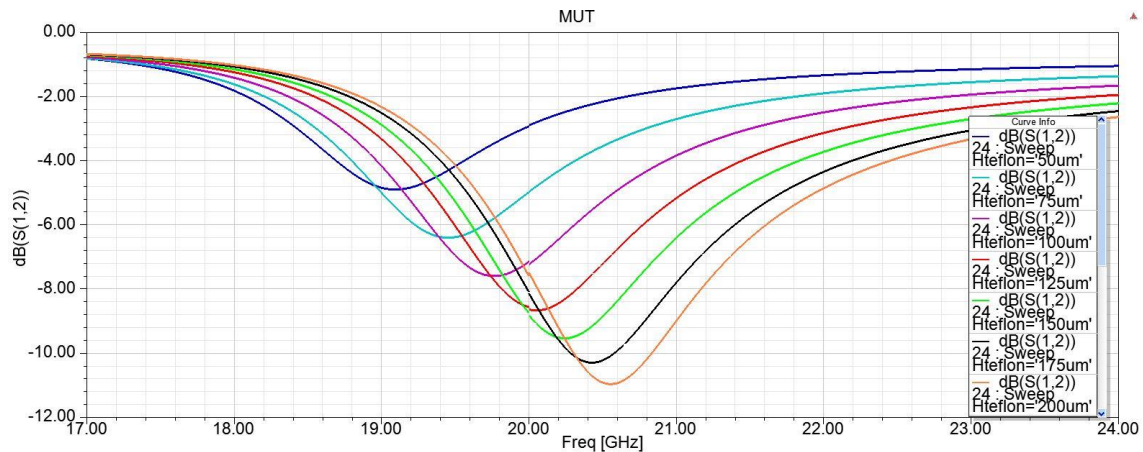


Fig. 3.2.32-S12 para diferentes grosores con un anillo rectangular sustraído de la tierra

El pico de mayor atenuación corresponde con la curva de 200  $\mu\text{m}$  y existe una relación directamente proporcional tanto entre grosor y frecuencia de resonancia como entre grosor y profundidad de la atenuación. Aunque este modelo tiene buenas profundidades de atenuación, la distancia entre picos es escasa para el caso y los lóbulos de las atenuaciones tienen un ancho de banda demasiado grande como para considerarlo un modelo viable. También se puede observar mayores atenuaciones que con los anillos cuadrados, parece razonable suponer que cuanto más proporción de anillo se ubique debajo de la línea de transmisión, más potencia se acoplará al anillo. Esto resultaría en una mayor profundidad de resonancia, pero parece que también provoca un ancho de banda del lóbulo mayor.

Se ha realizado un análisis de las dimensiones del anillo, manteniendo siempre que  $l > w$ . No se han conseguido obtener unos resultados consistentes debido a que las resonancias están muy distantes entre sí en frecuencia. De modo que han faltado visualizaciones para poder extraer resultados. Probablemente haya varios casos de diferentes proporciones con los que obtener la respuesta en la banda de 24 GHz.

Tras la optimización de los parámetros para obtener la respuesta deseada, es decir, que la curva correspondiente a 100  $\mu\text{m}$  esté ubicada en 24 GHz se hallan las siguientes dimensiones:

- w: mide 0,4685 mm.
- l: mide 0,8433 mm.
- t: mide 50  $\mu\text{m}$ .
- s: mide 50  $\mu\text{m}$ .
- g: mide 50  $\mu\text{m}$
- La longitud del substrato es de 4,685 mm.
- El ancho del substrato es de 1,9615 mm.

Realizando un barrido para los grosores de MUT entre 50  $\mu\text{m}$  y 200  $\mu\text{m}$  con incrementos de 25  $\mu\text{m}$  se obtiene:

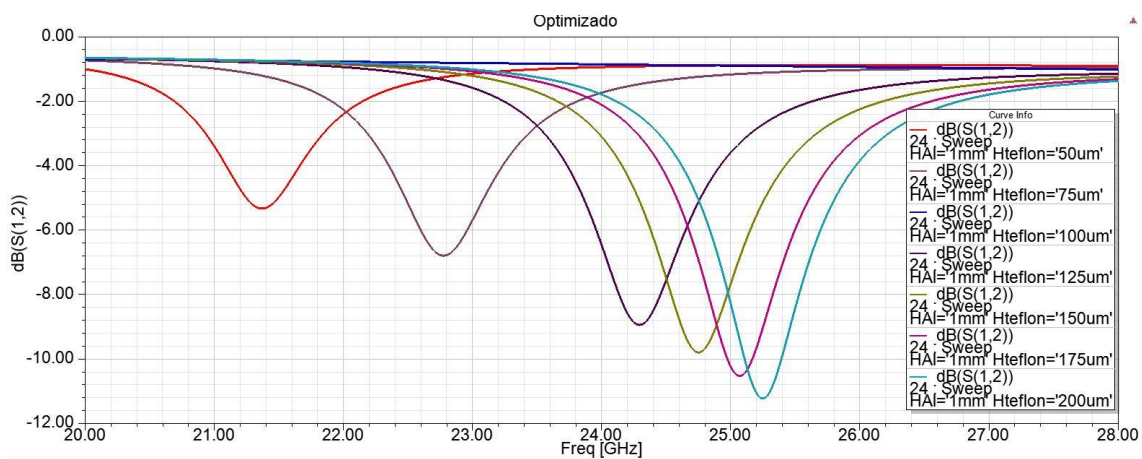


Fig. 3.2.33-S12 para diferentes grosores con el anillo doble rectangular escalado y optimizado

El pico de menor frecuencia corresponde a la curva de 50  $\mu\text{m}$  de espesor. Existe una relación directamente proporcional entre frecuencia de resonancia y grosor. Vemos que la separación entre picos es mayor cuando el grosor es fino. Además, parece que también tiene una relación directamente proporcional entre grosor y atenuación. También se observa una rápida saturación conforme aumenta el grosor.

Este modelo parece bastante correcto desde el punto de vista de ancho de banda y profundidad. No obstante, no se ha podido estudiar más en profundidad. Este modelo es aparentemente una opción potencialmente viable para realizar las medidas indicadas en los objetivos del trabajo.

### 3.2.4 Conclusiones y selección del modelo

El primer modelo analizado ha sido sobre el que se ha realizado un estudio más amplio. Esto es debido a que es el modelo con más referencias aplicadas al objetivo del trabajo, por lo que es más fácil contrastar los resultados y obtener información de su comportamiento. Además, este ha brindado en general mejores resultados y más clarificadores. Dentro del modelo se han comprobado varias configuraciones y probado el efecto de diferentes parámetros sobre las respuestas, siendo la importancia de estos muy dependiente de la frecuencia de operación o dimensiones generales. Se han presentado configuraciones potencialmente viables para realizar medidas de alta resolución con eficacia.

El segundo modelo analizado es también altamente configurable, pero plantea mayores problemas a la hora de escalarlo a alta frecuencia. Esto es debido a que este modelo se autoimpone límites físicos entre parámetros más evidentes a la hora de trabajar en la banda de 24 GHz y por lo que se debe tener más precaución en la selección de estos parámetros. Además, la respuesta en frecuencia es aparentemente más resolutive, pero esto tiene una relación inversa con la capacidad de deducir un amplio espectro de valores. También se han analizado varias configuraciones y parámetros con el fin de obtener cierta perspectiva del funcionamiento. También presenta configuraciones potencialmente viables para realizar medidas con eficacia.

El tercer modelo analizado ha sido un intento para poder emplear el tipo de anillos expuestos en [13] para las medidas descritas en los objetivos de este trabajo. Este modelo ha

sido menos analizado por ser el último y ya tener dos modelos previos viables. Aparentemente puede haber configuraciones viables en este modelo para la realización del tipo de medidas descritas en la introducción.

En general, los modelos parecen ser muy susceptibles a todas sus dimensiones y a los parámetros del entorno próximo, estando estos dos interrelacionados en función de las magnitudes de mayor relevancia imperantes en cada configuración. Las conclusiones de cómo afectan los parámetros al comportamiento de los resonadores dependen de las dimensiones de los anillos y del tipo de anillos, por lo que no parecen ser totalmente extrapolables entre diferentes escalados de un mismo modelo y mucho menos entre diferentes modelos.

Parece haber una relación muy directa entre los parámetros de separación entre anillos interiores y exteriores, grosor de las trazas que componen los anillos y tamaño de las brechas con la resolución frecuencial entre las curvas producidas por diferentes grosores independientemente del tipo de anillo empleado. Siendo en todos los casos estudiados una relación inversamente proporcional entre la magnitud de estos parámetros y la separación entre picos de atenuación para diferentes grosores. La explicación es que, al decrementar la magnitud de las capacitancias generadas por estos factores, la capacitancia generada entre anillo y capa metálica cobra una importancia mayor. Así, queda claro que los modelos son configurables para obtener mejor o peor resolución frecuencial, así como mayor o menor ancho de banda de operación según estos parámetros.

De modo que esta tecnología es potencialmente viable para realizar medidas en materiales dieléctricos situados sobre metales como pueden ser pinturas, capas antiadherentes, barnices, etc., con una resolución alta. También parece posible medir materiales dieléctricos sin metales próximos con una buena resolución. Estudios más profundos y medidas realizadas sobre prototipos fabricados deberían hacerse para comprobar estas hipótesis.

También hay que destacar que parece poco probable conseguir con eficacia el objetivo propuesto en este trabajo, pues las resonancias tienen un ancho de banda demasiado grande como para poder medir con buena resolución en un ancho de banda de 2 GHz en la banda de 24 GHz. De modo que los modelos finales propuestos cubrirán solo una parte de las medidas inicialmente deseadas con ese ancho de banda.

El modelo implementado para el objetivo del trabajo es el presentado en la Fig. 3.2.19, que dispone de 4 anillos cuadrados dobles con 4 brechas por anillos doble. Se ha elegido esta opción porque presenta una relación directamente proporcional entre grosor y frecuencia de operación respetando el ancho de banda descrito, a pesar de que resolutivamente no sea muy eficaz. Al presentar una relación igual entre atenuación y grosor, puede brindar una resolución mejorada cuando el ancho de banda es limitado. Si bien se han visto modelos con resoluciones y respuesta mejores, ninguno se adapta a los anchos de banda de operación especificados y pocos pueden mejorar la resolución de grosores mediante la medición de potencias.

## 4 CAPITULO IV – IMPLEMENTACIÓN Y DISEÑO

En este último capítulo se aplicará todo el análisis hecho previamente para proponer un modelo específico que trate de cumplir el objetivo del trabajo. Como bien se ha visto en el análisis, la propuesta de modelos será dependiente de la constante dieléctrica del material a medir. De modo que se expondrá una pequeña gama de modelos para poder medir materiales diversos siempre en la banda de 24 GHz.

El modelo seleccionado basa su detección en una combinación de la frecuencia de la atenuación detectada y su profundidad. Dado que parece difícil que un solo modelo pueda obtener todo el rango de medidas especificado con la limitación del ancho de banda, para cada material se propondrán dos modelos que traten de cubrir todos los posibles grosores. Para observar las respectivas calidades de los modelos, se ha diseñado un script en Matlab que a partir de los datos de las curvas detecta el ancho de banda a 3 dB con la potencia del lóbulo y el punto de mayor atenuación. De ese modo se han realizado las gráficas que muestran las variaciones de frecuencia y potencia contrastadas con las variaciones del grosor.

Para el diseño se emplearán sustratos de grosores estándar de la empresa Rogers Corporation. Las medidas de las alturas de estos son 127  $\mu\text{m}$ , 254  $\mu\text{m}$  y 381  $\mu\text{m}$ .

### 4.1 IMPLEMENTACIONES PARA UN MATERIAL CON $\epsilon_r$ IGUAL A 2

Como se ha comentado, el modelo elegido es la configuración de 4 anillos dobles cuadrados sustraídos de la tierra con 4 brechas por cada doble anillo. El siguiente esquema será aplicable a todos los modelos presentados, explicando en cada caso todas las dimensiones de los diferentes parámetros para poder replicar los resultados:

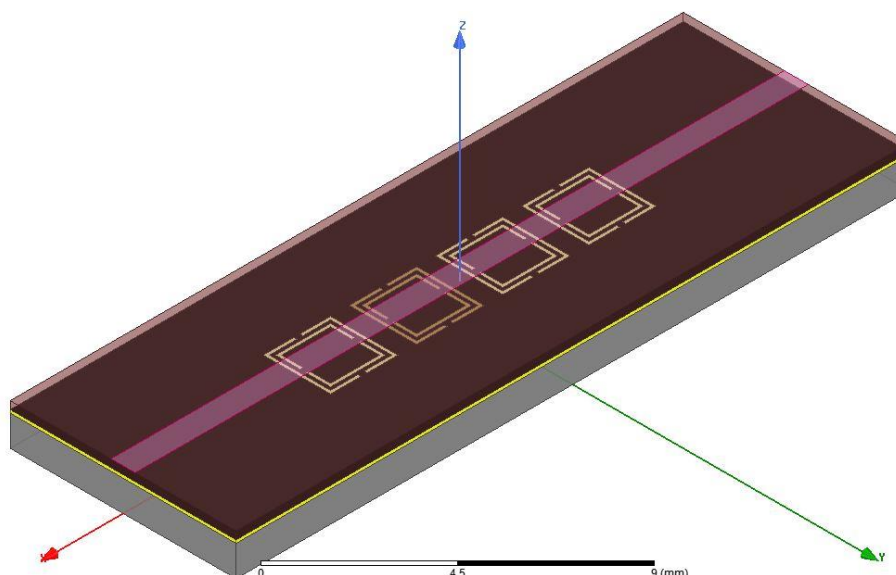


Fig. 4.1.1-Modelo con 4 anillos dobles cuadrados en serie con 4 gaps por anillo doble en HFSS

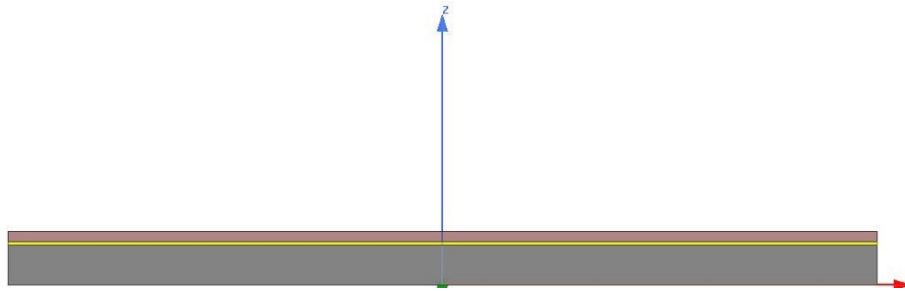


Fig. 4.1.2-Vista lateral del modelo en HFSS

El sustrato se ha sustituido por un rogers 5880 de constante dieléctrica relativa igual a 2,2 para estos modelos, tal y como se ha especificado en los objetivos. Los parámetros referentes a las dimensiones serán:

- La longitud del sustrato es de 14,3mm.
- La anchura del sustrato es de 5,46mm.
- La altura del sustrato es de 254  $\mu\text{m}$ .
- El grosor de la línea es de 0,783 mm para obtener una impedancia característica de 50  $\Omega$ .

Las dimensiones de los anillos son:

- a: mide 1,35mm.
- t: mide 200  $\mu\text{m}$
- g: mide 200  $\mu\text{m}$
- s: mide 200  $\mu\text{m}$
- d: la distancia entre anillos es de 1,23mm.

Con todos estos parámetros se ha realizado un barrido del grosor de un material con constante dieléctrica igual a 2 y se muestran los resultados de los picos de atenuación entre las frecuencias de 23 y 25 GHz:

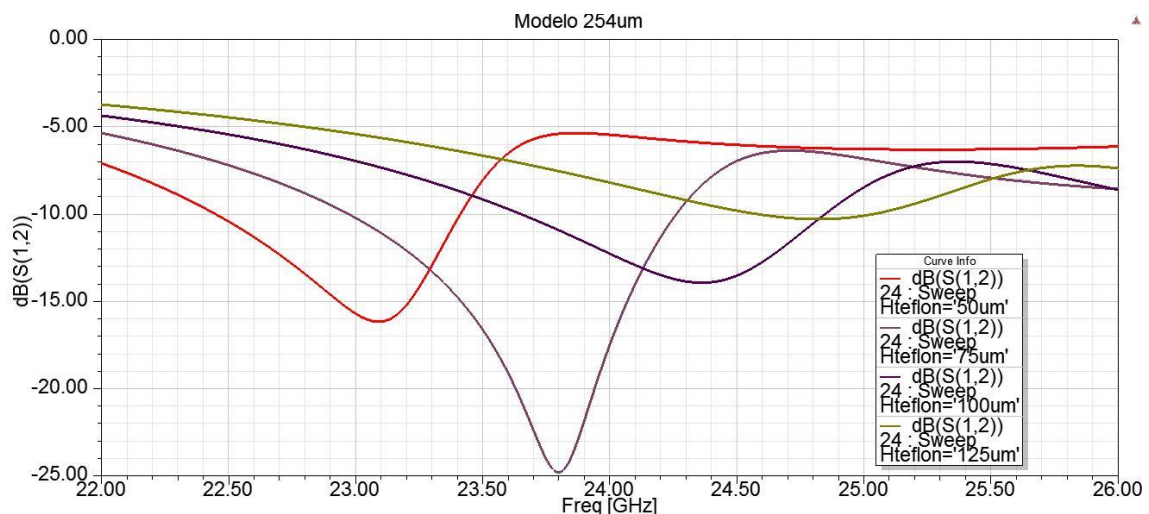


Fig. 4.1.3-Detector para grosores entre 50 y 125  $\mu\text{m}$  de un material de  $\epsilon_r$  igual a 2

La curva de menor frecuencia corresponde al grosor de 50  $\mu\text{m}$ . Y como ya se ha explicado, la relación entre frecuencia de resonancia y grosor es directamente proporcional.

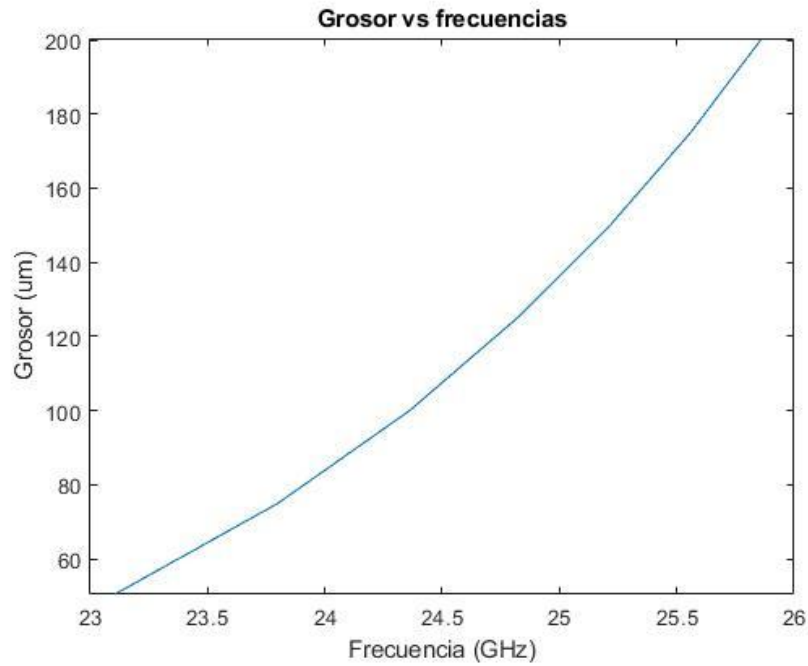


Fig. 4.1.4-Grosor vs frecuencia en un sensor entre 50  $\mu\text{m}$  y 125  $\mu\text{m}$  para materiales con  $\epsilon_r$  igual a 2

Se observa que, en el peor caso, una variación de grosor de 25  $\mu\text{m}$  corresponde con un incremento de la frecuencia de resonancia de unos 400 MHz, o lo que es lo mismo, una desviación en frecuencia de aproximadamente 1,7%. En el mejor caso, en los grosores más finos, la desviación frecuencial es del 3% aproximadamente.

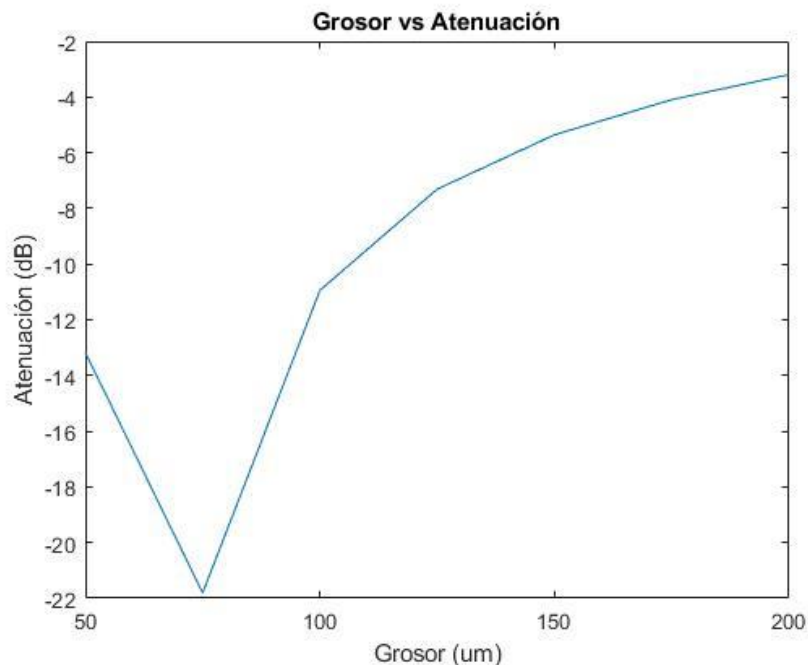


Fig. 4.1.5-Grosor vs Atenuación en un sensor entre 50  $\mu\text{m}$  y 125  $\mu\text{m}$  para materiales con  $\epsilon_r$  igual a 2

La medida de la atenuación puede ser una medida complementaria para los grosores menores a 125  $\mu\text{m}$ .

Para poder medir valores de grosor más elevados, se ha realizado un modelo similar modificando los siguientes parámetros:

- El grosor del sustrato pasa a ser de 381  $\mu\text{m}$ .
- El ancho de la línea aumenta a 1,174 mm para que esté adaptado a 50  $\Omega$ .
- a: pasa a medir 1,43mm.

Con estas modificaciones se va a obtener unas curvas más destacadas alrededor del grosor de 100  $\mu\text{m}$ . Esto es debido al cambio en la constante dieléctrica efectiva, lo que modifica sutilmente el comportamiento del resonador. Exponiendo las curvas entre las frecuencias anteriores se obtiene:

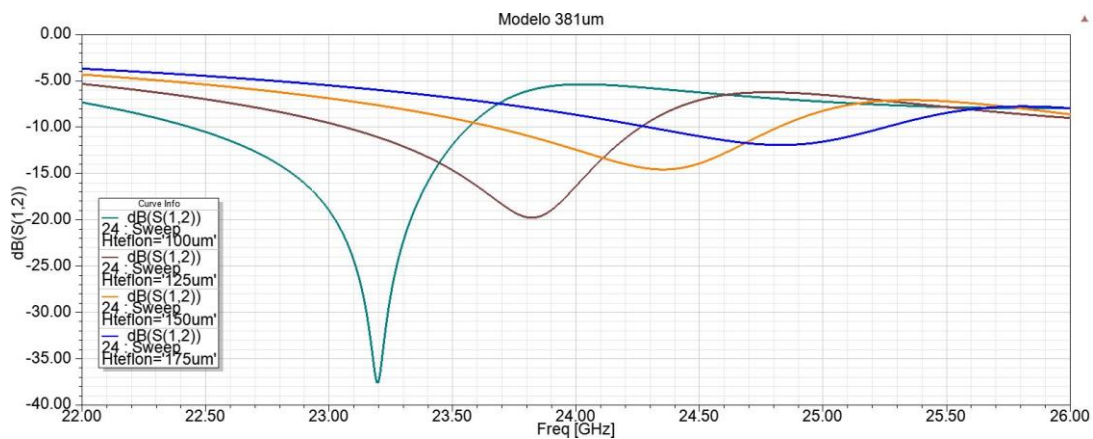


Fig. 4.1.6-Detector para grosores entre 100 y 175  $\mu\text{m}$  de un material de  $\epsilon_r$  igual a 2

En este caso, el pico de menor frecuencia corresponde a la curva de 100  $\mu\text{m}$ . Para este caso existen dos relaciones proporcionales, las del grosor-frecuencia de resonancia y la del grosor-atenuación.

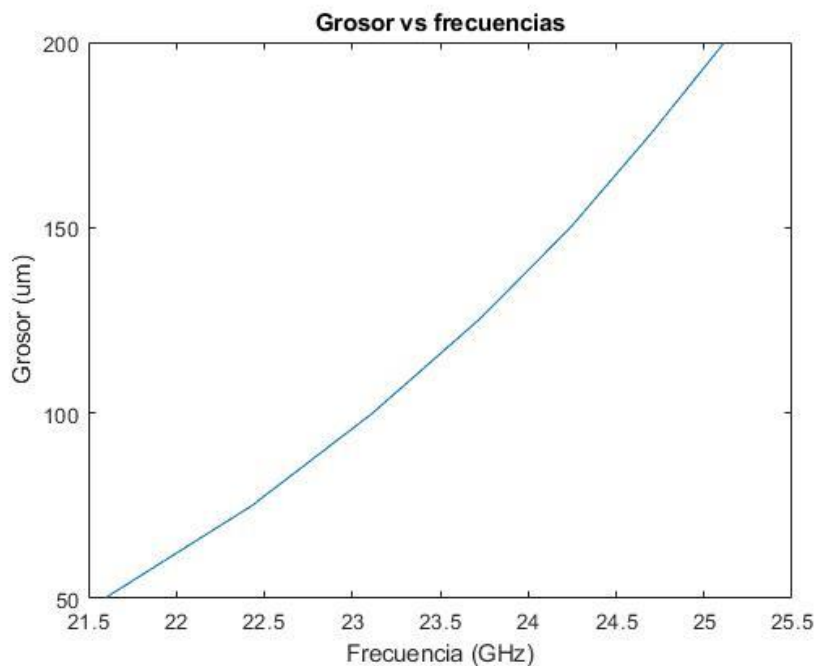


Fig. 4.1.7-Grosor vs frecuencia en un sensor entre 100  $\mu\text{m}$  y 175  $\mu\text{m}$  para materiales con  $\epsilon_r$  igual a 2

Este caso presenta unas características en resolución muy similares al caso anterior. Se presenta otra gráfica que relaciona potencia y grosor:

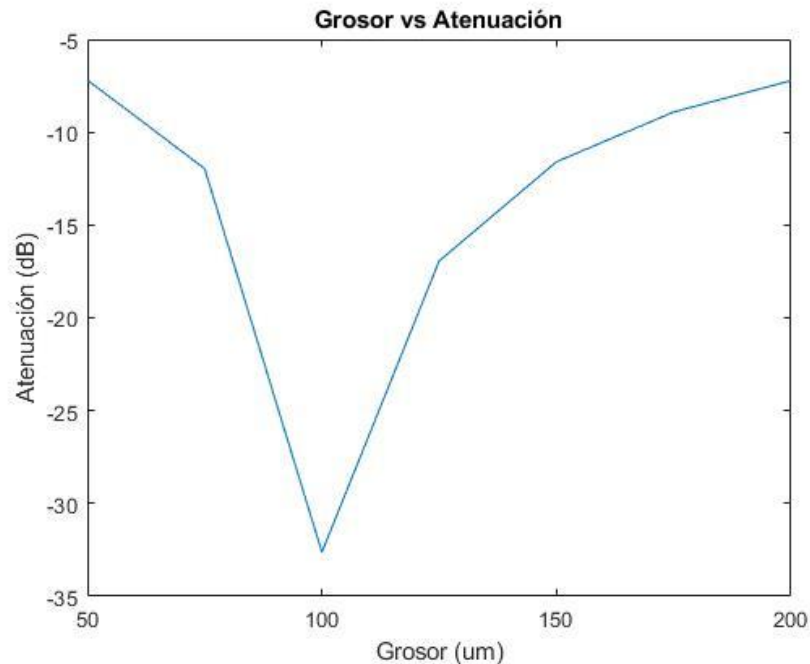


Fig. 4.1.8-Grosor vs Atenuación en un sensor entre 100  $\mu\text{m}$  y 175  $\mu\text{m}$  para materiales con  $\epsilon_r$  igual a 2

Se observa que, en el peor caso, la diferencia de potencias es de 3 dB para un incremento de grosor de 25  $\mu\text{m}$ . En el mejor caso este incremento corresponde con un aumento de 15 dB en potencia.

En este modelo queda claro que la resolución no es constante para todos los valores, siendo siempre una curva correspondiente a un valor mucho más resolutiva que el resto. Se optará por una combinación de atenuación y variación frecuencial para mejorar la resolución frente a los diferentes grosores. De este modo se obtendrá una mayor precisión en los grosores cercanos al pico de mayor atenuación.

## 4.2 IMPLEMENTACIONES PARA UN MATERIAL CON $\epsilon_r$ IGUAL A 3

En este caso se empleará también una placa rogers 5880 para el sustrato del modelo. Las dimensiones de este serán:

- La longitud del sustrato es de 12,95mm.
- La anchura del sustrato es de 4,67mm.
- La altura del sustrato es de 0,254mm.
- El ancho de la línea es de 0,783mm.

Las dimensiones de los anillos quedan:

- a: mide 1,295mm.
- t: mide 200 $\mu\text{m}$ .
- g: mide 200 $\mu\text{m}$ .



- s: mide 200µm
- d: mide 1,23mm.

Realizando un barrido similar al anterior se obtienen los siguientes resultados:

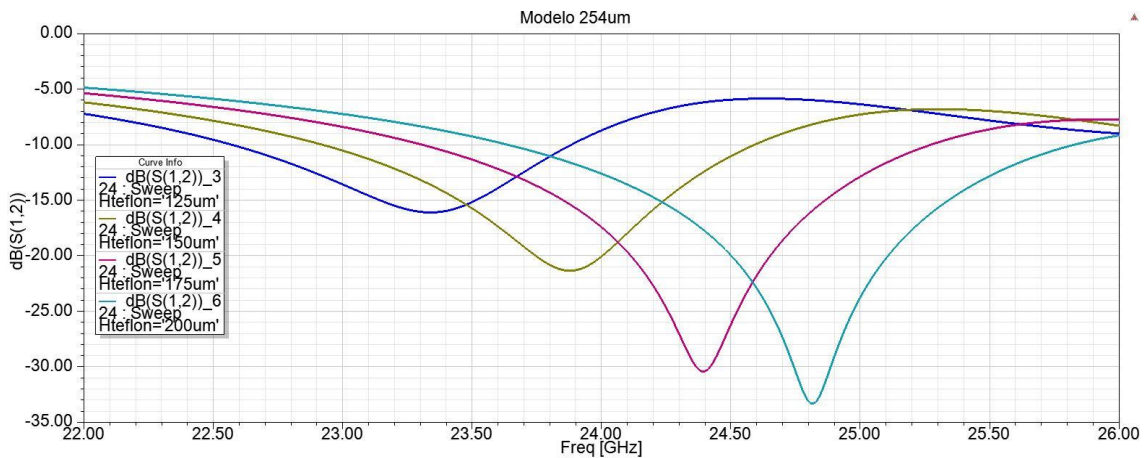


Fig. 4.2.1-Detector para grosores entre 125 y 200 µm de un material de  $\epsilon_r$  igual a 3

La curva con el pico de atenuación de menor frecuencia corresponde con un grosor de 125 µm. En este caso se tiene una mejor resolución porque las resonancias son más selectivas y están relativamente equiespaciadas.

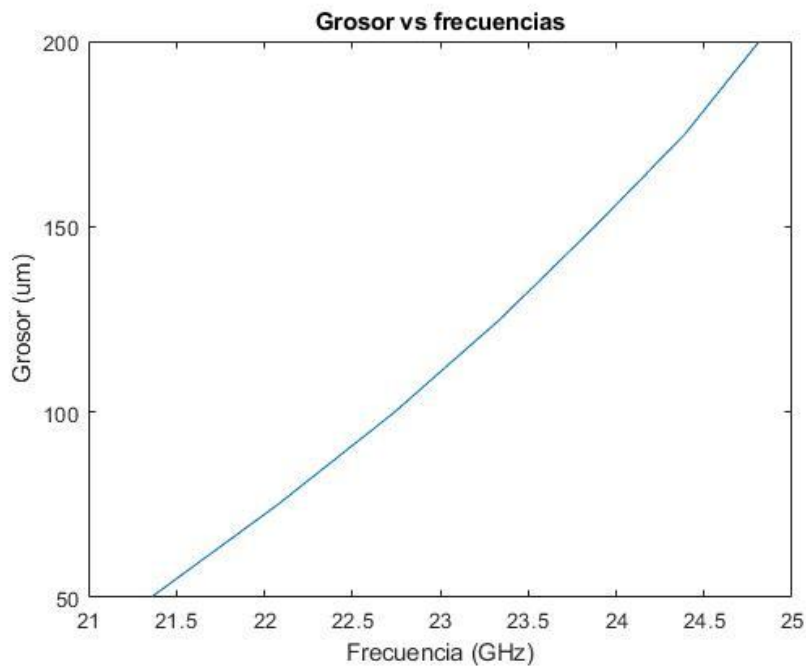


Fig. 4.2.2-Grosor vs frecuencia en un sensor entre 125 µm y 200 µm para materiales con  $\epsilon_r$  igual a 3

Los valores se disponen más equiespaciados, en este caso la variación en frecuencia para 25 µm es de aproximadamente el 2,1%. Además, la relación potencia-grosor es:

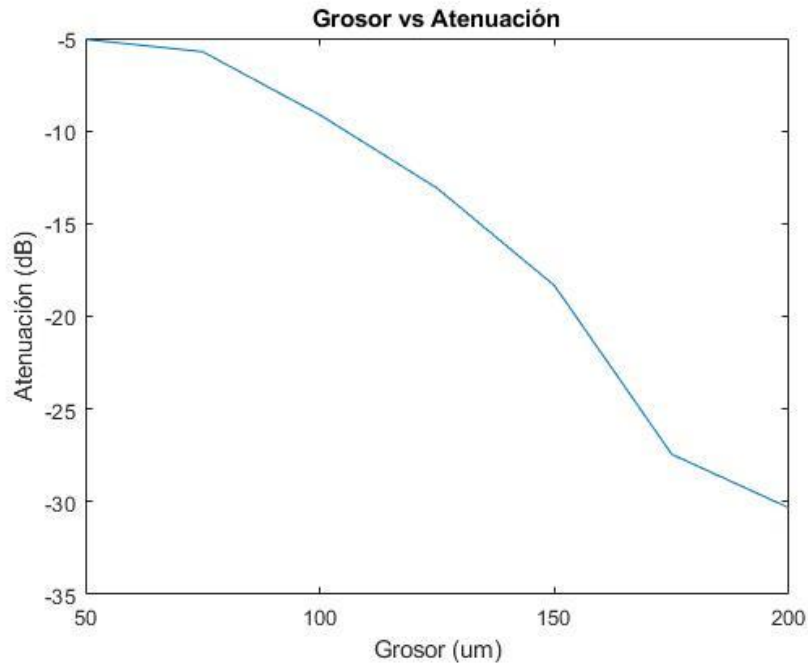


Fig. 4.2.3-Grosor vs Atenuación en un sensor entre 125  $\mu\text{m}$  y 200  $\mu\text{m}$  para materiales con  $\epsilon_r$  igual a 3

Se observa que la potencia recibida sirve como medida complementaria a la variación de frecuencia. Para los grosores entre 125  $\mu\text{m}$  y 175  $\mu\text{m}$  la diferencia de potencia mínima para el incremento de 25  $\mu\text{m}$  es de 6 dB.

Se ha modificado la configuración igual que en el anterior modelo. Parece ser que, si el substrato tiene una  $\epsilon_{\text{eff}}$  menor que la constante dieléctrica del material a medir, la línea microstrip puede entrar en corte dependiendo del grosor. Se ha modificado del siguiente modo:

- El grosor del substrato pasa a ser de 127  $\mu\text{m}$ .
- El ancho de la línea disminuye a 0,391 mm para que esté adaptado.
- a: pasa a medir 1,232 mm.

Con esta configuración se obtiene la siguiente respuesta:

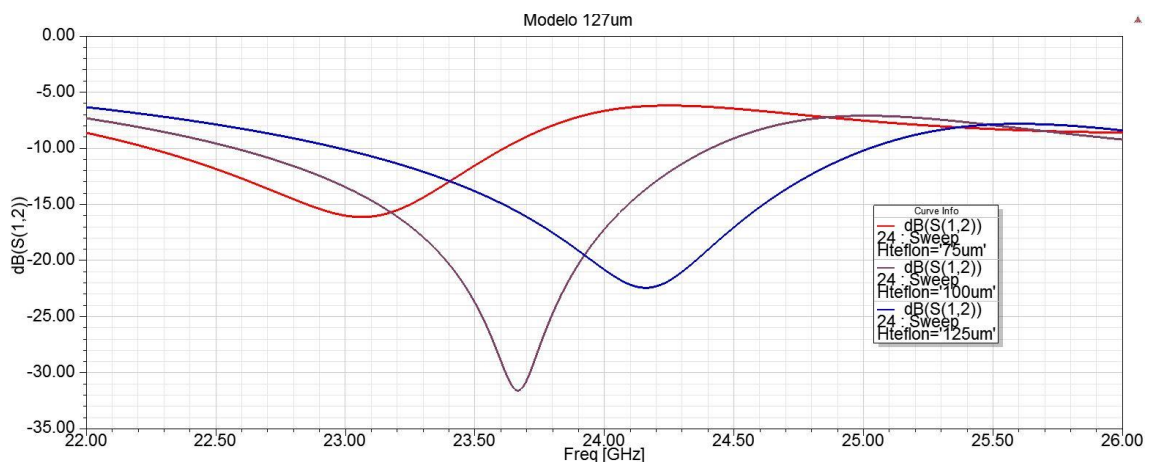


Fig. 4.2.4-Detector para grosores entre 75 y 150  $\mu\text{m}$  de un material de  $\epsilon_r$  igual a 3

La curva con el pico de menor frecuencia corresponde a un grosor de 75  $\mu\text{m}$ . Y la relación frecuencia-grosor es:

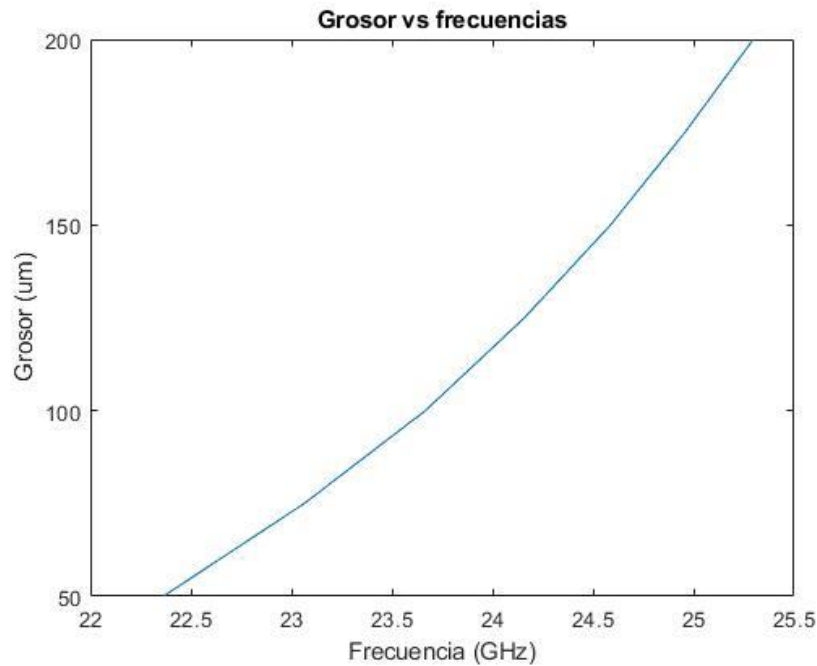


Fig. 4.2.5-Grosor vs frecuencia en un sensor entre 75  $\mu\text{m}$  y 125  $\mu\text{m}$  para materiales con  $\epsilon_r$  igual a 3

La variación frecuencial para un incremento de grosor de 25  $\mu\text{m}$  es de aproximadamente el 2,1% en este caso.

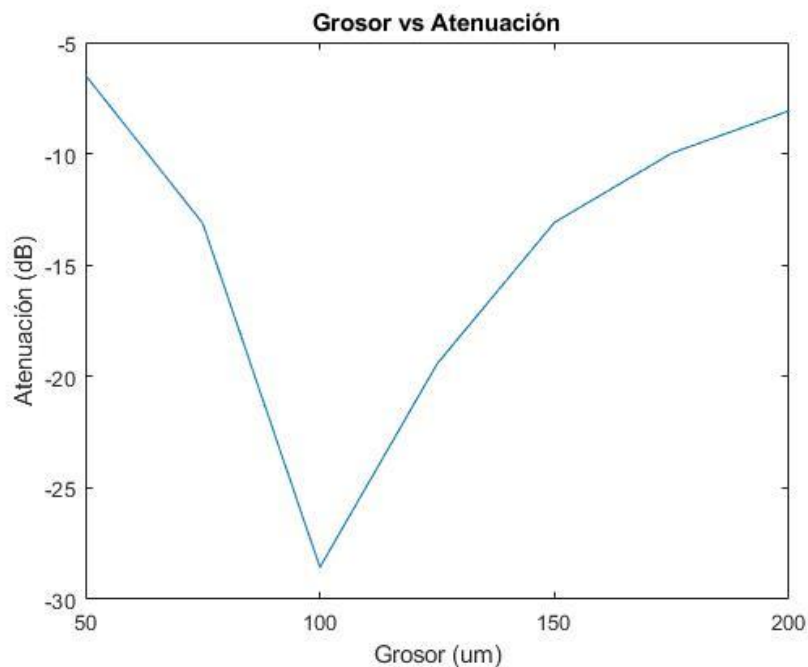


Fig. 4.2.6-Grosor vs Atenuación en un sensor entre 75  $\mu\text{m}$  y 125  $\mu\text{m}$  para materiales con  $\epsilon_r$  igual a 3

En los mejores casos se obtiene una desviación entre 9 dB y 11 dB para un incremento de 25  $\mu\text{m}$  de espesor.

Este modelo tiene una resolución mejor para medidas más gruesas que para las medidas más finas. Parece que hay algún tipo de relación entre los grosores óptimos para medir y la proporción entre las constantes dieléctricas del sustrato y el material a medir.

### 4.3 IMPLEMENTACIONES PARA UN MATERIAL CON $\epsilon_R$ IGUAL A 4

Como se ha comentado en el apartado anterior, para que la línea microstrip no entre en corte se ha tenido que cambiar el sustrato por otro de constante dieléctrica mayor. Se ha elegido un rogers TMM 4 con constante dieléctrica relativa 4,5. Las medidas de este modelo serán:

- La longitud del sustrato es de 11mm.
- La anchura del sustrato es de 3,78mm.
- La altura del sustrato es de 0,254mm.
- El ancho de la línea es de 0,478mm.

Las dimensiones de los anillos quedan:

- a: mide 1,1mm.
- t: mide 200 $\mu$ m.
- g: mide 200 $\mu$ m.
- s: mide 200 $\mu$ m
- d: mide 1,23mm.

Con la configuración mencionada se ha realizado un barrido para diferentes grosores entre 23 y 25 GHz obteniendo los siguientes resultados:

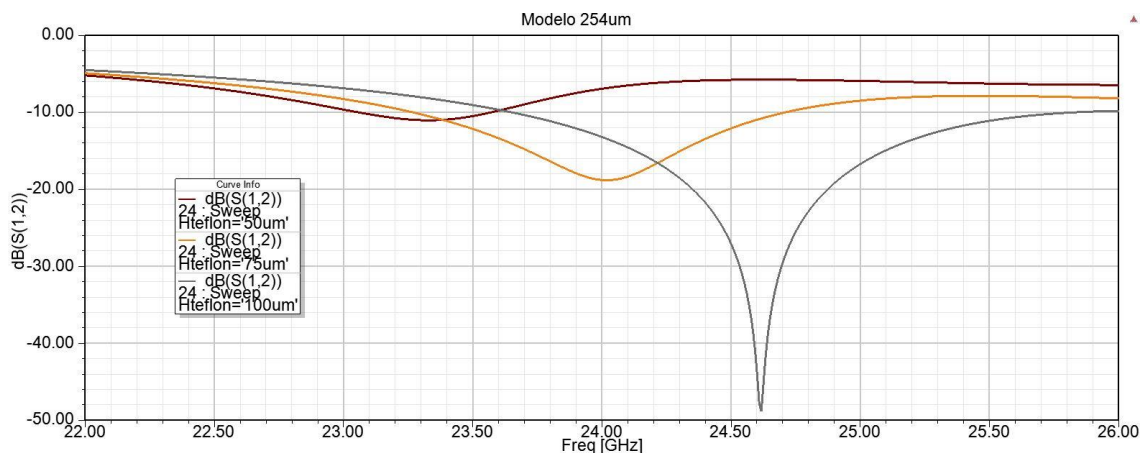


Fig. 4.3.1-Detector para grosores entre 50 y 100  $\mu$ m de un material de  $\epsilon_r$  igual a 4

El lóbulo de menor frecuencia corresponde a un grosor de 50  $\mu$ m. En este modelo, la potencia transmitida parece que va a contener una información mayor que las variaciones frecuenciales.

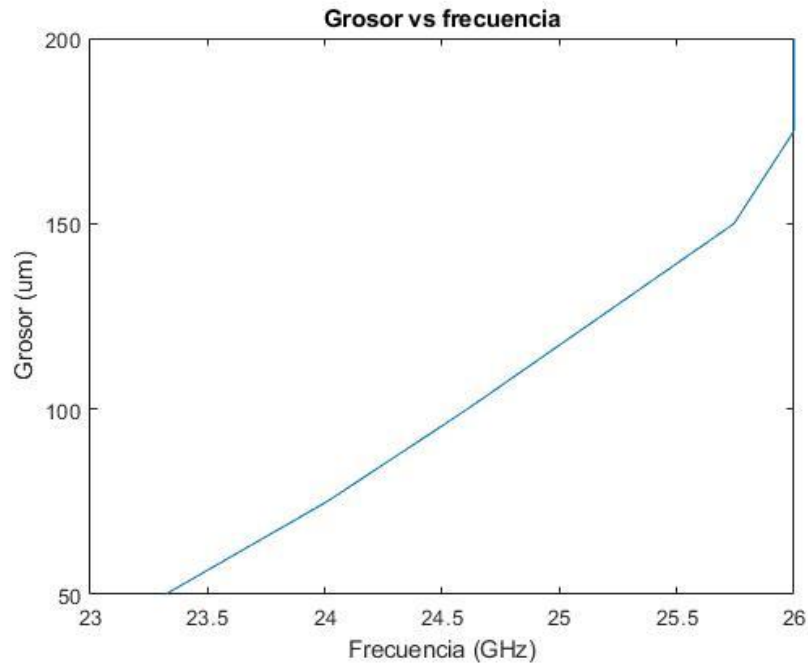


Fig. 4.3.2-Grosor vs frecuencia en un sensor entre 50  $\mu\text{m}$  y 100  $\mu\text{m}$  para materiales con  $\epsilon_r$  igual a 4

Ahora se obtiene una variación frecuencial algo mayor, de un 2,5% para un incremento de grosor de 25  $\mu\text{m}$ . Se observa una saturación total fuera de la banda de operación.

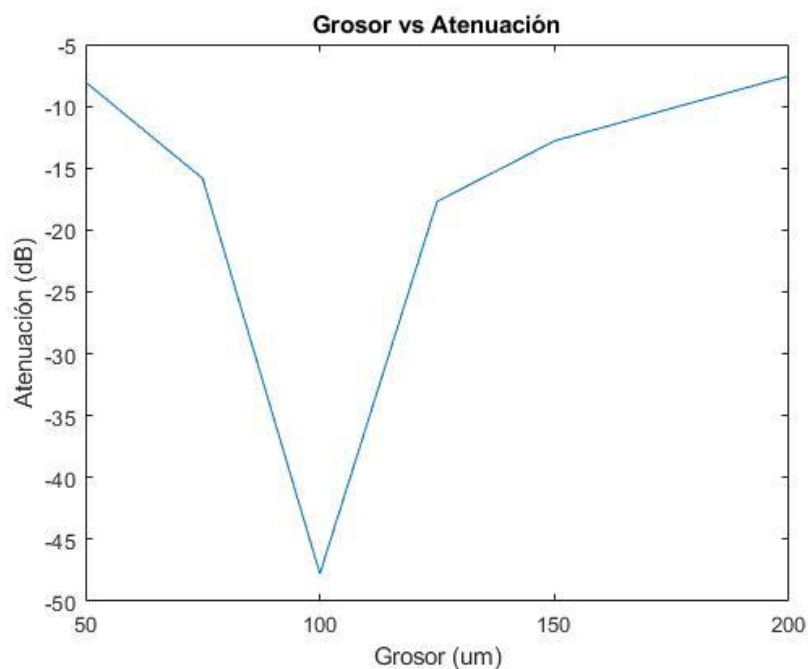


Fig. 4.3.3-Grosor vs Atenuación en un sensor entre 50  $\mu\text{m}$  y 100  $\mu\text{m}$  para materiales con  $\epsilon_r$  igual a 4

La atenuación puede producir una mejora muy significativa en la resolución para este caso. Con unas variaciones de 10 dB y 30 dB para incrementos de 25  $\mu\text{m}$  en los grosores a medir con este prototipo.

Para poder medir mayores grosores se realizan las siguientes modificaciones:

- El grosor del sustrato pasa a ser de 381  $\mu\text{m}$ .
- El ancho de la línea aumenta a 0,716 mm para que esté adaptado.
- a: pasa a medir 1,16 mm.

Realizando el barrido correspondiente se obtienen los siguientes resultados:

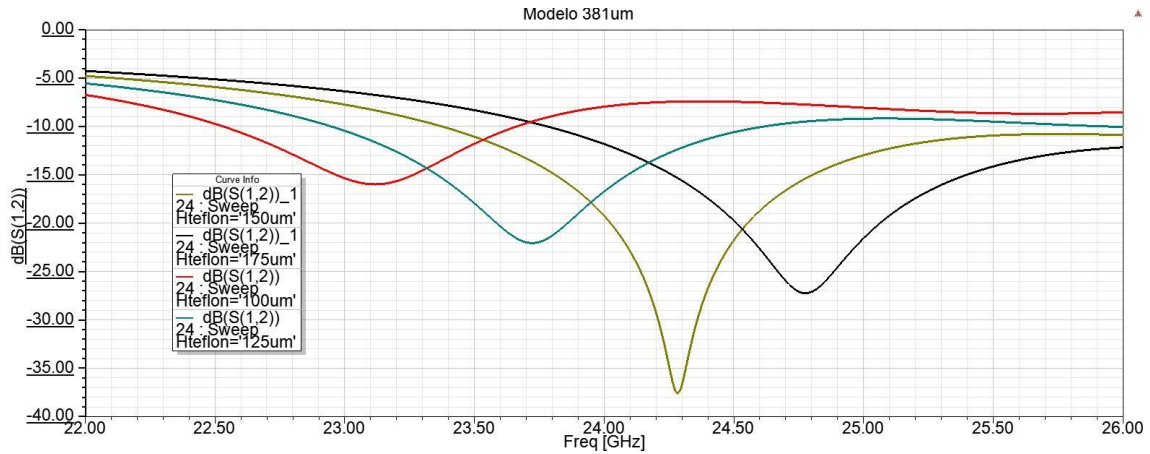


Fig. 4.3.4-Detector para grosores entre 100 y 175  $\mu\text{m}$  de un material de  $\epsilon_r$  igual a 4

El lóbulo de menor frecuencia corresponde con un grosor de 100  $\mu\text{m}$ . Hay relaciones bastante resolutivas entre el grosor y frecuencia y grosor y atenuación. Además, los lóbulos de atenuación parecen muy equiespaciados.

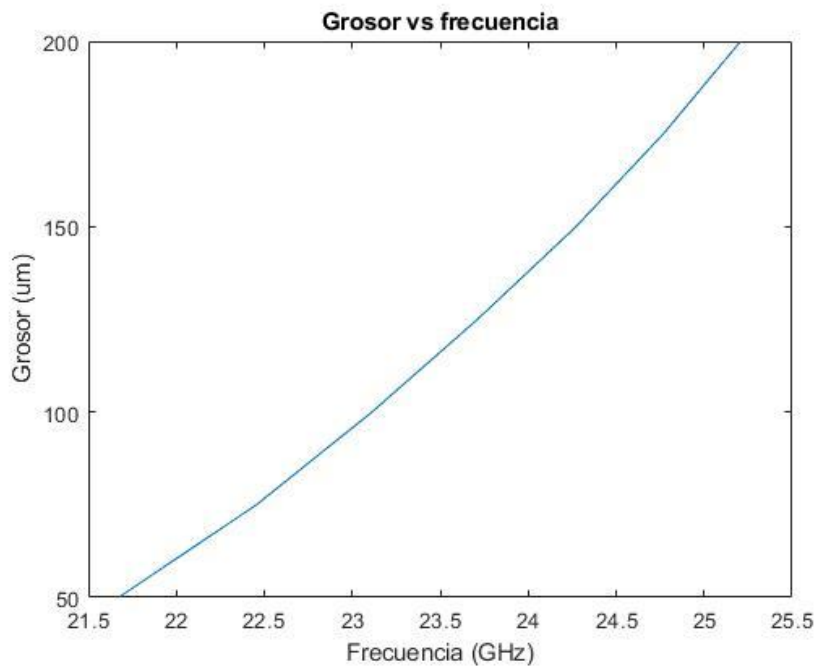


Fig. 4.3.5-Grosor vs frecuencia en un sensor entre 100  $\mu\text{m}$  y 175  $\mu\text{m}$  para materiales con  $\epsilon_r$  igual a 4

Se obtiene una variación de frecuencia de resonancia de aproximadamente 2,1% para incrementos de 25  $\mu\text{m}$  en la banda de operación.

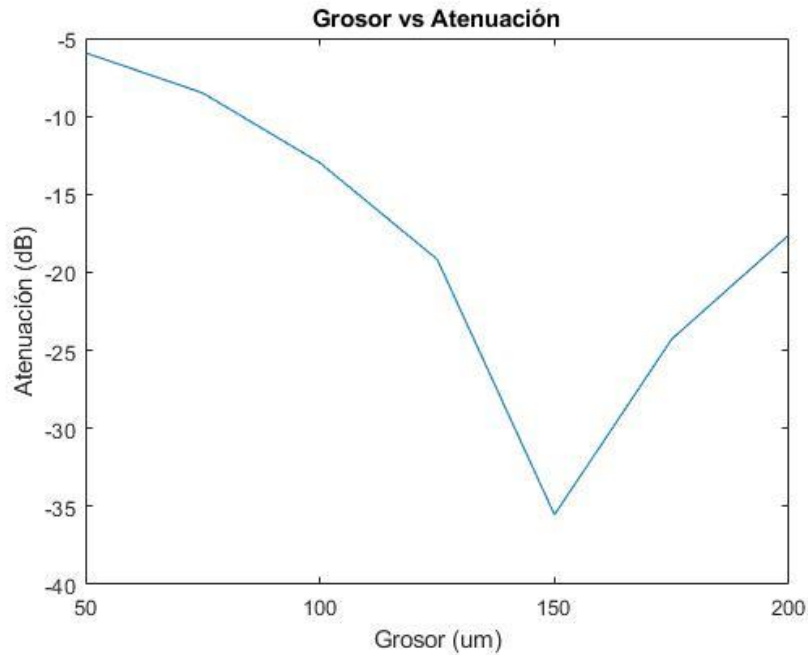


Fig. 4.3.6-Grosor vs Atenuación en un sensor entre 100 μm y 175 μm para materiales con  $\epsilon_r$  igual a 4

La variación mínima de atenuación para un incremento de 25 μm en la banda de operación es de aproximadamente 10 dB.

En estos casos, la potencia transmitida tiene una importancia mayor que los anteriores para mejorar las medidas. Parece que en general obtendrá unas resoluciones mayores.

#### 4.4 IMPLEMENTACIONES PARA UN MATERIAL CON $\epsilon_r$ IGUAL A 5

El sustrato es un rogers TMM 4 con constante dieléctrica relativa 4,5 para este material. Las medidas de este modelo serán:

- La longitud del sustrato es de 10,8mm.
- La anchura del sustrato es de 4,02mm.
- La altura del sustrato es de 0,254mm.
- El ancho de la línea es de 0,478mm.

Las dimensiones de los anillos quedan:

- a: mide 1,08mm.
- t: mide 200μm.
- g: mide 200μm.
- s: mide 200μm
- d: mide 1,23mm.

Se ha realizado un barrido con la configuración mencionada para diferentes grosores en la banda frecuencial de interés, obteniendo los siguientes resultados:

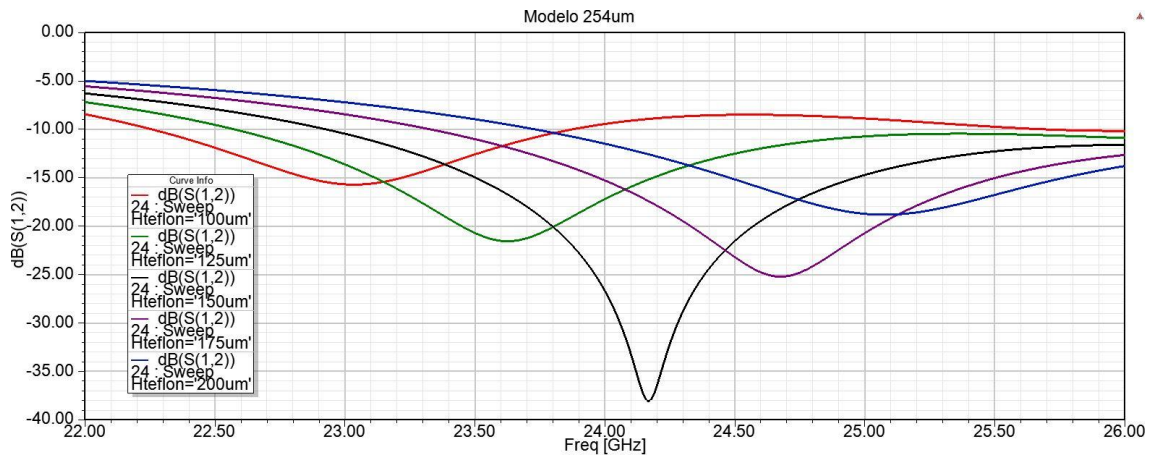


Fig. 4.4.1-Detector para grosores entre 100 y 200  $\mu\text{m}$  de un material de  $\epsilon_r$  igual a 5

La curva con menor atenuación corresponde a un grosor de 100  $\mu\text{m}$ . El ancho de banda de los lóbulos de atenuación ha aumentado considerablemente.

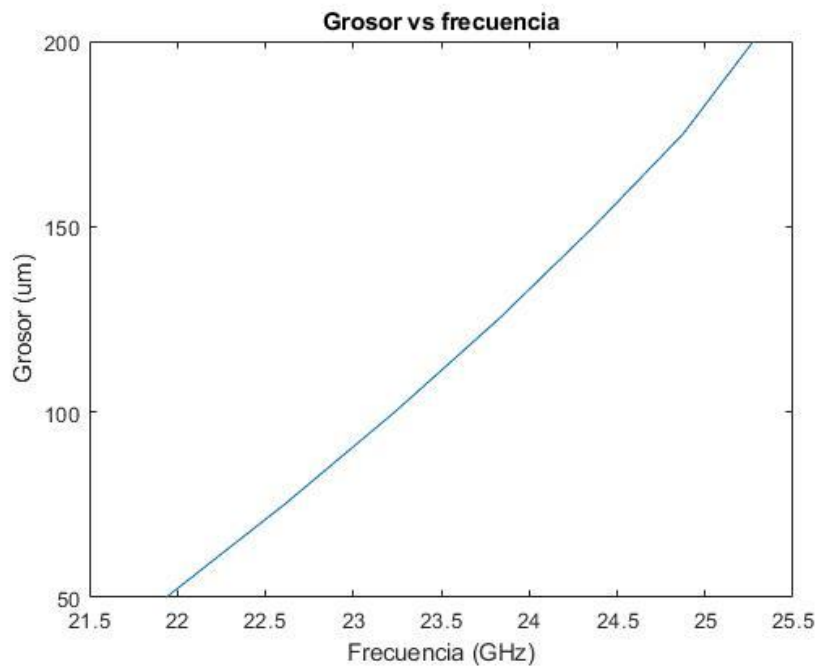


Fig. 4.4.2-Grosor vs frecuencia en un sensor entre 100  $\mu\text{m}$  y 200  $\mu\text{m}$  para materiales con  $\epsilon_r$  igual a 5

Se han obtenido unas variaciones de frecuencia en la banda de uso del 3% aproximadamente para incrementos de 25  $\mu\text{m}$ .



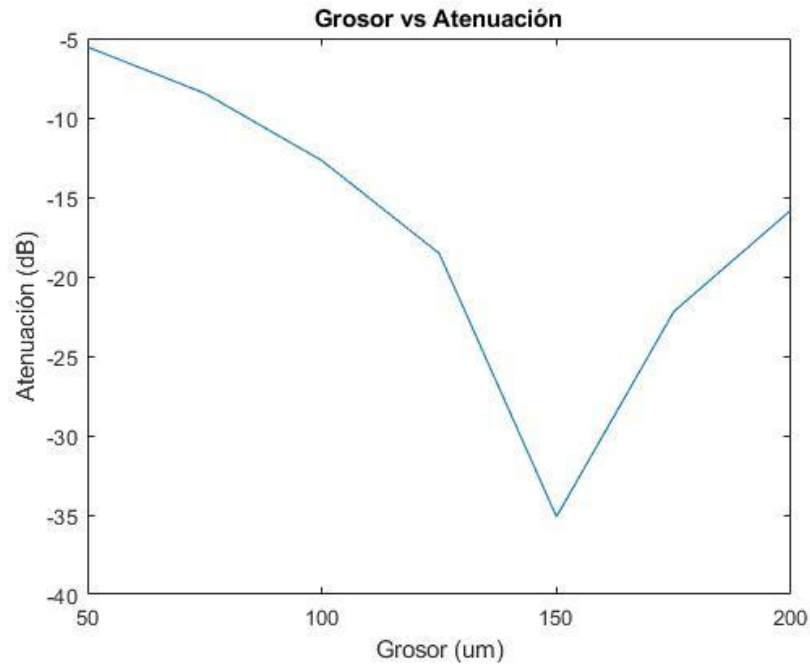


Fig. 4.4.3-Grosor vs Atenuación en un sensor entre 100  $\mu\text{m}$  y 200  $\mu\text{m}$  para materiales con  $\epsilon_r$  igual a 5

La variación de atenuación mínima en la banda de operación es de 9 dB para incrementos de 25  $\mu\text{m}$ .

Se ha intentado obtener mejores respuestas para los grosores más finos mediante la reducción de la altura del sustrato. No obstante, parece que para casos donde la constante dieléctrica relativa empieza tener valores mayores, se obtienen respuestas saturadas en la que el modelo deja de presentar variaciones frecuenciales con las variaciones de grosor, quedando solo variaciones en magnitud. Se consideran insuficientes para obtener una correcta resolución.

Es probable que cuanto más alta sea la constante dieléctrica del material a medir, más similar deberá ser la constante dieléctrica efectiva de la línea microstrip para poder realizar las mediciones. Este modelo presenta una buena resolución frecuenciale y en magnitud, aún así, parece que no se puede variar el sustrato para cambiar los grosores a medir.

## 5 CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

---

Una vez analizados todos los diseños propuestos y tratado de implementar los análisis en un modelo que satisfaga los objetivos presentados al principio del trabajo, se presentan las conclusiones extraídas de los análisis y se plantean posibles mejoras. Estos resultados se expondrán en el presente capítulo, dejando claro que las posibles configuraciones y variaciones dentro de los resonadores SRR son cuantiosas y por lo tanto existe la posibilidad de que se puedan diseñar configuraciones alternativas. A continuación, se comentarán solo las conclusiones más interesantes y menos expuestas en la bibliografía estudiada.

Se ha realizado el análisis de las configuraciones propuestas en los artículos [12], [11], [8] y [13] correspondientes a las identificaciones A,B,C y D respectivamente, esta notación hace referencia al tipo de anillo usado, no a la configuración. Se ha comprobado su funcionamiento y descartado en el análisis inicial los modelos B y D. Se han realizado modificaciones en los demás modelos durante el estudio con el fin de optimizarlos y caracterizarlos de manera cualitativa. El prototipo C se ha descartado principalmente por no tener una relación directamente proporcional entre variación frecuencial y grosor medido, además de una escasa profundidad en las atenuaciones correspondientes a los espesores más finos, concretamente los menores a 75  $\mu\text{m}$ . El modelo D se ha descartado por no poder realizar medidas con materiales metálicos cercanos, en cuyo caso las resonancias han sido caóticas e impredecibles. Este último modelo ha dado pie a otra configuración que es aparentemente viable para realizar medidas usando los mismos anillos, pero sustraídos de la tierra.

El análisis de A ha sido el más extenso por ser el más aplicado previamente en artículos para realizar medidas, y ha sido el finalmente elegido para tratar de proporcionar una solución. Esto es debido a que parece que es más sensible a los parámetros estudiados, por lo tanto, más configurable y en general parece proporcionar una mejor respuesta a las variaciones en los grosores. El modelo C también parece potencialmente viable para realizar las medidas y con mayor resolución frecuencial, por lo que también consume un ancho de banda mayor, para el objetivo del trabajo excesivo.

Se ha comprobado que las conclusiones obtenidas de las modificaciones en los parámetros de los anillos no son totalmente extrapolables dentro de una misma configuración a diferente frecuencia. Esto es debido a que los anillos producen una serie de capacitancias e inductancias según los parámetros: grosor de la traza ( $t$ ), separación entre anillos internos y externos ( $s$ ), tamaño de las brechas ( $g$ ) y tamaño del anillo ( $a$ ). Dependiendo de las dimensiones y el entorno cercano, habrá ciertos parámetros que dominen sobre los demás por tener una magnitud relativamente mayor, de modo que una configuración se puede insensibilizar bajo ciertas características a alguno de los parámetros o a parámetros externos, o sea, el sensor se satura. Es por ello por lo que las conclusiones sobre el efecto de estos parámetros en el coeficiente de transmisión no son extrapolables entre diferentes configuraciones de un mismo anillo o de diferentes anillos.

Se ha comprobado una relación inversamente proporcional en todos los modelos estudiados entre los parámetros  $g$ ,  $t$  y  $s$  y el distanciamiento entre picos de atenuación para diferentes grosores. Esto implica que, si se necesita una resolución frecuencial mayor, lo que aumenta el ancho de banda, bastará con reducir los valores de estos parámetros. Esto se debe a que el anillo y el metal que está tras el material a medir forman una capacitancia externa, pero

que afecta directamente a la forma y la frecuencia de resonancia. Dependiendo de la magnitud de las capacitancias generadas por los factores del propio anillo, será de mayor o menor importancia, lo que provoca una sensibilización o insensibilización del modelo a los diferentes grosores. También se ha comprobado que modifican la forma de la curva, pudiendo añadir lóbulos secundarios, incrementar las atenuaciones o hacer los resonadores más selectivos. Este último inciso sí que varía en función de la configuración y el tipo de anillo, de modo que no se puede establecer una relación proporcional para todos ellos.

Se ha comprobado, como se conocía ya, que la frecuencia a la que resuenan los anillos es muy dependiente del entorno cercano. En este caso se ha visto como la constante dieléctrica del material a medir condiciona mucho los anillos, por lo cual para el empleo correcto de estos modelos es necesaria una caracterización previa de material que se desea medir. Conocido este parámetro se puede diseñar una configuración acorde.

Se ha visto como una diferencia entre las constantes dieléctricas del sustrato y el material a medir pueden producir varios resultados en el modelo a:

- Si la constante dieléctrica del material a medir es mayor que la constante dieléctrica efectiva de la línea microstrip, esta puede entrar en corte y no funcionar en la banda de 24 GHz.
- Si la constante dieléctrica del material a medir es algo menor que la del sustrato  $\epsilon_{eff,subs} \approx 2 \cdot \epsilon_{mut}$ , parece probable que aparezca un efecto de doble resonancia para un mismo grosor a frecuencias próximas, lo que empeora o imposibilita establecer proporciones directas para las medidas.
- Si la constante dieléctrica de material a medir es mucho menor que la constante dieléctrica efectiva de la línea microstrip  $\epsilon_{eff,subs} \approx 5 \cdot \epsilon_{mut}$ , el modelo sufrirá una insensibilización en frecuencia a los grosores, lo que producirá un dispositivo que se satura fácilmente para ciertos valores.
- En cualquier caso, es recomendable que o bien sean próximos o bien muy dispares estos dos parámetros para obtener respuestas en frecuencia mejores, pero siempre cumpliendo que  $\epsilon_{eff,subs} > \epsilon_{mut}$ .

Se ha comprobado como al incrementar el número de brechas en los anillos hace que se vuelvan menos susceptibles a los parámetros propios del anillo y los externos al anillo. Se reduce la magnitud de las resonancias y aumenta su ancho de banda para los diferentes grosores. También se vuelven menos modelables a los parámetros t, s y g además de incrementar drásticamente la frecuencia de operación del dispositivo.

Los dispositivos que se han expuesto en la implementación podrían optimizarse mejor con los diferentes parámetros que se han expuesto para cumplir de manera más eficiente los objetivos. Aun así, la limitación de ancho de banda impedirá un modelo efectivo para cumplir los objetivos. También presentan una relación entre las dos constantes dieléctricas mencionadas que de alguna manera indican cuál es el grosor que va a permitir una resonancia más profunda, teniendo en el resto de los grosores resonancias de mayor ancho de banda y menor profundidad.

La tecnología de anillos partidos en tecnología microstrip presenta unas limitaciones mucho más evidentes que los sistemas actuales que realizan este tipo de mediciones, sobre todo por el hecho de que una mayor resolución implica medir un abanico de grosores menor si el ancho de

banda es limitado. Aun así, parece razonable medir rangos que varíen entre 50  $\mu\text{m}$  y 125  $\mu\text{m}$  con una resolución potencialmente aceptable en un ancho de banda de 2 GHz en la banda especificada. Por ello no se ha podido cumplir con el objetivo de este trabajo. Si se consiguiera un transceptor de mayor ancho de banda se podría realizar medidas mucho más resolutivas y/o en un rango mayor de grosores.

Queda pendiente seguir estudiando esta tecnología con este propósito con el fin de comprobar más a fondo qué efectos tiene incluir múltiples capas a la medición, los errores introducidos en la fabricación o modelos más resonantes. Puede ser interesante el estudio de estructuras con más anillos o anillos más resonantes para solucionar el problema del ancho de banda. Estas pueden contener divisores que aumenten el número de anillos totales, anillos triples o en espiral o simplemente estructuras que en conjunto mejoren la selectividad de las resonancias. También quedan por estudiar los modelos que corrijan los errores introducidos por el apoyo mediante dobles resonancias como el planteado en 3.1.2.

En el análisis preliminar, esta tecnología parece una buena alternativa de bajo coste para realizar mediciones de alta precisión en materiales dieléctricos situados sobre metales y sin metales cercanos. En un futuro cercano, es posible que las empresas con menores requisitos de resolución o menor capacidad adquisitiva acudan a este tipo dispositivos, ya que presentan también un coste muy inferior a las soluciones actuales. Estando todo ello condicionado a un mayor estudio sobre la tecnología en esta aplicación.

## 6 BIBLIOGRAFÍA

- [1] N. A. Rahman, Z. Zakaria, R. A. Rahim y Y. Dasril, «Planar Microwave Sensors for Accurate Measurement of Material Characterization A Review,» *TELKOMNIKA*, vol. 15, nº 3, pp. 1108-1118, 2017.
- [2] radar, Silicon, «Silicon radar,» 2019. [En línea]. Available: [https://siliconradar.com/products/single-product/24-ghz-transceiver-trx\\_024\\_006-trx\\_024\\_007/](https://siliconradar.com/products/single-product/24-ghz-transceiver-trx_024_006-trx_024_007/). [Último acceso: 18 03 2019].
- [3] N. R. A y R. S, «Split ring resonator and its evolved structures over the past decade,» de *IEEE International Conference on Emerging Trends in Computing, Communication and Nanotechnology*, Tirunelveli, India, 2013.
- [4] TeraView, «TeraView Limited,» [En línea]. Available: <https://teraview.com>. [Último acceso: 1 Marzo 2019].
- [5] Ansys, Ansys, Inc., 2019. [En línea]. Available: <https://www.ansys.com/es-es/products/electronics/ansys-hfss/hfss-capabilities#5>. [Último acceso: 25 Febrero 2019].
- [6] D. M. Pozar, «Microstrip line,» de *Microwave engineering*, 4th ed., Hoboken (NJ) : John Wiley & Sons, 2012, pp. 147-152.
- [7] Rajni, G. Singh y A. Marwaha, «Modeling of Split Ring Resonators Loaded Microstrip Line with Different Orientations,» *International Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol. 5, nº 6, pp. 1363-1371, 2015.
- [8] M. S. Boybay y O. M. Ramahi, «Non-Destructive Thickness Measurement Using Quasi-Static Resonators,» *IEEE*, vol. 23, nº 4, pp. 217-219, 2013.
- [9] F. Tefiku y E. Yamashita, «Capacitance characterization method for thick-conductor multiple planar ring structures on multiple substrate layers,» *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, vol. 40, nº 10, pp. 1894-1902, 1992.
- [10] R. Marqués, F. Mesa, J. Martel y F. Medina, «Comparative analysis of edge- and broadside- coupled split ring resonators for metamaterial design - theory and experiments,» *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, vol. 51, nº 10, pp. 2572-2581, 2003.
- [11] C.-S. Lee y C.-L. Yang, «Single compound complementary split-ring resonator for simultaneously measuring permittivity and thickness,» de *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, Tampa, FL, USA, 2014.
- [12] R. Marqués, J. D. Baena, F. Martín, J. Bonache, F. J. Falcone, T. Lopetegui, M. Beruete y M. Sorolla, «ResearchGate,» 2004. [En línea]. Available: [https://www.researchgate.net/publication/268373492\\_LEFT-HANDED\\_METAMATERIAL\\_BASED\\_ON\\_DUAL\\_SPLIT\\_RING\\_RESONATORS\\_IN\\_MICROSTRIP\\_TECHNOLOGY](https://www.researchgate.net/publication/268373492_LEFT-HANDED_METAMATERIAL_BASED_ON_DUAL_SPLIT_RING_RESONATORS_IN_MICROSTRIP_TECHNOLOGY). [Último acceso: 21 Septiembre 2018].

- 
- [13 G. G. Romera, F. J. H. Martínez, M. Gil, J. J. M. Martínez y D. S. Vargas, «Split-Ring Resonator-based sensor for thin-film sensing applications,» de *2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Davos, Switzerland, 2016.
- [14 e. talk, «em: talk,» [En línea]. Available: <http://www.emtalk.com/mscalcul.php>. [Último acceso: 2019].