

UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL
FACULTAD REGIONAL BUENOS AIRES
Departamento de Electrónica

**Determinación de la permitividad dieléctrica de
PCBs mediante resonador en anillo**

Medidas Electrónicas II

Grupo 1

Curso R5053

Docente Ing. Henze, Alejandro

Jefe de TP Ing. Geria, Juan

Ayudantes _____

Grupo N° 1

	Apellido y Nombre	Legajo
1	Cerioli, Juan	158.924-6
2	Dimaio, Agustín	160.146-5
3	Leiva, Pablo	155.601-0
4	Ochoa, David	163.851-8

Índice

1 - Introducción.....	3
1.1 - Objetivos.....	3
1.2 - Alcance.....	3
1.3 - Sobre la constante dieléctrica.....	3
1.4 - Elección del método de caracterización.....	4
1.5 - Tipos de resonadores microstrip.....	5
1.6 - Elección de la banda de frecuencias de trabajo.....	6
2 - Principio de funcionamiento.....	8
3 - Modelado en CST.....	10
3.1 - Obtención de parámetros geométricos para lograr Z_0	10
3.2 - Diseño del anillo.....	11
3.3 - Parametrización de variables.....	11
3.4 - Geometría del anillo por frecuencias.....	12
4 - Simulaciones.....	13
4.1 - Primera simulación y problemas presentados.....	13
4.2 - Optimización.....	13
4.3 - Barrido de gap entre líneas y anillo.....	14
4.4 - Simulaciones optimizadas para ROGERS 4350B.....	14
4.5 - Simulaciones optimizadas para FR4.....	15
4.6 - Comparación de sustratos.....	16
4.7 - Fitteado de resonancias con modelo teórico.....	18
5 - Obtención de la permitividad.....	18
5.1 - Postprocesamiento de datos.....	19
5.2 - Gráficos.....	20
5.3 - Primeros resultados.....	21
6 - Corrientes superficiales.....	22
7 - Conectorizado de la placa.....	23
7.1 - Modelado de los conectores.....	23
7.2 - Conexión en el PCB.....	24
8 - Medición con el VNA.....	30
8.1 Características del VNA LiteVNA-64.....	30
8.2 Mediciones sustrato FR4.....	31
8.3 Mediciones sustrato Rogers.....	33
9 - Próximos pasos.....	35
9.1 - Actividades principales.....	35
9.2 - Actividades complementarias.....	35
10 - Conclusiones.....	36
11 - Referencias.....	36

1 - Introducción

1.1 - Objetivos

El objetivo principal del proyecto es caracterizar un sustrato FR4 y un sustrato Rogers (contamos con ambos sustratos para la implementación) en términos dieléctricos (permitividad relativa y tangente de pérdidas) implementando diferentes resonadores en anillo con microstrip para la banda L de frecuencia (otra opción es utilizar banda S).

Implementaremos un total de seis resonadores, tres de ellos en tecnología microstrip sobre FR4 y los otros tres sobre Rogers para las frecuencias de operación de 1 GHz, 1,5 GHz y 2 GHz respectivamente (en caso de banda L, en banda S serían 2 GHz, 3 GHz y 4 GHz).

Caracterizaremos el sustrato FR4 y el Rogers en términos de permitividad relativa, tangente de pérdidas por medio de comparación entre simulaciones en CST Studio y mediciones de los resonadores implementados

1.2 - Alcance

Se planteó un método de caracterización dieléctrica para sustratos planares que operan en la banda L (alternativamente banda S) por medio de resonadores circulares en tecnología microstrip. Para ello:

- Se realizan las respectivas simulaciones de los resonadores implementados y se construyen dichas estructuras las cuales serán medidas con un VNA para determinar los parámetros S.
- Luego se realiza un proceso de regresión a partir de los datos medidos con el fin de ajustar, por medio de simulación, la permitividad relativa y la tangente de pérdidas de tal manera que los resultados simulados coincidan con los medidos.
- Por último, se analizan los resultados obtenidos en términos de variabilidad de las propiedades dieléctricas del sustrato en función de las frecuencias empleadas.

1.3 - Sobre la constante dieléctrica

La constante dieléctrica, también conocida como permitividad relativa, es una propiedad intrínseca de los materiales que indica su capacidad para almacenar energía eléctrica cuando se aplica un campo eléctrico, en comparación con el vacío

Este parámetro afecta:

- Velocidad de propagación de la señal
- Impedancia característica
- Frecuencia de operación (consecuencia de los dos anteriores)
- Longitud física de los resonadores
- Pérdidas dieléctricas

Los valores que suelen brindar los fabricantes de PCBs muchas veces son aproximados o varían entre lotes de producción, lo que puede afectar el rendimiento final del circuito. Por ejemplo para los sustratos que caracterizaremos en este proyecto, los fabricantes nos dieron los siguientes datos:

- FR4: $\epsilon_r = 4.1\text{--}4.5$ (hasta 10% de variación).
- Rogers 4003C: $\epsilon_r = 3.66 \pm 0.05$.

1.4 - Elección del método de caracterización

Existen múltiples métodos para dicha caracterización, los cuales se pueden clasificar en **resonantes** y **no resonantes**, según el principio de funcionamiento del sistema de medición.

Métodos no resonantes

Los métodos no resonantes se basan en la medición de parámetros S (dispersión), impedancias o reflexiones en configuraciones que no dependen de fenómenos de resonancia.

Entre sus características podemos mencionar:

- Tienen amplio ancho de banda, permitiendo caracterización sobre rangos de frecuencia.
- Son relativamente simples de implementar y automatizar.
- Tienen menor sensibilidad y precisión que los métodos resonantes.
- Requieren una calibración cuidadosa, ya que son más susceptibles a errores por desadaptación o geometría del montaje.
- Útiles cuando se requiere una caracterización en banda ancha o en entornos industriales.

Métodos resonantes

Los métodos resonantes se basan en medir la respuesta de un sistema que presenta modos resonantes definidos, sensibles a la presencia del material bajo prueba. Ejemplos típicos incluyen:

Entre sus características podemos:

- Tienen altísima precisión para la determinación de ϵ_r y $\tan \delta$.
- Se utilizan a una frecuencia fija, determinada por la geometría y modo resonante.
- Son más sensibles a pequeñas variaciones en las propiedades dieléctricas.
- Su diseño y análisis pueden ser más complejos, pero permiten obtener resultados con muy baja incertidumbre.
- Requieren mediciones cuidadosas del factor de calidad (Q) y de la frecuencia resonante.

En la Figura 1 se pueden ver resumidas las características de cada uno



Figura 1: Principales métodos de caracterización dieléctrica

Por lo explicado anteriormente, el tipo de material que queremos caracterizar, su precisión y siendo para para frecuencias fijas o rango de frecuencias discretas, el método seleccionado es el método resonante.

1.5 - Tipos de resonadores microstrip

Dentro de la ingeniería de microondas los circuitos planares y en especial la tecnología Los microstrip son muy utilizados para diferentes fines. Para la caracterización de materiales se describirá brevemente tres resonadores: resonador de línea recta, resonador en anillo y resonador circular. En la Figura 2 se puede observar las estructuras básicas de los resonadores microstrip mencionados

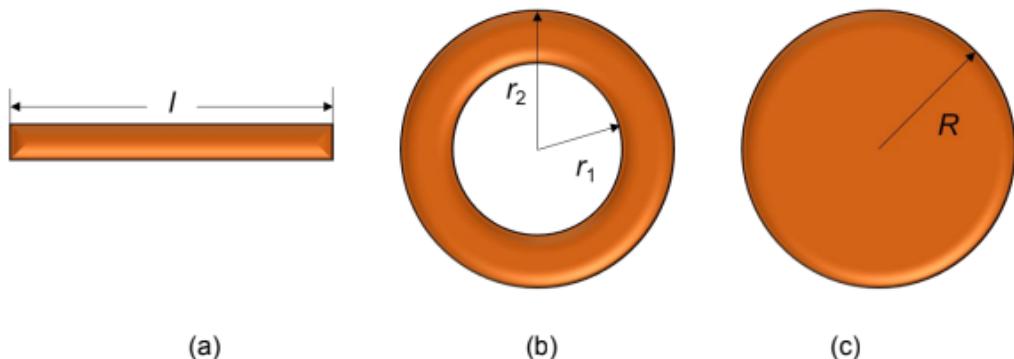


Figura 2: Resonadores microstrip: (a) Resonador de línea recta, (b) Resonador en anillo y, (c) Resonador circular

El resonador de línea recta mostrado en la Figura 2(a) es un segmento de línea microstrip con dos terminaciones abiertas. El factor de calidad no es muy alto debido a las radiaciones que este tipo de estructura presenta en los extremos. La muestra bajo prueba, DUT (Device Under Test), se utiliza como sustrato del circuito microstrip y sus propiedades dieléctricas se obtienen a partir de la resonancia y parámetros estructurales.

En la Figura 2(b) se muestra un resonador en anillo y a diferencia de la línea recta no presenta extremos en circuito abierto por lo que las pérdidas por dispersión se reducen y su factor de calidad aumenta. Debido a todas estas condiciones, la caracterización de materiales en un resonador en anillo es mucho más precisa.

Un resonador circular puede ser considerado un caso especial de un resonador en anillo cuando el radio interno es igual a cero, y al igual que en el resonador en anillo su factor de calidad es mayor al resonador de línea recta, también es muy utilizado en la caracterización de materiales. En la Figura 2(c) se mostró un ejemplo de la estructura básica de un resonador circular

En la Figura 3 podemos ver resumidas las características de cada resonador



Figura 3: Tipos de resonadores microstrip

Teniendo en cuenta lo descrito anteriormente, debido a sus características **el resonador elegido para nuestro proyecto es el de anillo**.

1.6 - Elección de la banda de frecuencias de trabajo

Los materiales a caracterizar en esta primer parte del proyecto son los propios sustratos sobre los que diseñaremos los resonadores: FR4 y Rogers 4350B

Teniendo en cuenta la información que se encuentra en papers y bibliografía sobre este método de caracterización para sustratos usados en microstrip se seleccionó como rango de trabajo la **banda L** (1–2 GHz), la cual nos permite las siguientes características deseables a la hora de diseñar el resonador (se pueden ver resumidas en la Figura 4):

- **Dimensiones físicas adecuadas:** Las frecuencias seleccionadas permiten fabricar resonadores con tamaños manejables en tecnología de PCB (varios centímetros de diámetro), facilitando el diseño, la fabricación y la medición.
- **Buena sensibilidad a la permitividad:** Este rango ofrece una resolución suficiente para detectar variaciones en la constante dieléctrica efectiva, sin requerir estructuras complejas ni técnicas de muy alta frecuencia.
- **Reducción de pérdidas y dispersión:** Trabajar por debajo de 2 GHz limita las pérdidas dieléctricas, especialmente en materiales como FR4, que presenta mayor dispersión y atenuación a frecuencias más altas.
- **Compatibilidad con instrumentos de laboratorio:** La banda L es compatible con el rango de frecuencia máxima de la mayoría de los VNA que hay en disponibles para usar en la facu (siendo el maximo 2,4GHZ)

- **Comparación entre materiales:** Esta banda permite contrastar con claridad el comportamiento dispersivo de FR4 frente a la mayor estabilidad dieléctrica de Rogers 4350B en un entorno controlado



Figura 4: Características que permite en el diseño la Banda L

2 - Principio de funcionamiento

Un resonador circular en anillo es una estructura formada por una línea de transmisión en forma de anillo, conectado a los puertos mediante dos líneas de transmisión que forman un ángulo de 180° entre ellas y con una separación de acoplamiento determinada (g). La Figura 5 indica un ejemplo sencillo de la estructura de un resonador en anillo alimentada mediante acoplamiento capacitivo:

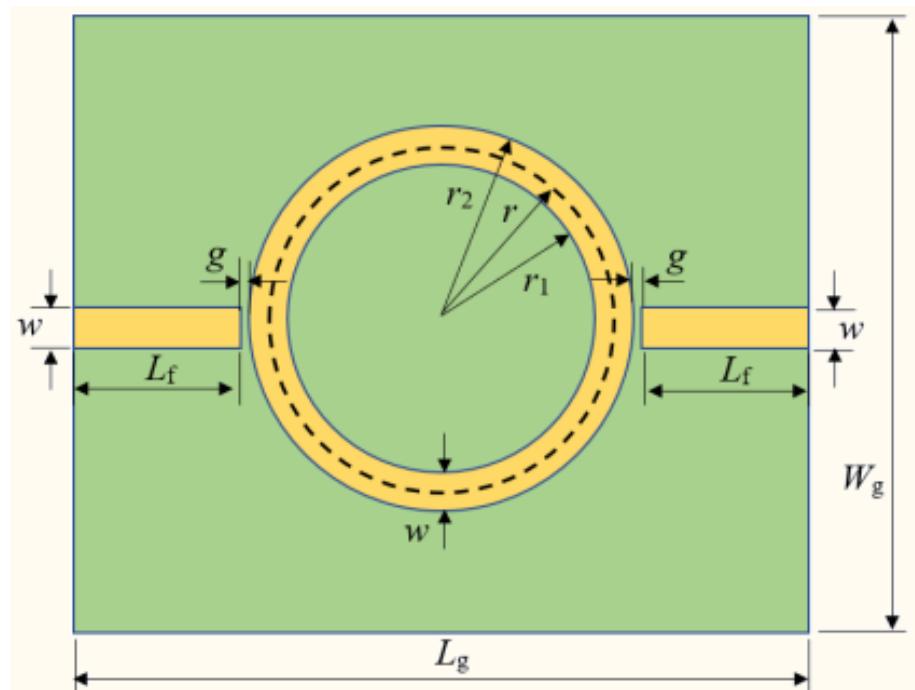


Figura 5: Estructura genérica de un resonador en anillo

La energía que se acopla en el resonador depende de la separación que existe entre el anillo y las líneas de alimentación. Esta separación existente se puede representar como una pequeña capacitancia la cual se desea que sea despreciable para no afectar la frecuencia de resonancia intrínseca del anillo. Para el presente trabajo, el valor de las capacitancias es considerado despreciable y no es incluido al momento de realizar el diseño.

El anillo resuena a un múltiplo entero de una longitud de onda guiada (λ) y se lo puede expresar como en la ecuación (2.1), mientras que λ está dada mediante la ecuación (2.2)

$$2\pi r = n\lambda \text{ para } n = 1,2,3 \quad (2.1)$$

$$\lambda = \frac{C_o}{f\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.2)$$

Donde:

- r es el valor medio entre el radio interno r_1 y externo r_2 del anillo
- n es el orden de resonancia, normalmente se toma el modo dominante $\rightarrow n=1$
- λ es la longitud de la onda guiada

Esta relación solamente es válida para cuando existe acoplamiento suelto, es decir, no existe influencia de las corrientes de acoplamiento y no se tiene en cuenta los efectos del espacio entre conductores para el acoplamiento. A partir de la ecuación (2.1) se puede calcular la frecuencia de resonancia. En el modo fundamental, los máximos de campo ocurren en los espacios entre el acoplamiento de la línea y el anillo, mientras que los nulos aparecen a 90° de los espacios de acoplamiento

El valor de la permitividad efectiva para una estructura microstrip se obtiene mediante la ecuación (2.3), donde ϵ_r representa la permitividad relativa del material, h el espesor del substrato en el cual se implementa la estructura y W el ancho de la línea de cobre.

$$\epsilon_{eff} = \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \right) \left(\frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{W}}} \right) \quad (2.3)$$

Sobre ϵ_{eff} :

- Es un valor **aparente** o **promedio** que se utiliza para describir cómo se propaga una onda electromagnética a través de una **estructura dieléctrica no homogénea**, como una línea microstrip.
- En una microstrip, por ejemplo, parte del campo eléctrico está en el dieléctrico y parte está en el aire. Entonces la onda “ve” una mezcla de ambos medios

H y w el ancho de la pista se calculan para obtener una impedancia característica de 50 ohm

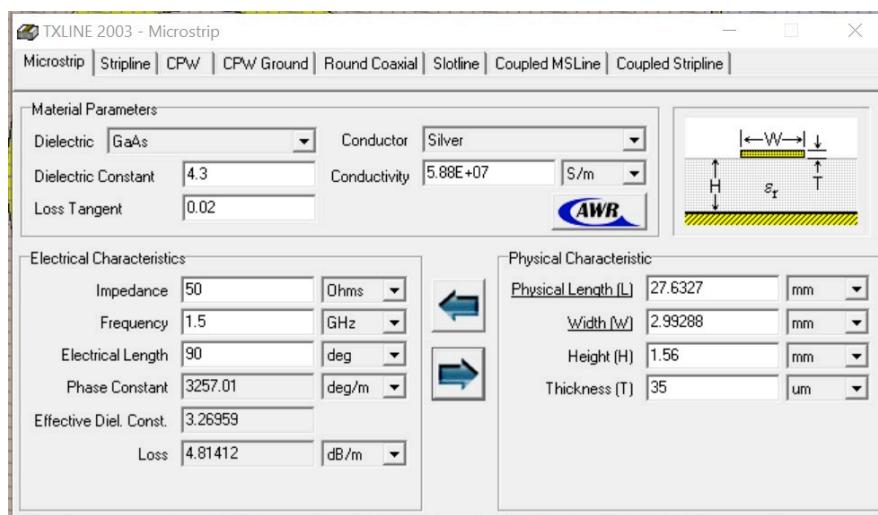
3 - Modelado en CST

El proceso de modelado se llevó a cabo en el software CST Studio Suite, el cual permite simular estructuras en tecnología microstrip mediante la propagación de ondas electromagnéticas en 3D mediante el método de elementos finitos. En esta etapa se diseñaron los resonadores anillo sobre diferentes sustratos con el objetivo de caracterizar su permitividad efectiva.

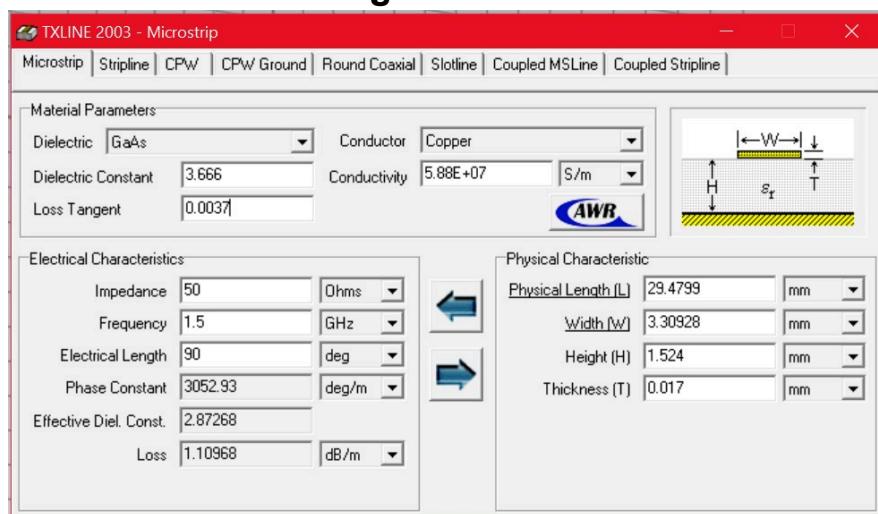
3.1 - Obtención de parámetros geométricos para lograr Z_0

Para garantizar la correcta propagación de la señal y la máxima transferencia de potencia entre los elementos, se diseñaron líneas de entrada y salida con impedancia característica $Z_0 = 50\Omega$. La obtención de los parámetros geométricos se realizó utilizando el módulo “TX Line” del software de simulación. En este entorno se ingresaron las constantes dieléctricas de los sustratos FR4 y Rogers 4350B, y se ajustaron las dimensiones del conductor (ancho W) y del dieléctrico (espesor h) hasta lograr la impedancia deseada.

FR4



Rogers 4350B



3.2 - Diseño del anillo

Una vez definidas las líneas de entrada/salida, se procedió al diseño del resonador en anillo. Se optó por una configuración cerrada, sin extremos abiertos, para minimizar las pérdidas por radiación y obtener un mayor factor de calidad Q . Esta estructura permite que la condición de resonancia se alcance cuando la longitud total del anillo equivale a un múltiplo entero de la longitud de onda guiada en el medio.

El anillo se conectó mediante líneas acopladas en proximidad (coupling gap) para permitir la excitación sin contacto directo, lo cual mejora la selectividad de la respuesta y facilita la simulación.

The diagram shows a central red-bordered box labeled "Diseño del anillo" with four arrows pointing outwards to four mathematical equations:

- $L_f = \lambda_g / 4$
- $r = \frac{c}{2\pi f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}}$
- $r_1 = r - \frac{w}{2}$
- $r_2 = r + \frac{w}{2}$

3.3 - Parametrización de variables

Con el objetivo de facilitar el ajuste de diseño y explorar distintas configuraciones, se definieron como parámetros variables los siguientes elementos:

- El radio medio del anillo r
- El ancho de las líneas conductoras W
- El valor del acoplamiento s (distancia entre línea y anillo)

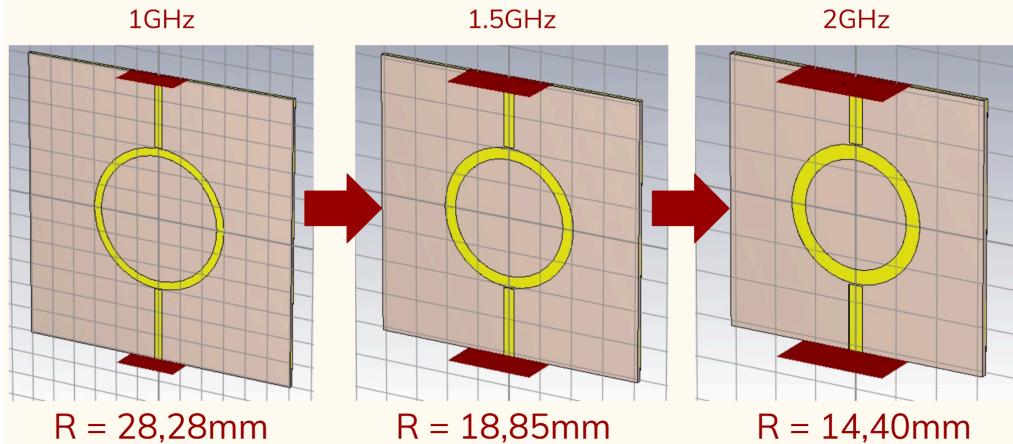
Esto permitió automatizar la generación de geometrías y habilitó la utilización del optimizador interno de CST para mejorar la respuesta en frecuencia.

Name	Expresión	Value	Description
s		0,3	Separación de conductores (mm)
T	Dato del Fabricante	0,017	Espesor del cobre (mm)
H	Dato del Fabricante	1,524	Espesor del Sustrato (mm)
ϵ_r	Dato del Fabricante	3,66	Permitividad relativa
W	TxLine	3,30928	Ancho de la línea de (50Ω)
f	$2 \cdot 10^9$	2000000000	Frecuencia de trabajo (Hz)
c	$3 \cdot 10^{11}$	3E+11	Velocidad de la luz (mm/s)
ϵ_{eff}	$((\epsilon_r + 1)/2) + ((\epsilon_r - 1)/2) * (1/(1 + 12 * (H/W))^{(1/2)})$	2,850617628	Permitividad efectiva
λ	$c/(f \cdot \epsilon_{eff})^{(1/2)}$	88,84270557	Longitud de onda (mm)
r	$\lambda/(2 \cdot \pi)$	14,13975575	Radio del anillo (mm)
L1	$\lambda/4$	22,21067639	Longitud línea 1 (mm)
L2	$\lambda/4$	22,21067639	Longitud línea 2 (mm)
Wa	W	3,30928	Ancho del anillo (mm)
X	$L1 + (2 * (s + Wa/2)) + r + L2$	62,47038853	Ancho del Sustrato (mm)
Y	$L1 + (2 * (s + Wa/2)) + r + L2$	62,47038853	Largo del Sustrato (mm)

3.4 - Geometría del anillo por frecuencias

Se diseñaron tres estructuras diferentes, cada una centrada en una frecuencia específica dentro de la banda L: **1 GHz, 1.5 GHz y 2 GHz**. Para cada una de ellas, se ajustaron las dimensiones del anillo de modo que cumpliera con la condición de resonancia en la frecuencia deseada. Este análisis permitió estudiar la dependencia del comportamiento electromagnético con la frecuencia y facilitó la comparación entre distintos materiales dieléctricos.

- Geometría del anillo por frecuencia (ej. Rogers)



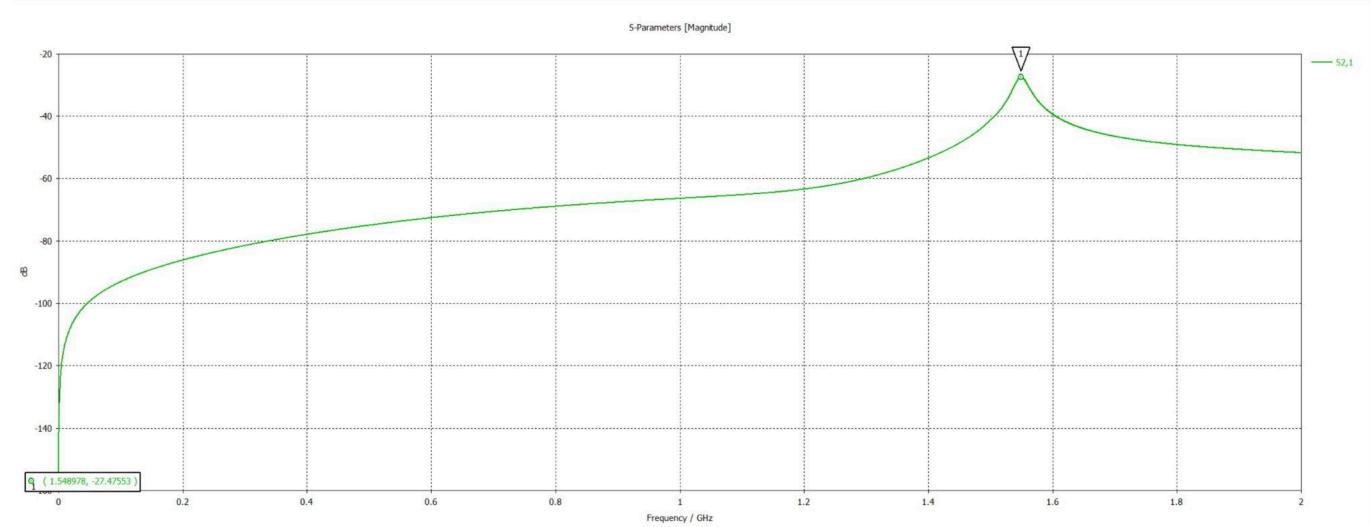
4 - Simulaciones

Las simulaciones electromagnéticas se realizaron en CST Studio Suite utilizando el solver de frecuencia, con el objetivo de obtener la respuesta en transmisión S_{21} del resonador anillo para diferentes configuraciones y sustratos. Se analizaron principalmente dos materiales: **FR4** y **Rogers 4350B**, centrando el análisis en las frecuencias 1 GHz, 1.5 GHz y 2 GHz.

4.1 - Primera simulación y problemas presentados

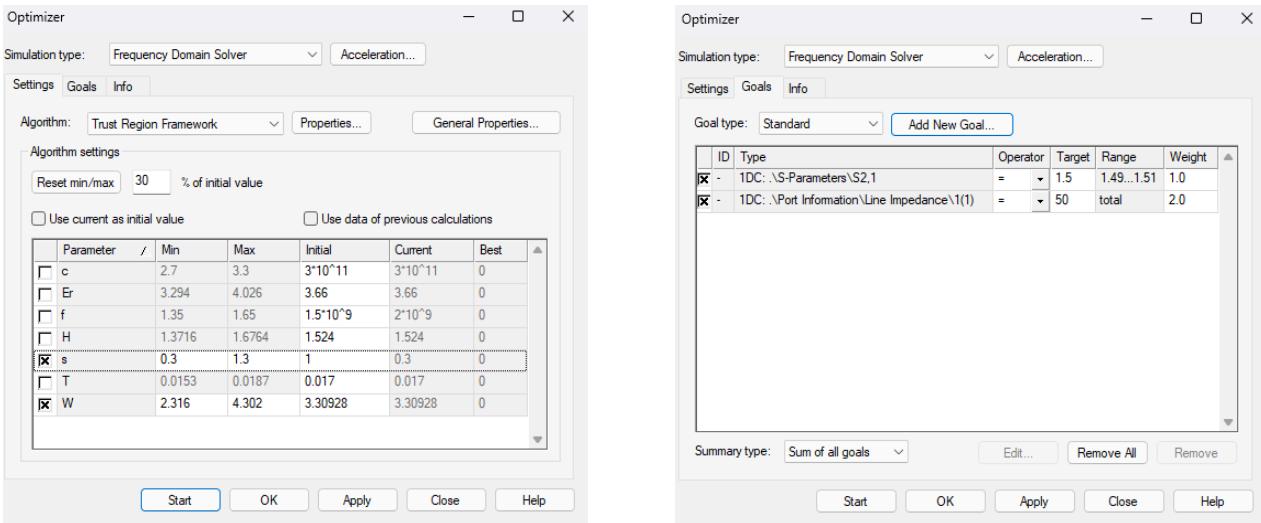
La primera simulación se llevó a cabo para un diseño centrado en **1.5 GHz**, sobre sustrato Rogers 4350B. Si bien se observó una respuesta resonante, esta no coincidía exactamente con la frecuencia objetivo, y la profundidad del notch era menor a la esperada. Esto evidenció un acoplamiento inadecuado entre las líneas y el anillo, así como posibles desviaciones geométricas que afectan el comportamiento resonante. Además, el ancho W de las líneas no estaba optimizado, lo que provocaba una desadaptación de impedancia.

Primera simulación en 1,5GHz (Frecuencia central banda L)



4.2 - Optimización

Para corregir estos desajustes, se utilizó el **optimizer** de CST. Inicialmente se fijó un valor de separación $s = 0,3\text{ mm}$, reducido respecto al diseño original de 1 mm , lo cual mejoró la transmisión y centró mejor la frecuencia de resonancia. Luego se dejó fijo ese valor y se optimizó el ancho W de las líneas. El resultado fue una curva S_{21} con un notch más profundo y mejor centrado, lo que indica un acoplamiento adecuado y un diseño más sensible a la permitividad del sustrato.

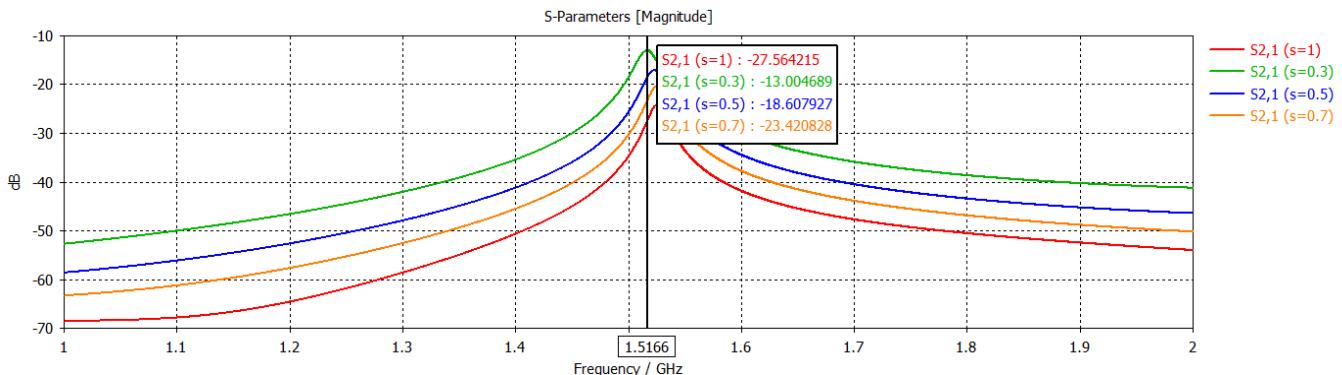


4.3 - Barrido de gap entre líneas y anillo

Se realizó un barrido paramétrico del valor s_{ss} (gap entre línea y anillo), variando entre 1 mm y 0.3 mm. Se observó que a medida que el gap disminuye, mejora la transmisión y se afina la resonancia. Este comportamiento se debe al aumento del acoplamiento capacitivo entre la línea de entrada y el anillo, permitiendo una mayor transferencia de energía al modo resonante.

Este estudio permitió identificar que $s = 0.3$ mm representa un buen compromiso entre eficiencia de acoplamiento y robustez de diseño.

Barrido de gap entre líneas y anillo (s)

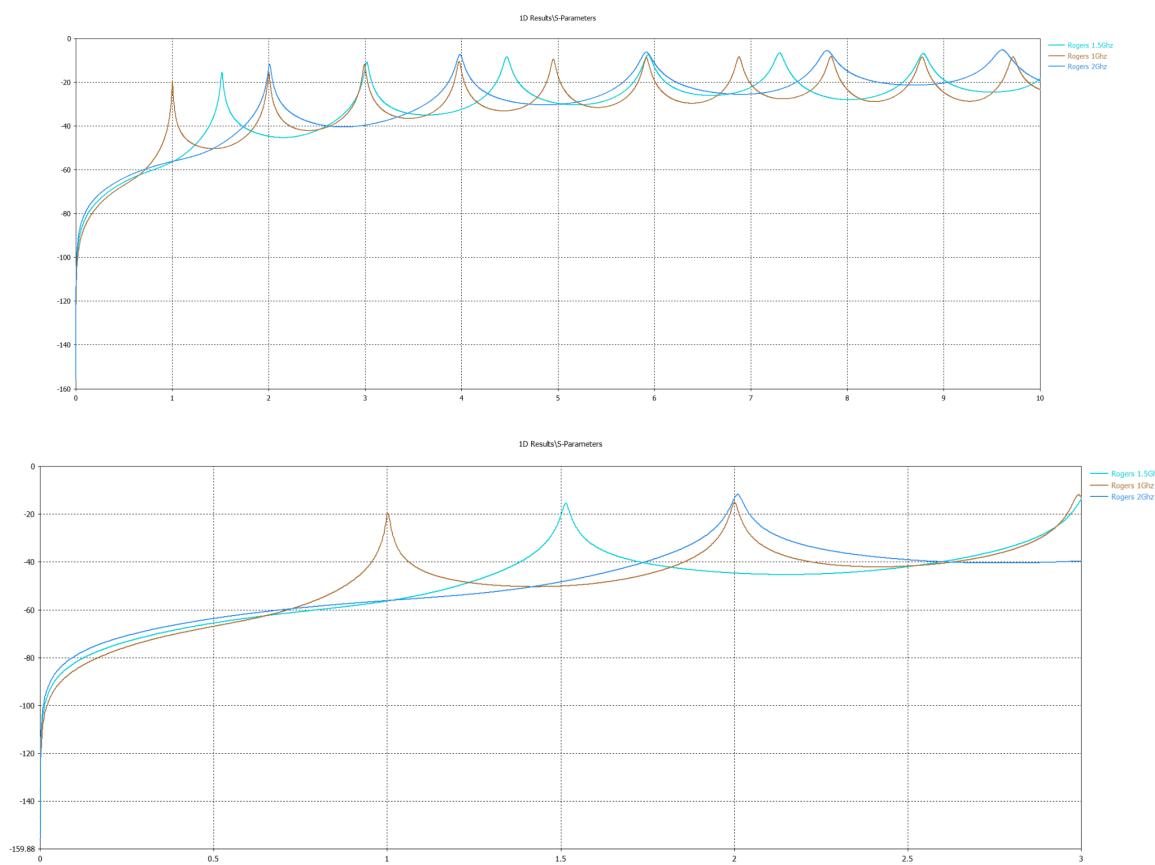


4.4 - Simulaciones optimizadas para ROGERS 4350B

Con los parámetros optimizados, se simuló la estructura sobre sustrato **Rogers 4350B** para frecuencias de **1 GHz**, **1.5 GHz** y **2 GHz**. En todos los casos se obtuvo una respuesta resonante con buena selectividad y una caída pronunciada en S_{21} , lo que indica una alta sensibilidad del resonador.

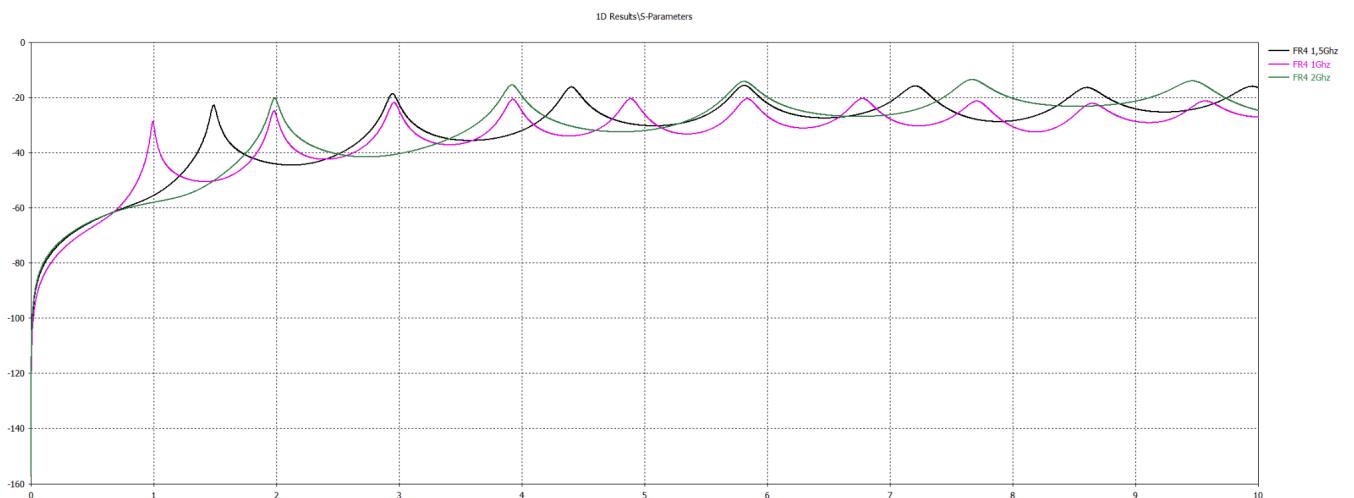
Se observaron diferencias en la posición de los mínimos de S_{21} para cada frecuencia, lo que permite utilizar estos diseños para caracterizar el comportamiento dieléctrico de materiales finos colocados sobre el sustrato.

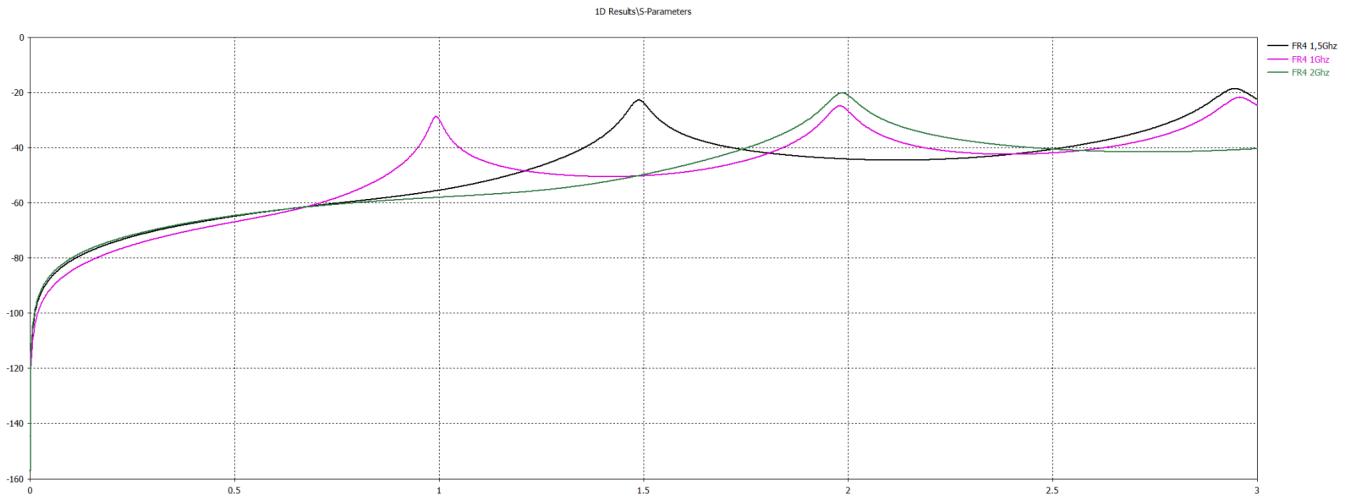
S21 - Rogers (barrido de frecuencias)



4.5 - Simulaciones optimizadas para FR4

S21 - FR4 (barrido de frecuencias)





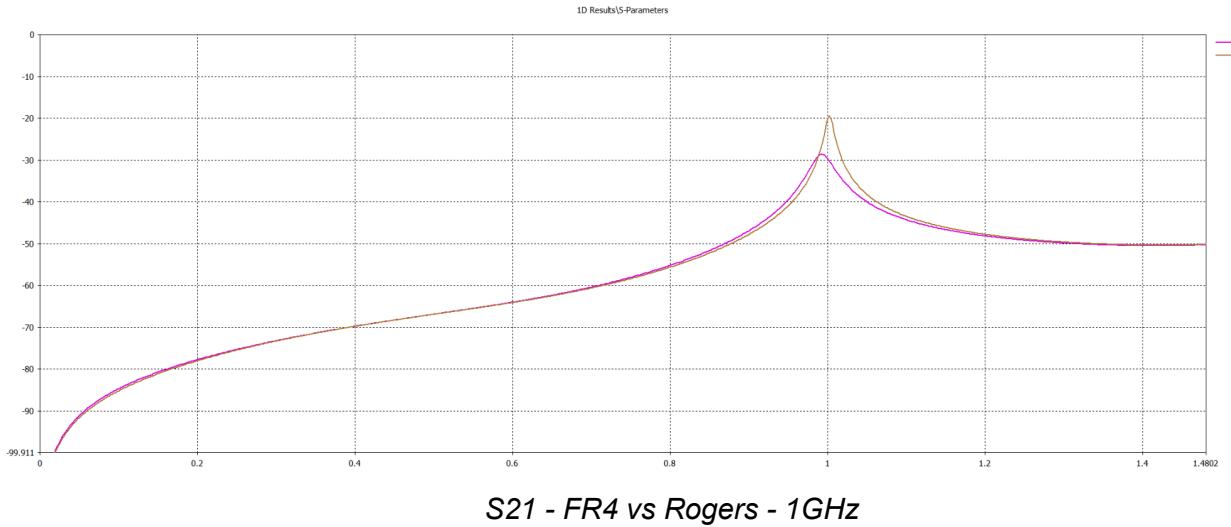
Repetiendo el mismo procedimiento, se simuló la estructura optimizada sobre **FR4**. En comparación con Rogers, se observaron:

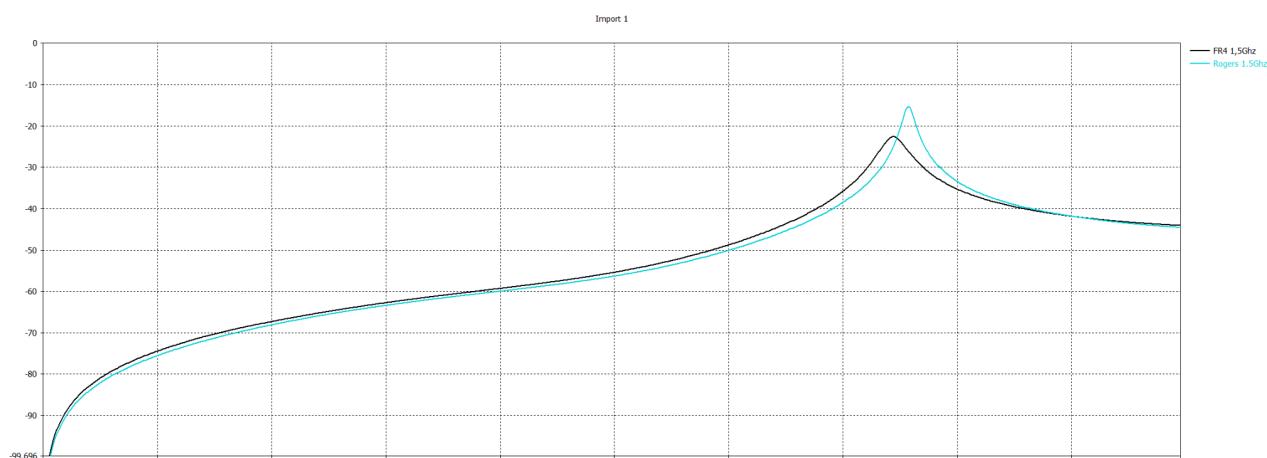
- Una **frecuencia de resonancia más baja** para la misma geometría, debido a la mayor permitividad dieléctrica del FR4.
- Una **frecuencia de resonancia más dispersa** en S_{21} más anchos y menos profundos y menor factor de calidad Q .

Esta diferencia de comportamiento entre ambos sustratos justifica el uso del resonador anillo como método de caracterización dieléctrica, ya que permite distinguir con claridad los materiales mediante su respuesta en frecuencia.

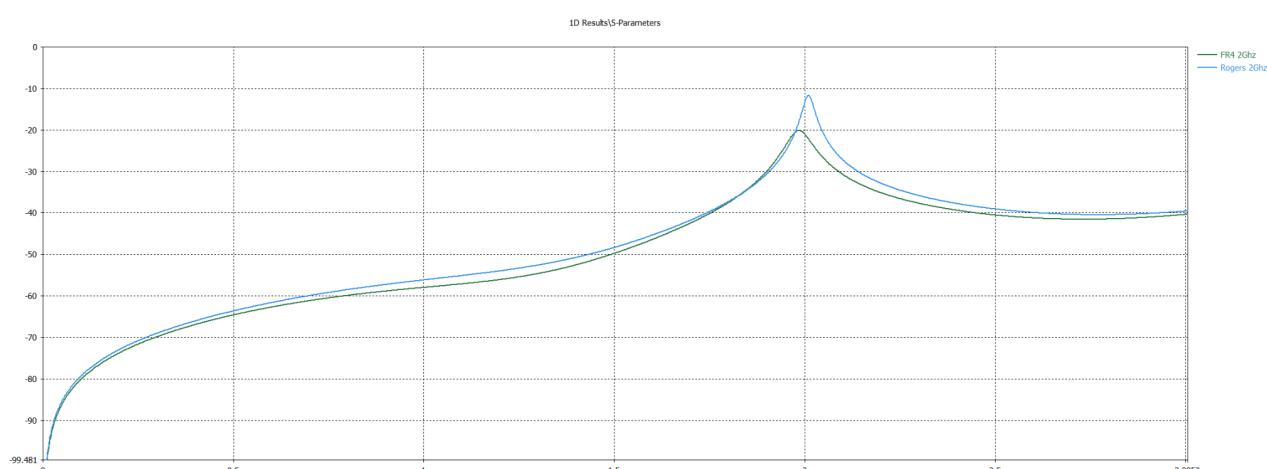
4.6 - Comparación de sustratos

Como se mencionó anteriormente, se presentan los resultados obtenidos en la comparación de los sustratos para diferentes frecuencias centrales.





S21 - FR4 vs Rogers - 1,5GHz



S21 - FR4 vs Rogers - 2GHz

Probamos filtrar los resultados con un modelo teórico. (ideal)

$$|S_{21}| = \frac{Q_i}{|Q_c|} \frac{1}{1 + [2Q_i f_r (f - f_r)]^2}$$

4.7 - Fitteado de resonancias con modelo teórico

Luego de las primeras simulaciones, por recomendación del docente con el fin de obtener valores más precisos de las frecuencias donde se dan los picos de resonancia, se realizó el proceso denominado Curve Fitting de las curvas del S21 simuladas

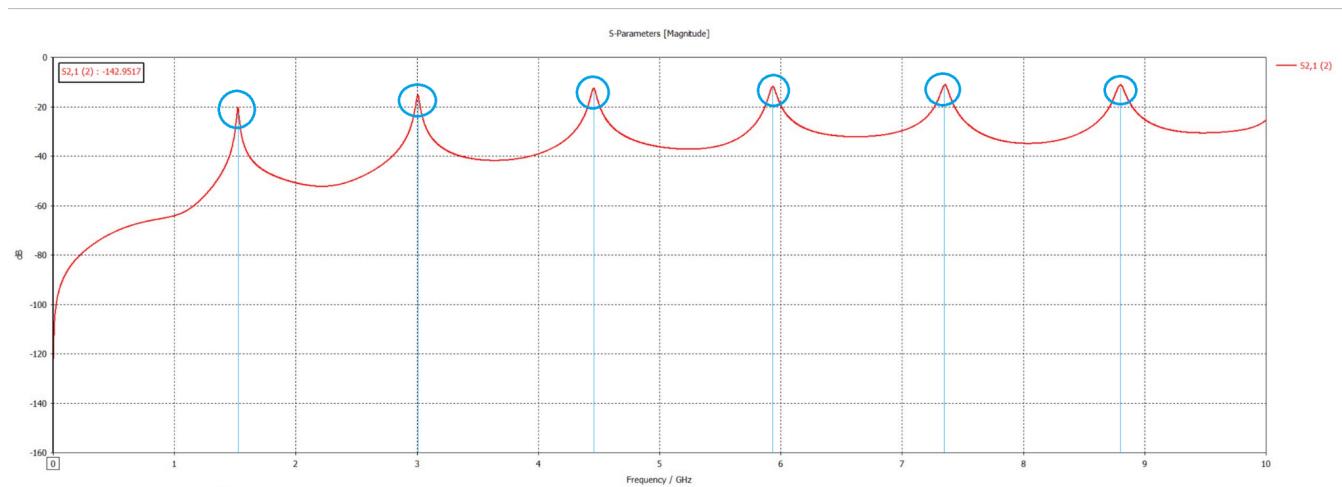
Como nos comentó el docente, la idea con estos ajustes es lograr mayor precisión en la extracción de los parámetros del resonador en lugar de simplemente encontrar el valor máximo del $|S_{21}|$, que no es estrictamente correcto

5 - Obtención de la permitividad

5.1 - Postprocesamiento de datos

Se exportaron los archivos touchstone de los parámetros S21 para cada frecuencia, para cada sustrato

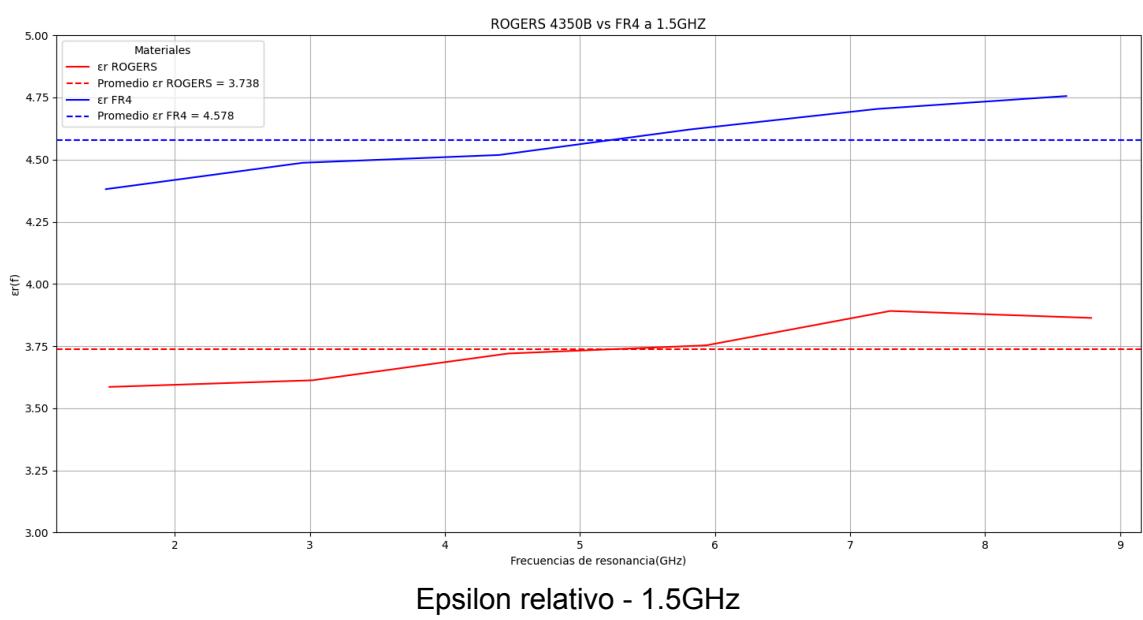
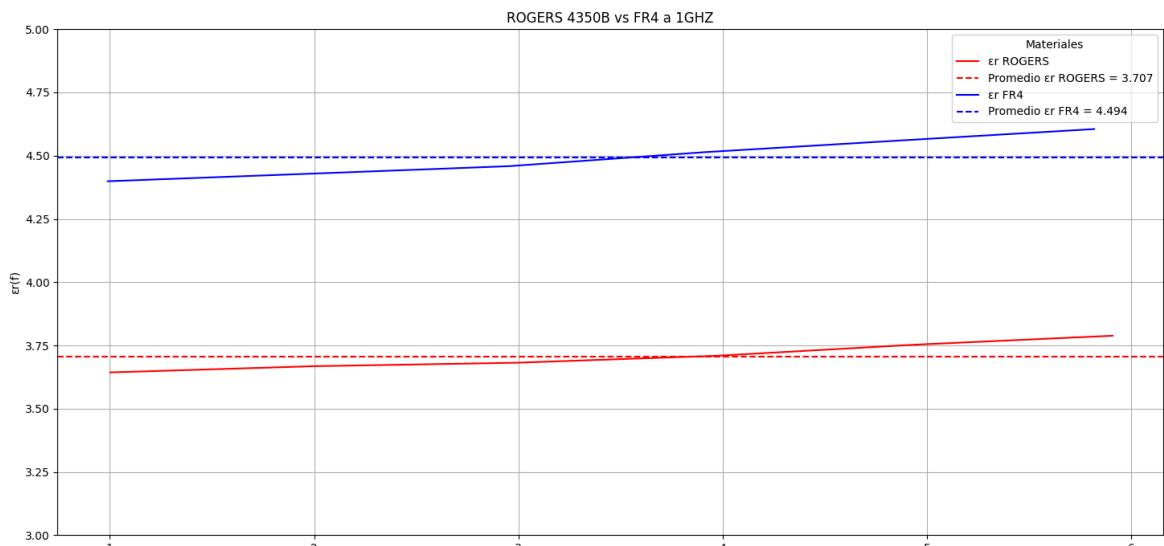
- Se interpretaron estos archivos en Python utilizando la librería scikit-rf (skrf) la cual está diseñada específicamente para trabajar con radiofrecuencia (RF) y microondas, especialmente con redes de parámetros S (S-parameters).
- Una vez los parámetros S21 en un array de frecuencias y otro de módulo, se obtienen los picos y de allí las frecuencias en cada modo resonante

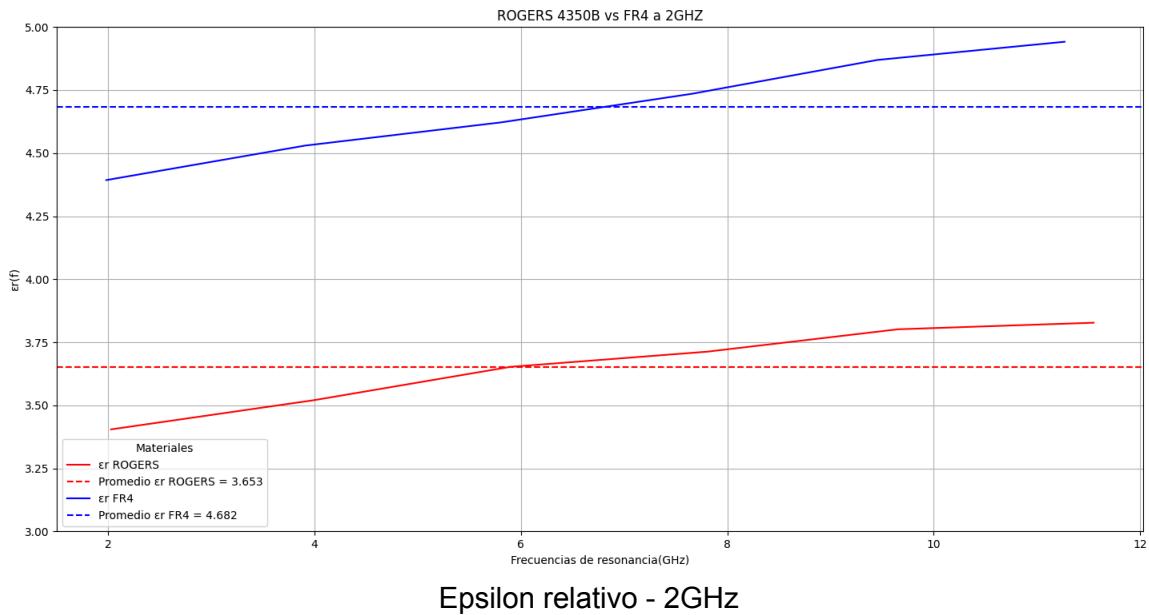


Parámetro S21 Obtenida desde Python

- Con los parámetros geométricos de cada resonador (R , Perímetro, C , H , W) y la fr se puede calcular el ϵ_{eff} y con este el ϵ_r despejando de las ecuaciones vistas
- Esto se hizo para 6 modos resonantes y luego se calculó un promedio
- Se hace un gráfico del ϵ_r en función de fr para cada fundamental, comparando FR4 y Rogers 4350B

5.2 - Gráficos





5.3 - Primeros resultados

ROGERS 4350B

$$\epsilon_r(\text{fabricante}) = 3.66$$

$$\epsilon_r(\text{promedio}) = 3.66$$

FR4

$$4.1 < \epsilon_r(\text{fabricante}) < 4.6$$

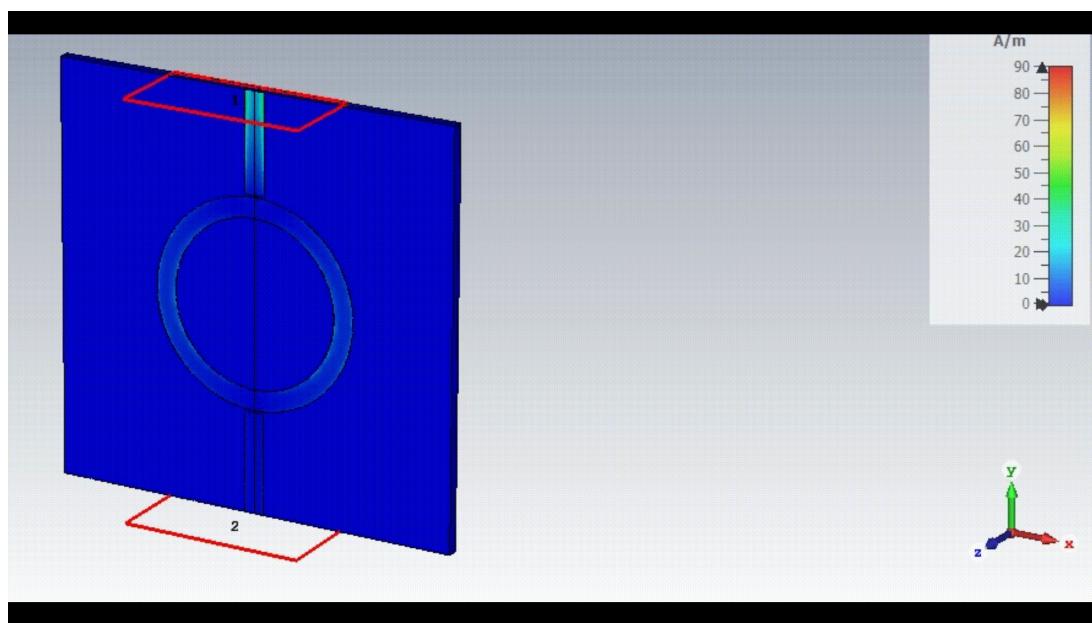
$$\epsilon_r(\text{promedio}) = 4.58$$

6 - Corrientes superficiales

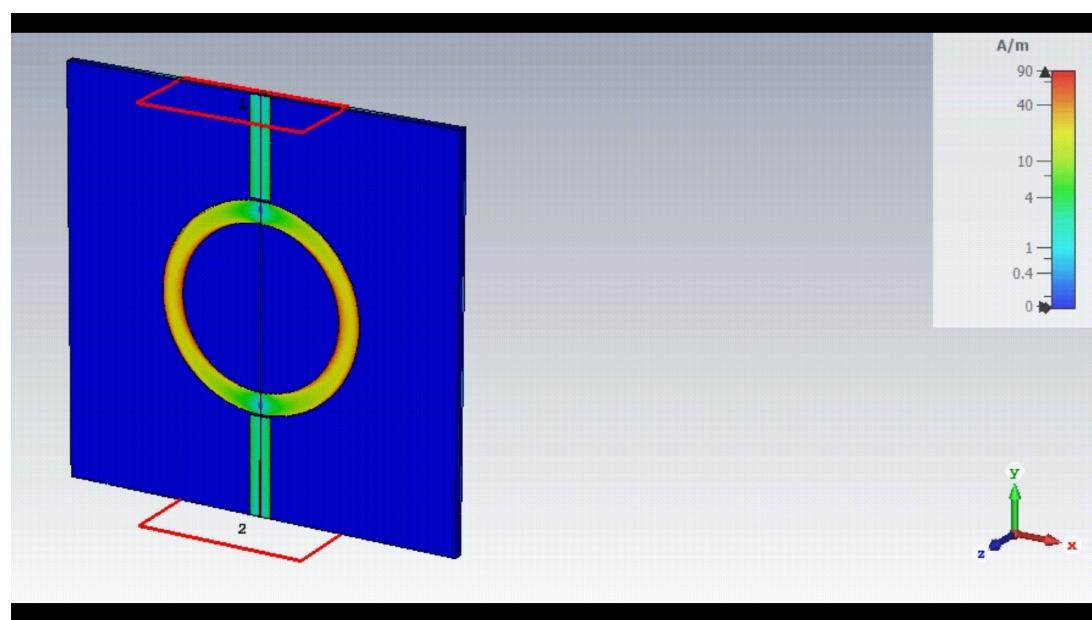
Con la misma excitación y una escala de color fija, el anillo sobre **Rogers RO4350B** mostrará corrientes superficiales más intensas (colores "más rojos") que el mismo anillo sobre **FR-4**. El motivo principal es que el RO4350B tiene un factor de pérdidas (tan δ) unas cuatro veces menor que el de un FR-4 estándar, lo que multiplica el Q y, con él, la amplitud de la corriente circulante

La distribución de corriente superficial en el anillo responde a una onda estacionaria que recorre una longitud total igual a λg , generando **nodos cada $\lambda/2$ y máximos cada $\lambda/4$** . Por eso, los puntos de acople (separados $\lambda/2$) son nodos, y los centros de los semicírculos ($\lambda/4$ alejados de ellos) son antinodos de corriente

La corriente superficial se intensifica en el centro de cada semiarco porque ahí coinciden los puntos de máxima amplitud de la onda estacionaria, mientras que en los extremos se forman nodos debido al acople. Esta distribución es una consecuencia directa del modo resonante del anillo



FR4 - 2 GHz - Corriente superficial



Rogers - 2GHz - Corriente superficial

7 - Conectorizado de la placa

7.1 - Modelado de los conectores

Para el conectorizado, elegimos el siguiente conector SMA hembra para PCB ya que el mismo se consigue en el mercado fácilmente. El mismo tiene las dimensiones necesarias tanto para que su montaje quede correctamente en ambos sustratos y para conectar directamente a los cables del VNA que se utilizará para la medición.

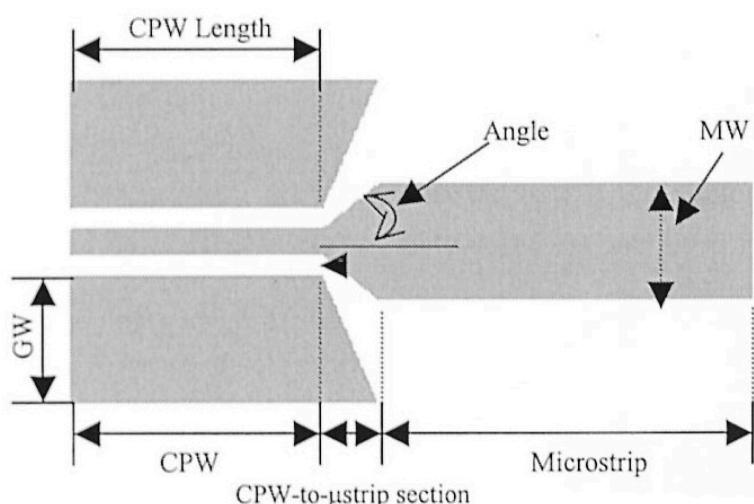


Conejero SMA

Para el modelado en CST hicimos una parametrización de las dimensiones del conector:

R_Pin	= 0.45	0.45	RadioPinSma
L_sma	= 8.5	8.5	LargoConejeroSMA
L_Pin	= 4	4	Largo Pin SMA
R_Diel	= 2.08	2.08	Radio Dielectrico SMA
R_sma	= 2.58	2.58	Radio conector SMA
L_AngTrans	= 1	1	Longitud que define ang tr...
L_Base	= 6.5	6.5	Largo Base Sma
W_Base	= 1.5	1.5	Espesor Base Sma
W_conn	= 0.9	0.9	Ancho pata GND
L_conn	= 4	4	Largo pata GND
d_Borde	= 0.27	0.27	Distancia entre borde base...

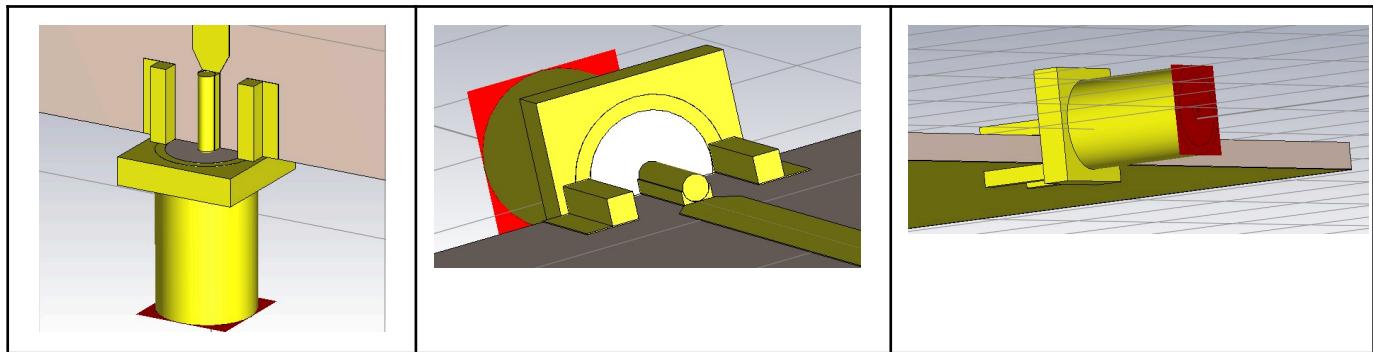
Luego para la conexión entre las líneas de transmisión del anillo y el propio conector, también parametrizamos el ángulo de transición y los dos anchos laterales de la pista para poder realizar un barrido y ver qué geometría es la más adecuada.



7.2 - Conexión en el PCB

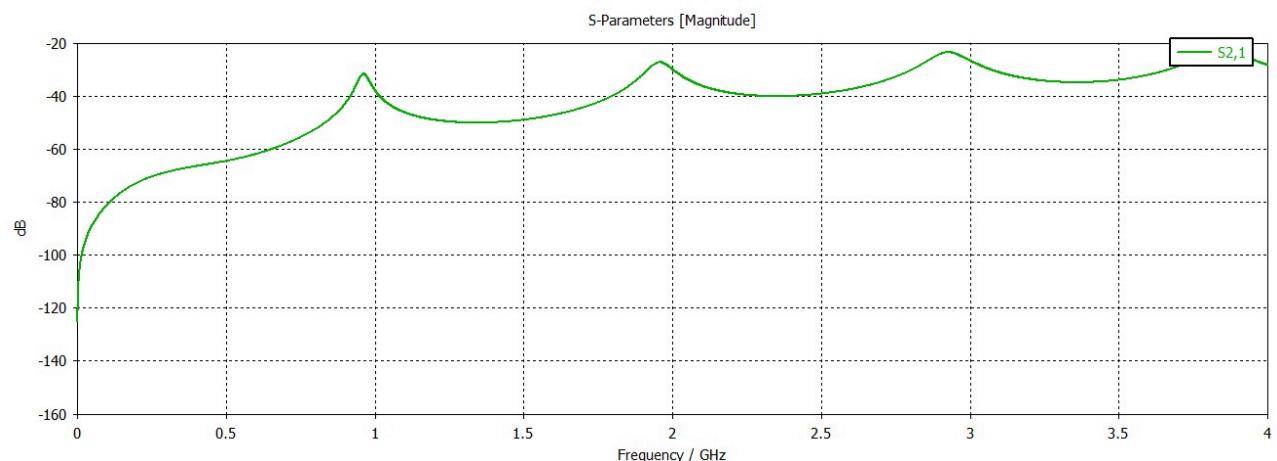
Una vez modelados los 2 conectores SMA y definimos la transición con los siguientes parámetros para una primera prueba:

- **W** (Ancho Linea) = 2 mm
- **W_PistaPin** (Ancho pista del pin central) = 1.5mm
- **L_ang** (largo que define el ángulo de transición) = 5mm

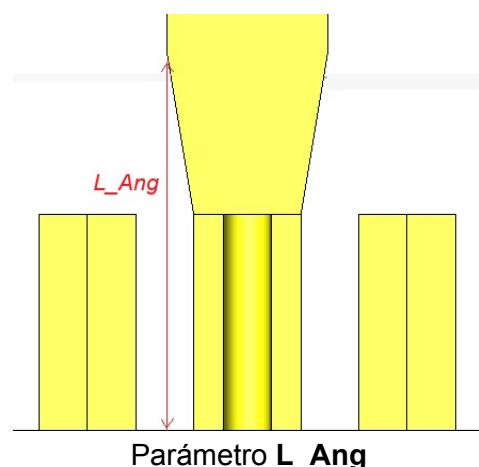


Conejor SMA modelado en el CST

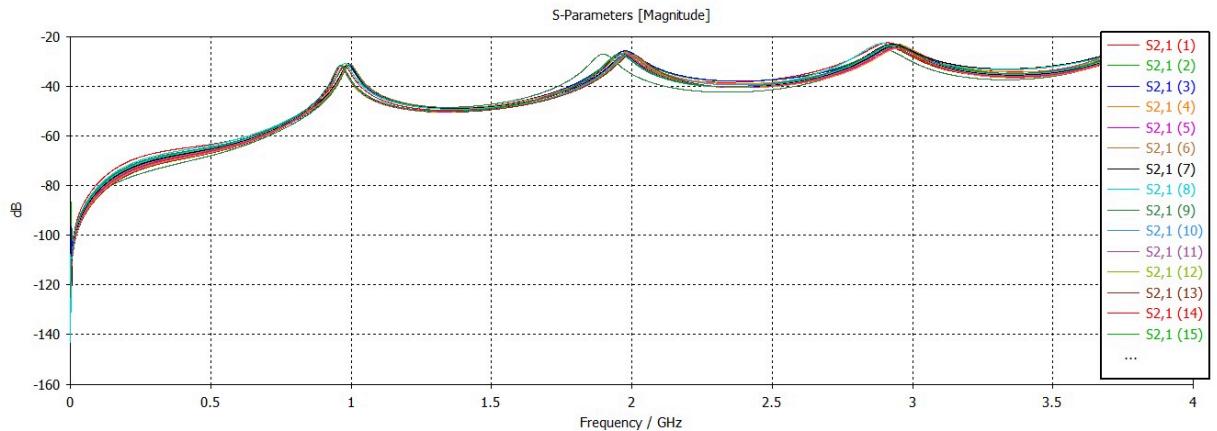
Se observa que, si bien dio lo esperado, los picos de resonancia aparecen desplazados de las frecuencias de cada modo resonante



FR4 para una frecuencia de resonancia 1GHz

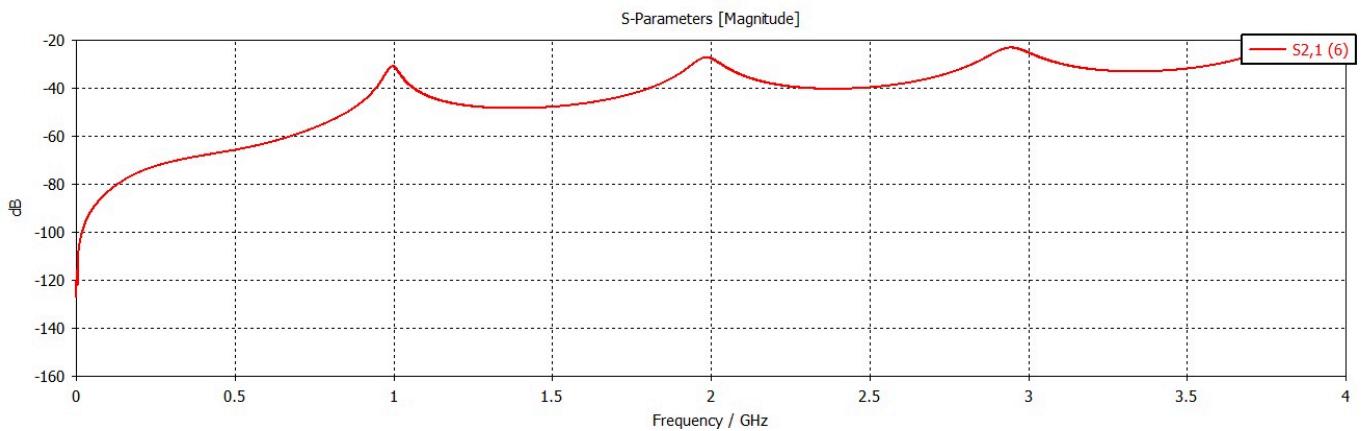


Realizamos un barrido de estos 3 parámetros para tratar de obtener un S21 con los valores máximos de frecuencia de resonancia más precisos. Curvas obtenidas luego del barrido:

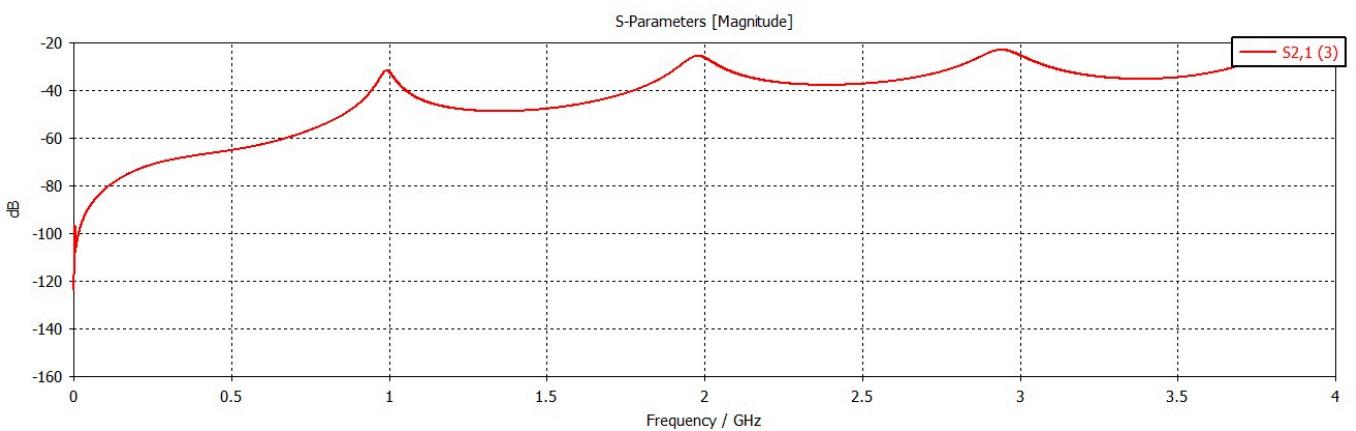


FR4 1GHz - Parámetro S21 para distintos valores de L_Ang, W, W_PistaPin

A partir de esto, las siguientes combinaciones fueron las más convenientes:



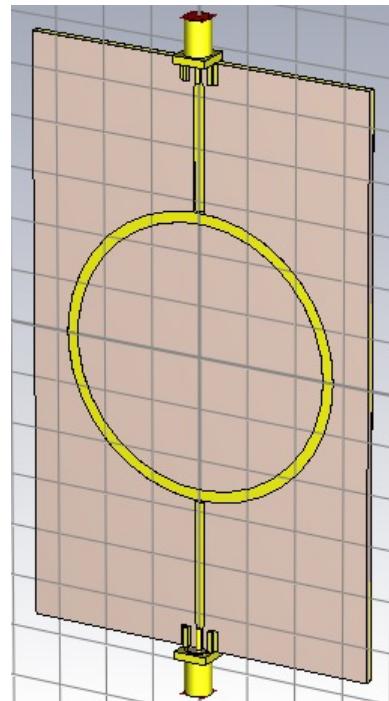
FR4 1GHz: L_Ang = 5 ; W = 2 ; W_PistaPin = 1



FR4 1GHz: L_Ang = 8.68 ; W = 2,6 ; W_PistaPin = 2.5

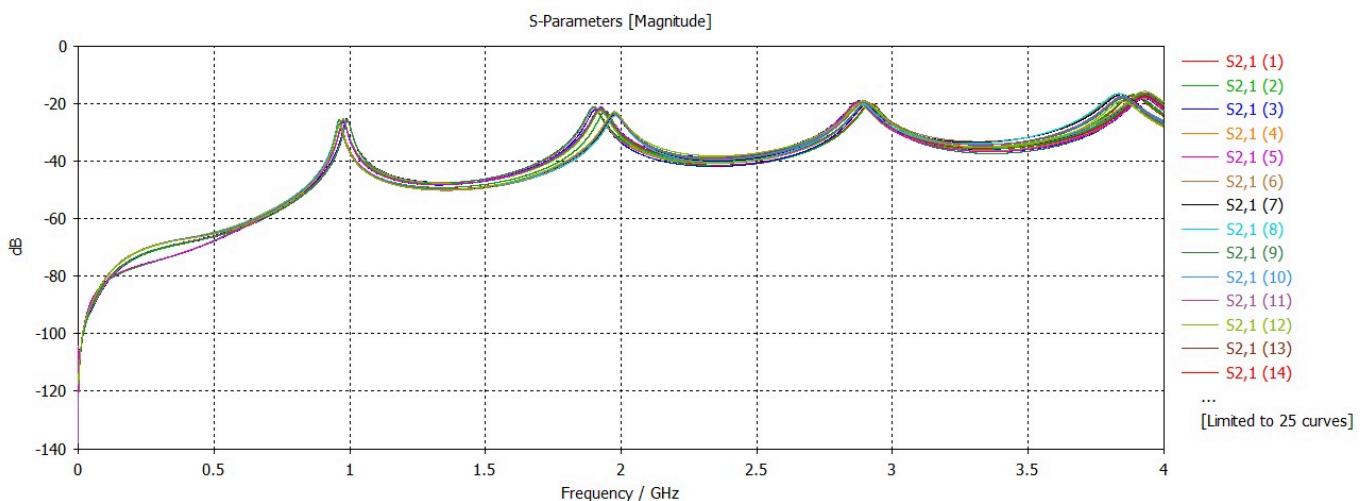
Terminamos seleccionando esta última combinación ya que permite un ancho de pista para el pin central del conector más amplio, lo cual resulta más cómodo a la hora de realizar la soldadura para su montaje.

Una vez definidos los parámetros, exportamos los archivos gerber necesarios para la fabricación del PCB. Previamente, reducimos el ancho total de la placa, con el objetivo de optimizar el uso del sustrato disponible. Para validar esta modificación, se realiza una nueva simulación considerando el ancho ajustado. Al comprobar que no se producen cambios significativos en el comportamiento del resonador, continuamos con el proceso de fabricación.



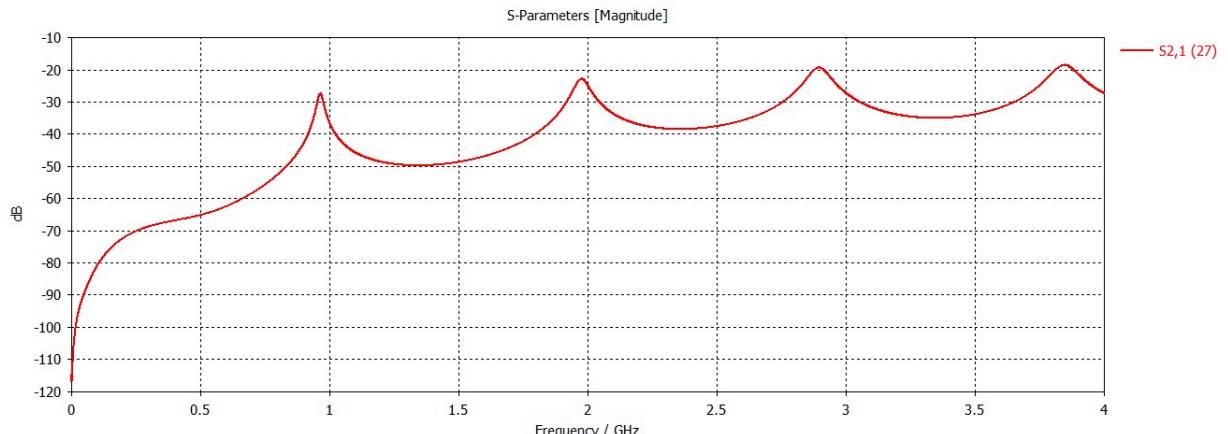
Resonador en Anillo - CST

A continuación, hicimos el mismo procedimiento pero para el sustrato Rogers:



Rogers 1GHz - Parámetro s21 para distintos valores de L_Ang, W, W_PistaPin

El mejor resultado dio para los siguientes parámetros:

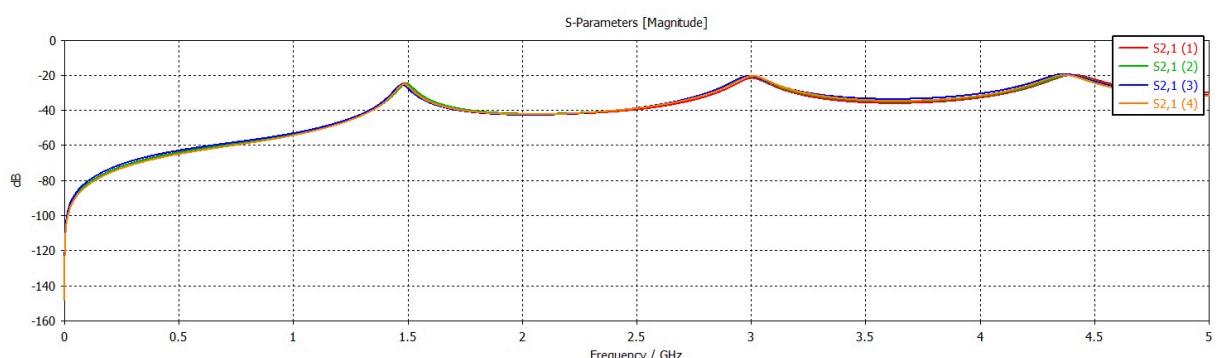


Rogers 1GHz: L_Ang = 9 ; W = 3.3 ; W_PistaPin = 2.4

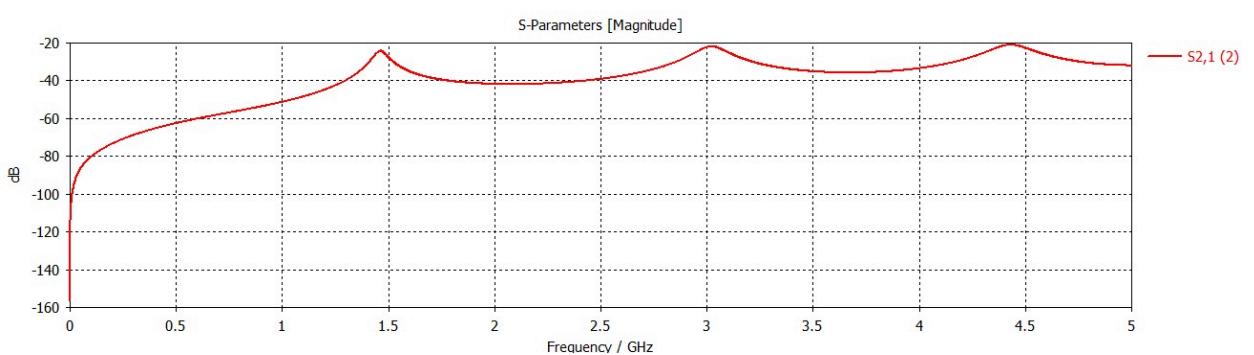
La idea en una primera instancia fue fabricar solo dos placas para 1GHZ y medirlas con el VNA antes de avanzar con las otras 2 frecuencias en ambos sustratos, así que luego de obtener los parámetros más óptimos exportamos los gerbers para avanzar con la fabricación.

A continuación, realizamos este mismo procedimiento de barrido y selección para FR4 y Rogers en 1.5GHz y 2 GHz:

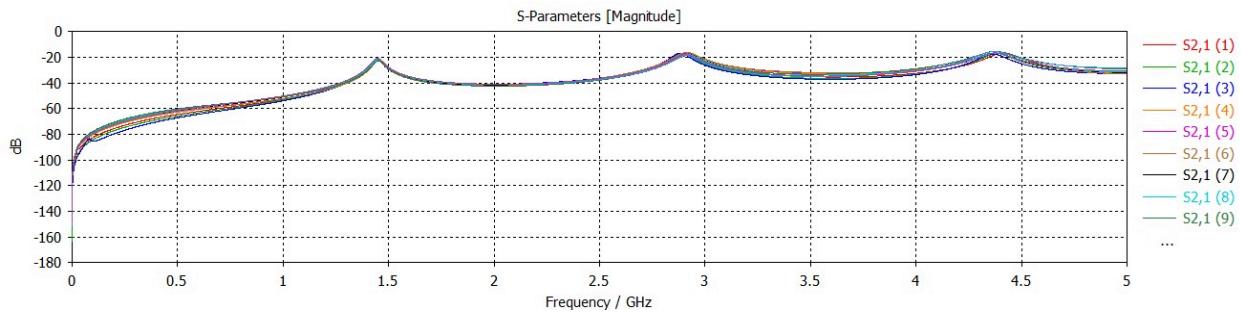
- **1,5 GHz**



FR4 1.5GHz - Parámetro S21 para distintos valores de L_Ang, W, W_PistaPin

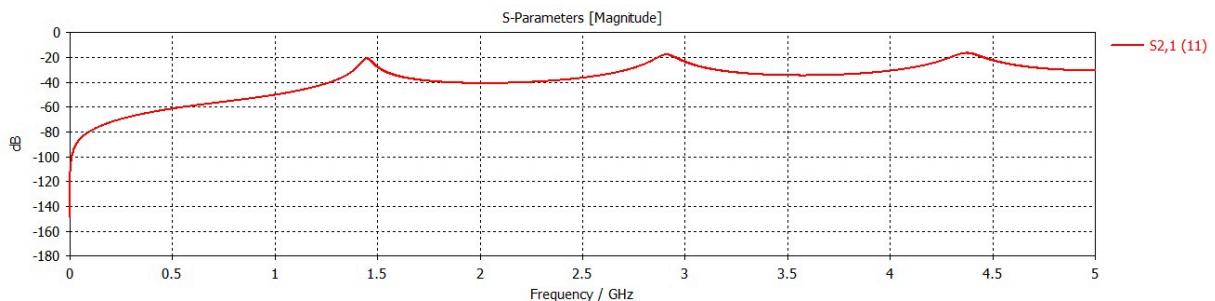


FR4 1.5GHz: L_Ang = 14 ; W = 2.85 ; W_PistaPin = 1.5



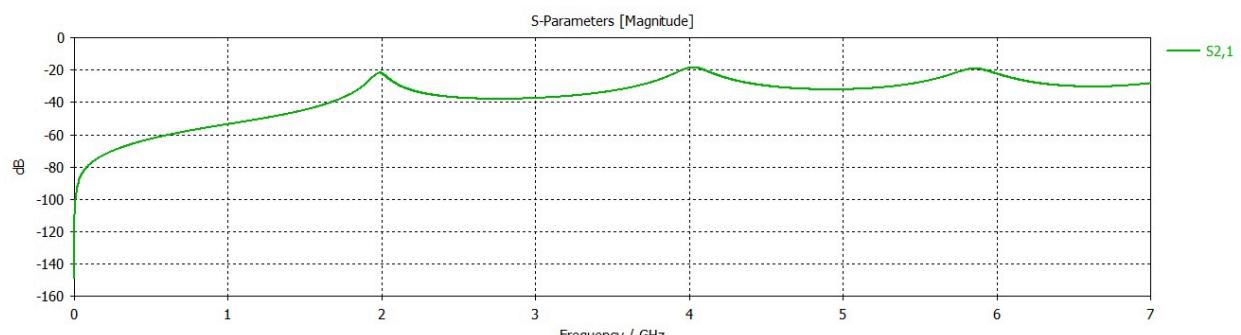
Rogers 1.5GHz - Parámetro S21 para distintos valores de L_Ang, W, W_PistaPin

Si bien en este caso no logramos mucha diferencia en las curvas del barrido, seleccionamos estos parámetros ya que mantenemos el W original de las primeras simulaciones (3.3) y un ancho cómodo para poder soldar el pin del conector SMA (2) L_ang = 12:

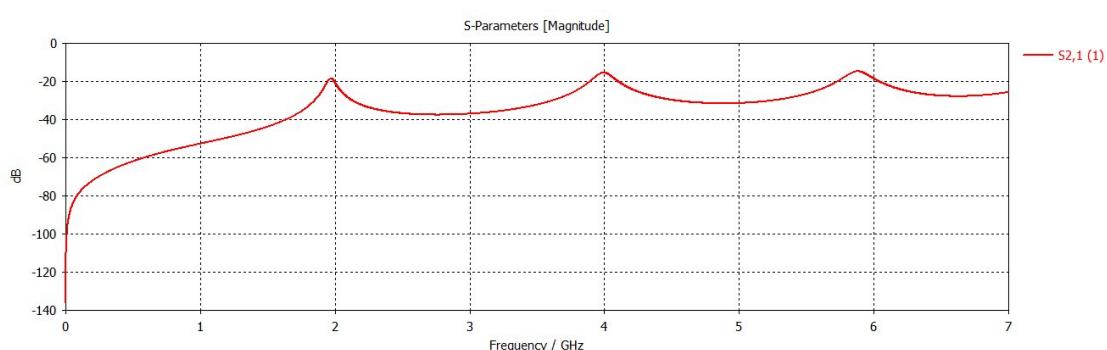


Rogers 1.5GHz: L_Ang = 12 ; W = 3.3 ; W_PistaPin = 2.4

• 2 GHz

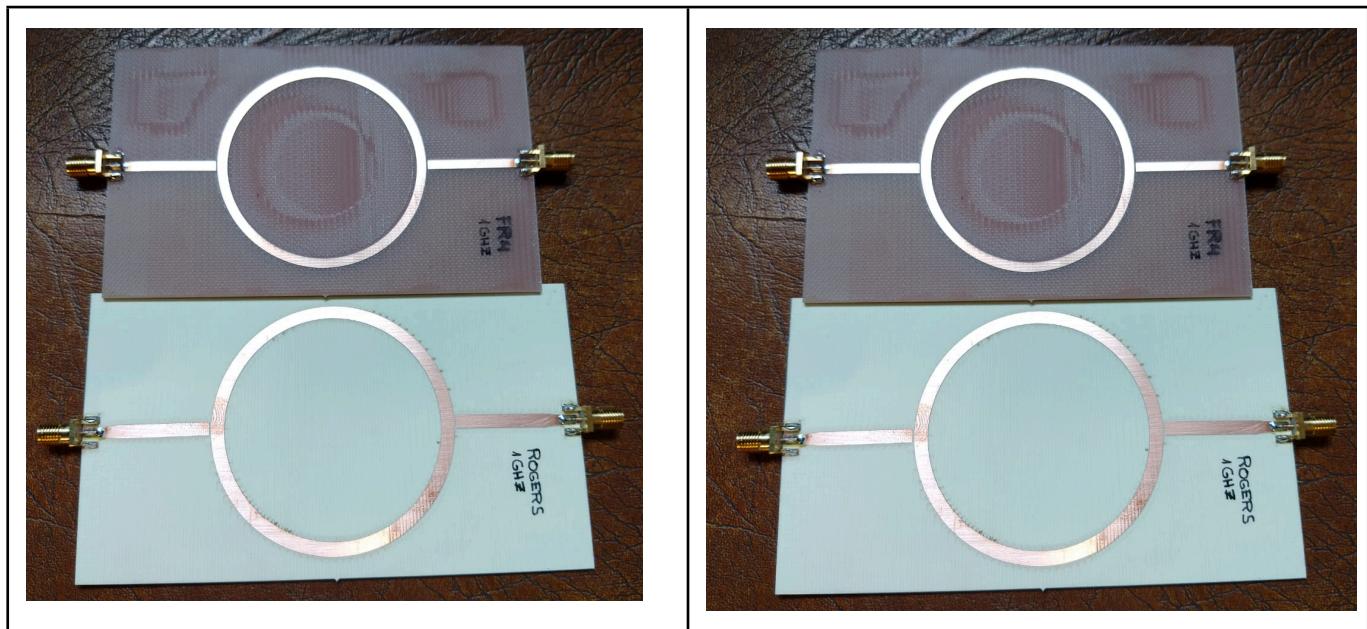


FR4 2GHz: L_Ang = 7 ; W = 2.6 ; W_PistaPin = 1.8



Rogers 2GHz: L_Ang = 7 ; W = 3.3 ; W_PistaPin = 2

Las placas se fabricaron con una fresadora CNC para PCBs modelo LPKF Protomat S100 ubicada en el Departamento de Micro y Nanotecnología del Centro Atómico Constituyentes.



Resonador en Anillo FR4 (Arriba) y Rogers (Abajo) a 1GHz

8 - Medición con el VNA

8.1 Características del VNA LiteVNA-64

Es un analizador de redes vectoriales portátil, basado en la arquitectura simplificada de los NanoVNA. Permite realizar mediciones de reflexión (S11) y transmisión (S21) en un amplio rango de frecuencias. Su rango dinámico es mayor a 70 dB, llegando a más de 90 dB por debajo de 3 GHz cuando se promedian varios barridos, aunque disminuye a unos 50 dB por encima de 3 GHz. El piso de ruido en reflexión (S11) está alrededor de -50 dB en bajas frecuencias y -40 dB en las más altas, lo que indica hasta qué punto puede detectar retornos pequeños.

Puede medir más de 550 puntos por segundos, con un número configurable de puntos de barrido: desde 21 hasta 1001 en el propio equipo, o hasta 65535 cuando se usa conectado a PC.

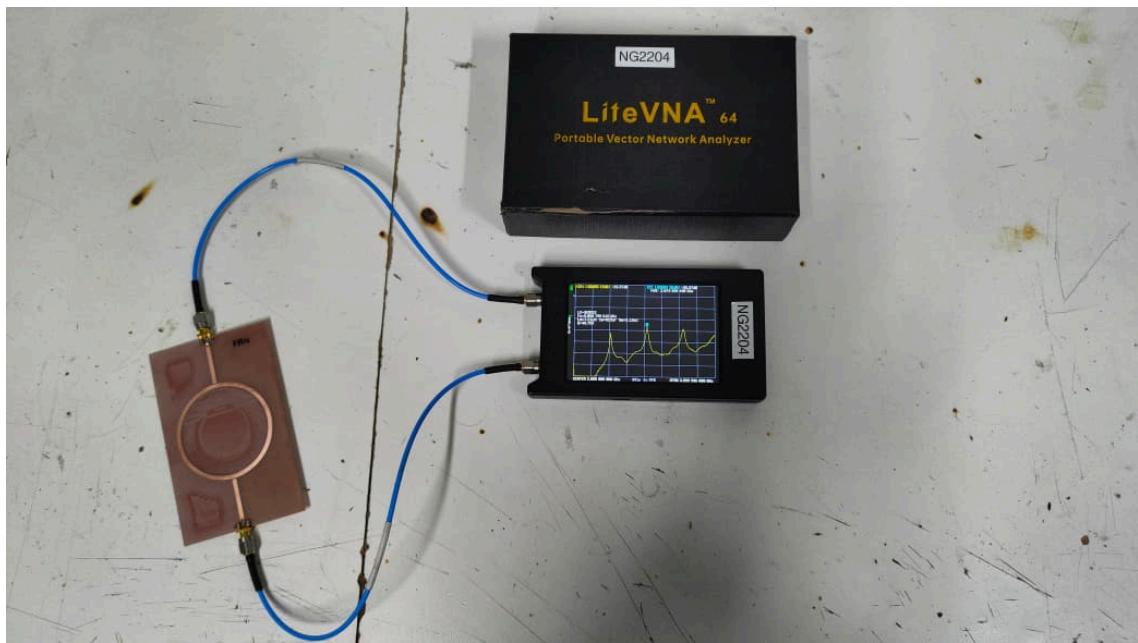
En cuanto a hardware, utiliza conectores SMA hembra, viene con una pantalla táctil a color de 3.95", y se alimenta por USB 5V o mediante una batería de litio de 2000 mAh.

Especificación	Descripción
Rango de Frecuencia	50 kHz - 6.3 GHz
Rango dinámico	>70 dB típico. Llega a >90 dB bajo 3 GHz con promediado; ~50 dB sobre 3 GHz
Piso de ruido en S11	-50 dB para $f < 3 \text{ GHz}$, -40 dB para $f \geq 3 \text{ GHz}$. Indica la mínima reflexión detectable.
Estabilidad de frecuencia	<0.5 ppm en 0–50 °C. Alta precisión en la ubicación de resonancias.
Velocidad de barrido	>550 puntos por segundo.
Resolución de puntos	21–1001 puntos en el equipo, hasta 65535 puntos vía USB.
Conektor RF	SMA hembra estándar hasta 6GHz
Pantall	TFT LCD de 3.95" con resolución de 489x320 pixeles
Alimentación	USB 5V $\pm 0.5\text{V}$, consumo máximo 1A
Temperatura de Operación	-10°C a +50°C

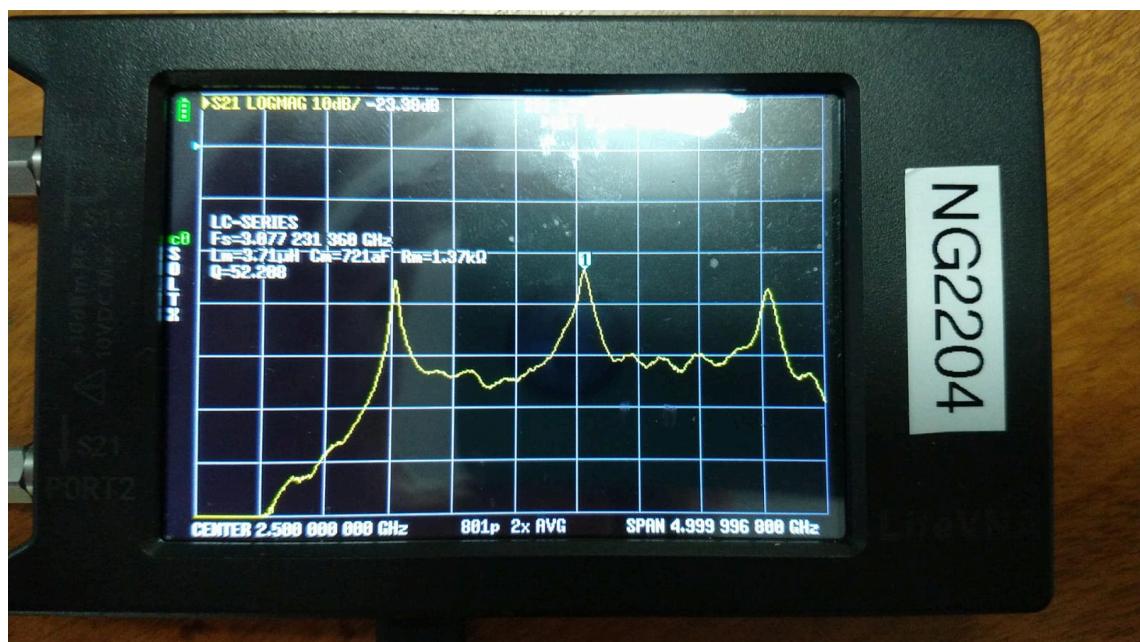
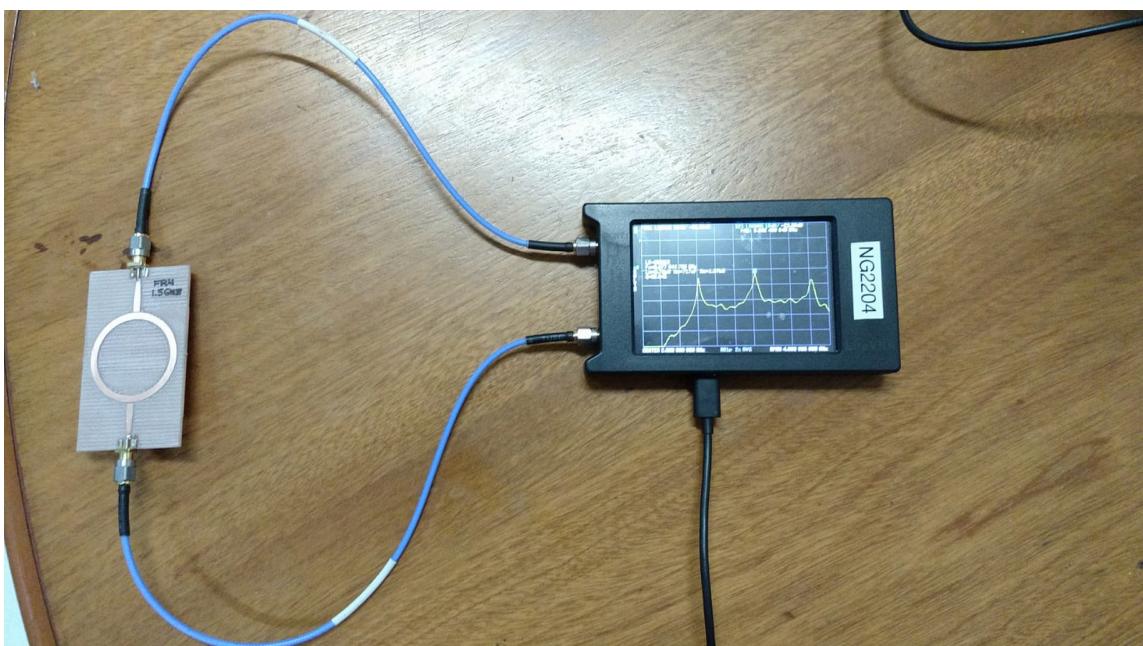
8.2 Mediciones sustrato FR4

Realizamos unas primeras mediciones con el VNA sobre las placas fabricadas en FR4 para 1GHz y 1.5GHz:

- 1GHz



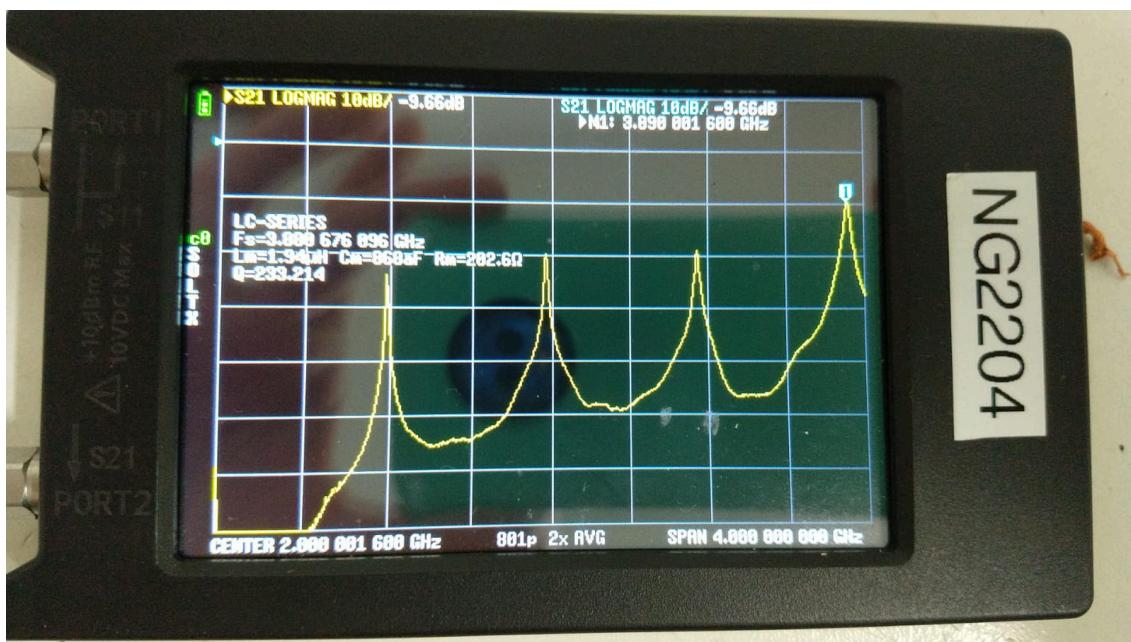
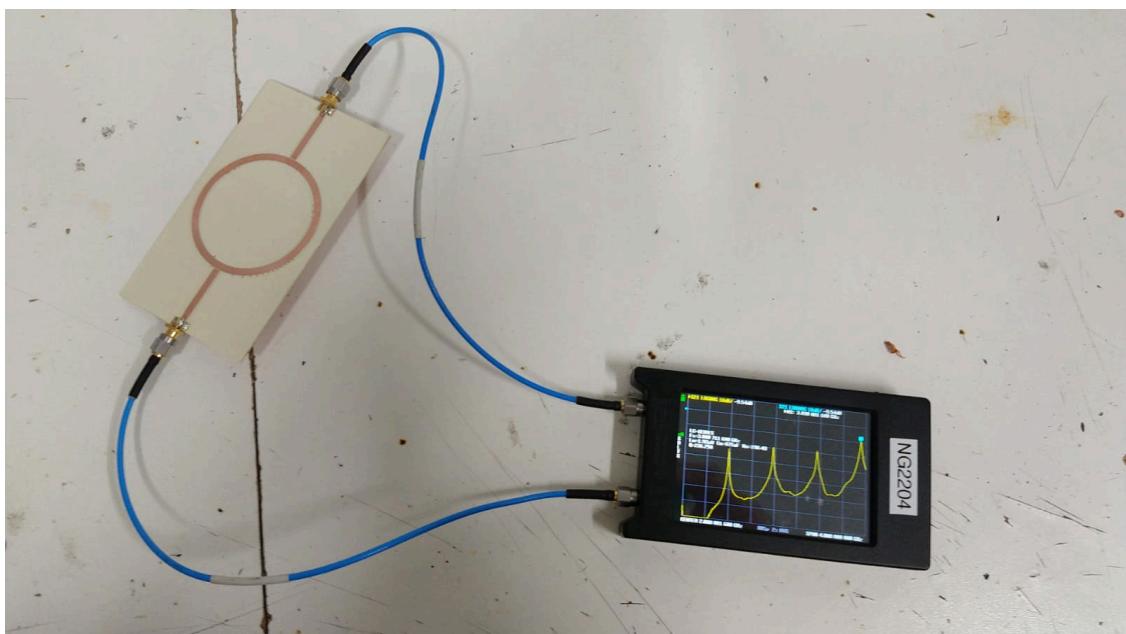
- 1.5GHz



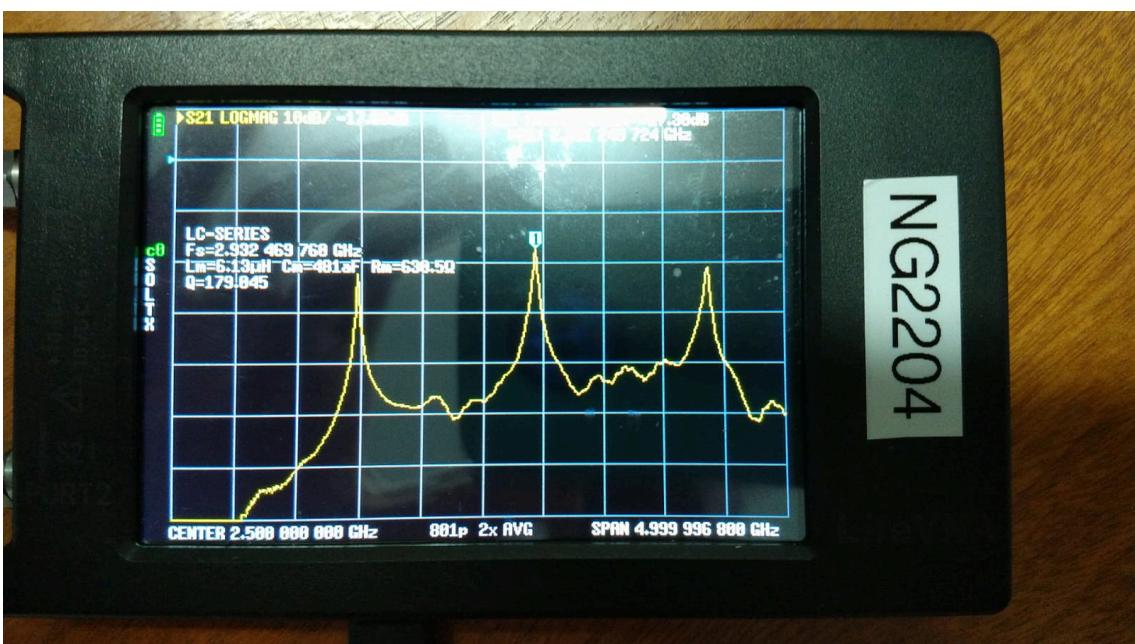
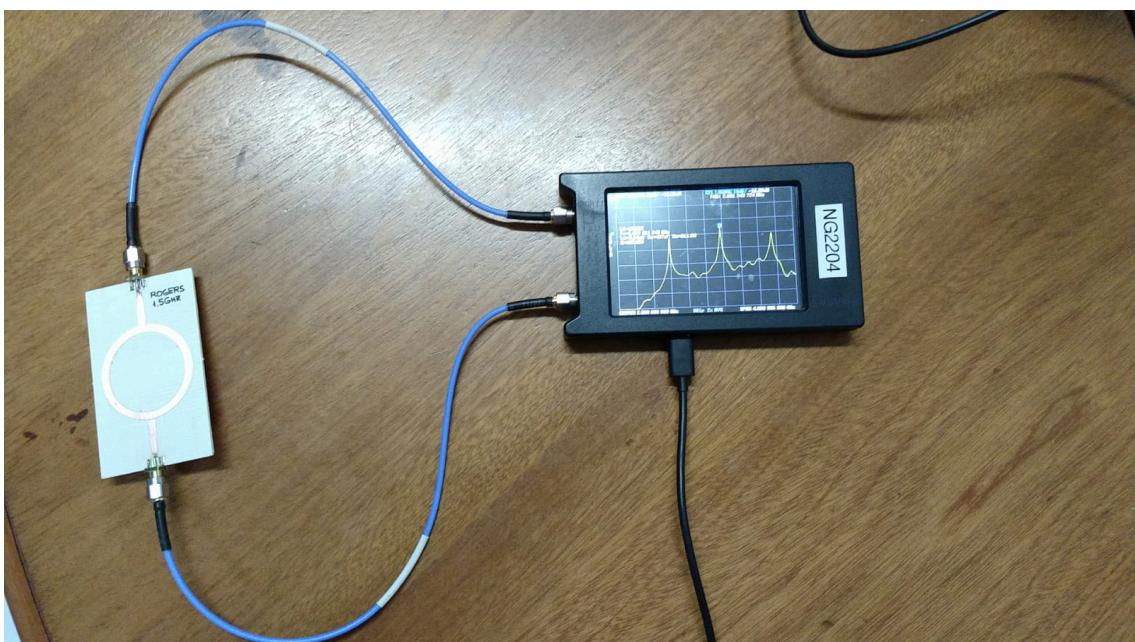
8.3 Mediciones sustrato Rogers

Realizamos unas primeras mediciones con el VNA sobre las placas fabricadas en Rogers para 1GHz y 1.5GHz:

- 1GHz



- 1.5GHz



9 - Próximos pasos

Sección a definir

- Agregar temas de caracterización de materiales sobre el resonador

9.1 - Actividades principales

- *Definir el conectorizado:* Lo primero será seleccionar el conector coaxial más adecuado para integrar al diseño. Vamos a priorizar que tenga buena repetibilidad, bajas pérdidas por reflexión y que se adapte bien físicamente al PCB. También se definirán las condiciones de montaje (posición, tipo de soldadura, plano de masa) para garantizar una transición eficiente a la línea microstrip.
- *Diseñar los PCBs, 3 para cada material (distintos radios):* Vamos a diseñar tres placas distintas para cada sustrato: FR4 y Rogers 4350B. La idea es variar el radio del anillo en cada una para obtener diferentes frecuencias de resonancia. Eso nos va a dar más puntos de comparación para calcular con mayor precisión la constante dieléctrica de cada material.
- *Fabricar los resonadores:* Luego de completado el punto anterior, vamos a fabricar los 6 PCBs (tres para cada material). Para lo cual haremos uso de un fresadora CNC con la que cuenta uno de los integrantes del grupo. Esto nos permitirá llevar a cabo el proceso de forma automática, rápida y con precisión milimétrica.
- *Medirlos y contrastar resultados:* Caracterizaremos cada resonador con un analizador de redes vectoriales (VNA) para determinar las frecuencias de resonancia y de esta forma calcular la constante dieléctrica efectiva. Con los resultados obtenidos se contrastarán con los valores nominales provistos por el fabricante, evaluando la repetibilidad y la precisión del método.

9.2 - Actividades complementarias

- *Simulación de resonadores multicapa:* Se modelará el comportamiento de los resonadores en anillo cuando se colocan materiales delgados (ej. PLA o resina) sobre el sustrato original. Con el objetivo de predecir cómo afectan estos materiales a la frecuencia de resonancia.
- *Validación práctica:* En función de los resultados obtenidos en las simulaciones de resonadores multicapa, se procederá con pruebas experimentales para estimar la constante dieléctrica de materiales delgados y de bajas pérdidas.

10 - Conclusiones

Sección a definir

11 - Referencias

- [Dielectric Properties Measurement Using Ring Resonator](#)
- [Dielectric Permittivity Measurement of Kraft Paper by the Resonant Ring Method](#)
- [Caracterización dieléctrica y de conductividad de un substrato FR4 utilizando resonadores circulares en tecnología microstrip para la banda L](#)
- [A Simplified Measurement Configuration for Evaluation of Relative Permittivity Using a Microstrip Ring Resonator with a Variational Method-Based Algorithm](#)

