UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA
BARCELONATECH

PERMITTIVITY MEASUREMENT USING COUPLED MICROSTRIP RESONATORS

A Degree Thesis

Submitted to the Faculty of the

Escola Tècnica d'Enginyeria de Telecomunicació de Barcelona

Universitat Politècnica de Catalunya

by

Juan José Franco Herruzo

In partial fulfilment

of the requirements for the degree in

Telecommunications System ENGINEERING

Advisor: Joan O'Callaghan Castella

Barcelona, January 2017

Abstract

This thesis comprises four microstrip resonator designs with the final goal of obtaining the real part of the permittivity of the samples; both solid and liquid.

The circuits have been designed and studied with two different programs at the same time, between Advanced Design System (ADS) and High Frequency Structural Simulator (HFSS). The processed part of the results has been done with MATLAB, equally in simulations as in experimental tests.

A first study has been done through simulations with HFSS about the shift of the resonance frequencies according to the permittivity of the samples.

Experimentally, the designs have showed a change of the resonance frequency in function of the permittivity of the sample and that we can identify different linear functions.

Resum

Aquesta tesis consta de quatre dissenys ressonadors microstrip amb l'objectiu final d'obtenir la part real de la permitivitat de mostres tant sòlides com líquides.

Els circuits han estat dissenyats y estudiats amb dos programes diferents conjuntament entre Advanced Design System (ADS) y High Frequency Structural Simulator (HFSS). El processament dels resultats tant de simulacions com dels test experimentals han estat realitzats amb MATLAB.

A través de simulacions amb HFSS s'han realitzat un primer estudi sobre la variació de les freqüències de ressonància en funció de la permitivitat de les mostres.

Experimentalment els dissenys han demostrat variar la freqüència de ressonància en funció de la permitivitat de la mostra y es poden identificar diferents trams lineals.

Resumen

Esta tesis consta de cuatro diseños resonadores microstrip con el objetivo final de obtener la parte real de la permitividad de muestras tanto sólidas como líquidas.

Los circuitos han sido diseñados y estudiados con dos programas distintitos conjuntamente entre Advanced Design System (ADS) y High Frequency Structural Simulator (HFSS). El procesado de resultados tanto de simulaciones como de los test experimentales ha sido realizado con MATLAB.

A través de simulaciones con HFSS se ha realizado un primer estudio sobre la variación de las frecuencias de resonancia en función de la permitividad de las muestras.

Experimentalmente los diseños han demostrado variar la frecuencia de resonancia en función de la permitividad de la muestra y se pueden identificar diferentes tramos lineales.

Agradecimientos

Especial agradecimiento a Joan O'Callaghan, mi tutor que me ha guiado muy atentamente este proyecto y explicado con detenimiento cualquier duda que me surgiera durante el trascurso de este. Todo esto ha hecho que el trabajo fuera dinámico y con los objetivos claros.

También quiero agradecer el trato y la atención a todos los técnicos de laboratorio del edificio D3 y en especial a Albert Marton que me ha orientado y facilitado el trabajo de la creación de Gerbers para la implementación de mis diseños.

Por último también quiero agradecer la ayuda de Susana Amorós en mis inicios con el programa HFSS.

Historial de revisiones

Revisión	Fecha	Propósito
0	06/12/2016	Creación del documento
1	15/12/2016	Revisión del documento
2	9/01/2017	Revisión del documento
3	13/01/2017	Revisión Final del documento

LISTA DE DISTRIBUCIÓN DEL DOCUMENTO

Nombre	e-mail
Juan José Franco Herruzo	juanjo_fh5@hotmail.com
Joan O'callaghan Castella	joano@tsc.upc.edu

Escrito por:		Revisado y aprobado por:	
Fecha	06/12/2016	Fecha	13/01/2017
Nombre	Juan José Franco Herruzo	Nombre	Joan O'callaghan Castella
Puesto	Autor del proyecto	Puesto	Supervisor del proyecto

Tabla de contenidos

Abstract 2
Resum 3
Resumen 4
Agradecimientos 5
Historial de revisiones 6
Tabla de contenidos 7
Lista de Figuras 9
Lista de Tablas 10
Lista de Ecuaciones 10
1. Introducción 11
1.1. Propósito 11
1.2. Requisitos y especificaciones 11
1.3. Métodos y procedimiento 11
1.4. Plan de trabajo 12
1.5. Incidencias 12
2. Estado del arte 13
3. Metodología y desarrollo del proyecto 14
3.1. Introducción teórica 14
3.1.1. Permitividad 14
3.1.2. Resonador microstrip 15
3.1.2.1. Desplazamiento de la frecuencia de resonancia 16
3.1.2.2. Acoplamiento mutuo entre dos resonadores λ/2 17
3.1.2.3. Longitud y excitación 18
3.2. Advanced Design System 19
3.2.1. Introducción 19
3.2.2. Primeras pruebas 20
3.2.3. Diseños 21
3.2.3.1. Diseño A 21
3.2.3.2. Diseño B 22
3.2.3.3. Diseño D 23
3.3. High Frequency Structural Simulator 24
3.3.1. Introducción 24

3.3.2. Diseños en 3D 24
3.3.2.1. Diseño A 25
3.3.2.2. Diseño B 26
3.3.2.3. Diseño C 27
3.3.3. Rectas de estimación de la permitividad 29
3.3.3.1. Diseño A 29
3.3.3.2. Diseño B 30
4. Resultados 31
4.1. Características y posición de las muestras 31
4.2. Diseño A 32
4.3. Diseño B 33
4.4. Diseño C 34
4.5. Diseño D 35
5. Presupuesto 36
6. Conclusiones: 37
Bibliografía: 39
Apéndices: 41
A. Códigos de Matlab: 41
B. Gantt 47
C. Tareas, Hitos y Work Packages 48
D. Posición de las muestras 51
E. Resultados 52
F. Fotos de los Diseños 56
Glosario 58

Lista de Figuras

Figura 1: Comparación de métodos 13
Figura 2: Diagrama vectorial de la permitividad 14
Figura 3: Circuito equivalente de dos resonadores λ/2 17
Figura 4: V/I en función de la longitud de una LT en circuito abierto 18
Figura 5: Equivalencia simplificada gap-capacidad en la excitación del resonador 19
Figura 6: Esquemático y simulación S_{21} resonador λ/2 condensadores en serie 20
Figura 7: Esquemático y simulación del parámetro S_{11} del diseño A 21
Figura 8: Esquemático y simulación del parámetro S_{21} del diseño B 22
Figura 9: Esquemático y simulación del parámetro S_{21} del diseño D 23
Figura 10: Modelo 3D y simulación parámetro S_{11} del diseño A 25
Figura 11: Modelo 3D y simulación parámetro S_{21} del diseño B 26
Figura 12: Modelo 3D y simulación parámetro S_{21} del diseño C 28
Figura 13: Rectas de estimación f(εr′) del diseño A 29
Figura 14: Rectas de estimación Δf(εr′) del diseño B 30
Figura 15: Resultados f(εr′) del diseño A 32
Figura 16: Resultados Δf(εr′) del diseño B 33
Figura 17: Resultados f(εr′) del diseño C 34
Figura 18: Resultados f(εr′) del diseño D 35

Lista de Tablas

Tabla 1: Muestras usadas y su respectiva $\varepsilon r'$ 31
Tabla 2: Costes implementación diseños 36
Tabla 3: Costes Software&Hardware 36
Tabla 4: Costes Recursos Humanos 36

Lista de Ecuaciones

(1) Permitividad relativa 14
(2) Permitividad del vacío 14
(3) Tangente de pérdidas 15
(4) Frecuencia de resonancia 15
(5) Factor de calidad 15
(6) Frecuencia de resonancia menor debida al acoplamiento mutuo 17
(7) Frecuencia de resonancia mayor debida al acoplamiento mutuo 17

1. Introducción

1.1. Propósito

Este proyecto ha sido llevado a cabo en el departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones en l'Escola Tècnica Superior d'Enginyeria de Telecomunicació de Barcelona (ETSETB) en la Universitat Politècnica de Catalunya (UPC).

El propósito de este proyecto ha sido obtener una sonda sensible a la parte real de la permitividad de una muestra tanto sólida como líquida con un circuito resonador microstrip y ser capaz de estimar el valor de esta a la frecuencia de resonancia en la medida de lo posible.

1.2. Requisitos y especificaciones

Las sondas construidas son dispositivos de banda estrecha, solo determinan la permitividad a la frecuencia de resonancia del conjunto sonda+muestra, esta estará aproximadamente entre 1 y 1.5 GHz. Esto a primeras puede parecer una gran desventaja respecto a los métodos comerciales de banda ancha coaxiales. Pero este tipo de sondas tienen otras ventajas que las hacen atractivas para cierto tipo de aplicaciones:

1. Coste realmente bajo
2. No requieren una calibración especial con el analizador de redes
3. Tienen una buena resolución espacial

1.3. Métodos y procedimiento

Este proyecto comienza desde cero, siendo parte de un grupo de proyectos que únicamente tienen como denominador común el objetivo de estimar la permitividad de muestras utilizando diferentes técnicas e implicando diversas tecnologías (coaxial, líneas coplanares, etc). Este proyecto concretamente se basa en la variación de la frecuencia de resonancia de una sonda microstrip.

Como hardware no desarrollado en este proyecto habría que considerar el analizador de redes (Agilent E5071C). [1][2][3][4] En la parte de software usamos principalmente tres, de keysight Advanced Design System (ADS) [5] para simulaciones circuitales, de ANSYS High Frequency Structural Simulator (HFSS) [6] para simulaciones electromagnéticas y de Mathworks MATLAB [7] para el procesado y análisis de simulaciones y medidas con el analizador de redes.

1.4. Plan de trabajo

Consultar el apéndice B Gantt y C Tareas, Hitos y Work Packages.

1.5. Incidencias

Ninguna incidencia grave a destacar.

2. Estado del arte

Las mediciones de la permitividad en RF se han ido incrementando en los últimos años debido a la investigación desarrollada en productos muy diversos. [8][9][10][11][12] Debido a que hay métodos no destructivos que determinan la permitividad de una muestra y que la caracterización de las propiedades eléctricas de un producto puede ser un factor importante, expondremos diferentes métodos para medirla.

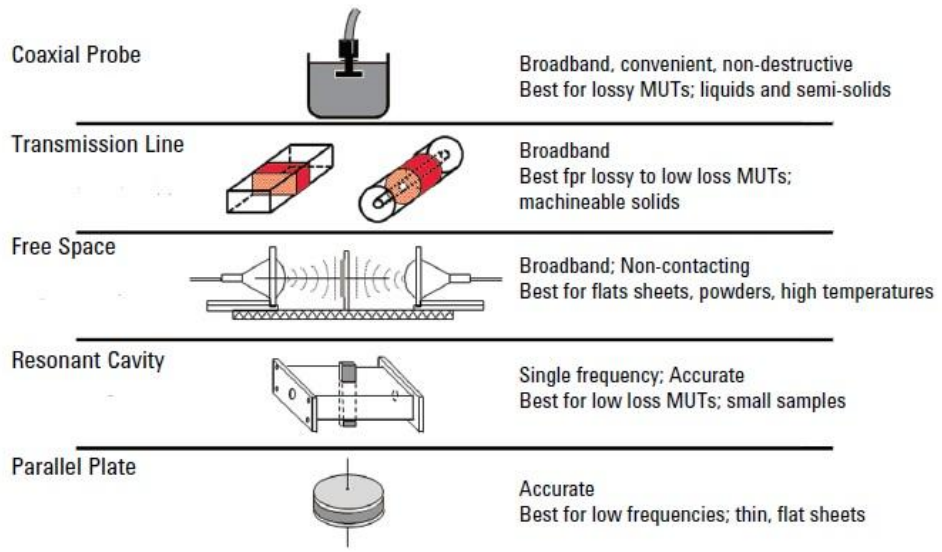


Figura 1: Comparación de métodos

[13]

Otro de los métodos ya estudiados muy similar al que vamos a realizar consiste en un anillo resonador microstrip acoplado capacitivamente con gaps. [14][15] Una de las ventajas de nuestros diseños consiste en la fácil adaptabilidad para todo tipo de muestras, ya que en la mayoría de nuestros diseños las muestras se colocan fuera de la PCB, en cambio en este han de colocarse dentro del anillo del resonador.

3. Metodología y desarrollo del proyecto

3.1. Introducción teórica

3.1.1. Permitividad

La permitividad o constante dieléctrica describe la interacción de un cierto material con un campo Eléctrico. En este documento al hablar de la permitividad de un material realmente nos referimos a la permitividad relativa (a la permitividad del vacío).

$\varepsilon_r = {}^{\varepsilon}/_{\varepsilon_o} = \varepsilon_r' - j\varepsilon_r''$	**(1)** Permitividad relativa

$\varepsilon_o = \frac{1}{36 \cdot \pi} \cdot 10^{-9} \left[{}^{F}/_{m}\right]$	**(2)** Permitividad del vacío

La permitividad relativa es una variable compleja, donde la parte real representa la cantidad de energía que se almacena en el material respecto a un campo eléctrico externo (para todos los materiales es mayor o igual que 1) y la parte imaginaria es el factor de pérdidas, es un indicativo de cuanto disipa el material respecto al campo externo (siempre es mayor que 0 y normalmente es menor que la parte real).

Dibujando la permitividad compleja en un diagrama vectorial, la parte real e imaginaria están desfasadas 90º. La tangente de pérdidas es la relación entre la parte imaginaria y la real de la permitividad. Esta representa el factor de disipación (D) y es inversa al factor de calidad (Q).

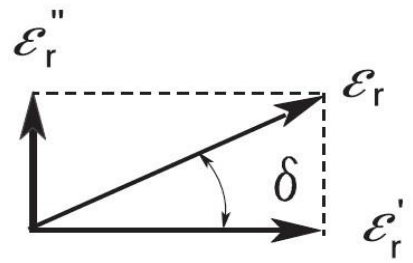


Figura 2: Diagrama vectorial de la permitividad

$\tan\partial = \frac{\varepsilon_r''}{\varepsilon_r'} = \frac{Energia\ perdida\ por\ ciclo}{Energia\ almacenada\ por\ ciclo} = D = \frac{1}{Q}$	**(3)** Tangente de pérdidas

La permitividad de un material no es constante, hay que tener en cuenta que puede variar según la frecuencia, temperatura, orientación, presión o la estructura molecular del propio material. [13][16]

3.1.2. Resonador microstrip

La elección de usar resonadores microstrip como sondas para determinar la permitividad de muestras se basa en que la frecuencia de resonancia y el factor Q cambian al introducir una muestra con una cierta permitividad compleja.

$f_{resonancia} = \frac{c}{2 \cdot l \cdot \sqrt{\varepsilon_{r_ef}}}$	**(4)** Frecuencia de resonancia

$Q = \frac{f_{resonancia}}{f_2 - f_1}$	**(5)** Factor de calidad

Siendo f_2 la frecuencia superior y f_1 la inferior a la cual el parámetro S_{21} tiene -3dB de la magnitud de la frecuencia de resonancia.

La variación de la frecuencia de resonancia es debida a la parte real de ε_r y la variación del factor Q son debidas a la parte imaginaria de esta. Por ello se pueden utilizar resonadores para la medida de la ε_r compleja. [13]

En este TFG se utilizan resonadores microstrip y en los siguientes subapartados se analiza la teoría detrás de los dos métodos usados para estimar la parte real de la permitividad con nuestras sondas microstrip.

3.1.2.1. Desplazamiento de la frecuencia de resonancia

Analizando la teoría que hay detrás del desplazamiento de la frecuencia de resonancia en función de la parte real de permitividad de la muestra lo podemos explicar haciendo las siguientes asociaciones:

- La parte real de la permitividad de la muestra a analizar con la capacidad de un condensador ya que ambos tienen la propiedad de almacenar energía eléctrica.
- La impedancia de entrada del condensador con la impedancia de entrada de una línea microstrip acabada en circuito abierto y muy corta.

  Demostración: La impedancia de entrada de una línea de transmisión es $Z_{in} = Z_o \cdot \frac{Z_L + jZ_o \cdot \tan \beta l}{Z_o + jZ_L \cdot \tan \beta l}$, al acabar en circuito abierto, $Z_L = \infty$, simplificamos la expresión anterior quedando $Z_{in} = -jZ_o \cdot \frac{1}{\tan \beta l}$ siendo $\beta = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi f}{c} \cdot \sqrt{\varepsilon_{r_ef}}$ y con una línea muy corta, $l \ll \lambda$, al cumplirse que la longitud eléctrica está entre $0 < \beta l < {}^{\pi}/_{2}$ tenemos que Z_{in} es puramente una reactancia capacitiva, igual que la impedancia de entrada de un condensador $Z_{in} = -j\frac{1}{2\pi f \cdot C}$

- Finalmente al sumar la longitud que aporta la muestra a la del resonador n·λ/2 modifica la frecuencia de resonancia.

  Demostración: La longitud eléctrica de un resonador λ/2 es $E = \beta l = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot l = \frac{2\pi f}{c} \cdot \sqrt{\varepsilon_{r_ef}} \cdot l = 180°$, la variable "$l$" es la longitud física de la línea de transmisión, debido al efecto que produce añadir una muestra al final del resonador, la longitud efectiva crece y la frecuencia de resonancia disminuye. Esto se puede verificar en la ecuación **(4)** sustituyendo l por la resultante l_{eff}.

Por lo tanto, al colocar una muestra con la parte real de la permitividad mayor que la del vacío en contacto con el resonador hace el efecto de alargar la línea de transmisión bajando su frecuencia de resonancia.

3.1.2.2. Acoplamiento mutuo entre dos resonadores λ/2

Este sería el segundo método empleado, no hay tanta literatura al respecto como del anterior, el método del desplazamiento de la frecuencia de resonancia. Este método se basa en el efecto que produce el acoplamiento mutuo entre dos resonadores haciendo aparecer dos frecuencias de resonancia distintas y la variación de la separación de estas al introducir una muestra entre ellos.

Cuando tenemos un circuito de dos puertos con dos resonadores λ/2 simétricos, tenemos dos frecuencias de resonancia distintas debido al acoplamiento entre ellas mismas.

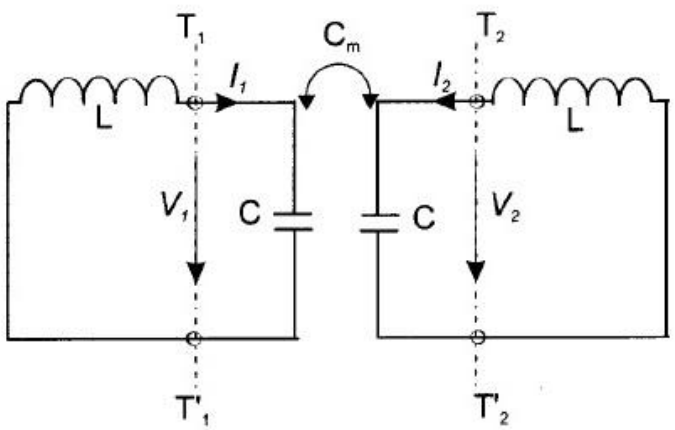


Figura 3: Circuito equivalente de dos resonadores λ/2

La variable C_m de la Figura 3 representa el acoplamiento mutuo entre ambas líneas. Por lo tanto tenemos como resultantes dos frecuencias de resonancia distintas que se pueden calcular con las siguientes expresiones: [17]

$f_e = \dfrac{1}{2 \cdot \pi\sqrt{L \cdot (C + C_m)}}$	**(6)** Frecuencia de resonancia menor debida al acoplamiento mutuo

$f_m = \dfrac{1}{2 \cdot \pi\sqrt{L \cdot (C - C_m)}}$	**(7)** Frecuencia de resonancia mayor debida al acoplamiento mutuo

Siendo f_e más baja que la frecuencia de resonancia de un único resonador λ/2 y f_m siendo más grande que esta.

En el caso de colocar una muestra con la parte real de la permitividad mayor a la del vacío entre ambos resonadores mejora el acoplamiento mutuo o lo que es equivalente la capacidad C_m resultante del acoplamiento mutuo crece y por lo tanto resultan dos picos de resonancia con una separación frecuencial mayor.

3.1.2.3. Longitud y excitación

Todos los resonadores usados en esta tesis son líneas microstrip con una longitud $n \cdot \lambda/2$,con n=1,2.

Se usan estas longitudes ya que nos interesa siempre tener un acoplamiento eléctrico, por lo tanto la tensión ha de ser máxima y la corriente mínima.

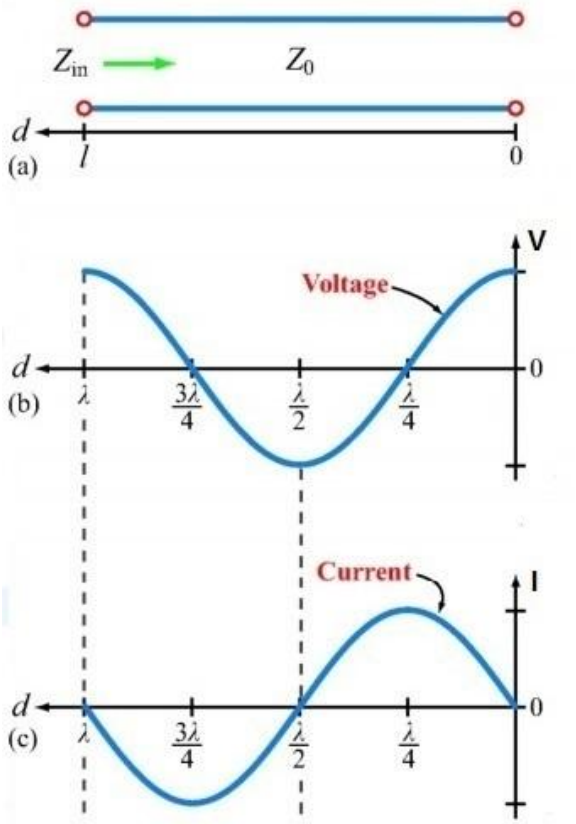


Figura 4: V/I en función de la longitud de una LT en circuito abierto

a) LT en circuito abierto
b) Voltaje en función de la longitud
c) Corriente en función de la longitud

[18]

La manera de excitar las líneas es el acoplamiento mediante gap, una manera muy simple de aproximar este gap es con una capacidad en serie, por lo tanto en el circuito equivalente se sustituye el gap por un condensador en serie.

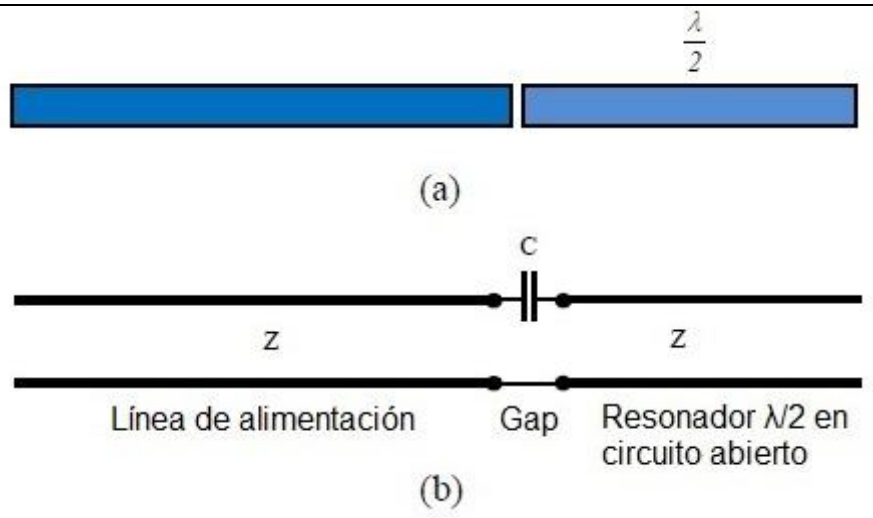


Figura 5: Equivalencia simplificada gap-capacidad en la excitación del resonador

a) Resonador microstrip λ/2 en circuito abierto
b) Circuito equivalente

[19]

Normalmente buscaremos que los picos de resonancia en el parámetro S_{21} estén desadaptados a unos -30dB. De esta manera se consigue que no haga falta calibrar la sonda y que tenga un factor Q (5) bastante estrecho.

3.2. Advanced Design System

3.2.1. Introducción

Advanced Design System (ADS) es un programa desarrollado por Keysight Tecnologies y ha sido el elegido para realizar las simulaciones circuitales RF/MW debido a su sencillez y rapidez. También es el encargado de exportar los layout en formato gerber para la posterior impresión de los PCB. [5]

3.2.2. Primeras pruebas

Para empezar definimos un sustrato RO4003C de grosor 1.524 mm [20] que será el que usemos en todos nuestros diseños y con la ayuda de la herramienta lineCalc calculamos la longitud física de la LT para tener una longitud eléctrica efectiva de 180º a la frecuencia 1.5 GHz y el grosor de la pista microstrip necesario para tener una impedancia de 50 ohms. Para excitar el resonador usamos dos condensadores en serie, haciendo de gaps.

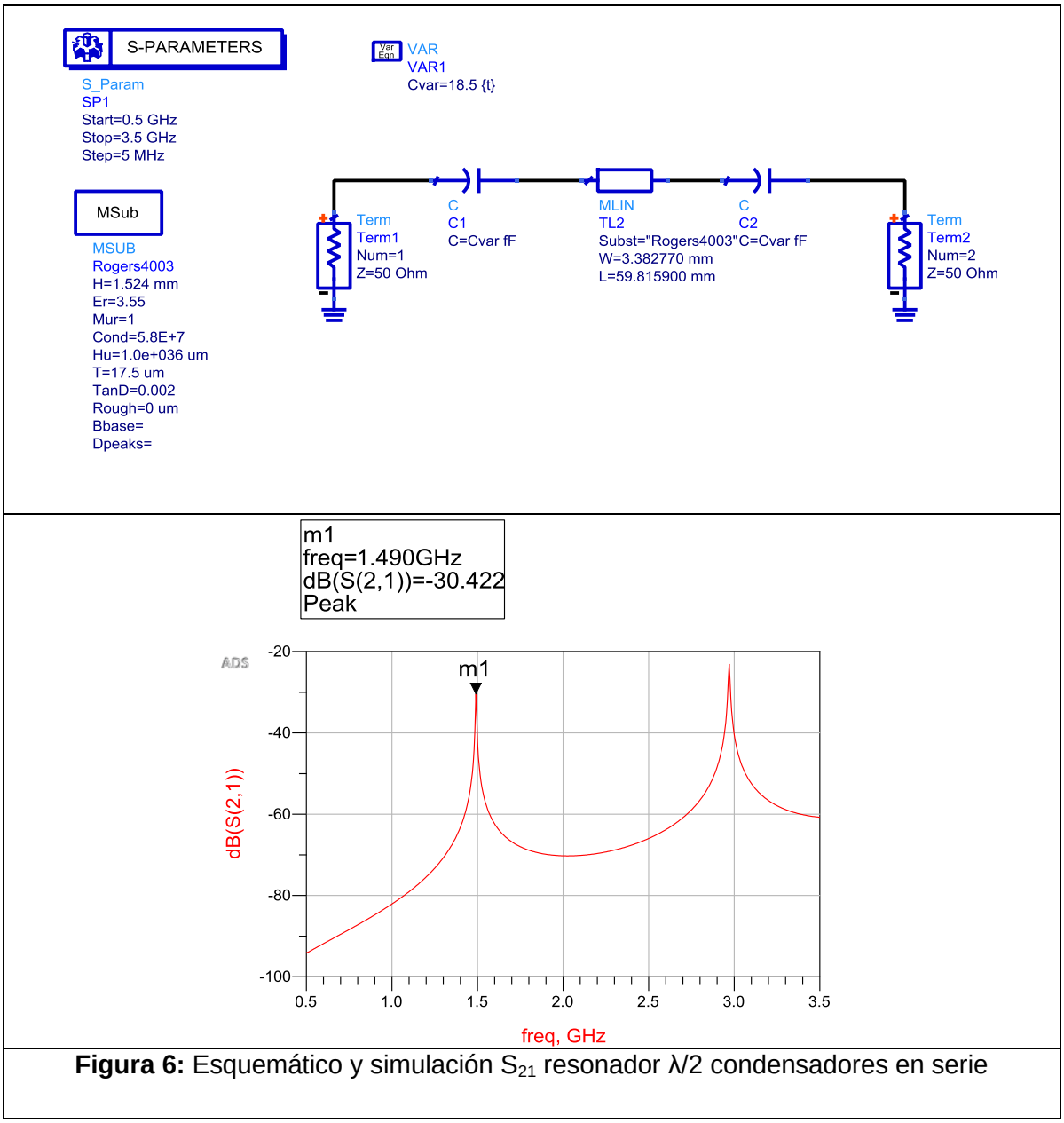


Figura 6: Esquemático y simulación S_{21} resonador λ/2 condensadores en serie

3.2.3. Diseños

En este apartado vamos a pasar a especificar solo los tres diseños simulados con ADS.

3.2.3.1. Diseño A

Este diseño tiene un solo puerto con un resonador λ/2 acabado en circuito abierto excitado mediante gap, buscando un pico de máxima adaptación en el parámetro S_{11} posible teniendo en cuenta la limitación física de que el gap mínimo realizable con la maquinaria disponible es de 150um.

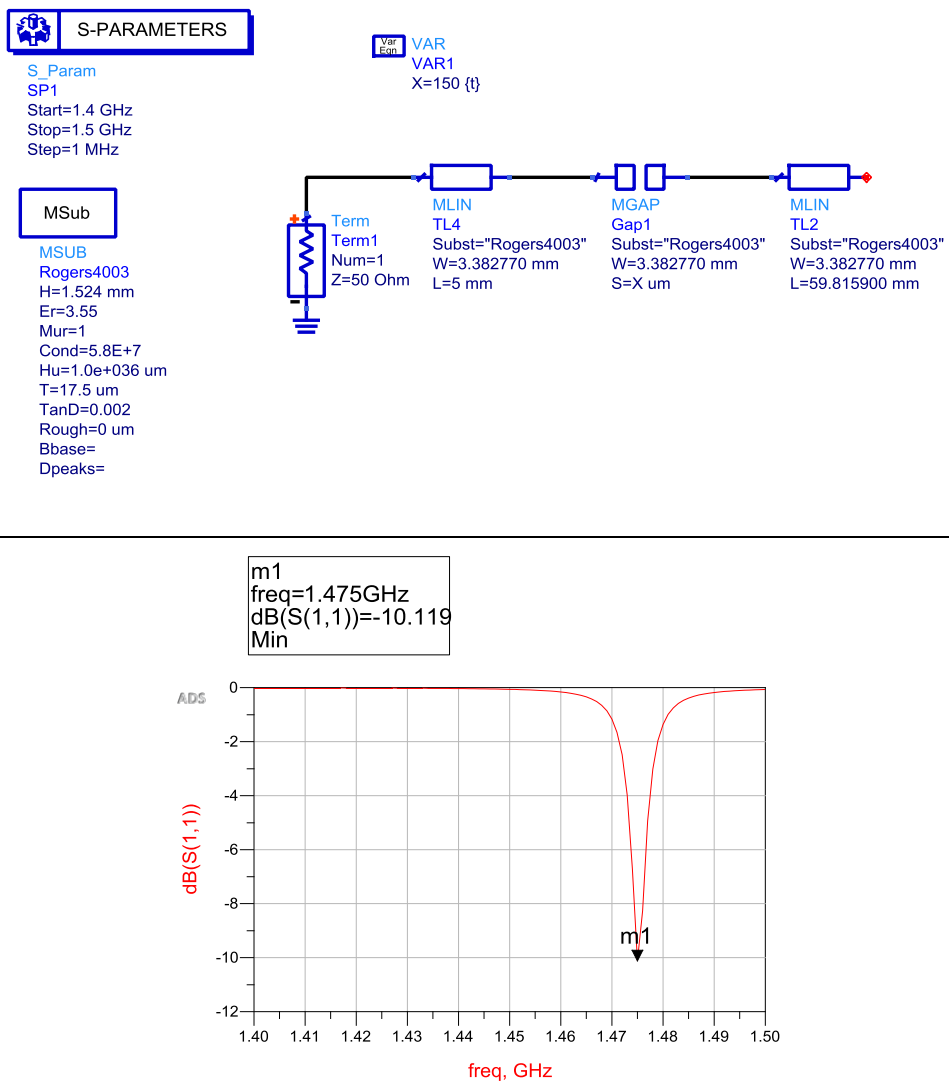


Figura 7: Esquemático y simulación del parámetro S_{11} del diseño A

3.2.3.2. Diseño B

Este es un diseño con dos puertos, dos resonadores λ/2 con tres gaps, los dos al lado de los puertos para excitar los resonadores con el objetivo de obtener picos cercanos a -30dB en el parámetro S_{21} y el tercero para conseguir el máximo acoplamiento mutuo posible, con la limitación de las 150um.

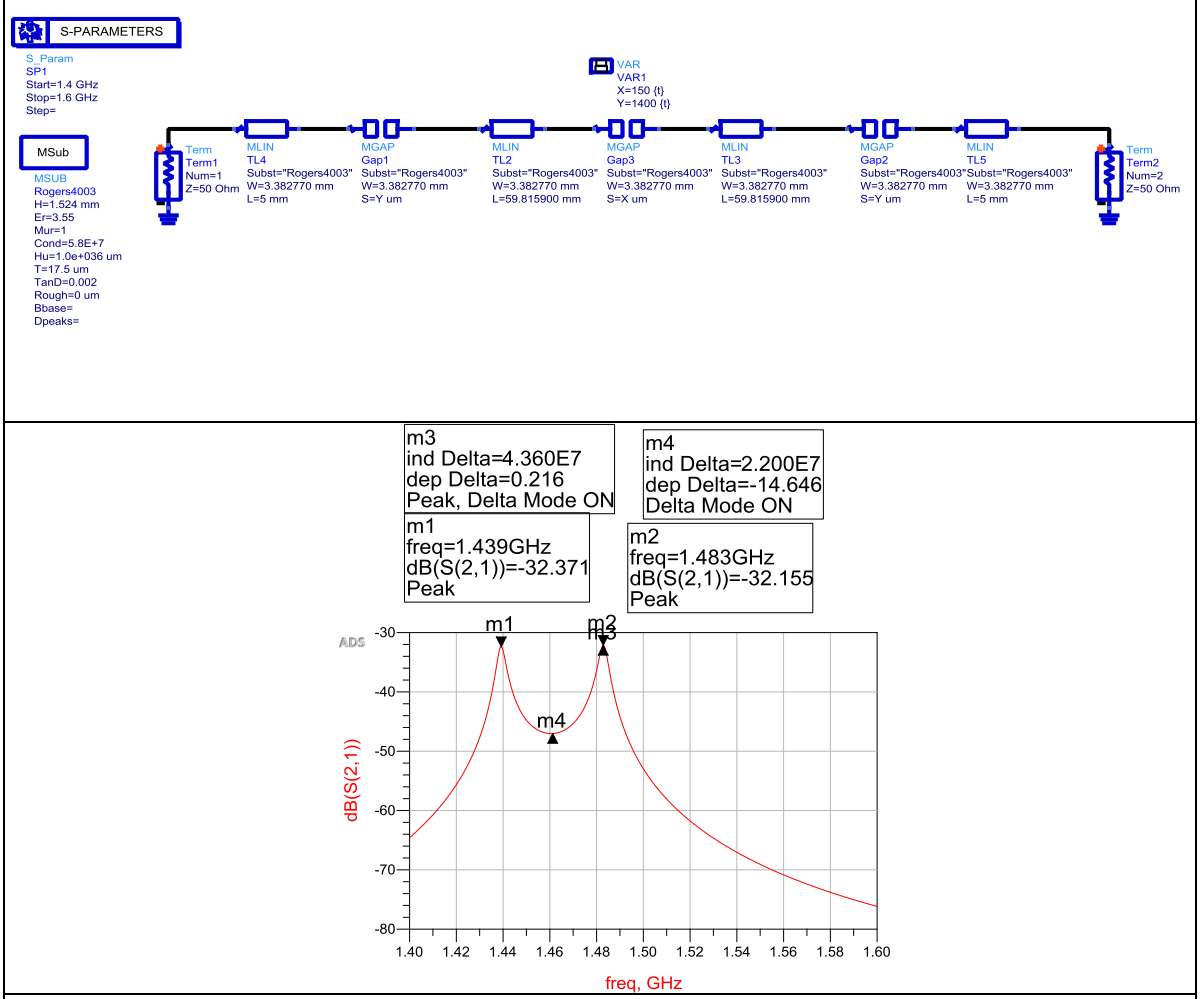


Figura 8: Esquemático y simulación del parámetro S_{21} del diseño B

3.2.3.3. Diseño D

Este es un diseño de dos puertos, de un solo resonador λ excitado mediante gap que acaba en circuito abierto. La muestra se coloca en el máximo de tensión que proporciona el resonador a la longitud λ y la línea microstrip que va al segundo puerto está separada mediante gap donde la longitud del resonador es λ/2, donde también hay un máximo de tensión en valor absoluto. Por lo tanto estos dos puntos son los mejores para buscar acoplamiento eléctrico. La distancia de separación de los gaps busca obtener un pico a -30dB en el parámetro S_{21}.

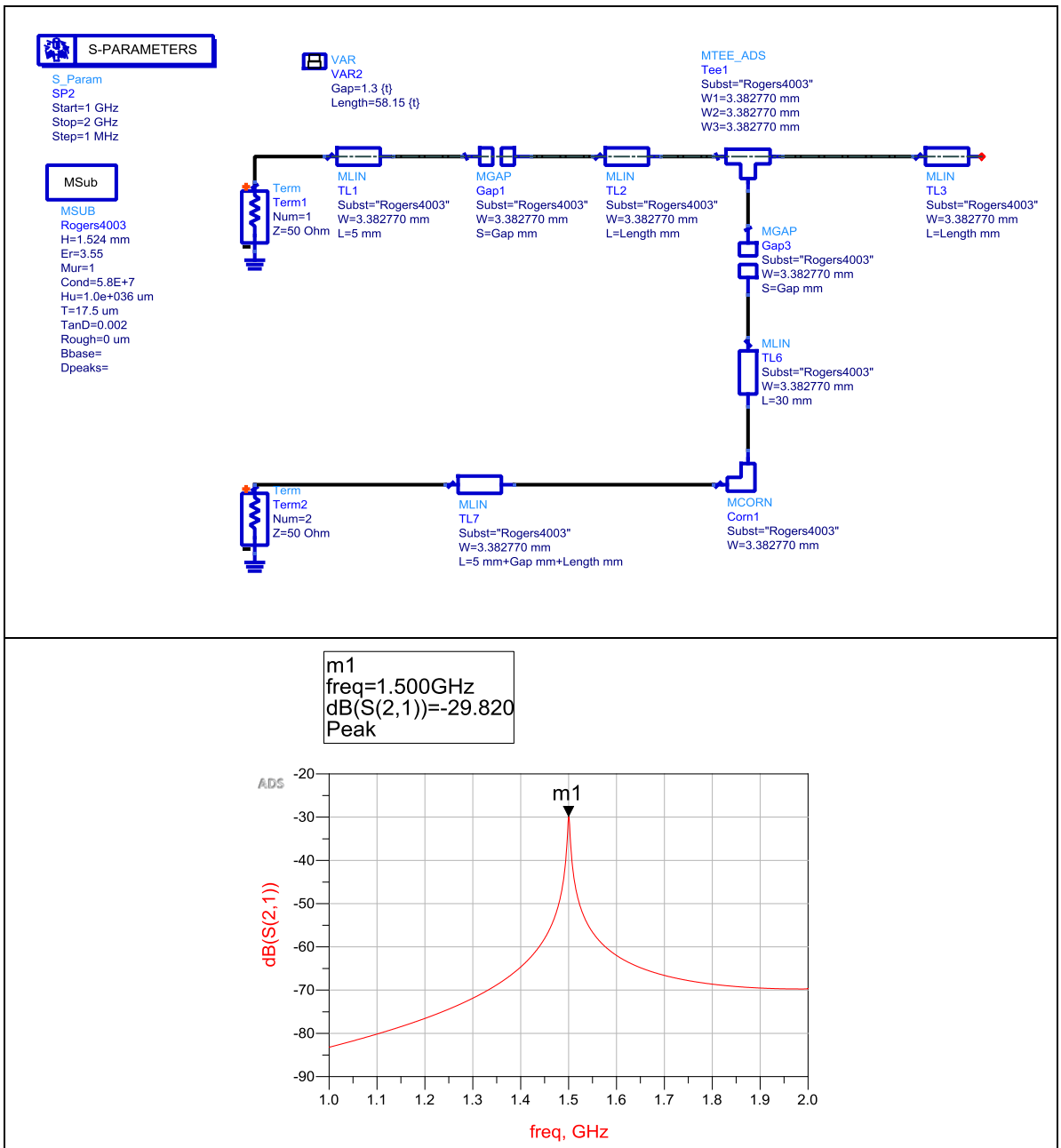


Figura 9: Esquemático y simulación del parámetro S_{21} del diseño D

3.3. High Frequency Structural Simulator

3.3.1. Introducción

High Frequency Structural Simulator (HFSS) es un programa desarrollado por ANSYS. Es un simulador de campo electromagnético (EM) de onda completa de alto rendimiento para modelado arbitrario de dispositivos pasivos volumétricos en 3D. HFSS emplea el Método de Elementos Finitos (FEM), malla adaptativa con tetraedros que resuelve cualquier geometría 3D. [6]

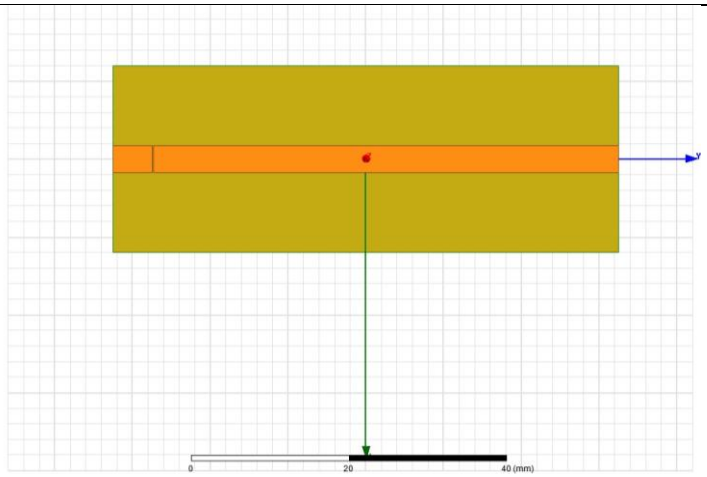
Con este programa se han llevado a cabo las simulaciones tanto de circuitos como de circuitos con muestras obteniendo los parámetros S.

3.3.2. Diseños en 3D

Para crear cada uno de estos diseños hay que crear cada forma geométrica y definir el material que la compone. También es necesario crear un prisma rectangular de aire y asignarle a las caras pertinentes, todas menos las caras donde hay puertos, los limites de tipo radiación. En las caras en las que tenemos wave ports es necesario añadir rectángulos 2D y asignarle las excitaciones pertinentes. Para configurar el análisis hay que determinar la frecuencia de solución, normalmente hemos escogido la última del barrido o cercanas a las frecuencias de resonancia y los parámetros para la solución adaptativa, a menor error buscado, mayor mallado y mayor es el tiempo de simulación. En el barrido de frecuencia siempre elegimos el tipo discreto y un intervalo y número de puntos adecuado para cada simulación evitando añadir puntos extras que alarguen el tiempo de simulación.

3.3.2.1. Diseño A

Creación del modelo 3D del diseño A y cálculo de su parámetro S_{11}.



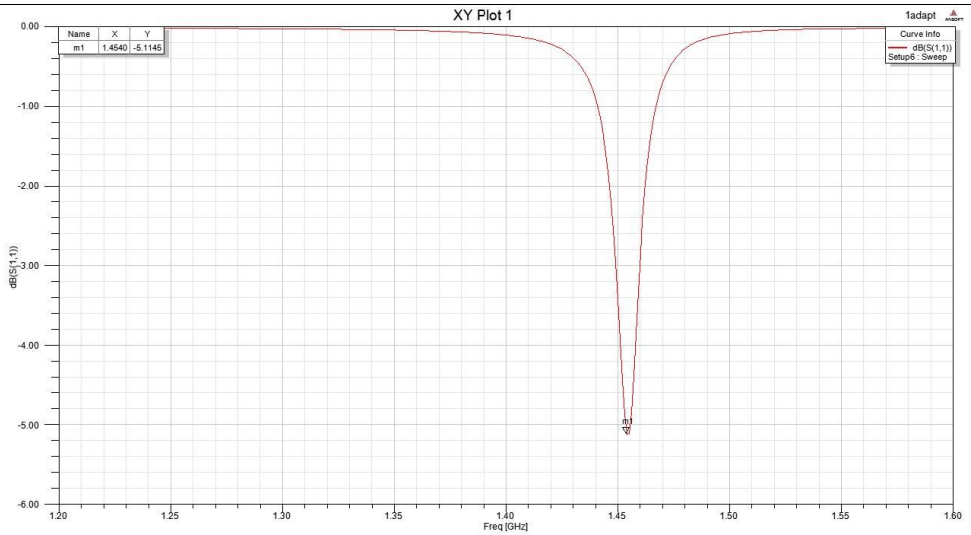


Figura 10: Modelo 3D y simulación parámetro S_{11} del diseño A

3.3.2.2. Diseño B

Creación del modelo 3D del diseño B y cálculo de su parámetro S_{21}.

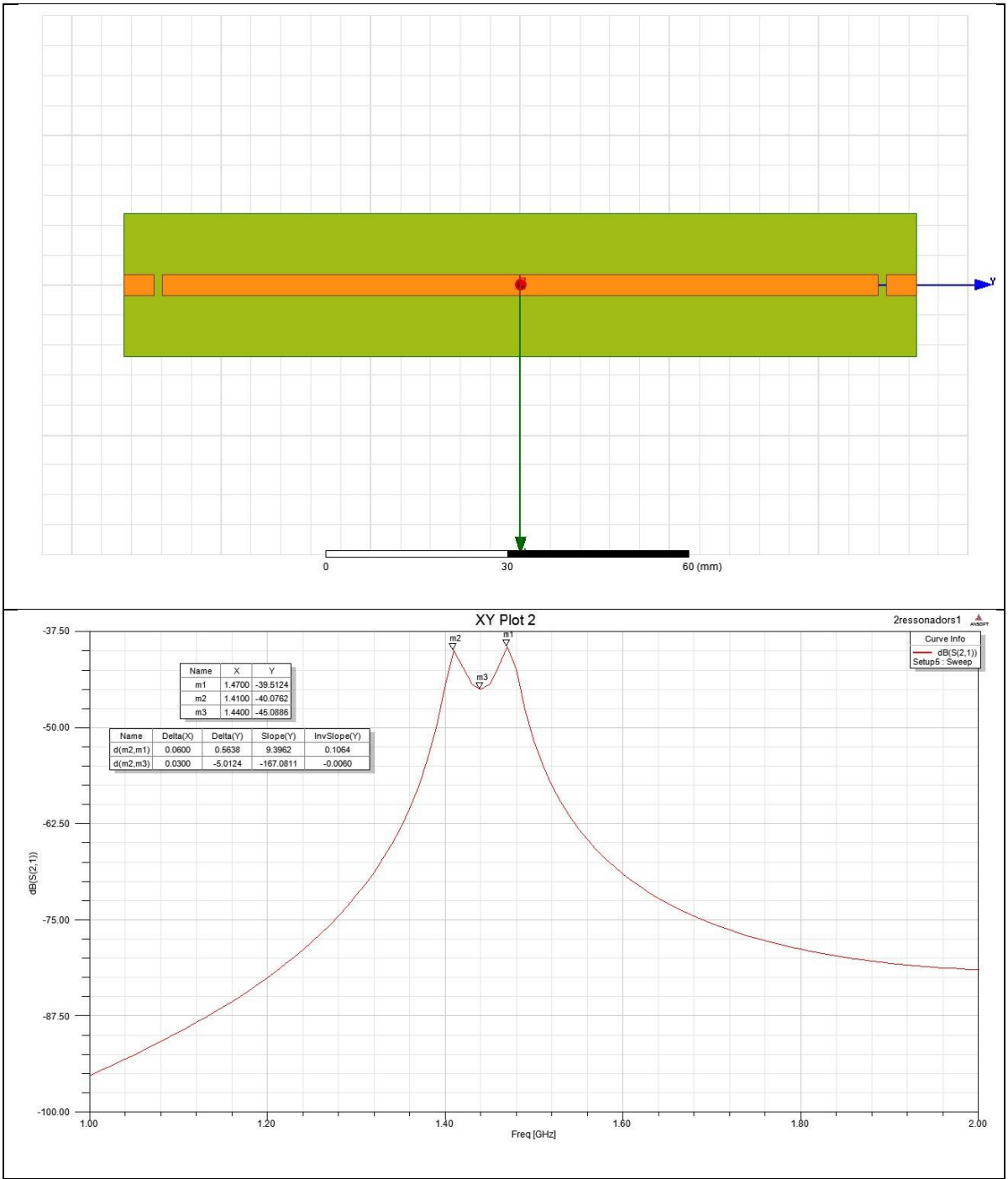
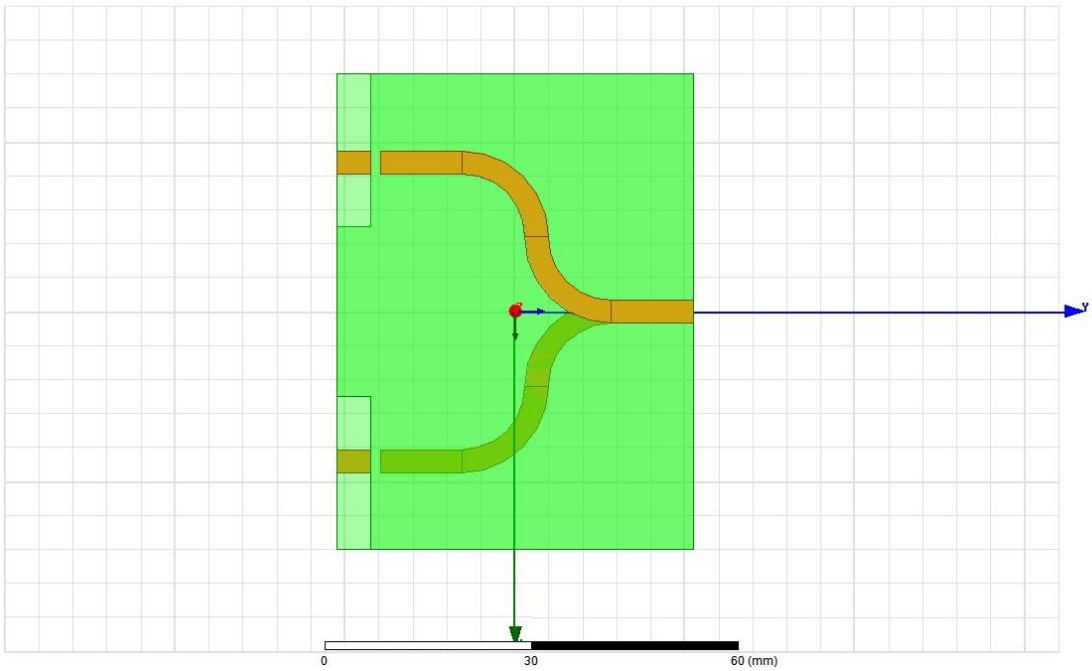


Figura 11: Modelo 3D y simulación parámetro S_{21} del diseño B

3.3.2.3. Diseño C

Este diseño solo se ha podio simular con HFSS debido a su geometría. Para este diseño hemos probado diferentes distancias de los gaps, diferentes gruesos del dieléctrico RO4003C y diferentes técnicas de acoplamiento (línea en paralelo). Este diseño es una versión del diseño B pero a dos niveles, tiene dos puertos, dos resonadores λ/2, dos gaps para excitar los resonadores pero esta vez el acoplamiento mutuo se intenta conseguir haciendo coincidir los finales de los resonadores del nivel superior e inferior separados por dos veces la distancia del grosor del dieléctrico anteriormente especificado y dos planos de masa, concretamente coinciden en dos de los tres ejes del espacio.

El objetivo de este diseño era crear una sonda donde la muestra se colocara fuera de la PCB y que utilizara el método del acoplamiento mutuo 3.1.2.2.



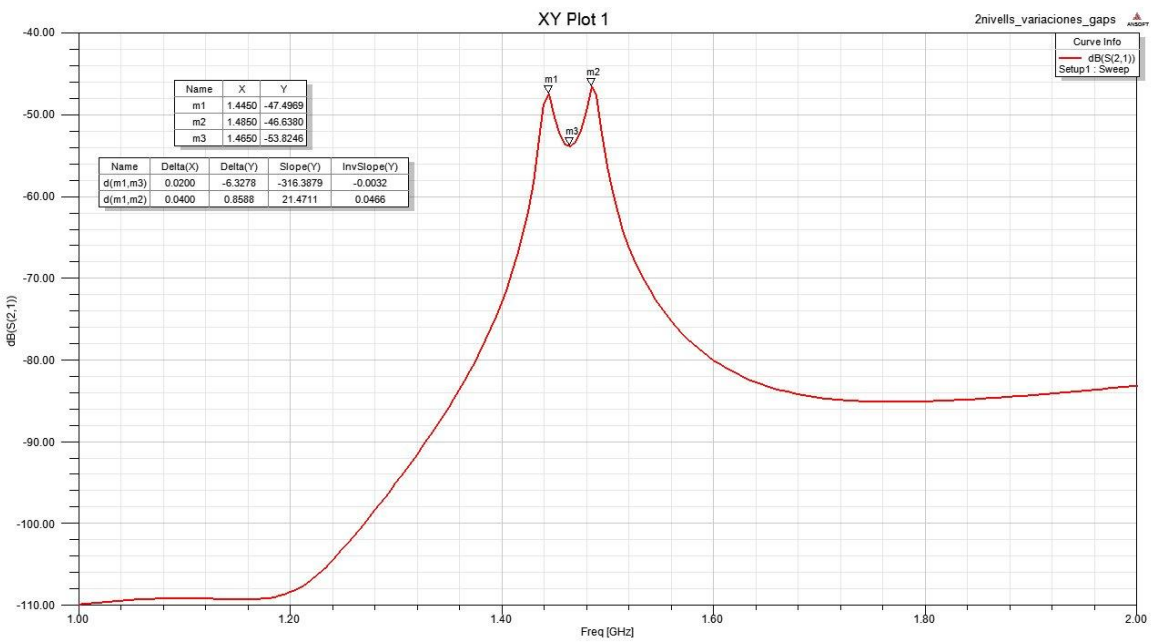


Figura 12: Modelo 3D y simulación parámetro S_{21} del diseño C

3.3.3. Rectas de estimación de la permitividad

Con la ayuda de HFSS hemos realizado una serie de simulaciones paramétricas con diferentes permitividades (modificando la parte real de esta) para ver como varían las frecuencias de resonancias.

3.3.3.1. Diseño A

Hemos realizado simulaciones HFSS con permitividades de 1 a 80, obteniendo los picos de resonancia (frecuencia a la que el valor de S_{11} es mínimo) e importando estos datos a Matlab para analizarlos. Al representarlos hemos podido comprobar cómo la frecuencia de resonancia desciende a medida que aumenta la permitividad de la muestra, efecto de alargamiento del resonador explicado anteriormente en el apartado 3.1.2.1 También hemos podido identificar que hay diferentes tramos lineales que se pueden aproximar con polinomios de primer grado.

Para observar la posición de la muestra consultar el apéndice D.

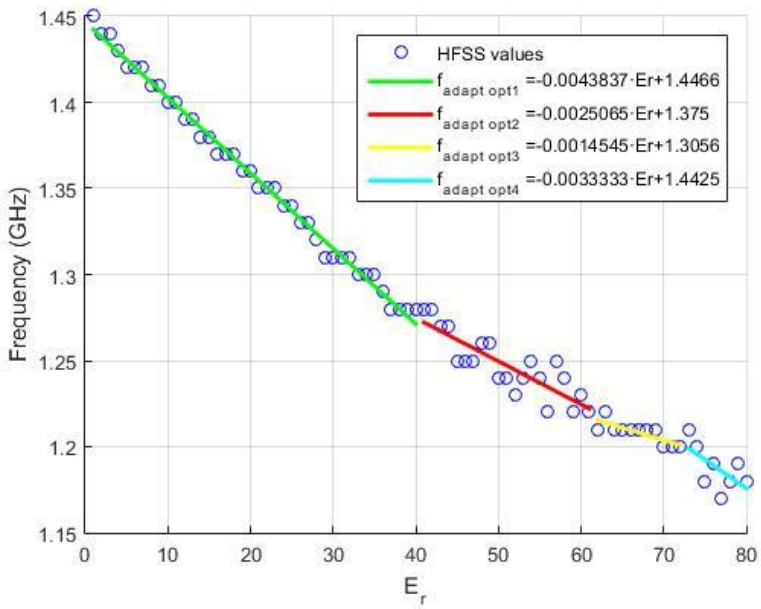


Figura 13: Rectas de estimación $f(\varepsilon_r')$ del diseño A

3.3.3.2. Diseño B

Con este diseño hemos realizado simulaciones paramétricas con permitividades de 1 a 30 para observar la diferencia de frecuencias entre los dos picos de resonancia (frecuencias a las cuales el parámetro S_{21} es máximo). Como se podía esperar al aumentar la parte real de la permitividad de la muestra mejora el acoplamiento mutuo de los resonadores explicado en el apartado 3.1.2.2 y por lo tanto la separación entre ambos picos crece. Como en el anterior caso se pueden aproximar diferentes tramos con polinomios de primer grado.

Para observar la posición de la muestra consultar el apéndice D.

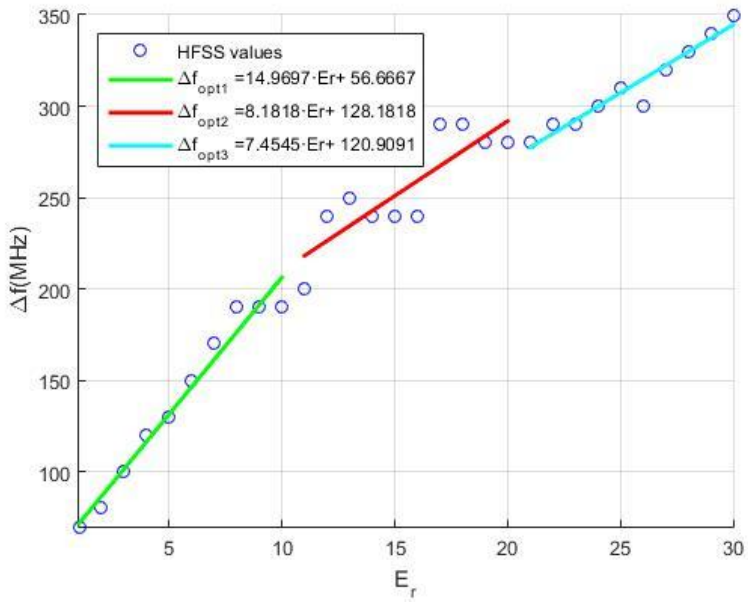


Figura 14: Rectas de estimación $\Delta f(\varepsilon_r')$ del diseño B

4. Resultados

En caso de considerarse necesario se pueden consultar los resultados de cada muestra en cada diseño en el apéndice E.

Para ver el aspecto final de los diseños consultar el apéndice F.

4.1. Características y posición de las muestras

Como ya se ha descrito en el apartado teórico 3.1.1 la permitividad varía con la temperatura y frecuencia. Por lo tanto para realizar unas medidas lo más aproximadas posibles hemos buscado información que caracterice las muestras usadas a la temperatura y frecuencia de nuestro interés. [20][21][22][23][24] Como las medidas han sido realizas dentro de los laboratorios del D3 la temperatura la hemos considerado 20º y las frecuencias entre 1.5 y 1 GHz.

Material	ε_r'
Aire	1
RO3003	3
ISOLA	3.38
RO4003C	3.55
FR4	4.34
Propan-2-ol	4.38
Acetona	21.13
Metanol	29
Agua destilada	80.29

Tabla 1: Muestras usadas y su respectiva ε_r'

En los diseños A, C y D hemos usado muestras líquidas y las hemos colocado en un vaso de precipitados entrando en contacto con el final del resonador (fuera de la PCB) justo en la posición en la que rompen la tensión superficial del líquido en cuestión. Similar a la posición usada en las simulaciones de HFSS, consultar apéndice D.

En el diseño B hemos usado muestras de dieléctricos, muestras sólidas, todas del mismo tamaño 20x10x1.5 mm enganchadas con cinta adhesiva entre los dos resonadores para evitar al máximo los posibles gaps de aire entre los resonadores y la muestra. Para las muestras líquidas hemos usado una pipeta colocando entre ambos resonadores una gota del material en cuestión. Para ver la posición de la muestras se puede mirar la simulación de HFSS, consultar apéndice D.

4.2. Diseño A

Con este diseño hemos realizado medidas de las frecuencias en las que el valor de S_{11} es mínimo con los siguientes materiales, por orden de menor a mayor permitividad: aire, propan-2-ol, acetona, metanol y agua destilada. Con estos datos se pueden aproximar dos tramos lineales de primer grado y corroboramos que se cumple la teoría explicada sobre el alargamiento del resonador en función de la permitividad de la muestra explicado en el apartado 3.1.2.1.

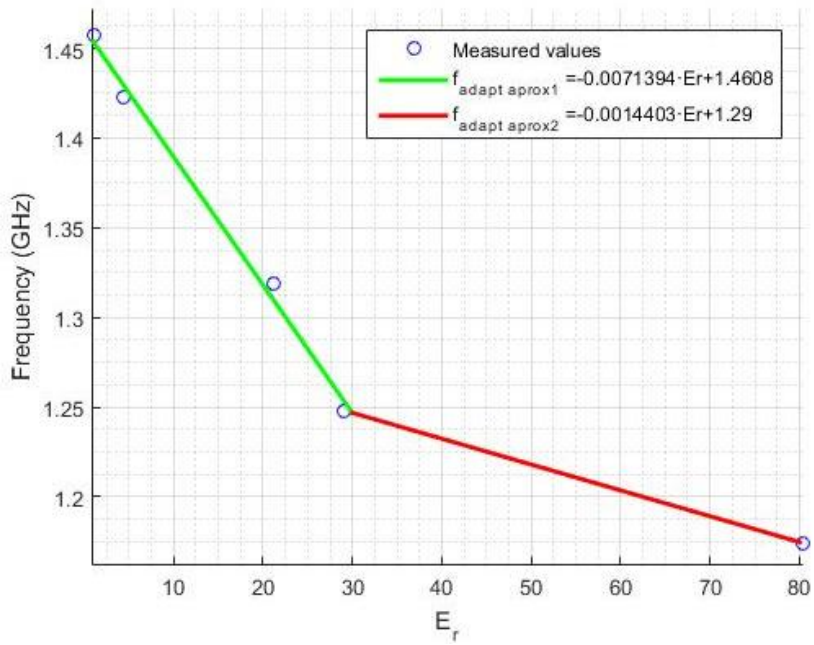


Figura 15: Resultados $f(\varepsilon_r')$ del diseño A

4.3. Diseño B

Este diseño requiere de muestras con una tangente de pérdidas muy baja ya que al realizar medidas con muestras que no cumplan esta condición dejamos de obtener dos picos de resonancia, frecuencias en las que el valor de S_{21} tiene picos máximos relativos, al no tener un acoplamiento mutuo entre resonadores suficientemente grande. Las medidas recogen la diferencia frecuencial entre las dos frecuencias de resonancia. Las muestras usadas de menor a mayor permitividad son: aire, RO3003, ISOLA, RO4003C, FR4 y acetona. Con estas medidas confirmamos que se cumple la teoría del acoplamiento mutuo explicada en el apartado 3.1.2.2 y que en este intervalo en cuestión se puede aproximar un tramo lineal.

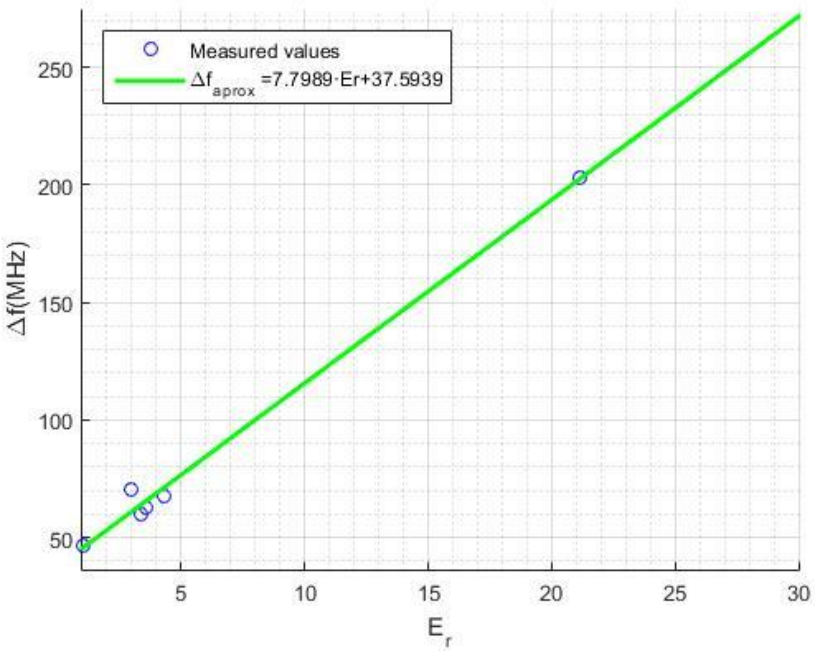


Figura 16: Resultados $\Delta f(\varepsilon_r')$ del diseño B

4.4. Diseño C

Con este diseño buscábamos medir la diferencia entre picos de resonancia pero al realizar las medidas hemos observado que no hay suficiente acoplamiento mutuo (con o sin muestras) salvo en el caso de la acetona y hemos pasado a mirar la frecuencia de resonancia, en las que el valor de S_{21} tiene un pico máximo relativo. Las muestras medidas son: aire, 2-propan-ol, acetona, metanol y agua destilada. Como hemos comentado anteriormente al no haber suficiente acoplamiento entre resonadores hemos pasado a usar este diseño con el método del alargamiento del resonador explicado en el 3.1.2.1 y hemos comprobado que se cumple la teoría.

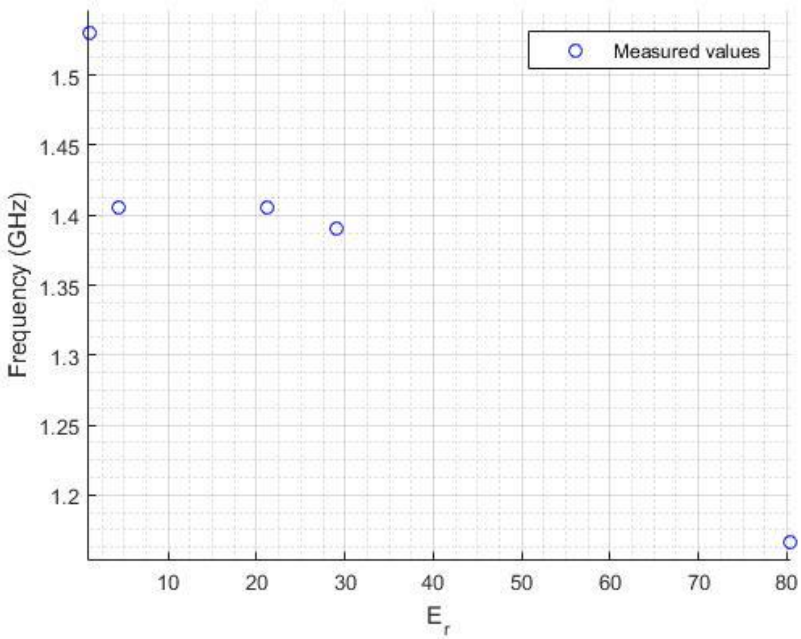


Figura 17: Resultados f(ε'_r) del diseño C

4.5. Diseño D

Con este diseño hemos realizado medidas de las frecuencias de resonancia, en las que el valor de S_{21} tiene un pico máximo relativo, con los siguientes materiales: aire, propan-2-ol, acetona, metanol y agua destilada. En este caso y con estos datos podemos aproximar un tramo lineal de primer grado y corroboramos que se cumple la teoría explicada sobre el alargamiento del resonador en función de la permitividad de la muestra explicado en el 3.1.2.1.

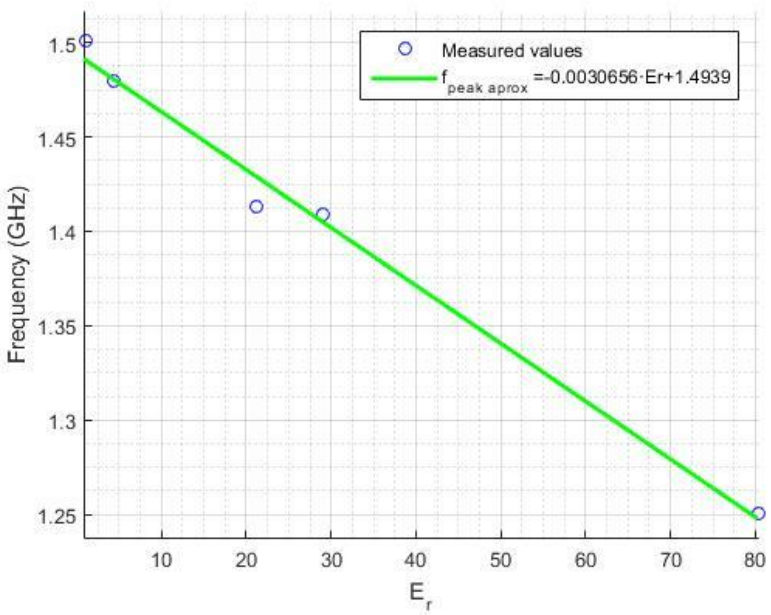


Figura 18: Resultados f(ε'_r) del diseño D

5. Presupuesto

Costes Implementación diseños	
Diseño A	5€
Diseño B	5€
Diseño C	5€
Diseño D	5€
Total	20€

Tabla 2: Costes implementación diseños

Costes Software&Hardware	
Licencia ADS	Licencia académica – 0€
Licencia HFSS	15000€
Licencia Matlab	Licencia académica – 0€
Ordenador	650€
Analizador de redes	48000€
Calibración electrónica	9000€
Total	72650€

Tabla 3: Costes Software&Hardware

Costes Recursos humanos	
Investigación	100h x 8 €/h
Diseño	140h x 8€/h
Pruebas	75h x 8€/h
Documentación	50h x 8€/h
Total	2920€

Tabla 4: Costes Recursos Humanos

6. Conclusiones:

Los diseños A y D usan el método clásico del desplazamiento de la frecuencia de resonancia y han demostrado ser los que mejor se ajustan a tramos lineales y no tienen restricciones con materiales con grandes pérdidas, permitividad imaginaria grande.

El diseño B utiliza el método basado en el acoplamiento mutuo, se ha demostrado su funcionamiento pero este está restringido a muestras con pocas pérdidas ya que las muestras con pérdidas grandes hacen que no aparezcan las dos frecuencias de resonancia debido a que el acoplamiento mutuo es demasiado débil.

La primera intención del diseño C era usar método del acoplamiento mutuo como el diseño B pero con la facilidad de poder colocar las muestras fuera de la PCB. Finalmente el diseño C se ha usado con el método del desplazamiento de la frecuencia de resonancia ya que el acoplamiento mutuo no ha llegado a ser suficiente.

Durante la etapa de simulaciones con HFSS hemos invertido mucho tiempo con simulaciones paramétricas de nuestros diseños con muestras de diferentes permitividades con el objetivo de obtener unas rectas que nos ayudaran a estimar la frecuencia de resonancia de las futuras muestras a medir. También se han realizado simulaciones a posteriori, ya habiendo realizado las medidas reales de la sonda con la muestra y las simulaciones no son todo lo precisas que deberían.

Hay un parámetro clave en HFSS, la frecuencia de solución, esta es la que usa el mallado adaptativo para adecuar el comportamiento eléctrico del dispositivo. Al variar esta, la simulación de los parámetros S obtenida resulta diferente. Hay diferentes criterios para elegir la frecuencia de solución, entre ellos los más usados son: primera frecuencia del barrido, última del barrido o la propia frecuencia de resonancia.

Como conclusión las simulaciones de HFSS para este tipo de diseños no son suficientemente precisas y como mucho servirían para tener una ligera idea del comportamiento del dispositivo.

En caso de continuar el trabajo sería más eficaz ajustar el comportamiento de la sonda en los intervalos que no hemos realizado medidas. Un posible camino a seguir para este propósito consistiría en hacer soluciones de agua destilada con acetona o metanol para obtener líquidos con permitividades relativas entre 30 y 80 con los que completar las curvas de calibración de las sondas. De esta manera al procesar los resultados de una muestra con permitividad desconocida, se tendría una mayor precisión al tener mejor ajustados los tramos lineales y se obtendría una buena estimación de la permitividad de la muestra.

Otro posible campo a mejorar consistiría en buscar la relación entre los cambios en el pico de resonancia, tanto la atenuación sufrida como el factor Q de este, con la parte imaginaria de la permitividad de la muestra medida.

Bibliografía:

[1] "Keysight E5071C ENA Network Analyzer" Keysight Technologies Data Sheet, Keysight Literature Number 5989-5478EN

[2] "Keysight E5071C ENA Network Analyzer" Keysight Technologies User Guide.

[Online] Available: http://ena.support.keysight.com/e5071c/manuals/webhelp/eng/

[3] "Electronic Calibration Modules" Agilent Technologies Reference Guide, Agilent Part Number N4693-90001

[4] "Keysight Electronic Calibration (ECal) Modules for Vector Network Analyzers" Keysight Technologies Technical Overview, Keysight Literature Number 5963-3743EN

[5] Documentation ADS Keysight Technologies.

[Online] Available: http://edadocs.software.keysight.com/display/ads2011/doc

[6] User's guide HFSS Ansys.

[Online] Available: http://anlage.umd.edu/HFSSv10UserGuide.pdf

[7] Documentation Matlab.

[Online] Available: http://es.mathworks.com/

[8] Khaled, D.E.; Novas, N.; Gazquez, J.A.; Garcia, R.M.; Manzano-Agugliaro, F. Fruit and Vegetable Quality Assessment via Dielectric Sensing. *Sensors* 2015, *15*, 15363-15397.

[9] J.Leśnikowski.: "Dielectric permittivity measurement methods of textile substrate of textile transmission lines", *Prz. Elektrotech. (Electr. Rev.)*, 2012

[10] Ahmad H. Abdelgwad, Tarek M. Said, Amr M. Gody, "Microwave Detection of Water Pollution in Underground Pipelines", IJWMT, vol.4, no.3, pp.1-15, 2014.DOI: 10.5815/ijwmt.2014.03.01

[11] Z.E. Eremenko, V.N. Skresanov, A.I. Shubnyi, N.S. Anikina, V.G. Gerzhikova and T.A. Zhilyakova (2011). Complex Permittivity Measurement of High Loss Liquids and its Application to Wine Analysis, Electromagnetic Waves, Prof. Vitaliy Zhurbenko (Ed.), InTech, DOI: 10.5772/17748. Available from: http://www.intechopen.com/books/electromagnetic-waves/complex-permittivity-measurement-of-high-loss-liquids-and-its-application-to-wine-analysis

[12] Kumar P., Coronel P., Simunovic J., Truong V. D., and Sandeep K. P. (2007) "Measurement of dielectric properties of pumpable food materials under static and continuous flow conditions". Journal of Food Science. 72 (4) pp. E177-E183.

[13] "Basics of Measuring the Dielectric Properties of Materials" Keysight Technologies Application Note, Keysight Literature Number 5989-2589EN

[14] B.Jackson, T.Jayanthy. "Measurement of complex permittivity using planar resonator sensor" IOSR Journal of Electronics and Communication Engineering (IOSR-JECE) e-ISSN: 2278-2834,p- ISSN: 2278-8735.Volume 9, Issue 1, Ver. I (Jan. 2014), PP 54-57

[15] I.Waldron. "Ring resonator method for dielectric permittivity measurement of foams" M.S. thesis, Degree of Master of Science Electrical and Computer Engineering, Faculty of the Worcester Polytechnic Institute, Worcester, USA, 2006.

[16] "Solutions for Measuring Permittivity and Permeability with LCR Meters and Impedance Analyzers" Agilent Technologies Application Note, Literature Number 5980-2862EN

[17] Hong, J.-S., Microstrip Filters for RF/Microwave Applications, 2nd Edition, Wiley, New York, 2011.

[18] José A. Pereda. "Tema 2. Líneas de Transmisión Terminadas". Dpto. Ingeniería de Comunicaciones, Universidad de Cantabria.

[Online] Available: http://personales.unican.es/peredaj/pdf_Apuntes_MTG/Presentacion-Lineas-Transmision-Terminadas.pdf

[19] A.Torres Morales. "Diseño de un diplexer en estructura microstrip utilizando resonadores en espiral y resonadores con anillos abiertos complementarios (CSRRs)". TFG, Grado en Ingeniería de Tecnologías de Telecomunicación, Universidad de Cantabria, Santander, España, 2014.

[20] "RO4000 Series High Frequency Circuit Materials", Rogers Corporation Data Sheet

[21] A.P. Gregory and R.N. Clarke, "Tables of the complex permittivity of dielectric reference liquids at frequencies up to 5 GHz," NPL Report MAT 23, 2012

[22] "RO3000 Series Circuit Materials High Frequency Laminates", Rogers Corporation Data Sheet

[23] “NEMA Grade FR4 Glass Epoxy Laminate”, Material Data Sheet of The Gund Company

[24] C.Anderson, “Determining the Complex Permittivity of Materials with the Waveguide-Cutoff Method”. M.S. thesis, Master of Science in Electrical and Computer Engineering, Baylor University, Waco, USA, 2006.

Apéndices:

A. Códigos de Matlab:

1. Analyzer_S11param.m

```
function [S11_adapt,freq_adapt] = analyzer_S11param(file_name)

%Importar datos
Sparam = sparameters(file_name);
S11_dB = 20*log10(abs(rfparam(Sparam,1,1)));
freq = Sparam.Frequencies;

figure
hold on
grid on
plot(freq*1e-9,S11_dB,'b')
xlabel('Frequency (GHz)')
ylabel('S_1_1 (dB)')
S11_adapt = min(S11_dB);
freq_adapt = freq(find(S11_adapt == S11_dB));
axis([freq(1)*1e-9 freq(end)*1e-9 S11_adapt-1 0.5])
plot(freq_adapt*1e-9,S11_adapt,'ro')
str1 = ['\leftarrow(',num2str(round(freq_adapt*1e-
9,3)),'GHz ,',num2str(round(S11_adapt,2)),'dB)'];
text(freq_adapt*1e-9,S11_adapt,str1)
hold off
```

2. S11_comp.m

```
%Comparativa S11
close all
clc
clear

[S11_adapt_No_Sample,freq_adapt_No_Sample] =
analyzer_S11param('S11_NO_SAMPLE.S1P');
 [S11_adapt_Isopropil_final,freq_adapt_Isopropil_final] =
analyzer_S11param('S11_ISOPROPIL_FINAL_SAMPLE.S1P');
[S11_adapt_Agua_dest,freq_adapt_Agua_dest] =
analyzer_S11param('S11_AGUA_DESTILADA_SAMPLE.S1P');
 [S11_adapt_Acetona,freq_adapt_Acetona] =
analyzer_S11param('S11_ACETONA.S1P');
[S11_adapt_Methanol,freq_adapt_Methanol] =
analyzer_S11param('S11_METHANOL.S1P');

%Variación f_resonancia(Er)

Er_aire = 1;
Er_isopropil = 4.38;
Er_acetona = 21.13;
Er_methanol = 29;
Er_water = 80.29;

figure
```

```
hold on
grid on
grid minor

ylabel('Frequency (GHz)')
xlabel('E_r')


f_adapt_muestras = [freq_adapt_No_Sample freq_adapt_Isopropil_final
freq_adapt_Acetona freq_adapt_Methanol freq_adapt_Agua_dest].*1e-9;
Er_muestras = [Er_aire Er_isopropil Er_acetona Er_methanol Er_water];
plot(Er_muestras,f_adapt_muestras,'bo')
axis([min(Er_muestras) max(Er_muestras) min(f_adapt_muestras)*0.99
max(f_adapt_muestras)*1.01])

p_opt_1 = polyfit(Er_muestras(1:end-1), f_adapt_muestras(1:end-1),1);
y_opt_1 = polyval(p_opt_1,1:30);
plot(1:30, y_opt_1, 'g','Linewidth', 2)

p_opt_2 = polyfit(Er_muestras(end-1:end), f_adapt_muestras(end-
1:end),1);
y_opt_2 = polyval(p_opt_2,30:80);
plot(30:80, y_opt_2, 'r','Linewidth', 2)

legend('Measured values',sprintf(['f_a_d_a_p_t_ _a_p_r_o_x_1 =',
num2str(p_opt_1(1)),'·Er+', num2str(p_opt_1(2))]),...
    sprintf(['f_a_d_a_p_t_ _a_p_r_o_x_2 =',
num2str(p_opt_2(1)),'·Er+', num2str(p_opt_2(2))]));

hold off
```

3. analyzer_S21param_2reso_1nivel.m

```
function [S21_peaks,freq_peaks,Delta_peaks] =
analyzer_S21param_2reso_1nivel(file_name)
%Importar datos
Sparam = sparameters(file_name);
S21_dB = 20*log10(abs(rfparam(Sparam,2,1)));
freq = Sparam.Frequencies;

indices_zoom = find(S21_dB > -50);
figure
hold on
plot(freq(indices_zoom(1):indices_zoom(end)).*1e-
9,S21_dB(indices_zoom(1):indices_zoom(end)),'b')
[pks,locs] = findpeaks(S21_dB,'MinPeakHeight',-
45,'MinPeakDistance',10);
[peaks,ind]=sort(pks,'descend');
S21_peaks = peaks(1:2);
freq_peaks = freq(locs(ind(1:2)));
Delta_peaks = abs(freq_peaks(1)-freq_peaks(end));
plot(freq_peaks.*1e-9,S21_peaks,'ro')
str1 = ['\leftarrow(',num2str(round(freq_peaks(1).*1e-
9,3)),'GHz ,',num2str(round(S21_peaks(1),2)),'dB)'];
text(freq_peaks(1).*1e-9,S21_peaks(1),str1)
str2 = ['(',num2str(round(freq_peaks(2).*1e-
9,3)),'GHz ,',num2str(round(S21_peaks(2),2)),'dB)\rightarrow'];
```

```
text(freq_peaks(2).*1e-
9,S21_peaks(2),str2,'HorizontalAlignment','right')
grid on
xlabel('Frequency (GHz)')
ylabel('S_2_1 (dB)')
title(['\Deltaf is ',num2str(Delta_peaks*1e-6),' MHz'])

hold off
```

4. S21_comp_2reso_1nivel.m

```
%Comparativas S21 2 resonadores 1 nivel
close all
clc
clear

[S21_peaks_No_sample,freq_peaks_No_sample,Delta_peaks_No_sample] =
analyzer_S21param_2reso_1nivel('S21_NO_SAMPLE.s2p');
[S21_peaks_RO3003_SI_CELO,freq_peaks_RO3003_SI_CELO,Delta_peaks_RO300
3_SI_CELO] =
analyzer_S21param_2reso_1nivel('S21_RO3003_SI_CELO.s2p');
[S21_peaks_RO4003_SI_CELO,freq_peaks_RO4003_SI_CELO,Delta_peaks_RO400
3_SI_CELO] =
analyzer_S21param_2reso_1nivel('S21_RO4003_SI_CELO.s2p');
[S21_peaks_ISOLA_SI_CELO,freq_peaks_ISOLA_SI_CELO,Delta_peaks_ISOLA_S
I_CELO] = analyzer_S21param_2reso_1nivel('S21_ISOLA_SI_CELO.s2p');
[S21_peaks_FR4_SI_CELO,freq_peaks_FR4_SI_CELO,Delta_peaks_FR4_SI_CELO
] = analyzer_S21param_2reso_1nivel('S21_FR4_SI_CELO.s2p');
[S21_peaks_acetona3,freq_peaks_acetona3,Delta_peaks_acetona3] =
analyzer_S21param_2reso_1nivel('S21_acetona3_SAMPLE.s2p');

%Variación Delta_f_resononcia(Er)

Er_aire = 1;
Er_RO3003 = 3;
Er_ISOLA = 3.38;
Er_RO4003 = 3.55;
Er_FR4 = 4.34;
Er_Acetona = 21.13;

figure
hold on
grid on
grid minor

ylabel('\Deltaf(MHz)')
xlabel('E_r')

Delta_peaks_muestras = [Delta_peaks_No_sample
Delta_peaks_RO3003_SI_CELO...
    Delta_peaks_ISOLA_SI_CELO Delta_peaks_RO4003_SI_CELO...
    Delta_peaks_FR4_SI_CELO Delta_peaks_acetona3].*1e-6;
Er_muestras = [Er_aire Er_RO3003 Er_ISOLA Er_RO4003 Er_FR4
Er_Acetona];
plot(Er_muestras,Delta_peaks_muestras,'bo')

p_opt = polyfit(Er_muestras(1:end), Delta_peaks_muestras(1:end),1);
```

```
y_opt = polyval(p_opt,1:30);
plot(1:30, y_opt, 'g','Linewidth', 2)

legend('Measured values',sprintf(['\\Deltaf_a_p_r_o_x =',
num2str(p_opt(1))...
    ,'·Er+', num2str(p_opt(2))]),'Location','northwest');

axis([1 30 min(y_opt)*0.80 max(y_opt)*1.01])
```

5. analyzer_S21param_one_peak.m

```
function [S21_peak,freq_peak] = analyzer_S21param_one_peak(file_name)
%Importar datos
Sparam = sparameters(file_name);
S21_dB = 20*log10(abs(rfparam(Sparam,2,1)));
freq = Sparam.Frequencies;
figure
hold on
grid on
plot(freq*1e-9,S21_dB,'b')
xlabel('Frequency (GHz)')
ylabel('S_2_1 (dB)')
S21_peak = max(S21_dB);
freq_peak = freq(find(S21_peak == S21_dB));
plot(freq_peak*1e-9,S21_peak,'ro')
str1 = ['\leftarrow(',num2str(round(freq_peak*1e-
9,3)),'GHz ,',num2str(round(S21_peak,2)),'dB)'];
text(freq_peak*1e-9,S21_peak,str1)
hold off
```

6. S21_comp_2reso_2niveles.m

```
%Comparativas S21 2 resonadores 2 niveles
close all
clear
clc
[S21_peak_Aire,freq_peak_Aire] =
analyzer_S21param_one_peak('S21_2NIVELLS_BRIDAS.S2P');
[S21_peak_Isopropil,freq_peak_Isopropil] =
analyzer_S21param_one_peak('S21_2NIVELLS_BRIDAS_ISOPROPIL.S2P');
[S21_peak_Acetona,freq_peak_Acetona] =
analyzer_S21param_one_peak('S21_2NIVELLS_BRIDAS_ACETONA.S2P');
[S21_peak_Methanol,freq_peak_Methanol] =
analyzer_S21param_one_peak('S21_2NIVELLS_BRIDAS_METHANOL.S2P');
[S21_peak_Agua,freq_peak_Agua] =
analyzer_S21param_one_peak('S21_2NIVELLS_BRIDAS_AGUA.S2P');

%Variacion f_resononcia(Er)

Er_aire = 1;
Er_Isopropil = 4.38;
Er_acetona = 21.13;
Er_methanol = 29;
Er_water = 80.29;

figure
```

```
hold on
grid on
grid minor

f_peak_muestras = [freq_peak_Aire freq_peak_Isopropil
freq_peak_Acetona freq_peak_Methanol freq_peak_Agua].*1e-9;
Er_muestras = [Er_aire Er_Isopropil Er_acetona Er_methanol Er_water];
plot(Er_muestras,f_peak_muestras,'bo')

axis([min(Er_muestras) max(Er_muestras) min(f_peak_muestras)*0.99
max(f_peak_muestras)*1.01])
ylabel('Frequency (GHz)')
xlabel('E_r')
legend('Measured values')

hold off
```

7. analyzer_S21param_one_peak_v2.m

```
%Importar datos
Sparam = sparameters(file_name);
S21_dB = 20*log10(abs(rfparam(Sparam,2,1)));
freq = Sparam.Frequencies;
figure
hold on
grid on
plot(freq*1e-9,S21_dB,'b')
xlabel('Frequency (GHz)')
ylabel('S_2_1 (dB)')
possible_position_peak = freq < 1.51e9 & freq > 1.1e9;
S21_peak = max(S21_dB(possible_position_peak));
freq_peak = freq(find(S21_peak == S21_dB));
plot(freq_peak*1e-9,S21_peak,'ro')
str1 = ['\leftarrow(',num2str(round(freq_peak*1e-
9,3)),'GHz ,',num2str(round(S21_peak,2)),'dB)'];
text(freq_peak*1e-9,S21_peak,str1)
hold off
```

8. S21_comp_1reso.m

```
%Comparativas S21 1 resonador
close all
clear
clc
[S21_peak_Aire,freq_peak_Aire] =
analyzer_S21param_one_peak_v2('S21_nosample.S2P');
[S21_peak_Isopropil,freq_peak_Isopropil] =
analyzer_S21param_one_peak_v2 ('S21_Isopropil.S2P');
[S21_peak_Acetona,freq_peak_Acetona] =
analyzer_S21param_one_peak_v2('S21_acetona.S2P');
[S21_peak_Methanol,freq_peak_Methanol] =
analyzer_S21param_one_peak_v2('S21_methanol.S2P');
[S21_peak_Agua,freq_peak_Agua] =
analyzer_S21param_one_peak_v2('S21_agua.S2P');

%Variacion f_resononcia(Er)
```

```
Er_aire = 1;
Er_Isopropil = 4.38;
Er_acetona = 21.13;
Er_methanol = 29;
Er_water = 80.29;

figure
hold on
grid on
grid minor

ylabel('Frequency (GHz)')
xlabel('E_r')

f_peak_muestras = [freq_peak_Aire freq_peak_Isopropil
freq_peak_Acetona freq_peak_Methanol freq_peak_Agua].*1e-9;
Er_muestras = [Er_aire Er_Isopropil Er_acetona Er_methanol Er_water];
plot(Er_muestras,f_peak_muestras,'bo')

p_opt = polyfit(Er_muestras(1:end), f_peak_muestras(1:end),1);
y_opt = polyval(p_opt,1:80);
plot(1:80, y_opt, 'g','Linewidth', 2)
axis([min(Er_muestras) max(Er_muestras) min(f_peak_muestras)*0.99
max(f_peak_muestras)*1.01])

legend('Measured values',sprintf(['f_p_e_a_k_ _a_p_r_o_x =',
num2str(p_opt(1)),'·Er+', num2str(p_opt(2))]));

hold off
```

B. Gantt

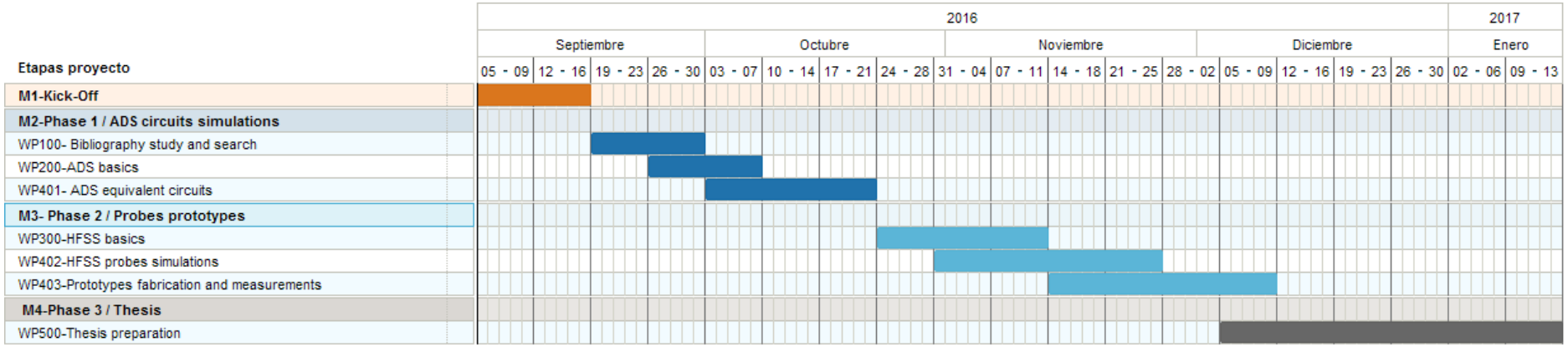


Diagrama de Gantt

C. Tareas, Hitos y Work Packages

Project: Permittivity measurement using coupled microstrip resonators	WP ref: (WP100)	
Major constituent: Bibliography study and search	Sheet 1 of 5	
Short description: - Becoming familiar with the topic - Basic knowledge about microstrip resonators	Planned start date: 19/09/2016 Planned end date: 30/09/2016	
	Start event: 19/09/2016 End event: 30/09/2016	
Internal task T1: "Basics of Measuring the Dielectric Properties of Materials" Keysight Technologies Application Note, Keysight Literature Number 5989-2589EN Internal task T2: Hong, J.-S., Microstrip Filters for RF/Microwave Applications, 2nd Edition, Wiley, New York, 2011.	Deliverables:	Dates:

Project: Permittivity measurement using coupled microstrip resonators	WP ref: (WP200)	
Major constituent: ADS Basics	Sheet 2 of 5	
Short description: - Basic knowledge about Advanced Design System - First tests	Planned start date: 26/09/2016 Planned end date: 07/10/2016	
	Start event: 26/09/2016 End event: 07/10/2016	
Internal task T1:	Deliverables:	Dates:

Project: Permittivity measurement using coupled microstrip resonators	WP ref: (WP300)	
Major constituent: HFSS Basics	Sheet 3 of 5	
Short description: - Basic knowledge about High Frequency Structural Simulator - First tests	Planned start date: 24/10/2016 Planned end date: 11/11/2016	
	Start event: 24/10/2016 End event: 11/11/2016	
Internal task T1:	Deliverables:	Dates:

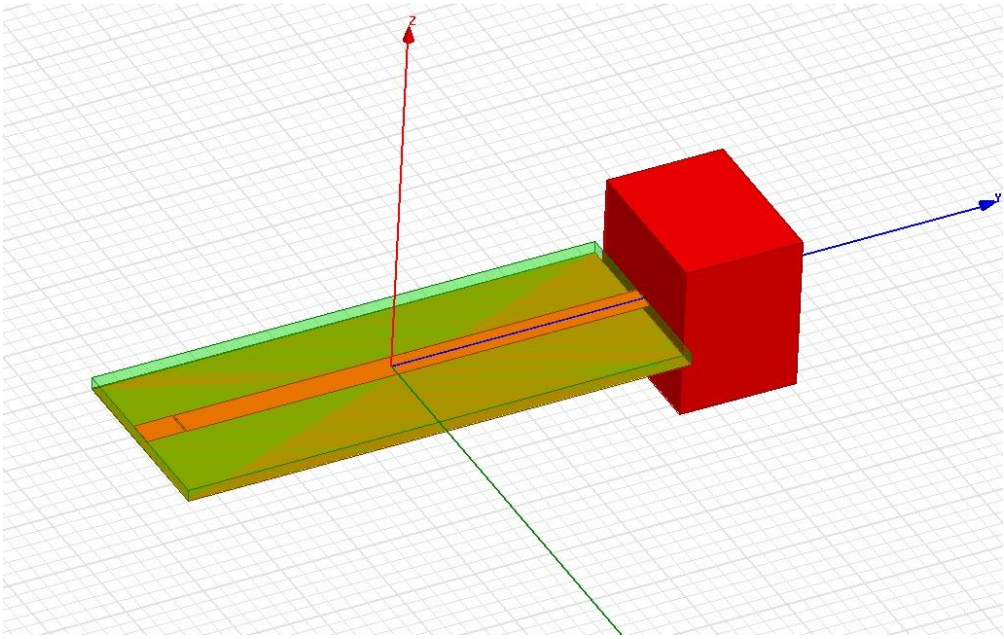
Project: Permittivity measurement using coupled microstrip resonators	WP ref: (WP400)	
Major constituent: Probe design	Sheet 4 of 5	
Short description: - Design, simulation and creation of the probes with the different software (ADS and HFSS).	Planned start date: 03/10/2016 Planned end date: 09/12/2016	
	Start event: 03/10/2016 End event: 09/12/2016	
Internal task T1: ADS equivalent circuits Internal task T2: HFSS simulations Internal task T3: Prototypes fabrication and measurements	Deliverables:	Dates:

Project: Permittivity measurement using coupled microstrip resonators	WP ref: (WP500)	
Major constituent: Documentation	Sheet 5 of 5	
Short description: - Deliverables of required documentation.	Planned start date: 12/09/2016 Planned end date: 13/01/2017	
	Start event: 12/09/2016 End event: 13/01/2017	
Internal task T1: Proposal and Workplan Internal task T2: Critical Review Internal task T3: Final Report	Deliverables:	Dates:

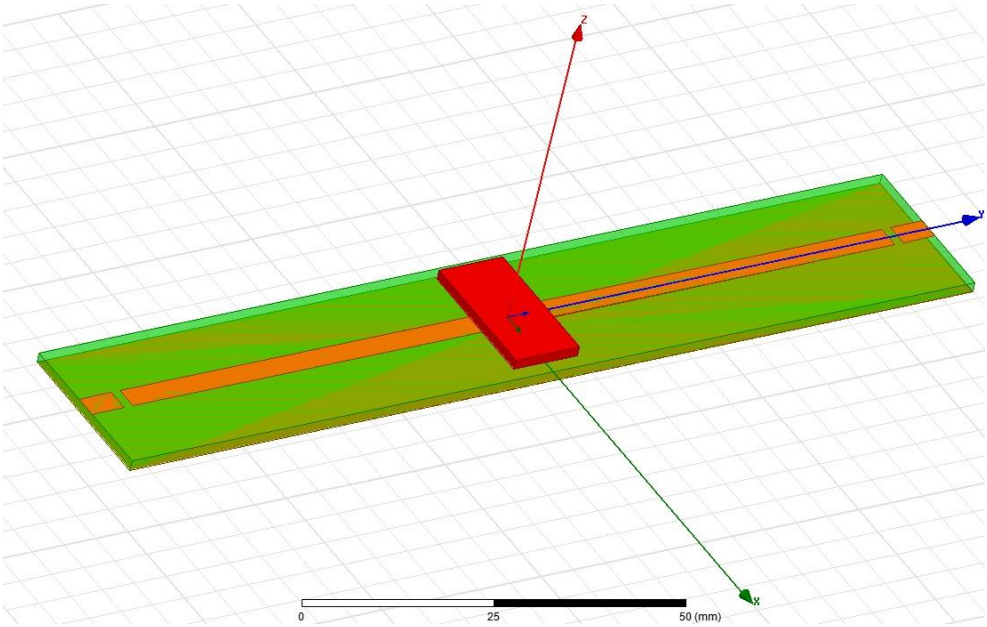
Milestones

WP#	Task#	Short title	Milestone / deliverable	Date (week)
100		Bibliography study and search		1
200		ADS Basics		2
300		HFSS Basics		6
400		Probes designs		3
500		Documentation		1

D. Posición de las muestras

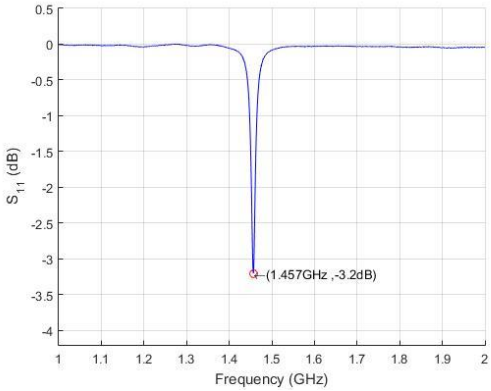
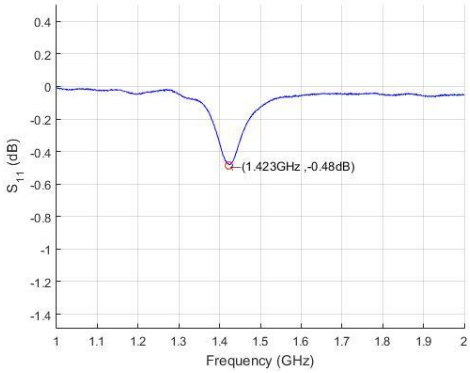
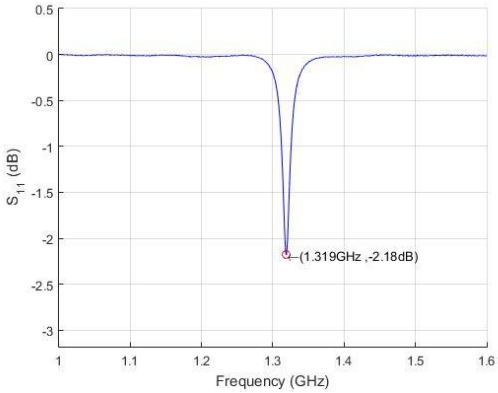
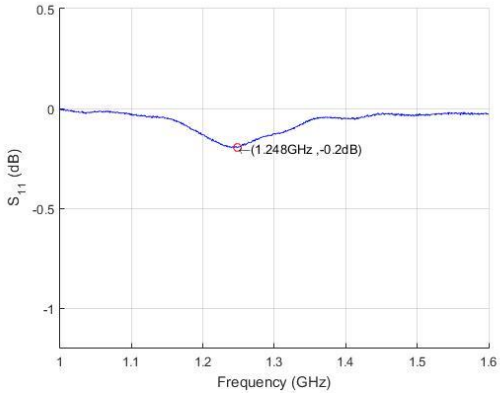
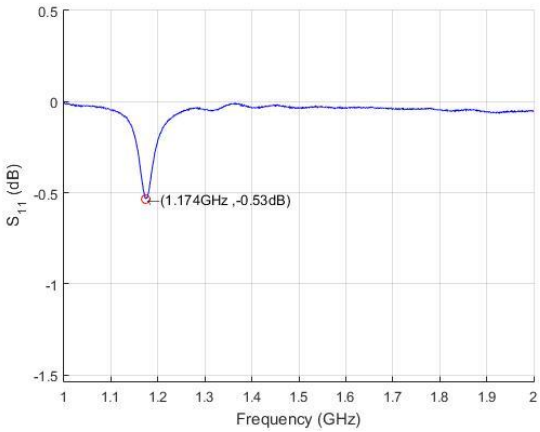


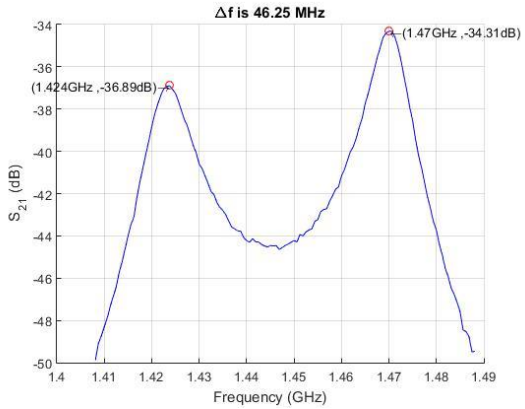
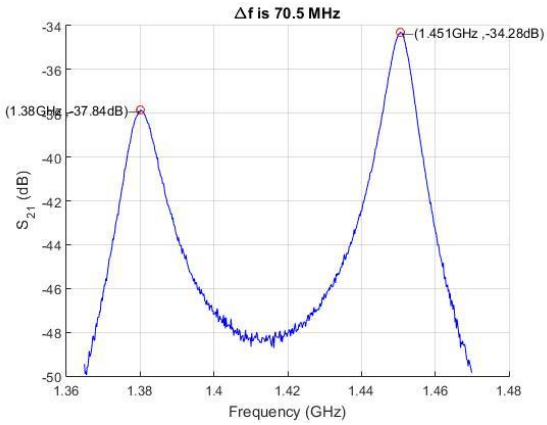
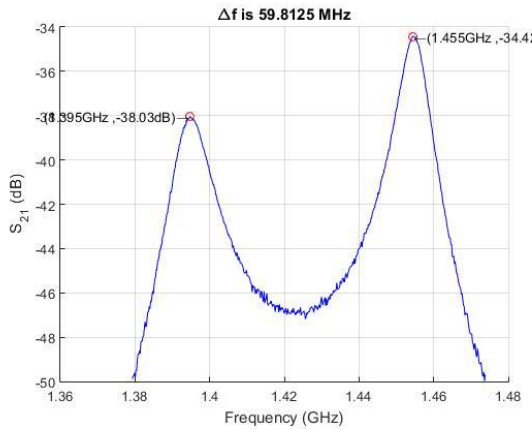
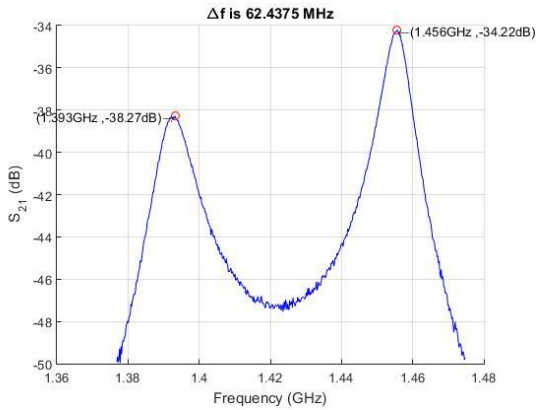
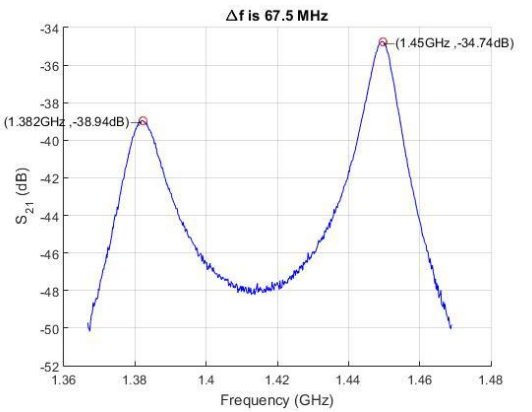
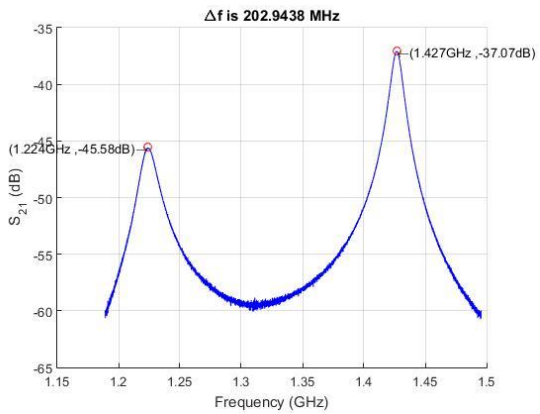
Diseño A con la muestra (prisma rojo), esta posición es similar en los diseños C y D



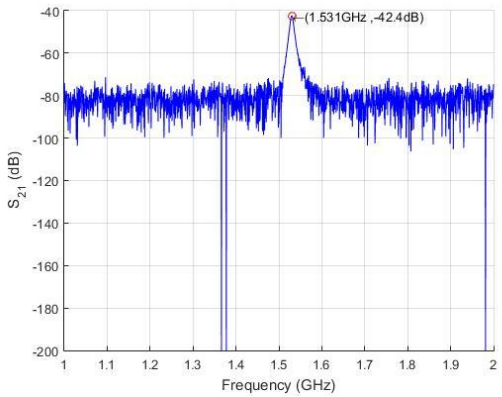
Diseño B con la muestra (prisma rojo)

E. Resultados

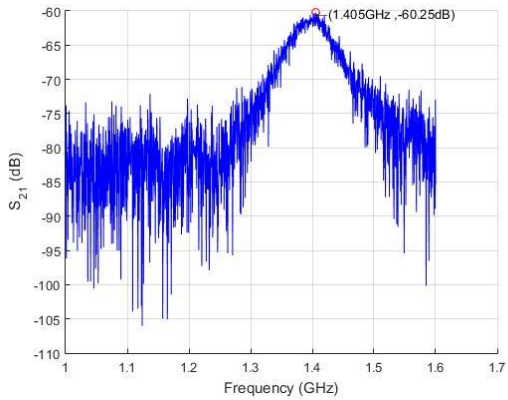
Diseño A	
	
Aire	Isopropil
	
Acetona	Metanol
	
Agua destilada	

Diseño B	
	
Aire	RO3003
	
ISOLA	RO4003C
	
FR4	Acetona

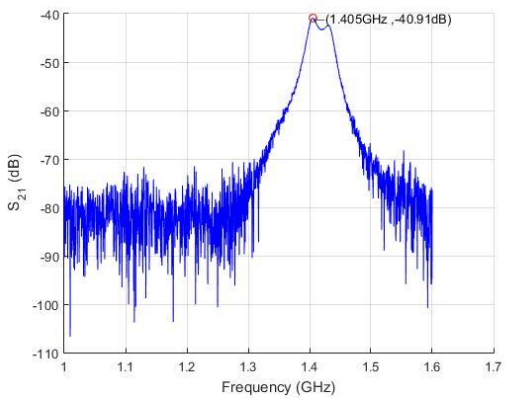
Diseño C



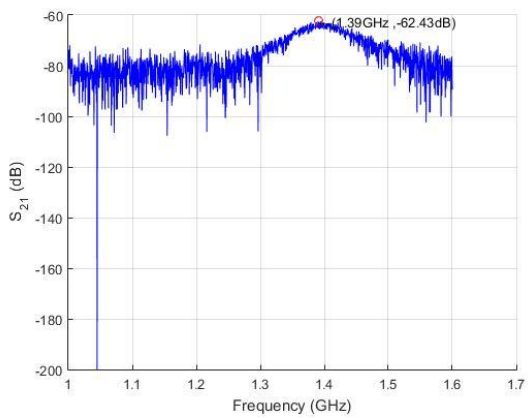
Aire



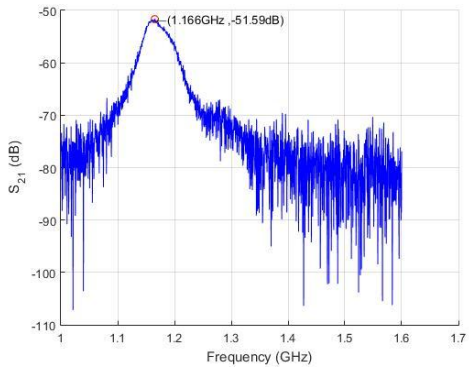
Isopropil



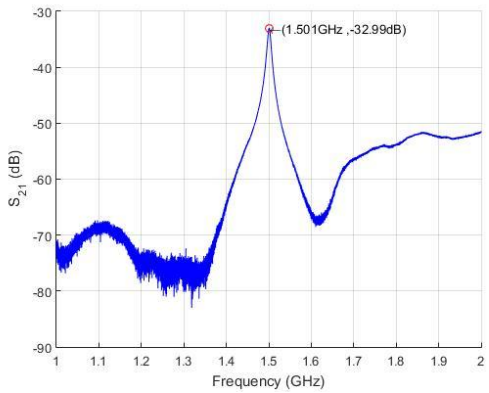
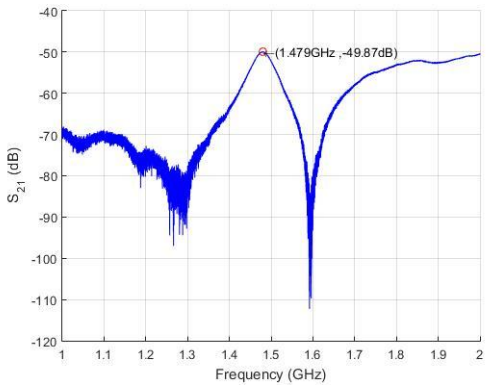
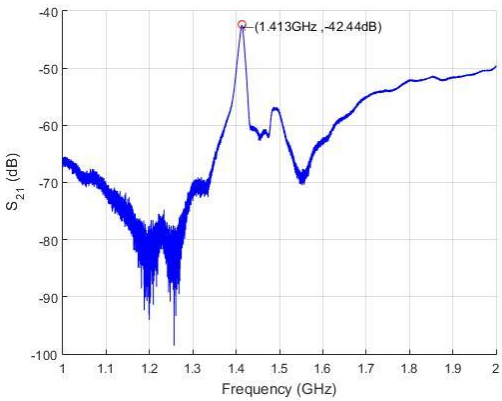
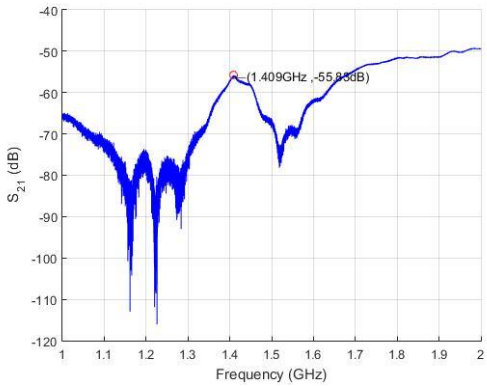
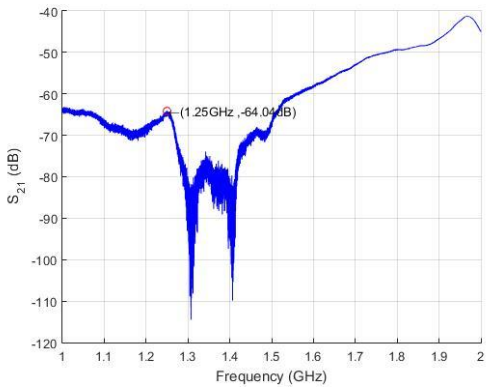
Acetona



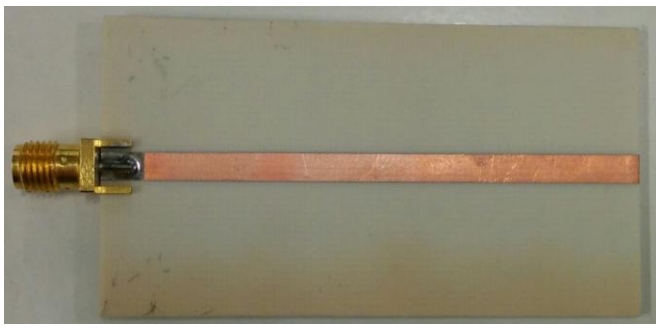
Metanol



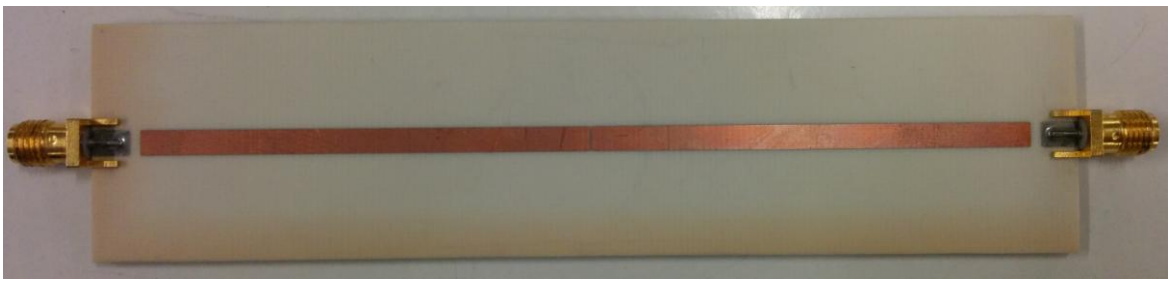
Agua destilada

Diseño D	
	
Aire	Isopropil
	
Acetona	Metanol
	
Agua destilada	

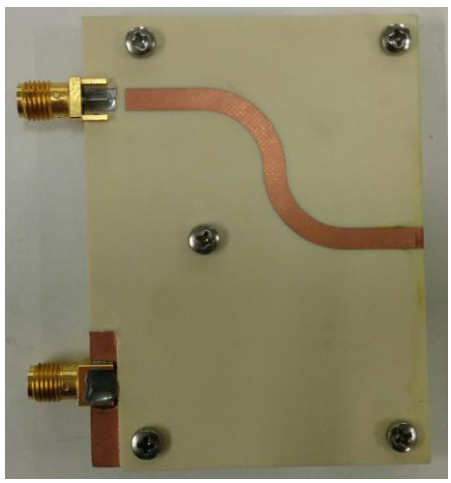
F. Fotos de los Diseños



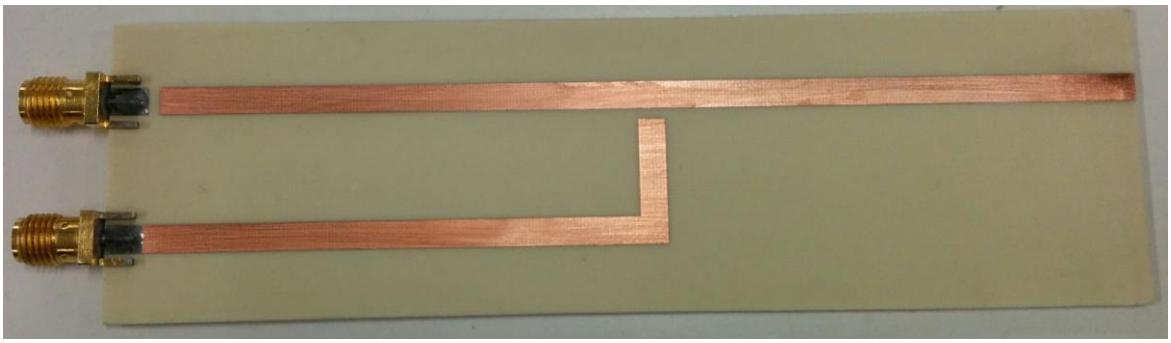
Diseño A



Diseño B



Diseño C



Diseño D

Glosario

ADS - Advanced Design System

HFSS – High Frequency Structural Simulator

ETSETB – Escola Tècnica Superior d'Enginyeria de Telecomunicació de Barcelona

UPC – Universitat Politècnica de Catalunya

RF – Radio Frecuencia

MUT – Material Under Test

PCB – Printed Circuit Board

TFG – Trabajo Final de Grado

LT – Línea de Transmisión

MW - MicroWave

EM – Electromagnético

3D- Tres Dimensiones

FEM- Finite Element Method