

PROYECTO FIN DE GRADO

TÍTULO: DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE NUEVOS SENSORES DIELECTRICOS DE MICROONDAS, BASADO EN RESONADOR TIPO SIR (STEPPED IMPEDANCE RESONATOR)

AUTOR/A: LUCÍA ARROGANTE MOSTACERO

TITULACIÓN: GRADO EN INGENIERÍA DE SISTEMAS DE TELECOMUNICACIÓN

TUTOR/A: MARTA GIL BARBA

CO-TUTOR/A: ANA PALLARES VILAR

DEPARTAMENTO: DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA AUDIOVISUAL Y COMUNICACIONES

VºBº TUTOR/A

Miembros del Tribunal Calificador:

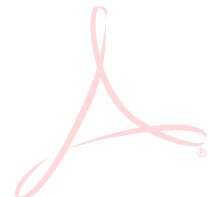
PRESIDENTE/A: JAIME SANCHO ARAGÓN (ITE)

TUTOR/A: MARTA GIL BARBA (IAC)

SECRETARIO/A: FRANCISCO AZNAR BALLESTA (IAC)

Fecha de lectura: 23 DE ENERO DE 2025

Calificación:



El Secretario/La Secretaria,

RESUMEN

El potencial de los muchos tipos de sensores basados en distintas tecnologías para la recopilación de datos de magnitudes tanto físicas como químicas ha despertado un creciente interés en la comunidad científica durante los últimos años. Los avances en este ámbito tecnológico han abierto nuevas posibilidades en relación con la obtención de información del medio. En este contexto, los sensores dieléctricos de microondas emergen como una propuesta innovadora que utiliza las propiedades dieléctricas de los materiales bajo estudio y las ondas de microondas para medir diferentes tipos de variables.

Mediante la interacción de las ondas electromagnéticas con los materiales, estos sensores detectan cambios en parámetros dieléctricos de los materiales como la permitividad dieléctrica, lo que facilita la interpretación y medición de las variables del entorno. Gracias a su capacidad para realizar mediciones no invasivas, rápidas y precisas, presentan ventajas significativas frente a métodos tradicionales, que suelen requerir contacto físico o la alteración de las muestras.

Aunque actualmente su presencia en el mercado es limitada, los beneficios de estos sensores podrían transformar sectores como la sanidad, el medioambiental, la automoción o la industria alimentaria. Utilizando sus capacidades de medición precisa en aplicaciones como la detección de contaminantes en alimentos o la medición de variables ambientales, creando nuevas oportunidades de investigación y desarrollo.

Este trabajo de fin de grado, “Diseño e implementación de nuevos sensores dieléctricos de microondas, basado en resonador tipo SIR (Stepped Impedance Resonator)”, se centra en la exploración un nuevo diseño de sensores dieléctricos de microondas que incorpora una cavidad en el sustrato debajo de la zona sensible de un resonador tipo SIR, donde se pretende posicionar el material bajo estudio para intentar maximizar la sensibilidad del dispositivo en la detección de variaciones de la permitividad dieléctrica, realizando un análisis de las tecnologías involucradas y sus posibles aplicaciones futuras.

Uno de los propósitos de este proyecto es profundizar en las características de diseño que pudieran favorecer la innovación tecnológica mencionada, así como en los retos que aún deben superarse para su adopción y comercialización efectiva. A través de este estudio, se busca aportar un punto de partida sólido que permita a futuras líneas de trabajo investigar el potencial de esta tecnología en distintas áreas.

Los resultados obtenidos muestran un aumento significativo de la sensibilidad en los diseños que incorporan la cavidad en el sustrato, frente a los que no presentan dicha modificación. Los resultados expuestos en esta investigación han sido desarrollados a través de dos programas de simulación descritos más adelante. Por este motivo, se espera que las conclusiones derivadas de este estudio sean posteriormente verificadas experimentalmente por futuras investigaciones.

ABSTRACT

The potential of the many types of sensors based on different technologies for the collection of data on both physical and chemical quantities has attracted increasing interest in the scientific community in recent years. Advances in this technological field have opened up new possibilities for obtaining information from the environment. In this context, microwave dielectric sensors emerge as an innovative proposal that uses the dielectric properties of the materials under study and microwave waves to measure different types of variables.

Through the interaction of electromagnetic waves with materials, these sensors detect changes in dielectric parameters of materials such as dielectric permittivity, which facilitates the interpretation and measurement of environmental variables. Thanks to their ability to perform non-invasive, fast and accurate measurements, they offer significant advantages over traditional methods, which often require physical contact or disturbance of samples.

Although their market presence is currently limited, the benefits of these sensors could transform sectors such as healthcare, environmental, automotive and food industries. Using their precise measurement capabilities in applications such as the detection of contaminants in food or the measurement of environmental variables, creating new research and development opportunities.

This final degree project, 'Design and implementation of new microwave dielectric sensors, based on SIR (Stepped Impedance Resonator)', focuses on the exploration of a new design of microwave dielectric sensors that incorporates a cavity in the substrate under the sensitive area of a SIR resonator, where the material under study is positioned to try to maximise the sensitivity in the detection of dielectric variations of the device, carrying out an analysis of the technologies involved and their possible future applications.

One of the purposes of this project is to study the design characteristics that could favour the aforementioned technological innovation, as well as the challenges that still need to be overcome for its adoption and effective commercialisation. Through this study, the aim is to provide a solid starting point that will allow future lines of work to investigate the potential of this technology in different areas.

The results obtained show a significant increase in sensitivity in the designs that incorporate the cavity in the substrate, compared to those without this modification. The results presented in this research have been developed using two simulation programs described below. For this reason, it is expected that the conclusions derived from this study will be further verified experimentally by future research.

ÍNDICE DE CONTENIDOS

RESUMEN	1
ABSTRACT	3
ÍNDICE DE FIGURAS	7
LISTA DE ACRÓNIMOS	11
LISTA DE SÍMBOLOS	13
1. INTRODUCCIÓN	15
1.1 Marco y motivación del proyecto.....	15
1.2 Objetivos técnicos y académicos	15
1.3 Estructura del resto de la memoria	16
2. MARCO TECNOLÓGICO	17
2.1 Introducción física-teórica.....	17
2.1.1 Introducción a las características electromagnéticas de los materiales.....	17
2.1.2 Tecnología Microstrip.....	19
2.2 Sensores y resonadores.....	23
2.2.1 Clasificación de los sensores.....	23
2.2.2 Clasificación de los resonadores.....	26
2.2.3 Sensibilidad y detección de variaciones dieléctricas.....	29
2.2.4 El sustrato y el material bajo estudio (MUT).....	31
2.3 Herramientas de diseño asistido por ordenador.....	33
2.3.1 Sistema de diseño avanzado, PathWave ADS.....	33
2.3.2 Software de simulación de estructuras de alta frecuencia, ANSYS HFSS.....	36
2.3.3 Aplicación dentro del proyecto.....	37
2.4 Especificaciones y restricciones de diseño	37
3. DESCRIPCIÓN DE LA SOLUCIÓN PROPUESTA	39
3.1 Fase 1: Diseño del modelo en ADS.....	39
3.1.1 Adaptación de la línea de transmisión principal.....	39
3.1.2 Diseño del resonador tipo SIR.....	41
3.2 Fase 2: Diseño del modelo en HFSS.....	43
3.2.1 Preparación del sistema de contorno.....	43
3.2.2 Ajuste del resonador tipo SIR	50
4. RESULTADOS Y CONCLUSIONES	51
4.1 Planteamiento	51
4.1.1 Obtención de resultados	51
4.1.2 Recopilación de resultados	52
4.2 Conclusiones	71
4.2.1 Trabajos futuros	72
5. IMPACTO DEL PROYECTO	75
6. REFERENCIAS	77
ANEXO	79
A.1 Presupuesto	79

ÍNDICE DE FIGURAS

<i>Figura 1. Línea de transmisión microstrip con una tira conductora de ancho W, impresa en un sustrato dieléctrico de espesor h y permitividad ϵ_r conectado a tierra.</i>	19
<i>Figura 2. Líneas de campo eléctrico (E) y magnético (H) presentes en una línea de transmisión microstrip. Imagen extraída de [3].</i>	19
<i>Figura 3. Circuito de un solo puerto con generador de voltaje (V_s), resistencia equivalente de Thévenin (R_0) e impedancia de carga (Z_l). Imagen extraída de [4].</i>	21
<i>Figura 4. Caracterización de impedancias con parte real positiva contenidas en la circunferencia unidad definida por ρ. Imagen extraída de [4].</i>	22
<i>Figura 5. Circuito equivalente de un cuadripolo. Imagen extraída de [4].</i>	23
<i>Figura 6. Bandas de frecuencia de acuerdo con el estándar IEEE para RADAR. Imagen extraída de [5].</i>	25
<i>Figura 7. Esquema del principio de trabajo de sensores de variación de frecuencia con configuración banda eliminada. Imagen extraída de [5].</i>	26
<i>Figura 8. Esquema del principio de trabajo de sensores de variación de frecuencia con configuración paso banda. Imagen extraída de [5].</i>	26
<i>Figura 9. Topologías típicas de resonadores complementarios. (a) DB-DGS (Dumbbell-shaped Defect Ground Structure). (b) CSRR (Complementary Split Ring Resonator). Imagen extraída de [7].</i>	27
<i>Figura 10. Topologías típicas de un SRR (Split-Ring Resonator). Imagen extraída [8].</i>	27
<i>Figura 11. Topologías típicas y circuitos equivalentes sin pérdidas. (a) SIR (Step-Impedance Resonator). (b) SISS, Step-Impedance Shunt Stub. (c) SIR plegado (folded SIR). Imagen extraída de [5].</i>	28
<i>Figura 12. (a) Topología de un SISS con línea de transmisión. (b) Circuito equivalente con capacitancia acoplada (C_c). Imagen extraída de [18].</i>	30
<i>Figura 13. Topología de un CSRR-SISS con línea de transmisión y su circuito equivalente con impedancia característica (Z_0) y longitud eléctrica (Kl) de la línea de transmisión, inductancia (L) y capacitancia (C) del resonador tipo SIR e inductancia (L_c) y capacitancia (C_c) del resonador CSRR. Imagen extraída de [19].</i>	31
<i>Figura 14. Distinción entre sensores invasivos/no invasivos e intrusivos/no intrusivos. Imagen extraída de [5].</i>	32
<i>Figura 15. Vista lateral del dispositivo propuesto. Imagen extraída de [18].</i>	32
<i>Figura 16. Barrido de frecuencia en ADS con asignación de rango de frecuencias y número de muestras.</i>	34
<i>Figura 17. Herramienta Line Calc en ADS.</i>	35
<i>Figura 18. Distribución de capas en ADS: plano de masa (0 millimeter), sustrato (Dielectric_1 (4.6) 1.27 millimeter), resonador (cond) y MUT (AIR).</i>	36
<i>Figura 19. Representación gráfica en ADS. Los marcadores M1 y M2 señalan los parámetros S_{11} (azul) y S_{21} (rosa) respectivamente a la frecuencia de trabajo de una LDT.</i>	40
<i>Figura 20. Representación de la carta de Smith en ADS. El marcador M2 señala el parámetro S_{11} de la LDT.</i>	40

<i>Figura 21. Resonador tipo SIR y dimensiones de diseño en ADS.....</i>	<i>41</i>
<i>Figura 22. Representación gráfica en ADS. Los marcadores M1 y M2 señalan los parámetros S_{11} (azul) y S_{21} (rosa) respectivamente a la frecuencia de resonancia, $f_0 = 1$ GHz, de un resonador tipo SIR.</i>	<i>42</i>
<i>Figura 23. Figura (no a escala) del sistema de contorno V2-HFSS con la capa SIR: plano de masa, sustrato, SIR (modelo B), MUT y aire.</i>	<i>43</i>
<i>Figura 24. Figura a escala para ilustrar las dimensiones del sistema de contorno V2-HFSS... </i>	<i>44</i>
<i>Figura 25. Vista lateral (no a escala) del sistema de contorno V2-HFSS: plano de masa, sustrato, SIR, MUT y aire.....</i>	<i>45</i>
<i>Figura 26. Distribución de capas (no a escala) en HFSS del sistema de contorno V3-HFSS: plano de masa, sustrato inferior, MUT, sustrato superior y aire.</i>	<i>46</i>
<i>Figura 27. Distribución de capas (no a escala) en HFSS del sistema de contorno V3-HFSS: plano de masa, sustrato inferior, MUT, sustrato superior, SIR (modelo C) y aire.</i>	<i>47</i>
<i>Figura 28. Dimensiones a escala del sistema de contorno V3-HFSS.</i>	<i>48</i>
<i>Figura 29. Vista lateral (no a escala) del sistema de contorno V3-HFSS: aire, plano de masa(bottom), sustrato, MUT, resonador y aire.</i>	<i>49</i>
<i>Figura 30. Representación gráfica en HFSS. Los marcadores M1 y M2 señalan los parámetros S_{11} (rojo) y S_{21} (verde) respectivamente a la frecuencia de resonancia, $f_0 = 1$ GHz, de un resonador tipo SIR.</i>	<i>50</i>
<i>Figura 31. Figuras a escala. (a) Modelo A en V2-HFSS. (b) Modelo C en V2-HFSS.....</i>	<i>53</i>
<i>Figura 32. Variación de S_r [%] en función de ϵ_{MUT} del Modelo A en los programas ADS (azul) y HFSS (rojo).</i>	<i>54</i>
<i>Figura 33. Variación de S_r [%] en función de ϵ_{MUT} del Modelo C en los programas ADS (azul) y HFSS (rojo).</i>	<i>55</i>
<i>Figura 34. Figuras a escala. (a) Modelo A en V3-HFSS. (b) Modelo B en V3-HFSS. (c) Modelo C en V3-HFSS.</i>	<i>56</i>
<i>Figura 35. Variación de S_r [%] en función de ϵ_{MUT} del Modelo A en V2-HFSS (rojo) y V3-HFSS (verde).</i>	<i>56</i>
<i>Figura 36. Variación de S_r [%] en función de ϵ_{MUT} del Modelo B en V2-HFSS (rojo) y V3-HFSS (verde).</i>	<i>56</i>
<i>Figura 37. Variación de S_r [%] en función de ϵ_{MUT} del Modelo C en V2-HFSS (rojo) y V3-HFSS (verde).</i>	<i>57</i>
<i>Figura 38. Variación de S_r [%] en función de ϵ_{MUT} para la variación de la geometría de la LBZ del Modelo A (rojo) y del Modelo C (azul) en el sistema de contorno V3-HFSS.</i>	<i>58</i>
<i>Figura 39. Figuras a escala. (a) V3-HFSS con Espesor A. (b) V3-HFSS modificado con espesor D.</i>	<i>59</i>
<i>Figura 40. Vista superior a escala. (a) V3-HFSS con Espesor A. (b) V3-HFSS modificado con Espesor D.....</i>	<i>60</i>
<i>Figura 41. Gráfica de S_r [%] en función de ϵ_{MUT} para la variación de h_{MUT}.....</i>	<i>60</i>
<i>Figura 42. Gráfica de S [MHz] en función de ϵ_{MUT} para la variación de h_{MUT}.</i>	<i>61</i>
<i>Figura 43. Figuras a escala. V3-HFSS para Espesor D con Modelo C (izquierda). V4-HFSS para Espesor D con Modelo D (derecha).</i>	<i>63</i>
<i>Figura 44. Gráfica de S_r [%] en función de ϵ_{MUT} para la variación de ϵ_{SUS}.</i>	<i>64</i>

Figura 45. Figuras a escala. V4-HFSS con Modelo D (izquierda). V5-HFSS con Modelo D (derecha).....	66
Figura 46. Gráfica de S_r [%] en función de ϵ_{MUT} para el aumento de h_{MUT} con $h_{inf} = h_{sup}$	67
Figura 47. Gráfica de S_r [%] en función de ϵ_{MUT} para el aumento de h_{MUT} con variación de h_{inf}	68
Figura 48. Gráfica de S_r [%] en función de ϵ_{MUT} para el aumento de h_{MUT} con variación de h_{sup}	69
Figura 49. Gráfica de S_r [%] en función de ϵ_{MUT} para el aumento de h_{MUT} con variación de h_{sup}	70
Figura 50. Gráfica de S_r [%] en función de ϵ_{MUT} del diseño óptimo propuesto.	73

LISTA DE ACRÓNIMOS

ACRÓNIMO	DEFINICIÓN
ADS	<i>Advanced Design System</i>
AF	Alta Frecuencia
CAD	Diseño asistido por ordenador (<i>Computer-Aided Design</i>)
CSRR	<i>Complementary Split Ring Resonator</i>
2D	Bidimensional
3D	Tridimensional
DB-DGS	<i>Dumbbell-shaped Defect Ground Structure</i>
DGS	<i>Defect Ground Structure</i>
EDA	Automatización del diseño electrónico (<i>Electronic Design Automation</i>)
EM	Electromagnético
ETSIST	Escuela Técnica Superior de Ingeniería y Sistemas de Telecomunicación
FEM	Método de elementos finitos (<i>Finite Element Method</i>)
HFSS	<i>High Frequency Structure Simulator</i>
IAC	Ingeniería Audiovisual y Comunicaciones
LAZ	Línea de alta impedancia
LBZ	Línea de baja impedancia
LDT	Línea de transmisión
MoM	Método de momentos (<i>Method Of Moments</i>)
MUT	Material bajo estudio (<i>Material Under Test</i>)
ODS	Objetivos de Desarrollo Sostenible
RF	Radio Frecuencia
SI	<i>Stepped Impedance</i>
SISS	<i>Step-Impedance Shunt Stub</i>
SIR	<i>Stepped Impedance Resonator</i>
SMA	<i>SubMiniature version A</i>
SRR	<i>Split-Ring Resonator</i>
UHF	Frecuencia ultra alta (<i>Ultra-High Frequency</i>)
UPM	Universidad Politécnica de Madrid

LISTA DE SÍMBOLOS

SÍMBOLO	DEFINICIÓN
B	Densidad de flujo magnético
C	Capacitancia
D	Densidad de flujo eléctrico
E	Intensidad de campo eléctrico
f	Frecuencia
f_0	Frecuencia de resonancia
H	Intensidad de campo magnético
J	Corriente de conducción
L	Inductancia
Q	Factor de calidad
S	Sensibilidad absoluta
S_r	Sensibilidad relativa
S_{11}	Parámetro de reflexión de un dispositivo de dos puertos
S_{21}	Parámetro de transmisión de un dispositivo de dos puertos
T	Coefficiente de transmisión
v_p	Velocidad de fase
ω	Frecuencia angular
Z	Impedancia
Z_0	Impedancia característica
β	Constante de propagación
\emptyset	Longitud eléctrica
\emptyset_0	Longitud eléctrica característica
μ	Permeabilidad magnética
ϵ	Permitividad dieléctrica
σ	Conductividad
λ	Longitud de onda
Δ	Diferencial
ρ	Coefficiente de reflexión

1. INTRODUCCIÓN

1.1 Marco y motivación del proyecto

El departamento de Ingeniería Audiovisual y Comunicaciones (IAC) de la Escuela Técnica Superior de Ingeniería y Sistemas de Telecomunicación (ETSIST), Universidad Politécnica de Madrid (UPM), como parte de la tesis doctoral de Ana Pallares Vilar y de la investigación de Marta Gil Barba, ha propuesto diversos trabajos de fin de grado para la contribución al estudio de los sensores dieléctricos de microondas.

Este proyecto en particular, centrado en el diseño e implementación de nuevos de sensores dieléctricos de microondas, basado en resonador tipo SIR (Stepped Impedance Resonator). Así como parte de líneas de investigación anteriores, el estudio de Sergio Atienza Bedmar [1], basado en los metamateriales y su uso combinado con este tipo de sensores.

La idea propuesta se enmarca en un área tecnológica en auge durante los últimos años, los sensores dieléctricos de microondas han sido objeto de múltiples estudios enfocados en la mejora y optimización de sus diseños, funcionalidades y prestaciones. Dentro de dichas funcionalidades, se encuentra la detección de variaciones en la permitividad dieléctrica de los materiales, siendo interesante el aumento de sensibilidad dependiendo de las posibles aplicaciones.

Es la hipótesis principal de este proyecto que la adición de una cavidad en el sustrato dieléctrico del sensor, donde se posiciona el material bajo estudio, supondría la maximización de sensibilidad del dispositivo como conjunto.

1.2 Objetivos técnicos y académicos

Los objetivos técnicos de este trabajo de fin de grado son los siguientes: en primer lugar, comprobar la hipótesis principal planteada en el proyecto; en segundo lugar, identificar un conjunto de características que mejoren la sensibilidad en el diseño de sensores dieléctricos de microondas, basado en resonador tipo SIR con cavidad en el sustrato. Asimismo, se pretende desarrollar un modelo óptimo de sensor a partir del análisis de los parámetros de diseño más adecuados estudiados durante el desarrollo del trabajo. Por último, se busca crear una base de datos inicial que sirva de referencia para futuras investigaciones en esta área tecnológica.

Desde el punto de vista académico, el alumno adquiere una serie de competencias y habilidades clave, entre las que destacan: la introducción al procedimiento de investigación y el manejo de protocolos experimentales; el desarrollo de habilidades de organización en el trabajo; la capacidad para trabajar en equipo y mantener un trato efectivo con otras personas. Además, el proyecto permite afianzar los conceptos estudiados durante el grado y aprender

nuevas herramientas de diseño asistido por ordenador, ampliando así su formación técnica y profesional.

1.3 Estructura del resto de la memoria

El trabajo de fin de grado se estructura en cinco apartados que permiten abordar de manera ordenada y completa los objetivos planteados. Además, se ofrece un apartado de referencias, sobre las que se ha apoyado el proyecto y un anexo que detalla el presupuesto invertido durante los meses de estudio.

- ***Apartado 1: Introducción.***

En el primer apartado se ofrece un resumen del contexto y la investigación llevada a cabo durante los meses de trabajo.

- ***Apartado 2: Marco tecnológico.***

El segundo apartado se divide en cuatro subapartados claramente diferenciados. En el primer subapartado, se explica los fundamentos matemáticos, físicos y de ingeniería en los que se basa la tecnología desarrollada. En el segundo subapartado, se indaga sobre los sensores dieléctricos de microondas, los resonadores tipo SIR, sus funcionalidades y estudios previos. En el tercer subapartado, se analizan las herramientas software utilizadas para los estudios y simulaciones de la innovación tecnológica planteada. El último subapartado, se trata de ilustrar brevemente las limitaciones identificadas con respecto al desarrollo de la investigación.

- ***Apartado 3: Descripción de la solución propuesta.***

En este apartado, se detallan los diseños elaborados con las herramientas software durante el proceso de estudio. Estos diseños de sensores incluyen, por un lado, diferentes topologías de resonadores tipo SIR y, por otro lado, variaciones de parámetros como el espesor del sustrato o el espesor del material bajo estudio.

- ***Apartado 4: Resultados y conclusiones.***

En este apartado, se recopilan los estudios realizados y se analizan los resultados obtenidos en función de los parámetros de diseño. Finalmente, se elaboran las conclusiones derivadas de los resultados obtenidos y se proponen posibles líneas de investigación futuras para la continuación del estudio de sensores dieléctricos de microondas, con una cavidad en el sustrato.

- ***Apartado 5: Impacto del proyecto.***

En este apartado, se ofrece un abanico de posibilidades de aplicación para la innovación tecnológica planteada, a modo de aportación para la sostenibilidad y compromiso con el desarrollo global.

2. MARCO TECNOLÓGICO

Durante la última década, la tecnología de microondas se encuentra en un periodo de auge y gran cantidad de información recopilada sobre el campo es accesible. En esta sección se describen tanto los medios empleados, como la teoría física que respalda la solución propuesta en este proyecto de fin de grado.

2.1 Introducción física-teórica.

2.1.1 Introducción a las características electromagnéticas de los materiales.

En términos de intensidad de campo eléctrico, E [V/m], y de la unidad de carga eléctrica, que es el Culombio [C], es posible hablar de la densidad de flujo eléctrico, D [C/m²] [2]. Esta D contenida en un material, se define como muestra la expresión (1.1) donde ϵ es la permitividad [F/m] del material.

$$D = \epsilon E \quad (1.1)$$

Es común normalizar el valor de la ϵ del material respecto a la permitividad del vacío, $\epsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12}$ F/m, donde ϵ_r es la permitividad relativa, como se muestra en la expresión (1.2).

$$\epsilon_r = \epsilon / \epsilon_0 \quad (1.2)$$

Análogamente, puede definirse la densidad de flujo magnético, B [Wb/m²] que, al contrario de E que emerge de una fuente de carga, B se asocia con la fuente. Por la ley de Gauss, B a través de una superficie cerrada es cero. Lo que se define dentro del electromagnetismo es la intensidad del campo magnético, H [A/m], como se muestra en la expresión (1.3).

$$B = \mu H \quad (1.3)$$

Siendo B dependiente de la permeabilidad del material, μ [H/m]. Es posible relativizar la permeabilidad de los materiales (μ_r) con respecto a la del vacío, $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ H/m, como muestra la expresión (1.4).

$$\mu_r = \mu / \mu_0 \quad (1.4)$$

Las cargas presentes en los materiales experimentan una fuerza externa sobre ellas al ser sometidas a E . Si la fuerza de E es suficientemente grande, se producirá un desplazamiento de las cargas y en consecuencia una corriente de conducción J , definida por la ley de Ohm del electromagnetismo como muestra la expresión (1.5).

$$J = \sigma E \quad (1.5)$$

J es determinada por la conductividad, σ [S/m], una propiedad de los materiales, despreciable para los aislantes y tendiente a infinito para los conductores como los metales. Aquellos materiales denominados conductores perfectos, apenas necesitan una fuerza eléctrica para generar corriente, son regiones equipotenciales.

Por medio de las conocidas ecuaciones de Maxwell-Faraday y la ley de Ampere, podemos relacionar estos conceptos para definir la constante de propagación (β), la velocidad de fase (v_p) y la longitud de una onda (λ) en un medio. Tal como representan las ecuaciones (1.6), (1.7) y (1.8).

$$\beta = \omega \sqrt{\mu\epsilon} \quad (1.6)$$

$$v_p = 1/\sqrt{\mu\epsilon} \quad (1.7)$$

$$\lambda = 2\pi/\beta \quad (1.8)$$

Con $\omega \equiv$ frecuencia angular = $2\pi f$ [rad/s].

Es necesaria la definición de una nueva constante: la permitividad compleja (ϵ_c), definida en la expresión (1.9).

$$\epsilon_c = \epsilon - j\frac{\sigma}{\omega} \quad (1.9)$$

La expresión (1.9) se puede reescribir como la siguiente expresión (1.10):

$$\epsilon_c = \epsilon' - j\epsilon'' \quad (1.10)$$

Se intuye de esta nueva nomenclatura lo expuesto en la expresión (1.11).

$$\begin{cases} \text{Re}[\epsilon_c] = \epsilon' = \epsilon \\ \text{Imag}[\epsilon_c] = \epsilon'' = \frac{\sigma}{\omega} \end{cases} \quad (1.11)$$

Por último, es posible definir la tangente de pérdidas de un material, $\tan(\delta)$, como la relación entre ϵ' y ϵ'' , mostrada en la expresión (1.12). La parte imaginaria de la ϵ_c representa las pérdidas óhmicas del material relacionadas con la σ del medio.

$$\tan(\delta) = \epsilon''/\epsilon' = \sigma/\omega\epsilon \quad (1.12)$$

Se concluye entonces, que el campo electromagnético (EM) presente en un material, la constante de propagación, la velocidad de fase de las ondas o la longitud de estas, dependen por un lado de los campos E y H generados, y por otro de características propias de los materiales como la conductividad, la permitividad y la permeabilidad.

2.1.2 Tecnología Microstrip.

Es muy común dentro del campo de la ingeniería electrónica de comunicaciones el uso de circuitos impresos basados en líneas microstrip. Las líneas microstrip se utilizan en todo tipo de circuitos de radio frecuencia (RF) como antenas, filtros o amplificadores. Están formadas por una tira conductora metálica sobre un sustrato dieléctrico sobre un plano de masa, como se muestra en la figura 1.

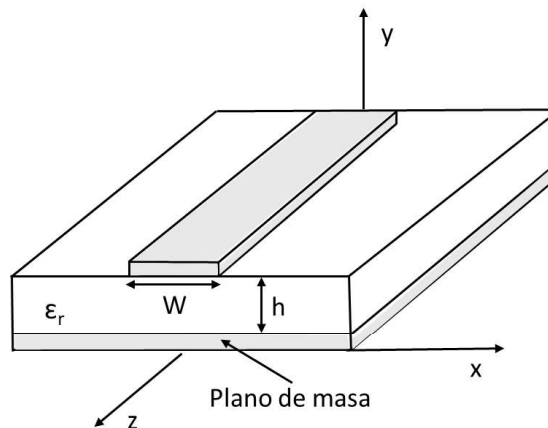


Figura 1. Línea de transmisión microstrip con una tira conductora de ancho W , impresa en un sustrato dieléctrico de espesor h y permitividad ϵ_r conectado a tierra.

Al propagarse una onda EM por la estructura se originan líneas de campo E y H que atraviesan el sustrato y el espacio libre sobre la línea microstrip, como se muestra en la figura 2.

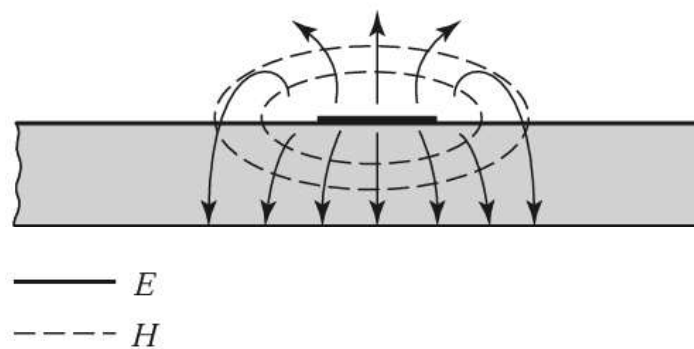


Figura 2. Líneas de campo eléctrico (E) y magnético (H) presentes en una línea de transmisión microstrip. Imagen extraída de [3].

Si la tira conductora de la línea microstrip se encontrara sobre el aire, el comportamiento de propagación de la onda EM sería el del vacío, mostrado a continuación (1.13).

$$\begin{cases} v_p = c \equiv \text{velocidad de la luz en el vacío} = 3 \times 10^8 \text{ m/s} \\ \beta = k_0 \equiv \text{constante de propagación en el vacío} = \omega/c \end{cases} \quad (1.13)$$

Al encontrarse sobre una capa de sustrato dieléctrico de espesor h , siendo h menor que la longitud de la onda ($h < \lambda$), es posible utilizar aproximaciones estandarizadas para v_p y β ,

mostradas en las ecuaciones (1.15) y (1.16) respectivamente. Ambas magnitudes son dependientes de la permitividad efectiva de la línea microstrip (ϵ_{eff}), definida por la expresión (1.14) en función de las características de la línea y de las propiedades del sustrato, ya que las ondas EM atraviesan tanto la línea como el aire.

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 (h/W)}} \quad (1.14)$$

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (1.15)$$

$$\beta = k_0 \sqrt{\epsilon_{eff}} \quad (1.16)$$

En resumen, las líneas de transmisión microstrip presentan un comportamiento EM simple y perfectamente descrito en libros de ingeniería de alta frecuencia (AF). Estas líneas son ampliamente utilizadas en aplicaciones software especializadas para analizar su funcionamiento mediante los parámetros S, los cuales describen la transmisión y reflexión de las ondas a través de los dispositivos en función de la frecuencia.

Es una tecnología sencilla de implementar en circuitos de microondas y accesible económicamente. En la fase de fabricación, cada extremo de la línea de transmisión es provisto de un puerto soldado, para la medición y proporción de señal al dispositivo. Los puertos son normalmente conectores SMA (SubMiniature version A) machos, formados por una cubierta de metal que contiene un material aislante a modo de protección para una malla de cobre y aluminio.

De esta manera es posible conectar, mediante cables coaxiales de 50 Ω , la línea de transmisión a equipos de laboratorio de RF. Equipos como, analizadores de redes o de espectro proporcionan una visión de la respuesta en frecuencia en tiempo real del elemento al que son conectados.

2.1.2.1 Parámetros S.

A diferencia de otros métodos de medición, los parámetros S, son usados para describir circuitos electrónicos sin necesidad de abrir o alterar internamente el circuito [4]. Para explicar la naturaleza de estos parámetros, suele comenzarse por el caso más sencillo, un circuito de un solo puerto como el de la figura 3. Este escenario es comúnmente utilizado para definir también el concepto de coeficiente de reflexión (ρ).

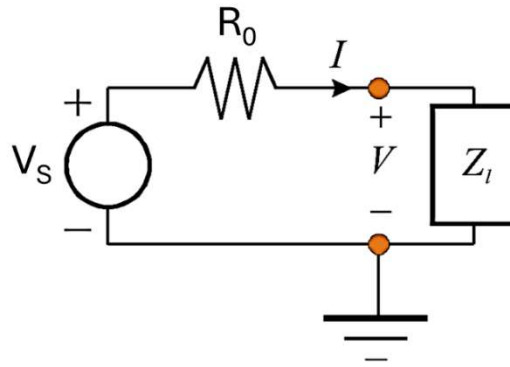


Figura 3. Circuito de un solo puerto con generador de voltaje (V_S), resistencia equivalente de Thévenin (R_0) e impedancia de carga (Z_l). Imagen extraída de [4].

Suponiendo la corriente que llega a la carga (I) como la suma de una corriente incidente (I_i) y una corriente reflejada (I_r), se obtiene la expresión (1.17). Siendo Z_l la impedancia de carga, es decir, la impedancia total de la red de componentes que hay a partir del generador en el circuito.

$$I_r = I_i - I = \frac{V_S}{2R_0} - \frac{V_S}{R_0 + Z_l} = \left(\frac{Z_l - R_0}{Z_l + R_0} \right) \frac{V_S}{2R_0} \quad (1.17)$$

En la expresión (1.18) se define el coeficiente de reflexión (ρ).

$$\rho = \left(\frac{Z_l - R_0}{Z_l + R_0} \right) \quad (1.18)$$

En la expresión (1.19) se muestra ρ tras normalizar impedancias con respecto a R_0 , siendo $Z_{ln} \equiv \text{Impedancia de carga normalizada} = Z_l/R_0$

$$\rho = \frac{Z_{ln} - 1}{Z_{ln} + 1} \quad (1.19)$$

Después de este proceso es posible definir la corriente de carga (I) como muestra la siguiente expresión (1.20).

$$I = (1 - \rho) I_i \quad (1.20)$$

Lo que implica que, cuando no existe corriente reflejada, es decir, cuando $\rho = 0$, toda la corriente incidente del generador llega a la carga.

En esta investigación, interesa más bien entender el significado de estos conceptos y las aplicaciones que pueden tener dentro del campo de las microondas. Gracias a ρ es posible relacionar el valor de la impedancia de carga normalizada, como muestra la expresión (1.21), para, por ejemplo, procurar la adaptación de impedancias y así disminuir al máximo las pérdidas del circuito.

$$Z_{ln} = \left(\frac{1 + \rho}{1 - \rho} \right) R_0 \quad (1.21)$$

Algo que ayuda a comprender el concepto de ρ es que, en la presencia de un corto circuito, $Z_l = 0$ y $\rho = -1$, mientras que para un circuito abierto, $Z_l = \infty$ y $\rho = 1$. En realidad, ρ es un número complejo ($\rho = \rho_r + j \rho_i$) que ayuda a determinar la resistencia real (R_l) y reactancia inductiva o capacitiva (X_l) presente en el resto del circuito, como se ve en la expresión (1.22).

$$Z_{ln} = R_{ln} + j X_{ln} \quad (1.22)$$

Como se muestra en el informe [4], ρ puede representarse gráficamente (ver figura 4) y analíticamente. Mediante herramientas como la Carta de Smith, es posible obtener parámetros como la frecuencia de un elemento resonante o tanque RLC.

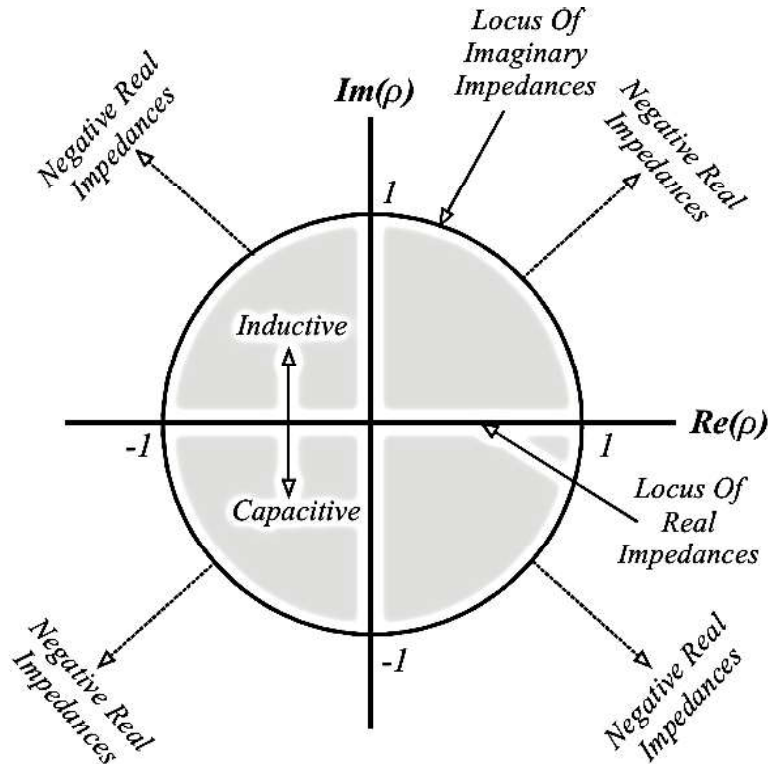


Figura 4. Caracterización de impedancias con parte real positiva contenidas en la circunferencia unidad definida por ρ . Imagen extraída de [4].

De interés para este estudio es el funcionamiento de los circuitos de dos puertos, que denominaremos cuadripolos. Los parámetros S sirven para configuraciones multi puerto, así como para extraer otros parámetros tales como admitancia, impedancia o híbridos.

En una estructura con dos puertos se duplica el número de entradas y salidas de tensión y corriente (ver figura 5). La atención debe ser centrada hacia las ondas reflejadas e incidentes, que describen el comportamiento de transmisión y reflexión del cuadripolo, pudiendo así caracterizar elementos como sus pérdidas de inserción.

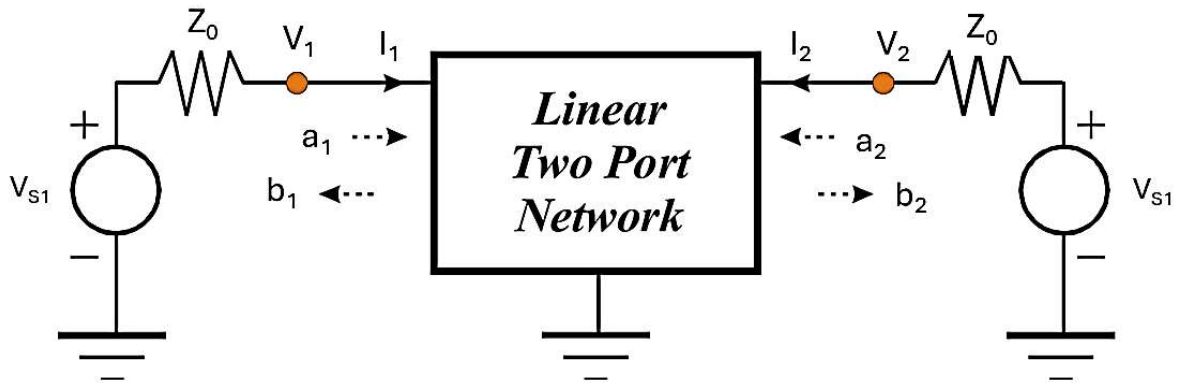


Figura 5. Circuito equivalente de un cuadripolo. Imagen extraída de [4].

Con respecto a la figura, a_i y b_i corresponden a las ondas incidentes y reflejadas del i -puerto respectivamente. Podemos por fin, nombrar la matriz de parámetros S que se muestra a continuación en la expresión (1.23).

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (1.23)$$

La resolución de la matriz define a la perfección el circuito. Donde S_{ii} es el parámetro de reflexión en el i -puerto, y S_{ij} es el parámetro de transmisión desde el j -puerto al i -puerto.

En este trabajo de fin de grado se trabaja con circuitos pasivos (sensores, resonadores o líneas de transmisión), es decir, sin componentes activos (transistores o amplificadores) y considerados en teoría, eléctricamente simétricos. Su transmisión de señal es bidireccionalmente idéntica del i -puerto al j -puerto, que del j -puerto al i -puerto. En términos de los parámetros S , la simetría eléctrica se define como se muestra a continuación (1.24). [3].

$$\begin{cases} S_{ii} = S_{ii} \\ S_{ij} = S_{ji} \end{cases} \quad (1.24)$$

Para considerar la simetría de un dispositivo, este debe ser pasivo y sin pérdidas. En la práctica, es posible permitir una pequeña pérdida de energía debido a características de los materiales.

2.2 Sensores y resonadores.

En este subapartado del marco tecnológico, se expone una clasificación de sensores y resonadores en función de diversas características, como el área de aplicación o el principio de funcionamiento entre otras.

2.2.1 Clasificación de los sensores.

Las tecnologías de detección o sensores perciben una variable y transmiten información sobre ella. Según la magnitud de interés existen distintos tipos: ópticos, acústicos, magnéticos, mecánicos, eléctricos o electromagnéticos [5]. Dentro de los sensores del rango de

microondas se reconocen dos modalidades: remotos (basados en tecnología RADAR) y no remotos.

En este punto, la clasificación empieza a elevar exponencialmente las combinaciones de cara al diseño de posibles sensores: planares o no planares, de contacto o sin contacto, cableados o inalámbricos, relativos o absolutos, resonantes o no resonantes y de modo transmisión o reflexión.

Los sensores denominados *In Situ* o *no remotos*, son comúnmente diseñados y utilizados para la caracterización dieléctrica de materiales, siendo posible pero no necesario el contacto entre el dispositivo y el material bajo estudio (MUT, del inglés Material Under Test). Sin embargo, se requiere proximidad suficiente para que las microondas generadas por el dispositivo interactúen con el MUT y el campo EM sea alterado, obteniendo modificaciones en variables de salida del sensor. Por ejemplo, la frecuencia de resonancia (f_0) o el factor de calidad (Q) dependen de la permitividad del medio que los rodea, lo que resulta útil para la caracterización dieléctrica de líquidos, gases o sólidos.

Guías de ondas, cavidades resonantes o sondas coaxiales conforman los modelos denominados no planares. Los prototipos planares se componen de líneas de transmisión y otros elementos, normalmente se opta por uno o varios resonadores planares ya que resultan más sensibles, precisos y económicos que los elementos sensibles no resonantes.

En modo reflexión, se trabaja con la información de un único puerto; en modo transmisión, se necesita la información proveniente de al menos dos puertos. La variable de salida puede ser el coeficiente de reflexión o transmisión en magnitud o fase.

Aquellos sensores denominados relativos realizan medidas cuantificadas con respecto a un valor de referencia. Los verdaderos sensores relativos son una pareja de elementos que tratan de prevenir errores de medición derivados de sensibilidades cruzadas o estímulos externos. Los nombrados sensores absolutos proporcionan valores absolutos de medida, sin relación a un valor de referencia. Existe una tercera clasificación, los comparadores, que indican la existencia o ausencia de cambios en las medidas realizadas. [6]

El dispositivo bajo estudio de este proyecto se define como un sensor de microondas *In Situ* planar en modo transmisión basado en un resonador como elemento sensor. Este dispositivo es carácter relativo y estará dedicado a la detección de variaciones dieléctricas según lo descrito anteriormente.

Factores como el presupuesto o el área de estudio de los dispositivos, determinan características de diseño en cuestión de banda de frecuencia, de aplicación o de principio de trabajo.

Los sensores de microondas son capaces de abarcar un amplio espectro de frecuencias, aunque es común establecer un rango específico de interés. Por ejemplo, el dispositivo de este proyecto oscila entre la banda UHF (del inglés, Ultra-High Frequency) que abarca desde 300 MHz hasta 1GHz y la banda L que continúa el espectro hasta 2 GHz (ver figura 6).

La principal razón de que el sensor diseñado en este estudio trabaje en dicho rango de frecuencia, es el tamaño. Trabajar a frecuencias más bajas aumenta significativamente las dimensiones de los circuitos planares. Operar a frecuencias más altas de las indicadas, supondría un problema, ya que reduciría considerablemente las medidas de fabricación de los dispositivos bajo estudio. Es en estas bandas donde se encuentra un equilibrio calidad-precio adecuado para esta investigación.

IEEE Standard Radar Band Nomenclature		
Designation	Frequency	Wavelength
HF	3 – 30 MHz	100 m – 10 m
VHF	30 – 300 MHz	10 m – 1 m
UHF	300 – 1000 MHz	100 cm – 30 cm
L Band	1 – 2 GHz	30 cm – 15 cm

Figura 6. Bandas de frecuencia de acuerdo con el estándar IEEE para RADAR. Imagen extraída de [5].

Con relación al principio de trabajo, el sensor de estudio encajaría en el grupo más popular, los sensores de variación de frecuencia. El funcionamiento del sensor es el de un filtro. Al trabajar este dispositivo en modo transmisión, la información más relevante se encuentra dentro del parámetro S_{21} . El comportamiento del dispositivo observado en configuración paso banda (ver figura 8) muestra un pico, mientras que en configuración banda eliminada se obtiene un pico de rechazo de banda o notch (ver figura 7), ambos a la altura de f_0 .

En las figuras 7 y 8 puede observarse que el autor define las curvas del comportamiento del sensor en frecuencia como w/MUT , siendo $w/0$ MUT, la f_0 para un MUT de referencia en comparación con un MUT distinto.

Al haber cambios en la permitividad compleja del MUT (ϵ_{MUT}), se observa en la variable de salida S_{21} el cambio de valor en frecuencia de la variable de interés f_0 . Así como este cambio en frecuencia está íntimamente relacionado con la parte real de la ϵ_{MUT} , siendo esta la constante dieléctrica del MUT (ϵ'_{MUT}); la profundidad del pico o notch está relacionada con la parte imaginaria de la ϵ_{MUT} , muchas veces referida directamente como la $\tan(\delta)$ del MUT, que relaciona ambas partes real e imaginaria de la ϵ_c de un material. Además, la anchura del pico o notch depende del factor de calidad (Q) del propio resonador.

Es posible concluir que el dispositivo estudiado en este proyecto se define como un sensor de variación de frecuencia en configuración de banda eliminada, operando entre las bandas UHF y L.

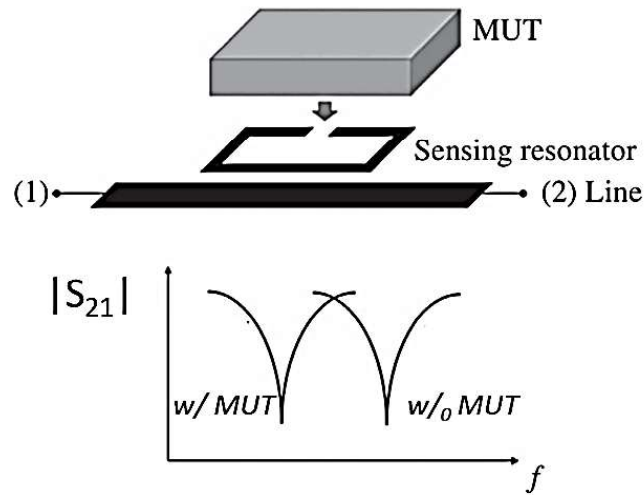


Figura 7. Esquema del principio de trabajo de sensores de variación de frecuencia con configuración banda eliminada. Imagen extraída de [5].

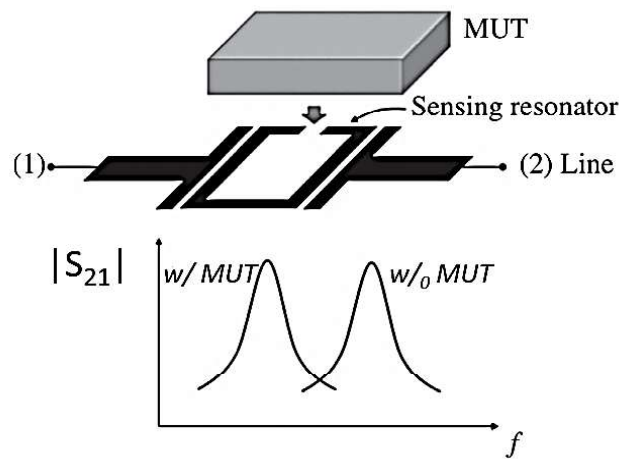


Figura 8. Esquema del principio de trabajo de sensores de variación de frecuencia con configuración paso banda. Imagen extraída de [5].

2.2.2 Clasificación de los resonadores.

Una vez determinado el tipo de sensor, se continúa con el estudio del elemento de sensibilidad. Este elemento determina la región de sensibilidad y en gran medida la magnitud o calidad de esta. En este estudio el elemento seleccionado será un resonador excitado por el campo que atraviese la línea de transmisión principal microstrip.

Hay que determinar algunas características del elemento resonante. Por ejemplo, la longitud eléctrica diferencia los resonadores distribuidos (líneas de transmisión resonadoras de cuarto y media onda) de los semi-concentrados. Los primeros tienen elementos reactivos (capacitores e inductores) a lo largo de toda la estructura física, por ello, cuando la longitud de la línea es un múltiplo de la longitud de onda de la señal, la resonancia no se concentra en un solo punto, sino que está distribuida por toda la longitud del resonador. Los segundos son

preferidos por su menor tamaño y mayor región de sensibilidad. Igualmente, ambos pueden ser descritos por su circuito equivalente, un tanque resonante LC (ver expresión 1.25).

$$f_0 = 1/2\pi\sqrt{LC} \quad (1.25)$$

Dentro de los resonadores planares semi-concentrados se diferencian dos ramas, metálicos o complementarios. Los segundos también denominados DGS (del inglés *Defect Ground Structure*), son estructuras grabadas en el plano de masa de las líneas de transmisión. Estos resonadores son menos sensibles a las variaciones de permitividad que los resonadores metálicos, aunque diversos estudios han determinado características y combinaciones favorables para estos elementos con resultados satisfactorios. Por ejemplo, para los resonadores de tipo DB-DGS (Dumbbell-shaped Defect Ground Structure) y CSRR (Complementary Split Ring Resonator) mostrados en la figura 9 [7].

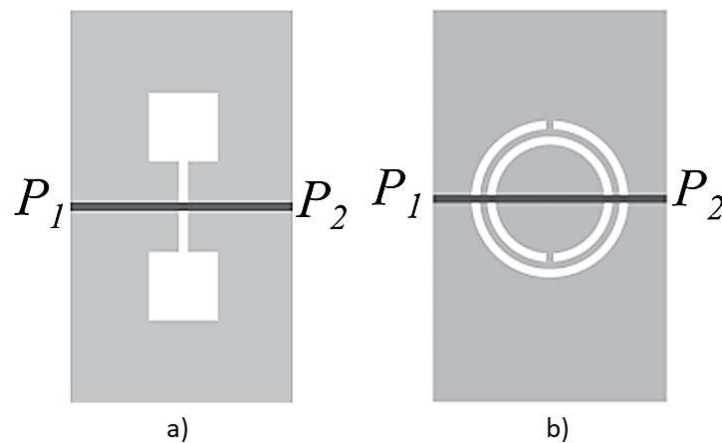


Figura 9. Topologías típicas de resonadores complementarios. (a) DB-DGS (Dumbbell-shaped Defect Ground Structure). (b) CSRR (Complementary Split Ring Resonator). Imagen extraída de [7].

Existen prototipos metálicos de excelentes resultados, que no forman parte del estudio de este proyecto. Un ejemplo muy popular es el denominado SRR (Split-Ring Resonator), la versión metálica del CSRR complementario mostrado en la figura 10, con aplicaciones interesantes sobre su uso conjunto en el diseño de nuevos filtros de microondas [8].



Figura 10. Topologías típicas de un SRR (Split-Ring Resonator). Imagen extraída [8].

Una forma común dentro de los resonadores semi-concentrados metálicos son los resonadores de saltos de impedancia SI del inglés, Stepped Impedance. Entre los que se

encuentran el SIR (Step-Impedance Resonator), el SISS, (Step-Impedance Shunt Stub) y SIR plegado (Folded SIR), mostrados en la figura 11 junto con su circuito equivalente sin pérdidas, siendo el SISS la topología bajo estudio de este trabajo de fin de grado.

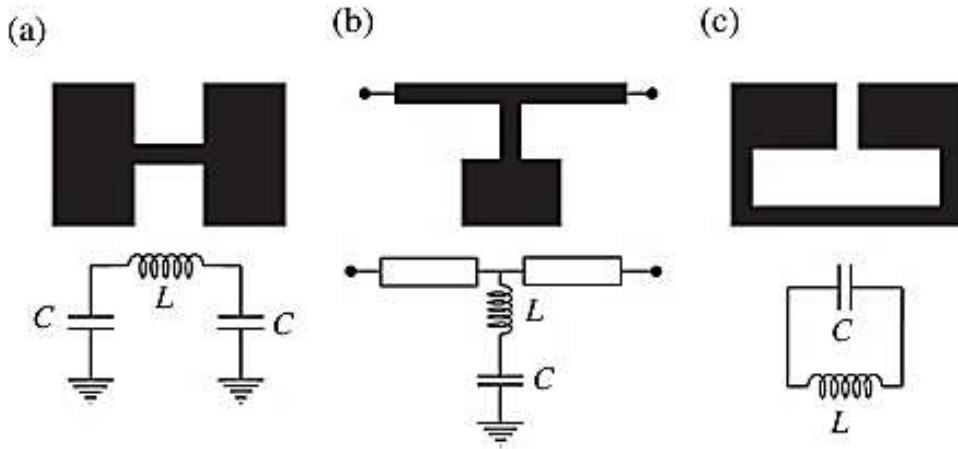


Figura 11. Topologías típicas y circuitos equivalentes sin pérdidas. (a) SIR (Step-Impedance Resonator). (b) SISS, Step-Impedance Shunt Stub. (c) SIR plegado (folded SIR). Imagen extraída de [5].

Los resonadores de tipo SI están formados por pistas conductoras de diferentes tamaños. Las tiras anchas tienen menor impedancia y alta capacitancia, las estrechas tienen mayor impedancia y alta inductancia. Cuando el contraste de impedancias aumenta, la longitud eléctrica disminuye y mejor puede separarse la parte inductiva de la capacitiva, manteniendo el valor de f_0 .

Sin embargo, cuando el contraste de impedancias es bajo, la distribución de impedancia se vuelve uniforme a lo largo de su longitud y el modelo común SIR se comporta como un resonador de media onda. Ambos modelos presentan una pared eléctrica en su plano de simetría, donde el campo EM es nulo pero el voltaje es máximo a los lados; el resonador de media onda ubica este punto en su centro. Para ser excitados, el plano debe ser atravesado perpendicularmente por un campo eléctrico variable en el tiempo, induciendo el desplazamiento de cargas y generando una diferencia de potencial máxima a ambos lados de la pared eléctrica. Esta diferencia de potencial es lo que excita el modo resonante de la estructura, generando las ondas estacionarias que definen el comportamiento resonante. Es decir, el resonador empieza a oscilar a su frecuencia natural.

La comunidad científica por medio de estudios como el presente, investiga las propiedades y aplicaciones potenciales de los SIR a través de nuevas configuraciones [9].

La topología SISS estudiada en este proyecto de fin de grado, es una versión derivada del modelo explicado anteriormente que tiene un tamaño eléctrico menor ya que se conecta en paralelo con la línea de transmisión, lo que permite un ajuste de impedancias más elevado. Análogamente, este dispositivo se asemeja al resonador de longitud de cuarto de onda cuando el contraste de impedancias es bajo. Las características de este modelo han servido para

inspirar el diseño de distintos tipos de dispositivos con altas prestaciones, como la supresión de armónicos [10],[11],[12].

Finalmente, en el caso del SIR plegado, los parches de capacitancia se encuentran orientados uno en frente del otro simétricamente, con una región de ranura entre ambos. Este punto es el más sensible a las variaciones de sensibilidad ya que una gran parte de las líneas del campo eléctrico están situadas justo encima de ella, un fenómeno denominado *edge-coupled capacitance* en inglés. Por este motivo la sensibilidad de un resonador SIR plegado es mayor que la sensibilidad de un resonador SIR o SISS.

La inductancia está determinada por las dimensiones de la tira estrecha. La capacitancia está dada por el tamaño de los parches capacitivos y la distancia entre ellos (la ranura). Esto significa que el comportamiento inductivo y capacitivo están físicamente diferenciados en el diseño, lo que ayuda a ajustar y controlar las propiedades del resonador.

Por supuesto, esta versión aislada o en combinación con resonadores complementarios ha protagonizado otras investigaciones centradas en el desarrollo del filtrado [13],[14],[15],[16].

Se concluye finalmente la selección del elemento resonante, un resonador semi-concentrado metálico de tipo SISS, debido a tamaño, coste, precisión, facilidad de manipulación, banda de frecuencia y minimización de pérdidas.

2.2.3 Sensibilidad y detección de variaciones dieléctricas.

Al inicio de este apartado se definieron los sensores como dispositivos que transmiten información sobre una variable que son capaces de percibir. Entre las distintas aplicaciones de los sensores de microondas planares, es de interés para este estudio la detección de variaciones en la permitividad dieléctrica del medio que los rodea.

Hay diferentes métodos para la detección de variaciones en la ϵ_{MUT} , uno de ellos es por medio de la variación en frecuencia. La visualización del comportamiento del resonador se refleja en el parámetro de transmisión S_{21} por medio de un pico o notch a la altura de f_0 , valor que varía según el MUT presente. Al producirse una variación del MUT, es decir, de la ϵ_{MUT} , las capacitancias propias de los tanques LC, a los que son equivalentes los resonadores, desplazan en frecuencia el polo de transmisión introducido y f_0 cambia de valor [17].

Esta aplicación de los sensores de microondas puede tener múltiples funciones. En esta investigación, la sensibilidad es la principal característica bajo estudio. Aquellos modelos capaces de notificar los cambios más insignificantes del MUT serán valorados positivamente.

En este proyecto de fin de grado, se va a definir la sensibilidad absoluta (S) como la cuantificación de la variación de f_0 en función de la variación ϵ_{MUT} (ver expresión 1.26).

$$S = \frac{\Delta f_0}{\Delta \epsilon_{MUT}} \quad (1.26)$$

Además, se va a definir la sensibilidad relativa (S_r), como la normalización de S en función de f_0 de referencia, (ver expresión 1.27).

$$S_r = \frac{\Delta f_0 / f_0}{\Delta \epsilon_{MUT}} \quad (1.27)$$

Por desgracia, incluso en los resonadores semi-concentrados, aparecen otras capacitancias parásitas acopladas que contribuyen al valor de f_0 pero que en cambio no reaccionan al cambio de ϵ_{MUT} , lo que degrada su S [18].

La figura 12 muestra el ejemplo de un sensor de una línea de transmisión microstrip con un SISS conectado, que presenta una capacitancia acoplada (C_L) a su tanque LC y la expresión (1.28) define su f_0 en función de C_L .

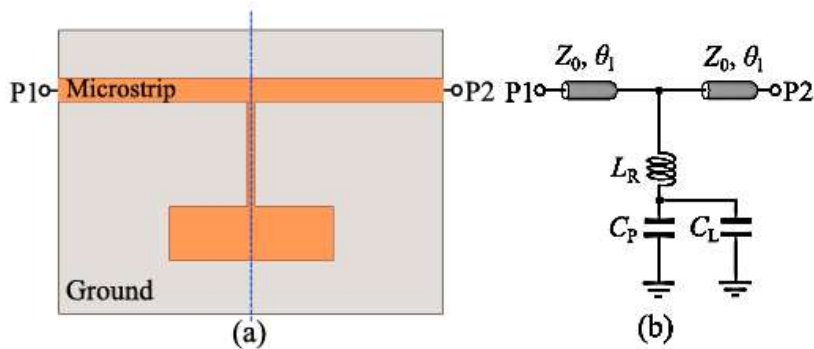


Figura 12. (a) Topología de un SISS con línea de transmisión. (b) Circuito equivalente con capacitancia acoplada (C_L). Imagen extraída de [18].

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_R(C_P+C_L)}} \quad (1.28)$$

Este problema que limita la S del dispositivo y en consecuencia el perfeccionamiento de este en cuestión de calidad para algunas aplicaciones puede abordarse de diferentes formas [6],[18],[19].

En la figura 13 se muestra un sensor, formado por una línea de transmisión microstrip unida a un resonador tipo SISS rodeado por un CSRR. Para poder eliminar la capacitancia acoplada (C_x), es necesario que las líneas de E generadas por el parche del SISS se amolden a la región metálica interior del CSRR. Esto es posible cuando las dimensiones del CSRR son mayores que las del parche capacitivo del SISS [19].

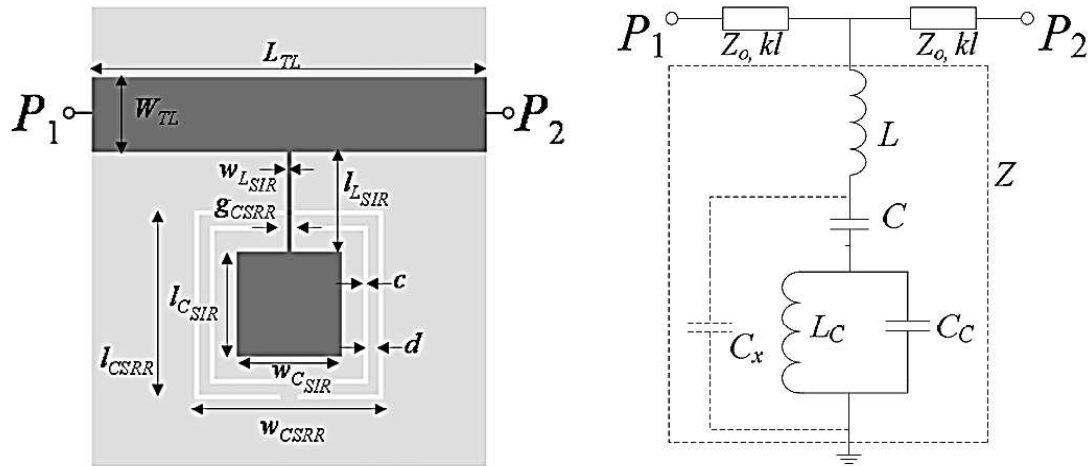


Figura 13. Topología de un CSRR-SISS con línea de transmisión y su circuito equivalente con impedancia característica (Z_0) y longitud eléctrica (kl) de la línea de transmisión, inductancia (L) y capacitancia (C) del resonador tipo SIR e inductancia (L_c) y capacitancia (C_c) del resonador CSRR. Imagen extraída de [19].

La respuesta en frecuencia de esta combinación presenta dos ceros de transmisión y un polo entre medias de ellos (ver expresión 1.29). Uno de los polos está en DC y el otro viene dado por la f_0 del CSRR.

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_c C_c}} \quad (1.29)$$

Los ceros deberían estar situados a los lados de ω_p , en las frecuencias dadas por las soluciones de $Z = 0$, donde la impedancia del CSRR se define a continuación en la expresión (1.30).

$$Z = j \left(L\omega - \frac{1}{C\omega} - \frac{L_c\omega}{L_c C_c \omega^2 - 1} \right) \quad (1.30)$$

Gracias a esta solución, los autores concluyen que este sensor será de alta sensibilidad para la caracterización dieléctrica [19]. En el siguiente epígrafe se expone la propuesta inicial de este proyecto para aumentar la S de un dispositivo sensor basado en un resonador tipo SISS.

2.2.4 El sustrato y el material bajo estudio (MUT).

Finalmente, a modo de conclusión de este subapartado, se expone información relevante sobre el sustrato del dispositivo. La condición determinante de esta investigación se centra en un nuevo diseño del material dieléctrico sobre el que se posiciona el material conductor. Bajo la zona sensible del resonador se perforará el sustrato una cavidad en forma de prisma rectangular donde se albergará el MUT.

Merece la pena considerar diferentes opciones sobre la interacción del MUT con el elemento sensor. Por ello, con ayuda de la figura 14, se redefine el contacto del sensor con el MUT como un diseño invasivo en el medio. Es decir, un modelo invasivo sería aquel en el que el sensor entra en contacto directo con el MUT. Independientemente de la invasión o no, la posición del dispositivo con respecto al MUT se redefine como intrusión o no intrusión del elemento

en el MUT. Es decir, haya o no contacto entre el sensor y el MUT, si el dispositivo se encuentra en el espacio que contiene al MUT, el modelo se considerará intrusivo con respecto al MUT.

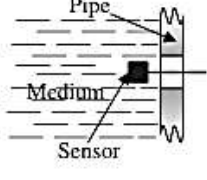
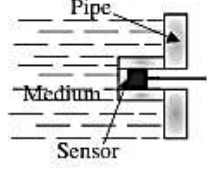
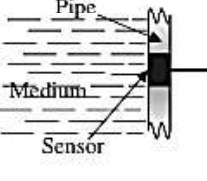
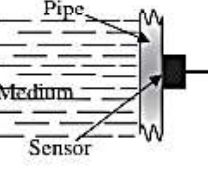
Sensing technique	Invasive	Noninvasive
Intrusive		
Nonintrusive		

Figura 14. Distinción entre sensores invasivos/no invasivos e intrusivos/no intrusivos. Imagen extraída de [5].

Varios autores plantean modificaciones originales del dieléctrico del dispositivo y el posicionamiento del MUT, con respecto al diseño convencional que posiciona el MUT justo encima del elemento [6],[18].

De entre los citados, el artículo [18] expone una aproximación en el sustrato, similar a la propuesta de este proyecto de fin de grado (ver figura 15). Concluyendo el autor que dicho diseño no sería posible físicamente.

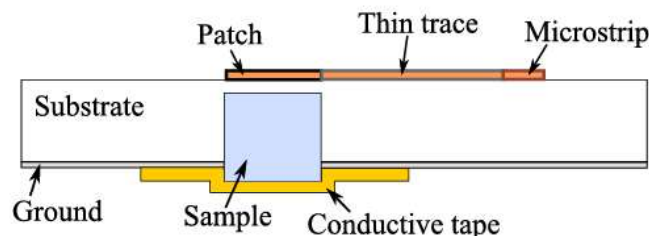


Figura 15. Vista lateral del dispositivo propuesto. Imagen extraída de [18].

La cantidad de MUT disponible depende de la aplicación o el uso del sensor. Por ello, las dimensiones del MUT como el espesor (h), no tienen por qué ser definidas en el diseño del dispositivo. Sin embargo, es aconsejable sopesar si las técnicas de medición utilizadas se clasificarían como destructivas o no destructivas. Por ejemplo, para aplicaciones que trabajan con componentes biológicos normalmente escasos en cantidad, el método destructivo corrompería, o más bien consumiría, el MUT tras la medida, por lo que no podría ser reutilizado. En cambio, en entornos industriales, donde el material es abundante, este método seguiría siendo viable ya que la presencia del dispositivo no sería perjudicial para una cantidad teóricamente infinita con respecto a las dimensiones del sensor. Para aplicaciones, en la industria de la alimentación, sería necesario cuestionar si los materiales del sensor implicarían la contaminación del producto final provisto al consumidor.

Para el caso de los líquidos, a riesgo de disminuir la S del sensor, se puede recomendar el uso de plásticos u otros materiales sobre el elemento para prevenir la absorción del MUT por parte del sustrato. De esta forma el sensor entraría en contacto con el líquido y, aun así, la S sería teóricamente mayor que sus homólogos sin contacto [5]. Modelos de sensores sumergibles [17] han sido diseñados con buenos resultados, aunque esta técnica es inviable, por ejemplo, para ciertas aplicaciones biomédicas. Por ello, es más común la incorporación de canales microfluídicos al dispositivo, posicionados justo encima de la región de sensibilidad [1],[18].

Es el objeto de estudio de este proyecto, una nueva aproximación para la interacción del MUT líquido con el elemento sensor por medio de la cavidad comentada anteriormente y el estudio de la influencia de dicha variación en la S del aparato, así como otras características del sensor. Clasificando el diseño como intrusivo, no invasivo y con una técnica no destructiva para aplicaciones donde el MUT es abundante.

2.3 Herramientas de diseño asistido por ordenador.

Como en estudios precedentes, para el desarrollo de la idea propuesta se ha hecho uso de herramientas de diseño asistido por ordenador (CAD, del inglés Computer-Aided Design). Al ser un trabajo de base, los entornos de simulación por un lado ofrecen una visión coherente con los experimentos físicos y, por otro lado, permiten la prueba y error continua sin necesidad de mermar recursos materiales de laboratorio, así como una optimización del tiempo de trabajo.

Durante el resto de la lectura, se hará referencia a dos programas de software de diseño y simulación de circuitos en el campo de AF. El sistema de diseño avanzado (ADS, del inglés Advanced Design System) [20] y el software de simulación de estructuras de alta frecuencia (HFSS, del inglés High Frequency Structure Simulation Software) [21].

2.3.1 Sistema de diseño avanzado, PathWave ADS.

Dentro del grupo Keysight, PathWave ADS es una plataforma de automatización de diseño electrónico (EDA, del inglés Electronic Design Automation) utilizada para el diseño y simulación de circuitos comunes en sistemas de comunicación, como amplificadores, filtros, antenas y otros componentes de AF.

Su herramienta de diseño de microondas, W3600B PathWave ADS Core, incorpora algoritmos de análisis estadístico y optimización que proporcionan datos precisos de forma rápida. También ofrece una interfaz de usuario sencilla para la visualización gráfica de resultados como se puede observar en la figura y gracias a su integración con Python, ADS posibilita la automatización tareas repetitivas, la creación de análisis personalizados y es compatible con otros entornos software, lo que facilita el flujo de trabajo. Otra adición importante es el módulo EM Design Core que permite la creación y/o importación de componentes 3D (tridimensionales) en los diseños, que, en complementación con la visualización de corrientes

superficiales y campos radiados, analiza los efectos de acoplamiento y proximidad entre elementos.

También de la casa, integrado en ADS, Pathwave Momentum es un simulador electromagnético (EM) planar 3D basado en el Método de Momentos (MoM, del inglés Method of Moments) que realiza simulaciones con barridos de frecuencia adaptativos como se muestra en la figura 16. El simulador EM calcula cómo las corrientes inducidas en los metales interactúan con los campos EM, considerando los efectos de proximidad, acoplamiento y radiación en estructuras 2D (bidimensionales) y 3D, lo que permite optimizar el diseño virtualmente. Utiliza solucionadores multihilo y algoritmos de última generación para cumplir las expectativas de velocidad y capacidad.

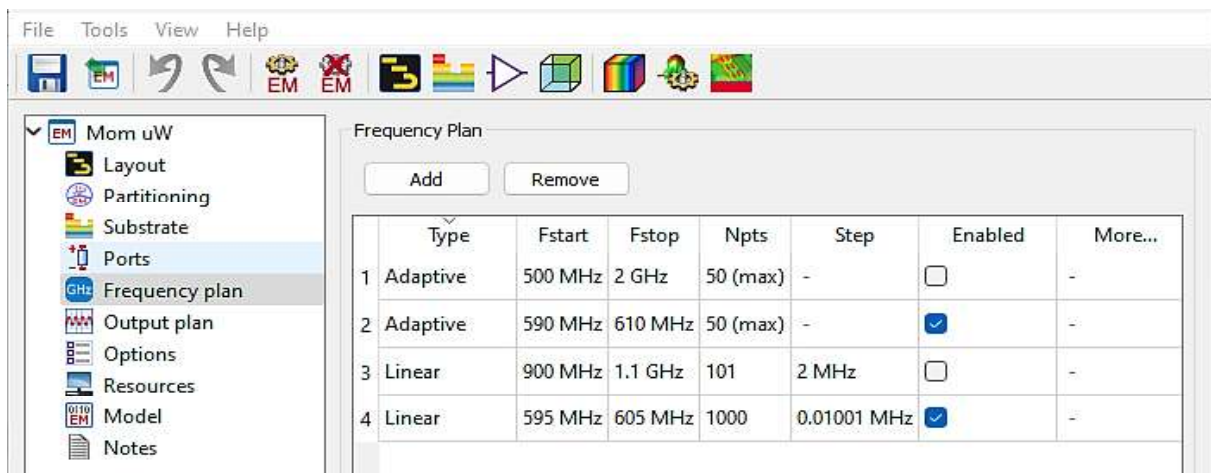


Figura 16. Barrido de frecuencia en ADS con asignación de rango de frecuencias y número de muestras.

En este proyecto, se ha hecho uso de ADS para el diseño y simulación de las líneas de transmisión principales (LDT) y del resonador, así como para exportación al entorno HFSS para realizar el estudio 3D. Cabe destacar que después de la creación de un esquemático, es posible especificar condiciones de diseño de la LDT con la herramienta Line Calc.

A partir de especificaciones eléctricas como la impedancia y la frecuencia de trabajo o características del sustrato como su espesor y material, es posible obtener las dimensiones físicas orientativas de la LDT, como se muestra en la figura 17. Esto se debe a que la variación de la anchura (w) de la LDT modifica la impedancia de esta y la variación de la longitud (l) modifica su fase.

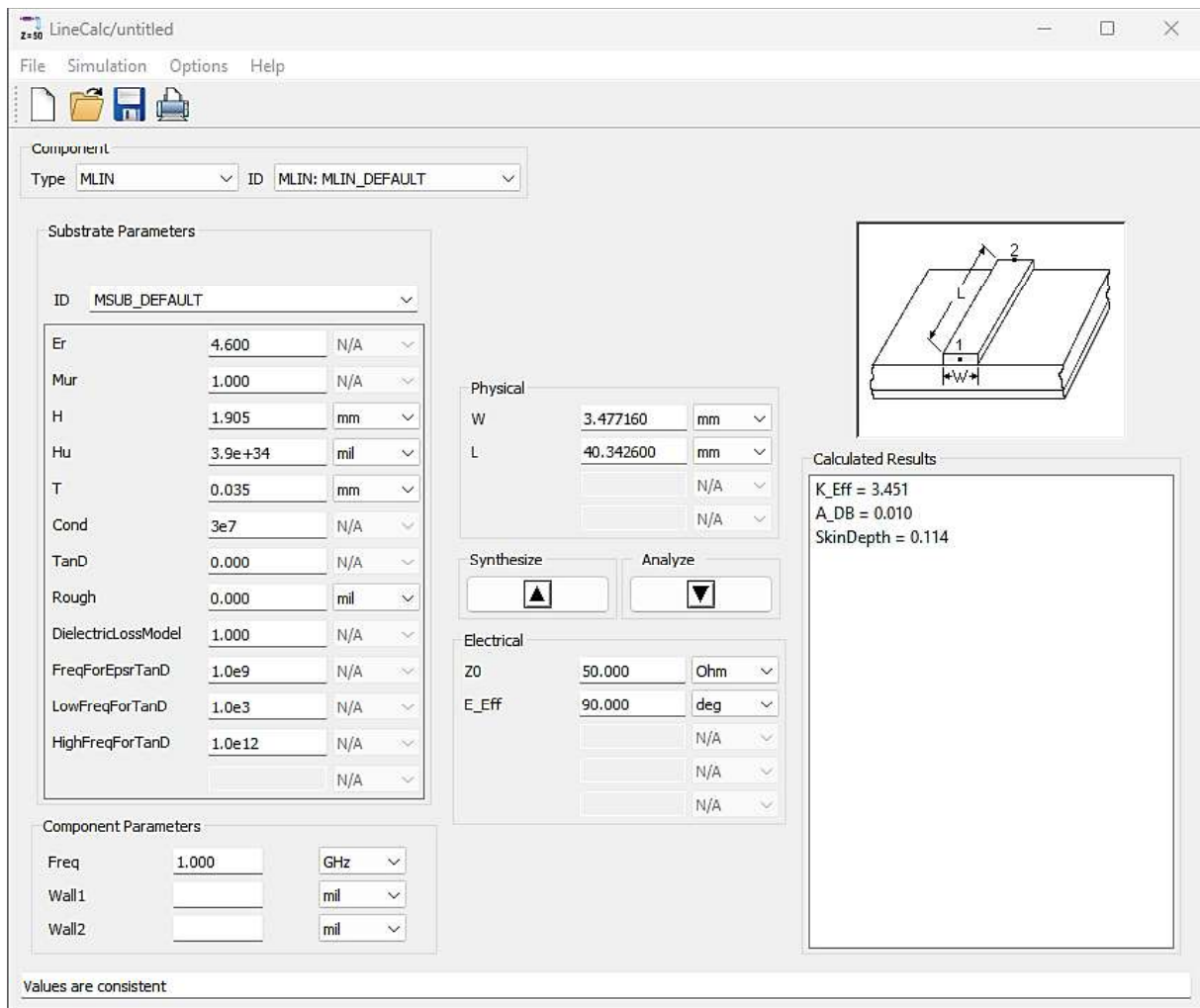


Figura 17. Herramienta Line Calc en ADS.

Por último, es necesario comentar el sistema de contorno o estructura de simulación de ADS que se muestra en la figura 18. El sistema consta de varias capas entre ellas: el plano de masa metálico, el sustrato dieléctrico, el resonador metálico (*cond*) y el aire como MUT de referencia.

Aunque permite variar el material de las capas, añadir capas por encima o debajo de las ya existentes y la variación del espesor de todas las capas según la dimensión Z. Este sistema de contorno es predeterminado, salvo para la capa "*cond*" del diseño. Las dimensiones X e Y del resto de capas son infinitas, por ello el simulador se conoce como un simulador de "2.5D", ya que, aunque la estructura que se crea es 3D, no se tiene total libertad de diseño en todas las capas.

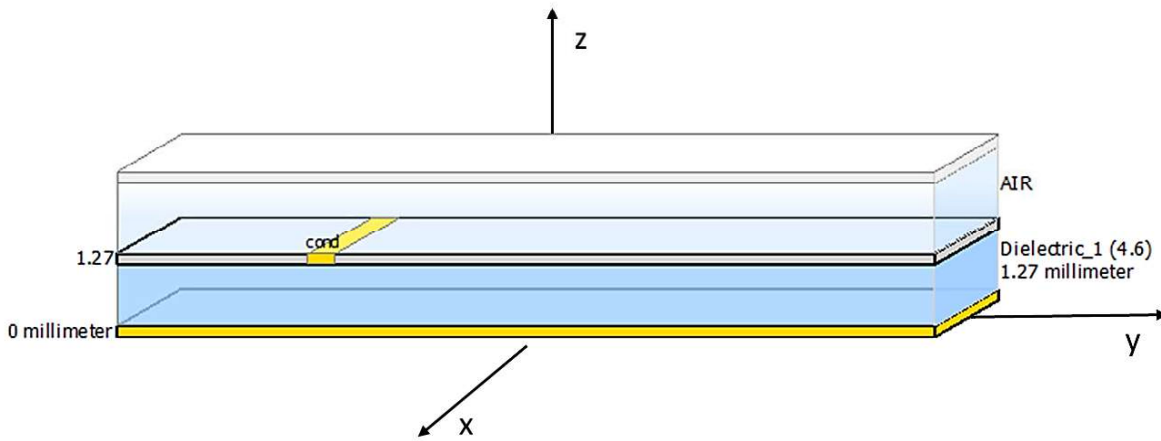


Figura 18. Distribución de capas en ADS: plano de masa (0 millimeter), sustrato (Dielectric_1 (4.6) 1.27 millimeter), resonador (cond) y MUT (AIR).

2.3.2 Software de simulación de estructuras de alta frecuencia, ANSYS HFSS.

HFSS de ANSYS, con distinto enfoque y método de resolución de problemas es también una herramienta de simulación EM 3D que permite el diseño de tecnología de AF. Una de las diferencias más notables es que aparte del MoM, utiliza el análisis de elementos finitos (FEM, del inglés Finite Element Method).

El análisis FEM divide la geometría en pequeños elementos denominados mallas y resuelve las ecuaciones de Maxwell en cada una de ellas. Es decir, de forma automática el software refina el elemento iterativamente hasta que alcanza la precisión suficiente. Este método se incorpora en el módulo HFSS Mesh Fusion y sirve para analizar componentes con geometrías complejas y condiciones de contorno específicas.

Se comprende que esta herramienta avanza en el análisis EM y estudia los campos en estructuras 3D completas. El MoM se utiliza en HFSS para reducir los problemas de grandes estructuras 3D originales a problemas 2D, calculando las corrientes inducidas en las superficies conductoras y luego determinando los campos EM resultantes.

HFSS SBR + Solver, incluye el método de rayos geométricos (SBR, del inglés Shooting and Bouncing Ray) para simular objetos de gran escala como antenas o satélites y realiza el cálculo de radiación y dispersión optimizando problemas como el Doppler. Esta combinación permite resolver una gran cantidad de problemas, más concretamente para estructuras totalmente 3D teniendo en cuenta el volumen y no solo las superficies o capas.

A nivel de usuario HFSS brinda la opción de diseño personalizado en calidad de capas de distinto espesor o dimensiones finitas sobre un sistema de coordenadas infinito, su funcionamiento y aplicación se explica más adelante.

2.3.3 Aplicación dentro del proyecto.

A modo de resumen, ambas herramientas son útiles y compatibles entre sí, por lo que pueden ser utilizadas en conjunto según el objetivo de diseño. Cada software está preparado para un tipo concreto de diseño, siendo ADS más rápido ya que es utilizado para problemas menos complejos. Sin embargo, las simulaciones 3D son más pesadas, necesitan más recursos y en consecuencia son más lentas, por lo que HFSS es una opción fiable, aunque no siempre la más necesaria y adecuada.

Como se ha comentado anteriormente, ADS utiliza principalmente MoM, más práctico para elementos con espesores finos sobre superficies infinitas, como es el caso de una tira metálica sobre un sustrato, simulando estructuras planas 2D o como se conoce "2.5D", como por ejemplo circuitos impresos, antenas microstrip, etc. Mientras que HFSS, con FEM puede tolerar el análisis 3D del campo EM discretizando los volúmenes, siendo más adecuado para objetos 3D donde la geometría influye en los resultados obtenidos como las cavidades resonantes, guías de onda, arrays de antenas, etc.

Como en otras investigaciones, ambos programas son usados en este proyecto de fin de grado. Inicialmente se diseña y se realiza una simulación inicial del resonador junto con la LDT en ADS, donde el diseño resulta más sencillo y posteriormente es exportado a HFSS para continuar con la creación volumétrica del resto del sensor y realizar el análisis 3D del dispositivo en conjunto con el MUT.

2.4 Especificaciones y restricciones de diseño

En relación con los objetivos del proyecto se parte de las siguientes especificaciones:

- El diseño de la LDT, así como el diseño del resonador tipo SIR y posibles simulaciones iniciales, se realizarán en el programa ADS. Dentro de las prestaciones propias de este entorno se elaboran las siguientes constantes de diseño:
 - ✓ La anchura (w) mínima de diseño de las pistas metálicas será de 0.400 mm para asegurar que las dimensiones w y l son viables desde el punto de vista de fabricación.
 - ✓ La LDT deberá ser adaptada a 50Ω antes de diseñar el resto del dispositivo.
- Las simulaciones 3D se realizarán mayoritariamente en el programa HFSS. Dentro de las prestaciones propias de este entorno se elaboran las siguientes constantes de diseño:
 - ✓ La capa del plano de masa será de cobre y de 0.035 mm de espesor (h_{pm}).
 - ✓ La capa del resonador será de cobre y de 0.035 mm de espesor (h_{SIR}).
 - ✓ El material usado como sustrato será FR4 de $\epsilon' = 4.6$ sin pérdidas, a menos que se indique lo contrario.
 - ✓ La capa denominada aire podrá tener una altura variable entre estudios ya que no influye en los resultados, representa el aire aportando rigurosidad en las simulaciones.

- ✓ Los extremos de la LDT estarán conectados a un puerto cada uno.
- ✓ Las dimensiones de los puertos serán las siguientes:
 - Anchura del puerto (w_p): 5 veces la anchura de la LDT (w_{LDT}).
 - Altura del puerto (h_p): 8 veces el espesor del sustrato (h_{sus}).

El sistema de contorno creado en HFSS impone cambiar las dimensiones de los puertos, acorde con las dimensiones de la línea de transmisión principal. En concordancia con este requisito, se razona usar el mismo sistema de contorno para todos los casos dentro de un mismo estudio, partiendo del caso más restrictivo (el caso con los puertos de mayor dimensión).

- ✓ Los resultados de las simulaciones de los sensores diseñados contarán con hasta 20 000 puntos de precisión en un ancho de 30 a 20 MHz para asegurar su fiabilidad.

Continuando con las condiciones de partida de la investigación.

- El resonador implementado será del tipo SISS.
- Los resonadores se diseñarán para trabajar con f_0 dentro del rango de 0.5 a 1.5 GHz, asegurando que las dimensiones resultan manejables en términos de fabricación.
- La f_0 para el aire, el MUT de referencia, tendrá el valor de 1 GHz.
- En la representación gráfica del parámetro S_{21} la profundidad del pico de resonancia mínima será de -30 dB.
- La atenuación en la banda de trabajo [0 - 4 GHz] para el parámetro S_{11} será de mínimo -20 dB.

Como se comenta en el siguiente apartado, las especificaciones de diseño y simulación pueden variar con respecto a cada caso planteado.

La técnica de trabajo seleccionada para este proyecto corresponde al tipo cascada. Esta decisión se basa en la recomendación de abordar el trabajo de manera secuencial. Es necesario concluir y analizar una tarea antes de iniciar la siguiente. Por otro lado, esta técnica es recomendable porque la mayor parte del proyecto se centra en el estudio de simulaciones a partir de su diseño, es decir, es imperativo explotar una configuración antes de crear la siguiente.

3. DESCRIPCIÓN DE LA SOLUCIÓN PROPUESTA

El objeto de este proyecto es realizar una investigación de base sobre la viabilidad de diferentes topologías de resonadores tipo SIR, en función de la configuración estructural del dispositivo completo. El trabajo consiste en la generación de una base de datos de partida formada por un amplio número de experimentos simulados, para analizar las características de diseño que aumentarían la S del dispositivo y obtener un diseño optimizado para futuros estudios relacionados con estos nuevos sensores dieléctricos de microondas.

Durante los meses de trabajo se realizaron estudios para probar la hipótesis de que los resonadores planares de tipo SIR podrían tener mejores prestaciones, en términos de sensibilidad de detección de cambios en la constante dieléctrica de muestras líquidas, a través de la modificación de la estructura del sensor. Esta mejora consiste principalmente en posicionar el MUT en una cavidad del sustrato creada bajo la zona de sensibilidad del resonador.

En este apartado se define la preparación general de los estudios, dividida en dos fases: diseño del modelo en ADS y en HFSS. Como se explica en el marco tecnológico, es recomendable realizar un modelo base planar en la aplicación ADS que resulta más rápida y sencilla, pero para las simulaciones 3D conviene utilizar un programa que tenga en cuenta el comportamiento EM en estructuras geoméricamente más complejas.

3.1 Fase 1: Diseño del modelo en ADS.

3.1.1 Adaptación de la línea de transmisión principal.

Antes de diseñar un dispositivo completo es necesario adaptar la línea de transmisión principal a 50Ω para 1 GHz. Se ha considerado adaptada como, aquella línea de transmisión cuya representación del parámetro S_{11} de la Carta de Smith para la frecuencia de 1 GHz, presenta un valor de la impedancia normalizada de entrada del puerto 1 (Z_{in}) igual a la unidad, con parte compleja prácticamente nula (ver expresión 1.31).

$$Z_{in} = \frac{Z_i}{Z_0} = (1.000 + j \cdot 0.000) \Omega \quad (1.31)$$

$Z_0 \equiv$ Impedancia característica = 50Ω

Al completar este paso correctamente aparecen los resultados que se listan a continuación y que se muestran en la figura 19.

- Se observa un valor por debajo de -20 dB para frecuencias de hasta 4 GHz del parámetro S_{11} . ($\rho \approx 0$)
- Se observa un valor cercano a 0 dB del parámetro S_{21} (el coeficiente de transmisión $T \approx 1$) para frecuencias hasta 4 GHz.

Además, en la figura 20 se observa que la impedancia de entrada del puerto 1 (Z_i), tiene un valor de 50Ω para 1 GHz, según la representación de S_{11} en la Carta de Smith.

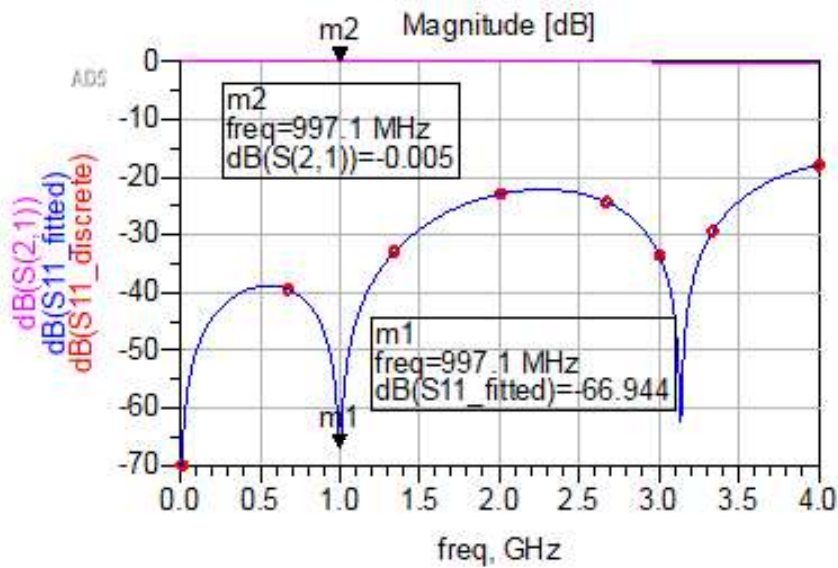


Figura 19. Representación gráfica en ADS. Los marcadores M1 y M2 señalan los parámetros S_{11} (azul) y S_{21} (rosa) respectivamente a la frecuencia de trabajo de una LDT.

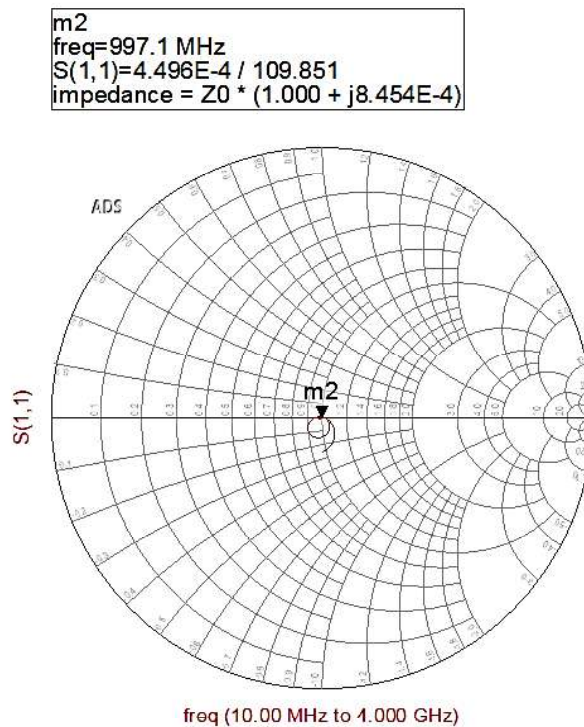


Figura 20. Representación de la carta de Smith en ADS. El marcador M2 señala el parámetro S_{11} de la LDT.

Los estudios desarrollados en el siguiente apartado se componen de distintos casos, según un parámetro concreto de diseño. Esta diferencia provoca una desadaptación en la LDT diseñada inicialmente para uno de los casos. Por ello, en cada estudio se adapta la LDT a las condiciones de cada caso y se utiliza el sistema de contorno del caso más desfavorable para el resto de los casos dentro de un mismo estudio.

3.1.2 Diseño del resonador tipo SIR.

El funcionamiento de los resonadores tipo SIR se basa en los saltos de impedancias debidos a los valores de w y l de cada sección de línea. A continuación de la LDT adaptada a 50Ω , debería haber perpendicularmente una sección de línea estrecha de alta impedancia (LAZ) y, después, una sección de línea ancha de baja impedancia (LBZ).

El proceso de diseño del resonador consiste en hallar las dimensiones de las líneas de alta y baja impedancia, con el propósito de que la f_0 del conjunto planar, al entrar en contacto con el MUT de referencia, sea de 1GHz. En la figura 21 se puede observar, en perspectiva, la cara superior del modelo de un resonador en ADS y las dimensiones de interés.

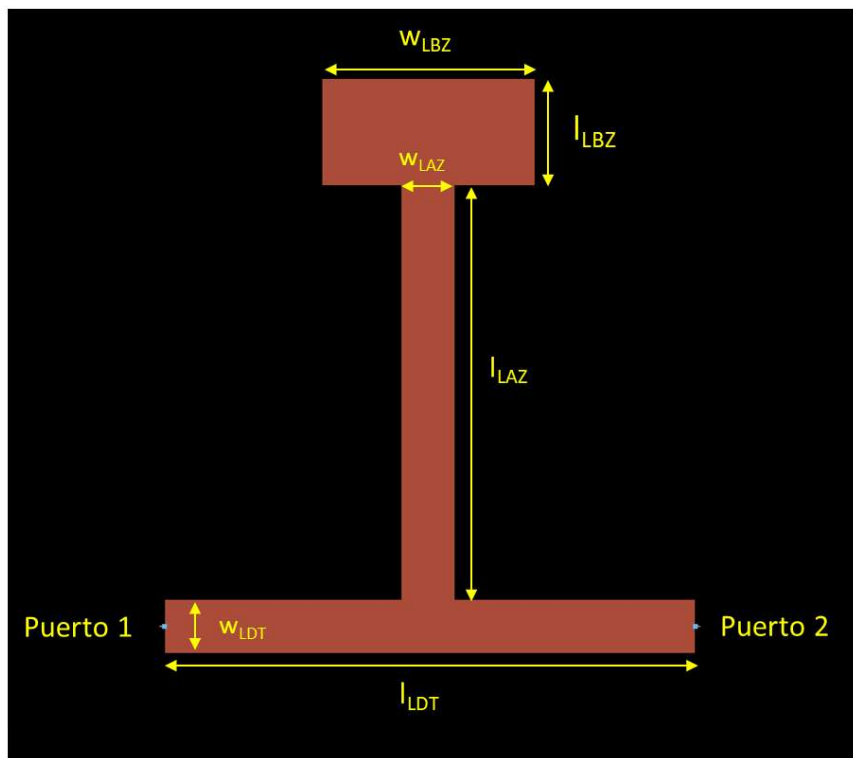


Figura 21. Resonador tipo SIR y dimensiones de diseño en ADS.

MAGNITUD	DEFINICIÓN
l_{LBZ}	Longitud de la línea de baja impedancia
w_{LBZ}	Anchura de la línea de baja impedancia
l_{LAZ}	Longitud de la línea de alta impedancia
w_{LAZ}	Anchura de la línea de alta impedancia
l_{LDT}	Longitud de la línea de transmisión principal
w_{LDT}	Anchura de la línea de transmisión principal

Tabla 1. Dimensiones de diseño de un resonador tipo SIR.

Según lo descrito anteriormente sobre los parámetros S de un circuito, el parámetro S_{11} representa la reflexión de la señal que recorre el cuadripolo y el parámetro S_{21} la transmisión de esta. En concordancia, no es posible la presentación de un pico o notch en ambos parámetros para una misma frecuencia ya que cumple $\rho + T = 1$.

El fenómeno de resonancia será representado por la aparición de un pico o notch de atenuación en el parámetro S_{21} para f_0 , como muestra la figura 22. Es decir, a la f_0 del resonador, no hay transmisión entre los puertos 1 y 2.

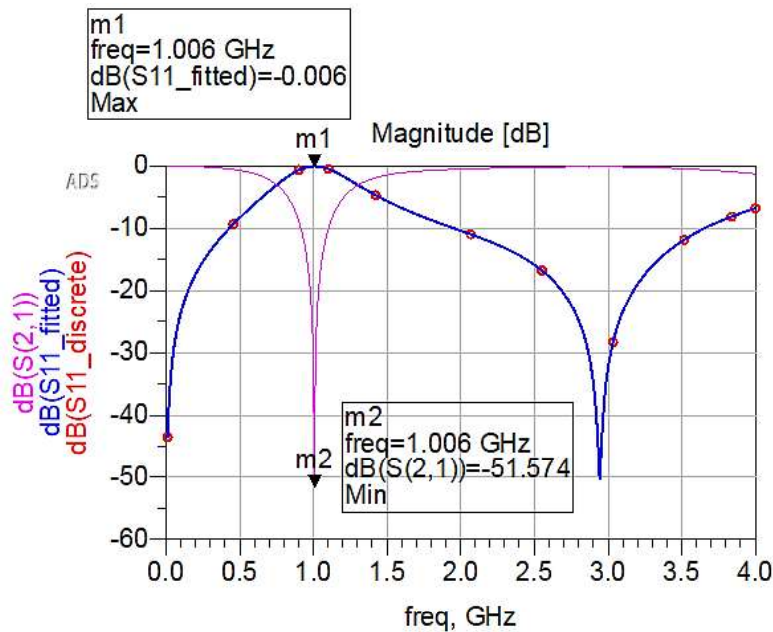


Figura 22. Representación gráfica en ADS. Los marcadores M1 y M2 señalan los parámetros S_{11} (azul) y S_{21} (rosa) respectivamente a la frecuencia de resonancia, $f_0 = 1$ GHz, de un resonador tipo SIR.

En la siguiente tabla 2 podemos observar el valor de cada dimensión de diseño, así como las diferentes impedancias, correspondientes a la topología del resonador tipo SIR diseñado en ADS, cuya f_0 resultante es de 1 GHz. Este modelo, denominado en adelante Modelo A, forma la capa “cond” cuando la simulación se ejecuta en el entorno de ADS (ver figura 18).

SECCIÓN DE LÍNEA	l [mm]	w [mm]	Z_0 [Ω]	β_0 [$^\circ$]
LZB	5.000	12.500	14.623	12.073
LZA	16.500	1.100	73.198	35.565
LDT	40.460	2.385	49.020	90.143

Tabla 2. Dimensiones de diseño e impedancias del Modelo A.

3.2 Fase 2: Diseño del modelo en HFSS.

3.2.1 Preparación del sistema de contorno

Para la aplicación ADS, el entorno de simulación es el mostrado en la figura 18, en adelante denominado sistema de contorno V1-ADS. A continuación, se procede a la creación del sistema de contorno en HFSS, un conjunto de capas de distinto grosor y materiales, que reproducen el total del dispositivo una vez fabricado y preparado para la medición.

El modelo final del resonador tipo SIR, se importará desde ADS a HFSS para el estudio correspondiente donde constituirá la capa denominada "SIR". En HFSS se han creado dos sistemas de contorno específicos, V2-HFSS mostrado en la figura 24 y V3-HFSS mostrado en la figura 28.

3.2.1.1 Sistema de contorno V2-HFSS.

Con objeto de proporcionar una comparación precisa entre ambas aplicaciones, es necesario diseñar un sistema de contorno de capas superpuestas en HFSS que se aproxime a V1-ADS, en adelante denominado versión V2-HFSS (ver figura 24).

Como se muestra en la figura 23, el sistema de contorno V2-HFSS está formado por varios elementos. En primer lugar, tres capas finitas con distintas dimensiones: un plano de masa, un sustrato, y una última capa que albergará el MUT correspondiente. También cuenta con la capa del resonador tipo SIR colocada encima de la capa de sustrato junto con los dos puertos correspondientes, uno a cada extremo de la LDT. Finalmente, se observa un volumen, definido con el aire como material, que recubre todo el dispositivo.

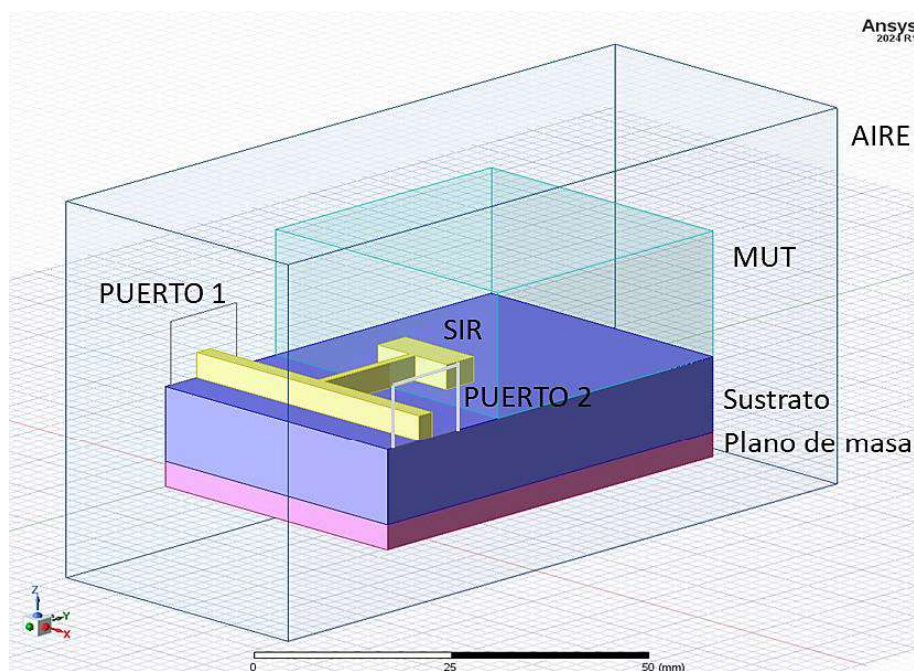


Figura 23. Figura (no a escala) del sistema de contorno V2-HFSS con la capa SIR: plano de masa, sustrato, SIR (modelo B), MUT y aire.

Con el procedimiento indicado en la fase 1 anterior, ha sido diseñado el modelo de resonador tipo SIR a 1GHz en V2-HFSS, denominado Modelo B (ver figura 21) y en la tabla 3 se muestra el valor de sus dimensiones.

Sección de línea	l [mm]	w [mm]	Z_0 [Ω]	θ_0 [$^\circ$]
LZB	5.000	12.044	15.088	12.054
LZA	16.508	1.100	73.198	35.583
LDT	40.460	2.385	49.020	90.143

Tabla 3. Dimensiones de diseño e impedancias del Modelo B.

En la figura 24 se muestra el sistema de contorno V2-HFSS a escala para definir las dimensiones del sistema de contorno según los ejes X e Y. Para los sistemas de contorno V2-HFSS (ver figura 24) y V3-HFSS (ver figura 28) se establecen las siguientes condiciones de diseño.

- La longitud de las diferentes capas del sistema de contorno mide según X lo mismo que la LDT (l_{LDT}).
- Los puertos 1 y 2 unidos a los extremos de la LDT quedan dentro de los límites del sistema de contorno.
- Para evitar acoplamiento indeseados entre la LDT y el resonador, la LZB se colocará a una distancia de mínimo 1 mm de los puertos según el eje Y.

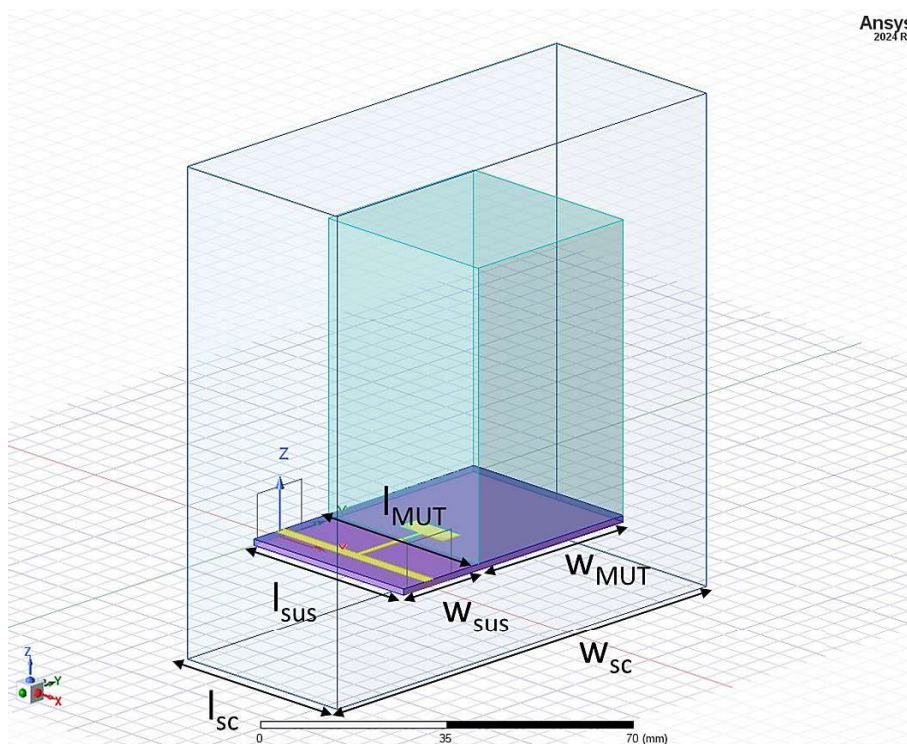


Figura 24. Figura a escala para ilustrar las dimensiones del sistema de contorno V2-HFSS.

A continuación, en la tabla 4 se definen y se muestran los valores de las dimensiones del sistema de contorno V2-HFSS según los ejes X e Y.

MAGNITUD	DEFINICIÓN	VALOR
l_{MUT}	Longitud según X del MUT	40.460 mm
w_{MUT}	Anchura según Y del MUT	39.275 mm
l_{sus}	Longitud según X del sustrato	40.460 mm
w_{sus}	Anchura según Y del sustrato	20.155 mm
l_{sc}	Longitud según X del sistema de contorno	40.460 mm
w_{sc}	Anchura según Y del sistema de contorno	59.430 mm

Tabla 4. Dimensiones de diseño del sistema de contorno V2-HFSS.

Con objeto de definir los espesores de las capas superpuestas, se ofrece una vista de perfil del sistema de contorno V2-HFSS (ver figura 25) (ver tabla 5). Es posible observar en la figura 25, como el volumen denominado aire recubre el resto de las capas. Siendo el inicio de la capa del plano de masa, la posición 0, con respecto al eje Z.

Ansys
2024 R1

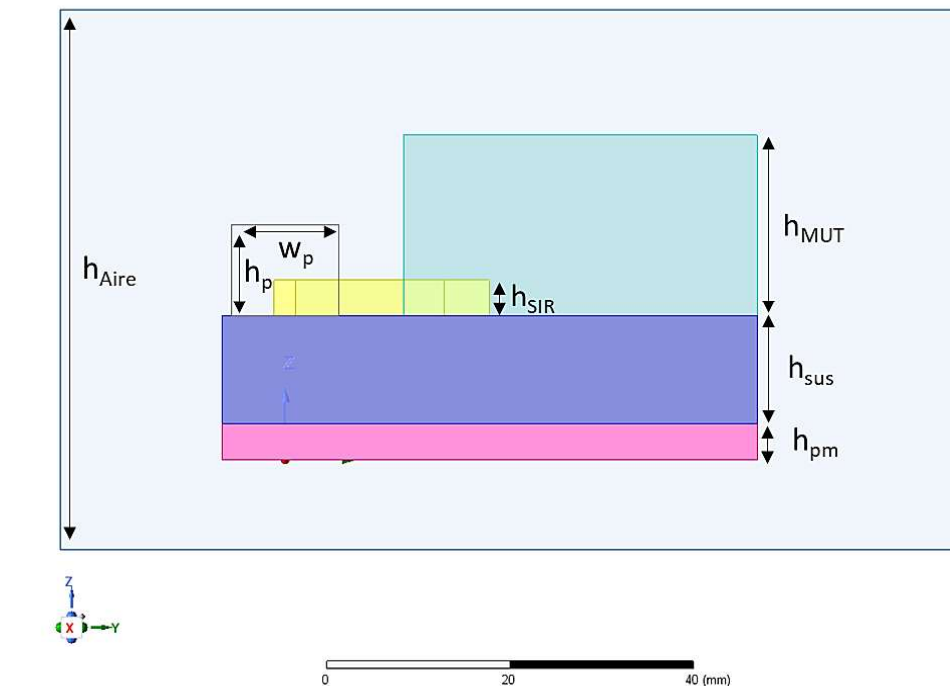


Figura 25. Vista lateral (no a escala) del sistema de contorno V2-HFSS: plano de masa, sustrato, SIR, MUT y aire.

MAGNITUD	DEFINICIÓN	VALOR
h_{Aire}	Espesor del aire	100.000 mm
h_{MUT}	Espesor del MUT	60.035 mm
h_p	Altura del puerto	10.160 mm
h_{pm}	Espesor del plano de masa	0.035 mm
h_{SIR}	Espesor del resonador tipo SIR	0.035 mm
h_{sus}	Espesor del sustrato	1.270 mm
w_p	Ancho del puerto	11.925 mm

Tabla 5. Dimensiones de diseño del sistema de contorno V2-HFSS.

3.2.1.2 Sistema de contorno V3-HFSS.

En concordancia con la hipótesis de este proyecto, se desarrolla el sistema de contorno V3-HFSS (ver figura 28). Formado por tres capas finitas (plano de masa, sustrato y MUT) y un volumen, definido con el aire como material, que recubre todo el dispositivo.

Como se muestra en la figura 26, la capa de sustrato alberga la cavidad definida en el marco tecnológico como la solución propuesta. Para crear la cavidad, es necesario dividir en tres partes según el eje Z el sustrato, generando las capas de sustrato superior e inferior que contienen el MUT. La suma del espesor de las capas de sustrato superior e inferior junto con el espacio ocupado por el MUT resulta en el espesor total del sustrato.

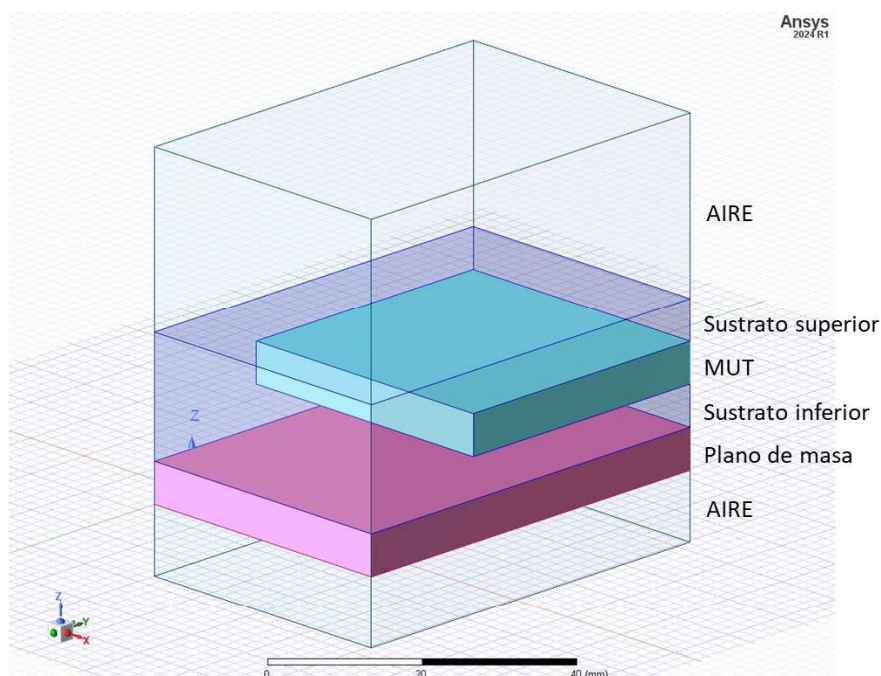


Figura 26. Distribución de capas (no a escala) en HFSS del sistema de contorno V3-HFSS: plano de masa, sustrato inferior, MUT, sustrato superior y aire.

En la figura 27 se muestra el sistema de contorno V3-HFSS con la capa del resonador tipo SIR colocada encima de la capa de sustrato junto con dos puertos, uno a cada extremo de la LDT.

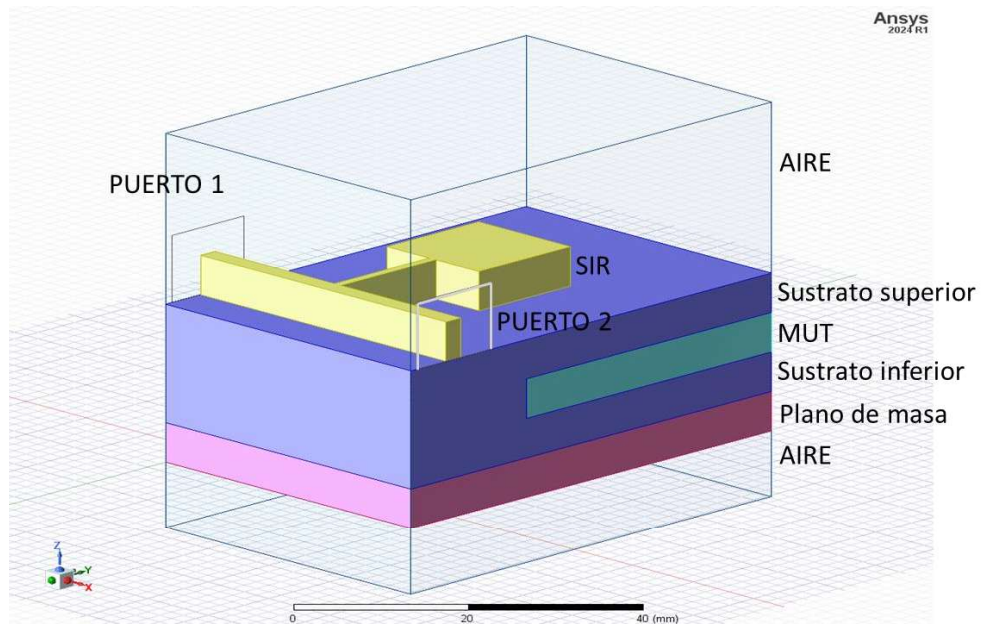


Figura 27. Distribución de capas (no a escala) en HFSS del sistema de contorno V3-HFSS: plano de masa, sustrato inferior, MUT, sustrato superior, SIR (modelo C) y aire.

Con el procedimiento indicado en la fase 1 anterior ha sido diseñado el modelo de resonador tipo SIR a 1GHz en V3-HFSS, denominado Modelo C (ver figura 21). A continuación, en la tabla 6 se indica el valor de sus dimensiones de diseño e impedancias.

Sección de línea	l [mm]	w [mm]	Z_0 [Ω]	β_0 [$^\circ$]
LZB	15.100	15.100	12.446	36.745
LZA	15.658	1.100	73.198	33.750
LDT	40.460	2.385	49.020	90.143

Tabla 6. Dimensiones de diseño e impedancias del Modelo C.

Así como en la figura 24 se mostraba el sistema de contorno V2-HFSS, en la figura 28 se muestra el sistema de contorno V3-HFSS a escala para definir las dimensiones del sistema de contorno según los ejes X e Y.

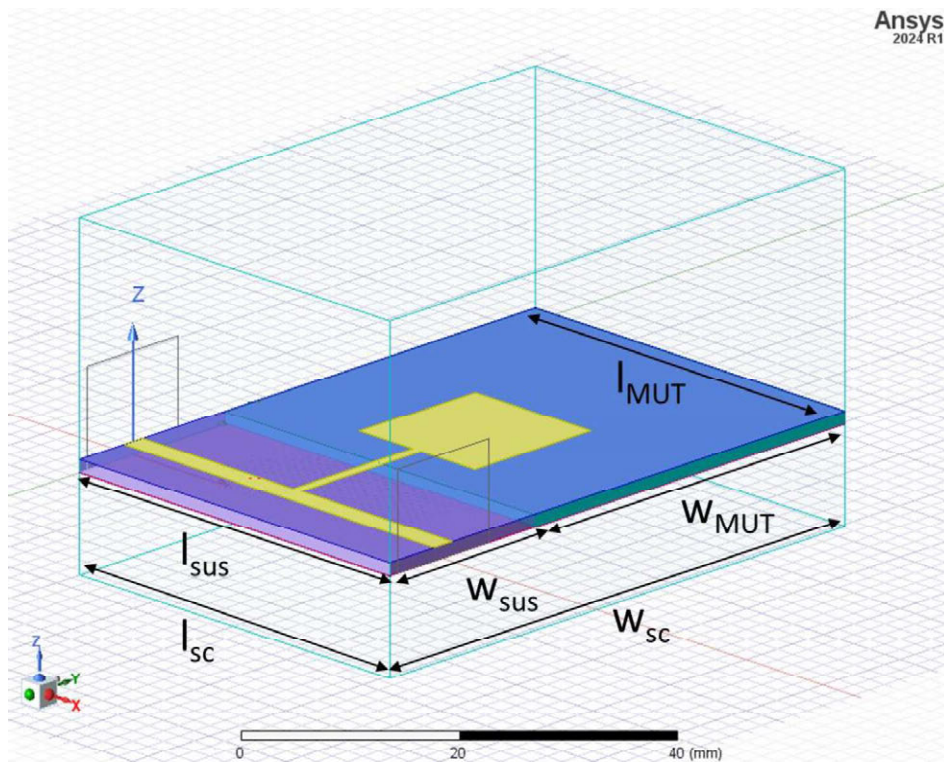


Figura 28. Dimensiones a escala del sistema de contorno V3-HFSS.

A continuación, en la tabla 7 se definen y se muestran los valores de las dimensiones del sistema de contorno V3-HFSS según los ejes X e Y.

MAGNITUD	DEFINICIÓN	VALOR
I_{MUT}	Longitud según X del MUT	40.460 mm
W_{MUT}	Anchura según Y del MUT	40.460 mm
I_{sus}	Longitud según X del sustrato	40.460 mm
W_{sus}	Anchura según Y del sustrato	18.970 mm
I_{sc}	Longitud según X del sistema de contorno	40.460 mm
W_{sc}	Anchura según Y del sistema de contorno	59.430 mm

Tabla 7. Dimensiones de diseño del sistema de contorno V3-HFSS.

Con objeto de definir los espesores de las capas superpuestas, se ofrece una vista de perfil del sistema de contorno V3-HFSS (ver figura 29) (tabla 8). Es posible observar en la figura 29, como el volumen denominado aire recubre el resto de las capas. Siendo el inicio de la capa del plano de masa, la posición 0, con respecto al eje Z.

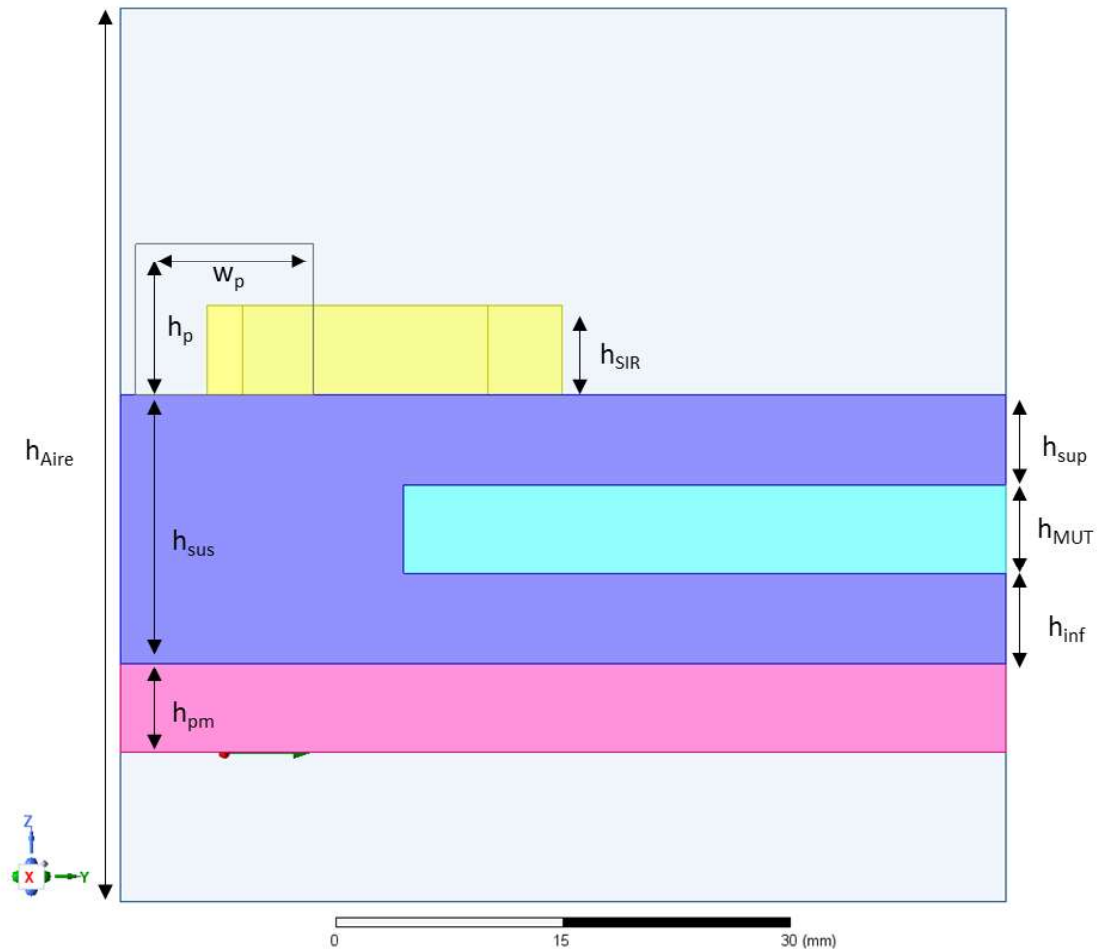


Figura 29. Vista lateral (no a escala) del sistema de contorno V3-HFSS: aire, plano de masa(bottom), sustrato, MUT, resonador y aire.

MAGNITUD	DEFINICIÓN	VALOR
h_{Aire}	Espesor del aire	35.000 mm
h_{inf}	Espesor capa inferior de sustrato	0.070 mm
h_{MUT}	Espesor del MUT	1.130 mm
h_p	Altura del puerto	10.160 mm
h_{pm}	Espesor del plano de masa	0.035 mm
h_{SIR}	Espesor del resonador tipo SIR	0.035 mm
h_{sup}	Espesor capa superior de sustrato	0.070 mm
h_{sus}	Espesor del sustrato	1.270 mm
w_p	Ancho del puerto	11.925 mm

Tabla 8. Dimensiones de diseño del sistema de contorno V3-HFSS.

3.2.2 Ajuste del resonador tipo SIR

Se empleará el programa HFSS para tener en cuenta la estructura 3D completa. En dicho programa se realizan las modificaciones pertinentes de las dimensiones del resonador tipo SIR para que la frecuencia de resonancia sea de 1 GHz (ver figura 30). Para ello, se considera como MUT de referencia el aire, siendo el punto de partida de cada estudio. Este es el procedimiento usado para hallar las dimensiones del Modelo B (ver tabla 3) y del Modelo C (ver tabla 6).

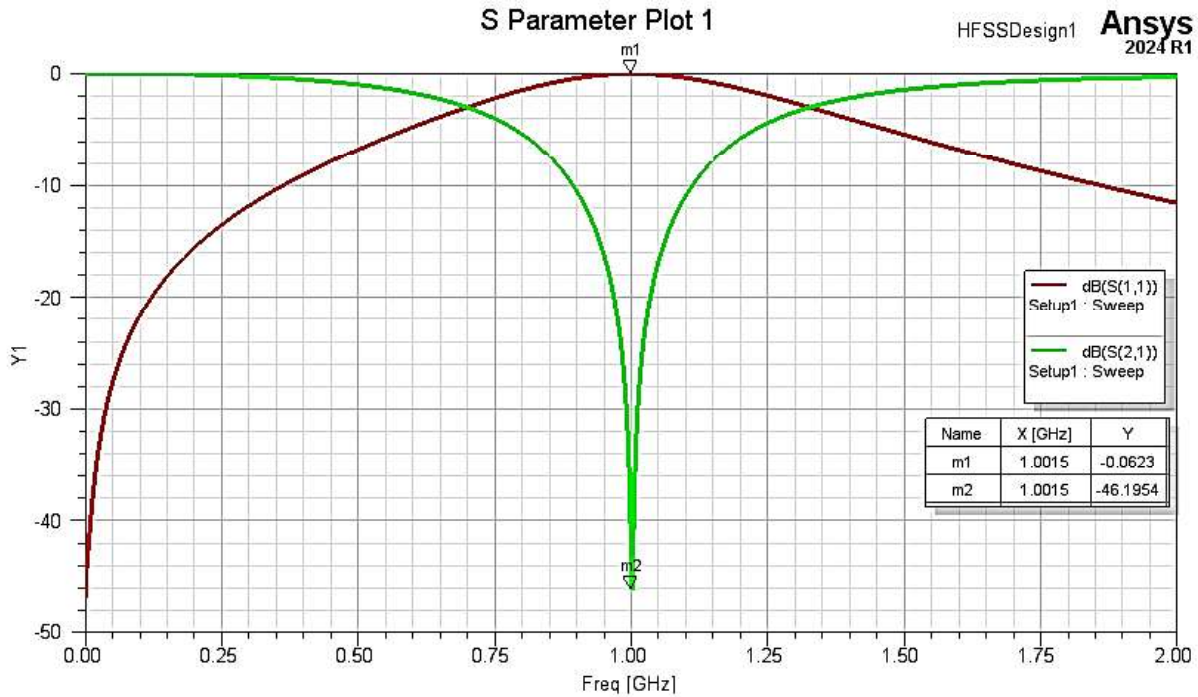


Figura 30. Representación gráfica en HFSS. Los marcadores M1 y M2 señalan los parámetros S_{11} (rojo) y S_{21} (verde) respectivamente a la frecuencia de resonancia, $f_0 = 1$ GHz, de un resonador tipo SIR.

4. RESULTADOS Y CONCLUSIONES

4.1 Planteamiento

Una vez obtenidas las topologías resonantes a 1GHz deseadas (Modelos A, B y C) para los tres sistemas de contorno iniciales (V1-ADS, V2-HFSS y V3-HFSS), comienza la tercera fase del proceso experimental. Esta última fase consiste en crear una batería de simulaciones para estudiar la influencia de distintos parámetros de diseño en la S de la nueva estructura propuesta.

4.1.1 Obtención de resultados

Los modelos diseñados han sido sometidos a ensayo por medio de los programas comentados anteriormente, principalmente por el programa HFSS, debido a su simulador especializado en estructuras 3D. Ambos programas permiten customizar la precisión y el rango de frecuencia de trabajo. Para cada simulación se ha utilizado una precisión de 20 000 puntos discretos en un rango de 20-30 MHz.

Cada estudio presenta un número determinado de casos, en los que se dan diferentes valores a uno de los parámetros de diseño. Para cada caso se realiza una serie de simulaciones en las que se varía la ϵ_{MUT} .

Por norma general, la ϵ_{MUT} variará de 1 a 20 en pasos de uno, tal que $\epsilon_i = [1, 20]$, siendo el MUT de referencia el aire ($\epsilon'_{Aire} = \epsilon_r = 1.0006$). Además, se estudian otros valores adicionales, como, por ejemplo, los cercanos a la ϵ' del sustrato.

El objeto de este dispositivo no es la caracterización dieléctrica, sino la detección de cambios de ϵ_{MUT} a través de la variación de f_0 en el parámetro S_{21} , tal que f_i es la f_0 correspondiente a ϵ_i , siendo la f_0 del resonador en el MUT de referencia, f_r [MHz].

El objetivo de la investigación se centra en recabar datos sobre cómo distintos parámetros de diseño específicos, definidos como variables para cada estudio, afectan a la sensibilidad, S , de los sensores (ver expresión 1.32).

$$S = \frac{\Delta f_i}{\Delta \epsilon_i} = \frac{(f_i - f_r)}{(\epsilon_i - \epsilon_r)} \quad (1.32)$$

Además, se va a definir la sensibilidad relativa (S_r), como la S normalizada a la f_0 de referencia f_r , es decir, cuando $\epsilon_{MUT} = \epsilon'_{Aire}$. (ver expresión 1.33).

$$S_r = \frac{\Delta f_i / f_r}{\Delta \epsilon_i} = \frac{(f_i - f_r) / f_r}{(\epsilon_i - \epsilon_r)} \quad (1.33)$$

4.1.2 Recopilación de resultados

A continuación, se listan los estudios llevados a cabo:

- 1º Estudio. Comparación de resultados del Modelo A y Modelo C en los entornos de simulación de V1-ADS y V2-HFSS para examinar las prestaciones de los programas de simulación ADS y HFSS.
- 2º Estudio. Comparación de resultados del Modelo A, Modelo B y Modelo C en los entornos de simulación V2-HFSS y V3-HFSS para examinar la nueva propuesta a través de 3 topologías distintas en un mismo programa de simulación.
- 3º Estudio. Comparación de resultados del Modelo A y Modelo C en el entorno de simulación V3-HFSS para examinar en función de las dimensiones de la LBZ el funcionamiento del sensor.
- 4º Estudio. Estudio de la variación de la sensibilidad en función del parámetro espesor del MUT, h_{MUT} , variando el espesor del sustrato, h_{SUS} , para el Modelo C simulado en V3-HFSS.
- 5º Estudio. Estudio de la variación de la sensibilidad en función del parámetro de la constante dieléctrica del sustrato, ϵ_{SUS} , para el Modelo D simulado en V4-HFSS.
- 6º Estudio. Estudio de la variación de la sensibilidad en función del parámetro de espesor del MUT, h_{MUT} , variando las capas inferior y superior en contacto con el MUT, h_{inf} y h_{sup} , para el Modelo D simulado en V5-HFSS.

Las modificaciones pertinentes son explicadas en detalle en los siguientes apartados.

4.1.2.1 1º Estudio. Prestaciones de los programas de simulación.

Como punto de partida, se plantea la cuestión de qué programa de simulación (ADS o HFSS) sería más adecuado para el desarrollo de esta investigación. Por ello, se compara el sistema de contorno predeterminado de ADS, V1-ADS (ver figura 18), y su homólogo en el programa HFSS, el llamado V2-HFSS (ver figura 24).

Para realizar dicha comparación es necesario utilizar exactamente el mismo resonador en ambos programas. Las topologías elegidas son el Modelo A (ver tabla 2) y el Modelo C (ver tabla 6). Este estudio cuenta con cuatro casos: Modelo A en V1-ADS, Modelo A en V2-HFSS, Modelo C en V1-ADS y Modelo C en V2-HFSS.

Con respecto a las especificaciones y restricciones de diseño de este estudio concreto constan las siguientes:

- El sistema de contorno V2-HFSS del programa HFSS ha sido diseñado para asemejarse lo máximo posible al sistema de contorno V1-ADS predeterminado del simulador del programa ADS.
- Las longitudes y anchuras de las capas de V2-HFSS, mostrados anteriormente en la tabla 4, no coinciden con los del V1-ADS, ya que ADS impone que sean infinitas.

- Los espesores de las capas de V2-HFSS, mostrados anteriormente en la tabla 5, coinciden con los del V1-ADS, salvo para el MUT/aire, ya que ADS impone que sean infinitos.

En la figura 31, es posible observar ambos modelos en el sistema de contorno V2-HFSS. Anteriormente en la figura 18, puede observarse el entorno de simulación de ADS, común para cada modelo.

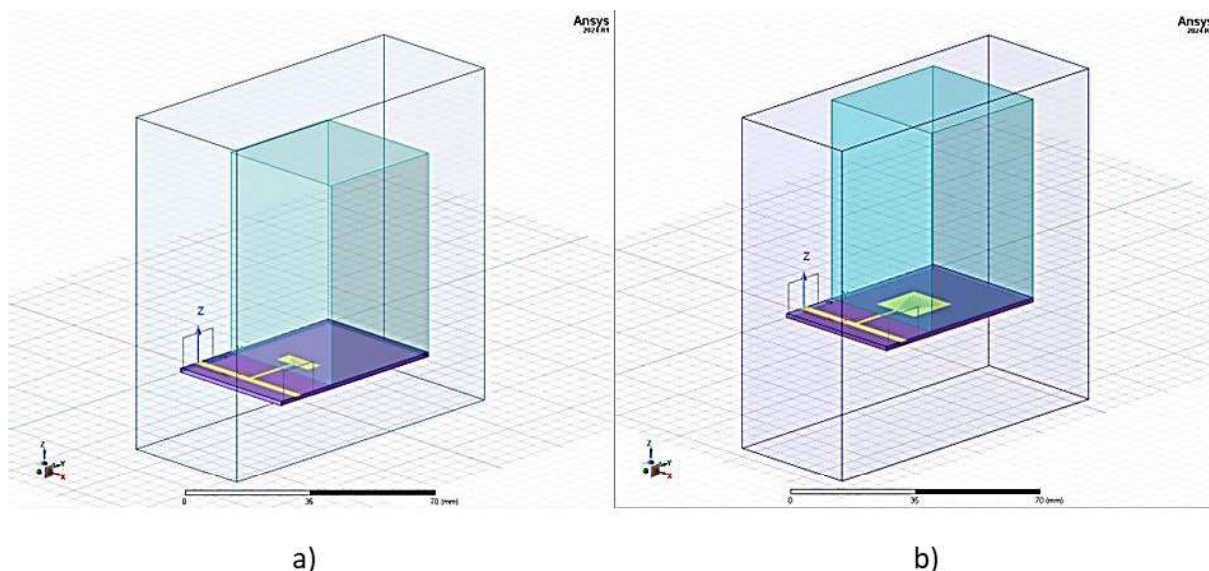
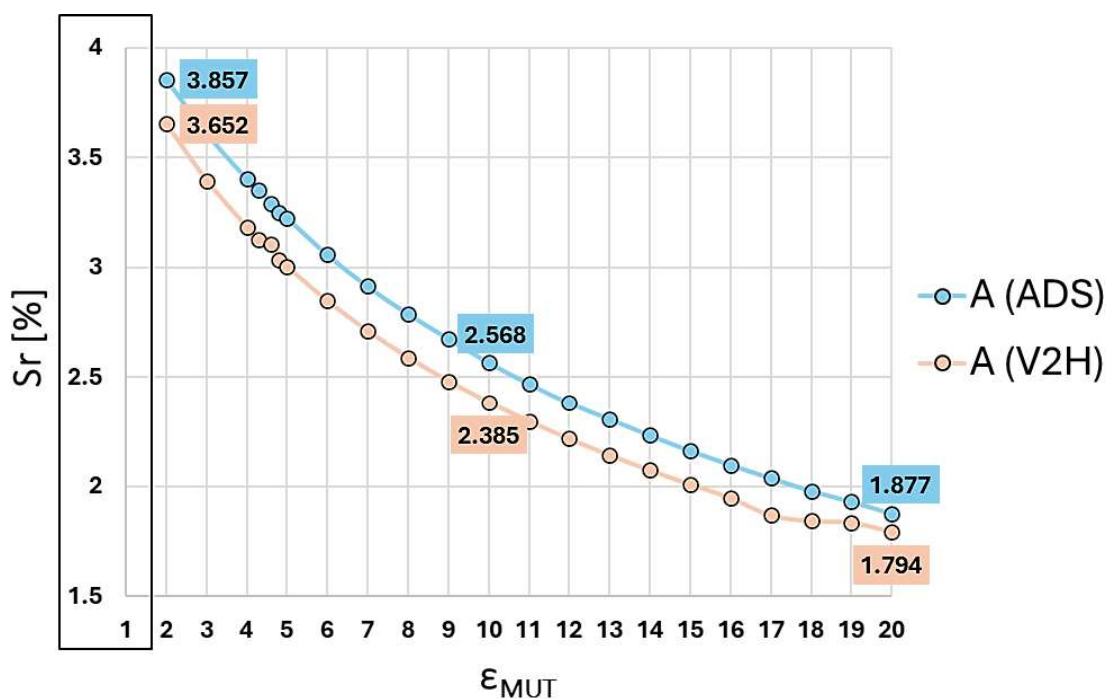


Figura 31. Figuras a escala. (a) Modelo A en V2-HFSS. (b) Modelo C en V2-HFSS.

Una vez completadas las tandas de simulaciones para cada caso, se recopilan los datos de la posición de f_0 correspondientes a cada valor de ϵ_{MUT} y se calcula la sensibilidad relativa (S_r). Los resultados se presentan en las gráficas de las figuras 32 y 33, donde se incluye una leyenda que identifica los casos de estudio. En el eje de ordenadas se muestra el valor de S_r [%] y en el eje de abscisas el valor de ϵ_{MUT} .



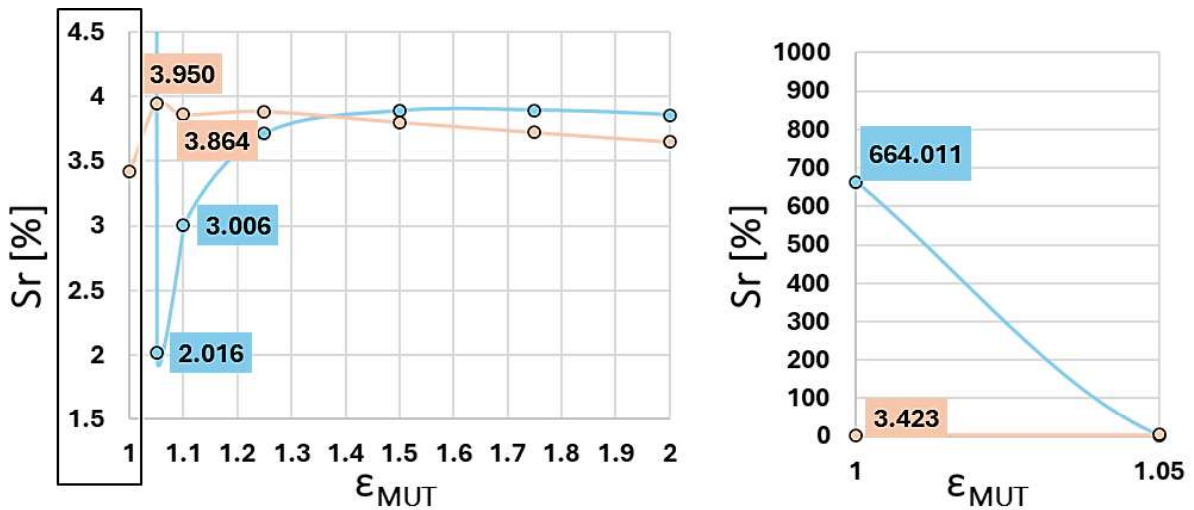
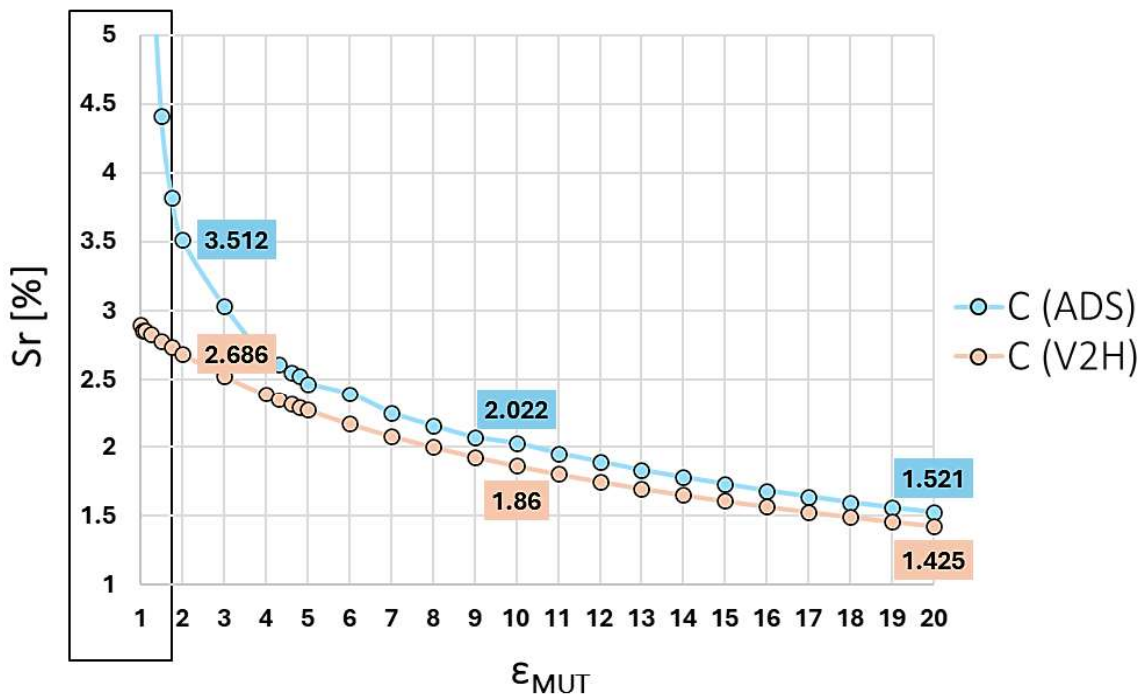


Figura 32. Variación de Sr [%] en función de ϵ_{MUT} del Modelo A en los programas ADS (azul) y HFSS (rojo).

En los cuatro casos presentados, existe una tendencia similar para valores de $\epsilon_{MUT} > 4$. Para dichos valores, se observa que los Modelos A y C en el entorno de ADS presentan mayor Sr . Para valores de $\epsilon_{MUT} \leq 4$, los resultados discrepan entre ambos simuladores.

Con respecto al Modelo A en ambos programas, para el rango de $1.75 \leq \epsilon_{MUT} \leq 4$ se mantiene la tendencia de que hay mayor Sr en el entorno de ADS. Sin embargo, al alcanzar el valor de $\epsilon_{MUT} = 1.5$, el valor de Sr se superpone y se intercambia para $1.05 \leq \epsilon_{MUT} \leq 1.25$ el programa en el que el Modelo A presenta más sensibilidad, HFSS. Finalmente, para el valor $\epsilon_{MUT} = 1$, el Modelo A en HFSS presenta un ligero decremento de Sr , mientras que en ADS presenta un aumento descompensado alcanzando el valor $Sr = 664.011\%$.



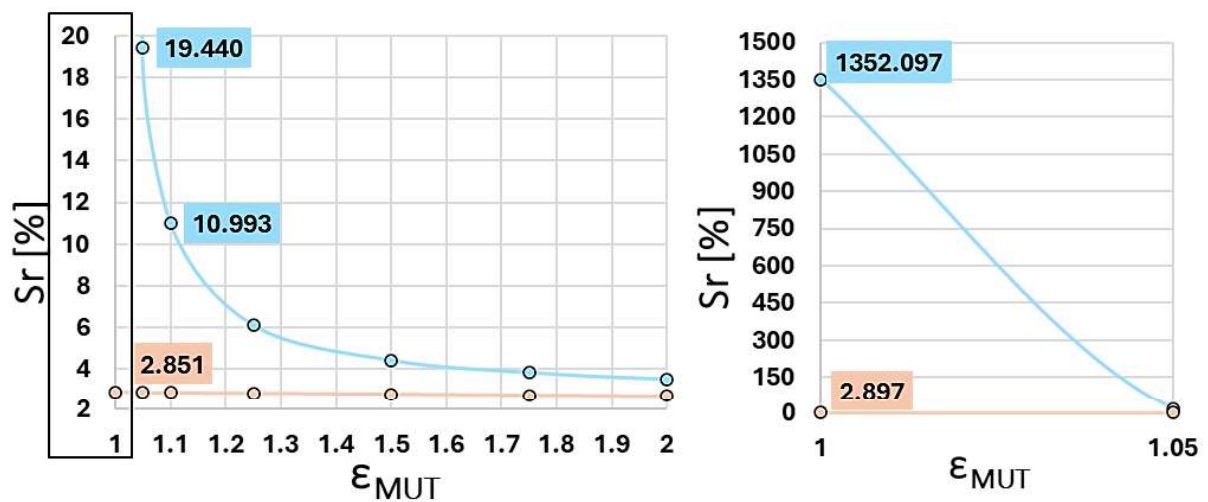


Figura 33. Variación de S_r [%] en función de ϵ_{MUT} del Modelo C en los programas ADS (azul) y HFSS (rojo).

Con respecto al Modelo C en ambos programas, para valores de $\epsilon_{MUT} \leq 3$ se observa un cambio en la tendencia mostrada hasta el momento, aumentando de manera notable el valor de S_r para el entorno de ADS. Esta tendencia continua, hasta tal punto que para $\epsilon_{MUT} = 1$, $S_r = 1352\%$. Finalmente, el Modelo C en HFSS mantiene la tendencia de aumento gradual para S_r , por debajo de un 3%.

Con respecto a la curva de sensibilidad, viendo la respuesta obtenida en ambos programas, es posible concluir que hay mayor S_r para variaciones pequeñas de ϵ_{MUT} , con respecto al de referencia. Parece claro que el programa ADS presenta ciertas incoherencias en sus resultados para valores muy pequeños de ϵ_{MUT} , por lo que no se consideran totalmente fiables. Por ello, el comportamiento real de estos casos deberá ser comprobado experimentalmente en el laboratorio, mediante medidas con muestras de valores bajos de ϵ_{MUT} , para determinar qué programa se asemeja más al caso real.

A modo de conclusión de este estudio, se utilizará el programa HFSS por su simulador 3D, considerado más adecuado para esta investigación, ya que permite la simulación de la estructura completa que contiene la cavidad del sustrato.

4.1.2.2 2º Estudio. Sistemas de contorno.

Con objetivo de comprobar las variaciones de S derivadas de la modificación del sistema de contorno, se realiza este estudio. Partiendo de las tres topologías del Modelo A, Modelo B y del Modelo C, se simulará su comportamiento con y sin cavidad en el sustrato. Es decir, se estudiarán tres modelos en cada uno de los sistemas de contorno V2-HFSS (sin cavidad) y V3-HFSS (con cavidad).

De esta forma, se lleva a cabo la comprobación de la hipótesis principal de esta investigación: posicionar el MUT en una cavidad del sustrato aumenta la S del dispositivo.

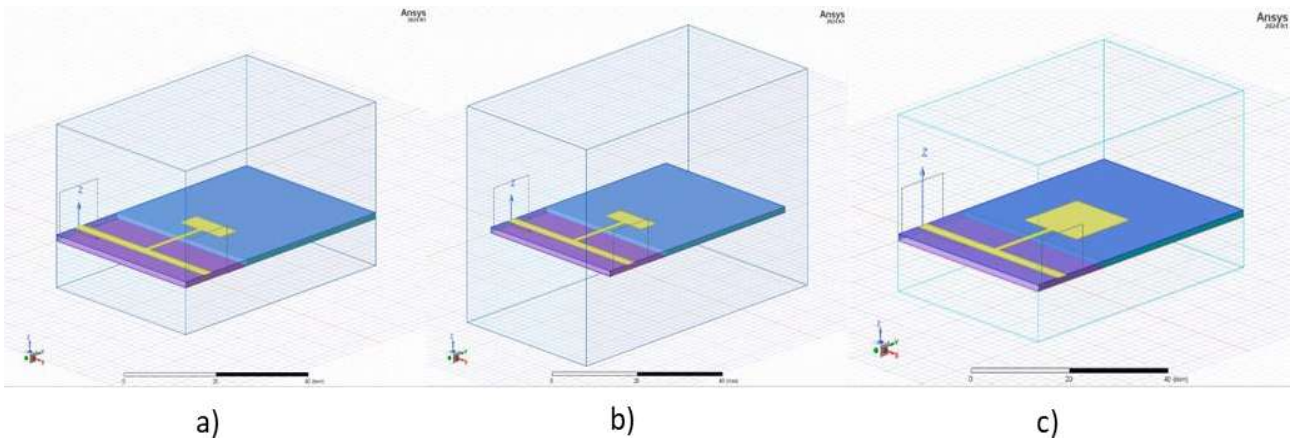


Figura 34. Figuras a escala. (a) Modelo A en V3-HFSS. (b) Modelo B en V3-HFSS. (c) Modelo C en V3-HFSS.

Una vez completadas las tandas de simulaciones para cada caso, se recopilan los datos de la posición de f_0 correspondientes a cada valor de ϵ_{MUT} y se calcula la sensibilidad relativa (Sr). Los resultados se presentan en las gráficas de las figuras 35, 36 y 37, donde se incluye una leyenda que identifica los casos de estudio. En el eje de ordenadas se muestra el valor de Sr [%] y en el eje de abscisas el valor de ϵ_{MUT} .

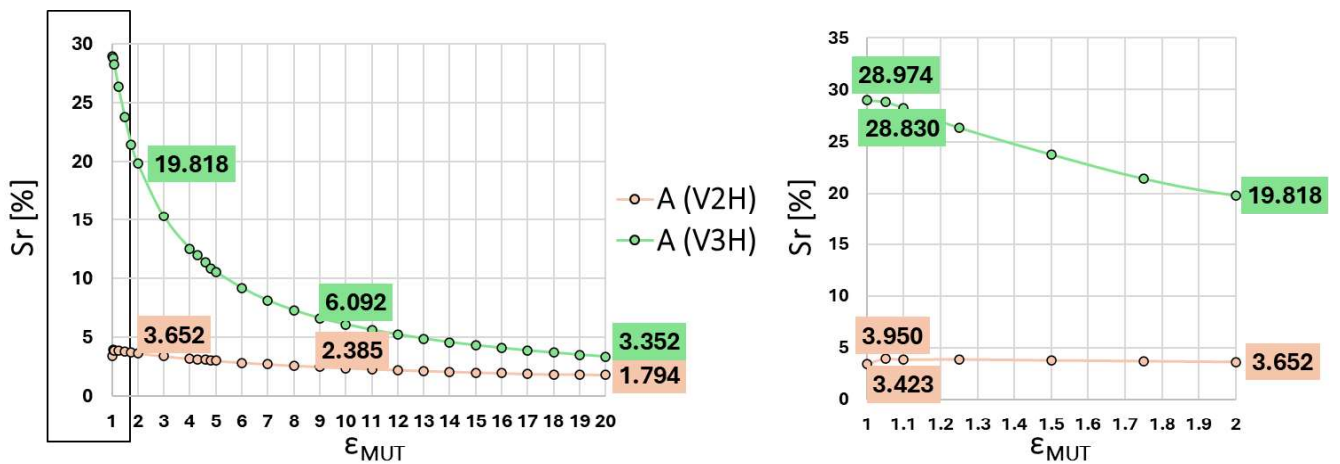


Figura 35. Variación de Sr [%] en función de ϵ_{MUT} del Modelo A en V2-HFSS (rojo) y V3-HFSS (verde).

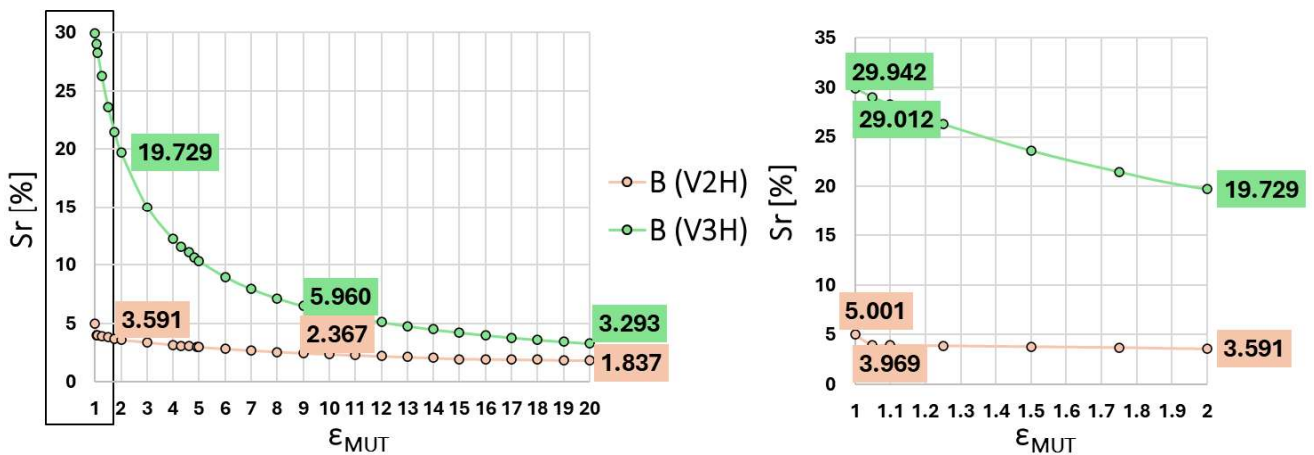


Figura 36. Variación de Sr [%] en función de ϵ_{MUT} del Modelo B en V2-HFSS (rojo) y V3-HFSS (verde).

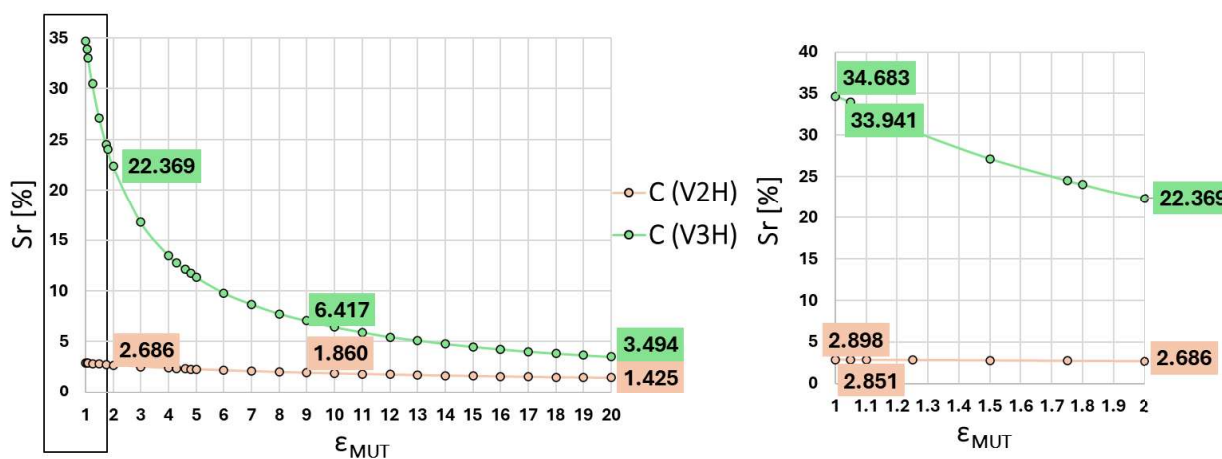


Figura 37. Variación de S_r [%] en función de ϵ_{MUT} del Modelo C en V2-HFSS (rojo) y V3-HFSS (verde).

Es posible comprobar que independientemente del resonador implementado (Modelo A, B o C), el sistema de contorno V3-HFSS proporciona un aumento de S_r significativo. En general, para valores de $\epsilon_{MUT} > 10$, la curva de la S_r es estable, mostrando una diferencia de entre un 3% y un 5% para $\epsilon_{MUT} = 10$ y alrededor de un 2% para $\epsilon_{MUT} = 20$.

La diferencia de S_r entre V2-HFSS y V3-HFSS para los tres modelos aumenta exponencialmente hasta alcanzar entre un 25%, para el caso del Modelo A y el Modelo B, y un 30% para el caso del Modelo C, de diferencia para los valores más bajos de ϵ_{MUT} . Por ejemplo, para $\epsilon_{MUT} = 2$, el Modelo C aumenta alrededor de un 20% su S_r , es decir, aumenta en un factor 10 su S_r .

Además, se observa una tendencia mucho más regular (aparentemente exponencial) de la S_r del sensor con respecto a los resultados del estudio anterior, donde se estudiaban los sistemas de contorno sin cavidad.

Se concluye entonces que la hipótesis principal de esta investigación de posicionar el MUT en una cavidad del sustrato aumenta significativamente la S_r del dispositivo. Siendo el Modelo C en el sistema de contorno V3-HFSS el que presenta mayor S_r de los seis casos bajo estudio.

4.1.2.3 3º Estudio. Geometría de la línea de baja impedancia, LBZ.

Con objeto de aportar la máxima información posible sobre los resonadores tipo SIR, en el entorno de simulación y sistema de contorno V3-HFSS, se presenta brevemente una comparación interesante sobre la influencia de la LBZ del resonador, el parche capacitivo.

El diseño de los resonadores tipo SIR en cuanto a topología permite una ligera variación con respecto a la LBZ; se puede optar por una forma rectangular, como el Modelo A, o cuadrada, como el Modelo C. Este estudio compara el comportamiento del Modelo A con el del Modelo C en el entorno de simulación V3-HFSS.

Una vez completadas las tandas de simulaciones para cada caso, se recopilan los datos de la posición de f_0 correspondientes a cada valor de ϵ_{MUT} y se calcula la sensibilidad relativa (S_r). Los resultados se presentan en la gráfica de la figura 38, donde se incluye una leyenda que

identifica los casos de estudio. En el eje de ordenadas se muestra el valor de S_r [%] y en el eje de abscisas el valor de ϵ_{MUT} .

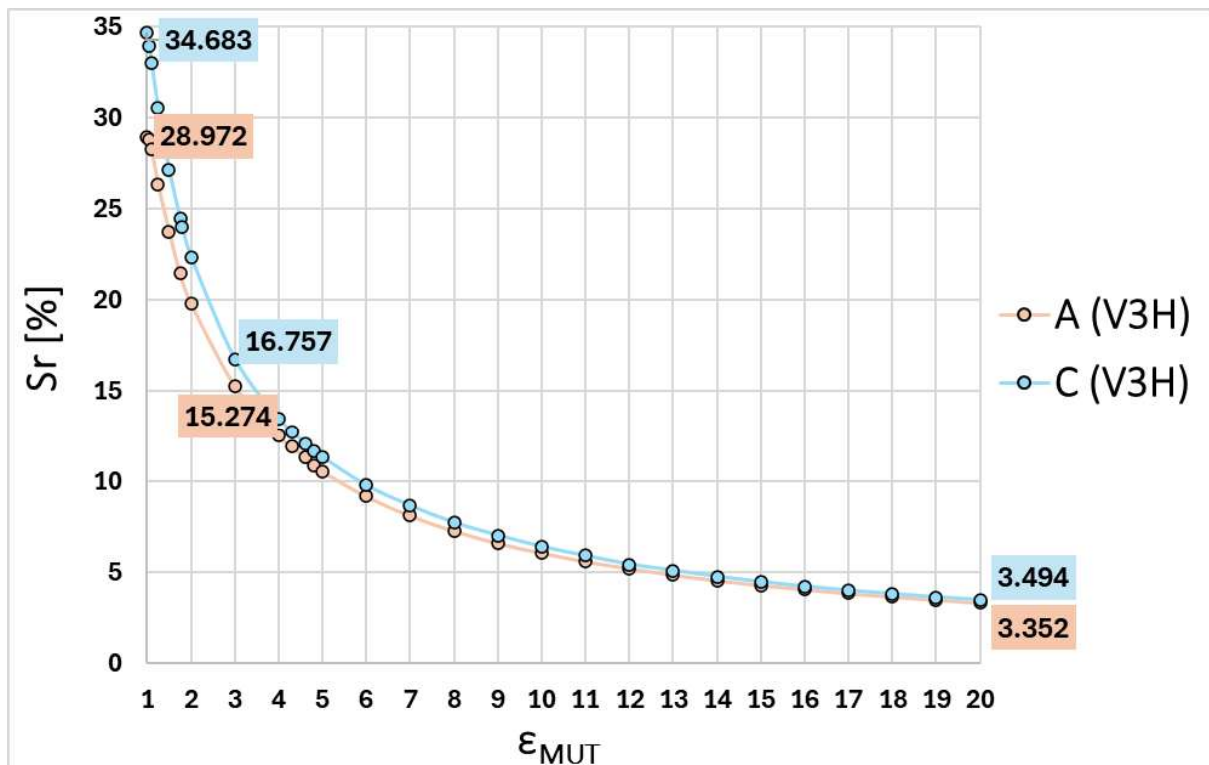


Figura 38. Variación de S_r [%] en función de ϵ_{MUT} para la variación de la geometría de la LBZ del Modelo A (rojo) y del Modelo C (azul) en el sistema de contorno V3-HFSS.

En general, para valores de $\epsilon_{MUT} > 15$, la curva de la S_r se superpone entre modelos. Mostrando una diferencia de alrededor de 1% para $3 \leq \epsilon_{MUT} \leq 15$. La diferencia de S_r entre modelos en V3-HFSS aumenta hasta alcanzar un 6% de diferencia para los valores más bajos de ϵ_{MUT} .

Con respecto a las dimensiones del Modelo A (ver tabla 2) y el Modelo C (ver tabla 6), el área de la LBZ del Modelo C (área = 100 mm²) es mayor que la del Modelo A (área = 62.5 mm²).

Se concluye que el Modelo C (con parche capacitivo cuadrado de mayor área) proporciona un ligero aumento de S_r , en comparación al Modelo A (con parche capacitivo rectangular con menor área), en V3-HFSS. Es razonable interpretar que el Modelo C tiene mayor S_r , en el mismo sistema de contorno, debido a que su zona de sensibilidad (el parche capacitivo) es mayor.

4.1.2.4 4º Estudio. Espesor de MUT, h_{MUT} , variando el espesor del sustrato, h_{SUS} .

En concordancia con los resultados obtenidos hasta el momento, partiendo de la topología de resonador tipo SIR Modelo C en el sistema de contorno V3-HFSS, se estudiará la influencia de la cantidad de MUT en la S_r del dispositivo.

En este estudio, el valor de h_{MUT} variará entre casos, desde 0.400 mm a 1.765 mm, como se muestra en la tabla 9. Al variar este parámetro de diseño, es necesaria la modificación del

sustrato que contiene el MUT, es decir, se modificará h_{sus} manteniendo constantes el resto de los espesores del sustrato ($h_{inf} = h_{sup} = 0.070$ mm) y de V3-HFSS (ver figura 29).

La modificación de h_{MUT} y h_{sus} provoca la desadaptación de la LDT del Modelo C, por lo que la w_{LDT} debe ser modificada pero la l_{LDT} se mantiene constante entre casos ($l_{LDT} = 40.460$ mm).

CASO	h_{MUT}	h_p	h_{sus}	w_{LDT}	w_p
Espesor A	0.400 mm	4.320 mm	0.540 mm	1.020 mm	5.100 mm
Espesor B	0.495 mm	5.080 mm	0.635 mm	1.198 mm	5.991 mm
Espesor C	1.130 mm	10.160 mm	1.270 mm	2.385 mm	11.925 mm
Espesor D	1.765 mm	15.240 mm	1.905 mm	3.552 mm	17.761 mm

Tabla 9. Exposición de los casos del 4º Estudio, donde $h_{inf} = h_{sup} = 0.070$ mm; $l_{LDT} = 40.460$ mm.

En la fase de diseño del caso Espesor D ($h_{MUT} = 1.765$ mm; $h_{sus} = 1.905$ mm) ha sido necesaria la elongación del sustrato en el sentido negativo del eje Y, ya que el extremo exterior de los puertos quedaba fuera del sistema de contorno (ver figura 39).

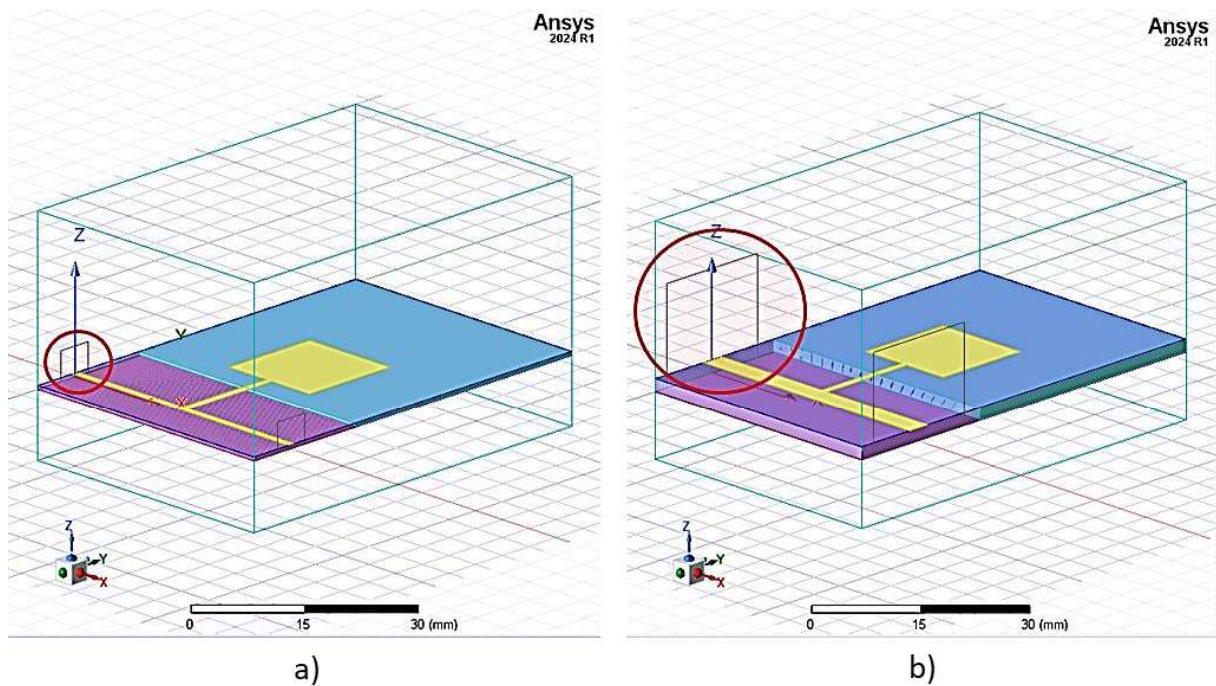


Figura 39. Figuras a escala. (a) V3-HFSS con Espesor A. (b) V3-HFSS modificado con espesor D.

Para ilustrar la diferencia de la modificación, en la figura 40, se proporciona una vista superior del sistema diseñado para el caso Espesor A ($h_{MUT} = 0.400$ mm; $h_{sus} = 0.540$ mm) y Espesor D ($h_{MUT} = 1.765$ mm; $h_{sus} = 1.905$ mm).

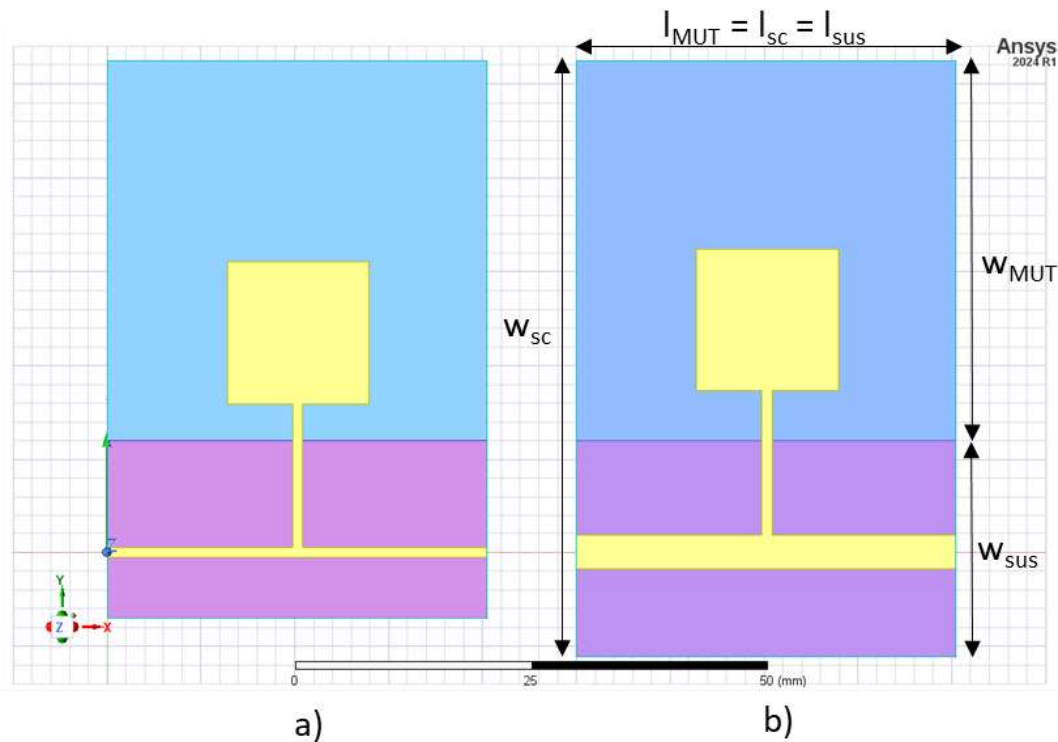


Figura 40. Vista superior a escala. (a) V3-HFSS con Espesor A. (b) V3-HFSS modificado con Espesor D.

MAGNITUD	V3-HFSS	V3-HFSS - ESPESOR D
W_{SUS}	18.970 mm	23.100 mm
W_{SC}	59.430 mm	63.560 mm

Tabla 10. Modificaciones de las dimensiones de diseño del sistema de contorno V3-HFSS para el caso Espesor D ($h_{MUT} = 1.765$ mm; $h_{SUS} = 1.905$ mm), donde $l_{MUT} = l_{SUS} = l_{SC} = w_{MUT} = 40.460$ mm.

Una vez completadas las tandas de simulaciones para cada caso, se recopilan los datos de la posición de f_0 correspondientes a cada valor de ϵ_{MUT} y se calcula la sensibilidad relativa (S_r). Los resultados se presentan en la gráfica de la figura 41, donde se incluye una leyenda que identifica los casos de estudio. En el eje de ordenadas se muestra el valor de S_r [%] y en el eje de abscisas el valor de ϵ_{MUT} .

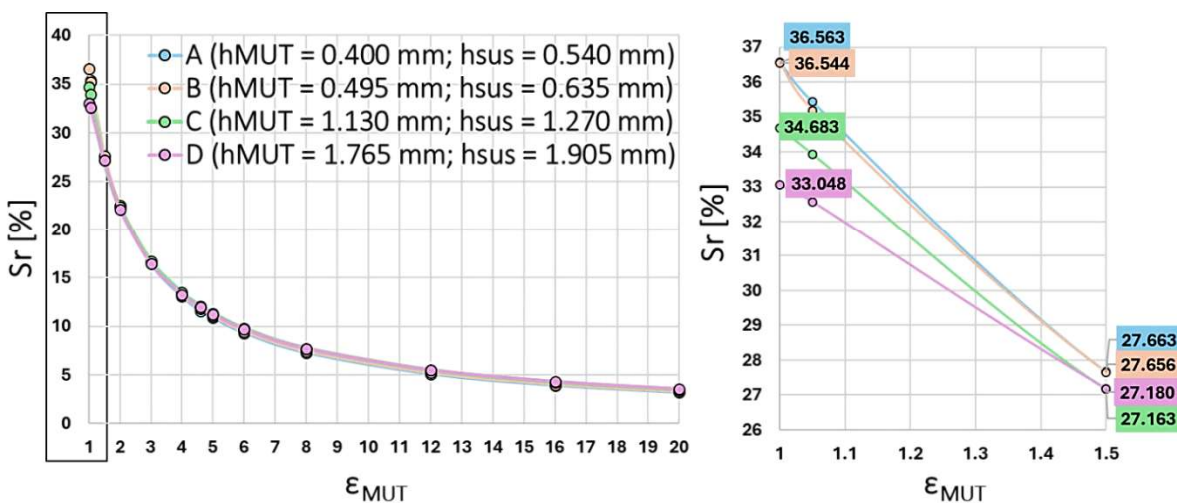


Figura 41. Gráfica de S_r [%] en función de ϵ_{MUT} para la variación de h_{MUT} .

Una vez completadas las tandas de simulaciones para cada caso, se recopilan los datos de la posición de f_0 correspondientes a cada valor de ϵ_{MUT} y se calcula la sensibilidad absoluta (S). Los resultados se presentan en la gráfica de la figura 42, donde se incluye una leyenda que identifica los casos de estudio. En el eje de ordenadas se muestra el valor de S [MHz] y en el eje de abscisas el valor de ϵ_{MUT} .

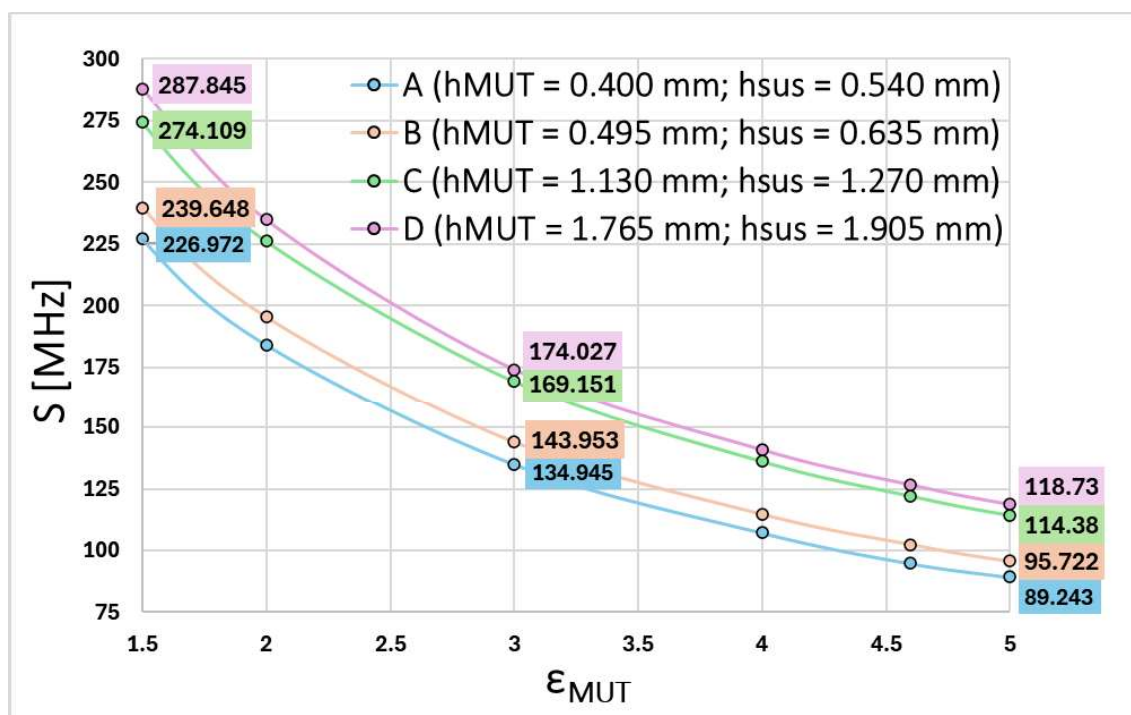


Figura 42. Gráfica de S [MHz] en función de ϵ_{MUT} para la variación de h_{MUT} .

Para este estudio, es conveniente usar el valor de S para determinar el valor de h_{MUT} que mayor S aporta al dispositivo. Esto es debido a que la gráfica de S_r no proporciona gran información respecto a la influencia de dichos parámetros de diseño.

Por ejemplo, para los valores de ϵ_{MUT} más bajos, $1 \leq \epsilon_{MUT} \leq 1.50$, la S_r varía un 3.515% entre el caso más favorable, el caso Espesor A ($h_{MUT} = 0.400$ mm; $h_{sus} = 0.540$ mm), y el menos favorable, el caso de Espesor D ($h_{MUT} = 1.765$ mm; $h_{sus} = 1.905$ mm).

Sin embargo, gracias a los resultados de la figura 42, se observa que S aumenta con el aumento del valor de h_{MUT} . Por ejemplo, para $\epsilon_{MUT} = 1.5$ el caso de mayor S , el caso Espesor D ($h_{MUT} = 1.765$ mm; $h_{sus} = 1.905$ mm) supera en 13.736 MHz al segundo en S , el Espesor C ($h_{MUT} = 1.130$ mm; $h_{sus} = 1.270$ mm) y en 60.873 MHz al último en S , el caso Espesor A ($h_{MUT} = 0.400$ mm; $h_{sus} = 0.540$ mm).

A modo de conclusión, se establece que la influencia de h_{MUT} con respecto a la S de un sensor de microondas, afecta en menor medida que otros parámetros de diseño, como el tamaño del parche capacitivo del resonador. Es por ello, que se elige como h_{MUT} más adecuado el caso Espesor D ($h_{MUT} = 1.765$ mm; $h_{sus} = 1.905$ mm), por su aumento en la S absoluta y por la facilidad de manipulación en una posible fase de fabricación del laboratorio.

4.1.2.5 5° Estudio. Constante dieléctrica de sustrato, ϵ_{sus}

Una vez concluido el estudio de h_{MUT} , se toma como punto de partida para este nuevo estudio el caso con mayor S absoluta, el caso de Espesor D ($h_{MUT} = 1.765$ mm; $h_{sus} = 1.905$ mm). En este punto de la investigación, se cuestiona la influencia de la constante dieléctrica del propio sustrato (ϵ_{sus}) en la S del dispositivo bajo estudio.

Debido a las dimensiones de los puertos ($h_p = 15.240$ mm; $w_p = 11.925$ mm) del caso de Espesor D del estudio anterior, se define para este estudio el sistema de contorno V4-HFSS (con cavidad del sustrato) mostrado en la figura 43, como una modificación del sistema de contorno V3-HFSS (ver tabla 11).

MAGNITUD	V3-HFSS	V4-HFSS
l_{MUT}	40.460 mm	54.000 mm
l_{sc}	40.460 mm	54.000 mm
l_{sus}	40.460 mm	54.000 mm
w_{MUT}	18.970 mm	60.000 mm
w_{sc}	40.460 mm	108.000 mm
w_{sus}	59.430 mm	48.000 mm

Tabla 11. Modificaciones de las dimensiones de diseño con respecto al sistema de contorno V3-HFSS para el sistema de contorno V4-HFSS. Donde $h_{aire} = 35.000$ mm; $h_{inf} = h_{sup} = 0.070$ mm; $h_{MUT} = 1.765$ mm; $h_{pm} = h_{SIR} = 0.035$ mm y $h_{sus} = 1.905$ mm.

A continuación, en la tabla 12 se indican las dimensiones del Modelo D (ver figura 21). El Modelo D es una nueva topología de resonador tipo SIR a 1GHz en el nuevo sistema de contorno V4-HFSS (ver figura 43). La creación de una nueva topología es necesaria ya que, el Modelo C en el sistema de contorno V4-HFSS, se aleja demasiado del valor deseado para f_0 , como se indica en el apartado 2.4. Especificaciones y restricciones de diseño.

Sección de línea	l [mm]	w [mm]	Z_0 [Ω]	θ_0 [$^\circ$]
LZB	10.000	10.000	31.892	17.893
LZA	34.774	2.000	86.303	58.930

Tabla 12. Dimensiones de diseño e impedancias del Modelo D.

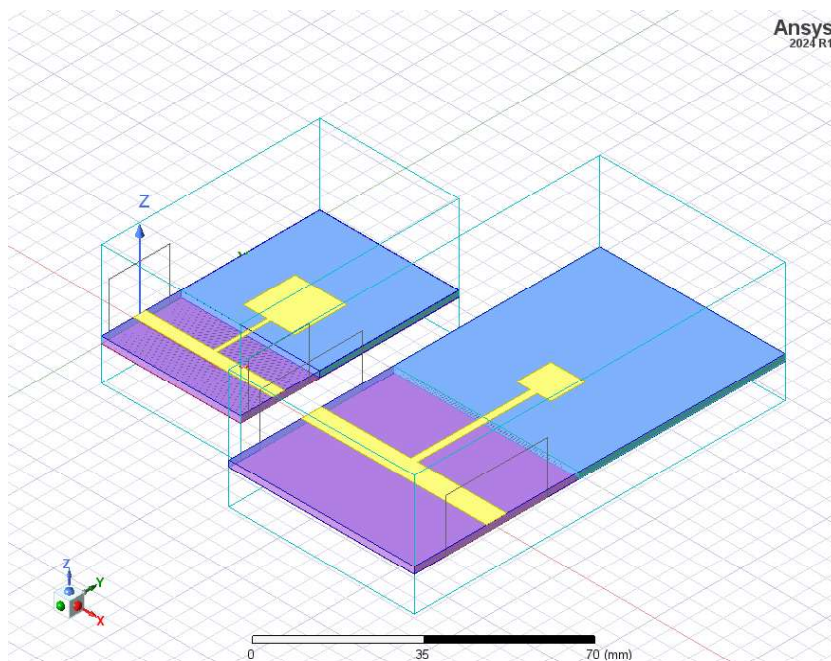


Figura 43. Figuras a escala. V3-HFSS para Espesor D con Modelo C (izquierda). V4-HFSS para Espesor D con Modelo D (derecha).

La variación de ϵ_{SUS} provoca la desadaptación de la LDT del Modelo D, por lo que la w_{LDT} debe ser modificada pero la l_{LDT} se mantiene constante entre casos ($l_{LDT} = 54.000$ mm). Debido a que h_{SUS} se mantiene constante, h_p también ($h_p = 15.240$ mm). A continuación, en la tabla 13 se muestran las dimensiones de diseño de cada caso.

CASO	MATERIAL (ϵ)	w_{LDT}	h_p	w_p
Sustrato A	Rogers Duroid ($\epsilon = 2.55$)	5.952 mm	15.240 mm	29.758 mm
Sustrato B	Rogers 4003C ($\epsilon = 3.55$)	4.435 mm	15.240 mm	22.175 mm
Sustrato C	FR4 ($\epsilon = 4.6$)	3.763 mm	15.240 mm	18.813 mm
Sustrato D	Rogers 3010 ($\epsilon = 10.2$)	1.730 mm	15.240 mm	8.650 mm

Tabla 13. Exposición de los casos del quinto estudio.

Una vez completadas las tandas de simulaciones para cada caso, se recopilan los datos de la posición de f_0 correspondientes a cada valor de ϵ_{MUT} y se calcula la S_r . Los resultados se presentan en la gráfica de la figura 44, donde se incluye una leyenda que identifica los casos de estudio. En el eje de ordenadas se muestra el valor de S_r [%] y en el eje de abscisas el valor de ϵ_{MUT} .

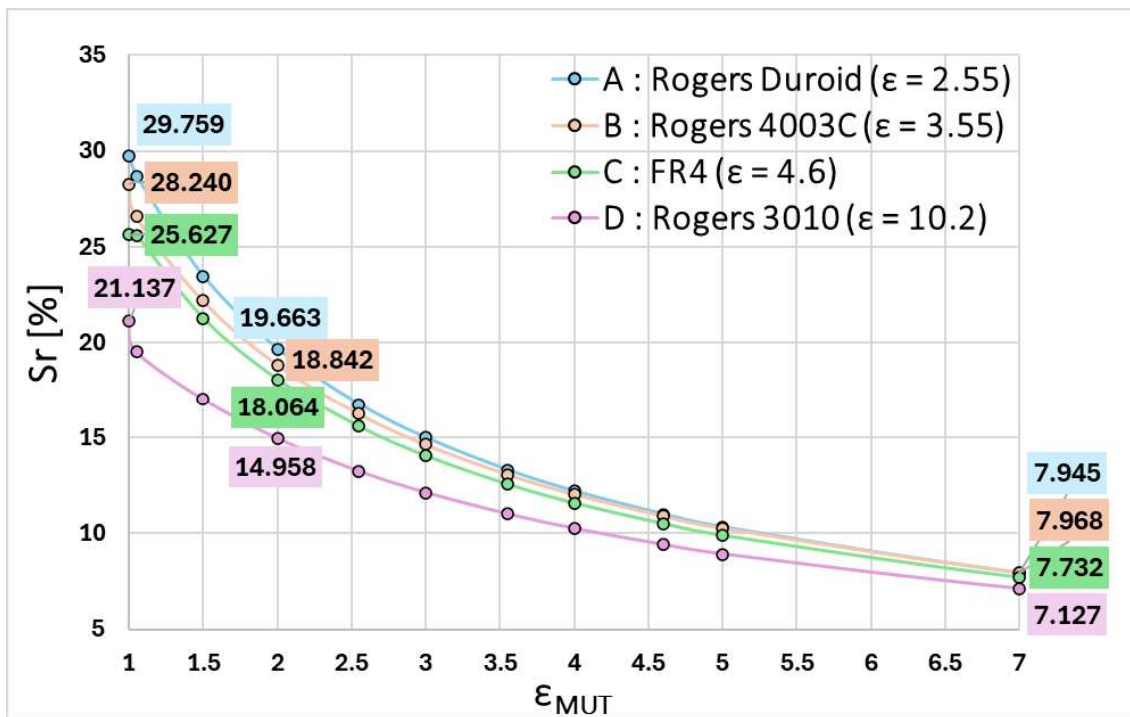


Figura 44. Gráfica de S_r [%] en función de ϵ_{MUT} para la variación de ϵ_{SUS} .

Para valores comprendidos en el intervalo de $7 \leq \epsilon_{MUT} \leq 20$, la curva de la S_r se superpone, mostrando una diferencia de menos de 1% entre casos.

Para valores más bajos de ϵ_{MUT} , como por ejemplo para $\epsilon_{MUT} = 2$, hay una diferencia de S_r de más de un 4% entre el caso Sustrato A (Rogers Duroid ($\epsilon = 2.55$)) y el caso Sustrato D (Rogers 3010 ($\epsilon = 10.2$)). Sin embargo, para $1 \leq \epsilon_{MUT} \leq 2$, hay una diferencia de S_r de apenas un 1% entre el caso Sustrato A (Rogers Duroid ($\epsilon = 2.55$)) y los casos Sustrato B (Rogers 4003C ($\epsilon = 3.55$)) y Sustrato C (FR4 ($\epsilon = 4.60$)).

La diferencia de S_r producida por la variación del valor de ϵ_{SUS} aumenta hasta alcanzar un 8.622% de diferencia entre el caso más favorable, el caso Sustrato A (Rogers Duroid ($\epsilon = 2.55$)) y menos favorable, el caso Sustrato D (Rogers 3010 ($\epsilon = 10.2$)), para $\epsilon_{MUT} = 1$.

La gráfica de resultados permite concluir que el caso Sustrato A (Rogers Duroid ($\epsilon = 2.55$)) de menor ϵ_{SUS} , proporciona mayor S_r al dispositivo. Podemos deducir, por tanto, que aquellos sustratos con menor constante dieléctrica ayudan a aumentar la S del dispositivo diseñado [7][18].

4.1.2.6 6º Estudio. Espesor del MUT, h_{MUT} , variando las capas inferior y superior en contacto con el MUT, h_{inf} y h_{sup} .

Una vez concluido el estudio de ϵ_{SUS} , se toma como punto de partida el caso con mayor S , el caso Sustrato A (Rogers Duroid ($\epsilon = 2.55$)). En este nuevo estudio, se analiza la influencia de la cantidad de MUT en la S del dispositivo.

En este estudio, el valor de h_{MUT} variará entre casos, desde 1505 μm a 1885 μm , como se muestra en las tablas 14, 15 y 16. En consecuencia, se modificarán h_{inf} y h_{sup} manteniendo constante el valor del espesor del sustrato ($h_{sus} = 1.905 \text{ mm}$).

Durante los anteriores estudios, el MUT se encuentra comprendido entre dos finas capas de sustrato de valor fijo, $h_{inf} = h_{sup} = 0.070 \text{ mm}$. Para este estudio se plantean tres escenarios de modificación de estas capas en contacto con el MUT.

- Escenario 1: variación de ambas capas simultáneamente, $h_{inf} = h_{sup}$.
- Escenario 2: variación de la capa inferior únicamente, h_{inf} .
- Escenario 3: variación de la capa superior únicamente h_{sup} .

En cuanto a las especificaciones de diseño consta lo siguiente.

- El valor de h_{MUT} recorrerán valores entre 1505 μm y 1885 μm mostrados en las tablas 14, 15 y 16.
- Las capas modificadas (h_{inf} y h_{sup}) recorrerán valores entre 10 μm y 20 μm mostrados en las tablas 14, 15 y 16.
- El valor de $h_{sus} = 1.905 \text{ mm}$ se mantiene constante para todo el estudio.
- La topología del resonador tipo SIR, es el Modelo D, con las dimensiones de la LDT y los puertos indicados en la tabla 13.

Debido a las dimensiones de los puertos para el caso de Sustrato A (Rogers Duroid ($\epsilon = 2.55$)) del anterior estudio ($h_p = 15.240 \text{ mm}$; $w_p = 29.758 \text{ mm}$), se cree conveniente crear el sistema de contorno V5-HFSS (ver tabla 14) (ver figura 45).

MAGNITUD	V4-HFSS	V5-HFSS
W_{MUT}	60.000 mm	66.000 mm
W_{sc}	108.000 mm	120.000 mm
W_{sus}	48.000 mm	54.000 mm

Tabla 14. Modificaciones de las dimensiones de diseño con respecto al sistema de contorno V4-HFSS para el sistema de contorno V5-HFSS. Donde $h_{aire} = 35.000 \text{ mm}$; $h_{pm} = h_{SIR} = 0.035 \text{ mm}$; $h_{sus} = 1.905 \text{ mm}$ y $l_{MUT} = l_{sus} = l_{sc} = 54.000 \text{ mm}$.

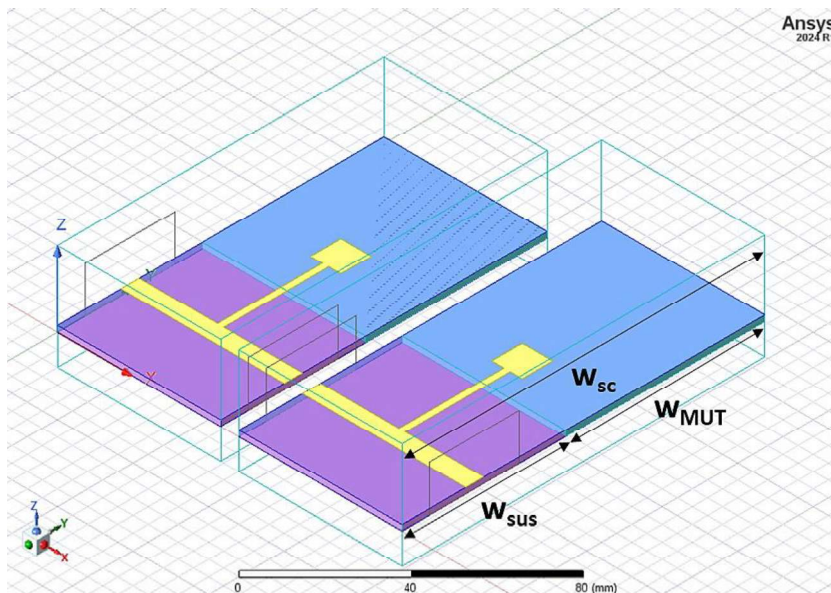


Figura 45. Figuras a escala. V4-HFSS con Modelo D (izquierda). V5-HFSS con Modelo D (derecha).

4.1.2.6.1 Escenario 1: Variación de ambas capas simultáneamente.

A continuación, en la tabla 15 se muestran las dimensiones de diseño de cada caso.

ESCENARIO 1: VARIACIÓN DE AMBAS CAPAS SIMULTÁNEAMENTE							
	CASO A	CASO B	CASO C	CASO D	CASO E	CASO F	CASO G
h_{inf}	10 μm	20 μm	50 μm	70 μm	100 μm	150 μm	200 μm
h_{MUT}	1885 μm	1865 μm	1805 μm	1765 μm	1705 μm	1605 μm	1505 μm
h_{sup}	10 μm	20 μm	50 μm	70 μm	100 μm	150 μm	200 μm

Tabla 15. Exposición de los casos del sexto estudio cuando $h_{sup} = h_{inf}$.

Una vez completadas las tandas de simulaciones para cada caso, se recopilan los datos de la posición de f_0 correspondientes a cada valor de ϵ_{MUT} y se calcula la Sr . Los resultados se presentan en la gráfica de la figura 46, donde se incluye una leyenda que identifica los casos de estudio. En el eje de ordenadas se muestra el valor de Sr [%] y en el eje de abscisas el valor de ϵ_{MUT} .

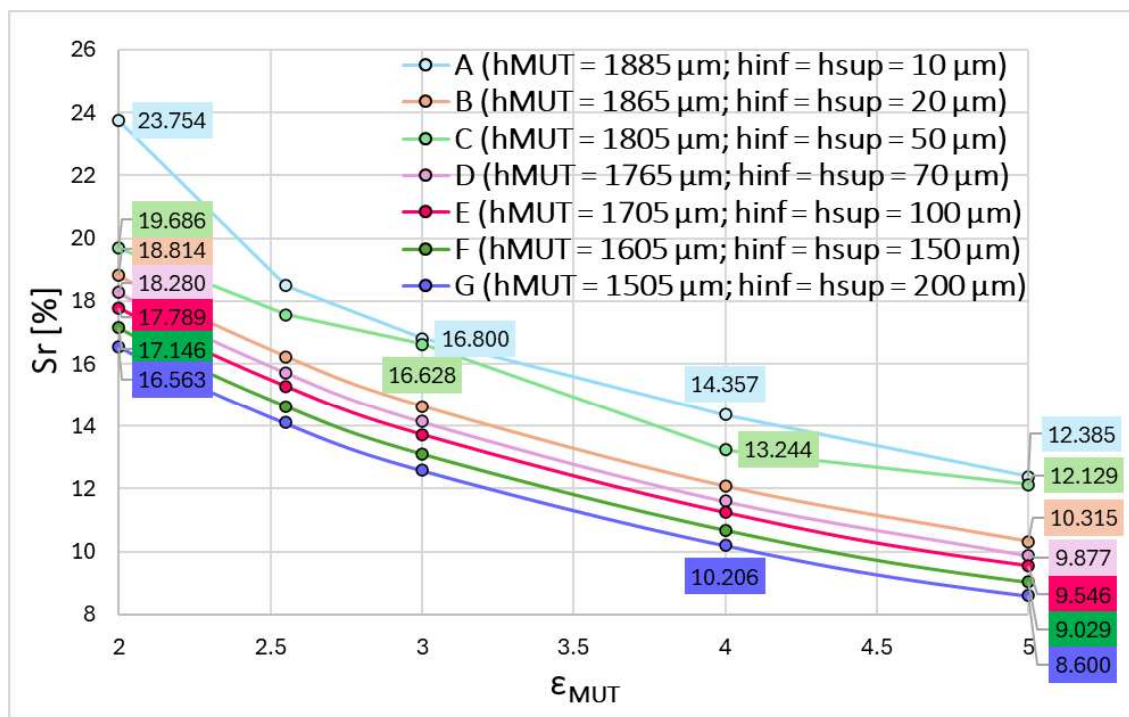


Figura 46. Gráfica de Sr [%] en función de ϵ_{MUT} para el aumento de h_{MUT} con $h_{inf} = h_{sup}$.

Con respecto a este primer escenario, es notable el comportamiento de los casos A ($h_{MUT} = 1885 \mu\text{m}$; $h_{inf} = h_{sup} = 10 \mu\text{m}$) y C ($h_{MUT} = 1805 \mu\text{m}$; $h_{inf} = h_{sup} = 50 \mu\text{m}$). Ambos casos superan en Sr al resto, por ejemplo, para $\epsilon_{MUT} = 4$ el caso A supera hasta en un 4.151%, y el caso C en un 3.038%, al caso G ($h_{MUT} = 1505 \mu\text{m}$; $h_{inf} = h_{sup} = 200 \mu\text{m}$) de menor Sr . En el valor de $\epsilon_{MUT} = 3$, el caso A y el caso C apenas difieren en un 0.172% de Sr . Sin embargo, para los dos valores más pequeños de ϵ_{MUT} el caso C se regula y se posiciona en valores cercanos al resto de casos. Mientras tanto el caso A mantiene la diferencia, siendo el caso de mayor Sr para los valores de ϵ_{MUT} más bajos ($Sr = 23.754\%$ para $\epsilon_{MUT} = 2$), con una diferencia de un 7.191% con respecto al caso más desfavorable, el caso G, para $\epsilon_{MUT} = 2$.

Destacable también el comportamiento del caso B ($h_{MUT} = 1865 \mu\text{m}$; $h_{inf} = h_{sup} = 250 \mu\text{m}$), que no sigue la tendencia del aumento de Sr con el aumento del valor de h_{MUT} , como el resto de los casos del estudio.

4.1.2.6.2 Escenario 2: Variación la capa inferior.

A continuación, en la tabla 16 se muestran las dimensiones de diseño de cada caso.

ESCENARIO 2: VARIACIÓN LA CAPA INFERIOR							
	CASO H	CASO I	CASO J	CASO K	CASO L	CASO M	CASO N
h_{inf}	10 μm	20 μm	50 μm	70 μm	100 μm	150 μm	200 μm
h_{MUT}	1825 μm	1815 μm	1785 μm	1765 μm	1735 μm	1685 μm	1635 μm
h_{sup}	70 μm	70 μm	70 μm	70 μm	70 μm	70 μm	70 μm

Tabla 16. Exposición de los casos del sexto estudio cuando $h_{sup} = 0.070 \text{ mm}$.

Una vez completadas las tandas de simulaciones para cada caso, se recopilan los datos de la posición de f_0 correspondientes a cada valor de ϵ_{MUT} y se calcula la S_r . Los resultados se presentan en la gráfica de la figura 47, donde se incluye una leyenda que identifica los casos de estudio. En el eje de ordenadas se muestra el valor de S_r [%] y en el eje de abscisas el valor de ϵ_{MUT} .

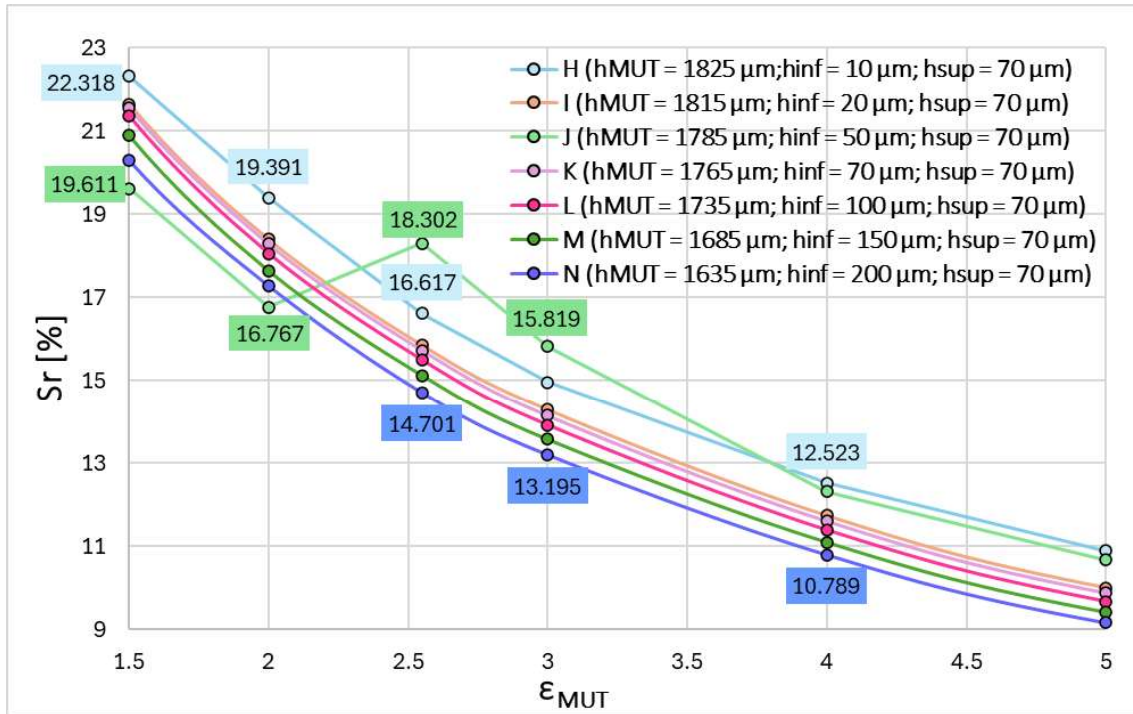


Figura 47. Gráfica de S_r [%] en función de ϵ_{MUT} para el aumento de h_{MUT} con variación de h_{inf} .

Con respecto a este segundo escenario, es notable el comportamiento irregular del caso J ($h_{MUT} = 1785 \mu\text{m}$; $h_{inf} = 50 \mu\text{m}$; $h_{sup} = 70 \mu\text{m}$). En el intervalo de $2.55 \leq \epsilon_{MUT} \leq 3.5$ el caso J es el de mayor S_r , incluso por encima del caso H ($h_{MUT} = 1825 \mu\text{m}$; $h_{inf} = 10 \mu\text{m}$; $h_{sup} = 70 \mu\text{m}$). Por ejemplo, para $\epsilon_{MUT} = 2.55$ el caso J supera hasta en un 3.601%, al caso N ($h_{MUT} = 1635 \mu\text{m}$; $h_{inf} = 200 \mu\text{m}$; $h_{sup} = 70 \mu\text{m}$) de menor S_r . Sin embargo, para valores de $\epsilon_{MUT} \leq 2$ el caso J se desregula y se posiciona como el caso de menor S_r .

El caso H presenta mayor S_r que el resto salvo en el intervalo de $2.55 \leq \epsilon_{MUT} \leq 3.5$, donde el caso J es el de mayor S_r . Para los valores de ϵ_{MUT} más bajos, el caso H es el de mayor S_r , tal que, para $\epsilon_{MUT} = 1.5$ su $S_r = 22.318 \%$, presentando una diferencia de un 2.707% con respecto al caso J con $S_r = 19.611 \%$, el más desfavorable, para dicho ϵ_{MUT} .

Esta tendencia muestra que la S_r aumenta con el valor de h_{MUT} , es decir, cuando h_{inf} es pequeña.

4.1.2.6.3 Escenario 3: Variación la capa superior.

A continuación, en la tabla 17 se muestran las dimensiones de diseño de cada caso.

ESCENARIO 3: VARIACIÓN LA CAPA SUPERIOR							
	CASO O	CASO P	CASO Q	CASO R	CASO S	CASO T	CASO U
h_{inf}	70 μm	70 μm	70 μm	70 μm	70 μm	70 μm	70 μm
h_{MUT}	1825 μm	1815 μm	1785 μm	1765 μm	1735 μm	1685 μm	1635 μm
h_{sup}	10 μm	20 μm	50 μm	70 μm	100 μm	150 μm	200 μm

Tabla 17. Exposición de los casos del sexto estudio cuando $h_{inf} = 0.070 \text{ mm}$.

Una vez completadas las tandas de simulaciones para cada caso, se recopilan los datos de la posición de f_0 correspondientes a cada valor de ϵ_{MUT} y se calcula la S_r . Los resultados se presentan en las gráficas de las figuras 48 y 49, donde se incluye una leyenda que identifica los casos de estudio. En el eje de ordenadas se muestra el valor de S_r [%] y en el eje de abscisas el valor de ϵ_{MUT} .

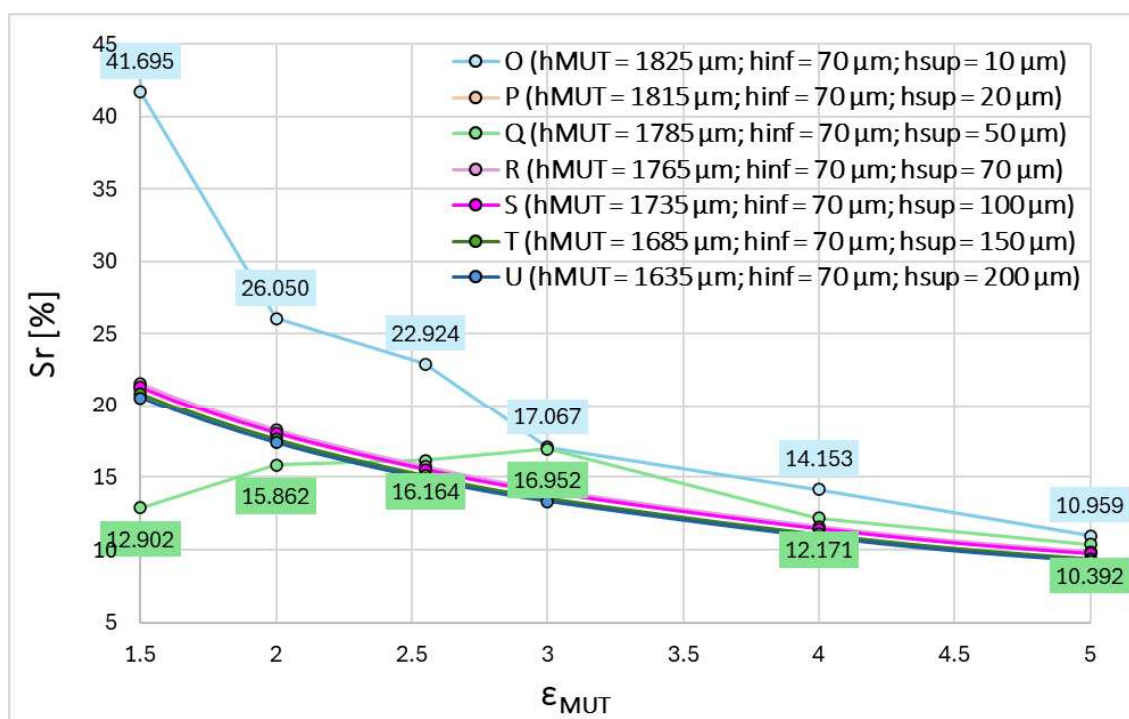


Figura 48. Gráfica de S_r [%] en función de ϵ_{MUT} para el aumento de h_{MUT} con variación de h_{sup} .

Con respecto a este tercer escenario, es notable el comportamiento irregular del caso Q ($h_{MUT} = 1785 \mu\text{m}$; $h_{sup} = 50 \mu\text{m}$; $h_{inf} = 70 \mu\text{m}$). Por ejemplo, para de $\epsilon_{MUT} = 3$ el caso Q, apenas difiere en un 0.115% del caso O ($h_{MUT} = 1825 \mu\text{m}$; $h_{sup} = 10 \mu\text{m}$; $h_{inf} = 70 \mu\text{m}$). Sin embargo, para los dos últimos valores de ϵ_{MUT} el caso Q disminuye su valor hasta poco más del 10%, quedando como el caso con menor S_r para $\epsilon_{MUT} \leq 2$.

El caso O presenta una diferencia sobresaliente de S_r al resto de casos, manteniendo la tendencia. Para los dos últimos valores de ϵ_{MUT} el caso O aumenta su valor hasta más de un 40% de S_r para $\epsilon_{MUT} = 1.5$, presentándose como el caso con mayor S_r , con una diferencia de un 28.793% con respecto al caso Q con $S_r = 13.902\%$ más desfavorable para $\epsilon_{MUT} = 2$.

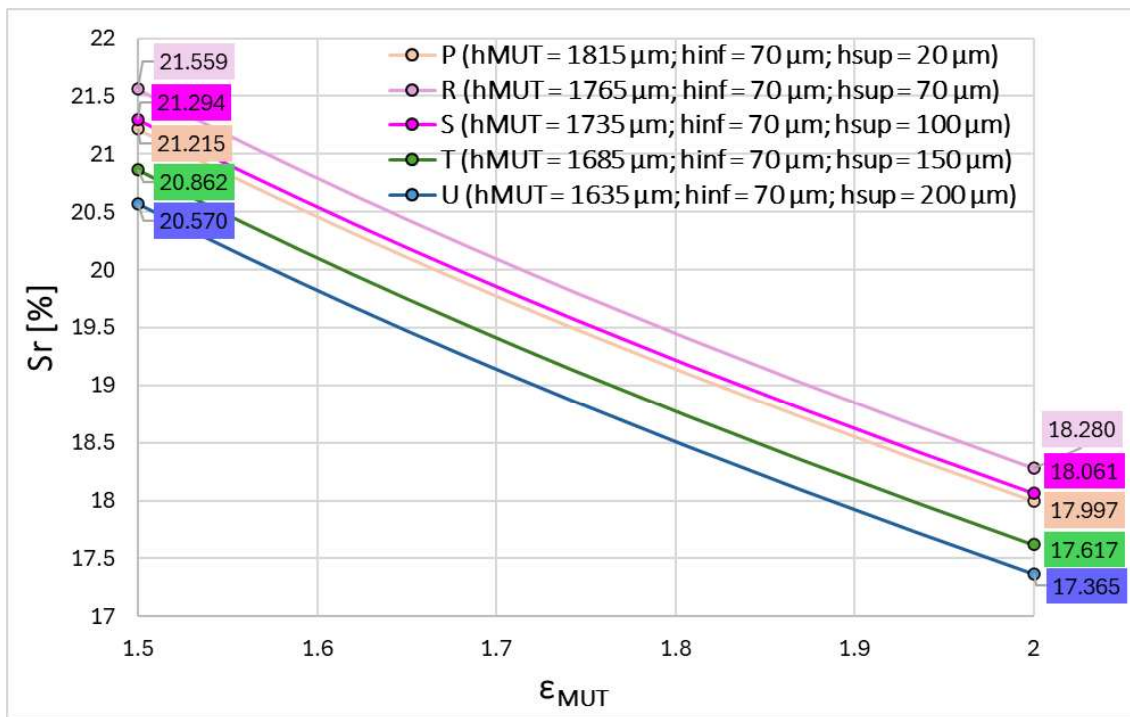


Figura 49. Gráfica de Sr [%] en función de ϵ_{MUT} para el aumento de h_{MUT} con variación de h_{sup} .

Como en los escenarios anteriores, se mantiene la tendencia general de que a mayor h_{MUT} , la Sr aumenta, es decir, cuando h_{sup} es pequeña. Sin embargo, en este último escenario, el caso P ($h_{sup} = 20 \mu\text{m}$; $h_{inf} = 70 \mu\text{m}$) no satisface dicha tendencia.

4.1.2.6.4 Conclusión general de los escenarios.

En los tres escenarios planteados, entre los valores más bajos de ϵ_{MUT} y alrededor de $\epsilon_{MUT} = 4$, aquellos casos que modifican el valor de los espesores h_{inf} o h_{sup} , a $10 \mu\text{m}$ y $50 \mu\text{m}$, presentan un comportamiento irregular con respecto al resto de casos. La razón de este comportamiento no ha sido determinada, por lo que es necesario indagar más en la influencia de este parámetro de diseño. No obstante, se podría estudiar experimentalmente para conocer mejor el comportamiento real de los dispositivos diseñados.

Los casos A ($h_{MUT} = 1885 \mu\text{m}$; $h_{inf} = h_{sup} = 10 \mu\text{m}$) con $Sr = 23.754 \%$ para $\epsilon_{MUT} = 2$, H ($h_{MUT} = 1825 \mu\text{m}$; $h_{inf} = 10 \mu\text{m}$; $h_{sup} = 70 \mu\text{m}$) con $Sr = 22.318 \%$ para $\epsilon_{MUT} = 1.5$, y O ($h_{MUT} = 1825 \mu\text{m}$; $h_{sup} = 10 \mu\text{m}$; $h_{inf} = 70 \mu\text{m}$) con $Sr = 41.695 \%$ para $\epsilon_{MUT} = 1.5$, son los casos de mayor Sr para cada escenario respectivamente. Sin embargo, a la pregunta de cuál es el valor de h_{inf} o h_{sup} que maximiza la Sr del dispositivo, los resultados de simulación no son del todo concluyentes y dicha conclusión deberá confirmarse experimentalmente.

Los casos G ($h_{MUT} = 1505 \mu\text{m}$; $h_{inf} = h_{sup} = 200 \mu\text{m}$), N ($h_{MUT} = 1635 \mu\text{m}$; $h_{inf} = 200 \mu\text{m}$; $h_{sup} = 70 \mu\text{m}$), U ($h_{MUT} = 1635 \mu\text{m}$; $h_{sup} = 200 \mu\text{m}$; $h_{inf} = 70 \mu\text{m}$) se presentan como los casos más desfavorables en todos los escenarios salvo para el intervalo $1.5 \leq \epsilon_{MUT} < 2.55$, donde son sustituidos por los casos J ($h_{inf} = 50 \mu\text{m}$; $h_{sup} = 70 \mu\text{m}$) y Q ($h_{sup} = 50 \mu\text{m}$; $h_{inf} = 70 \mu\text{m}$), respectivamente. Es posible deducir que, la tendencia general es que aquellos casos con

mayor h_{MUT} y, en consecuencia, menor h_{inf} o h_{sup} , ayudan a aumentar la Sr del dispositivo diseñado.

4.2 Conclusiones

Cada investigación sobre las prestaciones de los sensores dieléctricos de microondas persigue un objetivo preestablecido, satisfacer una necesidad concreta para el correcto desarrollo de una de las funcionalidades de los sensores. En este proyecto de fin de carrera, se planteaba maximizar la sensibilidad del dispositivo con respecto a la detección de cambios en la permitividad dieléctrica del material sometido a ensayo. El dispositivo bajo estudio ha sido un sensor dieléctrico de microondas basado en resonador tipo SIR como elemento sensible.

La hipótesis principal de esta investigación ha sido la creación de una cavidad en el sustrato para albergar el material sometido a ensayo, con el fin de aumentar la sensibilidad del dispositivo. Esta hipótesis queda confirmada en el *2º Estudio, Sistemas de contorno*, por lo que queda demostrada la validez de esta investigación.

Una vez implementada la cavidad en el sustrato, se han llevado a cabo diferentes estudios relacionados con la influencia de otros parámetros de diseño en la sensibilidad. En concordancia a los resultados obtenidos, es posible afirmar lo siguiente.

- Cuanto mayor es la zona de sensibilidad (línea de baja impedancia) de un resonador tipo SIR, mayor es la sensibilidad del dispositivo completo.
- La influencia en la sensibilidad del dispositivo del espesor del material bajo estudio depende de otros parámetros de diseño, como el espesor del sustrato.
 - La sensibilidad de los dispositivos es mayor cuando el espesor superior y/o el espesor inferior del sustrato es menor, concretamente cuando su valor es menor que 200 μm .
 - La sensibilidad de los dispositivos apenas varía cuando se modifica el espesor del sustrato total y el espesor superior e inferior se mantiene constante, concretamente en 0.070 mm.
- Aquellos sustratos con menor permitividad dieléctrica ayudan a aumentar la sensibilidad del dispositivo diseñado.

Los parámetros de diseño que más influyen son, la permitividad dieléctrica del sustrato y el espesor del material bajo estudio cuando se varía la capa superior y/o inferior del sustrato.

Es importante resaltar las características comunes dentro de todos los estudios, para así conocer el comportamiento general de los sensores dieléctricos de microondas basados en resonador tipo SIR con respecto a su sensibilidad.

- Cuanto menor es la variación de permitividad dieléctrica del material sometido a ensayo con respecto al de referencia, mayor es la sensibilidad del dispositivo.
- Los cambios en cualquiera de los parámetros de diseño pueden provocar la desadaptación de la línea de transmisión principal del resonador tipo SIR.

- Los cambios en cualquiera de los parámetros de diseño pueden provocar la desviación de la frecuencia de resonancia del resonador tipo SIR.

Finalmente, se concluye que este trabajo ha completado satisfactoriamente la tarea de generar una base de datos de partida, según distintos parámetros de diseño, para el estudio de nuevos sensores dieléctricos de microondas basados en resonador tipo SIR, con una cavidad en el sustrato.

4.2.1 Trabajos futuros

En consecuencia, de la afirmación de la hipótesis principal, este proyecto plantea un punto de partida para el desarrollo de sensores dieléctricos de microondas basados en resonador tipo SIR, con una cavidad en el sustrato. Gracias a las conclusiones derivadas de los diferentes estudios realizados, otros proyectos pueden profundizar en las características de diseño que aporten un aumento de la sensibilidad de estos dispositivos. De cara a dichas investigaciones, se plantea un diseño óptimo con los valores considerados más satisfactorios de los parámetros de diseño estudiados en este proyecto.

- Espesor del material bajo estudio, $h_{MUT} = 2.520$ mm.
- Espesor del sustrato, $h_{SUS} = 2.540$ mm.
- Material del sustrato, Rogers Duroid con $\epsilon = 2.55$.
- Espesor de la capa inferior del sustrato, $h_{inf} = 10$ μ m.
- Espesor de la capa superior del sustrato, $h_{sup} = 10$ μ m.

A continuación, en la tabla 18 se indican las dimensiones de diseño del Modelo ÓPTIMO (ver figura 21). El Modelo ÓPTIMO es una nueva topología de resonador tipo SIR a 1 GHz en un nuevo sistema de contorno, denominado V6-HFSS, cuyas dimensiones de diseño se muestran en la tabla 19.

SECCIÓN DE LÍNEA	l [mm]	w [mm]	Z ₀ [Ω]	β ₀ [°]
LZB	5.000	14.000	30.767	8.973
LZA	35.000	2.000	98.52	58.941
LDT	51.410	8.060	45.792	90.429

Tabla 18. Dimensiones de diseño del Modelo ÓPTIMO.

MAGNITUD	VALOR
l_{MUT}	51.410 mm
l_{sc}	51.410 mm
l_{sus}	51.410 mm
w_{MUT}	60.000 mm
w_{sc}	120.000 mm
w_{sus}	60.000 mm

Tabla 19. Dimensiones de diseño del sistema de contorno V6-HFSS. Donde $h_p = 20.320$ mm; $w_p = 40.301$ mm.

Una vez completadas las simulaciones del diseño óptimo del dispositivo, se recopilan los datos de la posición de f_0 correspondientes a cada valor de ϵ_{MUT} y se calcula la Sr del diseño. Los

resultados se presentan en la gráfica de la figura 50. En el eje de ordenadas se muestra el valor de S_r [%] y en el eje de abscisas el valor de ϵ_{MUT} .

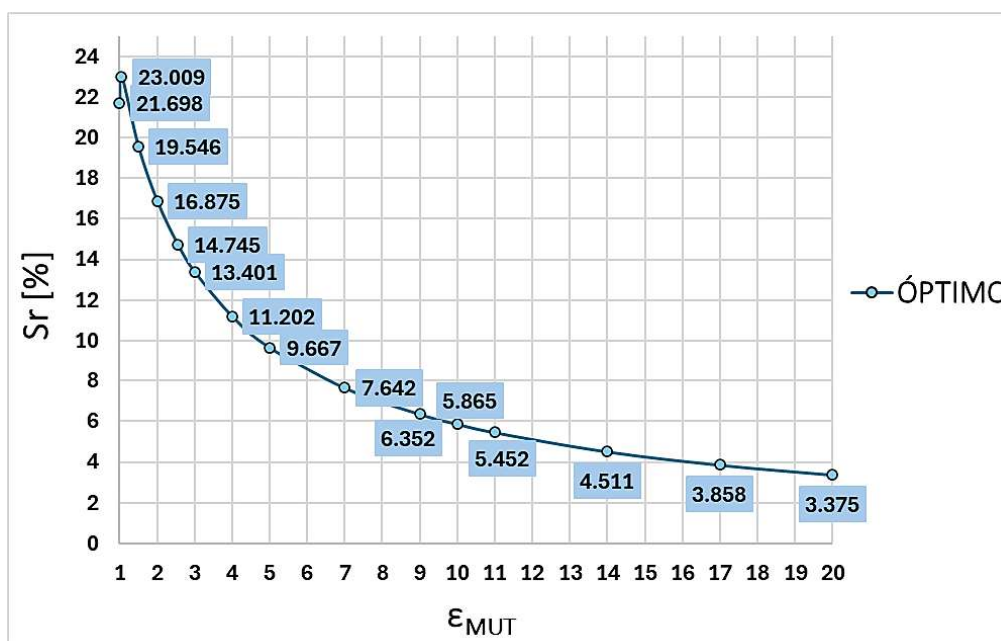


Figura 50. Gráfica de S_r [%] en función de ϵ_{MUT} del diseño óptimo propuesto.

En la gráfica se observa una S_r máxima de 23.009 % para el valor de $\epsilon_{MUT} = 1.05$ y una mínima de 3.375 % para el valor de $\epsilon_{MUT} = 20$. Estos valores se encuentran dentro del rango de los resultados obtenidos en los estudios anteriores. Aunque no presente el valor máximo de S_r de la investigación, los valores de S_r para valores intermedios de ϵ_{MUT} son bastante satisfactorios. Es notable la regularidad de su comportamiento, así como una tendencia aparentemente exponencial.

Como parte de las líneas futuras de trabajo sería necesaria la fabricación y medición de estos nuevos dispositivos en un laboratorio. De esta forma, sería posible comprobar qué programa de simulación, ADS o HFSS, proporciona resultados más acordes a la realidad, así como confirmar las discrepancias observadas en algunos de los casos simulados.

Aparte, sería razonable indagar más en los estudios que modifican el espesor del material bajo estudio. Una opción sería utilizar nuevos valores para los parámetros de espesor superior e inferior de sustrato, ya que así, se obtendría más información sobre los casos mencionados anteriormente que no cumplen con la tendencia general de los escenarios presentados en este proyecto. Otra opción sería utilizar distintos valores a los ya presentados en este proyecto para el espesor del sustrato total, para investigar posibles variaciones con respecto al comportamiento de los casos de esta investigación.

Finalmente, gracias al aumento de sensibilidad proporcionado por la implementación de la cavidad en el sustrato, sería interesante comprobar su efectividad en el diseño de sensores dieléctricos de microondas, basado en resonador tipo SIR doblado, para comprobar el comportamiento de los dispositivos al variar el tipo de elemento sensible.

5. IMPACTO DEL PROYECTO

El diseño de sensores dieléctricos de microondas, basado en resonador tipo SIR planteado en este trabajo de fin de grado, tiene un alcance significativo en varios ODS. La innovación tecnológica desarrollada no solo impulsa la innovación, sino que también contribuye directamente al bienestar humano, la sostenibilidad ambiental y el desarrollo económico responsable, ya que estos dispositivos destacan por su bajo coste de producción.

Con respecto al ODS 3, Salud y Bienestar, el aumento de sensibilidad de estos sensores podría mejorar la capacidad para detectar parámetros críticos relacionados con la salud, como marcadores biológicos o contaminantes ambientales, favoreciendo el diagnóstico temprano y la prevención de enfermedades. Estos nuevos sensores podrían tener aplicación en el desarrollo de herramientas no invasivas, como, por ejemplo, la detección precisa de anomalías en tejidos.

Con respecto al ODS 9, Industria, Innovación e Infraestructura, sensores con mayor sensibilidad permiten un monitoreo más preciso en aplicaciones industriales, mejorando procesos productivos y reduciendo fallos. Este avance fomenta la innovación en tecnología por lo que podría ayudar a reforzar infraestructuras ya existentes. Estos dispositivos tienen aplicación en áreas como, el control de calidad en procesos de producción, mediante la detección de defectos mínimos. También, podrían implementarse en sistemas electrónicos de seguridad, impulsando así la competitividad industrial y tecnológica.

Con respecto al ODS 12, Producción y Consumo Responsables, la mayor precisión de estos sensores optimiza el uso de recursos y reduce el desperdicio en procesos industriales. Al detectar incluso pequeñas variaciones, esta tecnología ayuda a garantizar un control más estricto en las cadenas de producción. Estos dispositivos podrían implementarse en sistemas de monitoreo energético, consiguiendo así una reducción del desperdicio industrial, promoviendo una economía circular. De esta manera, el nuevo diseño propuesto en este trabajo de fin de grado puede ayudar a promover un modelo de producción eficiente y ambientalmente consciente, alineado con la sostenibilidad global.

Con respecto al ODS 13, Acción por el Clima, gracias a su sensibilidad mejorada, estos sensores pueden detectar cambios mínimos en condiciones ambientales, como emisiones de gases de efecto invernadero o alteraciones en patrones climáticos. Estos dispositivos pueden proporcionar un monitoreo detallado de emisiones de dióxido de carbono, y redes ambientales con datos precisos para modelar y mitigar el cambio climático, en concordancia con la agenda global.

En general, la sensibilidad mejorada del diseño de los sensores dieléctricos de microondas, basado en resonador tipo SIR con una cavidad en el sustrato, amplifica su impacto en la salud, la innovación, la sostenibilidad industrial y la acción climática. Estos dispositivos son un ejemplo de cómo la tecnología puede abordar desafíos globales mientras contribuye significativamente a los ODS.

6. REFERENCIAS

- [1] S. Atienza Bedmar, "Diseño, implementación y análisis de sensores dieléctricos sobre tecnología microstrip, basado en resonador tipo SIR (Stepped Impedance Resonator), Trabajo fin de grado, Dpto. de Ingeniería Audiovisual y Comunicaciones. Universidad Politécnica de Madrid, Madrid, España, 2019. [En línea]. Disponible en: [Diseño, implementación y análisis de sensores dieléctricos sobre tecnología microstrip, basado en resonador tipo SIR \(Stepped Impedance Resonator\) | Archivo Digital UPM](#)
- [2] S. W. Ellingson, *Electromagnetics Vol 2*. Virginia, Virginia Tech Publishing, 2020. [En línea]. Disponible en: [Electromagnetics, Volume 2 \(vt.edu\)](#)
- [3] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4th ed. Hoboken (N.J.): John Wiley & Sons, 2011.
- [4] J. Choma, "Scattering Parameters: Concept, Theory, and Applications", University of Southern California Department of Electrical Engineering-Electrophysics, Estados Unidos, Informe, 2006. [En línea]. Disponible en: [Scattering Parameters: Concept, Theory, and Applications \(studylib.net\)](#)
- [5] F. Martín, P. Vélez, J. Muñoz-Enano, L. Su. *Planar Microwave Sensors*. Hoboken, New Jersey: Wiley-IEEE Press, [2023].
- [6] J. Naqui *et al.*, "Transmission Lines Loaded With Pairs of Stepped Impedance Resonators: Modeling and Application to Differential Permittivity Measurements," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, no. 11, pp. 3864-3877, Nov. 2016.
- [7] J. Muñoz-Enano, P. Vélez, C. Herrojo, M. Gil and F. Martín, "On the Sensitivity of Microwave Sensors based on Slot Resonators and Frequency Variation," *2019 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA)*, Granada, Spain, 2019, pp. 0112-0115.
- [8] J. Garcia-Garcia *et al.*, "Microwave filters with improved stopband based on sub-wavelength resonators," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 6, pp. 1997-2006, June 2005.
- [9] M. Żukociński, "A 5.8–10.6 GHz UWB filter using novel SIR structure," *2018 22nd International Microwave and Radar Conference (MIKON)*, Poznan, Poland, 2018, pp. 477-480.
- [10] J. Coromina, P. Vélez, J. Bonache and F. Martín, "Branch Line Couplers With Small Size and Harmonic Suppression Based on Non-Periodic Step Impedance Shunt Stub (SISS) Loaded Lines," in *IEEE Access*, vol. 8, pp. 67310-67320, 2020.
- [11] J. Coromina, J. Selga, P. Vélez, J. Bonache and F. Martín, "Slow-Wave Artificial Transmission Lines based on Stepped Impedance Shunt Stub (SISS) Loading: Analysis and Stopband Bandwidth Enhancement," *2018 48th European Microwave Conference (EuMC)*, Madrid, 2018, pp. 69-72.

[12] P. K. Singh, S. Basu and Y. -H. Wang, "Planar Ultra-Wideband Bandpass Filter Using Edge Coupled Microstrip Lines and Stepped Impedance Open Stub," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17, no. 9, pp. 649-651, Sept. 2007.

[13] W. Krongkitsiri, "A folded SIR filter with embedded feed slot for wide spurious suppression," *The 20th Asia-Pacific Conference on Communication (APCC2014)*, Pattaya, Thailand, 2014, pp. 170-174.

[14] Y. Yang, L. Gu and Y. Dong, "Microstrip Bandpass Filter Based on Dual-mode Folded SIR Resonator," 2022 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), Harbin, China, 2022, pp. 1-3.

[15] C. J. Bindu and S. Mridula, "Folded SIR with CSRRs for Ultra Wide Band Applications," *2013 International Symposium on Electronic System Design*, Singapore, 2013, pp. 182-185.

[16] J. Dong, G. Fu, J. Zhao and X. Wang, "Dual band-notched UWB antenna with folded SIRs," *2012 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, Shenzhen, China, 2012, pp. 1-3.

[17] G. Galindo-Romera, F. Javier Herraiz-Martínez, M. Gil, J. J. Martínez-Martínez and D. Segovia-Vargas, "Submersible Printed Split-Ring Resonator-Based Sensor for Thin-Film Detection and Permittivity Characterization," in *IEEE Sensors Journal*, vol. 16, no. 10, pp. 3587-3596, May15, 2016.

[18] A. Ebrahimi, J. Scott and K. Ghorbani, "Ultrahigh-Sensitivity Microwave Sensor for Microfluidic Complex Permittivity Measurement," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 67, no. 10, pp. 4269-4277, Oct. 2019.

[19] P. Vélez, J. Muñoz-Enano, A. Ebrahimi, J. Scott, K. Ghorbani and F. Martín, "Step Impedance Resonator (SIR) Loaded with Complementary Split Ring Resonator (CSRR): Modeling, Analysis and Applications," *2020 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, Los Angeles, CA, USA, 2020, pp. 675-678.

[20] © Keysight Technologies 2000–2024, [Consulta: 14 febrero 2024]. Disponible en:

PathWave Advanced Design System (ADS) Bundles | Keysight

[21] © 2024 Copyright ANSYS, Inc, [Consulta: 14 febrero 2024]. Disponible en:

Ansys HFSS | 3D High Frequency Simulation Software

ANEXO

A.1 Presupuesto

Se expone en este apartado, el presupuesto necesario para el desarrollo de este trabajo de fin de grado. Los gastos del proyecto han sido divididos en tres: recursos software, recursos hardware y recursos humanos.

Los recursos software utilizados se resumen en los tres programas indicados por el departamento de Ingeniería Audiovisual y Comunicaciones al estudiante: ADS, HFSS y Office. Siendo, el primero de los programas de carácter gratuito en la versión de estudiante utilizada en el desarrollo de este proyecto.

Los recursos hardware, se dividen en dos, los personales y los remotos. Los recursos hardware personales han sido aportados por el estudiante, mientras que los recursos hardware remotos han sido proporcionados por la Universidad Politécnica de Madrid al estudiante para el correcto desarrollo de la investigación.

Finalmente, los recursos humanos necesarios, han sido descritos según su perfil laboral, como el técnico responsable de laboratorio o académico, como el estudiante y los tutores académicos. La cuantificación de los servicios de los recursos humanos ha sido medida en horas para facilitar el cálculo general de los gastos.

RECURSOS SOFTWARE	COSTE MENSUAL	MESES	TOTAL
Licencia ADS	0 €	8	0 €
Licencia HFSS	500 €	8	4000 €
Licencia Office	3 €	8	24 €
RECURSOS HARDWARE	COSTE UNITARIO	UNIDADES	TOTAL
Disco duro personal	85 €	1	85 €
Disco duro remoto	70 €	1	70 €
Ordenador personal	500 €	1	500 €
Ordenador remoto	300 €	1	300 €
RECURSOS HUMANOS	REMUNERACIÓN	Horas	TOTAL
Ingeniero Junior	6.25€ / h	360	2250 €
Responsable de laboratorio	8.50 € / h	5	42.50 €
Co-tutor académico	10 € / h	30	300 €
Tutor académico	20 € / h	40	800 €

Tabla 20. Presupuesto del trabajo de fin de grado.

Es posible concluir que el gasto total ha sido de 8371.50 € para este proyecto de fin de grado. Dividiendo el presupuesto en los tres tipos de gastos, los recursos software han necesitado un total de 4024 €, los recursos hardware han necesitado un total de 955 € y los recursos humanos han necesitado 3392.50 €.