
This is the **published version** of the bachelor thesis:

Ruíz Vázquez, Isabel. *Diseño de una cavidad coaxial para la caracterización dieléctrica de fluidos*. Treball de Final de Grau (Universitat Autònoma de Barcelona), 2026 (Grau en Enginyeria de Sistemes de Telecomunicació)

This version is available at <https://ddd.uab.cat/record/335931>

under the terms of the  license.



TRABAJO DE FIN DE GRADO

GRADO EN INGENIERÍA DE SISTEMAS DE TELECOMUNICACIÓN

DISEÑO ELECTROMAGNÉTICO DE UNA CAVIDAD COAXIAL APLICADA A LA CARACTERIZACIÓN DIELECTRICA DE FLUIDOS

Isabel Ruiz Vázquez

DIRECTOR: Sergio López Soriano

DEPARTAMENTO DE TELECOMUNICACIÓN I INGENIERÍA DE SISTEMAS

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE BARCELONA

Bellaterra, Junio 28, 2026

Abstract

This work presents the electromagnetic design and analysis of a coaxial resonant sensor for the dielectric characterization of fluids. The sensor is excited by a coaxial probe with a flange, whose reflection response changes when the dielectric properties of the fluid located in the sensitive region are modified. The study has been carried out entirely through electromagnetic simulations in Altair FEKO, without physical fabrication or experimental measurements. The sensor geometry, materials, excitation port, mesh, and simulation conditions are defined, initially considering ideal lossless fluids.

The results show that increasing the relative permittivity shifts the selected resonance towards lower frequencies, making it possible to construct a calibration curve between resonant frequency and permittivity. The selection of the operating resonance is justified through the analysis of the electromagnetic field distributions, verifying that the field effectively interacts with the dielectric volume. A fixed-frequency estimation strategy based on the magnitude and phase of S_{11} is also studied, particularly at 866 MHz. Although the phase provides useful information about permittivity, narrow resonances and local ambiguities limit the robustness of a strictly single-frequency measurement over wide ranges.

Finally, dielectric losses are incorporated through the loss tangent, and a joint estimation of the real permittivity and the dielectric losses of the fluid is proposed from the complex response of S_{11} . The influence of small variations in the sensor insertion depth is also analysed. Overall, the work numerically confirms the feasibility of the proposed structure and establishes a basis for future fabrication, experimental calibration, and validation with real fluids.

Resumen

Este trabajo presenta el diseño y análisis electromagnético de un sensor resonante de geometría coaxial para la caracterización dieléctrica de fluidos. El sensor se excita mediante una sonda coaxial con brida, cuya respuesta en reflexión varía al modificar las propiedades dieléctricas del fluido situado en la región sensible. El estudio se ha realizado íntegramente mediante simulaciones electromagnéticas en Altair FEKO, sin fabricación física ni medidas experimentales. Se define la geometría del sensor, los materiales, el puerto de excitación, el mallado y las condiciones de simulación, considerando inicialmente fluidos ideales sin pérdidas.

Los resultados muestran que el aumento de la permitividad relativa desplaza la resonancia seleccionada hacia frecuencias inferiores, lo que permite construir una curva de calibración entre la frecuencia resonante y la permitividad. La selección de la resonancia de trabajo se justifica mediante el análisis de las distribuciones de campo electromagnético, comprobando que el campo interactúa de forma efectiva con el volumen dieléctrico. También se estudia la estimación a frecuencia fija a partir de la magnitud y la fase de S_{11} , especialmente a 866 MHz. Aunque la fase contiene información útil sobre la permitividad, las resonancias estrechas y las ambigüedades locales limitan la robustez de una medida estrictamente monofrecuencia en rangos amplios.

Finalmente, se incorporan pérdidas dieléctricas mediante la tangente de pérdidas y se plantea una estimación conjunta de la permitividad real y de las pérdidas del fluido a partir de la respuesta compleja de S_{11} . Asimismo, se analiza la influencia de pequeñas variaciones en la profundidad de inserción del sensor. En conjunto, el trabajo confirma numéricamente la viabilidad de la estructura propuesta y establece una base para futuros estudios de fabricación, calibración experimental y validación con fluidos reales.

Índice

Abstract	I
Resumen	II
Índice de figuras	VII
Índice de tablas	IX
1. Introducción	1
1.1. Objetivos del trabajo	2
1.2. Metodología general	3
1.2.1. Estrategia de búsqueda y selección de fuentes.	3
1.3. Organización de la memoria	4
2. Fundamentos teóricos	5
2.1. Caracterización dieléctrica de materiales	5
2.2. Permitividad compleja	7
2.3. Tangente de pérdidas	8
2.4. Parámetros de dispersión	9
2.4.1. Parámetro de reflexión S_{11}	9
2.4.2. Representación en magnitud y fase	10

2.5. Resonadores electromagnéticos	11
2.5.1. Concepto de resonancia	12
2.5.2. Frecuencia resonante	12
2.6. Cavidades resonantes	14
2.6.1. Cavidades rectangulares y cilíndricas	14
2.6.2. Cavidades coaxiales	16
2.7. Interacción entre el fluido y el sensor resonante	17
2.7.1. Desplazamiento de la frecuencia resonante y pérdidas	17
2.7.2. Sensibilidad frente a cambios de permitividad	18
2.8. Sensores resonantes para caracterización dieléctrica	19
2.9. Técnicas de estimación dieléctrica	20
2.9.1. Modelos de extracción de permitividad en estructuras coaxiales	20
2.9.2. Métodos basados en frecuencia resonante	21
2.9.3. Métodos basados en magnitud y fase de S_{11}	22
3. Diseño y simulación del sensor	24
3.1. Geometría del sensor	26
3.2. Modelo electromagnético en FEKO	28
3.2.1. Configuración general del modelo	28
3.2.2. Materiales y condiciones electromagnéticas	29
3.2.3. Puerto de excitación y obtención de S_{11}	29
3.2.4. Mallado y criterios de simulación	30
3.3. Sensibilidad de la configuración geométrica	31
3.3.1. Sensibilidad frente a la altura del volumen de fluido	31
3.3.2. Sensibilidad frente a la profundidad de inserción del sensor	34
3.3.3. Influencia de la longitud de la cavidad	36

3.4. Estrategia de simulación	37
3.4.1. Barridos en frecuencia	37
3.4.2. Automatización y extracción de resultados	39
4. Sensado en frecuencia	40
4.1. Selección del modo resonante	40
4.2. Interpretación cualitativa del modo resonante	43
4.3. Caracterización ideal sin pérdidas	44
4.3.1. Barrido de permitividad relativa	44
4.3.2. Comparación de los modos resonantes	44
4.3.3. Desplazamiento de la frecuencia resonante	46
4.3.4. Curva de calibración y sensibilidad	47
4.4. Síntesis del análisis ideal	49
5. Sensado en fase	50
5.1. Motivación del análisis a frecuencia fija	50
5.2. Extracción de S_{11} en la banda 850–950 MHz	51
5.3. Selección de la frecuencia de interrogación mediante la fase de S_{11}	52
5.4. Calibración inversa a 856,4 MHz y comparación con 866 MHz	55
5.5. Validación numérica con permitividades intermedias	57
5.5.1. Sensibilidad local a la frecuencia de interrogación	60
5.6. Análisis global de la frecuencia fija de 866 MHz	61
5.7. Discusión de ambigüedades y limitaciones de la frecuencia fija	67
5.8. Influencia de las pérdidas dieléctricas	68
5.8.1. Diseño del barrido en permitividad y pérdidas	69
5.8.2. Efecto de la tangente de pérdidas sobre la respuesta en frecuencia	70
5.8.3. Análisis a frecuencia fija con pérdidas dieléctricas	71

5.8.4. Estimación conjunta de permitividad y pérdidas	73
5.8.5. Robustez de la estimación frente a la profundidad de inserción . . .	80
6. Discusión de resultados	81
6.1. Valoración del método basado en frecuencia resonante	81
6.2. Valoración de la medida a frecuencia fija	82
6.3. Efecto de las pérdidas dieléctricas	83
6.4. Comparación orientativa con una sonda comercial	83
6.5. Limitaciones del trabajo	84
6.6. Consideraciones normativas para una futura implementación experimental .	84
7. Conclusiones	86
A. Código de automatización de simulaciones en FEKO	89
A.1. Ejecución secuencial de simulaciones mediante terminal	89
A.2. Generación automática de archivos de entrada	91
B. Uso de la inteligencia artificial	93
Bibliografía	95

Índice de figuras

2.1. Respuesta en reflexión $ S_{11} $ para $\varepsilon_r = 80$. La frecuencia de resonancia f_r corresponde al mínimo de la curva.	13
2.2. Desplazamiento del mínimo de $ S_{11} $ al aumentar la permitividad relativa. .	13
2.3. Geometrías canónicas de guía de onda para cavidades rectangular y cilíndrica. Adaptadas de [16].	15
3.1. Geometría del sensor con la región sensible introducida en el fluido.	25
3.2. Geometría del sensor resonante sin el volumen dieléctrico.	27
3.3. Campo eléctrico en la zona sensible del sensor.	28
3.4. Comprobación de sensibilidad del mallado para $\varepsilon'_r = 72,5$	30
3.5. Influencia de la altura del fluido sobre S_{11}	32
3.6. Influencia de la profundidad de inserción sobre S_{11}	35
3.7. Influencia de la longitud de cavidad sobre S_{11}	36
3.8. Barrido en frecuencia para $\varepsilon'_r = 80$. Barrido amplio y de la región de interés.	38
4.1. Campo eléctrico del modo resonante seleccionado.	41
4.2. Mínimos locales de S_{11} para $\varepsilon_r = 87,5$ y rama seleccionada para la calibración.	42
4.3. Distribución del campo eléctrico en modos resonantes próximos al modo de trabajo.	42
4.4. Evolución de los mínimos de S_{11} al variar la permitividad relativa para el modo de trabajo y los dos modos de frecuencia superior.	45

5.1. Fase de S_{11} a 866 MHz frente a la permitividad relativa en el caso sin pérdidas.	52
5.2. Error $RMSE_{LOO}$ de la calibración cuadrática para la banda 850–950 MHz.	54
5.3. Calibración inversa y estimación de permitividad a 856,4 MHz.	55
5.4. Calibración inversa y estimación de permitividad a 866 MHz.	56
5.5. Calibración y validación numérica a 856,4 MHz.	58
5.6. Calibración y validación numérica a 866 MHz.	59
5.7. Error de estimación en los puntos de validación para 856,4 MHz y 866 MHz.	59
5.8. Sensibilidad local del error de estimación frente a la frecuencia de interrogación en el entorno de $\varepsilon_r = 67,5$. Cada curva corresponde a una calibración independiente basada en la fase de S_{11} a la frecuencia indicada.	60
5.9. Fase y magnitud de S_{11} a 866 MHz para $\varepsilon_r = 1,0 : 0,1 : 100,0$	62
5.10. Estimación global de la permitividad a 866 MHz mediante los modelos cuadráticos basados solo en fase y en magnitud más fase, con validación <i>leave-one-out</i>	65
5.11. Error RMSE local de estimación de ε_r usando la fase de S_{11} a 866 MHz. . .	65
5.12. Efecto ilustrativo de la tangente de pérdidas sobre la resonancia para $\varepsilon'_r = 72,5$	70
5.13. Magnitud de S_{11} frente a $\tan \delta$ a 866 MHz para distintos valores de ε'_r . . .	71
5.14. Variación de la fase de S_{11} con la permitividad real a 866 MHz para distintos valores de $\tan \delta$	72
5.15. Trayectorias de S_{11} a 866 MHz en el plano magnitud–fase al variar $\tan \delta$ con ε'_r constante (a), y ε'_r con $\tan \delta$ constante (b).	73
5.16. Estimación de la permitividad real ε'_r a partir de la magnitud y fase de S_{11} a 866 MHz.	74
5.17. Estimación de la tangente de pérdidas $\tan \delta$ a partir de la magnitud y fase de S_{11} a 866 MHz.	75

Índice de tablas

2.1. Técnicas representativas de caracterización dieléctrica.	6
3.1. Dimensiones principales del sensor modelado.	27
3.2. Asignación de materiales en el modelo electromagnético de FEKO.	29
3.3. Parámetros principales del mallado empleado en FEKO.	30
3.4. Resumen de los mínimos de S_{11} al variar la altura del volumen de fluido para dos valores de permitividad relativa.	33
3.5. Resumen de los mínimos de S_{11} obtenidos al variar la longitud de la cavidad.	37
4.1. Resultados del análisis con permitividades ideales para el modo de trabajo seleccionado.	47
5.1. Resumen de la calibración de permitividad mediante la fase de S_{11} en la banda 850–950 MHz.	56
5.2. Resumen de la validación numérica con diez valores intermedios de permi- tividad.	59
5.3. Resumen del análisis global a 866 MHz para $\varepsilon_r = 1,0 : 0,1 : 100,0$	63
5.4. Validación global <i>leave-one-out</i> de la estimación de ε_r a 866 MHz com- parando modelos basados solo en fase y modelos basados en magnitud y fase.	64
5.5. Mejores ventanas locales de estimación a 866 MHz empleando el modelo cuadrático y validación <i>leave-one-out</i>	66

5.6. Métricas de validación del modelo inverso cuadrático a 866 MHz.	75
5.7. Validación del modelo inverso cuadrático a 866 MHz mediante errores relativos firmados.	76
5.8. Validación del modelo inverso cuadrático a 915 MHz.	78
5.9. Comparación de las métricas de validación del modelo inverso cuadrático a 866 MHz y 915 MHz.	79
5.10. Métricas de validación del modelo inverso cuadrático a 866 MHz para distintas profundidades de inserción. Cada configuración utiliza una calibración propia.	80

Capítulo 1

Introducción

La caracterización dieléctrica de fluidos constituye una herramienta de interés en ámbitos científicos, industriales y tecnológicos, ya que permite relacionar la respuesta electromagnética de un material con propiedades como su composición, concentración o estado. Entre dichas propiedades, la permitividad dieléctrica ocupa un papel fundamental, puesto que describe la interacción del material con un campo eléctrico variable en el tiempo. En el caso de los fluidos, esta información puede emplearse en aplicaciones de control de calidad, monitorización de procesos, identificación de sustancias o análisis de mezclas [1].

El desarrollo de las tecnologías de radiofrecuencia y microondas ha impulsado distintas técnicas para medir las propiedades dieléctricas de los materiales, como las basadas en líneas de transmisión, guías de onda, sondas coaxiales abiertas y cavidades resonantes. Cada técnica presenta ventajas y limitaciones según el rango de frecuencia, el tipo de muestra, el volumen disponible y la precisión requerida [2].

En este marco, los sensores resonantes resultan especialmente atractivos para la caracterización de fluidos debido a su elevada sensibilidad frente a cambios en las propiedades eléctricas del medio bajo estudio. Cuando un fluido se introduce en la región activa de un resonador, la distribución del campo electromagnético se modifica y, como consecuencia, cambian parámetros observables como la frecuencia de resonancia, la magnitud del coeficiente de reflexión y la fase de la señal reflejada. Estos cambios pueden utilizarse para extraer información sobre la permitividad del fluido y, posteriormente, sobre sus pérdidas dieléctricas [3].

En este contexto, el presente Trabajo de Fin de Grado se centra en el diseño y análisis electromagnético de un sensor resonante basado en una cavidad excitada mediante una sonda coaxial con brida para la caracterización dieléctrica de fluidos. El estudio se realiza mediante simulaciones electromagnéticas en FEKO, sin abordar la fabricación física del dispositivo, con el objetivo de evaluar numéricamente la viabilidad del sensor como sistema de caracterización dieléctrica.

1.1. Objetivos del trabajo

El objetivo principal de este trabajo es diseñar y caracterizar mediante simulación electromagnética un sensor resonante capaz de detectar variaciones en la permitividad dieléctrica de fluidos a partir de su respuesta en reflexión.

Para alcanzar este objetivo general, se plantean los siguientes objetivos específicos:

- Diseñar una estructura resonante de geometría coaxial adecuada para la interacción electromagnética con un fluido situado en su región sensible.
- Implementar el modelo electromagnético del sensor en Altair FEKO, definiendo la geometría, los materiales, el puerto de excitación, el mallado y las condiciones de simulación.
- Analizar la respuesta en reflexión S_{11} del sensor para distintos valores de permitividad relativa del fluido.
- Identificar la rama resonante de interés mediante el estudio de la respuesta frecuencial y de las distribuciones de campo electromagnético.
- Obtener una curva de calibración que relacione la frecuencia de resonancia con la permitividad relativa del fluido en condiciones ideales sin pérdidas.
- Evaluar la posibilidad de estimar la permitividad a frecuencia fija a partir de la magnitud y la fase de S_{11} .
- Analizar la influencia de la tangente de pérdidas sobre la respuesta resonante y estudiar la estimación conjunta de la permitividad real y las pérdidas dieléctricas.

1.2. Metodología general

La metodología seguida en este trabajo combina análisis teórico, diseño electromagnético y simulación numérica. En primer lugar, se estudian los principios físicos que explican la interacción entre un fluido dieléctrico y una estructura resonante. A partir de estos fundamentos, se define un sensor resonante de geometría coaxial, alimentado mediante un puerto coaxial y diseñado para presentar una respuesta sensible a los cambios de permitividad del fluido.

Posteriormente, el sensor se modela en FEKO y se realizan diferentes barridos paramétricos. En una primera fase se consideran materiales ideales sin pérdidas, variando únicamente la permitividad relativa del fluido. Este análisis permite estudiar el desplazamiento de la frecuencia resonante, construir una curva de calibración entre permitividad y frecuencia de mínimo de S_{11} , y comprobar mediante distribuciones de campo que la rama resonante seleccionada interactúa de forma efectiva con el volumen dieléctrico.

En una segunda fase, el análisis se traslada a una frecuencia fija de 866 MHz, con el objetivo de evaluar si el sensor puede utilizarse como sistema de medida a frecuencia única. Para ello, se extraen la magnitud y la fase del S_{11} para distintos valores de permitividad, generando una curva de calibración específica. Finalmente, se incorpora la tangente de pérdidas para analizar cómo las pérdidas del fluido afectan a la magnitud, la fase y la profundidad de la resonancia, así como para estudiar la posibilidad de separar los efectos asociados a la permitividad real y a las pérdidas del material.

1.2.1. Estrategia de búsqueda y selección de fuentes.

La documentación se recopiló mediante búsquedas temáticas sobre caracterización dieléctrica, sensores resonantes, cavidades coaxiales, parámetros de dispersión y sondas coaxiales. Se priorizaron artículos científicos para fundamentar el estado de la técnica [4, 1], informes técnicos y metrológicos para las propiedades dieléctricas de referencia [5], y documentación oficial de fabricantes para la comparación con sistemas comerciales y la definición de referencias geométricas [2, 6]. Como apoyo complementario, se utilizó material docente para los fundamentos de líneas de transmisión y dispositivos pasivos [7, 8].

1.3. Organización de la memoria

- **En el capítulo 2** se presentan los fundamentos teóricos necesarios para comprender el funcionamiento del sensor. Se introducen los conceptos de permitividad compleja, tangente de pérdidas, parámetros de dispersión, coeficiente de reflexión y resonancia electromagnética, así como la relación entre las propiedades dieléctricas del fluido y la respuesta del sensor.
- **En el capítulo 3** se describe el diseño y la implementación electromagnética del sensor. Se detallan la geometría de la cavidad resonante, los materiales utilizados, el sistema de excitación, el mallado, la configuración del puerto y las condiciones de simulación empleadas en FEKO.
- **En el capítulo 4** se estudia el sensado en frecuencia. Se analiza la respuesta resonante del sensor, se identifica la rama de trabajo mediante las distribuciones de campo electromagnético y se construye una curva de calibración que relaciona la permitividad del fluido con la frecuencia de resonancia.
- **En el capítulo 5** se analiza el sensado en fase. Se evalúa la posibilidad de estimar la permitividad a frecuencia fija a partir de la magnitud y la fase de S_{11} , se estudian las limitaciones de la interrogación monofrecuencia y se incorpora la tangente de pérdidas para analizar la estimación conjunta de la permitividad real y las pérdidas dieléctricas.
- **En el capítulo 6** se presentan y discuten los resultados obtenidos, analizando las prestaciones del sensor, sus limitaciones y las posibles mejoras de diseño.
- **En el capítulo 7** se recogen las conclusiones finales del trabajo y se plantean posibles líneas de desarrollo futuro.

Capítulo 2

Fundamentos teóricos

2.1. Caracterización dieléctrica de materiales

La caracterización dieléctrica de materiales consiste en determinar la respuesta electromagnética de un medio cuando este se somete a un campo eléctrico variable en el tiempo. Esta respuesta depende de la capacidad del material para almacenar energía eléctrica y de las pérdidas asociadas a los mecanismos de disipación internos. En el caso de materiales dieléctricos, dichas propiedades se describen habitualmente mediante la permitividad compleja, que permite representar tanto la parte asociada al almacenamiento de energía como la componente relacionada con las pérdidas [9].

En el caso particular de los fluidos, la caracterización dieléctrica resulta de especial interés debido a que sus propiedades electromagnéticas están relacionadas con su composición, concentración o estado físico. Diferentes líquidos presentan valores distintos de permitividad y pérdidas dieléctricas, por lo que la respuesta electromagnética de una estructura sensible al material puede utilizarse como una magnitud indirecta para su caracterización [1].

Las técnicas de caracterización dieléctrica abarcan desde métodos de baja frecuencia basados en capacitancia o impedancia hasta técnicas de microondas y terahercios. La elección del método depende principalmente del intervalo de frecuencia, del formato de la muestra, de las pérdidas del material y de las propiedades dieléctricas que se desean estimar. La Tabla 2.1 resume algunas de las técnicas más empleadas.

Tabla 2.1: Técnicas representativas de caracterización dieléctrica.

Técnica y rango típico	Magnitudes obtenidas y aplicaciones habituales
Medición capacitiva [10] <i>DC-MHz</i>	Permitividad relativa y conductividad; aceites, combustibles y alimentos.
Espectroscopia de impedancia (EIS) [10] <i>mHz-MHz</i>	Permitividad compleja y conductividad; biofluidos, electrolitos, emulsiones y polímeros.
Reflectometría temporal (TDR) [11] <i>MHz-GHz</i>	Permitividad efectiva; humedad, suelos y materiales porosos.
Sonda coaxial abierta [12] <i>MHz-decenas de GHz</i>	Permitividad compleja; líquidos, tejidos biológicos y alimentos.
Línea de transmisión o guía de onda [13] <i>GHz-sub-THz</i>	Permitividad compleja; láminas, sólidos y materiales de microondas.
Cavidad resonante [13] <i>MHz-GHz</i>	Permitividad y tangente de pérdidas con elevada precisión; materiales de bajas pérdidas.
Medida en espacio libre [14] <i>GHz-sub-THz</i>	Permitividad compleja y permeabilidad; muestras voluminosas y medidas sin contacto.
Espectroscopia THz-TDS [15] <i>0,1-varios THz</i>	Índice de refracción, absorción y espectro dieléctrico; caracterización molecular y de materiales avanzados.

A frecuencias de radiofrecuencia y microondas, una forma habitual de estudiar estas propiedades consiste en analizar la interacción entre el material bajo estudio y una estructura electromagnética conocida. Esta interacción puede evaluarse mediante los parámetros de dispersión de la estructura. En configuraciones de dos puertos, como muchas líneas de transmisión, se emplea la matriz de dispersión completa, incluyendo parámetros de reflexión y transmisión. En cambio, cuando la estructura se caracteriza mediante un único puerto, como en el sensor considerado en este trabajo, la respuesta queda descrita por el coeficiente de reflexión S_{11} , cuyo valor varía al modificar las propiedades dieléctricas del material [9].

Los métodos resonantes constituyen una alternativa especialmente útil para este tipo de análisis. En ellos, el material se sitúa en una región donde existe una concentración significativa del campo electromagnético. Al modificar la permitividad del medio, se altera la distribución de energía almacenada en la estructura, lo que produce un desplazamiento de la frecuencia resonante y cambios en la magnitud y fase de la respuesta. Por tanto, el seguimiento de la resonancia o de la respuesta compleja de S_{11} puede emplearse como base para estimar la permitividad del material [4].

El estudio se desarrolla exclusivamente mediante simulación electromagnética en Altair FEKO. Se analiza la sensibilidad de una estructura resonante de geometría coaxial ante variaciones de la permitividad del fluido y la posibilidad de emplear su respuesta electromagnética para construir una curva de calibración orientada a la estimación de sus propiedades dieléctricas.

2.2. Permitividad compleja

La permitividad es el parámetro que describe la respuesta de un material ante la presencia de un campo eléctrico. En un material dieléctrico ideal, esta respuesta podría representarse únicamente mediante una permitividad real. Sin embargo, los materiales reales presentan mecanismos de pérdida asociados a la disipación de energía, por lo que su comportamiento electromagnético debe describirse mediante una permitividad compleja [9].

La permitividad compleja puede expresarse como

$$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon'' \quad (2.1)$$

donde ε' representa la parte real de la permitividad y está asociada a la capacidad del material para almacenar energía eléctrica. Por otro lado, ε'' representa la parte imaginaria y está relacionada con las pérdidas dieléctricas del material. Estas pérdidas se deben a distintos mecanismos físicos, como la conducción iónica, la relajación dipolar o la absorción de energía por parte del medio.

En muchos problemas de ingeniería se utiliza la permitividad relativa compleja, definida respecto a la permitividad del vacío:

$$\varepsilon_r = \varepsilon'_r - j\varepsilon''_r \quad (2.2)$$

de forma que la permitividad absoluta del material se obtiene como

$$\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r \quad (2.3)$$

donde ε_0 es la permitividad del vacío. Esta formulación permite comparar de forma directa diferentes materiales y es la que habitualmente se emplea en herramientas de simulación electromagnética.

En el caso de los líquidos, tanto ε' como ε'' dependen de la frecuencia, la temperatura y la composición del material [5]. Por ello, los valores dieléctricos utilizados en una simulación deben corresponder al rango frecuencial y a las condiciones térmicas de interés. En este trabajo, la temperatura se considera constante y no se modela explícitamente su efecto sobre las propiedades dieléctricas. El análisis inicial se realiza con materiales ideales sin pérdidas, imponiendo $\varepsilon''_r = 0$ o, de forma equivalente, $\tan \delta = 0$. Esta simplificación permite aislar el efecto de la permitividad real sobre la frecuencia resonante del sensor. Posteriormente, se estudian casos con pérdidas dieléctricas mediante la inclusión de valores no nulos de $\tan \delta$.

2.3. Tangente de pérdidas

La tangente de pérdidas es un parámetro que permite cuantificar las pérdidas dieléctricas de un material cuando este se somete a un campo electromagnético variable en el tiempo. En un dieléctrico real, no toda la energía asociada al campo eléctrico se almacena de forma reversible, sino que una parte se disipa en el material debido a distintos mecanismos físicos, como la conducción, la polarización retardada o la relajación molecular.

A partir de la permitividad compleja, la tangente de pérdidas se define como

$$\tan \delta = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} \quad (2.4)$$

donde ε' representa la componente asociada al almacenamiento de energía eléctrica y ε'' la componente asociada a las pérdidas. Por tanto, $\tan \delta$ expresa la relación entre la energía disipada y la energía almacenada en el material. Un valor bajo de $\tan \delta$ indica que el material presenta bajas pérdidas, mientras que un valor elevado implica una mayor disipación de energía electromagnética.

En el caso de los fluidos, la tangente de pérdidas puede depender de la frecuencia, la temperatura y la composición del material [5]. Mientras que la parte real de la permitividad modifica principalmente la distribución del campo eléctrico y desplaza la frecuencia resonante, las pérdidas dieléctricas afectan a la amplitud, la anchura y la fase de la respuesta resonante. En particular, un aumento de $\tan \delta$ tiende a reducir la profundidad del mínimo de S_{11} y a ensanchar la resonancia.

Desde el punto de vista de la simulación electromagnética, la inclusión de la tangente de pérdidas permite representar de forma más realista el comportamiento de líquidos reales.

No obstante, en una primera etapa de análisis resulta útil considerar materiales ideales sin pérdidas. Posteriormente, la incorporación de valores no nulos de $\tan \delta$ permite analizar cómo las pérdidas del fluido modifican la respuesta en magnitud y fase del parámetro S_{11} .

2.4. Parámetros de dispersión

Los parámetros de dispersión, o parámetros S , son una herramienta fundamental para describir el comportamiento de redes y dispositivos de radiofrecuencia y microondas. Su formulación se basa en relacionar las ondas incidentes y salientes en los distintos puertos de la red, en lugar de trabajar directamente con tensiones y corrientes. Esto resulta especialmente adecuado a altas frecuencias, donde los efectos de propagación hacen menos práctica una descripción puramente circuital [8].

En una red de microondas, cada puerto puede describirse mediante una onda incidente a_i y una onda reflejada o transmitida b_i . Los parámetros S relacionan estas ondas y permiten caracterizar cómo se refleja o transmite la energía electromagnética en la estructura. De forma general, para una red de N puertos se puede escribir

$$b_i = \sum_{j=1}^N S_{ij} a_j \quad (2.5)$$

donde S_{ij} representa la relación entre la onda que sale por el puerto i y la onda incidente en el puerto j , manteniendo los demás puertos adaptados. En particular, los términos de la diagonal de la matriz de dispersión representan coeficientes de reflexión, ya que relacionan la onda reflejada y la onda incidente en un mismo puerto [8].

Dado que el sensor se analiza como una estructura resonante de geometría coaxial alimentada mediante un puerto coaxial, el parámetro de mayor interés es el coeficiente de reflexión en el puerto de entrada, S_{11} , ya que permite estudiar cómo varía la adaptación electromagnética del sensor al modificar las propiedades dieléctricas del fluido situado en la región sensible.

2.4.1. Parámetro de reflexión S_{11}

El parámetro S_{11} se define como la relación entre la onda reflejada y la onda incidente en el puerto de entrada, de forma análoga al coeficiente de reflexión empleado en el análisis de líneas de transmisión [7, 8]:

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \quad (2.6)$$

donde a_1 representa la onda incidente en el puerto 1 y b_1 la onda reflejada en ese mismo puerto. Este parámetro es, por tanto, una medida directa de la adaptación de la estructura vista desde el puerto de alimentación.

Cuando $|S_{11}|$ es elevado, una fracción importante de la energía incidente se refleja hacia la fuente, lo que indica una mala adaptación. Por el contrario, cuando $|S_{11}|$ presenta un mínimo, la reflexión disminuye y una mayor parte de la energía se acopla a la estructura resonante. En sensores basados en cavidades o resonadores, estos mínimos de S_{11} permiten identificar las frecuencias resonantes del sistema [7].

Habitualmente, la magnitud de S_{11} se expresa en decibelios mediante

$$S_{11,\text{dB}} = 20 \log_{10} |S_{11}| \quad (2.7)$$

De esta forma, valores más negativos indican una menor reflexión. En el presente trabajo, S_{11} se obtiene mediante simulación electromagnética en FEKO. A partir de este parámetro se estudian tanto los desplazamientos de la frecuencia resonante como la variación de la magnitud y la fase a una frecuencia fija de trabajo.

2.4.2. Representación en magnitud y fase

El parámetro S_{11} es una magnitud compleja, por lo que puede representarse mediante su módulo y su fase:

$$S_{11} = |S_{11}|e^{j\phi} \quad (2.8)$$

donde $|S_{11}|$ representa la magnitud del coeficiente de reflexión y ϕ su fase. Ambas magnitudes contienen información relevante sobre la respuesta electromagnética del sensor.

La magnitud de S_{11} permite identificar mínimos de reflexión asociados a resonancias de la estructura. Estos mínimos son útiles para estudiar el desplazamiento de la frecuencia resonante cuando se modifica la permitividad del material situado en la región sensible. La fase, por su parte, proporciona información complementaria sobre la impedancia equivalente del sistema y puede experimentar variaciones rápidas en las proximidades de una resonancia.

En este trabajo, se consideran ambas representaciones. Por un lado, se analiza la magnitud de S_{11} para identificar las frecuencias resonantes y estudiar su desplazamiento con la permitividad. Por otro lado, se emplea la fase de S_{11} como magnitud adicional para evaluar la posibilidad de estimar la permitividad a una frecuencia fija de trabajo.

2.5. Resonadores electromagnéticos

Un resonador electromagnético es una estructura capaz de almacenar energía en forma de campos eléctricos y magnéticos oscilantes. Cuando la estructura se excita a determinadas frecuencias, se produce una acumulación de energía electromagnética en su interior o en su entorno próximo, dando lugar a una respuesta resonante. Estas frecuencias dependen de la geometría del resonador, de las condiciones de contorno y de las propiedades electromagnéticas de los materiales presentes.

En el caso de estructuras de microondas, los resonadores pueden implementarse mediante cavidades metálicas, líneas de transmisión, resonadores dieléctricos o geometrías abiertas acopladas a un puerto de alimentación. Aunque la forma física puede variar, el principio de funcionamiento es similar: la energía electromagnética se almacena de forma alterna entre el campo eléctrico y el campo magnético, y la respuesta de la estructura presenta máximos o mínimos característicos en torno a sus frecuencias resonantes.

Desde el punto de vista modal, cada resonancia está asociada a una determinada distribución espacial de campo. En cavidades y guías de onda de geometría regular, dichas distribuciones pueden describirse mediante modos electromagnéticos, cuya forma depende de las dimensiones de la estructura y de las condiciones de contorno impuestas por las paredes conductoras o por los materiales dieléctricos [16]. En estructuras reales o abiertas, como la considerada en este trabajo, la clasificación modal puede no corresponder exactamente a un modo teórico ideal, pero el análisis de la distribución de campo sigue siendo fundamental para identificar la rama resonante de interés.

La estructura objeto de estudio se modela como un resonador de geometría coaxial alimentado mediante un puerto coaxial. La presencia del fluido modifica las propiedades electromagnéticas del medio en el que se distribuye el campo, por lo que la frecuencia resonante y la respuesta en reflexión dependen de la permitividad del material introducido. Por este motivo, el análisis de la resonancia constituye la base del método propuesto para la caracterización dieléctrica.

2.5.1. Concepto de resonancia

La resonancia electromagnética aparece cuando la geometría y las propiedades del medio permiten la formación de una distribución de campo estable a una determinada frecuencia. En estas condiciones, la energía electromagnética se concentra en la estructura y se produce una variación significativa de su impedancia de entrada. En un análisis mediante parámetros de dispersión, esta condición puede observarse como un mínimo en la magnitud de S_{11} , indicando un mayor acoplamiento de energía desde el puerto de alimentación hacia la estructura resonante.

En una cavidad ideal, las condiciones de resonancia están relacionadas con la formación de ondas estacionarias. Esto implica que las dimensiones de la cavidad condicionan las longitudes de onda que pueden sostenerse en su interior [16]. De forma general, cada modo resonante presenta una distribución particular de campo eléctrico y magnético, por lo que no todas las resonancias tienen la misma utilidad para una aplicación de sensado.

En el caso de sensores resonantes, no solo interesa que exista un mínimo pronunciado de S_{11} , sino que el campo asociado a dicha resonancia interactúe de forma efectiva con el material bajo estudio. Por ello, además del análisis de la respuesta frecuencial, resulta necesario estudiar la distribución de campo cercano en la región ocupada por el fluido.

2.5.2. Frecuencia resonante

La frecuencia resonante es la frecuencia a la que una estructura presenta una respuesta característica asociada a un modo electromagnético. Su valor depende de las dimensiones físicas, de la geometría del modo y de las propiedades electromagnéticas del medio. Al introducir un material dieléctrico en una región donde existe campo eléctrico, la velocidad de propagación efectiva disminuye y la frecuencia resonante se desplaza.

En términos cualitativos, un aumento de la permitividad del medio incrementa la energía eléctrica almacenada y reduce la frecuencia resonante. Este desplazamiento permite utilizar la frecuencia de resonancia como magnitud de calibración en sensores de permitividad.

Para la estructura analizada, la frecuencia de resonancia se identifica como la frecuencia a la que el coeficiente de reflexión S_{11} presenta un mínimo local pronunciado. En dicha frecuencia, la estructura almacena energía electromagnética de forma especialmente eficiente y la potencia reflejada en el puerto se reduce de manera apreciable.

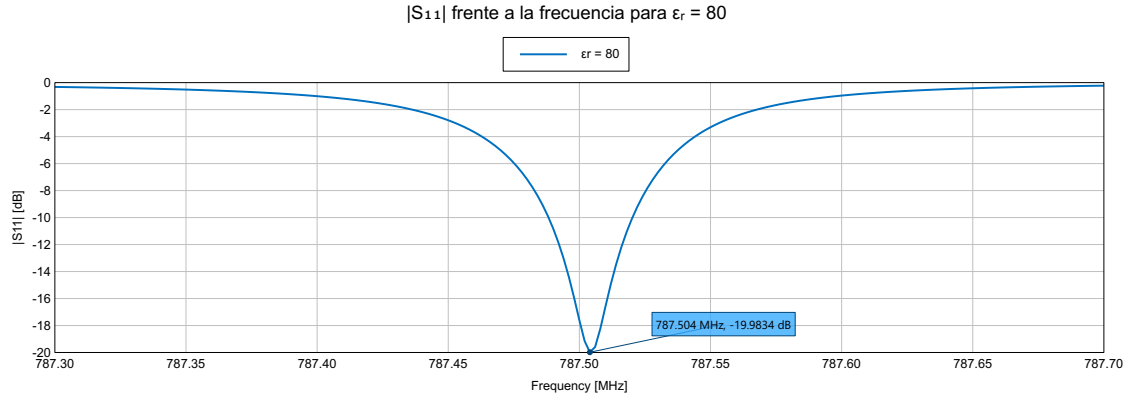


Figura 2.1: Respuesta en reflexión $|S_{11}|$ para $\epsilon_r = 80$. La frecuencia de resonancia f_r corresponde al mínimo de la curva.

Como se observa en la Figura 2.1, la frecuencia de resonancia f_r corresponde al punto donde la respuesta en reflexión alcanza un mínimo. Esta será la magnitud empleada posteriormente en el análisis en frecuencia del sensor.

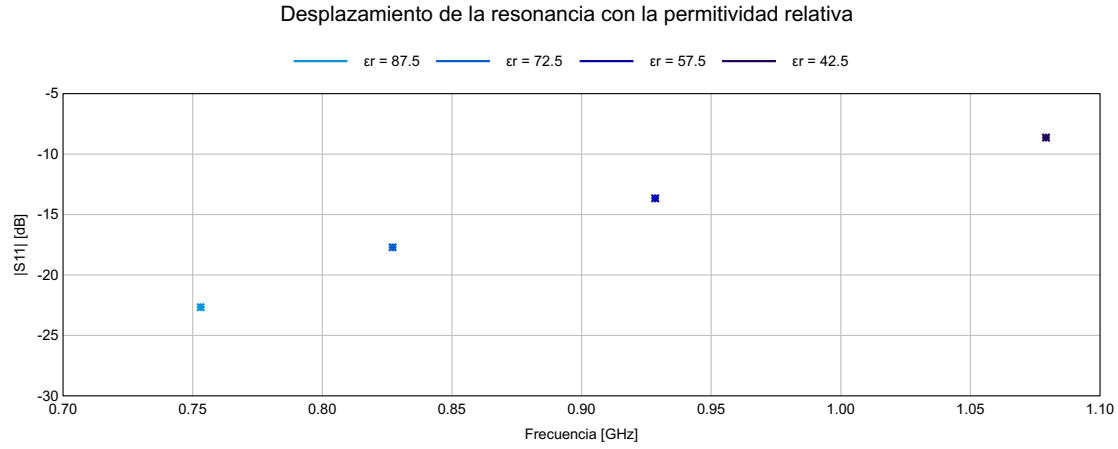


Figura 2.2: Desplazamiento del mínimo de $|S_{11}|$ al aumentar la permitividad relativa.

La Figura 2.2 ilustra este comportamiento para distintos valores de permitividad relativa. En este trabajo, la frecuencia resonante se determina a partir de la posición de los mínimos de la magnitud de S_{11} obtenidos mediante simulación electromagnética. Su evolución con la permitividad relativa permite evaluar la sensibilidad del sensor frente a cambios dieléctricos del fluido.

2.6. Cavidades resonantes

Una cavidad resonante es una estructura electromagnética capaz de confinar energía en forma de campos eléctricos y magnéticos a determinadas frecuencias. A diferencia de una línea de transmisión abierta, una cavidad impone condiciones de contorno que limitan las distribuciones de campo posibles en su interior. Como consecuencia, solo determinadas configuraciones espaciales de campo, o modos resonantes, pueden establecerse de forma estable.

Desde un punto de vista físico, una cavidad resonante puede entenderse como una región del espacio delimitada por paredes conductoras o por discontinuidades electromagnéticas, en la que las ondas reflejadas interfieren consigo mismas. Cuando la frecuencia de excitación cumple las condiciones de resonancia, se forman ondas estacionarias y la energía electromagnética se almacena de forma alterna entre el campo eléctrico y el campo magnético. Las frecuencias a las que esto ocurre dependen de la geometría de la cavidad, de sus dimensiones y de las propiedades electromagnéticas del medio que la rellena [16].

En aplicaciones de radiofrecuencia y microondas, las cavidades resonantes se utilizan en filtros, osciladores, sistemas de medida y sensores electromagnéticos. En el contexto de la caracterización dieléctrica, su interés radica en que la presencia de un material modifica la distribución del campo y, por tanto, la frecuencia resonante y la respuesta de reflexión de la estructura. Esta dependencia permite emplear la respuesta resonante como magnitud indirecta para estimar las propiedades dieléctricas del material bajo estudio.

2.6.1. Cavidades rectangulares y cilíndricas

Las cavidades rectangulares y cilíndricas constituyen casos canónicos de estudio en electromagnetismo de microondas. Pueden entenderse como tramos finitos de guía de onda cerrados mediante paredes conductoras en sus extremos. Las geometrías de guía de partida se muestran en la Figura 2.3; al imponer el cierre longitudinal, solo determinadas distribuciones de campo pueden mantenerse como modos resonantes.

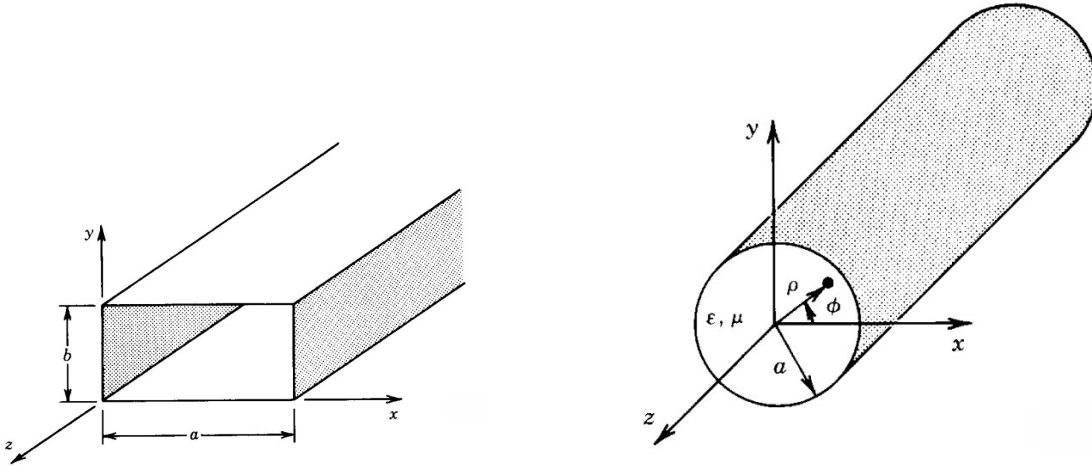


Figura 2.3: Geometrías canónicas de guía de onda para cavidades rectangular y cilíndrica. Adaptadas de [16].

En una cavidad rectangular ideal, los modos resonantes pueden describirse mediante coordenadas cartesianas, mientras que en una cavidad cilíndrica resulta más natural emplear coordenadas cilíndricas. En ambos casos, las dimensiones de la cavidad condicionan las longitudes de onda que pueden sostenerse y, por tanto, las frecuencias resonantes permitidas [16].

Cada modo presenta una frecuencia resonante propia y una distribución de campo particular. Por ello, dos resonancias próximas en frecuencia pueden corresponder a distribuciones de campo distintas y no interactuar de la misma forma con un material introducido en la cavidad. En sensores dieléctricos, esta idea resulta importante: no basta con identificar un mínimo en la respuesta frecuencial, sino que es necesario comprobar que el campo asociado a dicha resonancia se concentra en la región ocupada por el material bajo estudio.

Aunque el sensor desarrollado en este trabajo no corresponde exactamente a una cavidad rectangular ni cilíndrica ideal, la descripción de estos casos permite entender que la geometría tiene una influencia directa sobre la distribución del campo y sobre la frecuencia resonante. En estructuras reales, la presencia de una sonda de excitación, aberturas o materiales dieléctricos puede dar lugar a modos híbridos o a distribuciones de campo más complejas que las previstas por los modelos ideales.

2.6.2. Cavidades coaxiales

Las estructuras resonantes coaxiales emplean conductores concéntricos, formados por un conductor interno, un dieléctrico intermedio y un conductor exterior. Esta geometría permite guiar energía electromagnética de forma controlada mediante un puerto coaxial y es habitual en sistemas de medida y sensores de microondas [7].

En una estructura resonante alimentada mediante un puerto coaxial, el puerto acopla energía electromagnética a la geometría. La intensidad y distribución del campo dependen de la configuración de alimentación, de la geometría de la estructura y del material situado en la región de campo. Por tanto, la adaptación observada en el parámetro S_{11} depende tanto de la resonancia propia de la estructura como del acoplamiento entre el puerto y el modo excitado.

En configuraciones destinadas a sensado dieléctrico, la región terminal de la estructura coaxial puede diseñarse para extender el campo eléctrico hacia el medio exterior. Cuando dicha región se introduce parcialmente en un fluido, las variaciones de permitividad del material modifican la energía eléctrica almacenada y, en consecuencia, la respuesta de reflexión observada en el puerto coaxial. La intensidad de esta interacción depende de la geometría terminal y de la fracción de la estructura que queda inmersa en el medio dieléctrico.

Este tipo de estructuras es adecuado para aplicaciones de caracterización dieléctrica, ya que el material bajo estudio puede situarse en una región donde el campo eléctrico sea significativo. Al modificar la permitividad del material, se altera la distribución de energía almacenada en la estructura y se produce un desplazamiento de la frecuencia resonante. Además, si el material presenta pérdidas dieléctricas, se modifica también la profundidad y anchura de la resonancia.

El sensor propuesto se modela como una estructura resonante de geometría coaxial alimentada mediante un puerto coaxial. Aunque su geometría difiere de la de una cavidad canónica cerrada, los conductores metálicos que delimitan la estructura imponen condiciones de contorno sobre el campo electromagnético y permiten la aparición de modos resonantes. En estas condiciones, la energía electromagnética se concentra en una región finita y su distribución depende de las propiedades dieléctricas del fluido acoplado al sensor. Por ello, las variaciones de permitividad modifican la frecuencia de resonancia y la respuesta de reflexión de la estructura.

2.7. Interacción entre el fluido y el sensor resonante

En la configuración analizada, el fluido no llena una cavidad cerrada, sino que rodea parcialmente la región terminal del sensor resonante de geometría coaxial. Al introducir esta zona del sensor en el fluido, el campo electromagnético presente alrededor de la estructura interacciona con el medio dieléctrico exterior. La intensidad de esta interacción depende de la distribución de campo en la región sumergida y de las propiedades eléctricas del fluido.

Cuando la permitividad del fluido varía, cambia la carga dieléctrica efectiva asociada a la región sensible del sensor. Como consecuencia, se modifica la energía eléctrica almacenada y se produce un desplazamiento de las frecuencias resonantes de la estructura. Si el fluido presenta pérdidas dieléctricas, parte de la energía electromagnética se disipa en el medio, lo que también afecta a la profundidad, al ancho y a la fase de la respuesta resonante.

Esta interacción constituye la base del funcionamiento del sensor propuesto. Dado que la estructura se caracteriza mediante un único puerto coaxial, la respuesta se analiza a partir del coeficiente de reflexión S_{11} . La frecuencia resonante, la magnitud de S_{11} y su fase contienen información sobre la permitividad y las pérdidas dieléctricas del fluido que rodea la región activa del sensor [1, 3].

2.7.1. Desplazamiento de la frecuencia resonante y pérdidas

Además del desplazamiento de frecuencia, un fluido dieléctrico puede modificar la forma de la respuesta resonante. En un material ideal sin pérdidas, la respuesta está dominada por el cambio de permitividad real. Sin embargo, en un fluido real, la existencia de una tangente de pérdidas no nula provoca disipación de energía en el propio material. Este efecto se manifiesta como un ensanchamiento de la resonancia y, generalmente, como una reducción de la profundidad del mínimo de S_{11} .

En sensores de permitividad, el desplazamiento de la frecuencia resonante se utiliza como magnitud de calibración. Si se conoce la relación entre la frecuencia resonante y la permitividad del material, puede estimarse la permitividad desconocida a partir de la frecuencia observada. La relación entre la frecuencia resonante y la permitividad se obtiene mediante simulaciones sucesivas para distintos valores de permitividad relativa.

2.7.2. Sensibilidad frente a cambios de permitividad

La sensibilidad de un sensor resonante puede entenderse como la variación de su respuesta electromagnética ante cambios en las propiedades dieléctricas del fluido bajo estudio. En el análisis ideal sin pérdidas, una forma habitual de evaluarla consiste en estudiar el desplazamiento de la frecuencia resonante frente a variaciones de la permitividad real ε'_r .

De forma general, la frecuencia resonante puede depender tanto de la permitividad real como de las pérdidas dieléctricas del medio,

$$f_r = f_r(\varepsilon'_r, \tan \delta). \quad (2.9)$$

Para variaciones pequeñas de ambas propiedades, el cambio de frecuencia puede aproximarse mediante

$$\Delta f_r \approx \left. \frac{\partial f_r}{\partial \varepsilon'_r} \right|_{\tan \delta} \Delta \varepsilon'_r + \left. \frac{\partial f_r}{\partial \tan \delta} \right|_{\varepsilon'_r} \Delta \tan \delta. \quad (2.10)$$

En el análisis inicial de este trabajo se fija $\tan \delta = 0$, por lo que únicamente se cuantifica la sensibilidad frecuencial respecto a la permitividad real,

$$S_f \approx \frac{\Delta f_r}{\Delta \varepsilon'_r}. \quad (2.11)$$

donde Δf_r representa la variación de la frecuencia resonante y $\Delta \varepsilon'_r$ el cambio de permitividad real. Un valor elevado de S_f indica que pequeñas variaciones de permitividad producen desplazamientos apreciables de la frecuencia resonante. La influencia de las pérdidas se estudia posteriormente a partir de los cambios que producen en la respuesta compleja de S_{11} , especialmente en su magnitud y fase.

La sensibilidad no depende únicamente de la geometría de la estructura resonante, sino también de la distribución espacial del campo electromagnético. Para que el sensor sea sensible al fluido, el campo eléctrico debe interactuar de forma significativa con la región del medio que rodea la zona terminal de la estructura. Por ello, el análisis de campo cercano resulta fundamental para comprobar que la rama resonante seleccionada presenta una interacción efectiva con el fluido.

La sensibilidad se evalúa mediante dos enfoques complementarios. En primer lugar, se analiza el desplazamiento de la frecuencia resonante para distintos valores de permitividad ideal. Posteriormente, se evalúa la posibilidad de utilizar la respuesta compleja de S_{11} a una frecuencia fija, considerando tanto la magnitud como la fase del coeficiente de reflexión.

2.8. Sensores resonantes para caracterización dieléctrica

Los sensores resonantes para caracterización dieléctrica se basan en la modificación de la respuesta electromagnética de una estructura resonante cuando un material bajo estudio se sitúa en una región de campo eléctrico significativo. Esta interacción altera la distribución de energía almacenada y puede producir variaciones en parámetros observables como la frecuencia resonante, la magnitud y la fase de los parámetros de dispersión.

Este tipo de sensores resulta adecuado para la caracterización de materiales dieléctricos en radiofrecuencia y microondas, ya que pequeñas variaciones de permitividad pueden producir cambios apreciables en la respuesta resonante. La sensibilidad del sensor depende de la geometría de la estructura, del modo electromagnético excitado y de la localización del material respecto a las regiones de mayor intensidad de campo.

Entre las configuraciones propuestas en la literatura se encuentran los resonadores planares de campo cercano y los sensores microfluídicos resonantes. Los resonadores planares suelen integrarse en líneas de transmisión y concentran el campo eléctrico en una región localizada de la estructura. La presencia del material en esta zona modifica la frecuencia resonante, lo que permite estimar su permitividad a partir del desplazamiento observado [4].

Por otra parte, los sensores microfluídicos incorporan la muestra en canales situados próximos a una región resonante. Esta configuración permite trabajar con volúmenes reducidos de líquido y relacionar los cambios de la respuesta electromagnética con las propiedades dieléctricas complejas del fluido [1].

El estudio se centra en una estructura resonante de geometría coaxial alimentada mediante un puerto coaxial. El análisis se realiza mediante simulación electromagnética para evaluar la sensibilidad de la estructura frente a cambios de permitividad y la viabilidad de obtener curvas de calibración a partir del parámetro de reflexión S_{11} .

2.9. Técnicas de estimación dieléctrica

La estimación dieléctrica consiste en obtener propiedades electromagnéticas del fluido a partir de la respuesta de una estructura sensible al medio. Para ello se establece una relación de calibración entre una magnitud observable del sensor y las propiedades dieléctricas de interés. Esta relación puede obtenerse experimentalmente mediante materiales de referencia o, como en este estudio, mediante simulaciones para valores conocidos de permitividad.

Una vez construida la calibración, el problema inverso consiste en estimar las propiedades del fluido a partir de la respuesta electromagnética observada. Se consideran dos estrategias: la estimación basada en el desplazamiento de la frecuencia resonante y la basada en la respuesta compleja de S_{11} a frecuencia fija.

2.9.1. Modelos de extracción de permitividad en estructuras coaxiales

En estructuras coaxiales de un único puerto, la estimación de las propiedades dieléctricas requiere establecer una relación entre la respuesta medida en reflexión, representada por el parámetro S_{11} , y la permitividad compleja del material. Esta relación constituye un problema inverso y puede abordarse mediante distintas familias de modelos.

Una primera aproximación consiste en emplear modelos de circuito equivalente. En ellos, la región terminal de la estructura se representa mediante elementos concentrados, como capacidades, conductancias o impedancias equivalentes. Estos modelos permiten obtener expresiones sencillas y rápidas para relacionar el coeficiente de reflexión con la permitividad del material. Sin embargo, su validez queda condicionada por las hipótesis adoptadas sobre la geometría, el rango de frecuencia y la distribución de campo en la región sensible [17, 18].

Una segunda familia está formada por los modelos electromagnéticos analíticos. Estas aproximaciones parten de las ecuaciones de Maxwell para obtener una expresión de la admitancia o del coeficiente de reflexión de la estructura. En comparación con los circuitos equivalentes, permiten describir con mayor detalle los mecanismos electromagnéticos implicados, aunque habitualmente requieren geometrías idealizadas y condiciones de contorno simplificadas [19].

Por último, los modelos electromagnéticos numéricos resuelven directamente la respuesta de una geometría concreta mediante técnicas de onda completa, como el método de los momentos, los elementos finitos o los métodos en el dominio del tiempo. Su principal ventaja es la posibilidad de incorporar la geometría real del sensor, el puerto de excitación, los materiales y la distribución espacial del fluido. A cambio, requieren un mayor coste computacional y una definición cuidadosa del modelo electromagnético [20].

El presente trabajo se sitúa dentro de esta última familia. La respuesta del sensor se obtiene mediante simulaciones electromagnéticas en FEKO, empleando el método de los momentos. Para distintos valores conocidos de ϵ'_r y $\tan \delta$, se calcula la respuesta compleja S_{11} de la estructura y se construyen relaciones de calibración específicas para la geometría propuesta. En el Capítulo 4, la estimación se basa en el desplazamiento de la frecuencia resonante, mientras que en el Capítulo 5 se analiza la información contenida en la magnitud y la fase de S_{11} a frecuencia fija.

Por tanto, no se aplica directamente un modelo cerrado de una sonda coaxial de extremo abierto, sino que se desarrolla una calibración numérica adaptada al comportamiento resonante y a la geometría particular del sensor propuesto.

2.9.2. Métodos basados en frecuencia resonante

El método más habitual en sensores resonantes consiste en analizar el desplazamiento de la frecuencia resonante cuando cambia la permitividad del fluido que rodea la región sensible de la estructura. Al aumentar la permitividad, la velocidad de propagación efectiva disminuye y la frecuencia resonante tiende a desplazarse hacia valores inferiores. Esta relación permite construir una curva de calibración entre la frecuencia resonante y la permitividad relativa del material.

Este comportamiento puede interpretarse mediante la teoría de perturbaciones de cavidades. Para una variación dieléctrica pequeña y un material no magnético, el desplazamiento relativo de la frecuencia resonante puede aproximarse por [21]

$$\frac{\Delta f_r}{f_{r,0}} \approx -\frac{1}{2} \frac{\int_{V_s} \Delta \epsilon |\mathbf{E}_0|^2 dV}{\int_V \epsilon_{\text{ref}} |\mathbf{E}_0|^2 dV}, \quad (2.12)$$

donde $f_{r,0}$ y $\mathbf{E}_0$ son, respectivamente, la frecuencia resonante y el campo eléctrico de la estructura de referencia, V_s representa el volumen ocupado por la perturbación dieléctrica

y $\Delta\epsilon$ es la variación de permitividad respecto al medio de referencia. La ecuación muestra que el desplazamiento de frecuencia aumenta cuando el material se sitúa en regiones donde el campo eléctrico es intenso.

Esta expresión se utiliza aquí como interpretación física del mecanismo de sensado. Dado que el fluido rodea parcialmente la región terminal del sensor y puede producir variaciones amplias de permitividad, la relación frecuencia-permitividad se obtiene posteriormente mediante simulación electromagnética en lugar de aplicar directamente la aproximación de perturbación [22].

En una implementación práctica, la frecuencia resonante puede determinarse localizando el mínimo de la magnitud de S_{11} o, en estructuras de dos puertos, la característica resonante correspondiente en parámetros de transmisión como S_{21} . Este método permite relacionar principalmente la permitividad real del material con un único parámetro, la frecuencia resonante f_r .

Su principal limitación es que requiere realizar un barrido en frecuencia cuya banda cubra el desplazamiento esperado de la resonancia. Cuando la permitividad del material puede variar en un intervalo amplio, la frecuencia resonante puede desplazarse de forma considerable y obliga a emplear una banda de medida mayor. Además, al reducir la respuesta completa a un único valor de frecuencia, no se aprovecha la información contenida en la profundidad, el ancho y la fase de la resonancia, que puede resultar relevante para caracterizar las pérdidas dieléctricas.

Este método se emplea inicialmente con materiales ideales sin pérdidas. Se simulan diferentes valores de permitividad relativa y se identifica la frecuencia resonante asociada a cada caso. De este modo se obtiene una curva de calibración frecuencia-permitividad que permite evaluar la sensibilidad del sensor en condiciones ideales.

2.9.3. Métodos basados en magnitud y fase de S_{11}

Además del seguimiento de la frecuencia resonante, las técnicas de reflectometría permiten caracterizar materiales a partir de la respuesta compleja de reflexión medida en un puerto. En este tipo de técnicas, la información contenida en la magnitud y la fase del coeficiente de reflexión se relaciona con la impedancia de entrada de la estructura y, en consecuencia, con las propiedades dieléctricas del material acoplado al sensor [12, 18].

Para una estructura de un único puerto, la respuesta compleja puede expresarse mediante

$$\Gamma = S_{11} = \frac{Z_{\text{in}} - Z_0}{Z_{\text{in}} + Z_0}, \quad (2.13)$$

donde Z_{in} es la impedancia de entrada de la estructura y Z_0 es la impedancia característica del puerto. Las variaciones de permitividad y pérdidas del material modifican Z_{in} y, por tanto, producen cambios tanto en la magnitud como en la fase de S_{11} .

A una frecuencia fija f_0 , la respuesta del sensor puede representarse mediante el modelo directo

$$\mathbf{y}(f_0) = \begin{bmatrix} |S_{11}(f_0)| \\ \angle S_{11}(f_0) \end{bmatrix} = \mathcal{F}_{f_0}(\varepsilon'_r, \tan \delta), \quad (2.14)$$

donde $\mathcal{F}_{f_0}$ representa la relación entre las propiedades dieléctricas del fluido y los observables obtenidos a la frecuencia de trabajo. El proceso de calibración permite aproximar posteriormente la relación inversa para estimar ε'_r y $\tan \delta$ a partir de la respuesta medida.

En estructuras resonantes, esta estrategia puede aplicarse evaluando la respuesta compleja a una frecuencia fija situada cerca de una resonancia. Frente al método basado en frecuencia resonante, evita realizar un barrido completo en frecuencia. Sin embargo, su validez depende de que diferentes propiedades dieléctricas produzcan respuestas suficientemente diferenciadas en el plano formado por $|S_{11}|$ y $\angle S_{11}$. Si dos combinaciones de propiedades generan respuestas similares, la estimación inversa puede resultar ambigua.

El uso de más de un observable resonante para relacionar la respuesta electromagnética con la permitividad compleja también se ha empleado en sensores microfluídicos y resonadores planares [1]. En dichos sistemas, la calibración permite estimar propiedades dieléctricas a partir de parámetros medibles de la respuesta del sensor.

El método basado en frecuencia resonante se utiliza como referencia para caracterizar el comportamiento ideal de la estructura y obtener la curva de calibración frecuencia-permitividad. Como alternativa, se analiza la respuesta compleja de S_{11} a una frecuencia fija de 866 MHz. Esta frecuencia se selecciona como caso de estudio para evaluar si una lectura basada en magnitud y fase puede utilizarse como modelo de calibración para la geometría propuesta; no se plantea como una frecuencia universalmente óptima para cualquier fluido o estructura resonante.

Capítulo 3

Diseño y simulación del sensor

En este capítulo se describe el diseño geométrico y funcional del sensor resonante propuesto para la caracterización dieléctrica de fluidos. El objetivo es definir la estructura física del sensor, sus dimensiones principales y la zona del dispositivo en la que se produce la interacción electromagnética con el fluido.

La estructura propuesta consiste en un sensor de geometría coaxial excitado desde un puerto de entrada, cuya parte terminal se introduce parcialmente en el fluido bajo prueba. El sensado no se realiza en todo el volumen de la estructura, sino principalmente en la región próxima al extremo introducido, donde el campo electromagnético asociado a la excitación coaxial penetra en el medio dieléctrico y resulta más sensible a cambios de permitividad. Esta región constituye la zona sensible del sensor.

El principio de funcionamiento se basa en que las propiedades dieléctricas del fluido que rodea dicha zona sensible modifican la respuesta en reflexión del dispositivo. En particular, variaciones en la permitividad del material alteran la frecuencia resonante, la magnitud de S_{11} y la fase del coeficiente de reflexión.

Antes de fijar la geometría final, se realizaron simulaciones preliminares con configuraciones más simples basadas en una sonda coaxial abierta en contacto directo con el fluido, así como variantes con distinta profundidad de inserción y diferentes dimensiones de la brida. Estas pruebas permitieron comprobar que la presencia de un mínimo de S_{11} no era suficiente para garantizar un funcionamiento adecuado, ya que en algunos casos la adaptación era débil o la interacción electromagnética quedaba demasiado localizada en la punta de la sonda.

También se observó que la respuesta podía ser muy selectiva en frecuencia, con mínimos estrechos cuya posición dependía de la geometría y de la permitividad del material. Por este motivo, la geometría final se escogió buscando un compromiso entre acoplamiento, sensibilidad frente a la permitividad, interacción suficiente con el volumen de fluido y claridad en la identificación de la rama resonante empleada posteriormente para la calibración.

La implementación electromagnética de esta geometría en Altair FEKO, junto con la asignación de materiales, la definición del puerto, el mallado y los barridos en frecuencia, se describe en la Sección 3.2.

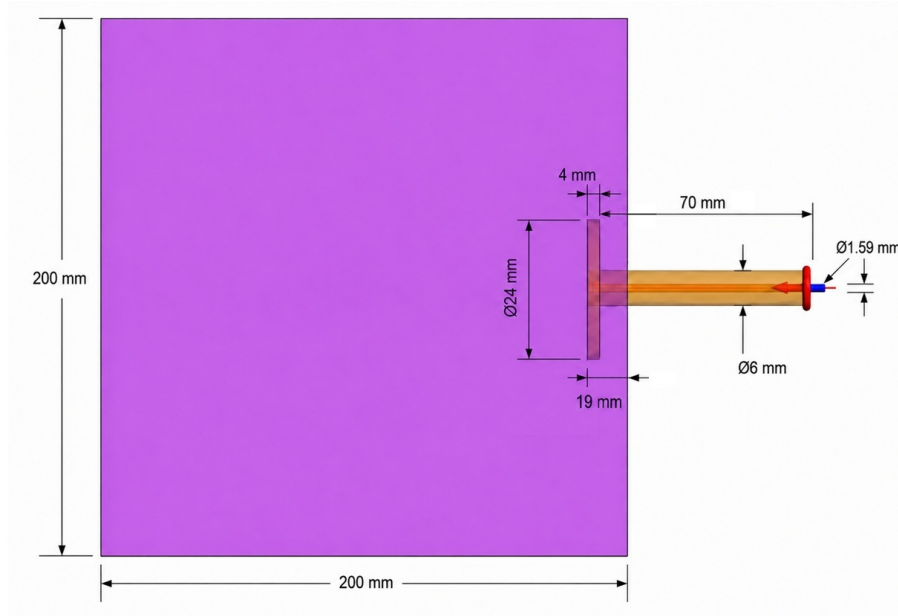


Figura 3.1: Geometría del sensor con la región sensible introducida en el fluido.

La Figura 3.1 permite identificar la zona sensible del sensor, situada en el extremo introducido en el fluido. En esta región, el campo electromagnético asociado a la excitación coaxial se extiende al medio dieléctrico circundante, de modo que las variaciones de permitividad del fluido modifican de forma apreciable la respuesta del sensor.

3.1. Geometría del sensor

La geometría del sensor corresponde a una estructura resonante de geometría coaxial alimentada mediante un puerto coaxial. El conductor exterior cilíndrico tiene una longitud total de $L_{\text{ext}} = 70$ mm y un radio de $R_{\text{ext}} = 6$ mm. En su interior se dispone un pin central de radio $r_{\text{pin}} = 1,59$ mm, separado del conductor exterior mediante un dieléctrico de teflón.

En el extremo de la estructura se incorpora una brida conductora de radio $R_b = 24$ mm y espesor $L_b = 4$ mm. La longitud total del pin central es $L_{\text{pin}} = 74$ mm. La parte de la estructura introducida en el volumen dieléctrico tiene una longitud $L_{\text{imm}} = 19$ mm, formada por el tramo terminal del conductor exterior y por la brida. Esta región constituye la zona sensible del sensor.

La elección de las dimensiones transversales se ha tomado como referencia a partir de la sonda comercial DAK 12 de SPEAG, empleada para medidas dieléctricas con sondas coaxiales abiertas. En dicha sonda, el diámetro interior del conductor exterior es de 12 mm, el diámetro del conductor interior es de 3,18 mm y el diámetro de la brida es de 48 mm [6]. Por tanto, en el modelo desarrollado se adoptan los radios equivalentes 6 mm para el conductor exterior, 1,59 mm para el pin central y 24 mm para la brida.

No obstante, el diseño empleado en este trabajo no pretende reproducir íntegramente la sonda comercial, sino tomarla como referencia geométrica inicial para definir una estructura coaxial realista. La longitud introducida en el fluido y la región resonante se adaptan al objetivo del trabajo, centrado en analizar mediante simulación la sensibilidad resonante del sensor.

El fluido se representa mediante un volumen cúbico de dimensiones $200 \text{ mm} \times 200 \text{ mm} \times 200 \text{ mm}$. Este volumen se emplea como dominio dieléctrico alrededor de la zona sensible del sensor y sus dimensiones se han escogido suficientemente grandes respecto a la región introducida para representar un entorno de fluido alrededor de la parte activa de la estructura.

La geometría resultante se muestra en la Figura 3.2, mientras que sus dimensiones principales se resumen en la Tabla 3.1.

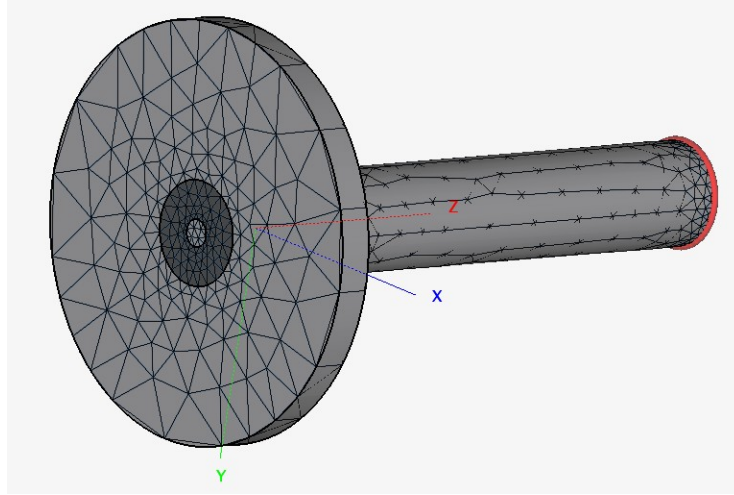


Figura 3.2: Geometría del sensor resonante sin el volumen dieléctrico.

Parámetro	Valor
Longitud del cilindro exterior	70 mm
Radio del cilindro exterior	6 mm
Radio del pin central	1,59 mm
Longitud adicional de la brida	4 mm
Longitud total del pin central	74 mm
Radio de la brida	24 mm
Longitud introducida en el fluido	19 mm
Dimensiones del volumen de fluido	$200 \times 200 \times 200 \text{ mm}^3$

Tabla 3.1: Dimensiones principales del sensor modelado.

La región sensible se sitúa en el extremo de la estructura introducido en el fluido, alrededor de la brida terminal y del tramo final del conductor exterior. En esta zona, el campo eléctrico asociado a la excitación coaxial se extiende hacia el medio dieléctrico circundante, por lo que las variaciones de permitividad del fluido modifican la respuesta en reflexión medida en el puerto. La distribución de campo correspondiente a la resonancia seleccionada se analiza en el Capítulo 5.

Con el fin de mostrar visualmente la zona utilizada para el sensado, la Figura 3.3 presenta una distribución cualitativa del campo eléctrico en torno al extremo de la estructura introducido en el fluido. Se observa que el campo se concentra alrededor de la brida terminal y del tramo final del conductor exterior, y se extiende hacia el medio dieléctrico circundante. Esta región constituye la zona sensible del sensor, ya que las variaciones de permitividad del fluido en su entorno modifican la respuesta en reflexión medida en el puerto.

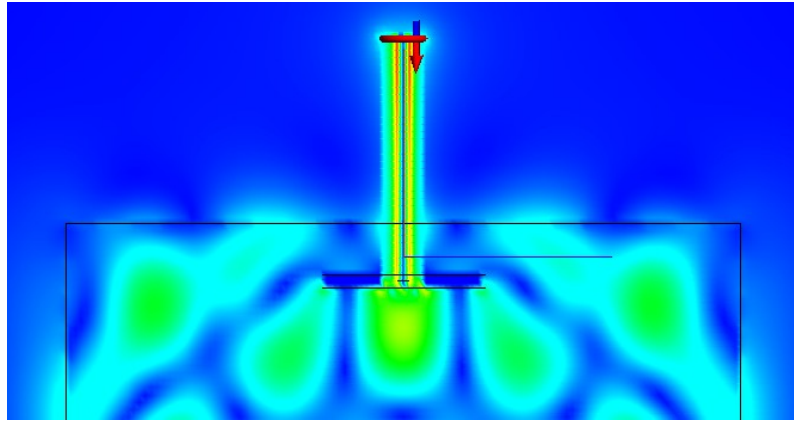


Figura 3.3: Campo eléctrico en la zona sensible del sensor.

3.2. Modelo electromagnético en FEKO

3.2.1. Configuración general del modelo

El modelo electromagnético se implementó en CADFEKO a partir de la geometría definida en la Sección 3.1. Las dimensiones de la estructura se mantuvieron constantes en las simulaciones principales, de modo que las variaciones observadas en la respuesta electromagnética pudieran asociarse a los cambios introducidos en las propiedades dieléctricas del fluido.

El volumen de fluido se definió como un dominio dieléctrico homogéneo. En el análisis ideal se modificó únicamente su permitividad relativa, manteniendo $\tan \delta = 0$. Posteriormente, se incorporaron pérdidas dieléctricas mediante valores no nulos de $\tan \delta$.

El método de resolución empleado fue el método de los momentos, *Method of Moments* (MoM), disponible en FEKO. Este método permite obtener parámetros de dispersión y distribuciones de campo electromagnético en el dominio de la frecuencia [23].

3.2.2. Materiales y condiciones electromagnéticas

Las regiones metálicas correspondientes al conductor exterior, el pin central y la brida se modelaron como conductores eléctricos perfectos (PEC). Esta aproximación permite aislar la influencia del fluido dieléctrico sobre la respuesta resonante.

El dieléctrico situado entre el conductor exterior y el pin central se definió como teflón, con permitividad relativa $\varepsilon_r = 2,1$. El fluido se modeló como un material dieléctrico homogéneo de permitividad variable. En los casos ideales se empleó $\tan \delta = 0$, mientras que en el análisis con pérdidas se consideraron valores no nulos de $\tan \delta$ junto con distintos valores de ε'_r .

Elemento	Definición en FEKO
Conductor exterior	PEC
Pin central	PEC
Brida	PEC
Dieléctrico coaxial	Teflón, $\varepsilon_r = 2,1$
Fluido ideal	Dieléctrico variable, $\tan \delta = 0$
Fluido con pérdidas	Permitividad compleja, ε'_r y $\tan \delta$

Tabla 3.2: Asignación de materiales en el modelo electromagnético de FEKO.

3.2.3. Puerto de excitación y obtención de S_{11}

La excitación se definió mediante un *waveguide port* en la cara de entrada de la estructura coaxial. Este puerto permite excitar el modo propagante de la línea coaxial y obtener la onda reflejada en el punto de alimentación.

A partir de esta configuración, FEKO calcula el parámetro de reflexión S_{11} . En los análisis resonantes se extrae la frecuencia correspondiente al mínimo de $|S_{11}|$, mientras que en los análisis a frecuencia fija se obtienen directamente la magnitud y la fase del parámetro en la frecuencia de interés.

3.2.4. Mallado y criterios de simulación

El mallado se generó automáticamente en CADFEKO sin emplear elementos curvilíneos. El modelo de referencia quedó formado por 8652 elementos triangulares, con un tamaño medio de 6,85 mm y un tamaño máximo de 14,14 mm.

Además del mallado automático general, se aplicó un refinamiento local de 1 mm en la cara asociada al puerto coaxial. Este refinamiento se mantuvo constante en todas las simulaciones para asegurar una definición reproducible de la excitación.

Parámetro de mallado	Valor
Tipo de mallado	Automático de CADFEKO
Elementos curvilíneos	No empleados
Número de elementos	8652 triángulos
Tamaño medio de elemento	6,85 mm
Tamaño máximo de elemento	14,14 mm
Refinamiento local en la cara del puerto	1 mm
Método de resolución	MoM

Tabla 3.3: Parámetros principales del mallado empleado en FEKO.

Como comprobación adicional, se analizó la sensibilidad de la respuesta frente a variaciones del tamaño de arista del mallado automático general, manteniendo constante el refinamiento local del puerto. Para ello se consideró el caso representativo $\varepsilon'_r = 72,5$, comparando la respuesta de $|S_{11}|$ alrededor de la resonancia.

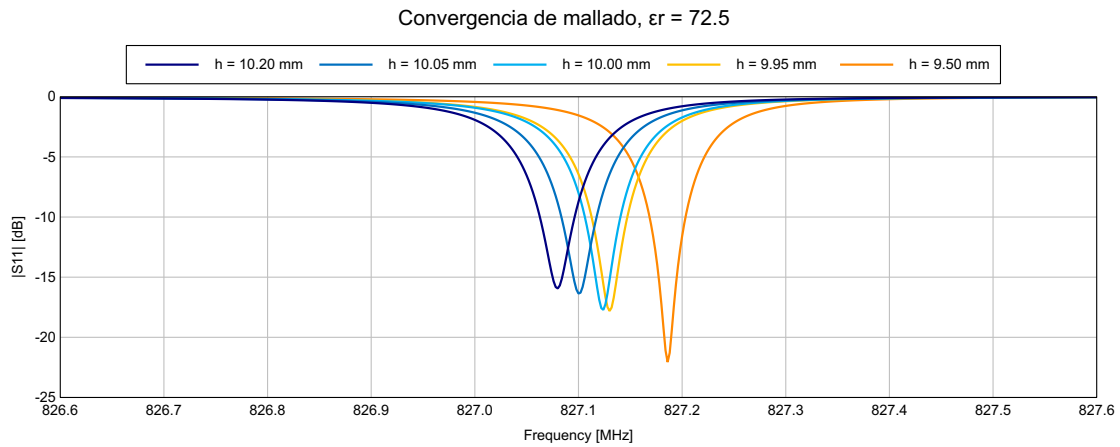


Figura 3.4: Comprobación de sensibilidad del mallado para $\varepsilon'_r = 72,5$.

La resonancia principal aparece en todos los casos en torno a 827 MHz. Aunque se observan pequeñas variaciones en la posición exacta y en la profundidad del mínimo, la respuesta mantiene el mismo comportamiento general. Por tanto, esta comprobación confirma que el mallado de referencia proporciona resultados consistentes para el estudio comparativo realizado.

Para el análisis de campo cercano se definieron planos de observación en torno a la región sensible. Estos resultados se emplean posteriormente para seleccionar la rama resonante de trabajo.

3.3. Sensibilidad de la configuración geométrica

3.3.1. Sensibilidad frente a la altura del volumen de fluido

Además de la geometría propia del sensor, se ha evaluado la influencia de la altura del volumen de fluido empleado en la simulación. Este análisis permite comprobar la estabilidad de la respuesta resonante frente a pequeñas variaciones de la extensión vertical del dominio dieléctrico.

Para ello se han tomado como casos representativos los fluidos ideales con $\epsilon'_r = 42,5$ y $\epsilon'_r = 72,5$, manteniendo en ambos casos $\tan \delta = 0$. La anchura y la profundidad del volumen de fluido se mantienen constantes, $W = D = 200$ mm, y se modifica únicamente su altura H alrededor del valor nominal $H = 200$ mm. En todos los casos se mantiene fija la cara superior del fluido, de forma que la zona sensible del sensor permanece cubierta. La respuesta obtenida para ambas permitividades se muestra en la Figura 3.5.

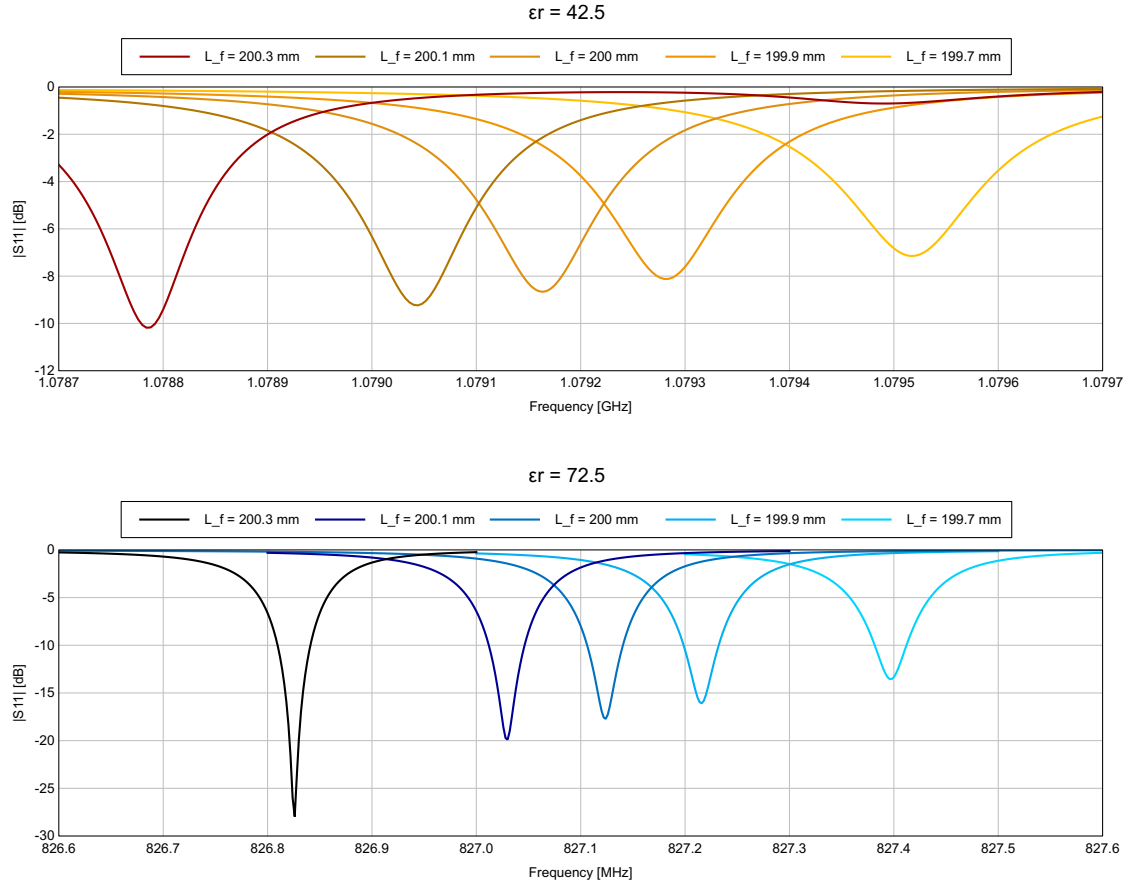


Figura 3.5: Influencia de la altura del fluido sobre S_{11} .

En ambos casos se observa una tendencia coherente: al aumentar la altura del volumen de fluido, la frecuencia de resonancia se desplaza hacia valores menores; al reducirla, la frecuencia de resonancia aumenta. Dado que la cara superior del volumen permanece fija, esta variación modifica la posición de la frontera inferior del dominio dieléctrico sin descubrir la región sensible. El desplazamiento observado indica que la extensión vertical del volumen considerado produce una variación limitada de la carga dieléctrica efectiva asociada a la resonancia.

Como referencia cuantitativa, la Tabla 3.4 resume los mínimos obtenidos para los dos valores de permitividad analizados.

ε'_r	Altura del fluido H [mm]	f_{res} [MHz]	$S_{11,\text{mín}}$ [dB]
42,5	199,7	1079,520	-7,1462
42,5	199,9	1079,280	-8,1184
42,5	200,0	1079,160	-8,6572
42,5	200,1	1079,040	-9,2350
42,5	200,3	1078,780	-10,1808
72,5	199,7	827,396	-13,5411
72,5	199,9	827,216	-16,0842
72,5	200,0	827,124	-17,7138
72,5	200,1	827,030	-19,8856
72,5	200,3	826,826	-27,9673

Tabla 3.4: Resumen de los mínimos de S_{11} al variar la altura del volumen de fluido para dos valores de permitividad relativa.

Entre los casos extremos, $H = 199,7$ mm y $H = 200,3$ mm, la frecuencia de resonancia disminuye al aumentar la altura del fluido. Para $\varepsilon'_r = 42,5$, el desplazamiento total es de 0,740 MHz, equivalente a una sensibilidad aproximada de $-1,23$ MHz/mm. Para $\varepsilon'_r = 72,5$, el desplazamiento es de 0,570 MHz, equivalente a $-0,95$ MHz/mm.

Para valorar la magnitud de este efecto, puede compararse el desplazamiento observado con la sensibilidad frecuencia-permitividad obtenida en el análisis ideal, de aproximadamente $S_f \approx -6,78$ MHz por unidad de permitividad relativa. De este modo, la variación total de altura evaluada, $\Delta H = 0,6$ mm, equivale a una variación aparente de permitividad de aproximadamente 0,109 para $\varepsilon'_r = 42,5$ y de 0,084 para $\varepsilon'_r = 72,5$.

Por tanto, el efecto de variar la altura del dominio dieléctrico dentro del intervalo analizado es reducido respecto al rango de permitividades considerado. No obstante, no resultaría despreciable en una aplicación que requiriese incertidumbres claramente inferiores a 0,1 en la estimación de ε'_r . Como el valor nominal $H = 200$ mm se sitúa en el centro del intervalo estudiado, una desviación de $\pm 0,3$ mm respecto a dicho valor produciría una variación aparente inferior a aproximadamente 0,06 para $\varepsilon'_r = 42,5$ e inferior a 0,05 para $\varepsilon'_r = 72,5$.

También se aprecia que la profundidad del mínimo de reflexión varía con la altura del volumen de fluido. En conjunto, los resultados muestran que pequeñas variaciones en la extensión vertical del dominio dieléctrico producen desplazamientos reducidos y físicamente coherentes, sin alterar el comportamiento resonante principal de la estructura. Por tanto, el volumen nominal de 200 mm se considera adecuado para el análisis paramétrico posterior.

3.3.2. Sensibilidad frente a la profundidad de inserción del sensor

Además de la altura del volumen de fluido, se analizó la influencia de la profundidad de inserción del sensor en el material bajo prueba. Este estudio evalúa el efecto de pequeñas variaciones en la posición relativa entre la sonda coaxial y el fluido, relevante ante una posible implementación experimental.

Para ello, se desplazó el sensor respecto a su posición nominal manteniendo constante la geometría del volumen de fluido. Se consideraron desplazamientos de $\Delta z \in \{-0,5, -0,1, 0, 0,1, 0,5\}$ mm. Los valores negativos de Δz corresponden a una mayor inserción del sensor en el fluido, mientras que los positivos representan una menor inserción.

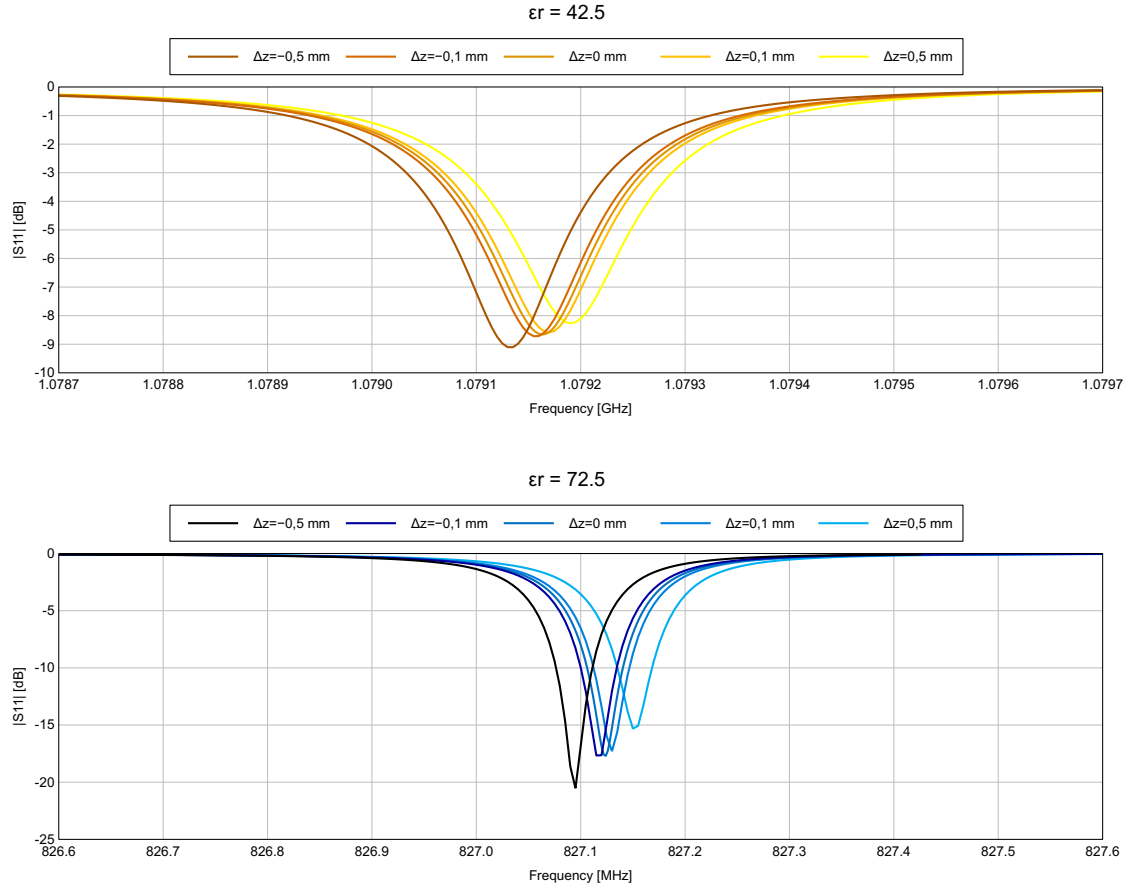


Figura 3.6: Influencia de la profundidad de inserción sobre S_{11} .

La Figura 3.6 muestra que la profundidad de inserción modifica la posición y la profundidad del mínimo de S_{11} . Al aumentar la inserción del sensor en el fluido, la resonancia se desplaza hacia frecuencias inferiores.

Para cuantificar este efecto, se define la sensibilidad frente a la profundidad de inserción como

$$S_L = \frac{\Delta f_r}{\Delta L_{\text{inn}}}, \quad (3.1)$$

donde Δf_r es el desplazamiento de la frecuencia resonante y ΔL_{inn} la variación de la longitud introducida en el fluido. Entre los dos casos extremos analizados, el desplazamiento es de 0,050 MHz para $\varepsilon'_r = 42,5$ y de 0,055 MHz para $\varepsilon'_r = 72,5$. Por tanto, la sensibilidad frente a la inserción es reducida dentro del intervalo evaluado.

Este comportamiento es coherente con el principio de funcionamiento del sensor. Una mayor inserción incrementa la interacción entre el campo electromagnético de la estructura y el fluido, aumentando la carga dieléctrica efectiva vista por el resonador. No obstante, los desplazamientos obtenidos son mucho menores que los producidos al variar la permitividad del fluido.

3.3.3. Influencia de la longitud de la cavidad

Con el objetivo de comprobar la influencia de la longitud de la cavidad sobre la respuesta del sensor, se ha realizado un análisis de sensibilidad modificando dicho parámetro alrededor de la geometría nominal. Se han considerado tres configuraciones: $L = 68$ mm, $L = 70$ mm y $L = 72$ mm. El estudio se ha repetido para varios valores de permitividad relativa, observándose en todos los casos el mismo comportamiento general.

La Figura 3.7 muestra la respuesta en magnitud para tres valores representativos de permitividad relativa: $\varepsilon_r = 50$, $\varepsilon_r = 72,5$ y $\varepsilon_r = 95$. En cada caso se comparan las tres longitudes de cavidad consideradas.

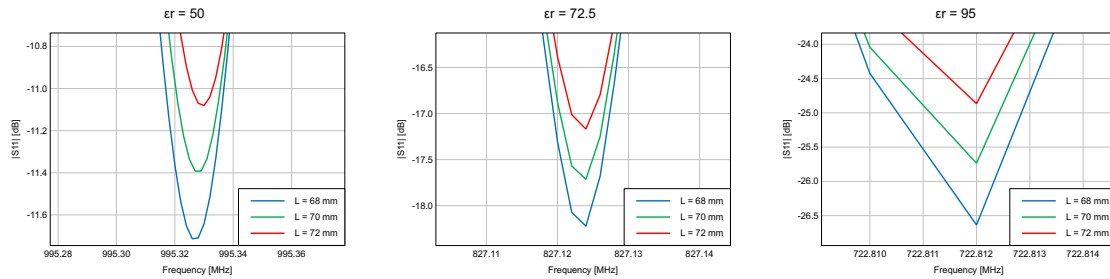


Figura 3.7: Influencia de la longitud de cavidad sobre S_{11} .

En los tres casos se observa que las configuraciones presentan el mínimo de S_{11} prácticamente en la misma frecuencia. Por tanto, pequeñas variaciones de la longitud de la cavidad no producen un desplazamiento apreciable de la frecuencia resonante. Sin embargo, sí se modifica la profundidad del mínimo: la cavidad de menor longitud presenta una resonancia ligeramente más profunda, mientras que al aumentar L el mínimo de S_{11} se hace menos acusado.

ε_r	L [mm]	f_{res} [MHz]	$S_{11,\text{mín}}$ [dB]
50	68	995,326	-11,7135
50	70	995,327	-11,3922
50	72	995,330	-11,0806
72,5	68	827,124	-18,2222
72,5	70	827,124	-17,7138
72,5	72	827,124	-17,1681
95	68	722,812	-26,6358
95	70	722,812	-25,7353
95	72	722,812	-24,8651

Tabla 3.5: Resumen de los mínimos de S_{11} obtenidos al variar la longitud de la cavidad.

Como se resume en la Tabla 3.5, la longitud de la cavidad apenas influye en la frecuencia resonante, ya que los cambios de f_{res} son despreciables en los tres casos. Sin embargo, al aumentar su longitud, $S_{11,\text{mín}}$ se hace menos negativo, lo que indica una ligera degradación de la adaptación. Así, la permitividad domina la frecuencia resonante, mientras que la longitud de la cavidad afecta principalmente al acoplo de la estructura.

3.4. Estrategia de simulación

3.4.1. Barridos en frecuencia

La elección de la frecuencia de trabajo está condicionada por el comportamiento resonante de la estructura y por el rango frecuencial de interés para el análisis. En una primera etapa, el sensor se estudia mediante barridos amplios en frecuencia, con el objetivo de localizar las ramas resonantes principales y evaluar su sensibilidad frente a cambios en la permitividad del fluido.

La localización de las resonancias se planteó mediante una estrategia en dos etapas. En primer lugar, se realizaron barridos amplios para identificar las zonas frecuenciales donde aparecían mínimos relevantes de S_{11} . Posteriormente, una vez delimitada una región de interés, se redujo el intervalo de frecuencia y se aumentó la resolución del barrido alrededor de las resonancias observadas. Esta estrategia permite determinar con mayor precisión la

frecuencia resonante y evita que un barrido demasiado grueso subestime la profundidad de un mínimo o no resuelva resonancias estrechas.

La Figura 3.8 ilustra este procedimiento para el caso inicial de $\varepsilon'_r = 80$ y $\tan \delta = 0$. El barrido amplio permite localizar la región frecuencial de interés, mientras que el barrido refinado revela varios mínimos próximos que no pueden distinguirse con suficiente precisión en la exploración inicial.

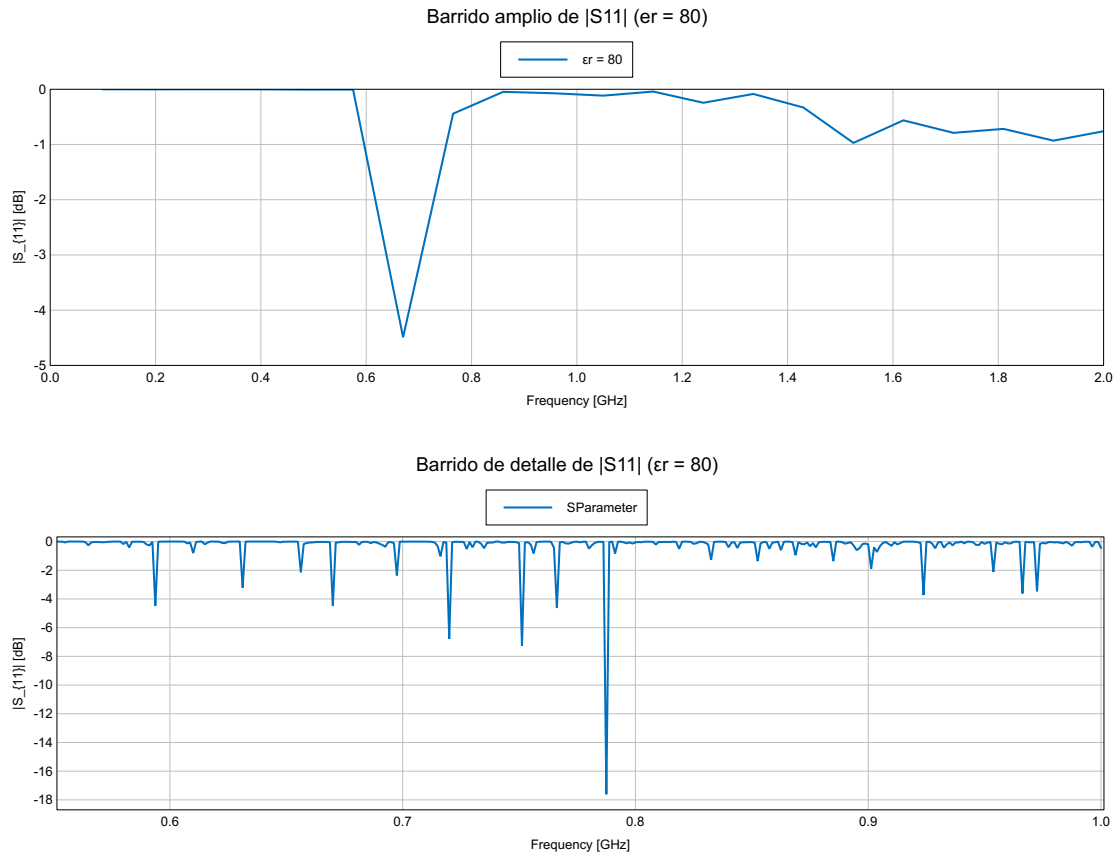


Figura 3.8: Barrido en frecuencia para $\varepsilon'_r = 80$. Barrido amplio y de la región de interés.

La presencia de varios mínimos próximos muestra que la selección de la rama de trabajo no puede basarse únicamente en la profundidad de la resonancia. Por ello, la respuesta en frecuencia se complementa con el análisis de la distribución de campo eléctrico, presentado en el Capítulo 4.

Además del seguimiento de la frecuencia resonante, se considera una estrategia basada en la respuesta del sensor a una frecuencia fija. En particular, se utiliza 866 MHz como caso de estudio para evaluar la viabilidad de una estimación a frecuencia única. Su selección y limitaciones se analizan en los capítulos de resultados, donde este enfoque se compara con la calibración basada en la frecuencia resonante.

Por tanto, el sensor se estudia mediante dos enfoques complementarios: el seguimiento de la frecuencia resonante mediante barridos frecuenciales y el análisis de la magnitud y fase de S_{11} a una frecuencia fija.

3.4.2. Automatización y extracción de resultados

Debido al elevado número de simulaciones necesarias para construir las curvas de calibración y estudiar la influencia de las pérdidas dieléctricas, se desarrolló un procedimiento de automatización en Python. Este procedimiento permitió generar automáticamente archivos de entrada de FEKO modificando los parámetros dieléctricos del volumen de fluido.

La automatización partió de un modelo base del sensor y generó copias del archivo de simulación variando únicamente los valores de permitividad relativa ϵ_r y, en los casos con pérdidas, la tangente de pérdidas $\tan \delta$. De este modo, se crearon barridos paramétricos completos manteniendo constantes la geometría, el puerto de excitación, el mallado y las condiciones generales de simulación.

Los scripts modificaban los archivos de entrada de FEKO para asignar al fluido los valores deseados de permitividad y pérdidas. Esto permitió preparar sistemáticamente los distintos casos simulados, evitando editar manualmente cada proyecto desde la interfaz gráfica. Esta metodología fue especialmente útil en los análisis con muchos puntos de cálculo, como los barridos de permitividad y la malla de combinaciones entre ϵ_r' y $\tan \delta$.

Una vez generados los archivos, las simulaciones se ejecutaron mediante la terminal de FEKO. Este método permitió lanzar consecutivamente múltiples casos almacenados en una misma carpeta, reduciendo la intervención manual y facilitando la ejecución ordenada de los barridos.

Finalmente, los resultados generados por FEKO se procesaron automáticamente para extraer la magnitud y la fase de S_{11} , así como la frecuencia asociada al mínimo de reflexión cuando correspondía. De esta forma, la automatización agilizó la preparación, ejecución y procesado de las simulaciones, mejorando la trazabilidad del estudio.

Capítulo 4

Sensado en frecuencia

En este capítulo se estudia el principio de sensado basado en el desplazamiento de la frecuencia resonante del sensor al modificar la permitividad relativa del fluido. En primer lugar, se selecciona el modo de trabajo a partir de su distribución de campo eléctrico y de su interacción con la región sensible. Posteriormente, se analiza la respuesta en frecuencia del modo seleccionado para distintos valores ideales de permitividad relativa.

El estudio se realiza inicialmente con materiales dieléctricos sin pérdidas, definidos únicamente por su permitividad relativa ε_r y una tangente de pérdidas nula, $\tan \delta = 0$. De este modo, es posible aislar el efecto de la permitividad real sobre la frecuencia resonante y sobre la profundidad del mínimo de S_{11} antes de introducir modelos de fluido más realistas.

4.1. Selección del modo resonante

Durante los barridos iniciales en frecuencia se observó que el sensor presentaba varias resonancias próximas entre sí. En algunos intervalos aparecían dos o tres mínimos de S_{11} cercanos, por lo que no resultaba suficiente seleccionar el modo de trabajo únicamente a partir de la profundidad del mínimo de reflexión. Para evitar escoger una resonancia poco representativa de la interacción con el fluido, se analizó también la distribución de campo cercano asociada a cada una de ellas.

La selección del modo resonante se realizó teniendo en cuenta tanto la respuesta en frecuencia como la distribución espacial del campo electromagnético. El criterio principal fue escoger el modo en el que el campo eléctrico presentaba una distribución más extendida en torno a la región sensible y en el volumen dieléctrico ocupado por el fluido.

Este criterio es importante porque la sensibilidad del sensor frente a cambios de permitividad depende de la interacción entre el campo electromagnético y el material bajo estudio. Un modo resonante asociado a un mínimo profundo de S_{11} , pero con el campo localizado únicamente cerca del puerto o en una región reducida del sensor, no sería necesariamente el más adecuado para la caracterización dieléctrica.

En la Figura 4.1 se muestra la distribución de campo correspondiente al modo resonante seleccionado. Esta distribución se extiende hacia el fluido en torno a la zona sensible, favoreciendo la interacción entre el sensor y el medio dieléctrico.

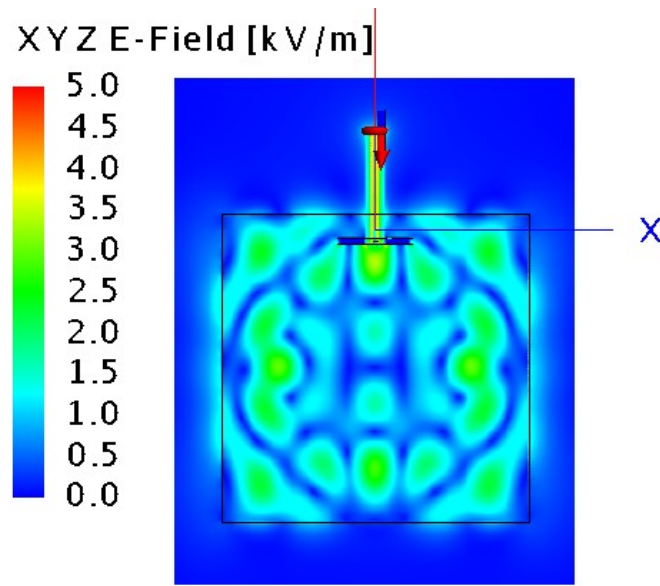


Figura 4.1: Campo eléctrico del modo resonante seleccionado.

Antes de realizar el barrido paramétrico completo, se empleó un material con $\varepsilon_r = 80$ como caso inicial para localizar las resonancias presentes en la respuesta del sensor. La comparación detallada de las distribuciones de campo se realizó para $\varepsilon_r = 87,5$, valor situado dentro del intervalo de permitividades posteriormente analizado.

La Figura 4.2 muestra los mínimos locales de S_{11} considerados para $\varepsilon_r = 87,5$. Cada mínimo identifica una resonancia de la estructura dentro del intervalo frecuencial analizado. Se destaca la resonancia seleccionada como rama de trabajo para la calibración, mientras que las restantes se denominan resonancias vecinas por su proximidad en frecuencia.

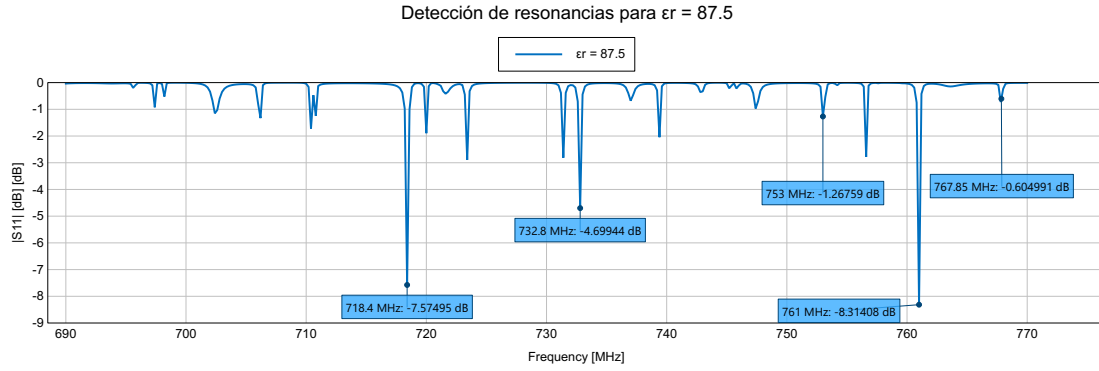


Figura 4.2: Mínimos locales de S_{11} para $\epsilon_r = 87,5$ y rama seleccionada para la calibración.

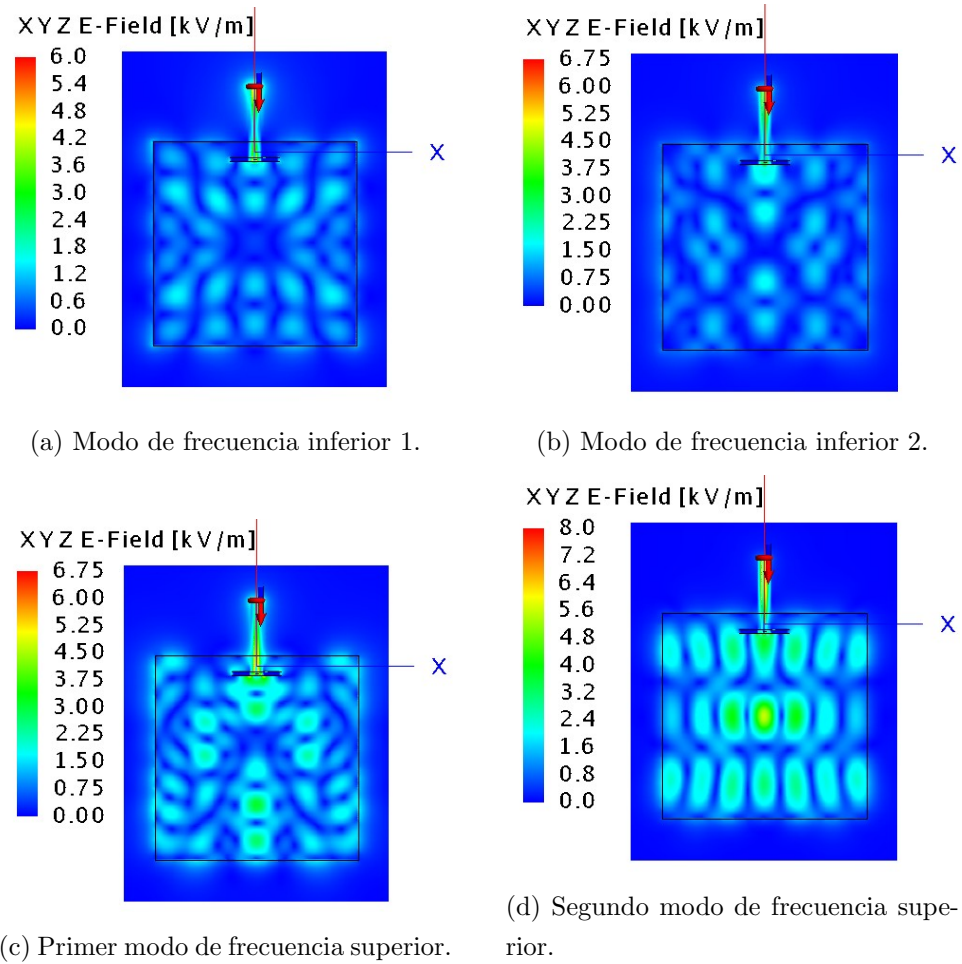


Figura 4.3: Distribución del campo eléctrico en modos resonantes próximos al modo de trabajo.

La selección de la rama de trabajo no se basa únicamente en la profundidad del mínimo de S_{11} . Para justificarla, se comparó la distribución de campo eléctrico asociada a la resonancia seleccionada con las correspondientes a las resonancias vecinas indicadas en la Figura 4.2. Las distribuciones resultantes se muestran en la Figura 4.3. Aunque las resonancias aparecen en un intervalo frecuencial próximo, sus patrones de campo son más localizados o presentan una interacción menos favorable con la región ocupada por el fluido.

En el caso de los dos modos situados a frecuencias inferiores, los mínimos de S_{11} presentan, en general, valores superiores a -10 dB. Esta menor adaptación constituye un aspecto adicional desfavorable, ya que reduce la potencia acoplada a la estructura. No obstante, el criterio principal para descartarlos es su distribución de campo, menos extendida en la región sensible y, por tanto, menos adecuada para maximizar la interacción con el fluido.

A partir de esta comparación se seleccionó el modo resonante central como modo de trabajo. Su distribución de campo presenta una interacción más representativa con el fluido en torno a la zona sensible, mientras que los modos próximos muestran campos más localizados o menos favorables para la caracterización dieléctrica.

4.2. Interpretación cualitativa del modo resonante

La resonancia seleccionada no puede clasificarse de forma estricta como un modo TE o TM puro. Tomando como eje longitudinal el eje del sensor, un modo TE puro tendría una componente eléctrica longitudinal nula, $E_z = 0$, mientras que un modo TM puro tendría una componente magnética longitudinal nula, $H_z = 0$.

La geometría analizada incluye una excitación coaxial, una brida terminal y un volumen dieléctrico abierto alrededor de la zona sensible. Estas discontinuidades impiden describir la distribución de campo mediante un modo ideal de guía uniforme. La presencia simultánea de componentes longitudinales eléctricas y magnéticas en la solución numérica permite interpretar la resonancia de interés como un modo híbrido, con contribuciones de carácter TE y TM [16].

No obstante, el objetivo de este trabajo no es obtener una clasificación modal exacta, sino comprobar que la distribución de campo del modo híbrido seleccionado se extiende hacia el fluido en torno a la zona sensible. Como se observa en las figuras anteriores, la energía electromagnética no queda confinada únicamente en la zona del puerto o en la

proximidad inmediata del pin central, sino que penetra de forma apreciable en el medio dieléctrico.

Esta característica resulta fundamental para el funcionamiento del sensor, ya que la sensibilidad frente a cambios de permitividad depende de la interacción entre el campo electromagnético y el material bajo estudio. Por ello, el modo seleccionado se considera adecuado para la caracterización dieléctrica.

4.3. Caracterización ideal sin pérdidas

4.3.1. Barrido de permitividad relativa

Una vez identificado el modo de trabajo, se realizaron simulaciones electromagnéticas para distintos valores ideales de permitividad relativa. Los valores analizados abarcan desde $\varepsilon_r = 42,5$ hasta $\varepsilon_r = 95$, con incrementos de 7,5 unidades. Este intervalo permite estudiar un rango amplio de materiales de alta permitividad y observar de forma clara el desplazamiento de la resonancia.

En cada caso se ajustó el intervalo de frecuencia de simulación teniendo en cuenta el desplazamiento esperado del mínimo resonante. Al disminuir la permitividad, la resonancia se desplaza hacia frecuencias más altas, mientras que al aumentar la permitividad, se desplaza hacia frecuencias más bajas.

El objetivo de este análisis es aislar el efecto de la permitividad relativa sobre la respuesta electromagnética del sensor. De este modo, se estudia cómo varían la frecuencia resonante, la profundidad del mínimo de S_{11} y la sensibilidad del sensor sin incluir todavía el comportamiento más complejo asociado a pérdidas dieléctricas.

4.3.2. Comparación de los modos resonantes

Además de analizar el modo de trabajo seleccionado, se estudió la evolución de los dos modos situados a frecuencias superiores al variar la permitividad relativa. Esta comparación permite comprobar si los tres modos mantienen una tendencia coherente con la carga dieléctrica introducida por el fluido y si los modos superiores podrían constituir una alternativa para el sensado.

La Figura 4.4 compara la evolución de los mínimos de S_{11} para el modo de trabajo y los dos modos de frecuencia superior. En los tres casos, la frecuencia asociada al mínimo

disminuye al aumentar ϵ_r , lo que confirma su sensibilidad frente a la carga dieléctrica efectiva de la estructura.

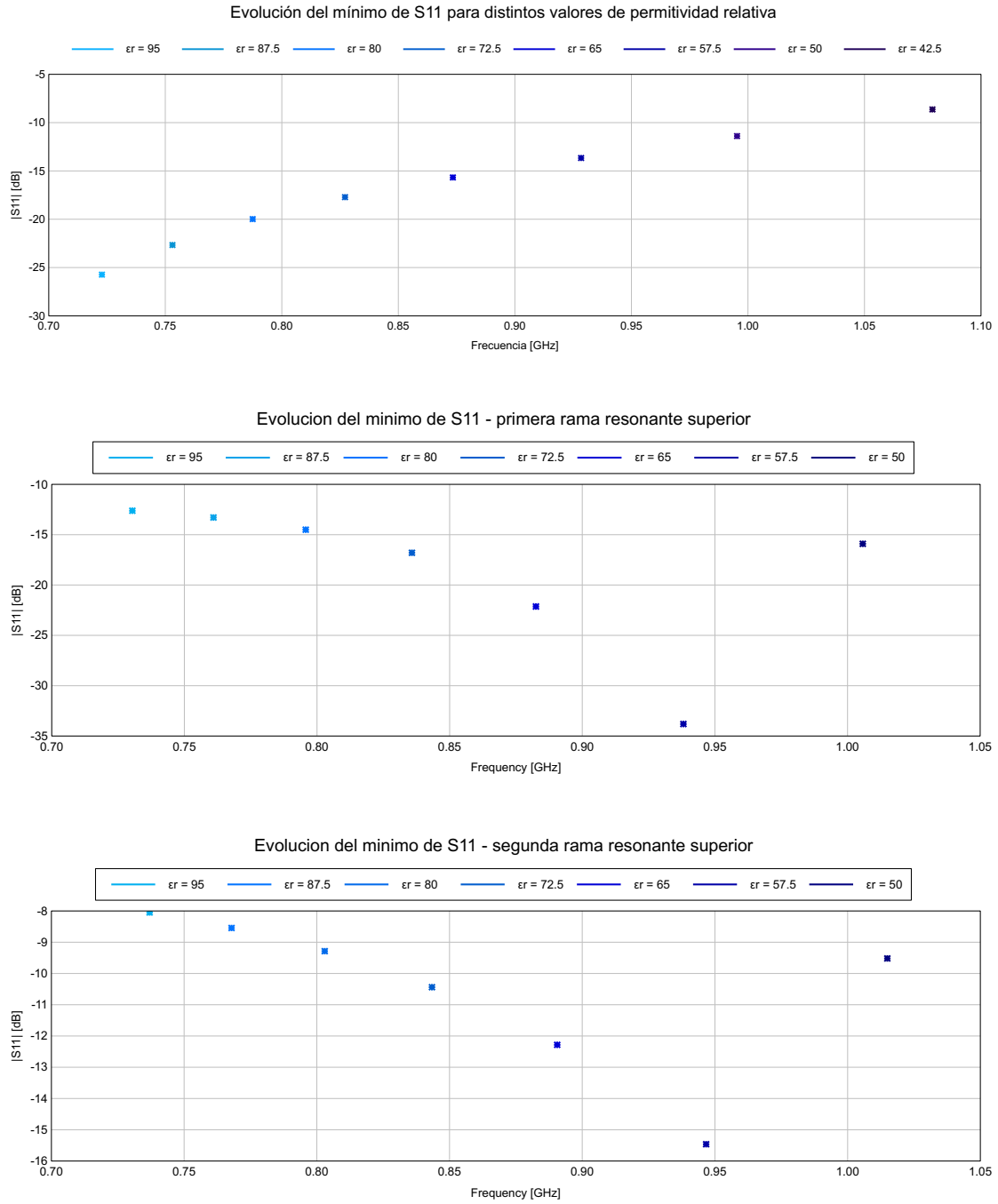


Figura 4.4: Evolución de los mínimos de S_{11} al variar la permitividad relativa para el modo de trabajo y los dos modos de frecuencia superior.

El primer modo de frecuencia superior presenta un desplazamiento coherente hacia frecuencias inferiores al aumentar ε_r . Sin embargo, la profundidad de su mínimo no evoluciona de forma tan regular como en el modo de trabajo, ya que aparece un mínimo muy profundo para un valor intermedio de permitividad y, para valores superiores, la respuesta vuelve a ser menos marcada.

En el segundo modo de frecuencia superior también se aprecia un desplazamiento hacia frecuencias menores al aumentar la permitividad relativa. No obstante, los mínimos de S_{11} son menos profundos en una parte importante del intervalo analizado, especialmente para valores elevados de ε_r . Por tanto, aunque ambos modos presentan sensibilidad frente a la permitividad, su respuesta resulta menos adecuada como referencia principal de calibración.

La selección del modo de trabajo no se basa únicamente en la tendencia de la frecuencia resonante ni en la profundidad del mínimo de reflexión. El criterio decisivo es la distribución de campo más favorable en torno a la zona sensible, que permite una interacción más representativa con el fluido.

4.3.3. Desplazamiento de la frecuencia resonante

Los resultados obtenidos para el modo seleccionado muestran una relación clara entre la permitividad relativa del fluido ideal y la frecuencia resonante del sensor. Al aumentar ε_r , la frecuencia resonante disminuye de forma progresiva. Este comportamiento es coherente con el incremento de la permitividad efectiva del medio, que reduce la velocidad de propagación electromagnética y desplaza la resonancia hacia frecuencias inferiores.

Los valores numéricos extraídos de las simulaciones se resumen en la Tabla 4.1. En ella se observa que la frecuencia resonante pasa de 1,079 GHz para $\varepsilon_r = 42,5$ a 0,723 GHz para $\varepsilon_r = 95$.

ε_r	f_{res} (GHz)	$S_{11,\text{mín}}$ (dB)
42,5	1,079	-8,63
50,0	0,995	-11,39
57,5	0,928	-13,66
65,0	0,873	-15,67
72,5	0,827	-17,71
80,0	0,788	-19,98
87,5	0,753	-22,67
95,0	0,723	-25,74

Tabla 4.1: Resultados del análisis con permitividades ideales para el modo de trabajo seleccionado.

Además del desplazamiento en frecuencia, se observa que el mínimo de S_{11} se hace más profundo al aumentar la permitividad relativa. Para $\varepsilon_r = 42,5$, el mínimo obtenido es de aproximadamente $-8,63$ dB, mientras que para $\varepsilon_r = 95$ alcanza aproximadamente $-25,74$ dB.

Este comportamiento debe interpretarse dentro del contexto del modelo ideal empleado. Al considerar $\tan \delta = 0$, los materiales simulados no introducen pérdidas dieléctricas. Por tanto, la profundidad del mínimo está asociada principalmente a la adaptación electromagnética de la estructura y no a la disipación de energía en el material. En el caso de fluidos reales, la presencia de pérdidas puede modificar tanto la profundidad como la anchura de la resonancia.

4.3.4. Curva de calibración y sensibilidad

A partir de los valores de la Tabla 4.1, puede construirse una curva de calibración que relacione la frecuencia resonante con la permitividad relativa del material. Esta curva constituye la base del método de estimación dieléctrica basado en el desplazamiento de frecuencia.

La relación obtenida es monótona decreciente: a mayor permitividad relativa, menor frecuencia resonante. Esta propiedad permite asociar cada valor de ε_r con una frecuencia resonante dentro del intervalo analizado. En consecuencia, si se conoce la frecuencia resonante del sensor para un material determinado, puede estimarse su permitividad relativa mediante interpolación en la curva de calibración.

No obstante, la relación entre f_{res} y ε_r no es necesariamente lineal. En sensores resonantes cargados con materiales dieléctricos, la frecuencia depende de la permitividad efectiva vista por el modo electromagnético, que a su vez está determinada por la distribución espacial del campo y por la geometría de la estructura. Por ello, en aplicaciones prácticas puede ser necesario emplear un ajuste no lineal o una tabla de calibración para realizar la estimación inversa.

La sensibilidad del sensor frente a cambios de permitividad puede evaluarse a partir de la variación de la frecuencia resonante. De forma aproximada, puede definirse una sensibilidad media como

$$S_f = \frac{\Delta f_{\text{res}}}{\Delta \varepsilon_r}. \quad (4.1)$$

donde Δf_{res} representa el cambio de frecuencia resonante y $\Delta \varepsilon_r$ el cambio de permitividad relativa.

Considerando los extremos del intervalo analizado, la frecuencia resonante cambia de 1,079 GHz para $\varepsilon_r = 42,5$ a 0,723 GHz para $\varepsilon_r = 95$. Esto supone una variación total de aproximadamente 356 MHz para un incremento de permitividad de 52,5 unidades. La sensibilidad media aproximada en este intervalo es

$$S_{f_r} \approx \frac{0,723 - 1,079}{95 - 42,5} = -0,00678 \text{ GHz/unidad} = -6,78 \text{ MHz/unidad}. \quad (4.2)$$

El signo negativo indica que la frecuencia resonante disminuye al aumentar la permitividad relativa. En términos de valor absoluto, el sensor presenta una sensibilidad media aproximada de 6,78 MHz por unidad de permitividad en el intervalo estudiado.

También puede analizarse la variación de la profundidad del mínimo de S_{11} con la permitividad. Considerando los extremos del intervalo, el mínimo pasa de $-8,63$ dB a $-25,74$ dB, lo que supone una variación total de 17,11 dB. La sensibilidad media asociada a la profundidad del mínimo es

$$S_{|S_{11}|} \approx \frac{-25,74 - (-8,63)}{95 - 42,5} = -0,326 \text{ dB/unidad}. \quad (4.3)$$

El signo negativo indica que el mínimo de S_{11} se hace más profundo al aumentar la permitividad relativa. Esta magnitud aporta información complementaria sobre el grado de adaptación electromagnética del sensor, aunque la frecuencia resonante sigue siendo la variable principal de calibración en el análisis ideal.

Es importante señalar que estos valores corresponden a sensibilidades medias globales. La sensibilidad local puede variar a lo largo del rango de permitividades, ya que la relación entre f_{res} y ε_r no es estrictamente lineal y la profundidad de $S_{11,\text{mín}}$ también depende de la adaptación entre el puerto y el modo resonante.

4.4. Síntesis del análisis ideal

El análisis ideal sin pérdidas permite extraer varias conclusiones relevantes sobre el comportamiento del sensor. En primer lugar, se observa una relación monótona entre la permitividad relativa y la frecuencia resonante, lo que confirma que la estructura es sensible a cambios en las propiedades dieléctricas del medio.

En segundo lugar, el desplazamiento de la frecuencia resonante es significativo en el rango de permitividades analizado, pasando de 1,079 GHz a 0,723 GHz. Este resultado permite construir una curva de calibración frecuencia–permitividad y plantea la posibilidad de estimar la permitividad a partir de la posición de la resonancia.

En tercer lugar, la profundidad del mínimo de S_{11} también varía con la permitividad, aumentando la adaptación electromagnética de la estructura para los valores más altos de ε_r . No obstante, este comportamiento corresponde a un modelo ideal sin pérdidas y debe revisarse posteriormente al introducir materiales con tangente de pérdidas no nula.

Por tanto, los resultados obtenidos constituyen una primera validación numérica del principio de funcionamiento del sensor. La respuesta resonante depende de forma clara de la permitividad del fluido, lo que justifica el análisis posterior con modelos más realistas y con estrategias alternativas de estimación a frecuencia fija.

Capítulo 5

Sensado en fase

En el capítulo anterior se ha estudiado la respuesta del sensor mediante el desplazamiento de la frecuencia resonante. Este enfoque permite obtener una curva de calibración clara entre la permitividad relativa del fluido y la frecuencia de resonancia. Sin embargo, en una aplicación práctica puede resultar interesante evaluar si la permitividad puede estimarse a partir de la respuesta del sensor en una banda reducida o incluso en una única frecuencia de trabajo.

En este capítulo se analiza una estrategia alternativa basada en la fase del parámetro S_{11} dentro de la banda 850–950 MHz. El objetivo es estudiar si la respuesta compleja del sensor en esta banda contiene información suficiente para estimar la permitividad relativa del material sin necesidad de localizar la frecuencia resonante completa. En particular, se compara la frecuencia candidata de 866 MHz con otras frecuencias de la banda, con el fin de seleccionar la frecuencia de interrogación más adecuada.

5.1. Motivación del análisis a frecuencia fija

El análisis a frecuencia fija se plantea como una alternativa al método basado en la localización de la frecuencia resonante. Mientras que el método resonante requiere realizar un barrido frecuencial para identificar el mínimo de S_{11} , la estrategia a frecuencia única permite evaluar directamente la respuesta del sensor en un punto concreto del espectro.

Desde el punto de vista de un sistema de lectura, una estrategia a frecuencia fija podría simplificar el procesamiento, ya que no sería necesario localizar la resonancia completa. En lugar de ello, la permitividad se estimaría a partir de una curva de calibración construida con los valores de S_{11} obtenidos en la frecuencia seleccionada.

No obstante, este enfoque puede presentar limitaciones. Si la relación entre la permitividad y la respuesta compleja de S_{11} no es monótona, pueden aparecer ambigüedades en la estimación. Por este motivo, en este capítulo se analiza la fase de S_{11} en toda la banda 850–950 MHz, con el objetivo de identificar la frecuencia de interrogación que proporciona una calibración más robusta.

5.2. Extracción de S_{11} en la banda 850–950 MHz

Para construir las curvas de calibración a frecuencia fija, se realizaron simulaciones electromagnéticas modificando la permitividad relativa del volumen de fluido. En cada simulación se extrajo el valor complejo del parámetro S_{11} en la banda 850–950 MHz.

El conjunto inicial de calibración estuvo formado por los valores

$$\varepsilon_r \in \{42,5, 50, 57,5, 65, 72,5, 80, 87,5, 95\}. \quad (5.1)$$

El intervalo inicial $\varepsilon_r = 42,5$ –95 se seleccionó para mantener coherencia con el análisis resonante realizado previamente. En este intervalo fue posible identificar y seguir de forma consistente el mínimo de S_{11} asociado al modo de trabajo, lo que permitió construir la curva de calibración basada en la frecuencia resonante. Para permitividades inferiores, la localización de dicha resonancia dentro de los barridos empleados resultaba menos clara y, por tanto, no se consideró adecuado extender esta calibración resonante a todo el intervalo desde $\varepsilon_r = 1$.

Esta restricción se aplica únicamente al análisis inicial basado en resonancias y a la calibración de frecuencia fija construida a partir de esos puntos. Posteriormente, en el análisis global a 866 MHz, se amplía el intervalo de estudio a $\varepsilon_r = 1,0$ –100,0 con el objetivo de evaluar de forma más general las limitaciones y posibles ambigüedades de una estimación monofrecuencia.

Para cada valor de permitividad se almacenaron la magnitud de S_{11} en decibelios y la fase de S_{11} en grados. La extracción de estos valores se realizó a partir de los resultados exportados en formato Touchstone y mediante lectura automática de los archivos de salida generados por FEKO.

Aunque se analizaron tanto la magnitud como la fase, se observó que la magnitud de S_{11} dentro de la banda 850–950 MHz presentaba múltiples mínimos locales estrechos. Estos mínimos no deben interpretarse necesariamente como la resonancia principal del

sensor, ya que el análisis de banda amplia mostró que la resonancia asociada al modo de trabajo puede encontrarse fuera de esta ventana para algunos valores de permitividad. Por este motivo, el análisis de calibración se centró principalmente en la fase de S_{11} .

5.3. Selección de la frecuencia de interrogación mediante la fase de S_{11}

Una vez extraída la fase de S_{11} para cada permitividad, se analizó la relación entre fase y permitividad para cada frecuencia de la banda. El objetivo fue determinar qué frecuencia proporciona una relación más adecuada para estimar ε_r .

La Figura 5.1 muestra la fase de S_{11} a 866 MHz en función de ε_r . Se aprecia una tendencia decreciente general: al aumentar la permitividad, la fase disminuye de forma progresiva. Esta evolución indica que la fase a frecuencia fija contiene información útil para diferenciar los distintos valores de permitividad simulados.

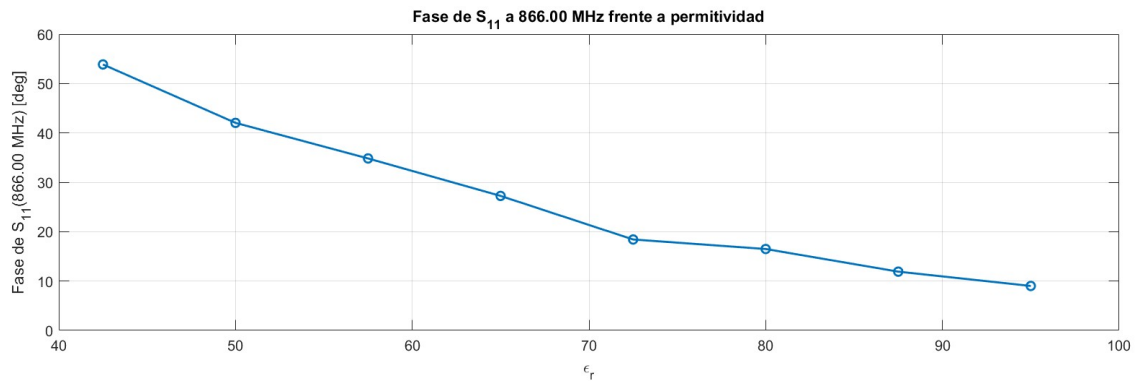


Figura 5.1: Fase de S_{11} a 866 MHz frente a la permitividad relativa en el caso sin pérdidas.

Para cuantificar la capacidad de estimación, se construyó una calibración inversa para cada frecuencia de interrogación f_0 . La fase empleada como variable de entrada se define como

$$\phi_{11}(f_0) = \angle S_{11}(f_0), \quad (5.2)$$

donde $\phi_{11}(f_0)$ representa la fase del coeficiente de reflexión a la frecuencia fija f_0 . La permitividad estimada se expresa entonces como

$$\hat{\varepsilon}_r = g_{f_0}(\phi_{11}(f_0)), \quad (5.3)$$

donde $\hat{\varepsilon}_r$ representa la estimación de la permitividad relativa, mientras que ε_r se reserva para el valor real empleado como referencia.

Se compararon dos modelos de calibración: un ajuste lineal y un ajuste cuadrático. El modelo lineal se expresa como

$$\hat{\varepsilon}_r = a_1\phi_{11}(f_0) + a_0, \quad (5.4)$$

mientras que el modelo cuadrático se expresa como

$$\hat{\varepsilon}_r = a_2\phi_{11}^2(f_0) + a_1\phi_{11}(f_0) + a_0. \quad (5.5)$$

El modelo cuadrático permite representar una relación suavemente curvada entre la fase y la permitividad, sin introducir un número excesivo de parámetros. Esto resulta importante porque el conjunto de calibración disponible está formado por un número reducido de valores de ε_r .

Para evitar evaluar únicamente el error de ajuste sobre los mismos puntos empleados en la calibración, se utilizó una validación de tipo *leave-one-out*. En este procedimiento, cada punto se elimina una vez del conjunto de datos, el modelo se ajusta con los puntos restantes y posteriormente se estima la permitividad del punto eliminado. De este modo se obtiene una medida más realista de la capacidad predictiva del modelo.

Para cuantificar el error de estimación se utilizaron varias métricas. Si $\varepsilon_{r,i}$ representa la permitividad real del punto i y $\hat{\varepsilon}_{r,i}$ la permitividad estimada mediante validación *leave-one-out*, el error individual se define como

$$e_i = \hat{\varepsilon}_{r,i} - \varepsilon_{r,i}. \quad (5.6)$$

A partir de estos errores se calculó el error cuadrático medio de validación,

$$RMSE_{\text{LOO}} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N e_i^2}, \quad (5.7)$$

donde N es el número total de puntos evaluados. También se empleó el error absoluto medio,

$$MAE_{\text{LOO}} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |e_i|, \quad (5.8)$$

y el error máximo absoluto,

$$e_{\text{max}} = \max_i |e_i|. \quad (5.9)$$

Por último, se calculó el coeficiente de determinación en validación,

$$R_{\text{LOO}}^2 = 1 - \frac{\sum_{i=1}^N (\varepsilon_{r,i} - \hat{\varepsilon}_{r,i})^2}{\sum_{i=1}^N (\varepsilon_{r,i} - \bar{\varepsilon}_r)^2}, \quad (5.10)$$

donde $\bar{\varepsilon}_r$ es el valor medio de las permitividades reales. Un valor de $RMSE_{\text{LOO}}$ bajo indica una mejor capacidad de estimación, mientras que un valor de R_{LOO}^2 próximo a la unidad indica que el modelo reproduce adecuadamente la variabilidad de los datos.

La Figura 5.2 muestra el error cuadrático medio de validación *leave-one-out*, $RMSE_{\text{LOO}}$, obtenido al repetir este proceso para cada frecuencia de la banda 850–950 MHz.

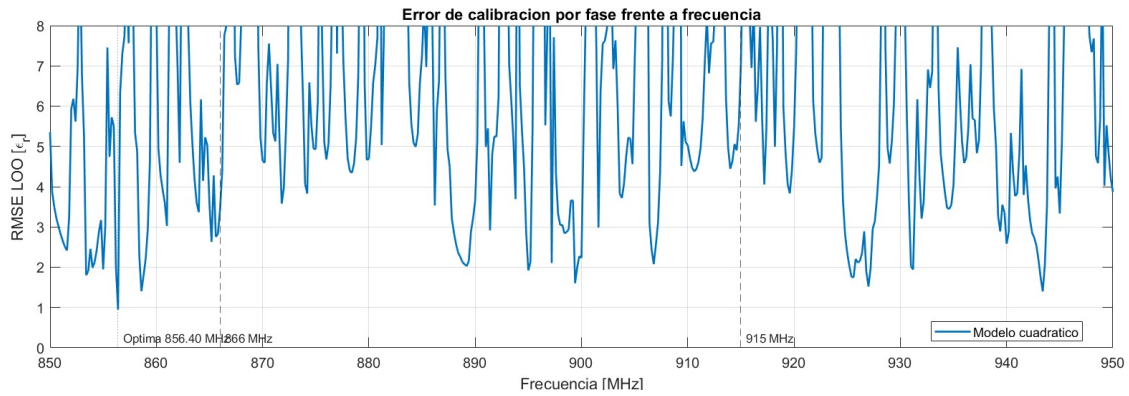


Figura 5.2: Error $RMSE_{\text{LOO}}$ de la calibración cuadrática para la banda 850–950 MHz.

La Figura 5.2 no presenta una variación suave del error con la frecuencia, sino cambios abruptos entre frecuencias próximas. Este comportamiento no se interpreta directamente como ruido ni como una identificación individual de resonancias, sino como consecuencia de la variación de la relación entre la fase de S_{11} y la permitividad relativa a lo largo de la

banda. En determinadas frecuencias, dicha relación es más regular y puede aproximarse adecuadamente mediante el modelo cuadrático, mientras que en otras presenta curvaturas elevadas o variaciones locales que degradan la capacidad de interpolación del ajuste.

Dentro de las frecuencias evaluadas, el menor valor de $RMSE_{LOO}$ se obtiene en 856,4 MHz. Para esta frecuencia, el modelo cuadrático proporciona

$$RMSE_{LOO} = 0,948, \quad (5.11)$$

con un coeficiente de determinación

$$R^2_{LOO} = 0,9970. \quad (5.12)$$

Estos valores indican que, sobre los puntos de calibración originales, la fase de S_{11} a 856,4 MHz permite ajustar la permitividad con un error inferior a una unidad. No obstante, la validación con puntos intermedios proporciona una estimación más realista del error esperado.

5.4. Calibración inversa a 856,4 MHz y comparación con 866 MHz

La Figura 5.3 muestra la calibración inversa obtenida a 856,4 MHz y la comparación entre la permitividad real y la permitividad estimada. La proximidad entre la curva estimada y la línea ideal confirma que, en esta frecuencia, la fase proporciona una variable de calibración eficaz.

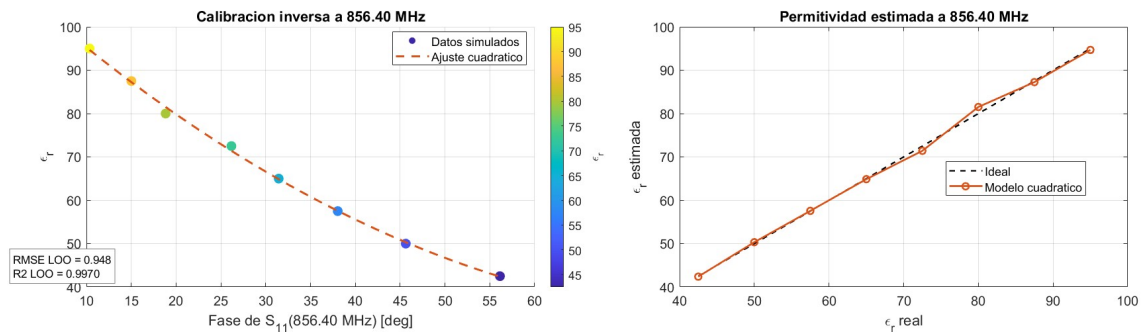


Figura 5.3: Calibración inversa y estimación de permitividad a 856,4 MHz.

También se evaluó la frecuencia de 866 MHz, ya que constituye una frecuencia candidata de interés para una posible operación fija del sensor. En este caso, el modelo cuadrático proporciona

$$RMSE_{\text{LOO}} = 3,450, \quad (5.13)$$

con

$$R^2_{\text{LOO}} = 0,9597. \quad (5.14)$$

Aunque el error es mayor que el obtenido a 856,4 MHz, el valor de R^2_{LOO} sigue siendo elevado. Por tanto, 866 MHz no es la frecuencia óptima absoluta dentro de la banda estudiada, pero sí se encuentra en una región sensible de operación y permite una estimación razonable de la permitividad en el caso ideal, como se observa en la Figura 5.4.

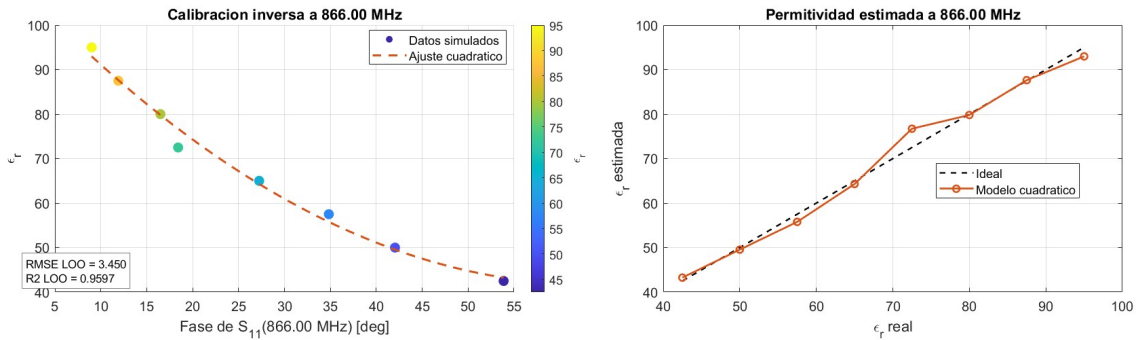


Figura 5.4: Calibración inversa y estimación de permitividad a 866 MHz.

La Tabla 5.1 resume los resultados más relevantes de la calibración por fase. Se incluye la frecuencia óptima encontrada dentro de la banda, la frecuencia de 866 MHz y la frecuencia de 915 MHz como referencia adicional.

Tabla 5.1: Resumen de la calibración de permitividad mediante la fase de S_{11} en la banda 850–950 MHz.

Caso	Frecuencia [MHz]	$RMSE_{\text{LOO}}$	R^2_{LOO}
Frecuencia óptima	856,4	0,948	0,9970
Frecuencia candidata	866,0	3,450	0,9597
Frecuencia de comparación	915,0	7,026	0,8328

5.5. Validación numérica con permitividades intermedias

Para comprobar que la calibración no se limita a reproducir los puntos empleados durante el ajuste, se realizó una validación numérica con valores intermedios de permitividad relativa no incluidos en el conjunto de calibración. Dado que el análisis se realiza para materiales ideales sin pérdidas, esta validación evalúa exclusivamente la estimación de la parte real de la permitividad relativa, ε_r , y no de la permitividad compleja.

El conjunto de calibración estuvo formado por los valores

$$\mathcal{E}_{\text{cal}} = \{42,5, 50, 57,5, 65, 72,5, 80, 87,5, 95\}, \quad (5.15)$$

mientras que los valores empleados exclusivamente para validación fueron

$$\mathcal{E}_{\text{val}} = \{45, 52,5, 55, 60, 67,5, 70, 75, 82,5, 90, 92,5\}. \quad (5.16)$$

Para cada frecuencia de interrogación f_0 , se ajustó el modelo cuadrático de calibración a partir de los puntos de $\mathcal{E}_{\text{cal}}$,

$$\widehat{\varepsilon}_r = a_2(f_0)\phi_{11}^2(f_0) + a_1(f_0)\phi_{11}(f_0) + a_0(f_0), \quad (5.17)$$

donde $\phi_{11}(f_0) = \angle S_{11}(f_0)$ representa la fase del coeficiente de reflexión a la frecuencia fija f_0 . A continuación, el modelo se aplicó a los valores de $\mathcal{E}_{\text{val}}$ y se comparó cada estimación con su valor real. El error individual se definió como

$$e_i(f_0) = \widehat{\varepsilon}_{r,i}(f_0) - \varepsilon_{r,i}. \quad (5.18)$$

La Figura 5.5 muestra el resultado obtenido a 856,4 MHz. Los puntos de validación siguen de forma razonable la curva construida con los valores de calibración, lo que indica que la relación entre la fase de S_{11} y la permitividad se mantiene suficientemente regular en esta frecuencia.

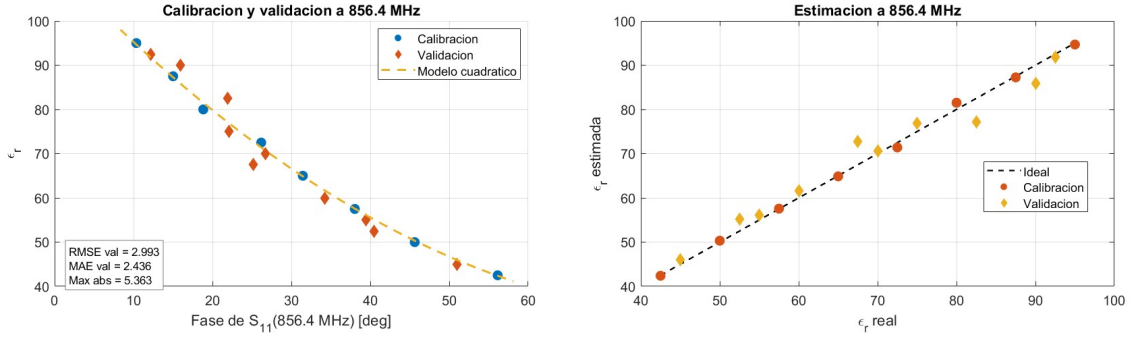


Figura 5.5: Calibración y validación numérica a 856,4 MHz.

Las métricas obtenidas para esta frecuencia fueron

$$RMSE_{\text{val}} = 2,993, \quad MAE_{\text{val}} = 2,436, \quad e_{\text{max}} = 5,363. \quad (5.19)$$

Estos resultados indican que la calibración a 856,4 MHz conserva una capacidad de interpolación razonable al estimar permitividades no incluidas en el ajuste.

También se evaluó la frecuencia de 866 MHz. La Figura 5.6 muestra que esta frecuencia presenta una desviación importante para uno de los puntos de validación. En concreto, para $\epsilon_r = 67,5$, la fase obtenida fue

$$\phi_{11}(866 \text{ MHz}) = -22,746^\circ, \quad (5.20)$$

lo que conduce a una estimación de

$$\hat{\epsilon}_r = 170,61, \quad (5.21)$$

frente al valor real

$$\epsilon_r = 67,5. \quad (5.22)$$

Este error puntual domina las métricas globales de validación a 866 MHz. Por tanto, la calibración monofrecuencia en esta posición espectral no resulta robusta para todo el intervalo de permitividades intermedias analizado.

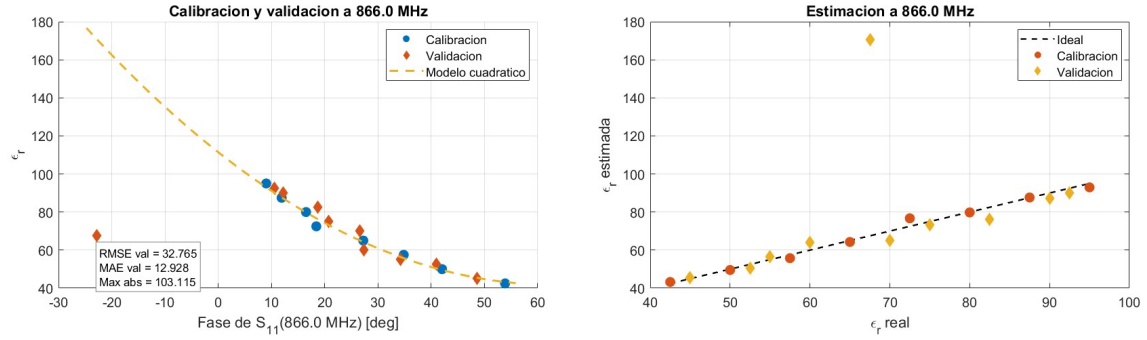


Figura 5.6: Calibración y validación numérica a 866 MHz.

La comparación entre los errores obtenidos a 856,4 MHz y a 866 MHz se presenta en la Figura 5.7. A 856,4 MHz, los errores se mantienen acotados en todo el conjunto de validación. En cambio, a 866 MHz aparece una anomalía local en el entorno de $\epsilon_r = 67,5$.

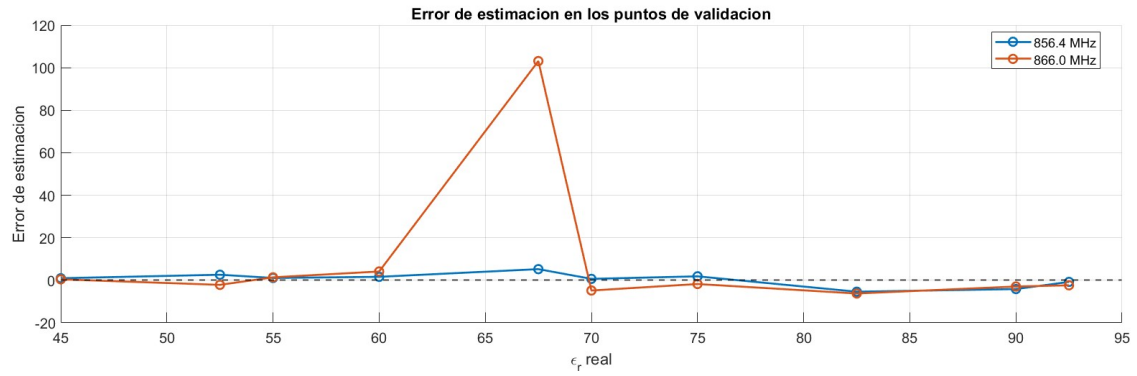


Figura 5.7: Error de estimación en los puntos de validación para 856,4 MHz y 866 MHz.

La Tabla 5.2 resume las métricas globales de validación para ambas frecuencias.

Tabla 5.2: Resumen de la validación numérica con diez valores intermedios de permitividad.

Frecuencia [MHz]	$RMSE_{val}$	MAE_{val}	Error máximo	Sesgo medio
856,4	2,993	2,436	5,363	0,391
866,0	32,765	12,928	103,115	8,896

5.5.1. Sensibilidad local a la frecuencia de interrogación

Con el fin de analizar la anomalía observada en el entorno de $\varepsilon_r = 67,5$, se compararon calibraciones monofrecuencia independientes a 856,4, 860,0, 863,6 y 866,0 MHz. En cada caso se empleó el mismo procedimiento de calibración cuadrática basado en la fase de S_{11} .

La Figura 5.8 muestra que pequeñas variaciones de la frecuencia de interrogación producen diferencias muy significativas en el error de estimación. En particular, el error aumenta de forma notable al aproximarse a 866 MHz, mientras que a 856,4 MHz permanece más acotado en el intervalo analizado.

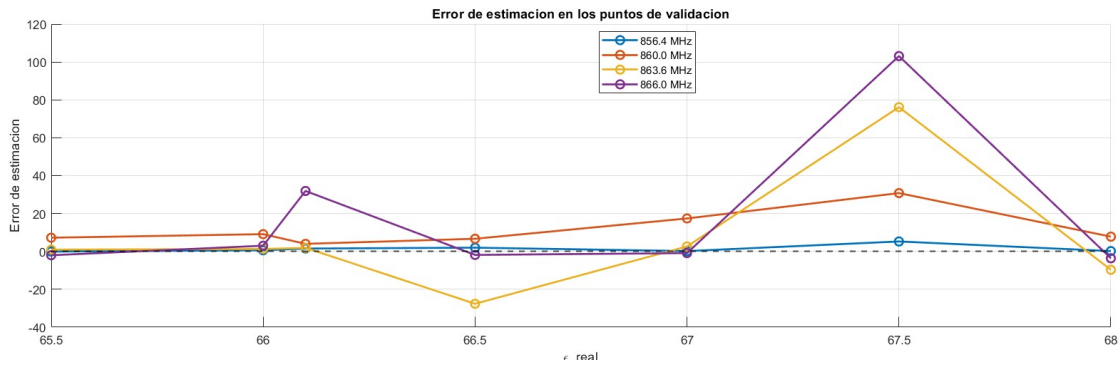


Figura 5.8: Sensibilidad local del error de estimación frente a la frecuencia de interrogación en el entorno de $\varepsilon_r = 67,5$. Cada curva corresponde a una calibración independiente basada en la fase de S_{11} a la frecuencia indicada.

Este comportamiento indica que la anomalía no puede atribuirse únicamente a un error de ajuste del modelo cuadrático. La fuerte variación del error entre frecuencias próximas es compatible con una respuesta espectral que cambia rápidamente en este intervalo de permitividades, posiblemente debido a la proximidad de una resonancia respecto a la frecuencia de interrogación.

La comparación anterior no constituye todavía una estrategia multifrecuencia, ya que cada curva se ha obtenido mediante una calibración independiente a una única frecuencia. Sin embargo, pone de manifiesto que una ligera modificación de la frecuencia de medida no garantiza por sí sola una estimación robusta. Este resultado motiva el análisis posterior de las limitaciones de la interrogación monofrecuencia y la propuesta de utilizar varias frecuencias de medida para reducir ambigüedades locales.

5.6. Análisis global de la frecuencia fija de 866 MHz

Aunque 856,4 MHz proporciona el menor valor de $RMSE_{LOO}$ para el conjunto inicial de calibración, se mantiene 866 MHz como frecuencia de análisis global por tratarse de una frecuencia candidata seleccionada inicialmente para evaluar la viabilidad de una interrogación fija del sensor. De este modo, se analiza si dicha frecuencia conserva un comportamiento robusto al ampliar el intervalo de permitividades.

Una vez comprobado el comportamiento del sensor en un rango reducido de permitividades, se amplió el análisis a un intervalo más amplio con el fin de evaluar de forma más rigurosa la viabilidad de utilizar una única frecuencia de trabajo. Para ello, se simuló la respuesta del sensor a 866 MHz para valores de permitividad relativa comprendidos entre $\varepsilon_r = 1,0$ y $\varepsilon_r = 100,0$, con un paso uniforme de $\Delta\varepsilon_r = 0,1$. De este modo se obtuvo una malla de 991 puntos, evitando que una zona concreta del rango tuviera mayor peso estadístico debido a una resolución diferente.

Para el cálculo de las métricas de monotonía y de los modelos de calibración se empleó la fase desenrollada, con el fin de evitar discontinuidades artificiales asociadas al salto de fase entre -180° y 180° .

La Figura 5.9 muestra la evolución de la fase y de la magnitud de S_{11} a 866 MHz al variar la permitividad relativa del fluido. A diferencia del análisis resonante, en este caso la frecuencia se mantiene fija y se observa cómo cambia la respuesta compleja del sensor al modificar ε_r .

En la fase se aprecia una tendencia global decreciente al aumentar la permitividad, lo que indica que la frecuencia de 866 MHz contiene información útil sobre el material bajo estudio. Sin embargo, esta tendencia no es perfectamente suave en todo el intervalo. A partir de permitividades medias y altas aparecen variaciones locales bruscas, asociadas a valores de ε_r para los cuales alguna resonancia o modo del sistema queda próximo a la frecuencia fija de 866 MHz. En esos puntos, la respuesta compleja de S_{11} cambia rápidamente y pueden aparecer saltos o variaciones abruptas en la fase.

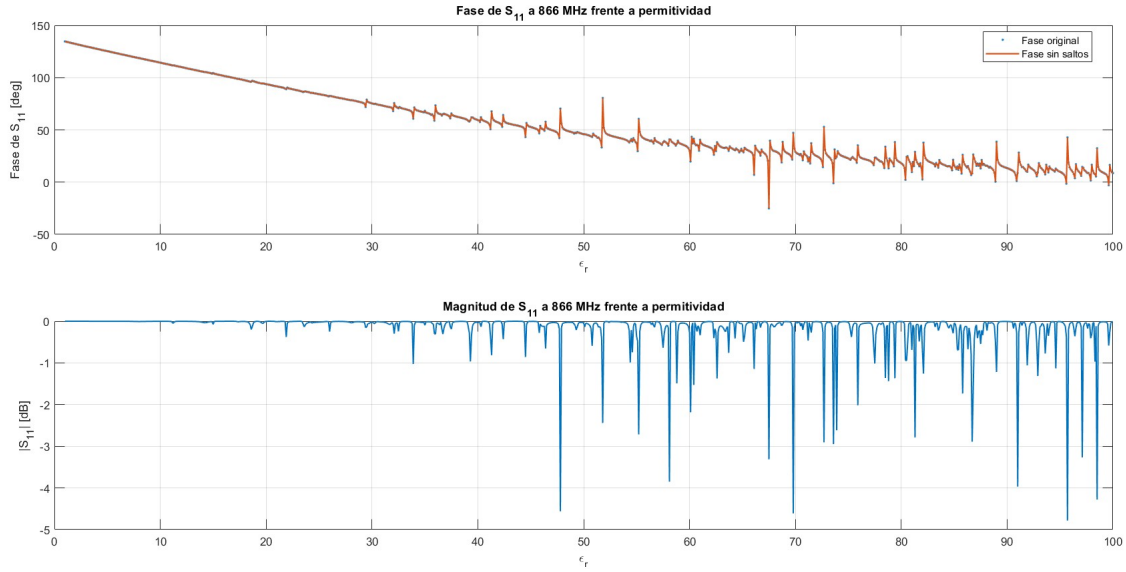


Figura 5.9: Fase y magnitud de S_{11} a 866 MHz para $\varepsilon_r = 1,0 : 0,1 : 100,0$.

El comportamiento observado en la magnitud refuerza esta interpretación. Para valores bajos de permitividad, $|S_{11}|$ permanece muy próximo a 0 dB, por lo que la magnitud apenas aporta sensibilidad. En cambio, para permitividades medias y altas aparecen mínimos localizados de $|S_{11}|$. Estos mínimos indican que, para ciertos valores de ε_r , la frecuencia fija de 866 MHz se encuentra cerca de una resonancia del sistema. Esto aumenta localmente la sensibilidad de la respuesta, pero también puede introducir ambigüedades si se pretende estimar la permitividad usando una única frecuencia de medida.

Para comprobar el origen de estos mínimos localizados, se analizaron las distribuciones de campo electromagnético en varios valores de permitividad asociados a caídas estrechas de $|S_{11}|$ en la Figura 5.9. Las simulaciones muestran que dichos mínimos no corresponden a simples irregularidades numéricas, sino a configuraciones en las que aparecen patrones de campo diferenciados dentro del volumen de fluido. En algunos casos el campo se concentra principalmente alrededor del eje de la sonda, mientras que en otros aparecen lóbulos laterales o distribuciones más extendidas en el volumen dieléctrico. Esto indica que las caídas estrechas de $|S_{11}|$ están asociadas a resonancias locales o modos próximos a la frecuencia de interrogación.

Por tanto, la respuesta a 866 MHz no puede interpretarse como una función perfectamente suave de la permitividad. Aunque la fase presenta una tendencia global útil para la estimación, la presencia de resonancias estrechas provoca variaciones bruscas tanto en magnitud como en fase. Estas zonas pueden aumentar localmente la sensibilidad, pero

también degradar la robustez de una calibración basada en una única frecuencia, ya que pequeños cambios de permitividad pueden producir cambios abruptos en la respuesta compleja de S_{11} .

Para cuantificar la tendencia global de la fase, se calculó la fracción de tramos en los que la fase disminuye al aumentar la permitividad. El resultado obtenido fue una fracción decreciente de 0,8788, frente a una fracción creciente de 0,1202. Por tanto, aunque la fase presenta una tendencia mayoritariamente monótona, existen zonas locales donde esta tendencia se rompe debido a la presencia de resonancias estrechas o modos próximos a la frecuencia de observación.

Además, considerando como criterio orientativo dos puntos separados al menos 5 unidades de permitividad y con diferencias menores de 0,10 dB en magnitud y 2° en fase, se identificaron 1781 posibles ambigüedades. Como se resume en la Tabla 5.3, este resultado indica que una medida estrictamente monofrecuencia a 866 MHz no puede considerarse universalmente robusta en todo el intervalo $\varepsilon_r = 1-100$. No obstante, la respuesta puede ser útil en rangos concretos de permitividad donde la fase mantenga una evolución suficientemente regular y donde la combinación de magnitud y fase permita distinguir los distintos casos.

Parámetro analizado	Valor
Número de puntos simulados	991
Rango de permitividad	1,0–100,0
Paso en permitividad	0,1
Fracción de tramos con fase decreciente	0,8788
Fracción de tramos con fase creciente	0,1202
Posibles ambigüedades identificadas	1781

Tabla 5.3: Resumen del análisis global a 866 MHz para $\varepsilon_r = 1,0 : 0,1 : 100,0$.

A continuación, se evaluó la posibilidad de estimar la permitividad mediante una calibración inversa a 866 MHz. En primer lugar, se consideraron modelos basados únicamente en la fase de S_{11} . Posteriormente, se amplió el análisis incorporando también la magnitud de S_{11} , con el fin de comprobar si la firma compleja del coeficiente de reflexión aporta información adicional.

Para evitar evaluar los modelos sobre los mismos puntos usados en el ajuste, se empleó validación *leave-one-out*. En cada iteración, un punto se excluye del ajuste y se estima posteriormente a partir del modelo calibrado con el resto de puntos. Se compararon modelos lineales y cuadráticos, tanto usando únicamente la fase como usando conjuntamente la magnitud y la fase.

$$\hat{\varepsilon}_r = g_\phi(\phi) \quad (5.23)$$

$$\hat{\varepsilon}_r = g_{\phi,S}(\phi, S_{11,\text{dB}}) \quad (5.24)$$

donde $\phi = \phi_{11}(866 \text{ MHz})$ es la fase desenrollada de S_{11} a 866 MHz y $S_{11,\text{dB}} = 20 \log_{10} |S_{11}(866 \text{ MHz})|$ es su magnitud expresada en decibelios. Los resultados obtenidos se muestran en la Tabla 5.4.

El modelo cuadrático basado únicamente en fase obtiene un RMSE de 5,3235 unidades de permitividad. Al incorporar también la magnitud de S_{11} , el RMSE se reduce a 4,9216, lo que supone una mejora aproximada del 7,55 %. Además, el error máximo absoluto disminuye de 71,4371 a 52,7488 unidades de permitividad. Este resultado indica que la magnitud aporta información adicional y ayuda a reducir parcialmente algunos errores puntuales.

Aunque el modelo cuadrático basado en magnitud y fase presenta el menor RMSE global, persisten errores máximos elevados en determinados valores de permitividad. Este resultado motiva el análisis local por ventanas, con el fin de identificar los intervalos en los que la estimación a 866 MHz resulta más fiable.

Tabla 5.4: Validación global *leave-one-out* de la estimación de ε_r a 866 MHz comparando modelos basados solo en fase y modelos basados en magnitud y fase.

Modelo	RMSE	MAE	Error máximo	Sesgo medio	R^2
Magnitud + fase cuadrático	4,9216	2,9028	52,7488	0,0246	0,9704
Fase cuadrático	5,3235	2,9639	71,4371	0,0028	0,9654
Magnitud + fase lineal	7,0177	5,6888	52,9503	-0,0063	0,9398
Fase lineal	7,0588	5,7484	43,8924	-0,0043	0,9391

La Figura 5.10 compara la permitividad real con la permitividad estimada mediante

los modelos cuadráticos basados solo en fase y en magnitud más fase. Aunque ambos modelos siguen la tendencia general de la diagonal ideal, se observan desviaciones puntuales importantes en regiones donde la respuesta de S_{11} presenta mínimos estrechos o variaciones locales bruscas. Para identificar los intervalos de permitividad en los que la estimación a 866 MHz resulta más fiable, se realiza a continuación un análisis local por ventanas.

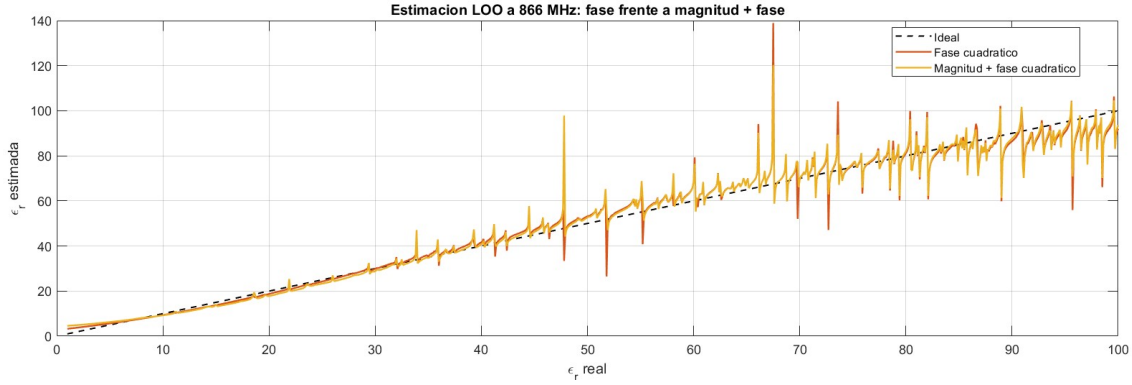


Figura 5.10: Estimación global de la permitividad a 866 MHz mediante los modelos cuadráticos basados solo en fase y en magnitud más fase, con validación *leave-one-out*.

Para estudiar si la frecuencia de 866 MHz puede ser útil en rangos concretos de permitividad, se realizó un análisis local por ventanas. Cada ventana cubre un intervalo de 20 unidades de permitividad y se desplaza en pasos de 5 unidades. En cada ventana se repitió la calibración inversa mediante validación *leave-one-out*. La Figura 5.11 muestra el RMSE local obtenido para los modelos lineal y cuadrático.

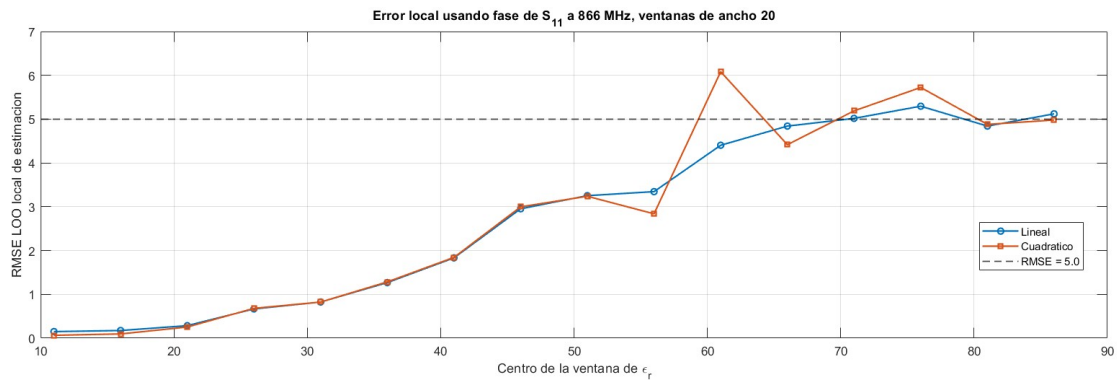


Figura 5.11: Error RMSE local de estimación de ε_r usando la fase de S_{11} a 866 MHz.

Los resultados muestran que el error local es muy bajo para permitividades reducidas. En la ventana $\varepsilon_r = 1\text{--}21$, el modelo cuadrático alcanza un RMSE de 0,0652, mientras que en la ventana $\varepsilon_r = 6\text{--}26$ el RMSE es de 0,0962. A medida que aumenta la permitividad, el error crece progresivamente, aunque se mantiene por debajo de 5 unidades de permitividad en varias ventanas. Sin embargo, en las ventanas de permitividad más elevada aparecen errores máximos mayores, asociados a las variaciones locales de fase y a la presencia de resonancias estrechas.

Tabla 5.5: Mejores ventanas locales de estimación a 866 MHz empleando el modelo cuadrático y validación *leave-one-out*.

$\varepsilon_{r,\text{mín}}$	$\varepsilon_{r,\text{máx}}$	RMSE	MAE	Error máximo	R^2
1	21	0,0652	0,0338	0,3604	0,9999
6	26	0,0962	0,0581	0,5471	0,9997
11	31	0,2544	0,1090	2,4211	0,9981
16	36	0,6807	0,3437	5,1210	0,9862
21	41	0,8239	0,4456	4,9345	0,9798
26	46	1,2839	0,7802	6,4148	0,9510
31	51	1,8437	1,0390	14,6290	0,8990
46	66	2,8382	1,9897	17,9010	0,7607

El criterio de $RMSE < 5$ se emplea únicamente como referencia orientativa para identificar intervalos locales de operación aceptables, y no como un límite metrológico absoluto. El análisis por ventanas muestra que la frecuencia de 866 MHz presenta el mejor comportamiento para permitividades bajas y medias-bajas, especialmente en las ventanas $\varepsilon_r = 1\text{--}21$ y $\varepsilon_r = 6\text{--}26$, con valores de RMSE inferiores a 0,1. La estimación se mantiene favorable aproximadamente hasta $\varepsilon_r \approx 40$, mientras que para permitividades superiores aumentan los errores máximos y la sensibilidad a las variaciones locales de fase.

5.7. Discusión de ambigüedades y limitaciones de la frecuencia fija

Los resultados obtenidos muestran que la estimación de permitividad a frecuencia fija es posible, pero su robustez depende de forma crítica de la frecuencia de interrogación seleccionada y del rango de permitividades considerado. En el análisis inicial dentro de la banda 850–950 MHz, la frecuencia de 856,4 MHz proporcionó el menor error de validación *leave-one-out* para el conjunto de calibración considerado. Esto indica que, en el caso ideal sin pérdidas y para el rango de permitividades estudiado, esta frecuencia presenta una relación especialmente favorable entre la fase de S_{11} y ε_r .

No obstante, este resultado no debe interpretarse como que 856,4 MHz sea una frecuencia universalmente óptima. Al tratarse de un sensor resonante, la respuesta electromagnética puede presentar mínimos locales, variaciones rápidas de fase y cambios de pendiente dependiendo de la permitividad del material. Por tanto, la frecuencia óptima depende del rango de permitividades analizado, de la geometría del sensor y de la banda de operación considerada.

La comparación con 866 MHz permite observar claramente esta limitación. En los puntos de calibración originales, dicha frecuencia ofrecía todavía una estimación razonable, con un valor elevado de R_{LOO}^2 . Sin embargo, al introducir permitividades intermedias no utilizadas durante el ajuste, apareció una desviación importante para $\varepsilon_r = 67,5$. En este caso, la fase a 866 MHz rompió la tendencia esperada y el modelo estimó un valor de permitividad muy alejado del real. Este comportamiento confirma que una calibración aparentemente válida sobre un conjunto reducido de puntos puede no ser suficientemente robusta cuando se evalúa con nuevos valores de permitividad.

El análisis global de 866 MHz para el intervalo $\varepsilon_r = 1,0\text{--}100,0$ refuerza esta conclusión. Aunque la fase presenta una tendencia mayoritariamente decreciente al aumentar la permitividad, dicha tendencia no es estrictamente monótona en todo el rango. La presencia de zonas locales no monótonas y de posibles ambigüedades impide considerar 866 MHz como una frecuencia universal para caracterizar cualquier fluido dentro de ese intervalo. En consecuencia, una medida monofrecuencia puede proporcionar información útil, pero no garantiza por sí sola una estimación única y robusta de la permitividad en un rango amplio.

Sin embargo, el análisis por ventanas muestra que la frecuencia de 866 MHz sí puede ser útil en rangos concretos. En particular, para permitividades bajas y medias-bajas, la relación entre fase y permitividad es más estable y los errores de estimación locales son reducidos. Esto sugiere que una estrategia a frecuencia fija puede ser adecuada cuando se conoce previamente el intervalo aproximado de permitividad del fluido bajo prueba, o cuando el sensor se diseña para una aplicación específica con un rango dieléctrico limitado.

En cambio, si el objetivo es caracterizar fluidos desconocidos en un intervalo amplio de permitividades, una única frecuencia de medida resulta insuficiente. En ese caso, es preferible emplear un barrido en frecuencia o una estrategia multifrecuencia, ya que disponer de varios puntos de la respuesta compleja de S_{11} permite reducir ambigüedades y detectar variaciones locales de la fase o de la magnitud. Desde el punto de vista experimental, esta conclusión es coherente con el uso de un analizador vectorial de redes, que permite medir la respuesta del sensor en una banda reducida en lugar de limitarse a un único punto frecuencial.

Por tanto, el análisis a frecuencia fija no invalida el principio de funcionamiento del sensor, sino que delimita su aplicabilidad. La frecuencia única puede ser útil como estrategia simplificada en rangos conocidos de permitividad, mientras que una caracterización más general requiere aprovechar la respuesta en frecuencia del resonador. Esta conclusión complementa el análisis resonante del capítulo anterior: el desplazamiento de la frecuencia de resonancia demuestra la sensibilidad física del sensor, mientras que el estudio a frecuencia fija permite evaluar hasta qué punto dicha sensibilidad puede explotarse con un sistema de lectura más simple.

5.8. Influencia de las pérdidas dieléctricas

El análisis anterior se ha centrado en el caso ideal sin pérdidas. Esta sección extiende dicho análisis mediante la incorporación de pérdidas dieléctricas en el fluido. Se estudia cómo la variación conjunta de la permitividad real ϵ'_r y de la tangente de pérdidas $\tan \delta$ modifica la respuesta compleja de S_{11} .

El análisis se centra en la magnitud y la fase del coeficiente de reflexión, con el objetivo de evaluar si ambas propiedades dieléctricas pueden estimarse de forma conjunta a partir de una medida a frecuencia fija. Para ello, se construyen y validan modelos inversos en las frecuencias de 866 MHz y 915 MHz.

5.8.1. Diseño del barrido en permitividad y pérdidas

Con el objetivo de estudiar de forma controlada la influencia de las pérdidas dieléctricas, se ha definido un barrido paramétrico en dos variables: la parte real de la permitividad relativa ε'_r y la tangente de pérdidas $\tan \delta$. La frecuencia de análisis se ha fijado en 866 MHz, de acuerdo con el estudio previo realizado a frecuencia única.

Los valores de permitividad real considerados son

$$\varepsilon'_r = 40, 50, 60, 70, 80, 90, \quad (5.25)$$

mientras que los valores de tangente de pérdidas son

$$\tan \delta = 0, 0,01, 0,03, 0,05, 0,10, 0,20. \quad (5.26)$$

La combinación de ambos barridos da lugar a un total de 36 simulaciones electromagnéticas. En cada caso se extraen la magnitud y la fase del coeficiente de reflexión S_{11} a 866 MHz, obteniendo el vector de observables del sensor como función de las dos propiedades dieléctricas,

$$\mathcal{F}_{866}(\varepsilon'_r, \tan \delta) = \begin{bmatrix} |S_{11}(866 \text{ MHz})|_{\text{dB}} \\ \angle S_{11}(866 \text{ MHz}) \end{bmatrix}. \quad (5.27)$$

El rango $\varepsilon'_r = 40\text{--}90$ se selecciona porque corresponde a la región en la que la respuesta a 866 MHz presenta variaciones apreciables tanto en magnitud como en fase. Aunque esta frecuencia no proporciona una estimación robusta en todo el intervalo de permitividades considerado, resulta útil dentro de este rango de operación. Por este motivo, el estudio de pérdidas dieléctricas se restringe a dicho intervalo y no se extrapola el modelo inverso a regiones donde la sensibilidad del sensor es reducida.

Este diseño permite analizar si la magnitud y la fase de S_{11} aportan información diferenciada sobre la permitividad real y las pérdidas dieléctricas. En particular, se pretende comprobar si la fase conserva una mayor dependencia con ε'_r , mientras que la magnitud resulta más sensible al aumento de $\tan \delta$.

5.8.2. Efecto de la tangente de pérdidas sobre la respuesta en frecuencia

Además del análisis a frecuencia fija, resulta conveniente interpretar cómo se modifica la respuesta en frecuencia del resonador al introducir pérdidas dieléctricas. En un resonador ideal o débilmente disipativo, la energía electromagnética permanece almacenada durante más tiempo en la cavidad, dando lugar a una resonancia más marcada y a una transición de fase más abrupta. Al aumentar la tangente de pérdidas, parte de esta energía se disipa en el material, por lo que la resonancia tiende a suavizarse y el mínimo de S_{11} puede modificar tanto su profundidad como su anchura.

Este comportamiento puede interpretarse a partir del factor de calidad total del resonador. De forma cualitativa, las pérdidas dieléctricas introducen un mecanismo adicional de disipación, por lo que el factor de calidad total puede expresarse como la combinación de distintas contribuciones,

$$\frac{1}{Q_{\text{total}}} = \frac{1}{Q_{\text{rad}}} + \frac{1}{Q_{\text{cond}}} + \frac{1}{Q_{\text{diel}}}, \quad (5.28)$$

donde Q_{rad} representa las pérdidas por radiación, Q_{cond} las pérdidas conductoras y Q_{diel} las pérdidas dieléctricas asociadas al fluido. Al aumentar $\tan \delta$, disminuye Q_{diel} , lo que equivale a aumentar el término $1/Q_{\text{diel}}$ de la ecuación anterior y, por tanto, a reducir el factor de calidad total del resonador.

Para visualizar este efecto, se ha seleccionado el fluido con $\epsilon'_r = 72,5$. La Figura 5.12 muestra $|S_{11}|$ alrededor de la resonancia para valores de $\tan \delta$ elegidos con fines ilustrativos, no pertenecientes a la malla de calibración posterior.

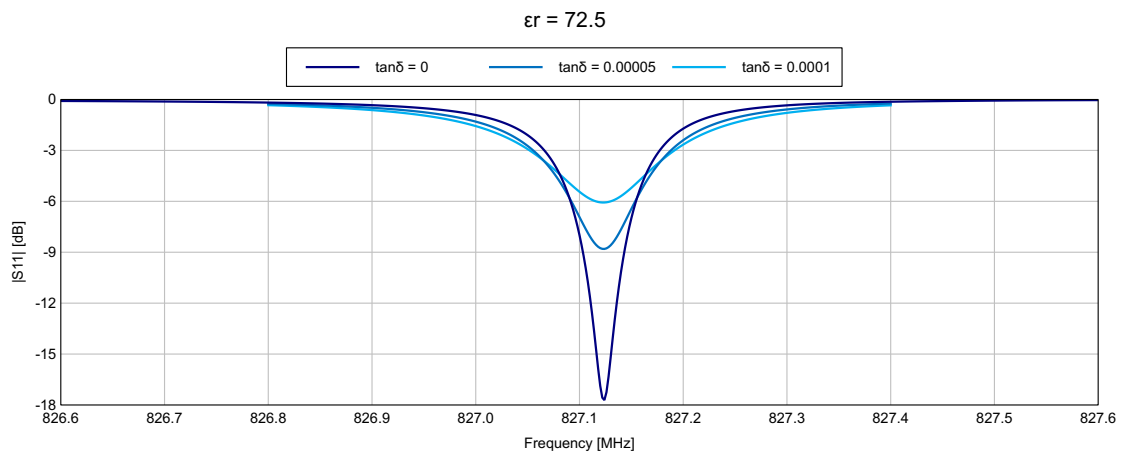


Figura 5.12: Efecto ilustrativo de la tangente de pérdidas sobre la resonancia para $\epsilon'_r = 72,5$.

Se observa que, en el caso sin pérdidas, la resonancia presenta un mínimo estrecho y profundo. Al introducir pérdidas dieléctricas, el mínimo de S_{11} se vuelve menos profundo y la respuesta se suaviza. Este comportamiento es coherente con la reducción del factor de calidad total del resonador: al aumentar la disipación en el fluido, disminuye la energía electromagnética almacenada en la cavidad y la resonancia pierde selectividad.

En términos de la respuesta medida, esto implica que la introducción de pérdidas no solo afecta al valor puntual de S_{11} a una frecuencia concreta, sino también a la forma completa de la resonancia. En general, un aumento de $\tan \delta$ tiende a reducir la selectividad de la respuesta, suavizar la transición de fase y disminuir la capacidad del resonador para almacenar energía electromagnética. Por este motivo, aunque el análisis principal de esta sección se realiza a 866 MHz, la interpretación física de los resultados debe entenderse en relación con la modificación global de la resonancia.

5.8.3. Análisis a frecuencia fija con pérdidas dieléctricas

A partir de la malla definida en la Sección 5.8.1, se analiza la respuesta del sensor a 866 MHz cuando se introducen pérdidas dieléctricas en el fluido. Para cada combinación de ε'_r y $\tan \delta$ se ha extraído la magnitud y la fase de S_{11} , lo que permite estudiar cómo se separan ambos efectos en la respuesta compleja del sensor.

La Figura 5.13 muestra la evolución de la magnitud de S_{11} con la tangente de pérdidas. Se observa que, para todos los valores de ε'_r considerados, el aumento de $\tan \delta$ provoca una disminución progresiva de $|S_{11}|$. En el caso sin pérdidas, la magnitud se encuentra próxima a 0 dB, mientras que para $\tan \delta = 0,20$ alcanza valores cercanos a -2 dB. Este comportamiento indica que la magnitud del coeficiente de reflexión es especialmente sensible a las pérdidas dieléctricas introducidas en el fluido.

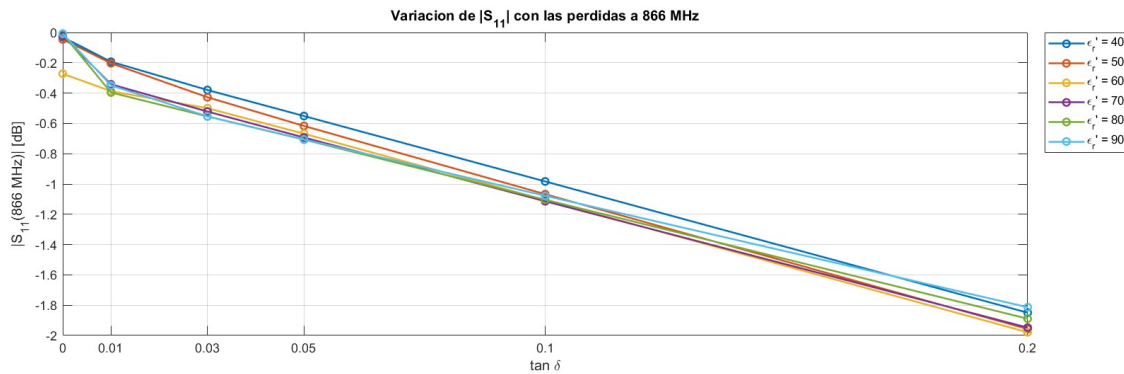


Figura 5.13: Magnitud de S_{11} frente a $\tan \delta$ a 866 MHz para distintos valores de ε'_r .

Por otro lado, la Figura 5.14 muestra la evolución de la fase de S_{11} con la permitividad real. En este caso, la fase disminuye claramente al aumentar ϵ'_r , pasando de valores próximos a 59° para $\epsilon'_r = 40$ a valores del orden de 12° – 13° para $\epsilon'_r = 90$. La influencia de $\tan \delta$ sobre la fase es más moderada que la variación asociada a la permitividad real. Por tanto, a esta frecuencia de trabajo, la fase conserva principalmente información relacionada con ϵ'_r .

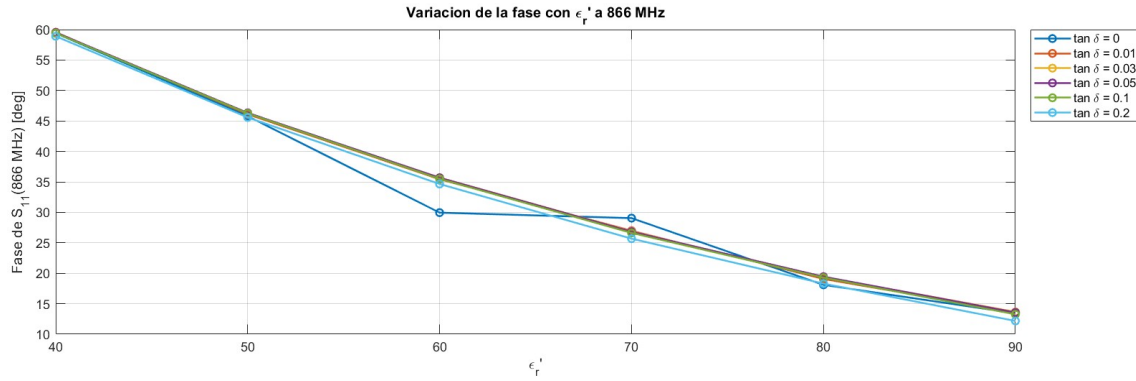


Figura 5.14: Variación de la fase de S_{11} con la permitividad real a 866 MHz para distintos valores de $\tan \delta$.

La influencia conjunta de la permitividad real y de las pérdidas dieléctricas se observa en el plano magnitud–fase de la Figura 5.15. En la Figura 5.15(a), cada trayectoria corresponde a un valor constante de ϵ'_r y muestra la evolución de la respuesta al variar $\tan \delta$. En la Figura 5.15(b), cada trayectoria mantiene constante $\tan \delta$ y permite analizar el efecto de la variación de ϵ'_r .

Se aprecia que los efectos de ϵ'_r y $\tan \delta$ no son completamente independientes. El aumento de $\tan \delta$ desplaza principalmente la respuesta hacia valores de magnitud más negativos, aunque también introduce variaciones en fase. Por otro lado, el incremento de ϵ'_r modifica predominantemente la fase de S_{11} , pero también produce desplazamientos en magnitud. Además, la forma y la pendiente de las trayectorias dependen del valor del otro parámetro, lo que confirma que la respuesta compleja de S_{11} depende de forma conjunta de ambas propiedades dieléctricas.

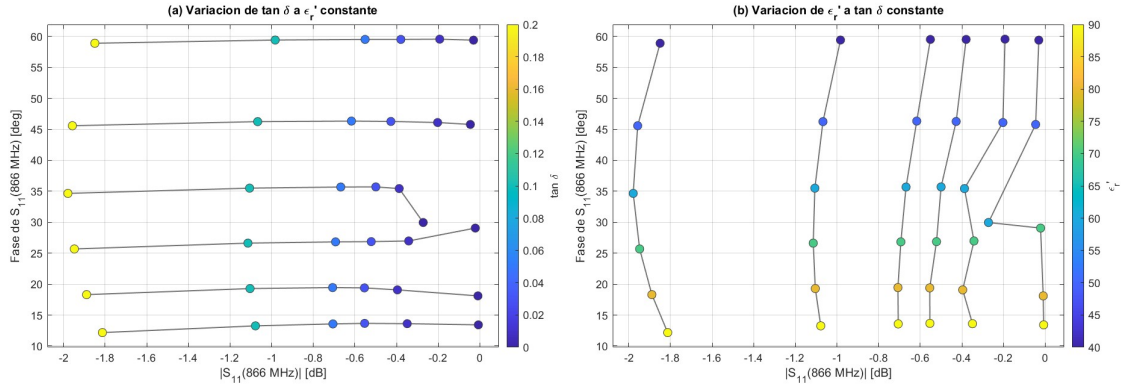


Figura 5.15: Trayectorias de S_{11} a 866 MHz en el plano magnitud-fase al variar $\tan \delta$ con ϵ_r' constante (a), y ϵ_r' con $\tan \delta$ constante (b).

Por tanto, a 866 MHz la fase presenta una dependencia predominante con la permitividad real del fluido, mientras que la magnitud es especialmente sensible a la tangente de pérdidas. Sin embargo, ambos observables están influidos simultáneamente por ϵ_r' y $\tan \delta$. El uso conjunto de magnitud y fase permite aprovechar esta dependencia complementaria para estimar ambos parámetros dieléctricos.

No obstante, este análisis se ha realizado a una única frecuencia. La caracterización de fluidos reales con permitividad compleja podría beneficiarse del uso de varias frecuencias o de un barrido reducido alrededor de la zona de mayor sensibilidad del sensor.

5.8.4. Estimación conjunta de permitividad y pérdidas

Los resultados muestran que la magnitud y la fase de S_{11} a 866 MHz responden de forma distinta a la permitividad real y a la tangente de pérdidas. La fase depende principalmente de ϵ_r' , mientras que la magnitud es sensible a $\tan \delta$, permitiendo estimar ambos parámetros a frecuencia fija.

La estimación conjunta de ambos parámetros se plantea mediante la relación inversa aproximada del modelo directo definido en la ecuación 5.27,

$$\begin{bmatrix} \widehat{\epsilon_r'} \\ \widehat{\tan \delta} \end{bmatrix} = \mathcal{F}_{866}^{-1} \left(\begin{bmatrix} |S_{11}(866 \text{ MHz})|_{\text{dB}} \\ \angle S_{11}(866 \text{ MHz}) \end{bmatrix} \right). \quad (5.29)$$

donde $\mathcal{F}_{866}^{-1}$ representa una aproximación de la relación inversa, válida dentro del rango paramétrico de calibración considerado.

Para implementarla, se utilizó una regresión cuadrática multivariable a partir de la malla de calibración de 36 simulaciones. Definiendo

$$x = |S_{11}(866 \text{ MHz})|_{\text{dB}}, \quad y = \angle S_{11}(866 \text{ MHz}), \quad (5.30)$$

las estimaciones se obtienen mediante

$$\widehat{\varepsilon}'_r = a_0 + a_1x + a_2y + a_3x^2 + a_4xy + a_5y^2, \quad (5.31)$$

$$\widehat{\tan \delta} = b_0 + b_1x + b_2y + b_3x^2 + b_4xy + b_5y^2. \quad (5.32)$$

El modelo se validó con 21 combinaciones intermedias no empleadas durante el ajuste para comprobar su capacidad de interpolación dentro del rango analizado.

La Figura 5.16 muestra la comparación entre la permitividad real y la permitividad estimada. Los puntos de validación se sitúan próximos a la recta ideal, lo que indica que el modelo recupera correctamente ε'_r a partir de la magnitud y fase de S_{11} .

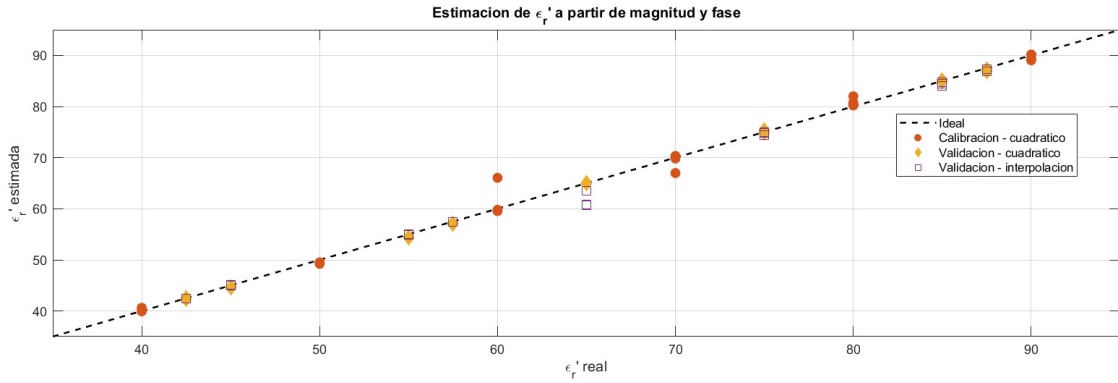


Figura 5.16: Estimación de la permitividad real ε'_r a partir de la magnitud y fase de S_{11} a 866 MHz.

De forma análoga, la Figura 5.17 muestra la estimación de la tangente de pérdidas. Aunque la estimación de $\tan \delta$ presenta una dispersión ligeramente mayor que la de la permitividad real, los puntos se mantienen próximos a la recta ideal, especialmente teniendo en cuenta que los valores de $\tan \delta$ son reducidos y que se está trabajando con una única frecuencia de interrogación.

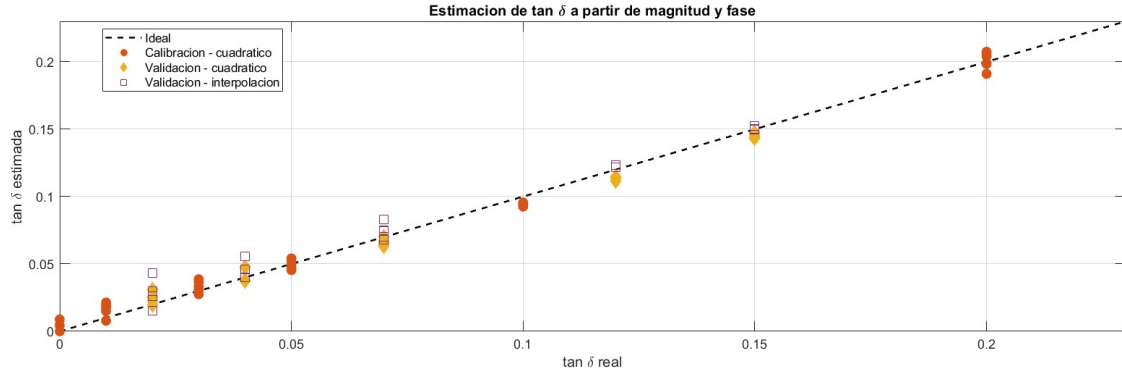


Figura 5.17: Estimación de la tangente de pérdidas $\tan \delta$ a partir de la magnitud y fase de S_{11} a 866 MHz.

La Tabla 5.6 resume las métricas obtenidas en los 21 puntos de validación para el modelo cuadrático. Se observa que el error cuadrático medio en la estimación de la permitividad real es inferior a una unidad de permitividad, mientras que el error asociado a la tangente de pérdidas se mantiene del orden de 10^{-3} – 10^{-2} .

Parámetro estimado	RMSE	MAE	Error máximo	R^2
ε'_r	0,3481	0,2930	0,6629	0,9995
$\tan \delta$	0,00523	0,00445	0,01106	0,9891

Tabla 5.6: Métricas de validación del modelo inverso cuadrático a 866 MHz.

Para facilitar la comparación entre los distintos casos de validación, se emplea el error relativo firmado,

$$e_{\text{rel},q} = \frac{\hat{q} - q}{q} \times 100, \quad q \in \{\varepsilon'_r, \tan \delta\}. \quad (5.33)$$

donde un valor positivo indica sobreestimación y un valor negativo, subestimación.

Caso	ε'_r real	$\widehat{\varepsilon}'_r$	$e_{\varepsilon'_r, \text{rel}}$ (%)	$\tan \delta$ real	$\widehat{\tan \delta}$	$e_{\tan \delta, \text{rel}}$ (%)
42,5–0,04	42,5	42,298	–0,48	0,040	0,03800	–5,00
42,5–0,12	42,5	42,637	0,32	0,120	0,11177	–6,86
45–0,02	45	44,508	–1,09	0,020	0,01962	–1,90
45–0,07	45	44,732	–0,60	0,070	0,06311	–9,84
45–0,15	45	44,755	–0,54	0,150	0,14448	–3,68
55–0,02	55	54,337	–1,21	0,020	0,02546	27,30
55–0,07	55	54,476	–0,95	0,070	0,06459	–7,73
55–0,15	55	54,497	–0,92	0,150	0,14753	–1,65
57,5–0,04	57,5	56,968	–0,92	0,040	0,03742	–6,45
57,5–0,12	57,5	57,115	–0,67	0,120	0,11464	–4,47
65–0,02	65	64,968	–0,05	0,020	0,01945	–2,75
65–0,07	65	64,956	–0,07	0,070	0,06506	–7,06
65–0,15	65	65,014	0,02	0,150	0,14742	–1,72
75–0,02	75	74,813	–0,25	0,020	0,02207	10,35
75–0,07	75	75,203	0,27	0,070	0,06683	–4,53
75–0,15	75	75,402	0,54	0,150	0,14581	–2,79
85–0,02	85	85,233	0,27	0,020	0,03105	55,25
85–0,07	85	84,842	–0,19	0,070	0,07009	0,13
85–0,15	85	85,162	0,19	0,150	0,14320	–4,53
87,5–0,04	87,5	86,926	–0,66	0,040	0,04741	18,52
87,5–0,12	87,5	87,306	–0,22	0,120	0,11380	–5,17

Tabla 5.7: Validación del modelo inverso cuadrático a 866 MHz mediante errores relativos firmados.

Los errores relativos de ε'_r se mantienen por debajo de aproximadamente el 1,3 % en todos los casos. En cambio, los mayores errores relativos de $\tan \delta$ aparecen para los valores reales más bajos, ya que un error absoluto reducido se vuelve porcentualmente más relevante cuando $\tan \delta$ es próximo a cero.

Como ejemplo concreto, para el caso de validación $\varepsilon'_r = 45$ y $\tan \delta = 0,02$, el sensor proporciona una magnitud $|S_{11}| = -0,2922$ dB y una fase de $52,48^\circ$. A partir de estos dos valores, el modelo estima $\widehat{\varepsilon}'_r = 44,508$ y $\widehat{\tan \delta} = 0,01962$, con errores absolutos de $-0,4916$ y $-0,00038$, respectivamente.

Este ejemplo ilustra el funcionamiento del modelo inverso: los valores reales del material no se introducen como entrada, sino que se recuperan a partir de la respuesta compleja simulada del sensor.

Los resultados de validación indican que, dentro del rango paramétrico simulado, la respuesta compleja de S_{11} a 866 MHz contiene información suficiente para estimar simultáneamente la permitividad real y la tangente de pérdidas. Por tanto, el uso conjunto de magnitud y fase proporciona una mejora conceptual respecto a una estimación basada en un único observable.

No obstante, esta conclusión debe interpretarse dentro de las condiciones del modelo numérico. La validación se ha realizado con simulaciones electromagnéticas ideales y sin considerar ruido de medida, tolerancias de fabricación ni incertidumbre en la temperatura del fluido. En una implementación experimental, sería necesario realizar una calibración con materiales de referencia y considerar posibles efectos adicionales, como la dispersión frecuencial de las propiedades dieléctricas y la dependencia térmica de ε'_r y $\tan \delta$.

5.8.4.1. Validación del modelo inverso a 915 MHz

Con el objetivo de comprobar si la estimación conjunta obtenida a 866 MHz depende de forma específica de dicha frecuencia, se repitió el mismo procedimiento a 915 MHz. Se mantuvieron la misma malla de calibración, los mismos 21 casos de validación y el modelo cuadrático basado en la magnitud y la fase de S_{11} .

La Tabla 5.8 recoge los resultados detallados para los casos de validación a 915 MHz.

Caso	ε'_r real	$\widehat{\varepsilon}'_r$	$e_{\varepsilon'_r, \text{rel}}$ (%)	$\tan \delta$ real	$\widehat{\tan \delta}$	$e_{\tan \delta, \text{rel}}$ (%)
42,5–0,04	42,5	42,564	0,15	0,040	0,04046	1,15
42,5–0,12	42,5	42,437	–0,15	0,120	0,11043	–7,97
45–0,02	45	45,009	0,02	0,020	0,02332	16,60
45–0,07	45	44,795	–0,46	0,070	0,06511	–6,99
45–0,15	45	44,600	–0,89	0,150	0,14412	–3,92
55–0,02	55	54,653	–0,63	0,020	0,02349	17,45
55–0,07	55	54,693	–0,56	0,070	0,06684	–4,51
55–0,15	55	54,606	–0,72	0,150	0,14980	–0,13
57,5–0,04	57,5	57,400	–0,17	0,040	0,03926	–1,85
57,5–0,12	57,5	57,258	–0,42	0,120	0,11713	–2,39
65–0,02	65	65,274	0,42	0,020	0,02693	34,65
65–0,07	65	65,131	0,20	0,070	0,06790	–3,00
65–0,15	65	65,163	0,25	0,150	0,15018	0,12
75–0,02	75	75,455	0,61	0,020	0,02329	16,45
75–0,07	75	75,236	0,31	0,070	0,06869	–1,87
75–0,15	75	75,371	0,49	0,150	0,14719	–1,87
85–0,02	85	84,582	–0,49	0,020	0,02361	18,05
85–0,07	85	84,468	–0,63	0,070	0,06555	–6,36
85–0,15	85	84,866	–0,16	0,150	0,14078	–6,15
87,5–0,04	87,5	86,663	–0,96	0,040	0,04002	0,05
87,5–0,12	87,5	86,929	–0,65	0,120	0,10967	–8,61

Tabla 5.8: Validación del modelo inverso cuadrático a 915 MHz mediante errores relativos firmados.

Los errores relativos de ε'_r se mantienen por debajo del 1% en todos los casos de validación. Para la tangente de pérdidas, la precisión relativa disminuye en los valores más bajos del parámetro, ya que pequeñas desviaciones absolutas adquieren mayor relevancia porcentual. El mayor error relativo se obtiene para $\tan \delta = 0,02$, con un valor aproximado del 34,7%.

Los resultados obtenidos a 915 MHz muestran que el modelo inverso mantiene una capacidad de estimación conjunta adecuada dentro del rango analizado. Para la permitividad relativa, el RMSE de validación es de 0,3566, con un error máximo de 0,8370. Para la tangente de pérdidas se obtiene un RMSE de 0,00483 y un error máximo de 0,01033. Por tanto, los errores absolutos permanecen del mismo orden que los obtenidos a 866 MHz.

La Tabla 5.9 compara directamente las métricas de validación obtenidas a ambas frecuencias.

Frecuencia	Parámetro	RMSE	MAE	Error máximo	R^2
866 MHz	ε'_r	0,3481	0,2930	0,6629	0,9995
866 MHz	$\tan \delta$	0,00523	0,00445	0,01106	0,9891
915 MHz	ε'_r	0,3566	0,2978	0,8370	0,99948
915 MHz	$\tan \delta$	0,00483	0,00375	0,01033	0,99069

Tabla 5.9: Comparación de las métricas de validación del modelo inverso cuadrático a 866 MHz y 915 MHz.

La comparación confirma que la estimación conjunta basada en la respuesta compleja de S_{11} no queda restringida a una única frecuencia de interrogación. La estimación de ε'_r presenta resultados muy similares a 866 MHz y 915 MHz, con una ligera ventaja para la primera frecuencia. En cambio, la estimación de $\tan \delta$ presenta métricas ligeramente mejores a 915 MHz.

Por tanto, dentro del rango paramétrico analizado, la calidad de la estimación depende de la información conjunta contenida en la magnitud y la fase de S_{11} y de la posición relativa entre la frecuencia de interrogación y la respuesta resonante del sistema. Este resultado refuerza que 866 MHz es una frecuencia de referencia útil, pero no una frecuencia universalmente única para la caracterización conjunta de fluidos con pérdidas.

5.8.5. Robustez de la estimación frente a la profundidad de inserción

La calibración a frecuencia fija depende de la geometría relativa entre el sensor y el fluido. En particular, pequeñas variaciones en la profundidad de inserción pueden modificar la carga dieléctrica efectiva de la región sensible y, por tanto, la respuesta compleja de S_{11} .

Para evaluar esta sensibilidad, se repitió el análisis con pérdidas a 866 MHz para tres profundidades de inserción: la configuración nominal, con $L_{\text{inm}} = 19$ mm, y dos variaciones de $\pm 0,5$ mm, correspondientes a $L_{\text{inm}} = 18,5$ mm y $L_{\text{inm}} = 19,5$ mm. En todos los casos se mantuvieron constantes la geometría restante, el puerto de excitación, el mallado y la frecuencia de análisis.

Para cada profundidad se ajustó un modelo inverso cuadrático propio a partir de 36 puntos de calibración, empleando la magnitud y la fase de S_{11} . La capacidad de interpolación se evaluó con 21 combinaciones intermedias de ε'_r y $\tan \delta$, no incluidas en el ajuste.

En la configuración con menor inserción, $L_{\text{inm}} = 18,5$ mm, se obtuvo un RMSE de 0,3400 para la estimación de ε'_r y de 0,00519 para $\tan \delta$. Para la configuración con mayor inserción, $L_{\text{inm}} = 19,5$ mm, los valores obtenidos fueron 0,3480 y 0,00527, respectivamente. La Tabla 5.10 resume los resultados y los compara con la geometría nominal.

L_{inm}	$RMSE_{\varepsilon'_r}$	$R^2_{\varepsilon'_r}$	$RMSE_{\tan \delta}$	$R^2_{\tan \delta}$
18,5 mm	0,3400	0,99953	0,00519	0,98923
19,0 mm	0,3481	0,99950	0,00523	0,98910
19,5 mm	0,3480	0,99950	0,00527	0,98892

Tabla 5.10: Métricas de validación del modelo inverso cuadrático a 866 MHz para distintas profundidades de inserción. Cada configuración utiliza una calibración propia.

Los resultados muestran que, tras recalibrar el modelo para cada geometría, las variaciones de $\pm 0,5$ mm alrededor de la profundidad nominal no degradan de forma apreciable la estimación conjunta de ε'_r y $\tan \delta$. No obstante, este análisis no cuantifica el error que se produciría al aplicar la calibración nominal a una profundidad de inserción distinta.

Capítulo 6

Discusión de resultados

En este capítulo se realiza una valoración global de los resultados obtenidos durante el diseño y análisis del sensor resonante. El objetivo es interpretar el comportamiento observado, identificar las principales prestaciones del sensor y señalar las limitaciones que deben tenerse en cuenta antes de una posible implementación experimental.

Los resultados obtenidos muestran que la estructura propuesta se comporta de forma coherente como un sensor resonante sensible a la permitividad del fluido. En el caso ideal sin pérdidas, el aumento de la permitividad relativa produce un desplazamiento progresivo de la frecuencia resonante hacia valores inferiores. Este comportamiento es físicamente esperable, ya que una mayor permitividad incrementa la energía eléctrica almacenada en la región de campo y reduce la frecuencia de resonancia de la estructura.

Además, el análisis de las distribuciones de campo electromagnético ha permitido justificar la elección de la rama resonante utilizada para la caracterización. La resonancia seleccionada no se ha escogido únicamente por la profundidad del mínimo de S_{11} , sino también porque presenta una interacción significativa con el volumen dieléctrico. Este punto es importante, ya que durante los barridos aparecen varias resonancias próximas, pero no todas ellas tienen una distribución de campo adecuada para representar las propiedades del fluido.

6.1. Valoración del método basado en frecuencia resonante

El método más robusto analizado en el trabajo es el basado en el seguimiento de la frecuencia resonante. La relación entre f_{res} y ε_r presenta una tendencia clara y monótona en

el rango estudiado, lo que permite construir una curva de calibración entre la permitividad del fluido y la frecuencia del mínimo de S_{11} .

Esta estrategia tiene una interpretación física directa y resulta menos sensible a ambigüedades locales que una medida en un único punto de frecuencia. Por este motivo, el barrido en frecuencia puede considerarse la aproximación más fiable dentro del análisis realizado. Su principal inconveniente es que requiere medir o simular la respuesta en una banda de frecuencias, lo que puede aumentar el tiempo de adquisición o procesamiento frente a una estrategia monofrecuencia.

6.2. Valoración de la medida a frecuencia fija

El análisis a frecuencia fija se planteó como una alternativa más simple desde el punto de vista práctico. En particular, se estudió la respuesta del sensor en la banda 850–950 MHz a partir de la magnitud y la fase de S_{11} .

Los resultados muestran que la fase de S_{11} contiene información útil sobre la permitividad, especialmente en rangos acotados. Dentro de la banda analizada, la frecuencia de 856,4 MHz proporcionó la mejor calibración inicial basada en fase. Sin embargo, la frecuencia de 866 MHz se mantuvo como referencia para el análisis posterior con pérdidas, al permitir estudiar conjuntamente la magnitud y la fase de la respuesta compleja.

No obstante, la respuesta a una única frecuencia puede presentar ambigüedades y variaciones bruscas cuando la frecuencia de interrogación queda próxima a una resonancia estrecha o a una transición modal. En estas zonas, pequeños cambios de permitividad pueden producir cambios abruptos en magnitud y fase, dando lugar a errores elevados de estimación.

Por tanto, la frecuencia de 866 MHz no debe interpretarse como una frecuencia universal válida para cualquier fluido o cualquier rango de permitividad. Su uso puede ser adecuado en intervalos concretos, pero no sustituye de forma general al análisis en frecuencia. Una opción más robusta sería emplear un barrido reducido alrededor de la zona de interés, combinando la simplicidad de una medida limitada en frecuencia con la capacidad de detectar desplazamientos resonantes.

6.3. Efecto de las pérdidas dieléctricas

La incorporación de la tangente de pérdidas ha permitido analizar un caso más próximo al comportamiento de fluidos reales. Los resultados muestran que las pérdidas dieléctricas modifican de forma apreciable la respuesta compleja del sensor a 866 MHz. La magnitud de S_{11} depende claramente de la tangente de pérdidas, mientras que la fase conserva una variación dominante con la permitividad real. Esta separación permite estimar conjuntamente ε'_r y $\tan \delta$.

El modelo cuadrático proporciona errores reducidos en los puntos de validación intermedios: el RMSE es 0,3481 para ε'_r y 0,00523 para $\tan \delta$. Así, dentro del rango paramétrico simulado, el sensor conserva información suficiente para diferenciar los efectos de almacenamiento eléctrico y disipación del fluido.

Asimismo, el análisis de sensibilidad geométrica muestra que, tras ajustar una calibración específica para cada caso, variaciones de $\pm 0,5$ mm en la profundidad de inserción no degradan de forma apreciable la estimación conjunta. En las tres configuraciones analizadas, el RMSE de ε'_r se mantiene próximo a 0,35 y el de $\tan \delta$ próximo a 0,0052. Este resultado indica que pequeñas variaciones geométricas no impiden la caracterización del fluido, aunque no evalúa el error asociado a aplicar la calibración nominal a una profundidad de inserción distinta.

No obstante, estos resultados constituyen una validación numérica dentro de una malla controlada. Una aplicación experimental requeriría una calibración con materiales de referencia y, si fuera necesario, medidas en varias frecuencias o un barrido reducido alrededor de la zona de mayor sensibilidad.

6.4. Comparación orientativa con una sonda comercial

Como referencia adicional, se ha considerado el sistema comercial Keysight N1501A Dielectric Probe Kit, basado también en sondas coaxiales abiertas para la caracterización dieléctrica de líquidos y semisólidos [2]. Para las sondas Performance y High Temperature, el fabricante indica una precisión típica de $\pm 0,05|\varepsilon_r^*|$ para ε'_r y ε''_r , mientras que para la Slim Form indica $\pm 0,1|\varepsilon_r^*|$. Asimismo, especifica que la repetibilidad y la resolución son entre dos y cuatro veces mejores que dicha precisión, bajo condiciones controladas de temperatura.

En el rango analizado, con ε'_r entre 42,5 y 87,5 y $\tan \delta$ entre 0,02 y 0,15, la precisión

de $\pm 0,05|\varepsilon_r^*|$ equivale aproximadamente a errores de $\pm 2,1$ a $\pm 4,4$ en permitividad. Frente a esta referencia, el modelo propuesto presenta un RMSE de 0,3481 y un error máximo de 0,6629 para ε_r' dentro de la validación numérica.

La comparación es únicamente orientativa: el sistema comercial está calibrado experimentalmente, mientras que este trabajo parte de simulaciones ideales sin ruido, tolerancias de fabricación, incertidumbre térmica ni errores de calibración. Además, el fabricante señala limitaciones de las sondas coaxiales abiertas para determinados materiales de baja pérdida. Por tanto, los resultados no demuestran superioridad metrológica, pero sí respaldan la capacidad del sensor para estimar numéricamente ε_r' y $\tan \delta$ en el rango analizado.

6.5. Limitaciones del trabajo

La principal limitación del estudio es que todos los resultados proceden de simulaciones electromagnéticas. No se ha fabricado físicamente el sensor ni se han realizado medidas experimentales con un analizador vectorial de redes. Por tanto, no se han incluido efectos como tolerancias de fabricación, rugosidad, pérdidas metálicas reales, conectores, cables, errores de calibración o incertidumbre en la posición del fluido.

También debe tenerse en cuenta que gran parte del análisis se ha realizado inicialmente con materiales ideales sin pérdidas. Aunque esta aproximación resulta útil para validar el principio de funcionamiento, los fluidos reales presentan permitividad compleja, dispersión frecuencial y dependencia con la temperatura. La inclusión de pérdidas dieléctricas en el modelo mejora esta aproximación, pero no sustituye a una validación experimental con fluidos reales.

Por último, los modelos de calibración empleados son relativamente simples. Las aproximaciones cuadráticas permiten evaluar la viabilidad de la estimación, pero en una implementación final podrían estudiarse modelos más robustos, calibraciones multivariable o estrategias basadas en varios puntos de frecuencia.

6.6. Consideraciones normativas para una futura implementación experimental

El presente trabajo se limita al diseño y análisis electromagnético mediante simulación, por lo que no se ha fabricado ni comercializado un prototipo. No obstante, una futura

implementación experimental debería considerar diversos requisitos técnicos y normativos.

En primer lugar, el conjunto de medida debería garantizar condiciones adecuadas de seguridad eléctrica y de compatibilidad electromagnética. Si el sistema se desarrollase como un equipo comercial, sería necesario analizar la aplicabilidad de la Directiva de Baja Tensión y de la Directiva de Compatibilidad Electromagnética, especialmente en relación con la instrumentación asociada, las conexiones coaxiales y la posible integración de electrónica adicional [24, 25].

Asimismo, la validación experimental requeriría una calibración trazable del analizador vectorial de redes, del cableado y de los estándares de referencia empleados. Para obtener resultados con validez metrológica, sería conveniente documentar las incertidumbres de medida y seguir procedimientos compatibles con los criterios de competencia técnica establecidos en la norma UNE-EN ISO/IEC 17025 [26].

Finalmente, la manipulación de fluidos reales debería realizarse atendiendo a sus fichas de datos de seguridad y a los requisitos de clasificación, etiquetado y envasado aplicables cuando se empleen sustancias o mezclas potencialmente peligrosas [27]. Estas consideraciones no afectan al análisis numérico desarrollado, pero delimitan los aspectos necesarios para una futura validación experimental del sensor.

Capítulo 7

Conclusiones

En este Trabajo de Fin de Grado se ha diseñado y analizado mediante simulación electromagnética un sensor resonante de geometría coaxial, excitado mediante una sonda coaxial con brida, orientado a la caracterización dieléctrica de fluidos. Todo el estudio se ha realizado en Altair FEKO, sin fabricación física ni medidas experimentales, por lo que las conclusiones obtenidas corresponden a una validación numérica del principio de funcionamiento.

La primera conclusión relevante es que la geometría propuesta presenta un comportamiento resonante sensible a la permitividad del fluido. En el análisis ideal sin pérdidas se ha observado que el aumento de la permitividad relativa produce un desplazamiento claro de la frecuencia resonante hacia valores inferiores. Esta tendencia es coherente con el comportamiento esperado de una estructura resonante cargada con un material dieléctrico y confirma que la frecuencia de resonancia puede emplearse como magnitud de calibración.

También se ha comprobado que no todas las resonancias presentes en la respuesta del sensor son igualmente adecuadas para la caracterización dieléctrica. El análisis de las distribuciones de campo electromagnético ha permitido seleccionar una rama resonante cuya energía penetra de forma significativa en el volumen de fluido. Esta interacción entre el campo y el material bajo estudio es fundamental para que la respuesta del sensor sea representativa de las propiedades dieléctricas del fluido.

A partir de la rama resonante seleccionada se ha construido una curva de calibración entre la frecuencia resonante y la permitividad relativa. Los resultados muestran una variación progresiva de la frecuencia, desde aproximadamente 1,079 GHz para $\varepsilon_r = 42,5$ hasta aproximadamente 0,723 GHz para $\varepsilon_r = 95$. Por tanto, el análisis en frecuencia

constituye la estrategia más robusta de las estudiadas, ya que se basa en una magnitud físicamente interpretable y con una tendencia clara.

Asimismo, se ha evaluado una estrategia alternativa basada en la medida a frecuencia fija. Se ha analizado la respuesta del sensor en la banda 850–950 MHz utilizando la magnitud y la fase de S_{11} como variables de estimación de la permitividad. La fase contiene información útil en determinados rangos, aunque una única frecuencia puede presentar ambigüedades locales debido a resonancias estrechas o transiciones modales. Por ello, 866 MHz no debe interpretarse como una frecuencia universal, sino como una frecuencia útil únicamente en ciertos intervalos de permitividad y como referencia para el análisis posterior con pérdidas.

La incorporación de pérdidas dieléctricas mediante la tangente de pérdidas ha permitido analizar un caso más próximo al comportamiento de fluidos reales. Se ha observado que las pérdidas modifican la magnitud, la fase y la profundidad de la respuesta resonante. Además, la combinación de magnitud y fase de S_{11} a 866 MHz ha permitido plantear una estimación conjunta de la permitividad real y de la tangente de pérdidas. Los resultados obtenidos muestran una buena capacidad de estimación de ϵ'_r y una estimación más sensible de $\tan \delta$, especialmente para valores bajos de pérdidas.

También se ha evaluado la influencia de pequeñas variaciones en la profundidad de inserción del sensor en el fluido. Tras ajustar una calibración específica para cada geometría, las variaciones de $\pm 0,5$ mm respecto a la profundidad nominal no degradan de forma apreciable la estimación conjunta de ϵ'_r y $\tan \delta$. Este resultado indica que el sensor conserva su capacidad de caracterización ante pequeñas variaciones geométricas, aunque no cuantifica el error asociado a emplear una calibración nominal con una profundidad de inserción distinta.

En conjunto, el trabajo demuestra que el sensor propuesto es viable como estructura resonante para caracterización dieléctrica de fluidos desde el punto de vista numérico. La principal fortaleza del diseño es su sensibilidad al cambio de permitividad, mientras que su principal limitación es la aparición de ambigüedades cuando se pretende trabajar con una única frecuencia fija en rangos amplios. Por este motivo, una estrategia futura más robusta consistiría en emplear un barrido reducido en frecuencia, combinando la información de frecuencia resonante, magnitud y fase de S_{11} .

Como líneas futuras, sería necesario fabricar un prototipo del sensor y validarlo experimentalmente mediante un analizador vectorial de redes. También resultaría conveniente estudiar fluidos reales con propiedades dieléctricas conocidas, analizar la repetibilidad de

la medida, incluir tolerancias mecánicas y evaluar la influencia de factores como la temperatura, el volumen de muestra, la profundidad de inserción y las pérdidas reales de los materiales conductores.

Finalmente, sería de interés realizar un análisis paramétrico más amplio y sistemático, considerando de forma conjunta variaciones en la geometría del sensor, la profundidad de inserción, la frecuencia de interrogación, la permitividad real y la tangente de pérdidas del fluido. Este estudio permitiría identificar las combinaciones de parámetros que maximizan la sensibilidad y minimizan el error final de estimación, facilitando una futura optimización del diseño para aplicaciones concretas.

Apéndice A

Código de automatización de simulaciones en FEKO

A.1. Ejecución secuencial de simulaciones mediante terminal

Una vez generados los archivos de simulación de FEKO para cada combinación de parámetros dieléctricos, los casos se ejecutaron de forma automática desde la terminal. Este procedimiento permitió procesar de manera secuencial todos los archivos de simulación almacenados en una misma carpeta, evitando iniciar manualmente cada caso desde CADFEKO.

Para ello, en la carpeta de trabajo se creó el archivo `machines_local.feko`, utilizado para definir los recursos de cálculo locales empleados durante la simulación. En la configuración utilizada se asignaron seis procesos de cálculo:

1 MSI:6

Código A.1: Contenido del archivo `machines_local.feko`.

Posteriormente, se creó el archivo por lotes `run_all_feko.bat`. Este script localiza todos los archivos con extensión `.cfx` presentes en la carpeta actual y ejecuta cada uno de ellos mediante el comando `runfeko`. La opción `-np 6` establece el uso de seis procesos, de acuerdo con la configuración definida en el archivo `machines_local.feko`.

Además, el script comprueba si una simulación produce un error. En ese caso, detiene

la ejecución para evitar continuar con resultados incompletos. Cuando un caso finaliza correctamente, el proceso continúa automáticamente con el siguiente archivo hasta completar todos los casos de la carpeta.

```
1 @echo off
2 setlocal
3
4 cd /d "%~dp0"
5
6 set FEKO_MACHFILE=%cd%\machines_local.feko
7
8 echo =====
9 echo Iniciando simulaciones FEKO una por una
10 echo Carpeta: %cd%
11 echo Machines file: %FEKO_MACHFILE%
12 echo =====
13
14 for %%F in (*.cfx) do (
15 echo.
16 echo =====
17 echo Simulando: %%~nxF
18 echo =====
19 echo.
20
21 runfeko "%%~nxF" -np 6
22
23 if errorlevel 1 (
24 echo.
25 echo ERROR en %%~nxF
26 pause
27 exit /b 1
28 )
29
30 echo.
31 echo Finalizada correctamente: %%~nxF
32
33 )
34
35 echo.
36 echo =====
37 echo Todas las simulaciones han terminado
38 echo =====
39 pause
```

Código A.2: Script por lotes para ejecutar secuencialmente los archivos de simulación de FEKO.

A.2. Generación automática de archivos de entrada

Además de la ejecución secuencial de las simulaciones, se utilizó un script de Python para generar automáticamente copias de un archivo base de FEKO con distintos valores de permitividad relativa. El código parte del archivo `Ep42.5.pre`, identifica la línea que define el material dieléctrico denominado `water` y sustituye únicamente el valor de permitividad.

El script mostrado corresponde al barrido ideal de permitividad entre $\varepsilon_r = 1,0$ y $\varepsilon_r = 39,9$, con incrementos de 0,1 y tangente de pérdidas nula. Los archivos de entrada generados se almacenan en una carpeta independiente.

```

1 from pathlib import Path
2 import re
3
4 # Archivo base
5
6 template = Path("Ep42.5.pre")
7
8 # Carpeta de salida
9
10 outdir = Path("barrido_eps_1_40_step_0p1")
11 outdir.mkdir(exist_ok=True)
12
13 # Rango de permitividad
14
15 eps_min = 1.0
16 eps_max = 39.9
17 step = 0.1
18
19 # No sobrescribir archivos existentes
20
21 overwrite = False
22
23 if not template.exists():
24     raise FileNotFoundError(
25         f"No se encuentra el archivo base: {template}"
26     )
27
28 text = template.read_text(encoding="utf-8", errors="ignore")
29
30 # Línea del material dielectrico:
31
32 # DI: water : 0 : -1 : : : 42.5 : : : 0 : 1000
33
34 pattern = (
35     r"DI:\s*water\s*:\s*0\s*:\s*-1\s*:\s*:\s*:\s*:"
36     r"\s*[-+0-9.Ee]+(?:\.[0-9]+)?\s*:\s*:\s*:\s*:"
37     r"\s*0\s*:\s*1000"
38 )

```

```
39
40 if not re.search(pattern, text):
41     raise ValueError(
42         "No se ha encontrado la linea del material en el archivo base."
43     )
44
45 n_steps = int(round((eps_max - eps_min) / step)) + 1
46 eps_values = [round(eps_min + i * step, 1) for i in range(n_steps)]
47
48 for eps in eps_values:
49
50     eps_str = f"{eps:.1f}"
51     new_file = outdir / f"Ep{eps_str}_866.pre"
52
53     if new_file.exists() and not overwrite:
54         continue
55
56     new_text = re.sub(
57         pattern,
58         f"DI: water : 0 : -1 : : : {eps_str} : : : 0 : 1000",
59         text
60     )
61
62     new_file.write_text(new_text, encoding="utf-8")
```

Código A.3: Script de Python para generar archivos de entrada de FEKO.

El uso de una expresión regular permite localizar la definición del material sin depender de su posición exacta dentro del archivo `.pre`. El mismo procedimiento puede adaptarse a otros barridos modificando el intervalo de permitividad, la tangente de pérdidas o el archivo base.

Apéndice B

Uso de la inteligencia artificial

Durante el desarrollo de este trabajo se ha utilizado inteligencia artificial generativa como herramienta de apoyo auxiliar. Su uso se ha limitado a tareas de asistencia en la organización, redacción, programación y revisión, manteniendo siempre la responsabilidad final del contenido, de los resultados y de las decisiones técnicas en la autora del trabajo.

En primer lugar, la inteligencia artificial se ha empleado como ayuda para estructurar el índice inicial del documento y adaptar la organización de los capítulos a los objetivos del trabajo. También se ha utilizado para mejorar la coherencia general entre apartados, proponer formas de ordenar los resultados y revisar la redacción de algunos fragmentos del texto.

Asimismo, se ha usado como apoyo en la búsqueda y selección preliminar de referencias bibliográficas relacionadas con sensores resonantes, caracterización dieléctrica de materiales y métodos de medida basados en parámetros de dispersión. No obstante, la selección final de las fuentes utilizadas, así como su interpretación técnica, ha sido realizada de forma crítica por la autora.

Otra aplicación importante ha sido la conversión de explicaciones y resultados a formato $\text{\LaTeX}$, incluyendo tablas, ecuaciones, pies de figura y fragmentos de texto. En este caso, la inteligencia artificial se ha empleado principalmente como herramienta de transcripción, corrección ortográfica y mejora formal, sin modificar el significado técnico de los resultados obtenidos.

En relación con la parte computacional, la inteligencia artificial se ha utilizado como ayuda para generar, depurar y optimizar scripts de Python destinados a automatizar simulaciones en FEKO. Estos scripts han permitido preparar barridos paramétricos de

permitividad relativa y tangente de pérdidas, así como organizar archivos de simulación y resultados. También se ha empleado como apoyo para resolver dudas prácticas sobre el uso de FEKO, por ejemplo en la localización de opciones de la interfaz, la definición de excitaciones, la configuración de materiales o la preparación de determinados análisis electromagnéticos.

Además, se ha usado inteligencia artificial como soporte en la generación y mejora de scripts de MATLAB para el procesado de resultados. Entre estas tareas se incluyen la lectura de archivos Touchstone, la extracción de magnitud y fase de S_{11} , la localización de mínimos resonantes, la realización de barridos en frecuencia, la construcción de curvas de calibración y la validación de estimaciones de permitividad y tangente de pérdidas.

A pesar de estas ayudas, todos los resultados presentados en la memoria proceden de simulaciones realizadas por la autora mediante FEKO y de procesados ejecutados y revisados posteriormente. Las figuras, tablas y conclusiones han sido comprobadas de forma crítica, verificando que fueran coherentes con el comportamiento electromagnético esperado del sensor. La inteligencia artificial no se ha utilizado como fuente directa de resultados, sino como herramienta de apoyo para acelerar tareas de redacción, programación, organización y revisión.

El uso de inteligencia artificial ha tenido un impacto positivo en la eficiencia del trabajo, especialmente en la automatización de tareas repetitivas y en la mejora de la claridad del documento. Sin embargo, también ha requerido una revisión cuidadosa, ya que las respuestas generadas pueden contener errores, simplificaciones excesivas o interpretaciones no adecuadas al contexto concreto del proyecto. Por este motivo, todo el contenido asistido por inteligencia artificial ha sido revisado, corregido y validado antes de ser incorporado a la memoria final.

Bibliografía

- [1] H. Zhou, D. Hu, C. Yang, C. Chen, J. Ji, M. Chen, Y. Chen, Y. Yang y X. Mu. «Multi-Band Sensing for Dielectric Property of Chemicals Using Metamaterial Integrated Microfluidic Sensor». En: *Scientific Reports* 8, 14801 (4 de oct. de 2018). URL: <https://doi.org/10.1038/s41598-018-32827-y>.
- [2] Keysight Technologies. *N1501A Dielectric Probe Kit: 10 MHz to 50 GHz. Swept Broadband Dielectric Measurements*. Technical Overview. Keysight Technologies.
- [3] E. J. Páez, R. C. Callarotti, M. A. Azpúrua y R. J. Rodríguez. *Medida de la permitividad de líquidos de bajas pérdidas en un resonador dieléctrico blindado en alta frecuencia (4,881 GHz)*. Comunicación de congreso. Sep. de 2013.
- [4] M. Saadat-Safa, V. Nayyeri, A. Ghadimi, M. Soleimani y O. M. Ramahi. «A Pixelated Microwave Near-Field Sensor for Precise Characterization of Dielectric Materials». En: *Scientific Reports* 9, 13310 (16 de sep. de 2019). URL: <https://doi.org/10.1038/s41598-019-49767-w>.
- [5] A. P. Gregory y R. N. Clarke. *Tables of the Complex Permittivity of Dielectric Reference Liquids at Frequencies up to 5 GHz*. NPL Report MAT 23. Teddington, Reino Unido: National Physical Laboratory, ene. de 2012. URL: <https://eprintspublications.npl.co.uk/2076/>.
- [6] Schmid Partner Engineering AG. *DAK: Dielectric Assessment Kit*. URL: <https://speag.swiss/products/dak/dielectric-spectroscopy-overview> (visitado 07-04-2026).
- [7] P. De Paco. *Transmisión por soporte físico: líneas de transmisión*. Material docente no publicado. Universitat Autònoma de Barcelona.
- [8] P. De Paco. *Transmisión por soporte físico: dispositivos pasivos*. Material docente no publicado. Universitat Autònoma de Barcelona.
- [9] A. Henze, D. Higa, L. Cismondi, P. Grass y G. Monasterios. «Medición de Permitividad Dieléctrica en Líquidos con Parámetros S». En: *ARGENCON 2016*. Actas del congreso. 2016.
- [10] E. Barsoukov y J. R. Macdonald, eds. *Impedance Spectroscopy: Theory, Experiment, and Applications*. 3.^a ed. Wiley, 2018.
- [11] G. C. Topp, J. L. Davis y A. P. Annan. «Electromagnetic Determination of Soil Water Content: Measurements in Coaxial Transmission Lines». En: *Water Resources Research* 16.3 (1980), págs. 574-582.

- [12] M. A. Stuchly y S. S. Stuchly. «Coaxial Line Reflection Methods for Measuring Dielectric Properties of Biological Substances at Radio and Microwave Frequencies: A Review». En: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* IM-29.3 (1980), págs. 176-183.
- [13] J. Krupka. «Microwave Measurements of Electromagnetic Properties of Materials at Microwave Frequencies». En: *Materials* 14.17 (2021), pág. 5097.
- [14] D. K. Ghodgaonkar, V. V. Varadan y V. K. Varadan. «Free-Space Measurement of Complex Permittivity and Complex Permeability of Magnetic Materials at Microwave Frequencies». En: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 39.2 (1990), págs. 387-394.
- [15] P. U. Jepsen, D. G. Cooke y M. Koch. «Terahertz Spectroscopy and Imaging – Modern Techniques and Applications». En: *Laser Photonics Reviews* 5.1 (2011), págs. 124-166.
- [16] C. A. Balanis. *Advanced Engineering Electromagnetics*. 2.^a ed. John Wiley Sons, 2012.
- [17] M. A. Stuchly, M. M. Brady, S. S. Stuchly y G. Gajda. «Equivalent Circuit of an Open-Ended Coaxial Line in a Lossy Dielectric». En: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* IM-31.2 (1982), págs. 116-119.
- [18] T. W. Athey, M. A. Stuchly y S. S. Stuchly. «Measurement of Radio Frequency Permittivity of Biological Tissues with an Open-Ended Coaxial Line: Part I». En: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 30.1 (1982), págs. 82-86.
- [19] J. Baker-Jarvis, M. D. Janezic y D. C. DeGroot. «High-Frequency Dielectric Measurements». En: *IEEE Instrumentation Measurement Magazine* 13.2 (2010), págs. 24-31.
- [20] A. Saroli'c y A. Matkovi'c. «Dielectric Permittivity Measurement Using Open-Ended Coaxial Probe—Modeling and Simulation Based on the Simple Capacitive-Load Model». En: *Sensors* 22.16 (2022), pág. 6024.
- [21] J. C. Slater. «Microwave Electronics». En: *Reviews of Modern Physics* 18.4 (1946), págs. 441-512.
- [22] R. A. Waldron. «Perturbation Theory of Resonant Cavities». En: *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, Part C: Monographs* 107.12 (sep. de 1960), págs. 272-274.
- [23] Altair Engineering, Inc. *Introduction to the Method of Moments (MoM)*. Altair Feko 2025 Documentation. 2025. URL: https://2025.help.altair.com/2025/feko/topics/feko/user_guide/solver_solution_methods/mom_basic_feko_c.htm (visitado 22-06-2026).
- [24] Parlamento Europeo y Consejo de la Unión Europea. *Directiva 2014/35/UE sobre la armonización de las legislaciones de los Estados miembros en materia de comercialización de material eléctrico destinado a utilizarse con determinados límites de tensión*. 26 de feb. de 2014. URL: <https://eur-lex.europa.eu/eli/dir/2014/35/oj> (visitado 22-06-2026).

-
- [25] Parlamento Europeo y Consejo de la Unión Europea. *Directiva 2014/30/UE sobre la armonización de las legislaciones de los Estados miembros en materia de compatibilidad electromagnética*. 26 de feb. de 2014. URL: <https://eur-lex.europa.eu/eli/dir/2014/30/oj> (visitado 22-06-2026).
- [26] Entidad Nacional de Acreditación. *Requisitos de la norma UNE-EN ISO/IEC 17025*. URL: <https://www.enac.es/fundamentos-de-la-norma-une-en-iso/iec-17025> (visitado 22-06-2026).
- [27] Parlamento Europeo y Consejo de la Unión Europea. *Reglamento (CE) n.º 1272/2008 sobre clasificación, etiquetado y envasado de sustancias y mezclas*. 16 de dic. de 2008. URL: <https://eur-lex.europa.eu/eli/reg/2008/1272/oj> (visitado 22-06-2026).