

**Estudio y desarrollo de sensores basados en resonadores
electromagnéticos para la medición de propiedades
eléctricas en materiales**

Tesis de Grado en Ingeniería Electrónica

AUTOR: RAMIRO AVALOS RIBAS

DIRECTOR: JORGE CASTIÑEIRA MOREIRA

CO-DIRECTOR: ALEJANDRO JOSÉ URIZ

Universidad Nacional de Mar del Plata

25 de febrero de 2018

Índice general

1. Introducción	3
1.1. Objetivos	5
2. Propiedades Electromagnéticas de los Materiales	9
2.1. La permitividad eléctrica	9
2.2. La permeabilidad magnética	11
2.3. Determinación de la constante dieléctrica	11
2.3.1. Técnicas de circuitos concentrados	12
2.3.2. Propagación en espacio libre	13
2.3.3. Propagación en líneas de transmisión	14
2.3.4. Cavidades Resonantes	15
2.3.5. Comparación de métodos	16
2.4. Modelos teóricos de las cavidades resonantes	17
2.4.1. Resonancia	18
2.4.2. Cavidades resonantes basadas en guías de onda huecas	19
2.4.3. Cavidades que resuenan a frecuencias variables con la permitividad. Cavidad rellena con muestra dieléctrica.	21
2.4.4. Cavidades que resuenan a frecuencias variables con la permitividad. Técnica de Perturbación de Cavidades.	22
2.4.5. Dispositivos de Acoplamiento	24
2.5. Conclusión	26
3. Desarrollo de Cavidades Resonantes y Sensores	29
3.1. Fundamentación	29
3.2. Diseño de la cavidad cilíndrica	31
3.3. Diseño de la muestra a sensar	37
3.4. Diseño de las partes del resonador	41
3.5. Primeros ensayos prácticos del resonador	48
3.6. Caracterización de la resina empleada como relleno	53
3.7. Revisión del sensor	56
3.8. Ensayo del sensor	59
3.9. Conclusión	62
4. Sistema de medición independiente	65
4.1. Bloques del sistema	66

4.2. Etapa de amplificación	69
4.3. Adaptación de impedancia	71
4.4. Ensayos del sistema	77
5. Conclusiones y líneas futuras	85
A. Posibles ajustes del sensor.	87

Capítulo 1

Introducción

Todos los materiales reaccionan al ser expuestos a un campo electromagnético. Estos comportamientos están caracterizados por las propiedades eléctricas y magnéticas que posea el material, y pueden predecirse si se conocen tales propiedades. Entre las más importantes se encuentran la permitividad eléctrica, la permeabilidad magnética, la conductividad eléctrica y la constante de pérdidas.

Así como las ondas afectan a los materiales, puede observarse un mecanismo recíproco. Existen técnicas de estudio de materiales que permiten determinar sus características eléctricas al medir los cambios que sufre la onda que interactúa con ellos. Estas técnicas varían en utilidad y complejidad, y pueden aplicarse o no en función del tipo de material o de la muestra que se posea.

Ahora bien, estas propiedades no son solamente de interés para el estudio de un material en campos relacionados con el electromagnetismo. Se ha demostrado que las propiedades electromagnéticas no son constantes, ya que pueden variar con la frecuencia de excitación, temperatura, orientación, presión, concentración en una mezcla y/o la estructura molecular del material [1]. Esto es particularmente cierto en las propiedades dieléctricas, que determinan la respuesta del material a un campo eléctrico externo. Esto agrega una utilidad extra a los métodos de medición. Se podrían predecir indirectamente propiedades del material que resulten de interés, como su densidad, temperatura, composición, concentración, etc [2, 3, 4].

Hoy en día la medición de propiedades dieléctricas tiene utilidad en sectores industriales. Por ejemplo, en procesos de secado, las propiedades dieléctricas de los materiales que se están secando sufren un cambio drástico durante el proceso, puesto que dichas propiedades están estrechamente ligadas al contenido de humedad de los materiales. En procesos de curado o reticulación de materiales, como por ejemplo el curado del poliuretano en el sector del calzado, los componentes se someten a elevadas presiones y temperaturas de forma que se produce un cambio en su estructura molecular, lo que a su vez se refleja en un cambio de sus propiedades dieléctricas [5, 6, 7].

Además, el uso de sensores de microondas que permitan caracterizar dieléctricamente materiales, simultáneamente a la aplicación de un determinado proceso, proporciona información para poder monitorear la cinética del proceso y llevar a cabo nuevas funcionalidades de control de calidad [8, 9]. Esto es posible porque los cambios que se producen en las propiedades dieléctricas pueden ser relacionados directamente con parámetros del proceso como por ejemplo, porcentaje de humedad, viscosidad, grado de curado, etc.

Al contrario que otro tipo de sensores (por ejemplo los infrarrojos), las microondas penetran en el interior de los materiales, y permiten medir las propiedades internas a ellos (no sólo en la superficie). Esto hace más adecuado el uso de un sensor de microondas, si se desean medir materiales inhomogéneos, o granulares, o si se desean obtener medidas representativas de un cierto volumen de material [10].

Además, los sensores de microondas permiten realizar medidas no destructivas y no invasivas, es decir, sin necesidad de que haya contacto entre el sensor y el material. Esto evita problemas de fricción de los componentes, desgaste, corrosión, contaminación, etc. Las microondas tampoco alteran o contaminan el material, tal y como lo hacen otros métodos tradicionales (adición de químicos, centrifugación, etc.) de caracterización de materiales [10].

Hoy en día hay numerosos métodos de caracterización dieléctrica de materiales (en condiciones estáticas de la muestra) o de monitoreo de dichas propiedades (si el material está sometido a un cierto proceso y sus propiedades dieléctricas varían con el tiempo). En general, un sistema de caracterización dieléctrica de materiales está formado por [11]:

- Un equipo generador de la señal de microondas.
- El sensor propiamente dicho, que estimula al material que se desea medir con la señal de microondas proveniente del generador, y a su vez recoge la respuesta que el material proporciona.
- Un equipo receptor de la señal que proviene del sensor.
- Una unidad de procesamiento de señal que contiene el software necesario para calcular las propiedades dieléctricas del material, y que puede incluir las funcionalidades de control que se deseen (implementación de protocolos de calidad, umbrales, alarmas, etc.).

Existen dispositivos comerciales que permiten la caracterización dieléctrica de materiales. El kit de sondas dieléctricas N1501A de Keysight es uno de ellos. Es un equipo extremadamente costoso, surgido de muchas iteraciones sobre equipos previos, ahora obsoletos. El mismo incluye un dispositivo analizador de impedancias, calibrado para detectar permitividad dieléctrica, y un conjunto de sondas, cables coaxiales que se introducen o ponen en contacto con la muestra, para diferentes tipos de materiales. La medición se realiza midiendo la onda reflejada hacia el analizador. Según la sonda utilizada, el dispositivo permite medir permitividad compleja en diferentes rangos de frecuencia, llevando a un intervalo total de utilidad del dispositivo de $10MHz$ a $50GHz$. El material bajo prueba debe ser líquido o semi-sólido, de forma tal que la sonda se pueda introducir al menos $5mm$ en la muestra. También se requiere que el material no sea magnético, y que su composición sea homogénea [12].

Otro dispositivo medidor de permitividad es el DCM470 de Scientifica Inc. Su técnica de medición es la misma, pero lo hace a una única frecuencia de $470KHz$. La muestra tiene las mismas limitaciones que para el N1501A, pero además debe tener una conductividad menor a $100\mu S/m$. Este dispositivo no se comercializa al público general; se distribuye a clínicas, centros de investigación e industrias [13].

En este trabajo, se propone construir un sensor con una utilidad más localizada. El estudio se orienta a, en el futuro, utilizar el sensor para monitorear mecanismos de biorremediación y detección de contaminantes en agua. Para la implementación de esta propuesta, sin embargo, se requiere primero del desarrollo de un sensor dedicado a muestras acuosas de diferentes permitividades, con una buena resolución y confiabilidad. Se conoce, de trabajos previos realizados por el Grupo ([14] [15]), que algunas técnicas de caracterización dieléctrica son capaces de detectar ciertos mecanismos biológicos. Con el objetivo de seguir estudiando estos fenómenos, se propone construir un sensor idealizado para contener un tubo de ensayo con una mezcla a muestrear. Se opta por el tubo de ensayo porque la muestra podría contener microorganismos patógenos, que deberían estar correctamente aislados del ambiente.

1.1. Objetivos

El objetivo general de este trabajo es realizar un estudio, desarrollo, y posterior construcción de un sensor de microondas para monitorear procesos de detección y biorremediación de soluciones líquidas contaminadas con hidrocarburos. A su vez, se pretende implementar sistema completo que permita realizar la medición.

Los objetivos específicos se pueden resumir en los siguientes puntos:

- Realizar un análisis teórico de diferentes técnicas de caracterización de materiales dieléctricos. Realizar comparaciones entre ellos y obtener conclusiones.
- Analizar la viabilidad de diseño de un sensor a partir de las técnicas estudiadas.
- Diseñar un prototipo específico para la caracterización dieléctrica de líquidos. Basar el análisis tanto en el estudio teórico como en el uso de herramientas de simulación. Tener en cuenta que la respuesta debe ser sensible a variaciones pequeñas de la permitividad de la muestra. Al mismo tiempo, el sensor debe poder detectar cambios de permitividad en muestras con pérdidas tan altas como sea posible.
- Construir el sensor diseñado. Realizar ensayos para validar su funcionamiento.
- Diseñar e implementar el sistema embebido que complemente el sensor construido.

Bibliografía

- [1] D. R. Avalos, H. Larrondo "Electromagnetismo Elemental". UNMdP, junio 2000.
- [2] A Guide to the Characterisation of Dielectric Materials at RF and Microwave Frequencies, NPL, London, 2003.
- [3] Agilent Technologies, "Basics of Measuring the Dielectric Properties of Materials". Application Note, 2006. www.agilent.com/find/materials
- [4] J. Baker-Jarvis, M.D.Janezic, B.F.Riddle, C.L.Holloway, N.G.Paulter, J.E.Blendell, "Dielectric and conductor loss characterization and measurements on electronic packaging materials", NIST Technical Note 1520, July 2001.
- [5] M.C. Finzel, M.C. Hawley, J. Jow, "Dielectric properties of curing epoxy/amine system at microwave frequencies", Polymer Engineering and Science, Vol. 31, No.16, Aug. 1991, pp. 1240-1244.
- [6] J. Mijovic, J.M. Kenny, A. Maffezzoli, A. Trivisano, "The principles of dielectric measurements for in situ monitoring of composite processing", Composites Science and Technology, No. 49, 1993, pp. 277-290.
- [7] N.F. Sheppard, S.D. Senturia, "Dielectric analysis of the cure of thermosetting Epoxy/Amine Systems", Polymer Engineering Science, Vol. 26, No. 5, 1986, pp. 354.
- [8] E.G.Nyfors, "Cylindrical Microwave Resonator Sensors For Measuring Materials Under Flow", Phd. Thesis, Finland, May 2000.
- [9] G. Roussy, G., J. A. Pearce, "Foundations and Industrial Applications of Microwaves and Radio Frequency Fields", Ed. John Wiley & Sons, 1995.
- [10] B.G. Baños, "Estudio y optimización de sensores de microondas para la caracterización y monitorización de materiales en procesos industriales", Tesis Doctoral, Universidad Politécnica de Valencia, España, pp 4 - 10.
- [11] E.G. Nyfors, P. Vainikainen, "Industrial Microwave Sensors" Ed. Artech House, 1989.
- [12] Keysight N1501A Dielectric Probe Kit 10 MHz to 50 GHz. Technical Overview. <https://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5992-0264EN.pdf?id=2605692>
- [13] ALPHA DCM 470 Metro de Permitividad. <http://www.scientificainc.com/dcm470.html>
- [14] S. Pimentel, P. Agüero, A. Uriz, J. Bonadero, J. Castiñeira Moreira.- "Simulation of a non-invasive glucometer based on a microwave resonator sensor". Journal of Physics: conference series. Londres: IOP Science. 2013. Mayo Clinic Proceedings, 1983, Vol. 58 (8).
- [15] M. C. Cebedio, L. A. Rabioglio, J. E. Román.- "Estudio y Desarrollo de sensores planares para la detección no invasiva de cambios en la glucemia". Tesis de grado.

Capítulo 2

Propiedades Electromagnéticas de los Materiales

Todo material posee un conjunto de características que determinan su comportamiento ante una excitación de tipo electromagnética. Entre las más importantes se encuentran la permitividad eléctrica ε y la permeabilidad magnética μ , que hacen referencia a la forma en que interactúan los campos eléctricos y magnéticos, respectivamente, con el material. Estas características son importantes a la hora de trabajar con materiales.

En particular, la caracterización dieléctrica de materiales (es decir, la determinación de su permitividad eléctrica) es esencial para la adecuada selección de un material a ser utilizado en una aplicación científica, médica o industrial. En concreto, el conocimiento de las propiedades dieléctricas de los materiales es necesario para poder evaluar el comportamiento de guías de onda, antenas, resonadores, circuitos, etc[1, 2, 3].

Es importante destacar que esta propiedad no es constante, ya que puede variar con la frecuencia de excitación, temperatura, orientación, presión, concentración en una mezcla y/o la estructura molecular del material [4]. Esto implica la posibilidad de aprovechar la reciprocidad de las propiedades dieléctricas, y, a partir de la interacción eléctrica del material, predecir indirectamente otras propiedades de interés, como su densidad, temperatura, composición, concentración, etc.

2.1. La permitividad eléctrica

La permitividad eléctrica ε es una cantidad absoluta que representa qué tan capaz es un material de almacenar energía eléctrica.

Los materiales se componen normalmente de partículas con carga eléctrica dispuestas de tal modo que cualquier región macroscópica del material es eléctricamente neutra. Cuando se aplica un campo eléctrico externo sobre el material, dicho campo actúa ejerciendo una fuerza sobre cada carga individual, y la desplaza ligeramente de su posición de equilibrio anterior, haciendo que el material adquiera una determinada polarización. La polarización adquirida compensa en parte el campo eléctrico del exterior, haciendo que aparezca un campo eléctrico en el interior del material, como se esquematiza en la Figura 2.1 . Cuanto mayor sea la permitividad eléctrica, tanto mayor son el campo de polarización y la energía almacenada en el material, por lo que el campo eléctrico neto en su interior es tanto menor[4].

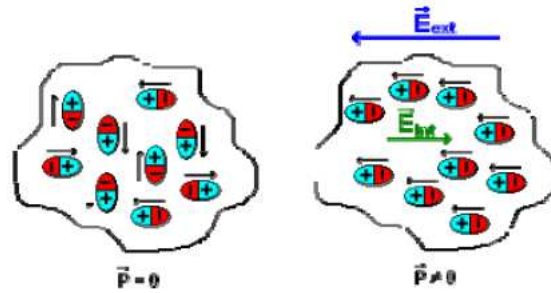


Figura 2.1: Representación gráfica del proceso de polarización de un material dieléctrico ante la incidencia de un campo eléctrico externo.

Como se ha mencionado, la permitividad es función de múltiples características tanto del material (concentración, orientación, etc.) como del campo externo (frecuencia, intensidad, etc.). Sin embargo, en los procesos de caracterización de las propiedades dieléctricas de materiales (siguiendo los objetivos de esta tesis) normalmente se utilizan niveles muy bajos de intensidad de campo, por lo que se puede asumir que los materiales bajo estudio son lineales y que el campo electromagnético aplicado no afecta a sus propiedades dieléctricas. Del mismo modo, se supone que los materiales bajo estudio son isótropos, es decir, que sus propiedades son las mismas en todas las orientaciones del espacio. Esta suposición permite trabajar con la permitividad como un número complejo (ver Figura 2.2), y evita tener que considerar un tensor para representar las propiedades dieléctricas de los materiales en las diferentes dimensiones espaciales [1].

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

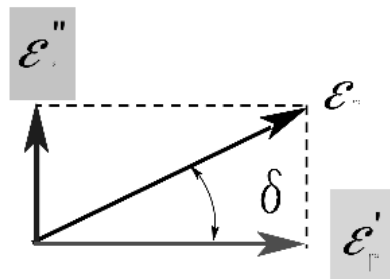


Figura 2.2: Representación vectorial de la constante compleja ε

Dada esta definición, se enuncia la nomenclatura pertinente al estudio dieléctrico de los materiales y las constantes a saber.

- El número ε es la permitividad propiamente dicha. Sus unidades son de F/m (Farad sobre metro).
- El número ε' es la parte real de la permitividad. Representa cuánta energía del campo externo se almacena en el material. Normalmente se escribe en forma relativa a la permitividad eléctrica del vacío ε_0 , que es aproximadamente igual a $8,854 \times 10^{-12}$ F/m, y tal que $\varepsilon' = \varepsilon'_r \cdot \varepsilon_0$. El valor ε'_r se denomina “permitividad relativa” o “constante dieléctrica”. El mínimo valor de ε'_r es 1, que corresponde al vacío; el aire posee una constante dieléctrica relativa de 1,0006 aproximadamente. Todos los materiales poseen una permitividad relativa mayor o igual a 1.

- El número ε'' es la parte imaginaria de la permitividad, también llamada “factor de pérdidas”. Representa qué tanto el material disipa del campo externo. Es siempre mayor a cero, pero normalmente mucho menor a ε' . Si se evalúa el cociente de ambas se obtiene la llamada “tangente de pérdidas”.

$$\tan \delta = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} \quad (2.2)$$

- El ángulo δ es la fase del vector permitividad ε , y su tangente da una idea de las pérdidas relativas del material. La disipación de potencia se produce porque, a medida que el campo se va propagando por el material, la fricción producida por las cargas internas que se desplazan al ser polarizadas hace que la energía electromagnética se vaya convirtiendo gradualmente en calor. El término ε'' incluye dos mecanismos diferentes de pérdidas: las pérdidas por conducción que aparecen por el movimiento libre de los portadores de carga, cuya magnitud viene representada por la conductividad σ ; y las pérdidas provocadas por el comportamiento de los dipolos, o pérdidas dieléctricas ε''_d . La superposición de ambos mecanismos de pérdidas determina el factor de pérdidas.

$$\varepsilon'' = \varepsilon''_d + \frac{\sigma}{2\pi f \varepsilon_0} \quad (2.3)$$

- La tangente de pérdidas como valor relacional es igual a la energía perdida por ciclo dividida por la energía almacenada por ciclo. Por lo tanto se la puede pensar como la constante recíproca del factor de calidad Q, que también describe relaciones energéticas, pero inversas (potencia reactiva sobre resistiva).

2.2. La permeabilidad magnética

La permeabilidad magnética μ es una cantidad absoluta que describe la interacción de un material con un campo magnético externo. De forma análoga a la permitividad, describe la cantidad de energía (en este caso, magnética) que se puede almacenar en el material, y es un número complejo cuya parte imaginaria representa las pérdidas. Sus unidades son de H/m (Henry sobre metro), y la permeabilidad del vacío es aproximadamente igual a $1,2566 \times 10^{-6}$ H/m.

Algunos materiales poseen propiedades magnéticas apreciables, tales como el hierro, cobalto, níquel y sus aleaciones. Sin embargo, la mayoría de los materiales (entre ellos, los que son sujeto de estudio en esta tesis) no son magnéticos, lo que hace que sus permeabilidades relativas sean muy cercanas a la del vacío ($\mu_r \approx 1$). Como, en contraste, todos los materiales poseen propiedades dieléctricas, el estudio de esta tesis se concentra en la permitividad eléctrica ε .

2.3. Determinación de la constante dieléctrica

Existen varias técnicas que se han desarrollado para caracterizar las propiedades dieléctricas de los materiales, y hay un gran número de fuentes en las que se proporciona información más detallada sobre los fundamentos teóricos de los distintos métodos.

Las propiedades descritas hasta ahora, la permeabilidad y la permitividad, son intrínsecas a los materiales dieléctricos. Sin embargo estos parámetros están directamente relacionados con las propiedades extrínsecas que exhiben dichos materiales. Así, los métodos de medida de las propiedades dieléctricas se pueden dividir en dos grandes grupos[1, 2]:

- Aquellas técnicas en las que las propiedades dieléctricas se miden como una impedancia Z , o como una admitancia Y . Este grupo de técnicas recibe el nombre de “métodos basados en circuitos concentrados”, y se utilizan para caracterizar materiales a frecuencias bajas (del orden de los MHz).
- Aquellas técnicas en las que se considera que el material dieléctrico está interactuando con ondas electromagnéticas estacionarias o que se propagan, agrupados en las denominadas “técnicas de ondas”. Engloban aquellas técnicas basadas en la propagación por líneas de transmisión, y las basadas en la propagación de la onda por el espacio libre.

Las técnicas pertenecientes a ambos grupos pueden a su vez ser empleadas en resonadores. Los resonadores son celdas de medida en las que los campos que hay en su interior están en condición de resonancia, lo que permite tener una mayor interacción entre la onda electromagnética y el material, y para determinados materiales, esto les confiere una mayor sensibilidad que la del resto de los métodos.

La elección de una técnica de medida u otra depende de una serie de factores: el margen de frecuencias en el que se desea caracterizar el material, el valor esperado de la permitividad, la precisión de medida requerida, etc.

Se detallan las características de cada una de las técnicas de cada tipo, sus ventajas y sus desventajas.

2.3.1. Técnicas de circuitos concentrados

Los métodos de circuitos concentrados se basan en la construcción de un capacitor, y en la variación de su capacidad al colocar el material de interés entre ellas (ver Figura 2.3). La misma técnica puede emplearse para determinar la permeabilidad de un material magnético, al utilizarlo como núcleo de un inductor.

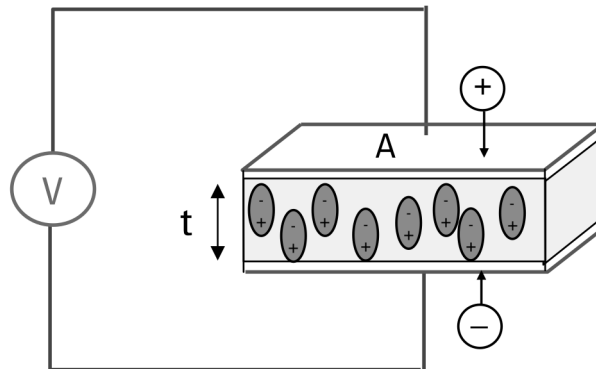


Figura 2.3: Técnica de medición de ϵ usando el material como núcleo de un capacitor. Se observa la polarización de las partículas del material.

Se sabe que el valor de capacitancia para un capacitor de placas paralelas con vacío separándolas es $C_0 = \frac{A\epsilon_0}{t}$, siendo A la superficie de cada una de las placas, t la separación entre ellas, y ϵ_0 la permitividad del vacío. Al insertar el material dieléctrico entre las placas se produce la polarización del mismo, de forma tal que los dipolos de carga que lo conforman se alinean para debilitar el campo eléctrico neto en su interior. Esto supone un incremento de la capacidad del dispositivo, puesto que el nuevo material es susceptible a almacenar energía, y la nueva capacitancia es $C = \frac{A\epsilon}{t}$ siendo ϵ la permitividad del material[4].

De esta forma y midiendo la capacidad del dispositivo en ambos estados se puede determinar la constante dieléctrica evaluando la variación relativa.

$$\frac{C}{C_0} = \frac{\varepsilon}{\varepsilon_0} = \varepsilon_r \quad (2.4)$$

En general, para medir experimentalmente los valores de capacitancia, se coloca un inductor, de valor conocido, en paralelo con el capacitor, obteniendo un circuito resonante. La medida de la frecuencia de resonancia permite despejar el valor de capacitancia. También puede evaluarse el factor de calidad para estimar el valor de la tangente de pérdidas, siempre y cuando las pérdidas del inductor también sean conocidas.

Estas técnicas requieren que la longitud de onda empleada para medir sea mucho mayor que las dimensiones del capacitor y la muestra. Esto permite mantener la validez de las expresiones anteriores, que parten de consideraciones tales como que el campo eléctrico es uniforme en el espacio entre las placas. A medida que la frecuencia aumenta, la longitud de onda se vuelve comparable con las dimensiones del dispositivo, y dicha aproximación pierde validez, ya que el campo eléctrico se pierde por los laterales abiertos del capacitor. En cierto punto deja de ser un capacitor para convertirse en una antena. El rango de validez de estas técnicas depende de las dimensiones físicas del dispositivo, que a su vez están limitadas por motivos tecnológicos.

En conclusión, estas técnicas son sencillas de comprender y utilizar, pero prácticamente no se emplean por encima de los 100 MHz. Dado que la permitividad también varía con la frecuencia, no es recomendable emplear esta técnica como estimación de la constante dieléctrica si se busca utilizar el material en frecuencias mayores.

2.3.2. Propagación en espacio libre

A altas frecuencias (en usos prácticos, superiores a los 3 GHz), es posible medir el efecto producido por un material sobre una onda que se propaga en el espacio libre desde una antena a otra como se muestra en la Figura 2.4[2, 5]. Las muestras de material deben ser suficientemente grandes, de forma que cubran todo el haz de la señal entre ambas antenas[6].

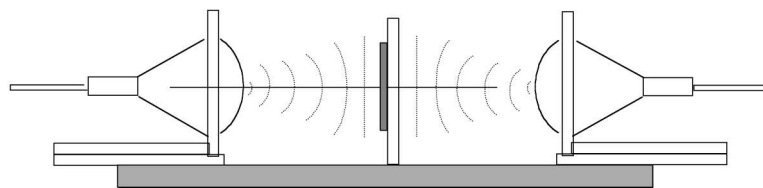


Figura 2.4: Técnica de medición de ε usando el material como obstáculo de un frente de onda. Se emplea una antena transmisora y una receptora.

Cuando una onda electromagnética que viaja por un medio incide sobre otro, la discontinuidad ocasiona la aparición de una onda transmitida y otra reflejada. En la Figura 2.5 se aprecian los vectores de campo eléctrico (\vec{E}), campo magnético (\vec{H}), y Poynting (\vec{S} , dirección de propagación) para estas tres ondas. La cantidad de potencia incidente que es reflejada y la cantidad que es transmitida son funciones de las constantes electromagnéticas de los medios en cuestión, esto es, permitividad, conductividad y permeabilidad [8].

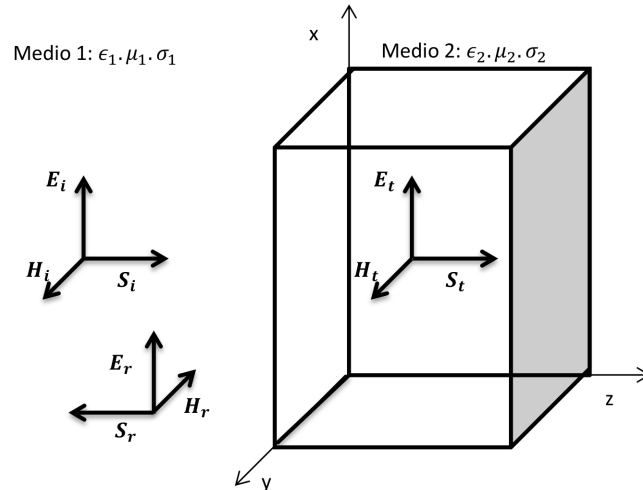


Figura 2.5: Incidencia de un frente de onda a una discontinuidad y subsecuente reflexión y transmisión. La discontinuidad se define como un medio con diferente permitividad, permeabilidad y/o conductividad.

Como la cantidad de onda que se transmite es función de las características electromagnéticas, la amplitud de la onda que llega a la antena receptora contiene información sobre los valores de μ y ϵ . Además, a medida que la onda se propaga por el material de estudio, lo hace con una velocidad de fase diferente a si lo hiciera por el vacío. Esto es porque dicha velocidad, como se ha mencionado, es dependiente de la permitividad y de la permeabilidad. Por lo tanto, la onda que atraviesa el material y llega a la antena receptora lo hace con una fase diferente a la que llegaría si el material no estuviera [8].

Por lo dicho, este método precisa información tanto de la amplitud como de la fase de las señales: de esta forma se pueden calcular el coeficiente de transmisión entre los medios, la impedancia de la muestra, la velocidad de fase de la onda en la misma, etc. Una conclusión es que también puede emplearse para caracterizar materiales magnéticos. Para una correcta medición, es necesario controlar las pérdidas sufridas por la señal durante el trayecto entre las dos antenas. La forma, orientación y disposición del material también pueden ser problemáticas. La frecuencia a emplear está limitada solo en su valor mínimo, dependiente del tamaño de la muestra a medir.

Asimismo, esta es una técnica carente de contacto físico con la muestra. Esto puede traer problemas en la calibración del sistema de medición. Sin embargo, trae como ventaja la utilidad del método para medir sobre materiales en entornos hostiles o bajo altas temperaturas; por ejemplo, en el interior de un horno.

Una aplicación adicional de este método es la medición de características dieléctricas en materiales anisótropos. Esto es, materiales donde la polarización no es independiente de la dirección del campo eléctrico. Modificando la polaridad (dirección y sentido) del campo eléctrico en la onda incidente, es posible medir las características dieléctricas del material para cada dirección, y construir el tensor de permitividad [2].

2.3.3. Propagación en líneas de transmisión

Estas técnicas utilizan el material que se desea medir como parte de una línea de transmisión, y estudian el comportamiento de los campos que se propagan por dicha línea. Midiendo el efecto de la muestra sobre las características de transmisión de la línea, o las reflexiones producidas por la presencia de la muestra, la permitividad se puede obtener a partir de las ecuaciones conocidas de los coeficientes de transmisión o de reflexión (ver figura 2.6). En esencia el método

es similar al de propagación por el espacio libre, con la característica adicional de que la onda ahora es concentrada (guiada) hacia y desde el material.

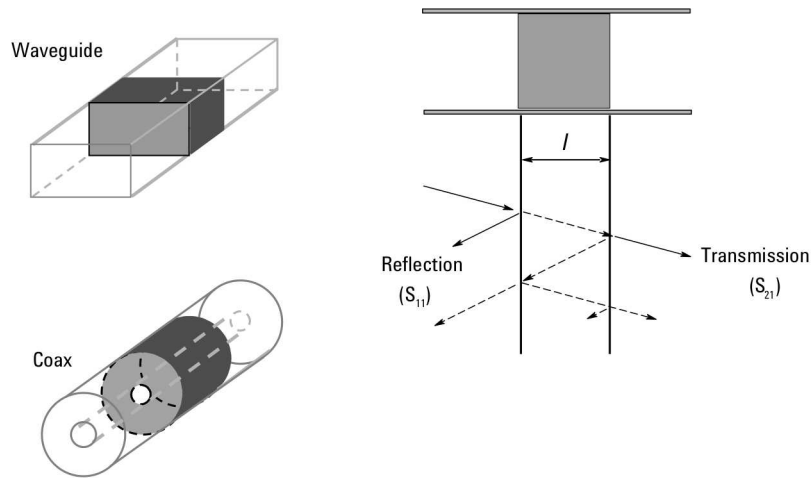


Figura 2.6: Técnica de medición de ϵ usando el material obstáculo de un frente de onda en una línea de transmisión. Ejemplos para la guía de onda rectangular y el cable coaxial. A la derecha: diagrama de las reflexiones y transmisiones en cada interfaz. La onda reflejada se emplea en métodos basados en parámetros S_{11} , y la transmitida para parámetros S_{21} .

Los principales parámetros involucrados son los de dispersión, o parámetros S, que representan la transmisión y reflexión de la celda de medida tanto en módulo como en fase.

Los métodos basados en líneas de transmisión se dividen en métodos de transmisión, y métodos de reflexión. En los métodos de transmisión, el material se coloca en la celda de medida de tal forma que la onda lo atraviesa. Se utilizan celdas de dos puertos (en guía rectangular, coaxial o microstrip) y se extrae el valor de permitividad generalmente a partir de la medida del parámetro S_{21} (potencia recibida en el puerto 2, dividida por la potencia inyectada al puerto 1). Las líneas coaxiales presentan la ventaja de cubrir un gran ancho de banda, sin embargo, las muestras en forma de toroide que se necesitan son difíciles de mecanizar. En el caso de las guías rectangulares, el margen de frecuencias es más estrecho debido a la aparición de modos superiores, pero las muestras con forma rectangular son más fáciles de obtener. En cuanto a las líneas planas, las restricciones en la geometría de la muestra dependen del tipo concreto de línea que se utilice (microstrip, coplanar, stripline, etc.) [9].

En los métodos de reflexión, el material se coloca normalmente al final de la línea de transmisión (la celda tiene un solo puerto), de forma que la onda pasa a través de él dos veces. La permitividad del material es extraída entonces a partir de la medida del parámetro S_{11} (porcentaje de la potencia inyectada al puerto 1, que se refleja al mismo puerto) [1] [11].

Al igual que las técnicas de espacio libre, estos métodos permiten caracterizar materiales magnéticos, o evaluar el tensor de permitividad de dieléctricos anisótropos. El rango de frecuencias de validez para esta técnica es pasa-banda: acotado en baja frecuencia por las dimensiones de la muestra, y en alta frecuencia por la longitud de onda de corte de la guía (sus dimensiones. Este límite superior no existe en líneas de modos TEM, por ejemplo, las coaxiales).

2.3.4. Cavidades Resonantes

Las cavidades resonantes son estructuras metálicas (que pueden ser abiertas o cerradas) que resuenan a ciertas frecuencias, y con alta selectividad (alto factor Q). Una pieza de material,

llamada “muestra”, es insertada en dicho resonador, o puesta en contacto con este, afectando sus frecuencias de resonancia y factor de calidad Q . De la variación de estos parámetros es posible determinar la permitividad o la permeabilidad para una frecuencia en particular. La Figura 2.7 muestra ejemplos de cavidades resonantes conteniendo diferentes tipos de muestras dieléctricas, e interactuando con el medio exterior a través de diferentes tipos de acoplamiento. Fuentes de las imágenes: [11] y [12].

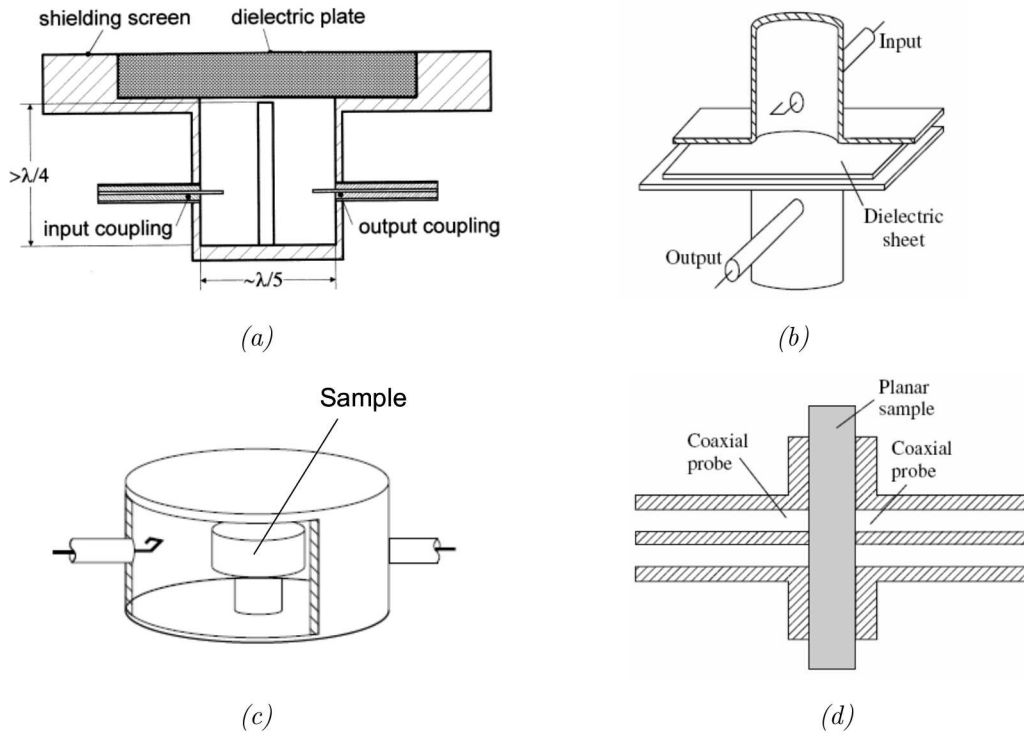


Figura 2.7: Ejemplos de celdas resonantes para la medida de permitividad. a) Resonador coaxial abierto, b) Cavidad cilíndrica conformada por la unión de dos guías de onda circulares, c) Cavidad cilíndrica cerrada, d) Cavidad coaxial conformada por la unión de dos líneas coaxiales.

Son técnicas usualmente empleadas para caracterizar materiales con bajas pérdidas, intentando no deteriorar la selectividad alrededor de la frecuencia de interés.

Dependiendo del tipo de celda del resonador, así como de la forma que tenga la muestra, las ecuaciones necesarias para la obtención de la permitividad del material se basan en aproximaciones para perturbaciones o en análisis modales más complejos[1][13].

A diferencia de las otras técnicas de medición, el uso de cavidades resonantes para determinar la permitividad se basa en un análisis matemático complejo, y sus resultados son válidos en una frecuencia particular, o en un conjunto pequeño de frecuencias. La principal ventaja del método es que es capaz de obtener resultados a partir de muestras de pequeño tamaño, y sin necesidad de maquinado complejo como en las técnicas de líneas de transmisión.

2.3.5. Comparación de métodos

La adecuada elección de una de las técnicas descritas en los apartados anteriores depende de muchos factores. Resulta fundamental determinar en primer lugar cuál es el margen de frecuencias en el cual se desea medir las propiedades dieléctricas. La técnica de parámetros concentrados resulta válida en un margen de frecuencias amplio, pero más bajo que el resto de técnicas (entre 1 y 100 MHz). Las técnicas de línea de transmisión se pueden emplear en una

banda ancha de frecuencias, y las de espacio libre son las que abarcan las frecuencias más altas, pero siempre en el orden de los Giga Hertz. El método de cavidad resonante sólo suministra datos para un valor concreto de frecuencia. Todo depende del uso que se le quiera dar al material.

Los siguientes aspectos a considerar serían el tipo de material de muestra y los valores que se esperan obtener de su constante dieléctrica. Muchas veces las propiedades del material determinan la elección. Así, por ejemplo, las técnicas de líneas de transmisión son más apropiadas para sólidos de elevado factor de pérdidas. Por otra parte, las cavidades resonantes son las más adecuadas para medir materiales con factores de pérdidas bajos. Si la muestra es grande y se encuentra en un entorno inaccesible u hostil, son más recomendables los métodos basados en ondas no guiadas.

La técnica utilizada puede requerir también una mayor o menor preparación de la muestra para efectuar la medida y, dependiendo del material, esto puede ser más o menos posible. Así por ejemplo la técnica del capacitor de placas paralelas exige una lámina plana y delgada como muestra. La técnica de línea de transmisión requiere una preparación considerable de la muestra para ser introducida en la línea (coaxial o rectangular) que se utilice, frente a la técnica de la línea coaxial abierta en un extremo, que requiere poca o ninguna preparación de la muestra, que tan solo debe tener una superficie lisa. La técnica de cavidad resonante requiere muestras pequeñas pero de formas muy concretas, aunque el uso de resonadores abiertos hace que la forma de la muestra sea mucho menos restrictiva[14].

2.4. Modelos teóricos de las cavidades resonantes

Un resonador es una estructura con al menos una frecuencia natural de oscilación o resonancia. Cuando el dispositivo resuena, su energía es convertida alternativamente de un tipo a otro, eléctrica y magnética, según la frecuencia de dicha oscilación. Si se le entrega más energía al resonador, esta será almacenada en el mismo. Por lo tanto se dice que el resonador tiene la capacidad de almacenar energía en constante conversión.

En un resonador electromagnético de tipo circuito LC (una malla con una inductancia L y una capacitancia C), la carga almacenada en el capacitor en forma de campo eléctrico genera una corriente, lo que ocasiona un campo magnético en el núcleo del inductor, que mantiene la corriente hasta que el capacitor es cargado en forma inversa, y así sucesivamente. La velocidad del proceso, es decir, la frecuencia de resonancia, está determinada por los valores de capacitancia e inductancia (parámetros constructivos, geométricos y tecnológicos).

En una cavidad resonante o resonador de microondas, ondas electromagnéticas viajan ida y vuelta entre discontinuidades reflectantes, resultando en un patrón de onda estacionaria. Este tipo de dispositivos generalmente posee más de una frecuencia de resonancia. La frecuencia de oscilación de la energía almacenada es igual a la frecuencia con la que se excita al resonador (energía entrante), pero sólo en las frecuencias de resonancia es que se logra almacenar cantidades considerables de energía. La/s frecuencia/s de resonancia depende/n de la forma de la estructura, su tamaño y las propiedades dieléctricas y/o magnéticas del medio por el que viajan las ondas.

La conversión de la energía de un tipo a otra normalmente involucra pérdidas. En una cavidad resonante las pérdidas pueden ocasionarse por radiación, conductividad finita en las paredes metálicas de la estructura, o pérdidas dieléctricas o magnéticas como las estudiadas anteriormente. Si se entrega energía continuamente al resonador, la cantidad de energía almacenada aumenta hasta que se iguala la potencia disipada a la potencia entrante, momento en el que la energía almacenada se mantiene constante. Este es el sentido físico del factor de calidad o selectividad (Q). Si se deja de excitar al resonador, su energía almacenada decrece exponencialmente, con una velocidad determinada por el factor de calidad[13].

2.4.1. Resonancia

Todos los resonadores que usualmente se usan como sensores pueden pensarse como una sección de guía de onda, limitada por discontinuidades en sus extremos. La línea de transmisión puede ser de cualquier tipo; coaxial, hueca, bilineal, stripline, etc. El rol de las discontinuidades es el de causar que las ondas viajeras se reflejen en ellas. En un punto donde la línea de transmisión esté abierta, el coeficiente de reflexión es unitario, y la onda reflejada está en fase con la onda incidente a la discontinuidad. Si la línea se encuentra cerrada (cortocircuitada, es decir, interrumpida por un plano de masa normal a su dirección de propagación), la reflexión es total y en contrafase, y el coeficiente de reflexión es igual a -1 . Esto es porque necesariamente existe un mínimo de campo eléctrico en este punto, donde el plano equipotencial de masa (conductor) establece la condición de contorno $E = 0$ (ver Figura 2.8). Cualquier otro tipo de discontinuidad genera una reflexión parcial, lo que se traduce en pérdidas adicionales[7].

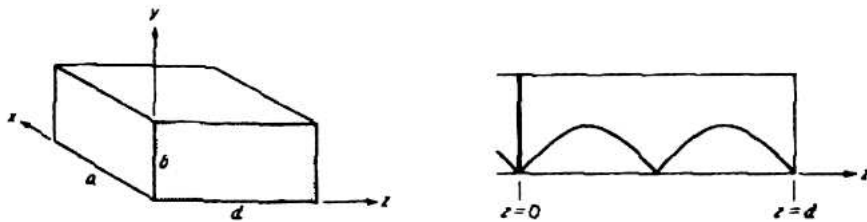


Figura 2.8: Izquierda: Cavity Resonante Rectangular. Derecha: vista lateral con patrón de onda estacionaria de un modo mn con $l = 2$ y extremos cortocircuitados. Los enteros n , m y l hacen referencia a la cantidad de máximos de campo eléctrico en el patrón de onda estacionaria para en cada una de las respectivas direcciones coordenadas.

El campo en el resonador es excitado por un circuito externo a través de algún tipo de dispositivo de acoplamiento. Este último irradia la energía del circuito en forma de ondas en el interior de la cavidad, como puede ser por medio de una sonda, un lazo, u otra guía de onda. Los tipos de acoplamiento son discutidos en un apartado siguiente.

La resonancia ocurre, como se ha visto, a ciertas frecuencias, en las cuales el campo incidente se encuentra en fase con sus componentes reflejadas. De esta forma se interfieren mutuamente para resultar en un patrón de onda estacionaria de alta energía. Esto ocurre cuando la longitud de onda, λ , toma un valor comparable con las dimensiones del resonador y la distancia entre discontinuidades. Las componentes reflejadas están en fase con las incidentes si el cambio total de fase experimentado por la onda en su camino de ida y vuelta por la línea de transmisión es múltiplo de 2π .

$$\frac{2\pi}{\lambda} 2L + \phi_1 + \phi_2 = n 2\pi \quad (2.5)$$

$$L = \left(\frac{n}{2} - \frac{\phi_1 + \phi_2}{4\pi} \right) \lambda \quad (2.6)$$

Donde L es la longitud de la línea de transmisión (entre discontinuidades), y los ángulos ϕ_1 y ϕ_2 son las fases de los coeficientes de reflexión en cada extremo (0 en circuito abierto, o π en cortocircuito). Si, por ejemplo, ambos extremos son cortocircuitados, la condición de resonancia se cumple para longitudes iguales a todos los múltiplos naturales de media longitud de onda ($\lambda/2$, λ , $3\lambda/2$, etc.).

Antes de continuar, se aclara que en el transcurso de esta tesis se enfoca el estudio de los resonadores a estructuras con ambos extremos cortocircuitados. Esto es para evitar las pérdidas de potencia que ocurren al dejar un extremo abierto en una guía de onda, por donde

el coeficiente de transmisión sería nulo en el caso de cerrarla. Además resulta más sencillo desde el punto de vista físico asegurar un cortocircuito en la guía que un circuito abierto. Esto es porque la dispersión de los campos por efecto de borde en la apertura genera deformaciones, e incertidumbre acerca de “dónde” exactamente se encuentra la discontinuidad.

Independientemente de la situación de discontinuidad, existe un infinito número de soluciones a la condición de resonancia de la Ecuación 2.6. Por lo tanto, cada resonador presenta un número infinito de frecuencias resonantes. La mínima es a la frecuencia para la cual la longitud de onda es, en el ejemplo dado de ambos extremos cerrados, dos veces la longitud de la guía.

La relación entre la frecuencia y la longitud de onda depende del tipo de guía usada para construir el resonador. En las líneas coaxiales, bifilares, o cualquier otro tipo basado en al menos dos conductores, las ondas se propagan en modos transverso-electromagnéticos (TEM)[8]. En ellas, la relación entre frecuencia y longitud de onda es la misma que en la propagación por espacio libre.

$$f = \frac{v}{\lambda} \quad (2.7)$$

$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu\varepsilon}} \quad (2.8)$$

Donde v es la velocidad de fase de la onda, dependiente de las características electro-magnéticas del medio por el que viaja la onda.

En líneas de transmisión cuyos cortes transversales forman recintos simplemente conexos (conformadas por un solo conductor) los modos de propagación son transverso-eléctricos (TE) o transverso magnéticos (TM). Es el caso de las guías huecas, como las rectangulares o circulares. En ellas existe un solo campo, el eléctrico o el magnético, con una componente en la dirección de propagación, y la relación entre frecuencia y longitud de onda es más complicada, y depende de las dimensiones de la guía.

$$\lambda_{wg} = \frac{\lambda_{pw}}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \quad (2.9)$$

Donde λ_{wg} es la longitud de onda dentro de la guía, λ_{pw} es la longitud de onda de la correspondiente onda plana (en el espacio libre), y f_c es la frecuencia de corte del modo que se desea propagar, que depende de las dimensiones y la forma de la guía. Conociendo f_c , y calculando λ_{pw} como una función de la frecuencia conocida por la Ecuación 2.7, se obtiene λ_{wg} en función de la frecuencia, que puede usarse en vez de λ en la Ecuación 2.6.

2.4.2. Cavidades resonantes basadas en guías de onda huecas

Las cavidades resonantes rectangulares y circulares son de especial interés porque resultan de sencilla construcción, y se las estudia en mayor detalle.

En las guías de onda huecas, los modos resonantes son llamados TE_{nml} o TM_{nml} , donde los enteros “n”, “m” y “l” hacen referencia a la cantidad de máximos de campo eléctrico (o cantidad de medias longitudes de onda) en el patrón de onda estacionaria para en cada una de las direcciones coordenadas respectivamente.

De las Ecuaciones 2.6, 2.7 y 2.9 para la longitud de onda de resonancia y su relación con la frecuencia, se extrae que la frecuencia resonante para un modo determinado ($f_{r,nml}$) es la siguiente.

$$f_{r,nml} = \frac{v}{2} \sqrt{\left(\frac{k_c}{\pi}\right)^2 + \left(\frac{l}{L}\right)^2} \quad (2.10)$$

Donde k_c es el número de onda (o constante de propagación, inversamente proporcional a la longitud de onda) de corte, v es la velocidad de fase, y L es nuevamente la longitud del resonador. Para una cavidad rectangular, esto resulta en la siguiente frecuencia de resonancia.

$$f_{r,nml} = \frac{v}{2} \sqrt{\left(\frac{n}{a}\right)^2 + \left(\frac{m}{b}\right)^2 + \left(\frac{l}{L}\right)^2} \quad (2.11)$$

Donde a y b son el ancho y el alto de la guía de onda (dimensiones transversales). Respectivamente, n , m y l hacen referencia a las coordenadas cartesianas x , y y z , como se observa en la Figura 2.9.

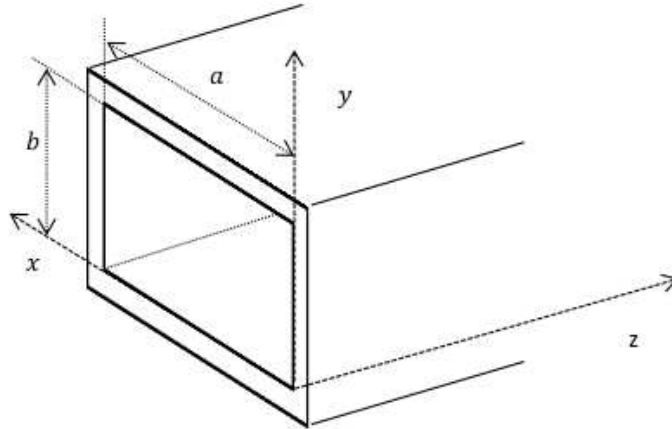


Figura 2.9: Guía de Onda Rectangular. Direcciones modales y ejes coordenados.

Para un resonador cilíndrico basado en guía de onda de sección transversal circular, la frecuencia de resonancia resultante es la siguiente.

$$f_{r,nml} = \frac{v}{2} \sqrt{\left(\frac{p_{nm}}{a\pi}\right)^2 + \left(\frac{l}{L}\right)^2} \quad (2.12)$$

Donde el valor de p_{nm} es obtenido en forma aproximada, y a es el radio de la cavidad. En este caso las coordenadas son cilíndricas, con n haciendo referencia a la dirección φ , m refiriéndose a la radial ρ , y l a la dirección axial z por donde ocurre la propagación.

El valor anterior p_{nm} proviene de la aproximación de las funciones de Bessel que se emplean para llegar a la expresión del número de onda de corte en una guía de onda circular. Su valor se encuentra tabulado a partir de la resolución de dicha aproximación de primer orden, para los valores correspondientes de n y m , y en función de si el modo en cuestión es TE o TM[7][13]. En la Tabla 2.1 se presentan los valores para los primeros modos de ambos tipos, extraídos de cálculos en [7].

n	TM_{nm}			TE_{nm}		
	p_{n1}	p_{n2}	p_{n3}	p_{n1}	p_{n2}	p_{n3}
0	2,405	5,520	8,654	3,832	7,016	10,174
1	3,832	7,016	10,174	1,8412	5,331	8,536
2	5,135	8,417	11,620	3,054	6,706	9,970

Tabla 2.1: Algunos valores de p_{nm} para el cálculo de las frecuencias de resonancia en resonadores cilíndricos.

Como las ecuaciones para las frecuencias de resonancia tienen infinitas soluciones, suele ocurrir que varios modos tengan frecuencias de resonancia iguales o muy cercanas. Normalmente esto no es deseado, considerando que se busca emplear el resonador para detectar variaciones de una frecuencia de resonancia particular, y la existencia de modos cercanos puede deteriorar dicha medición. Suelen diseñarse resonadores de cavidad con esto en mente, eligiendo las dimensiones para asegurar que el modo de interés (frecuencia que se quiere estudiar) no se encuentre cercano a otros.

Dicho esto, no todas las combinaciones de modos son posibles. Existen algunas restricciones sobre los valores de "n", "m" y "l" para asegurar que las seis soluciones de los campos (eléctrico y magnético, cada uno en las tres dimensiones) satisfacen la Ecuación de Onda y las Ecuaciones de Maxwell. Por ejemplo, en los resonadores rectangulares, en los modos TM, "n" y "m" no pueden ser nulos; y en los modos TE, "l" no puede ser nulo, y "n" y "m" no pueden ser simultáneamente cero. En los resonadores cilíndricos, "m" no puede ser nulo, y los modos TE no pueden tener "l" igual a cero [7][10].

2.4.3. Cavidades que resuenan a frecuencias variables con la permitividad. Cavidad rellena con muestra dieléctrica.

Por lo explicado anteriormente, la condición de resonancia se cumple cuando la longitud del resonador es de una cantidad fija de longitudes de onda, por ejemplo, media longitud de onda. También fueron dadas las relaciones entre frecuencia y longitud de onda para distintos tipos de resonadores. Ahora bien, siempre se cumple que las ondas viajan a la velocidad de la luz (c) en el vacío, y a velocidades menores en los medios dieléctricos. Esto es porque la velocidad de fase (v) es inversamente proporcional a la raíz cuadrada de la permitividad, que siempre es mayor o igual a la del vacío.

$$c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \approx 3 \times 10^8 \text{ m/s} \quad (2.13)$$

En los medios dieléctricos de estudio, sin características magnéticas apreciables, se cumple que la velocidad de fase v es la siguiente.

$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu \epsilon}} = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon}} = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_r \epsilon_0}} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r} \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \quad (2.14)$$

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.15)$$

Con la constante dieléctrica ϵ_r mayor o igual a 1.

Luego, la longitud de onda a una frecuencia de excitación determinada resulta menor (más corta) en el dieléctrico que en el vacío. Entonces, si a una cavidad resonante se la rellena con un material dieléctrico, las frecuencias de resonancias y sus factores de calidad se ven afectados. Recordando la Ecuación 2.10 para la frecuencia de corte de un resonador de cavidad basado en guía de onda, su dependencia con la velocidad de fase es lineal. A propósito, lo mismo ocurre con los resonadores basados en líneas de transmisión de modos TEM.

En un resonador vacío,

$$f_{r0,nml} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{k_c}{\pi}\right)^2 + \left(\frac{l}{L}\right)^2} \quad (2.16)$$

Mientras que en un resonador relleno con la muestra dieléctrica,

$$f_{r,nml} = \frac{v}{2} \sqrt{\left(\frac{k_c}{\pi}\right)^2 + \left(\frac{l}{L}\right)^2} \quad (2.17)$$

El cociente entre ambas ecuaciones resulta en

$$\frac{f_{r,nml}}{f_{r0,nml}} = \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\varepsilon}} \quad (2.18)$$

La constante dieléctrica se determina entonces a partir del cuadrado del cociente entre la frecuencia de resonancia de la cavidad vacía y la de la cavidad rellena con el material.

$$\varepsilon_r = \left(\frac{f_{r0,nml}}{f_{r,nml}}\right)^2 \quad (2.19)$$

Las expresiones anteriores son válidas para muestras con bajas pérdidas, donde el módulo de la constante dieléctrica puede aproximarse a su parte real. Si la parte imaginaria fuese considerable, entonces se cumple que

$$Re\sqrt{\varepsilon_r} = \frac{f_{r0,nml}}{f_{r,nml}} \quad (2.20)$$

De esta forma la variación en la frecuencia resonante se corresponde con la parte real de la constante dieléctrica. La parte imaginaria, representativa de las pérdidas, puede estimarse a partir de la variación del factor de calidad Q del resonador.

$$Q = \frac{2\pi U_a}{U_{dT}} \quad (2.21)$$

Donde U_a es la energía almacenada en el resonador, y U_{dT} es la energía disipada en un ciclo.

Como se ha dicho, la relación energética para el factor de calidad es recíproca a la tangente de pérdidas.

$$\varepsilon_r'' = \frac{\varepsilon_r'}{Q_m} \quad (2.22)$$

Donde Q_m es el Q correspondiente al material. Sin embargo, este no es exactamente el Q observado en el espectro del resonador al evaluar el pico de resonancia. Este último, Q_r , es el factor de calidad del resonador completo, que considera pérdidas no propias del material[13].

$$\frac{1}{Q_r} = \frac{1}{Q_m} + \frac{1}{Q_p} + \frac{1}{Q_{rad}} \quad (2.23)$$

Donde Q_p considera la energía disipada en las paredes del resonador cuando estas no son perfectamente conductoras, y Q_{rad} engloba la energía que escapa del resonador por radiación. Estos son los otros dos factores más comunes de pérdidas en resonadores. Si se considera que sus Q son muy altos, o que al menos son mucho mayores al Q del material, se puede suponer a Q_m aproximadamente igual a Q_r . Si las pérdidas del material son altas, esta aproximación es más acertada, pero resulta más difícil identificar la resonancia.

2.4.4. Cavidades que resuenan a frecuencias variables con la permitividad. Técnica de Perturbación de Cavidades.

Rellenar al resonador con una muestra dieléctrica, si bien proporciona resultados de fácil cálculo, y con buena resolución en permitividad, tiene la desventaja de que la medición deja

de ser posible si el material tiene suficientes pérdidas. Considerando que el volumen completo del resonador está ocupado por la muestra, a veces el Q es muy bajo como para medir incluso si la tangente de pérdidas es considerada pequeña.

Para evitar este problema surge la técnica de perturbación de cavidades, que es la generalmente usada para la medición empleando resonadores. Se basa en reducir el volumen de la muestra utilizada hasta hacerlo mucho menor que el de la cavidad. Esto reduce la variación que sufre la frecuencia resonante con el resonador cargado y descargado, y por consiguiente, la resolución en la medición de ε , pero permite trabajar con muestras de mayores pérdidas.

En esencia el método se basa en introducir en el resonador una muestra de forma cilíndrica o elipsoidal, de altura igual a la de la cavidad, y cuyo volumen sea mucho menor al de esta última. Normalmente se usa una relación entre el volumen de la muestra y el de la cavidad del orden del 1% [2]. Esto es para que los campos en el resonador se vean afectados solo levemente, y las variaciones de la frecuencia de resonancia y su Q sean pequeñas. De esta forma se simplifica el estudio teórico a las ecuaciones que se presentan a continuación[15].

Si la cavidad resonante es rectangular, la muestra puede colocarse como indica la figura 2.10. La posición exacta de la muestra depende de la frecuencia con la que se quiera medir. La variación del pico resonante se aprecia más si existe un máximo de campo eléctrico en la posición de la muestra y paralelo a ella (a su eje, si la muestra es cilíndrica). Esto es porque el campo de polarización es proporcional al campo incidente a la muestra, por lo que colocarla en la posición de un máximo permite que el dieléctrico absorba un porcentaje mayor de la energía almacenada en el resonador. Para el ejemplo de la figura, si la muestra se coloca a la mitad de la longitud del resonador, cualquier modo para el cual la longitud del resonador es múltiplo impar de media longitud de onda tiene un máximo en esa posición.

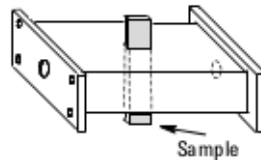


Figura 2.10: Ejemplo de ubicación de muestra dieléctrica en un resonador rectangular para la técnica de perturbación.

Las fórmulas que permiten obtener las partes real e imaginaria de la constante dieléctrica a partir de la variación de la frecuencia resonante y el factor de calidad provienen de aproximaciones realizadas sobre la superposición de los campos en el resonador y las ecuaciones de Maxwell a nivel microscópico[16].

$$\varepsilon_r' = \frac{V_0(f_0 - f_s)}{2V_s f_s} + 1 \quad (2.24)$$

$$\varepsilon_r'' = \frac{V_0}{4V_s} \left(\frac{1}{Q_s} - \frac{1}{Q_0} \right) \quad (2.25)$$

Donde V es el volumen, Q el factor de calidad, y f la frecuencia de resonancia. Los subíndices " c " corresponden a la cavidad sin la muestra, y los subíndices " s " a la cavidad con ella. Con respecto a los volúmenes, se refieren al volumen del resonador y al volumen de la muestra, respectivamente. La frecuencia resonante es siempre menor con la muestra que sin ella. Como se ha visto, el factor de pérdidas ε_r'' depende del factor de calidad solo de la muestra, que se obtiene comparando los de la cavidad cargada y descargada.

Los resonadores cilíndricos son más difíciles de construir, pero suelen tener mejor factor de calidad que los rectangulares. Esto es porque la razón volumen a superficie exterior es menor

en los cilíndricos, por lo que las pérdidas por efecto Joule en las paredes conductoras imperfectas es menor.

La muestra suele colocarse en el eje del cilindro y paralelo a este. En este punto, los modos de campo magnético rotacionales tangenciales a las paredes laterales, y normales al eje del resonador, resultan nulos. Por lo tanto estos modos tienen su máximo de campo eléctrico en este punto, y su dirección es paralela a las muestras, lo que garantiza la polarización.

Las fórmulas que permiten obtener las partes real e imaginaria de la constante dieléctrica a partir de la variación de la frecuencia resonante y el factor de calidad provienen de aproximaciones similares a las usadas en los resonadores rectangulares, pero considerando que la expresión de la frecuencia resonante de la Ecuación 2.12 emplea un factor p_{nm} obtenido empíricamente a partir de otras aproximaciones.

$$\varepsilon'_r = 0,54 \frac{V_0(f_0 - f_s)}{V_s f_0} + 1 \quad (2.26)$$

$$\varepsilon''_r = 0,27 \frac{V_0}{V_s} \left(\frac{1}{Q_s} - \frac{1}{Q_0} \right) \quad (2.27)$$

Las expresiones resultan solo levemente diferentes a las correspondientes al resonador rectangular, ya que provienen de consideraciones similares[2][15]. Al suponer una diferencia grande en los volúmenes de la muestra y el resonador, su forma tridimensional pierde importancia. También se considera polarización óptima, con las muestras orientadas paralelas al campo eléctrico, como dicho.

2.4.5. Dispositivos de Acoplamiento

Para poder realizar mediciones en un resonador se necesita acoplarlo con el exterior. Esto es, introducir un dispositivo que interconecte los circuitos externos (de excitación y/o medición) con el interior de la cavidad y los campos interiores. El dispositivo de acoplamiento funciona como una antena: al entregársele energía mediante un circuito puede irradiarla en forma de un campo electromagnético, y también puede captar los campos entrantes y funcionar como receptora[7].

Si se desea emplear métodos de reflexión, solo se requiere un dispositivo de acoplamiento. Se necesitan dos para utilizar los métodos de transmisión.

La elección de un dispositivo por sobre otro se basa principalmente en consideraciones cualitativas. El cálculo exacto de las propiedades del acoplamiento (y el factor de calidad resultante) no es posible en la práctica, y se recurre en su lugar a simulaciones [13].

Los dispositivos de acoplamiento más frecuentemente usados son la sonda, el lazo, y la apertura.

Sonda de Acoplamiento

Si se inyecta la onda al resonador mediante una línea coaxial, y se extiende al conductor central del cable una pequeña distancia en el interior del resonador, se forma una llamada "sonda". La longitud de esta sonda debe ser pequeña comparada con la longitud de onda, para que la impedancia de entrada sea prácticamente infinita. La diferencia de potencial entre la sonda y las paredes del resonador crea un campo eléctrico, y el dispositivo irradia como si fuera una antena monopolar. La Figura 2.11 de [13] esquematiza este dispositivo y el campo irradiado.

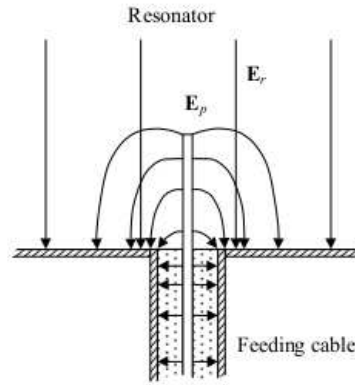


Figura 2.11: Esquemización de la sonda de acoplamiento y los campos eléctricos asociados. Fuente: [13]

La sonda acopla un campo eléctrico perpendicular a la pared en la ubicación de la sonda; esto es, paralelo a esta última. El acoplamiento es más fuerte cuanto más próxima se encuentre la sonda a la posición de un máximo del campo eléctrico, lo que favorece la aparición de ciertos modos.

Una ventaja de la sonda es que es fácil de construir y sintonizar, haciéndola inicialmente larga y luego recortando su longitud si es necesario su ajuste.

Lazo de Acoplamiento

Si se inyecta la onda al resonador mediante una línea coaxial, se extiende al conductor central del cable una pequeña distancia en el interior del resonador, y luego se lo curva y cortocircuita con la pared, se forma un llamado "lazo". El tamaño del lazo normalmente es mucho menor a la longitud de onda. De esta forma, la diferencia de potencial entre el conductor central y la pared del resonador es prácticamente cero, pero la corriente es alta, y la impedancia de entrada tiende a ser nula. La corriente genera un campo magnético de dirección tangencial al conductor curvado. Esta forma de radiación permite acoplarse con cualquier modo resonante cuyo campo magnético sea tangencial a las paredes del resonador, y perpendicular al plano del lazo, logrando un acoplamiento inductivo. Por este motivo la orientación del lazo también es importante. La Figura 2.12 de [13] esquematiza este dispositivo y el campo irradiado.

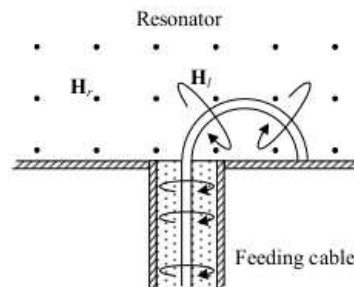


Figura 2.12: Esquemización del lazo de acoplamiento y los campos magnéticos asociados. Fuente: [13]

Al igual que la sonda, el acoplamiento del lazo es más fuerte cuanto más cercano se encuentre a la posición de un máximo de campo magnético.

Desde un punto de vista práctico, el lazo de acoplamiento es más difícil de sintonizar que la sonda. Además su mecanizado es más complicado, si bien el resultado final es más resistente a las manipulaciones. La ventaja del lazo recae en los casos especiales para los que el tipo de acoplamiento magnético es más útil o favorable que el proporcionado por la sonda.

Apertura de Acoplamiento

Si se utiliza una guía de onda como método de acoplamiento, una apertura resulta natural para comunicar la guía con el resonador. Se trata de un agujero circular pequeño en alguna pared del resonador, o en su extremo cortocircuitado. Dependiendo de la localización de la apertura, los campos eléctricos perpendiculares o los campos magnéticos tangenciales de la guía atraviesan la apertura y se acoplan con los del modo resonante. Por lo tanto el acoplamiento puede ser eléctrico o magnético, y su fuerza depende de la ubicación de la apertura. La Figura 2.13 de [13] esquematiza ambos casos y los campos acoplados en cada uno.

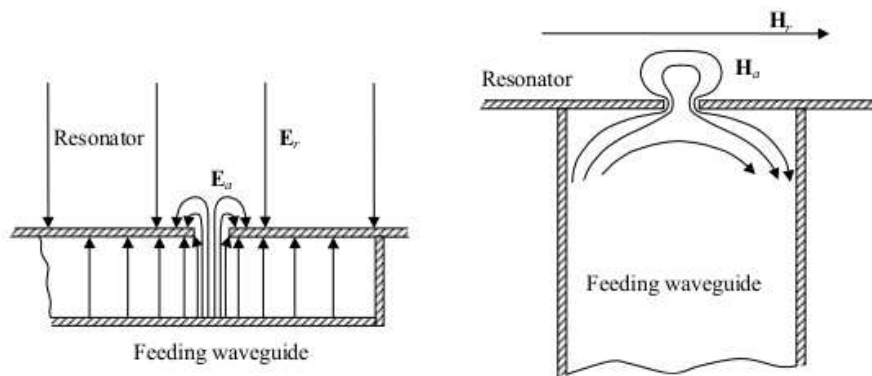


Figura 2.13: Esquematación de la apertura de acoplamiento y los campos asociados. Izquierda: Acoplamiento Eléctrico por Apertura. Derecha: Acoplamiento Magnético por Apertura. Fuente: [13]

2.5. Conclusión

Queda entonces recopilada y presentada la teoría que predice la utilidad de los resonadores electromagnéticos para ser utilizados como sensores. En el siguiente capítulo se presentan:

- Los objetivos del diseño propuesto
- Las decisiones prácticas tomadas para la idealización del prototipo, basadas en los objetivos y fundamentadas con la teoría presentada en este capítulo
- El diseño propiamente dicho, con los ajustes necesarios según simulaciones, hasta obtener un modelo óptimo.
- La construcción y el ensayo experimental de la estructura final.

Bibliografía

- [1] A Guide to the Characterisation of Dielectric Materials at RF and Microwave Frequencies, NPL, London, 2003.
- [2] Agilent Technologies, "Basics of Measuring the Dielectric Properties of Materials". Application Note, 2006. www.agilent.com/find/materials
- [3] J. Baker-Jarvis, M.D.Janezic, B.F.Riddle, C.L.Holloway, N.G.Paulter, J.E.Blendell, "Dielectric and conductor loss characterization and measurements on electronic packaging materials", NIST Technical Note 1520, July 2001.
- [4] D. R. Avalos, H. Larrondo "Electromagnetismo Elemental". UNMdP, junio 2000.
- [5] M.D.Janezic, J.A.Jargon, "Complex Permittivity Determination from Propagation Constant Measurements", IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 9, No. 2, 1999, pp: 76-78.
- [6] D.K. Ghodgaonkar, V.V. Varadan, V.K. Varadan, "Free-Space Measurement of Complex Permittivity and Complex Permeability of Magnetic Materials at Microwave Frequencies", IEEE Trans. On Instrum. And Meas., Vol. 39, Apr. 1990, pp:387-394.
- [7] Collin, R.E., "Foundations for Microwave Engineering", New York, 1966, 589 p.
- [8] J.Castiñeira Moreira, "Medios de transmisión". Apuntes de clase. UNMdP
- [9] J. Baker-Jarvis, E. Vanzura, and W. Kissick, "Improved Technique for determining complex Permittivity with the transmission Reflection method", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol 38, No.8, 1990, pp. 1096- 1103.
- [10] D. K. Cheng. "Field and Wave Electromagnetics". 1983.
- [11] L.F. Chen, C.K. Ong, C.P. Neo, V.V. Varadan, V.K. Varadan, "Microwave Electronics: Measurement and Materials Characterization", John Wiley & Sons, Ltd (2004).
- [12] R. Knöchel, "Technology and Signal Processing of Dielectrometric Microwave Sensors for Industrial Applications", Univ. Kiel (Germany), pp: 65-104.
- [13] E.G.Nyfors, "Cylindrical Microwave Resonator Sensors For Measuring Materials Under Flow", Phd. Thesis, Finland, May 2000.
- [14] B.G. Baños, "Estudio y optimización de sensores de microondas para la caracterización y monitorización de materiales en procesos industriales", Tesis Doctoral, Universidad Politécnica de Valencia, España, pp 22 - 41.
- [15] A. Parkash, J.K. Vaid, A. Mansingh, "Measurement of Dielectric Parameters at Microwave Frequencies by Cavity - Perturbation Technique". IEEE transactions on microwave theory and techniques. VOL. MTT-27, NO 9, September 1979
- [16] R.A. Waldron, "Perturbation theory of resonant cavities"Proc. ht. Elect. Eng., vol. 1Q7C, pp. 272-214, Sept. 1960.

Capítulo 3

Desarrollo de Cavidades Resonantes y Sensores

En este capítulo se detalla el diseño de un resonador cilíndrico con el objetivo de caracterizar la permitividad eléctrica y, en forma indirecta, propiedades físicas de muestras pequeñas de soluciones acuosas.

El estudio de la cavidad resonante se orienta a encontrar, mediante simulaciones, una estructura con pocas pérdidas que sea tan sensible a las variaciones de permitividad eléctrica como sea posible. Dicha sensibilidad se evalúa en forma cuantitativa y cualitativa, buscando cambios suficientes y apreciables en la curva de transferencia frecuencial del sensor (parámetro S_{21}) para variaciones pequeñas de la permitividad de la muestra.

Otro objetivo es el de encontrar un compromiso entre la sensibilidad del sistema y su capacidad para caracterizar muestras con pérdidas dieléctricas o por conductividad. Esto se logra iterando sobre técnicas de construcción del resonador, empleando todos los conceptos estudiados en el capítulo anterior.

El principio de operación del sensor diseñado es la observación de la distribución de los campos electromagnéticos en su interior. Dichos campos, que se producen al excitar el resonador a través de algún tipo de dispositivo de acoplamiento, atraviesan la estructura y la muestra, y esta última interactúa con las ondas y modifica su distribución. Las propiedades (permitividad, conductividad, tamaño, etc.) que posea el sistema bajo prueba (la muestra) determinan cómo son dichas modificaciones. Por lo tanto, si la muestra sufre algún cambio en sus propiedades dieléctricas, estos se ven reflejados en sus características de transferencia (coeficiente de reflexión y transmisión, impedancia, frecuencia de resonancia, pérdidas, etc.).

3.1. Fundamentación

Se enumeran una serie de consideraciones que se tienen en cuenta para el diseño. A partir de ellas se busca lograr los objetivos anteriores y se fundamentan las decisiones tomadas.

- Se sabe que la permitividad eléctrica de un material a una determinada frecuencia no es constante, ya que puede variar con la temperatura, orientación, presión, concentración en una mezcla y/o la estructura molecular del material, entre otras características físicas [1]. Esto implica la posibilidad de aprovechar la reciprocidad de las propiedades dieléctricas, y, a partir de la respuesta del sensor, determinar propiedades físicas de una muestra, como por ejemplo la concentración de algún solvente.
- A diferencia de las otras técnicas de medición, el uso de cavidades resonantes para determinar la constante dieléctrica permite obtener resultados a partir de muestras de peque-

ño tamaño, con muy alto factor de calidad, y sin necesidad de maquinado complejo. En particular, las cavidades cilíndricas resultan óptimas pues tienen menos pérdidas que las rectangulares, con la única desventaja de que su armado es un poco más complejo.

- Al insertar una muestra dieléctrica en un resonador, sus frecuencias de resonancia siempre disminuyen, por efecto de la constante dieléctrica mayor a la del vacío. El efecto es análogo al aumento de una capacitancia en un circuito resonante LC, agregando un nuevo elemento de almacenamiento de energía (muestra) en paralelo a la capacitancia previa (resonador). De la misma forma, el factor de selectividad Q se mantiene o disminuye, dependiendo de la tangente de pérdidas de la nueva muestra. En el ejemplo del circuito LC, equivaldría a insertar una capacitancia con resistencia equivalente serie no nula.
- Normalmente se usa una de dos formas de colocar la muestra en el sensor a la hora de medir permitividad con resonadores de cavidad. Rellenar la cavidad con una muestra dieléctrica, si bien proporciona resultados de fácil cálculo, y con buena resolución en permitividad, tiene la desventaja de que la medición deja de ser posible si el material no tiene bajas pérdidas. Considerando que el volumen completo del resonador está ocupado por la muestra, a veces el Q es muy bajo como para medir incluso si la tangente de pérdidas es considerada pequeña. La otra técnica es la de perturbación de cavidades, que se basa en reducir el volumen de la muestra utilizada hasta hacerlo mucho menor que el de la cavidad. Esto reduce la variación que sufre la frecuencia resonante con el resonador cargado y descargado, y por consiguiente, la resolución en la medición de ε , pero permite trabajar con muestras de mayores pérdidas.
- La respuesta del sensor puede evaluarse de dos formas diferentes. La primera involucra el parámetro de reflexión S_{11} , que es el porcentaje de energía que se refleja sobre el puerto de entrada al resonador. Para medir el parámetro se requiere un dispositivo de acoplamiento, que sirva de entrada al resonador, y un acoplador direccional, que separe la onda incidente de la reflejada para poder medir esta última. La otra opción es evaluar el parámetro de transmisión S_{21} . Como el nombre indica, es el porcentaje de energía que se transmite desde un puerto del resonador a otro. Su medición no requiere de un acoplador direccional, pero sí de la inclusión de dos dispositivos de acoplamiento en el sensor, uno que funcione de entrada y otro de salida. Los parámetros S , al ser relaciones de potencia, suelen medirse en una escala logarítmica (decibeles [dB]).
- Los campos en el interior del resonador se distribuyen según las condiciones de contorno establecidas por este. Las paredes metálicas, suponiendo que fuesen perfectamente conductoras, funcionan como planos de masa, lo que fuerza que el campo eléctrico tangencial a ellas sea nulo en su entorno. La cantidad de energía almacenada por el resonador es mayor en los modos resonantes, cuando las dimensiones de la guía son comparables con un número de múltiplos de media longitud de onda, como se presentó en el capítulo anterior. Debido a que en la resonancia la energía almacenada por el sensor es máxima, el parámetro S_{11} tiene un mínimo a esa frecuencia, y el parámetro S_{21} , un máximo.

El estudio se orienta al sensado de muestras acuosas de diferentes permitividades. Se conoce, de trabajos previos realizados por el Grupo ([3] y [4]), que la técnica es capaz de detectar ciertos mecanismos biológicos. Con el objetivo de seguir estudiando estos fenómenos, se propone construir un resonador idealizado para contener un tubo de ensayo con una solución a muestrear.

Las soluciones acuosas, cuando contienen compuestos iónicos disueltos en ellas, pueden presentar pérdidas considerables, y conductividades tan altas como los 4 Siemens por metro (caso del agua de mar). En base a esto, y para mantener a las muestras pequeñas, no sería óptimo rellenar al resonador en cuestión con el dieléctrico. Por otro lado, no se conoce con anterioridad la magnitud de los cambios que ha de sufrir la permitividad durante el proceso de biodegradación, por lo que sigue siendo importante maximizar la sensibilidad del sensor. Por ende

una muestra de volumen mucho menor al del resonador, para usar el método de perturbación de cavidad, tampoco es deseable. Se intenta durante el diseño llegar a un punto intermedio, donde el volumen de la muestra siga siendo pequeño, pero comparable con el de la cavidad. Esto trae la complicación de no poseer expresiones matemáticas para predecir la permitividad exacta en función de las variaciones en la resonancia. Para resolver este problema se trabajan con simulaciones por computadora, y en el resonador final, con calibraciones a mano usando muestras de constante dieléctrica conocida.

Para reducir las pérdidas no debidas a la muestra, se opta por construir un resonador cilíndrico, de forma de minimizar la cantidad de material usado para las paredes laterales. El tamaño del sensor determina la ubicación de cada una de las frecuencias resonantes; cuanto más volumétrico el sensor, más bajas las frecuencias de resonancia y menor el Q. Si la cavidad se construye muy pequeña, la frecuencia resonante se vuelve muy alta, lo que dificulta la implementación práctica de los circuitos generadores, detectores, etc. Estas son condiciones a tener en cuenta. Se pretende realizar simulaciones con cavidades de diferentes tamaños, a fin observar cada caso y obtener un buen compromiso entre selectividad, frecuencias de trabajo razonables y sensibilidad.

En cuanto al método de medición, se opta por emplear parámetros de transmisión, para evitar la necesidad de un dispositivo acoplador direccional que funcione en altas frecuencias, y los errores que puede introducir si su directividad no es buena. Normalmente se emplean parámetros de reflexión cuando la simetría del resonador lo requiere, o cuando por algún otro motivo solo se puede incluir un dispositivo de acoplamiento. En este caso, la simetría cilíndrica permite colocar la muestra en el eje del resonador, y a los dos dispositivos de acoplamiento diametralmente opuestos, para trabajar con el parámetro S_{21} .

3.2. Diseño de la cavidad cilíndrica

Para comenzar se modela una cavidad cilíndrica con un tamaño cómodo para construir. Basado en cálculos previos e intentando lograr practicidad en tamaño, se adoptan las dimensiones tradicionales de una lata de atún, con aproximadamente 36 milímetros de alto y 82 mm de diámetro.

Partiendo de la ecuación 2.12 obtenida en el capítulo anterior, se estima que la frecuencia resonante para el primer modo , TM_{010} , es

$$f_{r,010} = \frac{v}{2} \sqrt{\left(\frac{p_{nm}}{a\pi}\right)^2 + \left(\frac{l}{L}\right)^2} = \frac{c}{2} \frac{2,405}{41 \times 10^{-3} \pi} \simeq 2,7988 \text{GHz}. \quad (3.1)$$

Los otros modos tienen frecuencias de resonancia superiores. Se recuerda que no todas las combinaciones posibles de números enteros son posibles para los valores de "n", "m" y "l". La Figura 3.1 representa gráficamente la "tabla modal" para una cavidad cilíndrica resonante y rellena con aire o vacío. Esto es, la normalización de la Ecuación 2.12 para todos los valores posibles de "n", "m" y "l" y en función de la relación entre las dimensiones "a" y "L".

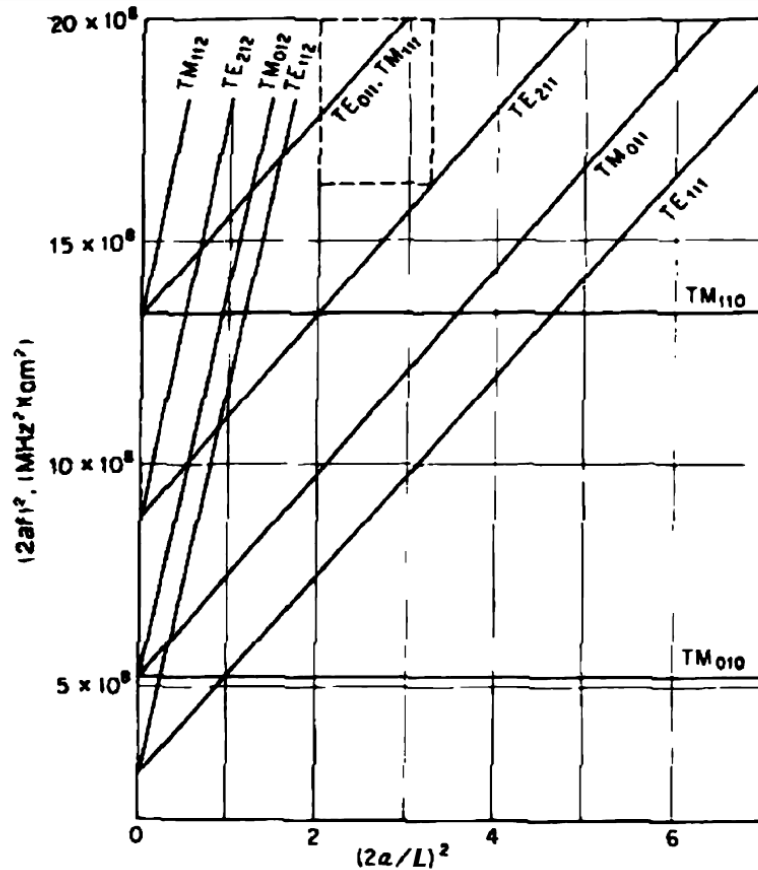


Figura 3.1: Gráfico de la resonancia de cada modo en función de la relación de radio y largo en un resonador cilíndrico.

En este caso $(\frac{2a}{L})^2 \approx 5,19$, por lo que TM_{010} es el modo dominante. Esta resonancia es de especial interés porque, como se observa en la Figura 3.2, presenta una fuerte componente axial de campo eléctrico, y un campo magnético intenso en las paredes laterales del resonador. Estas condiciones son óptimas para la introducción de una muestra a en forma longitudinal al eje del resonador, donde está el campo eléctrico máximo. También es un caso ideal para colocar lazos de acoplamiento en las paredes laterales del resonador, donde la intensidad de campo magnético favorece la excitación de este modo. Las dimensiones elegidas para a y L se justifican en base a que permiten que el modo TM_{010} permanezca relativamente alejado en frecuencia a los otros modos, que no son de interés para la topología buscada. Esto permite tener una buena lectura de la frecuencia resonante, sin interferencia de otros modos cercanos.

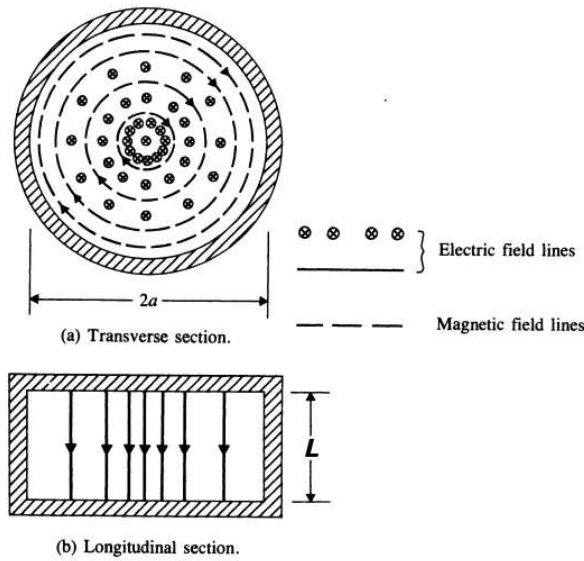


Figura 3.2: Gráfico de la distribución de campos eléctrico y magnético para una cavidad cilíndrica resonando en el modo TM_{010} . Fuente: [8]

Se considera que los ensayos prácticos han de ser realizados con un analizador de espectro digital que opera a frecuencias hasta los 2,9 GHz aproximadamente. Por lo tanto, es necesario reducir la frecuencia del primer modo a un valor más razonable, por ejemplo, al rango de 1 a 1,5 GHz. Para que esto sea posible, trabajando con las dimensiones del resonador, habría que aproximadamente duplicar su radio. Esto no solo lo haría más grande, sino que cuadruplicaría su volumen. Otra opción es la de rellenar al resonador con un dieléctrico conocido, conservando sus dimensiones, pero reduciendo la velocidad de fase en el medio. Se opta por esta última solución, para no tener que recurrir a dimensiones inconvenientes. Se emplea una resina *epoxy* tipo "vidrio líquido" como relleno, fácil de obtener comercialmente e introducir en el resonador. El vidrio, según la literatura, posee una constante dieléctrica aproximadamente igual a 5,5. De esta forma,

$$f_{r,010} = \frac{c}{2\sqrt{5,5}} \frac{2,405}{41 \times 10^{-3} \pi} \simeq 1,1934 \text{GHz}. \quad (3.2)$$

Para el acoplamiento se decide utilizar dispositivos de tipo lazo (*coupling loop*). Estos pueden ser colocados en las paredes laterales del cilindro, de forma de excitar un campo magnético con dirección φ . A modo de referencia, se muestra en la Figura 3.3 la definición de las coordenadas cilíndricas φ , r (ó ρ) y z . En los modos resonantes, se recuerda que n , m y l hacen referencia a la cantidad de máximos en cada una de estas direcciones, respectivamente.

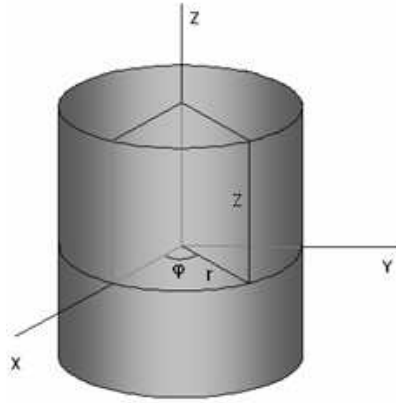


Figura 3.3: Definición de las coordenadas cilíndricas.

Los lazos de acoplamiento en las paredes laterales favorecen la aparición de modos en la dirección φ , lo que a su vez permite la aparición de campos eléctricos en la dirección z . Las ondas electromagnéticas tienden a tener las componentes más fuertes de sus campos eléctricos y magnéticos sobre direcciones ortogonales; esto es una conclusión de las ecuaciones de Maxwell. [2]. Es deseable que el campo eléctrico tenga dirección z , pues, como se explicó en el capítulo anterior, esto favorece la polarización de la muestra cuando se la introduce en forma coaxial con el resonador.

Para verificar este análisis preliminar, y para comenzar con el modelado, se implementa este resonador cilíndrico en Ansys HFSS. Este software permite modelar estructuras tridimensionales de diferentes materiales, y realizar simulaciones de alta frecuencia sobre sus interacciones con campos electromagnéticos.

Primero se modela una guía coaxial a ser usada de puerto de onda, y al conductor central se lo extiende utilizando la herramienta "torus", dándole forma de medio anillo, y construyendo así el lazo de acoplamiento. La Figura 3.4 muestra dos vistas del modelo tridimensional resultante. El radio elegido para el *coupling loop* es inicialmente de cinco milímetros, pero se lo expresa como variable a modificar si los resultados de la simulación lo requieren. Se modelan dos lazos idénticos, y se los configura en las opciones de simulación para ser utilizados como puertos de onda.

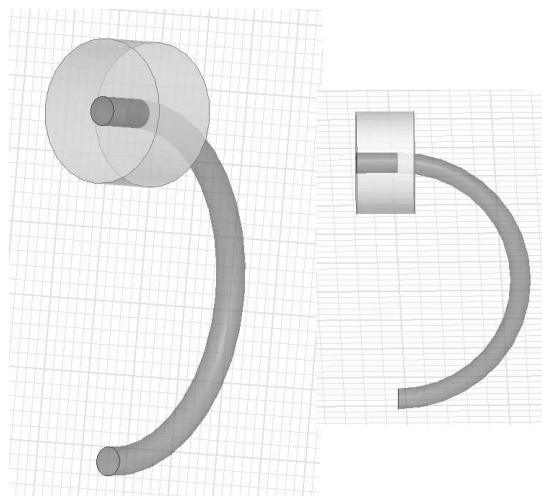


Figura 3.4: Modelo tridimensional construido para el lazo de acoplamiento. Se emplean dos dispositivos idénticos a este.

La cavidad resonante se modela como una caja metálica cilíndrica, con paredes de

un milímetro de espesor. Las dimensiones interiores de dicha caja son las empleadas para el cálculo anterior: 36 mm de alto y 41 mm de radio. Sobre las paredes laterales, y diametralmente opuestos, se ubica a los lazos de acoplamiento. Se emplea cobre como material para las paredes del resonador, existente en las librerías de materiales del programa. Los espacios vacíos son ocupados por la resina, con pérdidas nulas (se las considera inicialmente bajas) y permeabilidad relativa unitaria. Si bien se sabe que su permitividad relativa ha de cambiar con la frecuencia, se la simula como si fuese constante en ω , puesto que estas variaciones no suelen ser muy grandes en un rango de frecuencias acotado, y las resonancias observadas tienen un ancho de banda relativamente bajo, por lo que no tendría efecto en la medición. La Figura 3.5 muestra el modelo resultante. La altura (en el eje z) de los *loops* se configura para que la línea coaxial de alimentación se encuentre medio radio por encima de la mitad de la altura del resonador. Esto significa, que el plano conformado por la semicircunferencia del lazo sea dividido en dos partes iguales por el plano que conforma la mitad de la altura del resonador. La Figura 3.6 muestra un detalle transversal del resonador para ilustrar mejor esta aclaración.

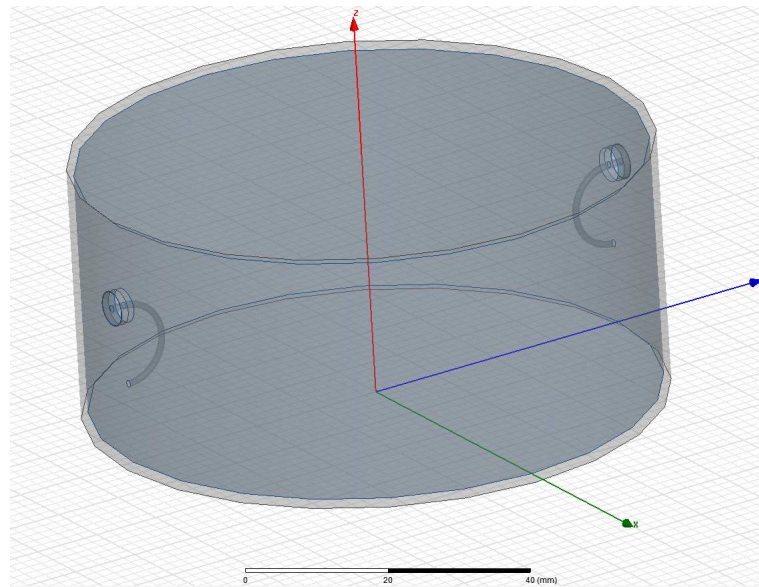


Figura 3.5: Modelo tridimensional preliminar para el resonador cilíndrico y sus puertos de onda.

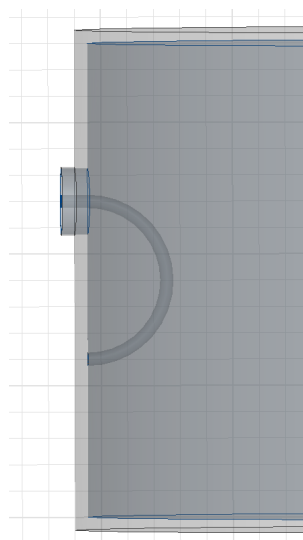


Figura 3.6: Ubicación de cada lazo de acoplamiento en la pared del resonador.

A continuación se realiza la simulación de la respuesta de esta cavidad. Los puertos de onda, ubicados en las entradas coaxiales de los lazos de acoplamiento, irradian al interior de la cavidad y a diferentes frecuencias, y se mide en cada una la cantidad de potencia que regresa al puerto y que llega al otro. De esta forma se simulan los parámetros S_{11} y S_{21} .

Los campos pueden ser calculados utilizando el método de diferencias finitas, que se basa en la división del espacio en una grilla tridimensional de puntos. En cada punto se pueden obtener todas las componentes de cada campo como función del valor previo de esa componente en ese punto y los valores previos de todos los campos en puntos adyacentes de la grilla. Las fórmulas para ello se obtienen de las ecuaciones de Maxwell en su forma diferencial, y consideran que la distancia entre puntos adyacentes de la grilla es pequeña [5].

Se realiza un barrido frecuencial entre 1GHz y $1,6\text{GHz}$ con el objetivo de corroborar la frecuencia de resonancia calculada. Se dibuja la magnitud del parámetro S_{21} en decibeles, y en función de la frecuencia, en la Figura 3.7. Se recuerda que, cuando una cavidad resuena, la transferencia de potencia de un puerto a otro es máxima, por lo que el pico de resonancia buscado es un máximo del parámetro S_{21} .

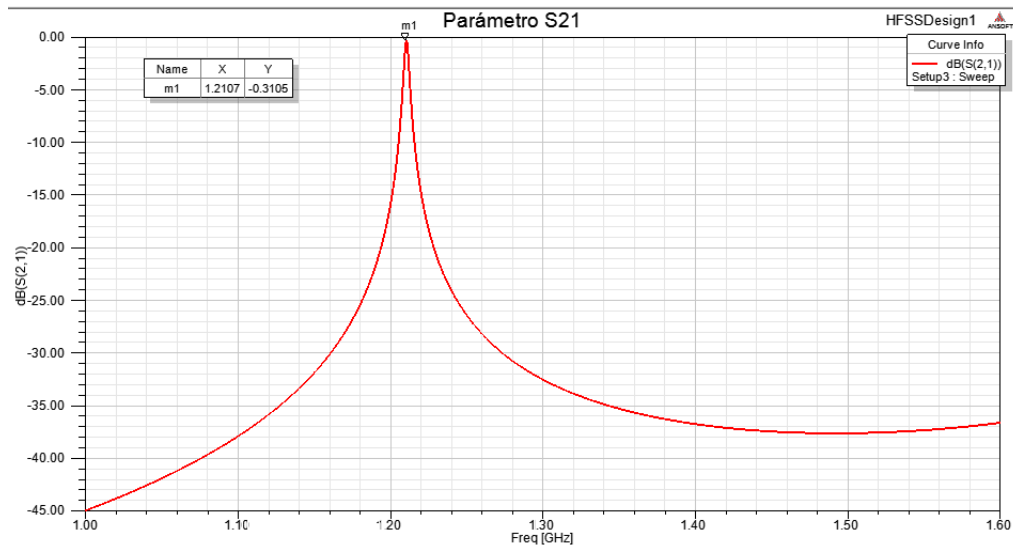


Figura 3.7: Módulo del parámetro S_{21} para el resonador cilíndrico relleno con resina epoxy tipo "vidrio líquido".

Se observa que la frecuencia de resonancia simulada, medida con el marcador m1, es de 1210,7 MHz. La diferencia con la frecuencia calculada es del orden del 1%, y podría deberse al dispositivo de acoplamiento. Utilizando los marcadores disponibles en el gráfico para determinar el ancho de banda, se calcula que el factor de selectividad es de aproximadamente $Q \approx 336,6$. Las pérdidas en este sensor pueden deberse en parte a las paredes metálicas, cuya conductividad es muy alta, pero no infinita (58000000 Siemens por metro). Otros factores a considerar son las aperturas existentes en la pared por donde se acoplan los terminales. El modelo del vidrio existente en las librerías del programa no tiene pérdidas dieléctricas o conductivas.

Para comprobar que el modo resonante observado efectivamente es el calculado, TM_{010} , se pueden graficar en el modelo tridimensional la magnitud, dirección y sentido de los campos eléctrico y magnético. La Figura 3.8 muestra el campo magnético, y la Figura 3.9, el campo eléctrico.

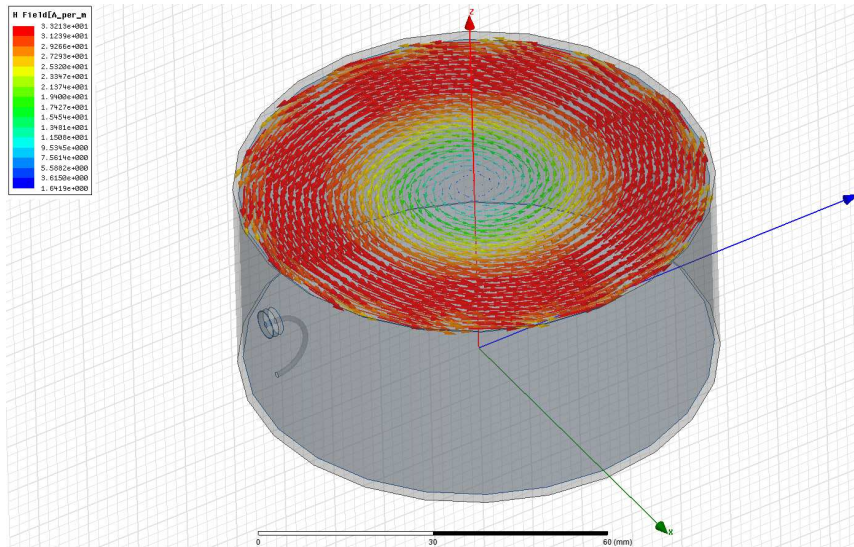


Figura 3.8: Magnitud, dirección y sentido de los vectores de campo magnético en una cavidad cilíndrica resonando en modo TM_{010}

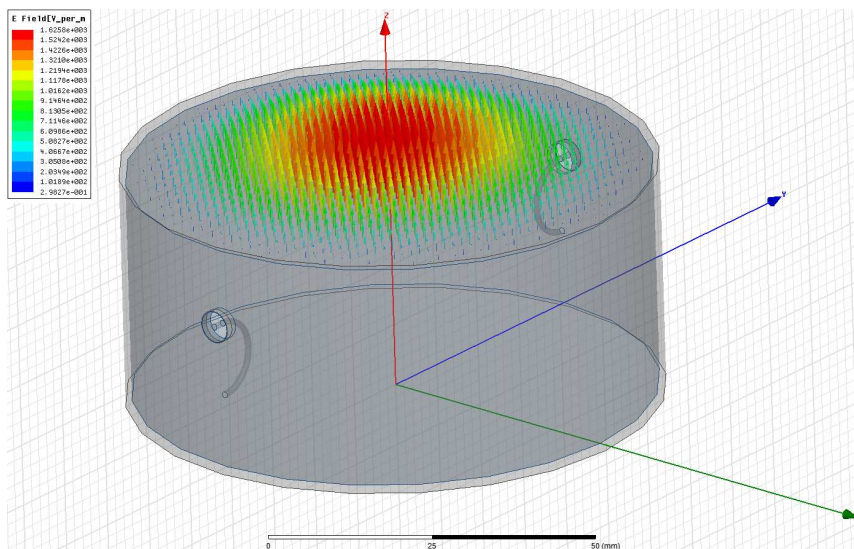


Figura 3.9: Magnitud, dirección y sentido de los vectores de campo eléctrico en una cavidad cilíndrica resonando en modo TM_{010}

Observando la intensidad de los campos se corrobora que estos son invariables en las direcciones φ y z , y tienen un máximo en la dirección r . Este caso es el mismo que el planteado anteriormente en la Figura 3.2. Otra observación es que los lazos se encuentran en puntos de acoplamiento ideal para este tipo de modos, puesto que el campo magnético es máximo allí, y atraviesa sus planos en forma normal. Además, como se detalló en el capítulo anterior, el mínimo de \vec{H} en el centro del resonador maximiza la intensidad de campo eléctrico, volviendo a este un modo muy favorable para la introducción de la muestra allí.

3.3. Diseño de la muestra a sensar

Para el agregado de la muestra, se modela un tubo de ensayo de vidrio con el líquido a sensar en su interior. Para las dimensiones del tubo de ensayo se eligen las más pequeñas

disponibles comercialmente. Esto es, 12 mm de diámetro y 100 mm de alto. Las paredes de vidrio son de aproximadamente 1 mm de espesor. La relación entre el volumen de la muestra y el del resonador es importante, pues como se vió es uno de los factores determinantes de la frecuencia de resonancia, de la selectividad, y de la variación de estos al cambiar la permitividad. Adoptando el valor mínimo para el diámetro de la muestra se puede luego afectar la relación de volumen, si fuera necesario, con las dimensiones del propio resonador, mientras que se mantienen compactos ambos tamaños.

En la Figura 3.10 se observa el modelo del resonador con una muestra coaxial que abarca toda su altura. En este caso se crean dos orificios en los extremos de la cavidad, de forma tal que el tubo de ensayo pase de lado a lado.

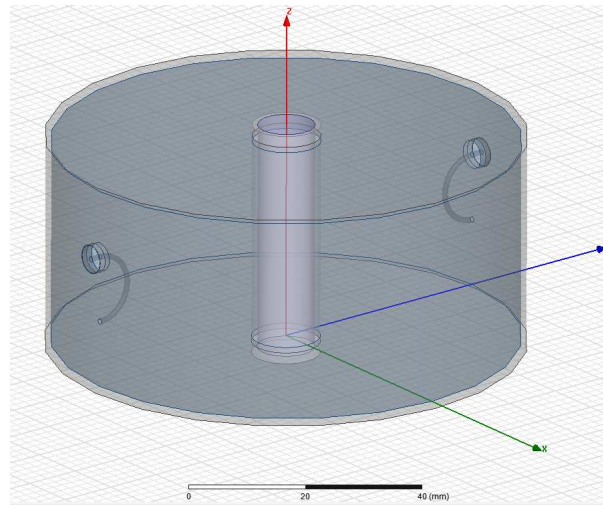


Figura 3.10: Modelo tridimensional del resonador con la muestra agregada a lo largo de su eje.

Las paredes del tubo son de vidrio, y la muestra es configurada para tener permeabilidad unitaria y permitividad y conductividad variables.

Para estudiar el comportamiento de este primer prototipo de sensor, se realizan simulaciones empleando dos herramientas particulares del software. La primera es el barrido frecuencial, el mismo que se empleó para evaluar la resonancia de la cavidad inicial. La segunda herramienta es el análisis paramétrico, que permite realizar barridos frecuenciales sucesivos para diferentes valores de ciertas variables. De esta forma se puede, por ejemplo, encontrar la frecuencia de resonancia cuando la muestra tiene una constante dieléctrica de 10, y luego para una de 20, etc.

En el estudio realizado resulta interesante caracterizar la respuesta para permitividades relativas (ϵ_r) variables entre la del vacío (1) y la del agua (aproximadamente 80), por ejemplo, en pasos de a 10 unidades. Esto se debe a que el agua tiene una de las constantes dieléctricas más altas. En general, las soluciones acuosas presentan permitividades muy próximas a la del agua, debido a que es un dieléctrico altamente polarizable. Sin embargo, la mayoría de los materiales puros (no en solución) tienen permitividades mas bajas [6, 7].

En cuanto a las pérdidas, por lo dicho anteriormente, se considera como el peor caso al del agua salada, donde $\sigma = 4S/m$. Normalmente la conductividad no alcanza este valor, pero es de interés para evaluar la respuesta del sensor ante muestras con muchas pérdidas.

Se configura al simulador para encontrar las curvas de transferencia S_{21} en un intervalo amplio de frecuencias, para todas las permitividades relativas de interés, y a valores de conductividad moderados ($0,04S/m$) a altos ($4S/m$) de a décadas. En la Figura 3.11 se muestra el resultado de la simulación.

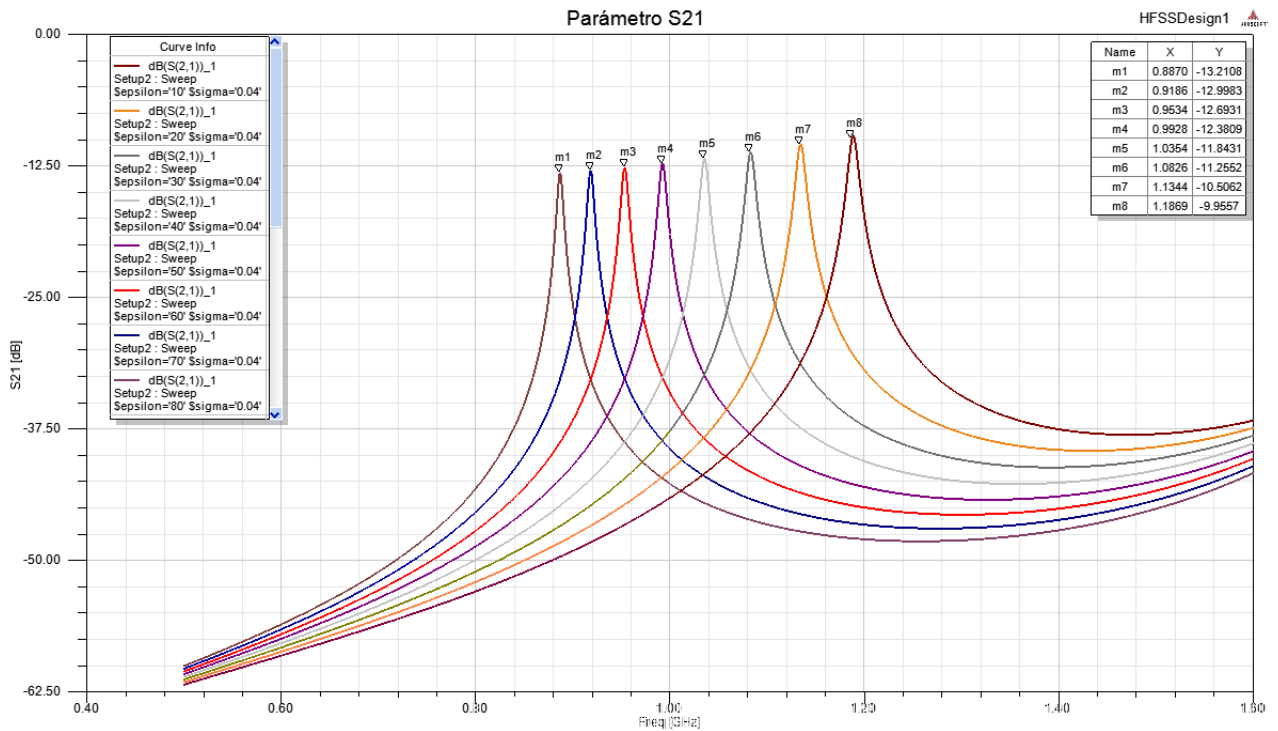


Figura 3.11: Módulo del parámetro S_{21} para el resonador habiendo introducido una muestra coaxial, con permitividad variable y conductividad constante $\sigma = 0,04S/m$

Las curvas de diferentes colores representan cada uno de los valores simulados de constante dieléctrica, en este caso, de 10 a 80. Se observa que la frecuencia de resonancia del modo TM_{010} , así como su factor de selectividad, se ven afectados por la muestra. Los marcadores anexados indican una variación de 300 MHz entre el primer valor simulado de permitividad y el último, de 887 a 1187 MHz. Respectivamente, los factores de calidad calculados con marcadores resultan en 140,8 para el primer caso y 118,7 para el último. El deterioro sobre la selectividad se debe a que la muestra tiene una conductividad considerable. También se ve reflejado en el hecho de que, cuando la transferencia es máxima, la atenuación es del orden de los 10dB. Si se incrementa la conductividad en 10 veces, a $\sigma = 0,4S/m$, se obtienen resonancias como las indicadas en la Figura 3.12.

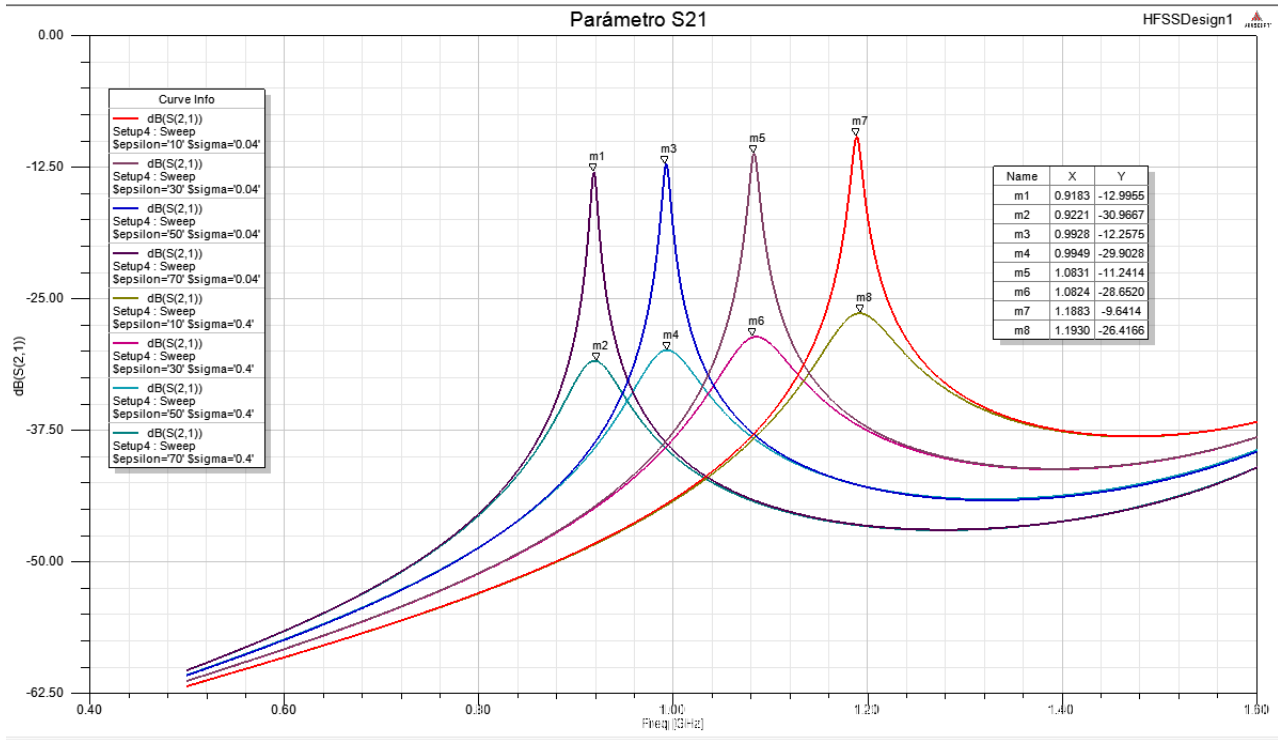


Figura 3.12: Módulo del parámetro S_{21} para muestra con constante dieléctrica 10 (marcadores 7 y 8), 30 (5 y 6), 50 (3 y 4) y 70 (1 y 2) y para conductividades $\sigma = 0,04S/m$ (marcadores impares) y $0,4S/m$ (pares)

Se observa que, para este cambio en la conductividad, las frecuencias de resonancia varían levemente, producto del aumento de energía disipada. Como se ha dicho, si el deterioro del Q es muy fuerte, las resonancias se vuelven imposibles de detectar. Se realiza una simulación incrementando una vez más la conductividad en 10 veces, al máximo de $\sigma = 4S/m$, y se grafica los resultados en la Figura 3.13.

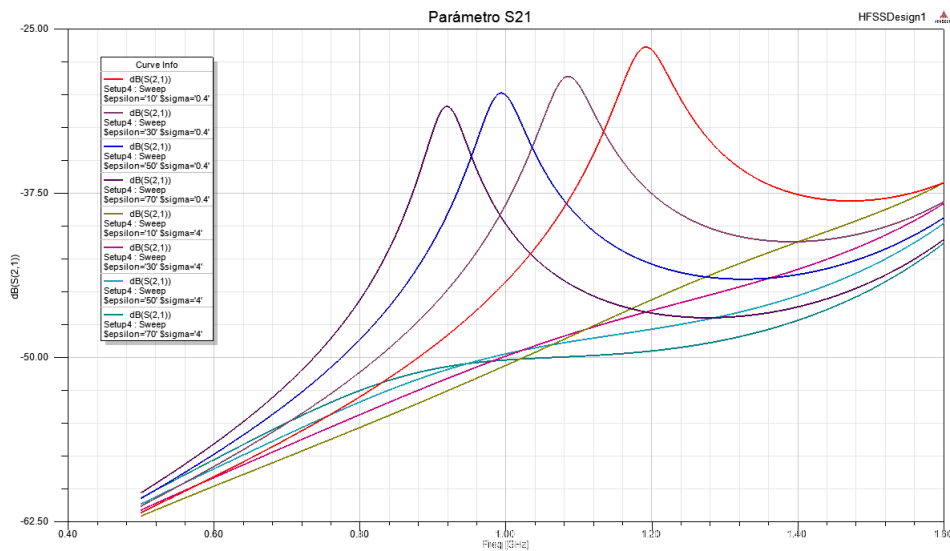


Figura 3.13: Módulo del parámetro S_{21} para muestra con constante dieléctrica 10 (rojo, verde), 30 (violeta, magenta), 50 (azul, celeste) y 70 (violeta oscuro, turquesa) y para conductividades $\sigma = 0,4S/m$ (curvas con pico) y $4S/m$

Como se observa, para casos de altas pérdidas, la resonancia desaparece. Se resalta que el caso del agua salada es uno de conductividad extrema, y difícilmente alcanzado en la práctica. Sin embargo, se propone alterar la topología del sensor para mejorar la respuesta en situaciones de altas pérdidas.

3.4. Diseño de las partes del resonador

En esta sección se estudian posibles modificaciones en la topología y agregado de partes al resonador para mejorar su respuesta simulada como sensor. Sin embargo, aun no se hace incapié en la optimización de las dimensiones o posición de cada una de las partes dichas. Esto se estudia en una sección futura, luego de los primeros ensayos prácticos y las modificaciones realizadas a la topología a raíz de sus resultados.

Al comenzar el diseño del resonador, se propuso intentar llegar a un compromiso entre buena resolución y capacidad de caracterizar muestras con tantas pérdidas como sea posible. En el estado diseñado, el prototipo presenta una buena variación de frecuencia de resonancia con la constante dieléctrica. Sin embargo, se vuelve inutilizable para valores de conductividad del orden de 1 S/m . Este diseño resulta suficiente si se desean caracterizar muestras con bajas pérdidas, pero se plantea mejorarlo.

Para empezar, se plantea reducir la relación de volumen entre la muestra y el resonador. Para ello se supone que el tubo de ensayo conteniendo el líquido ensayado no atraviesa el resonador de extremo a extremo, sino que se introduce hasta su mitad. Esto resulta más conveniente que incrementar las dimensiones del resonador, para mantenerlo compacto. Por otro lado, la técnica de medición se vuelve más practica, haciendo que el tubo de ensayo sea soportado físicamente por el sensor durante el uso. Además, hace que se requiera una menor cantidad de muestra. Finalmente, de esta forma se remueve la necesidad de uno de los dos orificios en los extremos de la cavidad. En la Figura 3.14 se presenta este modelo.

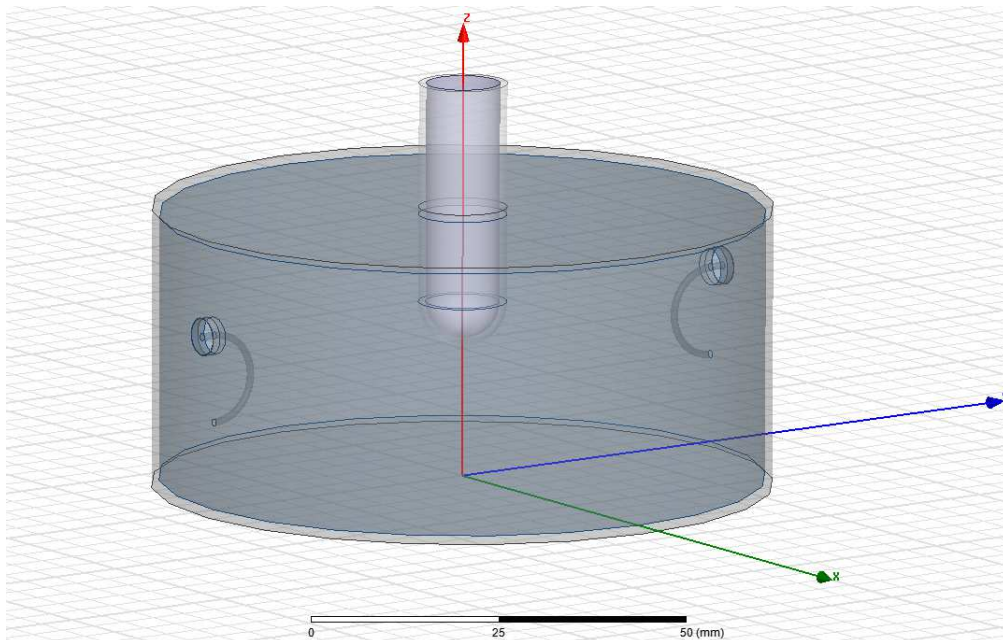


Figura 3.14: Modelo tridimensional del resonador con la muestra introducida mediante tubo de ensayo, hasta un 50 % de su altura.

Ahora se vuelven a realizar las simulaciones del apartado anterior, y se evalúa en la Figura 3.15 la frecuencia de resonancia para diferentes valores de permitividad y con conductividad

moderada de $0,05 S/m$.

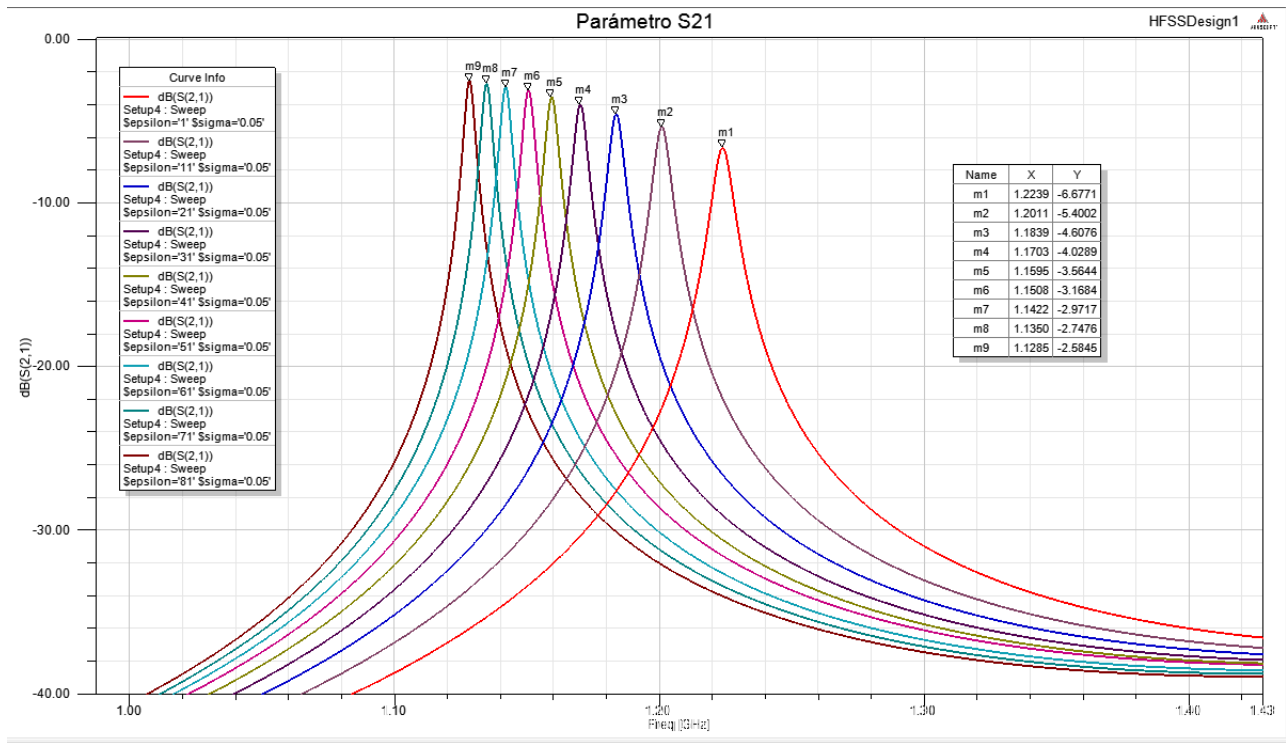


Figura 3.15: Módulo del parámetro S_{21} para el resonador habiendo introducido parcialmente la muestra, con permitividad variable y conductividad constante $\sigma = 0,05 S/m$

Se observa que, comparando con el caso anterior para una conductividad similar las pérdidas son menores, lo que se concluye a partir del coeficiente de transmisión en la frecuencia de resonancia (alrededor de -4dB , comparados con los -10dB del prototipo anterior). Como contraparte, la excursión de frecuencias ahora es menor, no superando los 100 MHz entre valores extremos. Se grafica ahora en la Figura 3.16 las transferencias para ciertas permitividades, y conductividades de $0,5 S/m$ y $4 S/m$.

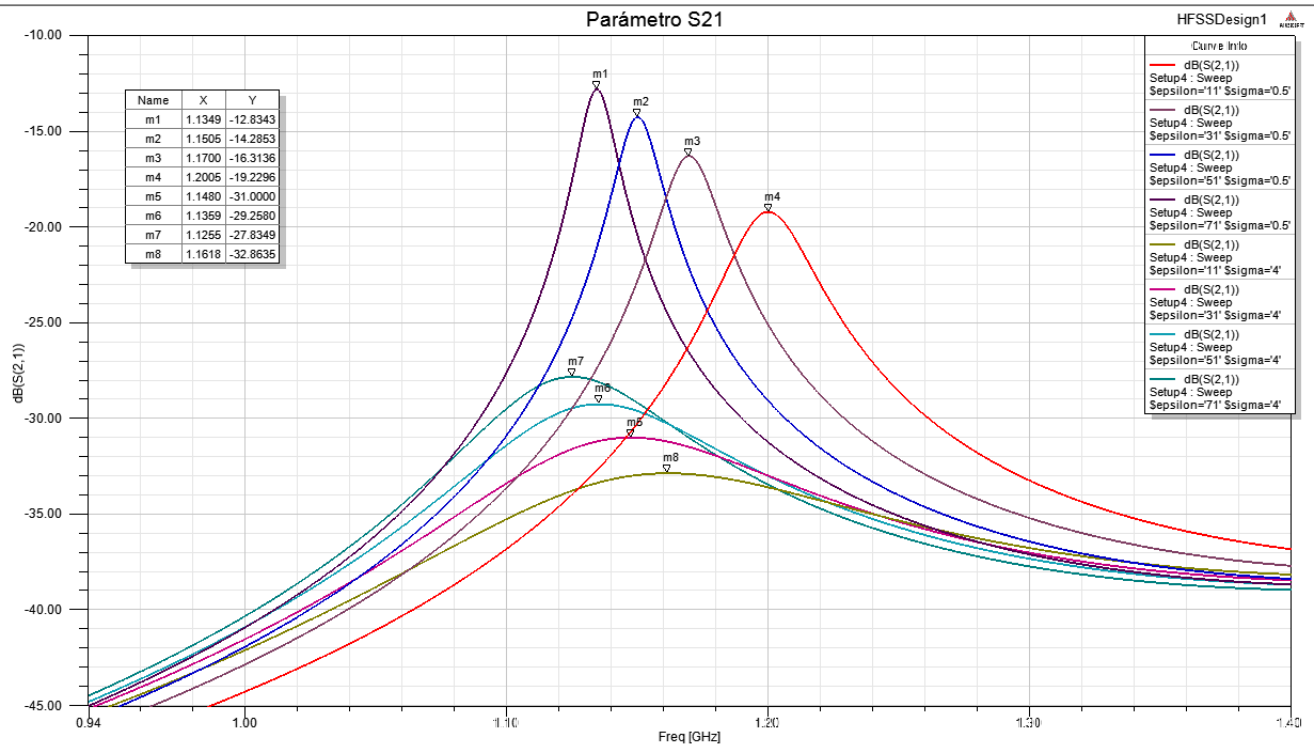


Figura 3.16: Módulo del parámetro S_{21} para muestra con constante dieléctrica 11 (marcadores 4 y 8), 31 (3 y 5), 51 (2 y 6) y 71 (1 y 7) y para conductividades $\sigma = 0,5S/m$ (marcadores 1-4) y $4S/m$ (5-8)

Queda en evidencia que la modificación realizada ayuda a reducir las pérdidas del sensor, puesto que permite detectar resonancias con pérdidas extremadamente altas. La medición no es del todo confiable, como también se observa en la Figura, pues el bajo valor de Q también hace que varíe la frecuencia del máximo con respecto al caso de menores pérdidas. Este fenómeno es inherente a los sistemas resonantes en general.

Si bien el fenómeno de resonancia en conductividades altas sigue siendo débil luego del cambio de topología, se puede intuir que el nuevo prototipo es apto para trabajar con muestras de mayores pérdidas que el anterior, manteniendo una confiabilidad determinada. Reducir el porcentaje de volumen ocupado por la muestra logra disminuir las pérdidas, a costa de percibir una perturbación menor al variar la permitividad de la muestra. En conclusión, la modificación trae de la mano una reducción en la sensibilidad del sensor.

El modo estudiado hasta ahora, TM_{010} , tiene la característica de presentar un máximo de campo eléctrico a lo largo de todo el eje del cilindro en un resonador no perturbado. Sin embargo, en esta última topología, la muestra ocupa solo una parte de la altura del cilindro. Se propone intentar concentrar el campo eléctrico en la misma, forzando un mínimo de campo eléctrico en toda la zona axial del cilindro excepto donde se ubica la muestra. Un mínimo de campo eléctrico se logra con un material conductor. La forma del conductor insertado es de un tubo cilíndrico, con paredes de 1 mm de espesor, como se muestra en la Figura 3.17.

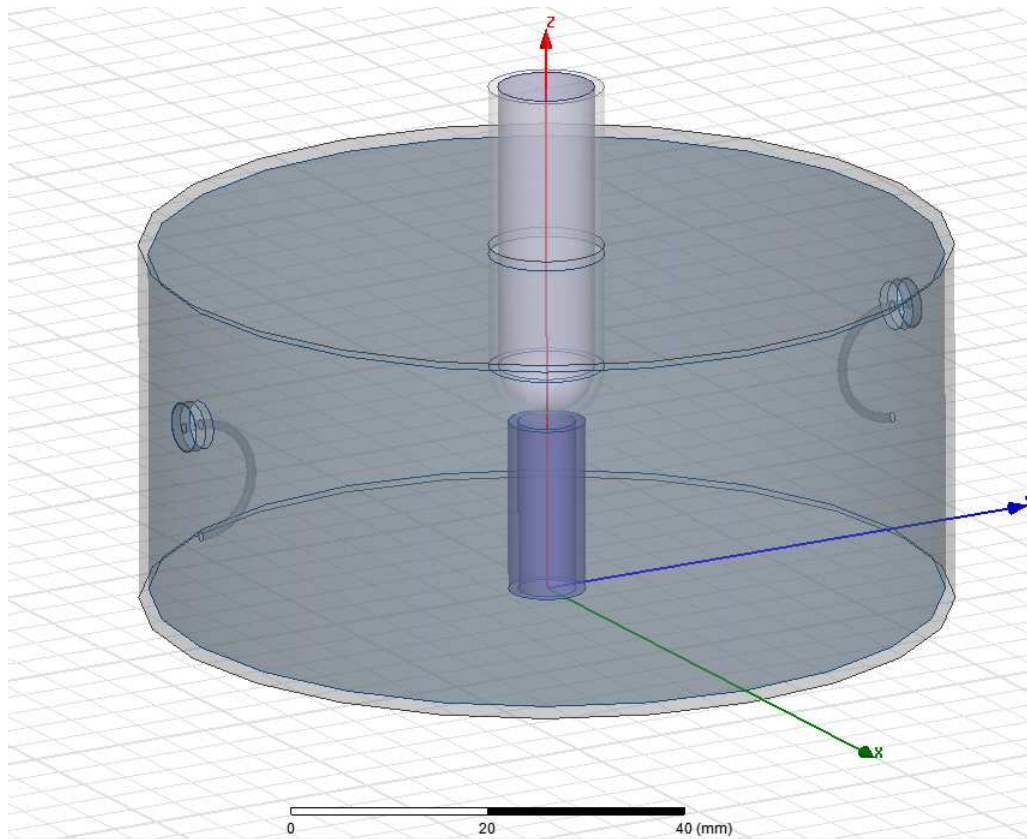


Figura 3.17: Modelo tridimensional del resonador con la muestra introducida mediante tubo de ensayo, hasta un 50 % de su altura, con el restante ocupado por una superficie cilíndrica conductora.

Es importante realizar una aclaración acerca de esta modificación. El agregado de este último componente se justifica desde el punto de vista conceptual y altamente empírico. El estudio de resonadores en el capítulo anterior ayuda a fundamentar las decisiones tomadas hasta este paso, pero los resultados tangibles son obtenidos de las simulaciones, y razonados desde el punto de vista de la teoría. Dado que no se posee un modelo matemático para el sistema completo, la optimización del sensor se basa en ajustes empíricos, y la observación de los mismos en las simulaciones. Es por esto que el software es una herramienta indispensable a la hora de trabajar con estructuras electromagnéticas complejas.

Se realizan las simulaciones pertinentes al modelo de la Figura 3.17. Se presentan los resultados en la Figura 3.18, para constante dieléctrica variando de 1 a 81, y conductividades de $0,05S/m$ y $0,5S/m$.

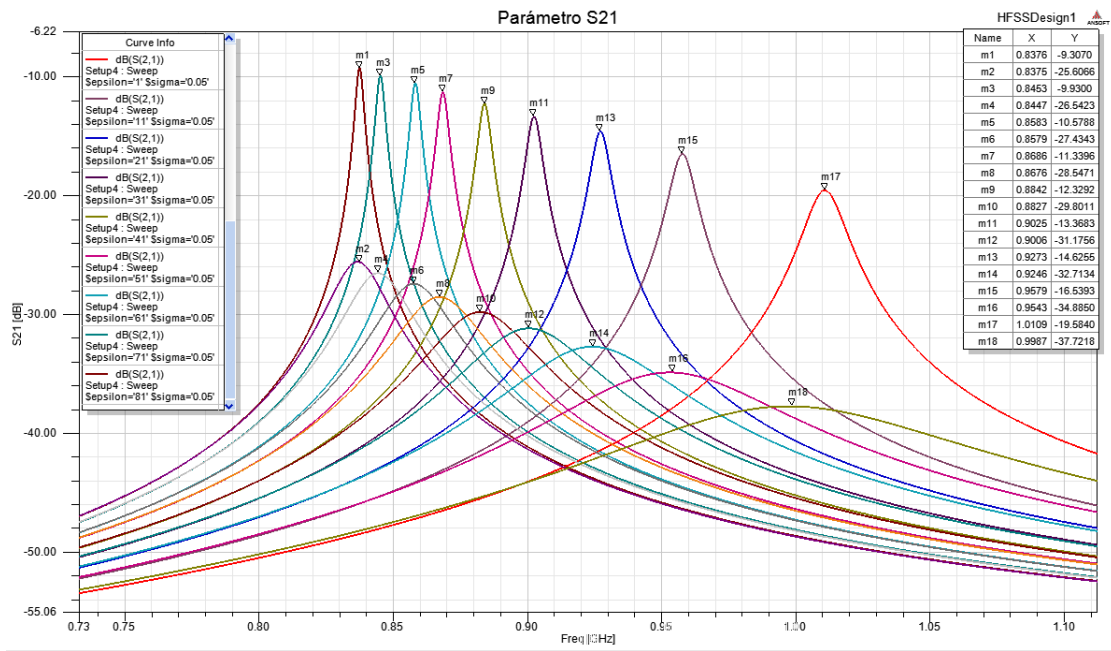


Figura 3.18: Módulo del parámetro S_{21} para el resonador habiendo agregado la superficie cilíndrica conductora. Pérdidas moderadas: $0,05S/m$ (marcadores impares) y $0,5S/m$ (pares)

Se observan mejores resultados, con buena respuesta para pérdidas moderadas, y unos 170 MHz de variación de la frecuencia resonante entre valores extremos de permitividad de la muestra. Se evalúa en la Figura 3.19, como con las topologías anteriores, la respuesta de este sensor a las muestras con altas pérdidas. En este caso se superponen las gráficas de $0,5S/m$ y $4S/m$.

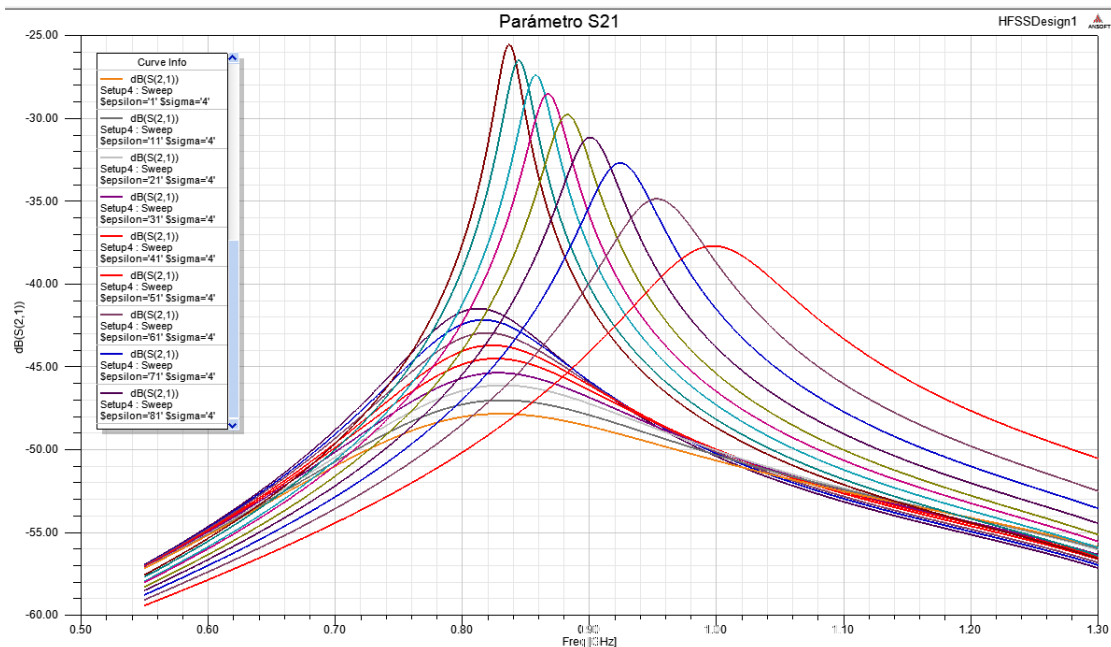


Figura 3.19: Módulo del parámetro S_{21} para el resonador habiendo agregado la superficie cilíndrica conductora. Altas pérdidas: $0,5S/m$ y $4S/m$

Se observa un fenómeno no visto anteriormente, donde el aumento de la conductividad no solo trae una degradación del Q . En todos los casos de permitividad la frecuencia del máximo

se mantiene casi invariante. En las topologías anteriores, el aumento de la conductividad, a permitividad constante, traía variaciones leves en la frecuencia del máximo. En este caso el fenómeno es más similar a una "saturación", donde, sin importar la permitividad, el máximo se desplaza hacia el mismo valor. Este fenómeno hace que la topología no sea apta para el sensado de muestras con pérdidas, puesto que los errores cometidos son mucho mayores.

Una modificación empírica adicional es el agregado de placas metálicas rectangulares, con planos radiales al resonador y cubriendo toda su altura. Esto tiene como objetivo concentrar aún más los campos eléctricos sobre la muestra. En las Figuras 3.20 y 3.21 se muestra el modelo propuesto.

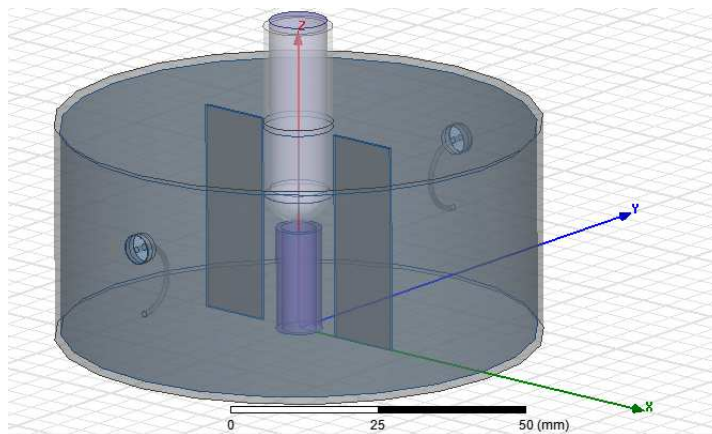


Figura 3.20: Modelo tridimensional del resonador propuesto como sensor.

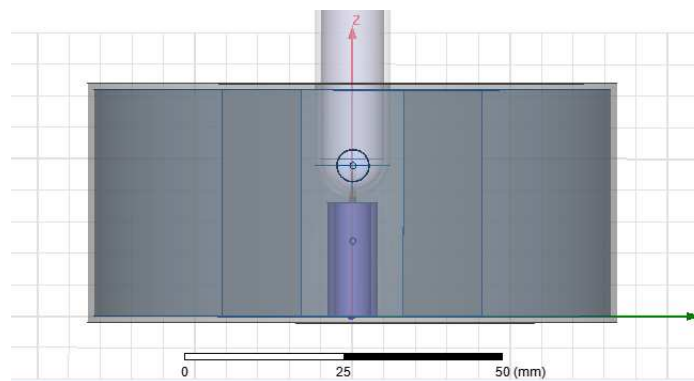


Figura 3.21: Modelo tridimensional del resonador propuesto como sensor. Vista lateral.

Las dimensiones de las placas rectangulares son 36 mm de alto (altura de la cavidad resonante), y $12,5\text{ mm}$ de ancho, con 1 mm de espesor. Estos valores son inicialmente arbitrarios y susceptibles a ajustes de optimización. Los resultados de la simulación se muestran en la Figura 3.22: la respuesta en frecuencia del parámetro S_{21} para diferentes valores de permitividad, y conductividad de $0,05\text{ S/m}$.

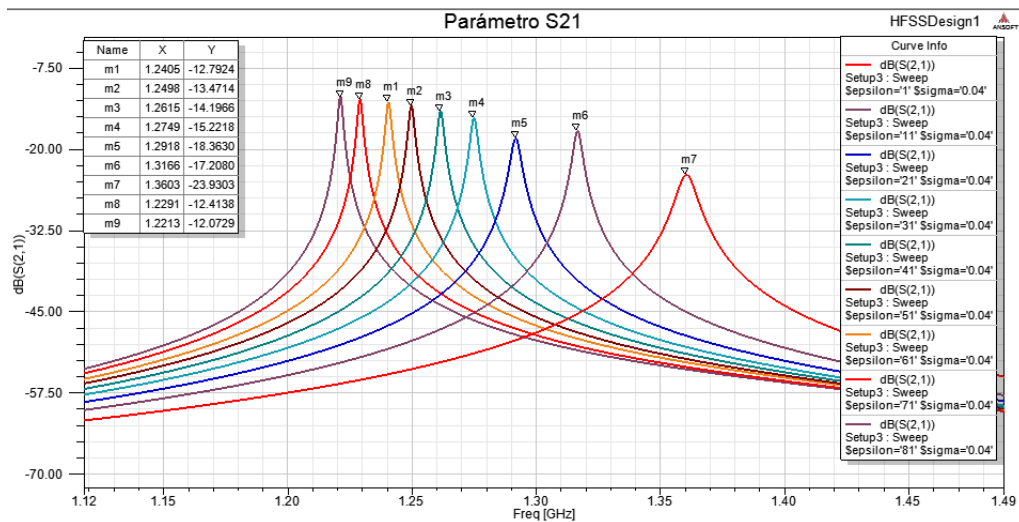


Figura 3.22: Respuesta en frecuencia del parámetro S_{21} para diferentes valores de permitividad, y conductividad de $0,05S/m$.

La excursión de la frecuencia de resonancia entre los valores extremos es de unos 120 MHz. Si se incrementa la conductividad a $4S/m$, se observa que la frecuencia del máximo deja de ser independiente de la permitividad (Figura 3.23).

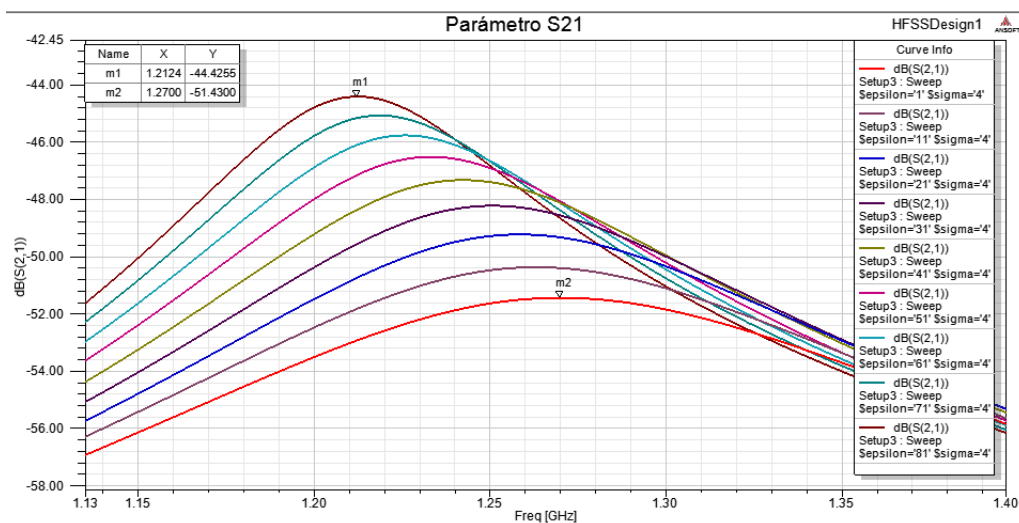


Figura 3.23: Respuesta en frecuencia del parámetro S_{21} para diferentes valores de permitividad, y conductividad de $4S/m$.

Sigue siendo el caso que la frecuencia del máximo es dependiente de la conductividad cuando el valor de σ es muy alto. Como se ha dicho, este fenómeno no es del todo evitable cuando se habla de sistemas resonantes en general.

Las modificaciones realizadas al sensor hasta ahora y la observación de sus simulaciones permiten extraer algunas conclusiones de interés.

- La frecuencia de resonancia de interés (identificada como la frecuencia en que el parámetro S_{21} tiene un máximo) varía cuando cambia la constante dieléctrica de la muestra. Esta variación es inversa: la frecuencia disminuye cuando la permitividad aumenta. La magnitud de dicha variación es mayor cuando la muestra ocupa un volumen mayor del resonador. La variación también se vuelve mayor cuando se toman medidas orientadas a enfocar el

campo eléctrico en la muestra.

- La frecuencia de resonancia de interés varía levemente cuando cambia la conductividad de la muestra. Esta variación es despreciable salvo en casos de conductividad extremadamente alta, del orden del Siemens por metro.
- El factor de calidad de la frecuencia de resonancia disminuye al aumentar la conductividad, producto de un incremento en la disipación de energía. A conductividad constante, el factor de calidad disminuye si la muestra ocupa un volumen mayor del resonador. Asimismo, el Q también cae si se toman medidas orientadas a enfocar el campo eléctrico en la muestra.

Se considera a esta última iteración del modelo del sensor como la topología más interesante para ser ensayada experimentalmente. Ahora bien, existen numerosos (infinitos) ajustes posibles de cada una de las variables involucradas (en particular, dimensiones). Se continúa primero con la construcción de un primer prototipo para ensayar su adecuación con las simulaciones. De esta forma se puede encarar la necesidad de modificaciones en la topología básica diseñada hasta ahora, para más adelante abordar la optimización fina de las variables.

3.5. Primeros ensayos prácticos del resonador

El primer ensayo práctico consiste en la construcción de un resonador cilíndrico como el modelado y simulado hasta ahora, con iguales partes y dimensiones. Para las paredes laterales se emplean placas de cobre maleables, al igual que para la tapa superior y para las placas metálicas rectangulares en el interior. La superficie inferior del resonador es construida con una placa virgen para circuitos impresos; esto es para proveer la superficie conductora necesaria para el funcionamiento eléctrico, y al mismo tiempo otorgar estabilidad física al dispositivo. El tubo cilíndrico conductor es extraído de un calefactor a gas.

Los lazos de acoplamiento son implementados soldando un conductor curvado al conductor central de un conector coaxial. La Figura 3.24 presenta el lazo de acoplamiento construido. La Figura 3.25 muestra al sensor durante el proceso de armado, con los lazos de acoplamiento soldados a las paredes, antes de rellenar con la resina y colocar la tapa superior.



Figura 3.24: Prototipo construido de lazo de acoplamiento utilizando un conector de cable coaxial.



Figura 3.25: Primer prototipo de resonador, sin rellenar con resina, sin colocar la tapa superior.

Luego de soldar la tapa superior se somete al sensor a ensayos para comprobar su funcionamiento. Se utiliza un analizador de espectro HP 8594E con generador barredor de frecuencia. En uno de los puertos del resonador se conecta la salida del generador barredor, que alimenta al resonador con una onda de tensión fija y frecuencia variable. El otro puerto del resonador es conectado a la entrada del analizador. Como la amplitud de la señal generada por el generador de barrido es constante en frecuencia (igual a -10 dBm), entonces la curva observada en la pantalla del analizador es representativa del parámetro S_{21} del sensor. Para mejorar la relación señal a ruido de la señal que entra al analizador, se conecta una etapa amplificadora adicional al generador barredor. El amplificador es un ERA-5 de banda ancha, con ganancia de 15 dB a 1500 MHz y aproximadamente 10 dB a 3000 MHz. El sistema de medición del prototipo se muestra en la Figura 3.26.

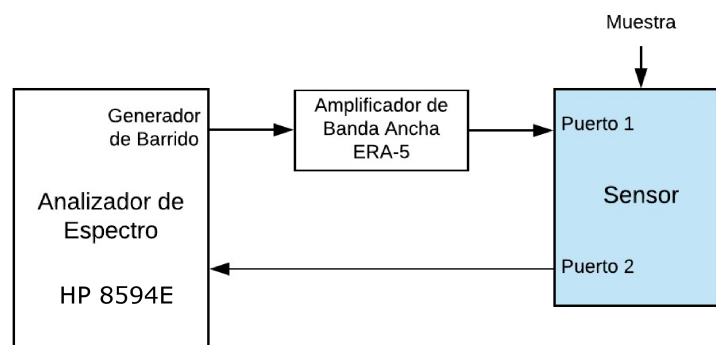


Figura 3.26: Diagrama de Bloques del sistema de medición utilizado para los ensayos.

Se observa en la pantalla del analizador de espectro la respuesta en frecuencia del parámetro S_{21} . Se coloca el tubo de ensayo vacío, y luego, se lo llena con agua, cuya constante dieléctrica es aproximadamente igual a 80. Se toman capturas de pantalla de ambos casos utilizando una computadora conectada al analizador mediante un convertor HPIB-USB. La Figura 3.27 presenta el primer caso, con el tubo vacío, y la Figura 3.28, con la muestra de agua.

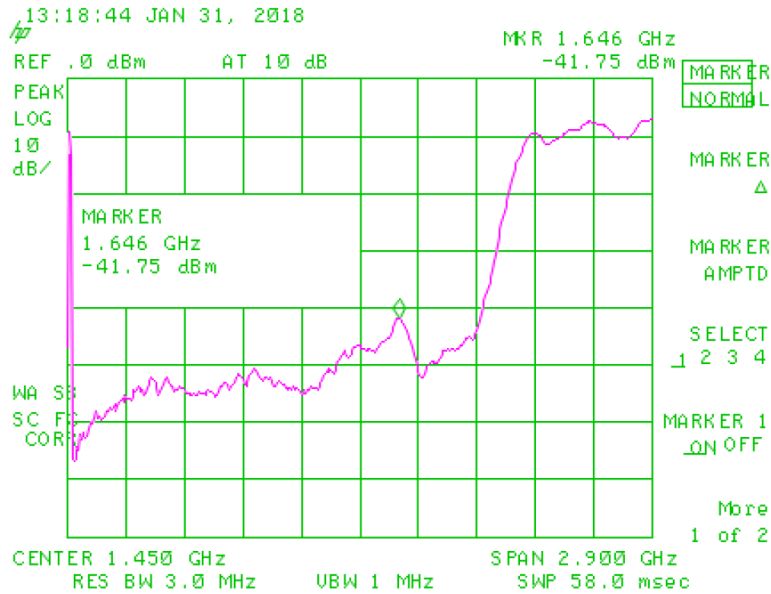


Figura 3.27: Medición experimental del parámetro S_{21} del primer sensor, sin insertar muestra.

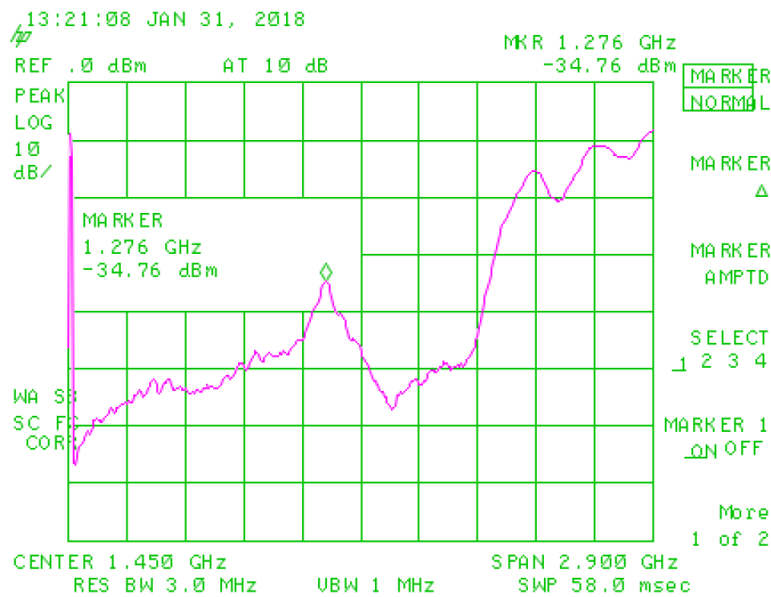


Figura 3.28: Medición experimental del parámetro S_{21} del primer sensor, con muestra de agua.

Los resultados observados deberían corresponderse con las simulaciones realizadas para este sensor, es decir, las presentadas previamente en la Figura 3.22. A fines comparativos se realiza una simulación en un rango mayor de frecuencias, desde 1000 hasta 2800 MHz, y para los casos de constante dieléctrica correspondientes al aire (1, en rojo) y el agua (80, en azul). La conductividad de la muestra se establece en $0,04 S/m$ para este caso. El resultado se presenta en la Figura 3.29.

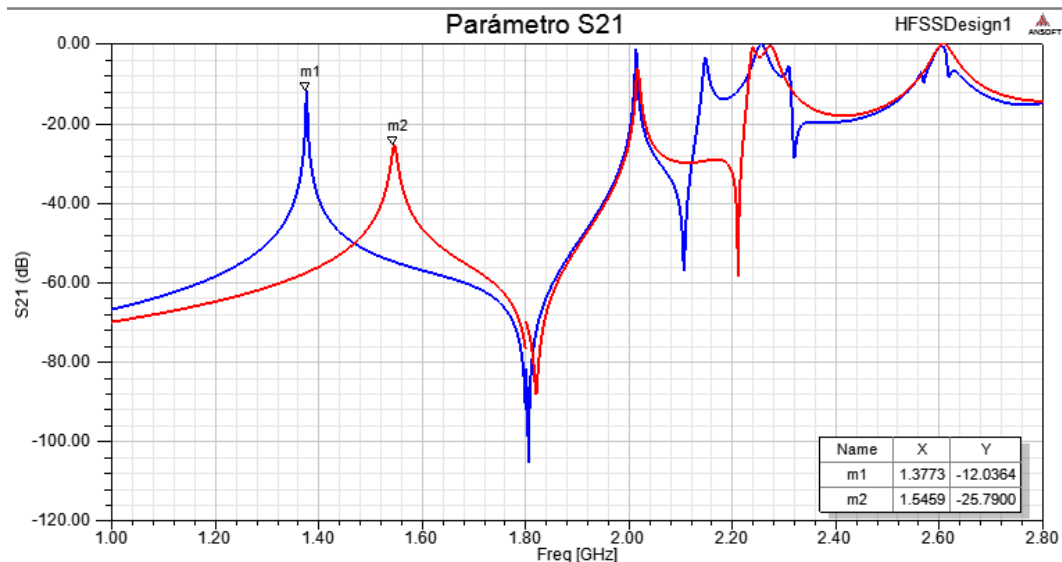


Figura 3.29: Valor absoluto esperado para el parámetro S_{21} del primer sensor, con muestra de agua (azul) y sin muestra (rojo).

Comparar estos gráficos simulados con los obtenidos experimentalmente es válido siempre y cuando las pérdidas en ambos casos sean similares. En este caso no se comparan los valores de Q de las curvas sino las similitudes conceptuales entre una curva y otra, y las posiciones de los picos, que dependen de la frecuencia de resonancia. Se vio que la frecuencia de resonancia no varía con la conductividad para muestras de igual constante dieléctrica, salvo que esta sea del orden de 1 S/m . En conclusión no se comparan los resultados teóricos y experimentales desde el punto de vista de iguales pérdidas, sino desde el de pérdidas tan bajas que no afectan las posiciones de los picos (pero sí la selectividad, que no es estudiada por ahora).

Se observa en ambos casos lo que se asemeja a una respuesta pasa-banda y luego una pasa-altos, ya que la magnitud del parámetro toma valores en promedio mayores a partir de una transición que ocurre alrededor de los 1900 MHz aproximadamente. Este fenómeno está presente en las Figuras experimentales 3.27 y 3.28. Esta transición no es en realidad una frecuencia de corte pasa-altos, sino un conjunto de modos resonantes muy cercanos entre sí; su existencia supone un límite en el valor que puede tomar la frecuencia de interés. Si se recuerda la Figura 3.1, las dimensiones elegidas predicen la aparición de modos muy cercanos entre sí. Por supuesto, el agregado de partes adicionales a la cavidad cilíndrica habrían desplazado en cierta medida los valores exactos de resonancia.

Puesto que los picos de transmisión (a los que se hace referencia en este trabajo como "frecuencias de resonancia") de interés están a frecuencias menores a esta, si este corte se desplaza hacia la izquierda, comienza a interferir con la medición de los picos. Por eso es un valor importante, y se hace referencia al fenómeno a partir de ahora como "frecuencia límite". La frecuencia límite es entonces el valor frecuencial máximo que puede tomar la frecuencia resonante de interés (que solía ser el modo TM_{010}) para muestra de permitividad unitaria, y supone una cota superior para el rango de frecuencias de trabajo.

Notando las diferencias entre la curva experimental y la teórica, se plantean realizar algunas modificaciones al modelo, para mejorar la respuesta, y así encarar la construcción de un nuevo prototipo.

En primer lugar, se observan diferencias entre las frecuencias resonantes simuladas y reales, tanto para el caso vacío como con agua. Esto puede deberse a un número de factores, por ejemplo, a la resina utilizada como relleno, o a imperfecciones en la implementación mecánica de la cavidad resonante o alguno de sus elementos. La excursión, es decir, la variación de la

frecuencia resonante desde el caso vacío al del agua, es mayor en el resonador construido, siendo de unos 370 MHz contra los 170 MHz predichos por la simulación.

Con esto en mente se plantea realizar un ensayo para determinar la constante dieléctrica de la resina empleada para rellenar el sensor. Observando los resultados se estima que esta no es muy lejana a $\epsilon_r = 5,5$, pero su conocimiento ayuda a mejorar la correspondencia entre la simulación y la práctica.

Por otro lado, el parámetro S_{21} resonancias de un Q más bajo en frecuencias mayores a la frecuencia límite, en los casos ensayados que en los simulados. Este fenómeno puede deberse a un acoplamiento excesivo. En la Figura 3.30 se observan resultados de simulación de este sensor, para el resonador vacío y con agua, y para el lazo de acoplamiento con radio de 6 mm y 8 mm.

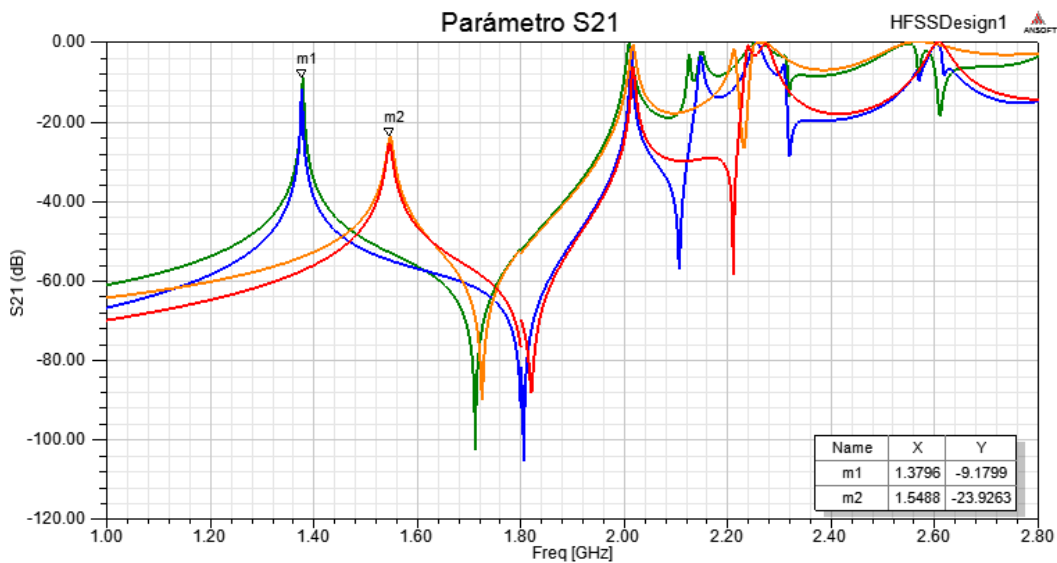


Figura 3.30: Valor absoluto esperado para el parámetro S_{21} del primer sensor, con lazo de acoplamiento semicircular de 6 mm de radio, muestra de agua (azul) y sin muestra (rojo); y luego con lazo de 8 mm de radio, muestra de agua (verde) y sin muestra (naranja).

Se observa que la frecuencia límite es altamente sensible al radio del *coupling loop*, mientras que la frecuencia de resonancia del modo no lo es. Por otro lado, para los casos correspondientes al lazo con radio de 8 mm, el *ripple* en la "banda de paso" es menor, de forma similar a la respuesta del sensor ensayado.

Este fenómeno puede justificarse desde el punto de vista electromagnético. El tamaño del lazo no cambia la morfología del resonador (el espacio entre paredes metálicas), por lo que es coherente que tampoco cambien los valores de frecuencia de resonancia. Sin embargo, su tamaño sí cambia la impedancia vista hacia el sensor. Como ambos lazos están acoplados magnéticamente, existe una reflexión de la impedancia de uno hacia el otro, que es dependiente del tamaño del lazo. Lo mismo ocurre con las características eléctricas del dieléctrico que rellena al sensor, que son reflejadas hacia los lazos. En definitiva lo que se ve afectado es el Q del resonador. Lo que se observa en la Figura 3.30, para frecuencias mayores a 2GHz, es un conjunto de modos resonantes muy próximos entre sí, que se interfieren mutuamente y que, si su Q cae demasiado, desplazan la frecuencia límite hacia la izquierda.

La conclusión de este análisis es que existirían diferencias entre el lazo de acoplamiento construido y el simulado, inherentes a las dificultades mecánicas en el curvado del conductor para hacerlo semicircular. Además y de acuerdo a las simulaciones, la respuesta varía notoriamente con pequeñas diferencias en el acoplamiento, con el riesgo de que la frecuencia resonante para el caso de permitividad mínima (vacío) se pierda o tenga error al acercarse mucho a la frecuencia

límite.

Con esto en mente se plantea cambiar el lazo de acoplamiento semicircular por uno rectangular. De esta forma se puede tener mejor precisión y control sobre sus dimensiones, al mismo tiempo que se sigue logrando el tipo de acoplamiento buscado.

3.6. Caracterización de la resina empleada como relleno

Para la implementación del diseño se necesita rellenar a la cavidad resonante con vidrio líquido, o un material de bajas pérdidas con similar permitividad. El material adquirido es un vidrio tipo resina dividido en dos componentes líquidos, A y B. La mezcla de ambos es viscosa, y se solidifica luego de unas horas, obteniendo un material duro y translúcido similar al vidrio. Resulta de interés caracterizar su constante dieléctrica, para verificar si se aproxima a la del vidrio simulado ($\epsilon_r = 5,5$). Para ello se utiliza el método de cavidad resonante rellena con material dieléctrico. Se plantea construir un resonador cilíndrico hueco y rellenarlo con la resina.

El método de medición se elige para mantener pequeña la cantidad necesaria de vidrio líquido, sin tener que recurrir al método de perturbación de cavidad, que requeriría una forma particular para la muestra. La técnica elegida es mas sencilla de implementar, y proporciona resultados en frecuencias altas. Su desventaja es que proporciona el valor de permitividad a una frecuencia específica, por lo que se debe intentar diseñar la cavidad para que resuene en una frecuencia en el entorno de las de interés.

Con eso en mente se recurre nuevamente a la Ecuación 2.12, para la frecuencia de resonancia de una cavidad cilíndrica cerrada de radio a y largo L .

$$f_{r,nml} = \frac{v}{2} \sqrt{\left(\frac{p_{nm}}{a\pi}\right)^2 + \left(\frac{l}{L}\right)^2} \quad (3.3)$$

Donde v es la velocidad de fase en el medio interno al resonador, que es inversamente proporcional a la raíz cuadrada de su constante dieléctrica. Se adoptan las dimensiones $a = 30mm$ y $L = 60mm$. De esta forma, si la permitividad relativa del medio es realmente de 5,5, la frecuencia de resonancia para el modo TM_{010} resulta ser de aproximadamente 1631 MHz, valor que se encuentra en el entorno de frecuencias de interés.

En función de la permitividad relativa del medio, la frecuencia de resonancia de cada modo es:

$$f_{r,nml} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{p_{nm}}{a\pi}\right)^2 + \left(\frac{l}{L}\right)^2} \quad (3.4)$$

Se recuerda que el parámetro p_{nm} se encuentra tabulado para cada uno de los modos TE y TM . Se recurre a la tabla modal de la Figura 3.1, en este caso, con $\left(\frac{2a}{L}\right)^2 = 1$. De esta forma se observa el orden de aparición de cada una de las resonancias. Si el medio es de aire, $\epsilon_r = 1$, la Ecuación anterior es igual a $f_{0r,nml}$ y se obtienen las siguientes frecuencias de resonancia para los primeros cinco modos:

$$c = 299792458 \text{ m/s} \quad a = 0,03 \text{ m} \quad L = 0,06 \text{ m} \quad (3.5)$$

- Modo $TM_{010} \Rightarrow p_{01} = 2,405 \quad l = 0 \Rightarrow$ Frecuencia $f_{0r} \approx 3825 \text{ MHz}$
- Modo $TE_{111} \Rightarrow p'_{11} = 1,8412 \quad l = 1 \Rightarrow$ Frecuencia $f_{0r} \approx 3849 \text{ MHz}$
- Modo $TM_{011} \Rightarrow p_{01} = 2,405 \quad l = 1 \Rightarrow$ Frecuencia $f_{0r} \approx 4569 \text{ MHz}$
- Modo $TE_{211} \Rightarrow p'_{21} = 3,054 \quad l = 1 \Rightarrow$ Frecuencia $f_{0r} \approx 5462 \text{ MHz}$

- Modo $TE_{112} \Rightarrow p'_{11} = 1,8412 \quad l = 2 \Rightarrow$ Frecuencia $f_{0r} \approx 5791 \text{ MHz}$

Siendo f_{0r} la frecuencia de resonancia de un determinado modo en una cavidad resonante cilíndrica vacía, para la misma cavidad ahora rellena de un material dieléctrico de permitividad relativa ϵ_r , la correspondiente resonancia de ese modo, f_r , es $\sqrt{\epsilon_r}$ veces menor, pues tanto menor es la velocidad de fase en el medio.

$$f_r = \frac{f_{0r}}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.6)$$

Con esta expresión es que se estima la constante dieléctrica en una frecuencia determinada para el material que rellena a un resonador basado en guía de onda, conociendo la frecuencia resonante del modo correspondiente.

El resonador de prueba se construye de la misma forma que el resonador para el sensor, con placas de cobre para las paredes laterales y la tapa superior, y una placa para circuitos impresos en la tapa inferior para proporcionar estabilidad física. Como dispositivo de acoplamiento se emplea un lazo semicircular de 6 mm de radio, colocado de igual forma que en el sensor. El resonador terminado se presenta en la Figura 3.31.



Figura 3.31: Cavidad resonante construida para caracterizar la constante dieléctrica de la resina "vidrio líquido" empleada en la construcción del sensor.

Este dispositivo es entonces conectado al analizador de espectro. Se utiliza un acoplador direccional para separar la onda incidente de la reflejada, y de esta forma medir el parámetro S_{11} . Como generador se emplea el generador de barrido incluido en el analizador. La Figura 3.32 presenta la curva observada en pantalla, representativa del parámetro S_{11} , con marcadores colocados en cada uno de los mínimos relativos observados.

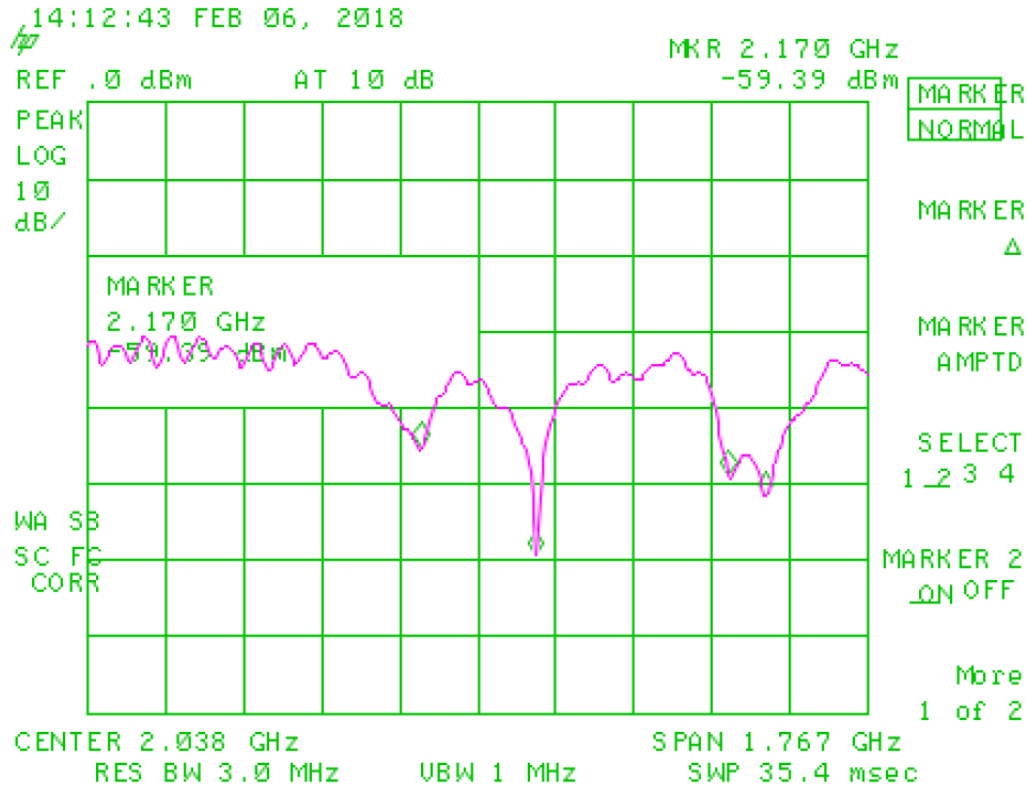


Figura 3.32: Medición experimental del parámetro S_{11} de la cavidad resonante cilíndrica rellena con resina. Los marcadores se encuentran en las frecuencias: 1910 MHz (1), 2170 MHz (2), 2608 MHz (3) y 2692 MHz (4).

En este parámetro los mínimos son representativos de las frecuencias resonantes. Se aclara que el acoplador direccional empleado posee 30 dB de atenuación, y un acoplamiento promedio de 20 dB.

Recordando las frecuencias de resonancia calculadas para las dimensiones de esta línea, los primeros dos modos que aparecen se encuentran muy cercanos, y prácticamente superpuestos. Se trata de los modos TM_{010} y TE_{111} . En la Figura 3.32, cualquiera de los dos (o ambos) podría ser responsable del mínimo denotado por el primer marcador. De estos dos, el primero está en condiciones más favorables de aparecer que el segundo, puesto que el uso de lazos de acoplamiento favorece la aparición de modos TM . Esto se evidencia en el mínimo correspondiente al segundo marcador, que correspondería al modo TM_{011} . Los dos mínimos siguientes, señalados por el tercer y cuarto marcador, se encuentran razonablemente cercanos entre sí, y corresponderían a los modos TE_{211} y TE_{112} .

Luego de observar esta respuesta e intuir a qué modo corresponde cada pico, se los compara con las frecuencias f_{0r} calculadas para resonadores vacíos, y se despeja así la constante dieléctrica estimada para cada frecuencia. El primer mínimo pareciera dar una medición dudosa, puesto que existen allí dos modos superpuestos, que incluso, al ser uno TE y uno TM , podrían estarse interfiriendo mutuamente. Se realiza la suposición de que, como el uso de acopladores direccionales favorece la transmisión de modos TM , este pico corresponde a la frecuencia de resonancia del modo TM_{010} . De igual manera, la cercanía entre los últimos dos mínimos introduce cierta cantidad de error a su correspondencia con frecuencias resonantes.

- Marcador 1: 1910 MHz, modo $TM_{010} \rightarrow \epsilon_r \approx 4,06$

- Marcador 2: 2170MHz , modo $TM_{011} \rightarrow \epsilon_r \approx 4,43$
- Marcador 3: 2608MHz , modo $TE_{211} \rightarrow \epsilon_r \approx 4,38$
- Marcador 4: 2692MHz , modo $TE_{112} \rightarrow \epsilon_r \approx 4,62$

Si bien se sabe que la constante dieléctrica varía con la frecuencia, no todas las diferencias observadas en el valor calculado se deben a este fenómeno. En este caso la cercanía de las resonancias entre sí y la indeterminación en el primer mínimo desfavorecen a la medición efectiva en cada punto. Sin embargo, queda en evidencia que la permitividad relativa de la resina empleada se mantiene en promedio alrededor del valor 4,4, y no de 5,5 como se supuso inicialmente. Este valor experimental es similar al de la resina *epoxy* empleada en los circuitos impresos. En efecto, las técnicas conocidas para caracterizar la constante dieléctrica de una placa para PCB con material epoxy también presentan variaciones como las vistas, al comparar las frecuencias resonantes que son muy cercanas entre sí.

Dado que no se conoce una expresión matemática para la transferencia de los lazos de acoplamiento, no es posible establecer una relación directa entre el Q de cada frecuencia resonante y las pérdidas (dieléctricas o por conducción) del material.

3.7. Revisión del sensor

Luego de los ensayos prácticos hechos, tanto para la primera topología del sensor como para la caracterización de la resina, se aborda el último paso del modelado y simulación por software. En primer lugar se actualiza el valor de constante dieléctrica de la resina empleada como relleno del sensor, a un valor promedio de 4,4. Luego, se intercambian los lazos de acoplamiento semicirculares por otros rectangulares, en la misma posición y orientación. El sensor modificado se muestra en la Figura 3.33.

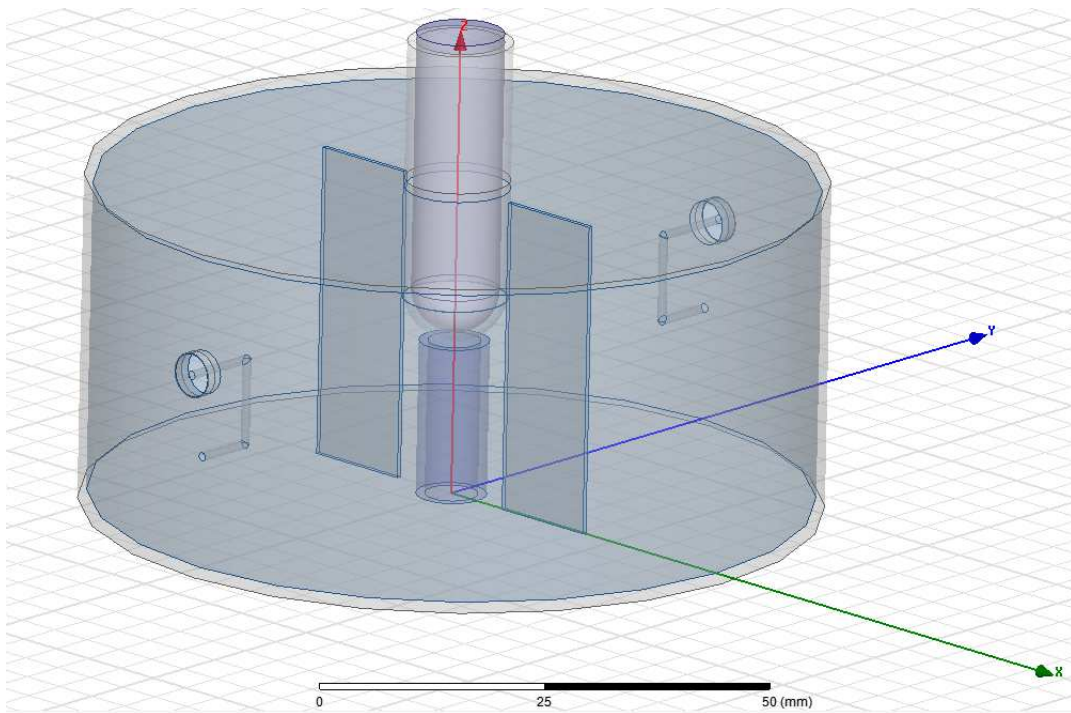


Figura 3.33: Modelo tridimensional del sensor de permitividad.

Esta es la iteración final sobre la forma del sensor. Su optimización se basa en la elección fundamentada de las dimensiones de cada una de sus partes, y tiene como objetivo mejorar el

cumplimiento de los objetivos. Recordando los más importantes, se busca maximizar la variación de la frecuencia de resonancia al cambiar la permitividad de la muestra, y mantener una medición confiable a medida que las pérdidas de la muestra aumentan. Las pérdidas son modeladas en el software desde el punto de vista de la conductividad (σ), pero también podrían deberse a pérdidas dieléctricas, y causarían el mismo efecto. Como se vió durante la simulación del primer prototipo, y también durante el estudio teórico, estos dos objetivos principales están en conflicto mutuo. Si la muestra resulta altamente invasiva del campo eléctrico que resuena en el interior del sensor (es decir, si la onda electromagnética atraviesa una cantidad de muestra) es predecible que las variaciones de la frecuencia resonante con la constante dieléctrica sean altas, y por consiguiente, la resolución del sensor. Ahora bien, cuanto mayor sea el recorrido de la onda en el interior de la muestra, tanto mayor es la disipación de energía a causa de su conductividad o pérdidas dieléctricas.

Con esto en mente es evidente que no existe una topología óptima de sensor, desde el punto de vista del cumplimiento simultáneo de los objetivos. No es posible maximizar la resolución del sensor sin inevitablemente disipar una cantidad mayor de energía por concentrar el campo eléctrico en la muestra. Por lo tanto la meta de la optimización es lograr el mejor compromiso posible entre resolución y sensibilidad a las pérdidas, y esto depende de la aplicación particular que se desee dar al sensor.

Si, por ejemplo, se busca monitorear un proceso químico mediante la constante medición de las propiedades dieléctricas del compuesto, las cuales sufren variaciones muy leves, resulta de interés un sensor con alta resolución, capaz de detectar estas pequeñas diferencias. En ese caso se puede, por ejemplo, aumentar la relación de volumen de la muestra sobre volumen de la cavidad, introduciendo una cantidad mayor del tubo de ensayo al resonador, y de esta forma aumentar la prominencia de la muestra en el camino de la onda resonante. Este ajuste es válido para la aplicación, y sacrifica un poco la adecuación del sensor para las muestras más disipativas.

Dicho esto, existen límites mínimos a cumplir por el sensor. Su capacidad de medición fiel con muestras de altas pérdidas debe ser suficiente como para poder caracterizar a la muestra más disipativa para la que se desee el sensor. Es decir, la expresión "altas pérdidas" depende de la aplicación. Para el diseño de esta tesis, esta referencia fue fijada en el agua salada, y con eso en mente se simularon los parámetros de interés para una muestra con σ máximo de $4S/m$.

Puesto que entonces la optimización está altamente condicionada por la aplicación deseada para el sensor, se opta por omitir su estudio en esta sección de la tesis. Si se busca más información al respecto, en el Apéndice A se aborda un estudio más conceptual sobre posibles ajustes del sensor. En dicha sección se propone realizar modificaciones leves en cada una de las dimensiones del sensor modelado hasta ahora, y mediante simulación evaluar qué cambios produce esto en el parámetro S_{21} .

Es necesario determinar las dimensiones para los lados del lazo de acoplamiento rectangular. El primer tramo es una extensión directa del conductor central del cable coaxial utilizado como acople, en la dirección del eje Y según la Figura 3.33. Se nombra a dicha variable Y_L , y, al largo del otro tramo, paralelo al eje Z , como Z_L . En los conectores coaxiales utilizados para la implementación, el conductor central se extiende por 7 mm por fuera del conductor externo, por lo que se adopta este valor para Y_L . La longitud Z_L es elegida como 10 mm. En el Apéndice A se aborda en más detalle la elección de estas dimensiones. La Figura 3.34 muestra la implementación de este lazo de acoplamiento.

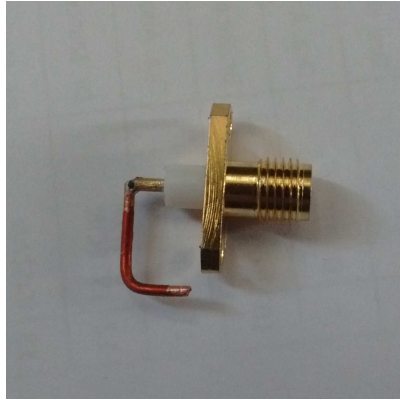


Figura 3.34: Lazo rectangular utilizado como método de acoplamiento en el sensor final.

Las dimensiones elegidas para el lazo son introducidas en el modelo. Nuevamente se simula el parámetro S_{21} para diferentes valores de la constante dieléctrica de la muestra, y para conductividad fija de $0,04S/m$. Los resultados son presentados en la Figura 3.35.

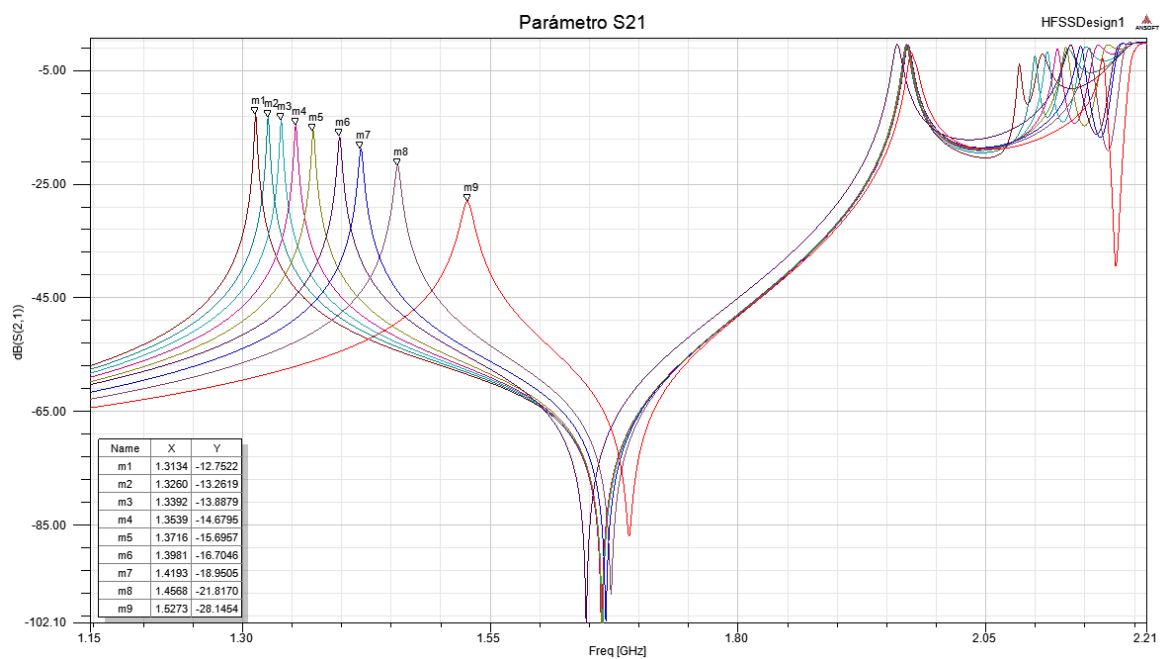


Figura 3.35: Módulo del parámetro S_{21} para el sensor, para muestras de diferentes constantes dieléctricas, y conductividad de $0,04S/m$. La permitividad de cada curva marcada es en orden decreciente: 1 (marcador 9), 11 (8), 21 (7), etc., hasta 81 (marcador 1)

Hasta ahora se ha evaluado el valor absoluto (en escala logarítmica) del parámetro S_{21} ya que de fácil observación en un Analizador de Espectro. Sin embargo, el parámetro en sí es un número complejo, pues representa la relación de potencia de los fasores de salida y entrada. Es decir, el parámetro tiene un argumento no nulo, que representa la diferencia de fase de la onda de salida respecto a la de entrada. La fase no es observable en un analizador de espectro convencional, pero, así como la magnitud, posee información sobre la permitividad de la muestra, como se observa en la Figura 3.36.

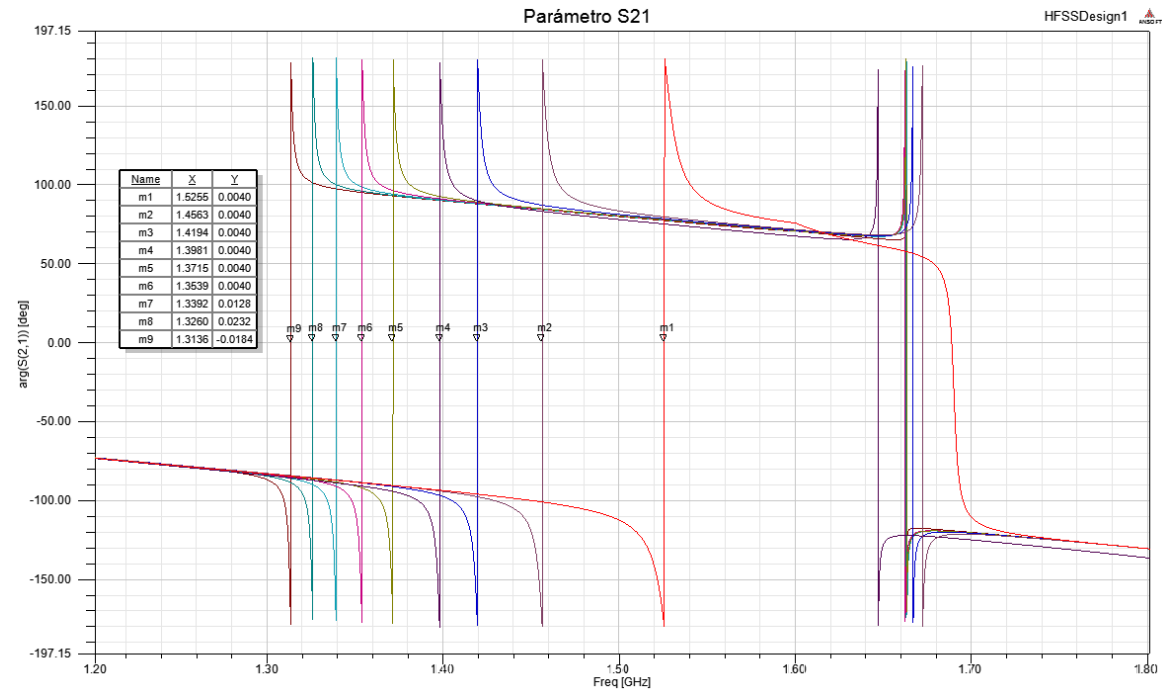


Figura 3.36: Argumento del parámetro S_{21} para el sensor, para muestras de diferentes constantes dieléctricas, y conductividad de $0,04 S/m$. La permitividad de cada curva marcada es en orden creciente: 1 (marcador 1), 11 (2), 21 (3), etc., hasta 81 (marcador 9)

Puede verse que en las frecuencias de resonancia la transferencia es máxima y en contrafase, puesto que los picos de la Figura 3.35 coinciden en su valor de abscisa con los cruces por $\pm 180^\circ$ de la curva de fase (Figura 3.36).

Esta última topología es implementada. Respecto a la ensayada primeramente, esta nueva iteración posee lazos de acoplamiento rectangulares, con dimensiones cuidadosamente ajustadas para evitar el sobre-acoplamiento observado en el primer ensayo. Se construye el sensor nuevamente empleando placas de cobre para las paredes laterales y superior, y con una base inferior de placa para circuitos impresos.

3.8. Ensayo del sensor

Se plantean los ensayos de esta topología utilizando el mismo equipo empleado en los primeros ensayos, esquematizado en la Figura 3.26, que incluye al analizador de espectro y al amplificador de banda ancha. Para comprobar su funcionamiento, se introducen tubos de ensayo con soluciones de permitividad conocida y se observa la evolución de la frecuencia resonante.

La calibración utilizando muestras conocidas permite predecir la respuesta del sensor. Por diversos motivos, no se puede obtener una expresión analítica y exacta que vincule la frecuencia de resonancia observada con el valor de constante dieléctrica. Asimismo, tampoco se puede despejar la constante de pérdidas (parte imaginaria del vector permitividad) en forma matemática (en función del factor de calidad Q). Algunas de las razones detrás de esto son:

- Las expresiones para la frecuencia de resonancia de una cavidad cilíndrica en función de sus dimensiones no pueden ser despejadas salvo recurriendo a una aproximación de las ecuaciones de Bessel que caracterizan a las ondas en su interior. Esto se discutió anteriormente, y debe recurrirse a una tabla modal para determinar la frecuencia de resonancia.
- El sensor construido no es un resonador cilíndrico convencional, sino que tiene componentes

metálicas en su interior que modifican la distribución de los campos resonantes.

- Los dispositivos de acoplamiento construidos fueron dimensionados en base a simulaciones. La cantidad acoplada no es constante con la frecuencia, y sus variaciones son a su vez dependientes de las dimensiones del lazo. En otras palabras, el método de acoplamiento también afecta la transferencia del sensor, y si bien no debería modificar la frecuencia de resonancia, sí podría afectar el módulo del parámetro S_{21} y cualquier medición que intente hacerse de la constante de pérdidas.

Para este ensayo no se dispone de una gran cantidad de muestras de constante dieléctrica conocida. Se trabaja con tubos de ensayo llenos de agua (80), acetona (20), ácido acético (6,2) y aire (1).

Se toman capturas de pantalla del analizador de espectro como en en los ensayos previos. En la Figura 3.37 se muestra la transferencia S_{21} en una banda ancha de frecuencias, para una muestra, en este caso, de acetona.



Figura 3.37: Transferencia S_{21} en un rango amplio de frecuencias, para una muestra de acetona ($\epsilon_r \approx 20,5$). Se observa el máximo correspondiente a la resonancia de interés, y luego otros modos resonantes de mayor transferencia.

Si se estudia un rango más reducido de frecuencias para las muestras dichas, entre 1300 y 1800 MHz, se obtienen las Figuras 3.38. Se observa que la frecuencia de máxima transferencia, representativa de la resonancia del sensor, varía con la muestra introducida, producto de su constante dieléctrica.

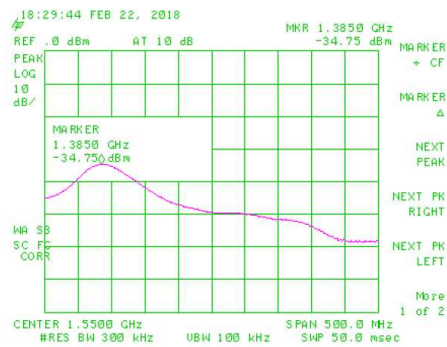
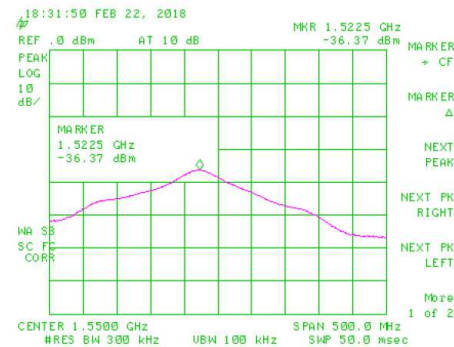
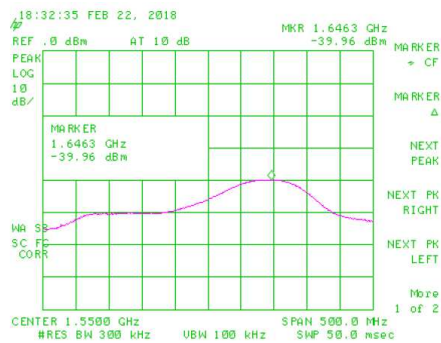
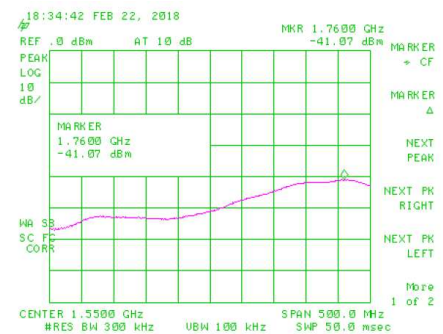
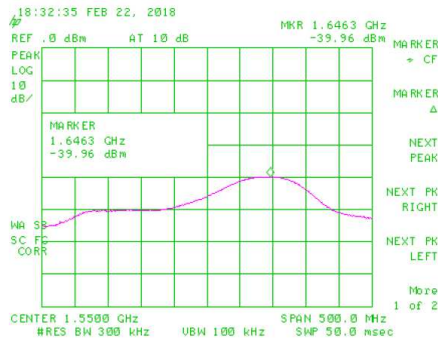
(a) Agua ($\epsilon_r \approx 80$)(b) Acetona ($\epsilon_r \approx 20,5$)(c) Ácido acético ($\epsilon_r \approx 6,2$)(d) Aire ($\epsilon_r \approx 1$)

Figura 3.38: Transferencia S_{21} en el rango de 1300 a 1800 MHz, para soluciones de diferente constante dieléctrica. Capturas de pantalla de analizador de espectro.

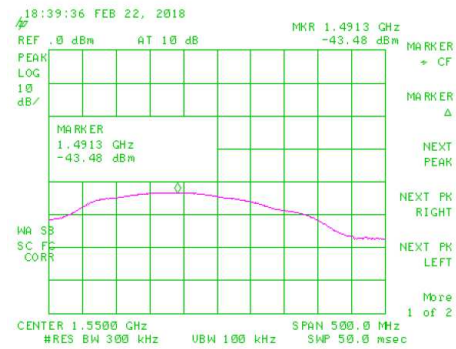
Las frecuencias resonantes son de aproximadamente 1385 MHz (agua), 1523 MHz (acetona), 1646 MHz (ácido acético) y 1760 MHz (aire). Se observa, como en las simulaciones, que la variación de frecuencia de resonancia relativa a la variación de constante dieléctrica es menor cuanto mayor es la constante dieléctrica.

La utilidad de este sensor no necesariamente se limita a determinar la constante dieléctrica. Como se vio, la técnica puede usarse también para predecir otras propiedades de la muestra, como concentraciones de solventes. Para este ejemplo, la calibración manual es más adecuada, pues evita tener que establecer una relación analítica frecuencia-permitividad y otra permitividad-concentración. Se pueden probar muestras de diferente concentración conocida y calibrar de esa forma una curva frecuencia de resonancia vs concentración para futuras mediciones. Lo mismo ocurre con cualquier variable de la muestra que afecte en mayor o menor medida su permitividad relativa: temperatura, estructura molecular, densidad, etc. Esta es la utilidad buscada para el sensor.

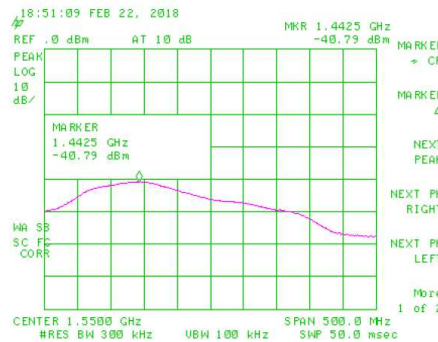
Con esto en mente se realiza un ensayo adicional, esta vez, de muestras de igual composición y diferente concentración. Se estudia ácido acético disuelto en agua, con concentraciones al 100 %, 80 %, 60 % y 40 % (volumen en volumen). Los resultados se presentan en las Figuras 3.39.



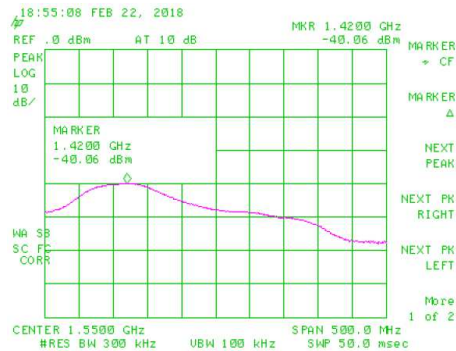
(a) 100 %



(b) 80 %



(c) 60 %



(d) 40 %

Figura 3.39: Transferencia S_{21} en el rango de 1300 a 1800 MHz, para soluciones de ácido acético en agua de diferentes concentraciones. Capturas de pantalla de analizador de espectro.

Las frecuencias resonantes son de aproximadamente 1646 MHz (100%), 1491 MHz (80%), 1443 MHz (60%) y 1420 MHz (40%). Las soluciones con menores concentraciones de ácido poseen un volumen alto de agua, cuya constante dieléctrica es mucho mayor a la del ácido, por lo que la permitividad relativa de la mezcla tiende rápidamente a la del agua.

3.9. Conclusión

De esta forma se diseña e implementa un sensor para caracterizar propiedades dieléctricas en el rango de interés. Ahora bien, los ensayos realizados fueron llevados a cabo en forma experimental y con instrumentos de laboratorio. Para evitar la necesidad de estos equipos de propósito general (analizador de espectro, fuente regulable de corriente continua, generador barredor, etc.) siempre que se quiera realizar una medición, en el Capítulo 4 se propone la implementación de un sistema de medición independiente. El mismo se lleva a cabo en PCB, y se lo ajusta para que emule las condiciones de ensayo del sensor en el laboratorio.

Bibliografía

- [1] D. R. Avalos, H. A. Larrondo. "Electromagnetismo Elemental". UNMdP, junio 2000.
- [2] D. R. Avalos, H. A. Larrondo. "Ondulatoria Elemental". UNMdP, junio 2000.
- [3] S. Pimentel, P. Agüero, A. Uriz, J. Bonadero, J. Castiñeira Moreira.- "Simulation of a non-invasive glucometer based on a microwave resonator sensor". Journal of Physics: conference series. Londres: IOP Science. 2013. Mayo Clinic Proceedings, 1983, Vol. 58 (8).
- [4] M. C. Cebedio, L. A. Rabioglio, J. E. Romani.- "Estudio y Desarrollo de sensores planares para la detección no invasiva de cambios en la glucemia". Tesis de grado.
- [5] J. Castiñeira Moreira, "Medios de transmisión". Apuntes de clase. UNMdP
- [6] www.kabusa.com - "Dielectric Constants of Common Materials".
- [7] University of Washington - depts.washington.edu - "Dielectric Constant of Common solvents".
- [8] D. K. Cheng. "Field and Wave Electromagnetics". 1983.
- [9] L.F. Chen, C.K. Ong, C.P. Neo, V.V. Varadan, V.K. Varadan, "Microwave Electronics: Measurement and Materials Characterization", John Wiley & Sons, Ltd (2004).
- [10] E.G.Nyfors, "Cylindrical Microwave Resonator Sensors For Measuring Materials Under Flow", Phd. Thesis, Finland, May 2000.
- [11] B.G. Baños, "Estudio y optimización de sensores de microondas para la caracterización y monitorización de materiales en procesos industriales", Tesis Doctoral, Universidad Politécnica de Valencia, España, pp 22 - 41.

Capítulo 4

Sistema de medición independiente

En este capítulo se presenta una topología circuital para implementar un sistema de medición dedicado al sensor construido. En el Capítulo 3 se usa un analizador de espectro digital de laboratorio para realizar ensayos. Se intenta reemplazar dicho dispositivo por un sistema que cumpla la misma función: adquirir la información del parámetro S_{21} del sensor. Una topología posible para este sistema se presenta en el diagrama de la Figura 4.1.

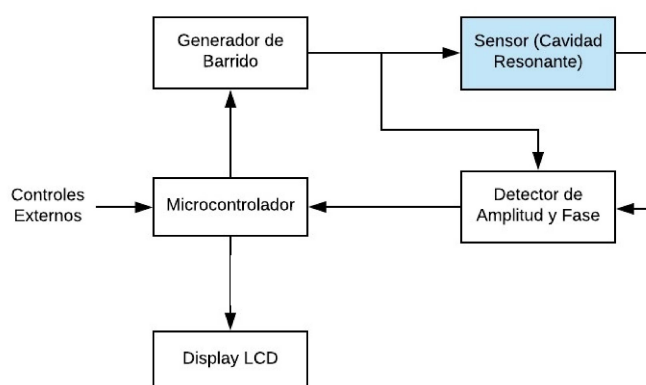


Figura 4.1: Diagrama de bloques para el sistema de medición propuesto.

El sistema completo consta de tres etapas.

- Una etapa generadora, que sintetiza la onda de alta frecuencia que ingresa al sensor por el puerto 1. Esta frecuencia es variable, y ha de adoptar valores entre 1300 y 1800 MHz aproximadamente, de forma tal de abarcar el rango de frecuencias que puede tomar la frecuencia de resonancia para las soluciones bajo estudio.
- Una etapa detectora, que sensa la onda que sale del sensor por el puerto 2, y compara su amplitud y fase con la onda generada en la etapa anterior. Esta relación es representativa del parámetro S_{21} . El detector luego genera dos señales de tensión continua, cuyo valor es respectivamente proporcional a la magnitud y fase del parámetro.
- Un sistema de control, nucleado en un microcontrolador. Este dispositivo se programa para controlar la frecuencia sintetizada por la etapa de generación, y obtener la información de magnitud y fase que proporciona el detector.

El sistema original fue diseñado por el Grupo y abordado en detalle en [4]. Su implementación fue orientada al desarrollo de un glucómetro no invasivo, estudiado en [5] y [6], basado en un sensor microstrip. En este Capítulo se presenta dicho sistema original, junto con algunas modificaciones realizadas para adecuarlo al sensor construido.

4.1. Bloques del sistema

La primera etapa se encarga de la generación de la onda incidente y su barrido frecuencial. Se basa en un circuito integrado ADF4351 capaz de generar una salida senoidal con frecuencia entre 35 y 4400 MHz. Permite generar dos ondas de salida idénticas e independientes. La frecuencia de salida es controlada mediante registros, que operan a su vez sobre una frecuencia de referencia. La referencia es fijada en 10 MHz utilizando un circuito oscilador externo basado en cristal. La Figura 4.2 presenta un esquemático con la topología de este circuito.

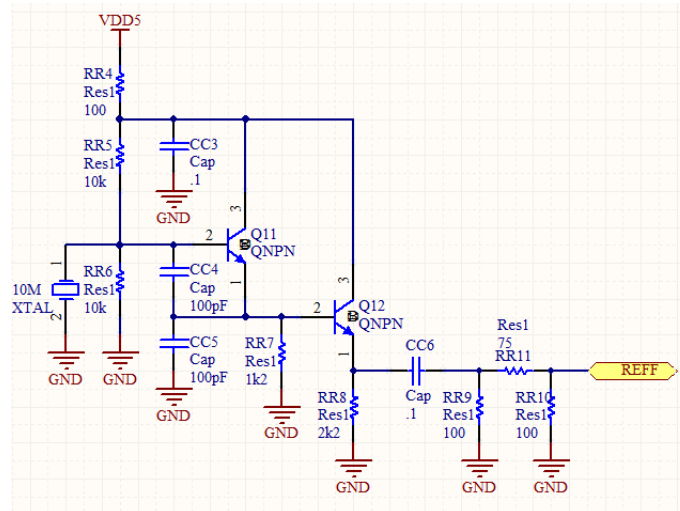


Figura 4.2: Oscilador de 10 MHz que sintetiza la señal de referencia.

En la Figura 4.3 se presenta un esquemático circuital de esta etapa. Los pines CLK, DATA, LE y CE del integrado son llevados a postes para luego ser conectados con la etapa de control. El pin REFIN se conecta al oscilador anterior. El circuito genera dos ondas idénticas e independientes en frecuencia, que son llevadas a los conectores SMB como se indica. Los pines 12 y 13 corresponden a colectores de un par diferencial; la hoja de datos especifica, para un acoplamiento óptimo a 50Ω , que ambas salidas sean polarizadas a $+V_{dd}$ utilizando resistores de 50Ω , lo que se logra en cada caso con el paralelo de dos resistores de 100Ω .

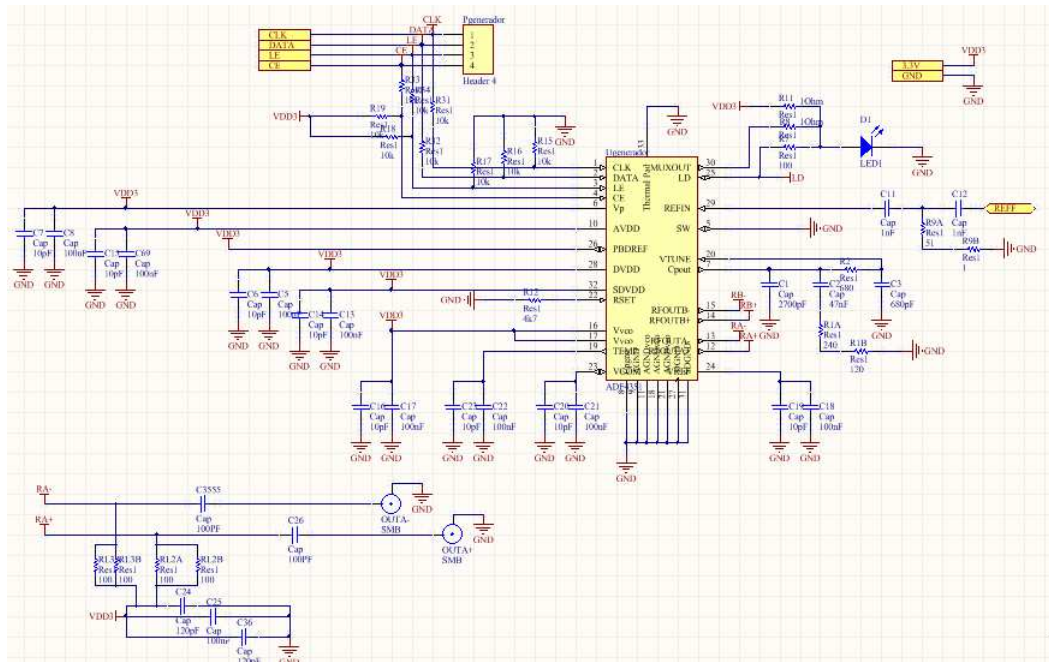


Figura 4.3: Circuito esquemático correspondiente al circuito generador barredor de frecuencia.

El siguiente bloque es el detector, que mide la respuesta del sensor. La etapa se basa en un circuito integrado AD8302 utilizado para medir relación de amplitud y fase entre dos entradas, A y B. Una de estas entradas es la señal extraída del sensor, y la otra, la entrante al mismo (salida del generador). El integrado puede soportar potencias de entrada entre -60 dBm y 0dBm y funciona correctamente hasta una frecuencia de 2,7 GHz. A partir de la medición interna de ganancia y desfase entre ambas entradas, se establece la salida a un nivel de tensión dado. En la Figura 4.4 se presenta un esquemático circuital de esta etapa.

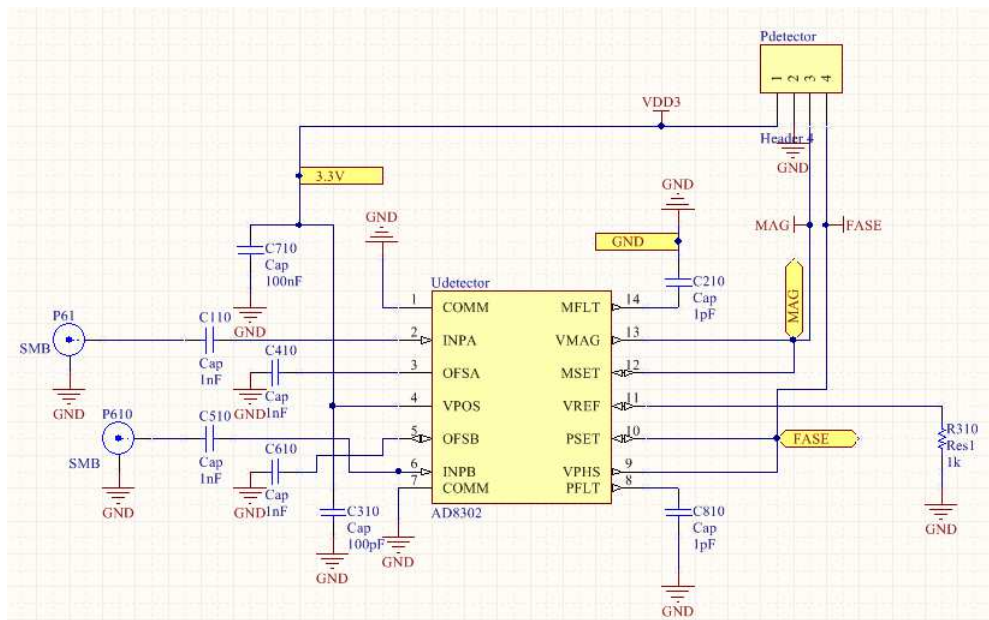


Figura 4.4: Circuito esquemático correspondiente al circuito detector de relación de magnitud y fase.

Por último, la etapa de control gobierna el comportamiento del resto del sistema. El

microcontrolador usado es un PIC 18F4550, de Microchip. El mismo opera a base de un cristal externo de 20 MHz, y puede comunicarse con una PC por UART mediante un conector tipo USB o RS-232. También posee una conexión con una pantalla LCD por medio de sus puertos digitales. La Figura 4.5 esquematiza el circuito de esta etapa.

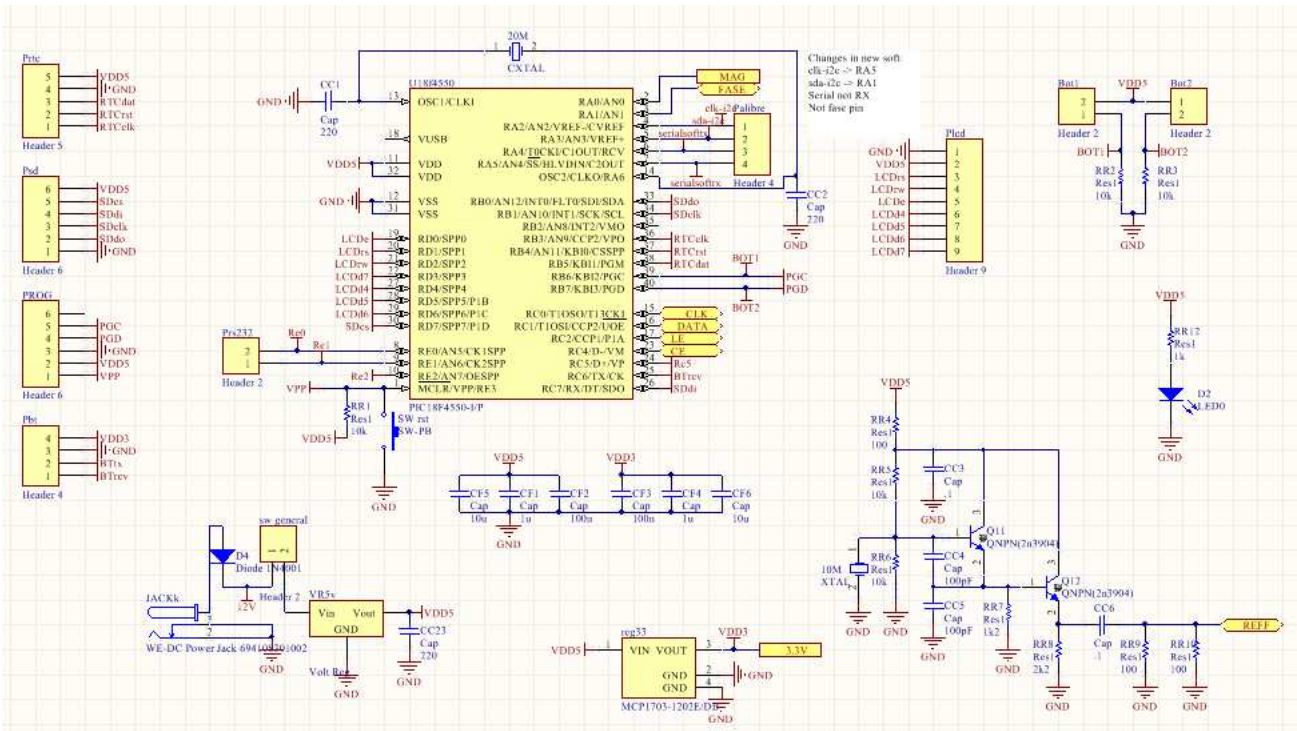


Figura 4.5: Circuito esquemático correspondiente a la etapa de control.

El sistema original desarrollado por el Grupo fue implementado como tres circuitos impresos separados e interconectados. Como parte del trabajo [4], se colapsó todo el sistema a una única placa reuniendo los tres bloques anteriores, que se muestra en la Figura 4.6

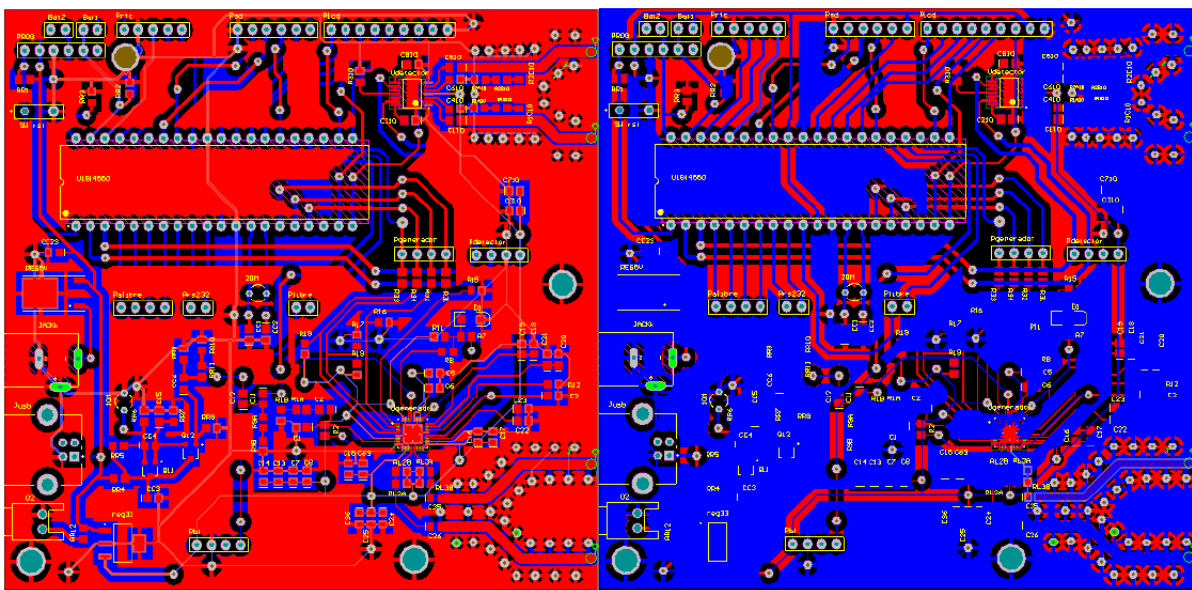


Figura 4.6: Diseño del circuito impreso original para el sistema completo. Capas superior (rojo) e inferior (azul).

Se observa en el PCB cuatro pistas, a la derecha, a las que se sueldan conectores tipo SMB que permiten la comunicación con el sensor. El lado inferior derecho corresponde al generador, y el superior derecho, al detector. Una de las salidas del generador se conecta directamente a una de las entradas del detector para realizar la comparación de magnitud y fase. La salida restante del generador se conecta al puerto 1 del sensor, mientras que el puerto 2 se conecta a la entrada libre del detector.

Para mejorar la respuesta del sistema con este sensor particular se plantea realizar dos modificaciones sobre este diseño. Como se observó en los ensayos prácticos del sensor, en la frecuencia de resonancia la magnitud del parámetro de transmisión es muy baja (unos -40 dB), en especial si la muestra tiene altas pérdidas. Como el detector opera para tensiones de -60 a 0 dBm, resulta de interés mantener las pérdidas bajas. Las pérdidas por reflexión que aparecen en el PCB aportan a este problema, y se propone disminuirlas con técnicas de adaptación. También es importante mantener un buen nivel de energía en la onda que atraviesa el sensor. Para esto se propone agregar una etapa de amplificación a la señal que sale del generador y se dirige al sensor.

4.2. Etapa de amplificación

Dado que en la frecuencia de resonancia del sensor la cantidad de potencia que llega al puerto 2 es mucho menor que la que ingresa por el puerto 1, se pretende aumentar la amplitud de la onda incidente. La etapa de detección es capaz de soportar una entrada de 0 dBm como máximo, por lo que no puede configurarse al generador para producir una potencia mayor a esta en teoría, y por esto se recurre a una amplificación como indica la Figura 4.7.

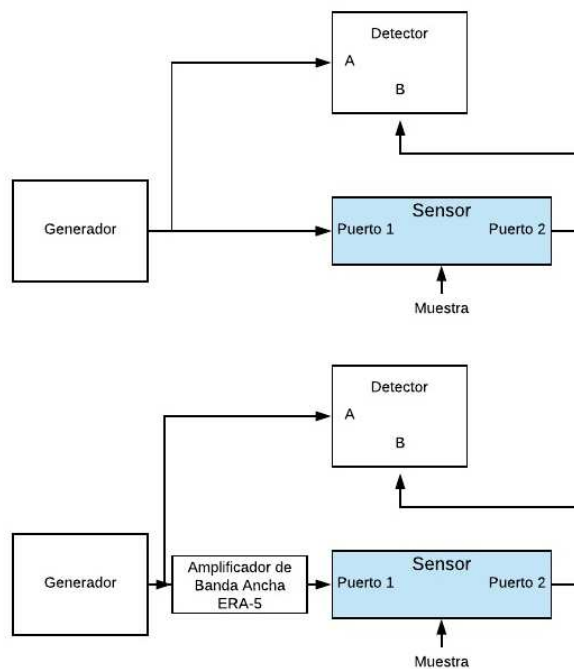


Figura 4.7: Diagrama de Bloques de las etapas de generación, sensado y detección, antes (arriba) y después (abajo) de agregar el amplificador.

Se utiliza un amplificador de banda ancha ERA-5 capaz de operar en frecuencias de 0 a 4 GHz, y proporcionar una amplificación de entre 18,5 y 19,5 dB en el rango de frecuencias de interés. No es capaz de sintetizar una salida de más de 18,4 dBm por lo que debe tenerse cuidado

a la hora de elegir la potencia de salida del generador para no saturarlo. Puede operar con una tensión de alimentación de 7 a 20 Volt. En este caso se le alimenta con 12V disponibles a la salida de la fuente de alimentación.

Para la topología del amplificador se utiliza la configuración recomendada por la hoja de datos del integrado, como se muestra en la Figura 4.8. La misma incluye el *biasing* de la salida con un choque de radiofrecuencias y un resistor de valor dependiente de la tensión de alimentación (para 12V se sugieren 113Ω; se utiliza un resistor de 120Ω).

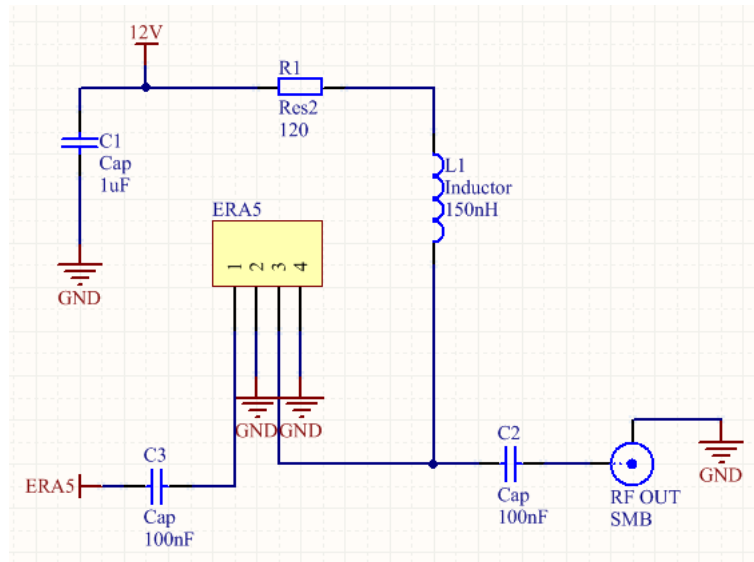


Figura 4.8: Circuito esquemático correspondiente a la etapa de amplificación.

El esquemático de la etapa generadora, de la Figura 4.3, se modifica para insertar esta nueva etapa. Una de las salidas del integrado generador es llevada, en lugar de a un conector SMB, a la entrada del amplificador indicada como "ERA5".

Esta etapa es luego agregada al diseño del PCB, tomando una de las salidas del generador y llevándola al amplificador, como se muestra en la Figura 4.9

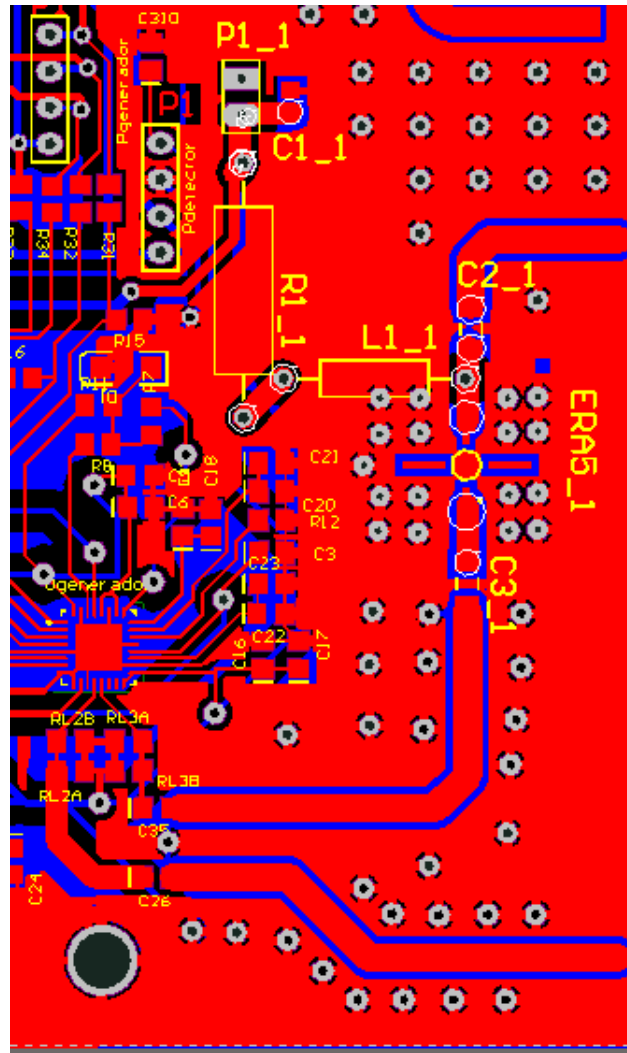


Figura 4.9: Diseño de la etapa de amplificación en el circuito impreso.

4.3. Adaptación de impedancia

La desadaptación de impedancias es un problema común al trabajar en circuitos de altas frecuencias. Cada discontinuidad en el camino de la onda implica la reflexión y transmisión de potencia. En situaciones de adaptación la reflexión es nula, pero de no ser este el caso, una cierta cantidad de potencia no se transmite. Con el objetivo de reducir las pérdidas de potencia del sistema, se propone intentar minimizar las pérdidas por reflexión que aparecen sobre las líneas de transmisión (pistas).

Los conductores comienzan a comportarse como líneas de transmisión cuando sus dimensiones se vuelven comparables con la longitud de onda de alterna. En este diseño la frecuencia no supera los 20 MHz excepto en los tramos que interactúan con el sensor, desde el generador y hasta el detector, donde adopta valores del orden del Giga Hertz. En estos tramos la impedancia característica de la pista comienza a ser de relevancia, así como las impedancias de entrada y salida de los componentes involucrados.

Si se observa nuevamente la Figura 4.7 se pueden observar cuatro tramos de línea de transmisión. Uno del generador directamente a un canal del detector, y otro al amplificador ERA-5. Uno más del amplificador hacia el sensor, y por último, del sensor al otro canal del detector.

En este circuito existen reflexiones y transmisiones inevitables debido a que el sistema bajo prueba es un resonador. Este dispositivo es de parámetros distribuidos, pero en un entorno alrededor de la frecuencia de resonancia puede pensarse como una red RLC de parámetros concentrados. Teniendo esto en cuenta, parte de la onda que llega al puerto 1 se refleja y parte se transmite, dependiendo de la frecuencia. Estas no son las reflexiones que intentan eliminarse. Lo que se busca es que la respuesta del sistema independiente sea similar a la observada en el analizador de espectro. Por lo tanto, este diseño no es del todo una adaptación, sino más bien un acondicionamiento de la impedancia.

El analizador de espectro con el que se realizaron los ensayos posee impedancias de salida y entrada de 50Ω . Con esto en mente, lo más importante es que la impedancia de entrada del detector vista por el sensor sea de 50Ω o cercana. También se adapta de igual forma a la entrada A del detector, para que no existan pérdidas por reflexión de la onda que viaja a este directamente desde el generador.

El amplificador ERA-5 presenta, según su hoja de datos, pérdidas por reflexión muy bajas si se lo acopla de forma correcta. Si se lo alimenta con un generador de impedancia de salida 50Ω , las especificaciones indican una relación de onda estacionaria resultante máxima de 1,3 a su entrada, lo que se traduce en una impedancia de entrada muy cercana a 50Ω . Lo mismo ocurre a su salida, con una ROE máxima de 1,2 si se lo conecta a una carga de 50Ω . Esto significa que no se requiere adaptación en esta parte del circuito.

El integrado AD8302 utilizado como detector posee una impedancia de entrada, según la hoja de datos, equivalente a una resistencia y una capacitancia en *shunt*. Los valores de estos componentes equivalentes se presentan en el gráfico de la Figura 4.10.

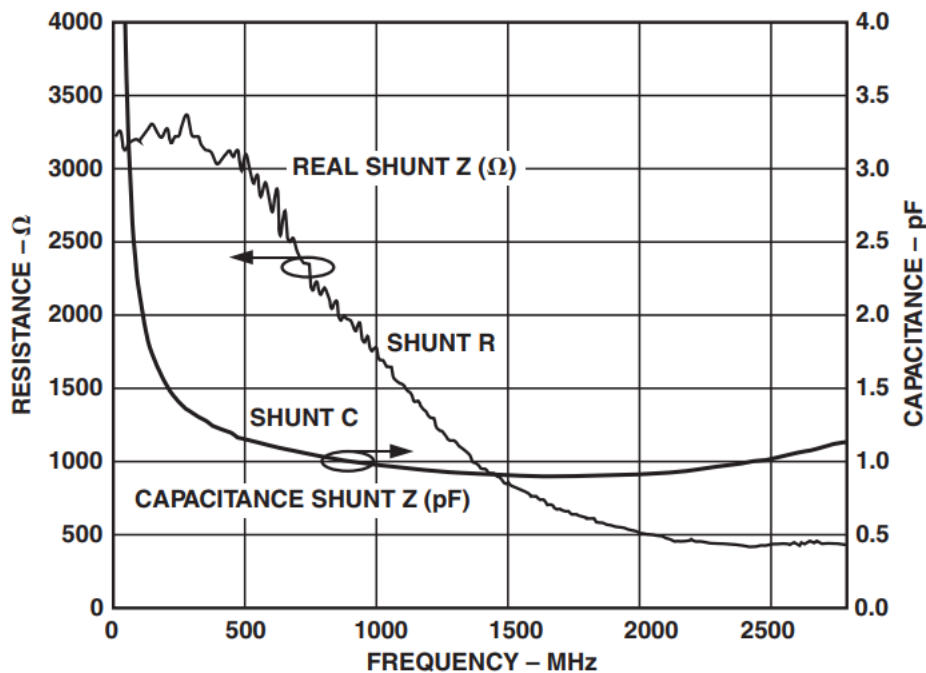


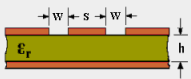
Figura 4.10: Impedancia de entrada del AD8302, modelada como un resistor R en *shunt* con un capacitor C .

La frecuencia de resonancia de interés varía aproximadamente entre 1370 y 1730 MHz para permitividades relativas entre la del agua (80) y la del vacío (1). En este rango, observando el gráfico, se extrae que la resistencia equivalente de entrada al detector varía entre 1000 y 600Ω , con una capacitancia en paralelo de $0,9\text{ pF}$ aproximadamente. Es en este sector que debe

enfocarse el diseño de la adaptación.

Las pistas en el PCB pueden considerarse trazos de guía de onda coplanar. Esto es, un trazo conductor con planos de masa a ambos lados (en el mismo plano) y del otro lado del dieléctrico (en este caso se evita agregar tramos de señal del otro lado de la placa, para mantener el plano de masa). En este medio de transmisión, la impedancia característica Z_0 depende del trazo conductor principal, el espaciado ("gap") con los planos de masa a ambos lados, el espesor del dieléctrico, y su permitividad relativa. Hay diversos programas disponibles en navegador web que permiten calcular las características de la guía de onda a partir de estas dimensiones. Se presenta en la Figura 4.11 una captura de pantalla de uno de estos programas, utilizado para diseñar las pistas.

The characteristic impedance (Z_0) of coplanar waveguide with ground or microstrip lines with signal side ground plane can be calculated using the active calculator or the formulas at the bottom of the page.



Where ϵ_r = Relative Dielectric Constant
 W = Width of gap
 S = Width of track
 h = Thickness of dielectric

Enter the ϵ_r of the PCB:	<input type="text" value="4.5"/>	Effective Dielectric Constant (ϵ_{eff}):	<input type="text" value="2.789"/>
Enter the width of the track:	<input type="text" value="0.25"/> mm	Characteristic Impedance (Z_0):	<input type="text" value="106.3"/> Ohms
Enter the width of the gap:	<input type="text" value="0.525"/> mm		
Enter the thickness of the dielectric:	<input type="text" value="1.54"/> mm		

Figura 4.11: Calculadora de líneas de transmisión coplanares basada en web, utilizada para diseñar los tramos de acondicionamiento.

Debido a las pequeñas dimensiones de los pines del integrado detector, las pistas que llegan al mismo deben ser extremadamente angostas. Además, el espaciado lateral con los planos de masa debe ser también pequeño, para que la impedancia característica de la línea se mantenga constante. Para estos tramos de pista se establecen el ancho de pista en $0,25\text{ mm}$ y el *gap* en $0,525\text{ mm}$. El ancho de la placa a utilizar es de $1,54\text{ mm}$, y su constante dieléctrica es aproximadamente 4,5. Esto resulta en tramos de $106,3\Omega$ de impedancia característica, y constante dieléctrica efectiva de 2,789 (este valor se utiliza para determinar la longitud de onda).

También es de interés disponer de tramos de línea con 50Ω de impedancia característica. En guías coplanares, manteniendo el *gap* anterior, se necesitan pistas de $2,05\text{ mm}$ de espesor para lograr los 50Ω , con una permeabilidad relativa efectiva igual a 2,872.

La topología propuesta para las pistas en ambas entradas al detector es la que se muestra en la Figura 4.12.

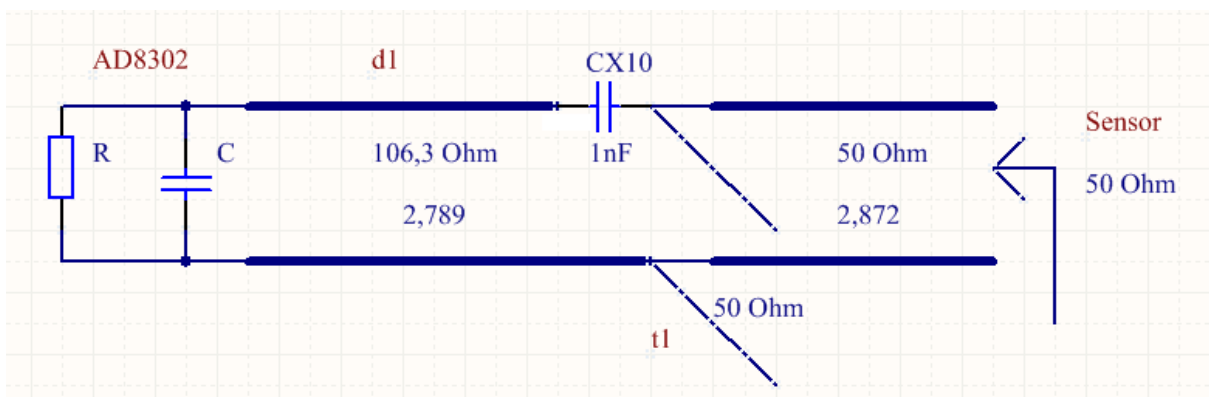


Figura 4.12: Circuito esquemático de la configuración propuesta para la entrada del detector.

En primer lugar se observa la impedancia de entrada al detector, modelada en parámetros concentrados como un tanque RC paralelo. De este pin del AD8302 sale un tramo de línea de $106,3\Omega$, indicado en el dibujo con línea gruesa, cuya longitud es $d1$. El capacitor de $1nF$ se agrega como desacople de continua, y no tiene efecto apreciable sobre la adaptación; representa a los capacitores C110 y C510 presentes en el esquemático del detector (Figura 4.4). Luego y en paralelo se agrega un taco de 50Ω , indicado con la línea quebrada, con el objetivo de completar la adaptación; su longitud es $t1$ y su extremo es un circuito abierto. El último tramo es una línea de transmisión (línea gruesa) de 50Ω , que llega al sensor.

Esta última línea de 50Ω tiene a su vez dos tramos; uno a lo largo de la pista, entre el taco y el conector SMB, y otro por el cable coaxial, que conecta el PCB con el puerto 2 del sensor. En ambos tramos la longitud de onda es diferente. Estas longitudes no se abordan ya que, en situación de adaptación, la impedancia vista hacia el detector a la altura del taco ya es de 50Ω , y al ser ambos tramos también de 50 , no modifican este valor. Si existiera alguna desadaptación, la longitud de los tramos sí afectaría la impedancia vista por el sensor, pero, al ser considerados como líneas de transmisión sin pérdidas (o con bajas pérdidas), su longitud no modificaría la ROE ni las pérdidas totales por reflexión. Sí es útil conocer la permitividad relativa efectiva del taco, y su longitud, por más que sea de 50Ω , porque su función es eliminar la parte reactiva de la impedancia vista agregando una admitancia en paralelo.

La adaptación depende de la relación entre la longitud de onda y la longitud de las pistas involucradas ($d1$ y $t1$). Por ende, solo a una frecuencia la impedancia vista por el generador será efectivamente de 50Ω . Se diseña la adaptación para que esta frecuencia sea $1580 MHz$, que se encuentra entre 1370 y $1730 MHz$. Se elige este valor porque, si la impedancia de salida del generador fuera también de 50Ω , de esta forma el ancho de banda del tramo de adaptación abarca mejor dicho intervalo de frecuencias, logrando la misma cantidad de pérdidas por reflexión en ambos extremos. Lo cierto es que se desconoce la impedancia de salida del sensor, por lo que, cuando la impedancia vista por este sea mayor o menor a 50Ω (es decir, en toda frecuencia distinta a $1580 MHz$), puede ser que las pérdidas por reflexión caigan o aumenten.

A $1580 MHz$ se extrae que $R \approx 765\Omega$ y $C \approx 0,9pF$. La admitancia de este paralelo es $Y \approx 1,307 + j8,934 [mS]$, que, normalizada a una línea de impedancia característica $106,3\Omega$, resulta en $y \approx 0,14 + j0,95$. Se realiza un movimiento a ROE constante por un ábaco de Smith, que indica la variación de la impedancia a medida que la onda atraviesa el tramo de pista angosta. Con un tramo de $d1 \approx 0,1555\lambda_{106,3}$, la admitancia normalizada vista hacia el detector se vuelve de $yd \approx 2,13 - j4,9$. Luego sigue un capacitor de $1nF$ en serie que a esta frecuencia supone una impedancia serie despreciable. La Figura 4.13 refleja en el Abaco de Smith este movimiento, normalizado a $Z_0 = 106,3\Omega$.

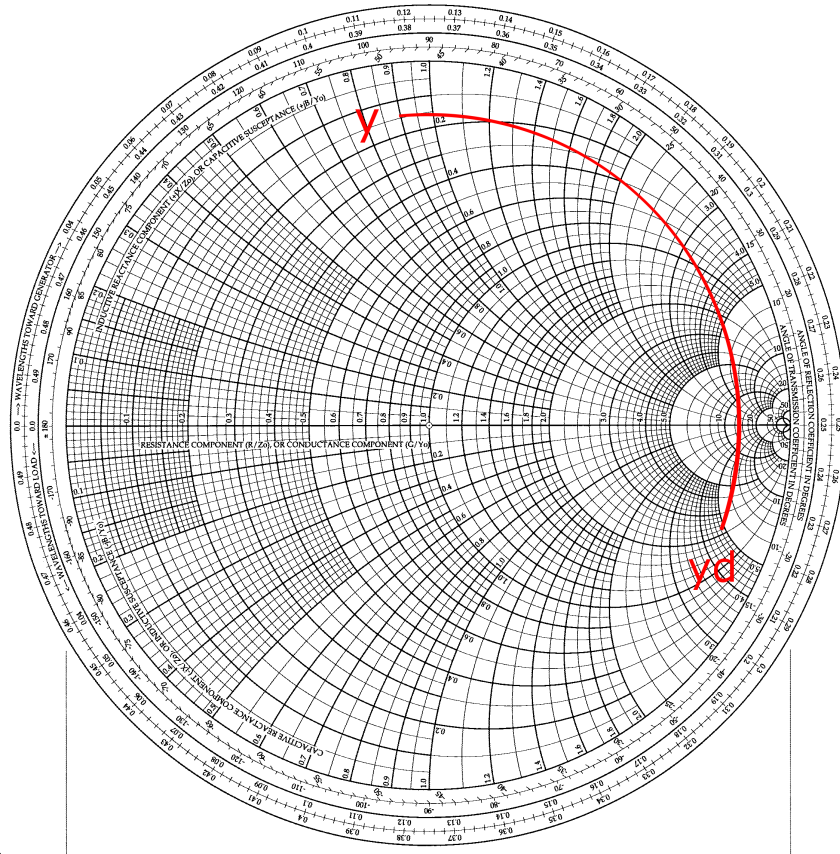


Figura 4.13: Abaco de Smith normalizado a $Z_0 = 106,3\Omega$. Movimiento a ROE constante de la admitancia de entrada del detector a lo largo del tramo de guía $d1$. Frecuencia $1580MHz$.

Luego del capacitor, esta admitancia deja de verse normalizada a $106,3\Omega$ y pasa a formar parte de un tramo de impedancia característica 50Ω . La impedancia desnormalizada es $Yd \approx 20 - j46,1 [mS]$, que es la admitancia vista a esta frecuencia hacia el generador, luego del capacitor de desacople. Su valor normalizado a 50Ω es $yd' \approx 1 - j2,3$. A continuación se encuentra el taco, cuyo objetivo es eliminar la parte imaginaria de yd' para llevarla a $yt = 1$. Para ello, el taco debe sumar en ese punto una admitancia normalizada en paralelo igual a $+j2,3$. Para llegar a ese valor de admitancia reactiva a partir de un circuito abierto, el taco debe tener una longitud igual a $t1 \approx 0,1845\lambda_{50}$. La Figura 4.14 refleja este movimiento en el Abaco de Smith, normalizado a $Z_0 = 50\Omega$.

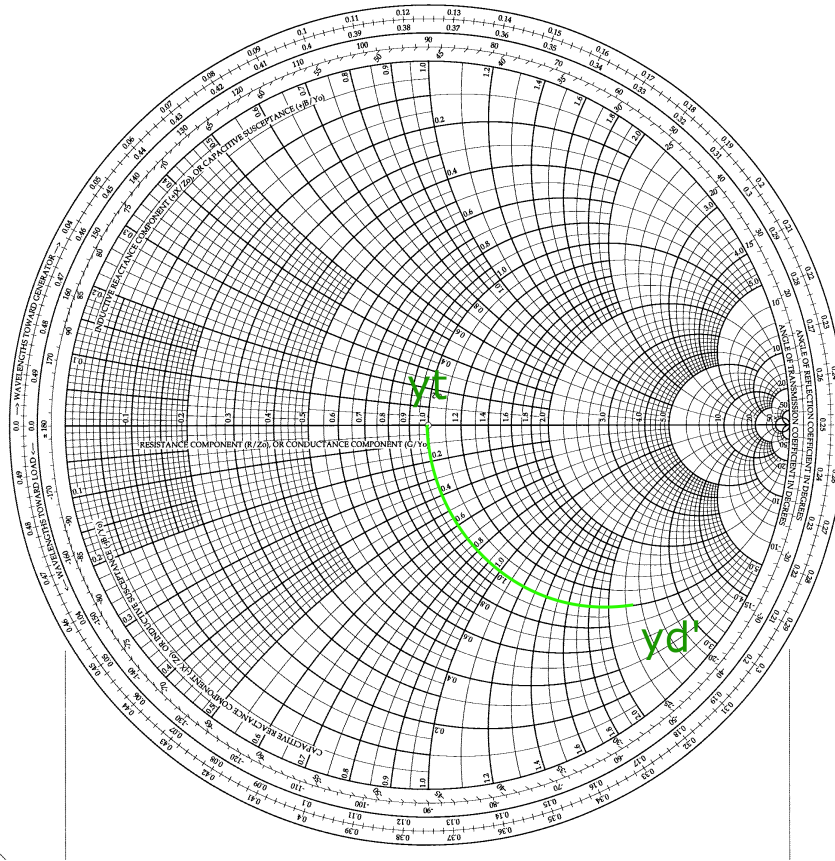


Figura 4.14: Abaco de Smith normalizado a $Z_0 = 50\Omega$. Movimiento a parte real constante de la admitancia vista hacia el detector desde el capacitor CX10, debido al taco $t1$. Frecuencia $1580MHz$.

La llegada al centro del ábaco indica que la impedancia vista hacia el detector en este punto es de 50Ω . Este valor se mantiene a lo largo del tramo restante hacia el conector SMB y por el cable coaxial hasta el sensor. Para este diseño, el puerto 2 del sensor "ve" 50Ω hacia el detector.

La longitud de onda en las guías de onda coplanares es $\lambda = \frac{v}{f}$. La constante dieléctrica efectiva de la pista permite encontrar la velocidad de fase allí: $v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}$. Para la pista de $106,3\Omega$, la longitud de onda a $1580MHz$ resulta $\lambda_{106,3} \approx 113,616mm$. Esto significa que $d1 \approx 17,67mm$. Análogamente se calcula que para el otro tramo $\lambda_{50} \approx 111,962mm$ y la longitud del taco resulta $d1 \approx 20,66mm$.

Esta configuración de pistas es implementada en las dos entradas del detector. De esta forma también se logra adaptación en el tramo que va directamente desde el generador hacia el detector. En la Figura 4.15 se presenta cómo quedan las pistas de entrada al detector. Como se adelantó, para la implementación se utilizaron líneas coplanares; los tramos angostos corresponden a pistas de $Z_0 = 106,3\Omega$, y los anchos, a tramos de 50Ω . El tramo correspondiente al taco termina en forma rectangular y sin conexión, quedando efectivamente en circuito abierto.

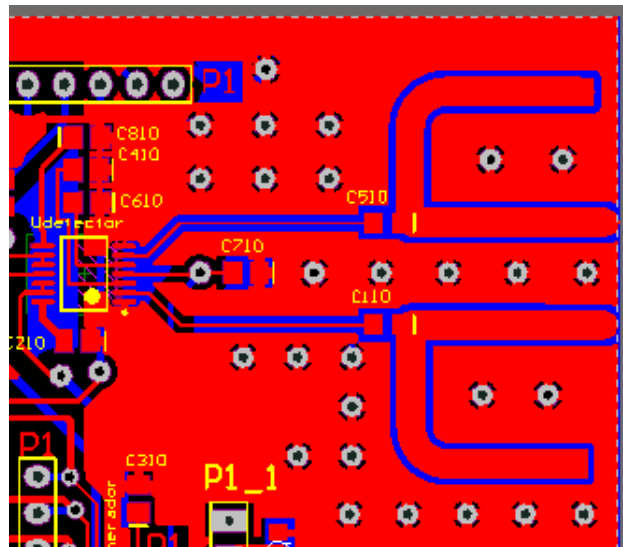


Figura 4.15: Diseño de las pistas de entrada al detector en el circuito impreso.

4.4. Ensayos del sistema

La placa final sintetizada se presenta en las Figuras 4.16 y 4.17, con las pistas superiores e inferiores respectivamente. Al esquema original se le agregaron las etapas de amplificación y acondicionamiento de impedancia.

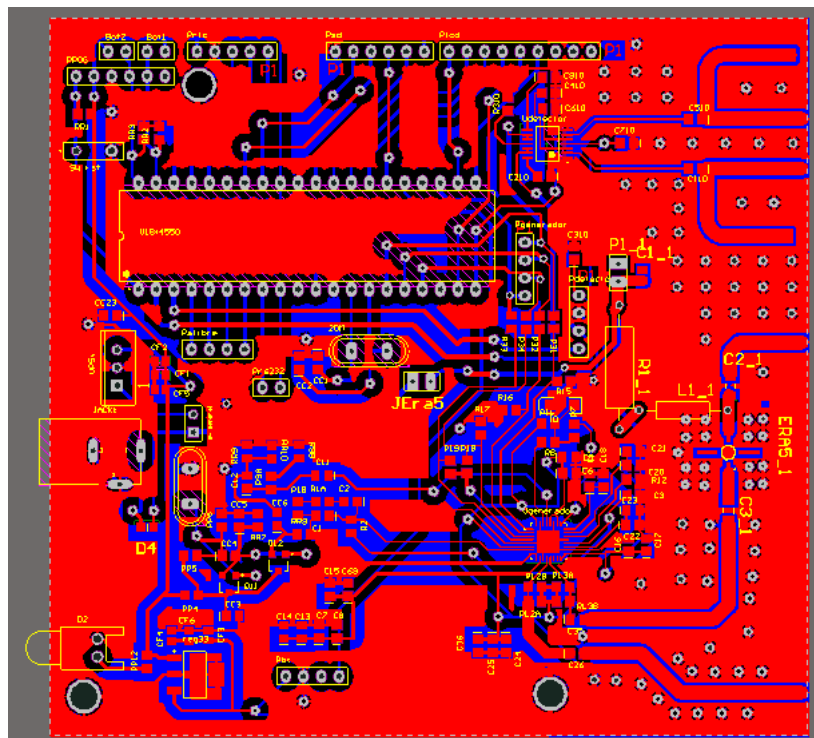


Figura 4.16: Diseño del circuito impreso modificado para el sistema completo. Capa superior.

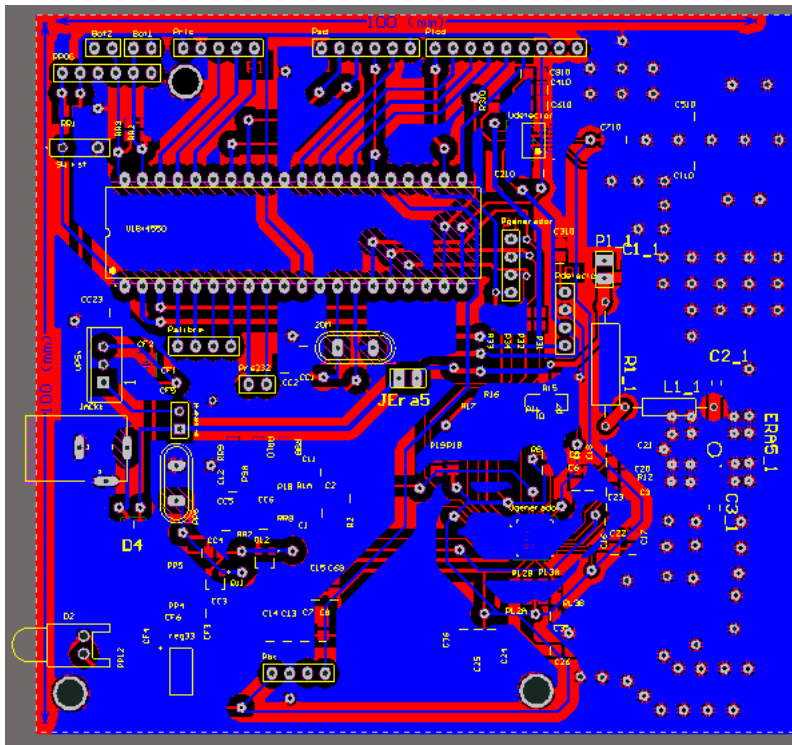


Figura 4.17: Diseño del circuito impreso modificado para el sistema completo. Capa inferior.

Estos diseños fueron luego implementados como PCB. El PIC 18F4550 de la etapa de control se programa para realizar un barrido frecuencial (por medio de la etapa generadora) desde 1300 MHz hasta 1800 MHz, con una resolución de 1 MHz. En cada uno de los pasos, el programa del PIC mide, de la etapa detectora, las tensiones que representan al parámetro S_{21} , por medio de conversores analógico-digitales. Estos datos son almacenados para ser graficados y construir las curvas experimentales de la transferencia.

Durante los ensayos prácticos se notaron diferencias entre las curvas graficadas, relevadas de la información de detección, y las que deberían observarse según lo ensayado con el analizador de espectro. Se encontraron dos motivos detras de estos problemas.

En primer lugar, el circuito de detección. La técnica de adaptación utilizada resulta ser de un ancho de banda menor que la excursión total de la frecuencia de resonancia (400 MHz aproximadamente). El acondicionamiento de impedancia funciona para la frecuencia de diseño (1580 MHz aproximadamente), pero tiene una atenuación considerable de los picos resonantes en los extremos del rango de interés (1380 MHz y 1760 MHz aproximadamente).

Por si solo, el integrado detector posee una impedancia de entrada variable para las señales que salen del sensor, y esto, si se omiten los tramos adaptadores, introduce pérdidas por reflexión. Por otro lado, el sensor ya tiene pérdidas considerables, corregidas parcialmente por la etapa de amplificación, pero la aparición de pérdidas adicionales impiden la medición correcta, pues la intensidad de señal cae por fuera del rango dinámico del detector.

Esto se soluciona reemplazando la etapa de detección basada en el integrado AD8302 por otra utilizando un un HMC602, que posee un amplio rango dinámico de 70 dB. La desventaja de esta modificación es que el nuevo detector es incapaz de medir relación de fase, por lo que se pierde esta fuente adicional de información.

Este cambio no fue suficiente para hacer posible la medición, puesto que también se detectaron problemas en la etapa de transmisión. El integrado ADF4351 genera una cantidad de distorsión armónica, que estaría transmitiéndose hacia el detector a través del sensor. Si se recuerda la respuesta del sensor (ver Figura 3.37), la transferencia es mayor en frecuencias

superiores a 2 GHz (y por lo menos hasta 3 GHz, que es el rango observable en el analizador de espectro; no se puede asegurar qué ocurre después). Por este motivo, para el barrido generado (frecuencia fundamental de 1300 MHz a 1800 MHz), una componente armónica de frecuencia 2600 o superior puede tener más amplitud que la fundamental luego de pasar por el sensor. En resumen, la forma de la curva del parámetro S_{21} en función de la frecuencia, en conjunto con el contenido armónico del generador, estarían causando una medición errada. Para comprobarlo, se utiliza el analizador de espectro para observar la salida del ADF4351, generando una onda de 1350 MHz. El resultado se muestra en la Figura 4.18.

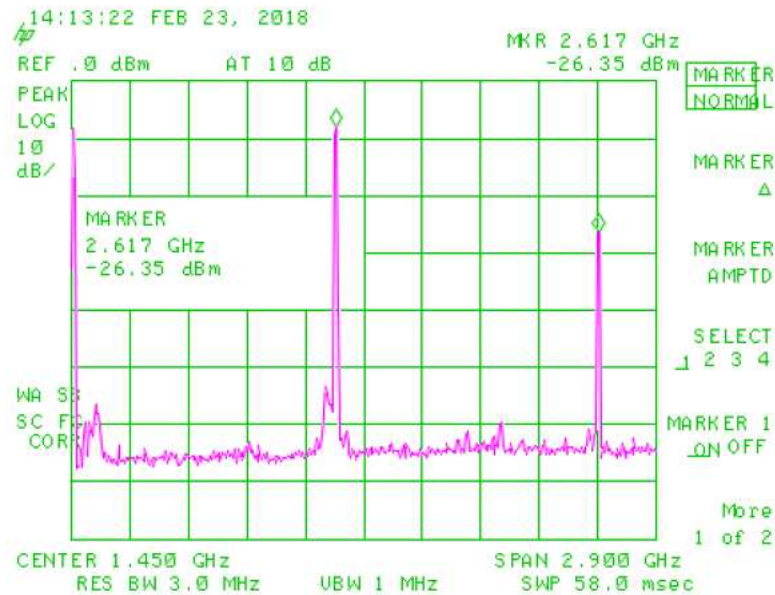


Figura 4.18: Espectro frecuencial producido por el circuito ADF4351, al programarlo para generar una salida de 1350 MHz.

Se observa que la segunda armónica tiene una amplitud unos 18,3 dB por debajo de la componente fundamental. Si se realiza la misma medición sobre la salida de la etapa amplificadora, esta diferencia pasa a ser de 22,4 dB.

El siguiente paso es medir la distorsión armónica posterior al sensado. Se genera la misma onda de 1350 MHz, y se alimenta al puerto 1 del sensor con ella. La salida (puerto 2) se conecta al analizador de espectro. El resultado se presenta en la Figura 4.19.

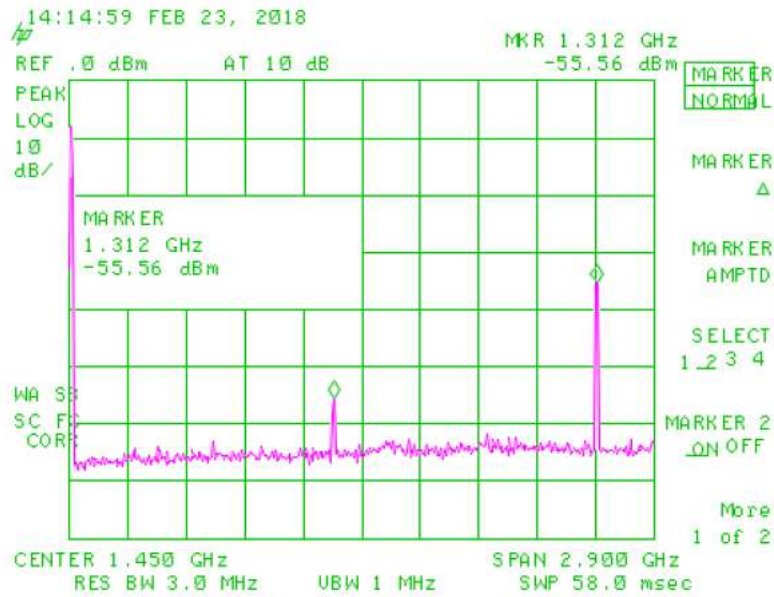


Figura 4.19: Espectro frecuencial a la salida del sensor, al programar el ADF4351 para generar una salida de 1350 MHz.

Se observa que ahora la componente fundamental se encuentra 20 dB por debajo de la segunda armónica. Este efecto no es deseado, puesto que ambas componentes son demoduladas por el detector, y en este caso la información armónica predominaría por sobre la de interés.

Con el objetivo de disminuir la distorsión armónica se diseña una etapa de filtrado. Se utiliza software de cálculo y diseño de filtros microstrip, para diseñar una topología pasabajos Butterworth de octavo orden, con frecuencia de corte alrededor de los 1700 MHz. En la Figura 4.20 se observa el detalle del filtro diseñado, junto con la forma de las pistas a imprimir, sus dimensiones, y la topología esquemática del circuito de parámetros distribuidos.

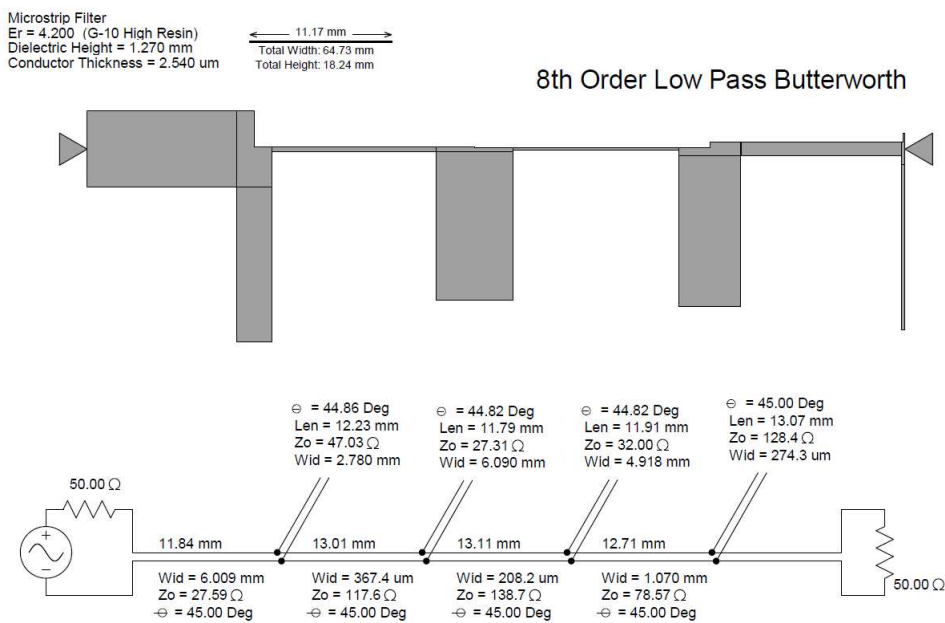


Figura 4.20: Datos de diseño del filtro microstrip. Topología impresa y esquemática.

Una estimación de la respuesta de esta etapa se presenta en la Figura 4.21.

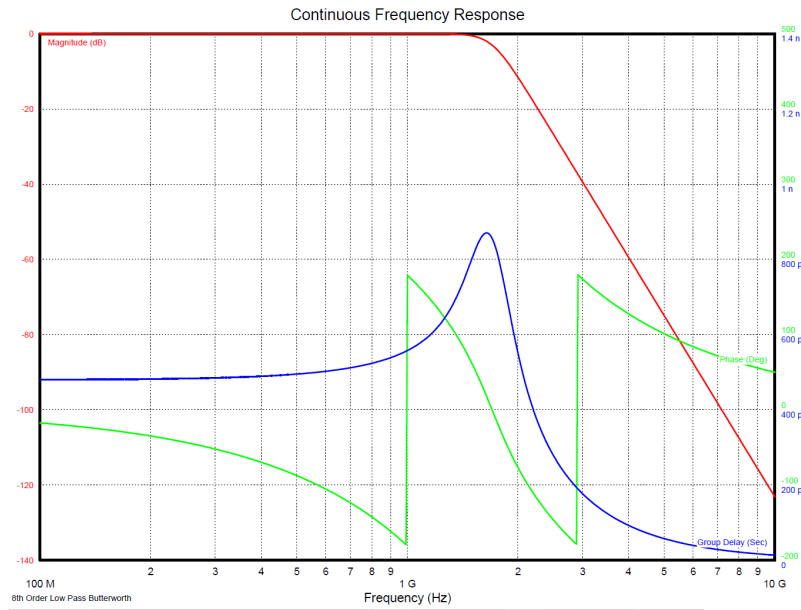


Figura 4.21: Respuesta en amplitud, fase y retardo del filtro microstrip diseñado. Se observa una atenuación estimada mayor que 30 dB para frecuencias mayores o iguales a 2600 MHz.

Finalmente este filtro microstrip es implementado y agregado al sistema. De esta forma se reduce considerablemente el contenido armónico que llega al detector, como se observa en la Figura 4.22.

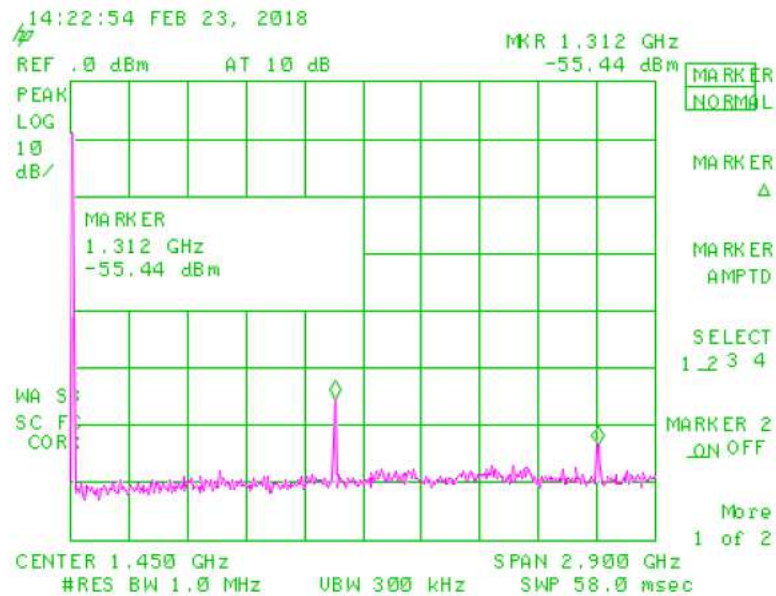


Figura 4.22: Espectro frecuencial a la salida del sensor, al programar el ADF4351 para generar una salida de 1350 MHz, al agregar la etapa de filtrado.

El caso presentado en la anterior Figura corresponde a la peor situación, cuando la frecuencia toma el valor mínimo del barrido. Para este caso, la segunda componente armónica tiene una amplitud de 8 dB por debajo de la fundamental. Todas las otras frecuencias de barrido tienen una señal de salida del sensor con contenido armónico igual o menor, por efecto del filtro.

El agregado de la etapa de filtrado permite finalmente medir la transferencia del sensor para el rango de frecuencias de interés. El sistema de medición releva las curvas de transferencia cuando se introduce al sensor cada una de las muestras estudiadas en el capítulo anterior (agua, ácido acético, acetona y aire). Los datos son luego graficados y presentados en la Figura 4.23.

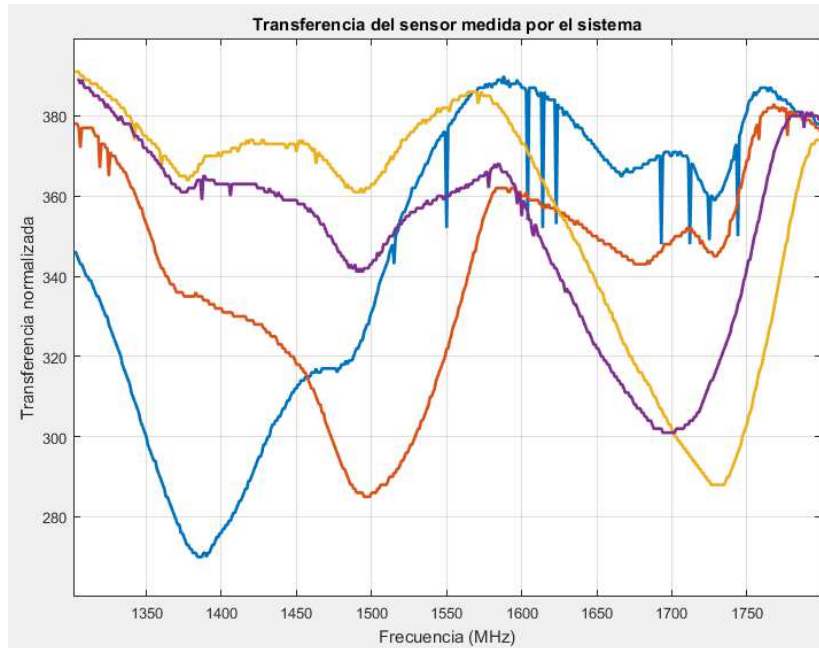


Figura 4.23: Transferencia del sensor medida por el sistema completo, para muestras de aire (curva amarilla), ácido acético (morado), acetona (naranja) y agua (azul).

Cabe aclarar que el integrado detector posee una pendiente negativa de transferencia. Su salida es una tensión continua que tiene una amplitud de -25 mV por cada dBm a la entrada, de modo que los picos observados como máximos en el analizador de espectro se corresponden a mínimos en las curvas relevadas. La magnitud observada en el eje Y corresponde al valor detectado por el ADC, de 10 bits, que mapea tensiones entre 0 y 5V a valores de 0 a 1024.

Se verifica entonces que el sistema funciona de acuerdo a lo esperado, al ser capaz de relevar una curva de transferencia en función de la frecuencia, que permitiría caracterizar a la muestra medida.

Las curvas resultantes del ensayo con el sistema implementado y las del ensayo con el analizador de espectro responderían a calibraciones independientes. Esto es porque la introducción del filtrado al sistema introduce una leve atenuación en la banda de paso, lo que desplaza levemente los picos de transferencia respecto a los correspondientes a la resonancia real. El sistema desarrollado mide, para cada caso, mínimos de transferencia de 1386 MHz (agua), 1497 MHz (acetona), 1698 (ácido) y 1730 (aire). Si se los compara con los resultados de los ensayos al final del capítulo 3, la frecuencia para el caso del agua es la misma, mientras que las otras son levemente diferentes.

Bibliografía

- [1] Agilent Technologies, "Basics of Measuring the Dielectric Properties of Materials". Application Note, 2006. www.agilent.com/find/materials
- [2] J. Castiñeira Moreira, "Medios de transmisión". Apuntes de clase. UNMdP.
- [3] D. K. Cheng. "Field and Wave Electromagnetics". 1983.
- [4] M. Casadei, "Sistema no invasivo para medir niveles de glucosa en sangre". Tesis de grado.
- [5] S. Pimentel, P. Agüero, A. Uriz, J. Bonadero, J. Castiñeira Moreira.- "Simulation of a non-invasive glucometer based on a microwave resonator sensor". Journal of Physics: conference series. Londres: IOP Science. 2013. Mayo Clinic Proceedings, 1983, Vol. 58 (8).
- [6] M. C. Cebedio, L. A. Rabioglio, J. E. Román.- "Estudio y Desarrollo de sensores planares para la detección no invasiva de cambios en la glucemia". Tesis de grado.

Capítulo 5

Conclusiones y líneas futuras

Al comienzo de esta tesis se ha presentado la importancia de las técnicas de caracterización electromagnética de materiales, y su influencia en campos industriales, tecnológicos, y, más recientemente, clínicos (en particular en aquellos proyectos encarados por el Grupo).

A lo largo del segundo capítulo de este trabajo se han estudiado las diferentes técnicas de medición de propiedades dieléctricas, y se ha discutido la utilidad de cada una, sus ventajas y desventajas sobre las otras. En particular se ha realizado un estudio más detallado sobre las técnicas resonantes, su utilidad, y las estructuras básicas que permiten la implementación de resonadores de microondas. También se presentaron los métodos convencionales de acoplamiento de ondas de un circuito a una cavidad y viceversa.

En el tercer capítulo se abordaron los pasos de diseño de la cavidad implementada, partiendo del estudio de un modo resonante de interés, el TM_{010} . Evaluando la distribución modal de las frecuencias resonantes de una cavidad cilíndrica, se estudió cómo aprovechar este modo para la caracterización dieléctrica, y cómo evitar la interferencia de otros modos cercanos con la medición. El sensor fue modelado y simulado en software, y, paso por paso, se realizaron ajustes para solucionar problemas y mejorar su respuesta; primero en las simulaciones, y luego en base a pruebas en un prototipo real inicial. Con esta información se construyó el sensor final, y se realizaron ensayos para comprobar su funcionamiento.

En el cuarto capítulo se propuso un sistema independiente y dedicado para realizar mediciones con este sensor, sin la necesidad de equipo de laboratorio. Se partió de una topología diseñada por el Grupo para otros trabajos, se la estudió, y se la modificó para adecuar a los ensayos propuestos. Se apuntó en todo momento a observar una respuesta similar en el circuito dedicado a la que se había observado en los ensayos experimentales con un analizador de espectro.

Posibles mejoras para el sensor construido y líneas futuras de trabajo incluyen:

- Por los resultados obtenidos (en particular la magnitud transmitida de un puerto a otro en situación de resonancia) se intuye que el material empleado como relleno, la resina tipo "vidrio líquido", posee una cantidad apreciable de pérdidas. Estas podrían deberse a una permitividad compleja y/o una conductividad no nula. Sería de interés reemplazar el material por otro, con una constante dieléctrica similar, y con menores pérdidas, que a su vez no agregue dificultades prácticas al proceso de construcción (por ejemplo, es impráctico rellenar la cavidad con un sólido). Se recuerda que la existencia del material es necesaria para mantener a las frecuencias resonantes relativamente bajas. Si se lo elimina, el equipo construido tendría que ser capaz de operar en frecuencias mayores, de alrededor de 3 GHz, salvo que se aumenten en gran manera las dimensiones de la cavidad.
- Realizar ensayos con una gran cantidad de muestras conocidas. La relación frecuencia de resonancia *versus* constante dieléctrica (o frecuencia de resonancia *versus* propiedad física de interés) es obtenida mediante calibración práctica con muestras conocidas. Cuantas más

muestras se empleen, más puntos se poseen como información, lo que permitiría extrapolar con mayor exactitud las propiedades de alguna muestra desconocida probada posteriormente.

- Ensayos de sensibilidad del sensor, que no fueron realizados en este trabajo por falta de disponibilidad de muestras útiles. Utilizando muestras con conductividad y permitividad conocidas, se podría estudiar hasta qué valor exacto de conductividad el sensor desarrollado puede medir la permitividad con un porcentaje de error determinado.
- Mejorar el sistema de medición diseñado. Esto puede lograrse volviendo al diseño original con detector AD8302, lo que permitiría la obtención de información de fase. Para esto deben superarse las pérdidas por reflexión, ya sea implementando alguna técnica compleja de adaptación en banda ancha, agregando alguna etapa extra de amplificación, o bien reduciendo las pérdidas del sensor, como se dijo antes, intercambiando la resina por otro material. Otra posible mejora para el sistema de medición implica la disminución de distorsión armónica, que podría lograrse con un filtrado más complejo, o con un circuito generador con menor distorsión. Estas sugerencias suponen que se desean mantener intactas las dimensiones del sensor.
- Comenzar el estudio de procesos de biorremediación y detección de contaminantes para el cuál fue de interés el desarrollo del sensor. También se han de evaluar otras aplicaciones posibles para este dispositivo.

Con un enfoque más académico, el desarrollo de esta tesis también fue enriquecedor, y se tuvieron oportunidades de trabajar con software de simulación electromagnética y de esquematizado de circuitos y desarrollo de PCB. También se trabajó en programación de sistemas embebidos, y soldado de componentes SMD, y se obtuvo experiencia en procesamiento de texto mediante Látex. Finalmente, este trabajo surgió como una propuesta externa y abre las puertas a trabajos futuros en equipos inter-disciplinarios con profesionales dedicados a biología y medicina.

El estudio de sensores electromagnéticos es un campo extremadamente interesante para futura investigación en la búsqueda de aplicaciones tecnológicas, industriales, e incluso clínicas.

Por su parte, el software de simulación resulta una herramienta extremadamente poderosa para el diseño de estructuras electromagnéticas.

Con este trabajo se presenta que es posible la implementación de un sensor que reaccione correctamente a variaciones dieléctricas; pero también se realiza un estudio ordenado de consideraciones teóricas, prácticas, y simulaciones, que podría ser aplicado a la implementación de cualquier otra estructura electromagnética. Esto es muy interesante en especial para aquellas estructuras en las que, por su complejidad, no resulta factible hallar descripciones analíticas de su funcionamiento.

Apéndice A

Posibles ajustes del sensor.

En el Capítulo 3 de esta tesis se aborda el estudio, modelado, simulación y construcción de un sensor de constante dieléctrica. El sensor se basa sobre una topología particular, cuyas dimensiones, como se explica en dicho Capítulo, podrían ser modificadas para adecuar el sensor a alguna aplicación específica.

En este Apéndice se aborda un estudio más conceptual sobre posibles ajustes del sensor. Se propone realizar modificaciones leves en cada una de las dimensiones del sensor modelado hasta ahora, y mediante simulación evaluar qué cambios produce esto en el parámetro S_{21} . Las variables elegidas son dimensiones físicas del sensor:

- La longitud del lazo de acoplamiento en el eje Y (Y_L según ejes coordenados de la Figura 3.33). En el sensor construido (base) es de 7 milímetros.
- La longitud del lazo de acoplamiento en el eje Z (Z_L , ídem). Caso base: 10 milímetros.
- La altura de la cavidad resonante. Caso base: 36 milímetros.
- El radio de la cavidad resonante. Caso base: 41 milímetros.
- La longitud de tubo de ensayo introducido en el resonador, como porcentaje de su altura. El resto del porcentaje es ocupado por el tubo metálico (en el caso base, cada uno ocupa el 50% de la altura).
- El ancho de las placas metálicas (solapas) colocadas a ambos lados del tubo (su dimensión en el eje X). Caso base: 12,5 milímetros.

Con esta información y su análisis conceptual, se podrían obtener conclusiones sobre las diferentes posibilidades de ajuste de un sensor con esta topología.

De los ensayos prácticos del sensor se recuerda que la curva resultante del parámetro S_{21} en las simulaciones tiene una forma similar a la real, pero inconsistente en cuanto a los valores de frecuencia de resonancia. Si se considera a este error como presente en todas las simulaciones, entonces puede suponerse que las variaciones relativas en la respuesta, producto cambiar alguna de las dimensiones del sensor, que se observan en la simulación, también se observarían en un sensor real.

Con el objetivo de mantener a esta sección breve, y no agregar un número innecesario de gráficos, se hace hincapié en las variaciones observadas en el módulo del parámetro S_{21} al cambiar una a una estas variables, con muestras de $0,04S/m$. Este valor de conductividad se usa como representativo de todas las muestras que tengan pérdidas bajas, por dentro de las capacidades del sensor; muestras con menos pérdidas presentarían el mismo resultado en frecuencia de resonancia, pero con mejor Q . Si no se aclara explícitamente, se deja implícito que, para casos de pérdidas

altas (en este modelo, de $4S/m$), las curvas presentan variaciones cualitativas análogas a las observadas para los casos de bajas pérdidas (por ejemplo, un aumento en la frecuencia resonante producto de cambiar una de las dimensiones del resonador se observa por igual sin importar las pérdidas de la muestra).

El primer estudio es sobre el lazo de acoplamiento rectangular, para determinar las dimensiones que luego se aplicarían al sensor final. En la Figura A.1 se presenta la variación en el valor absoluto del parámetro S_{21} que aparece para diferentes valores de Y_L . Se incluye el caso base (7mm) y una variación de $\pm 2mm$. Las otras dimensiones se mantienen en su valor base. Se grafican las curvas para muestras de constante dieléctrica 1, 41 y 81. Puede observarse que, para cada caso de Y_L , las frecuencias resonantes casi no variarían, con los cambios más visibles apareciendo como desplazamientos laterales de la frecuencia límite. Se discutió este comportamiento en el Capítulo 3, al simular el radio del lazo de acoplamiento, y es producto de las variaciones en el Q de las resonancias superiores. Cuanto mayor el tamaño del lazo (caso rojo), también aumentaría en promedio la transmisión en frecuencias altas, como se observa en la forma de la curva para frecuencias posteriores a la frecuencia límite (menos errática). Esta última se acercaría a la frecuencia de resonancia para el caso de permitividad mínima (unitaria) a medida que el tamaño del lazo aumenta. Es por esto que en la práctica se desea mantenerlo pequeño. Reducir mucho las dimensiones del lazo tampoco es deseable porque se atenuaría la magnitud transmitida en la frecuencia resonante, como se observa en la curva verde (picos de menor amplitud).

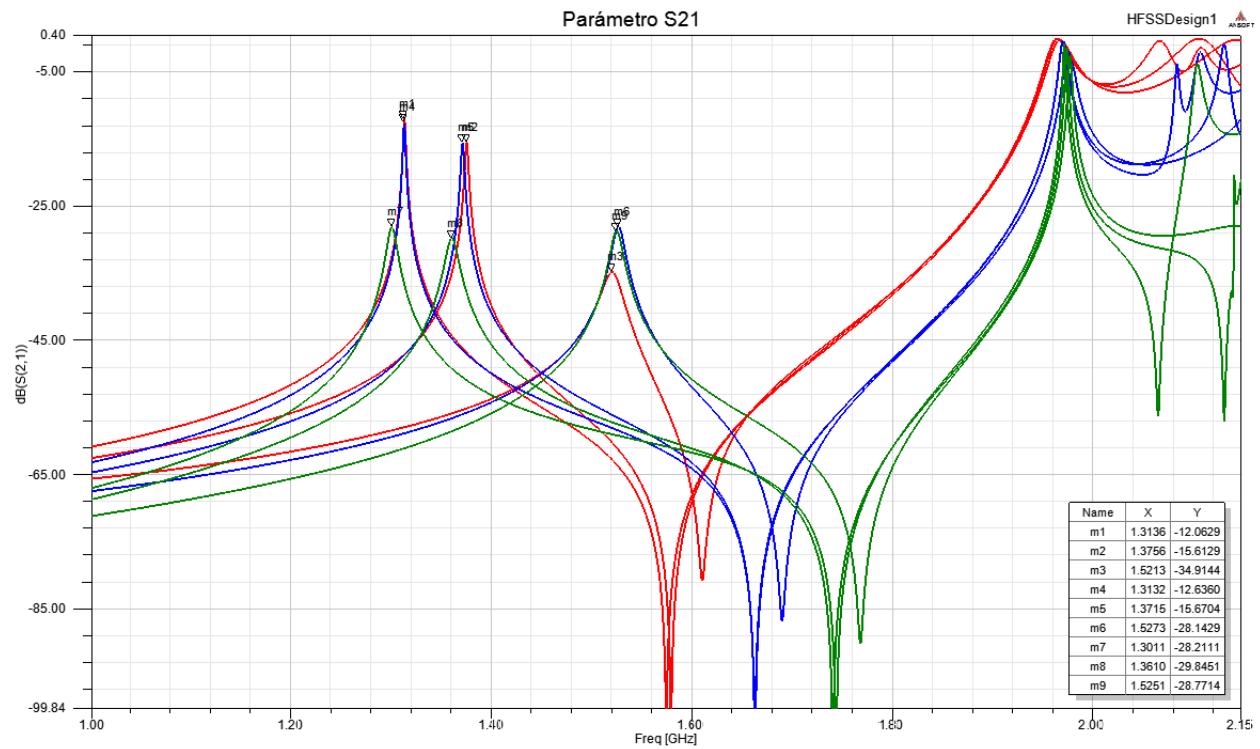


Figura A.1: Simulación del módulo del parámetro S_{21} para muestras de conductividad $0,04S/m$, con constantes dieléctricas de 1 (marcadores 3, 6 y 9), 41 (2, 5, 8) y 81 (1, 4, 7), y para valores de Y_L de 5mm (verde), 7mm (azul) y 9mm (rojo).

Un fenómeno similar aparece si se itera sobre otras dimensiones del lazo, como se observa en la Figura A.2. En este caso se evalúan muestras iguales a las anteriores, y el sensor tiene un Y_L constante (7mm) y Z_L variable. Se incluye el caso base (10mm) y una variación de $\pm 4mm$. Si bien los cambios que aparecen sobre la curva serían análogos al caso anterior, la sensibilidad de la respuesta con cada milímetro de variación sería menor para esta dimensión que para Y_L .

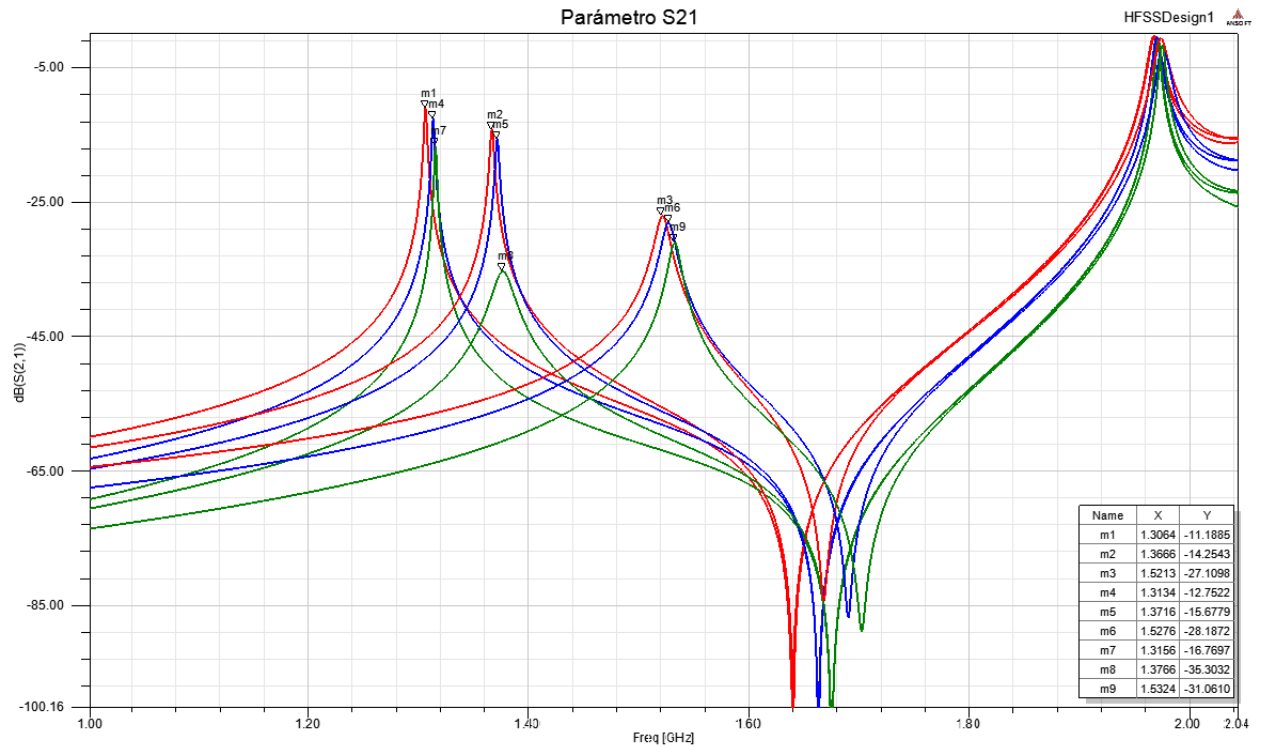


Figura A.2: Simulación del módulo del parámetro S_{21} para muestras de conductividad $0,04S/m$, con constantes dieléctricas de 1 (marcadores 3, 6 y 9), 41 (2, 5, 8) y 81 (1, 4, 7), y para valores de Z_L de 6mm (verde), 10mm (azul) y 14mm (rojo).

Cambios más notables sobre la respuesta del sensor aparecen si se modifica levemente la altura de la cavidad resonante cilíndrica (dimensión llamada L). La Figura A.3 presenta estas variaciones, para un $L = 36mm \pm 3mm$. Cuando la altura aumenta, las frecuencias límite y de resonancia se vuelven menores, al punto que cada curva se aproxima a un desplazamiento lateral de la otra; pero la frecuencia límite caería más que las de resonancia. Es por esto que en el caso rojo puede observarse la interferencia de la frecuencia límite en la resonancia de permitividad relativa unitaria. Reducir el tamaño de la cavidad en Z proporcionaría buenos resultados en cuanto a la determinación de la frecuencia resonante y su excursión, como se observa al comparar la curva verde (33mm) con la azul (caso base, 36mm). Como contraparte, esto elevaría las frecuencias de trabajo. Otra conclusión de esta simulación es que la respuesta del sensor es relativamente sensible a la altura de la cavidad resonante. Se aclara que, en el modelo, a medida que se ajusta esta dimensión, también cambian la cantidad introducida de muestra y la altura del cilindro metálico, de forma que estos dos objetos siempre ocupan la mitad de la altura cada uno. Cada aumento porcentual de la altura del sensor viene acompañado con un aumento del mismo porcentaje en la altura introducida de la muestra; por esto, no cambia la relación volumétrica muestra-sensor.

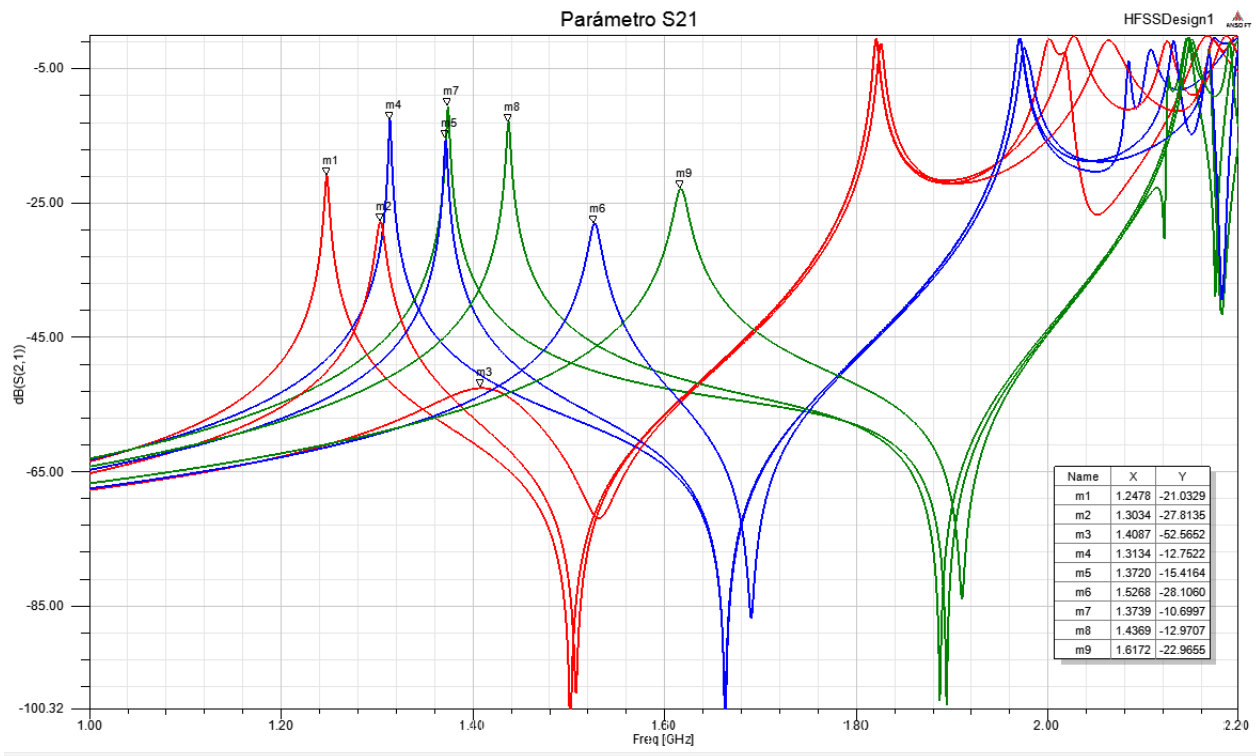


Figura A.3: Simulación del módulo del parámetro S_{21} para muestras de conductividad $0,04S/m$, con constantes dieléctricas de 1 (marcadores 3, 6 y 9), 41 (2, 5, 8) y 81 (1, 4, 7), y para cavidad de altura 33mm (verde), 36mm (azul) y 39mm (rojo).

Si se itera sobre el radio de la cavidad resonante, adoptando valores de $a = 41mm \pm 5mm$, los cambios son diferentes a los que aparecen por variaciones de L , pero las conclusiones son muy similares. La situación se observa en la Figura A.4. En este caso, reducir el radio tendría como problema la interferencia de la frecuencia límite con la resonancia más alta (caso de curva roja).

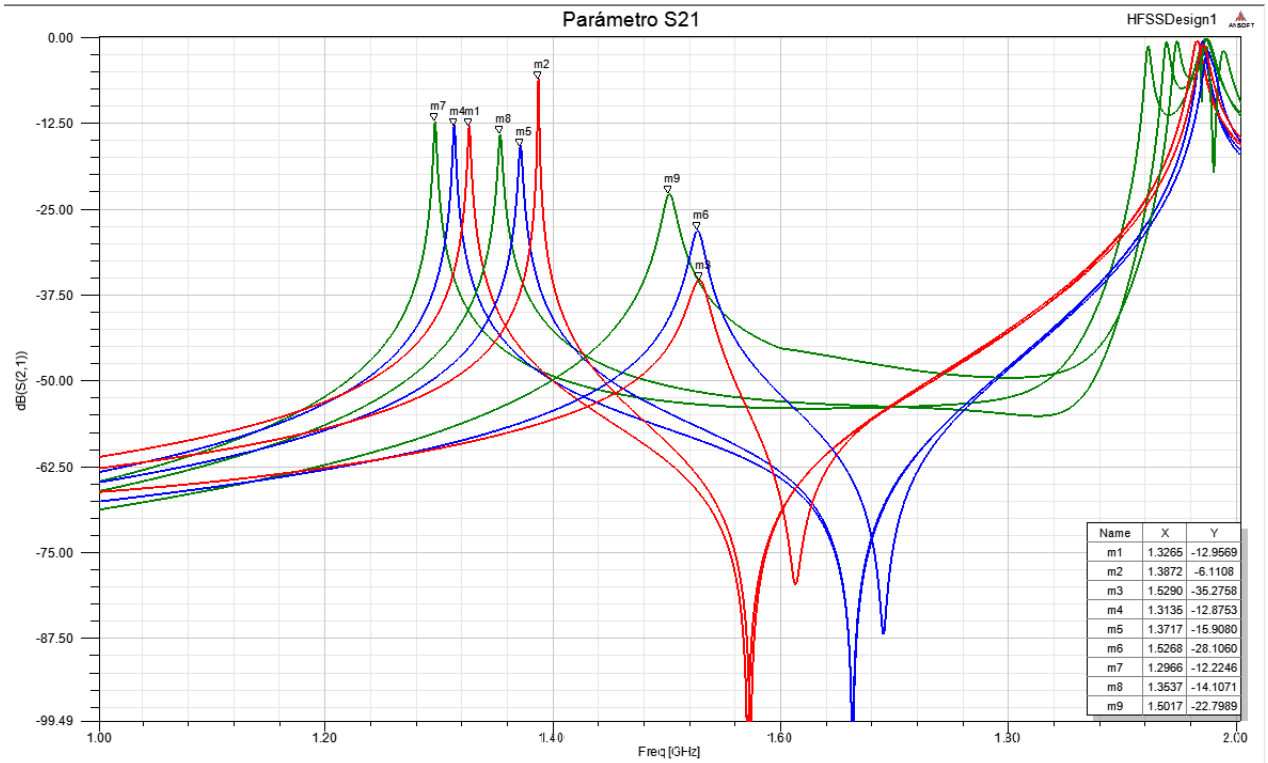


Figura A.4: Simulación del módulo del parámetro S_{21} para muestras de conductividad $0,04S/m$, con constantes dieléctricas de 1 (marcadores 3, 6 y 9), 41 (2, 5, 8) y 81 (1, 4, 7), y para cavidad de radio 36mm (rojo), 41mm (azul) y 46mm (verde).

La relación de volúmenes del resonador y la muestra es un problema abordado en los capítulos de esta tesis. En la simulación, se cambia la altura que ocupa el tubo de ensayo en el interior del resonador para ser el 40 %, 50 % y 60 % de la altura del sensor; con esto, el tubo metálico pasa a ocupar el porcentaje restante de la altura, es decir, 60 %, 50 % y 40 % respectivamente. Como puede observarse en la Figura A.5, el hecho de aumentar el volumen de muestra (caso verde) mejoraría la excursión entre frecuencias de resonancia límites. Existiría el problema de la frecuencia límite, que podría interferir con la medición de la frecuencia de resonancia mayor (permitividad unitaria). Si se reduce el volumen de muestra (caso rojo) se tendría menor excursión, pero también menor interferencia. Ahora bien, como se abordó a lo largo de la tesis, el aumento de la excursión (con una muestra mas grande) viene de la mano con una dificultad mayor para determinar la resonancia, por efecto de las pérdidas. En la Figura A.6 se presentan los tres casos, para una permitividad relativa constante (81) y luego con un aumento de conductividad de 100 veces ($0,04S/m$ y $4S/m$). Puede apreciarse que, cuando el volumen de la muestra es mayor (curva verde), más incertidumbre aparece al intentar de determinar la frecuencia de resonancia en situaciones de conductividad muy alta. Las curvas correspondientes a los marcadores 4 a 6 tienen un Q decreciente: aproximadamente 17 en el primer caso (m4), luego 12 (m5), y luego 6 (m6). La selectividad es mejor cuanto menor se mantenga el volumen de la muestra (caso rojo).

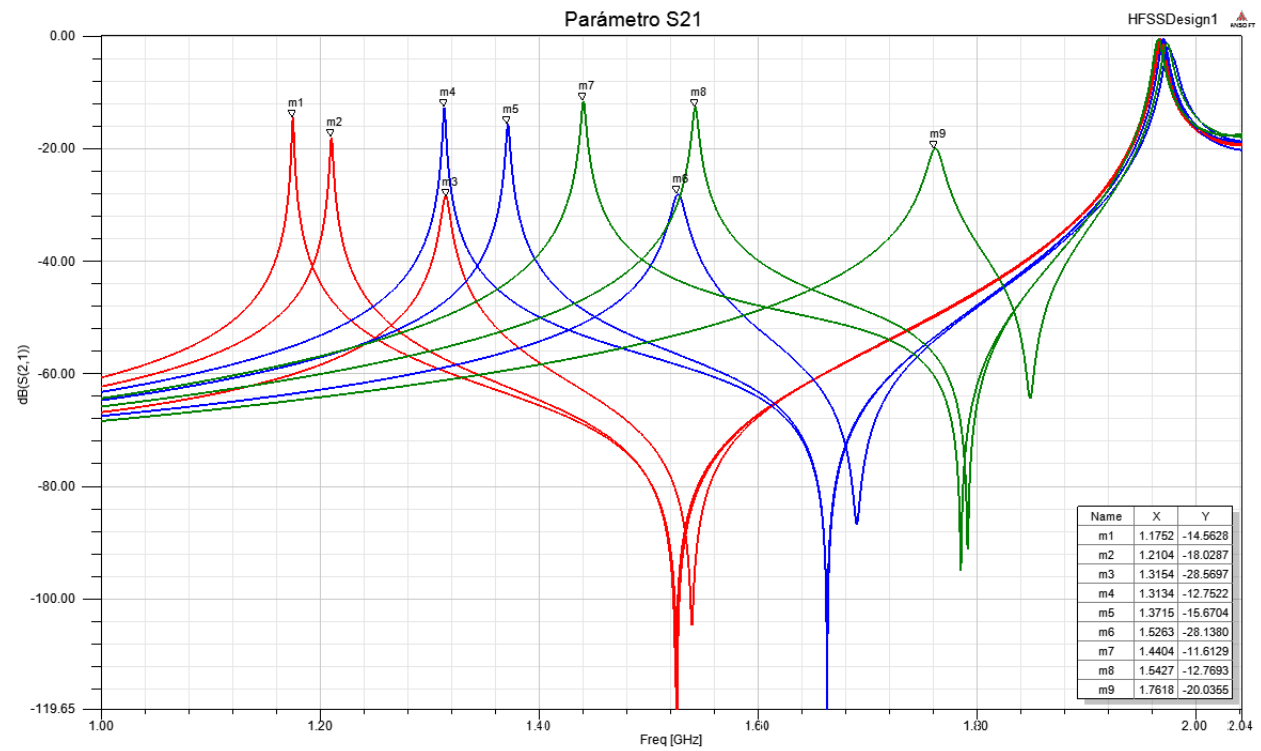


Figura A.5: Simulación del módulo del parámetro S_{21} para muestras de conductividad $0,04S/m$, con constantes dieléctricas de 1 (marcadores 3, 6 y 9), 41 (2, 5, 8) y 81 (1, 4, 7), y para una muestra que ocupa el 40 % (rojo), 50 % (azul) y 60 % (verde) de la altura.

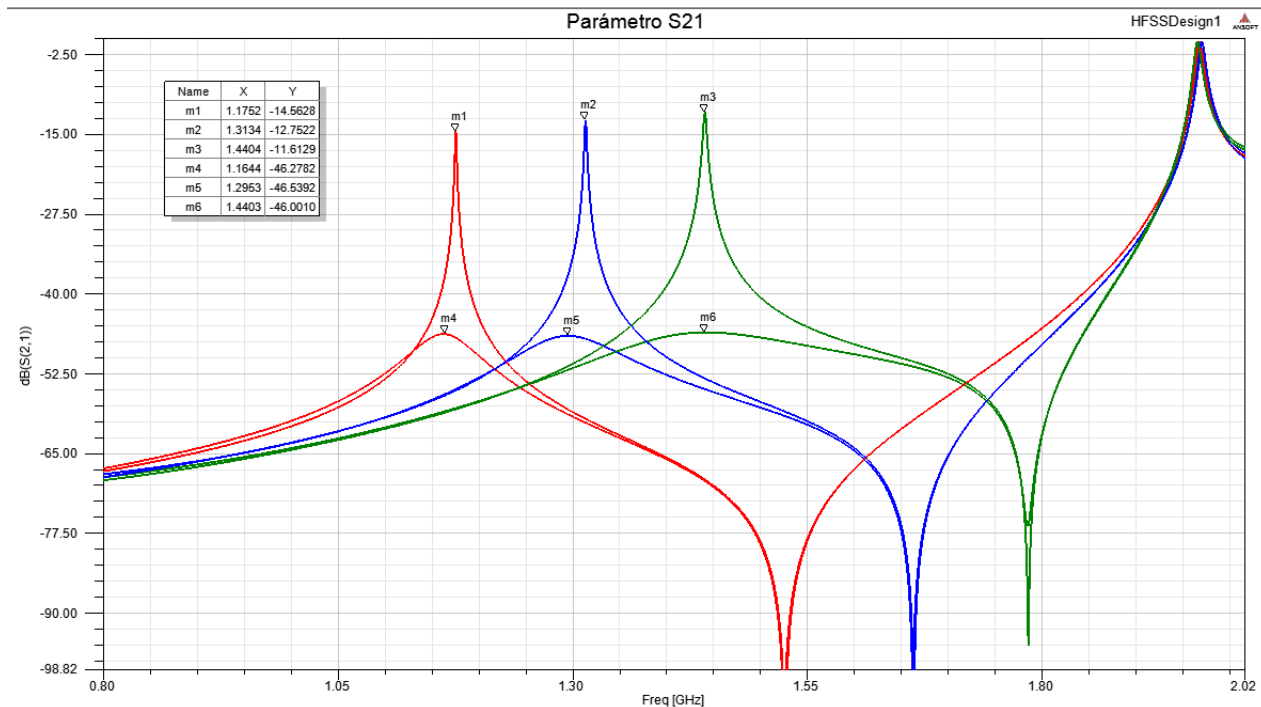


Figura A.6: Simulación del módulo del parámetro S_{21} para muestras de conductividad $0,04S/m$ (marcadores 1-3) y $4S/m$ (4-6), con constante dieléctrica de 81, y para una muestra que ocupa el 40 % (rojo), 50 % (azul) y 60 % (verde) de la altura.

Finalmente se simula la respuesta del sensor para un ancho de placas laterales (la

dimensión en el eje X de las solapas) variable, de $12,5\text{mm} \pm 2,5\text{mm}$. Como se observa en la Figura A.7, los cambios en la respuesta no son muy grandes. La curva roja presenta una excursión ligeramente mayor a la azul, pero la frecuencia límite también se halla ligeramente más baja. El caso verde (15mm) presenta menor transferencia máxima en las frecuencias resonantes. La topología resulta no ser muy sensible a pequeños ajustes de esta variable, pero el agregado de las solapas es necesario, como se vio en el Capítulo 3, para ayudar a que la medición de permitividad sea más confiable a medida que aumenta la conductividad de la muestra.

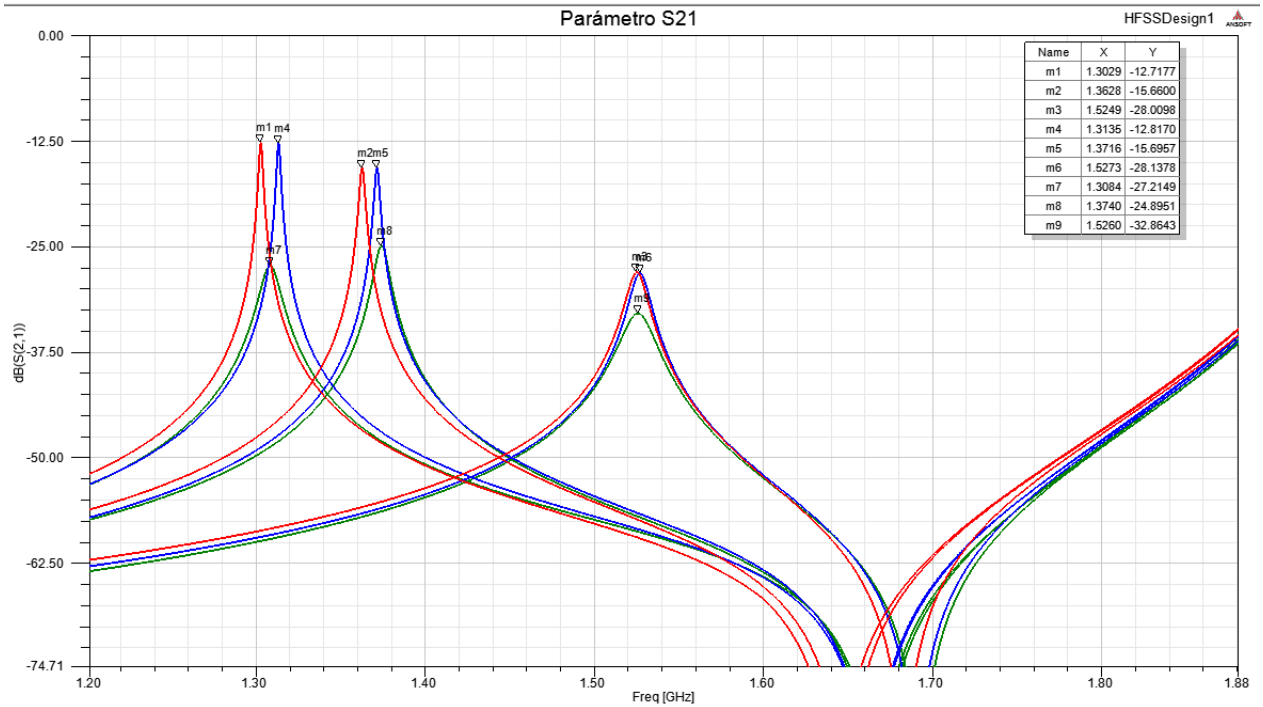


Figura A.7: Simulación del módulo del parámetro S_{21} para muestras de conductividad $0,04\text{S/m}$, con constantes dieléctricas de 1 (marcadores 3, 6 y 9), 41 (2, 5, 8) y 81 (1, 4, 7), y para solapas laterales de ancho 10mm (rojo), 12,5mm (azul) y 15mm (verde).