



# Universidad Politécnica de Cartagena

## **PROYECTO FIN DE CARRERA**

Programación en Matlab del algoritmo de calibración del modelo capacitivo  
para sondas coaxiales

Director de Proyecto: José Fayos Fernández

María García Duarte

77713700N

**“Solo sé que no sé nada y, al saber que no sé nada,  
algo sé; porque sé que no sé nada”. (Sócrates)**

A Héctor y a mi familia

# ÍNDICE

1. Introducción	4
2. Estudio teórico	4
2.1 Conceptos Básicos	4
2.1.1 La permitividad	4
2.1.2 Línea de transmisión	11
Línea de transmisión ideal	12
Línea de transmisión real	15
2.1.3 Parámetros S	17
2.2 Caracterización experimental	21
2.2.1 Métodos de reflexión	21
Reflexión en circuito abierto	21
Reflexión en cortocircuito	23
2.2.2 La sonda coaxial	25
Efecto de bordes (flange)	28
Modificaciones de la sonda de extremo abierto	29
Gran sonda coaxial de extremo abierto	29
Sonda coaxial con abertura elíptica	29
2.2.2.1 Especificaciones de la sonda coaxial	30
Sonda coaxial de extremo abierto	30
Tipos de sondas	30
Sonda de rendimiento	30
Sonda de alta temperatura	31
Sonda de forma delgada	32
2.2.2.2 Posicionamiento de la sonda	33
2.2.3 Equipos de medida	33
Analizadores de redes	34
Analizadores de impedancia y medidores LCR	35
Soporte de muestras	35
2.2.4 Calibración	35
Calibración de la sonda coaxial	35
Calibración del analizador de redes	37
2.2.5 Aplicación	38
2.3 Modelos Implementados	39
2.3.1 Modelo capacitivo	39
Modelado de la sonda coaxial de extremo abierto	39
Agua desionizada	42
2.3.2 Especificaciones de la sonda estudiada	44

3. Resultados	45
3.1 Factor de ida y vuelta (round-trip phase factor) $2\theta$	45
3.2 Capacidades $C_f$ y $C_0$	46
3.3 Permitividad de la muestra bajo estudio	48
3.4 Permitividad del agua de mar en el rango de frecuencias [0.2, 1] GHz	50
3.5 Permitividad de la sangre en el rango de frecuencias [0.2, 20] GHz	51
3.6 Estimación de la permitividad para distintas muestras	51
3.6.1 Agua Modelo Debye	52
3.6.2 Sangre	53
3.6.3 Hueso	54
3.6.4 Cartílago	55
3.6.5 Cerebro	56
3.6.6 Cristalino de los ojos	57
3.6.7 Glándulas suprarrenales	58
3.6.8 Piel	59
3.7 Colocación de la sonda en la estimación de líquidos	60
3.8 Conductores de hierro y acero	62
3.9 Error	63
3.10 Meshcells	69
3.11 Campo eléctrico	70
4. Conclusión	71
5. Bibliografía	73
6. Anexos	75

# 1. INTRODUCCIÓN

El objetivo de este proyecto es la programación en Matlab del algoritmo de calibración del modelo capacitivo para sondas coaxiales. Este modelo nos permitirá obtener la permitividad de un material. Para ello, en CST Microwave Studio programaremos el modelo de la sonda coaxial y la usaremos con distintos materiales. Después, exportaremos los resultados obtenidos a Matlab donde se le aplicará el algoritmo y la calibración necesaria para obtener así la permitividad del material.

## 2. ESTUDIO TEÓRICO

### 2.1 Conceptos básicos

En este apartado repasaremos los conceptos necesarios para llevar a cabo la implementación de nuestro algoritmo.

#### 2.1.1 La permitividad

Un material lo podemos clasificar como dieléctrico si al aplicar un campo eléctrico externo tiene la capacidad de almacenar energía.

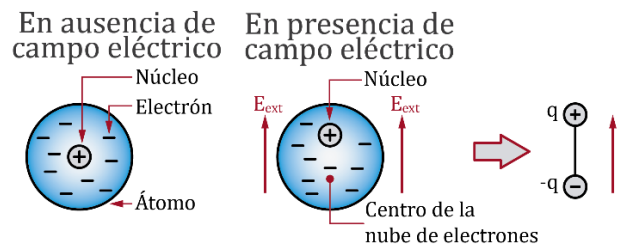


Figura 1. Átomo en ausencia y en presencia de campo eléctrico.

Tal y como observamos en la figura 1, si sometemos un dieléctrico a un campo eléctrico externo, los electrones no son capaces de moverse libremente. El campo polariza los átomos, desplazando así el núcleo y la nube de electrones. Lo podemos representar como un dipolo eléctrico, el cual genera un campo eléctrico contrario al campo externo que hemos aplicado (de  $+q$  a  $-q$ ), produciéndose así una cancelación parcial de dicho campo.

A nivel macroscópico (figura 2), cuando aplicamos un campo eléctrico externo, en el interior del dieléctrico, los dipolos individuales alinean su momento dipolar con el campo que hemos aplicado, pero lo harán en dirección contraria. Este fenómeno se conoce comúnmente como polarización del dipolo. Cuando dejamos de aplicar este campo, las moléculas vuelven a su estado original.

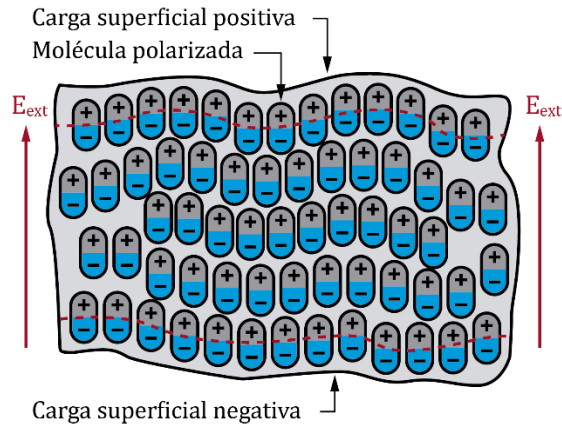


Figura 2. Interior de un dieléctrico a nivel macroscópico.

El campo eléctrico  $E$  generado por una carga  $q_1$ , rodeado por un dieléctrico  $\epsilon$ , a una distancia  $R$ , lo podemos expresar como

$$E = \frac{q_1}{4\pi\epsilon R^2} [V/m] \quad (2.1.1)$$

donde

$\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0$  es la permitividad eléctrica del dieléctrico

$\epsilon_r$  es la permitividad relativa del dieléctrico

$\epsilon_0 = 8.85 \cdot 10^{-12} F/m$  es la permitividad dieléctrica del vacío

Si aplicamos una fuente de tensión continua a un condensador de placas paralelas con dieléctrico entre ellas (figura 3), tendremos un mayor almacenamiento de carga que si no hay ningún material (vacío). Por tanto, el material dieléctrico aumenta la capacidad de almacenamiento del condensador neutralizando cargas en los electrodos, que normalmente contribuirían al campo externo.

$$C_0 = \frac{A}{t}$$

$$C = C_0 k'$$

$$k' = \epsilon'_r = \frac{C}{C_0}$$

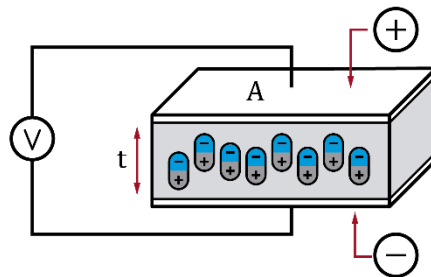


Figura 3. Condensador de placas paralelas, caso DC.

donde

$C$  es la capacidad con dieléctrico

$C_0$  es la capacidad sin dieléctrico

$k' = \epsilon'_r$  es la constante dieléctrica real o permitividad

$A$  es el área de las placas del condensador

$t$  es la distancia entre las placas del condensador

Si aplicamos una fuente de tensión sinusoidal AC a través del mismo condensador (figura 4), la corriente resultante estará constituida por una corriente de carga  $I_C$  y una corriente de pérdidas  $I_l$  que está relacionada con la constante dieléctrica. Podemos representar las pérdidas como una conductancia  $G$  en paralelo con el condensador.

$$I = I_C + I_l = V(j\omega C_0 k' + G)$$

Si  $G = \omega C_0 k''$ , entonces

$$I = V(j\omega C_0)(k' - jk'') = V(j\omega C_0 k)$$

$$\omega = 2\pi f$$

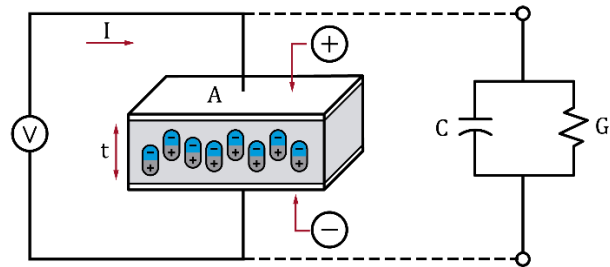


Figura 4. Condensador de placas paralelas. Caso AC.

Desde el punto de vista de la teoría electromagnética, la definición de desplazamiento eléctrico (densidad de flujo eléctrico)  $D_f$  viene dada por:

$$D_f = \epsilon E \quad (2.1.2)$$

donde

$$\epsilon = \epsilon^* = \epsilon_0 \epsilon_r$$

$\epsilon_r$

$$\epsilon_0 = \frac{1}{36\pi} \cdot 10^{-9} F/m$$

$E$

es la permitividad absoluta (o permitividad)

es la permitividad relativa

es la permitividad del espacio libre

es el campo eléctrico.

Por tanto, la permitividad nos indica cómo un campo eléctrico afecta y es afectado por un medio.

$$k = \frac{\epsilon}{\epsilon_0} = \epsilon_r = \epsilon_r' + j\epsilon_r'' \quad (2.1.3)$$

La parte real de la permitividad ( $\epsilon_r'$ ) es una medida de cuánta energía de un campo eléctrico externo se almacena en un material.

La parte imaginaria de la permitividad ( $\epsilon_r''$ ) se denomina factor de pérdidas y es una medida de la disipación o pérdida de un material en un campo eléctrico externo.

Si empleamos un diagrama vectorial para la permitividad (Figura 5) vemos que la parte real y la parte imaginaria están desfasadas  $90^\circ$ . La suma vectorial forma un ángulo  $\delta$  con el eje real ( $\epsilon_r'$ ). Así pues, la pérdida relativa de un material la podemos expresar como la relación entre la energía pérdida y la energía almacenada. A este factor lo denominaremos tangente de pérdidas o  $\tan\delta$ .

$$\tan\delta = \frac{\epsilon_r''}{\epsilon_r'}$$

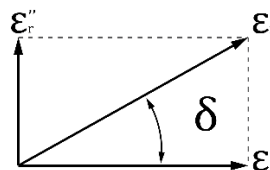


Figura 5. Diagrama de la tangente de pérdidas.

Cuando tenemos variación en el tiempo, como es el caso de una senoide, los campos eléctrico y magnético aparecen juntos. Esta onda electromagnética puede propagarse a través del espacio libre o de materiales a una velocidad más lenta. Por tanto, existen ondas electromagnéticas de diferentes longitudes de onda.

La longitud de onda  $\lambda$  es inversamente proporcional a la frecuencia  $f$ , por lo que, al aumentar la frecuencia, ésta disminuye.

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (2.1.4)$$

donde  $c = 3 \cdot 10^8$  m/s es la velocidad de la luz en el vacío.

La permitividad va a influir en muchos aspectos de la propagación de las ondas. Consideremos, por ejemplo, una placa plana de material (MUT) en el espacio, con una onda TEM incidente en su superficie tal y como se muestra en la figura 6.

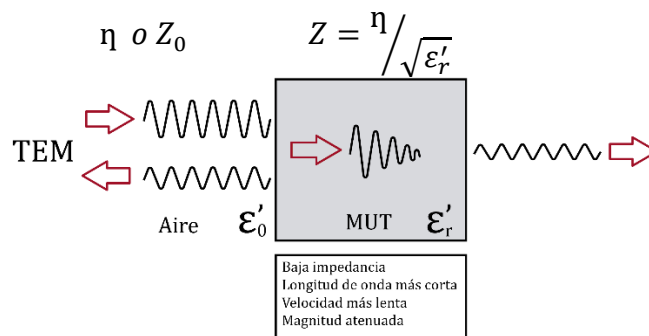


Figura 6. Señales reflejada y transmitida.

Vemos que tendremos ondas incidentes, reflejadas y transmitidas, ya que la impedancia de la onda en el material  $Z$  es diferente de la impedancia característica  $Z_0$ . Esto hará que parte de la energía penetre en la muestra y otra parte de la energía se refleje. Por tanto, el material presentará algunas pérdidas denominadas pérdidas de atenuación o de inserción.

En la representación de la figura 7 podemos ver la relación entre la constante dieléctrica del material bajo prueba (MUT) y el coeficiente de reflexión  $|\tau|$  para una muestra infinitamente larga (es decir, no consideraremos ninguna reflexión desde la parte posterior de la muestra) y también que para valores pequeños de la constante dieléctrica (aproximadamente menos de 20) se produce un cambio en el coeficiente de reflexión. En este intervalo, la medición de la constante dieléctrica utilizando el coeficiente de reflexión será más precisa. Sin embargo, para constantes dieléctricas altas (por ejemplo, entre 70 y 90) habrá poco cambio en el coeficiente de reflexión y, por tanto, la medición tendrá una mayor incertidumbre.



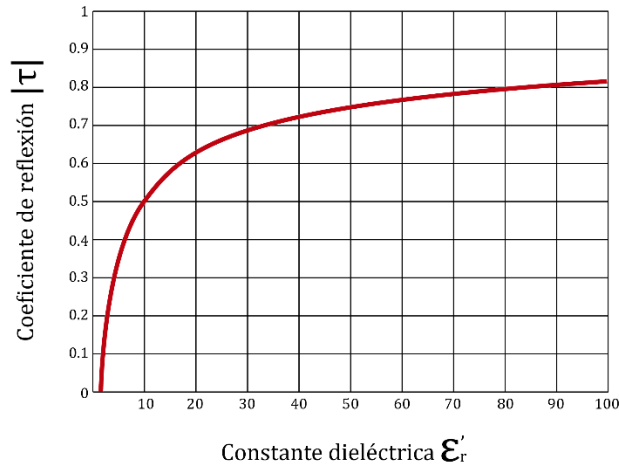


Figura 7. Coeficiente de reflexión vs constante dieléctrica.

A nivel microscópico, existen varios mecanismos que pueden contribuir al comportamiento dieléctrico. Si observamos la figura 8 vemos que cada mecanismo dieléctrico tiene una "frecuencia de corte" característica. A medida que aumenta la frecuencia, los mecanismos lentos abandonan, dejando a los más rápidos contribuir a  $\epsilon'$ . El factor de pérdida ( $\epsilon''$ ) corresponderá al pico en cada frecuencia crítica. La "frecuencia de corte" será diferente para cada material. Un efecto resonante se asocia generalmente con la polarización electrónica o atómica. Mientras que, un efecto de relajación suele asociarse con la polarización dipolar.

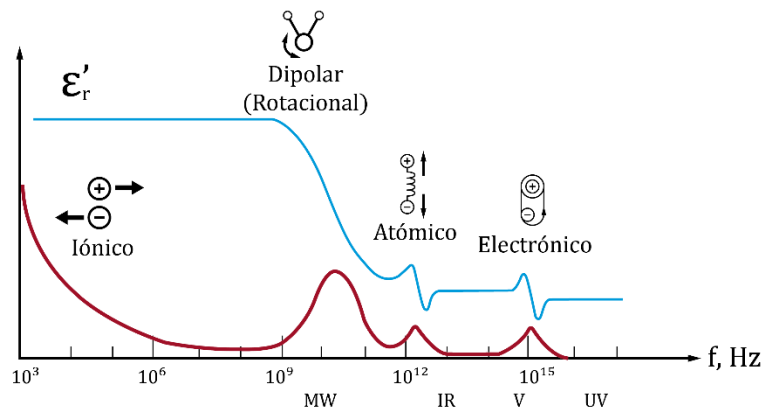


Figura 8. Respuesta en frecuencia de los mecanismos dieléctricos.

Los átomos se combinan para compartir uno o más de sus electrones formando así una molécula. Cuando este fenómeno tiene lugar puede producirse un desequilibrio en la distribución de la carga creando un momento dipolar permanente. En ausencia de campo eléctrico, en estos momentos se produce una orientación aleatoria, de modo que no existe una polarización. En presencia de un campo eléctrico  $E$ , el dipolo se girará para alinearse con dicho campo causando la polarización de la orientación tal y como se muestra en la figura 9. Si el campo cambia de dirección también lo hará el par  $T$ .

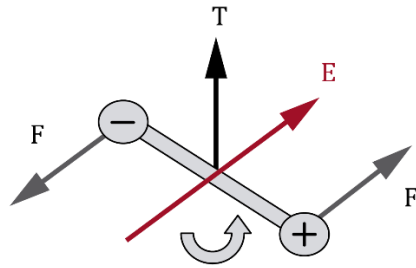


Figura 9. Rotación dipolar en un campo eléctrico.

La fricción que acompaña a la orientación del dipolo contribuirá a las pérdidas dieléctricas. La rotación dipolar provoca una variación en  $\epsilon'_r$  y  $\epsilon''_r$  a la frecuencia de relajación que normalmente tiene lugar en la región de microondas.

Cuando un campo eléctrico desplaza el núcleo con respecto a los electrones que lo rodean tiene lugar la polarización electrónica. En cambio, cuando los iones positivos y negativos adyacentes “se estiran” bajo un campo eléctrico aplicado tiene lugar la polarización atómica. Para muchos sólidos, estos dos mecanismos son dominantes a frecuencias de microondas, pese a que su frecuencia de resonancia real tiene lugar a una frecuencia mucho más alta. Muy por debajo de la frecuencia de resonancia, estos mecanismos contribuyen sólo con una pequeña cantidad a  $\epsilon'_r$  y casi sin pérdidas. Por encima de la frecuencia de resonancia, la contribución de estos mecanismos desaparece. La frecuencia de resonancia se identifica por una respuesta resonante en  $\epsilon'_r$  y un pico de absorción máxima en  $\epsilon''_r$ .

Otro concepto a tener en cuenta es el tiempo de relajación  $t$ . El tiempo de relajación es una medida de la movilidad de las moléculas que existen en un material. Nos indica el tiempo necesario para que los dipolos se orienten en un campo eléctrico.

$$t = \frac{1}{\omega_c} = \frac{1}{2\pi f_c} \quad (2.1.5)$$

Vemos que la frecuencia de relajación  $f_c$  está inversamente relacionada con el tiempo de relajación. Si observamos la figura 10 vemos que la pérdida ( $\epsilon''_r$ ) es directamente proporcional a la frecuencia. A medida que aumenta la frecuencia,  $\epsilon''_r$  continúa aumentando, pero el almacenamiento ( $\epsilon'_r$ ) comienza a disminuir debido al desfase entre la alineación del dipolo y el campo eléctrico. Por encima de la frecuencia de relajación tanto  $\epsilon''_r$  como  $\epsilon'_r$  caen, ya que, el campo eléctrico es demasiado rápido para influir en la rotación del dipolo y la polarización de orientación desaparece.

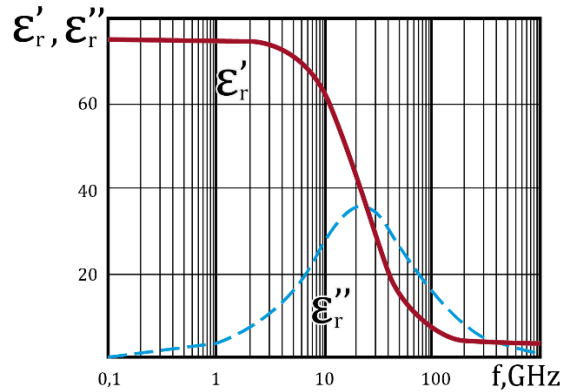


Figura 10. Debye Relajación del agua a 30°C.

Las pérdidas de un material las podemos expresar tanto en función de la pérdida dieléctrica ( $\epsilon''_{rd}$ ) como de la conductividad ( $\sigma$ ).

$$\epsilon''_r = \epsilon''_{rd} + \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0} \quad (2.1.6)$$

A bajas frecuencias, la conductividad global puede estar formada por muchos mecanismos de conducción diferentes, pero la conductividad iónica es la más frecuente en los materiales húmedos. La conductividad iónica sólo introduce las pérdidas en un material y a bajas frecuencias su efecto es inversamente proporcional a la frecuencia y aparece como una pendiente  $1/f$  de la curva  $\epsilon''_r$ .

Las pérdidas dieléctricas, para dimensiones dadas, vienen determinadas por la permitividad del material aislante y la tangente de pérdidas. Ambos factores varían con la temperatura, por lo que, las pérdidas dieléctricas totales son propensas a un aumento considerable al aumentar la temperatura. Estas pérdidas originan un aumento de la temperatura interna que puede derivar en una inestabilidad térmica y finalmente una descarga disruptiva, si el calor generado en el interior no puede desprenderse más rápidamente de lo que se genera. Por tanto, estas propiedades son muy importantes, por ejemplo, en el caso de radio y usos similares a altas frecuencias.

La permitividad también es importante, tal y como se menciona en [2], a la hora de estudiar los fenómenos transitorios o suelos de muy alta resistividad, debido a su variación con la frecuencia y el contenido de humedad, lo que tiene influencia en la propagación de la corriente en el suelo.

## 2.1.2 Línea de Transmisión

Una línea de transmisión la podemos definir físicamente como un sistema de dos o más conductores separados por un dieléctrico y que cumple las siguientes características:

- Los conductores se encuentran en disposición paralela
- Los conductores están inmersos en un dieléctrico (aislante)
- La sección transversal del sistema no cambia a lo largo de su recorrido

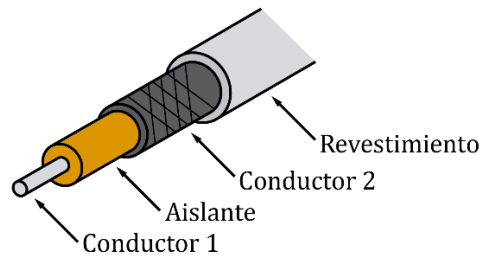


Figura 11. Cable coaxial de antena de televisión.

En la figura vemos un ejemplo de línea de transmisión: el cable coaxial de una antena de televisión. Si cortamos dicho cable por cualquier punto, la sección que veremos será siempre la misma. Los dos conductores están dispuestos en paralelo, hay material aislante entre ambos y tiene un revestimiento de plástico.

A continuación, podemos ver una representación esquemática de una línea de transmisión:

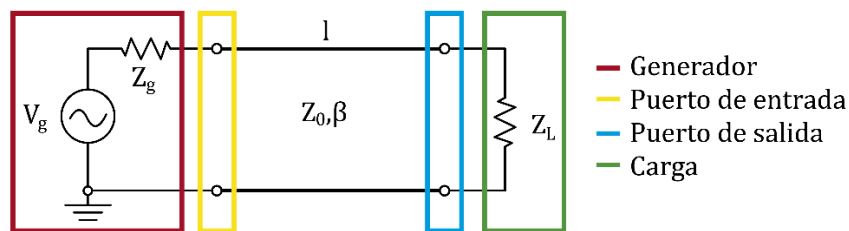


Figura 12. Representación esquemática de una línea de transmisión.

En todas estas representaciones las líneas de transmisión van a estar formadas por:

- Un puerto de entrada formado por dos conectores al que normalmente va el generador de tensión
- Los conductores
- Un puerto de salida formado por dos conectores al cual conectaremos la carga

Las líneas de transmisión se caracterizan por una serie de parámetros:

- Su longitud,  $l$
- Su impedancia característica,  $Z_0$
- Su coeficiente de propagación,  $\beta$

### Línea de Transmisión Ideal

Con el fin de comprender los conceptos básicos partiremos de una línea de transmisión ideal. Tal y como se define en [9], una línea ideal es aquella en la que podemos considerar los materiales que componen dicha línea como ideales, es decir, los conductores presentan conductividad infinita y los dieléctricos no tienen pérdidas.

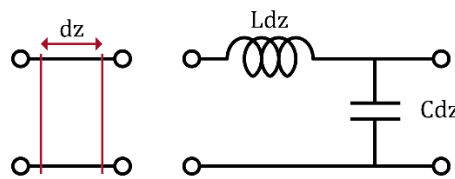


Figura 13. Equivalente circuital de una sección elemental de la línea de transmisión ideal.

### Impedancia característica

Supongamos una línea de transmisión ideal a la que aplicamos una señal. Esta señal se irá desplazando a lo largo de la línea hasta encontrarse al final de la línea con una carga  $Z_L$ . Entonces aparecerá una onda reflejada. Con lo cual, en cualquier punto de la línea nos encontraremos con dos ondas: una incidente y una reflejada.

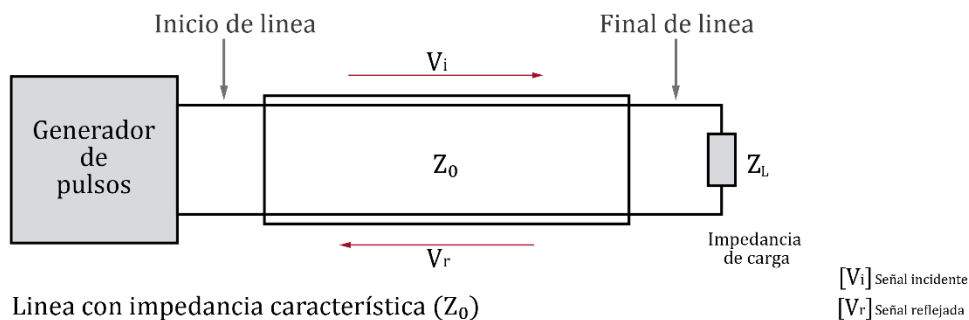


Figura 14. Esquema de línea de transmisión con impedancia de carga y generador.

Definiremos la impedancia característica  $Z_0$  como la impedancia equivalente debida a las propiedades características de los conductores que forman la línea, es decir, la impedancia que verá una fuente conectada en los bornes de entrada de la línea de transmisión.

$$Z_0 = \frac{v^+}{i^+} \quad (2.1.7)$$

Basándonos en las ecuaciones del telegrafista [9]

$$\begin{aligned} \frac{\partial v}{\partial z} &= -L \frac{\partial i}{\partial t} \\ \frac{\partial i}{\partial z} &= -C \frac{\partial v}{\partial t} \end{aligned} \quad (2.1.8)$$

Podemos deducir que

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.1.9)$$

Cuando la impedancia de carga  $Z_L$  es igual a la impedancia característica  $Z_0$ , no existe ningún tipo de onda reflejada por la carga y, por tanto, la línea y la carga estarán adaptadas.

### Coeficiente de reflexión

El coeficiente de reflexión en la carga es el parámetro que nos indica qué porcentaje de la onda incidente no es absorbida por la carga y es devuelta a la fuente en forma de onda reflejada.

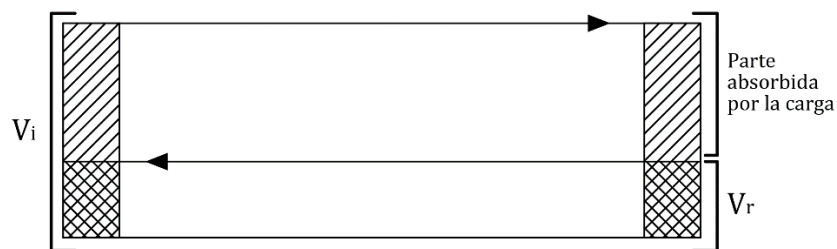


Figura 15. Coeficiente de reflexión.

El coeficiente de reflexión relaciona la amplitud de la onda reflejada con la amplitud de la onda incidente. Viene dado por la siguiente ecuación:

$$\rho = \frac{V_r}{V_i} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.1.10)$$

donde

$Z_L$  es la impedancia de carga al final de la línea

$Z_0$  es la impedancia característica de la línea

Si observamos esta ecuación podemos llegar a tres conclusiones:

- Si la impedancia de carga es igual a la impedancia característica, es decir, en condiciones de adaptación, el coeficiente de reflexión es nulo.

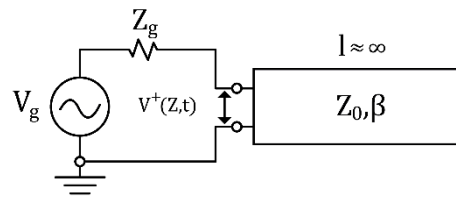


Figura 16. Representación de una línea infinita.

- Si el final de la línea es un circuito abierto ( $Z_L \approx \infty$ ) entonces el coeficiente de reflexión es 1. Por lo que, la señal incidente será igual a la señal reflejada.

- Si al final de la línea es un cortocircuito ( $Z_L = 0$ ) entonces el coeficiente de reflexión es -1. Por tanto, la señal incidente y reflejada serán de igual magnitud, pero desfasadas  $180^\circ$ .

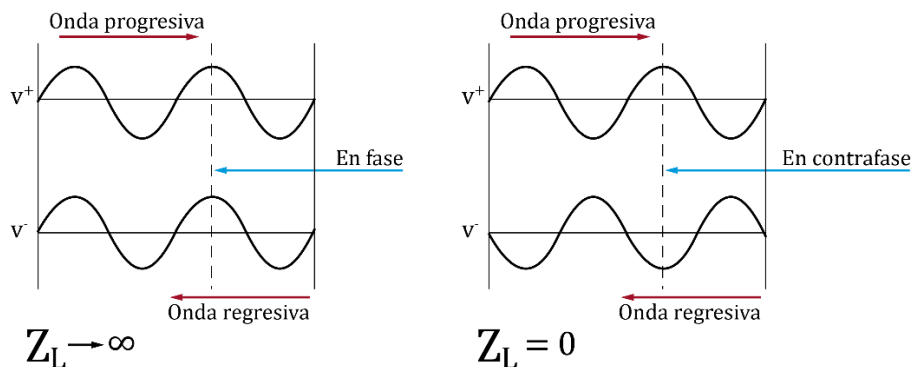


Figura 17. Representación de lo que ocurre con la onda incidente y reflejada  $Z_L \approx \infty$  y  $Z_L = 0$ .

A la vista de los resultados, llegamos a la conclusión de que el coeficiente de reflexión depende directamente de la carga colocada al final de la línea.

## Línea de Transmisión Real

En la práctica, tal y como se menciona en [9], no nos encontraremos con líneas de transmisión ideales, sino que serán un poco más complejas. Tendremos que introducir en nuestro modelo de sección de línea de transmisión una resistencia y una conductancia.

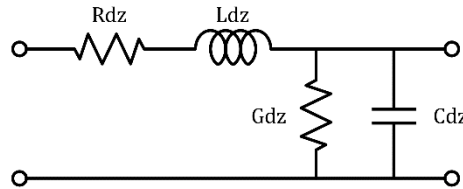


Figura 18. Modelo circuital de la sección de una línea de transmisión real.

Las líneas reales presentarán pérdidas. Para considerar estas pérdidas será necesario introducir un nuevo parámetro: el coeficiente de atenuación, el cual nos da una medida de la caída de tensión en la línea por unidad de longitud.

Esta constante la obtendremos como la suma de una constante de atenuación debida al dieléctrico y otra debida al conductor:

$$\alpha = \alpha_d + \alpha_c \quad (2.1.11)$$

De [9] sabemos que

$$\alpha_d = \frac{\omega \sqrt{\mu \epsilon} \tan \delta}{2} \quad (2.1.12)$$

$$\alpha_c = \frac{1}{h} \sqrt{\frac{\omega \epsilon}{2\sigma}} \quad (2.1.13)$$

donde

$\tan \delta$  es la tangente de pérdidas

$\sigma$  es la conductividad

$h$  es la distancia entre conductores

$\omega$  es la frecuencia angular de la onda que circula por la línea

Observando estas ecuaciones deducimos que la atenuación debida al dieléctrico sólo depende de la frecuencia y las propiedades del dieléctrico. Mientras que, la atenuación debida al conductor, depende además del conductor y de la distancia entre conductores.

A continuación, veremos cómo quedarán nuestros parámetros para el caso de la línea de transmisión real basándonos en la línea de transmisión teórica explicada en [9].



La constante de propagación ahora será compleja

$$\gamma = \sqrt{ZY} = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \alpha + j\beta \quad (2.1.14)$$

donde

$\alpha$  es la constante de atenuación

$\beta$  es la constante de fase

La impedancia característica de la línea ahora vendrá dada de forma compleja

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R+j\omega L}{G+j\omega C}} = R_0 + jX_0 \quad (2.1.15)$$

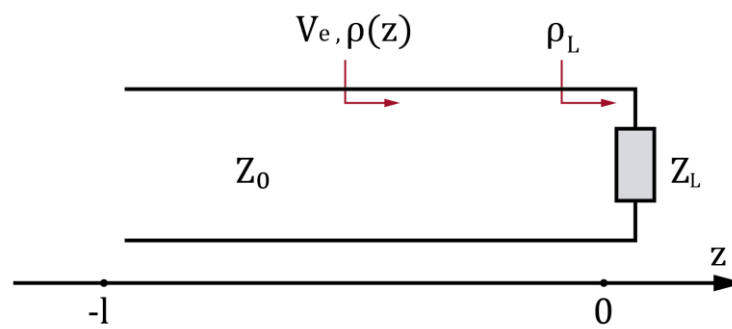


Figura 19. Línea de transmisión cargada.

La impedancia vista en un punto -1 de la línea

$$Z_e = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \tanh \gamma l}{Z_0 + Z_L \tanh \gamma l} \quad (2.1.16)$$

Y el coeficiente de reflexión

$$\rho(z) = \rho_L e^{2\gamma z} = \rho_L e^{2\alpha z} e^{2j\beta z} \quad (2.1.17)$$

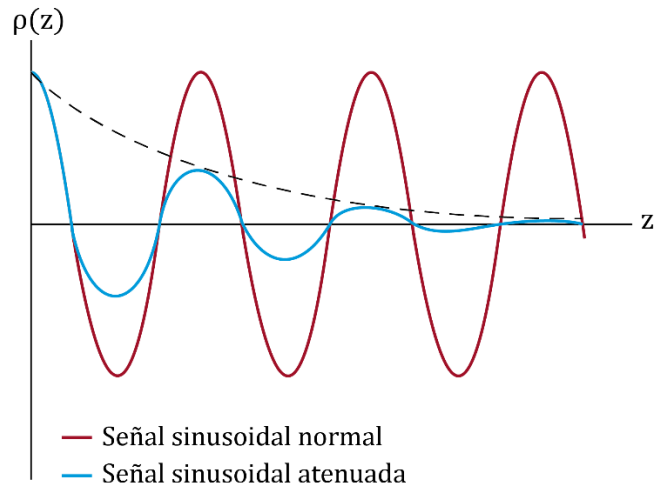


Figura 20. Coeficiente de reflexión.

En la figura 20 podemos ver un ejemplo de cómo afecta el coeficiente de atenuación (línea punteada) al coeficiente de reflexión en función de la distancia (z).

### 2.1.3 Parámetros S (Parámetros de dispersión o scattering)

Los parámetros S relacionan las ondas reflejadas con las ondas incidentes. Cuando trabajamos con parámetros S utilizaremos amplitudes de las ondas positiva y negativa de tensión:

$$V_i = V_i^+ + V_i^- \quad (2.3.1)$$

$$I_i = Y_{0i}(V_i^+ - V_i^-) \quad (2.3.2)$$

Con el fin de evitar ambigüedades seguiremos las siguientes normas:

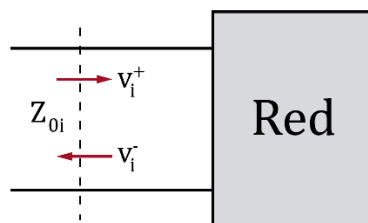


Figura 20. Normativa para las ondas.

1. Tomaremos como ondas positivas, en cada acceso, las que se dirigen hacia la red.
2. Tomaremos como ondas negativas, en cada acceso, las que salen de la red.
3. Se utilizan tensiones y corrientes normalizadas como sigue:

$$a_i = \bar{V}_i^+ = \frac{V_i^+}{\sqrt{Z_{0i}}} = \sqrt{Y_{0i}} V_i^+ \quad (2.1.18)$$

$$b_i = \bar{V}_i^- = \frac{V_i^-}{\sqrt{Z_{0i}}} = \sqrt{Y_{0i}} V_i^- \quad (2.1.19)$$

Para nuestro caso particular, emplearemos una red de dos accesos. En este caso, la relación entre onda incidente, reflejada y matriz de parámetros S vendrá dada por:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (2.1.20)$$

De [9] sabemos que un desplazamiento de planos de referencia da lugar a que los parámetros S se vean modificados únicamente en su fase.

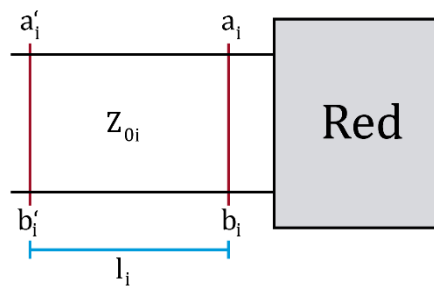


Figura 21. Planos de referencia para la línea.

Considerando  $\beta_i$  la constante de propagación, entonces la fase será

$$\varphi_i = \beta_i l_i \quad (2.1.21)$$

Suponiendo pérdidas despreciables,

$$a_i = a'_i e^{j\varphi_i} \quad (2.1.22)$$

$$b'_i = b_i e^{-j\varphi_i} \quad (2.1.23)$$

Y, por tanto, según se deduce en [5]

$$[S'] = \begin{bmatrix} e^{-j\varphi_1} & 0 \\ 0 & e^{-j\varphi_2} \end{bmatrix} [S] \quad (2.1.24)$$

Para hallar el valor de los parámetros S emplearemos la condición de acceso terminado ( $a_i=0$ ). Para ello, lo que se hace es situar en el puerto i una resistencia de valor igual a la impedancia característica de la línea.

Al situar dicha impedancia en el puerto 2, tendremos que  $a_2=0$ , y, por tanto,

- $S_{11}$ : Coeficiente de reflexión a la entrada con la salida terminada en carga adaptada

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{V_1^-}{V_1^+} \quad (2.1.25)$$

- $S_{21}$ : Ganancia de transmisión directa con la salida terminada en carga adaptada

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} = \frac{V_2^-}{V_1^+} \quad (2.1.26)$$

Si la situamos en el puerto 1 ( $a_1=0$ ), entonces,

- $S_{12}$ : Ganancia de transmisión inversa con la entrada terminada en carga adaptada

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} = \frac{V_1^-}{V_2^+} \quad (2.1.27)$$

- $S_{22}$ : Coeficiente de reflexión a la salida con la entrada terminada en carga adaptada

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} = \frac{V_2^-}{V_2^+} \quad (2.1.28)$$

Si la carga no está adaptada, definiremos los coeficientes de reflexión de nuestra red como:

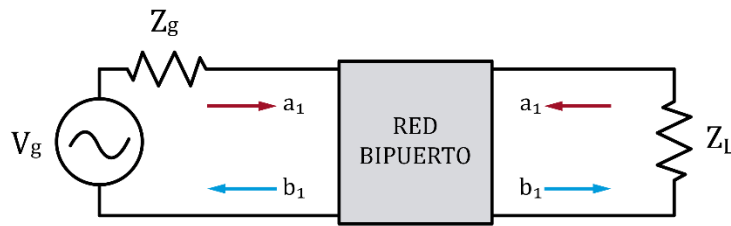


Figura 22. Red Bipuerto.

- Coeficiente de reflexión a la salida

$$\rho_{out} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\rho_g}{1-S_{11}\rho_g} \quad (2.1.29)$$

- Coeficiente de reflexión de la fuente

$$\rho_g = \frac{Z_g - Z_0}{Z_g + Z_0} \quad (2.1.30)$$

- Coeficiente de reflexión a la entrada

$$\rho_{in} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\rho_L}{1-S_{22}\rho_L} \quad (2.1.31)$$

- Coeficiente de reflexión de la carga

$$\rho_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.1.32)$$

Según determinados valores de los parámetros S podemos conocer algunas propiedades específicas de nuestra red de 2 puertos:

- Sin reflexión:  $S_{11} = 0$
- Reflexión total:  $S_{11} = \pm 1$
- Pérdidas infinitas:  $S_{21} = 0$
- Red sin pérdidas (ganancia unitaria):  $S_{21} = 1$
- Red unilateral:  $S_{12} = 0$
- Red recíproca

Ofrece el mismo comportamiento en sentido directo que en sentido inverso de la transmisión. El principio de reciprocidad conduce a

$$[S]^T = [S] \rightarrow S_{ij} = S_{ji}$$

- Red pasiva.

No introduce ganancia. Se cumple que  $|S_{ii}|, |S_{ij}| \leq 1$

- Red sin pérdidas

La potencia entrante y saliente han de ser iguales.  $P_{in} = P_{out}$ .

Para ello, tal y como se demuestra en [5], se debe cumplir la condición de unitariedad  $S^+S = 1$ . Es decir,

$$S^+S = \begin{pmatrix} S_{11}^* & S_{21}^* \\ S_{12}^* & S_{22}^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$$

Nota:  $S^+ = (S^t)^*$

Lo que implica,

$$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1$$

$$|S_{12}|^2 + |S_{22}|^2 = 1$$

$$S_{11}^*S_{12} + S_{21}^*S_{22} = 0$$

$$S_{12}^*S_{11} + S_{22}^*S_{21} = 0$$

## 2.2 CARACTERIZACIÓN EXPERIMENTAL

### 2.2.1 Métodos de reflexión

Cuando empleamos un método de reflexión estamos obteniendo las propiedades de una muestra a partir de la reflexión debida a la discontinuidad de impedancia causada por la presencia de la muestra en una estructura de transmisión.

El dispositivo de medición empleado en un método de reflexión que está hecho de una línea de transmisión se denomina sonda de medición o sensor. Las sondas generalmente están diseñadas para aumentar la precisión y sensibilidad de la medición. En los métodos de reflexión, la línea coaxial es la más utilizada para la caracterización de las propiedades de los materiales. Esto se debe a las ventajas que ofrece con respecto al otro tipo de líneas, destacando su amplia gama de frecuencias de trabajo.

A continuación, veremos dos tipos de reflexión empleando como línea de transmisión la línea coaxial.

#### Reflexión en circuito abierto

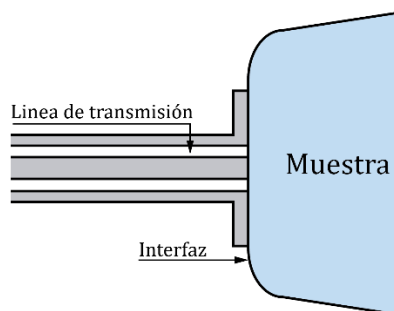


Figura 23. Sonda coaxial circuito abierto.

La figura 23 muestra una sonda coaxial en circuito abierto. La muestra bajo prueba entra en contacto directamente con el extremo abierto de la línea coaxial. Las impedancias a ambos lados son diferentes, por lo que hay una reflexión cuando se propagan las ondas electromagnéticas.

La impedancia de la zona donde se encuentra la muestra está relacionada con la permitividad y permeabilidad de la muestra, por lo que si realizamos suficientes mediciones de reflexión podremos hallar su valor. Sin embargo, en la mayoría de los casos, solamente se realiza una medición independiente, por lo que sólo podemos obtener uno de los parámetros de las propiedades de los materiales (permitividad o permeabilidad). En nuestro caso, nos vamos a centrar en la permitividad.

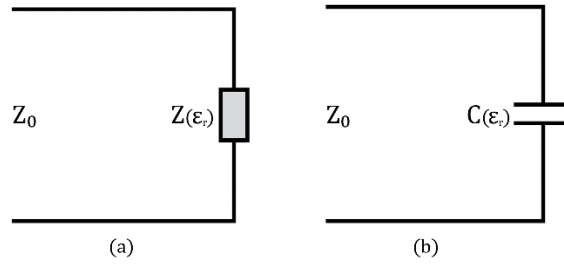


Figura 24. Circuitos equivalentes para métodos de reflexión. (a) Circuito equivalente general y (b) circuito equivalente simplificado.

La figura 24 nos muestra los circuitos equivalentes para un método de reflexión general. Vemos que en (a) la impedancia de la abertura coaxial es una función de la permitividad relativa  $\epsilon_r$  de la muestra bajo prueba. La terminación de la sonda coaxial en extremo abierto es equivalente a introducir la muestra en un condensador equivalente, en (b) vemos cómo quedaría el circuito simplificado.

A partir del cambio en la capacitancia debido a la introducción de la muestra, podemos obtener la permitividad relativa de la muestra. Se suelen utilizar esquemas iterativos para conseguir el valor de dicha permitividad.

Por lo general, una función objetivo se define como

$$F(\epsilon_r) = Y_L(\epsilon_r) - Y_m \quad (2.2.1)$$

donde

$Y_L(\epsilon_r)$  es la admitancia calculada usando un modelo de abertura

$Y_m$  es la admitancia de la abertura obtenida por medición

La permitividad de la muestra se puede calcular encontrando el cero de la función.

Para el modelo de la figura 24 (b) si suponemos que  $C(\epsilon_r) = \epsilon_r C_0$  donde  $C_0$  es la capacitancia del condensador cuando se llena de aire, la expresión para la admitancia de la abertura puede ser representada en términos de la constante dieléctrica y el factor de pérdida de la muestra:

$$Y_L(\epsilon_r) = j\omega\epsilon_0\epsilon_r C_0 = j\omega\epsilon_0\epsilon_r' \cdot (1 - j\tan\delta)C_0 \quad (2.2.2)$$

donde

$\epsilon_r'$  es la constante dieléctrica

$\tan\delta$  es el factor de pérdida de la muestra

El valor de  $C_0$  vendrá determinado por la estructura de la sonda. Para una sonda dada con  $C_0$  conocido, las propiedades dieléctricas de la muestra se pueden calcular a partir de la admitancia medida  $Y_m$ , de acuerdo con las ecuaciones (2.2.1) y (2.2.2).

## Reflexión en cortocircuito

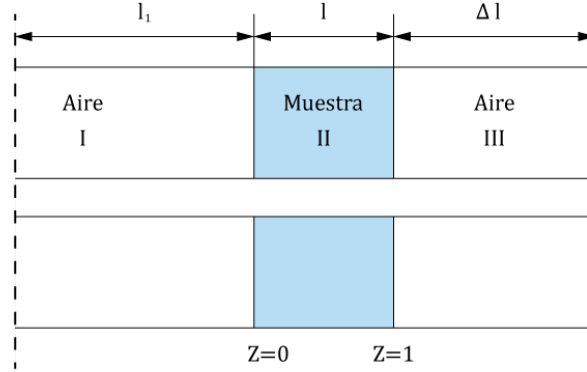


Figura 25. Reflexión en cortocircuito.

En la figura 25 podemos observar un caso general de reflexión en cortocircuito. Lo que hacemos es insertar la muestra en un segmento de la línea de transmisión cortocircuitada a una distancia  $\Delta l$  del cortocircuito.

Supondremos que

- Sólo existe el modo principal en la línea de transmisión
- La muestra es homogénea e isotrópica
- Sólo existe campo eléctrico transversal en la línea de transmisión

Basándonos en estas hipótesis, los campos eléctricos en las tres regiones son

$$E_I = \exp(-\gamma_0 z) + C_1 \exp(\gamma_0 z) \quad (2.2.3)$$

$$E_{II} = C_2 \exp(-\gamma z) + C_3 \exp(\gamma z) \quad (2.2.4)$$

$$E_{III} = C_4 \exp(-\gamma_0(z-l)) + C_5 \exp(\gamma_0(z-l)) \quad (2.2.5)$$

donde

$\gamma_0$  es la constante de propagación en el aire

$\gamma$  es la constante de propagación en la muestra

A partir de las condiciones de contorno, podemos obtener el valor de las constantes ( $C_1$  a  $C_5$ ). Para ello, asumimos que el plano de la muestra coincide con el plano de calibración. Basándonos en [11] tendremos que

$$S_{11} = C_1 = \frac{-2\beta\delta + [(\delta+1) + (\delta-1)\beta^2] \tanh \gamma l}{2\beta + [(\delta+1) - (\delta-1)\beta^2] \tanh \gamma l} \quad (2.2.6)$$

Con

$$\beta = \frac{\gamma \mu_0}{\gamma_0 \mu} \quad (2.2.7)$$



$$\delta = \exp(-2\gamma_0\Delta l) \quad (2.2.8)$$

La ecuación (3.6) se puede modificar en términos de funciones hiperbólicas como

$$S_{11} = \frac{\tanh \gamma l + \beta \tanh \gamma_0 \Delta l - \beta(1 + \beta \tanh \gamma l \tanh \gamma_0 \Delta l)}{\tanh \gamma l + \beta \tanh \gamma_0 \Delta l + \beta(1 + \beta \tanh \gamma l \tanh \gamma_0 \Delta l)} \quad (2.2.9)$$

Podemos obtener las expresiones generales para el coeficiente de reflexión si el plano de calibración no está en el plano de muestra:

$$S_{11(trans)} = \exp(-2\gamma_0 l_1) S_{11} \quad (2.2.10)$$

donde

$S_{11(trans)}$  es el coeficiente de reflexión transformado en el plano de referencia de calibración  $l_1$  es la distancia desde el plano de referencia de calibración a la cara frontal de la muestra  $S_{11}$  puede calcularse a partir de la ecuación (2.2.6) o (2.2.9).

El efecto de la distancia  $l_1$  puede ser eliminado. Medimos el reflejo del soporte vacío de la muestra:

$$S_{11(vacío)} = -\exp(-2\gamma_0(l_1 + \Delta l + l)) \quad (2.2.11)$$

De las ecuaciones (3,10) y (3,11), podemos obtener

$$\frac{S_{11(trans)}}{S_{11(vacío)}} = -\exp(2\gamma_0(\Delta l + l)) S_{11} \quad (2.2.12)$$

Por lo tanto, el coeficiente de reflexión  $S_{11}$  en la cara frontal de la muestra puede medirse experimentalmente. De la ecuación (2.2.9), podemos obtener la constante de propagación en la muestra, a partir de la cual se pueden deducir las propiedades electromagnéticas de la muestra.

En función de la longitud de la muestra, de las otras longitudes y de ciertas frecuencias, mediremos con precisión la permitividad o la permeabilidad.

Dependiendo de la longitud de la muestra, de las otras longitudes y de la frecuencia, mediremos la permitividad o la permeabilidad con precisión. De los estudios realizados en [11] y [12] sabemos que para mediciones de permitividad la muestra debe alejarse de la terminación en corto mientras que las mediciones de permeabilidad deben moverse cerca de dicha terminación.

## 2.2.2 La Sonda Coaxial

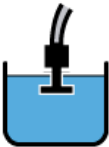
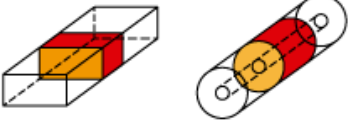
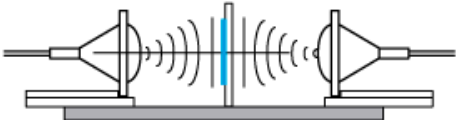


Figura 26. Sonda coaxial con flange.

A la hora de elegir una técnica de medición se deben tener en cuenta muchos factores. Algunos de los factores más importantes son los siguientes:

- Rango de frecuencia
- Valores esperados de  $\epsilon_r$  y  $\mu_r$
- Precisión de medición requerida
- Las propiedades materiales (homogéneas, isotrópicas)
- Forma del material (líquido, polvo, sólido, hoja)
- Restricciones de tamaño de la muestra
- Destructivo o no destructivo
- Contacto o no contacto
- Temperatura
- Costo

A continuación, podemos ver una tabla comparativa de los métodos más utilizados:

Sonda Coaxial	$\epsilon_r$		Banda ancha Simple y conveniente (no destructivo) Exactitud limitada y resolución baja de pérdidas Mejor para líquidos y semisólidos
Líneas de Transmisión	$\epsilon_r$ y $\mu_r$		Banda ancha MUTs de bajas pérdidas Sólidos mecanizables
Espacio Libre	$\epsilon_r$ y $\mu_r$		Banda ancha Mejor superficies planas, polvo y alta temperatura

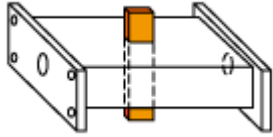
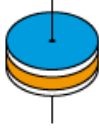

Cavidad Resonante	$\epsilon_r$		Frecuencia única. Preciso Mejor para MUTs de bajas pérdidas, muestras pequeñas
Placas Paralelas	$\epsilon_r$		Preciso Mejor para bajas frecuencias, superficies planas Delgado
Medidas de inductancia	$\mu_r$		Preciso Medida simple Se requiere estructura de núcleo toroidal

Figura 27. Resumen de las técnicas de medición.

En nuestro caso, nos centraremos en la sonda coaxial. La sonda coaxial, también tiene sus limitaciones:

- Requiere espesor de la muestra  $>1$  cm
- Las muestras deben ser homogéneas e isotrópicas
- Los sólidos deben tener una superficie plana
- El método de cavidad resonante es mejor para mediciones de pérdidas extremadamente bajas

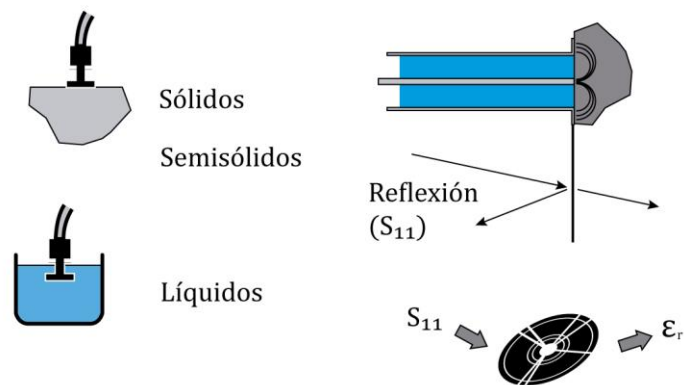


Figura 28. Método de sonda coaxial.

En concreto emplearemos el método de sonda coaxial de extremo abierto. El método de sonda coaxial de extremo abierto se ha utilizado durante años como un método de ensayo no destructivo. En este método, la sonda se presiona contra una muestra o se sumerge en los líquidos y se mide el coeficiente de reflexión y se usa para determinar la permitividad.

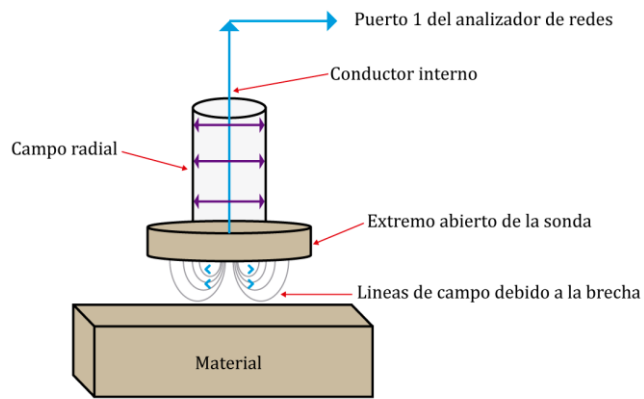


Figura 29. Esquema de configuración experimental.

Además, para algunas mediciones, puede no ser posible cortar la muestra de un material para la medición. Esto es especialmente importante en el caso de especímenes biológicos para realizar mediciones en vivo porque las características del material pueden cambiar. Por lo tanto, con este método la muestra puede colocarse en contacto próximo con la sonda sin provocar ningún cambio en las características del material.

En la figura 30 podemos ver distintos ejemplos de sondas coaxiales de las cuales hablaremos más adelante:

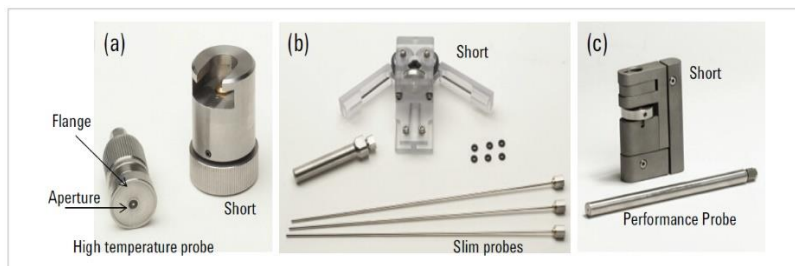


Figura 30. Tres configuraciones de sonda dieléctrica.

En la figura 31 podemos observar las distintas partes de la sonda coaxial de extremo abierto. Vemos que consta de dos conductores separados por un dieléctrico, en el caso de la figura, teflón.

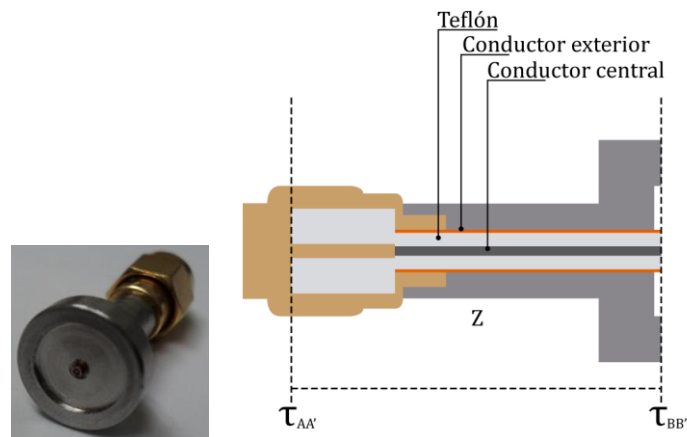


Figura 31. Sonda coaxial de extremo abierto.

La configuración de los campos eléctricos y magnéticos de la línea coaxial de extremo abierto se muestran en la figura 32.

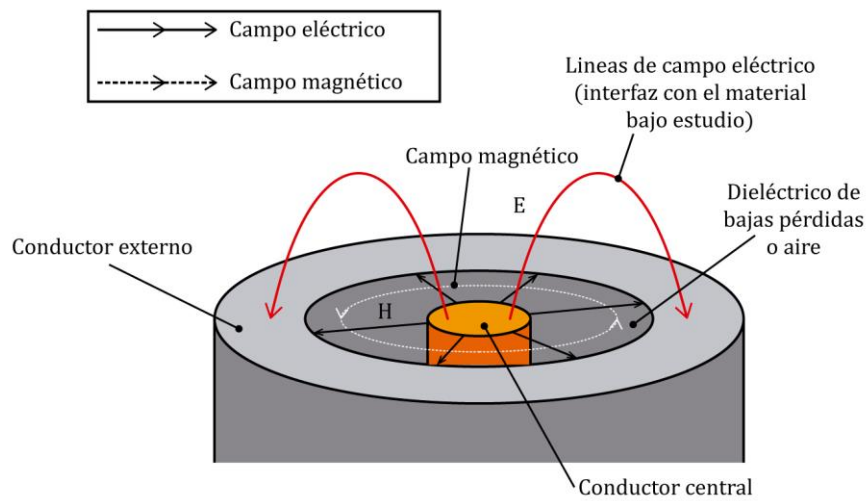


Figura 32. Geometría y configuración de los campos para una línea coaxial de extremo abierto.

### Efecto de bordes (flange)

Algunos modelos para la sonda son desarrollados para sondas con bordes puestos a tierra infinita y otros para sondas sin bordes puestos a tierra.

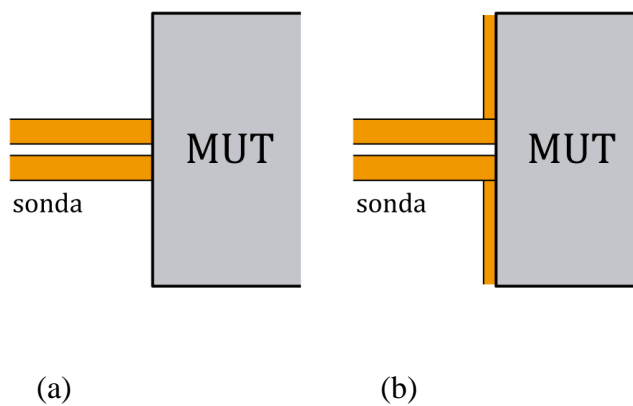


Figura 33. Sección longitudinal de dos tipos de sondas coaxiales abiertas. (a) Sonda sin flange y (b) sonda con flange.

Tal y como se menciona en [5] el uso de sonda con flange nos permite obtener unas mediciones más precisas que el uso de la sonda sin flange, por tanto, es recomendable usar la sonda con flange.

## Modificaciones de la sonda de extremo abierto

Con el fin de satisfacer requisitos de mediciones especiales o de mejorar la precisión y sensibilidad de la medición, las sondas de extremo abierto se han visto modificadas. A continuación, veremos dos ejemplos de ello.

### Gran sonda coaxial de extremo abierto

La necesidad de grandes tamaños de muestras, como sucede con algunos casos de rocas y hormigones, obliga a que el tamaño de la sonda sea mayor que el de las sondas convencionales. Por lo que se hace necesario diseñar especialmente sondas coaxiales más grandes.

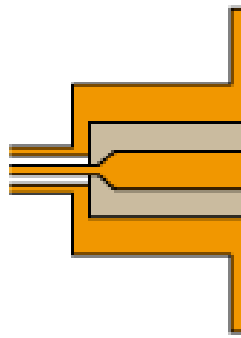


Figura 34. Sonda grande de extremo abierto modificada de Otto, G.P. y Chew, W.C. (1991).

### Sonda coaxial con abertura elíptica

El análisis teórico de [5] indica que una sonda coaxial elíptica de extremo abierto tiene mayor sensibilidad que una sonda coaxial convencional. Sin embargo, la fabricación de una línea elíptica es bastante complicada.

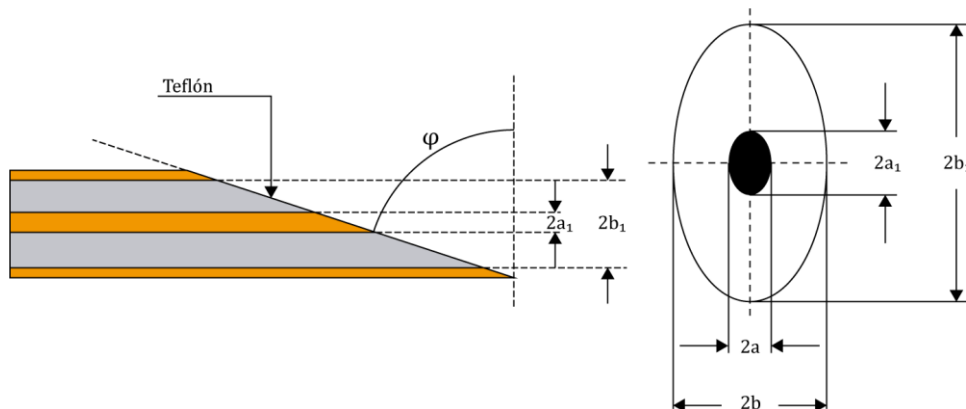


Figura 35. Fabricación de una sonda coaxial con abertura elíptica. (a) Extremo abierto coaxial con un ángulo biselado y (b) vista en sección biselada de una línea coaxial.

Como se muestra en la figura 35, un método simple es biselar una línea coaxial circular. La abertura resultante puede considerarse como una transición de la línea coaxial circular a la línea coaxial elíptica, y posteriormente la abertura de radiación también se hace elíptica.

Según se menciona en [5] la sensibilidad de medición aumenta con respecto al ángulo de bisel  $\phi$  para una línea coaxial circular con una dimensión dada.

Un acercamiento práctico, con una fabricación más simple, es la sonda biselada donde una abertura de la línea coaxial ha sido cortada de forma inclinada. Este tipo de sonda es muy útil en aplicaciones biológicas.

### **2.2.2.1 Especificaciones de la sonda coaxial**

#### **Tipos de sondas**

Tenemos tres tipos de sondas que podemos emplear: sonda de rendimiento, sonda de alta temperatura y sonda de forma delgada.

#### Sonda de rendimiento

Este tipo de sonda combina:

- Robustez. Se encuentra sellada tanto en la punta de la sonda como en el extremo del conector, lo que lo convierte en una sonda muy robusta.
- Soporta un amplio rango de temperatura de  $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$  a  $+200\text{ }^{\circ}\text{C}$ , lo que permite mediciones en función de la frecuencia y la temperatura.
- Diseño delgado. El diseño delgado permite que se ajuste fácilmente en los tanques de fermentación, cámaras de reacción química, u otro equipo con aberturas pequeñas.
- Rango de frecuencia de 500 MHz a 50 GHz.
- Conector macho de 2,4 mm.
- La sonda puede auto clavarse, por lo que es perfecta para aplicaciones en las industrias alimentaria, médica y química donde la esterilización es una necesidad.
- El diámetro pequeño también permite que se utilice con tamaños de muestra más pequeños. Es útil para medir materiales sólidos líquidos, semi-sólidos, así como planos.



Performance Probe Kit

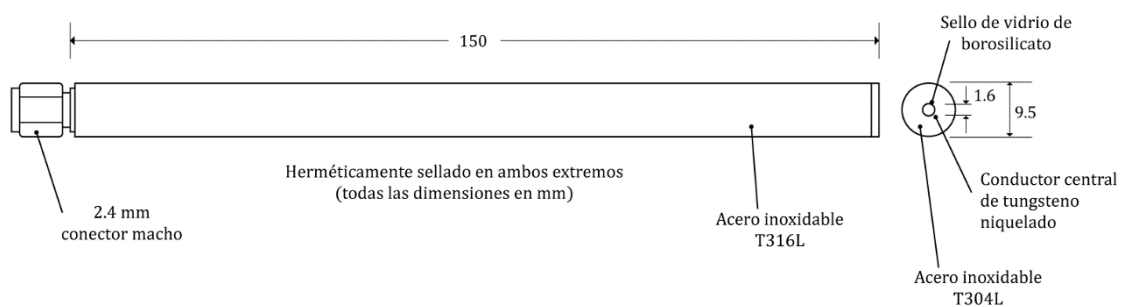


Figura 36. Sonda de rendimiento.

### Sonda de alta temperatura

- De diseño robusto, esta sonda cuenta con un sello hermético de vidrio a metal, que lo hace resistente a productos químicos corrosivos o abrasivos.
- Resistente altas temperaturas. La sonda soporta una amplia gama de temperaturas de  $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$  a  $+200\text{ }^{\circ}\text{C}$ , lo que permite realizar mediciones en función de la frecuencia y la temperatura.
- La brida grande facilita la medición de materiales sólidos de superficie plana, además de líquidos y semisólidos.
- La abertura de 3,5 mm tiene un mayor volumen de detección que las otras sondas.
- Rango de frecuencia: 200 MHz a 20 GHz.
- Conector macho de 3,5 mm.





High Temperature Probe Kit

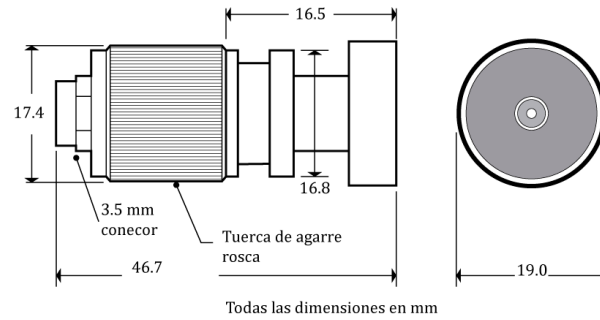


Figura 37. Sonda de alta temperatura.

### Sonda de forma delgada

- Rango de frecuencia de 500 MHz a 50 GHz.
- Conector macho de 2,4 mm.
- Esta sonda cuenta con un diseño delgado, lo que le permite encajar fácilmente en tanques de fermentación, cámaras de reacción química u otro equipo con pequeñas aberturas.
- El diseño delgado también permite que se utilice con tamaños de muestra más pequeños. Mejor utilizado para líquidos y semisólidos blandos.
- Para los sólidos moldeables, la sonda es lo suficientemente económica como para ser colada en el material y dejada en su lugar.

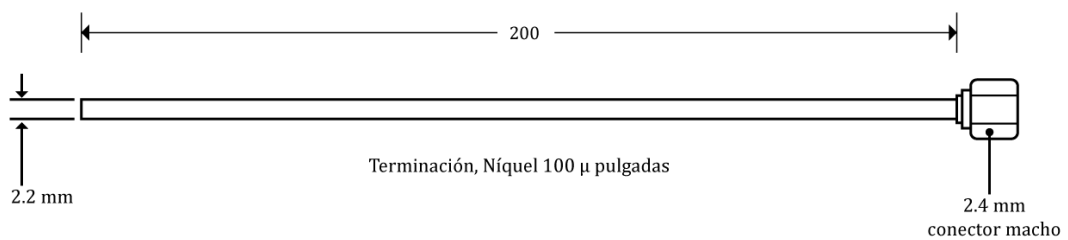


Figura 38. Sonda de forma delgada.

### 2.2.2.2 Posicionamiento de la sonda

Otro aspecto que tenemos que tener en cuenta a la hora de realizar las mediciones, es como debemos posicionar nuestra sonda frente al material sometido a estudio. En la figura 39 podemos ver como se realiza correctamente dicho posicionamiento.

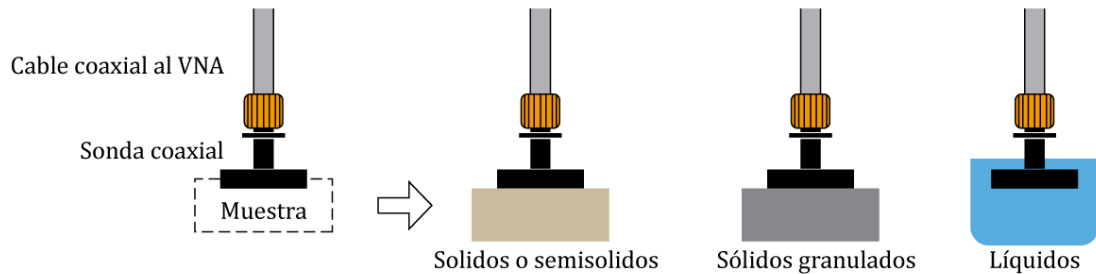


Figura 39. Posicionamiento de la sonda a la hora de realizar la medición.

Tal y como observamos, en el caso de materiales sólidos la sonda se pone en contacto con los mismos mientras que en el caso de materiales líquidos debemos sumergirla en dichos materiales.

### 2.2.3 Equipos de medida

Para medir las propiedades dieléctricas de una forma rápida y sencilla se requiere un sistema de prueba fácil de configurar, repetible y estable. Un sistema de medición típico consiste en un analizador de red o un analizador de impedancia, una sonda coaxial y software.

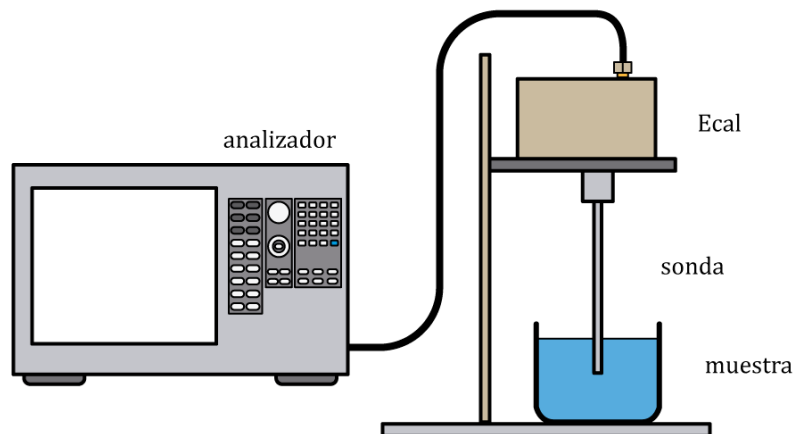


Figura 40. Configuración típica.

## Analizadores de redes



Figura 41. Analizador de redes Rohde & Schwarz ZNB4.

Mediante un analizador de redes podemos conocer las propiedades de las redes eléctricas. Su utilidad radica especialmente en que nos permite obtener las propiedades asociadas con la reflexión y la transmisión de señales eléctricas, como los parámetros de dispersión o parámetros S.

Los analizadores de redes suelen operar en rangos de frecuencias altas, de 9 kHz hasta 110 GHz. Éstos son de utilidad, por ejemplo, en filtros para señales de radiofrecuencia o en amplificadores de alta potencia. También existen algunos más especiales que cubren rangos más bajos de frecuencias de hasta 1 Hz, los cuales se emplean, por ejemplo, en mediciones de audio y componentes ultrasónicos.

Existen dos tipos principales de analizadores de redes:

- SNA (Scalar Network Analyzer) – Analizador de redes escalar, mide solo propiedades de amplitud
- VNA (Vector Network Analyzer) – Analizador de redes vectoriales, mide propiedades de amplitud y fase

El conocimiento del coeficiente de reflexión junto con el de las dimensiones físicas de un material nos proporciona la información necesaria para caracterizar la permitividad y permeabilidad de un material. En nuestra simulación emplearemos el analizador de redes vectorial.

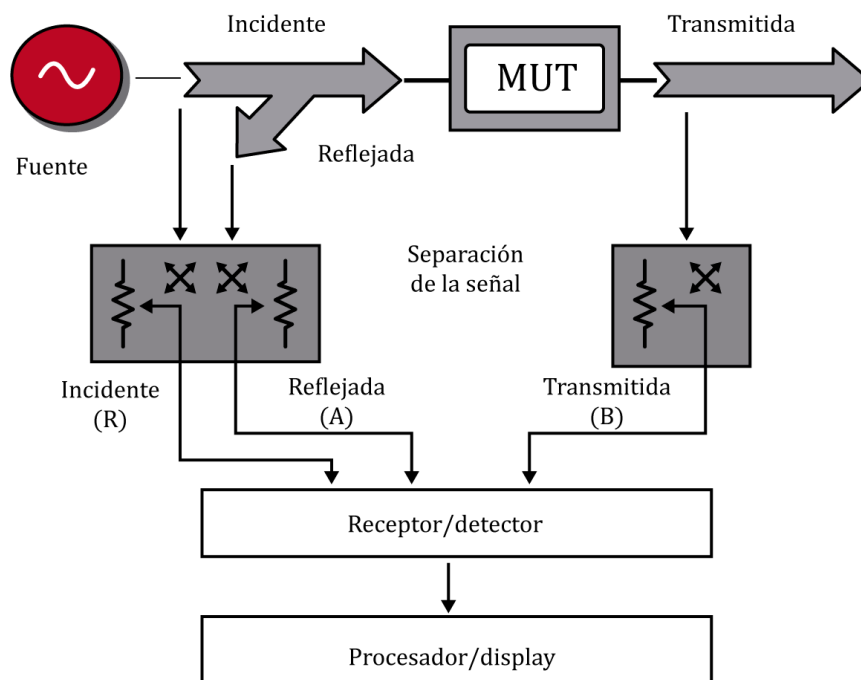


Figura 42. Analizador de red vectorial.

Tal y como podemos observar en la figura 42, un analizador de red vectorial consta de una fuente, un receptor y una pantalla. La fuente lanzará a una sola frecuencia una señal al material bajo prueba. El receptor estará sintonizado a dicha frecuencia para así poder detectar las señales reflejadas y transmitidas del material. Las mediciones obtenidas serán a esa frecuencia. A continuación, la fuente es escalonada a la siguiente frecuencia y volveremos a repetir la medida. Obtendremos al final las mediciones como una función de la frecuencia.

Los componentes simples y los cables de conexión que funcionan bien a bajas frecuencias, se comportan de manera diferente a frecuencias altas. Sabemos que, a frecuencias de microondas, las longitudes de onda se hacen pequeñas comparadas con las dimensiones físicas de los dispositivos de tal manera que dos puntos estrechamente espaciados pueden tener una diferencia de fase significativa. Por lo que los métodos empleados no son válidos a altas frecuencias y deben ser sustituidos por la teoría de la línea de transmisión para analizar su comportamiento a altas frecuencias. Aparecerán efectos adicionales de alta frecuencia tales como pérdida de radiación, pérdida dieléctrica y acoplamiento capacitivo que hacen que los circuitos de microondas sean más complejos y costosos.

Como se trata de un proceso lento y costoso, en su lugar, se utiliza una calibración de la medición para eliminar los errores de medición sistemáticos (estables y repetibles) causados por las imperfecciones del sistema. Los errores aleatorios debidos al ruido, la deriva o el ambiente (temperatura, humedad, presión) no pueden eliminarse con esta calibración. Esto hace que una medición en la región de microondas sea susceptible a pequeños errores en el sistema de medición. Podemos minimizar estos errores si adoptamos buenas prácticas a la hora de realizar la medición como inspeccionar visualmente todos los conectores para ver si presentan suciedad o daño y minimizar cualquier movimiento físico de los cables del puerto de prueba después de la calibración.

## Analizadores de impedancia y medidores LCR

Los analizadores de impedancia y los medidores LCR se utilizan para medir las propiedades del material a frecuencias más bajas. El material se estimula con una fuente de CA y se controla el voltaje real a través del material. Los parámetros de prueba de material se derivan conociendo las dimensiones del material y midiendo su capacitancia y factor de disipación.



Figura 43. Analizador de impedancias.

### Soporte de muestras

Antes de que se puedan medir las propiedades dieléctricas de un material con un analizador de red, un analizador de impedancia o un medidor de LCR, se requiere un dispositivo de medición (o soporte de muestras) para aplicar los campos electromagnéticos de manera predecible y permitir la conexión al instrumento de medición. El tipo de aparato requerido dependerá de la técnica de medición elegida y de las propiedades físicas del material (sólido, líquido, polvo, gas).

## 2.2.4 CALIBRACIÓN

### Calibración de la sonda coaxial

Antes de realizar una medición, debe realizarse la calibración en la punta de la sonda. Para ello, realizaremos una calibración de tres términos que corrige la directividad, el seguimiento y los errores de coincidencia de fuentes que pueden estar presentes en una medición de reflexión. Para resolver estos tres términos de error, se miden tres estándares bien conocidos. La diferencia entre los valores predichos y reales se utiliza para eliminar los errores sistemáticos (repetibles) de la medición. Los tres estándares conocidos son aire, cortocircuito, y agua desionizada. Incluso después de calibrar la sonda, hay fuentes de error adicionales que pueden afectar la precisión de una medición. Hay tres fuentes principales de errores:

- Estabilidad del cable
- Diferencias de aire
- Grosor de la muestra

Es importante dejar suficiente tiempo para que el cable (que conecta la sonda al analizador de red) se estabilice antes de realizar una medición y para asegurarse de que el cable no se flexiona entre la calibración y la medición. La función de actualización electrónica de calibración automática recalibra automáticamente el sistema, en segundos, justo antes de cada medición. Esto prácticamente elimina la inestabilidad del cable y los errores de deriva del sistema.

Para materiales sólidos, una imperfección entre la sonda y la muestra puede ser una fuente significativa de error a menos que la cara de la muestra se mecanice para que sea al menos tan plana como la cara de la sonda. Para muestras líquidas, las burbujas de aire en la punta de la sonda pueden actuar de la misma manera que las imperfecciones en una muestra sólida.

La muestra también debe ser lo suficientemente gruesa para que a la sonda le parezca "infinita". Existe una ecuación simple para calcular el grosor aproximado de la muestra para la muestra de sonda de temperatura alta y el espesor sugerido para la muestra de sonda delgada. Un enfoque práctico simple es poner un cortocircuito detrás de la muestra y comprobar para ver si afecta los resultados de la medida.

## **Calibración del analizador de redes**

La calibración de un analizador de redes es un proceso de alta precisión en el cual, se deben tener en cuenta tanto la impedancia en la que se está operando ( $50 \Omega$ , en la telefonía celular o  $75 \Omega$  para otras aplicaciones) como las condiciones en las que está operando el equipo. Por este motivo, y dependiendo de la cantidad de parámetros S que se requiera medir el proceso puede resultar largo y tedioso por la cantidad de veces que se tuviera que repetir.

El estándar de calibración usa cuatro dispositivos de prueba llamados OPEN (red en abierto), SHORT (red en cortocircuito), LOAD (red en carga) para calibrar la reflexión y THRU (red conectada) para calibrar la transmisión, los cuales deben ser conectados a los puertos del analizador para que este pueda comparar y establecer la diferencia entre estos diferentes modos. Estos datos son guardados en un registro y cada registro debe ser calibrado independientemente y en el momento en que se le haga una modificación a la red en estudio.

Otro tipo de instrumento para la calibración de analizadores de redes es el módulo de calibración eléctrico (E-Cal), el cual se conecta a este, es automáticamente reconocido y posee una mayor precisión que el equipo de calibración manual mencionado anteriormente. La única desventaja aparente de este dispositivo es que se debe esperar a que alcance su temperatura de operación antes de usarlo.

## 2.2.4 Aplicación

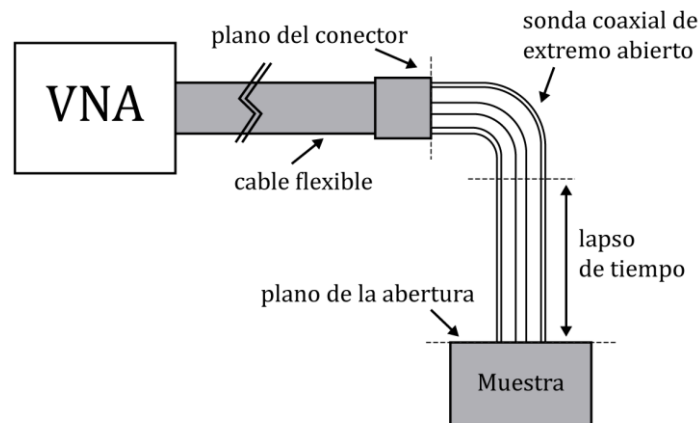


Figura 44. Medida de una muestra usando una sonda coaxial de extremo abierto.

En el modelo que emplearemos nos basaremos en el sensor coaxial abierto [19]. En este tipo de sensor conectaremos una sonda coaxial Agilent 85070B de extremo abierto [20] a un analizador de redes vectorial y obtendremos un espectro de frecuencias de las partes real e imaginaria de la permitividad dieléctrica del medio que está en contacto con esta sonda.

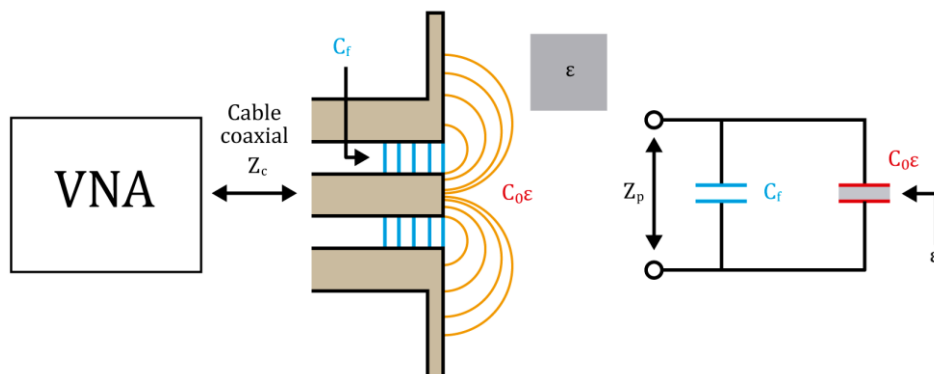


Figura 45. Modelo capacitivo para sensor coaxial de extremo abierto.

El VNA con un sistema de sonda se calibra primero de manera que las mediciones del coeficiente de reflexión se hagan referencia al plano de la abertura de la sonda. Esto se puede hacer usando dos métodos. El primer método utiliza líquidos de referencia para la calibración directa en el extremo abierto de la sonda. Es muy directo y simple. Sin embargo, las incertidumbres en la medición se deben a las incertidumbres en la caracterización de los líquidos de referencia y la selección de líquidos de referencia como estándar de calibración. En el método, todas las mediciones se realizan colocando los estándares (un líquido corto, abierto y referenciado) al final de la sonda. El líquido de referencia se utiliza como un estándar de calibración y debe ser un líquido con propiedades dieléctricas "conocidas". El agua, la solución salina y el metanol se seleccionan normalmente como líquidos de referencia. Entonces se aplica la calibración completa de un puerto estándar.

Los parámetros S medidos en el MUT pueden ser post-procesados para obtener los parámetros dieléctricos usando un programa.

El VNA mide el coeficiente de reflexión S11 definido como:

$$S_{11} = |S_{11}| e^{j\varphi} = \frac{Z_p - Z_c}{Z_p + Z_c} \quad (2.2.13)$$

donde  $|S_{11}|$  y  $\varphi$  son el módulo y la fase del coeficiente de reflexión complejo S11 medido por el VNA.

## 2.3 Modelos Implementados

### 2.3.1 Modelo capacitivo

En los métodos en los que nos basamos en medidas de la reflexión, la permitividad del MUT la podemos obtener a partir de la reflexión de la onda producida por la discontinuidad en la impedancia debida a la presencia de la muestra en la estructura de transmisión.

Existen distintos métodos de medidas de reflexión. Normalmente, se suele dejar un extremo de la línea en abierto o colocar un cortocircuito al final de la misma. El tipo de línea de transmisión y la forma en la que se coloca la muestra, requiere un algoritmo específico para poder obtener las propiedades dieléctricas del MUT a partir de la medida de reflexión.

De todos los tipos de líneas de transmisión, la línea más común que se suele utilizar para realizar la caracterización de materiales mediante medidas de la reflexión es la línea coaxial. La ventaja que presenta frente a otro tipo de líneas es el gran ancho de banda en el que se puede caracterizar el MUT.

### Modelado de la sonda coaxial de extremo abierto

Existen diversos modelos para analizar sondas coaxiales de extremo abierto terminadas por materiales homogéneos semi-infinitos. En nuestro caso, nos centraremos en el modelo capacitivo [2] y [21].



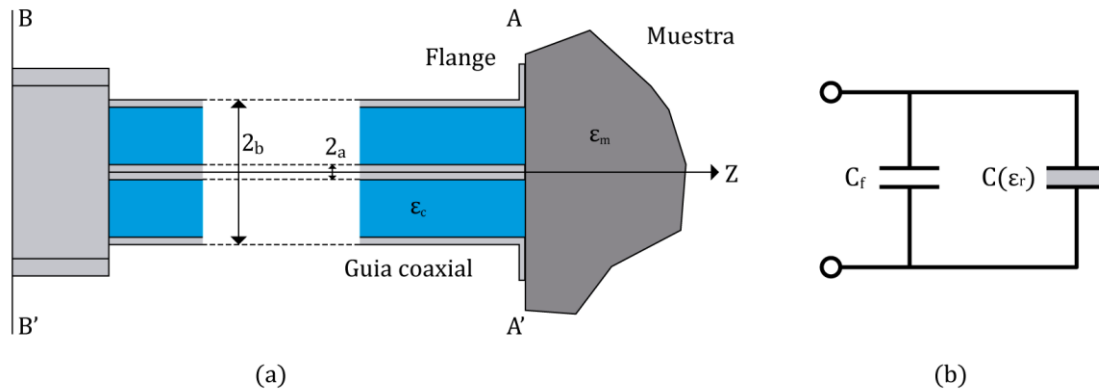


Figura 46. Método de reflexión abierta. (A) sonda coaxial terminada por una muestra semi- infinita y (b) circuito equivalente de condensador en el plano A – A’.

En la Figura 46a podemos observar una configuración típica de medición para el modelo capacitivo. La línea coaxial de extremo abierto está formada por dos conductores de radios  $a$  y  $b$ , y entre ellos se sitúa un dieléctrico de permitividad  $\epsilon_c$  que puede ser aire. En general, se considerará que la apertura está rodeada por un plano metálico infinito (flange), y está en contacto con el MUT, de permitividad  $\epsilon_m$ .

Las impedancias a ambos lados de la interfaz son diferentes, por lo que cuando una onda se propaga por la línea coaxial, se produce una reflexión de parte de la energía al llegar a la discontinuidad, y dicha reflexión está determinada por las impedancias que presentan los medios a ambos lados de la interfaz. Debido a que la impedancia de la zona ocupada por el MUT está directamente relacionada con las propiedades dieléctricas del material, a partir de la medida de la reflexión en la discontinuidad, es posible obtener dichas propiedades del MUT.

En la figura 46b vemos que la capacitancia consta de dos partes:

$C(\epsilon_r)$  que está relacionada con las propiedades dieléctricas de la muestra  
 $C_f$  que es independiente de las propiedades dieléctricas de la muestra

Cuando la sonda coaxial está conectada a una muestra dieléctrica con una permitividad relativa compleja  $\epsilon_r$ , cambiará el condensador equivalente. El coeficiente de reflexión  $\Gamma^*$  en la punta de la sonda de extremo abierto se obtiene considerando la admitancia compleja del circuito equivalente

$$\Gamma^* = \Gamma e^{j\phi} = \frac{1 - j\omega Z_0 (C(\epsilon_r) + C_f)}{1 + j\omega Z_0 (C(\epsilon_r) + C_f)} \quad (3.1)$$

Donde

$$C(\epsilon_r) = \epsilon_r C_0$$

$C_0$  es la capacitancia del condensador lleno de aire

$C_f$  es la capacitancia independiente del material

$\omega$  es la frecuencia angular de medición

$Z_0$  es la impedancia característica de la línea coaxial conectada a la apertura

De la ecuación (3.1), obtenemos

$$\varepsilon_r = \frac{1-\Gamma^*}{j\omega Z_0 C_0(1+\Gamma^*)} - \frac{C_f}{C_0} \quad (3.2)$$

Con el fin de calcular la permitividad relativa compleja  $\varepsilon_r$  del coeficiente de reflexión complejo  $\Gamma^*$ , deberíamos conocer los valores de  $C_f$  y  $C_0$ . Para ello, usaremos un medio de calibración cuyas variables dieléctricas son conocidas. Un medio usado frecuentemente es agua desionizada [4]. Los dos parámetros desconocidos vienen dados entonces por las siguientes ecuaciones

$$C_0 = \frac{(1-|\Gamma_{diel}^*|^2)}{\omega Z_0(1+2|\Gamma_{diel}^*|\cos(\phi_{diel})+|\Gamma_{diel}^*|^2\varepsilon''_{diel})} \quad (3.3)$$

y

$$C_f = \frac{-2|\Gamma_{diel}^*|\sin(\phi_{diel})}{\omega Z_0(1+2|\Gamma_{diel}^*|\cos(\phi_{diel})+|\Gamma_{diel}^*|^2)} - \varepsilon'_{diel}C_0 \quad (3.4)$$

Donde

$\varepsilon'_{diel}$  y  $\varepsilon''_{diel}$  son las partes real e imaginaria de la permitividad compleja de la muestra estándar

$|\Gamma_{diel}^*|$  y  $\phi_{diel}$  son el módulo y la fase del coeficiente de reflexión complejo  $\Gamma_{diel}^*$

Después de obtener  $C_0$  y  $C_f$  de las ecuaciones (3.3) y (3.4), las propiedades dieléctricas de la muestra bajo ensayo se pueden calcular a partir del coeficiente de reflexión complejo de acuerdo con la ecuación (3.2).

Sin embargo, como el plano de referencia se ha definido previamente en la entrada de la sonda (plano B – B'), la medida de  $\Gamma^*$  vendrá referida a este plano y no en el extremo de la sonda (plano A – A'). Dado que este modelo requiere un valor  $\Gamma^*$  referido en el plano A – A', se debe encontrar la diferencia de fase entre los planos B – B' y A – A'. Los coeficientes de reflexión relativos a estos dos planos están relacionados de esta manera

$$\Gamma_{A-A'}^* = \Gamma_{B-B'}^* e^{j2\theta} \quad (3.5)$$

con

$$2\theta = \phi_{A-A'} - \phi_{B-B'} \quad (3.6)$$

Donde

$\phi_{A-A'}$  y  $\phi_{B-B'}$  son los ángulos de fase de reflexión de los planos A–A' y B–B'

El valor de  $\phi_{B-B'}$  puede medirse directamente usando el analizador de red vectorial. La determinación del factor de fase de ida y vuelta  $2\theta$  puede realizarse midiendo el coeficiente de reflexión complejo en aire,  $\phi_{B-B'}(aire)$  [4].

La literatura [4] da una expresión teórica para  $C_f + C_0$  cuando el extremo de la

sonda está en el aire (circuito abierto)

$$C_f + C_0 = 2.38\epsilon_0(b - a) \quad (3.7)$$

donde:

a es el radio del conductor interno; y  
b es el radio del conductor externo.

Insertamos (3.7) para obtener la siguiente relación dando el valor del coeficiente de reflexión complejo  $\Gamma_0^*$  en el extremo de la sonda (plano A – A') como sigue:

$$\Gamma_0^* = \frac{1 - j \cdot 2.38\omega Z_0 \epsilon_0 (b - a)}{1 + j \cdot 2.38\omega Z_0 \epsilon_0 (b - a)} \quad (3.8)$$

El valor de  $\Phi_{A-A'}$  se obtiene calculando la fase de  $\Gamma_0^*$

$$\phi_0 = -2.38\omega Z_0 \epsilon_0 (b - a) \quad (3.9)$$

Y el valor de  $2\theta$  se obtiene simplemente con la siguiente ecuación:

$$2\theta = -4.76\omega Z_0 \epsilon_0 (b - a) - \phi_{B-B'} \quad (3.10)$$

El coeficiente de reflexión obtenido con el analizador de red puede desembocarse así en el extremo de la sonda. Es importante señalar que todos los valores de  $\Gamma^*$  deben multiplicarse por el factor  $e^{j2\theta}$  para el cálculo de  $C_f$ ,  $C_0$  y  $\epsilon^*$ .

El modelo capacitivo no es adecuado, tal y como se demuestra en el artículo [4], para realizar estimaciones de permitividad en materiales que presenten grandes pérdidas. Por tanto, en nuestra simulación, emplearemos como material bajo estudio aquellos que presenten bajas pérdidas.

## Agua desionizada

Según el estudio realizado en el artículo [4], y tal y como mencionábamos anteriormente, el agua desionizada y el metanol son empleados como medios de calibración, ya que sus propiedades dieléctricas son bien conocidas y la permitividad de las muestras bajo estudio son obtenidas fácilmente. Cuando se emplean otro tipo de materiales, como etanol o propanol, los errores en las medidas de la permitividad se vuelven muy significativos. Por lo que, generalmente, solamente el aire, el agua desionizada y el metanol pueden ser usados como estándares de calibración fiables.

Para el modelo capacitivo, se suele elegir agua desionizada como medio de calibración ya que sus propiedades dieléctricas son parecidas a las de las soluciones salinas. Cuando se emplea una muestra donde las propiedades dieléctricas son muy diferentes, se suele emplear metanol. En el estudio [4], se observa gráficamente como para el modelo capacitivo, usando metanol como material de calibración, se producen resultados más imprecisos que cuando se emplea agua desionizada. Por tanto, en nuestro modelo emplearemos agua desionizada como medio de calibración.

Para ello, necesitaremos conocer el valor de sus propiedades dieléctricas. Según el artículo [2], para 25°C los valores de las constantes necesarias para el cálculo de la permitividad para el agua desionizada son

$$\epsilon_0=78.3$$

$$\epsilon_\infty=4.6$$

$$\tau=8.07 \text{ ps}$$

$$\alpha=0.014$$

Mediante la ecuación de Debye, podemos obtener la permitividad teórica del agua desionizada a 25°C:

$$\epsilon = \epsilon_\infty + \frac{\epsilon_0 - \epsilon_\infty}{1 + (j\omega\tau)^{1-\alpha}} \quad (3.11)$$

En la figura 47 podemos ver el diagrama Cole-cole para distintos valores de temperatura. Por lo que, dado que el resultado varía según la temperatura, debemos tener en cuenta a qué temperatura se encuentra el agua en el momento de la medición del parámetro  $S_{11}$ . En nuestro caso, emplearemos agua desionizada como material de calibración a 25°C.

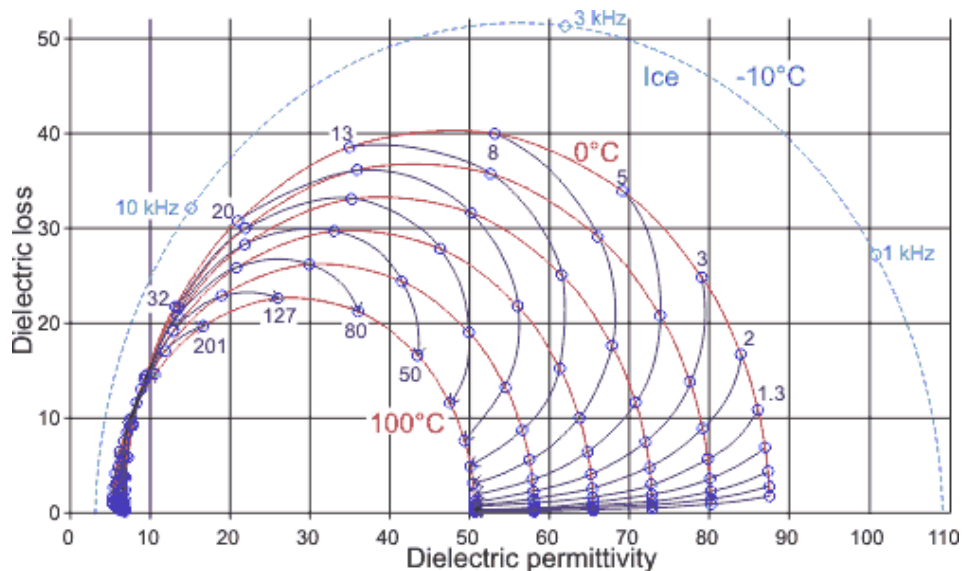


Figura 47. Diagrama Cole-cole del agua a distintas temperaturas. [18]

En el estudio del artículo [2] llegamos a la conclusión de que las soluciones salinas y el agua desionizada son buenos dieléctricos para la calibración en el rango de frecuencias de [0.1,1]GHz, ya que la incertidumbre en las medidas es pequeña. Los dieléctricos que usamos para calibrar no solamente deben tener propiedades dieléctricas conocidas, sino que además su permitividad debe ser tal que a una frecuencia de medición seleccionada

nos permita obtener un valor óptimo de las capacidades, ya que de no ser así, el error que cometeríamos en la estimación de la permitividad de la muestra bajo estudio sería aún mayor.

### 2.3.2 Especificaciones de la sonda estudiada

En este proyecto, simularemos la sonda HP8570B. Se trata de una sonda de alta temperatura.

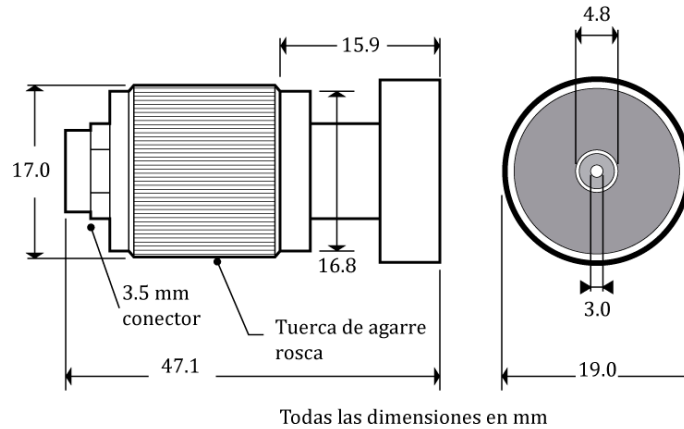


Figura 48. HP8570B. Sonda coaxial con diámetro del conductor exterior de 3mm y diámetro del conductor interior de 0.66mm. [24]

Según la documentación [20] obtenida de la página web del fabricante, la sonda está fabricada con un coaxial semirígido ( $50\Omega$ ) y el rango de frecuencias de trabajo de nuestra sonda es de 200MHz a 20GHz. Por lo que, nuestro rango de simulación estará comprendido dentro de la región [0.2,20]GHz.

Para su simulación, emplearemos PEC para los conductores y teflón para el dieléctrico, ya que los materiales empleados por Angilent no se encuentran disponibles en CST.

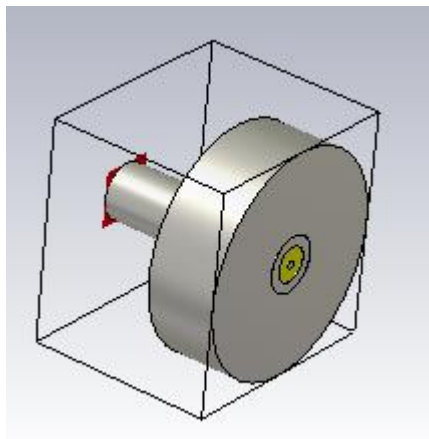


Figura 49. Sonda simulada usando PEC como material para los conductores y teflón para el dieléctrico.

Name	Expression	Value	Description
a	= 0.66	0.66	Diametro Conductor Int
b	= 3	3	Diametro Int Conductor Ext
c	= 4.8	4.8	Diametro Ext Conductor Ext
gf	= 6	6	Ancho del Flange
largo	= 15.9	15.9	Longitud
d	= 19	19	Diametro Ext Flange
cubo	= 30	30	Cubo de Agua

Figura 50. Medidas empleadas para su diseño en mm.

Debemos recordar, tal y como mencionabamos en el apartado anterior y como se cita en [2], que este tipo de sondas no son adecuadas para la medición de materiales sólidos a menos que sea posible preparar la muestra con una superficie muy plana y lisa para asegurar un buen contacto con la línea.

### 3. RESULTADOS

Nuestro objetivo final es estimar la permitividad de nuestra muestra bajo estudio. Para ello, se ha programado en Matlab “ProyectoJ”. Este programa consta de tres partes. Primero, se estimará el valor del factor de ida y vuelta, después hallaremos el valor de las capacidades y por ultimo, obtendremos el valor de la permitividad de la dicha muestra.

#### 3.1 Factor de ida y vuelta $2\theta$ (round-trip phase factor)

Comenzamos encontrando el valor de la fase del coeficiente de reflexión a la entrada con la salida terminada en carga adaptada ( $S_{11}$ ) cuando la muestra empleada es aire.

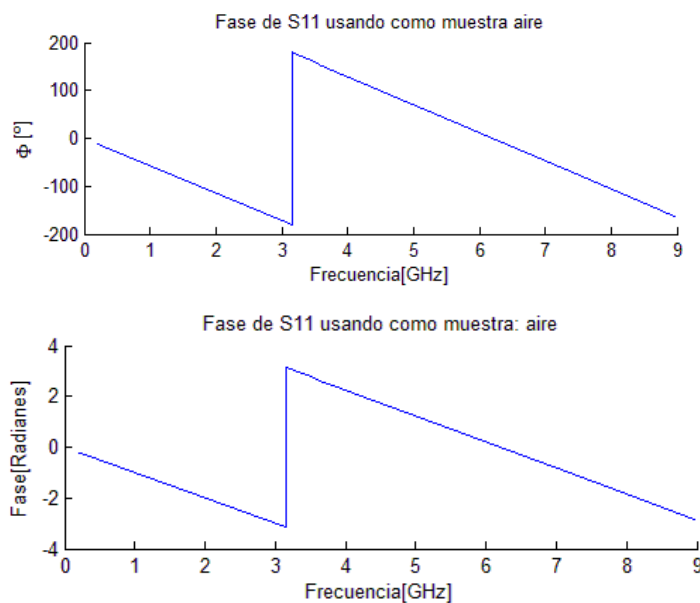


Figura 51. Fase de S11 en grados y radianes usando como muestra aire.

En torno a los 3GHz, se produce un salto de fase en el coeficiente de reflexión  $S_{11}$ .

A partir de los valores de  $\phi_{B-B'(aire)}$  que acabamos de obtener, aplicando la fórmula 3.10, obtenemos el valor del factor de ida y vuelta  $2\theta$ . Este factor, tal y como mencionábamos anteriormente nos permitirá realizar el desplazamiento del plano B – B' al plano A – A'.

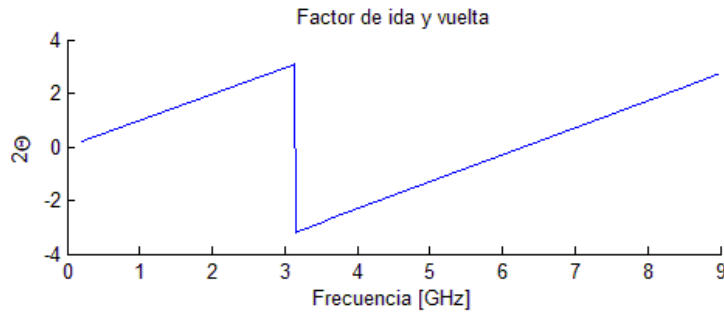


Figura 52. Factor de ida y vuelta  $2\theta$ .

Como era de esperar en torno a los 3GHz se produce un salto de fase en el factor de ida y vuelta inverso al que tenía lugar en la fase del coeficiente de reflexión  $S_{11}$  ya que, en la fórmula 3.10 vemos que existe una relación lineal negativa entre el factor de ida y vuelta y la fase del coeficiente de reflexión  $S_{11}$  cuando usamos aire como muestra. Es decir, cuando uno aumenta, el otro disminuye y viceversa.

### 3.2 Capacidades $C_f$ y $C_0$

El segundo paso será hallar el valor de las capacidades  $C_f$  y  $C_0$ . Tal y como mencionamos en el apartado 2.3 para ello emplearemos un medio de calibración cuyas variables dieléctricas son conocidas: agua desionizada.

Exportaremos de CST a Matlab los valores de la permitividad y el coeficiente  $S_{11}$  usando agua desionizada como muestra. Así, la permitividad del agua desionizada en el rango de frecuencias simulado obtenida es la siguiente:

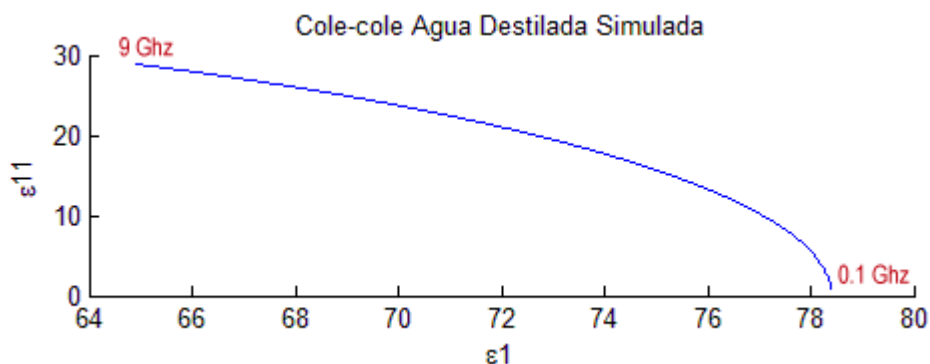


Figura 53. Diagrama Cole-cole Agua destilada a 25°C en el rango de frecuencias [0.1, 9] GHz.

Si empleamos los datos del apartado 2.3.2 para obtener el modelo teórico del diagrama Cole-cole en dicho rango de frecuencias podemos compararlo con nuestro diagrama simulado en CST.

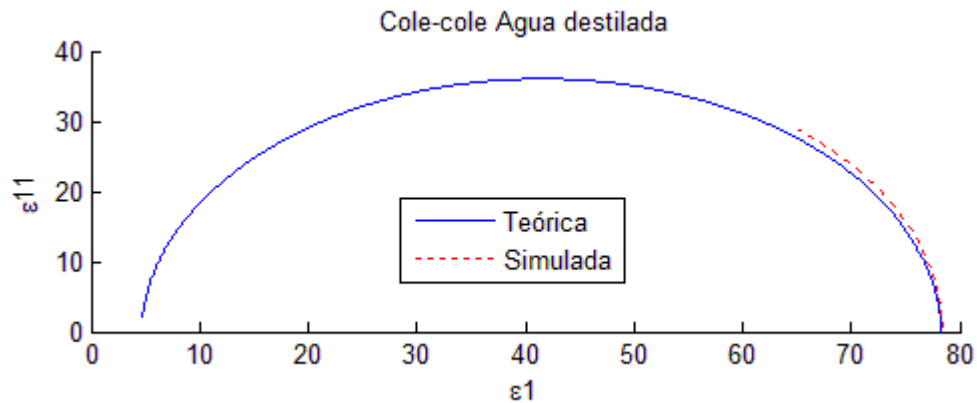


Figura 54. Diagrama Cole-cole Agua destilada teórico y simulado en el rango de frecuencias [0.1, 9] GHz.

Tal y como podemos observar, los valores simulados se aproximan a los valores teóricos usando los valores indicados en la teoría.

Para el caso del coeficiente S11 obtenemos los siguientes resultados:

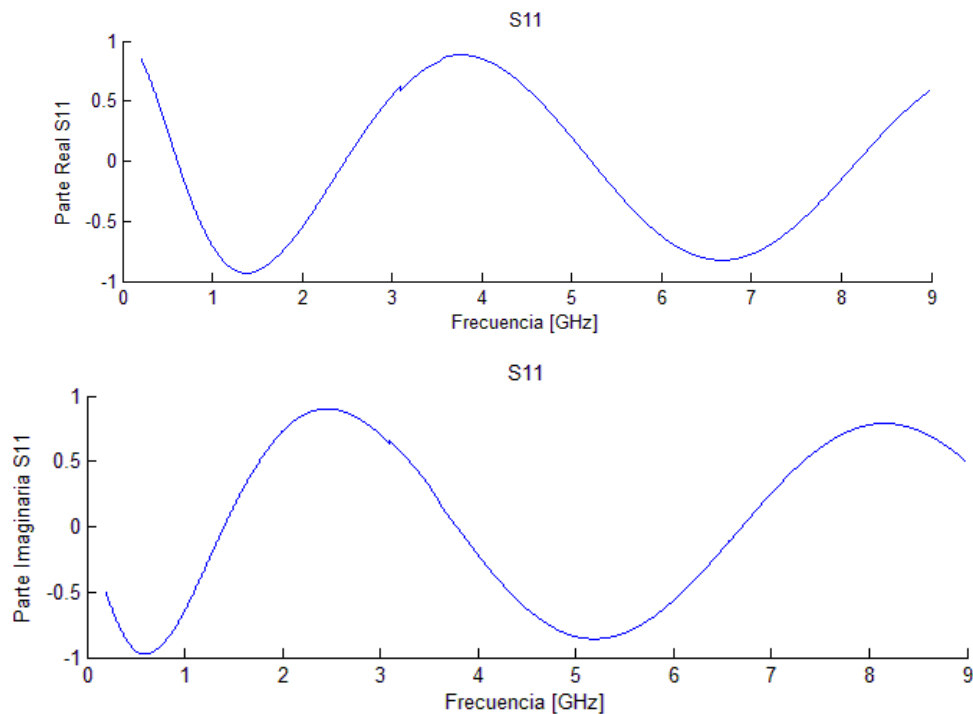


Figura 55. Parte real y parte imaginaria de S11 usando agua destilada como muestra.

Empleando las fórmulas 3.3 y 3.4 hallamos el valor de las capacidades requeridas para poder obtener posteriormente la permitividad de la muestra bajo estudio.



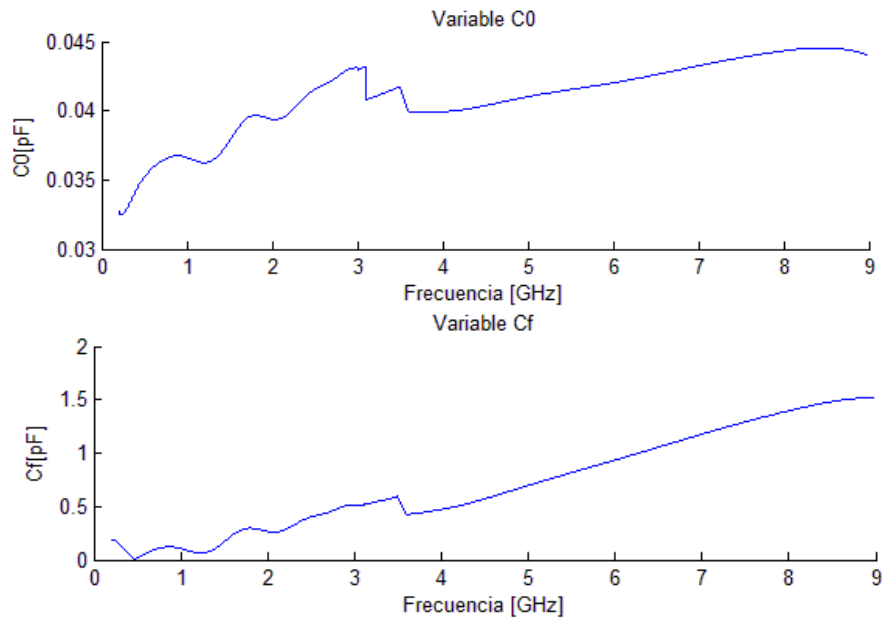


Figura 56. Capacidades  $C_f$  y  $C_0$  obtenidas usando agua destilada como medio de calibración.

Podemos obtener un valor fijo de  $C_f$  y  $C_0$  realizando la media de dichas capacidades en la franja de frecuencias seleccionadas.

$$C_f = 0.56719 \text{ pF}$$

$$C_0 = 0.035318 \text{ pF}$$

Otra solución podría ser realizar un entrenamiento de  $C_f$  y  $C_0$ , lo cual mejoraría los errores cometidos en la estimación de la permitividad de la muestra bajo estudio, pero también conllevaría un mayor coste computacional.

### 3.3 Permitividad de la muestra bajo estudio

Por último, hallaremos el valor de la permitividad de la muestra de interés. Para ello, exportaremos el valor del coeficiente de reflexión  $S_{11}$  de dicha muestra obtenido en CST cuando medimos la muestra con nuestra sonda simulada. En esta primera simulación, la muestra bajo estudio seleccionada ha sido el agua de mar.

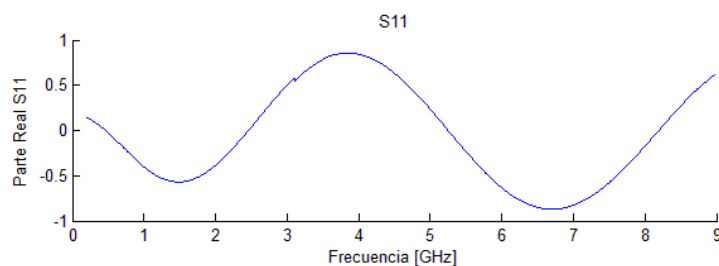


Figura 57a. Parte real del coeficiente  $S_{11}$  usando agua de mar como muestra.

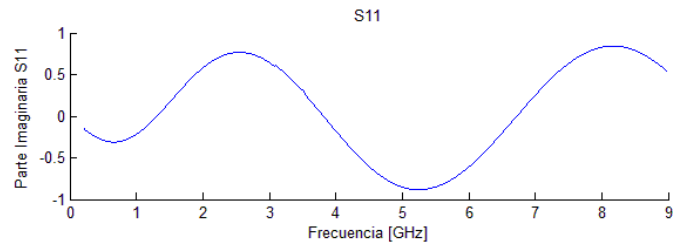


Figura 57b. Parte imaginaria del coeficiente S11 usando agua de mar como muestra.

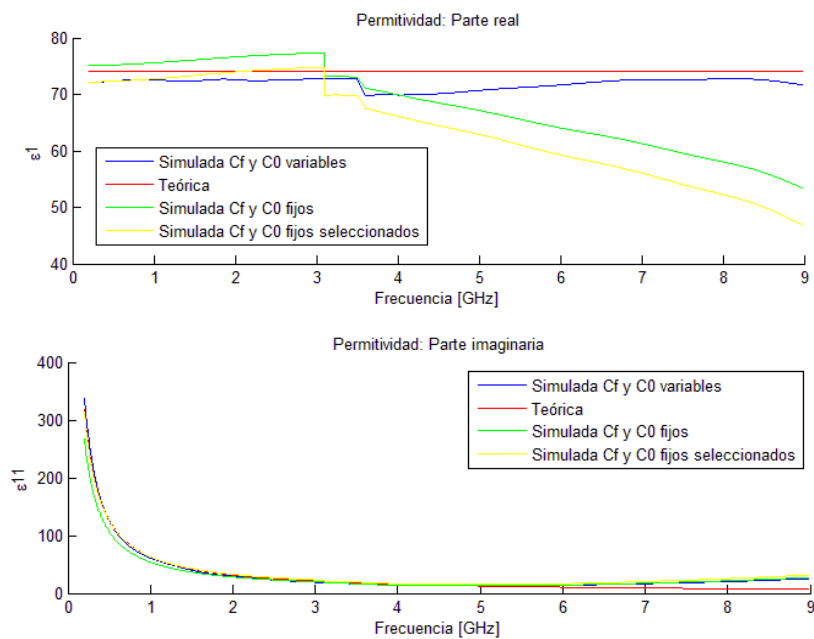


Figura 58. Permitividad de agua de mar obtenida empleando distintos valores de  $C_f$  y  $C_0$ .

Tal y como se muestra en la figura, en torno a 3GHz el error cometido en la estimación de la permitividad de la muestra bajo estudio (agua de mar) comienza a aumentar para el caso de la parte real. Según se demuestra en el estudio [4], el modelo capacitivo no da resultados precisos a frecuencias bajas, especialmente para  $\epsilon''$ . Y, además, el error de la estimación de  $\epsilon'$  se incrementa con la frecuencia y, sin embargo, para  $\epsilon''$  sucede lo contrario, decrece con la frecuencia.

En la simulación amarilla, hemos obtenido el valor de los coeficientes  $C_f$  y  $C_0$  únicamente para el rango de frecuencias óptimo [0.2, 1]GHz. Tal y como podemos observar, los valores hallados de la permitividad son los que más se aproximan a su valor real dentro de dicho rango.

Para todo el rango de frecuencias simulado, si empleamos coeficientes variables de  $C_f$  y  $C_0$ , el error cometido es menor que para los otros casos, ya que es la que más se aproxima a la permitividad teórica y, además, la que menos se ve afectada por el salto en torno a los 3GHz. Sin embargo, su coste computacional es mayor que para los otros dos casos, en los que trabajamos con valores fijos.

Por tanto, pasaremos a realizar nuestras simulaciones centradas en el rango [0.2, 1]GHz, ya que será nuestro rango óptimo de trabajo cuando se usa agua desionizada como material de calibración tal y como mencionábamos en la teoría.

### 3.4 Permitividad del agua de mar en el rango de frecuencias [0.2, 1] GHz

Centrando la simulación, las estimaciones de las capacidades y del factor de ida y vuelta para el rango óptimo de frecuencias, se ha programado “ProyectoLM1” en Matlab. Obtenemos los siguientes resultados usando agua de mar como muestra en estudio:

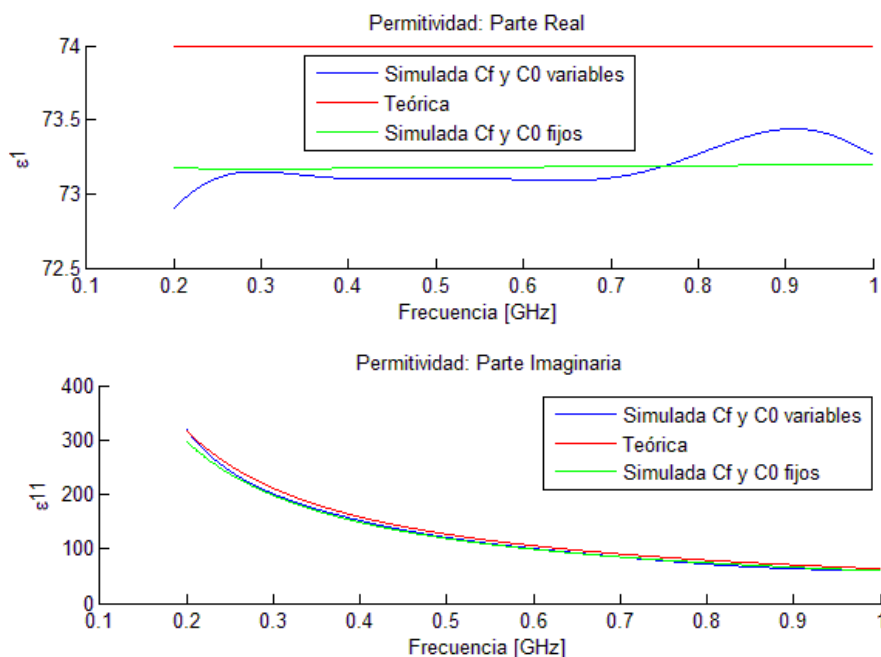


Figura 59. Permitividad agua de mar

Aunque en la estimación seguimos conteniendo errores, son asumibles. Estos errores pueden ser debidos al hecho de que el volcado de datos entre CST y Matlab no es exacto, se producen redondeos que conllevan errores en la estimación final de la permitividad del material bajo estudio. Además, a la hora de realizar las simulaciones en CST, dado que el programa es una versión de estudiante también nos hallamos limitados por el número de celdas empleadas, lo que reduce la precisión en nuestros cálculos y añade más incertidumbre a los resultados.

Teniendo en cuenta todo esto, podemos ver que nuestra estimación de la permitividad ha mejorado considerablemente trabajando en este rango de frecuencias. Por tanto, realizaremos varias simulaciones con distintos materiales con el fin de probar nuestro diseño más adelante.

### 3.5 Permitividad de la sangre en el rango de frecuencias [0.2, 20]GHz

En este apartado, veremos que ocurre cuando empleamos otra muestra distinta. Para la simulación hemos tomado todo el rango de frecuencias de trabajo de nuestra sonda [0.2-20]GHz.

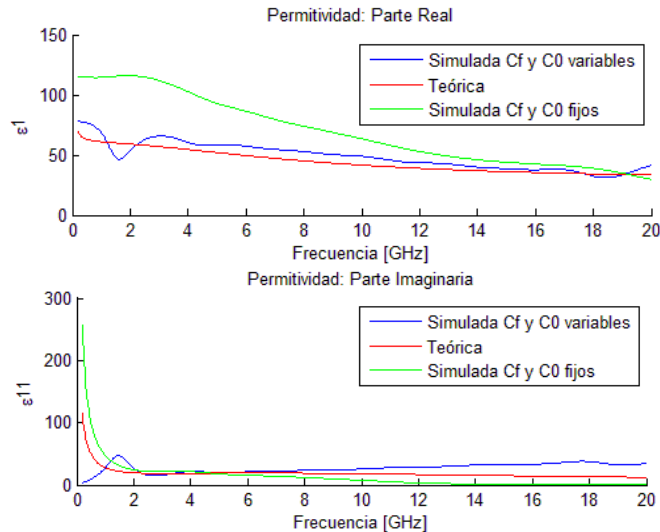


Figura 60. Permitividad agua de mar

Podemos ver que la parte real de la permitividad puede cambiar en un 35% a medida que la frecuencia cambia de 0.2 a 20GHz.

Cuando empleamos coeficientes fijos en un rango tan amplio de frecuencias, la estimación obtenida es muy imprecisa, ya que las capacidades dependen de la frecuencia. Con coeficientes variables, la estimación se acerca más a la teórica.

Algunas posibles causas que han contribuido al error en la estimación:

- Para poder realizar esta simulación en este rango tan amplio, dado que la versión de CST es de estudiante, hemos tenido que bajar el número de muestras tomadas.
- Hemos empleado agua desionizada como muestra para calibrar fuera del rango óptimo recomendado.
- Los redondeos en la importación de los datos de un programa a otro.

### 3.6 Estimación de la permitividad para distintas muestras

Con el fin de agilizar y poder realizar la estimación para cualquier muestra en nuestro rango óptimo de frecuencias, se ha programado “ProyectoN” en Matlab. En este programa, exportaremos los resultados del coeficiente  $S_{11}$  de la simulación en CST de la muestra en estudio y automáticamente nos dará una estimación para el rango de frecuencias óptimo. Los valores de las capacidades, así como el valor del factor de ida y vuelta empleados en “ProyectoN” han sido exportados de “ProyectoLM1” con el fin de ahorrar coste computacional además de tiempo, ya que esa parte no varía para todas las simulaciones. Por tanto, en “ProyectoN” únicamente nos centraremos en volcar los datos del coeficiente de reflexión  $S_{11}$  de la muestra bajo estudio y realizar directamente el paso 3 (estimación de la permitividad de la muestra de interés).

### 3.6.1 Agua Modelo Debye

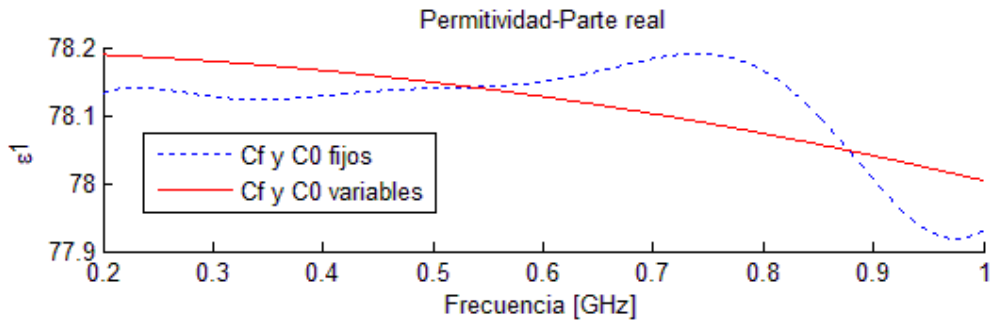


Figura 61. Estimación - Parte real de la permitividad de agua modelo Debye.

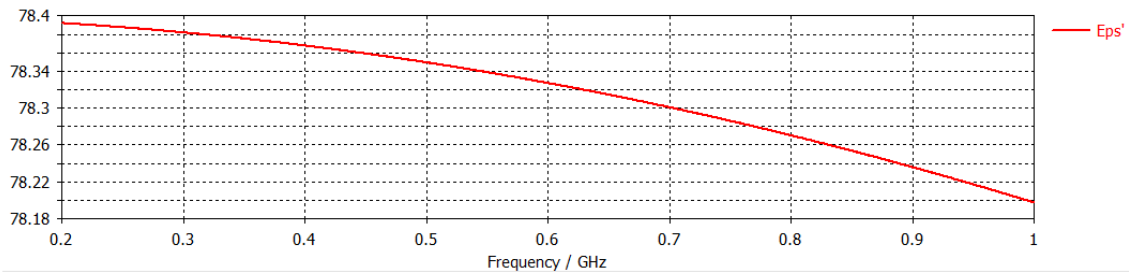


Figura 62. Teórica - Parte real de la permitividad del agua modelo Debye.

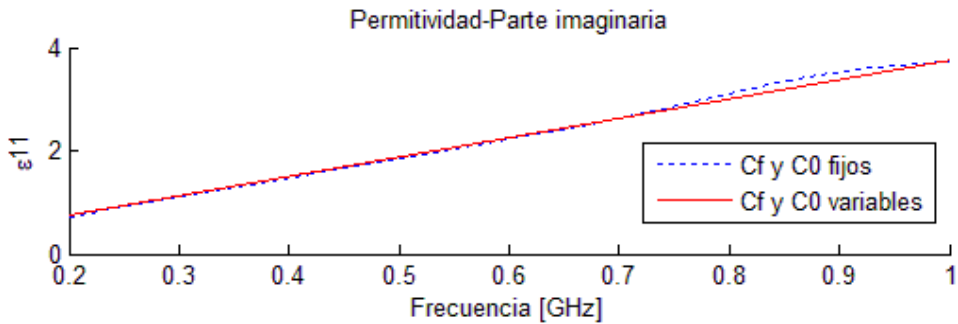


Figura 63. Estimación – Factor de pérdidas del agua modelo Debye.

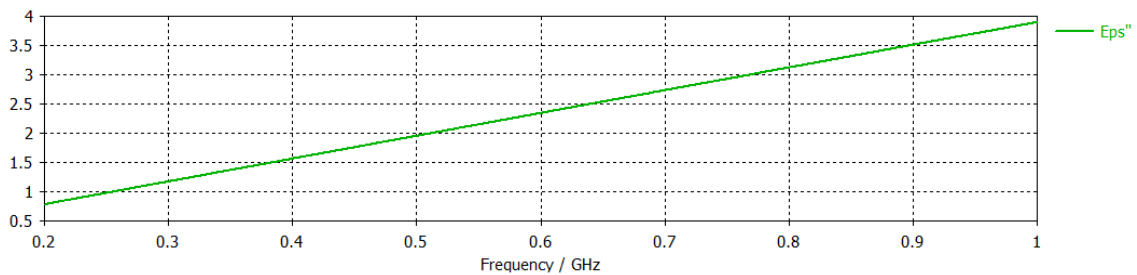


Figura 64. Teórica – Factor de pérdidas del agua modelo Debye.

Observando y comparando la estimación de la permitividad con la permitividad teórica, vemos que obtenemos una estimación bastante fiel de la permitividad en el rango de frecuencias óptimo, sobre todo, en el caso de emplear coeficientes variables.

### 3.6.2 Sangre

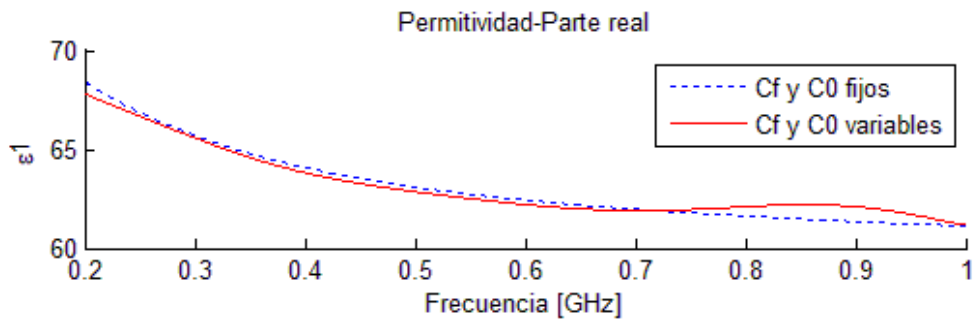


Figura 65. Estimación - Parte real de la permitividad de la sangre.

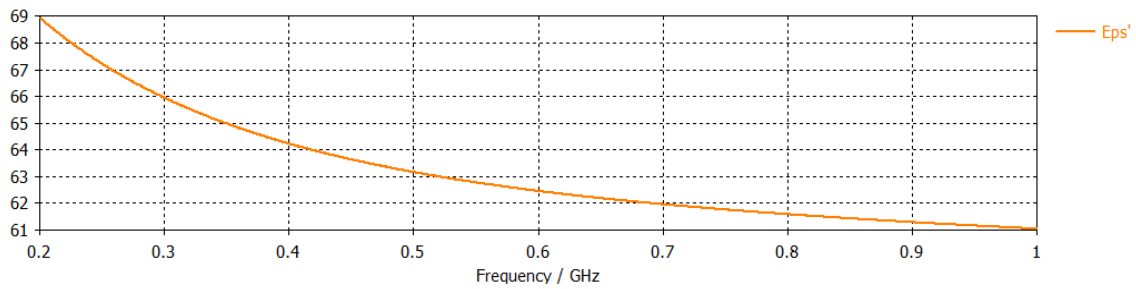


Figura 66. Teórica - Parte real de la permitividad de la sangre.

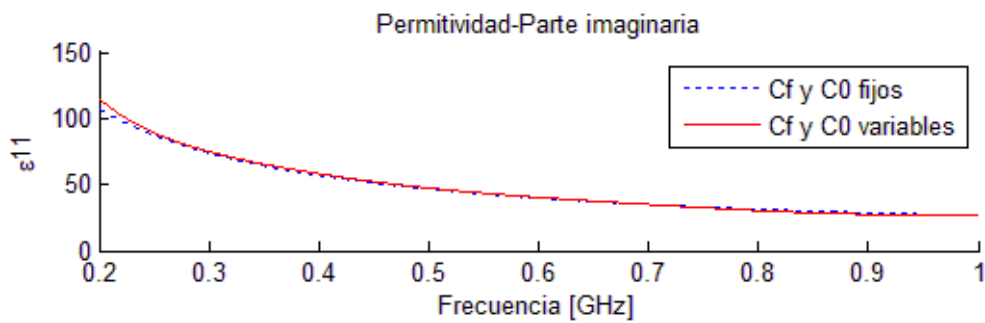


Figura 67. Estimación - Factor de pérdidas de la permitividad de la sangre.

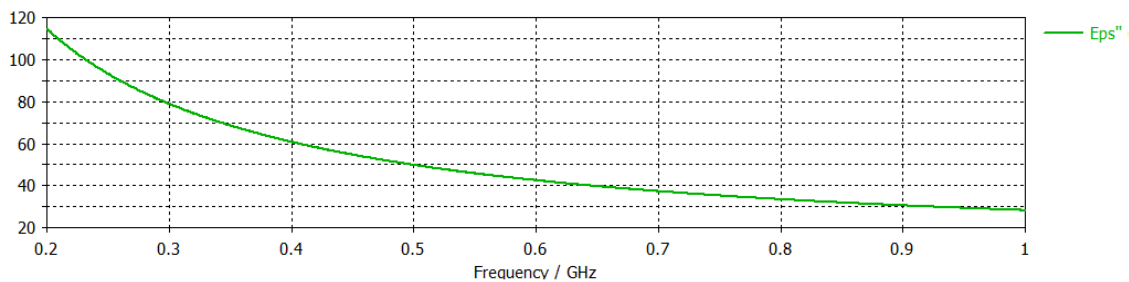


Figura 68. Teórica - Factor de pérdidas de la permitividad de la sangre.

Vemos que nuestra estimación de la permitividad de la sangre ha mejorado reduciendo el rango de frecuencias al óptimo, hemos conseguido reducir el error considerablemente. Por tanto, la selección del rango adecuado de frecuencias es muy importante.

### 3.6.3 Hueso

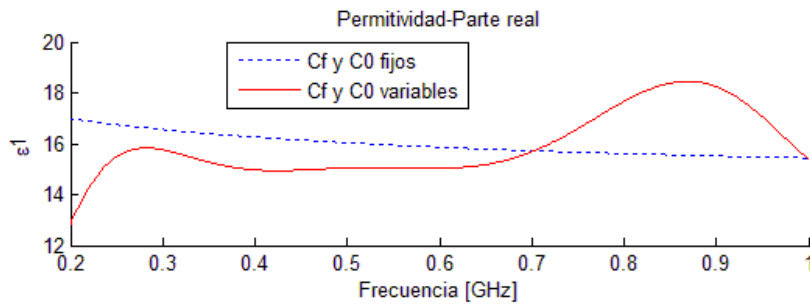


Figura 69. Estimación - Parte real de la permitividad del hueso.

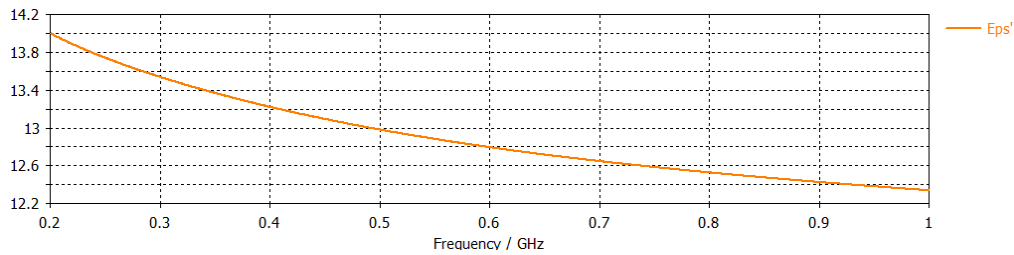


Figura 70. Teórica - Parte real de la permitividad del hueso.

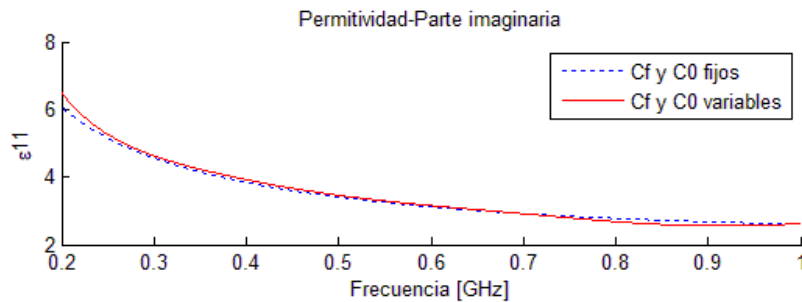


Figura 71. Estimación - Factor de pérdidas de la permitividad del hueso.

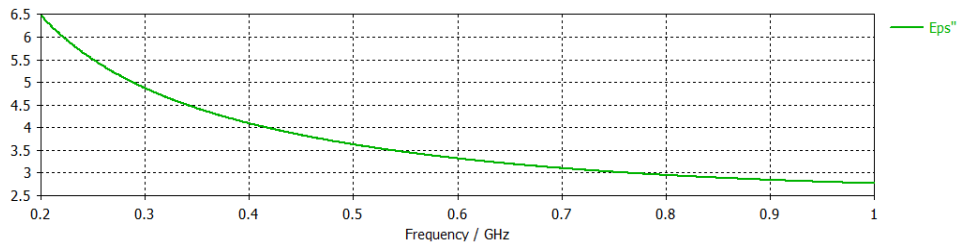


Figura 72. Teórica - Factor de pérdidas de la permitividad del hueso.

Cuando empleamos hueso como muestra, al no tratarse de un sólido liso, tal y como se menciona en las especificaciones de la sonda, la estimación no es tan buena. Además, debemos recordar que las imperfecciones también influyen en la estimación.

Según la precisión requerida podría ser recomendable el uso de otro modelo de circuito equivalente para nuestra sonda. En el artículo [4], en el experimento realizado, se llega a la conclusión de que los mejores resultados se obtienen empleando el modelo de línea virtual y el modelo de antena.

### 3.6.4 Cartílago

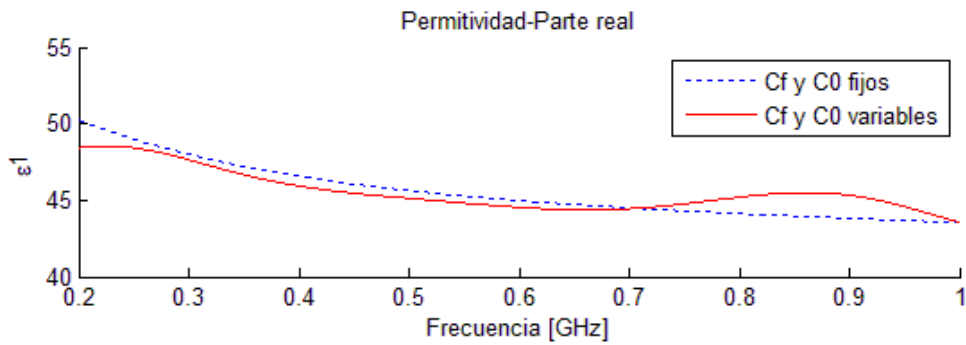


Figura 73. Estimación - Parte real de la permitividad del cartílago.

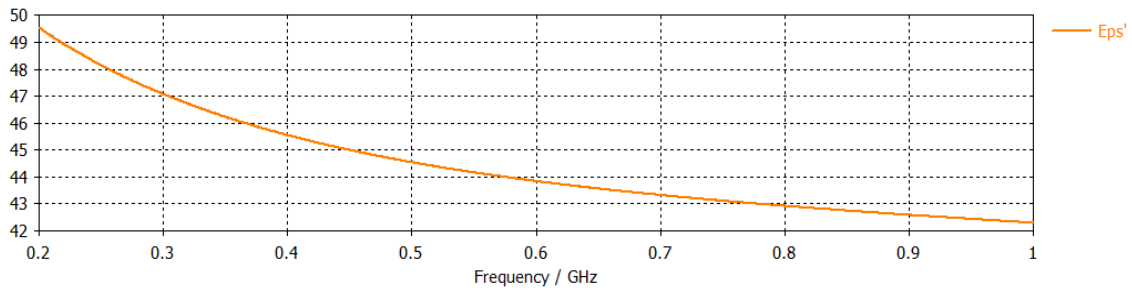


Figura 74. Teórica - Parte real de la permitividad del cartílago.

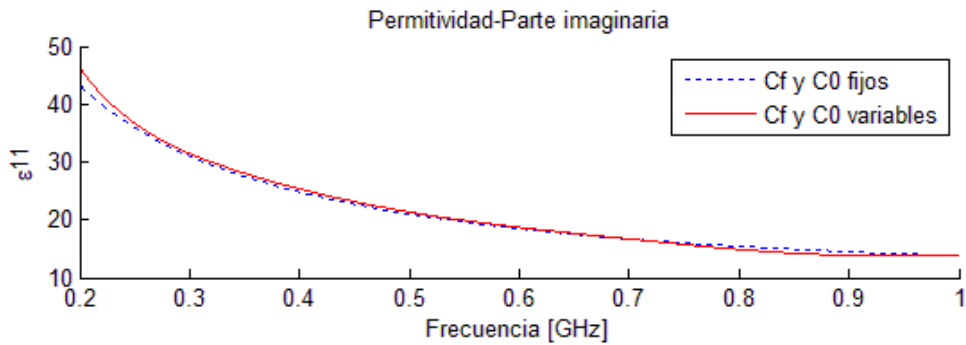


Figura 75. Estimación - Factor de pérdidas de la permitividad del cartílago.

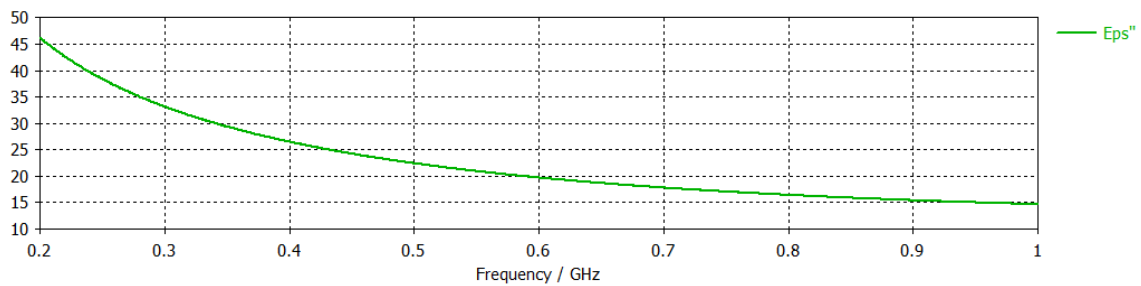


Figura 76. Teórica - Factor de pérdidas de la permitividad del cartílago.

De nuevo, hemos conseguido realizar una estimación bastante aproximada de la permitividad. También, observamos que la estimación con coeficientes fijos se aproxima considerablemente a la permitividad teórica, por lo que, podríamos emplearlos para este tipo de material y reducir así el coste computacional.



### 3.6.5 Cerebro

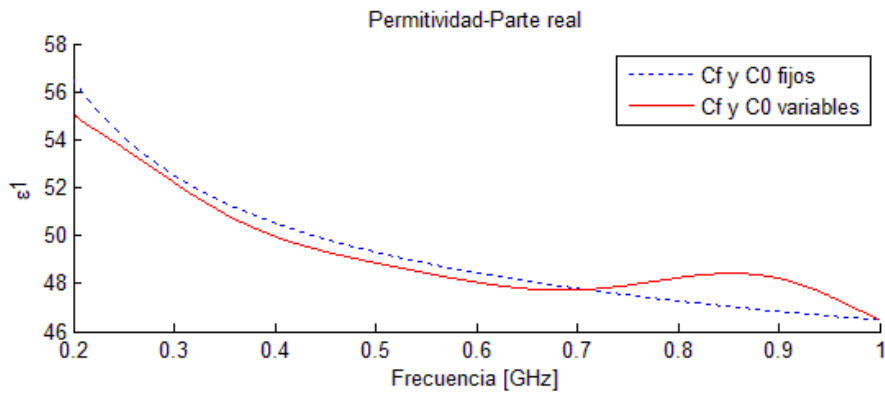


Figura 77. Estimación - Parte real de la permitividad del cerebro.

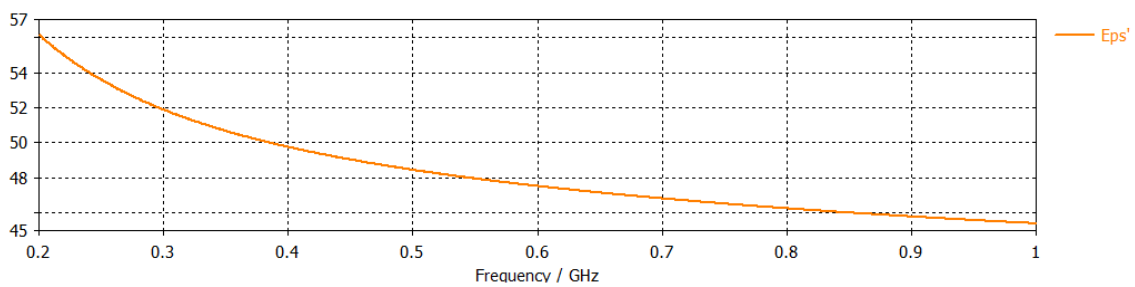


Figura 78. Teórica - Parte real de la permitividad del cerebro.

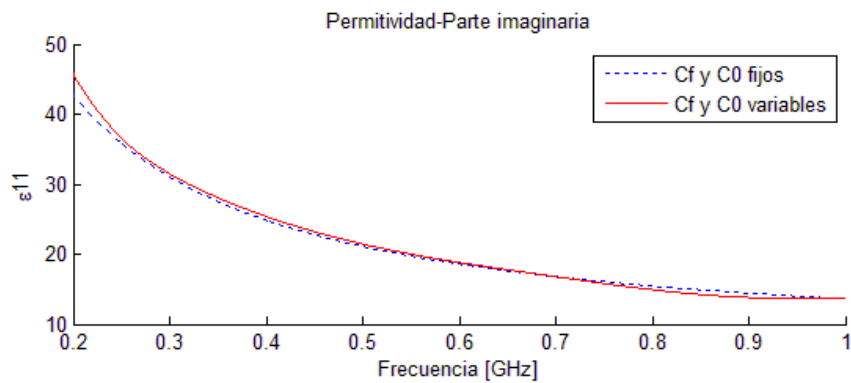


Figura 79. Estimación - Factor de pérdidas de la permitividad del cerebro.

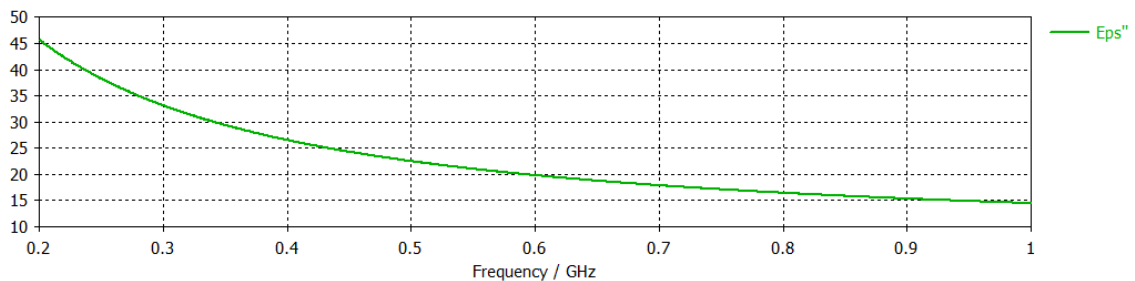


Figura 80. Teórica - Factor de pérdidas de la permitividad del cerebro.

Al igual que en el caso anterior, la estimación de la permitividad está muy próxima a la teórica, y se podría considerar emplear coeficientes fijos para su estimación en este tipo de material.

### 3.6.6 Cristalino de los ojos

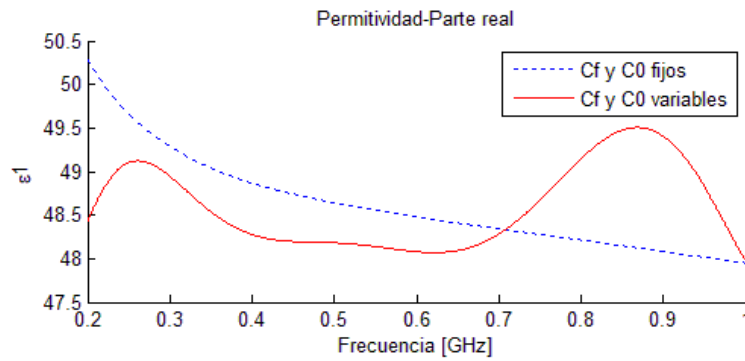


Figura 81. Estimación - Parte real de la permitividad del cristalino de los ojos.

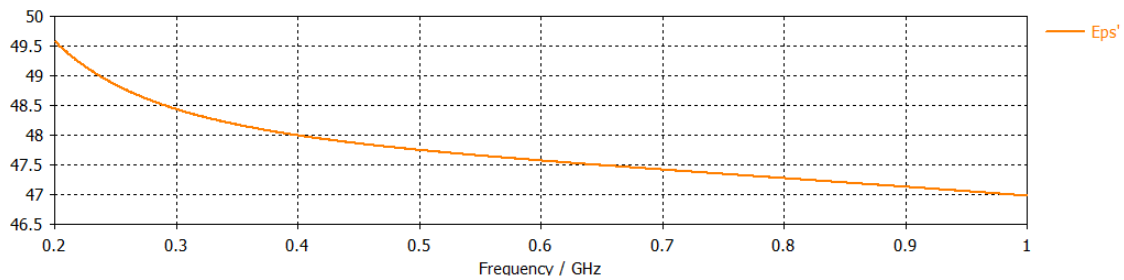


Figura 82. Teórica - Parte real de la permitividad del cristalino de los ojos.

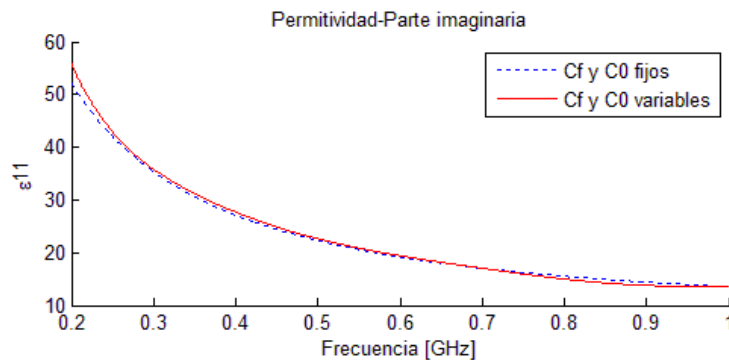


Figura 83. Estimación - Factor de pérdidas de la permitividad del cristalino de los ojos.

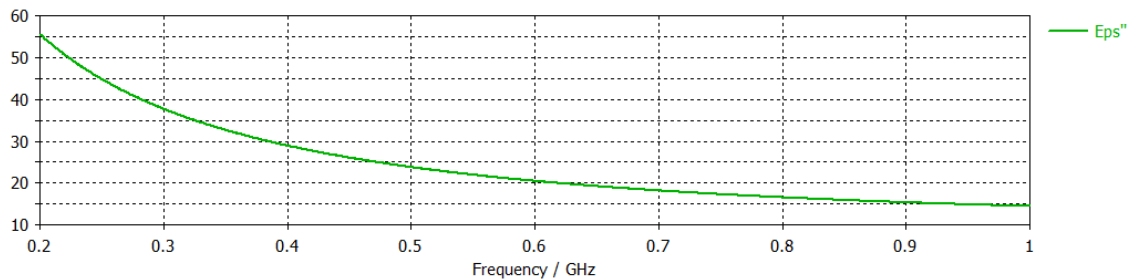


Figura 84. Teórica - Factor de pérdidas de la permitividad del cristalino de los ojos.

Tal y como podemos observar en la estimación de la parte real de la permitividad, a nuestro modelo con coeficientes variables le cuesta realizar una estimación correcta sin cometer un error considerable. Por lo que, para este tipo de material quizás necesitaríamos realizar un entrenamiento más preciso de las capacidades o emplear coeficientes fijos.

### 3.6.7 Glándulas suprarrenales

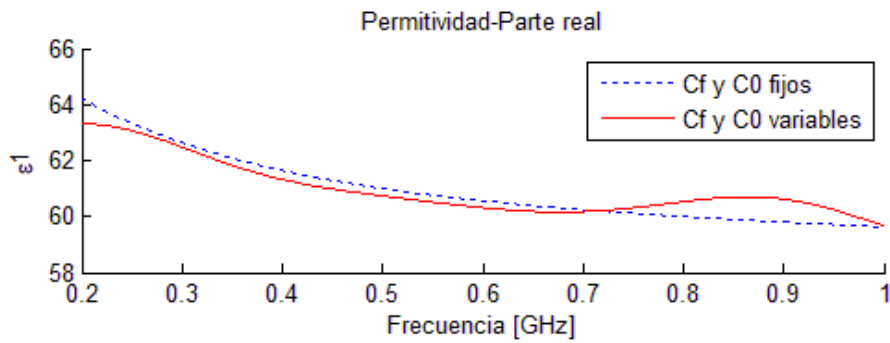


Figura 85. Estimación - Parte real de la permitividad de las glándulas suprarrenales.

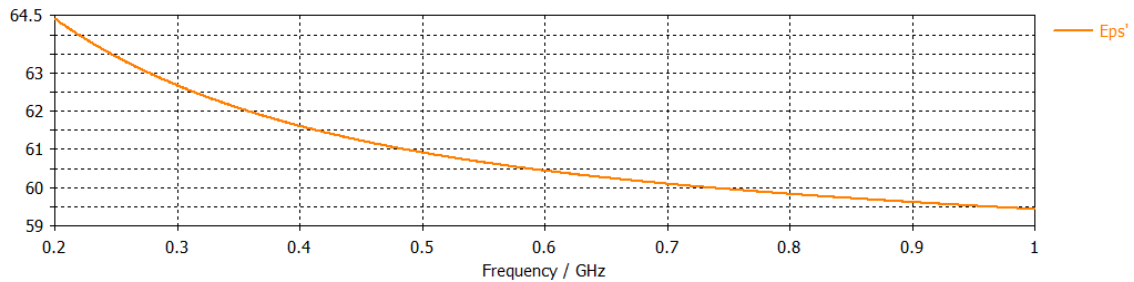


Figura 86. Teórica - Parte real de la permitividad de las glándulas suprarrenales.

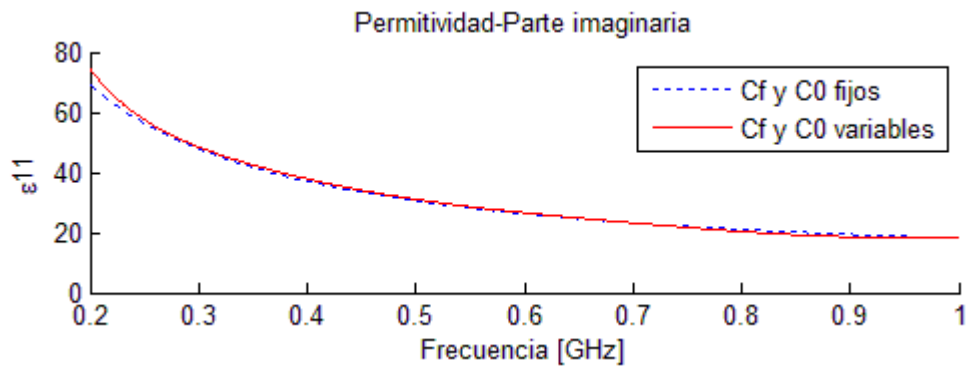


Figura 87. Estimación - Factor de pérdidas de las glándulas suprarrenales.

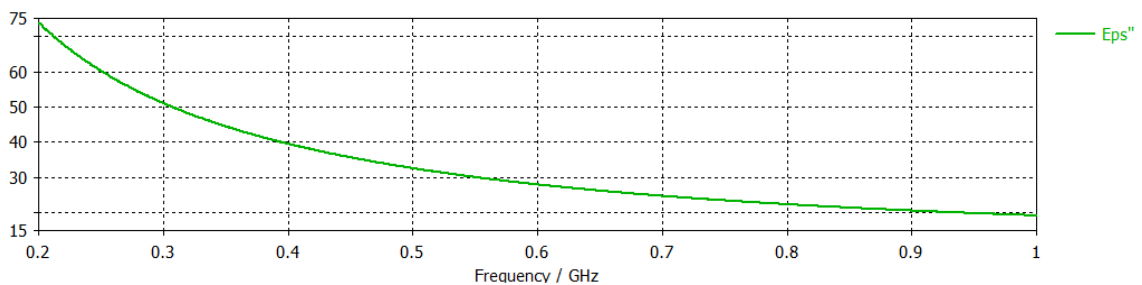


Figura 88. Teórica - Factor de pérdidas de las glándulas suprarrenales.

En este caso, la estimación con coeficientes fijos funciona mejor que la estimación variable, puede ser debido al tipo de material de la muestra bajo estudio. Lo cual supone una ventaja, ya que, el coste computacional es mejor a la hora de realizar su estimación.

### 3.6.8 Piel

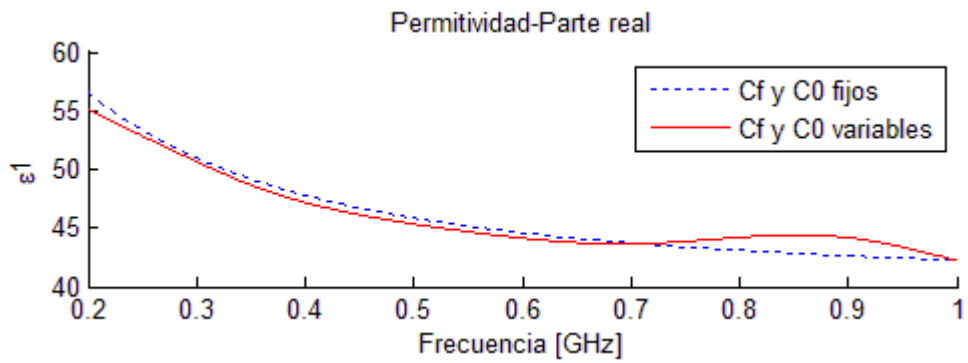


Figura 89. Estimación - Parte real de la permitividad de la piel.

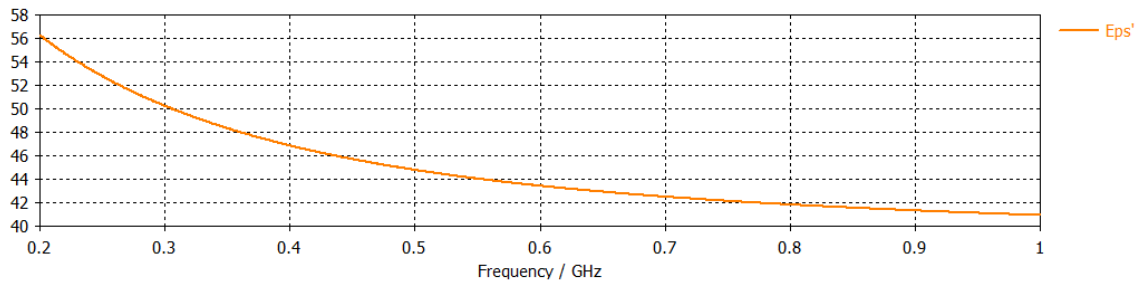


Figura 90. Teórica - Parte real de la permitividad de la piel.

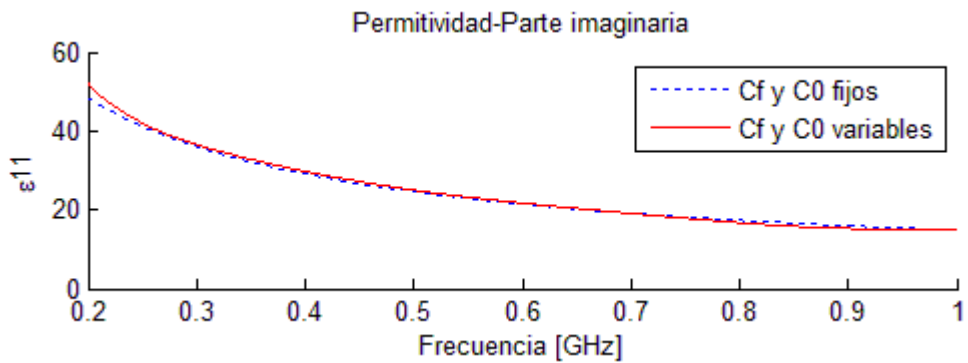


Figura 91. Estimación - Factor de pérdidas de la permitividad de la piel.

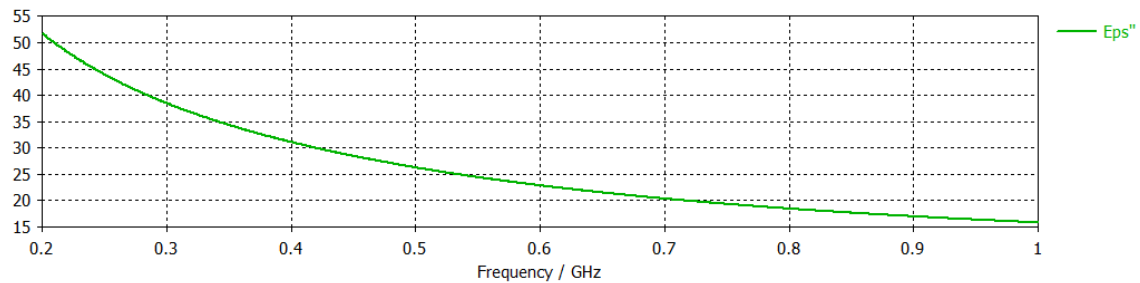


Figura 92. Teórica - Factor de pérdidas de la permitividad de la piel.

Para el caso de piel, la estimación se aproxima a su valor teórico. Además, podemos emplear coeficientes fijos para la realización de la misma.

### 3.7 Colocación de la sonda en la medición de líquidos

En esta parte veremos la importancia de colocar correctamente la sonda de medida cuando estamos midiendo líquidos. Para ello emplearemos, como material de muestra, agua de mar.

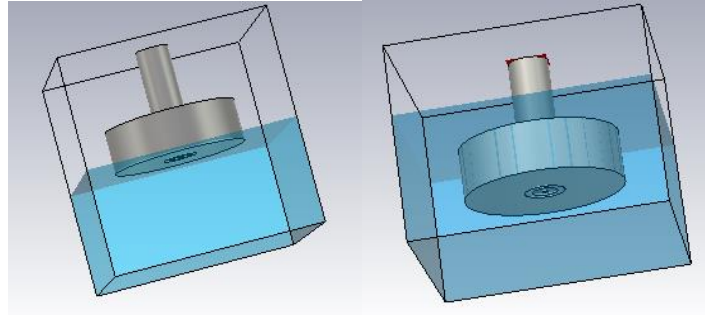


Figura 93. A la derecha la sonda está colocada en el borde de la muestra y a la izquierda se encuentra sumergida dentro de la muestra.

Los resultados de ambas simulaciones son los siguientes:

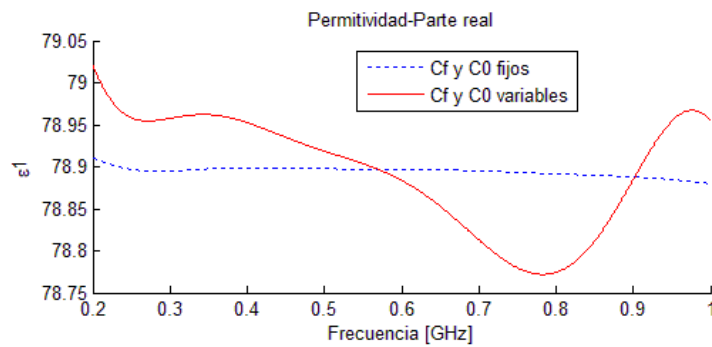


Figura 94. Estimación - Parte real de la permitividad con la sonda en la superficie.

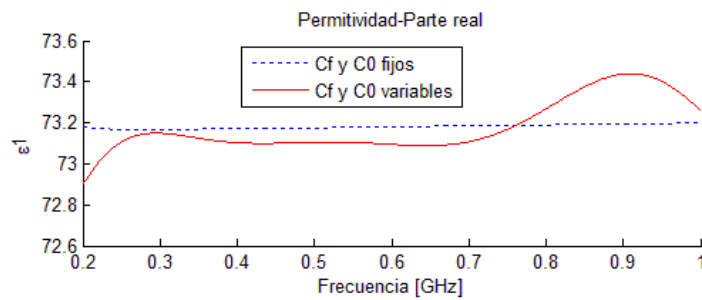


Figura 95. Estimación - Parte real de la permitividad con la sonda sumergida.

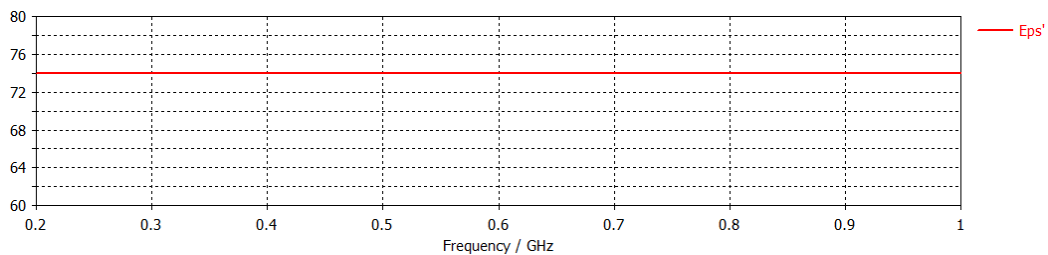


Figura 96. Teórica - Parte real de la permitividad para agua de mar.

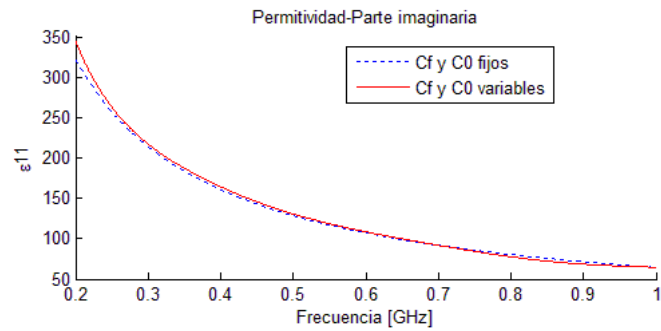


Figura 97. Estimación - Factor de pérdidas de la permitividad con la sonda en la superficie.

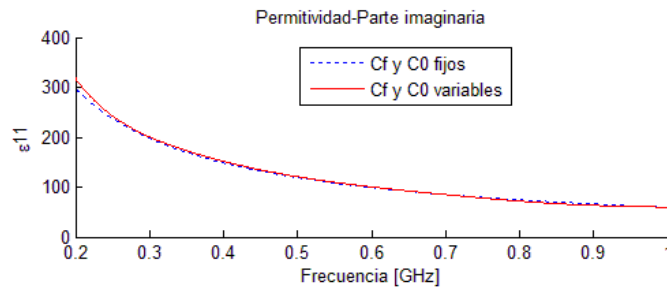


Figura 98. Estimación - Factor de pérdidas de la permitividad con la sonda sumergida.

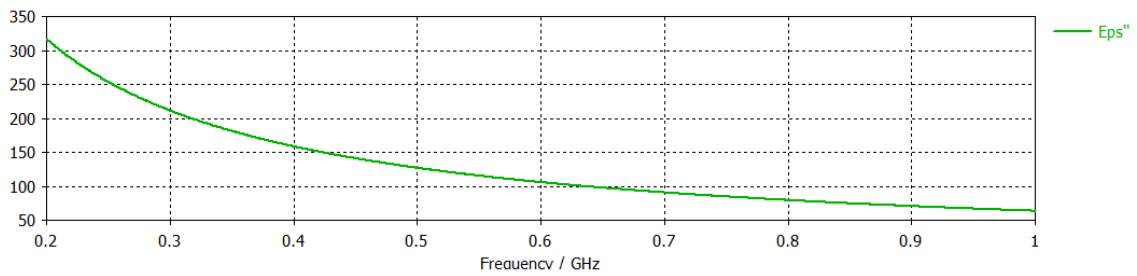


Figura 99. Teórica - Factor de pérdidas de la permitividad para agua de mar.

Tal y como mencionábamos en la teoría, y como podemos observar en los resultados obtenidos, a la hora de realizar la medición de una muestra líquida deberemos sumergir la sonda en el medio. Si no cometeremos mayores errores en la medición y, por tanto, en la estimación.

### 3.8 Conductores de hierro y acero

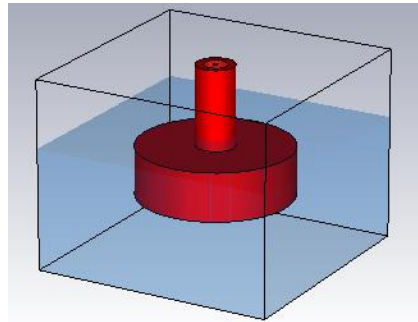


Figura 100. Sonda con conductores de hierro

En este apartado cambiaremos primero el material empleado para los conductores de nuestra sonda a hierro (Iron) y después a acero (SEE-Steel). Lo cual introducirá más pérdidas en nuestra estimación. Usaremos como muestra agua de mar.

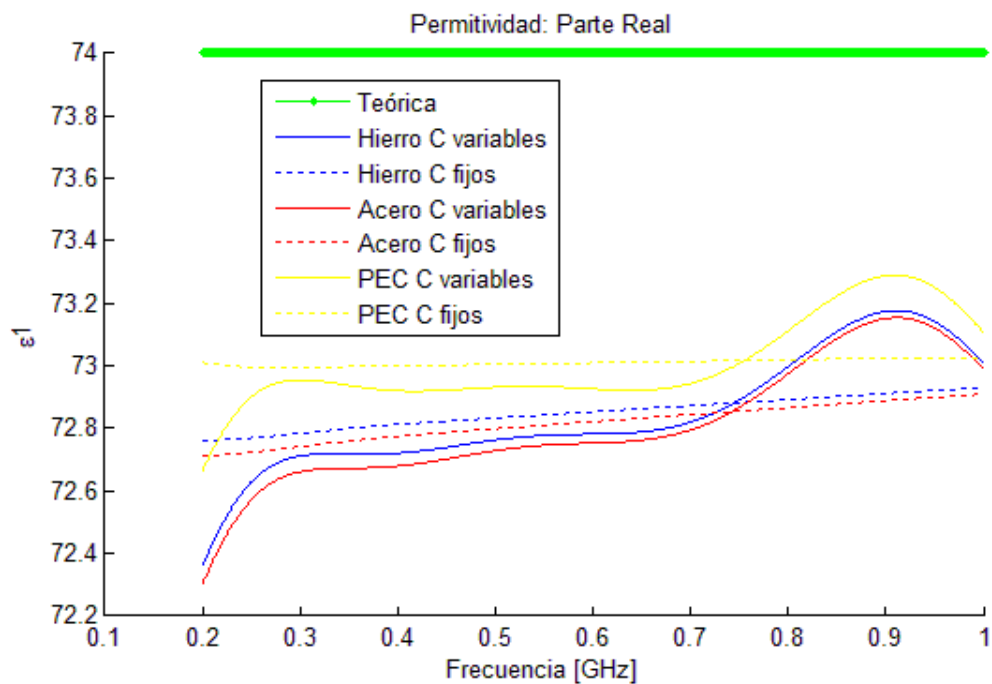


Figura 101. Parte real de la permitividad usando distintos conductores.

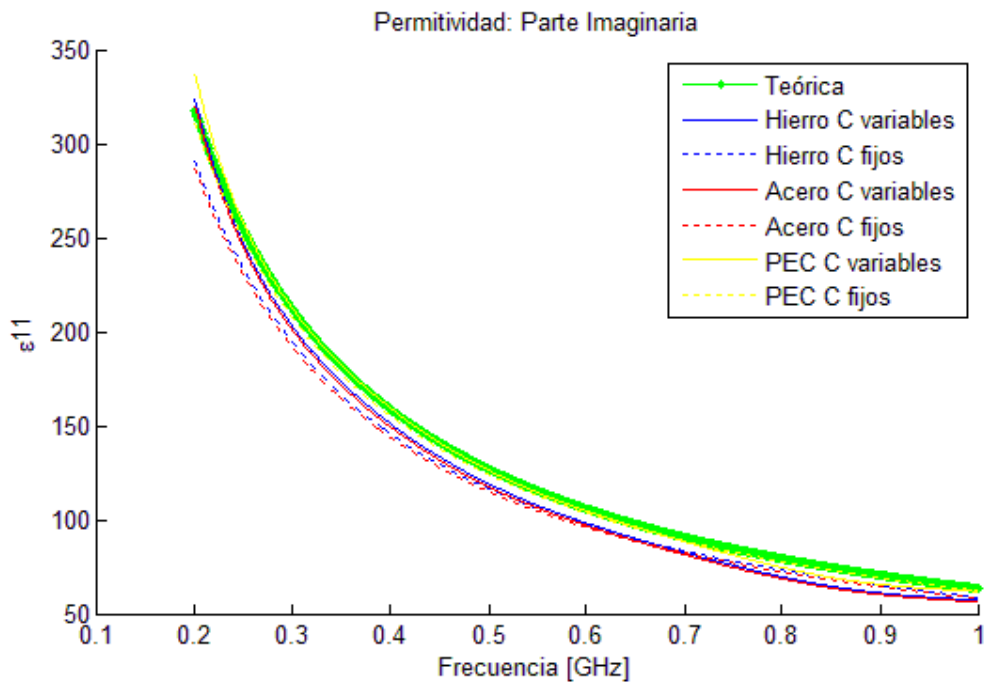


Figura 102. Factor de pérdidas de la permitividad usando distintos conductores.

Como era de esperar los mejores resultados se obtienen empleando PEC. Vemos que para este rango de frecuencias, si comparamos todos los resultados, la estimación, cuando usamos acero como material conductor, es más errónea aún que empleando hierro. Por tanto, a la hora de diseñar una sonda es importante elegir correctamente los materiales de los cuales estará compuesta. Aunque también se han de considerar más factores como por ejemplo el coste de su fabricación.

### 3.9 Error

En este apartado, veremos una estimación del error cometido en la estimación de la permitividad. Dado que, los valores de la estimación de la permitividad no coinciden exactamente a la misma frecuencia que los de la permitividad teórica, emplearemos el comando “ginput” de Matlab para seleccionarlas manualmente en la misma frecuencia sobre las gráficas obtenidas. Para ello, definiremos un número de puntos que queremos obtener para poder compararlos entre sí. En nuestra simulación seleccionaremos 18 puntos. Cuánto mayor número de puntos seleccionemos más precisa será nuestra estimación del error cometido.

Esta estimación del error no es completamente exacta ya que podemos cometer pequeñas desviaciones cuando seleccionamos el punto para que “ginput” nos dé esas coordenadas. Sin embargo, nos permite hacernos una idea de la evolución del error y también comparar la permitividad estimada con la permitividad teórica. En este apartado trabajaremos con los valores fijos de las capacidades  $C_0$  y  $C_f$  y en el rango de frecuencias [0.2, 9]GHz.



Comenzaremos obteniendo la gráfica con las permitividades estimadas cuando usamos piel como muestra:

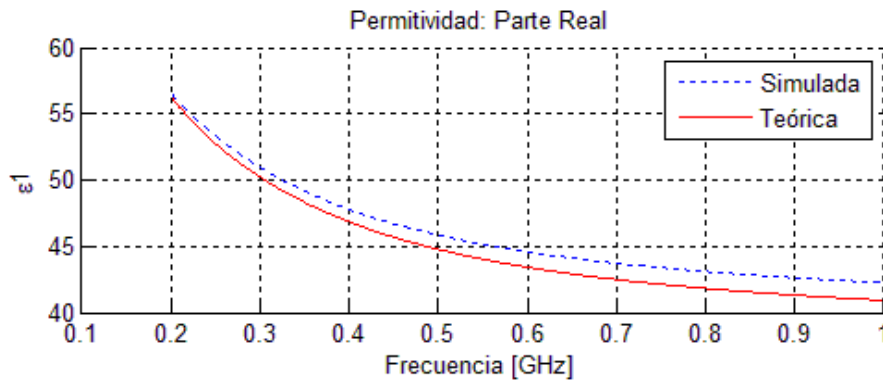


Figura 103. Permitividad  $\epsilon'$  usando piel como muestra.

Seleccionamos los puntos y obtenemos la gráfica con los puntos seleccionados:

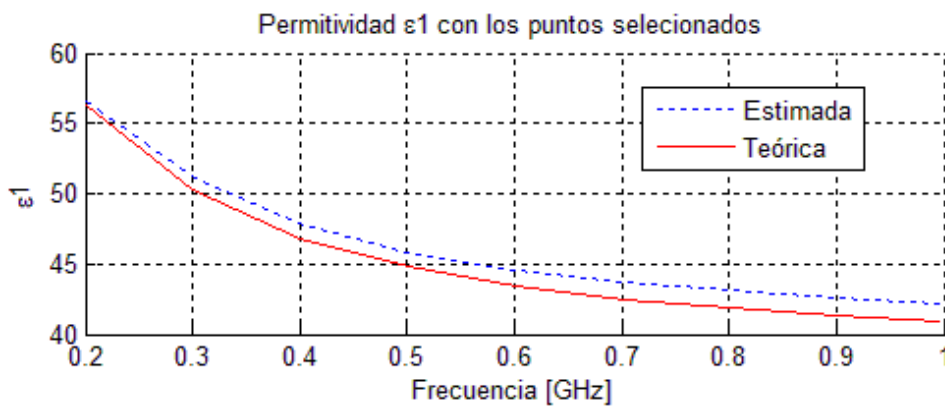


Figura 104. Permitividad  $\epsilon'$ , usando piel como muestra, obtenida con los puntos seleccionados en cada gráfica.

Tal y como podemos observar en la figura hemos perdido un poco de precisión, ya que hemos reducido el número de puntos con el que se diseña nuestra gráfica.

A continuación, hallamos el error:

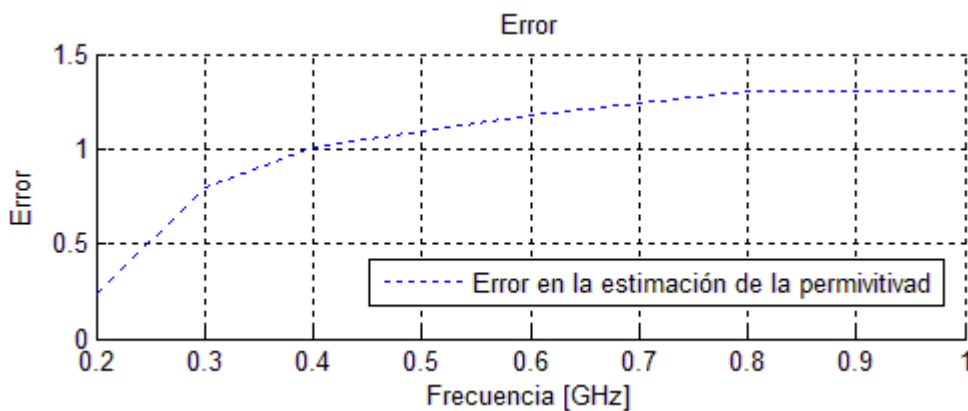


Figura 105. Evolución del error en la estimación de  $\epsilon'$  usando piel como muestra.

La media del error para la estimación de la permitividad  $\epsilon'$  es de 1.0509. Por tanto, para  $\epsilon'$ , la estimación es bastante precisa. Se observa que se va produciendo un aumento del error en la estimación de la permitividad  $\epsilon'$  conforme aumenta la frecuencia.

Veamos ahora que ocurre con el factor de pérdidas  $\epsilon''$ :

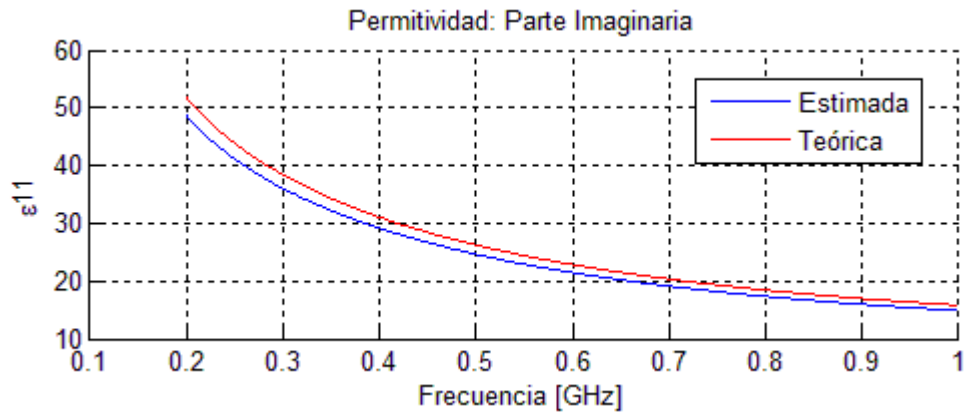


Figura 106. Permitividad  $\epsilon''$  usando piel como muestra.

Seleccionamos los puntos y obtenemos la gráfica con los puntos seleccionados:

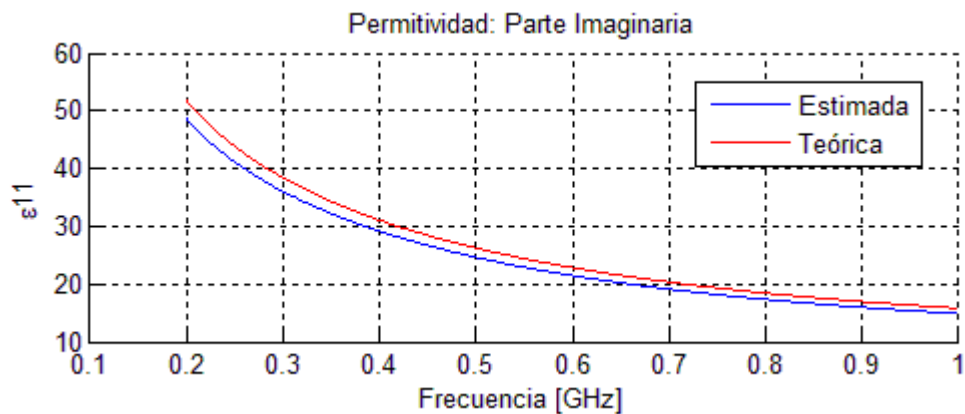


Figura 107. Permitividad  $\epsilon''$  usando piel como muestra, obtenida con los puntos seleccionados en cada gráfica.

A continuación, hallamos el error:

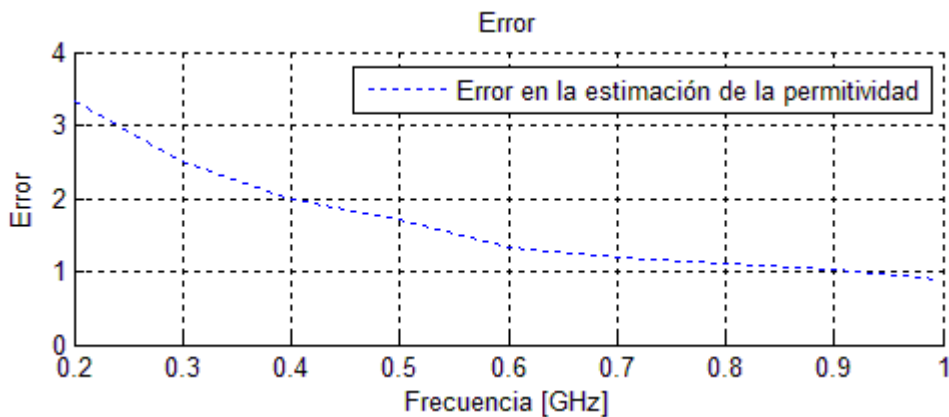


Figura 108. Evolución del error en la estimación de  $\epsilon''$  usando piel como muestra.

La media del error para la estimación es de 1.6749. Por tanto, para  $\epsilon''$ , la estimación es un poco menos precisa, pero sigue siendo bastante acertada. Se observa que se va produciendo una disminución del error conforme aumenta la frecuencia. Por tanto, se confirma lo que mencionábamos en la parte teórica, a frecuencias bajas el error cometido al hallar el factor de pérdidas es mayor que conforme aumentamos la frecuencia.

A continuación, calculamos el error al estimar la permitividad de varios materiales:

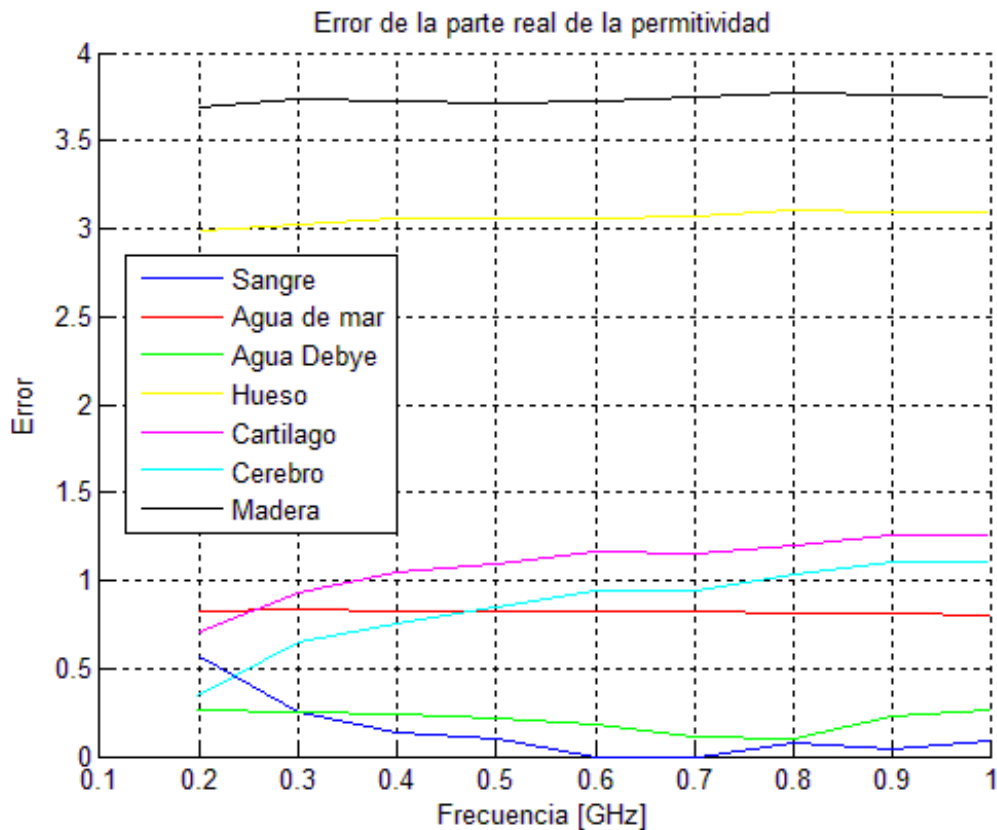


Figura 109. Evolución de los errores cometidos en la estimación de  $\epsilon'$  usando varios materiales

Observando la figura 109, vemos que para sólidos se obtiene peor estimación que en el caso de los líquidos donde el error cometido es más pequeño. Además, aunque en algunos materiales probablemente necesitaríamos aumentar el rango de frecuencia para verlo con más claridad, la tendencia de la permitividad  $\epsilon'$  es la de aumentar con la frecuencia.

Veamos ahora que ocurre con el factor de pérdidas.

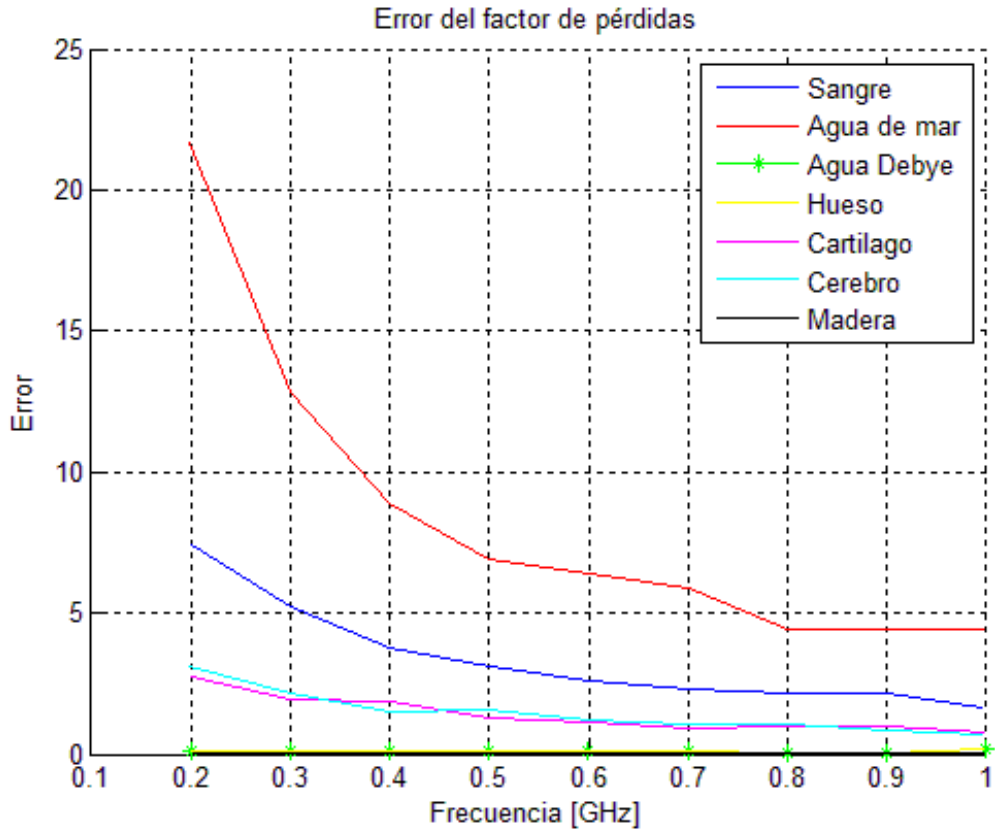


Figura 110. Evolución de los errores cometidos en la estimación de  $\epsilon''$  usando varios materiales.

De nuevo observamos que conforme aumenta la frecuencia, aumenta el factor de pérdidas.

En las siguientes tablas se recogen los datos numéricos de las figuras 109 y 110:

$\epsilon'$	Teórico				Estimación			
	Media	Desv.	Máx	Mín	Media	Desv.	Máx	Mín
Sangre	63.409	2.6148	68.9803	61.0328	63.3156	2.4088	68.4154	61.1248
Agua de mar	74.0012	0.0020	74.0039	73.999	73.1818	0.0105	73.1977	73.1649
Agua Debye	78.3139	0.0683	78.3922	78.1968	78.1073	0.0833	78.1845	77.9291
Hueso	12.9446	0.5537	13.9992	12.3407	16.0052	0.5173	16.9877	15.4360
Cartilago	44.6346	2.3979	49.5591	42.3030	45.7250	2.2230	50.2685	43.5591
Cerebro	48.6679	3.4802	56.1264	45.3908	49.5262	3.2353	56.4713	46.4943
Madera	2.1390	0.1605	2.4565	1.9885	5.8747	0.1420	6.1511	5.7323

$\epsilon'$	Error			
	Media	Desv.	Máx	Mín
Sangre	0.1401	0.1765	0.5649	0
Agua de mar	0.8194	0.0109	0.8374	0.8013
Agua Debye	0.2066	0.0615	0.2677	0.1034
Hueso	3.0606	0.0373	3.1034	2.9885
Cartilago	1.0903	0.1762	1.2562	0.7094
Cerebro	0.8582	0.2463	1.1034	0.3448
Madera	5.8747	0.1420	6.1511	5.7323

$\epsilon''$	Teórico				Estimación			
	Media	Desv.	Máx	Mín	Media	Desv.	Máx	Mín
Sangre	52.9593	28.4116	114.9918	28.1281	49.584	26.5561	107.6026	26.486
Agua de mar	136.3437	82.8842	317.7340	64.5320	127.9146	77.2889	296.0591	60.0985
Agua Debye	2.3445	1.0682	3.8994	0.7730	2.2609	1.0787	3.7443	0.6925
Hueso	3.7870	1.2180	6.4770	2.7760	3.5564	1.1326	6.0698	2.6149
Cartílago	23.5778	10.3277	46.0920	14.6962	22.1766	9.6928	43.3333	13.9080
Cerebro	23.5486	10.2517	45.6979	14.4335	22.0817	9.5098	42.6108	13.7110
Madera	0.3673	0.0256	0.4033	0.3334	0.3499	0.0228	0.3815	0.3196

$\epsilon''$	Error			
	Media	Desv.	Máx	Mín
Sangre	3.3753	1.8598	7.3892	1.642
Agua de mar	8.4291	5.6513	21.6749	4.4335
Agua Debye	0.0888	0.0438	0.1552	0.023
Hueso	0.2306	0.070	0.4072	0.1511
Cartílago	1.4012	0.6452	2.7586	0.7882
Cerebro	1.4669	0.7489	3.0870	0.7225
Madera	0.0174	0.0028	0.0219	0.0138

En estas tablas se muestran los valores de la media, la desviación, el valor máximo y el valor mínimo de la estimación de la permitividad, de la permitividad teórica y del error cometido en la estimación de la permitividad del material. Estos resultados se corresponden al rango de frecuencias [0.2, 1] GHz usando agua desionizada y aire como muestras para realizar la calibración. Se han empleado para realizar la estimación de la permitividad de los distintos materiales, las capacidades  $C_0$  y  $C_f$  fijas obtenidas de la media de la calibración de dichas capacidades.

A la vista de los resultados podemos afirmar que la estimación para materiales cuya permitividad tiene un comportamiento similar al agua desionizada, tienen un error menor y, por tanto, son más precisas.

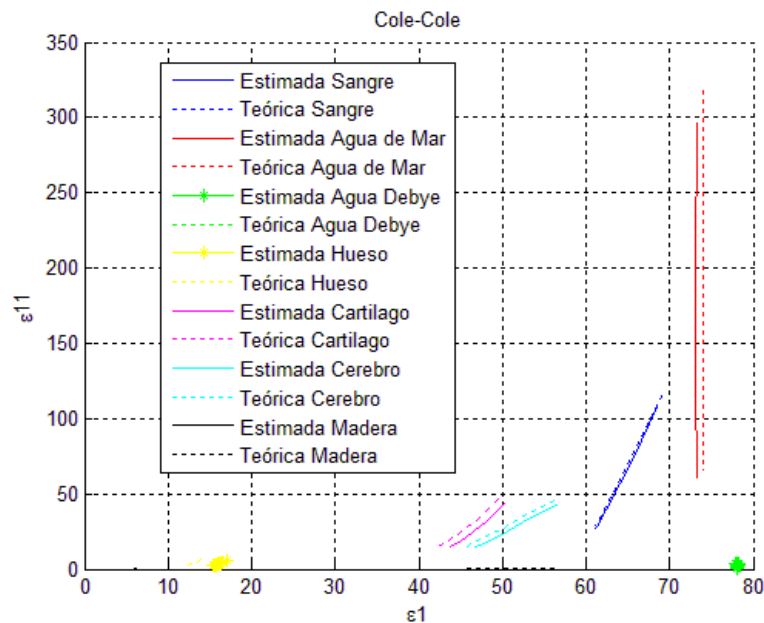


Figura 111. Diagrama Cole-Cole de las distintas muestras en el rango de frecuencias [0.1,9]GHz.

### 3.10 Meshcells

En este apartado veremos la importancia de disponer de una resolución de mallado precisa. En nuestro caso, estamos limitados por la versión de estudiante, así que no podremos mejorar el número de celdas tanto como quisiéramos, pero podremos apreciar el efecto de un mallado con pocas celdas o celdas insuficientes.

Para la simulación hemos empleado sangre como muestra en estudio.

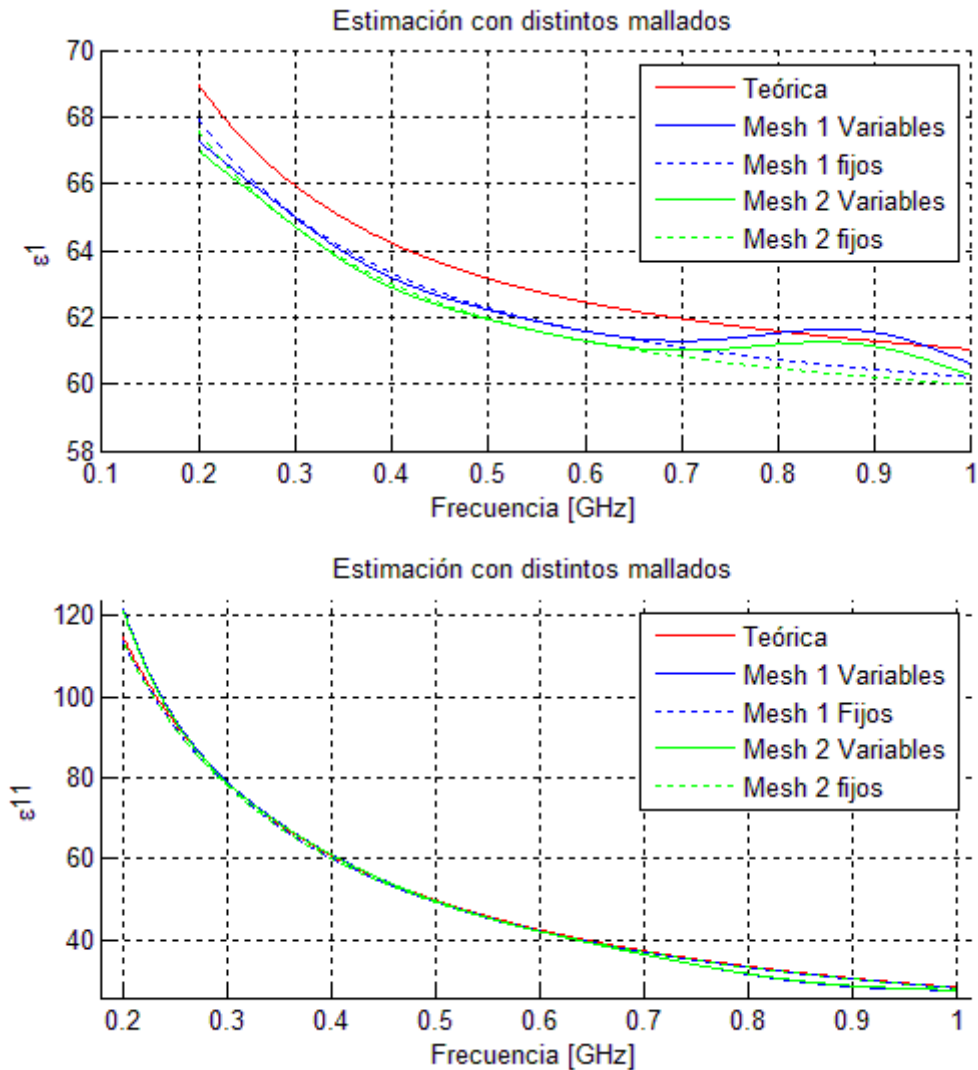


Figura 116. Estimación de la permitividad con distintos mallados en el rango de frecuencias de [0.2, 1]GHz cuando se usa sangre como muestra en estudio.

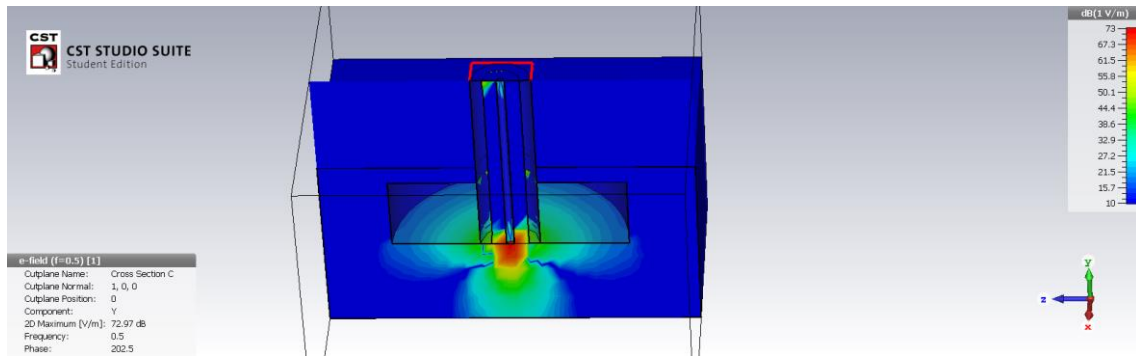
En la simulación azul (Mesh 1) obtenemos un mejor resultado que en la simulación verde (Mesh 2), ya que para Mesh 1 hemos empleado el doble de celdas que para Mesh2, y eso nos ha permitido obtener un resultado más preciso.

### 3.11 Campo eléctrico

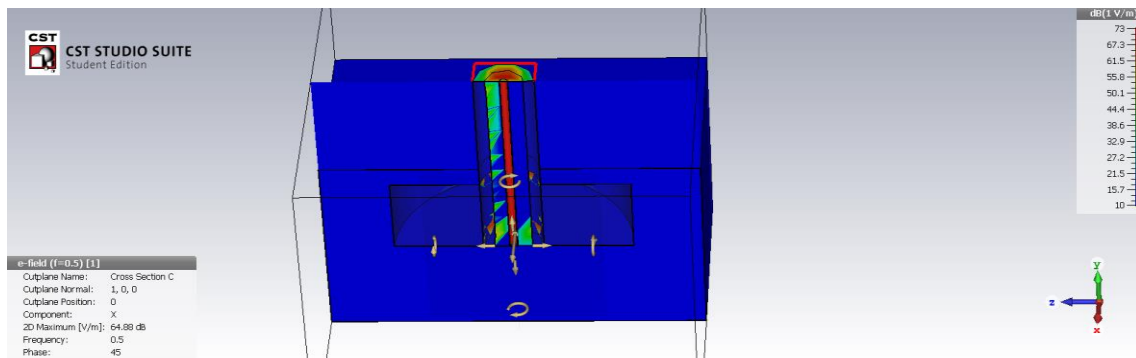
Para este último apartado, hemos colocado en nuestro diseño de la sonda de CST un monitor de campo eléctrico (e-Field).

Hemos realizado la simulación con agua de mar como muestra. A continuación, se muestra la radiación del campo eléctrico en los distintos planos:

En Y



En X



En Z

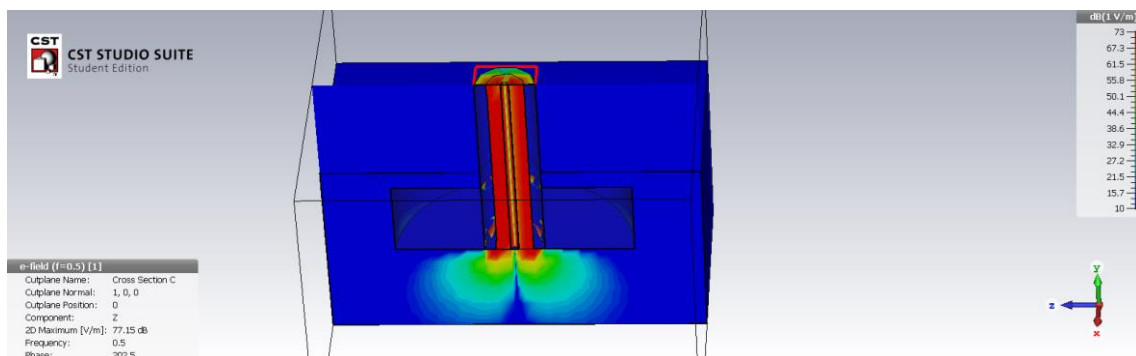


Figura 117. Distribución del campo eléctrico en los distintos planos cuando usamos agua de mar como muestra.

Como se ilustra, la proximidad del agua de mar provoca una compresión de las líneas equipotenciales, el campo eléctrico se distorsiona.

También hemos situado un monitor de pérdidas, el resultado mostrado por dicho monitor ha sido:

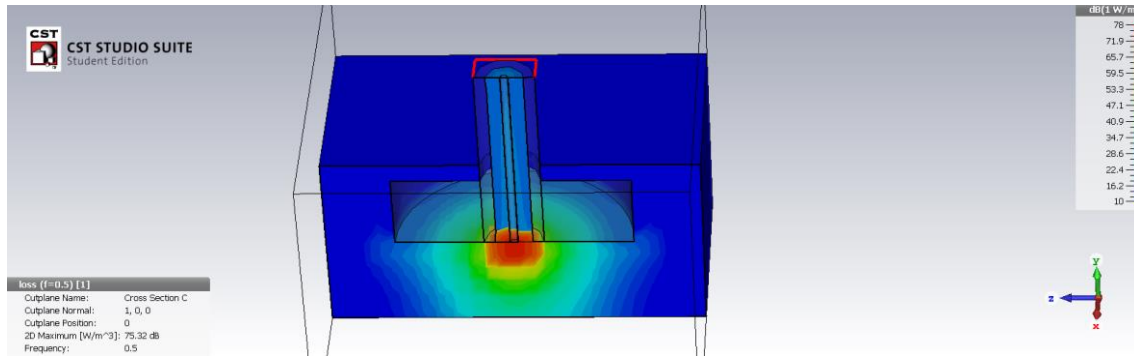


Figura 118. Distribución de las pérdidas en la sonda coaxial cuando usamos agua de mar como muestra.

En el extremo de la sonda en contacto con el agua de mar es donde hay el mayor índice de pérdidas, ya que es por donde se va a disipar la mayor parte de la energía.

## 4. CONCLUSIÓN

El modelo capacitivo para sondas coaxiales de extremo abierto es más sencillo de implementar que otros modelos, pero también es menos preciso. Por tanto, a la hora de elegir el modelo a utilizar debemos adquirir un compromiso entre coste y precisión.

He de destacar que, cuando empleamos el modelo capacitivo, conforme aumentamos la frecuencia, el error cometido en la estimación de la componente real de la permitividad  $\epsilon'$  aumenta y el error cometido en la estimación del factor de pérdidas  $\epsilon''$  va disminuyendo. Por tanto, se ha de buscar un rango de frecuencias donde el error global sea lo más pequeño posible con el fin de mejorar la precisión.

También mencionar que una parte muy importante de nuestro diseño es la selección de las capacidades  $C_f$  y  $C_0$ . Para conseguir una mejor precisión en su estimación y por tanto, en la estimación de la permitividad de la muestra bajo estudio, quizás sería conveniente entrenarlas con algún algoritmo que nos permita minimizar el error cometido en su selección.

Además, hay que tener en cuenta que nuestro modelo capacitivo comete errores más grandes cuando el material bajo estudio tiene altas pérdidas. Así pues, para ese tipo de materiales debemos emplear otros modelos que nos proporcionen mejores resultados.

Por otro lado, el agua desionizada empleada como medio de calibración nos ha proporcionado una estimación más correcta en el rango de [0.2, 1]GHz. Por tanto, siempre que tengamos que diseñar o implementar un modelo debemos encontrar el rango de



frecuencias óptimas de trabajo con el fin de disminuir así los errores cometidos. Ya que éstos pueden llevar a obtener resultados demasiado imprecisos.

El modelo de sonda HP8570B simulada ha proporcionado mejores resultados en las estimaciones de la permitividad cuando las muestras bajo estudio eran líquidos. Esto también puede deberse a que como mencionaba en la teoría, se requiere que la superficie de los materiales sólidos sea tan lisa como la sonda para minimizar los errores debidos a las imperfecciones del material. Y también a que, cuando usamos agua desionizada como material de calibración, se obtienen mejores estimaciones en las muestras cuyo comportamiento de la permitividad es más parecida a dicho material. En las muestras cuyo comportamiento es muy distinto del agua desionizada, quizás habría resultado interesante probar a emplear metanol.

Se ha de tener en cuenta que el material con que está fabricada nuestra sonda también influye a la hora de realizar las estimaciones. Por tanto, según el tipo de muestras que se quieran estudiar, será conveniente un tipo de material conductor u otro. La elección de una sonda incorrecta conlleva a graves errores en las estimaciones. Se deben conocer y estudiar sus especificaciones con el fin de saber el rango de frecuencias en el que operan y el material para el que está destinada a realizar mediciones. En el caso de nuestra sonda su rango de trabajo estaba limitado a  $[0.2, 20]$ GHz. Además, las medidas se han de realizar con el adecuado posicionamiento de la sonda. En el caso de líquidos las mediciones se realizarán con la sonda sumergida en el material y en el caso de sólidos o semisólidos en contacto con la superficie.

Además de todos esos factores, se ha de tener en cuenta que los redondeos en los datos a la hora de exportarlos, junto con la limitación de licencia de estudiante de CST, nos lleva a cometer pequeños errores en nuestras estimaciones. Una licencia completa y un aumento en el número de puntos estimados para cada simulación nos permitiría aumentar la precisión de nuestras estimaciones. Las inexactitudes que surgen de la resolución de la malla finita de CST son difíciles de estimar. La única manera de asegurar la exactitud es aumentar la resolución de la malla y recalcular los parámetros S. Si los resultados no cambian cuando se incrementa la densidad de la malla, entonces se ha logrado la convergencia y obtendremos unos resultados más precisos.

Por último, hemos podido comprobar que la sonda seleccionada ha sido capaz de proporcionar mediciones precisas de la permitividad de algunos tejidos biológicos, por lo que podría resultar interesante en aplicaciones médicas.

## 5. BIBLIOGRAFÍA

- [1] H. Zheng and C. E. Smith, "Permittivity measurements using a short open-ended coaxial line probe," in *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 1, no. 11, pp. 337-339, Nov. 1991. doi: 10.1109/75.93904
- [2] M. A. Stuchly, T. W. Athey, G. M. Samaras and G. E. Taylor, "Measurement of Radio Frequency Permittivity of Biological Tissues with an Open-Ended Coaxial Line: Part II - Experimental Results," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 30, no. 1, pp. 87-92, Jan. 1982. doi: 10.1109/TMTT.1982.1131022
- [3] G. P. Otto and W. C. Chew, "Improved calibration of a large open-ended coaxial probe for dielectric measurements," in *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 40, no. 4, pp. 742-746, Aug 1991. doi: 10.1109/19.85345
- [4] D. Berube, F. M. Ghannouchi and P. Savard, "A comparative study of four open-ended coaxial probe models for permittivity measurements of lossy dielectric/biological materials at microwave frequencies," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 44, no. 10, pp. 1928-1934, Oct 1996. doi: 10.1109/22.539951
- [5] L. F. Chen, C. K. Neo, V. V Varadan and V. K. Varadan "Microwave Electronics Measurement and Materials Characterization" 2004 John Wiley & Sons , Ltd ISBN:0-470-84492-2 pp. 142-161, Reflecion Methods.
- [6] A. Boughriet, Z. Wu, H. McCann, and L. E. Davis, "The Measurement of dielectric properties of liquids at microwave frequencies using open-ended Coaxial Probes" 1st World Congress on Industrial Process Tomography, Buxton, Greater Manchester, April 14-17, 1999 pp. 318-322
- [7] A. Nyshadham, C. L. Sibbald and S. S. Stuchly, "Permittivity measurements using open-ended sensors and reference liquid calibration-an uncertainty analysis," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 40, no. 2, pp. 305-314, Feb 1992, doi: 10.1109/22.120103
- [8] Y. Xu, F. M. Ghannouchi and R. G. Bosisio, "Theoretical and experimental study of measurement of microwave permittivity using open ended elliptical coaxial probes," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 40, no. 1, pp. 143-150, Jan 1992. doi: 10.1109/22.108333
- [9] Alejandro Díaz Morcillo, María Eugenia Requena Pérez y Juan Monzó Cabrera, "Líneas de transmisión y circuitos pasivos de microondas." Segunda Edición. Septiembre de 2006. Universidad Politécnica de Cartagena.
- [10] E. C. Burdette, F. L. Cain and J. Seals, "In Vivo Probe Measurement Technique for Determining Dielectric Properties at VHF through Microwave Frequencies," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 28, no. 4, pp. 414-427, Apr 1980. doi: 10.1109/TMTT.1980.1130087

- [11] James Baker-Jarvis "Transmission / Reflection and Short-Circuit Line Permittivity Measurements" National Institute of Standards and Technology Technical Note 1341 Natl. Inst. Stand. Technol., Tech. Note 1341, 154 pages (July 1990) CODEN: NTNOEF
- [12] J. Baker-Jarvis, E. J. Vanzura and W. A. Kissick, "Improved technique for determining complex permittivity with the transmission/reflection method," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 38, no. 8, pp. 1096-1103, Aug. 1990. doi: 10.1109/22.57336
- [13] (online) web: Rohde & Schwarz "Measurement of Dielectric Material Properties"
- [14] (online) web Modelo 85070 de Agilent. "Basics of Measuring the Dielectric Properties of Materials"
- [15] G. B. Gajda and S. S. Stuchly, "Numerical Analysis of Open-Ended Coaxial Lines," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 31, no. 5, pp. 380-384, May 1983. doi: 10.1109/TMTT.1983.1131507
- [16] A. M. Nicolson and G. F. Ross, "Measurement of the Intrinsic Properties of Materials by Time-Domain Techniques," in *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 19, no. 4, pp. 377-382, Nov. 1970. doi: 10.1109/TIM.1970.4313932
- [17] (online) web Anna Angela Barba and Matteo d'Amore. "Relevance of Dielectric Properties in Microwave Assisted Processes." University of Salerno, Italy
- [18] (online) Martin Chaplin [http://www1.lsbu.ac.uk/water/microwave\\_water.html](http://www1.lsbu.ac.uk/water/microwave_water.html)
- [19] M. A. Stuchly and S. S. Stuchly, "Coaxial Line Reflection Methods for Measuring Dielectric Properties of Biological Substances at Radio and Microwave Frequencies-A Review," in *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 29, no. 3, pp. 176-183, Sept. 1980. doi: 10.1109/TIM.1980.4314902
- [20] (online) web Agilent - 85070B Dielectric Probe Kit User's Manual
- [21] T. W. Athey, M. A. Stuchly and S. S. Stuchly, "Measurement of Radio Frequency Permittivity of Biological Tissues with an Open-Ended Coaxial Line: Part I," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 30, no. 1, pp. 82-86, Jan. 1982. doi: 10.1109/TMTT.1982.1131021
- [22] W. B. Weir, "Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 62, no. 1, pp. 33-36, Jan. 1974. doi: 10.1109/PROC.1974.9382
- [23] (online) web Edison Coimbra G. - "Propiedades eléctricas de los materiales." Tema 2 Campos Electromagnéticos
- [24] D. V. Blackham and R. D. Pollard, "An improved technique for permittivity measurements using a coaxial probe," in *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 46, no. 5, pp. 1093-1099, Oct 1997. doi: 10.1109/19.676718

## 6. ANEXOS

### ANEXO 1. Especificaciones de los materiales

<p style="text-align: center;"><b>Water (Sea)</b></p> Material Set Default Type Normal Temp 25°C Salt 15ppt Epsilon 74 Mu 1 Electric cond. 3.53 [S/m] Rho 1025 [kg/m <sup>3</sup> ] Thermal cond. 0.6 [W/K/m] Heat capacity 4.2 [KJ/K/Kg] Diffusivity 1.39373e-007 [m <sup>2</sup> /s]	<p style="text-align: center;"><b>Water (Debye Model)</b></p> Material Set Default Type Normal Dispersive eps Debye 1st Mu 1 Rho 1000 [kg/m <sup>3</sup> ] Thermal cond. 0.6 [W/K/m] Heat capacity 4.2 [kJ/K/kg] Diffusivity 1.42857e-007 [m <sup>2</sup> /s]	<p style="text-align: center;"><b>Teflon (PTFE) (lossy)</b></p> Material Set Default Type Normal Epsilon 2.1 Mu 1 Electric tand 0.0002 (Const. fit) Rho 2200 [kg/m <sup>3</sup> ] Thermal cond. 0.2 [W/K/m] Heat capacity 1 [kJ/K/kg] Diffusivity 9.09091e-008 [m <sup>2</sup> /s] Young's modulus 0.5 [kN/mm <sup>2</sup> ] Poisson's ratio 0.4 Thermal expan. 140 [1e-6/K]
<p style="text-align: center;"><b>Blood</b></p> Material Set Default Type Normal Dispersive eps Nth order model N=3 Mu 1 Rho 1060 [kg/m <sup>3</sup> ] Thermal cond. 0.51 [W/K/m] Heat capacity 3.824 [KJ/K/Kg] Bloodflow 1e+006 [W/K/m <sup>3</sup> ]	<p style="text-align: center;"><b>Air</b></p> Material Set Default Type Normal Temp 25°C Sea level Epsilon 1.00059 Mu 1 Rho 1024 [kg/m <sup>3</sup> ] Thermal cond. 0.6 [W/K/m] Dyn. viscosity 0.6 [W/K/m] Heat capacity 1005 [KJ/K/Kg] Diffusivity 1.39373e-007 [m <sup>2</sup> /s]	<p style="text-align: center;"><b>Adrenals</b></p> Material Set Default Type Normal Dispersive eps Nth order model N=3 Mu 1 Rho 1025 [kg/m <sup>3</sup> ] Thermal cond. 0.39 [W/K/m] Heat capacity 3.6 [KJ/K/Kg] Bloodflow 360000 [W/K/m <sup>3</sup> ] Diffusivity 1.5969e-007 [m <sup>2</sup> /s] Metabolic rate 64000 [W/m <sup>3</sup> ]
<p style="text-align: center;"><b>Bone</b></p> Material Set Default Type Normal Dispersive eps Nth order model N=3 Mu 1 Rho 1850 [kg/m <sup>3</sup> ] Thermal cond. 0.4 [W/K/m] Heat capacity 1.3 [KJ/K/Kg] Bloodflow 3400 [W/K/m <sup>3</sup> ] Diffusivity 1.70478e-007 [m <sup>2</sup> /s] Metabolic rate 610 [W/m <sup>3</sup> ]	<p style="text-align: center;"><b>Cartilage</b></p> Material Set Default Type Normal Dispersive eps Nth order model N=3 Mu 1 Rho 1030 [kg/m <sup>3</sup> ] Thermal cond. 0.624 [W/K/m] Heat capacity 3.5 [KJ/K/Kg] Bloodflow 9000 [W/K/m <sup>3</sup> ] Diffusivity 1.73093e-007 [m <sup>2</sup> /s] Metabolic rate 1600 [W/m <sup>3</sup> ]	<p style="text-align: center;"><b>Brain</b></p> Material Set Default Type Normal Dispersive eps Nth order model N=4 Mu 1 Rho 1030 [kg/m <sup>3</sup> ] Thermal cond. 1.13 [W/K/m] Heat capacity 3.675 [KJ/K/Kg] Bloodflow 40000 [W/K/m <sup>3</sup> ] Diffusivity 2.98527e-007 [m <sup>2</sup> /s] Metabolic rate 7100 [W/m <sup>3</sup> ]
<p style="text-align: center;"><b>Eye Lens</b></p> Material Set Default Type Normal Dispersive eps Nth order model N=2 Mu 1 Rho 1090 [kg/m <sup>3</sup> ] Thermal cond. 0.4 [W/K/m] Heat capacity 3.664 [KJ/K/Kg] Bloodflow 40000 [W/K/m <sup>3</sup> ] Diffusivity 1.00156e-007 [m <sup>2</sup> /s]	<p style="text-align: center;"><b>Skin</b></p> Material Set Default Type Normal Dispersive eps Nth order model N=3 Mu 1 Rho 1100 [kg/m <sup>3</sup> ] Thermal cond. 0.293 [W/K/m] Heat capacity 3.5 [KJ/K/Kg] Bloodflow 9100 [W/K/m <sup>3</sup> ] Diffusivity 7.61039e-007 [m <sup>2</sup> /s] Metabolic rate 1620 [W/m <sup>3</sup> ]	<p style="text-align: center;"><b>Wood</b></p> Material Set Default Type Normal Dispersive eps Nth order model N=2 Mu 1 Rho 500 [kg/m <sup>3</sup> ] Thermal cond. 0.2 [W/K/m] Heat capacity 2 [kJ/K/kg] Diffusivity 2e-007 [m <sup>2</sup> /s]

<b>Iron</b>		<b>SEE-Steel</b>		<b>Water (distilled)</b>	
Material Set	High Frequency	Material Set	Default	Material Set	Default
Type	Lossy Metal	Type	Lossy Metal	Type	Normal
Epsilon	74	Mu	1	Epsilon	78.4
Mu	1	Electric cond	6.993e+006[S/m]	Mu	1
Electric cond.	1.04e+007 [S/m]	Rho	7870 [kg/m <sup>3</sup> ]	Electric cond	5.55e-006[S/m]
Rho	7870 [kg/m <sup>3</sup> ]	Thermal cond.	65.2 [W/K/m]	Rho	998 [kg/m <sup>3</sup> ]
		Heat capacity	0.45 [kJ/K/kg]	Thermal cond.	0.6 [W/K/m]
		Diffusivity	1.84103e-008 [m <sup>2</sup> /s]	Heat capacity	4.2 [kJ/K/kg]
		Young's modulus	205 [kN/mm <sup>2</sup> ]	Diffusivity	1.43143e-007 [m <sup>2</sup> /s]
		Poisson's ratio	0.29	Temp	25°C
		Thermal expan.	13.5 [1e-6/K]		

## Anexo 2. Principales partes de la programación en Matlab

### Constantes

```
%-----CONSTANTES Y VALORES-----
a = 0.00066/2;    %Radio interno del conductor (diametro: 0.66 mm)
b = 0.003/2;     %Radio externo del conductor (diametro: 3 mm)
eo = 8.85e-12;   %Permitividad en el vacío [F/m]
Zo = 50;         %Impedancia característica [Ohmios]
```

### Importar ficheros de CST

```
%Importamos los resultados de CST: la fase de S11 usando aire como
muestra
%Importamos los datos de nuestro archivo
A = importdata('aire_fase023.txt');
B = A.data;
%Obtenemos la matriz de datos sin el texto del archivo
longitud_aire=length(B);           %Longitud de la matriz
clear A                            %Borramos A
argaire=B(1:longitud_aire,2);     %Matriz de arg(S11) en grados
frecuencia = B(1:longitud_aire,1); %Matriz con las frecuencias en GHz
clear B                             %Borramos B
```

### Cálculo del factor de ida y vuelta

```
%Hallo la frecuencia angular w
f_aire = frecuencia * 10^9;    %La frecuencia viene en GHz, la paso a Hz
w_aire = 2*pi*f_aire;         %Frecuencia angular
QBB = deg2rad(argaire);       %convertimos a radianes

%Obtengo ahora el valor del factor de ida y vuelta
teta2=-4.76*w_aire*Zo*eo*(b-a)-QBB;
```

### Cálculo teórico de la permitividad compleja del agua

```
%TEORICO AGUA
%datos mencionados "Measurements of Radio Frequency Permittivity of
```

```

%Biological Tissues with an Open-Ended Coaxial Line: Part II -
%Experimental Results. " Maria A. Stuchly. T. Whit Athey, George M.
%Samaras. Glen Edward Taylor. Pag. 89
es=78.3;
tau=8.07e-12;
alfa=0.014;
einfi=4.6;
wtest= 2*pi*0:100e6:5e12;
teaguacomplejo = einfi+((es-einfi)./(1+(1i*wtest.*tau).^ (1-alfa)));

```

## Cálculo de las capacidades $C_f$ y $C_0$ variables

```

%Formamos el complejo con la parte real e imaginaria de S11 importado
roBB=complex(RS11, IS11);

```

```

%Como roBB se encuentra en la entrada de la sonda y lo necesitamos al
final, lo desplazamos al final de la sonda
roAA=roBB.*exp(1i*teta2);

```

```

%Obtenemos el módulo y la fase

```

```

rodiel = abs(roAA);
qrodiel = angle(roAA); %da el ángulo en radianes

```

```

rodielm=rodiel; %Calculamos el modulo
rodielm2=rodielm.^2; %Calculamos el módulo al cuadrado
coqrodiel=cos(qrodiel); %Calculamos el coseno de qrodiel
seqrodiel=sin(qrodiel); %Calculamos el seno de qrodiel

```

```

%Calculamos  $C_f$  y  $C_0$ 

```

```

% $C_0=A/(B*C*D)$ 

```

```

A = 1-rodielm2;
B = w_agua*Zo;
E = 2*rodielm.*coqrodiel;
C = 1+E+rodielm2;
D = telagua;
CCo = A./(B.*C.*D);
clear A B C D E

```

```

% $C_f=A/(B*C)-D$ 

```

```

A = -2*rodielm.*seqrodiel;
B = w_agua*Zo;
C = 1+(2*rodielm.*coqrodiel)+rodielm2;
D = telagua.*CCo;
CCf=A./(B.*C)-D;
clear A B C D E

```

## Cálculo de las capacidades $C_f$ y $C_0$ fijos

```

CCo_fijo=mean(CCo);
CCf_fijo=mean(CCf);

```

## Cálculo de la permitividad de la muestra bajo estudio

```

%Obtengo el coeficiente reflexión complejo de la muestra de los datos
importados
ro=complex(realT, imagT);

```

```

%Desplazamos al plano AA
roAA=ro.*exp(1i*teta2);
f_mar = frecuencia_mar * 10^9; % la paso a Hz
w_mar = 2*pi*f_mar;           %Frecuencia angular
%Obtengo la permitividad compleja de la muestra
%er=A/(B*C)-D
A = 1-roAA;
B = 1i*Zo*w_mar.*CCo;
C = 1+roAA;
D = CCf./CCo;
er=A./(B.*C)-D;
clear A B C D

```

## Solicitar muestras

```

input('Selecciona S11 real de la muestra bajo test');

[filename, pathname, filterindex] = uigetfile( ...
{ '*.txt', 'ASCII files (*.txt)'}, ...
'Pick a file', ...
'MultiSelect', 'on');

A = importdata(strcat(pathname,filename), ' ', 2);
B = A.data;
longitud=length(B);
clear A
fm = B(1:longitud,1);
realT=B(1:longitud,2);
clear B

```

## Estimación del error

```

%Parte Real
figure(1)
hold on
plot(frecuencia,er_real,':b',fm1,realT1,'r'), grid on
title('Permitividad: Parte Real')
xlabel('Frecuencia [GHz]')
ylabel('\epsilon1')
legend('Simulada','Teórica')
hold off
N=18;
[x,y]=ginput(N)
puntos=length(x)/2;
for n=1:puntos
    ind1=1+(n-1)*2;
    dato1(n)= x(ind1);
    dato11(n)= y(ind1);
    ind2=2+(n-1)*2;
    dato2(n)=x(ind2);
    dato22(n)= y(ind2);
end
error1=abs(dato11-dato22);
m1=mean(error1)

figure(2)
hold on

```

```

plot(dato2,dato22,':b',dato1,dato11,'r'), grid on
title('Permitividad \epsilon_1 con los puntos seleccionados ')
xlabel('Frecuencia [GHz]')
ylabel('\epsilon_1')
legend('Estimada','Teórica')
hold off

```

```

figure(3)
hold on
plot(dato2,error1,':b'), grid on
title('Error')
xlabel('Frecuencia [GHz]')
ylabel('Error')
legend('Error en la estimación de la permitividad')
hold off

```

```

%Para exportarlas, para usar después
save E_el_sangre.mat error1
save F_el_sangre.mat dato2
save teorico_sangre_el dato11
save F_teorico_sangre_el dato1
save simulado_sangre_el dato22
save F_simulado_sangre_el dato2

```

## Obtención de los parámetros del error, la estimación de la permitividad y la permitividad teórica

```

MEDIA_E1_SANGRE_S=mean(simu_el_sangre)
DESV_E1_SANGRE_S=std(simu_el_sangre)
Max_E1_SANGRE_s=max(simu_el_sangre)
Min_E1_SANGRE_s=min(simu_el_sangre)

MEDIA_E1_SANGRE_e=mean(error_el_sangre)
DESV_E1_SANGRE_e=std(error_el_sangre)
Max_E1_SANGRE_e=max(error_el_sangre)
Min_E1_SANGRE_e=min(error_el_sangre)

MEDIA_E1_SANGRE_T=mean(teorico_el_sangre)
DESV_E1_SANGRE_T=std(teorico_el_sangre)
Max_E1_SANGRE_T=max(teorico_el_sangre)
Min_E1_SANGRE_T=min(teorico_el_sangre)

```