



Proyecto de Final de Carrera

Ingeniería Técnica de Telecomunicaciones

Caracterización de Materiales en Banda W

Ignacio de la Fuente Pérez

Director: Pedro Antonio de Paco Sánchez

Departamento de Telecomunicaciones y de Ingeniería de Sistemas

Escuela Técnica Superior de Ingeniería (ETSE)
Universidad Autónoma de Barcelona (UAB)

Septiembre 2011

ÍNDICE

1. INTRODUCCIÓN.....	5
2. CARACTERIZACIÓN DE MATERIALES (ϵ y μ)	7
2.1 Permitividad dieléctrica (ϵ).....	7
2.2 Permeabilidad magnética (μ)	8
3. PROCEDIMIENTO TEÓRICO	11
3.1 Técnica para la obtención de m	14
4. SOFTWARE ADS (ASSISTANCE DESIGN SYSTEM)	17
4.1 Longitud eléctrica	19
5. SIMULACIONES CON ADS	21
5.1 Análisis de diferentes materiales	21
5.1.1. PVC (Policloruro de vinilo).....	21
5.1.2. Teflón (Politetrafluoroetileno).....	24
5.1.3. RO4003C (Material de Rogers).....	26
5.1.4. Conclusión.....	28
5.2 Grosor de las muestras	28
5.3 Discusión y comparativa entre grosores y propiedades dieléctricas.....	36
6. ATENUACIÓN DE LA ONDA.....	49
6.1 PNA-X N5242A Network Analyzer.....	49
6.1.1. Diagrama del analizador de red	50
6.2 Resultados experimentales.....	51
7. DISCUSIÓN FINAL	57
8. CONCLUSIÓN	61
9. REFERENCIAS	63
10. RESUMEN	65

1. INTRODUCCIÓN

Este proyecto tiene como objetivos caracterizar y analizar diferentes materiales en banda W (75-110 GHz).

Mediante el algoritmo de Nicolson-Ross-Weir (NRW) podemos obtener la permitividad dieléctrica relativa (ϵ_r) y permeabilidad magnética relativa (μ_r) complejas de los materiales utilizando los coeficientes de reflexión y transmisión de dicho material.

Se utilizará el software Assistance Design System (ADS) con el cual se simulará un analizador de red vectorial (Vector Network Analyzer, VNA) de dos puertos junto con un sistema en espacio libre operando en banda W que nos permitirá obtener los parámetros dispersión o scattering de diferentes materiales.

Hay varios métodos para obtener las propiedades dieléctricas y magnéticas de los materiales, el método más común para obtener dichas propiedades fue propuesto por Nicolson y Ross, y modificado por Weir (NRW). En el método NRW, las ecuaciones de los parámetros de dispersión están combinadas de tal manera que nos permite separar el sistema de ecuaciones obteniendo una ecuación para la permitividad dieléctrica relativa y la permeabilidad magnética relativa en función de los parámetros de dispersión.

Desafortunadamente, este método es ambiguo cuando el grosor de la muestra excede de la media longitud de onda en el material. Una de las maneras para evitar este problema sería escoger muestras con un grosor menor a la media longitud de onda para medidas a frecuencias altas, pero existe un método para obtener un buen resultado dada la ambigüedad.

Durante el desarrollo del proyecto se explicará el método para extraer las características dieléctricas y magnéticas de los materiales y se ejemplificará con la simulación de materiales mediante ADS, es decir, de manera ideal. También se hablará del grosor del material en relación a sus propiedades obtenidas y se valorará hasta qué punto resuelve la ambigüedad el método descrito. Seguidamente se hablará de la atenuación de la onda mediante gráficas de magnitud obtenidas con un VNA (analizador de red vectorial) y se explicará el funcionamiento de este sistema. Finalmente se discutirán los resultados.

2. CARACTERIZACIÓN DE MATERIALES (ϵ y μ)

Los materiales tienen ciertas propiedades dieléctricas (ϵ) y magnéticas (μ) que variarán según la frecuencia y temperatura, éstas además pueden tomar valores reales o complejos, donde la parte imaginaria tendrá en cuenta las pérdidas del medio por calentamiento.

En este proyecto se estudiará el efecto del grosor del material en relación al valor de sus propiedades dieléctricas y magnéticas, es decir, se valorará hasta qué punto resuelve la ambigüedad el procedimiento explicado en el apartado 3.

2.1 Permitividad dieléctrica (ϵ)

La permitividad o constante dieléctrica es una constante física que describe cómo un campo eléctrico afecta y es afectado por un medio. La permitividad dieléctrica está determinada por la tendencia de un material a polarizarse ante la aplicación de un campo eléctrico y de esa forma anular parcialmente el campo interno del material.

La permitividad dieléctrica absoluta está relacionada con el campo de desplazamiento eléctrico \vec{D} y con el campo eléctrico \vec{E} según la expresión:

$$\vec{D} = \epsilon \cdot \vec{E} \quad (1)$$

A su vez la permitividad dieléctrica absoluta, corresponde al producto de la permitividad dieléctrica relativa (ϵ_r) y la permitividad del vacío ($\epsilon_0 = 8.8541878176 \cdot 10^{-12} F/m$).

$$\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0 = (1 + \chi_e) \epsilon_0 \quad [F/m] \text{ farad}/m \quad (2)$$

Donde χ_e corresponde a la susceptibilidad dieléctrica del material, que relaciona el campo eléctrico aplicado \vec{E} con la polarización eléctrica inducida \vec{P} .

$$\vec{P} = \epsilon_0 \chi_e \vec{E} \quad (3)$$

La susceptibilidad dieléctrica es nula en el vacío, con lo cual según la ecuación (2) en (1), la permitividad del vacío se puede obtener de:

$$\vec{D} = \epsilon_0 \cdot \vec{E} \rightarrow \text{En el vacío} \quad (4)$$

De esta manera podemos decir que tanto la susceptibilidad dieléctrica χ_e como la permitividad dieléctrica relativa ϵ_r caracterizan los materiales.

2.2 Permeabilidad magnética (μ)

En física se denomina permeabilidad magnética a la capacidad de una sustancia o medio para atraer y hacer pasar a través de sí los campos magnéticos, es decir, es la facilidad con que un material puede ser magnetizado, la cual está dada por la relación entre la inducción magnética o densidad de flujo magnético \vec{B} existente y la intensidad de campo magnético \vec{H} que aparece en el interior de dicho material.

$$\mu = \frac{\vec{B}}{\vec{H}} \quad (5)$$

La permeabilidad magnética absoluta corresponde al producto entre la permeabilidad magnética relativa (μ_r) y la permeabilidad del vacío ($\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$).

$$\mu = \mu_r \mu_0 = (1 + \chi_m) \mu_0 \quad [\text{H/m}] \text{ henry/m} \quad (6)$$

Donde la χ_m corresponde a la susceptibilidad magnética del material, que relaciona la magnetización de un material \vec{M} , en respuesta a un campo magnético \vec{H} .

$$\vec{M} = \chi_m \vec{H} \quad (7)$$

Según su permeabilidad magnética relativa tenemos tres tipos de materiales:

- **Ferromagnéticos**, cuya permitividad magnética relativa es muy superior a 1, ($\mu_r \gg 1$).
- **Paramagnéticos o no magnéticos**, cuya permeabilidad magnética relativa es aproximadamente 1, ($\mu_r \approx 1$), es decir, se comportan como en el vacío.
- **Diamagnéticos**, cuya permeabilidad magnética relativa es inferior a 1, ($\mu_r < 1$).

Si el campo magnético se aplica al vacío, la expresión (5) quedará modificada como:

$$\mu_0 = \frac{\vec{B}}{\vec{H}} \quad (8)$$

Con lo cual podemos decir que tanto la susceptibilidad magnética χ_m como la permeabilidad magnética relativa μ_r , también caracterizan los materiales.

La permitividad dieléctrica del vacío y la permeabilidad magnética del vacío están relacionadas según:

$$c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} \quad (9)$$

Donde c es la velocidad de la luz en el vacío y tiene un valor de $2.997 \cdot 10^8 \text{ m/s}$ aproximadamente. En cambio cuando se habla de velocidad de propagación v_p en un medio, ésta viene determinada por los valores de permitividad dieléctrica relativa y permeabilidad magnética relativa que caracterizan dicho medio según la expresión:

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{\epsilon \cdot \mu}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \quad (10)$$

3. PROCEDIMIENTO TEÓRICO

En la Figura 1 aparece una muestra de grosor d situada en el espacio libre. La permitividad dieléctrica relativa y la permeabilidad magnética relativa complejas, son definidas como:

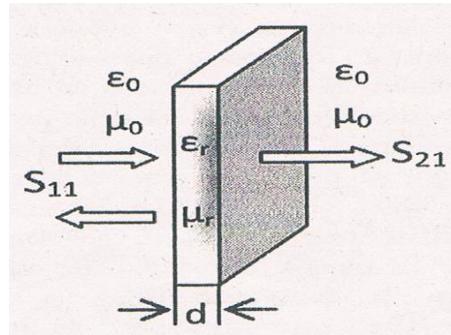


Figura 1. Transmisión y reflexión de una muestra cualquiera [1]

$$\epsilon_r = \epsilon_r' - j\epsilon_r'' = \epsilon_r'(1 - jt\text{an}\delta_\epsilon) \quad (11)$$

$$\mu_r = \mu_r' - j\mu_r'' = \mu_r'(1 - jt\text{an}\delta_\mu) \quad (12)$$

Donde a frecuencias suficientemente altas, como es el caso, las pérdidas debidas a las corrientes de desplazamiento son superiores, es decir, dominan sobre las pérdidas por conducción, de forma que la tangente de pérdidas se puede calcular como $\text{tan}\delta_\epsilon = \epsilon_r''\epsilon_r'$ y $\text{tan}\delta\mu = \mu_r''\mu_r'$.

Asumiendo que la muestra es infinitamente extensa por los laterales para que el efecto de la difracción en los bordes pueda no tenerse en cuenta. Una polarización lineal, de manera que una onda plana uniforme a una frecuencia w tenga una incidencia normal a la muestra. Los coeficientes de reflexión y transmisión S_{11} y S_{21} serán medidos en el espacio libre para una incidencia de la onda normal al plano.

El software ADS nos proporciona las gráficas de los parámetros de dispersión, aplicando las condiciones de contorno en muestras en el espacio libre descritas en [2], se puede observar que los parámetros S_{11} y S_{21} y los coeficientes Γ y T están relacionados por las expresiones (13) y (14).

$$S_{11} = \frac{\Gamma(1 - T^2)}{1 - T^2\Gamma^2} \quad (13)$$

$$S_{21} = \frac{T(1 - \Gamma^2)}{1 - T^2\Gamma^2} \quad (14)$$

Donde Γ es el coeficiente de reflexión de la muestra en espacio libre dada por:

$$\Gamma = \frac{Z - 1}{Z + 1} \quad (15)$$

Y T corresponde al coeficiente de transmisión de la propagación de la onda a través del medio.

$$T = e^{-\gamma d} \quad (16)$$

En (15) y (16), Z y γ corresponden a la impedancia característica normalizada y a la constante de propagación de la muestra, respectivamente. Éstas están relacionadas con la permitividad dieléctrica relativa y permeabilidad magnética relativa de la muestra en cuestión, de la siguiente manera:

$$\gamma = \gamma_0 \sqrt{\mu_r \epsilon_r} \quad (17)$$

$$Z = \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \quad (18)$$

Donde $\gamma_0 = j2\pi/\lambda_0$ representa la constante de propagación en el espacio libre, y λ_0 corresponde a la longitud de onda en el espacio libre. De las ecuaciones (13) y (14), Γ y T pueden ser escritas en función de los parámetros de dispersión como:

$$\Gamma = k \pm \sqrt{k^2 - 1} \quad (19)$$

$$T = \frac{S_{11} + S_{21} - \Gamma}{1 - (S_{11} + S_{21})\Gamma} \quad (20)$$

Con,

$$k = \frac{S_{11}^2 - S_{21}^2 + 1}{2S_{11}} \quad (21)$$

El signo positivo o negativo de (19) se escoge tal que $|\Gamma| < 1$. La permitividad dieléctrica relativa y la permeabilidad magnética relativa se pueden obtener de (15) y (18):

$$\sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \quad (22)$$

De (17) y (22), obtenemos:

$$\varepsilon_r = \frac{\gamma}{\gamma_0} \left(\frac{1 - \Gamma}{1 + \Gamma} \right) \quad (23)$$

$$\mu_r = \frac{\gamma}{\gamma_0} \left(\frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \right) \quad (24)$$

De la expresión (16), la constante de propagación compleja $\gamma = \alpha + j\beta$, puede ser escrita como:

$$\gamma = \frac{1}{d} \left[\ln \left(\frac{1}{|T|} \right) + j(2m\pi - \Phi) \right] \quad (25)$$

Donde m es un entero y Φ es la fase de T , que varía entre $-\pi$ y π . La parte real de γ es única y corresponde a un solo valor, pero la parte imaginaria tiene infinitas raíces. Definimos la constante de fase β como:

$$\beta = \left(\frac{2\pi}{\lambda_m} \right) = \text{Imag}(\gamma) \quad (26)$$

Donde λ_m corresponde a la longitud de onda en el material de muestra. Puesto que β es positivo asumimos que m es un entero positivo ($m = 0, 1, 2, \dots$) tal que $(2m\pi - \Phi)$ sea positivo. De las ecuaciones (25) y (26) podemos obtener:

$$\frac{d}{\lambda_m} = m - \frac{\Phi}{2\pi} \quad (27)$$

Si el grosor d de la muestra es escogido tal que sea menor que $\lambda_m/2$, entonces obtendremos con (25) un único valor de permeabilidad magnética relativa (μ_r) y permitividad dieléctrica relativa (ε_r) que corresponderá a $m = 0$, pero cuando d sea mayor que $\lambda_m/2$, el resultado de (25) será ambiguo, ya que la fase del coeficiente de transmisión T no cambia cuando la longitud del material se incrementa en un múltiplo de la longitud de onda en el material, es decir, la fase es periódica.

Para obtener la parte imaginaria en (25) de manera correcta, la Φ corresponderá al valor de la fase de S_{21} (en radianes) de las gráficas de los parámetros de dispersión a la frecuencia f a la que se trabaje y el valor óptimo de m se discutirá en el apartado 3.1.

3.1 Técnica para la obtención de m

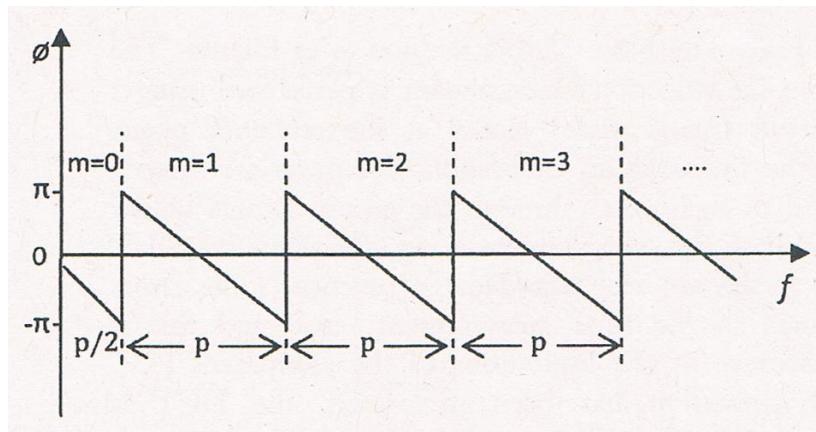


Figura 2. Fase del coeficiente de transmisión [I]

La Figura 2 nos muestra la fase de T en función de la frecuencia. En el caso que el grosor de la muestra sea menor que $> \lambda_m/2$, la m con la que se trabajará corresponderá a 0. En caso contrario, es decir, el grosor de la muestra sea superior a $\lambda_m/2$, se debe encontrar el valor de m para la frecuencia en la que se esté trabajando (en que período (p) está situada la frecuencia de trabajo, para una muestra con un grosor conocido). Para determinar el valor de m para cada frecuencia, primero calculamos la longitud de un período y a continuación es fácil obtener el período a la frecuencia que se deseé.

Para calcular el período, se debe calcular la ecuación de una de las rectas descendentes.

$$y = nx + b \quad (28)$$

Donde n equivale a la pendiente de la recta y b es el denominado “término independiente” que corresponde al valor del punto en el cual la recta corta al eje vertical en el plano.

Con el propósito de recordar este procedimiento inicialmente necesitaremos 2 puntos de la recta descendente, $A1 = (x1, y1)$ y $A2 = (x2, y2)$, de esta manera la pendiente será igual a:

$$n = \frac{y2 - y1}{x2 - x1} \quad (29)$$

El término independiente b , lo podemos obtener aislando de la ecuación (28), y sustituyendo el valor de la pendiente obtenido en (29) y las componentes (x, y) de uno de los dos puntos escogidos en la ecuación aislada.

De esta manera obtenemos todos los parámetros, además podemos observar en la Figura 2 que el eje real corresponde a la frecuencia y el eje imaginario corresponde a la fase (en radianes), de manera que finalmente obtendremos una ecuación de recta del siguiente estilo:

$$\Phi = nf(\text{GHz}) + b \quad (30)$$

Volviendo al cálculo del período, una vez obtenida la ecuación de la recta, podemos obtener el período de la siguiente manera:

$$p = \left| \frac{2\pi}{n} \right| \quad (31)$$

Una vez obtenido uno de los períodos, podemos obtener el primero, que como podemos ver en la Figura 2 corresponde a la mitad $p/2$.

Una vez seguido todo este proceso el valor de m a una frecuencia f corresponde al entero más cercano mayor o igual a $((f - p/2)/p)$.

$$m = \text{ceil} \left(\frac{f - p/2}{p} \right) \quad (32)$$

4. SOFTWARE ADS (ASSISTANCE DESIGN SYSTEM)

Como se ha comentado anteriormente, se simulará un analizador de red vectorial (VNA, vector network analyzer) junto con un sistema en espacio libre operando en banda W, Figura 3, mediante el software ADS, Figura 4. Durante todo el desarrollo se caracterizarán los materiales a una frecuencia de 94 GHz.

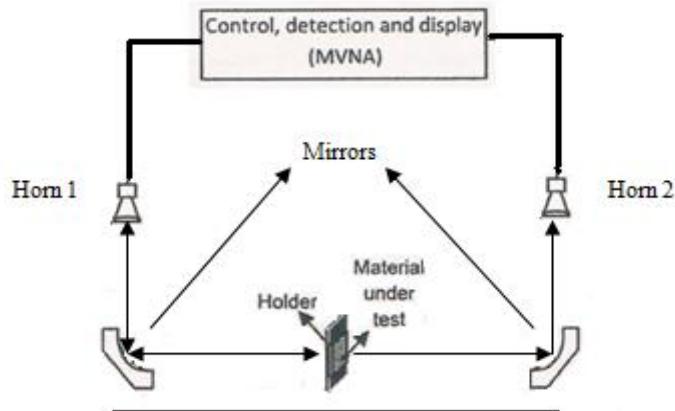


Figura 3. Esquemático del sistema VNA operando en banda W

Este sistema está formado por 2 puertos: un generador harmónico (fuente) y un detector harmónico (receptor), éstos están conectados a una antena de bocina cada uno. La onda generada por la fuente es transmitida por la antena de bocina transmisora y redirigida hacia 2 espejos colocados en un eje de 90°, para poder obtener una onda plana en el espacio libre con incidencia normal al plano o muestra. La onda transmitida es detectada por el receptor y parte de la onda que se refleja es detectada por un detector acoplado a la antena transmisora. Una vez completado el proceso el dispositivo muestra las gráficas de los parámetros scattering. En el apartado 6 se explicará con más detalle.

En este caso simularemos el sistema de la Figura 3 mediante un software llamado ADS (Assistance Design System), puesto que tenemos una onda plana en el espacio libre incidente de manera normal al plano o muestra, lo podemos representar de manera ideal mediante líneas de transmisión, Figura 4.

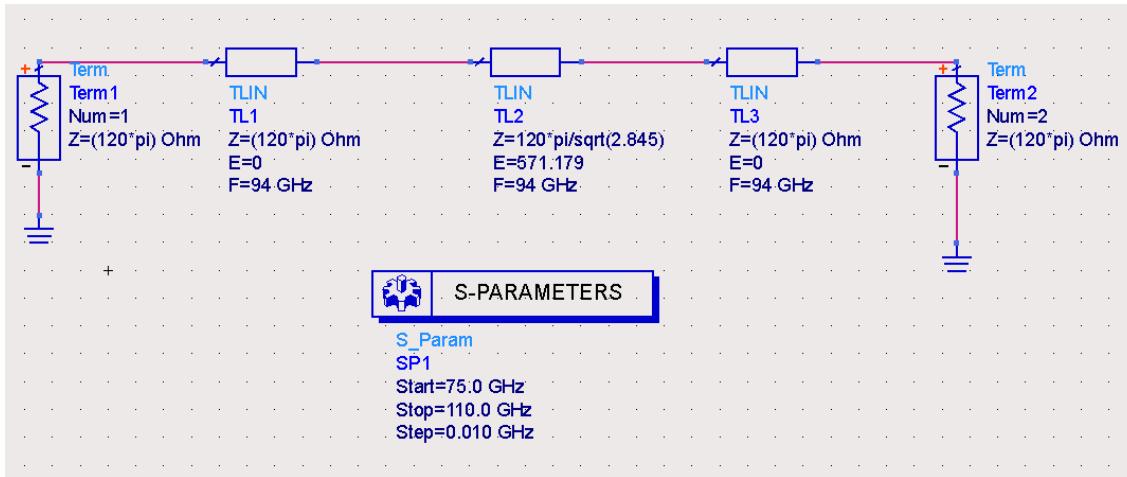


Figura 4. Circuito con software ADS de una muestra de PVC de grosor 3 mm y permitividad dieléctrica relativa de 2.845

En la Figura 4 podemos observar la simulación del sistema VNA de la Figura 3, donde los puertos del VNA conectados a las antenas transmisora y receptora corresponden a los puertos Term1 y Term2 respectivamente, la línea de transmisión central (TL2) corresponde al material de muestra y las dos líneas de transmisión entre los puertos y el material de muestra (TL1 y TL3) equivalen al espacio libre cuya impedancia característica es de 120π .

También podemos observar distintos parámetros como E que corresponde a la longitud eléctrica (en grados) del material que depende del grosor de la muestra, de la frecuencia, de la velocidad de la luz en el vacío y de sus características dieléctricas y magnéticas (ϵ_r, μ_r), se describirá con exactitud en el apartado 4.1, también hay distintos parámetros como F que equivale a la frecuencia en la que se trabaja (en nuestro caso 94 GHz) y Z que corresponde a la impedancia característica o bien del espacio libre (120π) o bien del material en cuestión, que es igual a:

$$Z = \sqrt{\frac{\mu_0 \mu_r}{\epsilon_0 \epsilon_r}} = 120\pi \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \quad (33)$$

Suponiendo $\mu_r = 1$,

$$Z = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (34)$$

En la Figura 4 también podemos ver un último dispositivo llamado S-Parameters, este conjunto es el que nos proporciona las gráficas de los parámetros de dispersión y hace un barrido de 75 GHz – 110 GHz, tomando muestras cada 0.010 GHz.

Para el caso de la simulación con ADS es necesario saber las características dieléctricas y magnéticas (ϵ_r, μ_r) de los materiales, con lo cual en el apartado 5.1 simularemos un conjunto de materiales para comprobar el funcionamiento de las ecuaciones del apartado 3 y comprobar la semejanza de los resultados obtenidos con los teóricos.

4.1 Longitud eléctrica

La longitud eléctrica es una unidad de medida que se usa en el estudio de líneas de transmisión de energía eléctrica. Normalmente se designa a esta magnitud con la letra θ .

La longitud eléctrica se define como el producto entre la constante de fase β y la distancia física o grosor d en este caso.

$$\theta = \beta \cdot d \quad (35)$$

Desarrollando la ecuación (35), obtenemos:

$$\theta = \beta \cdot d = \frac{2\pi}{\lambda_m} \cdot d = 2\pi \cdot \frac{d}{\lambda_m} \quad (36)$$

Donde λ_m corresponde a la longitud de onda en el material de muestra, y es igual a:

$$\lambda_m = \frac{v_p}{f} \quad (37)$$

Donde v_p equivale a la velocidad de propagación en el medio o material de muestra, y es igual a:

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\mu_r \epsilon_r}} \quad (38)$$

Con las ecuaciones (37) y (38) obtenemos:

$$\lambda_m = \frac{c}{f \sqrt{\mu_r \epsilon_r}} \quad (39)$$

Y con las ecuaciones (39) y (36), obtenemos:

$$\theta = 2\pi \frac{d \cdot f \cdot \sqrt{\mu_r \epsilon_r}}{c} \quad (40)$$

Esta es la ecuación final que nos permite encontrar la longitud eléctrica (en radianes) en función del grosor del material de muestra, la frecuencia de trabajo f que en nuestro

caso equivale a 94 GHz y de las propiedades dieléctricas y magnéticas (ϵ_r, μ_r) del material o muestra en cuestión.

5. SIMULACIONES CON ADS

En este apartado se llevarán a cabo diferentes simulaciones de distintos materiales con el software ADS para verificar el proceso de las ecuaciones del apartado 3, se explicará detalladamente cómo obtener las propiedades dieléctricas y magnéticas de los materiales. También se hablará del grosor de éstos, se discutirá la problemática de analizar materiales con un grosor superior a la media longitud de onda en el material y se explicará cómo resolver la ambigüedad, finalmente se harán comparativas entre las propiedades dieléctricas y magnéticas y el grosor de las muestras.

5.1 Análisis de diferentes materiales

En este apartado se analizaran tres materiales detalladamente para comprender el proceso de las ecuaciones del apartado 3 (valores de permitividad dieléctrica relativa a 94 GHz extraídos de [1]).

Empezaremos analizando una muestra de PVC (Policloruro de vinilo) con grosor de 5.03 mm y $\epsilon_r = 2.845$, seguiremos con el análisis de una muestra de Teflón (Politetrafluoroetileno) con un grosor de 4 mm y $\epsilon_r = 2.043$ y finalmente se analizará una muestra de RO4003C (material de Rogers) con un grosor de 0.4 mm y $\epsilon_r = 3.868$, la permeabilidad magnética relativa (μ_r) de estos tres materiales es aproximadamente 1, es decir se trata de materiales paramagnéticos o no magnéticos.

5.1.1. PVC (Policloruro de vinilo)

El primer material a analizar será PVC, en este primer caso se analizará una muestra de 5.03 mm (957.6764° de longitud eléctrica) de la cual obtendremos sus características dieléctricas y se comparará con la fase del S_{21} de una muestra de 11.72 mm (2231.4050° de longitud eléctrica) del mismo material. Como se ha comentado en el apartado 5.1 el PVC tiene una permitividad dieléctrica relativa de 2.845 a una frecuencia de 94 GHz.

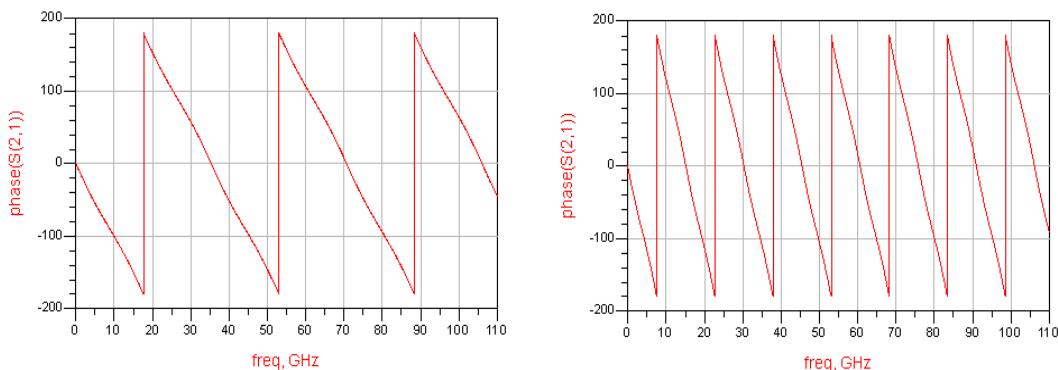


Figura 5. Fase de S_{21} de PVC de grosor 5.03 mm (izquierda) y 11.72 mm (derecha)

Como se puede ver en la Figura 5, cuanto mayor es el grosor de la muestra más períodos de fase tiene S_{21} , esto viene dado según la ecuación (40), ya que cuanto mayor es el valor de la longitud eléctrica mayor será el número de períodos de fase, dependiendo también de la frecuencia y de las características dieléctricas y magnéticas del material.

Seguiremos con el cálculo de las propiedades dieléctricas de la muestras de PVC de 5.03 mm de grosor, para ello necesitamos las graficas de magnitud y fase que nos proporciona ADS de los parámetros de dispersión o scattering S_{11} y S_{21} .

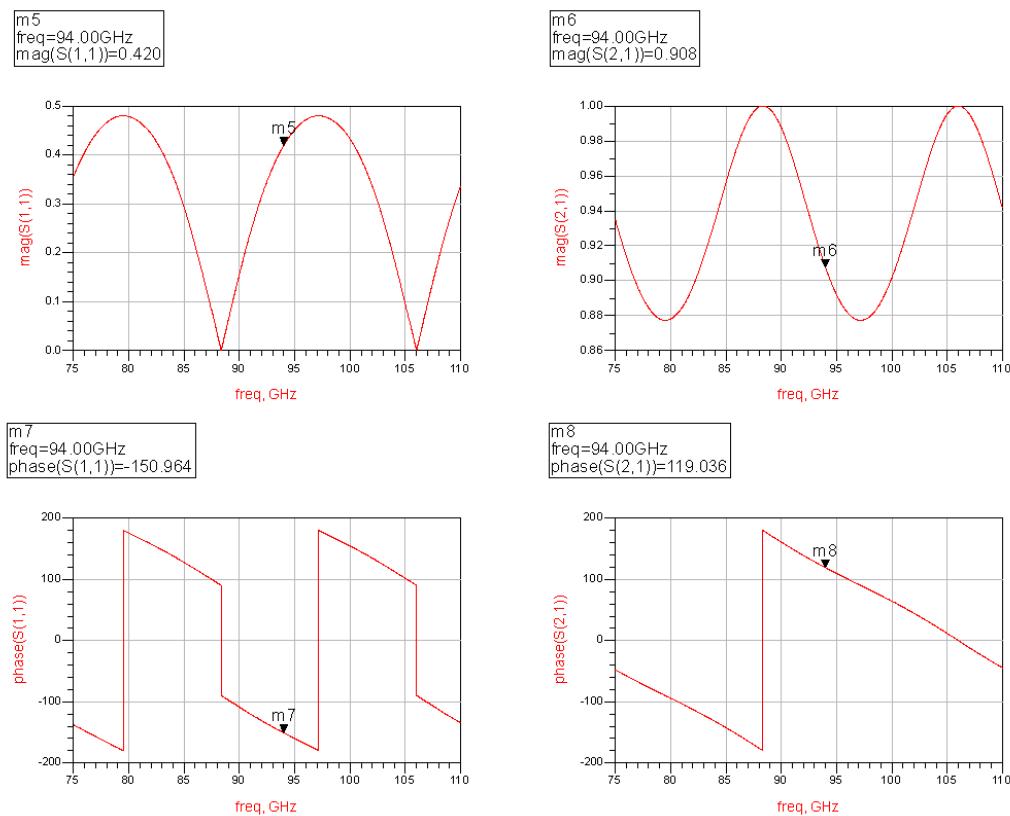


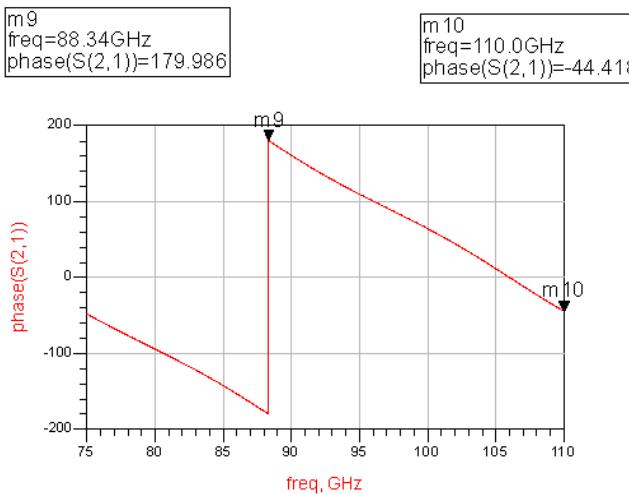
Figura 6. Magnitud y fase de S_{11} y S_{21} de una muestra de PVC de 5.03 mm de grosor

En la Figura 6 podemos observar la magnitud y fase de los coeficientes S_{11} y S_{21} a 94 GHz, es decir, $S_{11} = |S_{11}|e^{j\Phi}$ y $S_{21} = |S_{21}|e^{j\Phi}$, en este caso serán:

$$S_{11} = |S_{11}|e^{j\Phi} = 0.420e^{-j150.964} = -0.3672 - 0.2038j \quad (41)$$

$$S_{21} = |S_{21}|e^{j\Phi} = 0.908e^{j119.036} = -0.4407 + 0.7939j \quad (42)$$

Con (19), (20) y (21), podemos obtener Γ y T . El siguiente paso será calcular el valor de m , para ello es necesario calcular la ecuación de una de las rectas descendentes de la fase de S_{21} y para llevar a cabo esto último necesitamos 2 puntos de dicha recta.

Figura 7. Fase de S_{21} de una muestra de PVC de 5.03 mm de grosor

Siguiendo el método explicado en 3.1, podemos obtener la ecuación de la recta descendente, que en este caso es:

$$\phi = -0.1808f(\text{GHz}) + 19.1151 \quad (43)$$

De esta manera ahora podemos calcular el período con (31) y seguidamente la mitad del período:

$$p = \left| \frac{2\pi}{-0.1808} \right| = 34.748 \text{ GHz} \quad (44)$$

$$\frac{p}{2} = 17.374 \text{ GHz} \quad (45)$$

Con (44) y (45) ya podemos calcular el valor de m con (32):

$$m = \text{ceil} \left(\frac{f - p/2}{p} \right) = 3 \quad (46)$$

Otra manera de obtener m , es ir mostrando los correspondientes valores de m para los diferentes rangos de frecuencias y ver en qué valor de m está situada la frecuencia de trabajo, en nuestro caso 94 GHz:

Rango de frecuencias (GHz)	m
0 - 17.374	0
>17.374 - 52.122	1
>52.122 - 86.870	2
>86.870 - 121.618	3

Tabla 1

Como se puede observar en la Tabla 1, a la frecuencia de 94 GHz le corresponde un valor de $m=3$.

Una vez obtenidos los coeficientes de reflexión, transmisión y el valor de m , seguimos con el cálculo de la constante de propagación según (25) y finalmente obtenemos el valor de la permitividad dieléctrica relativa con (23).

$$\epsilon_r = 2.8559 \quad (47)$$

5.1.2. Teflón (Politetrafluoroetileno)

Seguiremos con el análisis de Teflón que tiene una permitividad dieléctrica relativa de 2.043 a 94 GHz, para este segundo apartado se utilizará una muestra de 4 mm de grosor que equivale a 645.3626° de longitud eléctrica siguiendo los pasos del apartado 4.1.

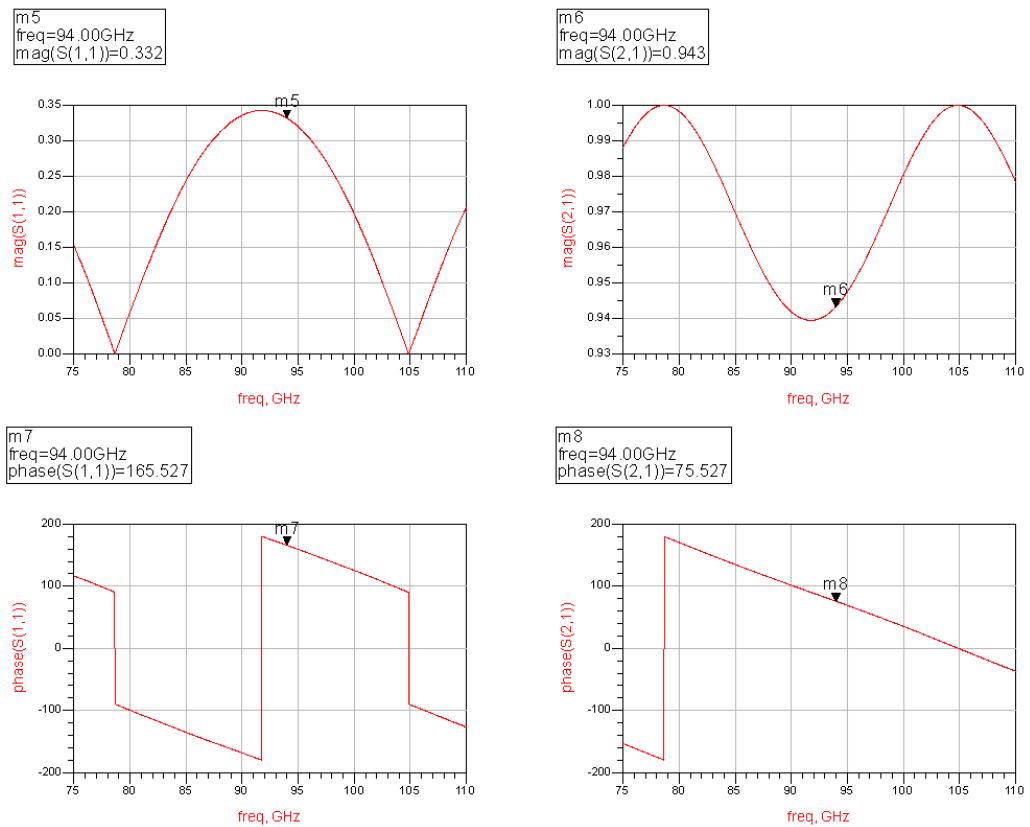


Figura 8. Magnitud y fase de S_{11} y S_{21} de una muestra de Teflón de 4 mm de grosor

En la Figura 8 podemos ver la magnitud y fase de los coeficientes S_{11} y S_{21} a 94 GHz, en este caso corresponderán a:

$$S_{11} = |S_{11}|e^{j\phi} = 0.332e^{j165.527} = -0.3215 + 0.0830j \quad (48)$$

$$S_{21} = |S_{21}|e^{j\phi} = 0.943e^{j75.527} = 0.2357 + 0.9131j \quad (49)$$

Una vez obtenidos los parámetros S_{11} y S_{21} , seguiremos con el cálculo de la ecuación de una de las rectas descendentes de la fase de S_{21} .

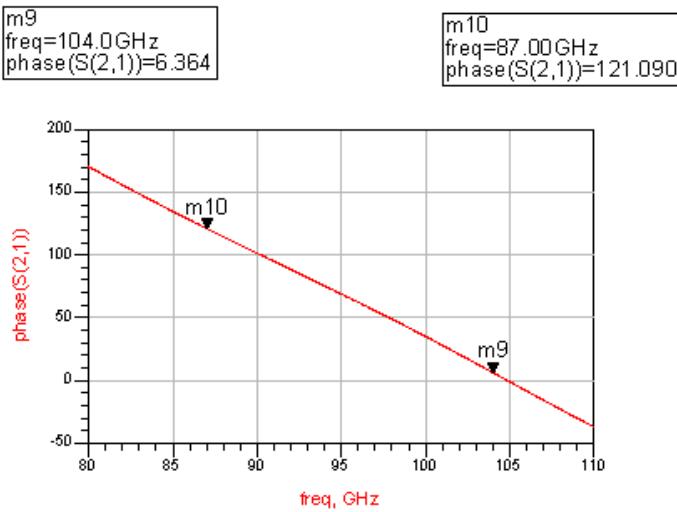


Figura 9. Fase de S_{21} de una muestra de Teflón de 4 mm de grosor

Siguiendo el método explicado en 3.1, podemos obtener la ecuación de la recta descendente, que en este caso es:

$$\phi = -0.1178f(\text{GHz}) + 12.3607 \quad (50)$$

De esta manera ahora podemos calcular el período con (31) y seguidamente la mitad del período:

$$p = \left| \frac{2\pi}{-0.1178} \right| = 53.344 \text{ GHz} \quad (51)$$

$$\frac{p}{2} = 26.6722 \text{ GHz} \quad (52)$$

Con (51) y (52) ya podemos calcular el valor de m con (32):

$$m = \text{ceil} \left(\frac{f - p/2}{p} \right) = 2 \quad (53)$$

Mostrando el procedimiento por rangos de frecuencias:

Rangos de frecuencias (GHz)	m
0 - 26.672	0
>26.672 - 80.016	1
>80.016 - 133.36	2

Tabla 2

Como se puede observar en la Tabla 2, a la frecuencia de 94 GHz le corresponde un valor de $m=2$.

Una vez obtenidos los coeficientes de reflexión, transmisión y el valor de m , seguimos con el cálculo de la constante de propagación según (25) y finalmente obtenemos el valor de la permitividad dieléctrica relativa con (23).

$$\epsilon_r = 2.0407 \quad (54)$$

5.1.3. RO4003C (Material de Rogers)

Como último material analizaremos una muestra de RO4003C de permitividad dieléctrica relativa 3.868 a 94 GHz y un grosor de 0.4 mm, que equivale a una longitud eléctrica de 88.800°.

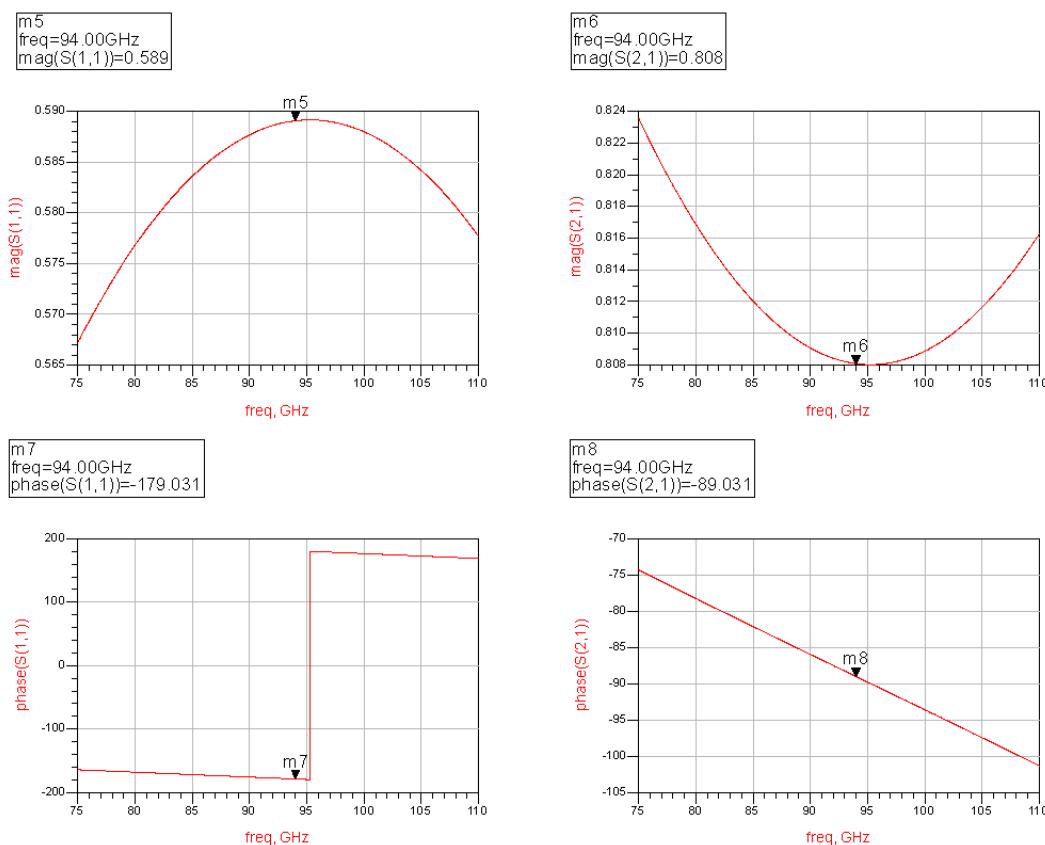


Figura 10. Magnitud y fase de S_{11} y S_{21} de una muestra de RO4003C de 0.4 mm de grosor

En la Figura 8 podemos ver la magnitud y fase de los coeficientes S_{11} y S_{21} a 94 GHz, en este caso corresponderán a:

$$S_{11} = |S_{11}|e^{j\Phi} = 0.589e^{-j179.031} = -0.5889 - 0.0099j \quad (55)$$

$$S_{21} = |S_{21}|e^{j\Phi} = 0.808e^{-j89.031} = 0.0137 - 0.8079j \quad (56)$$

Siguiendo el mismo proceso que en los apartados 5.1.1 y 5.1.2 ahora necesitamos calcular la ecuación de una de las rectas descendentes de la fase de S_{21} , para después poder averiguar m .

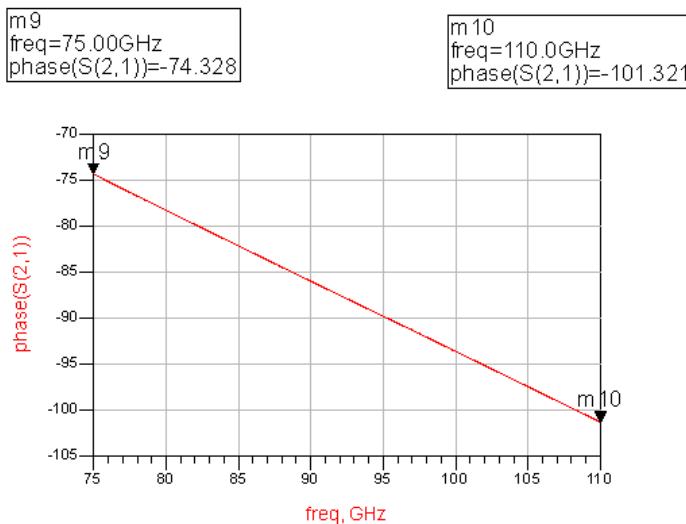


Figura 11. Fase de S_{21} de una muestra de RO3004C de 0.4 mm de grosor

Siguiendo el método explicado en 3.1, podemos obtener la ecuación de la recta descendente, que en este caso es:

$$\Phi = -0.0135f(GHz) - 0.2873 \quad (57)$$

De esta manera ahora podemos calcular el período con (31) y seguidamente la mitad del período:

$$p = \left| \frac{2\pi}{-0.0135} \right| = 466.663 \text{ GHz} \quad (58)$$

$$\frac{p}{2} = 233.332 \text{ GHz} \quad (59)$$

Con (58) y (59) ya podemos calcular el valor de m con (32):

$$m = \text{ceil} \left(\frac{f - p/2}{p} \right) = 0 \quad (60)$$

Mostrando el procedimiento por rangos de frecuencias:

Rango de frecuencias (GHz)	m
0 - 233.332	0
>233.332 - 699.962	1

Tabla 3

Como se puede observar en la Tabla 3, a la frecuencia de 94 GHz le corresponde un valor de $m=0$, en este caso el grosor de la muestra está por debajo de $\lambda_m/2$.

Una vez obtenidos los coeficientes de reflexión, transmisión y el valor de m , seguimos con el cálculo de la constante de propagación según (25) y finalmente obtenemos el valor de la permitividad dieléctrica relativa con (23).

$$\varepsilon_r = 3.8780 \quad (61)$$

5.1.4. Conclusión

El procedimiento descrito en el apartado 3, nos permite extraer las características dieléctricas y magnéticas de los materiales a partir de los parámetros scattering que nos facilita el software ADS. Puesto que se trata de un modelo ideal se prescinde de la parte imaginaria de la permitividad dieléctrica relativa que tiene en cuenta las pérdidas.

Además hemos comprobado el funcionamiento de este método comparando los resultados de permitividad dieléctrica relativa obtenidos con los extraídos de otros documentos para los mismos materiales a una frecuencia de 94 GHz, Tabla 4.

Material	ε'_r en otros documentos	ε'_r con ADS
PVC	2.845	2.8559
Teflón	2.043	2.0407
RO4003C	3.868	3.8780

Tabla 4

5.2 Grosor de las muestras

En este apartado se tratará y se explicará la problemática de hacer medidas con materiales de grosor superior a la media longitud de onda en el material.

Como se ha comentado en el apartado 3, si el grosor de la muestra es escogido tal que sea menor que $\lambda_m/2$, obtendremos con la ecuación de la constante de propagación (25)

un único valor de permeabilidad magnética relativa (μ_r) y permitividad dieléctrica relativa (ε_r) que corresponderá con un valor de $m = 0$, pero cuando el grosor sea mayor que $\lambda_m/2$, el resultado de la constante de propagación (25) será ambiguo, ya que la fase

del coeficiente de transmisión T es periódica cada λ_m después del período inicial que corresponde a la mitad ($p/2$) o ($\lambda_m/2$), con lo cual se deberá encontrar el valor de m

para resolver esta ambigüedad y solucionar la ecuación (25) según el proceso del apartado 3.1.

Para comprender y entender lo explicado anteriormente se ejemplificará este efecto mediante gráficas, se utilizarán 4 muestras de grosos distintos de un material con $\epsilon_r = 3$ y $\mu_r = 5$, de los cuales también se extraerán sus características dieléctricas y magnéticas según el procedimiento del apartado 3.

Inicialmente calcularemos cual es la longitud de onda en el material (λ_m) para escoger grosores que nos permitan explicar el problema, para ello utilizaremos la ecuación (39) a una frecuencia de 94 GHz y obtenemos $\lambda_m = 0.8235 \text{ mm}$ y $\lambda_m/2 = 0.4117 \text{ mm}$, de

esta manera y de acuerdo con lo explicado al principio de este apartado, escogiendo un grosor menor a la media longitud de onda en el material como por ejemplo $d = 0.3 \text{ mm}$, deberíamos obtener un valor de $m = 0$.

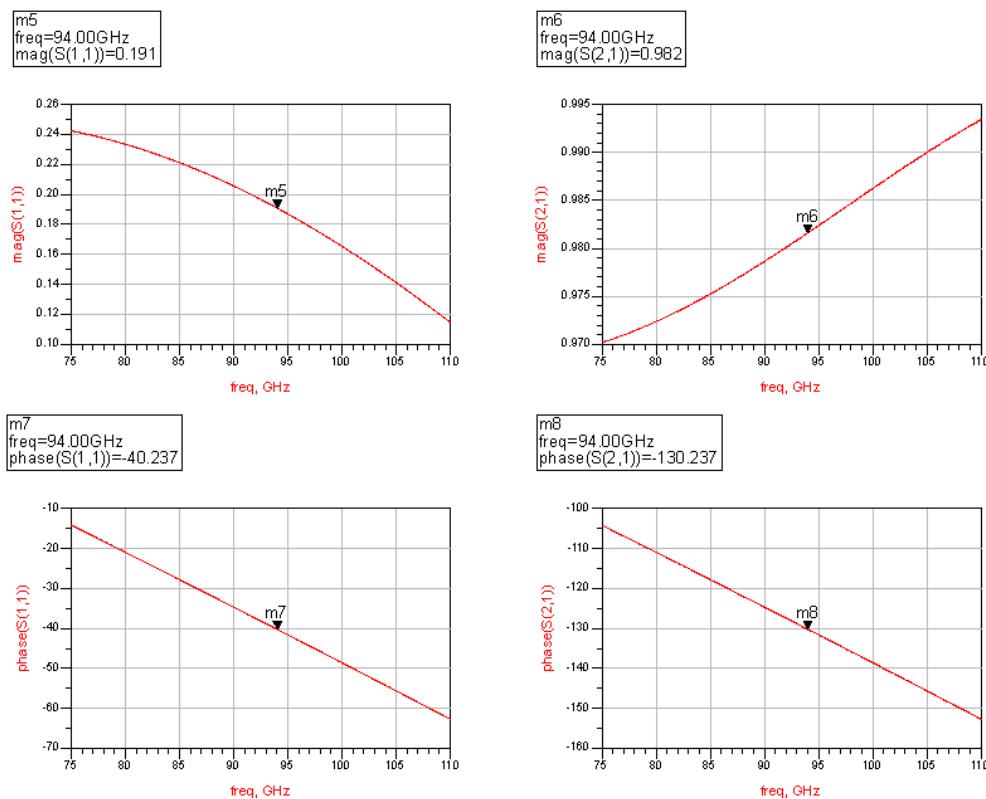


Figura 12. Magnitud y fase de S_{11} y S_{21} de una muestra de 0.3 mm de un material con $\mu_r = 5$ y $\epsilon_r = 3$

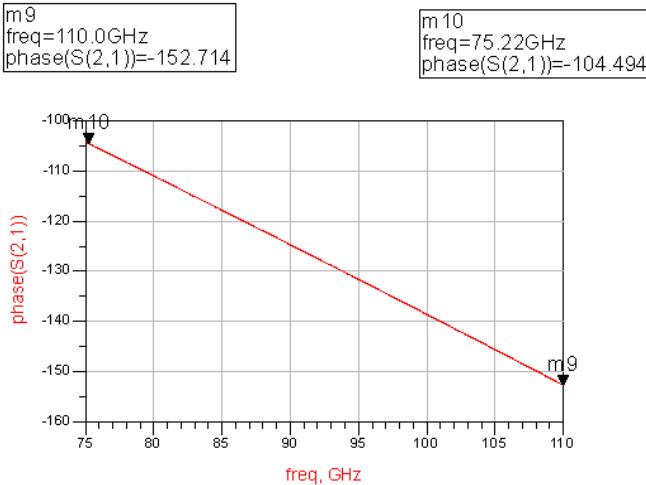


Figura 13. Fase de S_{21} de una muestra de 0.3 mm de un material con $\mu_r = 5$ y $\epsilon_r = 3$

$$\Phi = -0.0242f(\text{GHz}) - 0.0036 \quad (62)$$

$$m = \text{ceil}\left(\frac{f - p/2}{p}\right) = 0 \quad (63)$$

$$\epsilon_r = 2.9787 \quad (64)$$

$$\mu_r = 4.9656 \quad (65)$$

Como se ha comentado, al ser un grosor menor a la media longitud de onda en el material le corresponde una $m = 0$. A la frecuencia $p/2$ el grosor es igual a $\lambda_m/2$. En este caso hemos escogido un grosor entre $0 - \lambda_m/2$.

Seguiremos con el análisis de una muestra con grosor entre $\lambda_m/2 - (\lambda_m/2 + \lambda_m)$, es decir, entre $0.4117 \text{ mm} - 1.2352 \text{ mm}$ con la que debemos obtener un valor de $m = 1$, el grosor escogido es $d = 1 \text{ mm}$.

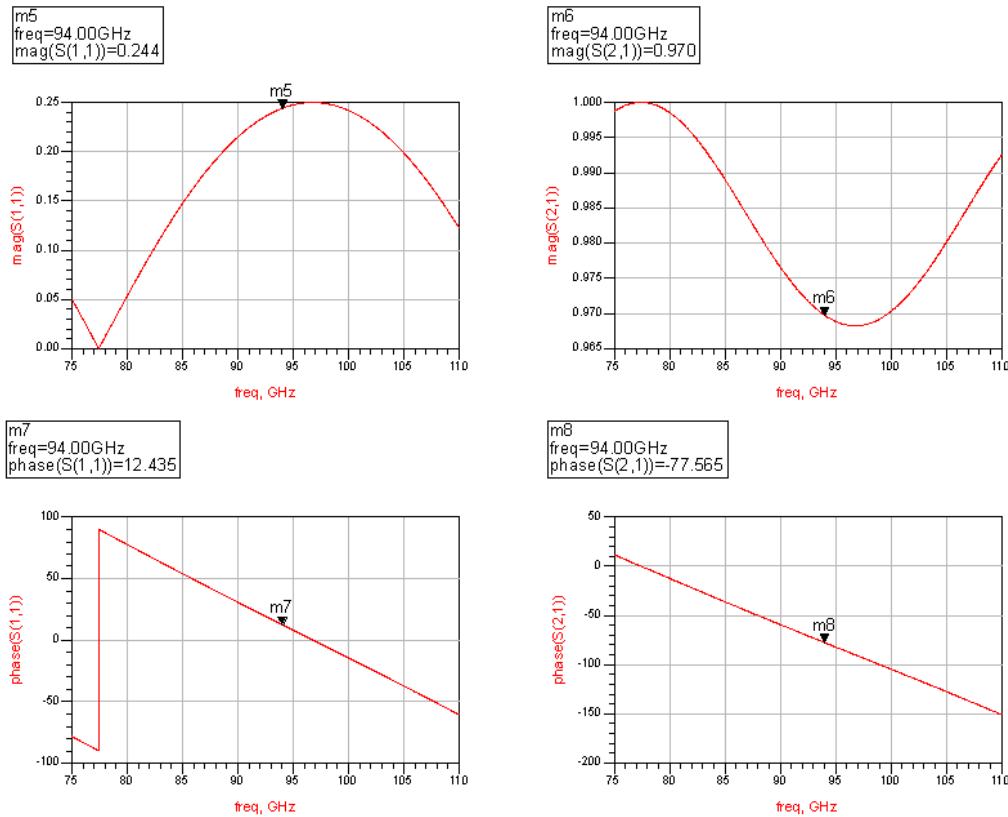


Figura 14. Magnitud y fase de S_{11} y S_{21} de una muestra de 1 mm de un material con $\mu_r = 5$ y $\epsilon_r = 3$

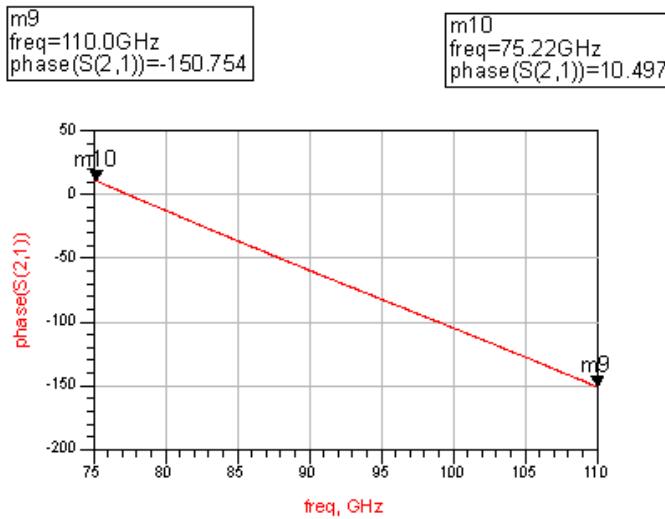


Figura 15. Fase de S_{21} de una muestra de 1 mm de un material con $\mu_r = 5$ y $\epsilon_r = 3$

$$\Phi = -0.0809f(\text{GHz}) + 6.2699 \quad (66)$$

$$m = \text{ceil}\left(\frac{f - p/2}{p}\right) = 1 \quad (67)$$

$$\epsilon_r = 3.0033 \quad (68)$$

$$\mu_r = 5.0034 \quad (69)$$

En este caso al ser de grosor superior a la media longitud de onda y estar en el primer período p la m que le corresponde es 1.

Para poder observar que a partir del período inicial ($p/2$) la fase es periódica en cada múltiplo de λ_m , analizaremos dos muestras más. Para la siguiente muestra escogeremos

un grosor entre $\left(\lambda_m/2 + \lambda_m\right) - \left(\lambda_m/2 + 2\lambda_m\right)$, es decir, entre $1.2352\text{ mm} - 2.0587\text{ mm}$ con la que debemos obtener un valor de $m = 2$, en este caso el grosor escogido es $d = 1.5\text{ mm}$.

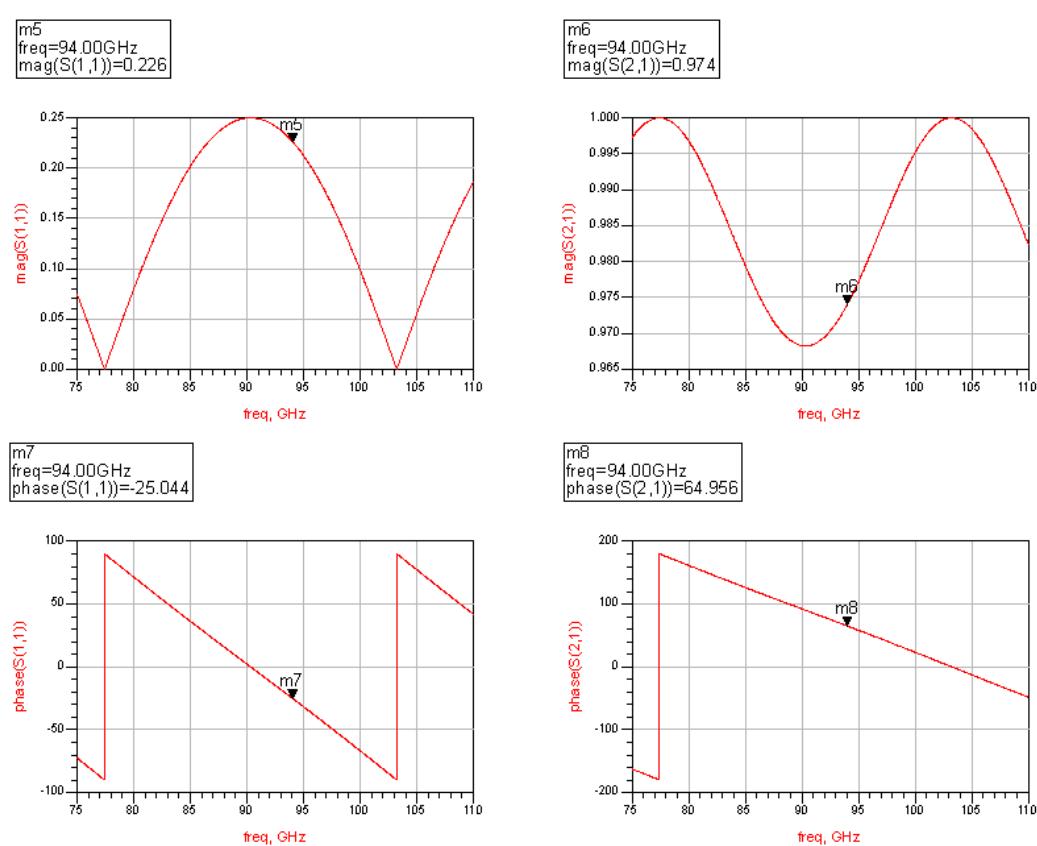


Figura 16. Magnitud y fase de S_{11} y S_{21} de una muestra de 1.5 mm de un material con $\mu_r = 5$ y $\epsilon_r = 3$

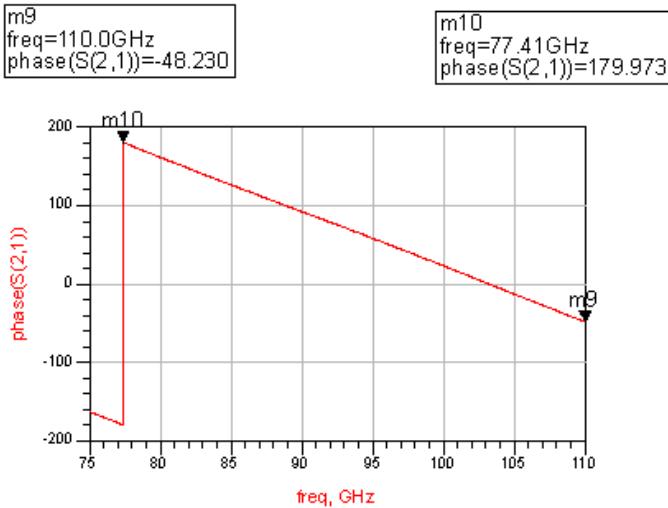


Figura 17. Fase de S_{21} de una muestra de 1.5 mm de un material con $\mu_r = 5$ y $\epsilon_r = 3$

$$\Phi = -0.1222f(\text{GHz}) + 12.6015 \quad (70)$$

$$m = \text{ceil}\left(\frac{f - p/2}{p}\right) = 2 \quad (71)$$

$$\epsilon_r = 2.9984 \quad (72)$$

$$\mu_r = 4.9918 \quad (73)$$

En este caso, como en el anterior, al ser de grosor superior a la media longitud de onda en el material y estar en el segundo período p la m que le corresponde es 2.

Como última muestra escogeremos un grosor entre $\left(\lambda_m/2 + 2\lambda_m\right) - \left(\lambda_m/2 + 3\lambda_m\right)$, es decir, entre $2.0587 \text{ mm} - 2.8822 \text{ mm}$ con la que deberemos obtener una $m = 3$, para este último ejemplo utilizaremos un grosor $d = 2.2 \text{ mm}$.

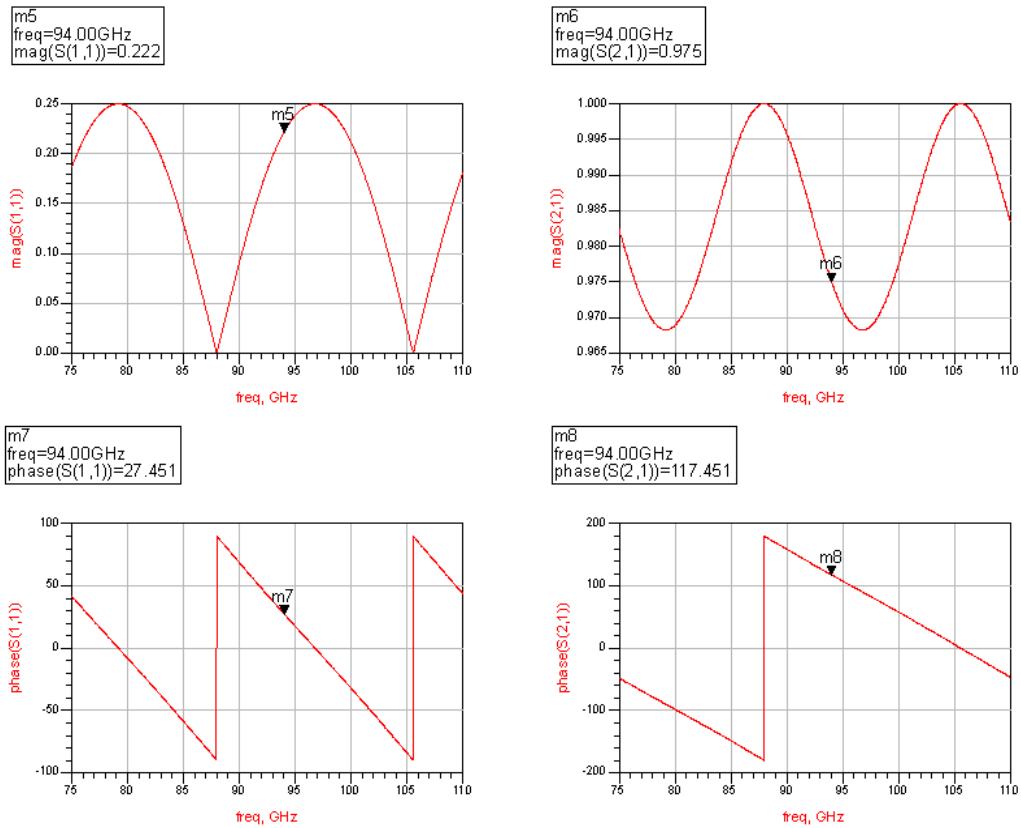


Figura 18. Magnitud y fase de S_{11} y S_{21} de una muestra de 2.2 mm de un material con $\mu_r = 5$ y $\epsilon_r = 3$

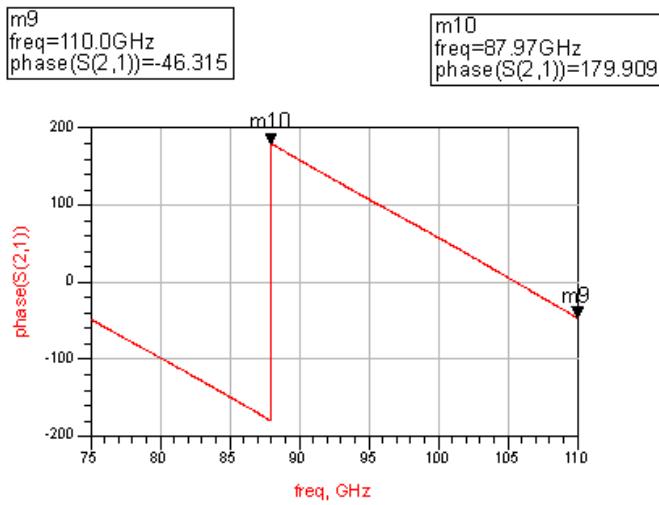


Figura 19. Fase de S_{21} de una muestra de 2.2 mm de un material con $\mu_r = 5$ y $\epsilon_r = 3$

$$\Phi = -0.1763f(\text{GHz}) + 18.5833 \quad (74)$$

$$m = \text{ceil}\left(\frac{f - p/2}{p}\right) = 3 \quad (75)$$

$$\epsilon_r = 3.0018 \quad (76)$$

$$\mu_r = 5.0049 \quad (77)$$

En este caso, como en el anterior, al ser de grosor superior a la media longitud de onda y estar en el tercer período p la m que le corresponde es 3.

Como conclusión se puede decir que el grosor de la muestra será aproximadamente o igual a:

$$d \cong \left(\frac{\lambda_m}{2} + m\lambda_m \right) \quad (78)$$

Mediante (78) también podemos comprobar si el valor de m obtenido es el correcto, esto se puede llevar a cabo utilizando inicialmente la ecuación (39) con los valores de permitividad dieléctrica relativa y permeabilidad magnética relativa obtenidos mediante el proceso del apartado 3, después aislar m de (78) y si todo es correcto el valor de m debería ser el mismo para los dos casos, es decir, el entero más cercano superior o igual al resultado obtenido.

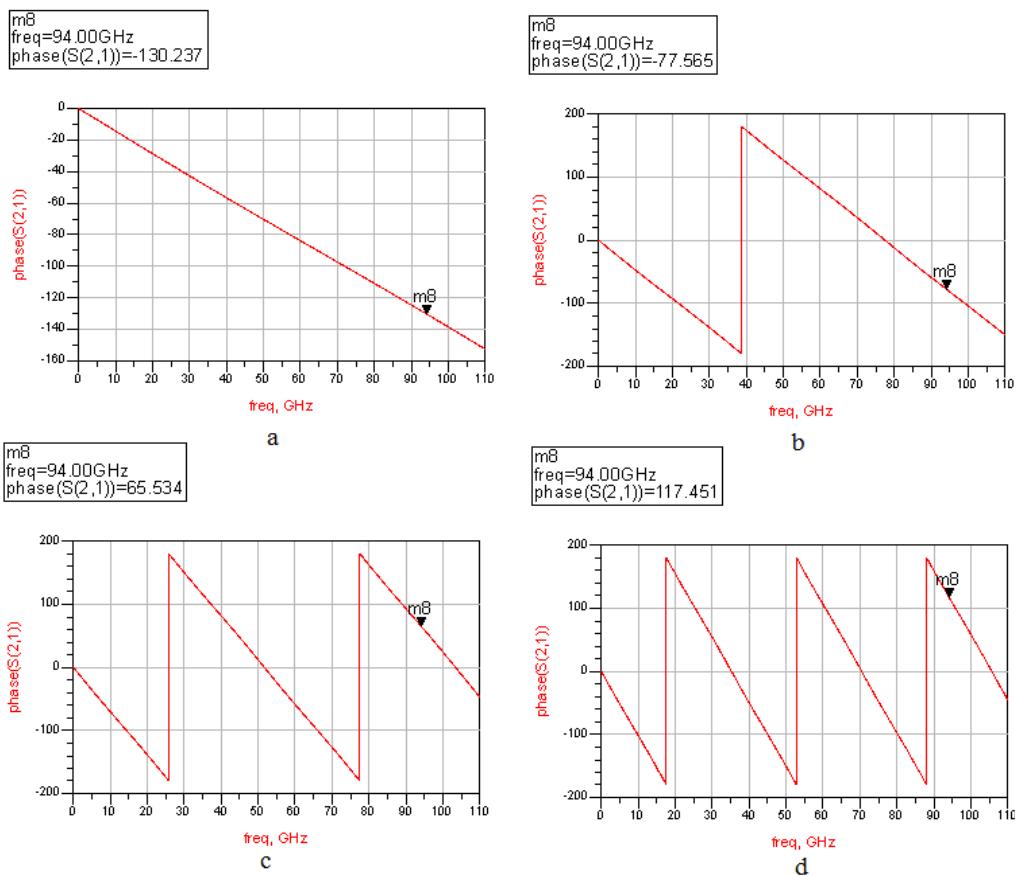


Figura 20. Fase de S_{21} de un material con $\mu_r = 5$ y $\epsilon_r = 3$

- a. $d = 0.3 \text{ mm}$, $m = 0$
- b. $d = 1 \text{ mm}$, $m = 1$
- c. $d = 1.5 \text{ mm}$, $m = 2$
- d. $d = 2.2 \text{ mm}$, $m = 3$

En la Figura 20 podemos ver como visualmente o gráficamente se corresponden los valores de m con cada una de las muestras de diferente grosor para dicho material.

5.3 Discusión y comparativa entre grosores y propiedades dieléctricas

En este apartado se discutirá el efecto de tener materiales o muestras con grosores elevados y con características dieléctricas también elevadas, se harán varias comparativas con el fin de aclarar y justificar su efecto, es decir, se valorarán las limitaciones de las ecuaciones del apartado 3.

En todo este apartado se trabajará a una frecuencia de 94 GHz y se supondrán materiales no magnéticos, es decir, $\mu_r = 1$. Inicialmente utilizaremos un material con un grosor $d = 40 \text{ mm}$ y $\epsilon_r = 80$, esto significa que su longitud eléctrica equivale a 40384.493° , lo llamaremos muestra 1.

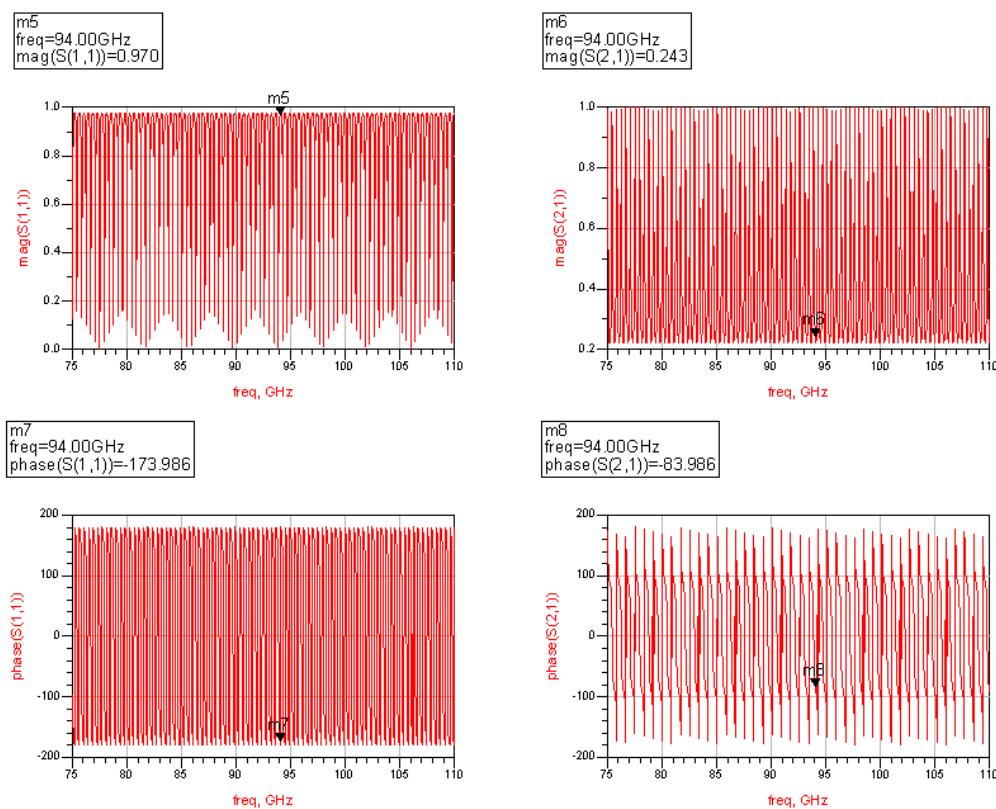


Figura 21. Magnitud y fase de S_{11} y S_{21} de una muestra de grosor 40 mm de un material con $\epsilon_r = 80$, muestra 1

En la Figura 21 podemos ver las gráficas de magnitud y fase de la muestra 1, observamos que al ser un grosor elevado tanto la fase como la magnitud tienen varios períodos de repetición en función de la frecuencia.

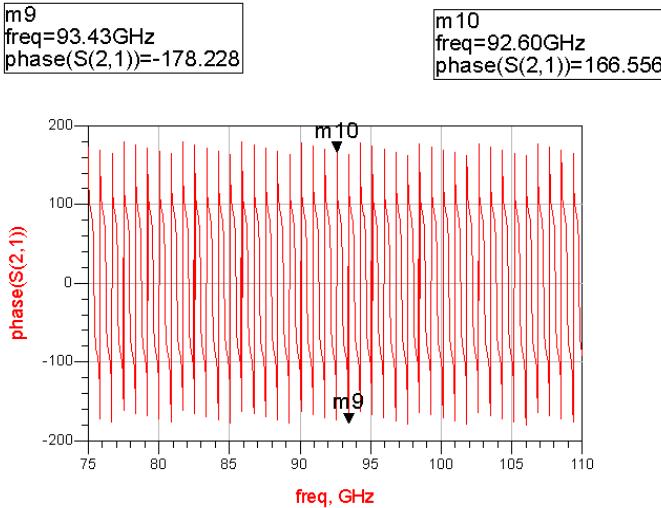


Figura 22. Fase de S_{21} de una muestra de grosor 40 mm de un material con $\epsilon_r = 80$, muestra 1

Como se puede ver en la Figura 22 al tener una permitividad elevada se rompe la linealidad de la recta descendente en comparación a la fase de los materiales del apartado 5.1. En este caso para calcular el valor de m óptimo hemos de coger los dos puntos más alejados entre sí de un período de fase, es decir, uno estará próximo a los 180° y el otro a los -180° . Seguido este proceso obtenemos los siguientes valores:

$$\Phi = -7.2501f(\text{GHz}) + 674.2699 \quad (79)$$

$$m = \text{ceil} \left(\frac{f - p/2}{p} \right) = 108 \quad (80)$$

$$\epsilon_r = 77.3198 \quad (81)$$

Seguidamente podemos verificar si el resultado de la m es el correcto o si en este caso podemos encontrar un valor mejor. Con lo cual utilizaremos la ecuación (78) para comprobarlo, pero primero calcularemos la longitud de onda en el material para la permitividad dieléctrica relativa obtenida, con (81) en (39) obtenemos $\lambda_m = 0.3627 \text{ mm}$ y $\lambda_m/2 = 0.1813 \text{ mm}$, aislando m de la ecuación (78) y sustituyendo por

los valores de longitud de onda y media longitud de onda obtenemos:

$$m = 110 \quad (82)$$

$$\epsilon_r = 78.7486 \quad (83)$$

Pero aún así el valor de m no es el óptimo, si hacemos el mismo proceso anterior pero con la permitividad dieléctrica relativa original, es decir, $\epsilon_r = 80$, obtenemos:

$$m = 112 \quad (84)$$

$$\epsilon_r = 80.1774 \quad (85)$$

Si nos fijamos, del valor de m obtenido al valor óptimo difieren 4 unidades, esto es debido a que los valores de grosor y permitividad dieléctrica relativa son elevados, si nos fijamos en la ecuación de la longitud eléctrica (40) cuanto mayor sea el grosor, la permitividad y la permeabilidad mayor será la longitud eléctrica, con lo cual cuanto más elevada sea ésta más probabilidad de error habrá en la extracción de las características dieléctricas y magnéticas del material.

Seguiremos con el análisis de una segunda muestra a la que llamaremos muestra 2, ésta tiene el mismo grosor que la muestra 1, es decir, $d = 40 \text{ mm}$ pero la permitividad dieléctrica relativa es menor $\epsilon_r = 60$, que equivale a una longitud eléctrica de 34973.997° .

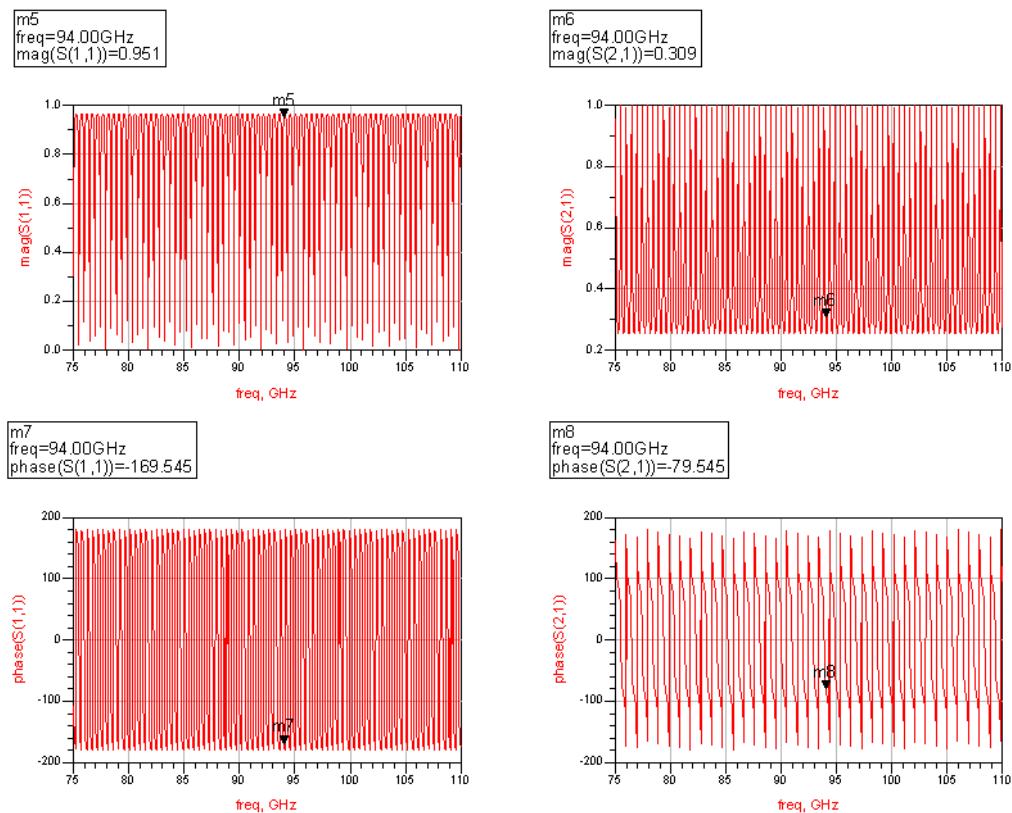


Figura 23. Magnitud y fase de S_{11} y S_{21} de una muestra de grosor 40 mm de un material con $\epsilon_r = 60$, muestra 2

En la Figura 23 a pesar de que no se distinguen bien los distintos períodos de fase, se puede apreciar un menor espesor en las periodicidades en comparación a la Figura 21, como se ha dicho antes, esto es debido a que la permitividad dieléctrica relativa en este caso ha disminuido y con ello la longitud eléctrica también.

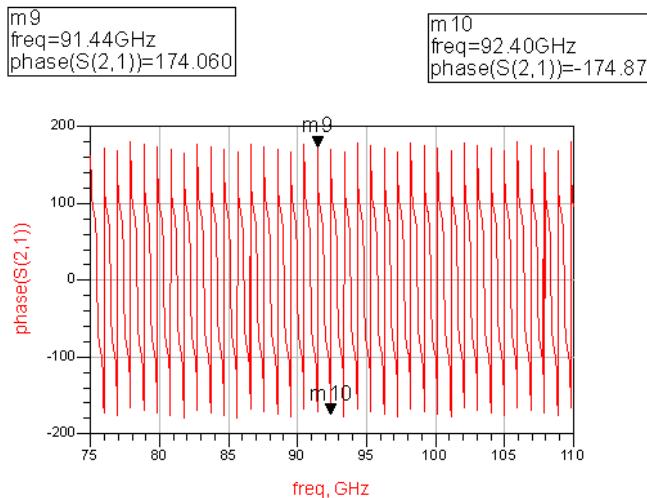


Figura 24. Fase de S_{21} de una muestra de grosor 40 mm de un material con $\epsilon_r = 60$, muestra 2

En la Figura 24 también se aprecia la rotura de la linealidad de la recta descendente como consecuencia de la elevada permitividad. Para la muestra 2 obtenemos los siguientes valores:

$$\Phi = -6.3438f(\text{GHz}) + 583.1149 \quad (86)$$

$$m = \text{ceil}\left(\frac{f - p/2}{p}\right) = 95 \quad (87)$$

$$\epsilon_r = 58.7170 \quad (88)$$

Siguiendo el mismo proceso que para la muestra 1, con (88) en (39) obtenemos $\lambda_m = 0.4162 \text{ mm}$ y $\lambda_m/2 = 0.2081 \text{ mm}$, aislando m de (78) y sustituyendo los

valores de longitud de onda y media longitud de onda obtenemos:

$$m = 96 \quad (89)$$

$$\epsilon_r = 59.3336 \quad (90)$$

Pero como en el caso de la muestra 1, aún no hemos conseguido la m óptima. Si hacemos de nuevo todo el proceso para el valor de permitividad original $\epsilon_r = 60$, obtenemos los siguientes valores:

$$m = 97 \quad (91)$$

$$\epsilon_r = 59.9503 \quad (92)$$

En este caso, del valor de m extraído al óptimo difieren 2 unidades, debido a los altos valores del grosor y permitividad, también disminuye la probabilidad de extraer las características del material con exactitud.

La siguiente muestra a analizar seguirá teniendo el mismo grosor $d = 40\text{ mm}$ pero la permitividad disminuirá de nuevo, su valor será $\epsilon_r = 20$, con lo cual según (40) su longitud eléctrica corresponderá a 20192.246° , la llamaremos muestra 3.

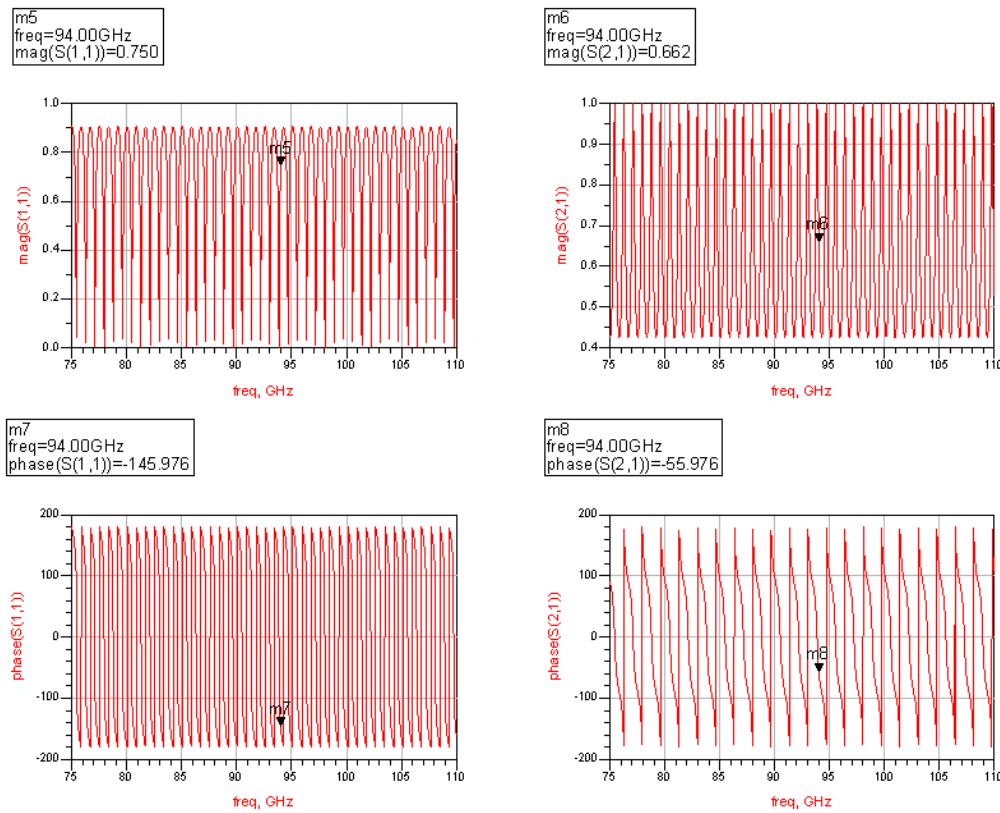


Figura 25. Magnitud y fase de S_{11} y S_{21} de una muestra de grosor 40 mm de un material con $\epsilon_r = 20$, muestra 3

En la Figura 25 ya se pueden distinguir algo mejor los períodos de S_{21} , como se ha comentado debido a que el valor de la permitividad ha disminuido bastante y con ello la longitud eléctrica.

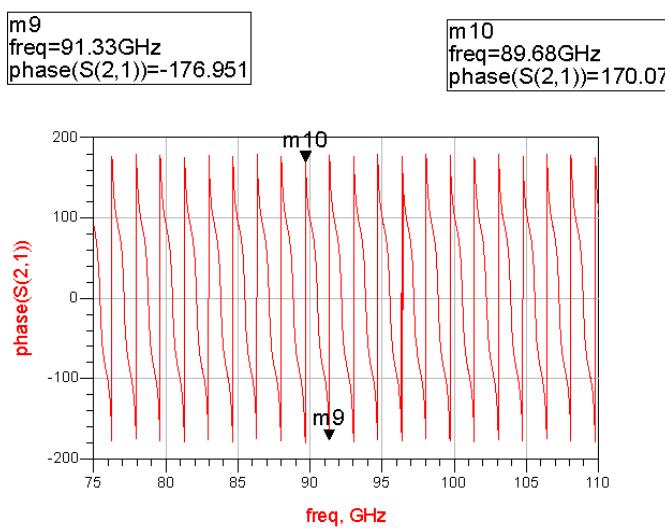


Figura 26. Fase de S_{21} de una muestra de grosor 40 mm de un material con $\epsilon_r = 20$, muestra 3

En la Figura 26 se puede distinguir que en los períodos de fase aún existe esa rotura de linealidad debida a la permitividad, pero en menor grado que en las muestras anteriores. Para la muestra 3 hemos obtenido los siguientes valores:

$$\Phi = -3.6708f(\text{GHz}) + 332.1617 \quad (93)$$

$$m = \text{ceil} \left(\frac{f - p/2}{p} \right) = 55 \quad (94)$$

$$\varepsilon_r = 19.6475 \quad (95)$$

Aplicando el mismo proceso que para la muestra 1 y 2, con (95) en (39) obtenemos $\lambda_m = 0.7195 \text{ mm}$ y $\lambda_m/2 = 0.3598 \text{ mm}$, aislando m de (78) y sustituyendo los valores de longitud de onda y media longitud de onda obtenemos:

$$m = 56 \quad (96)$$

$$\varepsilon_r = 20.0037 \quad (97)$$

En este caso del valor de m obtenido inicialmente al óptimo difieren solo en 1 unidad, a medida que disminuye el valor de permitividad también lo hace la probabilidad de error a la hora de extraer las características dieléctricas y magnéticas.

Seguiremos con el análisis de otra muestra a la que llamaremos muestra 4, el grosor seguirá siendo el mismo $d = 40 \text{ mm}$ y la $\varepsilon_r = 3$, en este caso le corresponde una longitud eléctrica según (40) de 7820.423° .

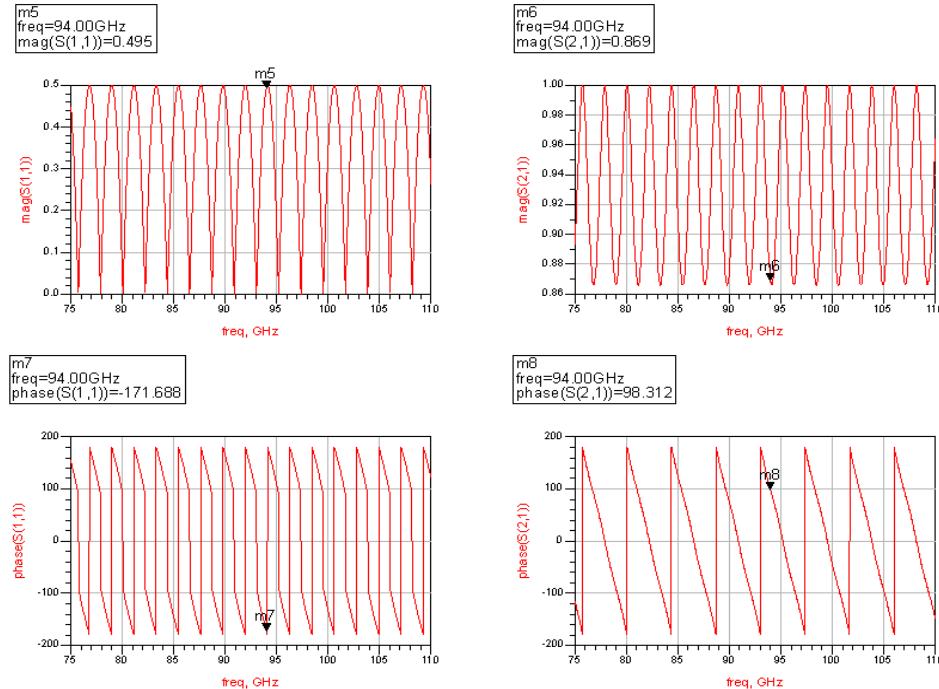


Figura 27. Magnitud y fase de S_{11} y S_{21} de una muestra de grosor 40 mm de un material con $\epsilon_r = 3$, muestra 4

En la Figura 24 ya se puede distinguir perfectamente las gráficas de magnitud y fase, debido a la disminución de la permitividad.

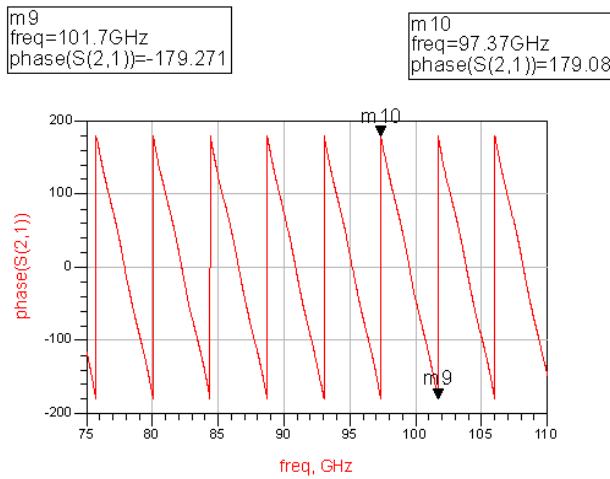


Figura 28. Fase de S_{21} de una muestra de grosor 40 mm de un material con $\epsilon_r = 3$, muestra 4

Además en la Figura 28 se pueden distinguir los períodos de fase a la perfección, en este caso al ser una permitividad pequeña no rompe la linealidad de la línea descendente. Para la muestra 4 se han obtenido los siguientes valores:

$$\Phi = -1.4444f(\text{GHz}) + 143.7714 \quad (98)$$

$$m = \text{ceil}\left(\frac{f - p/2}{p}\right) = 22 \quad (99)$$

$$\varepsilon_r = 3.0013 \quad (100)$$

Si seguimos el mismo proceso que para la muestra 1, 2 y 3, con (100) en (39) obtenemos $\lambda_m = 1.8410 \text{ mm}$ y $\lambda_m/2 = 0.9205 \text{ mm}$, aislando m de (78) y sustituyendo los valores de longitud de onda y media longitud de onda obtenemos:

$$m = 22 \quad (101)$$

$$\varepsilon_r = 3.0013 \quad (102)$$

En este caso las m 's para los dos procesos son iguales y si hiciéramos el mismo proceso con la permitividad original obtendríamos el mismo valor de m , eso es debido a que el valor de la permitividad en relación con el grosor es bajo o más bajo que el de las muestras anteriores, es decir, tenemos una longitud eléctrica que nos permite obtener unos valores de permitividad y m adecuados, pero aún así si tuviéramos un material con un grosor tal que equivaliera a la longitud eléctrica de la muestra 1 por ejemplo y una permitividad igual a la de la muestra 4, la probabilidad de error sería más elevada, similar a la de la muestra 1, es decir, que tanto las propiedades dieléctricas, magnéticas y el grosor influyen en la longitud eléctrica.

Ahora seguiremos con el análisis de otra muestra, pero esta vez veremos el efecto que tiene disminuir el grosor y no la permitividad, con lo cual escogeremos una muestra con la misma permitividad dieléctrica relativa que la muestra 1, es decir, $\varepsilon_r = 80$, pero esta vez el grosor $d = 20 \text{ mm}$, por lo tanto su longitud eléctrica corresponde a 20192.247° , a esta muestra la llamaremos muestra 5.

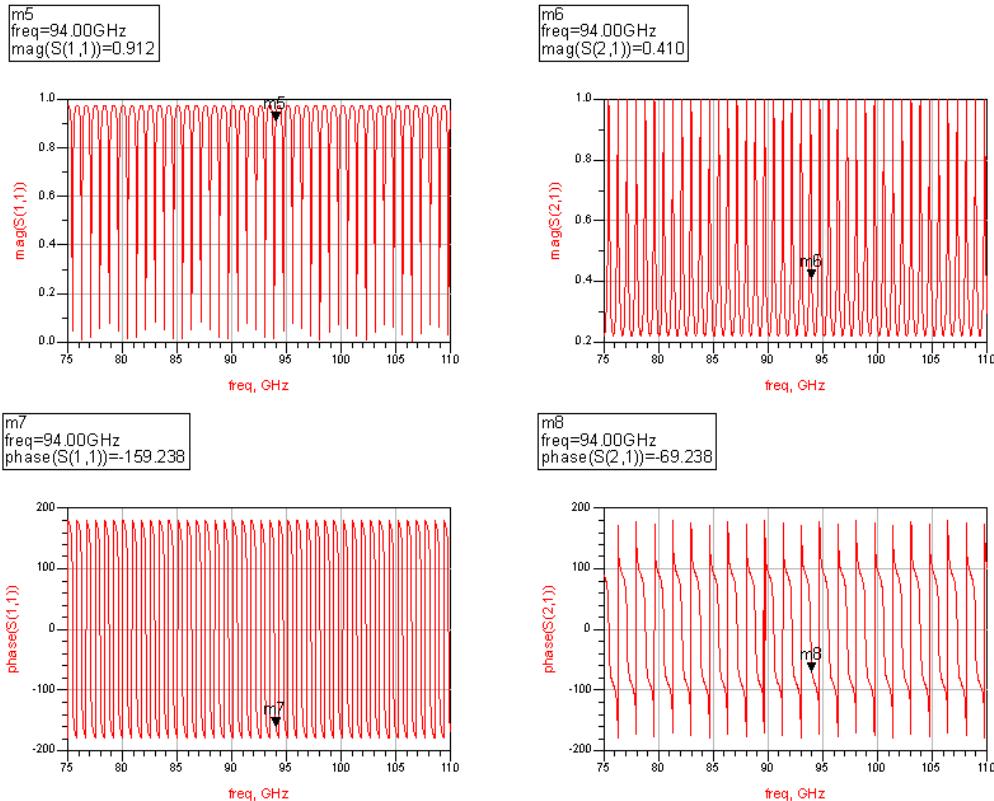


Figura 29. Magnitud y fase de S_{11} y S_{21} de una muestra de grosor 20 mm de un material con $\epsilon_r = 80$, muestra 5

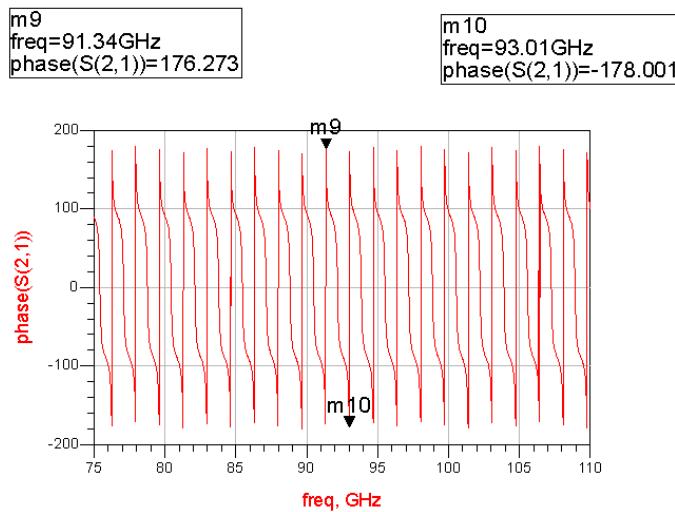


Figura 30. Fase de S_{21} de una muestra de grosor 20 mm de un material con $\epsilon_r = 80$, muestra 5

$$\Phi = -3.7025f(\text{GHz}) + 341.266 \quad (103)$$

$$m = \text{ceil} \left(\frac{f - p/2}{p} \right) = 55 \quad (104)$$

$$\epsilon_r = 78.8901 \quad (105)$$

Si seguimos el mismo proceso que para las muestras anteriores cogiendo el valor (105) para calcular la longitud de onda y así calcular la m de nuevo, obtenemos:

$$m = 56 \quad (106)$$

$$\epsilon_r = 80.3194 \quad (107)$$

Si hacemos el mismo proceso pero con la permitividad inicial, es decir, $\epsilon_r = 80$, y calculamos la longitud de onda en el material y seguidamente el valor óptimo de m , obtenemos el mismo resultado que (106) y (107) y cómo podemos ver el valor de m óptimo al obtenido difiere en 1 unidad, con lo cual podemos observar que el grosor también influye en la extracción correcta y con exactitud de las características de los materiales.

Como última muestra a la que llamaremos muestra 6, tendrá un grosor de $d = 5 \text{ mm}$ y permitividad igual a la de la muestra 5, es decir, $\epsilon_r = 80$, esto equivale a una longitud eléctrica de 5048.0616° .

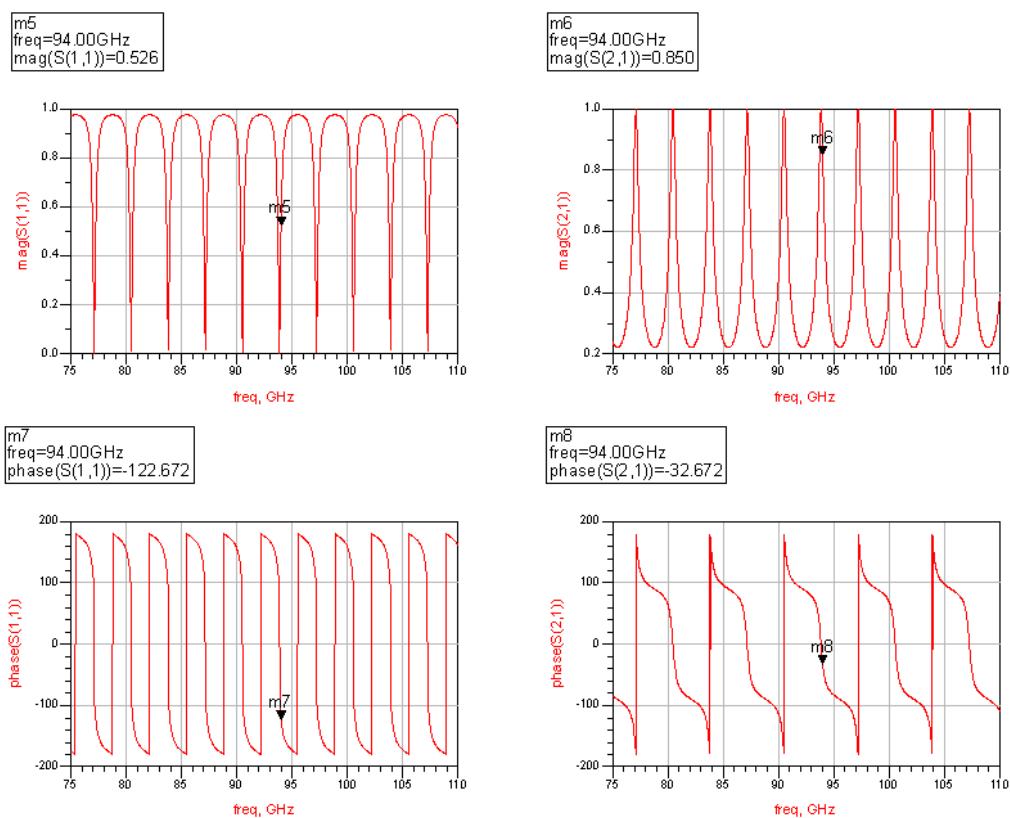


Figura 31. Magnitud y fase de S_{11} y S_{21} de una muestra de grosor 5 mm de un material con $\epsilon_r = 80$, muestra 6

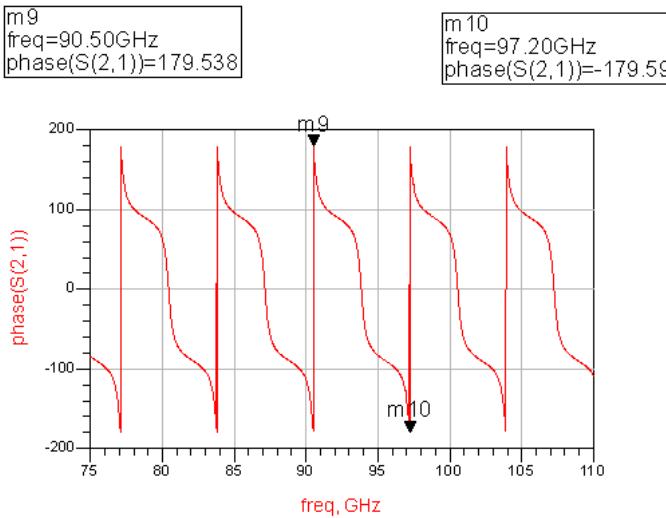


Figura 32. Fase de S_{21} de una muestra de grosor 5 mm de un material con $\epsilon_r = 80$, muestra 6

$$\phi = -0.9355f(\text{GHz}) + 87.7993 \quad (108)$$

$$m = \text{ceil}\left(\frac{f - p/2}{p}\right) = 14 \quad (109)$$

$$\epsilon_r = 79.5199 \quad (110)$$

Si seguimos el mismo proceso que para las muestras anteriores cogiendo el valor (110) para calcular la longitud de onda en el material y así calcular la m de nuevo, obtenemos el mismo valor de m y por lo tanto la misma permitividad, y si comprobamos que el valor de m sea el óptimo, realizando el proceso anterior pero esta vez con el valor de permitividad original, es decir, $\epsilon_r = 80$; obtenemos también el mismo valor de m .

Como conclusión podemos decir que tanto las características dieléctricas y magnéticas de los materiales, la frecuencia y el grosor influyen en el valor final de la longitud eléctrica, según (40). Por lo tanto cuanto más elevados sean estos valores mayor será el valor de la longitud eléctrica, con lo cual mayor probabilidad de error o con menor exactitud serán los resultados obtenidos siguiendo el proceso del apartado 3.

Dentro de estos valores la frecuencia y el grosor influyen en mayor medida en (40), por ejemplo si tenemos una muestra con grosor $d = 80 \text{ mm}$ y $\epsilon_r = 3$, suponiendo una frecuencia de 94 GHz y un material no magnético, es decir, $\mu_r = 1$; obtendremos un valor de longitud eléctrica de 15640.8469° . En cambio si intercambiamos los valores de permitividad y grosor, es decir, $d = 3 \text{ mm}$ y $\epsilon_r = 80$; obtendremos un valor de longitud eléctrica de 3028.8370° , bastante menor que en el primer caso. Por lo tanto para el primer caso las gráficas (Figura 33) tendrán más períodos de fase entre los 75-110 GHz y como consecuencia el valor de m a los 94 GHz será superior al del segundo caso, dicho de otra manera, en el primer caso al tener mayor longitud eléctrica y con ello mayor número de períodos de fase, habrá más valores de m a lo largo de la banda

W, con lo cual mayor probabilidad de escoger un valor no óptimo de m y con ello obtener unos resultados menos exactos o precisos.

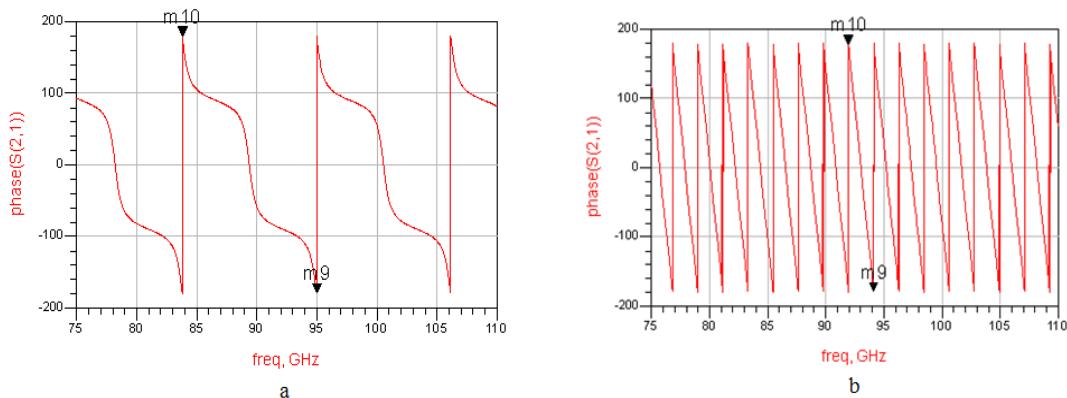


Figura 33. Fase de S_{21} de un material no magnético, $\mu_r = 1$

- a. Grosor $d = 3 \text{ mm}$ y $\epsilon_r = 80$
- b. Grosor $d = 80 \text{ mm}$ y $\epsilon_r = 3$

Además podemos distinguir en la Figura 33, que para el caso **a** con mayor permitividad dieléctrica y menor grosor hay una rotura de la linealidad en la recta descendente de la fase de S_{21} , en cambio para el caso **b** con mayor grosor que permitividad dieléctrica, a parte de un mayor número de períodos de fase debidos a una longitud eléctrica más elevada, se observa el mantenimiento de la linealidad de la recta descendente, es decir, que el tener un grosor elevado influye en el número de períodos de fase de S_{21} y con ello el número de m 's a lo largo de la banda W y al tener una permitividad elevada observaremos una rotura de la linealidad de la recta descendente de la fase de S_{21} .

6. ATENUACIÓN DE LA ONDA

En este apartado se hablará de la atenuación de la onda en función de la frecuencia, para ello se utilizarán gráficas obtenidas con un analizador de red vectorial (VNA, vector network analyzer) junto con un sistema en espacio libre operando en banda W. En el apartado 4 se introduce este sistema, pero en este apartado se explicará con más detalle cómo funciona.

6.1 PNA-X N5242A Network Analyzer

El sistema utilizado es un analizador de red PNA-X N5242A, es de tipo VNA (analizador de red vectorial, vector network analyzer), es un modelo de analizador de red que mide amplitud y fase. El esquemático lo pudimos ver en la Figura 3 del apartado 4 y la imagen real lo podemos ver en la Figura 34.



Figura 34. Fotografía del sistema VNA operando en banda W

Este sistema consiste en dos puertos, un generador harmónico (fuente) y un detector harmónico (receptor) conectados a dos antenas de bocina, la onda es generada por la fuente y transmitida por la antena de bocina transmisora hacia un primer espejo colocado de tal manera que la onda incidente a éste se transmita en una dirección de 90° , de esta manera se obtiene una onda plana en el espacio libre incidente de manera normal al plano o muestra. Una vez la onda incida en la muestra, una parte se transmitirá y incidirá sobre un segundo espejo colocado de tal manera que la onda se transmita de nuevo en una dirección de 90° y se reciba en el receptor/detector para obtener los parámetros de transmisión, otra parte de la onda se reflejará y seguirá el mismo proceso hasta llegar a un segundo detector harmónico acoplado a la antena generadora y de esta manera detectar la reflexión. Una vez completado este proceso el dispositivo o procesador calcula y muestra las gráficas de los parámetros-S. Con el fin de minimizar el efecto de ondas estacionarias, es decir, interferencia de dos ondas de la misma naturaleza que avanzan en sentido opuesto a través de un medio, los puertos están equipados con un aislador.

Una vez obtenidos los resultados se asume que una onda con incidencia normal al plano, se propaga a través de la muestra (DUT o MUT) que se está midiendo en el plano de referencia, por esta razón antes de medir los coeficientes de transmisión y reflexión, el sistema se ha de calibrar inicialmente utilizando el método de calibración de referencia para eliminar los efectos de los desajustes, más información en [3] y [4].

Un tipo de calibración es TRL (*through, reflect, line*). El estándar *through* se configura manteniendo la distancia entre las dos antenas igual al doble de la distancia focal. El estándar *reflect* se realiza usando un cortocircuito, colocando una placa de metal situada en el plano de referencia. Y el estándar *line* se consigue separando los planos focales de las antenas transmisora y receptora una distancia de un cuarto de la longitud de onda en el espacio libre, más información en [5] y [6].

En este sistema para obtener unos valores con precisión y exactitud se requiere tenerlo bien alineado y utilizar unas muestras con formato plano; además, se debe realizar las medidas a temperatura ambiente.

Algunas condiciones que se deben tener en cuenta para obtener unos valores con precisión son:

- Errores residuales surgidos después de la calibración debidos a imperfecciones en los estándares de calibración.
- Los cables coaxiales que conectan las antenas con los puertos.
- Errores debidos a pequeños cambios del plano de referencia.

6.1.1. Diagrama del analizador de red

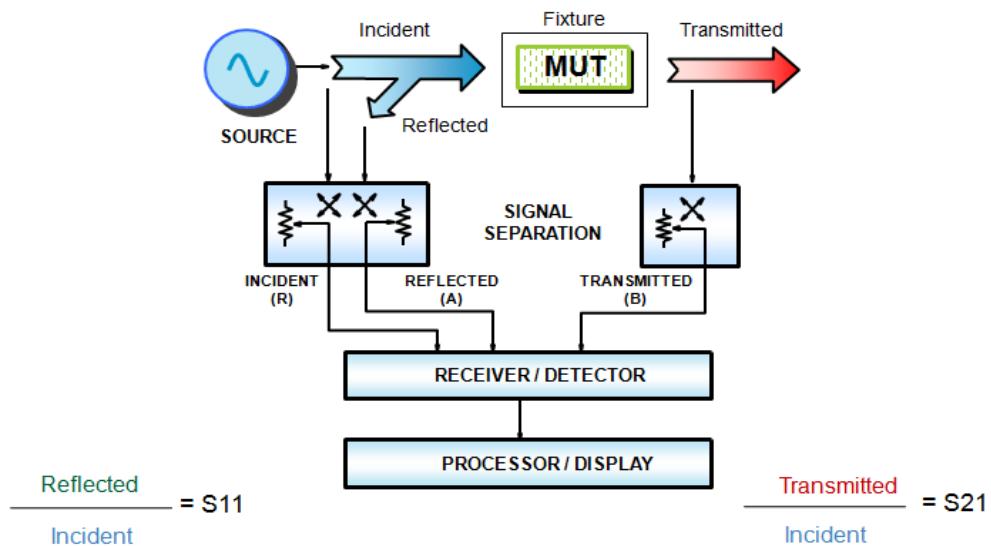


Figura 35. Diagrama de bloques de un analizador de red [6]

En la Figura 35 podemos encontrar el diagrama de bloques general de un analizador de red, que muestra las principales secciones de procesamiento de señales. A fin de medir la onda incidente, reflejada y transmitida se requieren 4 secciones:

- Fuente de la señal microonda.
- Dispositivo para separar las señales.
- Receptores que convierten y detectan la señal.
- Procesador/dispositivo que calcula y revisa los resultados.

La medida de reflexión corresponde a la relación entre la onda reflejada detectada en A, con la onda incidente detectada en R. La medida de transmisión corresponde a la relación entre la onda transmitida detectada en B y la onda incidente detectada en R. Los errores causados por las diferencias de caminos de la onda o las ondas de fuga en el analizador de red se pueden calibrar por el usuario como se ha comentado en el apartado 6.

6.2 Resultados experimentales

Como se ha comentado al inicio del apartado 6, en este apartado se analizará la atenuación de la onda en función de la frecuencia, para ello utilizaremos las gráficas de magnitud obtenidas con el analizador de red vectorial explicado en el apartado 6.1.

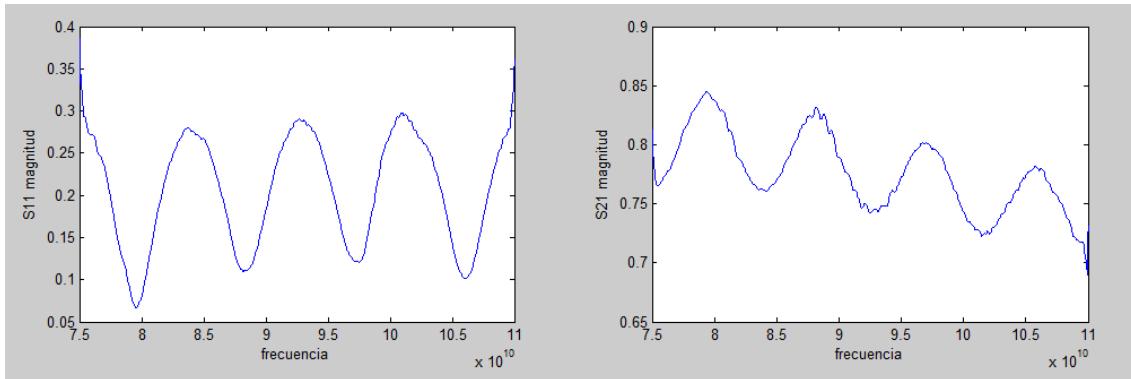


Figura 36. Muestra de PVC de grosor 10 mm

El primer material a analizar será una muestra de PVC de 10 mm de grosor. En la Figura 36 podemos ver las gráficas de magnitud de los parámetros S_{11} y S_{21} , es decir, el módulo de la onda que se refleja y se transmite respectivamente. La atenuación de la onda se define como la disminución en magnitud de la parte que se transmite de la onda incidente, ya que parte de la onda es reflejada. Como se puede ver en la Figura 36 si el parámetro S_{21} aumenta con la frecuencia, el S_{11} disminuirá y viceversa, es decir, en el momento que tenemos un máximo del parámetro S_{21} para una frecuencia determinada el parámetro S_{11} será un mínimo, esto es debido a que para esa frecuencia gran parte de la onda incidente se transmite y por su contrario una pequeña parte se refleja. Como

podemos ver a medida que aumenta la frecuencia el módulo de la sinusode de S_{21} disminuye.

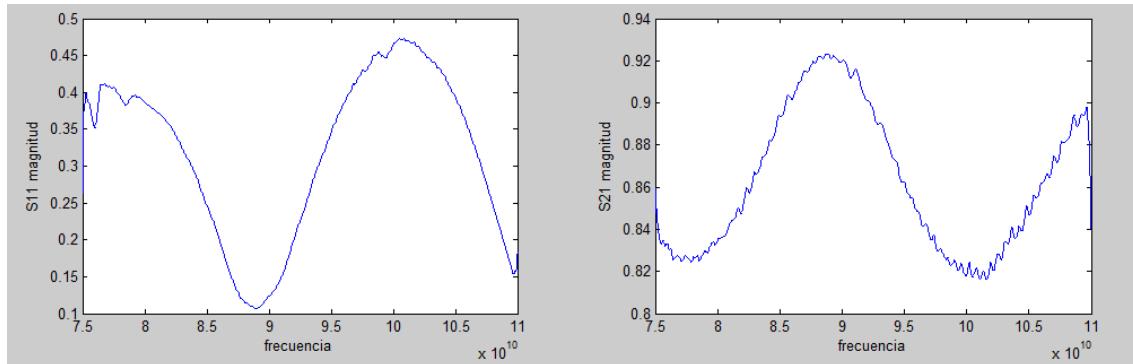


Figura 37. Muestra de PVC de grosor 4 mm

En la Figura 37 también se analiza una muestra de PVC, pero en este caso de grosor 4 mm, a diferencia de la muestra de 10 mm la sinusode tiene menos períodos debido a que el grosor también es menor, otra diferencia que se puede observar es que el módulo de S_{21} de la muestra de 4 mm es mayor que la de 10 mm y además sufre menor atenuación en función de la frecuencia debido a que la muestra de la Figura 37 tiene menor grosor.

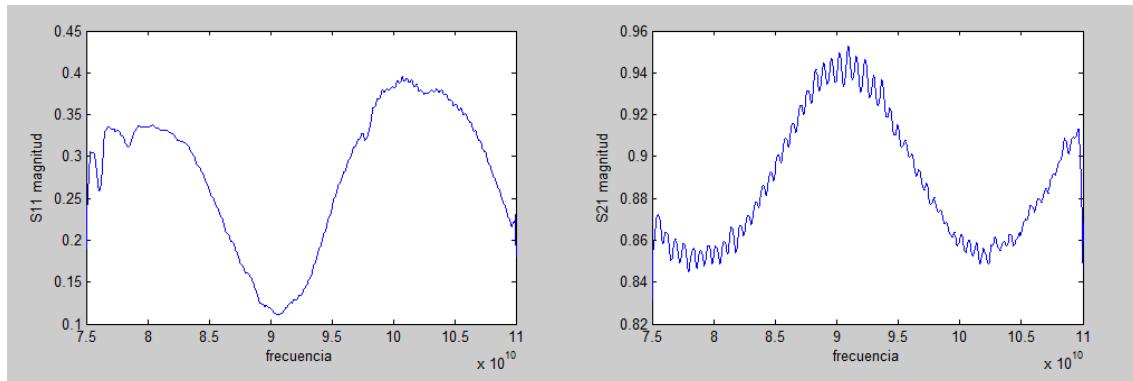


Figura 38. Muestra de Metacrilato de grosor 4.1 mm

En la Figura 38 se analiza una muestra de metacrilato de 4.1 mm de grosor, esta muestra tiene un grosor similar al de la muestra de la Figura 37 y las gráficas de magnitud de los parámetros S_{11} y S_{21} son también similares en aspecto, pero el módulo de éstas en función de la frecuencia es ligeramente distinto entre ellas, es decir, en la muestra de metacrilato el módulo de S_{21} es ligeramente superior que en la de PVC y por su contrario el módulo de S_{11} es ligeramente inferior, esto es debido a que sus respectivas características dieléctricas y magnéticas son diferentes pero de valor aproximado.

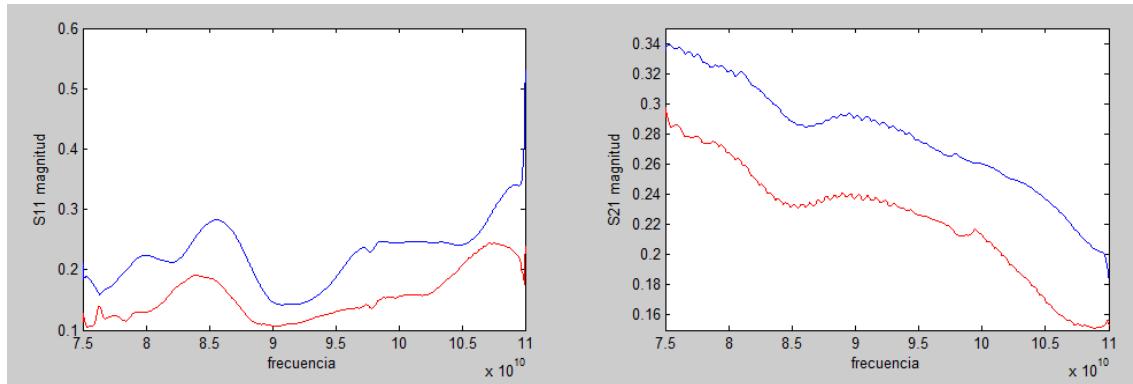


Figura 39. Muestra de Madera de 20 mm de grosor, azul (posición vertical) y rojo (posición horizontal)

En la Figura 39 se analiza un mismo material pero en dos posiciones distintas, la muestra analizada corresponde a madera de 20 mm de grosor, la gráfica de color azul corresponde a la pieza de madera situada en posición vertical y la gráfica roja corresponde a la muestra situada en posición horizontal. Como observamos en las gráficas de la Figura 39 cuando la madera es colocada en posición horizontal la amplitud de S_{21} disminuye, eso es debido al efecto de la difracción, es decir, cuando colocamos la madera en posición horizontal el efecto de la difracción (distorsión o esparcido de la onda al encontrar un obstáculo) es mayor que en la muestra colocada de manera vertical. Además al ser una muestra con un grosor elevado el módulo de S_{21} se atenúa considerablemente llegando a valores pequeños.

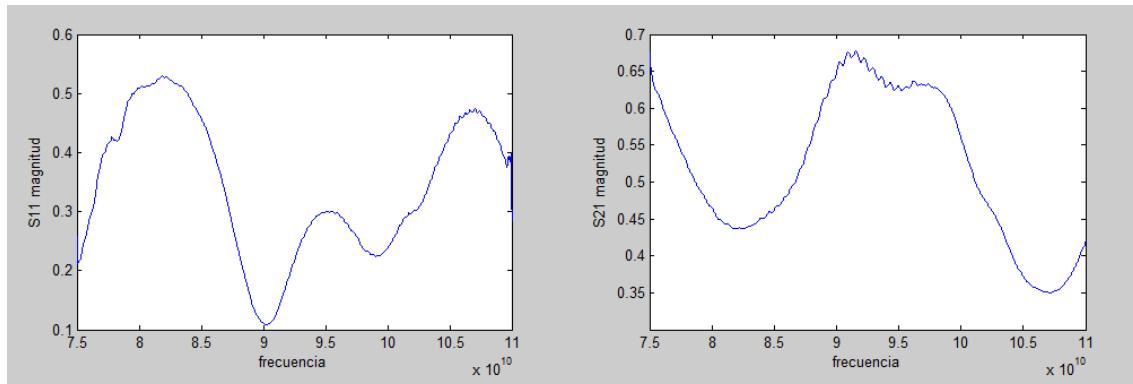


Figura 40. Muestra de Cartón de grosor 10 ± 0.2 mm

El último material a analizar corresponde a una muestra de cartón de grosor 10 ± 0.2 mm, en la Figura 40 se puede observar lo mismo que se explicaba para el primer material, cuando la magnitud de S_{21} disminuye en función de la frecuencia, el S_{11} aumenta y viceversa, también se puede observar que a medida que aumenta la frecuencia la sinusoida de S_{21} disminuye en magnitud, además podemos ver que la sinusoida no es del estilo a la de la Figura 36 aún teniendo aproximadamente el mismo grosor, esto es debido a que el valor de la permitividad también influye en los períodos de la sinusoida, es decir, cuanto más pequeña sea la permitividad y el grosor menos períodos habrá.

El hecho de que una onda se atenué o se debilite es debido a que al propagarse sufre pérdidas. Las pérdidas pueden ser de dos tipos:

- Pérdidas por conductividad.
- Pérdidas debidas a las corrientes de desplazamiento.

En ambos casos las pérdidas se convierten en calor, las pérdidas por conductividad y las debidas a las corrientes de desplazamiento en el dieléctrico son indistinguibles por lo tanto se pueden considerar como un valor total. Estas últimas se pueden tratar con el uso de la permitividad relativa compleja según:

$$\varepsilon_r = \varepsilon_r' - j\varepsilon_r'' - j\frac{\sigma}{\omega} = \varepsilon_r'(1 - j\frac{\sigma + \omega\varepsilon_r''}{\omega\varepsilon_r'}) \quad (111)$$

Ambas contribuciones aparecen agrupadas en la parte imaginaria de la permitividad compleja.

En función de los parámetros del medio se podrá simplificar la ecuación (111), si el medio es poco conductor o la frecuencia suficientemente alta las pérdidas debidas a las corrientes de desplazamiento dominarán; en cambio, si el medio es muy conductor o la frecuencia suficientemente baja las pérdidas por conductividad serán superiores, por lo tanto podremos tomar la aproximación $\sigma + \omega\varepsilon_r'' \sim \sigma$.

En nuestro caso estamos trabajando en banda W, es decir, entre 75 - 110 GHz, con lo cual podemos asumir que las pérdidas debidas a las corrientes de desplazamiento del dieléctrico dominarán sobre las pérdidas de conducción, de esta manera la ecuación (111) queda modificada como:

$$\varepsilon_r = \varepsilon_r' - j\varepsilon_r'' = \varepsilon_r'(1 - j\frac{\varepsilon_r''}{\varepsilon_r'}) \quad (112)$$

Como se ha comentado al inicio del apartado 3, las pérdidas quedan definidas a través de lo que se conoce como tangente de pérdidas:

$$\tan \delta_\varepsilon = \frac{\varepsilon_r''}{\varepsilon_r'} \quad (113)$$

Si introducimos (113) en (112), obtendremos:

$$\varepsilon_r = \varepsilon_r' - j\varepsilon_r'' = \varepsilon_r'(1 - j\tan \delta_\varepsilon) \quad (114)$$

En relación con el espacio libre, obtenemos:

$$\varepsilon = \varepsilon_r \varepsilon_0 = (\varepsilon'_r - j\varepsilon''_r) \varepsilon_0 = \varepsilon' - j\varepsilon'' = \varepsilon' \left(1 - j \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} \right) = \varepsilon' (1 - j \tan \delta) \quad (115)$$

De esta manera los medios materiales quedan definidos según su permitividad dieléctrica y su tangente de pérdidas.

7. DISCUSIÓN FINAL

Como hemos visto el método propuesto resuelve la ambigüedad y nos permite extraer las características dieléctricas y magnéticas (ϵ_r y μ_r) de los materiales a partir de los parámetros de dispersión o scattering, pero este proceso tiene una probabilidad de error en la obtención de los resultados que depende de la frecuencia, grosor, permitividad y permeabilidad, ya que cuanto más elevado son estos últimos parámetros superior resultará la longitud eléctrica y por lo tanto mayor será la probabilidad de error de los resultados obtenidos, pero de estos parámetros los que tiene mayor peso son la frecuencia y el grosor según (40), es decir, un valor elevado de frecuencia o grosor puede implicar un mayor error en los resultados que un valor elevado de permitividad y permeabilidad.

Hasta ahora estábamos hablando de muestras simuladas con ADS, es decir, ideales; a la hora de analizar materiales con un analizador de red vectorial (VNA) pueden aparecer errores debidos a los cables coaxiales que conectan las antenas con los puertos, pequeños errores de los estándares de calibración, errores debidos a pequeñas desviaciones del plano de referencia, por lo tanto hay que tener en cuenta estas condiciones para la precisión de los resultados.

También se ha hablado de la atenuación de la onda debida a las pérdidas que sufre al propagarse. Hemos dicho que hay dos tipos de pérdidas, por conductividad y debidas a las corrientes de desplazamiento, pero en nuestro caso al estar trabajando a frecuencias de Gigahercios las pérdidas debidas a las corrientes de desplazamiento son superiores a las pérdidas por conductividad, de esta manera las pérdidas quedan definidas según la tangente de pérdidas que a frecuencias altas depende de la permitividad dieléctrica relativa compleja del material.

Desafortunadamente las ecuaciones de NRW presentan divergencias en las frecuencias donde el grosor de la muestra es un múltiplo de la media longitud de onda en el material, en estas frecuencias el módulo de S_{11} ($|S_{11}|$) empieza a ser muy pequeño y las ecuaciones se vuelven inestables cuando $S_{11} \rightarrow 0$; para ejemplificar estos efectos en los resultados utilizaremos unas gráficas de la permitividad dieléctrica relativa y permeabilidad magnética relativa extraídas de [1], este efecto se puede observar en la Figura 41.

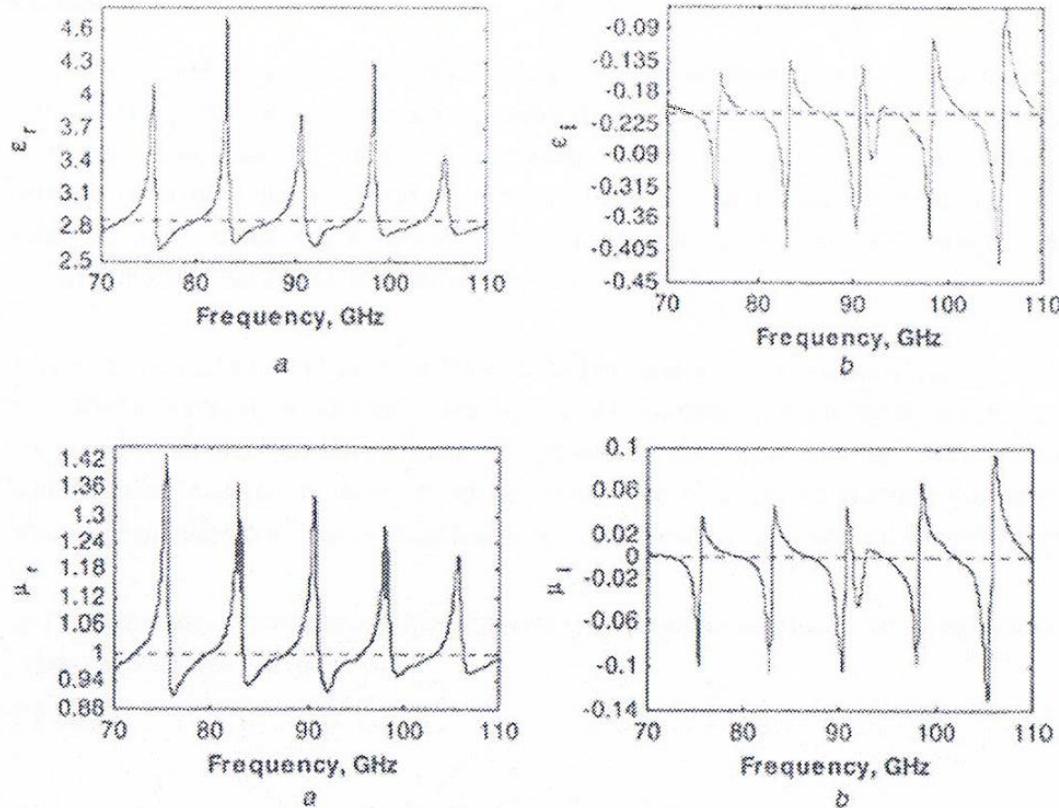


Figura 41. Parte real (a) e imaginaria (b) de la permitividad dieléctrica relativa compleja de una muestra de PVC de 11.72 mm de grosor [1]
La línea sólida corresponde al valor calculado y la línea de puntos al valor típico

En la Figura 41 podemos observar que a las frecuencias donde el grosor de la muestra es un múltiplo de la media longitud de onda en el material coincidiendo con $|S_{11}|$ muy pequeño, aparecen unos picos en la permitividad y permeabilidad que dan un valor erróneo del valor correcto.

Varios métodos han sido propuestos para resolver esta inestabilidad, uno de ellos [7] muestra que el término $1 - \Gamma/1 + \Gamma$ de (23) es responsable de la inestabilidad del método NRW. Por lo tanto para materiales dieléctricos, asumiendo una $\mu_r = 1$, se puede establecer una nueva expresión de ϵ_r multiplicando (23) y (24):

$$\epsilon_r = \left(\frac{\gamma}{\gamma_0} \right)^2 \quad (116)$$

La ecuación (116) suprime los picos de inexactitud, como se puede ver en la Figura 42. Este método es llamado “nuevo método no iterativo, (new non-iterative method)”.

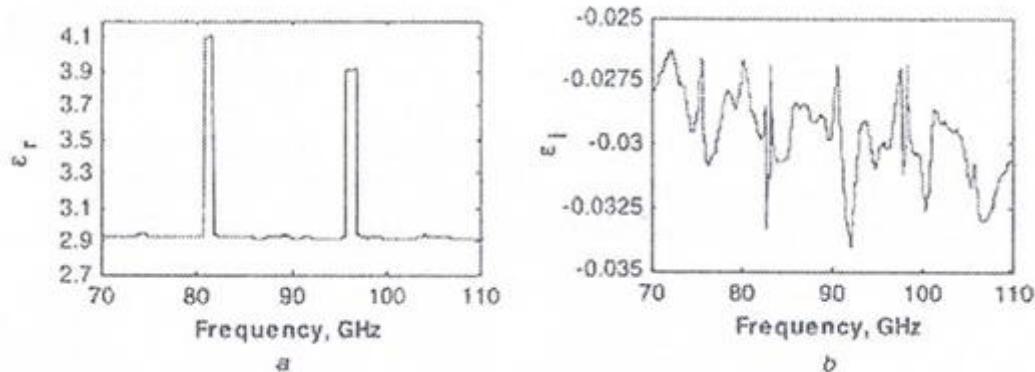


Figura 42. Parte real (a) e imaginaria (b) de la permitividad dieléctrica relativa compleja de una muestra de PVC de 11.72 mm de grosor [1], utilizando el método no iterativo

8. CONCLUSIÓN

El método NRW nos permite extraer las características dieléctricas y magnéticas de los materiales a partir de los parámetros de dispersión o scattering en módulo y fase que nos proporcionan ADS para simulaciones ideales y el sistema VNA para mediciones reales, es decir, con pérdidas. Este método nos permite analizar materiales con un grosor superior a la media longitud de onda del material, pero cuanto mayor sea el grosor y las características dieléctricas y magnéticas del material, mayor probabilidad de error tendrán los resultados finales.

A la hora de medir con el sistema VNA se tienen que tener en cuenta varias condiciones para obtener unos resultados precisos; los cables coaxiales que conectan las antenas con los puertos, las posibles desviaciones del plano de referencia, ya que los elementos del sistema como espejos, antenas, muestras tienen que estar perfectamente alineadas para obtener resultados con mayor exactitud y se ha de llevar a cabo una calibración correcta.

Se ha explicado y demostrado que siguiendo el proceso explicado en el apartado 3, se pueden caracterizar los materiales.

9. REFERENCIAS

- [1] A. ELHAWIL, G. KOERS, L. ZHANG, J. STIENS, R. VOUNCKX: "Reliable Method for Material Characterisation Using Quasi-Optical Free-Space Measurement in W-Band" IET Sci. Meas. Technol., 2009, Vol. 3, No. 1, pp. 39-50
- [2] CHEN L.F., ONG C.K., NEO C.P., VARADAN V.V., VARADAN V.K.: "Microwave Electronics: Measurements and Materials Characterization" (Wiley, Chichester, 2004, 1st edn.)
- [3] LANGER J., KHUN S.: "Microwave Vector Network Analyser (AB concept)". 2002, (<http://www-user.tu-chemnitz.de/~laja/studium/files/fom.pdf>)
- [4] A. ELHAWIL, L. ZHANG, J. STIENS, C. DE TANDT, N. A. GOTZEN, G.V. ASSCHE, R. VOUNCKX: "A Quasi-Optical Free-Space Method for Dielectric Constant Characterization of Polymer Materials in mm-Wave Band" Proceedings symposium IEEE/LEOS Benelux Chapter, 2007, Brussels
- [5] D. K. GHODGAONKAR, V. V. VARADAN: "Free-Space Measurement of Complex Permittivity and Complex Permeability of Magnetic Materials at Microwave Frequencies" IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 39, No. 2, 1990
- [6] SHELLEY BLASDEL BEGLEY: "Free-Space Materials Characterization" Agilent Technical Forum, 2008
- [7] BOUGHRIET A., LEGRAND C., CHAPOTON A.: "Noniterative Stable Transmission/Reflection Method for Low-Loss Material Complex Permittivity Determination", IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 45, (1), pp. 52-57

10. RESUMEN

Resumen:

Para medir los coeficientes de transmisión y reflexión, S_{21} y S_{11} , de diferentes materiales o muestras planas, se usa un sistema de toma de medidas en espacio libre operando banda W (75 – 110 GHz). Usando estos parámetros, S_{21} y S_{11} , podemos calcular la permitividad dieléctrica relativa compleja (ϵ_r) y la permeabilidad magnética relativa compleja (μ_r) mediante un proceso llamado NRW (Nicolson-Ross-Weir). El sistema para medir consiste en dos antenas de bocina, una transmisora y otra receptora, dos espejos con los que obtenemos una onda plana para medir las propiedades del material y un ordenador o dispositivo que calcula los resultados. Este dispositivo requiere de calibración para la obtención de resultados óptimos. Dicho sistema se puede simular de manera ideal con un software llamado ADS (Assistance Design System) para el estudio y comparación de grosores, permitividades dieléctricas relativas y permeabilidades magnéticas relativas de los materiales en función de la frecuencia.

Resum:

Per mesurar els coeficients de transmissió y reflexió, S_{21} y S_{11} , de diferents materials o mostres planes, s'utilitza un sistema per prendre mesures en espai lliure operant en banda W (75 – 110 GHz). Utilitzant aquests paràmetres, S_{21} y S_{11} , podem calcular la permitivitat dielèctrica relativa complexa (ϵ_r) y la permeabilitat magnètica relativa complexa (μ_r) mitjançant un procés anomenat NRW (Nicolson-Ross-Weir). El sistema per mesurar consisteix en dues antenes de botzina, una transmissora y una receptora, dos miralls amb els que obtenim una ona plana per mesurar les propietats del material i un ordinador o dispositiu que calcula els resultats. Aquest dispositiu requereix d'una calibració per la obtenció de resultats òptims. Aquest sistema es pot simular de manera ideal amb un software anomenat ADS (Assistance Design System) per l'estudi i comparació del gruix, permitivitats dielèctriques relatives i permeabilitats magnètiques relatives dels materials en funció de la freqüència.

Summary:

A free-space measurement system operating in W-band (75 – 110 GHz) is used to measure the transmission and reflection coefficients, S_{21} y S_{11} , of different materials or planar samples. Using this parameters, S_{21} y S_{11} , we can calculate the complex dielectric relative permittivity (ϵ_r) and the complex magnetic relative permeability (μ_r) through a process called NRW (Nicolson-Ross-Weir). The measurement system consists of two horn antennas, a transmitter one and a receiver one, two mirrors which are used to obtain a plane wave in order to measure the materials properties, and a computer or device to calculate the results. This device requires calibration so as to obtain optimal results. This system can be simulate ideally with a software called ADS (Assistance Design System) for the study and comparison of thickness, relative dielectric permittivity and relative magnetic permeability of materials based on the frequency.

