



Biblioteca Universitaria

La consulta de este documento, que se lleva a cabo mediante claves de identificación y responsabilidad personal, es posible exclusivamente para fines de estudio personal o investigación. No se autoriza a reproducir su texto más que en forma de breves citas entrecomilladas, indicando el nombre del autor y la fuente. Por tanto, no se permite descargar, copiar, transformar ni grabar su contenido.

**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN**

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



Proyecto Fin de Carrera

**TÉCNICAS DE IMAGING CON
MICROONDAS PARA LA DETECCIÓN DE
SUSTANCIAS DE ALTA CONSTANTE
DIELÉCTRICA Y ALTAS PÉRDIDAS**

**(Microwave Imaging Techniques for the
Detection of Substances with High Dielectric
Constant and High Losses)**

Para acceder al Título de

INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN

Autor: David Vegas Bayer

Marzo - 2012

INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN

CALIFICACIÓN DEL PROYECTO FIN DE CARRERA

Realizado por: David Vegas Bayer

Director del PFC: Antonio Tazón Puente

Título: “Técnicas de Imaging con Microondas para la Detección de Sustancias de Alta Constante Dieléctrica y Altas Pérdidas”

Title: “Microwave Imaging Techniques for the Detection of Substances with High Dielectric Constant and High Losses”

Presentado a examen el día:

para acceder al Título de

INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN

Composición del Tribunal:

Presidente (Apellidos, Nombre):

Secretario (Apellidos, Nombre):

Vocal (Apellidos, Nombre):

Este Tribunal ha resuelto otorgar la calificación de:

Fdo.: El Presidente

Fdo.: El Secretario

Fdo.: El Vocal

Fdo.: El Director del PFC
(sólo si es distinto del Secretario)

Vº Bº del Subdirector

Proyecto Fin de Carrera N°
(a asignar por Secretaría)

Agradecimientos

Mi más sincero agradecimiento:

A Antonio Tazón por darme la oportunidad de realizar este proyecto y por su apoyo y ayuda incondicionales.

A Tomás Fernández, por su ayuda en la implementación de código con la herramienta Matlab.

A todos mis compañeros de promoción, en especial a Ardi, Cabeza, Enrique, Fer, Héctor, Jaime, Juan Ramón, Julio, Ramón, Tomás y Víctor, por su apoyo y confianza durante estos años.

A mis compañeros durante mi estancia en el Politécnico de Turín, en especial a Belen Carmen, Coco, Marta, Pablo, Pedro, Raquel, Reyes, Santi, Sergio, Teresa, Tono, Toñi y Vanesa, gracias por ese gran año y por seguir ahí.

A Marta, muy especialmente, por su apoyo incondicional en todo momento y por sacarme una sonrisa cuando más lo necesito.

A todas aquellas personas que han hecho posible el desarrollo de este proyecto.

A toda mi familia,

Índice

<i>1. INTRODUCCIÓN</i>	<i>1</i>
1.1. Motivación.....	1
1.2. Literatura actual.....	4
1.3. Objetivos.....	10
<i>2. GUIAS DE ONDA</i>	<i>11</i>
2.1. Introducción.....	11
2.2. Características de las guías de onda.	12
2.2.1. Modos de tipo transversal eléctrico (TE)	15
2.2.2. Modos de tipo transversal magnético (TM)	17
2.2.3. Modos guiados y modos en corte. Curvas de dispersión.....	18
2.2.4. Modo dominante TE_{10}	20
2.3. Simulaciones.....	21
2.3.1. Guía de onda 7.1 x 3.56 mm (banda Ka).....	22
2.3.2. Métodos de adaptación	24
2.3.3. Diseños con secciones de teflón mayores que la de la guía	28
<i>3. TRANSICIONES GRADUALES</i>	<i>32</i>
3.1. Guía de altura reducida.....	32
3.2. Discontinuidad en el plano H	33
3.3. Discontinuidad en el plano E.....	36
3.3.1. Introducción.....	36
3.3.2. Simulaciones.....	38
3.4. Discontinuidad de doble plano	39
3.4.1. Introducción.....	39
3.4.2. Simulaciones.....	40
3.5. Discontinuidad gradual con variación lineal	41
3.6. Sistema global.....	42
<i>4. GUÍA DE ONDA EN REFLEXIÓN</i>	<i>45</i>
4.1. Introducción.....	45
4.2. Simulaciones.....	46

5. <i>BOCINAS</i>	51
5.1. Bocinas sectoriales y piramidal	51
5.1.1. Bocina sectorial de plano E	51
5.1.2. Bocina sectorial de plano H.....	56
5.1.3. Bocina piramidal	57
5.2. Simulaciones.....	58
6. <i>ESTUDIO DE LOS DIFERENTES MÉTODOS DE DETECCIÓN</i>	60
6.1. Guía de onda en banda Ka en excitación y recepción en solitario	60
6.2. Guía de onda midiendo en reflexión.....	63
6.3. Cornete en plano H en recepción.....	72
6.4. Sistemas con guía de onda de altura reducida y cornete en plano H en recepción	75
7. <i>MÉTODO DE DETECCIÓN CON BOCINA DE ALTURA REDUCIDA</i>	81
7.1. Introducción.....	81
7.2. Doble barrido: plano horizontal y plano vertical.....	81
7.3. Simulación de muestras en solitario	83
7.4. Simulación muestra global	87
7.5. Simulación muestra heterogenea	91
8. <i>CONCLUSIONES y LINEAS FUTURAS</i>	97
8.1. Valoración personal.....	97
8.2. Conclusiones.....	97
8.3. Líneas futuras.	98
<i>BIBLIOGRAFÍA</i>	100
<i>ANEXO I – CÓDIGOS EN MATLAB</i>	101

“Técnicas de Imaging con Microondas para la Detección de Sustancias de Alta Constante Dieléctrica y Altas Pérdidas”

Palabras clave:

Guías de onda, parámetros S, discontinuidad en una guía de onda, adaptadores $\lambda_g/4$, reflexión, bocinas sectoriales y piramidales, imaging.

Resumen:

En este proyecto fin de carrera se utilizarán técnicas de imaging con microondas para la detección de diferentes sustancias de alta constante dieléctrica y altas pérdidas. Para ello se utilizará una guía de onda rectangular de 7.11x3.56 mm y trabajando a una frecuencia de 35 GHz.

Los resultados obtenidos para diferentes muestras serán tratados, utilizando la herramienta MATLAB, para obtener un mapa de colores que diferencia las distintas sustancias dentro de una misma muestra.

Utilizando como herramienta base de trabajo el simulador CST Microwave Studio, se propondrán diferentes modelos mediante los cuales se intentará reducir el tamaño de la guía para mejorar la sensibilidad del diseño así como la utilización de bocinas para mejorar la recepción de la señal.

Como aplicación final del proyecto, utilizaremos muestras con características similares a tejidos biológicos con el objetivo de intentar diferenciar un tejido de otro y en un futuro detectar la existencia de tejido maligno en dichas muestras.

“Microwave Imaging Techniques for the Detection of Substances with High Dielectric Constant and High Losses”

Keywords:

Waveguide, S parameters, discontinuity of a waveguide, reflection, horn antenna, imaging techniques.

Abstract:

In this final work we will use microwave Imaging techniques for the detection of different high dielectric constant and high loss substances. We will use a 7.11 x 3.56 mm rectangular waveguide operating at a 35 GHz frequency.

Results obtained from the various samples will be used, using MATLAB tool, to obtain a colour map which will allow us to distinguish the different substances inside the sample.

Using CST Microwave Studio simulator as the main working tool, we will propose different models with which we will try to reduce the waveguide size in order to improve the design sensitiveness and the utilization of horns to increase the signal's reception.

As the final work's final application, we will use samples with characteristics similar to biological tissues in order to distinguish one tissue from another, and in the future be able to detect the presence of malignant tissue in those samples.

1. INTRODUCCIÓN

1.1. Motivación

Este proyecto tiene como objetivo principal la detección y caracterización de sustancias orgánicas de alta constante dieléctrica. Tomando como referencia un proyecto llevado a cabo por la Universidad de Cantabria en colaboración con el Servicio de Urología del Hospital Marqués de Valdecilla., nos dispusimos a dar un paso más y buscar otros métodos que nos sirvan tanto para el análisis de tejidos biológicos, como para cualquier otro tipo de sustancia de alta constante dieléctrica y altas pérdidas.

En nuestro caso, hemos centrado el estudio en el análisis de tejidos biológicos con el objetivo de ser capaces de detectar células cancerosas. Por esta razón, vamos a hacer una breve introducción al estado del arte del cáncer de riñón y vesical y de los métodos usados para su detección.

El cáncer de riñón representa entre el 2 y 3% de todos los tumores sólidos. En España, en 2002, fallecieron 1470 pacientes por cáncer renal, lo que constituyó el 1,5% de la mortalidad oncológica, y se calcula que en el mundo fallecen 95.000 personas al año por esta causa. La tasa de incidencia es de 7 casos por 100.000 habitantes y año, afecta a 1,5 varones por cada mujer y su pico de incidencia está entre los 60 y 70 años. En los últimos 20 años se ha observado un aumento de la incidencia del 2% anual [1-3].

Es la lesión sólida más frecuente en el riñón. El uso rutinario de la ecografía ha aumentado el número de tumores de diagnóstico incidental, generalmente más pequeños y de menor estadio y grado, suponiendo en la actualidad el 60% de los tumores renales diagnosticados. Este dato, ha hecho aumentar el tratamiento mediante cirugía conservadora de nefronas e incluso, en determinados casos, mediante terapias alternativas como la crioterapia o la radiofrecuencia. En los tres casos es necesario dejar un límite suficiente de tejido sano para conseguir eliminar todo resto tumoral, fuente de recaídas en la enfermedad. Además existe el problema de la multicentricidad en el cáncer renal que afecta aproximadamente al 15% de los casos [4].

En la actualidad el diagnóstico de tumores multicéntricos se hace mediante ecografía intraoperatoria pero ésta tiene la limitación de la resolución en función del tamaño de la lesión. Por otro lado, cuando se hace cirugía conservadora el límite entre tejido tumoral y sano es difícilmente identificable, lo que obliga a la resección tumoral con un margen de seguridad y a la realización de biopsias por congelación del lecho tumoral [5].

El cáncer de vejiga es el tumor maligno más frecuente del aparato urinario, afecta a 4 varones por cada mujer. En el año 2000 se diagnosticaron 336.000 casos de cáncer vesical en el mundo. En Europa la mayor incidencia se da en Italia y España con una incidencia de 30 casos por 100.000 habitantes y año. El riesgo de presentar un cáncer de vejiga antes de los 75 años es del 2-4% en los varones y del 0,5-1 % en las mujeres. La mortalidad se sitúa en 6 casos por 100.000 habitantes y año en varones y 1,3 por 100.000 habitantes y año en mujeres [6].

El cáncer vesical es la enfermedad maligna más costosa por paciente desde el diagnóstico hasta el fallecimiento; estudios realizados en el Reino Unido entre 2001 y 2002 estimaron un coste de 55,39 millones de libras por el cáncer vesical con un coste por paciente de 8.349 libras [7].

SITUACION ACTUAL

Por tanto, como hemos señalado los principales problemas en la actualidad son:

En el cáncer de riñón:

1. La multicentricidad, Si bien no es muy alta, en torno al 15% que baja al 5% en los tumores de menos de 4 cm, no es fácil de detectar previamente ni en el acto quirúrgico cuando se realiza cirugía conservadora de nefronas y se convierte así en un factor de recaída local y a distancia.
2. En los casos de cirugía conservadora renal los límites entre el tumor y el tejido sano son poco evidentes lo que obliga a reseca dejando un margen de seguridad y a la realización de biopsias intraoperatorias del lecho renal.

En el cáncer vesical:

1. La existencia de lesiones inflamatorias diversas, conocidas como lesiones pseudotumorales, no pueden ser diagnosticadas por otros métodos excepto la resección transuretral y el estudio hisopatológico de las mismas.
2. La multicentricidad de los tumores así como la coexistencia de áreas de CIS y displasia hacen necesaria la realización de biopsias aleatorias de vejiga pese a obtener un rendimiento pequeño, en torno al 10%.

DETECCIÓN MEDIANTE TÉCNICAS DE ALTA FRECUENCIA

A la vista de los problemas planteados, tanto en el cáncer de riñón como vesical, el objetivo principal es, la detección de tumores con tecnologías que permitan identificar, de forma más precisa, las áreas a extirpar reduciendo el tejido sano a sacrificar y el tiempo al evitar las biopsias intraoperatorias en el caso renal, y de las zonas alteradas e invisibles al observador para así poder hacer resecciones de las mismas, en el caso de cánceres vesicales. El estudio de este tipo de problemas se pretende llevar a cabo mediante técnicas de “imaging” no intrusivas, ni ionizantes, como son las utilizadas a frecuencias de microondas, ondas milimétricas y terahercios (THz).

La obtención de imágenes mediante ondas electromagnéticas para aplicaciones en biomedicina es un tema relevante desde hace varios años. Puede entenderse como “ver” la estructura interna de un objeto por medio de campos electromagnéticos a frecuencias

de microondas (300MHz-30GHz), milimétricas (30GHz-300GHz) y THz (300 GHz-3THz). Con las imágenes obtenidas a estas frecuencias se puede caracterizar las propiedades eléctricas de distintos tejidos y mediante el estudio de estas propiedades distinguirse diferentes estados fisiológicos. Existen evidencias de cambios en las propiedades eléctricas de los tejidos afectados por enfermedades como el cáncer en comparación con las propiedades del mismo tipo de tejido sano. La detección de cánceres mediante imágenes se basa precisamente en ese contraste entre las propiedades eléctricas. En este sentido recientemente se ha investigado la aplicación de técnicas de imágenes de microondas para la detección del cáncer de mama [9-11].

El éxito en la detección de pequeños tumores malignos, mediante campos electromagnéticos en las bandas de frecuencia propuestas, recae en la existencia de un contraste significativo entre las propiedades eléctricas del tumor maligno y otros tejidos circundantes. La interacción de los tejidos biológicos con los campos electromagnéticos se define mediante la permitividad compleja, que consiste en la constante dieléctrica ϵ' (parte real) y un factor de pérdidas ϵ'' (parte imaginaria). La constante dieléctrica determina la habilidad del material para almacenar energía mientras que el factor de pérdidas indica cuanta energía se convierte en calor y se disipa. En la figura 1.1 se puede ver como diferentes tipos de tejido tienen diferentes valores de permitividad y conductividad, en este caso tejido adiposo y tejido muscular. Diferentes estudios [12][13] demuestran que los tumores pueden tener una ϵ 10-20% mayor que el mismo tejido sano.

Técnicamente, la obtención de imágenes en altas frecuencias tiene el potencial de detectar pequeños tumores, diferenciándolos del tejido sano circundante, con un coste mucho menor que el equipamiento necesario para resonancias magnéticas y medicina nuclear, un procesamiento de imagen rápido, sensible (para detectar la mayoría de tumores) y específico (para detectar únicamente los tumores cancerígenos). Además, desde el punto de vista del paciente, la técnica de imagen de microondas para la detección de cánceres en general es muy atractiva ya que se evita la exposición a radiación ionizante y a posibles biopsias. El resultado son exámenes médicos más seguros y confortables. Se han realizado estudios sobre la tasa de absorción específica (specific absorption rate, SAR) que cuantifica la cantidad de potencia absorbida en un volumen de tejido y se ha determinado que los dispositivos para la obtención de imágenes de microondas provocan niveles de SAR entre uno y dos órdenes de magnitud menores que las de un teléfono móvil.

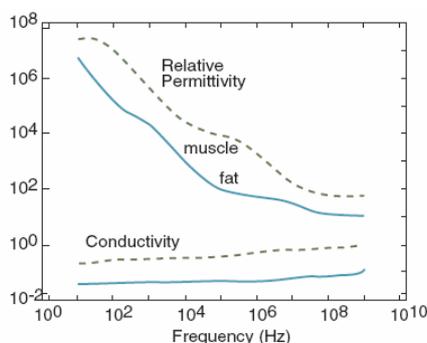


Figura 1.1 Conductividad y permeabilidad relativa para muestras de músculo y grasa.

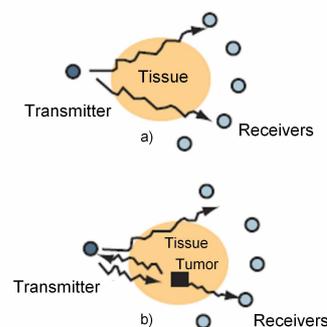


Figura 1.2 Esquema de un sistema de medida en transmisión.

Aunque en este proyecto nos hemos centrado en la utilización de tejidos biológicos como muestras, existe un gran abanico de aplicaciones que utilizan una tecnología similar y que podría complementar nuestro trabajo. En el apartado 1.2 veremos algunas de ellas que están presentes en la literatura actual.

1.2. Literatura actual

La primera de ellas, y la más frecuente en la literatura de ámbito sanitario, trata sobre nuevos métodos de detección del cáncer de mama equivalentes a la mamografía tradicional. Esta aplicación consiste en la detección del cáncer de mama mediante técnicas de Imaging en 3D por medio de antenas que trabajan entre los 500 MHz y los 3 GHz [19]. Como podemos ver en la figura 1.3, se utilizan antenas colocadas de manera cilíndrica, que nos permiten obtener una imagen en tres dimensiones de la mama, pudiendo observar si existen carcinomas en su interior.

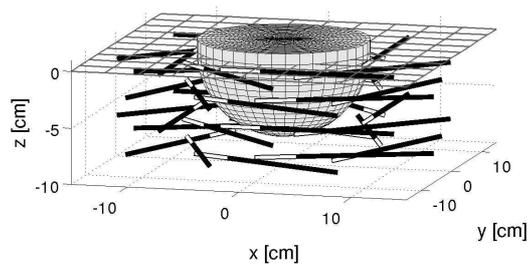
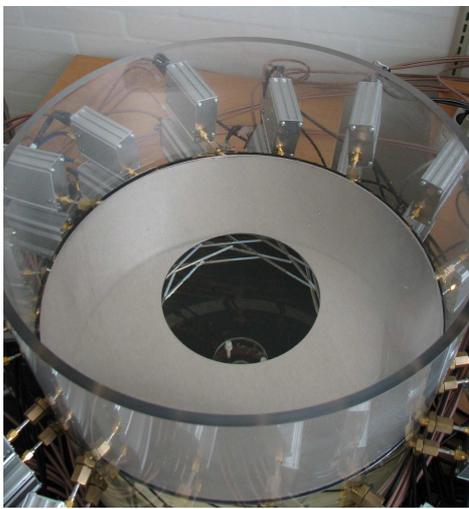


Figura 1.3 Equivalente en microondas de la mamografía tradicional.

De esta forma, se mejora el método utilizado hasta el momento (mamografía) ya que, además de obtener imágenes en tres dimensiones, utiliza frecuencias no ionizantes en lugar de rayos X. Sin embargo, este diseño únicamente sirve para la detección de células cancerosas en la mama por la fisiología de la misma, por lo tanto, no sería eficaz para la detección en cualquier otro órgano del cuerpo, siendo este el objetivo en el que nos hemos centrado en nuestro proyecto.

En un intento de acercarnos a esta detección de células cancerosas en el resto de órganos del cuerpo, observamos métodos que utilizan tecnologías a frecuencias altas de la banda de las microondas (~200 GHz). Este campo tiene un amplio potencial de mejora en las biopsias convencionales, pudiendo identificar de forma más precisa las áreas a extirpar, reduciendo el número de procedimientos y facilitando un diagnóstico más temprano y más preciso (Fig. 1.4).

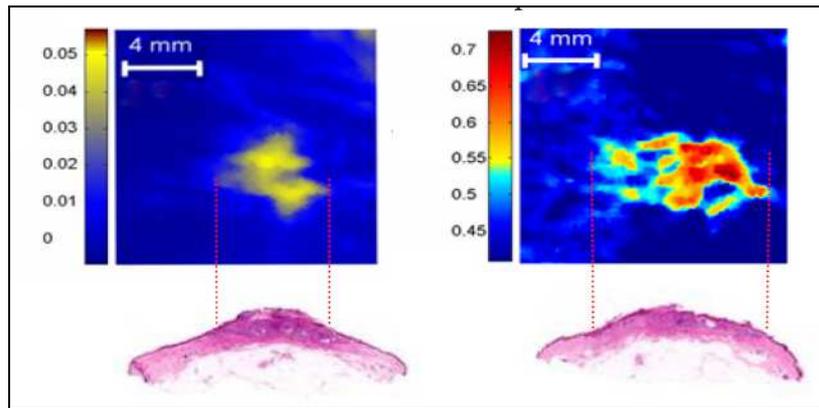


Figura 1.4 Imagen THz de un cáncer de piel en la superficie (imagen de la izquierda) y en el interior del tejido (imagen de la derecha)

Debido a que la radiación THz puede penetrar en los tejidos varios milímetros, la imagen THz presenta mucho más detalles de la metástasis que la foto, como se puede ver también en este ejemplo de cáncer de esófago de caballo (Fig. 1.5).

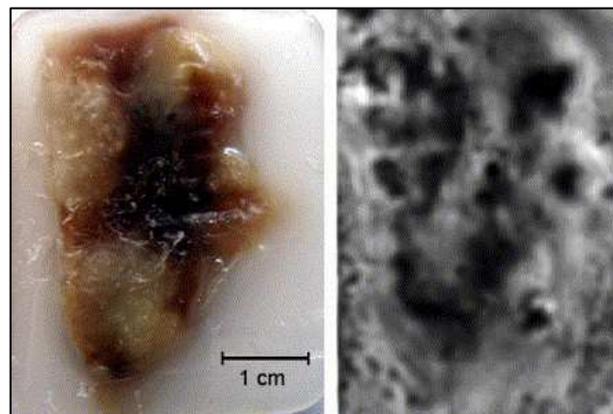


Figura 1.5 Imagen real e imagen a 0,48 THz de un cáncer de esófago de caballo

Por otra parte, no todas las aplicaciones en estos rangos de frecuencia deben estar orientadas a la sanidad. Podemos direccionar este tipo de proyecto también a la detección de anomalías en cualquier otro tipo de sustancias. A continuación se expondrán algunos casos que podrían ayudar, por ejemplo, en la mejora de cadenas de producción industrial.

El primer ejemplo es la producción de polímeros. Los procesos tradicionales no proporcionan información sobre las posibles causas de un problema de producción determinado, lo que significa que la corrección de la falla se realice una vez terminada la fabricación. Teniendo en cuenta este inconveniente se podría desarrollar una tecnología con claras ventajas sobre los sistemas tradicionales, por lo que es ideal para su uso en el control de procesos industriales.

Esta tecnología estaría basada en el uso de la tecnología de microondas para la descripción de los materiales o la supervisión de procesos industriales, en este caso a través del uso de sensores que miden determinados parámetros dieléctricos durante la producción.

Esta tecnología tiene ventajas sobre otros métodos convencionales inherentes a las microondas:

- Las mediciones se realizan sin contacto y por lo tanto, son no destructivas, lo que se traduce en una reducción en la pérdida de material debido al proceso de control.
- Las mediciones se realizan con rapidez.
- Los equipos son fáciles de operar.
- Las microondas son relativamente poco afectadas por las condiciones ambientales como la luz o las vibraciones.
- Capacidad para medir las propiedades en el núcleo de los materiales en vez de en la superficie.
- Las microondas no alteran o contaminan la muestra.
- Las microondas son ambientalmente seguras, ya que los niveles de potencia utilizados normalmente para este tipo de mediciones son relativamente pequeños. La exposición humana a las microondas es menor que la de un teléfono móvil o un microondas doméstico.
- Cuando las microondas se utilizan para la monitorización de procesos industriales, la información proporcionada por los sensores se obtiene en tiempo real y por tanto se elimina la necesidad de control de calidad de los productos al final de la fabricación. Además, el proceso de control se puede realizar de forma automática, lo que optimiza la trazabilidad de la información obtenida en el caso de que sea necesario volver a rastrear el proceso de producción.

Asimismo, podemos utilizar este mismo método para el análisis de sustancias en polvo como podría ser el azúcar o la harina de trigo. Siempre y cuando, el tamaño del grano de la sustancia sea lo suficientemente pequeño para ser detectado por frecuencias que estén dentro de la banda de las microondas, podremos utilizar esta tecnología para el control de cadenas de producción.

Sólo la radiación de alta frecuencia (rayos X) y la radiación de baja frecuencia (ondas de radio) del espectro electromagnético penetran en los polvos. A baja frecuencia, los polvos se vuelven transparentes cuando la longitud de onda es mayor que el tamaño del grano del polvo.

Podríamos también utilizar tecnologías THz para la detección de sustancias en polvo cuyo tamaño del grano este por debajo del rango milimétrico.

Los rayos X, se pueden usar para ver imágenes de polvos y ver si se ha trabajado bien con objetos metálicos, pero los rayos X no son capaces de formar imágenes de objetos hechos de otros materiales, como plásticos en polvos orgánicos.

Este modelo tiene un fuerte potencial para detectar objetos presentes en polvos, lo que es importante para el control de calidad en la industria alimentaria.

La figura 1.6 muestra el espectro de los polvos seleccionados: harina de trigo, azúcar y talco.

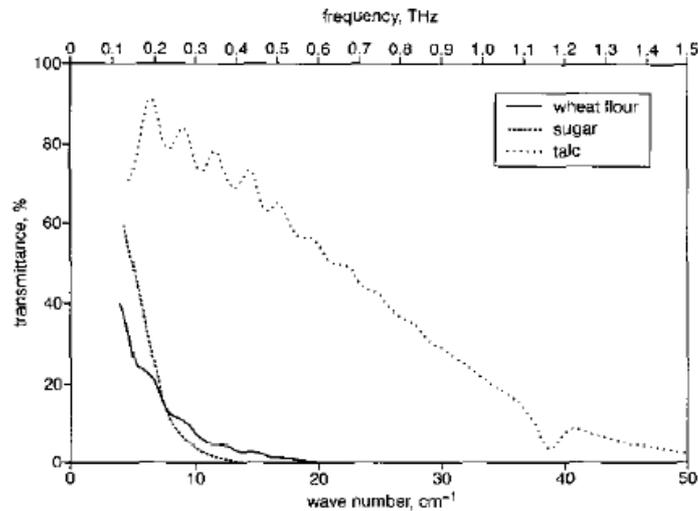


Figura 1.6 Espectro de harina de trigo, azúcar y talco.

Se puede ver, que mientras el talco todavía transmite una considerable cantidad de radiación a 1 THz, la harina de trigo y el azúcar son opacos a esta frecuencia. En el rango de 0,1 a 0,3 THz, sin embargo, sí transmiten y pueden ser usados para formar imágenes y por tanto para detectar su presencia.

Los polvos con menor tamaño de grano transmiten mejor a alta frecuencia y en un gran ancho espectral (p.e., la harina de trigo transmite desde 0,1 hasta 1 THz).

La transmisión espectral depende fuertemente de las propiedades ópticas del material granular, del tamaño de los granos y de los espacios entre los mismos. También afecta la forma del grano y posibles contaminantes, de los cuales el agua tiene gran importancia porque es altamente absorbido por la radiación THz y porque es abundante en la atmósfera.

Tabla 1.1 Frecuencia a la que transmiten según el tamaño del grano

	Frecuencia	Tamaño grano
Talco	0.1-1.2 THz	~ 20µm
Azúcar	0.1-0.4 THz	~ 300µm
Harina trigo	0.1-0.6 THz	~ 50µm

Con este estudio se llega a la conclusión, de que las imágenes son herramientas eficaces para encontrar objetos escondidos en muchos polvos como el talco, harina, azúcar, azúcar en polvo y pimienta. Objetos de cristal, cerámica, metal, caucho y varios tipos de plástico pueden ser detectados por este método, lo que lo hace muy interesante para el control de calidad en la industria alimentaria (Fig. 1.7).

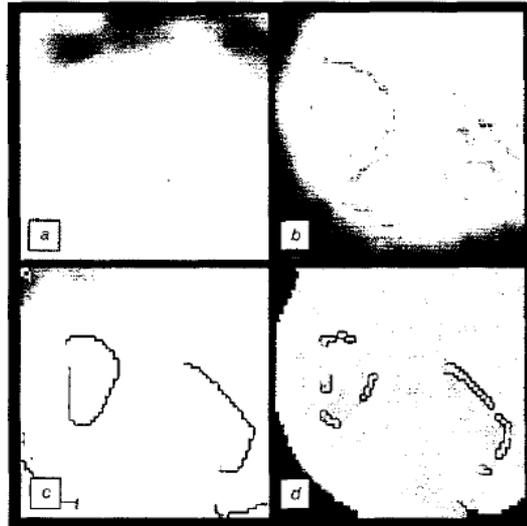


Figura 1.7 Imágenes de cáscara de huevo (imágenes de la izquierda) y de plástico (imágenes de la derecha) en una muestra de azúcar en polvo.

Continuando con el entorno de las cadenas de producción, otra aplicación bastante interesante para esta tecnología es la evaluación no destructiva del corcho natural. El corcho, es un elemento básico para la correcta conservación de los líquidos embotellados, de ahí la importancia de realizar un buen análisis del mismo.

Los tapones de corcho natural, debido a su estructura celular y baja humedad son bastantes transparentes para los valores más altos de la banda de las microondas, incluso valores pertenecientes a los THz, permitiendo una evaluación no destructiva de la superficie del corcho y su interior.

La calidad de los tapones de corcho es determinada por la presencia y tamaño de los defectos, huecos y ranuras. Entre los métodos de evaluación no destructiva del corcho, se incluyen la inspección visual de roturas y defectos visibles para los expertos humanos o sistemas de cámaras, análisis químicos para determinar la presencia de tricloroanisoles (TCA) y tomografías de rayos X.

El 2,4,6-TCA es el responsable de contaminar muchas comidas y bebidas. Algunos ejemplos son el agua (sabor a sucio en el agua potable), el corcho en el vino, arroz y pasas. Pequeñas cantidades de 2,4,6-TCA son capaces de contaminar comidas, bebidas y el ambiente.

En el vino provoca el conocido sabor a corcho. El umbral de rechazo del consumidor (CRT) es de 3,1 ppb, mientras que la percepción del contaminante en aire cerrado es de una concentración de 5-10 ppb.

Hasta ahora, en los trabajos encontrados indican que los coeficientes de absorción para los TCA no son lo suficientemente fuertes como para poder detectar los TCA directamente en el corcho, ya que los niveles sensitivos requeridos para el umbral de rechazo del consumidor es de 3,1 ppb. (en la bibliografía consultada no se han encontrado datos sobre el nivel de concentración en el que los TCA sí son detectados a través de los THz).

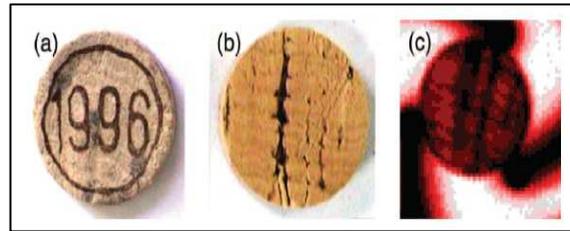


Figura 1.8 Imagen de un corcho

Por otro lado, y en cuanto a la detección de defectos en el corcho, la imagen visible (Fig. 1.8(a)) de la parte frontal nos puede llevar a la falsa conclusión de que el corcho está libre de defectos. Sin embargo, la imagen THz (Fig. 1.8(c)) muestra la presencia de tres ranuras en los primeros 4,35mm del corcho. Estas ranuras van incrementándose hasta hacerse visibles en la parte posterior del corcho (Fig.1.8(b)).

Por tanto, la imagen THz permite observar la presencia de un gran número de roturas y huecos que la mayoría de las veces son invisibles en las inspecciones visuales de la superficie del corcho.

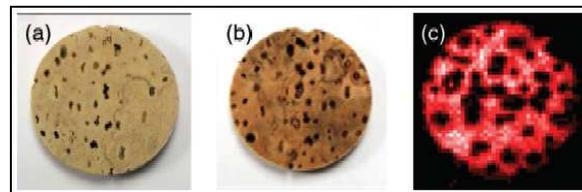


Figura 1.9 Imagen de un corcho

La figura 1.9(a) es la imagen visible de la parte frontal del corcho, la figura 1.9(b) es la imagen visible de la parte trasera del corcho y la figura 1.9(c) es la imagen THz de los primeros 4,02 mm del corcho. En la imagen THz se pueden ver los agujeros y cavidades que hay presentes en la muestra.

En la figura 1.10 se muestra una secuencia de imágenes THz de la misma muestra de corcho a intervalos de 0,1 THz. La secuencia de imágenes va desde 0,1 a 0,9 THz.

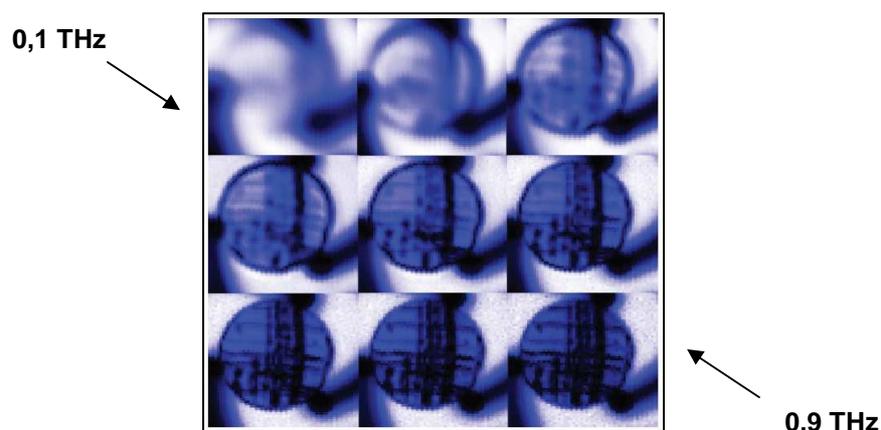


Figura 1.10 Secuencia de imágenes THz de un corcho.

Cuando la frecuencia aumenta, la resolución espacial mejora, ya que la longitud de onda que determina la resolución espacial, disminuye.

De este modo, grietas que son visibles y perfectamente diferenciadas a 0,9 THz, al disminuir la frecuencia, la resolución hace lo propio, de forma que parte de esas grietas antes visibles, a frecuencias de 0,5-0,6 THz no lo sean, o lo sean en parte.

La radiación THz interacciona de forma diferente con las grietas, agujeros o granos creando contrastes en las imágenes THz, lo que nos permite diferenciar fácilmente que tipo de defecto presenta el corcho.

Imágenes en el rango 0,1-0,9 THz permiten ver la presencia de huecos, grietas y defectos en el corcho tanto en la superficie como en su interior, por tanto esta tecnología se puede aplicar de forma práctica como método de evaluación no destructiva del corcho natural.

1.3. Objetivos

Se intentará, a lo largo de todo el proyecto, encontrar un método mediante el cual seamos capaces de diferenciar distintos tipos de sustancias de alta constante dieléctrica y altas pérdidas sin previo conocimiento de las mismas. En el caso de tratarse de sustancias heterogéneas, deberemos ser capaces de apreciar a la perfección cualquier cambio en las mismas, para obtener un perfil lo más exacto posible. Todo ello se llevará a cabo por medio de una representación de los resultados de las medidas realizadas cuyo tamaño de pixel será lo más pequeño posible para obtener así una sensibilidad lo suficientemente grande como para analizar muestras de pequeño tamaño.

Como novedad, nuestro método trabajará a una frecuencia de 35 GHz, muy por debajo de la radiación ionizante que hasta el momento utilizan métodos como la mamografía, evitando de esta manera la exposición del paciente a radiaciones nocivas. A esta frecuencia la relación entre las dimensiones de la guía de onda estándar para la banda Ka y la profundidad de penetración es bastante buena y nos permitirá obtener una sensibilidad y una resolución aceptables.

Además, en un principio centraremos el proyecto en el análisis de pequeñas muestras planas, pero en un futuro nos gustaría poder enfocarlo al estudio de cualquier órgano, sin que la fisiología del mismo sea un impedimento, como ocurre en el caso de las mamografías. De esta forma, conseguiríamos que el diagnóstico de este tipo de enfermedades sea mucho más prematuro y además, si conseguimos llegar a un diseño comercializable, podremos disminuir los costes por paciente de manera muy significativa.

En este proyecto, se trabajará con una guía de ondas rectangular en la banda Ka de dimensiones 7.11 x 3.56 mm. Se realizarán medidas tanto con diseños en transmisión, como en reflexión, en busca de los mejores resultados que nos permitan obtener una imagen con una buena definición, para poder distinguir las diferentes tipos de sustancias que hay en la muestra analizada. Nuestro objetivo, en cuanto a definición se refiere, estará en conseguir obtener buenos resultados midiendo áreas de tejido de 1 mm².

2. GUIAS DE ONDA

2.1. Introducción.

Una guía de onda es cualquier estructura física que guía ondas electromagnéticas. El medio dieléctrico en el que esta propagación se produce está limitado, ya sea por un material conductor (microondas y radiofrecuencia) o por otro dieléctrico (para frecuencias ópticas).

La primera guía de onda fue propuesta por Joseph John Thomson en 1893 y experimentalmente verificada por O. J. Lodge en 1894. El análisis matemático de los modos de propagación de un cilindro metálico hueco fue realizado por primera vez por Lord Rayleigh en 1897.

Algunos sistemas de comunicaciones utilizan la propagación de ondas en el espacio libre, sin embargo también se puede transmitir información mediante la confinación de las ondas en cables o guías. En altas frecuencias las líneas de transmisión y los cables coaxiales presentan atenuaciones elevadas por lo que impiden que la transmisión de la información sea la adecuada, no son prácticos para aplicaciones en HF o de bajo consumo de potencia, especialmente en el caso de señales cuyas longitudes de onda son del orden de centímetros, esto es, microondas.

La transmisión de señales por guías de onda reduce la disipación de energía, es por ello que se utilizan en las frecuencias denominadas de microondas con el mismo propósito que las líneas de transmisión en frecuencias más bajas, ya que presentan poca atenuación para el manejo de señales de alta frecuencia.

El nombre de guías de onda se utiliza para designar los tubos de un material conductor de sección rectangular, circular o elíptica, en los cuales la dirección de la energía electromagnética debe ser principalmente conducida a lo largo de la guía y limitada en sus fronteras. Las paredes conductoras del tubo confinan la onda al interior por reflexión en la superficie, donde el tubo puede estar vacío o relleno con un dieléctrico. El dieléctrico puede dar soporte mecánico al tubo, en este caso las paredes pueden ser delgadas, pero reduce la velocidad de propagación.

En las guías, los campos eléctrico y magnético están confinados en el espacio que se encuentra en su interior, de este modo no hay pérdidas de potencia por radiación y las pérdidas en el dieléctrico son muy bajas debido a que suele ser aire. Este sistema evita

que existan interferencias en el campo por otros objetos, al contrario de lo que ocurría en los sistemas de transmisión abiertos.

La guía de onda se puede visualizar de una manera simplificada en la figura 2.1, suponiendo que está formada por dos láminas conductoras y que el transporte de la energía electromagnética se lleva a cabo mediante reflexiones continuas y no por medio de corrientes superficiales, como en el caso de las líneas de transmisión.

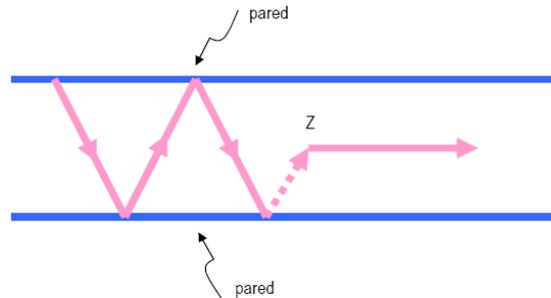


Figura 2.1 Simplificación de una guía de onda

La guía está diseñada fundamentalmente para operar un solo modo de propagación con el ancho de banda requerido, atenuando los demás modos de orden superior. En otras palabras, esto quiere decir que transmite óptimamente la frecuencia portadora, para la cual se ha seleccionado la guía con su respectivo ancho de banda de transmisión.

2.2. Características de las guías de onda.

Dado que la energía se transporta por ondas electromagnéticas, las características de las guías de ondas tales como impedancia, potencia y atenuación se expresan mediante campos eléctricos y magnéticos característicos de la guía en consideración.

Las dimensiones de la sección transversal se escogen de tal manera que la onda electromagnética se propague en el interior de la guía de onda. Una guía no está diseñada para conducir corriente, sino que sirve como límite que confina a la onda en su interior, debido a que la guía de onda se encuentra compuesta de un material conductor se refleja la energía electromagnética que choca con la superficie. Si la pared de la guía de onda es un conductor muy delgado en sus paredes fluye poca corriente y como consecuencia se disipa poca potencia. La conducción de la energía, en la realidad no ocurre en las paredes, sino en el dieléctrico que se encuentra dentro de la guía.

El análisis de las guías de onda se da en términos de los campos magnético y eléctrico que se propagan en su interior y los cuales deben cumplir con las condiciones de frontera dadas por las paredes conductoras.

Ya que la guía de onda se encuentra compuesta por un material real, la onda electromagnética penetra en las paredes de ésta provocando que la onda ceda energía al material de la guía, es por ello que la onda pierde amplitud conforme a la distancia que avanza.

Como las características de transmisión en una guía de onda se realizan a través de sus campos electromagnéticos, es necesario analizar su comportamiento en el interior de la

guía de onda, lo cual se efectúa a través de las ecuaciones de onda para el campo magnético o el eléctrico y las ecuaciones de Maxwell.

En un sistema de microondas, las expresiones analíticas para el campo eléctrico y magnético deben cumplir:

- Las soluciones de las componentes de los campos deben satisfacer simultáneamente las ecuaciones de Maxwell.
- Las soluciones de los campos eléctricos, como las de los magnéticos deben satisfacer las condiciones de frontera en la superficie de la guía.

Estas condiciones van encaminadas a no tener radiación hacia fuera de la guía de onda y esto se cumple haciendo cero las componentes tangenciales del campo eléctrico para el caso del modo TM, o bien que las componentes normales del campo magnético sean cero para el caso del modo TE.

Vamos a considerar el caso de una guía de onda limitada en sus dos dimensiones transversales por un material conductor (que aproximaremos como perfecto) y en cuyo interior existe un medio dieléctrico lineal, homogéneo e isótropo. La expresión de las ecuaciones de Maxwell en notación fasorial, excluyendo las fuentes es:

$$\begin{aligned} \nabla \cdot \vec{E} &= 0 & \nabla \times \vec{E} &= -j\omega\mu\vec{H} \\ \nabla \times \vec{H} &= j\omega\epsilon\vec{E} & \nabla \cdot \vec{H} &= 0 \end{aligned} \quad (2.1)$$

De (2.1) se obtiene inmediatamente, como ya sabemos, la ecuación de onda, para uno u otro campo:

$$\nabla^2 \vec{E} = -\omega^2 \mu \epsilon \vec{E} \quad \nabla^2 \vec{H} = -\omega^2 \mu \epsilon \vec{H} \quad (2.2)$$

Tomaremos el eje Z como dirección de propagación de las ondas en el interior de la guía, y las direcciones X e Y serán siempre las direcciones transversales a la propagación. El tipo de soluciones que buscamos para las ecuaciones (2.2) se escribe, en forma fasorial:

$$\vec{E}(x, y, z) = \vec{E}(x, y) e^{-j\beta z} \quad \vec{H}(x, y, z) = \vec{H}(x, y) e^{-j\beta z} \quad (2.3)$$

donde β es la constante de propagación. A una solución del tipo (2.3) se le denomina modo de propagación de la guía, y se caracteriza porque su fase depende linealmente de Z, la coordenada en la dirección de propagación, pero su amplitud es independiente de ella. Este tipo de soluciones no son, por sí mismas, completamente generales, pero constituyen un conjunto completo, esto quiere decir que cualquier posible onda que pueda propagarse en la guía puede escribirse mediante la adecuada combinación lineal de esas funciones.

Sustituyendo estas soluciones en las respectivas ecuaciones de onda (2.2) resulta:

$$\frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial y^2} + (\omega^2 \mu \epsilon - \beta^2) \vec{E} = 0 \quad \frac{\partial^2 \vec{H}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \vec{H}}{\partial y^2} + (\omega^2 \mu \epsilon - \beta^2) \vec{H} = 0 \quad (2.4)$$

Mediante cierta manipulación matemática, y haciendo uso de las ecuaciones de Maxwell (2.1), pueden obtenerse relaciones muy útiles entre las componentes transversales y longitudinales de los campos:

$$(\omega^2 \mu \epsilon - \beta^2) E_x = -j\omega\mu \frac{\partial H_z}{\partial y} - j\beta \frac{\partial E_z}{\partial x} \quad (2.5)$$

$$(\omega^2 \mu \epsilon - \beta^2) E_y = +j\omega\mu \frac{\partial H_z}{\partial x} - j\beta \frac{\partial E_z}{\partial y} \quad (2.6)$$

$$(\omega^2 \mu \epsilon - \beta^2) H_x = +j\omega\epsilon \frac{\partial E_z}{\partial y} - j\beta \frac{\partial H_z}{\partial x} \quad (2.7)$$

$$(\omega^2 \mu \epsilon - \beta^2) H_y = -j\omega\epsilon \frac{\partial E_z}{\partial x} - j\beta \frac{\partial H_z}{\partial y} \quad (2.8)$$

Por lo que es claro que, en cualquier tipo de guía, el conocimiento de las componentes longitudinales (dirección de propagación) nos permitirá hallar todas las demás. No es difícil de ver que, sustituyendo las relaciones (2.5) a (2.8) en la ecuación de onda (2.2) obtenemos, precisamente, dos ecuaciones desacopladas para las componentes longitudinales.

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \omega^2 \mu \epsilon - \beta^2 \right) E_z = 0 \quad (2.9)$$

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \omega^2 \mu \epsilon - \beta^2 \right) H_z = 0 \quad (2.10)$$

Sobre la superficie conductor, por aplicación de las condiciones de contorno, se cumplirá en todos los casos $E_z = 0$ para el campo eléctrico y, para el campo magnético, $H_z = 0$.

A la hora de resolver las expresiones (2.9) y (2.10) se comprueba que existen dos tipos de modos independientes que pueden satisfacerlas, junto a las condiciones de contorno:

En el primer caso (2.9) se puede imponer $E_z(x,y) = 0$, en todos los puntos del interior de la guía, y tomar para $H_z(x,y)$ una función que cumpla las condiciones de contorno. Las soluciones obtenidas se denominan ondas de tipo transversal eléctrico (TE), puesto que el campo eléctrico de la onda sólo tiene componentes transversales a la dirección de propagación, E_x y E_y .

En el segundo caso (2.10), tomamos $H_z(x,y) = 0$ en todos los puntos, y $E_z(x,y)$ debe ser tal que satisfaga la condición de contorno, igual que en el caso anterior. Las ondas resultantes son ahora del tipo transversal magnético o TM.

Finalmente, se tendrían ondas de tipo transversal eléctrico y magnético (TEM) si eligiésemos simultáneamente $E_z=0$ y $H_z=0$. Esta última opción es posible en problemas similares; sin embargo, en guías huecas de paredes conductoras no resulta una opción adecuada.

Lo dicho hasta aquí es válido para cualquier geometría de guía hueca de paredes conductoras. En lo que resta de este apartado nos centraremos en el estudio de la propagación en guías de sección rectangular, como la que vemos en la figura 2.2, de dimensiones a y b , según los ejes X e Y respectivamente, y con la suposición de que la guía se extiende infinitamente según la dirección de propagación Z .

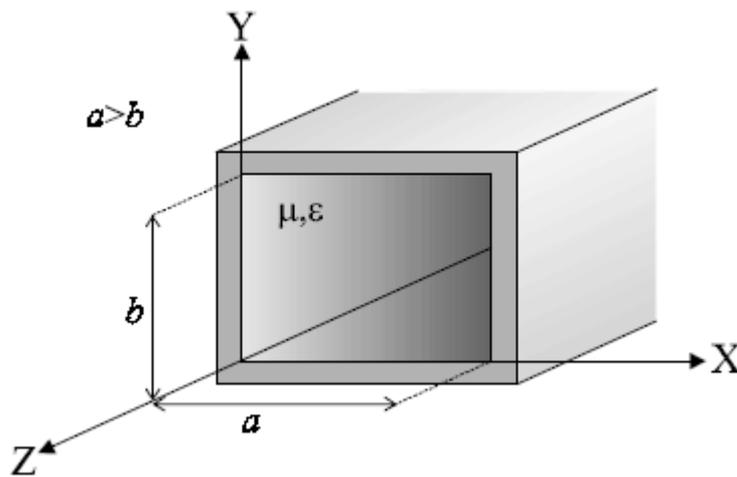


Figura 2.2 Guía de onda rectangular simple

2.2.1. Modos de tipo transversal eléctrico (TE)

De acuerdo con la orientación de la guía (Fig.2.2) podemos expresar la componente longitudinal de la onda en la forma:

$$H_z(x, y) = X(x)Y(y) \tag{2.11}$$

Y, sustituyendo en la ecuación (2.10), resulta la ecuación (2.12)

$$Y \frac{d^2 X}{dx^2} + X \frac{d^2 Y}{dy^2} + (\omega^2 \mu \epsilon - \beta^2) XY = 0 \tag{2.12}$$

Dividiendo (2.12) por XY se tiene

$$\frac{1}{X} \frac{d^2 X}{dx^2} = -k_x^2 \quad \frac{1}{Y} \frac{d^2 Y}{dy^2} = -k_y^2 \tag{2.13}$$

Donde se debe cumplir, en todos los casos, la igualdad:

$$-k_x^2 - k_y^2 + \omega^2 \mu \epsilon - \beta^2 = 0 \quad (2.14)$$

Las soluciones generales de las ecuaciones (2.13) son

$$X(x) = A \operatorname{sen} k_x x + B \operatorname{cos} k_x x \quad (2.15)$$

$$Y(y) = C \operatorname{sen} k_y y + D \operatorname{cos} k_y y \quad (2.16)$$

El siguiente paso consiste en aplicar las condiciones de contorno. Lo inmediato sería cancelar las componentes de campo eléctrico tangenciales a cada una de las paredes de la guía en los puntos inmediatamente próximos a cada conductor, sin embargo no disponemos todavía de la forma de ninguna de las dos componentes de campo eléctrico (salvo la longitudinal, pero ésta ya es nula en todo el interior de la guía). A la vista de las ecuaciones (2.7) y (2.8) surge otra posible estrategia: las componentes de campo magnético H_x y H_y son normales a las paredes conductoras (en cuyo grosor interior el campo magnético es nulo) y, por tanto, deben cancelarse en los puntos de la superficie. Se obtiene entonces,

$$H_x \Big|_{x=0, x=a} = 0 \quad \rightarrow \quad A = 0, \quad k_x = \frac{m\pi}{a} \quad (2.17)$$

$$H_y \Big|_{y=0, y=b} = 0 \quad \rightarrow \quad C = 0, \quad k_y = \frac{n\pi}{b}$$

Donde, a priori, son posibles cualesquiera valores enteros $m, n=0, 1, 2, 3, \dots$

Finalmente, volviendo a la ecuación 2.11 obtenemos la expresión de la componente longitudinal (2.18):

$$H_z(x, y) = H_0 \operatorname{cos}\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \operatorname{cos}\left(\frac{n\pi}{b} y\right) \quad (2.18)$$

Donde hemos definido la amplitud $H_0 = B \cdot D$.

Esta solución corresponde a un modo genérico TE_{mn} , donde los subíndices se relacionan con el ritmo de variación transversal de los campos, en x e y , respectivamente.

La igualdad (2.14), puede expresarse ahora más explícitamente:

$$\beta_{m,n} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (2.19)$$

Donde $k^2 = \omega^2 \mu \epsilon$. Esta fórmula, que relaciona la constante de propagación de cada modo con la frecuencia, recibe el nombre de relación de dispersión en la guía.

Si, a continuación, sustituimos (2.18) en (2.5) y (2.6), obtendremos, para los modos TE:

$$E_x(x, y) = -j\omega\mu \frac{\frac{n\pi}{b}}{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} H_0 \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) = \frac{\omega\mu}{\beta} H_y \quad (2.20)$$

$$E_y(x, y) = j\omega\mu \frac{\frac{m\pi}{a}}{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} H_0 \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) = -\frac{\omega\mu}{\beta} H_x \quad (2.21)$$

Y lo mismo podría hacerse con (2.7) y (2.8) para el cálculo de las componentes transversales del campo magnético.

La conclusión importante de todo el desarrollo anterior, y a falta de una posterior profundización, es la siguiente: existen soluciones en forma de modos de propagación, cuya amplitud permanece constante y con una variación lineal en la fase a lo largo de la guía. Esos modos forman un conjunto discreto de soluciones, y se obtienen individualmente dando valores enteros a m y a n . La constante de propagación es diferente, en principio, para cada uno de esos modos.

2.2.2. Modos de tipo transversal magnético (TM)

La obtención de los modos TM sigue los mismos pasos que en la sección anterior. Ahora la separación de variables la utilizamos en la forma:

$$E_z(x, y) = X(x)Y(y) \quad (2.22)$$

Y, sustituyendo en la ecuación de onda (2.2), llegaremos de nuevo al tipo de solución mostrado en (2.14), (2.15) y (2.16).

Las condiciones de contorno se aplican inmediatamente, puesto que E_z es una componente de ampo eléctrico tangencial a las cuatro paredes de la guía, y debe cancelarse junto a todas ellas. Su expresión final, como puede comprobarse fácilmente, es:

$$E_z(x, y) = E_0 \sin(k_x x) \sin(k_y y) \quad (2.23)$$

Y donde, de nuevo, se satisfacen las relaciones de (2.24):

$$k_x = \frac{m\pi}{a}, \quad k_y = \frac{n\pi}{b} \quad \text{y} \quad \beta_{m,n} = \sqrt{k^2 - k_x^2 - k_y^2} \quad (2.24)$$

Si sustituimos la expresión (2.23) en (2.7) y (2.8) obtendremos las demás componentes,

$$H_x(x, y) = -j\omega\epsilon \frac{\frac{n\pi}{b}}{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} E_0 \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) = -\frac{\omega\epsilon}{\beta} E_y \quad (2.25)$$

$$H_y(x, y) = j\omega\epsilon \frac{\frac{m\pi}{a}}{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} E_0 \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) = \frac{\omega\epsilon}{\beta} E_x \quad (2.26)$$

Y de (2.5) y (2.6) pueden obtenerse las componentes transversales de campo eléctrico.

2.2.3. Modos guiados y modos en corte. Curvas de dispersión.

Hemos visto que la constante de propagación de un modo TE_{mn} o TM_{mn} se puede escribir como:

$$\beta_{m,n} = \sqrt{\omega^2 \mu\epsilon - \pi^2 \left(\frac{m^2}{a^2} + \frac{n^2}{b^2}\right)} \quad (2.27)$$

De esta expresión (2.27) se comprueba que la constante de propagación se mantendrá real siempre que:

$$\omega^2 \mu\epsilon \geq \pi^2 \left(\frac{m^2}{a^2} + \frac{n^2}{b^2}\right) \quad (2.28)$$

Y, por tanto, sólo para un conjunto finito de valores de m y n . Este hecho es de una importancia fundamental en la teoría de guías de onda. Si el par de valores escogidos para los valores m y n son tales que la condición (2.28) no se satisface, tendremos un caso en el que la constante de propagación pasa a tener un valor imaginario puro, en la forma:

$$\beta_{mn} = \pm j\alpha_{mn} \quad (2.29)$$

Y el término de propagación del modo, $e^{-j\beta z}$, se convierte en un término de atenuación, $e^{-\alpha z}$. Como consecuencia, no tendremos una onda capaz de propagarse en la guía, sino una onda amortiguada en la dirección Z que tenderá rápidamente a extinguirse. Inversamente, para un modo cualquiera (es decir, fijados los valores de m y n), debe existir una frecuencia mínima $f_{c_{mn}}$, por debajo de la cual la constante de propagación pasa a ser imaginaria, y el modo no podrá propagarse. A esa frecuencia se le denomina *frecuencia de corte* del modo. Asimismo, a un modo en esas condiciones se le llama *modo en corte*. Los modos usuales, con β real, que son capaces de transmitir información a lo largo de la guía, se conocen como *modos guiados*.

En la figura 2.3 se ha representado lo que podría ser el tipo de variación en las direcciones transversales de una componente de campo eléctrico de un modo TE para un modo guiado (a) y para un modo en corte (b). La diferencia está en que el modo en corte tiene siempre un ritmo de variación más alto, en, al menos, una de las direcciones transversales. Obsérvese que, en cualquier caso, la representación gráfica completa de un modo sería mucho más prolija que su descripción matemática.

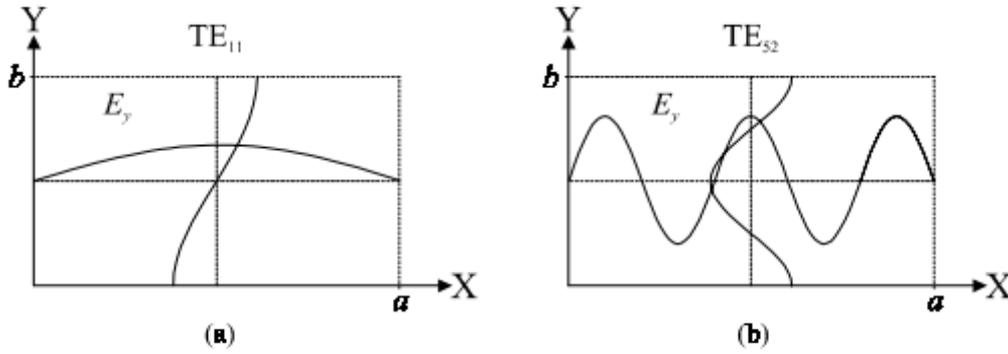


Figura 2.3 (a) Modo guiado. (b) Modo en corte

Estamos interesados en conocer las características de esos modos guiados, que son los que tienen un interés básico, aunque los modos en corte, como soluciones posibles del problema electromagnético, son importantes cuando se tratan problemas de excitación frontal de guías, o de transiciones entre guías de onda. Por el momento, para nuestros propósitos de conocer el comportamiento de las ondas en la guía, el parámetro que tiene mayor importancia es la frecuencia de corte, que nos indicará cuando pueden aparecer nuevos modos guiados si vamos aumentando la frecuencia de excitación. La frecuencia de corte de un modo puede escribirse como:

$$f_{c_{mn}} = \frac{1}{2\sqrt{\mu\epsilon}} \left[\frac{m^2}{a^2} + \frac{n^2}{b^2} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.30)$$

Y es la frecuencia mínima a la que todo el modo puede propagarse.

La constante de propagación puede expresarse en función de la frecuencia de corte:

$$\beta_{mn} = 2\pi f \sqrt{\mu\epsilon} \left[1 - \left(\frac{f_{c_{mn}}}{f} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.31)$$

Otro parámetro de interés es el de la longitud de onda en la guía, que se define como la longitud entre dos planos de fase consecutivos. Para comprender que tal definición tiene sentido debe observarse que un modo no es sino una onda plana (los frentes de ondas son planos perpendiculares a Z, la dirección de propagación) aunque no uniforme. Todas las componentes no nulas del campo eléctrico o magnético repiten su fase cada distancia recorrida igual a:

$$\lambda_{mn} = \frac{2\pi}{\beta_{mn}} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{c_{mn}}}{f} \right)^2}} \quad (2.32)$$

Donde λ es la longitud de onda correspondiente a la frecuencia f en el medio que constituye el interior de la guía de onda.

Suelen expresarse las características fundamentales de la guía gráficamente, mediante las llamadas curvas de dispersión. Estas curvas muestran la relación entre la pulsación angular ω y la constante de propagación β , para los diferentes modos posibles. Se han representado para un caso particular en la figura 2.4.

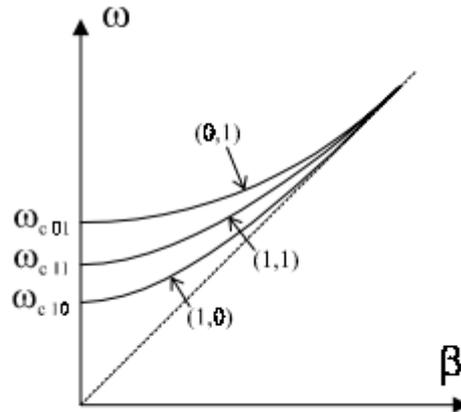


Figura 2.4 Curvas de dispersión

El diagrama de dispersión (ω - β) comienza, para cada modo, en la frecuencia de corte cuya pulsación es ω_c . Para una frecuencia fijada, la velocidad de fase de un modo viene dada por:

$$v_f = \frac{\omega}{\beta_{mn}} \tag{2.33}$$

Que coincide con la pendiente de la línea que une el origen con el punto del diagrama de radiación correspondiente al modo y a la frecuencia (figura 2.3).

2.2.4. Modo dominante TE_{10}

Se denomina modo dominante, o modo fundamental, de la guía de onda a aquel cuya frecuencia de corte es menor. Si partimos de una frecuencia elevada y con numerosos modos excitados en la guía, y vamos disminuyendo paulatinamente la frecuencia, sería el último modo en desaparecer.

A partir de la ecuación (2.30), y si asumimos que las dimensiones transversales de la guía cumplen la relación $a > b$ (figura 2.2), podemos ver que el modo de menor frecuencia de corte es el modo 10 (uno-cero). Se comprueba, además, que los modos TM comienzan en el modo TM_{11} (en general no son posible los modos TM_{0n} ni TM_{m0}), por lo que el modo fundamental es el modo TE_{10} .

El siguiente modo será el de orden 01 , 20 o, incluso, 30 , en función de cuál sea la relación concreta entre las dimensiones a y b de la guía.

Las frecuencias de corte de los posibles primeros modos son:

$$\begin{aligned} (f_c)_{10} &= \frac{1}{2a\sqrt{\mu\epsilon}}, & (f_c)_{01} &= \frac{1}{2b\sqrt{\mu\epsilon}}, & (f_c)_{20} &= \frac{1}{a\sqrt{\mu\epsilon}}, \\ (f_c)_{11} &= \frac{1}{2\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\frac{1}{a^2} + \frac{1}{b^2}} \end{aligned} \tag{2.34}$$

En el caso particular en que a=b ocurre que los modos TE10 y TE01 tienen la misma frecuencia de corte y, de hecho, la misma constante de propagación ($\beta_{10}=\beta_{01}$). Cuando esto sucede se dice que son modos degenerados.

Las expresiones particulares del modo dominante TE₁₀ (si a>b) son:

$$\begin{aligned} E_x &= 0 & H_x &= -j\beta_{10}H_0 \frac{a}{\pi} \text{sen} \frac{\pi}{a} x e^{-j\beta_{10}z} \\ E_y &= j\omega\mu H_0 \frac{a}{\pi} \text{sen} \frac{\pi}{a} x e^{-j\beta_{10}z} & H_y &= 0 \\ E_z &= 0 & H_z &= H_0 \cos \frac{\pi}{a} x e^{-j\beta_{10}z} \end{aligned} \tag{2.35}$$

2.3. Simulaciones

Una vez que tenemos claros los principales conceptos sobre las guías de onda, nos disponemos a realizar las primeras simulaciones.

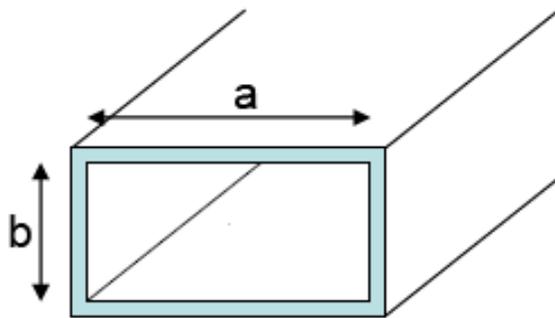
Este sistema se basará en la utilización de guías de onda en la banda Ka (26.5 – 40 GHz).

Tabla 2.1 Guías de onda y bandas más comunes (La banda 75 110 se llama W)

WR	BW TE10 (GHz)	Fc TE10 (GHz)	Power (MW)	Attn dB/33m	Dimensions axb (mm)	BANDA
229	3.3-4.9	2.57	2	1	58.17x29.08	S
137	5.85-8.2	4.3	0.6	2.2	34.8x15.8	C
112	7.05-10.0	5.25	0.4	3	28.5x12.6	XI
90	8.2-12.4	6.55	0.25	4.8	22.86x10.16	X
62	12.4-18	9.48	0.12	5.4	15.8x7.9	KU
42	18-26.5	14.05	0.045	15	10.7x4.3	K
28	26.5-40	21.08	0.025		7.11x3.56	KA
22	33-50	26.34	0.016		5.7x2.8	Q
10	75-110	59.01	0.003		2.54x1.27	W

Desde un principio, la forma elegida para llevar a cabo este proyecto fue utilizando una guía de onda de dimensiones 7.1 x 3.56 mm trabajando a la frecuencia de 35 GHz. El diseño inicial que pensamos fue la utilización de dos tramos de guía de onda, con una estructura de teflón entre ambos donde colocaremos las muestras a analizar. En el futuro, intentaremos reducir en la medida de lo posible las dimensiones de esta guía para que la superficie a examinar sea mínima y, por lo tanto, conseguir una mejora en la definición a la hora de realizar el análisis.

Las principales características de la guía con la que vamos a trabajar son:



$$a = 7.11 \text{ mm}$$

$$b = 3.56 \text{ mm}$$

$$\lambda_c = 2 \cdot a = 14.22 \text{ mm}$$

$$f_c = \frac{c}{\lambda_c} = 21.097 \text{ GHz}$$

$$\text{Profundidad de penetración} = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot f \cdot \mu \cdot \sigma}}$$

Figura 2.5 Guía de onda en banda Ka

2.3.1. Guía de onda 7.1 x 3.56 mm (banda Ka)

Evidentemente, el primer paso será simular el comportamiento de la guía de onda en solitario. Para ello, diseñamos una guía de las dimensiones estándar para la banda Ka y colocamos dos puertos de excitación, uno en cada extremo de la guía. De esta forma, como se puede observar en la figura 2.6, podremos conocer cómo se comporta dicha guía utilizando la herramienta CST Microwave Studio, simulador electromagnético 3D que se utilizará a lo largo de todo el desarrollo del proyecto. En este primer caso hemos diseñado una guía de onda lo suficientemente larga (42.5 mm) para asegurarnos unos resultados satisfactorios.

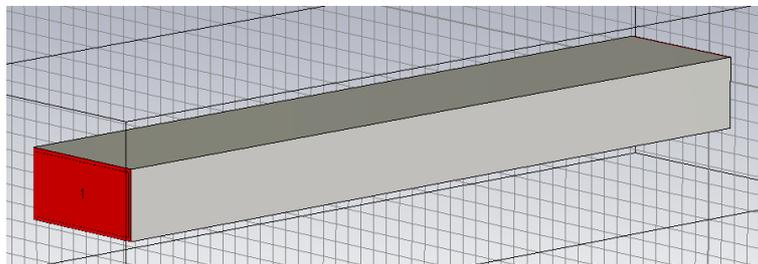


Figura 2.6 Guía de onda rectangular de 42.5 mm de longitud con excitación en los dos puertos

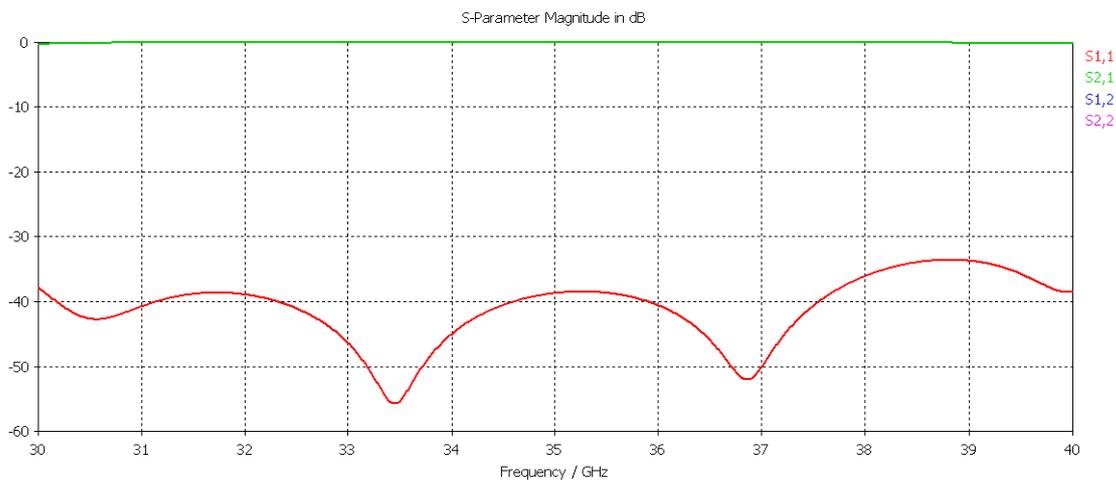


Figura 2.7 Resultados de simulación de la guía de la figura 2.6

Los resultados de la figura 2.7 nos muestran el correcto funcionamiento de la guía. Observamos que la transmisión es correcta (0 dB) y que la adaptación es muy buena (<-30 dB).

Como segundo paso, quisimos diseñar un modelo que se asemejase más a lo que en un principio teníamos como objetivo del proyecto. Por lo tanto, nos dispusimos a colocar la estructura donde posteriormente colocaremos las muestras que queremos analizar. Decidimos que dicha estructura fuera una pequeña lámina de teflón de 4 mm de grosor, ya que este material se comporta bastante bien a estas frecuencias.

Algunas de las características más importantes del teflón a la hora de trabajar con microondas son:

- Constante dieléctrica (ϵ_r) = 2,1
- Tangente de pérdidas ($\text{tang}(\delta)$) < 0.0002

Estos serán los datos que debemos introducir en nuestros diseños que incluyan teflón para simular correctamente el comportamiento del mismo.

A continuación se muestra el primer diseño que llevamos a cabo (Fig.2.8).

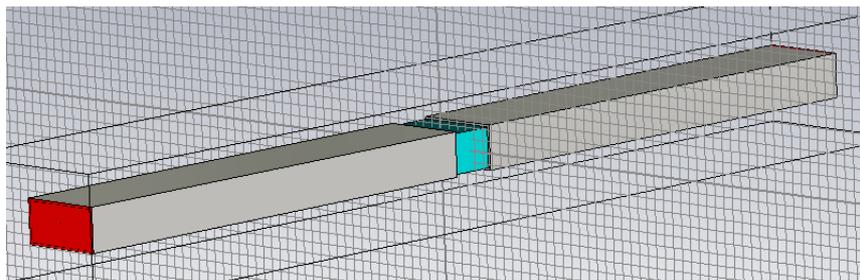


Figura 2.8 Guías de onda de 42.5 mm con lámina de teflón de 4 mm.

Como vemos en la figura 2.8, existe una apertura entre los dos tramos de guía. En este espacio está situado el teflón donde posteriormente se colocará la muestra a examinar. Debido a que dicha lámina de teflón no se encuentra envuelta por la guía, es probable que exista algún tipo de pérdida por radiación, además de las pérdidas que causará la discontinuidad del cambio de aire a teflón. Observamos estos problemas en la figura 2.9:

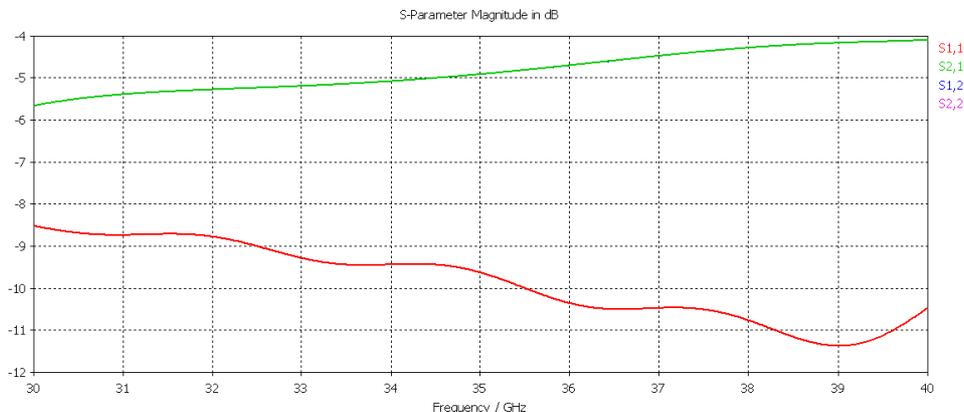


Figura 2.9 Coeficientes de reflexión y transmisión

Como ya habíamos previsto, se observa que existen unas pérdidas de transmisión debidas a la radiación entre los dos tramos de guía donde esta colocada la pieza de teflón, -5 dB a 35 GHz aproximadamente. Además, la adaptación no es muy buena (-9,5 dB a 35 GHz).

Con la idea de eliminar las pérdidas por radiación, encerramos completamente la pieza de teflón, sin dejar espacio entre los dos tramos de guía. De esta forma, solo tendremos pérdidas por reflexión debidas a las discontinuidades al cambiar de medio. El único problema de este diseño se encontraría a la hora de construirlo físicamente, sin embargo, de momento sólo queríamos evaluar su comportamiento.

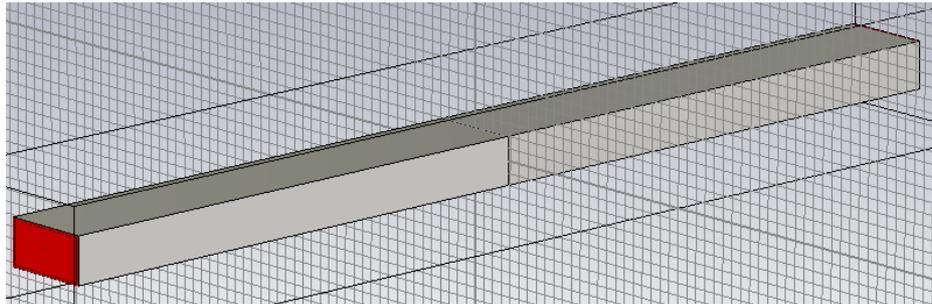


Figura 2.10 Guía de onda con lámina de teflón de 4 mm encerrada. Longitud total 89mm. Muestra centrada de 4mm

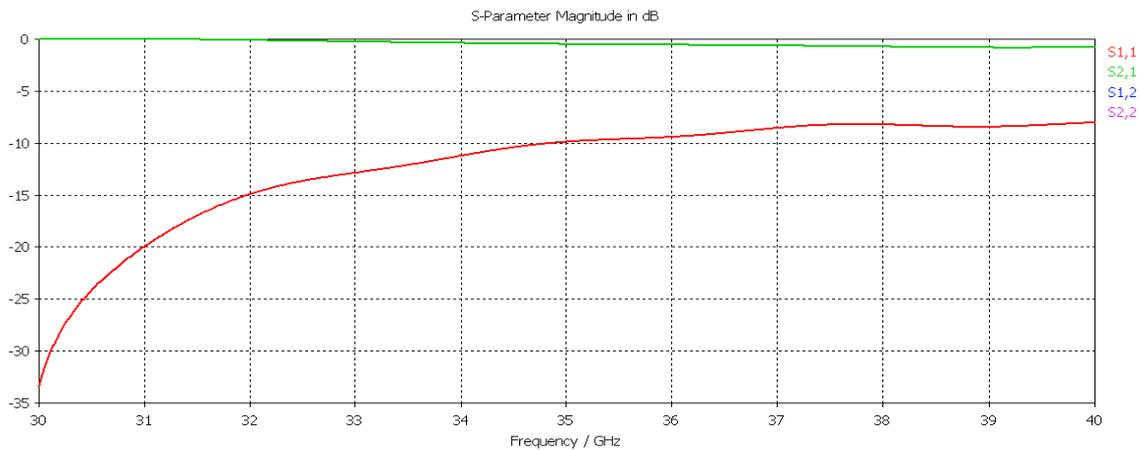


Figura 2.11 Coeficientes de reflexión y transmisión obtenidos con la estructura de la figura 2.10.

Una vez obtenidos los resultados, observamos que las pérdidas por radiación han desaparecido (Fig.2.11). Sin embargo, la adaptación sigue sin ser muy buena. Para ello, comenzamos otra línea de investigación con la que intentaremos mejorar la adaptación de nuestro diseño.

En las próximas simulaciones trabajaremos con ambos tipos de guía, abierta y cerrada.

2.3.2. Métodos de adaptación

Entre las posibles soluciones para mejorar la adaptación, en primer lugar, pensamos en la colocación de piezas rectangulares de teflón en forma de escalones (adaptadores $l_g/4$). Éstas, podrían darnos una adaptación más suave, evitando así, el cambio brusco de medio al incidir sobre la pieza de teflón. Cada escalón de dicha pieza tendrá una longitud de un cuarto de longitud de onda de la guía.

$$\lambda_c = 2 \cdot a = 14.2 \text{ mm}$$

$$f_c = \frac{c}{\lambda_c} = 21.126 \text{ GHz}$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda_c}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} = 17.8 \text{ mm}$$

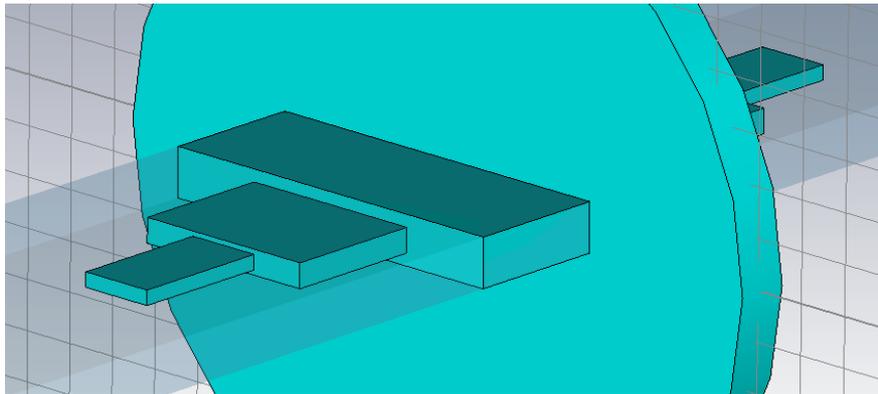
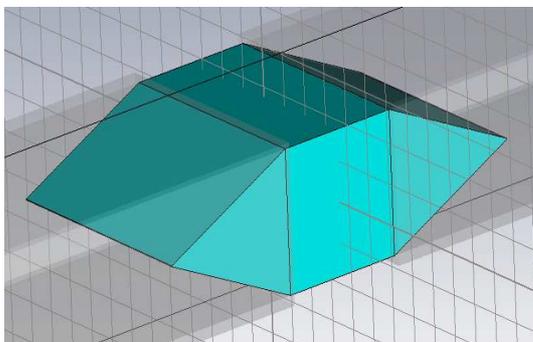
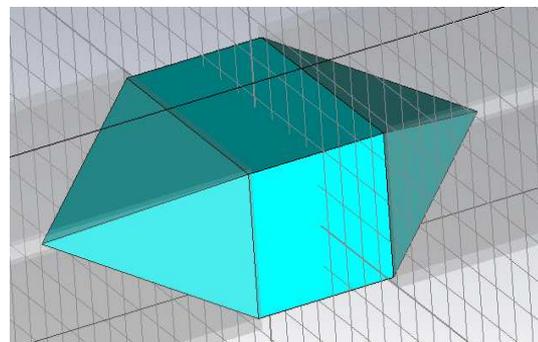


Figura 2.12 Detalle de los adaptadores 1/4 en el interior de las guías

Tras varias simulaciones, observamos que los resultados no eran satisfactorios por lo que se decidió utilizar una cuña de teflón o una pieza piramidal de este mismo material para simular una transición gradual (Fig. 2.13 a y b). La longitud tanto de la cuña como de la pirámide será también de un cuarto de longitud de onda de la guía.



(a)



(b)

Figura 2.13 a) Transición en cuña. b) Transición en pirámide

A continuación mostramos los resultados con ambos métodos de adaptación, tanto para la guía abierta como para la guía cerrada.

Comenzamos mostrando los resultados de la **guía abierta**.

- Con cuña de teflón:

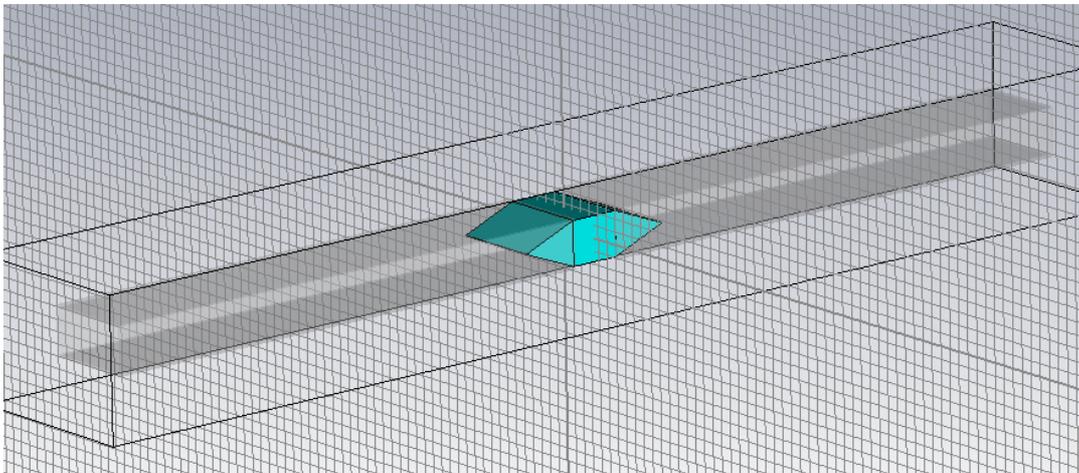


Figura 2.14 Guía de onda con transición en cuña de longitud $\lambda/4$ y lámina de teflón de 4 mm.

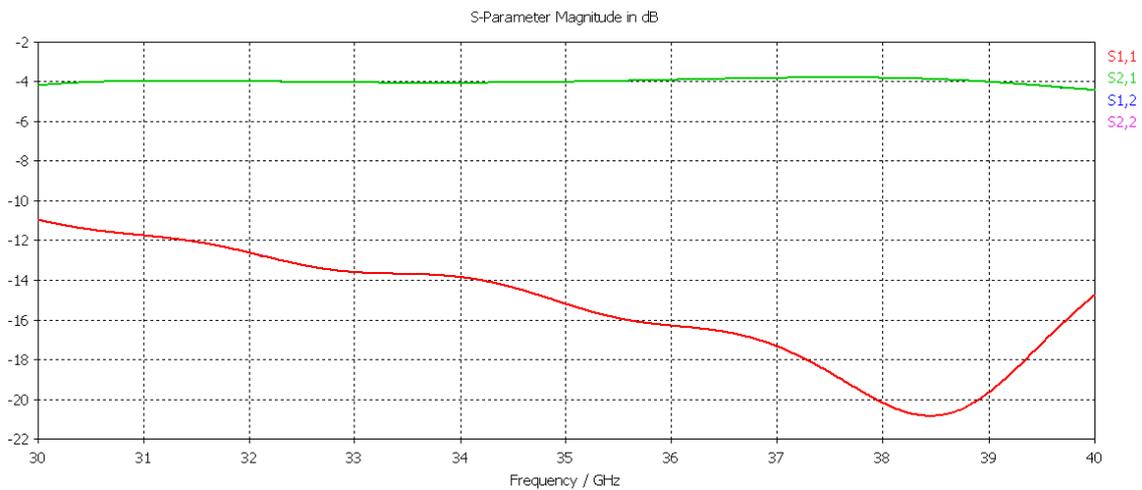


Figura 2.15 Coeficientes de reflexión y transmisión obtenidos con la estructura de la figura 2.14.

- Con pieza piramidal de teflón:

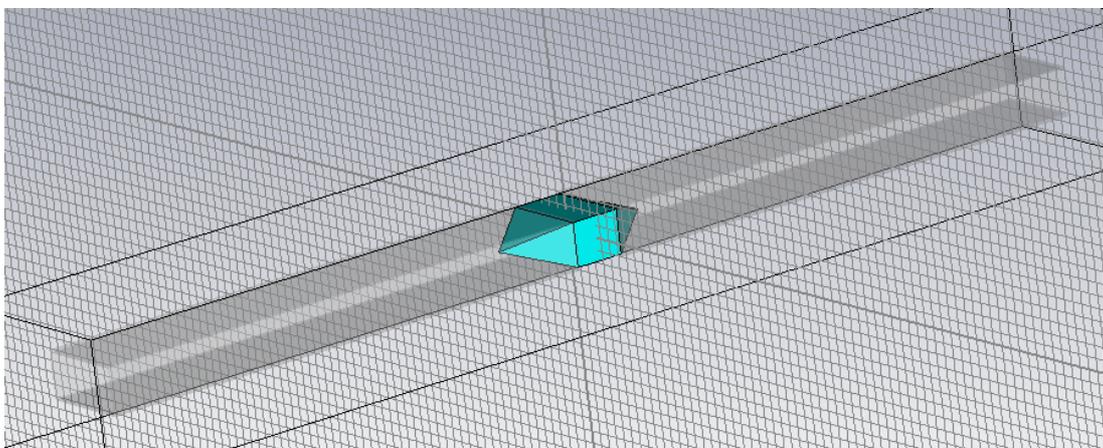


Figura 2.16. Guía de onda con transición en pirámide de longitud $\lambda/4$ y lámina de teflón de 4 mm.

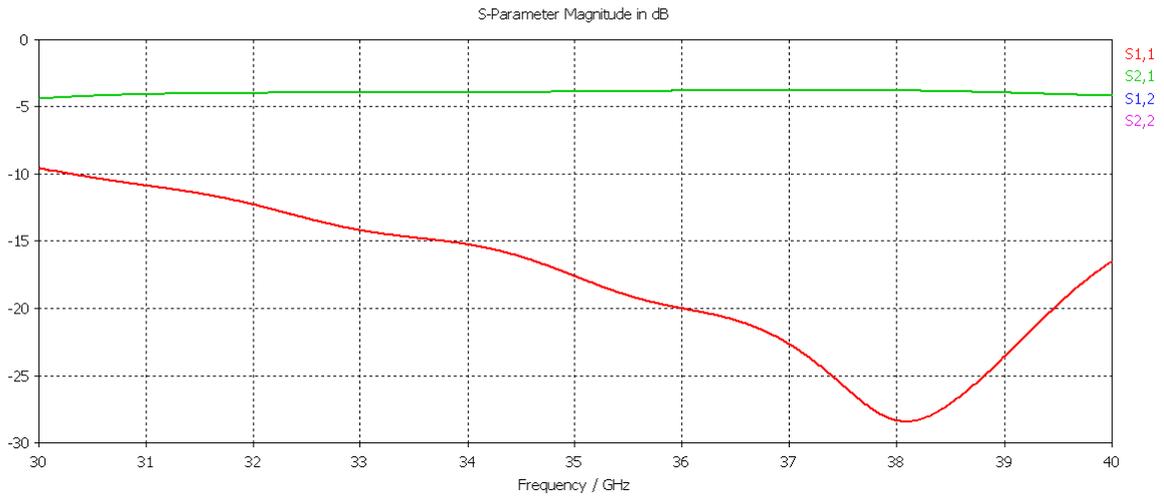


Figura 2.17. Coeficientes de reflexión y transmisión obtenidos con la estructura de la figura 2.16.

Y a continuación, pasamos a mostrar los resultados para el caso en el que la **guía está cerrada completamente**.

- Con cuña de teflón:

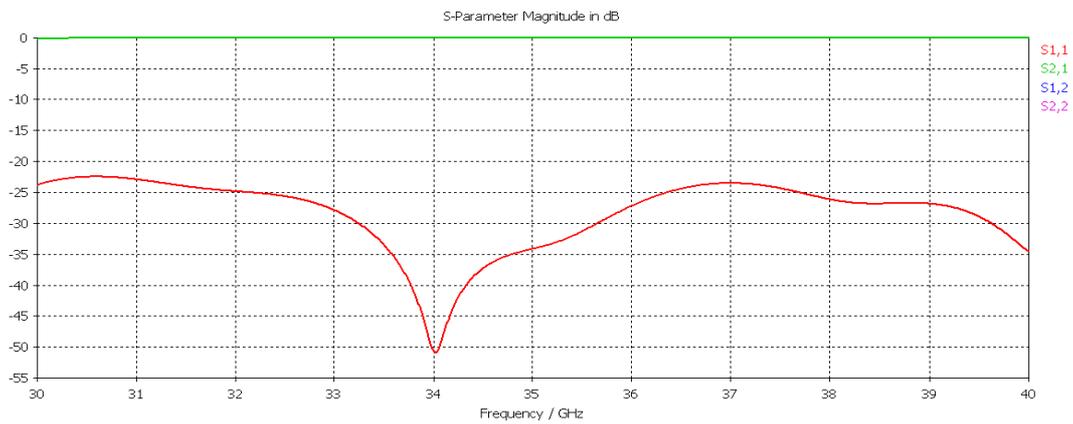


Figura 2.18. Coeficientes de reflexión y transmisión obtenidos con la guía de onda con transición en cuña de longitud $\lambda/4$ y lámina de teflón de 4 mm.

- Con pirámide de teflón:

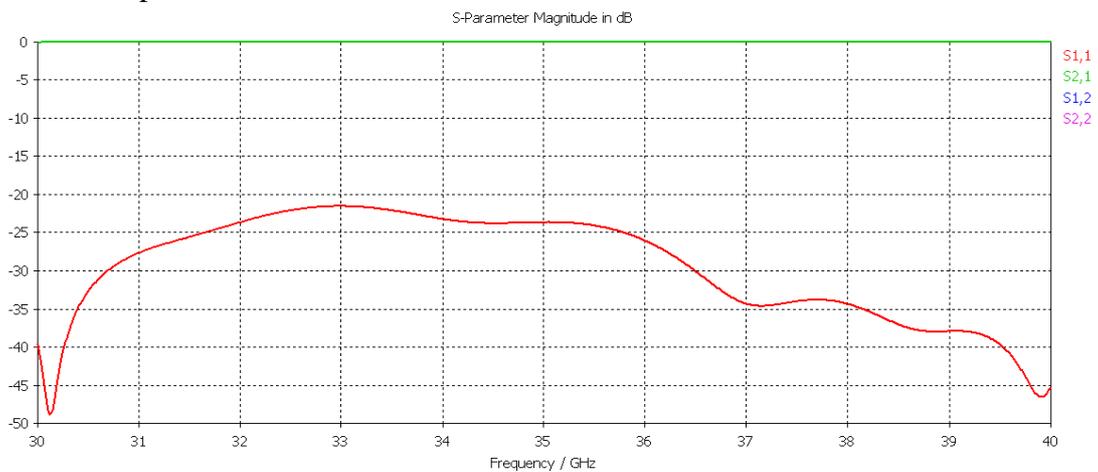


Figura 2.19. Coeficientes de reflexión y transmisión obtenidos con la guía de onda con transición en cuña de longitud $\lambda/4$ y lámina de teflón de 4 mm.

Estos dos diseños son con los que mejor resultados se obtienen. Como vemos, en el caso de la guía abierta, siguen apareciendo pérdidas por radiación al estar separados los dos tramos de guía. Estas pérdidas desaparecen al cerrar la guía completamente. En cuanto a la adaptación, también mejora para el caso de la guía completamente cerrada.

Continuando con el análisis de los resultados anteriores, podemos concluir que se aprecian más variaciones en los resultados cuando cambiamos el tipo de guía (cerrada o abierta) que al cambiar la pieza adaptativa de teflón. Debido a esto, de ahora en adelante, trabajaremos exclusivamente con la cuña de teflón ya que si en algún momento queremos llevar a cabo dicho diseño será mucho más sencillo de construir.

2.3.3. Diseños con secciones de teflón mayores que la de la guía

Aunque el objetivo final es el diseño de sistemas de análisis de dieléctricos con guías de altura reducida para mejorar la precisión de la medida, de momento continuaremos trabajando con la guía estándar (7.11 x 3.56 mm) para intentar conseguir unos resultados aceptables, cuando introducimos láminas de dieléctrico con una sección superior a la de la boca de la guía. Esto nos permitirá diseñar sistemas de prueba para analizar muestras mayores que dicha sección de guía. El objetivo, por lo tanto, de este apartado es investigar si se pueden adaptar estas estructuras con pocas pérdidas de inserción.

Una primera modificación que realizamos fue, partiendo del diseño en el que existía un hueco entre los dos tramos de teflón, aumentar las dimensiones de la pieza de teflón.

En la figura 2.20 hemos introducido una lamina de teflón de 4 mm de espesor y sección 14.22 x 7.12 mm. Podemos observar que mantiene una buena adaptación con 4 dB de pérdidas en la banda, aproximadamente.

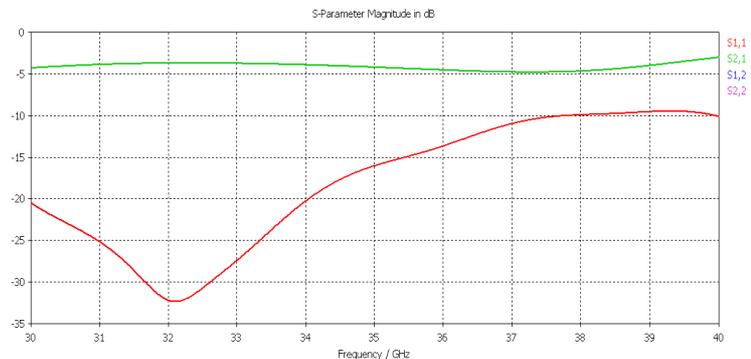
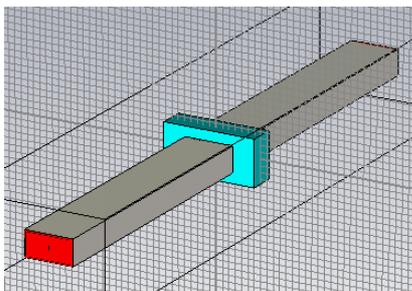


Figura 2.20 Guía de onda con transición en cuña de longitud $\lambda/4$ y lámina de teflón de sección 14.22 x 7.11 mm y 4 mm de espesor.

En la figura 2.21 hemos agrandado la sección de la lámina de teflón hasta los 21.33 x 10.68 mm con el objetivo de ver qué influencia tenía tanto en las pérdidas de inserción como en la adaptación. Se observa que la variación es pequeña aunque las pérdidas de inserción han aumentado algo y la adaptación ha mejorado.

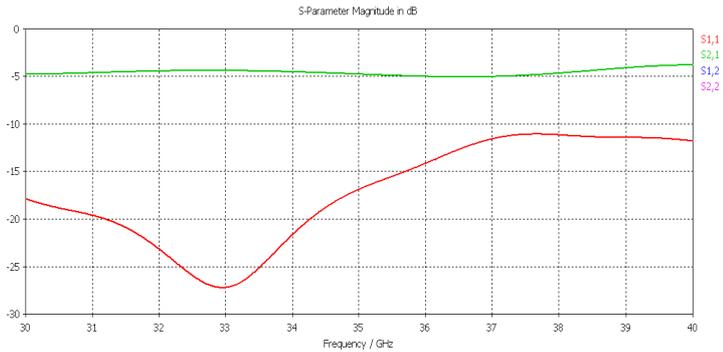
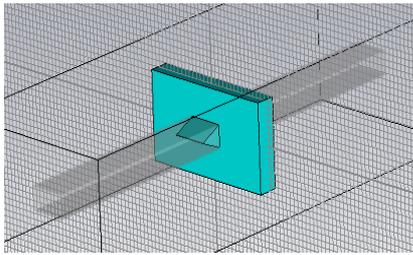


Figura 2.21. Guía de onda con transición en cuña de longitud $\lambda/4$ y lámina de teflón de sección $21.33 \times 7.12 \text{ mm}$ y 4 mm de espesor

Por último, en la figura 2.22 se ha simulado un diseño también con la guía abierta, a la que hemos vuelto a agrandar la sección hasta los $35.55 \times 17.8 \text{ mm}$. En este caso se observa que prácticamente no ha habido variaciones.

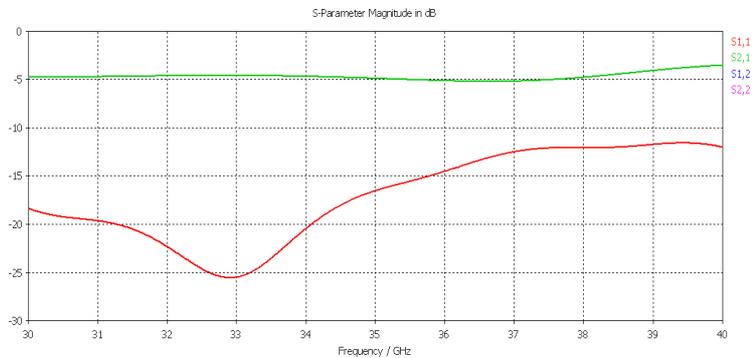
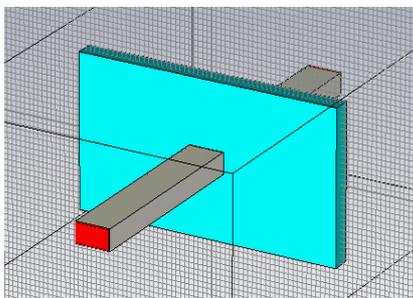


Figura 2.22 Guía de onda con transición en cuña de longitud $\lambda/4$ y lámina de teflón de sección $35.55 \times 17.8 \text{ mm}$ y 4 mm de espesor.

Como hemos podido comprobar en los resultados anteriores, no se aprecia prácticamente mejoría alguna. Sin embargo, hemos conseguido estructuras que nos van a permitir analizar muestras más grandes con unas pérdidas por radiación y una adaptación razonables

Observando estos resultados, quisimos buscar un método para evitar las pérdidas por radiación. En un primer momento encerramos la lámina de teflón en una caja metálica. Al igual que en los diseños anteriores, seguimos utilizando una cuña de teflón de un cuarto de longitud de onda de la guía para mejorar la adaptación. En la figura 2.23 se puede observar una estructura con la lámina de teflón también de 4 mm de espesor y sección $14.22 \times 7.11 \text{ mm}$ encerrada totalmente en una caja metálica.

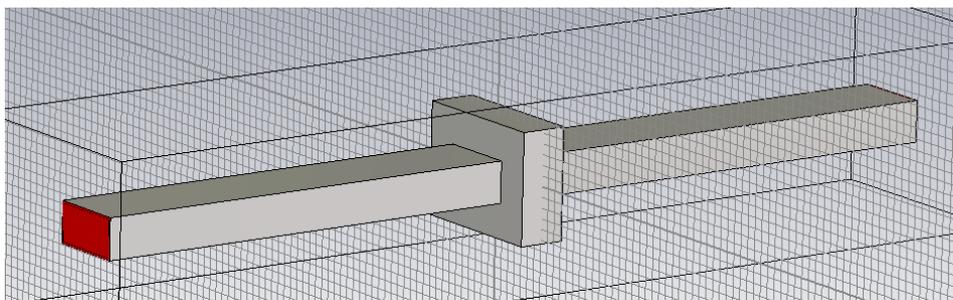


Figura 2.23. Guía de onda con transición en cuña de longitud $\lambda/4$ y lámina de teflón de sección 7.11×3.56 y 4 mm de espesor encerrada en metal.

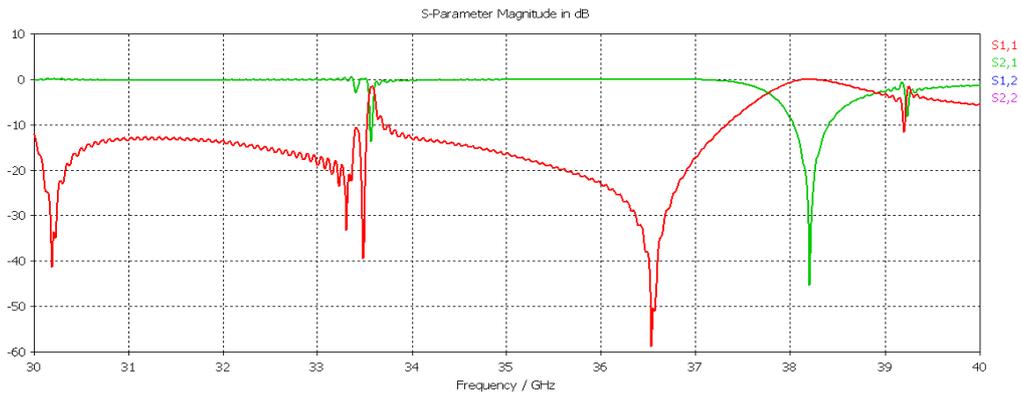


Figura 2.24. Coeficientes de reflexión y transmisión obtenidos con la guía de onda de la figura 2.23.

La caja metálica en la cual está encerrada la pieza de teflón actúa como una cavidad resonante. Aunque se pueden apreciar dos bandas de frecuencia en las que las pérdidas por transmisión son prácticamente nulas y tienen una buena adaptación, no es un diseño recomendable debido a la incertidumbre en la frecuencia de resonancia cuando se introduzcan muestras de constante dieléctrica desconocida.

Para intentar eliminar las resonancias que aparecen en la figura 2.24, decidimos abrir los laterales de la caja, esto además mejoraría el posible diseño final del sistema ya que facilita el intercambio de muestras. En la figura 2.25 se puede observar dicha estructura con una muestra de teflón de las mismas dimensiones que la de la figura 2.23.

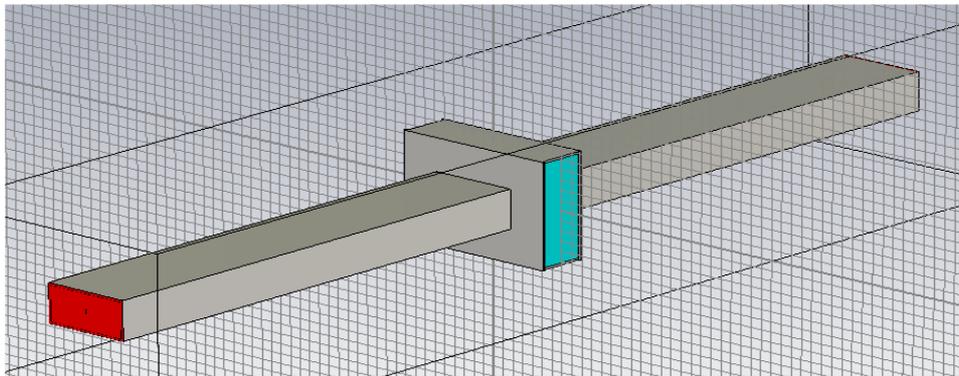


Figura 2.25. Guía de onda con transición en cuña de longitud $\lambda/4$ y lámina de teflón encerrada en metal con paredes laterales abiertas.

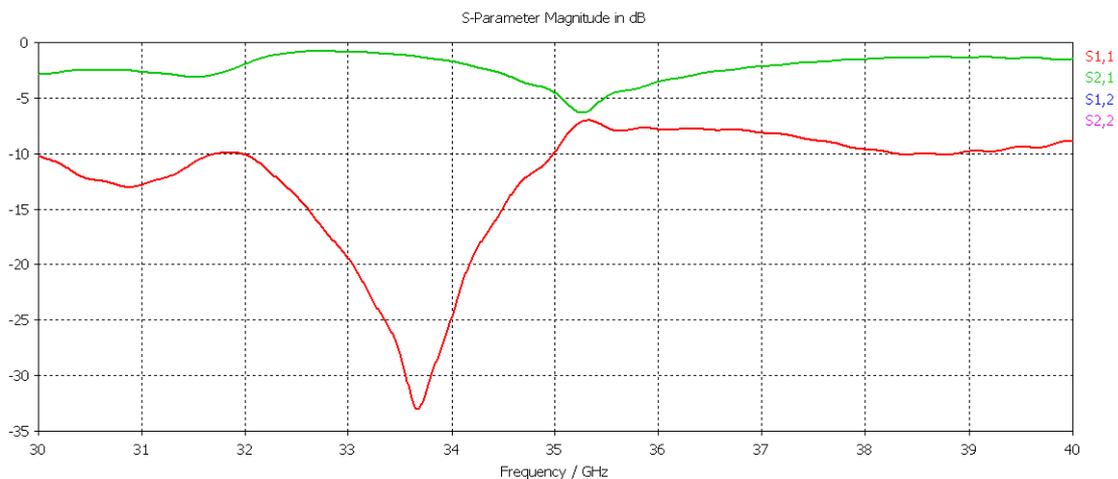


Figura 2.26. Coeficientes de reflexión y transmisión obtenidos para la guía de onda de la figura 2.25.

Como se puede observar en la figura 2.26, los resultados no se pueden considerar como buenos, sin embargo aparece una banda entre 32 y 35 GHz en los que hay una buena adaptación y pocas pérdidas, habiendo desaparecido las resonancias. Esto hace que sea una solución a tener en cuenta.

Como última estructura a analizar, se dejaron abiertas las caras superior e inferior de la caja metálica para la misma muestra de teflón (Fig. 2.27)

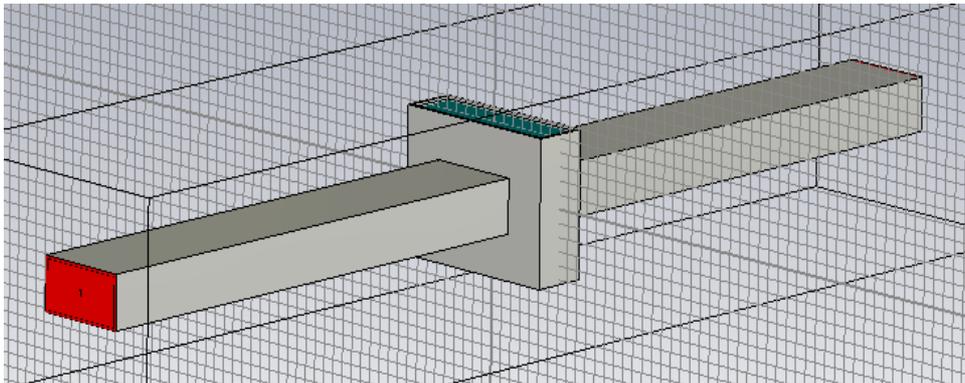


Figura 2.27. Guía de onda con transición en cuña de longitud $\lambda/4$ y lámina de con paredes horizontales abiertas.

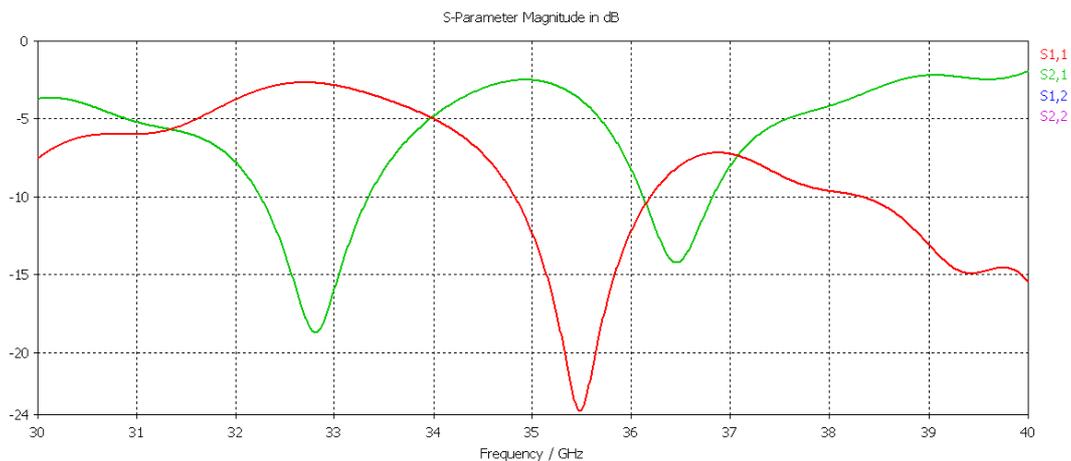


Figura 2.28. Coeficientes de reflexión y transmisión obtenidos para la guía de onda de la figura 2.27.

Como se puede observar en la figura 2.28, los resultados son totalmente caóticos con desadaptaciones y pérdidas importantes, por lo que sería un resultado a descartar definitivamente.

A la vista de los resultados del estudio realizado en este apartado, podemos concluir que las estructuras abiertas pudieran ser una solución a pesar de las pérdidas que implicarían una pérdida de sensibilidad a la hora de analizar muestras similares. En cuanto a las estructuras cerradas, la que mejor posibilidades nos da es la que tiene la paredes laterales abiertas. No obstante se estudiarán, en sucesivos capítulos, las posibilidades de estructuras diferentes, como la combinación de una guía de onda con bocinas rectangulares en transmisión.

3. TRANSICIONES GRADUALES

3.1. Guía de altura reducida.

Como ya hemos mencionado en varias ocasiones, nuestro objetivo según avanzamos en el desarrollo del proyecto es disminuir las dimensiones de la guía para mejorar la definición y la sensibilidad de los resultados. Para ello, debemos estudiar la forma de llevar a cabo dicha disminución.

El primer paso en este estudio será analizar el comportamiento de una guía de dimensiones reducidas en solitario. En este caso la guía tiene unas dimensiones de 7.11x1 mm y una longitud de 17,8 mm (Fig. 3.1).

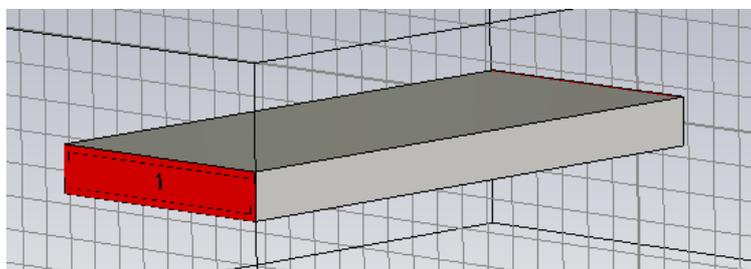


Figura 3.1 Guía de onda de altura reducida ($b=1\text{mm}$).

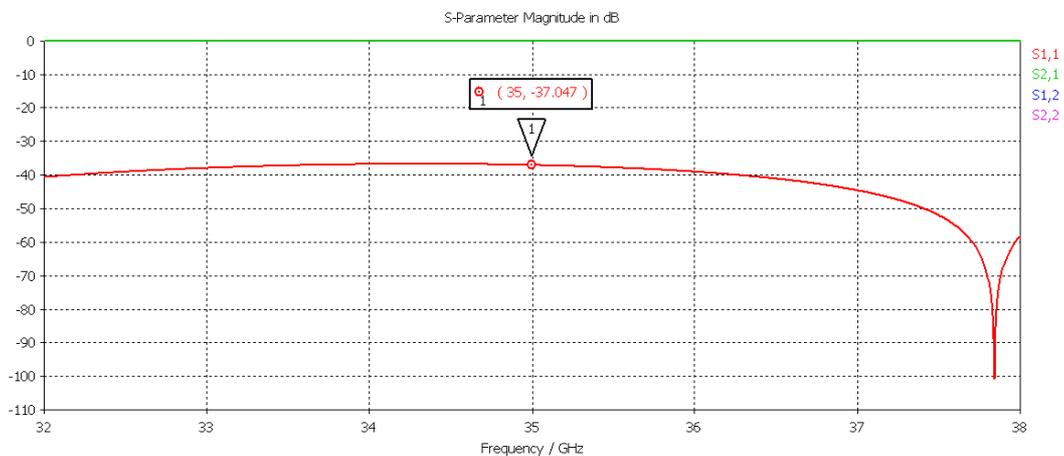


Figura 3.2 Coeficientes de transmisión y reflexión de la guía de la figura 3.1.

Se observa en la figura 3.2 que la guía aislada tiene un buen comportamiento tanto en reflexión como en transmisión.

El siguiente paso será realizar la transición entre la guía de onda de tamaño estándar (Fig.2.6) y la guía de onda de altura reducida (Fig.3.1) para conseguir que la superficie que analizamos sea lo más pequeña posible y por lo tanto conseguir una sensibilidad mayor en nuestras medidas.

Durante este capítulo realizaremos un estudio de cómo reducir las dimensiones de nuestra guía estándar. Para ello se estudiarán los siguientes tipos de discontinuidades:

- Discontinuidad en el plano H.
- Discontinuidad en el plano E.
- Discontinuidad de doble plano.
- Discontinuidad gradual con variación lineal.

En el estudio de discontinuidades en guías de onda, y de forma más general en el análisis y diseño de componentes pasivos de microondas, una de las técnicas más utilizadas es la técnica de adaptación modal sobre todo si las estructuras a utilizar tienen secciones rectas fijas y discontinuidades en la dirección de propagación. La principal ventaja del análisis modal es su capacidad para incluir excitaciones e interacciones con modos de orden superior que se tienen en cuenta a la hora de describir el campo electromagnético con contribuciones de modos TE y TM evanescentes. En los apartados siguientes se va a realizar un estudio de discontinuidades en guías de onda basado en la técnica de adaptación modal mencionada, una de las más utilizadas en los algoritmos de computación.

3.2. Discontinuidad en el plano H

Una discontinuidad en el plano H, es una variación abrupta en la anchura de una guía de onda, tal y como se muestra en la figura 3.3.

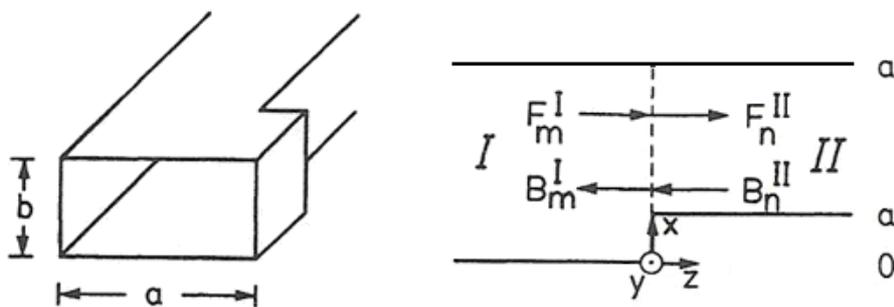


Figura 3.3 Esquema de una discontinuidad en el plano H.

A la hora de aplicar las técnicas de adaptación modal a este tipo de discontinuidades es importante conocer que componentes del campo electromagnético están involucradas. Dichas componentes serán las componentes del modo excitador (por ejemplo, el modo fundamental de una guía de onda), más las añadidas por las discontinuidades. Ya que la técnica exige que todas las componentes tangenciales en el plano de la discontinuidad tienen que adaptarse, el número de las componentes del campo va a afectar directamente

a los tamaños de las matrices y a los tiempos de CPU requeridos para el análisis de la discontinuidad, estructura o componente.

En el plano de la discontinuidad mostrada en la figura 3.3 la incidencia del modo de excitación, modo fundamental TE_{10} , no va a introducir componentes de campo distintas de las de dicha onda incidente (E_y , H_x , H_z). Por tanto, esta discontinuidad se puede caracterizar utilizando únicamente modos TE_{m0} . De acuerdo con esto, en la región I las componentes tangenciales en el plano de la discontinuidad se pueden escribir como,

$$E_y^I = \sum_{m=1}^M G_m^I \cdot \text{sen}\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \left(F_m^I \cdot e^{-jk_{zm}^I z} + B_m^I \cdot e^{+jk_{zm}^I z}\right) \quad (3.1)$$

$$H_x^I = -\sum_{m=1}^M G_m^I \cdot Y_m^I \cdot \text{sen}\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \left(F_m^I \cdot e^{-jk_{zm}^I z} - B_m^I \cdot e^{+jk_{zm}^I z}\right) \quad (3.2)$$

donde $Y_m^I = \frac{k_{zm}^I}{\omega \cdot \mu_0}$ es la admitancia de onda, F_m^I y B_m^I son las amplitudes de las ondas forward y backward que se propagan en la región I y k_{zm}^I es la constante de propagación:

$$k_{zm}^I = \begin{cases} +\sqrt{\omega^2 \mu_0 \epsilon_0 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2}, & \text{modo en propagación} \\ -j\sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \omega^2 \mu_0 \epsilon_0}, & \text{modo evanescente} \end{cases} \quad (3.3)$$

y donde los G_m^I son factores de normalización como se verá más adelante en este mismo apartado.

De igual manera, en la región II los campos están dados por,

$$E_y^{II} = \sum_{n=1}^N G_n^{II} \cdot \text{sen}\left[\frac{n\pi}{a-a_1} \cdot (x-a_1)\right] \left(F_n^{II} \cdot e^{-jk_{zn}^{II} z} + B_n^{II} \cdot e^{+jk_{zn}^{II} z}\right) \quad (3.4)$$

$$H_x^{II} = -\sum_{n=1}^N G_n^{II} \cdot Y_n^{II} \cdot \text{sen}\left[\frac{n\pi}{a-a_1} \cdot (x-a_1)\right] \left(F_n^{II} \cdot e^{-jk_{zn}^{II} z} - B_n^{II} \cdot e^{+jk_{zn}^{II} z}\right) \quad (3.5)$$

con

$$\left(k_{zn}^{II}\right)^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon_0 - \left(\frac{n\pi}{a-a_1}\right)^2 \quad (3.6a)$$

$$Y_m^{II} = \frac{k_{zm}^{II}}{\omega \mu_0} \quad (3.6b)$$

En la discontinuidad ($z=0$) las componentes de campo deben cumplir:

$$\begin{cases} E_y^I = 0, & 0 \leq x \leq a_1 \\ E_y^I = E_y^{II}, & a_1 \leq x \leq a \end{cases} \quad (3.7)$$

$$H_x^I = H_x^{II}, \quad a_1 \leq x \leq a \quad (3.8)$$

Normalización

La potencia media que puede transportar cada modo se limita a un máximo de 1W. De ahí que para una amplitud de onda máxima dada de $F_m^I = 1\sqrt{W}$ y $B_m^I = 0$, la potencia media normalizada es

$$P_m^I = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left\{ \int_{A^I} (\vec{E}_m^I \times \vec{H}_m^{I*}) d\vec{A} \right\} = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left\{ \int_{y_I}^{y_{II}} \int_{x_I}^{x_{II}} (E_{xm}^I H_{ym}^{I*} - E_{ym}^I H_{xm}^{I*}) dx dy \right\} = \begin{cases} 1W \text{ modo propagación} \\ jW \text{ modo TE evanescente} \\ -jW \text{ modo TM evanescente} \end{cases}$$

La misma normalización se aplica a las ondas backward con $B_m^I = 1\sqrt{W}$ y $F_m^I = 0$ así como en la región II. En la situación que nos ocupa ya que sólo intervienen modos TE, con $E_x = H_y = 0$, los términos de normalización G serán,

$$G_m^I = 2 \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{ab k_{zm}^I}}$$

$$G_n^{II} = 2 \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{(a-a_1) b k_{zn}^{II}}}$$

Si se aplican las condiciones (3.7) y (3.8) a las ecuaciones (3.1) a (3.5.) y se opera, se obtiene una relación entre las ondas de las regiones I y II que se pueden escribir en notación matricial de la siguiente manera,

$$E_y: \quad \mathbf{F}^I + \mathbf{B}^I = \mathbf{L}_E (\mathbf{F}^{II} + \mathbf{B}^{II}) \quad (3.9a)$$

$$H_x: \quad \mathbf{L}_H (\mathbf{F}^I - \mathbf{B}^I) = \mathbf{F}^{II} - \mathbf{B}^{II} \quad (3.9b)$$

y donde,

$$(\mathbf{L}_E)_{mn} = 2 \sqrt{\frac{k_{zm}^I}{a(a-a_1)k_{zn}^{II}}} \int_{a_1}^a \operatorname{sen} \left(\frac{m\pi}{a} x \right) \operatorname{sen} \left[\frac{n\pi}{a-a_1} (x-a_1) \right] dx = (\mathbf{L}_H)_{mn} \quad (3.10)$$

De esta forma, se llega a obtener la matriz de scattering generalizada de la discontinuidad plano H

$$\begin{bmatrix} \mathbf{B}^I \\ \mathbf{F}^II \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{11} & \mathbf{S}_{12} \\ \mathbf{S}_{21} & \mathbf{S}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{F}^I \\ \mathbf{B}^II \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

donde las submatrices \mathbf{S} , parámetros de scattering, están dadas por

$$\mathbf{S}_{11} = [\mathbf{L}_E \mathbf{L}_H + \mathbf{I}]^{-1} [\mathbf{L}_E \mathbf{L}_H - \mathbf{I}] \quad (3.12)$$

$$\mathbf{S}_{12} = 2[\mathbf{L}_E \mathbf{L}_H + \mathbf{I}]^{-1} \mathbf{L}_E \quad (3.13)$$

$$\mathbf{S}_{21} = \mathbf{L}_H \left\{ \mathbf{I} - [\mathbf{L}_E \mathbf{L}_H + \mathbf{I}]^{-1} [\mathbf{L}_E \mathbf{L}_H - \mathbf{I}] \right\} = \mathbf{L}_H [\mathbf{I} - \mathbf{S}_{11}] \quad (3.14)$$

$$\mathbf{S}_{22} = \mathbf{I} - 2\mathbf{L}_H [\mathbf{L}_E \mathbf{L}_H + \mathbf{I}]^{-1} \mathbf{L}_E = \mathbf{I} - \mathbf{L}_H \mathbf{S}_{12} \quad (3.15)$$

La matriz de scattering generalizada de una red multipuerto recíproca y sin pérdidas es simétrica y ortogonal,

$$\mathbf{S} = \mathbf{S}^T = \mathbf{S}^{-1}$$

condición muy utilizada para la verificación de los algoritmos de computación.

3.3. Discontinuidad en el plano E

3.3.1. Introducción

La geometría de este tipo de discontinuidades se puede observar en la figura 3.4. A diferencia de lo discutido para el escalón plano H, la discontinuidad plano E introduce componentes E_z y H_y , además de las del modo incidente TE_{10} (E_y , H_x y H_z).

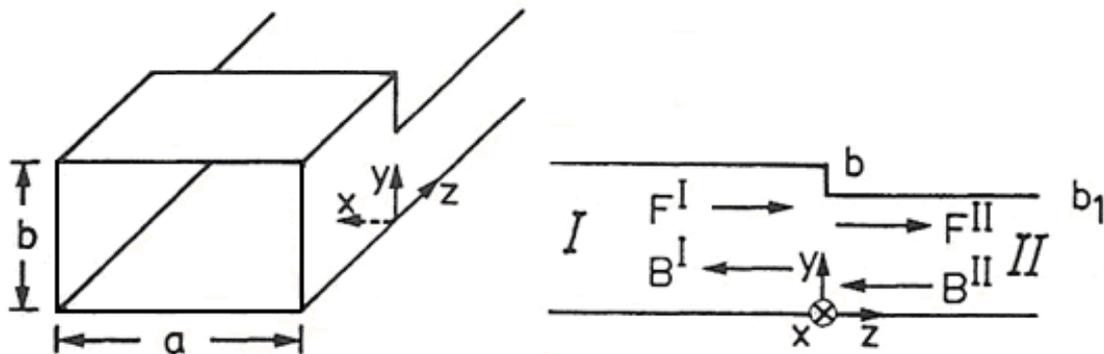


Figura 3.4. Estructura de una discontinuidad en plano E.

En este caso, entonces, las cinco componentes del campo electromagnético

$$\vec{E} = \nabla_x \vec{A}_h \quad (3.16)$$

$$H = \frac{j}{\omega \mu_0} \nabla_x \nabla_x \vec{A}_h \quad (3.17)$$

se pueden describir mediante un conjunto de modos TE_{mn} - a-x (TE_{mn}^x) que se obtienen de la componente x del potencial vector $\vec{A}_h = A_{hx} \hat{x}$:

$$E_x = 0 \quad (3.18)$$

$$H_x = \frac{j}{\omega \mu_0} \left[k_0^2 A_{hx} + \frac{\partial^2}{\partial x^2} A_{hx} \right] \quad (3.19)$$

$$E_y = \frac{\partial A_{hx}}{\partial z} \quad (3.20)$$

$$H_y = \frac{j}{\omega \mu_0} \frac{\partial^2}{\partial x \partial y} A_{hx} \quad (3.21)$$

$$E_z = -\frac{\partial A_{hx}}{\partial y} \quad (3.22)$$

$$H_z = \frac{j}{\omega \mu_0} \frac{\partial^2}{\partial x \partial y} A_{hx} \quad (3.23)$$

Las componentes del potencial vector A_{hx} en las dos regiones (I y II) se determinan de tal manera que se satisfagan las condiciones de contorno en la sección recta de la discontinuidad, obteniéndose

$$A_{hx}^I = \sum_{n=0}^N G_n^I \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{a} x\right) \frac{\cos\left(\frac{n\pi}{b} y\right)}{\sqrt{1 + \delta_{on}}} \left(F_n^I e^{-jk_{zn}^I z} - B_n^I e^{+jk_{zn}^I z} \right) \quad (3.24)$$

$$A_{hx}^{II} = \sum_{i=0}^I G_n^{II} \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{a} x\right) \frac{\cos\left(\frac{i\pi}{b} y\right)}{\sqrt{1 + \delta_{oi}}} \left(F_i^{II} e^{-jk_{zi}^{II} z} - B_i^{II} e^{+jk_{zi}^{II} z} \right) \quad (3.25)$$

Siendo,

$$k_{zn}^I = \sqrt{k_0^2 - \left(\frac{n}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (3.26)$$

$$k_{zi}'' = \sqrt{k_0^2 - \left(\frac{n}{a}\right)^2 - \left(\frac{i\pi}{b_1}\right)^2} \quad (3.27)$$

$$G_n^I = 2 \frac{\omega\mu_0}{\sqrt{abk_{zn}^I \left[k_0^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2 \right]}} \quad (3.28)$$

$$G_i^{II} = 2 \frac{\omega\mu_0}{\sqrt{ab_1k_{zi}'' \left[k_0^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2 \right]}} \quad (3.29)$$

y donde $k_0^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon_0$.

Si se procede de manera análoga al caso de la discontinuidad en el plano H, se llega a las siguientes ecuaciones matriciales,

$$\mathbf{F}^I + \mathbf{B}^I = \mathbf{L}_E (\mathbf{F}^{II} + \mathbf{B}^{II}) \quad (3.30a)$$

$$\mathbf{L}_H (\mathbf{F}^I - \mathbf{B}^I) = \mathbf{F}^{II} - \mathbf{B}^{II} \quad (3.30b)$$

y donde ahora

$$(L_E)_{ni} = 2 \sqrt{\frac{k_{zi}''}{bb_1k_{zn}^I}} \int_0^{b_1} \frac{\cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \cos\left(\frac{i\pi}{b_1}y\right)}{\sqrt{1+\delta_{on}} \sqrt{1+\delta_{oi}}} dy = (L_H)_{in} \quad (3.31)$$

Se puede consultar el desarrollo más detallado en [17].

3.3.2. Simulaciones

A continuación, se pasará a realizar la simulación de una guía con discontinuidad en el plano E. Las dimensiones de la guía se exponen en la tabla 3.1.

Tabla 3.1. Dimensiones de cada tramo de la guía de onda de la figura 3.5..

Tramo 1 (15 mm)	Tramo 2 (2.74 mm)	Tramo 3 (3.58 mm)	Tramo 4 (15 mm)
7.11 x 3.56 mm	7.11 x 2.74 mm	7.11 x 1.54 mm	7.11 x 1 mm

Utilizando las dimensiones de cada tramo expuestas en la tabla 3.1 se obtiene una guía como la que se muestra en la figura 3.5.

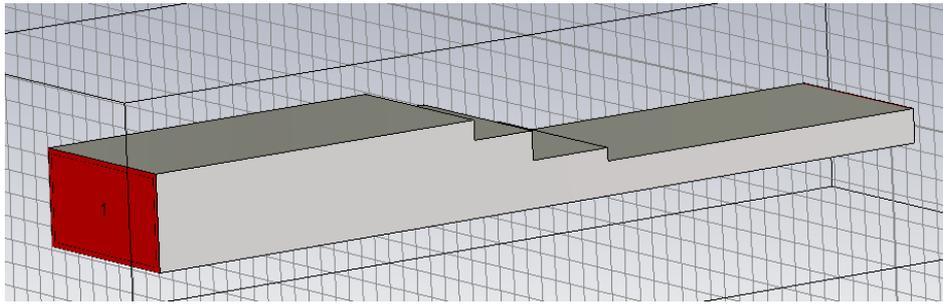


Figura 3.5 Guía de onda con discontinuidades en el plano E.

Los resultados obtenidos después de realizar la simulación mediante CST Microwave Studio se pueden ver en la figura 3.6.

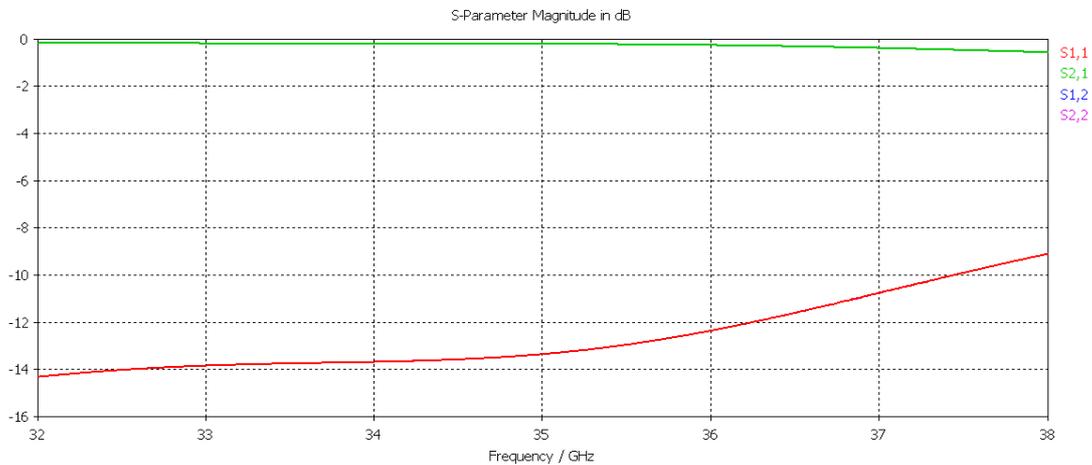


Figura 3.6 Coeficientes de transmisión y reflexión para la guía de la figura 3.5.

En este caso, al haber reducido la altura de la guía y existir tres discontinuidades en el plano E, los resultados no serán tan buenos como los de la guía de altura reducida en solitario (Fig. 3.2). Vemos que la transmisión baja algunas décimas de dBs y que la adaptación ha empeorado considerablemente.

3.4. Discontinuidad de doble plano

3.4.1. Introducción

Este tipo de discontinuidad se produce en una guía de onda, de forma que sus dimensiones cambian tanto en la altura como en la anchura, como se puede ver en la figura 3.7.

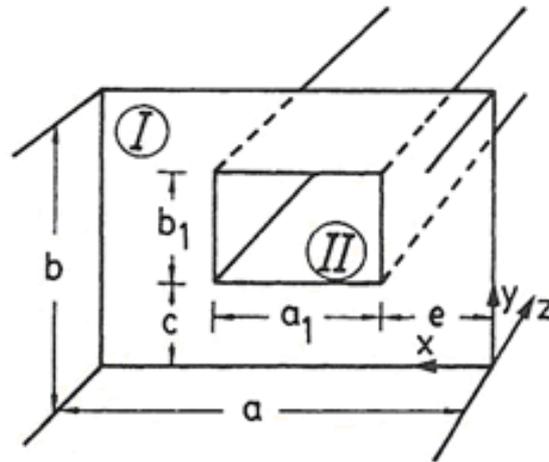


Figura 3.7 Estructura de una discontinuidad de doble plano.

La variación en altura y anchura obliga a tener que analizar las componentes de los campos electromagnéticos en dirección x e y . Existen dos métodos diferentes de resolución.

- **Análisis con modos TE_{mn}** : este método considera que la guía es monomodo, asumiendo que el modo incidente es el fundamental, TE_{10} para una guía rectangular. Dicho modo incide en el puerto 1, siendo la componente de campo E_x en la discontinuidad mucho más pequeña que las componentes E_y y E_z . Así, se puede caracterizar la discontinuidad de doble plano mediante el cálculo de las cinco componentes de campo a partir del potencial vector A_{hz} . La mayor ventaja de este método se basa en utilizar una matriz de menor tamaño. Se puede consultar el desarrollo más detallado en [17].

- **Análisis con modos TE_{mn} – TM_{mn}** : Las seis componentes del campo electromagnético pueden ser derivadas por las dos componentes de campo eléctrico y magnético del vector potencial en la componente z de cada modo reflejado TE y TM. Este proceso se encuentra desarrollado en [17].

3.4.2. Simulaciones

En esta ocasión, realizaremos la simulación de una guía de onda con este tipo de discontinuidad. En la tabla 3.2 se muestran las dimensiones de cada tramo de guía para este caso.

Tabla 3.2. Dimensiones de los tramos de la guía de onda de la figura 3.8

Tramo 1 (15 mm)	Tramo 2 (2.74 mm)	Tramo 3 (3.58 mm)	Tramo 4 (15 mm)
7.11 x 3.56 mm	6.4 x 2.74 mm	4.95 x 1.54 mm	4.5 x 1 mm

Utilizando los datos de la tabla 3.2 se ha diseñado la nueva guía de onda (Fig. 3.8.)

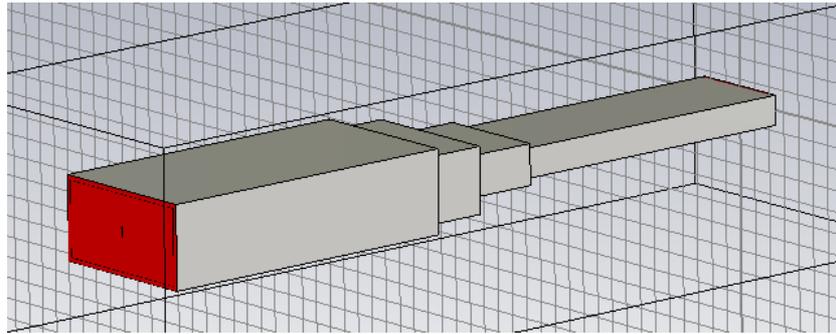


Figura 3.8 Guía de onda con discontinuidades de doble plano.

Los resultados obtenidos en cuanto a la transmisión y la reflexión se refieren se pueden observar en la figura 3.9.

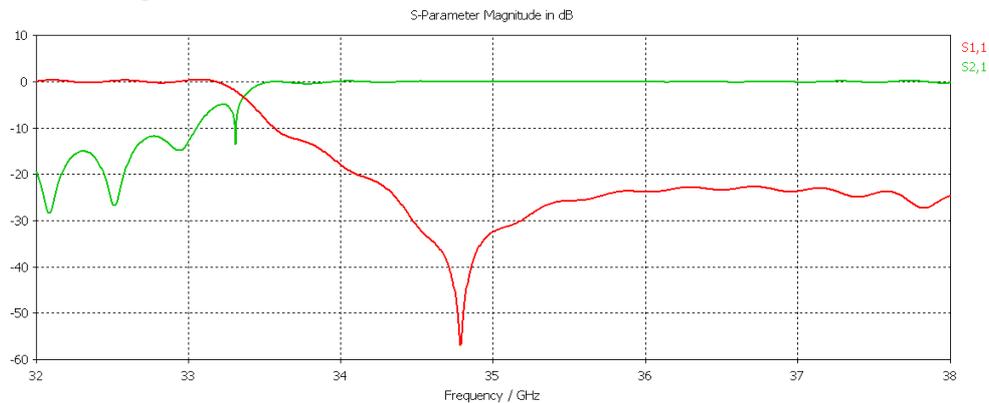


Figura 3.9 Coeficientes de transmisión y reflexión para la guía de la figura 3.8.

Al analizar los resultados obtenidos mediante CST, observamos que este diseño tiene una banda de trabajo a partir de los 34 GHz, que es bastante buena.

3.5. Discontinuidad gradual con variación lineal.

Además de los casos anteriores, en una línea de investigación paralela, intentamos reducir la altura de la guía por medio de una transición lineal para evitar así los posibles problemas debido a las discontinuidades de plano E y H. La longitud de la transición lineal es de tres longitudes de onda de la guía ($3 \cdot \lambda_g = 53.4 \text{ mm}$). En la figura 3.9 se puede ver el diseño con este tipo de transición.

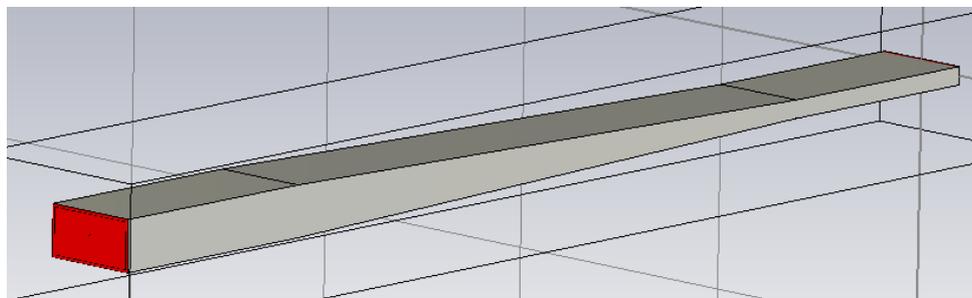


Figura 3.9 Guía de onda con discontinuidad lineal.

Los resultados se muestran en la figura 3.10.

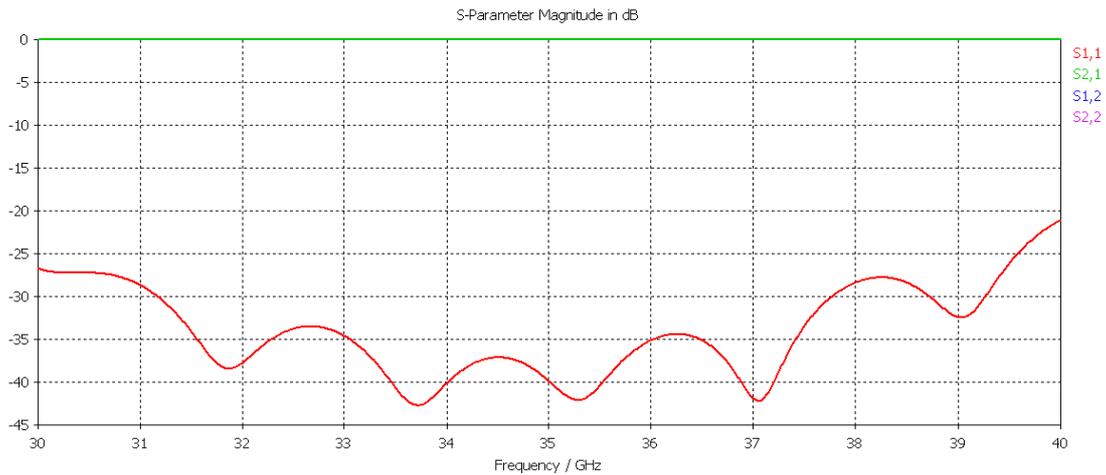


Figura 3.10 Coeficientes de transmisión y reflexión para la guía de la figura 3.9.

En este caso, la transmisión es muy buena y la adaptación esta siempre por debajo de los 25 dB, por lo tanto, también es satisfactoria.

3.6. Sistema global.

Hasta aquí, todas las simulaciones realizadas han sido de la guía en solitario (sin teflón, ni segundo tramo de guía). Ahora, deberemos insertar la lámina de teflón de 4 mm y la guía en espejo para comprobar que todo sigue funcionando correctamente. Para ello, iremos comprobando caso por caso.

En primer lugar, observamos como queda el sistema global para el caso de la guía de altura reducida sin transición (Fig. 3.11).

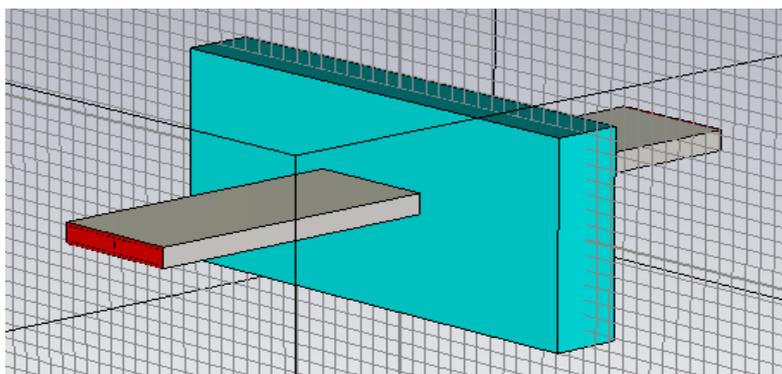


Figura 3.11 Esquema global de la guía de altura reducida.

En la figura 3.12 se muestran los coeficientes de transmisión y de reflexión para el diseño de la figura 3.11.

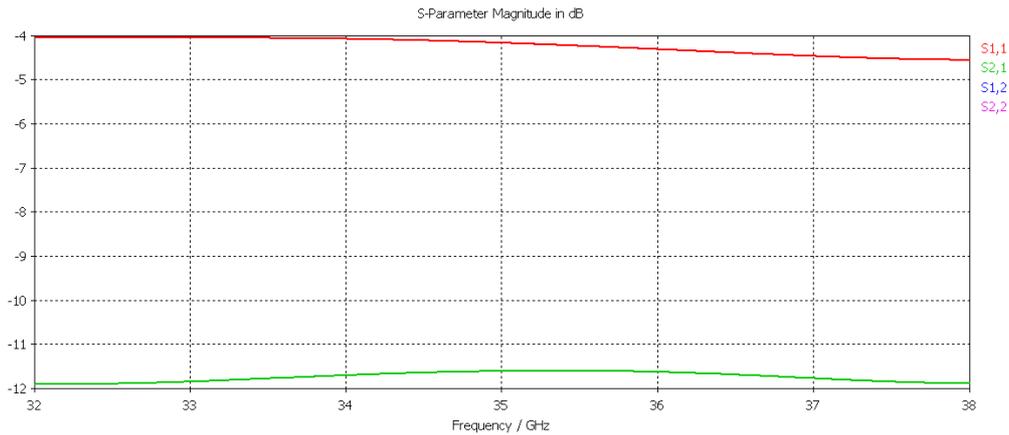


Figura 3.12 Coeficientes de transmisión y reflexión para la guía de la figura 3.11.

En la figura 3.12, se observa que al insertar la lámina de teflón se estropean por completo los resultados. Estos problemas se deben principalmente al cambio de impedancia entre guías como lo demuestra la casi reflexión total existente.

En nuestro afán por alcanzar dicho objetivo, buscamos otros diseños para mejorar la transmisión y la adaptación

El siguiente modelo que utilizamos para comprobar que al introducirlo en un sistema global seguía funcionando fue en el que utilizábamos una guía con discontinuidad de doble plano (Fig. 3.8). Vemos como queda este diseño en la figura 3.13.

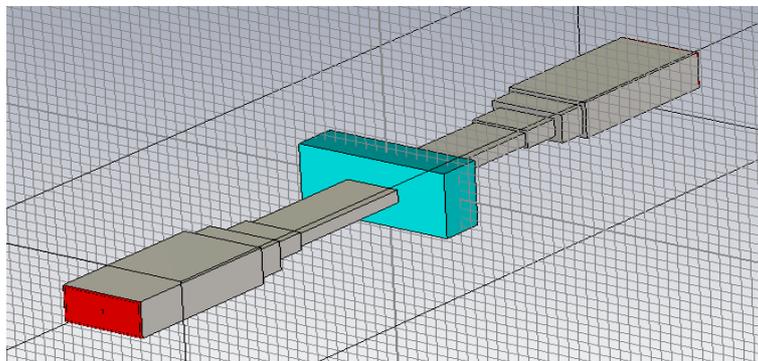


Figura 3.13 Sistema global de la guía de onda con discontinuidades de doble plano.

Los resultados se pueden ver en la figura 3.14.

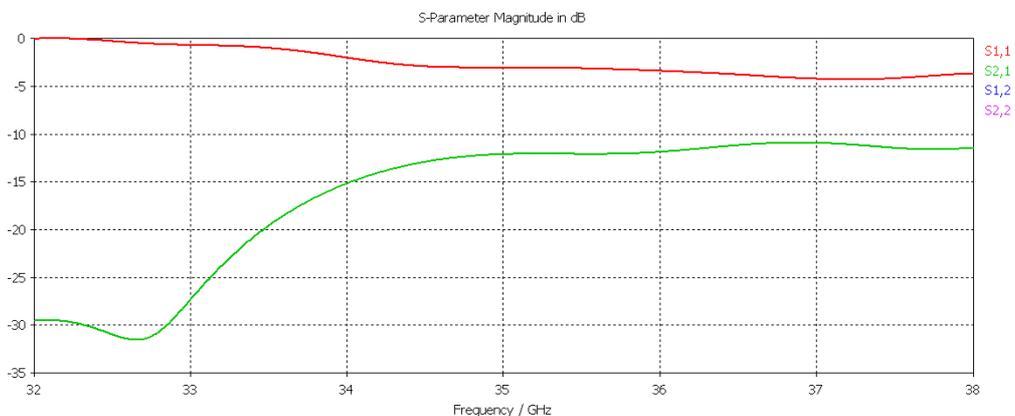


Figura 3.14. Coeficientes de transmisión y reflexión para el sistema de la figura 3.12.

En este caso (Fig 3.14) tampoco obtenemos los resultados deseados. La adaptación continua siendo bastante mala.

En la mayoría de simulaciones en las que hemos reducido el tamaño de la guía y hemos incluido teflón, los resultados no han sido satisfactorios. Por lo tanto, por el momento, continuaremos trabajando con la guía sin reducir y buscando otros métodos para conseguir una buena transmisión.

4. GUÍA DE ONDA EN REFLEXIÓN

4.1. Introducción

En este capítulo abriremos una nueva línea de investigación para estudiar el comportamiento de la guía de onda midiendo en reflexión. Se puede pensar que este método parte con desventaja con respecto a los métodos en transmisión, cuando se trata de analizar dieléctricos con grandes pérdidas, puesto que la energía debe atravesar dos veces la muestra, con lo que el espesor debiera ser menor que en el caso de análisis en transmisión. Además, las desadaptaciones van a proporcionar insensibilidad en la medida. Sin embargo creemos que merece la pena explorar este método y no descartarlo a priori.

Como hemos visto en los capítulos anteriores, la mayoría de los diseños simulados tenían pérdidas considerables por radiación producida por la separación de los dos tramos de guía y además, la adaptación en alguno de ellos no era muy buena.

Las diferentes guías de onda con las que hemos trabajado en los capítulos anteriores las utilizaremos también para este modelo. Además de la guía de onda y de la lámina de teflón, deberemos incluir una placa metálica al otro lado de la lámina de teflón que actuará como reflector.

La señal emitida por la guía de onda rectangular atravesará la lámina de teflón y se reflejará en la placa metálica volviendo de nuevo a la guía de onda. Cuando la señal este de vuelta en el único puerto que hay en este modelo, se recogerán los resultados que nos permitirán analizar las variaciones que ha producido la lámina de teflón y en un futuro la muestra que introduzcamos en ella.

Veamos una introducción teórica de este caso:

Cuando una onda plana incide perpendicularmente sobre un plano perfectamente conductor de extensión *infinita*, el campo en el dieléctrico (medio 1) consiste en la superposición de dos ondas como se desprende de la solución general de la ecuación de onda. El objetivo de esta introducción es hallar una expresión de los campos teniendo en cuenta la condición de frontera que impone el conductor. Al igual que en la mayoría de las situaciones estudiadas anteriormente se asumirá que el eje z coincide con la

dirección de propagación. El origen de coordenadas se asumirá arbitrariamente sobre el conductor, es decir, que la interfaz estará ubicada sobre el plano $z=0$. La solución general es,

$$\begin{aligned}\vec{E}(z) &= \vec{E}_0^i e^{-j\beta z} + \vec{E}_0^r e^{j\beta z} \\ \vec{H}(z) &= \vec{H}_0^i e^{-j\beta z} + \vec{H}_0^r e^{j\beta z} = \hat{\mathbf{k}} \times \left(\frac{\vec{E}_0^i e^{-j\beta z}}{\eta} - \frac{\vec{E}_0^r e^{j\beta z}}{\eta} \right)\end{aligned}\quad (4.1)$$

Los campos dentro del medio 2, el conductor, son cero. En la frontera $z = 0$ los campos eléctricos tangenciales son iguales, por lo tanto,

$$\begin{aligned}\vec{E}_1(0) &= 0 = \vec{E}_0^i + \vec{E}_0^r \\ \vec{H}_1(0) &= \vec{H}_0^i + \vec{H}_0^r = \hat{\mathbf{k}} \times \left(\frac{\vec{E}_0^i}{\eta_1} - \frac{\vec{E}_0^r}{\eta_1} \right)\end{aligned}\quad (4.2)$$

El campo eléctrico de la onda reflejada en el origen tiene la misma magnitud y la dirección de la onda incidente, pero sentido opuesto. El campo magnético tangencial total en el dieléctrico no es igual a cero porque es compensado por la circulación de una corriente superficial en el conductor. De la ecuación (4.2) se aprecia que $\vec{H}_0^i = \vec{H}_0^r$.

La onda incidente fue generada por una fuente infinitamente lejana en el espacio, pero la onda reflejada es generada en la interfaz al satisfacer las condiciones de frontera. Dicho de otra forma, cuando una onda incide sobre un conductor perfecto aparece una corriente superficial para satisfacer las condiciones de frontera, y esta corriente superficial es la fuente de la onda reflejada.

Al sustituir (4.2) en (4.1) se tiene,

$$\begin{aligned}\vec{E}(z) &= \vec{E}_0^i (e^{-j\beta z} - e^{+j\beta z}) = \vec{E}_0^i (-2j \sin \beta z) \\ \vec{H}(z) &= \vec{H}_0^i (e^{-j\beta z} + e^{+j\beta z}) = \vec{H}_0^i (2 \cos \beta z)\end{aligned}\quad (4.3)$$

4.2. Simulaciones

En este capítulo solamente nos encargaremos de simular el comportamiento de los diferentes tipos de guías de onda con los que hemos trabajado en capítulos anteriores, dejando el análisis de las sustancias para un estudio posterior en el capítulo seis.

En la figura 4.1 representamos una guía de onda de dimensiones estándar terminada en una lámina de teflón de 4 mm de espesor con una placa metálica que funciona como plano reflector. En la figura 4.2 podemos observar el coeficiente de reflexión de esta estructura. Este resultado nos hace ser optimistas respecto del método aunque faltaría

comprobar la sensibilidad de estos resultados con la variación de la constante dieléctrica cuando analicemos muestras diferentes.

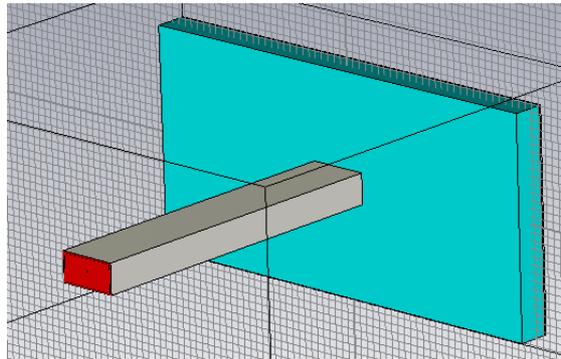


Figura 4.1 Guía de onda en reflexión con lámina de teflón de 4 mm.

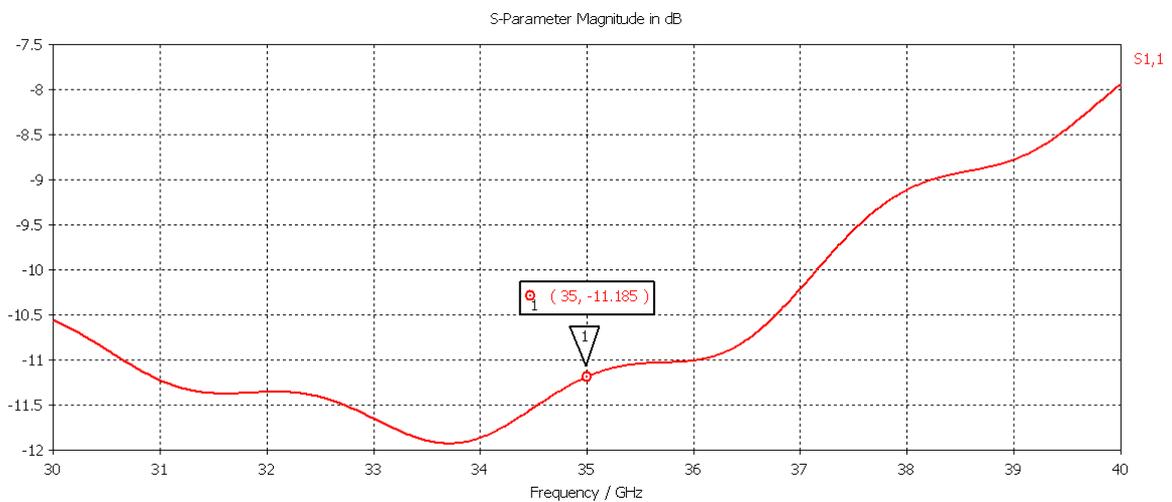


Figura 4.2. Coeficiente de reflexión del diseño de la figura 4.1.

A la vista de los resultados obtenidos con una guía de dimensiones estándar, el siguiente paso sería intentar reducir las dimensiones de la guía.

En primer lugar, vamos a observar cómo trabaja la guía de altura reducida en reflexión, sin incluir ningún tipo de transición, el sistema se puede observar en la figura 4.3.

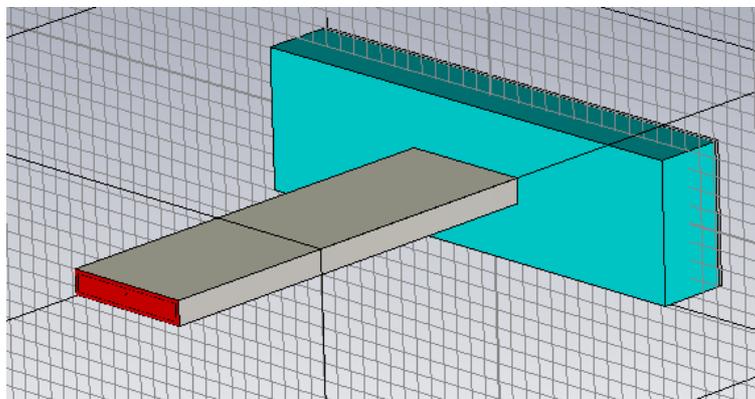


Figura 4.3 Guía de onda de altura reducida en reflexión.

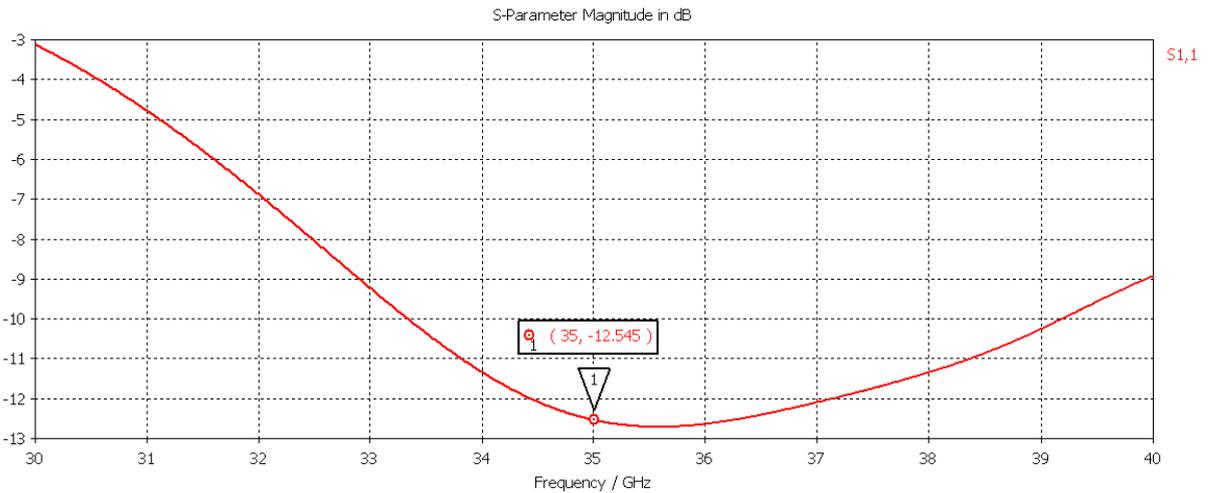


Figura 4.4 Coeficiente de reflexión del diseño de la figura 4.3.

El resultado de la figura 4.4 puede considerarse similar al obtenido con el sistema de la figura 4.1 en el que se utilizó una guía de dimensiones 7,11 x 3,56 mm.

Una vez conocido el comportamiento de la guía de altura reducida en reflexión, teniendo en cuenta que el sistema debe estar excitado por una guía de dimensiones estándar, pasamos a estudiar las transiciones para pasar de la guía de 7,11 x 3,56 mm a la reducida de 7,11 x 1 mm.

Comenzaremos realizando un diseño en el que utilizamos una discontinuidad en el plano E para llevar a cabo el cambio en las dimensiones de la guía (Fig.4.5)

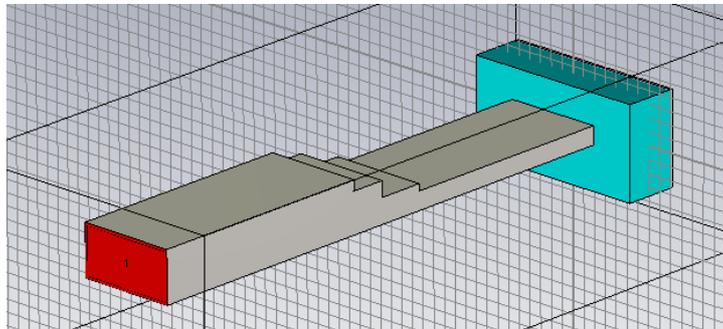


Figura 4.5 Guía de onda con discontinuidad en el plano E.

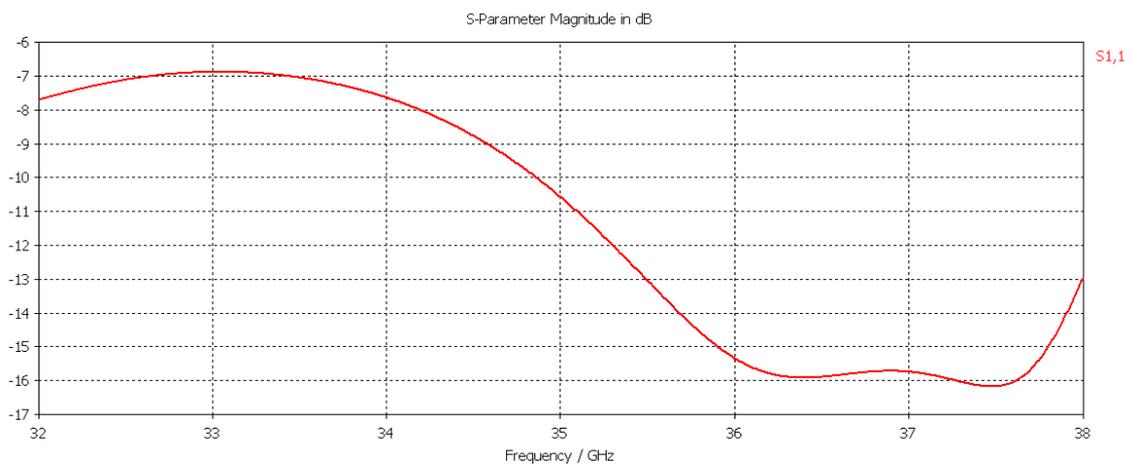


Figura 4.6 Coeficiente de reflexión del diseño de la figura 4.5.

Otro modelo que decidimos también analizar para realizar medidas en reflexión fue en el que disminuíamos las dimensiones de la guía mediante una discontinuidad de doble plano. En este caso, las dimensiones de la guía reducida serán de 4,5 x 1 mm. Podemos observar este diseño en la figura 4.7.

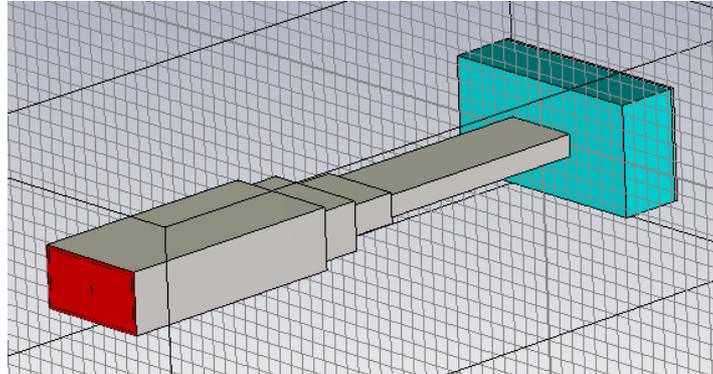


Figura 4.7. Guía de onda con discontinuidad de doble plano.

Los resultados del análisis de la figura 4.7 se pueden observar en la figura 4.8.

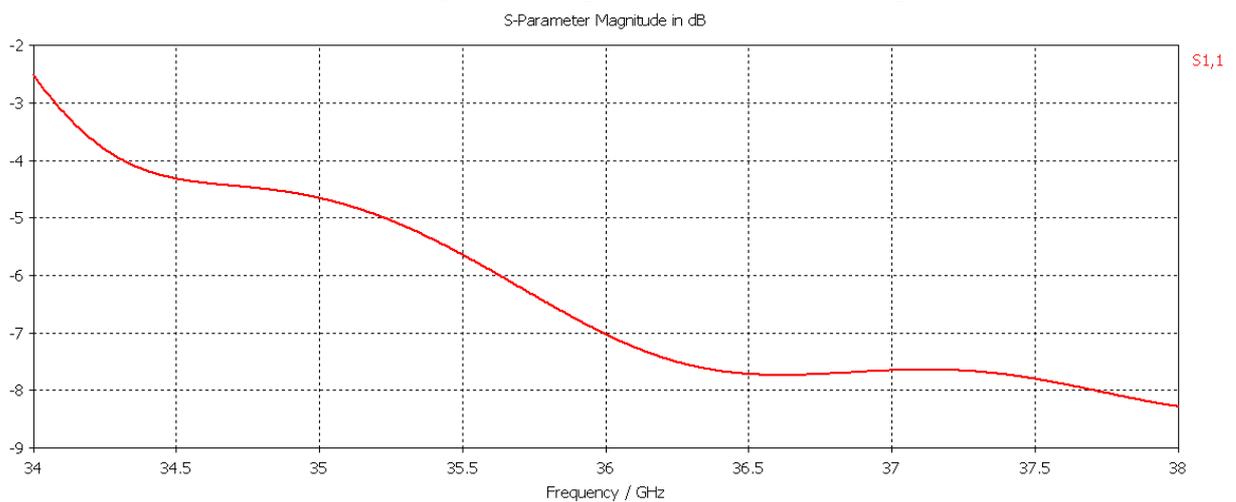


Figura 4.8 Coeficiente de reflexión del diseño de la figura 4.7.

Al igual que los diseños anteriores, deberemos esperar a ver como responden al incluir una muestra para decidir si son viables o no.

Finalmente, también realizaremos dicha disminución de las dimensiones de manera lineal. Obsérvese la figura 4.9.

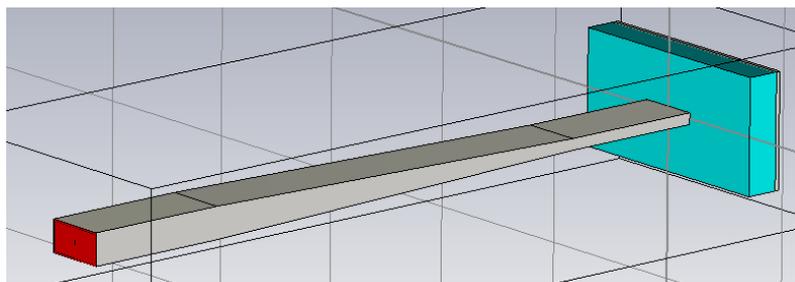


Figura 4.9. Guía de onda con transición lineal.

Los resultados del análisis de la figura 4.9 se pueden observar en la figura 4.10.

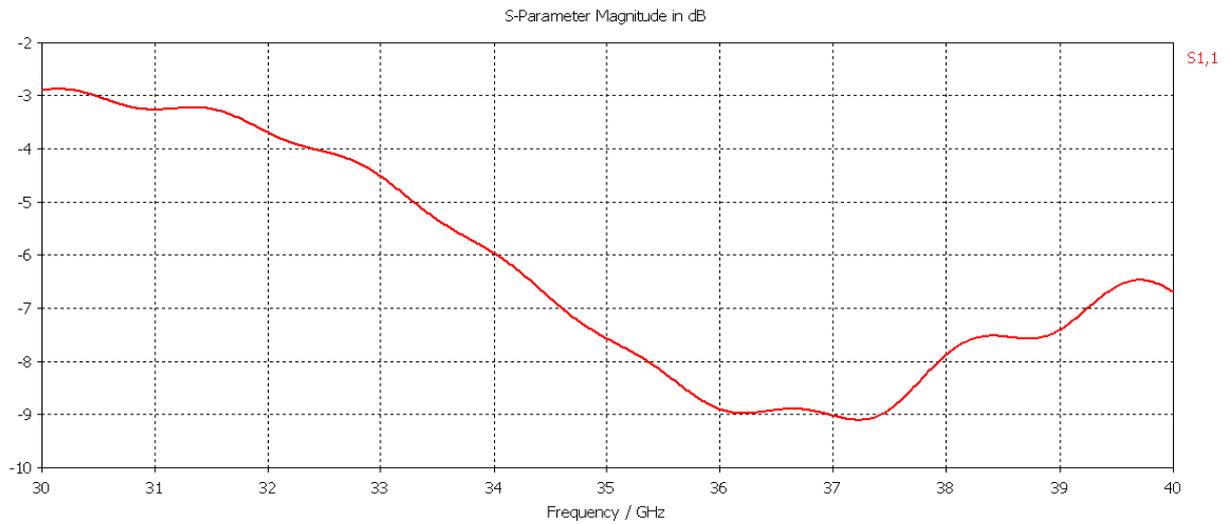


Figura 4.10 Coeficiente de reflexión del diseño de la figura 4.9.

En un primer momento, este diseño no lo descartamos. Tendríamos que comprobar en el capítulo seis la sensibilidad que tiene al insertar una muestra en el interior de la lámina de teflón.

5. BOCINAS

La utilización como radiadores de las bocas de guía monomodo, rectangulares y circulares, permite alcanzar directividades moderadas, pero presentan una desadaptación en la boca de la guía. Para mejorar su directividad y adaptación tenemos que aumentar sus dimensiones eléctricas, asegurando que la estructura siga siendo monomodo; para ello el agrandamiento tiene que hacerse gradualmente, en forma de bocina.

5.1. Bocinas sectoriales y piramidal

Las bocinas, geometrías de sección creciente producidas por abocinamiento de una guía de ondas, son estructuras radiantes muy utilizadas, y las derivadas de la guía rectangular son principalmente de tres tipos. La bocina de plano E se obtiene abriendo las placas anchas, las perpendiculares al campo eléctrico en la guía, manteniendo la anchura de la guía a (Fig. 5.1 a). La bocina de plano H abre las placas estrechas, que son las perpendiculares al campo magnético, manteniendo la altura b de la guía (Fig. 5.1 b). La piramidal abre simultáneamente los dos pares de placas (Fig. 5.1 c).

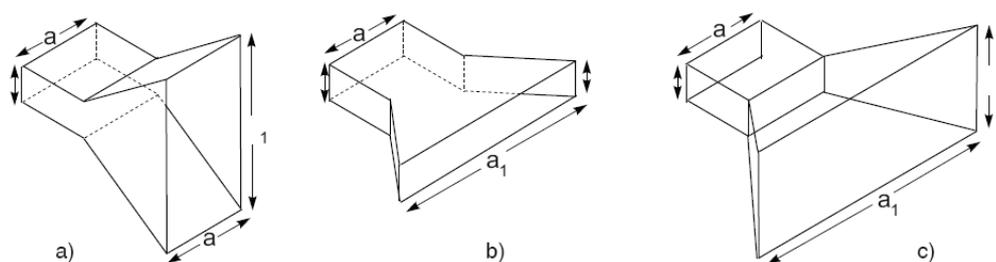


Figura 5.1

a) Bocina en plano E; b) Bocina en plano H; c) Bocina piramidal

5.1.1. Bocina sectorial de plano E

Analizaremos en detalle la bocina de plano E, determinando primero los campos en la boca de la bocina cuando se excita desde la guía con una onda TE_{10} . La estructura infinita de la figura 5.2, para el sistema de coordenadas cilíndricas (Φ, ρ, x) en ella representada, soporta un modo fundamental de tipo TE_{10} . Si buscamos un modo TE_{10}

veremos que existen, por semejanza con la guía rectangular, campos con componentes E_Φ , H_x y H_ρ , que no tendrán variación con Φ .

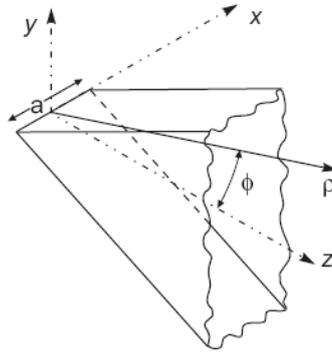


Figura 5.2. Esquema de la bocina en plano H.

Las ecuaciones $\nabla \times \vec{H} = j\omega\epsilon\vec{E}$ y $\nabla \times \vec{E} = j\omega\mu\vec{H}$ escritas en coordenadas cilíndricas (Φ, ρ, x) dan origen a:

$$\frac{\partial H_\rho}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial \rho} = j\omega\epsilon E_\Phi \quad (5.1)$$

$$\frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} (\rho E_\Phi) = -j\omega\mu H_x \quad (5.2)$$

$$-\frac{\partial E_\Phi}{\partial x} = -j\omega\mu H_\rho \quad (5.3)$$

Derivando ecuación (5.2) respecto a ρ , la (5.3) respecto a x y sustituyendo en la (5.1), obtenemos la ecuación diferencial

$$\frac{\partial^2 E_\Phi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_\Phi}{\partial \rho^2} + \frac{1}{\rho} \frac{\partial E_\Phi}{\partial \rho} + \left(k^2 - \frac{1}{\rho^2}\right) E_\Phi = 0 \quad (5.4)$$

Que es la ecuación de onda de E_Φ expresada en cilíndricas, y sujeta a una condición de contorno $E_\Phi(x = \pm a/2) = 0$. Mediante separación de variables obtenemos la solución de la ecuación (3.6.5)

$$E_\Phi = \left[\cos \frac{\pi}{a} x \right] \left[A H_1^{(1)}(\beta \rho) + B H_1^{(2)}(\beta \rho) \right] \quad (5.5)$$

Con $H_1^{(1),(2)}$ las funciones de Hankel de orden 1 de 1ª y 2ª especie, y la constante de fase β dada por la ecuación (5.6)

$$\beta = k \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2} \quad (5.6)$$

Idéntica a la de la guía rectangular de igual de anchura a .

Para argumentos ($\beta\rho$) grandes se aproximan las funciones de Hankel mediante las ecuaciones (5.7)

$$H_n^{(1)}(\beta\rho) \approx \sqrt{\frac{2}{\pi\beta\rho}} e^{-j\left(\beta\rho - \frac{2n+1}{4}\pi\right)}$$

$$H_n^{(2)}(\beta\rho) \approx \sqrt{\frac{2}{\pi\beta\rho}} e^{-j\left(\beta\rho - \frac{2n+1}{4}\pi\right)}$$
(5.7)

Que, combinados con $e^{j\omega t}$, dan origen a dos ondas que se propagan en sentidos opuestos. En este caso, bocina infinita, sólo existirá la segunda solución y podemos escribir en general (Ec. 5.8)

$$E_\phi = B' \cos\frac{\pi}{a} x e^{-i\beta\rho}$$
(5.8)

De la que se obtiene $H_x = -E_\phi / Z_0$ con $Z_0 = \eta\left(1 - (\lambda/2a)^2\right)^{-1/2}$

Las bocinas reales tienen dimensiones finitas, pero se encuentra que, si son del orden de al menos una longitud de onda, los campos en la boca son aproximadamente los mismos que si fueran infinitas. Si observamos la figura 5.3 y suponemos que truncamos la bocina a una distancia ℓ_E , obtenemos la ecuación (5.9)

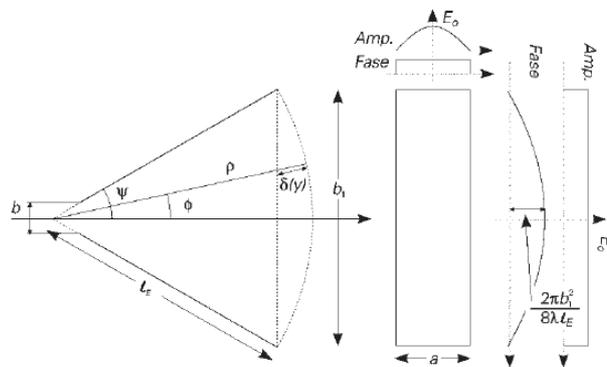


Figura 5.3. Bocina de plano E supuestamente utilizada.

$$\rho = \ell_E - \delta(y)$$
(5.9)

El campo en la boca de una bocina, cuyo ángulo de apertura ψ sea pequeño, resultará

$$E_y = E_0' \cos\frac{\pi}{a} x e^{j\beta\delta(y)}$$
(5.10)

La expresión (5.10) es similar al modo TE_{10} en la guía rectangular.

El desfase $\beta\delta(y)$ (Ec. 5.10) surge como consecuencia de que la boca plana de la bocina no coincide con una superficie de fase constante (cilíndrica). La expresión de $\delta(y)$ se puede representar mediante la expresión (5.11)

$$\begin{aligned} \delta(y) &\approx l_E \left(\sqrt{1 - \text{sen}^2 \phi} - \sqrt{1 - \text{sen}^2 \psi} \right) \approx \frac{l_E}{2} (\text{sen}^2 \psi - \text{sen}^2 \phi) = \\ &= \frac{l_E}{2} \left[\left(\frac{b_1/2}{l_E} \right)^2 - \frac{y^2}{l_E^2} \right] = \frac{b_1^2}{8l_E} - \frac{y^2}{2l_E} \end{aligned} \quad (5.11)$$

En la ecuación (5.11) se observa que la máxima variación en δ es $\frac{b_1^2}{8 \cdot l_E} y$, en términos

de la longitud de onda en la guía, $s = \frac{b_1^2}{8 \cdot \lambda \cdot l_E}$. El campo en la boca de la bocina resulta

finalmente:

$$E_y \approx E_o \cos \frac{\pi}{a} x \cdot e^{-j \frac{\beta}{2l_E} y^2} \quad (5.12)$$

Teniendo en cuenta la expresión (5.12), los campos de radiación se podrán representar mediante las ecuaciones (5.13).

$$\begin{aligned} E_\theta &= j \frac{e^{-jkr}}{2\lambda r} \left(1 + \frac{\eta}{z_o} \cos \theta \right) \cdot \text{sen} \phi \int_{-\frac{b_1}{2}}^{\frac{b_1}{2}} \int_{-\frac{a_1}{2}}^{\frac{a_1}{2}} E_o \cdot \cos \frac{\pi}{a} x' e^{-j\beta \frac{y'^2}{2l_E}} e^{jk_x x'} e^{jk_y y'} dx' dy' \\ E_\phi &= j \frac{e^{-jkr}}{2\lambda r} \left(\frac{\eta}{z_o} \cos \theta \right) \cdot \cos \phi \int_{-\frac{b_1}{2}}^{\frac{b_1}{2}} \int_{-\frac{a_1}{2}}^{\frac{a_1}{2}} E_o \cdot \cos \frac{\pi}{a} x' e^{-j\beta \frac{y'^2}{2l_E}} e^{jk_x x'} e^{jk_y y'} dx' dy' \end{aligned} \quad (5.13)$$

Similares a los de la boca de guía, salvo en el término de fase cuadrática, que es de gran transcendencia, ya que si su valor es apreciable distorsiona el diagrama de radiación.

En la dirección de máxima radiación, $\theta = 0$, los campos radiados valen:

$$|E_{rad}(\theta = 0)| = \frac{E_o}{2\lambda r} \left(\frac{\eta}{z_o} + 1 \right) \left| \int_{-\frac{a}{2}}^{\frac{a}{2}} \cos \frac{\pi}{a} x' dx' \right| \left| \int_{-\frac{b_1}{2}}^{\frac{b_1}{2}} e^{-j \frac{\beta}{2l_E} y'^2} dy' \right| \quad (5.14)$$

El último factor es una integral de Fresnel. La constante de fase β en la guía puede aproximarse, en la mayoría de los casos, por la del vacío $k = 2\pi/\lambda$, así como la impedancia del modo z_o por η . Con el cambio $u^2 = 2y'^2 / (\lambda \cdot l_E)$ se tiene en esa última integral

$$\int_{-\frac{b_1}{2}}^{\frac{b_1}{2}} e^{-j\frac{\pi}{\lambda\ell_E}y'^2} dy' = 2\sqrt{\frac{\lambda\ell_E}{2}} \int_0^{\frac{b_1}{\sqrt{2\lambda\ell_E}}} e^{-j\frac{\pi}{2}u^2} du \quad (5.15)$$

La integral de Fresnel se define como

$$\int_0^v e^{-j\frac{\pi}{2}u^2} du = \int_0^v \cos\left(\frac{\pi}{2}u^2\right) du - j \int_0^v \sin\left(\frac{\pi}{2}u^2\right) du = C(v) - jS(v) \quad (5.16)$$

La densidad de potencia radiada en la dirección $\theta = 0$, es

$$\rho_{\max} = \frac{|E_{\text{rad}}|^2}{\eta} = \frac{8E_0^2 a^2 \ell_E}{\eta \pi^2 \lambda r^2} \left[C^2\left(\frac{b_1}{\sqrt{2\lambda\ell_E}}\right) + S^2\left(\frac{b_1}{\sqrt{2\lambda\ell_E}}\right) \right] \quad (5.17)$$

Se puede ver de manera más extendida en [24].

La potencia total radiada se obtiene en la boca de la bocina y resulta:

$$P_r = \frac{1}{\eta} \int_{-b_1/2}^{b_1/2} \int_{-a/2}^{a/2} |E_y|^2 ds' = \frac{E_0^2}{\eta} \int_{-b_1/2}^{b_1/2} dy' \int_{-a/2}^{a/2} \cos^2 \frac{\pi}{a} x' dx' = \frac{E_0^2 a b_1}{2\eta} \quad (5.18)$$

y la directividad $D_E = \frac{4 \cdot \pi \cdot r^2 \cdot P_{\max}}{P_r}$ se puede obtener de la ecuación 5.19

$$D_E = \frac{64 a \ell_E}{\pi \lambda b_1} \left[C^2\left(\frac{b_1}{\sqrt{2\lambda\ell_E}}\right) + S^2\left(\frac{b_1}{\sqrt{2\lambda\ell_E}}\right) \right] \quad (5.19)$$

A continuación, se pasará a realizar la simulación de una bocina sectorial de plano E. La bocina tendrá una dimensión inicial de 14.22 x 3.56 mm, cuya dimensión en el eje x se verá reducida hasta los 7.11 mm.

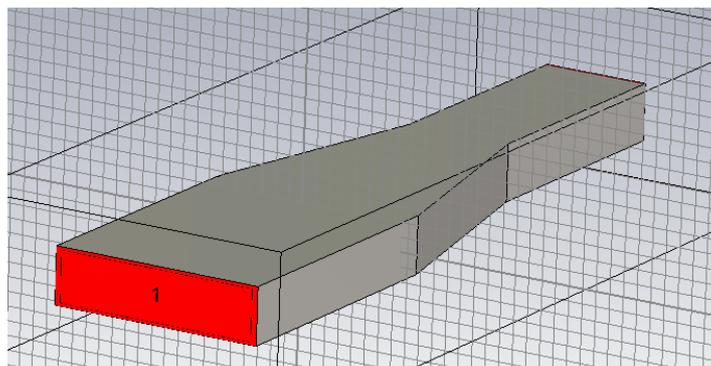


Figura 5.4 Bocina sectorial de plano E.

Los resultados obtenidos después de realizar la simulación mediante CST Microwave Studio se pueden ver en la figura 5.5.

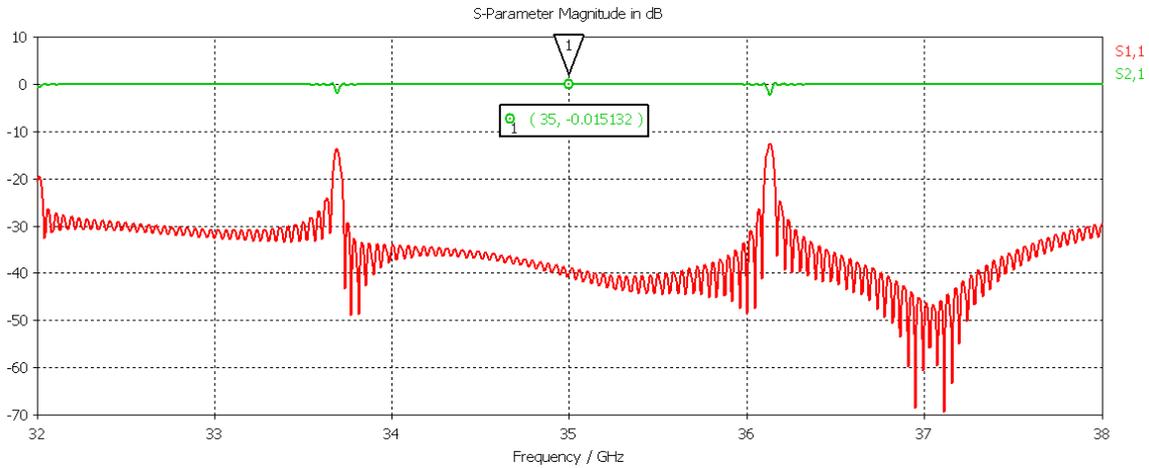


Figura 5.5 Coeficientes de transmisión y reflexión para la bocina de la figura 5.4.

5.1.2. Bocina sectorial de plano H

Para la bocina sectorial de plano H se obtiene de forma similar

$$E_y = E_0 \cos \frac{\pi}{a_1} x e^{j\beta\delta(x)} \quad (5.20)$$

Con $\delta(x) = \frac{a_1^2}{8l_H} - \frac{x^2}{2l_H}$; los campos y la directividad se calculan de igual manera, y resulta

$$D_H = \frac{4\pi b l_H}{\lambda a_1} \left[(C(u) - C(v))^2 + (S(u) - S(v))^2 \right] \quad (5.21)$$

Donde

$$u = \frac{1}{\sqrt{2}} \left[\frac{\sqrt{\lambda l_H}}{a_1} + \frac{a_1}{\sqrt{\lambda l_H}} \right], \quad v = \frac{1}{\sqrt{2}} \left[\frac{\sqrt{\lambda l_H}}{a_1} - \frac{a_1}{\sqrt{\lambda l_H}} \right] \quad (5.22)$$

El comportamiento óptimo de la bocina se obtiene para

$$a_1 = \sqrt{3\lambda l_H} \quad (5.23)$$

Al que corresponde un máximo error de fase en la boca de la bocina de valor

$$t = \frac{a_1^2}{8\lambda l_H} = \frac{3}{8} \quad (5.24)$$

5.1.3. Bocina piramidal

Es la configuración habitual y en ella se abren ambos planos; el campo iluminante vale

$$E_y = E_0 \cos \frac{\pi}{a_1} x e^{j\beta(\delta(x)+\delta(y))} \quad (5.25)$$

Con los parámetros de las bocinas sectoriales se tiene

$$\delta(x) + \delta(y) = \frac{a_1^2}{8\ell_H} + \frac{b_1^2}{8\ell_E} - \frac{x^2}{2\ell_H} - \frac{y^2}{2\ell_E} \quad (5.26)$$

Y su directividad resulta ser aproximadamente el producto de la de una bocina de plano E y la de una de plano H; está dada por la expresión

$$D_{piramidal} = \left(D_E \frac{\lambda}{a_1} \right) \left(D_H \frac{\lambda}{b_1} \right) \frac{\pi}{32} \quad (5.27)$$

De esta relación y de las eficiencias de iluminación de las bocinas sectoriales correspondientes resulta, para la bocina piramidal óptima,

$$s = \frac{b_1^2}{8\lambda\ell_E} = \frac{1}{4}, \quad t = \frac{a_1^2}{8\lambda\ell_H} = \frac{3}{8} \quad (5.28)$$

A continuación, se pasará a realizar la simulación de una bocina piramidal. La bocina tendrá una dimensión inicial de 14.22 x 10.68 mm y terminará teniendo una de 7.11 x 3.56 mm.

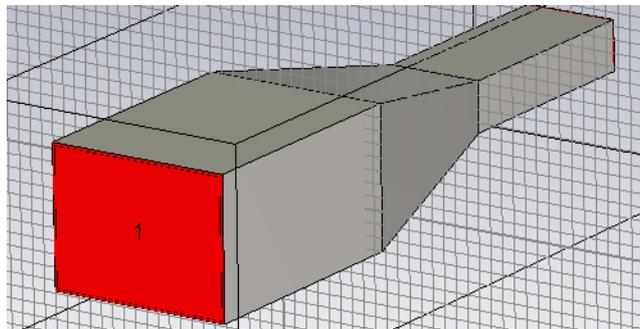


Figura 5.6 Bocina sectorial de plano E.

Los resultados obtenidos después de realizar la simulación mediante CST Microwave Studio se pueden ver en la figura 5.7.

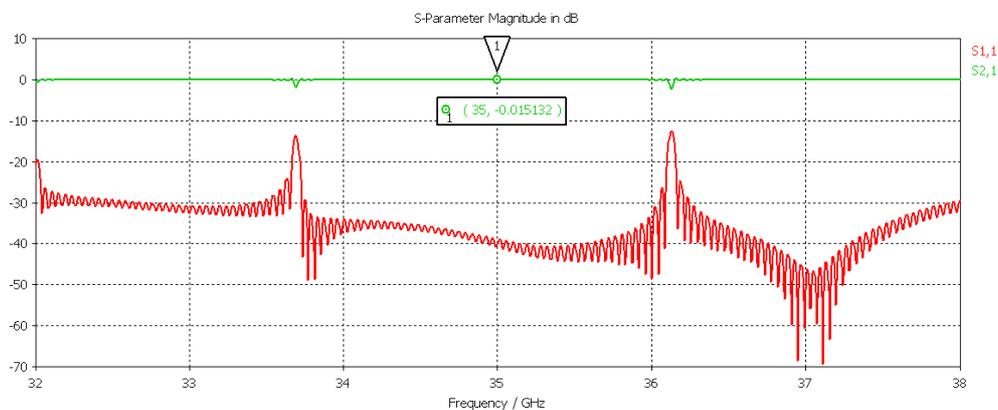


Figura 5.7 Coeficientes de transmisión y reflexión para la bocina de la figura 5.6.

5.2. Simulaciones.

Antes de intentar reducir el tamaño de la guía, el principal problema que veíamos en nuestros resultados eran las pérdidas por radiación. Éstas se deben a la difracción producida al cambiar de medio. Si colocamos en el segundo tramo de guía un cornete para captar esa radiación, quizás consigamos reducir las pérdidas y mejorar la transmisión.

El cornete que vamos a utilizar para realizar dicha mejora en la transmisión tendrá una altura tres veces superior a la de la guía ($3.56 \times 3 = 10.68$ mm) y una anchura el doble que la guía ($7.11 \times 2 = 14.22$ mm). La longitud del cornete será de 17,8 mm lo que equivale a una longitud de onda en la guía.

El diseño implementado en el programa se puede observar en la figura 5.8.

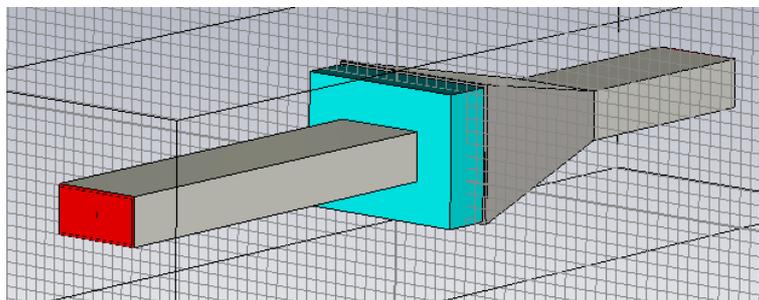


Figura 5.8. Guía de onda con lámina de teflón de 4 mm y cornete piramidal en recepción.

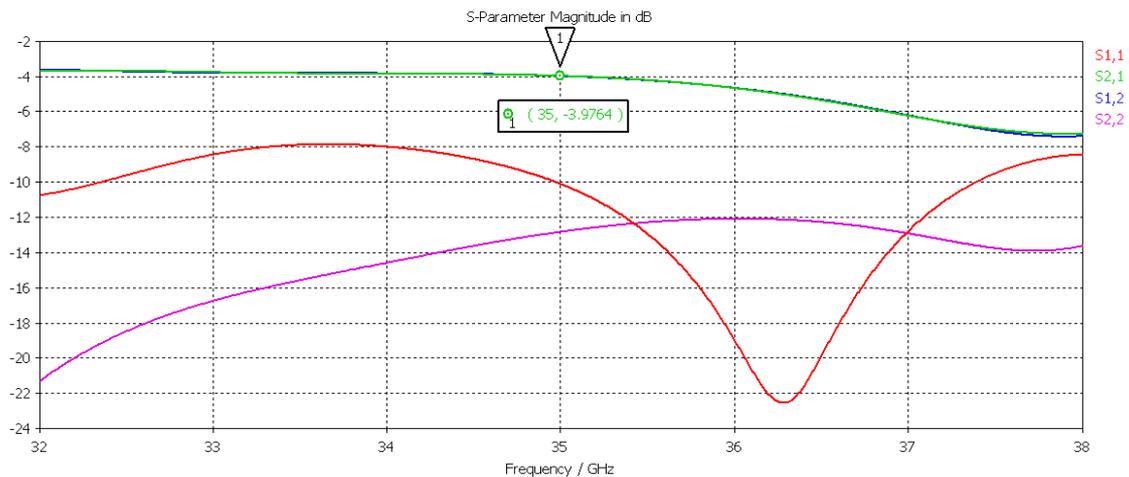


Figura 5.9. Coeficientes de transmisión y reflexión de la figura 5.8.

Como podemos ver en la figura 5.9, las pérdidas por radiación se han visto reducidas considerablemente. Sin embargo, la adaptación en este caso es peor.

Si tenemos en cuenta que en un posible diseño final nos interesaría evitar la transmisión de señales refractadas, ya que la muestra a analizar sería de la dimensión b de la guía de onda, pensamos en simular el mismo sistema pero utilizando como receptor un cornete en el plano H, en lugar del de dos dimensiones. Dicho cornete tiene una anchura equivalente al doble de la de la guía de onda (14,22 mm), manteniendo una altura de las mismas dimensiones. La longitud del cornete será, como en el caso anterior de 17,8 mm (λ_g) y el sistema simulado se puede observar en la figura 5.10.

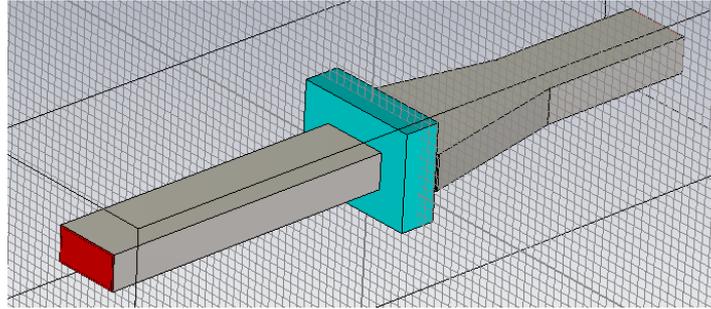


Figura 5.10 Guía de onda con lámina de teflón de 4 mm y cornete en plano H del doble de ancho que la guía de onda.

Los resultados obtenidos se pueden observar en la figura 5.11. Vemos que la adaptación a la entrada (S_{11}) ha mejorado manteniéndose la de la salida (S_{22}) a unos niveles muy aceptables. Las pérdidas por transmisión han aumentado, lo cual es lógico ya que la bocina no recoge la radiación refractada en la dimensión b de la guía.

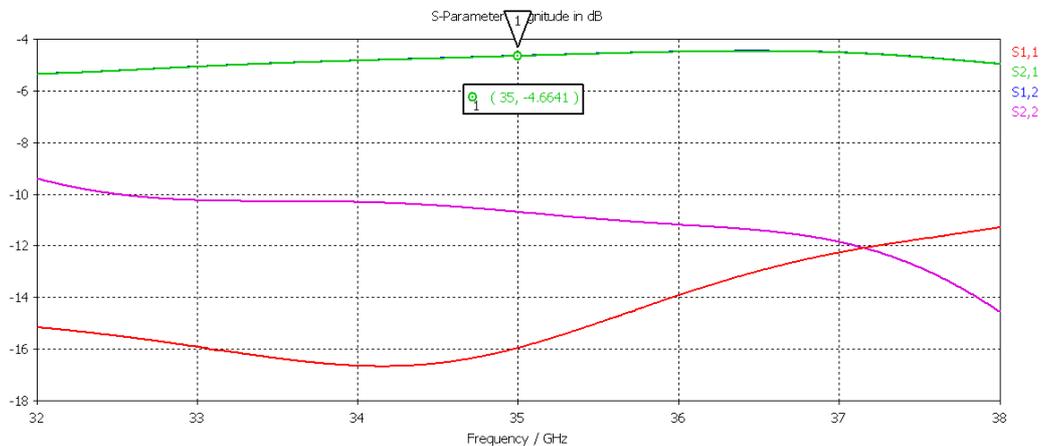


Figura 5.11. Coeficiente de transmisión y reflexión de la figura 5.10.

En conjunto se puede decir que esta última estructura es quizás la más prometedora de cuantas hemos estudiado. Por ello en el capítulo seis vamos a utilizar este sistema pero utilizando tanto la guía de excitación como la bocina en plano H con una altura reducida de un milímetro.

En los próximos capítulos, a la hora de insertar la muestra en el interior de la lámina de teflón, también trabajaremos con la bocina con altura reducida, consiguiendo de esta forma mejorar la definición de las medidas.

6. ESTUDIO DE LOS DIFERENTES MÉTODOS DE DETECCIÓN

Una vez introducidos las posibles estructuras a utilizar, vamos ahora a estudiar el comportamiento de los sistemas más prometedores añadiendo sustancias de alta constante dieléctrica y altas pérdidas que es el objetivo prioritario de este trabajo.

Como ya hemos mencionado en el capítulo de aplicaciones de este tipo de proyecto, nuestro diseño final podrá ser utilizado en un amplio abanico de aplicaciones de campos muy diferentes. De ahí, que en un principio no supiéramos qué tipo de sustancia utilizar como muestra. Debido a la inmensa importancia que están tomando las tecnologías microondas en el ámbito sanitario, decidimos utilizar como muestras tejidos biológicos para, en un futuro, intentar detectar carcinomas y conseguir así una detección prematura y una localización más exacta de células cancerígenas.

Por lo tanto, a lo largo de este capítulo, iremos evaluando la funcionalidad de cada uno de los diseños y mejorándolos hasta llegar a un modelo final que comentaremos en el capítulo siete.

6.1. Guía de onda en banda Ka en excitación y recepción en solitario

Comenzamos por el modelo más simple. Evaluamos el comportamiento de dos tramos de guía de onda en la banda Ka (7.11 x 3.56 mm) con una lámina de teflón entre ambos donde colocamos una muestra. Las dimensiones de la lámina de teflón serán 28,44 x 14,24 x 4 mm y la de la muestra 14,22 x 7,11 x 1 mm.

La primera muestra que hemos utilizado se trata de una muestra con las características del tejido de riñón (kidney):

- Constante dieléctrica (ϵ_r) = 18,376
- Tangente de pérdidas ($\text{tang}\delta$) = 1,0569

Realizamos un pequeño barrido en ambas variables para conocer la sensibilidad del diseño cuando se varía tanto la parte real de la permitividad como las pérdidas. Realizaremos la simulación para tres valores de constante dieléctrica (17,376 – 18,376 – 19,376) y para cada una de ellas variaremos las pérdidas entre 0,5 y 1,5.

En la figura 6.1 mostramos como queda este primer modelo.

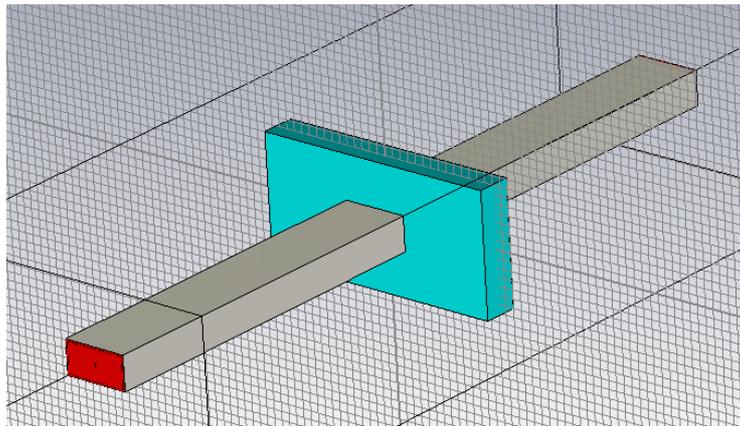


Figura 6.1 Guía de onda rectangular con lámina de teflón de 4 mm.

Resultados para Constante dieléctrica (ϵ_r) = 17,376 y diferentes tangentes de pérdidas.

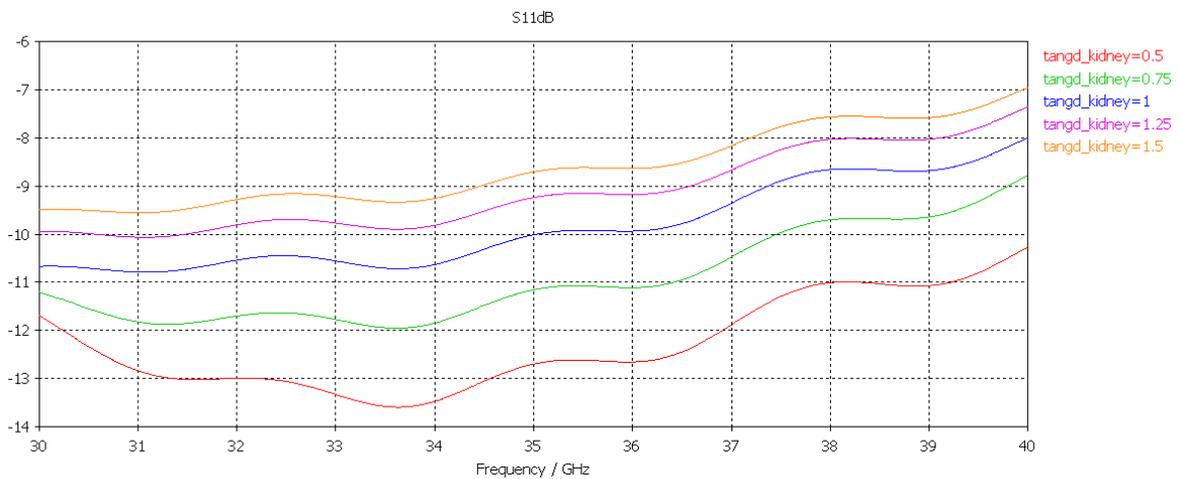


Figura 6.2 Coeficiente de reflexión del sistema de la figura 6.1 para (ϵ_r) = 17,376.

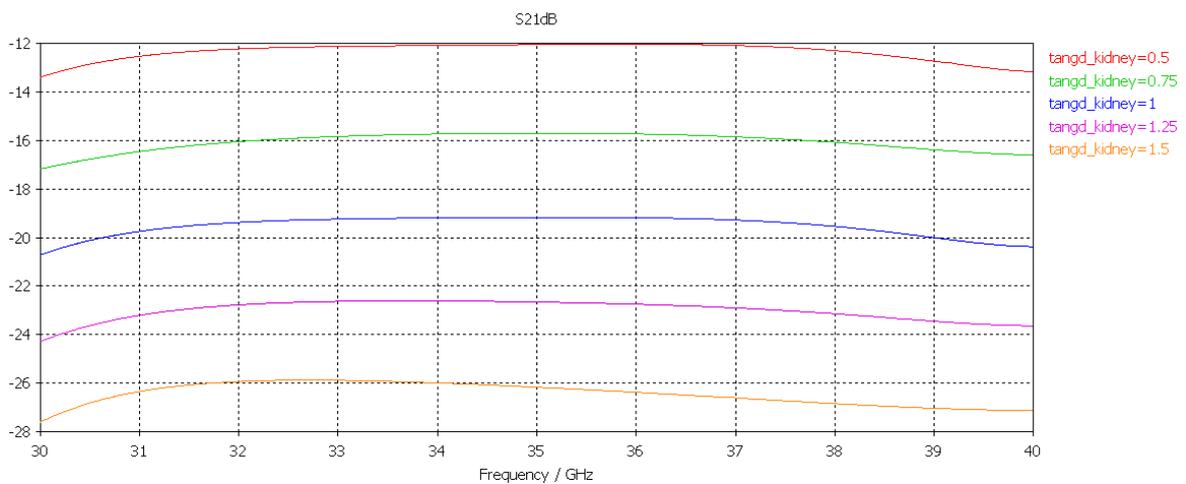


Figura 6.3 Coeficiente de transmisión del sistema de la figura 6.1 para (ϵ_r) = 17,376.

Resultados para Constante dieléctrica (ϵ_r) = 18,376

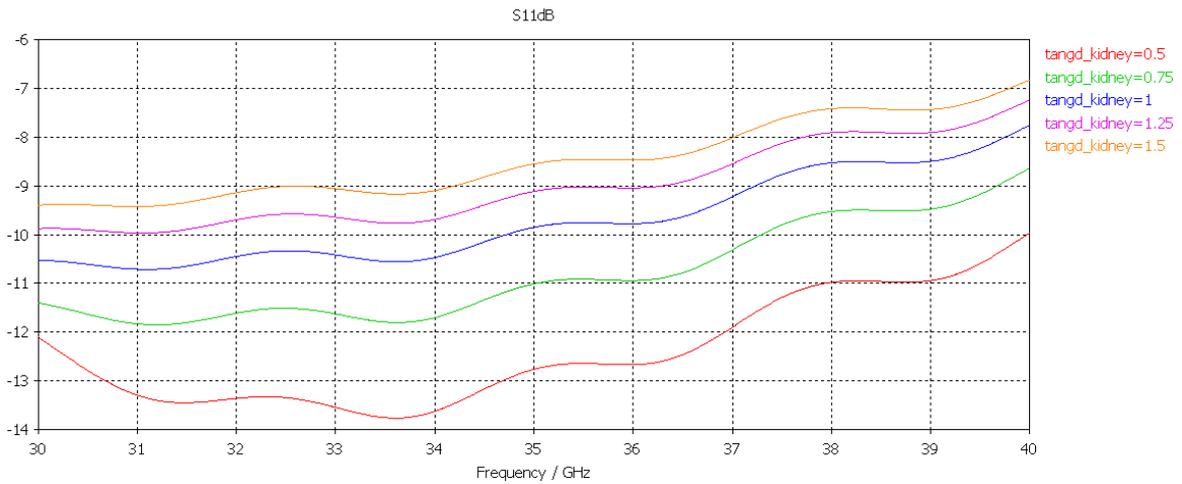


Figura 6.4 Coeficiente de reflexión del sistema de la figura 6.1 para (ϵ_r) = 18,376

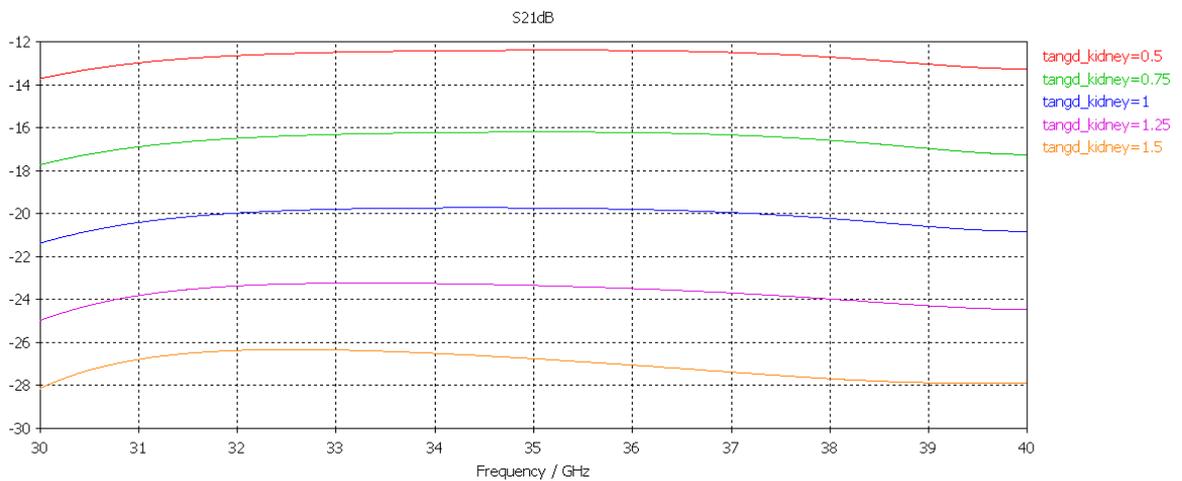


Figura 6.5 Coeficiente de reflexión del sistema de la figura 6.1 para (ϵ_r) = 18,376

Resultados para constante dieléctrica (ϵ_r) = 19,376:

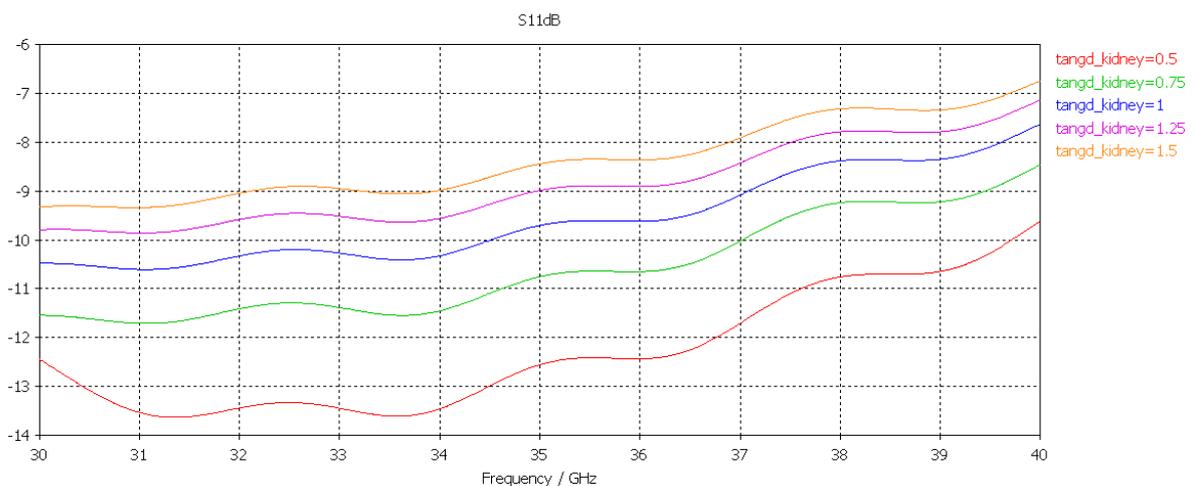


Figura 6.6 Coeficiente de reflexión del sistema de la figura 6.1 para (ϵ_r) = 19,376

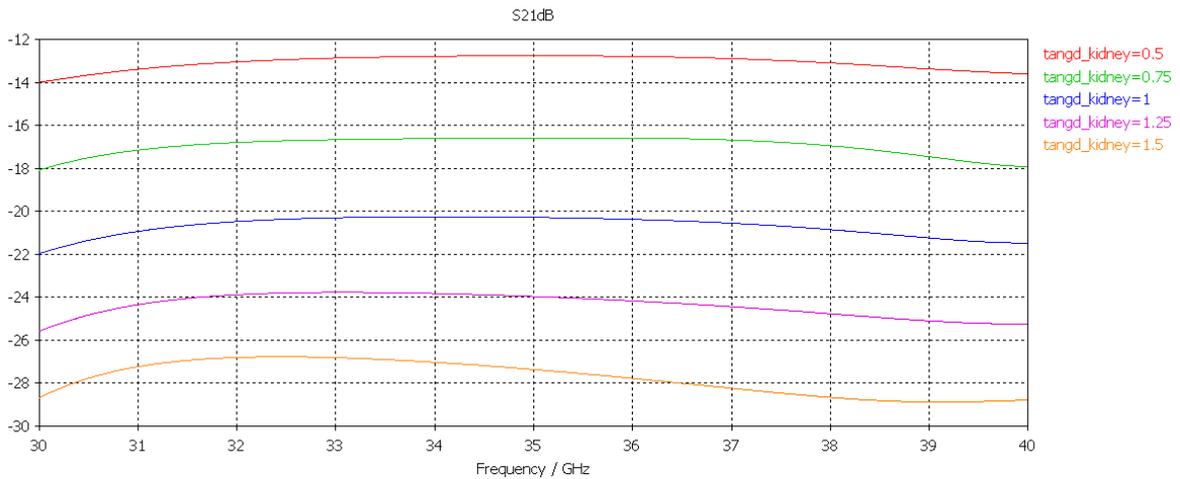


Figura 6.7 Coeficiente de reflexión del sistema de la figura 6.1 para $(\epsilon_r) = 19,376$

Los resultados son bastante aceptables ya que hemos realizado un barrido en la tangente de pérdidas y vemos que existe la suficiente sensibilidad como para distinguir perfectamente unas muestras de otras. La sensibilidad según la parte real de la permitividad no es tan grande pero nos sigue permitiendo diferenciar las muestras. El problema de este método de medida es que como máximo conseguiríamos una precisión de la altura b de la guía para muestras heterogéneas, aunque podría ser válida para analizar muestras homogéneas.

6.2. Guía de onda midiendo en reflexión

Guía estándar en banda Ka: Con el objetivo de encontrar el diseño más eficiente, pasamos a diseñar un modelo que trabaja en reflexión para compararlo con el anterior y decidir que línea es la que nos conviene seguir. En este caso, utilizaremos una placa metálica que funcionará como reflector que nos permitirá trabajar en reflexión y utilizaremos, para este primer conjunto de pruebas, una guía de onda en banda Ka. Estudiaremos en este caso los resultados obtenidos para el parámetro s_{11} ya que solo disponemos de un puerto.

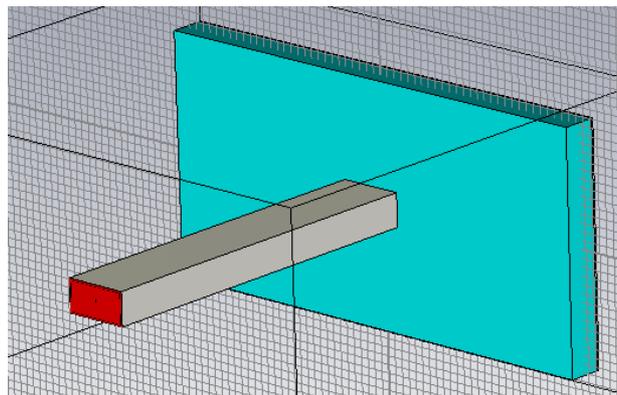


Figura 6.8 Guía de onda en reflexión.

Con el fin de conocer si este diseño tiene la suficiente sensibilidad como para reconocer los diferentes tipos de muestra, vamos a colocar dicha muestra en el interior del teflón. Realizamos la simulación para tres constantes dieléctricas diferentes (17,376 - 18,376 - 19,376) y en cada caso variaremos la tangente de pérdidas de dicha muestra entre 0,5 y 1,5. Los resultados se pueden ver en las figuras 6.9 a 6.11.

$\epsilon_r = 17,376$

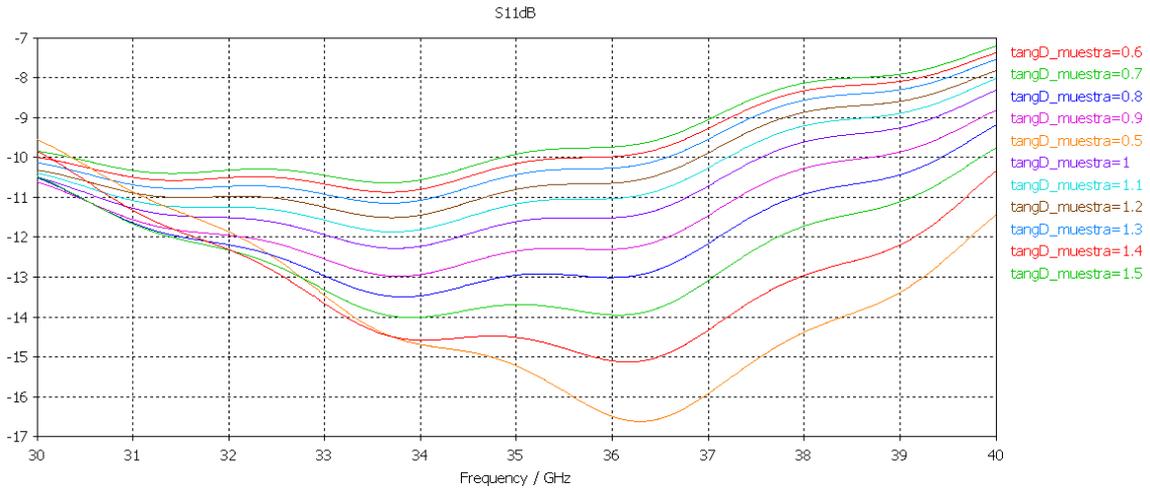


Figura 6.9 Coeficiente de reflexión de la guía de la figura 6.8 para $(\epsilon_r) = 17,376$ con un barrido en la tangente de pérdidas de la muestra.

$\epsilon_r = 18,376$

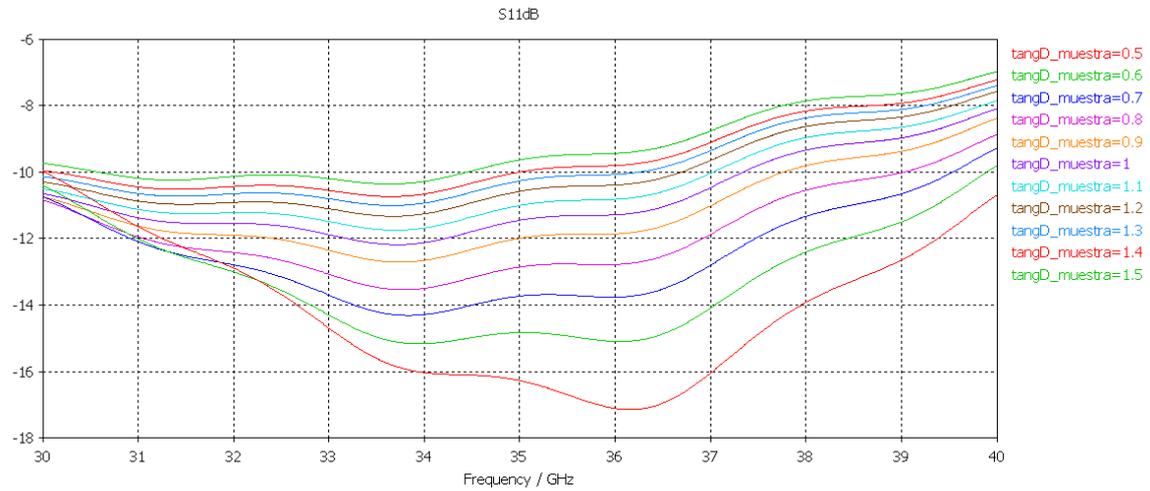


Figura 6.10 Coeficiente de reflexión de la guía de la figura 6.8 para $(\epsilon_r) = 18,376$ con un barrido en la tangente de pérdidas de la muestra.

$\epsilon_r = 19,376$

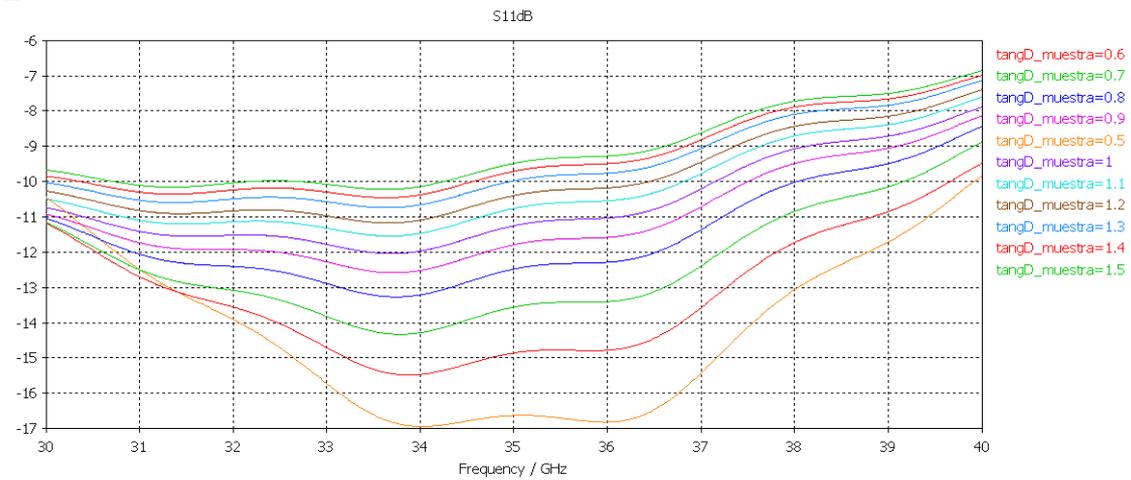


Figura 6.11 Coeficiente de reflexión de la guía de la figura 6.8 para $(\epsilon_r) = 19,376$ con un barrido en la tangente de pérdidas de la muestra.

Si observamos con detenimiento las figuras 6.9 – 6.11, lo primero que se puede concluir es que la sensibilidad con respecto a la tangente de pérdidas disminuye ostensiblemente en la parte baja de la banda. En la parte alta de la banda, para valores pequeños de la tangente de pérdidas, la sensibilidad del diseño es bastante buena. Se puede apreciar, que para valores de la tangente de pérdidas de 0.5, 0.6, 0.7 y 0.8 tenemos una variación en el parámetro s_{11} de 1 dB como mínimo. A partir de ahí, la variación se va haciendo más pequeña, hasta llegar a valores de 0.2-0.3 dB para los valores más altos de la tangente de pérdidas. También se puede observar que la sensibilidad respecto a la parte real de la constante dieléctrica es muy pequeña.

Guía de altura reducida $b=1\text{mm}$: Profundizaremos en esta línea para comprobar que ocurre cuando reducimos las dimensiones de la guía. En primer lugar analizaremos el comportamiento de la guía reducida en reflexión, sin realizar por el momento la transición entre los dos tamaños de guía. Al igual que en el caso anterior, realizaremos un barrido en la tangente de pérdidas para los tres valores de la constante dieléctrica. Obsérvese la figura 6.12.

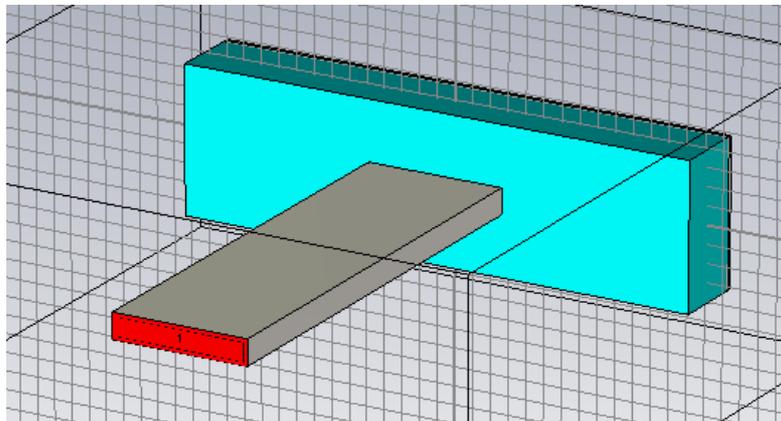


Figura 6.12 Guía de onda de altura reducida (1 mm) en reflexión.

$\epsilon_r = 17,376$:

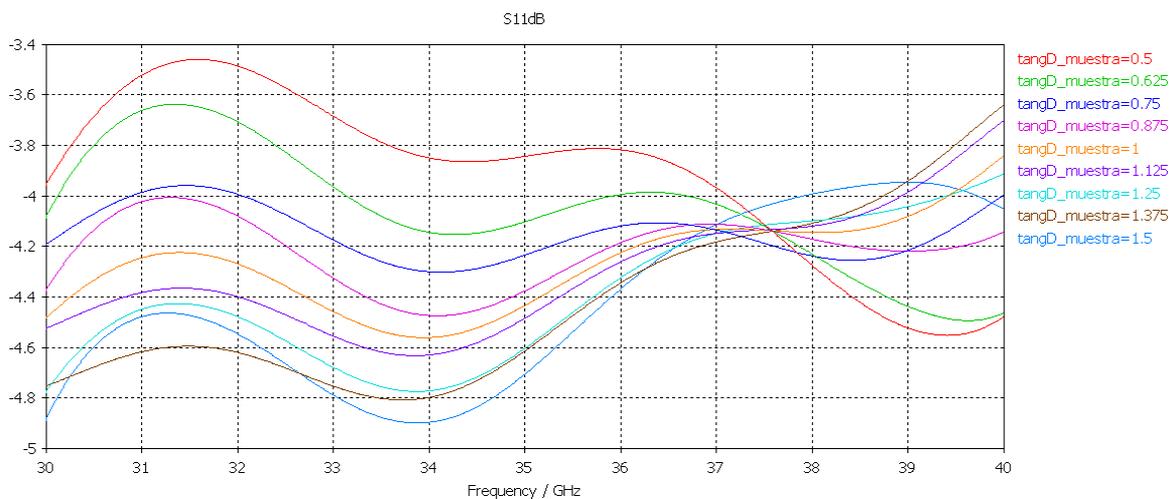


Figura 6.13 Coeficiente de reflexión de la guía de la figura 6.12 para $(\epsilon_r) = 17,376$ con un barrido en la tangente de pérdidas.

$\epsilon_r = 18,376$:

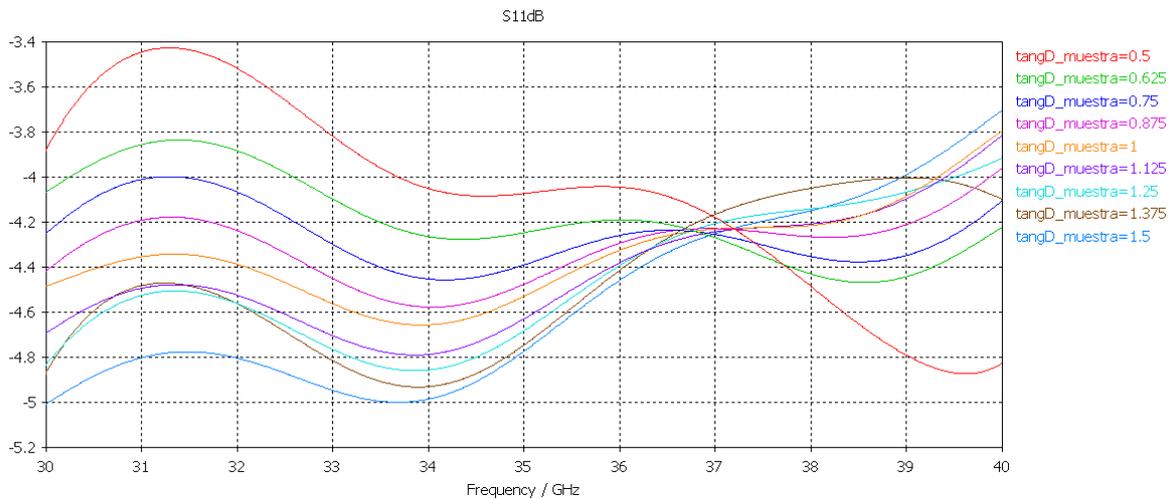


Figura 6.14 Coeficiente de reflexión de la guía de la figura 6.12 para $(\epsilon_r) = 18,376$ con un barrido en la tangente de pérdidas.

$\epsilon_r = 19,376$

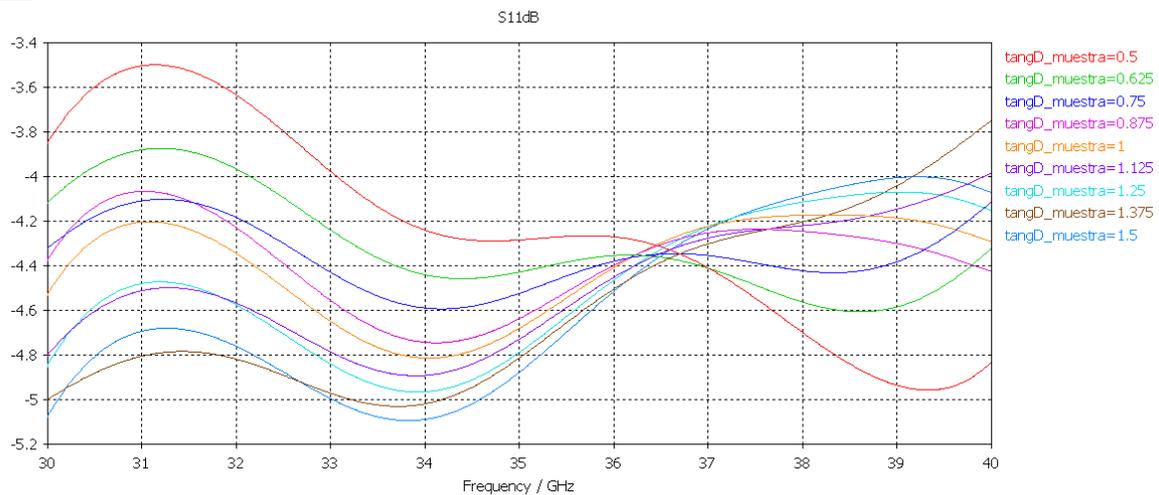


Figura 6.15 Coeficiente de reflexión de la guía de la figura 6.12 para $(\epsilon_r) = 19,376$ con un barrido en la tangente de pérdidas.

En este caso, los resultados son menos satisfactorios que en el caso de la guía con dimensiones estándar. Si observamos las figuras 6.13 a 6.15 vemos que las gráficas de la tangente de pérdidas con la frecuencia, para diferentes partes reales de la constante dieléctrica, se cruzan y por lo tanto no podríamos distinguir qué muestra se está analizando. Por otra parte, tampoco observamos variaciones apreciables con la variación de la parte real de la constante dieléctrica.

Transición guía estándar a guía de altura reducida $b=1\text{mm}$: Continuando con el análisis del comportamiento con la guía en reflexión pasamos a realizar la transición entre los dos tipos de guías de dimensiones diferentes. Observaremos los resultados para una transición con discontinuidades en el plano E en ambas caras de la guía, en una sola cara, mediante transición con discontinuidad en ambos planos y finalmente, mediante una transición lineal.

- Discontinuidad en el plano E en ambas caras de la guía:

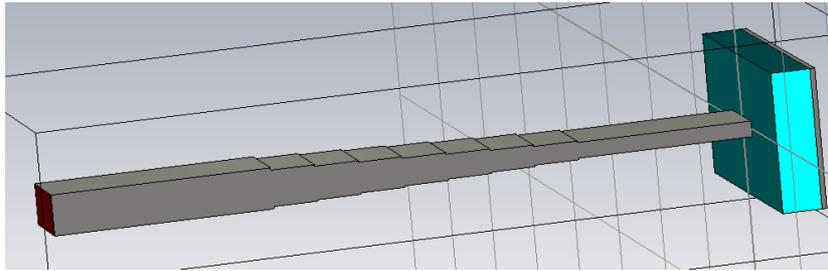


Figura 6.16 Guía de onda con discontinuidad de plano E.

Como vemos, el diseño de la figura 6.16 consta de discontinuidades, tanto en la cara superior como inferior, que nos permiten pasar de una guía de 7.11 x 3.56 mm a otra de 7.11 x 1 mm. La muestra utilizada en este caso tendrá una constante dieléctrica similar a la del tejido renal ($\epsilon_r = 18,376$).

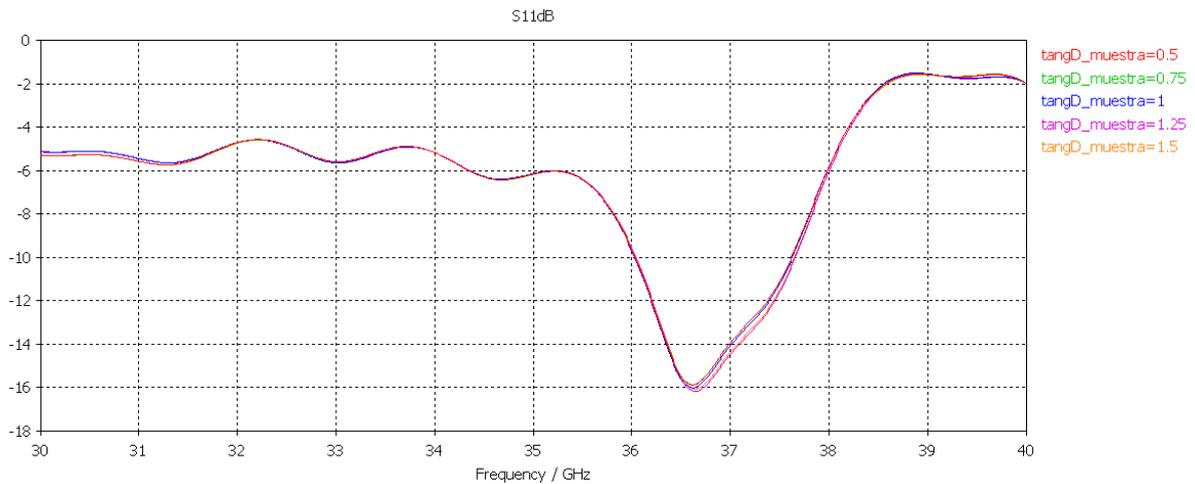


Figura 6.17 Coeficiente de reflexión para la guía de la figura 6.16 realizando un barrido en la tangente de pérdidas.

Los resultados obtenidos con este diseño se muestran en la figura 6.17. Se puede observar una banda de buena adaptación entre 36GHz y 37.5GHz, sin embargo el sistema es totalmente insensible a la variación de la tangente de pérdidas.

- Discontinuidad en el plano E simple:

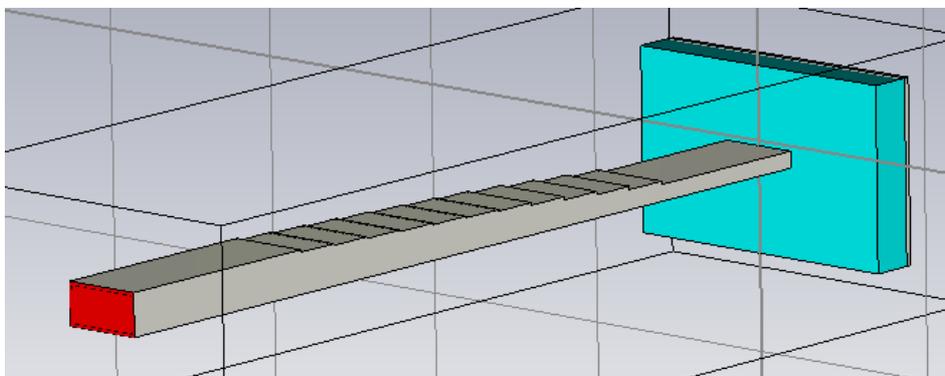


Figura 6.18 Guía de onda con discontinuidad de plano E en la cara superior.

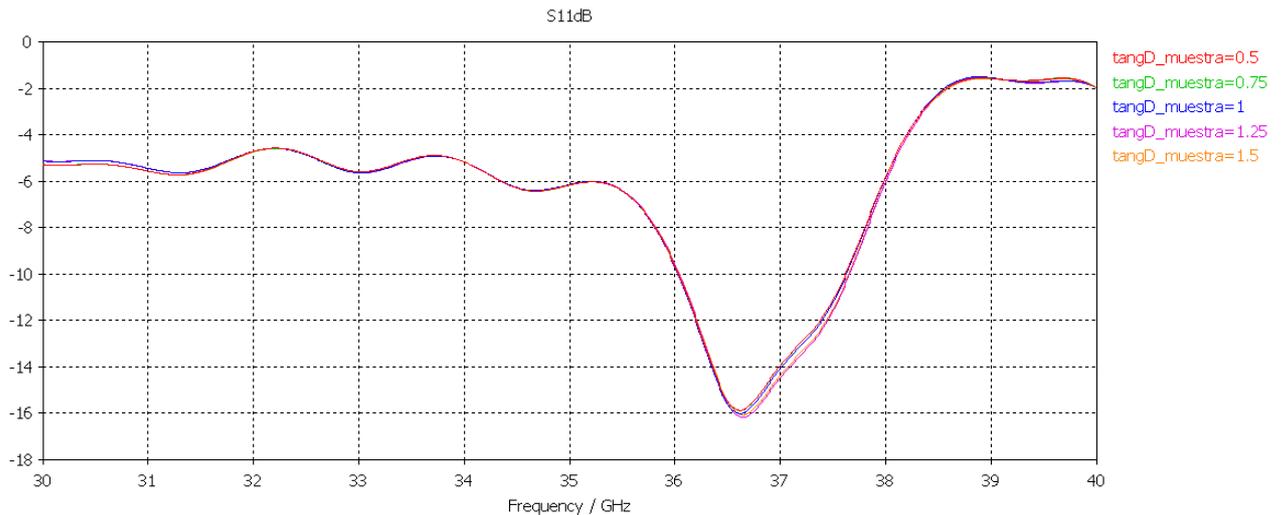


Figura 6.19 Coeficiente de reflexión para la guía de la figura 6.18 y realizando un barrido en la tangente de pérdidas.

Como no podría ser de otra forma, los resultados del sistema de la figura 6.18, representados en la figura 6.19, son idénticos ya que en el sistema hemos utilizado dos buenas transiciones graduales por lo que la respuesta de ambas debiera ser muy parecida. Vemos que en ambos casos no se aprecian diferencias para una variación en la tangente de pérdidas. Este diseño no nos será para nada útil a la hora de diferenciar las distintas sustancias que queremos analizar.

- Discontinuidad en ambos planos.

En este caso se ha utilizado una transición gradual donde varían tanto el plano E como el H de la guía (Fig. 6.20)

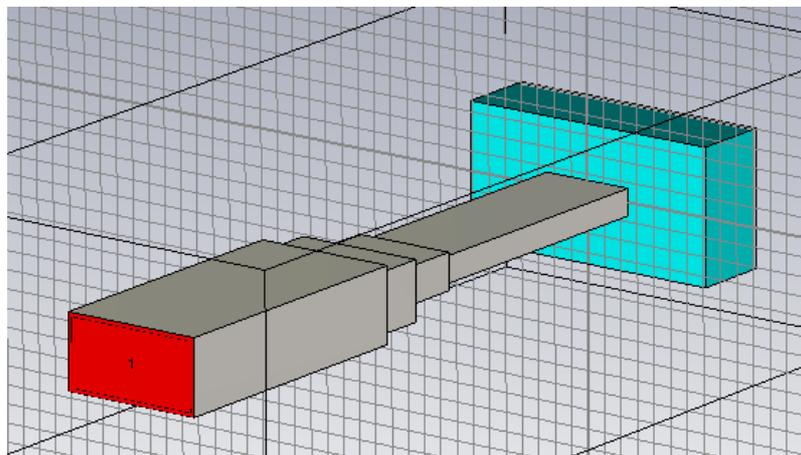


Figura 6.20 Guía de onda con discontinuidad de doble plano.

Comenzamos analizando la sensibilidad en cuanto a la constante dieléctrica (ϵ_r) se refiere. Para ello, hemos utilizado un valor para la tangente de pérdidas de 1.0569 (kidney). Los resultados de la simulación se pueden ver en la figura 6.21.

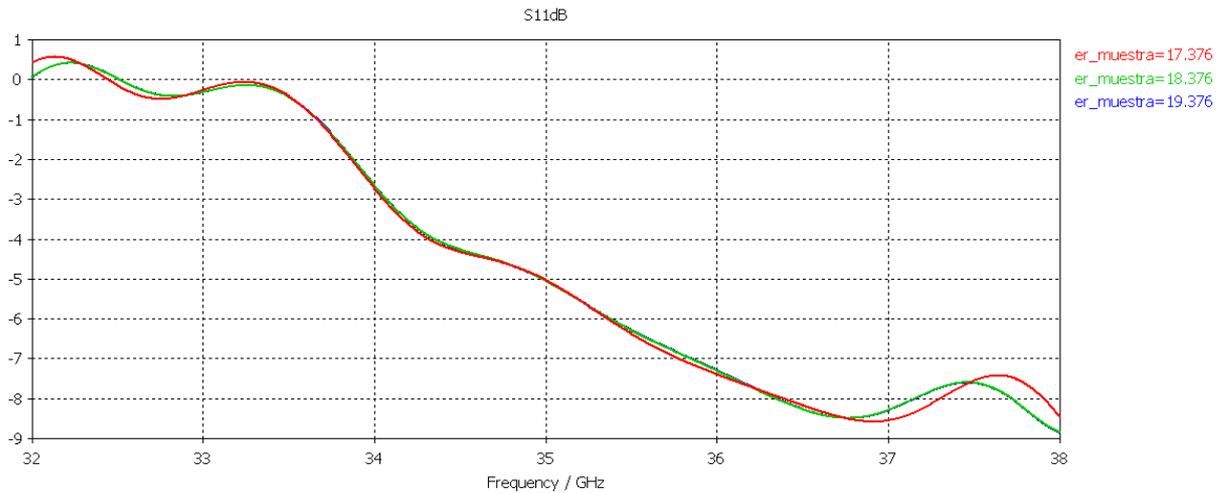


Figura 6.21 Coeficiente de reflexión de la guía de la figura 6.20 realizando un barrido en la constante dieléctrica.

En la figura 6.21 podemos observar el coeficiente de reflexión cuya respuesta es diferente a las de las gráficas de las figuras 6.17 y 6.19. Podemos sacar en conclusión que apenas existen diferencias al modificar la constante dieléctrica relativa, por lo tanto, este diseño tampoco lo seguiremos usando en el futuro. No obstante, vamos a comprobar su comportamiento al variar su tangente de pérdidas para un valor de $\epsilon_r = 18.376$. Los resultados de la simulación se pueden ver en la figura 6.22. Tampoco se aprecian variaciones notables al variar este parámetro

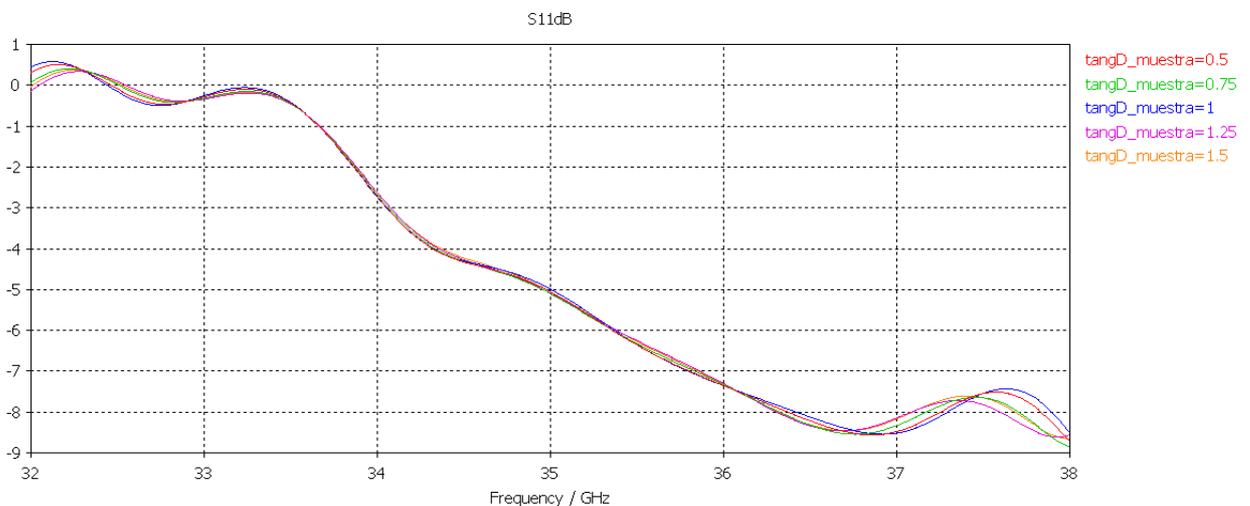


Figura 6.22 Coeficiente de reflexión de la guía de la figura 6.20 realizando un barrido en la tangente de pérdidas.

Estos resultados nos hacen desechar a priori los sistemas de las figuras 6.16, 6.18 y 6.20.

- Transición lineal.

A la vista de los diseños de las figuras 6.16, 6.18 y 6.20, podemos adelantar que los resultados cuando ponemos en el sistema una transición lineal no van a diferir sustancialmente de los ya obtenidos con las demás transiciones graduales, no obstante vamos a analizar qué ocurre con las medidas en reflexión con este tipo de transición. Para ello, insertamos muestras de diferentes constantes dieléctricas y también, con una

misma constante dieléctrica variamos la tangente de pérdidas. De esta manera, podríamos observar la sensibilidad de nuestro diseño para distinguir entre las diferentes muestras.

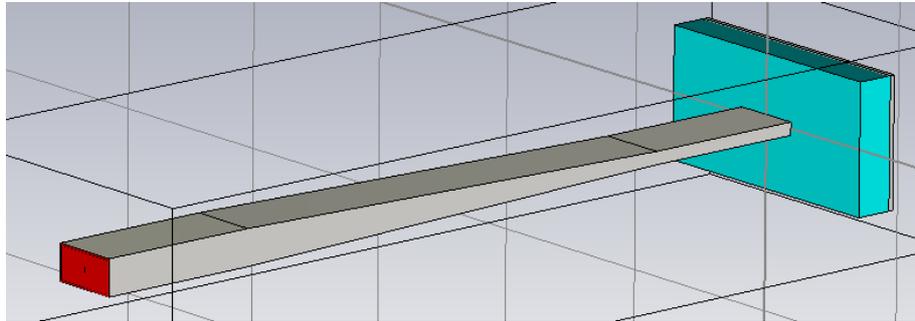


Figura. 6.23 Guía de onda con transición lineal.

Los resultados de simulación pueden observarse en las figuras 6.24 a 6.27.

Con muestra de $\epsilon_r = 17.376$

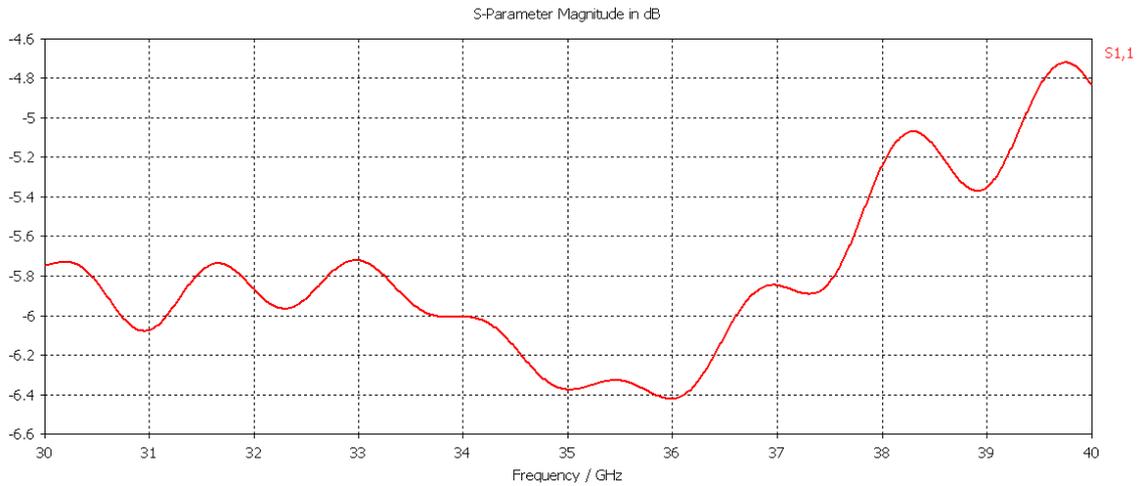


Figura 6.24 Coeficiente de reflexión de la guía de la figura 6.23 para $(\epsilon_r) = 17,376$

Con muestra de $\epsilon_r = 18.376$

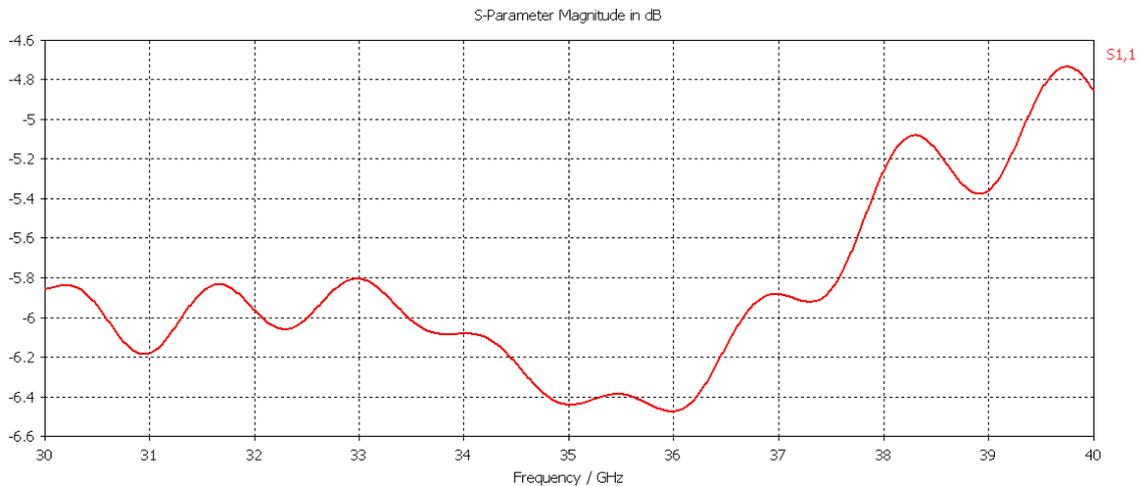


Figura 6.25 Coeficiente de reflexión de la guía de la figura 6.23 para $(\epsilon_r) = 18,376$

Con muestra de $\epsilon_r = 19.376$

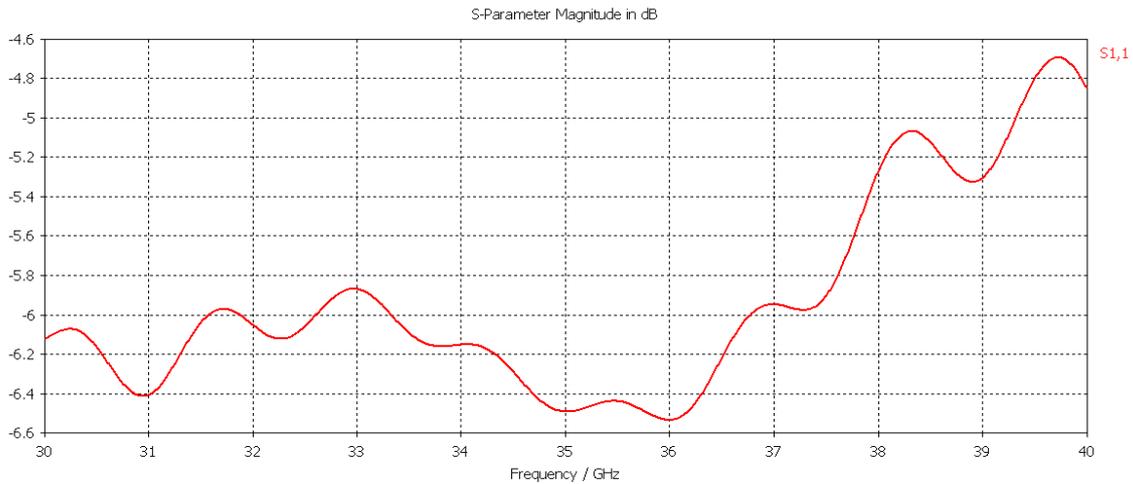


Figura 6.26 Coeficiente de reflexión de la guía de la figura 6.23 para $(\epsilon_r) = 19,376$

Con muestra de $\epsilon_r = 18.376$ y cuña de teflón:

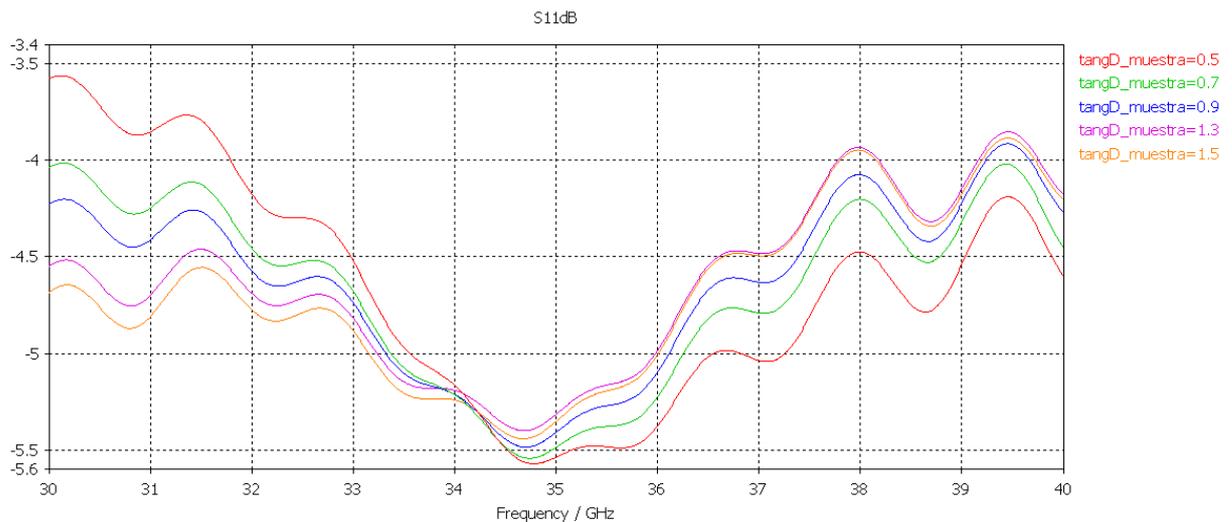


Figura 6.27 Coeficiente de reflexión de la guía de la figura 6.23 para $(\epsilon_r) = 17,376$

En este caso los resultados tampoco fueron satisfactorios. Vemos que la sensibilidad que tiene no es buena. En la figura 6.27, podemos observar un leve rizado de la señal recibida. Este rizado, al mínimo desfase que suframos al llevar el diseño a la realidad, nos haría obtener resultados completamente erróneos.

Por lo tanto, de aquí en adelante, descartaremos este tipo de diseños.

Hay que tener en cuenta que estas simulaciones son de crucial importancia para llegar a un resultado óptimo. Además, cada simulación es de un peso muy grande, por lo que su realización puede llevar varias horas e incluso días si existe algún barrido en alguna dimensión.

6.3. Cornete en plano H en recepción

Observando que los resultados obtenidos hasta ahora no han sido muy satisfactorios decidimos volver a la línea de investigación en la que realizábamos las medidas en transmisión. Por el momento, sólo habíamos trabajado con la guía de 7,11 x 3,56 mm en ambos tramos de guía. Retomamos, por lo tanto, esta línea e incluimos un cornete en el plano H para mejorar las pérdidas por radiación.

En consecuencia, decidimos volver al diseño de la figura 5.10, que consistía en una excitación por guía de onda con cornete en plano H en recepción. En la figura 6.28 observamos el sistema implementado que consta de una excitación mediante una guía estándar en banda Ka, una lámina de teflón de 56.88 x 28.48 x 4 mm en cuyo interior introducimos nuestra muestra dieléctrica de dimensiones 28.44 x 14.22 mm y una bocina plano H de anchura 2a y altura b de la guía, adaptada a la banda de trabajo. En esta ocasión decidimos realizar un estudio más profundo que el del apartado 5.2 del capítulo anterior. Insertamos nuestra muestra con tres constantes dieléctricas diferentes y en cada caso realizamos un barrido en la tangente de pérdidas.

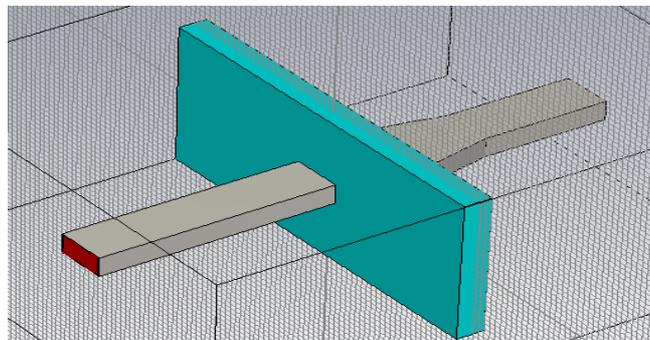


Figura. 6.28 Guía de onda con cornete en plano H en recepción.

Esta simulación llevo especial trabajo por tratarse de diez variaciones de la tangente de pérdidas para cada valor de la constante dieléctrica. Observamos los resultados a continuación (Fig. 6.29).

$\epsilon_r = 17,376$

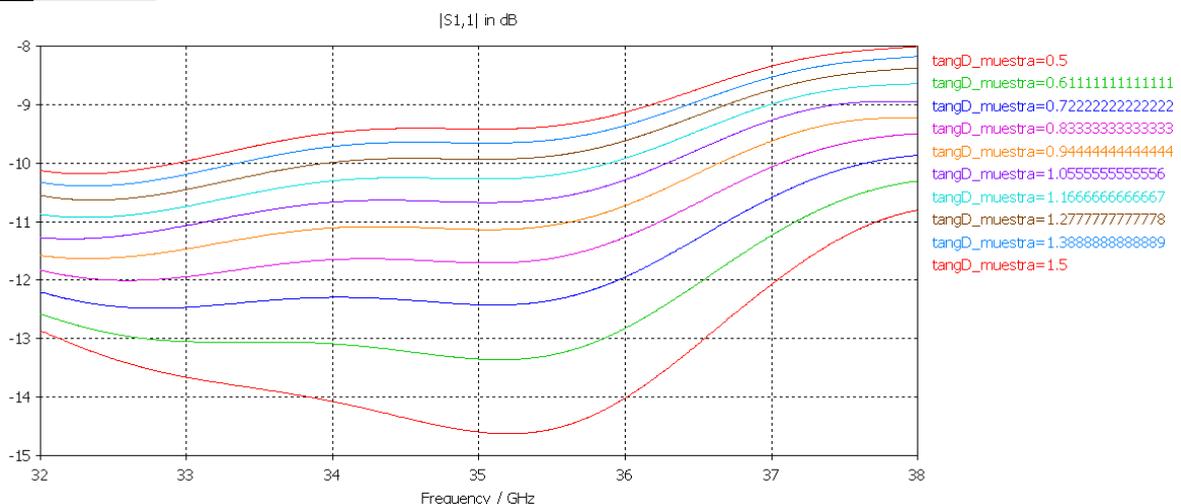


Figura 6.29 Coeficiente de reflexión del diseño de la figura 6.28 cuando realizamos un barrido en la tangente de pérdidas para $(\epsilon_r) = 17,376$.

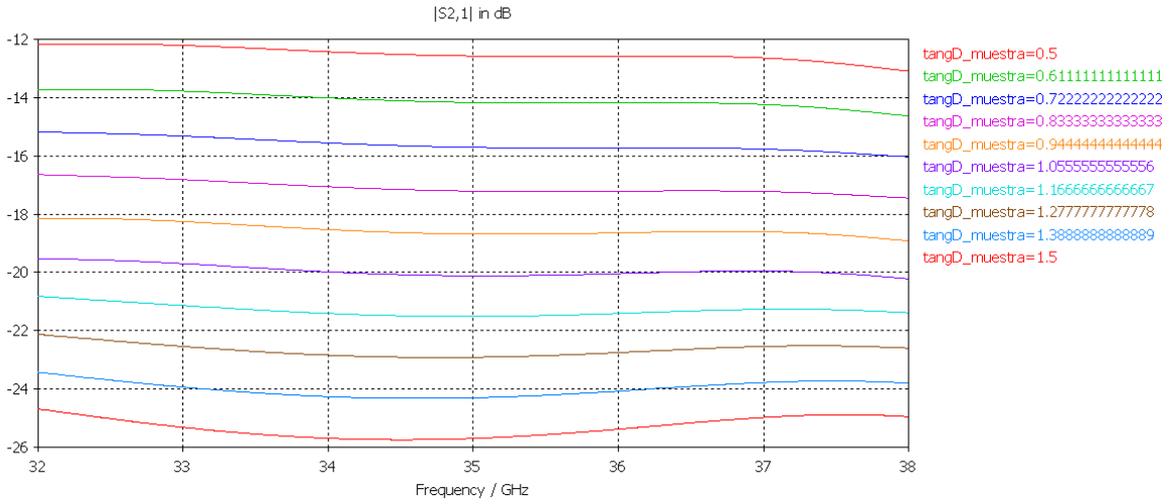


Figura 6.30 Coeficiente de transmisión del diseño de la figura 6.28 cuando realizamos un barrido en la tangente de pérdidas para $(\epsilon_r) = 17,376$.

$\epsilon_r = 18,376$

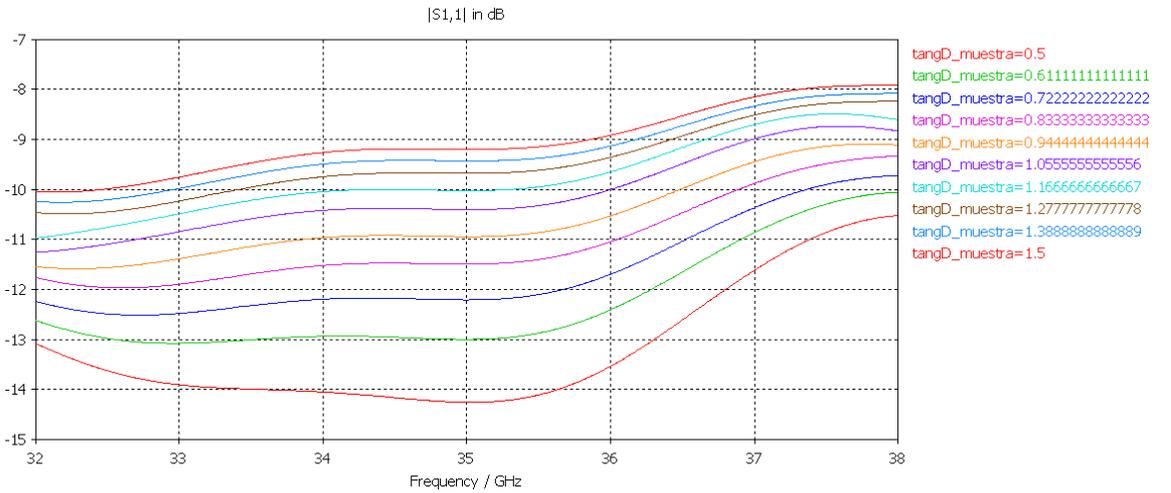


Figura 6.31 Coeficiente de reflexión del diseño de la figura 6.28 cuando realizamos un barrido en la tangente de pérdidas para $(\epsilon_r) = 18,376$.

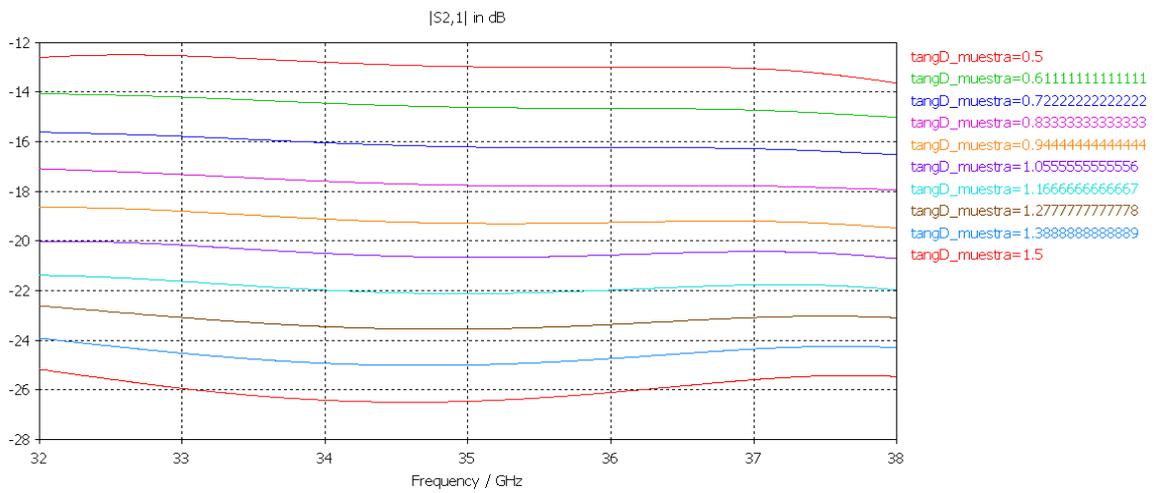


Figura 6.32 Coeficiente de transmisión del diseño de la figura 6.28 cuando realizamos un barrido en la tangente de pérdidas para $(\epsilon_r) = 18,376$.

$\epsilon_r = 19,376$

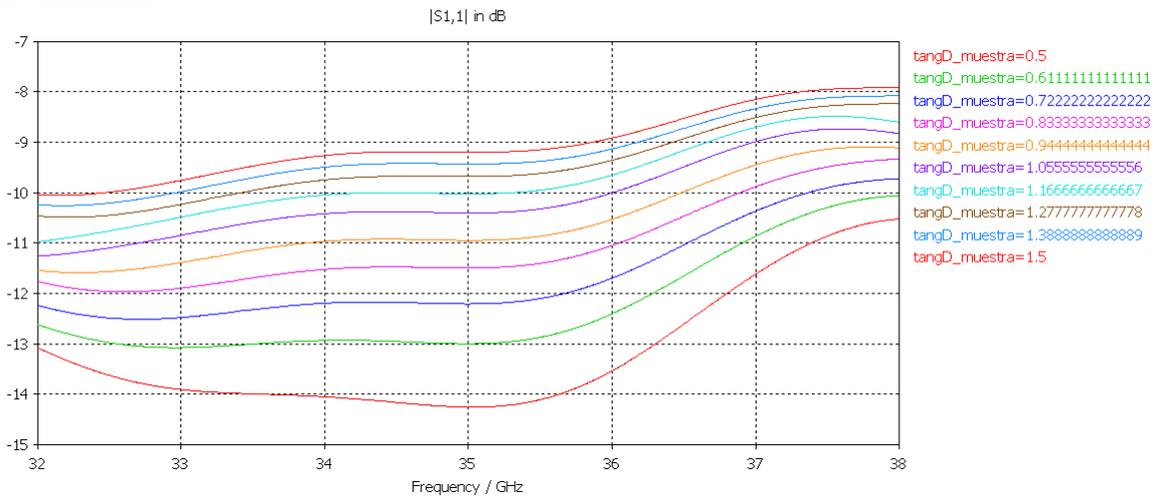


Figura 6.33 Coeficiente de reflexión del diseño de la figura 6.28 cuando realizamos un barrido en la tangente de pérdidas para $(\epsilon_r) = 19,376$.

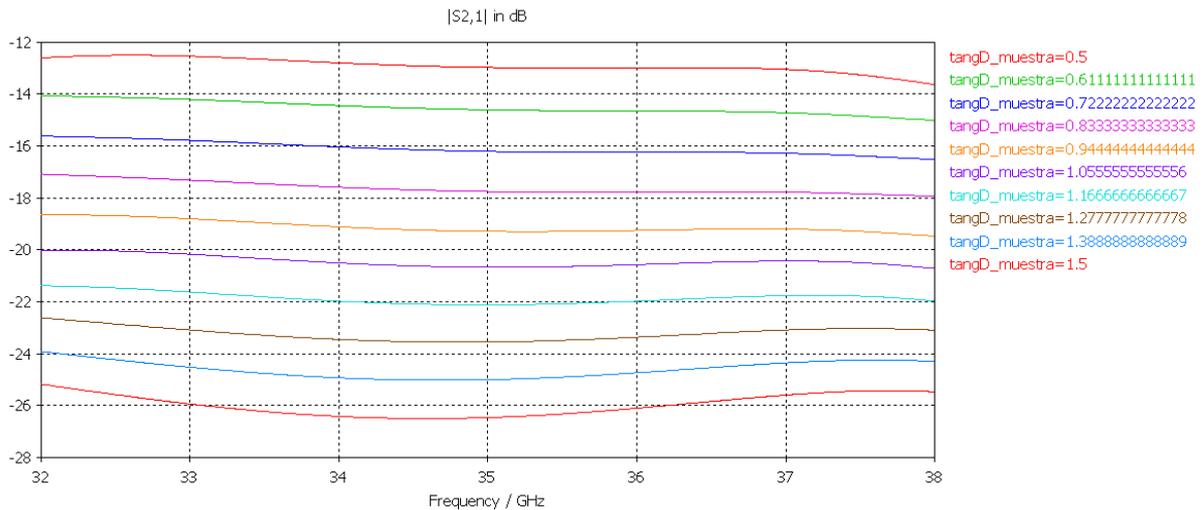


Figura 6.34 Coeficiente de transmisión del diseño de la figura 6.28 cuando realizamos un barrido en la tangente de pérdidas para $(\epsilon_r) = 19,376$.

En las figuras 6.29 a 6.34 podemos observar que el sistema tiene una buena sensibilidad a las variaciones de la tangente de pérdidas para diferentes valores de la constante dieléctrica relativa ϵ_r . Esto nos hace pensar, a priori, que puede ser un buen sistema para analizar muestras con diferentes niveles de pérdidas tanto en transmisión como en reflexión.

Nos falta ahora saber qué sensibilidad podemos obtener cuando variamos la constante dieléctrica para una tangente de pérdidas constante. Para ello utilizamos el valor de la tangente de pérdidas correspondiente a la muestra de riñón humano, $\epsilon_r = 1,0569$. Los resultados se pueden observar en la figura 6.35.

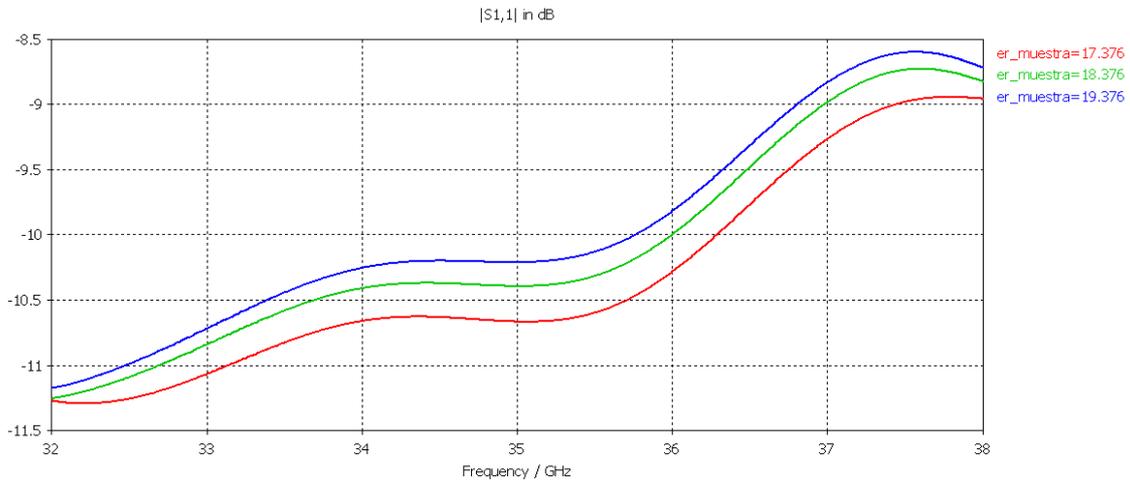


Figura 6.35 Coeficiente de reflexión del diseño de la figura 6.28 cuando realizamos un barrido en la constante dieléctrica para una tangente de pérdidas $\text{tang}\delta = 1,0569$.

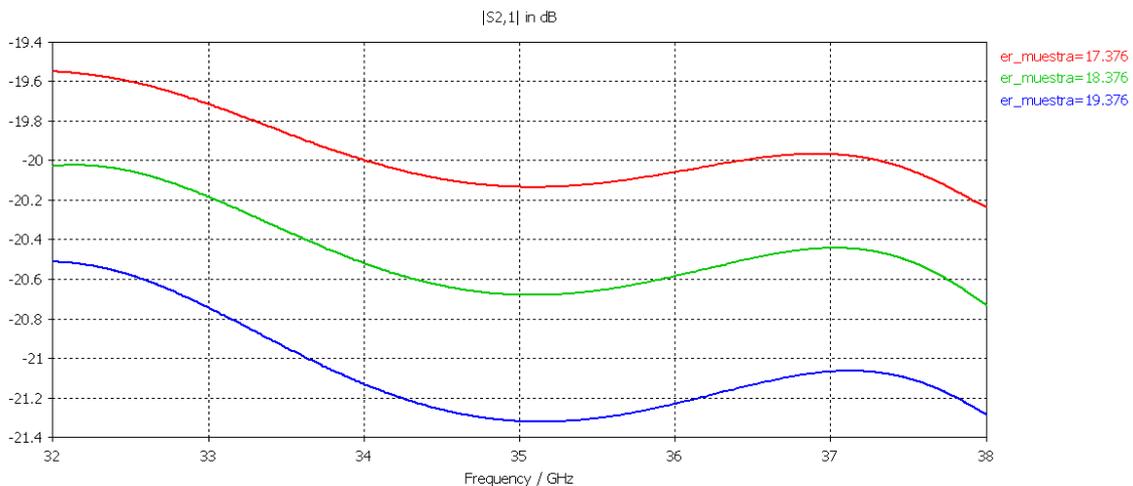


Figura 6.36 Coeficiente de reflexión del diseño de la figura 6.28 cuando realizamos un barrido en la constante dieléctrica para una tangente de pérdidas $\text{tang}\delta = 1,0569$.

Observando en conjunto el estudio anterior del sistema de la figura 6.28 vemos que tenemos sensibilidad de medida tanto en transmisión como en reflexión tanto para las variaciones de la constante dieléctrica como de las pérdidas por lo que se podrían utilizar los dos parámetros S_{11} y S_{21} en la determinación de este tipo de muestras, sin embargo, podemos concluir que la mayor sensibilidad nos la da el parámetro de transmisión por lo que será este parámetro el más interesante a la hora de analizar muestras.

6.4. Sistemas con guía de onda de altura reducida y cornete en plano H en recepción.

Sabiendo que los resultados para el modelo de la figura 6.28, en los que utilizamos guías de onda de altura b , eran aceptables, decidimos reducir la altura de la guía para conseguir una mayor definición en el análisis de la muestra (7,11 x 1 mm). A lo largo de este subcapítulo, se realizarán varios estudios en los que reduciremos la altura de uno o de ambos tramos de la guía de onda. De la misma forma que en el caso anterior, realizamos un barrido en la tangente de pérdidas para cada valor de la constante dieléctrica y posteriormente, con el mismo valor de tangente de pérdidas, modificamos

la constante dieléctrica para comprobar la sensibilidad de nuestro diseño. En primer lugar, se comenzará reduciendo a 1 mm la altura de ambos tramos de guía. En la figura 6.37 se puede ver como queda este esquema.

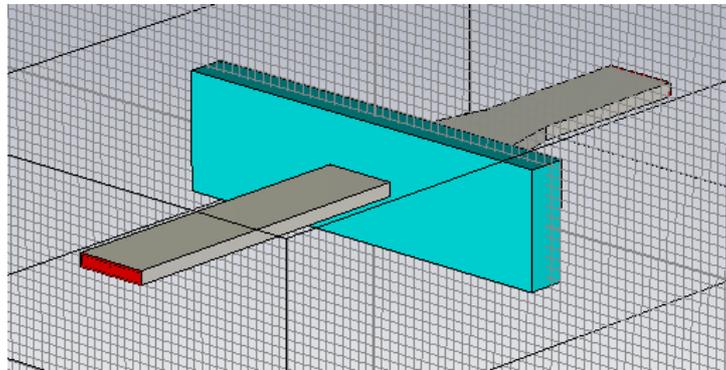


Figura. 6.37 Guía de onda de altura reducida (1 mm) con cornete en plano H en recepción, también de altura reducida.

$\epsilon_r = 17,376$

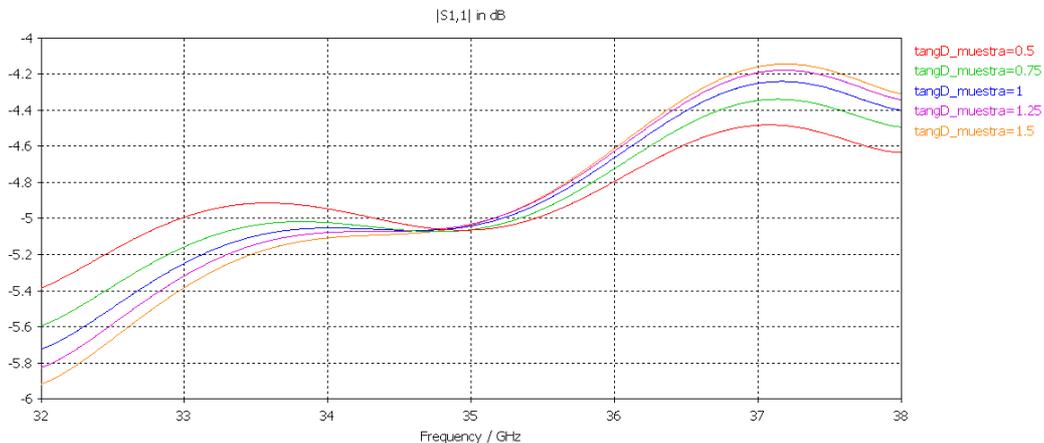


Figura 6.38 Coeficiente de reflexión del diseño de la figura 6.37 cuando realizamos un barrido en la tangente de pérdidas para $(\epsilon_r) = 17,376$.

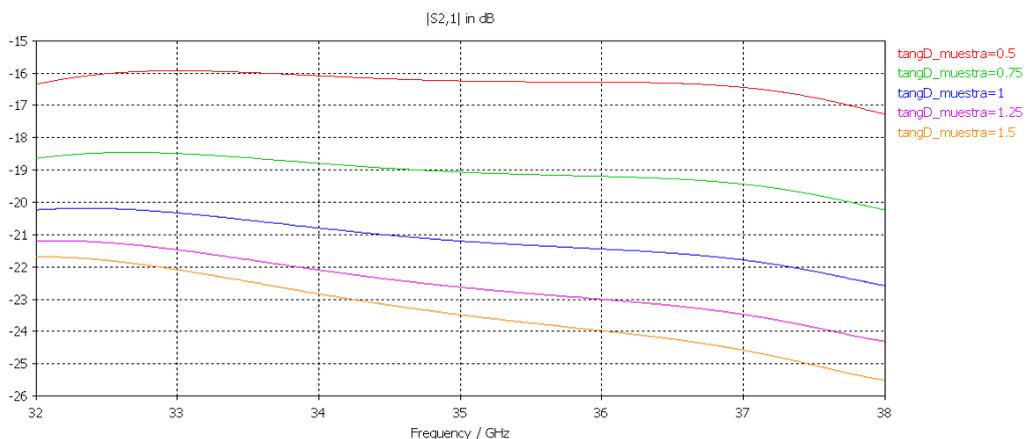


Figura 6.39 Coeficiente de transmisión del diseño de la figura 6.37 cuando realizamos un barrido en la tangente de pérdidas para $(\epsilon_r) = 17,376$.

Si observamos la figura 6.38 vemos que las gráficas de la tangente de pérdidas con la frecuencia, para diferentes partes reales de la constante dieléctrica, se cruzan y por lo tanto no podríamos distinguir qué muestra se está analizando. Así mismo, como vemos

en la figura 6.40 y 6.41, tampoco se aprecia sensibilidad cuando variamos la constante dieléctrica para una tangente de pérdidas constante.

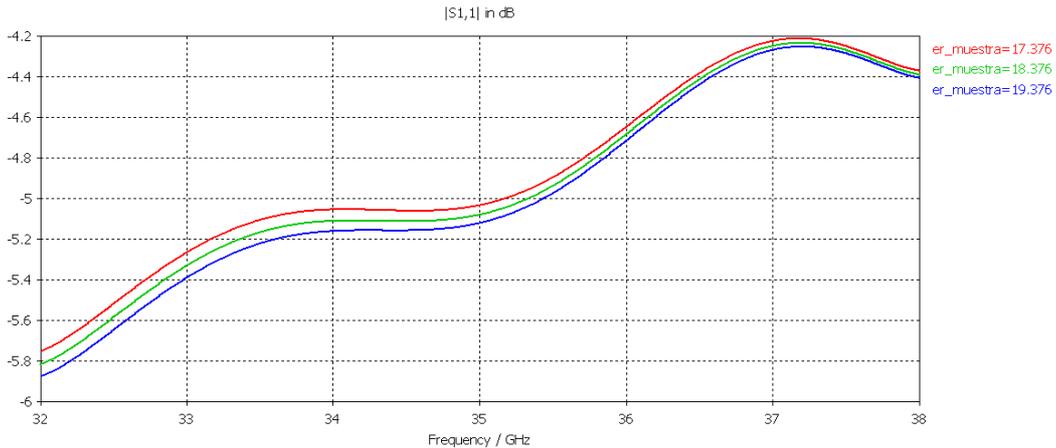


Figura 6.40 Coeficiente de reflexión del diseño de la figura 6.37 cuando realizamos un barrido en la constante dieléctrica para una tangente de pérdidas $\text{tang}\delta = 1,0569$.

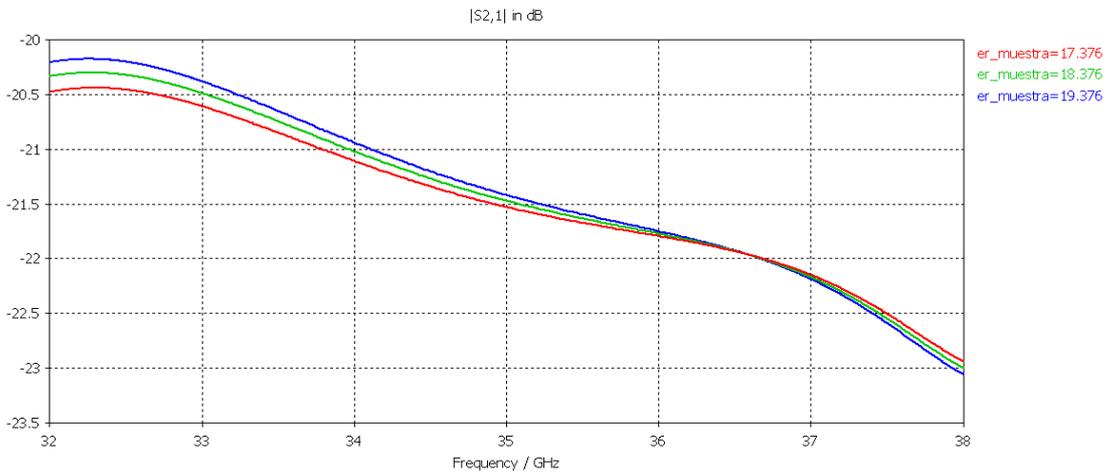


Figura 6.41 Coeficiente de transmisión del diseño de la figura 6.37 cuando realizamos un barrido en la constante dieléctrica para una tangente de pérdidas $\text{tang}\delta = 1,0569$.

Además, como siguiente paso en el estudio, decidimos cambiar el diseño y reducir únicamente la altura del primer tramo de guía (Fig. 6.42), dejando la altura del cornete en recepción a 3.56 mm y los resultados fueron bastante similares a los vistos con el diseño de la figura 6.37. Se pueden observar dichos resultados en las figura 6.43. En este caso solo realizaremos la simulación para una constante dieléctrica de la muestra (ϵ_r) = 18,376.

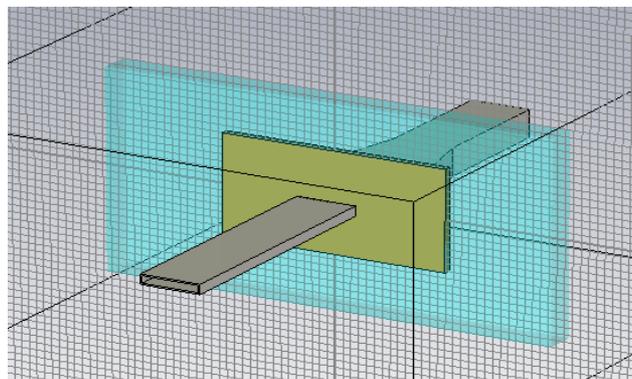


Figura 6.42 Guía de onda con altura del primer tramo reducida y cornete en plano H en recepción.

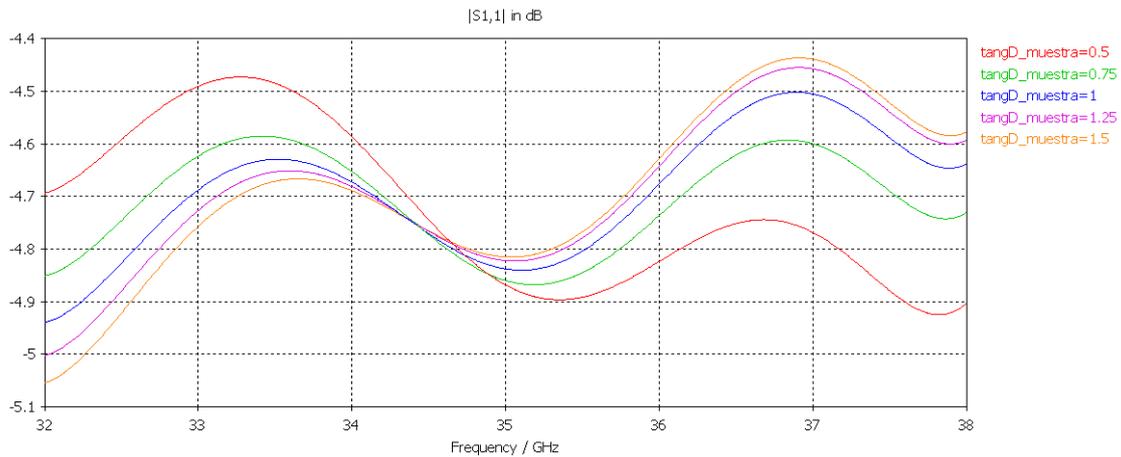


Figura 6.43 Coeficiente de reflexión del diseño de la figura 6.42 cuando realizamos un barrido en la tangente de pérdidas para $(\epsilon_r) = 18,376$.

Una vez que se han estudiado estos resultados, se puede concluir que la intersección vista en los resultados del parámetro s11 de las figuras 6.38 y 6.43 podría estar debida a la reducción de altura del tramo de guía de excitación. Por lo tanto, se descartará esta opción en futuros estudios.

La única posibilidad que nos queda por estudiar será la reducción de la altura del segundo tramo de guía; el cornete en plano H. De esta forma, se conseguiría mantener una buena definición en los resultados ya que únicamente llegaría al puerto 2 la señal captada por el cornete de altura reducida. Veamos como queda el diseño en este caso en la figura 6.44.

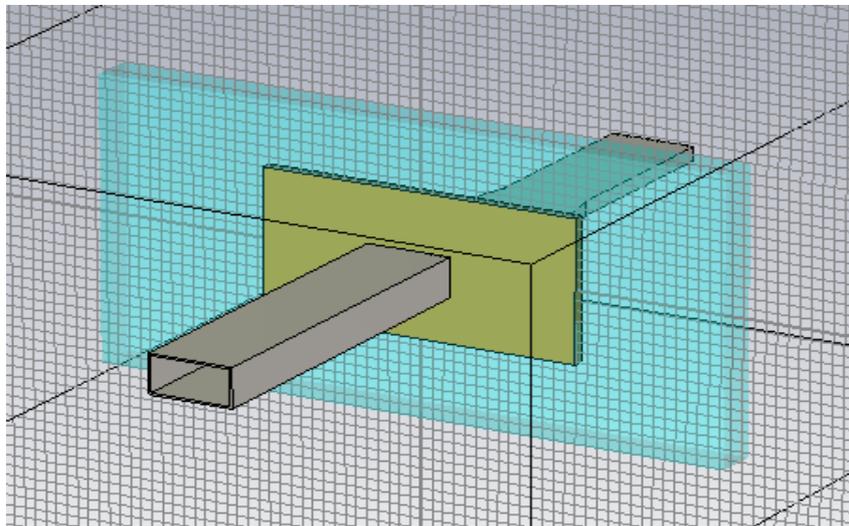


Figura 6.44 Guía de onda con cornete en plano H de altura reducida.

Para este diseño, sólo realizaremos el análisis para una muestra de constante dieléctrica igual a 18,376 (kidney), realizando, eso sí, el barrido en la tangente de pérdidas. Posteriormente realizaremos un barrido en la constante dieléctrica para un mismo valor de la tangente de pérdidas de 1,0569.

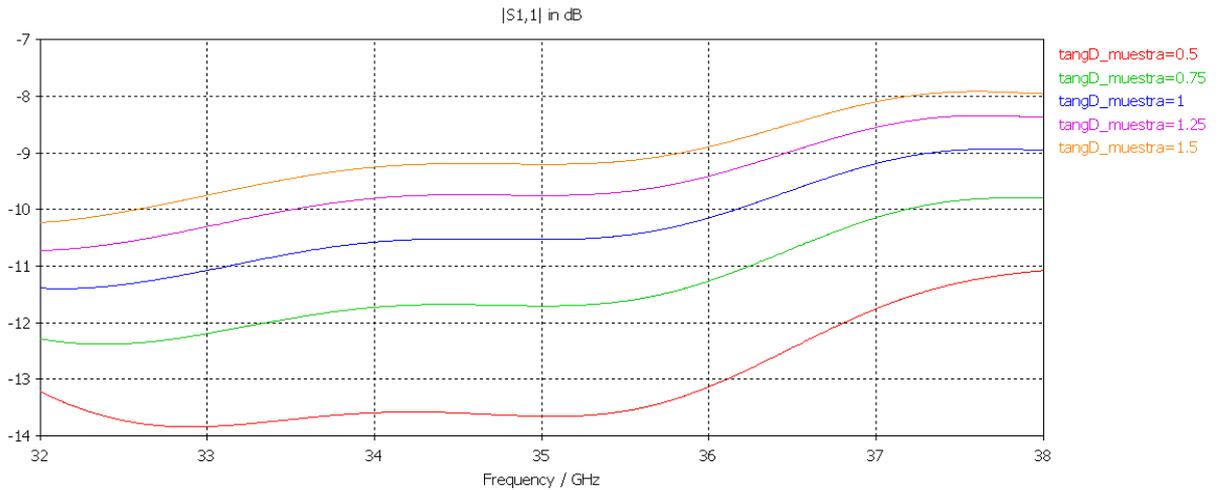


Figura 6.45 Coeficiente de reflexión del diseño de la figura 6.44 cuando realizamos un barrido en la tangente de pérdidas para $(\epsilon_r) = 18,376$.

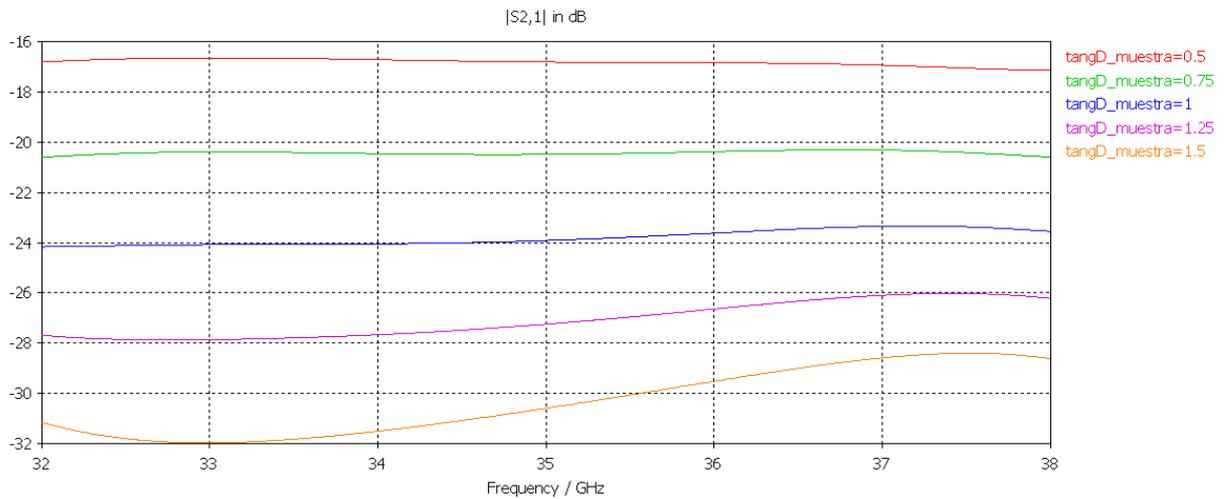


Figura 6.46. Coeficiente de transmisión del diseño de la figura 6.44 cuando realizamos un barrido en la tangente de pérdidas para $(\epsilon_r) = 18,376$.

Variación con la constante dieléctrica:

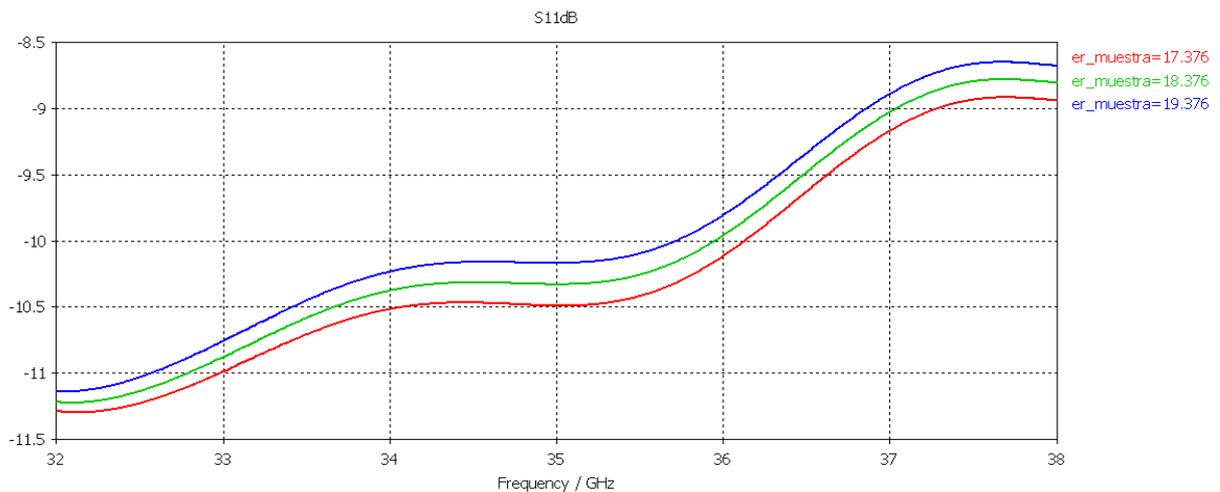


Figura 6.47. Coeficiente de reflexión del diseño de la figura 6.44 cuando realizamos un barrido en la constante dieléctrica para $\text{tang}\delta = 1,0569$.

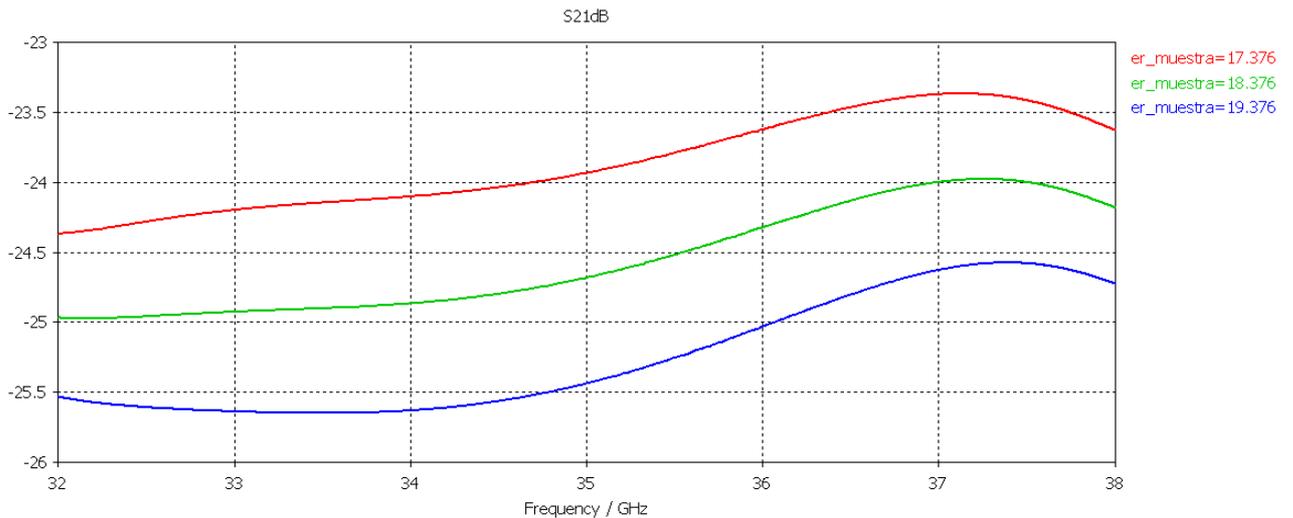


Figura 6.48. Coeficiente de reflexión del diseño de la figura 6.44 cuando realizamos un barrido en la constante dieléctrica para $\tan\delta = 1,0569$.

Como se puede observar en las figuras 6.45 y 6.46, en esta ocasión sí que se puede diferenciar a la perfección la variación con la tangente de pérdidas, permitiéndonos distinguir unas muestras de otras. Además, la variación según la constante dieléctrica también es bastante buena como se puede ver en las figuras 6.47 y 6.48.

Por lo tanto, a partir de ahora, se utilizará el modelo de la figura 6.44 para continuar con un estudio más exhaustivo en el capítulo 7, en el que analizaremos los distintos tipos de muestra en solitario y, posteriormente, muestras heterogéneas que estarán formadas por varios tipos de muestras, en las que tendremos que ser capaces de conseguir que sean diferenciables.

7. MÉTODO DE DETECCIÓN CON BOCINA DE ALTURA REDUCIDA

7.1. Introducción

Tras las últimas simulaciones realizadas en el capítulo seis, podemos descartar cualquier modelo en el que hayamos reducido la altura del primer tramo de guía. Por lo tanto, de aquí en adelante trabajaremos con los dos tramos de guía de tamaño normal o con la altura del cornete reducida en la recepción. En nuestro caso, lo haremos utilizando exclusivamente la guía normal en el primer tramo y el cornete de altura reducida en recepción ya que esto nos ayudará a mejorar la definición y sensibilidad de la detección. Este diseño será el definitivo y será en el que profundizaremos el estudio.

Al tener en recepción un cornete de altura reducida, los resultados obtenidos serán mucho más específicos que utilizando una guía de onda de 7.11 x 3.56 mm. De esta forma, conseguiremos obtener un análisis mucho más detallado de la muestra ya que si realizamos un barrido con un paso pequeño a lo largo de la muestra, obtendremos resultados que nos permitirán obtener un análisis de la muestra muy definido.

7.2. Doble barrido: plano horizontal y plano vertical.

El siguiente objetivo del proyecto es analizar un conjunto de nueve muestras con características diferentes, e intentar diferenciar cada una de ellas. Para ello, comenzaremos analizando cada muestra en solitario y posteriormente colocaremos todas juntas y realizaremos un barrido a lo largo del conjunto.

Llegado este punto, creímos más conveniente realizar dos barridos, uno con la guía en posición horizontal y otro con ella en posición vertical. De esta forma conseguiremos una mayor sensibilidad en nuestras medidas. Veamos por que:

Debemos saber que en toda guía de onda el campo eléctrico es máximo en el centro de la misma (Fig. 7.1.).

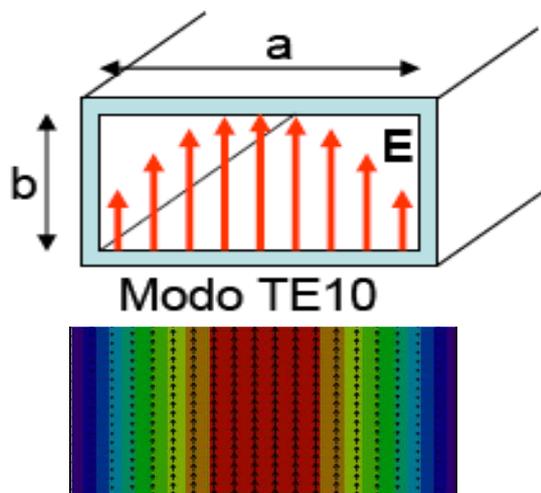


Figura 7.1 Estructura de una guía rectangular y representación del campo eléctrico E.

De esta forma, si queremos una mayor exactitud en nuestro análisis llevaremos a cabo dos barridos, uno con la guía en posición horizontal y otro en posición vertical, consiguiendo así una medida muy buena en el punto en el que las dos medidas se superpongan justo en el centro.

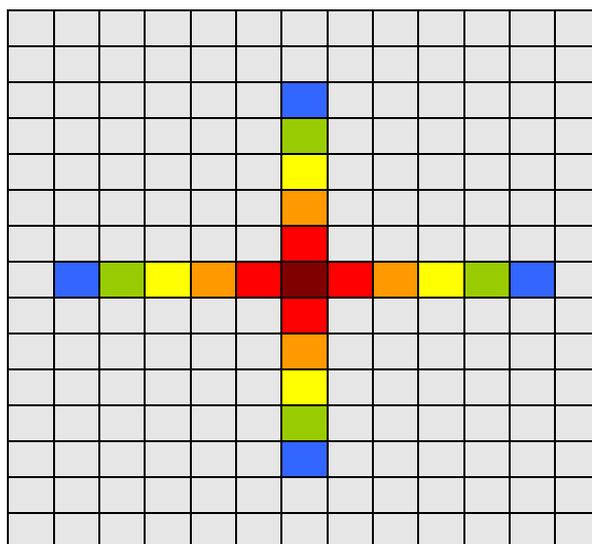


Figura 7.2 Representación del método a seguir para la detección con bocina de altura reducida.

El esquema de la figura 7.2 nos permite ver aquellas zonas donde el campo eléctrico es máximo (rojo) y mínimo (azul). Cuando la zona de campo máximo con la guía en posición horizontal coincide con esta misma zona en posición vertical, obtenemos la mejor medida en dicha región de la muestra.

Por lo tanto, nuestro objetivo será intentar reducir la altura de la guía en la medida de lo posible para que el área de análisis sea también mínima y, conseguir así, una buena sensibilidad en esa zona.

7.3. Simulación de muestras en solitario

El siguiente diseño que queremos estudiar constará de una muestra que estará formada a su vez por nueve muestras diferentes. De esta forma, veremos si somos capaces de diferenciar cada una de ellas. Para ello, primero analizaremos cada una de las nueve muestras por separado con el objetivo de demostrar que efectivamente los resultados son diferenciables. Se ha procurado seleccionar muestras que nos den un espectro amplio de variación de la constante dieléctrica, incluyendo la tangente de pérdidas, entre un límite superior y un límite inferior.

El primer diseño realizado consistirá en el análisis de una muestra de dimensiones 14.22 x 7.12 mm (2a x 2b) cuyo espesor es de 1 mm y que estará encerrada en una lámina de teflón de 56.88 x 28.48 mm de 4 mm de espesor. De aquí en adelante, utilizaremos siempre estas dimensiones en cuanto a la lámina de teflón se refiere. Veamos cómo queda este diseño en la figura 7.3.

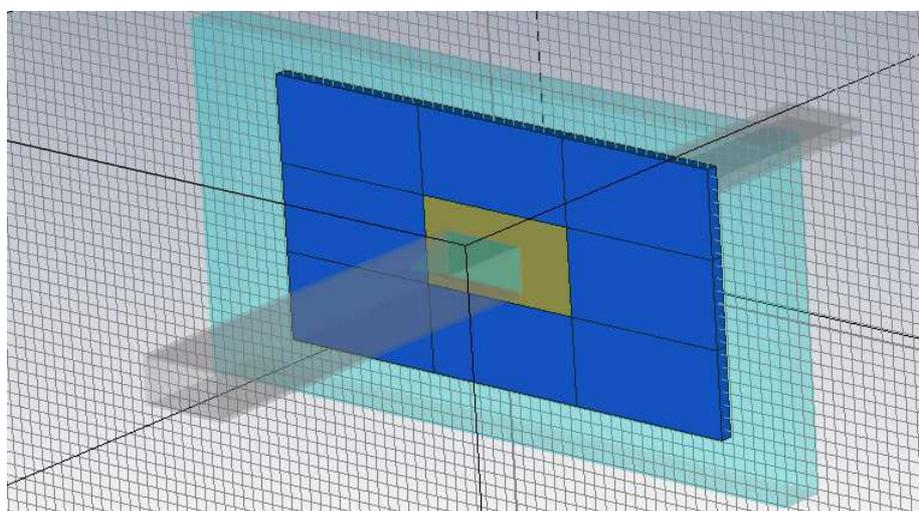


Figura 7.3 Guía de onda con cornete en plano H de altura reducida.

- Fat (grasa): $\epsilon_r = 3,5098$ $\text{tangD} = 0,29492$

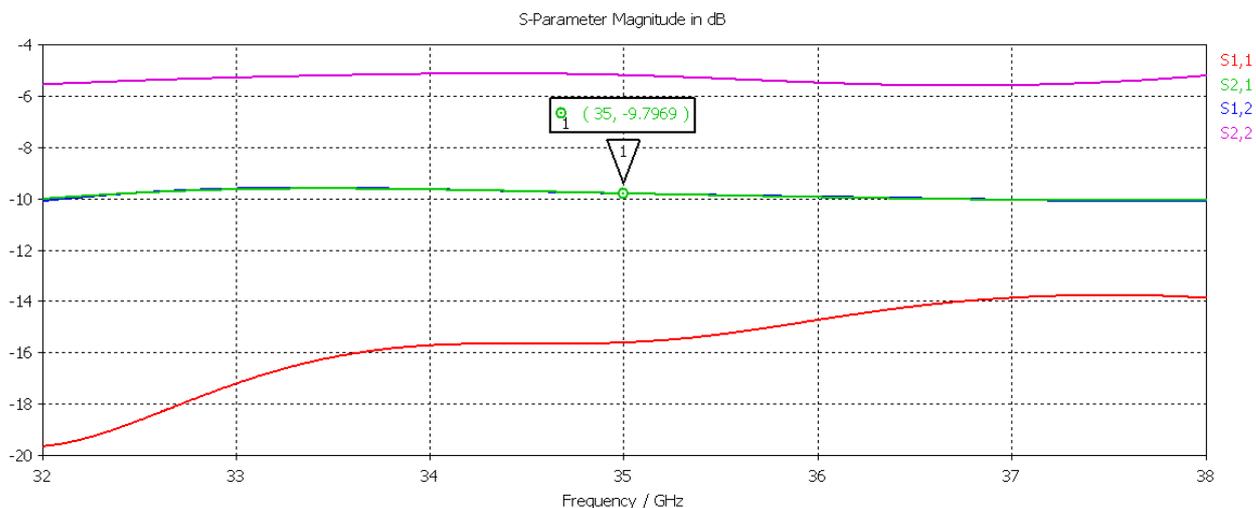


Figura 7.4 Parámetros S del diseño de la figura 7.3 para la muestra de grasa.

- **Cartilage (cartilago):** $Er = 11,295$ $tangD = 1,0161$

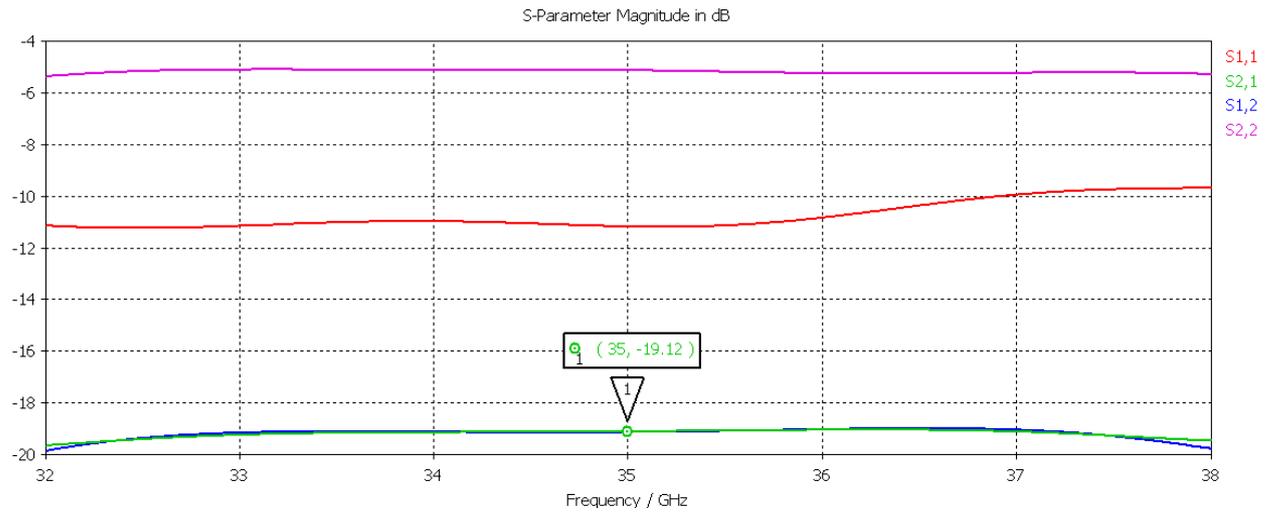


Figura 7.5 Parámetros S del diseño de la figura 7.3 para la muestra de cartilago.

- **Liver (higado):** $Er = 14,501$ $tangD = 1,0421$

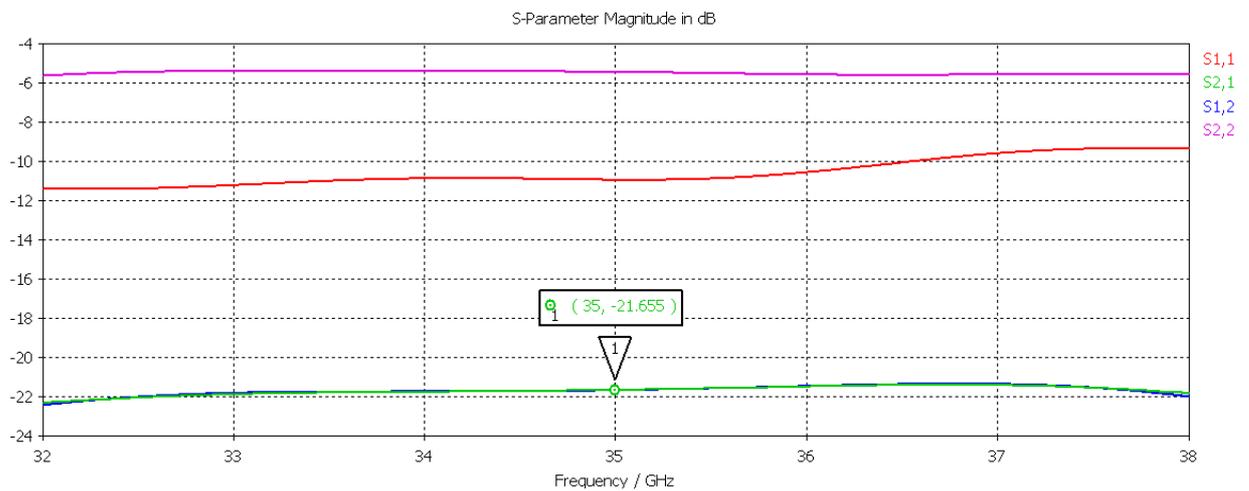


Figura 7.6 Parámetros S del diseño de la figura 7.3 para la muestra de hígado.

- **Kidney (riñón):** $Er = 18,376$ $tangD = 1,0569$

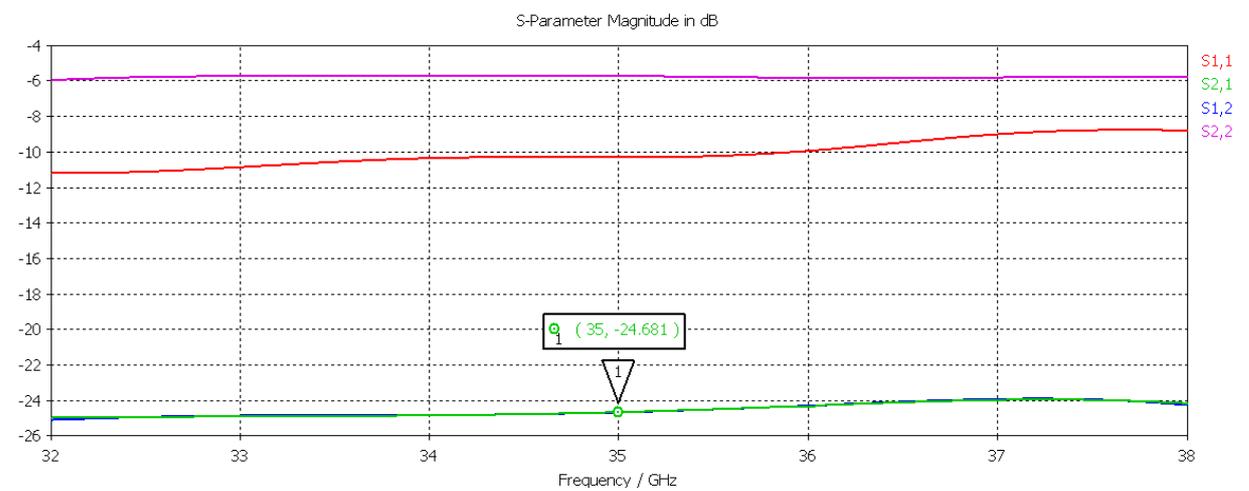


Figura 7.7 Parámetros S del diseño de la figura 7.3 para la muestra de grasa.

- Blood (sangre): $Er = 19,738$ $tangD = 1,1115$

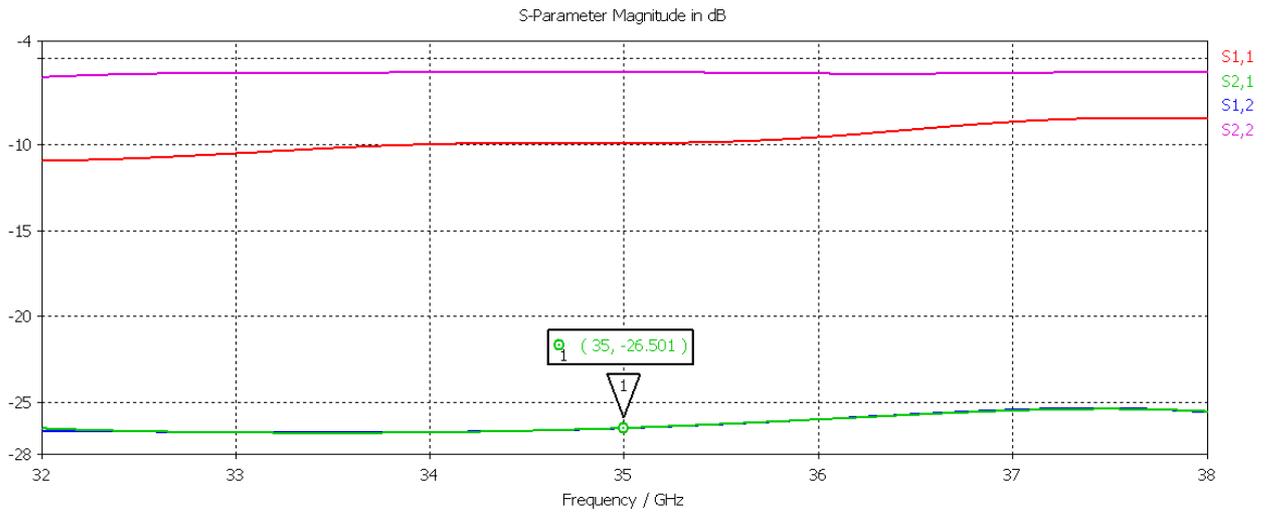


Figura 7.8 Parámetros S del diseño de la figura 7.3 para la muestra de sangre.

- Pancreas (páncreas): $Er = 20,328$ $tangD = 1,0664$

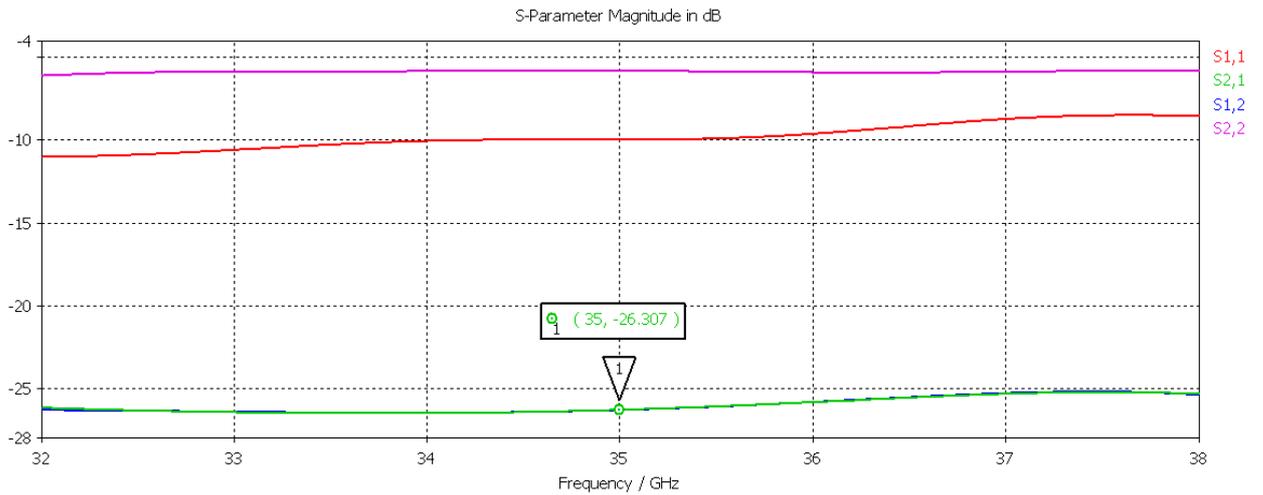


Figura 7.9 Parámetros S del diseño de la figura 7.3 para la muestra de páncreas.

- Muscle (músculo): $Er = 20,423$ $tangD = 0,99705$

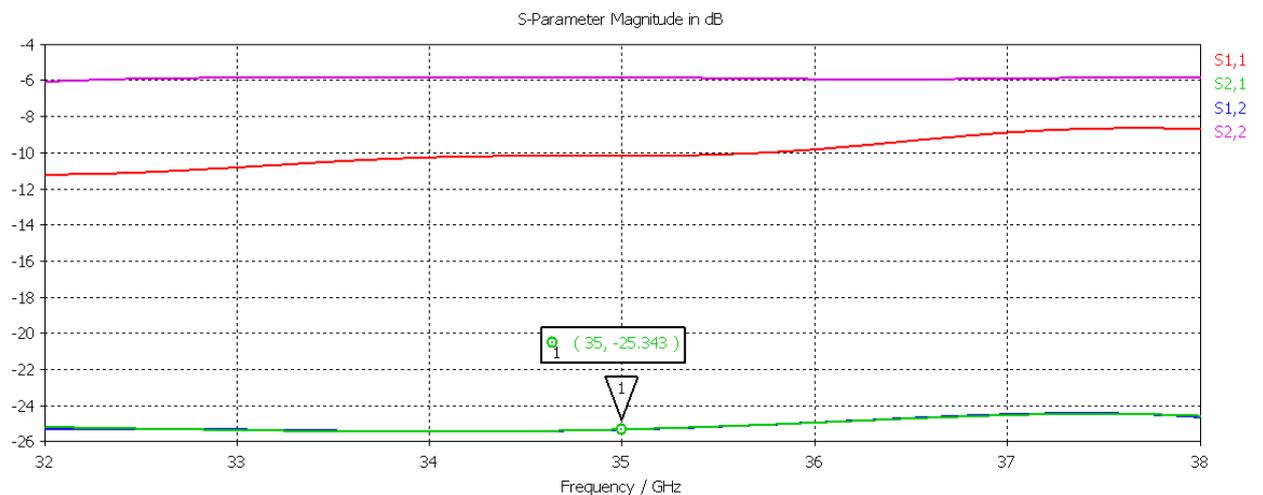


Figura 7.10 Parámetros S del diseño de la figura 7.3 para la muestra de músculo.

- **Stomach (estómago):** $\epsilon_r = 21,823$ $\tan\delta = 1,0859$

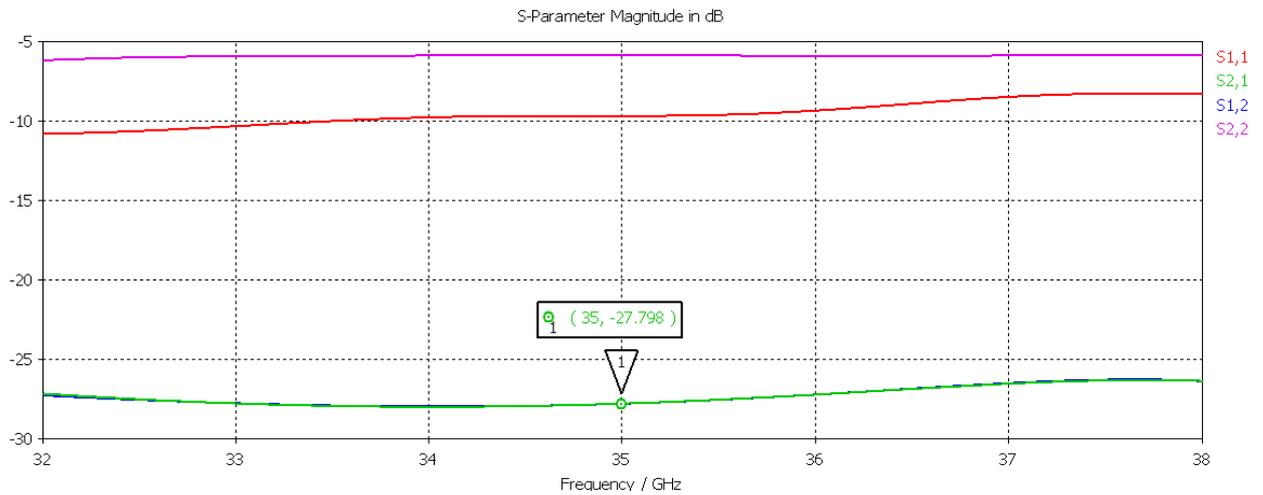


Figura 7.11 Parámetros S del diseño de la figura 7.3 para la muestra de estómago.

- **Bodyfluid (fluidos corporales):** $\epsilon_r = 22,41$ $\tan\delta = 1,3413$

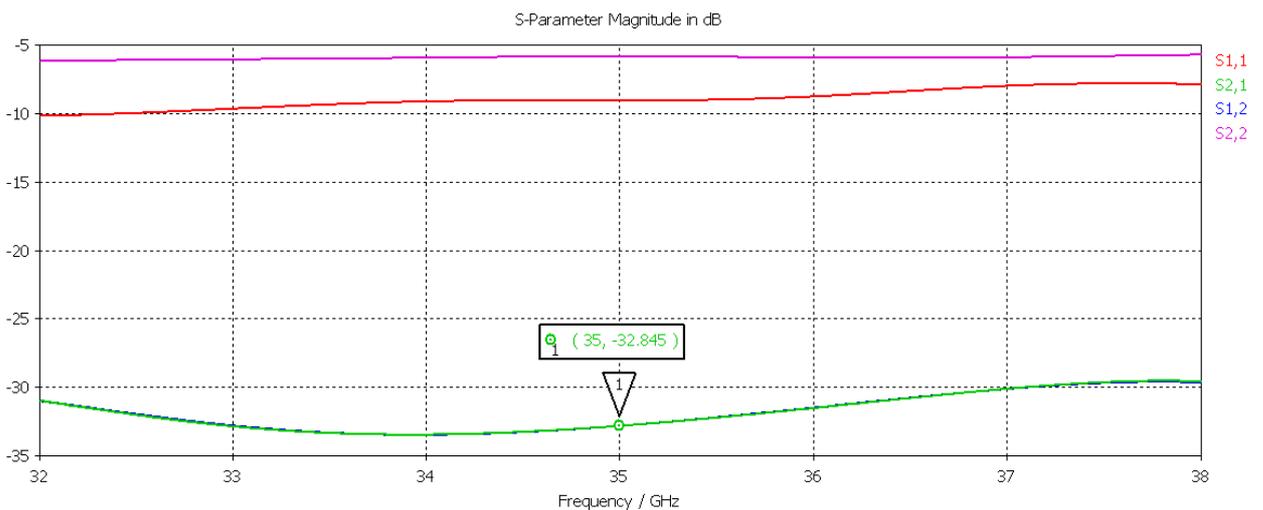


Figura 7.12 Parámetros S del diseño de la figura 7.3 para la muestra de fluidos corporales.

Como vemos en las figuras 7.4 – 7.12, el parámetro S_{21} varía para cada tipo de muestra. Dichas variaciones, se encuentran entre los 0.2 dB que hay entre la muestra de sangre y la de páncreas (características prácticamente similares) y los más de 13 dB que hay entre el cartílago y los fluidos corporales (muestras más dispares).

A continuación mostramos los resultados obtenidos del parámetro S_{21} para cada muestra en solitario a la frecuencia de 35 GHz.

Podemos observar claramente en la tabla 7.1 que a la frecuencia de 35 GHz podemos diferenciar los diferentes tipos de muestras incluso cuando sus características son prácticamente iguales.

Tabla 7.1 Parámetro S_{21} para cada muestra a una frecuencia de 35 GHz

Tipo de muestra	Parámetro S_{21} (dB)
Grasa	-9.7969
Cartílago	-19.12
Hígado	-21.655
Riñón	-24.681
Músculo	-25.343
Páncreas	-26.307
Sangre	-26.501
Estómago	-27.798
Fluidos corporales	-32.845

7.4. Simulación muestra global.

Una vez obtenida la comparativa anterior, nos disponemos a analizar una muestra heterogénea colocando diferentes tejidos como un único conjunto. Hemos colocado las muestras con características similares los más cercanas posibles para analizar el grado de sensibilidad de nuestro diseño. La muestra total quedará representada en la tabla 7.2.:

Tabla 7.2 Representación de la posición de cada tejido en la muestra total.

<p>GRASA Er = 3,5098 tangD = 0,29492</p>	<p>CARTILAGO Er = 11,295 tangD = 1,0161</p>	<p>HIGADO Er = 14,501 tangD = 1,0421</p>
<p>PANCREAS Er = 20,328 tangD = 1,0664</p>	<p>SANGRE Er = 19,738 tangD = 1,1115</p>	<p>RIÑÓN Er = 18,376 tangD = 1,0569</p>
<p>MUSCULO Er = 20,423 tangD = 0,99705</p>	<p>ESTOMAGO Er = 21,823 tangD = 1,0859</p>	<p>FLUIDOS CORPORALES Er = 22,41 tangD = 1,3413</p>

El diseño final quedará como se muestra en la figura 7.13. Cada tejido tendrá una dimensión de 14.22 x 7.12 mm y 1 mm de espesor, y estará encerrada en una lámina de teflón de las características que ya hemos citado al principio de este capítulo (42.66 x 21.36 mm de 4 mm de espesor).

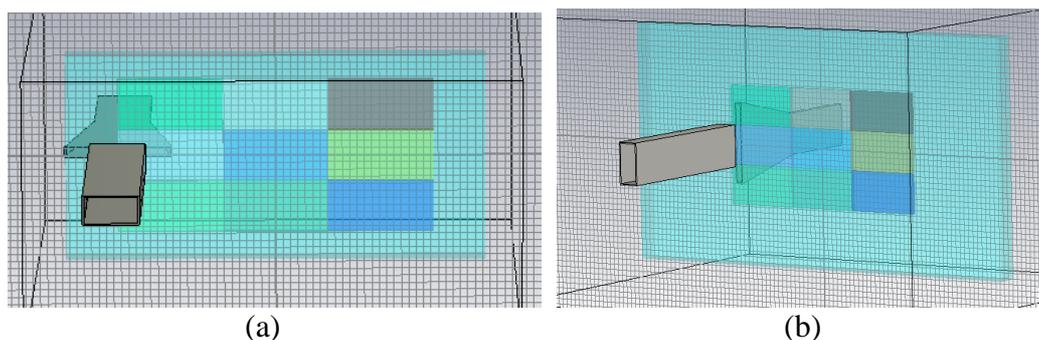


Figura 7.13 Diseño de la guía de onda con cornete en plano H de altura reducida.
(a) Posición horizontal. (b) Posición vertical.

Cada muestra se analizará en forma de matriz de 3x3, obteniendo de esta manera 9 medidas por muestra. Tendremos resultados en los que solo influirá un tipo de muestra y medidas intermedias en las que tendremos resultados de la combinación de 2 ó 4 muestras. Así mismo, también obtendremos resultados de la combinación de muestra con teflón cuando nos encontremos en los bordes de la misma.

Estos resultados, los exportaremos en forma de archivo “.s2p” para llevar a cabo un análisis posterior con la herramienta MATLAB. Combinaremos los resultados obtenidos con la guía en posición horizontal y en posición vertical y, finalmente, expondremos los resultados obtenidos en forma de gráfico de mapa de colores. Se puede ver el código del programa utilizado en MATLAB en el Anexo I.

En la figura 7.14 se puede observar una rejilla de trazo negro que nos permite situar cada tejido en el conjunto total de la muestra. De esta forma, podemos conocer cual será el tejido en cada recuadro comparando con la Tabla 7.3. Los resultados quedan tal y como aparecen en la figura 7.14.

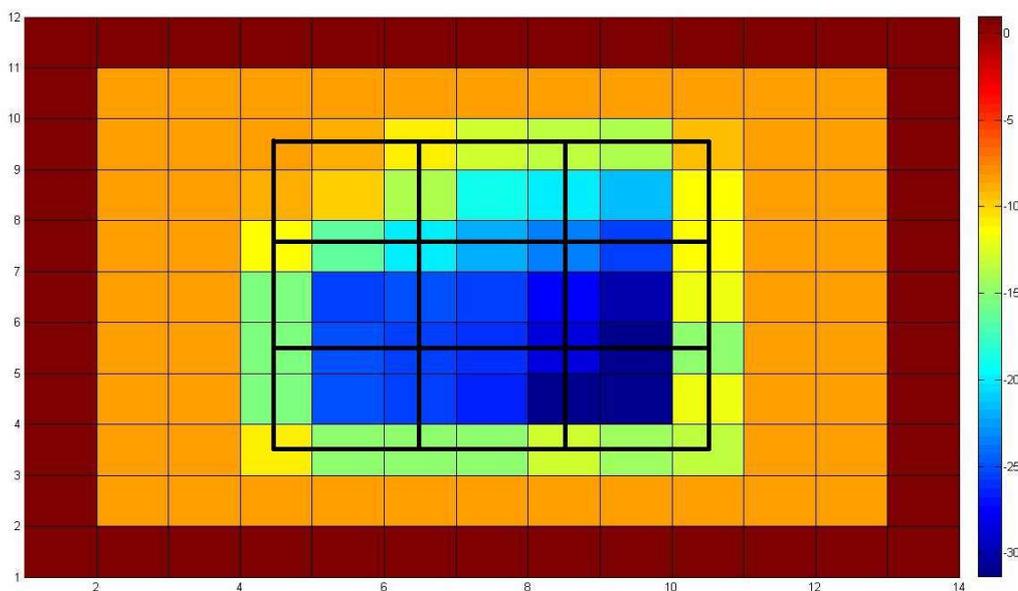


Figura 7.14 Resultados en un mapa de colores del parámetro S_{21} después de ser exportado de CST e importado con la herramienta Matlab.

Tabla 7.3 Representación de la posición de cada muestra en la muestra total.

<p>GRASA Er = 3,5098 tangD = 0,29492</p>	<p>CARTILAGO Er = 11,295 tangD = 1,0161</p>	<p>HIGADO Er = 14,501 tangD = 1,0421</p>
<p>PANCREAS Er = 20,328 tangD = 1,0664</p>	<p>SANGRE Er = 19,738 tangD = 1,1115</p>	<p>RIÑÓN Er = 18,376 tangD = 1,0569</p>
<p>MUSCULO Er = 20,423 tangD = 0,99705</p>	<p>ESTOMAGO Er = 21,823 tangD = 1,0859</p>	<p>FLUIDOS CORPORALES Er = 22,41 tangD = 1,3413</p>

Como vemos, los resultados en los casos en los que medimos intersecciones de muestras con características parecidas son prácticamente iguales, incluso tendríamos que irnos al valor numérico para apreciar la diferencia porque no es posible por medio de los colores. Sin embargo, se aprecia una sensibilidad bastante aceptable entre las muestras con características diferentes que nos permite representarlas por medio del mapa de colores.

Con el objetivo de apreciar mejor estas diferencias, el siguiente paso fue analizar una muestra en la que sólo haya dos tipos de tejidos. Digamos que insertaremos una muestra pequeña en el centro de otra más grande. La muestra pequeña situada en el centro tendrá unas dimensiones de 14.22 x 7.11 mm y 1 mm de espesor. La muestra que la rodea tendrá un tamaño de 42.66 x 21.36 mm y también de 1 mm de espesor. En este primer caso (Fig.7.15), colocamos una muestra del mismo tipo de tejido cuya única diferencia es que la muestra externa no tiene pérdidas. De esta forma, podremos apreciar la sensibilidad en cuanto a este parámetro se refiere.

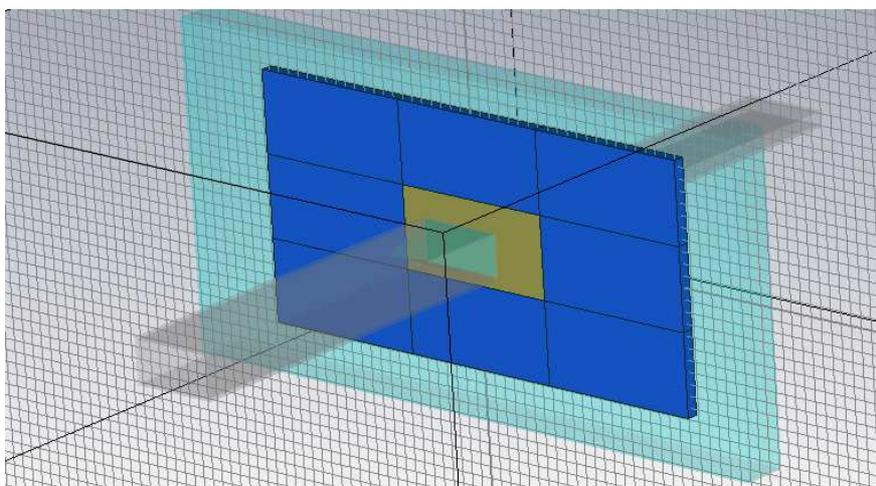


Figura 7.15 Guía de onda con cornete en plano H de altura reducida en recepción analizando dos muestras bien diferenciadas.

Los resultados se pueden observar en la figura 7.16.

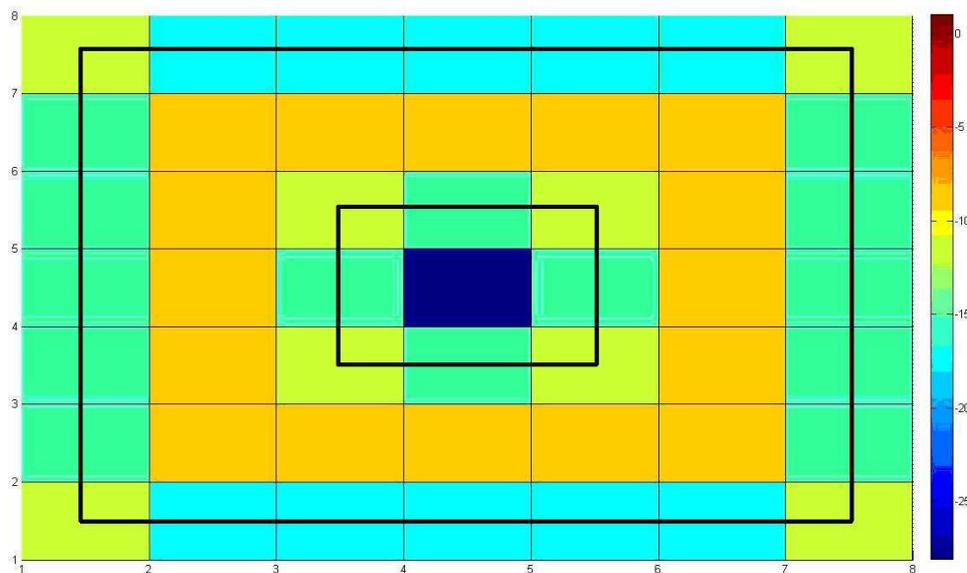


Figura 7.16 Resultados mediante un mapa de colores del parámetro S_{21} del diseño de la figura 7.14.

En este caso sí que se aprecian las posiciones y límites de las muestras de una forma clara, debido a la gran diferencia de la tangente de pérdidas que hemos mencionado anteriormente. En este caso hemos omitido la medida que corresponde únicamente al teflón.

El siguiente paso lo realizamos con dos tipos de muestra diferentes. Colocamos en el anillo exterior (Fig.7.15) una muestra de fluidos corporales y en el centro una muestra de riñón. En este caso los resultados son:

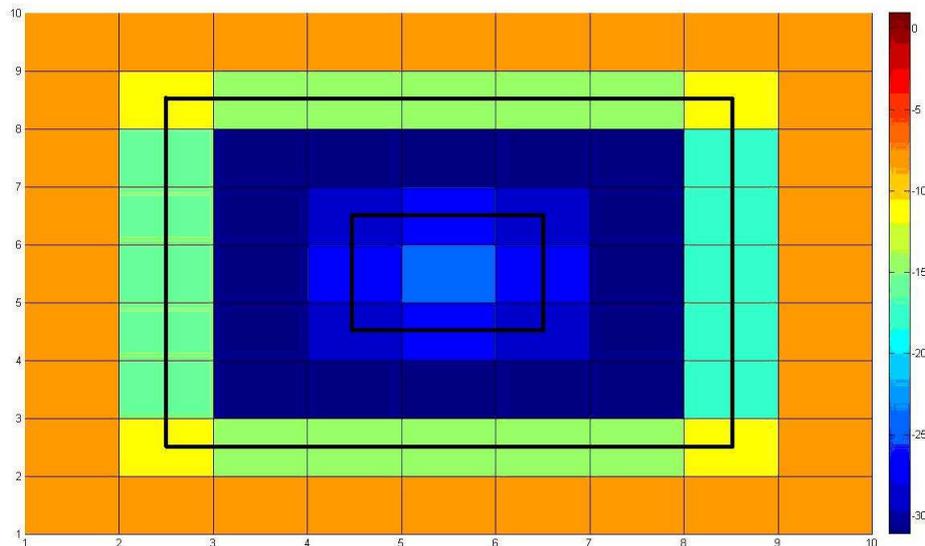


Figura 7.17 Resultados mediante un mapa de colores del parámetro S_{21} del diseño de la figura 7.14 utilizando dos muestras distintas.

En la figura 7.17 hemos incluido también en este caso los resultados relativos al teflón para diferenciar bien todas las zonas del análisis. De esta forma, la zona exterior naranja se corresponde con los resultados cuando nos encontramos exclusivamente sobre el

teflón. El siguiente anillo se refiere a los resultados cuando la guía se encuentra entre el teflón y la muestra exterior. El tono azul oscuro simboliza la medida de la muestra exterior en solitario. Y finalmente, el último anillo y el cuadrado central se refieren al resultado intermedio entre los dos tipos de muestra y a la muestra en solitario de riñón respectivamente.

7.5. Simulación muestra heterogénea.

El siguiente nivel para comprobar que nuestro diseño tiene la suficiente sensibilidad como para diferenciar varios tipos de muestras fue utilizar un conjunto de tejidos diferentes situados aleatoriamente en la muestra global, que en esta ocasión tendrá unas dimensiones de 56.88 x 21.36 mm y 1 mm de espesor. De esta forma, conseguiremos ver si tenemos la suficiente sensibilidad para distinguir todas y cada una de ellas.

Observemos, en la figura 7.18, como queda el sistema final:

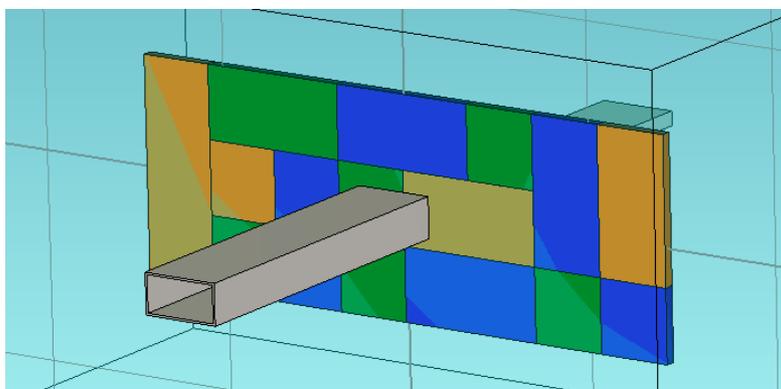


Figura 7.18 Guía de onda con conector en plano H de altura reducida en recepción utilizando muestra heterogénea.

La muestra heterogénea utilizada en el diseño de la figura 7.18 estará formada por una distribución aleatoria de tejido graso, fluidos corporales y tejido renal. En la figura 7.19 vemos a que tipo corresponde cada zona en la muestra según los colores asignados.



Figura 7.19 Asignación de colores según los tipos de tejidos.

En primer lugar mostramos los resultados numéricos del parámetro S_{21} (dB) según la posición de la guía de onda (Tabla 7.4).

Tabla 7.4 Resultados del parámetro S_{21} para la frecuencia de 35 GHz según la posición de la guía en el diseño de la figura 7.18.

	X1	X2	X3	X4	X5	X6	X7	X8	X9	X10	X11
Y1	-8,21	-8,21	-8,21	-8,21	-8,21	-8,21	-8,21	-8,21	-8,21	-8,21	-8,21
Y2	-8,21	-11.45	-11.89	-9.091	-12.58	-15.62	-12.87	-12.52	-17.11	-11.51	-8,21
Y3	-8,21	-16.23	-17.05	-10.01	-14.85	-9.211	-14.71	-15.08	-15.66	-16.38	-8,21
Y4	-8,21	-16.46	-24.3	-17.44	-14.36	-16.44	-21.52	-16.62	-15.71	-16.49	-8,21
Y5	-8,21	-16.58	-30.75	-15.73	-15.49	-17.56	-30.21	-15.49	-15.6	-16.45	-8,21
Y6	-8,21	-16.44	-24.29	-16.43	-15.1	-17.16	-15.6	-16.21	-16.42	-17.45	-8,21
Y7	-8,21	-16.21	-17.05	-14.63	-14.59	-14.11	-9.157	-14.28	-13.83	-14.45	-8,21
Y8	-8,21	-11.47	-11.99	-12.61	-12.59	-12.7	-15.33	-12.51	-12.2	-12.01	-8,21
Y9	-8,21	-8,21	-8,21	-8,21	-8,21	-8,21	-8,21	-8,21	-8,21	-8,21	-8,21

Mediante sombreado amarillo resaltamos los valores obtenidos al encontrarse la guía de onda sobre el teflón para que nos sea más sencillo ubicar la los resultados correspondientes a la muestra.

A continuación, en la figura 7.19, se representan los resultados en un mapa de colores. El trazo negro es la posición de cada tipo de muestra en el plano. Cada recuadro de color es la posición de la guía a la hora de realizar la medida.

Se puede diferenciar claramente los casos en los que la guía se encuentra situada sobre un único tipo de muestra. Sin embargo, tenemos más dificultades a la hora de diferenciar los resultados cuando la guía se encuentra sobre dos o más tipos de muestras.

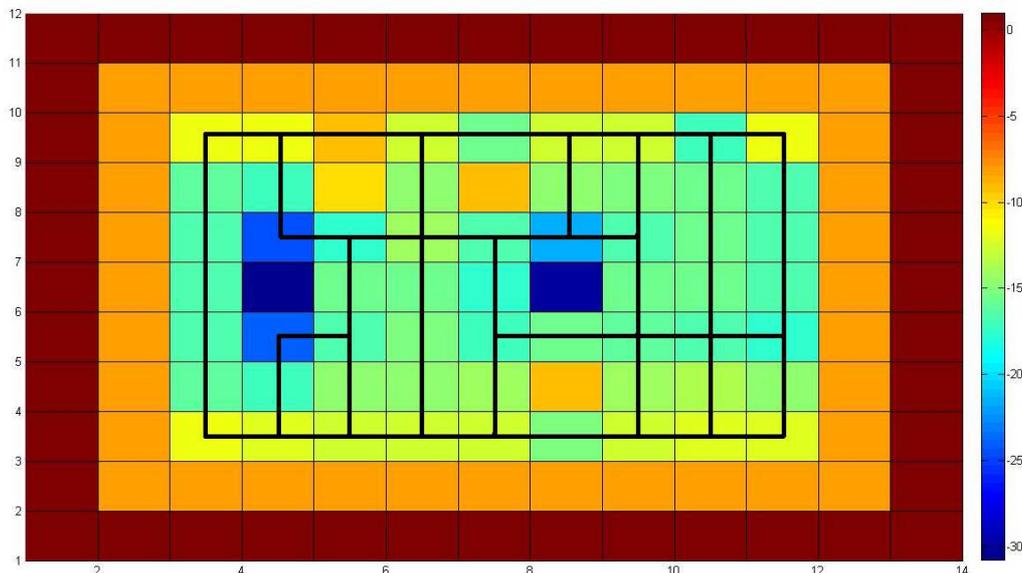


Figura 7.20 Resultados mediante un mapa de colores del parámetro S_{21} del diseño de la figura 7.18.

Así todo, podemos concluir que este diseño es muy bueno. Si relacionásemos los distintos colores con los diferentes tipos de muestra, así como con sus intersecciones, podríamos ser capaces de saber que muestras están siendo analizadas en cada momento. Esto supone un gran avance en nuestro proyecto. Nuestro objetivo inicial era la detección de células malignas en tejidos. La constante dieléctrica de un tejido con células malignas es diferente a la de un tejido sano. Por lo tanto, a partir de este momento, realizando un barrido idéntico al anterior sobre una muestra de un único

tejido, deberíamos ser capaces de detectar la existencia o no de células malignas con una precisión de 1 mm^2 .

Como última mejora en nuestro proyecto y con el objetivo de facilitar su construcción, vamos a intentar eliminar la cuña de teflón que utilizamos para adaptar. Como únicamente estamos usando el parámetro S_{21} (transmisión), la adaptación en este caso no será tan importante. Por lo tanto, realizaremos el mismo análisis eliminando la cuña de teflón para comprobar que la sensibilidad sigue siendo la misma.

A continuación mostramos la tabla 7.5 con los resultados del parámetro S_{21} (dB) según la posición de la guía. Las dimensiones son las mismas que en el caso anterior (Fig.7.18).

Tabla 7.5 Resultados del parámetro S_{21} para la frecuencia de 35 GHz según la posición de la guía en el diseño de la figura 7.18 eliminando la cuña de teflón.

	X1	X2	X3	X4	X5	X6	X7	X8	X9	X10	X11
Y1	-8,21	-8,21	-8,21	-8,21	-8,21	-8,21	-8,21	-8,21	-8,21	-8,21	-8,21
Y2	-8,21	-10.93	-11.41	-9.378	-12.76	-16.82	-13.01	-12.93	-16.71	-11.02	-8,21
Y3	-8,21	-14.22	-15.91	-10.3	-15.94	-8.941	-15.93	-16.25	-14.92	-14.36	-8,21
Y4	-8,21	-14.37	-22.5	-17.87	-14.59	-17.6	-21.3	-17.22	-14.94	-14.5	-8,21
Y5	-8,21	-14.45	-30.3	-14.79	-16.78	-17.19	-28.93	-14.63	-14.65	-14.64	-8,21
Y6	-8,21	-14.46	-22.46	-17.8	-16.87	-17.8	-14.79	-16.05	-16.72	-16.76	-8,21
Y7	-8,21	-14.25	-15.93	-16.85	-16.43	-16.19	-9.062	-16.3	-16.93	-16.91	-8,21
Y8	-8,21	-10.91	-11.41	-12.89	-12.81	-12.81	-16.89	-12.68	-12.73	-12.09	-8,21
Y9	-8,21	-8,21	-8,21	-8,21	-8,21	-8,21	-8,21	-8,21	-8,21	-8,21	-8,21

Finalmente obtenemos el mapa de colores de los resultados según la posición de la guía (Fig.7.21). Marcamos con un trazo negro el lugar en el que se encuentra cada muestra.

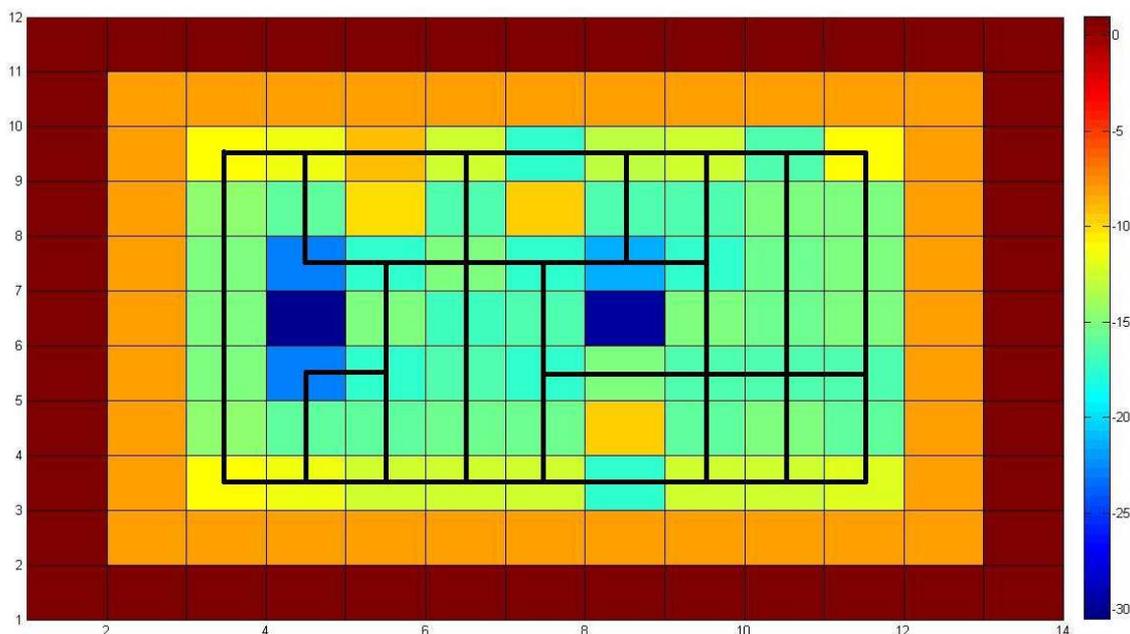


Figura 7.21 Resultados mediante un mapa de colores del parámetro S_{21} del diseño de la figura 7.18 después de haber eliminado la cuña de teflón.

Tendríamos que irnos a los resultados numéricos para apreciar las diferencias con el diseño que incluye teflón para adaptar. En el mapa de colores no se aprecia apenas diferencias. Por lo tanto, en el futuro, utilizaríamos este diseño por su mayor simplicidad.

Hasta ahora, todos los diseños realizados terminan con una guía de altura reducida, por lo tanto, debíamos encontrar la forma de devolver la altura de la guía en recepción a su tamaño estándar para la banda Ka. Para ello, en primer lugar, utilizamos una transición con discontinuidad en el plano E como la que se muestra en la figura 7.21. Las dimensiones del teflón y de la muestra son las mismas que en el diseño de la figura 5.3 y en la Tabla 7.6 se puede ver las dimensiones de cada tramo de la discontinuidad.

Tabla 7.6 Dimensiones de los tramos de la discontinuidad de plano E.

Tramo 1 (17.8 mm)	Tramo 2 (2.74 mm)	Tramo 3 (3.58 mm)	Tramo 4 (17.8 mm)
7.11 x 1 mm	7.11 x 1.54 mm	7.11 x 2.74 mm	7.11 x 3.56 mm

Se ha realizado la simulación para dos tipos de tejidos biológicos (hígado y riñón) para los que ya habíamos realizado una simulación previa sin incluir la discontinuidad. De esta forma, seremos capaces de comparar los resultados para conocer si esta última modificación nos permite obtener resultados igual de satisfactorios.

Veamos un esquemático en la figura 7.22:

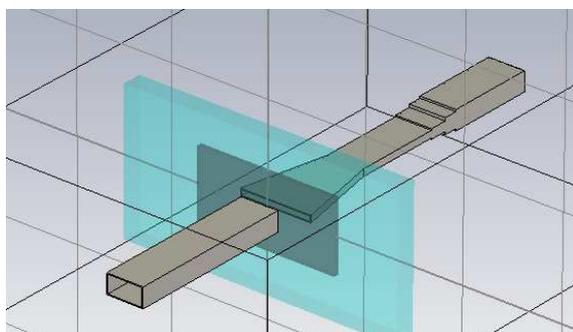


Figura 7.22 Diseño en el que utilizamos una transición con discontinuidad en el plano E.

Resultados para la muestra de riñón:

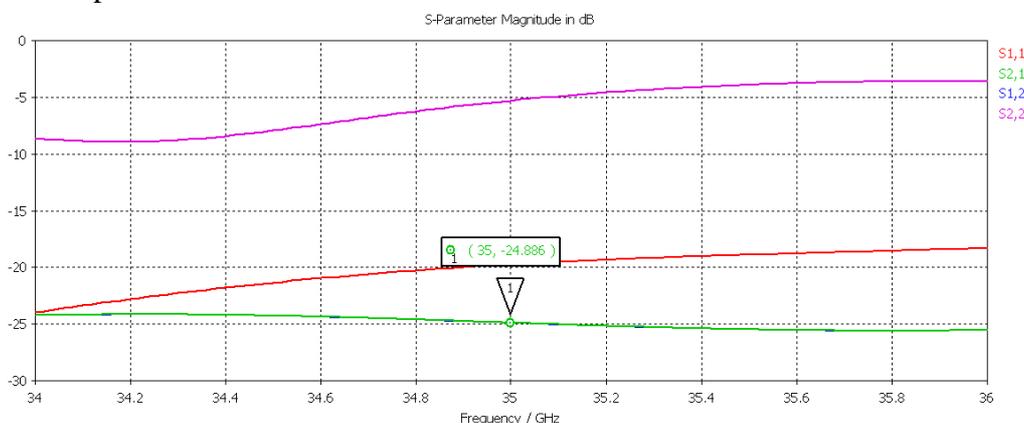


Figura 7.23 Resultados del diseño de la figura 7.22 utilizando una muestra de riñón.

Como se puede observar en la figura 7.23, el parámetro S_{21} toma un valor de -24.886. Si ahora comparamos este valor con el de la Tabla 7.1 (-24.886 y -24.681), se puede observar que son prácticamente similares y por lo tanto, que la inclusión de la discontinuidad no afecta al diseño.

Se realizará una comparativa más, en este caso con una muestra de hígado, para corroborar que efectivamente, el diseño sigue funcionando correctamente. Los resultados se muestran en la figura 7.24.

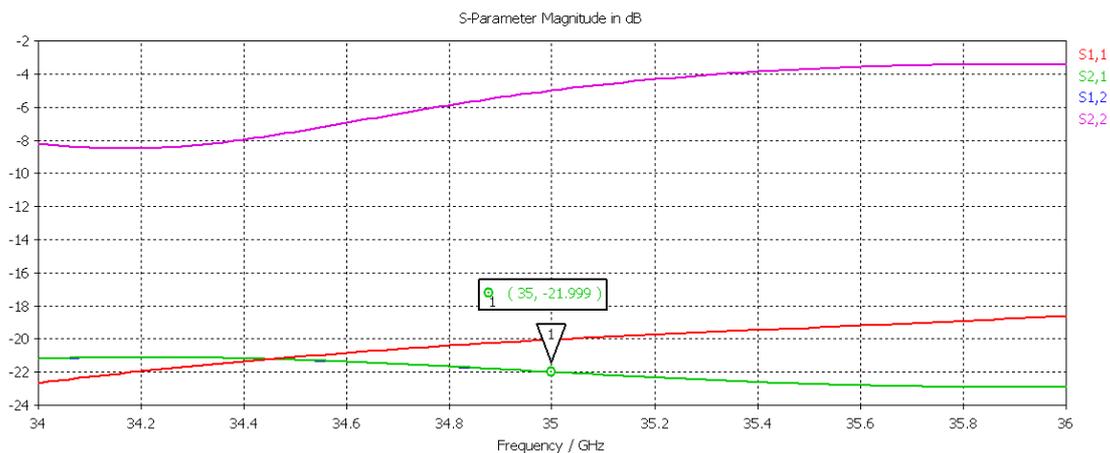


Figura 7.24 Resultados del diseño de la figura 7.22 utilizando una muestra de hígado.

En esta ocasión, el valor obtenido para la frecuencia de 35 GHz es -21.999 y el valor para el diseño sin transición de la Tabla 7.1 es -21.655. Por lo tanto, la transición de plano E utilizada no afecta prácticamente en los resultados del coeficiente de transmisión.

En un último intento por disminuir la complejidad de nuestro diseño y de introducir nuevas formas de realizar la transición, decidimos utilizar una discontinuidad lineal en el cornete para realizar el paso de la guía de altura reducida a la de altura estándar para la banda Ka. El esquemático se puede ver en la figura 7.25.

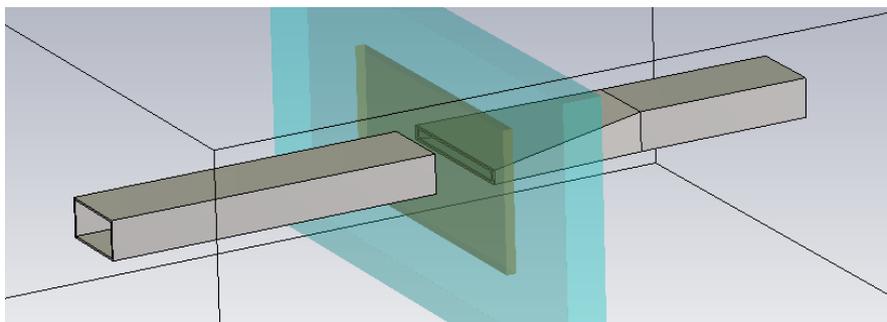


Figura 7.25 Diseño final con transición bocina plano H a guía en banda Ka.

Como en el caso anterior, vamos a utilizar los tejidos de hígado y riñón para saber si existen diferencias en los resultados.

Resultados para la muestra de riñón:

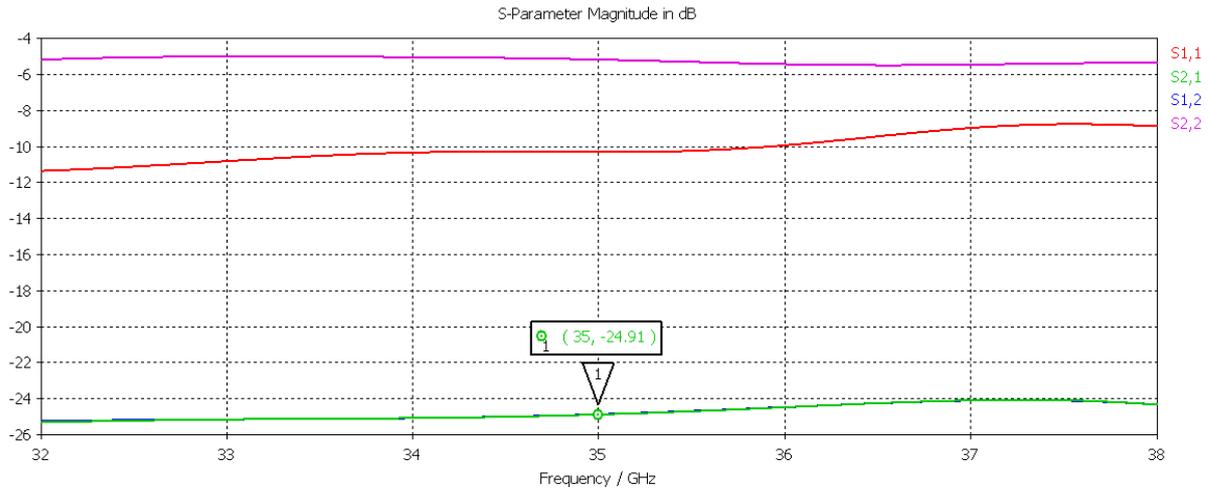


Figura 7.26 Resultados del diseño de la figura 7.25 utilizando una muestra de riñón.

Resultados para el tejido de hígado:

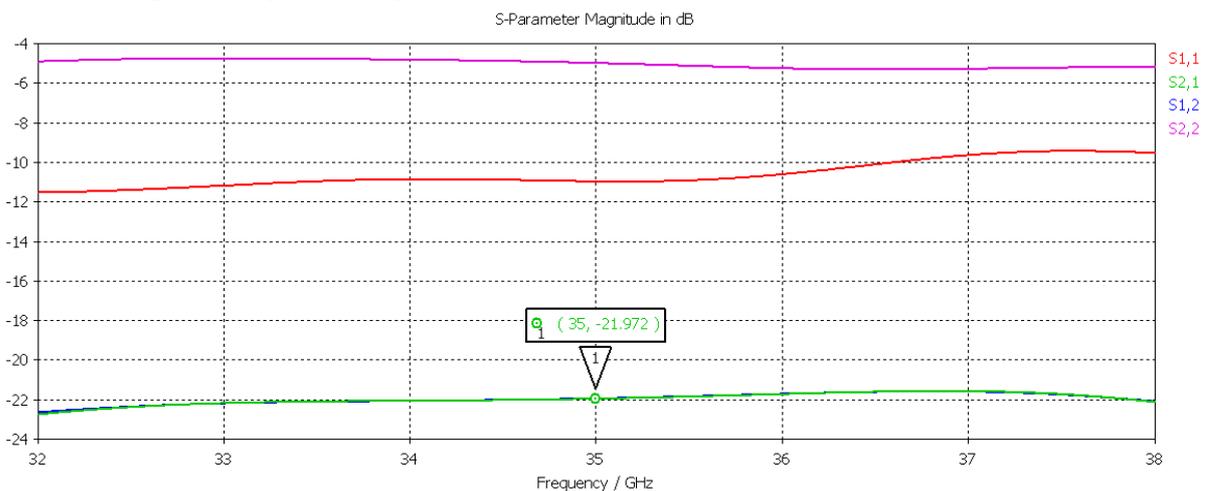


Figura 7.27 Resultados del diseño de la figura 7.25 utilizando una muestra de hígado.

Como en el caso en el que utilizábamos la discontinuidad de plano E para aumentar la altura de la guía, debemos comparar los resultados obtenidos de la figura 7.26 y 7.27 y compararlos con la tabla 7.1.

Tabla 7.7 Comparativa de valores con transición lineal y sin ella.

	Transición lineal	Tabla 5.1
Kidney (riñón)	-24.91	-24.681
Liver (hígado)	-21.972	-21.655

Tras esta comparativa de la tabla 7.7 podemos concluir que el método de transición utilizado en la figura 7.25 es perfectamente válido ya que apenas existen diferencias con el modelo en el que no aumentamos la altura de la guía (Fig.7.3).

8.CONCLUSIONES Y LINEAS FUTURAS

8.1. Valoración personal.

La realización de este proyecto me ha ayudado a profundizar en conocimientos sobre tecnologías de microondas y sobretodo, a utilizar el ingenio para trasladar estos a aplicaciones útiles. Durante el desarrollo de este proyecto se ha trabajado más intensamente en el funcionamiento de líneas de transmisión, haciendo especial hincapié en guías de onda rectangulares, transiciones entre dos tramos de guías de onda de diferentes dimensiones y antenas de tipo bocina sectorial y piramidal.

A través de este estudio, también he descubierto el inmenso vínculo existente entre la tecnología microondas y la medicina, siendo la primera muy importante tanto para la realización de un buen diagnóstico como para su posterior tratamiento. Debido a esto, me he sentido totalmente realizado al haber podido aportar con mi trabajo un mínimo avance en la solución de un problema tan serio como puede ser la detección temprana de un cáncer.

Por otra parte, nuestro estudio se ha centrado mayoritariamente en el análisis de muestras de tejidos biológicos, ya que nos pareció la línea más interesante y práctica, sin embargo, los diseños definitivos podrían utilizarse para la detección de cualquier otro tipo de sustancia, pudiendo ser aplicado fácilmente en el campo industrial.

8.2. Conclusiones.

En este proyecto se ha diseñado un método para la detección de sustancias de alta constante dieléctrica y altas pérdidas. Para ello, hemos realizado un estudio de las guías de onda rectangulares, de las transiciones entre dos guías de onda de dimensiones diferentes y de los diferentes tipos de bocinas sectoriales que nos han ayudado a obtener mejores resultados.

El método utilizado es totalmente novedoso y no hemos encontrado nada similar en la literatura actual. La sensibilidad que se consigue por cada mm^2 de muestra es muy buena cuando se trata de muestras de dimensiones de este orden. Además, si por el contrario, se quieren examinar muestras más grandes, los resultados mejorarán

considerablemente ya que al estar analizando áreas de 1 mm^2 , la relación entre el tamaño de la muestra y el tamaño del pixel en las imágenes será mucho mejor.

Por otra parte, el algoritmo creado con la herramienta MATLAB nos permite localizar, mediante un mapa de colores, cualquier variación en las características de la muestra. Por este motivo, cuando estemos trabajando con muestras de tejido biológico, pequeñas variaciones en las características de las muestras (tejido dañado), provocará cambios en los resultados obtenidos. De esta forma y gracias al algoritmo creado, seremos capaces de detectar dichas zonas con una definición de 1 mm^2 . Esto permitirá la detección de perfiles de tejidos malignos en un tiempo mínimo lo que facilitará la intervención del cirujano con mayor rapidez e incluso, debido a la obtención de los perfiles de la muestra, se podrá minimizar la zona de tejido sano que se extirpa por seguridad, mejorando considerablemente la salud del paciente y reduciendo también las posibilidades de recaída en la enfermedad.

Este diseño, aunque hayamos centrado nuestro trabajo en el ámbito sanitario, no sólo es útil en este campo, también podría ser utilizado en una amplia gama de aplicaciones industriales. Entre ellas, por ejemplo, merece la pena destacar el control de calidad de alimentos, la detección de defectos y el grado de homogeneidad de polímeros sintéticos, en seguridad nos permite la detección de amenazas ocultas (bombas, contrabando, drogas, etc.) e incluso también en sistemas anticollisión de vehículos terrestres [20].

8.3. Líneas futuras.

Con este proyecto se abren varias líneas de investigación. La primera de ellas, continuando con lo realizado hasta ahora, sería intentar mejorar el diseño actual. En un primer intento trabajaríamos a una frecuencia superior para poder disminuir las dimensiones de la guía y, por lo tanto, mejorar la definición de las medidas. En este caso, habría que tener en cuenta que al aumentar la frecuencia, la profundidad de penetración disminuye, por lo que se debería realizar un estudio para comprobar hasta que punto esta opción resulta satisfactoria. En la literatura actual existen varias líneas de investigación que utilizan frecuencias superiores (THz). Se podría perfectamente orientar este proyecto a cualquiera de las que aparecen en [20].

Una vez que hemos encontrado el diseño con las mejores características, el paso inmediatamente posterior sería la construcción del mismo. Se debería llevar a cabo un prototipo capaz de realizar un barrido automatizado a lo largo de toda la muestra, con la guía tanto en posición vertical como en horizontal y, posteriormente, observar hasta que punto la sensibilidad de los resultados nos permite diferenciar una muestra de otra, consiguiendo de esta forma, para el caso de una muestra de tejido biológico, detectar la existencia de carcinomas en dichos tejidos. El prototipo consistiría en la fabricación del modelo definitivo, expuesto en el capítulo siete, incorporando un sistema de calibración que nos ayude a realizar el barrido en las dos dimensiones. Dicho sistema constará de un micrómetro que desplazará milímetro a milímetro la lámina de teflón donde irá incrustada la muestra. Una vez realizado el barrido completo con la guía en posición horizontal, se deberá girar la lámina de teflón para realizar el barrido con la guía en posición vertical para, a posteriori, combinar ambos resultados. Posteriormente, una

automatización electrónica del barrido nos permitirá tener un método rápido y fiable de análisis de muestras.

Otra línea de investigación que deberíamos seguir es el estudio de técnicas para obtener resultados en tres dimensiones. Como ya hemos visto en el capítulo uno para el caso de las mamografías, mediante la colocación de varias antenas alrededor de la muestra u órgano, se pueden obtener resultados en tres dimensiones, permitiéndonos localizar los cambios en la muestra de forma mucho más exacta. Como se puede ver en [18], si se diseñan sensores en tres dimensiones de arrays de antenas conmutadas electrónicamente, como el que se puede observar en la figura 8.1, se podrá conseguir la detección de tumores en 3D. Este sistema es mucho más complejo pero aumenta de forma considerable la resolución y disminuye el tiempo de adquisición.

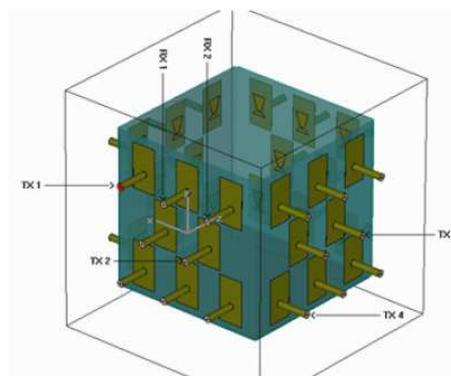


Figura 8.1 Ejemplo de aplicador 3D.

Además, si tenemos en cuenta los cuatro parámetros de scattering, en lugar de solo el parámetro S_{21} (ganancia), podríamos aumentar aún más la sensibilidad de nuestros resultados.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Parkin CM, Whelan SL, Ferlay L et al. Cancer incidente in five continents, Vol VIII, IARC Scientific Publications N° 155. Lyon, France, International Agency for research on Cancer, 2002.
- [2] Jason M, Saunders H. Increased incidence of serendipitously discovered renal cell carcinoma. *Urology* 1998, 51, 203-205.
- [3] Mathew A, Devesa SS, Fraumeni JF et al. Global increases in kidney cancer incidente, 1973-1992. *Eur J Cancer Pre* 2002, 11, 171-178.
- [4] Gutiérrez JL, Martín B, Hernández R et al. Nódulos satélites tumorales intrarenales en el carcinoma renal. Implicaciones terapéuticas. *Archivos Españoles de Urología* 1996, 49, 580-586.
- [5] Castilla EA, Liou LS, Abrahams NA et al. Prognostic importante of resection margin width alter nephron sparing surgery for renal cell carcinoma. *Urology* 2002, 60, 993-997.
- [6] Grasso M. Bladder cancer: A major public health issue. *Eur Urol Suppl* 2008, 7, 510-515.
- [7] Burger M, Zaak D, Stief GG et al. Photodynamic diagnostics and non-invasive bladder cancer: is it cost-effective in long-term application? A Germany-based cost analysis. *Eur Urol* 2007, 52, 142-147.
- [8] Jichlinski P, Jacqmin D. Photodynamic diagnosis in non-muscle-invasive bladder cancer. *Eur Urol Suppl* 2008, 7, 529-535.
- [9] E.C. Fear, S.C. Hagness, P.M. Meaney, M. Okoniewski and M.A. Stuchly, "Near-field imaging for breast tumor detection," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 3, March 2002, pp. 48-56.
- [10] E.C. Fear, X. Li, S.C. Hagness and M.A. Stuchly, "Confocal microwave imaging for breast tumor detection: localization of tumors in three dimensions," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 49, Aug. 2002, pp. 812-822.
- [11] P.M. Meaney, M.W. Fanning, D. Li, S. P. Poplack, and K.D Paulsen, "A clinical prototype for active microwave imaging of the breast," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, 2000, pp. 1841-1853.
- [12] K. R. Foster and H. P. Schwan, "Dielectric properties of tissues and biological materials: a critical review," *Critical Reviews in Biomedical Engineering*, vol. 17, 1989, pp. 25-104.
- [13] S. S. Chaudhary, R. K. Mishra, A. Swarup, and J. M. Thomas, "Dielectric properties of normal and malignant human breast tissues at radiowave and microwave frequencies," *Indian J. Biochem. and Biophys.*, vol. 21, 1984, pp. 76-79.
- [14] Fear, E.C., Meaney, P.M. Stuchly, M.A., "Microwaves for breast cancer detection?," *Potentials IEEE, March 2003*
- [15] Stang, John, "A 3D Active Microwave Imaging System for Breast Cancer Screening," *Duke Dissertations, Duke University, December 2008*
- [16] Terahertz pulsed imaging of basal cell carcinoma ex vivo and in vivo. V.P.Wallace, A.J.Fitzgerald, S.Shankar, N.Flanagan, R.Pye,J.Cluff and D.D.Arnore. British Association of Dermatologists. 2004
- [17] Uwe Rosenberg J.Uher, J.Bornemann. Waveguide Components for Antenna Feed Systems: Theory and CAD. Artech House, INC, 1993.
- [18] Antonio Tazón Puente (Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones – Universidad de Cantabria), Jose Luis Gutierrez Baños (Servicio de Urología del Hospital Marqués de Valdecilla) – "Detección tumoral precoz en tejidos vesicales y renales por medio de sensores no intrusivos a frecuencias de microondas y THz." (2011).
- [19] Tonny Rubæk and Vitaliy Zhurbenko, "Prototype of Microwave Imaging System for Breast-Cancer Screening". IEEE, 2009.
- [20] Programa Consolider – Ingenio 2010 – MICINN, "Terahertz Technology for Electromagnetic Sensing Applications" (TERASENSE).
- [21] "Dielectric Properties of Body Tissues", Ifac, (<http://niremf.ifac.cnr.it/tissprop/htmlclie/htmlclie.htm>)
- [22] "Foundations for Microwave Engineering", R.E. Collin.
- [23] "Microwave Engineering", David M. Pozar.
- [24] Ángel Cardama Aznar, Lluís Jofre Roca, Juan Manuel Rius Casals, Jordi Romeu Robert, Sebastian Blanch Boris y Miguel Ferrando Bataller, "Antenas", Ediciones UPC.

ANEXO I – CÓDIGOS EN MATLAB.

- Código para le importación de archivos en formato .s2p desde la herramienta de simulación CST MICROWAVE STUDIO hacia la herramienta MATLAB:

```
function SXPWrite(freq, s, FileName, unit_adj, comment)
% SXPWrite(freq, S, FileName, unit_adj, COMMENT)
%
% writes multiport parameter data S to an .sxp file data
% using the MDIF format (a.k.a. HPEESof format); for a detailed
% description of data format see SXPParse.m
%
% freq is multiplied by unit_adj and written as MHz,
% so make sure you pass the right number (default 1e-6, Hz -> MHz)
% some very optional params still have to be edited by hand
% COMMENT is a string to be added in the file header for future
reference
%
% See also SXPParse.
%
% written by tudor dima, tudima@zahoo.com, change the z into y

% ver 1.41: 2009.09.05 - uSXPstrfit as subfunction, some cleanup

if nargin < 5
    comment = 'MDIF file - unknown source';
end;

if nargin < 4
    unit_adj = 1e-6;
end;

N = max(size(freq));
order = size(s,1);
if order~=1 && size(s,2) ~= order
    disp('data does not seem to be valid');
end;

s_digits = 6; r_digits = 9; % f_digits = 6;
fprintf(1, '\n%s', ['writing parameter data to file ' FileName '...']);

% --- start writing the data ---
fid = fopen(FileName, 'wt');

fprintf(fid, '%s\n', ['! ' comment]);
fprintf(fid, '%s\n', ['# MHz S RI R 50']);

if order > 2
    for i = 1:N
        candidate = num2str(freq(i)*unit_adj);
        word = uSXPstrfit(candidate, r_digits);
        for j = 1:order
            candidate = num2str(real(s(1,j,i)), s_digits);
            word = [word uSXPstrfit(candidate, r_digits)];
            candidate = num2str(imag(s(1,j,i)), s_digits);
            word = [word uSXPstrfit(candidate, r_digits)];
        end;
        fprintf(fid, '%s\n', word);
    end;
end;
```

```

    for k = 2:order
        word = uSXPstrfit(' ', r_digits);
        for j = 1:order
            candidate = num2str(real(s(k,j,i)), s_digits);
            word = [word uSXPstrfit(candidate, r_digits)];
            candidate = num2str(imag(s(k,j,i)), s_digits);
            word = [word uSXPstrfit(candidate, r_digits)];
        end;
        fprintf(fid, '%s\n', word);
    end;
end;
elseif order == 2
    for i = 1:N
        word = [uSXPstrfit(num2str(freq(i)*unit_adj), r_digits) ...
            uSXPstrfit(num2str(real(s(1,1,i))), s_digits), r_digits) ...
            uSXPstrfit(num2str(imag(s(1,1,i))), s_digits), r_digits) ...
            uSXPstrfit(num2str(real(s(2,1,i))), s_digits), r_digits) ...
            uSXPstrfit(num2str(imag(s(2,1,i))), s_digits), r_digits) ...
            uSXPstrfit(num2str(real(s(1,2,i))), s_digits), r_digits) ...
            uSXPstrfit(num2str(imag(s(1,2,i))), s_digits), r_digits) ...
            uSXPstrfit(num2str(real(s(2,2,i))), s_digits), r_digits) ...
            uSXPstrfit(num2str(imag(s(2,2,i))), s_digits), r_digits)];
        fprintf(fid, '%s\n', word);
    end;
elseif order == 1
    for i = 1:N
        word = [uSXPstrfit(num2str(freq(i)*unit_adj), r_digits) ...
            uSXPstrfit(num2str(real(s(i))), s_digits), r_digits) ...
            uSXPstrfit(num2str(imag(s(i))), s_digits), r_digits)];
        fprintf(fid, '%s\n', word);
    end;
end;
end;

fclose(fid);
fprintf(1, '\n%s', '...done');

end

function word = uSXPstrfit(candidate, nr_of_chars)

% fits a string to a set length
% (useful for writing matrices in ascii)
%
% older uSXPstrfit (11 may 1999)

lC = size(candidate,2);

if lC >= nr_of_chars
    word = [candidate(1:nr_of_chars-1) ' '];
else
    word(1:nr_of_chars) = ' ';
    word(1:lC) = candidate;
end

end
end

```

- Código para la exportación de archivos .s2p:

```

function [freq, data, freq_noise, data_noise, Zo] =
SXPParse(DataFileName, fid_log)

% reads .sxp file data in MDIF (a.k.a. Touchstone / HPEESof format)
%
% EXAMPLE :
% [freq, data, freq_noise, data_noise, Zo] = SXPParse(DataFileName,
fid_log);
%
% freq, freq_noise - 1xF arrays
% data             - PxPxF matrix, P- number of ports, F- number of
freq points
% data_noise       - Fn x 3 matrix, complex, Fn is size(freq_noise),
columns are :
%
%                 1. NFmin <dB>, 2. Gamma_opt<complex>, 3. Rn
<normalized>
%
%                 (in order to use NFmin and Rn you have to take
the real part)
% Zo               - impedance used in normalization of data
%
% type SXPParse('info') for info on MDIF/Touchstone/HPEESof file
format
%
% written by Tudor Dima, last rev. 31.07.2009, tudima at zahoo dot com
%
%                 (change the z into
y...)

% ver 1.41: 2009.09.05, more separators, Phrase2Word out as cell,
include as subfunc
% ver 1.4 : 2008.10.25, fix nPort>4 (when lines get split)
%
%                 allow comments on lines
%
%                 better parsing, subfunctions introduced
%
%                 limited protection for non-standard files
% ver 1.33: 26.01.2008, small bug fixed (again!) in 'db' conversion
%
%                 better help, info on MDIF standard
% ver 1.32: 08.03.2006, handle comment lines anywhere inside body
% ver 1.31: 15.12.2005, switch by type (S,Y,Z);
% ver 1.3 : 13.03.2003, rescris tot, read line by line, Y,Z, not yet
% ver 1.21: 24.04.2002, max. nr of ports increased from 9 to 99
% ver 1.2 : 04.03.1999, added noise reading (4martie99)
% ver 1.1 : 26.02.1999, data in complex format(26feb99)

if strcmp(DataFileName, 'info') || strcmp(DataFileName, 'help') ||
strcmp(DataFileName, '?')
    dispHelp % show extended help
    return
end

%----- read from file DataFileName -----
format compact;
if nargin<2
    fid_log = 1; % no log ? to screen (to check fid_log before passing
it...)
end;

fid = fopen( DataFileName, 'rt');

```

```

if fid < 1
    fprintf(fid_log, '%s \n %s', ' ... exiting...', ...
        ['Error : requested parameter file ' DataFileName ' not found
! ']);
end;

if fid > 0
    fprintf(fid_log, '\n %s \n %s', 'reading parameter data from file
', [ DataFileName ' ...']);

    % --- find out matrix order ---
    NoOfPorts = str2double(DataFileName(size(DataFileName,2)-1) );
    candidate_zeci = str2num(DataFileName(size(DataFileName,2)-2) );
    if ~isempty(candidate_zeci)
        NoOfPorts = NoOfPorts + 10*candidate_zeci;
    end; % ugly, works only up to 99, but still...

    % --- init default options ---
    opt.multiplier = 1e6;
    opt.param = 's';
    opt.format = 'ma';
    opt.Zo = 50;
    % -> use MA in noise line, irr. of specifier in #-line
    opt.Touchstone = 'old'; % to change this uncomment next line
    % opt.Touchstone = 'new';

    % - initialise defaults, in case file is corrupted
    freq = []; data = []; Zo = 0;
    data_noise = []; freq_noise = [];

    % - init parsing flags
    flagDataStarted = 0; % assuming spec.line first !
    flagNoiseStarted = 0;
    flagGotOptions = 0;

    FreqPoint = 0;
    LastFrequency = 0;
    thisFreqTerms = 2*NoOfPorts.^2; % like you have just finished a
line

    % --- incepe si citeste linie cu linie ---
    phrase = lower(fgets(fid));

    while ~flagDataStarted % get options line
        if ~isempty(phrase)
            if strcmp(phrase(1),'#') % read specifier line
                word = opPhrase2Word(deblank(phrase(2:end)));
                opt = opFigureOptions(word, opt);
                flagGotOptions = 1;
                flagDataStarted = 1;
            end;
        end
        phrase = fgets(fid);
        if ~ischar(phrase), break; end;
        phrase = lower(phrase);
    end

    % --- read data, one frequency at a time ---

```

```

while ~flagNoiseStarted && flagGotOptions
    word = opPhrase2Word(phrase, {}, {' ',' '});
    data_row = str2double(word); % sweet ! cell 2 double array !
    if ~isempty(word) % && ~strcmp(word(1,1),'!')
        % read freq data; assume that new_freq is always on new
line !

        if thisFreqTerms == 2*NoOfPorts.^2
            % got all current freq data, increment FreqPoint
            if data_row(1) < LastFrequency %
                flagNoiseStarted = 1; % noise data detected !
                FreqPoint = 0;
                break
            end
            FreqPoint = FreqPoint+1; %
            freq(FreqPoint) = data_row(1);
            thisFreqTerms = 0;
            LastFrequency = freq(FreqPoint);
            data_row = data_row(2:end); % remove frequency
        end;

        % append data

raw_data(FreqPoint,thisFreqTerms+1:thisFreqTerms+size(data_row,2)) =
data_row;
        thisFreqTerms = thisFreqTerms + size(data_row,2);
    end

    phrase = fgets(fid);
    if ~ischar(phrase), break; end;
    phrase = lower(phrase);
end % finished reading S-data

while flagGotOptions && flagNoiseStarted
    % --- start reading noise data ---
    % store all, including freq
    FreqPoint = FreqPoint+1;
    raw_data_noise(FreqPoint,(1:size(data_row,2))) = data_row;
    phrase = fgets(fid);
    if ~ischar(phrase), break; end;
    phrase = deblank(lower(phrase));
    word = opPhrase2Word(phrase);
    data_row = str2double(word); % store next round
end % while phrase contine ceva

if ~flagGotOptions
    fprintf('\n%s', ' > SPXParse : no options line found in file')
    fprintf('\n%s\n', ' did not assign any return values !');
    return
end
% --- now we have all the raw data ---
freq = freq * opt.multiplier; % will arrange(slice) it as needed
Zo = opt.Zo; % function of format(s/z/y/a/g/h)
data = opAdjFreqData(raw_data, NoOfPorts, opt); % f(NoOfPorts),

if flagNoiseStarted % --- arrange noise data
    freq_noise = freq_noise * opt.multiplier;
    [freq_noise, data_noise] = opAdjNoizData(raw_data_noise, opt);
end;
fprintf(fid_log, '\n%s\n', '... done.');
```

```

end
end

function word = opPhrase2Word(phrase, comment_list, separator_list)
% WORD = opPhrase2Word(PHRASE, separator_list, comment_list);
%
% gets one raw ASCII line, turns it into a word cell array
% uses default chars + separator_list to separe, ingnores all after
comment signs

% 09.05.2003 - ver 0.0 : , noua (pt ParseSXP in printzip)
% 30.07.2009 - ver. 1.41, included in ParseSXP, cell output !
% hunt comment lines here

if nargin < 2, comment_list = {'!'}; end;
if isempty(comment_list), comment_list = {'!'}; end

if nargin < 3, separator_list = {}; end; % just standard ones :
% space, newline, CR, tab, vert. tab, or formfeed characters.

% > inspect phrase, discard commented part, if any
phrase = deblank(phrase);
for iC = 1:size(comment_list,2)
    tCheckCommentChar = phrase == comment_list{iC};
    if any(tCheckCommentChar)
        % shorten the phrase upto the comment sign
        ixComm = find(tCheckCommentChar);
        phrase = phrase(1:ixComm(1)-1);
    end
end

% > split phrase into words using separator_list
PhraseLength = size(phrase,2);
if PhraseLength % bother looking inside
    allSeparatorChars = isspace(phrase); % false(1, PhraseLength);
    % in case more characters are used as separators >
    for iS = 1:size(separator_list,2)
        theseSeparatorChars = phrase == separator_list{iS};
        allSeparatorChars = allSeparatorChars | theseSeparatorChars;
    end

    % trim extra separators
    LookForGluedSeparators = true;
    while LookForGluedSeparators % hunt adjacent 1-s
        FoundGluedSeparators = [ allSeparatorChars(1:end-1) &...
            allSeparatorChars(2:end) false]; % not to miss last char
        if ~all(~FoundGluedSeparators)
            % eliminate duplicated (adjacent) 1-s
            phrase = phrase(~FoundGluedSeparators);
            allSeparatorChars =
allSeparatorChars(~FoundGluedSeparators);
            else % stop looking
                LookForGluedSeparators = false;
            end
        end
    end

    if allSeparatorChars(1) % catch one leading separator !
        ixWStart = find(allSeparatorChars)+1;
        nWords = sum(allSeparatorChars);
    else % normal

```

```

        ixWStart = [1 find(allSeparatorChars)+1];
        nWords = sum(allSeparatorChars)+ 1 ;
    end
    % last word first :-) also serves as prealloc
    word{nWords} = phrase(ixWStart(nWords):end);
    for iW=1:nWords-1
        word{iW} = phrase(ixWStart(iW):ixWStart(iW+1)-2);
    end

    % another catch in case extra separators removing is buggy ?...
    later :-)
    % eliminate empty words
else
    word = {};
end

end

% -----
function data = opAdjFreqData(raw_data, NoOfPorts, opt)
% -----
% intii exceptia 2-port :
if NoOfPorts == 1
    raw_data_A(1,1,:) = raw_data(:,1); raw_data_B(1,1,:) =
raw_data(:,2);
elseif NoOfPorts == 2
    raw_data_A(1,1,:) = raw_data(:,1); raw_data_B(1,1,:) =
raw_data(:,2);
    raw_data_A(2,1,:) = raw_data(:,3); raw_data_B(2,1,:) =
raw_data(:,4);
    raw_data_A(1,2,:) = raw_data(:,5); raw_data_B(1,2,:) =
raw_data(:,6);
    raw_data_A(2,2,:) = raw_data(:,7); raw_data_B(2,2,:) =
raw_data(:,8);
else % --- cut nFreq square slices of size NoOfPorts
    nFreq = size(raw_data,1);
    tAB = zeros(NoOfPorts,2*NoOfPorts,nFreq);
    for i=1:nFreq
        tAB(:,:,i) = reshape(raw_data(i,:)',2*NoOfPorts, NoOfPorts)';
    end;
    raw_data_A = tAB(:,1:2:end-1,:);
    raw_data_B = tAB(:,2:2:end,:);
    clear tAB
end

% using dual-field numbers will calculate complex numbers,
f(format_specifier)
j=sqrt(-1);
switch opt.format
    case 'ri'
        data = raw_data_A + j*raw_data_B;
    case 'ma'
        data = raw_data_A .* cos(raw_data_B*pi/180) + j* raw_data_A .*
sin(raw_data_B*pi/180);
    case 'db'
        t_mag = 10.^(raw_data_A/20); t_ang = raw_data_B*pi/180;
        data = t_mag .* cos(t_ang) + j* t_mag .* sin(t_ang);
end;
% now adjust data f(opt.param) Z,Y,G,H,A
switch opt.param
    case 'y'

```

```

        data = y2s(data*opt.Zo); % to check in standard if Zo always
or Yo
    case 'z'
        data = z2s(data/opt.Zo);
    case 'a'
        data = a2s(data); % to double check units...
    case 'g'
        data = g2s(data); % ...
    case 'h'
        data = h2s(data); % ...
end
end % function !

% -----
function [freq_noise, data_noise] = opAdjNoizData(raw_data_noise, opt)
% one line is f NFmin Gopt-Mag Gopt-Ang Rn
freq_noise = raw_data_noise(:,1) *opt.multiplier; % freq
data_noise(:,1) = raw_data_noise(:,2); % NFmin
data_noise(:,3) = raw_data_noise(:,5); % Rn

% find GammaOpt
Tm = raw_data_noise(:,3);
Ta = raw_data_noise(:,4);
switch opt.Touchstone
    case 'old' % is MA anyways, old style Touchstone
        Ta = Ta*pi/180;
        data_noise(:,2) = Tm .*cos(Ta) + j* Tm .*sin(Ta);
    case 'new'
        switch opt.format % gamma opt
            case 'ri'
                data_noise(:,2) = Tm + j*Ta;
            case 'ma'
                Ta = Ta*pi/180;
                data_noise(:,2) = Tm .*cos(Ta) + j* Tm .*sin(Ta);
            case 'db'
                Tm = 10.^(Tm(:,2)/20);
                Ta = Ta*pi/180;
                data_noise(:,2) = Tm .*cos(Ta) + j* Tm .*sin(Ta);
        end
end
end

function opt = opFigureOptions(word, opt)
% ----> crud, fara protexe yet
for i = 1:size(word,2)
    thisWord = deblank(word{i});
    switch thisWord
        case {'mhz'}
            opt.multiplier = 1e6;
        case 'ghz'
            opt.multiplier = 1e9;
        case 'khz'
            opt.multiplier = 1e3;
        case 'hz'
            opt.multiplier = 1;
        case {'s','z','y','g','h','abcd'}
            opt.param = thisWord;
        case {'ri','ma','db'}
            opt.format = thisWord;
        case 'r'
            opt.Zo = str2double(deblank(word{i+1}));
    end
end

```

```

end
end

function dispHelp
word = strvcat(...
    ' ',...
    'format of MDIF/Touchstone/HPEESof files :',...
    '    comment line starts with '!''',...
    '    specifier line is :',...
    '    # <freq_unit> <param> <format> R <reference resistance
value>',...
    ' ',...
    'examples :',...
    '    -- S-par, real and imaginary -->',...
    '    #    GHz          S          RI    R 50    ',...
    '    -- Z-par, linear mag and angle <deg> -->          ',...
    '    #    MHz          Z          MA    R 75    ',...
    '    -- Y-par, log mag (dB) and angle <deg> -->          ',...
    '    #    kHz          Y          DB    R 50    ',...
    '    -- ABCD-par, real and imaginary -->          ',...
    '    #    Hz          ABCD          RI    R 50    ',...
    ' ',...
    '(defaults : # MHz S MA R 50)',...
    ' ',...
    '-----',...
    'format of data in file (*.s2p) is :',...
    'f s11.1 s11.2 s21.1 s21.2 s12.1 s12.2 s22.1 s22.2',...
    '-----',...
    ' ',...
    'format of data in file (*.sxp) with x>2 is :',...
    '-----',...
    'f s11.1 s11.2 s12.1 s12.2 ... s1x.1 s1x.2',...
    '   s21.1 s21.2 s22.2 s22.2 ... s2x.1 s2x.2',...
    '   ...',...
    '   sx1.1 sx1.2 sx2.1 sx2.2 ... sxx.1 sxx.2',...
    '-----',...
    ' ',...
    'noise data has some HP/Touchstone legacy stuff : ', ...
    ' - noise data will start when the frequency decreases for
the',...
    '    first time; otherwise frequency is monotonically increasing
',...
    ' - Gopt is always MA, irrespective of S data format above (to
change this uncomment line 98)',...
    ' - NFmin is always in <dB>, Rn is normalized', ...
    'ex.:',...
    '! freq NFmin Gopt-Mag  Gopt-Ang  Rn(norm!)',...
    '  900  1.8   0.34     135     0.2 ');
disp(word);
end

```

- Código utilizado para representar el mapa de colores de los resultados obtenidos con la herramienta CST MICROWAVE STUDIO después de haber sido importados a la herramienta MATLAB:

Este programa nos pedirá por pantalla que introduzcamos el número de medidas que hemos realizado en cada eje y posteriormente se obtendrá el mapa de colores con la imagen de los resultados.

```
n=input('\nEs esta la primera medida de la muestra? (yes(1)/no(0)):'
');

if n==1
    dimy=input('\nCuantas medidas vas a hacer en el eje x? (sin contar
el teflon): ');
    dimx=input('\nCuantas medidas vas a hacer en el eje y? (sin contar
el teflon): ');
    total=ones(dimx+2,dimy+2);
end

[freq, data_h, freq_noise, data_noise, Zo] =
SXPParse('teflon.s2p', '...');
[freq, data_v, freq_noise, data_noise, Zo] =
SXPParse('teflonb.s2p', '...');

%HORIZONTAL

data_abs1=abs(data_h);
data_s21_h=data_abs1(2,1,:);
s21_h=data_s21_h(:);
s21_db_h=20*log10(s21_h);

%VERTICAL

data_abs=abs(data_v);
data_s21=data_abs(2,1,:);
s21=data_s21(:);
s21_db=20*log10(s21);

%Media aritmetica

s21_media=(s21_h+s21)/2;
s21_media_db_tef=20*log10(s21_media);

subplot(3,1,1);
plot(freq', s21_db_h, 'b');
title('parámetro s21 horizontal (dB)');

subplot(3,1,2);
plot(freq', s21_db, 'r');
title('parámetro s21 vertical(dB)');
```

```

subplot(3,1,3);
plot(freq', s21_media_db_tef, 'g');
title('parámetro s12 media(dB)');

total(1,:)=s21_media_db_tef(101);    %% deberiamos seleccionar el
valor para la frecuencia de 35 GHz
total(dimx+2,:)=s21_media_db_tef(101);
total(:,1)=s21_media_db_tef(101);
total(:,dimy+2)=s21_media_db_tef(101)

num_archivos=dimx*dimy;
j=1;
k=1;
for i=1:1:num_archivos

    indice1=num2str(i);
    indice2=num2str(i+num_archivos);
    fichero1=[indice1 '.s2p'];
    fichero2=['Copia de ' indice1 '.s2p'];
    [freq, data_h, freq_noise, data_noise, Zo] =
SXPParse(fichero1, '...');
    [freq, data_v, freq_noise, data_noise, Zo] =
SXPParse(fichero2, '...'); % MODIFICAR EL NOMBRE DEL ARCHIVO PARA
COGER LA POSICION VERTICAL

    %% OBTENEMOS PARAMETRO S21

    %HORIZONTAL

    data_abs1=abs(data_h);
    data_s21_h=data_abs1(2,1,:);
    s21_h=data_s21_h(:);
    s21_db_h=20*log10(s21_h);

    %VERTICAL

    data_abs=abs(data_v);
    data_s21=data_abs(2,1,:);
    s21=data_s21(:);
    s21_db=20*log10(s21);

    %Media aritmetica

    s21_media=(s21_h+s21)/2;
    s21_media_db=20*log10(s21_media);

    subplot(3,1,1);
    plot(freq', s21_db_h, 'b');
    title('parámetro s21 horizontal (dB)');

    subplot(3,1,2);
    plot(freq', s21_db, 'r');
    title('parámetro s21 vertical(dB)');

```

```
subplot(3,1,3);
plot(freq', s21_media_db, 'g');
title('parámetro s12 media(dB)');

total(j+1,k+1)=s21_media_db(101)    %% deberiamos seleccionar
el valor para la frecuencia de 35 GHz

    if j==dimx
        j=0;
        k=k+1;
    end

    j=j+1;

end

%% MOSTRAMOS POR PANTALLA LOS RESULTADOS

final=ones(dimx+5,dimy+5);
p=1;
for n=2:dimx+3
    final(n,2:dimy+3)=total(p,:);
    p=p+1;
end

final

%% MAPA DE COLORES

figure(2);surf(final),colorbar;
```

