

FACULTAD DE CIENCIAS
UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



Proyecto Fin de Carrera para acceder al Título de
Licenciada en Física

**SENSORES DE MICROONDAS PARA LA DETECCION
DE MATERIALES DE ALTA CONSTANTE
DIELÉCTRICA**

Autor del PFC Paula Mediavilla Salcedo

Director del PFC Antonio Tazón Puente

Diciembre de 2012

	Pagina
• Resumen	I
• Capitulo 1. Introducción	II
1.1 Revisión del Estado del Arte.	II
1.2 Planificación del Trabajo.	VII
• Capitulo 2. Teoría de Antenas.	1
2.1 Introducción.	1
2.2 El Espectro Radioeléctrico.	1
2.3 Parámetros de las Antenas	2
2.4 Tipos de Antenas.	13
2.4.1 Antenas de Hilo.	14
2.4.2 Antenas Yagui-Ude.	14
2.4.3 Antenas de Apertura.	15
2.4.4 Antena de Ranura o Spot.	15
2.4.5 Antena Microstrip o Parche.	16
• Capitulo 3. Sensores Basados en Antenas Parche Microstrip	17
3.1 Introducción.	17
3.2 Diseño de una Antena Parche Excitada por Ranura.	20
3.2.1 Diseño de Antena Parche Excitada por Ranura a una Frecuencia de 16 GHz.	21
3.2.2 Diseño de Antena Parche Excitada por Ranura a una Frecuencia de 26 GHz.	22
3.3 Diseño de Aplicadores con Portadores de Teflón y Muestras Orgánicas.	23
3.3.1 Variación del Espesor de Muestra de Tejido.	25
3.3.2 Variación de la Constante Dieléctrica para Muestras Orgánicas de Mismo Espesor.	27
3.3.3 Simulaciones con Distintos Tejidos.	29
3.4 Aplicador Basado en una Antena con Polarización Circular. Medidas de Muestras Experimentales de Riñones de Cerdo Sano.	31
3.4.1 Sistema de Medida.	31
3.4.2 Resultados de las Medidas.	33
3.4.3 Medidas de Potencia a Distintas Distancias.	37
3.4.4 Análisis de Resultados.	37
• Capitulo 4. Sensores Basados en Guías de Onda.	39
4.1 Introducción.	39
4.2 Teoría de Guías de Onda.	39
4.3 Teoría de Antenas Tipo Bocina.	42

4.3.1 Bocinas Rectangulares.	42
4.3.2 Campos de Apertura.	43
4.4 Guía de Altura Reducida.	44
4.4.1 Discontinuidad en el Plano H.	44
4.4.2 Discontinuidad en el Plano E.	45
4.4.3 Discontinuidad de Doble Plano.	46
4.5 Guías de Altura Reducida en Solitario.	47
4.5.1 Guía de Dimensiones Reducidas.	47
4.5.2 Guía con Discontinuidad en el Plano E.	48
4.5.3 Guía con Discontinuidad de Doble Plano.	48
4.6 Sistemas de Guías de Onda con Muestra de Teflón.	49
4.6.1 Sistema con Guías de Onda de Altura Normal.	49
4.6.2 Sistema con Guías de Altura Reducida.	50
4.6.3 Sistema con Guías con Discontinuidad de Doble Plano.	51
4.7 Sistema de Medida para Muestras Homogéneas en Transmisión.	52
4.7.1 Guía de Onda en Excitación y Recepción.	52
4.7.2 Guía de Onda y Cornete en Plano H en Recepción.	54
4.7.3 Guía de Onda y Cornete en Plano H en Recepción de Altura Reducida.	57
4.7.4 Guía de Onda Estándar y Cornete en Plano H en Recepción de Altura Reducida.	59
4.8 Método de Detección con Bocina de Altura Reducida.	61
4.8.1 Simulación de Muestras Homogéneas.	61
4.8.2 Simulación de Muestra Heterogénea.	65
• Capitulo 5. Conclusiones y Líneas Futuras.	68
5.1. Conclusiones.	68
5.2 Líneas Futuras.	69
• Referencias Bibliográficas.	70

El objetivo principal en el presente proyecto es la detección de tumores con tecnologías no intrusivas ni ionizantes que permitan identificar de forma más precisa las áreas a extirpar, reduciendo de esta forma el tejido sano a sacrificar. Esta aproximación tiene como finalidad el minimizar significativamente el número de biopsias intraoperatorias en el caso de tumores renales y vesicales.

El proyecto se ha basado en el diseño de dos métodos diferentes para la detección, análisis y estudio de sustancias de alta constante dieléctrica y altas pérdidas.

- Diseño e implementación de una antena parche excitada por ranura desarrollada mediante el simulador electromagnético Ensemble de ANSOFT. Este aplicador, basado en la radiación de una antena, nos ha permitido el estudio de muestras de grandes tejidos uniformes. Se ha fijado por este motivo la frecuencia a 16 GHz, ya que existe un compromiso entre la profundidad de penetración y la precisión de los resultados de las medidas.

Al diseño de la antena se le ha adaptado un portador de teflón para contener las muestras orgánicas, sistema respecto al cual se ha comprobado la sensibilidad mediante diversas técnicas en las que íbamos jugando con la constante dieléctrica y la tangente de pérdidas de la muestra. Este sistema nos proporciona resultados buenos para muestras homogéneas, lo que implica que presente una gran sensibilidad al observar diferencias significativas en la ganancia a medida que vamos variando las propiedades eléctricas, con lo que es posible distinguir diferentes tejidos. En cambio, presenta dificultades a la hora de distinguir contornos de separación en muestras heterogéneas.

Incluye una implementación práctica de los sistemas simulados en Ensemble haciendo un análisis de un montaje ya existente en el laboratorio, consistente en una antena parche excitada por ranura a una frecuencia de 6 GHz con polarización circular con muestras de riñones sanos de cerdo cedidas por el hospital Universitario Marques de Valdecilla.

- Para la búsqueda de un segundo diseño que distinga contornos de muestras heterogéneas, se ha hecho un estudio del comportamiento de guías de onda rectangulares, de las transiciones entre dos guías de onda de dimensiones diferentes, y de las bocinas rectangulares. Se ha desarrollado con el programa de simulación electromagnética CST Microwave Studio en la banda Ka, a una frecuencia de 35 GHz.

El sistema final para la detección de muestras está compuesto de una guía de onda en transmisión, una antena tipo bocina rectangular en recepción con una lámina de teflón que sirve de soporte a una muestra de tejido biológico en medio. Para el análisis de los resultados se ha utilizado un algoritmo creado con la herramienta MATLAB que nos da un mapa de colores en el que se puede localizar cualquier variación en las características de la muestra, como puede ocurrir cuando hay tejido dañado en el caso de un tumor. Este sistema sirve tanto para el estudio de muestras homogéneas como para heterogéneas de pequeño tamaño.

Capítulo 1

Introducción

1.1 REVISIÓN DEL ESTADO DEL ARTE

Quizá el mayor logro teórico de la física en el siglo XIX fue el descubrimiento de las ondas electromagnéticas. Definidas completamente por las cuatro ecuaciones de Maxwell, que son el resultado de la unificación de los conceptos que plantearon Coulomb, Gauss, Ampere y Faraday sobre electricidad y magnetismo, y desarrollar la teoría electromagnética clásica.

Lo que ni Maxwell, ni ningún otro físico de la época pudo predecir fue la cantidad de aplicaciones que supondría. Aunque su teoría sugirió la posibilidad de generar ondas electromagnéticas en el laboratorio, hecho que corroboró Hertz en 1887, y que posteriormente supuso el inicio de la era de la comunicación rápida a distancia. Resulta evidente la relevancia de estos descubrimientos, ya que, en apenas cien años, han obtenido un papel fundamental en la sociedad actual. Resulta hoy por hoy impensable una casa sin algo tan elemental como un microondas, o una persona sin teléfono móvil, pero continuamente nos encontramos que surgen nuevas aplicaciones para las ondas milimétricas.

Las bandas de microondas y ondas milimétricas están ubicadas en la zona espectral entre las ondas de radio y el infrarrojo, y diferentes estudios afirman que este tipo de ondas, así como las submilimétricas, revolucionarán el mundo de la seguridad, la medicina y las comunicaciones móviles entre otros. Los circuitos de microondas y ondas milimétricas se utilizan para generar, procesar y detectar señales electromagnéticas en un rango de frecuencia determinado (entre 1 GHz y 300 GHz).

Diversos estudios reflejan que la radiación de microondas y ondas milimétricas hasta frecuencias de THz es absorbida o atenuada de forma diferente según sea el estado de la materia: la materia en estado líquido absorbe o atenúa la radiación en mayor grado que la materia en estado sólido o incluso semisólido, debido principalmente a los movimientos rotacionales moleculares. Esto es, los elementos sólidos son más transparentes a este tipo de radiación. En concreto, la radiación de frecuencias milimétricas y de THz tiene un fuerte potencial para detectar objetos presentes en polvos, como son objetos de cristal, cerámica, metal, caucho y varios tipos de plásticos, lo que es importante para el control de calidad, por ejemplo, en la industria alimentaria. La diferencia con otras bandas de frecuencia reside en que estas partículas que pueden estar presentes en la comida tienen un tamaño por debajo del rango del milímetro, y para poder detectarlas es necesario que la longitud de onda sea menor que el tamaño del grano del polvo, por lo que las radiaciones en estas bandas, al tener longitudes de onda muy pequeñas permiten ver imágenes de estas sustancias. En la figura 1.1 podemos ver un ejemplo de este tipo de sustancias analizadas a frecuencias de THz.

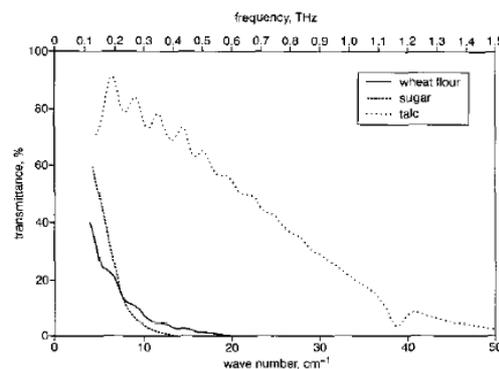


Figura 1.1- Espectro THz de muestras de polvos: harina de trigo, azúcar y talco [1].

La transmisión espectral para formar imágenes a frecuencias de THz depende de distintos factores, además del tamaño del polvo que ya hemos mencionado: propiedades ópticas del material granular, de los espacios entre los granos, la forma de éste, y de la cantidad de agua que posean, ya que es altamente absorbida por este tipo de radiaciones [1].

Un ejemplo de aplicación de la radiación electromagnética, en este caso en las bandas de THz, puede ser el control de calidad de los tapones de corcho, esto es, determinar la presencia y tamaño de los defectos, huecos y ranuras que puedan presentar mediante una evaluación no destructiva, permitiéndonos detectar 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. Esto es muy importante en la industria vitivinícola para prevenir la conservación de los vinos.

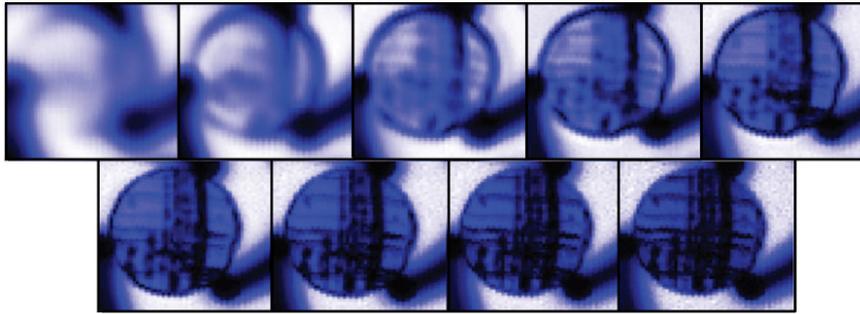


Figura 1.2 - Imágenes en THz de un corcho de vino, a distintas frecuencias: desde 0,1 THz (arriba izquierda) hasta 0,9 THz (abajo derecha) [1].

En la figura 1.2 se pueden apreciar la diferencia de las imágenes de un corcho de botella a distintas frecuencias. En este caso, la imagen mejora a medida que aumenta la frecuencia, al mejorar la resolución espacial ya que la longitud de onda disminuye.

Otros estudios en los que participa el uso de radiación a estas frecuencias, han servido para determinar el contenido de agua en las hojas. El fuerte coeficiente de absorción que presenta el agua respecto al resto de componentes de los tejidos biológicos, ha permitido hacer medidas no invasivas de su contenido, por ejemplo, en plantas, generando un gran potencial en la agricultura.

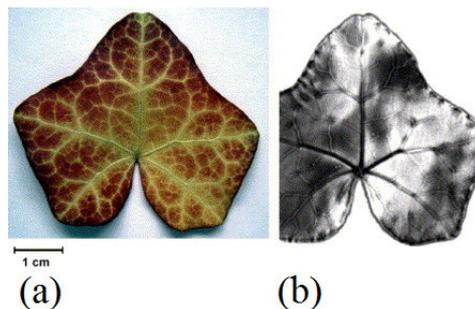


Figura 1.3- (a) Imagen real. (b) Imagen THz de una hoja [1].

Las zonas oscuras de la figura 1.3 implican una mayor absorción de agua, esto es, donde está más presente. Por tanto, esta imagen nos indica que la hoja está próxima a secarse en los extremos. Esto también ha sido aplicado en la industria cosmética donde existen estudios que observan de forma no invasiva el grado de hidratación de la capa más externa de la piel, el estrato córneo, para determinar la efectividad de los diferentes productos [1].

Los ataques terroristas de los últimos años han hecho que nazca un gran interés por nuevos sistemas de vigilancia de armas ocultas. Hasta ahora se utilizaban técnicas de rayos X, detectores de metal o registros personales con trazadores químicos pero presentan deficiencias: No se pueden hacer detecciones a distancia, las inspecciones se tienen que hacer en escenarios fijos y controlados y no son útiles con armas con bajo contenido metálico. No solo existen estudios que prueban otros métodos, si no que ya se está empezando a comercializar con sistemas de imagen a frecuencias que operan entre la banda W y 3 THz (ya se utilizan este tipo de detectores en algunos aeropuertos). La principal ventaja es que al no ser radiación ionizante no son técnicas nocivas para la salud, además tienen una buena resolución espacial, se puede trabajar a cierta distancia del objeto y pueden atravesar materiales como la ropa, papel o plásticos ya que tienen una atenuación baja y la radiación a estas frecuencias tiene una capacidad de penetración importante, detectando armas debajo de la ropa entre otros. Otra aplicación en distancias cortas es la detección de las firmas espectrales de compuestos químicos, detectando, por ejemplo, la presencia de drogas o explosivos ocultos. En las figuras 1.4 y 1.5 se ilustran dos ejemplos de detección de armas ocultas huellas de explosivos [1][2]. El rango de frecuencias comprendido entre ondas milimétricas y THz, al tener una fuerte

absorción atmosférica, en general no son muy eficientes en comunicaciones a larga distancia a través del aire, sin embargo, son utilizadas en aplicaciones militares para comunicaciones seguras punto a punto.

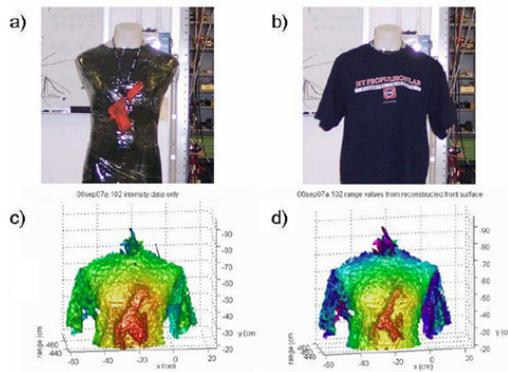


Figura 1.4- (a) (b) Maniquí con arma oculta. (c) y (d) Imagen de THz detecta el arma oculta [2].

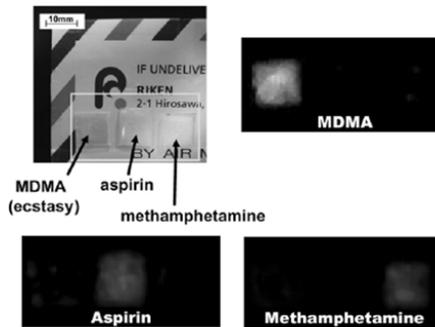


Figura 1.5- Sistema de THz capaz de analizar a distancia varios componentes químicos [2].

Otra aplicación importante aunque no sea un objetivo de este trabajo son las aplicaciones en astrofísica. Como es sabido, el 98% de los fotones de luz emitidos desde el Big Bang tienen frecuencias en la región THz del espectro electromagnético, por lo que son fuertemente absorbidos por la atmósfera terrestre con lo que los telescopios de THz resultan cruciales para la investigación astrofísica, pero es necesario que los detectores de fotones sean cien veces más sensibles, proyecto realizado por la Universidad de Rutgers y dirigido por Michael Gershenson [3]. Precisamente debido al ya mencionado apantallamiento del rango de frecuencias THz por parte de la atmósfera, hace que el reciente lanzamiento del satélite Herschel, tenga como objetivo hacer contribuciones muy interesantes al estudio de la dinámica, física y química de los gases espaciales en esas regiones mediante el seguimiento de las líneas espectrales de moléculas como carbón ionizado, silicio o nitrógeno, cuyas transiciones de electrones alcanzan su punto más alto a las frecuencias comprendidas entre 480 GHz y 1.9 THz. La finalidad es estudiar las etapas iniciales de la formación de estrellas y planetas, las cuales ocurren en el interior de nubes de moléculas de gas y polvo interestelar, y cuyas emisiones continuas proporcionan una visión de lo que ocurre en el interior de las estrellas en formación y el espectro de energía indica su estado de evolución [4].

El objetivo del proyecto es el estudio de sustancias de alta permitividad eléctrica y altas pérdidas, principalmente centrado en tejidos biológicos, por lo que hemos focalizado los esfuerzos en la comprensión de diferentes estudios en el campo de la medicina. Nos hemos encontrado numerosas aplicaciones que nos plantearon un dilema acerca del rango de frecuencias más apropiado para llevar a cabo nuestro estudio. Su elección fue en gran medida una cuestión de equilibrio entre la penetración de la onda electromagnética y la obtención de una buena resolución de la imagen. La penetración depende de la frecuencia de la transmisión y de las propiedades eléctricas del medio en el que se propaga, de manera que, con antenas a bajas frecuencias, como ocurre en el rango de las microondas, se alcanza una mejor penetración que con antenas trabajando a alta frecuencia, sacrificando la resolución en el proceso. La resolución mejora al incrementarse la frecuencia de transmisión de la señal, como ocurre en los trabajos realizados a THz. Con esta información, decidimos centrar el trabajo entre 16 y 35 GHz, esto es en las bandas Ku, K y Ka, ya que existe un compromiso entre mejorar la resolución a expensas de perder el poder de penetración.

En el área de la medicina, este tipo de tecnología supone un adelanto en la detección y diagnóstico de tumores ya que proporciona una alternativa a las biopsias convencionales, lo que tiene como consecuencia la reducción del número de procedimientos con esta técnica intrusiva, además de facilitar un diagnóstico temprano [1].

En la actualidad, el método estándar para el diagnóstico de un tumor tan común como es el de mama es la mamografía, que si bien detecta un porcentaje muy alto de ellos en etapas muy tempranas de la enfermedad, se trata de una técnica mediante radiación ionizante, lo que supone un riesgo para la salud si la exposición es importante. Tanto para este tipo de tumores como para otros, existe un interés creciente por métodos alternativos que deriven en exámenes médicos más seguros y confortables: Se han realizado estudios sobre la tasa de absorción específica (SAR) que cuantifica la cantidad de potencia absorbida en un volumen de tejido, determinándose que los sistemas de obtención de imágenes de microondas provocan una SAR 1 o 2

órdenes de magnitud menor que los de un teléfono móvil. Presentan otras ventajas como suponer un menor coste en el equipamiento, un procesado rápido de la imagen, ser sensibles a la mayoría de los tumores, y específicos al sólo detectar tumores cancerosos.

La obtención de imágenes mediante ondas de microondas para aplicaciones en biomedicina ha sido un tema relevante desde hace varios años, ya que presentan bases teóricas que pueden caracterizar las propiedades eléctricas de distintos tejidos, y mediante el estudio de estas propiedades, distinguirse diferentes estados fisiológicos [5][6]. Existen evidencias de cambios en estas propiedades de los tejidos afectados por enfermedades como el cáncer, en comparación con las propiedades del mismo tipo de tejido sano [7].

La mayoría de las aplicaciones están basadas en la detección y diagnóstico de tumores mamarios, entre otras razones por ser la neoplasia maligna más frecuente en la mujer occidental, representando el 31% de los cánceres de la mujer en todo el mundo y la principal causa de muerte del sexo femenino. El contraste entre la permitividad y conductividad ha sido documentado en muchos estudios donde se ha encontrado una gran dispersión en los datos de los distintos tipos de tejidos, lo que sugiere inhomogeneidades estructurales y celulares del carcinoma de mama y los tejidos sanos circundantes. Los tejidos con bajo contenido en agua, como los huesos, la grasa o capas exteriores de la piel, tienen menor permitividad que los tejidos con alto contenido en agua. Ejemplos de ello son la sangre, el tejido muscular u órganos internos. La medida de la permitividad de tejidos y tumores, a frecuencias entre 20 kHz y 100 MHz, ha demostrado que típicamente los tumores tienen una permitividad un 10-20% mayor que el mismo tejido sano, así que queda patente que las propiedades eléctricas son distintas [5].

Se ha utilizado la espectroscopía como técnica de imagen capaz de realizar una evaluación más precisa y fiable de la localización y por tanto, diagnóstico y pronóstico de cáncer de mama. Para ello, se han analizado las propiedades dieléctricas de tejidos cancerosos y sanos, véase la permitividad compleja real e imaginaria, el coeficiente de absorción, el índice de refracción y la transmisión de datos de la figura 1.6. Las medidas fueron obtenidas de distintas formas en función de la región de frecuencia, ya que se ha trabajado en microondas, ondas milimétricas y THz, abarcando desde los 2 GHz a 1'5 THz. Con ello, se han revelado las características del tejido de la mama y muestran una diferencia significativa en la respuesta electromagnética entre el tejido canceroso y el sano, lo que presenta buenas perspectivas para la detección y diagnóstico del cáncer de mama [6].

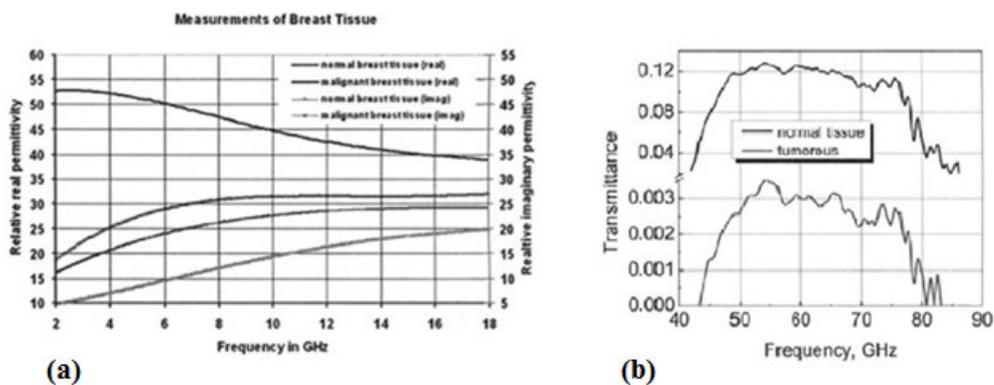


Figura 1.6- (a) Medidas de la permitividad de tejidos mamarios humanos sanos y con tumoraciones en función de la frecuencia y (b) señal de transmisión entre tejidos mamarios sanos y tumorales en función de la frecuencia en el rango de la banda V, con un oscilador basado en un espectrómetro en el espacio cuasi-óptico [6].

En la figura 1.6 (b) vemos que el tejido sano es al menos cuarenta veces más transparente que el tejido que presenta la tumoración.

Pero existe otro motivo por el que la inmensa mayoría de los estudios se basan en tumores mamarios y es que es más fácil acceder a ellos debido a la anatomía humana. Esto ha tenido como consecuencia la realización de sistemas de imágenes en 3D a frecuencias de microondas consistentes en una antena que transmite una señal sinusoidal que tiene una cierta fase y amplitud, que es recogida por antenas receptoras tras haber pasado por el tejido. Si nos encontramos con que hay un tumor presente, la muestra ya no presenta las mismas propiedades eléctricas, causándose una dispersión de la onda incidente y reflejándose

en un cambio en la fase de la onda. Por tanto, esta dispersión cambia la cantidad de energía detectada en los receptores y el trasmisor [8].

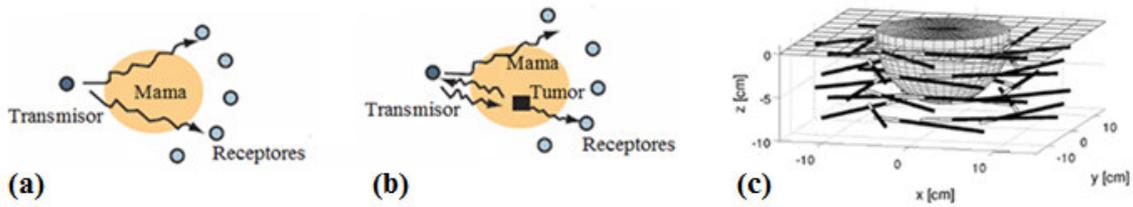


Figura 1.7- Sistema de detección de las ondas que viajan a través de la mama y con el que se obtienen imágenes de microondas (a) cuando el tejido es sano y (b) cuando hay un tumor.(c) Esquema de la configuración de la antena [8].

Un estudio similar nos muestra un sistema microondas consistente en un array de pequeñas antenas colocadas alrededor de la mama en el que se hace un análisis numérico preliminar de un sistema para la detección de tumores, que es susceptible de aplicación práctica. Las simulaciones de cada antena del array se realizan con el método de las Diferencias Finitas en el Dominio del Tiempo (FDTD: Finite-difference time-domain) [9]

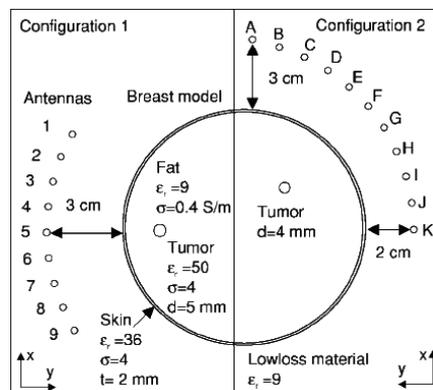


Figura 1.8 - Configuración del sistema propuesto [9].

En la figura 1.9, vemos que la configuración 1 consta de 9 antenas dispuestas concéntricamente con un modelo de mama de 10 cm de diámetro. Un tumor de 5 mm de diámetro esta localizado a 1'25 cm debajo de la piel. En cuanto a la configuración 2, se trata de 11 antenas posicionadas a una distancia entre dos y tres centímetros del modelo de mama. Existe un tumor de 4 mm de diámetro localizado a 2 cm de la piel. En ambos casos, las antenas están espaciadas un centímetro.

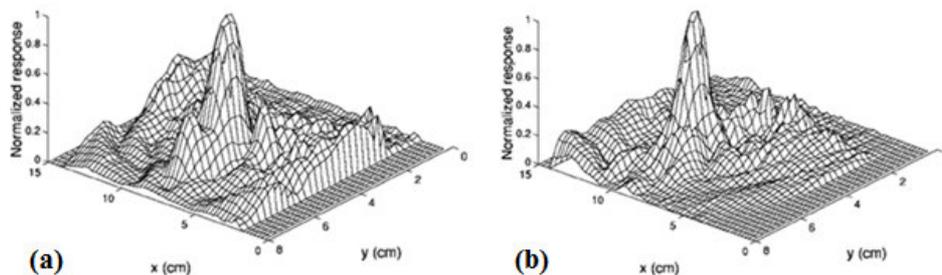


Figura 1.9 - (a) Resultados para las antenas de la 2 a la 8 de la configuración 1. (b) Resultados para las antenas de la B a la J de la configuración 2 [9].

En la configuración 1 de la figura 1.8, nos encontramos con que el máximo del primer pico esta en las coordenadas $(x,y)=(8'0,4'6)$ cm (figura 1.9), mientras que el centro del tumor esta localizado en $(x,y)=(8'0,4'5)$ cm. Respecto a la configuración 2, el centro del tumor esta localizado en $(x,y)=(9'8,4'6)$ cm y el pico de la figura en $(x,y)=(9'8,4'6)$ cm. Los resultados reflejan que se puede localizar con mucha precisión la posición exacta del tumor, lo que la aplicabilidad de esta técnica queda patente.

A pesar de que la mayoría de las aplicaciones están desarrolladas para microondas u ondas milimétricas, existen estudios han observado que las células cancerígenas poseen una vibrante firma en el rango de los THz, con lo que también se podrían detectar ciertas enfermedades mediante técnicas de imagen [10].

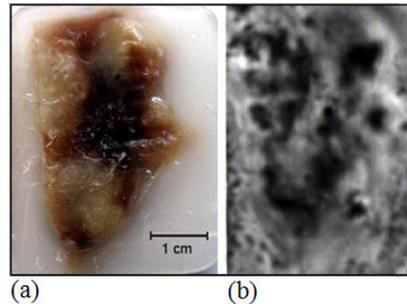


Figura 1.10 - (a) Imagen real e (b) imagen a 0'48THz de un cáncer de esófago de caballo [10].

La figura 1.10 nos muestra una imagen de un cáncer de esófago de caballo superficial. De acuerdo a lo que se ha explicado anteriormente acerca de la frecuencia y sus propiedades, al estar viendo una imagen de THz, tiene buena resolución pero la imagen va a ser superficial, ya que este tipo de frecuencias no penetran mucho en los tejidos.

En vista de los estudios de las aplicaciones anteriormente referidas y sus buenos resultados, vamos a intentar distinguir sustancias diferentes de alta permitividad eléctrica y altas pérdidas, a distintas frecuencias, pero siempre en el rango de las microondas y ondas milimétricas.

1.2 PLANIFICACION DEL TRABAJO

El trabajo Sensores microondas para la detección de materiales de alta constante dieléctrica va a estar distribuido en un conjunto de apartados que nos va a permitir desarrollarlo de forma más detallada y ordenada.

En primer lugar se va a hacer una introducción sobre los tipos de antenas así como sus características más importantes, aunque especialmente nos vamos a detener en las antenas parche y las bocinas ya que vamos a realizar dos diseños con este tipo de dispositivos.

A continuación, en el segundo capítulo, el dedicado a la antena tipo parche, se van a hacer una serie de simulaciones electromagnéticas en dos rangos de frecuencias, para determinar las medidas adecuadas que debe tener la antena estando bien adaptada y obteniendo una buena ganancia. Añadiremos a ese modelo inicial de las simulaciones un aplicador y una muestra de distintos tejidos orgánicos. Las antenas fueron desarrolladas mediante el simulador electromagnético Ensemble de ANSOFT, que es un paquete de software utilizado para caracterizar efectos de radiantes de onda completa de estructuras multicapas en circuitos integrados de microondas y antenas planares.

Incluimos también el análisis de un montaje ya existente en el laboratorio con muestras de riñones sanos de cerdo cedidas por el hospital Universitario Marqués de Valdecilla.

El siguiente apartado trata sobre la simulación en CST de diferentes sistemas de bocinas y guías de onda con una muestra de nuestro tejido. Se trata de 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 muestras heterogéneas, debemos obtener un perfil lo más exacto posible mediante la representación de los resultados de las medidas realizadas cuyo tamaño de píxel es lo más pequeño posible para obtener una sensibilidad suficientemente grande como para analizar muestras de pequeño tamaño.

Estos sistemas trabajaran a una frecuencia de 35 GHz, con lo que estamos en el rango de las ondas milimétricas, y por tanto, se trata de radiación totalmente inocua para la salud, a diferencia de los métodos vigentes hoy en día, como la mamografía, que trabajan en rangos de frecuencias nocivas.

Aunque inicialmente, el diseño se centra en el análisis de pequeñas muestras plana, el futuro de esta línea de investigación es el poder enfocarlo a cualquier órgano.

Capítulo 2

Teoría de Antenas

2.1 INTRODUCCIÓN

El Institute of Electrical and Electronics Engineers define antena como “aquella parte de un sistema transmisor o receptor diseñada específicamente para emitir o recibir ondas electromagnéticas”.

Si bien sus formas son muy variadas, todas las antenas tienen en común el ser un elemento de transición entre una zona donde existe una onda electromagnética guiada y una onda en el espacio libre, a la que se le puede asignar un carácter direccional. La representación de onda guiada se realiza por voltajes y corrientes o por campos; en el espacio libre se representa exclusivamente mediante campos.

Existe una gran variedad de tipos de antenas, dependiendo del uso al que van a ser destinadas. En unos casos deben expandir en lo posible la potencia radiada, es decir, no deben ser directivas, otras veces deben serlo para canalizar la potencia en una dirección y no interferir a otros servicios. Un ejemplo del primer tipo es una emisora de radio comercial o una estación base de teléfonos móviles y del segundo una antena entre estaciones de radioenlaces o una estación terrena para comunicaciones vía satélite. Por lo tanto, la antena radia la potencia que se suministra con las características de direccionalidad adecuadas a la aplicación: en el caso de comunicaciones móviles nos interesa radiar sobre la zona de cobertura de forma omnidireccional mientras que en comunicaciones fijas punto a punto interesa que las antenas sean direccionales. Dependiendo de la aplicación se diseñarán de una manera o de otra.

Las características de las antenas dependen de la relación entre sus dimensiones y longitud de onda de la señal en radiofrecuencia transmitida o recibida. Si las dimensiones de la antena son mucho más pequeñas que la longitud de onda, las antenas se denominan elementales. Si tienen dimensiones del orden de media longitud de onda se llaman resonantes. Si, por último, su tamaño es mucho mayor que la longitud de onda, son directivas.

Debemos tener en cuenta que en la idea de diseñar una antena hay dos misiones básicas en ella, la de transmitir y recibir imponiendo cada una, entre otros parámetros, sus condiciones particulares con respecto a la direccionalidad, niveles de potencia que deben soportar, y frecuencia con la que trabajan.

En este tema vamos a estudiar y analizar ciertos conceptos básicos sobre las antenas que nos ayudarán en el desarrollo de los objetivos de este proyecto [11].

2.2 EL ESPECTRO RADIOELECTRICO

Dos de las características más importante de las ondas electromagnéticas son su frecuencia f y su longitud de onda λ , las cuales están relacionadas por la ecuación (2.1).

$$c = \lambda f \tag{2.1}$$

donde c es la velocidad de propagación en el medio, cuyo valor en el vacío es $c=3 \cdot 10^8 m/s$.

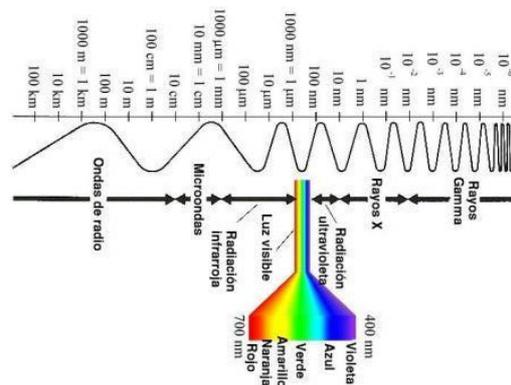


Figura 2.1- Espectro electromagnético.

En la figura 2.1 se puede observar una imagen de la distribución del espectro radioeléctrico, éste es un recurso natural limitado y por tanto debe estar bien gestionado y técnicamente optimizado. El espectro está compuesto por el conjunto de ondas electromagnéticas que se propagan por el espacio sin necesidad de guía artificial, utilizado fundamentalmente para el sector de la información y la prestación de servicios de

telecomunicaciones, aunque también está presente en seguridad, defensa, emergencias, transporte, y en elevado número de aplicaciones tanto industriales como domésticas.

Este espectro de frecuencia se divide en bandas (Tabla 2.1), cada una de las cuales presenta unas características especiales en cuanto a la tecnología utilizada y sus aplicaciones [12].

Siglas	Rango frecuencia	Rango longitud de onda	Servicios
ELF	3-30 Hz	10^5 - 10^4 km	Comunicación submarinos
SLF	30-300 Hz	10^4 - 10^3 km	Comunicaciones con submarinos
ULF	300-30000 Hz	10^3 -100 km	Comunicación con submarinos y con minas a través de la tierra
VLF	3-30 kHz	100-10 km	Radionavegación
LF	30-300 kHz	10-1 km	Radionavegación aérea y marítima, radiodifusión
MF	300-3000 kHz	1-0'1 km	Radiodifusión, radioafición, radioayudas
HF	3-30 MHz	100-10 m	Radioafición, emisoras de radio internacionales
VHF	30-300 MHz	10 m-1 m	Televisión, satélites, control tráfico marítimo
UHF	300-3000 MHz	1-0'1 m	TDT, telefonía móvil
SHF	3-30 GHz	100-10 mm	Dispositivos microondas, radares, comunicaciones satélite.
EHF	30-300 GHz	10-1 mm	Radioastronomía, radar alta resolución, control calidad, seguridad.

Tabla 2.1- Subdivisión del espectro electromagnético en bandas de frecuencias [13].

Teniendo en cuenta que a lo largo del proyecto vamos a tratar con dieléctricos de alta constante dieléctrica y altas pérdidas, a la hora de elegir una banda de frecuencias de trabajo buscaremos un compromiso entre la capacidad de penetración de la energía en ese tipo de materiales y la resolución que consigamos en su identificación, por ello vamos a trabajar en el rango de las microondas y las ondas milimétricas, cuyas bandas de frecuencias están comprendidas entre 1 GHz (frontera entre RF y microondas) y 40 GHz (ondas milimétricas). Aunque la división de la Tabla 2.1 es muy práctica, está muy desproporcionada debido que cada banda es diez veces la anterior, así que la banda de frecuencias de microondas tiene su propia subdivisión

Banda	Rango f/GHz	Rango λ/mm
P	0.22-0.40	1363.6-750.0
L	0.40-2.60	750.0-115.4
S	2.60-3.95	115.4-75.9
C	3.95-6.00	75.9-50.0
J	5.30-8.20	50.0-36.6
H	7.05-10.00	42.6-30.0
X	8.20-12.40	36.6-24.2
M	10.00-15.00	30.0-20.0
Ku	12.00-18.00	25.0-16.7
K	18.00-26.50	16.7-11.3
Ka	26.50-40.00	11.3-7.5
Q	33.00-46.00	9.1-6.5
V	46.00-56.00	6.5-5.4
W	56.00-100.00	5.4-3.0

Tabla 2.2- Subdivisión en bandas de frecuencias de las microondas [14].

2.3 PARÁMETROS DE LAS ANTENAS

Las antenas se caracterizan por una serie de parámetros, estando los más habituales descritos a continuación.

Diagrama de Radiación

Es la representación gráfica de las características de radiación de una antena en función de la dirección angular. Habitualmente se define el sistema de radiación en coordenadas esféricas, que se utiliza para

determinar la posición espacial de un punto P mediante una distancia r y dos ángulos θ, φ . Así que el punto $P(r, \theta, \varphi)$ queda representado por un conjunto de tres magnitudes: el radio r , la latitud θ y el azimut φ (figura 2.2).

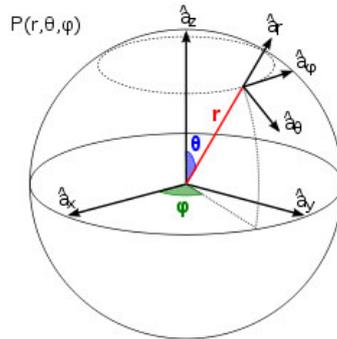


Figura 2.2- Descripción de las coordenadas esféricas [15]

La coordenada r representa la distancia desde el centro de fase del sistema radiante hasta un punto cualquiera, con lo que su dominio varía desde el cero hasta el infinito. La coordenada θ es el ángulo recorrido en el eje z de las coordenadas cartesianas, con lo que su dominio comprende desde $-\pi/2$ hasta $\pi/2$ radianes. La coordenada φ del sistema recorre el ecuador de la diferencia, comenzando en el eje x de las coordenadas cartesianas, y por tanto, variando desde 0 a 2π radianes [16].

Estos diagramas en coordenadas esféricas sirven para representar cualquier magnitud vectorial y son especialmente adecuados para el estudio de los campos radiados por las antenas. Lo más habitual es representar la densidad de potencia radiada, aunque también se pueden encontrar diagramas de polarización o de fase. Atendiendo a la forma de representación del diagrama de radiación, pueden ser tridimensionales o bidimensionales, así como en escala lineal o logarítmica. Dependiendo de los parámetros o características que interese visualizar, es recomendable una representación u otra: la tridimensional es visualmente interesante pero la bidimensional es más práctica para mostrar las características de la antena. La representación bidimensional del diagrama de radiación puede encontrarse en coordenadas polares o ser una representación lineal, tal y como vemos en la figura 2.3 (b) y (c). En esta última podemos observar el lóbulo principal en el centro, así como los secundarios, que son los más pequeños situados tanto a la derecha como a la izquierda del lóbulo principal.

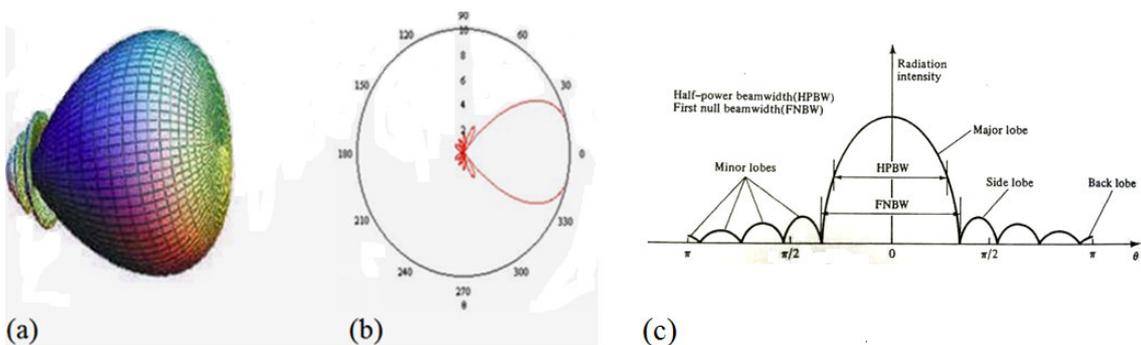


Figura 2.3- (a) Diagrama de radiación tridimensional, (b) bidimensional en coordenadas polares y (c) la representación bidimensional lineal del diagrama de radiación y sus lóbulos asociados [17].

Dependiendo del tipo de antena utilizada, la energía electromagnética puede o no emitirse, o recibirse, con igual intensidad en todas las direcciones, con lo que el diagrama de radiación puede ser de tres tipos básicos

- 1.) **Isótropos** Característico de antenas isotrópicas, cuya emisión o recepción no depende de la dirección (figura 2.4(a)).
- 2.) **Omnidireccional** Dan cobertura a un diagrama de radiación circular (360°), como se observa en la figura 2.4 (b), (c) y (d).
- 3.) **Direccional** Son directivas y solo emiten y reciben con un ancho de haz definido por la construcción de la antena. Son las de la figura 2.3.

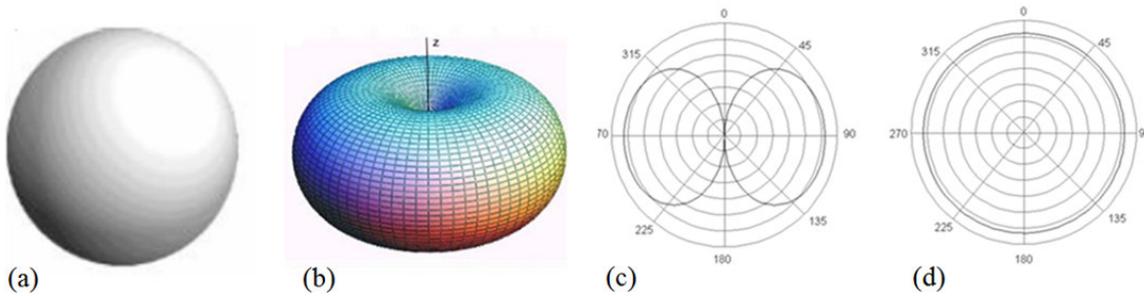


Figura 2.4- Diagramas de radiación tridimensionales de una antena (a) isotrópica y (b) una antena omnidireccional. Diagrama de radiación bidimensional de una antena omnidireccional (c) en el plano horizontal y (d) en el plano vertical [16].

Los parámetros más importantes que debemos conocer para poder interpretar un diagrama de radiación son

- **Lóbulo Principal** Es el margen angular en torno a la dirección de máxima radiación. Corresponde al área donde se concentra la mayor cantidad de energía y donde se obtiene mayor ganancia.
- **Lóbulos Secundarios** Son el resto de máximos relativos, con un valor inferior de energía y ganancia al del lóbulo principal. El nivel de potencia de cada uno de estos lóbulos secundarios se expresa en relación con el lóbulo principal en decibelios (dB). Dentro de los lóbulos secundarios, podemos destacar, los lóbulos de radiación trasera, que representan los diagramas de radiación comprendidos entre +90° y -90°, siguiendo la dirección opuesta de las agujas del reloj cuando el lóbulo principal está centrado a 0°. En el caso de la figura 2.5 se ha representado un diagrama direccional cuyo lóbulo principal está centrado en 0°.

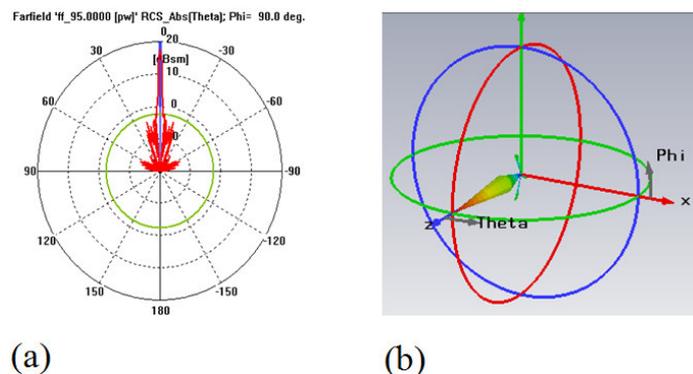


Figura 2.5- (a) Definición grafica de los lóbulos de radiación para un reflector Fresnel, en coordenadas polares y (b) en 3 dimensiones [18].

- **Nulos** Aquellas zonas donde la energía es sustancialmente menor, comparada con la principal. Normalmente tiene ganancia negativa.

Ancho de Banda

Es el margen de frecuencias en el cual los parámetros de la antena cumplen unas determinadas características. Se puede definir un ancho de banda de impedancia, de polarización, de ganancia o de otros parámetros. Esta relación puede ser expresada en forma de porcentaje mediante la ecuación (2.2), donde f_{\max} es la frecuencia superior, f_{\min} la frecuencia inferior y f_0 la frecuencia central.

$$BW = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_0} \quad (2.2)$$

Esta definición es especialmente útil en sistemas a altas frecuencias ya que nos da una idea de la anchura del sistema en relación con la banda de frecuencias en la que trabaja. En sistemas de banda ancha, la ecuación anterior se puede especificar de la forma

$$BW = \frac{f_{\max}}{f_0} \quad (2.3)$$

El ancho de banda, desde el punto de vista de la impedancia de entrada, nos da una idea de la adaptación del sistema, ya que esta definido como el rango de frecuencias dentro del cual el coeficiente de reflexión a la entrada de la antena, expresado en decibelios, se mantiene por debajo de -10 dB, tal y como se ve en la figura 2.6 [11].

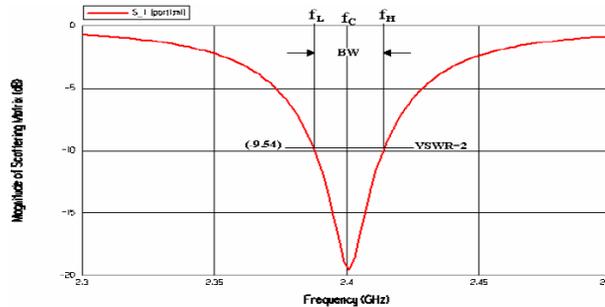


Figura 2.6- Ancho de banda de una antena [1].

Directividad

La directividad D de una antena establece la relación entre la densidad de potencia radiada $S(\theta, \phi)$ por una antena en la dirección del máximo a una distancia r dada, es decir, la potencia por unidad de superficie en esa dirección, y la densidad de potencia de una antena isotrópica que radia a esa misma distancia alimentada bajo las mismas condiciones.

$$D(\theta, \phi) = \frac{S(\theta, \phi)}{P_r / 4\pi r^2} \quad (2.4)$$

donde P_r es la potencia total radiada por la antena isotrópica. Evidentemente, estamos definiendo este parámetro en coordenadas esféricas. Si no se especifica la dirección angular, se va a sobreentender que se refiere a la dirección de máxima radiación, y la ecuación 2.4 se puede simplificar de la forma:

$$D(\theta, \phi) = \frac{S_{\max}}{P_r / 4\pi r^2} \quad (2.5)$$

La directividad también se puede definir a partir de la intensidad de radiación U_{\max} de la antena por unidad de ángulo sólido en una dirección dada, que si no se especifica, de nuevo suponemos que es la de máxima radiación, en función de la intensidad de radiación de una fuente isotrópica U_i

$$D = \frac{U_{\max}}{U_i} = \frac{4\pi U_{\max}}{P} \quad (2.6)$$

La fuente isotrópica, al radiar con igual potencia en cualquier dirección, podemos ponerla en función de la potencia radiada total P . La directividad no tiene por tanto unidades, y se suele expresar en unidades logarítmicas, dBi como:

$$D = 10 \log \frac{U_{\max}}{U_i} \text{ (dBi)} \quad (2.7)$$

Ganancia

La ganancia de una antena G se define como la relación entre la densidad de potencia radiada en una dirección a una distancia R dada y la densidad de potencia que radiaría una antena isotrópica con la misma potencia entregada a la antena, a igual distancia

$$G(\theta, \phi) = \frac{P_{radiada}}{P_{entregada}} = \frac{P(\theta, \phi)}{P_{entregada} / 2\pi r^2} = \frac{P(\theta, \phi)}{P_{radiada} / 2\pi r^2} \quad (2.8)$$

Si no se especifica la dirección angular, se sobreentiende que la ganancia se refiere a la dirección de máxima radiación

$$G(\theta, \phi) = \frac{P_{max}}{P_{entregada} / 2\pi r^2} \quad (2.9)$$

Las unidades que vamos a usar para este parámetro son los dBd o dBi dependiendo si esta se define respecto a un dipolo de media onda o a la isotrópica.

Eficiencia, η

Es la relación que existe entre la potencia radiada y la potencia entregada a la antena. También se puede definir como la relación entre ganancia y directividad, con lo que es un parámetro adimensional

$$\eta = |\Gamma|^2 = \frac{P_r}{P_{in}} = \frac{G}{D} \quad (2.10)$$

Impedancia de Entrada, Z

Es la impedancia de la antena en sus terminales. Es la relación entre la tensión y la corriente de entrada

$$Z = V/I \quad (2.11)$$

La impedancia es un número complejo. La parte real de la impedancia se denomina Resistencia de Antena y la parte imaginaria es la Reactancia. La resistencia de antena es la suma de la resistencia de radiación y la resistencia de pérdidas. Las antenas se denominan resonantes cuando se anula su reactancia de entrada, a la frecuencia de radiación.

Anchura de Haz, HPBW

Es un parámetro de radiación, ligado al diagrama de radiación. Definimos el ancho de haz a -3dB como el intervalo angular en el que la densidad de potencia radiada es igual a la mitad de la potencial máxima, en la dirección principal de radiación. También se puede definir el ancho de haz entre ceros, que es el intervalo angular del haz principal del diagrama de radiación, entre los dos ceros adyacentes al máximo. Es lo que en la figura 2.3 (c) ha sido marcado como HPBW, o lo que es lo mismo Half-Power Beamwidth [17].

Polarización

Las antenas emiten o reciben campos electromagnéticos, así que estos dispositivos son capaces de radiar o recibir energía al medio que los rodea. Las ondas electromagnéticas emitidas por cualquier fuente se representan como dos ondas armónicas perpendiculares, una correspondiente al campo eléctrico y otra al campo magnético, que son perpendiculares entre si y a su vez ortogonales a la dirección de propagación tal y como podemos observar en la figura 2.7.

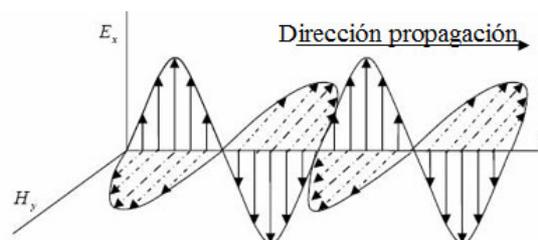


Figura 2.7- Campos magnético H y eléctrico E de una onda electromagnética [19].

Se define la polarización electromagnética en una determinada dirección como la figura geométrica que traza el extremo del vector campo eléctrico a una cierta distancia de la antena, al variar con el tiempo. La energía que radia la antena viene determinada por el vector de Poynting, cuyo módulo representa la densidad de energía electromagnética, y su dirección y sentido son los de la dirección de propagación de la radiación de la propia antena (2.12), por ello se puede considerar como una característica cercana al diagrama de radiación.

$$\vec{S} = \vec{E} \wedge \vec{H} = \frac{1}{\mu} \vec{E} \wedge \vec{B} \tag{2.12}$$

donde \vec{E} es el campo eléctrico, \vec{H} el campo magnético, \vec{B} el campo de inducción magnética y μ la permeabilidad magnética del medio en el que se propaga la onda. Con lo que, si el campo eléctrico está contenido en el plano $y=0$ y el magnético en el $x=0$, el vector de Poynting tiene la dirección del eje z positivo, y por tanto, ésta es la dirección de desplazamiento de la onda (figura 2.7).

Generalmente se consideran tres tipos de polarizaciones: lineal, circular y elíptica, aunque la polarización circular es un caso particular de la elíptica. Como ya hemos visto en la figura 2.7, el campo eléctrico y el magnético varían sinusoidalmente con el tiempo, de forma análoga, así que describiremos lo que ocurre sólo para el campo eléctrico. Representamos cada oscilación descomponiéndola en dos ejes de coordenadas XY de forma arbitraria pero en un plano perpendicular a la dirección de propagación. La polarización es lineal cuando el campo eléctrico tiene componentes en cada uno de los ejes, que varían sinusoidalmente con el tiempo, y que están bien en fase, esto es con un desfase nulo al alcanzar los máximos y mínimos simultáneamente, o en contrafase, esto es con un desfase de π radianes (figura 2.8).

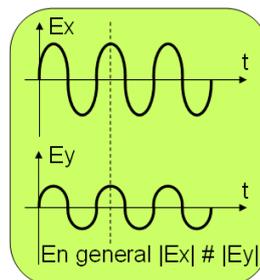


Figura 2.8- Componentes del campo eléctrico con polarización lineal [19].

La relación entre las amplitudes de las dos componentes del campo va a determinar la dirección de la oscilación, que es la de la polarización lineal. Si \vec{E} está a 45° , las dos componentes tienen igual amplitud, tal y como se muestra en la figura 2.9.

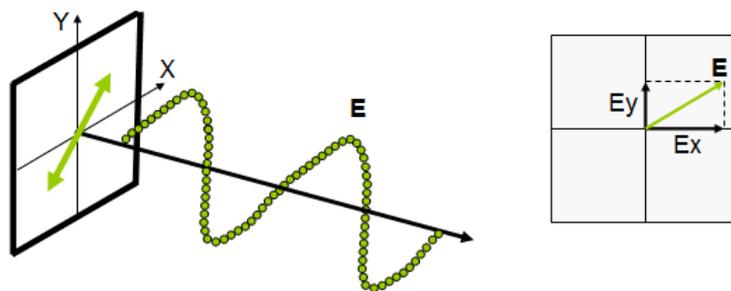


Figura 2.9- Polarización lineal y vector campo eléctrico [19].

En la polarización circular, las dos componentes ortogonales tienen la misma amplitud y la diferencia de fase es de $\pi/2$ o $3\pi/2$, lo que indica que una componente se anula cuando la otra alcanza su máxima amplitud (figura 2.10).

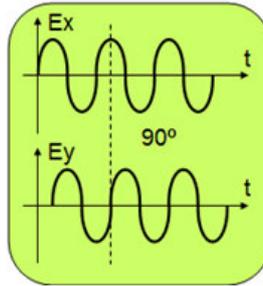


Figura 2.10- Componentes del campo eléctrico con polarización circular [19].

Dependiendo del desfase nos encontramos con un sentido de giro horario, o dextrógira, o antihorario, levógira, y además, la trayectoria trazada tiene forma de circunferencia como podemos observar en la figura 2.11.

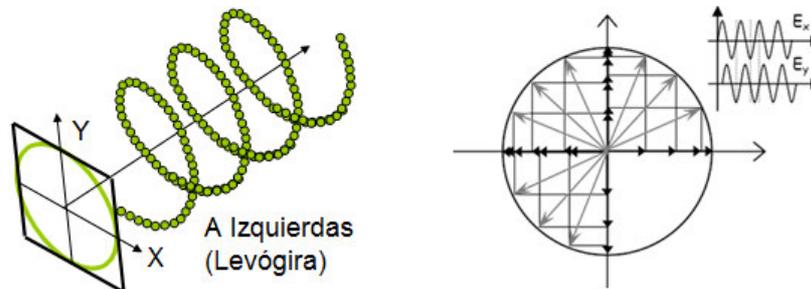


Figura 2.11- Polarización circular [19].

En el caso de la polarización elíptica (figura 2.12), estaremos hablando de cualquier caso diferente a los mencionados anteriormente.

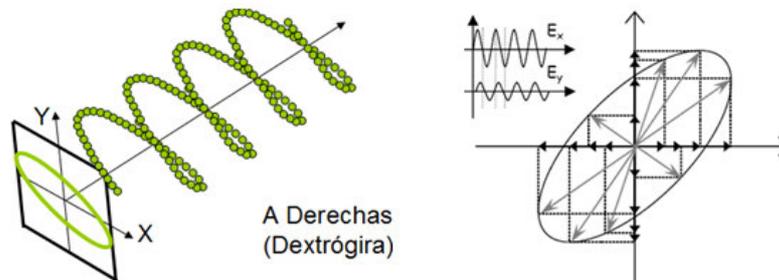


Figura 2.12- Polarización elíptica [19].

Las dos componentes tienen distintas amplitudes y el ángulo de desfase indica que no están ni en fase, ni en contrafase, ni en cuadratura (figura 2.13).

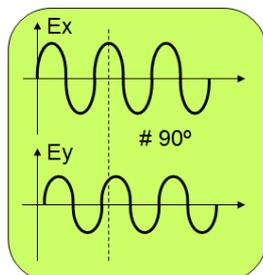


Figura 2.13- Componentes del campo eléctrico con polarización elíptica [19].

Las polarizaciones circular o elíptica pueden ser dextrógiras o levógiras, esto es, a derechas o izquierdas respectivamente según el sentido de giro del campo, observándolo alejándose desde la antena, como se ve ha visto en las figuras 2.11 y 2.12 [19].

En el marco de las antenas, se define un coeficiente de desacoplo por polarización C_p . Este mide la cantidad de potencia que es capaz de recibir una antena polarizada de una forma con una longitud efectiva l_{ef} de un campo eléctrico incidente con una determinada polarización E_{in}

$$C_p = \frac{|\vec{E}_{in} \cdot \vec{l}_{ef}|^2}{|\vec{E}_{in}|^2 |\vec{l}_{ef}|^2} \quad (2.13)$$

De esta manera, obtenemos la fracción de potencia que finalmente la antena es capaz de recibir, multiplicando la potencia incidente en la antena por este coeficiente definido anteriormente, de la forma

$$P_{rec} = P_{in} C_p \quad (2.14)$$

Se llama diagrama copolar al diagrama de radiación con la polarización deseada y diagrama contrapolar al diagrama de radiación con la polarización contraria. En antenas profesionales de comunicaciones por satélite, es habitual que una misma antena trabaje con ambas polarizaciones ortogonales a la vez, de modo que se duplique el ancho de banda disponible para la señal de enlace. Para ello, se coloca junto al alimentador un transductor ortomodo, que dispone de un puerto de guíaondas circular conectado a la bocina y dos puertos de guíaondas rectangulares ortogonales, cada uno de los cuales trabaja en una polarización distinta. Si, en cada uno de estos puertos, se coloca un diplexor, que separe las bandas de frecuencia de emisión y recepción, se tratara de un alimentador de cuatro puertos con el que la misma antena será capaz de emitir y recibir en ambas polarizaciones simultáneamente. En otras ocasiones, estas antenas disponen de solo dos puertos, uno para emitir en una polarización y otro para recibir en la polarización opuesta [17].

Relación Delante/Atrás

Este parámetro se define como la relación existente entre la máxima potencia radiada en una dirección geométrica y la potencia radiada en la dirección opuesta a esta.

Cuando esta relación es reflejada en una gráfico con escala en dB, el ratio F/B (Front/Back) es la diferencia en dB entre el nivel de la máxima radiación y el nivel de radiación a 180°. Este parámetro es especialmente útil cuando la interferencia hacia atrás es crítica en la elección de la antena que vamos a utilizar.

Esta relación, además la podemos ver desde otro punto de vista, indicando lo buena que es la antena en el rechazo de las señales provenientes de la parte trasera. Rara vez es verdaderamente importante, ya que las interferencias por la parte trasera no ocurren habitualmente, pero puede suceder.

La relación F / B no es un número muy útil, ya que a menudo varía enormemente de un canal a otro. Por supuesto, si se tiene el patrón de radiación, entonces no se necesita la relación F/B.

Parámetros de Scattering S

Los circuitos de alta frecuencia se suelen caracterizar como una red con N puertas, como la representada en la figura 2.14, donde cada puerta puede ser un determinado tipo de línea de transmisión o una línea de transmisión equivalente de una guía de onda simple en la que se propaga un único modo (guía monomodo).

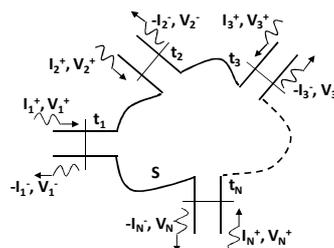


Figura 2.14- Red arbitraria de N puertas [20].

Vamos a centrarnos en el caso particular de redes dos puertas, como en el caso de la figura 2.15, donde se han representado las corrientes y tensiones totales

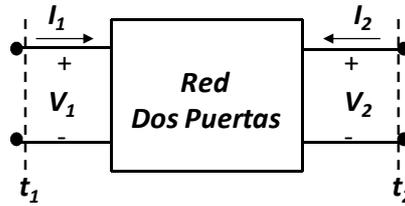


Figura 2.15- Red arbitraria de dos puertas [20].

Se pueden definir los parámetros de la red de dos puertas de la figura 2.15 como una combinación lineal arbitraria de las variables de acceso a las puertas. Podemos definirlo en función de la matriz impedancia $[Z]$ de la red de microondas, que relaciona las tensiones y corrientes tal que

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \quad (2.15)$$

$$V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \quad (2.16)$$

Se puede escribir de forma matricial como $[V] = [Z] \cdot [I]$. De forma análoga, podemos definir de forma alternativa una relación entre corrientes y tensiones con lo que definimos la matriz admitancia

$$[I] = [Y] \cdot [V] \quad (2.17)$$

siendo $[Y]$ la matriz de los parámetros de admitancia. Podemos definir la relación entre tensiones y corrientes con la matriz de los parámetros híbridos o parámetros H de forma matricial,

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

en función de la matriz de transmisión,

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

y por último, en función de la matriz G

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Por no profundizar en estos parámetros, pues no vamos a servirnos de ellos en el proyecto, solo diremos que se obtienen sus valores considerando circuitos abiertos o cortocircuitos en los puertos, dependiendo del caso.

Ocurre que, cuando se trabaja con altas frecuencias, los dispositivos que operan en las bandas de RF, microondas y ondas milimétricas, como es el caso de nuestro proyecto, se suelen caracterizar mediante la matriz de parámetros de dispersión o de Scattering. Una característica común a los circuitos de microondas es que la conexión de los mismos con el exterior se lleva a cabo mediante líneas de transmisión, que a estas frecuencias de trabajo presentan importantes efectos de retardo. En la práctica, la medida de tensiones y corrientes a frecuencias de microondas representa un serio problema ya que las medidas directas están relacionadas con la magnitud de la potencia y la fase de la onda que viaja en una dirección dada o de una onda estacionaria. Los parámetros S solventan este problema y en principio pueden ser utilizados para cualquier frecuencia ya que su cálculo no necesita colocar ningún circuito abierto ni cortocircuito en los

puertos sino solo resistencias controladas. Esto es determinante ya que en alta frecuencia no podemos asegurar circuitos abiertos o cortocircuitos en los extremos de una línea de transmisión debido a la existencia implícita de capacitancias e inductancias parásitas [17].

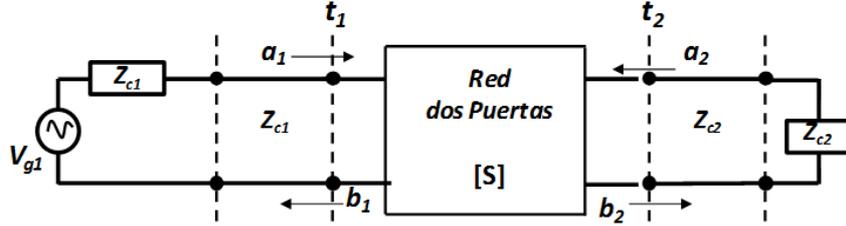


Figura 2.16- Parámetros de scattering para una red dos puertos [20].

La matriz de Scattering no es una simple combinación lineal directa entre las tensiones y corrientes sino que relaciona las llamadas ondas de potencia incidentes y reflejadas en los puertos de acceso. A su vez, estas ondas incidentes y reflejadas son combinaciones lineales de las tensiones y corrientes en los puertos de acceso. Finalmente, es necesario definir una impedancia de característica en cada puerto de acceso Z_{ci} .

En la figura 2.16 vemos que las ondas a_i son siempre incidentes o entrantes al circuito, mientras que las ondas b_i son ondas reflejadas o salientes del circuito. Teniendo en cuenta que la matriz de Scattering no relaciona las ondas de tensión incidente y reflejada, sino su versión normalizada incidente a_i y reflejada b_i

$$a_i = \frac{v_i^+}{\sqrt{z_{ci}}} \quad b_i = \frac{v_i^-}{\sqrt{z_{ci}}} \quad (2.21)$$

Expresiones en las que se ha supuesto que Z_{ci} es una magnitud real, que además, es el caso más habitual. Según las expresiones (2.21) y suponiendo régimen permanente bajo excitación sinusoidal, la potencia media entregada al circuito de microondas en la puerta de acceso i -ésima viene definida por

$$P_i = P_i^+ - P_i^- = \frac{|v_i^+|^2}{2z_{ci}} - \frac{|v_i^-|^2}{2z_{ci}} = \frac{1}{2} (|a_i|^2 - |b_i|^2) \quad (2.22)$$

donde P_i^+ es la potencia que incide en la puerta i de la red y P_i^- la reflejada también en la puerta i -ésima. Para una red dos puertos (figura 2.16), la matriz de parámetros de Scattering viene dada por

$$[b] = [S] \cdot [a] = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

Los parámetros de las matrices también pueden definirse con las ecuaciones

$$a_1 = \frac{V_1 + Z_{c1}I_1}{2\sqrt{2R_1}} \quad (2.24)$$

$$a_2 = \frac{V_2 + Z_{c2}I_2}{2\sqrt{2R_2}} \quad (2.25)$$

$$b_1 = \frac{V_1 - Z_{c1}I_1}{2\sqrt{2R_1}} \quad (2.26)$$

$$b_2 = \frac{V_2 - Z_{c2}I_2}{2\sqrt{2R_2}} \quad (2.27)$$

Definimos los parámetros de scattering que forman la matriz $[S]$ para una red de dos puertos como

1.) Coeficiente de Reflexión de Puerto de Entrada S_{11} Denominado coeficiente de reflexión a la entrada (2.28). Para obtener este parámetro de la matriz $[S]$ se debe cargar la puerta 2 con su impedancia

característica Z_{C2} , así como colocar un generador en la puerta 1 con impedancia de generador igual a la impedancia característica de la red de acceso en la puerta 1 Z_{C1} , como vemos en la figura 2.17

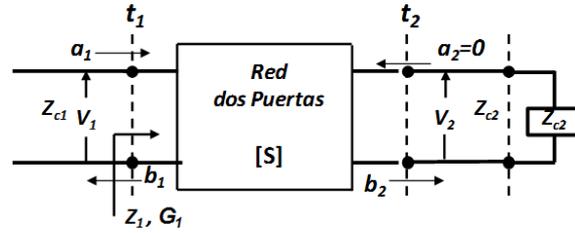


Figura 2.17- Condición de carga en la puerta 2 para obtener los parámetros S_{11} y S_{21} [20].

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{V_1 - Z_{C1}I_1}{V_1 + Z_{C1}I_1} = \frac{Z_1 - Z_{C1}}{Z_1 + Z_{C1}} = \Gamma_1 \quad (2.28)$$

Si elevamos al cuadrado el modulo de S_{11} en la expresión (2.28), y tenemos en cuenta (2.21), estamos midiendo la cantidad de potencia que es reflejada en comparación con la cantidad de potencia que se esta aplicando al puerto 1

$$|S_{11}|^2 = \frac{|b_1|^2}{|a_1|^2} = \frac{P_1^-}{P_1^+} = |\Gamma_1|^2 \quad (2.29)$$

donde P_1^+ y P_1^- representan, respectivamente, las potencias incidente y reflejada en la puerta 1 transportadas por las ondas V_1^+ y V_1^- . En consecuencia el modulo de S_{11} al cuadrado representa el coeficiente de reflexión expresado en términos de potencia cuando se dan las condiciones del circuito de la figura 2.17.

2.) Coeficiente de Transmisión Inversa S_{12} Denominado coeficiente de transmisión de la puerta 2 a la 1. Para obtener este parámetro de la matriz se deberá cargar la puerta 1 con su impedancia característica Z_{C1} como vemos en la figura 2.18

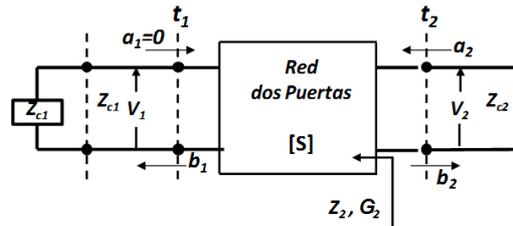


Figura 2.18- Condición de carga en la puerta 1 para obtener los parámetros S_{12} y S_{22} [20].

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} = \frac{V_1 - Z_{C1}I_1}{V_2 + Z_{C2}I_2} = \frac{Z_1 - Z_{C1}}{Z_2 + Z_{C2}} = T_{12} \quad (2.30)$$

donde Z_{C2} es la impedancia característica de la línea de acceso en el puerto 2. Su modulo al cuadrado mide la potencia recibida en el puerto 1 en comparación con la enviada por el puerto 2, es decir, la ganancia inversa en potencia

$$|S_{12}|^2 = \frac{|b_1|^2}{|a_2|^2} = \frac{P_1^-}{P_2^+} = |T_{12}|^2 \quad (2.31)$$

donde P_2^+ es la potencia incidente en la puerta 2, transportada por la onda V_2^- . P_1^- ya ha sido definida.

3.) Coeficiente de Transmisión Directa S_{21} Denominado coeficiente de transmisión de la puerta 1 a la 2, relaciona la onda de tensión que va hacia la carga en la puerta 2 con la onda incidente o disponible por el generador en la puerta 1.

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=0} = \frac{V_2 - Z_{C2}I_2}{V_1 + Z_{C1}I_1} = \frac{Z_2 - Z_{C2}}{Z_1 + Z_{C1}} = T_{21} \quad (2.32)$$

Si tomamos los módulos al cuadrado en la expresión (2.32) y hacemos uso de las definiciones de potencia (2.21), estamos midiendo la potencia recibida en el puerto 2 en comparación con la enviada por el 1. En otras palabras, estamos representando la ganancia en potencia entre la puerta 1 y la 2 de la red bajo las condiciones de generador y carga de la figura 2.17.

$$|S_{21}|^2 = \frac{|b_2|^2}{|a_1|^2} = \frac{P_2^-}{P_1^+} = |T_{21}|^2 \quad (2.33)$$

donde P_2^- representa la potencia disipada en la puerta 2 transportada por la onda V_2^- . P_1^+ ya ha sido definida.

4.) Coeficiente de Reflexión del Puerto de Salida S_{22} Denominado coeficiente de reflexión a la salida, debe cumplir las características del circuito de la figura 2.18

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1=0} = \frac{V_2 - Z_2^*I_2}{V_2 + Z_2I_2} = \frac{Z_{in2} - Z_2^*}{Z_{in2} + Z_2} = \Gamma_2 \quad (2.34)$$

Su modulo al cuadrado representa la potencia reflejada en el puerto 2 en comparación con la cantidad de potencia que se envía al circuito desde el puerto 2.

$$|S_{22}|^2 = \frac{|b_2|^2}{|a_2|^2} = \frac{P_2^-}{P_2^+} = |\Gamma_2|^2 \quad (2.35)$$

En cuanto a las antenas que vamos a utilizar a lo largo del proyecto, son circuitos de un solo puerto ya que en la salida (puerto 2) la potencia es radiada al espacio libre. En consecuencia, solo será de interés el parámetro S_{11} [20] [21]

2.4 TIPOS DE ANTENAS

Como ya se ha comentado, las antenas constituyen el medio más práctico, y en muchas ocasiones único, para poder transmitir información a largas distancias por lo que una antena es un dispositivo utilizado para radiar o recibir ondas electromagnéticas [16]. En la figura 2.19 se puede observar el circuito equivalente para una antena funcionando en transmisión.

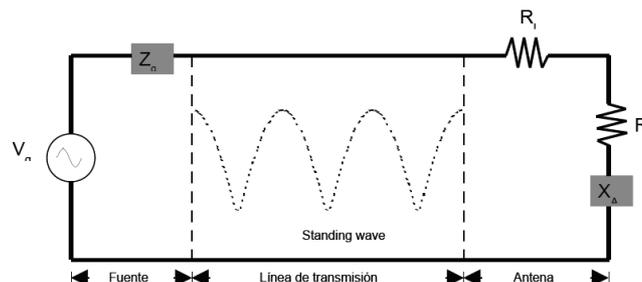


Figura 2.19- Circuito equivalente de una antena [17].

En la figura 2.19 la fuente es representada por un generador ideal, la línea esta representada por una impedancia característica Z_C , la antena esta representada por un impedancia Z_A compuesta de tres impedancias en serie: R_L , R_r y X_A . Cuando se le suministra potencia a una antena, parte de ella se irradia y otra parte se convierte en calor disipándose:

1.) **Impedancia de Carga R_L** Representa las perdidas por conductor y por dieléctrico.

2.) **Resistencia de Radiación R_r** Resistencia ficticia utilizada para justificar la potencia P que es radiada por la antena al espacio, relacionada con el cuadrado de la corriente i en su punto de alimentación (2.36)

$$R_r = \frac{P}{i^2} \quad (2.36)$$

Se podría obtener la eficiencia de una antena, dada que es la relación entre la potencia radiada y la disipada.

3.) **Reactancia X_A** Utilizada para representar la parte imaginaria de la radiación [17].

Existen diversos tipos de antenas con características específicas para las aplicaciones en las cuales se requieran.

2.4.1 Antenas de Hilo

Es el tipo más común de antenas e, históricamente, fueron las primeras antenas de banda ancha. Son antenas cuyos elementos radiantes son conductores de hilo que tienen una sección despreciable respecto a la longitud de onda de trabajo. Este tipo de antenas se utilizan extensamente en las bandas de frecuencia de Onda Media MF, HF, VHF y UHF, y se analizan a partir de las corrientes eléctricas de los conductores. Existen varios tipos de antenas de hilo, dependiendo de las diferentes formas que pueden adoptar, como los monopolos, los dipolos, la antena espira y la antena helicoidal.



Figura 2.20- Distintos ejemplos de antena tipo hilo [22].

2.4.2 Antenas Yagui-Ude

Este tipo de antenas se podrían considerar en la categoría de las antenas de hilo. Es una antena direccional inventada por el Dr. Hidetsugu Yagi y el Dr. Shintaro Uda, que produjo mediante una estructura simple de dipolo, combinado con elementos parásitos, conocidos como reflector y directores. Es una antena de muy alto rendimiento y muy utilizada.

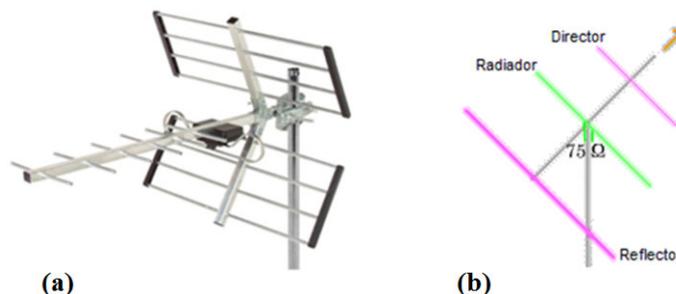


Figura 2.21- (a) Antena Yagi-Ude y (b) su esquema [22].

Estas antenas de dipolos paralelos, en las que solo se alimenta uno de ellos de forma directa, el excitador, los demás dispositivos son los denominados parásitos. La corriente que circula en el elemento alimentado radia un campo electromagnético, el cual induce corrientes en los demás elementos parásitos de la antena. Las corrientes inducidas en esos elementos radian también campos electromagnéticos comportándose el conjunto como un array de alta directividad. La fase de las corrientes que circulan por los elementos parásitos depende de la distancia entre los sucesivos elementos [11].

2.4.3 Antenas de Apertura

Aquellas que utilizan superficies o aperturas para direccionar el haz electromagnético de forma que concentran la emisión y recepción de su sistema radiante en una dirección, formando ángulos sólidos. Su estructura consta de una guía de onda con terminación en formas piramidales, cilíndricas, de cornete, etc.

Las antenas de apertura son muy prácticas en muchos sistemas de comunicaciones actuales, como pueden ser las aplicaciones espaciales, embarcadas en aviones, etc, ya que, por ejemplo, pueden ser empotradas en la superficie de la nave. Las más utilizadas en comunicaciones tanto civiles como militares son las de tipo piramidal y cónico representadas en la figura 2.22 [16]

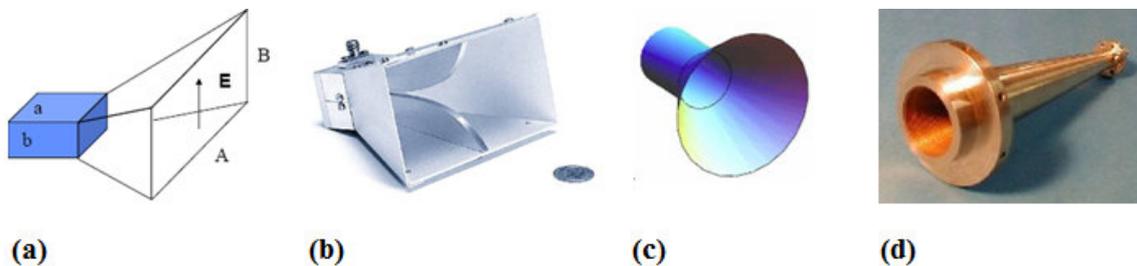


Figura 2.22-(a) Esquema y (b) fotografía de una bocina piramidal. (c) Esquema y (d) fotografía de una bocina cónica [13][23]

2.4.4 Antena de Ranura o Spot

Aunque este tipo de antenas se podían haber considerado dentro de las antenas de apertura, por su especial estructura y características, vamos a tratarlas en un apartado diferente. Una ranura es un corte, en un conductor metálico que actúa como plano de masa, en la que una de las dimensiones es pequeña en comparación con la longitud de onda. Pueden ser alimentadas mediante una línea de transmisión bifilar o coaxial, o bien mediante una cavidad resonante rellena de material dieléctrico. En la figura 2.23 se puede observar dos tipos de ranuras con dos procedimientos distintos de alimentación.

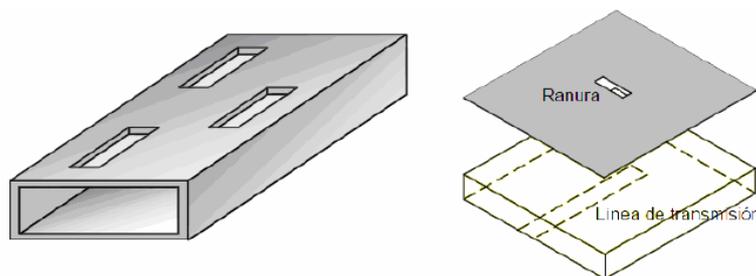


Figura 2.23- Ranuras con distintos procedimientos de alimentación [24].

Las ranuras pueden ser construidas sobre una de las caras de una guía de onda, y normalmente irrumpen el paso de las corrientes siendo el acoplamiento entre guía y ranura proporcional a este efecto. La cavidad también puede ser una distancia de aire entre la línea de transmisión y el plano metálico con la ranura. En este caso, para asegurar la adaptación, se añade una longitud de línea que supere el punto en que esta la ranura, llamado *stub*. Esta distancia es de $\lambda/4$.

Las ranuras concentran en su interior los campos eléctricos que las excitan. El campo eléctrico se orienta siguiendo la dirección del lado más estrecho (figura 2.24).

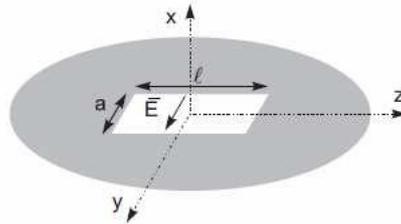


Figura 2.24- Campo eléctrico en la ranura [11].

Las corrientes circulan en torno a la ranura, produciendo una radiación en la dirección del vector del plano que contiene a la ranura en ambos sentidos.

En un caso ideal, la ranura concentra los campos sólo en la dirección ya comentada, esto implica que esta estructura, por su propia naturaleza, da lugar a una señal con polarización lineal. No obstante, la ranura tiene una cierta anchura en la que, aunque es pequeña, pueden estimularse campos a altas frecuencias, con longitudes de onda que sean múltiplos de esta distancia. En una implementación real, una ranura no corta las frecuencias a las que puede funcionar, y se pueden estimular modos transversales a baja frecuencia. Por este motivo, en una ranura es importante evaluar el nivel de polarización cruzada [24].

2.4.5 Antena Microstrip

Las antenas tipo parche, también son conocidas como antenas microstrip ya que se basan en dicha tecnología. Desde su aparición en la década de los 50 han tenido un gran desarrollo principalmente debido a sus tamaños reducidos: conforme las frecuencias de operación han ido incrementándose, los tamaños para estas antenas han ido disminuyendo considerablemente. Su uso tiene un gran auge para aplicaciones en las que el tamaño reducido es importante, como por ejemplo puede ser el caso de la aeronáutica, la aviación, los satélites, aplicaciones en misiles, dispositivos móviles, comunicaciones inalámbricas en general, y para frecuencias elevadas principalmente en los rangos de microondas y ondas milimétricas. Este tipo de antenas constan de un parche conductor sobre un sustrato dieléctrico con un plano de masa en su cara posterior desde donde se excita el parche, bien con una línea coaxial o con una línea microstrip [17].

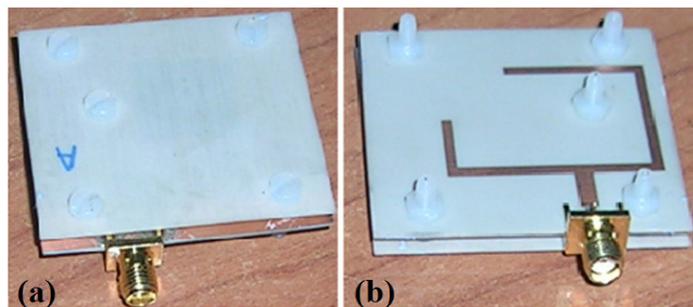


Figura 2.25 – Antena Microstrip. (a) Vista superior y (b) vista inferior.

En la figura 2.25 se puede observar una antena microstrip característica. En la vista superior (figura 2.25a) se observa el sustrato dieléctrico que soporta el parche que está situado en su cara inferior y en la vista inferior (figura 2.25b) se encuentra la línea microstrip de excitación cuya cara opuesta contiene el plano de masa con sus ranuras excitadoras correspondientes. Las antenas de microstrip se describirán con más detalle en el Capítulo 3.

Capítulo 3

Sensores Basados

en

Antenas Parche Microstrip

3.1 INTRODUCCIÓN

La primera parte del presente trabajo se ha centrado en un proyecto del Departamento de Ingeniería de Comunicaciones en colaboración con el Servicio de Urología del Hospital Marqués de Valdecilla, que tenía como finalidad la detección de tumores con microondas.

Es interesante describir algunas propiedades esenciales de los medios dieléctricos, ya que van a estar presentes a lo largo de todo el trabajo. Se denomina dieléctrico al material mal conductor de la electricidad, por lo que puede ser utilizado como aislante eléctrico, y además, si es sometido a un campo electromagnético externo, puede establecerse en él un campo interno, a diferencia de lo que ocurre en los materiales aislante. Esto indica que todos los materiales dieléctricos son aislantes pero no todos los aislantes son dieléctricos. Ejemplos de este tipo de materiales son el vidrio, el papel, el aire, el teflón, o el agua, descritos por su constante dieléctrica y su permeabilidad magnética [22].

A frecuencias de microondas, la interacción de los tejidos biológicos con los campos electromagnéticos, como cualquier dieléctrico, se define mediante la permitividad eléctrica ϵ . La permitividad eléctrica de un material es una constante física que describe cómo afecta un campo eléctrico al material y como dicho campo es afectado por el medio en el que se propaga, las unidades de la permitividad vienen dadas en F/m. Ésta viene determinada por la tendencia de un material a polarizarse ante la aplicación de un campo eléctrico y, de esta forma, anular parcialmente el campo interno del material. Normalmente la permitividad se da en relación a la del vacío $\epsilon_0=8.854 \cdot 10^{-12}$ F/m, denominándose permitividad relativa ϵ_r , y es adimensional.

$$k=\epsilon/\epsilon_0=\epsilon_r \quad (3.1)$$

La permitividad relativa tiene, en general, parte real y parte imaginaria.

$$\epsilon_r=\epsilon' -j\epsilon'' \quad (3.2)$$

La parte real de la permitividad compleja ϵ' está relacionada con la tendencia del material a polarizarse, mientras que la parte imaginaria ϵ'' se origina por las pérdidas de conducción, o pérdidas ocasionadas por efecto Joule [25]. Esto quiere decir que si ϵ'' es distinta de cero, la respuesta del medio se está frenando de alguna manera, y por lo tanto representara la existencia de una pérdida de energía. Estas dos magnitudes contienen información física del dieléctrico, pudiendo definirse también la tangente de pérdidas como

$$\text{tg}\delta=\epsilon''/\epsilon' \quad (3.3)$$

que es una magnitud adimensional la cual refleja las pérdidas de energía de un dieléctrico. La constante dieléctrica del medio va a depender fuertemente de la frecuencia del campo aplicado [26], tal y como vemos en el siguiente gráfico que representa la constante dieléctrica de la piel humana en un rango de frecuencias determinado (figura 3.1).

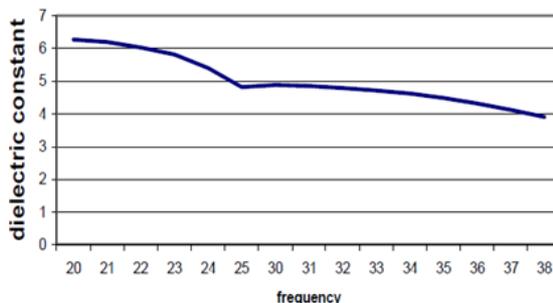


Figura 3.1- Valor medio de la constante dieléctrica de la piel humana en vivo para 42 voluntarios, en función de la frecuencia [27].

Las simulaciones, en este capítulo, se han desarrollado en dos bandas de frecuencias, 16 y 26 GHz, con lo que necesitamos conocer la constante dieléctrica y la tangente de pérdidas de ciertos tejidos biológicos a esas frecuencias. En el Institute for Applied Physics en Florencia se ha desarrollado un experimento para

hallar las propiedades dieléctricas de diferentes tejidos del cuerpo a distintos rangos de frecuencias. Algunos de estos resultados se pueden observar en las tablas 3.1 y 3.2.

- **Frecuencia:** 16 GHz

Tejido	Riñón	Hígado	Sangre
Constante dieléctrica	32.411	25.719	35.878
Tangente pérdidas	0.68719	0.69919	0.70938

Tabla 3.1- Propiedades eléctricas para distintos tejidos biológicos a una frecuencia de 16 GHz [28].

- **Frecuencia:** 26 GHz

Tejido	Riñón	Hígado	Sangre
Constante dieléctrica	23.369	18.372	25.407
Tangente pérdidas	0.91282	0.91694	0.95405

Tabla 3.2- Propiedades eléctricas para distintos tejidos biológicos a una frecuencia de 26 GHz [28].

Hemos visto en la Figura 3.1 que el valor de la constante dieléctrica disminuía a medida que aumentaba la frecuencia, lo que coincide con los resultados de las tablas 3.1 y 3.2.

La finalidad de esta primera parte del proyecto consiste en la detección de tumores con microondas, siendo nuestro objetivo el diseñar un sistema experimental capaz de distinguir muestras sanas de aquellas que presentan tumoraciones. En este caso nos hemos centrado en el diseño de una antena microstrip alimentada por ranura. Aunque en el Capítulo 2 se ha hecho una pequeña introducción a este tipo de antenas, no se ha ahondado con suficiente profundidad en ellas.

La antena microstrip es una extensión de la línea de transmisión microstrip. Sus dimensiones se eligen de forma que el parche disipe la potencia en forma de radiación.

Algunas ventajas que pueden ofrecer son su tendencia a la miniaturización al lograr dispositivos cada vez más pequeños y con componentes livianos [28]; son fáciles de integrar tanto a superficies planas como no planas; tienen fácil producción en masa, lo que supone que los costos pueden ser muy reducidos; fáciles de adaptar con circuitos integrados de microondas; son versátiles en términos de impedancia, patrón, polarización y frecuencia de resonancia. Pero también presentan desventajas, como la baja potencia de radiación debido a que por su estructura no se pueden soportar altas potencias en sus componentes; baja eficiencia; ancho de banda angosto; presentan pérdidas que en ciertas ocasiones hay que tener en cuenta; y son fácilmente afectadas por el factor térmico, sobre todo si se trabaja sobre sustratos flexibles. Estas limitaciones pueden ser evitadas mediante diversas técnicas. Por ejemplo, el ancho de banda puede aumentar más de un 60% usando técnicas especiales, o la ganancia y el manejo de la potencia pueden aumentar mediante el empleo de arrays [17].

La estructura de las antenas tipo parche consiste en una tira conductora de largo L , ancho W y grosor t . Esta tira se encuentra situada en la parte superior de un sustrato dieléctrico sin pérdidas y sus dimensiones son comparables a la longitud de onda. El grosor h del sustrato oscila entre los valores $0.0003\lambda \leq h \leq 0.05\lambda$, esto es, eléctricamente delgado para evitar fugas y ondas superficiales. En la parte inferior de dicho sustrato se tiene un plano de masa referencia a tierra [17] [28] [29]. En la figura 3.2 se muestra la estructura de una antena microstrip

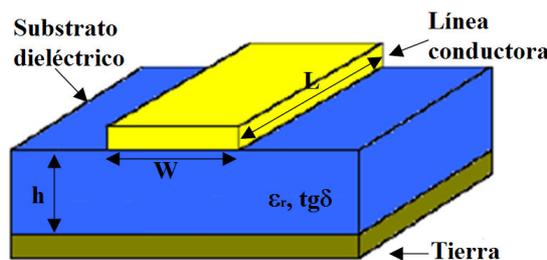


Figura 3.2- Estructura de una antena de microstrip [17].

Los rangos de las medidas y características de los parámetros mencionados son los siguientes

- El valor de t tiene que ser muy delgado $t \ll \lambda_0$, donde λ_0 es la longitud de onda de la señal en el espacio libre.
- El valor de L puede variar dependiendo de la forma utilizada. Para un parche de tipo rectangular, se tienen el rango $\lambda_0/3 < L < \lambda_0/2$.
- La permitividad eléctrica del sustrato dieléctrico, por lo general, se encuentra dentro del rango $1 \leq \epsilon_r \leq 10$. Debe buscarse la menor permitividad posible para lograr una mejor eficiencia en la antena, que en el mejor de los casos estaremos hablando de aire como dieléctrico, con $\epsilon_r = 1$.

Dependiendo del requerimiento específico para el cual se construya la antena microstrip, esto es, del efecto que se busca, el parche puede adoptar distintas formas, pudiendo ser cuadrado, rectangular, de tira estrecha (dipolo), circular o elíptico, entre otros [17] [28] [29], tal y como vemos en la figura 3.3

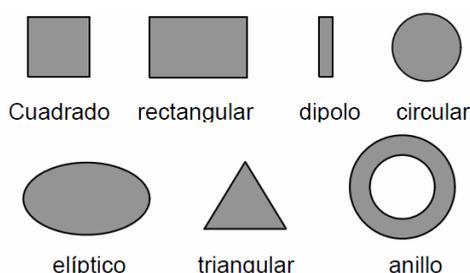


Figura 3.3- Formas de parche más habituales [30].

La configuración de la figura 3.3 se refieren a antenas de un sólo elemento, sin embargo, si la aplicación lo requiere y para obtener mejoras en las deficiencias intrínsecas de las antenas tipo parche se pueden utilizar alineamientos o arrays de antenas simples con el fin de lograr las características deseadas.

Un aspecto muy importante cuando se diseña una antena consiste en el esquema de alimentación que esta va a tener, puesto que sin una estructura eficiente de alimentación, las antenas microstrip no funcionarían correctamente, sin importar la precisión llevada a cabo para diseñar el elemento radiante.

Existen diferentes métodos de alimentación para una antena microstrip de forma que radie eficientemente en las frecuencias deseadas mediante un proceso de acoplamiento de impedancias. La selección de la técnica de alimentación más adecuada viene determinada por varios factores, pero el más importante a tener en cuenta es la eficiencia en la transferencia de potencia entre la estructura radiante y la estructura de alimentación, existiendo una correspondencia de impedancias entre las dos. A pesar de existir muchos métodos para alimentar una antena, estos se pueden agrupar principalmente en cuatro categorías (figura 3.4): alimentación directa, alimentación por proximidad, alimentación por ranura y alimentación con conector coaxial [28] [29].

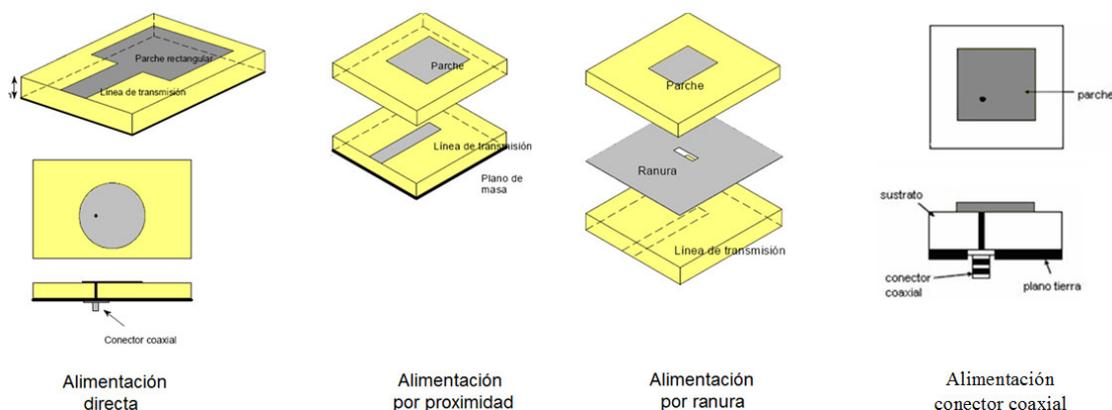


Figura 3.4- Modos de alimentación [30].

La antena microstrip que se ha diseñado en este proyecto está alimentada por el método de ranura, así que nos centraremos en él únicamente. Los modelos alimentados por línea microstrip y por coaxial tienen el

inconveniente de que poseen asimetrías inherentes que pueden provocar modos de propagación superiores al deseado, lo cual ocasiona radiación de polarización cruzada. Para solventar estos problemas, se utilizan técnicas de acoplo por apertura sin contacto. Una ventaja del acoplo por apertura, método que vamos a utilizar, es que es fácil de modelar y tiene una radiación trasera moderada. A pesar de cierta dificultad de construcción, sobre todo por el alineamiento, esta antena posee ciertas ventajas sobre las otras que hemos visto. La más importante es la independencia de la estructura radiante respecto a la alimentación, lo que nos permite la integración de circuitos electrónicos en tecnología microstrip, además tiene un mayor ancho de banda que la antena alimentada por acoplamiento de proximidad. Debido a estas propiedades, ésta es la estructura que se ha utilizado en este capítulo del proyecto.

La antena con alimentación por ranura tienen la estructura de la figura 3.5, que de arriba abajo está compuesta por un parche resonante sobre un sustrato dieléctrico (ϵ_{r1}), que en muchos casos es aire. Inmediatamente después tenemos un plano de masa común con apertura o slot resonante, que lo va a separar de otro sustrato dieléctrico. La línea de alimentación microstrip se sitúa en la parte inferior del sustrato dieléctrico inferior (ϵ_{r2}), en la cara opuesta al elemento radiante, produciéndose el acoplamiento electromagnético hacia el parche a través de la abertura del plano de masa común [28] [29]. Los parámetros eléctricos del sustrato, la anchura de la línea de alimentación, el tamaño, forma y posición del slot pueden ser ajustados para optimizar el diseño. Típicamente, la adaptación se realiza con la longitud de la línea de alimentación terminada en circuito abierto, controlando la anchura de la línea de alimentación, que nos permite variar la impedancia característica, y la longitud del slot.

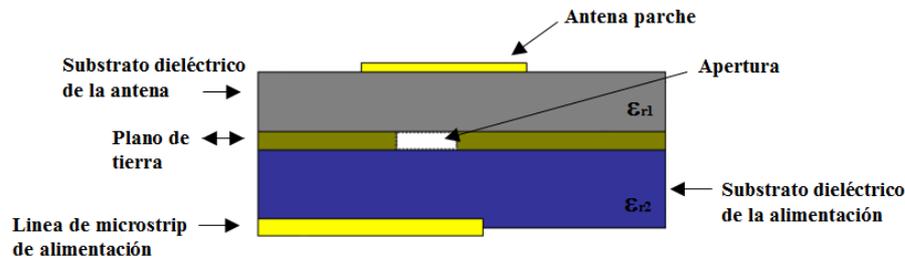


Figura 3.5– Antena parche alimentada por ranura [21].

Una forma de evitar la radiación trasera, debida fundamentalmente al slot y a la línea de alimentación, es añadir un plano de masa bajo la línea de alimentación, el cual refleje la energía de la radiación trasera de nuevo hacia las ranuras, re-radiándose hacia los parches, aunque también incide sobre la red de alimentación. El efecto de este plano metálico hace que, tanto su propia existencia como su posición respecto al plano que contienen la red de alimentación tengan un impacto directo sobre la adaptación del sistema. Existirán máximos de adaptación cuando la distancia entre el plano metálico y la red sea un producto entero de la cuarta parte de la longitud de onda.

3.2 DISEÑO DE UNA ANTENA PARCHES EXCITADA POR RANURA

Nos centramos por tanto en obtener una estructura radiante basada en una antena parche excitada por ranura, ayudándonos del simulador electromagnético 2D1/2 Ensemble.

Como hemos visto, la antena parche excitada por ranura responde al esquema de la figura 3.5. En nuestro caso, para soportar el parche, se ha utilizado un sustrato de baja constante dieléctrica para evitar su influencia sobre la radiación del parche ya que dicho sustrato quedaría en la parte superior del parche. Es necesario utilizar este sustrato como sujeción ya que el dieléctrico ϵ_{r1} , que actúa como sustrato radiante, es aire. El sustrato dieléctrico ϵ_{r2} se sitúa entre el plano de masa que contiene la ranura y la línea microstrip de alimentación. El sustrato que vamos a utilizar en nuestros diseños es CuClad, tanto en el dieléctrico superior que sostiene a los parches como el que forma parte de la línea microstrip de alimentación, cuyas características eléctricas son: constante dieléctrica relativa $\epsilon_r=2.17$ y tangente de pérdidas $\text{tg}\delta=0.0018$. En nuestro sistema de medida, las muestras se situarán sobre el sustrato que sostiene al parche, esto va a cambiar las características eléctricas y por tanto las condiciones de radiación de la antena y, consecuentemente, la potencia emitida o recibida por la misma, efecto que habrá que tener en cuenta.

Inicialmente se ha trabajado en dos bandas distintas de frecuencia, a 16 GHz y a 26 GHz. El motivo de diseñar a priori la antena en dos bandas tan distintas ha sido: en primer lugar porque son dos bandas libres y a nivel de laboratorio es difícil que otras señales nos provoquen interferencias, además se quería comprobar cuál de las dos bandas de frecuencias era más útil para nuestros propósitos, ya que a 16 GHz tenemos un mayor poder de penetración en la muestra y por lo tanto la señal recibida por la antena será mayor (esto se traduce en una mayor sensibilidad), sin embargo a 26 GHz podríamos tener más precisión si las muestras disponibles son pequeñas.

3.2.1 Diseño de Antena Parche Excitada por Ranura a una Frecuencia de 16 GHz

Hacemos un primer diseño, para una antena parche excitada por ranura, con la frecuencia centrada a 16 GHz, cuyas dimensiones son las de la figura 3.6

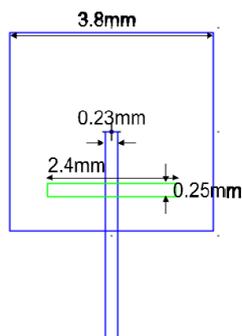


Figura 3.6- Dimensiones de la antena parche excitada por ranura centrada a una frecuencia de 16 GHz.

Después de muchas pruebas con distintos espesores de las distintas capas, llegamos al diseño mas apropiado, cuyo archivo en el simulador Ensemble presenta una distribución de capas (figura 3.7)

Layer	Type	Included	Elevation (mm)	Thickness (mm)	Material
t2	Trace	Yes	0.381	0	copper
d3	Dielectric	Yes	0.254	0.127	cuclad
g1	Inf. Ground	Yes	0.254	0	perf_conductor
d1	Dielectric	Yes	0	0.254	cuclad
t1	Trace	Yes	0	0	copper

Figura 3.7- Fichero Ensemble de la antena parche centrada a 16 GHz.

Nos indica que nos encontramos con dos capas, nombradas d1 y d3, de dieléctrico CuClad con distinto espesor, las cuales se encuentran separadas por un plano de masa g1 formado por un conductor perfecto donde se ha incluido la ranura. La capa t1 representa la línea microstrip y la t2 el parche metálico. La adaptación y la ganancia para el diseño de esta antena se puede observar en la figura 3.8.

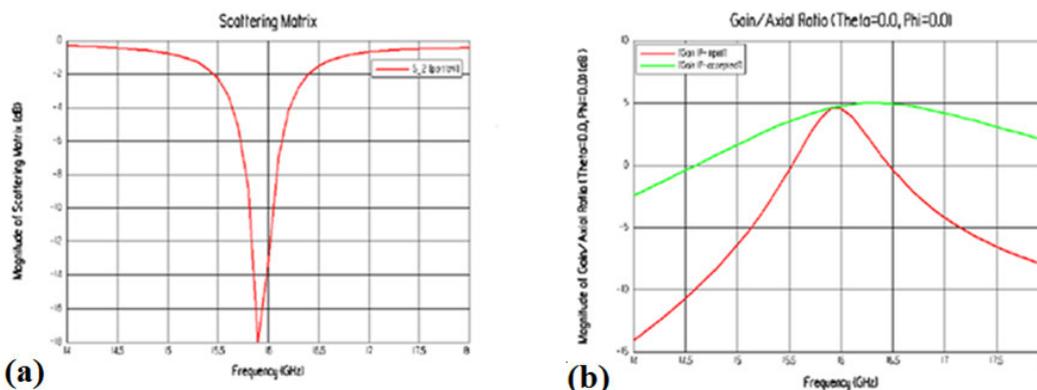


Figura 3.8- (a) Adaptación y (b) ganancia para una antena microstrip alimentada por ranura a 16 GHz.

La antena parche excitada por ranura está adaptada aproximadamente a -18 dB a la frecuencia central, lo que es un buen resultado, y presenta una ganancia de 5 dBi. Además, ambas características están

prácticamente centradas a 16 GHz. Estos resultados proporcionados por la simulación electromagnética nos resultan similares a los típicos de este tipo de estructuras. Cabe destacar un factor de calidad grande (ancho de banda pequeño) debido a que el dieléctrico radiante es CuClad en vez de aire. Un ancho pequeño no supone ningún problema ya que se va a trabajar en banda estrecha o a frecuencia fija.

3.2.2 Diseño de Antena Parche Excitada por Ranura a una Frecuencia de 26 GHz

Hacemos lo mismo para la banda de frecuencia centrada a 26 GHz. Ahora, como la frecuencia ha aumentado, es de esperar que el diseño de la antena (figura 3.9) suponga dimensiones menores ya que quedan relacionadas con la longitud de onda, variable que disminuye a medida que aumenta ésta.

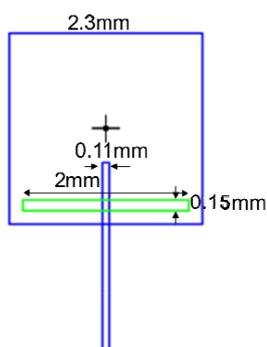


Figura 3.9- Dimensiones de la antena parche excitada por ranura centrada a una frecuencia de 26 GHz.

De nuevo hemos jugado con los diferentes espesores de los dieléctricos (figura 3.10) hasta llegar a la que configuración que nos da unos resultados óptimos

Layer	Type	Included	Elevation (mm)	Thickness (mm)	Material
t2	Trace	Yes	0.254	0	copper
d3	Dielectric	Yes	0.127	0.127	cuclad
g1	Inf. Ground	Yes	0.127	0	perf_conductor
d1	Dielectric	Yes	0	0.127	cuclad
t1	Trace	Yes	0	0	copper

Figura 3.10- Fichero Ensemble de la antena parche centrada a 26 GHz.

La distribución de las capas es ligeramente diferente que en caso anterior, ya que ahora los dos dieléctricos de CuClad utilizados son de igual espesor, concretamente de 0.127 mm.

La dimensión del parche es ahora de 2.3 mm lo que supone todavía una baja precisión a pesar de que es menor que el diseñado para 16 GHz, con lo que distinguir contornos en el caso de muestras con tejidos dañados, todavía es poco probable. Sin embargo tanto en un caso como en otro sería utilizables en caso de muestras grandes de tejidos uniformes.

La adaptación y la ganancia que hemos obtenido de la simulación electromagnética son las de la figura 3.11

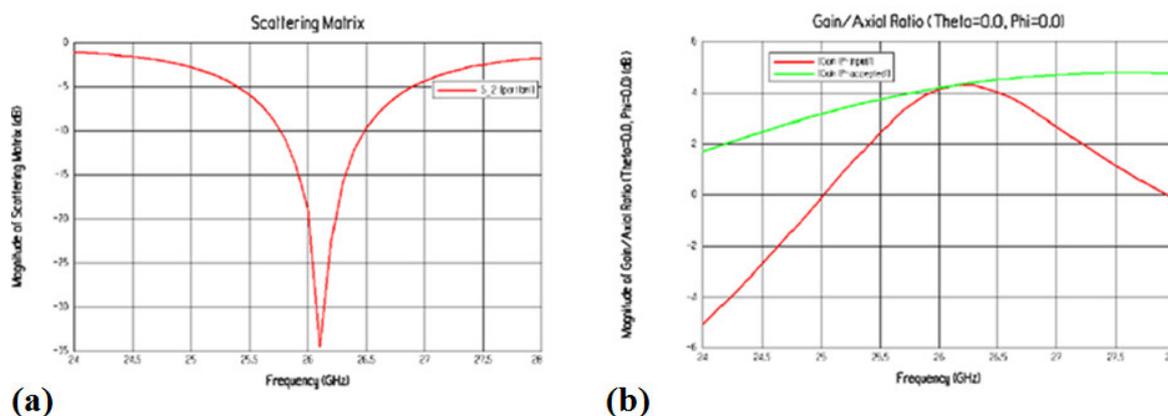


Figura 3.11- (a) Adaptación y (b) ganancia para una antena microstrip alimentada por ranura a 26 GHz.

Tenemos una adaptación de aproximadamente -35 dB y una ganancia de 4.5 dBi, prácticamente centradas en 26 GHz, lo que supone resultados acordes con este tipo de estructuras. También en este caso su ancho de banda es pequeño debido a que el dieléctrico radiante es CuClad en vez de aire manteniendo un comportamiento similar al caso anterior.

3.3 DISEÑO DE APLICADORES CON PORTADORES DE TEFLÓN Y MUESTRAS ORGANICAS

Una vez diseñada la antena parche con las características que nos interesaban y centradas en las frecuencias elegidas, introducimos un dieléctrico soporte de teflón en la parte superior de 2 mm de espesor para contener la muestra orgánica. La vista lateral del sistema aplicador resultante es el de la figura 3.12

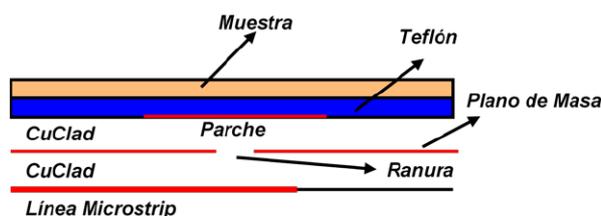


Figura 3.12– Vista lateral del aplicador diseñado.

Con el fin de simplificar los cálculos de la simulación y conseguir unos resultados aceptables con mayor rapidez, se ha procedido por partes. Esto quiere decir, que antes de incorporar la muestra orgánica y tener el diseño final, hemos añadido únicamente el portador de teflón a la antena parche previamente diseñada y adaptada a 16 GHz, y hemos vuelto a centrar la adaptación y la ganancia para esta modificación. Es evidente que al añadir un componente más al diseño y con características electromagnéticas tan distintas, la ganancia y la adaptación de las antenas parche del apartado 3.2 se van a ver modificadas.

La distribución de las capas ahora, será igual que en figura 3.7 pero añadiendo en la parte superior los 2 cm de teflón de constante dieléctrica $\epsilon_r=2.1$ y tangente de pérdidas $\text{tg}\delta$ del orden de 10^{-4} (figura 3.13) [22].

Layer	Type	Included	Elevation (mm)	Thickness (mm)	Material
d2	Dielectric	Yes	0.508	2	Teflon
t2	Trace	Yes	0.508	0	copper
d3	Dielectric	Yes	0.254	0.254	cuclad
g1	Inf. Ground	Yes	0.254	0	perf_conductor
d1	Dielectric	Yes	0	0.254	cuclad
t1	Trace	Yes	0	0	copper

Figura 3.13– Fichero Ensemble para una antena parche con portador de Teflón a 16GHz.

Se ha supuesto dos dieléctricos de CuClad de igual espesor separados por un plano de masa formado por un conductor perfecto donde se ha incluido la ranura. La capa t1 representa la línea microstrip y la t2 el parche metálico.

Se ha utilizado este espesor porque, si fuera más ancho se verían modificadas significativamente la adaptación y la ganancia de las antenas, y por tanto, nos sería más complicado volverlas a centrar en la frecuencia correspondiente y obtener unas características de adaptación y ganancia similares a los casos estudiados anteriormente. Pero tampoco puede ser menor el espesor porque el teflón es un material muy flexible y por tanto no realizaría bien su función de soportar las muestras. La virtud principal de este material es que es prácticamente inerte, no reacciona con otras sustancias químicas excepto en situaciones muy especiales. Esto se debe básicamente a la protección de los átomos de flúor sobre la cadena carbonada. Esta carencia de reactividad hace que su toxicidad sea prácticamente nula; además, tiene un muy bajo coeficiente de rozamiento. Otra cualidad característica es su impermeabilidad, manteniendo además sus cualidades en ambientes húmedos [31].

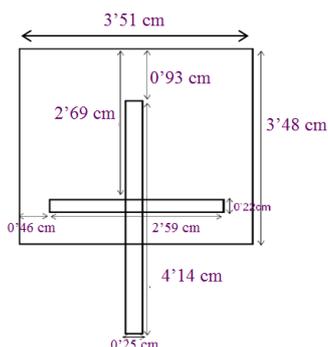


Figura 3.14- Antena con lamina de teflón centrada a 16 GHz.

Si comparamos las dimensiones de la figura 3.14 con las de la figura 3.6, vemos que las dimensiones de los componentes de la antena parche son ligeramente diferentes para conseguir tener una buena adaptación y ganancia a esa frecuencia. Con el simulador electromagnético Ensemble, observamos que para este diseño obtenemos una buena adaptación así como una ganancia de, aproximadamente 4 dBi, centradas ambas a 16 GHz.

Este primer diseño nos permite observar que, el parche necesario en esta banda de frecuencia es de 3.51 mm de lado por lo que no se podrían medir muestras con contornos menores que estas dimensiones, por este procedimiento. En la figura 3.15 podemos observar los resultados de adaptación y ganancia obtenidos para esta estructura. Se puede apreciar que el comportamiento de estas magnitudes no difiere apreciablemente de los obtenidos con las del apartado 3.2.

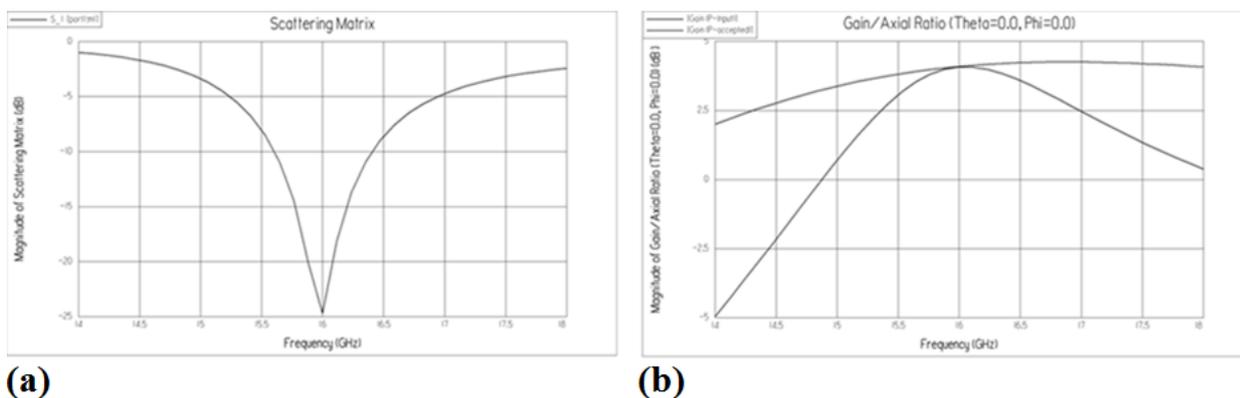


Figura 3.15- (a) Adaptación y (b) ganancia para una antena microstrip con portador de teflón a 16 GHz.

Se puede destacar en este caso que el ancho de banda de adaptación de -10 dB es algo mayor (800 MHz) que el conseguido para la estructura de la figura 3.6 y sin embargo la ganancia es algo menor (dBi a 16GHz). Esto es lógico ya que el teflón es un material con una determinada tangente de pérdidas y un espesor mucho mayor que el del sustrato radiante que en este caso es CuClad, esto hace que disminuya el factor de calidad del parche resonante.

A partir de estos resultados, vamos a trabajar exclusivamente con el sensor diseñado a 16 GHz ya que en cualquiera de las dos bandas de frecuencias tendremos que trabajar con muestras completas tal y como se puede observar en el esquema de la figura 3.12 y como ya se ha comentado a 16 GHz se tiene más poder de penetración (menos atenuación) de la señal de radiofrecuencia. Por lo tanto, al modelo ya adaptado que acabamos de obtener (figura 3.14), se le añadió la muestra biológica como una lamina en la parte superior tal y como se aprecia en la a figura 3.12. La muestra orgánica simulada en Ensemble ha sido tejido sano de riñón, para definirla en Ensemble, introducimos tanto la constante dieléctrica relativa a esta frecuencia, $\epsilon_r=32.411$, como la tangente de pérdidas, $\text{tg}\delta=0.68719$. Con esta muestra se hizo un primer estudio variando el espesor, para posteriormente variar las propiedades del dieléctrico.

3.3.1 Variación del Espesor de Muestra de Tejido

Estudiamos la sensibilidad de la respuesta de la adaptación y ganancia para una antena parche excitada por ranura a una frecuencia de 16 GHz, en función del espesor de la muestra de tejido orgánico, de propiedades electromagnéticas $\epsilon_r=32.411$ y $\text{tg}\delta=0.68719$.

A.) Espesor de la muestra de tejido: 0.5 mm

Empezamos con un espesor de la muestra de 0.5 mm (figura 3.16). Este valor es realmente pequeño y en la práctica es complicado de obtener, pero los resultados pueden ser interesantes a la hora de compararlos con los de otros espesores.

d4	Dielectric	Yes	2.508	0.5	muestra
d2	Dielectric	Yes	0.508	2	Teflon
t2	Trace	Yes	0.508	0	copper
d3	Dielectric	Yes	0.254	0.254	cuclad
g1	Inf. Ground	Yes	0.254	0	perf_conductor
d1	Dielectric	Yes	0	0.254	cuclad
t1	Trace	Yes	0	0	copper

Figura 3.16– Fichero Ensemble para muestra de tejido de 0.50 mm de espesor

Los resultados de las simulaciones para la adaptación y la ganancia son las de la figura 3.17

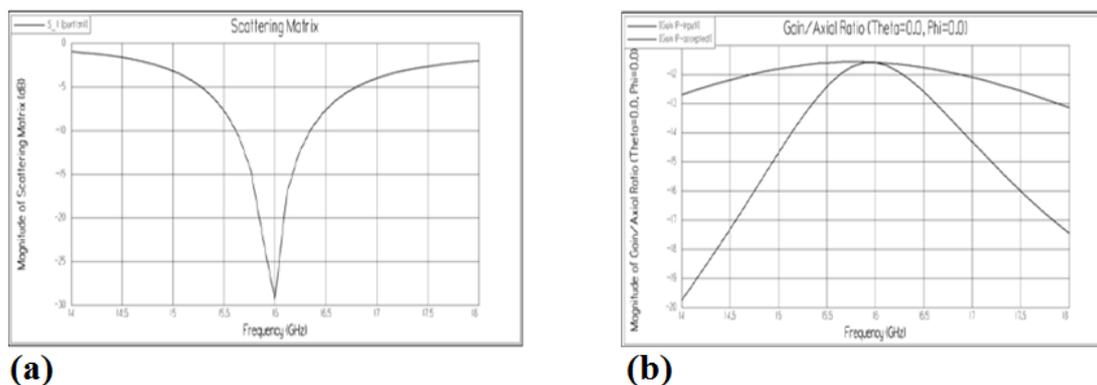


Figura 3.17- (a) Adaptación y (b) ganancia para una antena parche excitada por ranura con un portador de teflón y una muestra orgánica de 0.50 mm de espesor para una frecuencia de 16 GHz.

B.) Espesor de la muestra de tejido: 0.82 mm

Se ha hecho la simulación a este espesor tan particular (figura 3.18) porque en el laboratorio, a la hora de medir, nos vamos a encontrar que para fijar la estructura, las arandelas de menor tamaño que disponemos son de 0.82 mm de espesor, de ahí que realmente no vaya a ser posible trabajar con muestras menores utilizando este diseño al ser imposible fijarlas en la estructura.

d4	Dielectric	Yes	2.508	0.82	muestra
d2	Dielectric	Yes	0.508	2	Teflon
t2	Trace	Yes	0.508	0	copper
d3	Dielectric	Yes	0.254	0.254	cuclad
g1	Inf. Ground	Yes	0.254	0	perf_conductor
d1	Dielectric	Yes	0	0.254	cuclad
t1	Trace	Yes	0	0	copper

Figura 3.18– Fichero Ensemble para muestra de tejido de 0.82 mm de espesor.

Los resultados para la adaptación y la ganancia son respectivamente (figura 3.19)

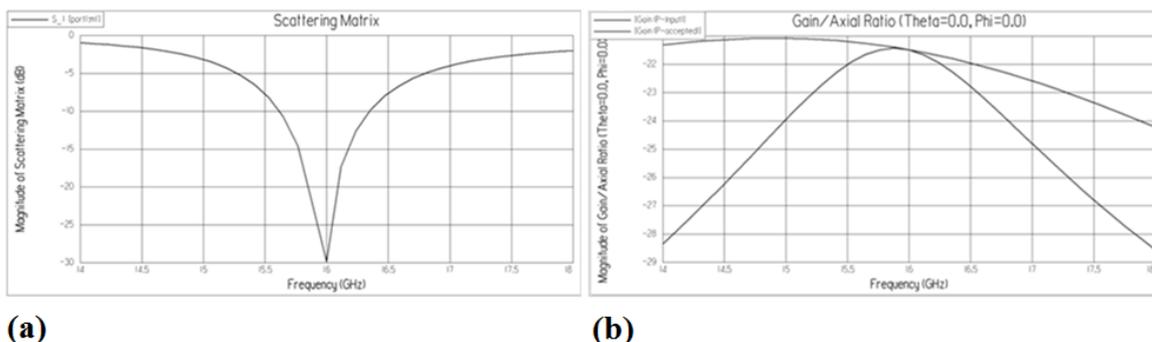


Figura 3.19- (a) Adaptación y (b) ganancia para una antena parche excitada por ranura con un portador de teflón y una muestra orgánica de 0.82 mm de espesor para una frecuencia de 16 GHz.

C.) Espesor de la muestra de tejido: 1.0 mm

Hacemos lo mismo que en los dos casos anteriores pero con un espesor de un milímetro en la muestra (figura 3.20).

d4	Dielectric	Yes	2.508	1	muestra
d2	Dielectric	Yes	0.508	2	Teflon
t2	Trace	Yes	0.508	0	copper
d3	Dielectric	Yes	0.254	0.254	cuclad
g1	Inf. Ground	Yes	0.254	0	perf_conductor
d1	Dielectric	Yes	0	0.254	cuclad
t1	Trace	Yes	0	0	copper

Figura 3.20– Fichero Ensemble para muestra de tejido de 1.00 mm de espesor.

Los resultados para la adaptación y la ganancia para una antena parche excitada por ranura con una muestra de espesor de 1 mm son respectivamente (figura 3.21)

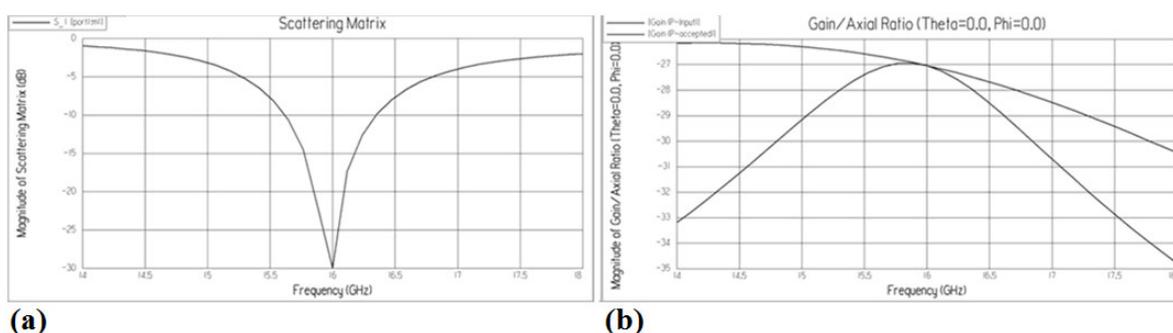


Figura 3.21- (a) Adaptación y (b) ganancia para una antena parche excitada por ranura con un portador de teflón y una muestra orgánica de 1.00 mm de espesor para una frecuencia de 16 GHz.

D.) Análisis de Resultados

Antes de nada, observamos que al añadir la muestra de tejido orgánico a la antena parche ya diseñada la adaptación se mantiene centrada en la frecuencia que pretendemos, esto es a 16GHz, y por lo tanto, no se van a incrementar las pérdidas totales a causa de las pérdidas de retorno. Esto indica que el diseño se puede asegurar que es un aplicador fiable sin resonancias a diferentes frecuencias a medida que variamos las muestras.

Si analizamos los resultados anteriores tanto para la adaptación y como para la ganancia de la antena en función del espesor de la muestra de tejido

Espesor/mm	Adaptación/dB	Ganancia/dBi
0.50	-29.30	-11.58
0.82	-29.80	-21.42
1.00	-29.80	-21.43

Tabla 3.3- Adaptación y ganancia de la antena parche excitada por ranura a 16 GHz para diferentes espesores de la muestra orgánica.

podemos concluir que, como se observa que debido a las pérdidas del tejido que hemos introducido los resultados a diferentes espesores varían de forma apreciable, esto nos permite hacer medidas, radiando con una antena patrón, que discriminen entre diferentes tejidos y diferentes grados impurezas de los mismos. También podemos deducir que a partir de un espesor de muestra de 0.82 mm se pierde sensibilidad debido principalmente a las pérdidas dieléctricas ya que se trata de un dieléctrico con una tangente de pérdidas muy alta y por tanto con un alto nivel de absorción de energía.

3.3.2 Variación de la Constante Dieléctrica para Muestras Orgánicas de Mismo Espesor

Vista la respuesta de nuestro aplicador basado en una antena parche excitada por ranura, consideramos importante conocer la sensibilidad del sistema cuando se dispone de la misma muestra, pero con leves variaciones de la constante dieléctrica. Para confirmar la validez de los resultados que obtengamos, hemos llevado a cabo este proceso para dos valores de tangente de pérdidas, basándonos en el diseño de la figura 3.14, con un espesor de la muestra de 1 mm con lo que el fichero en el simulador Ensemble será el de la figura 3.20.

A.) Tangente de Pérdidas $tg\delta=0.58719$

En el simulador electromagnético Ensemble lo que haremos será variar las características de la muestra, véase la constante dieléctrica desde el $\epsilon_r=32.211$ hasta $\epsilon_r=32.811$ en intervalos de dos décimas, conservando el diseño y el espesor de la muestra, fijado en 1 mm. La adaptación y la ganancia son (figura 3.22):

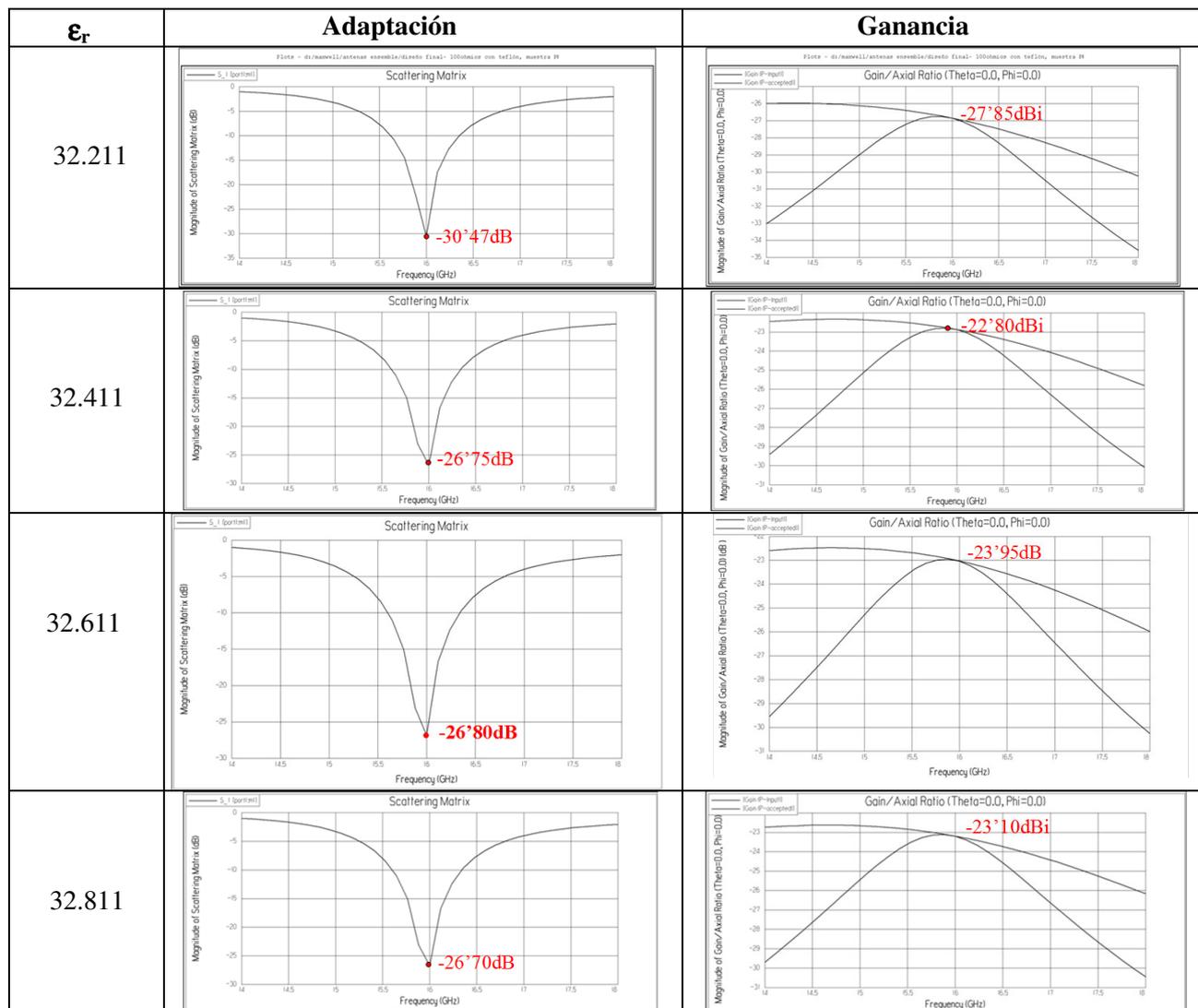


Figura 3.22- Adaptación y ganancia para una muestra de 1 mm de espesor y tangente de pérdidas $tg\delta=0.58719$, para distintas constantes dieléctricas relativas.

Podemos apreciar en la figura 3.22 que la ganancia varía sensiblemente para pequeñas variaciones de la constante dieléctrica, lo cual nos indica que nuestro sistema tiene muy buena sensibilidad a la hora de distinguir entre diferentes tipos de tejidos o del mismo tejido con impurezas debido a una determinada enfermedad como pudiera ser un carcinoma.

B.) Tangente de Pérdidas $\text{tg}\delta=0.68719$

Para el segundo caso, en el que la muestra tiene un espesor de 1 mm y una tangente de pérdidas es $\text{tg}\delta=0.68719$, vamos variando la constante dieléctrica de igual forma que en A.). La ganancia y la adaptación en función de la constante dieléctrica las vemos en la figura 3.23:

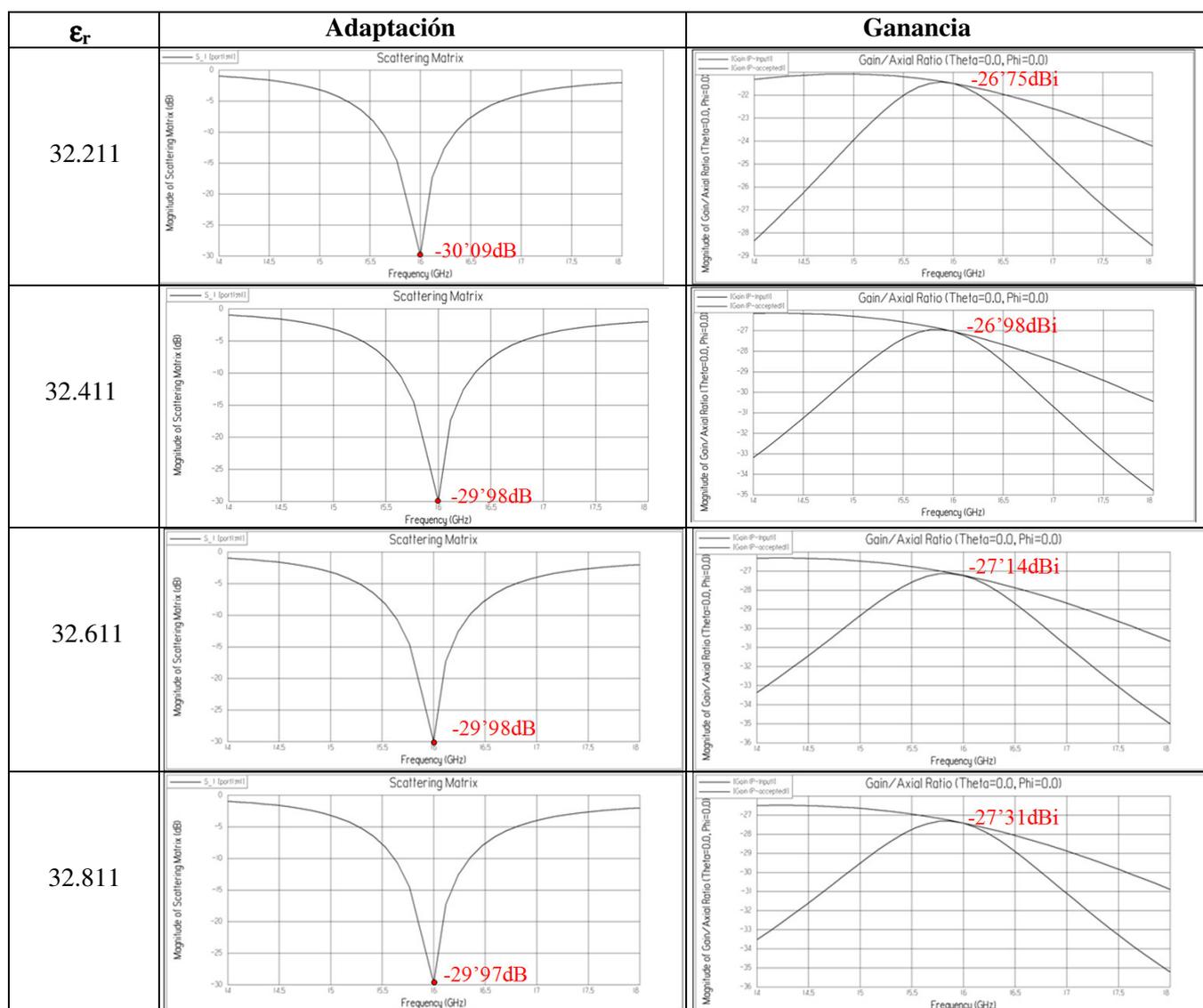


Figura 3.23- Adaptación y ganancia para una muestra de 1 mm de espesor y tangente de perdidas $\text{tg}\delta=0.68719$, para distintas constantes dieléctricas relativas.

En este caso también existe una buena adaptación a la frecuencia central de 16 GHz, apreciándose una disminución en la ganancia debido al aumento de la tangente de pérdidas, sin embargo se sigue manteniendo la sensibilidad con la variación de la parte real de la constante dieléctrica. Por lo tanto, a la hora de analizar muestras podemos disponer de dos parámetros: La parte real de la constante dieléctrica relativa ϵ_r y la variación de la tangente de pérdidas $\text{tg}\delta$.

C.) Análisis de Resultados

En la figura 3.24 hemos representado dos gráficas para las dos tangentes de pérdidas diferentes, que nos proporcionan los valores de la ganancia en función de la constante dieléctrica relativa, variando la constante en dos décimas alrededor de los valores correspondientes al tejido de un riñón humano, a 16 GHz de frecuencia.

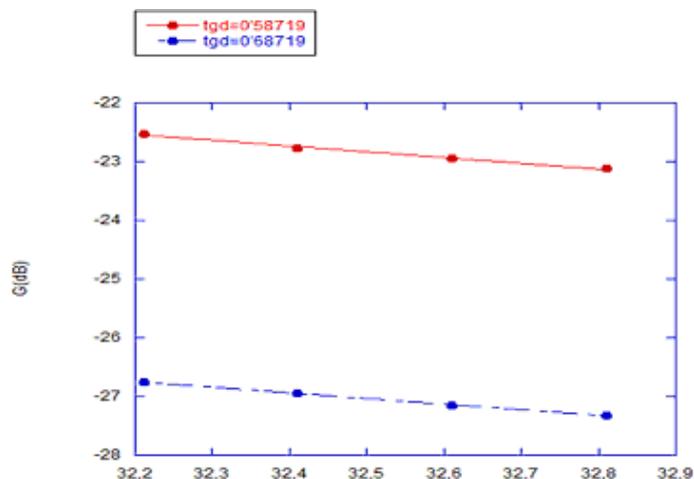


Figura 3.24– Ganancia en función de εr para dos valores de tgδ.

Hay que resaltar la sensibilidad del método ya que la ganancia tiene una variación sensible con la décima de la constante dieléctrica relativa, así como con la tangente de pérdidas para una frecuencia de 16 GHz. Es importante el que se identifiquen claramente estas variaciones porque nuestra antena tiene que ser capaz de distinguir tejidos, que aunque distintos, tienen propiedades bastante similares, como ocurre con un tejido sano con uno del mismo tipo pero canceroso.

3.3.3 Simulaciones con Distintos Tejidos

Para demostrar que el sistema es sensible a diferentes tejidos, añadimos a los resultados que hemos obtenido en el apartado 3.3.1, simulaciones de muestras de hígado y sangre. Esta vez se ha mantenido constante el espesor de la muestra en 0.82 mm, variando las propiedades electromagnéticas para cada tejido biológico.

A.) Muestra de 0.82 mm: Hígado

Para hacer la simulación del hígado hemos tenido que crear este nuevo material en Ensemble con propiedades electromagnéticas tal que la constante dieléctrica es εr=25.719 y la tangente de pérdidas tgδ=0.69919

d4	Dielectric	Yes	2.508	0.82	Higado
d2	Dielectric	Yes	0.508	2	Teflon
t2	Trace	Yes	0.508	0	copper
d3	Dielectric	Yes	0.254	0.254	cuclad
g1	Inf. Ground	Yes	0.254	0	perf_conductor
d1	Dielectric	Yes	0	0.254	cuclad
t1	Trace	Yes	0	0	copper

Figura 3.25– Fichero Ensemble para una muestra de hígado de 0.82 mm de espesor.

Los resultados para la adaptación y ganancia de la antena parche con la muestra de hígado son (figura 3.26)

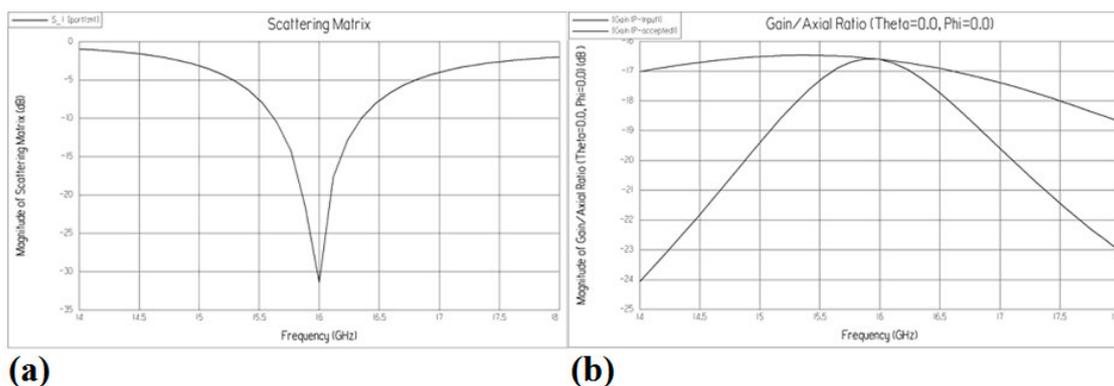


Figura 3.26- (a) Resultados de la adaptación y la (b) ganancia de una muestra de hígado.

B.) Muestra de 0.82 mm: Sangre

Se ha llevado a cabo el mismo proceso pero para el caso de una muestra de sangre. La diferencia con el hígado radica en las propiedades de la muestra (figura 3.27), con lo que ahora tendremos una constante dieléctrica relativa $\epsilon_r=35.878$ y una tangente de pérdidas de $\text{tg}\delta=0.70938$

Layer	Material	Present	Thickness (mm)	Height (mm)	Material
d4	Dielectric	Yes	2.508	0.82	Sangre
d2	Dielectric	Yes	0.508	2	Teflon
t2	Trace	Yes	0.508	0	copper
d3	Dielectric	Yes	0.254	0.254	cuclad
g1	Inf. Ground	Yes	0.254	0	perif_conductor
d1	Dielectric	Yes	0	0.254	cuclad
t1	Trace	Yes	0	0	copper

Figura 3.27– Fichero Ensemble para una muestra de sangre de 0.82 mm de espesor.

La adaptación y la ganancia son, respectivamente (figura 3.28)

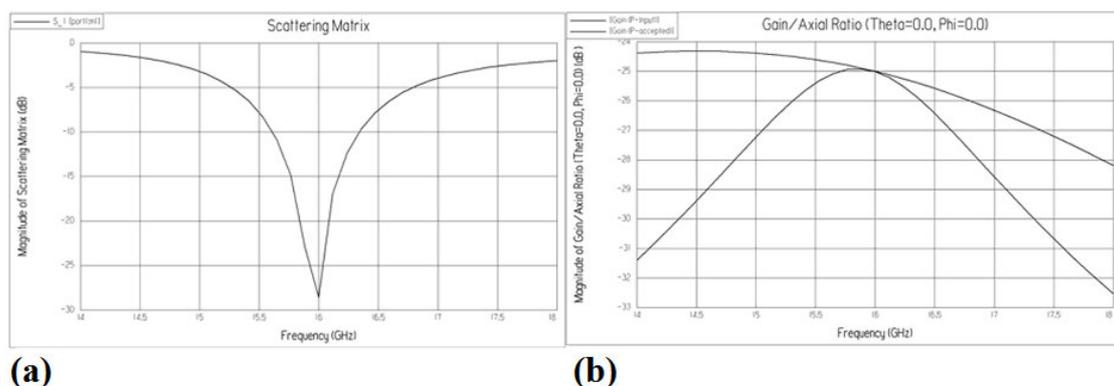


Figura 3.28- (a) Resultados de la adaptación y la (b) ganancia de una muestra de sangre.

C.) Análisis de Resultados

Para muestras de diferente tejido orgánico e idéntico espesor, 0.82 mm, tenemos (tabla 3.4)

Muestra	Adaptación/dB	Ganancia/dBi
Riñón	-29.8	-21.4
Hígado	-31.4	-16.6
Sangre	-28.6	-24.9

Tabla 3.4- Resultados de la adaptación y de la ganancia para diferentes muestras de tejidos orgánicos.

Se puede resaltar que comparando los tres tipos de tejidos, riñón, hígado y sangre, la adaptación se mantiene a 16 GHz, lo que nos permite hacer con un mismo sensor comparaciones entre ellos. También se puede comprobar que tiene una gran sensibilidad ya que la ganancia varía de forma apreciable, lo que implica distintas atenuaciones y distintas ganancias para cada tipo de tejido, y para las variaciones que sufra

un mismo tejido, por ejemplo a un carcinoma, lo cual nos demuestra que el sistema tiene una gran sensibilidad.

3.4 APLICADOR BASADO EN UNA ANTENA CON POLARIZACIÓN CIRCULAR. MEDIDAS DE MUESTRAS EXPERIMENTALES DE RIÑONES DE CERDO SANO

Con lo objetivo de ver la viabilidad y fiabilidad de las medidas de microondas en muestras de tejidos de riñones, se han medido varias muestras de un cerdo sano proporcionadas por el Servicio de Urología del Hospital Marqués de Valdecilla.

Tal y como nos explicaron los propios médicos, es muy poco probable encontrar tejidos con tumoraciones en estos animales. La razón de que se utilizaran riñones de este animal, es que las prácticas quirúrgicas de los futuros médicos se hacen con cerdos y era más sencillo acceder a este tipo de muestras. Nos hicimos por tanto con muestras de los dos riñones de un mismo cerdo, que no presentaban ninguna tumoración (figura 3.29). Como los riñones eran del mismo animal y por tanto similares, en este experimento se quiso demostrar que los resultados obtenidos de la medida sobre las muestras de ambos riñones son similares, es decir, que obtenemos la misma respuesta.



Figura 3.29–Muestra completa de un riñón de cerdo sano.

Debido a que teníamos que transportar las muestras al laboratorio desde el hospital Marques de Valdecilla para poder medir, nos planteamos que se conservarían mejor en suero salino, pero bien es cierto que desconocíamos si las medidas se iban a ver afectadas con lo que transportamos muestras de ambos riñones tanto conservadas en seco como en suero salino. Así pues, queremos comprobar si los tejidos conservados en suero salino dan resultados similares a los medidos sin ningún tipo de conservante, ya que de ser así, nos inclinaríamos en un futuro en trasladarlas y conservarlas en la disolución acuosa al estar la muestra disponible durante un periodo mayor de tiempo, lo que implica poder efectuar un número mayor de pruebas.

Las muestras fueron tratadas por el propio equipo de Urología del Hospital Marqués de Valdecilla. Los procesos de extracción y manipulación de las mismas podemos verlas a continuación

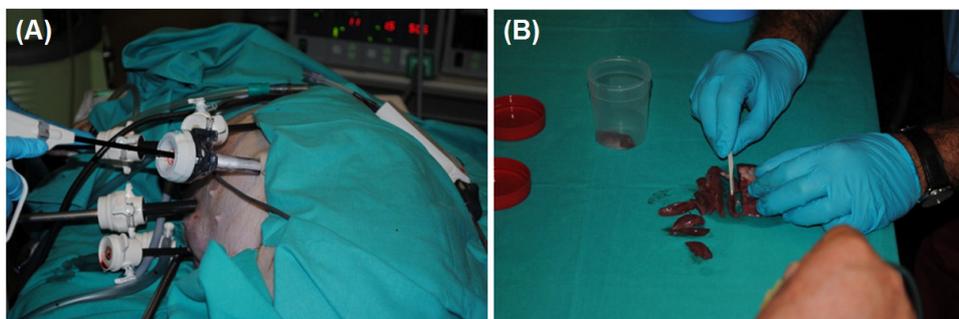


Figura 3.30– Proceso de (A) extracción y (B) manipulación de las muestras.

3.4.1 Sistema de Medida

El sistema de medida que utilizamos en el laboratorio fue una antena parche excitada por ranura a la frecuencia de 6 GHz con polarización circular.

Recordemos que las simulaciones electromagnéticas que hemos realizado con el simulador Ensemble eran a 16 y 26 GHz, así que es necesario explicar el porqué de utilizar esta banda de frecuencias, así como el tipo de polarización. Como se aprecia en la figura 3.30 (B), los cortes en las muestras fueron irregulares con lo que una frecuencia más baja nos iba a ayudar a evitar la incertidumbre de atenuación en muestras de espesor irregular. En cuanto a la polarización, al tratarse de medidas que debían dar una información idéntica, la polarización circular nos evitaba la incertidumbre en el alineamiento entre la antenna utilizada como patrón y la antenna utilizada como sensor, y que contenía las muestras. Además, el diseño de la antenna patrón como de la antenna sensor ya existían en el laboratorio del Grupo de RF y Microondas de la Universidad de Cantabria.

El diseño es similar al de la figura 3.12 pero introduciendo las siguientes variaciones: El substrato inferior es Arlon 25 N de 30 mils de características eléctricas $\epsilon_r=3.38$ y $tg\delta=0.0025$, el substrato situado entre el parche y el plano de masa es aire de 3 mm de espesor, el substrato soporte del parche, situado en la parte superior de éste, es también Arlon 25 N de 30 mils.

Mediante esta estructura se diseñó la antenna que se muestra en la figura 3.31 con una buena adaptación a 6 GHz y una ganancia de más de 9 dBi

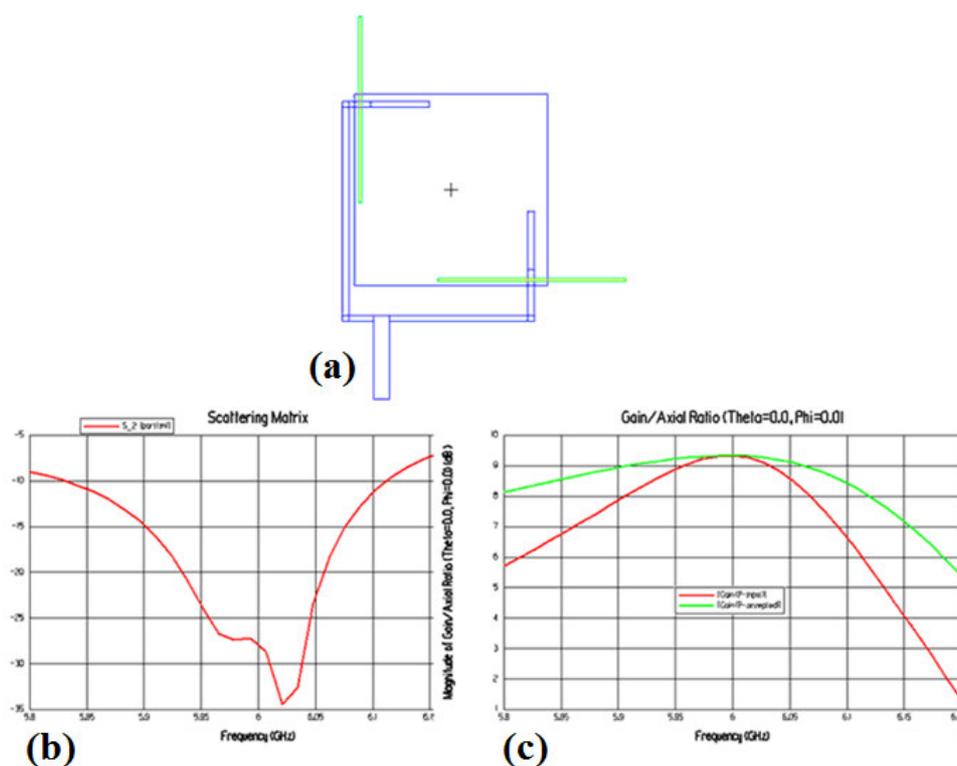


Figura 3.31– (a) Diseño de la antenna, (b) adaptación y (c) ganancia de la antenna parche a 6 GHz con polarización circular.

En la figura 3.32 se puede observar una fotografía de la antenna empleada como aplicador.

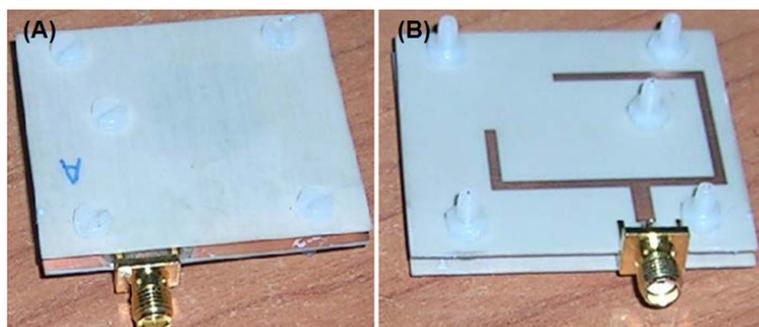


Figura 3.32– Vista superior (A) y vista inferior (B) de la antenna utilizada.

Las muestras fueron situadas en la parte superior del parche, esto es en la cara (A) de la figura 3.32, sujetas con un dieléctrico de CuClad de 0.127 mm de espesor para que no influya en las características generales del aplicador. El espacio entre la cara A y el dieléctrico introducido estaba fijado por un separador de 2.4 mm, tal y como se puede ver mejor en la figura 3.33, por lo que hubo que manipular las muestras para adaptarlas a ese espesor

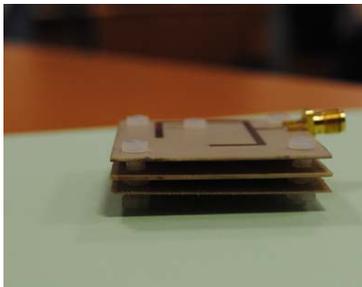


Figura 3.33– Estructura de antena adaptada para contener las muestras.

En la figura 3.34 podemos observar el sistema de medida. Mediante un generador de radiofrecuencias y una antena patrón radiamos en campo lejano, lo que implica rayos paralelos, a la antena aplicador donde se encuentra la muestra. La señal respuesta obtenida es recogida y enviada por un cable coaxial a un analizador de espectros donde es almacenada y procesada posteriormente mediante el programa Matlab.

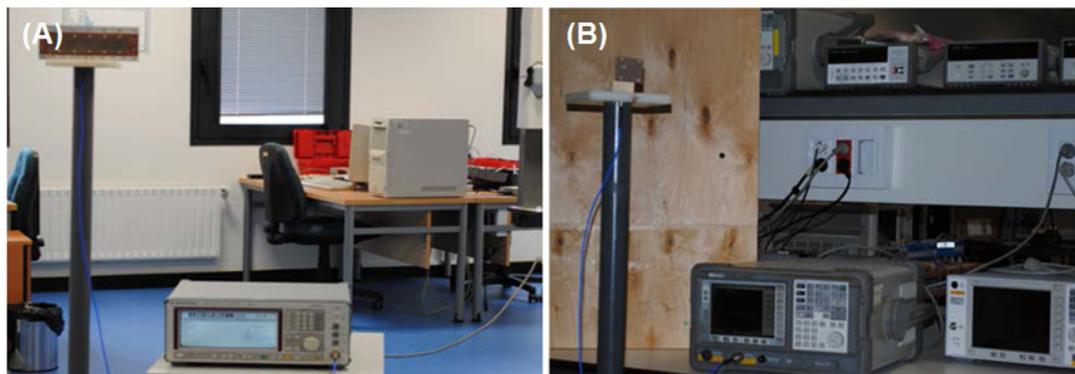


Figura 3.34- Antenas (A) emisora y (B) receptora.

Si nos fijamos en el dispositivo experimental que se ha utilizado en el laboratorio en la figura 3.34, vemos que la antena emisora se ha tenido que alinear con la receptora, pero como probablemente es fácil que la alineación no sea perfecta, se han utilizado antenas con polarización circular.

Como elemento emisor tenemos un array de antenas para aumentar la directividad del campo electromagnético en el eje horizontal. Esto se hace para que la superficie iluminada con el campo coincida con la del parche receptor, con el fin de perder menos energía en el espacio.

3.4.2 Resultados de las Medidas

Como ya hemos explicado, tenemos dos riñones de un mismo cerdo, y parte de cada uno ha sido conservado en seco y parte en suero salino, con lo que tendremos varios resultados distintos. Para no crear confusión, hemos definido un código para identificar cada muestra y su respectiva medida aunque quedará bien explicado en cada apartado: asignamos a cada riñón (derecho e izquierdo) un número, 1 y 2, así como especificamos el tipo de conservación. Se denominará con una S al riñón conservado en seco y con una M si está conservado en suero salino.

La separación entre la antena emisora y la antena receptora que contiene la muestra es $d=259$ cm, distancia que se mantuvo durante todo el proceso de medida.

A.) Muestra 1S

Añadimos una muestra del riñón uno de cerdo conservado en seco que cubra el parche de la antena receptora. Colocamos el dieléctrico superior de CuClad inmediatamente después de la muestra para fijarla, lo cual determinara su espesor a 2.4 mm. Los resultados de la medida se pueden observar en la figura 3.32

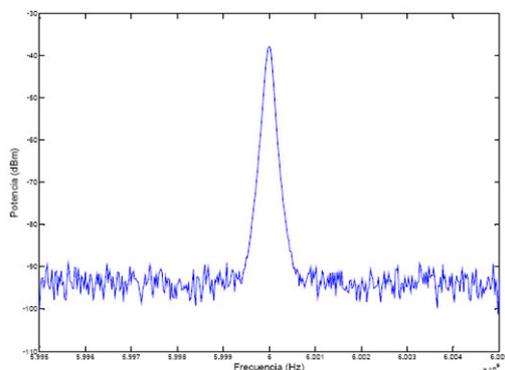


Figura 3.35- Muestra 1S a 6 GHz. Valor del pico -37.2 dB_M.

B.) Muestra 2S

Colocamos en nuestro sistema de medida, de igual forma que para la muestra 1S la 2S, que corresponde al riñón 2 conservado en seco. En este caso vamos a recoger los datos para diferentes frecuencias

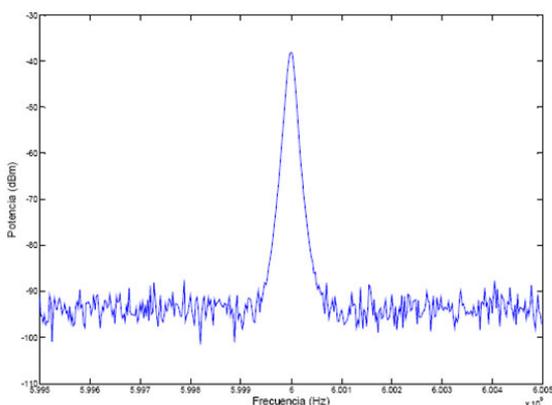


Figura 3.36- Muestra 2S a 6.0GHz.
Valor del pico -37.2 dB_M.

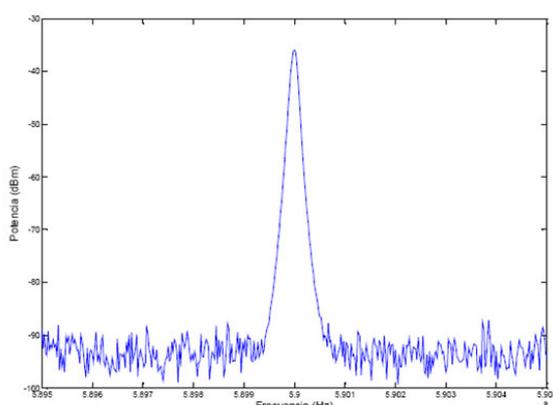


Figura 3.37- Muestra 2S a 5.9GHz.
Valor del pico -36.0 dB_M.

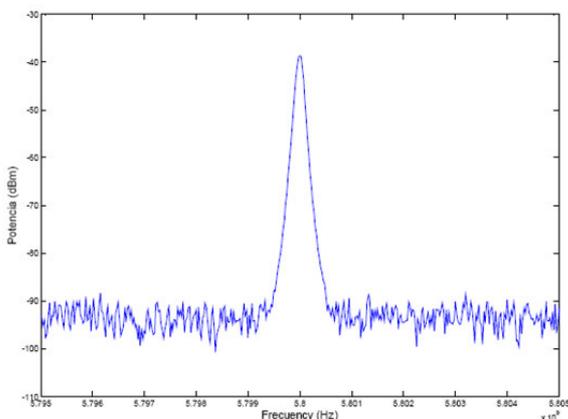


Figura 3.38- Muestra 2S a 5.8GHz.
Valor del pico -39.0 dB_M.

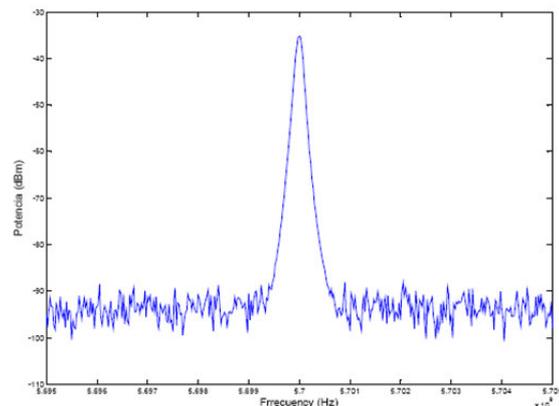


Figura 3.39- Muestra 2S a 5.7GHz.
Valor del pico -35.2 dB_M.

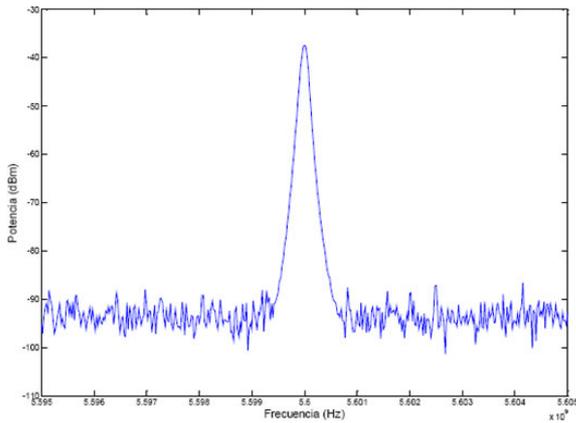


Figura 3.40- Muestra 2S a 5.6 GHz.
Valor del pico -38.0 dB_M.

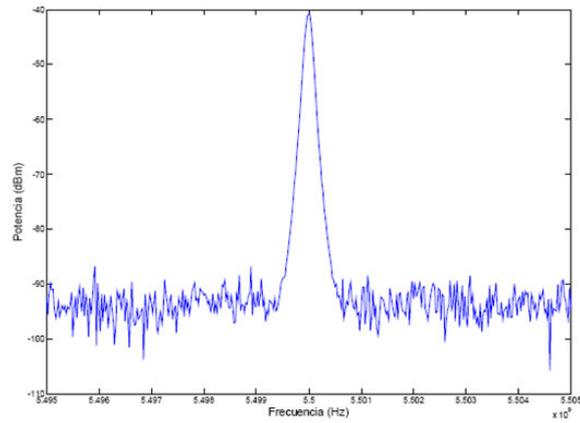


Figura 3.41- Muestra 2S a 5.5 GHz.
Valor del pico -40.0 dB_M.

C.) Muestra 1M

Procedemos de igual forma con la muestra 1M, que es el riñón 1 del cerdo conservado en suero salino. Las medidas se tomaron de nuevo a diferentes frecuencias

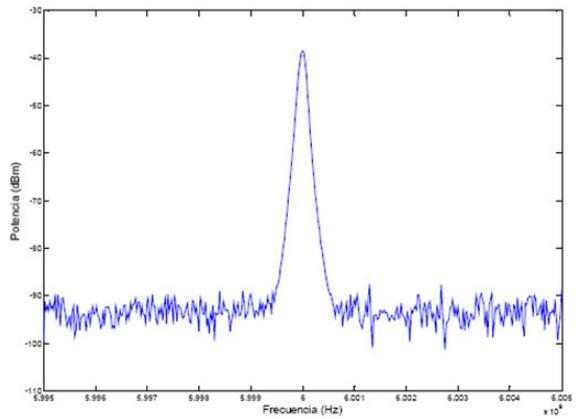


Figura 3.42- Muestra 1M a 6.0 GHz.
Valor del pico -38.5 dB_M.

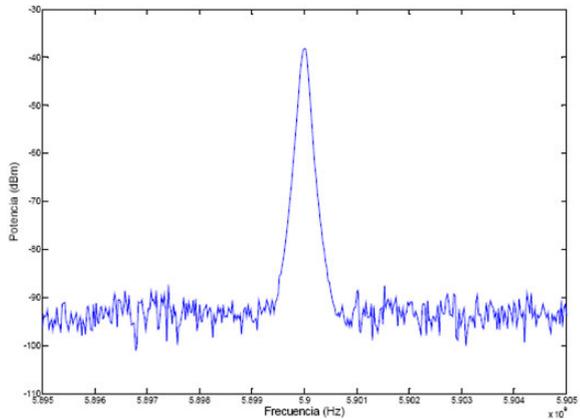


Figura 3.43- Muestra 1M a 5.9 GHz.
Valor del pico -38.1 dB_M.

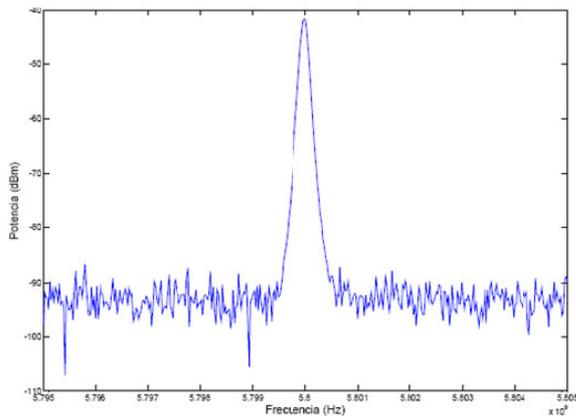


Figura 3.44- Muestra 1M a 5.8 GHz.
Valor del pico -40.0 dB_M.

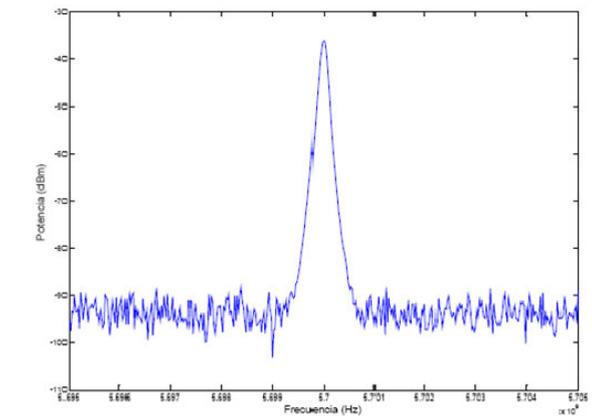


Figura 3.45- Muestra 1M a 5.7 GHz.
Valor del pico -36.1 dB_M.

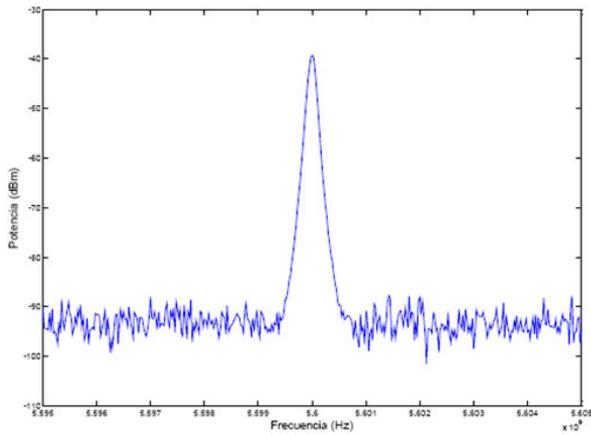


Figura 3.46- Muestra 1M a 5.6 GHz.
Valor del pico -38.8 dB_M.

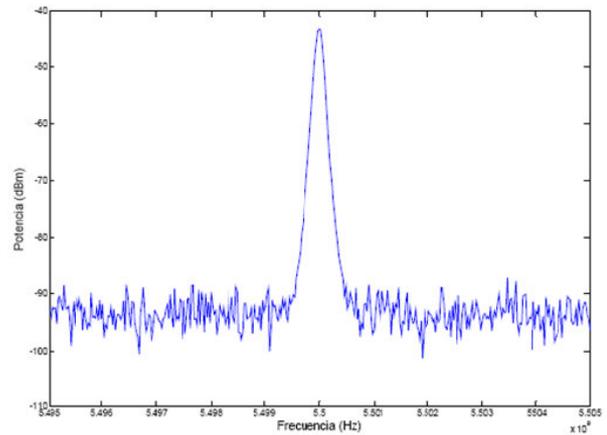


Figura 3.47- Muestra 1M a 5.5 GHz.
Valor del pico -42.5 dB_M.

D.) Muestra 2M

Por ultimo, añadimos la muestra del riñón 2 de cerdo conservado en suero salino y medimos a diferentes frecuencias

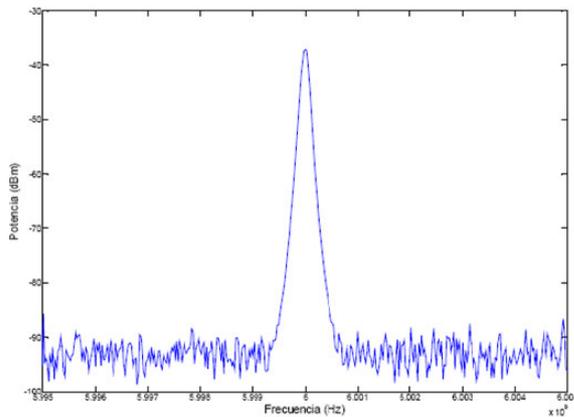


Figura 3.48- Muestra 2M a 6.0 GHz.
Valor del pico -37.2 dB_M.

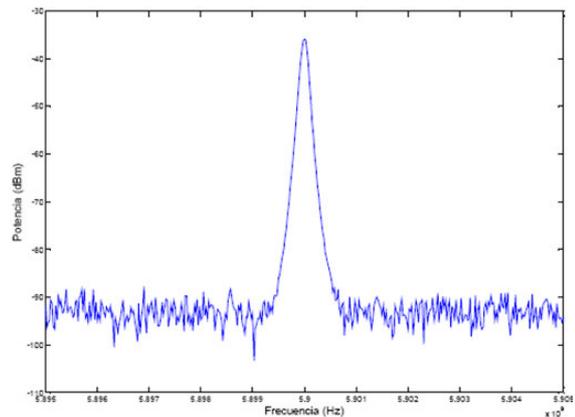


Figura 3.49- Muestra 2M a 5.9 GHz.
Valor del pico -36.1 dB_M.

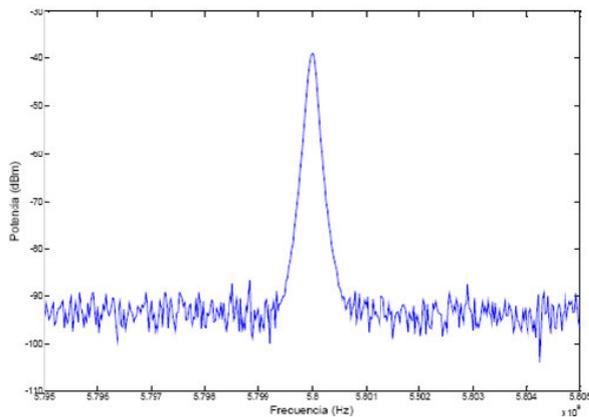


Figura 3.50- Muestra 2M a 5.8 GHz.
Valor del pico -39.2 dB_M.

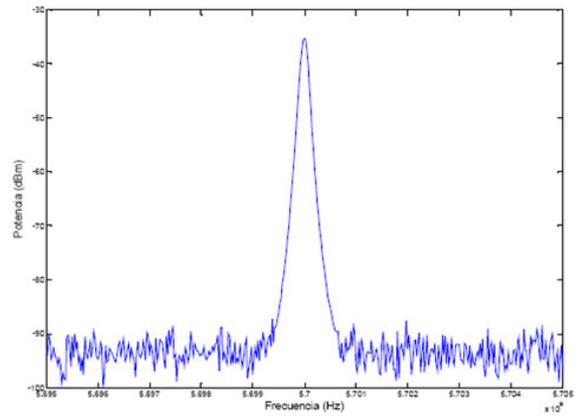


Figura 3.51- Muestra 2M a 5.7 GHz.
Valor del pico -35.6 dB_M.

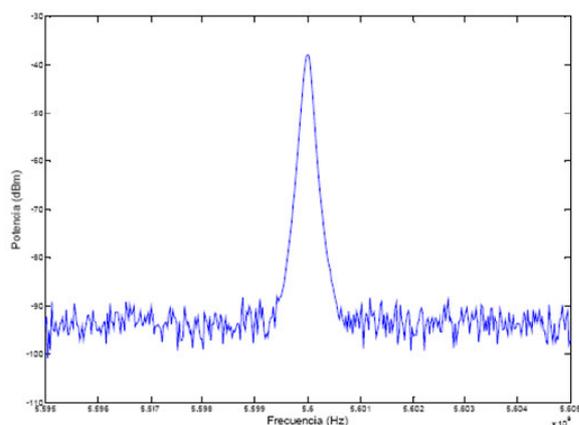


Figura 3.52- Muestra 2M a 5.6 GHz.
Valor del pico -37.9 dB_M.

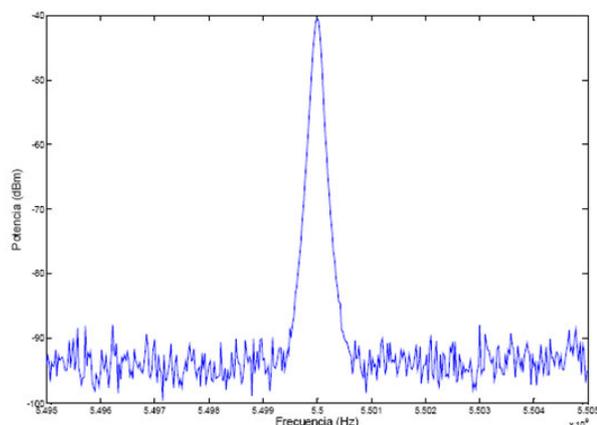


Figura 3.53- Muestra 2M a 5.5 GHz.
Valor del pico -40.7 dB_M.

3.4.3 Medidas de Potencia a Distintas Distancias

Para comprobar que los resultados eran correctos y que realmente estábamos obteniendo señales transmitidas a través de las muestras, se hicieron medidas de potencia en el analizador de espectros colocando sólo una de las muestras a diferentes distancias.

En el apartado 3.4.2 se realizaron todas las medidas a una distancia $d=259$ cm fija entre la antena emisora y la antena receptora, trabajando a una frecuencia central de 6 GHz. A continuación se fue acercando la antena receptora hacia la emisora, manteniendo la frecuencia.

Lo que se predijo que iba a ocurrir es que la potencia debía ir aumentando a medida que se acercaban las dos antenas. Esto nos indicó que la muestra no absorbía toda la potencia y por lo tanto nuestra medida era la potencia que atravesaba la misma.

Pico/dB _m	Distancia/cm
-36.0	198.2
-35.8	159.2
-33.4	128.2

Tabla 3.5- Resultados experimentales en función de la distancia.

En la tabla 3.5 podemos observar los resultados obtenidos en los que se aprecia un aumento de la potencia recibida, como cabía esperar.

3.4.4 Análisis de Resultados

En primer lugar, vamos a comparar la respuesta de los cuatro tipos de muestras para la frecuencia central a la que fue diseñada la antena, esto es, a 6 GHz.

Frecuencia/GHz	P _{1S} /dB _M	P _{2S} /dB _M	P _{1M} /dB _M	P _{2M} /dB _M
6.0	-37.20	-37.18	-38.50	-37.18
5.9		-36.00	-38.12	-36.12
5.8		-39.00	-40.00	-39.15
5.7		-35.20	-36.07	-35.60
5.6		-38.00	-38.80	-37.90
5.5		-40.00	-42.50	-40.70

Tabla 3.6- Resultados de las potencias medidas para las distintas muestras a diferentes frecuencias.

A.) Para las muestras de ambos riñones conservadas en seco, 1S y 2S, a una frecuencia de 6 GHz, observamos que las potencias de pico medias son prácticamente las mismas. Esto supone un resultado esperado pero que era necesario comprobar, ya que las muestras, aunque de diferente riñón, son del mismo

animal y además ambas sanas, lo que debía suponer una respuesta similar. Por lo tanto no continuamos con las medidas de un de los riñones S.

B.) Para las muestras de ambos riñones conservados en solución salina, 1M y 2M, a una frecuencia de 6 GHz, observamos que las potencias de pico media ahora no son tan parecidas que las conservadas en seco, ya que difieren una cantidad de 1.3 dB_M. El origen de esta diferencia se supone en la colocación de las muestras o que estas, al estar cortadas, aunque con cuidado, a mano, no son regulares y además hay zonas mas abultadas superando el espesor de 2.4 mm. Esto supondrá más atenuación.

C.) Si, además comparamos las muestras del mismo riñón conservadas en seco y en suero salino, como es el caso de las muestras 2S y 2M, observamos que para todas las frecuencias, de 6 a 5.5 GHz, la potencia es prácticamente idéntica. Esto es un resultado muy interesante porque, como ya hemos mencionado, es mejor poder conservar las muestras para que duren más tiempo.

Capítulo 4

Sensores Basados

en

Guías de Onda

4.1 INTRODUCCIÓN

La finalidad de éste capítulo del proyecto se centra en encontrar técnicas alternativas a las actuales para la detección de tumores. Actualmente la utilización de estas técnicas, como por ejemplo la mamografía, supone que la dosis recibida por el paciente en un examen médico es suficientemente importante como para que pueda verse afectada su salud. Es por eso, que el objetivo del presente capítulo es encontrar un método mediante el cual seamos capaces de diferenciar distintos tipos de sustancias de alta constante dieléctrica y altas pérdidas, trabajado a una frecuencia de 35 GHz. Este valor de la frecuencia implica que la radiación utilizada no tiene energía suficiente para ionizar la materia, lo que, en el caso de una posible aplicación futura, supondrá que el paciente no se encuentre expuesto a exámenes médicos que empeoren su calidad de vida [32].

A pesar de que se ha realizado el estudio analizando pequeñas muestras planas, en un futuro, la idea sería poder enfocarlo a cualquier fisiología de cualquier órgano, y que esta no suponga un problema a la hora de obtener resultados. Si esto se consiguiera y se llegara a un diseño comercializable, se podrían disminuir los costes del proceso por paciente de una manera significativa.

Además de estudiar como en el Capítulo 3 distintos tipos de muestras homogéneas, hemos llevado a cabo una representación mas real de lo que se podría encontrar en un examen médico, estudiando muestras heterogéneas. Debemos ser capaces de apreciar cualquier cambio en las mismas para obtener un perfil lo mas exacto posible, es decir, que queremos conseguir los mejores resultados que nos permitan obtener una imagen con una buena definición para ser capaces de distinguir los diferentes tipos de muestras. Por tanto, nuestro sistema tiene que tener una gran sensibilidad, lo que implica que los resultados de las medidas que obtendremos, han de ser de partes de la muestra lo más pequeño posible: obtendremos buenos resultados midiendo áreas de tejido de 1 mm^2 .

Nuestro sistema de análisis de muestras heterogéneas, va a estar formado por una guía de onda rectangular en la banda Ka con un cornete en plano H en la recepción. Este último va a tener altura reducida, para así reducir en la medida de lo posible las dimensiones de la superficie a examinar. Para completar el sistema, hemos colocado una lámina de teflón en la que se coloca la muestra de tejido biológico a analizar.

A esta frecuencia, la relación entre las dimensiones de la guía de onda estándar para la banda Ka [14] y la profundidad de penetración es bastante buena y nos ha permitido obtener una sensibilidad y una resolución aceptables.

4.2 TEORÍA DE GUÍAS DE ONDA

Una guía de onda es cualquier estructura física que guía ondas electromagnéticas. 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 su superficie, donde el tubo puede estar vacío o relleno con un dieléctrico.

A diferencia de algunos sistemas de telecomunicaciones que utilizan la propagación de ondas electromagnéticas en el espacio libre, este sistema de propagación guiada evita que existan interferencias en el campo por otros objetos, al contrario de lo que ocurría en los sistemas de transmisión abiertos. Podemos visualizar la guía de onda de una forma simplificada en la figura 4.1

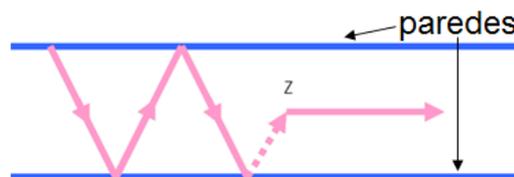


Figura 4.1- Esquema de una guía de onda.

Podemos observar en la figura 4.1 que esta formada por dos láminas conductoras, así como que el transporte de la energía electromagnética se lleva a cabo mediante reflexiones en las paredes de la guía. Ésta está diseñada fundamentalmente para operar en un solo modo de propagación con el ancho de banda requerido, atenuando los demás modos de orden superior. Es decir transmite de una forma óptima la

frecuencia portadora, para la cual se ha seleccionado la guía con su respectivo ancho de banda de transmisión. Las guías de onda esta compuestas por materiales reales, con lo que la onda electromagnética penetra en las paredes de ésta provocando que la onda ceda energía al material de la guía, con lo que la onda pierde amplitud a medida que avanza.

Dependiendo de la frecuencia, se pueden construir con materiales conductores o dieléctricos. Generalmente, cuanto mas baja es la frecuencia, mejor es la guía de onda. Por ello, se usan a frecuencias de microondas a pesar de su ancho de banda limitado y volumen, que es mayor que el de líneas impresas o coaxiales para la misma frecuencia.

Las guías de onda son muy adecuadas para transmitir señales debido a que, al estar los campos eléctrico y magnético confinados en el espacio interior de la guía, no hay pérdidas por radiación, además de que, las pérdidas en el dieléctrico, el cual normalmente es aire, son muy bajas.

Dado que la energía se transporta en las guías mediante ondas electromagnéticas, el análisis de las características de éstas, tales como la impedancia, potencia y atenuación, se dan en términos de los campos eléctrico \vec{E} y magnético \vec{H} característicos que se propagan en su interior, los cuales deben de cumplir las condiciones de frontera dadas por las paredes conductoras. El campo electromagnético satisface las ecuaciones de Maxwell y a sus propias funciones de onda, con lo que la guía se analiza resolviéndolas junto con las condiciones de frontera en su superficie. Estas condiciones van encaminadas a no tener radiación hacia fuera de la guía de onda, lo que se consigue anulando las componentes tangenciales del campo eléctrico para el modo TM, o bien las componentes normales del campo magnético en el modo TE.

Las ecuaciones de Maxwell en notación fasorial para una guía de onda limitada en sus dos dimensiones transversales por un material conductor que consideraremos perfecto, y en cuyo interior hay un medio dieléctrico lineal, homogéneo e isotrópico son

$$\begin{aligned} \vec{\nabla} \cdot \vec{E} &= 0 & \vec{\nabla} \times \vec{E} &= -j\omega\mu\vec{H} \\ \vec{\nabla} \times \vec{H} &= j\omega\epsilon\vec{E} & \vec{\nabla} \cdot \vec{H} &= 0 \end{aligned} \quad (4.1)$$

De las expresiones anteriores (4.1) se deducen inmediatamente las ecuaciones de onda para cada campo

$$\nabla^2 \vec{E} = -\omega^2 \mu \epsilon \vec{E} \quad \nabla^2 \vec{H} = -\omega^2 \mu \epsilon \vec{H} \quad (4.2)$$

Si tomamos el eje z como el de la dirección de propagación de las ondas en el interior de la guía (figura 4.1), las soluciones fasoriales a las ecuaciones (4.2) son

$$\vec{E}(x, y, z) = \vec{E}(x, y)e^{-j\beta z} \quad \vec{H}(x, y, z) = \vec{H}(x, y)e^{-j\beta z} \quad (4.3)$$

donde β es la constante de propagación. Las fases de las ecuaciones de onda (4.3) depende linealmente de z pero su amplitud es independiente de ella. Este tipo de soluciones no son por sí mismas completamente generales, pero cualquier onda que se propague en la guía puede escribirse mediante la adecuada combinación lineal de estas funciones. Si sustituimos (4.3) en las expresiones (4.2) obtenemos

$$\frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial y^2} + (\omega^2 \mu \epsilon - \beta^2) \vec{E} = 0 \quad \frac{\partial^2 \vec{H}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \vec{H}}{\partial y^2} + (\omega^2 \mu \epsilon - \beta^2) \vec{H} = 0 \quad (4.4)$$

Mediante manipulación matemática, y haciendo uso de (4.1), pueden obtenerse relaciones muy útiles entre las componentes transversales y longitudinales de los campos

$$(\omega^2 \mu \epsilon - \beta^2) E_x = -j\omega\mu \frac{\partial H_z}{\partial y} - j\beta \frac{\partial E_z}{\partial x} \quad (4.5) \quad (\omega^2 \mu \epsilon - \beta^2) E_y = +j\omega\mu \frac{\partial H_z}{\partial x} - j\beta \frac{\partial E_z}{\partial y} \quad (4.6)$$

$$(\omega^2 \mu \epsilon - \beta^2) H_x = +j\omega\epsilon \frac{\partial E_z}{\partial y} - j\beta \frac{\partial H_z}{\partial x} \quad (4.7) \quad (\omega^2 \mu \epsilon - \beta^2) H_y = -j\omega\epsilon \frac{\partial E_z}{\partial x} - j\beta \frac{\partial H_z}{\partial y} \quad (4.8)$$

Por lo que en cualquier tipo de guía, el conocimiento de las componentes longitudinales en la dirección de propagación nos permitira hallar todas las demás. Las ecuaciones de la (4.5) a la (4.8) están acopladas, con lo que al desacoplarlas obtenemos una ecuacion para cada componente longitudinal, sustituyendo las expresiones en la ecuacion de onda (4.2)

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \omega^2 \mu \epsilon - \beta^2 \right) E_z = 0 \quad (4.9)$$

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \omega^2 \mu \epsilon - \beta^2 \right) H_z = 0 \quad (4.10)$$

Sobre la superficie conductora, por aplicación de las condiciones de contorno, se cumple en todos los casos que $E_z=0$ para el campo eléctrico, así como para el magneticos que $H_z=0$. A la hora de resolver (4.9) y (4.10), se comprueba que existen dos tipos de modos independientes que pueden satisfacerlas, juntos a las condiciones de contorno:

- Para (4.9) se impone que $E_z=0$ en todos los puntos del interior de la guía, y se toma 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.
- Para (4.10) se impone que $H_z=0$ en todos los puntos del interior de la guía, y se toma para $E_z(x,y)$ una función que cumpla las condiciones de contorno. Las soluciones obtenidas se denominana ondas de tipo transversal magnético TM.
- Si simultáneamente consideramos $E_z=H_z=0$, se tendran ondas de tipo transversal eléctrico y magnético TEM, aunque en guías huecas de paredes conductoras no resulta una opción adecuada.

Hasta ahora, hemos hablado de las guías de onda de una forma generalizada. A partir de este punto, nos vamos a centrar en el estudio de la propagación de guías de onda de sección rectangular (figura 4.2) porque es el tipo que vamos a utilizar en las simulaciones posteriores.

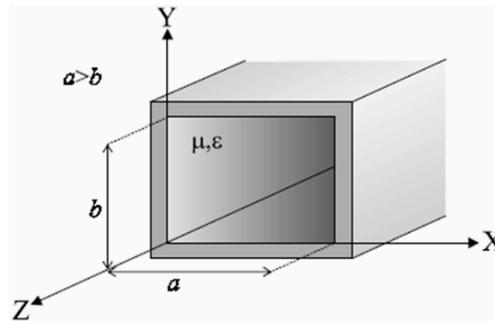


Figura 4.2- Guía de onda rectangular.

Como vemos en la figura 4.2, las dimensiones de la guía según los ejes X e Y son a y b, respectivamente. Suponemos que la guía se extiende infinitamente en la dirección de propagación Z.

El modo dominante o modo fundamental TE_{10} de la guía de onda es aquel cuya frecuencia de corte es menor. Si partimos de una frecuencia elevada y con numerosos modos excitados en la guía, y vamos disminuyendo progresivamente la frecuencia, sería el ultimo modo en desaparecer. Las expresiones particulares de este modo son [33]

$$E_x = 0 \quad (4.11) \quad H_x = -j\beta_{10} H_0 \frac{a}{\pi} \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{a} x\right) e^{-j\beta_{10} z} \quad (4.14)$$

$$E_y = j\omega\mu H_0 \frac{a}{\pi} \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{a} x\right) e^{-j\beta_{10} z} \quad (4.12) \quad H_y = 0 \quad (4.15)$$

$$E_z = 0 \quad (4.13) \quad H_z = H_0 \cos\left(\frac{\pi}{a} x\right) e^{-j\beta_{10} z} \quad (4.16)$$

4.3 ANTENAS TIPO BOCINA

Debido a que utilizaremos bocinas rectangulares en nuestro diseño, vamos a ampliar la información que se dio sobre las bocinas en el Capítulo 2.

Este tipo de antenas son aquellas que utilizan superficies o aperturas para direccionar el haz electromagnético de forma que concentran la emisión y recepción de su sistema radiante en una dirección, formando ángulos sólidos. Su estructura consta de una guía de onda con una terminación que puede adoptar diferentes tipos de aperturas: piramidales, cilíndricas, de cornete, etc.

Las antenas de apertura son muy prácticas en muchos sistemas de comunicaciones actuales, como pueden ser las aplicaciones espaciales, embarcadas en aviones, etc, ya que, por ejemplo, pueden ser empotradas en la superficie de la nave. Las más utilizadas en comunicaciones tanto civiles como militares son las de tipo piramidal y cónico representadas en la figura 4.3 [24]

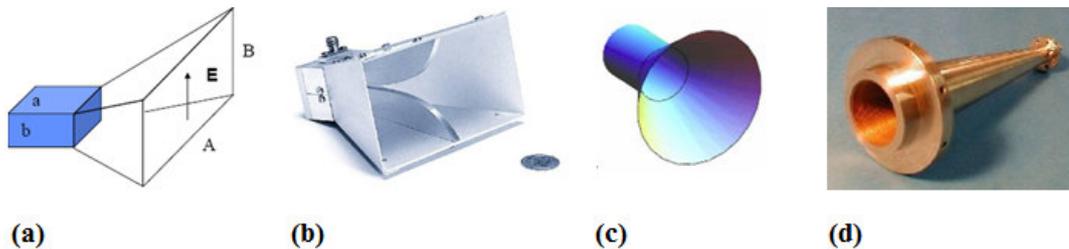


Figura 4.3-(a)Esquema y (b) fotografía de una bocina piramidal. (c)Esquema y (d) fotografía de una bocina cónica [22][23]

La responsable de la formación del diagrama de la antena es la distribución de los campos en la apertura de salida, conformados en el interior de la estructura. Así que, cualquier tipo de apertura en una guía de onda se puede considerar una antena al tener un determinado diagrama de radiación con una determinada ganancia: una antena de apertura puede ser, desde una guía de onda abierta a una rendija con una determinada forma en una guía de onda, pasando por las más conocidas y utilizadas, las antenas tipo bocina. Éstas últimas lo que hacen es agrandar la apertura de la boca de la guía de onda. El tamaño de la apertura y la longitud de la bocina son factores determinantes en la forma del diagrama de radiación del sistema, su ganancia y su comportamiento en banda. Se puede calcular la directividad de este tipo de antenas D_0 mediante la expresión (4.17), donde S es el área de la apertura de la antena y λ la longitud de onda a la que trabaja

$$D_0 = 4\pi \frac{S}{\lambda^2} \quad (4.17)$$

Las dimensiones van aumentando progresivamente hasta que la apertura equivalente tenga unas dimensiones suficientes para conseguir la directividad deseada.

4.3.1 Bocinas Rectangulares

Un tipo particular de las antenas de apertura es la bocina piramidal rectangular. Va a ser uno de los componentes básicos de nuestro trabajo, por ello vamos a estudiarla con más detalle.

Éste tipo de antenas son de gran utilidad en las bandas de frecuencia de microondas, ya que presentan ciertas ventajas como su ancho de banda, su alta ganancia, su buena adaptación y su facilidad de construcción y diseño. Por otra parte, se ha comprobado que los cálculos teóricos concuerdan sorprendentemente bien con las medidas experimentales de sus parámetros eléctricos.

Como ya se ha mencionado, las antenas tipo bocina son alimentadas mediante una guía de onda en la que se propagan uno o varios modos, que deberá estar normalmente orientada para su análisis con la cara ancha horizontal. De esta manera se consigue que el modo dominante en la guía (TE_{10}) presente un campo eléctrico vertical (plano E) y un campo magnético horizontal (plano H).

4.3.2 Campos en la Apertura

Las guías de onda rectangulares que propagan el modo fundamental TE_{10} se pueden abrir en el plano horizontal, dando lugar a las denominadas bocinas de plano H; en el plano vertical, formando las bocinas de plano E; o bien en ambos planos simultáneamente dando lugar a bocinas piramidales.

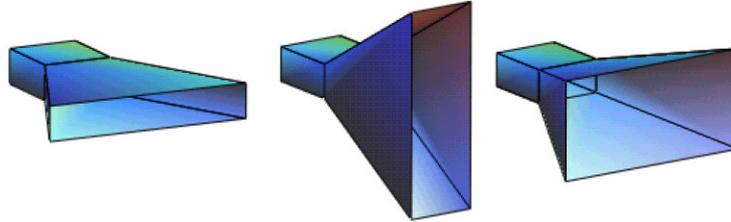


Figura 4.4- (a) Bocina de plano H, (b) bocina de plano E y (c) bocina piramidal [24].

En las bocinas de plano E se aumentan las dimensiones verticales, en el eje y, de la apertura.

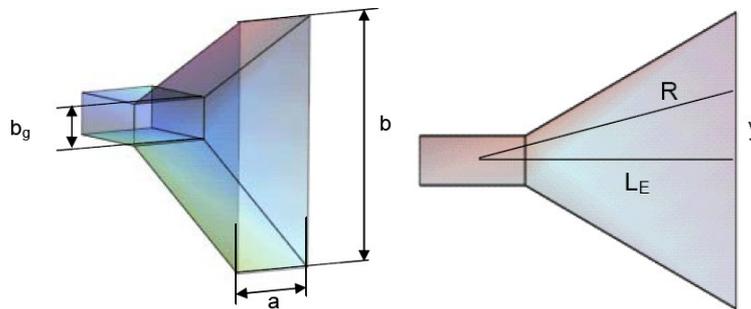


Figura 4.5- Bocina de plano E [24].

Para aumentar la directividad se pueden aumentar las dimensiones verticales de la apertura, apareciendo una diferencia de fase en la bocina de plano E. La diferencia de fase tiene un comportamiento proporcional al cuadrado de la distancia. La distribución de campos en las bocinas de plano E será el mismo que la boca de guía rectangular con un término de fase adicional.

Si se aumentan las dimensiones en el plano horizontal, la bocina se denomina de plano H, en este caso el error de fase cuadrático depende de la posición x. La distribución de amplitudes es la misma del modo fundamental de la guía de ondas.

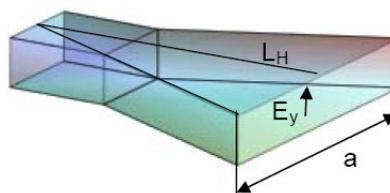


Figura 4.6- Bocina de plano H [24].

En una bocina piramidal aumentan las dimensiones horizontales y verticales de la bocina, el error de fase aparece por tanto en ambos planos. La distribución de campos de los tres tipos de bocinas en el modo fundamental TE_{10} son los de la tabla 4.1 [11]

Bocina de plano E	$E_y = E_0 \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{-j\frac{\beta y^2}{2L_E}}$	(4.18)
Bocina de plano H	$E_y = E_0 \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{-j\frac{\beta x^2}{2L_H}}$	(4.19)
Bocina Piramidal	$E_y = E_0 \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{-j\frac{\beta y^2}{2L_E}} e^{-j\frac{\beta x^2}{2L_H}}$	(4.20)

Tabla 4.1- Distribución de fase de los tres tipos de bocinas rectangulares [11].

4.4 GUÍA DE ALTURA REDUCIDA

La guía de onda elegida para llevar a cabo este estudio tiene unas dimensiones óptimas para la banda Ka de frecuencia, $(a,b)=(7.11,3.56)$ mm².

El objetivo es disminuir las dimensiones de la guía para analizar superficies pequeñas de tejido, lo que supone una mejora en la definición y en la sensibilidad de los resultados. Para ello, tenemos que tener presente los distintos tipos de discontinuidad.

4.4.1 Discontinuidad en el plano H

Según lo estudiado con anterioridad en este capítulo, una discontinuidad en el plano H implica una variación en el cambio de la anchura, eje x, de una guía (figura 4.7)

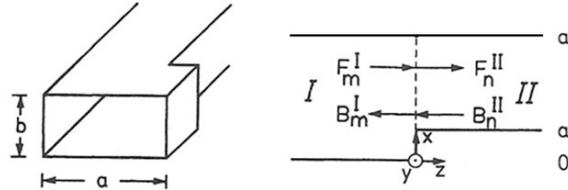


Figura 4.7- Esquema discontinuidad plano H.

Este tipo de discontinuidad se puede caracterizar únicamente con modos TE_{m0} en la región I; calculándose las componentes de campo tangencial en el plano de discontinuidad como

$$E_y^I = \sum_{m=1}^M G_m^I \text{sen}\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \left(F_m^I e^{-jk_{zm}^I z} + B_m^I e^{+jk_{zm}^I z}\right) \quad (4.21)$$

$$H_x^I = -\sum_{m=1}^M G_m^I Y_m^I \text{sen}\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \left(F_m^I e^{-jk_{zm}^I z} - B_m^I e^{+jk_{zm}^I z}\right) \quad (4.22)$$

donde $Y_m^I = k_{zm}^I / (\omega\mu_0)$, F_m^I y B_m^I son las amplitudes de las ondas que se transmiten por la región I y k_{zm}^I es la constante de propagación

$$k_{zm}^I = \begin{cases} +\sqrt{\omega^2 \mu_0 \varepsilon_0 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2} & \text{Modo propagandose} \\ -j\sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \omega^2 \mu_0 \varepsilon_0} & \text{Modo evanescente} \end{cases} \quad (4.23)$$

Analizando la región II se obtiene que

$$E_y^II = \sum_{m=1}^M G_m^II \text{sen}\left(\frac{n\pi}{a-a_1}(x-a_1)\right) \left(F_m^II e^{-jk_{zm}^II z} + B_m^II e^{+jk_{zm}^II z}\right) \quad (4.24)$$

$$H_x^II = -\sum_{m=1}^M G_m^II Y_m^II \text{sen}\left(\frac{n\pi}{a-a_1}(x-a_1)\right) \left(F_m^II e^{-jk_{zm}^II z} - B_m^II e^{+jk_{zm}^II z}\right) \quad (4.25)$$

donde $Y_m^II = k_{zm}^II / (\omega\mu_0)$, F_m^II y B_m^II son las amplitudes de las ondas que se transmiten por la región II y k_{zm}^II es la constante de propagación

$$k_{zm}^II = \omega^2 \mu_0 \varepsilon_0 - \left(\frac{n\pi}{a-a_1}\right)^2 \quad (4.26)$$

Cuando se da la discontinuidad, en $z=0$, las componentes del campo deben cumplir

$$\begin{cases} E_y^I = 0 & 0 \leq x \leq a_1 \\ E_y^I = E_y^{II} & a_1 \end{cases} \quad (4.27)$$

$$H_x^I = H_x^{II} \quad a_1 \leq x \leq a \quad (4.28)$$

Si se aplican las condiciones (4.27) y (4.28) a las ecuaciones de la (4.21) a la (4.25), y se opera, se obtiene una relación entre las ondas de las regiones I y II para los vectores de campo

$$\begin{aligned} E_y : F^I + B^I &= L_E (F^{II} + B^{II}) \\ H_x : L_H (F^I - B^I) &= F^{II} - B^{II} \end{aligned} \quad (4.29)$$

donde

$$(L_E)_{mn} = 2 \sqrt{\frac{k_{zm}^I}{a(a-a_1)k_{zm}^{II}}} \left(\int_{a_1}^a \left[\text{sen}\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \right] \left[\text{sen}\left(\frac{n\pi}{a-a_1}(x-a_1)\right) \right] dx = (L_H)_{mn} \right) \quad (4.30)$$

De esta forma, se llega a obtener la matriz de parámetros S generalizada

$$\begin{bmatrix} B^I \\ F^{II} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F^I \\ B^{II} \end{bmatrix} \quad (4.31)$$

Con lo que definimos los parámetros S tal que

$$S_{11} = \frac{L_E L_H - I}{L_E L_H + I} \quad (4.32) \quad S_{12} = \frac{2L_E}{L_E L_H + I} \quad (4.33)$$

$$S_{21} = L_H (I - S_{11}) \quad (4.34) \quad S_{22} = I - L_H S_{12} \quad (4.35)$$

4.4.2 Discontinuidad en el plano E

La geometría de este tipo de discontinuidades se puede observar en la figura 4.8. Las discontinuidades en el plano E del modo incidente TE_{10} introducen componentes de campo E_z y H_y junto con E_y , H_x y H_z .

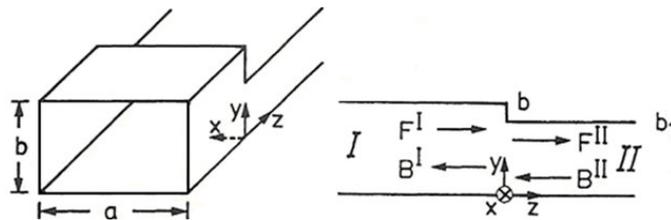


Figura 4.8- Estructura de una discontinuidad en plano E.

Las componentes de campo electromagnético se pueden obtener a partir del potencial vector A

$$\vec{E} = \nabla \times \vec{A}_h \quad (4.36)$$

$$\vec{H} = \left(\frac{j}{\omega\mu_0} \right) \nabla \times \nabla \times \vec{A}_h \quad (4.37)$$

Los modos TE_{mn} se calculan mediante el vector potencial $\bar{A}_h = A_{hx} \hat{x}$ en la componente x, así se obtienen las distintas componentes

$$E_x = 0 \quad (4.38) \quad H_x = \left(\frac{j}{\omega\mu_0} \right) \left(k_0^2 A_{hx} + \frac{\partial^2 A_{hx}}{\partial x^2} \right) \quad (4.41)$$

$$E_y = \frac{\partial A_{hx}}{\partial z} \quad (4.39) \quad H_y = \left(\frac{j}{\omega\mu_0} \right) \left(\frac{\partial^2 A_{hx}}{\partial x \partial y} \right) \quad (4.42)$$

$$E_z = -\frac{\partial A_{hx}}{\partial y} \quad (4.40) \quad H_z = \left(\frac{j}{\omega\mu_0} \right) \left(\frac{\partial^2 A_{hx}}{\partial x \partial z} \right) \quad (4.43)$$

El potencial del vector para cada una de las regiones se encuentra definido por

$$A_{hx}^I = \sum_{n=0}^N G_n^I \operatorname{sen} \left(\frac{\pi}{a} x \right) \left(\frac{\cos \left(\frac{n\pi}{b} y \right)}{\sqrt{1 + \delta_{on}}} \right) \left(F_n^I e^{-jk_{zn}^I z} - B_n^I e^{+jk_{zn}^I z} \right) \quad (4.44)$$

$$A_{hx}^{II} = \sum_{i=0}^I G_i^{II} \operatorname{sen} \left(\frac{\pi}{a} x \right) \left(\frac{\cos \left(\frac{i\pi}{b} y \right)}{\sqrt{1 + \delta_{oi}}} \right) \left(F_i^{II} e^{-jk_{zi}^{II} z} - B_i^{II} e^{+jk_{zi}^{II} z} \right) \quad (4.45)$$

siendo

$$k_{zn}^I = \sqrt{k_0^2 - \left(\frac{\pi}{a} \right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b} \right)^2} \quad (4.46)$$

$$k_{zi}^{II} = \sqrt{k_0^2 - \left(\frac{\pi}{a} \right)^2 - \left(\frac{i\pi}{b_1} \right)^2} \quad (4.47)$$

$$G_n^I = 2 \sqrt{\frac{\omega\mu_0}{abk_{zn}^I \left[k_0^2 - \left(\frac{\pi}{a} \right)^2 \right]}} \quad (4.48)$$

$$G_i^{II} = 2 \sqrt{\frac{\omega\mu_0}{abk_{zi}^{II} \left[k_0^2 - \left(\frac{\pi}{a} \right)^2 \right]}} \quad (4.49)$$

Si se procede de manera análoga al caso de la discontinuidad en el plano H, obtendremos una relación entre las ondas de la región I y II. Se puede consultar el desarrollo mas detallado en [34].

4.4.3 Discontinuidad de Doble Plano

Este tipo de discontinuidad se produce en una guía de onda, de forma que sus dimensiones cambian tanto en la altura b como en la anchura a (figura 4.9)

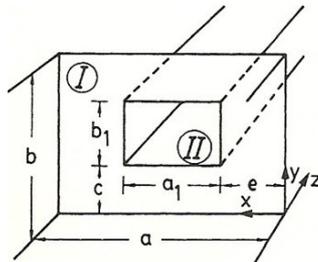


Figura 4.9- Estructura de una discontinuidad de doble plano.

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

- 1.) **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_z en la discontinuidad mucho más pequeña que las componentes E_y y E_x . Así, se puede caracterizar la discontinuidad de doble plano mediante el cálculo de las cinco componentes de campo a partir del potencial vector A_{hx} . La mayor ventaja de este método se basa en utilizar una matriz de menor tamaño. Se puede consultar el desarrollo mas detallado en [34].
- 2.) **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 [34].

4.5 GUÍAS DE ALTURA REDUCIDA EN SOLITARIO

Para realizar los diferentes estudios, hemos utilizado el programa de simulación electromagnética CST Microwave Studio.

4.5.1 Guía de Dimensiones Reducidas

Con el fin de facilitar la comprensión de los futuros resultados en las transiciones graduales en la reducción de la altura de la guía de onda, antes de nada se ha analizado el comportamiento aislado de una guía de altura reducida. Tendremos por tanto, una guía de onda con dimensiones $7.11 \times 1.00 \text{ mm}^2$, es decir, donde se ha reducido la altura b, y se ha escogido una longitud de 17.2 mm (figura 4.10).

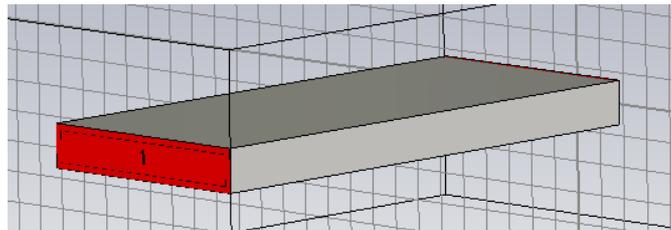


Figura 4.10- Guía de onda de altura b reducida.

Determinamos los coeficientes de transmisión S_{21} y reflexión S_{11} (figura 4.11) de la guía de la figura 4.10

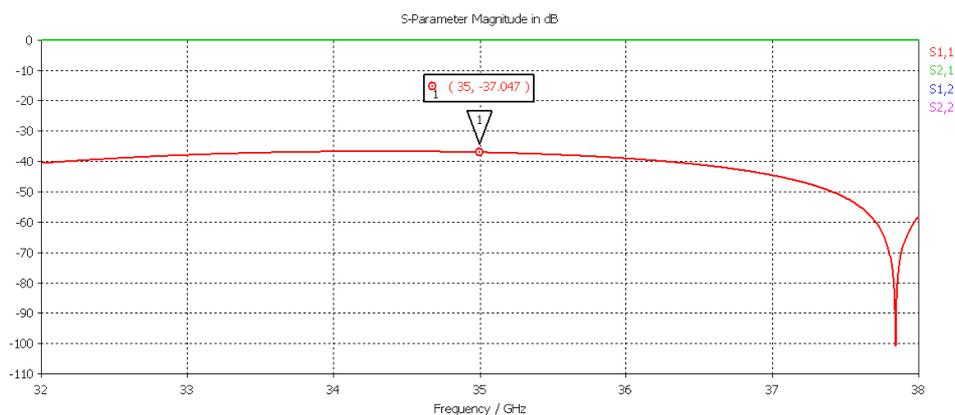


Figura 4.11- Coeficientes de transmisión y reflexión de la guía de la figura 4.10.

Los resultados de la figura 4.11 implican que la guía aislada de altura reducida presenta un buen comportamiento tanto en reflexión como en transmisión. Esto nos indica que es correcto el procedimiento que vamos a seguir de disminuir las dimensiones de la guía para conseguir que la superficie a analizar sea lo mas pequeña posible aumentando la sensibilidad de las medidas.

4.5.2 Guía con Discontinuidad en el plano E

Una vez vista la teoría se procedió a comprobar lo que ocurría si se realiza la simulación de una guía con discontinuidad en el plano E, para pasar de una guía estándar a una de altura reducida (transición gradual). Las dimensiones de la guía las vemos en la tabla 4.2

	Tramo 1	Tramo 2	Tramo 3	Tramo 4
$a \times b$ (mm ²)	7.11 x 3.56	7.11 x 2.74	7.11 x 1.54	7.11 x 1.00
z (mm)	15.00	2.74	3.58	15.00

Tabla 4.2- Dimensiones de cada tramo de la guía de onda con discontinuidad en la plano E

Hemos hecho un diseño en CST de una guía de onda con las características de la tabla 4.2 (figura 4.12)

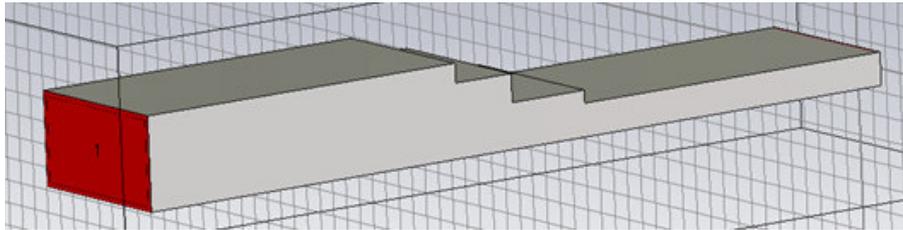


Figura 4.12- Diseño de la guía de onda con discontinuidad en el plano E.

Los coeficientes de reflexión S_{11} y de transmisión S_{21} (figura 4.13) de la guía de la figura 4.12 son

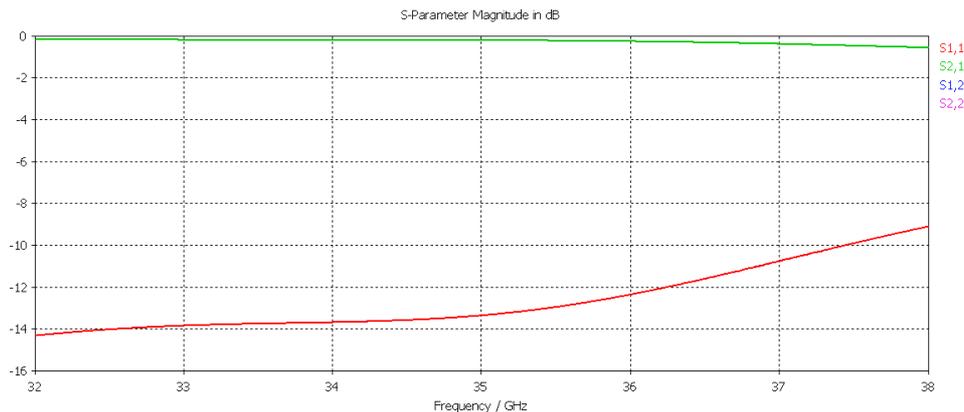


Figura 4.13- Coeficientes de transmisión y reflexión de la guía de la figura 4.12.

En la figura 4.13 vemos que, al haber reducido la altura b de la guía creando tres discontinuidades en el plano E, los resultados no serán tan buenos como los de la guía de altura reducida en solitario (figura 4.11). Vemos que la transmisión S_{21} baja algunas décimas de dB y que la adaptación ha empeorado considerablemente. Aun así tiene un comportamiento aceptable en nuestra banda de trabajo.

4.5.3 Guía con Discontinuidad de Doble Plano

Hemos diseñado una guía de onda de dimensiones para cada tramo como las de la tabla 4.3

	Tramo 1 (15.00 mm)	Tramo 2 (2.74 mm)	Tramo 3 (3.58 mm)	Tramo 4 (15.00 mm)
$a \times b$ (mm ²)	7.11 x 3.56	6.40 x 2.74	4.95 x 1.54	4.50 x 1.00

Tabla 4.3-Dimensiones de los tramos de la guía de onda con discontinuidad de doble plano.

Haciendo un diseño en CST de una guía de onda con discontinuidad de doble plano (figura 4.14), respondiendo a las características de la tabla 4.3,

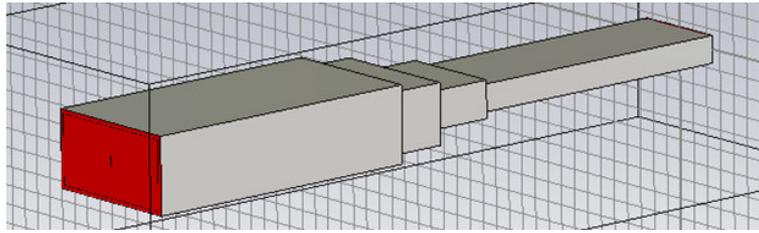


Figura 4.14- Guía de onda con discontinuidad de doble plano.

Determinamos los coeficientes de transmisión S_{21} y reflexión S_{11} (figura 4.15) de la guía de la figura 4.14

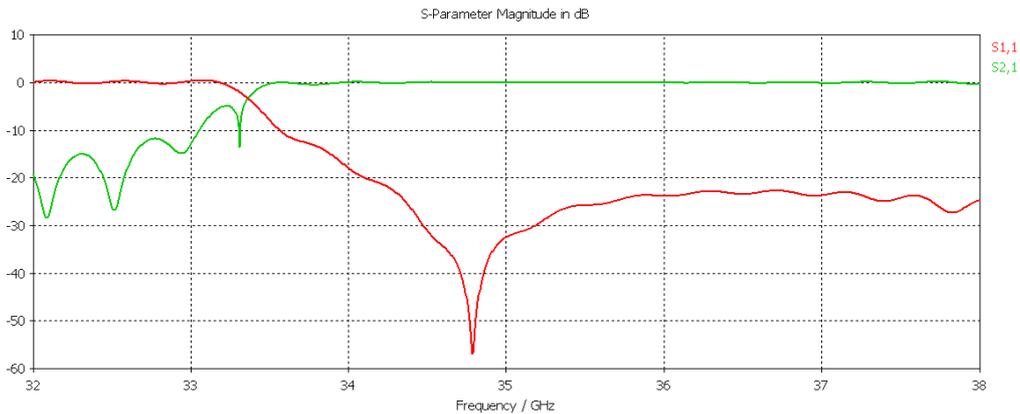


Figura 4.15 Resultados para los coeficientes de transmisión y de reflexión para la guía de la figura 4.14.

A diferencia del diseño 4.12, donde teníamos una guía de onda con discontinuidad de plano E, este diseño tiene una banda bastante buena a partir de los 34 GHz.

4.6 SISTEMAS DE GUÍAS DE ONDA CON MUESTRA DE TEFLÓN

Las simulaciones realizadas hasta el momento eran de la guía de onda en solitario, esto es, sin completar el sistema con un segundo tramo de guía o una bocina, sin el teflón y sin la muestra de tejido biológico. El teflón nos va a servir de recipiente de la muestra biológica. Para no modificar bruscamente los resultados introduciendo demasiados parámetros nuevos en el simulador, hemos comenzado por añadir únicamente el teflón, una vez optimizado el funcionamiento de esta estructura, en posteriores apartados introduciremos las muestras biológicas para estudiar su comportamiento.

4.6.1 Sistema con Guías de Onda de Altura Normal

El primer diseño que se ha hecho, es un sistema formado por dos guías de onda con dimensiones específicas de la banda de frecuencias Ka. Esto supone, como ya se ha mencionado anteriormente, guías de onda de $7.11 \times 3.56 \text{ mm}^2$. Completa el sistema una muestra de teflón, de constante dieléctrica $\epsilon_r=2.1$, y con dimensiones suficientemente grandes para evitar la influencia de las reflexiones debidas a la discontinuidad entre el dieléctrico y el aire. Además, el espesor es de 4 mm, que va a permitir la posterior introducción de una muestra biológica de 2 mm de espesor con dimensiones superiores a la guía de onda. Las dimensiones del sistema (tabla 4.4) son

Guía de Onda (mm^2)	Lamina de Teflón (mm^3)
7.11 x 3.56	28.44 x 14.24 x 4.00

Tabla 4.4- Dimensiones del sistema de la figura 4.16.

El sistema implementado en el simulador electromagnético CST queda representado en la figura 4.16

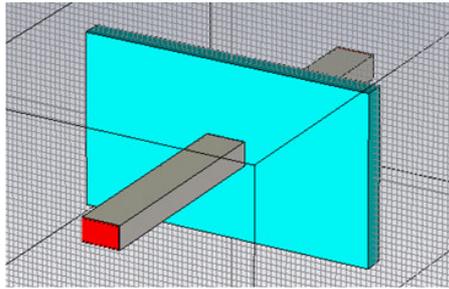


Figura 4.16- Esquema global del sistema con guías de onda de tamaño estándar para 35 GHz con una lamina de teflón en el centro.

Determinamos los coeficientes de transmisión S_{21} y reflexión S_{11} (figura 4.17) del sistema de la figura 4.16

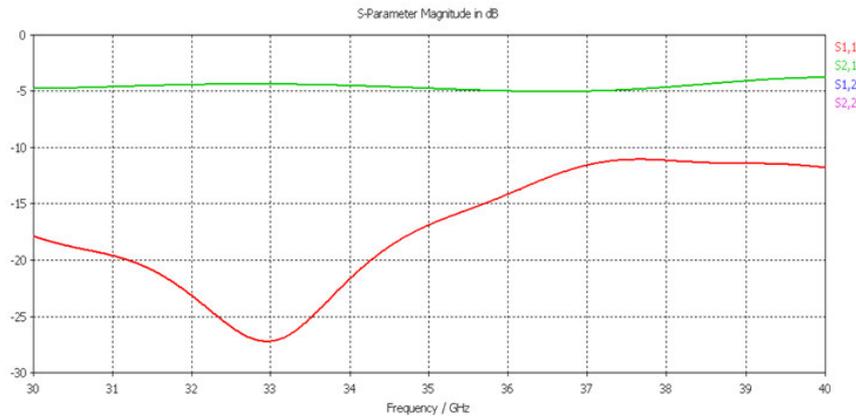


Figura 4.17- Coeficientes de reflexión y transmisión para el sistema de la figura 4.16.

La figura 4.17 representa los resultados del sistema 4.16, donde podemos observar que el diseño implementado presenta una buena adaptación mientras que los aproximadamente 5 dB de pérdidas por transmisión son debidos principalmente a las pérdidas dieléctricas y que al atravesar la muestra de teflón parte de la señal sufre refracción y no penetra en la guía receptora.

4.6.2 Sistema con Guías de Altura Reducida

Aunque el sistema anterior (figura 4.16) nos da buenos resultados, no cumple la expectativa de poder analizar muestras pequeñas. Con el fin de mejorar la sensibilidad de nuestro diseño, se ha hecho una modificación de éste, reduciendo la altura de las guías de onda que lo componen. Las dimensiones de los componentes del sistema coinciden con los de la tabla 4.4, a excepción de las guías, que ahora van a tener $7.11 \times 1.00 \text{ mm}^2$. Nuestro nuevo diseño es el de la figura 4.18

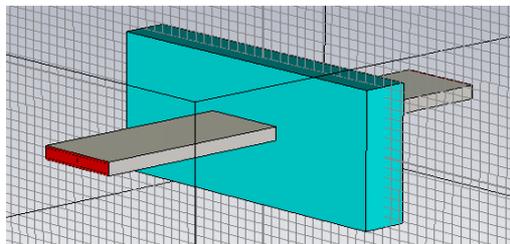


Figura 4.18- Esquema global del sistema con guía de onda de altura reducida.

Determinamos los coeficientes de transmisión S_{21} y reflexión S_{11} (figura 4.19) del sistema de la figura 4.18.

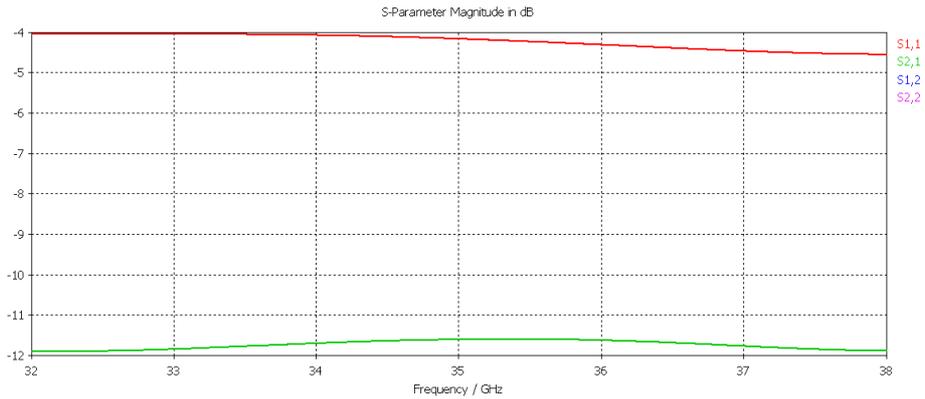


Figura 4.19- Coeficientes de transmisión y de reflexión para el sistema de la figura 4.18.

Si comparamos estos resultados con los que obteníamos en la figura 4.17, observamos que este nuevo diseño no nos reporta resultados muy buenos ya que prácticamente tiene reflexión total y no hay transmisión, con lo que lo desechamos. Esto se debe principalmente al cambio de impedancia entre el teflón y las guías como lo demuestra la casi reflexión total existente.

4.6.3 Sistema Guías con Discontinuidad de Doble Plano

En un intento de mejorar el sistema de la figura 4.18, al sistema de la figura 4.20 se le ha añadido dos transiciones de guía de altura reducida a guía de onda estándar como la de la figura 4.14.

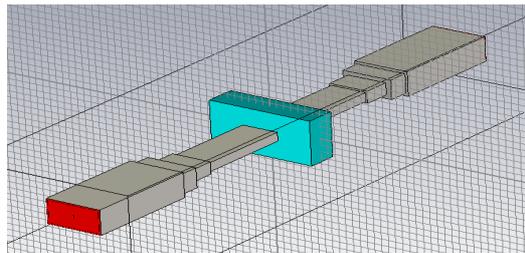


Figura 4.20- Sistema global de la guía de onda con discontinuidades de doble plano.

Determinamos, mediante simulación en CST, los coeficientes de transmisión S_{21} y reflexión S_{11} representados en la figura 4.21.

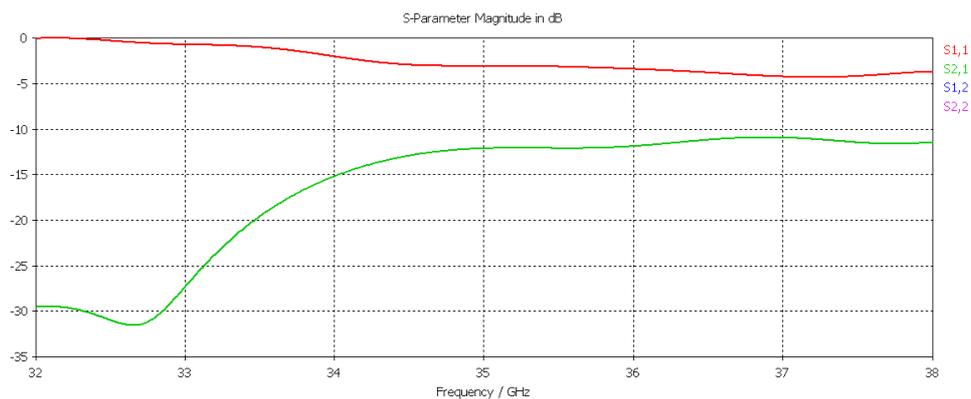


Figura 4.21- Coeficientes de transmisión y reflexión del sistema de la figura 4.20.

Podemos observar que, aunque estos resultados han mejorado respecto a los de la estructura de la figura 4.18, no son resultados que nos permitan su utilización ya que todavía presentan un coeficiente de reflexión muy alto. En vista de los resultados anteriores, debemos centrar nuestro trabajo en el modelo de la figura 4.16, donde tenemos las guías de onda de altura normal para la banda de frecuencias Ka. Vamos a analizar este sistema con muestras biológicas ya que, aunque no es válido para obtener perfiles con gran precisión, si nos podría valer para analizar muestras homogéneas como el aplicador que se estudió en el capítulo anterior.

4.7 SISTEMA DE MEDIDA PARA MUESTRAS HOMOGÉNEAS EN TRANSMISIÓN

Una vez estudiados los posibles sistemas a utilizar, vamos a estudiar el comportamiento de los sistemas más prometedores, introduciendo sustancias de alta constante dieléctrica y altas pérdidas. En primer lugar utilizaremos un sistema similar al de la figura 4.16 pero introduciendo una muestra en el interior del teflón, haciendo éste de contenedor, posteriormente introduciremos una antena tipo bocina plano H sustituyendo a la guía de onda receptora.

Como la finalidad del proyecto es la de conseguir aplicaciones en el campo de la medicina, decidimos que los tejidos que íbamos a simular eran biológicos, para en un futuro, poder usar estos sistemas con el fin de detectar posibles carcinomas es un estadio temprano de la enfermedad, así como de una forma más localizada.

4.7.1 Guía de Onda en Excitación y Recepción

El sistema utilizado es el de la figura 4.22, que como se puede observar, consta de dos tramos de guía de onda enfrentados, funcionando en la banda Ka, con una muestra rectangular de tejido introducida en medio de la lámina de teflón, al que le hemos hecho un hueco del tamaño de la muestra que es el objetivo a analizar. Las dimensiones de todos los componentes del sistema están dadas en la tabla 4.5

Guía de Onda (mm ²)	Lamina de Teflón (mm ³)	Muestra (mm ³)
7.11 x 3.56	28.44 x 14.24 x 4.00	14.22 x 7.11 x 1.00

Tabla 4.5- Dimensiones del sistema global con muestra.

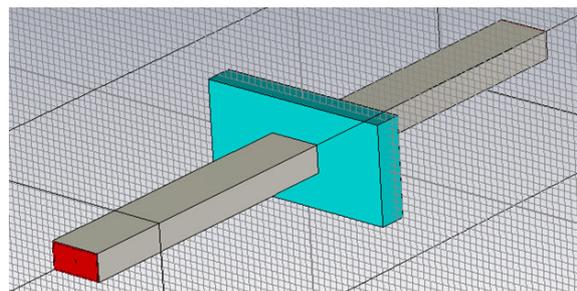


Figura 4.22- Sistema global compuesto de dos guías de onda rectangulares enfrentadas, con una lamina de teflón en medio, soportando una muestra homogénea.

Al igual que en el Capítulo 3, hemos trabajado en este primer diseño con una muestra con las características del riñón humano. Tenemos que tener presente que la frecuencia ahora utilizada no es la misma, con lo que las propiedades eléctricas no coinciden con las que aparecieron en las tablas 3.1 y 3.2, sino que van a ser las mencionadas en la tabla 4.6

Tejido	Constante dieléctrica ϵ_r	Tangente pérdidas $\text{tg}\delta$
Riñón	18.376	1.0569

Tabla 4.6- Propiedades eléctricas para el riñón a la frecuencia de 35 GHz [5].

Para determinar la sensibilidad del diseño, se han representado los coeficientes de reflexión y transmisión de la muestra variando la tangente de pérdidas para cada valor de la parte real de la constante dieléctrica que a su vez ha sido variada en incrementos de 1dB (figuras 4.23 a 4.28).

- $\epsilon_r = 17.376$ Los coeficientes de reflexión S_{11} y de transmisión S_{21} para $\epsilon_r = 17.376$, y diferentes valores de tangente de pérdidas los vemos en las figuras 4.23 y 4.24 respectivamente

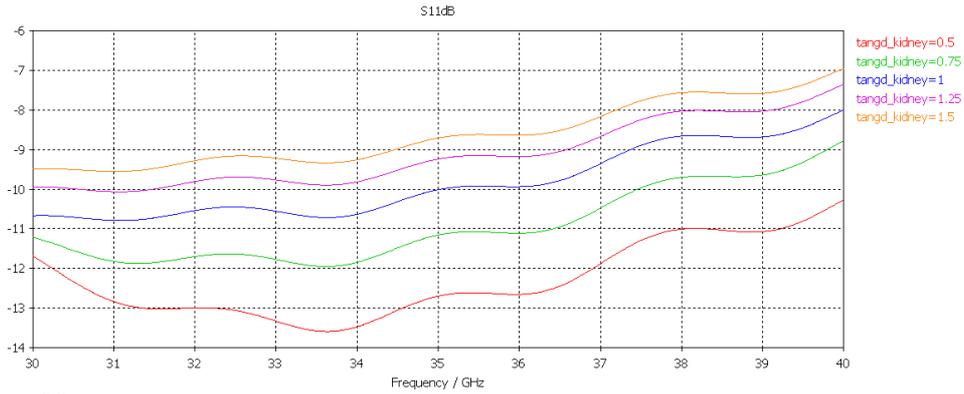


Figura 4.23- Coeficiente de reflexión para el sistema de la figura 4.22 con muestra de riñón para $\epsilon_r=17.376$.

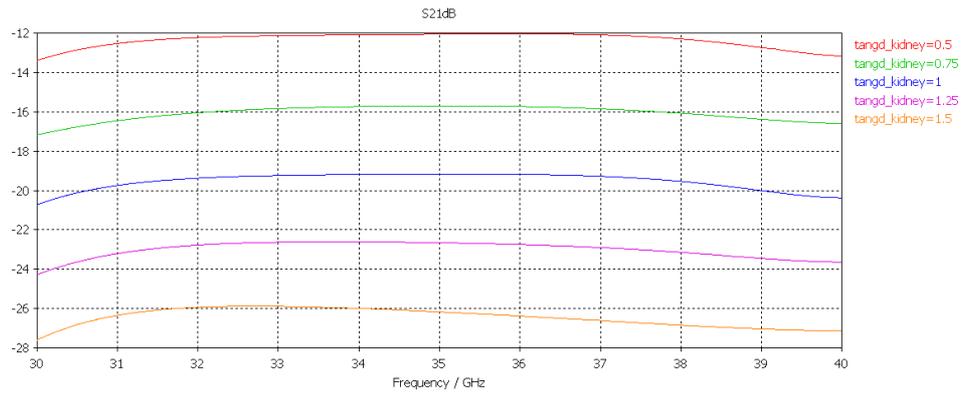


Figura 4.24- Coeficiente de transmisión para el sistema de la figura 4.22 con muestra de riñón para $\epsilon_r=17.376$.

- $\epsilon_r= 18.376$ El coeficiente de reflexión y transmisión para $\epsilon_r= 18.376$ y diferentes valores de tangente de pérdidas, los vemos en las figuras 4.25 y 4.26 respectivamente

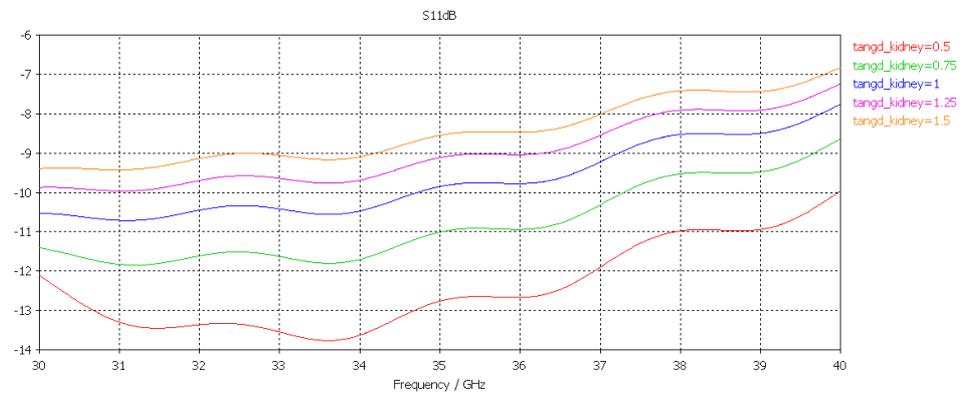


Figura 4.25 Coeficiente de reflexión para el sistema de la figura 4.22 con muestra de riñón para $\epsilon_r=18.376$.

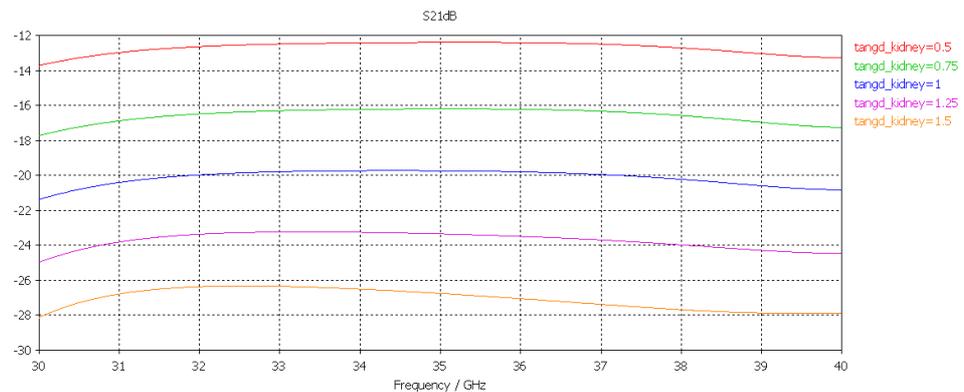


Figura 4.26- Coeficiente de transmisión para el sistema de la figura 4.22 con muestra de riñón para $\epsilon_r=18.376$.

- $\epsilon_r= 19.376$ El coeficiente de reflexión y transmisión para $\epsilon_r= 19.376$ y diferentes valores de tangente de pérdidas, los vemos en las figuras 4.27 y 4.28 respectivamente

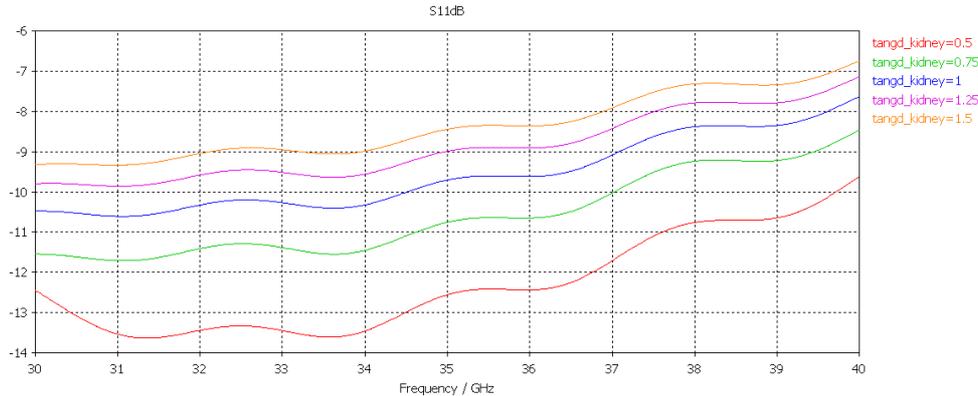


Figura 4.27- Coeficiente de reflexión para el sistema de la figura 4.22 con muestra de riñón para $\epsilon_r=19.376$.

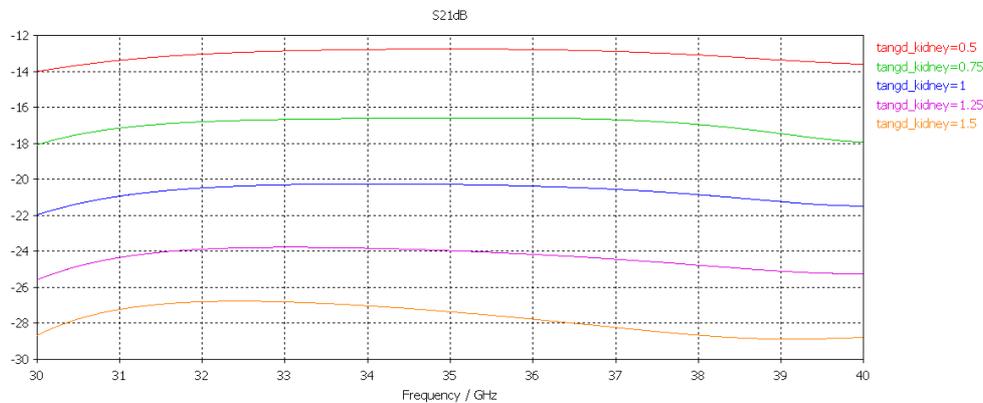


Figura 4.28- Coeficiente de transmisión para el sistema de la figura 4.22 con muestra de riñón para $\epsilon_r=19.376$.

• **Conclusiones**

Los resultados obteniendo para los tres valores de la constante dieléctrica son muy buenos, ya que para un valor de ϵ_r y variaciones ligeras de la tangente de pérdidas nos reportan resultados con diferencias apreciables, lo que pone de manifiesto que el sistema tiene buena sensibilidad para distinguir pequeñas variaciones en los tejidos.

Bien es cierto, que no ocurre de manera tan significativa en función del valor de la constante dieléctrica, pero todavía nos sirve para distinguir los distintos casos propuestos.

El problema de este método de medida es que como máximo conseguiríamos una precisión de la altura b de la guía. Para muestras heterogéneas no supone mucha precisión aunque, como ya se ha mencionado, podría ser válida para analizar nuestras homogéneas, como la de este sistema.

4.7.2 Guía de Onda y Cornete en Plano H en Recepción

Vistos los buenos resultados del apartado 4.7.1 vamos a seguir la línea de investigación realizando medidas en transmisión. En el apartado anterior, se trabaja con un sistema compuesto por guías de onda de dimensiones estándar para esa banda de frecuencia, además de la lámina de teflón y la muestra.

Para mejorar las pérdidas por radiación, vamos a introducir un cornete en el plano H en recepción. Esto es, el nuevo sistema consiste en una excitación mediante una guía de onda en banda Ka, una lamina de teflón en cuyo interior introducimos una muestra dieléctrica, y una bocina de plano H (figura 4.29). Esto nos permite evitar las pérdidas debidas a la difracción lateral al atravesar la muestra de teflón y tejido. Las dimensiones de los componentes del sistema son los de la tabla 4.7

Guía de onda	Lamina teflón	Muestra	Bocina
7.11 x 3.56 mm ²	56.88 x 28.48 x 4.00 mm ³	28.44 x 14.24 mm ²	14.22 x 3.56 mm ²

Tabla 4.7- Dimensiones del sistema de la figura 4.29.

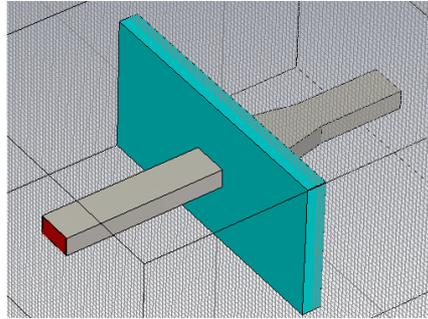


Figura 4.29- Guía de onda con cornete en plano H en recepción.

Tal y como hemos procedido en el apartado 4.7.1, hemos estudiado los resultados para la muestra con tres valores de constante dieléctrica para la muestra biológica diferentes, y en cada caso se ha hecho un barrido de la tangente de pérdidas. Los resultados están representados en las figuras 4.30 a 4.35.

- $\epsilon_r= 17.376$ El coeficiente de reflexión S_{11} y transmisión S_{21} del sistema de la figura 4.29 para $\epsilon_r= 17.376$ y diferentes valores de tangente de pérdidas, los vemos en las figuras 4.30 y 4.31 respectivamente

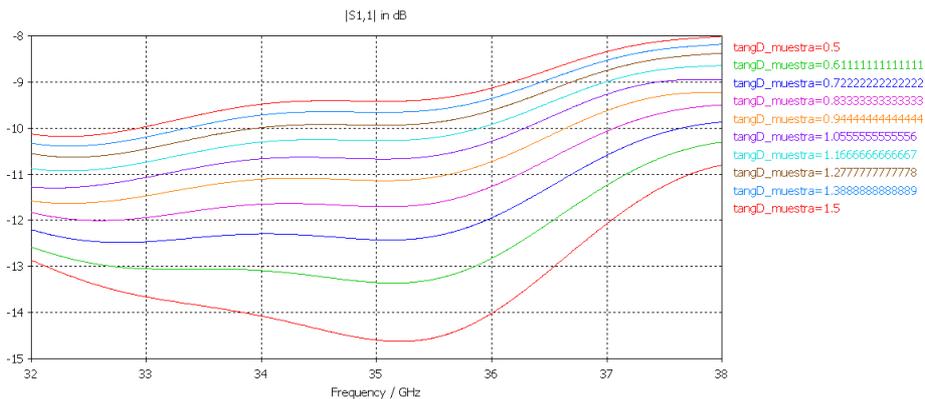


Figura 4.30- Coeficiente de reflexión para el sistema de la figura 4.29 con muestra de riñón para $\epsilon_r=17.376$.

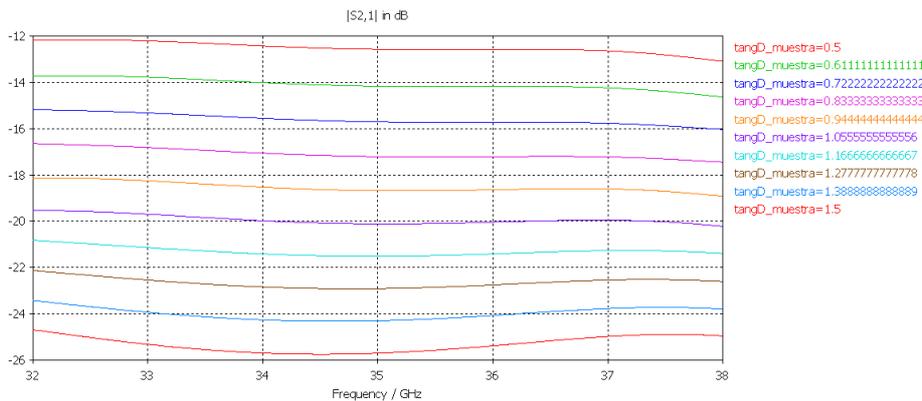


Figura 4.31- Coeficiente de transmisión para el sistema de la figura 4.29 con muestra de riñón para $\epsilon_r=17.376$.

- $\epsilon_r= 18.376$ El coeficiente de reflexión y transmisión del sistema de la figura 4.29 para $\epsilon_r= 18.376$ y diferentes valores de $tg\delta$, están representados en las figuras 4.32 y 4.33 respectivamente

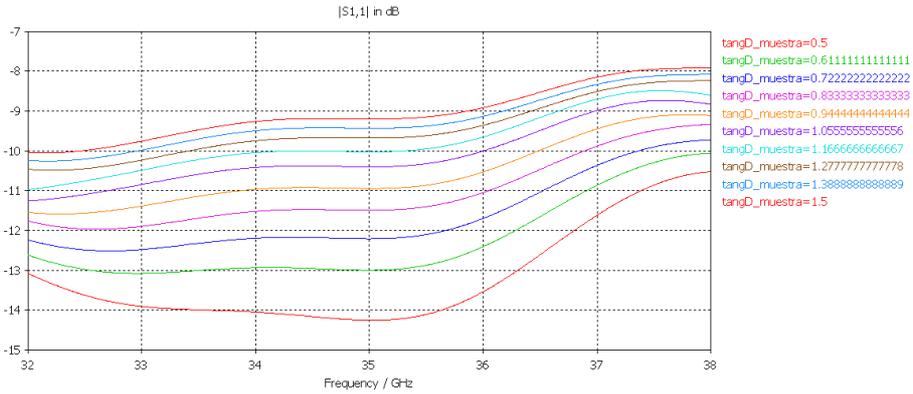


Figura 4.32- Coeficiente de reflexión para el sistema de la figura 4.29 con muestra de riñón para $\epsilon_r=18.376$.

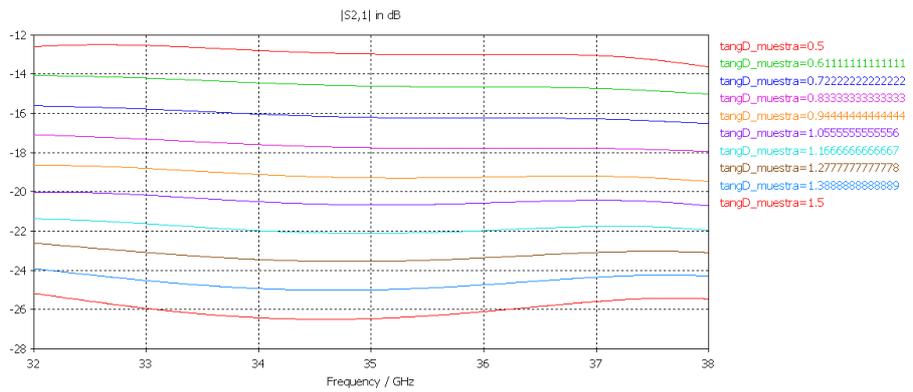


Figura 4.33- Coeficiente de transmisión para el sistema de la figura 4.29 con muestra de riñón para $\epsilon_r=18.376$.

- $\epsilon_r= 19.376$ El coeficiente de reflexión y transmisión del sistema de la figura 4.29 para $\epsilon_r= 19.376$ y diferentes valores de $tg\delta$, están representados en las figuras 4.34 y 4.35 respectivamente

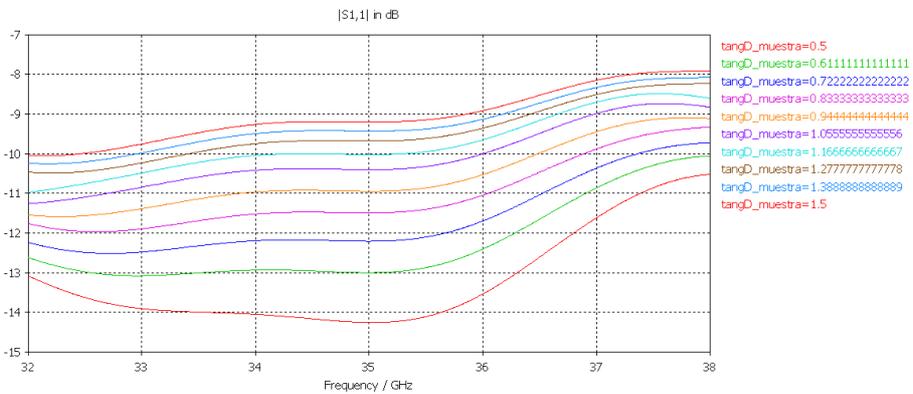


Figura 4.34- Coeficiente de reflexión para el sistema de la figura 4.29 con muestra de riñón para $\epsilon_r=19.376$.

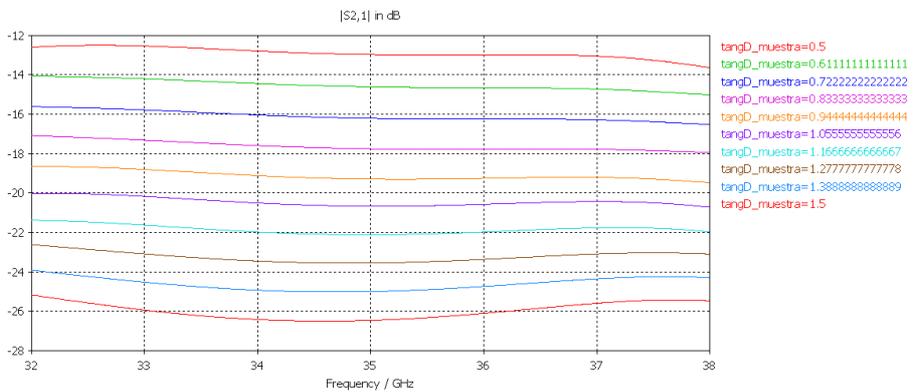


Figura 4.35- Coeficiente de transmisión para el sistema de la figura 4.29 con muestra de riñón para $\epsilon_r=19.376$.

También se aprecia una gran sensibilidad, sobre todo respecto a las pérdidas dieléctricas. Para completar el estudio de la sensibilidad del sistema, hemos hecho el caso contrario. Esto es, para una muestra de tejido biológico con un cierto valor para la tangente de pérdidas, hacemos un barrido de la parte real de la constante dieléctrica.

- $tg\delta=1.0569$ Los resultados para el coeficiente de reflexión y de transmisión del diseño de la figura 4.29 cuando se realiza un barrido en ϵ_r para $tg\delta$ fija, los tenemos en las figuras 4.36 y 4.37 respectivamente

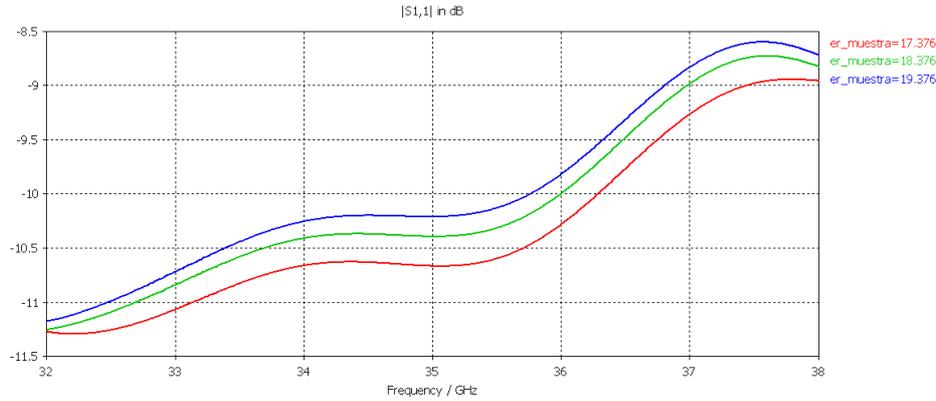


Figura 4.36- Coeficiente de reflexión del sistema de la figura 4.29 con muestra de riñón para $tg\delta=1.0569$

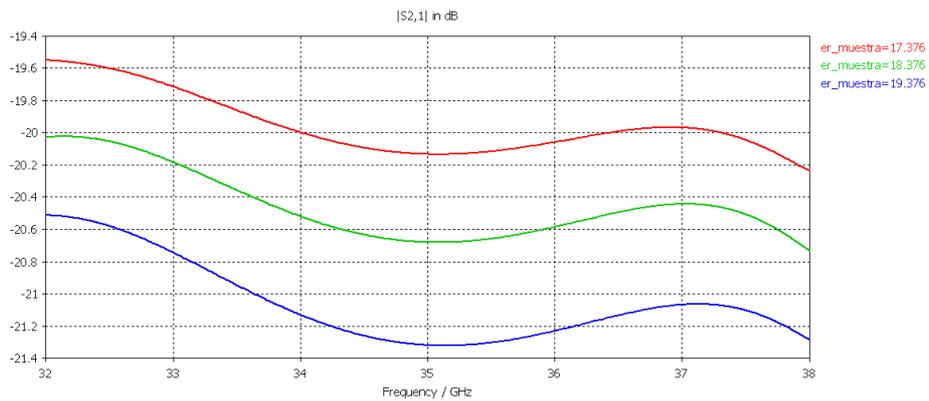


Figura 4.37- Coeficiente de transmisión del sistema de la figura 4.29 con muestra de riñón para $tg\delta=1.0569$

• Conclusiones

La conclusión más importante que podemos extraer es que tenemos sensibilidad de medida en transmisión y reflexión, tanto para las variaciones de constante dieléctrica como de la tangente de pérdidas. Esto implica que se podrían utilizar los parámetros S_{11} y S_{21} en la determinación de este tipo de muestras, aunque bien es cierto, que la mayor sensibilidad nos la da el parámetro de transmisión S_{21} , con lo que será el más apropiado e interesante a la hora de analizar muestras.

4.7.3 Guía de Onda y Cornete en Plano H en Recepción de Altura Reducida

Como lo que pretendemos es obtener un sistema con buena sensibilidad y que analice muestras muy pequeñas, hemos hecho unas variaciones al sistema de la figura 4.29, reduciendo la altura tanto de la guía de onda como de la bocina en plano H en recepción (figura 4.38). Las dimensiones de los componentes del sistema son los de la tabla 4.8

Guía de onda (a x b)	Lamina Teflón	Muestra	Bocina (2a x b)
7.11 x 1.00 mm ²	56.88 x 28.48 x 4.00 mm ³	28.44 x 14.24 mm ²	14.22 x 1.00 mm ²

Tabla 4.8- Dimensiones del sistema de la figura 4.38.

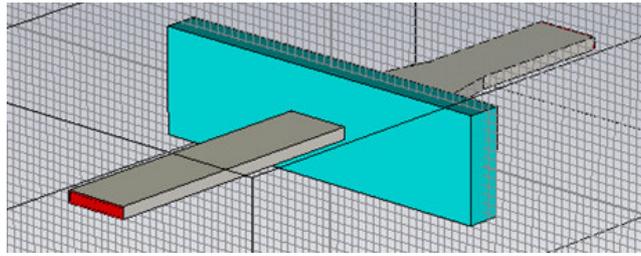


Figura 4.38- Guía de onda de altura reducida con cornete de altura reducida en plano H en recepción.

Se hecho un barrido de la tangente de pérdidas para un valor de la constante dieléctrica, y posteriormente, para un mismo valor de la tangente de pérdidas, se ha ido modificando la constante dieléctrica para comprobar la sensibilidad de nuestro diseño.

- $\epsilon_r=17.376$ Los resultados para los coeficientes de reflexión y transmisión del sistema de la figura 4.38 cuando realizamos un barrido de la tangente de pérdidas para una constante dieléctrica $\epsilon_r=17.376$ son respectivamente la figura 4.39 y 4.40

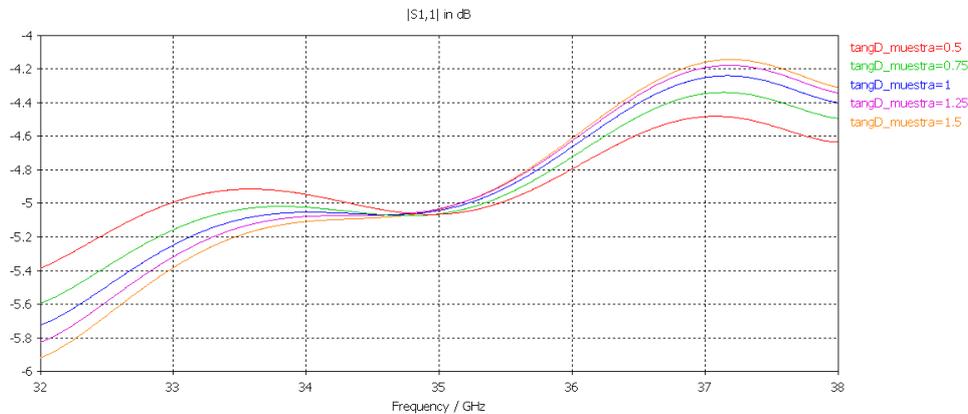


Figura 4.39- Coeficiente de reflexión para el sistema de la figura 4.38 con muestra de riñón para $\epsilon_r=17.376$.

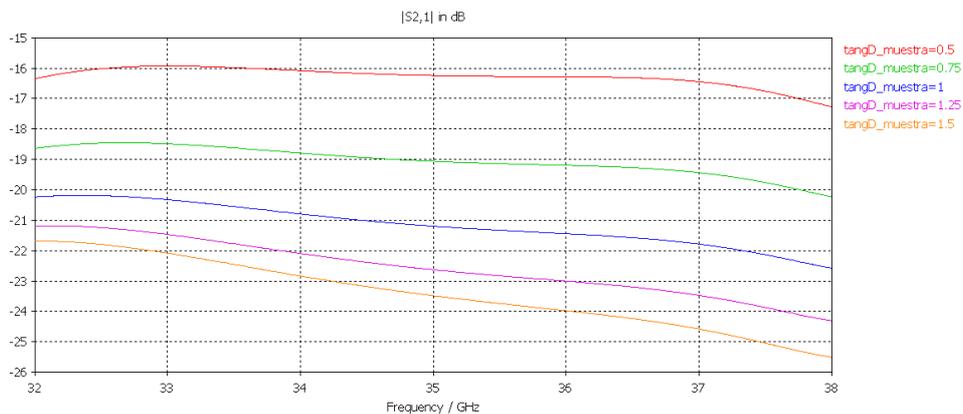


Figura 4.40- Coeficiente de transmisión para el sistema de la figura 4.38 con muestra de riñón para $\epsilon_r=17.376$.

- $tg\delta=1.0569$ Los resultados para el coeficiente de reflexión y de transmisión del diseño de la figura 4.38 cuando se realiza un barrido en la constante dieléctrica para una tangente de pérdidas fija los tenemos en las figuras 4.41 y 4.42 respectivamente

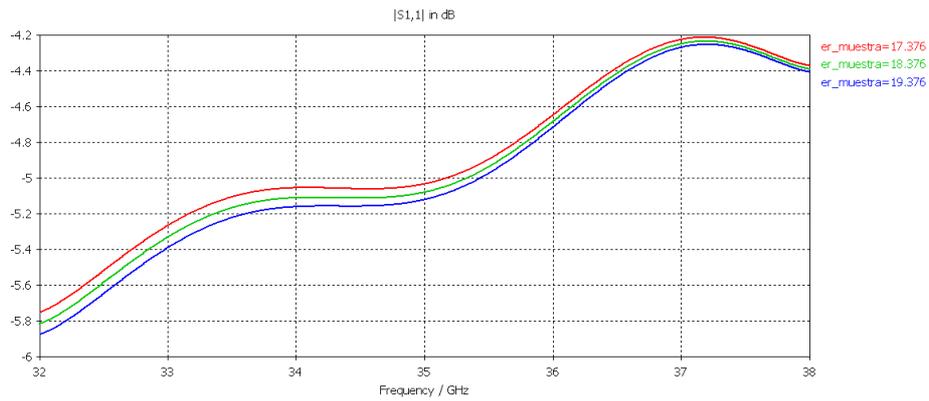


Figura 4.41- Coeficiente de reflexión del sistema de la figura 4.38 con muestra de riñón para $\text{tg}\delta=1.0569$

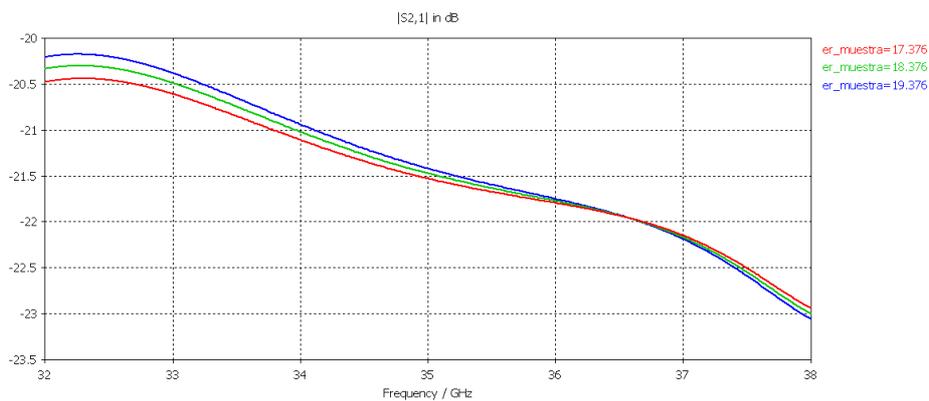


Figura 4.42- Coeficiente de transmisión del sistema de la figura 4.38 con muestra de riñón para $\text{tg}\delta=1.0569$

• **Conclusiones**

Tal y como vemos en la figura 4.39 para S_{11} del barrido de la tangente de pérdidas, como en las figuras 4.41 y 4.42 para el S_{11} y S_{21} respectivamente, obtenidos en el barrido de la constante dieléctrica, los resultados no son aprovechables. Como cabe destacar, las graficas se cruzan con lo que no se pueden distinguir bien los distintos tipos de muestra. Concluiremos que el sistema no tiene buena sensibilidad y lo desecharemos para diseños futuros.

4.7.4 Guía de Onda Estándar y Cornete en Plano H en Recepción de Altura Reducida.

Después de varias pruebas con distintas estructuras, decidimos comprobar la viabilidad de un diseño con reducción de altura en el cornete en plano H y con la guía de onda en las dimensiones estándar trabajando en la banda Ka (figura 4.43)

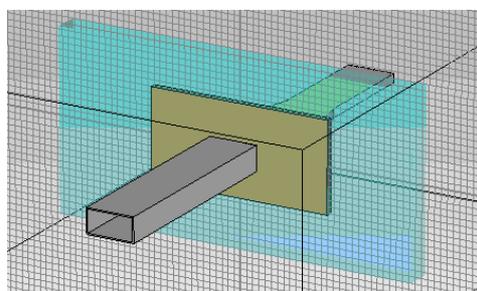


Figura 4.43- Guía de onda con cornete en plano H de altura reducida.

Se ha estudiado la sensibilidad del diseño haciendo un análisis para una muestra de tejido biológico de una determinada constante dieléctrica, realizando un barrido en el valor en $\text{tg}\delta$. Se ha procedido también haciendo un barrido en ϵ_r para un valor fijo de la tangente de pérdidas.

- $\epsilon_r=18.376$ Determinamos los coeficientes S_{11} y S_{21} para el diseño de la figura 4.43 cuando realizamos un barrido en la tangente de pérdidas, y podemos verlo en las figuras 4.44 y 4.45 respectivamente

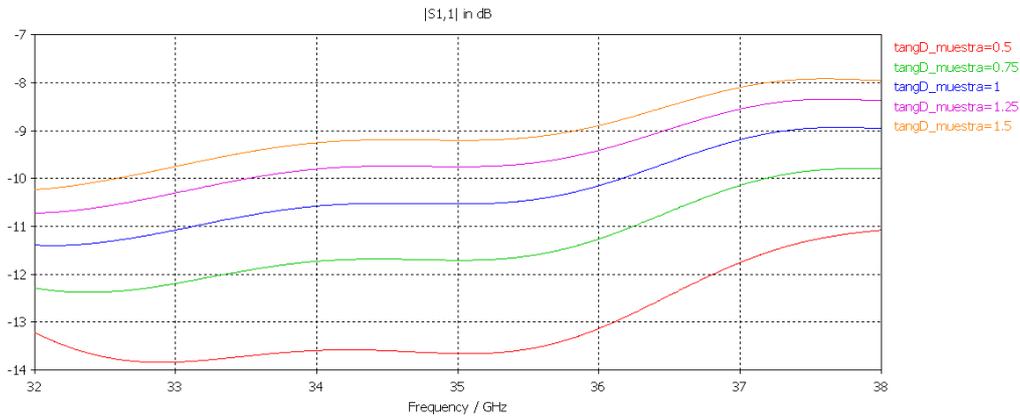


Figura 4.44- Coeficiente de reflexión S_{11} para el sistema de la figura 4.43 con muestra de riñón para $\epsilon_r=18.376$.

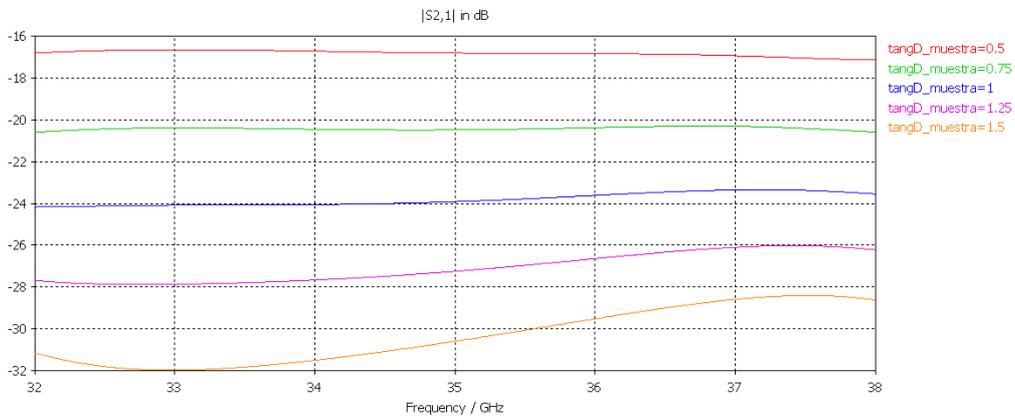


Figura 4.45- Coeficiente de transmisión para el sistema de la figura 4.43 con muestra de riñón para $\epsilon_r=18.376$.

- $tg\delta=1.0569$ Determinamos los coeficientes S_{11} y S_{21} para el diseño de la figura 4.43 cuando realizamos un barrido en la constante dieléctrica, y podemos verlo en las figuras 4.46 y 4.47 respectivamente

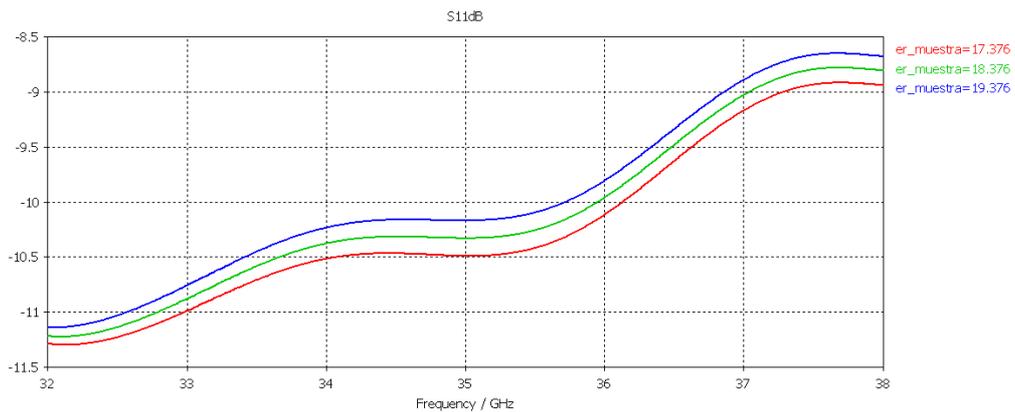


Figura 4.46- Coeficiente de reflexión para el sistema de la figura 4.43 con muestra de riñón para $tg\delta=1.0569$.

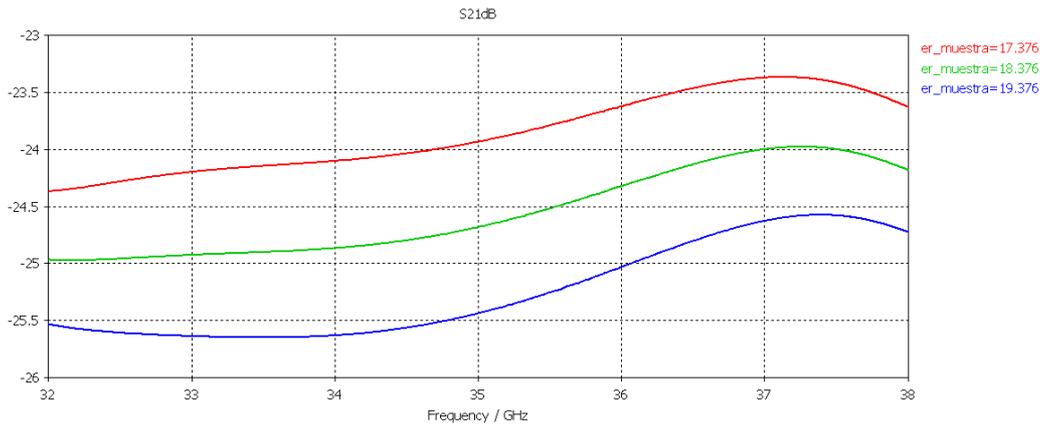


Figura 4.47- Coeficiente de transmisión para el sistema de la figura 4.43 con muestra de riñón para $\tan\delta=1.0569$.

• **Conclusión**

Como se puede observar en las figuras 4.44 a 4.47, tanto para el coeficiente de reflexión como el de transmisión, bien cuando hemos variado la tangente de pérdidas como cuando hemos variado la constante dieléctrica, los resultados nos indican la buena sensibilidad del sistema. Se pueden diferenciar por tanto, muestras con propiedades eléctricas diferentes. Por tanto, a partir de ahora, se va a utilizar el modelo de la figura 4.45 para continuar con un estudio mas exhaustivo donde se van a analizar distintos tipos de muestra en solitario y posteriormente muestras heterogéneas formadas por tejidos diferentes.

4.8 MÉTODO DE DETECCIÓN CON BOCINA DE ALTURA REDUCIDA

En este apartado se va a trabajar con el diseño de la figura 4.43 para analizar muestras homogéneas y heterogéneas. Además se va a desarrollar un método de doble medida con el sistema cruzado que nos permitirá obtener precisiones de medida de $1 \times 1 \text{ mm}^2$ el cual permite obtener perfiles en muestras heterogéneas.

4.8.1 Simulación de Muestras Homogéneas

Para simplificar el procedimiento, hemos estudiado cada una de las muestras de tejido biológico que van a componer el conjunto total de la muestra heterogénea. Para que las muestras sean bien diferenciables, hemos seleccionado algunas que nos supongan un amplio espectro de variación de la constante dieléctrica y de tangente de pérdidas. El diseño que se ha utilizado es el de la figura 4.48, donde las dimensiones del sistema son

Guía de Onda (a x b)	Teflón	Muestra (2a x 2b x e)	Bocina (2a x b _{red})
7.11 x 3.56 mm ²	56.88 x 28.48 x 4.00 mm ³	14.22 x 7.12 x 1.00 mm ³	14.22 x 1.00 mm ²

Tabla 4.9- Dimensiones del sistema de la figura 4.48.

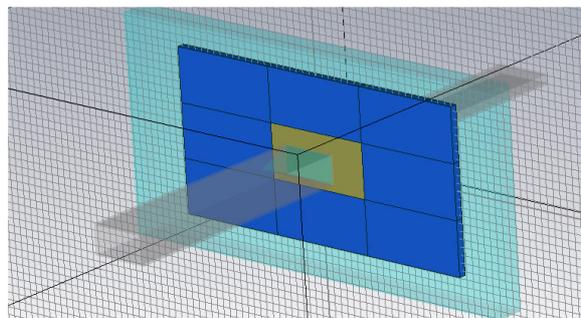


Figura 4.48- Guía de onda con cornete en plano H de altura reducida.

- **Grasa (Fat), $\epsilon_r=3.5098$ y $tg\delta=0.29492$** Los resultados para los parámetros S del diseño de la figura 4.48 cuando tenemos una muestra de grasa son los de la figura 4.49

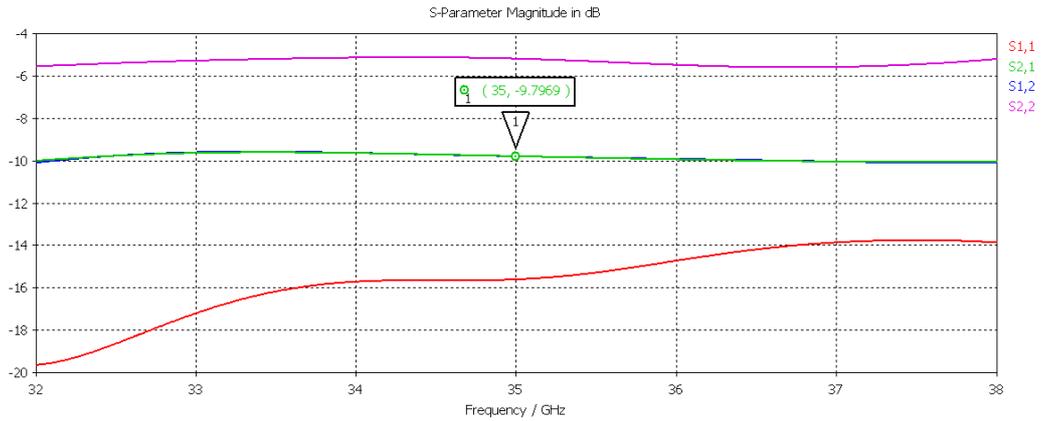


Figura 4.49- Parámetros S para muestra de grasa.

- **Cartílago (Cartilage), $\epsilon_r=11.295$ y $tg\delta=1.0161$** Los resultados para los parámetros S del diseño de la figura 4.48 cuando tenemos una muestra de cartílago son los de la figura 4.50

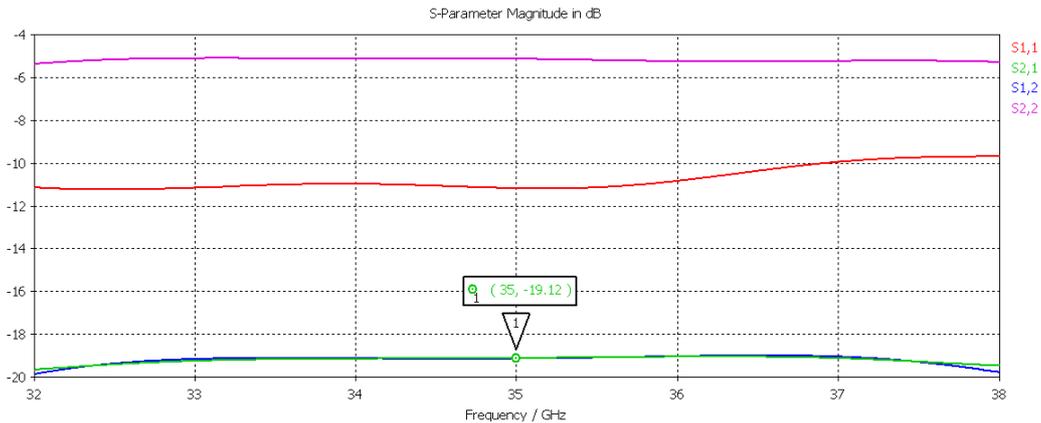


Figura 4.50- Parámetros S para muestra de cartílago.

- **Hígado (Liver), $\epsilon_r=14.501$ y $tg\delta=1.0421$** Los resultados para los parámetros S del diseño de la figura 4.48 cuando tenemos una muestra de hígado son los de la figura 4.51

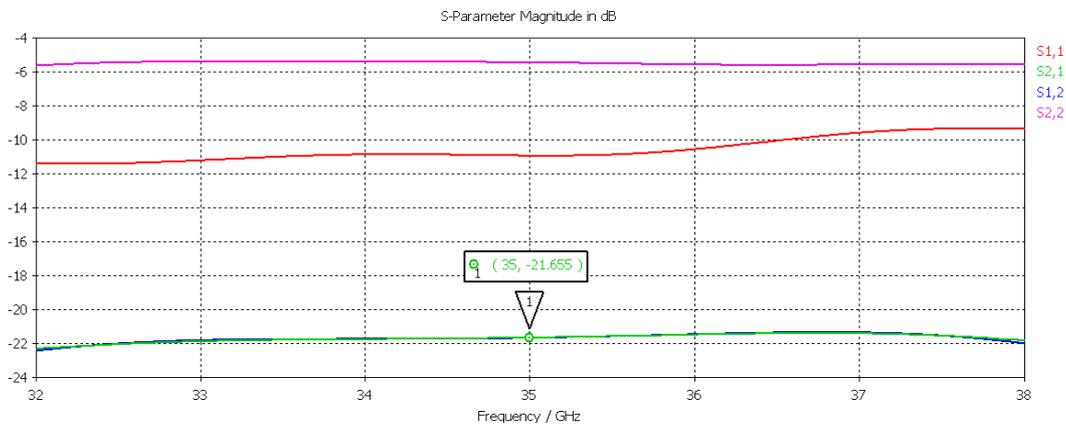


Figura 4.51- Parámetros S para muestra de hígado.

- **Riñón (Kidney), $\epsilon_r=18.376$ y $tg\delta=1.0569$** Los resultados para los parámetros S del diseño de la figura 4.48 cuando tenemos una muestra de riñón son los de la figura 4.52

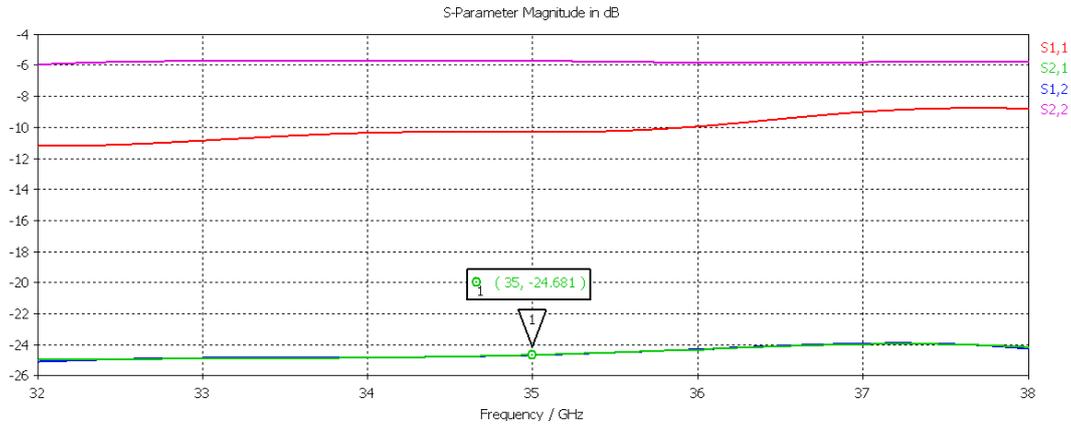


Figura 4.52- Parámetros S para muestra de riñón.

- **Sangre (Blood), $\epsilon_r=19.738$ y $tg\delta=1.1115$** Los resultados para los parámetros S del diseño de la figura 4.48 cuando tenemos una muestra de sangre son los de la figura 4.53

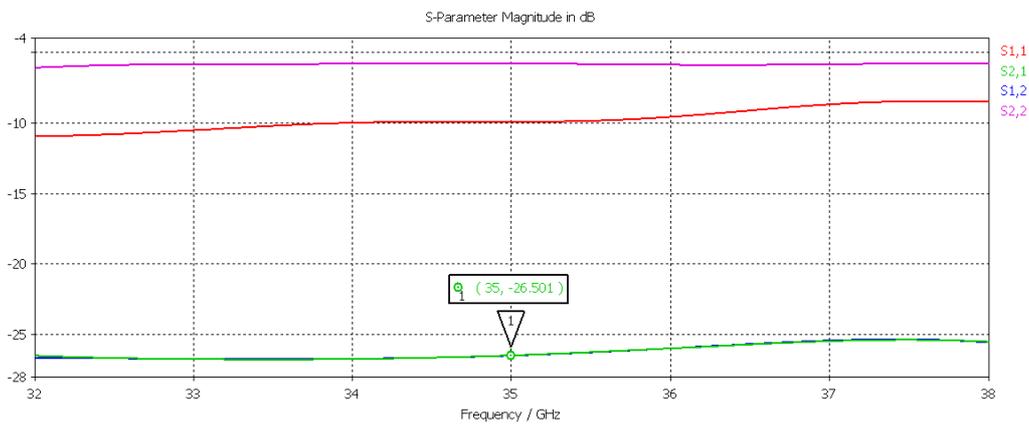


Figura 4.53- Parámetros S para muestra de sangre.

- **Páncreas (Pancreas), $\epsilon_r=20.328$ y $tg\delta=1.0664$** Los resultados para los parámetros S del diseño de la figura 4.48 cuando tenemos una muestra de páncreas son los de la figura 4.54

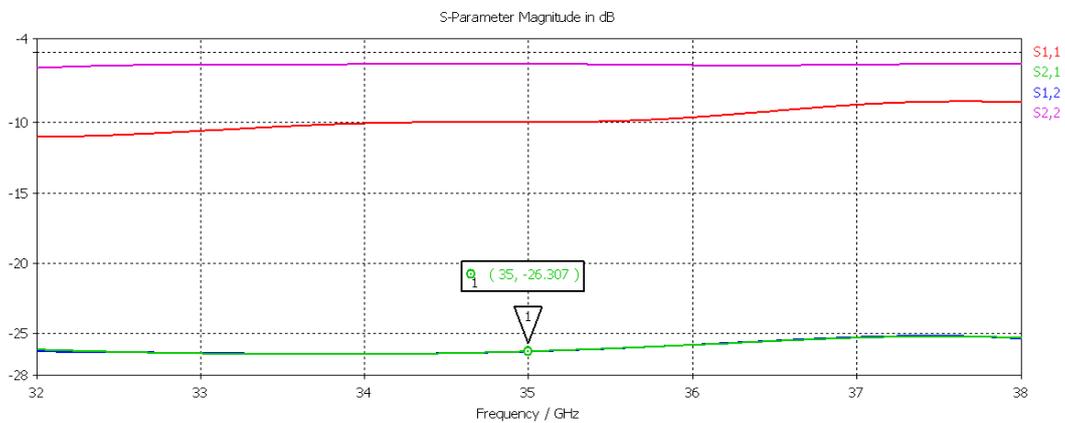


Figura 4.54- Parámetros S para muestra de páncreas.

- **Músculo (Muscle)**, $\epsilon_r=20.423$ y $tg\delta=0.99705$ Los resultados para los parámetros S del diseño de la figura 4.48 cuando tenemos una muestra de músculo son los de la figura 4.55

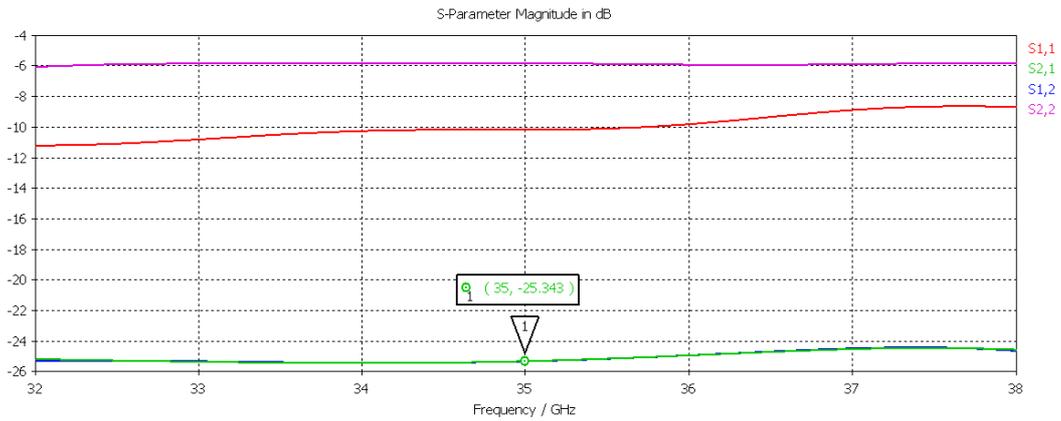


Figura 4.55- Parámetros S para muestra de músculo.

- **Estómago (Stomach)**, $\epsilon_r=21.823$ y $tg\delta=1.0859$ Los resultados para los parámetros S del diseño de la figura 4.48 cuando tenemos una muestra de estómago son los de la figura 4.56

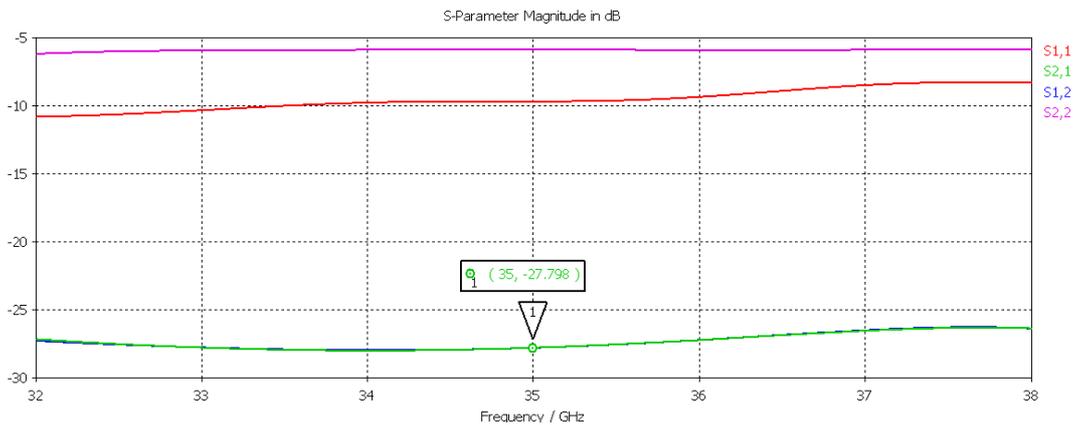


Figura 4.56- Parámetros S para muestra de estómago.

- **Fluidos Corporales (Bodyfluid)**, $\epsilon_r=22.410$ y $tg\delta=1.3413$ Los resultados para los parámetros S del diseño de la figura 4.48 cuando tenemos una muestra de fluidos corporales son los de la figura 4.57

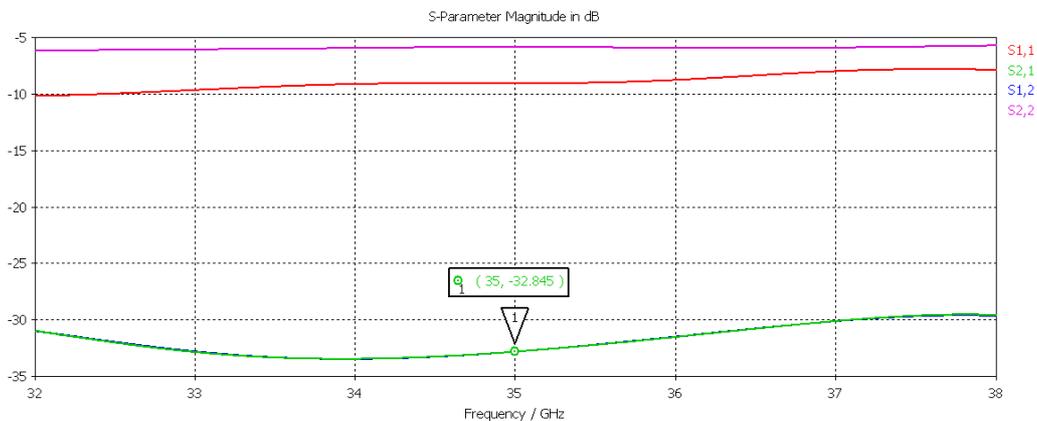


Figura 4.57- Parámetros S para muestra de fluidos corporales.

Los resultados para el parámetro de Scattering S_{21} varían en función de la naturaleza de muestra a una misma frecuencia. Podemos verlo mejor en la tabla 4.10

Muestra	Parámetro S_{21} (dB)
Grasa	-9.797
Cartílago	-19.120
Hígado	-21.655
Riñón	-24.681
Músculo	-25.343
Páncreas	-26.307
Sangre	-26.501
Estómago	-27.798
Fluidos Corporales	-32.845

Tabla 4.10- Parámetro S_{21} para cada muestra a una frecuencia de 35 GHz.

Como siempre, la diferencia entre los valores de los parámetros (tabla 4.10) está ampliamente relacionada con la sensibilidad del sistema. Lo que implica que con este diseño somos capaces de distinguir diferentes tipos de muestras incluso cuando sus características son prácticamente iguales.

4.8.2 Simulación Muestra Heterogénea

Ya vamos a analizar una muestra heterogénea formada por todos los tipos de tejidos anteriores como vemos en la figura 4.58. Como queremos precisamente analizar el grado de sensibilidad del diseño, hemos colocado las muestras de características similares lo mas cerca posible.

Grasa $\epsilon_r = 3.5098$ $tg\delta = 0.29492$	Cartilago $\epsilon_r = 11.295$ $tg\delta = 1.0161$	Hígado $\epsilon_r = 14.501$ $tg\delta = 1.0421$
Páncreas $\epsilon_r = 20.328$ $tg\delta = 1.0664$	Sangre $\epsilon_r = 19.738$ $tg\delta = 1.1115$	Riñón $\epsilon_r = 18.376$ $tg\delta = 1.0569$
Músculo $\epsilon_r = 20.423$ $tg\delta = 0.99705$	Estómago $\epsilon_r = 21.823$ $tg\delta = 1.0859$	Fluidos Corporales $\epsilon_r = 22.410$ $tg\delta = 1.3413$

Figura 4.58- Representación de la posición de cada tejido en la muestra heterogénea.

El diseño que hemos implementado en el simulador electromagnético CST es el de la figura 4.61. Cada tejido diferente que compone la muestra tiene una dimensión de $14.22 \times 7.12 \text{ mm}^2$ y 1 mm de espesor. La muestra se encuentra en una lámina de teflón, de dimensiones idénticas a las del apartado 4.8.1.

Como el objetivo de este apartado es analizar un conjunto de nueve muestras con características diferentes e intentar diferenciar cada una de ellas, se va a hacer un barrido a lo largo del conjunto. Debido a que en toda guía de onda, el campo eléctrico es máximo en el centro de la misma (figura 4.59a), hemos considerado conveniente realizar dos barridos: uno con la guía en posición horizontal y otro con ella en posición vertical (figuras 4.61 (a) y (b)) para que, de esta forma, consigamos más sensibilidad en los resultados.

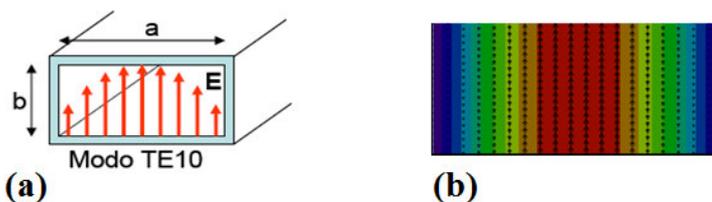


Figura 4.59- (a) Estructura de una guía rectangular y (b) representación del campo eléctrico en colores.

De esta forma, conseguiremos una medida muy buena en el punto en el que las dos medidas correspondientes a los barridos vertical y horizontal se superpongan justo en el centro (figura 4.60).

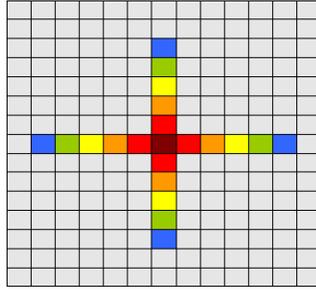


Figura 4.60- Representación del método a seguir para la detección con bocina de altura reducida.

En el esquema de la figura 4.59 (b) vemos las zonas donde el campo eléctrico es máximo de color rojo y donde es mínimo en azul. Por tanto, cuando hablamos de obtener la mejor medida de una región de la muestra, estaremos fijándonos en la zona donde coincide el campo máximo con la guía en posición horizontal con esa misma zona en vertical, como vemos en la figura 4.61. Si además reducimos la altura de la guía, el área de análisis es también mínima, consiguiendo buena sensibilidad en la zona.

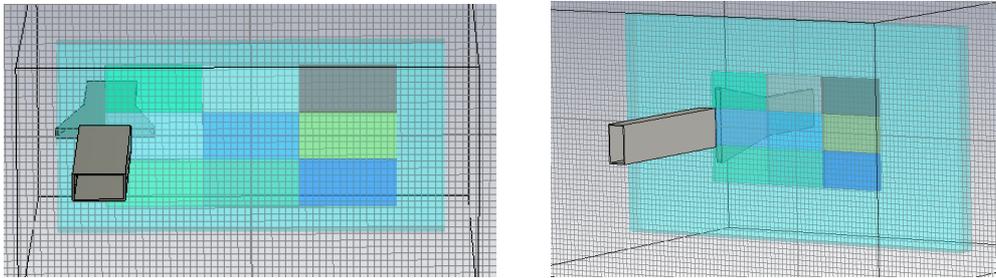


Figura 4.61- (a) Diseño de la guía de onda con cornete en plano H de altura reducida en posición horizontal y (b) posición vertical.

En las figuras 4.61 podemos observar la distribución de los diferentes tejidos para componer la muestra heterogénea total donde también se aprecian las dos posiciones del sistema radiante de medida. Como solo nos interesan los cruces de las dos medidas en el centro, son esos los datos que tomaremos en consideración, por lo tanto tendremos: datos correspondientes sólo al teflón, datos de muestra pura para las distintas muestras y datos de mezcla de muestras diferentes y muestras con teflón. Los datos de mezcla son los que nos proporcionarán los perfiles de separación. Los datos de la simulación ha sido tratados con la herramienta matemática Matlab y los resultados se pueden apreciar en la figura 4.62.

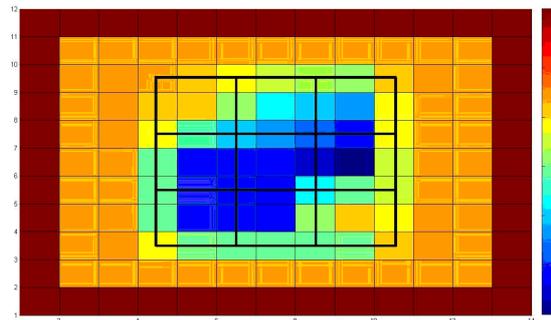


Figura 4.62- Resultados del parámetro S_{21} con la herramienta Matlab.

La franja negra que aparece en la figura 4.62 se han dibujado para limitar las zonas que ocupan cada tipo de tejido, tal y como hemos visto en las figuras 4.58 o 4.61.

Los resultados en las zonas en las que se miden intersecciones entre distintas muestras con características similares, se pueden apreciar ciertos perfiles en las zonas de separación aunque no siempre quedan suficientemente claros, aunque si podríamos recurrir al valor numérico. En cambio, se aprecia una sensibilidad aceptable entre las muestras con características diferentes.

Con el fin de apreciar mejor estas diferencias, se ha analizado una muestra heterogénea en la que solo había dos tipos de tejidos (figura 4.63). Además, se ha añadido complejidad al sistema ya que la constante dieléctrica de ambos tejidos es la misma, aunque no ocurre lo mismo con la tangente de pérdidas. Es por tanto, que la única diferencia con lo que se puede apreciar la sensibilidad del parámetro S_{21} reside en la que muestra externa no tiene pérdidas.

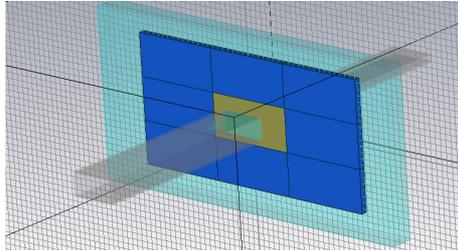


Figura 4.63- Guía de onda con cornete en plano H de altura reducida en recepción con dos muestras bien diferenciadas.

Implementamos los resultados de S_{21} en Matlab, obteniendo el mapa de colores de la figura 4.64

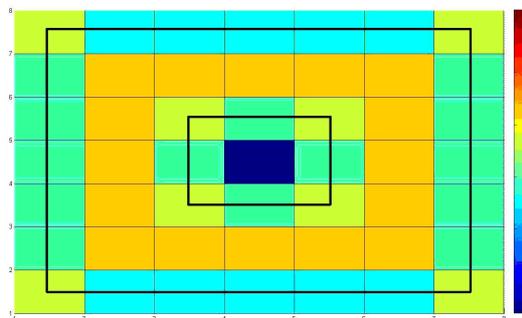


Figura 4.64- Resultados del parámetro S_{21} con la herramienta Matlab.

De nuevo, la línea negra se ha dibujado para delimitar las dos zonas significativas de la muestra heterogénea, así como los límites de esta con el teflón que la sostiene. Las posiciones y límites de las muestras según el mapa de colores se aprecian de una forma clara, debido a la diferencia entre la tangente de pérdidas de los dos tejidos que componen la muestra heterogénea.

Se ha hecho una nueva comprobación de la sensibilidad del sistema para una muestra heterogénea compuesta por dos tejidos muy distintos. En el anillo externo del sistema de la figura 4.63 se ha puesto lo que hemos definido como fluidos corporales, y en el centro una muestra de riñón.

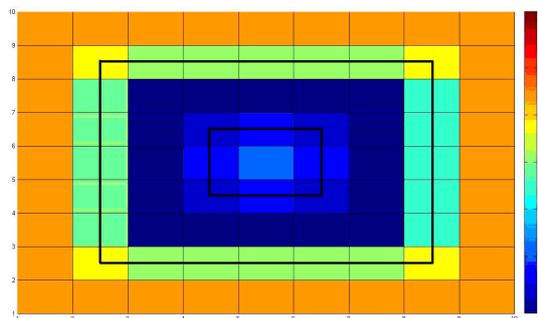


Figura 4.65- Resultados del parámetro S_{21} con la herramienta Matlab.

En el mapa de colores de la figura 4.65, la zona exterior naranja corresponde al teflón exclusivamente, los distintos tonos de amarillo y el azul mas claro corresponden a los resultados cuando la guía analiza una zona límite entre el teflón y los fluidos corporales, esto es cuando hay combinación de resultados. La zona azul oscura simboliza la muestra exterior en solitario, así como ocurre con la interior en azul claro en el centro del mapa. El azul con el tono medio se refiere a la combinación de resultados entre los dos tipos de muestra.

Capítulo 5

Conclusiones

y

Líneas Futuras

5.1 CONCLUSIONES

Este trabajo nació al abrigo de un proyecto financiado por el Gobierno Regional realizado por el Grupo de RF y Microondas del Departamento de Ingeniería de Comunicaciones de la Universidad de Cantabria en colaboración con el Departamento de Urología del Hospital Marqués de Valdecilla. Por esta razón el presente trabajo se ha centrado en el estudio de diferentes métodos de detección de sustancias de alta constante dieléctrica y altas pérdidas haciendo especial hincapié en tejidos orgánicos humanos.

El primer estudio ha consistido en el diseño e implementación de una antena parche excitada por ranura. Este aplicador, basado en la radiación de una antena, nos permitió el estudio de muestras de grandes tejidos uniformes, para lo que se fijó una frecuencia a 16 GHz, ya que con ella se logra una óptima relación entre la profundidad de penetración y la precisión de los resultados de las medidas. Este sistema nos ha proporcionado resultados para muestras homogéneas, aunque presentaría dificultades a la hora de distinguir contornos de separación en muestras heterogéneas.

Al diseño de la antena se le adaptó un portador de teflón para contener las muestras orgánicas y se comprobó la sensibilidad del sistema mediante diversas técnicas:

- Variación del espesor para una misma muestra.
- Cambio de las propiedades eléctricas (ϵ_r , $\text{tg}\delta$) para muestras orgánicas de espesor de 1 mm.
- Simulaciones con distintos tejidos (riñón, hígado y sangre) de 0.82 mm de espesor.

En los tres estudios se ha observado una variación aceptable de la ganancia a medida que íbamos cambiando la constante dieléctrica y la tangente de pérdidas de las muestras de tejido biológico. Esto supone una gran sensibilidad del diseño, y por tanto, va a ser posible distinguir diferentes tejidos. Además, la adaptación de la antena se mantuvo en todo el proceso, por lo que el sistema fue validado de forma positiva.

A continuación, se hizo una implementación práctica de los sistemas simulados en Ensemble con una antena parche excitada por ranura a la frecuencia de 6 GHz, con polarización circular y con muestras de los dos riñones de un mismo cerdo sano, proporcionadas por el Servicio de Urología del Hospital Marqués de Valdecilla. Las razones de la utilización de esta antena se describen con detalle en el Capítulo 3.

Para ello se han tomado dos muestras de cada riñón, y una de cada uno se ha conservado en aire y la otra en suero salino, haciendo un total de cuatro muestras diferentes. En el estudio de la respuesta de todas ellas, se han obtenido potencias de pico medias muy similares. Estos resultados se pueden calificar de muy buenos ya que los riñones son del mismo animal y no presentan anomalías, por lo tanto la identificación debía ser idéntica. Además, resulta muy interesante el que las muestras conservadas en una disolución salina no afectara a los resultados de las muestras de riñones, ya que se podrán conservar las muestras más tiempo y facilitar su transporte.

En la búsqueda de un segundo diseño que nos permitiese reconocer perfiles para poder analizar muestras heterogéneas ha sido necesario, como paso previo, estudiar el comportamiento de las guías de onda rectangulares, de las transiciones entre dos guías de onda de dimensiones diferentes y de las bocinas rectangulares. Se ha llegado a un sistema final compuesto de una guía de onda en transmisión, una bocina rectangular en recepción, y en medio de ellas, una lámina de teflón que sirve de compartimento para una muestra de tejido biológico, que puede ser heterogénea.

Se ha trabajado en la banda Ka a 35 GHz con el objetivo de tener más precisión en el análisis de las muestras y al tiempo mantener un cierto nivel de penetración de energía en las mismas. El sistema desarrollado ha permitido no sólo analizar muestras homogéneas con gran precisión, sino que hemos sido capaces de distinguir contornos en muestras heterogéneas.

El algoritmo creado con la herramienta MATLAB, que analiza los resultados obtenidos con este segundo aplicador, nos ha permitido 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 la muestra, como ocurre cuando hay tejido dañado, va a provocar cambios en los resultados obtenidos.

Con este segundo sistema desarrollado, somos capaces de detectar los contornos de separación entre diferentes tejidos o diferencias en un mismo tejido con una precisión de 1 mm, por lo que consideramos que es un sistema muy útil para localizar anomalías mayores que 1 mm^2 en tejidos enfermos. Esto significa que, en el caso de una futura aplicación en el campo de la medicina, nos va a permitir detectar con mucha precisión la localización de un tumor, minimizando la zona de tejido sano circundante a éste que se debe extirpar por seguridad, cuando haya que practicar cirugía. Esto se traduce en una mejora de la calidad de vida del paciente y una reducción de las posibilidades de recaída en la enfermedad.

Aunque el trabajo se ha centrado en el ámbito sanitario, se puede aplicar en otros campos, por ejemplo, en una amplia gama de aplicaciones industriales, en seguridad, etc, tal y como hemos visto en el Capítulo 1.

5.2 LÍNEAS FUTURAS

La continuación de este trabajo nos permitirá abrir varios campos de investigación:

- En primer lugar se podría trabajar sobre el aplicador que hemos llamado de muestras homogéneas, basado en antenas parche, que se ha estudiado en el Capítulo 3, para aumentar su precisión y poder analizar muestras más pequeñas. Para ello habría que diseñar una antena a frecuencias más altas con lo que reduciríamos su tamaño, aunque a frecuencias más altas se reduce el poder de penetración de la energía y habría que conformarse con analizar y detectar tumores superficiales.
- Además quedaría por realizar medidas con diferentes tejidos y comparar tejidos sanos y enfermos para ver el alcance y versatilidad de este sistema.
- Como ya se ha comentado, el diseño basado en una guía de onda rectangular y una antena tipo bocina de altura reducida (Capítulo 4) nos proporcionaba una sensibilidad de contorno de 1mm. Esto podría ser suficiente cuando tratemos tumores relativamente grandes pero sería aconsejable mejorar la precisión en el caso de tumores incipientes. Una forma de hacerlo es desarrollando un algoritmo en Matlab o cualquier otra herramienta matemática de forma que, como siempre se conoce la posición del aplicador, se puede distinguir si dos medidas consecutivas (su separación es de 1 mm) pertenecen al mismo dieléctrico o está en la frontera entre dos distintos. En este caso se podría discernir la frontera hasta un valor estimado de 0.1 mm. Un esquema del funcionamiento del algoritmo a desarrollar sería el mostrado en la figura 5.1
- Crear una base de datos a partir de medidas experimentales de tejidos reales, sanos y tumorales, para poder comparar cuando se analice un tejido desconocido. Esta base de datos constará de cuatro medidas diferentes por tejido; S_{11} en módulo y fase y S_{21} en módulo y fase.
- Diseñar y construir el sistema de medida, en el cual debe moverse el aplicador basado en una guía de onda rectangular y una antena tipo bocina de altura reducida (Capítulo 4), mediante dos ejes xy manteniendo la muestra fija en una posición conocida. Realizar medidas experimentales con distintas muestras para comprobar la bondad y fiabilidad del sistema de medida.

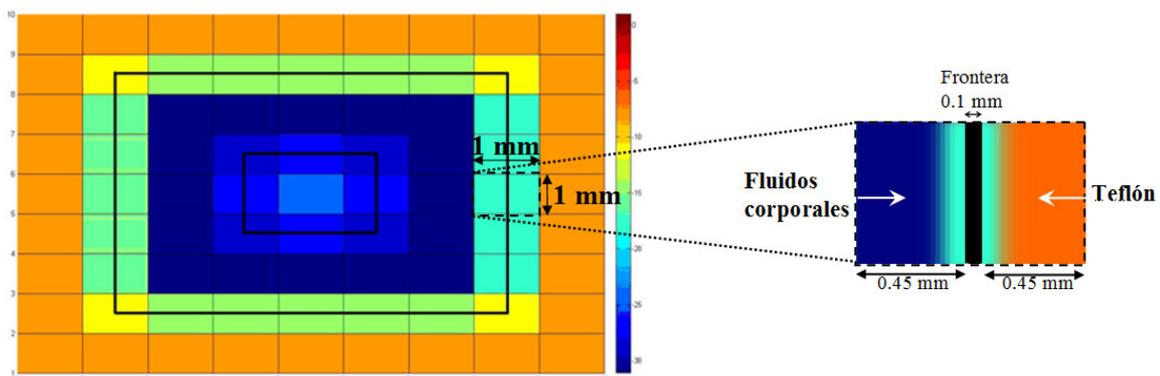


Figura 5.1- Reconversión de la frontera en la zona de mezcla de dos muestras diferentes.

- [1] Euroinnova: Proyecto Nanosens WP1. Grupo de Antenas de la Universidad pública de Navarra junto con el Rutherford Appleton Laboratory y la Eindhoven University of Technology.
- [2] S.S.Ahmed, A. Schiessl, F. Gumbmann, M. Tiebout, S. Methfessel, L.P. Schmidt “Advanced Microwave Imaging”. IEEE Microwave Magazine, 2012.
- [3] M.E.Gershenson, *Ultrasensitive Hot-electron Nanobolometers for Terahertz Astrophysics*. Nature Nanotechnology 3, 496-500 (2008).
- [4] Herschel HIFI
- [5] Andrzej J. Surowiec, *Dielectric Properties of Breast Carcinoma and the Surrounding Tissues*. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, Vol. 35, NO.,1988.
- [6] Mohammed N.Afsar, *The use of Microwave, Millimetre Wave and Terahertz Spectroscopy for the Detection, Diagnostics and Prognosis of Breast Cancer*. IEEE Explore. 2008.
- [7] M. Fernando, K. Busawon, M. Elsdon and D. Smith, *Fundamental Issues in Antenna Design for Microwave Medical Imaging Applications*. School of Computing Engineering and Information Sciences, Northumbria University.
- [8] Tonny Rubæk, Vitaliy Zhu Rbenko, *Prototype of Microwave Imaging System for Breast-Cancer Screening*. Department of Electrical Engineering. Technical University of Denmark. 2009 13th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics and the Canadian Radio Sciences Meeting.
- [9] E.C. Fear, M.A. Stuchly, *Microwave System for Breast Tumour Detection*. IEEE Microwave and Guided Wave Letters, VOL.9, NO. 11, November 1999.
- [10] Asociación AEDICI de la Universidad Nacional de Ingeniería de Perú.
- [11] Ángel Cardama Aznar, Lluís Cofre Roca, Juan Manuel Rius Casals, Jordi Romeo Robert, Sebastián Blanch Boris, Miguel Ferrando Bataller, *Antenas*. Edition UPC. 1998.
- [12] C. Pérez Vega, J.M^a. Zamanillo, A. Casanueva *Sistemas de Telecomunicación*. Textos Universitarios, n^o7. Ingenierías. Universidad de Cantabria, 2007.
- [13] J.L. Besada Sanmartín, M. Sierra Castañer, *Aperturas: reflectores dieléctricos y parabólicos. Arrays: Yagis y log-periódicas*. Grupo de Radiación, Universidad Politécnica de Madrid.
- [14] Mician Microwave Wizard.
- [15] Wangsness R.K., *Campos electromagnéticos*. Limusa, México, 1996.
- [16] Raúl Hernández Aquino *Diseño, simulación y construcción de antenas tipo parche para bluetooth y WI-FI, bandas 2.4 GHz y 5.8 GHz*. Departamento de Computación, Electrónica y Mecatrónica. Escuela de Ingeniería y Ciencias. Universidad de las Américas Puebla. 2008.
- [17] Balanis, Constantine A, *Antenna theory analysis and design*, 2^a edición. Estados Unidos, John Wiley & sons, inc., 1997.
- [18] Simulador electromagnético CST Microwave Studio.
- [19] Justiniano Casas *Óptica*. Facultad de Ciencias de Zaragoza, 1985.
- [20] Antonio Tazón Puente, *Medios de transmisión guiados*. Departamento de Ingeniería de Comunicaciones. Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales y de Telecomunicación.
- [21] Murphy, Arteaga Roberto S., *Apuntes de clase: líneas de transmisión y antenas*. Universidad de las Américas, Puebla. 2007.
- [22] Wikipedia www.wikipedia.com.

- [23] Juan Luis Corral González, *Antenas*. Departamento de Comunicaciones, Escuela Politécnica Superior de Gandia. Universidad Politécnica de Valencia.
- [24] Miguel Ferrando, Alejandro Valero, *Antenas Planas*. Dpto. Comunicaciones, Universidad Politécnica de Valencia.
- [25] Marcos Sandoval, *Propiedades dieléctricas de tejidos humanos en la banda de frecuencias UHF*. Octubre, 2010.
- [26] Eduardo Nebot del Busto, *Caracterización de dieléctricos a frecuencias microondas*. Departamento de Física Aplicada, Facultad de Ciencias, Universidad de Zaragoza. Julio, 2004.
- [27] Najihan M.Tamyis, Deepak K.Ghodgaonkar, Mohd. Nasir Taib and Wong Tin Wui, *Dielectric Properties of Human Skin in Vivo in the Frequency Range 20-38GHz for 42 Healthy Volunteers*.
- [28] Bhartia, P., K.V.S Rao, y R.S. Tomar, *Millimeter-wave microstrip and printed circuit antennas*, Norwood: Artech house, 1991.
- [29] Zurcher, Jean-Francois, y Fred E. Gardiol, *Broadband patch antennas*. Norwood: Artech house, 1995.
- [30] Miguel Ferrando, Alejandro Valero, *Antenas Microstrip*. Dpto. Comunicaciones, Universidad Politécnica de Valencia.
- [31] Nello Carrara, *Calculation of the Dielectric Properties of Body Tissues*. Institute for Applied Physics. Florence, Italy.
- [32] Isabel Gutiérrez Díaz-Velarde, Carlos Sainz, *Radiofísica*. Dpto. Ciencias Medicas y Quirúrgicas. Facultad de Medicina. Universidad de Cantabria.
- [33] Rafael Rodríguez Boix, *Guías de Ondas*. Técnicas de Electrodinámica.
- [34] Uwe Rosenberg J.Uher, J.Bornemann, *Waveguide Components for Antenna Feed Systems: Theory and CAD*. Artech House, INC, 1993.
- [35] Programa Consolider – Ingenio 2010 – MICINN, *Terahertz Technology for Electromagnetic Sensing Applications (TERASENSE)*.