

UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID  
ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR

DEPARTAMENTO DE  
TEORÍA DE LA SEÑAL Y COMUNICACIONES



INGENIERÍA TÉCNICA DE TELECOMUNICACIÓN:  
SISTEMAS DE TELECOMUNICACIÓN

PROYECTO FIN DE CARRERA

DISEÑO DE PARCHE BIFRECUENCIA  
ALIMENTADO POR RANURA

ALFONSO NORIEGA VIZUETE  
ENERO DE 2010



UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID  
ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR

DEPARTAMENTO DE  
TEORÍA DE LA SEÑAL Y COMUNICACIONES



INGENIERÍA TÉCNICA DE TELECOMUNICACIÓN:  
SISTEMAS DE TELECOMUNICACIÓN

PROYECTO FIN DE CARRERA

DISEÑO DE PARCHE BIFRECUENCIA  
ALIMENTADO POR RANURA

AUTOR: ALFONSO NORIEGA VIZUETE  
DIRECTOR: LUIS INCLÁN SÁNCHEZ

LEGANÉS,

ENERO DE 2010



Proyecto Fin de Carrera  
DISEÑO DE PARCHE BIFRECUENCIA ALIMENTADO POR RANURA

Autor  
ALFONSO NORIEGA VIZUETE

Director  
LUIS INCLÁN SÁNCHEZ

La defensa del presente Proyecto Fin de Carrera se realizó el día 28 de Enero de 2010, siendo evaluada por el siguiente tribunal:

PRESIDENTE: EVA RAJO IGLESIAS

SECRETARIO: OSCAR QUEVEDO TERUEL

VOCAL: ISAAC SEOANE PUJOL

y habiendo obtenido la siguiente CALIFICACIÓN: MATRÍCULA DE HONOR

LEGANÉS, A 28 DE ENERO DE 2010



*Para mis padres,  
porque siempre veláis mi sueño  
y disfrutáis mis alegrías.*



# Contenido

<b>Agradecimientos</b>	<b>IX</b>
<b>Resumen</b>	<b>XI</b>
<b>1. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. Estado del arte . . . . .	1
1.2. Modelos de análisis . . . . .	6
1.3. Motivación del proyecto . . . . .	10
<b>2. Estudio de la antena</b>	<b>13</b>
2.1. Estudio del comportamiento de la antena alimentada mediante acoplo por una ranura . . . . .	13
2.2. Estudio de la antena de doble frecuencia alimentada mediante acoplo por dos ranuras . . . . .	21
2.3. Estudio del modelo con líneas terminadas en codo . . . . .	26
2.4. Estudio de la antena alimentada mediante acoplo por dos ranuras con forma de hueso . . . . .	40
2.5. Resultados experimentales . . . . .	44
<b>3. Estudio de filtros EBG y propuesta de aplicación para la antena</b>	<b>49</b>
3.1. Introducción a las estructuras EBG . . . . .	49
3.2. Diseño de los filtros EBG . . . . .	51
3.3. Propuesta de aplicación de los filtros para la antena . . . . .	58
<b>4. Conclusiones y líneas futuras</b>	<b>63</b>
4.1. Conclusiones . . . . .	63
4.2. Líneas futuras de trabajo . . . . .	65
<b>Bibliografía</b>	<b>68</b>
<b>Índice de Figuras</b>	<b>72</b>



## AGRADECIMIENTOS

Llego al final de la carrera, después de muchos años y de superar muchas complicaciones. ¡Quién me iba a decir a mi, que iba a ser tan complicado dar las gracias a todos aquellos que me han acompañado!

Haciendo un repaso a todo este tiempo, en primer lugar tengo que agradecerles a mis padres y a mi hermana su apoyo, su comprensión y su fe constante en mis capacidades. Gracias a vosotros siempre he tenido fuerzas para continuar en los momentos más complicados. Vosotros tres habéis estado en los comienzos y sois la motivación y la fuerza que he encontrado curso a curso y año a año para llegar hasta este día. Padre, porque me hiciste entender que siempre se puede dar un poco más de uno mismo y que hay que ser serio en todo lo que uno hace. Madre, por lo que has sufrido durante este tiempo, lo que me has animado y porque al final has conseguido que fuera constante en mi trabajo. Irene, porque hemos crecido juntos y hoy puedo decir que eres mi hermana y además, mi amiga. Cualquiera de vosotros siempre ha sido para mi, alguien que me escucha y me anima. Simplemente sois imprescindibles, gracias a todos.

Mis tios y primos, siempre atentos a mis progresos y con el ánimo de darme un empujón de moral. Cuántas horas pasadas en el estudio luchando mano a mano por sobrevivir en la universidad. ¡Menos mal tía que nos metías caprichitos entre las "provisiones"! ¡Cuántas noches, Rafa, hemos pasado en vela estudiando! Primo, ¡que hubiera sido de mi si no me hubieras echado un cable tantas veces con la teoría!

Pero cuando pienso en la "uni", es inevitable que se me vengan muchos nombres a la cabeza... Agus, Torres, Irene, Carlitos, Farru, Patri, Diana, Lutri, Cris, Mágico, Carlos

Cassano, Miguel Talavera, Hris, Rafa, Sarai y otros tantos que he conocido y que le han dado forma y sentido a todo este tiempo. Hay cosas que no se pueden olvidar, como los ratos a carcajada limpia en El Central, los pitis en los bancos de la universidad, "un juernes cualquiera", las torradas, mi rubia o las noches de estudio en la biblioteca. Se cierran etapas, este es un ciclo que ya acaba. Hemos vivido juntos, grandes alegrías y grandes decepciones pero, tengo que deciros que gracias a vosotros han sido muchas más la alegrías y sobretodo, mucho mayores. Espero amigos míos que no dejemos de pedalear juntos en la misma dirección, porque lo que tenemos es excepcional y no debemos permitir que se pierda.

Carmen, porque por nuestra amistad nunca ha pasado el tiempo. Tus consejos, tus broncas, las mías y un peldaño más. Siempre poniéndome los pies en la tierra y siempre diciéndome "no seas bruto, que también hay que disfrutar". Este agradecimiento es para ti, aquí no podías faltar.

Y también como no, a Luis Inclán, director del presente proyecto. Porque juntos nos hemos pegado una paliza increíble en estos últimos meses para llegar hasta aquí. Por tu amabilidad y porque tu ayuda ha trascendido, de forma desinteresada, más allá de lo docente. Por todo eso, Luis, y quizá por más cosas que no acierte a expresar, gracias.

## RESUMEN

El proyecto realizado analiza el funcionamiento de una antena de parche rectangular alimentada mediante la técnica de acoplo por ranura. Esta antena tiene la particularidad de que funciona a dos frecuencias de forma independiente, las frecuencias de trabajo son 1,9 GHz y 2,4 GHz. Esto permitiría desde un único dispositivo controlar dos sistemas de comunicación que estén funcionando en bandas distintas y de manera independiente. La antena utilizada se compone de un parche metálico ajustado en tamaño para obtener las frecuencias de trabajo que nos hemos planteado y dos líneas de alimentación microstrip situadas en un plano inferior que acoplan la energía al parche a través de dos ranuras. Dichas líneas excitan los dos modos ortogonales del parche rectangular. Se ha analizado la influencia sobre la adaptación del dispositivo, del desplazamiento de las ranuras a lo largo de toda la superficie del parche. Esto servirá de referencia, para a lo largo del diseño ir desarrollando la antena de acuerdo con ese análisis. El proyecto incluye también modelos con distintos grosores de sustrato y distintos tipos de dieléctrico.

Por último se ha realizado un estudio de filtros utilizando materiales de banda prohibida electromagnética o EBG. Estos filtros van a consistir en una serie de resonadores colocados a lo largo de la línea de transmisión y cortocircuitados con vías al plano de masa. Una vez realizado el estudio se van a incluir en el diseño de la antena para comprobar su funcionamiento en la antena propuesta, con el propósito de aumentar el aislamiento entre los puertos.



# CAPÍTULO 1

## INTRODUCCIÓN

En este capítulo se va a hacer un repaso al estado del arte referido a las antenas microstrip centrándonos sobre todo en el tipo de alimentación de las mismas. a continuación nos vamos a centrar en explicar los motivos que nos han empujado a llevar a cabo este proyecto.

### 1.1. Estado del arte

De forma general las *antenas microstrip* o *antenas de parche*, están compuestas por un pequeño parche metálico de dimensiones comparables a  $\lambda$  que apoya sobre un sustrato con una constante dieléctrica determinada, que a su vez, termina en un plano de masa. 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 de las características que las hacen más atractivas son: su robustez, su tamaño compacto y su bajo perfil, estas últimas características permiten integrarla en casi cualquier dispositivo. Por otro lado, su fabricación es sencilla y barata; además de ser robustas estas antenas se combinan con facilidad con circuitos integrados de microondas. Esto, unido a la versatilidad que presentan a la hora de elegir la frecuencia de resonancia o de polarización, convierte a estos dispositivos en un elemento muy aceptado y utilizado desde 1970.

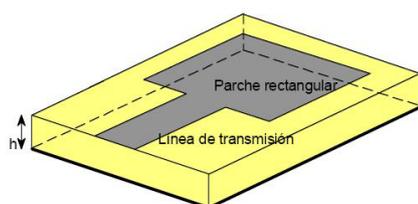
Desde otro punto de vista, se utilizan en diversos rangos de frecuencia y amenudo en sistemas que operan entre 1 y 10 GHz y para una banda estrecha, admiten niveles de potencia moderados, tienen un alto  $Q$  debido a que vamos a tener al menos dos substratos que van a hacer que el factor de calidad sea alto. Además hay que contar con la aparición de radiación espúrea, aunque sea de forma moderada.

Para paliar el problema de la banda estrecha hay bibliografía dedicada a este problema, que plantea soluciones tales como la construcción apilada o la presencia de estructuras parásitas, así como dieléctricos más favorables que consiguen aumentar dicho ancho de banda de manera que no se trata de un inconveniente insalvable con un diseño adecuado.

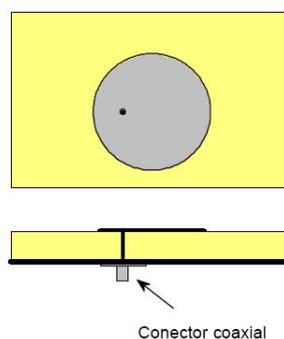
Generalmente se suelen utilizar formas canónicas para el diseño de la geometría de los parches.

Hay varias formas de alimentar las antenas microstrip, *directamente acopladas*, *acopladas por proximidad* y *acopladas mediante apertura*.

Los *métodos de acoplo directo* han sido ampliamente utilizados durante mucho tiempo pero ofrecen en ocasiones la desventaja de presentar un estrecho margen de maniobra a la hora de ajustar modelos.



**Figura 1.1.**  
Ejemplo de antena microstrip alimentada con línea de transmisión

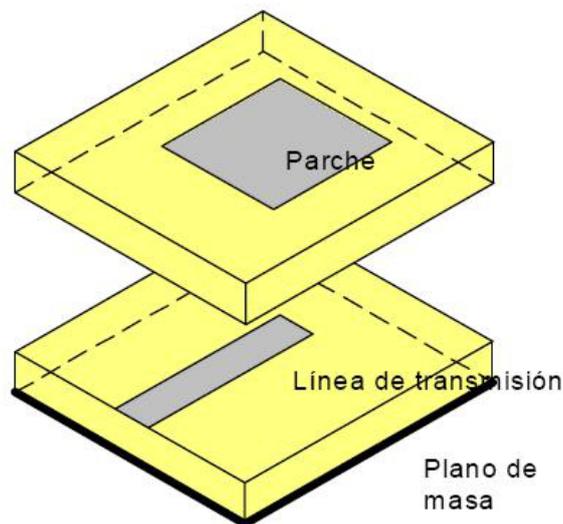


**Figura 1.2.**  
Ejemplo de antena microstrip alimentada con sonda coaxial

La *alimentación coplanar* consiste en una línea de transmisión conectada directamente al parche cuya principal dificultad es la de reducir la alta impedancia que aparece justo en el borde del parche y cuya eliminación produce la aparición de radiación espúrea.

La *alimentación con sonda coaxial* se realiza colocando esta perpendicular tanto al plano de masa como al parche en la posición de la antena en la que la impedancia vista desde la sonda sea lo más parecido a  $50 \Omega$ . El problema de esta implementación es la especial precaución que se ha de tomar a la hora de su fabricación, ya que la instalación de la sonda es un proceso crítico y con escaso margen de error.

Los métodos de *acoplo electromagnético* surgen como una alternativa a los métodos de *acoplo directo*. Se trata de que la alimentación no entre en contacto con el parche. Esto se lleva a cabo utilizando dos capas de dieléctricos, lo que incluye un grado más de libertad a la hora de implementar el diseño. La configuración varía respecto a la anterior porque presenta dos sustratos entre el parche y el plano de masa.



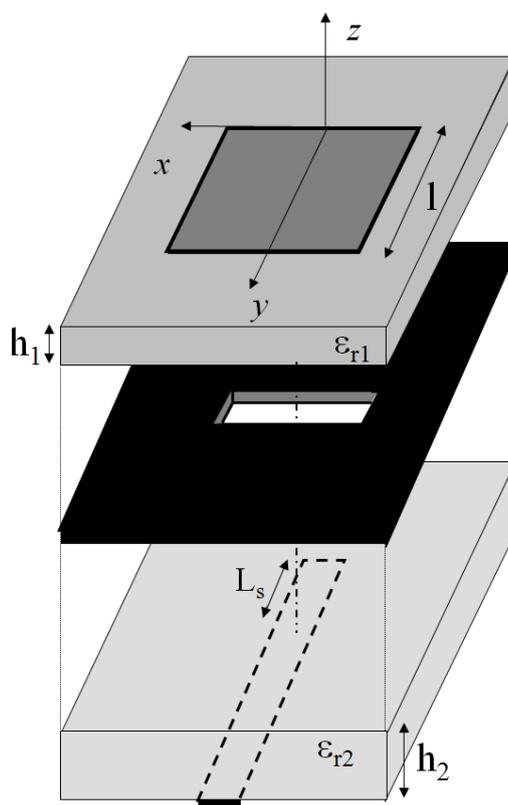
**Figura 1.3.** Ejemplo de antena microstrip alimentada con acoplo electromagnético

Sobre el sustrato inferior irá la línea de transmisión que será la que alimentemos y entre esta y el parche estará el sustrato superior. Este modelo además nos permite utilizar métodos de ensanchamiento de banda de una forma tan sencilla como la correcta elección de dieléctricos. La técnica de *acoplo electromagnético* es muy utilizada a la hora de construir arrays de antenas ya que sobre el sustrato superior se colocarían los parches y la red de alimentación estaría situada entre dicho sustrato y el inferior. Según la literatura una de las fases críticas de la construcción de este tipo de parches es el alineamiento entre las capas de la antena y la alimentación.

Nosotros vamos a estudiar el *acoplo mediante ranura*, como enunciamos al principio

del proyecto. Debido a su configuración, el alineamiento de las capas en este caso es el más crítico de los cuatro y tiene una moderada radiación de espúrea.

El modelo de acoplo mediante ranura, como vemos en la figura, consiste en una antena de parche que utiliza dos sustratos, que de forma general presentan diferentes características, ambos están separados por un plano de masa al que se le ha sustraído una parte en forma de ranura. En la parte inferior del segundo sustrato tenemos una línea microstrip de alimentación cuya energía se acopla al parche a través de la ranura realizada en el plano de masa que separa los dos sustratos. Esta línea microstrip termina en un stub en circuito abierto de longitud  $L_s$ . Esta configuración permite optimizar de forma independiente el mecanismo de alimentación y el elemento radiante. Para que el acoplamiento sea máximo en el modelo de una única ranura esta debe estar situada lo más centrada posible en relación al parche y la longitud óptima del stub debería ser  $L_s \approx 0,25\lambda_g$



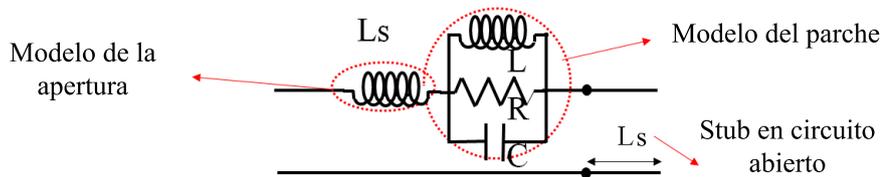
**Figura 1.4.** Esquema de la alimentación de acoplo por ranura

Una de las principales características que presenta este modelo en particular, es que ofrece al diseñador hasta cuatro grados de libertad para poder ajustar el funcionamiento de la antena a sus pretensiones. Esto se convierte a la vez en la ventaja de ser más flexible

para ajustar el diseño, y en una desventaja, ya que puede aumentar la complejidad en la optimización:

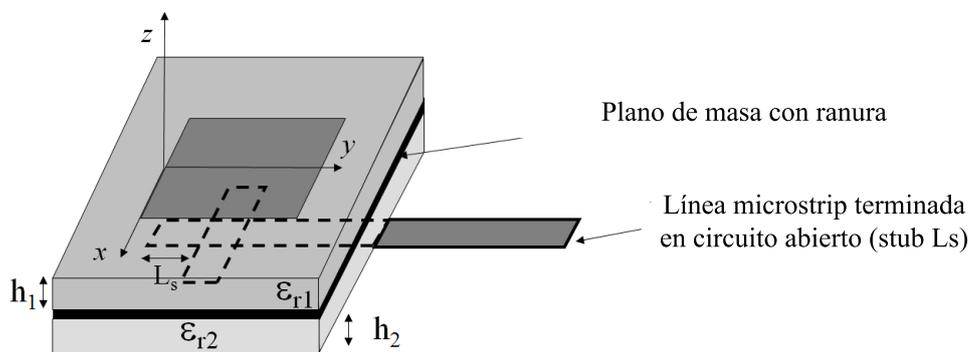
- dimensiones de la ranura
- posición de la ranura
- largo del stub
- anchura de la línea

Normalmente en el substrato inferior se utiliza un dieléctrico alto, mientras que en el superior usaremos un material de constante dieléctrica menor. El plano de masa aísla la línea de alimentación, del elemento radiante minimizando la generación de radiación espúrea y mejorando la pureza de la polarización.



**Figura 1.5.** Equivalente circuital al modelo de alimentación de acoplamiento por ranura

En lo que se refiere al circuito equivalente la antena se sigue comportando como un resonador RLC. Pero presenta una novedad frente a los otros métodos de alimentación, la ranura que incorpora el plano de masa tiene un comportamiento inductivo y es por eso que se ve representado como una bobina a la entrada del resonador.



**Figura 1.6.** Perfil del modelo de alimentación mediante acoplamiento por ranura

A modo de resumen vamos a ver las ventajas que nos plantea este modelo:

- Optimización independiente de la sección radiante y de la alimentación (gracias a la separación existente entre el parche y las líneas de alimentación):

Modelo con los sustratos separados:

- Capa dieléctrica en la que se encuentra el parche y que presenta una  $\epsilon_r$  baja.
  - Capa dieléctrica en la que se encuentra la línea microstrip y que presenta una  $\epsilon_r$  alta.
- El plano de masa elimina o reduce en gran medida la radiación espúrea.
  - Dado que la apertura no es resonante la radiación trasera generalmente presenta un relación de 15-20 dB por debajo del lóbulo principal.

En lo que respecta a la desventajas hemos de tener en cuenta:

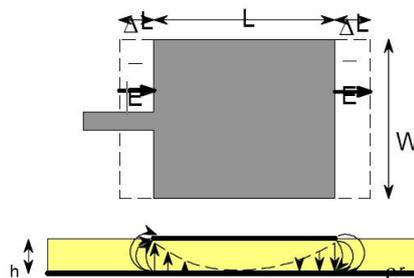
- La dificultad que presenta optimizar los modelos de alimentación mediante acoplo por ranura. Esto es debido al número de grados de libertad que lo caracterizan. En el caso de la alimentación con dos ranuras este número de grados de libertad se ve multiplicado por dos.
- Dificultad de fabricación. El hecho de tener que alinear perfectamente cinco capas de elementos entre líneas de alimentación, cada uno de los sustratos, parche y plano de masa supone un importante ejercicio de precisión para que todo funcione correctamente.

## 1.2. Modelos de análisis

Para analizar el comportamiento de este tipo de antenas se utilizan modelos o aproximaciones que nos permiten entender cómo funcionan de forma intrínseca. En nuestro caso vamos a ver el *modelo de línea de transmisión* que es quizá el más sencillo, que nos permite tener una buena percepción de lo que sucede en la antena, pero que peca de no ser un modelo excesivamente preciso. El otro modelo que vamos a presentar es el *modelo de cavidad* que es mucho más preciso que el primero, pero por otro lado es un modelo mucho más complejo analíticamente. Existe un tercero, el *método de onda completa*, que aunque funciona muy bien con elementos aislados, arrays infinitos y elementos apilados no lo vamos a estudiar por ser demasiado complejo.

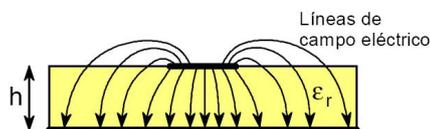
La antena tiene una estructura física derivada de una línea de transmisión microstrip. Por tanto, el modelo de línea de transmisión es la primera y más obvia elección para el análisis y diseño de una antena de parche rectangular. En este modelo, la antena

se entiende como una prolongación de la línea de transmisión cuya impedancia característica es  $Z_0$  y tiene una constante de propagación  $\gamma = \alpha + j\beta$ . En el *modelo de línea de transmisión* el parche se nos presenta equivalente a dos ranuras de dimensiones  $W \times \Delta L$ , colocadas ambas en los extremos de una lámina metálica de dimensiones  $W \times L$ . Donde la longitud  $L$  se toma para que haya inversión de fase y la radiación de ambas ranuras se suma en fase, es decir  $L = \lambda_g/2$ . De esta forma conseguimos, como se ve en el dibujo que la radiación de los flancos se cancele en el centro del parche, a la altura del sustrato.

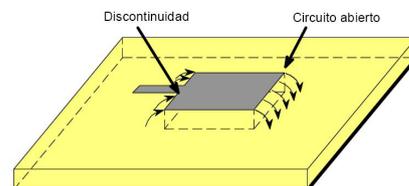


**Figura 1.7.** Evolución del campo  $\vec{E}$  en una antena microstrip alimentada con acoplamiento electromagnético.

Tanto por la línea microstrip como por el parche lo que se está propagando es un modo, quedando casi todo el campo confinado dentro del dieléctrico. Se suele pretender que este dieléctrico sea eléctricamente delgado para evitar fugas y ondas de superficie, así como que tenga una alta permitividad, para que las líneas de campo estén entorno a la línea microstrip. Ese efecto de desbordamiento de campo se produce en los cuatro costados y depende del grosor y la permitividad del dieléctrico. El incluir discontinuidades de tamaño comparable a  $\lambda$  fuerza la radiación de la estructura. Ambos fenómenos los podemos ver representados en las figuras Fig. 1,8 y Fig. 1,9



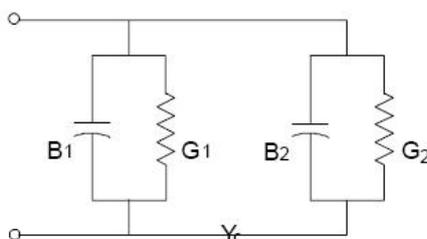
**Figura 1.8.** El campo  $\vec{E}$  se desborda por los cuatro costados.



**Figura 1.9.** El parche debe ser proporcional a  $\lambda$ .

En cuanto al campo radiado podemos decir que por el principio de equivalencia es

semejante al que generan dos hilos de corriente uniforme, con un diagrama de radiación cuyo máximo apunta en la dirección broadside. En la siguiente figura, Fig. 1,10, podemos ver el equivalente circuital de una antena alimentada por línea de transmisión



**Figura 1.10.** Equivalente circuital al modelo de alimentación por línea de transmisión.

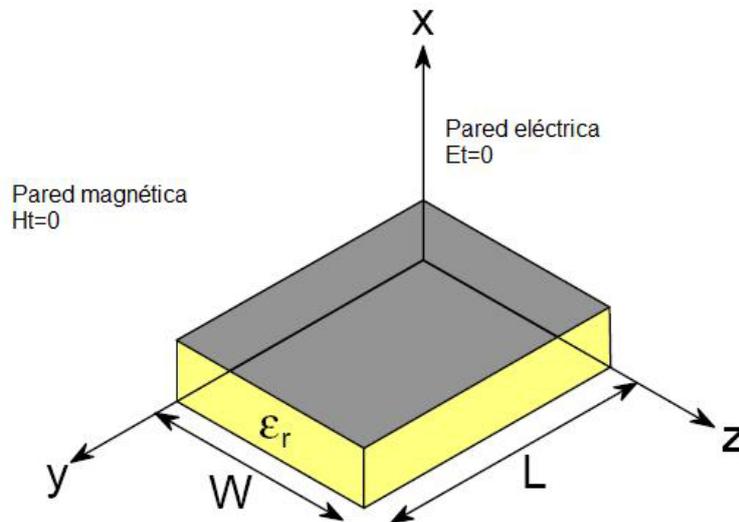
Las antenas de parche microstrip, son antenas resonantes de banda estrecha. Se las denominan *cavidades con pérdidas*. Es por esto, que el *modelo de cavidad* es una elección natural para el análisis de este tipo de antenas.

Este modelo fue propuesto en [1]. El basaba su estudio en asumiendo sustratos delgados ( $h \ll \lambda_0$ ):

- Los campos en el interior de la región no varían en función del eje  $z$  porque el sustrato es muy delgado,  $h \ll \lambda_0$
- El campo eléctrico solo se propaga hacia  $\hat{z}$ , y el magnético solo tiene componente transversal  $H_x$  y  $H_y$  en la región que encierra el parche metálico y el plano de masa.
- La corriente eléctrica que es normal a los bordes del parche es cero, lo que implica que la componente tangencial de  $\vec{H}$  a lo largo del la prefería del parche es insignificante y se puede considerar como una pared magnética. Matemáticamente,  $\partial E_z / \partial n = 0$ .

A partir de esto se puede decir que en el *modelo de cavidad*, se asume que el parche admite varias distribuciones de campo, o modos, de acuerdo con las soluciones de la ecuación de la onda homogénea, así como las condiciones de contorno de la pared eléctrica y magnética, Fig. 1,11. Se habla de paredes eléctricas y magnéticas puesto que la antena microstrip se comporta de forma parecida a una "cavidad". En el

interior de esta, se producen ondas estacionarias entre las paredes eléctricas y magnéticas.



**Figura 1.11.** Pared eléctrica y magnética en el modelo de cavidad

El parche admite así diversas distribuciones de campo o modos, Fig. 1,12, de acuerdo con las soluciones de la ecuación de onda homogénea junto con las condiciones de contorno para los campos tangenciales en las paredes eléctricas y magnéticas de modo que la frecuencia de resonancia acaba dependiendo del modo según la relación de la ecuación:

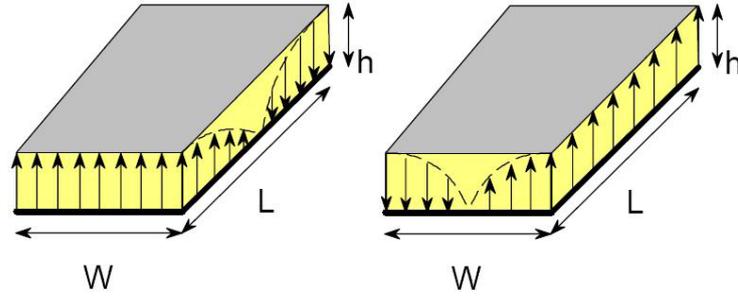
$$(f_r)_{Onp} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{W}\right)^2} \quad (1.1)$$

El comportamiento del parche si trabajamos con el modo dominante es equivalente al de un circuito resonador con pérdidas. A la frecuencia de resonancia la potencia aplicada se consume en la  $R_{in}$ , es decir, se convierte en radiación.

A lo largo de este proyecto vamos a trabajar con el modo dominante que coincide con la frecuencia de resonancia más baja y que aparece cuando la longitud del parche  $L$  coincide con media longitud de onda medida en el dieléctrico. En nuestro caso como vamos a trabajar con dos frecuencias de operación distintas, utilizaremos sendas aproximaciones para cada uno de los lados, como vemos en la función (1.2) para el lado  $L$  y en la función (1.2) para el  $W$ :

$$(f_r)_{010} = \frac{c_0}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1.2)$$

$$(f_r)_{001} = \frac{c_0}{2W\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1.3)$$



**Figura 1.12.** Ejemplo de la distribución de campo de los modos dentro de la cavidad

### 1.3. Motivación del proyecto

Es en relación a los materiales y sus propiedades electromagnéticas donde se están dirigiendo gran parte de los esfuerzos en investigación para mejorar las prestaciones de las antenas de microondas. A menudo lo que se persigue es la reducción del tamaño de los dispositivos y la incorporación de nuevas funcionalidades. Dentro de este sector, destacan las antenas de parche debido a la facilidad que presentan para integrar diferentes elementos del circuito de microondas con el elemento radiante.

En este proyecto pretendemos diseñar una antena aplicando técnicas de diplexamiento con dos puertos, lo que nos permitirá integrar en el mismo dispositivo un sistema que puede trabajar con dos frecuencias distintas que funcionen de forma independiente.

Uno de los problemas de este tipo de antenas radica en que ambas ranuras se encuentran dentro de la misma cavidad excitadas por puertos distintos, esto supondrá una limitación respecto al nivel de aislamiento que podemos obtener entre puertos.

Vamos a utilizar un diseño con dos puertos y dos líneas de alimentación produciéndose el acoplo por dos ranuras, lo que supondrá que cada una de ellas da lugar a una polarización distinta. Estas características implican un mayor número de parámetros

modificables para el diseño de la antena. Esto supone en comparación con otras técnicas de alimentación de antenas de parche, que presente un mayor grado de complejidad a la hora de optimizar su funcionamiento. Por otro lado, estar constituida por varias capas, resulta crítico durante la fabricación el alineamiento de cada una de ellas.

A continuación se enumeran algunos de los objetivos particulares que nos planteamos al inicio del proyecto:

- Conocer el comportamiento del acoplo de la energía en la antena, en función, de la posición relativa de la ranura con respecto al parche.
- Presentar un diseño de antena de parche que, alimentada con dos puertos y dos líneas utilizando la técnica de *acoplo por ranura*, pueda trabajar de forma independiente por dos frecuencias distintas. Se van a fijar las frecuencias de trabajo en torno a 1.9 GHz para trabajar en una banda UMTS y en 2.4 GHz para aplicaciones WLAN.
- Estudiar distintas soluciones al problema descrito en el punto anterior, analizando las diferentes prestaciones que presentan.
- Realizar un estudio de filtros EBG como una futura propuesta de aplicación para la antena.



## CAPÍTULO 2

### ESTUDIO DE LA ANTENA

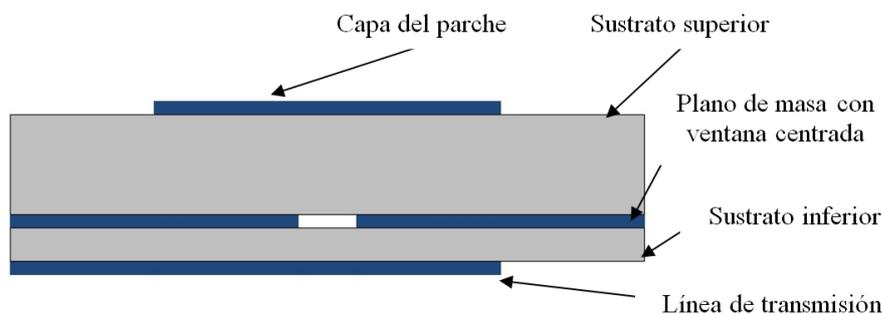
A lo largo de este segundo capítulo vamos a intentar diseñar una antena con dos puertos, dos líneas de alimentación que se acoplen al parche a través de dos ranuras, excitando dos frecuencias distintas que funcionen de forma independiente. En primer lugar se presentará un estudio de una antena alimentada por una ranura para comprender mejor su funcionamiento. En las secciones siguientes se realizará el estudio con dos ranuras, incluyendo diferentes modificaciones del diseño para conseguir un funcionamiento lo más optimizado posible.

#### **2.1. Estudio del comportamiento de la antena alimentada mediante acoplo por una ranura**

El primer diseño presentado es una antena microstrip alimentada mediante acoplo electromagnético a través de una ranura rectangular. Se puede ver en la figura 2,1 una sección de la configuración analizada en el que se aprecian las distintas capas que forman la antena. En esta primera parte de la sección se va a explicar cómo se han situado en la antena y con qué dimensiones algunas de las principales partes de la misma, es decir: el parche, la línea de alimentación y la ranura. Todas las simulaciones llevadas a cabo a lo largo de este proyecto se van a realizar con el entorno de trabajo *CST Microwave Studio*.

Partiendo del diseño propuesto en [2] hemos ido haciendo distintas modificaciones

para que el comportamiento se ajustara a lo que pretendemos en la antena con dos ranuras



**Figura 2.1.** Perfil de la antena detallando sus partes

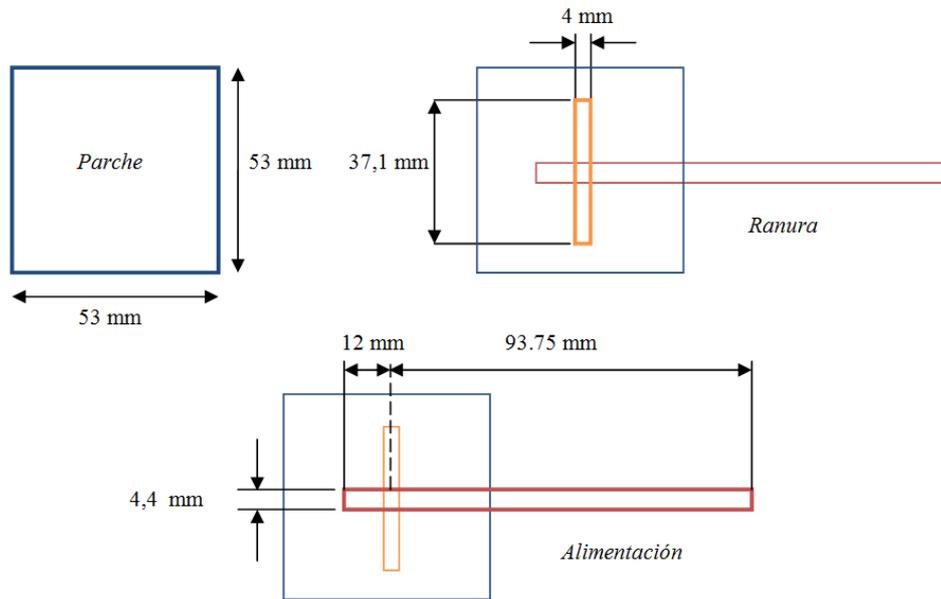
En el caso particular de la antena comenzamos definiendo el tamaño del parche, que será cuadrado, mediante la aproximación que precisamos en la ecuación 1.2, y tendrá 53 mm de lado. Utilizaremos como referencia para el largo de la ranura un factor 0.7 respecto del tamaño del parche, así nos garantizamos una buena superficie para el acoplo, pero a su vez no está demasiado cerca de los bordes del mismo, con lo que se evitará una excesiva polarización cruzada. Obtenemos como primera aproximación un tamaño de ranura de 37,1 mm. La anchura la fijaremos en 4 mm. Este no es un valor determinante en el diseño de la antena pero se recomienda en la literatura utilizar un valor mayor que  $1/10$  de la longitud total de la ranura.

La línea la hemos colocado centrada con respecto al parche y con un stub de longitud 12 mm como primera aproximación, ese dato se elige orientándonos por el artículo antes referenciado.

La anchura de la línea de transmisión debe ser cuidadosamente seleccionada, ya que es la que controla la impedancia característica de la línea y el acoplo con la ranura, en nuestro caso el ancho será de 4,4 mm. La línea la vamos a colocar perfectamente centrada en el parche siguiendo el modelo de Shafai [2].

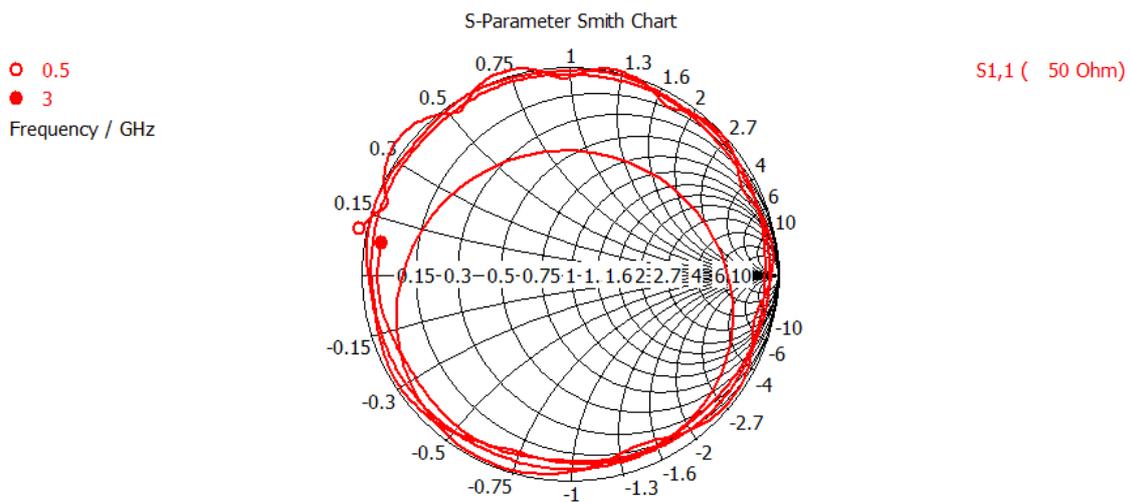
La ranura la vamos a situar centrada con respecto al parche, con la idea de lograr el mayor nivel de acoplo y para de esta forma poder estudiar más tarde como varía este en función de la posición de la ranura. Dicho método nos proporcionará una idea de cómo poder situar las dos ranuras en el estudio propuesto que persigue dos frecuencias de operación que funcionen de manera independiente.

El detalle de todos estos elementos están representados en la fig. 2,2



**Figura 2.2.** Detalle de la antena incluyendo los tamaños empleados en el análisis

La simulación de este diseño inicial 2,3, nos revela que la aproximación para el tamaño del parche no funciona como debería ya que la frecuencia de resonancia está centrada en 1.65 GHz, bastante lejos de acercarse a 1.9 GHz que era la frecuencia buscada, y además la antena está muy desadaptada. Se puede apreciar en la gráfica de la carta de Smith el motivo de dicha desadaptación: el lazo es muy grande y está muy alejado del centro de la carta.



**Figura 2.3.** Carta de Smith del primer diseño simulado

A medida que se iban realizando simulaciones y modificábamos el tamaño de las ranuras, hemos advertido un comportamiento que se repite en la carta de Smith. Siempre que aumentábamos el largo de las ranuras, el lazo se hacía más grande en la carta. Sucede lo mismo cuando disminuimos la longitud de la ranura, el lazo de adaptación se ve reducido también. Vamos a utilizar este método a lo largo de todo el proyecto para optimizar el comportamiento de la antena en cuando a adaptación se refiere. Siguiendo este razonamiento, para solucionar el caso mostrado en la figura Fig. 2,3, lo que hemos de hacer es reducir el tamaño de la ranura.

Tras esta primera simulación que ofrecía unos resultados que se alejaban mucho de lo esperado nos planteamos hacer algunas modificaciones, adaptando más el modelo de Shafai a otros diseños encontrados en la literatura y realizando una serie de pruebas.

Uno de los principales cambios es la altura de los sustratos dieléctricos. Shafai proponía dos capas de una altura de 1,6 mm con un dieléctrico  $\epsilon_r=2,54$ . Decidimos cambiar el componente del sustrato por uno de  $\epsilon_r=2,2$  y aumentar la altura del sustrato superior a 3 mm para aumentar la potencia radiada y el ancho de banda. Por el contrario, con el sustrato inferior lo que hicimos fue disminuir el grosor del mismo hasta los 0.6 mm y le pusimos el mismo material que utilizamos en el superior  $\epsilon_r=2,2$ . Con el cambio de altura en el sustrato inferior conseguimos un mayor confinamiento de las líneas de campo y al estar más próxima la ranura un mejor acoplo. Estos cambios quedan resumido en el cuadro 2,1.

Características	Descripción
Parche	Cuadrado de lado 47 mm
Frecuencia de resonancia	1,9 GHz
Polarización	Lineal
Modo	TM <sub>10</sub>
Tipo de sustrato de la antena	Polipropileno $\epsilon_r=2,2$
Altura del sustrato de la antena	3 mm
Tipo de sustrato de la alimentación	Polipropileno $\epsilon_r=2,2$
Altura del sustrato de alimentación	0,6 mm

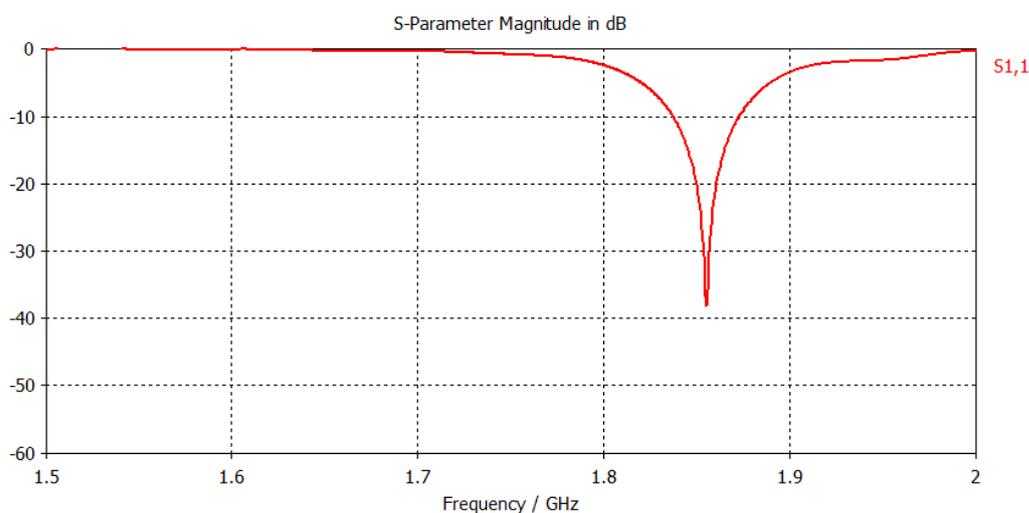
**Cuadro 2.1.** Especificaciones de la antena incluyendo los cambios realizados al primer modelo basado en [2]

Estudiando el comportamiento de la antena tras incluir los cambios anteriores, descubrimos que la frecuencia sigue ligeramente desplaza pero la adaptación es buena.

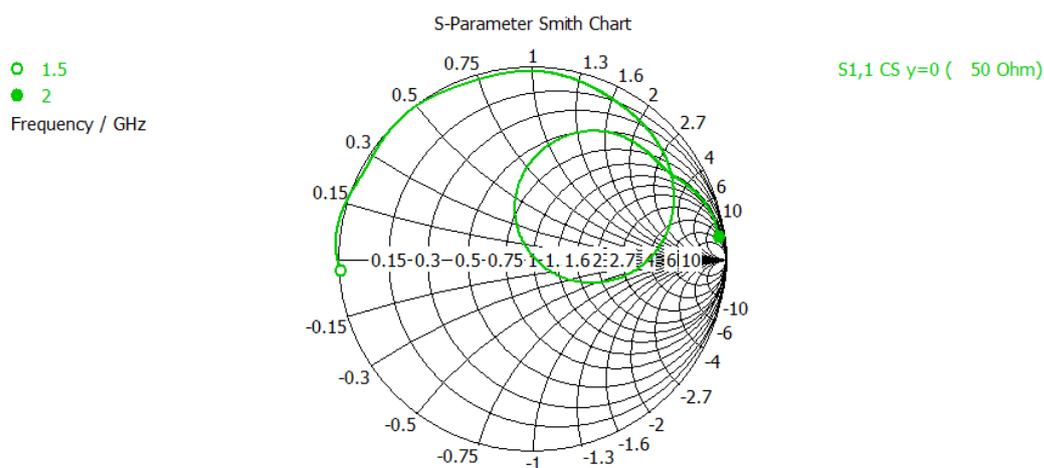
Lo podemos apreciar tanto en la gráfica de parámetros S (Fig. 2,4) frente a la frecuencia como en la carta de Smith (Fig. 2,5) de la misma.

La dimensión final de la ranura es de 21 mm de largo por 2,5 mm de ancho. La longitud final del stub ha quedado fijada a 9 mm.

A continuación vamos a realizar un estudio del comportamiento de la adaptación de la antena en función de las posiciones que puede tomar la ranura. Siempre vamos a tener centrada la línea de trasmisión con la ranura, manteniendo constante la longitud del stub.



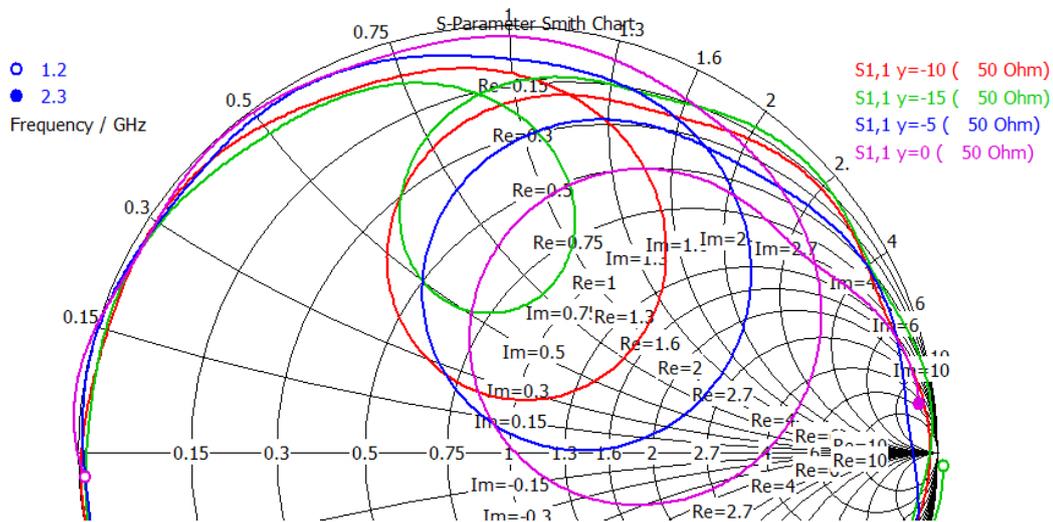
**Figura 2.4.** Gráfica de parámetros S de la antena con la altura del sustrato superior 3 mm, el inferior 0,6 mm y  $\epsilon_r=2,2$  en ambos.



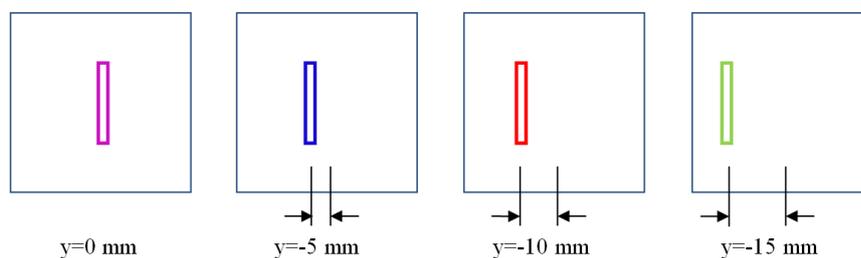
**Figura 2.5.** Representación en carta de Smith de la antena con la altura del sustrato superior 3 mm, el inferior 0,6 mm y  $\epsilon_r=2,2$  en ambos.

El desplazamiento de la ranura respecto de su posición relativa al parche queda descrito en las figuras que acompañan el texto.

En lo que se refiere al desplazamiento sobre el eje  $\hat{y}$  (Fig. 2,6 y 2,7) se puede apreciar como la adaptación es mayor cuando la apertura está centrada sobre el parche y que decrece de manera importante según vamos alejando la ranura del centro del parche. Esto puede ser debido al hecho de que cuando el desplazamiento en el eje  $\hat{y}$  de la apertura es grande, la estructura se comporta como si la impedancia de entrada tuviera una ligera carga capacitiva que estaría en serie con la pequeña apertura en el plano de masa, que es una carga inductiva.



**Figura 2.6.** Evolución de la curva de adaptación en función del desplazamiento de la ranura en el eje  $\hat{y}$



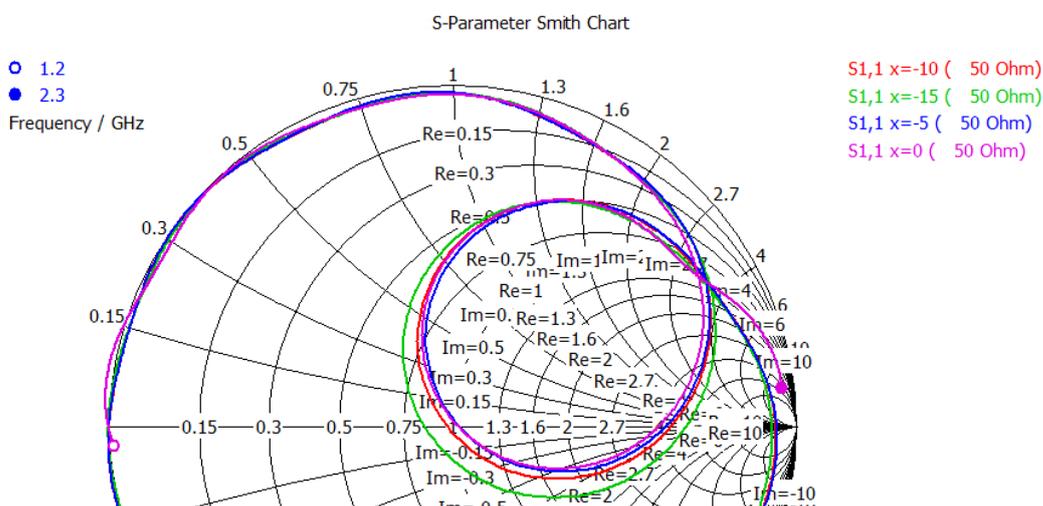
**Figura 2.7.** Estudio de la posición de la ranura respecto al eje  $\hat{y}$  que genera las gráficas de la figura 2.6

En contraste al movimiento de de la ranura el eje  $\hat{y}$ , el desplazamiento lateral a lo largo del eje  $\hat{x}$  únicamente causa ligeros cambios en el factor de acoplo respecto al que

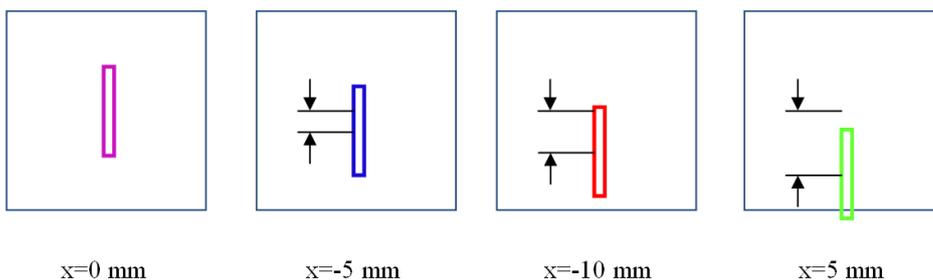
tenemos con la ranura perfectamente centrada.

Se puede apreciar en las figuras 2,8 y 2,9, cómo el nivel de acoplo se mantiene muy estable a lo largo del desplazamiento de la ranura, solo se ve reducido de forma significativa cuando la ranura empieza a rebasar el límite del parche, esto es ya para un desplazamiento de 15 mm.

Las diferencias en el comportamiento frente al eje  $\hat{y}$  vienen motivadas por el hecho de estar trabajando únicamente en modo dominante. Excitamos únicamente el modo  $TM_{10}$ , esto implica que en el eje  $\hat{y}$  el campo  $\vec{H}$  tiene distribución coseno, mientras que como ya dijimos antes el campo  $\vec{H}$  en el eje  $\hat{x}$  es uniforme.



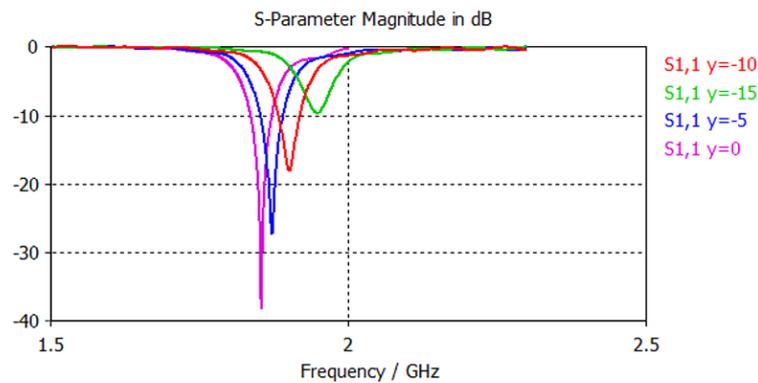
**Figura 2.8.** Evolución de la curva de adaptación en función del desplazamiento de la ranura en el eje  $\hat{x}$



**Figura 2.9.** Estudio de la posición de la ranura respecto al eje  $\hat{x}$  que genera las gráficas de la figura 2.8

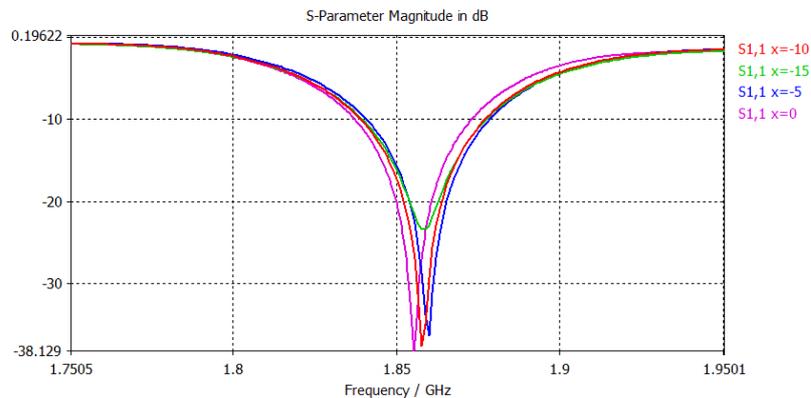
Es interesante estudiar como evoluciona el acoplo en función del desplazamiento utilizando observando el comportamiento de los parámetros S.

En lo que se refiere al desplazamiento en  $\hat{y}$ , podemos observar (Fig. 2,10) que la atenuación del acoplo es acusada incluso para pequeñas variaciones. Ya para el valor de desplazamiento  $y=-5$  tenemos que la adaptación se ve reducida en 10 dB. Por otro lado, provocado por esa parte capacitiva que surge al ir aproximando la ranura al borde del parche la frecuencia de resonancia se va desplazando hacia cotas superiores. En la práctica funciona de forma parecida a incrementar la longitud del stub con la ranura centrada, el lazo gira perdiendo adaptación y además produce un aumento de la frecuencia de resonancia.



**Figura 2.10.** Estudio de la evolución de los parámetros S respecto de la frecuencia en función del desplazamiento de la ranura en el eje  $\hat{y}$

Sin embargo, como se puede apreciar en la figura Fig. 2,11, correspondiente al desplazamiento en  $\hat{x}$ , la frecuencia de resonancia apenas se ve afectada, ni tampoco la adaptación de la misma. Solo para la posición en la que  $x=-15$ , en la que la ranura sobresale parcialmente del parche, aparecen los primeros signos de desadaptación.



**Figura 2.11.** Estudio de la evolución de los parámetros S respecto de la frecuencia en función del desplazamiento de la ranura en el eje  $\hat{x}$

Este breve estudio nos será muy útil en el siguiente modelo a analizar, que incluirá dos ranuras.

## 2.2. Estudio de la antena de doble frecuencia alimentada mediante acoplo por dos ranuras

Este primer modelo que diseñamos estaba inspirado en el propuesto por Shafai [2], pero con la novedad de incluir una segunda red de alimentación que funciona de forma independiente a la ya existente y también formada por una línea de transmisión que alimenta el parche mediante acoplo electromagnético a través de una segunda ranura.

Del prototipo diseñado por Shafai nos quedamos con la elección de la permitividad de los sustratos  $\epsilon_r = 2,54$  y la altura de los mismos 1.6 mm. Introdujimos modificaciones en el tamaño del parche ajustando cada uno de los lados a la frecuencia de resonancia con la que pretendemos trabajar:

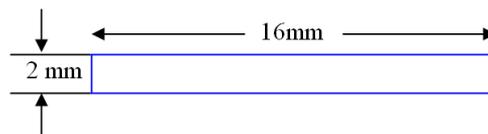
- En el eje  $\hat{x}$ : para trabajar en la banda 1885-2025 MHz perteneciente a la aplicación UMTS, elegimos la frecuencia 1.9 GHz. Con esto:

$$(f_r)_{010} = \frac{c_0}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \Rightarrow L = 49,5 \text{ mm}$$

- En el eje  $\hat{y}$ : para trabajar en la frecuencia de 2,4 GHz perteneciente a la aplicación WLAN. Con esto:

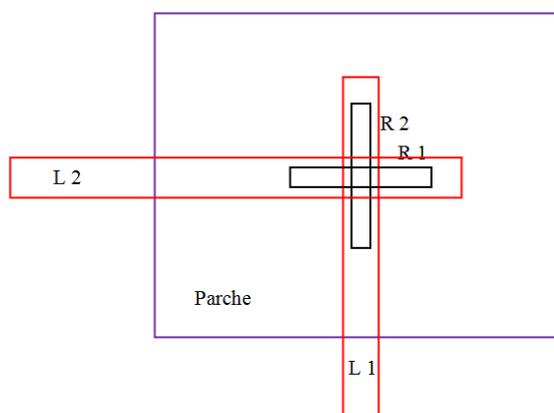
$$(f_r)_{001} = \frac{c_0}{2W\sqrt{\epsilon_r}} \Rightarrow W = 39,2 \text{ mm}$$

En relación a las dimensiones de las ranuras empezamos asignando a cada una de las dos el mismo tamaño. Para ello copiamos el tamaño de ranura del modelo de Shafai, Fig. 2.12, ya que su parche estaba pensado para trabajar con una frecuencia de 2.23 GHz, es decir una frecuencia muy parecida a las dos que vamos a utilizar nosotros.



**Figura 2.12.** Nuevas dimensiones de la ranura para el modelo representado en la figura Fig. 2.13

A priori vamos a situar ambas ranuras centrada en el origen, para tener una referencia e ir moviéndolas paulatinamente para buscar la mejor posición para la adaptación de la antena. Se puede ver en la figura Fig. 2,13.



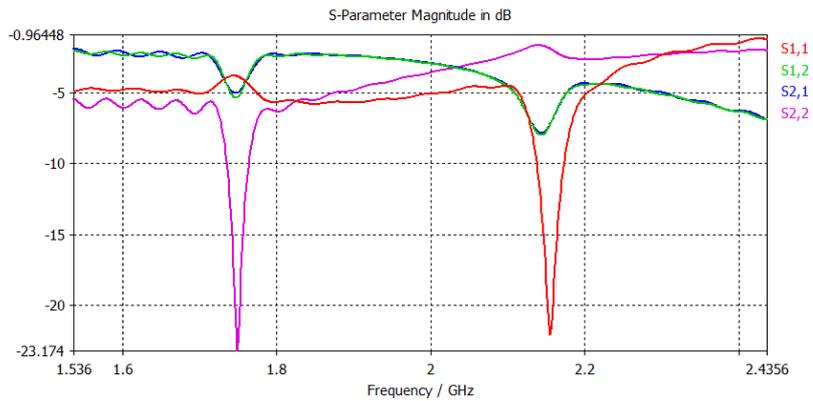
**Figura 2.13.** Esquema del diseño con dos ranuras centradas

En cuadro 2,2 se explica de forma detallada las características más importantes de este primer diseño que vamos a simular.

Características	Descripción
Parche	$L \times W = 49,5 \text{ mm} \times 39,2 \text{ mm}$
Frecuencia de resonancia	$1,9 \text{ GHz} \times 2,4 \text{ GHz}$
Polarización	Elíptica
Modo	$TM_{10}$ y $TM_{01}$
Tipo de sustrato de la antena	$\epsilon_r = 2,54$
Altura del sustrato de la antena	1,6 mm
Tipo de sustrato de la alimentación	$\epsilon_r = 2,54$
Altura del sustrato de alimentación	1,6 mm
Ranura asociada al puerto 1 (R1)	16 mm $\times$ 2 mm
Ranura asociada al puerto 2 (R2)	16 mm $\times$ 2 mm
Ancho de línea asociada al puerto 1 (L1)	4,3 mm
Longitud del stub asociado a L1	12mm
Ancho de línea asociada al puerto 2 (L2)	4,3 mm
Longitud del stub asociado a L2	12mm

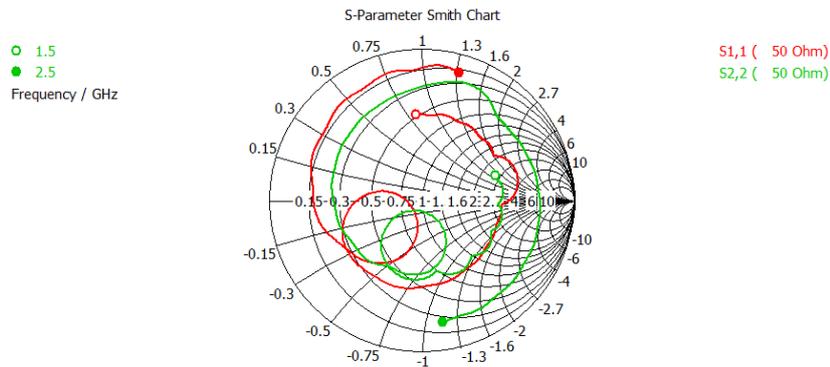
**Cuadro 2.2.** Especificaciones de la antena con dos ranuras centradas en el parche

La anchura de las líneas de transmisión la calculamos con una de las herramientas del CST. Esta aplicación nos permite obtener las dimensiones de la línea para distintas configuraciones de antena. En nuestro caso utilizamos la de una línea fina microstrip impresa sobre un sustrato de 1,6 mm de altura y permitividad de 2,54 para conseguir una impedancia característica final de  $50\Omega$ . Para cumplir los requisitos antes descritos, la anchura de línea debe ser de 4,3 mm. Otro aspecto que había que tener en cuenta es la longitud del stub y en eso también utilizaremos las medidas del modelo de Shafai con una longitud de 12 mm.



**Figura 2.14.** Gráfica de la relación de parámetros S frente a frecuencia con ambas ranuras centradas en el origen

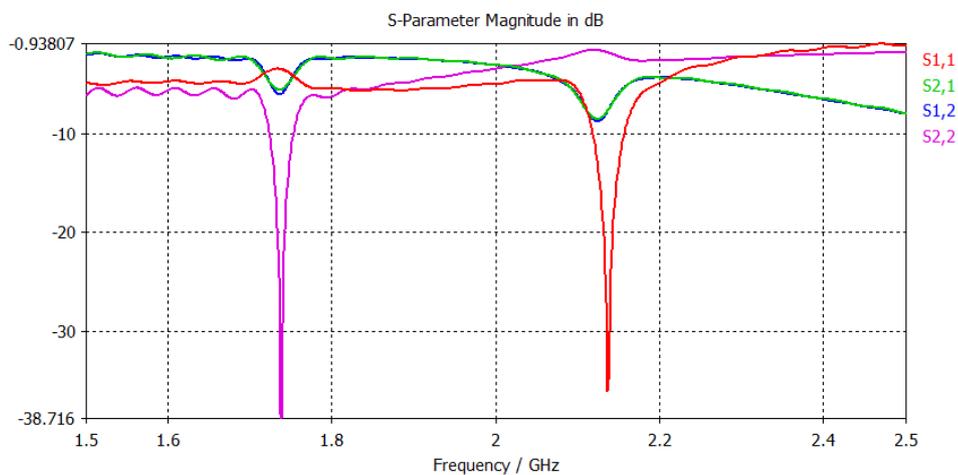
Como se puede apreciar en la fig. 2,14 la antena se encuentra bastante adaptada, sin embargo, también existen muchos otros aspectos que hay que mejorar. El primero de ellos es el aislamiento, que no supera los - 8 dB lo que significa que se esta produciendo demasiada transferencia de energía entre los dos puertos. Por otro lado tenemos fijas las frecuencias de resonancia de la antena bastante desplazadas respecto de las frecuencias de trabajo para las que habíamos diseñado la antena.



**Figura 2.15.** Carta de Smith del modelo con ambas ranuras centradas en el origen

Observando la carta de Smith, Fig. 2,15 se evidencia que los lazos están aun separados del centro, por lo que aunque la adaptación no es mala como demuestra la gráfica 2.14 aun puede mejorar. Esto lo podemos solucionar aumentando el tamaño de la ranura.

Tras realizar una leve modificación incrementando en 1 mm la longitud de las ranuras, ahora tienen un largo de 17 mm y se produce una evidente (fig. 2,16) mejoría en la adaptación de la antena alcanzando en simulación cotas inferiores a -30dB. Pero sin embargo sigue apareciendo un valor de aislamiento demasiado pobre y las frecuencias se han desplazado todavía más hacia abajo, situándose en 1,73 GHz y 2,17 Ghz.

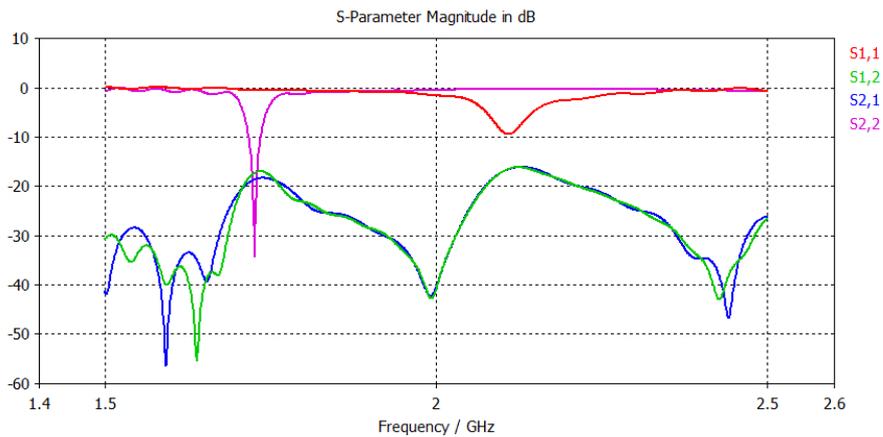


**Figura 2.16.** Gráfica de la relación de parámetros S frente a frecuencia con ambas ranuras centradas en el origen con ranuras de 17 mm de largo

Ahora que la adaptación de la antena ha mejorado, nos proponemos disminuir la cantidad de energía transferida en la antena entre los puertos. Como hemos comentado al comienzo de esta sección, las ranuras estaban situadas en el centro del parche cruzándose entre sí en el plano de masa, lo que supone, que las líneas de alimentación están en contacto físico.

Con la idea de influir en la adaptación lo menos posible vamos a utilizar lo aprendido en el estudio de una ranura y emplear un desplazamiento en el eje  $\hat{x}$  e  $\hat{y}$ , de la ranura 1 y 2 respectivamente.

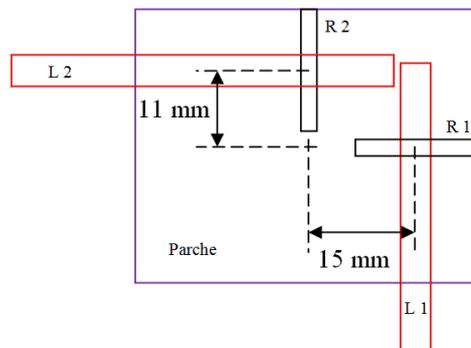
Tras el desplazamiento de 15 mm de ambas ranuras, se puede observar en la figura Fig. 2.17 que el aislamiento ha mejorado considerablemente. Se ha obtenido un valor menor de -20 dB en casi toda la banda de funcionamiento de la antena. Por contra, hemos perdido adaptación para la frecuencia de 2,4 GHz.



**Figura 2.17.** Gráfica de la relación de parámetros S frente a frecuencia con ambas ranuras desplazadas 15 mm desde el origen y con ranuras de 17 mm de largo

Esto es debido a que mover 15 mm la ranura 2 hacia cualquiera de los lados provoca que esta sobresalga del borde del parche y ,por lo tanto de la cavidad, lo que se traduce en una acusada desadaptación. Además se puede observar como el problema del desplazamiento de las frecuencias persiste.

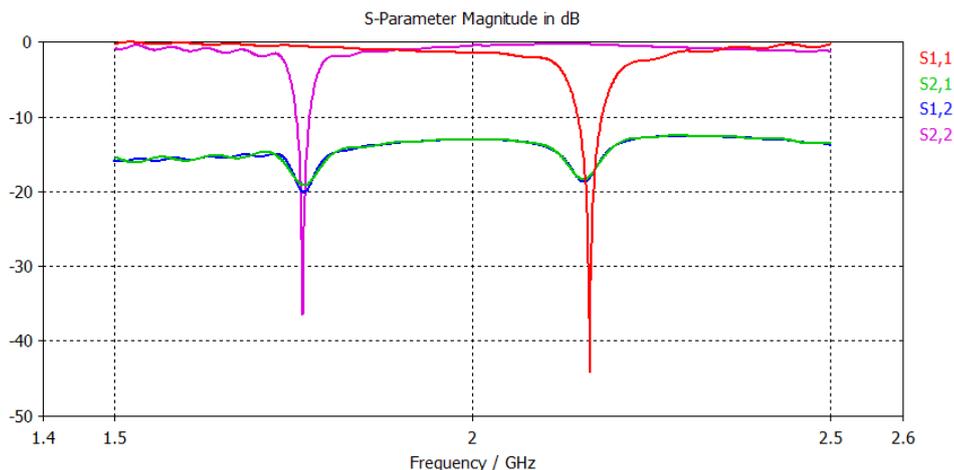
Lo que se pretende es ajustar la ranura todo lo que podamos al borde del parche, con la idea de maximizar en lo posible el aislamiento y la adaptación de la antena.



**Figura 2.18.** Detalle del modelo con ranuras desplazadas, en el que ambas se mantienen dentro de los márgenes de la cavidad.

Al volver a acercar las dos ranuras, el aislamiento vuelve a empeorar sensiblemente. Por otro lado, aunque se aprecia una mejoría en lo que respecta a la adaptación de la frecuencia de resonancia a 2,4 GHz, la otra empeora. Esto supone que volvamos a variar el tamaño de las ranuras para ajustar la adaptación de la antena. Con las ranuras en la posición descrita en la figura Fig. 2.18 conseguimos adaptar las frecuencias de resonancia para el caso de 2,4 GHz (ranura 1) con dimensiones 14×2 mm, mientras

que la frecuencia de resonancia para 1,9 GHz se adapta con una ranura (ranura 2) de dimensiones  $14,3\text{mm} \times 2\text{ mm}$ . El problema, como se aprecia en la gráfica de la fig. 2.19 viene dado de nuevo por el aislamiento, que aunque ha sido aumentado desde el modelo inicial, consideramos que todavía es mejorable. Por otro lado seguimos teniendo el problema del desplazamiento de las frecuencias de resonancia, fijadas en 1,76 GHz y en 2,16 GHz, frente a las que pretendíamos fijar en 1,9 GHz y 2,4 GHz.



**Figura 2.19.** Simulación de parámetros S en función de la frecuencia, tamaños de ranura óptimos para la posición descrita en la figura 2.18

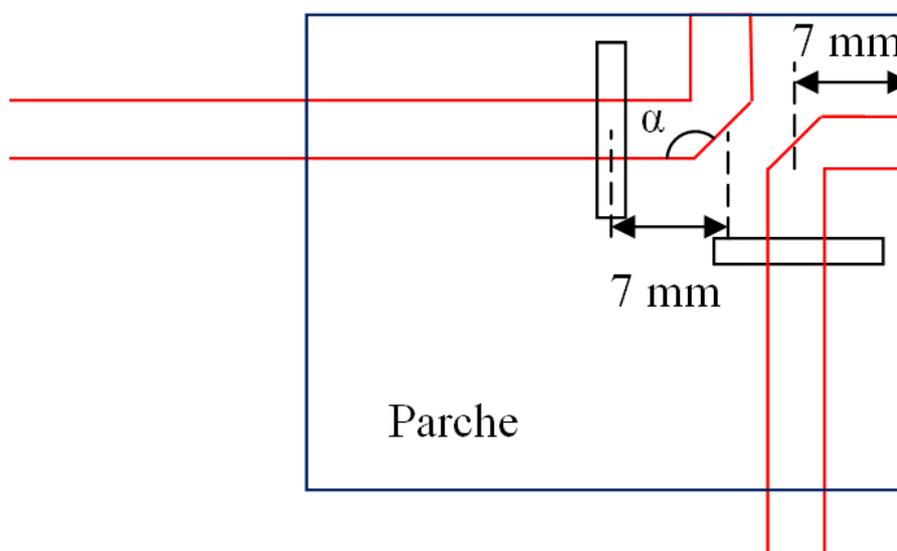
Mejorar aspectos como la transmisión de energía es lo que invita a modificar el diseño original, pretendiendo aumentar el grado de aislamiento de la antena, así como centrar las frecuencias de resonancia y, en la medida de lo posible, aumentar el ancho de banda de para los dos puntos de trabajo.

### 2.3. Estudio del modelo con líneas terminadas en codo

En esta nueva sección vamos a centrarnos en la reducción del aislamiento de la antena en las bandas de trabajo de la misma. En el diseño anterior teníamos las líneas de alimentación demasiado juntas, lo que hacía sospechar que podía estar influyendo negativamente en el nivel de acoplo.

Buscando en la literatura diferentes formas de reducir el aislamiento, encontramos en [3] una posible solución a nuestro problema. En su artículo explican cómo para evitar que las líneas de alimentación se cruzaran y solucionar así los diferentes problemas que surgían, habían tomado la determinación de hacer un "puente de aire", que consiste en

doblar la línea de alimentación a una altura determinada. De este modo el resultado final es que se tiene una línea microstrip con dos tramos de stub, uno desde el centro de la ranura hasta el punto donde se acoda la línea y otro desde ahí hasta el final de la línea.



**Figura 2.20.** Esquema del diseño inicial que vamos a utilizar en esta sección con el modelo de líneas acodadas

En la figura 2.20 se puede observar como queda el modelo tras la modificación propuesta. Vamos a referirnos a partir de ahora como *stub* al tramo que se extiende desde el centro de la ranura hasta el codo de la línea y como *stub secundario*, al que va desde este punto hasta el final de la línea. Para ambos tramos es importante apuntar que el ancho de la línea será el necesario para mantener un valor de impedancia característica de  $50\Omega$ , que en este caso es de 4,3 mm.

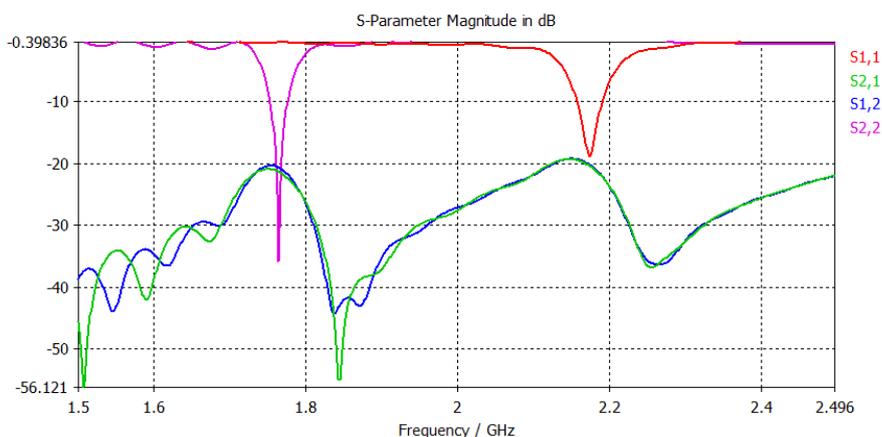
Se observa también en el esquema presentado un valor  $\alpha$ , que se corresponde con el ángulo que forman la horizontal de la línea de transmisión y el borde inclinado de la misma y que debe de ser igual a  $135^\circ$ . Tanto la longitud de stub, como la del stub secundario será inicialmente de 7 mm que es un valor arbitrario que se ha tomado para comenzar las simulaciones.

El diseño de la antena queda descrito en en el cuadro 2.3. El desplazamiento de las dos ranuras que es el único aspecto que no recoge la tabla sigue siendo el mismo,  $x= 15$  mm para la ranura número 1 e  $y= 10$  mm para la ranura número 2.

Características	Descripción
Parche	$L \times W = 49,5 \text{ mm} \times 39,2 \text{ mm}$
Frecuencia de resonancia	1,9 GHz $\times$ 2,4 GHz
Polarización	Elíptica
Modo	Modo $TM_{10}$ y $TM_{01}$
Tipo de sustrato de la antena	$\epsilon_r = 2,54$
Altura del sustrato de la antena	1,6 mm
Tipo de sustrato de la alimentación	$\epsilon_r = 2,54$
Altura del sustrato de alimentación	1,6 mm
Ranura asociada al puerto 1 (R1)	14 mm $\times$ 2 mm
Ranura asociada al puerto 2 (R1)	14,3 mm $\times$ 2 mm
Ancho de línea asociada al puerto 1 (L1)	4,3 mm
Longitud del stub asociado a L1	7mm
Longitud del stub secundario asociado a L1	7mm
Ancho de línea asociada al puerto 2 (L2)	4,3 mm
Longitud del stub asociado a L2	7mm
Longitud del stub secundario asociado a L2	7mm

**Cuadro 2.3.** Especificaciones de la antena con dos ranuras con líneas acodadas

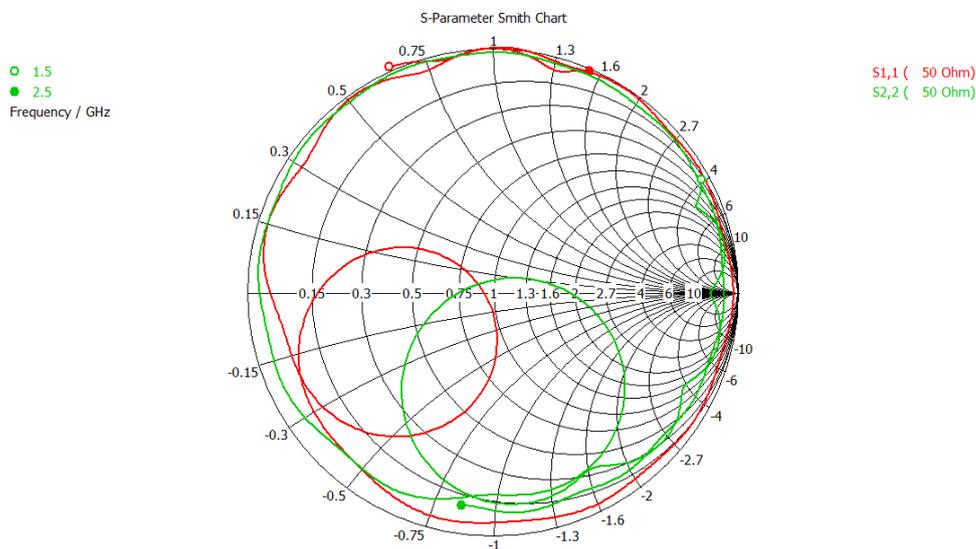
Como se puede apreciar en la siguiente imagen, Fig. 2,21, en la primera simulación con las líneas con codo ya se nota una mejoría sobre el aislamiento, aunque se hace evidente que hay que ajustar diversos parámetros del diseño para la adaptación de la antena.



**Figura 2.21.** Primera simulación con las líneas de transmisión terminadas en codo, referente a la tabla 2,4

Por otro lado, doblar las líneas también ha supuesto que la frecuencia de resonancia más alta se haya desplazado aun más hacia cotas inferiores, incrementando su distancia con 2,4 GHz. Sin embargo, la frecuencia de trabajo inferior no se ha visto afectada, por esta modificación.

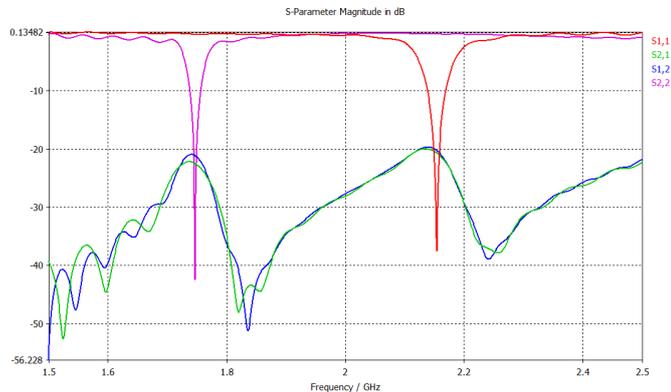
Lo que se va a intentar ahora es ajustar de nuevo la adaptación de ambas frecuencias de trabajo modificando el tamaño de la ranura. Para ello nos vamos a fijar en la gráfica de la Fig. 2,22, donde se puede observar, que aunque el tamaño de las ranuras prácticamente es el adecuado el haber realizado la modificación en las líneas, esto ha derivado en una pequeña desadaptación. Leyendo en la carta de Smith podemos entender que hay que aumentar el tamaño de la ranura número 1, mientras que la número 2 va a verse reducida.



**Figura 2.22.** Carta de Smith asociada a la representación de parámetro S en función de la frecuencia de la fig. 2,21.

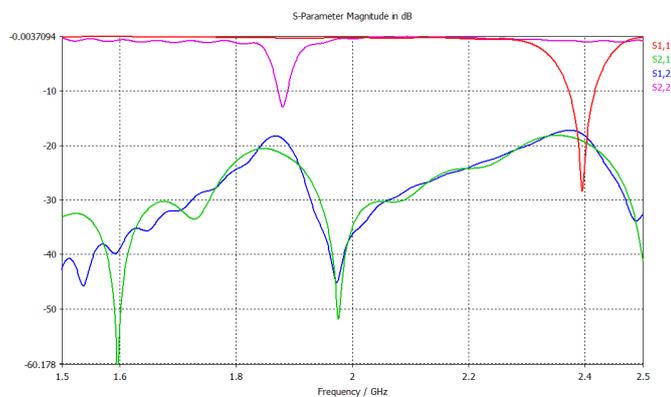
Las nuevas dimensiones son 14,3 mm para la ranura número 1 y 13,9 mm para la ranura número 2. Se puede apreciar en 2,23 una notable mejoría para la frecuencia de resonancia más baja, de una forma más discreta la adaptación de la frecuencia más alta también ha mejorado.

El siguiente paso va a ser intentar centrar las frecuencias de resonancia a las frecuencias de trabajo que elegimos desde un principio, es decir 1,9 GHz y 2,4 GHz. Esto lo vamos a conseguir modificando el tamaño del parche. Dicha modificación supone alejarse del calculo inicial que se hizo para obtener las dimensiones, pero como se indicó en su momento, solo se trataba de una aproximación recomendada en la literatura.



**Figura 2.23.** Resultado de simulación con  $14,3 \times 2$  mm para la ranura 1 y  $13,9 \times 2$  mm para la ranura 2.

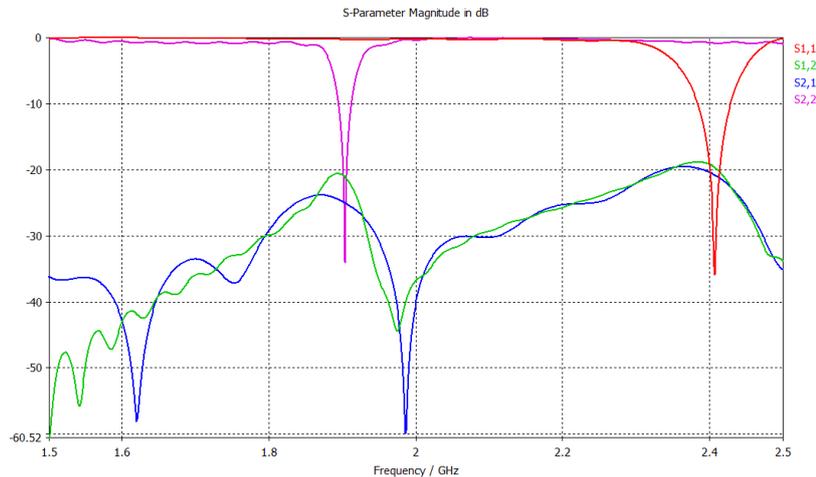
Tras haber variado el tamaño del parche hemos conseguido centrar las frecuencias de resonancia a la frecuencia de trabajo que nos habíamos propuesto, pero esto ha empeorado bastante la adaptación de la antena, Fig. 2,24. Lo que hemos hecho ha sido reducir las dimensiones del mismo hasta  $46 \text{ mm} \times 35 \text{ mm}$ .



**Figura 2.24.** Resultado de la simulación con un parche de  $46 \text{ mm} \times 35$  mm para el modelo de líneas de transmisión con codos

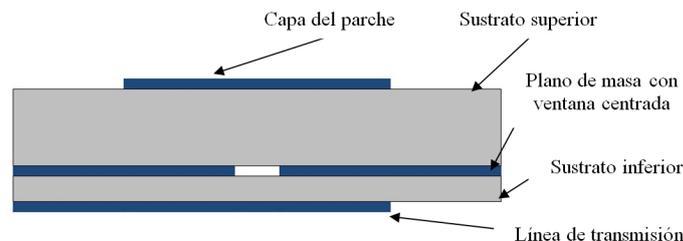
Nos hemos encontrado que reducir el tamaño del parche ha modificado de una forma significativa la adaptación para esta antena. Al estar trabajando con ranuras y reducir el tamaño del parche, lo que ha sucedido es que el extremo de la ranura que lindaba con el del parche se salía de la cavidad, lo que como ya vimos en el estudio del primer apartado, afectaba de una forma importante a la adaptación. Como consecuencia de lo anterior vamos a reducir el tamaño de las ranuras.

Habiendo modificado las ranuras se puede ver en la figura Fig. 2,25 que la antena sigue presentando una buena adaptación en la frecuencia de trabajo. La ranura número 1 ahora tiene unas dimensiones  $14\text{ mm}\times 2\text{ mm}$  y la ranura número 2 es de  $12,5\text{ mm}\times 2\text{ mm}$ , y ambas están dentro del espacio definido por la cavidad.



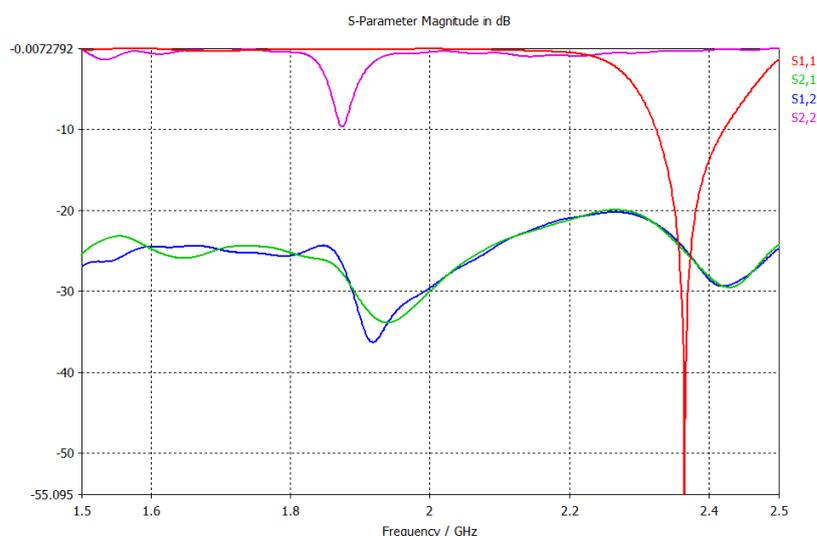
**Figura 2.25.** Resultado de la simulación con dimensiones de  $14\text{ mm}\times 2\text{ mm}$  para la ranura n<sup>o</sup> 1 y de  $12,5\text{ mm}\times 2\text{ mm}$  para la n<sup>o</sup> 2 y líneas terminadas en codo.

Con la idea de mejorar en lo posible tanto el aislamiento, como el ancho de banda, se introduce una nueva modificación al diseño de la antena. Basándonos en [4] se va a reducir la altura del sustrato inferior a una altura de  $0.6\text{ mm}$  y a aumentar la del sustrato superior a los  $3\text{ mm}$ . La permitividad de ambos sustratos se mantiene. Esto se hace así con la idea de introducir los cambios poco a poco y de esa manera, poder sacar conclusiones claras del efecto que estos provocan, de manera individual. Se puede observar un esquema del nuevo perfil de la antena con los sustratos de diferentes alturas en la figura Fig. 2,26.



**Figura 2.26.** Perfil del modelo con sustrato superior de  $3\text{ mm}$  y el sustrato de alimentación de  $0,6\text{ mm}$ .

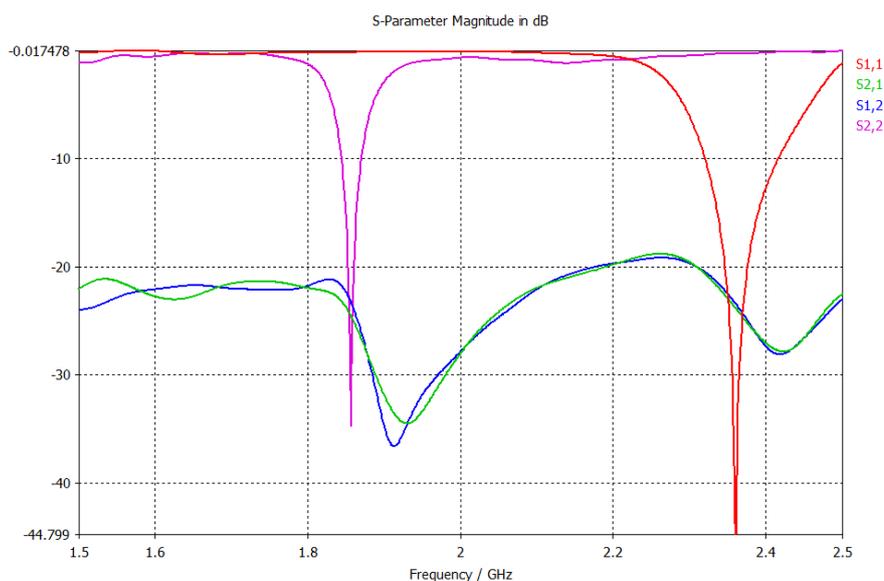
Aumentar el grosor del sustrato superior va a tener una serie de efectos, tales como, incrementar la potencia radiada y mejorar el ancho de banda. A esto también hay que añadirle que este aumento de la altura del sustrato hace un efecto similar a reducir la permitividad del mismo [4], lo que incrementará la existencia de campo en la periferia del parche, que a su vez se traduce en un aumento de la potencia radiada. Además de lo ya citado, dicha modificación del sustrato significará el aumento de las pérdidas por ondas de superficie.



**Figura 2.27.** Resultado de la primera simulación con una altura de sustrato superior de 3 mm y con 0,6 mm en el sustrato inferior.

Tras la primera simulación con esta nueva configuración ya se pueden apreciar las primeras diferencias, fig. 2,27. En primer lugar se observa que este cambio ha supuesto que la frecuencia de resonancia superior ahora se encuentra centrada en 2.36 GHz y la frecuencia de resonancia inferior ha quedado fijada en 1,85 GHz.

En lo que concierne a la adaptación vemos que la correspondiente a la ranura número 2 ha acusado de forma significativa este cambio, para corregir esto, mirando la carta de Smith, tendremos que aumentar las dimensiones de dicha ranura. La frecuencia mayor se mantiene adaptada. El hecho de que tenga un nivel de -55 dB en la relación de parámetros S frente a la frecuencia, se debe, en este caso, a que el simulador interpreta que el lazo correspondiente a esta frecuencia pasa exactamente por el centro de la carta. Por otro lado cabe destacar que la frecuencia superior tiene el doble de ancho de banda comparado que el que presentaba el modelo anterior, no así la frecuencia inferior que mantiene con el mismo ancho de banda.

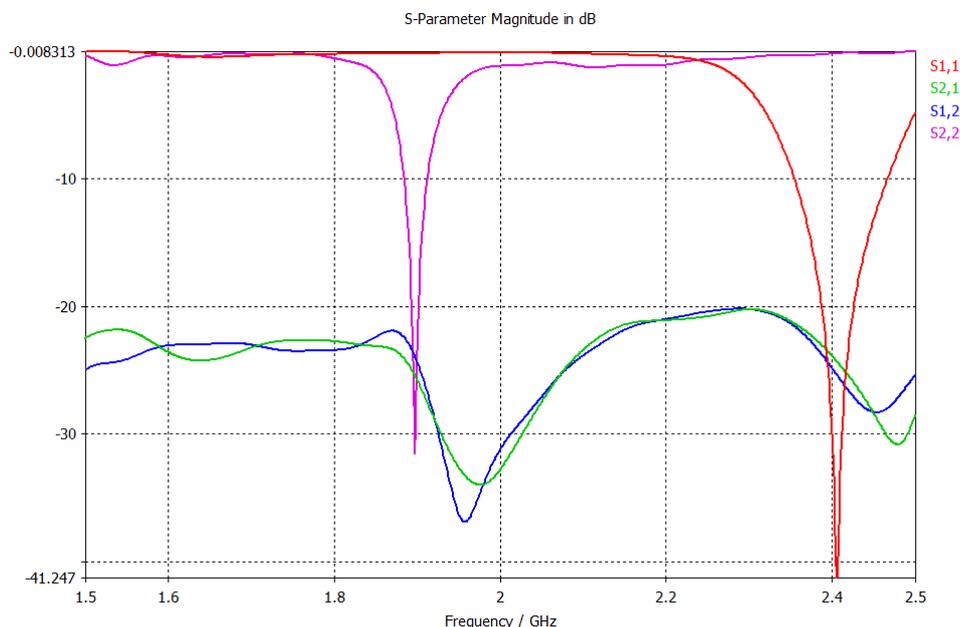


**Figura 2.28.** Comportamiento de los parámetros S en función de la frecuencia con los nuevos tamaño de ranura, 14 mm×2 mm para R1 y 14,7 mm×2 mm para R2 y con diferentes alturas en los sustratos y líneas acodadas.

Tras optimizar las dimensiones de las ranuras, el resultado de la simulación que se representa en la figura Fig. 2,28 confirma lo que se apreciaba en la primera gráfica correspondiente a este modelo. Se mantiene la mejora del ancho de banda sobre la frecuencia de resonancia mayor, mientras que en la menor no se aprecia ningún efecto en este sentido. Por otro lado, el hecho de haber aumentado el tamaño del sustrato superior también ha influido para que se produzca una sensible mejora en el aislamiento. En esta modificación no hemos cambiado las dimensiones de la ranura 1 que siguen siendo 14 mm×2 mm, pero en el caso de la ranura 2 el nuevo tamaño es 14,7 mm×2 mm.

En la figura Fig. 2,29 podemos ver el modelo optimizado, con las frecuencias de resonancia centradas en las frecuencias de trabajo y con nuevas modificaciones en el tamaño de las ranuras. El problema surge al centrar las frecuencias de trabajo, que ha supuesto tener que volver a modificar el tamaño del parche, lo que hacía sobresalir las ranuras de la cavidad formada por este. Esto ha significado como se apuntaba al principio que aunque estaba adaptada para el modelo anterior, Fig. 2,28, se ha tenido que redimensionar el tamaño de ambas ranuras, siendo 13,6×2 mm la ranura 1 y 14,3×2 mm la ranura 2. Las nuevas dimensiones de parche son 45×34,5 mm.

Es importante comparar el modelo final que se obtuvo en este capítulo, en la sección 2,2, con el resultado obtenido tras haber acodado las líneas de alimentación.



**Figura 2.29.** Resultado de la simulación con la antena optimizada para un nuevo tamaño de parche  $45 \times 34,5$  mm y con  $13,6 \times 2$  mm la ranura n<sup>o</sup> 1 y  $14,3 \times 2$  mm la ranura n<sup>o</sup> 2.

Si nos fijamos en la gráfica Fig. 2.19 que representa el modelo optimizado en cuanto a adaptación se refiere y comparamos con el modelo que acabamos de obtener 2,29 se ponen de manifiesto una serie de diferencias importantes, que tienen que ver con las mejoras que se han ido incluyendo paulatinamente en el modelo.

En primer lugar y dejando a un lado el hecho de que las frecuencias de resonancia no estén centradas en las frecuencia de trabajo que se habían elegido, cabe destacar el comportamiento del aislamiento. En el momento en el que se doblan las líneas de transmisión lo que se puede observar es un descenso del acoplo en toda la banda de la antena. Se producen dos picos de transmisión cerca de las frecuencias de trabajo.

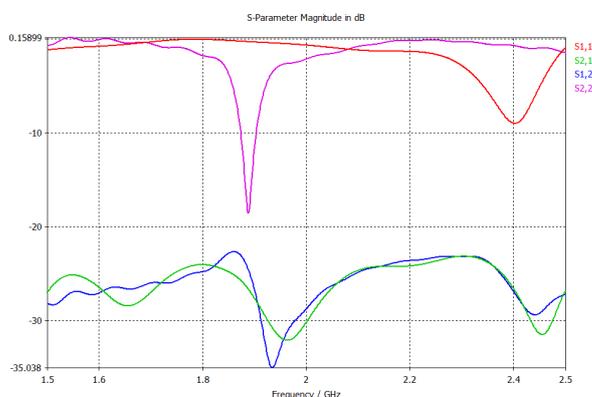
Otro detalle a destacar es el aumento en el ancho de banda de la frecuencia de resonancia mayor. Esto sucede al aumentar la altura del sustrato superior y reducir la del sustrato inferior. El efecto se ve traducido en que se consigue que el ancho de banda para la frecuencia centrada en 2,41 GHz sea el doble.

Por otro lado el nivel de adaptación es similar en ambas antenas por lo que no es sencillo sacar conclusiones sobre los efectos de dicha modificaciones en el comportamiento de la antena.

Características	Descripción
Parche	$L \times W = 45 \text{ mm} \times 34,5 \text{ mm}$
Frecuencia de resonancia	1,9 GHz $\times$ 2,4 GHz
Polarización	Elíptica
Modo	TM <sub>10</sub> y TM <sub>01</sub>
Tipo de sustrato de la antena	$\epsilon_r = 2,54$
Altura del sustrato de la antena	3 mm
Tipo de sustrato de la alimentación	$\epsilon_r = 2,54$
Altura del sustrato de alimentación	0,6 mm
Ranura asociada al puerto 1(R1)	13,6 mm $\times$ 2 mm
Ranura asociada al puerto 2(R1)	14,3 mm $\times$ 2 mm
Ancho de línea asociada al puerto 1 (L1)	4,3 mm
Longitud del stub asociado a L1	7mm
Longitud del stub secundario asociado a L1	7mm
Ancho de línea asociada al puerto 2 (L2)	4,3 mm
Longitud del stub asociado a L2	7mm
Longitud del stub secundario asociado a L2	7mm

**Cuadro 2.4.** Especificaciones de la antena optimizada con dos ranuras, líneas con codos y diferentes alturas en los sustratos

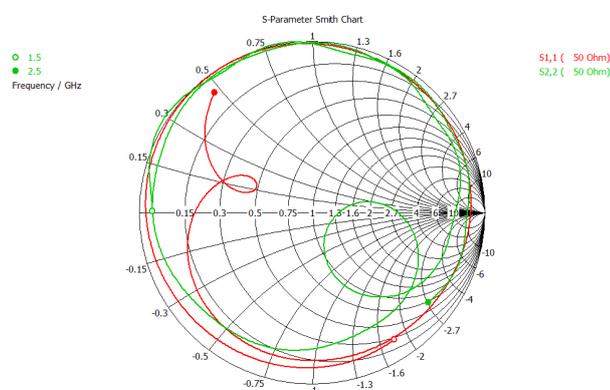
En la anterior tabla 2,4 tenemos la descripción precisa del modelo que hemos obtenido. Hay que destacar que la línea de transmisión 1 asociada a la ranura número 1 está separada 15 mm respecto del centro del parche y por otro lado la línea de transmisión 2 asociada a la ranura número 2 está desplazada 10mm también respecto al centro del parche.



**Figura 2.30.** Resultado de la simulación con  $\epsilon_r = 2,54$  en el sustrato superior y  $\epsilon_r = 4,5$  en el inferior.

Llegados a este punto y teniendo presente los materiales existentes en el laboratorio de la universidad se va a incluir una nueva modificación en el diseño. Se sustituye el sustrato de alimentación que habíamos utilizado con  $\epsilon_r=2,54$  por uno con  $\epsilon_r=4,5$ . Por otro lado se ha de aumentar la altura de ese sustrato a 1mm. El resultado de este cambio lo podemos observar en la figura Fig. 2,30 y hay que destacar el nivel de aislamiento de casi -25 dB que se ha obtenido.

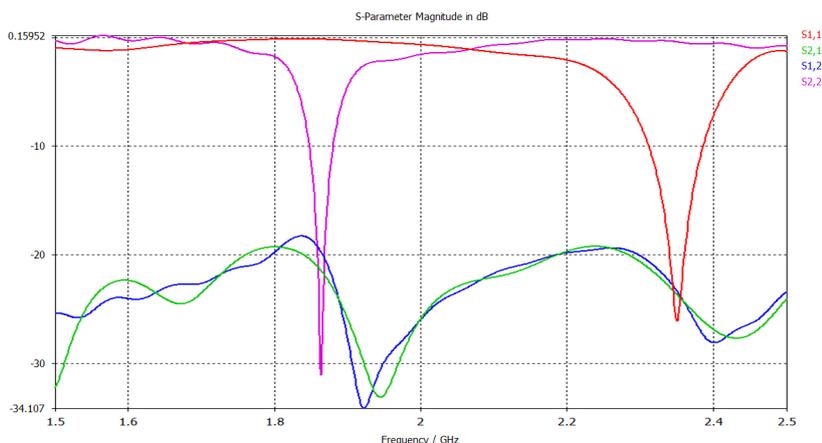
A raíz de los resultados obtenidos en la figura anterior y en su correspondiente carta de Smith, Fig. (2,31), se puede apreciar que es necesario volver a ajustar ciertos parámetros de la antena para optimizar su funcionamiento.



**Figura 2.31.** Carta de Smith correspondiente al resultado de la simulación mostrada en la Fig. 2,30

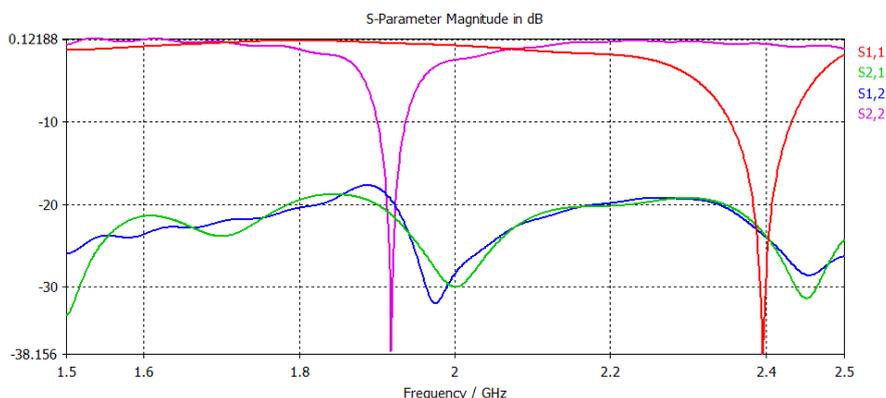
En primer lugar y fijándonos en la carta de Smith, lo que deberíamos hacer es aumentar el tamaño de las ranuras. Vamos a tener que hacer más cambios además de ese, puesto que las ranuras están situadas en este momento en el borde de la cavidad, esto significa que no podemos hacerlas más grandes sin que afecten a la adaptación. Para solucionar este inconveniente, se van a desplazar las líneas de alimentación, y por consiguiente las ranuras, un milímetro hacia el centro del parche. De esta forma la línea número 1 se encuentra a 14 mm del centro y la número 2 a 9 mm. Habiendo dejado ya espacio entre el final de las ranuras y el límite de la cavidad vamos a fijar la longitud de ambas en 15 mm.

Se puede ver en la Fig. 2,32 que para los parámetros fijados anteriormente, la antena se comporta mucho mejor. Pero surgen ciertos inconvenientes, al haber cambiado a una permitividad más alta en el sustrato de alimentación, las frecuencias de resonancia se ven desplazadas hacia cotas más bajas y parece que ha empeorado ligeramente el nivel de aislamiento de la antena.



**Figura 2.32.** Resultado de la simulación con la línea 1 a 14 mm del centro del parche y la línea 2 a 9 mm. Las ranuras tienen un tamaño de 14,6 mm×2 mm para R1 y 15,3 mm×2 mm.

En la gráfica de la figura Fig. 2,33 podemos ver el resultado de la simulación del modelo completamente adaptado. Se puede apreciar que efectivamente, incrementar la permitividad a significado un aumento de la transferencia de energía en toda la banda. Por otro lado, se ha tenido que modificar el tamaño del parche para centrar las frecuencias de resonancia en las frecuencias de trabajo elegidas con anterioridad.



**Figura 2.33.** Resultado de la simulación para la antena optimizada con un parche de dimensiones 44 mm×33,4 mm y unas ranuras de tamaño 15,8 mm×2 mm para R1 y 14,5 mm×2 mm para R2.

Para adaptar este modelo también hemos tenido que modificar el tamaño de las ranuras de nuevo ajustarlas de tal forma que la ranura número 1 ahora tiene unas dimensiones de 15,8 mm×2 y la ranura número 2 de 14,5 mm×2. En la tabla 2,5 están descritos el resto de los parámetros que caracterizan la antena, salvo la distancia de las

líneas respecto el centro del parche. La línea número 1 esta situada a 14 mm del centro y la línea número 2 a 9 mm. En la tabla 2,5 podemos ver las características de este modelo.

Características	Descripción
Parche	$L \times W = 44 \text{ mm} \times 33,4 \text{ mm}$
Frecuencia de resonancia	1,9 GHz $\times$ 2,4 GHz
Polarización	Elíptica
Modo	TM <sub>10</sub> y TM <sub>01</sub>
Tipo de sustrato de la antena	$\epsilon_r = 2,54$
Altura del sustrato de la antena	3 mm
Tipo de sustrato de la alimentación	$\epsilon_r = 4,5$
Altura del sustrato de alimentación	1 mm
Ranura asociada al puerto 1(R1)	15,8 mm $\times$ 2 mm
Ranura asociada al puerto 2(R1)	14,5 mm $\times$ 2 mm
Ancho de línea asociada al puerto 1 (L1)	1,8 mm
Longitud del stub asociado a L1	7mm
Longitud del stub secundario asociado a L1	7mm
Ancho de línea asociada al puerto 2 (L2)	1,8 mm
Longitud del stub asociado a L2	7mm
Longitud del stub secundario asociado a L2	7mm

**Cuadro 2.5.** Especificaciones de la antena que hacen referencia a los resultados del modelo simulado en la fig. 2,33

Es importante señalar que ciertos aspectos de la antena que han empeorado respecto al modelo anterior como son el aislamiento y el ancho de banda se deben a los cambios realizados al sustrato de la alimentación.

Como ya se explicó con anterioridad, el hecho de estrechar el sustrato de alimentación hacía el mismo efecto que si aumentáramos la permitividad relativa consiguiendo encerrar más las líneas de campo [4]. En este caso hemos incrementado también el dieléctrico del sustrato lo que mitiga, aunque no de forma suficiente, este efecto negativo producido por aumentar la altura del sustrato.

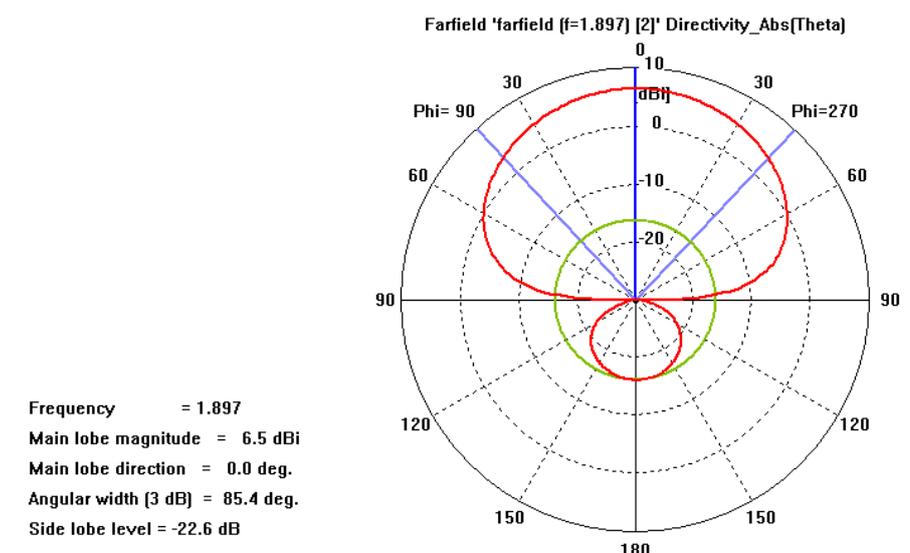
Para estudiar el ancho de banda en impedancia lo vamos a definir como el ancho de banda en el que la relación de onda estacionaria en voltaje (VSWR) de una antena permanece por debajo de un cierto nivel, típicamente 2. Para realizar este cálculo vamos a

utilizar la imagen 2,33. su calculo entonces se realiza tomando la diferencia de frecuencias para la que VSWR es menor que 2 y dividiendo después por la frecuencia de resonancia, como se puede ver en:

$$B_{W2,4} = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_{res}} = \frac{2,43 - 2,35}{2,39} \approx 0,034$$

$$B_{W1,9} = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_{res}} = \frac{1,93 - 1,90}{1,91} \approx 0,020$$

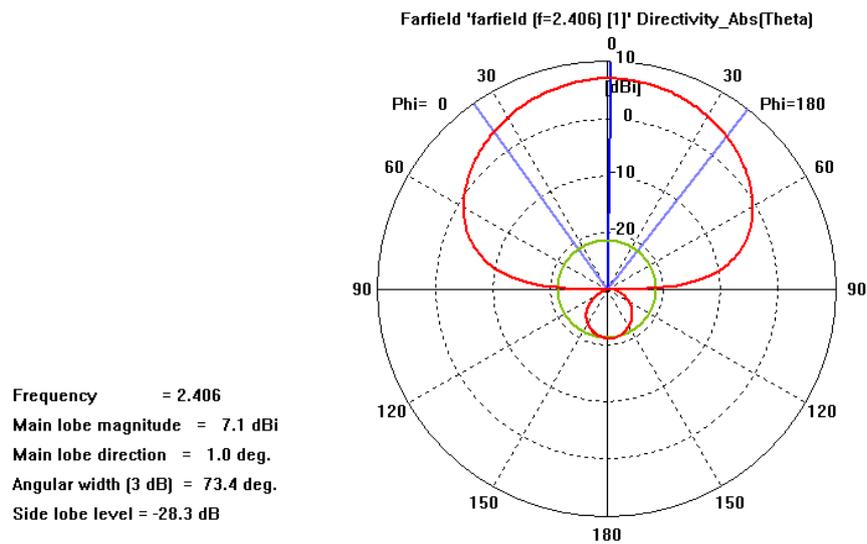
Respecto a los diagramas de radiación fig. 2,34 y fig. 2,35, se ha realizado un corte en el plano E. En ambos casos el lóbulo principal apunta en la dirección *broadside* respecto el plano de la antena. Conviene comentar, que aparece una ligera influencia para ambas frecuencias de la energía transferida por el otro puerto, pero en ambos casos dicha influencia es despreciable en la dirección de máximo apuntamiento, que también es la *broadside*.



**Figura 2.34.** Diagrama de radiación para la frecuencia de 1,9 GHz en el plano ZY ( $\phi = 90^\circ$ ).

En sendas figuras se puede apreciar claramente que al ir al aire la alimentación y no tener un plano de masa se produce radiación hacia atrás de la antena. No es preocupante ya que en la Fig. 2,34 la relación delante atrás es de -22,6 dB y en la Fig. 2,35 es de -28,3 dB.

Para entender la polarización de la antena hay que tener en cuenta que ambas ranuras están desplazadas respecto al centro del parche. Las distancias al centro no son las mismas ni el tamaño de las ranuras es por eso que la antena presenta una

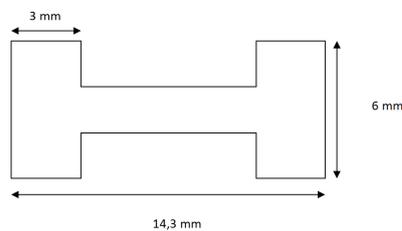


**Figura 2.35.** Diagrama de radiación para la frecuencia de 2,4 GHz en el plano ZX ( $\phi = 0^\circ$ )

polarización de tipo elíptica. Lo cual no tiene porque ser un problema, puesto que al ser una antena pensada para trabajar con sistemas WLAN y UMTS, es decir, en ambos casos vamos a tener un tipo de recepción multitrayecto que no es un factor crítico.

#### 2.4. Estudio de la antena alimentada mediante acoplo por dos ranuras con forma de hueso

Basándonos en el último diseño obtenido con los dos sustratos iguales vamos a introducir una nueva variación en el modelo, esta vez se trata de una modificación de la geometría de las ranuras que van a tener forma de hueso, Fig. 2,36. Es una una de las posibles técnicas que la literatura de antenas de parche propone para aumentar el ancho de banda de las frecuencias resonantes.

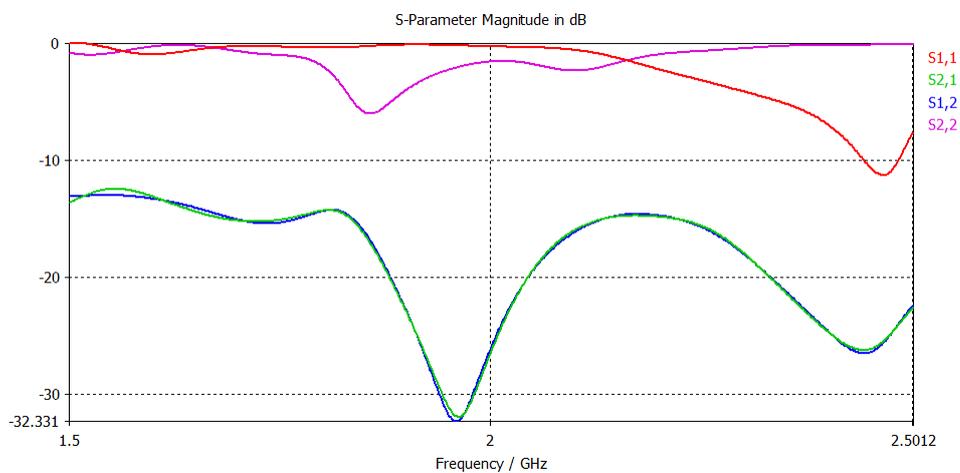


**Figura 2.36.** Detalle de la ranura n° 2 con forma de hueso y sus dimensiones principales.

Para el primer modelo vamos a respetar el largo de ambas ranuras incluyendo las

nuevas piezas laterales, que vamos a definir con una altura inicial de 6 mm y una anchura de 3 mm. En la siguiente figura podemos ver como queda la ranura número 2 después de la transformación. Es una pieza simétrica.

Como se puede apreciar en la figura Fig. 2,37 el hecho de incluir las ranuras en forma de hueso a supuesto un cambio radical para el modelo, que se ha visto traducido en casi una completa desadaptación. Por otro lado la frecuencia de resonancia superior se ha desplazado a casi 2,5 GHz. La primera adaptación sobre el diseño inicial va a ser reducir la longitud de las ranuras.



**Figura 2.37.** Primera simulación tras incluir las ranuras de hueso

Para poder describir con precisión el nuevo diseño de la ranura vamos a denotar como *tope* a cada uno de los extremos de la ranura en forma de hueso y como *larguero* la parte que une los dos *topes*. Al haberles modificado la forma a las ranuras, lo que ha sucedido es que hemos introducido dos grados más de libertad para adaptar la antena, poder modificar la altura y anchura de los *topes* así como del *larguero*.

Para poder variar la longitud de la ranura tenemos varias posibilidades. Una primera opción es modificar la longitud del *larguero* de la ranura y la segunda posibilidad es reducir la anchura de los *topes*.

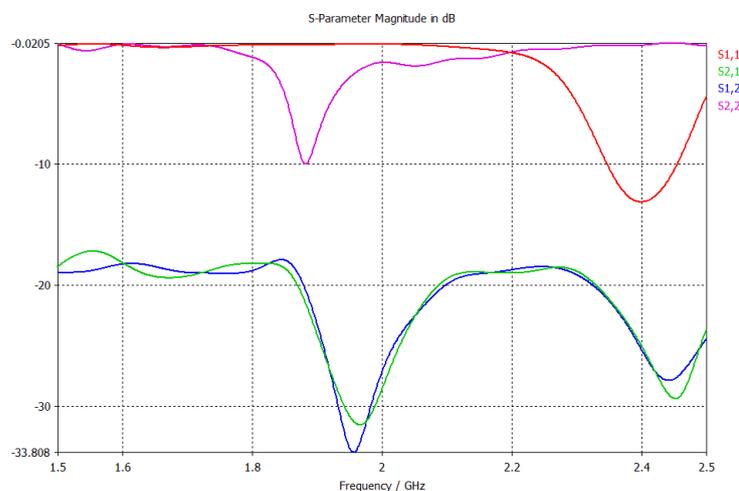
En este caso se va a optar como primera medida a modificar la longitud del *larguero*, haciéndolo más corto para ver como se comporta la antena. Para facilitar el seguimiento de las modificaciones de la ranura vamos ir representándolos en una tabla. Los *topes* correspondientes a cada una de las ranuras se van a modificar de forma simétrica, es decir, las modificaciones que se realicen al *tope* izquierdo serán idénticas a las realizadas al *tope* derecho.

Características	Descripción
Longitud del larguero (R1)	7,6 mm
Anchura del tope (R1)	3 mm
Altura del tope (R1)	6 mm
Longitud del larguero (R2)	8,3 mm
Anchura del tope (R2)	3 mm
Altura del tope (R2)	6 mm

**Cuadro 2.6.** Características de las ranuras

En la siguiente gráfica correspondiente a la Fig. 2,38 podemos observar el resultado de la simulación tras haber reducido la longitud de los *largueros* de ambas ranuras en 2 mm. Aunque se aprecia que la adaptación mejora sensiblemente, aun se encuentra lejos de estar optimizado.

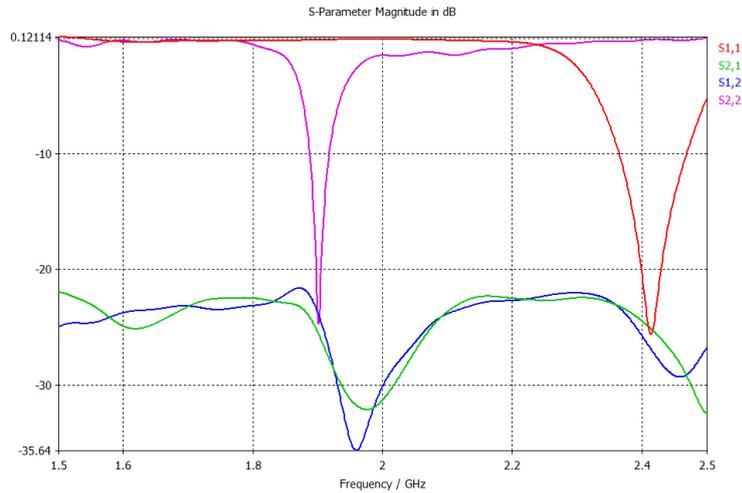
Otro aspecto que cabe destacar es que el nivel de aislamiento parece haber empeorado respecto a modelos anteriores, aunque puede venir motivado por la desadaptación de la antena. Hemos de reducir más la longitud total de la ranura, por lo que vamos a reducir aun mas la longitud de las ranuras.



**Figura 2.38.** Resultado de la simulación tras reducir la longitud de los *larguero*, a 5,6 mm para R1 y 6,3 mm para R2.

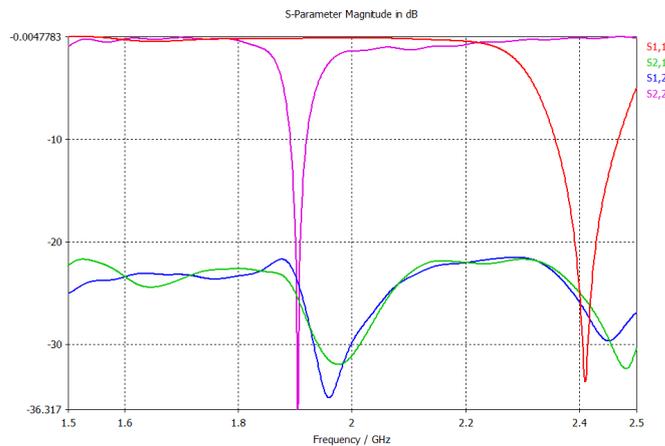
En esta ocasión se ha reducido la anchura de los *topes* en 1mm. El resultado es que la antena se encuentra bastante mejor adaptada. Ya en esta figura (Fig. 2,39) se puede observar con más claridad dónde van a estar situadas las frecuencias de resonancia de la antena y parece que la frecuencia mayor no se va a ver desplazada hacia cotas mayores como parecía en un principio.

También hay que destacar la mejora en el nivel de transferencia de energía respecto de la simulación anterior, lo que demuestra que los malos resultados de aislamiento venían provocados por la desadaptación de la antena. En lo que respecta al ancho de banda, no parece que el nuevo diseño esté variando mucho el resultado que se obtuvo en el modelo anterior.



**Figura 2.39.** Resultado de la simulación tras estrechar los *topes* de ambas ranuras hasta los 2 mm.

En última instancia hemos vuelto a modificar las longitudes de los *largueros* de cada una de las ranuras. En el caso de la ranura número 1 hemos aumentado la longitud del *larguero* hasta los 6 mm mientras que en el caso de la ranura número 2 la hemos reducido hasta los 6 mm. Este cambio ha supuesto que la antena quede definitivamente adaptada, Fig. 2,40.



**Figura 2.40.** Simulación del diseño optimizado para el modelo con ranuras en forma de hueso, la longitud para ambas del *larguero* de 6 mm.

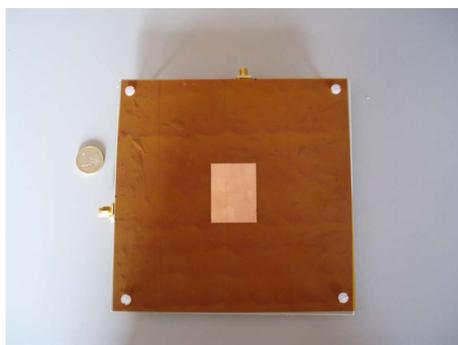
Características	Descripción
Longitud del larguero (R1)	6 mm
Anchura del tope (R1)	2 mm
Altura del tope (R1)	6 mm
Longitud del larguero (R2)	6 mm
Anchura del tope (R2)	2 mm
Altura del tope (R2)	6 mm

**Cuadro 2.7.** Características de las ranuras para el modelo correspondiente a la simulación representada en la fig. 2,40

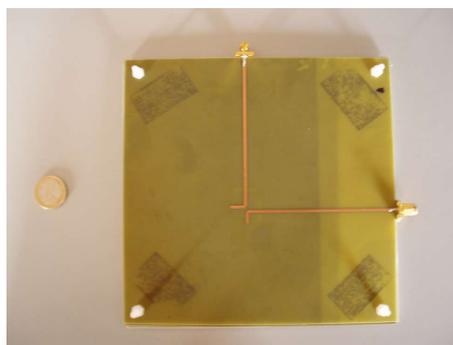
Si analizamos los resultados obtenidos comparándolos con los de la Fig. 2.29 vemos que el nivel de aislamiento es muy similar en ambos casos, aunque conseguimos una adaptación mejor en el modelo de ranuras sencillas. En cuanto al ancho de banda en las frecuencias de trabajo no hemos obtenido ninguna mejora. La banda de trabajo superior sigue teniendo 100 MHz mientras que la inferior tiene una banda de 31 MHz, tal y como ocurría en el modelo anterior.

Estos resultados nos llevan a abandonar esta posibilidad y en consecuencia no se construirá esta antena, ya que las características de aislamiento y acoplo son mejores para el modelo de ranuras simples con la líneas acodadas, Fig 2.33.

## 2.5. Resultados experimentales



**Figura 2.41.**  
Parche de la antena



**Figura 2.42.**  
Líneas de transmisión

En esta sección nos vamos a centrar en el análisis de los resultados obtenidos de

forma experimental con el modelo construido. En las figuras Fig. 2,41 y Fig. 2,42, podemos ver el parche de la antena y las líneas de transmisión respectivamente.

En la sección 2.3 se obtuvo un modelo optimizado, que es el que hemos construido. Las características de la antena se pueden ver en la tabla 2,8. Hay que comentar que para el sustrato de alimentación no se ha utilizado una sola lámina de FR-4 de 1mm de espesor. Esto se debe a que en el laboratorio no disponen de este material con dicho grosor. En su lugar, ha sido construido con dos planchas de FR-4 de un grosor de 0,5 mm cada una, lo que perjudicará en parte el funcionamiento de la antena.

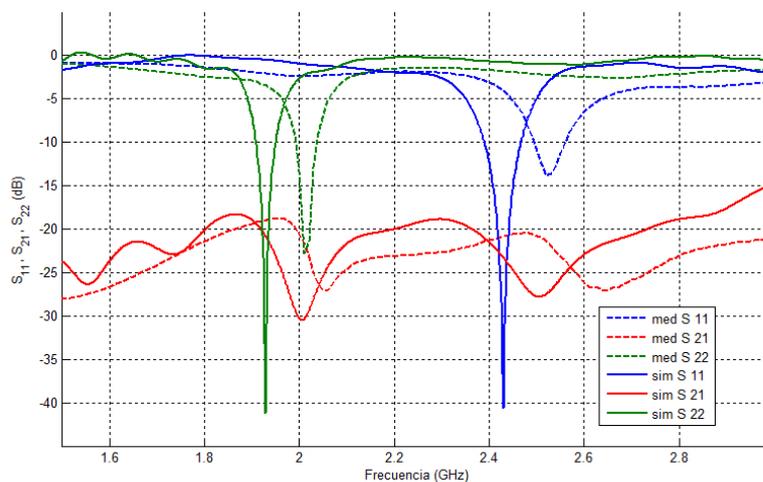
También hay que destacar algún error de fabricación como que el stub secundario de la línea número 2 es más largo de lo ajustado para el modelo simulado, este dato esta incluido en la tabla.

Características	Descripción
Parche	$L \times W = 44 \text{ mm} \times 33,4 \text{ mm}$
Frecuencia de resonancia	$1,9 \text{ GHz} \times 2,4 \text{ GHz}$
Polarización	Elíptica
Modo	$TM_{10}$ y $TM_{01}$
Tipo de sustrato de la antena	Polipropileno ( $\epsilon_r = 2,54$ )
Altura del sustrato de la antena	3 mm
Tipo de sustrato de la alimentación	FR-4 ( $\epsilon_r = 4,5$ )
Altura del sustrato de alimentación	1 mm
Ranura asociada al puerto 1(R1)	$15,8 \text{ mm} \times 2 \text{ mm}$
Ranura asociada al puerto 2(R1)	$14,5 \text{ mm} \times 2 \text{ mm}$
Ancho de línea asociada al puerto 1 (L1)	1,8 mm
Longitud del stub asociado a L1	7mm
Longitud del stub secundario asociado a L1	7mm
Ancho de línea asociada al puerto 2 (L2)	1,8 mm
Longitud del stub asociado a L2	7mm
Longitud del stub secundario asociado a L2	9mm

**Cuadro 2.8.** Especificaciones de la antena que hemos construido.

En primer lugar vamos a fijarnos en las principales diferencias entre las medidas tomadas en el laboratorio y el modelo simulado. En la figura Fig. 2,43 vemos que aunque el comportamiento en ambos casos es similar, existen importantes diferencias

entre los dos.

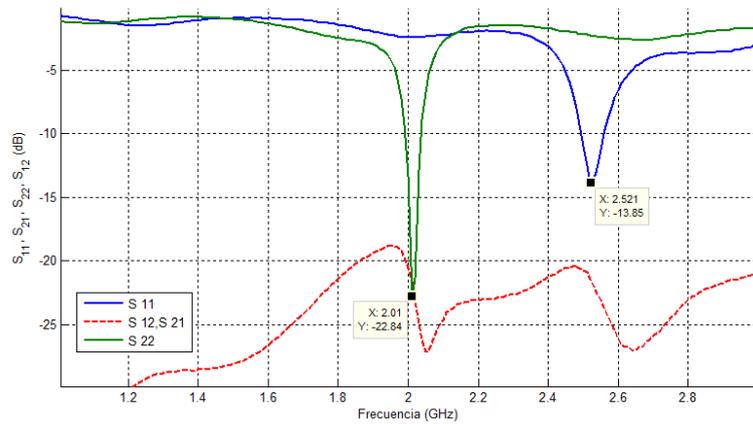


**Figura 2.43.** Representación de la medida de la antena en el laboratorio y el resultado de su simulación

Para empezar el modelo simulado por el CST presentaba las frecuencias de resonancia centradas en 1,9 GHz la más baja y 2,4 GHz la más alta, mientras que en la antena construida dichas frecuencias quedan fijadas en 2,01 GHz y 2,52 GHz. Se observa en la medida que las frecuencias de trabajo del prototipo construido se han desplazado hacia arriba en aproximadamente 100 MHz. También se puede apreciar que el aspecto de las curvas es similar a la simulación.

En lo que respecta a la adaptación también se aprecia un empeoramiento respecto al modelo simulado. En este caso la frecuencia mejor adaptada es la centrada en 2,01 GHz con -22,84 dB de acoplo en el parámetro  $S_{22}$ . Para la frecuencia más alta, el nivel de acoplo es menor y esta fijado en -13,85 dB para el parámetro  $S_{11}$ . Como ya se comentó al principio de la sección, un error en la fabricación ha supuesto que el stub secundario de la línea de transmisión número 2 sea 2 mm más largo de lo que se había calculado en simulación. En este caso, esto ha influenciado positivamente en el funcionamiento de la antena, refiriéndonos a la adaptación. Estos datos los podemos encontrar en la figura Fig. 2,44.

Aunque vamos a representar la misma gráfica de las medidas del laboratorio, en esta figura 2,45 vamos a fijarnos en aspectos distintos del funcionamiento de la antena. Para estudiar el ancho de banda para cada una de las frecuencias de trabajo de la antena, vamos a utilizar el mismo método que ya hicimos para estudiar el modelo simulado:

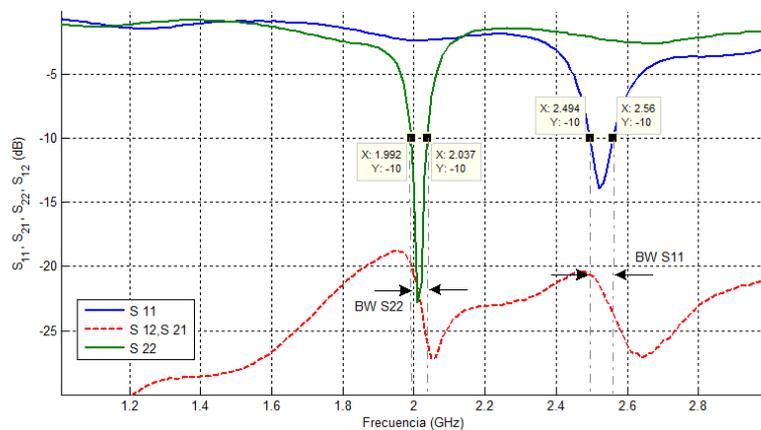


**Figura 2.44.** Antena medida con valores de la adaptación a las frecuencias de resonancia

$$BW_{2,4MED} = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_{res}} = \frac{2,56 - 2,49}{2,52} \approx 0,028$$

$$BW_{1,9MED} = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_{res}} = \frac{2,04 - 1,99}{2,01} \approx 0,022$$

Si nos fijamos en el resultado de la ecuación 2.3, perteneciente al cálculo de ancho de banda para la frecuencia superior en el modelo simulado, vemos que se obtenía un valor de 0,034 de banda, mientras que en la medida de la antena, para dicha frecuencia obtenemos un 0,028, por lo que se ha visto reducido el ancho de banda. Sin embargo en el caso de la frecuencia de resonancia menor, si nos fijamos en el resultado que se obtuvo en la ecuación 2.3 para el caso simulado, vemos que el valor que se obtuvo fue de 0,02, frente al 0,022 obtenido en las medidas de la antena.



**Figura 2.45.** Antena medida con valores para el estudio del ancho de banda en las frecuencias adaptadas

Como se ha podido apreciar a lo largo de la comparativa de los resultados experimentales con los simulados, el comportamiento de la antena construida ha sido correcto en cuanto a la adaptación. Sin embargo, la antena así diseñada está trabajando desplazada 100 MHz de las frecuencias que nos habíamos propuesto como objetivo al comienzo del proyecto.

## CAPÍTULO 3

# ESTUDIO DE FILTROS EBG Y PROPUESTA DE APLICACIÓN PARA LA ANTENA

En este capítulo, en primer lugar, vamos a realizar un estudio sobre filtros EBG o materiales de banda electromagnética prohibida. Son estructuras que nos van a permitir reducir la transferencia de energía de un puerto a otro. Se van a realizar dos modelos que presenten la banda eliminada en las mismas frecuencias a las que trabaja la antena y se va a proponer su aplicación para la misma

### 3.1. Introducción a las estructuras EBG

Vamos a empezar este capítulo haciendo una pequeña introducción al diseño y caracterización de nuevos materiales de banda prohibida electromagnética o EBG.

Dentro del ámbito de la tecnología de alta frecuencia supone uno de las áreas donde la actividad investigadora se encuentra más activa. La principal característica de esta tecnología es que prohíben la propagación de ondas electromagnéticas en un determinado rango de frecuencias conocido como *bandgap*.

De forma general se podrían dividir, en relación a sus capas, en tres familias. La primera de las categorías estaba basada en elementos resonantes colocados de forma periódica, en una segunda clasificación estarían los basados en modificaciones periódicas de la propia línea impresa y un tercer tipo serían los constituidos por celdas resonantes

que quedaban embebidos entre el plano de masa y la propia línea microstrip.

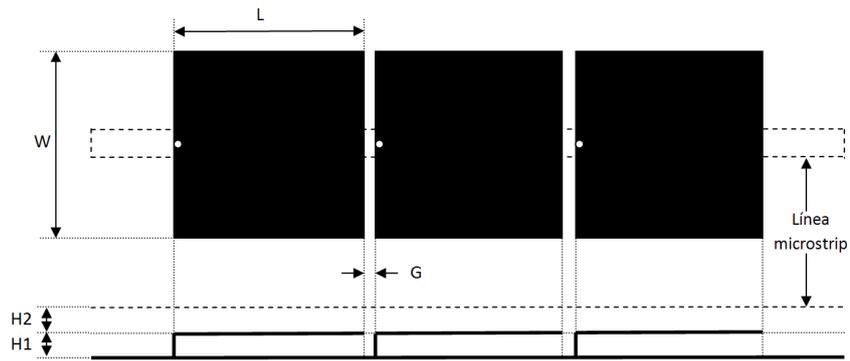
En este proyecto vamos a utilizar un tipo nuevo de resonador, propuesto por L. Inclán Sánchez *et al* [5], EBG que se podría integrar con el modelo de alimentación con el que estamos trabajando.

Se va a realizar el estudio con el propósito de que puedan ser incluidos en un modelo de antena de parche reduciendo el aislamiento en la frecuencia de trabajo. La idea consiste en utilizar dos filtros de banda eliminada, uno se ha de colocar en la línea alimentada por el puerto 1 y filtrará la señal proveniente de la línea 2 y viceversa. Ambos dispositivos consistirán en estructuras periódicas de tal manera que, el EBG de una línea elimina la propagación de señal en el rango de trabajo de la otra. Lo que se pretende con estos filtros es que cada respectiva frecuencia esté excitada por la energía suministrada a través de su puerto correspondiente pero, su propagación esté prohibida por el EBG de la línea opuesta, por lo que no podrá alcanzar el otro puerto.

El resonador propuesto consiste en un parche cuadrado que se encuentre cortocircuitado en uno de sus extremos por un taladro metálico o *vía* al plano de masa. El diseño que vamos a utilizar, originalmente propuesto en [6], tenía la vía situada en el centro del parche y vistos de perfil recordaban a un champiñón, que es el nombre con el que informalmente se les conoce. El esquema inicial del filtro lo podemos ver en la figura Fig. 3,1. La principal ventaja que se obtiene situando la vía en el borde de la metalización es que permite utilizar resonadores de dimensiones menores que los que están cortocircuitados en el centro [5].

Los resonadores se colocan embebidos en el sustrato quedando situados debajo de la línea microstrip. En dicha configuración, tenemos un conjunto de elementos resonantes cargando la línea de alimentación sin que exista contacto físico entre los resonadores y la línea. La geometría inicial es cuadrada y la vía cortocircuita el extremo del parche con el plano de masa.

En la siguiente sección, vamos a plantear dos diseños de filtros EBG que vamos a estudiar y diseñar para prohibir la propagación electromagnética en las frecuencias de trabajo de la antena final obtenida en el capítulo 2. El filtro que esté situado en la línea 1, en la que se excita la adaptación para la frecuencia de 2,4 GHz, lo ajustaremos para que elimine la transmisión de energía para la frecuencia de 1,9 GHz de la misma forma que se diseñará un segundo filtro de banda eliminada que trabaje en la frecuencia de 2,4 GHz. Para hacer esto, se van a tener en cuenta los siguientes dos factores: el tamaño de los resonadores cuya morfología se va a mantener cuadrada; la distancia entre cada uno



**Figura 3.1.** Configuración del filtro EBG con tres celdas resonantes con la vía situada en un extremo

de ellos, denotado con  $G$  en la figura Fig. 3,1 y la altura del sustrato sobre el que están cortocircuitados con el plano de masa.

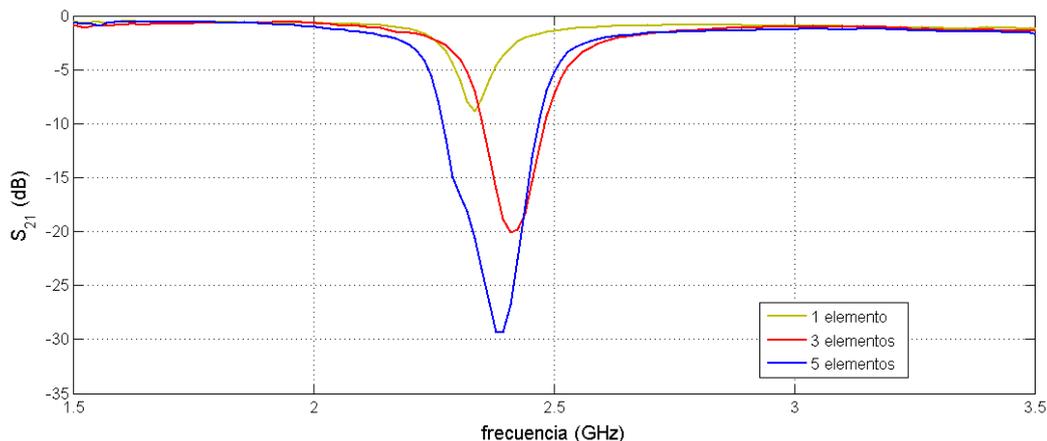
### 3.2. Diseño de los filtros EBG

Lo primero que vamos a hacer en esta sección es centrarnos en determinar el número de resonadores que se van a utilizar para los filtros EBG. Ésto se va a conseguir estudiando el comportamiento de varias configuraciones de resonadores. La elección final se obtendrá estableciendo un compromiso entre el rendimiento y la forma en que se ajuste al tamaño de la antena que diseñamos previamente. En la imagen de la figura Fig. 3,2, podemos ver una fotografía del tipo de filtros que vamos a utilizar.



**Figura 3.2.** Fotografía de estructuras EBG con distinto número de resonadores y distintos tamaños.

En la figura Fig. 3,3, se puede apreciar el comportamiento del parámetro  $S_{21}$  de un filtro compuesto por uno, tres y cinco elementos. El tamaño de los resonadores es de  $9\text{ mm}\times 9\text{ mm}$  y tiene un gap de  $0,9\text{ mm}$ . Se observa cómo a medida que aumenta el número de resonadores, se hace más grande la banda prohibida del filtro y aumenta también el nivel de aislamiento que ofrecen en la banda.



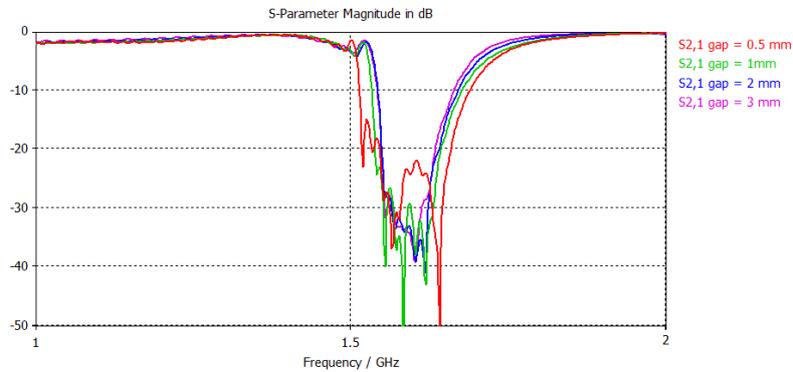
**Figura 3.3.** Gráfica del parámetro  $S_{21}$  Medida de filtro con 1,3 y 5 resonadores de  $9\text{ mm}\times 9\text{ mm}$  de lado y  $0,9\text{ mm}$  de gap.

Aunque la banda eliminada del filtro compuesto por cinco elementos resonantes es mayor, vamos a utilizar el de tres elementos. El motivo principal para elegir este diseño es la banda eliminada. Puesto que el filtro con un resonador prohíbe una banda demasiado estrecha y el de cinco es excesivo para la antena.

Una vez elegido el número de elementos del filtro, vamos a realizar un estudio del comportamiento de éste variando la altura del sustrato H1 y el gap. Para ello, se va a partir de un modelo determinado al que vamos a realizar modificaciones en los parámetros antes nombrados. El resultado de estos cambios va a ser reflejado tanto en las gráficas correspondientes a las simulaciones del modelo, como en las correspondientes a las medidas del modelo construido. Este filtro tiene unos resonadores de dimensiones de  $14,8\text{ mm}\times 14,8\text{ mm}$  y tanto el sustrato H1, como el H2 tiene una permitividad relativa  $\epsilon_r=4,5$ .

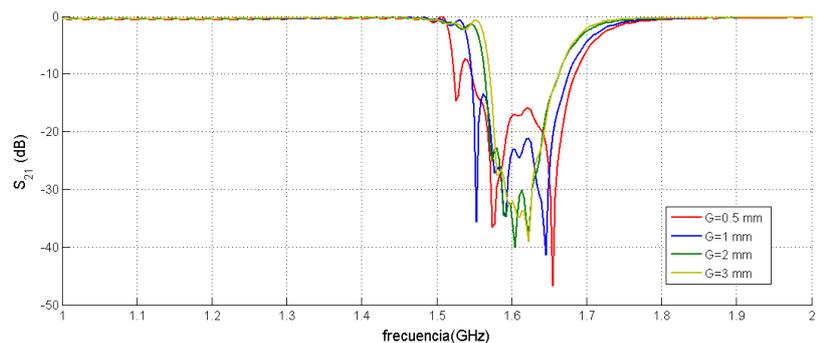
En primer lugar, vamos a dar valores al gap y estudiar el efecto que tiene sobre el parámetro  $S_{21}$  de la antena. Se puede observar en la gráfica de la Fig. 3,4 referente a las simulaciones que, para el valor de gap =  $0,5$ , aunque presenta la banda prohibida mayor, el nivel de aislamiento es el menor y por esto es descartado. Para los valores de  $2$  y  $3\text{ mm}$ , se observa que la banda eliminada se estrecha respecto a la curva correspondiente

al valor  $\text{gap} = 1 \text{ mm}$ . En lo que se refiere al nivel de aislamiento, éste es similar para uno, dos y tres milímetros.



**Figura 3.4.** Evolución de la banda eliminada en función del valor del gap para el modelo simulado.

En la figura Fig. 3,5, están representadas las medidas en el laboratorio de parámetro  $S_{21}$  del modelo simulado anterior. Como ya ocurría en el modelo simulado, aunque la curva para  $\text{gap} = 0,5 \text{ mm}$  presenta el mayor ancho de banda, también tiene el menor aislamiento de las cuatro curvas. Si nos fijamos en la anchura de la banda eliminada, podemos observar como la curva  $\text{gap} = 1 \text{ mm}$  ha aumentado la diferencia respecto a las curvas para 2 y 3 mm. Sin embargo, lo que se ha visto reducido es el nivel de aislamiento de  $\text{gap} = 1 \text{ mm}$  respecto al modelo simulado. A pesar de este dato, la diferencia en el ancho de banda nos hace elegir el  $\text{gap} = 1 \text{ mm}$  como el adecuado para la antena.

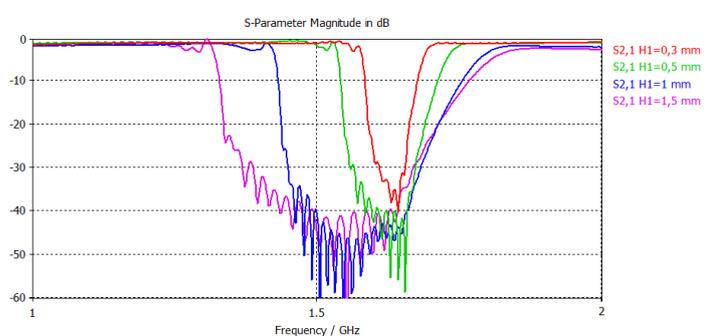


**Figura 3.5.** Evolución de la banda eliminada en función del valor del gap para el modelo medido en el laboratorio.

A esta altura del diseño ya tenemos fijados varios parámetros del filtro que vamos a ajustar, una  $\epsilon_r = 4,5$  en ambos sustratos y un  $\text{gap} = 1 \text{ mm}$ . En el caso de las vías, el radio está fijado en 0,1 mm y la altura varía en función del grosor del parámetro H1. De una forma más detallada, la longitud de las vías será igual a la altura H1 menos el

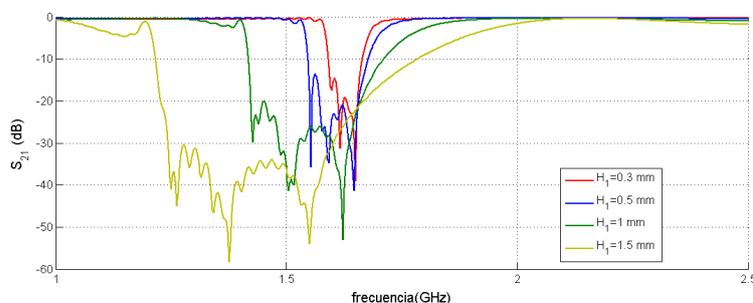
grosor del resonador, que es 0,05 mm. Esto es importante tenerlo en cuenta a partir de ahora, ya que vamos a centrarnos en el estudio del comportamiento del filtro variando la altura del sustrato  $H_1$ .

En la figura Fig. 3,6, podemos observar cómo el comportamiento del parámetro de transferencia de energía  $S_{21}$  varía en función de las diferentes alturas del sustrato existente entre el plano de masa y los resonadores. Esta gráfica corresponde al modelo simulado del filtro con el mismo tamaño de resonador, 14 mm×14 mm. Se puede apreciar como existe una relación directa entre el aumento de la altura del sustrato y el de la banda eliminada y el aislamiento.



**Figura 3.6.** Evolución del parámetro  $S_{21}$  en relación al valor de la altura del sustrato  $H_1$  para el modelo simulado.

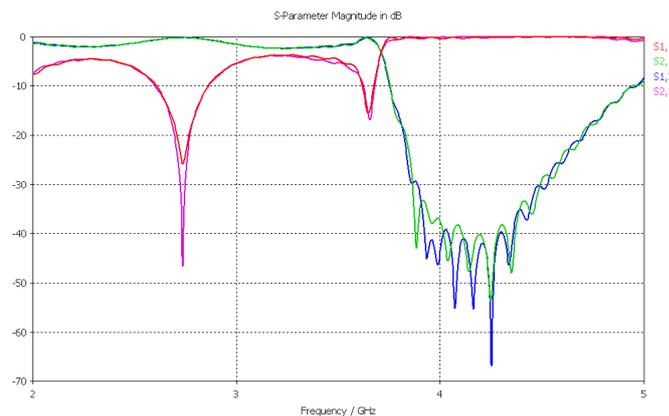
Cuando medimos el modelo real en el laboratorio, obtuvimos los resultados de la figura Fig. 3,7. Como se puede observar, el comportamiento de la banda eliminada es similar al modelo simulado. Según se aumenta al altura del sustrato  $H_1$ , aumenta el ancho de banda eliminada. El aspecto más castigado en este caso es el nivel de aislamiento, ya que se ve reducido hasta en 20 dB el nivel de aislamiento en la curva asociada a  $H_1 = 0,5$  mm.



**Figura 3.7.** Evolución del parámetro  $S_{21}$  en relación al valor de la altura del sustrato  $H_1$  para el modelo medido en el laboratorio.

En nuestro caso particular, como vimos en el capítulo 2 del proyecto, es crítico para el correcto funcionamiento de la antenna que el sustrato de alimentación sea lo más estrecho posible, por lo que no podemos elegir una altura de  $H_1$  demasiado grande. Con esa premisa elegimos el grosor de 0,5 mm, que presenta una banda prohibida y un nivel de aislamiento bueno para el modelo de antenna que hemos diseñado sin castigar la adaptación, ni empeorar el nivel de aislamiento conseguidos en el capítulo anterior. De esta forma, tenemos que, tanto el sustrato sobre el que van impresas las líneas como el sustrato sobre el que van apoyados los parches tienen  $H_1 = H_2 = 0,5$  mm. Esto significa que el sustrato total de alimentación de la antenna, comprendido entre el plano de masa y las líneas de alimentación, tiene un grosor total de 1 mm que es el mismo que se decidió construir y con igual permitividad relativa.

Con esto, finalizamos el estudio de las características comunes que compartirán ambos filtros y obtenemos una conclusión. Para el caso particular de nuestra antenna, los filtros han de tener una  $H_1 = H_2 = 0,5$  mm; la longitud de las vías será de 0,45 mm e irán soldadas tanto al resonador como al plano de masa; la permitividad del sustrato de alimentación queda fijado definitivamente en  $\epsilon_r = 4,5$  y el gap = 1 mm. Esta información nos proporciona una base desde donde partir para el diseño particular de los filtros que tenemos que optimizar. Ahora nos queda por determinar el parámetro particular que distinguirá a cada uno de los filtros, que es el tamaño de los resonadores para que la banda eliminada esté centrada en la frecuencia de trabajo correspondiente de la antenna.



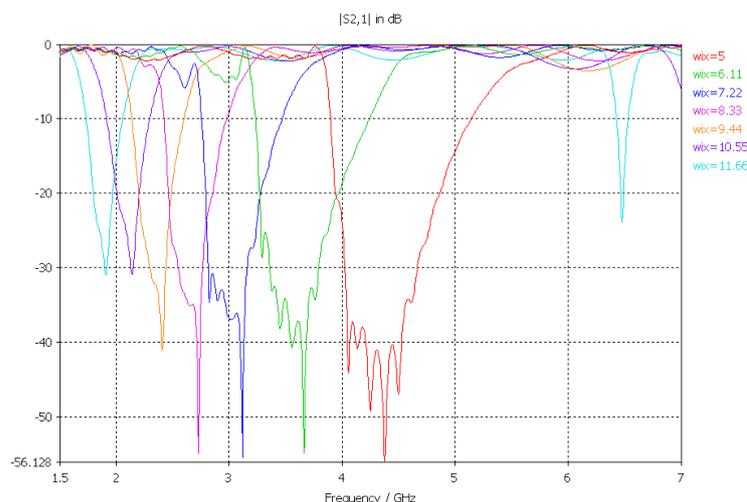
**Figura 3.8.** Diseño inicial con resonadores de 5 mm de lado

En primer lugar vamos a diseñar el filtro para eliminar la frecuencia de 2,4 GHz. Este dispositivo será instalado en la línea de transmisión 1. Vamos a utilizar resonadores de forma cuadrada. El valor del lado lo tomaremos de forma arbitraria con un tamaño de 5 mm. Vamos a utilizar una línea microstrip de  $80 \text{ mm} \times 1,8 \text{ mm}$  de ancho ajustada

para tener una impedancia característica de  $50 \Omega$ .

Como se puede apreciar en la figura Fig. 3,8 el efecto en el aislamiento es importante. Es un filtro de banda eliminada que trabaja en un rango de frecuencias comprendido entre 3,8 GHz y 4,3 GHz. El nivel de transferencia de energía en toda esa banda está alrededor de  $-40$  dB en media. En lo primero que debemos de centrarnos es en conseguir ajustar la banda prohibida a la frecuencia que nos interesa.

Debido a la utilización de unos resonadores de dimensiones  $5 \text{ m} \times 5 \text{ mm}$ , la banda de trabajo se aleja mucho de las frecuencias de resonancia con las que trabaja la antena. Por ello vamos a realizar un breve estudio para comprobar el efecto que tiene sobre la banda eliminada del filtro la variación del tamaño de los resonadores.



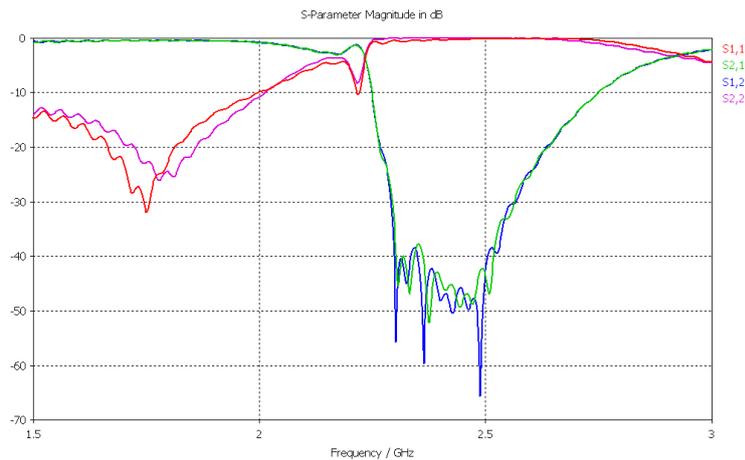
**Figura 3.9.** Comportamiento de la banda eliminada del filtro en función del tamaño de los resonadores desde un cuadrado  $5 \text{ mm} \times 5 \text{ mm}$  hasta los  $11,6 \text{ mm} \times 11,6 \text{ mm}$ .

En la figura Fig. 3,9, se hace evidente la relación inversa existente entre el tamaño del resonador en función de la frecuencia a la que trabaja la banda eliminada. En otras palabras, a medida que hacemos más grande el resonador, la banda eliminada se desplaza a cotas inferiores de la frecuencia.

Hay que destacar que la simulación refleja un empobrecimiento del aislamiento a medida que nos desplazamos hacia frecuencias menores, pero no se ajusta a la realidad. Esta gráfica se obtuvo con una opción del programa CST llamada *Parameter sweep* que permite hacer simulaciones iterativas modificando el valor de uno o varios de los parámetros del modelo con el que se esté trabajando.

En este caso, modificábamos el lado del resonador aumentándolo progresivamente. Se comprobó haciendo las simulaciones para el caso de 2,4 GHz y 1,9GHz (como se verá en las gráficas 3,10 y 3,10 más adelante) que, si es verdad que el nivel de aislamiento disminuye en media para frecuencias más bajas, no lo es que lo hace de una forma tan acusada como se muestra en esta gráfica.

Una vez que hemos realizado el estudio, queda claro que el tamaño de nuestros resonadores era demasiado pequeño y había que aumentarlo. En la figura Fig. 3,10, se puede ver cómo hemos conseguido fijar la banda de trabajo del filtro eliminado en 2,4 GHz con un aislamiento mayor de -40 dB. La banda eliminada se comprende entre los 2,29 y 2,52 GHz por lo que abarca sobradamente la banda de trabajo de la antena en ese rango ya que, son 300 MHz de banda eliminada frente a los 100MHz de acoplo a -10 dB. Hemos conseguido estos valores aumentando el lado de los resonadores hasta los 9 mm.

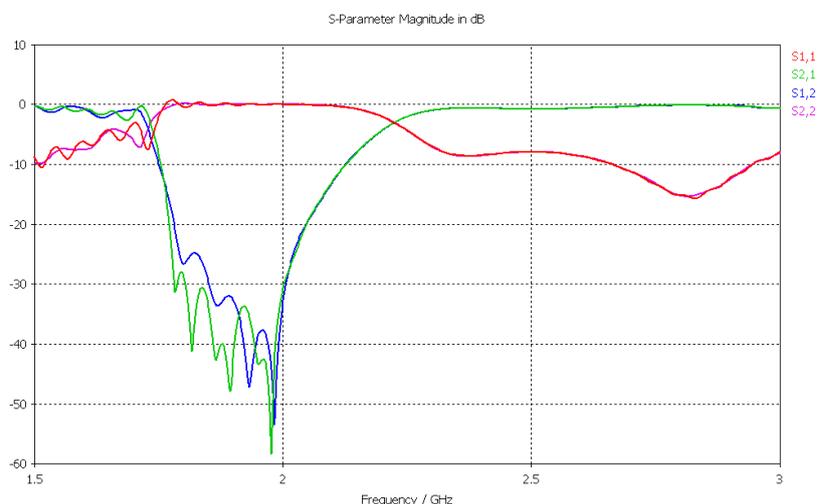


**Figura 3.10.** Diseño con resonadores de 9 mm de lado para la frecuencia de 2,4 GHz

Una vez que tenemos determinado el tamaño de los resonadores para el filtro banda eliminada de 2,4 GHz, vamos a hacer lo propio para el de 1,9 GHz. Como ya vimos en la gráfica de la figura Fig. 3,9, la relación entre el tamaño de los resonadores y la frecuencia a la que funciona el filtro es inversa por lo que, tendremos que seguir aumentando los mismos.

Para el caso del filtro de banda eliminada para la frecuencia de 1,9 GHz (Fig. 3,11) se ha determinado un tamaño de resonador de 12 mm manteniendo el gap en una distancia de 1 mm como en los modelos anteriores. Como se puede observar, y ya se

comentó anteriormente, al haber disminuido considerablemente la banda eliminada para la que trabaja el filtro vemos un notable empobrecimiento del aislamiento respecto del nivel obtenido en Fig. 3,8. En este caso, tenemos una banda eliminada de 200 Mhz con una media alrededor de -34 dB.



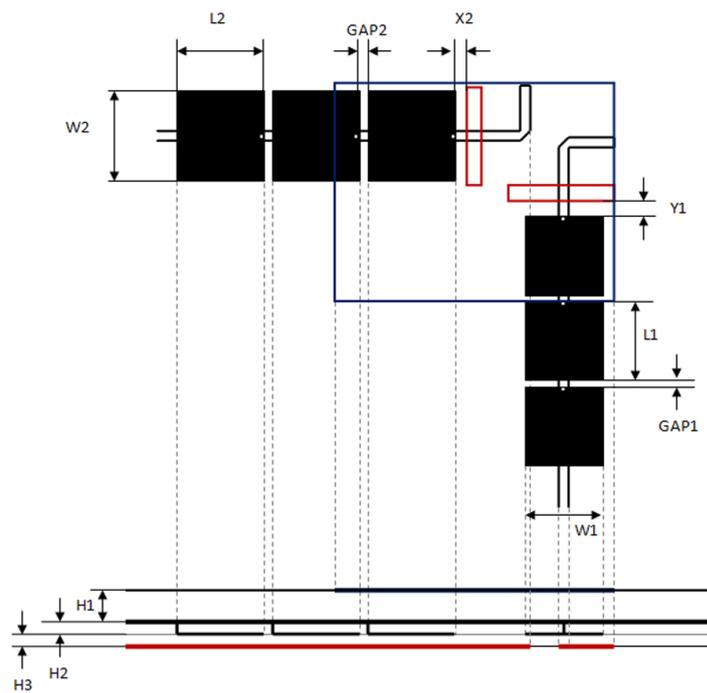
**Figura 3.11.** Diseño con resonadores de 12 mm de lado para la frecuencia de 1,9 GHz

### 3.3. Propuesta de aplicación de los filtros para la antena

En esta nueva sección, se van a integrar la antena y los filtros y se van a estudiar el comportamiento de ambas estructuras. Para ello vamos a utilizar el prototipo final propuesto en el apartado 2.3 del proyecto, en el que se utilizaban líneas de alimentación truncadas y los sustratos con alturas de 3 mm y 1mm con permitividad relativa 2,54 y 4,5 respectivamente, y las estructuras EBG, que van a ser situadas entre el puerto y las ranuras según muestra la figura Fig. 3,12.

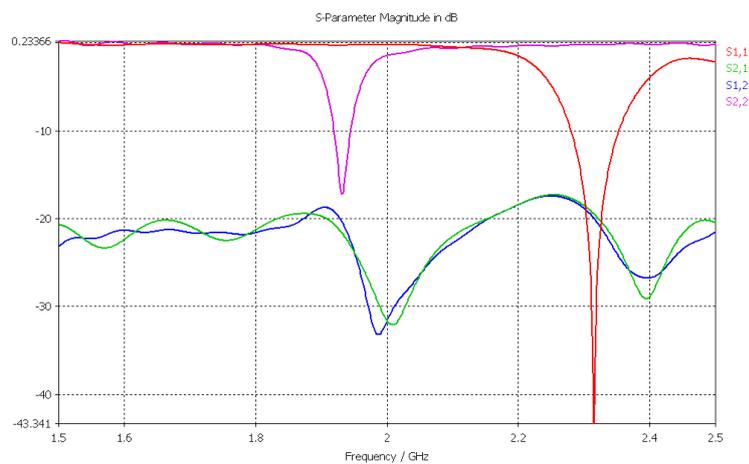
Además de utilizar las variables del capítulo 2 (dimensión de las ranuras y tamaño del parche), hay que tener en cuenta los nuevos parámetros que introducen las estructuras EBG. Éstos son las dimensiones de los resonadores, el gap particular de cada una de las estructuras EBG y la distancia entre el resonador más cercano a la ranura y esta misma (Y1 y X2).

En primera instancia vamos a considerar los resonadores de forma cuadrada de tal forma que  $L1=W1$  y  $L2=W2$ . Por otro lado, el gap inicial que vamos a utilizar en ambos casos va a ser inicialmente de  $GAP1=GAP2= 1$  mm. En lo que se refiere a la distancia de la ranura al resonador más próximo,  $X2= 5$  mm e  $Y1= 3,5$  mm.



**Figura 3.12.** Esquema de la antena con las estructuras EBG integradas en el mismo diseño

El primer resultado de la simulación lo vamos a calcular con las dimensiones de los resonadores obtenidas en el apartado anterior. Para el filtro que trabaja en la frecuencia 1,9 GHz usaremos resonadores 9 mm×9 mm mientras que, para el filtro que prohíbe la banda de 2,4 GHz, utilizaremos estructuras de 12 mm×12 mm.

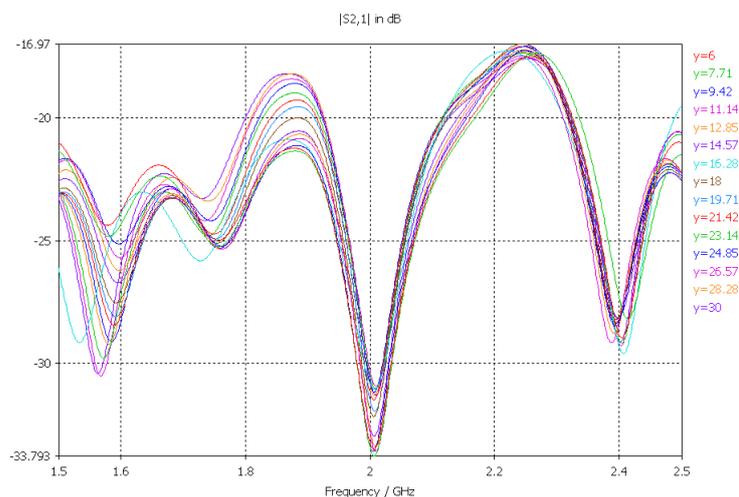


**Figura 3.13.** Primera simulación integrando todas las partes

Lo primero que llama la atención de esta simulación es la escasa influencia que

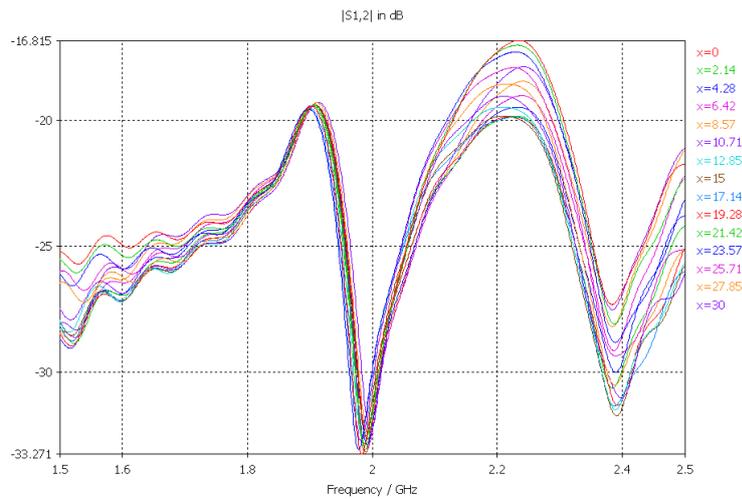
parecen ejercer los filtros EBG sobre el valor del aislamiento en la antena. Es cierto que si lo comparamos con el obtenido en la Fig. 2.35 vemos que los parámetros  $S_{21}$  y  $S_{12}$  se han visto modificados aumentando el acoplo de la antena. Por otro lado, también se puede apreciar que la instalación de los resonadores ha modificado la adaptación de la frecuencia de resonancia más baja y ha hecho que la frecuencia de resonancia mayor deje de estar centrada en 2,4 GHz para estarlo en 2,31 GHz.

Lo primero a lo que se achacó la escasa influencia de los filtros en el aislamiento fue a lo cerca que se encontraban los resonadores de las ranuras. Se supuso que podía perjudicar de alguna manera la forma en la que debían trabajar los filtros. Por ello, se realiza una simulación de las estructuras EBG a distintas distancias y se estudia así el comportamiento en función de la distancia entre ellos.



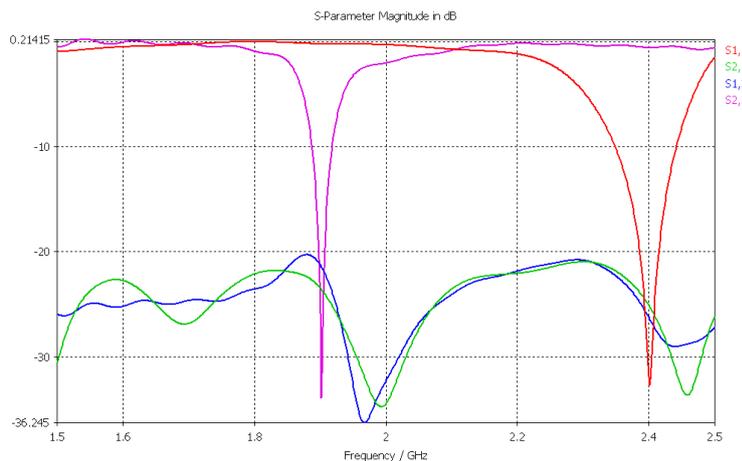
**Figura 3.14.** Estudio del comportamiento de los resonadores para la frecuencia de 2,4 GHz en función de la distancia con la ranura n<sup>o</sup> 1

Como se puede ver en la figura fig. 3,14, la variación del aislamiento en función de la distancia con las ranuras no es demasiado acusada. Además un hecho importante a destacar es que al haber alejado los resonadores diseñados para trabajar en 2,4 GHz se ha producido una variación casi nula en la frecuencia para la que trabajan. Sin embargo, las mayores diferencias en el nivel de aislamiento existen en la frecuencia de 1,9 GHz. Hay que destacar también que no mejora progresivamente con la distancia. El acoplo de energía va mejorando y empeorando de forma aparentemente aleatoria según la distancia y donde mejor funciona es entre los 5 mm y los 13 mm de separación. De momento se va a fijar la distancia en 8 mm ya que es la curva que da mejores resultados.



**Figura 3.15.** Estudio del comportamiento de los resonadores para la frecuencia de 1,9 GHz en función a la distancia con la ranura n° 2

En lo que respecta al funcionamiento de los resonadores diseñados para eliminar la banda de 1,9 GHz, como se puede observar en Fig. 3,15, el comportamiento es análogo a los otros resonadores. Se produce una ligera mejoría del aislamiento, para la banda de 2,4 GHz aunque no para la banda de 1,9 GHz (para la cual se habían preparado). En este caso, tampoco mejora el aislamiento según nos vamos alejando de la ranura sino que, el valor va variando. Las distancias respecto de la ranura 2 para las que mejor trabaja el filtro están comprendidas entre los 8 mm y los 15 mm. Por lo que se va a utilizar una distancia de 11 mm, pues es la que presenta mejores resultados.



**Figura 3.16.** Comportamiento de la antena con filtros EBG con las distancias  $X_2=11$  mm e  $Y_1=8$  mm

En la figura Fig.3,16 se puede ver la antena adaptada con las frecuencias de

resonancia centradas en las frecuencias de trabajo que se plantean en el proyecto. Se ha tenido que variar el tamaño de las ranuras para adaptar la antena y ver el comportamiento de la transmisión de energía con la antena adaptada. Además se ha modificado el tamaño del parche para centrar la frecuencia de resonancia superior en 2,4 GHz. como consecuencia la ranura número 1 tiene por dimensiones 14,8 mm×2 mm, la ranura número 2 tiene 15,5 mm×2 y el nuevo tamaño del parche es 44 mm×34,4 mm. Para obtener esta simulación se han empleado las distancias que nos daban el mejor valor de aislamiento y que obtuvimos en las curvas de las figuras Fig. 3,15 y Fig. 3,14. Si la comparamos con el primer resultado que obtuvimos( Fig. 3,13) podemos decir que el aislamiento ha mejorado pero que aun se puede mejorar. En ambos casos, el mejor nivel de aislamiento se encuentra situado en frecuencias muy cercanas y sensiblemente superiores a las frecuencias de resonancia.

A la luz de los resultados obtenidos en las simulaciones que se han ido reflejando a lo largo de esta sección, se hace evidente que los filtros no tiene el resultado esperado en esta configuración de antena. Se esperaba, a priori, un aumento en el aislamiento similar al obtenido en las simulaciones de los filtros por separado. Sin embargo, no parecen trabajar de esta manera. Una vez llegados a esta conclusión, se decide no construir el modelo con filtros debido a que no aporta una solución mejor a la que ya se planteo en el capítulo 2.

## CAPÍTULO 4

### CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

En este capítulo, se presentan las principales conclusiones derivadas del trabajo que se ha ido desarrollando en el proyecto e incluye las posibles líneas de trabajo que quedan abiertas.

#### 4.1. Conclusiones

En el proyecto se ha trabajado para obtener un diseño de antena de parche rectangular alimentado mediante la técnica de acoplo por ranura. Esta antena está alimentada con dos puertos y dos líneas de transmisión que permiten excitar de forma independiente dos frecuencias (2,4 GHz y 1,9 GHz). La antena va a estar compuesta por el elemento radiante, dos sustratos, un plano de masa con dos ranuras, dos puertos y dos líneas de alimentación.

En primer lugar nos centramos en realizar un estudio con una única ranura. Lo que se hizo fue situar la ranura en distintas posiciones siempre dentro del margen de la cavidad. El movimiento se realizaba en las siguientes dos direcciones: una de forma lateral, es decir, donde el campo  $\vec{H}$  tiene distribución uniforme; y otra longitudinal, en la dirección donde el campo  $\vec{H}$  tiene distribución coseno. Se pudo comprobar como un desplazamiento lateral a la líneas de campo no afectaba en exceso a la adaptación de la antena hasta que la ranura empezaba a sobresalir del parche, en cuyo caso la adaptación se perdía rápidamente. Sin embargo, cuando intentábamos desplazar la ranura en la

misma dirección de las líneas de campo la adaptación disminuía rápidamente.

Una vez se hubo determinado como se deberían colocar las ranuras, realizamos una primera optimización de la antena con dos ranuras. Utilizamos como diseño inicial, basándonos en [2], una antena con dos sustratos de idénticas características: una altura de 1,6 mm y una permitividad relativa de 2,54. Una vez que el dispositivo estaba adaptado se observó que este modelo presentaba un nivel de aislamiento que en ningún momento era menor a -20dB.

A partir de entonces nos centramos en trabajar para reducir el nivel de acoplo de energía entre los puertos utilizando unas líneas de transmisión terminadas en codo (propuestas en [3]). Estas líneas enseguida presentan un efecto positivo en el nivel de aislamiento, pero aun así quedan unos picos de transmisión de energía en las mismas frecuencias para las que trabaja la antena. En este punto, se reduce la altura del sustrato inferior a 0,6 mm y se aumenta la del sustrato superior a 3 mm, manteniendo la permitividad en ambos casos. El efecto de esta modificación es que el nivel de aislamiento se sitúa en toda la banda por debajo de los -20dB.

Debido a que en el laboratorio de la universidad no tenían materiales para construir ese modelo, se produce otra modificación de la antena. El sustrato inferior pasa a tener 1 mm y una  $\epsilon_r=4,5$ . Una vez que se hubo medido en el laboratorio este modelo, se podía apreciar que, aunque el diseño estaba adaptado, había que seguir trabajando para centrar las frecuencias de resonancia pues, quedaban desplazadas respecto de las que nos habíamos fijado como objetivo.

Se propuso un último modelo que cambiaba la morfología rectangular de las ranuras por otras en forma de hueso. Ésto se hizo con la idea de intentar aumentar el ancho de banda de la antena pero, para el modelo que estamos utilizando no parecía presentar ninguna mejoría así que, decidimos no construirlo.

A continuación del diseño de la antena, se realizó un estudio de estructuras EBG o banda prohibida electromagnética. Para ello, utilizamos un modelo presentado en [5] consistente en una serie de resonadores cuadrados cortocircuitados al plano de masa y colocados sobre la línea de transmisión. Éstos, por estar cortocircuitados al plano de masa en uno de sus lados, permiten un tamaño menor de metalización. Estudiamos el número de elementos resonantes que se debería utilizar en una antena de características similares a la nuestra. Elegimos el modelo con tres resonadores para mantener un equilibrio entre tamaño de la antena y rendimiento. Seguimos con un estudio en relación al comportamiento de la banda eliminada según la variación del gap y la altura del sustrato sobre el que van impresos los resonadores. Al final, quedó definido un modelo de tres resonadores con un  $\text{gap}= 1 \text{ mm}$  y una altura de sustrato de 0,5 mm.

Para ajustar el funcionamiento de los filtros a nuestra antena diseñamos dos EBG distintos. La idea era utilizar dos filtros de banda eliminada de manera que uno se colocara en la línea alimentada por el puerto 1 y filtrara la señal proveniente de la línea 2 y viceversa. Por ello, nos centramos en obtener el tamaño óptimo de los resonadores para funcionar en las frecuencias de 1,9 GHz y 2,4 GHz. Se obtienen dos modelos: uno con dimensiones  $12 \times 12 \text{ mm}^2$  para la frecuencia más baja y que ofrece un aislamiento de -30 dB; y el otro con  $9 \times 9 \text{ mm}^2$  para la más alta con -40dB de aislamiento en la banda. Finalmente, se unen el modelo de antena con los filtros que hemos descrito y se estudió el funcionamiento, lo que permitió llegar a la conclusión definitiva de que según estaban diseñados la antena y los filtros, no se producía el efecto de estos últimos sobre el aislamiento.

## **4.2. Líneas futuras de trabajo**

Se presentan como líneas futuras de trabajo relacionadas con este proyecto las siguientes:

- Cambiar las características del sustrato de alimentación para que el modelo real de la antena funcione con las frecuencias centradas en 1,9 GHz y 2,4 GHz.
- Utilización de otras técnicas para el aumento del ancho de banda de la antena.
- Estudio de modificaciones estructurales de la antena para la correcta integración de los filtros EBG.



# Bibliografía

- [1] W. F. Richards; Y. T. Lo; D. D. Harrison. An improved theory for microstrip antennas and applications. *IEEE Trans. On Antennas and Propagation*, 29(1):38–46, 1986.
- [2] L. Xian Hua Yang; Shafai. Characteristics of aperture coupled microstrip antennas with various radiating patches and coupling apertures. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions*, 43(1):72 – 78, 1995.
- [3] S. Gao; L.W. Li;M.S. Leong;T.S.Yeo. A broad-band dual-polarized microstrip patch antenna with aperture coupling. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 51(4):898 – 900, 2003.
- [4] R. Garg; P. Barthia; I. Bahl; A. Ittipiboon. *Micostrip Antenna Design Handbook*. Atech House, 2000.
- [5] L. Inclan-Sanchez; J.-L. Vazquez-Roy; E. Rajo-Iglesias. Filtro compacto multicapa basado en estructuras ebg. *URSI 2007, Tenerife*, 2007.
- [6] D. Sievenpiper; Lijun Zhang; R.F.J. Broas; N.G. Alexopolous; E. Yablonovitch. High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 46(11):2059 – 2074, 1999.
- [7] Luis de Inclán Sánchez. *Contribución a las antenas de parche multicapa basadas en la integración de elementos periódicos metálicos*. PhD thesis, Universidad Carlos III, 2008.
- [8] S.D. Targonski; D.M. Pozar. Dual-band dual polarised printed antenna element. *Electronic Letters*, 34(23):2193 – 2194, 1998.
- [9] L. Inclan-Sanchez; J.-L. Vazquez-Roy; E. Rajo-Iglesias. High isolation proximity coupled multilayer patch antenna for dual-frequency operation. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 56(8):1180 – 1183, 2008.
- [10] Raúl Domínguez Domínguez. *Contribución a las antenas de parche multicapa basadas en la integración de elementos periódicos metálicos*, 2004.

- [11] P. Sullivan;D. Schaubert. Analysis of an aperture coupled microstrip antenna. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 34(8):977 – 984, 1986.
- [12] Agustín Fernández Herrera. Estudio y eliminación del acoplo mutuo entre antenas de parche basadas en modos crlh, 2009.

# Índice de Figuras

1.1. Ejemplo de antena microstrip alimentada con línea de transmisión . . .	2
1.2. Ejemplo de antena microstrip alimentada con sonda coaxial . . . . .	2
1.3. Ejemplo de antena microstrip alimentada con acoplo electromagnético .	3
1.4. Esquema de la alimentación de acoplo por ranura . . . . .	4
1.5. Equivalente circuital al modelo de alimentación de acoplo por ranura . .	5
1.6. Perfil del modelo de alimentación mediante acoplo por ranura . . . . .	5
1.7. Evolución del campo $\vec{E}$ en una antena microstrip alimentada con acoplo electromagnético. . . . .	7
1.8. El campo $\vec{E}$ se desborda por los cuatro costados. . . . .	7
1.9. El parche debe ser proporcional a $\lambda$ . . . . .	7
1.10. Equivalente circuital al modelo de alimentación por línea de transmisión.	8
1.11. Pared eléctrica y magnética en el modelo de cavidad . . . . .	9
1.12. Ejemplo de la distribución de campo de los modos dentro de la cavidad .	10
2.1. Perfil de la antena detallando sus partes . . . . .	14
2.2. Detalle de la antena incluyendo los tamaños empleados en el análisis . .	15
2.3. Carta de Smith del primer diseño simulado . . . . .	15
2.4. Gráfica de parámetros S de la antena con la altura del sustrato superior 3 mm, el inferior 0,6 mm y $\epsilon_r=2,2$ en ambos. . . . .	17
2.5. Representación en carta de Smith de la antena con la altura del sustrato superior 3 mm, el inferior 0,6 mm y $\epsilon_r=2,2$ en ambos. . . . .	17
2.6. Evolución de la curva de adaptación en función del desplazamiento de la ranura en el eje $\hat{y}$ . . . . .	18
2.7. Estudio de la posición de la ranura respecto al eje $\hat{y}$ que genera las gráficas de la figura 2.6 . . . . .	18
2.8. Evolución de la curva de adaptación en función del desplazamiento de la ranura en el eje $\hat{x}$ . . . . .	19
2.9. Estudio de la posición de la ranura respecto al eje $\hat{x}$ que genera las gráficas de la figura 2.8 . . . . .	19

2.10. Estudio de la evolución de los parámetros S respecto de la frecuencia en función del desplazamiento de la ranura en el eje $\hat{y}$ . . . . .	20
2.11. Estudio de la evolución de los parámetros S respecto de la frecuencia en función del desplazamiento de la ranura en el eje $\hat{x}$ . . . . .	20
2.12. Nuevas dimensiones de la ranura para el modelo representado en al figura Fig. 2,13 . . . . .	21
2.13. Esquema del diseño con dos ranuras centradas . . . . .	22
2.14. Gráfica de la relación de parámetros S frente a frecuencia con ambas ranuras centradas en el origen . . . . .	23
2.15. Carta de Smith del modelo con ambas ranuras centradas en el origen . .	23
2.16. Gráfica de la relación de parámetros S frente a frecuencia con ambas ranuras centradas en el origen con ranuras de 17 mm de largo . . . . .	24
2.17. Gráfica de la relación de parámetros S frente a frecuencia con ambas ranuras desplazadas 15 mm desde el origen y con ranuras de 17 mm de largo . . . . .	25
2.18. Detalle del modelo con ranuras desplazadas, en el que ambas se mantienen dentro de los márgenes de la cavidad. . . . .	25
2.19. Simulación de parámetros S en función de la frecuencia, tamaños de ranura óptimos para la posición descrita en la figura 2.18 . . . . .	26
2.20. Esquema del diseño inicial que vamos a utilizar en esta sección con el modelo de líneas acodadas . . . . .	27
2.21. Primera simulación con las líneas de transmisión terminadas en codo, referente a la tabla 2,4 . . . . .	28
2.22. Carta de Smith asociada a la representación de parámetro S en función de la frecuencia de la fig. 2,21. . . . .	29
2.23. Resultado de simulación con $14,3 \times 2$ mm para la ranura 1 y $13,9 \times 2$ mm para la ranura 2. . . . .	30
2.24. Resultado de la simulación con un parche de $46 \text{ mm} \times 35 \text{ mm}$ para el modelo de líneas de transmisión con codos . . . . .	30
2.25. Resultado de la simulación con dimensiones de $14 \text{ mm} \times 2 \text{ mm}$ para la ranura n° 1 y de $12,5 \text{ mm} \times 2 \text{ mm}$ para la n° 2 y líneas terminadas en codo. . . . .	31
2.26. Perfil del modelo con sustrato superior de 3 mm y el sustrato de alimentación de 0,6 mm. . . . .	31
2.27. Resultado de la primera simulación con una altura de sustrato superior de 3 mm y con 0,6 mm en el sustrato inferior. . . . .	32
2.28. Comportamiento de los parámetros S en función de la frecuencia con los nuevos tamaño de ranura, $14 \text{ mm} \times 2 \text{ mm}$ para R1 y $14,7 \text{ mm} \times 2 \text{ mm}$ para R2 y con diferentes alturas en los sustratos y líneas acodadas. . . . .	33

2.29. Resultado de la simulación con la antena optimizada para un nuevo tamaño de parche $45 \times 34,5$ mm y con $13,6 \times 2$ mm la ranura nº 1 y $14,3$ mm $\times 2$ la ranura nº 2. . . . .	34
2.30. Resultado de la simulación con $\epsilon_r=2,54$ en el sustrato superior y $\epsilon_r=4,5$ en el inferior. . . . .	35
2.31. Carta de Smith correspondiente al resultado de la simulación mostrada en la Fig. 2,30 . . . . .	36
2.32. Resultado de la simulación con la línea 1 a 14 mm del centro del parche y la línea 2 a 9 mm. Las ranuras tienen un tamaño de $14,6$ mm $\times 2$ mm para R1 y $15,3$ mm $\times 2$ mm. . . . .	37
2.33. Resultado de la simulación para la antena optimizada con un parche de dimensiones $44$ mm $\times 33,4$ mm y unas ranuras de tamaño $15,8$ mm $\times 2$ mm para R1 y $14,5$ mm $\times 2$ mm para R2. . . . .	37
2.34. Diagrama de radiación para la frecuencia de 1,9 GHz en el plano ZY ( $\phi = 90^\circ$ ). . . . .	39
2.35. Diagrama de radiación para la frecuencia de 2,4 GHz en el plano ZX ( $\phi = 0^\circ$ ). . . . .	40
2.36. Detalle de la ranura nº 2 con forma de hueso y sus dimensiones principales. . . . .	40
2.37. Primera simulación tras incluir las ranuras de hueso . . . . .	41
2.38. Resultado de la simulación tras reducir la longitud de los <i>larguero</i> , a 5,6 mm para R1 y 6,3 mm para R2. . . . .	42
2.39. Resultado de la simulación tras estrechar los <i>topes</i> de ambas ranuras hasta los 2 mm. . . . .	43
2.40. Simulación del diseño optimizado para el modelo con ranuras en forma de hueso, la longitud para ambas del <i>larguero</i> de 6 mm. . . . .	43
2.41. Parche de la antena . . . . .	44
2.42. Líneas de transmisión . . . . .	44
2.43. Representación de la medida de la antena en el laboratorio y el resultado de su simulación . . . . .	46
2.44. Antena medida con valores de la adaptación a las frecuencias de resonancia . . . . .	47
2.45. Antena medida con valores para el estudio del ancho de banda en las frecuencias adaptadas . . . . .	47
3.1. Configuración del filtro EBG con tres celdas resonantes con la vía situada en un extremo . . . . .	51
3.2. Fotografía de estructuras EBG con distinto número de resonadores y distintos tamaños. . . . .	51

3.3. Gráfica del parámetro $S_{21}$ Medida de filtro con 1,3 y 5 resonadores de 9 mm×9 mm de lado y 0,9 mm de gap. . . . .	52
3.4. Evolución de la banda eliminada en función del valor del gap para el modelo simulado. . . . .	53
3.5. Evolución de la banda eliminada en función del valor del gap para el modelo medido en el laboratorio. . . . .	53
3.6. Evolución del parámetro $S_{21}$ en relación al valor de la altura del sustrato H1 para el modelo simulado. . . . .	54
3.7. Evolución del parámetro $S_{21}$ en relación al valor de la altura del sustrato H1 para el modelo medido en el laboratorio. . . . .	54
3.8. Diseño inicial con resonadores de 5 mm de lado . . . . .	55
3.9. Comportamiento de la banda eliminada del filtro en función del tamaño de los resonadores desde un cuadrado 5 mm×5 mm hasta los 11,6 mm×11,6 mm. . . . .	56
3.10. Diseño con resonadores de 9 mm de lado para la frecuencia de 2,4 GHz .	57
3.11. Diseño con resonadores de 12 mm de lado para la frecuencia de 1,9 GHz	58
3.12. Esquema de la antena con las estructuras EBG integradas en el mismo diseño . . . . .	59
3.13. Primera simulación integrando todas las partes . . . . .	59
3.14. Estudio del comportamiento de los resonadores para la frecuencia de 2,4 GHz en función de la distancia con la ranura nº 1 . . . . .	60
3.15. Estudio del comportamiento de los resonadores para la frecuencia de 1,9 GHz en función a la distancia con la ranura nº 2 . . . . .	61
3.16. Comportamiento de la antena con filtros EBG con las distancias $X_2=11$ mm e $Y_1=8$ mm . . . . .	61

# Índice de Cuadros

2.1. Especificaciones de la antena incluyendo los cambios realizados al primer modelo basado en [2] . . . . .	16
2.2. Especificaciones de la antena con dos ranuras centradas en el parche . . .	22
2.3. Especificaciones de la antena con dos ranuras con líneas acodadas . . . .	28
2.4. Especificaciones de la antena optimizada con dos ranuras, líneas con codos y diferentes alturas en los sustratos . . . . .	35
2.5. Especificaciones de la antena que hacen referencia a los resultados del modelo simulado en la fig. 2,33 . . . . .	38
2.6. Características de las ranuras . . . . .	42
2.7. Características de las ranuras para el modelo correspondiente a la simulación representada en la fig. 2,40 . . . . .	44
2.8. Especificaciones de la antena que hemos construido. . . . .	45

