

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

**UNIVERSIDAD DE CANTABRIA**



***Trabajo Fin de Grado***

**SUPERFICIE SELECTIVA EN FRECUENCIA  
CON DOBLE VENTANA DE TRANSMISION  
EN BANDA X**

**(A frequency selective surface with two  
transmission windows in X band)**

Para acceder al Titulo de

***Graduado en  
Ingeniería de Tecnologías de Telecomunicación***

Autor: Mario Fernández Gamaza

Octubre -2016

**GRADUADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS DE  
TELECOMUNICACIÓN**

**CALIFICACIÓN DEL TRABAJO FIN DE GRADO**

**Realizado por: Mario Fernández Gamaza  
Director del TFG: José Basterrechea Verdeja**

**Título:** “Superficie selectiva en frecuencia con doble ventana de transmisión en Banda X”

**Title:** “A frequency selective surface with two transmission windows in X band”

**Presentado a examen el día: 26 de Octubre de 2016**

para acceder al Título de

**GRADUADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS DE  
TELECOMUNICACIÓN**

**Composición del Tribunal:**

Presidente (Apellidos, Nombre): Torres Jiménez, Rafael Pedro

Secretario (Apellidos, Nombre): Van Vaerenbergh, Steven Johan

Vocal (Apellidos, Nombre): Basterrechea Verdeja, José

Este Tribunal ha resuelto otorgar la calificación de: .....

Fdo.: El Presidente

Fdo.: El Secretario

Fdo.: El Vocal

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

Vº Bº del Subdirector

Trabajo Fin de Grado Nº  
(a asignar por Secretaría)

# Índice

<b>1. Introducción .....</b>	<b>1</b>
1.1.    Introducción .....	1
1.2.    Anatomía de una superficie selectiva en frecuencia .....	2
1.3.    Aplicaciones .....	5
1.4.    Objetivos y estructura del trabajo .....	6
<b>2. Entorno de trabajo.....</b>	<b>8</b>
2.1. Descripción del Simulador .....	8
2.2. Análisis de una estructura.....	12
2.3. Resultados de la simulación.....	15
<b>3. Diseño de una estructura en banda X .....</b>	<b>29</b>
<b>4. Conclusiones y líneas futuras .....</b>	<b>53</b>
4.1. Conclusiones .....	53
4.2. Líneas Futuras .....	55
<b>Bibliografía .....</b>	<b>57</b>

# Capítulo 1

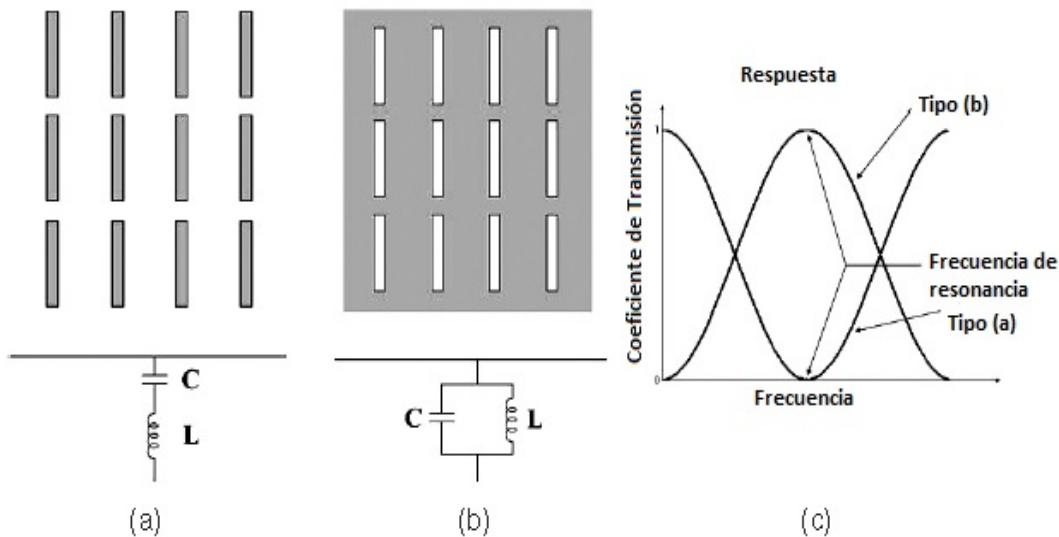
## Introducción

### 1.1. Introducción

Una superficie periódica es una estructura compuesta por una serie de elementos idénticos distribuidos uniformemente sobre un plano bidimensional. Cuando se habla de superficie selectiva en frecuencia o FSS, esos elementos idénticos son celdas formadas por una o varias capas de elementos metálicos y dieléctricos cuya interacción producirá efectos capacitivos o inductivos, que las dotan de la capacidad de filtrar espacialmente ondas electromagnéticas en función de su frecuencia y/o ángulo de incidencia.

La respuesta en frecuencia de la estructura viene determinada por una serie de parámetros clave, tales como el periodo, la geometría de las metalizaciones y los materiales dieléctricos utilizados. A la hora de diseñar una de estas estructuras, además de la frecuencia y ancho de banda de la respuesta hay que tener en cuenta otros factores ya que también son sensibles al ángulo de incidencia del campo incidente y su polarización. Por tanto es importante manejar adecuadamente esos parámetros clave para conseguir que la estructura trabaje en la banda de frecuencias de interés, funcionando correctamente ante un amplio margen de posibles ángulos de incidencia del campo incidente y para la polarización concreta asociada a dicho campo.

Se pueden distinguir dos tipos de FSS, [1], Figura 1.1, el primero consiste en una disposición periódica de elementos conductores con una forma determinada que soportan corrientes eléctricas. El segundo tipo consiste en aperturas con una forma determinada sobre un plano metálico, las cuales soportan corrientes magnéticas. Las superficies del primer tipo suelen actuar como filtros rechazo de banda, ya que a su frecuencia de resonancia presentan un coeficiente de transmisión muy bajo. Para un ángulo de incidencia y una polarización dada, el circuito equivalente de los elementos de esta superficie es un par LC serie en paralelo con una línea de transmisión. En resonancia esta combinación LC actúa como un cortocircuito, refleja la energía, y fuera de la resonancia actúa como un circuito abierto, deja pasar la energía.



**Figura 1.1.** Array de dipolos (a) y su complementario array de ranuras (b) con sus circuitos equivalentes. Curvas típicas de sus coeficientes de transmisión (c).

Por el contrario el segundo tipo de superficies generalmente actúan como filtros paso banda, ya que ese tipo de elementos son transparentes a la frecuencia de resonancia. Su circuito equivalente es una combinación LC paralelo en paralelo con una línea de transmisión, que en resonancia actúa como un circuito abierto y fuera de la resonancia como un cortocircuito.

Se han desarrollado varios métodos de estudio y diseño de las FSS, y uno de los factores más importantes para la utilización de uno u otro es el número de elementos de los que se componga la superficie. Si la superficie está compuesta por un número pequeño de elementos se suelen utilizar el MoM, Method of Moments, [2] o el FEM, Finite Element Method [3]. Sin embargo cuando la superficie es eléctricamente muy grande, se compone de un número muy elevado de elementos, se consiguen mejores resultados analizando la FSS como si ésta fuese infinita, The Plane Wave Expansion Technique [4] proporciona buenos resultados y una compresión más profunda en esta situación.

## 1.2. Anatomía de una superficie selectiva en frecuencia

Una FSS está formada por la repetición de estructuras idénticas en dos dimensiones. Dentro de una FSS se pueden diferenciar dos componentes: el mallado, que define la periodicidad de la superficie, y el elemento de referencia asociado a cada punto del mallado.

La combinación del mallado con los elementos de referencia define la frecuencia, ancho de banda, ángulos de incidencia y polarización que soporta la FSS, coste y durabilidad mecánica.

Un problema fundamental de las FSS es la aparición de lóbulos de rejilla o periódicos, los cuales se forman cuando la combinación frecuencia/ángulo de incidencia es demasiado alta para un espacio entre elementos dado. Un campo incidente induce unas corrientes eléctricas en cada uno de los elementos de la superficie, esta corriente tiene la misma amplitud en cada elemento, sin embargo, la fase varía linealmente entre cada elemento, teorema de Floquet [5]. Dichas corrientes después radiarán y formarán un campo hacia adelante en el caso de transmitir, o hacia atrás en caso de reflejar. Cuando el espacio entre elementos es suficientemente pequeño la fase entre un elemento y el siguiente no cambiará demasiado y la contribución de cada elemento se sumará coherentemente solo en la dirección especular. Por el contrario si la distancia entre elementos es demasiado grande, teniendo en cuenta que la fase es cíclica, las corrientes radiadas por los elementos podrían sumarse en otras direcciones además de la especular, dando lugar a esos lóbulos periódicos que provocan una pérdida de eficiencia de la FSS.

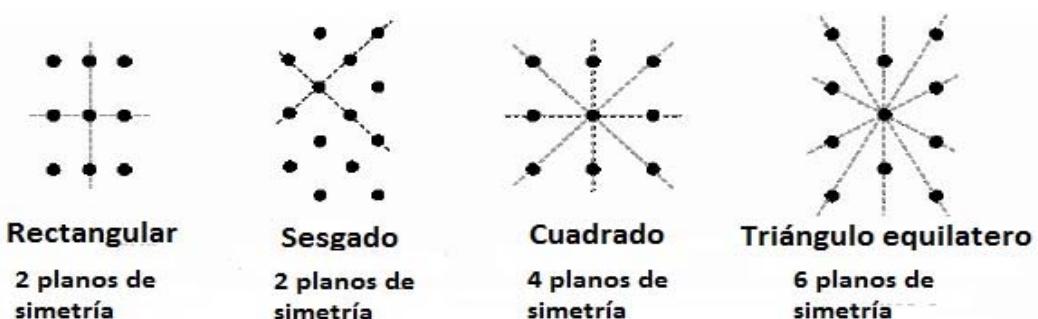
### Mallado

El mallado juega un papel fundamental en la respuesta de la FSS, la orientación y forma en que son colocados los diferentes elementos sobre la superficie afecta de manera directa a la frecuencia de resonancia, ancho de banda y respuesta de polarización de la estructura. En el diseño de una FSS la simetría siempre es un aspecto a tener muy en cuenta ya que con la adecuada selección se podrá proporcionar la respuesta deseada ante múltiples polarizaciones y ángulos de incidencia.

Existen cuatro tipos de mallado que se utilizan comúnmente en el diseño de FSS, rectangular, sesgado, cuadrado y triángulo equilátero, figura 1.2.

El grado total de simetría que posee una FSS viene determinado por la combinación elemento/mallado, por consiguiente la elección de un mallado para una aplicación dada dependerá fuertemente del elemento de referencia utilizado.

Por último, es importante que la combinación mallado/elemento proporcione un espacio entre elementos suficientemente pequeño para evitar la aparición de lóbulos periódicos en la banda de trabajo.



**Figura 1.2.** Cuatro diferentes tipos de mallados típicos para FSS.

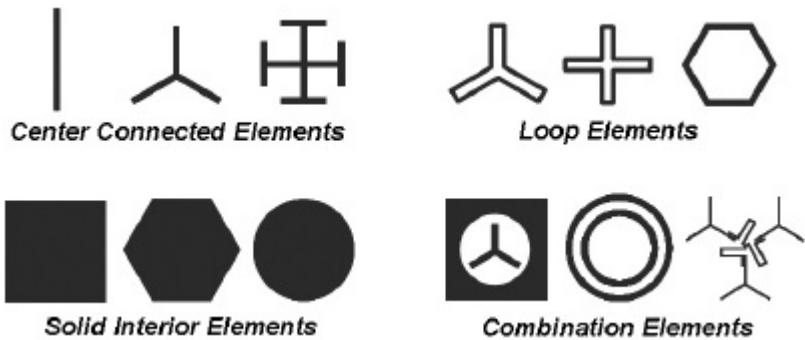
## **Elemento de referencia**

El elemento de referencia es el determinante principal de la frecuencia de resonancia, el ancho de banda y la respuesta frente a ángulos de incidencia y polarización. Existen múltiples posibilidades de elementos a utilizar y la elección de uno determinado depende de la aplicación de la FSS.

Es importante que los elementos presenten una frecuencia de resonancia estable con el ángulo de incidencia y deben ser eléctricamente compactos dentro del mallado para evitar la aparición de lóbulos periódicos.

Existen cuatro categorías en las que pueden agruparse los elementos que típicamente componen una FSS (figura 1.3):

- 1) Elementos de centro común o de N-polos, que están formados por la unión de varias tiras metálicas radialmente desde el centro del elemento. Ejemplos de este tipo de elementos son dipolos, tripolos o la cruz de Jerusalén. Estos elementos habitualmente resuenan cuando la distancia desde el centro hasta cualquiera de los extremos es aproximadamente un cuarto de la longitud de onda. Cabe destacar que estas configuraciones son muy sensibles al ángulo de incidencia y a la polarización.
- 2) Elementos de tipo lazo, en los que la metalización presenta la forma de figuras geométricas como cruces, cuadrados, hexágonos, etc. Estos elementos tienen la ventaja frente a los anteriores de ser más estables ante diferentes ángulos de incidencia y polarización. Típicamente resuenan cuando el perímetro es de un múltiplo entero de la longitud de onda.
- 3) Elementos sólidos, estos elementos presentan el peor de los rendimientos de las cuatro categorías y suelen ser poco utilizados en la mayoría de aplicaciones de FSS, debido a la naturaleza compleja de sus resonancias. Son más utilizados para aplicaciones como los reflectarrays.
- 4) Combinaciones, en este último grupo se combinan entre sí elementos del resto de categorías, ofreciendo unas posibilidades infinitas y permitiendo resonancias muy peculiares para aplicaciones más concretas.



**Figura 1.3.** Diferentes categorías de elementos de referencia.

### 1.3. Aplicaciones

Este tipo de estructuras tienen una amplia variedad de aplicaciones en todo el espectro electromagnético, desde la banda UHF hasta la región de los infrarrojos.

A continuación se presenta un listado de las aplicaciones más frecuentes para este tipo de estructuras periódicas.

**Reflectarrays:** Se trata de antenas que están compuestas por una superficie plana reflectante sobre la que se sitúa un mallado periódico de elementos metálicos los cuales son capaces de re radiar el campo recibido con una fase preestablecida. Las fases de cada elemento pueden ser fijadas para formar un haz reflejado en una dirección concreta sin desperdiciar potencia radiando hacia direcciones que no interesen. [6]

**Subreflector Dicroico:** Se utiliza en antenas de tipo Cassegrain, la FSS es colocada como subreflector siendo totalmente transparente a una frecuencia  $f_1$ , y totalmente opaca a una frecuencia  $f_2$ , de tal manera que se puedan transmitir ambas frecuencias sin interferencia. [7]

**Radomos (figura 1.4):** Permiten la protección de las partes más sensibles de sistemas radar y antenas, que habitualmente son sus partes radiantes, del ambiente físico en el que están situados; vientos, tormentas... con un impacto mínimo sobre sus características eléctricas. Una FSS también puede ser utilizada como radomo en un sistema radar para disminuir su sección radar, siendo transparente a la frecuencia de operación y otorgando reflexión total al resto de frecuencias. [8]



**Figura 1.4.** Radomo en la parte frontal de un avión comercial Airbus A320-214 Vueling Airlines.

Polarizadores: Capaces de actuar de forma diferente sobre dos componentes del campo incidente ortogonales, otorgándolas diferentes desfases y dando como resultado una polarización resultante distinta de la incidente original.

Además de las aplicaciones anteriormente mencionadas, las cuales son las más típicas, se pueden encontrar en la literatura una gran cantidad de artículos en los que se utilizan este tipo de estructuras periódicas para otros propósitos como dieléctricos artificiales [9] [10] [11], técnicas ópticas de difracción [12] [13], filtrado en comunicaciones espaciales [14].

## 1.4. Objetivos y estructura del trabajo

El diseño de superficies selectivas en frecuencia puede abordarse en primera aproximación recurriendo a equivalentes circuitales que conectados en cascada permiten analizar la respuesta de estructuras multicapa. Sin embargo, otros equivalentes son modelos circuitales de primer orden que no modelan con precisión las interacciones entre elementos, por lo que es preciso recurrir a simuladores de onda completa para su análisis detallado.

En este trabajo, se aborda el problema del diseño de una superficie selectiva en frecuencia multicapa desde el segundo punto de vista directamente. Quizás no sea lo más adecuado pero, en el tiempo disponible para la realización del trabajo es lo más viable, puesto que el proceso de aprendizaje de la herramienta software que se va a emplear resulta largo y complejo.

Se plantea como objetivo final el diseño de una estructura formada por dos capas idénticas separadas por un dieléctrico que proporcione en banda X, en concreto entre aproximadamente 10 y 12 GHz, dos subbandas de transmisión separadas por una zona de rechazo y que además presente un elevado nivel de rechazo a frecuencias superiores.

Para conseguir esto, es necesario un proceso de entrenamiento con la herramienta software que se plantea como objetivo intermedio y que se realizará con ayuda de una estructura tribanda con doble capa recientemente propuesta en [15].

El trabajo se ha estructurado en cuatro capítulos. Tras exponer en éste los fundamentos de las superficies selectivas en frecuencia y algunas de sus aplicaciones, en el siguiente se presenta la herramienta software utilizada a lo largo del trabajo para el análisis de las diferentes estructuras. Dado que ésta herramienta requiere un proceso de entrenamiento largo para su empleo, se ha utilizado una estructura real propuesta en [15] para llevarlo a cabo y conocer todas sus funcionalidades. Esto ha permitido avanzar de forma mucho más eficiente en el diseño desarrollado en este trabajo que se presenta en el tercer capítulo. Se concluye con un capítulo de conclusiones y líneas futuras.

# Capítulo 2

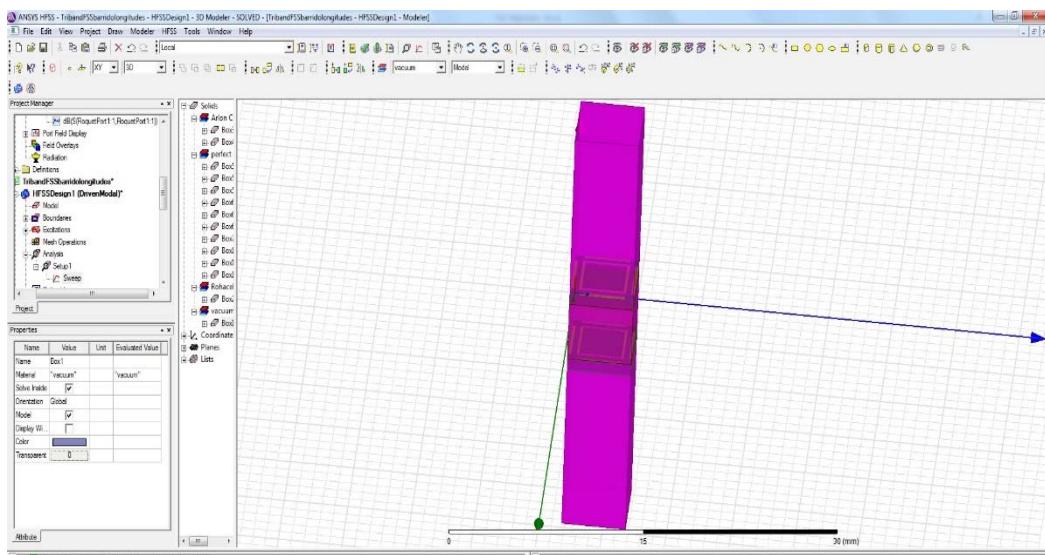
## Entorno de trabajo

### 2.1. Descripción del Simulador

El simulador utilizado durante todo el proyecto para las distintas simulaciones ha sido ANSYS HFSS, que ha permitido la obtención de resultados precisos de cada una de las estructuras analizadas. Este simulador tiene innumerables utilidades y en este caso ha sido utilizado para la resolución de problemas asociados a estructuras periódicas. Para ello utiliza sólo una celda unidad, lo cual supone un importante ahorro de tiempo de simulación, y aporta resultados altamente precisos siempre y cuando el número de celdas que posea la estructura en cuestión sea alto.

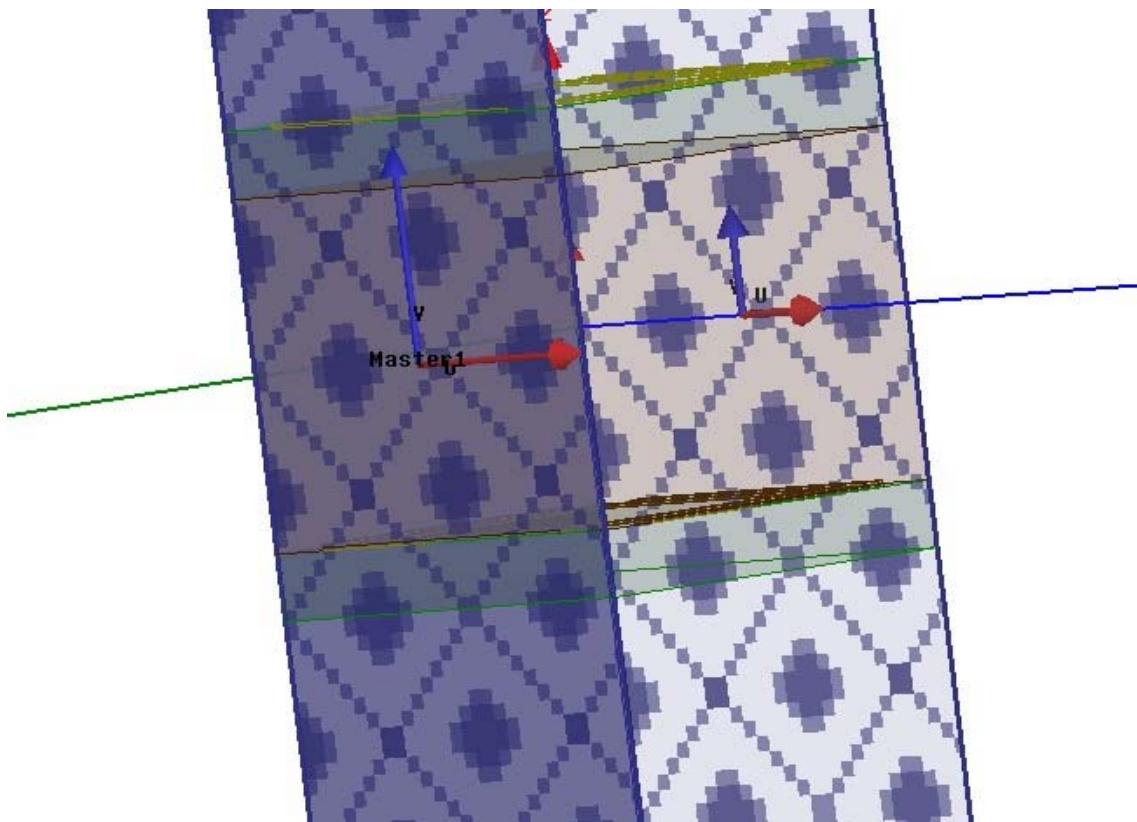
Para llevar a cabo las simulaciones, hay que fijar siempre ciertos parámetros clave del diseño tales como las dimensiones de la celda unidad, las excitaciones, puertos de entrada y salida, geometría de la celda... que serán críticos a la hora de realizar la simulación y dependerán de las características de la estructura y su posterior aplicación.

El primero de estos parámetros críticos a fijar es la celda unidad (Figura 2.1). Compuesta por las diferentes capas de materiales dieléctricos y metálicos, y además rodeada siempre por un cubo de aire. La introducción de la geometría y los materiales de las distintas capas se verá con detalle más adelante, ya que no es un proceso sencillo y necesita una explicación más profunda. En cuanto al cubo hay que destacar que sus laterales coinciden exactamente con los de la celda, y la altura viene fijada por dos factores, el primero es la altura propia de la estructura que viene dada por la anchura de los diferentes substratos de los que pueda componerse. El segundo factor viene dado por la excitación, los puertos deben situarse en las caras superior e inferior de dicho cubo y deben estar a una distancia de una longitud de onda de la superficie, ya que así se asegura que no aparezcan modos evanescentes que estropeen el resultado de la simulación. Si la antena opera a diferentes frecuencias, la longitud de onda que se debe elegir es la más restrictiva, es decir, la más pequeña.



**Figura 2.1.** Celda unidad

A continuación se deben definir las condiciones de contorno de la celda, para ello a partir de la opción “boundaries” se fijan las paredes externas de la celda como “master” y “slaves” (Figura 2.2). Con estas superficies se puede modificar la dirección con la que incide el campo. Cada “slave” depende de un “master”, sus vectores correspondientes deben tener situado el origen en la misma celda y además tener la misma longitud.



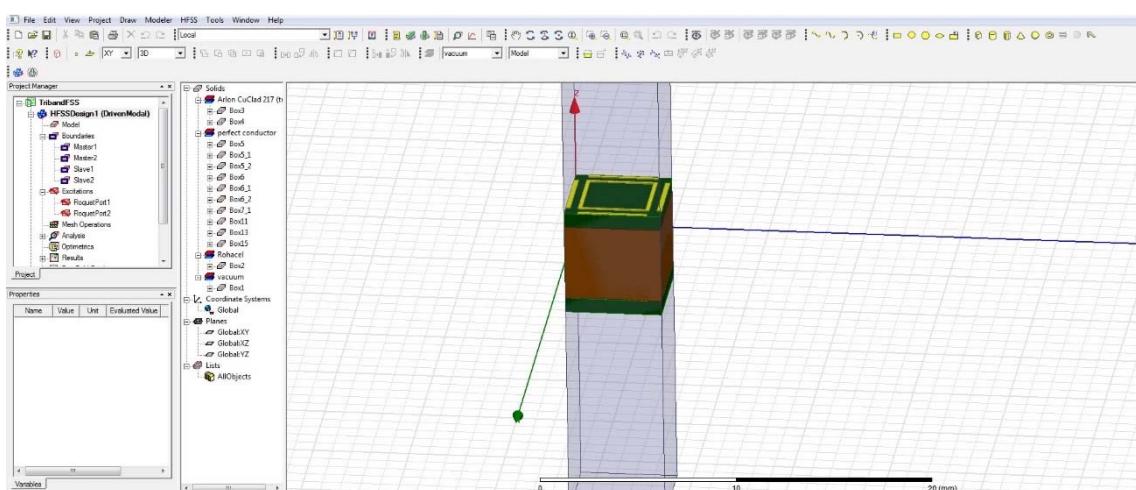
**Figura 2.2** Master y Slave uno en frente del otro con la misma dirección

Después hay que fijar la excitación, para ello se fijan los puertos que definen los valores del campo incidente, llamados “Floquet Port”. Se sitúan en las caras superior e inferior del cubo y cada uno de ellos queda definido por dos vectores. Hay que tener en cuenta a la hora de fijar esta excitación, que el simulador permite situar la iluminación en el punto que uno elija, durante todo este trabajo será fijada justo en el punto donde comienza la superficie, pues si se sitúa más arriba, la señal recorrerá un camino extra que introducirá un retardo de fase a la simulación. En este trabajo no es muy importante ya que el estudio se centrará en los módulos de los parámetros en reflexión y transmisión y no en sus fases, pero en otras simulaciones puede ser crítico. Además, al configurar estos puertos también se puede fijar el número de modos que se van a introducir en la simulación. El programa muestra todos los modos que se van a propagar y su nivel de atenuación medido en dB por unidad de longitud, se incluirán en la simulación aquellos cuyo nivel de atenuación sea considerablemente bajo y puedan afectar significativamente a los resultados.

Antes de comenzar con la explicación del diseño de la celda, cabe mencionar ciertas partes importantes del simulador que se utilizarán a menudo durante todo el proceso de diseño.

Para comenzar se muestra en la figura 2.3 una imagen de la interfaz completa del simulador en la que se observa la disposición de cada una de las partes que a continuación van a ser descritas.

En la parte superior se pueden observar los diferentes botones que permiten la introducción de las diferentes formas geométricas al diseño, además de una gran variedad de herramientas para la modificación de estas geometrías (Figura 2.4).



**Figura 2.3** Interfaz completa del simulador



**Figura 2.4** Botones para la modificación de la geometría

En la parte izquierda de la pantalla (Figura 2.5) se observa una ventana en la cual se especifican las características del diseño, proporciona información sobre los master y los slave, sobre la excitación, la configuración de la simulación y los resultados obtenidos.

A la derecha de la ventana de características del diseño se encuentra la ventana de materiales (Figura 2.6), en la cual se muestra un listado de todos los materiales empleados y todas las partes del diseño compuestas de ese material.

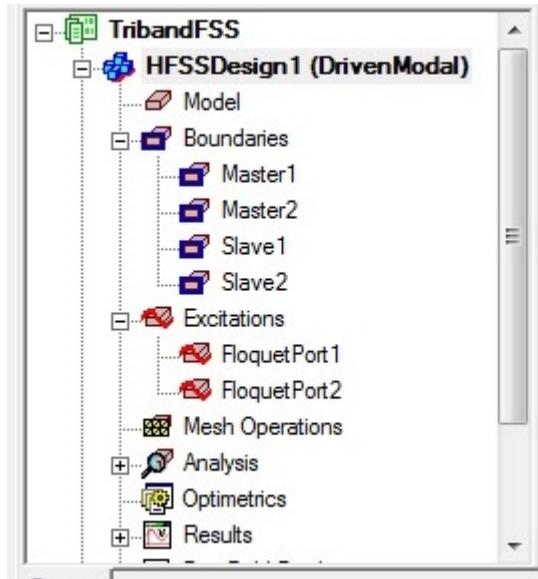


Figura 2.5 Ventana de características del diseño

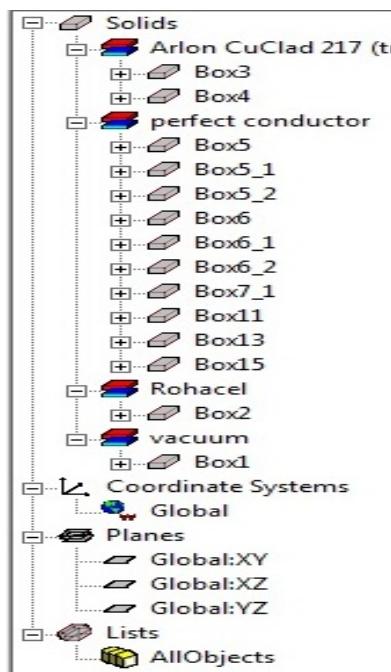


Figura 2.6 Ventana de materiales asociados a cada caja

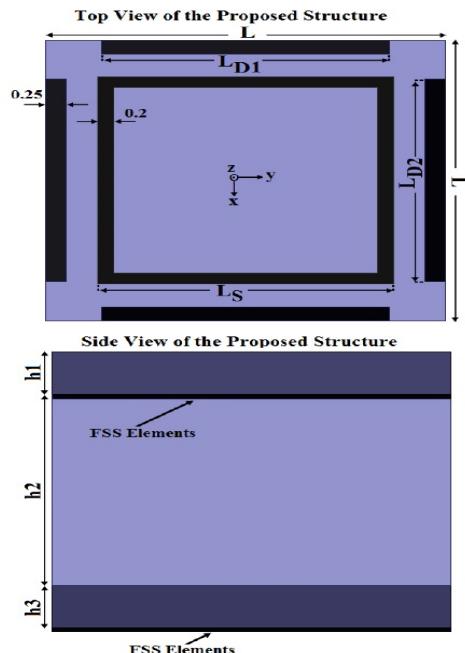
## 2.2. Análisis de una estructura

Como parte del entrenamiento con el simulador se va a analizar la estructura descrita en [15] introduciendo su geometría de forma precisa e intentando llegar a unos resultados de simulaciones similares. Además también se realizarán simulaciones distintas a las mencionadas en el artículo para obtener más información y sacar unas conclusiones propias acerca de la estructura. Se explicará con detalle el proceso de diseño de la celda y de la configuración de las distintas simulaciones para dar por cerrada la descripción del simulador. No se volverá a incidir en la creación de los parámetros vistos en el apartado anterior, ya se da por realizada.

La estructura que va a ser analizada es una superficie selectiva en frecuencia dedicada a comunicaciones espaciales que trabaja en la banda Ka y Ku. La superficie debe ser transparente en el rango de 10.7 GHz a 12.05 GHz y debe presentar reflexión total a 20 GHz y a 30 GHz.

Hoy en día está cobrando una especial importancia el diseño de estructuras que tengan una respuesta espectral idéntica para incidencias oblicuas de señales con polarizaciones TE y TM, por tanto, en este diseño se va a buscar cumplir con esa condición. Para ello cada celda unidad del diseño estará compuesta por dos capas, y en cada una de ellas se dispondrá un anillo cuadrado y dos pares de dipolos, de manera que se pueda proporcionar un control independiente a las respuestas espectrales ante polarizaciones TE y TM. Esta FSS presentará una alta selectividad frecuencial, gran robustez y una fácil fabricación utilizando circuitos impresos.

En la figura 2.7 se muestra la vista en planta y en perfil del diseño de la estructura propuesta.



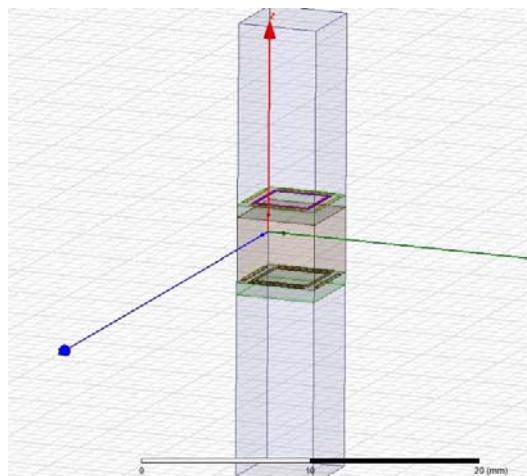
**Figura 2.7** Geometría de la celda

A la vista del diseño, lo primero que se debe diferenciar son los parámetros de longitud fija, como las anchuras de las líneas, 0.2 mm el anillo y 0.5 mm los dipolos, el valor del periodo,  $L=5\text{mm}$ , y de los substratos 1 y 3, 0.762mm, y que parámetros no tienen un valor fijo, sino que para optimizar la respuesta de la estructura se tendrá que ir variando su valor en cada simulación. Esos parámetros destinados a la optimización serán definidos dentro del simulador como variables, de manera que a la hora de introducir la geometría se pueda establecer el valor de todas las longitudes que sea necesario como función de dichas variables, y posteriormente en las simulaciones ir cambiando el valor de esas variables y observando los resultados.

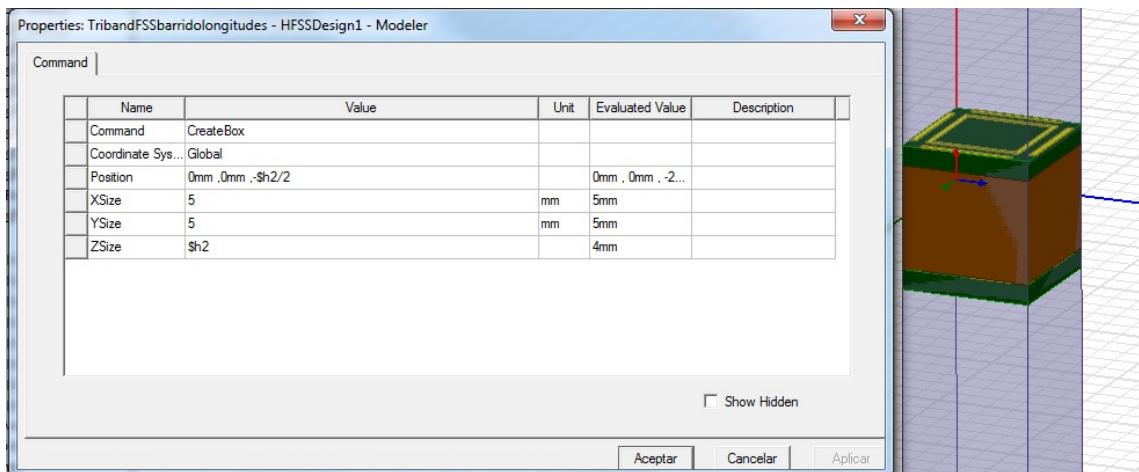
A continuación se inicia el proceso de introducción de la geometría, para ello lo que se hará será introducir cada parte de la estructura como un bloque, y a dicho bloque darle las dimensiones de longitud, anchura y altura especificadas en el diseño y fijarlo en la posición correcta partiendo del sistema de referencia que escogamos.

En este caso, en el sistema de referencia de ejes x, y, z, se ha fijado la posición  $(0, 0, 0)$  en la esquina superior izquierda del bloque a una altura correspondiente a la mitad de la altura de la celda unidad (Figura 2.8).

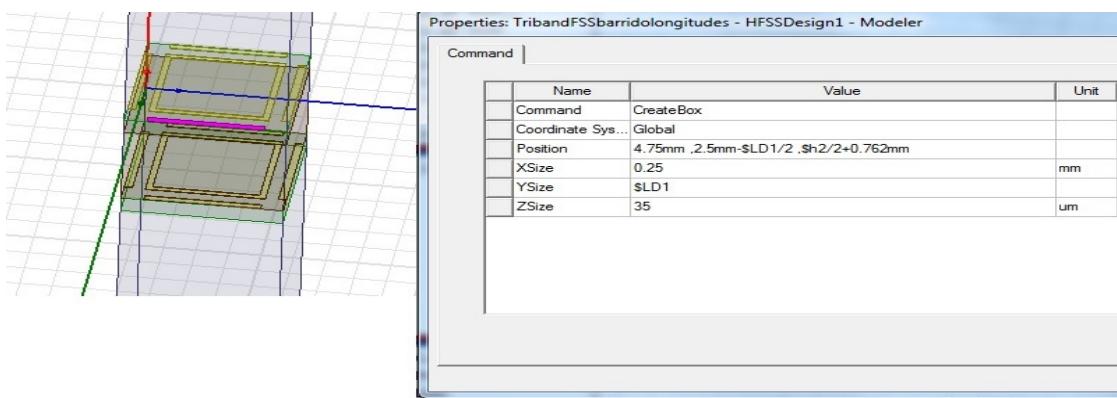
Lo primero que se introduce son los tres bloques correspondientes a los substratos,  $h_1$  y  $h_3$  son valores fijos pero el valor de  $h_2$  se ha fijado como una variable, por tanto a la hora de introducir sus dimensiones, se debe introducir en la coordenada de altura el nombre de dicha variable,  $\$h2$ , todos los nombres de variables deben comenzar con el símbolo  $\$$ , como se muestra en la Figura 2.9.



**Figura 2.8** Posición del sistema de referencia



**Figura 2.9** Coordenadas substrato 2



**Figura 2.10** Geometría dipolo LD1

Tras ello, se procede a insertar las líneas metálicas, se definen también como un bloque ya que, aunque tengan una altura muy pequeña, hay que tenerla en cuenta para que la simulación sea correcta, la altura de todas las líneas se ha fijado a 35  $\mu\text{m}$ . De nuevo estas líneas tienen valores que se han fijado como variables, por tanto hay que asegurarse de introducir todos los valores de la geometría que no sean fijos como función de estas variables. En la Figura 2.10 se muestra la geometría introducida de uno de los dipolos de longitud \$LD1.

Una vez se tiene el diseño completo, el último paso es asignar los materiales correspondientes a cada elemento (Figura 2.11). En este caso las líneas son del material “conductor perfecto” definido en la librería de materiales de HFSS, los substratos 1 y 3 son de Arlon CuClad 217 <sup>TM</sup>, con permitividad relativa 2.17 y tangente de pérdidas 0.0009, es el encargado de soportar los elementos conductores, y por último, el substrato 2 es Rohacel de permitividad relativa 1.12 y tangente de pérdidas 0.009, que se usa como separador de ambas capas.

Properties			
Name	Value	Unit	Evaluated Value
Name	Box7_1		
Material	"perfect conductor"		"perfect condu...
Solve Inside	<input type="checkbox"/>		
Orientation	Global		
Model	<input checked="" type="checkbox"/>		
Display Wi...	<input type="checkbox"/>		
Color			
Transparent	<input type="checkbox"/>		

Figura 2.11 Ventana de asignación de materiales

## 2.3. Resultados de la simulación

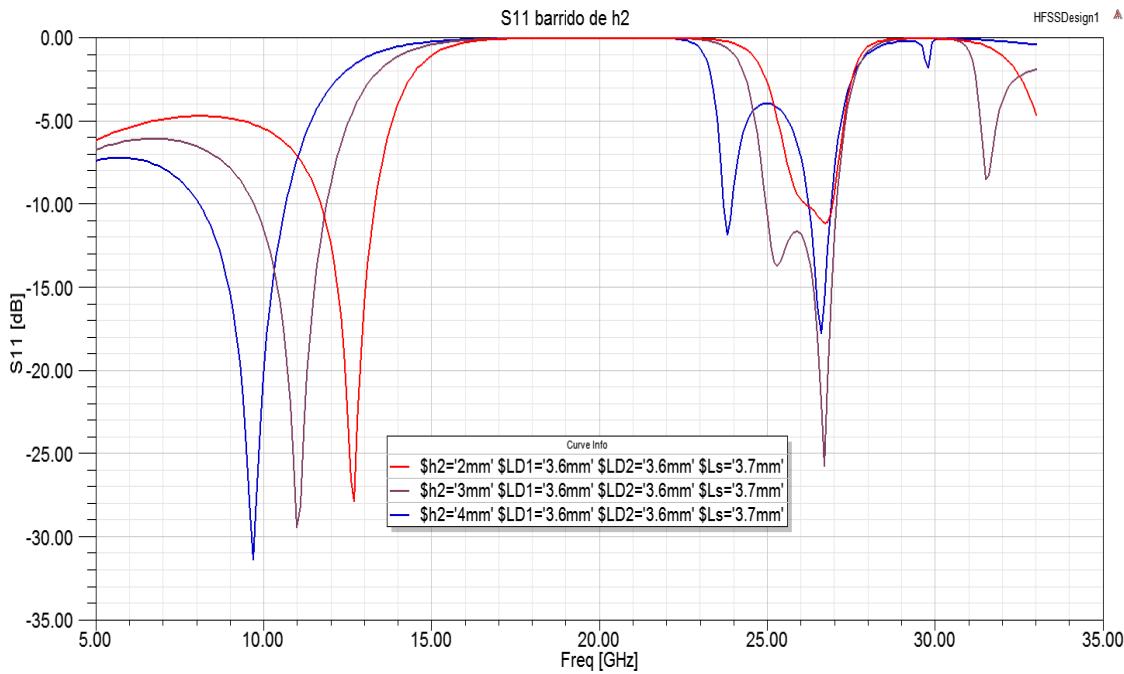
En las simulaciones se ha concentrado en la optimización de los valores variables del diseño para conseguir una respuesta acorde a las características que debe presentar la FSS, es decir, que sea transparente en el rango de frecuencias 10.7 GHz-12.05GHz y que proporcione reflexión total a las frecuencias de 20 GHz y 30 GHz. Traducido a respuesta en parámetros S, se deben escoger unos valores para los que el parámetro S11 sea muy bajo en ese primer rango de frecuencias y que presente un nivel de 0 dB a 20 GHz y 30 GHz. Por el contrario, el parámetro S21 deberá hacer lo contrario, 0 dB aproximadamente en el primer rango y muy bajo en las otras dos frecuencias.

La tarea no es sencilla ya que son muchos parámetros para barrer, por tanto el proceso implicará un gran número de simulaciones y el análisis de sus resultados.

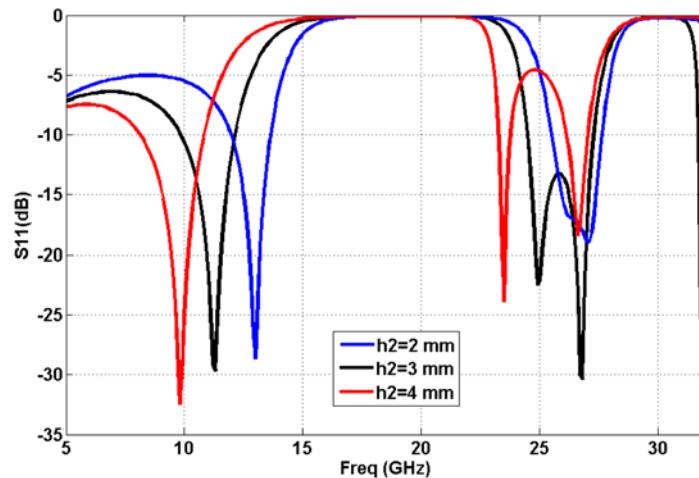
Para realizar la simulación se recurrió a la herramienta “Optimetrics”, la cual nos permite realizar en una única simulación el barrido de todos los parámetros, y almacena los resultados de la simulación de todas las posibles combinaciones entre los parámetros barridos. Una vez tenemos hecha esa simulación se podrán seleccionar los valores que más interesen de cada parámetro, y ver por pantalla el resultado para esos valores concretos.

En primer lugar en las Figuras 2.12 y 2.13 se observará la variación del parámetro S11 con el espesor del substrato 2, h2.

En estas Figuras se comprueba como variando 1 mm la profundidad del substrato el pico mínimo de la banda de paso Ku se desplaza varios GHz, desde 13 GHz hasta 9.8 GHz. Además si se compara con el resultado de la simulación presentado en el artículo, se puede comprobar que los resultados son muy similares lo que indica que tanto la introducción de la geometría del diseño como los parámetros de simulación han sido los correctos.



**Figura 2.12** Variación de S11 con anchura del substrato 2, h2.



**Figura 2.13** Variación de S11 con anchura del substrato 2, h2. Simulación presentada en el artículo.

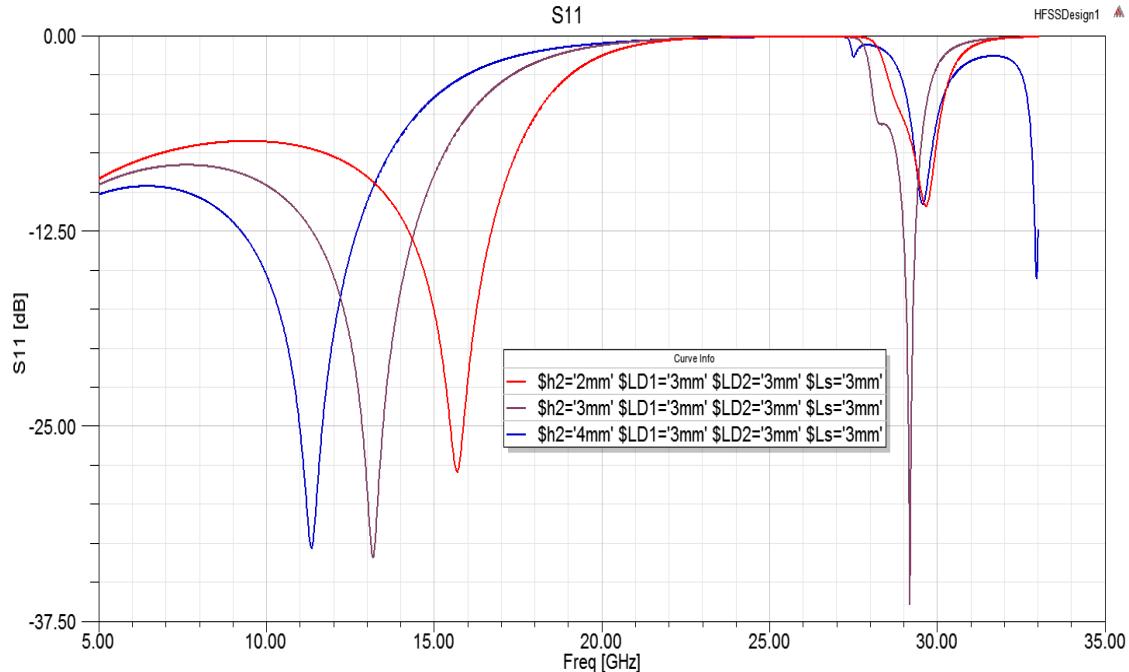
Hay que destacar que en el artículo nunca especifica cuáles son los valores óptimos de cada una de las variables, sólo muestra como varían ciertos parámetros para distintos valores de esas variables. En esta sección uno de los propósitos es obtener precisamente esos valores óptimos de todas las longitudes además de comprobar como varía la respuesta de la estructura ante otro tipo de situaciones, por ejemplo cambios en el ángulo de incidencia del campo o cambios en la polarización de la señal, las cuales no se han mencionado en el artículo.

Es importante antes de comenzar a evaluar los efectos de las diferentes líneas metálicas, dipolos y anillo, poder fijar un valor para el espesor del substrato 2, ya que

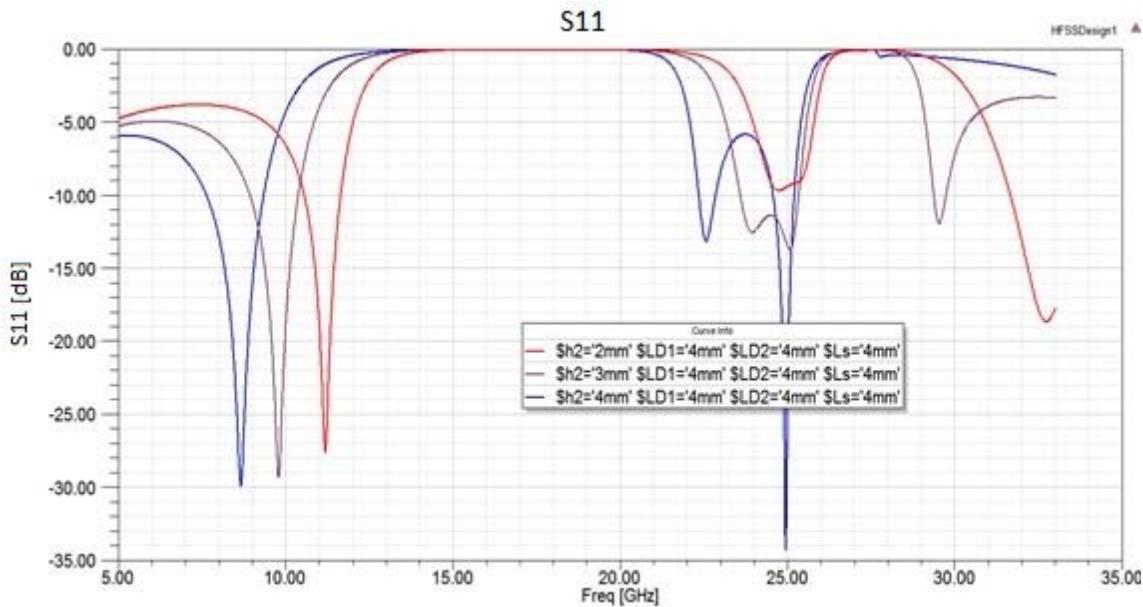
tener un parámetro menos en la simulación no solo reduce ampliamente el tiempo de simulación sino que facilita mucho la interpretación de los resultados. Para conseguirlo, la anterior simulación en la que se realiza el barrido del parámetro  $h_2$ , se ha realizado para muchos valores diferentes de longitud de las líneas metálicas. Observando los resultados del parámetro  $S_{11}$ , se ha comprobado que para valores de las líneas de 3 mm o inferiores (Figura 2.14), la banda de paso inferior se desplaza en frecuencia fuera de la banda de interés, incluso más allá de los 15 GHz.

Además, observando los resultados mostrados en la Figura 2.15, se puede llegar a la conclusión de que cuando las líneas son de 4 mm o ligeramente superiores las respuestas tienden a estabilizarse a valores en el entorno de la zona de interés.

A partir de estos resultados se concluye que el rango de longitudes de las diferentes líneas estará entre 3.1 mm y 4.2 mm y además se fijará el valor del substrato a 3 mm, ya que para ese rango de longitudes de las líneas es siempre el que mejor respuesta presenta en el rango de frecuencias de interés.



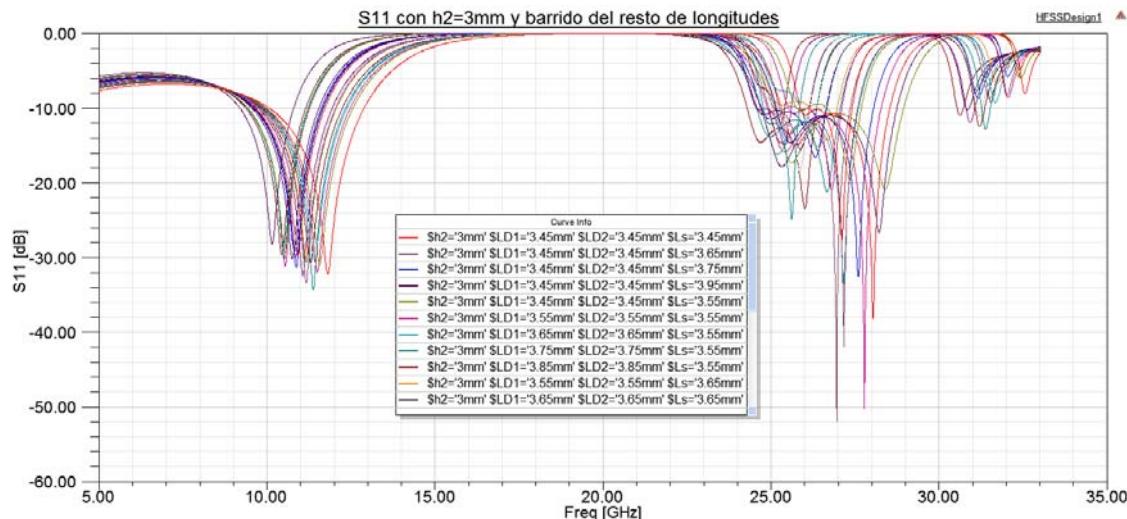
**Figura 2.14** Variación  $S_{11}$  con  $h_2$  con valores de las líneas de 3 mm



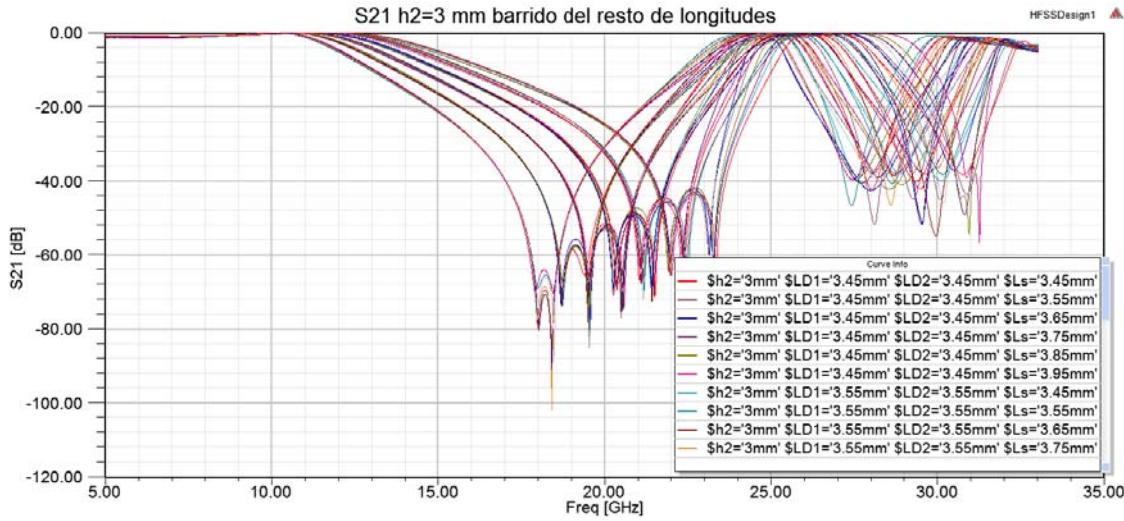
**Figura 2.15** Variación S11 con h2 con valores de las líneas de 4 mm

Una vez fijado el valor de h2 y determinado el rango de variación de las líneas, se analizarán las diferentes respuestas de los parámetros de transmisión y reflexión para intentar obtener su valor óptimo.

En las Figuras 2.16 y 2.17 se muestran los resultados en reflexión y transmisión respectivamente con el espesor de substrato 2 fijo a 3 mm y con un barrido entre 3.1 y 4.2 mm del resto de las líneas. Es importante que la longitud de los dos pares de dipolos sea la misma, LD1=LD2, ya que si no se perdería la simetría física de la estructura y provocaría problemas a la hora de responder de la misma forma ante distintas polarizaciones.



**Figura 2.16** Variación S11 con h2=3 mm y barriendo el resto de longitudes



**Figura 2.17** Variación S21 con h2=3 mm y barriendo el resto de longitudes

Se comprueba, en la primera imagen, que las respuestas en la banda de transparencia están bastante próximas entre si y la mayoría son muy buenas respuestas por debajo de los -30 dB, al igual que en 20 GHz donde se produce reflexión total, sin embargo a 30 GHz ya existen ciertas combinaciones que no producen reflexión total, y que por tanto se deben eliminar de entre las posibilidades para el diseño.

Como se puede observar en el parámetro S21 existen grandes variaciones de la respuesta en función de la longitud de los dipolos y de los lados del anillo, ya que las zonas de mínima transmisión que deberían estar situadas en 20 y en 30 GHz se desplazan muchos GHz en función de dichas longitudes. Por tanto en este caso no hay tantas combinaciones que aporten la respuesta deseada. Será pues el valor óptimo de longitudes aquel que aporte la mejor respuesta tanto en transmisión como en reflexión.

No cabe duda de que realizar un análisis preciso del comportamiento de la estructura en función de las diferentes longitudes con tan solo estas simulaciones es altamente complicado, ya que es difícil averiguar qué parámetro concreto es el que está produciendo las mayores diferencias en la respuesta y en qué zona del espectro está actuando más significativamente.

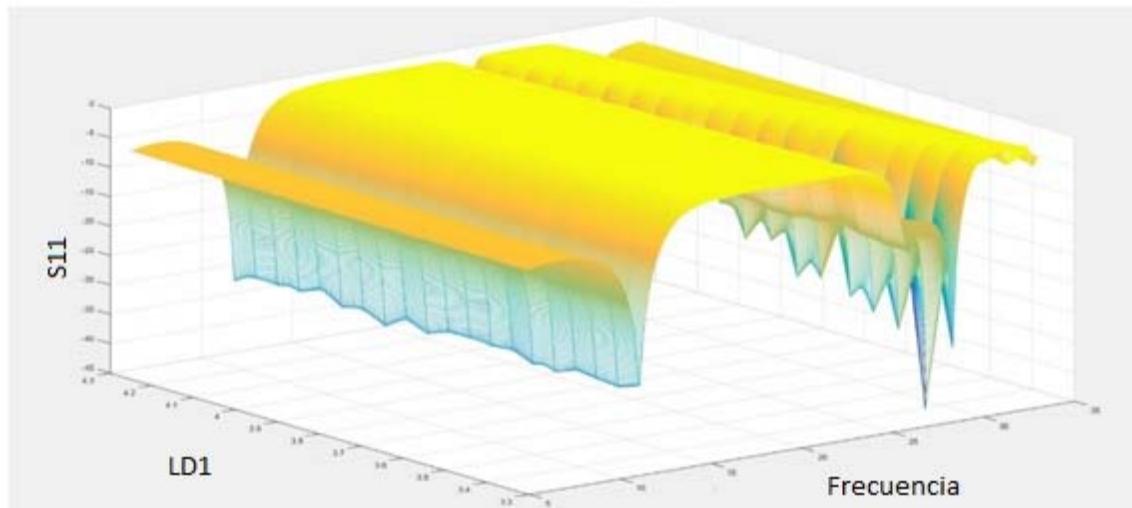
Es por ello, que se ha realizado un script de Matlab que permite realizar la representación de unos parámetros frente a otros tridimensionalmente, en vez de usar las curvas mostradas anteriormente. Esto va a permitir observar la dependencia de unos parámetros con otros de una forma más intuitiva a simple vista.

Para realizar dicho programa en Matlab, se han exportado los datos de las simulaciones de HFSS que iban a ser necesarios como una matriz de datos a Excel, tras ello, ya desde Matlab, se ha diseñado un programa capaz de leer adecuadamente ese fichero de datos y representar en tres dimensiones ciertos datos de ese fichero frente a otros.

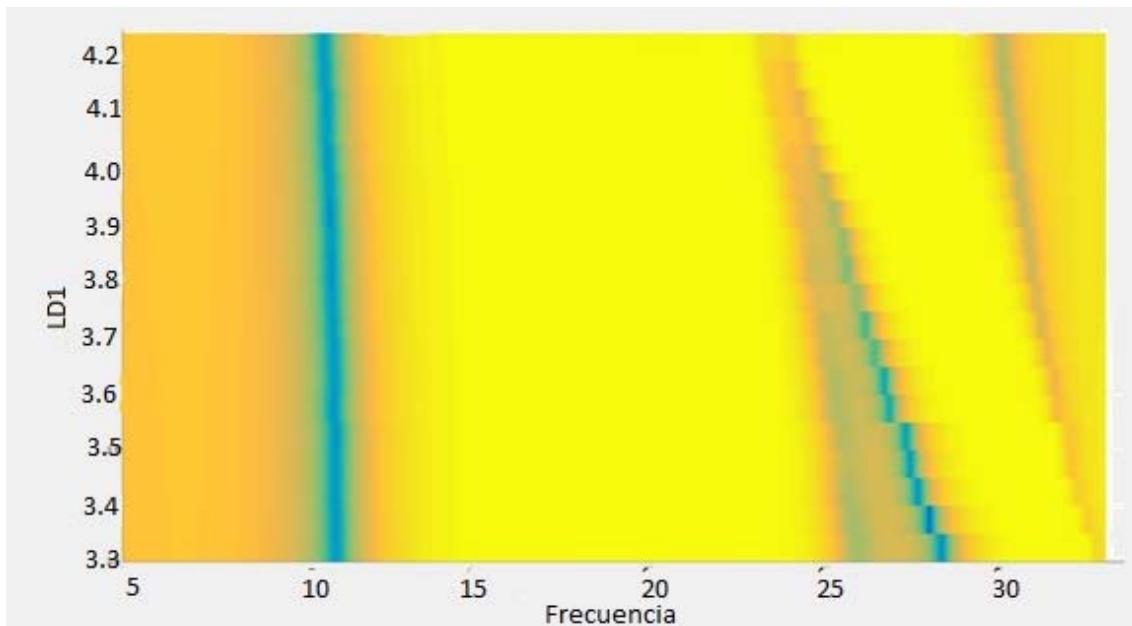
En este caso en concreto se ha querido representar como afecta cada una de las longitudes del diseño, la de los dipolos y la del anillo, a los parámetros S11 y S21.

En las Figuras 2.18 y 2.19 se muestran los resultados en vista 3D y en planta, respectivamente, correspondientes a las variaciones del parámetro S11 frente a la frecuencia y las longitudes de los dipolos.

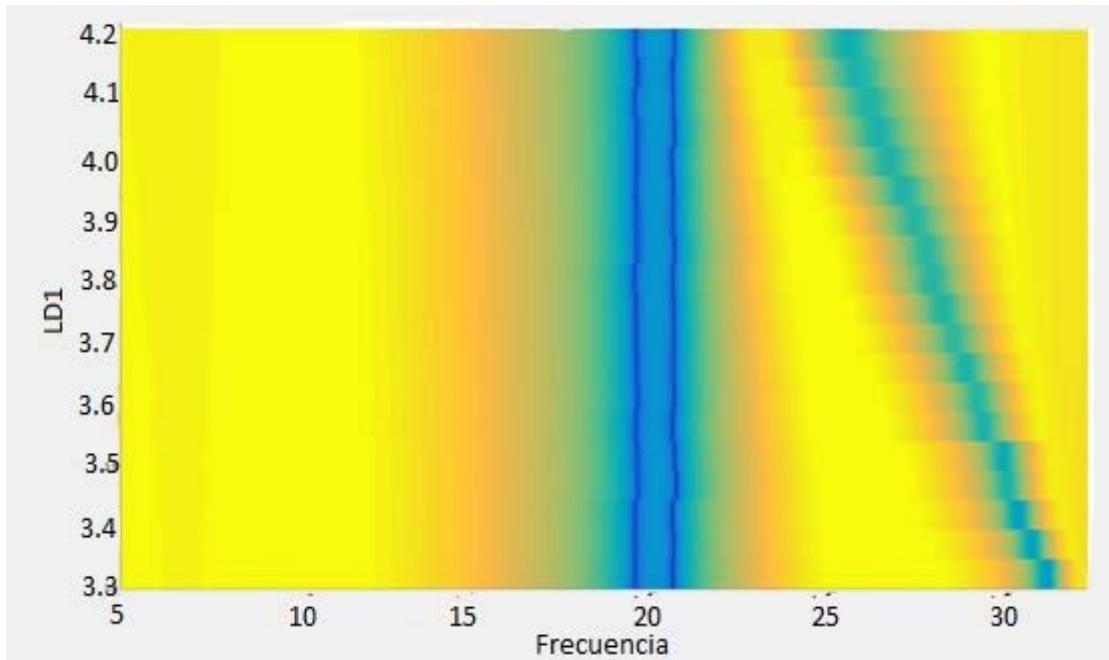
Se observa muy claramente que la longitud de los dipolos no tiene prácticamente ninguna incidencia en la respuesta a frecuencias bajas, sino que los cambios que ésta provoca son para las frecuencias más altas, en la zona de los 30 GHz, donde debe haber una reflexión total, llegando a desplazar en varios GHz dicha zona de máxima reflexión.



**Figura 2.18** Representación tridimensional del S11 respecto a la frecuencia y a LD1. Incidencia TE.



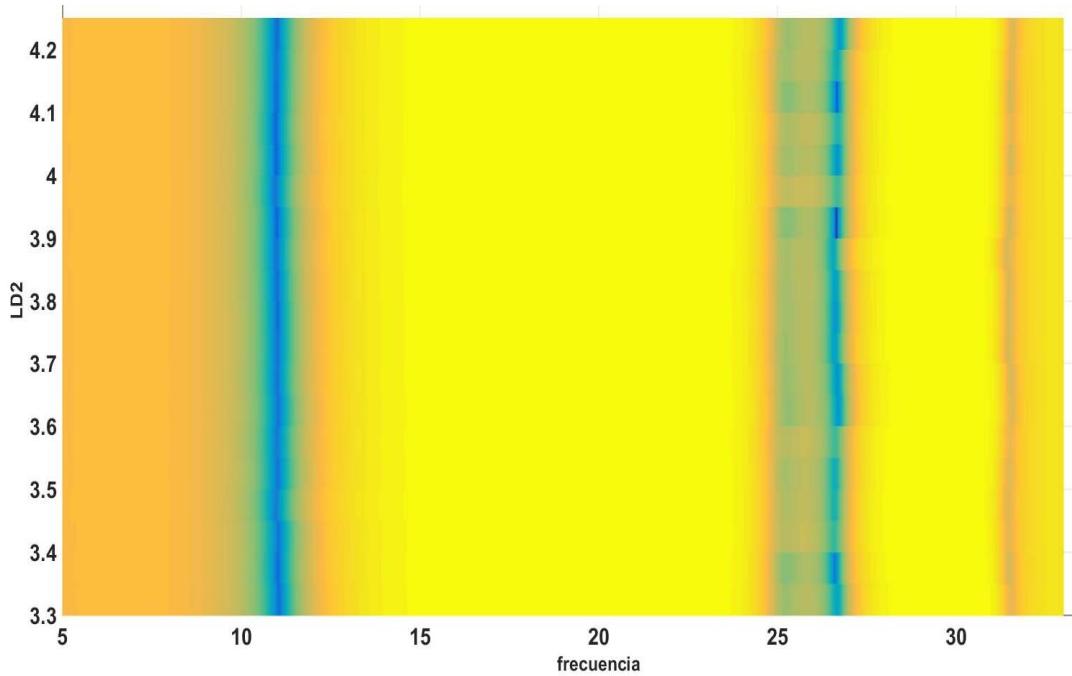
**Figura 2.19** Vista en planta de la representación tridimensional del S11 respecto a la frecuencia y a LD1. Incidencia TE.



**Figura 2.20** Vista en planta de la representación tridimensional del S21 respecto a la frecuencia y a LD1. Incidencia TE.

Si se observan los resultados para el parámetro S21 que se representan en la Figura 2.20, se concluye que de nuevo para el mismo rango de frecuencias altas se produce una rápida variación de la respuesta para distintos valores de longitud de los pares de dipolos, mientras que para las frecuencias inferiores no tienen prácticamente ninguna incidencia.

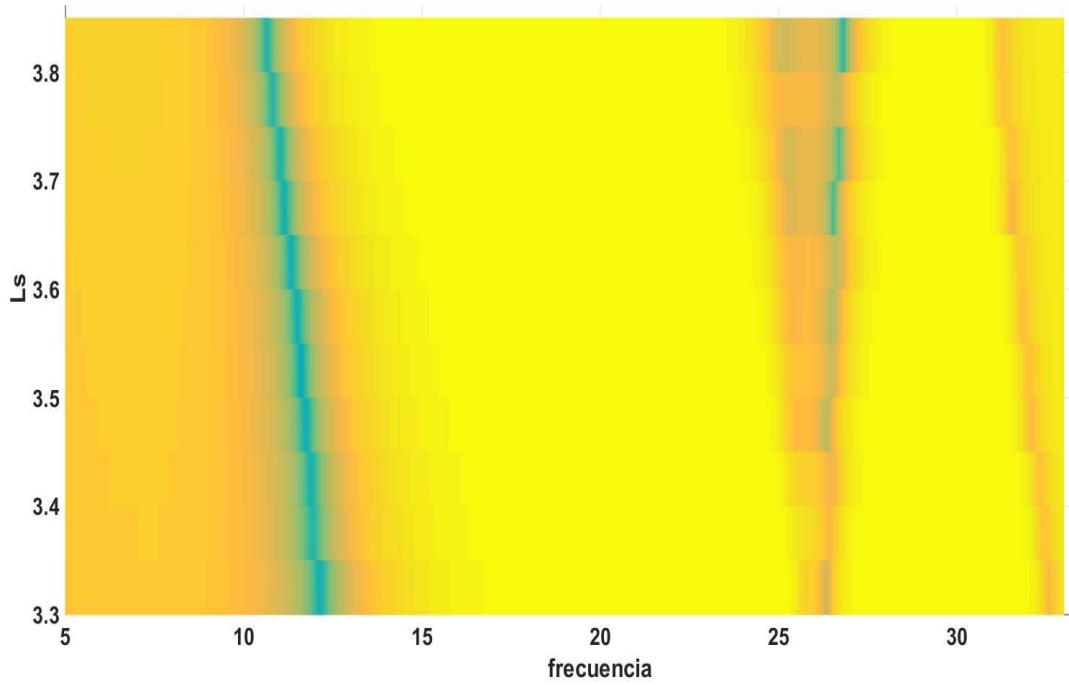
A la luz de estos resultados se puede asegurar que los valores óptimos de longitud de los dipolos oscila entre los 3.5 y los 3.7 mm, ya que son los valores donde la reflexión es máxima y la transmisión mínima. Por tanto, a partir de este punto se analizarán tan solo las curvas comprendidas entre esos valores y se escogerá la mejor. Aunque este programa no aporta la suficiente precisión para dar una solución exacta, facilita mucho la comprensión del efecto de cada parámetro en la respuesta y aporta un rango suficientemente bajo de posibles soluciones óptimas para después estudiarlas individualmente en HFSS en un tiempo muy inferior al que se requeriría normalmente.



**Figura 2.21** Vista en planta de la representación tridimensional del S11 respecto a la frecuencia y a LD2. Modo TE.

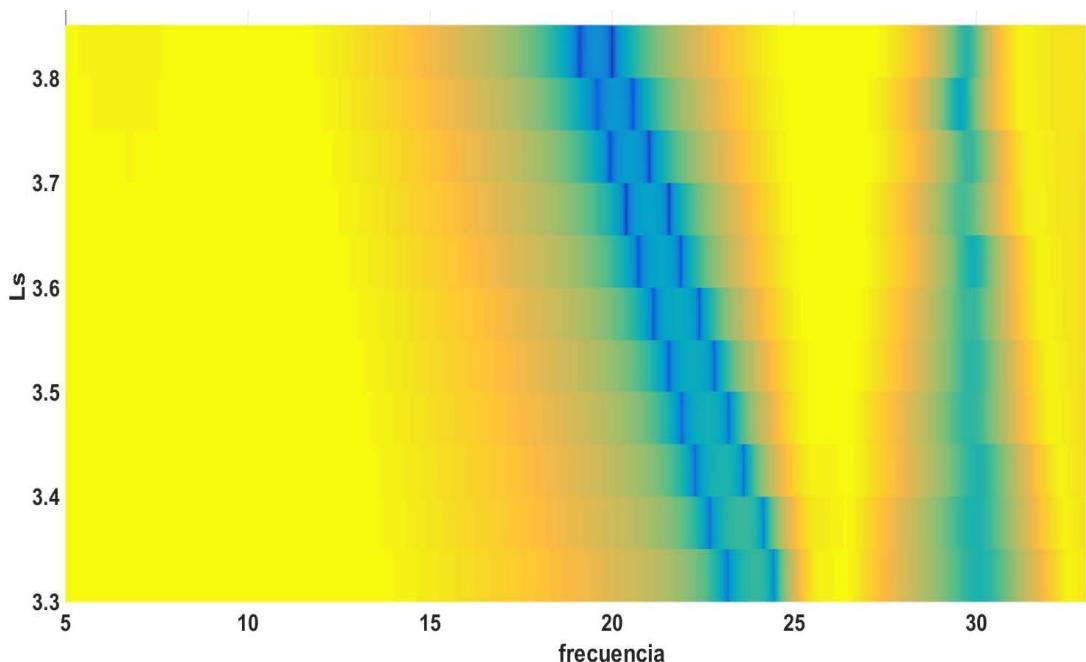
Si se analiza la respuesta cuando se varía LD2, mostrada en la Figura 2.21, se comprueba que este segundo par de dipolos carece de influencia sobre la misma. Esto es debido a algo que ya se ha comentado anteriormente, esta estructura debe funcionar exactamente igual ante incidencias TE y TM, por tanto el diseño debe presentar una simetría física perfecta, el primer par de dipolos se ha observado que controlaban la respuesta de la estructura a las frecuencias más altas para incidencia TE, y este segundo par hace exactamente la misma función pero para incidencia TM, sin intervenir en absoluto cuando la incidencia es TE. Los posibles valores de longitud para este par de dipolos serán por tanto los mismos que los del primer par.

A continuación se analiza el comportamiento de la estructura ante la variación del parámetro  $L_s$ , es decir, la longitud de los lados del anillo central.



**Figura 2.22** Vista en planta de la representación tridimensional del S11 respecto a la frecuencia y a Ls. Incidencia TE.

Como puede apreciarse en la Figura 2.22, donde se muestra la respuesta con Ls y la frecuencia, con Ls se puede controlar la zona en que se sitúa la banda de paso, que se recuerda debe estar entre los 10.7 GHz y los 12.05 GHz. Variando este parámetro se puede ajustar al máximo a esos valores.

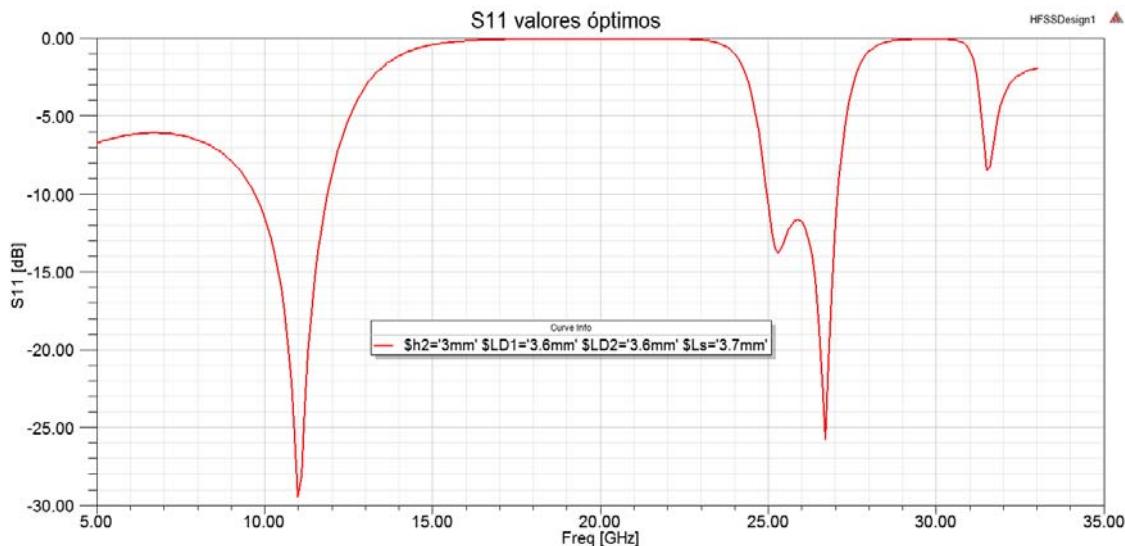


**Figura 2.23** Vista en planta de la representación tridimensional del S21 respecto a la frecuencia y a Ls. Incidencia TE.

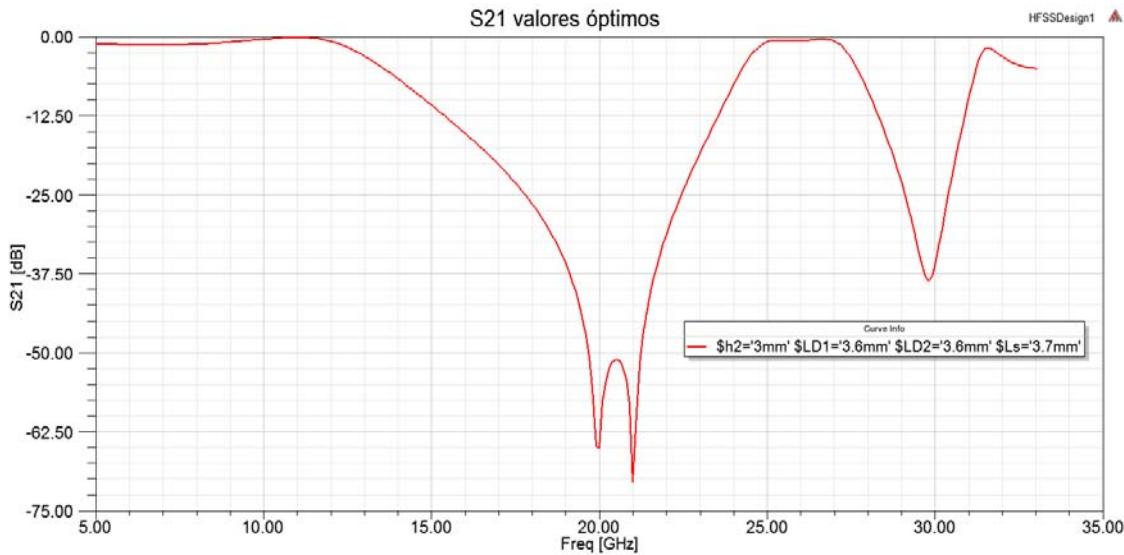
Si se analiza la variación de S21 con Ls y la frecuencia, mostrada en la Figura 2.23, se observa que Ls también produce en la primera de las bandas de reflexión total, a 20 GHz. Con estos resultados y los de la Figura 2.22 se puede asegurar que los valores óptimos de la longitud Ls están comprendidos entre 3.6 mm y 3.8 mm ya que es la zona donde la transmisión es mínima en 20 GHz y además en la zona de transparencia tiene el mínimo nivel de reflexión centrado en la banda de interés.

La simulación para incidencia TM no se muestra porque es igual que para incidencia TE, ya que como sucedía con los dos pares de dipolos, que cada par controlaba uno de los modos, en este caso la simetría del anillo provoca la misma respuesta para ambas incidencias.

Teniendo en cuenta todos los resultados obtenidos se han realizado en HFSS las simulaciones de las posibles soluciones obtenidas, y tras un análisis en profundidad se ha llegado a la conclusión de que las longitudes óptimas son las siguientes: Ls= 3.7 mm, LD1=LD2=3.6 mm, h2=3 mm. Los resultados en reflexión y transmisión correspondientes a esta configuración óptima se muestran en las Figuras 2.24 y 2.25 respectivamente.



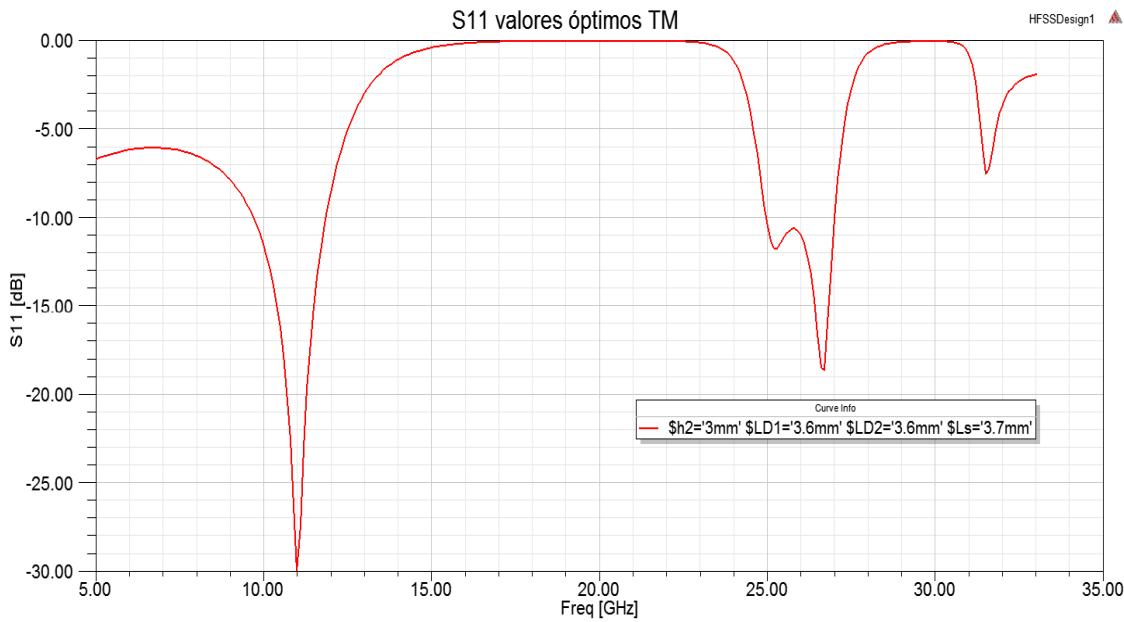
**Figura 2.24** S11 con h2=3mm LD1=3.6mm LD2=3.6mm y LS=3.7mm



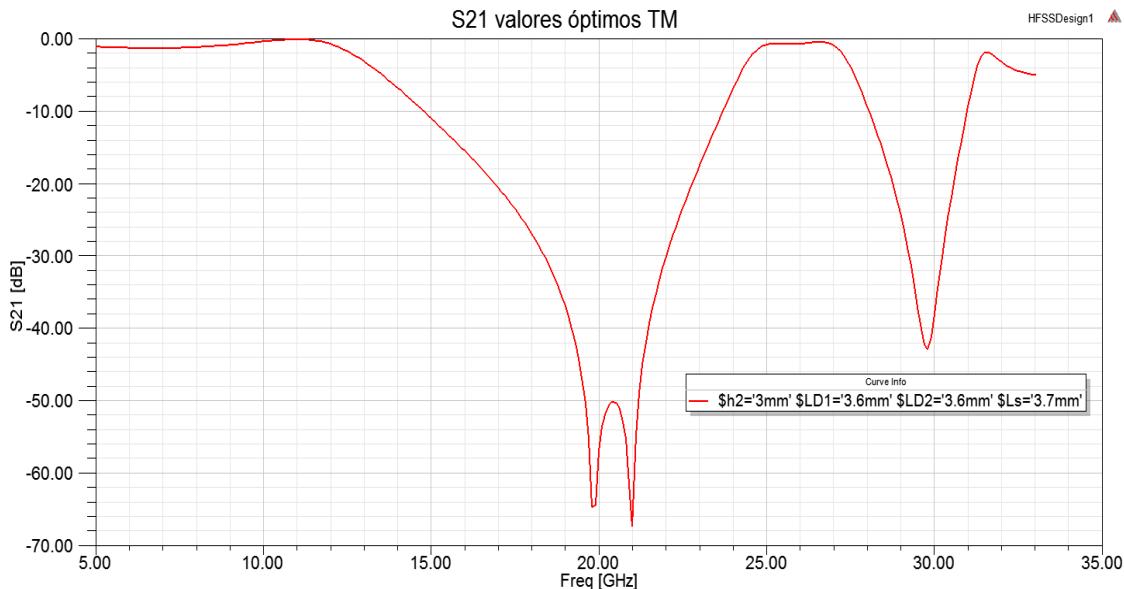
**Figura 2.25** S21 con  $h2=3\text{mm}$   $LD1=3.6\text{mm}$   $LD2=3.6\text{mm}$  y  $LS=3.7\text{mm}$

Se observa que la respuesta para estos valores de longitud es la idónea, la banda de transparencia se ajusta perfectamente a las especificaciones estando los valores mínimos del parámetro S11 entre 10.7 GHz y 12.05 GHz y también los máximos del parámetro S21, que en esa banda se sitúa en los 0 dB. Además en 20 GHz y 30 GHz se consigue reflexión total con el S11 en 0 dB y los valores mínimos del S21 coincidiendo exactamente en esas dos frecuencias.

Uno de los requisitos principales que se le exigían a la estructura era que funcionase idénticamente ante incidencias TE y TM. Anteriormente ya se ha mencionado como se puede conseguir esto: con una perfecta simetría física en los pares de dipolos y con un anillo cuadrado. En las Figuras 2.26 y 2.27 se muestra la simulación en HFSS de la respuesta de la estructura ante incidencia TM con los valores óptimos escogidos anteriormente, para comprobar que, efectivamente, se comprueba efectivamente que la respuesta ante ambas incidencias coincide perfectamente y se cumple el requisito.

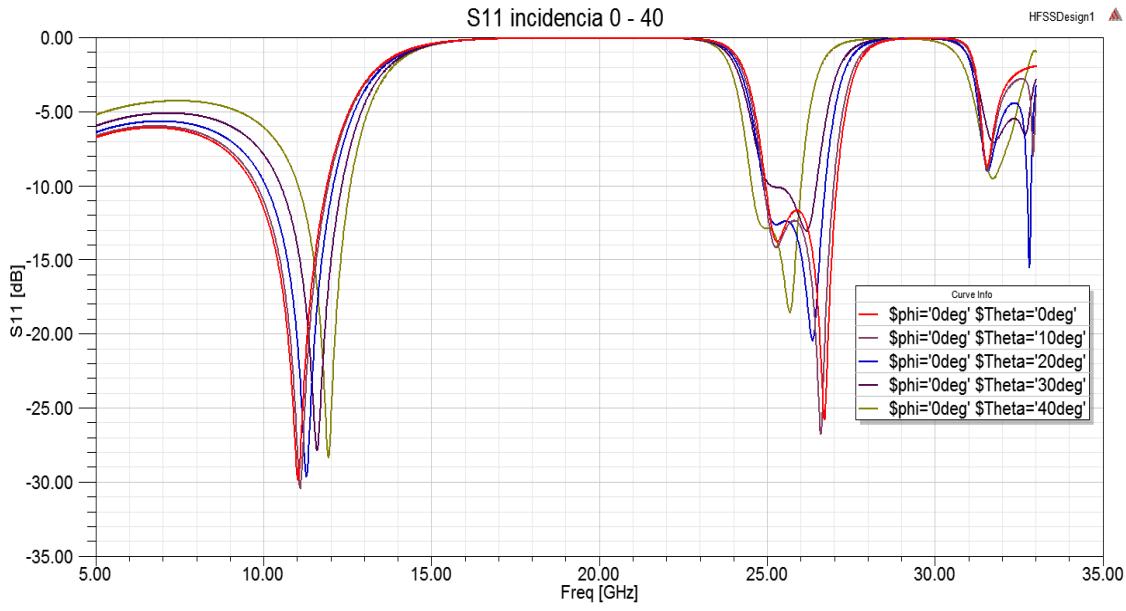


**Figura 2.26** S11 ante modo TM con longitudes óptimas



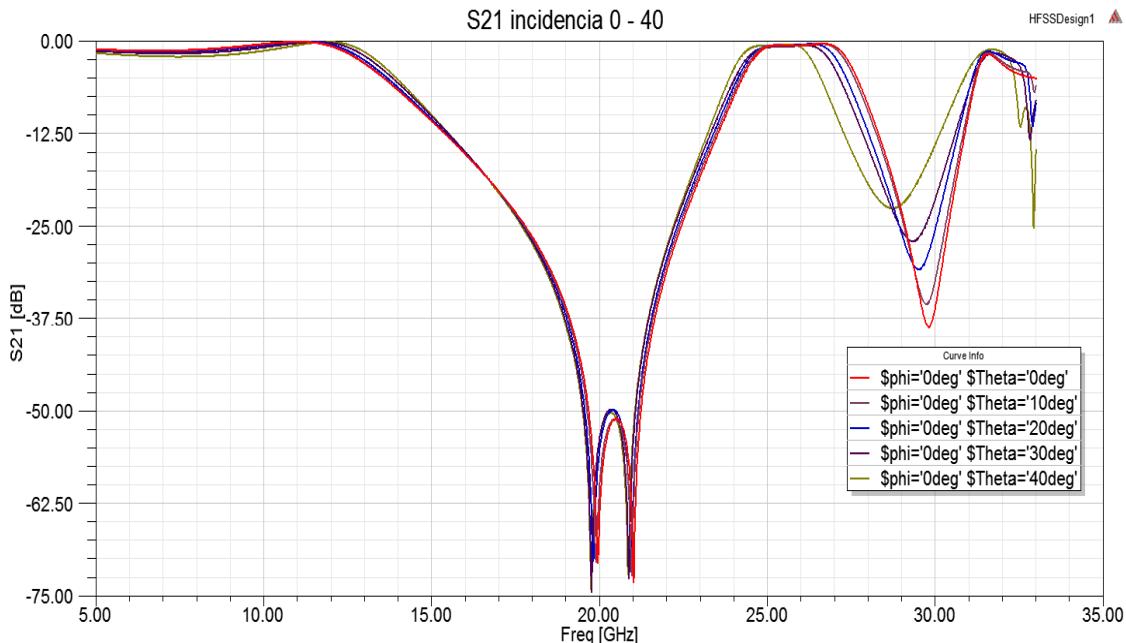
**Figura 2.27** S21 ante modo TM con longitudes óptimas

Por último se verá cómo cambia la respuesta de la FSS ante diferentes ángulos de incidencia, concretamente entre 0º, incidencia normal, hasta 40º, que son los valores más habituales que se pueden encontrar en situaciones reales.



**Figura 2.28** S11 para barrido de 0 a 40 grados

En la Figura 2.28 se observa el efecto de las distintas incidencias sobre el parámetro S11. Se comprueba que en la banda de transparencia el valor mínimo de reflexión se desplaza más de 1 GHz entre el caso más favorable, incidencia normal, y el peor caso, incidencia a 40 grados. Este desplazamiento provoca que la respuesta a 40 grados no sea tan perfecta, ya que en los primeros MHz de la banda de transparencia no se consigue un nivel de reflexión suficiente, a partir de los 11 GHz sería cuando funcionase correctamente con este ángulo de incidencia. El resto de ángulos en esta primera banda de interés siguen funcionando correctamente. En cuanto a las otras dos zonas de interés, 20 GHz y 30 GHz, donde debe haber reflexión total se observa que ningún ángulo de incidencia da problemas y el valor del S11 sigue estando en los 0 dB.



**Figura 2.29** S21 para barrido de 0 a 40 grados

En la Figura 2.29 se muestra el parámetro S21 y se comprueba que en la banda donde la estructura debe transmitir la respuesta es prácticamente idéntica ante cualquier incidencia. Lo mismo pasa a 20 GHz, donde el mínimo de transmisión se sitúa en 20 GHz ante cualquier incidencia. Las diferencias más significativas se observan en 30 GHz: la diferencia en el ángulo de incidencia se traduce en un desplazamiento en frecuencia del punto de mínima transmisión provocando una diferencia de aproximadamente 25 dB entre el nivel de transmisión con incidencia normal y el nivel con un ángulo de incidencia de 40 grados. Aun así, el nivel alcanzado en ese peor de los casos podría ser suficiente para conseguir un correcto funcionamiento.

Con esto quedaría cerrado este capítulo, en el que tras la explicación del entorno de trabajo y el simulador se ha desarrollado el análisis de una estructura multicapa capaz de transmitir en banda Ku y de aportar reflexión total a dos frecuencias de la banda Ka. Se han encontrado los valores óptimos de las longitudes de todos los elementos de la estructura, se ha comprobado que ésta es capaz de responder idénticamente ante incidencias TE y TM, y además se ha estudiado el efecto de los diferentes ángulos de incidencia sobre la respuesta frecuencial.

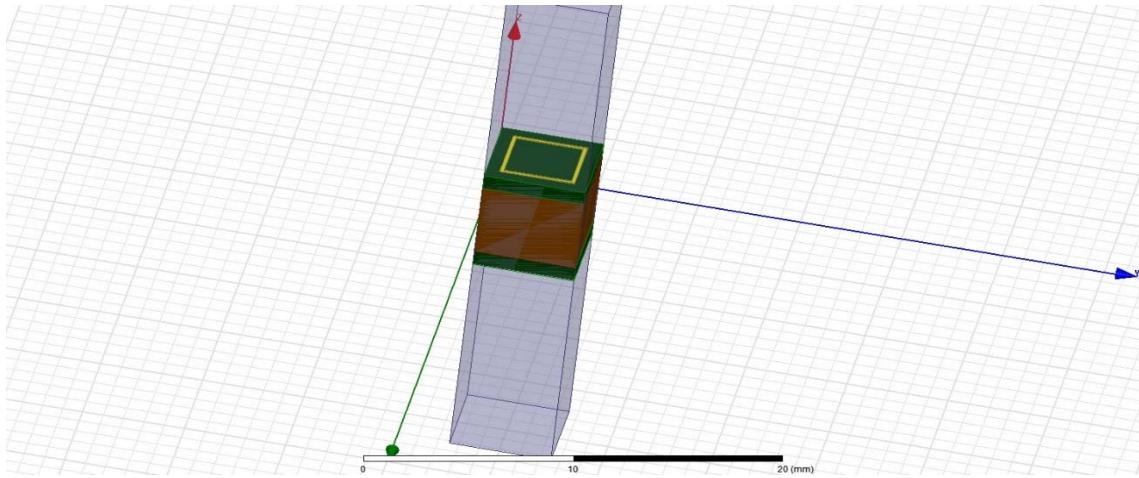
## Capítulo 3

# Diseño de una estructura en banda X

Una vez se ha realizado el análisis completo de la estructura anterior, el objetivo del trabajo era diseñar una estructura de doble capa capaz de separar la banda considerada de trabajo comprendida entre aproximadamente 10 y 12 Ghz en dos subbandas mediante la introducción de un nulo en transmisión centrado aproximadamente en 11 Ghz. Como objetivo adicional de diseño se intentará obtener un buen rechazo hasta la banda de milimétricas (30 Ghz).

La estructura analizada previamente, presentaba nulos en transmisión en las bandas en torno a 20 y 30 Ghz y resultaba transparente en la banda entre 10 y 12 Ghz. El control de esta última zona venía determinado básicamente por el anillo que también controlaba el nulo en 20Ghz. Por tanto, para el desarrollo de la nueva estructura se partirá inicialmente de la anterior, y se realizarán los cambios convenientes para obtener los resultados que más interesen.

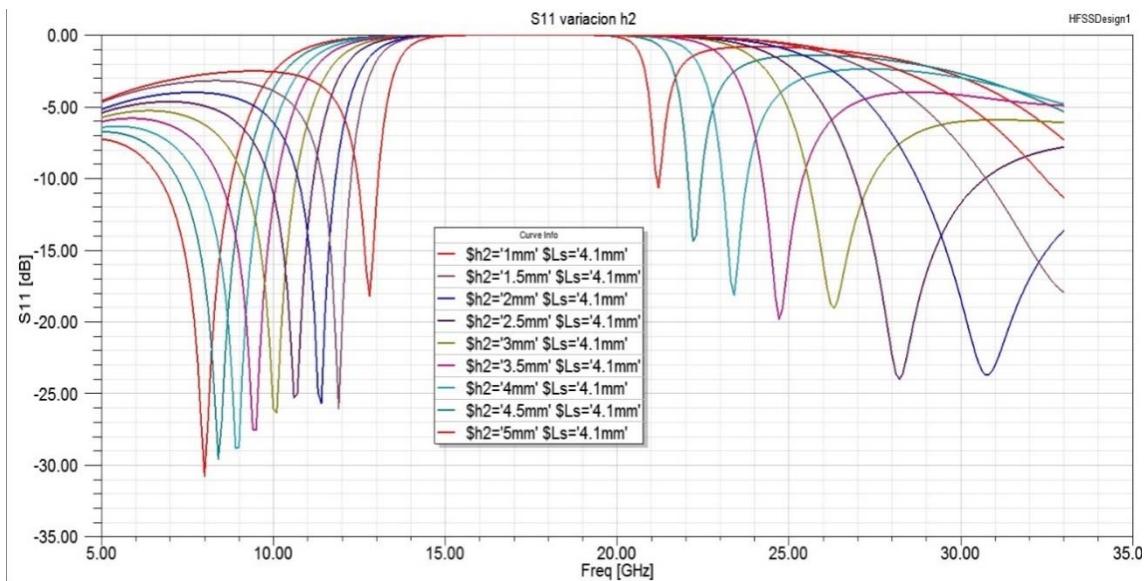
Para comenzar a dar forma al diseño, lo primero que se ha hecho ha sido el estudio y simulación del anillo interior de la estructura anterior. Como se ha visto en las simulaciones previas, los dipolos exteriores controlaban la respuesta a las frecuencias más altas, y eran el anillo interior, junto con el espesor del substrato encargado de separar ambas capas, los encargados de controlar la respuesta a las frecuencias más bajas. Por tanto, y como punto de partida para el nuevo diseño, se ha construido en el simulador una nueva celda igual a la anterior pero eliminando los dipolos exteriores, como la mostrada en la Figura 3.1.



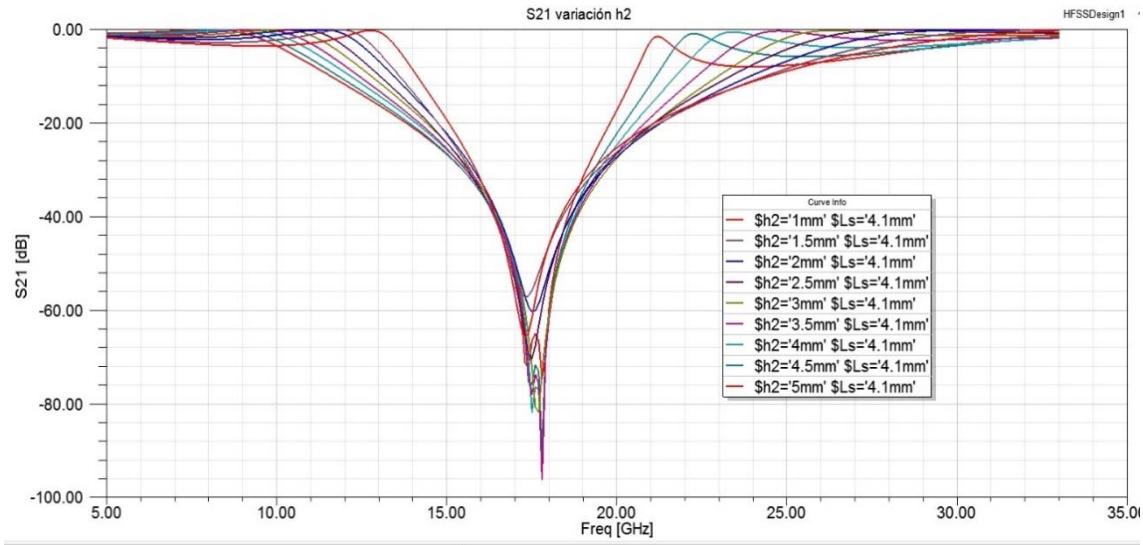
**Figura 3.1.** Nueva celda unidad tras la supresión de los dipolos exteriores en ambas capas.

A continuación se han realizado diferentes simulaciones para tratar de caracterizar completamente su respuesta, analizando el efecto de cada parámetro. En este caso los parámetros son la longitud de los lados del anillo,  $L_s$ , y la anchura del substrato intermedio,  $h_2$ . Entendiendo bien el efecto que éstos producen, se podrá dar el siguiente paso hacia la nueva estructura.

La primera simulación, cuyos resultados se muestran en las Figuras 3.2 y 3.3 para reflexión y transmisión, respectivamente, se corresponde con la respuesta para distintos valores de espesor del substrato, dejando una longitud fija de 4.1 mm de los lados del anillo.



**Figura 3.2.** Variación del parámetro  $S_{11}$  respecto a la anchura del substrato  $h_2$ .

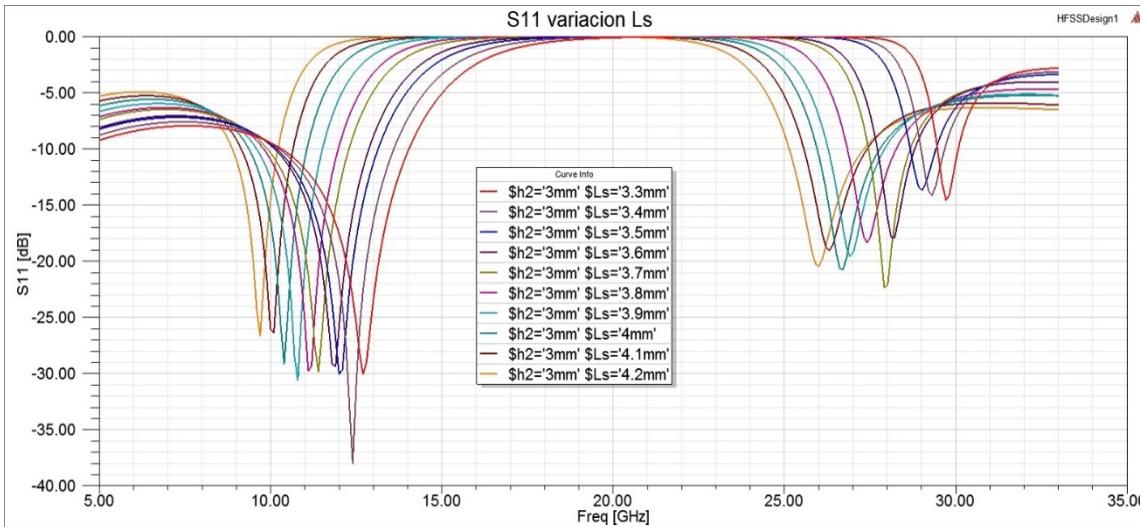


**Figura 3.3.** Variación del parámetro S21 respecto a la anchura del substrato h2.

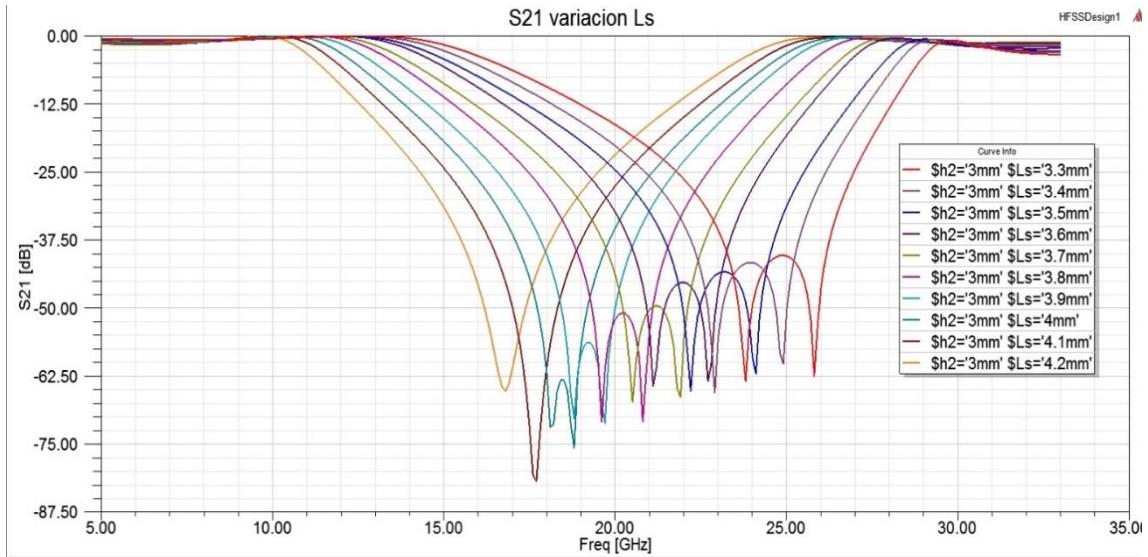
En la Figura 3.2, donde se representa el parámetro S11, se comprueba que hasta 33 GHz se producen dos nulos muy marcados en reflexión que al aumentar el espesor del substrato 2 se desplazan a frecuencias inferiores, más suavemente en el caso del nulo de frecuencia inferior y de forma más brusca en el de frecuencia superior.

En la Figura 3.3, donde está representado el parámetro S21, se comprueba que si el valor del espesor es demasiado bajo, se pierden cerca de 5 dB en transmisión a nuestra frecuencia de interés, por el contrario si el valor es demasiado alto, la caída hacia el nulo en transmisión se produce a frecuencias dentro de la banda de trabajo, lo cual tampoco interesa en absoluto.

A continuación se analiza el efecto de la variación de la longitud de los lados del anillo, Ls, dejando fijo a 3 mm el valor del espesor de substrato.



**Figura 3.4.** Variación del parámetro S11 respecto a la longitud de los lados del anillo, Ls

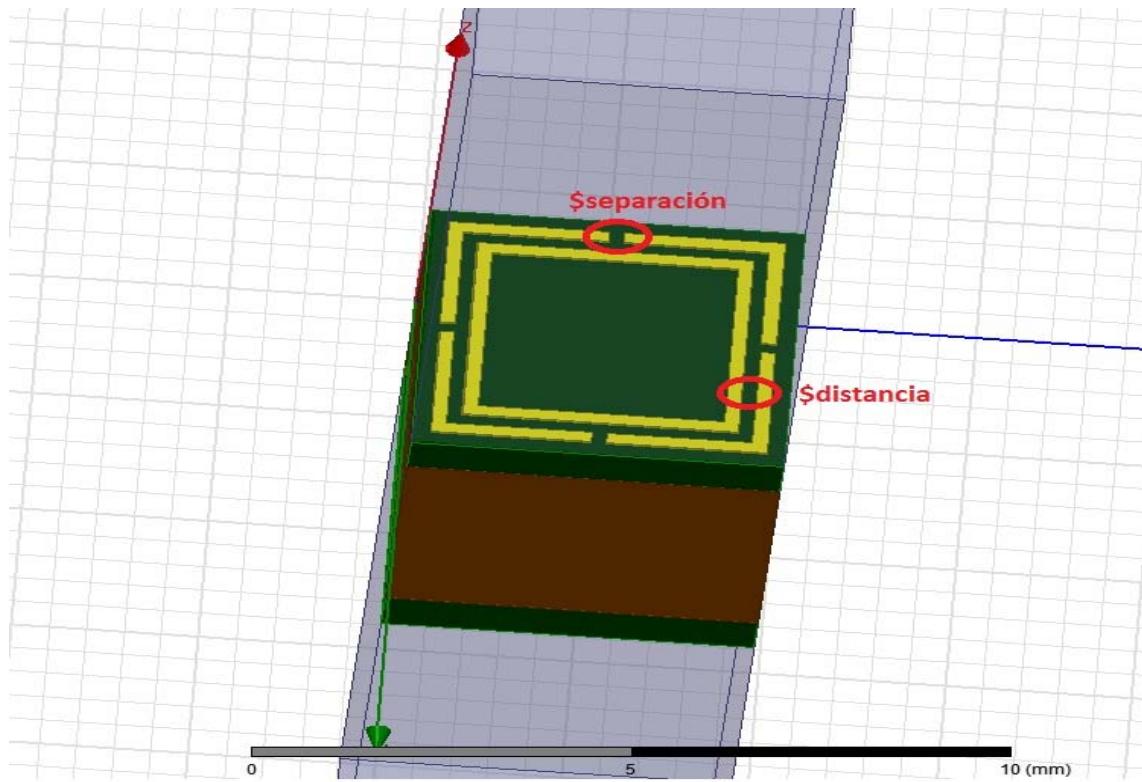


**Figura 3.5.** Variación del parámetro S21 respecto a la longitud de los lados del anillo, Ls

En los resultados correspondientes que se muestran en las Figuras 3.4 y 3.5 se observa que de nuevo se pueden controlar las localizaciones de los nulos. En el parámetro S11 de manera bastante suave, tanto a frecuencias altas como bajas, lo que permite un ajuste más fino que la variación del espesor del substrato. En el parámetro S21 es donde se observan los mayores cambios con respecto al caso anterior, en el cual el nulo de transmisión se producía aproximadamente a la misma frecuencia, y tenía cierta atenuación en la banda de interés para algunos valores. En este caso, fijando el espesor del substrato a un valor, se puede cambiar la frecuencia a la cual se sitúa el nulo de transmisión además de variar la frecuencia en la banda de interés a la cual empieza a descender el parámetro S21 y deja de estar en los ideales 0 dB.

Estos resultados no son exactamente los que se buscan para el diseño, pero sí que tienen algunas cosas en común que se pueden utilizar para seguir progresando a partir de esta estructura. La doble resonancia que produce este anillo es la respuesta buscada para la nueva estructura, sin embargo, se observa que en el anillo esa doble resonancia se produce fuera de la banda de trabajo, a frecuencias mucho mayores, por tanto, se ha de buscar la forma de conseguir esa doble resonancia en la banda. Para ello se necesitará encontrar otra estructura resonante en la banda X que trabajando conjuntamente con el anillo consiga la mencionada respuesta.

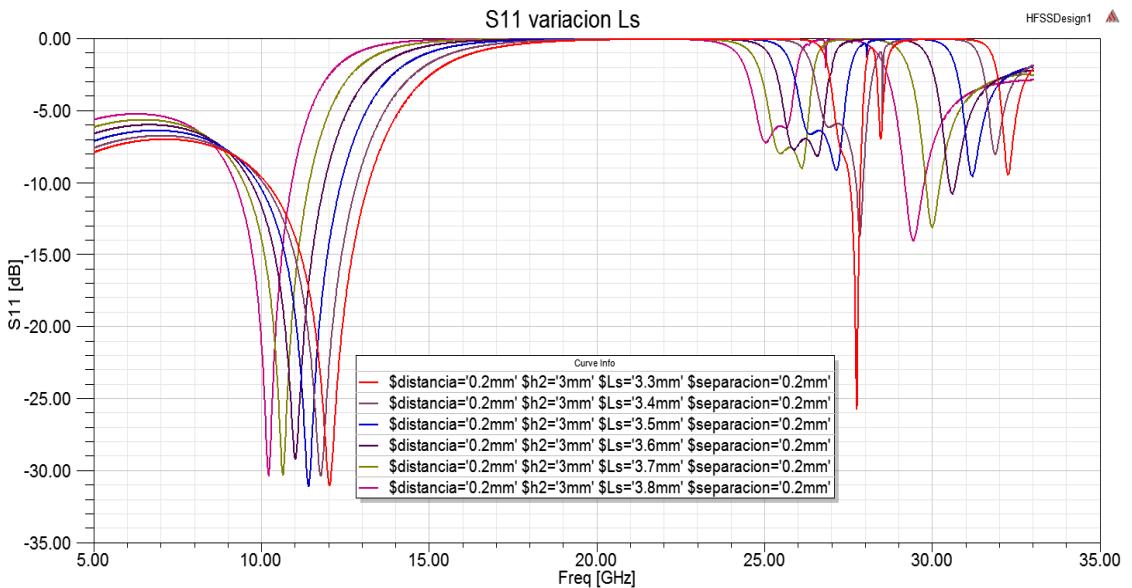
Una primera propuesta en la búsqueda de la solución está compuesta por el anillo anterior y unas líneas acodadas externas tal y como se muestra en la Figura 3.6.



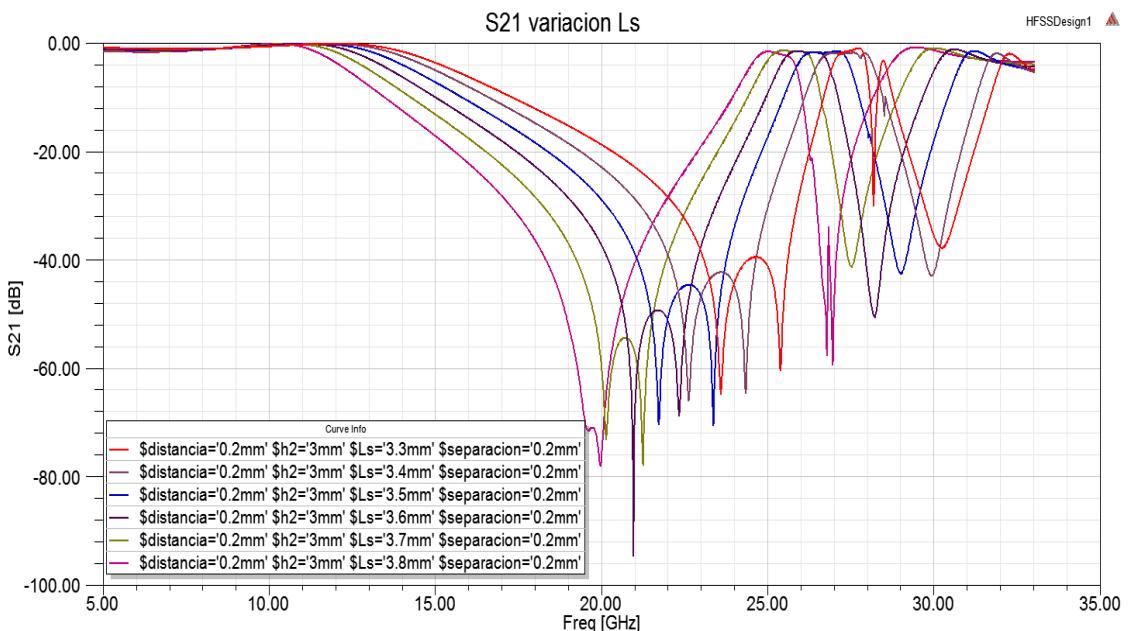
**Figura 3.6** Nueva celda unidad, anillo con brazos exteriores. Señaladas en rojo las dos nuevas variables incorporadas.

La respuesta de esta nueva estructura vendrá determinada por la interacción de los campos entre el anillo y las líneas externas, por tanto se añaden dos nuevos parámetros críticos al diseño, a parte de los lados del anillo y el substrato, éstos son la separación entre las líneas acodadas y la distancia entre el anillo y las líneas. Para analizar la respuesta de la nueva estructura se han definido dos nuevas variables, \$separación y \$distancia, y se ha definido la geometría de la estructura siempre en función de las cuatro variables, de tal forma que en las posteriores simulaciones, como se ha hecho anteriormente, se puedan analizar los valores de éstas que interese.

A continuación se analiza la influencia de cada uno de éstos parámetros sobre la respuesta de esta superficie.



**Figura 3.7** Variación del parámetro S11 respecto a la longitud de los lados del anillo, Ls

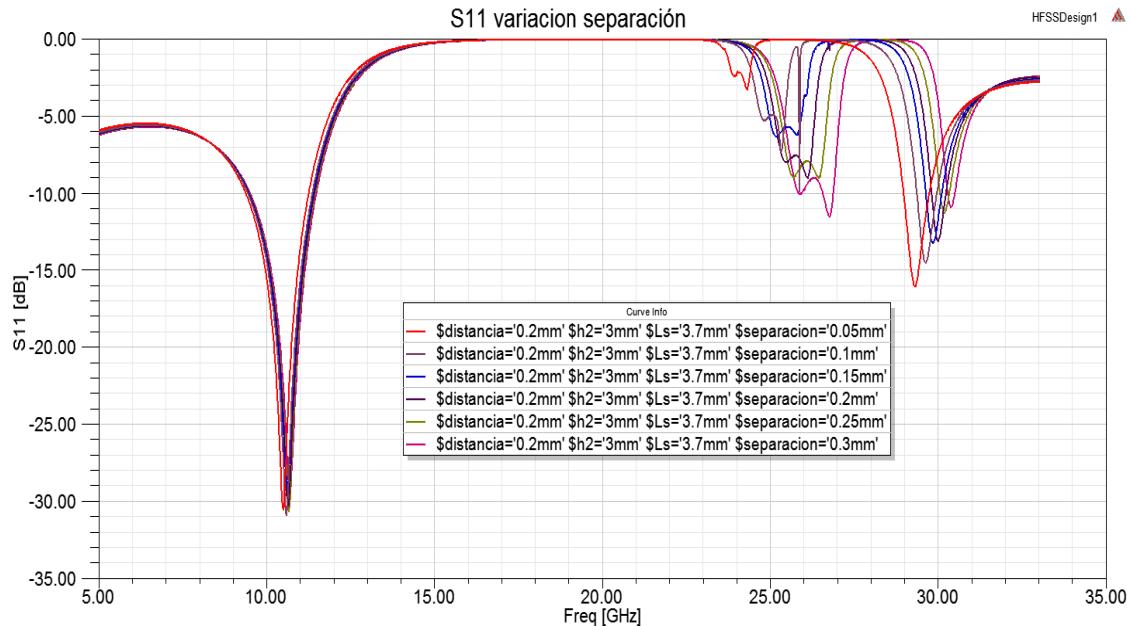


**Figura 3.8** Variación del parámetro S21 respecto a la longitud de los lados del anillo, Ls

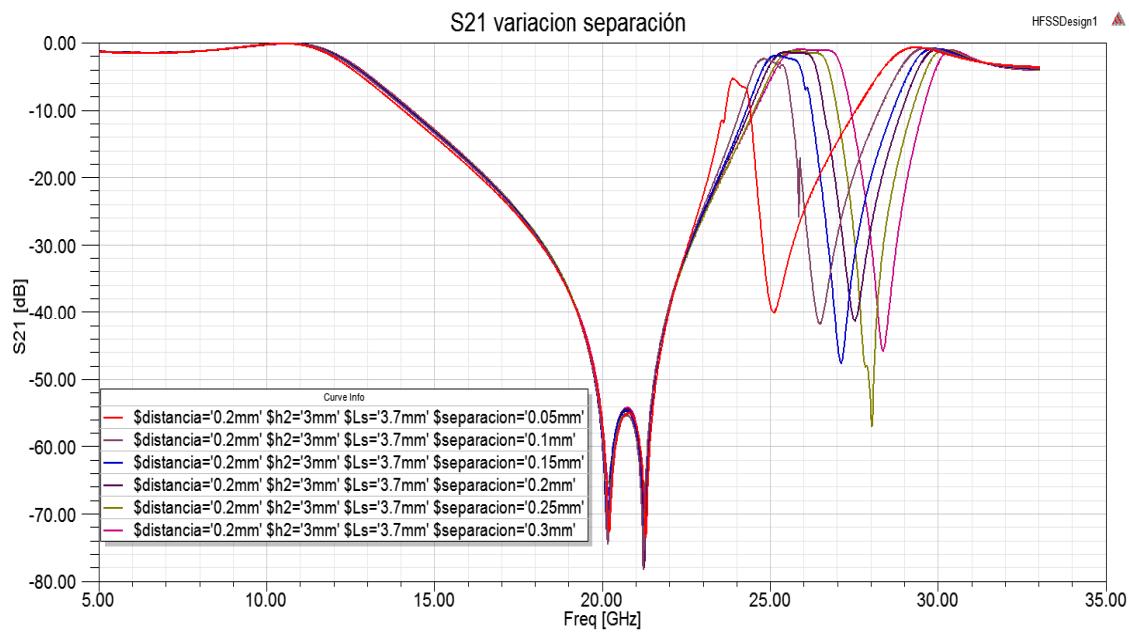
En las figuras 3.7 y 3.8 se muestran los resultados de la variación de la respuesta con Ls, es decir, de los lados del anillo y la longitud de las líneas acodadas, que siempre mantienen fijas la separación y la distancia con el anillo.

Se comprueba que la respuesta dentro de la banda X se mantiene bastante estable, tanto la reflexión como la transmisión se mantienen en los mismos niveles que antes y las frecuencias en las que se sitúa el mínimo, en reflexión, y el máximo, en transmisión, son prácticamente las mismas. Sin embargo a frecuencias altas sí que se observan cambios significativos: aparecen zonas de reflexión total que en transmisión provocan una caída de niveles generalizada muy acusada en algunas bandas frente a la transmisión casi total con la estructura anterior.

Si se analiza la respuesta en función de la separación entre las líneas acodadas se observa que la variación de este parámetro no tiene influencia alguna en la banda de interés, sino que, tanto en transmisión como en reflexión, altera la respuesta a las frecuencias más altas permitiendo, para valores pequeños incrementar el nivel de reflexión en dicha banda, como puede observarse en las Figuras 3.9 y 3.10.

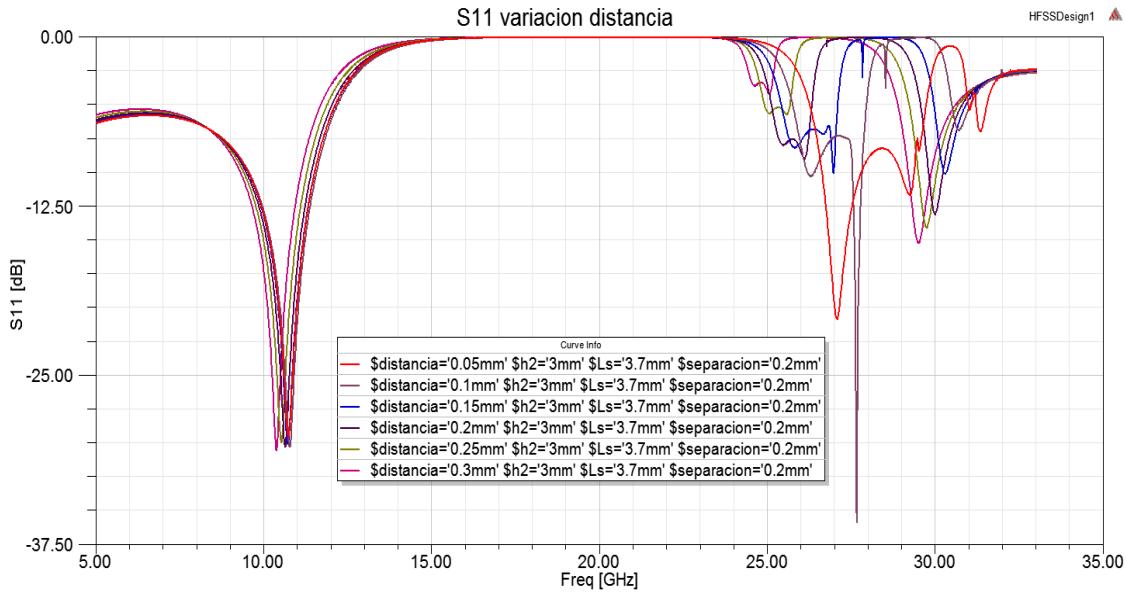


**Figura 3.9** Variación del parámetro S11 respecto a la separación entre brazos y anillo.

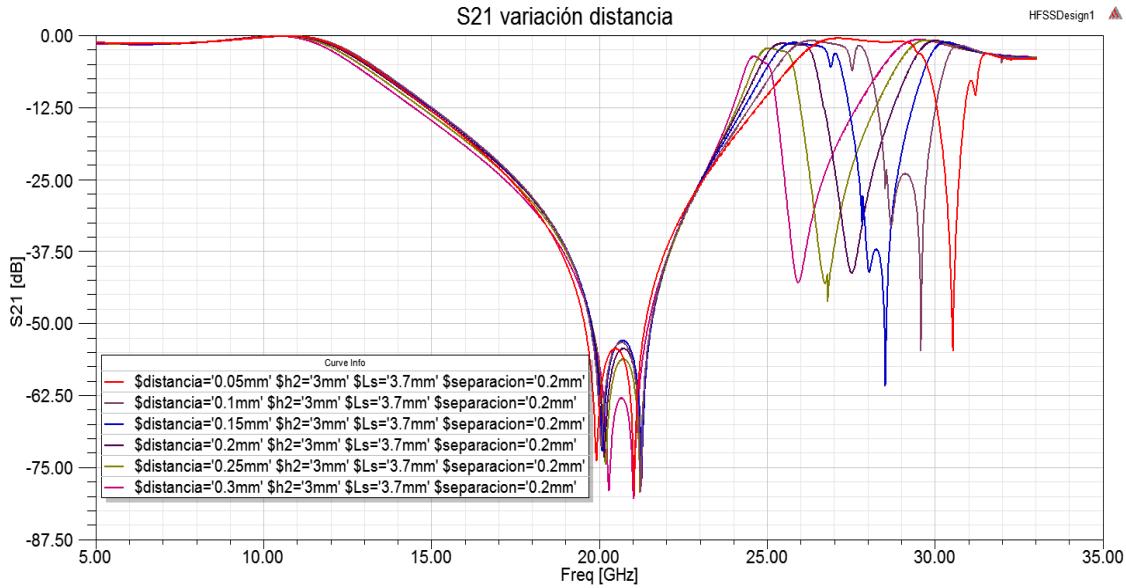


**Figura 3.10** Variación del parámetro S21 respecto a la separación entre brazos y anillo.

Los resultados mostrados en las Figuras 3.11 y 3.12, que corresponden al análisis de la influencia de la distancia entre el anillo y las líneas acodadas, también afectó fundamentalmente a la zona de frecuencia muy por encima y de una forma similar al parámetro previo.



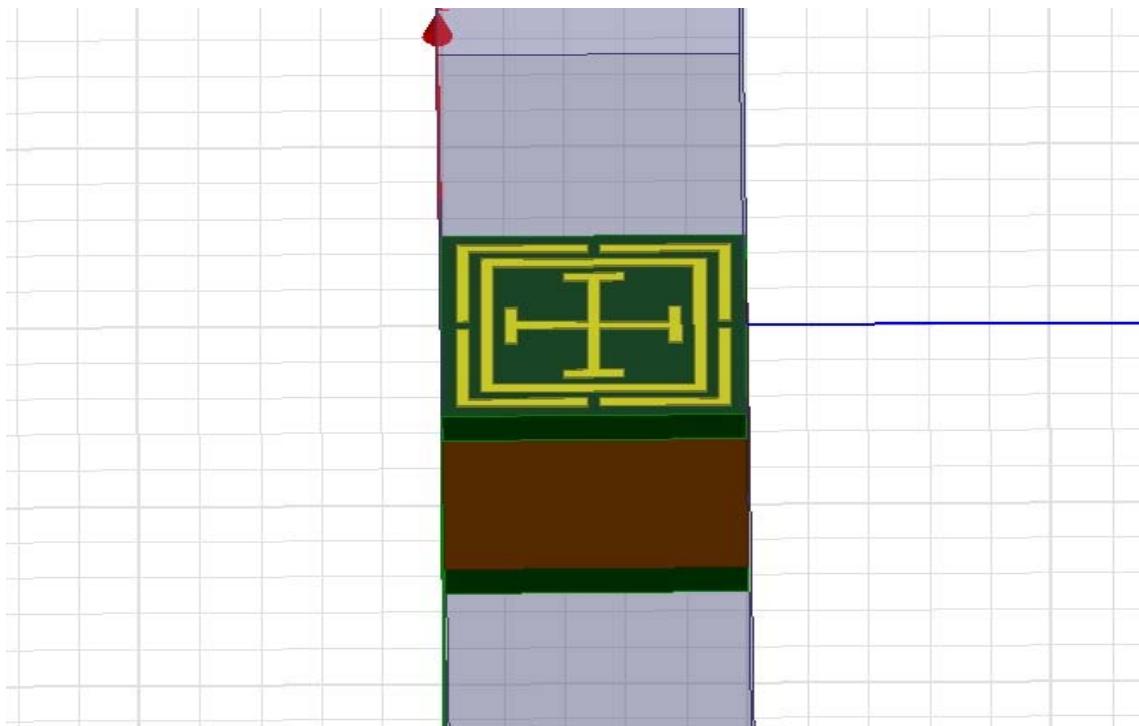
**Figura 3.11** Variación del parámetro S11 respecto a la distancia entre brazos.



**Figura 3.12** Variación del parámetro S21 respecto a la distancia entre brazos.

Dados estos resultados parece evidente que aún se sigue necesitando la incorporación de una estructura resonante a frecuencias más bajas que permita obtener una doble resonancia en la banda de trabajo y contribuya a incrementar el rechazo a frecuencias superiores a las de interés.

La nueva propuesta partirá de la estructura anterior, la cual ya se ha caracterizado, y consistirá en la adición en el interior del anillo de una estructura en forma de cruz con unos brazos cargados en sus extremos. En la Figura 3.13 se muestra el nuevo diseño propuesto.

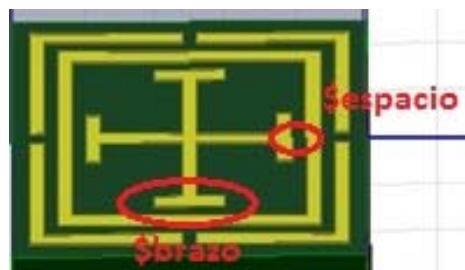


**Figura 3.13** Celda unidad del nuevo diseño.

Es importante no perder de vista un aspecto fundamental que se está respetando en cada uno de los diferentes diseños, y es la simetría física de éstos, ya que uno de los objetivos prioritarios es conseguir una respuesta similar para incidencias TE y TM, y es precisamente esta simetría la que aportará esta importante propiedad.

En este nuevo diseño de nuevo aparecen parámetros que serán críticos a la hora de obtener unos resultados u otros, y se deben introducir a la geometría en forma de variables que después se barrerán en las simulaciones. Dichos parámetros en este caso son la longitud de los brazos cargados en los extremos de la cruz, y el espacio entre los brazos cargados y el anillo.

De esta manera, el diseño viene determinado por los distintos valores que puedan tomar siete variables en total, las cuatro que ya se han mencionado en los dos anteriores diseños, las dos que se han incorporado ahora, \$espacio y \$brazo, y la anchura de las líneas, aunque esta última siempre ha permanecido como un valor fijo de 0.2 mm. En la Figura 3.15 se muestran estas variables tal y como aparecen en el menú de variables de HFSS.



**Figura 3.14** Nuevas variables \$espacio y \$brazo.

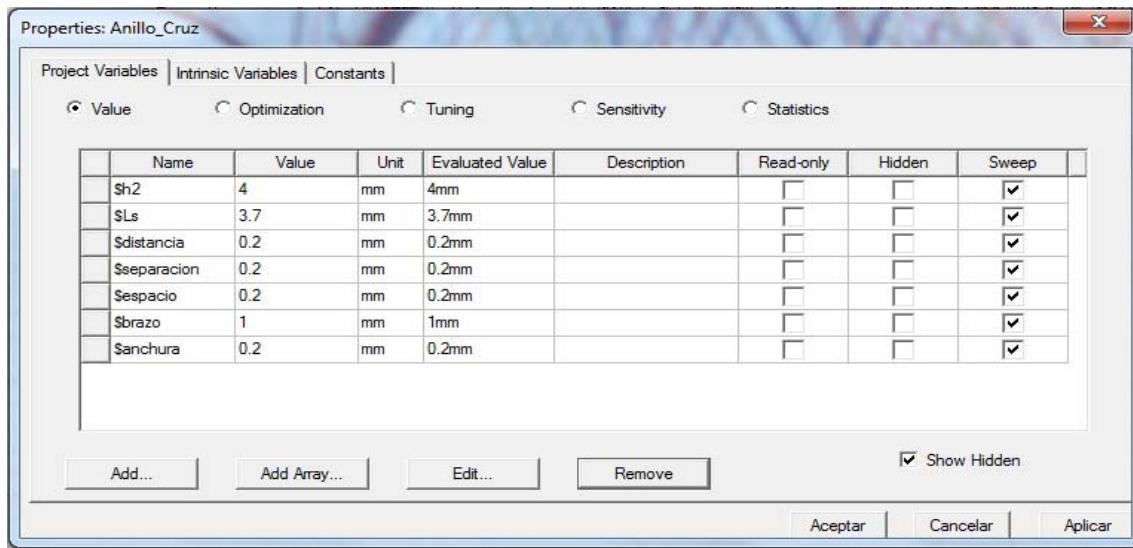


Figura 3.15 Menú de variables del proyecto en HFSS.

En primer lugar, para ayudar a comprender como afecta la nueva estructura integrada al diseño, se ha hecho un barrido de la longitud de los brazos de la cruz entre 0.5 mm y 3 mm y un segundo barrido del espacio entre dichos brazos y el anillo desde 0.05 mm hasta 0.4 mm. El resto de variables se han fijado a los valores mostrados en la Figura 3.16 de tal manera que los diferentes resultados obtenidos sean producto de las diferentes configuraciones de la nueva estructura. En este caso en la Figura 3.16 solo se muestran los resultados correspondientes a la respuesta en reflexión.

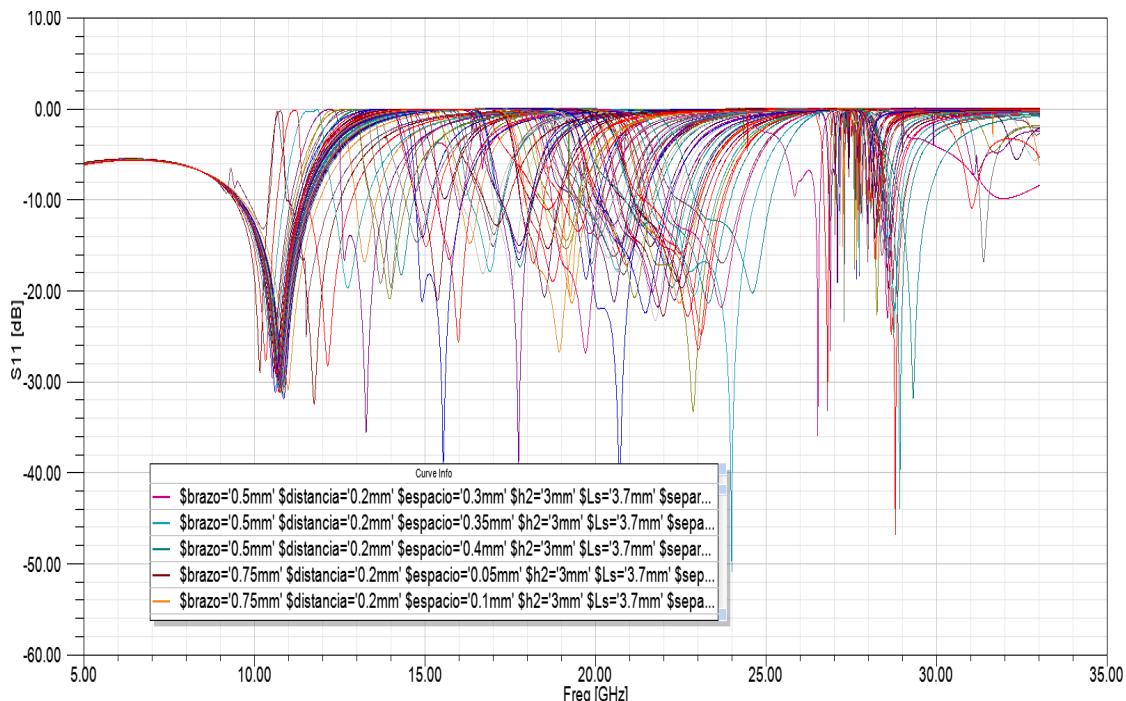
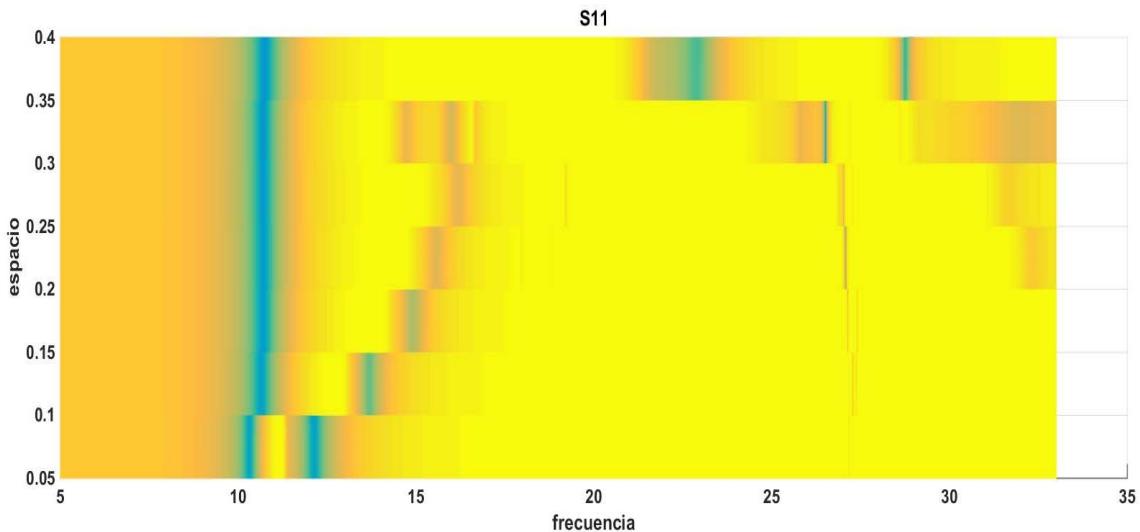


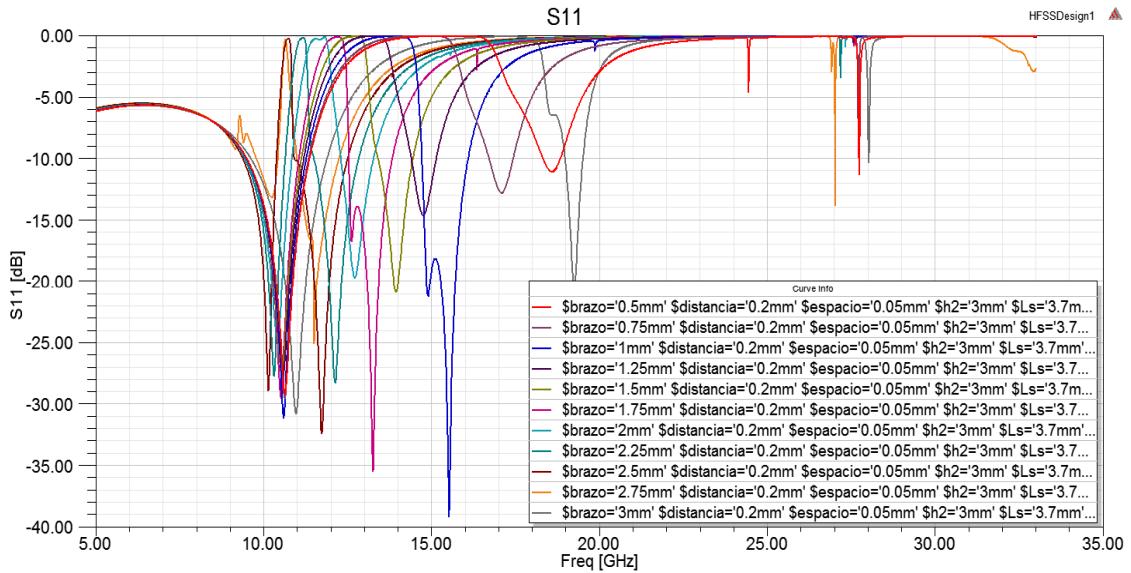
Figura 3.16 Variación del parámetro S11 respecto a la longitud de los brazos cargados de la cruz y al espacio entre éstos y el anillo.

A primera vista no parece que se hayan obtenido los resultados esperados, apareciendo multiplicidad de nulos y máximos en la zona alejada de la banda de trabajo. Sin embargo, si se observa detenidamente, se comprueba que, para los valores más pequeños de espacio entre el anillo y los brazos, aparece en el interior de la banda de trabajo una banda de rechazo localizada en la banda de interés.

Haciendo uso del script de Matlab desarrollado con anterioridad, fijando un valor constante para la longitud de los brazos y haciendo un barrido de los diferentes espacios entre el anillo y los brazos se obtienen los resultados en reflexión mostrados en la Figura 3.17. Cuanto menor sea el nivel en dB del parámetro S11 más azul se ve en la imagen, y cuanto mayor sea el nivel, más amarillo. Por tanto las zonas azules marcan la zona de nulos en reflexión de la estructura y se observa muy claramente al disminuir el espaciado entre brazos y anillo, aparece un máximo de reflexión en el centro de la zona de trabajo que permite generar las bandas de transmisión separadas por una zona de reflexión total. De hecho, el único espaciado que permite introducir el máximo de reflexión partiendo en dos la banda de interés es 0.05 mm. Si el objetivo hubiese buscado lo mismo en la banda Ka, se podría conseguir con mayores espaciados tal y como se muestra en la Figura 3.17.

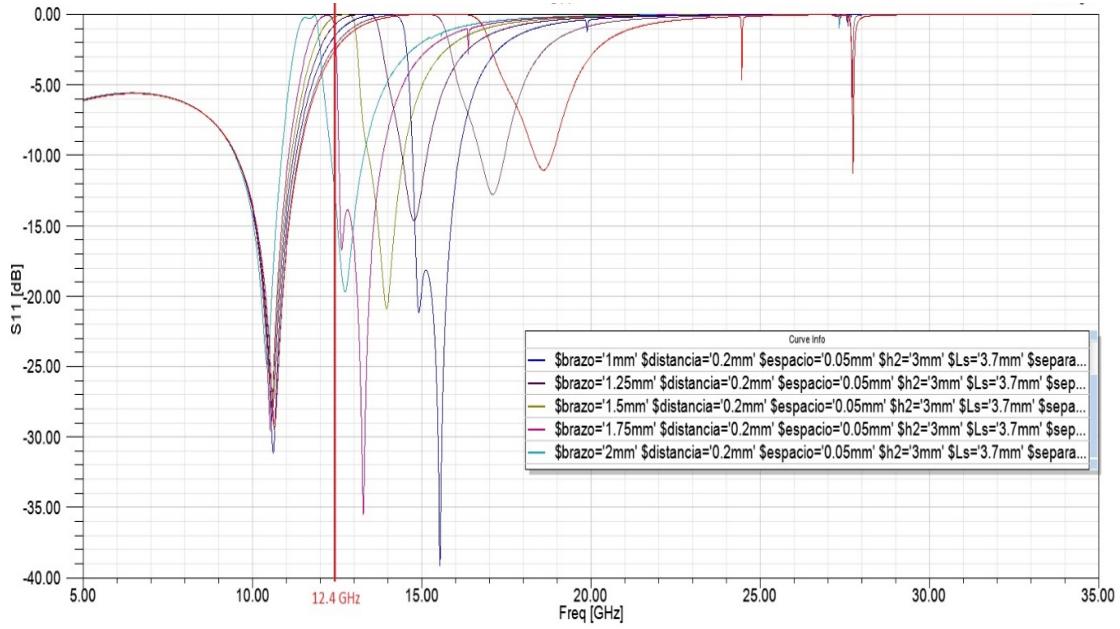


**Figura 3.17** Variación del S11 respecto al espacio entre los brazos y el anillo. Simulación con Matlab.

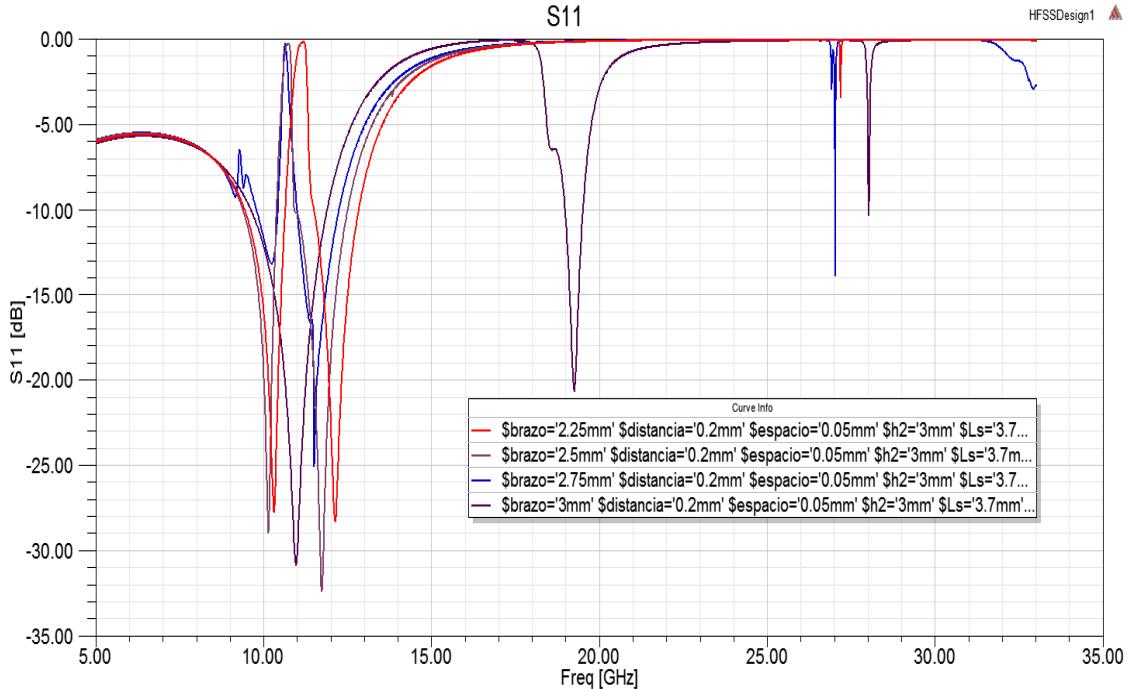


**Figura 3.18** Variación del parámetro S11 respecto a la longitud de los brazos cargados de la cruz y al espacio entre éstos y el anillo. Espacio fijado a 0.05 mm.

Para analizar la respuesta con la longitud del brazo, se va a seleccionar la separación de 0.05 mm entre brazos y anillo, que era la única que presentaba el máximo de reflexión en la zona de interés. Los resultados para S11, barriendo la longitud del brazo entre 0.5 mm y 3 mm, se muestran en la Figura 3.18. Se observa la aparición de una zona de rechazo muy ancha con el segundo nulo situado muy por encima de la banda de interés que se va estrechando y aproximando a la banda de interés al incrementar la longitud de los brazos. Esta característica puede ser interesante para aplicaciones de banda ancha en banda Ka. Sin embargo, a partir de 2.75 mm, la respuesta se degrada y se transforma claramente a partir de 3 mm. Este comportamiento se aprecia más claramente en las figuras 3.19 y 3.20 donde se presentan las respuestas para longitudes hasta 2 mm y de 2.25 a 3 mm respectivamente. En la primera de estas Figuras se aprecia claramente que el primer nulo está fijado por el estado de partida y como el segundo nulo va aproximándose al anterior de forma gradual proporcionando una zona de rechazo cada vez más estrecha. La línea vertical marcaría el límite de la guía estándar en banda X. En la segunda Figura se comprueba como se introduce en la banda de interés la zona de rechazo y se produce el cambio de respuesta previamente comentado. Cabe destacar el excelente comportamiento a altas frecuencias que impide la transmisión de señales casi hasta 30 GHz para longitudes de brazo en el rango entre 2 y 2.5 mm.

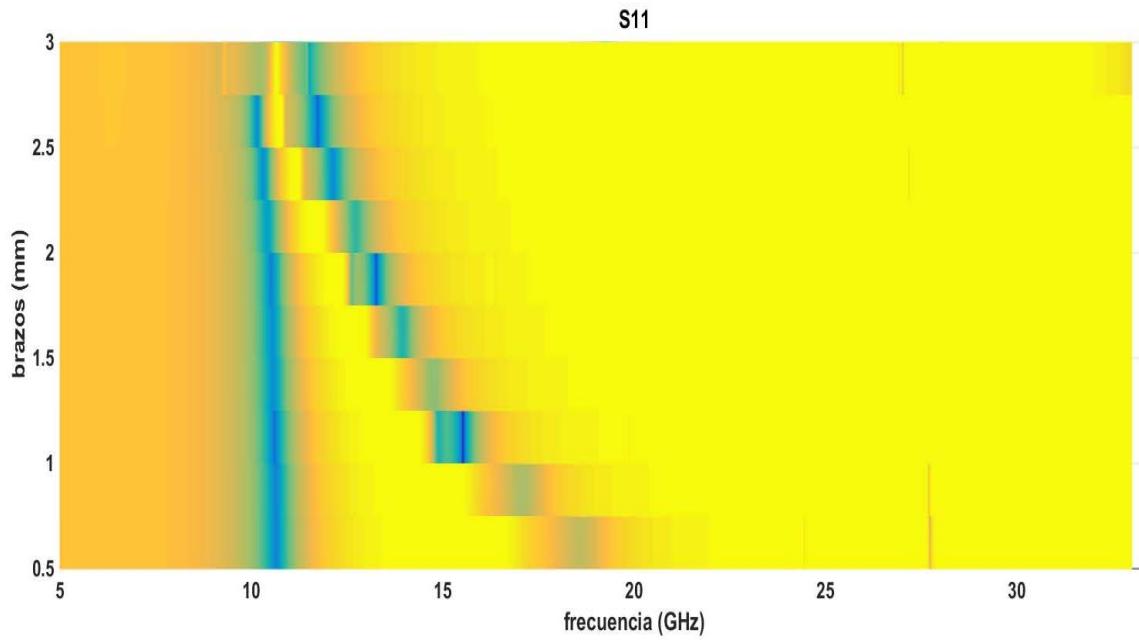


**Figura 3.19** Variación del parámetro S11 respecto a la longitud de los brazos cargados de la cruz y al espacio entre éstos y el anillo. Espacio fijado a 0.05 mm. Longitud de los brazos entre 0.5 mm y 2 mm.



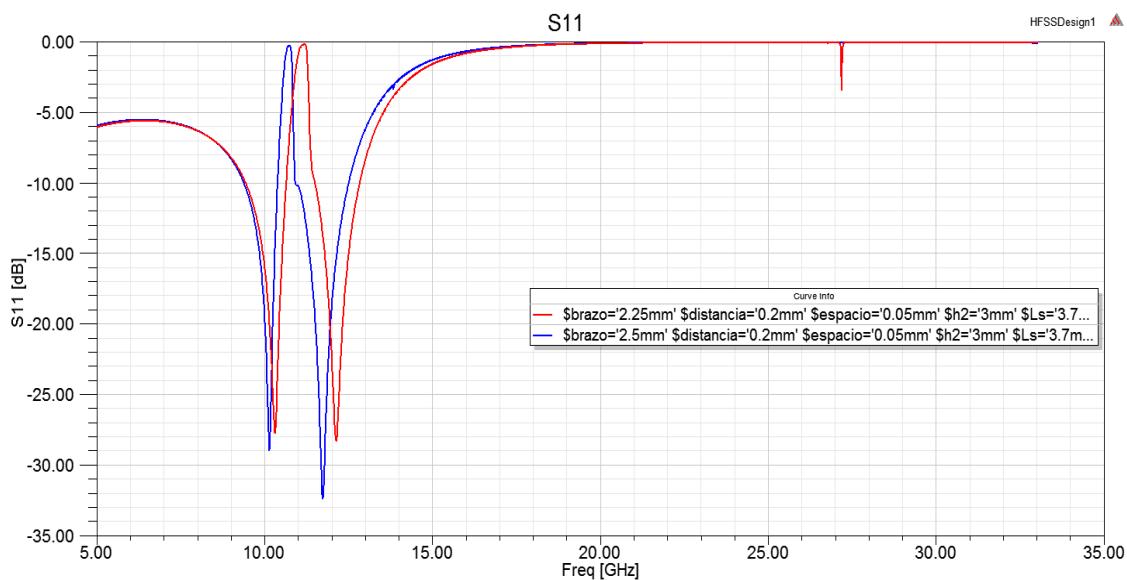
**Figura 3.20** Variación del parámetro S11 respecto a la longitud de los brazos cargados de la cruz y al espacio entre éstos y el anillo. Espacio fijado a 0.05 mm. Longitud de los brazos entre 2.25 mm y 3 mm.

De nuevo, si se utiliza el script de Matlab desarrollado, en la Figura 3.21 se puede observar de una manera más clara todo lo comentado anteriormente. Se aprecia efectivamente que para los valores más bajos de longitud de los brazos la separación entre nulos es demasiado alta, y a medida que aumenta dicha longitud esas zonas se van acercando progresivamente.



**Figura 3.21** Variación del \$S\_{11}\$ respecto a la longitud de los brazos. Simulación con Matlab.

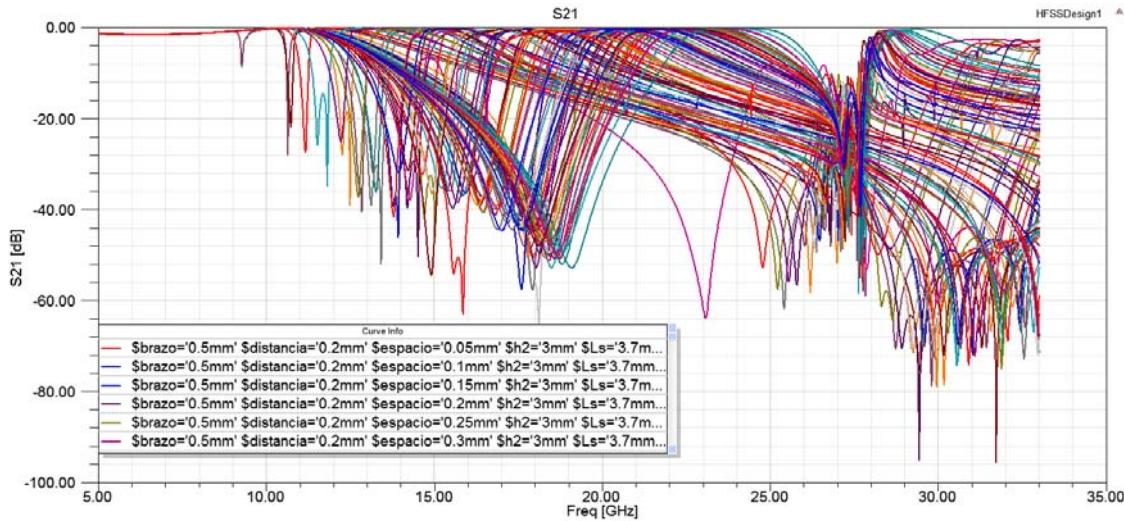
Por tanto para esta simulación concreta, en la que se recuerda, se han dejado fijas otras 4 variables, los valores óptimos de espacio y longitud de brazos son de 0.05 mm y tanto 2.25 mm como 2.5 mm. Los valores de las otras cuatro variables no se han fijado al azar, sino que han sido elegidos de acuerdo a lo obtenido en las simulaciones anteriores para intentar conseguir la mejor respuesta, y son  $h_2=3$  mm,  $L_s=3.7$  mm, distancia=0.2 mm, separación=0.2 mm. En la Figura 3.22 se representa la respuesta final con estos dos últimos valores de la longitud de los brazos para que se vea con detalle el buen funcionamiento proporcionado.



**Figura 3.22** \$S\_{11}\$ con los parámetros óptimos encontrados.

Con ambas longitudes, no solo se consigue dos bandas de transmisión independientes en la banda de trabajo, sino proporcionar un buen rechazo de todas las frecuencias superiores a las de interés.

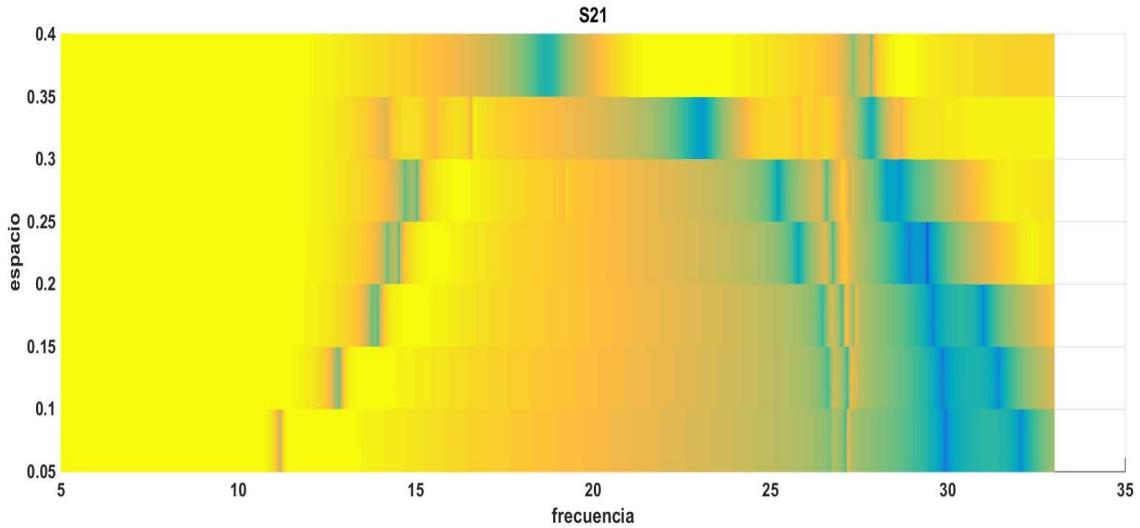
Hasta ahora se ha fijado la atención en el parámetro S11, el cual ha permitido establecer en la banda de transmisión dos subbandas y ha proporcionado una idea bastante clara del funcionamiento de la estructura, que hasta ahora, parece el adecuado. No obstante, hay que comprobar ahora que todo lo demostrado anteriormente está respaldado por la respuesta en transmisión, por tanto se va a proceder al estudio del parámetro S21.



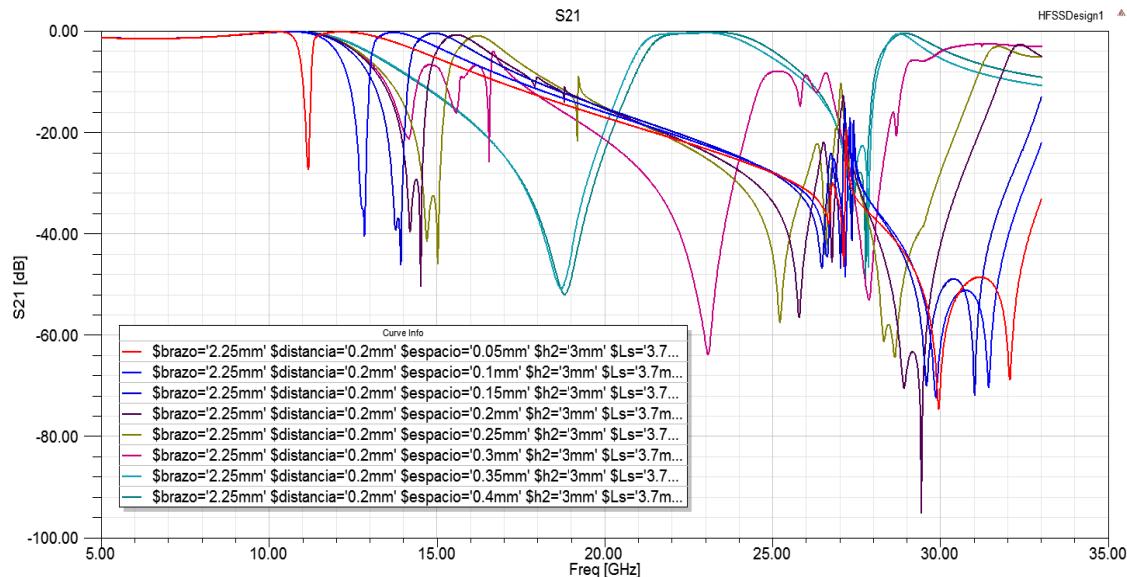
**Figura 3.23** Variación del parámetro S21 respecto a la longitud de los brazos cargados de la cruz y al espacio entre éstos y el anillo.

En la Figura 3.23 anterior se muestran todas las respuestas para todas las posibles combinaciones de espacio y longitud de los brazos. Está claro que no es una imagen muy representativa, de tal modo que se va a proceder a evaluarla más detenidamente intentando comprender el efecto que tienen por separado cada una de las variables, como se hizo anteriormente en la respuesta en reflexión.

Para comenzar, se observa que a las frecuencias bajas, incluida la banda de trabajo, hay un patrón que se repite, un mínimo de transmisión, cuya posición parece depender fuertemente del espacio entre brazos y anillo. Para mostrarlo con más claridad en la Figura 3.24 se muestra el resultado de la simulación para todos los valores de espacio dejando fijo uno de los valores óptimos de longitud de brazos de la respuesta en reflexión: 2.25 mm. Se observa que, efectivamente, ese nulo en transmisión varía fuertemente su posición en función del espacio entre brazos y anillo, así como que sólo para el espacio de 0.05 mm ese nulo está dentro de la banda de trabajo, situándose en 11 GHz, y coincidiendo con el máximo de reflexión visto en las simulaciones anteriores. Además queda patente que, para los valores más bajos del espaciado, la respuesta en transmisión se mantiene a frecuencias altas con niveles bajos.



**Figura 3.24** Variación del S21 respecto al espacio entre los brazos y el anillo. Longitud de los brazos=2.25 mm. Simulación con Matlab.

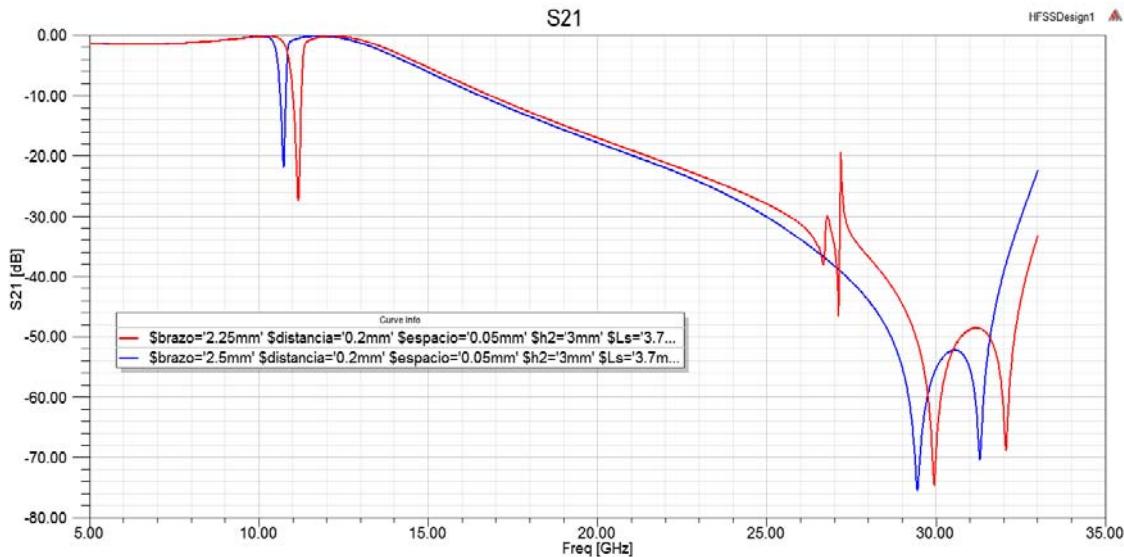


**Figura 3.25** Variación del S21 respecto al espacio entre los brazos y el anillo. Longitud de los brazos=2.25 mm. Simulación con HFSS.

En la Figura 3.25 está representada la misma simulación pero con HFSS, para poder observar más claramente otros datos de interés, como los niveles exactos en dB de esa respuesta en transmisión. La línea roja es la correspondiente al espacio de 0.05 mm y se puede comprobar que dentro de la banda de interés tiene una respuesta muy buena, con unas pérdidas inferiores a 1 dB en toda la banda excepto, claro está, en los 11 GHz donde presenta el nulo en transmisión, con un nivel de aproximadamente -25 dB. A frecuencias más altas el nivel de transmisión cae muy rápidamente rechazando así todas las frecuencias superiores a las de la banda de trabajo.

Cuando se vio la respuesta en reflexión la conclusión a la que se llegó es que los valores óptimos eran los 0.05 mm de espacio y tanto 2.25 mm como 2.5 mm para la longitud de los brazos, por tanto, en esta respuesta en transmisión también debería ser

así para poder corroborar esa conclusión, y, efectivamente, como se muestra en la Figura 3.26, con esos dos valores la respuesta en transmisión es la óptima, aunque los nulos están ligeramente desplazados.



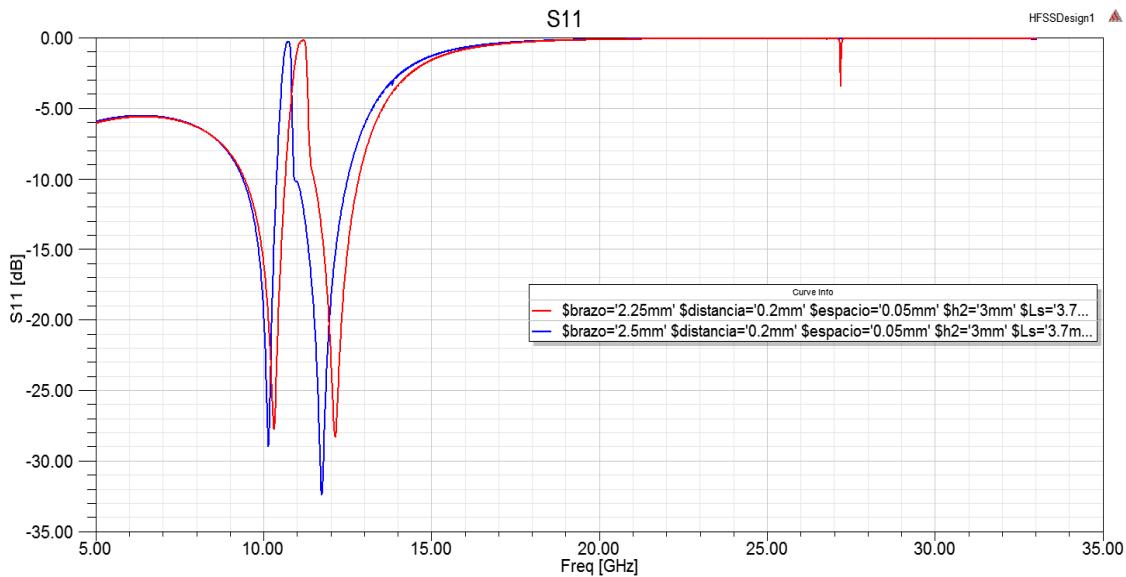
**Figura 3.26** S21 con los valores óptimos de espacio y longitud de los brazos.

Con ambas longitudes se consigue el nulo en transmisión dentro de la banda, con una de unos -25 dB y con la otra de -20 dB, ambos niveles más que suficientes, y una rápida caída del nivel de transmisión a frecuencias superiores a las de trabajo.

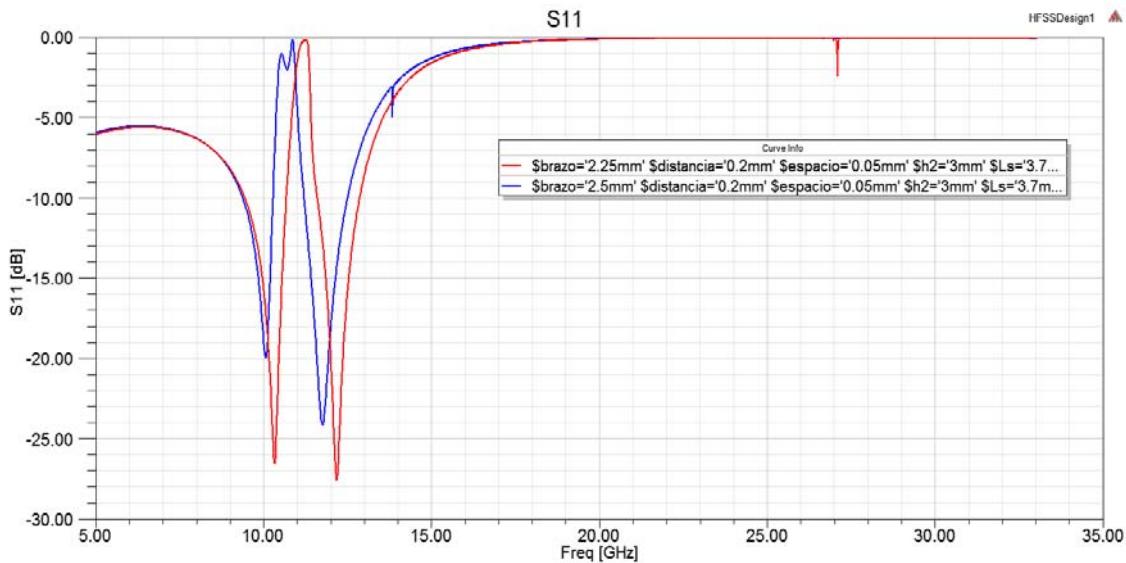
Anteriormente se ha comentado la importancia de presentar una respuesta idéntica para incidencias TE y TM, por ello todos los diseños se han construido de forma simétrica. Es hora de comprobar si este diseño que funciona bien con incidencia TE, funciona de igual manera con incidencia TM. Para ello se van a mostrar a continuación las imágenes de las mismas simulaciones de respuesta en transmisión y reflexión ante ambas incidencias y se elaborará una comparativa entre ellas.

Las simulaciones se han llevado a cabo solo con los valores geométricos óptimos previamente determinados, de manera que se vean muchos más claras las respuestas y puedan intuirse más fácilmente las posibles diferencias.

En primer lugar, en las Figuras 3.27 y 3.28, se presentan las respuestas en reflexión en ambos casos para incidencias TE y TM, respectivamente. Se observa que la respuesta para la longitud de los brazos de 2.25 mm es prácticamente la misma. Sin embargo, para 2.5 mm se observa un incremento del nivel de los nulos, aunque resulta mucho más significativo el ensanchamiento del lóbulo de rechazo y la reducción del nivel del mínimo como consecuencia del desdoblamiento del lóbulo, en unos 7 dB.

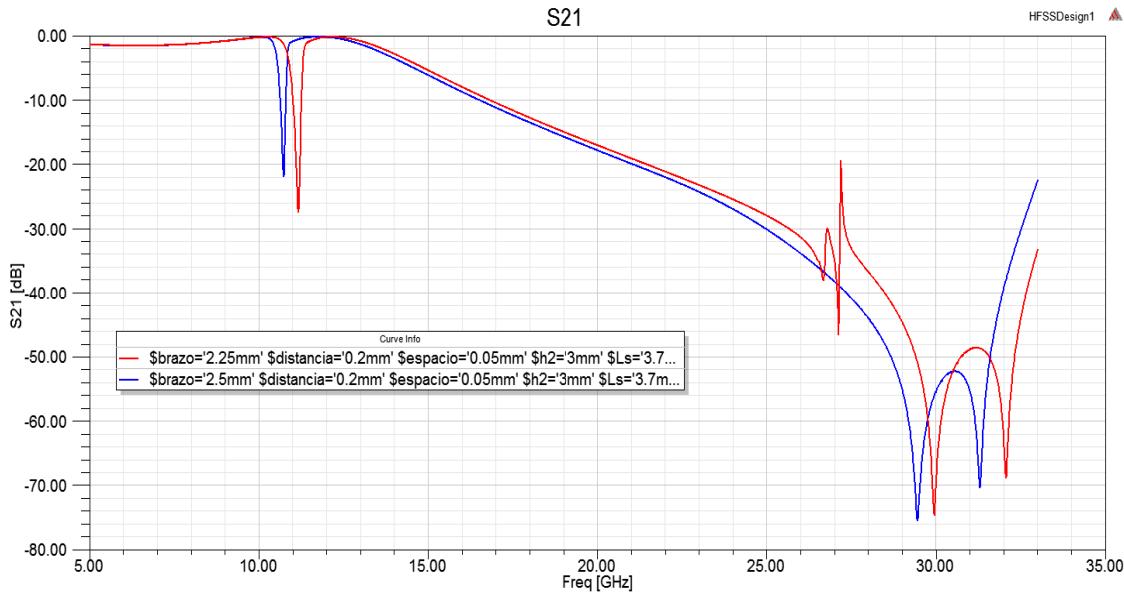


**Figura 3.27** S11 con los parámetros óptimos encontrados. Incidencia TE.

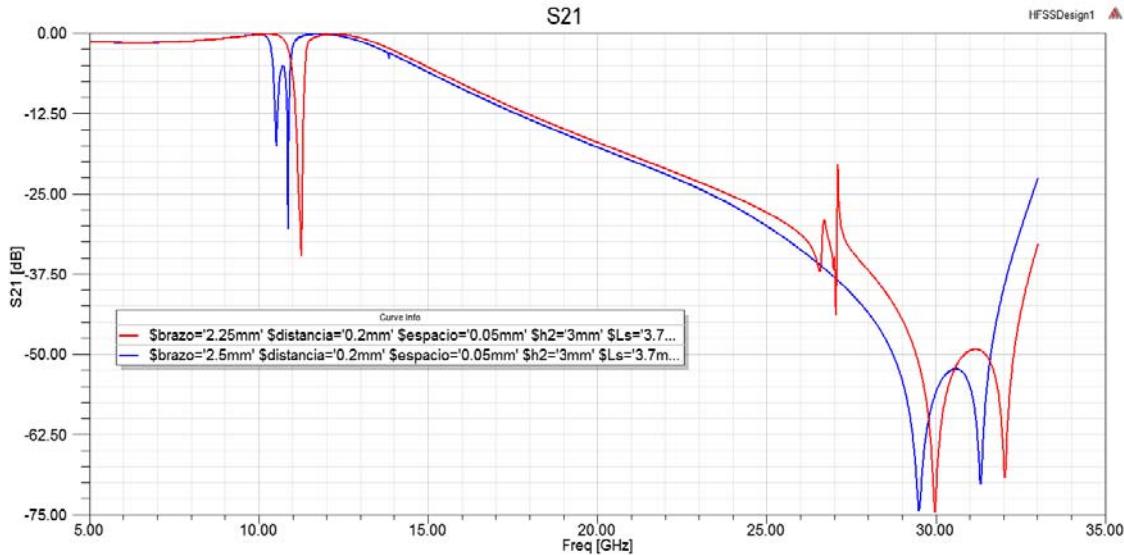


**Figura 3.28** S11 con los parámetros óptimos encontrados. Incidencia TM.

A continuación se analiza la respuesta en transmisión. Parámetro S21.



**Figura 3.29** S21 con los parámetros óptimos encontrados. Incidencia TE.



**Figura 3.30** S21 con los parámetros óptimos encontrados. Incidencia TM.

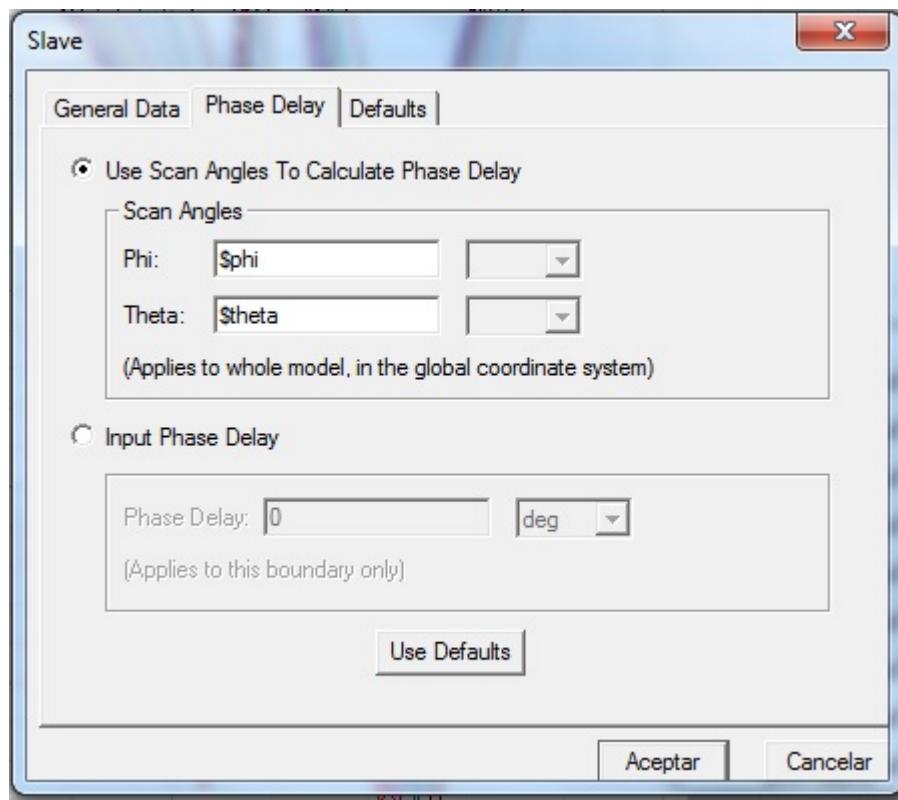
En la respuesta en transmisión, que se representa para ambos casos en las Figuras 3.29 y 3.30, se observa un fenómeno similar. La respuesta para 2.25 mm es prácticamente igual, sin embargo, para 2.5 mm, vuelve a haber diferencias. Puede comprobarse que el nulo en transmisión se ha desdoblado y se ha convertido en dos mínimos de distinto nivel, el primero de ellos de unos -13 dB a 10.4 GHz y el segundo de unos -30 dB a 10.8 GHz, apareciendo entre ellos un máximo local que alcanza los -5 dB.

Teniendo en cuenta estos resultados puede decirse sin ninguna duda que los valores óptimos para el funcionamiento de este diseño, son de 0.05 mm de espacio entre brazos y anillo y 2.25 mm de longitud de los brazos, ya que si bien ante incidencia TE la respuesta se mantiene, ante incidencia TM solo con 2.25 mm ocurre lo mismo.

Para finalizar, se considerará otro aspecto fundamental de las superficies selectivas en frecuencia, su respuesta ante diferentes ángulos de incidencia. Hasta ahora todas las simulaciones se habían realizado suponiendo incidencia normal. Sin embargo una vez esta estructura se encuentre en condiciones de operación iluminada por un alimentador, va a recibir señal desde un abanico de direcciones entre 0º y 20º o 25º típicamente, y se ha de garantizar un correcto funcionamiento para esas posibles incidencias o determinar cuál es su límite en cuanto a direcciones de iluminación.

Para la realización de este análisis, en el que se busca conocer la respuesta ante los ángulos de incidencia, se han integrado dos nuevas variables en el diseño, los ángulos theta y phi.

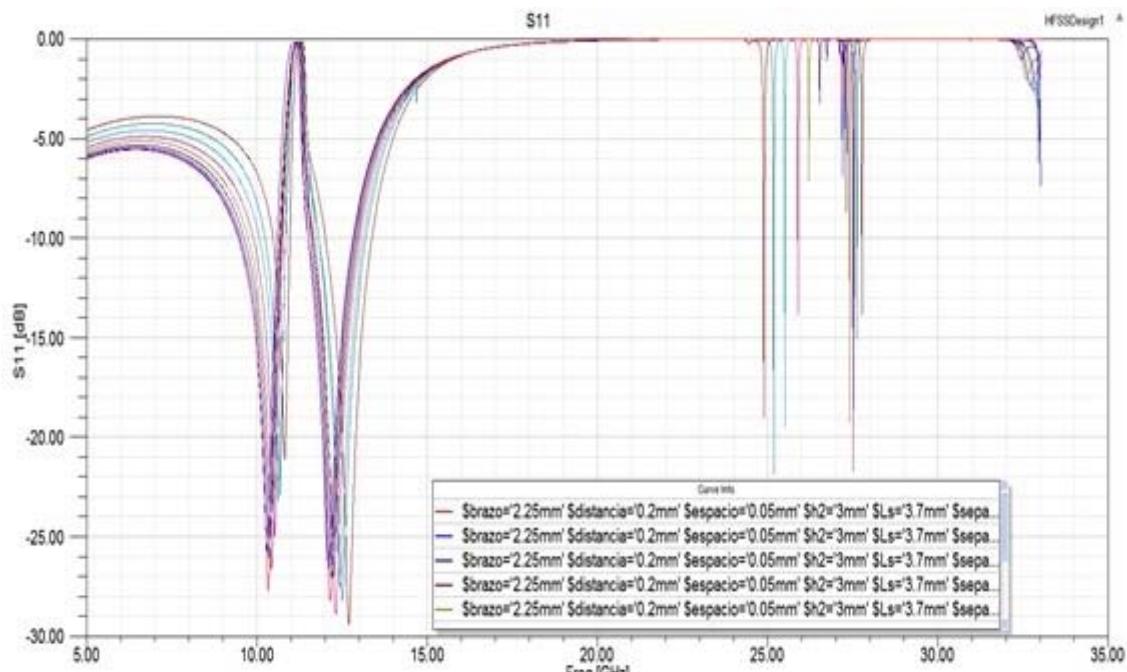
Tras la creación de esas dos nuevas variables, se ha de realizar un ajuste en el simulador e indicarle que debe usar esas variables para el cálculo del retardo de fase, ya que hasta ahora estaba configurado para una incidencia de 0º sin retardo. Al cambiar el ángulo de incidencia, ese retardo de fase cambiará y eso se verá reflejado en una variación en la respuesta. En la figura 3.31 se muestra la ventana de configuración correspondiente.



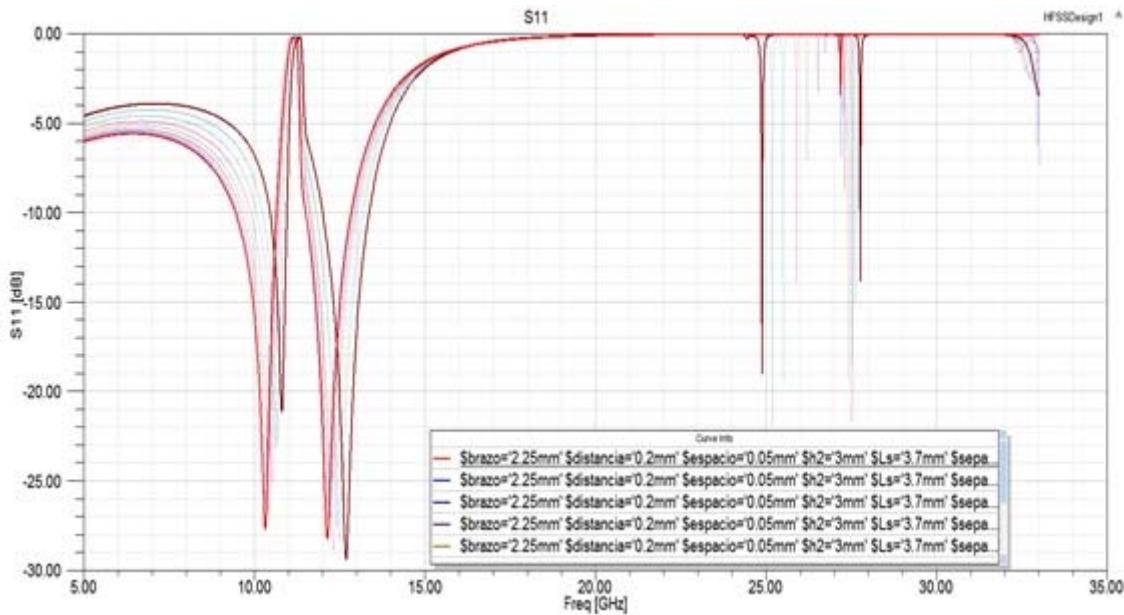
**Figura 3.31** Configuración en HFSS del retardo de fase en función del ángulo de incidencia.

Para este análisis se realiza un barrido del ángulo theta entre  $0^\circ$  y  $40^\circ$ , de la misma forma que previamente se han realizado otros barridos para las distintas variables, con la herramienta Optimetrics. Los valores del resto de variables son los que anteriormente se han considerado los óptimos. Se mostrará cómo afectan las diferentes incidencias al parámetro S11 y al S21 tanto con incidencias TE como TM.

En las figuras 3.32 y 3.33 se muestra la respuesta en reflexión para incidencia TE. Se muestra la variación de la respuesta ante diferentes incidencias entre  $0^\circ$  y  $40^\circ$  con un paso de  $5^\circ$  entre cada realización. Puede comprobarse que entre cada traza hay un paso bastante suave, no hay cambios bruscos en la respuesta conforme se desvía la incidencia, aunque se mantiene la forma de la respuesta se reduce el ancho de banda en la ventana inferior y se incrementa en la superior. Además en la parte alta de frecuencias aparecen respuestas debidas a la naturaleza periódica de la estructura (excitación de armónicos de orden superior). Este efecto resulta inevitable al variar el ángulo de incidencia. En cualquier caso, la respuesta continúa teniendo muy buen rechazo hasta aproximadamente 25 GHz.



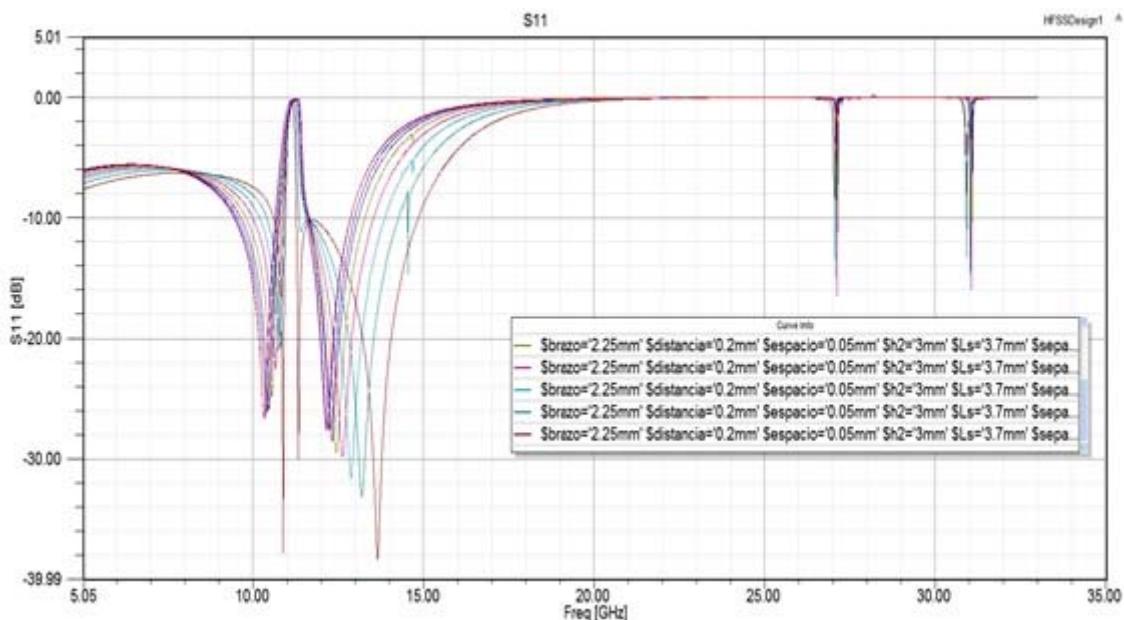
**Figura 3.32** Variación de S11 para ángulos de incidencia entre 0 y 40 grados. Caso TE.



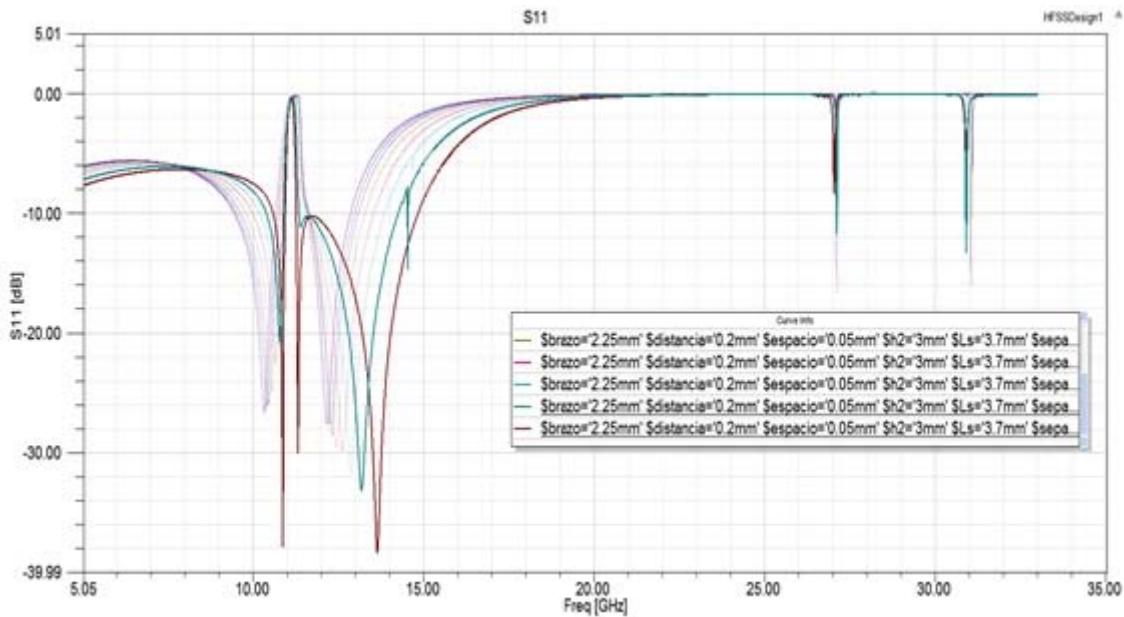
**Figura 3.33** Variación de S11 para ángulos de incidencia entre 0 y 40 grados. Caso TE. Resaltadas las respuestas de 0 grados y 40 grados.

En la segunda Figura, en la que se han resaltado la respuesta ante incidencia normal y la respuesta más degradada, a 40º, se observa que entre ambos casos hay unos 8 dB de diferencia en el primer nulo de reflexión, y además se ha producido un desplazamiento en frecuencia de 0.5 GHz del mismo que lleva asociada una reducción del ancho a 10 dB en un factor de aproximadamente 4. Estos problemas se producen en la subbanda superior pero con un impacto inverso. Para incidencias de hasta 20º las desviaciones que se producen en las respuestas pueden considerarse aceptables.

Ahora se mostrarán los resultados para el modo TM.



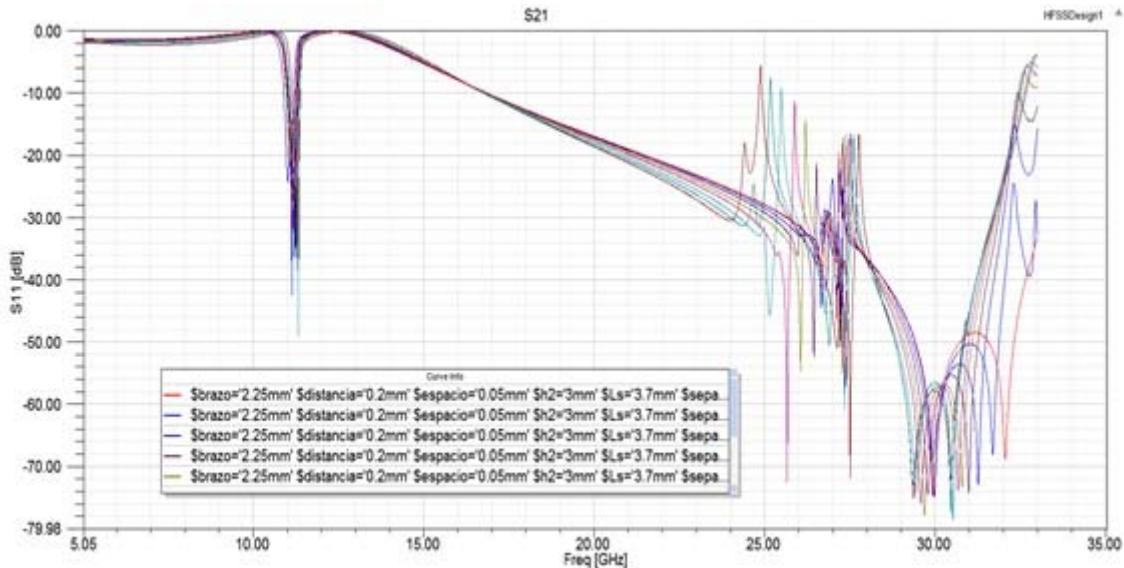
**Figura 3.34** Variación de S11 para ángulos de incidencia entre 0 y 40 grados. Caso TM.



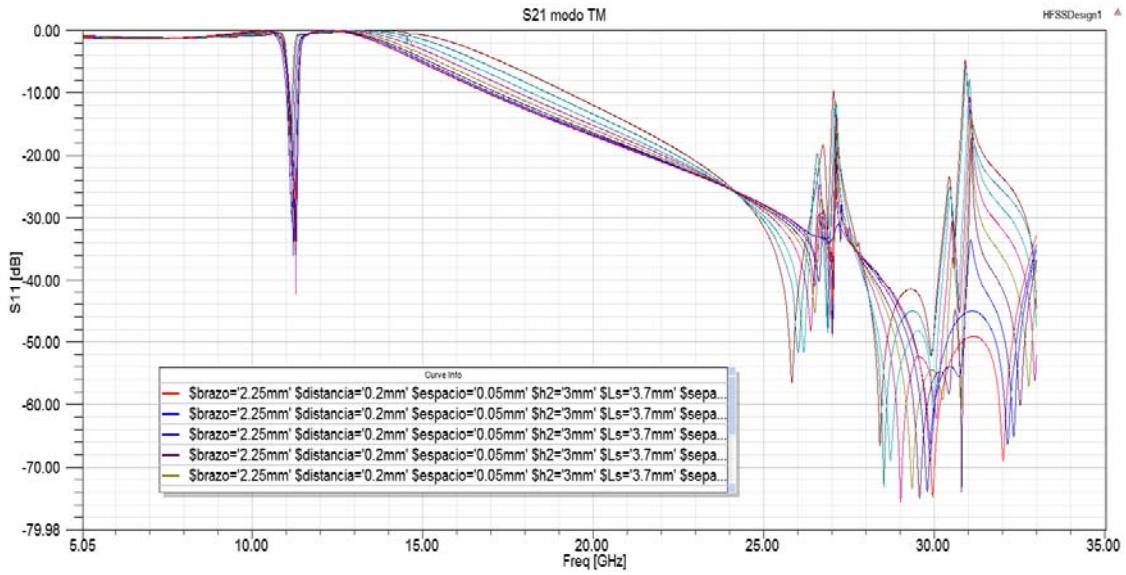
**Figura 3.35** Variación de  $S_{11}$  para ángulos de incidencia entre 0 y 40 grados. Caso TM. Resaltadas las respuestas de 35 grados y 40 grados.

La respuesta ante incidencia TM en los casos anteriores se representa en las Figuras 3.34 y 3.35. En general la variación de la respuesta con la incidencia tiene un comportamiento muy similar al caso de incidencia TE, con ciertas diferencias para ángulos grandes. Se puede considerar estable la respuesta nuevamente hasta unos 20º o 25º de desviación de la normal.

A continuación se van a mostrar los resultados de la simulación para el parámetro  $S_{21}$ , primero para el modo TE y después para el modo TM.



**Figura 3.36** Variación de  $S_{21}$  para ángulos de incidencia entre 0 y 40 grados. Caso TE.



**Figura 3.37** Variación de S<sub>21</sub> para ángulos de incidencia entre 0 y 40 grados. Caso TM.

Para facilitar el análisis, se presentan los resultados de transmisión para incidencias TE y TM en las figuras 3.36 y 3.37, respectivamente. En ambos casos, la respuesta en la banda de interés permanece muy estable para todos los ángulos con un nulo muy marcado en aproximadamente 11 GHz. Las mayores diferencias se producen en la caída fuera de banda y en la respuesta a muy alta frecuencia en las zonas asociadas a las respuestas asociadas al periodo de la superficie.

## Capítulo 4

# Conclusiones y líneas futuras

### 4.1. Conclusiones

El trabajo se inició realizando un amplio estudio de la teoría asociada a las superficies selectivas en frecuencia, para poder después llevar a cabo las labores de análisis y diseño de estas estructuras.

En una primera parte del trabajo se realizó el análisis de una estructura recientemente propuesta [15], dicho análisis pudo demostrar que la estructura era capaz de transmitir correctamente en el rango de 10.7 a 12.05 GHz, un ancho de banda bastante bueno conseguido gracias a las dos capas que posee la estructura, y proporcionar dos fuertes reflexiones a 20 GHz y 30 GHz. También se obtuvieron los valores de las dimensiones de cada una de las metalizaciones y el espesor de los diferentes substratos que conseguían la mejor respuesta. Se comprobó el funcionamiento ante diferentes polarizaciones, TE y TM, llegando a la conclusión de que cada polarización era controlada independientemente por cada par de dipolos exteriores y los lados del anillo. Por último, se analizó el comportamiento de la FSS para ángulos de incidencia entre 0 y 40º, comprobando que la estructura funcionaba correctamente en todo ese margen, únicamente para incidencias próximas a 40º la respuesta pudiera no ser suficientemente buena para algunas aplicaciones con requisitos muy restrictivos.

Este primer análisis en profundidad, sirvió para comprender el funcionamiento del simulador y aprender a manejarlo correctamente, algo fundamental para la realización de este trabajo pues si no se es extremadamente cuidadoso en la forma de realizar cada simulación el tiempo de ésta puede multiplicarse y ser extremadamente largo.

Además del simulador HFSS con el que se ha trabajado durante todo el trabajo, para ayudar a la compresión de ciertos resultados del análisis, se desarrolló un programa en Matlab capaz de recoger los datos aportados por HFSS y realizar una representación tridimensional de éstos, lo cual ha permitido avanzar en gran medida en ciertos

momentos clave del trabajo, ahorrando un gran número de simulaciones que hubieran alargado los plazos.

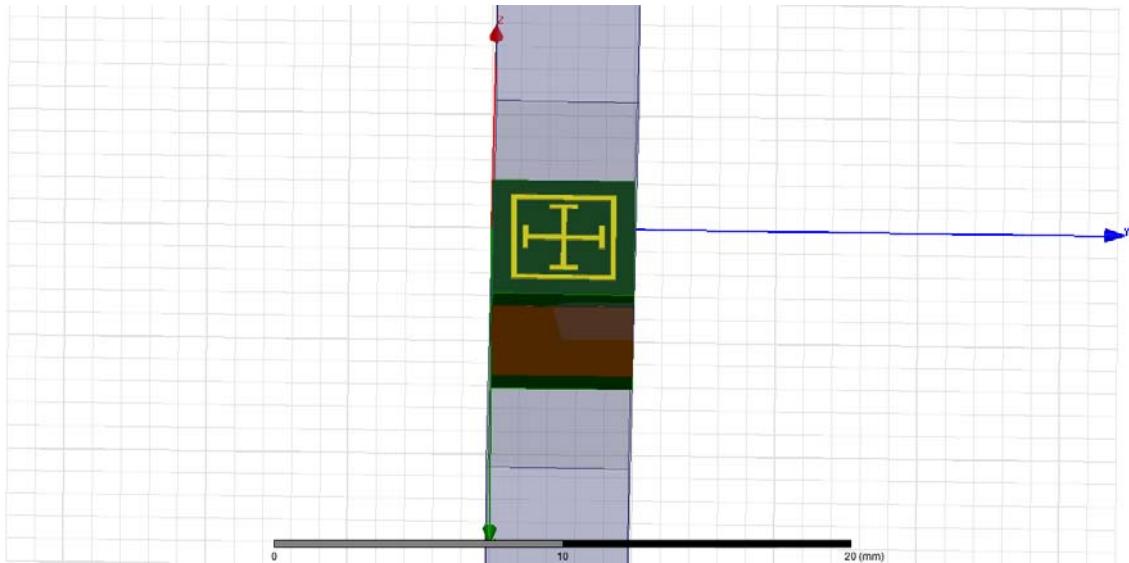
En la segunda parte del trabajo se ha realizado un diseño propio de una FSS que operando en la banda en que la anterior era transparente (10-12 GHz, aproximadamente), la separase en dos subbandas aproximadamente iguales mediante la introducción de un nulo de transmisión en su centro y que además resultase opaca hasta la banda de milimétricas (30 GHz). Fue en esta parte del trabajo donde se encontraron las mayores dificultades ya que para conseguirlo además de utilizar dos capas en la estructura, es preciso forzar una doble resonancia en una banda muy estrecha.

La primera estructura analizada sirvió como punto de partida ya que se consiguió dar con los elementos de ésta que proporcionaban una resonancia en la banda X, sin embargo el proceso posterior en el que se debía encontrar otra estructura que, en conjunto con la anterior, consiguiese introducir un nulo muy próximo fue más largo y complejo y requirió bastante tiempo de prueba y error, para en primer lugar introducir nulos en la zona alta y posteriormente desplazarlos a la banda de trabajo.

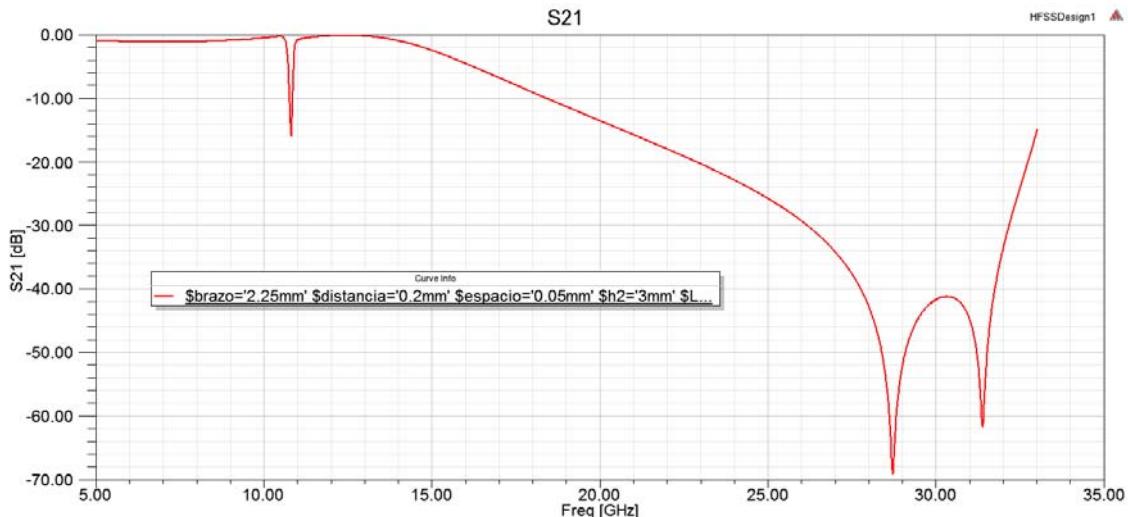
Finalmente se consiguió dar con una estructura capaz de proporcionar no solo la doble resonancia buscada sino que, además, consigue una respuesta casi idéntica ante polarizaciones TE y TM, y una buena respuesta frente a ángulos de incidencia entre 0 y 25 grados.

La estructura presenta un excelente coeficiente de transmisión en la banda especificada excepto en una franja central de ésta, de aproximadamente 800 MHz, dónde se proporciona reflexión total y por tanto un nulo de transmisión, algo que puede ser de mucha utilidad en algunas aplicaciones.

Dado que en la estructura resultante de todo el proceso de diseño, el control de la localización de los nulos se efectúa básicamente mediante la cruz cargada, y sospechando que la influencia de los parásitos externos pudiera resultar poco ventajosa en la configuración final, se eliminaron los mismos de la configuración, volviendo a simular el mejor caso. En la Figura 4.1 y 4.2 se muestran la nueva estructura propuesta y su respuesta en transmisión, respectivamente. Se puede observar cómo, con esta configuración geométrica simplificada con respecto a la óptima, se logra una respuesta similar en la banda de interés y con un rechazo mejorado hasta 30 GHz.



**Figura 4.1** Nueva estructura propuesta eliminando las líneas acodadas externas.



**Figura 4.2** Respuesta en transmisión de la nueva estructura

## 4.2. Líneas Futuras

Este tipo de tecnología basada en superficies periódicas tiene un gran potencial en el mercado de las comunicaciones, por eso se sigue investigando y desarrollando nuevas estructuras cada vez más complejas para su uso en diferentes aplicaciones.

Uno de los factores que más restringen el uso de esta tecnología es el limitado ancho de banda que es capaz de proporcionar, por tanto, uno de los puntos más importantes a seguir investigando es el aumento de éste, bien por medio de estructuras multicapa que consigan resonancias próximas entre sí en cada capa, de tal manera que se consiga una respuesta en conjunto de banda ancha, o bien, diseño de celdas de una

o pocas capas en las que sea la interacción entre sus elementos la que provoque esas resonancias próximas entre sí.

Por último cabe destacar que en los próximos años este tipo de tecnología podría dar un gran salto gracias a un mercado que actualmente está en auge, el de las impresoras 3D. Ya se encuentran algunos trabajos en la literatura de montajes de FSS con impresoras 3D, y parece confirmarse que esto no solo ahorra grandes costes de producción sino que además consigue una enorme precisión sobre espacios muy pequeños, algo muy importante en esta tecnología, ya que un error de pocas micras en las dimensiones de las celdas puede significar un cambio en la respuesta total que deteriore en gran medida el funcionamiento del dispositivo.

# Bibliografía

- [1] J. L. Volakis, Ed., "Antenna engineering handbook", 4th edition, McGraw-Hill 2007.
- [2] L. W. Epp, P. H. Stanton, R. E. Jorgenson, R. Mittra, "Experimental Verification of an Integral Equation Solution for a Thin-Walled Dielectric Plate with Cross-Shaped Holes," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 42, nº 6, pp 878-882, June 1994.
- [3] A. Monorchio, P. Grassi, G. Manara, "A Hybrid Mode-Matching Finite Elements Approach to the Analysis of Thick Dichroic Screens with Arbitrary Shaped Apertures," IEEE Antennas Wireless Propagat Ltrs., vol. 1, pp 120-123, January 2002.
- [4] B. A. Munk, G. A. Burrell, "Plane-Wave Expansion for Arrays of Arbitrarily Oriented Piecewise Linear Elements and Its Application in Determining the Impedance of a Single Linear Antenna in a Lossy Half-Space," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 27, nº 5, pp 331-343, May 1979.
- [5] Aron K. Bhattacharyya, "Phased array antennas: Floquet analysis, Synthesis, BFNs, and Active Array Systems", Wiley-Interscience. 2006.
- [6] J. Huang, J. A. Encinar, "Reflectarray Antennas", Wiley-Interscience 2008.
- [7] M.G. Floreani, R.E. Zich, G. Aulizio, P. Besso, A. Somma, "Design and experimental validations of a new FSS conformal subreflector structure for Cassegrain systems", IEEE Int. Symp. On Antennas and Propagation, vol. 2, pp. 304-307, Boston, Massachusetts, 8-13 July 2001.
- [8] Gampala, C. J. Reddy, "Design and Analysis of FSS Radomes", 31<sup>st</sup> Int. Review of Progress in Applied Computational Electronics (ACES 2015), pp.(2), Williamsburg, Virginia (USA), 22-26 March 2015.
- [9] W. Rotman, "Plasma Simulation By Artificial Dielectrics and Parallel-Plate Media," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 10, nº 1, pp 82-95, January 1962.
- [10] I. J. Bahl and K. C. Gupta, "A Leaky-Wave Antenna Using An Artificial Dielectric Medium," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 21, nº 1, pp 119-122, January 1974.

- [11] I. J. Bahl and K.C. Gupta, "Radiation From A Dielectric-Artificial Dielectric Slab," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 23, nº 1, pp 73-76, January 1976.
- [12] K. A. Zaki and A. R. Neureuther, "Scattering from a Perfectly Conducting Surface with A Sinusoidal Height Profile: TE polarization," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 19, nº 3, pp 208-214, March 1971.
- [13] Z. Nazarchuk and O. Ovsyannikov, "Diffraction of Electromagnetic Waves on Multielement Diffraction Grating," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 45, nº 1, pp 15-19, January 1997.
- [14] G. Wu, V. Hansen, H. P. Gemuend, E. Kreysa, "Resonant Mesh Filters Using Densely Packed FSS Elements for Space Applications ", 30<sup>th</sup> Int. Conf. on Infrared and Millimetre Waves, vol. 1, pp 209-210, Williamsburg, Virginia (USA), 19-23 Sept. 2005.
- [15] M-Addollahvand, J. A. Encinar, K. Forooraghi, Z. Atlasbaf, J.E. Page, "Tri-Band FSS for Ku/Ka Bands Reflector Antennas", 10<sup>th</sup> European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP 2016), pp. (4), Davos, Suiza, 10-15 Abril 2016.