



UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR

DEPARTAMENTO DE TEORÍA DE LA SEÑAL Y COMUNICACIONES

TÍTULO:

DISEÑO DE ANTENAS DE RANURA DE DOBLE BANDA EN TECNOLOGÍA INVERTED MICROSTRIP GAP WAVEGUIDE DE BAJO COSTE

Trabajo de Fin de Grado realizado por Laura Pleite Mateo

Tutora:

Eva Rajo Iglesias

Agradecimientos

Con el último punto y final de este proyecto daré por concluida una etapa de mi vida de la que me llevo momentos y personas únicas.

Quiero aprovechar estas líneas para agradecer a todas aquellas personas que me han acompañado durante este viaje, ya que sin ellos todo lo que hoy soy no sería posible.

En primer lugar me gustaría agradecer a mi tutora Eva Rajo toda su dedicación a lo largo de la realización de este Trabajo Fin de Grado y la ayuda que me ha brindado siempre que lo he necesitado.

También agradecerle a mis compañeros y amigos de “batallas” todos esos momentos que hemos vivido, tanto de estudio hasta altas horas en la biblioteca así como los momentos de risa y las experiencias que ya siempre formarán parte de nuestra historia. En especial quiero agradecer a dos personas todo lo que me han enseñado y apoyado durante estos años. En primer lugar a Aranzazu Muelas quien empezó siendo una compañera de prácticas pero ha terminado siendo una persona fundamental de la que he aprendido que la vida pertenece a los que se atreven y a la que admiro tanto profesional como personalmente, también nombrar a mi amigo Ernesto Villamuelas que ha hecho que estos años hayan tenido muchísimos momentos divertidos así como me ha enseñado a que no hay que rendirse fácilmente.

Por último, pero no menos importante, agradecer a mi familia en especial a mis padres, Miguel y Loli, su apoyo constante y su confianza ciega en mí. Sin ellos todo lo que hoy soy no sería posible.

Por todo ello a todos MUCHAS GRACIAS.

Resumen

En este [TFG](#) presentaremos un ejemplo sobre el uso de la tecnología gap waveguide, cuya principal ventaja es que presenta bajas pérdidas. Concretamente, presentaremos el diseño, simulación y construcción de una antena de ranura de doble banda realizada en esta tecnología, la cual no necesita el contacto entre los componentes, proporciona encapsulado de los circuitos y evita acoplos mutuos y radiaciones indeseadas.

La antena que se presenta a lo largo de este proyecto es de tipo ranura y estará alimentada por una línea microstrip. En general este tipo de antenas producen radiación trasera, por lo que será necesario combinar la antena de doble banda con una estructura que simule el comportamiento de un Perfect Magnetic Conductor ([PMC](#)) con ello conseguiremos eliminar casi en su totalidad esta radiación indeseada.

Para llegar al resultado final de nuestra antena de doble banda se deberán realizar una serie de pasos previos.

El primer paso será el diseño de la estructura periódica que proporciona la condición [PMC](#), dicha estructura será de tipo **bed of nails**. Para realizar este diseño se hará un estudio paramétrico previo en el que analizaremos cómo afectan al diagrama de dispersión, la variación de los distintos parámetros, ya que es en este diagrama donde veremos el margen de frecuencias que tenemos para el funcionamiento de nuestra antena, es decir, la zona donde no se propagarán modos entre las placas paralelas. Este diseño además se realizará en dos versiones, como a lo largo del resto del proyecto. En estas versiones lo que cambiará será la posición del gap, que forma parte principal de esta tecnología, siendo dichas posiciones:

- Entre el dieléctrico y la estructura [AMC](#) → Tecnología microstrip convencional.
- Entre la antena (metal + ranura) y el dieléctrico → Tecnología inverted microstrip gap.

Una vez diseñada la estructura de pines el siguiente paso será el diseño y estudio de la antena simple, variando la posición del gap en las dos versiones que se han comentado anteriormente. Para poder hacer que la antena funcione de manera satisfactoria es necesario que respetemos las “normas” que nos impone el que sea una antena de ranura, esto es:

- La anchura del sustrato y el espesor de la línea de alimentación deber ser menor que λ .
- El largo de la ranura debe ser aproximadamente $\lambda/2$.
- El ancho de la ranura debe ser mucho menor que su longitud.
- La permitividad y el espesor del sustrato deben aportarnos pocas pérdidas para, de esta forma, conseguir un dieléctrico que nos aporte una eficiencia máxima.

El tercer paso consistirá en la combinación de los dos diseños de antena con su respectiva estructura [AMC](#), analizando los resultados de las simulaciones y comparando los resultados obtenidos en cuanto a la radiación y el parámetro S_{11} que nos ayudará a medir la adaptación de nuestra antena.

Una vez que hayamos desempeñado todos estos pasos podremos pasar a la construcción que finalmente se mandará al laboratorio para ayudarnos a completar la investigación realizada durante este proyecto.

Previamente a este último paso diseñaremos una antena de doble banda basándonos en las conclusiones extraídas de los pasos anteriores y la información con la que contábamos para realizar el [TFG](#). Esta antena constará de dos ranuras en forma de U, que producirán una adaptación de la antena en dos frecuencias. Realizaremos, a su vez, un estudio previo para determinar cuáles son las dimensiones de estas nuevas ranuras y con ello analizaremos cuáles son los parámetros más restrictivos siguiendo en la línea de investigación que persigue este trabajo.

Todo este desarrollo se hará sobre el programa de simulación CST Microwave Studio el cual nos ayudará en la obtención de los resultados así como en el cálculo de parámetros importantes tales como las dimensiones de la línea microstrip.

Índice del TFG

1. INTRODUCCIÓN	1
1.1. Motivación	1
1.2. Objetivos	2
1.3. Organización de la memoria	2
1.4. Estado del arte	3
1.4.1. Parámetros característicos de la antena	3
1.4.2. Antena de ranura	6
2. DISEÑO DE LA SUPERFICIE BED OF NAILS	8
2.1. Estudio de la estructura AMC	9
2.1.1. Variación de altura de pin (Pin)	11
2.1.2. Variación del gap	12
2.1.3. Variación del radio del pin (Radio)	13
2.1.4. Variación del periodo de la celda unidad (Periodo)	14
2.1.5. Variación del espesor del sustrato (H)	15
2.2. Diseño de la estructura AMC final	16
2.2.1. Validación de la banda prohibida con el parámetro de transmisión	16
2.2.2. Diseño de la estructura AMC con Gap entre la antena y el dieléctrico	18
3. DISEÑO DE LA ANTENA	21

3.1.	Primeros pasos	21
3.2.	Dimensiones de los componentes	22
3.3.	Diseño de la antena simple	24
3.3.1.	Diseño de la antena en tecnología microstrip convencional	24
3.3.2.	Diseño de la antena en tecnología inverted microstrip gap	29
4.	DISEÑO DE LA ANTENA DE RANURA COMBINADA CON LA ESTRUCTURA BED OF NAILS	34
4.1.	Combinación de antena de slot con estructura de pines	34
4.1.1.	Antena con gap entre dieléctrico y estructura bed of nails	34
4.2.	Resultados de las simulaciones	36
4.2.1.	Adaptación de la antena	36
4.2.2.	Diagrama de radiación	36
4.2.3.	Antena en inverted microstrip gap waveguide	38
4.3.	Resultados de las simulaciones	39
4.3.1.	Adaptación de la antena	39
4.3.2.	Diagrama de radiación	40
5.	DISEÑO DE LA ANTENA DE RANURA EN DOBLE BANDA	43
5.1.	Estudio de la antena en doble banda	43
5.2.	Antena doble banda en tecnología microstrip convencional	49
5.2.1.	Resultados de las simulaciones	50
5.3.	Antena doble banda en tecnología inverted microstrip gap waveguide	54
5.3.1.	Resultados de las simulaciones	54
6.	RESULTADOS EXPERIMENTALES DEL DISEÑO	59
7.	CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS	65

7.1. Conclusiones	65
7.2. Líneas futuras	67
8. PRESUPUESTO	69

Índice de figuras

1.1. Stripline	6
1.2. Microstrip	6
1.3. Alimentación guía onda	7
1.4. Alimentación microstrip	7
2.1. Microstrip Gap Waveguide	8
2.2. Diagrama de dispersión inicial	10
2.3. Diagrama de dispersión con pin=10mm	11
2.4. Diagrama de dispersión con pin=15mm	11
2.5. Diagrama de dispersión con gap=0.1mm	12
2.6. Diagrama de dispersión con gap=2mm	12
2.7. Diagrama de dispersión con radio=0.3mm	13
2.8. Diagrama de dispersión con radio=1.5mm	13
2.9. Diagrama de dispersión con periodo=10mm	14
2.10. Diagrama de dispersión con periodo=15mm	14
2.11. Diagrama de dispersión con h=0.5mm	15
2.12. Diagrama de dispersión con h=2mm	15
2.13. Estructura bed of nails	17
2.14. Diagrama de dispersión de la estructura	17
2.15. Coeficiente de transmisión de la estructura finita (S_{12})	18

2.16. Cambio de la posición del sustrato y el gap: tecnología inverted microstrip gap waveguide	19
2.17. Diagrama de dispersión con el cambio de gap	19
2.18. Diagrama de dispersión extendido con el cambio de gap	20
3.1. Línea microstrip	22
3.2. Calculo de W_{linea}	25
3.3. Impedancia de línea con $W_{linea}=3.6mm$	25
3.4. Impedancia de línea con $W_{linea}=2.5mm$	26
3.5. Antena Simple en tecnología microstrip.	26
3.6. Parámetro S_{11}	27
3.7. Diagrama de radiación en $\phi = 90$ grados	28
3.8. Diagrama de radiación en $\phi = 0$ grados	28
3.9. Diagrama de radiación en 3D	29
3.10. Impedancia de línea con $W_{linea}=4.5mm$	30
3.11. Antena Simple en tecnología inverted gap microstrip.	30
3.12. Parámetro S_{11}	31
3.13. Diagrama de radiación en $\phi = 90$ grados	32
3.14. Diagrama de radiación en $\phi = 0$ grados	32
3.15. Diagrama de radiación en 3D	33
4.1. Aspecto del conjunto en CST	35
4.2. Valores de impedancia de línea y waveguide port en CST	35
4.3. Parámetro S_{11} de la estructura combinada	36
4.4. Diagrama de radiación de la estructura combinada en $\phi=90$ grados	37
4.5. Diagrama de radiación de la estructura combinada en $\phi=0$ grados	37
4.6. Diagrama de radiación de la estrucutura combinada en 3D	37

4.7. Aspecto del conjunto en CST	38
4.8. Valores de impedancia de línea y waveguide port en CST	39
4.9. Parámetro S_{11} de la estructura combinada	39
4.10. Diagrama de radiación de la estructura combinada en $\phi = 90$ grados	40
4.11. Diagrama de radiación de la estructura combinada en $\phi = 0$ grados	40
4.12. Diagrama de radiación de la estructura combinada en 3D	41
5.1. Diseño antena doble banda	44
5.2. Parámetro S_{11} antena doble banda original	44
5.3. Parametro S_{11} aumentando L_1	45
5.4. Parametro S_{11} disminuyendo L_1	45
5.5. Parametro S_{11} aumentando L_2	46
5.6. Parametro S_{11} disminuyendo L_2	46
5.7. Parametro S_{11} aumentando w_1	47
5.8. Parametro S_{11} disminuyendo w_1	47
5.9. Parametro S_{11} aumentando w_2	48
5.10. Parametro S_{11} disminuyendo w_2	48
5.11. Aspecto del conjunto en CST	49
5.12. Parámetro S_{11} de la antena de doble banda	50
5.13. Diagrama de radiación frecuencia inferior en $\phi=90$ grados	51
5.14. Diagrama de radiación frecuencia inferior en $\phi=0$ grados	51
5.15. Diagrama de radiación frecuencia inferior en 3D	51
5.16. Diagrama de radiación frecuencia superior en $\phi=90$ grados	52
5.17. Diagrama de radiación frecuencia superior en $\phi=0$ grados	52
5.18. Diagrama de radiación frecuencia superior en 3D	53
5.19. Aspecto del conjunto en CST	54

5.20. Parámetro S_{11} de la antena de doble banda	55
5.21. Diagrama de radiación frecuencia inferior en $\phi=90$ grados	56
5.22. Diagrama de radiación frecuencia inferior en $\phi=0$ grados	56
5.23. Diagrama de radiación de la antena de doble banda frecuencia inferior en 3D . .	56
5.24. Diagrama de radiación frecuencia superior en $\phi=90$ grados	57
5.25. Diagrama de radiación frecuencia superior en $\phi=0$ grados	57
5.26. Diagrama de radiación de la antena de doble banda frecuencia superior en 3D .	57
6.1. Dieléctrico encima de la antena de doble banda	60
6.2. Parámetro S_{11} con dieléctrico encima de la antena de doble banda	60
6.3. Dieléctrico debajo de la antena de doble banda	61
6.4. Dieléctrico encima de la antena de doble banda	62
6.5. Diagrama de radiación de la antena de doble banda frecuencia inferior en 3D . .	62
6.6. Diagrama de radiación de la antena de doble banda frecuencia superior en 3D .	63
6.7. Bed of nails low cost	64

Índice de cuadros

2.1. Tabla Valores predeterminados de la estructura.	10
2.2. Tabla Valores específicos estructura bed of nails	16
2.3. Valores frecuencias stopband.	18
2.4. Valores frecuencias stopband.	19
3.1. Valores específicos de la antena.	23
3.2. Tabla parametrización de la antena.	24
5.1. Tabla parametrización antena doble banda original.	44
5.2. Tabla Valores finales de la antena de doble banda.	49
8.1. Resumen horas realizadas por cada tarea.	69
8.2. Tabla precio de materiales.	70
8.3. Tabla de presupuesto total.	70

Capítulo 1

INTRODUCCIÓN

1.1. Motivación

En la actualidad la saturación del espectro de radiofrecuencias y el altísimo incremento en el número de datos transmitidos en las comunicaciones radio hacen necesaria una subida en frecuencias para satisfacer la demanda de ancho de banda. Esta subida en frecuencias (por ejemplo a la banda de 60GHz) requiere la aparición de nuevas tecnologías que sean de bajas pérdidas (ya que tecnologías como la microstrip tienen unas pérdidas demasiado altas en dichas bandas). Además si queremos que estas tecnologías se utilicen de forma masiva, su coste ha de ser reducido.

Dentro de las tecnologías que han sido propuestas, recientemente ha aparecido una nueva denominada “ gap waveguide ”. Esta tecnología hace uso de estructuras de tipo [AMC](#) para conseguir confinar el campo en un gap de aire entre una tapa metálica y algún tipo de línea impresa tal y como se describe en el Capítulo 2 de este trabajo.

Se trata de una tecnología en desarrollo y que, por lo tanto, aún no está lo suficientemente madura, por lo que el diseño de antenas y otros componentes en ella es fundamental. En este sentido este trabajo pretende contribuir al desarrollo de esta tecnología con el diseño de una antena de ranura de doble banda.

Por limitaciones tecnológicas de nuestro laboratorio el diseño se realizará en una frecuencia más baja que los 60 GHz y además la realización de la estructura [AMC](#) se hará con una versión “low cost” de la conocida estructura periódica denominada **bed of nails**.

El estudio de estas estructuras [AMC](#) y sus limitaciones de la banda de frecuencias donde puede funcionar nuestra antena son otro punto que ha motivado la realización del [TFG](#). Además, nos ofrecerán propiedades electromagnéticas que no podemos encontrar en la naturaleza.

1.2. Objetivos

Este TFG persigue cumplir varios objetivos dentro del estudio de las antenas de ranura o slot:

- **Estudio de estructuras AMC:** Nuestra antena se alimentará a través de una línea microstrip que provocará que gran parte de la energía se radie “hacia atrás”, por lo que nuestro primer objetivo será diseñar un plano de masa, que constará de una estructura AMC de pines, que eliminará gran parte de esta radiación.
- **Estudio de la combinación del plano de masa y la antena simple:** El segundo objetivo será incorporar a nuestra antena simple este plano de masa artificial diseñado en el apartado anterior. Evaluaremos dos opciones: la primera consiste en añadir el plano de masa a una antena de ranura en tecnología microstrip convencional y la segunda es utilizar tecnología microstrip gap waveguide propiamente dicha.
- **Estudio de la antena de doble banda:** Nuestro último objetivo será el estudio, diseño y construcción de una antena con una estructura AMC y que lo haga en toda la banda de interés. Al igual que hemos comentado anteriormente se hará para las dos versiones propuestas.

1.3. Organización de la memoria

Este documento lo vamos a dividir en varios capítulos, cuyo contenido vamos a describir brevemente:

- **Capítulo 1:** En este capítulo veremos una breve introducción de lo que nos ha motivado a realizar este TFG, los objetivos que nos hemos planteado conseguir y una breve descripción de los parámetros que caracterizan las antenas para que sea más fácil entender el comportamiento de las mismas.
- **Capítulo 2:** Describiremos el diseño de la estructura AMC, en nuestro caso utilizaremos una de tipo **bed of nails**. Además realizaremos el diseño final que incorporaremos posteriormente a nuestro diseño de antena simple y realizaremos un estudio previo en el que analizaremos cómo afecta cada uno de los parámetros de la estructura a la banda prohibida. Este estudio se hará sobre 2 diseños en los que la posición del gap cambiará.
- **Capítulo 3:** Describiremos el diseño de la antena simple de tipo slot, en los dos diseños propuestos, es decir, variando la posición del gap, alimentada por la línea microstrip y analizaremos las dimensiones de los parámetros que la conforman y el resultado que obtenemos de la simulación de la misma.

- **Capítulo 4:** Analizaremos cómo afecta al diseño de la antena simple estudiada en el Capítulo 3 la incorporación de los pines estudiados en el Capítulo 2, es decir, realizaremos las simulaciones del diseño completo.
- **Capítulo 5:** Realizaremos un nuevo diseño para conseguir el funcionamiento de la antena en dos bandas de frecuencias basándonos en las conclusiones extraídas de los capítulos anteriores.
- **Capítulo 6:** Mostraremos las simulaciones que se han realizado añadiendo un nuevo sustrato en el caso de la tecnología microstrip inverted gap waveguide, debido a que por problemas técnicos en el laboratorio las ranuras no se podrán construir sobre la plancha de aluminio. Además, en este capítulo se pretendía presentar los resultados experimentales de los dos prototipos construidos, pero finalmente se mostrarán el día de la defensa ya que, debido a unos problemas en el laboratorio, no se han podido realizar antes de la entrega de la memoria.
- **Capítulo 7:** En este capítulo expondremos las conclusiones a las que hemos llegado mediante la realización del [TFG](#) además incluiremos unas líneas futuras de trabajo que resultarán interesantes para seguir investigando sobre esta tecnología.

1.4. Estado del arte

El [IEEE](#) (Institute of Electrical and Electronic Engineers) define una antena como “un medio para recibir o radiar ondas de radio”. Es decir, son los dispositivos que se encargan de adaptar las ondas guiadas a las ondas que se propagan en el espacio libre [1].

Las antenas, a su vez, se clasifican en dos grandes grupos:

- **Omnidireccionales:** Son las antenas que irradian ondas de radio de manera uniforme en todas las direcciones de un plano.
- **Direccionales:** Son capaces de concentrar la mayor parte de la energía radiada de manera localizada aumentando así la densidad de potencia emitida hacia el receptor.

1.4.1. Parámetros característicos de la antena

- **Ancho de banda:** Es el rango de frecuencias sobre las cuales la operación de la antena es satisfactoria. Por lo general, se toma entre los puntos de media potencia pero, a veces, se refiere a las variaciones en la impedancia de entrada de la antena.

- **Adaptación:** Las antenas receptoras tienen un circuito equivalente de Thevenin con una impedancia de antena y un generador de tensión.

Además es importante que identifiquemos el parámetro S_{11} ya que nos aporta la información acerca de la transferencia de potencia desde el generador a la antena, es el coeficiente de reflexión a la entrada. En la práctica interesa que la impedancia de la antena sea lo más parecida a la del generador y la línea de transmisión. Esto implica que la onda reflejada es muy pequeña y, por lo tanto, no se pierde potencia. En general en antenas consideraremos bueno un valor del coeficiente de reflexión S_{11} por debajo de -10dB.

- **Impedancia:** Está compuesta por una parte real denominada resistencia de antena y una parte imaginaria llamada reactancia de antena. Además la impedancia se define como la relación entre la tensión y la corriente en los terminales de entrada:

$$Z_i = \frac{V_i}{I_i} = R_a + jX_a \quad (1.1)$$

- **Polarización:** Es la polarización de la onda radiada por la antena en una dirección dada siendo dicha polarización la figura geométrica determinada por el extremo del vector que representa al campo eléctrico en función de tiempo en una posición dada.

Existen tres tipos de polarización en función de las diferencias de fase y las amplitudes de los componentes:

Lineal: Se produce esta polarización cuando las dos fases de los componentes ortogonales del campo eléctrico difieren en múltiplos enteros de π radianes.

Circular: Estamos ante esta polarización cuando las amplitudes de las componentes ortogonales son iguales y las diferencias de las fases son $\pi/2$ o $3\pi/2$ radianes.

Elíptica: Cuando no es ninguno de los dos casos anteriores estamos ante una polarización elíptica.

- **Diagrama de radiación:** Es la representación gráfica de las características de radiación en función de la dirección angular. Gracias a este diagrama de radiación podremos observar a qué gran grupo pertenece nuestra antena.

- **Densidad de potencia radiada:** Se define como la potencia por unidad de área en una determinada dirección:

$$P = \iint_S \langle S \rangle \cdot ds = \iint_S \langle S \rangle \cdot \hat{n} da \quad (1.2)$$

siendo

P = Potencia total instantánea.

S = Densidad de potencia media o Vector de Poynting (W).

\hat{n} = Vector normal a la superficie da = área infinitesimal de la superficie cerrada.

- **Directividad:** Es la relación de potencia radiada por una antena comparada con la potencia radiada por una antena isotrópica, ambas calculadas a una distancia determinada:

$$D = \frac{U}{U_{ISO}} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (1.3)$$

siendo

D = Directividad (adimensional).

U = Intensidad de radiación (W/unidad del ángulo sólido).

U_{iso} = Intensidad de radiación antena isotrópica (W/unidad del ángulo sólido).

P_{rad} = Potencia total radiada (W).

Si no se especifica la dirección angular se calcula sobre la dirección de máxima radiación:

$$D_{max} = D_0 = \frac{U_{max}}{U_{ISO}} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \quad (1.4)$$

siendo

U_{max} = Intensidad de radiación máxima (W/unidad del ángulo sólido).

$D_{max} = D_0$ = Directividad máxima (adimensional).

El valor mínimo que podemos conseguir de directividad es 1. Cuando tenemos este valor estamos ante el caso de una antena isotrópica, es decir, ante una antena que radia por igual en todas las direcciones.

- **Ganancia:** Es la relación de la densidad de potencia radiada por una antena comparada con la densidad de potencia radiada por una antena isotrópica a una determinada distancia. Al igual que pasa con la directividad, si no se especifica una dirección angular se calcula sobre la máxima radiación:

$$G = 4\pi \cdot \frac{U}{P_{in}} = e \cdot D_{max} \quad (1.5)$$

siendo

P_{in} = Potencia total aceptada

e = eficiencia

En el caso de no tener pérdidas óhmicas, es decir, de no tener potencia disipada por la antena la directividad y la ganancia serán iguales.

1.4.2. Antena de ranura

En su versión más sencilla, estas antenas cuentan con características de radiación muy similares a los de los dipolos, tales como los diagramas de elevación y azimuth, su construcción consiste en una ranura estrecha en un plano metálico.

Este tipo de antenas nos ofrecen una serie de ventajas, tales como su facilidad de adaptarse en circuitos integrados de microondas, son fáciles de producir en masa y muy versátiles en términos de impedancia, polarización y frecuencia de resonancia. En cuanto a las desventajas, podemos destacar su ancho de banda limitado, y su baja potencia de radiación y eficiencia. [2] [3]

Aunque inicialmente estas antenas se realizaban en guías de onda, también se pueden fabricar en tecnología microstrip, resultado de una evolución que ha estado siempre regida por el principio de construir antenas y líneas de transmisión de pequeñas dimensiones y, de esta forma, permitir su fácil integración dentro de cualquier dispositivo. [4]

En 1951 los primeros circuitos impresos aparecieron bajo el nombre de **striplines**. Este tipo de circuitos confinan la mayor parte de los campos dentro del dieléctrico. Están formados por una tira conductora fina en un dieléctrico que posee una capa superior y otra inferior ambas metalizadas y del mismo potencial (tierra).

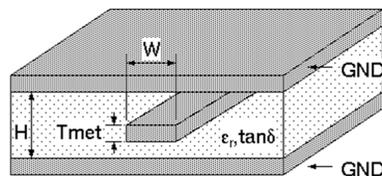


Figura 1.1: Stripline

Pero un año más tarde, en 1952, se retiró esta parte superior del dieléctrico dando lugar a la tecnología microstrip, quedando la tira conductora al aire.

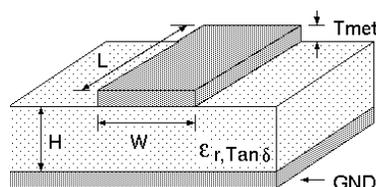


Figura 1.2: Microstrip

Estas ranuras se pueden alimentar de dos formas :

- **Mediante Guía de onda:** Las ranuras normalmente interrumpen el paso de las corrientes siendo el acoplamiento entre la guía y la ranura proporcional a dicho efecto.

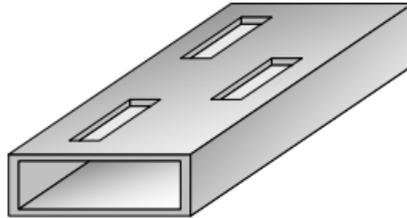


Figura 1.3: Alimentación guía onda

- **Mediante línea microstrip:** La ranura se sitúa en el plano de masa y la línea tiene un circuito abierto a una distancia de $\lambda/4$ de la ranura:

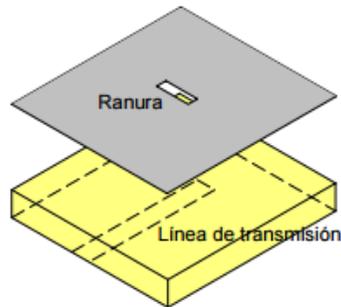


Figura 1.4: Alimentación microstrip

Las dimensiones serán elegidas de forma que la estructura disipe la potencia en forma de radiación. El mayor inconveniente de esta versión es que siempre una parte de la radiación se produce "hacia atrás".

Capítulo 2

DISEÑO DE LA SUPERFICIE BED OF NAILS

Para el desarrollo de este TFG vamos a hacer uso de la tecnología [Inverted Microstrip Gap Waveguide](#) [7], esta tecnología genera un modo quasi -TEM en el hueco entre las placas de metal paralelas y prohíbe la propagación de todos los demás modos, haciendo uso de conductores magnéticos artificiales (AMC). Consiste en colocar un conductor eléctrico perfecto (PEC) y una estructura magnética artificial (AMC) a una distancia menor a $\lambda/4$. Como podemos observar en la siguiente figura:

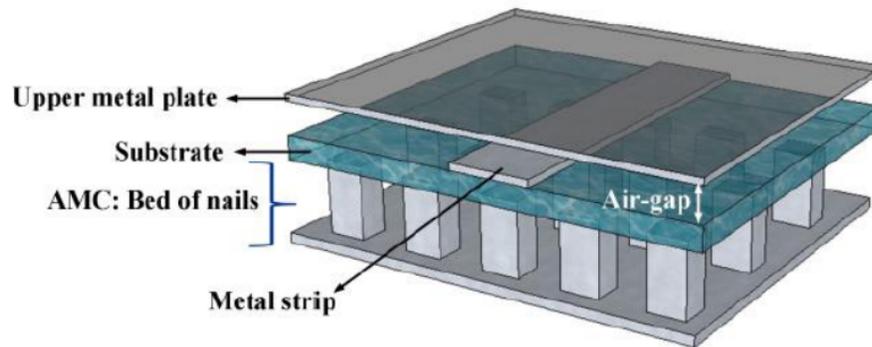


Figura 2.1: Microstrip Gap Waveguide

La ventaja principal de dicha tecnología es que la propagación del campo es por el aire, es decir, en el gap, lo que hace que obtengamos unas pérdidas prácticamente nulas. A su vez, el uso de la estructura AMC evita la propagación de los modos entre las placas paralelas, en una banda de frecuencias y en nuestra aplicación reduciendo casi en la totalidad la radiación trasera producida por la alimentación de nuestra antena mediante la línea microstrip. [6]

2.1. Estudio de la estructura AMC

Como hemos indicado al inicio de este capítulo usaremos unas estructuras [AMC](#). Estas estructuras son también conocidas como [estructuras periódicas de pines](#).

La mejor opción para eliminar completamente la radiación trasera sería la utilización de un conductor magnético perfecto ([PMC](#)) ya que es capaz de cortar las corrientes eléctricas de superficie. Este material se comporta como un circuito abierto cuyo coeficiente de reflexión es de $\Gamma=1$, es decir, que la fase de la onda reflejada comparada con la de la onda incidente es de 0 grados, se comporta como una superficie de alta impedancia. El problema es que este tipo de componentes no se encuentran en la naturaleza por lo que, en su lugar, se utilizan [estructuras periódicas de pines](#) que tienen las mismas condiciones de contorno, tanto eléctricas como magnéticas, que un [PMC](#) en una banda de frecuencias limitada. El uso de un conductor eléctrico perfecto ([PEC](#)) permitiría también reducir la radiación trasera, sin embargo provocaría desadaptaciones en la antena y además se pueden excitar modos de placas paralelas.

Nuestra estructura periódica de pines es la conocida como **bed of nails**. Hemos elegido esta y no otra ya que contábamos con ella en el laboratorio en una versión “low cost” realizada con tornillos y, por lo tanto, resultaba más fácil la construcción de las misma. [5] Los componentes que la conformarán son:

- **Sustrato:** Será el Rogers 4003 con una permitividad de 3.38 y un espesor $h = 0.81$ mm, hemos elegido este componente ya que disponíamos de él en el laboratorio.
- **Gap:** Será un hueco de aire. Es importante, a la hora del diseño del gap, tener en cuenta que no puede haber una distancia mayor a $\lambda/4$ entre el [PEC](#) y los pines, como ya hemos mencionado anteriormente.
- **Pines:** Serán los elementos, que colocados de forma periódica, harán que pasemos de tener un [PEC](#) (cortocircuito) a tener un [PMC](#) (circuito abierto).
- **PEC:** Sobre el que irán apoyados todos los pines.

Una vez definidos los parámetros de nuestra superficie, es necesario que hagamos un estudio comparativo de como afectan cada uno de los componentes a la banda de frecuencias prohibidas. Estableciendo los valores iniciales de la siguiente forma:

Permitividad del dielectrico(ϵ_r)	3.38
Gap de aire	1mm
Periodo de la celda unidad	13mm Ω
Altura del pin (pin)	14mm
Radio del pin (radio)	1 mm
Espesor del sustrato (h)	0.81 mm

Cuadro 2.1: Tabla Valores predeterminados de la estructura.

Ahora que ya tenemos definidos parámetros que conformarán la estructura y sus dimensiones iniciales para el estudio, realizamos la simulación, de la estructura infinita, obteniendo como diagrama de dispersión original:

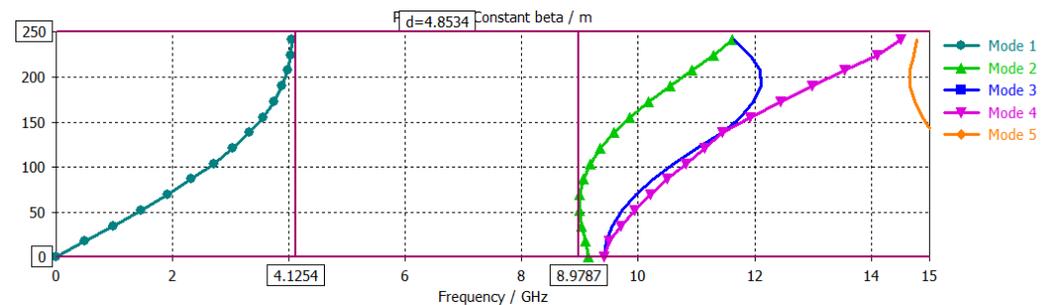


Figura 2.2: Diagrama de dispersión inicial

Como podemos apreciar en la Figura 2.2 el parámetro que representaremos es la constante de propagación (β) de los diferentes modos que se pueden propagar en la estructura y mostrará la banda de **zonas prohibidas** o **stopband**.

Una vez que conocemos cuál es el resultado de diagrama de dispersión que obtenemos podemos proceder a mostrar el estudio realizado para conocer de que forma afectan cada uno de los parámetros de la estructura a la banda prohibida y de esta forma determinar finalmente cuál será nuestra estructura **bed of nails**.

Para dicho estudio se cambiará el valor de uno de los parámetros y se mantendrá el resto fijos:

- Variación altura del pin.
- Variación tamaño del gap.
- Variación radio del pin.
- Variación del periodo de la celda unidad.
- Variación del espesor del sustrato.

2.1.1. Variación de altura de pin (Pin)

■ Pin = 10 mm

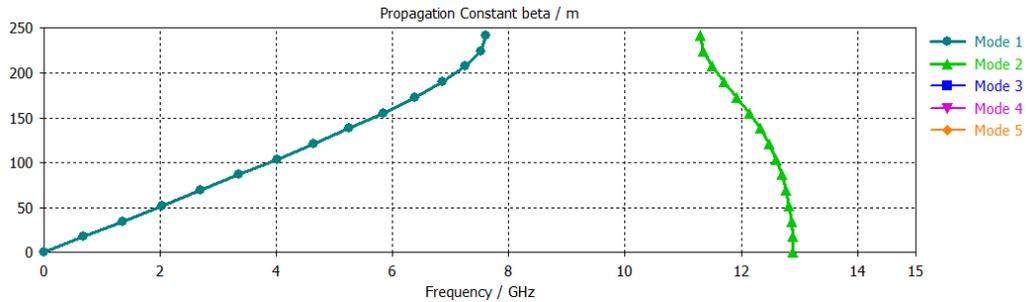


Figura 2.3: Diagrama de dispersión con pin=10mm

■ Pin = 15 mm

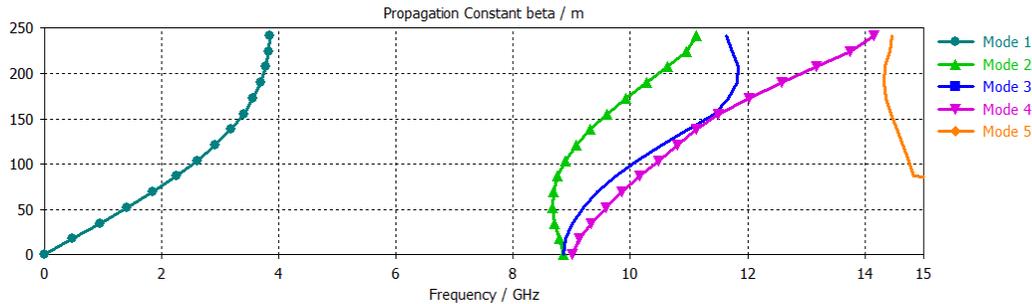


Figura 2.4: Diagrama de dispersión con pin=15mm

■ Conclusiones

A la vista de estos resultados podemos afirmar que este parámetro es muy restrictivo a la hora de determinar la zona de frecuencias prohibidas. Como podemos observar, conseguimos una banda más estrecha cuanto menor es el valor de la altura del pin, sin embargo, las frecuencias que delimitan dicha banda son mayores que si aumentamos el valor. Por lo que el pin es inversamente proporcional a las frecuencias que conforman la [stopband](#).

2.1.2. Variación del gap

■ Gap = 0.1 mm

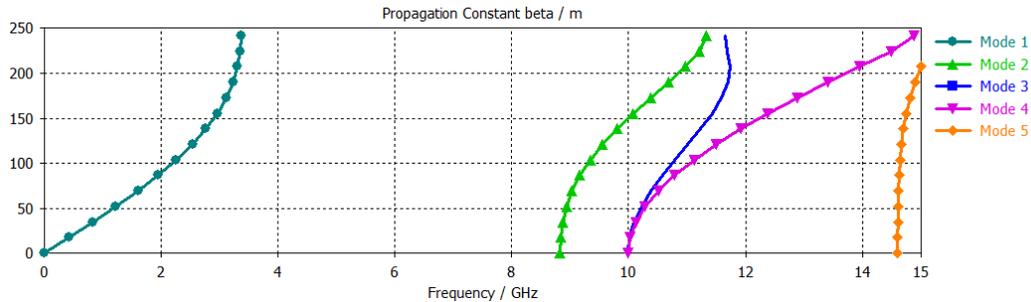


Figura 2.5: Diagrama de dispersión con gap=0.1mm

■ Gap = 2 mm

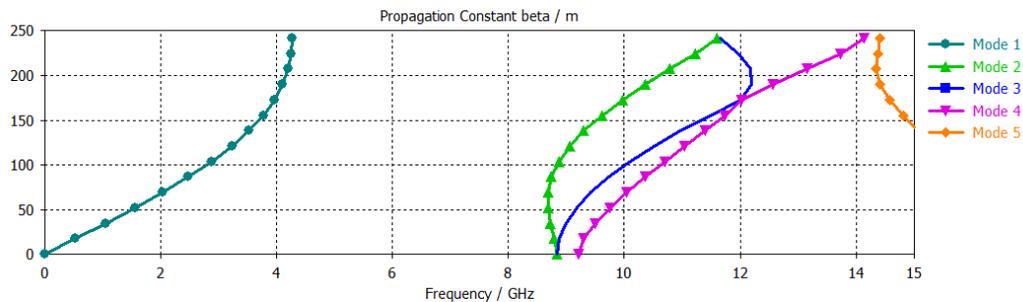


Figura 2.6: Diagrama de dispersión con gap=2mm

■ Conclusiones

Como podemos observar de los resultados obtenidos, este parámetro hace variar ligeramente la frecuencia inferior de la zona prohibida, ya que en el caso del aumento del valor del gap, se desplaza el límite inferior de la banda a frecuencias ligeramente mayores. Por lo que podemos afirmar que el gap no es un parámetro demasiado decisivo a la hora de determinar la zona prohibida ya que sólo produce una ligera variación en la frecuencia inferior de la [stopband](#).

2.1.3. Variación del radio del pin (Radio)

- Radio = 0.3 mm

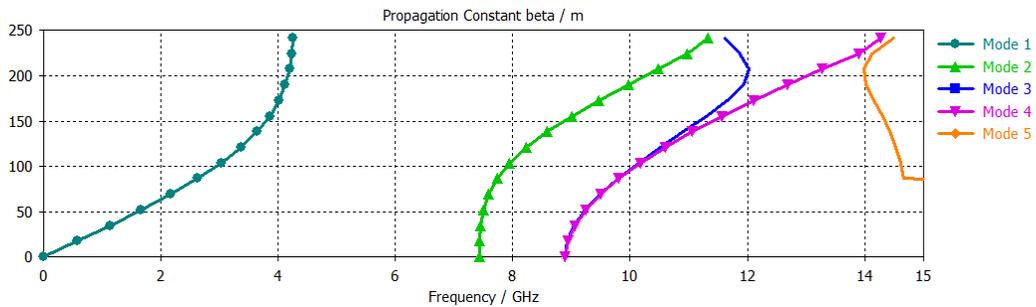


Figura 2.7: Diagrama de dispersión con radio=0.3mm

- Radio = 1.5 mm

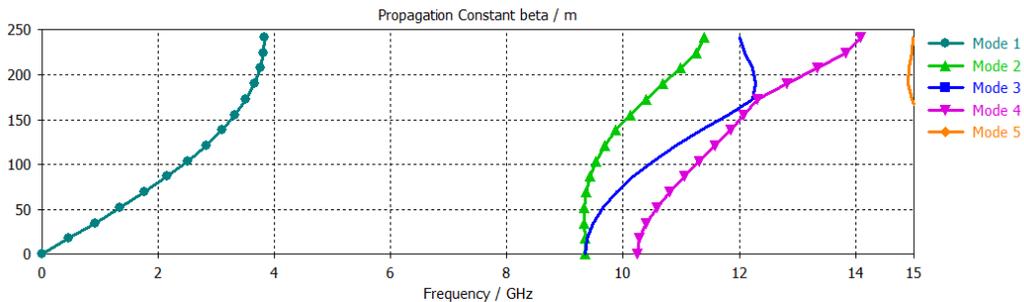


Figura 2.8: Diagrama de dispersión con radio=1.5mm

- Conclusiones

En el caso del radio del pin vemos que la frecuencia que sufre una ligera modificación es la frecuencia superior, al contrario de lo que pasaba con el gap, por lo que tampoco es un parámetro que sea demasiado restrictivo. Como observamos de los diagramas de dispersión, la frecuencia superior se desplaza ligeramente hacia valores mayores cuando aumentamos el valor del parámetro. Es decir, que el radio es proporcional a la frecuencia superior que delimita la [stopband](#)

2.1.4. Variación del periodo de la celda unidad (Periodo)

■ Periodo = 10 mm

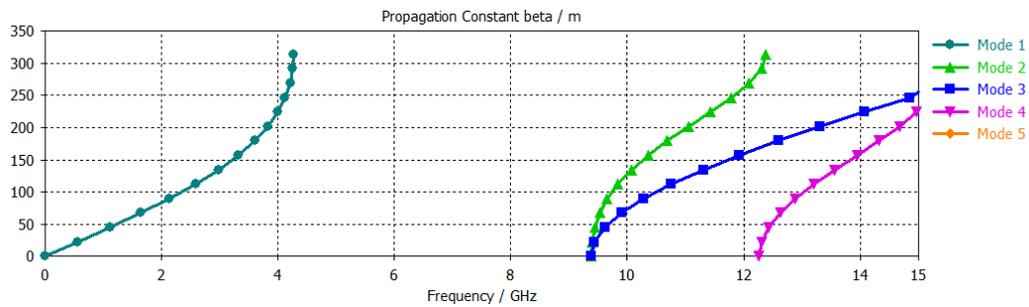


Figura 2.9: Diagrama de dispersión con periodo=10mm

■ Periodo = 15mm

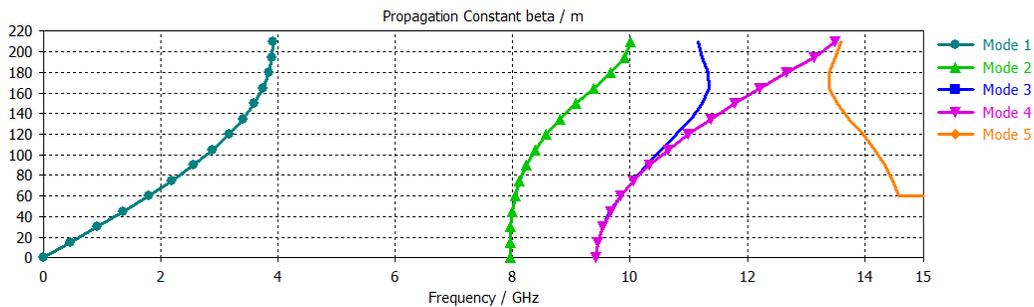


Figura 2.10: Diagrama de dispersión con periodo=15mm

■ Conclusiones

Podemos afirmar, de estos resultados, que si reducimos el parámetro del periodo, es decir, el espacio entre los pines, el ancho de banda de la zona de frecuencias se hace más ancha ya que la frecuencia superior se desplaza hacia frecuencias mayores. Por lo que cuanto más juntos tengamos los pines más ancha será la [stopband](#).

2.1.5. Variación del espesor del sustrato (H)

- $H = 0.5 \text{ mm}$

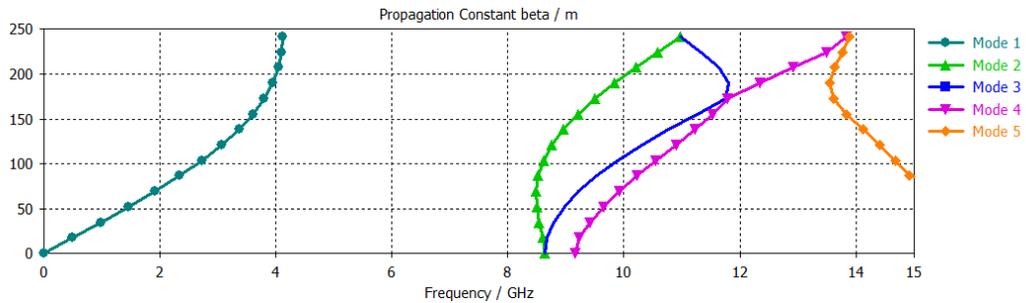


Figura 2.11: Diagrama de dispersión con $h=0.5\text{mm}$

- $H = 2 \text{ mm}$

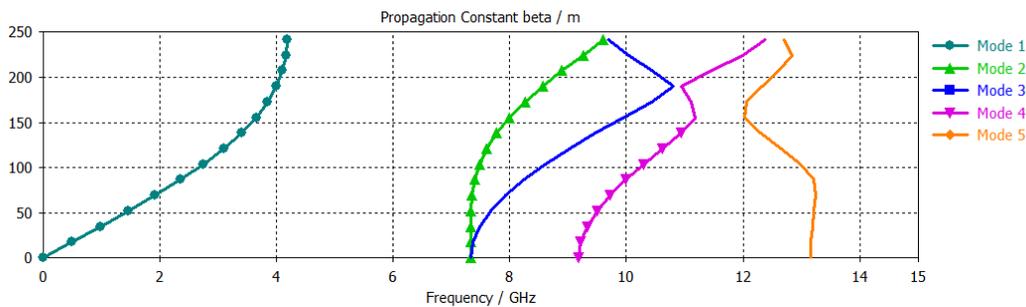


Figura 2.12: Diagrama de dispersión con $h=2\text{mm}$

- Conclusiones

De estas gráficas podemos observar como el valor del espesor del sustrato es un parámetro que afecta considerablemente a la zona de frecuencias prohibidas ya que cuánto mayor es el espesor del dieléctrico más estrecha es la zona donde no se propagan modos, es decir, que el espesor es inversamente proporcional al ancho de la [stopband](#).

2.2. Diseño de la estructura AMC final

Una vez realizado el estudio de todos los parámetros que conforman nuestra estructura, y sabiendo cuáles son las dimensiones que más afectan a la [stopband](#) podemos determinar cuál será nuestra estructura **bed of nails** final.

Es importante que la frecuencia de trabajo de nuestra antena quede delimitada entre la frecuencia mayor y la menor que determinan la [stopband](#) puesto que, como hemos mencionado anteriormente, es en esta zona donde no se propagarán ondas electromagnéticas entre las placas paralelas evitando así la radiación trasera de nuestra antena. El valor que hemos escogido ha sido el de 7GHz. Por lo que atendiendo al estudio previo y a las condiciones que necesitamos, las dimensiones finales de nuestra **bed of nails** son:

Permitividad del sustrato(ϵ_r)	3.38
Grosor del sustrato (h)	0.81mm
Tangente de pérdidas del sustrato ($\tan\delta$)	0.027
Gap de aire (Gap)	1mm
Periodo de la celda unidad ($Periodo$)	13 mm
Altura del pin (Pin)	14 mm
Radio del pin ($Radio$)	1mm

Cuadro 2.2: Tabla Valores específicos estructura **bed of nails**.

Una vez fijados los valores de la estructura de **pinnes** se decidió hacer una comparativa entre dos formas de construir la estructura **AMC**. Por un lado, tendremos un diseño en el que el gap estará entre el dieléctrico y los pinnes (tecnología [Microstrip](#)) y ,por otro lado, el gap estará entre el metal (antena) y el dieléctrico (tecnología [Inverted Microstrip Gap waveguide](#)).

2.2.1. Validación de la banda prohibida con el parámetro de transmisión

En este primer caso el campo eléctrico en vez de propagarse por el aire (gap) se propagará por el dieléctrico ya que la antena irá sobre el sustrato, es decir, se trata de una antena de ranura convencional que en su parte de atrás tiene una estructura AMC separada por un gap de aire. Esta estructura reducirá la radiación trasera, y evitará cualquier tipo de acoplo o radiación espuria.

En este caso el diseño quedaría de la siguiente forma, donde las flechas rojas representan el campo eléctrico, que como hemos mencionado anteriormente, se propagará por el dieléctrico:

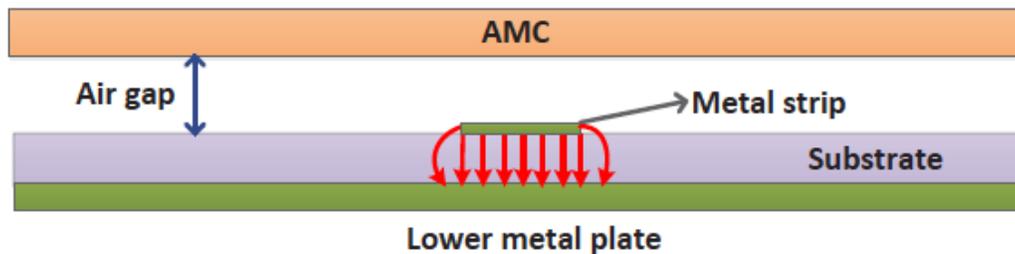


Figura 2.13: Estructura bed of nails

Ahora nos queda por analizar la zona de frecuencias prohibidas donde nuestra estructura se comportará como un AMC, siendo el diagrama de dispersión que obtenemos al simular:

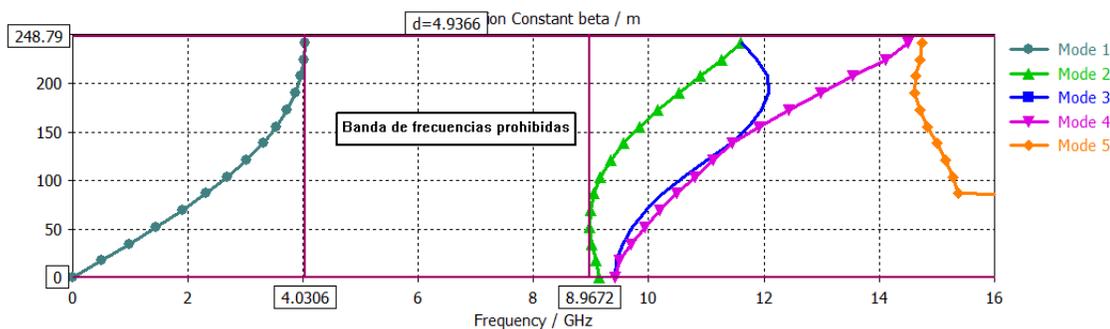


Figura 2.14: Diagrama de dispersión de la estructura

A la vista del resultado obtenido podemos afirmar que nuestra **stopband** quedará delimitada entre los 4.04 GHz , que es el límite de la banda de frecuencias inferior, y los 8.94 GHz que es el límite de la banda de frecuencias superior.

Una forma de verificar que los resultados de los diagramas de dispersión son correctos es limitando la estructura infinita a una estructura finita con los mismos valores de la celda unidad pero de dimensiones 12x6, por ejemplo, y realizando una simulación donde se calcule el coeficiente de transmisión. La banda de frecuencias donde este coeficiente de transmisión sea prácticamente cero será la banda prohibida.

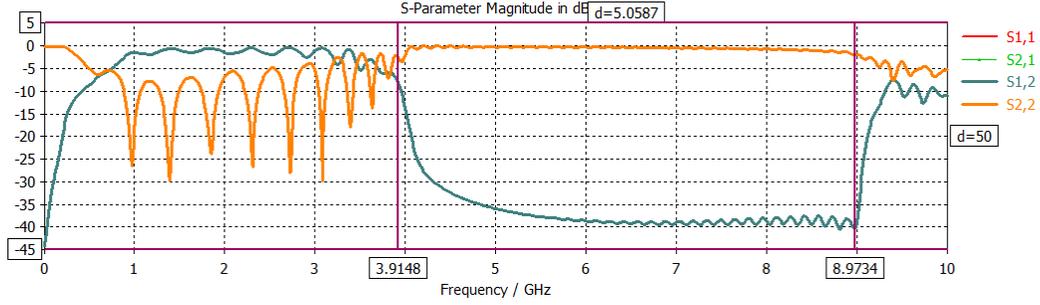


Figura 2.15: Coeficiente de transmisión de la estructura finita (S_{12})

Como podemos observar los límites del diagrama de dispersión y del parámetro S_{12} son prácticamente idénticos, puesto que la banda sólo cambia en un decimal, por lo que podemos concluir diciendo que nuestro ancho de banda estará comprendido entre:

Frecuencia inferior (f_i)	4.04 GHz
Frecuencia superior (f_s)	8.94 GHz

Cuadro 2.3: Valores frecuencias stopband.

Además nuestra frecuencia de trabajo, 7 GHz, quedará incluida dentro de esta zona prohibida por lo que podemos afirmar que los resultados obtenidos de esta estructura son satisfactorios para el desarrollo de nuestro TFG.

2.2.2. Diseño de la estructura AMC con Gap entre la antena y el dieléctrico

Como hemos comentado anteriormente, una vez que determinamos cuál iba a ser nuestra estructura **bed of nails**, se propuso analizar una nueva forma en la que el gap iría antes del sustrato y, de esta forma, realizar un diseño real en tecnología **microstrip gap waveguide**, la principal diferencia con el caso anterior es que el campo viajará por el aire reduciéndose así las pérdidas.

El diseño en este caso quedaría de la siguiente forma, siendo las flechas rojas el campo eléctrico que como podemos observar se transmite por el aire:

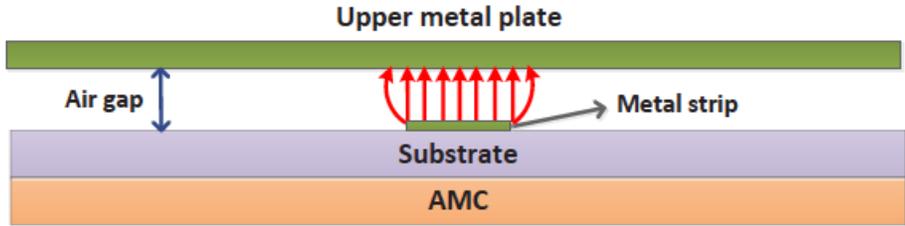


Figura 2.16: Cambio de la posición del sustrato y el gap: tecnología inverted microstrip gap waveguide

El resultado del diagrama de radiación al simular la celda unidad en este caso es:

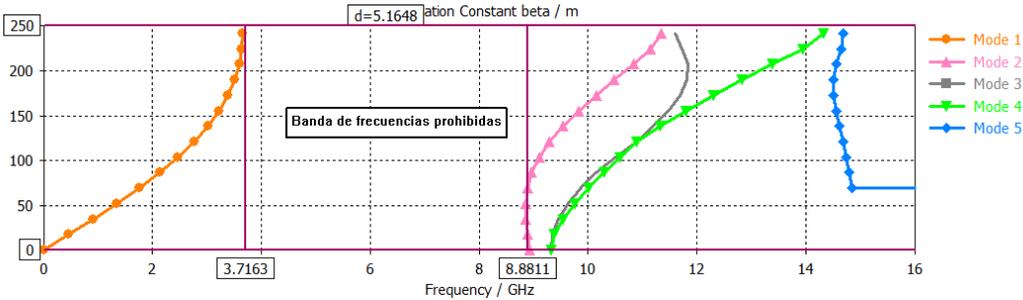


Figura 2.17: Diagrama de dispersión con el cambio de gap

A la vista del resultado obtenido, observamos como, tanto el límite de la frecuencia inferior como el de la superior, se desplazan hacia la izquierda quedando la **stopband** delimitada entre los 3.71 GHz y los 8.78 GHz. A su vez, el ancho de banda que conseguimos es mayor comparado con el diagrama de dispersión de la figura 2.14.

En este caso, nuestra frecuencia de trabajo también queda delimitada por las dos frecuencias límites de nuestra zona prohibida de frecuencias, por lo que el ancho de banda estará comprendido entre:

Frecuencia inferior (f_i)	3.71 GHz
Frecuencia superior (f_s)	8.78 GHz

Cuadro 2.4: Valores frecuencias stopband.

De nuevo, para validar estos resultados, al igual que hacíamos en el caso anterior, vamos a simular una estructura finita con las mismas dimensiones de la celda unidad y de dimensiones 12x6:

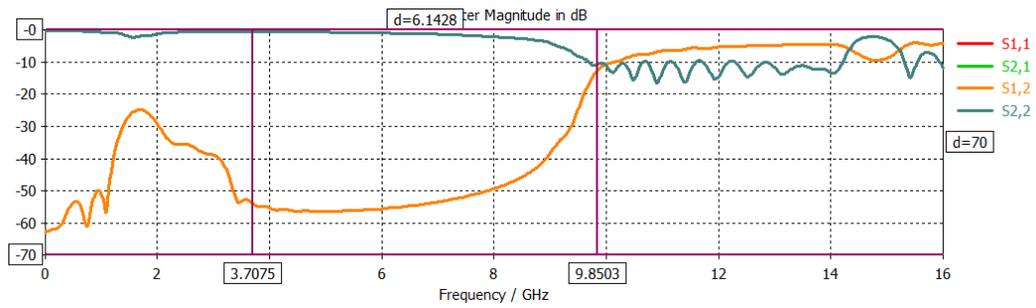


Figura 2.18: Diagrama de dispersión extendido con el cambio de gap

Por lo que podemos afirmar que con esta versión obtenemos un ligero aumento del ancho de banda donde no se propagan los modos.

$$d_{microstrip} < d_{invertedmicrostrippapwaveguide} \longrightarrow 4,6GHz < 5,2GHz \quad (2.1)$$

Para los siguientes pasos del TFG vamos a incorporar a nuestra antena estas dos versiones y con ello realizaremos un estudio mas exhaustivo de esta tecnología.

Capítulo 3

DISEÑO DE LA ANTENA

En este capítulo hablaremos sobre los pasos que hemos llevado a cabo para el diseño de la antena simple realizando un estudio, como hemos mencionado antes, que compare las diferencias entre tener el gap entre el dieléctrico y los pines o tenerlo entre el [PEC](#) y el dieléctrico. Posteriormente, incorporaremos las dos estructuras **bed of nails** que hemos tratado en el Capítulo 2 a nuestro diseño simple.

3.1. Primeros pasos

Este [TFG](#) consiste en la realización de una antena de ranura o slot que se alimenta mediante una línea microstrip. Como ya hemos mencionado antes, esta antena la combinaremos con una estructura [AMC](#), con el fin de conseguir eliminar, en gran parte, la radiación “hacia atrás”.

En este capítulo describiremos los pasos que se han llevado a cabo para realizar el diseño de la antena de slot simple, realizado en el entorno de simulación [CST Microwave Studio](#).

Nuestro diseño va a estar constituido por estos elementos:

- **Metal:** Será de tipo [PEC](#) y sobre él irá situada nuestra ranura.
- **Sustrato:** Este componente es el principal en la estructura ya que sobre él se imprimirán los demás componentes que la forman. El sustrato elegido para el diseño de la antena será el Rogers 4003 que dispone de un espesor de 0.81 mm y permitividad relativa (ϵ_r)=3.38. Una de sus principales características es que no aportará muchas pérdidas al diseño ($\tan\delta=0.0027$).
- **Línea microstrip:** Será la encargada de alimentar nuestra antena. El material de la línea de alimentación será de tipo [PEC](#) y la impedancia será de 50 Ohmios.

- **Ranura:** Esta ranura se consigue sustrayendo a nuestro metal una parte del mismo, cumpliendo las condiciones necesarias para el correcto funcionamiento del diseño.
- **Puerto:** Con este elemento conseguiremos la alimentación de nuestra antena. Será de tipo [Waveguide](#) en las simulaciones.

La elección de las dimensiones de cada uno de los componentes debe cumplir una serie de características:

3.2. Dimensiones de los componentes

- **Características de línea microstrip:**

Debe cumplir que tanto el espesor de la línea de alimentación (t) como el grosor del sustrato (h) sean mucho menores que el valor de la longitud de onda (λ_g):

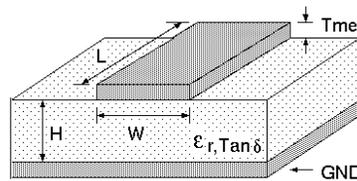


Figura 3.1: Línea microstrip

- **Características de la ranura:**

Debe cumplirse que el largo de la ranura este comprendido entre los valores de $\lambda_o/2$ y $\lambda_g/2$ ya que es cerca de estos valores donde conseguimos la resonancia de la antena, es decir:

$$\frac{\lambda_0}{2} > L_s > \frac{\lambda_g}{2} \quad (3.1)$$

Siendo $\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$ y $\lambda_o = \frac{c_0}{f_0}$

Además de estas características partiremos de algunos datos específicos de los componentes de la antena como son, las propiedades del sustrato, el cuál se eligió de entre las posibilidades que teníamos en el laboratorio, el valor de la impedancia de la línea, para la que hemos elegido un valor estándar de 50Ω , además del valor de la frecuencia de trabajo. Quedando el valor de los componentes de la siguiente forma:

Frecuencia de trabajo (f_0)	7 Ghz
Impedancia de la línea (Z_0)	50Ω
Permitividad del sustrato(ϵ_r)	3.38
Grosor del sustrato (h)	0.81mm
Tangente de pérdidas del sustrato ($\tan\delta$)	0.027

Cuadro 3.1: Valores específicos de la antena.

Teniendo en cuenta los valores de la tabla (3.1) y las características que deben cumplir el slot vamos a terminar de determinar las dimensiones de nuestro diseño:

- **Largo de la ranura:** Basándonos en la ecuación 3.1 el largo de nuestra ranura oscilará entre los valores:

$$\frac{3x10^8}{2x7x10^9} > L_{ranura} > \frac{3x10^8}{2x7x10^9 \cdot \sqrt{3,38}} \quad (3.2)$$

$$21,42mm > L_{ranura} > 11,65mm \quad (3.3)$$

Por lo que el valor que elegiremos del largo de la ranura será $L_{ranura} = 14$ mm, valor que queda comprendido entre los rangos que veíamos en la ecuación (3.3)

- **Ancho de la ranura:** Las ranuras se definen como aperturas en un plano de masa en la que uno de los lados del slot es mucho menor a la longitud de onda(λ_g), es decir:

$$W_{ranura} \ll \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} = 23,31mm \quad (3.4)$$

Por lo que elegimos $W_{ranura} = 1.25$ mm que es un valor muy inferior a λ_g

- **Dimensiones del plano de masa:** El plano de masa es la parte de la antena donde se sitúan todos los componentes. La longitud de este influye en el comportamiento de la antena, y en el ancho de banda por lo que debemos tener en cuenta, que sus dimensiones deben ser bastante mayores que las del slot. Teniendo en cuenta estas características los valores escogidos finalmente son:

$$W_{plano\,masa} = 30 \text{ mm y } L_{plano\,masa} = 68 \text{ mm}$$

Teniendo en cuenta todos estos valores los parámetros que caracterizarán nuestra antena quedan resumidos en la siguiente tabla:

Frecuencia de trabajo (f_0)	7 GHz
Impedancia de la línea (Z_0)	50Ω
Permitividad del sustrato (ϵ_r)	3.38
Grosor del sustrato (h)	0.81mm
Tangente de pérdidas del sustrato ($\tan\delta$)	0.0027
Ancho de la ranura (W_{ranura})	1.25 mm
Largo de la ranura (L_{ranura})	14 mm
Ancho del plano de masa ($W_{plano\,masa}$)	30 mm
Largo del plano de masa ($L_{plano\,masa}$)	68 mm

Cuadro 3.2: Tabla parametrización de la antena.

3.3. Diseño de la antena simple

3.3.1. Diseño de la antena en tecnología microstrip convencional

Una vez tenemos definidos todos los valores, que harán posible la adaptación de nuestra antena, sólo nos queda por determinar cuál serán las dimensiones de nuestra línea de alimentación. Las dimensiones de la línea microstrip no son genéricas ya que, dependiendo de la forma de construcción, la impedancia de la línea cambiará y, por ende, las dimensiones de la misma.

- **Ancho de la línea:** La tecnología microstrip sigue unas fórmulas para que podamos calcular cuál es el ancho apropiado de nuestra tira conductora para tener la impedancia de línea deseada (50Ω) y con ello conseguir la adaptación correcta de la antena.

Para calcular este parámetro podemos hacerlo de dos formas:

Con la ayuda de nuestra herramienta de diseño [CST Microwave Studio](#).

Mediante las fórmulas teóricas propias de la línea microstrip.

Primero calcularemos el valor mediante el entorno de simulación [CST](#) y veremos si el resultado que obtenemos es válido y posteriormente, lo compararemos con las fórmulas teóricas quedándonos con el resultado de W_{linea} que más se adapte a nuestras necesidades (en este caso se trata de diseñar una línea microstrip sobre un sustrato Rogers 4003):

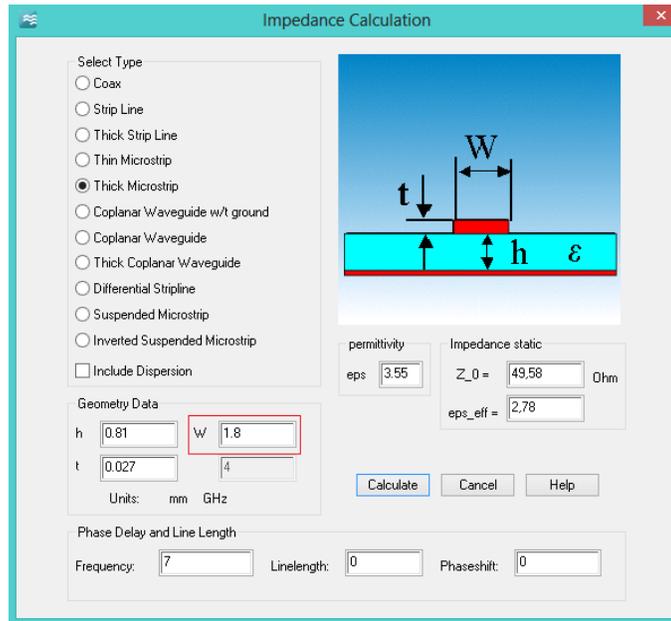


Figura 3.2: Calculo de W_{linea} .

Finalmente, el valor escogido para la W_{linea} no fue el calculado por nuestra herramienta de diseño ya que obteníamos un valor elevado de impedancia, mayor a los 50Ω que deseábamos como podemos observar en la siguiente figura, que refleja una simulación de onda completa en el puerto y determina la impedancia de forma numérica:

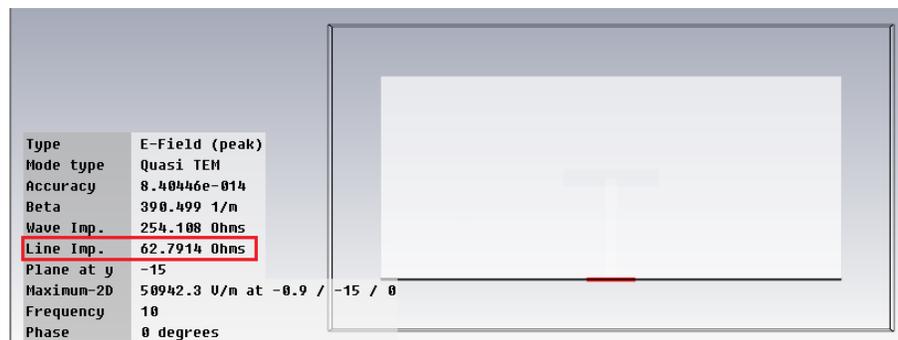


Figura 3.3: Impedancia de línea con $W_{linea}=3.6\text{mm}$.

Por lo que procedimos a utilizar el valor teórico obtenido de las ecuaciones teóricas de la línea microstrip:

$$A = \frac{Z_0}{60} * \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} * (0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r}) \quad (3.5)$$

$$\frac{W_{linea}}{h} = \frac{8xe^A}{e^{2A} - 2} \quad (3.6)$$

Siendo el resultado $W_{linea}=2.5\text{mm}$ con el que obtenemos en el simulador de onda completa una impedancia de $Z_{linea}=48.19\Omega$

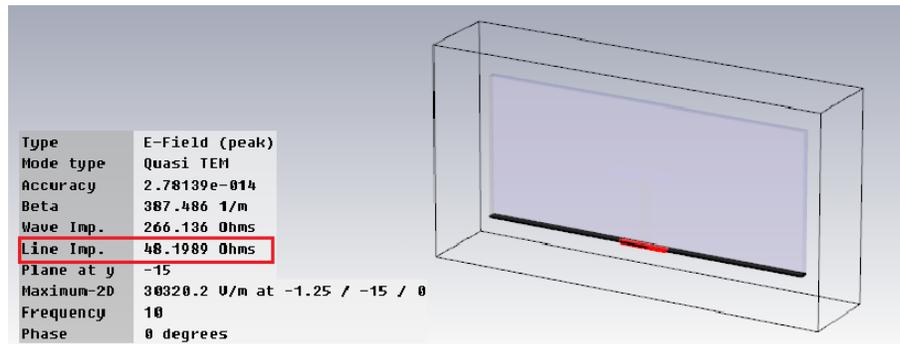
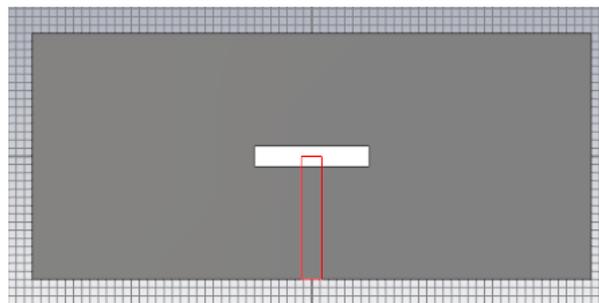
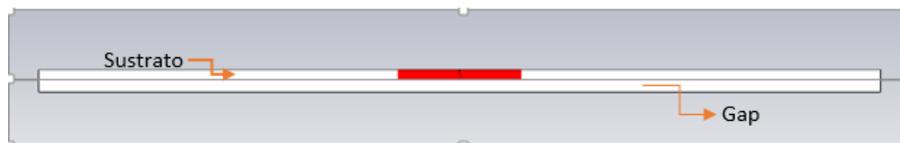


Figura 3.4: Impedancia de línea con $W_{linea}=2.5\text{mm}$.

Teniendo en cuenta los valores de la Tabla 5.1 y el valor de la $W_{linea}=2.5\text{mm}$. El diseño final que obtenemos es el siguiente:



(a) Vista superior antena simple



(b) Vista lateral con el puerto

Figura 3.5: Antena Simple en tecnología microstrip.

Resultado de las simulaciones

Adaptación de la antena

Una vez realizado el diseño, el siguiente paso fue realizar la simulación con el programa [CST](#). El resultado de dicha simulación fue el siguiente:

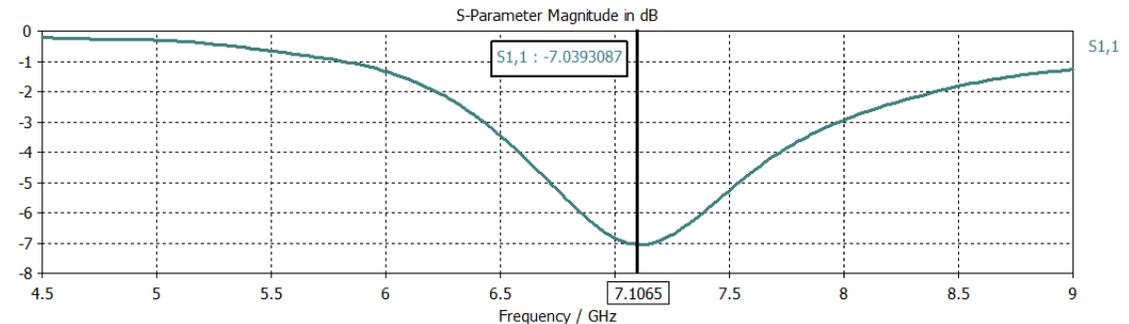


Figura 3.6: Parámetro S_{11}

De esta simulación podemos apreciar la adaptación de nuestra antena a 7.1 GHz, que queda delimitada por la [stopband](#) como podemos apreciar en la 2.14. El comportamiento de la antena se representa a través del parámetro S_{11} ya que nos indica el coeficiente de reflexión de entrada. La adaptación de este primer ejemplo no es muy buena, ya que se necesita un nivel por debajo de los -10dB y la frecuencia es ligeramente superior a lo deseado. Para mejorar el diseño y, por tanto, su adaptación habría que hacer la ranura un poco más grande y cambiar la longitud de la línea de alimentación.

Diagrama de radiación

Puesto que la adaptación está prácticamente en el límite de llegar al umbral donde se puede considerar que una antena funciona correctamente, a partir de -10 dB, decidimos continuar con las simulaciones del diagrama de radiación con el prototipo diseñado en este apartado.

En este apartado estudiaremos el diagrama de radiación en:

- En coordenadas polares, representando los dos planos principales.
- En 3D.

Diagrama de Radiación en coordenadas polares:

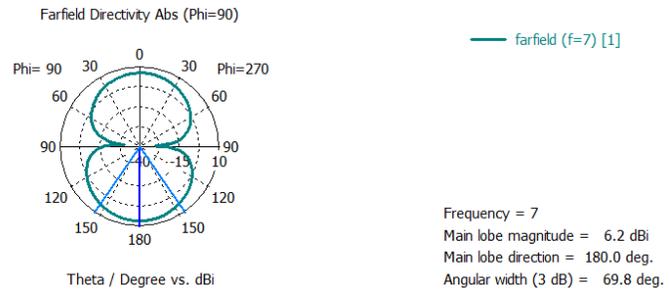


Figura 3.7: Diagrama de radiación en $\phi = 90$ grados

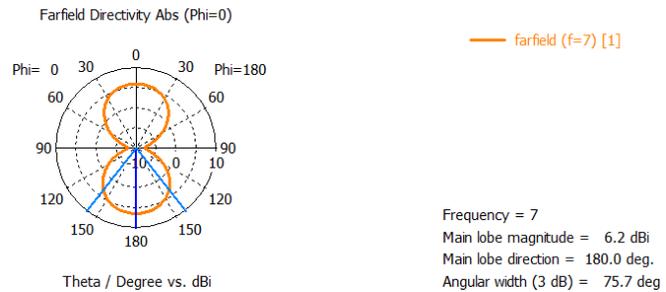


Figura 3.8: Diagrama de radiación en $\phi = 0$ grados

Diagrama de Radiación en 3D:

Como observamos del diagrama de radiación producido por el slot, tenemos una antena en la que desperdiciamos gran parte de la radiación producida, ya que esta se radia por la parte trasera. Este problema se intentará eliminar en el siguiente capítulo con la incorporación a nuestro diseño de la estructura [AMC](#).

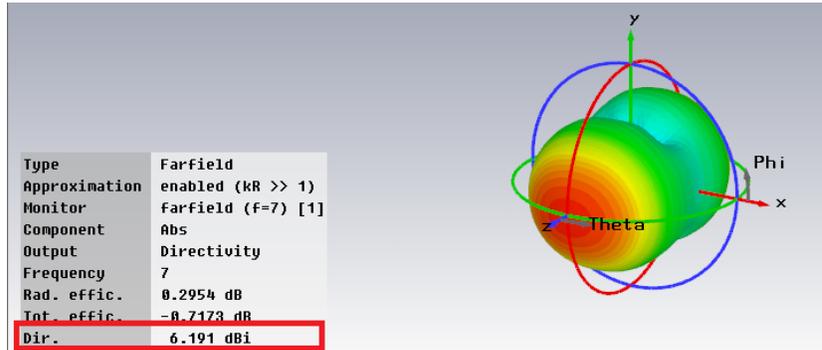


Figura 3.9: Diagrama de radiación en 3D

3.3.2. Diseño de la antena en tecnología inverted microstrip gap

Al igual que en el caso anterior, los valores que utilizaremos serán los fijados en la tabla 5.1 pero es necesario que determinemos cuál será el valor del ancho de la línea para conseguir aproximarnos a la impedancia deseada (50Ω). Este valor es necesario que lo volvamos a calcular ya que en este caso la línea microstrip irá sobre sustrato aire y, por tanto, si mantuviésemos sus dimensiones la impedancia no sería la correcta.

- **Ancho de la línea:** Puesto que en el caso anterior el valor que nos calculo la herramienta de simulación, era más elevado de lo que nosotros queríamos, en esta caso procedimos directamente a utilizar las fórmulas teóricas obteniendo como resultado para la W_{linea} :

$$A = \frac{Z_0}{60} * \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} * (0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r}) \quad (3.7)$$

$$\frac{W_{linea}}{h} = \frac{8xe^A}{e^{2A} - 2} \quad (3.8)$$

Siendo el resultado $W_{linea}=4.5\text{mm}$ con el que obtenemos una impedancia de $Z_{linea}= 58.38\Omega$ como podemos observar en la siguiente imagen:

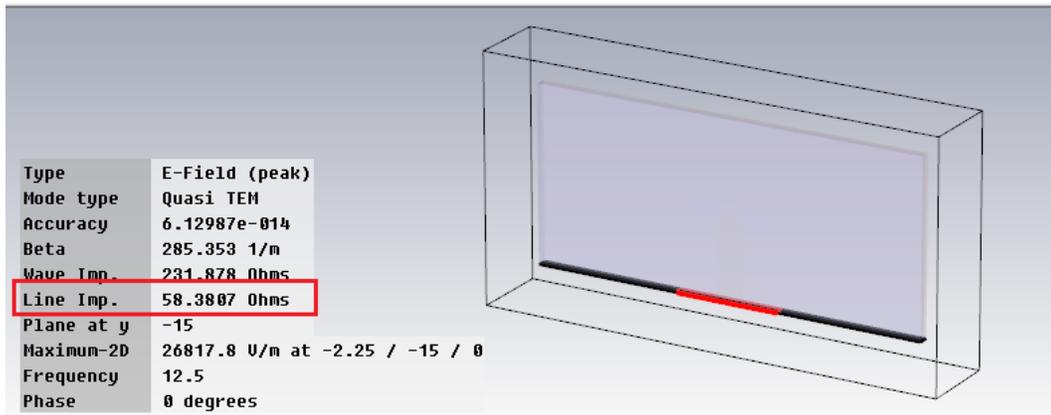
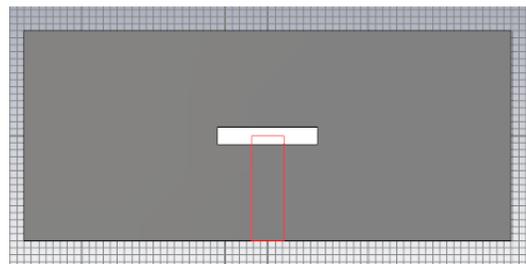


Figura 3.10: Impedancia de línea con $W_{linea}=4.5\text{mm}$.

Teniendo en cuenta los valores de la Tabla 5.1 y el valor de la $W_{linea}=4.5\text{mm}$ y que en este caso tenemos el gap entre la antena y el sustrato, el diseño final que obtenemos es el siguiente:



(a) Vista superior antena simple



(b) Vista lateral con el puerto

Figura 3.11: Antena Simple en tecnología inverted gap microstrip.

Resultado de las simulaciones

Adaptación de la antena

Una vez realizado el diseño, el siguiente paso fue realizar la simulación con el programa [CST](#) .

El resultado de dicha simulación fue el siguiente:

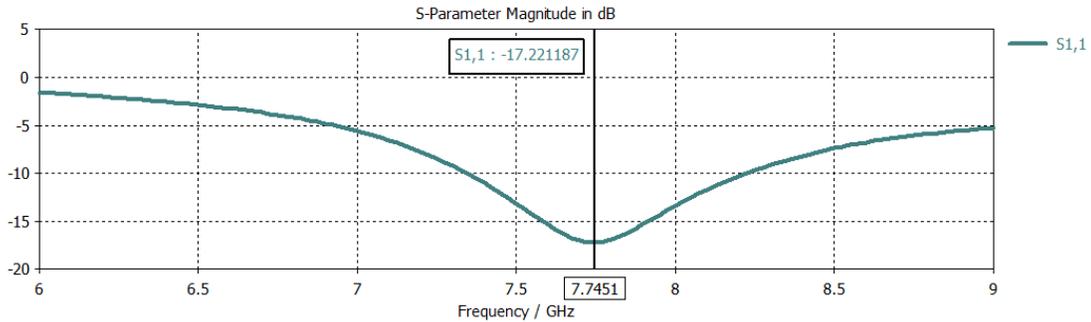


Figura 3.12: Parámetro S_{11}

De esta simulación podemos apreciar como obtenemos la adaptación de nuestra antena a 7.64GHz, que también queda dentro de la [stopband](#) del segundo caso como podemos ver en la 2.18. Además, podemos afirmar que conseguimos una mejor adaptación en la antena ya que conseguimos un valor de coeficiente de reflexión de -15dB.

Comparando esta simulación con la de la figura 3.6 obtenemos la conclusión de que al cambiar de orden el gap y el dieléctrico, manteniendo todos los valores fijos, salvo el de la línea de alimentación, conseguimos que nuestra antena se adapte a una frecuencia mayor:

$$f_{trabajo1} < f_{trabajo2} \longrightarrow 7,1GHz < 7,64GHz \quad (3.9)$$

Esto era de esperar ya que al no hemos variado el largo de la ranura y, éste valor está directamente relacionado con la frecuencia de trabajo, por tanto:

$$\frac{3x10^8}{2xf_{caso2}} > L_{ranura} > \frac{3x10^8}{2xf_{caso1} \cdot \sqrt{3,38}} \quad (3.10)$$

Siendo $L_{ranura} = 14\text{mm}$ obtenemos un valor de $f_{caso2}=7.64 \text{ GHz}$ y $f_{caso1}= 7.1 \text{ GHz}$.

Para haber conseguido la adaptación de la antena en la misma banda de frecuencia podríamos haber variado el valor de la longitud de la ranura, haciéndolo más grande y de está forma haber conseguido centrar los dos diseños en la misma frecuencia de funcionamiento.

En cuanto al nivel de adaptación de la antena en este segundo caso conseguimos que sea mejor ya que estamos por debajo de los -10 dB:

$$nivel_1 > nivel_2 \longrightarrow -7dB > -18dB \quad (3.11)$$

Diagrama de radiación

Una vez que nuestra antena esta adaptada, debemos comprobar cuál es la radiación que produce la ranura, de las dos formas que describimos en la sección anterior:

Diagrama de radiación en coordenadas polares:

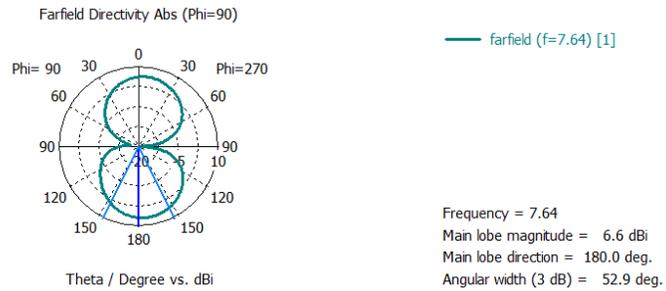


Figura 3.13: Diagrama de radiación en $\phi = 90$ grados

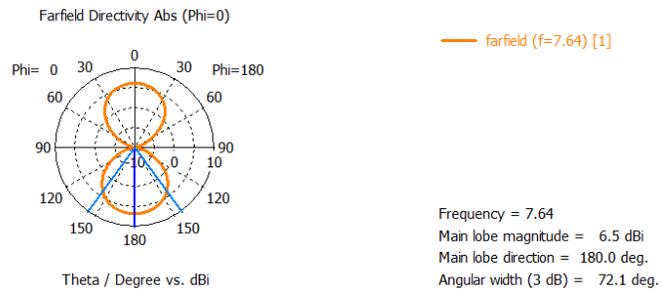


Figura 3.14: Diagrama de radiación en $\phi = 0$ grados

Diagrama de radiación en 3D:

Como observamos del diagrama de radiación producido por el slot, nos ocurre lo mismo que con el caso que estudiábamos anteriormente, gran parte de la radiación que obtenemos se radia “hacia atrás”. Puesto que la adaptación no la conseguimos a la misma frecuencia es de esperar que ocurra que la directividad en el segundo caso sea mayor que en el primero, ya que, la directividad es proporcional al tamaño de la antena en λ s.

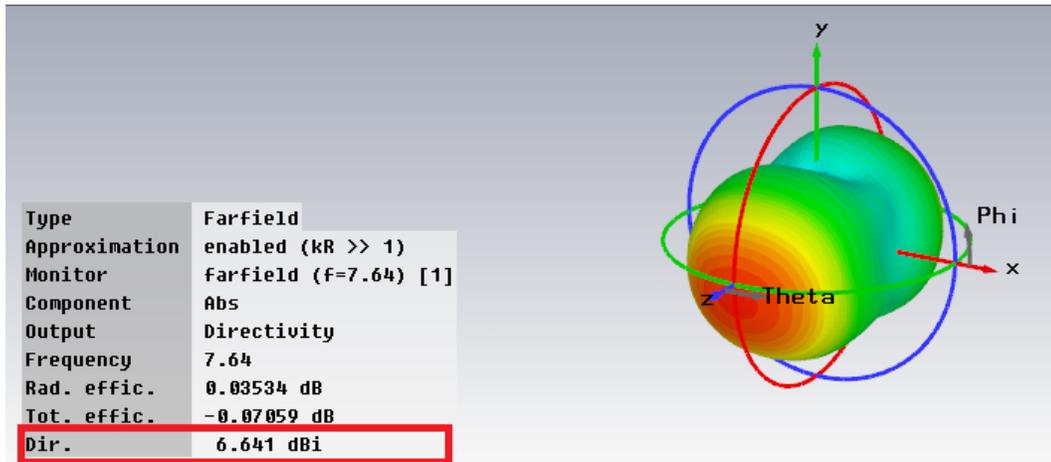


Figura 3.15: Diagrama de radiación en 3D

Esto es lo que ocurre si nos fijamos en las figuras de los diagramas de radiación 3.15 y 3.9:

$$directividad_1 < directividad_2 \longrightarrow 6,19dB < 6,64dB \quad (3.12)$$

Por lo que en los siguientes capítulos de este [TFG](#) añadiremos a nuestra antena simple, la superficie **bed of nails** que diseñábamos en el Capítulo 2 y analizaremos los resultados que se obtiene al combinarla con la antena simple en las dos versiones que hemos propuesto.

Capítulo 4

DISEÑO DE LA ANTENA DE RANURA COMBINADA CON LA ESTRUCTURA BED OF NAILS

En este capítulo vamos a llevar a cabo el diseño del sistema completo, es decir, vamos a combinar nuestra antena de slot simple con la estructura de pines que hemos diseñado y estudiado en el Capítulo 2, comparando los resultados de las dos versiones propuestas, tecnología microstrip y tecnología inverted microstrip gap waveguide.

Para comprobar el correcto funcionamiento de la estructura completa vamos a analizar, al igual que hacíamos en el caso de la antena simple, el parámetro S_{11} que nos indicará el coeficiente de reflexión a la entrada y, por tanto, la correcta adaptación del conjunto. Además, estudiaremos el diagrama de radiación que obtenemos de la simulación y, de esta forma, podremos sacar conclusiones de si verdaderamente la incorporación de la estructura **bed of nails** nos produce mejoras, eliminando la radiación trasera.

4.1. Combinación de antena de slot con estructura de pines

4.1.1. Antena con gap entre dieléctrico y estructura bed of nails

Para llevar a cabo la simulación del conjunto completo hemos añadido a la antena simple, diseñada en el Capítulo 3, la estructura **bed of nails** diseñada en el Capítulo 2, es decir, utilizaremos los mismos valores que hemos mencionado en las tablas 5.1 para la antena simple y 2.4 para el sustrato de pines.

Dado el tamaño del plano de masa nos caben un total de 6x3 pines. Quedando el conjunto final en el entorno de simulación de la siguiente forma:

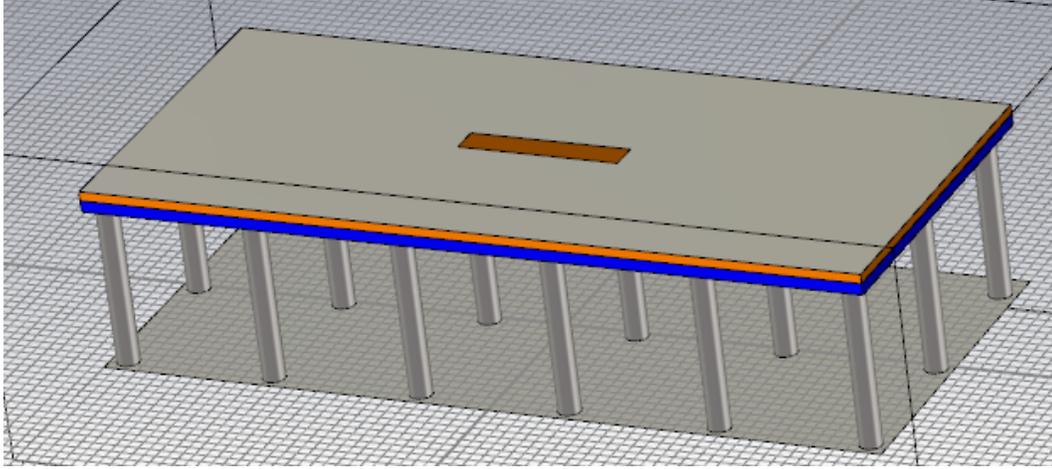


Figura 4.1: Aspecto del conjunto en CST

En la figura 4.1 estamos ante el caso de tecnología microstrip. En este caso el sustrato (en naranja) está por encima del gap (en azul) y, por tanto, el campo eléctrico viajará por el sustrato produciendo más pérdidas.

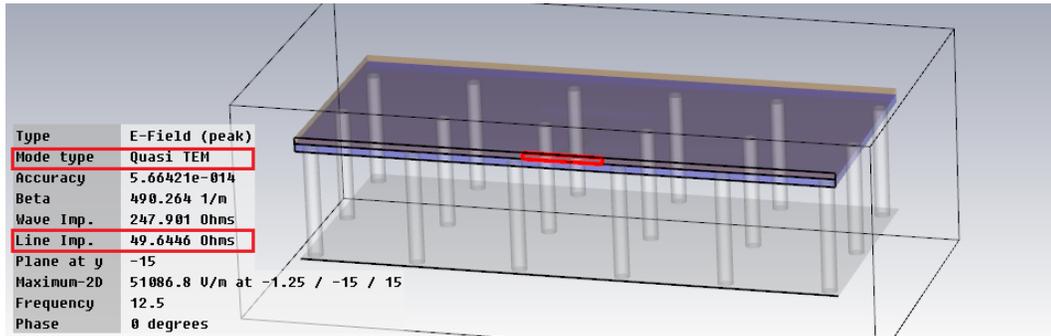


Figura 4.2: Valores de impedancia de línea y waveguide port en CST

Ahora debemos comprobar la correcta adaptación de nuestra antena con la estructura **bed of nails** por lo que procederemos a realizar la simulación y el correspondiente análisis sobre los resultados.

4.2. Resultados de las simulaciones

4.2.1. Adaptación de la antena

Para comprobar que nuestra antena está adaptada a la frecuencia de trabajo que pretendíamos, $f_o = 7$ GHz debemos comprobar que el parámetro S_{11} tenga una caída en dicha frecuencia, como habíamos visto en el capítulo de la antena simple.

El resultado que obtenemos de nuestra herramienta **CST** es el siguiente:

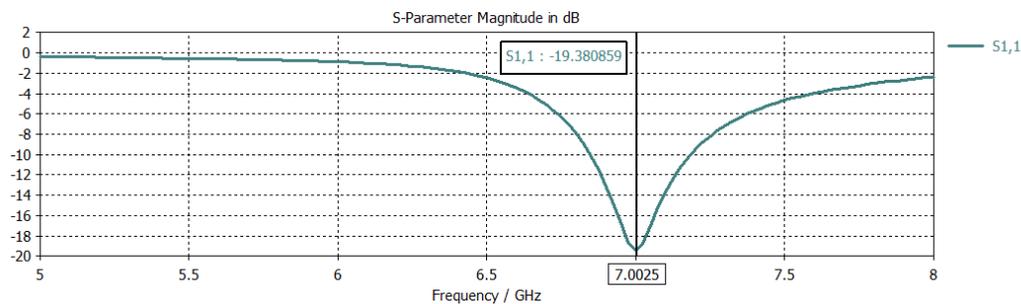


Figura 4.3: Parámetro S_{11} de la estructura combinada

A la vista de los resultados obtenidos en la Figura 4.3, podemos afirmar que el haber introducido la estructura **AMC** provoca un ligero desplazamiento hacia la izquierda de la frecuencia que obteníamos con nuestra antena simple, dejándola más centrada en la frecuencia de los 7 GHz y, además, consiguiendo una mejor adaptación ya que en este caso conseguimos un valor de -18.5 dB frente a los -7dB que conseguimos en el caso anterior (Figura 3.6).

4.2.2. Diagrama de radiación

Ahora debemos analizar los cambio que se producen en la radiación de la antena, al introducir la estructura **bed of nails**. Para ello debemos observar la radiación que produce nuestro slot a la frecuencia de trabajo de la misma.

Como en el caso de la tecnología microstrip veremos este diagrama de radiación tanto en coordenadas polares como en 3D:

Diagrama de radiación coordenadas polares:

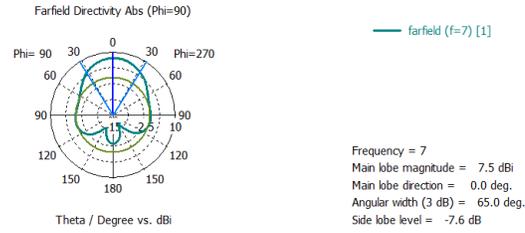


Figura 4.4: Diagrama de radiación de la estructura combinada en $\phi=90$ grados

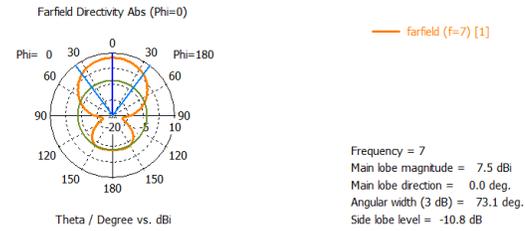


Figura 4.5: Diagrama de radiación de la estructura combinada en $\phi=0$ grados

Diagrama de radiación 3D:

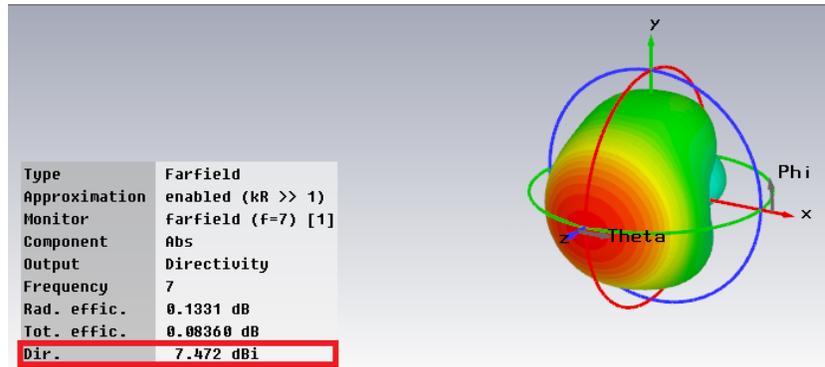


Figura 4.6: Diagrama de radiación de la estructura combinada en 3D

Comparando la figura 4.6 con la figura 3.9 observamos como, al introducir los pines, la radiación trasera, producida por la línea microstrip, se reduce en gran parte. Además, se produce una diferencia significativa en cuanto a la directividad de la antena:

$$Dir_{simple} < Dir_{combinada} \longrightarrow 6,9dB < 7,5dB \quad (4.1)$$

4.2.3. Antena en inverted microstrip gap waveguide

Para llevar a cabo la simulación del conjunto completo en esta tecnología hemos añadido a la antena simple, diseñada en el Capítulo 3, la estructura **bed of nails** correspondiente, diseñada en el Capítulo 2, es decir, utilizaremos los mismos valores que hemos mencionado en las tablas 5.1 para la antena simple y 2.4 para el sustrato de pines.

Quedando el conjunto final en el entorno de simulación de la siguiente forma:

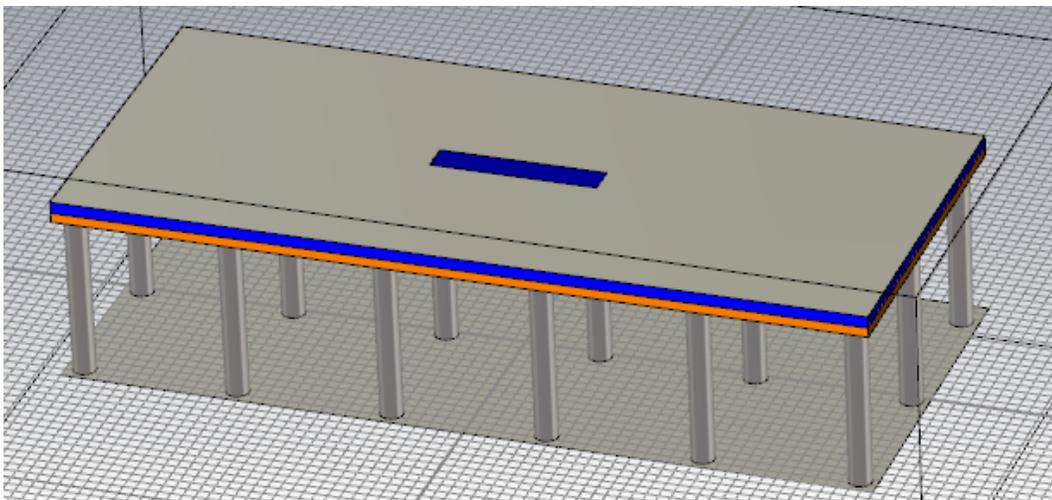


Figura 4.7: Aspecto del conjunto en CST

En este caso podemos observar en la Figura 4.7 como es el gap (en azul) el que está antes del dieléctrico (en naranja), por tanto, en este caso la tecnología será inverted microstrip gap waveguide y el campo eléctrico se propagará por el aire dando lugar a unas pérdidas prácticamente despreciables.

El valor de la impedancia de la línea y el tipo de modo que obtenemos lo veremos en la siguiente figura:

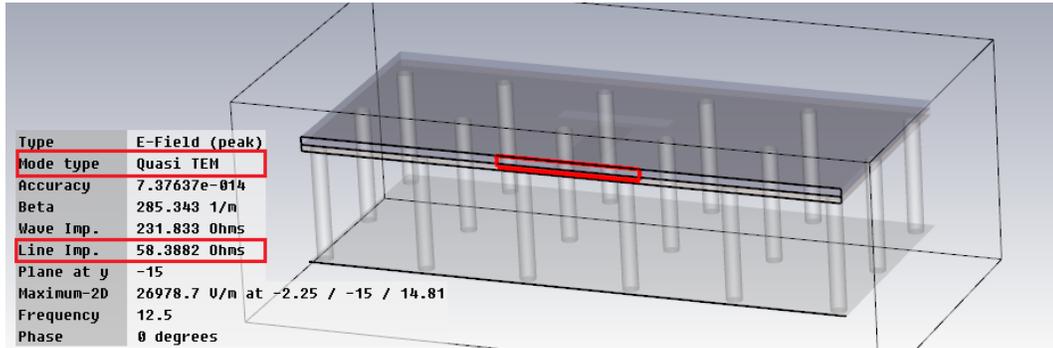


Figura 4.8: Valores de impedancia de línea y waveguide port en CST

Ahora debemos comprobar la correcta adaptación de nuestra antena con la estructura **bed of nails** por lo que procederemos a realizar la simulación y el correspondiente análisis sobre los resultados.

4.3. Resultados de las simulaciones

4.3.1. Adaptación de la antena

Para comprobar que la adaptación de nuestra antena se produce dentro de la zona prohibida, y con ello consigamos eliminar los problemas de radiación trasera, debemos comprobar que el parámetro S_{11} obteniendo como resultado en CST:

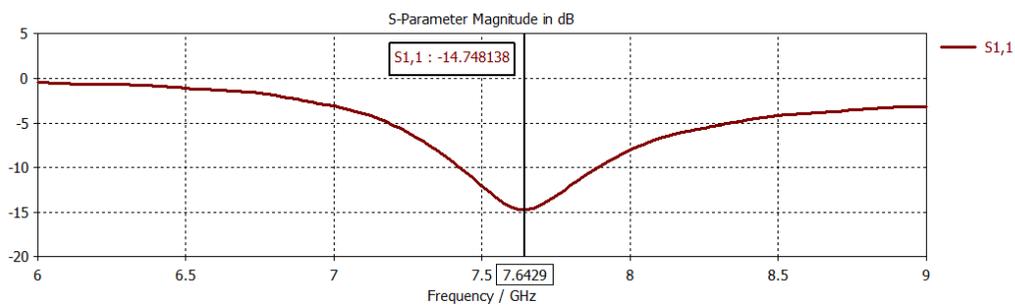


Figura 4.9: Parámetro S_{11} de la estructura combinada

Comparando los resultados de la figura 3.12 y los de la Figura 4.9 podemos afirmar que el haber introducido la estructura **AMC** conseguimos, como en el caso anterior, que la frecuencia se desplace ligeramente hacia la izquierda, es decir, conseguimos la adaptación en frecuencias menores.

Diagrama de radiación en 3D:

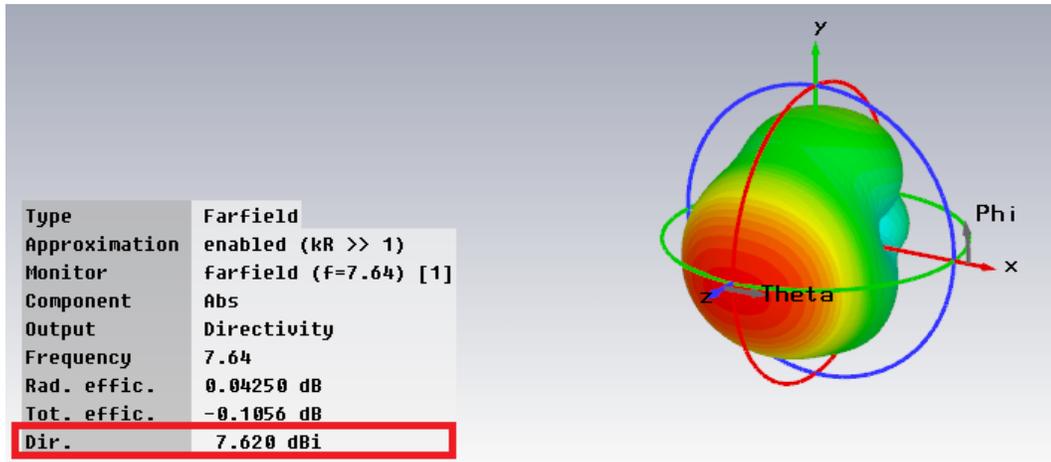


Figura 4.12: Diagrama de radiación de la estructura combinada en 3D

Comparando la figura 4.12 con la figura 3.15 observamos como, al introducir los pines, la radiación trasera, producida por la línea microstrip, se reduce en gran parte. Consiguiendo de esta forma una directividad mayor en nuestra antena:

$$Dir_{simple} < Dir_{combinada} \longrightarrow 6,64dB < 7,62dB \quad (4.2)$$

Conclusiones

Si comparamos los dos diseños que hemos propuesto, es decir, figura 4.1 con figura 4.7, podemos extraer las siguientes conclusiones:

- Frecuencia de trabajo:** La frecuencia de trabajo en el segundo caso es mayor que la del primero, cómo era de esperar ya que en el primer caso la ranura ve el dieléctrico pero en el segundo caso ve el aire:

$$f_{trabajo1} < f_{trabajo2} \longrightarrow 7GHz < 7,64GHz \quad (4.3)$$

En este caso conseguimos unos niveles de adaptación de la antena:

$$nivel_1 < nivel_2 \longrightarrow -18,5dB < -14,75dB \quad (4.4)$$

Es decir, con la incorporación de la estructura **bed of nails** conseguimos que las dos antenas se adapten por debajo de los -10 dB.

- **Directividad:** En cuanto a la directividad, podemos afirmar que la segunda forma de diseño consigue una directividad mayor que en el primer caso, tal y como era de esperar, aunque si es verdad que son más igualadas que las que mostrábamos en la ecuación 3.12:

$$directividad_1 < directividad_2 \longrightarrow 7,5dB < 7,62dB \quad (4.5)$$

Capítulo 5

DISEÑO DE LA ANTENA DE RANURA EN DOBLE BANDA

Una vez realizado el diseño de la antena para su funcionamiento en una sola frecuencia se propuso la idea de realizar un estudio para conseguir que la antena funcionase en dos bandas de frecuencias siempre dentro de la zona prohibida que hemos diseñado en los capítulos anteriores, para poder seguir con nuestro objetivo de eliminar, en gran parte, la radiación trasera y de esta forma conseguir una antena más directiva.

Para conseguir esta antena de doble banda necesitamos introducir a nuestro diseño dos pares de tiras en forma de U, es decir, tendremos un diseño formado por dos ranuras aunque con una sola línea de alimentación. [8] [9]

Puesto que para realizar este diseño no contábamos con muchos artículos en los que apoyarnos lo que hicimos fue realizar un estudio paramétrico previo de cómo afectaba la variación del tamaño de estas dos ranuras y así obtener la mejor adaptación de nuestra antena.

5.1. Estudio de la antena en doble banda

Al igual que como hemos ido realizando durante todo el TFG vamos a diseñar la antena de doble banda, sobre los dos diseños que hemos propuesto, es decir, variando la posición del gap en el conjunto, de esta forma tendremos un diseño que será una ranura en tecnología microstrip convencional pero con un plano de masa artificial que mejora sus prestaciones y tendremos otro diseño propiamente dicho en tecnología gap waveguide de forma que el campo que alimenta a la antena viajará por el aire.

Realizaremos el estudio paramétrico, únicamente sobre uno de los diseños y una vez extraídas unas conclusiones claras haremos el diseño final sobre el que se apoyarán las dos versiones.

El diseño original sobre el que partiremos será:

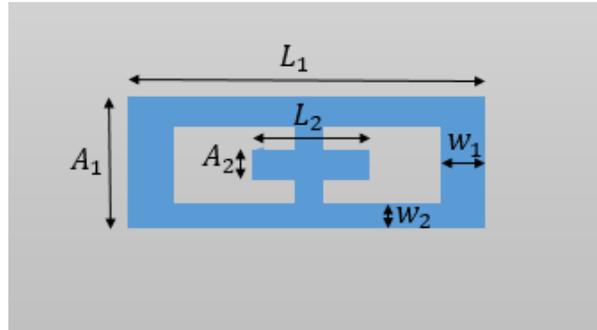


Figura 5.1: Diseño antena doble banda

Siendo los valores que vemos en la Figura 5.1:

Largo lado largo ranura exterior (L_1)	35 mm
Largo lado corto ranura exterior (A_1)	11.5 mm
Largo lado corto ranura exterior (L_2)	12 mm
Ancho ranura interior (A_2)	0.81 mm
Ancho lado largo ranura exterior (w_2)	2.45 mm
Ancho lado corto ranura exterior (w_1)	5 mm

Cuadro 5.1: Tabla parametrización antena doble banda original.

El coeficiente de reflexión de entrada, es decir, el parámetro S_{11} que conseguimos con este diseño en nuestro entorno de simulación utilizando tecnología microstrip convencional, es el siguiente:

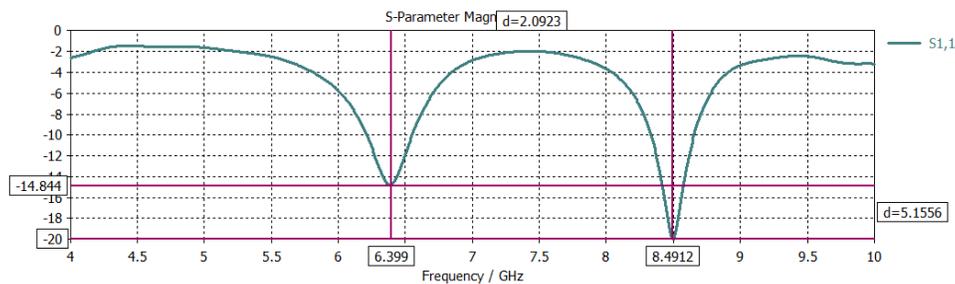


Figura 5.2: Parámetro S_{11} antena doble banda original

Como podemos observar con este diseño conseguimos que nuestra antena quede adaptada a dos frecuencias, la frecuencia inferior es de 6.4 GHz y la mayor de 8.5 GHz.

Para poder realizar el estudio y obtener unas conclusiones de cómo afectan cada una de las dimensiones a las posiciones de las dos frecuencias, lo que haremos será variar uno de los parámetros y fijar el resto:

- Variando el valor L_1 :

Aumentando el valor $L_1 = 40$ mm:

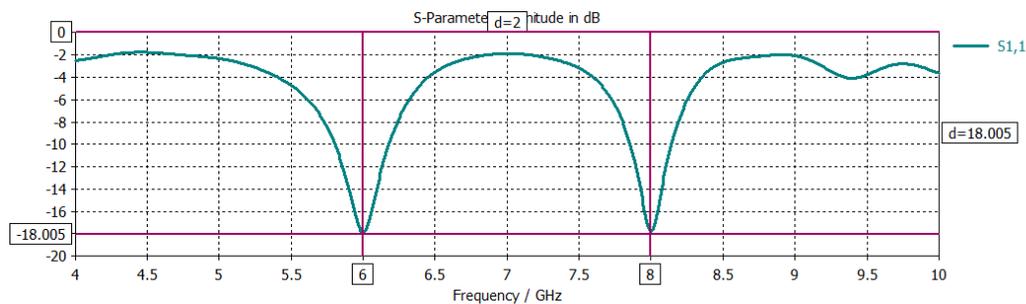


Figura 5.3: Parametro S_{11} aumentando L_1

Disminuyendo el valor $L_1 = 31$ mm:

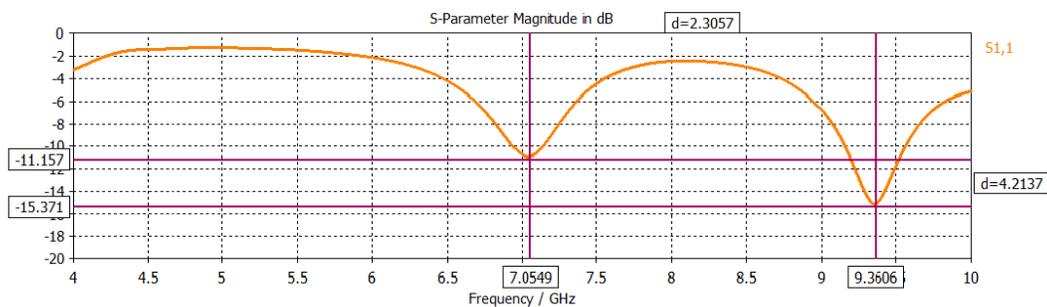


Figura 5.4: Parametro S_{11} disminuyendo L_1

La variación del parámetro L_1 es muy significativo a la hora de calcular las dos frecuencias a las que se adapta nuestra antena. A la vista de las gráficas obtenidas podemos observar como el aumento del tamaño de la ranura exterior hace que las frecuencias se desplacen hacia valores menores, es decir, este parámetro es fundamental para determinar las frecuencias y además es inversamente proporcional a las mismas.

- Variando el valor L_2 :

Aumentando el valor $L_2 = 15 \text{ mm}$:

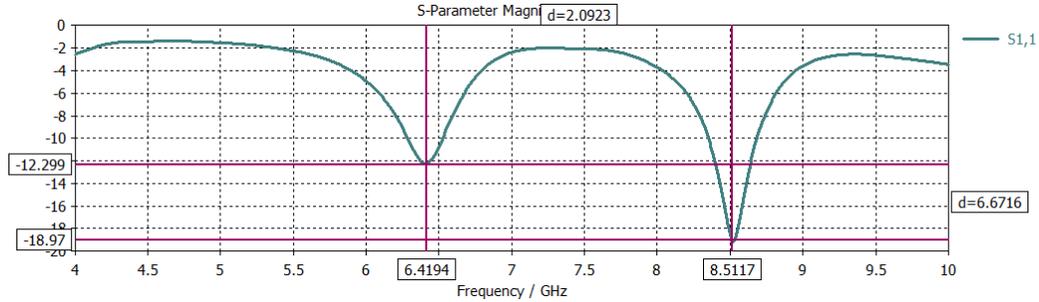


Figura 5.5: Parametro S_{11} aumentando L_2

Disminuyendo el valor $L_2 = 9 \text{ mm}$:

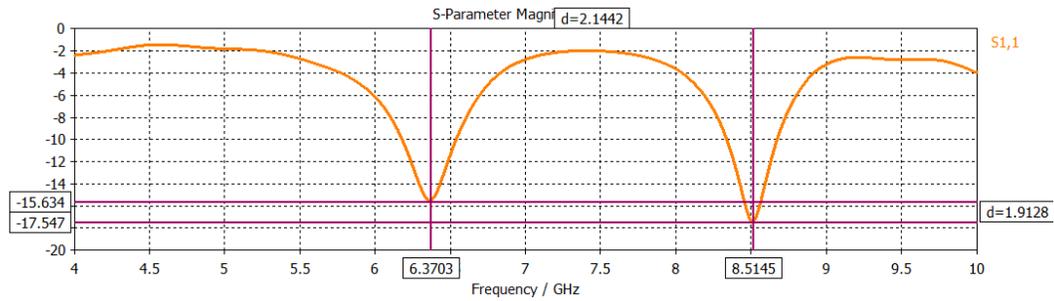


Figura 5.6: Parametro S_{11} disminuyendo L_2

Como podemos observar la variación de este parámetro es prácticamente despreciable ya que es cierto que varia las frecuencias, tanto la inferior como la superior, pero lo hace muy ligeramente por lo que podemos afirmar que no es un parámetro decisivo a la hora de determinar la doble banda de la antena

- Variando el valor w_1 :

Aumentando el valor $w_1 = 6.2$ mm :

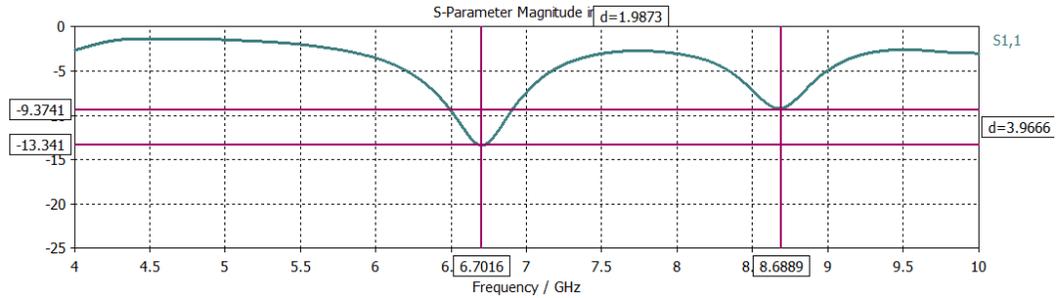


Figura 5.7: Parametro S_{11} aumentando w_1

Disminuyendo el valor $w_1 = 2$ mm :

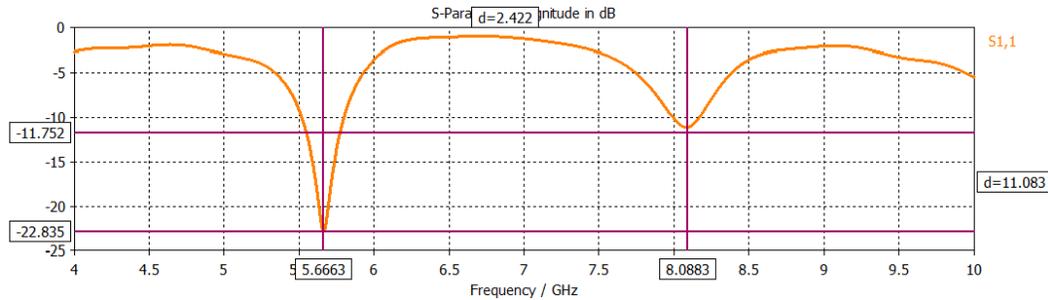


Figura 5.8: Parametro S_{11} disminuyendo w_1

Como podemos observar al aumentar w_1 conseguimos que las frecuencias se desplacen hacia frecuencias mayores, mientras que si lo disminuimos, las frecuencias se desplazan hacia valores menores. Por lo que, podemos afirmar que el ancho de la ranura (w_1) es proporcional al valor de las frecuencias.

- Variando el valor w_2 :

Aumentando el valor $w_2 = 3.2$ mm :

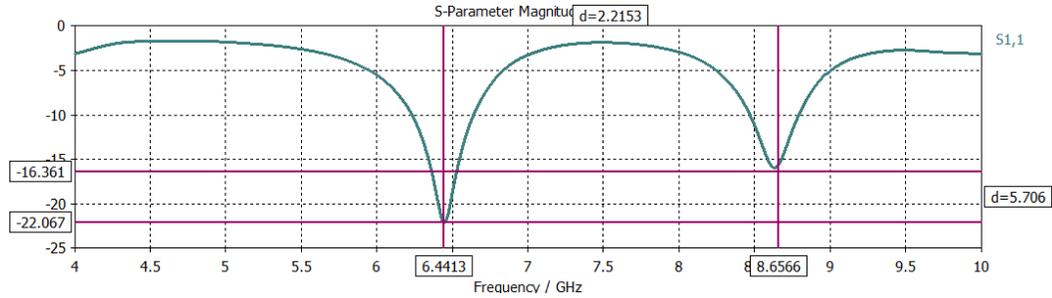


Figura 5.9: Parametro S_{11} aumentando w_2

Disminuyendo el valor $w_2 = 1.5$ mm :

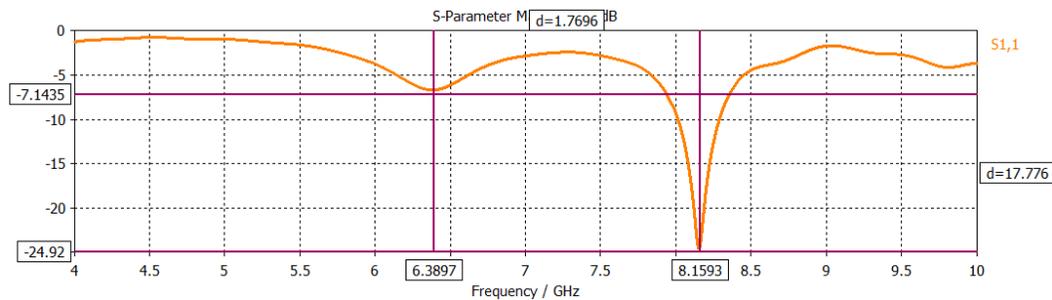


Figura 5.10: Parametro S_{11} disminuyendo w_2

En este caso, podemos observar como las frecuencias no varían de forma significativa, sin embargo, los niveles de adaptación si que se ven afectados, ya que si aumentamos el valor de w_2 la antena funciona mejor en las bandas menores, conseguimos un mayor nivel de adaptación (-22 dB), mientras que si disminuimos el valor de w_2 conseguimos una mejor adaptación de la antena en la frecuencia mayor (-25 dB). Es decir, valor de w_2 es un parámetro muy significativo en los niveles de adaptación de la antena.

Teniendo en cuenta los resultados que hemos obtenido los valores que finalmente se han elegido para diseñar nuestra antena en doble banda son:

Largo ranura exterior(L_1)	38.5 mm
Ancho ranura exterior (a_1)	12.5 mm
Grosor ranura lado corto(w_1)	5.5 mm
Grosor ranura lado largo(w_2)	2.7 mm
Largo ranura interior(L_2)	14 mm
ancho ranura interior (a_2)	2.5 mm

Cuadro 5.2: Tabla Valores finales de la antena de doble banda.

Una vez establecidos todos los parámetros vamos a comparar, las dos versiones de diseños que hemos venido utilizando durante este [TFG](#), cuáles son las diferencias que obtenemos.

5.2. Antena doble banda en tecnología microstrip convencional

En este punto de la memoria vamos a analizar de qué manera afecta la incorporación de las dos ranuras a nuestro diseño con el gap entre el dieléctrico y los pines, utilizando los datos que hemos fijado en la tabla 5.2, quedando el resultado del diseño en el entorno de simulación de la siguiente forma, siendo la zona naranja el sustrato y la zona azul el gap:

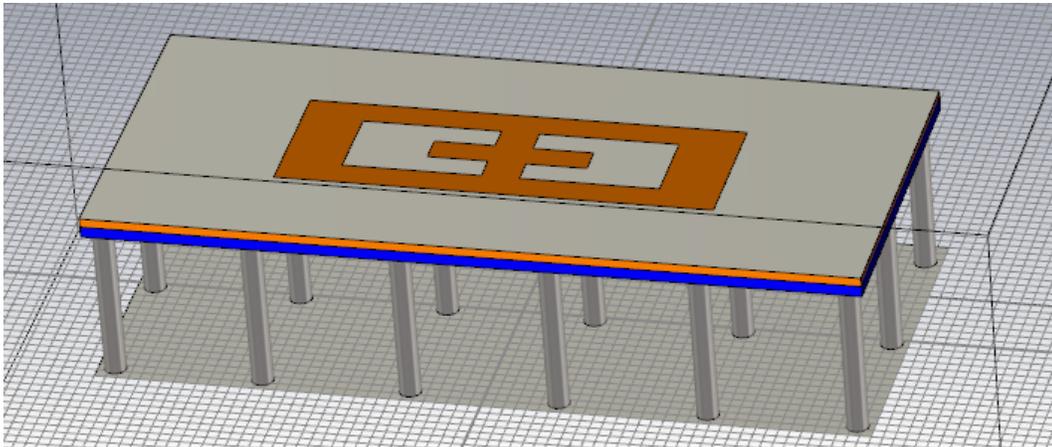


Figura 5.11: Aspecto del conjunto en CST

5.2.1. Resultados de las simulaciones

Ahora debemos comprobar que las frecuencias a las que se adapta nuestra antena siguen estando dentro de la **stopband** ya que de esta forma seguiremos cumpliendo nuestro propósito de eliminar la radiación trasera de nuestra antena y, por tanto, conseguiremos una antena más directiva.

Adaptación de la antena

Como hemos ido haciendo a lo largo de todo el **TFG**, comprobaremos los resultados basándonos en el parámetro S_{11} :

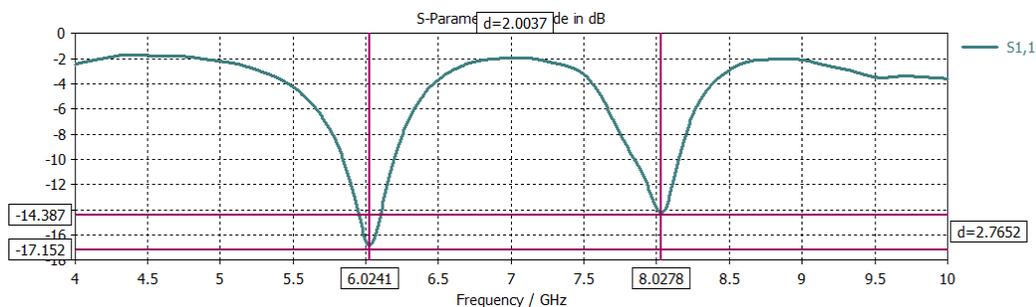


Figura 5.12: Parámetro S_{11} de la antena de doble banda

A la vista de los resultados obtenidos, observamos que nuestra antena es capaz de funcionar simultáneamente en dos frecuencias de 6 y 8 GHz. Además de esta adaptación de la antena en dos frecuencias, que era nuestro propósito principal, dicha adaptación se produce dentro de la zona de frecuencias prohibidas (2.14) por lo que con este diseño conseguimos unas condiciones óptimas en el funcionamiento de nuestra antena.

Diagrama de radiación

Una vez comprobado que nuestra antena funciona de la forma que queríamos, es necesario que analicemos el diagrama de radiación en cada una de las bandas de frecuencia y de esta forma comprobar las mejoras de este nuevo diseño:

Diagrama de radiación en coordenadas polares con la frecuencia inferior:

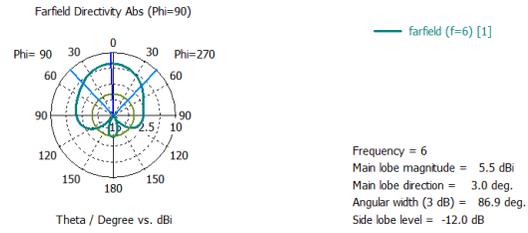


Figura 5.13: Diagrama de radiación frecuencia inferior en $\phi=90$ grados

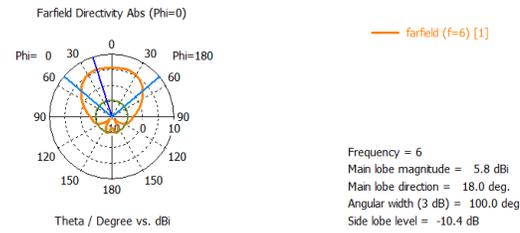


Figura 5.14: Diagrama de radiación frecuencia inferior en $\phi=0$ grados

Diagrama de radiación en 3D con la frecuencia inferior:

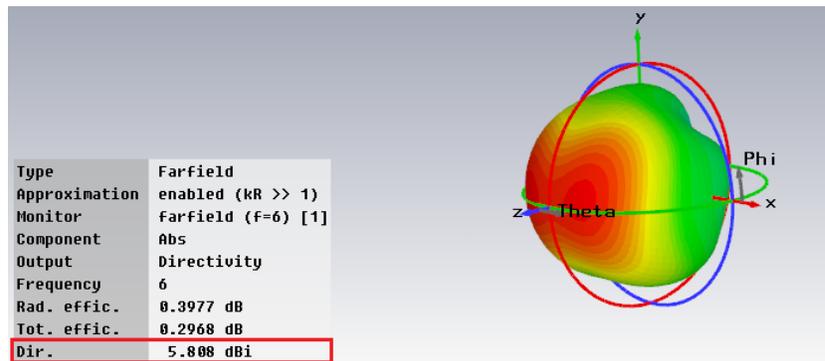


Figura 5.15: Diagrama de radiación frecuencia inferior en 3D

Diagrama de radiación en coordenadas polares con la frecuencia superior:

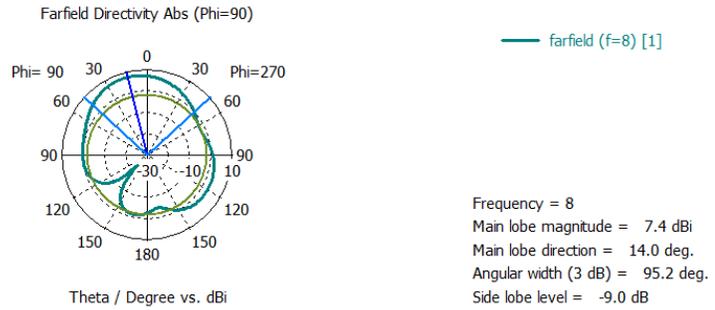


Figura 5.16: Diagrama de radiación frecuencia superior en $\phi=90$ grados

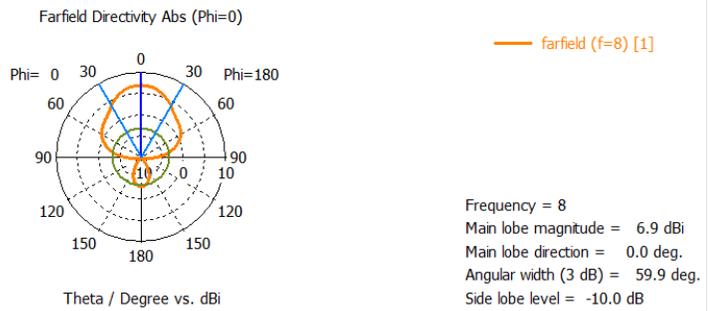


Figura 5.17: Diagrama de radiación frecuencia superior en $\phi=0$ grados

Diagrama de radiación en 3D con la frecuencia superior:

De los resultados obtenidos podemos afirmar, que tenemos una antena directiva en las dos bandas de frecuencias y que, gracias a la estructura **bed of nails** conseguimos eliminar gran parte de la radiación hacia atrás.

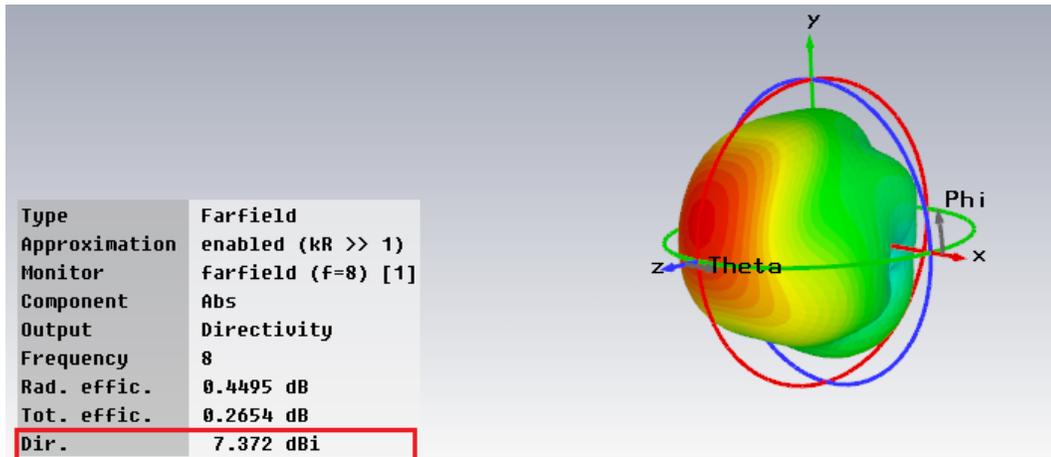


Figura 5.18: Diagrama de radiación frecuencia superior en 3D

El siguiente paso será comprobar estos resultados variando el gap de posición dentro de la estructura, es decir, utilizando tecnología inverted microstrip gap waveguide.

5.3. Antena doble banda en tecnología inverted microstrip gap waveguide

En este caso vamos a comprobar cuáles son los resultados que obtenemos manteniendo fijos los valores de la tabla 5.2 y variando la posición del gap, que quedará situado entre la antena y el dieléctrico, estando ante el caso de la tecnología inverted microstrip gap waveguide.

El resultado del diseño final en este caso es, siendo la zona azul el gap y la naranja el sustrato:



Figura 5.19: Aspecto del conjunto en CST

5.3.1. Resultados de las simulaciones

Adaptación de la antena

Una vez realizado el diseño de la estructura debemos comprobar, al igual que lo hacíamos en el caso anterior, si la doble frecuencia que vamos a conseguir queda delimitada dentro de la zona en la que no se propagan modos.

Para ello el resultado de la simulación, el parámetro S_{11} , debe tener dos frecuencia que queden delimitadas por la banda prohibida del diagrama de dispersión de la Figura 2.18

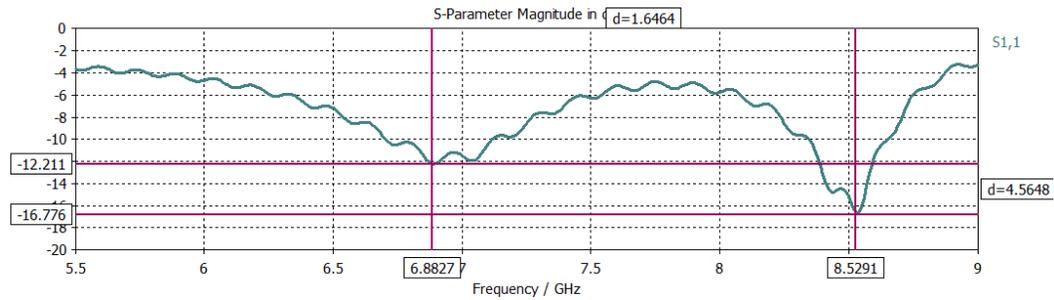


Figura 5.20: Parámetro S_{11} de la antena de doble banda

Con los resultados obtenidos podemos afirmar que el resultado es válido puesto que conseguimos una adaptación de la antena en dos bandas de frecuencia, 6.8 y 8.5 GHz, que quedan delimitados dentro de la banda prohibida del diagrama de dispersión de la superficie **bed of nails**.

Si comparamos el resultado de la Figura 5.20, en tecnología microstrip, con el conseguido en el diseño de la antena de doble banda con el gap entre el dieléctrico y los pines Figura 5.12, es decir, con la tecnología microstrip convencional, podemos afirmar, que al igual que en los demás estudios realizados a lo largo del (TFG), la adaptación de la antena se consigue a frecuencias mayores como hemos mencionado antes ya que al no variar los valores de la ranura las frecuencias en el aire serán mayores ya que la permitividad en este medio es menor:

$$doble_{banda1} < doble_{banda2} \longrightarrow 6 - 8GHz < 6,8 - 8,5GHz \quad (5.1)$$

Diagrama de radiación

Una vez comprobado que nuestra antena funciona de la forma que queríamos, es necesario que analicemos el diagrama de radiación en cada una de las bandas de frecuencia y de esta forma comprobar las mejoras de este nuevo diseño:

En este caso conseguimos un valor de directividad:

Diagrama de radiación en coordenadas polares frecuencia inferior:

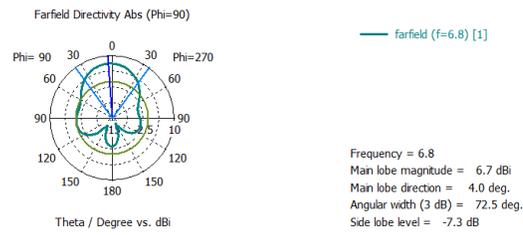


Figura 5.21: Diagrama de radiación frecuencia inferior en $\phi=90$ grados

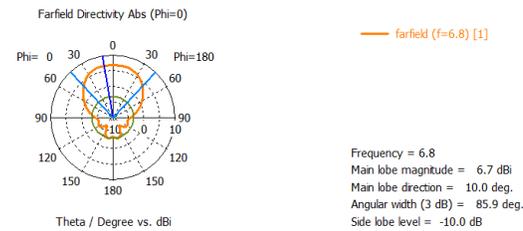


Figura 5.22: Diagrama de radiación frecuencia inferior en $\phi=0$ grados

Diagrama de radiación en 3D frecuencia inferior:

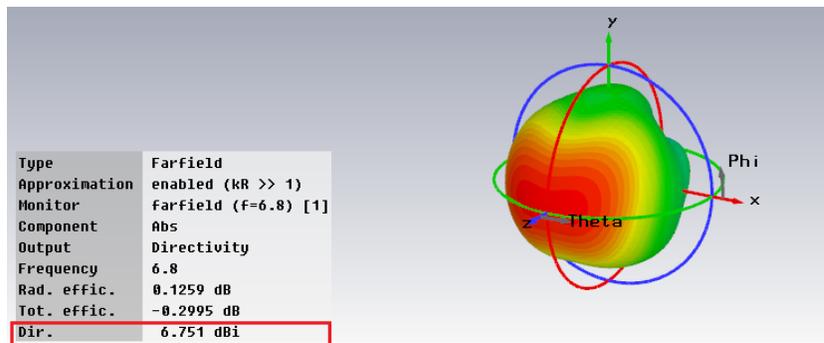


Figura 5.23: Diagrama de radiación de la antena de doble banda frecuencia inferior en 3D

Diagrama de radiación en coordenadas polares frecuencia superior:

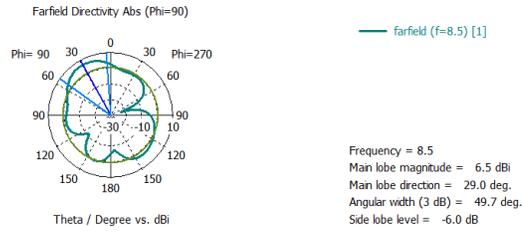


Figura 5.24: Diagrama de radiación frecuencia superior en $\phi=90$ grados

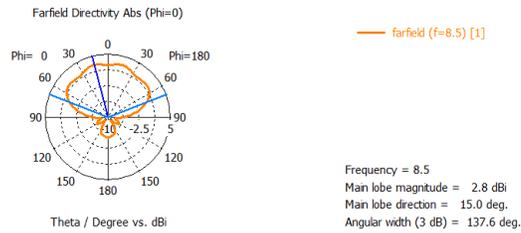


Figura 5.25: Diagrama de radiación frecuencia superior en $\phi=0$ grados

Diagrama de radiación en 3D frecuencia superior:

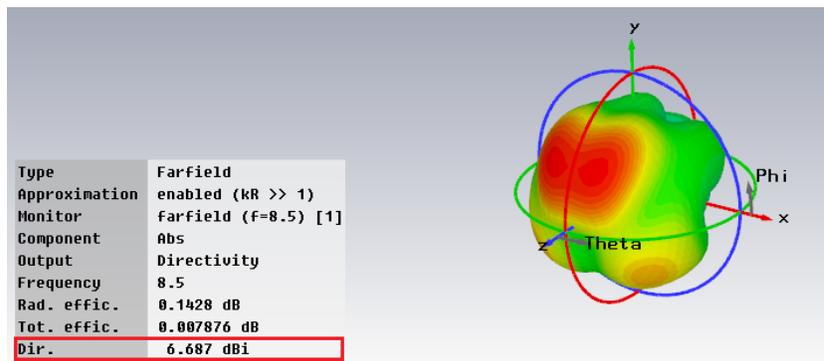


Figura 5.26: Diagrama de radiación de la antena de doble banda frecuencia superior en 3D

Conclusiones

Con los resultados obtenidos podemos afirmar que nuestra antena se adapta en los dos casos en dos bandas de frecuencias que quedan delimitadas por la zona de frecuencias prohibidas.

Además, como conclusión, podemos decir que en el segundo diseño es más directivo en el caso de las frecuencias bajas que el primero:

$$directividad_{6GHz} < directividad_{6,8GHz} \longrightarrow 5,8dB < 6,75dB \quad (5.2)$$

Sin embargo, es más directivo el primer caso en las frecuencias altas:

$$directividad_{8GHz} > directividad_{8,5GHz} \longrightarrow 7,37dB > 6,68dB \quad (5.3)$$

Ahora que ya sabemos cual es el comportamiento que se espera de la antena de slot de doble banda, en el siguiente capítulo analizaremos cuáles son los resultados experimentales y extraeremos las conclusiones finales de ellos.

Capítulo 6

RESULTADOS EXPERIMENTALES DEL DISEÑO

En este capítulo ,como validación experimental, vamos a construir finalmente, en el laboratorio de la Universidad Carlos III de Madrid, la antena de doble banda construida en las dos tecnologías que se han tratado durante todo el [TFG](#):

- Tecnología microstrip convencional: En este caso la ranura se hará mediante fotograbado convencional.
- Tecnología inverted microstrip gap waveguide: Debido a que en el laboratorio no contábamos con las herramientas necesarias para poder hacer las ranuras en la plancha de aluminio, se procedió a realizar, dichas ranura, mediante la técnica del fotograbado utilizando un sustrato adicional fino y con permitividad baja. Por ello es necesario que para este nuevo caso hagamos una nuevas simulaciones ya que los resultados pueden variar.

Este nuevo sustrato, cuyas características son que tiene una permitividad de $\epsilon_r = 2.2$ y un espesor $h=0.787$ mm, hará que los resultados que obteníamos en la figura 5.20 varíen, por lo que es necesario que realicemos una nueva simulación para poder compararla con el resultado experimental.

Tenemos dos opciones para añadir este nuevo dieléctrico al diseño que obteníamos en la Figura 5.20:

- Con el nuevo dieléctrico encima de la antena.
- Con el nuevo dieléctrico debajo de la antena.

- **Dieléctrico encima de la antena** : Es decir,
 - Nuevo dieléctrico ($\epsilon_r = 2.2$, $h=0.787$ mm)
 - Antena (metal+ranura)
 - Gap
 - Sustrato (Rogers 4003)
 - Bed of nails
 - Placa (donde se apoyan los pines).

Quedando el resultado final:

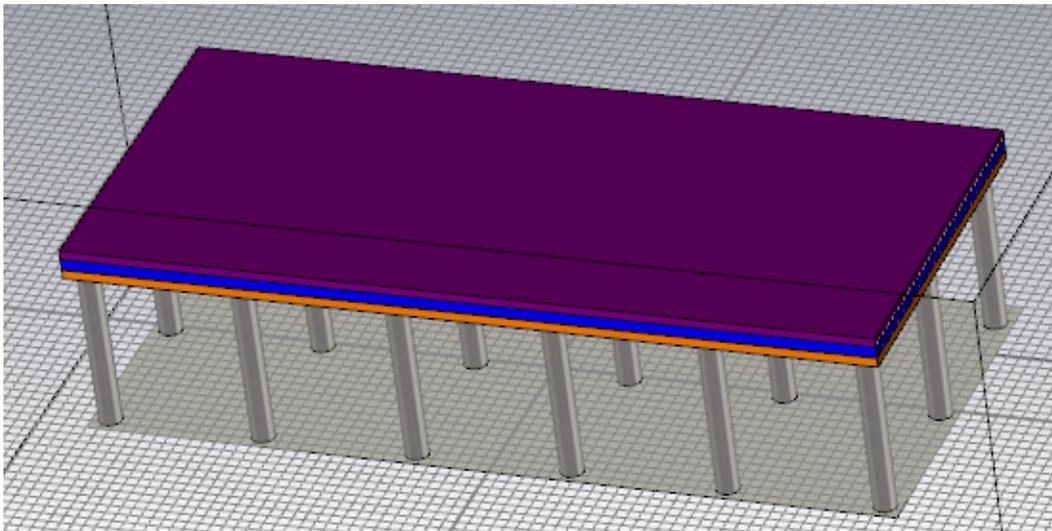


Figura 6.1: Dieléctrico encima de la antena de doble banda

De esta nueva forma el resultado de parámetro S_{11} que obtenemos es:

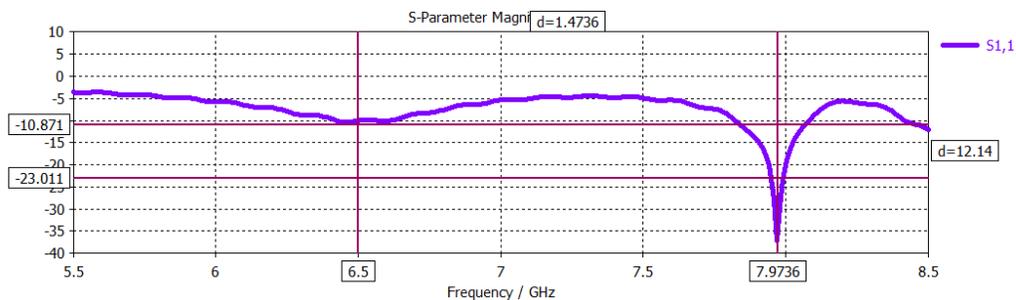


Figura 6.2: Parámetro S_{11} con dieléctrico encima de la antena de doble banda

Si comparamos este resultado (6.2) con el que obteníamos sin añadir el nuevo dieléctrico (5.20) podemos observar como, en este caso, las dos bandas de frecuencias se desplazan

hacia la izquierda, consiguiendo la adaptación de la antena en frecuencias más bajas, a su vez, la antena funciona en la banda de 8 GHz pero en la de los 6 GHz su adaptación no es la que esperábamos.

Ahora vamos a analizar lo que ocurre si el dieléctrico lo incorporamos en la capa inferior de la antena, es decir, debajo del metal y las ranuras.

- **Dieléctrico debajo de la antena :**

- Antena (metal+ranura)

- Nuevo dieléctrico ($\epsilon_r = 2.2$, $h=0.787$ mm)

- Gap

- Sustrato (Rogers 4003)

- Bed of nails

- Placa (donde se apoyan los pines).

Quedando el resultado final:



Figura 6.3: Dieléctrico debajo de la antena de doble banda

De esta nueva forma el resultado de parámetro S_{11} que obtenemos es:

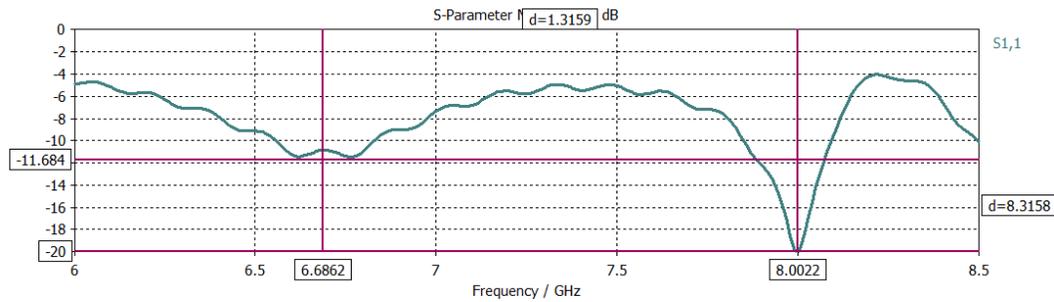


Figura 6.4: Dieléctrico encima de la antena de doble banda

Si comparamos este resultado (Figura 6.3) con el que obteníamos sin añadir el nuevo dieléctrico (Figura 5.20) podemos observar como, en este caso, las dos bandas de frecuencia se desplazan hacia la izquierda, al igual que pasaba en la Figura 6.2 sin embargo, en este caso la antena funciona en las dos bandas de frecuencias y además los niveles de adaptación son prácticamente iguales que en la Figura 5.20, por lo que en el laboratorio procederíamos a utilizar esta versión.

Finalmente nos queda analizar la radiación que conseguimos en este caso:

$$Directividad = 6,24dB \quad (6.1)$$

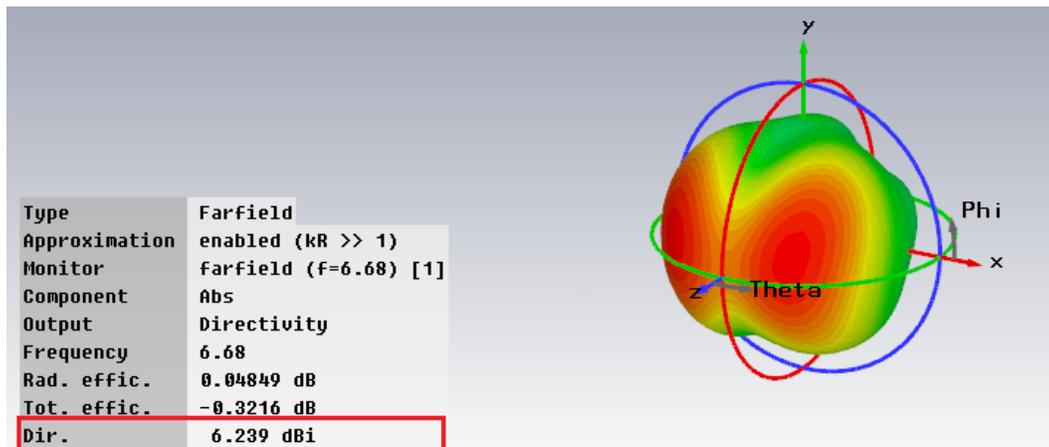


Figura 6.5: Diagrama de radiación de la antena de doble banda frecuencia inferior en 3D

1 En este caso conseguimos un valor de directividad:

$$Directividad = 5,57dB \quad (6.2)$$

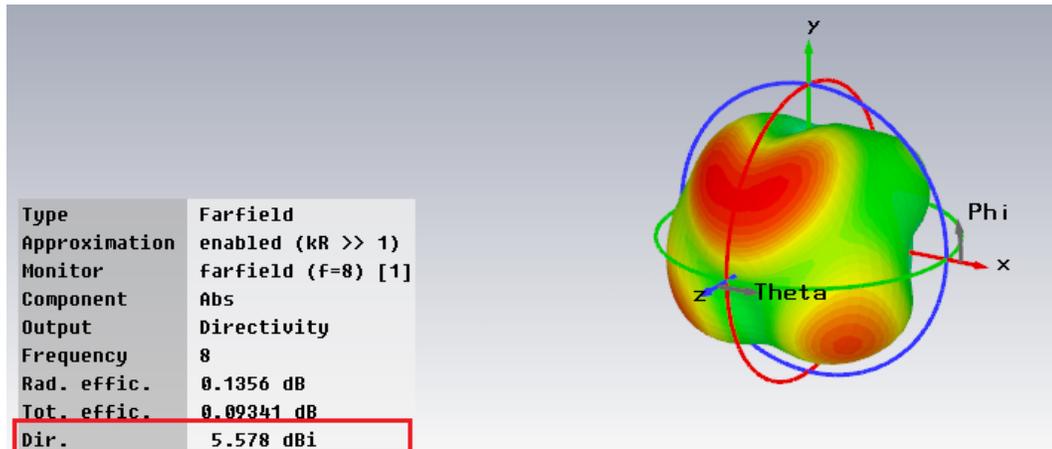


Figura 6.6: Diagrama de radiación de la antena de doble banda frecuencia superior en 3D

Si comparamos los resultados obtenidos para la frecuencia inferior, Figura 6.5 con la Figura 5.23, y en la frecuencia superior, Figura 6.6 con la Figura 5.26, podemos afirmar que conseguimos una directividad menor, en este caso, pero no provoca un gran cambio, por lo que finalmente el diseño que hemos fabricado ha sido este modelo, es decir, con el nuevo sustrato debajo de la antena.

Finalmente por motivos ajenos a nuestra voluntad no se han podido incluir los resultados experimentales en la memoria pero se presentarán el día de la defensa del TFG junto con los prototipos que hemos construido en las dos tecnologías.

La estructura **bed of nails** que utilizaremos será:



Figura 6.7: **Bed of nails** low cost

Capítulo 7

CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

7.1. Conclusiones

En este Trabajo fin de grado se ha realizado el estudio y posterior construcción de una antena de doble banda utilizando conceptos de la tecnología gap waveguide. En concreto se han realizado dos diseños: uno propiamente dicho en tecnología inverted microstrip gap waveguide y otro en tecnología microstrip convencional pero añadiendo un “encapsulado” realizado en tecnología gap waveguide. Ambos diseños se han analizado exhaustivamente y se ha realizado un análisis comparativo de sus prestaciones.

Para llegar a este diseño final de doble banda hemos tenido que realizar una serie de pasos previos, que nos han ayudado a conseguir el resultado final.

El primer paso que hemos realizado ha sido el análisis y diseño de una superficie de pines (que se comporta como un conductor magnético artificial, [AMC](#), en un rango de frecuencias) para poder evitar, en gran parte, la radiación trasera que producía la alimentación de la antena. Esto es consecuencia, como ya hemos comentado anteriormente, de la condición de alta impedancia que conseguimos con esta estructura periódica. Dado que esta superficie periódica funcionará solamente como [AMC](#) en un rango de frecuencias, lo primero que se realizó fue un estudio paramétrico para ver cómo afectaban los distintos componentes de esta estructura a esa banda prohibida. El estudio se realizó mediante diagramas de dispersión calculados con una celda unidad. Las conclusiones extraídas son:

- La altura del pin es clave para determinar con la [stopband](#) ya que la posición de la [stopband](#) varía de forma inversamente proporcional a la altura del pin.
- El gap varía ligeramente las frecuencias menores de la [stopband](#) mientras que el radio,

por el contrario, varia ligeramente las frecuencias superiores. Pero podemos afirmar que ninguno de estos parámetros nos aporta grandes limitaciones en la banda prohibida.

- El periodo por el contrario a medida que disminuye hace que la banda quede más ancha, es decir, este cuanto más juntos tengamos los pines mucho más ancha será la zona de frecuencias prohibidas.
- Con el espesor del sustrato pasa justo lo mismo que ocurría con el periodo, a medida que aumentamos el valor de dicho espesor, la zona de frecuencias prohibidas se hace más estrecha. Por lo que estos dos parámetros deben ser tomados en consideración a la hora del diseño de la [stopband](#).

Una vez analizado el efecto de cada uno de estos parámetros se realizó el diseño de dos estructuras diferentes, una con el gap entre el sustrato y los pines y otra con el gap entre la antena y el dieléctrico, estas dos estructuras se han ido comparando durante todo el proyecto. La conclusión que se extrae a este nivel es que el gap antes del dieléctrico provoca que las frecuencias, de la zona prohibida, se desplacen hacia frecuencias menores.

Seguidamente se diseñó una antena de tipo ranura. Se realizaron dos diseños, uno en el que la antena iba sobre un sustrato comercial y otro en el que la antena utilizaba como sustrato el aire. Este segundo caso pretende emular la situación de la tecnología gap waveguide. De este paso hemos podido concluir que, en ambas versiones, la antena es poco directiva puesto que el lóbulo que conseguimos en el diagrama de radiación es muy ancho. Además ambas antenas tienen una muy significativa radiación hacia la parte de atrás.

Analizadas cada una de las estructuras por separado, el tercer paso consistió en la combinación de la antena simple con la estructura **bed of nails** en el que cumplimos con el propósito inicial de reducir la radiación trasera producida por la línea microstrip en ambos casos y además en el caso de la tecnología gap waveguide se supone que las pérdidas de alimentación de la antena serán menores al ir el campo de la línea microstrip por el aire. En ambos casos se han conseguido dos antenas más directivas y que radian, principalmente, hacia delante. Para ver realmente que estas pérdidas son menores en el caso de la tecnología inverted microstrip gap waveguide, donde el campo viaja por el aire, sería necesario realizar dos prototipos a frecuencias mucho más altas, por ejemplo, en la banda de los 60 GHz, ya que las pérdidas del dieléctrico son mayores cuanto mayor es la frecuencia a la que opera.

Para dar por concluida la investigación sobre las antenas de ranura mejoradas, realizamos un último diseño para conseguir la adaptación de la antena en dos bandas. Para ello necesitábamos dos ranuras en nuestro metal pero mantenemos una única línea de alimentación, en forma de U. Puesto que no teníamos muchas referencias sobre cómo diseñar esta antena realizamos un nuevo estudio paramétrico variando las dimensiones de las ranuras y extrayendo así las siguientes conclusiones:

- Al aumentar el largo de la ranura las frecuencias se desplazan hacia valores más bajos que si las disminuimos, por lo que este parámetro es necesario tenerlo en cuenta puesto que provoca severas variaciones en la dos frecuencias obtenidas.
- Si aumentáramos el largo de la ranura interior las dos frecuencias aumentaban pero ligeramente por lo que este largo de ranura es prácticamente despreciable en la variación de la doble banda.
- Si aumentamos el ancho de los laterales más cortos de la antena aumentan las dos frecuencias, por lo que dicho ancho, es proporcional a la frecuencia.
- Aumentando el ancho de los laterales cortos de la ranura exterior las frecuencias prácticamente no se veían afectadas aunque si observáramos como los niveles de la señal son inversamente proporcionales a dicho ancho, es decir, si disminuíamos el valor del ancho el nivel de la frecuencia mayor aumenta. Por lo que este parámetro determinará la correcta adaptación de nuestra antena, por debajo de los -10dB.

Posteriormente, hemos analizado mediante simulaciones las dos versiones posibles de esta antena de doble banda tal y como hemos hecho a lo largo de todo el TFG. En este caso, al igual que pasaba cuando combinábamos la superficie de pines con la antena simple, cuando tenemos el gap debajo de la antena las frecuencias donde conseguimos que la antena funcione satisfactoriamente aumentan, ya que se han mantenido las dimensiones de la ranura, además, conseguimos una mayor directividad en el caso de las frecuencias menores.

Por último se han enviado a fabricar las dos versiones de esta última antena de doble banda. Para una de ellas ha sido necesario realizar nuevas simulaciones dado que la ranura no se puede fabricar en nuestro laboratorio sobre un metal aislado sino que ha de ir sobre un sustrato. Lamentablemente la fabricación de la antena se ha retrasado y las medidas no están disponibles a la hora de presentar esta memoria, pero sí lo estarán para el día de la presentación del trabajo.

Cabe destacar que la estructura de pines se ha realizado de forma “artesanal” utilizando una placa de aluminio y tornillos.

7.2. Líneas futuras

Las líneas futuras que se pueden realizar a partir de este TFG podrían ser:

- Realizar las medidas de las antenas fabricadas tanto en adaptación como en diagrama de radiación.
- Diseñar un array utilizando como elementos estas antenas tipo ranura y estudiar el acoplo que se produciría entre los elementos del mismo comparando el caso gap waveguide con la estructura abierta.

- Realizar una nueva estructura AMC que en vez de ser tipo **bed of nails** fuese de otro tipo y analizar como esta nueva alternativa afectaría a nuestro diseño.
- Investigar sobre el diseño en otras bandas de frecuencia más altas (por ejemplo a 60GHz) que es donde esta tecnología presenta ventajas más evidentes.
- Investigar sobre la obtención de la doble banda con un nuevo diseño de ranuras.

Capítulo 8

PRESUPUESTO

Como hemos comentado anteriormente, para utilizar estas nuevas tecnologías de forma masiva, es necesario que el coste sea reducido por lo que para finalizar el documento, detallaremos un presupuesto con el coste de la realización de este [TFG](#).

El presupuesto que vamos a plantear en esta sección se basará en tres aspectos diferentes:

- Tendremos en cuenta todas las horas que hemos necesitado para realizar cada una de las partes del proyecto:

Concepto	Horas
Planificación inicial del proyecto	10
Documentación previa	20
Aprendizaje de la herramienta <i>CST Microwave Studio</i>	40
Documentación, estudio y diseño de las estructuras AMC	80
Diseño de la antena de ranura simple en dos versiones	30
Estudio y simulaciones del diseño completo, en las dos versiones	50
Documentación para la antena de doble banda	10
Diseño y simulaciones de la antena de doble banda en las dos versiones	80
Realización de la memoria	180
Total	500

Cuadro 8.1: Resumen horas realizadas por cada tarea.

- Debemos tener en cuenta también el valor de los materiales utilizados para la fabricación de las antenas:

Concepto	Precio(€)
Prototipos construidos	400

Cuadro 8.2: Tabla precio de materiales.

- El tercer aspecto a tener en cuenta será el precio por hora que se asignará a los participantes en la realización del proyecto.

La autora, por no poseer aún el título de ingeniera, cobrará como becaria con un precio de 6€/hora.

La tutora del TFG cobrará un precio aproximado de 70€/hora

Teniendo en cuenta todos los costes el presupuesto final queda de la siguiente forma:

Horas empleadas tutora	35h x 70€/hora = 2450€
Horas empleadas autor	500h x 6€/hora = 3000€
Costes de fabricación	400€
Coste total del TFG	5850€

Cuadro 8.3: Tabla de presupuesto total.

Bibliografía

- [1] Institute of Electrical and Electronics Engineers, *IEEE Standar Definitions of terms for antennas*, pág. 4, Std 145-1993.
- [2] Balanis, C., “ Antenna theory: analysis and design ”, *3rd Edition. John Wiley & Sons.*, 2005.
- [3] Y. Yoshimura, “ A microstrip-fed slot antenna ”, *IEEE Trans.Microwave Theory Tech.vol. MTT-20*, pp. 1-5, Nov 1972
- [4] M. K. T. Al-Nuaimi and W. G. Whittow , “ On the miniaturization of microstrip line-fed slot antenna using various slots ”, *Loughboough Antennas And Propagation Conference*, pp. 1-5, 2011.
- [5] M. G. Silveirinha , C. A. Fernandes and J. R. Costa, “ Electromagnetic characterization of textured surfaces formed by metallic pins ”, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 2, pp.405 -415, 2008.
- [6] Kildal, P.-S.; Alfonso, E.; Valero-Nogueira, A.; Rajo-Iglesias, E., “ Local Metamaterial-Based Waveguides in Gaps Between Parallel Metal Plates ”, *IEEE, Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol.8, no., pp.84,87, 2009.
- [7] Pucci, E.; Zaman, A.U.; Rajo-Iglesias, E.; Kildal, P.-S., “ New low loss inverted microstrip line using gap waveguide technology for slot antenna applications,” *Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, pp.979-982, 11-15, April 2011.
- [8] Pucci, E.; Rajo-Iglesias, E.; Vazquez-Roy, J.-L.; Kildal, P.-S., “ Planar Dual-Mode Horn Array With Corporate-Feed Network in Inverted Microstrip Gap Waveguide ”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.62, no.7, pp.3534-3542, July 2014.
- [9] S-Gai , Y. -C. Jiao, Y. -B. Yong , C. -Y. Li , and J. -G. Gong, “ Design of a novel microstrip-fed dual-band slot antenna for wlan applications ”, *Progress In Electromagnetics Research Letters*, vol.13, 75-81, 2010.