

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE MADRID

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR



Grado en Tecnologías y Servicios de
Telecomunicación

TRABAJO FIN DE GRADO

**Diseño de un filtro banda eliminada
para el espectro 5G mediante el uso
de una superficie selectiva en
frecuencia con dipolos y parches
metálicos**

Autor: Fernando Álvarez Jiménez

Tutor: Juan Córcoles Ortega

JUNIO 2020

Diseño de un filtro banda eliminada para el espectro 5G mediante el uso de una superficie selectiva en frecuencia con dipolos y parches metálicos

Autor: Fernando Álvarez Jiménez
Tutor: Juan Córcoles Ortega

Grupo de Radiofrecuencia: Circuitos, Antenas y Sistemas
(RFCAS)
Dpto. de Tecnología Electrónica y de comunicaciones
Escuela Politécnica Superior
Universidad Autónoma de Madrid
JUNIO 2020

Resumen

El presente documento versa sobre el diseño y simulación de una estructura selectiva en frecuencia mediante el uso de cruces y parches metálicos apilados en distintas capas para obtener un filtro de banda eliminada con frecuencia de diseño 26GHz, esta frecuencia es la frecuencia central de una de las bandas del 5G. El filtro diseñado podría tener aplicaciones como el aislamiento de salas o habitaciones.

En primer lugar se ha estudiado las características de las diferentes estructuras geométricas como el parche, la rejilla, los dipolos y las cruces, una vez que se han estudiado sus propiedades individualmente se ha propuesto un modelo de filtro banda eliminada mediante el uso de elementos capacitivos e inversores de impedancia.

Finalmente tras el diseño del filtro se han aplicado las conclusiones obtenidas del estudio individual de cada elemento para obtener así un ancho de banda adecuado a la banda de 26GHz de 5G.

Palabras clave

Superficie selectiva en frecuencia, filtro, 5G, parches, cruces, banda eliminada, método de los momentos, Floquet.

Abstract

This document is about the process of design and simulation of frequency selective surface (FSS) by using metallic patches and crosses stacked in different layers to get a band stop filter with design frequency 26GHz, this frequency is the central frequency of one of the 5G bands. The designed filter could have applications such as the isolation of rooms.

Firstly, has been studied the characteristics of the different geometric structures such as the patch, the grid, the dipoles and the crosses, once its properties have been studied individually, a band stop filter model has been proposed through the use of capacitive elements and impedance inverters.

Finally, after the filter design, the conclusions obtained from the individual study of each element have been applied to obtain bandwidth suitable to the band 26GHz of 5G.

Key Words

Frequency selective surface, filter, 5G, patches, crosses, band width, Method of moments, MoM, Floquet.

Agradecimientos

Me gustaría comenzar dándole las gracias a mi tutor, Juan Córcoles por haberme propuesto este tema y por su enorme entrega, nunca olvidaré esa noche del 30 de abril que hablamos del TFG por Teams hasta la 1:10 de la mañana.

También quiero dar las gracias a mi familia y amigos por haberme apoyado durante todos estos años.

Por último a D.Miguel Pérez por brindarme apoyo durante esos cursos de la ESO con su gran dedicación y compromiso y por ayudarme a decidir sobre mi futuro.

Gracias a todos por haberme inculcado la necesidad de esfuerzo y superación.

Fernando Álvarez Jiménez

Julio 2020

« Si lo que quieres es encontrar los secretos del universo, piensa en términos de energía,
frecuencia y vibración ».

Nikola Tesla

Índice general

Índice de Figuras	XIV
1. INTRODUCCIÓN	1
1.1. Motivación	1
1.2. Objetivos	2
1.3. Organización de la memoria	2
2. ESTADO DEL ARTE	3
2.1. Filtros	3
2.2. Ondas Planas y Teorema de Floquet	5
2.3. Frequency Selective Surface (FSS)	8
3. ESTUDIO DE FSS CON ELEMENTOS COMUNES	9
3.1. Introducción	9
3.2. Estudio de estructuras FSS	10
3.2.1. Estructura Parche	12
3.2.2. Estructura Rejilla	14
3.2.3. Estructura Dipolo	16
3.2.4. Estructura Cruz	17
4. FSS DE BANDA 5G ELIMINADA	20
4.1. Diseño de Filtro Banda Eliminada	20
4.1.1. Diseño del Filtro con Elementos Concentrados	20
4.1.2. Diseño con Inversores de Impedancia	22
4.2. Diseño del Filtro FSS	24
4.3. Resultados	28
5. CONCLUSIÓN Y TRABAJO FUTURO	33
5.1. Conclusión	33
5.2. Trabajo Futuro	34
Bibliografía	35

Índice de Figuras

2.1. Clasificación genérica de los filtros [1].	3
2.2. Transformaciones de frecuencia e impedancia [1].	4
2.3. Representación de una onda plana.	5
2.4. Representación de una estructura periódica y su celda unidad.	5
2.5. Representación de matriz de relación entre modos TE y TM.	7
2.6. Radomos en el Centro de Operaciones Navales, Misawa, Japón [5].	8
3.1. Celda unidad de una estructura FSS.	10
3.2. Coeficiente de reflexión parche, $D=14$ mm, $\epsilon_r = 1$, $w=1/16$ D.	10
3.3. Grating lobes rejilla y parche.	11
3.4. Array de parches [6].	12
3.5. Comparación de los métodos de aproximación circuital y MoM para un Parche.	13
3.6. Parche comparación CST y MoM.	13
3.7. Dimensiones de una estructura rejilla [6].	14
3.8. Comparación de los coeficientes de transmisión y reflexión de una estructura rejilla.	14
3.9. Comparación de los métodos de aproximación circuital y MoM para una rejilla.	15
3.10. Dimensiones de un dipolo y comparación entre transmisión y reflexión de una estructura dipolo.	16
3.11. Transmisión de los modos TE y TM para dipolos verticales y horizontales.	16
3.12. Dimensiones y circuito equivalente de una cruz.	17
3.13. Campos incidentes según la orientación de los dipolos.	17
3.14. Esquema de como añadir nuevas capas.	18
3.15. Coeficiente de transmisión de una cruz $D = 14$ mm, $w = D/16$	18
3.16. Variación de las dimensiones de una cruz.	19
4.1. Coeficientes del filtro paso-bajo equivalente de orden 7[8].	21
4.2. Parámetros-S de un filtro paso bajo normalizado de orden 7.	21
4.3. Transformación circuital mediante el inversor de impedancia K[1].	22
4.4. Red con condensadores e inversores de impedancia[8].	22
4.5. Filtro de banda eliminada con inversores [8].	22
4.6. Filtro de banda eliminada con líneas de transmisión $\lambda/4$ [8].	23

4.7. Diseño de filtro paso bajo mediante el uso de ADS.	24
4.8. Diseño de filtro banda eliminada mediante el uso de ADS.	24
4.9. Respuesta Filtro banda eliminada ADS.	25
4.10. Modelo de filtro equivalente FSS.	25
4.11. Diseño de filtro mediante parches y cruces.	27
4.12. Filtro banda eliminada celda unidad 1 cruz.	28
4.13. Valores de transmisión y reflexión para los modos TE y TM.	29
4.14. Diseño de filtro de banda 5G eliminada.	30
4.15. Comparación de los métodos de diseño.	31
4.16. Transmisión y reflexión ajustando el tamaño de los parches.	32
5.1. Filtro paso banda [8].	34
A.1. Esquema de uso del Software MoM.	36
A.2. Método de implementación de diferentes estructuras.	37
A.3. Esquema de como implementar un dipolo.	38
A.4. Esquema de como implementar una estructura metálica.	38

1

INTRODUCCIÓN

En este capítulo se hará una breve introducción para poder ubicar este estudio dentro del ámbito de la radiofrecuencia. También se enumerará como se ha estructurado este trabajo fin de grado.

1.1. Motivación

En el mundo de hoy en día podemos encontrar que muchas de las actividades humanas y tecnológicas utilizan las microondas. Desde la telefonía móvil, pasando por el radar, las comunicaciones terrestre-marinas o la radio astronomía, incluyendo el microondas moderno y algún instrumental médico. Todos ellos hacen uso de las microondas y ondas electromagnéticas.

En términos generales, cuanto mayor sea la frecuencia de propagación menor será el alcance. Es por esto que la banda del 5G cuya frecuencia central es 26GHz tendrá una cobertura de menor alcance y su implementación necesitará un aumento de nodos, cuya velocidad llegará hasta los 10Gbps, por otro lado, además de aumentar la velocidad respecto al 4G se disminuirá la latencia, actualmente se tiene una latencia entre 20ms y 30ms. Con la implantación del 5G se espera que baje a 1ms, obteniendo 4ms como máximo según el estándar.

En términos generales, el 5G se utilizará para estaciones de tren, estadios deportivos, en fabricas para comunicaciones de maquina a maquina (M2M). Lo que permitirá la instauración definitiva del *internet of things* (IoT).

Por otra parte se utilizará el 5G para la medicina, tanto para el análisis de datos clínicos como para la realización de intervenciones quirúrgicas. Es por ello la necesidad de una latencia muy baja.

Tal como ocurre en las casas, el número excesivo de routers cercanos, tanto propios como de los vecinos produce un aumento de la latencia y pérdida de paquetes, en otras palabras, “el wifi va lento” y por tanto, de la misma manera que ocurre en los domicilios podría ocurrir en lugares sensibles, por ejemplo en los quirófanos, por esta razón, se ha diseñado un filtro banda eliminada mediante una estructura FSS (*frequency selective surface*). Estas estructuras se podrían usar para aislar los lugares sensibles, únicamente se tendría que colocar el array en las paredes. Además se puede usar para cualquier sala/habitación que se pretenda aislar de este

rango de frecuencias ya sea por que se trabaja con materiales muy sensibles o se pretenda hacer estudios de componentes que trabajen en este rango de frecuencias.

1.2. Objetivos

El objetivo del presente trabajo es el estudio de la tecnología de superficies selectivas en frecuencia - *Frequency Selective Surface* (FSS) para su aplicación en el diseño de filtros banda eliminada utilizando metalizaciones de dipolos y parches sobre estructuras periódicas dieléctricas multicapa. Para ello se utilizan las transformaciones clásicas de diseño de filtros para implementar uno que elimine la frecuencia central entorno a 26GHz, perteneciente a una de las bandas del 5G.

Se utilizarán para las simulaciones tanto scripts desarrollado por el estudiante, software comercial y software propio del grupo de investigación basado en el método de los momentos espectral aplicado al problema electromagnético anteriormente mencionado.

1.3. Organización de la memoria

El presente trabajo se organiza de la siguiente manera:

- **ESTADO DEL ARTE**

Origen y explicación del marco teórico empleado para el diseño de filtros mediante el uso de las estructuras FSS.

- **ESTUDIO DE FSS CON ELEMENTOS COMUNES**

Estudio de las diferentes estructuras FSS y su comparación mediante el software comercial (CST) y el software propio del grupo de radiofrecuencia basado en el método de los momentos (MoM). Con el objetivo de demostrar su eficiencia y fiabilidad.

- **FSS DE BANDA 5G ELIMINADA**

En este apartado se hace el diseño circuital de un filtro banda eliminada mediante elementos concentrados e inversores de impedancia, además se implementa un filtro de banda eliminada con el uso de una única cruz como elemento de la celda unidad de la FSS, también se diseña un filtro de orden 7 con frecuencia de diseño 500GHz que se utiliza de modelo para luego poder escalarlo y diseñar el filtro a 26GHz y por último se aplican las conclusiones obtenidas en el estudio individual de las cruces para poder reducir el ancho de banda del filtro.

- **CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO**

Análisis del filtro diseñado y propuesta de los posibles estudios futuros aplicando las FSS como filtros.

2

ESTADO DEL ARTE

Este capítulo tiene como objetivo explicar el marco teórico de los conceptos que se utilizarán para desarrollar los diseños de filtros de este Trabajo Fin de Grado (TFG).

2.1. Filtros

Existen 4 tipos de filtros para radiofrecuencia, los cuales se muestran en la **Figura 2.1**. Se pueden clasificar dependiendo de cual sea la banda eliminada y la banda de paso.

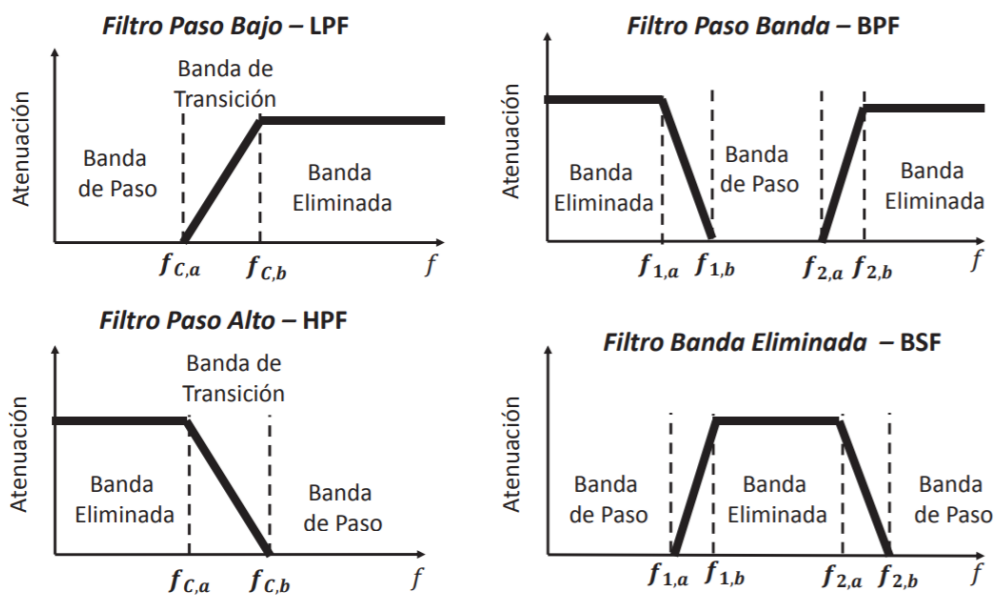


Figura 2.1: Clasificación genérica de los filtros [1].

Típicamente los diseños de filtros siguen un proceso determinado por 4 etapas. La primera de ellas consiste en la elección del tipo del filtro que se necesita para cumplir las especificaciones, la segunda etapa consiste en diseñar el filtro paso-bajo, una vez obtenido el filtro paso-bajo mediante las transformaciones de frecuencia e impedancia cuyas transformaciones se ilustran en la **Figura 2.2** se consigue el tipo de filtro que se desea. Por último, hay que implementar el filtro mediante elementos concentrados, líneas de transmisión o en este caso mediante estructuras FSS.

Normalizado	Paso Bajo	Paso Alto	Paso Banda	Banda Eliminada
<i>Transformación de frecuencia asociada</i>	$\omega \leftarrow \frac{\omega}{\omega_c}$	$\omega \leftarrow -\frac{\omega_c}{\omega}$	$(\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}, \omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2})$ $\omega \leftarrow \frac{1}{\Delta} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$	$\omega \leftarrow \Delta \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) - 1$

Figura 2.2: Transformaciones de frecuencia e impedancia [1].

Las ecuaciones que se utilizan para transformar la frecuencia del filtro paso bajo a un filtro banda eliminada se expresan como:

$$\Delta = \left(\frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \right) \tag{2.1}$$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \tag{2.2}$$

$$\omega \leftarrow \Delta \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) - 1 \tag{2.3}$$

Por otro lado, en este estudio solo se necesitará la transformación de impedancia de los condensadores, cuyo circuito equivalente es una inductancia y una capacidad en serie.

$$L = \frac{R_0}{\omega_0 C \Delta} \tag{2.4}$$

$$C = \frac{C \Delta}{\omega_0 R_0} \tag{2.5}$$

2.2. Ondas Planas y Teorema de Floquet

En el software comercial y en el análisis de estructuras periódicas se considera que existen 2 formas de dividir una onda plana, Ondas Transversales Eléctricas (TE) y Ondas Transversales Magnéticas (TM). Para ello se considera la incidencia de una onda plana sobre una superficie selectiva en frecuencia.

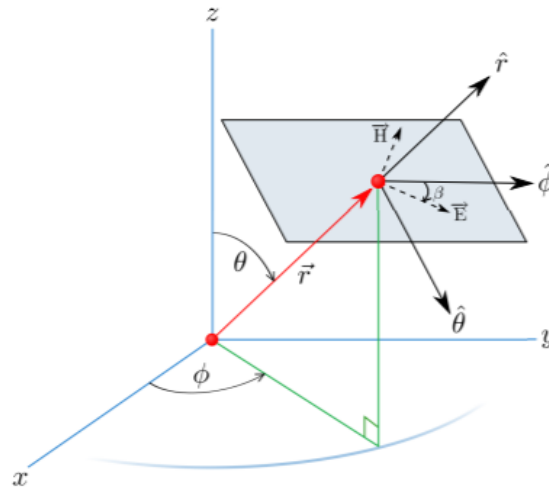


Figura 2.3: Representación de una onda plana.

Para analizar este tipo de estructuras (FSS) sobre la que incide una onda plana se va a utilizar la teoría de Floquet, esta teoría analiza las características de un solo periodo y es capaz de relacionarlo con el resto de la estructura periódica.

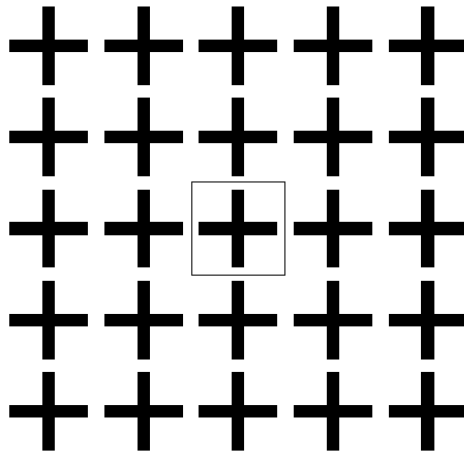


Figura 2.4: Representación de una estructura periódica y su celda unidad.

Particularizando el teorema de Floquet a superficies de frecuencia selectiva se obtiene que tanto las corrientes como los campos eléctricos y los campos magnéticos en la celda unidad son iguales a la estructura periódica [2].

El numero de modos de Floquet corresponde con el numero de modos TE y TM que se pretenden analizar en la simulación mediante un software comercial, cuanto mayor sea el número de modos analizados mas precisión tendrá la simulación pero en contra partida el tiempo de ejecución será mucho mayor incluso llegando a ser imposible simular la estructura FSS.

El campo eléctrico y magnético corresponde a la onda plana representada en **Figura 2.4**, esta onda se puede expresar como [3]:

$$\vec{E} = E_0 \exp(-jk_{x_0}x - jk_{y_0}y - jk_{z_0}z)(\sin\beta\hat{\theta} + \cos\beta\hat{\phi}) \quad (2.6)$$

$$\vec{H} = \frac{E_0}{\eta} \exp(-jk_{x_0}x - jk_{y_0}y - jk_{z_0}z)(-\cos\beta\hat{\theta} + \sin\beta\hat{\phi}) \quad (2.7)$$

Las ecuaciones de los campos se pueden dividir entre TE_z TM_z como se muestra a continuación:

- **Campo TE_z** ($E_\theta = 0$ y $H_\phi = 0$)

$$\vec{E}_{TE} = E_0 \exp(-jk_{x_0}x - jk_{y_0}y - jk_{z_0}z)(\cos\beta\hat{\phi}) \quad (2.8)$$

$$\vec{H}_{TE} = -\frac{E_0}{\eta} \exp(-jk_{x_0}x - jk_{y_0}y - jk_{z_0}z)(\cos\beta\hat{\theta}) \quad (2.9)$$

- **Campo TM_z** ($H_\theta = 0$ y $E_\phi = 0$)

$$\vec{E}_{TM} = E_0 \exp(-jk_{x_0}x - jk_{y_0}y - jk_{z_0}z)(\sin\beta\hat{\theta}) \quad (2.10)$$

$$\vec{H}_{TM} = \frac{E_0}{\eta} \exp(-jk_{x_0}x - jk_{y_0}y - jk_{z_0}z)(\sin\beta\hat{\phi}) \quad (2.11)$$

Debido a que en este trabajo fin de grado solamente se utilizarán las ondas planas con incidencia normal se pueden particularizar las ecuaciones anteriores (**Ecuaciones 2.12 - 2.15**) y convertirlas a ecuaciones en el sistema cartesiano.

- **Campo $TE_z(E_z = 0)$**

$$\vec{E}_{TE} = (E_0 \cos\beta) \exp(-jk_{x_0}x - jk_{y_0}y - jk_{z_0}z) (-\sin\phi\hat{x} + \cos\phi\hat{y}) \quad (2.12)$$

$$\vec{H}_{TE} = -\frac{E_0 \cos\beta}{\eta} \exp(-jk_{x_0}x - jk_{y_0}y - jk_{z_0}z) (\cos\theta\cos\phi\hat{x} + \cos\theta\sin\phi\hat{y} - \sin\theta\hat{z}) \quad (2.13)$$

- **Campo $TM_z(H_z = 0)$**

$$\vec{E}_{TM} = (E_0 \sin\beta) \exp(-jk_{x_0}x - jk_{y_0}y - jk_{z_0}z) (\cos\theta\cos\phi\hat{x} + \cos\theta\sin\phi\hat{y} - \sin\theta\hat{z}) \quad (2.14)$$

$$\vec{H}_{TM} = \frac{E_0 \sin\beta}{\eta} \exp(-jk_{x_0}x - jk_{y_0}y - jk_{z_0}z) (-\sin\phi\hat{x} + \cos\phi\hat{y}) \quad (2.15)$$

Una vez obtenida las ecuaciones de las ondas planas se puede relacionar la potencia que se transfiere y se refleja para cada uno de los modos mediante el uso de matrices de parámetros-S, existiendo en cada puerta una onda de potencia entrante y otra saliente.

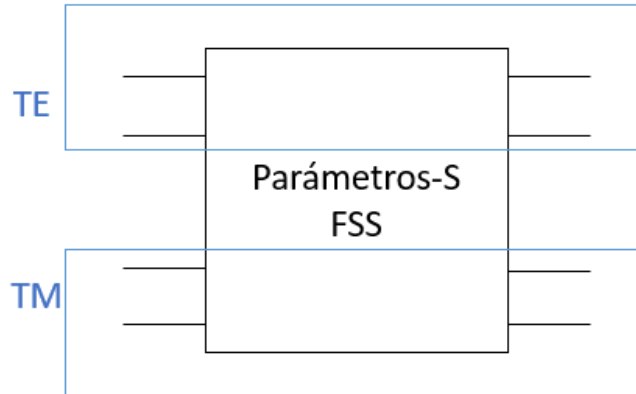


Figura 2.5: Representación de matriz de relación entre modos TE y TM.

2.3. Frequency Selective Surface (FSS)

Las FSS son arrays bidimensionales periódicos de elementos metálicos o aberturas que presentan características como reflejar, transmitir o absorber los campos electromagnéticos dependiendo de la frecuencia con la que se excita la estructura.

Por ejemplo, un array periódico de conductores refleja las ondas incidentes polarizadas a ciertas frecuencias y es transparente a las ondas incidentes en otras frecuencias. Además la tecnología de las FSS se ha utilizado con éxito en varias misiones espaciales y en antenas de satélites.

Las FSS son esencialmente estructuras tipo array que consisten en distintos elementos conductores y a menudo impresos en un sustrato dieléctrico de apoyo.

En las microondas, las principales aplicaciones de las FSS son para los sistemas de antenas fijos y móviles [4].

Aunque no se menciona explícitamente en el nombre, la FSS también tienen propiedades que varían con el ángulo de incidencia y la polarización, estas características se han utilizado más comúnmente en la región de frecuencia de radio del espectro electromagnético y tiene aplicaciones tan diversas como el horno de microondas, radomos para antenas (**Figura 2.6.**) y modernos meta-materiales [5].



Figura 2.6: Radomos en el Centro de Operaciones Navales, Misawa, Japón [5].

3

ESTUDIO DE FSS CON ELEMENTOS COMUNES

3.1. Introducción

En este capítulo se estudiarán tanto las propiedades comunes de las estructuras *Frequency Selective Surface* (FSS) como de las propiedades individuales debido a su geometría.

Además se compararán los resultados obtenidos mediante el diseño de circuitos equivalentes usando el software comercial ADS, con el programa de método de los momentos (MoM) y con los del software comercial CST. Estas comparaciones se realizarán en los diseños más simples para comprobar su eficacia y precisión, también se demostrará que las dimensiones físicas de las estructuras influyen en los parámetros de dispersión o parámetros-S y se explicará de qué manera influyen estos cambios tanto en la transmisión como en la reflexión de las estructuras.

3.2. Estudio de estructuras FSS

Antes de empezar con la aproximación circuital de cada estructura se estudiará la importancia de conocer la frecuencia a la que empieza la región de *grating lobes*, siendo esta región independiente de la estructura FSS.

$$\lambda_g^{\varepsilon_r} = D(\sqrt{\varepsilon_r} + \sin(\theta)) \quad (3.1)$$

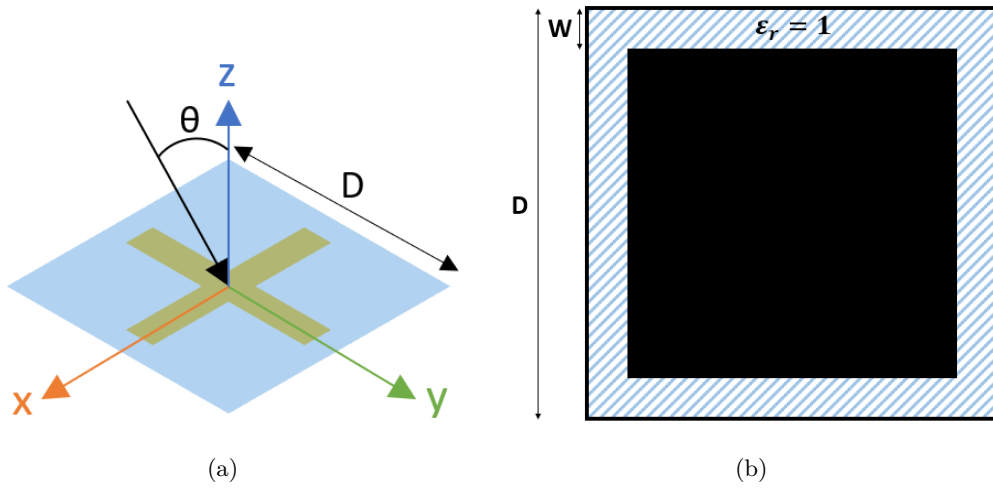


Figura 3.1: Celda unidad de una estructura FSS.

En la **Figura 3.1(a)** se muestran los parámetros que forman una celda unidad, en la celda D representa la distancia entre elementos o lo que es lo mismo, las dimensiones de la celda unidad, θ es el ángulo de incidencia de la onda y ε_r es la permitividad dieléctrica del medio que recubre la estructura FSS la cual se muestra indicada con líneas paralelas en la **Figura 3.1(b)**.

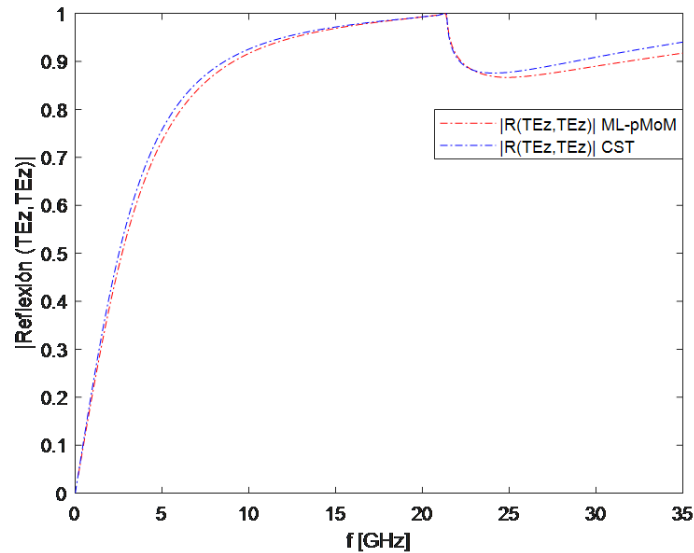


Figura 3.2: Coeficiente de reflexión parche, $D=14$ mm, $\varepsilon_r = 1$, $w=1/16$ D.

En esta simulación **Figura 3.2** se ilustra como a 21,4GHz se produce el *grating lobe* con una estructura array de parches para una incidencia normal, este punto de inicio se puede calcular analíticamente usando la **Ecuación 3.1**.

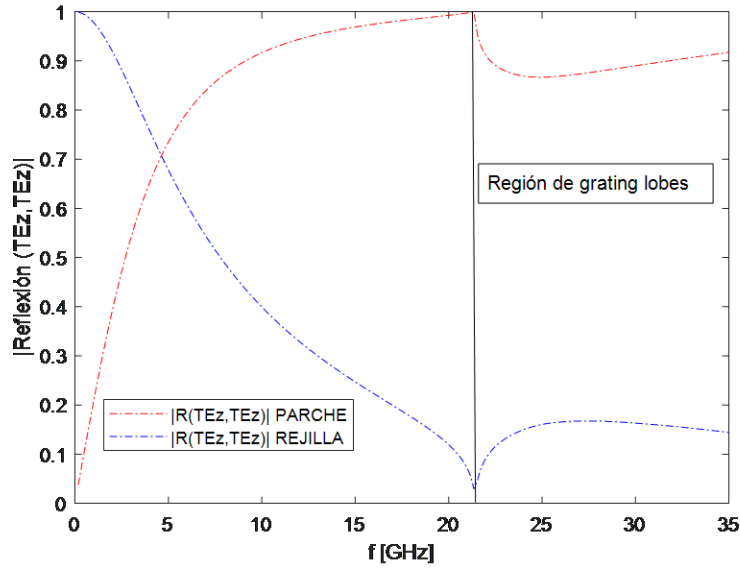


Figura 3.3: Grating lobes rejilla y parche.

Tal como se ha dicho anteriormente, la región de *grating lobes* es independiente de la estructura FSS, en la **Figura 3.3** se muestra como una rejilla y un parche con las mismas características que en la **Figura 3.2** tienen la discontinuidad de la región de *grating lobes* a la misma frecuencia.

En el análisis de estructuras periódicas, existen 3 regiones fundamentales dependiendo de la longitud de onda, cuando la periodicidad D de la FSS es mucho menor que la longitud de onda, en este caso la superficie puede ser analizada mediante una aproximación circuital de una forma analítica. El rango intermedio de frecuencias, donde la periodicidad de la FSS es menor que λ_g pero es comparable con la longitud de onda, aquí se puede modelar mediante el uso de una aproximación circuital combinada con algunas simulaciones de onda completa, es decir, los valores de los parámetros de la agrupación tienen que volver a ser calculados teniendo en cuenta las simulaciones de onda completa, en este caso es posible que el equivalente no sea un único elemento capacitivo o inductivo si no que podría ser una combinación de ambos. En la última región, donde el valor de D es mayor que la longitud de onda, se produce una discontinuidad, la región de *grating lobes*, para representar esta región se debe utilizar un método de onda completa, como por ejemplo el método de los momentos (MoM) o el implementado por el software comercial CST.

Para nuestro estudio se utilizará el software propio del grupo de investigación basado en el método de los momentos (MoM) y el software comercial CST para resolver el problema electromagnético que presentan dichas estructuras.

En los siguientes apartados se analizará las similitudes de las estructuras FSS con elementos capacitivos e inductivos comparando los resultados que se obtienen mediante el uso de CST y MoM.

3.2.1. Estructura Parche

En los elementos no resonantes como el parche, mostrado en la figura **Figura 3.4(b)** y la rejilla que se presenta en la **Figura 3.7**. la impedancia principalmente es inductiva o capacitiva.

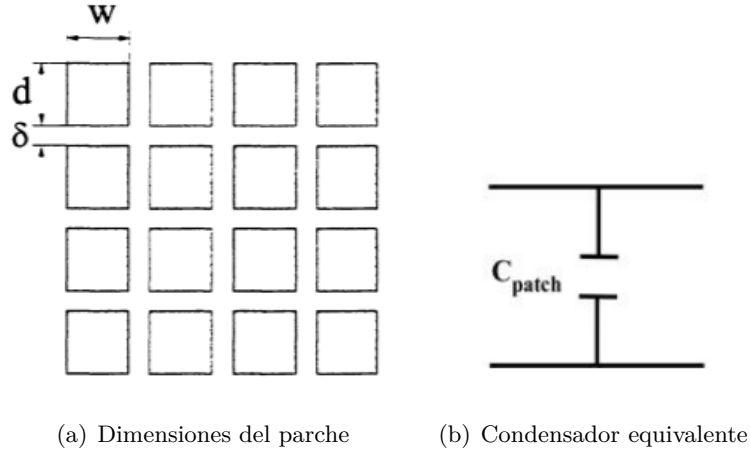


Figura 3.4: Array de parches [6].

Como se ha explicado anteriormente existen varias formas de modelar la transmisión y la reflexión de una FSS, a continuación se analizará un parche mediante la aproximación circuital y mediante el método de los momentos.

$$C_{TE} = \frac{D\varepsilon_0(\varepsilon_{r1} + \varepsilon_{r2})}{\pi} \ln\left(\frac{1}{\sin(\frac{\pi w}{2D})}\right) \left(1 - \frac{k_0^2}{k_{eff}^2} \frac{\sin^2 \theta}{2}\right) \quad (3.2)$$

$$C_{TM} = \frac{D\varepsilon_0(\varepsilon_{r1} + \varepsilon_{r2})}{\pi} \ln\left(\frac{1}{\sin(\frac{\pi w}{2D})}\right) \quad (3.3)$$

El modelado de un parche mediante un condensador corresponde a las **Ecuaciones 3.2 y 3.3**. Donde D representa la periodicidad de los parches, k_0 representa el numero de onda en el vacío, $k_{eff} = k_0\sqrt{(\varepsilon_{r1} + \varepsilon_{r2})/2}$, θ es el ángulo de incidencia y ε_{r1} , ε_{r2} son los valores de la permitividad eléctrica relativa de los dieléctricos que rodean la FSS [6].

Para simular el circuito equivalente se ha utilizado el software comercial ADS y para analizar los resultados mediante un software de onda completa *full wave* se utilizará el MoM. Esta comparación se puede apreciar en la **Figura 3.5**. Tanto la reflexión como la transmisión son bastante similares pero únicamente en la región donde la periodicidad D es menor que la longitud de onda. Es por este motivo por el que en este trabajo fin de grado para las primeras pruebas se va a utilizar una aproximación circuital y después se utilizará un método *full wave* como el CST o el MoM pero debido al alto coste computacional de CST se propone el uso del programa específico de método de los momentos espectral desarrollado por el propio del grupo de investigación.

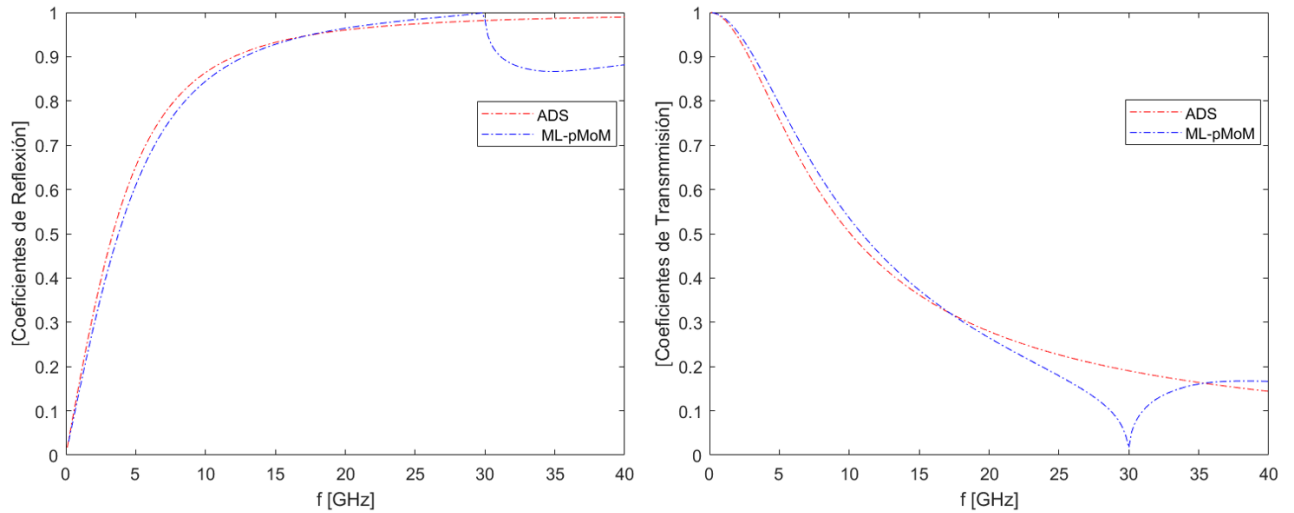


Figura 3.5: Comparación de los métodos de aproximación circuital y MoM para un Parche.

En la **Figura 3.6** se comparan los resultados obtenidos mediante el uso del programa comercial CST y el MoM. Como se puede apreciar los resultados son prácticamente idénticos, pero el tiempo de ejecución es significativamente menor.

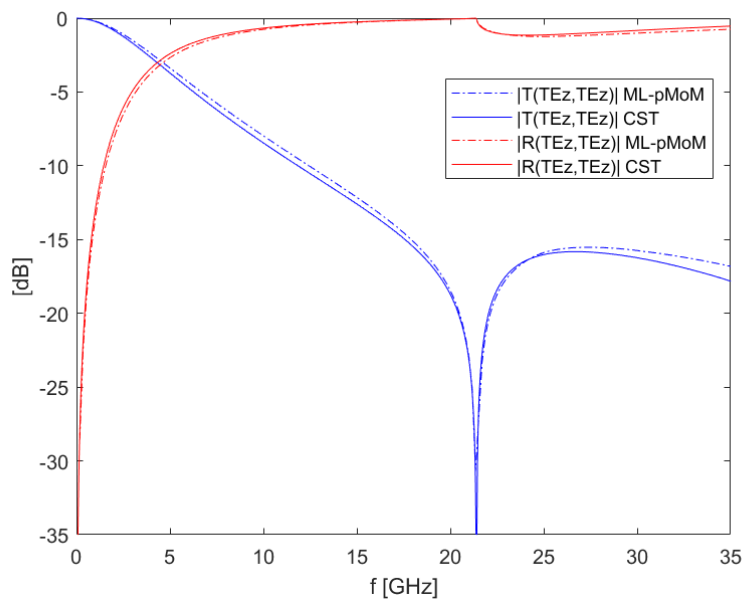


Figura 3.6: Parche comparación CST y MoM.

El parche utilizado para obtener los resultados de la **Figura 3.6** está caracterizado por una periodicidad de $d+\delta = 14\text{mm}$ y $\delta = 1/16d$.

A pesar de que la aproximación de un parche sea únicamente un condensador, en el diseño final del filtro se utilizará una aproximación compuesta por una bobina y un condensador, debido a que este segundo método es más preciso que si se usa un único condensador [6].

3.2.2. Estructura Rejilla

La rejilla al igual que el parche es un elemento no resonante cuya aproximación es una bobina, esta se muestra en la **Figura 3.7**. Por lo tanto su equivalencia con filtros sería un filtro paso alto como se va a demostrar a continuación.

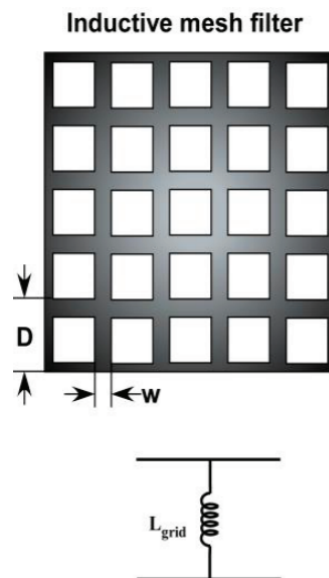


Figura 3.7: Dimensiones de una estructura rejilla [6].

Como es de esperar, la estructura inductiva produce un resultado inverso al de la estructura capacitiva mostrada en la **Figura 3.2** produciendo en este caso un filtro paso alto.

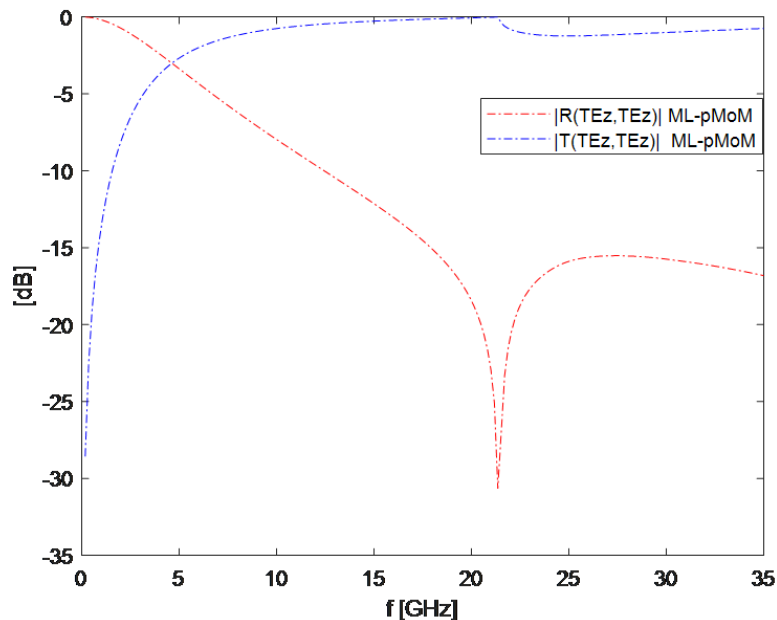


Figura 3.8: Comparación de los coeficientes de transmisión y reflexión de una estructura rejilla.

Igual que los parches, las rejillas tienen una aproximación circuital por el que se puede modelar su comportamiento, en este caso el valor de la bobina se tiene que calcular mediante el uso de la **Ecuación 3.4** y **Ecuación 3.5**.

$$L_{TE} = \frac{D\mu_o}{2\pi} \ln\left(\frac{1}{\sin(\frac{\pi w}{2D})}\right) \quad (3.4)$$

$$L_{TM} = \frac{D\mu_o}{2\pi} \ln\left(\frac{1}{\sin(\frac{\pi w}{2D})}\right) \left(1 - \frac{k_0^2 \sin^2 \theta}{k_{eff}^2}\right) \quad (3.5)$$

Aplicando las ecuaciones anteriores y el metodo de los momentos se puede observar cierta similitud que va degradandose a medida que se acerca a la región de *grating lobes*.

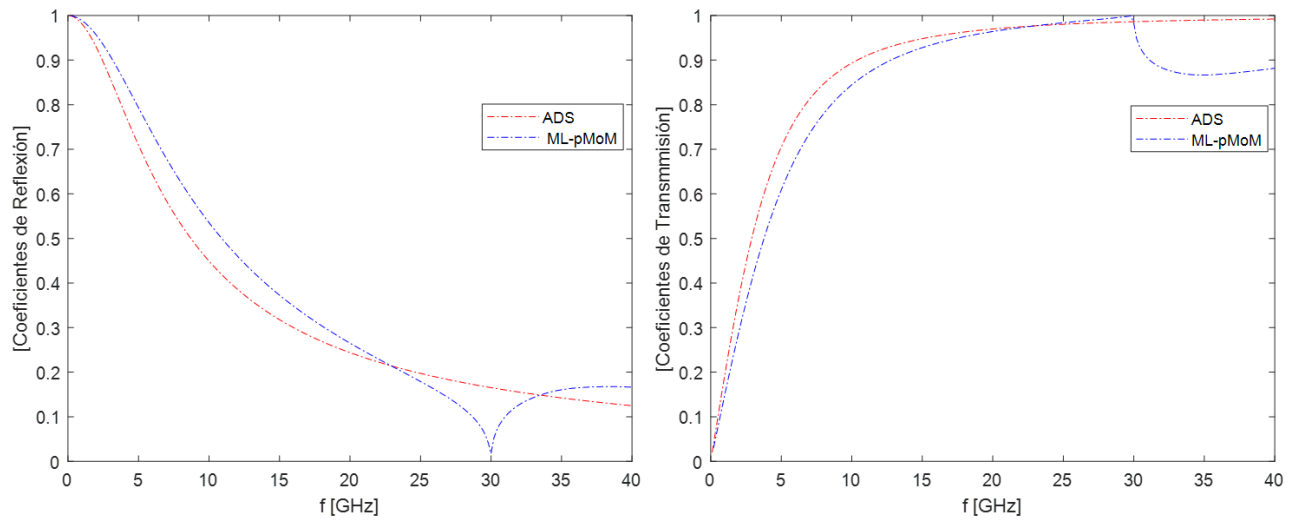


Figura 3.9: Comparación de los métodos de aproximación circuital y MoM para una rejilla.

3.2.3. Estructura Dipolo

A continuación se analizará la estructura de un dipolo y a diferencia de las estructuras anteriores, el dipolo es un elemento resonante cuyo circuito equivalente es LC.

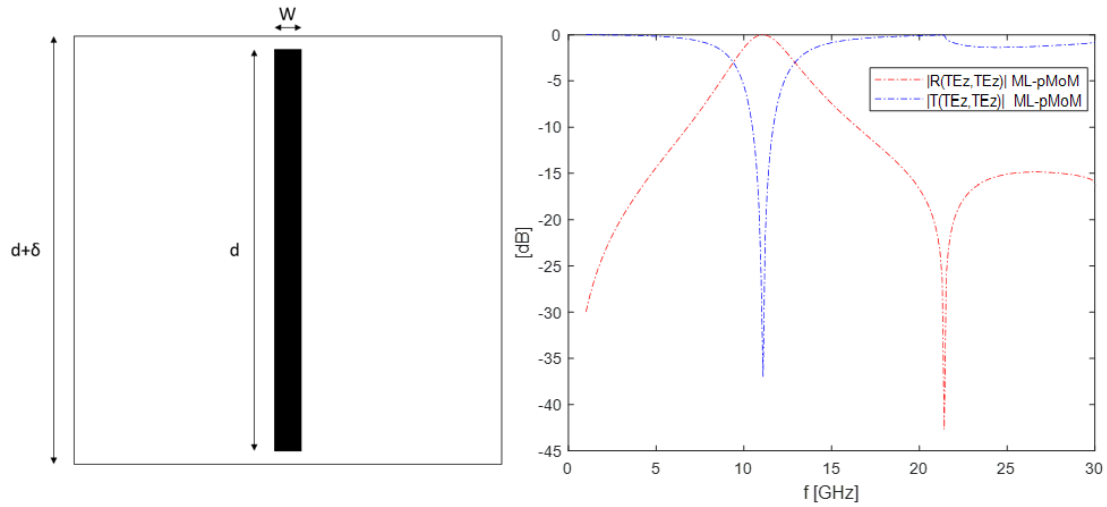
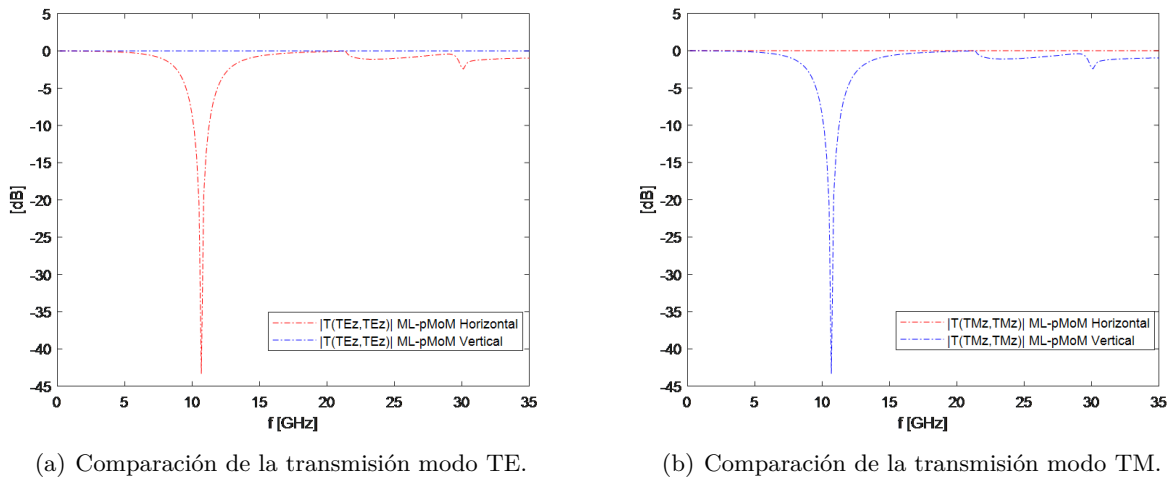


Figura 3.10: Dimensiones de un dipolo y comparación entre transmisión y reflexión de una estructura dipolo.

	$D = d + \delta$ (mm)	W (mm)	d (mm)
Dipolo	14	$1/16 D$	$D - W$

Tabla 3.1: Dimensiones del dipolo.

La transmisión y la reflexión del dipolo mostrado en la **Figura 3.10** se puede aproximar a la respuesta de un filtro banda eliminada. Para obtener este resultado se han utilizado los datos de la **Tabla 3.1**. en esta simulación se ha igualado el valor de $\delta = W$.



(a) Comparación de la transmisión modo TE.

(b) Comparación de la transmisión modo TM.

Figura 3.11: Transmisión de los modos TE y TM para dipolos verticales y horizontales.

Anteriormente se analizaron las estructuras de parche y rejilla debido simetría no existían diferencias apreciables entre la transmisión y reflexión de los modos TE y TM. Pero en el caso de los dipolos la orientación influye en el modo en el que se excitan los modos TE y TM según se observa en la **Figura 3.11**.

3.2.4. Estructura Cruz

Por último se pretende estudiar las cruces como superficies metálicas. De la misma manera que ocurre en los dipolos, la cruz es un elemento resonante cuyo circuito equivalente se aprecia en la **Figura 3.12**.

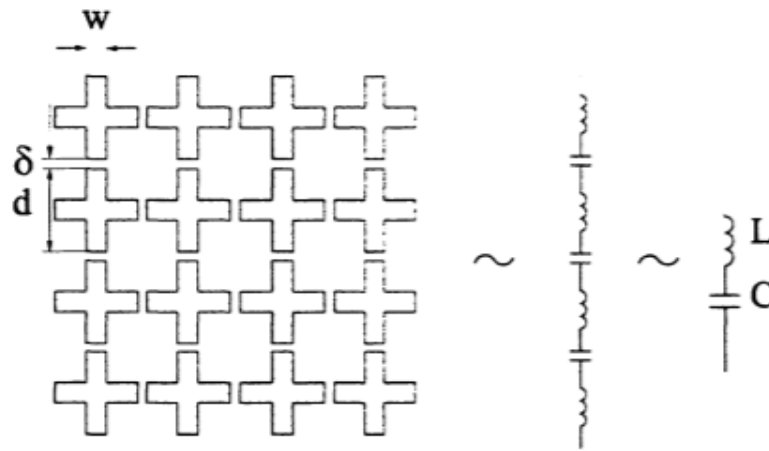


Figura 3.12: Dimensiones y circuito equivalente de una cruz.

La forma del dipolo cruzado permite la separación en 2 tipos de dipolos perpendiculares y paralelos al campo eléctrico. Los dipolos paralelos al campo eléctrico son equivalentes a elementos inductivos y los dipolos perpendiculares corresponden a elementos capacitivos, romper la estructura de la cruz en dipolos horizontales y verticales permite obtener la configuración que se muestra en la **Figura 3.13** [7].

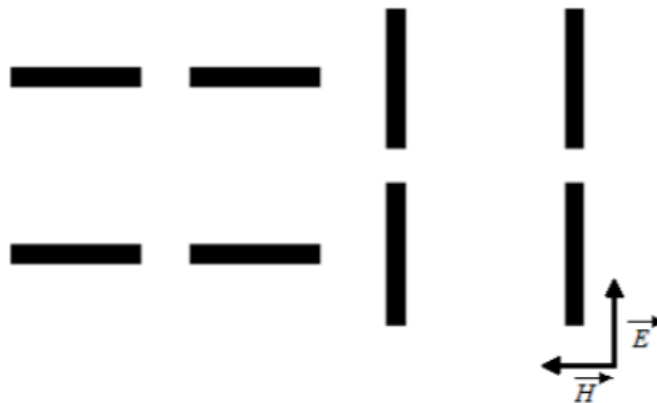


Figura 3.13: Campos incidentes según la orientación de los dipolos.

Para poder simular las cruces se ha tenido que implementar 2 dipolos idénticos con una rotación de 90° uno respecto del otro y centrados en el centro de la celda unidad, para ello simplemente hay que introducir una nueva capa, como se muestra en la **Figura 3.14** y colocar un dipolo en la primera interfaz de metalización y el otro dipolo rotado 90° en la segunda interfaz de metalización, para que el comportamiento se asemeje al de una cruz, la capa o *layer* tiene que tener un espesor muy pequeño, típicamente se utilizará 0,01 mm, de esta manera se consigue tener las mismas características electromagnéticas que una cruz mediante el uso de dos dipolos rotados muy cerca uno del otro.

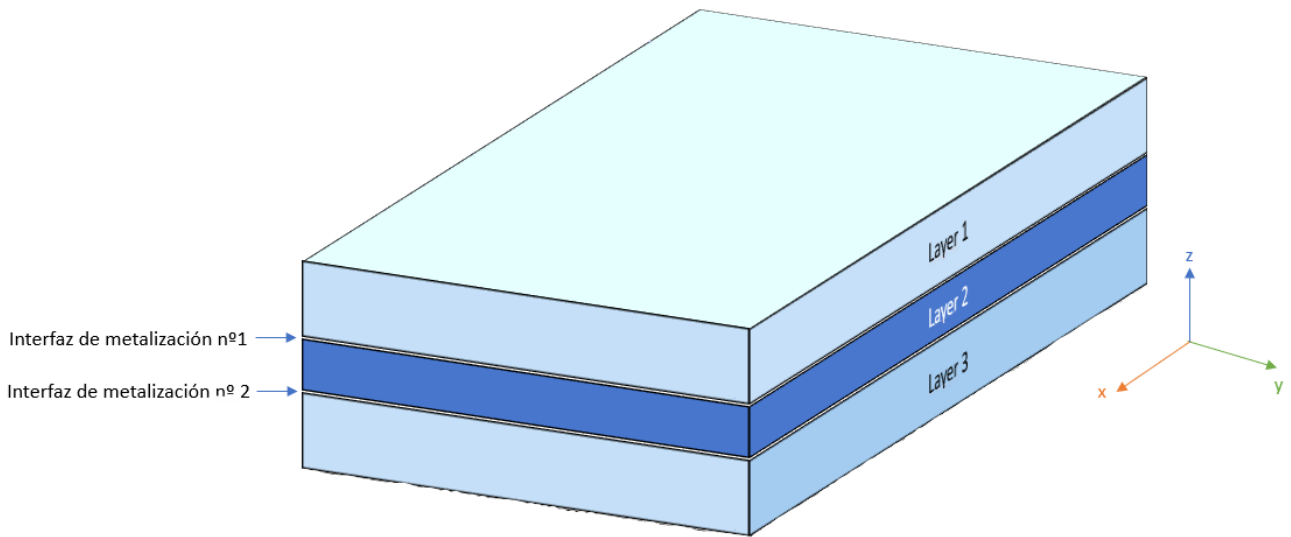


Figura 3.14: Esquema de como añadir nuevas capas.

Por otro lado, el uso de este método para construir cruces crea unas pequeñas diferencias si se sitúa el dipolo vertical primero o por el contrario, si se sitúa el dipolo horizontal en primer lugar. Estas diferencias son inapreciables si se hace un estudio mediante incidencia normal pero esto se tendría que tener en cuenta si se pretende estudiar las características de la cruz mediante el uso de diferentes ángulos de incidencia.

Una vez obtenido el diseño de los dipolos en cruz se comparan los resultados obtenidos en CST y MoM, la comparación se muestra en la **Figura 3.15**, en esta comparación se obtiene que los dos software de *full wave* obtienen prácticamente los mismos resultados.

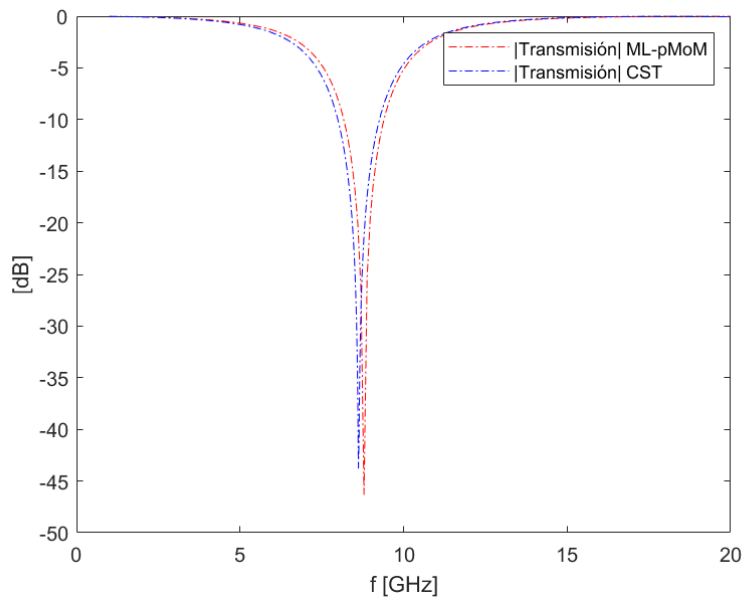


Figura 3.15: Coeficiente de transmisión de una cruz $D = 14\text{mm}$, $w = D/16$.

A continuación se presentará las diferencias que se producen al variar las dimensiones físicas de la cruz, estas variaciones de las dimensiones se pueden apreciar en la **Figura 3.16** para dicha comparación se han utilizado los valores de la **Tabla 3.2**. Al igual que antes se utiliza la igualdad $\delta = W$.

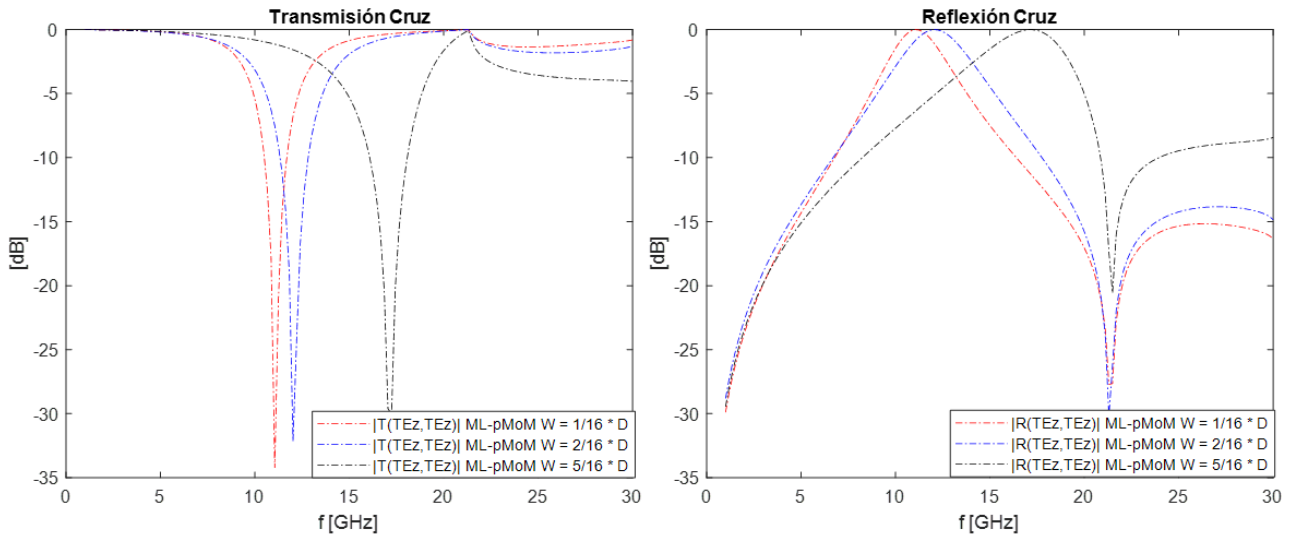


Figura 3.16: Variación de las dimensiones de una cruz.

$D = d + \delta$ (mm)	W (mm)	d (mm)
14	$1/16 D$	$D - W$
14	$2/16 D$	$D - W$
14	$5/16 D$	$D - W$

Tabla 3.2: Dimensiones de una cruz.

A la vista de los resultados obtenidos en la **Figura 3.16** se puede afirmar que la distancia de la cruz al borde de la celda unidad determina la frecuencia de resonancia, produciendo un desplazamiento a frecuencias mayores cuanto mayor sea el gap entre la estructura metálica y el borde de la celda unidad, además cuanto mayor sea el grosor w de los dipolos en cruz se producirá un ligero aumento del ancho de banda que se puede identificar con mayor claridad comparando la simulación con el grosor $w = 1/16D$ y $w = 5/16D$.

Esta demostración nos permitirá ajustar con mayor precisión los diseños que se detallan en el **Capítulo 4**, en concreto, será de gran ayuda para reducir el ancho de banda relativo del filtro banda eliminada.

4

FSS DE BANDA 5G ELIMINADA

En este capítulo se procederá al diseño circuital teórico con el programa ADS para un filtro banda eliminada mediante elementos concentrados y otro con inversores de impedancia. Para ello se aplicaran los pasos definidos en **Capítulo 2.1** con el objetivo de diseñar el filtro mediante elementos en paralelo y equidistanciados $\lambda/4$.

El segundo aspecto de este capítulo es realizar un diseño de un filtro con frecuencia central de 26GHz utilizando únicamente una cruz como elemento de la celda unidad. También se diseñará un filtro de banda 5G eliminada de orden 7 para la frecuencia central de 26 GHz, para ello, se escalará un filtro banda eliminada de 500 GHz [8] y así obtener las dimensiones físicas de las diferentes cruces y parches proporcionales a la resonancia de 26GHz.

Por último se ajustará las dimensiones de dicho filtro para obtener un menor ancho de banda ya que si se hace un escalado en frecuencia de un filtro, este mantiene su ancho de banda relativo.

4.1. Diseño de Filtro Banda Eliminada

En este apartado del trabajo, se procederá a diseñar un filtro banda eliminada mediante elementos concentrados y posteriormente inversores de impedancia, para este estudio se utilizarán las tablas de filtros del libro de Saal [9].

El diseño de filtro banda-eliminada generalmente se divide en los siguientes pasos:

4.1.1. Diseño del Filtro con Elementos Concentrados

Para el estudio se utilizará un filtro de orden 7, para ello se diseñará un filtro cuyos elementos seguirán una disposición en π , además se necesitarán los valores normalizados g_i de un filtro paso bajo siguiendo la disposición de los elementos de la **Figura 4.1**.

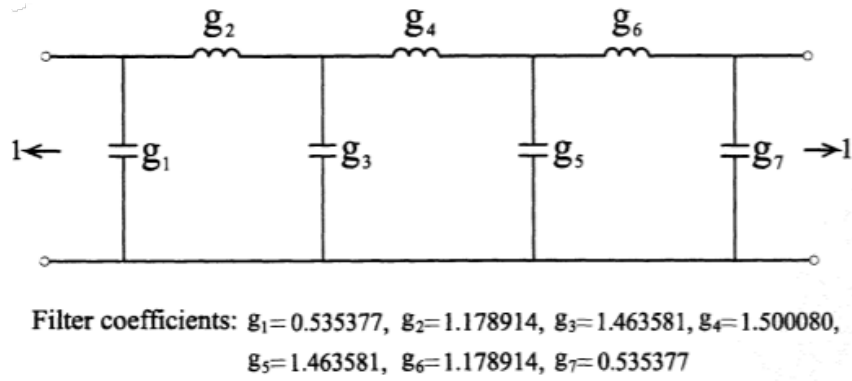


Figura 4.1: Coeficientes del filtro paso-bajo equivalente de orden 7[8].

En la **Figura 4.2** se muestra los valores de transmisión y reflexión teóricos de un filtro $N=7$ con los valores normalizados g_i , como se puede apreciar, el rizado se produce a -40dB . El filtro resultante de la simulación corresponde a un filtro paso bajo.

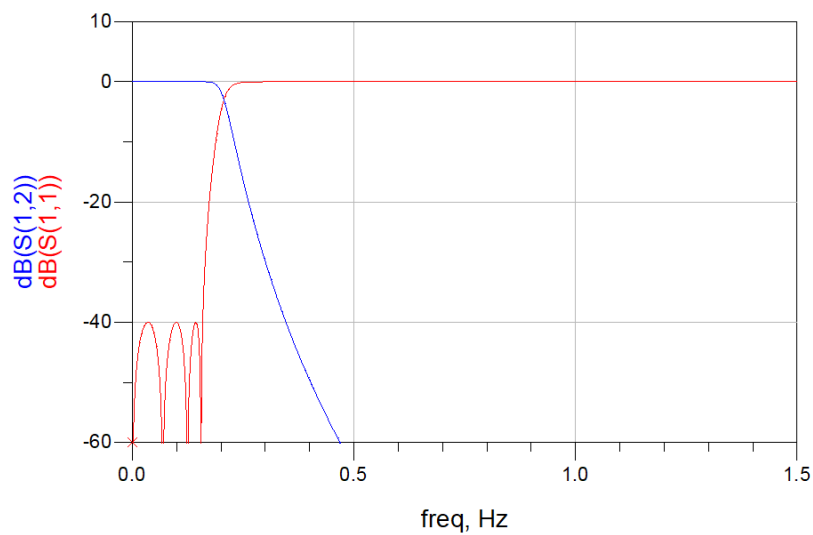


Figura 4.2: Parámetros-S de un filtro paso bajo normalizado de orden 7.

4.1.2. Diseño con Inversores de Impedancia

La **Figura 4.3** muestra la función de un inversor de impedancia K , el cual transforma una inductancia en serie en un condensador en paralelo.

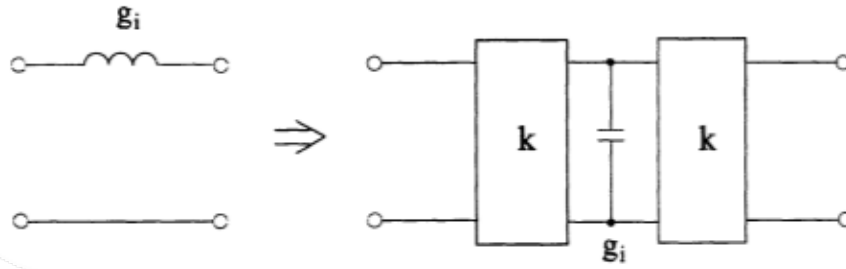


Figura 4.3: Transformación circuital mediante el inversor de impedancia K [1].

En el próximo paso, el circuito LC que se obtuvo en el primer paso, se transforma con la ayuda de los inversores de impedancia en un circuito que solo contiene condensadores e inversores de impedancias.

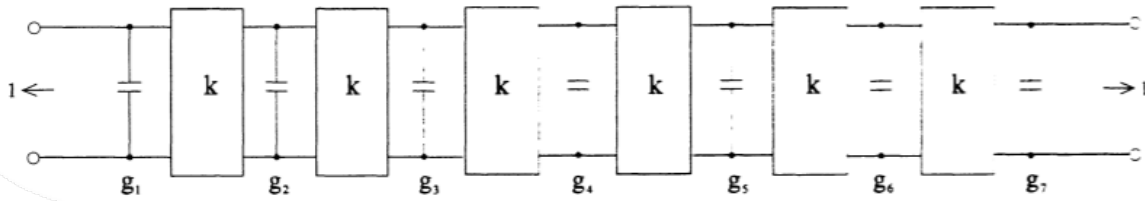


Figura 4.4: Red con condensadores e inversores de impedancia[8].

El tercer paso consiste en aplicar las transformaciones de frecuencia e impedancia para pasar de un filtro paso bajo normalizado a un banda eliminada, para esto se deben usar las ecuaciones enunciadas anteriormente en el **Capítulo 2.1**, en concreto de la **Ecuación 2.1** a **Ecuación 2.5**, en las que las variables ω_0 corresponde a la frecuencia central del filtro y ω_1, ω_2 a las frecuencias de los extremos del filtro banda eliminada.

Con estos pasos ya se obtiene el filtro banda eliminada, el cual está únicamente compuesto por elementos resonantes en serie en paralelo con los inversores de impedancia.

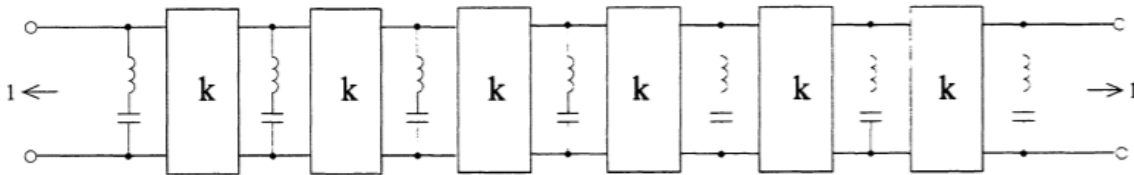


Figura 4.5: Filtro de banda eliminada con inversores [8].

Finalmente, como se ilustra en la **Figura 4.6**, los inversores de impedancia se substituyen por líneas de transmisión de longitud $\lambda/4$ que actúan como inversores, de esta manera se obtiene un filtro banda eliminada utilizando únicamente bobinas y condensadores en paralelo.

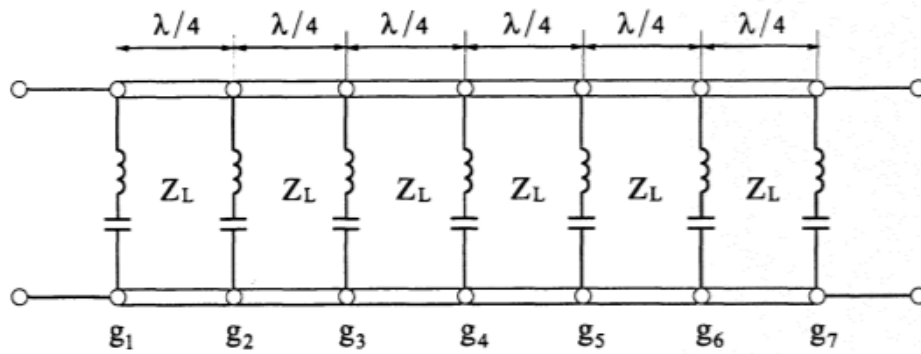


Figura 4.6: Filtro de banda eliminada con líneas de transmisión $\lambda/4$ [8].

Con este modelo de esquema, ya se puede diseñar el filtro mediante estructuras de parches y cruces.

4.2. Diseño del Filtro FSS

De la misma manera que se ha explicado en el **Capítulo 2.1** el primer paso para el diseño de un filtro es la elección del orden del filtro que se va a diseñar, en este trabajo fin de grado se utilizará un orden 7 con los valores normalizados que se encuentran en la referencia [9].

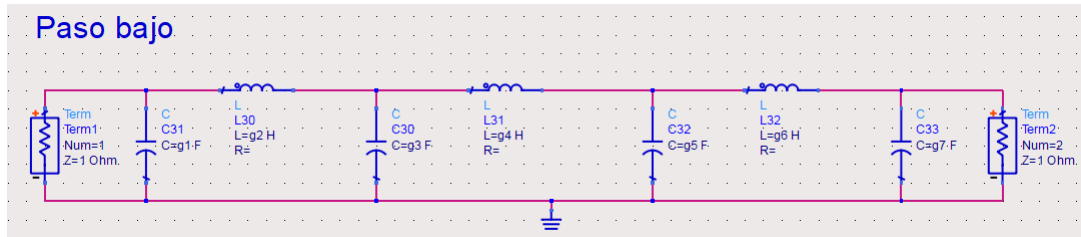


Figura 4.7: Diseño de filtro paso bajo mediante el uso de ADS.

Después del diseño del filtro paso bajo cuyo diseño se muestra en la **Figura 4.7** y su respuesta se representa en la **Figura 4.2**. El siguiente paso es la transformación de frecuencia e impedancia.

Como el filtro que se pretende diseñar es uno centrado en 26GHz y cuya banda de 5G va desde 24.25GHz hasta los 27.5GHz, se aplica la ecuación que se muestra en la **Figura 2.2** para obtener el valor de Δ .

$$\Delta = \left(\frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \right) = \frac{27,5 - 24,25}{26} = \frac{1}{8}$$

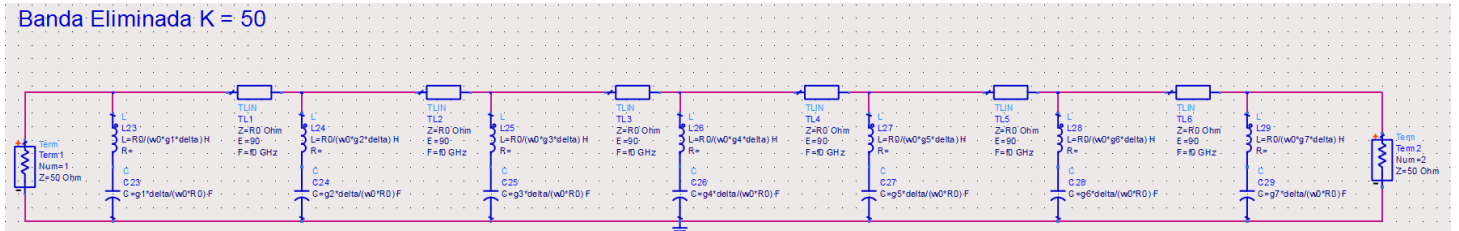


Figura 4.8: Diseño de filtro banda eliminada mediante el uso de ADS.

Después de obtener el filtro de banda eliminada con las líneas de transmisión de longitud $\lambda/4$, el cual se puede ver en la **Figura 4.8**. Se obtiene el resultado de la transmisión y la reflexión entre sus puertos, representado en la **Figura 4.9**, de esta manera se puede comprobar que efectivamente el diseño del filtro es un banda eliminada.

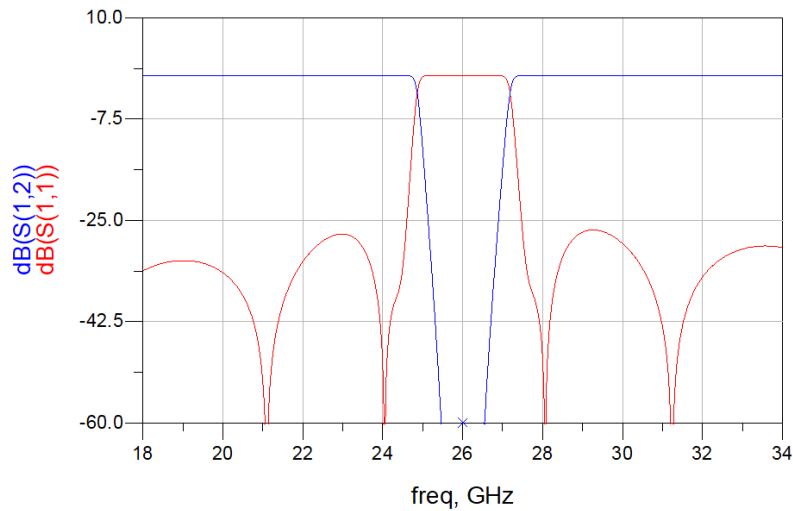


Figura 4.9: Respuesta Filtro banda eliminada ADS.

Una vez obtenido el diseño del filtro mediante elementos concentrados se realizará el diseño del filtro mediante estructuras FSS, el cual, se substituirá cada línea de transmisión en $\lambda/4$ por un dieléctrico de espesor $\lambda/4$, además se añadirán dos dieléctricos de espesor $\lambda/2$ en cada extremo, esto proporcionará una medida de protección al diseño de la estructura.

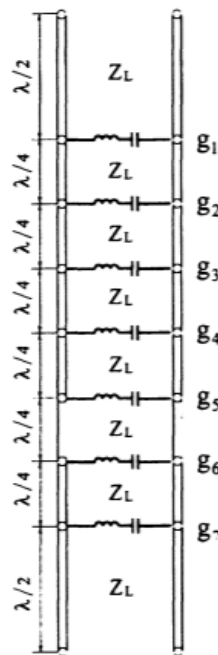


Figura 4.10: Modelo de filtro equivalente FSS.

Como se explicó anteriormente en la estructura de parche (**Capítulo 3.2.1**) y en la estructura cruz (**Capítulo 3.2.1**), estas dos estructuras FSS debido a su geometría son elementos capacitivos, es por ello por lo que se utilizarán en el diseño final del filtro.

Como se explicó anteriormente en el **Capítulo 3.2**, si la periodicidad de la estructura es ligeramente menor que la longitud de onda, los elementos pasan a ser elementos resonantes, esto es útil dado que en el filtro se utilizará una separación entre estructuras muy pequeña, esta separación tiene que cumplir que $\delta/d \leq 0.2$, para obtener las dimensiones físicas de las estructuras se utilizan las siguientes ecuaciones [8]:

$$L = \frac{A_L}{d\sqrt{w}} Z_0 \text{ [nH]} \quad (4.1)$$

y

$$C = \frac{A_C d^3 \sqrt{w}}{Z_0} \text{ [nF]}, \quad A_L, A_C = \text{constantes} \quad (4.2)$$

son utilizadas para obtener la siguiente proporción:

$$\frac{C_i}{C_j} \sim \frac{L_j}{L_i} \sim \frac{g_i}{g_j} \sim \sqrt{\frac{w_i}{w_j}} \quad (4.3)$$

La relación obtenida en la **Ecuación 4.3** es utilizada para obtener las anchuras de las metalizaciones (w) mediante el uso de los coeficientes de los filtros (g_i y g_j), pero es necesario conocer el valor de w_1 .

Por otro lado, el valor de la d , se fija a $d = \lambda/2$. Esta imposición es para todas las cruces y el parche central. En el caso de la estructuras correspondiente a g_3 y g_5 debido a que w_3 y w_5 es muy similar a d se decide en estos dos casos usar $w_3 = w_5 = d$.

$$w_4 = \frac{w_1}{\left(\frac{g_1}{g_2}\right)^2 \left(\frac{g_2}{g_3}\right)^2 \left(\frac{g_3}{g_4}\right)^2} \quad (4.4)$$

Como hemos fijado anteriormente que $d = \lambda/2$ y el parche central es cuadrado, se deduce que $w_4 = \lambda/2$, de esta forma se consigue igualar la **Ecuación 4.4** a $\lambda/2$ y obtener el valor de w_1 necesario para aplicar la relación obtenida de la **Ecuación 4.3**.

De esta manera se obtiene que la celda unidad del filtro banda eliminada esté compuesta por 4 cruces y 3 parches.

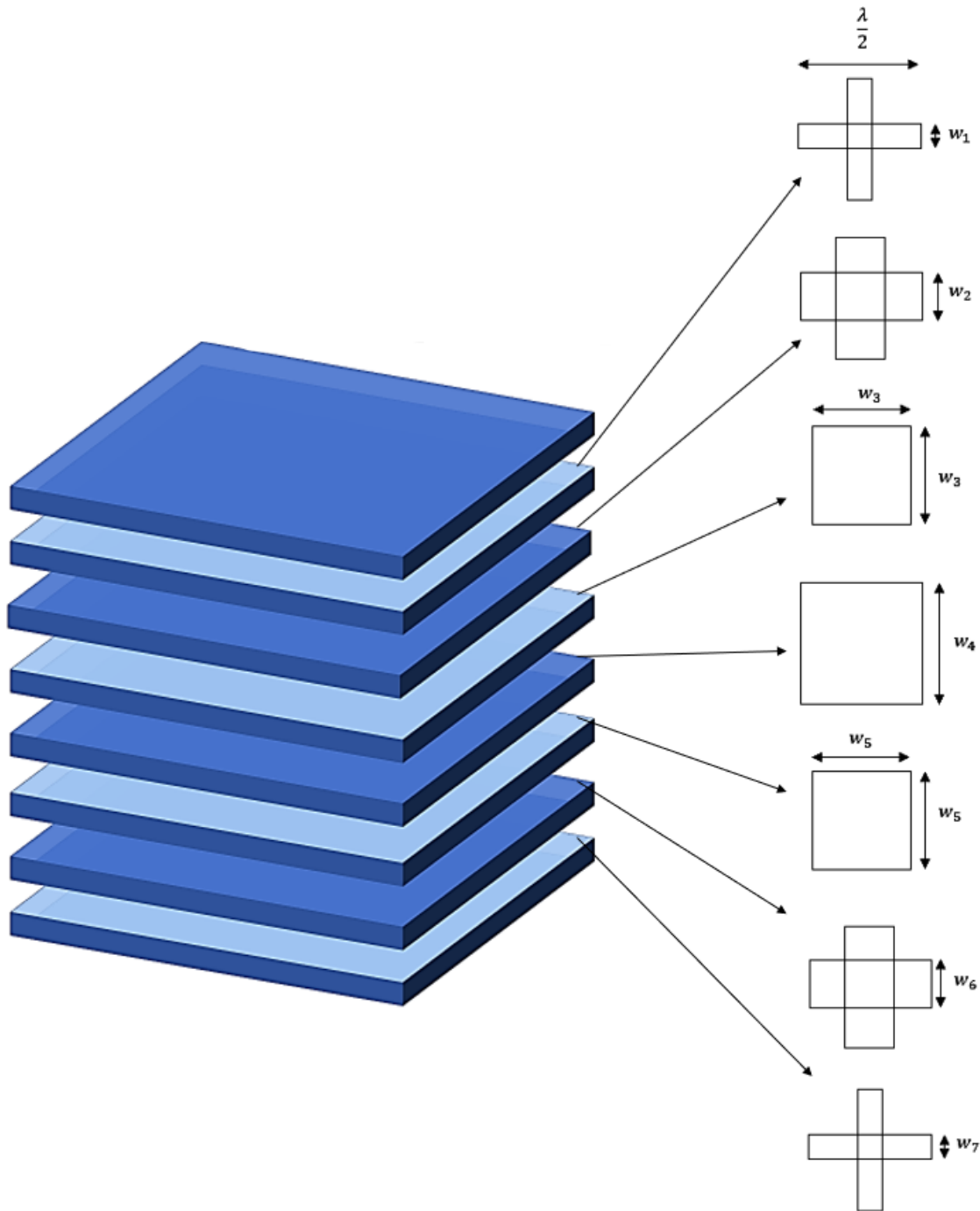


Figura 4.11: Diseño de filtro mediante parches y cruces.

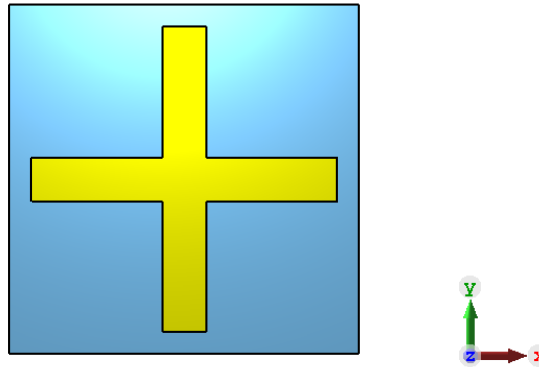
En la **Figura 4.11** se muestra como debe de ser la celda unidad para un filtro banda eliminada mediante el uso de parches y cruces, a la izquierda se muestran las capas de dieléctricos que deben tener un espesor igual a $\lambda/4$, para poder observar las dimensiones tanto de los parches como de las cruces se han “despegado” los dieléctricos y señalado entre que *layers* debe ir cada cruz y cada parche.

Otra forma de establecer las dimensiones del filtro es realizar una comparación entre las longitudes de onda del filtro que se pretende diseñar y un filtro ya diseñado previamente que se utiliza como referencia. Para ello se necesitan las longitudes de onda, los dieléctricos utilizados y las dimensiones del filtro ya diseñado, de esta forma se puede escalar para cualquier nuevo diseño, es decir, un escalado en frecuencia.

4.3. Resultados

A continuación se van a mostrar los resultados de 3 filtros banda eliminada, para ellos se utilizarán los métodos explicados en el **Apartado 4.2** y únicamente se utilizará el software propio del grupo de Grupo de Radiofrecuencia (MoM) gracias a su rapidez a la hora de simular y a su precisión probada y demostrada en el **Capítulo 3**.

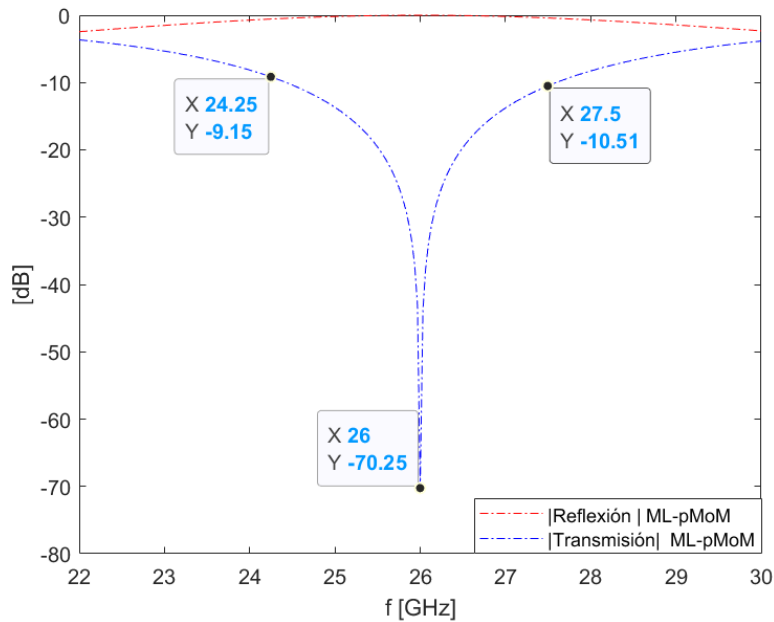
El primer filtro que se va a mostrar está compuesto de una única cruz, para obtener las dimensiones de este filtro se ha utilizado una relación entre longitudes de onda y dimensiones usadas previamente en la **Tabla 4.12(b)** y el método empírico para ajustar la frecuencia central del filtro.



(a) Modelo de filtro FSS con estructura en cruz.

	$D = d + \delta$ (mm)	w (mm)	d (mm)
Cruz	6.3249	$2/16 D$	$D - w$

(b) Tabla de dimensiones.



(c) Reflexión y transmisión (TE y TM)

Figura 4.12: Filtro banda eliminada celda unidad 1 cruz.

En la **Figura 4.12(c)** se pueden ver como la transmisión y la reflexión son iguales tanto para el modo TE como TM, esto es debido a su simetría y a que la celda unidad esta compuesta por una única cruz, además la gráfica es muy similar a la respuesta del diseño circuital con elementos concentrados mostrada anteriormente en la **Figura 4.9**.

El segundo filtro que se ha simulado es el uno con frecuencia central igual a 500GHz, este filtro, es de orden 7 y se ha usado las dimensiones publicadas en [8].

FSS	W (mm)	d (mm)
Cruz	0.028	0.22
Cruz	0.1359	0.22
Parche	0.2122	0.2122
Parche	0.22	0.22
Parche	0.2122	0.2122
Cruz	0.1359	0.22
Cruz	0.028	0.22

Tabla 4.1: Dimensiones de cruces y parches para un filtro banda eliminada de orden 7 a 500GHz.

Por otro lado, para el diseño de dicho filtro se ha usado un dieléctrico con un valor de $\epsilon_r = 1,86$ con este valor se puede obtener la dimensión $d = \lambda/2 = 0,22 \text{ mm}$

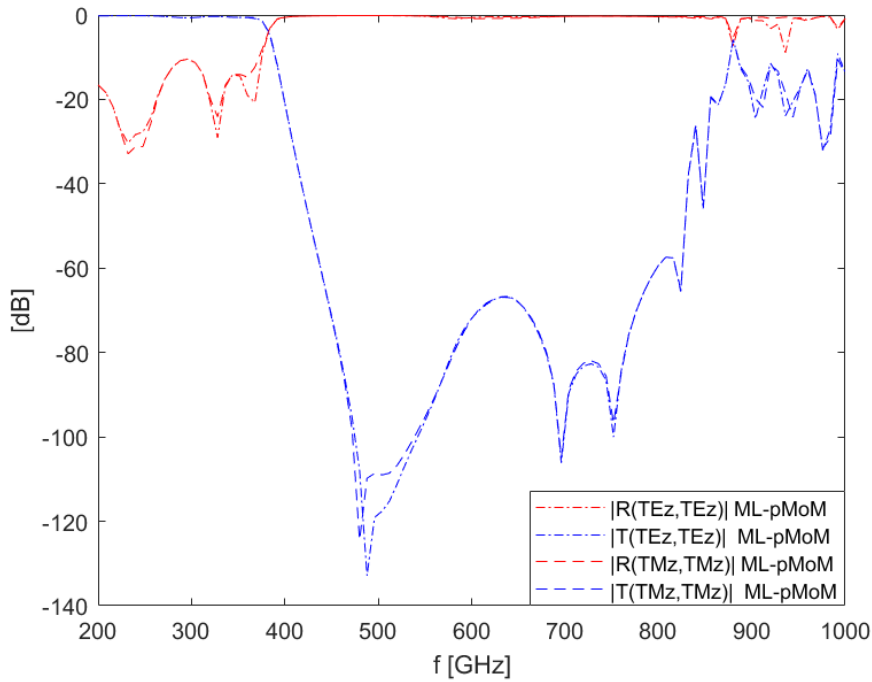


Figura 4.13: Valores de transmisión y reflexión para los modos TE y TM.

Por último, se muestra el filtro de banda 5G eliminada, en la **Figura 4.14** se muestra la celda unidad con las metalizaciones utilizadas para el diseño del filtro, además se han ocultado todas las capas de dieléctricos menos la última para que se pueda apreciar celda del filtro.

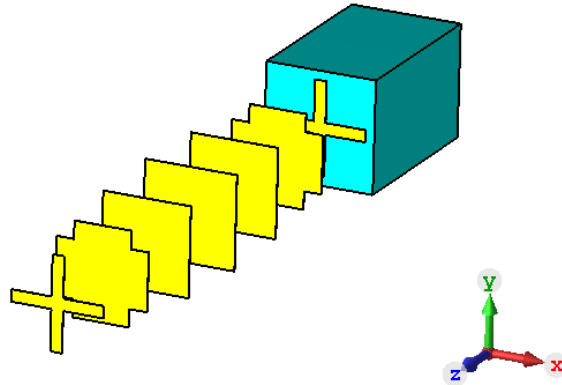


Figura 4.14: Diseño de filtro de banda 5G eliminada.

Para obtener los valores de las dimensiones físicas se ha aplicado los procedimientos explicados en el **Apartado 4.2** y utilizado una $\epsilon_r = 1,86$, al igual que en el diseño del filtro de 500GHz.

FSS	W (mm)	d (mm)
Cruz	0.53883	4.2302
Cruz	2.6127	4.2302
Parche	4.0269	4.0269
Parche	4.2302	4.2302
Parche	4.0269	4.0269
Cruz	2.6127	4.2302
Cruz	0.53883	4.2302

Tabla 4.2: Dimensiones de cruces y parches para un filtro banda eliminada de orden 7 a 26GHz.

En la **Figura 4.15** se muestran los valores de reflexión y transmisión para los 2 métodos explicados en el en el **Apartado 4.2**. Como era de esperar los resultados obtenidos de las simulaciones son prácticamente idénticos.

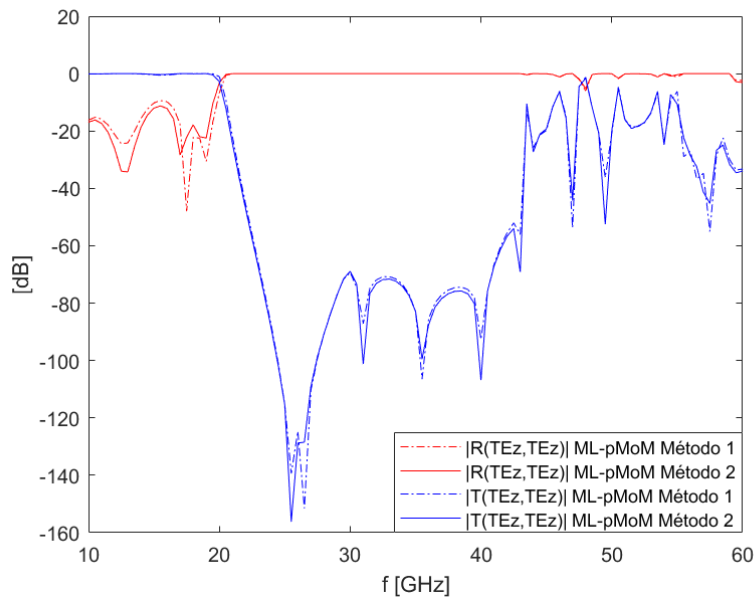


Figura 4.15: Comparación de los métodos de diseño.

Debido a que se ha utilizado como modelo el filtro de banda eliminada con frecuencia de diseño 500GHz para hacer el filtro con banda 5G eliminada. Se presenta el problema del ancho de banda, actualmente el ancho de banda del filtro es de 25GHz, esto es porque si se diseña un filtro mediante el escalado en frecuencia de otro filtro, también se produce un escalado del ancho de banda relativo.

El filtro de 500GHz tiene un ancho de banda relativo a -3dB es de 78,48%, debido a que la banda de interés se comprende entre los 24.25GHz a los 27.5GHz se van a aplicar una serie de estrategias para reducir dicho ancho de banda relativo.

Para reducir el ancho de banda, se va a reducir el tamaño de los parches **Tabla 4.3** El motivo por el que se va a tomar esta medida es porque si se aumenta la w de los dipolos aumenta ligeramente el ancho de banda, de la misma manera, si se aumenta la w de tal forma que $w = d$ se convierte en un parche y de esta forma los parches controlan mayoritariamente el ancho de banda de los filtros.

FSS	W (mm)	d (mm)
Cruz	0.53883	4.2302
Cruz	2.6127	4.2302
Parche	0.0269	0.0269
Parche	0.2302	0.2302
Parche	0.0269	0.0269
Cruz	2.6127	4.2302
Cruz	0.53883	4.2302

Tabla 4.3: Dimensiones de cruces y parches ajustando el tamaño de los parches.

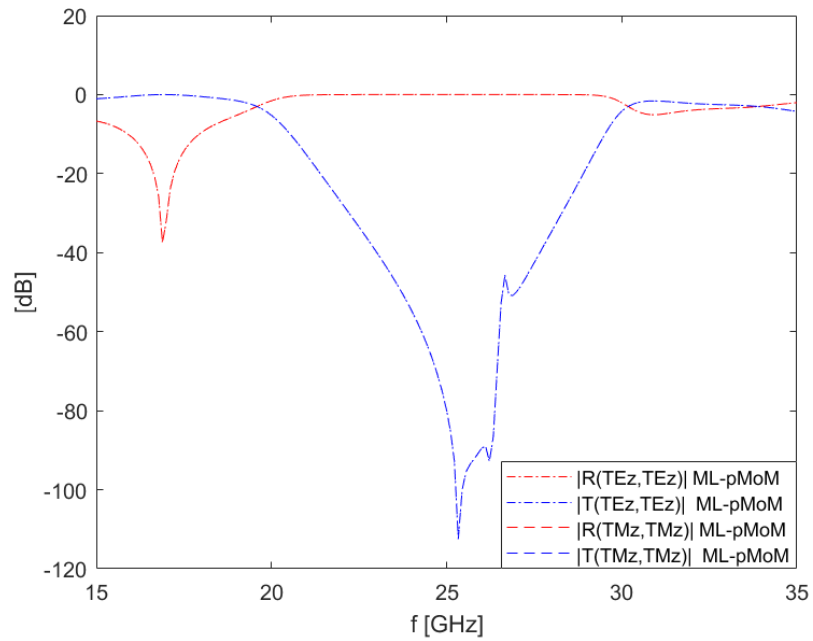


Figura 4.16: Transmisión y reflexión ajustando el tamaño de los parches.

Como se puede apreciar en la **Figura 4.16** cambiando únicamente el valor de los parches se consigue reducir el ancho de banda de 25GHz a 10GHz y se mantiene una buena atenuación a 26GHz (-90dB), reduciendo de esta manera el ancho de banda relativo a -3dB hasta obtener un 20,7%. Además se puede observar que tanto la reflexión como la transmisión de los modos TE y TM son idénticos en el rango de frecuencias simuladas.

5

CONCLUSIÓN Y TRABAJO FUTURO

5.1. Conclusión

En este trabajo fin de grado (TFG) se plantea el uso de estructuras FSS para el diseño de filtros banda eliminada con el uso de parches y cruces. Para ello se han analizado y estudiado diversas estructuras además de la teoría clásica de diseño de filtros.

Inicialmente se han estudiado las características de cada geometría por separado, a la vista de los resultados obtenidos mediante el uso de una única cruz, (filtro mediante la caracterización de un único elemento) se ha decidido hacer el filtro de banda eliminada con frecuencia central a 26GHz.

Posteriormente se decidió diseñar un filtro de orden 7 mediante cruces y parches centrando dicho filtro a 26GHz, para este modelo de filtro se propuso la ayuda de otro filtro similar con frecuencia central igual a 500GHz.

Las simulaciones han demostrado que las estructuras individuales tienen un menor ancho de banda si se comparan con los filtros de ordenes superiores.

5.2. Trabajo Futuro

Con vistas a continuar con el trabajo realizado, se proponen una serie de objetivos a perseguir en un futuro. La meta más próxima sería el diseño de un filtro paso banda para la banda de 5G mediante estructuras FSS. esto se podría realizar simplemente desplazando el filtro de banda eliminada a frecuencias superiores y añadir en cascada un filtro paso alto siguiendo el mismo esquema que en la **Figura 5.1**.

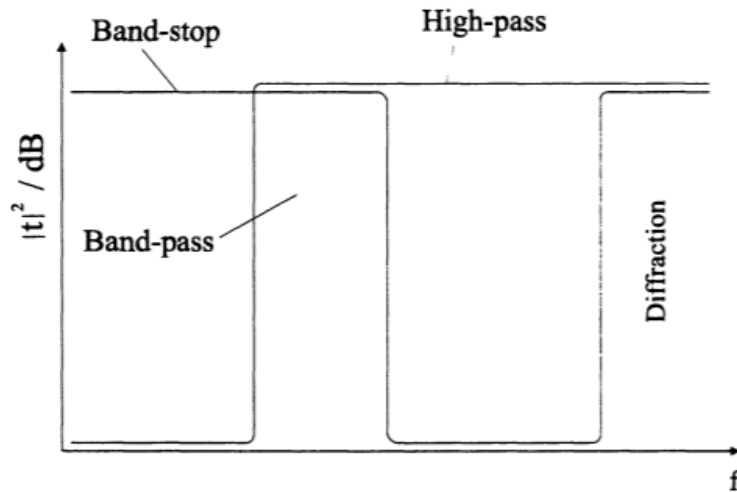


Figura 5.1: Filtro paso banda [8].

En este trabajo fin de grado únicamente se han estudiado 4 figuras (parches, rejillas, dipolos y cruces) de las muchas que existen, por ello una línea de estudio futuro sería el análisis y el diseño de estructuras finitas para una aplicación realista.

Bibliografía

- [1] Juan Córcoles Ortega. *Electronica de comunicaciones, filtros para radiofrecuencia*. Escuela Politécnica Superior, Universidad Autónoma de Madrid.
- [2] Rafael Florencio Díaz. *Contribución al análisis eficiente y a la mejora de prestaciones de antenas reflectarray*. Universidad Politecnica de Madrid (UPM), 2015.
- [3] A. K. Bhattacharyy. *Phased array antennas, floquet analysis, synthesis, bfns, and active array systems*. Hoboken, NJ: John Willey, 2006, 2006.
- [4] Los metamateriales y sus aplicaciones en defensa. CATÁLOGO GENERAL DE PUBLICACIONES OFICIALES, 3 2011.
- [5] Frecuencia superficie selectiva - frequency selective surface.
https://es.qwe.wiki/wiki/Frequency_selective_surface#Floquet's_principle.
- [6] Agostino Monorchio Filippo Costa and Giuliano Manara. An overview of equivalent circuit modeling techniques of frequency selective surfaces and metasurfaces . *ACES JOURNAL*, Vol. 29, No. 12, DECEMBER 2014, 12 2014.
- [7] Antonio Luiz P. S. Campos Alfredo Gomes Neto Robson Hebraico C. Maniçoba Eliel P. Santos, Jannayna D. B. Filgueira. Optimization of frequency selective surfaces with crossed dipoles using the taguchi's method . *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, Vol. 16, No. 2, 6 2017.
- [8] Ernst Kreysa Hans-Peter Gemuend Ge Wu, Volkert Hansen. A novel procedure for designing band-pass filters using fss structures. 14th International Symposium on Space Terahertz Technology.
- [9] Saal R. *Handbook of filter design*. AEG-Telefunken. Berlin und Frankfurt am Main, 1979.



ANEXO I: SOFTWARE

En este anexo se va a explicar como se debe usar el programa de método de los momentos utilizado en las simulaciones de las estructuras implementadas en este trabajo fin de grado.

1A	1B	\$theta,phi incident		
2		\$number of frequency points		
3A	3B	\$frequency band limits (Hz)		
4		\$final metallic plane: T = true (present), F = false (absent)		
5		\$number of layers		
6		\$units of the model: 3 = mm, 2 = cm, ... so on (with the corresponding power of 10)		
7A	7B	7C	7D	\$thickness for each layer
8A	8B	8C	8D	\$eps_r for each layer
9A	9B	9C	9D	\$tan_d for each layer

10A	10B	0.0 90.0	\$cell information: a,b, alpha1, alpha2	
-----	-----	----------	-----------------------------------------	--

1 \$number of metallizations

11	\$interface number for metallization			
----	--------------------------------------	--	--	--

1 \$sort of metallization (only basis functions with border singularities implemented so far)

12	\$number of printed metals in the interface			
----	---------------------------------------------	--	--	--

13A	13B	13C	13D	\$variations of basis along the x- and the y- dimension	
-----	-----	-----	-----	---------------------------------------------------------	--

14A	14B	14C	14D	0.0 0.0 0.0	\$a1 (x-length), b1 (y-length), x1 (x-center w.r.t. cell), y1 (y-center w.r.t. cell),
-----	-----	-----	-----	-------------	---------------------------------------------------------------------------------------

100 100 \$Mmax, Nmax for summations on the same interface (slow convergence, many terms needed)

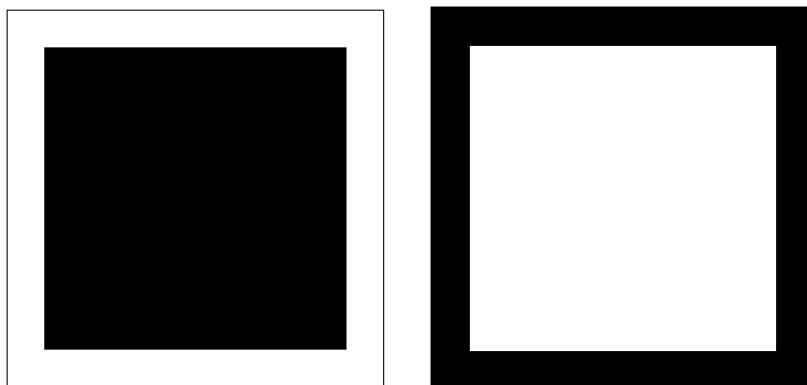
5 5 \$Mmax, Nmax for summations on different interfaces (fast convergence)

7.0 \$u precision criterion (usually between 3. and 7.) to roughly approximate numerical zero as $2\exp(-u)$

Figura A.1: Esquema de uso del Software MoM.

- **1A y 1B:** Sirven para establecer el ángulo de incidencia de la onda plana.
- **2:** Es el numero de puntos que se quieren usar para representar las gráficas.
- **3A y 3B:** Indican el rango de frecuencias que se van a usar para pintar las gráficas.
- **4:** Establece si se quiere una superficie metálica al final del modelo (T) o no (F).
- **5:** Establece el numero de capas que va a tener el modelo.
- **6:** Indica las unidades que se van a utilizar para modelar la estructura FSS.
- **7:** Representa los grosores de las capas que se van a simular, tiene que ser el mismo numero que en el **punto 5**.
- **8:** Establece la constante dieléctrica relativa de cada superficie.
- **9:** Establece el valor de la tangente de pérdidas de cada superficie, al igual que en el **casillas 7 y 8**, el numero de elementos que se utilicen en estas casillas tiene que ser igual al **punto 5**.
- **10A y 10B:** Son los valores del ancho y alto de la celda unidad respectivamente.
- **11:** Indica en que interfaz se quiere añadir la metalización.
- **12:** Esta casilla se usa para indicar cuantas metalizaciones se quieren añadir en la misma interfaz.
- **13:** Estas casillas se utilizan para la computación de la superficie, típicamente se usa 4 4 4 4 para parches, 2 1 1 4 para dipolos verticales y 4 1 1 2 para dipolos horizontales.
- **14:** Por último, se utiliza la casilla 14A para la dimensión X de la metalización, 14B para la longitud de la estructura en el eje Y , las casillas 14C y 14D representan el punto que es el centro de la estructura.

Por otro lado, si lo que se pretende es crear un “hueco” por ejemplo para diseñar una rejilla, en lugar de añadir una estructura metálica se tiene que modificar el archivo con extensión .inp, cambiando la ultima línea intercambiando “F” por “T”.



(a) Celda de parche unidad cuyo valor de .inp es F
(b) Celda de rejilla unidad cuyo valor de .inp es T

Figura A.2: Método de implementación de diferentes estructuras.

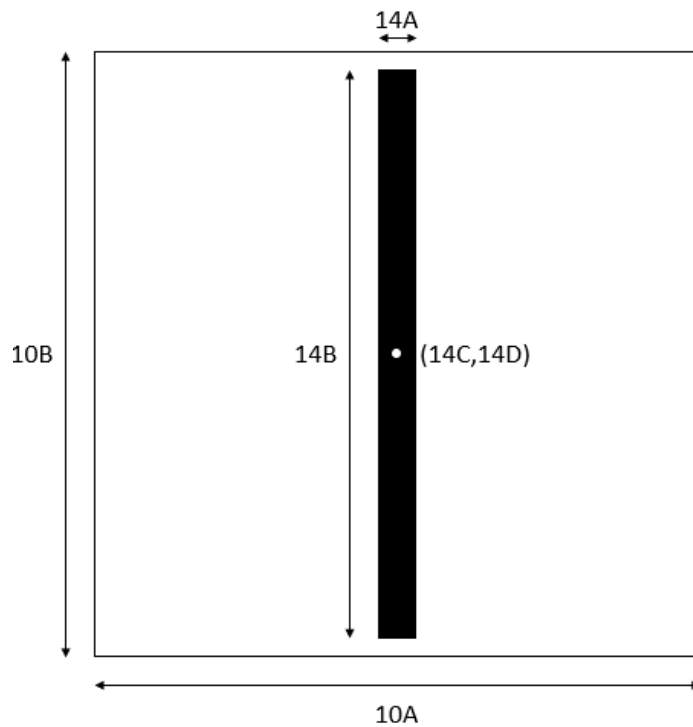


Figura A.3: Esquema de como implementar un dipolo.

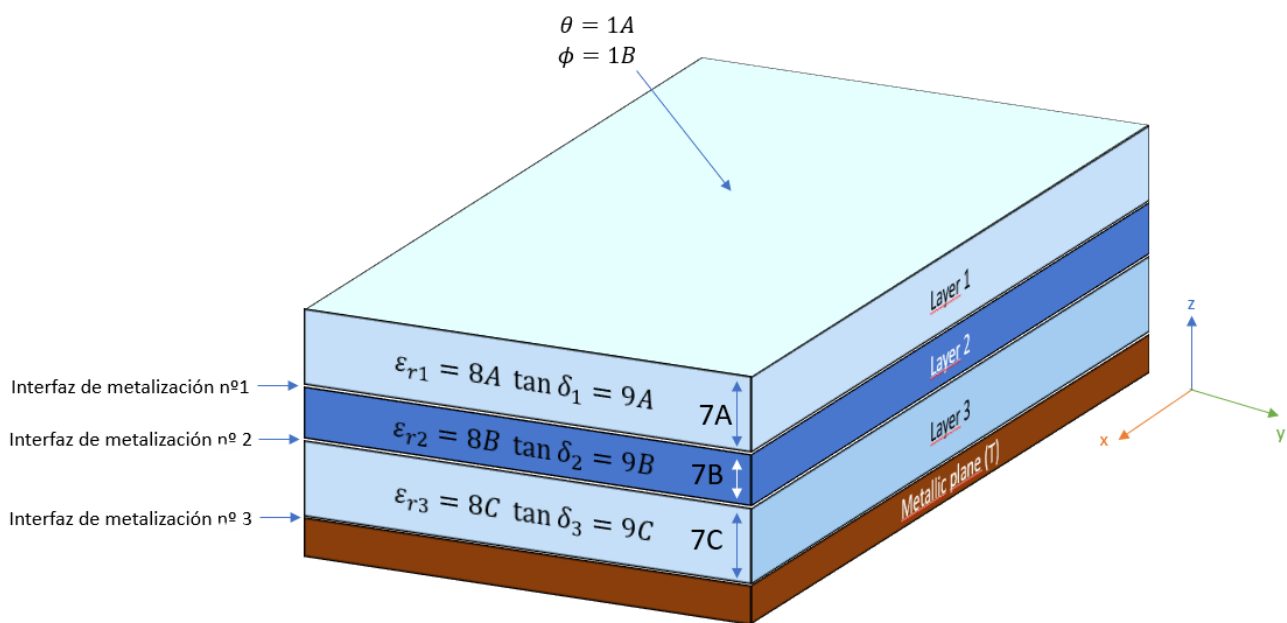


Figura A.4: Esquema de como implementar una estructura metálica.