

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN
UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA



Trabajo de Fin de Grado

**Diseño de Filtros Guiados de Microondas
Reconfigurables mediante el uso de Superficies
Selectivas en Frecuencia Periódicas**



AUTOR: Johnny Fabián Castillo Cango
DIRECTOR: Fernando Daniel Quesada Pereira
CODIRECTOR: Antonio Romera Peréz
DICIEMBRE/2018

FICHA DEL TRABAJO FIN DE GRADO

Autor	Johnny Fabián Castillo Cango
E-mail del Autor	jfabian.castillo@edu.upct.es
Director	Fernando Daniel Quesada Pereira
E-mail del Director	fernando.quesada@upct.es
Codirector	Antonio Romera Perez
Título del TFG	Diseño de Filtros Guiados de Microondas Reconfigurables mediante el uso de Superficies Selectivas en Frecuencia Periódicas
Título en Inglés	Design of Reconfigurable Waveguide Microwave Filters Using Frequency Selective Surface
Requisitos	Haber cursado y superado las asignaturas: Ondas Electromagnéticas, Antenas, Microondas, y Aplicaciones de las Microondas
Resumen	<p>La utilización de filtros de microondas reconfigurables proporciona una versatilidad y reducción de costes significativa en sistemas de comunicaciones espaciales y móviles, pudiéndose reutilizar elementos para distintos canales y servicios.</p> <p>En este sentido en el Trabajo de Fin de Grado (TFG) se pretende estudiar las posibilidades de reconfigurabilidad que ofrecen las superficies selectivas en frecuencia (FSS), utilizadas habitualmente en aplicaciones de antenas y radiación. Sin embargo, dentro del campo de la ingeniería de microondas su uso ha sido mucho menor y es un tema interesante desde el punto de vista de la investigación y el desarrollo. Estas estructuras selectivas en frecuencia se combinarán con ciertos elementos de sintonía como pueden ser los varactores, para de esta manera cambiar sus propiedades eléctricas dinámicamente.</p> <p>De esta manera, se podrán diseñar filtros de microondas cuyo ancho de banda y frecuencia central puedan alterarse en función de los requisitos de funcionamiento del sistema de comunicaciones en el que se empleen. Utilizando estas superficies selectivas en frecuencia reconfigurables y empleando la teoría de diseño de filtros, se analizarán y propondrán al menos dos prototipos prácticos de filtros de microondas con respuesta dinámica, empleando varactores.</p> <p>Si el progreso del TFG es bueno y se dispone de los medios materiales necesarios, finalmente se fabricará y medirá uno de los prototipos de filtro de microondas reconfigurables diseñado.</p>
Objetivos	El objetivo principal de este Trabajo de Fin de Grado, es el diseño de filtros de microondas en tecnología guiada empleando superficies PMC-Reconfigurables, para modificar dinámicamente el ancho de banda y frecuencia central del filtro.
Titulación	Grado en Ingeniería de Sistemas de Telecomunicación
Departamento	Tecnologías de la Información y las Comunicaciones
Fecha de Presentación	Octubre - 2018

*A mis padres Mangin e Inés
y a mis ahijados Sofía y Gael*

Índice general

1. Introducción	12
1.1. Estructura del trabajo de fin de grado y estado del arte	13
2. Estructuras periódicas y superficies selectivas en frecuencia (FSS)	16
2.1. Introducción	16
2.1.1. Condiciones de contorno Master and Slaves. Excitación Floquet Port en HFSS	18
2.2. Las estructuras periódicas y las FSS	19
2.2.1. Estudio de las estructuras FSS, para el diseño de estructuras PMC	23
2.2.2. Ejemplo de una superficie selectiva en frecuencia (FSS)	25
2.3. PMCs modelados como superficies selectivas en frecuencia (FSS)	28
3. Diseño de la celda unidad PMC-Reconfigurable	31
3.1. Diseño de la celda unidad PMC	31
3.2. Estudio paramétrico de la celda unidad PMC	35
3.2.1. Variación de $L(\text{mm})$ y $w(\text{mm})$	35
3.2.2. Variación de $p(\text{mm})$ y $t(\text{mm})$	36
3.2.3. Estudio del ángulo de incidencia	38
3.2.4. Estudio de la permitividad del substrato dieléctrico	39
3.3. Estudio de la reconfigurabilidad de los PMCs	40
3.4. Diseño de la celda unidad PMC-Reconfigurable empleando varactores .	43
3.5. Análisis paramétrico para el nuevo diseño de la celda unidad	45

3.5.1. Estudio de la capacidad del diodo Varactor	45
3.5.2. Variación de $g(\text{mm})$	47
3.5.3. Variación de $L(\text{mm})$, $w(\text{mm})$ y $t(\text{mm})$	50
3.5.4. Diseño final de la celda unidad PMC-Reconfigurable	53
4. Aplicación al diseño de filtros de microondas guiados	57
4.1. Superficie PMC a partir de celdas unidad PMC-Reconfigurables	58
4.2. Sección de guía evanescente y condiciones de contorno PMC	60
4.2.1. Sección de guía evanescente y superficie PMC	63
4.3. Filtro de microondas guiado y superficie PMC	67
4.3.1. Aplicación de la superficie PMC al diseño del filtro de microondas guiado	69
5. Conclusiones y líneas futuras	76

Índice de figuras

1.1.	Herramientas software de análisis electromagnético de onda completa	13
2.1.	Ilustración de las configuraciones en las estructuras periódicas	17
2.2.	Ilustración de las topologías en forma de aperturas o elementos metálicos (parches), su respuesta característica típica de filtrado, y su equivalente circuital de las FSS	20
2.3.	Particularidades del comportamiento de las estructuras periódicas agrupadas en tres regiones diferentes	21
2.4.	Elementos de las FSS con las formas básicas más habituales	23
2.5.	Elementos para las agrupaciones periódicas con formas más complejas.	23
2.6.	Efecto del dieléctrico sobre la frecuencia de resonancia	24
2.7.	Ejemplo de estructura FSS. (a) Ilustración de una superficie FSS infinita de celdas unidad con elementos PEC en forma de anillos circulares. (b) Configuración de la celda unidad FSS en HFSS	26
2.8.	Curva típica de la respuesta en frecuencia de una FSS. Coeficiente de transmisión, $ S_{21} $ (dB)	27
2.9.	Variación de la respuesta en frecuencia para diferentes ángulos de incidencia con HFSS. Coeficiente de transmisión, $ S_{21} $ (dB)	27
2.10.	Ilustración de la curva característica de la reflexión de fase en una FSS con parches metálicos	29
3.1.	Estructura de la celda unidad PMC en HFSS. Formada por un parche metálico rectangular PEC. Substrato dieléctrico Rogers RT/Duroid 5880, constante dieléctrica $\epsilon_r = 2.2$ y tangente de pérdidas de $\tan \delta = 0.0009$. Plano de masa PEC	32

3.2. Entorno para simular la agrupación periódica de la celda unidad PMC, empleando las condiciones de contorno: <i>Master</i> y <i>Slave</i> , y el puerto de excitación: <i>Floquet Port</i> . Modelo de la estructura en 3D con HFSS	33
3.3. Fase del coeficiente de reflexión en una superficie PMC artificial	34
3.4. Fase del coeficiente de reflexión para distintos valores de L ($< b = 7.899$ mm)	35
3.5. Fase del coeficiente de reflexión para distintos valores de w ($< p = 4$ mm)	36
3.6. Fase del coeficiente de reflexión para distintos valores de p . Rango de frecuencias de simulación de 0 a 25 GHz	37
3.7. Fase del coeficiente de reflexión para distintos valores del espesor del substrato dieléctrico t	37
3.8. Variación del ángulo de incidencia para la agrupación periódica plana bajo análisis	38
3.9. Efecto de variación de la permitividad del substrato, de la agrupación periódica plana de elementos metálicos rectangulares	39
3.10. Fase del coeficiente de reflexión para una agrupación periódica con elementos circulares. Las curvas que se muestran, corresponden a unas permitividades relativas de valores 2.2 y 8, con frecuencias de resonancia 24.92 GHz y 13.66 GHz, respectivamente	40
3.11. Ilustración de una superficie periódica sintonizable electrónicamente	42
3.12. Diseño de la celda unidad PMC-Reconfigurable. (a) Configuración de la celda unidad PMC con Varactor. (b) Vista inferior. 'Varactor' en HFSS modelado con los ' <i>Lumped Port</i> '	43
3.13. Fase del coeficiente de reflexión, cuando tenemos uno o dos Varactores. La capacidad del Varactor en ambos casos es $C = 1.24$ pF	44
3.14. Amplitud de S_{11} (dB), cuando tenemos uno o dos Varactores. La capacidad del Varactor en ambos casos es $C = 1.24$ pF	45
3.15. Fase del coeficiente de reflexión, al variar el valor la capacidad del Varactor en el intervalo $0.31 \text{ pF} \leq C(\text{pF}) \leq 1.24 \text{ pF}$	46
3.16. Fase del coeficiente de reflexión para distintas capacidades del diodo Varactor	47
3.17. Separación entre la vía metálica y el plano de masa, para: (a) $g = 0.1$ mm, (b) $g = 0.55$ mm, y (c) $g = 0.8$ mm. En la figura, la zona del <i>gap</i> se corresponde con el área sin iluminar	47

3.18. Módulo del coeficiente de reflexión (S_{11} (dB)) de la celda unidad, para $C = 1.24$ pF	48
3.19. Módulo del coeficiente de reflexión (S_{11} (dB)) de la celda unidad, para $C = 0.31$ pF	49
3.20. Módulo del coeficiente de reflexión (S_{11} (dB)) de la celda unidad, para $C = 0.51$ pF	49
3.21. Módulo de S_{11} (dB) para $C = 0.31$ pF, $C = 0.51$ pF y $C = 1.24$ pF, cuando g vale 0.2 mm	50
3.22. Respuesta de la fase del coeficiente de reflexión para distintos valores de L (mm)	51
3.23. Variación de w (mm), para $L = 7.5$ mm y $L = 4.5$ mm	51
3.24. Respuesta de la fase del coeficiente de reflexión para distintos valores de t (mm)	52
3.25. Comparación de dos configuraciones distintas de la celda unidad PMC-Resconfigurable. (a) Sin realizar ningún cambio en las dimensiones de la estructura. (b) Tras realizar los cambios en las dimensiones de la estructura	53
3.26. Fase del coeficiente de reflexión para distintas capacidades del diodo Varactor	54
3.27. Anchura del elemento metálico, $w = 3.25$ mm. Fase del coeficiente de reflexión para distintas capacidades del diodo Varactor	55
3.28. Anchura del elemento metálico, $w = 3.75$ mm. Fase del coeficiente de reflexión para distintas capacidades del diodo Varactor	55
3.29. Espesor del sustrato dieléctrico $t = 0.254$ mm. Fase del coeficiente de reflexión para distintas capacidades del diodo Varactor	56
3.30. Espesor del sustrato dieléctrico $t = 0.381$ mm. Fase del coeficiente de reflexión para distintas capacidades del diodo Varactor	56
4.1. Celda unidad PMC-Reconfigurable en HFSS	58
4.2. Respuesta en frecuencia de la fase del coeficiente de reflexión de la celda unidad, para $C = 0.31$ pF y $C = 0.54$ pF	59
4.3. Sección de guía evanescente y puertos de entrada y salida estándar, modelado en HFSS	60
4.4. Representación de la magnitud del campo eléctrico, considerando que toda la sección de guía evanescente está bajo las condiciones de contorno PEC	61

4.5. Representación de la magnitud del campo eléctrico, cuando una de las paredes laterales de la sección de la guía evanescente tiene la condición de contorno Perfect H de HFSS	62
4.6. Parámetro transmisión S_{21} (dB) de la sección de guía evanescente. Condiciones de contorno PEC y PMC de HFSS	62
4.7. Sección de guía evanescente que integra una superficie PMC formada por un número finito de celdas unidad, en HFSS	63
4.8. Respuesta en frecuencia del parámetro S_{11} (dB) para el conjunto Guía evanescente y Superficie PMC, al variar el número de celdas unidad (N)	64
4.9. Respuesta en frecuencia del parámetro S_{11} (dB), para el conjunto Guía evanescente y Superficie PMC de $N = 6$ celdas unidad	64
4.10. Respuesta en frecuencia del parámetro $S_{21}(dB)$ para el conjunto Guía evanescente y Superficie PMC, al variar el número de celdas unidad (N)	65
4.11. Parámetro de transmisión S_{21} (dB) para el conjunto Guía evanescente y Superficie PMC. Cuando $C = 0.31$ pF y $C = 0.54$ pF	66
4.12. Parámetro de transmisión S_{21} (dB). Pared magnética a través de HFSS comparado con el comportamiento de pared magnética de la superficie PMC	66
4.13. Filtro inductivo de segundo orden con postes elípticos metálicos, modelado a través de HFSS	67
4.14. Vista superior de filtro inductivo de segundo orden con postes elípticos metálicos	68
4.15. Respuesta en frecuencia del filtro inductivo de segundo orden sin superficies PMC	68
4.16. Representación de la magnitud del campo eléctrico del filtro inductivo de segundo orden sin superficies PMC	68
4.17. Diseño del filtro inductivo de segundo orden con superficies PMC	69
4.18. Parámetro de transmisión S_{21} (dB)	69
4.19. Respuesta en frecuencia del filtro inductivo de segundo orden con superficies PMC	70
4.20. Fase del coeficiente de reflexión para distintas capacidades del diodo Varactor	71
4.21. Fase del coeficiente de reflexión de la celda unidad PMC-Reconfigurable, cuando $C = 1.24$ pF y $C = 0.31$ pF	71

4.22. Respuesta en frecuencia del parámetro S_{21} (dB) del filtro inductivo de segundo orden con superficies PMC, al variar el valor de la capacidad del Varactor en el intervalo $0.31 \text{ pF} \leq C(\text{pF}) \leq 1.24 \text{ pF}$	72
4.23. Respuesta del parámetro S_{21} (dB) para tres valores diferentes de la longitud (L) del parche de la celda unidad que define a la superficie PMC, cuando $C = 0.31 \text{ pF}$	73
4.24. Respuesta del parámetro S_{21} (dB) para tres valores diferentes de la longitud (L) del parche de la celda unidad que define a la superficie PMC, cuando $C = 0.47 \text{ pF}$	73
4.25. Respuesta en frecuencia del filtro inductivo de segundo orden con superficies PMC, cuando $C = 0.31 \text{ pF}$	74
4.26. Respuesta en frecuencia del filtro inductivo de segundo orden con superficies PMC, cuando $C = 0.31 \text{ pF}$ y $C = 1.06 \text{ pF}$	74
4.27. Respuesta en frecuencia del filtro inductivo de segundo orden con superficies PMC, cuando $C = 0.31 \text{ pF}$ y $C = 1.06 \text{ pF}$	75

Índice de tablas

2.1. Resumen de las posibilidades de simular en un entorno periódico infinitamente grande	18
2.2. Especificaciones típicas que definen a la celda unidad FSS: Substrato dieléctrico de soporte $\{\epsilon_r, t(\text{mm})\}$, periodicidad $\{p(\text{mm})\}$, y las dimensiones geométricas del elemento $\{\text{Douter}(\text{mm}), \text{Dinner}(\text{mm})\}$	26
3.1. Especificaciones iniciales de la celda unidad PMC. $b(\text{mm})$ y $\tan \delta$ son constantes, es decir, sus respectivos valores se mantienen fijos al realizar las simulaciones paramétricas en HFSS	34
3.2. Porcentaje del ancho de banda útil PMC, BW_{PMC}	34
3.3. Técnicas o mecanismos de sintonización en sus respectivas rangos de frecuencia de operación	41
3.4. Especificaciones base de la celda unidad PMC-Reconfigurable	44
3.5. Frecuencia de resonancia (f_0) para diferentes valores de $C(\text{pF})$	45
3.6. Especificaciones de la celda unidad PMC-Reconfigurable	50
3.7. Especificaciones de la celda unidad PMC-Reconfigurable	53
3.8. Rango de valores disponible de $C(\text{pF})$, para la configuración de la Figura 3.25 (a), frente a la configuración de la Figura 3.25 (b)	54
4.1. Condiciones de contorno entre dos medios materiales	58
4.2. Especificaciones geométricas de la celda unidad PMC-Reconfigurable	59
4.3. Frecuencia de resonancia, $f_{0_{PMC}}$. Margen de frecuencias PMC (BW_{PMC}), comprendido desde f_{+90° hasta f_{-90° . Para $C = 0.31 \text{ pF}$ y $C = 0.54 \text{ pF}$	60
4.4. Especificaciones geométricas de la sección de guía evanescente y de los puertos de acceso	60
4.5. Especificaciones del filtro inductivo de segundo orden con postes elípticos	67

Capítulo 1

Introducción

La teoría electromagnética formulada en 1873 por James Clerk Maxwell, fue adaptada por Oliver Heaviside durante el periodo de 1885 a 1887, para suprimir muchas de las complejidades matemáticas [1]. Es indispensable para el diseño, la comprensión y funcionamiento de muchos sistemas, por ejemplo circuitos y dispositivos de microondas, comunicaciones de radio frecuencia y ópticas, comunicaciones inalámbricas, circuitos y dispositivos de estado sólido, antenas, sistemas radar, e incluso computadores [2].

La tendencia actual en los desarrollos tecnológicos ha incrementado la aparición de componentes multifuncionales a lo largo de todo el espectro electromagnético. Los avances e innovaciones tecnológicas dentro del campo de filtros de microondas ha permitido desarrollar nuevos métodos y técnicas de diseño frente a las técnicas clásicas. En este Trabajo de Fin de Grado (TFG), para el diseño del filtro de microondas se emplea tecnología en guía de onda. Se trata de un medio que permite trabajar a altas frecuencias, como la región de frecuencias de microondas, posee bajas pérdidas y capacidad para manejar altas potencias.

Por otro lado, el interés en la reconfiguración o sintonización de los sistemas adquiere un papel muy importante, sobre todo en sistemas complejos, como la construcción de los satélites de telecomunicaciones. De esta manera, para reducir la complejidad y el coste, en general, de los sistemas de telecomunicaciones, los filtros de microondas reconfigurables o sintonizables electrónicamente junto a tecnología en guía de onda, constituyen una solución muy prometedora permitiendo un factor de calidad (Q) muy alto y una buena sintonibilidad [3], entre otros. Aportando una mejora en muchos aspectos.

Por lo tanto, el objetivo del TFG se enfoca en el diseño de filtros de microondas en guía de onda rectangular reconfigurable. Tomaremos como referencia las estructuras o superficies periódicas selectivas en frecuencia (FSS). Las cuales pueden emular a conductores magnéticos perfectos (PMC). De esta manera, se diseñará y empleará una estructura bidimensional formada por elementos rectangulares metálicos distribuidos periódicamente. Para estudiar este tipo de estructuras se emplea la celda unidad. Además, se utilizarán elementos de sintonía (diodos varactores) para configurar a la celda unidad PMC-Reconfigurable. Por otro lado, a través del simulador

electromagnético se analizará el comportamiento del conjunto formado por el filtro en guía de onda rectangular y celdas unidad PMC-Reconfigurables.

1.1. Estructura del Trabajo de Fin de Grado (TFG) y Estado del Arte

El Trabajo de Fin de Grado (TFG) se ha llevado a cabo en varias fases, las cuales se recogen en los siguientes capítulos, como se indica a continuación. El capítulo dos, se centra en describir el estado del arte de las estructuras o superficies selectivas en frecuencia (FSS) periódicas. Por lo tanto, el objetivo aquí es estudiar la documentación bibliográfica básica, conocer los fundamentos teóricos necesarios sobre este tema para posteriormente enfocarlo al diseño de los conductores magnéticos perfectos o PMCs. Como sabemos, a diferencia de los conductores eléctricos, los conductores magnéticos no existen en la naturaleza, es por ello que las características que se encuentran en las FSS resultan muy interesantes para este propósito. Estas estructuras periódicas están relacionadas con las estructuras conocidas como materiales artificiales o meta-materiales, las cuales proporcionan propiedades electromagnéticas que van más allá de las que podemos encontrar fácilmente en la naturaleza, como es el caso de las propiedades de los conductores magnéticos.

Por lo tanto, como primer acercamiento veremos algún ejemplo característico de FSS periódica de la bibliografía de referencia, prestando atención a sus parámetros de scattering, entre otros. Antes de pasar al diseño de las estructuras PMC. Por lo tanto, para llevar a cabo el análisis de estas estructuras, tal como realizar un análisis paramétrico de las variables de interés, ya sea sobre las dimensiones geométricas o los materiales empleados en el diseño de dichas estructuras, será necesario a lo largo de todo el TFG, el manejo de herramientas software disponibles en el laboratorio: HFSS [4], FEST3D [5], y Matlab [6].



Figura 1.1: Herramientas software de análisis electromagnético de onda completa.

HFSS desarrollado por ANSYS, y FEST3D desarrollado por AURORASAT-Agencia Espacial Europea (ESA), son herramientas software utilizadas por la industria en el modelado y simulación electromagnética 3D.

HFSS utiliza el método de elementos finitos (FEM). FEM se trata de una técnica

de simulación muy potente y ampliamente utilizada para el análisis de campos electromagnéticos en antenas, en ingeniería de microondas, radiofrecuencia (RF), entre otros [7]. Esta técnica, en HFSS, consiste en la discretización para realizar el análisis de la estructura, es decir, secciona la estructura en sub-secciones mucho más pequeñas llamadas elementos finitos. Los elementos finitos utilizados por HFSS están definidos en tetraedros, y al conjunto de todos los tetraedros se le conoce como el mallado. La solución se construye a partir de resolver las ecuaciones Maxwell en ciertos puntos del mallado obteniéndose una solución aproximada de los campos electromagnéticos [4].

Por el contrario FEM es basado en una técnica numérica de ecuación integral que emplea el método de momentos (MoM) como *solver*, la cual es capaz de analizar en un corto periodo de tiempo y de manera eficaz diferentes tipos de estructuras RF pasivas en tecnología de guía de onda [8]. Sin embargo, para el método numérico MoM, el número de incógnitas necesarias es normalmente más pequeño que el que se requiere con FEM. Es por ello que el coste computacional de FEM es más alto que MoM, por lo tanto, el tiempo de análisis será mayor con el método numérico FEM [9].

También es importante destacar la importancia de Matlab como herramienta de soporte y apoyo, sobre todo en HFSS. Donde la interacción con el programa HFSS, la podemos hacer a través de su interfaz de usuario, la cual ofrece un abanico de opciones amplio y fáciles de manejar. Pero además, podemos interactuar con el programa a través de la ejecución de *scripts* creados en el lenguaje VBS (Visual Basic Script). Éstos permiten generar el código para el modelado y simulación con HFSS. En este caso, Matlab se emplea para generar dichos *scripts*, utilizando librerías para el control de HFSS desde Matlab. Además Matlab es muy útil para procesar y visualizar los resultados obtenidos con HFSS.

Por otro lado, a lo largo de los capítulos tres, cuatro, y cinco presentamos, primeramente, el diseño de estructuras PMC (Perfect Magnetic Conductor) a través de las superficies selectivas en frecuencia (FSS) periódicas. Las FSS las podemos pensar como materiales artificiales electromagnéticos que pueden actuar o comportarse como PMC para ciertas frecuencias y con una configuración adecuada de las mismas. En este contexto, se comienza analizando diferentes configuraciones sobre la celda unidad, la cual llamaremos celda unidad PMC. Por ejemplo, se observará cómo afectan los cambios sobre las dimensiones geométricas, la forma de los elementos (parches metálicos), y el sustrato dieléctrico. Asimismo, veremos cómo se comporta la celda unidad PMC en función del ángulo de incidencia de una onda plana que la excite. Es decir, se seguirá un proceso de análisis con aquellas variables de diseño que sean relevantes para la construcción de la superficie PMC artificial. La idea es ver la respuesta de la fase del coeficiente de reflexión frente a la frecuencia, a partir del parámetro de Scattering S_{11} de la celda unidad PMC.

Es importante ver el comportamiento de la curva de la fase del coeficiente de reflexión de la celda unidad, ya que observando la respuesta de dicha curva vamos a diferenciar de manera práctica (y cuantitativa), entre conductores eléctricos perfectos (PEC) y conductores magnéticos perfectos (PMC). Debido a que, en una superficie PEC sobre la que incide una onda plana la fase de la onda reflejada cambia 180 grados, por el contrario, si se emplea una superficie PMC la fase de la onda reflejada está en fase con la onda incidente, idealmente.

Otro aspecto importante es el diseño de estructuras reconfigurables, por ejemplo mediante el control electrónico de ciertos elementos de sintonía. El objetivo es diseñar una superficie PMC sintonizable con elementos de sintonía. Como veremos más adelante una de las técnicas de sintonización más utilizada está basada en el uso de diodos varactores por su facilidad de integración cuando trabajamos con estructuras periódicas [10], [11].

En el capítulo cuatro, emplearemos el diseño de celda unidad PMC sobre una sección de guía evanescente, situando periódicamente celdas unidad sobre una o ambas paredes laterales de la misma. Esta primera aplicación permitirá profundizar en la comprensión del funcionamiento de este tipo de estructuras. Por último, llegaremos a la parte novedosa y objetivo principal del Trabajo de Fin de Grado, que será diseñar un filtro de microondas. Es decir, a través de una topología sencilla de filtro de microondas en guía de onda rectangular básica, mediante el uso de superficies periódicas reconfigurables seremos capaces de modificar parámetros fundamentales del filtro como puede ser su frecuencia central o ancho de banda.

Y para finalizar, en el capítulo cinco, se presentan las líneas futuras y conclusiones de este Trabajo de Fin de Grado.

Capítulo 2

Estructuras Periódicas y Superficies Selectivas en Frecuencia (FSS)

2.1. Introducción

El atractivo desarrollo de sistemas y dispositivos que integran materiales artificiales está siendo interesante dentro del campo electromagnético. El término para identificar a los materiales fabricados o artificiales recibe el nombre de metamaterial. El concepto de metamaterial puede incluir a materiales fotónicos de banda prohibida (PBG), materiales electromagnéticos de banda prohibida (EBG), conductores magnéticos artificiales (AMC), materiales doblemente negativos (DNG), superficies de impedancia artificial (AIS), superficies selectivas en frecuencia (FSS) [2].

Los materiales fotónicos de banda prohibida (PBG), fueron creados para controlar las propiedades ópticas de los materiales. Pero, estos materiales también ofrecen la capacidad para controlar la propagación electromagnética. Este tipo de estructuras también se las conoce como cristales fotónicos [12]. De manera análoga, los materiales electromagnéticos de banda prohibida (EBG), exhiben bandas prohibidas en la región de microondas. Tienen propiedades únicas para controlar la propagación de ondas electromagnéticas, permitiendo implementarse en varias aplicaciones. Los conductores magnéticos artificiales (AMC) son un tipo de estos materiales EBG [13].

Por otra parte, cuando los parámetros constitutivos permitividad y permeabilidad, son ambos negativos, surgen los materiales doblemente negativos (DNG) o también llamados materiales de índice de refracción negativo. Alguna de sus aplicaciones, es el diseño de líneas de transmisión de índice de refracción negativo [2].

Por otro lado, las superficies de impedancia artificial (AIS) alteran la impedancia de condición de contorno de la superficie de una estructura, para controlar las características de radiación. Esto se consigue a través de alterar la superficie de una estructura. Como, por ejemplo, modificando su geometría o agregando otras capas, de modo que las ondas superficiales o la fase del coeficiente de reflexión de la superficie modificada pueda ser controlada. Entre sus principales usos, podemos destacar, el diseño de nuevas condiciones de contorno, controlar el patrón de radiación de antenas pequeñas, mani-

pular la propagación de las ondas de superficie, cambiar la impedancia de superficie o controlar la fase del coeficiente de reflexión [2].

Estas estructuras artificiales se construyen mediante agrupaciones periódicas en una, dos, y tres dimensiones (ver la Figura 2.1). Donde la periodicidad geométrica habitualmente es mucho más pequeña que la longitud de onda en el vacío (λ_0) o la longitud de onda en el medio guiado (λ_g). Además, al trabajar con estructuras periódicas será necesario hacer uso de la celda unidad, entendiéndose esta como el equivalente multi-dimensional del concepto de período en el caso de una sola dimensión.

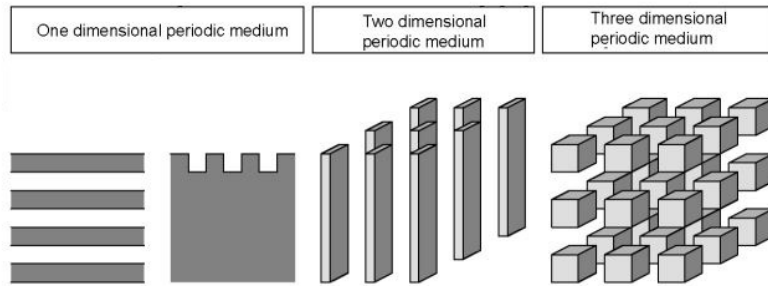


Figura 2.1: Ilustración de las configuraciones en las estructuras periódicas (Figura 1.9 en [14]).

Por otro lado, presentamos un repaso breve de las superficies selectivas en frecuencia (FSS) que nos servirá como génesis en el diseño de otra estructura periódica, los conductores magnéticos perfectos o PMCs (Perfect Magnetic Conductor) artificiales.

El objetivo de examinar inicialmente este tipo de superficies selectivas en frecuencia (FSS) periódicas, como se ha mencionado en el capítulo uno, es conocer el estado del arte de las FSS a través de la celda unidad FSS básica. Sobre esta celda unidad haremos incidir el campo electromagnético para, a través de los parámetros de *scattering*, conocer el comportamiento periódico en frecuencia de las FSS.

Además, otro aspecto importante que hay que considerar, es que una FSS normalmente se compone de la superposición de capas formadas por elementos metálicos situados entre substratos dieléctricos. Por lo tanto, dependiendo del número de capas, nos referimos a ellas como FSS de primer orden, de segundo orden, y así sucesivamente. En este Trabajo de Fin de Grado empleamos la configuración FSS de primer orden.

Por otro lado, en las primeras investigaciones con las FSS, las herramientas disponibles para analizarlas se basaban en procedimientos que dependían del entorno de prueba y para casos particulares de la longitud de onda de operación, del tipo de agrupación (aperturas o parches metálicos), etc. Sin embargo, posteriormente varias técnicas numéricas como el método de elementos finitos (FEM), el método de diferencias finitas en el dominio de tiempo (FDTD), y el uso de modelos circuitales equivalentes, llevan siendo utilizadas para la caracterización precisa de las FSS [9],[15].

Gracias al desarrollo de ordenadores cada vez más potentes, las técnicas numéricas previamente descritas se han incorporado a paquetes software de electromagnetismo computacional cada vez más precisos, como es el caso de HFSS [9],[15].

Por otra parte, el empezar con un ejemplo de FSS nos va a permitir profundizar en el manejo de HFSS cuando trabajamos con estructuras periódicas, ya que las condiciones de contorno periódicas (PBC) como tales no existen en HFSS. De modo que, para modelar la condición de periodicidad en este tipo de estructuras, empleamos la condición de contorno *Master* junto a la otra condición de contorno *Slave* de HFSS. Asimismo, HFSS dispone de varias opciones para simular fuentes de excitación, como por ejemplo los *Floquet port*, los cuales son adecuados para las simulaciones con estructuras periódicas.

Por lo tanto, esta configuración u opciones disponibles en HFSS nos va a permitir trabajar con la celda unidad, en lugar de tener una agrupación infinita o muy grande de elementos idénticos. En el siguiente punto se resumen brevemente estas características de HFSS.

En la Tabla 2.1, se muestra una visión general de las posibilidades para simular celdas unidad en un entorno periódico. En la tabla, consideran las condiciones de contorno periódicas (PBC) sobre las paredes de una guía de onda virtual. Además, tienen en cuenta teoremas, como el teorema Floquet, para el análisis de las estructuras periódicas [16].

	Type of WG (Boundary conditions)	WG mode	Condition on element	Availability
$\theta = 0$	PBC with $\theta = 0$ PECPMC (A/C = PMC, B/D = PEC)	Floquet modes (TEM) TEM	- Double symmetry	Simul. only (requires PBC) Simul. only (requires PMC)
$\theta \neq 0$	PBC with $\theta \neq 0$ RWG (A/C = PEC, B/D = PEC)	Floquet modes TE ₁₀	- Double symmetry	Simul. only (requires PBC) Simul. + Measurement

Tabla 2.1: Resumen de las posibilidades para simular en un entorno periódico infinitamente grande (Tabla 1 en [16]).

2.1.1. Condiciones de Contorno Master and Slave. Excitación Floquet Port en HFSS

En HFSS, el propósito de usar condiciones de contorno es definir el comportamiento electromagnético en las interfaces y lados del objeto en una región del problema. Además definiendo las condiciones de contorno se reduce la complejidad electromagnética o geométrica del modelo bajo análisis. Por lo tanto, en cualquier modelo de HFSS dado, podemos imponer condiciones de contorno de conductor eléctrico o magnético perfecto (PEC o PMC), de radiación, de conductividad finita, etc.

En nuestro caso nos interesa destacar principalmente, el par formado por Maestro y Esclavo (en inglés *Master and Slave*), ya que este par permite modelar las condiciones de contorno periódicas apropiadas para simular, por ejemplo, estructuras periódicas como los *arrays* de antenas o superficies selectivas en frecuencia (FSS). Cuando usamos estas condiciones de contorno periódicas, el campo eléctrico E en una superficie se encuentra desfasado un cierto valor en relación con el de la superficie opuesta. Además estas condiciones de contorno solo podrán aplicarse en las caras laterales del espacio de solución, teniendo que ser planas dichas caras. Y asimismo la geometría debe ser

idéntica en ambas zonas de *Master and Slave* [17].

También, es necesario especificar un sistema de coordenadas para cada par *Master and Slave*. Estos sistemas de coordenadas definen el plano en el que existe estos contornos. Además los sistemas de coordenadas deben coincidir. Si no lo hacen, HFSS transpondrá automáticamente el contorno *Slave* para que coincida con el contorno *Master*. Si las superficies de las condiciones de contorno resultantes no tienen la misma posición relativa, se producirá un error [17].

A la hora de simular los puertos de excitación de entrada y salida en las estructuras que están siendo analizadas, las dos opciones principales disponibles en HFSS, son los puertos *WavePort* y *Floquet Port*. Nuestro interés se centra en los *Floquet Ports*, ya que son exclusivos para estructuras periódicas y planas. Aunque son similares a los *WavePorts*, los *Floquet Ports* se diferencian por permitir simular no solo incidencia normal sino también incidencia oblicua de la onda plana de excitación de la celda unidad.

2.2. Las Estructuras Periódicas y las FSS

Anteriormente se mencionó el concepto de metamaterial por la relación que guarda con las superficies selectivas en frecuencias (FSS). En general, los materiales artificiales o metamateriales son estructuras periódicas que se pueden modelar como materiales sintéticos creados para mejorar propiedades que normalmente no se encuentran en la naturaleza. Una clase particular de metamaterial, por ejemplo, que se ha estudiado ampliamente, es el que surge a partir de los *double negative (DNG) materials*, los cuales tienen propiedades tales como una permitividad efectiva y permeabilidad efectiva simultáneamente negativas dentro de una banda de frecuencia concreta [2]. Estas propiedades han propiciado la aparición de un amplio número de aplicaciones electromagnéticas en rangos de frecuencia que van desde la banda de microondas a la banda óptica.

Las estructuras periódicas bidimensionales son preferibles respecto a las tridimensionales por ser más compactas, relativamente más fáciles de construir y diseñar, y además de ofrecer menores pérdidas. De este modo, la versión en dos dimensiones de las estructuras periódicas, como pueden ser las superficies selectivas en frecuencia (FSS) planas, permite aplicaciones tales como, estructuras con características paso banda o elimina banda, filtrado multibanda, miniaturización de cavidades resonantes, superficies inteligentes (*smart surfaces*), dispositivos biomédicos, nuevas estructuras en guía de onda, etc [18], [19].

En este sentido, las superficies selectivas en frecuencia (FSS), son superficies periódicas que se construyen a través de una agrupación periódica en una o dos dimensiones, de elementos conductores (parches metálicos) o aperturas (ranuras dentro de una lámina metálica) idénticos y de geometría arbitraria que actúan como filtros de ondas electromagnéticas (ver la Figura 2.2) [20].

Debido a la naturaleza finita de los elementos, el campo exhibirá resonancias a

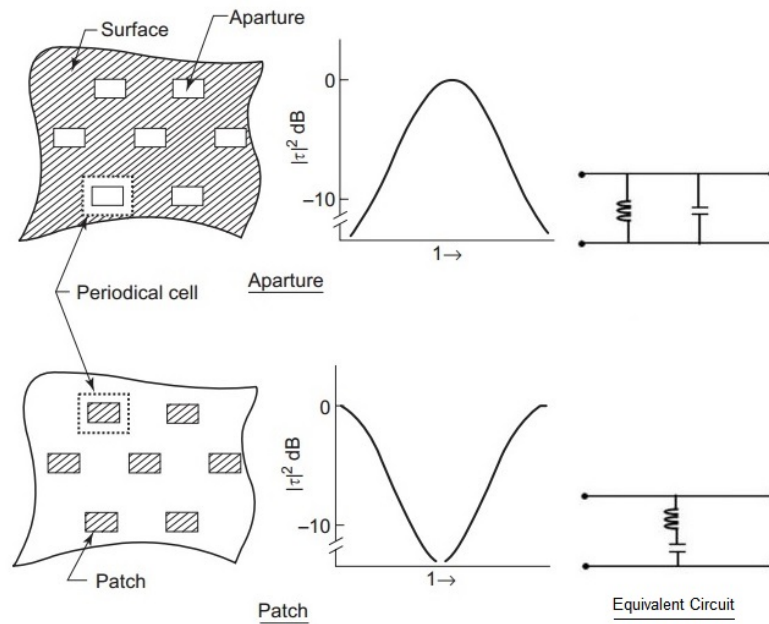


Figura 2.2: Ilustración de las topologías en forma de aperturas o elementos metálicos (parches), su respuesta característica típica de filtrado, y su equivalente circuital de las FSS (Figura 1 en [21], Figura 2 en [33]).

medida que varíe la longitud de onda de excitación, es decir estas superficies FSS exhibirán transmisión o reflexión total dependiendo de la configuración de cada elemento, ranuras o parches respectivamente, a una longitud de onda específica [22], [23].

En resumen, las agrupaciones periódicas de *slots* (o aperturas) en una lámina metálica conductora presentan características paso banda. Es decir, la radiación electromagnética traspasa la estructura a la frecuencia de resonancia de las aperturas, y queda bloqueada a frecuencias inferiores y superiores de dicha frecuencia. Por el contrario, una agrupación de parches conductores presenta características elimina banda, es decir, *bloquea* la radiación electromagnética a la frecuencia de resonancia de los parches, y permite el paso de esta a frecuencias inferiores y superiores (ver la Figura 2.2). En el caso, de una estructura sin dieléctrico de soporte, el proceso de filtrado de los parches y de las ranuras se podría pensar como complementario [15], [21].

Las estructuras con una topología en forma de apertura, tienen la particularidad de conexiones eléctricas perfectas entre celdas unidad adyacentes. Por el contrario, las estructuras con una topología en forma de parches se caracterizan porque no están conectadas a través de las celdas unidad [15].

Por otra parte, a pesar de ser conceptualmente similar a un filtro de microondas clásico, se debe resaltar que las características de filtrado en las estructuras periódicas son más complejas. A diferencia de un filtro clásico, en un *filtro espacial*, como el que constituyen las estructuras periódicas estudiadas, presenta como entrada un campo incidente con diferentes ángulos de incidencia y polarización. Este comportamiento provoca diferentes respuestas frecuenciales de transmisión y reflexión [20].

Por otro lado, también es importante mencionar el comportamiento electromagnético de las estructuras o superficies periódicas en varios rangos de frecuencia, o a diferen-

tes escalas. Este comportamiento en las estructuras se puede separar en tres regiones distintas con distintos comportamientos en cada región (ver la Figura 2.3) [19].

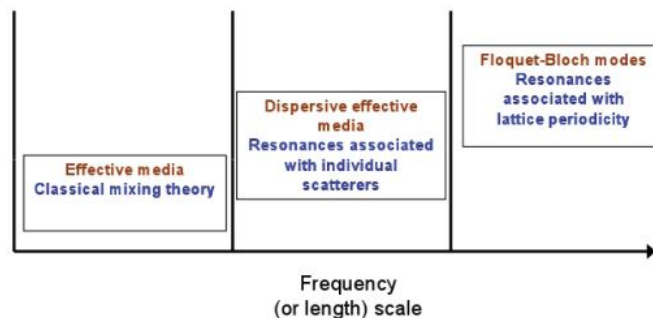


Figura 2.3: Particularidades del comportamiento de las estructuras periódicas agrupadas en tres regiones diferentes (Figura 2 en [19]).

En el caso de una estructura periódica tridimensional el comportamiento que presenta en las tres regiones es diferente, como se explica a continuación. La primera zona o región, empezando por la izquierda de la Figura 2.3, se corresponde con la zona cuasi-estática. Esto implica bajas frecuencias, en concreto, frecuencias donde las longitudes de onda son mucho más grandes que la periodicidad de los elementos que forman la estructura [19]. En esta primera región, se utiliza la formulación clásica para obtener las propiedades equivalentes de un material homogéneo, tales como los parámetros constitutivos que son utilizados para caracterizar las propiedades eléctricas de un material (permitividad, ϵ ; permeabilidad, μ , etc) [2] .

Por otra parte, tenemos el fenómeno de *grating lobes* se manifiesta con energía transmitida o dispersada en direcciones aleatorias y por tanto indeseables, cuando el espacio entre elementos es eléctricamente grande [24]. Este fenómeno puede suceder tanto en la segunda región como en la tercera región de la Figura 2.3. Los materiales cuyos parámetros constitutivos varían con la frecuencia suelen conocerse como materiales dispersivos. Todos los materiales utilizados a diario exhiben algún grado de dispersión, aunque las variaciones para algunos pueden ser despreciables y en otros importantes [2].

Por lo tanto, cuando la longitud de onda llega a ser comparable o más pequeña que el periodo de la estructura, los campos ya no ven un medio homogéneo. Este es el caso de la tercera región de la Figura 2.3. A estas frecuencias, el comportamiento del campo es más complicado, es necesario usar técnicas más complejas para analizar la interacción de los campos electromagnéticos con la estructura periódica. Por ejemplo, técnicas de onda completa que emplean un modelo electromagnético preciso basado en la solución de las ecuaciones de Maxwell de forma numérica.

El enfoque analítico clásico en estas situaciones, son las técnicas de análisis periódico, como el teorema Floquet-Bloch, en el que los campos se expanden en una suma infinita de ondas planas que se propagan en varias direcciones. A medida que la longitud de onda se acerca al periodo se deben considerar los modos Floquet-Bloch de orden superior. Por lo tanto, estos modos de orden superior interfieren en la propagación de la onda fundamental a través de la estructura periódica. En este caso podemos decir que el material o estructura está exhibiendo algún efecto de dispersión (*array dispersion effects*), como el fenómeno de lóbulos periódicos secundarios (*grating lobes*). Estos

fenómenos son debidos a la naturaleza periódica de la estructura [19].

La segunda zona en la Figura 2.3, corresponde a una región donde el periodo de la estructura se mantiene pequeño comparado con la longitud de onda, pero además los elementos están diseñados de tal manera, que a través de su forma o propiedades constitutivas estos elementos puedan resonar.

Cuando esto ocurre, aparece un amplio rango de comportamientos o propiedades únicas que no se encuentran de forma natural, como por ejemplo la posibilidad para sintetizar a conductores magnéticos a través de estructuras FSS. En esta región el entorno es dispersivo. Sin embargo, trabajado con un periodo por debajo de $\lambda/2$ se puede evitar problemas como los efectos dispersivos (grating lobes), pudiendo de esta manera caracterizar su comportamiento electromagnético con los parámetros efectivos ϵ y μ [19], [21].

Por otra parte, cuando tenemos agrupaciones periódicas en dos dimensiones el comportamiento es similar al caso tridimensional para las tres regiones de la Figura 2.3, con algunas excepciones. La primera región corresponde a los clásicos materiales con cierto espesor infinitesimal. En la segunda región, las resonancias de la superficie formada pueden asociarse con las resonancias de los elementos que la forman, y no con la periodicidad de la agrupación. Por el contrario, en la tercera región las resonancias están asociadas a la periodicidad de los elementos. Las superficies selectivas en frecuencia convencionales se encuentran dentro de esta región [19].

Hay que resaltar que la segunda región, en general, no siempre se da. Es por ello que los elementos necesitan un diseño adecuado y compacto, para que sus resonancias aparezcan en frecuencias por debajo a la que puedan propagarse los modos Floquet-Bloch de orden superior y evitar la aparición de lóbulos periódicos secundarios (grating lobes). Por ejemplo, si la forma o el tamaño de los elementos usados no se eligen adecuadamente, sus resonancias se desplazarían a la tercera región, es decir a la región Floquet-Bloch, lo cual provocaría interferencias en la propagación de los campos [19].

Respecto a una agrupación infinita de elementos con respuesta espectral modificada frente a un elemento aislado, las resonancias generalmente suceden cuando el tamaño de los elementos es un número entero de media longitud de onda ($\lambda/2$). Para longitudes de onda cercanas a la primera resonancia, se observará una respuesta espectral diferente, asociada al elemento. En longitudes de onda más allá de la primera resonancia, el orden de difracción comienza a dispersar energía en diferentes ángulos siguiendo un patrón. Además, a medida que disminuye la longitud de onda, surgen resonancias periódicas.

Existe una gran variedad de formas y combinaciones para estos elementos, las formas habitualmente utilizadas en el diseño de estas estructuras son parches cuadrados, dipolo, parches circulares, cruce de dipolos, cruz de Jerusalem, etc, (ver la Figura 2.4). Además, opcionalmente se puede incluir bloques dieléctricos en un lado o en ambos lados de la superficie periódica. Lo que propicia, principalmente, al desplazamiento de la frecuencia de resonancia, o tener un ancho de banda más estable con el ángulo de incidencia, en las curvas de transmisión y reflexión.

En la Figura 2.4, destacamos el grupo 3, por la simplicidad en la forma de los

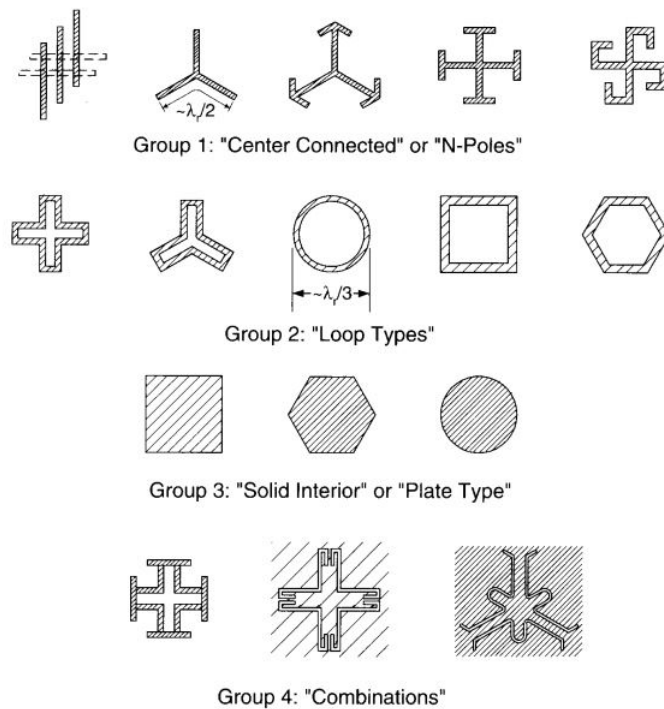


Figura 2.4: Elementos de las FSS con las formas básicas más habituales (Figura 2.2 en [20]).

elementos metálicos. La idea es tener un diseño de la celda unidad sencilla y compacta, ya que hay que tener presente las dificultades tanto prácticas como teóricas en costes de fabricación y tiempo computacional en la simulación. En la Figura 2.5, se pueden ver algunos elementos con formas complejas que forman la celda unidad.

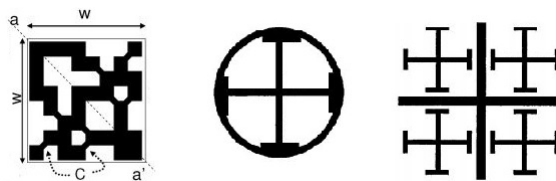


Figura 2.5: Elementos para las agrupaciones periódicas con formas más complejas (Figuras 4 y 8 en [25], Figura 1 en [26]).

2.2.1. Estudio de las Estructuras FSS, para el Diseño de Estructuras PMC

Las superficies selectivas en frecuencia (FSS) dependen de una configuración adecuada en el proceso de diseño. El tipo y geometría de los elementos, los parámetros del substrato dieléctrico, la presencia o ausencia de supersubstratos, y la separación entre elementos adyacentes generalmente determinan la respuesta en frecuencia de la estructura, como por ejemplo su ancho de banda, función de transferencia, y su dependencia con el ángulo de incidencia y polarización [23]. Dependiendo de la aplicación

de las FSS, existe una gran variedad de formas y combinaciones de los elementos que constituyen dicha estructura.

La Figura 2.4 muestra las formas más habituales de los elementos. Estos elementos, generalmente, se montan sobre un substrato dieléctrico de soporte, el cual es usado para estabilizar el desplazamiento de la frecuencia de resonancia de las FSSs con la variación del ángulo de incidencia, y en menor medida el ancho de banda [18], [21].

En general, el principal efecto que tiene el substrato dieléctrico, en las propiedades de las FSS es modificar la frecuencia de resonancia fundamental (f_0) (ver la Figura 2.6) [18]. Si un material dieléctrico que se extiende infinitamente con una constante dieléctrica relativa ϵ_r , envuelve completamente la superficie periódica, se puede comprobar a partir de las ecuaciones de Maxwell que la frecuencia de resonancia disminuye en frecuencia con un factor $\sqrt{\epsilon_r}$, como se ve en la parte superior de la Figura 2.6.

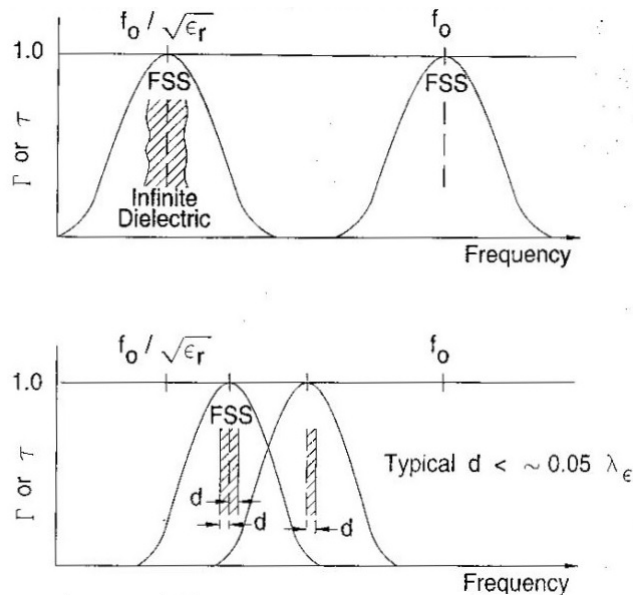


Figura 2.6: Efecto del dieléctrico sobre la frecuencia de resonancia (Figura 1.9 en [20]).

Por el contrario, para un bloque dieléctrico con un espesor finito ($2d$) que envuelve la superficie periódica, como se ve en la parte inferior de la Figura 2.6, la frecuencia de resonancia se encontrará entre f_0 y $f_0/\sqrt{\epsilon_r}$. Además, es interesante ver que aunque el espesor del dieléctrico sea pequeño, la frecuencia de resonancia está cerca de este cociente $f_0/\sqrt{\epsilon_r}$. Y si únicamente tenemos el bloque dieléctrico en un lado de la superficie periódica, con espesor finito (d), como se ve en la parte inferior de la Figura 2.6, se produce una reducción de la frecuencia por un factor de $\sqrt{(\epsilon_r + 1)/2}$ [20].

Asimismo, dos rasgos importantes en las superficies selectivas en frecuencia (FSS) son el ancho de banda y la estabilidad en frecuencia. Los métodos prácticos para incrementar el ancho de banda en una FSS consisten en disminuir el espacio (o periodo) entre elementos, incrementar el espesor del substrato dieléctrico, o modificar la forma de sus elementos. La combinación de estas opciones nos permite mejorar, en principio, el ancho de banda deseado [25]. Por otra parte, las FSS actuales tienen un tamaño de los elementos resonantes y del espacio entre ellos mucho menor que la longitud de onda de operación ($\ll \lambda$). En algunas aplicaciones que operan a bajas frecuencias son

altamente deseables las FSS de dimensiones eléctricamente más pequeñas, ya que son menos sensibles a los ángulos de incidencia [23].

Otra cuestión importante, es la independencia de la respuesta frente a los ángulos de incidencia. Se trata de una cuestión difícil de realizar, ya que un diseño de FSS debería poder tener el mismo comportamiento sobre un determinado rango de ángulos de incidencia. Es por ello que, uno de los enfoques para diseñar las FSS consiste en usar tamaños de celda unidad más pequeños comparados con la longitud de onda de operación. Esto nos permite, como se mencionó en el punto anterior, no solo alejar la aparición de la primera frecuencia del lóbulo periódico secundario (grating lobes), sino que la FSS comienza a adoptar características cuasi-estáticas. Por otro lado, también podemos conseguir mejorar la insensibilidad angular incorporando elementos concentrados dentro de la celda unidad, siendo además una técnica que permite la miniaturización de la celda unidad [15].

Cuando la celda unidad tiene un tamaño pequeño, hay motivos intuitivos para pensar que una FSS puede representarse, por una impedancia de superficie uniforme, la cual es independiente del ángulo de incidencia, y de determinados elementos concentrados dentro de la celda unidad que consiguen mejorar la estabilidad angular. Sin embargo, esto no es del todo cierto en estructuras que presentan un cambio rápido en la impedancia de superficie con la frecuencia. Por ejemplo, en estructuras fuertemente resonantes, en las cuales su ancho de banda es pequeño [15].

Por otro lado, cuando la agrupación está formada por elementos con formas complejas, la respuesta en frecuencia depende bastante del ángulo de incidencia. En este caso, para minimizar los problemas de estabilidad de la respuesta en frecuencia en una FSS, se emplea el método de impedancia de superficie variable. Este método consiste en eliminar o suprimir, en la parte central del elemento metálico una fracción del mismo. De tal manera que, en la agrupación se modifica la impedancia de superficie, presentando como resultado una nueva impedancia de superficie [25].

2.2.2. Ejemplo de una Superficie Selectiva en Frecuencia (FSS)

A continuación, se muestra un ejemplo de una configuración de superficie selectiva en frecuencia (FSS) formada por parches PEC (Perfect Electric Conductor) en forma de anillo circular (ver la Figura 2.7. (a)). La configuración y los datos de la FSS se corresponden con los mostrados en la referencia [24] (Tri-Band Frequency Selective Surface with Circular Ring Elements), y en la referencia [27] (Plane Wave Scattering From Frequency Selective Surfaces by the Finite Element Method). La Tabla 2.2 muestra los datos de las dimensiones de la FSS bajo análisis.

Parámetros	Magnitud
Constante dieléctrica, ϵ_r	11
Espesor del sustrato dieléctrico, $t(\text{mm})$	0.64
Tamaño de la celda unidad, $p(\text{mm})$	7.24
Diámetro externo del anillo, $D_{\text{outer}}(\text{mm})$	6.1
Diámetro interno del anillo, $D_{\text{inner}}(\text{mm})$	5.6

Tabla 2.2: Especificaciones típicas que definen a la celda unidad FSS: Sustrato dieléctrico de soporte $\{\epsilon_r, t(\text{mm})\}$, periodicidad $\{p(\text{mm})\}$, y las dimensiones geométricas del elemento $\{D_{\text{outer}}(\text{mm}), D_{\text{inner}}(\text{mm})\}$.

Por otra parte, para llevar a cabo las simulaciones en HFSS se emplea la técnica de simulación en guía de onda. Se trata de un modelo estándar que permite usar una guía de onda metálica rectangular en la banda deseada. Además, con esta técnica se soluciona el problema de las condiciones de contorno, entre otros aspectos [23]. De esta manera, se modela el carácter periódico de la estructura FSS.

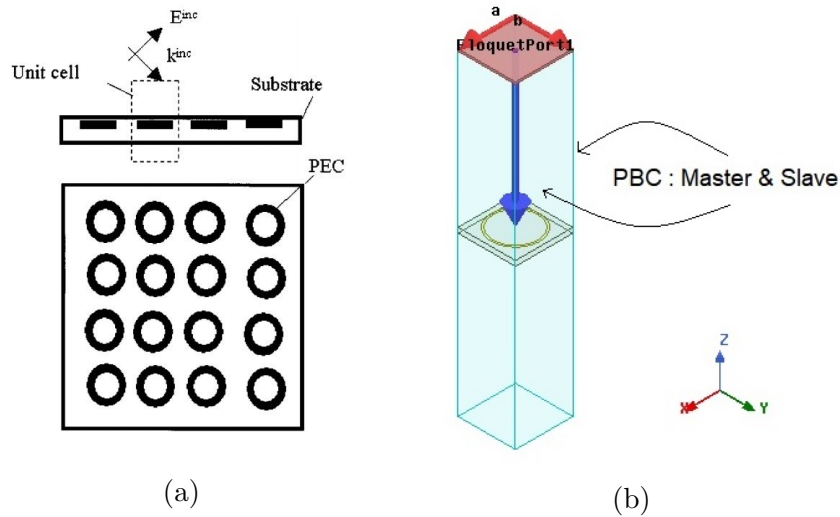


Figura 2.7: Ejemplo de estructura FSS. (a) Ilustración de una superficie FSS infinita de celdas unidad con elementos PEC en forma de anillos circulares (Figura 1 en [27]). (b) Configuración de la celda unidad FSS en HFSS.

En la Figura 2.7 (b), la celda unidad de la estructura FSS se sitúa en el interior de una guía de onda virtual, la cual puede modelar ondas planas con incidencia normal u oblicua. Es aquí cuando se establecen las condiciones de contorno periódicas (Periodic Boundary Conditions, PBC) que proporciona HFSS para simular estructuras periódicas. Es decir, las condiciones *Master* y *Slave* se configuran adecuadamente en las caras externas de la celda unidad. Además también se añaden los puertos excitación *Floquet Ports*, en ambos extremos que forma la celda unidad. Ya que en este caso, el sustrato de la celda unidad no está terminado en cortocircuito (plano de masa).

Asimismo, en la Figura 2.8, se puede observar la amplitud del parámetro S_{21} (dB). Las superficies periódicas exhiben reflexión o transmisión perfecta solamente a la frecuencia de resonancia. Por lo tanto, en torno a la frecuencia de resonancia (f_0) igual a 8.53 GHz, aparece un comportamiento elimina banda, donde se produce una caída en el nivel de $|S_{21}|$ (dB), llegando a reflejar la energía incidente.

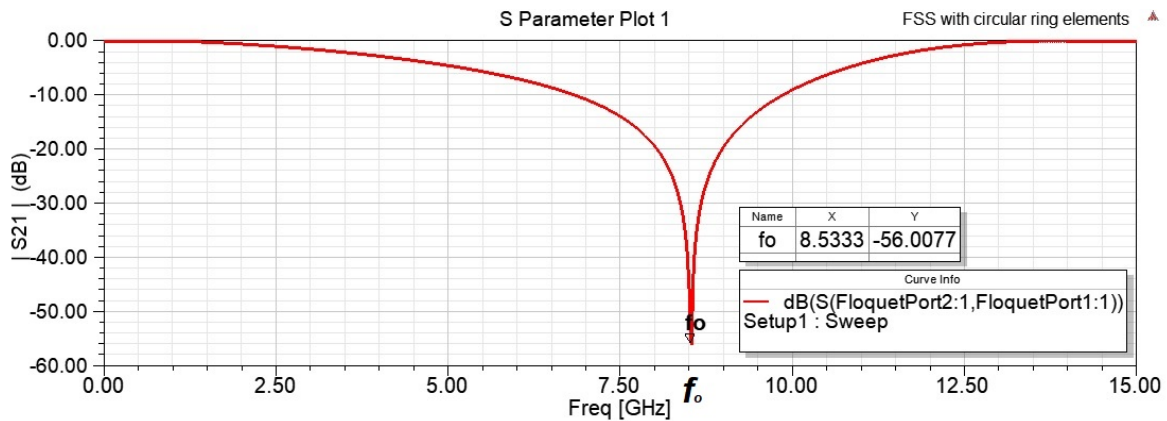


Figura 2.8: Curva típica de la respuesta en frecuencia de una FSS. Coeficiente de transmisión, $|S_{21}|$ (dB).

Además, la configuración de la Figura 2.7 (a) presenta un comportamiento selectivo en frecuencia, como se puede observar en la respuesta del módulo de S_{21} (dB). A frecuencias más bajas que f_0 existe una banda de transmisión, y a frecuencias más altas que f_0 puede aparecer otra banda de transmisión, en general, cuando las dimensiones de la celda unidad no son eléctricamente grandes, es decir, no superando $\lambda/2$. Para tamaños eléctricos superiores a esas dimensiones podemos tener efectos dispersivos con la consiguiente aparición de *grating lobes* [24].

Por otro lado, hay que destacar su estabilidad con el ángulo de incidencia. Es decir, la respuesta en frecuencia presenta un comportamiento similar para varios ángulos de incidencia, como se muestra en la Figura 2.9. Se mencionó anteriormente, que esto es debido a la condición de dimensiones pequeñas para la estructura en comparación con la longitud de onda de trabajo (celda unidad de la FSS por debajo de $\lambda/2$). La respuesta de la Figura 2.9 muestra este comportamiento, tomando como excitación en HFSS ondas con polarización TE para los modos de Floquet, respecto a tres ángulos distintos de incidencia.

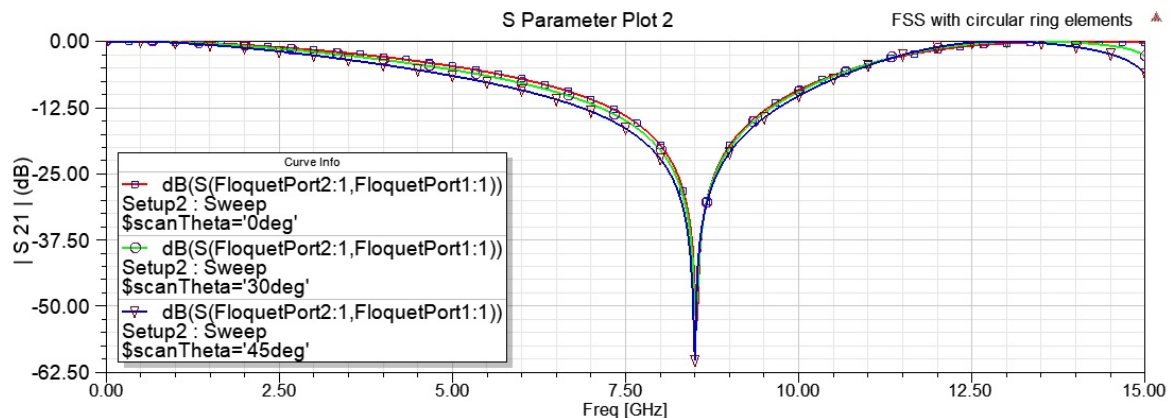


Figura 2.9: Variación de la respuesta en frecuencia para diferentes ángulos de incidencia con HFSS. Coeficiente de transmisión, $|S_{21}|$ (dB).

Los resultados presentados en la Figura 2.8 y la Figura 2.9, nos sirven como ejemplo para validar, por un lado, el manejo del software comercial HFSS, y por otro lado, los resultados obtenidos en [24] y [27]. Asimismo, nos permite comprobar las características

de las FSS periódicas, empleando el software comercial HFSS. En el siguiente apartado el objetivo será encontrar aquellas características de una FSS que nos permitan modelar una pared magnética perfecta (PMC).

2.3. PMCs modelados como Superficies Selectivas en Frecuencia (FSS)

Existe una relación dual entre un conductor eléctrico perfecto (PEC) y un conductor magnético perfecto (PMC). Por otra parte, en el estado del arte de este Trabajo de Fin de Grado se destacó que un conductor magnético perfecto (PMC) no existe en la naturaleza, por lo tanto se emplean estructuras periódicas para sintetizar un PMC.

Atendiendo a las propiedades de transmisión y reflexión de las superficies selectivas en frecuencia (FSS), empleando parches metálicos con una forma y configuración adecuada junto a un plano de masa separado por un sustrato dieléctrico, estas superficies pueden imitar las condiciones para tener una superficie PMC artificial dentro de un rango de frecuencias pequeño. Por esta razón, a menudo las superficies PMC artificiales se conocen como conductores magnéticos artificiales (Artificial Magnetic Conductor, AMC) [28].

Por lo tanto, con un diseño adecuado de las FSS podemos sintetizar las superficies PMC artificiales (o AMC), las cuales presentarán dos particularidades importantes como son la propiedad de alta impedancia y la de reflexión en fase [29]. Nuestro interés se enfoca en esta última, aunque mencionaremos brevemente la propiedad de alta impedancia, ya que también está relacionada con las características de los PMCs.

Las superficies PMC presentan una característica de fase particular de cero grados en su frecuencia central o de resonancia. La reflexión de fase es la diferencia entre la fase del campo eléctrico reflejado y la fase del campo eléctrico incidente en la superficie reflectante tomada como referencia [29].

En la práctica, el coeficiente de reflexión de magnitud unidad (en el caso ideal sin pérdidas) y una fase de cero grados en su frecuencia central indica la condición de PMC. Es decir, en una superficie PMC la fase de la onda reflejada es de 0 grados comparada con la onda incidente. Por el contrario, en una superficie PEC convencional la fase de la onda reflejada es 180 grados en relación a la incidente.

La reflexión de fase en una superficie PMC artificial (FSS con parches metálicos) varía continuamente desde +180 grados a -180 grados en relación a la frecuencia, correspondiéndose cero grados con la frecuencia de resonancia. El ancho de banda útil de la zona PMC se define, en general, como la banda comprendida entre +90 grados y -90 grados, respecto a la frecuencia de resonancia. Dentro este margen de valores de fase no existirían interferencias destructivas entre las ondas incidentes y reflejadas. Además, el porcentaje de ancho de banda puede ser calculado como en la Ecuación 2.1,

$$BW_{PMC} = \left[\frac{(f_{up} - f_{lo})}{f_c} \right] \cdot 100 \% \quad (2.1)$$

donde f_{up} corresponde a la frecuencia en la cual la fase es igual a -90 grados, f_{lo} es la frecuencia en la cual la fase es igual a $+90$ grados, y f_c es la frecuencia central donde la fase vale cero grados [26].

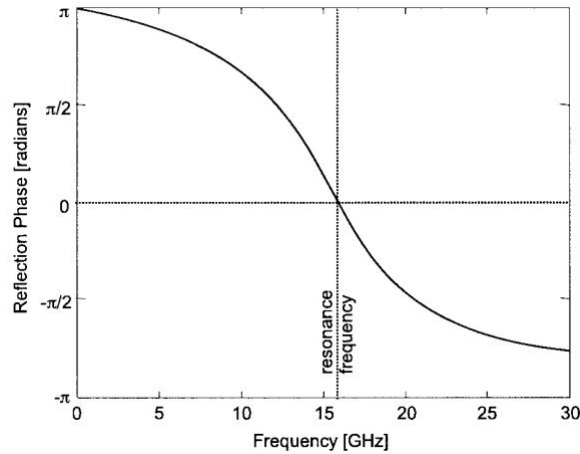


Figura 2.10: Ilustración de la curva característica de la reflexión de fase en una FSS con parches metálicos (Figura 8 en [30]).

En la Figura 2.10 se muestra la curva típica de la fase del coeficiente de reflexión para estas estructuras periódicas. En ella se observa que a frecuencias muy bajas, la fase del coeficiente de reflexión es π radianes ($+180$ grados), comportándose la estructura como una superficie metálica plana ordinaria (PEC). La pendiente de la fase del coeficiente de reflexión es negativa, y cruza por cero a la frecuencia de resonancia. Si la fase observada en el coeficiente de reflexión de cualquier estructura es de cero grados, esta estructura actuará como un PMC artificial. Por encima de la frecuencia de resonancia, la fase regresa a $-\pi$ radianes (-180 grados). Si la fase cae dentro de $\pi/2$ y $-\pi/2$, la magnitud de la impedancia de superficie excede a la de impedancia de espacio libre. Además dentro de este rango, las corrientes imagen están en fase aproximadamente [30], [31].

Por otro lado, la segunda particularidad es una impedancia de superficie alta, la cual imita las condiciones de conductor magnético perfecto (PMC), es decir, la impedancia de superficie es muy alta dentro de una banda de frecuencia concreta. En este caso la intensidad del campo magnético tangencial es muy pequeña, aunque con una intensidad de campo eléctrico grande a lo largo de la superficie [29]. La impedancia de superficie en una agrupación periódica, se modela mediante una red circuital LC paralelo, con una o más frecuencias de resonancias, la cual puede exhibir una impedancia elevada en un rango de frecuencia predeterminado [30].

$$Z = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC} \quad ; \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.2)$$

La Ecuación 2.2, muestra que la agrupación periódica plana es inductiva por de-

bajo de la frecuencia de resonancia (ω_0), y capacitiva por encima de ω_0 . Además, la impedancia de la estructura periódica es muy alta cerca de la frecuencia de resonancia (ω_0) [30].

Por lo tanto, desde este punto de vista circuital, la impedancia de superficie para estas estructuras tiene una dependencia con la frecuencia, es decir, a medida que la frecuencia se aproxima a la frecuencia de resonancia del circuito LC, la parte imaginaria de la impedancia tiende a infinito, lo que indica un comportamiento de tipo PMC. En este sentido las superficies de alta impedancia reflejarán las ondas electromagnéticas sin inversión de fase, comportándose como un conductor magnético artificial [26]. Se puede pensar de manera análoga, a la relación entre tensión y corriente que hay en el extremo final de una línea de transmisión. Es decir, circuito abierto para el caso de pared magnética (PMC), y corto circuito para el caso de pared eléctrica (PEC) [1].

Para concluir con este capítulo, debemos destacar por un lado. Las condiciones de operación de la celda unidad FSS. Es decir, tendremos un comportamiento PEC o PMC cuando la fase del coeficiente de reflexión vale 180 o cero grados, respectivamente, siempre que el periodo se mantenga por debajo de $\lambda/2$. Estas características nos servirán para diseñar las celdas unidad PMC, como se verá en el siguiente capítulo. Por otro lado, cuando trabajamos con estructuras periódicas, explicar su funcionamiento desde un punto de vista matemático, supone una complejidad matemática considerable, que en este Trabajo de Fin de Grado no es objeto de estudio. Por lo tanto, en este capítulo se ha estudiado desde un punto de vista del diseño de las celdas.

Capítulo 3

Diseño de la Celda Unidad PMC-Reconfigurable

En este capítulo, tras conocer las características de las superficies selectivas en frecuencia (FSS) periódicas en dos dimensiones y su relación para obtener las características de un conductor magnético perfecto (PMC), el objetivo será presentar, en primer lugar, el diseño de la celda unidad PMC realizando diferentes simulaciones paramétricas sobre la estructura. Posteriormente, en segundo lugar, modificaremos la celda unidad para introducir los elementos de sintonía, y así dar forma a una celda unidad PMC-Reconfigurable.

Por otro lado, a lo largo de este capítulo y los siguientes, el substrato dieléctrico que vamos a utilizar es el Rogers RT/Duroid 5880. De sus características tanto eléctricas como físicas, por destacar algunas, presenta una constante dieléctrica $\epsilon_r = 2.2$, una tangente de pérdidas de $\tan \delta = 0.0009$, y además tiene para elegir distintos valores de espesor, $t(\text{mm})$, que van desde un valor mínimo de 0.127 mm a un valor máximo de 3.175 mm.

Las simulaciones en HFSS las hacemos siguiendo el mismo procedimiento del ejemplo de la Figura 2.7, es decir, empleando la técnica de simulación en guía de onda rectangular virtual para simular las celdas unidad y obtener los parámetros de Scattering.

3.1. Diseño de la Celda Unidad PMC

El diseño y análisis de la celda unidad se centra en una topología sencilla, plana y compacta, ya que el objetivo es trabajar con ellas y filtros de microondas en tecnología de guía de onda. Por lo tanto, la celda unidad inicial bajo análisis presenta una configuración formada por elementos metálicos rectangulares, asumiendo que es un conductor eléctrico perfecto (PEC), impreso sobre un substrato dieléctrico Rogers RT/Duroid 5880 y con un plano de masa PEC en la cara opuesta del mismo. Esta configuración nos servirá para tener una superficie PMC artificial formada por celdas

unidad PMC.

En la Figura 3.1 se ilustra la celda unidad PMC, la cual es simétrica respecto del centro de la celda unidad. En este caso, los principales parámetros que la definen como la anchura (w) y longitud (L) del parche metálico, espesor del sustrato (t), longitud de la celda unidad (b) así como su periodo (p), nos va a permitir realizar un concienzudo análisis del comportamiento de la celda unidad.

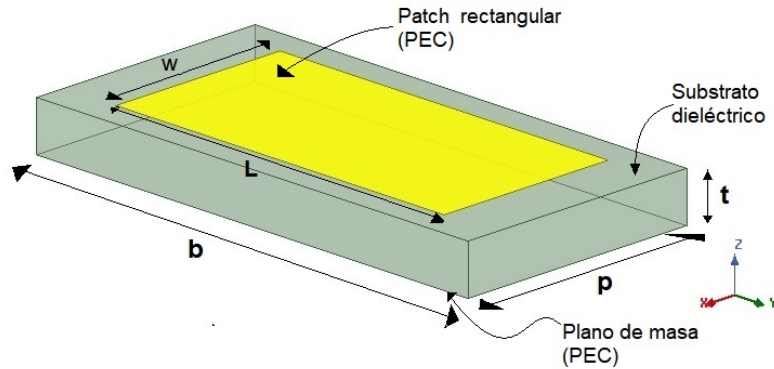


Figura 3.1: Estructura de la celda unidad PMC en HFSS. Formada por un parche metálico rectangular PEC. Substrato dieléctrico Rogers RT/Duroid 5880, constante dieléctrica $\epsilon_r = 2.2$ y tangente de pérdidas de $\tan \delta = 0.0009$. Plano de masa PEC.

Por otra parte, el objetivo es simular la agrupación periódica plana formada por la celda unidad PMC. Por lo tanto, el espacio o entorno de simulación en HFSS está formado por una guía rectangular donde en uno de sus extremos colocamos la estructura celda unidad PMC, y en el otro extremo colocamos el puerto de excitación, el cual genera una onda que se propaga en dirección del eje Z (Incidencia Normal). Además el puerto está a una distancia en torno a 20 mm respecto del parche metálico, para evitar posibles errores de simulación cuando incida una onda plana. Asimismo, se configura las condiciones de contorno periódicas (Periodic Boundary Conditions, PBC), adecuadamente, a lo largo de las cuatro caras que forman la celda unidad. La Figura 3.2, muestra la configuración en 3D descrita para llevar a cabo las simulaciones en HFSS.

Por otra lado, una vez configurado el perfil de trabajo de la celda unidad PMC con HFSS (ver las Figuras 3.1 y 3.2), pasamos a uno de los objetivos, que es obtener la fase del campo reflejado en la superficie PMC. Para este propósito tomamos la fase del coeficiente de reflexión (S_{11}) de los parámetros S.

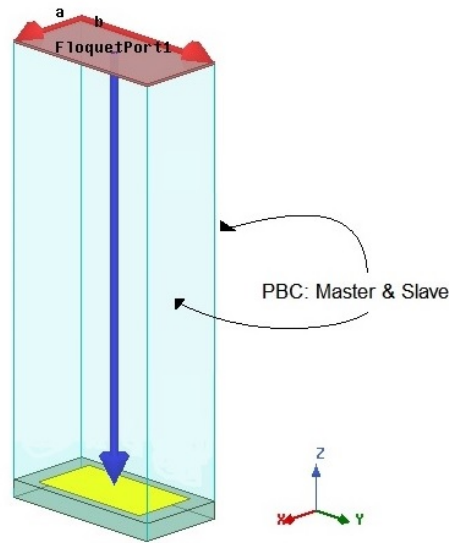


Figura 3.2: Entorno para simular la agrupación periódica de la celda unidad PMC, empleando las condiciones de contorno: *Master* y *Slave*, y el puerto de excitación: *Floquet Port*. Modelo de la estructura en 3D con HFSS.

Por lo tanto, se realiza el análisis de la estructura PMC para ver el comportamiento en diferentes escenarios de simulación. Es decir, completaremos un análisis paramétrico de los principales variables de la estructura PMC. En este sentido, a modo de tener una primera respuesta, fijamos valores aleatorios iniciales para las variables: $\mathbf{L}(\text{mm})$, $\mathbf{w}(\text{mm})$, $\mathbf{t}(\text{mm})$, $\mathbf{p}(\text{mm})$. Pero hay que resaltar que el parámetro $b(\text{mm})$ no cambia, ya que su función es, por un lado, fijar la longitud de dos de las caras opuestas de la celda unidad, y su valor se corresponde con uno de los parámetros que forman, virtualmente, la sección transversal de una guía rectangular estándar, $a(\text{mm}) \times b(\text{mm})$. Por otro lado, nos sitúa sobre una banda de frecuencia de trabajo. Por ejemplo, para $b = 7.899$ (mm), trabajaremos en la **Banda Ku**. Además, los “valores aleatorios” asignados a las variables cumplen la condición de que el tamaño eléctrico sea menor a $\lambda/2$, para una frecuencia de trabajo dentro de la Banda Ku.

Del mismo modo, hay que señalar que los valores de los parámetros del sustrato dieléctrico para la constante dieléctrica y su tangente de pérdidas, aunque ya se mencionó al inicio de este capítulo, son 2.2 y 0.0009, respectivamente. En el Capítulo 2, se mencionó que el sustrato dieléctrico, el cual sirve de soporte para los elementos metálicos, produce una disminución de la frecuencia de resonancia de la superficie periódica, por un factor de $\sqrt{\epsilon_{eff}}$. Donde ϵ_{eff} es la permitividad efectiva dada por la Ecuación 3.1 [9].

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_1 + \epsilon_2}{2} \quad (3.1)$$

En la anterior ecuación, ϵ_1 es el valor de la permitividad dieléctrica del aire, el cual es 1, y ϵ_2 es el valor de la permitividad relativa del sustrato dieléctrico, por ejemplo Rogers RT/Duroid 5880.

La Tabla 3.1 muestra los valores iniciales que se asignan a los parámetros de la Figura 3.1.

Parámetro	Magnitud
Ancho del parche, w (mm)	3
Longitud del parche, L (mm)	6
Periodicidad de la celda unidad, p (mm)	4
Longitud de la celda unidad, b (mm)	7.899
Espesor del dieléctrico, t (mm)	0.787
Constante dieléctrica, ϵ_r	2.2
Tangente de pérdidas del dieléctrico, $\tan \delta$	0.0009

Tabla 3.1: Especificaciones iniciales de la celda unidad PMC. Para b (mm) y $\tan \delta$ son constantes, es decir, sus respectivos valores se mantienen fijos al realizar las simulaciones paramétricas en HFSS.

Con las especificaciones de la Tabla 3.1, simulamos la estructura en HFSS realizando un barrido en frecuencia. En la Figura 3.3, se muestra la fase del coeficiente de reflexión respecto a la frecuencia. Como era de esperar, en una superficie PMC artificial, la reflexión de fase varía continuamente, entre $+180$ grados y -180 grados al barrer la frecuencia.

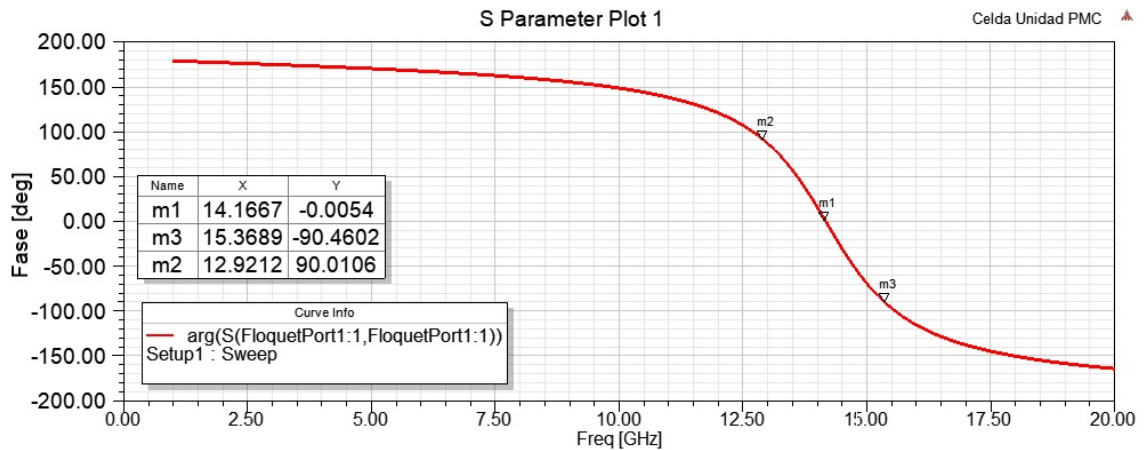


Figura 3.3: Fase del coeficiente de reflexión en una superficie PMC artificial.

Además, en la Sección 2.3, se comentó que las superficies selectivas en frecuencia (FSS) periódicas presentan dos particularidades, una de ellas es una determinada fase del coeficiente de reflexión. Si esta fase es de cero grados estaremos en la condición de resonancia. Esta característica, puede usarse para estimar la región en la cual la superficie periódica se comporta como PMC. En la Figura 3.3 esta frecuencia de resonancia (f_0) es aproximadamente 14.1636 GHz. Además, en torno a f_0 tenemos el ancho de banda útil PMC (BW_{PMC}), región comprendida entre $+90$ grados y -90 grados. Empleando la Ecuación 2.1, en la Tabla 3.2 se muestra el porcentaje del BW_{PMC} calculado.

f_{-90° (GHz)	f_{90° (GHz)	f_0 (GHz)	BW_{PMC} (%)
15.3689	12.9212	14.1636	17.2816

Tabla 3.2: Porcentaje del ancho de banda útil PMC, BW_{PMC} .

Antes de continuar, hay que resaltar que se busca que las dimensiones eléctricas sean

inferiores a un tamaño eléctrico de 0.5λ . Por lo tanto, seleccionamos una frecuencia de referencia, por ejemplo 15 GHz, la cual permite definir las dimensiones eléctricas y físicas de la estructura en función de la longitud de onda en espacio libre, λ_{15GHz} .

3.2. Estudio Paramétrico de la Celda Unidad PMC

El objetivo es diseñar una celda unidad PMC de dimensiones mucho más pequeñas en relación a la longitud de onda de la frecuencia de operación ($\ll \lambda$). Para la Figura 3.1, los valores que se muestran en la Tabla 3.1 no son valores del todo arbitrarios, cada valor de los parámetros persigue este objetivo, es decir, que las dimensiones eléctricas estén por debajo de 0.5λ . Por otro lado, como es evidente, asignar valores arbitrariamente no es suficiente para estimar el comportamiento de la fase del coeficiente de reflexión de la celda unidad PMC, por lo que, partiendo de las especificaciones de la Tabla 3.1, se realizará un estudio paramétrico.

3.2.1. Variación de $L(\text{mm})$ y $w(\text{mm})$

El tamaño del parche metálico es el factor más influyente en el valor de la frecuencia de resonancia (f_0), donde la fase del coeficiente de reflexión vale cero grados. En esta sección estudiamos, para un parche rectangular, la variación de la longitud (L) y el ancho (w), observando cómo afecta a f_0 , y a la reflexión de fase frente a la frecuencia.

La Figura 3.4 muestra el comportamiento de la fase del coeficiente de reflexión frente a la frecuencia al variar L , apreciándose un desplazamiento a frecuencias más altas al disminuir L . Esto da lugar a la variación de la frecuencia de resonancia en función de la longitud del parche. Por ejemplo para un valor de L grande, $L = (0.375) \cdot \lambda_{15GHz} = 7.5$ mm, la celda unidad PMC presenta una frecuencia de resonancia $f_0 = 10.39$ GHz. Mientras que para un valor de L pequeño, $L = (0.2) \cdot \lambda_{15GHz} = 4$ mm, presenta una frecuencia de resonancia $f_0 = 20.60$ GHz, siendo el incremento de f_0 aproximadamente el doble respecto del caso anterior.

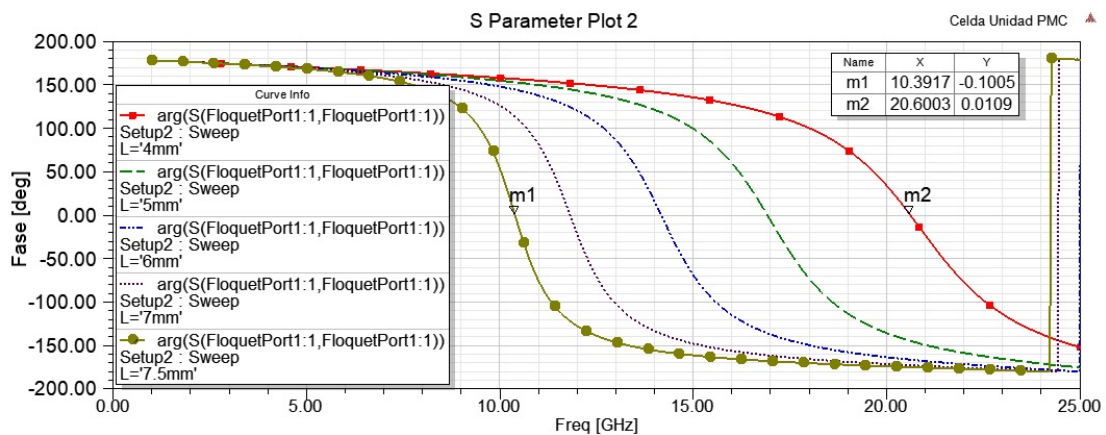


Figura 3.4: Fase del coeficiente de reflexión para distintos valores de L ($< b = 7.899$ mm).

Asimismo, se muestra el comportamiento de la celda unidad PMC para distintas anchuras del parche, w (mm). Se puede ver que la influencia es mínima sobre la fase del coeficiente de reflexión frente a la longitud del parche (L (mm)), es decir, es insensible a cambios pequeños de w (mm).

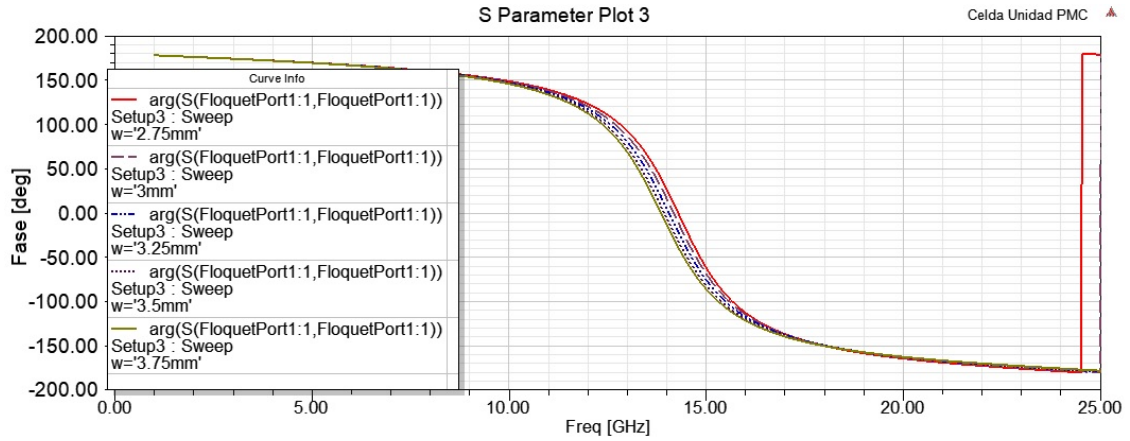


Figura 3.5: Fase del coeficiente de reflexión para distintos valores de w ($< p = 4$ mm).

3.2.2. Variación de p (mm) y t (mm)

Otro parámetro clave para caracterizar la celda unidad PMC, es el estudio de la variación del periodo (p). En este caso, al incrementar la periodicidad de la celda unidad PMC, manteniendo el resto de parámetros fijos, tenemos la posibilidad de la aparición de frecuencias de resonancias armónicas dentro de un mismo rango de frecuencias de trabajo. Es decir, que en la curva de la fase del coeficiente de reflexión el número de cruces por cero aumente para dicho margen de frecuencias. Es importante tener presente este efecto, como veremos más adelante, ya que puede darse el caso de estar trabajando en bandas PMC diferentes.

Este efecto se debe a la propia naturaleza periódica de la estructura. Aunque también hay que considerar la posibilidad de la aparición de resonancias secundarias, que se dan cuando el periodo llega a ser comparable a $\lambda/2$. En la Sección 2.2 se mencionaron estas características, es decir, la relación que hay entre la longitud de onda de trabajo y la periodicidad de la estructura.

Para un periodo $p = (0.2) \cdot \lambda_{15\text{GHz}} = 4$ mm, la variación desde +180 a -180 grados se realiza dentro del rango de frecuencias empleado en la simulación, como se puede ver en la Figura 3.6. Sin embargo, para un periodo $p = (0.6) \cdot \lambda_{15\text{GHz}} = 12$ mm, que como vemos es un valor por encima de 0.5λ , la respuesta en la misma banda presenta una doble variación. Dicho de otra manera, a diferencia del caso anterior, la variación desde +180 a -180 grados se da en un rango de frecuencias menor, debido a que a partir de 17 GHz, aproximadamente, empieza un segundo ciclo, como se observa en la Figura 3.6.

Además en la Figura 3.6, a diferencia de lo que ocurriría al variar la longitud del parche (L (mm)), la variación del periodo (p (mm)) no afecta demasiado al punto donde

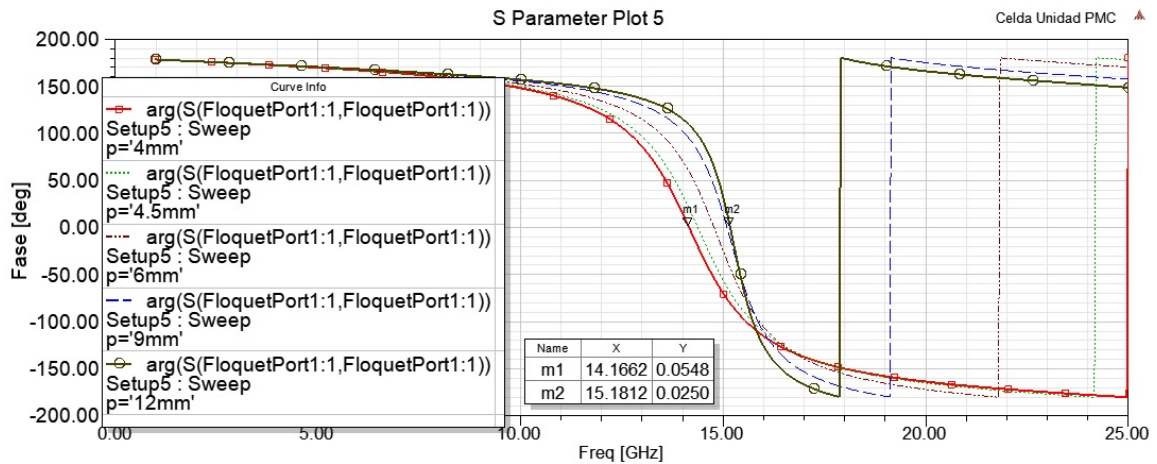


Figura 3.6: Fase del coeficiente de reflexión para distintos valores de p . Rango de frecuencias de simulación de 0 a 25 GHz.

se encuentra la frecuencia de resonancia (f_0), es decir, no hay grandes desplazamientos de f_0 entre un valor y otro de p (mm).

Por otro lado, es importante que el diseño de la superficie PMC cuente con un espesor lo más delgado posible. El sustrato dieléctrico utilizado, Rogers RT/Duroid 5880, tiene varias opciones de espesor para elegir. En este caso se estudia la variación del espesor del sustrato dieléctrico (t (mm)) empleando dichos valores estándar, y de la misma manera que los casos anteriores, se pretende observar cómo afecta a la fase del coeficiente de reflexión y cómo es el desplazamiento de la frecuencia de resonancia (f_0) (ver la Figura 3.7).

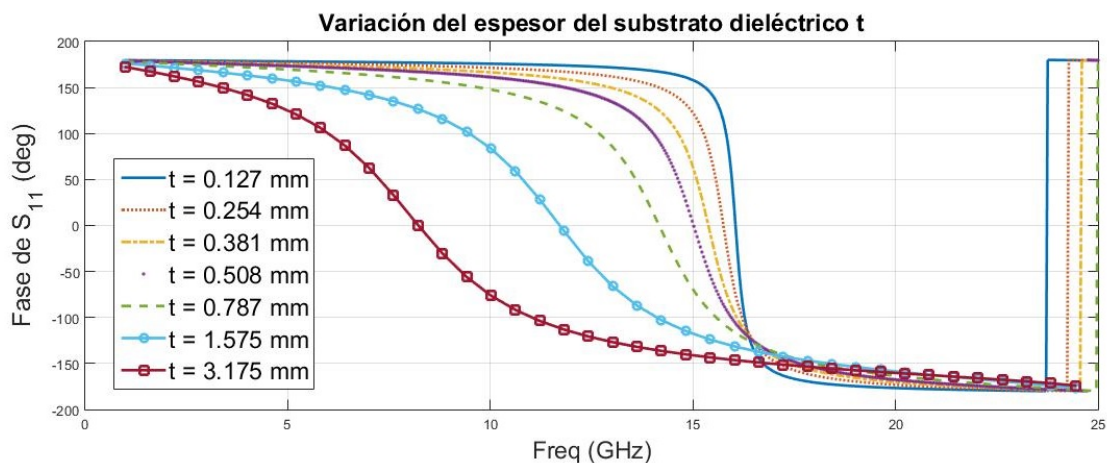


Figura 3.7: Fase del coeficiente de reflexión para distintos valores del espesor del sustrato dieléctrico t .

Podemos destacar la pendiente de la región de frecuencias PMC, comprendida entre $+90$ y -90 grados en la fase del coeficiente de reflexión en la Figura 3.7. En esta figura se puede observar una pendiente mayor para un valor de t igual a 0.127 mm, dando lugar a tener un margen de frecuencias PMC (BW_{PMC}) muy estrecho para conseguir un comportamiento PMC en la estructura. Por el contrario, la pendiente en dicha región es más suave para un valor de t igual a 3.175 mm, proporcionando un ancho de banda

BW_{PMC} más amplio. La intención es trabajar con unas condiciones donde el rango de frecuencias PMC, BW_{PMC} , no sea muy estrecho, pero manteniendo un espesor del sustrato lo más fino y plano posible. Ya que como se puede ver en los resultados obtenidos en la Figura 3.7, aumentar demasiado t hace que disminuya la frecuencia de resonancia y aumenta BW_{PMC} .

3.2.3. Estudio del Ángulo de Incidencia

A continuación se muestra el comportamiento de la estructura periódica plana cuando variamos el ángulo de incidencia. En la Sección 2.2.1, se resaltó la relación entre la estabilidad angular y la frecuencia de resonancia para una agrupación periódica plana de dimensiones geométricas pequeñas. En la Figura 3.8, se puede observar el comportamiento de la agrupación cuando el ángulo de incidencia varía desde 0° a 50° . Dentro de este rango la fase del coeficiente de reflexión y la frecuencia de resonancia, en torno a los 14.2621 GHz, se mantienen con apenas algunas diferencias entre una curva y otra, cuando el ángulo de incidencia está cerca de la normal, o por debajo de los 50° .

Por otro lado, puede darse el caso de que sobre la superficie PMC plana el ángulo de incidencia se encuentre en torno a los 70° , o incluso por encima. En esta situación se podría ver afectada la estabilidad de la sintonización de la frecuencia de resonancia, debido al poco margen del ancho de banda PMC (BW_{PMC}) disponible, donde el desfase de la onda reflejada vale cero grados, propiciando a que el comportamiento PMC de la agrupación pueda verse afectada, o existiendo la posibilidad de perder dicho comportamiento.

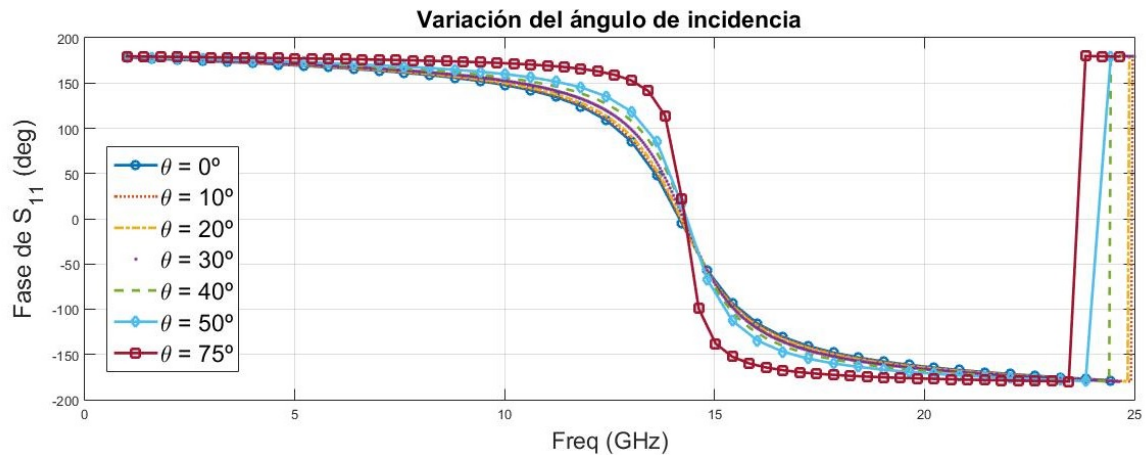


Figura 3.8: Variación del ángulo de incidencia para la agrupación periódica plana bajo análisis.

Por lo tanto, en la práctica es importante tener presente el comportamiento de la estructura con el ángulo de incidencia. De esta manera, una geometría del parche que produce una respuesta que es relativamente insensible al ángulo de incidencia del campo incidente es altamente deseable [22]. De esta manera se consigue la estabilidad de la frecuencia de resonancia, f_0 .

3.2.4. Estudio de la Permitividad del Substrato Dieléctrico

La Figura 3.9 muestra la fase del coeficiente de reflexión para diferentes permitividades del substrato dieléctrico de soporte para la agrupación periódica plana. En ella se puede ver por un lado, la respuesta cuando la agrupación periódica no tiene substrato dieléctrico, es decir, con permitividad relativa (ϵ_r) igual a uno, apreciándose que la frecuencia de resonancia de la agrupación está en torno a los 19.03 GHz, aproximadamente. Por otro lado, se incluye el substrato dieléctrico, el cual hace que disminuya la frecuencia de resonancia al incrementar ϵ_r respecto del caso anterior. En general, esta disminución de la frecuencia de resonancia de la agrupación lo hace con un factor $\sqrt{(\epsilon_r + 1)}/2$. También hay que resaltar que al incrementar la permitividad relativa, por ejemplo, $\epsilon_r = 5$, el comportamiento cíclico de la fase del coeficiente de reflexión se produce antes, dentro del rango de frecuencias de trabajo.

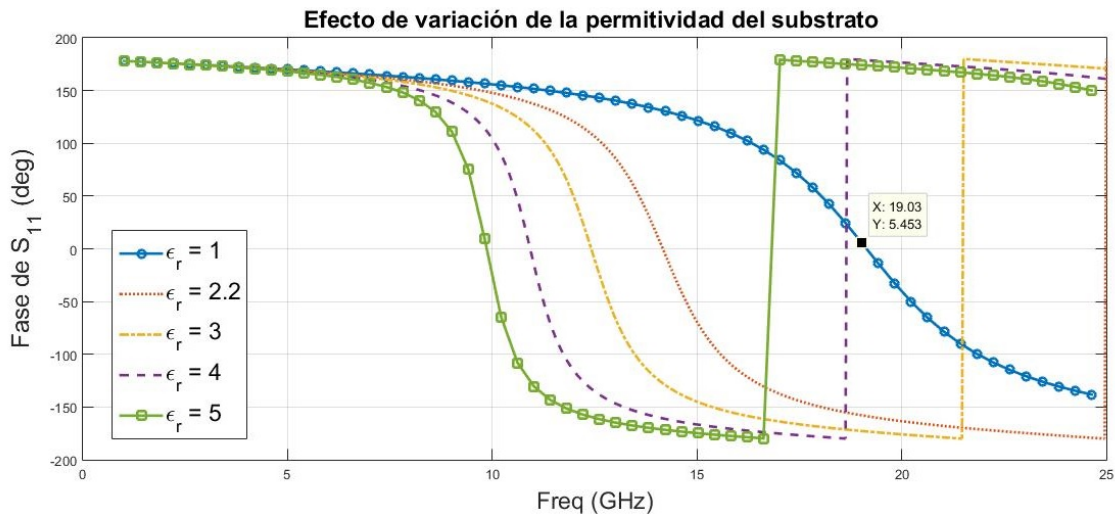


Figura 3.9: Efecto de variación de la permitividad del substrato, de la agrupación periódica plana de elementos metálicos rectangulares.

De los resultados mostrados en la figura anterior, podemos ver que la permitividad relativa (ϵ_r) del substrato dieléctrico, es un parámetro que juega un papel importante para controlar la fase del coeficiente de reflexión de una agrupación periódica plana formada por elementos metálicos. Como sabemos, la fase del coeficiente de reflexión de la agrupación está influenciada principalmente por la forma del elemento metálico (Figura 2.4). Como ejemplo, en la Figura 3.10, tenemos la respuesta de la reflexión de fase para una configuración periódica con elementos metálicos circulares. En este caso, cuando ϵ_r vale 2.2 su frecuencia de resonancia es muy elevada, cerca de los 25 GHz. Sin embargo, eligiendo valores adecuadamente para ϵ_r , por ejemplo $\epsilon_r = 8$, la frecuencia de resonancia de la agrupación desciende considerablemente.

Por otro lado, los estudios paramétricos realizados suponen el paso más importante en el proceso de diseño de la celda unidad PMC, ya que permiten conocer el comportamiento de la superficie periódica PMC plana, teniendo presente diferentes configuraciones para el elemento metálico, el substrato dieléctrico, así como la influencia del ángulo de la incidencia las ondas electromagnéticas sobre la superficie. Una vez completado este apartado, pasamos a estudiar la reconfigurabilidad en la superficie

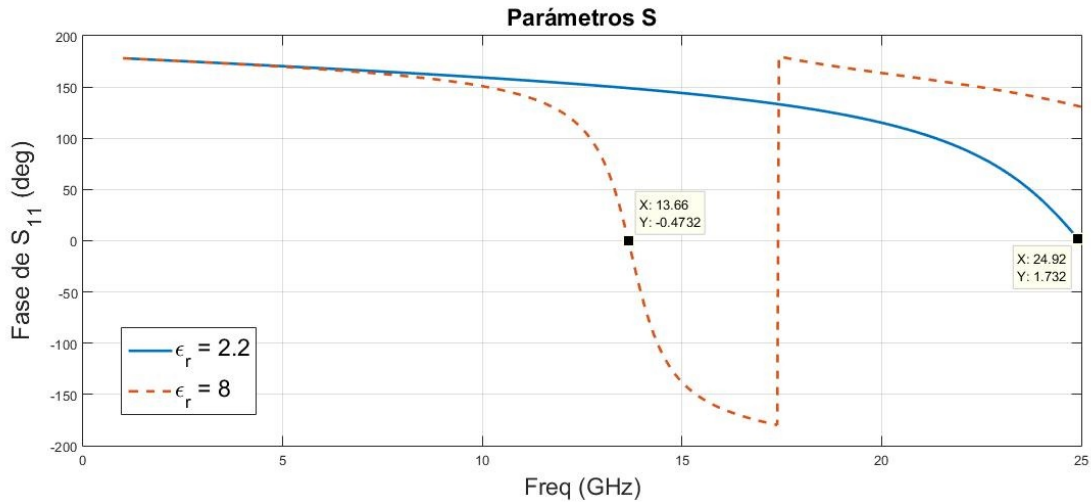


Figura 3.10: Fase del coeficiente de reflexión para una agrupación periódica con elementos circulares. Las curvas que se muestran, corresponden a unas permitividades relativas de valores 2.2 y 8, con frecuencias de resonancia 24.92 GHz y 13.66 GHz, respectivamente.

periódica PMC, como se muestra a continuación.

3.3. Estudio de la Reconfigurabilidad de los PMCs

En el estado del arte de este Trabajo de Fin de Grado se señaló la importancia del diseño de estructuras reconfigurables, a través de incorporar elementos de sintonía dentro de los dispositivos, o estructuras periódicas.

Existe una gran variedad de opciones en la literatura para añadir reconfigurabilidad, aunque algunos métodos son adecuados solo para ciertos rangos de frecuencia, como se puede ver en la Tabla 3.3. Algunas de estas técnicas, como por ejemplo los diodos Varactores, se han aplicado para ciertas longitudes de onda de operación. Mientras que otros, como los “Phase-Change Materials”, se han aplicado a lo largo de todo el espectro electromagnético [11]. La Tabla 3.3 muestra los métodos de sintonización, agrupados en tres categorías diferentes.

El comportamiento electromagnético de antenas, líneas de transmisión reales y pasivas, y agrupaciones periódicas se puede representar como un circuito equivalente compuesto por elementos concentrados (resistencias, bobinas, condensadores). Esta descomposición de estructuras geométricas complejas en un modelo de circuito bien definido, resulta muy útil para predecir la respuesta en dichas estructuras. La sintonización electrónica de las agrupaciones periódicas (metamateriales) se puede clasificar como aquellos métodos en los cuales se insertan, modifican, y controlan a elementos individuales en el equivalente circuital de los metamateriales. Por ejemplo, el uso de Varactores o interruptores (MEMS *switches*) dentro o entre celdas unidad.

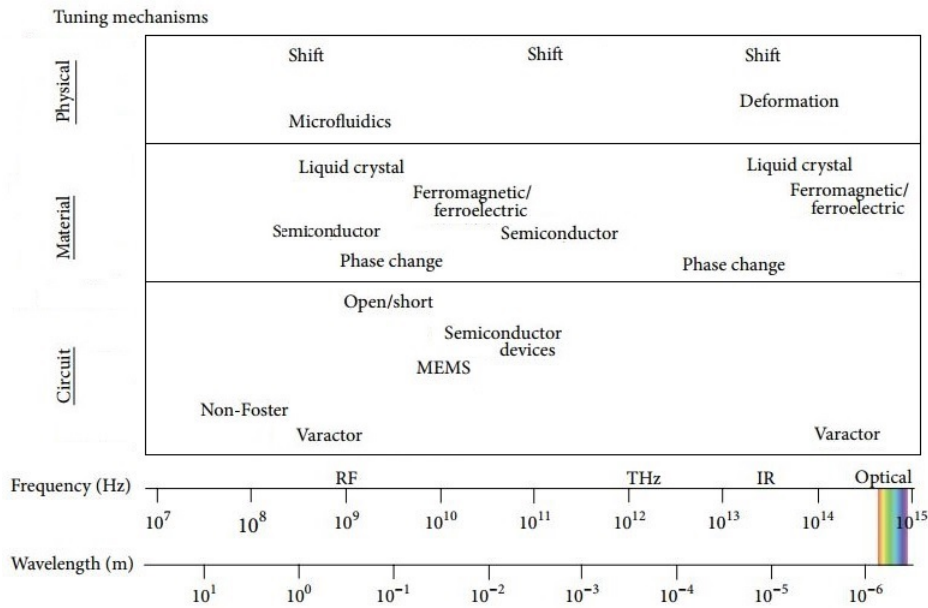


Tabla 3.3: Técnicas o mecanismos de sintonización en sus respectivas rangos de frecuencia de operación (Figura 1 en [11]).

Los diodos Varactores son los más empleados para la sintonización, debido a su simplicidad de integración en cualquier tipo de agrupación periódica. Asimismo, debido a que actúan como una capacidad variable controlada por tensión, los Varactores son idóneos para controlar la frecuencia de resonancia en celdas unidad resonantes. Las limitaciones en aplicaciones incluyen, las pérdidas debidas por la resistencia serie RF no nula, su funcionamiento reducido para altas frecuencias, y los retos para las vías de señal de polarización con tensión continua a través de la agrupación periódica [11]. Los Varactores permiten aumentar la capacidad de acoplamiento de las agrupaciones periódicas, por ejemplo, a través del *gap* que se forma entre los patrones de los elementos que forman la agrupación, es decir entre celdas unidad adyacentes.

En la Figura 3.11 se ilustra una superficie periódica sintonizable electrónicamente a través de diodos Varactores. Por lo tanto, a la vista esta figura podemos combinar estas superficies PMC (FSS) con los diodos Varactores, que actúan como una capacidad variable que se ajusta a través de un circuito de control de la tensión continua (DC) [33], [11].

Por otro lado, varias agrupaciones periódicas dependen de los elementos conductores, los cuales en combinación con las ondas electromagnéticas incidentes, pueden diseñarse para ajustar las resonancias eléctricas o magnéticas, así como el comportamiento efectivo. Debido a que, las propiedades de las agrupaciones periódicas normalmente dependen de la forma, tamaño, orientación, y la proximidad de los elementos conductores, estos parámetros de diseño se pueden ajustar para optimizar las respuesta según unos determinados requisitos. Las técnicas que alteran la geometría de los elementos conductores proporcionan un excelente medio para sintonizar o conmutar la respuesta en dichas estructuras. La sintonización geométrica puede proporcionar cambios drásticos en las propiedades de las agrupaciones, porque como sabemos, la forma de los elementos conductores tiene una gran influencia sobre las resonancias en la res-

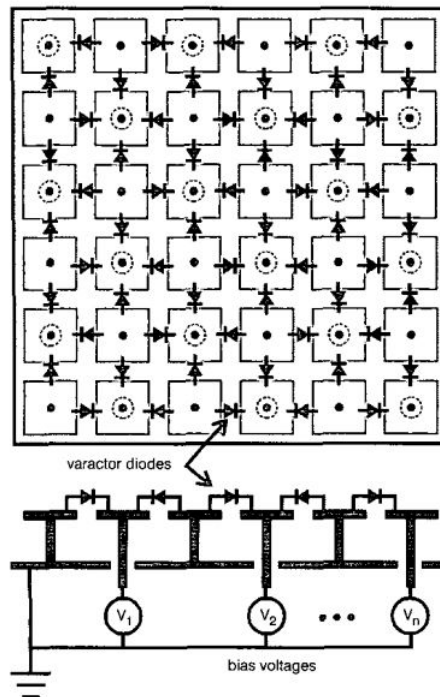


Figura 3.11: Ilustración de una superficie periódica sintonizable electrónicamente (Figura 1 en [32])

puesta frecuencial. Sin embargo, esta técnica es un reto por los mecanismos físicos de control necesarios para manipular a los elementos conductores. Típicamente, los mecanismos de control, salvo si son electrodos de automontaje o MEMS, son complicados de diseñar y fabricar [11].

Finalmente, mientras que cambiar la forma de los elementos resonantes proporciona grandes ventajas para sintonizar, los materiales constituyentes que componen la celda unidad proporcionan en última instancia el control de las propiedades de la agrupación periódica. En la literatura, existe una gran variedad de materiales constituyentes que han sido estudiados, y explotados para sintonizar agrupaciones periódicas a través del control de la permitividad, la permeabilidad, y la conductividad de parte de la celda unidad. Por lo tanto, la sintonización producida por el material aprovecha los cambios en los parámetros constituyentes del material de un sustrato y del patrón de elementos. Los dispositivos basados en cristales líquidos o los “Phase-Change Materials”, son algunos ejemplos de esta técnica [11].

Como se ha visto, cada método de sintonización presenta sus propias particularidades, con ventajas y desventajas, en el diseño y fabricación de estructuras reconfigurables. En este sentido, los diodos Varactores, como hemos visto, son idóneos para este propósito, debido a que, gracias a la capacidad variable pueden modificar la respuesta en frecuencia, es decir las propiedades eléctricas en las superficies periódicas. Por lo tanto, los diodos Varactores permiten la reconfiguración continua de la frecuencia de resonancia, y como resultado son capaces de controlar la fase del coeficiente de reflexión [34].

3.4. Diseño de la Celda Unidad PMC-Reconfigurable empleando Varactores

En esta sección, se presenta la parte novedosa del Trabajo de Fin de Grado, que es el diseño de la celda unidad PMC-Reconfigurable para superficies PMC Reconfigurables. El objetivo es tener un comportamiento PMC o PEC, en función del valor de la capacidad del Varactor. Por lo tanto, para este propósito se modificará la estructura de la celda unidad de la Figura 3.1, de tal forma que permita combinar la forma de sus elementos y sus dimensiones compactas con los diodos Varactores, permitiendo reconfigurar la superficie periódica, de fase cero grados (estado PMC) a una fase de 180° (estado PEC), o viceversa.

Los diodos Varactores de la familia *SMV1405* a *SMV1430* de *SKYWORKS*, son apropiados para trabajar con frecuencias por encima de los 10 GHz, entre otros. La ventana de capacidades ($C(\text{pF})$) de la serie *SMV1430* va de $[0.31 \text{ a } 1.24](\text{pF})$, para valores de voltage en el intervalo de $[0 \text{ a } 30] \text{ V}$. Los diodos Varactores se modelan en HFSS, a través de la impedancia compleja que definen los puertos ‘*Lumped Port*’. Se configura dicha impedancia con parte real nula, y la reactancia se sintetiza con la capacidad, $C(\text{pF})$, que introduce el Varactor.

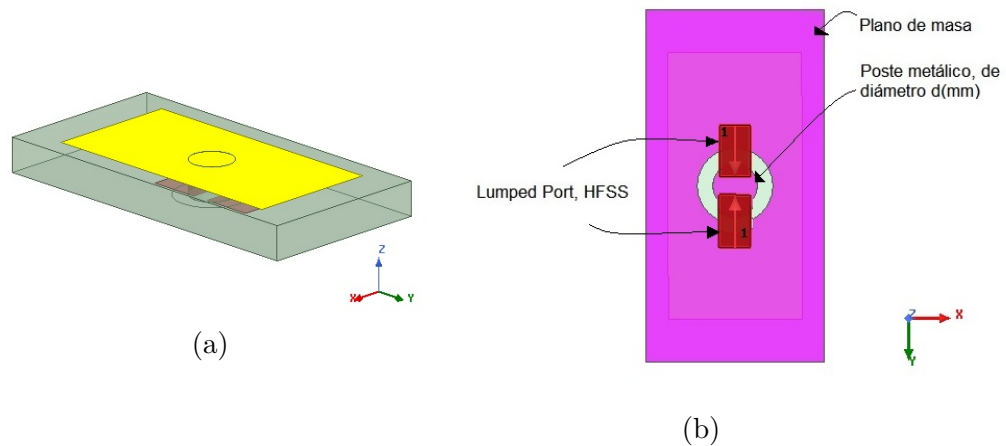


Figura 3.12: Diseño de la celda unidad PMC-Reconfigurable. (a) Configuración de la celda unidad PMC con Varactor. (b) Vista inferior. ‘Varactor’ en HFSS modelado con los ‘*Lumped Port*’.

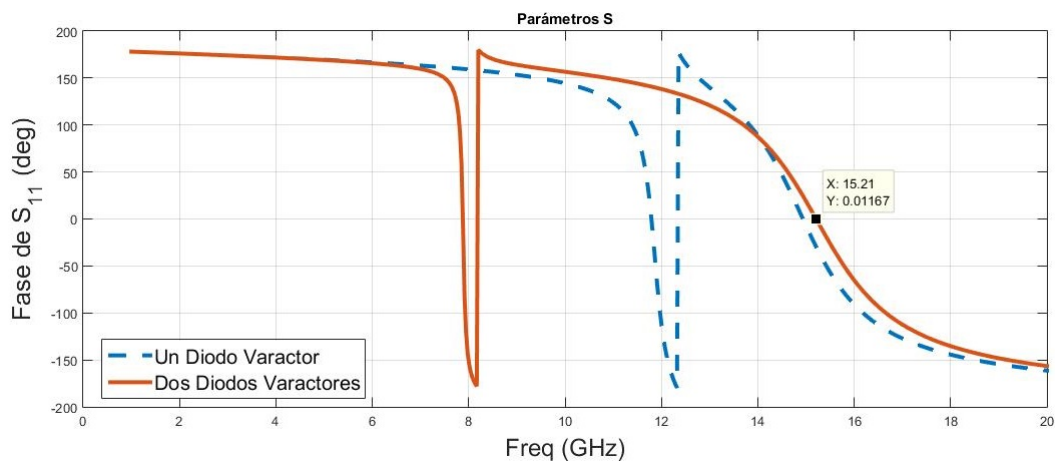
Como se puede ver en la Figura 3.12 (b), este nuevo componente, el diodo Varactor, se sitúa entre el poste metálico de diámetro d y el plano de masa. El poste metálico está en contacto con el parche metálico y aislado del plano de masa con una separación (o *gap*) de valor g . Estos nuevos parámetros se muestran en la Tabla 3.4. Asimismo, para este nuevo diseño de la celda unidad, las dimensiones para el elemento metálico, así como para el substrato dieléctrico no cambian, es decir, tomamos como base los valores de la Tabla 3.1.

En la Tabla 3.4 se resumen los valores de los parámetros para este nuevo diseño de la celda unidad. En el caso de la capacidad del Varactor, $0.31 \text{ pF} \leq C(\text{pF}) \leq 1.24 \text{ pF}$, se toma como valor base 1.24 pF que corresponde cuando la tensión DC vale 0 V .

Parámetro	Magnitud
Ancho del parche, w (mm)	3
Longitud del parche, L (mm)	6
Periodicidad de la celda unidad, p (mm)	4
Longitud de la celda unidad, b (mm)	7.899
Espesor del dieléctrico, t (mm)	0.787
Constante dieléctrica, ϵ_r	2.2
Tangente de pérdidas del dieléctrico, $\tan \delta$	0.0009
Capacidad del diodo Varactor, C (pF)	1.24
Distancia del Gap, g (mm)	0.35
Diámetro del poste metálico, d (mm)	1

Tabla 3.4: Especificaciones base de la celda unidad PMC-Reconfigurable.

Antes de empezar con el análisis para el nuevo diseño de la celda unidad, en la Figura 3.13 se muestra la respuesta de la reflexión de fase, por un lado, cuando la celda unidad tiene dos Varactores, y por otro lado, cuando tiene un Varactor. Esta última configuración podría presentar dificultades para lograr la reconfigurabilidad.


 Figura 3.13: Fase del coeficiente de reflexión, cuando tenemos uno o dos Varactores. La capacidad del Varactor en ambos casos es $C = 1.24$ pF.

Además, en la figura anterior, si nos fijamos en el rango de frecuencias comprendido desde los 9 GHz a 20 GHz, en ambas configuraciones la frecuencia de resonancia, dentro de este rango, está en torno a los 15 GHz. Además, para la configuración con dos Varactores, y a diferencia de la configuración de un solo Varactor en la celda unidad, el comportamiento PEC se da a frecuencias bastante alejadas del punto donde la fase vale cero grados, es decir donde se encuentra el PMC. Por otro lado, si tenemos un solo Varactor, para este mismo rango de frecuencias, tenemos como dos regiones PMC relativamente cerca, a lo que es lo mismo, de frecuencia de resonancia donde la fase vale cero grados. Esto puede suponer problemas para conmutar entre regiones PEC y PMC cuando cambie el estado del Varactor. Por otro lado, en la Figura 3.14, se compara la amplitud de S_{11} (dB) en función del número de Varactores. Se puede apreciar que tener dos diodos Varactores hace que la amplitud, desde 9 GHz a 20 GHz, se mantenga entorno a 0 dB.

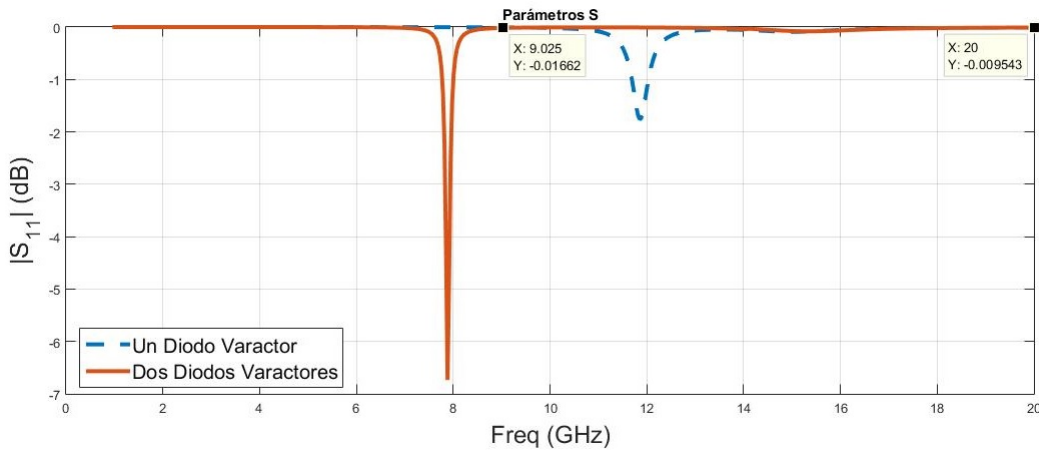


Figura 3.14: Amplitud de S_{11} (dB), cuando tenemos uno o dos Varactores. La capacidad del Varactor en ambos casos es $C = 1.24$ pF.

Por lo tanto, el número de varactores es un aspecto importante a tener en cuenta, para evitar cualquier imprevisto. Será la configuración de la Figura 3.12 con la que vamos a trabajar.

3.5. Análisis Paramétrico para el Nuevo Diseño de la Celda Unidad

En este apartado, se realiza un estudio paramétrico para conocer el comportamiento del nuevo diseño de la celda unidad. Por lo tanto, a partir de las especificaciones de la Tabla 3.4, se analiza el comportamiento que tiene el diseño de la Figura 3.12.

3.5.1. Estudio de la Capacidad del Diodo Varactor

Los resultados de la Figura 3.15, muestran la respuesta en frecuencia de la fase del coeficiente de reflexión de la celda unidad en función del estado del Varactor. Como se puede ver, cuando el valor de la capacidad (C (pF)) aumenta a partir de 0.31 pF, la frecuencia de resonancia principal (f_0) va disminuyendo. Esta disminución es lo que se esperaba, debido a que, en la Sección 2.3 y con algunas consideraciones, sabemos que en una agrupación periódica de elementos metálicos, la frecuencia de resonancia es inversamente proporcional a C (pF). Por lo tanto, cuando tenemos un valor de $C = 0.31$ pF tenemos una $f_0 = 12.93$ GHz, y cuando aumentamos la capacidad, hasta alcanzar los 1.24 pF, a diferencia del caso anterior, el valor de $f_0 = 7.88$ GHz, disminuye.

C(pF)	0.31	0.51	1.24
f_0(GHz)	12.93	11.4	7.88

Tabla 3.5: Frecuencia de resonancia (f_0) para diferentes valores de C (pF).

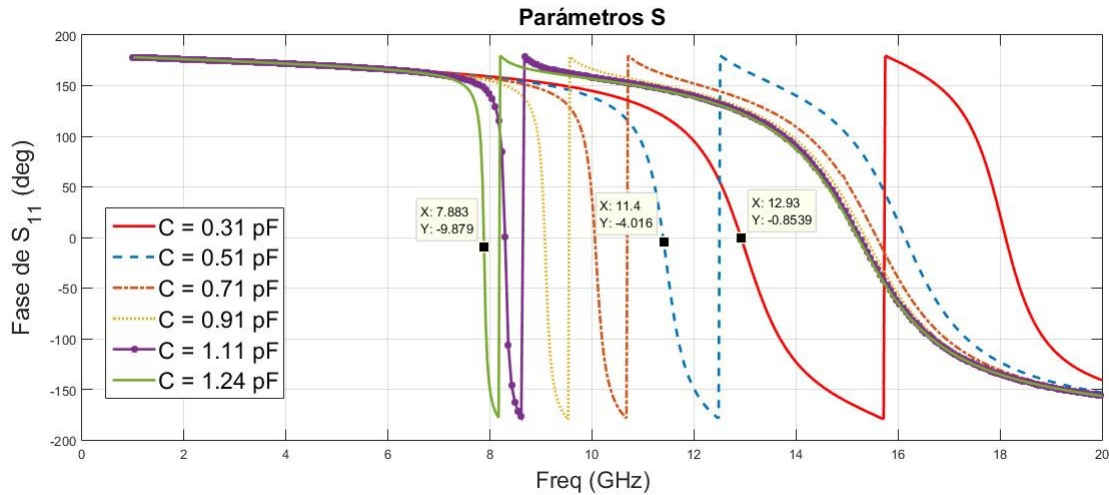


Figura 3.15: Fase del coeficiente de reflexión, al variar el valor la capacidad del Varactor en el intervalo $0.31 \text{ pF} \leq C(\text{pF}) \leq 1.24 \text{ pF}$.

Además, cuando $C(\text{pF})$ toma valores por encima de 0.51 pF , como se puede ver en la Figura 3.15, la respuesta de fase del coeficiente de reflexión presenta un segundo ciclo, el cual empieza a solaparse con el primer ciclo de la fase del coeficiente de reflexión de los valores de $C(\text{pF})$ inferiores al valor anterior. Por lo tanto, como caso peor de $C(\text{pF})$, tenemos aquellos valores que sean mayores a 0.51 pF . Son una opción, en principio, no recomendable para la reconfigurabilidad de la estructura periódica.

El objetivo es diseñar, una superficie PMC cuya frecuencia de resonancia principal sea sintonizable dentro de un margen de valores adecuados de $C(\text{pF})$. Por tanto, la motivación final es poder conmutar entre un comportamiento de tipo PMC y otro de tipo PEC dentro de la banda de frecuencias de trabajo, como pueda ser por ejemplo la banda Ku.

Por lo tanto, teniendo en cuenta las especificaciones de la Tabla 3.4, se puede decir que el rango de valores de $C(\text{pF})$, el caso mejor, para trabajar está comprendido desde los 0.31 pF a los 0.51 pF , para este modelo de Varactor comercial de la serie *SMV1430*. En la Figura 3.16 se muestra la fase del coeficiente de reflexión para valores de la capacidad del diodo Varactor desde 0.31 pF hasta 0.51 pF en pasos de 0.04 pF .

Además, en la Figura 3.16, las curvas de la fase del coeficiente de reflexión para $C = 0.31 \text{ pF}$ y $C = 0.51 \text{ pF}$, presentan respectivamente, frecuencias de resonancia de 12.93 GHz y 11.4 GHz , aproximadamente. Dentro de este rango, observando la figura, podemos considerar como valor mínimo de $C = 0.39 \text{ pF}$. Con este valor se evita la aparición de un segundo ciclo de variación en la fase del coeficiente de reflexión, existiendo, por tanto, un rango útil de capacidad entre 0.39 pF y 0.51 pF con una separación espectral de 920 MHz .

Con la finalidad de mejorar el comportamiento de la fase del coeficiente de reflexión, en los siguientes apartados se realiza el estudio paramétrico de las dimensiones geométricas de un nuevo diseño de la celda unidad.

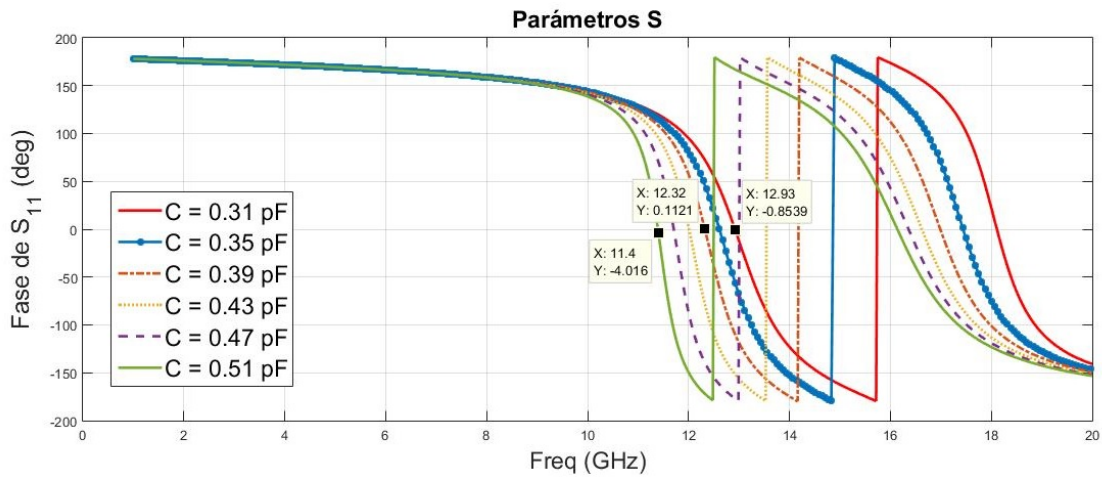


Figura 3.16: Fase del coeficiente de reflexión para distintas capacidades del diodo Varactor.

3.5.2. Variación de $g(\text{mm})$

En primer lugar, comenzamos estudiando el efecto de $g(\text{mm})$, que es la distancia que mantiene aislada a la vía o poste metálico y el plano de masa. Antes de realizar este estudio, hay que tener en cuenta algunas consideraciones para el simulador HFSS, como la relación que existe entre la variable $g(\text{mm})$ y el diámetro del poste, $d(\text{mm})$, ya que podría darse el caso de que el ‘*LumpedPort*’ de HFSS que modela al Varactor en 3-D, quede desconectado. Por lo tanto, para llevar a cabo la simulación paramétrica, las variables $d(\text{mm})$ y $g(\text{mm})$ se situarán dentro de las especificaciones del encapsulado del Varactor.

En este sentido, tomamos un valor fijo para $d(\text{mm})$, que normalmente desde el punto de vista de fabricación suele estar por encima de los 0.35 mm, mientras que el correspondiente valor mínimo de $g(\text{mm})$ es 0.1 mm.

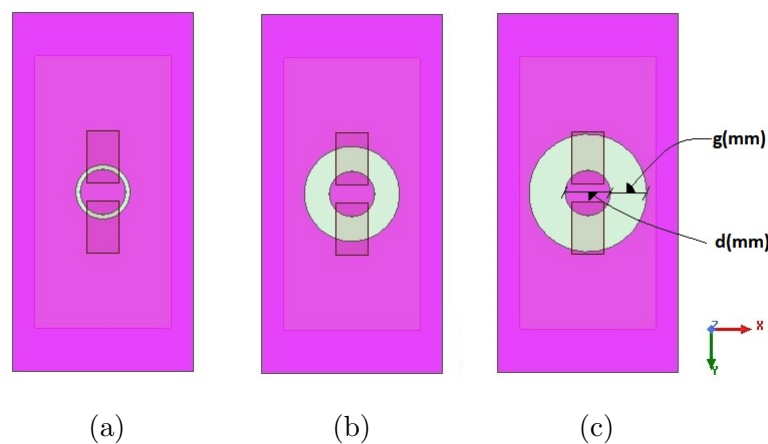


Figura 3.17: Separación entre la vía metálica y el plano de masa, para: (a) $g = 0.1$ mm, (b) $g = 0.55$ mm, y (c) $g = 0.8$ mm. En la figura, la zona del *gap* se corresponde con el área sin iluminar.

Para este estudio nos quedamos con el valor base de la Tabla 3.4 para el diámetro

del poste metálico, $d = 1$ mm . Este valor proporciona una ventana de valores de g (mm) desde los 0.1 mm a 0.8 mm. En la Figura 3.17, se puede ver la parte inferior de la celda unidad PMC-Reconfigurable, y diferentes *gaps* en este intervalo de g (mm).

Seleccionando el caso peor de la capacidad del Varactor, $C = 1.24$ pF, y con el rango valores de g (mm) desde 0.1 mm a 0.8 mm en pasos de 0.1 mm, se representa el módulo de S_{11} (dB) de la celda unidad (ver la Figura 3.18).

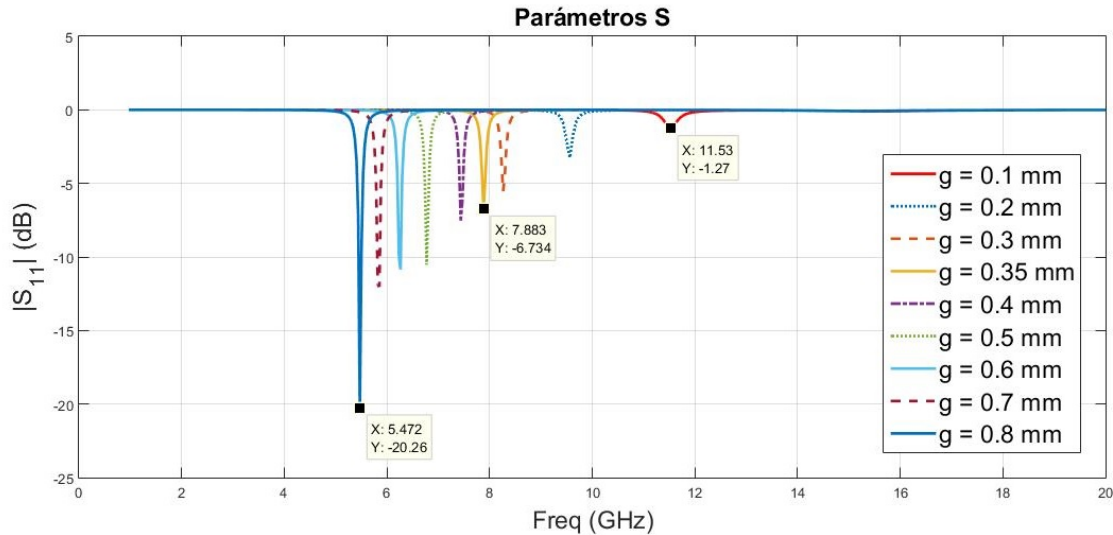


Figura 3.18: Módulo del coeficiente de reflexión (S_{11} (dB)) de la celda unidad, para $C = 1.24$ pF.

En la Figura 3.18 se puede ver la respuesta en frecuencia de este nuevo diseño de la celda unidad. Analizando, por ejemplo, la respuesta para $g = 0.35$ mm, vemos que hay una caída, aproximadamente, de 6.73 dB en 7.88 GHz, correspondiente a la frecuencia de resonancia de la celda unidad. Como vemos, la superficie PMC no es totalmente reflectante. No obstante, el caso ideal sería el de una reflexión total (módulo del S_{11} de 0 dB) en todo el espectro. Desgraciadamente, en función del *gap*, vemos como existen determinadas frecuencias de resonancia donde la señal no se refleja lo suficiente. Esto se traduce en polos en la respuesta de la FSS.

Por otro lado, analizaremos el módulo de S_{11} para $C = 0.31$ pF y $C = 0.51$ pF, manteniendo la misma variación de g (mm), tal y como se puede ver en las figuras siguientes.

En el caso de la Figura 3.19, la curva de $g = 0.35$ mm, en la frecuencia de resonancia 13.18 GHz la caída que se produce en S_{11} no llega a superar los 0.7 dB, existiendo una diferencia significativa con los 6.73 dB, para el caso de la capacidad $C = 1.24$ pF. Por otro lado, también hay que mencionar que para estos dos valores de C (pF), como se puede ver en las Figuras 3.19 y 3.20, si el valor de g (mm) es menor o igual a 0.2 mm, la respuesta en módulo de S_{11} (dB) se mantiene próxima a 0 dB, sin apreciarse polos en la respuesta en frecuencia al cambiar el estado del Varactor.

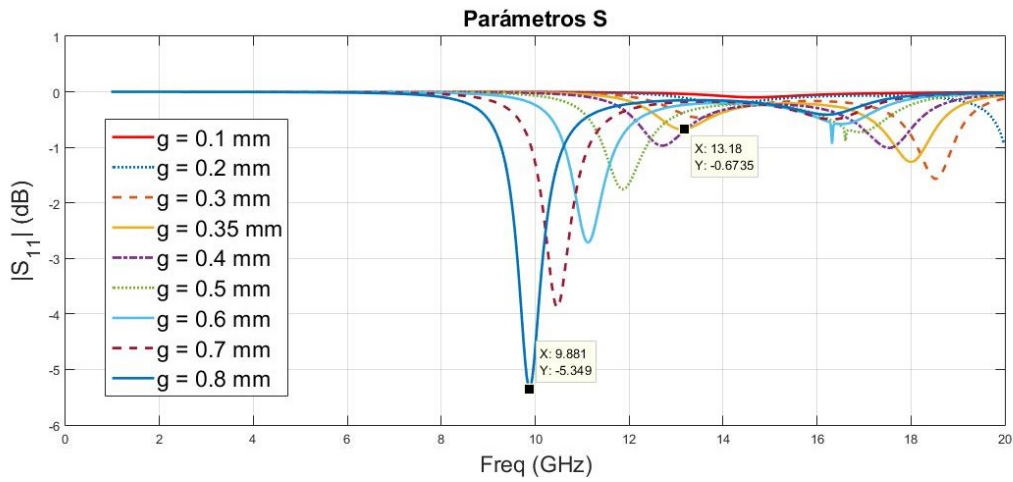


Figura 3.19: Módulo del coeficiente de reflexión (S_{11} (dB)) de la celda unidad, para $C = 0.31$ pF.

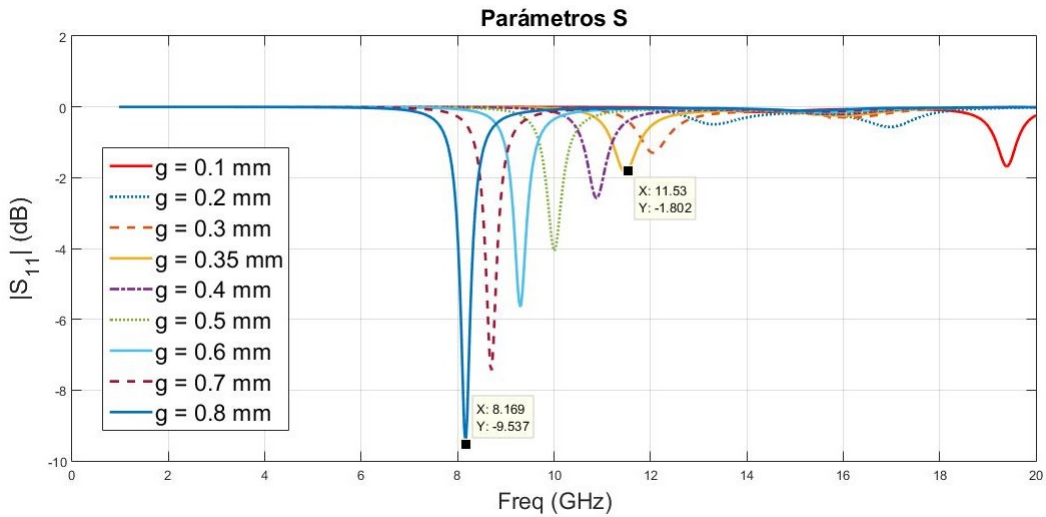


Figura 3.20: Módulo del coeficiente de reflexión (S_{11} (dB)) de la celda unidad, para $C = 0.51$ pF.

El módulo del parámetro S_{11} nos indica si parte de la energía que incide en la superficie se pierde por la parte inferior de la celda unidad. En el caso ideal, esta superficie ha de reflejar todo el campo incidente. Será el parámetro g (mm) el que determine fundamentalmente la radiación por la parte trasera de la celda unidad. Por lo tanto, a la vista de los resultados de las figuras, ajustamos a 0.2 mm para el valor de g (mm). En la Figura 3.21, se muestra la respuesta en módulo del S_{11} (dB), para $C = 0.31$ pF, $C = 0.51$ pF, y $C = 1.24$ pF, cuando $g = 0.2$ mm. Como se puede ver, a excepción de la curva para $C = 1.24$ pF, el nivel de S_{11} se mantiene por encima de -0.5 dB.

Con el nuevo valor de g (mm), el siguiente paso es el estudio de la respuesta de la fase del coeficiente de reflexión para esta celda unidad. Para ello, continuamos con el estudio paramétrico tanto de las dimensiones del parche metálico como del substrato dieléctrico.

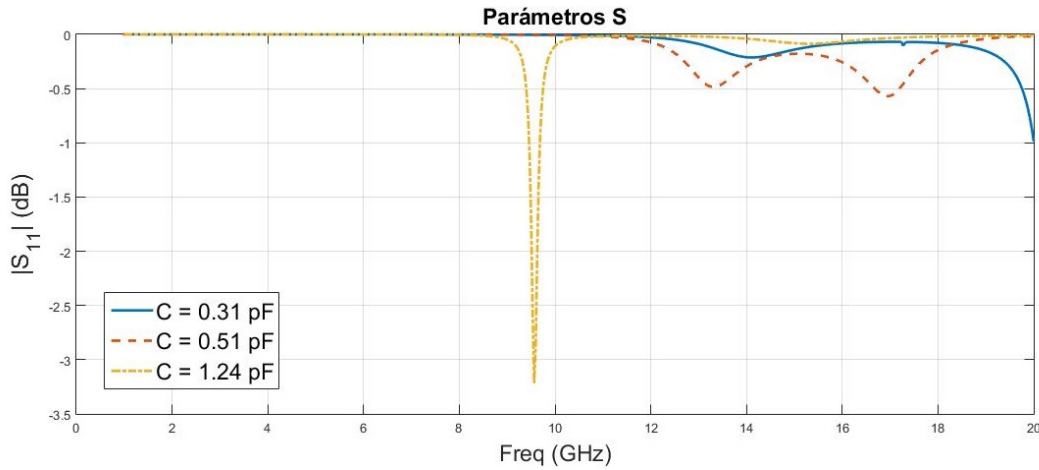


Figura 3.21: Módulo de S_{11} (dB) para $C = 0.31$ pF, $C = 0.51$ pF y $C = 1.24$ pF, cuando g vale 0.2 mm.

3.5.3. Variación de L (mm), w (mm) y t (mm)

Para este nuevo estudio, actualizamos el valor de g (mm), y el valor base de C (pF), como se puede ver en la Tabla 3.6. El resto de parámetros no cambian, se mantienen con las especificaciones iniciales.

Parámetro	Magnitud
Ancho del parche, w (mm)	3
Longitud del parche, L (mm)	6
Periodicidad de la celda unidad, p (mm)	4
Longitud de la celda unidad, b (mm)	7.899
Espesor del dieléctrico, t (mm)	0.787
Constante dieléctrica, ϵ_r	2.2
Tangente de pérdidas del dieléctrico, $\tan \delta$	0.0009
Capacidad del diodo Varactor, C (pF)	0.31
Distancia del Gap, g (mm)	0.2
Diámetro del poste metálico, d (mm)	1

Tabla 3.6: Especificaciones de la celda unidad PMC-Reconfigurable.

En esta sección estudiamos las dimensiones del parche, longitud (L (mm)) y ancho (w (mm)), así como también el espesor del sustrato, t (mm).

Por lo tanto, a partir de las especificaciones de la tabla anterior, empezamos el análisis con la variación de L .

En la Figura 3.22, se puede ver la respuesta de la fase del coeficiente de reflexión para diferentes valores de L , desde 4.5 mm hasta 7.5 mm en pasos de 0.5 mm. De tal manera que, al aumentar el valor de L a partir de cierto valor, la frecuencia de resonancia (f_0) disminuye. Por ejemplo, para $L = 7.5$ mm y $L = 4.5$ mm, la frecuencia de resonancia para estos dos casos es 10.36 GHz y 16.7 GHz, respectivamente. Esta tendencia en los resultados es lo que se esperaba, si comparamos con los resultados

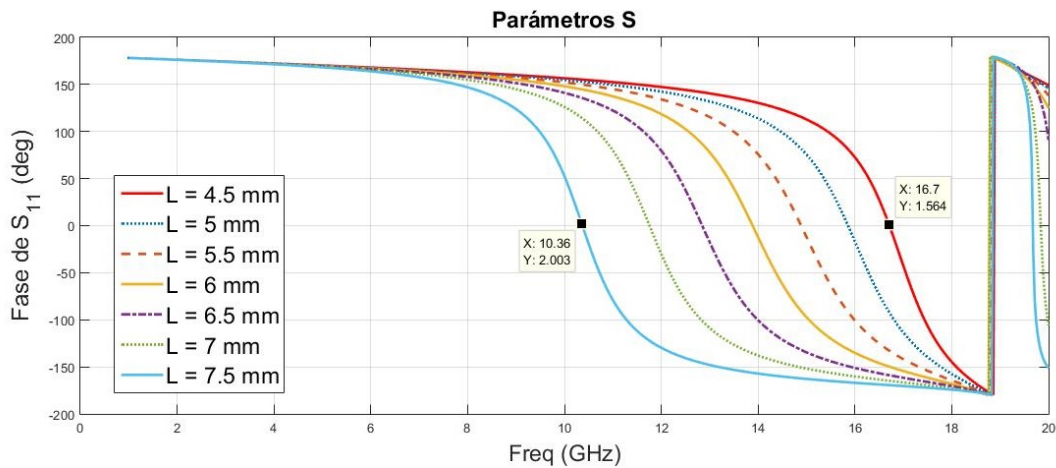


Figura 3.22: Respuesta de la fase del coeficiente de reflexión para distintos valores de L (mm).

obtenidos en la sección 3.2.1, para la variación de L (mm) en la celda unidad PMC sin Varactor.

Por otro lado, la anchura del elemento metálico rectangular permite controlar la separación entre los elementos adyacentes. Al analizar la variable w (mm) desde 3.25 mm hasta 3.75 mm en pasos de 0.25 mm, vemos que las diferencias entre un valor u otro son mínimas.

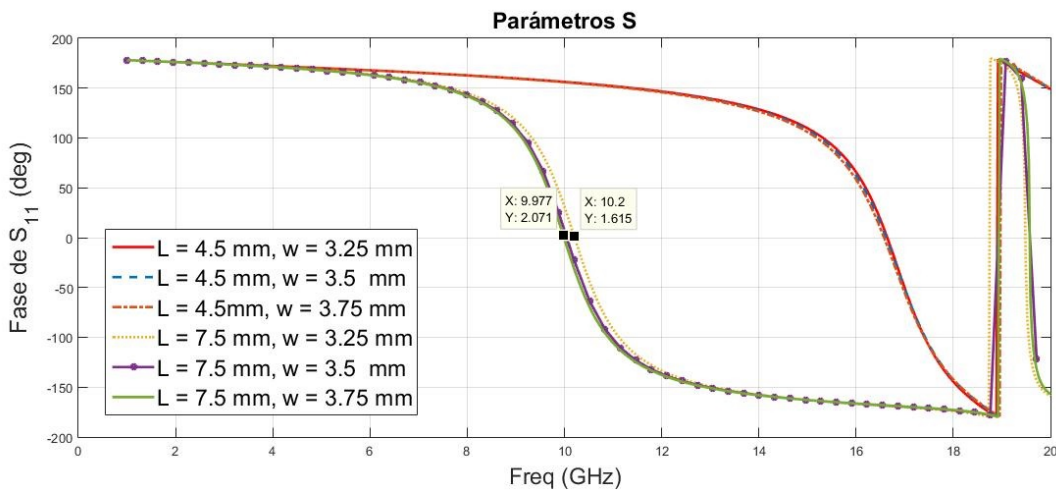


Figura 3.23: Variación de w (mm), para $L = 7.5$ mm y $L = 4.5$ mm.

En la Figura 3.23, tenemos la fase del coeficiente de reflexión cuando L (mm) es igual a 4.5 mm y 7.5 mm. En ambos casos la variación de w (mm) no aporta cambios importantes en la fase del coeficiente de reflexión, siendo en cierta medida insensible a los cambios de la anchura del elemento, con variaciones casi imperceptibles como sucede para $L = 4.5$ mm. Además, por otro lado, cuando $L = 7.5$ mm, ampliando la figura, la frecuencia de resonancia para $w = 3.75$ mm es igual a 9.97 GHz, mientras que para $w = 3.25$ mm es 10.2 GHz. Si comparamos ambas frecuencias de resonancia, vemos que al disminuir w (mm), es decir al aumentar la separación, el efecto capacitivo entre los elementos disminuye y por lo tanto aumenta en frecuencia.

Por lo tanto, de los resultados anteriores, podemos decir que el parámetro que influye considerablemente en la fase del coeficiente de reflexión, es la longitud del elemento metálico rectangular (L). En cuanto a la anchura, hay que destacar que no interesa cualquier valor, como pueda ser un valor muy pequeño. La idea es que dicho valor esté lo más próximo al periodo de la celda unidad ($p = 4$ mm), para así evitar que se pierda el comportamiento PMC en la estructura periódica.

De la misma manera, en la Sección 3.2 se observó que el espesor del sustrato dieléctrico, t (mm), es otro parámetro a considerar en la celda unidad. Por lo tanto, a partir de los valores que proporciona la hoja de especificaciones de Rogers RT/Duroid 5880 para el espesor del sustrato, representamos la fase del coeficiente de reflexión para estos valores. En la Figura 3.24, se puede ver la fase del coeficiente de reflexión al variar t (mm). Como se puede apreciar, los resultados son similares a los de la Figura 3.7, obteniéndose el mismo tipo de comportamiento al variar t (mm).

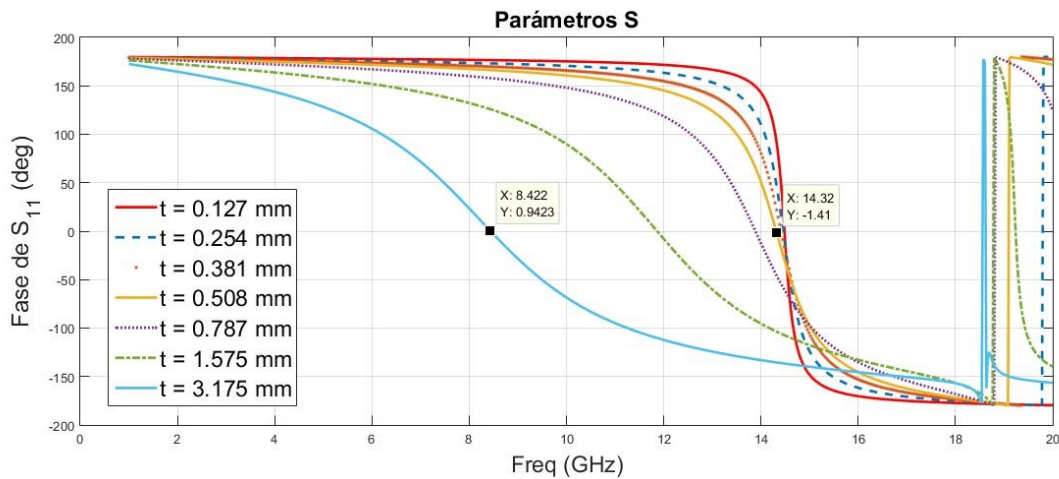


Figura 3.24: Respuesta de la fase del coeficiente de reflexión para distintos valores de t (mm).

Además, hay que destacar los valores 0.127 mm, 0.254 mm, 0.381 mm, y 0.508 mm, para los cuales la frecuencia de resonancia sufre un desplazamiento casi nulo, convergiendo en torno a los 14.32 GHz, como se puede ver en la Figura 3.24.

Por otro lado, comparando los resultados que se han obtenido para la longitud (L (mm)) y anchura (w (mm)) del elemento metálico, y para el espesor del sustrato dieléctrico (t (mm)), se puede decir que L (mm) es el parámetro que más peso tiene en la respuesta de la celda unidad. Es decir, es este un parámetro que afecta considerablemente al desplazamiento de la frecuencia de resonancia principal (f_0). Mientras que, la estructura se mantiene insensible a la variación de w (mm) y t (mm), si se mantiene este último parámetro por debajo de 0.508 mm.

Además, el objetivo es tener un diseño compacto, por lo que a la vista de los resultados para t (mm), podemos ajustar el espesor del sustrato a 0.254 mm, 0.381 mm, o 0.508 mm. Estos tres valores son buenas opciones para mejorar el valor de referencia de 0.787 mm de espesor.

En el siguiente apartado se muestra la configuración de la celda unidad de acuerdo

a los resultados mostrados anteriormente. Utilizaremos esta celda unidad optimizada como base para el diseño de filtros prácticos de microondas reconfigurables.

3.5.4. Diseño Final de la Celda Unidad PMC-Reconfigurable

Continuando con el diseño de la celda unidad, el siguiente paso es observar la reconfigurabilidad de la celda unidad, al variar el estado del Varactor. Para este caso, vamos a seleccionar los valores 0.508 mm para $t(\text{mm})$, y 3.5 mm para $w(\text{mm})$. Fijaremos el valor de $L(\text{mm})$ en 5.5 mm para que la respuesta de tipo PMC se encuentre dentro del rango de frecuencias de trabajo en torno a los 15 GHz, como se puede ver en la Figura 3.22.

En la Tabla 3.7 se actualizan estas variables con estos nuevos valores.

Parámetro	Magnitud
Ancho del parche, $w(\text{mm})$	3.5
Longitud del parche, $L(\text{mm})$	5.5
Periodicidad de la celda unidad, $p(\text{mm})$	4
Longitud de la celda unidad, $b(\text{mm})$	7.899
Espesor del dieléctrico, $t(\text{mm})$	0.508
Constante dieléctrica, ϵ_r	2.2
Tangente de pérdidas del dieléctrico, $\tan \delta$	0.0009
Capacidad del diodo Varactor, $C(\text{pF})$	0.31
Distancia del Gap, $g(\text{mm})$	0.2
Diámetro del poste metálico, $d(\text{mm})$	1

Tabla 3.7: Especificaciones de la celda unidad PMC-Reconfigurable.

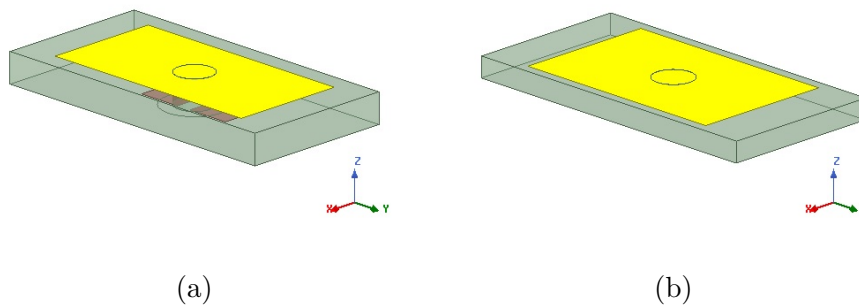


Figura 3.25: Comparación de dos configuraciones distintas de la celda unidad PMC-Resconfigurable. (a) Sin realizar ningún cambio en las dimensiones de la estructura. (b) Tras realizar los cambios en las dimensiones de la estructura.

A modo de realizar una comparativa de los diseños para la celda unidad de partida, Figura 3.25 (a), y la celda unidad final, Figura 3.25 (b), se pueden apreciar los cambios tanto en el espesor del sustrato dieléctrico como en el elemento metálico rectangular. Pese a que las diferencias de las dimensiones no son elevadas, la configuración para el

diseño final aporta mejoras para sintonizar la fase del coeficiente de reflexión al variar los parámetros de la estructura, y al variar el estado del Varactor.

Además, a partir de esta nueva configuración para la celda unidad (Figura 3.25 (b)), cuyas especificaciones son las que se muestran en la Tabla 3.7, representamos la respuesta de la fase del coeficiente de reflexión al variar la capacidad del Varactor, desde 0.31 pF hasta 0.51 pF, en pasos de 0.04 pF, tal y como se puede ver en la Figura 3.26.

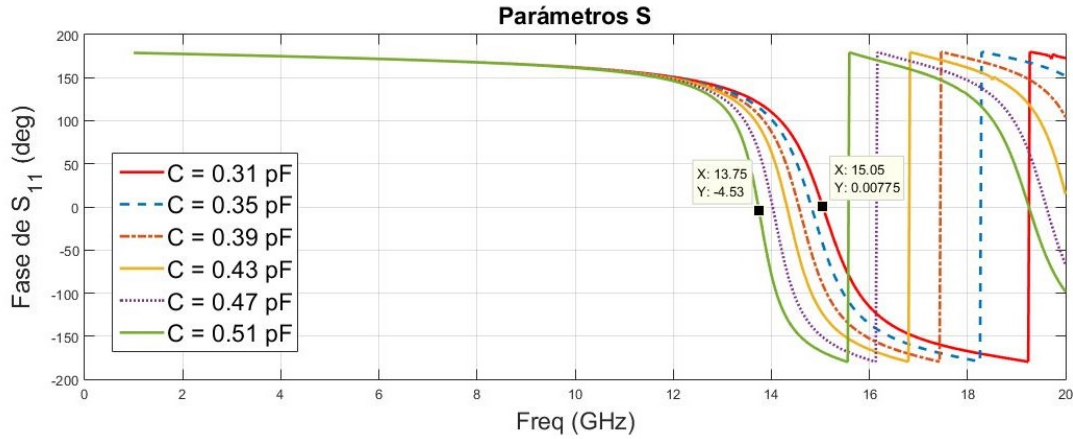


Figura 3.26: Fase del coeficiente de reflexión para distintas capacidades del diodo Varactor.

Comparando los resultados de la Figura 3.26 y los obtenidos en la Figura 3.16, los cuales pertenecen a la estructura sin realizar ningún cambio en las dimensiones que la forman, podemos decir que, tras realizar los ajustes en la celda unidad, se observa una mejora en el margen de valores disponibles para C (pF), y por tanto, un aumento en el rango de frecuencia entre el valor máximo y el valor mínimo de C (pF). La Tabla 3.8, muestra como el valor para C_{min} (pF) pasa a valer 0.31 pF respecto de los 0.39 pF. Además podemos ver que la separación que hay, entre la frecuencia de resonancia para C_{max} (pF) y la frecuencia de resonancia para C_{min} (pF), está en torno a 1.3 GHz frente a los 920 MHz. Por tanto, existe una diferencia de aproximadamente 380 MHz.

Resultados	C_{max} (pF)	$f_{C_{max}}$ (GHz)	C_{min} (pF)	$f_{C_{min}}$ (GHz)	Δf (GHz)
Figura 3.25 (a)	0.51	11.39	0.39	12.32	0.92
Figura 3.25 (b)	0.51	13.75	0.31	15.05	1.3

Tabla 3.8: Rango de valores disponible de C (pF), para la configuración de la Figura 3.25 (a), frente a la configuración de la Figura 3.25 (b).

Finalmente, probamos a cambiar por un lado, el valor de w (mm), y por otro lado, el valor de t (mm), sin cambiar el resto de variables. El objetivo es comprobar lo comentado anteriormente, es decir, tanto para w (mm) como para t (mm) ≤ 0.508 mm, si cambia de forma moderada el valor de estas variables se modifica mínimamente la fase del coeficiente de reflexión.

Por lo tanto, en las Figuras 3.27 y 3.28, se puede ver la fase del coeficiente de reflexión sin grandes cambios para $w = 3.25$ mm y $w = 3.75$ mm.

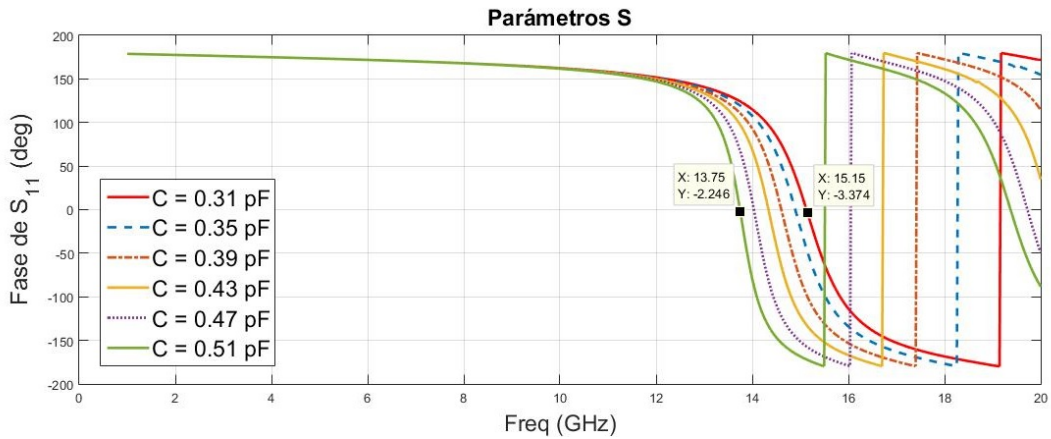


Figura 3.27: Anchura del elemento metálico, $w = 3.25$ mm. Fase del coeficiente de reflexión para distintas capacidades del diodo Varactor.

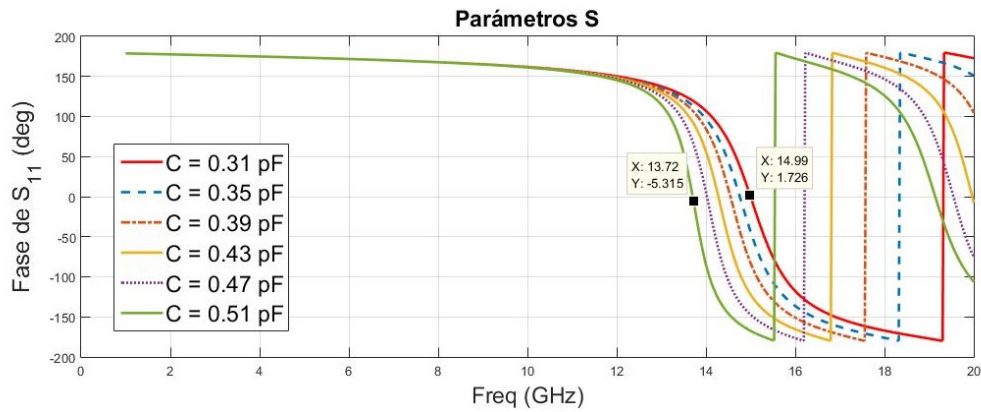


Figura 3.28: Anchura del elemento metálico, $w = 3.75$ mm. Fase del coeficiente de reflexión para distintas capacidades del diodo Varactor.

Por otro lado, en las Figuras 3.29 y 3.30, se puede ver la fase del coeficiente de reflexión, respectivamente para $t = 0.254$ mm y $t = 0.381$ mm. A diferencia de los valores de w (mm), vemos que, sobre todo cuando $t = 0.254$ mm, C_{max} se puede ampliar un poco más.

Para concluir, se ha observado que dependiendo de la configuración, es decir, los valores asignados a las principales variables que definen la celda unidad, la respuesta puede ser muy diferente. Además el número de combinaciones disponibles puede llegar a ser realmente elevado, pese a que se ha trabajado con un diseño sencillo. En este sentido se ha tratado de llegar a una configuración donde la respuesta de la celda unidad dependa principalmente de los cambios en una sola variable, mientras que para el resto se mantenga insensible a los cambios. Es decir, la función del resto de variables debe ser la de aportar un ajuste más fino a la respuesta de la celda. Además hay que resaltar que, para el diseño, se han modelado los parches conductores y el plano de masa como conductores perfectos, sin tener en cuenta posibles pérdidas de conducción, y centrándonos solo en las dimensiones geométricas.

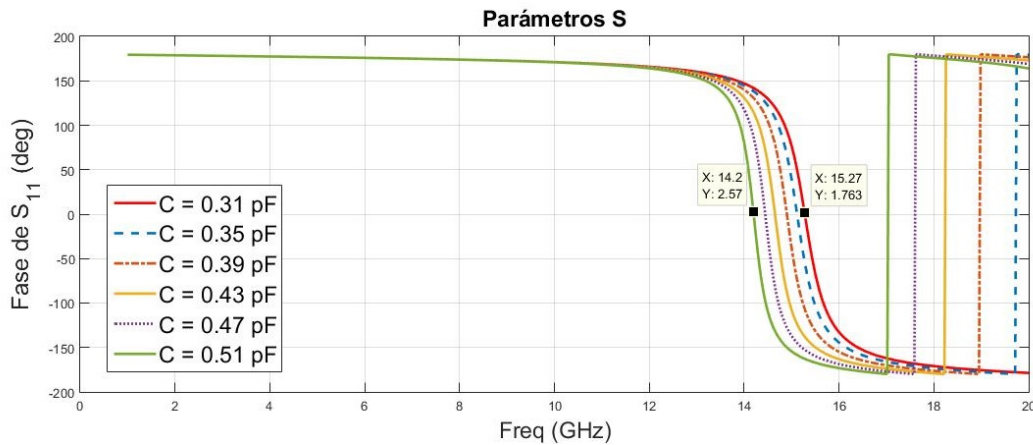


Figura 3.29: Espesor del sustrato dieléctrico $t = 0.254$ mm. Fase del coeficiente de reflexión para distintas capacidades del diodo Varactor.

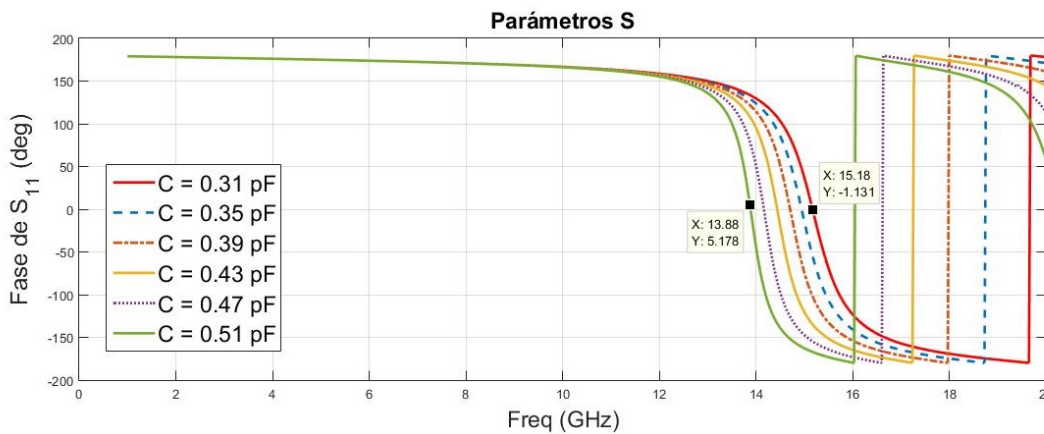


Figura 3.30: Espesor del sustrato dieléctrico $t = 0.381$ mm. Fase del coeficiente de reflexión para distintas capacidades del diodo Varactor.

Asimismo, los estudios realizados se pueden considerar como los que se obtendrían en un análisis, teórico o ideal. Debido a que, el simulador considera una agrupación de elemento infinitamente grande. Por lo tanto, hay que tener en cuenta que en la práctica la agrupación de elementos va a ser un número reducido de celdas unidad, no muy grande. De tal manera que, el carácter finito de la estructura real puede producir cambios respecto a la respuesta de la superficie ideal infinita.

Por último, otro aspecto importante en este capítulo, es la reconfigurabilidad en la celda unidad, para el control de la fase del coeficiente de reflexión. Se ha visto que la configuración de la celda unidad determina el rango de valores utilizable de capacidades C (pF) para poder obtener un comportamiento de tipo PMC en la banda de trabajo.

Capítulo 4

Aplicación al Diseño de Filtros de Microondas Guiados

En este capítulo vamos a emplear el diseño de la celda unidad PMC-Reconfigurable obtenida en la Sección 3.5.4. De tal manera que, a través de agrupar las celdas unidad periódicamente se pueda definir la superficie PMC. Para seguidamente, aplicar esta superficie PMC a una sección de guía evanescente y a un diseño de filtro de microondas en tecnología de guía de onda.

Asimismo, veremos la utilidad de los elementos de sintonía (diodos varactores) en el diseño de la celda unidad. Estos elementos de sintonía permiten que la superficie PMC pueda conmutar entre un comportamiento tipo PEC y otro de tipo PMC, cómo se comentó en la Sección 3.5.1. Por lo tanto, este comportamiento de la superficie PMC estará en función de la capacidad del diodo varactor, principalmente.

Por otro lado, sabemos que en las guías de onda, la propagación de la energía electromagnética en el interior, lo hace bajo unas condiciones de contorno. En general, las ecuaciones de Maxwell tanto en su forma diferencial como integral, permiten relacionar la teoría de circuitos y el campo electromagnético. Las condiciones de contorno asociadas a las ecuaciones de Maxwell a lo largo de las interfaces entre dos medios diferentes, determinan el comportamiento del campo eléctrico y magnético [2].

A modo de resumen, en la Tabla 4.1 se puede ver las condiciones de contorno necesarias para obtener las soluciones de las ecuaciones de Maxwell, tanto para las componentes normales como para las componente tangenciales del campo electromagnético.

Desde esta perspectiva, lo que se pretende con la superficie PMC es proporcionar condiciones de contorno artificiales de tipo PEC (pared eléctrica) o de tipo PMC (pared magnética).

	General	Finite conductivity media, no sources or charges $\sigma_1, \sigma_2 \neq \infty$ $\mathcal{J}_s = 0; \mathcal{J}_{es} = 0$ $\mathcal{M}_s = 0; \mathcal{J}_{ms} = 0$	Medium 1 of infinite electric conductivity ($\mathcal{E}_1 = \mathcal{H}_1 = 0$) $\sigma_1 = \infty; \sigma_2 \neq \infty$ $\mathcal{M}_s = 0; \mathcal{J}_{ms} = 0$	Medium 1 of infinite magnetic conductivity ($\mathcal{E}_1 = \mathcal{H}_1 = 0$) $\mathcal{J}_s = 0; \mathcal{J}_{es} = 0$
Tangential electric field intensity	$-\hat{n} \times (\mathcal{E}_2 - \mathcal{E}_1) = \mathcal{M}_s$	$\hat{n} \times (\mathcal{E}_2 - \mathcal{E}_1) = 0$	$\hat{n} \times \mathcal{E}_2 = 0$	$-\hat{n} \times \mathcal{E}_2 = \mathcal{M}_s$
Tangential magnetic field intensity	$\hat{n} \times (\mathcal{H}_2 - \mathcal{H}_1) = \mathcal{J}_s$	$\hat{n} \times (\mathcal{H}_2 - \mathcal{H}_1) = 0$	$\hat{n} \times \mathcal{H}_2 = \mathcal{J}_s$	$\hat{n} \times \mathcal{H}_2 = 0$
Normal electric flux density	$\hat{n} \cdot (\mathcal{D}_2 - \mathcal{D}_1) = \mathcal{J}_{es}$	$\hat{n} \cdot (\mathcal{D}_2 - \mathcal{D}_1) = 0$	$\hat{n} \cdot \mathcal{D}_2 = \mathcal{J}_{es}$	$\hat{n} \cdot \mathcal{D}_2 = 0$
Normal magnetic flux density	$\hat{n} \cdot (\mathcal{B}_2 - \mathcal{B}_1) = \mathcal{J}_{ms}$	$\hat{n} \cdot (\mathcal{B}_2 - \mathcal{B}_1) = 0$	$\hat{n} \cdot \mathcal{B}_2 = 0$	$\hat{n} \cdot \mathcal{B}_2 = \mathcal{J}_{ms}$

Tabla 4.1: Condiciones de contorno sobre la interfaz entre dos medios materiales (Tabla 1-3 en [2]).

4.1. Superficie PMC a partir de Celdas Unidad PMC-Reconfigurables

A partir de las especificaciones que se obtuvieron para la celda unidad PMC-Reconfigurable en la Sección 3.5.4, definimos la superficie PMC como una agrupación bidimensional periódica de un número finito de celdas unidad.

En la Figura 4.1, se puede ver el modelo en 3D de la celda unidad de trabajo. Como también sus dimensiones geométricas (ver la Tabla 4.2) para modelarlo con HFSS.

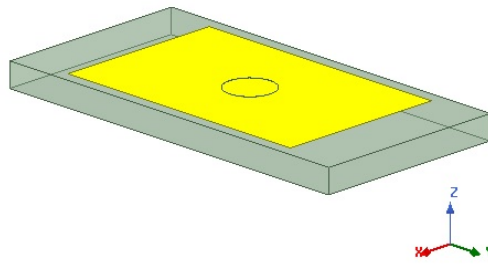


Figura 4.1: Celda unidad PMC-Reconfigurable en HFSS (ver la Figura 3.12).

Parámetro	Magnitud
Ancho del parche, w (mm)	3.5
Longitud del parche, L (mm)	5.5
Periodicidad de la celda unidad, p (mm)	4
Longitud de la celda unidad, b (mm)	7.899
Espesor del dieléctrico, t (mm)	0.508
Constante dieléctrica, ϵ_r	2.2
Tangente de pérdidas del dieléctrico, $\tan \delta$	0.0009
Capacidad del diodo Varactor, C (pF)	0.31
Distancia del Gap, g (mm)	0.2
Diámetro del poste metálico, d (mm)	1

Tabla 4.2: Especificaciones geométricas de la celda unidad PMC-Reconfigurable.

A partir de las especificaciones de la tabla anterior, vamos a representar la fase del coeficiente de reflexión de la celda unidad anterior, para $C = 0.31$ pF y $C = 0.54$ pF. Estos dos valores de la capacidad del Varactor, son valores que evitan la aparición de un segundo ciclo de variación en la fase del coeficiente de reflexión, como se puede ver en la Figura 4.2. Y también, nos permiten tener un punto de referencia inicial.

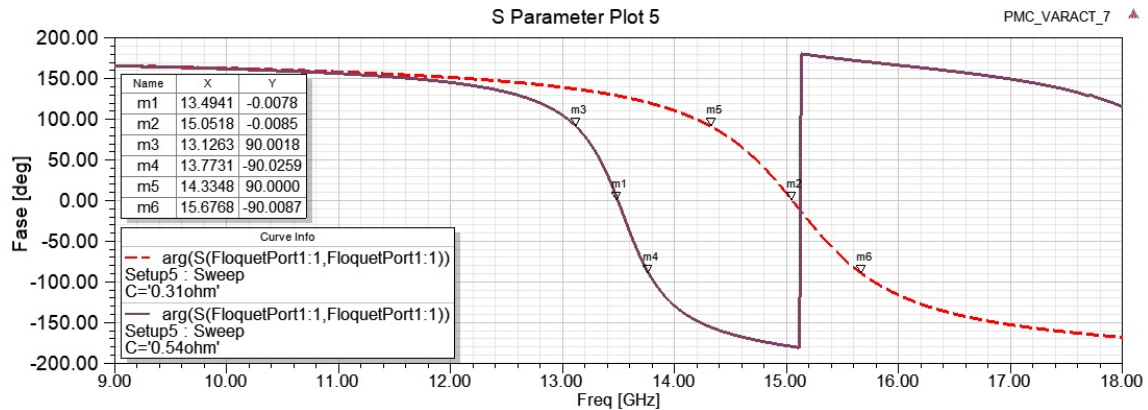


Figura 4.2: Respuesta en frecuencia de la fase del coeficiente de reflexión de la celda unidad, para $C = 0.31$ pF y $C = 0.54$ pF.

Los resultados de la figura anterior, podemos destacar, por un lado, el margen de frecuencias donde se da el comportamiento PMC (BW_{PMC}), para ambas configuraciones de la capacidad del diodo varactor ($C = 0.31$ pF y $C = 0.54$ pF). En la Tabla 4.3, se puede ver que este rango se corresponde desde f_{+90° hasta f_{-90° . Además se observa que, para 0.31 pF proporciona un BW_{PMC} de aproximadamente 1.34 GHz, a diferencia de los 0.65 GHz de BW_{PMC} para 0.54 pF. Por otro lado, también podemos ver las respectivas frecuencias donde la fase del coeficiente de reflexión es nula (cero grados), $f_{0_{PMC}}$.

C (pF)	$f_{0_{PMC}}$ (GHz)	f_{+90° (GHz)	f_{-90° (GHz)	BW_{PMC} (GHz)
0.31	15.05	14.33	15.67	1.34
0.54	13.49	13.12	13.77	0.65

Tabla 4.3: Frecuencia de resonancia, $f_{0_{PMC}}$. Margen de frecuencias PMC (BW_{PMC}), comprendido desde f_{+90° hasta f_{-90° . Para $C = 0.31$ pF y $C = 0.54$ pF.

4.2. Sección de Guía Evanescente y Condiciones de Contorno PMC

El objetivo en esta sección es mostrar la respuesta en frecuencia de la sección de guía evanescente sin introducir la superficie PMC, en una de sus paredes laterales. En su lugar, vamos a utilizar las condiciones de contorno de HFSS para modelar a un conductor magnético perfecto (*Perfect H*) y a un conductor eléctrico perfecto (*Perfect E*).

Por lo tanto, empezamos definiendo los principales parámetros geométricos para modelar la sección de guía evanescente, longitud $L_{eva} = 44$ mm, anchura $a_{eva} = 7.5$ mm y altura $b = 7.889$ mm. En cuanto a los puertos de entrada y salida, se ha utilizado puertos de acceso estándar de longitud $L_{in} = 8$ mm, anchura $a = 15.799$ mm y de altura el mismo que en b . En la Tabla 4.4, se resumen estas especificaciones.

Parámetros	Magnitud
Longitud del tramo de guía al corte, L_{eva} (mm)	44
Anchura del tramo de guía al corte, a_{eva} (mm)	7.5
Altura del tramo de guía al corte, b (mm)	7.889
Anchura del puerto de acceso, a (mm)	15.799
Longitud del puerto de acceso, L_{in} (mm)	8

Tabla 4.4: Especificaciones geométricas de la sección de guía evanescente y de los puertos de acceso.

Asimismo, a partir de las especificaciones de la tabla anterior modelamos en HFSS la sección de guía evanescente con sus respectivos puertos de acceso, como se puede ver en la Figura 4.3.

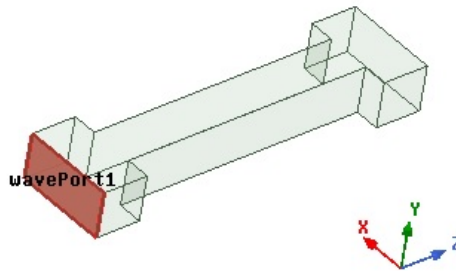


Figura 4.3: Sección de guía evanescente y puertos de entrada y salida estándar, modelado en HFSS.

Por otra parte, en la Ecuación 4.1, se define la frecuencia de corte de los modos transversales eléctricos (TE_{mn}) que se propagan por una guía de onda rectangular. En la ecuación, a es la anchura y b es la altura de la guía rectangular. La permitividad (ϵ) y la permeabilidad (μ) eléctricas se corresponden con las del vacío. $m = 0,1,2,\dots$ y $n = 0,1,2,\dots$, indican el modo transversal eléctrico que está propagándose por la guía (m y n no pueden valer cero, simultáneamente).

$$f_{c_{mn}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (4.1)$$

Por lo tanto, tomando los valores correspondientes a los puertos de acceso, que se muestran en la Tabla 4.4, calculamos la frecuencia de corte ($f_{c_{10}}$) para el modo fundamental, el TE_{10} . De esta manera, con la ecuación anterior (ver la Ecuación 4.1) obtenemos un valor de $f_{c_{10}}$ igual a 9.49 GHz. Se trata de un valor importante de referencia, ya que permite tomar una frecuencia de trabajo, por ejemplo 15 GHz, la cual está por encima del valor de corte de $f_{c_{10}}$. Permitiendo que el modo TE_{10} se propague por el puerto de acceso.

En la Figura 4.4, vemos que por el puerto de acceso aparece el modo fundamental, el cual no se propaga a través de la sección de guía evanescente. Esto se debe a la anchura (a_{eva}) de este tramo de guía, que impide que el modo TE_{10} se propague. Pero, considerando condiciones de contorno PEC en toda la sección de la guía evanescente, se puede calcular la frecuencia de corte para este tramo de guía. Por lo tanto, a partir de la Ecuación 4.1, tenemos un valor de $f_{c_{10}}$ igual 20 GHz.

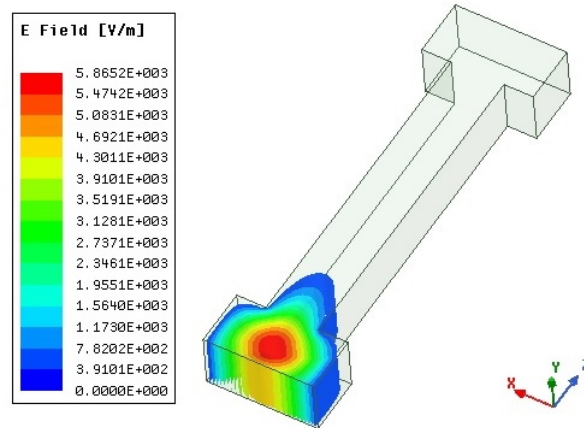


Figura 4.4: Representación de la magnitud del campo eléctrico, considerando que toda la sección de guía evanescente está bajo las condiciones de contorno PEC

Por otro lado, como se comentó al inicio de esta sección, vamos a cambiar en una de las paredes laterales de la sección de guía evanescente la condición de contorno *Perfect E* por *Perfect H*. La condición de contorno *Perfect H*, como ya se mencionó, modela a un conductor magnético perfecto en HFSS.

En la Figura 4.5, puede apreciarse la respuesta del módulo del campo eléctrico, donde el máximo de la magnitud del campo eléctrico se encuentra sobre la pared *Perfect H*. Analizando este resultado desde un punto de vista circuital equivalente, se

puede decir que, sobre esta pared lateral existe un comportamiento de circuito abierto, dando lugar a que virtualmente en la sección de guía evanescente presente una anchura mayor ($2 \cdot a_{eva}$), permitiendo de esta manera al campo electromagnético propagarse.

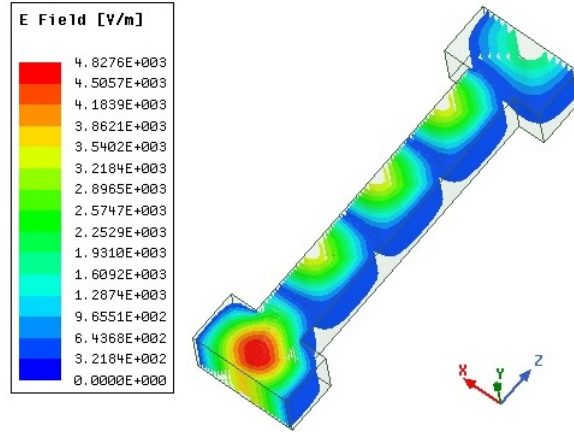


Figura 4.5: Representación de la magnitud del campo eléctrico, cuando una de las paredes laterales de la sección de la guía evanescente tiene la condición de contorno *Perfect H* de HFSS.

Además, se puede demostrar teóricamente que el modo de frecuencia de corte más baja en propagarse es el TE_{00} . En la Ecuación 4.2, muestra la frecuencia de corte para los modos transversales eléctricos (TE_{mn} , $m = 0, 1, 2, \dots$, $n = 0, 1, 2, \dots$), cuando una de las paredes laterales del tramo de guía evanescente tiene la condición de contorno PMC.

$$f_{c_{mn}}^{TE} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{(m + \frac{1}{2})\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (4.2)$$

Antes de continuar con el siguiente apartado, comparamos la respuesta del parámetro de transmisión (S_{21}) cuando tenemos pared eléctrica (PEC o *Perfect E*) y pared magnética (PMC o *Perfect H*) (ver la Figura 4.6).

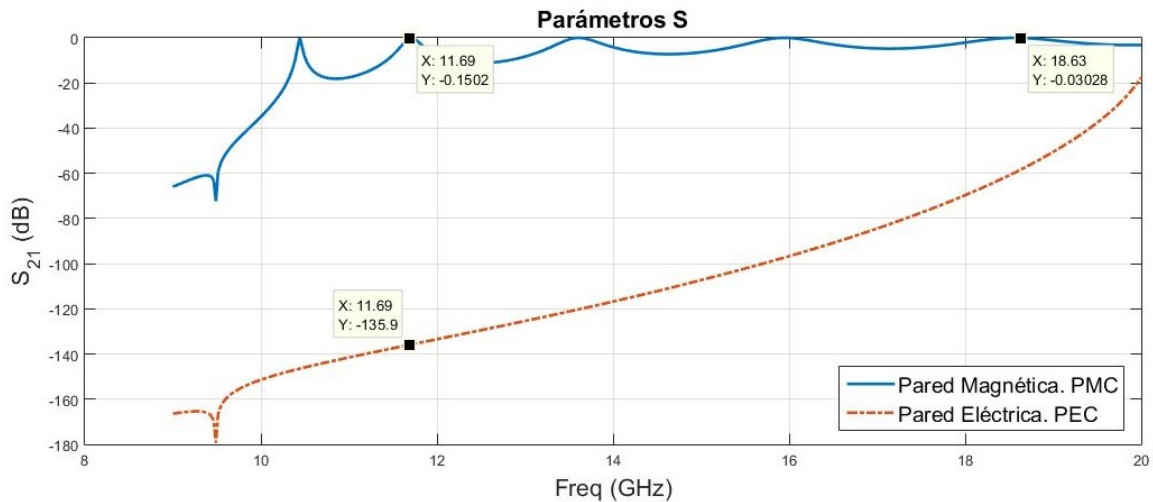


Figura 4.6: Parámetro transmisión S_{21} (dB) de la sección de guía evanescente. Condiciones de contorno PEC y PMC de HFSS.

En la Figura 4.6, se puede ver la respuesta en frecuencia del parámetro S_{21} , al cambiar la condición de contorno en una de las paredes laterales de la sección de guía evanescente. Puede observarse, que la condición de contorno PMC permite transmitir a frecuencias donde antes no se podía. Por ejemplo, a 11.69 GHz donde el parámetro S_{21} tiene un valor cercano a los -0.15 dB. Además, al aumentar la frecuencia, este valor empieza a estar muy próximo a 0 dB.

En este sentido, se puede plantear la utilidad de una superficie PMC, para que se comporte como un conductor magnético perfecto. Además, los resultados de la Figura 4.6, son ideales. En el siguiente apartado, veremos que estos resultados van a ser diferentes, cuando utilicemos la superficie PMC para sustituir a una de las paredes laterales de la sección de guía evanescente.

4.2.1. Sección de Guía Evanescente y Superficie PMC

En este nuevo apartado, sustituimos una de las paredes laterales de la sección de guía evanescente por la superficie PMC. Como se ha mencionado anteriormente, esta superficie está formada por celdas unidad PMC-Reconfigurables (ver la pared lateral de la Figura 4.7), distribuidas uniformemente a lo largo de la pared. En la Figura 4.7, se puede ver al conjunto Guía evanescente y Superficie PMC, modelado a través de HFSS, a partir de las especificaciones que se muestran en las Tablas 4.2 y 4.4.

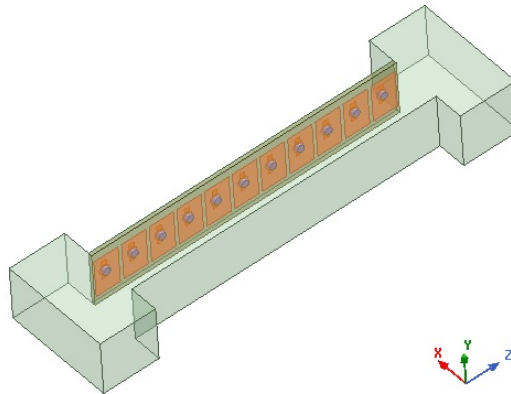


Figura 4.7: Sección de guía evanescente que integra una superficie PMC formada por un número finito de celdas unidad, en HFSS.

Hay que resaltar que la superficie PMC está formada por un número finito de celdas unidad. Esto implica que la longitud de la sección evanescente va a cambiar, de acuerdo al número de celdas unidad que implemente la superficie PMC.

Por otro lado, empezamos analizando la respuesta de la estructura de la Figura 4.7, cuando variamos el número de celdas unidad (N).

De esta manera, simulamos la estructura para $N = 4$, 11, y 22 celdas unidad. En la Figura 4.8, representamos la respuesta en frecuencia del parámetro S_{11} . Como se puede observar, partiendo de $N = 4$, el número de polos aumenta al añadir más celdas unidad a la superficie PMC. Asimismo, el número de polos sigue una tendencia proporcional

al número de celdas unidad. Por ejemplo, con $N = 6$ celdas unidad tenemos 6 polos en la respuesta del parámetro S_{11} (ver la Figura 4.9).

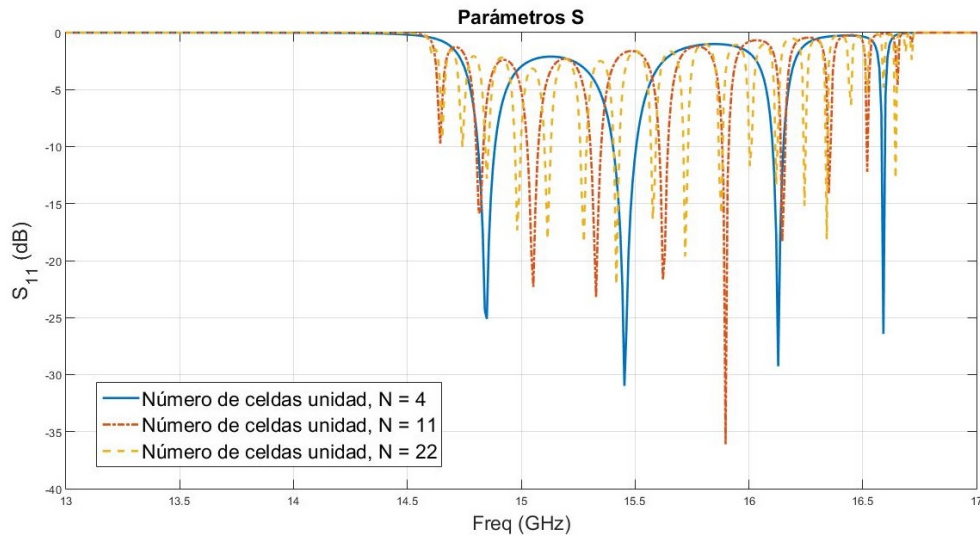


Figura 4.8: Respuesta en frecuencia del parámetro S_{11} (dB) para el conjunto Guía evanescente y Superficie PMC, al variar el número de celdas unidad (N).

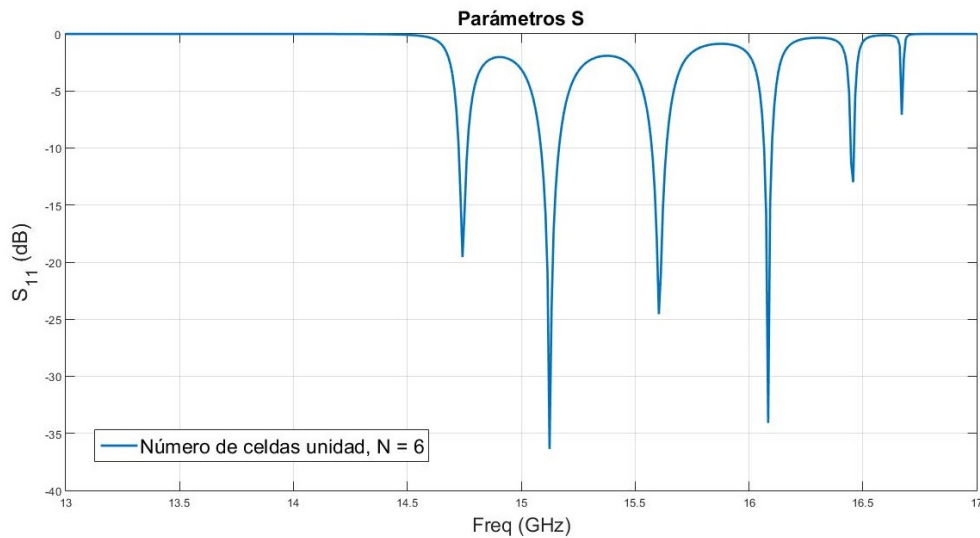


Figura 4.9: Respuesta en frecuencia del parámetro S_{11} (dB), para el conjunto Guía evanescente y Superficie PMC de $N = 6$ celdas unidad.

Asimismo, representamos la respuesta en frecuencia del parámetro S_{21} . En la Figura 4.10, se puede observar la influencia del número de celdas unidad, principalmente, sobre la selectividad de la banda de paso. Por ejemplo, para $N = 22$ celdas unidad la selectividad de la banda de paso mejora considerablemente.

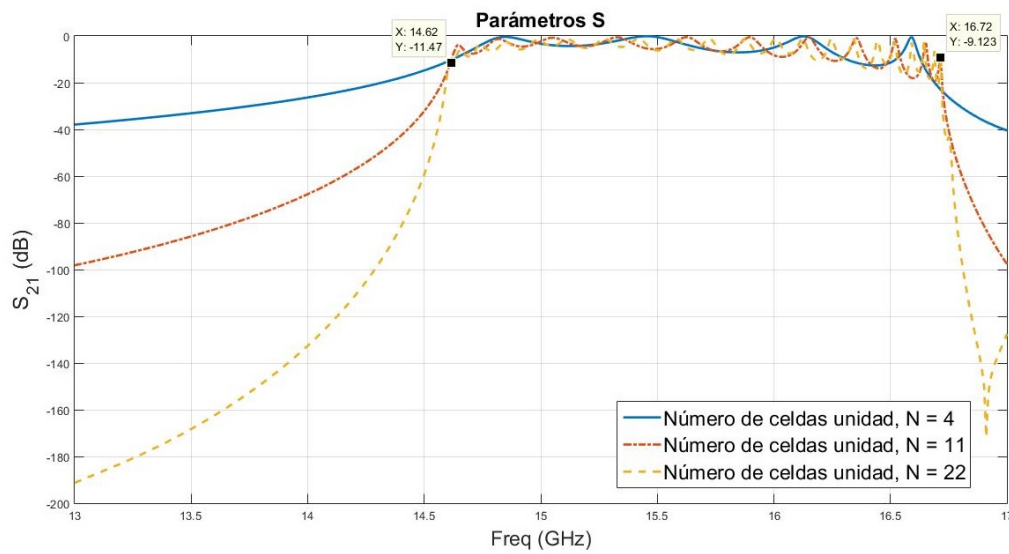


Figura 4.10: Respuesta en frecuencia del parámetro $S_{21}(dB)$ para el conjunto Guía evanescente y Superficie PMC, al variar el número de celdas unidad (N).

A la vista de los resultados de las figuras anteriores, aumentar el número de celdas unidad en la superficie PMC, la respuesta de la estructura formada por la sección de guía evanescente y superficie PMC (ver la Figura 4.7) no contribuye a mejorar los resultados.

Por otro lado, el comportamiento pretendido (conductor magnético artificial) a través de la superficie PMC solo sería posible dentro de un rango de frecuencias concreto (ver la Figura 4.2). Así por ejemplo, con 0.31 pF de la capacidad del diodo Varactor, conseguimos tener un mayor rango de frecuencias para que la superficie PMC presente el comportamiento de conductor magnético. Mientras que con 0.54 pF, se reduce el rango de frecuencias (ver la Tabla 4.3) para tener comportamiento PMC.

En la Figura 4.11, se puede ver la respuesta en frecuencia del parámetro S_{21} , al variar la capacidad del Varactor. Podemos ver, a pesar de que la respuesta del parámetro S_{21} presenta un rizado considerable en la banda de paso, vemos que hay un desplazamiento de la banda de paso al variar la capacidad del Varactor. El objetivo de mostrar estos resultados es ver el efecto desplazamiento en frecuencia que presentaría una superficie PMC con elementos de sintonía como los diodos Varactores.

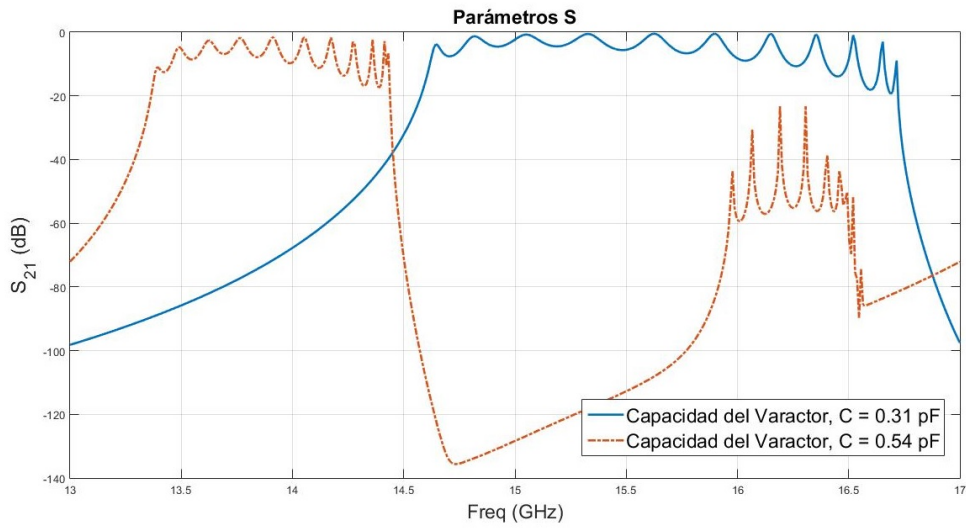


Figura 4.11: Parámetro de transmisión S_{21} (dB) para el conjunto Guía evanescente y Superficie PMC. Cuando $C = 0.31$ pF y $C = 0.54$ pF.

Por último, en la Figura 4.12, comparamos la condición de contorno *Perfect H* (PMC) que proporciona el simulador HFSS con el comportamiento de la superficie como PMC artificial.

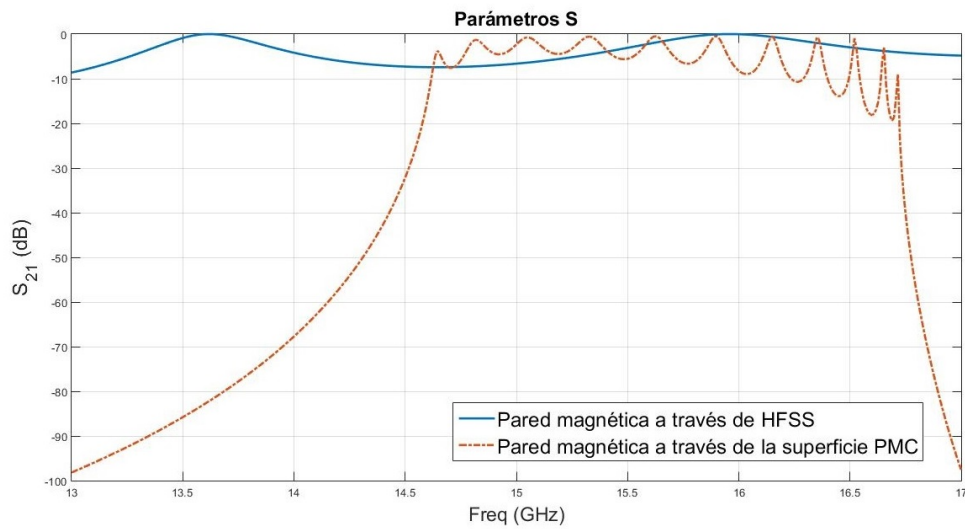


Figura 4.12: Parámetro de transmisión S_{21} (dB). Pared magnética a través de HFSS comparado con el comportamiento de pared magnética de la superficie PMC.

4.3. Filtro de Microondas Guiado y Superficie PMC

En la actualidad, hay una gran variedad de procedimientos para la síntesis y el diseño de filtros de microondas en tecnología de guía de onda. En nuestro caso, el diseño del filtro, va a consistir en un filtro inductivo de segundo orden con postes elípticos metálicos. Este tipo de filtros cuenta con una banda libre de espurios bastante buena. Debido a que, los postes metálicos actúan como ventanas inductivas, las cuales, en este caso, permiten un mayor acoplamiento de los campos en las cavidades resonantes. Asimismo, se trata de una topología sencilla y uniforme a lo largo del eje de propagación, permitiendo así integrar la superficie PMC sobre las paredes laterales del filtro.

Por otro lado, primeramente presentamos el filtro de segundo orden sin superficies PMC sobre la paredes laterales. Veremos cómo es la respuesta en frecuencia a través de los parámetros S_{21} y S_{11} . Seguidamente, reemplazamos ambas paredes laterales del filtro por la superficie PMC. De tal manera que, el nuevo diseño del filtro de microondas será el conjunto formado por el filtro inductivo de segundo orden y la superficie PMC.

En la Figura 4.13, se puede ver el diseño del filtro inductivo de segundo orden bajo estudio, a este tipo de topología también se la conoce como filtro *in-line*.

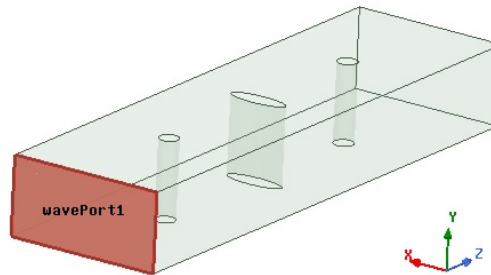


Figura 4.13: Filtro inductivo de segundo orden con postes elípticos metálicos, modelado a través de HFSS.

En la Tabla 4.5, se muestra las especificaciones geométricas utilizadas para modelar al filtro en HFSS, tras haber ajustado algunos parámetros para sintonizar la frecuencia de resonancia. Tales como, la relación axial de los postes elípticos, la longitud de la cavidad resonante (L_1 (mm)), la cual es igual para ambas cavidades resonantes, y además está definidas por la separación que hay entre el poste elíptico central respecto a los postes elípticos exteriores.

Parámetros	Magnitud
Longitud en ambas cavidades resonantes, L_1 (mm)	14.5
Dimensiones de la guía, a (mm) \times b (mm)	15.799×7.899
Longitud de los puerto de acceso, L_{in} (mm)	13.5
Eje x, r_{x1} (mm)	1
Eje x, r_{x2} (mm)	3
Eje z, r_z (mm)	1

Tabla 4.5: Especificaciones del filtro inductivo de segundo orden con postes elípticos.

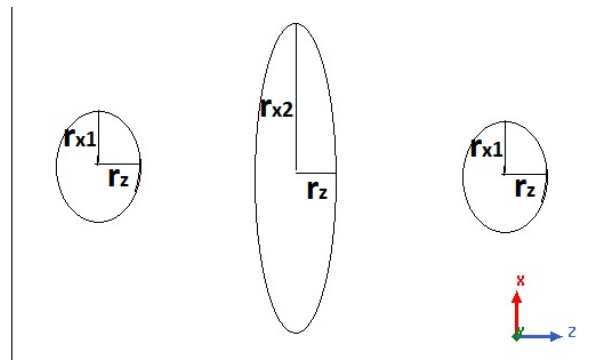


Figura 4.14: Vista superior de filtro inductivo de segundo orden con postes elípticos metálicos.

De esta manera, a partir de las especificaciones de la tabla anterior, obtenemos la respuesta en frecuencia del filtro sin superficies PMC sobre las paredes laterales. En la Figura 4.15, podemos ver que la frecuencia central (de resonancia) en la banda de paso se encuentra en torno a 14 GHz, y con un nivel de pérdidas del parámetro S_{11} por encima de -10 dB.

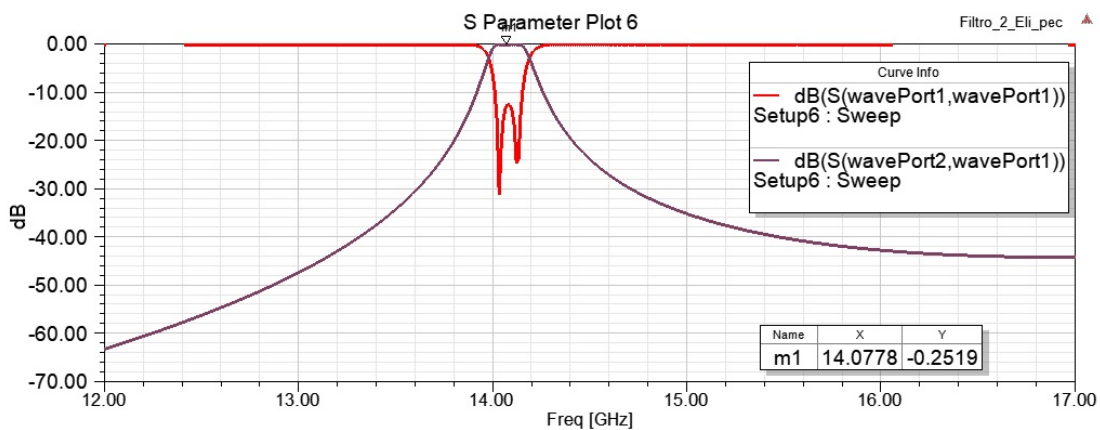


Figura 4.15: Respuesta en frecuencia del filtro inductivo de segundo orden sin superficies PMC.

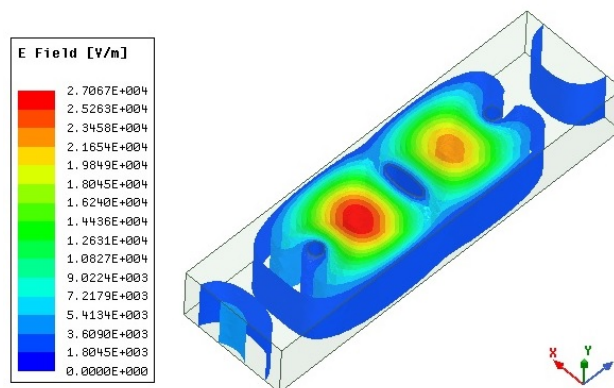


Figura 4.16: Representación de la magnitud del campo eléctrico del filtro inductivo de segundo orden sin superficies PMC.

4.3.1. Aplicación de la Superficie PMC al Diseño del Filtro de Microondas Guiado

En este apartado vamos a sustituir las paredes laterales del filtro inductivo de segundo orden por la superficie PMC, como se puede ver en la Figura 4.17. Asimismo, las especificaciones de la celda unidad que definen a la superficie PMC son las que se muestran en la Tabla 4.2.

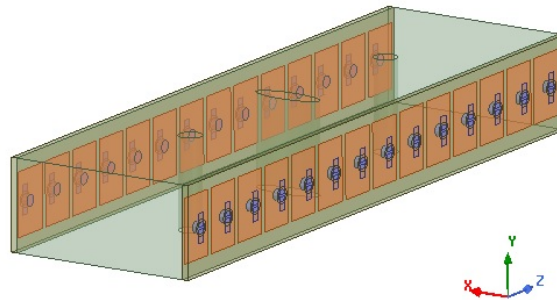


Figura 4.17: Diseño del filtro inductivo de segundo orden con superficies PMC.

En la Figura 4.18, podemos observar la respuesta en frecuencia del parámetro S_{21} para este nuevo diseño de filtro, en el rango de frecuencias comprendido desde los 11.5 GHz a 17 GHz. Como era de esperar, la respuesta en frecuencia del filtro con superficies PMC difiere en comparación con la respuesta sin superficies PMC (ver la Figura 4.15). Además, hay que destacar la presencia de una segunda banda de paso espuria junto a un *band gap* en el rango comprendido desde 15.2 GHz a 17 GHz, aproximadamente (ver la Figura 4.18). Recordando la tabla 4.3 y la Figura 4.2 para el valor de $C = 0.31$ pF en la celda unidad (ver el apartado 4.1), observábamos que el comportamiento PMC se encuentra entre $f_{+90^\circ} = 14.33$ GHz a $f_{-90^\circ} = 15.67$ GHz. Por lo tanto, podemos relacionar la presencia de la segunda banda de paso espuria junto al *band gap*, con el comportamiento PMC que presenta la superficie PMC (diseñada a partir de las celdas unidad PMC-Reconfigurables).

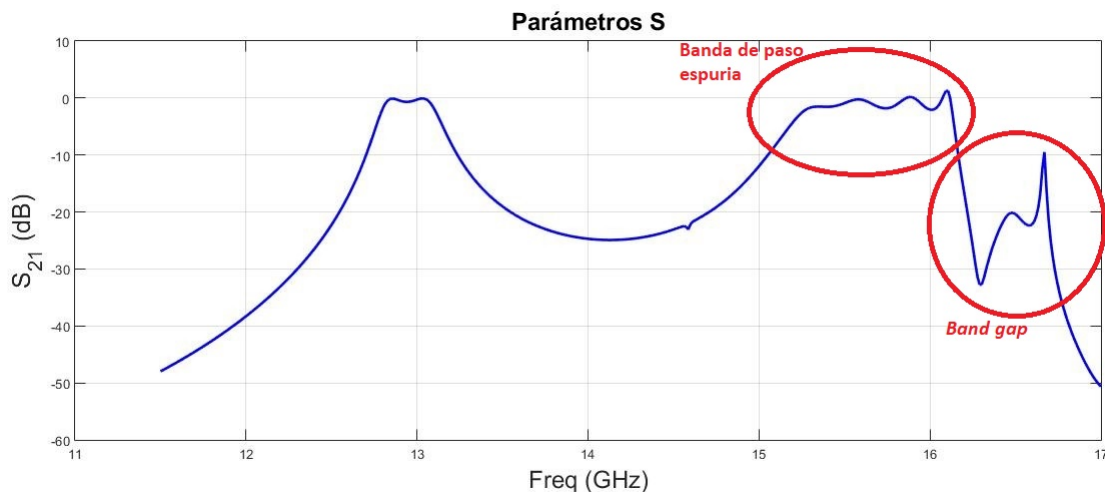


Figura 4.18: Parámetro de transmisión S_{21} (dB).

Además, el comportamiento PMC que se produce sobre esas frecuencias (en torno a 15.2 GHz a 17 GHz) ha provocado que se desplace la frecuencia central del filtro hasta los 12.94 GHz (ver la Figura 4.19) la cual se encontraba en torno a los 14 GHz (ver la Figura 4.15).

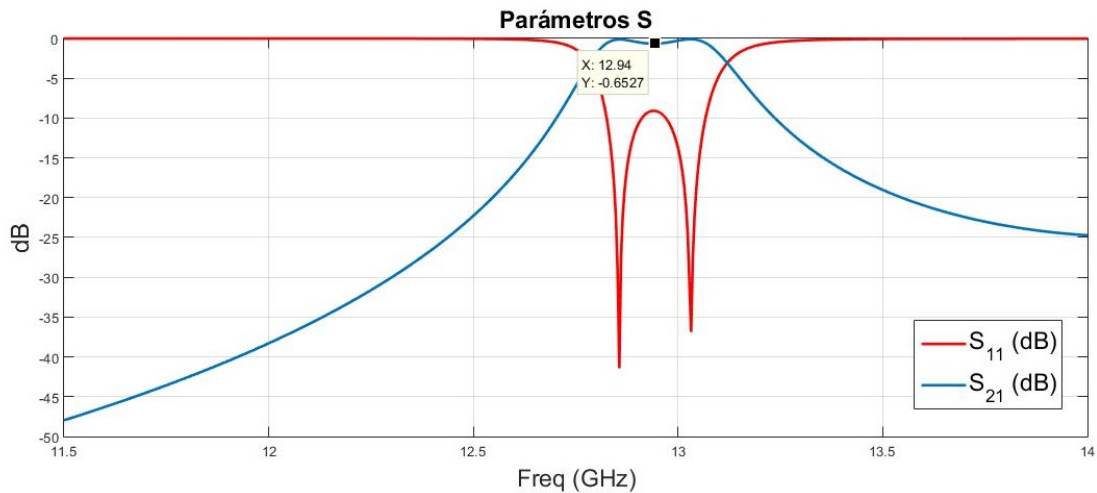


Figura 4.19: Respuesta en frecuencia del filtro inductivo de segundo orden con superficies PMC.

Por otro lado, tomando como referencia los resultados de la figura anterior, vamos a ver cómo se comporta el filtro al variar la capacidad del diodo Varactor. Por lo tanto, primeramente vamos a representar la fase del coeficiente de reflexión para distintos valores de la capacidad del Varactor, desde 0.31 pF hasta 1.24 pF en la celda unidad.

En la Figura 4.20, se puede ver que al aumentar el valor de C (pF) la presencia del segundo ciclo de la fase del coeficiente de reflexión va ocupando gran parte del rango de frecuencias de trabajo. Se podría pensar que esta repuesta de la fase del coeficiente de reflexión no es la idónea con lo visto hasta ahora. Sin embargo, veremos que estos segundos ciclos van a definir el rango de frecuencias de trabajo, dentro del cual estableceremos la sintonización del filtro.

Por lo tanto, con los resultados de la Figura 4.20, tomaremos como valor de referencia $C = 0.31$ pF, con este valor tenemos una frecuencia de resonancia fundamental $f_0 = 15.04$ GHz (frecuencia de referencia). De esta manera, se podrá seleccionar valores C' (pF) diferentes a 0.31 pF, cuya frecuencia de resonancia en el segundo ciclo de fase del coeficiente de reflexión, se mantenga por encima del valor de f_0 tomado como referencia. Por ejemplo, si tomamos $C' = 1.24$ pF, en este caso, la frecuencia de resonancia en el segundo ciclo de la fase del coeficiente de reflexión f'_0 es igual a 17.58 GHz, que como se puede ver se mantiene por encima del valor de referencia f_0 .

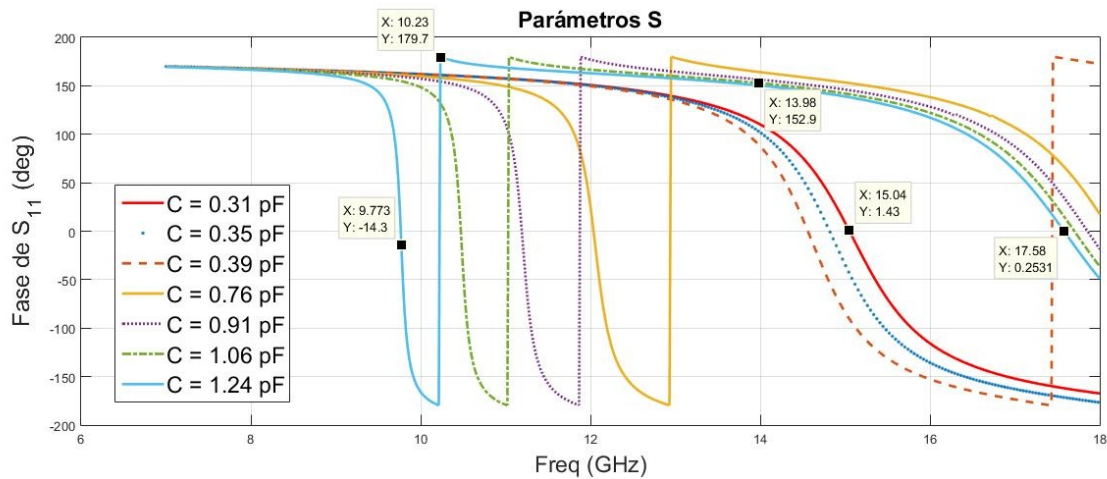


Figura 4.20: Fase del coeficiente de reflexión para distintas capacidades del diodo Varactor.

Por lo tanto, podemos considerar para el diseño del filtro reconfigurable el rango de frecuencias comprendido desde 10.3 GHz hasta los 14 GHz (ver la Figura 4.21).

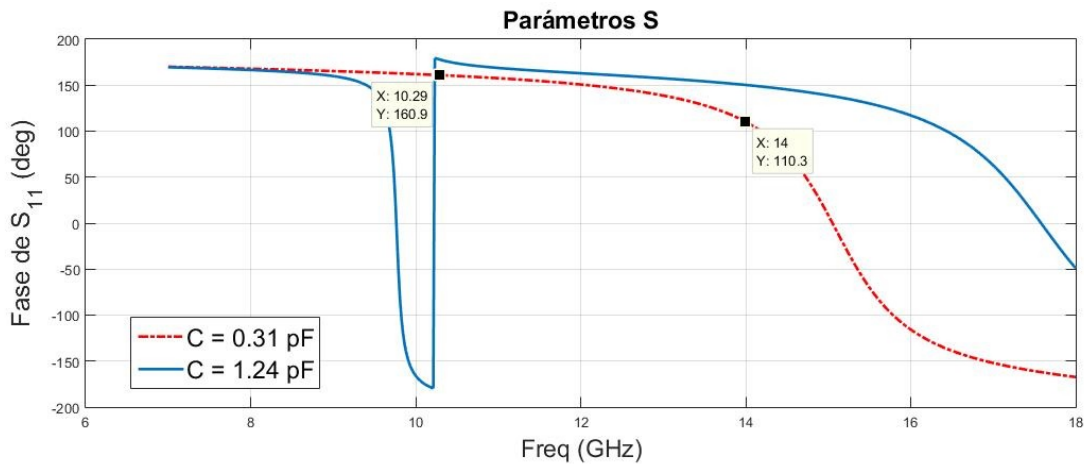


Figura 4.21: Fase del coeficiente de reflexión de la celda unidad PMC- Reconfigurable, cuando $C = 1.24$ pF y $C = 0.31$ pF.

A continuación, representamos la respuesta en frecuencia del parámetro S_{21} (dB) del filtro, para distintos valores de la capacidad del Varactor (ver la Figura 4.22).

En los resultados de la Figura 4.22, para los valores de la capacidad del Varactor (C (pF)) desde 0.31 pF hasta 0.39 pF, se puede ver en torno a 12.93 GHz que la respuesta en frecuencia del parámetro S_{21} (dB) del filtro apenas varía. Pero se observa que, para un valor de 0.39 pF la respuesta en frecuencia de S_{21} empieza a deteriorarse. Debido a la presencia de la segunda banda de paso espuria junto a una *band gap*, la cual se aproxima a la banda de paso del filtro (alrededor de los 12.93 GHz). Hay que resaltar que en este rango de valores de C (pF) aún no se ha producido el segundo ciclo de la fase del coeficiente de reflexión de la celda unidad (ver la Figura 4.20).

Por otro lado, al ir aumentando el valor de C (pF), vemos que la segunda banda de paso espuria junto a su *band gap* termina por anular la banda de paso de referencia del

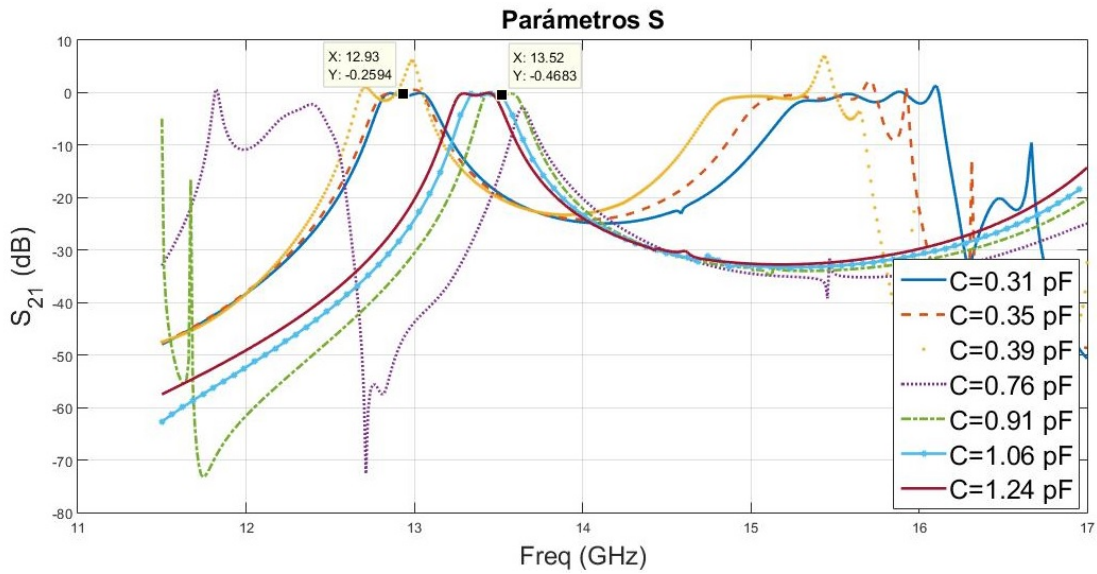


Figura 4.22: Respuesta en frecuencia del parámetro S_{21} (dB) del filtro inductivo de segundo orden con superficies PMC, al variar el valor de la capacidad del Varactor en el intervalo $0.31 \text{ pF} \leq C \text{ (pF)} \leq 1.24 \text{ pF}$.

filtro a los 12.93 GHz. Como se puede observar en la Figura 4.22, para el caso de $C = 0.76 \text{ pF}$.

Es decir, para valores de C (pF) desde 0.76 pF hasta 1.24 pF (ver la Figura 4.20) se origina una banda de paso que se sitúa en torno a los 13.5 GHz. Al contrario del caso anterior, con estos valores de C (pF) la presencia del segundo ciclo de la fase del coeficiente de reflexión de la celda unidad, hace que la segunda banda de paso espuria junto a su *band gap* se desplace hasta alcanzar la banda de paso de referencia del filtro (alrededor de los 12.93 GHz). Por ejemplo, si nos fijamos en la respuesta en frecuencia de S_{21} del filtro para $C = 0.76 \text{ pF}$, vemos que la banda de paso de referencia del filtro situada alrededor de los 12.93 GHz, ahora se ve interrumpida por el *band gap* existente en esa zona. Sin embargo, al ir aumentando la capacidad del Varactor, se origina el desplazamiento del *band gap* a frecuencias inferiores. Permitiendo así, que la respuesta en frecuencia de S_{21} del filtro presente una banda de paso situada en torno a los 13.5 GHz. Como veremos más adelante, nos va permitir tener la resintonización en frecuencia del filtro a través de los Varactores.

Continuando con el diseño del filtro, en el capítulo anterior se mencionó que, la variable más influyente en la respuesta de la fase del coeficiente de reflexión de la celda unidad PMC-Reconfigurable, es la longitud del parche (L (mm)) metálico rectangular. Por lo que, vamos a variar este parámetro para conseguir alejar la segunda banda de paso espuria junto a su *band gap*. Por lo tanto, en las figuras siguientes obtenemos la respuesta en frecuencia del parámetro S_{21} en el filtro, al variar L (mm) en los elementos (parches rectangulares) de la superficie PMC (que recordando la superficie PMC está definida por la agrupación de celdas unidad). De esta manera, en la Figura 4.23 po-

demostramos la respuesta en frecuencia del parámetro S_{21} (dB) para $C = 0.31$ pF cuando L (mm) vale: 4.65 mm, 5 mm y 5.5 mm.

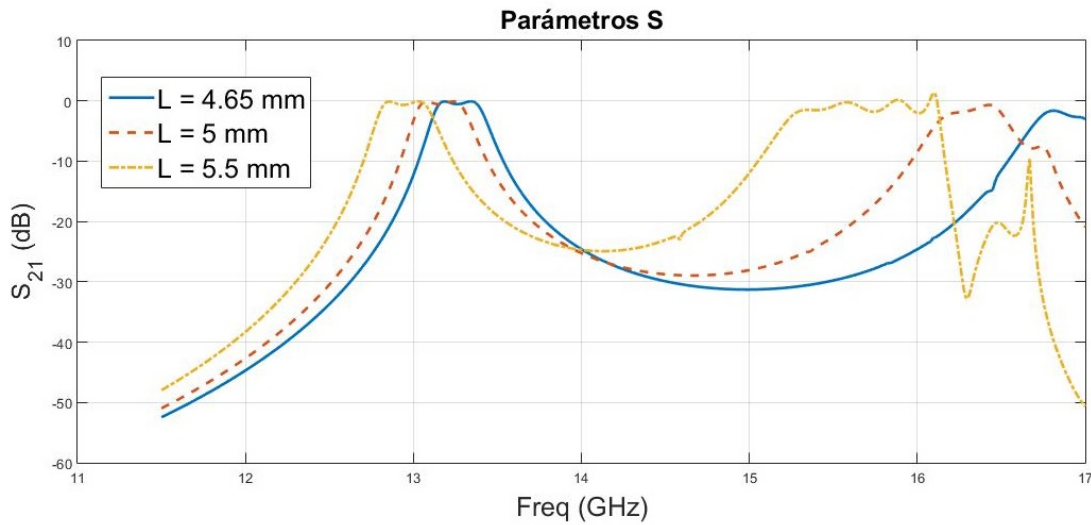


Figura 4.23: Respuesta del parámetro S_{21} (dB) para tres valores diferentes de la longitud (L) del parche de la celda unidad que define a la superficie PMC, cuando $C = 0.31$ pF.

Asimismo, en la Figura 4.24 mostramos la misma variación de L pero para $C = 0.47$ pF (valor crítico de C (pF) cuando $L = 5.5$ mm).

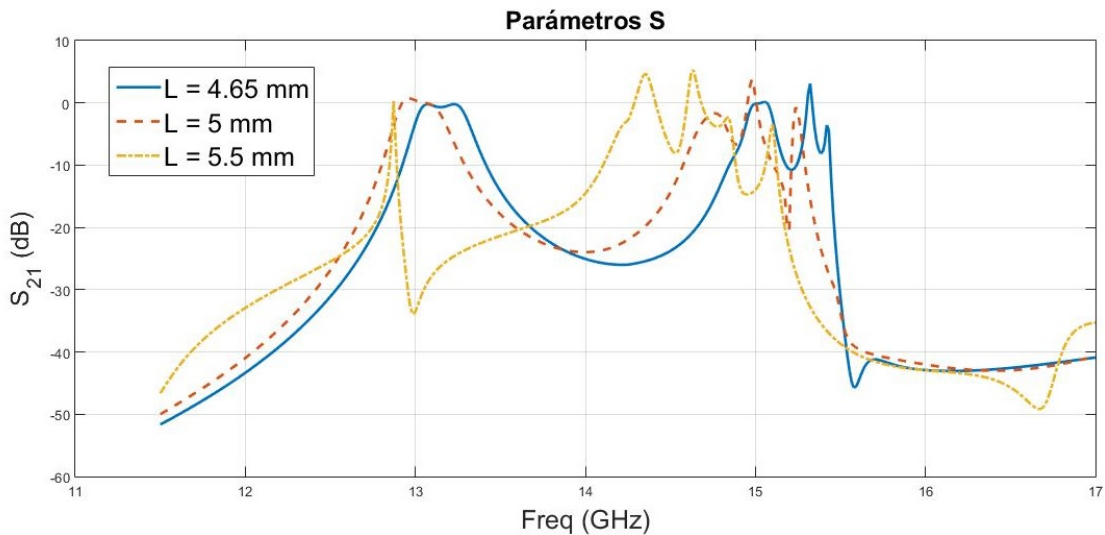


Figura 4.24: Respuesta del parámetro S_{21} (dB) para tres valores diferentes de la longitud (L) del parche de la celda unidad que define a la superficie PMC, cuando $C = 0.47$ pF.

Observando los resultados de las figuras anteriores, vemos que al disminuir el valor de L (hasta los 4.65 mm) la respuesta del parámetro S_{21} (dB) es bastante buena, por un lado alejando la segunda banda de paso espuria junto a su *band gap* cuando $C = 0.31$ pF, y por otro lado, cuando $C = 0.47$ pF mejorando la banda de paso.

Por lo tanto podemos cambiar el valor de L a un nuevo valor 4.65 mm, permitiéndonos de alguna manera tener un mayor margen de valores de C (pF) donde elegir, y que la segunda banda de paso espuria junto a su *band gap* se mantenga lo más alejada

posible. Por lo tanto, en la figura siguiente mostramos la respuesta en frecuencia del filtro de segundo orden con postes inductivos, teniendo en cuenta que el nuevo valor de L es 4.65 mm (ver la Figura 4.25).

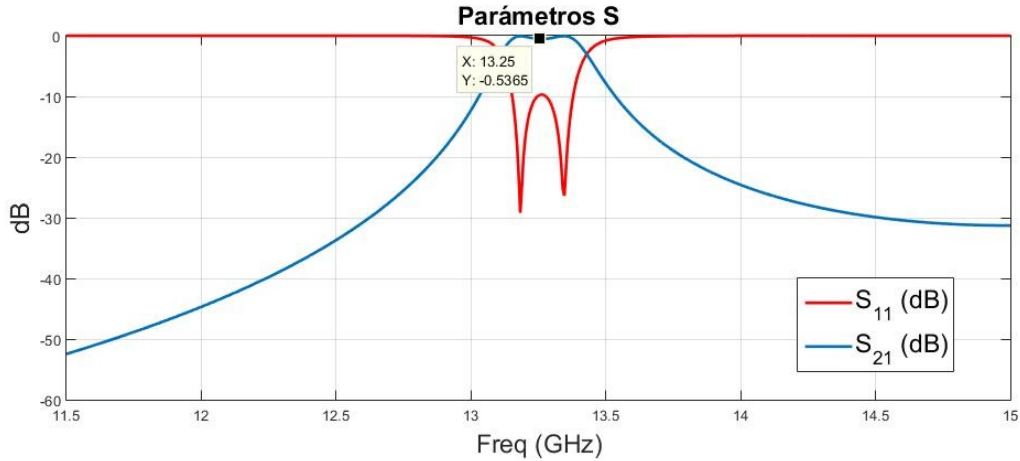


Figura 4.25: Respuesta en frecuencia del filtro inductivo de segundo orden con superficies PMC, cuando $C = 0.31$ pF.

A continuación, vamos a mostrar lo que puede considerarse como la reconfiguración del filtro a través de cambiar el valor de la capacidad del diodo Varactor a 1.06 pF.

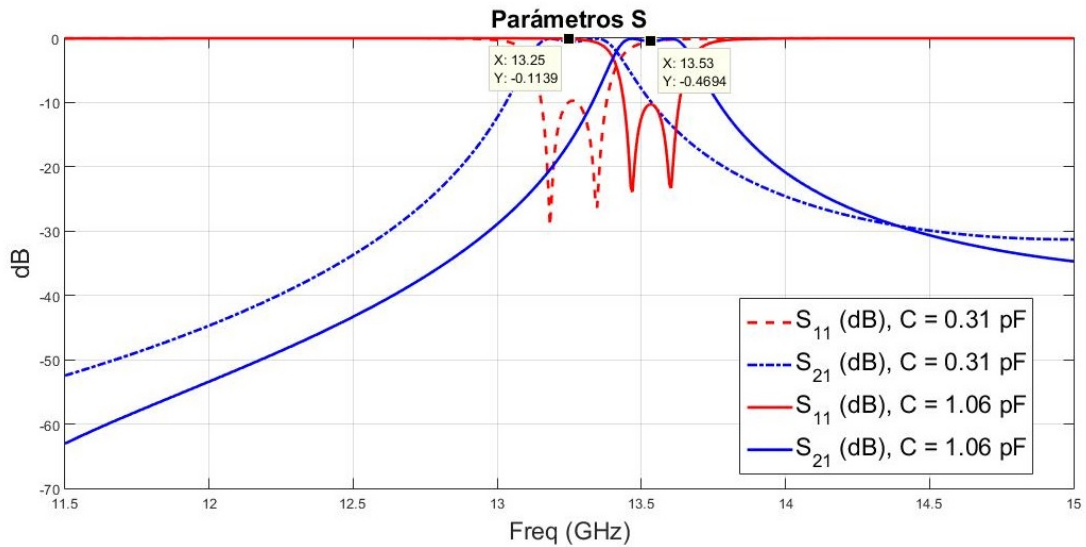


Figura 4.26: Respuesta en frecuencia del filtro inductivo de segundo orden con superficies PMC, cuando $C = 0.31$ pF y $C = 1.06$ pF.

Para finalizar, podemos ajustar el valor de r_z . En los estudios preliminares que se realizaron con FEST3D, se observó entre otros, que la variable r_z permitía mejorar la respuesta del filtro sin superficies PMC, como por ejemplo la respuesta del parámetro S_{11} (dB) del filtro. De esta manera, para este diseño de filtro con superficies PMC, cambiamos el valor $r_z = 1$ mm por 0.75 mm. Se podría seguir ajustando, otros parámetros, pero el objetivo aquí es trabajar con la superficie PMC.

En la Figura 4.27, podemos ver la nueva respuesta del filtro de segundo orden con postes inductivos y superficies PMC sobre sus paredes laterales.

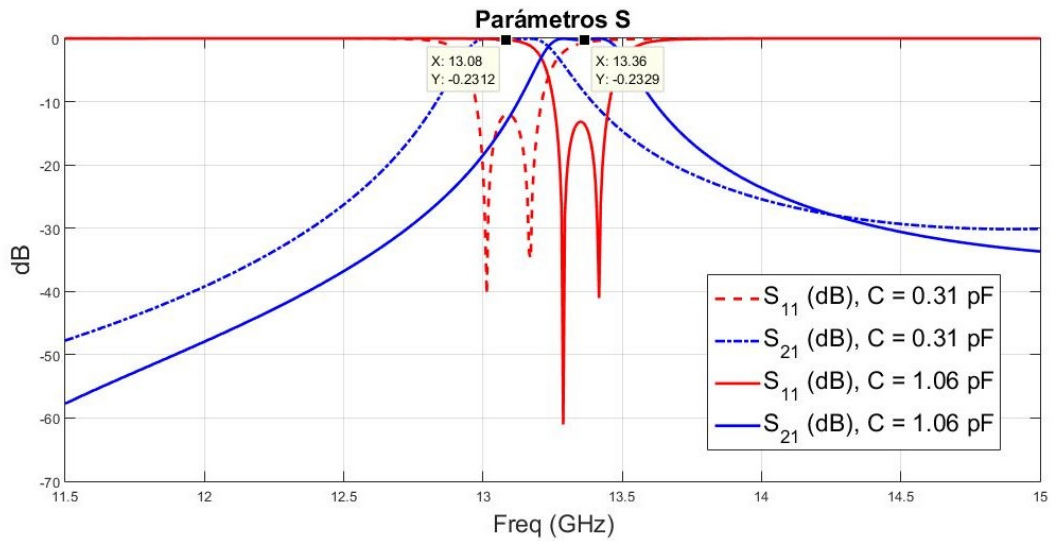


Figura 4.27: Respuesta en frecuencia del filtro inductivo de segundo orden con superficies PMC, cuando $C = 0.31$ pF y $C = 1.06$ pF.

Capítulo 5

Conclusiones y Líneas Futuras

En este Trabajo de Fin de Grado (TFG), uno de los objetivos consistió en el diseño de la celda unidad PMC (Perfect Magnetic Conductor), a partir de las superficies selectivas en frecuencia (FSS). Además, al diseño de la celda unidad se incorporó la reconfiguración electrónica, a través de los diodos varactores. De esta manera, se ha conseguido modificar la fase del coeficiente de reflexión de la celda unidad, al variar la capacidad del diodo Varactor. Asimismo, mediante la agrupación periódica de celdas unidad definimos la superficie PMC, la cual conmutará entre un comportamiento tipo PEC (Perfect Electric Conductor) a otro de tipo PMC, dentro de un rango de frecuencias específico.

Para llevar a cabo todo este proceso de diseño, se realizaron varios análisis paramétricos. De esta forma, se ha podido conocer el comportamiento de la fase del coeficiente de reflexión de la celda unidad. Para poder seleccionar o realizar los cambios en los parámetros que más se ajustasen a un diseño compacto y sencillo de la celda unidad, y por lo tanto, de la superficie PMC.

Como se ha podido ver a lo largo de este TFG, se ha supuesto propiedades de condiciones ideales para el plano de masa, el parche metálico, el sustrato dieléctrico de la celda unidad, es decir, materiales ideales. Asimismo, para el caso de los diodos varactores no se ha tenido en cuenta los efectos parásitos, los cuales pueden deteriorar la respuesta de la estructura. A pesar de haber trabajado con materiales ideales, el número de variables puede llegar a ser elevado, complicándose estudiar el efecto de cada uno de ellos en la respuesta en frecuencia de la estructura en general. Aún así, se ha tratado de diseñar una estructura (celda unidad) cuya respuesta dependa principalmente de ciertos parámetros concretos. En el caso de la celda unidad PMC-Reconfigurable, podemos decir que el valor de la longitud del parche metálico es el parámetro influyente en la respuesta de la fase del coeficiente de reflexión.

Asimismo, otro de los objetivos principales consistía en emplear la superficie PMC, para el diseño del filtro de microondas en tecnología de guía de onda. El diseño del filtro, consiste en un filtro inductivo de segundo orden, en el cual se sustituye ambas paredes laterales por la superficie PMC. Como hemos visto, la reconfigurabilidad del filtro de microondas se consigue a través de la superficie PMC, la cual introduce los

Varactores. Estos van a permitir desplazar la respuesta en frecuencia del filtro, como hemos visto en el penúltimo capítulo.

Finalmente, observando la estructura del diseño del filtro de microondas, en concreto la superficie PMC, se aprecia que, al aumentar el número de celdas unidad, también lo haría número de diodos varactores, llegando a ser considerablemente muy elevado. Debido a que la superficie PMC la empleamos en ambas paredes laterales del filtro de microondas guiado la circuitería de alimentación de los diodos varactores sería un punto para mejorar el diseño del filtro, como puede ser construir una circuitería de entrada para alimentar a todos los diodos varactores. Es decir, conectando, por un lado al plano de masa con el ánodo del diodo varactor, y por otro lado, al cátodo del diodo varactor con el parche metalico, en cada celda unidad. De esta manera, se podrá llevar a cabo, dentro de lo posible, la validación experimental.

Bibliografía

- [1] D. M. Pozar, *Microwave engineering*. Addison-Wesley, 2012.
- [2] C. A. Balanis, *Advanced engineering electromagnetics*. John Wiley and Sons, 2012.
- [3] L. Pelliccia, F. Cacciamani, P. Farinelli, and R. Sorrentino, “High q tunable waveguide filters using ohmic rf mems switches,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, pp. 3381–3390, Oct 2015.
- [4] Ansys, “<https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss>.”
- [5] Fest3D, “<http://www.fest3d.com/>.”
- [6] Matlab, “<https://es.mathworks.com/products/matlab.html>.”
- [7] J. Jin, *The finite element method in electromagnetics*. John Wiley and Sons, 2002.
- [8] *FEST3D, Reference manual, Online help*.
- [9] G. Bharti, G. Singh, K. R. Jha, and R. Jyoti, “Circular ring frequency selective surface: a novel synthesis technique,” in *2013 Sixth International Conference on Contemporary Computing (IC3)*, pp. 491–496, Aug 2013.
- [10] I. Gil, J. Bonache, J. Garcia-Garcia, and F. Martin, “Tunable metamaterial transmission lines based on varactor-loaded split-ring resonators,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, pp. 2665–2674, June 2006.
- [11] J. P. Turpin, J. A. Bossard, K. L. Morgan, D. H. Werner, and P. L. Werner, “Reconfigurable and tunable metamaterials: a review of the theory and applications,” *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2014, pp. 1–18, 05 2014.
- [12] G. Guida and A. Priou, “An introduction to photonic band gap (pbg) materials,” vol. 41, pp. 1–20, 01 2003.
- [13] A. Aminian, F. Yang, and Y. Rahmat-Samii, “In phase reflection and em wave suppression characteristics of electromagnetic band gap ground planes,” in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. Digest. Held in conjunction with: USNC/CNC/URSI North American Radio Sci. Meeting (Cat. No.03CH37450)*, vol. 4, pp. 430–433 vol.4, June 2003.
- [14] Periodic Structures, “<http://photonics.intec.ugent.be/download/ocs132.pdf>.”

-
- [15] A. Mackay, B. Sanz-Izquierdo, and E. Parker, “Evolution of frequency selective surfaces,” *Forum for electromagnetic research methods and application technologies (FERMAT)*, vol. 2, p. 008, 04 2014.
- [16] J. Perruisseau-Carrier, F. Bongard, R. Golubovic-Niciforovic, R. Torres-Sanchez, and J. R. Mosig, “Contributions to the modeling and design of reconfigurable reflecting cells embedding discrete control elements,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, pp. 1621–1628, June 2010.
- [17] Ansoft Inc, *An Introduction to HFSS. Fundamental Principles, Concepts, and Use*, 2009.
- [18] P. Callaghan, E. A. Parker, and R. J. Langley, “Influence of supporting dielectric layers on the transmission properties of frequency selective surfaces,” *IEE Proceedings H - Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 138, pp. 448–454, Oct 1991.
- [19] C. L. Holloway, E. F. Kuester, J. A. Gordon, J. O’Hara, J. Booth, and D. R. Smith, “An overview of the theory and applications of metasurfaces: the two-dimensional equivalents of metamaterials,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 54, pp. 10–35, April 2012.
- [20] B. A. Munk, *Frequency selective surfaces theory and desing*. John Wiley and Sons, 2000.
- [21] W. Te-Kao, *Frequency selective surfaces*, ch. Frequency selective surfaces, p. 6. American Cancer Society. John Wiley and Sons, 2005.
- [22] R. Mittra, C. H. Chan, and T. Cwik, “Techniques for analyzing frequency selective surfaces-a review,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 76, pp. 1593–1615, Dec 1988.
- [23] K. Sarabandi and N. Behdad, “A frequency selective surface with miniaturized elements,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, pp. 1239–1245, May 2007.
- [24] J. Huang, T.-K. Wu, and S.-W. Lee, “Tri-band frequency selective surface with circular ring elements,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 42, pp. 166–175, Feb 1994.
- [25] A. P. Raiva, F. J. Harackiewicz, and J. L. III, “Frequency selective surfaces: design of broadband elements and new frequency stabilization techniques,” p. 24, 09 2003.
- [26] M. E. de Cos, F. L. Heras, and M. Franco, “Design of planar artificial magnetic conductor ground plane using frequency selective surfaces for frequencies below 1 ghz,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, pp. 951–954, 2009.
- [27] I. Bardi, R. Remski, D. Perry, and Z. Cendes, “Plane wave scattering from frequency-selective surfaces by the finite-element method,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 38, pp. 641–644, March 2002.
- [28] F. Costa, S. Genovesi, and A. Monorchio, “On the bandwidth of high-impedance frequency selective surfaces,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, pp. 1341–1344, 2009.

- [29] A. Barakat, R. Pokharel, and H. Elsadek, “Innovative techniques for 60-ghz on-chip antennas on cmos substrate,” in *Microwave Systems and Applications* (S. K. Goudos, ed.), ch. 5, Rijeka: IntechOpen, 2017.
- [30] D. Sievenpiper, L. Zhang, R. F. J. Broas, N. G. Alexopolous, and E. Yablonovitch, “High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, pp. 2059–2074, Nov 1999.
- [31] Z. Ying, von Hagen Jürgen, and W. Werner, “Patch array as artificial magnetic conductors for antenna gain improvement,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 35, no. 3, pp. 172–175, 2002.
- [32] D. Sievenpiper and J. Schaffner, “Beam steering microwave reflector based on electrically tunable impedance surface,” *Electronics Letters*, vol. 38, pp. 1237–1238, Oct 2002.
- [33] M. Khan and B. R. Dutta, “A square loop frequency selective surface for designing secure electromagnetic buildings,” in *2016 International Conference on Micro-Electronics and Telecommunication Engineering (ICMETE)*, pp. 23–27, Sept 2016.
- [34] D. Rodrigo, L. Jofre, and J. Perruisseau-Carrier, “Unit cell for frequency-tunable beamscanning reflectarrays,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, pp. 5992–5999, Dec 2013.