

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE MADRID

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR



TRABAJO FIN DE MÁSTER

**MODELADO CIRCUITAL DE
SUPERFICIES METÁLICAS 3D
SELECTIVAS EN FRECUENCIA
PARA SU USO EN ESTRUCTURAS
RADIANTES**

Máster Universitario en Ingeniería de Telecomunicación

Autor: GONZÁLEZ RODRÍGUEZ, Andrea

Tutor: MASA CAMPOS, José Luis

RUIZ CRUZ, Jorge A.

Junio, 2021

MODELADO CIRCUITAL DE SUPERFICIES METÁLICAS 3D SELECTIVAS EN FRECUENCIA PARA SU USO EN ESTRUCTURAS RADIANTES

AUTOR: Andrea González Rodríguez
TUTOR: José Luis Masa Campos
Jorge A. Ruiz Cruz



Grupo RFCAS (RadioFrecuencia: Circuitos, Antenas y Sistemas)
Dpto. Tecnología Electrónica y de las Comunicaciones
Escuela Politécnica Superior
Universidad Autónoma de Madrid
Junio de 2021

Resumen

Los sistemas de comunicación por satélite cumplen una misión primordial: asegurar la comunicación en lugares de difícil acceso físicamente por medios terrestres. Esta tarea permite a la sociedad tener una conectividad global, no solo entre personas, sino también de acceso a la información e Internet.

Este TFM se enmarca dentro de un proyecto denominado AMFORASS (*Additive Manufacturing for Antennas based on Frequency and Polarization Selective Surfaces*) desarrollado por el grupo de investigación RFCAS de la Universidad Autónoma de Madrid (UAM) junto con TRYO Aerospace (de la empresa SENER), SENER Ingeniería y Sistemas, Aerospace & Advanced Composite (AAC) y FADA-CATEC para la Agencia Espacial Europea (ESA). El objetivo del proyecto AMFORASS es diseñar una superficie selectiva en frecuencia ó *Frequency Selective Surface* (FSS) 3D que se colocara dentro de una antena de bocina. La estructura FSS introduce una etapa de filtrado en frecuencia selectiva, dentro de la propia antena y previo al uso de filtros de canal posteriores al receptor.

El propósito de este TFM es modelar circuitalmente dicha estructura FSS 3D. Para ello, se comienza por reunir, examinar y analizar algunos estudios de estructuras FSS en el estado del arte actual. Además, se reporta y contextualiza el diseño del Proyecto AMFORASS para el posterior modelado circuital por partes de la estructura hasta llegar al modelado circuital completo de la misma. También se compararán los resultados de los parámetros S , en transmisión y recepción, de las estructuras modeladas en *CST Microwave Studio* (CST) junto con los circuitos equivalente, de dichas estructuras, en *Advanced Designed System* (ADS) para una validación del modelo circuital final.

En general, este TFM es una primera etapa de investigación obligatoria sobre un tema de estudio nuevo y con proyección de futuro.

Palabras Clave

Estructura FSS, Modos de Floquet, Parámetros S , Bobina, Condensador, Parche, CST, ADS, Matlab, Filtro paso banda, Celda unidad periódica.

Abstract

Satellite communication systems perform a primary mission: to ensure communication in places that are physically difficult to access by terrestrial means. This task allows society to have a global connectivity, not only between people, but also access for information and Internet access.

This TFM is part of a project called AMFORASS (Additive Manufacturing for Antennas based on Frequency and Polarization Selective Surfaces) developed by the RFCAS research group of the Universidad Autónoma de Madrid (UAM) in collaboration with with TRYO Aerospace (from SENER), SENER Ingeniería y Sistemas, Aerospace & Advanced Composite (AAC) and FADA-CATEC for the European Space Agency (ESA). The AMFORASS project's objective is to design a 3D Frequency Selective Surface (FSS) to be placed inside a horn antenna. The FSS structure introduces a frequency selective filtering stage inside the antenna itself prior to the use of downstream channel filters.

The purpose of this TFM is to model this 3D FSS structure. To accomplish this, it starts by collecting, examining and analyzing some studies of FSS structures in the current state of the art. In addition, the AMFORASS Project's design is reported and contextualized for the subsequent structure circuital modeling by parts until the complete structure circuital modeling is reached. The results of the S-parameters, in transmission and reception, of the structures modeled in CST Microwave Studio (CST) will also be compared with the equivalent circuits S-parameters, of these structures, in Advanced Designed System (ADS) for a validation of the final circuit model.

In general, this TFM is a mandatory first stage on a new and forward-looking research topic.

Key words

FSS Structure, Floquet Modes, S-Parameters, Inductor, Capacitor, Patch, CST, ADS, Matlab, Bandpass Filter, Periodic Unit Cell.

Agradecimientos

En primer lugar, quiero dar las gracias a mis tutores, José Luis Masa Campos y Jorge Ruiz Cruz, por haberme dado la oportunidad de poder participar en un proyecto tan interesante como este y con tanta proyección de futuro. Quería agradecerles también su confianza en mí desde el principio, así como su compañía y todo su apoyo durante el proyecto. Sin duda, han tenido la capacidad de despertar en mí la curiosidad e interés por un mundo de posibilidades nuevo dentro de nuestro ámbito profesional de las telecomunicaciones, y no podría sentirme más afortunada de terminar el presente Máster de esta manera. Gracias.

Merecen una mención especial mis compañeros y amigos del trabajo, quienes han conseguido que mi primer contacto con el mundo laboral haya sido enriquecedor, divertido y único. Me han enseñado que, a pesar de los contratiempos, siempre acaba saliendo el arcoíris.

Tampoco podría haber superado este año lleno de adversidades sin mis compañeros de universidad, gracias por acompañarme en este viaje.

Gracias a mis amigos, por el amor incondicional, la paciencia y por sacarme una sonrisa siempre. Sin vosotros mi vida estaría incompleta, como un año sin verano.

Por último, agradecer a mis padres y a mis hermanos por ser una familia excepcional, por creer siempre en mí, por su cariño y todo su apoyo.

ÍNDICE DE CONTENIDOS

1 INTRODUCCIÓN	1
1.1 MOTIVACIÓN	1
1.2 OBJETIVOS.....	2
1.3 ORGANIZACIÓN DE LA MEMORIA	3
2 ESTADO DEL ARTE.....	5
2.1 SUPERFICIES SELECTIVAS EN FRECUENCIA (FSS)	5
2.2 SUPERFICIES SELECTIVAS EN POLARIZACIÓN (PSS).....	7
2.3 TRABAJOS PREVIOS DE FSS	8
2.4 PRINCIPIOS BÁSICOS DE FILTROS	12
2.5 MODOS DE FLOQUET	14
3 DISEÑO.....	17
4 INTEGRACIÓN, PRUEBAS Y RESULTADOS.....	25
4.1 MODELADO CIRCUITAL DE LA AGRUPACIÓN DE PARCHES	26
4.2 MODELADO CIRCUITAL DE LA AGRUPACIÓN DE PARCHES AÑADIENDO ESPESOR	35
4.3 MODELADO CIRCUITAL DE LA AGRUPACIÓN DE PARCHES CON ESPESOR AÑADIENDO UNA CAPA ADICIONAL	44
4.4 MODELADO CIRCUITAL DE LA AGRUPACIÓN DE PARCHES SIN ESPESOR Y DOS CAPAS AÑADIENDO ENREJILLADO DE AUTOSOPORTE	50
4.5 MODELADO CIRCUITAL FINAL: MODELADO CIRCUITAL DE LA AGRUPACIÓN DE PARCHES CON ESPESOR, DOS CAPAS Y ENREJILLADO DE AUTOSOPORTE	55
5 CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO	63
5.1 CONCLUSIONES.....	63
5.2 TRABAJO FUTURO	63
REFERENCIAS.....	65

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2-1: Comportamiento de FSS dependiendo de cómo se tratan las ondas bloqueadas f_2 . Extraído de [7].	5
Figura 2-2: Clasificación de la FSS según el tipo de elemento unitario. Adaptada de [8].	6
Figura 2-3: Clasificación de los Circular PSS en función del comportamiento con la onda reflejada y transmitida. Extraído de [12].	7
Figura 2-4: Ejemplos de elementos unitarios FSS tipo bucle. (a): bucle circular, (b): bucle cuadrado. Extraído de [15] y [22] respectivamente.	8
Figura 2-5: Otras formas de elementos unitarios de la estructura FSS. (a): ranura triangular y (b): dipolos cruzados. Extraído de [27] y [26] respectivamente.	9
Figura 2-6: Elementos unitarios FSS en bucle para la respuesta multi-banda. Extraído de [28], [32] y [34] respectivamente.	9
Figura 2-7: Ejemplos de estructuras de elementos unidad de FSS para proporcionar un comportamiento multibanda. Extraído de [36] y [37] respectivamente.	10
Figura 2-8: Ejemplos de formas piramidales cónicas de fabricación por adición para elementos unitarios. Extraído de [7] y [44] respectivamente.	10
Figura 2-9: Ejemplos de elementos complejos FSS fabricados por adición. Extraído de [45], [46] y [47] respectivamente.	11
Figura 2-10: Estructuras FSS autoportantes. Extraído de [48] y [49] respectivamente.	12
Figura 2-11: Prototipos de filtros paso bajo normalizados. Extraído de [51].	13
Figura 2-12: Transformación de frecuencia y escalado de impedancia para distintos prototipos de filtros. Extraído de [50].	13
Figura 2-13: Prototipo filtro paso banda normalizado. Extraído de [51].	14
Figura 3-1: FSS para el rechazo de frecuencias espurias de unas antenas de bocina en modo array.	17
Figura 3-2: Circuito equivalente general de una FSS genérica. Extraído de [51].	18
Figura 3-3: Parámetros ABCD y parámetros S de reflexión y transmisión del circuito equivalente de la Figura 3-2. Extraído de [51].	19
Figura 3-4: Topología de elementos en paralelo con inversores de admitancia del circuito equivalente FSS. Extraído de [51].	19
Figura 3-5: Filtro paso banda con inversores de admitancia. Extraído de [51].	20
Figura 3-6: Circuito equivalente a una capa de parche metálico con espesor.	20
Figura 3-7: Circuito equivalente de una estructura FSS con dos capas de parches con espesor.	21
Figura 3-8: Estructura FSS del proyecto AMFORASS.	22
Figura 3-9: Dimensiones físicas de la celda unidad periódica de la Figura 3-8.	23
Figura 4-1: Esquema de los pasos realizados para la construcción del modelado circuital de la Figura 3-8.	25
Figura 4-2: Modelado circuital de una agrupación de parches con espesor infinitésimamente delgado y SIN las esquinas truncadas (a) y CON las esquinas truncadas (b) de la vista frontal y trasera de la estructura del Proyecto AMFORASS (Figura 3-8).	27
Figura 4-3: Admitancia paralelo con ecuaciones en función de los parámetros S. Extraído de [51].	27
Figura 4-4: Respuesta del módulo de la admitancia (Y) del condensador del parche SIN las esquinas truncadas (Figura 4-2 (a)).	28
Figura 4-5: Parámetros de la función <i>fit</i> de Matlab sobre la admitancia del condensador del parche SIN las esquinas truncadas (Figura 4-2 (a)).	28
Figura 4-6: Respuesta del módulo la admitancia (Y) del condensador del parche CON las esquinas truncadas (Figura 4-2 (b)).	29
Figura 4-7: Parámetros de la función <i>fit</i> de Matlab sobre la admitancia del condensador del parche CON las esquinas truncadas (Figura 4-2 (b)).	29
Figura 4-8: Variación de la frecuencia cuando $S_{11} = -10$ dB en función del tamaño del parche.	31
Figura 4-9: Dimensiones del parche (L) vs el valor del condensador equivalente (C).	32
Figura 4-10: Variación de la frecuencia cuando $S_{11} = -10$ dB en función del hueco entre parches.	33
Figura 4-11: Dimensiones del parche (L) vs el valor del condensador equivalente (C).	34
Figura 4-12: Modelado circuital inicial de la agrupación de parches SIN las esquinas truncadas con espesor.	35

Figura 4-13: Modelado circuital inicial de la agrupación de parches CON las esquinas truncadas con espesor.	36
Figura 4-14: Resultados en carta de Smith de la línea de transmisión que modela el espesor junto con el condensador de la cara posterior del parche con espesor.	37
Figura 4-15: Modelado de parte del parche SIN las esquinas truncadas para la simulación Waveguide Ports en CST.	38
Figura 4-16: Modelado de parte del parche CON las esquinas truncadas para la simulación Waveguide Ports en CST.	38
Figura 4-17: Modelado circuital con tres aproximaciones de una agrupación de parches SIN las esquinas truncadas y con espesor 2.4 mm.	40
Figura 4-18: Módulo (dB) y fase (deg) de los parámetros S para el parche SIN las esquinas truncadas y espesor 2.4 mm.	41
Figura 4-19: Modelado circuital con tres aproximaciones de una agrupación de parches CON las esquinas truncadas y con espesor 2.4 mm.	42
Figura 4-20: Módulo (dB) y fase (deg) de los parámetros S para el parche CON las esquinas truncadas y espesor 2.4 mm.	43
Figura 4-21: Modelado circuital inicial de la estructura con DOS capas de agrupación de parches SIN las esquinas truncadas y con espesor 2.4 mm.	45
Figura 4-22: Modelado circuital inicial de la estructura con DOS capas de agrupación de parches CON las esquinas truncadas y con espesor 2.4 mm.	45
Figura 4-23: Modelado circuital con tres aproximaciones de la estructura con DOS capas de agrupación de parches SIN las esquinas truncadas y con espesor 2.4 mm.	46
Figura 4-24: Módulo (dB) y fase (deg) de los parámetros S de la estructura CON DOS CAPAS con la agrupación de parches SIN las esquinas truncadas y espesor 2.4 mm.	47
Figura 4-25: Modelado circuital con tres aproximaciones de la estructura con DOS capas de agrupación de parches CON las esquinas truncadas y con espesor 2.4 mm.	48
Figura 4-26: Módulo (dB) y fase (deg) de los parámetros S de la estructura CON DOS CAPAS con la agrupación de parches CON las esquinas truncadas y espesor 2.4 mm.	49
Figura 4-27: Modelado circuital inicial de la estructura con DOS capas de agrupación de parches SIN las esquinas truncadas y enrejillado.	50
Figura 4-28: Modelado circuital inicial de la estructura con DOS capas de agrupación de parches CON las esquinas truncadas y enrejillado.	51
Figura 4-29: Modelado circuital final de la estructura con DOS capas de agrupación de parches SIN las esquinas truncadas y enrejillado.	52
Figura 4-30: Módulo (dB) y fase (deg) de los parámetros S de la estructura CON DOS CAPAS con la agrupación de parches SIN las esquinas truncadas y enrejillado.	52
Figura 4-31: Modelado circuital final de la estructura con DOS capas de agrupación de parches CON las esquinas truncadas y enrejillado.	53
Figura 4-32: Módulo (dB) y fase (deg) de los parámetros S de la estructura CON DOS CAPAS con la agrupación de parches CON las esquinas truncadas y enrejillado.	54
Figura 4-33: Modelado circuital de la estructura con DOS capas de agrupación de parches SIN las esquinas truncadas, con espesor 2.4 mm y enrejillado.	55
Figura 4-34: Módulo (dB) y fase (deg) de los parámetros S de la estructura CON DOS CAPAS con la agrupación de parches SIN las esquinas truncadas, espesor 2.4 mm y enrejillado.	56
Figura 4-35: Modelado circuital de la estructura con DOS capas de agrupación de parches CON las esquinas truncadas, con espesor 2.4 mm y enrejillado.	57
Figura 4-36: Módulo (dB) y fase (deg) de los parámetros S de la estructura CON DOS CAPAS con la agrupación de parches CON las esquinas truncadas, espesor 2.4 mm y enrejillado.	58
Figura 4-37: Comparativa estructura con parches CON/SIN esquinas truncadas: módulo (dB) de los parámetros S de la estructura CON DOS CAPAS con la agrupación de parches CON/SIN las esquinas truncadas, espesor 2.4 mm y enrejillado.	60
Figura 4-38: Comparativa estructura CON/SIN enrejillado: módulo (dB) de los parámetros S de la estructura CON DOS CAPAS con la agrupación de parches SIN las esquinas truncadas y espesor 2.4 mm.	61

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 3-1: Banda de operación y especificaciones radioeléctricas del diseño de la estructura FSS del proyecto AMFORASS.....	18
Tabla 4-1: Resumen de los valores de la línea de transmisión que modelan el espesor de los parches en los circuitos de ADS en la Figura 4-17 y 4-19.....	44
Tabla 4-2: Resumen de los valores de la línea de transmisión que modelan el hueco entre las dos capas de parches con espesor en los circuitos de ADS en la Figura 4-23 y Figura 4-25.....	49
Tabla 4-3: Resumen de los valores de la línea de transmisión y la bobina que modelan el enrejillado entre dos capas de parches sin espesor en los circuitos de ADS en la Figura 4-29 y Figura 4-31.	54
Tabla 4-4: Resumen de los valores finales de las líneas de transmisión que modelan el espesor y el hueco entre dos capas de parches y la bobina que modela el enrejillado en los circuitos de ADS en la Figura 4-33 y Figura 4-35.	59

1 INTRODUCCIÓN

1.1 Motivación

El desarrollo de las tecnologías asociadas a los nuevos sistemas de telecomunicación ha aumentado exponencialmente en estos últimos años debido a la necesidad de la sociedad de una conectividad global, no solo entre personas de cualquier parte del mundo, sino también de acceso a información y datos en la red de redes, internet. En esta tarea, los sistemas de comunicación por satélite cumplen una misión primordial, la de asegurar la comunicación en lugares de difícil acceso físicamente por medios terrestres.

Este TFM se focaliza en el contexto del enlace terreno con el entorno satelital. En este trabajo, se va a presentar el modelado de un tipo de superficie selectiva en frecuencia, o en inglés *Frequency Selective Surface* (FSS), basada en principios teóricos que se nutren de las estructuras de propagación de señal de guía de onda, de la teoría de filtros y del uso de estructuras periódicas planas (*Planar Periodic Structures* - PSS) [1]. Gracias a este concepto de FSS, se introduce una etapa de filtrado en frecuencia selectiva en la propia antena previo al uso de los filtros de canal posteriores en el receptor. Esto facilita el proceso de filtrado, aligerando o incluso eliminando las especificaciones requeridas para dicho filtro del canal de comunicaciones.

Este TFM se enmarca dentro de un proyecto, desarrollado por el grupo de investigación RFCAS de la Universidad Autónoma de Madrid (UAM) junto con TRYO Aerospace (de la empresa SENER), SENER Ingeniería y Sistemas, Aerospace & Advanced Composite (AAC) y FADA-CATEC denominado AMFORASS (*Additive Manufacturing for Antennas based on Frequency and Polarization Selective Surfaces*) para la Agencia Espacial Europea (ESA). Uno de los objetivos de este proyecto es el diseño de una estructura FSS 3D que se colocará dentro de una antena de bocina. La finalidad principal de la estructura FSS 3D es filtrar una banda no deseada de frecuencias, lo que permite el rechazo de interferencias cuando se implementa una configuración de conjunto de radiación directa o *Direct Radiating Array* (DRA).

El propósito de este TFM es modelar circuitalmente dicha estructura 3D. En concreto, se usarán estos circuitos equivalentes para hacer el proceso de diseño mucho más eficiente que cuando se utilizan únicamente simuladores electromagnéticos (EM) [1].

Las superficies FSS se han convertido en una solución muy interesante en muchos sistemas de transmisión, debido a sus bajas pérdidas de inserción. En el caso presentado en este TFM, se requiere trabajar a altas frecuencias (decenas de GHz) y la polarización de la estructura es circular [2], la más adecuada para comunicaciones por satélite para atenuar los efectos de despolarización en la propagación de la señal.

En este problema se necesita introducir periodicidad en las dimensiones transversales del espacio, x e y . Por tanto, se trabajará con modos de Floquet. Esto significa que se usan modos polarizados TE (transversal eléctrico) y TM (transversal magnético) en la onda radiada e incidente sobre la FSS 3D, que al estar situada en el espacio utilizará el vacío como dieléctrico. Así mismo, la estructura 3D de la FSS está destinada a su fabricación por impresión 3D [3], [4] metálica, denominado *Direct Metal Laser Sintering* (DMLS), por lo que estará constituida únicamente de material metálico.

1.2 Objetivos

El objetivo de este TFM es modelar a nivel circuital una estructura FSS 3D para facilitar el proceso de diseño, sin depender exclusivamente de herramientas electromagnéticas (EM), computacionalmente más costosas, permitiendo con ello ganar en robustez en el diseño. Se pretende, igualmente, entender de manera precisa los conceptos teóricos de simulaciones EM para la implementación de los diferentes modelos circuitales.

- Objetivos parciales:
 1. DOCUMENTACIÓN: Documentación de diseños anteriores de filtros sobre FSS para tener una referencia y poder adquirir unos conceptos básicos sobre los que desarrollar el trabajo.
 2. DESARROLLO TEÓRICO: Estudio de las estructuras FSS de manera teórica y su implementación en *CST Microwave Studio* (CST). Así como las diferentes funciones matemáticas que debe tener cada elemento de la celda unidad para el posterior modelado circuital de cada parte de la estructura.
 3. MODELADO CIRCUITAL: A través de los softwares de simulación electromagnética CST y *Advanced Designed System* (ADS), además de Matlab (como herramienta de propósito general) se procederá a la implementación de los primeros modelos para garantizar la utilización de las premisas correctas. El diseño irá siendo cada vez más complicando circuitalmente hasta conseguir la estructura final objetivo. Además, se estudiarán las diferentes correspondencias según los diferentes diseños 3D y sus consecuencias electromagnéticas en los circuitos equivalentes.
 4. VALIDACIÓN DEL MODELO CIRCUITAL: Se realizará un estudio para comprobar que los valores obtenidos en comparación con los del estado del arte son correctos con los softwares mencionados y la matriz de parámetros S. También se irá verificando que los modelados en CST de las diferentes estructuras FSS 3D tienen los mismos parámetros S en transmisión y recepción que los circuitos correspondientes a estas estructuras.

Finalmente, lo deseable sería comprobar que los resultados obtenidos en los paquetes de software mencionados coinciden con los resultados EM del prototipo físico construido en 3D.

1.3 Organización de la memoria

La memoria consta de los siguientes capítulos:

- **Capítulo 2:** Se exponen los conceptos básicos teóricos de las Superficies Selectivas de Frecuencia (FSS) y las Superficies Selectivas de Polarización (PSS). Además, se proporciona una breve visión general del estado del arte de la teoría de síntesis de filtros y se revisa la literatura existente sobre los trabajos más relevantes relacionados con las estructuras FSS.
- **Capítulo 3:** Explicación del diseño de la estructura FSS 3D desarrollada por el grupo RFCAS para su posterior modelado circuital en el Capítulo 4.
- **Capítulo 4:** Descripción del modelado circuital de la estructura FSS del proyecto AMFORASS explicada en el Capítulo 3 y explicación de los resultados obtenidos.
- **Capítulo 5:** Exposición de las conclusiones y del trabajo futuro.
- **Capítulo 6:** Referencias empleadas a lo largo del proyecto.

2 ESTADO DEL ARTE

En esta sección del TFM se realiza un desarrollo preliminar de las Superficies Selectivas de Frecuencia (FSS) y las Superficies Selectivas de Polarización (PSS). Aunque las FSS son estructuras que se usan en el ámbito de las microondas milimétricas desde hace tiempo, en el grupo de investigación RFCAS no hay ningún TFG/TFM previo especialmente dedicado a este tema, y por tanto es necesario hacer una breve introducción.

Además, se investigará el estado del arte de la teoría de síntesis de filtros con el objetivo de modelar circuitalmente el diseño de la estructura FSS 3D del proyecto AMFORASS de la forma correcta.

De la misma manera, se comentarán los trabajos más relevantes relacionados con la FSS. Esta serie de antecedentes servirán para plantear la solución propuesta en este trabajo.

2.1 Superficies selectivas en frecuencia (FSS)

Las FSS son estructuras resonantes periódicas que se comportan como un filtro espacial reflejando o transmitiendo ondas electromagnéticas (EM) con discriminación de frecuencias. Es decir, actúa idealmente como un filtro independiente del ángulo de incidencia (que a menudo no será ortogonal al plano de la superficie) y de la polarización, de forma ideal. En cambio, en la práctica, la respuesta espectral depende de la polarización y ángulo de incidencia de las ondas entrantes.

Se pueden distinguir dos tipos de FSS dependiendo de cómo se tratan las ondas bloqueadas (Observar la Figura 2-1). En la Figura 2-1 a) se encuentra el funcionamiento de la estructura FSS donde se bloquean las ondas reflejando la onda incidente hacia atrás [5], mientras que la Figura 2-1 b) se muestra una estructura FSS donde la onda bloqueada se disipa dentro de la propia estructura FSS [6].

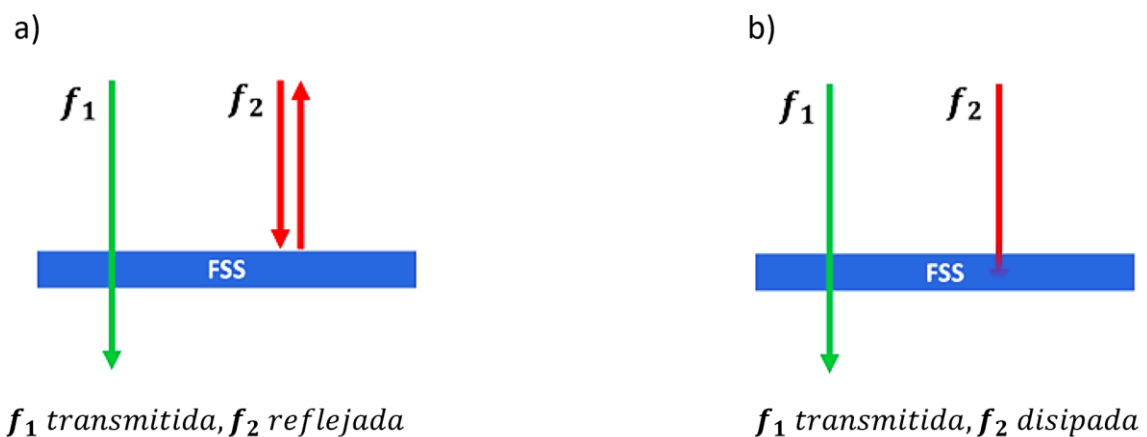


Figura 2-1: Comportamiento de FSS dependiendo de cómo se tratan las ondas bloqueadas f_2 .
Extraído de [7].

Existen cuatro tipos de FSS, según la construcción de la celda unidad: filtro paso alto, paso bajo, paso banda y paso banda-eliminada [5].

Las FSS se implementan como una matriz periódica de elementos unitarios que proporcionan la respuesta de frecuencia objetivo. Las FSS tradicionales constan de celdas unitarias bidimensionales. Las celdas unitarias determinan el comportamiento global de la antena y, por tanto, se pueden clasificar las FSS en función del tipo de elemento unitario.

Las celdas unitarias pueden estar compuestas por agrupaciones de parches o conjuntos de ranuras grabadas en capas dieléctricas.

Las FSS capacitivas utilizan como elementos unitarios parches metálicos, que reflejan las longitudes de onda correspondientes a la longitud de resonancia del parche. Además, el circuito equivalente de la FSS capacitiva (agrupación de parches metálicos) es un condensador. En cambio, las FSS inductivas se componen de una agrupación de tiras metálicas, que será transparente a las longitudes de onda que coincidan con la frecuencia de resonancia de las perforaciones periódicas de la estructura metálica. El circuito equivalente de la FSS inductiva es una bobina [9].

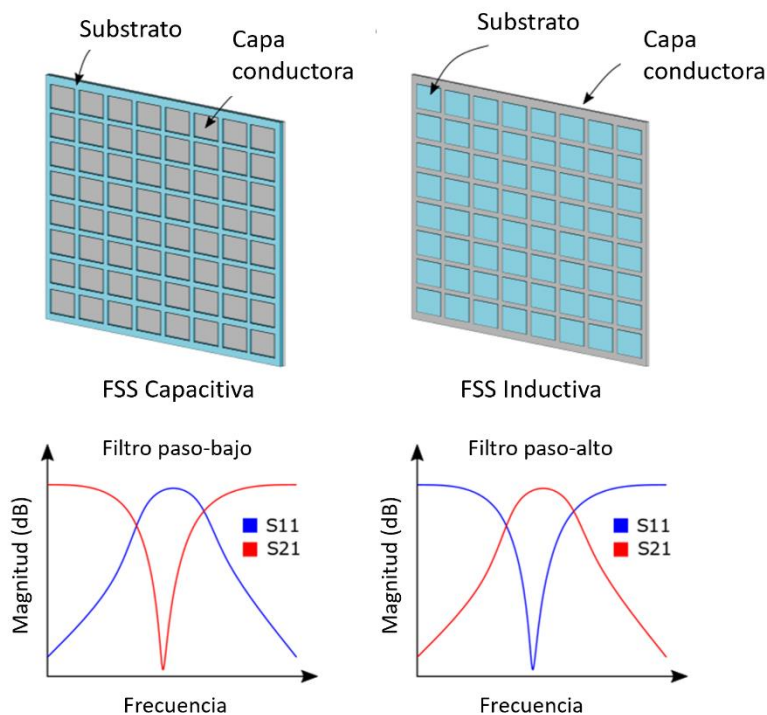


Figura 2-2: Clasificación de la FSS según el tipo de elemento unitario. Adaptada de [8].

Los elementos de la Figura 2-2 son las geometrías más simples sobre los que podemos construir la celda unidad FSS. Se puede observar, en esta misma figura, que las agrupaciones de parches y las perforaciones tienen forma cuadrada, pero se han propuesto otras formas de implementar FSS capacitivas e inductivas con otras formas.

La elección de la celda unidad es fundamental para el funcionamiento de la estructura FSS. Dependiendo del elemento unitario que se decida usar para diseñar la estructura FSS se tendrán ciertos niveles de polarización cruzada. También se puede optimizar la independencia del ángulo de incidencia eligiendo adecuadamente la separación entre elementos unitarios, que debe ser inferior a la mitad de la longitud de onda de la frecuencia de diseño.

Cuando la geometría de los elementos unitarios se vuelve más compleja, se pueden conseguir múltiples resonancias. Dependiendo de la forma, las resonancias pueden aproximarse mediante susceptancias equivalentes formadas por condensadores o bobinas.

Entre los elementos monorresonantes (una sola resonancia) más populares se encuentran las formas de bucle, dipolo, cruz o tripolo, que pueden modelarse como circuitos LC (en serie o en paralelo, según su naturaleza impresa o ranurada). En la sección 2.3 de este mismo capítulo, se expondrán algunos ejemplos con estos elementos monorresonantes.

En la sección 2.3 también se presentarán elementos de doble resonancia, con un circuito LC-LC equivalente (formas como cruces dobles, bucles dobles o las cruces de Jerusalén).

Por último, los elementos multirresonantes (más de dos resonancias) pueden conseguirse con formas complejas como bucles concéntricos, elementos fractales, líneas serpenteantes, espirales, etc. Muchas de estas formas podrán modelarse mediante un circuito equivalente que comprenda múltiples resonadores LC en conexión en serie o en paralelo, aunque para muchas otras las resonancias electromagnéticas reales no podrán modelarse mediante simples aproximaciones circuitales.

Las FSS 3D están formadas por estructuras planares y volumétricas (guías de onda) [10].

2.2 Superficies selectivas en polarización (PSS)

Las PSS son estructuras periódicas que se comportan de forma diferente en función de la polarización de la onda electromagnética entrante. Las PSS pueden funcionar con polarizaciones lineales (Linear PSS) [11] o con polarizaciones circulares (Circular PSS) [12]. Las Circular PSS son de gran interés en aplicaciones espaciales, debido a la robustez de la polarización circular. Respecto a esta última PSS (Circular PSS) se distinguen cuatro tipos, dependiendo de si la polarización cambia y si este cambio afecta a la onda reflejada o a la transmitida, como se puede observar en la siguiente figura:

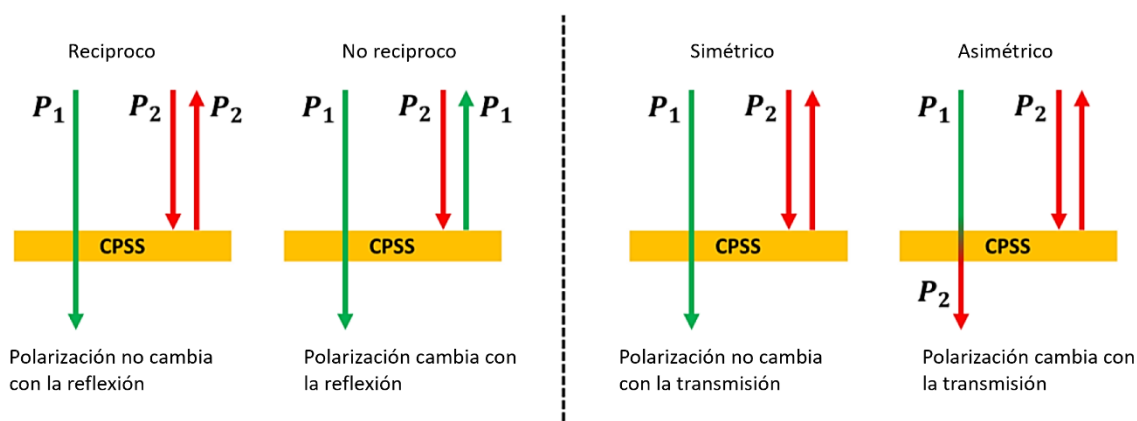


Figura 2-3: Clasificación de los Circular PSS en función del comportamiento con la onda reflejada y transmitida. Extraído de [12].

Un CPSS también está compuesta por una red periódica de elementos unitarios. Se destaca la célula de Pierrot como el primer elemento unitario de CPSS, compuesta por tres hilos metálicos ortogonales que se comportan de forma diferente según el sentido de polarización circular de la onda incidente. Este elemento unitario CPSS es muy sencillo y eficaz, aunque su ancho de banda es estrecho y admite ángulos de incidencia limitados. Posteriormente se propusieron elementos unitarios similares que también se basaban en hilos metálicos, ampliando aún más las capacidades de la célula Pierrot [13], [14].

2.3 Trabajos previos de FSS

En esta sección se van a introducir algunos trabajos del estado del arte de FSS, sobre los cuales se basa también este trabajo.

En la Figura 2-4 se muestran algunos ejemplos de elementos unitarios en forma de bucle. Estos elementos son una buena opción para conseguir una gran independencia del ángulo de incidencia de las ondas, ya que el elemento unitario es eléctricamente pequeño y permite reducir la separación entre elementos.

Los bucles circulares son particularmente interesantes para los sistemas de polarización circular, ya que también proporcionan buenos niveles de polarización cruzada y un alto soporte del ángulo de incidencia ([15]-[21]) como se observa en la Figura 2-4 a). Se pueden obtener rendimientos similares con elementos unitarios de bucle cuadrado ([22]-[25]) como en la Figura 2-4 b).

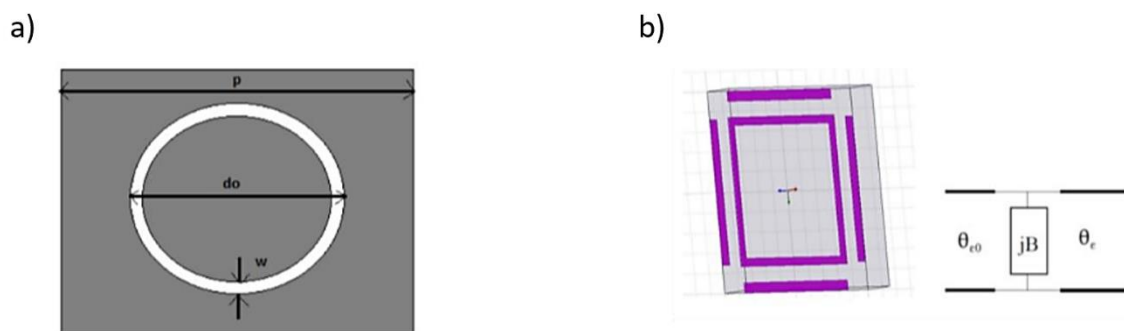


Figura 2-4: Ejemplos de elementos unitarios FSS tipo bucle. (a): bucle circular, (b): bucle cuadrado. Extraído de [15] y [22] respectivamente.

En la Figura 2-5 se observan otras formas de elementos unitarios FSS que no son tipo bucle, usados en otras aplicaciones.

Un FSS muy sencillo basado en dipolos cruzados puede implementarse fácilmente en un sustrato y proporcionar suficientes prestaciones para ciertas aplicaciones (Figura 2-5, b) [26].

Otro FSS basado en ranuras triangulares desplegadas en un entramado triangular ha demostrado ser una forma muy eficiente de mantener niveles de polarización cruzada muy bajos. Aunque esta estructura muestra diferentes respuestas en frecuencia a las ondas TE o TM incidentes, dependiendo de la polarización de la onda incidente (Figura 2-5, a) [27].

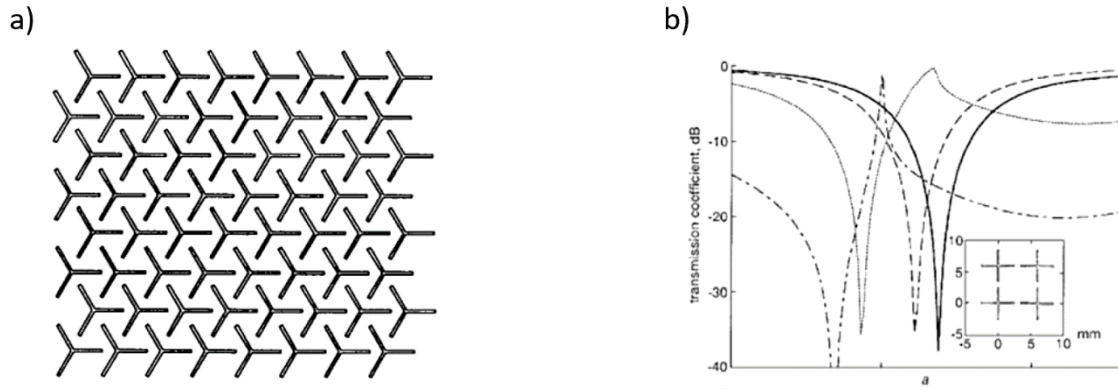


Figura 2-5: Otras formas de elementos unitarios de la estructura FSS. (a): ranura triangular y (b): dipolos cruzados. Extraído de [27] y [26] respectivamente.

Para algunas aplicaciones, el FSS puede necesitar proporcionar un comportamiento multibanda, ya sea bloqueando o permitiendo varias longitudes de onda en diferentes bandas. Para ello, se han propuesto varias soluciones, la más directa consiste en acumular bucles en el elemento unitario, como se muestra en la Figura 2-6. Los bucles pueden estar formados por una réplica de la misma forma como se puede observar en la Figura 2-6 a) ([28]-[31]) y Figura 2-6 b) ([32], [33]), o una combinación de diferentes formas ([34] y [35]) como en la Figura 2-6 la c).

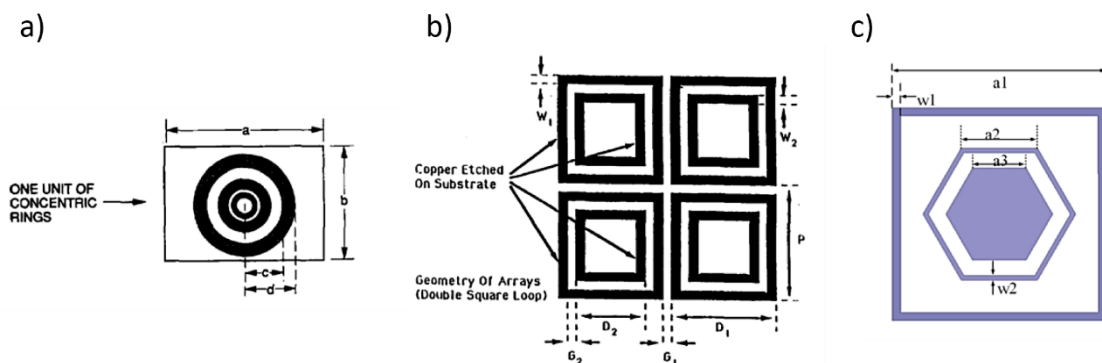


Figura 2-6: Elementos unitarios FSS en bucle para la respuesta multi-banda. Extraído de [28], [32] y [34] respectivamente.

La combinación de elementos unitarios resonantes y no resonantes se puede usar para la respuesta FSS multibanda [36] como se observa en la Figura 2-7. El uso de los elementos unitarios no resonantes mejora la independencia del ángulo de incidencia de las ondas. En otros trabajos [37], [38], [39] y [40] se propone usar diferentes formas de los elementos unitarios para obtener diferentes respuestas en frecuencia.

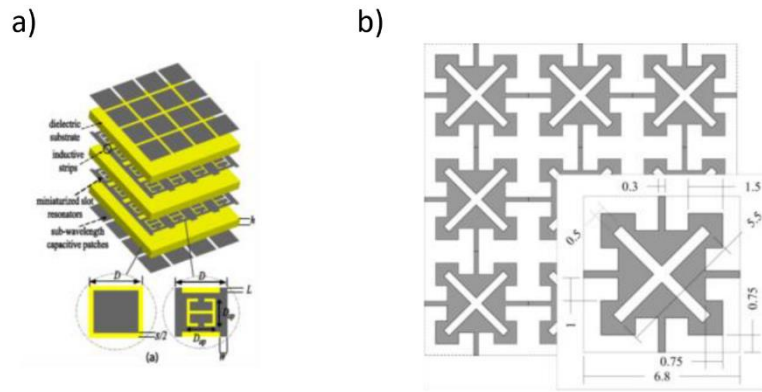


Figura 2-7: Ejemplos de estructuras de elementos unidad de FSS para proporcionar un comportamiento multibanda. Extraído de [36] y [37] respectivamente.

En el caso de que el objetivo sea obtener un amplio ancho de banda de operación en lugar de múltiples bandas estrechas, los FSS multicapa se han presentado como una solución práctica ([41]-[43]).

Una vez se han repasado trabajos con FSS de bajo coste basados en fabricación en placa de circuito impreso ó *Printed Circuit Board (PCB)*, usada para imprimir elementos unitarios en 2D, se van a enumerar otros trabajos en los que las FSS se fabrican en 3D. La fabricación en 3D de estructuras FSS permite la construcción de estructuras más complejas, mejorando la independencia de la estructura FSS con el ángulo de incidencia de la onda. Usando, por ejemplo, formas piramidales cónicas en la dirección de incidencias de las ondas, mediante fabricación aditiva [7],[44]. Estas estructuras se pueden observar en la Figura 2-8.

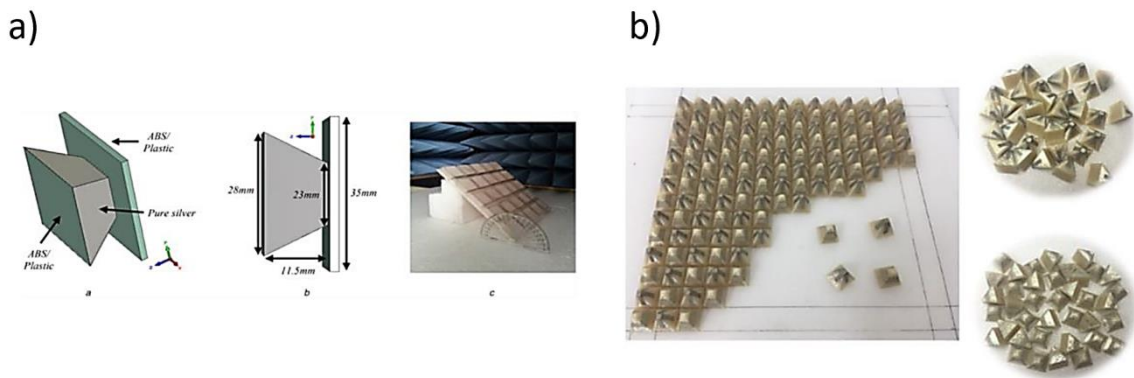


Figura 2-8: Ejemplos de formas piramidales cónicas de fabricación por adición para elementos unitarios. Extraído de [7] y [44] respectivamente.

En la Figura 2-9 a) se puede observar una estructura de elementos unitarios que se imprimen en 3D en un material de plástico, con una técnica denominada Polyjet (que consigue una resolución de alta calidad de 0.014 mm) y posteriormente se metalizan las estructuras con pintura de plata. Los elementos unitarios FSS se unen con un entramado de metacrilato [45]. En la Figura 2-9 b) se propone una estructura similar a la mencionada [46]. En cambio, otros autores han construido estructuras FSS curvas, en lugar de planares, con técnicas de fabricación aditiva. Estas superficies se

usan en sistemas de antenas basados en reflectores. En la Figura 2-9 c) observamos que se imprime en 3D una superficie paraboloide y se deposita encima cobre mediante evaporación [47].

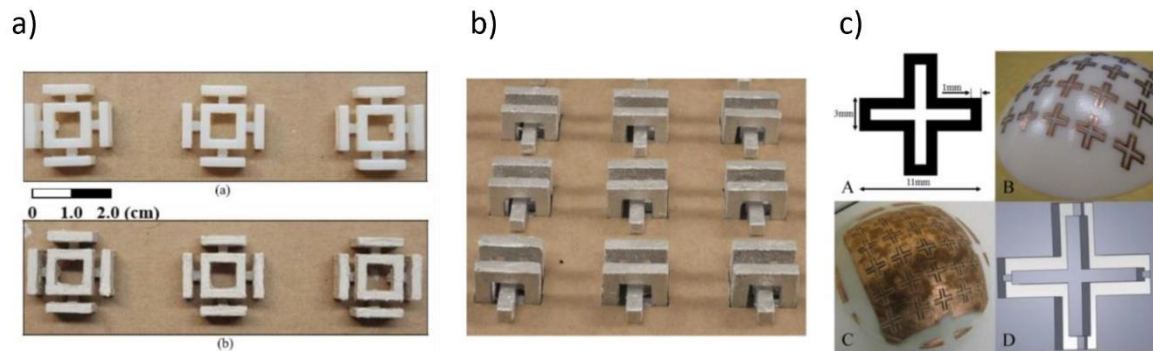


Figura 2-9: Ejemplos de elementos complejos FSS fabricados por adición. Extraído de [45], [46] y [47] respectivamente.

El material del soporte para mantener los elementos unitarios de FSS mencionados unidos afecta al rendimiento eléctrico de la propia estructura FSS, distorsionando la respuesta y aumentando las pérdidas.

Además, los materiales dieléctricos se evitan en gran medida en las aplicaciones espaciales, debido a los problemas térmicos y mecánicos. Por tanto, se prefiere usar materiales metálicos para maximizar la robustez mecánica. Pero el diseño de las estructuras FSS metálicas autoportables es un reto y hay pocas publicaciones al respecto.

En la publicación [48] se presenta un espejo dicróico fabricado mediante mecanizado CNC de aluminio. La estructura se puede observar en la Figura 2-10 a) y consiste en una placa gruesa de aluminio perforada periódicamente por agujeros en forma de cruz. Los agujeros son secciones de guía de onda y su comportamiento en frecuencia es de paso alto debido a la frecuencia de corte de los modos que se propagan dentro de la guía de onda. Esta estructura es autoportante, aunque es voluminosa y pesada y, por tanto, se puede usar en aplicaciones espaciales.

En la Figura 2-10 b) podemos observar una estructura FSS realizada más recientemente también autoportante [49]. La topología es similar: la placa esta perforada periódicamente con paredes ranuradas para mejorar la respuesta para ángulos de incidencia mayores. La fabricación es mediante impresión 3D de plástico que posteriormente se recubre con metal. Por tanto, existen problemas de dilatación térmica que surgen en las aplicaciones espaciales.

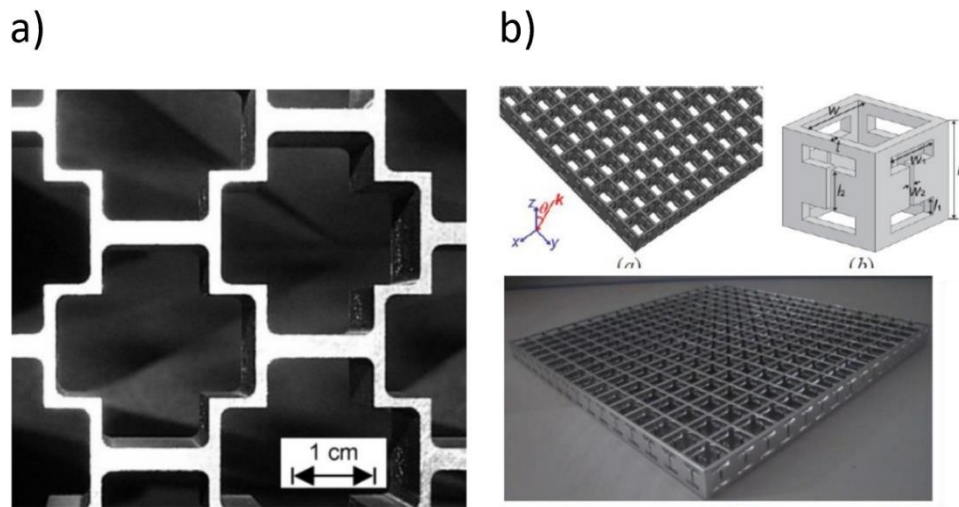


Figura 2-10: Estructuras FSS autoportantes. Extraído de [48] y [49] respectivamente.

El Sinterizado Directo de Metal por Láser ó *Direct Metal Laser Sintering* (DMLS) es un proceso industrial de Impresión 3D que se usa para la fabricación aditiva de estructuras FSS totalmente metálicas. Esta técnica, aunque con coste elevado, se puede usar para imprimir estructuras como las de la Figura 2-10.

Como conclusión de este apartado, las técnicas de impresión 3D son la solución para la construcción de estructuras FSS y su aplicación en el espacio.

2.4 Principios básicos de filtros

El objetivo de este apartado es revisar aquellas topologías de circuitos que podremos usar para realizar los circuitos equivalentes del diseño de la celda unidad FSS.

Un filtro es un elemento que discrimina una determinada banda de frecuencias de una señal eléctrica que pasa a través de él. El filtro puede modificar la fase o la amplitud.

Para diseñar un filtro se comienza por la base de un filtro paso bajo normalizado, dónde los valores de los elementos se numeran desde g_0 en la impedancia del generador hasta g_{N+1} en la impedancia de carga para un filtro con N elementos reactivos:

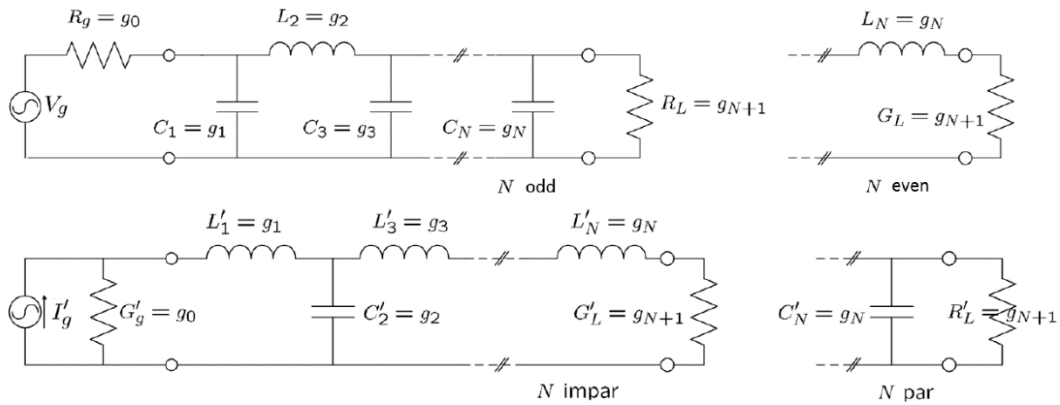


Figura 2-11: Prototipos de filtros paso bajo normalizados. Extraído de [51].

Los valores normalizados g_i se pueden encontrar, por ejemplo, en el capítulo 8 de la referencia [51]. Estos valores se usarán para realizar filtros con distinto orden dependiendo del tipo (Chebychev, Butterworth, ...). Y, además, para obtener el prototipo de filtro necesario según la respuesta deseada (paso bajo, paso alto, paso banda y paso banda eliminada) se usarán la transformación de frecuencias y escalado de la Figura 2-12.

Normalized	Low-Pass	High-Pass	Band-Pass	Stop-Band
1	R_0	R_0	R_0	R_0
Associated transformation	$\omega \leftarrow \frac{\omega}{\omega_c}$	$\omega \leftarrow \frac{\omega_c}{\omega}$	$(\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}, \omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2})$ $\omega \leftarrow \frac{1}{\Delta} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$	$\omega \leftarrow \Delta \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^{-1}$
L	$\frac{LR_0}{\omega_c}$	$\frac{1}{\omega_c LR_0}$	$\frac{LR_0}{\omega_0 \Delta}$ $\frac{\Delta}{\omega_0 LR_0}$	$\frac{L\Delta R_0}{\omega_0}$ $\frac{1}{\omega_0 L\Delta R_0}$
C	$\frac{C}{\omega_c R_0}$	$\frac{R_0}{\omega_c C}$	$\frac{\Delta R_0}{\omega_0 C}$ $\frac{C}{\omega_0 \Delta R_0}$	$\frac{R_0}{\omega_0 C \Delta}$ $\frac{C \Delta}{\omega_0 R_0}$

Figura 2-12: Transformación de frecuencia y escalado de impedancia para distintos prototipos de filtros. Extraído de [50].

Usando la tabla de la Figura 2-12, se consigue obtener un filtro normalizado paso banda con elementos LC y tiene la siguiente forma:

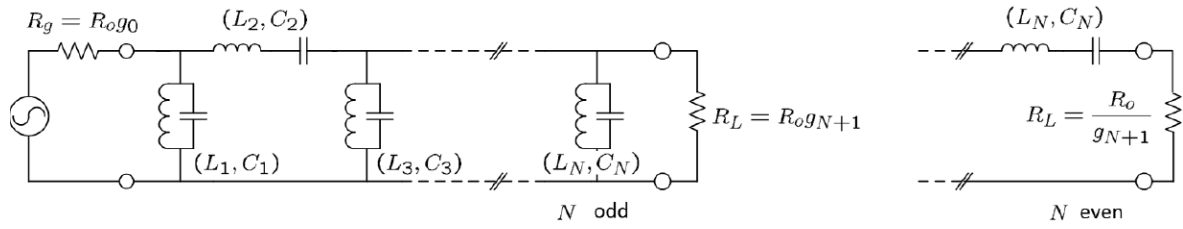


Figura 2-13: Prototipo filtro paso banda normalizado. Extraído de [51].

Debido a que la respuesta requerida de la estructura FSS diseñada es paso banda, el prototipo de filtro paso banda normalizada de la Figura 2-13 sienta las bases para el modelado circuital de dicha estructura FSS, que es el objetivo de este TFM.

2.5 Modos de Floquet

Los modos de propagación [50], [51] se clasifican en función de qué componentes de campo se anulan.

Existen cuatro tipos de modos: modos TE (Transversal Eléctrico) y modos TM (Transversal Magnético), modos TEM (Transversales Electromagnéticos) y modos híbridos. Los modos TE no tienen componente de campo eléctrico en la dirección de propagación y los modos TM no tienen componente de campo magnético en la dirección de propagación. En cambio, los modos TEM no tienen componente longitudinal en ninguno de los campos eléctrico y magnético, usado en medios de transmisión con dos o más conductores. Por último, los modos híbridos no se anulan ninguna de las componentes longitudinales. Estos modos híbridos se generan cuando el medio presenta diferentes dieléctricos [50].

Las componentes longitudinales son aquellas paralelas a la dirección de propagación, en cambio, las componentes transversales son aquellas ortogonales a la dirección de propagación.

En este TFM se usarán los modos TM y TE, ya que en el análisis de estructuras periódicas se puede dividir una onda plana de estas dos maneras, como también hace el software CST.

Previamente a introducir las ecuaciones de los campos TE y TM, introducimos las fórmulas de la constante de propagación (γ), la constante de fase (β), la constante de atenuación (α) que va a ser 0 debido a que consideramos que el medio de propagación no tiene pérdidas y la longitud de onda (λ_0). Teniendo en cuenta que todo el razonamiento de modos que se va a realizar es suponiendo propagación en medio dieléctrico de aire ($\epsilon_r = 1$) y donde c_0 es la velocidad de la luz.

$$\gamma = j\beta + \alpha \quad (2-1)$$

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_0} \quad (2-2)$$

$$\alpha = 0 \quad (2-3)$$

$$\lambda_0 = \frac{c_0}{f_0} \quad (2-4)$$

Para hacer un pequeño resumen inicial, basado en [52], el campo eléctrico para el modo TE_{mn} y el modo TM_{mn} (dónde $m, n = 0, \pm 1, \dots$) se definen de la siguiente forma:

$$E_{m,n}^{TE}(x, y, \psi_x, \psi_y) = \frac{\hat{x}k_{yn} - \hat{y}k_{xm}}{\sqrt{D_x D_y (k_{xm}^2 + k_{yn}^2)}} \exp(-jk_{xm}x - jk_{yn}y) \quad (2-5)$$

$$E_{m,n}^{TM}(x, y, \psi_x, \psi_y) = \frac{\hat{x}k_{xm} + \hat{y}k_{yn}}{\sqrt{D_x D_y (k_{xm}^2 + k_{yn}^2)}} \exp(-jk_{xm}x - jk_{yn}y) \quad (2-6)$$

La diferencia de fase (ψ_x, ψ_y) entre subconjuntos de la estructura situados a lo largo de las direcciones x e y tienen las siguientes ecuaciones, cuando el ángulo de incidencia de la onda es θ y ϕ es:

$$\psi_x = k_0 D_x \sin \theta \cos \phi \quad (2-7)$$

$$\psi_y = k_0 D_y \sin \theta \cos \phi \quad (2-8)$$

k_0 representa el número de onda en el espacio libre (Ecuación 2-9), $D_x \times D_y$ simboliza el tamaño de celda unidad y k_{xi} y k_{yi} representan los números de onda de Floquet a lo largo de las direcciones x e y para el i -ésimo modo de Floquet:

$$k_0 = \omega \sqrt{\epsilon_0 \mu_0} \quad (2-9)$$

dónde ϵ_0 es la permitividad eléctrica del vacío, μ_0 es la permeabilidad magnética del vacío y ω es la pulsación.

Para calcular las frecuencias de corte [53] de los modos de Floquet, las fórmulas que se deben usar son las siguientes para una guía de onda de sección rectangular:

$$k_{xm} = \frac{\psi_x + 2\pi m}{D_x} \quad (2-10)$$

$$k_{yn} = \frac{\psi_y + 2\pi n}{D_y} \quad (2-11)$$

$$k_{mn} = \sqrt{k_{xm}^2 + k_{yn}^2} \quad (2-12)$$

La constante de propagación es entonces:

$$\gamma = \sqrt{-k_0^2 + k_{mn}^2} \quad (2-13)$$

dando lugar a una frecuencia de corte donde la constante pasa de real pura (evanescente) a propagante (imaginaria pura, para frecuencias por encima de la frecuencia de corte)

$$f_{cmn} = \frac{k_{mn}}{2\pi\sqrt{\epsilon_0\mu_0}} \quad (2-14)$$

La teoría de Floquet analiza las características de un solo periodo de la estructura FSS sobre la que incide la onda plana y relaciona dichas características con el resto de la estructura periódica. Es decir, los modos de Floquet introducen periodicidad en direcciones del espacio x e y , en el caso de que z sea la dirección de propagación de la onda.

Cuanto mayor sea el número de modos de Floquet analizados con el software CST, más precisión tendrá la simulación, pero el tiempo de ejecución aumentará de la misma manera [54].

Cuando se simula en CST la celda unidad con modos de Floquet, el objetivo es analizar el campo de la estructura, que se repite de forma infinita y en una dimensión acotada, viendo el efecto en la polarización vertical y en la horizontal (o en polarización circular).

3 DISEÑO

La estructura de diseño que se va a presentar en este capítulo viene impuesta en el proyecto AMFORASS (*Additive Manufacturing for Antennas based on Frequency and Polarization Selective Surfaces*) desarrollado por el grupo de investigación RFCAS de la Universidad Autónoma de Madrid (UAM) junto con TRYO Aerospace (de la empresa SENER), SENER Ingeniería y Sistemas, Aerospace & Advanced Composite (AAC) y FADA-CATEC para la Agencia Espacial Europea (ESA).

El objetivo de este TFM es modelar circuitalmente dicha estructura para aproximar lo más posible a los resultados *full-wave* obtenidos en CST con un tiempo de respuesta mucho mayor que el del modelo equivalente.

El primer concepto de diseño del proyecto AMFORASS consiste en una estructura periódica 3D en disposición plana, que se separa una distancia de un conjunto de antenas de bocina:

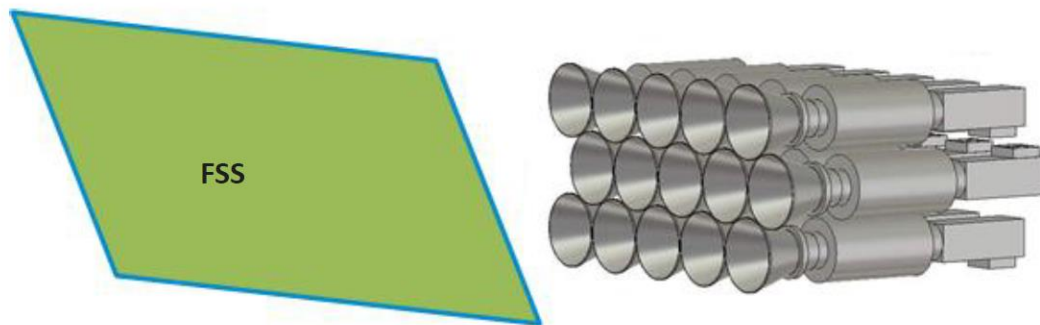


Figura 3-1: FSS para el rechazo de frecuencias espurias de unas antenas de bocina en modo array.

La estructura FSS genera un filtro espacial paso banda para las ondas transmitidas desde el conjunto de antenas. Idealmente, la separación entre el conjunto de antenas y la estructura FSS debe ser lo suficientemente grande (distancia de campo lejano, en teoría) para generar una onda plana en la posición de la estructura FSS. Asimismo, esta elevada separación minimiza el efecto de desajuste en las bocinas motivado por la interacción de la estructura FSS.

Previo a definir la banda de operación y especificaciones radioeléctricas en las que se va a desarrollar la estructura de la Figura 3-1, es necesario introducir algunos conceptos:

- Las pérdidas de inserción son las pérdidas de potencia de la señal cuando viaja a través de un componente o sistema.
- Las pérdidas de retorno son un valor que se refiere a la proporción de potencia de señal que se refleja durante la trayectoria de la señal.
- XPD (*Cross Polar Discrimination*) se refiere a la discriminación de la polarización ortogonal a la polarización deseada, topología más propia de antenas de polarización lineal y no circular. En el caso que nos ocupa de polarización circular, denotará la diferencia entre la componente circular deseada frente a su opuesta.
- El tamaño de la FSS debe ser aproximadamente 200 mm de diámetro si se piensa en que la plancha completa tenga un área total en forma circular en lugar de forma cuadrada. Otro

parámetro importante dentro del tamaño es el espesor global de FSS, que no debe superar los 10 mm.

Por tanto, la banda de operación y demás especificaciones radioeléctricas son las siguientes:

Frecuencia	7.25 – 7.75 GHz
Rechazo	> 20 dB en 14.5 – 15.5 GHz > 35 dB en 21.75 – 23.25 GHz > 35 dB en 29 – 30 GHz
Pérdidas de inserción	< 0.1 dB
Pérdidas de retorno	> 25 dB
XPD	> 35 dB
Polarización	Dual circular
Tamaño FSS	Diámetro de 200 mm y espesor < 10 mm

Tabla 3-1: Banda de operación y especificaciones radioeléctricas del diseño de la estructura FSS del proyecto AMFORASS.

En el Capítulo 2 (Estado del Arte) se explican los conceptos básicos de FSS y los circuitos equivalentes básicos de los elementos unitarios FSS. A partir de esto, se detallará en este capítulo el proceso de caracterización desde el elemento más particular hasta configurar poco a poco el circuito completo de la estructura diseñada en el proyecto AMFORASS comentada previamente.

Si se observa la Figura 2-7, que consiste en múltiples capas de agrupaciones de parches separadas entre sí, se puede obtener el siguiente ejemplo de circuito equivalente genérico de una FSS:

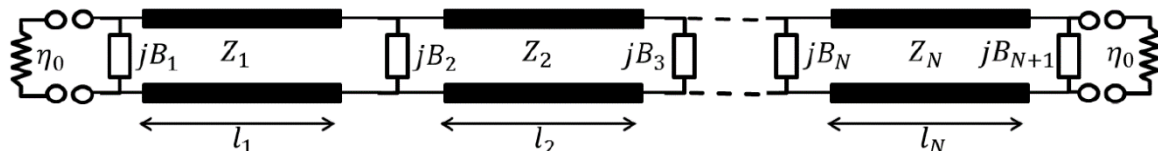


Figura 3-2: Circuito equivalente general de una FSS genérica. Extraído de [51].

De manera intuitiva, los elementos jB pueden ser paneles de parches capacitivos o de rejillas inductivas y la separación entre estos paneles (capas de sustrato dieléctrico) pueden verse como líneas de transmisión que los interconectan con su correspondiente impedancia característica y longitud eléctrica.

Las impedancias de fuente y carga que se observan en la Figura 3-2 tienen el valor de la impedancia de la onda en el espacio libre.

La onda debe propagarse por el modo fundamental de guía de onda, ya que es el primer modo que se propaga en la guía de onda. La guía de onda no transmite información por debajo de la frecuencia de corte del modo fundamental. La propagación debe situarse en el ancho de banda mono-modo, situado en el rango de frecuencias entre el modo fundamental y el primer modo superior.

La distancia entre discontinuidades (metalizaciones) debe ser suficiente para que los modos de orden superior, además de cumplir que su frecuencia de corte esté por encima de la de trabajo, estén suficientemente atenuados.

En la Figura 3-2 se considera un circuito sin pérdidas. Estas pérdidas solo se añadirán al circuito posteriormente, considerando la constante de atenuación (α) en las líneas de transmisión o añadiendo resistencias en serie a las susceptancias [54][55].

Los parámetros ABCD (o parámetros de transmisión) es otra representación de los parámetros S pero tienen la característica de que sirven para concatenar secciones circuitales de una manera más sencilla mediante la multiplicación de las matrices.

Los parámetros ABCD del circuito equivalente de la Figura 3-3 y los parámetros S finales de reflexión y transmisión:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jB_1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & jZ_1 \sin \theta_1 \\ j \sin \theta_1 / Z_1 & \cos \theta_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jB_2 & 1 \end{bmatrix} \cdots \begin{bmatrix} \cos \theta_N & jZ_N \sin \theta_N \\ j \sin \theta_N / Z_N & \cos \theta_N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jB_{N+1} & 1 \end{bmatrix}$$

$$S_{11} = \frac{AZ_0 + B - CZ_0^2 - DZ_0}{AZ_0 + B + CZ_0^2 + DZ_0} \quad S_{21} = \frac{2Z_0}{AZ_0 + B + CZ_0^2 + DZ_0}$$

Figura 3-3: Parámetros ABCD y parámetros S de reflexión y transmisión del circuito equivalente de la Figura 3-2. Extraído de [51].

El ángulo θ de la Figura 3-3 representa la longitud eléctrica de cada sección de la línea de transmisión.

En la sección 2-4 del capítulo 2 (Estado del Arte) se explican las bases de los filtros que se usarán a partir de aquí para desarrollar ciertos circuitos equivalentes para la estructura FSS general de la Figura 3-2.

En la sección mencionada en el párrafo anterior (sección 2-4) se presentaba la Figura 2-13, un prototipo paso banda. El inconveniente de dicha estructura paso banda es que no se puede reproducir por la topología general de un modelo de circuito equivalente de un FSS como el de la Figura 3-3. La razón son las ramas serie que aparecen al unir los elementos en paralelo (Por ejemplo, L2 y C2 de la Figura 2-13). Para superar este problema, que también surge en muchas otras aplicaciones de diseño para tecnologías de alta frecuencia, se puede utilizar la teoría de los inversores de admitancia [51], para obtener una topología de circuito totalmente en paralelo o en serie (sin tener en cuenta los propios inversores). Por lo tanto, interesa la topología mostrada en la siguiente figura:

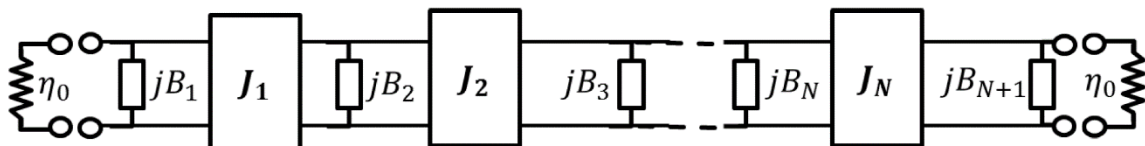


Figura 3-4: Topología de elementos en paralelo con inversores de admitancia del circuito equivalente FSS. Extraído de [51].

Las susceptancias corresponden con un circuito LC en el caso de una respuesta paso banda, que es la que se quiere conseguir. Como era de esperar, la realización física de los inversores juega un

papel fundamental a la hora de sintetizar el filtro del circuito equivalente FSS. Por tanto, la Figura 3-4 discretizándola para un filtro paso banda con inversores daría como resultado lo siguiente:

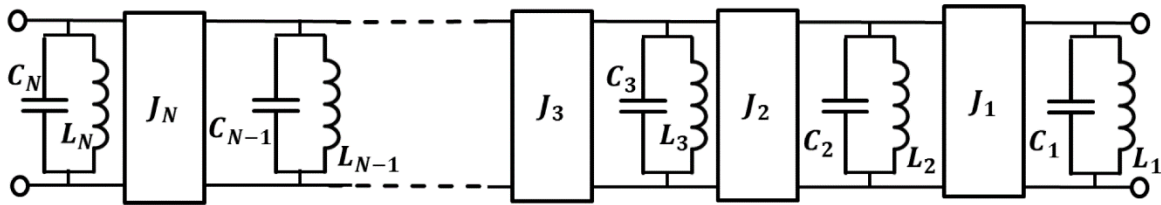


Figura 3-5: Filtro paso banda con inversores de admitancia. Extraído de [51].

Una vez comentada la primera aproximación del proceso de modelado circuital de la Figura 3-1 (FSS general), se va a explicar la estructura diseñada para el proyecto AMFORASS.

Inicialmente, la estructura 3D FSS del proyecto AMFORASS se basa en dos capas, separadas entre sí, de parches metálicos colocados periódicamente. La razón por la que se usan dos capas es porque se quiere realizar un filtro paso banda y esto requiere elementos de doble resonancia, con un circuito LC-LC equivalente (formas como cruces dobles, bucles dobles o las cruces de Jerusalén), como se explicaba en la sección 2. Se basan en estructuras como la presentada en la Figura 2-10.

Cada lámina de agrupación de parches metálicos tiene como equivalente circuital un condensador cuando el espesor del parche es infinitésimamente delgado (Figura 2-2).

Si se aumenta el espesor de los parches para mejorar el ancho de banda de la estructura, así como su rigidez mecánica, se genera una línea de transmisión corta de longitud s (espesor del parche) y dónde la impedancia característica de la línea Z_0 está directamente relacionada con la separación de los parches (b). En la Figura 3-6 se observa este comportamiento. Por tanto, las caras delantera y trasera de los parches metálicos de la capa se modelan como idénticos condensadores paralelos C , interconectados mediante la línea de transmisión corta en la misma Figura 3-7.

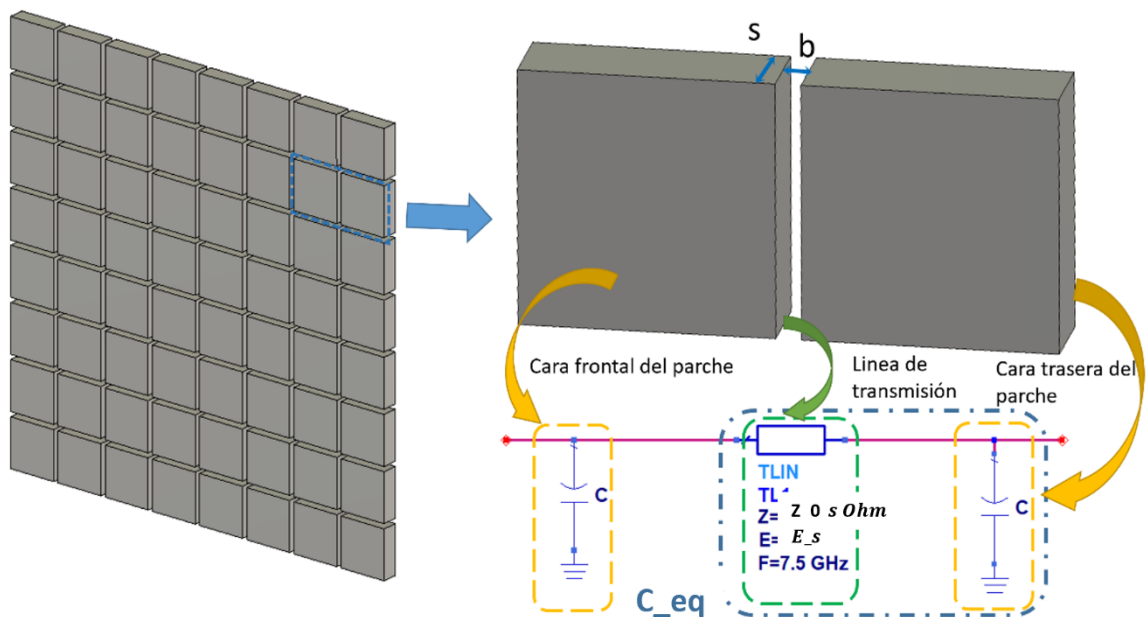


Figura 3-6: Circuito equivalente a una capa de parche metálico con espesor.

Al final, lo que ocurre en la Figura 3-6 es que este condensador C (que efectivamente es un filtro paso bajo) de la cara posterior de los parches, combinada con la línea de transmisión que modela el espesor de los parches, genera otro condensador C paralelo ya que la línea de transmisión que modela el espesor de los parches es muy corta.

Por lo tanto, si se consideran varias capas de parche metálico con espesor, se puede obtener una respuesta de banda de frecuencia más amplia para la configuración del filtro.

Partiendo de la Figura 3-6, se va a construir un filtro pasa-bajo de general que se muestra en la Figura 3-7. En primer lugar, tal y como se ha comentado en la Figura 3-6, los parches con espesor generan otra capacidad ya que el tramo de la línea de transmisión es muy corto para llegar a transformar la C de la capa posterior en un circuito resonante LC. El circuito se convierte en resonante cuando se añade otra capa de parches en paralelo, adicional a la original. Por tanto, el circuito equivalente para la topología inicial de FSS de dos capas de parches grosor no despreciable (s) se encuentra en la Figura 3-7.

Si se quiere llegar a conseguir un circuito paso banda de orden 2, objetivo del proyecto AMFORASS, habría que añadir complejidad a la estructura, es decir, elementos circuitales entre medio de ambas capas de parches con espesor para obtener una segunda resonancia y hacer la equivalencia con el circuito mostrado en la Figura 3-5.

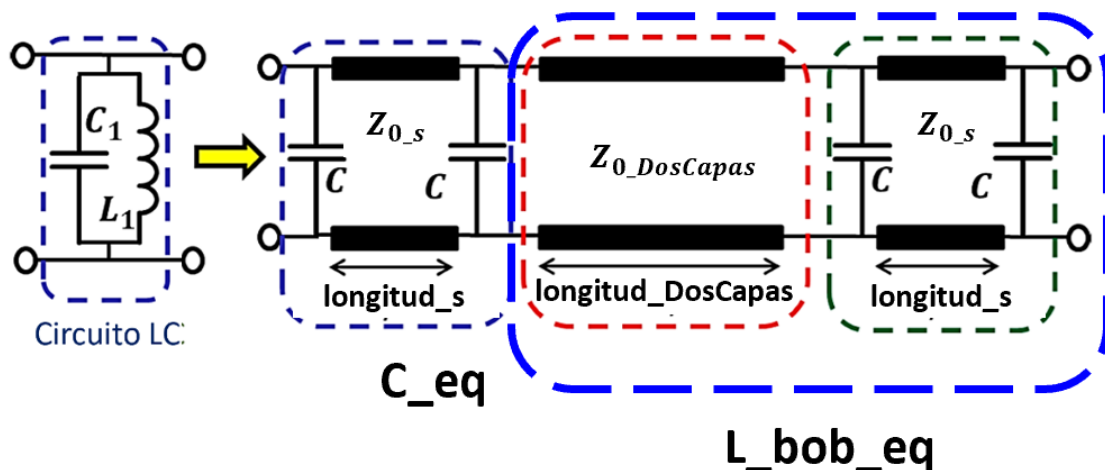


Figura 3-7: Circuito equivalente de una estructura FSS con dos capas de parches con espesor.

A partir de la estructura de la Figura 3-6, se realiza una estructura FSS más compleja, filtrando la radiación de las antenas situadas en la distancia de campo lejano (como en la Figura 3-1).

Asimismo, las estructuras FSS son totalmente metálicas y autoportantes (es decir, que no necesitan soporte adicional) para poder ser fabricadas adecuadamente mediante procesos de impresión 3D de Metal Directo Selectivo (DLMS).

En la estructura diseñada en el proyecto AMFORASS, los parches metálicos unitarios presentan esquinas ligeramente truncadas, que incorporan una variable extra para controlar el comportamiento capacitivo teórico. Los parches metálicos unitarios se repiten periódicamente en las direcciones horizontal y vertical. Asimismo, una malla de ramas metálicas interconecta los

parches, creando una estructura que se auto-soporta (como en la Figura 2-10 de la sección 2, Estado del Arte). Se observa la estructura en la Figura 3-8.

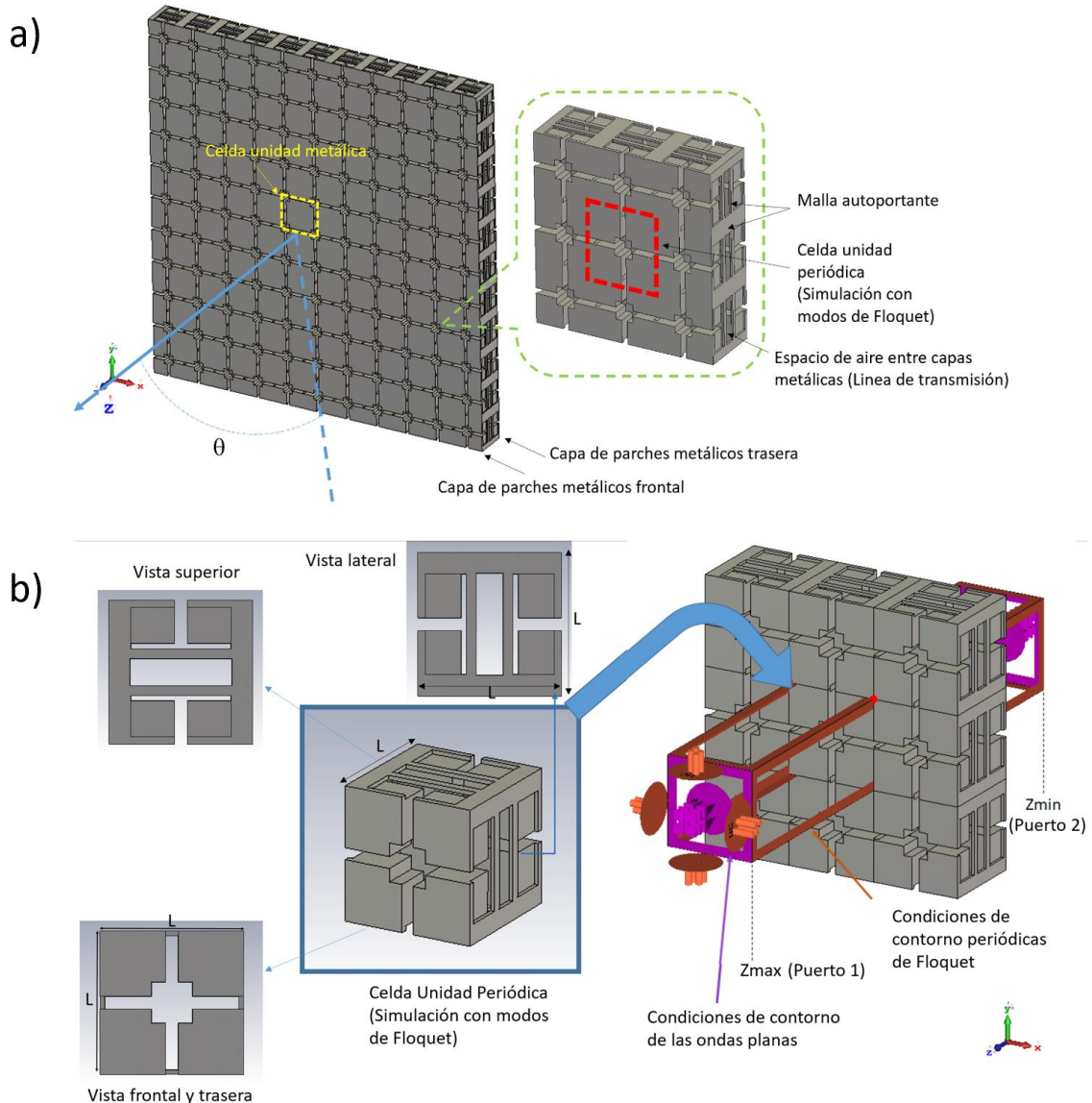


Figura 3-8: Estructura FSS del proyecto AMFORASS.

En la Figura 3-8 a) se debe distinguir la celda unidad metálica (en amarillo) que es la celda que se va a diseñar para la posterior impresión en 3D con la técnica DLMS. En cambio, la celda unidad periódica (en rojo) es la que se ha decidido utilizar para modelar en el software de simulación CST aplicando las condiciones periódicas de Floquet.

Por tanto, la celda unidad periódica consiste en un cuarto de cuatro parches distintos como se detalla en la Figura 3-8 b) que es celda unidad periódica en rojo detallada de la Figura 3-8 a). El tamaño de la celda unidad en las direcciones x e y se decidirá en función de la frecuencia de diseño, debido a que el parche es resonante en dicha frecuencia, tal y como se explicaba en la Sección 2.1 y se representa en la Figura 2-2. Este tamaño es aproximadamente $\lambda_0/4$ a la frecuencia de diseño. Por tanto, si la frecuencia de diseño de la estructura de la Figura 3-8 es 7.5 GHz, λ_0 es 40 mm (Ecuación 2-6). Entonces el tamaño del parche debería ser 10 mm, pero el espesor del parche

hace que este se reduzca aún más. También se debe tener en cuenta el espacio de aire entre parches (b). En cuanto a la profundidad en la dirección z , se modela circuitalmente con una línea de transmisión (Figura 3-7) de impedancia característica $Z_{0,b}$ tamaño y $Longitud_DosCapas$. Es por ello, que la celda unidad periódica tiene un tamaño algo menor a $\lambda_0/4$ en las dos dimensiones x e y , es decir, 8×8 mm. La tercera dimensión z a la que habría que descontar dos veces el espesor de los parches (por las dos capas de parches paralelas) será la que configuraría la separación entre capas de parche, que se analizará en el capítulo 4. Mencionar que la segunda capa de parches separada una distancia tal que el conjunto ocupe 8 mm en z , como se puede ver en la Figura 3-8 (las tres dimensiones tienen longitud $L = 8$ mm) se incorpora para aumentar el ancho de banda global de la estructura.

Las condiciones de contorno periódicas de Floquet se han establecido en las direcciones x e y (cajas naranjas en la Figura 3-8), mientras que se considera una incidencia de onda plana en la dirección z . Las caras frontal y posterior de la celda unitaria son idénticas. Asimismo, las caras superior, inferior son iguales y ambos lados también son iguales entre sí. Estas simetrías de la celda unitaria permiten el mismo comportamiento de la estructura FSS para el campo E incidente con polarización lineal tanto vertical como horizontal.

Mencionar que los puertos Z_{max} y Z_{min} de la Figura 3-8 b) son los puertos de onda plana de la simulación en CST que permitirá analizar los parámetros S con las posiciones Z_{max} y Z_{min} en el Capítulo 4.

La celda unidad periódica de la Figura 3-8 b) tiene las siguientes dimensiones:

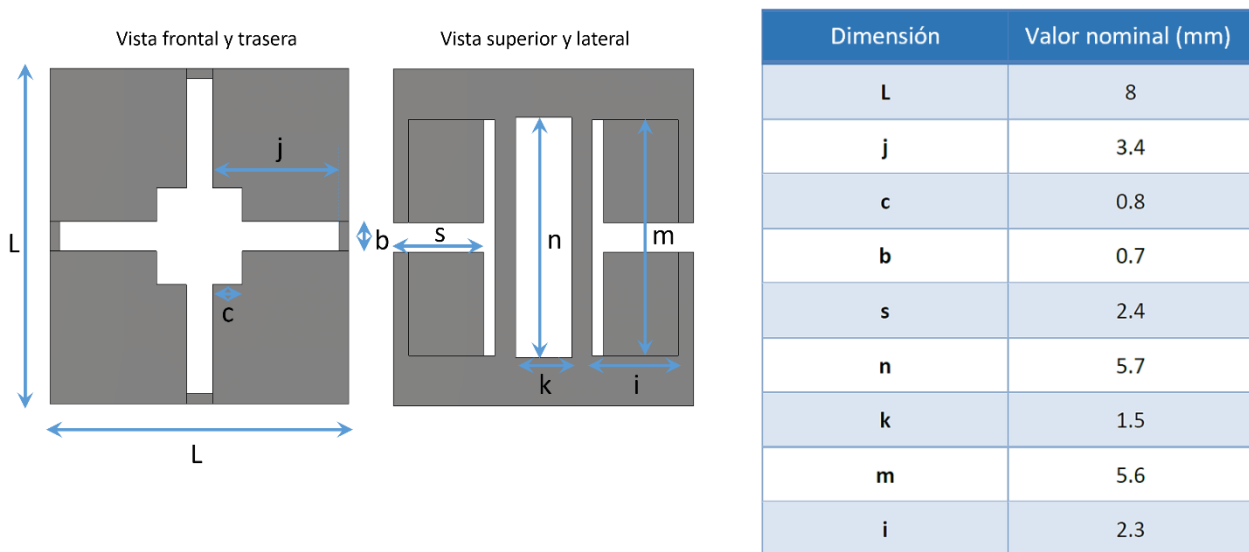


Figura 3-9: Dimensiones físicas de la celda unidad periódica de la Figura 3-8.

4 INTEGRACIÓN, PRUEBAS Y RESULTADOS

En este Capítulo se va a presentar los resultados del modelado circuital de la estructura FSS del proyecto AMFORASS explicada del Capítulo 3. En la realización de este modelado seguimos el siguiente esquema:



Figura 4-1: Esquema de los pasos realizados para la construcción del modelado circuital de la Figura 3-8.

Todas las estructuras simuladas tienen un ancho de banda operativo fijado entre 7,25 y 7,75 GHz. Y las dimensiones de las estructuras de esta sección se extraen de la tabla del Capítulo 3, referente a la Figura 3-8.

En CST se realiza una simulación aplicando condiciones de contorno con modos de Floquet, tal y como se comenta en el Capítulo 3.

La matriz de parámetros S se emplea para comprobar, a nivel electromagnético, todas las correlaciones a nivel circuital y físico de los filtros implementados. Hay que tener en cuenta que los puertos Z_{max} (puerto 1) y Z_{min} (puerto 2) se situarán como se muestra en la Figura 3-8. Si consideramos que para un puerto n , la onda de potencia incidente es a_n y la onda de potencia reflejada es b_n , entonces:

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \quad 4-1$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \quad 4-2$$

En concreto, el parámetro S_{11} indica la reflexión a la entrada y el parámetro S_{21} indica transmisión o ganancia directa [51].

Si la estructura es simétrica, se podrá observar que los parámetros S de los modos TE y TM son iguales. Es decir, ambos modos ortogonales entre sí tienen el mismo comportamiento. En la simulación, el modo TE se encuentra en dirección vertical (y) y el modo TM en la dirección horizontal (x), tal y como explicábamos en la Modos de Floquet, en el Capítulo 2. La dirección z es la dirección de propagación.

Cuando se simula en CST la celda unidad con modos de Floquet es con el objetivo de que la estructura que se repite de forma infinita y en una dimensión acotada, genere una polarización vertical y otra horizontal, como una onda plana que se introduce en la simulación. Pero, la diferencia es que la FSS mantiene la polarización vertical y horizontal de la onda que incide, sin deteriorar dicha polarización al generar acoplamiento cruzado de una a otra, que redundaría en un giro de las polarizaciones lineales. Eso, de cara a la polarización circular, estropearía las propiedades de circularidad.

Los principales parámetros para evaluar la viabilidad de un circuito equivalente para describir una determinada estructura son: el ancho de banda dentro del circuito, el número de elementos circuitales usados, la topología del circuito, el tipo de elementos usados (dependientes o independientes de la frecuencia), el tipo de excitación y el número de modos del circuito [1].

Se seguirán los pasos comentados en la estructura de la Figura 4-1, para el modelado circuital de la estructura diseñada en el Proyecto AMFORASS.

4.1 Modelado circuital de la agrupación de parches

Se puede observar en la Figura 3-8, que los parches tienen las esquinas truncadas. Para obtener unas conclusiones más completas, se ha decidido en este TFM hacer una comparación del modelado circuital del diseño de la Figura 3-8 con los parches de las caras frontal y posterior con las esquinas también sin trincar. De esta manera, se podrá relacionar el truncamiento del parche con los circuitos equivalentes y las respuestas en parámetros S obtenidas.

El primer paso es modelar un parche metálico en CST con un espesor infinitésimamente delgado y simularlo con modos de Floquet para obtener los parámetros S del mismo.

En la Figura 4-2 se pueden observar los dos parches junto con sus correspondientes dimensiones, extraídas de la tabla de la Figura 3-9.

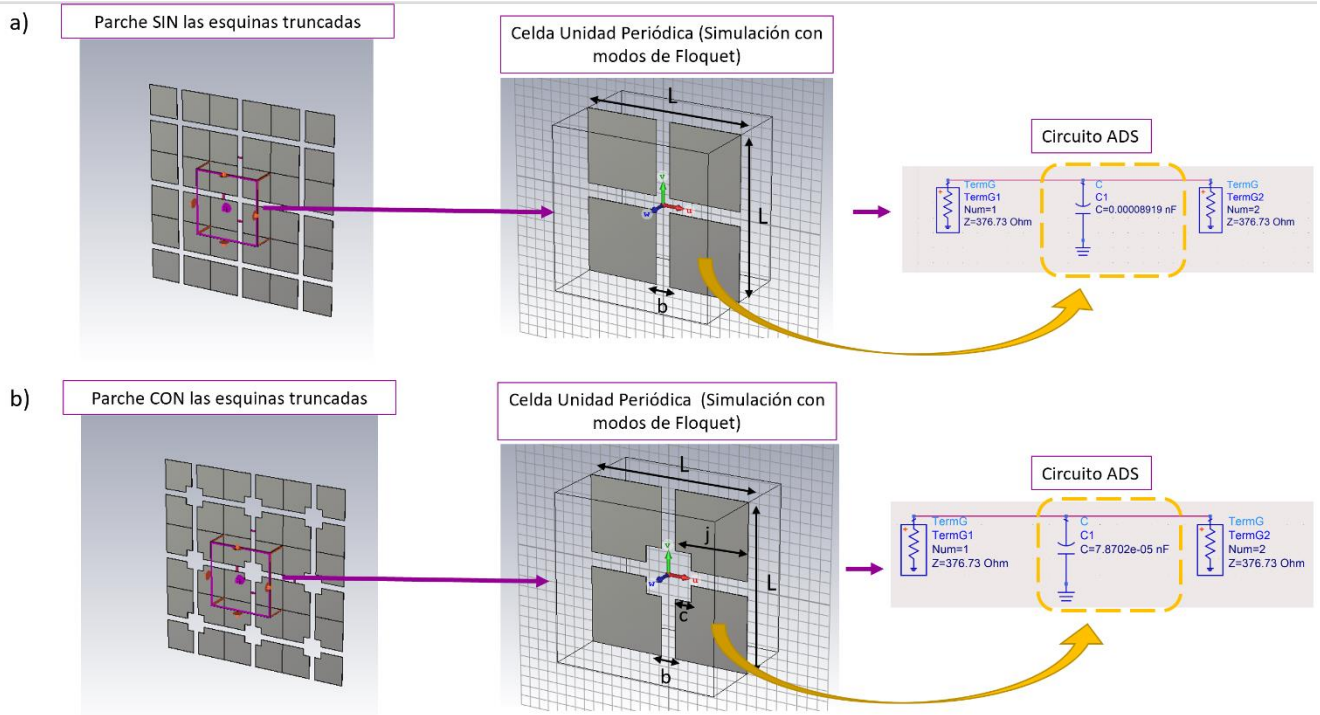


Figura 4-2: Modelado circuital de una agrupación de parches con espesor infinitésimamente delgado y SIN las esquinas truncadas (a) y CON las esquinas truncadas (b) de la vista frontal y trasera de la estructura del Proyecto AMFORASS (Figura 3-8).

Para obtener el valor del condensador equivalente a la agrupación de parches metálicos del circuito de ADS de la Figura 4-2 se usa el *Curve Fitting Toolbox* de Matlab.

Se emplea la parte real e imaginaria de los parámetros S obtenidos en la simulación de CST de la celda unidad de la Figura 4-2 para obtener el número complejo de la admitancia Y con las ecuaciones de la Figura 4-3 [2]. Esta admitancia Y corresponde a la admitancia equivalente de la agrupación de parches, por tanto, es un número imaginario puro, ya que no hay pérdidas (en el caso de un condensador la variación con la frecuencia sería $j\omega C$). De esta manera se obtendrá la admitancia Y en función de los parámetros S.

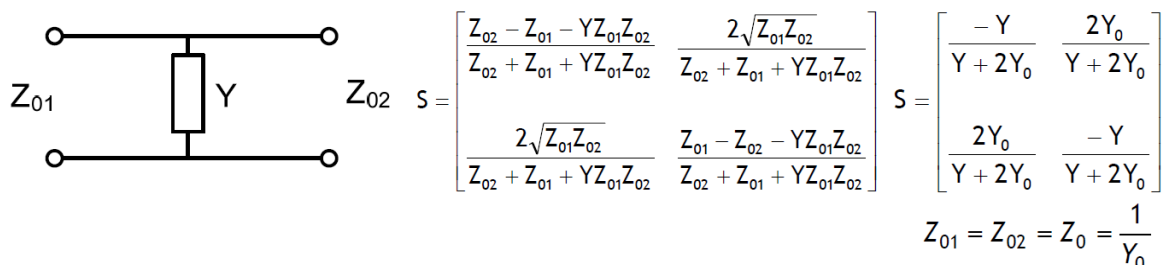


Figura 4-3: Admitancia paralelo con ecuaciones en función de los parámetros S. Extraído de [51].

El circuito de la Figura 4-3 es un circuito de dos puertas y, por tanto, los parámetros Z_{01} y Z_{02} hacen referencia a las impedancias de referencia en función de cada puerta (1 o 2). Debido a que el circuito

es simétrico (es decir, es igual si entras por la puerta 1 o por la puerta 2), se pueden igualar ambas impedancias de referencia dando lugar a Z_0 y, en consecuencia, Y_0 es la admitancia de referencia. Una vez obtenida la admitancia Y para cada frecuencia, se utiliza la función *fit* de Matlab para ajustar un polinomio de orden dos a dichos valores en cada frecuencia. Se ajusta con un polinomio de orden dos debido a que proporciona la pendiente de la recta, denominada p_2 .

Para el **parche SIN las esquinas truncadas** (Figura 4-2 (a)) se obtiene la siguiente recta:

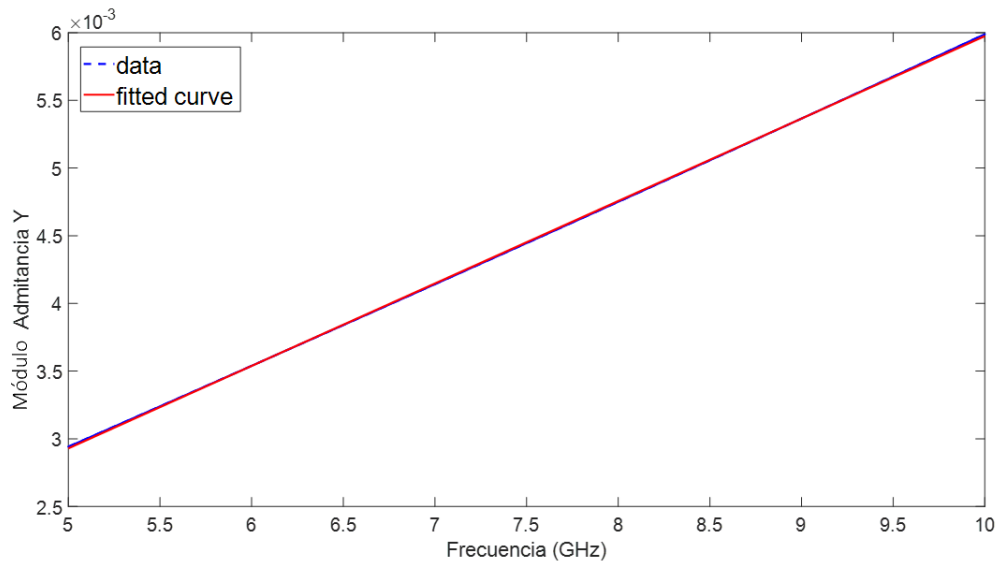


Figura 4-4: Respuesta del módulo de la admitancia (Y) del condensador del parche SIN las esquinas truncadas (Figura 4-2 (a)).

```
Linear model Poly2:
val(x) = p1*x^2 + p2*x + p3
Coefficients (with 95% confidence bounds):
p1 = 3.237e-06 (3.224e-06, 3.25e-06)
p2 = 0.0005604 (0.0005602, 0.0005606)
p3 = 5.996e-05 (5.925e-05, 6.068e-05)
```

Figura 4-5: Parámetros de la función *fit* de Matlab sobre la admitancia del condensador del parche SIN las esquinas truncadas (Figura 4-2 (a)).

De los parámetros de la Figura 4-5, el parámetro x es el valor que toma la admitancia Y en cada frecuencia, dónde el valor de la pendiente $p_2 = j\omega C$ y, por tanto, teniendo en cuenta que ω es igual a 2π cuando la frecuencia está normalizada, la ecuación final para averiguar el valor del condensador:

$$C \text{ (nF)} = \frac{p_2}{2\pi} \quad (4-3)$$

En este caso: $C = 8.92 \text{ e-05 nF}$.

Para el **parche CON las esquinas truncadas** (Figura 4-2 (b)) se obtiene la siguiente recta:

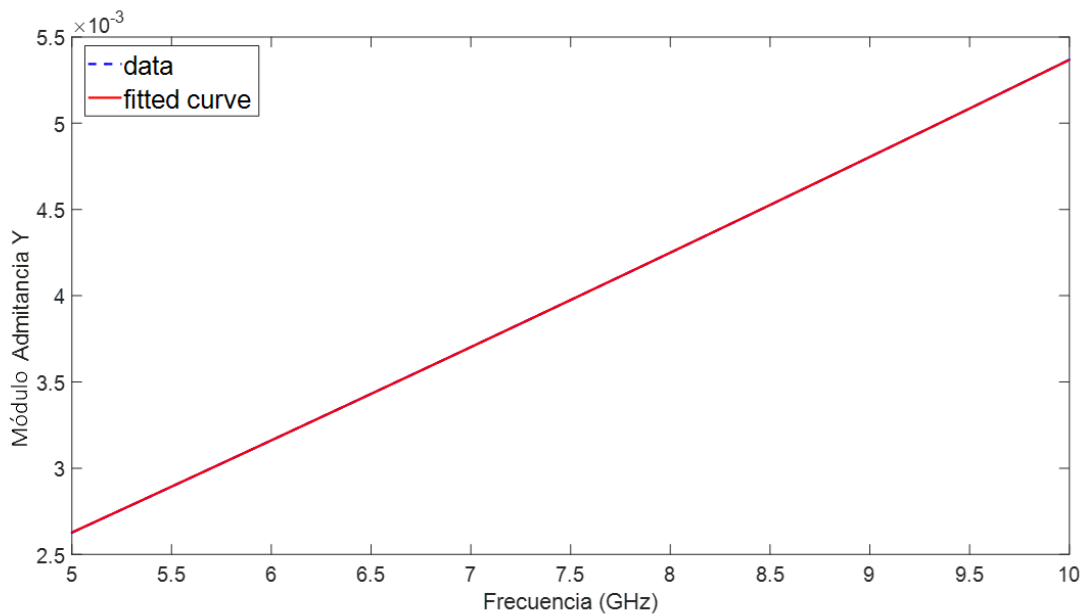


Figura 4-6: Respuesta del módulo la admitancia (Y) del condensador del parche CON las esquinas truncadas (Figura 4-2 (b)).

```

Linear model Poly2:
val(x) = p1*x^2 + p2*x + p3
Coefficients (with 95% confidence bounds):
p1 = 3.558e-06 (3.544e-06, 3.571e-06)
p2 = 0.0004945 (0.0004943, 0.0004947)
p3 = 6.628e-05 (6.553e-05, 6.702e-05)

```

Figura 4-7: Parámetros de la función fit de Matlab sobre la admitancia del condensador del parche CON las esquinas truncadas (Figura 4-2 (b)).

El valor del condensador se vuelve a calcular siguiendo la fórmula de la Ecuación 4-3. En este caso: $C = 7.8702e-05$ nF. Se puede observar que el valor de C que se obtiene para el parche con las esquinas truncadas es ligeramente menor al valor de C del parche sin las esquinas truncadas ($C = 8.92e-05$ nF) debido a que el truncamiento de las esquinas permite reducir ligeramente el valor de C .

Con este desarrollo se ha demostrado que con el método *Curve Fitting* se puede extraer el comportamiento capacitivo de la estructura fija manteniendo el valor de la C y variando la frecuencia. Por tanto, en concreto en este rango de operación, el valor C permanece constante.

De este caso particular de la vista delantera y trasera de la celda unidad del Proyecto AMFORASS, se ha decidido hacer un estudio de la dimensión de la relación del valor del condensador C con las dimensiones del parche y a su vez del valor del condensador C con las dimensiones del hueco entre parches (denominado b durante el documento). De esta manera se podrá explicar la razón de las

dimensiones decididas en el Proyecto AMFORASS (Figura 3-9) y se podrán sacar formulaciones generales para estudios futuros.

La razón por la que se escogen unas dimensiones de celda unidad es debido a que el parche es resonante en la frecuencia de diseño, tal y como se puede observar en la Figura 2-2. Por tanto, primero se va a demostrar que modificando las dimensiones en las direcciones x e y de la celda unidad, se modifica la frecuencia dónde se encuentra la resonancia. Aunque la modificación de la frecuencia de resonancia no solo se consigue con el valor de C sino de manera más significativa al añadir la segunda capa de parches con espesor no despreciable, que es cuando se configura el circuito LC.

Una vez explicado el caso particular de cómo se modela circuitalmente una agrupación de parches, se va a realizar un estudio de la dimensión del parche y el valor de C que le corresponde, lo mismo con el hueco entre parches y su valor de C equivalente.

El efecto capacitivo hace que a frecuencia $f = 0$, la impedancia del condensador sea infinita, es decir, el condensador equivalente a toda la capa de agrupación de parches es un condensador paralelo que interacciona con la onda que propaga la onda plana. Este efecto se observa en el circuito de la Figura 4-3. Por tanto, si en este circuito de la Figura 4-3, $Z = \frac{1}{Y} = \infty$, la onda plana encuentra un circuito abierto en paralelo que permite su paso sin ningún tipo de impedimento. Por eso el parámetro S_{11} en $f = 0$ tiene adaptación perfecta, $S_{11} = -\infty \text{ dB}$. A medida que va subiendo la frecuencia, esa impedancia va tomando valores cada vez mayores y el S_{11} va empeorando con valores menos negativos en dBs. Y de forma complementaria, el S_{21} va haciendo lo contrario, es decir, en $f = 0$ el parámetro $S_{21} = 0 \text{ dB}$ porque pasa todo de un lado al otro, pero según la frecuencia va aumentando y la impedancia del condensador es más visible, el rebote de señal se manifiesta también en una caída en la transmisión (parámetro S_{21}).

Por tanto, lo primera parte del estudio ha sido elegir varias dimensiones para modelar el parche con espesor infinitésimamente delgado y observar la variación de ancho de banda, del filtro paso bajo que forma la agrupación de parches, en los parámetros S_{11} y S_{21} en CST. Se considera para el análisis todas aquellas frecuencias hasta que el parámetro S_{11} llega a -10 dB .

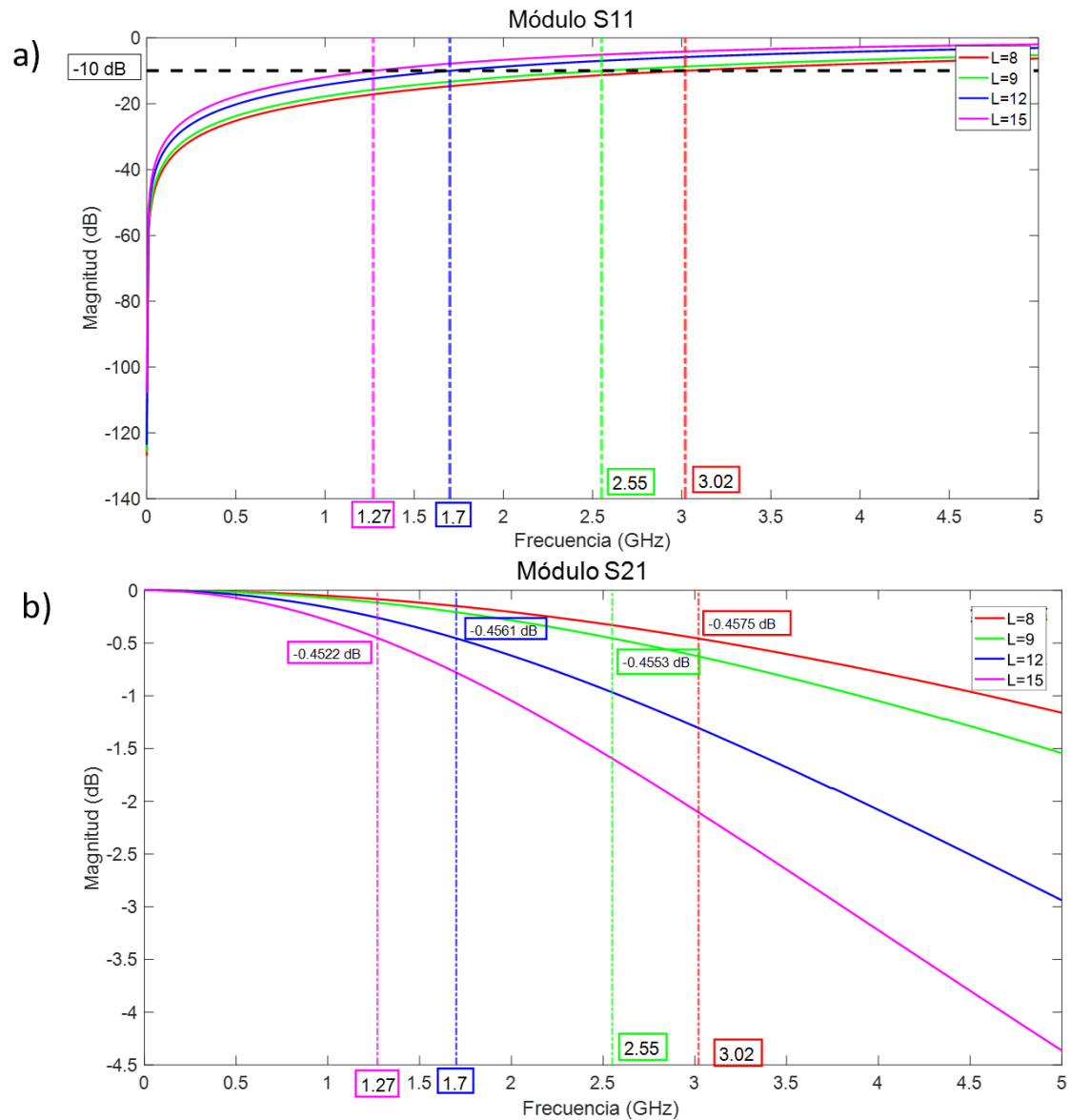


Figura 4-8: Variación de la frecuencia cuando $S_{11} = -10$ dB en función del tamaño del parche.

En la Figura 4-8 a) se observa el comportamiento del módulo de S_{11} (dB) para distintos tamaños de parche (representado por L). En esta misma figura se esclarece la frecuencia a la que el parámetro S_{11} llega a -10 dB según el tamaño de parche. Se observa que a medida que aumentamos el tamaño del parche, disminuye la frecuencia a la que $S_{11} = -10$ dB. Por otro lado, en la Figura 4-8 b) se analiza la adaptación del parámetro S_{21} para cada tamaño de parche en cada frecuencia cuando $S_{11} = -10$ dB.

Para concluir el análisis de cómo afecta las dimensiones del parche (L) al valor del condensador equivalente, se añade la Figura 4-9, donde se observa el valor de C en función del valor de L .

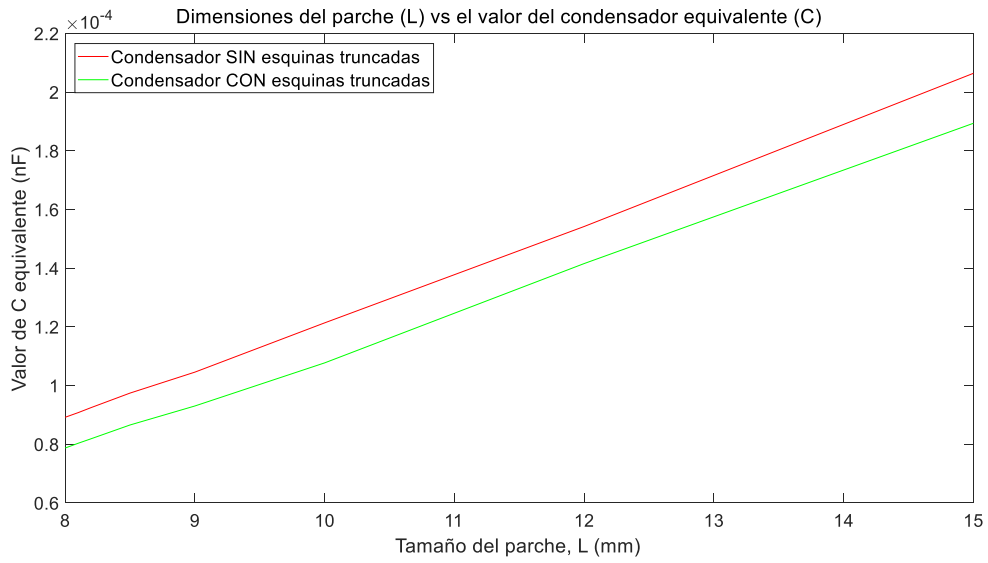


Figura 4-9: Dimensiones del parche (L) vs el valor del condensador equivalente (C).

La segunda parte del estudio consiste en analizar el valor equivalente de C cuando se modifica el hueco que hay entre los parches (b) de la agrupación de parches manteniendo un tamaño fijo de parche que es 8×8 .

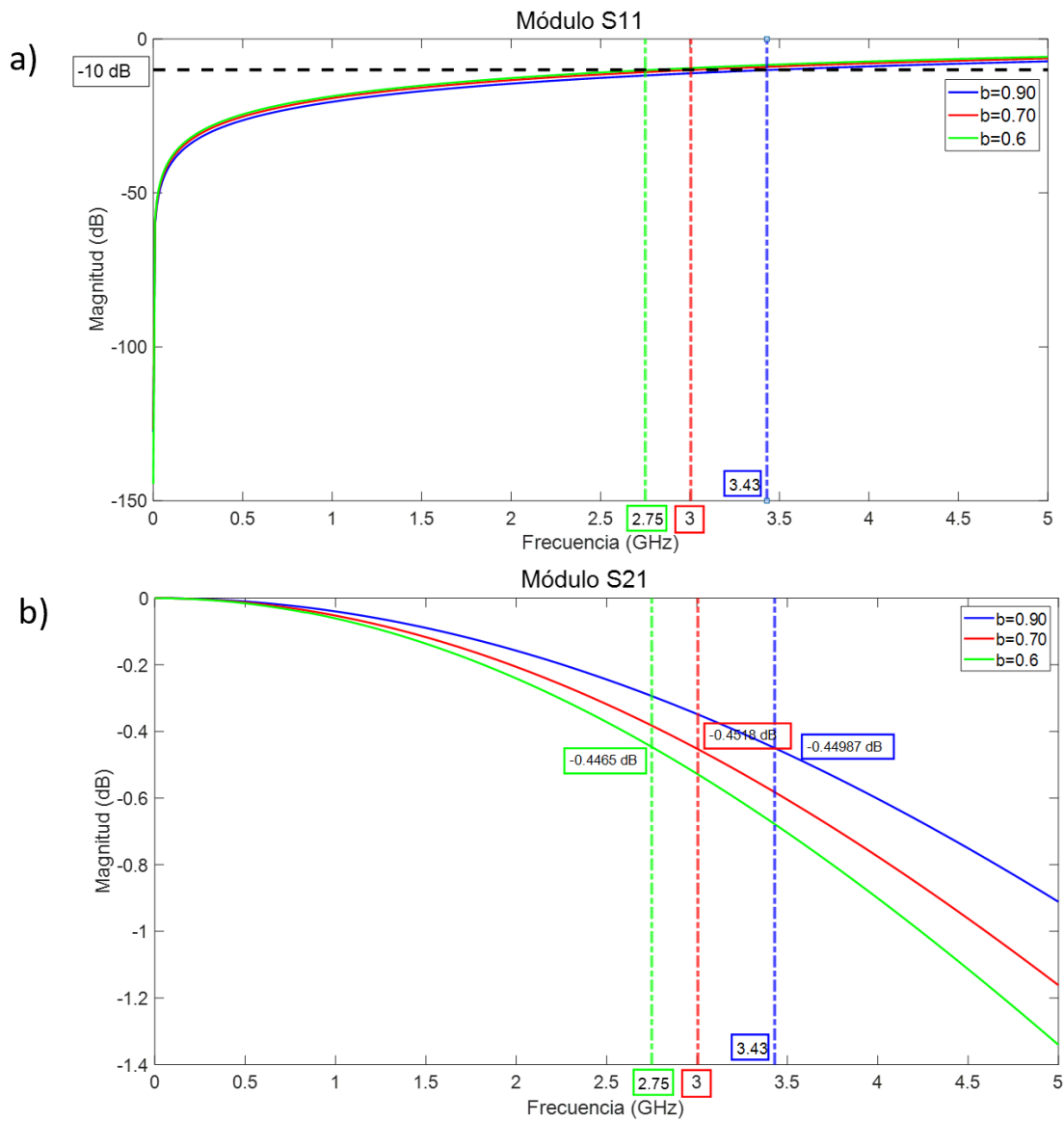


Figura 4-10: Variación de la frecuencia cuando $S_{11} = -10$ dB en función del hueco entre parches.

En la Figura 4-10 a) se observa el comportamiento del módulo de S_{11} (dB) para distintos tamaños de hueco entre parches (representado por b). En esta misma figura se esclarece la frecuencia a la que el parámetro S_{11} llega a -10 dB según el hueco entre parches. Se observa que a medida que se aumenta el tamaño de hueco entre parches, aumenta la frecuencia a la que $S_{11} = -10$ dB. Por otro lado, en la Figura 4-8 b) se analiza la adaptación del parámetro S_{21} para cada hueco entre parches en cada frecuencia cuando $S_{11} = -10$ dB.

Además, para un tamaño de hueco entre parches de 0.4 mm no se consigue simular el comportamiento en parámetros S del parche.

Para concluir la segunda parte del estudio, se va a mostrar el valor de C equivalente en función del hueco del parche (Figura 4-11):

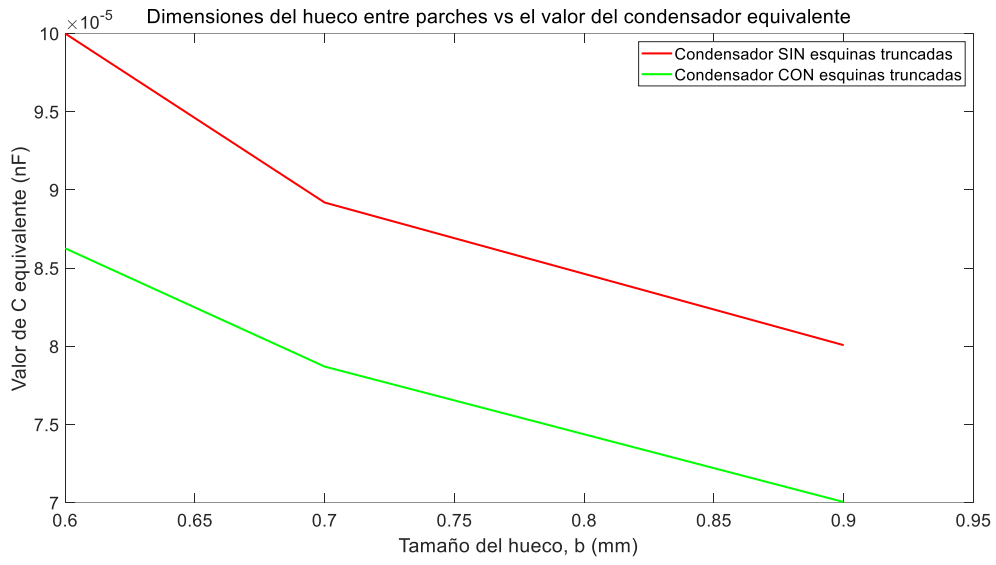


Figura 4-11: Dimensiones del parche (L) vs el valor del condensador equivalente (C).

4.2 Modelado circuital de la agrupación de parches añadiendo espesor

Una vez modelados correctamente los parches, el siguiente paso consiste en introducir espesor (s) a los parches y modelar el efecto de dicho espesor.

Para el **parche SIN las esquinas truncadas** y un espesor (s) de 2.4 mm, se consigue el siguiente modelado circuital inicial:

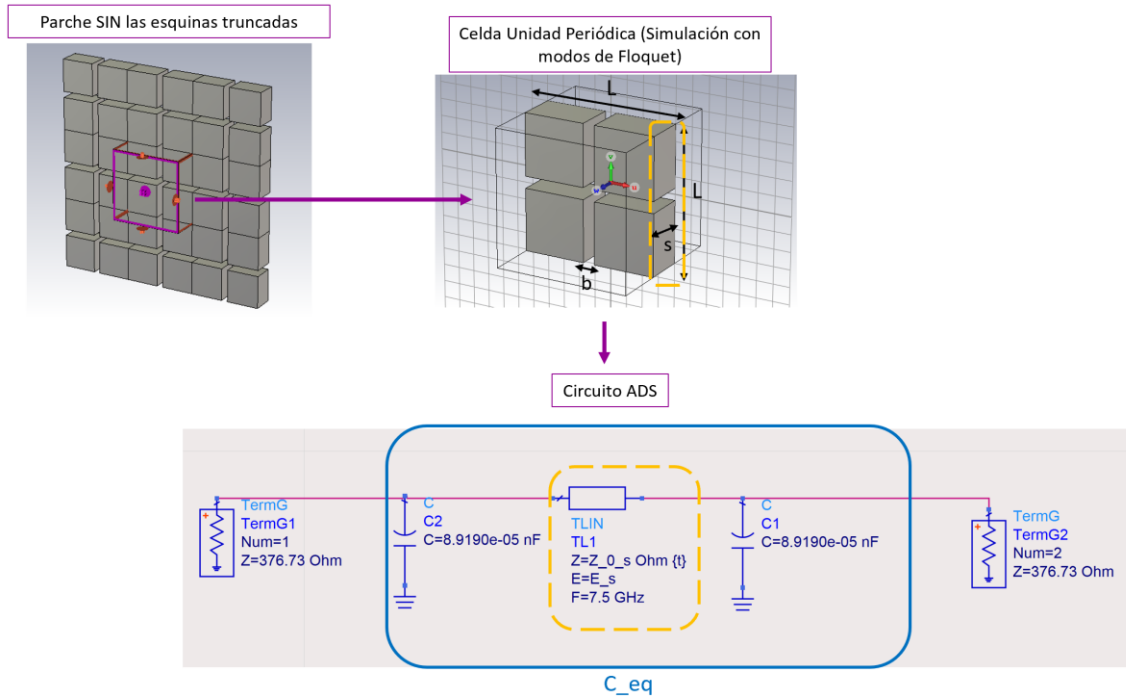


Figura 4-12: Modelado circuital inicial de la agrupación de parches SIN las esquinas truncadas con espesor.

Para el **parche CON las esquinas truncadas y un espesor (s) de 2.4 mm**, se consigue el siguiente modelado circuital inicial:

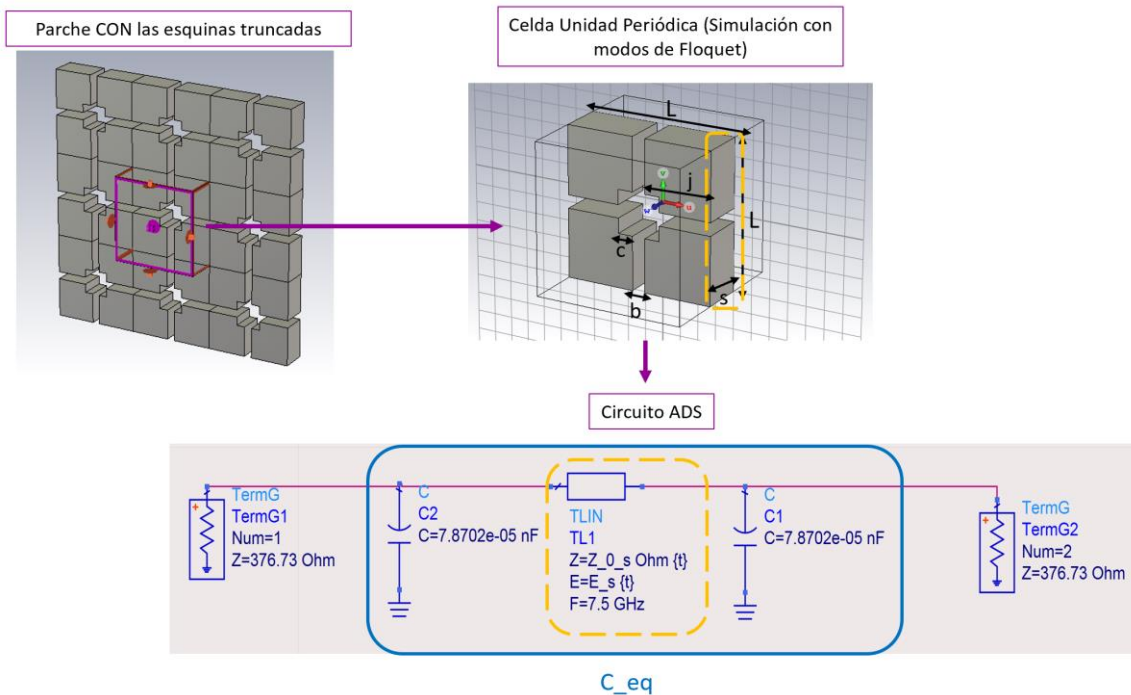


Figura 4-13: Modelado circuital inicial de la agrupación de parches CON las esquinas truncadas con espesor.

Se puede observar en el circuito de ADS de la Figura 4-12 y Figura 4-13 que el valor de los condensadores se ha calculado en el apartado 4-1 (Figura 4-2).

Si analizamos la Figura 4-12 y Figura 4-13 se observa que el espesor se corresponde circuitalmente con un condensador tal y cómo se explicaba en el Capítulo 3, Figura 3-6 debido a que, la línea de transmisión que modela el espesor de los parches es muy corta y no consigue transformar la C de la cara posterior del parche en una bobina equivalente. Este razonamiento se demuestra a continuación con la Carta de Smith. La Carta de Smith es una representación gráfica para poder plasmar al mismo tiempo la parte real e imaginaria de cualquier impedancia, así como su coeficiente de reflexión. Desde la línea central hacia arriba son valores con parte inductiva, y de la línea central hacia abajo son valores con parte capacitiva. Y la circunferencia grande tiene parte real cero, por lo que para comprobar que la línea de transmisión con el condensador de la cara posterior forma otro condensador equivalente, se tendrá que situar su impedancia en esta circunferencia.

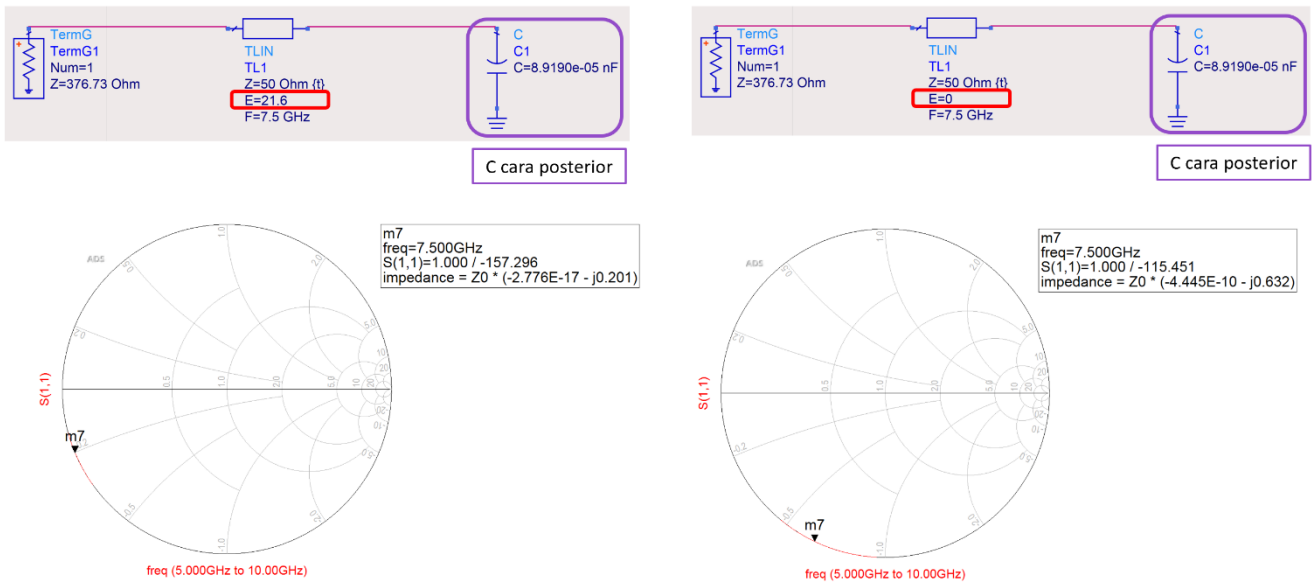


Figura 4-14: Resultados en carta de Smith de la línea de transmisión que modela el espesor junto con el condensador de la cara posterior del parche con espesor.

Se puede observar en la Figura 4-14 que los valores de la impedancia, tanto cuando la longitud eléctrica (E) de la línea de transmisión tiene un valor pequeño (21.6 grados) y cuando tiene un valor de 0, son imaginarios puros en la frecuencia central, es decir, se forma un condensador, aunque con valores distintos. Por tanto, se confirma lo que se explicaba anteriormente, que el tramo de línea de transmisión es demasiado corto para que junto con el condensador se transforme en una bobina.

La primera forma para modelar la línea de transmisión correctamente sería simular la propia línea de transmisión en CST usando los *Waveguide Ports* tal y como se ve en la Figura 4-15 y Figura 4-16.

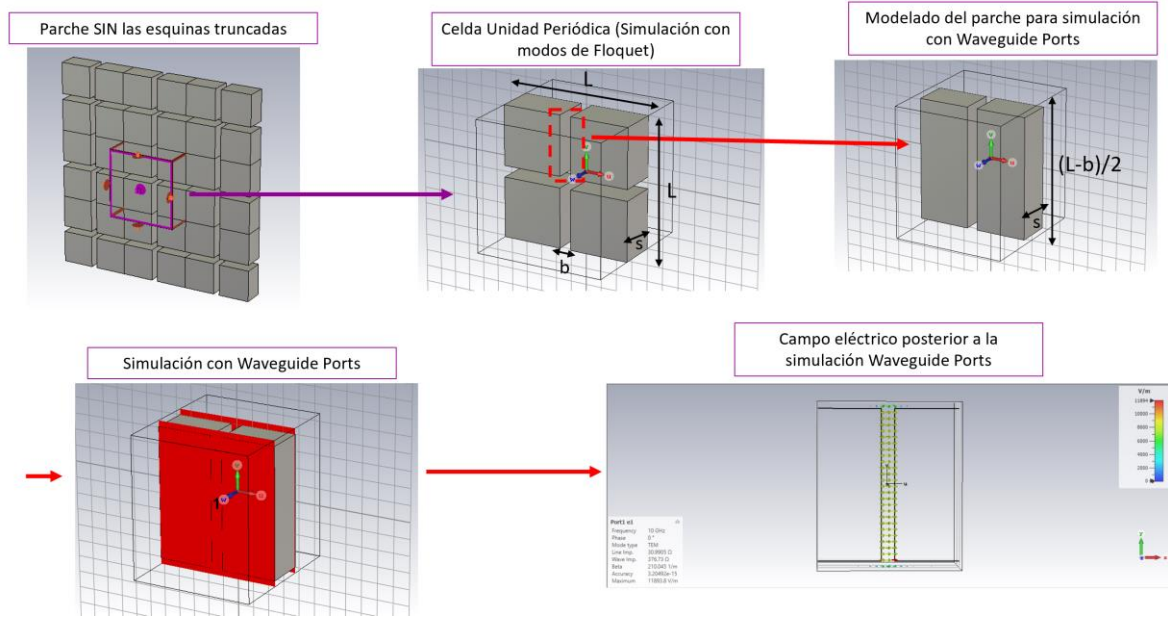


Figura 4-15: Modelado de parte del parche SIN las esquinas truncadas para la simulación Waveguide Ports en CST.

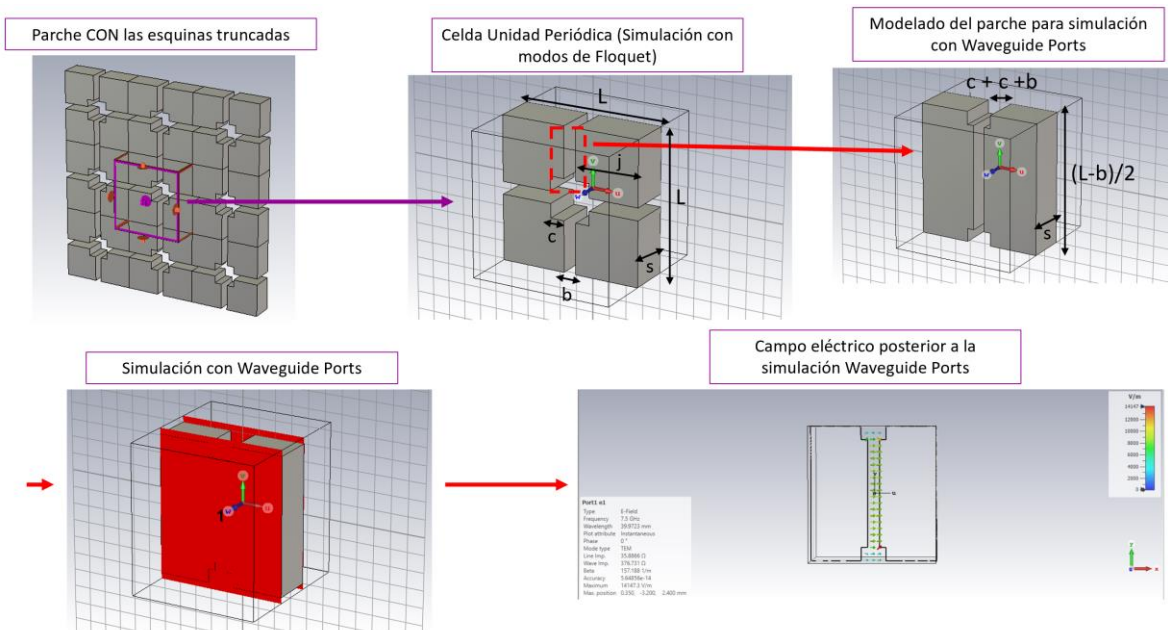


Figura 4-16: Modelado de parte del parche CON las esquinas truncadas para la simulación Waveguide Ports en CST.

La simulación con *Waveguide Ports* consiste en colocar dos puertos especiales de CST en la parte frontal y trasera del moldeado de la línea. Estos puertos permiten ver cómo es el campo eléctrico (E) y el campo magnético (H) a partir del campo que se genera en la zona donde está colocado el *Waveguide Port*. Dividiendo E/H se calcula la impedancia que genera la onda que se propaga en ese hueco, que será la impedancia característica Z_{0_s} de la línea de transmisión.

La onda de campo eléctrico incidente sobre la agrupación de parches se propaga por la zona definida por el hueco entre parches adyacentes a través de una línea de transmisión equivalente de aire de impedancia característica $Z_{0,s}$ y s el espesor o grosor de los citados parches.

Se puede observar en la Figura 4-15 (parches sin truncar) que la onda en la imagen de campo eléctrico posterior a la simulación *Waveguide Ports* está viajando por el dieléctrico Aire a 30.99 Ohm y en el caso de la Figura 4-16 (parches truncados) es a 35.886 Ohm, lo que tiene cierta concordancia con la teoría de líneas de transmisión de placas paralelas, en las que la impedancia característica tiene una relación inversa con la anchura de dichas placas.

En el caso de la Figura 4-15 (parche sin truncar), la anchura principal que establece la impedancia de la línea de transmisión es de s con una separación entre placas paralelas de b . En cambio, en la Figura 4-16 (parche truncado) se presenta una anchura principal igual, de tamaño s pero la distancia entre placas aumenta en los extremos, ya que hay que sumar dos veces el valor de C al valor inicial de b . Por tanto, cuando las placas están más separadas entre sí (como en el caso de la Figura 4-15, parche truncado) la impedancia aumenta para la misma anchura y por eso la $Z_{0,s}$ en la Figura 4-15 es ligeramente mayor (5 Ohm). Mencionar también que cuando la anchura disminuye para una misma separación entre placas, la impedancia también aumenta.

Pero al modelado de la Figura 4-15 y de la Figura 4-16 les perjudica el efecto de bordes y por ello no son un modelado correcto de la línea de transmisión. El efecto de borde ocurre cuando hay una placa metálica y un dieléctrico, donde las condiciones de pared dieléctrica perfecta implican que el campo eléctrico tangencial se anule y sólo existe campo eléctrico normal o perpendicular al metal, tal y como se observa en las imágenes de campo eléctrico de ambas figuras. El efecto de bordes se observa en las líneas azules de campo eléctrico en la Figura 4-15 y Figura 4-16 en la imagen de campo eléctrico, donde se empieza a formar un arco al intentar juntarse las líneas de campo perpendiculares de las dos partes del parche metálico, retorciéndose. La simulación *Waveguide Ports* trunca el campo ya que no recoge toda la información de campo por encima y por debajo del modelado, no es que las líneas de campo desaparezcan.

Al realizar la estructura se cortó el campo por arriba y por debajo de la línea modelada en CST. El hueco de aire entre parche y parche hay que tenerlo en cuenta, debido a que seguramente esta estimación de la impedancia de línea ($Z_{0,s}$) sea ligeramente distinta a la correcta. Este hueco de aire por encima y por debajo trunca el campo y tiene consecuencias en la estimación de la impedancia.

Por tanto, el modelado de la línea de transmisión con la simulación *Waveguide Ports* explicada, será la **primera aproximación** para realizar un circuito equivalente como el de las Figuras 4-12 y 4-13. Los parámetros S de la simulación con *Waveguide Ports* del modelado de la línea de transmisión se exportarán en un archivo denominado S2P (Touchstone). El archivo S2P es un formato de archivo estándar utilizado para almacenar los resultados de simulaciones. Dicho archivo se cargará en un módulo de ADS, tal y como se observa en la Aproximación 1 de la Figura 4-17 y 4-19.

Pero surge la necesidad de hacer otras dos aproximaciones debido a los errores que se han mencionado en la primera aproximación: el efecto de bordes para la estimación de $Z_{0,s}$ y la estimación de E_s por el truncamiento con la simulación *Waveguide Ports*. Por tanto, para calcular $Z_{0,s}$ y la longitud de la línea de transmisión E_s para modelar el espesor de 2.4 mm, se analizan las siguientes dos aproximaciones también:

- **Segunda aproximación:** Se modifica la impedancia de la línea ($Z_{0,s}$) con auto-tune de ADS manteniendo la longitud eléctrica (E_s) calculada con la ecuación 4-4 para un espesor de 2.4 mm.

- **Tercera aproximación:** Modificamos la longitud eléctrica (E_s) de la línea con auto-tune de ADS manteniendo las impedancias de línea (Z_{0_s}) calculadas con la simulación de CST de *Waveguide Ports*.

En la segunda aproximación se calcula la longitud eléctrica E_s con la ecuación 4-4, ecuación para el cálculo de la longitud eléctrica E general, donde $d = 2.4 \text{ mm}$ y $\lambda_0 = 40 \text{ mm}$ a la frecuencia central 7.5 GHz (Ecuación 2-6).

$$E = \beta \times d = \frac{2\pi}{\lambda_0} \times d \quad (4-4)$$

Por tanto, $E_s = 21.6 \text{ grados}$.

Para el **parche SIN las esquinas truncadas** y un espesor de **2.4 mm**, tenemos el siguiente modelado circuital:

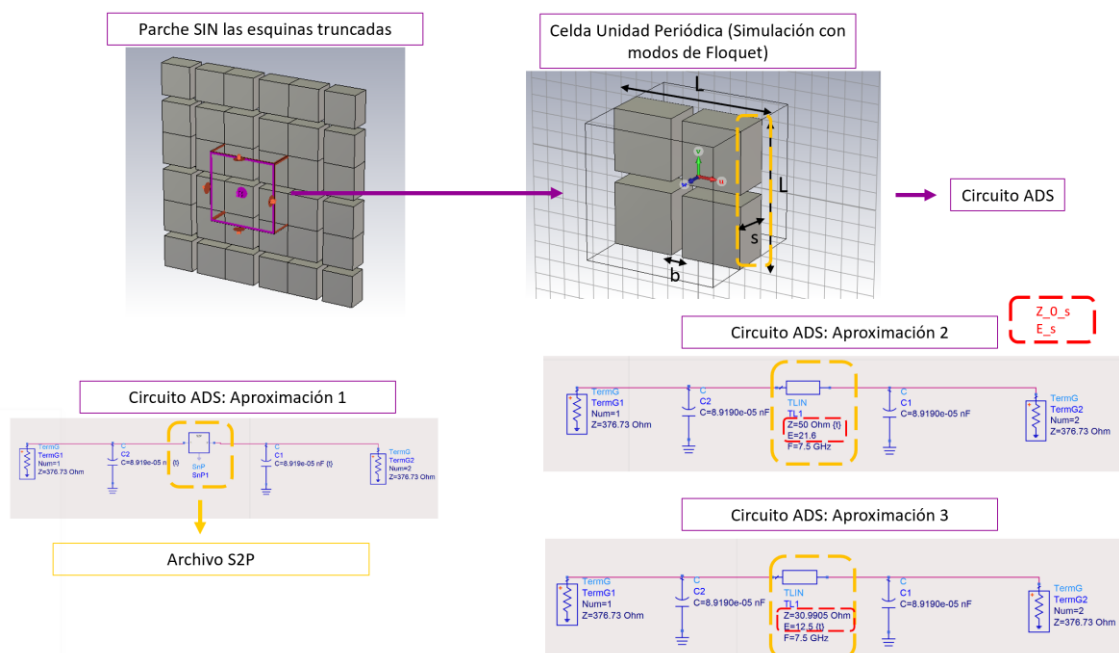


Figura 4-17: Modelado circuital con tres aproximaciones de una agrupación de parches SIN las esquinas truncadas y con espesor 2.4 mm.

En el circuito en ADS para la segunda aproximación de la Figura 4-17 se puede observar que la longitud eléctrica E_s es la que se ha calculado anteriormente con la ecuación 4-4 y la impedancia característica de línea Z_{0_s} que se consigue con el auto-tune es de 50 Ohm. En cambio, en el circuito en ADS para la tercera aproximación se puede observar, la longitud eléctrica E_s que se consigue con el auto-tune es de 12.5 grados y la impedancia característica de línea Z_{0_s} es la calculada la simulación *Waveguide Ports*, 30.99 Ohm.

De esta manera podremos comparar los parámetros S de las tres aproximaciones de la Figura 4-16:

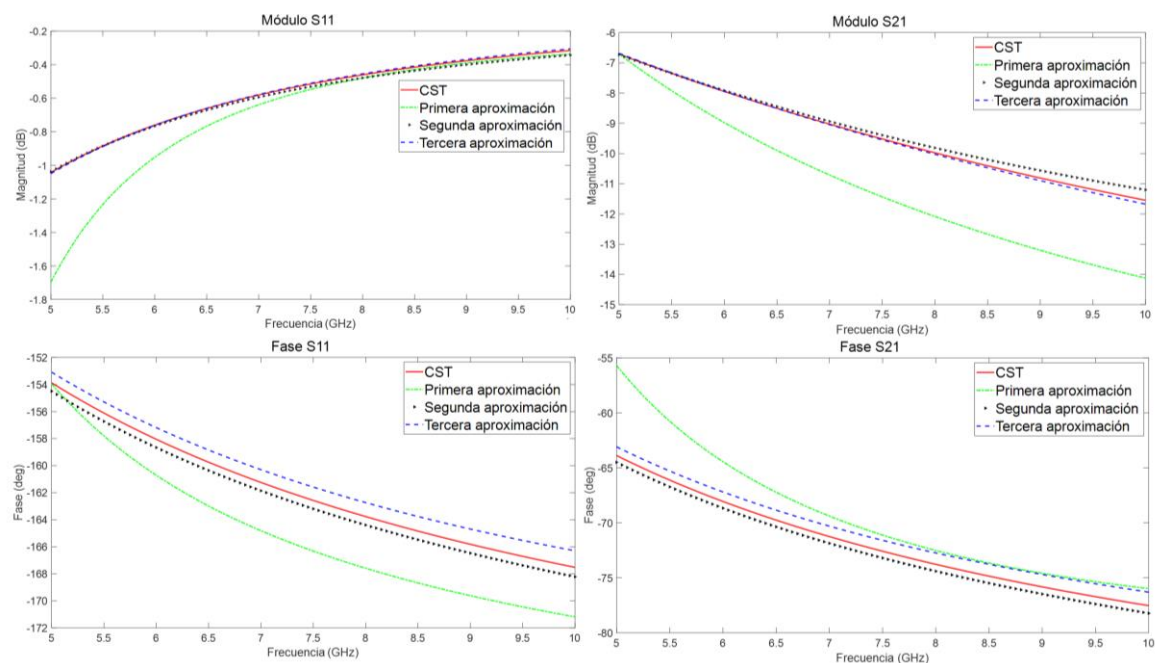


Figura 4-18: Módulo (dB) y fase (deg) de los parámetros S para el parche SIN las esquinas truncadas y espesor 2.4 mm.

Como conclusión de las aproximaciones en la Figura 4-18, la tercera aproximación es más precisa y se asemeja más a la simulación *full-wave* de CST. La razón es que la longitud eléctrica de la línea es diferente a la longitud física de la misma, debido a que en el valor de la longitud eléctrica se refleja los efectos de las discontinuidades de campos que están abruptamente cortados cuando se calcula con la Ecuación 4-4 y no es así.

La razón por la que la segunda y tercera aproximación se asemejan más a la simulación *full-wave* de CST es que se necesita la simulación de CST para modelar la línea de transmisión como punto de partida para posteriormente usar la opción de auto-tune de ADS y compensar los efectos de bordes que introduce la primera aproximación.

Para el **parche CON las esquinas truncadas** y un **espesor de 2.4 mm**, tenemos el siguiente modelado circuital:

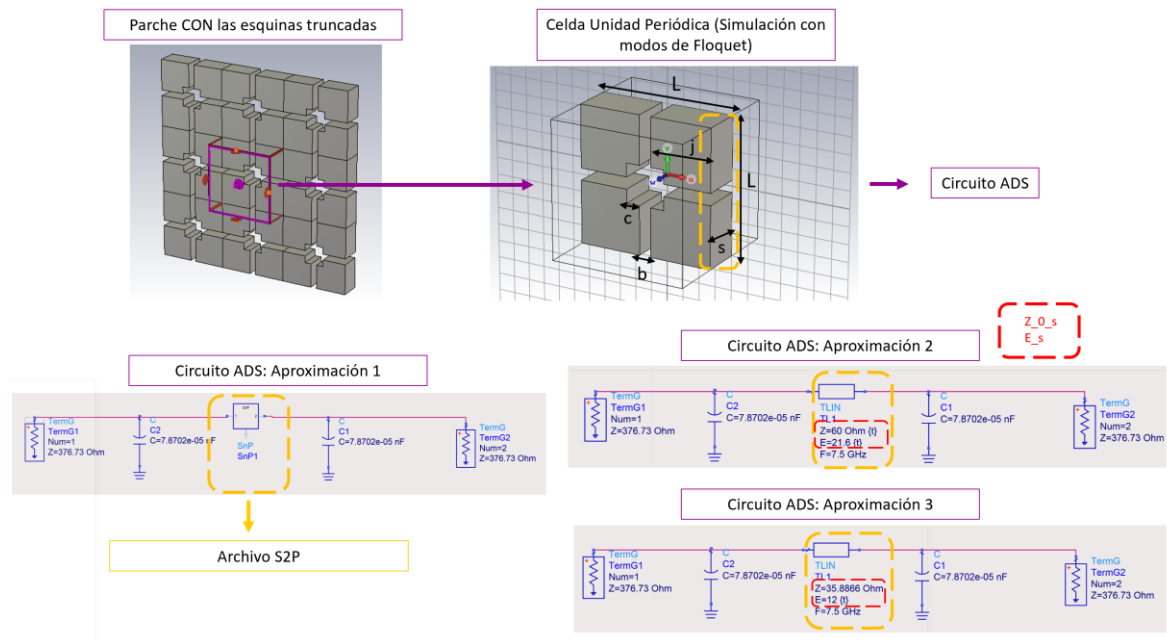


Figura 4-19: Modelado circuital con tres aproximaciones de una agrupación de parches CON las esquinas truncadas y con espesor 2.4 mm.

En el circuito en ADS para la segunda aproximación de la Figura 4-19 se puede observar que la longitud eléctrica E_s es la que se ha calculado anteriormente con la ecuación 4-4 igualmente y la impedancia característica de línea $Z_{0,s}$ que se consigue con el auto-tune es de 60 Ohm. En cambio, en el circuito en ADS para la tercera aproximación se puede observar, la longitud eléctrica E_s que conseguimos con el auto-tune es de 12 grados y la impedancia característica de línea $Z_{0,s}$ es la calculada la simulación *Waveguide Ports*, 35.89 Ohm.

Los parámetros S de las tres aproximaciones de la Figura 4-18:

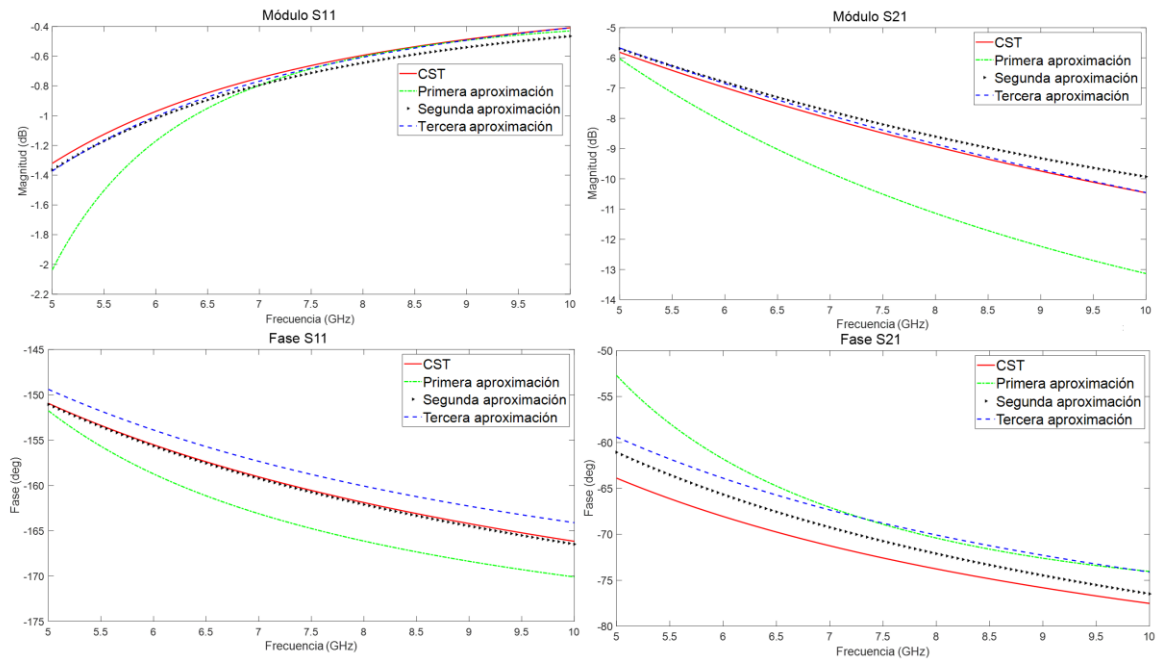


Figura 4-20: Módulo (dB) y fase (deg) de los parámetros S para el parche CON las esquinas truncadas y espesor 2.4 mm.

En la Figura 4-20 se observa que la tercera aproximación vuelve a ser más precisa que la primera aproximación y segunda aproximación por la misma razón que la comentada para la Figura 4-18. Además, la segunda y tercera aproximación también se asemejan más a la simulación *full-wave* de CST de igual forma que en el parche sin trincar, de la Figura 4-18.

Como conclusión de este apartado, se ha conseguido modelar el espesor de los parches sin y con las esquinas truncadas tal y como aparecía en la Figura 3-6.

Por otro lado, los efectos de bordes no se han conseguido caracterizar con un elemento discreto como un condensador o una bobina que se relacionen con dimensiones reales de la estructura.

Cómo conclusión de este apartado, la corrección de la longitud del parche debido a los efectos de bordes de la primera aproximación se puede obtener de la tercera aproximación.

$$E_{\text{DosCapas_Corrección}}(\text{grados}) = E_{\text{teórica}} + \Delta E = 21.6 - 9.1 (\text{parche sin trincar}) = 21.6 - 9.6 (\text{parche truncado}) \quad (4-5)$$

$$\text{Distancia física}_{\text{DosCapas_Corrección_SINTRUNCAR}}(m) = \frac{\Delta E}{\beta} = \frac{\Delta E \times \lambda_0}{2\pi} = 0.079 \quad (4-6)$$

$$\text{Distancia física}_{\text{DosCapas_Corrección_TRUNCAR}}(m) = \frac{\Delta E}{\beta} = \frac{\Delta E \times \lambda_0}{2\pi} = 0.061 \quad (4-7)$$

Una tabla resumen de los valores que toman los parámetros de la línea de transmisión que modela el espesor en la Figura 4-17 y Figura 4-19:

	$Z_{0_s}(Ohm)$	$E_s(grados)$
Parche SIN esquinas truncadas: <i>Aproximación 2</i>	50	21.6
Parche SIN esquinas truncadas: <i>Aproximación 3</i>	30.99	12.5
Parche CON esquinas truncadas: <i>Aproximación 2</i>	60	21.6
Parche CON esquinas truncadas: <i>Aproximación 3</i>	35.89	12

Tabla 4-1: Resumen de los valores de la línea de transmisión que modelan el espesor de los parches en los circuitos de ADS en la Figura 4-17 y 4-19.

4.3 Modelado circuital de la agrupación de parches con espesor añadiendo una capa adicional

El siguiente paso en el modelado de la estructura es añadir una segunda capa con un espacio b , entre medias de ambas capas, relleno de aire. Como se explicaba en la Figura 3-7, el espacio se modelará en ADS con una línea de transmisión cuya impedancia de línea ($Z_{0_DosCapas}$) tiene que ser el aire, es decir 376 Ohm equivalente a la propagación de una onda plana por el aire, dónde $\eta_0 = 120\pi = 377 Ohm$.

Además, en este apartado se forma un circuito LC debido a las dos capas de parches paralelas, ya que la línea de transmisión que modela el hueco entre parches junto con el parche con espesor de la cara superior forma una bobina equivalente. Generando una resonancia en $\omega = \frac{1}{\sqrt{C_{eq}L_{bob_{eq}}}}$.

Para la **estructura de DOS capas con parches con espesor SIN y CON las esquinas truncadas** se obtiene el siguiente primer modelado inicial para el espacio entre capas:

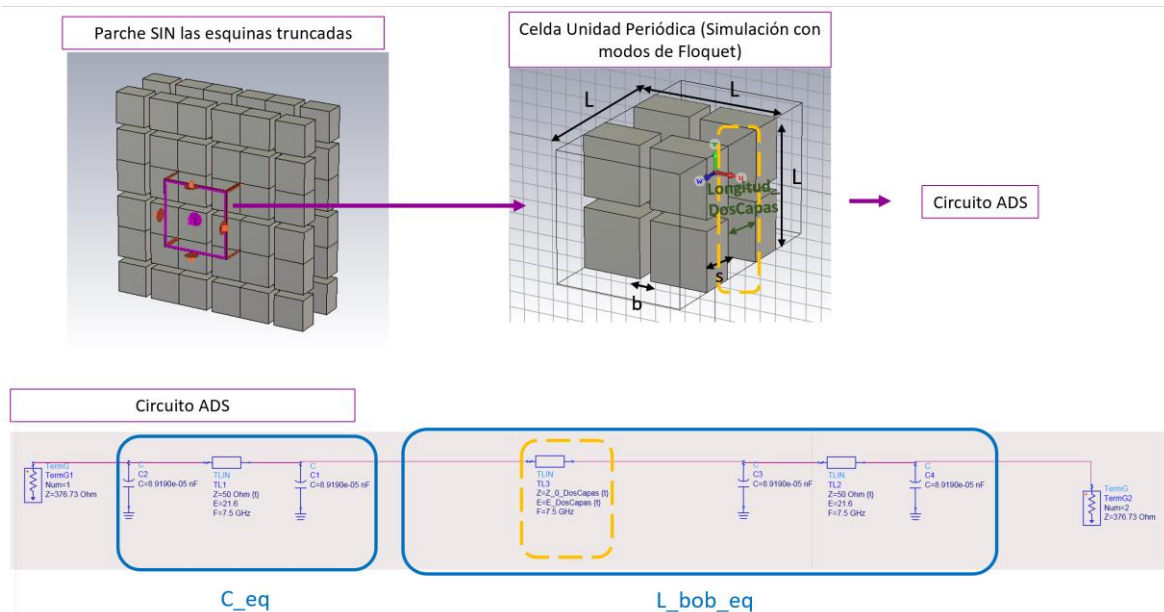


Figura 4-21: Modelado circuital inicial de la estructura con DOS capas de agrupación de parches SIN las esquinas truncadas y con espesor 2.4 mm.

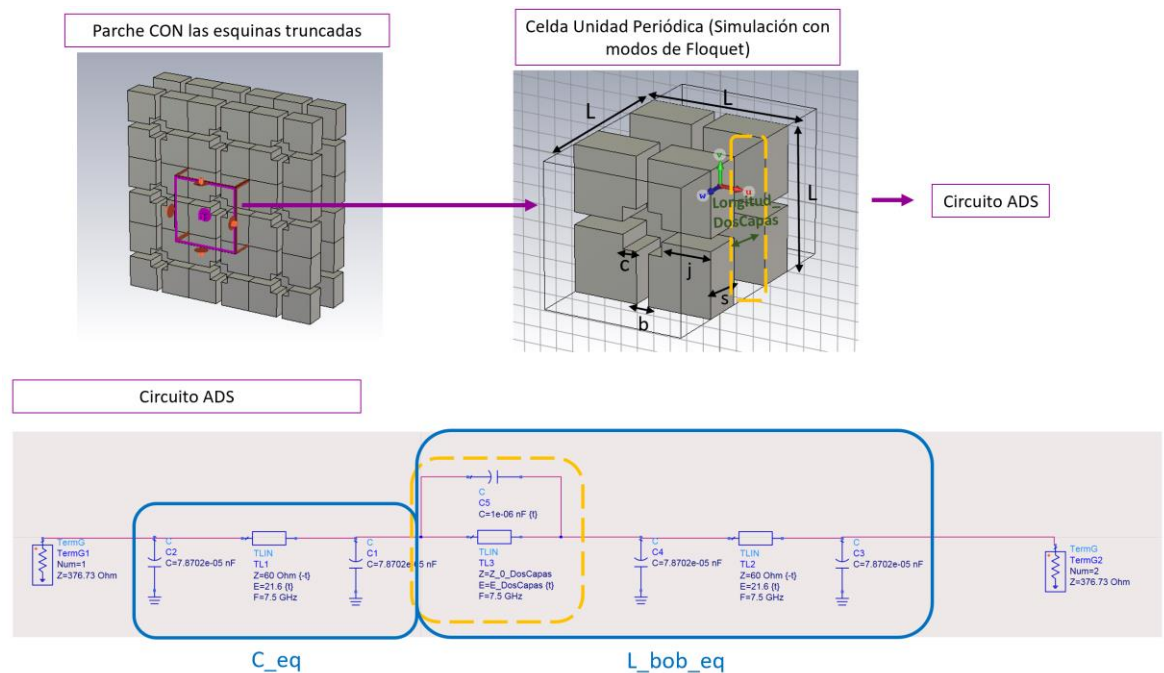


Figura 4-22: Modelado circuital inicial de la estructura con DOS capas de agrupación de parches CON las esquinas truncadas y con espesor 2.4 mm.

En las Figura 4-21 y Figura 4-22, la distancia entre capas (*Longitud_DosCapas*) es de 3.2 mm según el informe (Tabla de la Figura 3-9) teniendo en cuenta que cada parche tiene un espesor *s* de 2.4 mm y la estructura es un cubo de 8 mm (*L*), por tanto:

$$Longitud_DosCapas = L - s - s = 8 - 2.4 - 2.4 = 3.2 \text{ mm} \quad (4-8)$$

La $E_{DosCapas} = 28.8$ grados calculada con la ecuación 4-4, teniendo en cuenta que la $Longitud_DosCapas$ es 3.2 mm.

En este apartado se va a hacer una comparación con las aproximaciones del apartado 4-2. Añadiendo los circuitos modelados en el apartado 4-2 que modela cada capa con espesor en el caso de cada aproximación.

El modelado circuital de la **estructura de dos capas con espesor 2.4 mm con los parches SIN las esquinas truncadas**, es el siguiente:

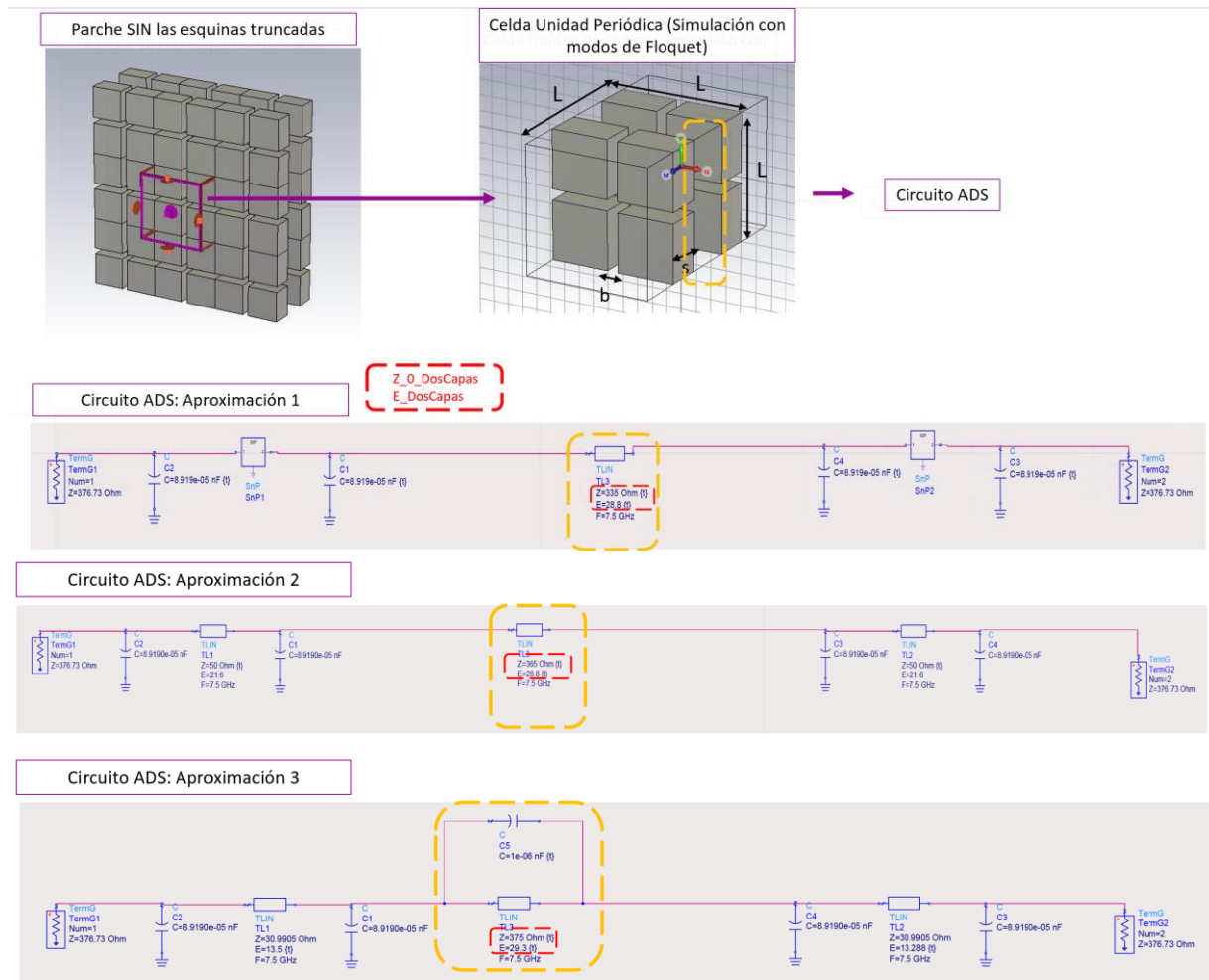


Figura 4-23: Modelado circuital con tres aproximaciones de la estructura con DOS capas de agrupación de parches SIN las esquinas truncadas y con espesor 2.4 mm.

Se puede observar en la Figura 4-23 que se mantienen los modelados circuitales que modelan los parches con espesor (Figura 4-17) y en medio se introduce la línea de transmisión que modela el espacio entre capas. Esta línea de transmisión debería tener una $Z_{0_DosCapas}$ que fuera 377 Ohm (impedancia intrínseca del aire), como se había comentado al inicio de este capítulo, pero se reduce en la primera y segunda aproximación a 335 Ohm y 365 Ohm respectivamente.

Al circuito de la segunda aproximación de la Figura 4-23 se le añade un condensador para ajustar la respuesta en frecuencia. Este condensador modela el efecto de proximidad entre capas.

Los parámetros S de las tres aproximaciones de la Figura 4-23:

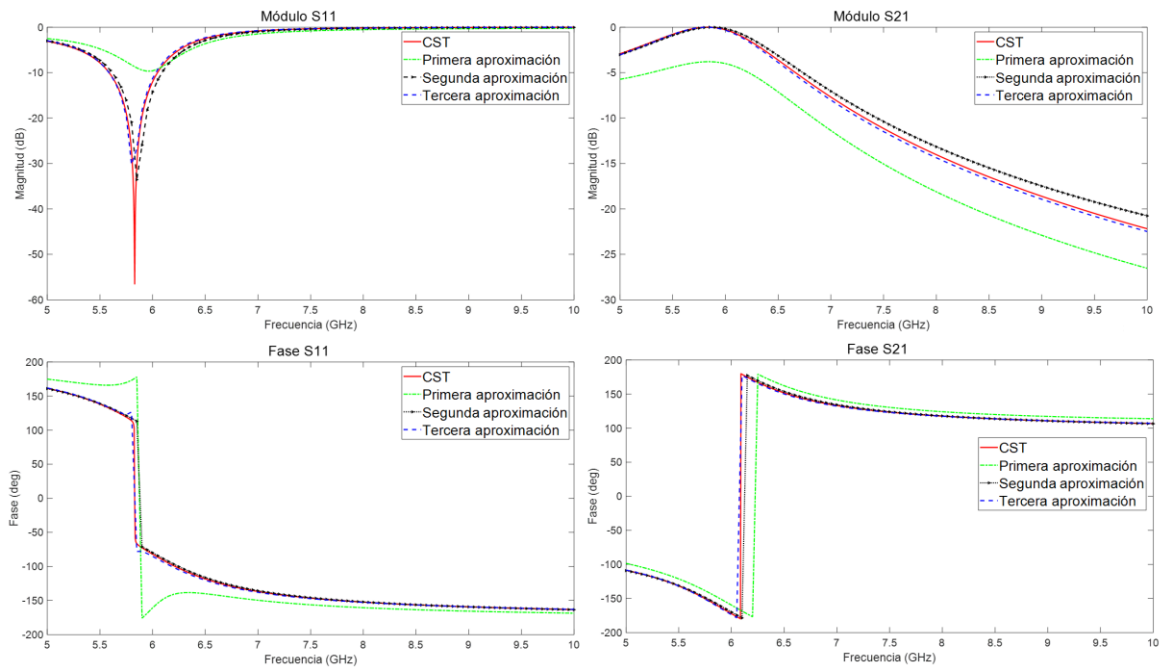


Figura 4-24: Módulo (dB) y fase (deg) de los parámetros S de la estructura CON DOS CAPAS con la agrupación de parches SIN las esquinas truncadas y espesor 2.4 mm.

La respuesta en parámetros S del circuito de la tercera aproximación coinciden de manera más precisa con los parámetros S de la simulación *full-wave* en CST. Además, se vuelve a observar que las respuestas en parámetros S de la segunda y tercera aproximación también son más similares a la simulación *full-wave* en CST que la primera aproximación.

También se observa que la resonancia ahora sí aparece en el rango de operación sobre el que se está simulando, encontrándose alrededor de 5.7 GHz.

El modelado circuital de la estructura de dos capas con espesor 2.4 mm con los parches CON las esquinas truncadas, es el siguiente:

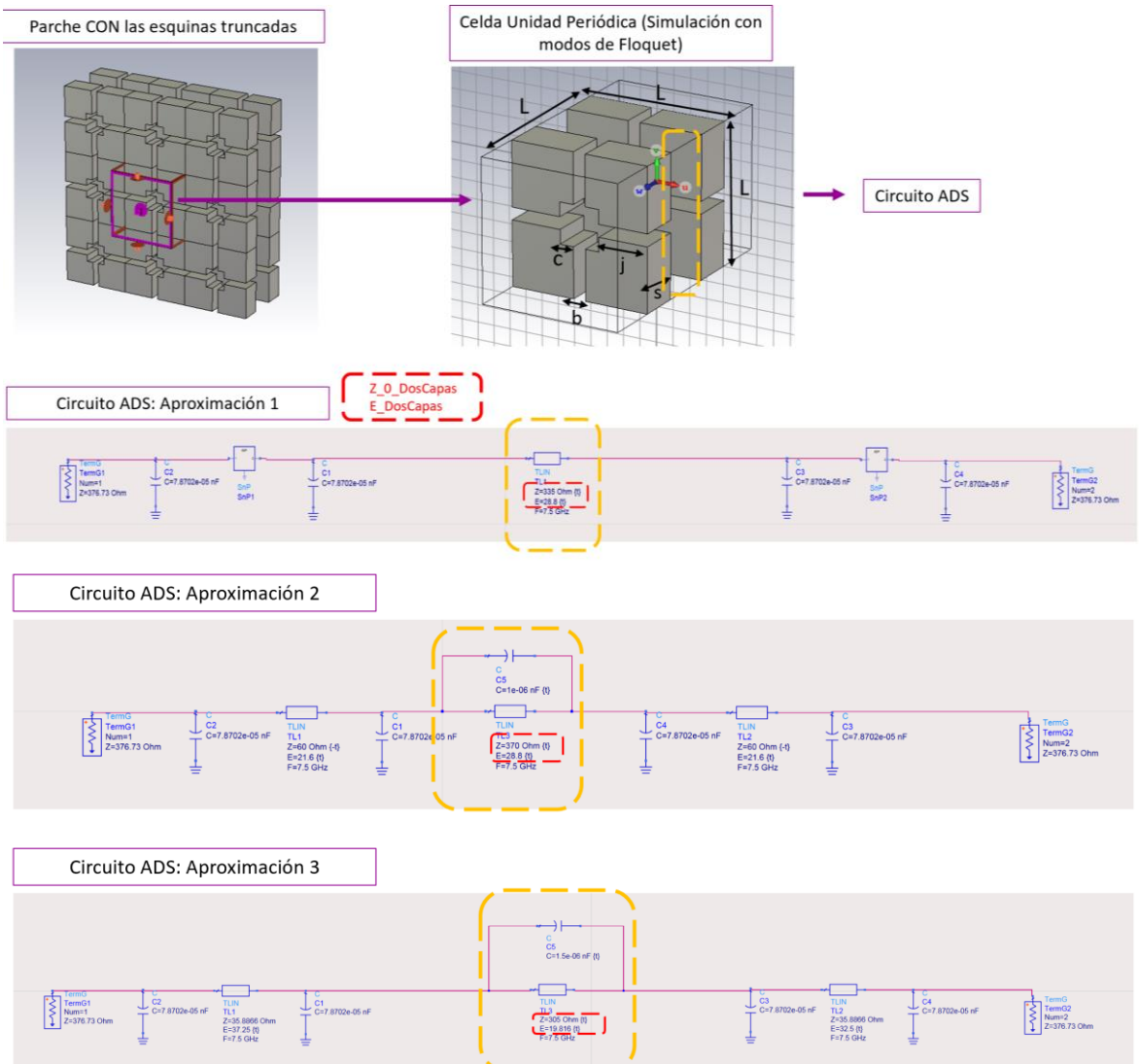


Figura 4-25: Modelado circuital con tres aproximaciones de la estructura con DOS capas de agrupación de parches CON las esquinas truncadas y con espesor 2.4 mm.

En la Figura 4-25 se observa que la impedancia característica de la línea de transmisión $Z_{0_DosCapas}$ en lugar de ser 377 Ohm como se explicaba al inicio del apartado, es 370 Ohm para la segunda aproximación dónde además se añade un condensador para modelar el efecto de proximidad entre capas, que mejora considerablemente la respuesta en parámetros S de esta aproximación. En el circuito de la tercera aproximación la impedancia $Z_{0_DosCapas}$ baja notablemente de 377 Ohm ideales a 305 Ohm. También con un condensador incorporado para ajustar la respuesta en frecuencia de los parámetros S. En este circuito de la tercera aproximación también se ha tenido que ajustar el valor de las líneas de transmisión que modelan el espesor de cada capa (Apartado 4-3), cambiando el valor original de 32 grados a 37.25 grados y 32.5 grados respectivamente para cada capa.

Los parámetros S de las tres aproximaciones de la Figura 4-25:

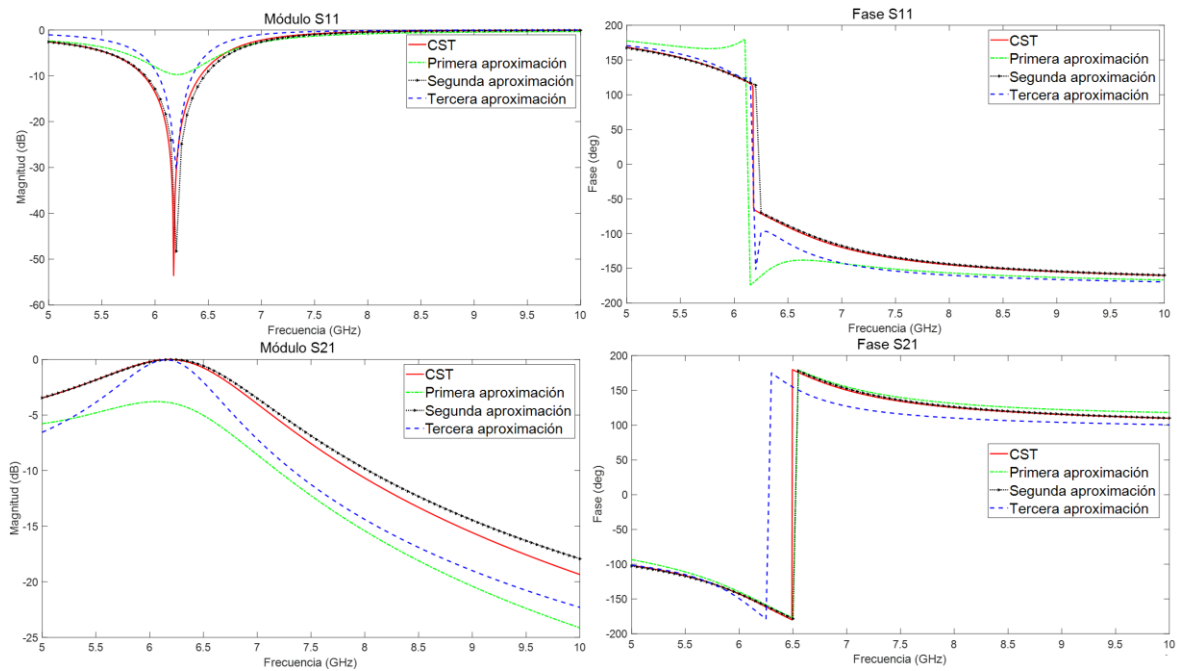


Figura 4-26: Módulo (dB) y fase (deg) de los parámetros S de la estructura CON DOS CAPAS con la agrupación de parches CON las esquinas truncadas y espesor 2.4 mm.

En la Figura 4-26 se concluye lo mismo que en la Figura 4-23: la tercera aproximación proporciona respuestas más próximas a la simulación *full-wave* de CST.

Una tabla resumen de los valores que toman los parámetros de la línea de transmisión que modela el hueco entre las dos capas de parches con espesor en la Figura 4-23 y Figura 4-25:

	$Z_{0_DosCapas}(Ohm)$	$E_{DosCapas}(grados)$
Parche SIN esquinas truncadas: Aproximación 1	335	28.8
Parche SIN esquinas truncadas: Aproximación 2	365	28.8
Parche SIN esquinas truncadas: Aproximación 3	375	29.3
Parche CON esquinas truncadas: Aproximación 1	335	28.8
Parche CON esquinas truncadas: Aproximación 2	370	28.8
Parche CON esquinas truncadas: Aproximación 3	305	19.82

Tabla 4-2: Resumen de los valores de la línea de transmisión que modelan el hueco entre las dos capas de parches con espesor en los circuitos de ADS en la Figura 4-23 y Figura 4-25.

4.4 Modelado circuital de la agrupación de parches sin espesor y dos capas añadiendo enrejillado de autoporte

El siguiente componente que se debe modelar circuitalmente para seguir completando las estructuras de la Figura 4-23 y 4-25, es el enrejillado entre ambas capas de de la celda unidad. Tal y como se veía en la veía en la Figura 2-2, el enrejillado tiene un modelado circuital de una bobina.

Para poder modelar de la manera correcta estas barras, en el siguiente modelado de CST los parches tendrán un espesor infinitésimamente delgado. Al no tener espesor los parches no se harán comparaciones entre las aproximaciones mencionadas y explicadas en el Apartado 4-2. Solo se realizará una comparación entre el efecto de los parches sin y con esquinas truncadas.

Además, en este apartado se forma un circuito LC debido a que la línea de transmisión que modela el enrejillado es lo suficientemente larga como para transformar la C de la cara posterior del parche en una bobina. Generando una resonancia en $w = \frac{1}{\sqrt{C_{eq}L_{bob_{eq}}}}$.

Para el parche sin las esquinas truncadas y con las esquinas truncadas tendremos el siguiente primer modelado inicial para el espacio entre capas:

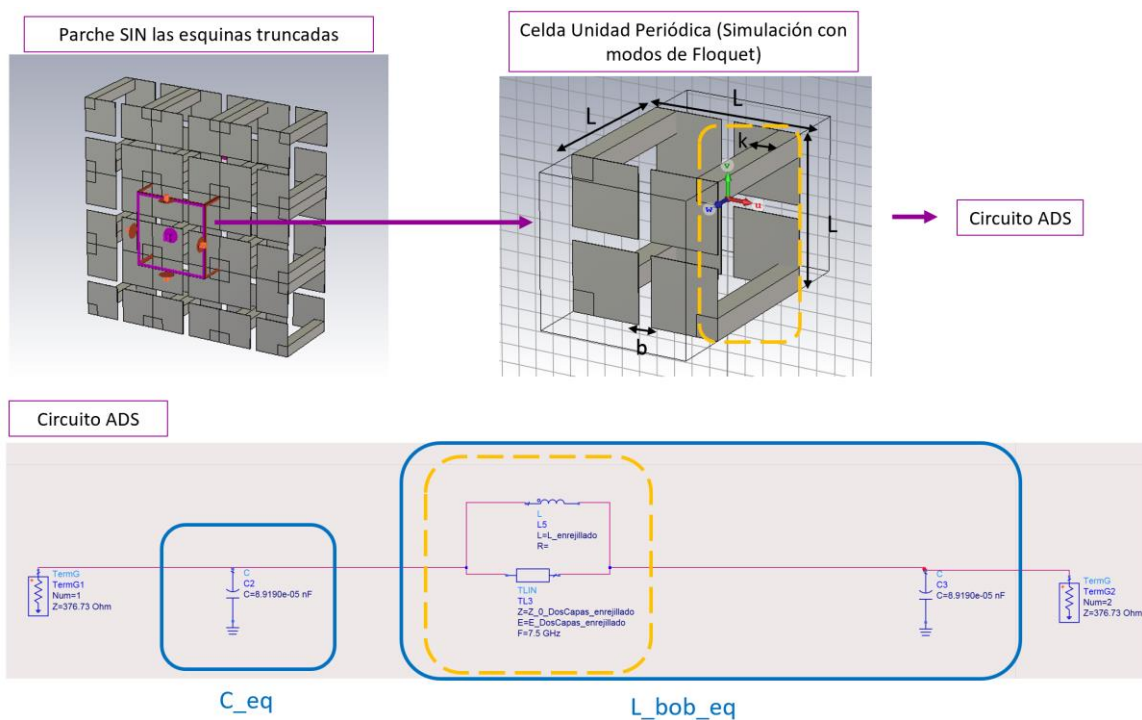


Figura 4-27: Modelado circuital inicial de la estructura con DOS capas de agrupación de parches SIN las esquinas truncadas y enrejillado.

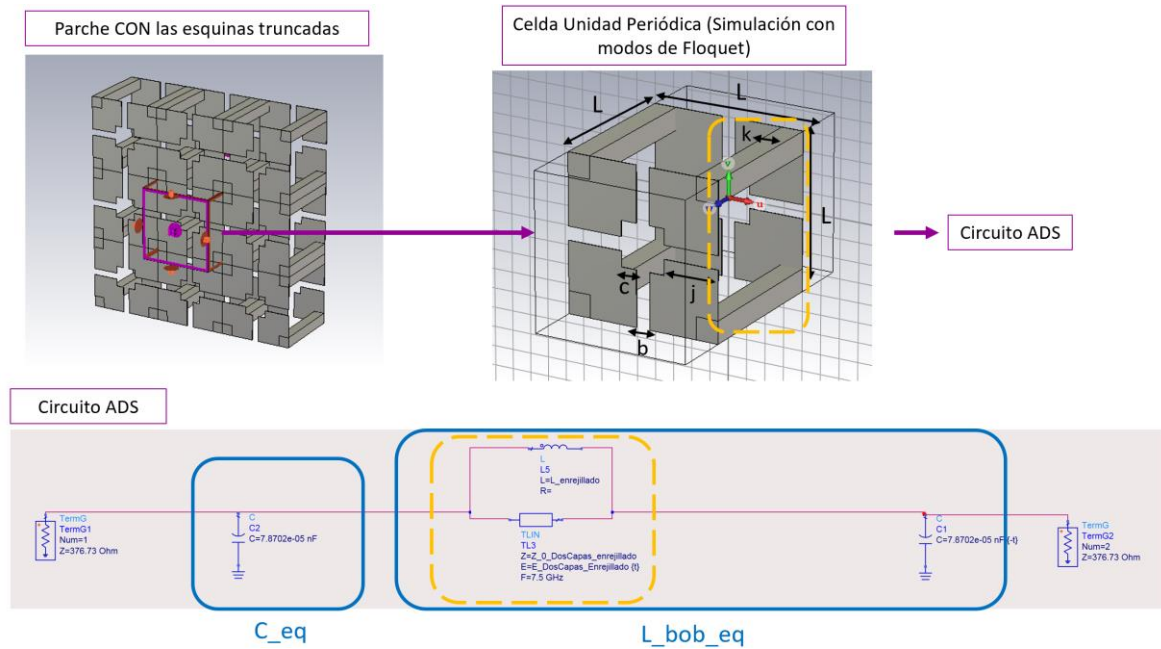


Figura 4-28: Modelado circuital inicial de la estructura con DOS capas de agrupación de parches CON las esquinas truncadas y enrejillado.

En la Figura 4-27 y Figura 4-28 la longitud eléctrica de la línea de transmisión ($Longitud_{DosCapas_enrejillado}$) teniendo en cuenta el espesor (s) de los parches es de 0.03 mm (infinitésimamente delgado).

$$Longitud_{DosCapas_enrejillado} = L - s - s = 8 - 0.03 - 0.03 = 7.94 \text{ mm}$$

La $E_{DosCapas_enrejillado}$ sería 71.46 grados calculándola con la Ecuación 4-4.

En este caso no es necesario introducir un condensador en paralelo a su vez a la bobina ya que las capas no están tan juntas como para observar en los parámetros S el efecto de proximidad entre ellas.

Como se explicaba en la Figura 3-7, el espacio entre capas se modelará en ADS con una línea de transmisión cuya impedancia de línea ($Z_{0_DosCapas_enrejillado}$) tiene que ser el aire, es decir 376 Ohm equivalente a la propagación de una onda plana por el aire, donde $\eta_0 = 120\pi = 377 \text{ Ohm}$.

El modelado circuital de la estructura de dos capas con espesor infinitésimamente delgado con los parches SIN las esquinas truncadas, es el siguiente:

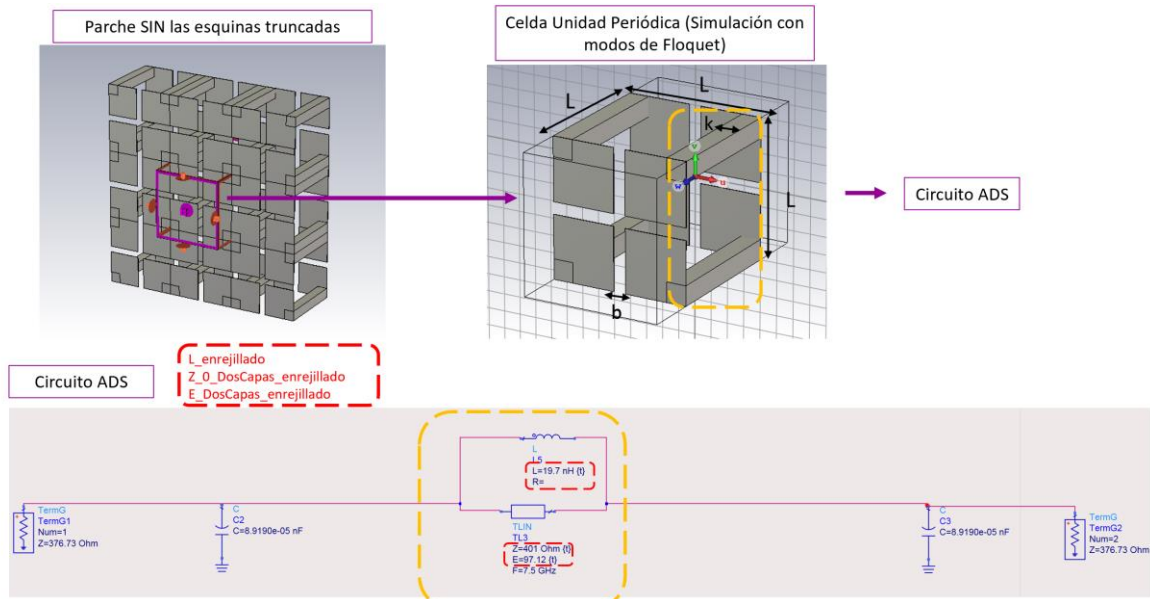


Figura 4-29: Modelado circuital final de la estructura con DOS capas de agrupación de parches SIN las esquinas truncadas y enrejillado.

En la Figura 4-29 se puede observar que el valor de $Z_{0_DosCapas_enrejillado}$ sube a 401 Ohm y la $E_{DosCapas_enrejillado}$ también es mayor a su valor teórico, 97.1 grados. El valor de la bobina $L_{enrejillado}$ se obtiene a través del auto-tune de ADS, ajustando la respuesta de los parámetros S de ADS a la simulación *full-wave* de CST.

Los parámetros S de del circuito de ADS y CST de la Figura 4-29 son los siguientes:

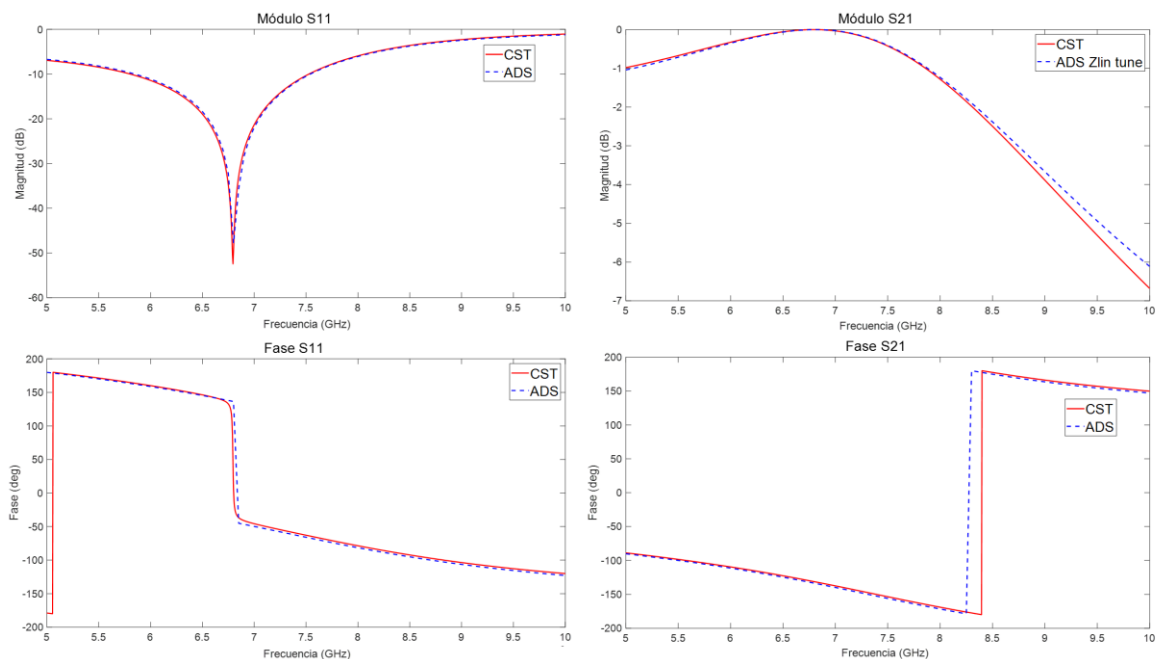


Figura 4-30: Módulo (dB) y fase (deg) de los parámetros S de la estructura CON DOS CAPAS con la agrupación de parches SIN las esquinas truncadas y enrejillado.

Los parámetros S de la estructura de CST y del circuito equivalente en ADS coinciden, como podemos observar en la Figura 4-30.

El modelado circuital de la **estructura de dos capas con espesor infinitésimamente delgado con los parches CON las esquinas truncadas**, es el siguiente:

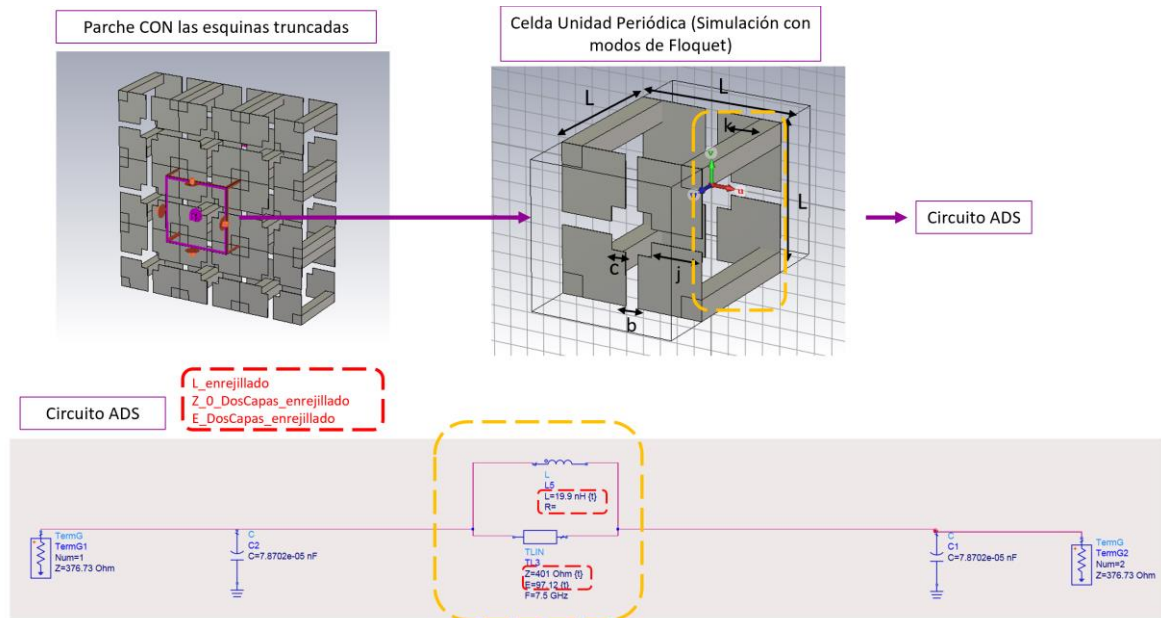


Figura 4-31: Modelado circuital final de la estructura con DOS capas de agrupación de parches CON las esquinas truncadas y enrejillado.

En la Figura 4-31 se puede observar que el valor de $Z_{0_DosCapas_enrejillado}$ Y $E_{\text{DosCapas_enrejillado}}$ son los mismos que en el caso de la Figura 4-29.

Los parámetros S de del circuito de ADS y CST de la Figura 4-31 son los siguientes:

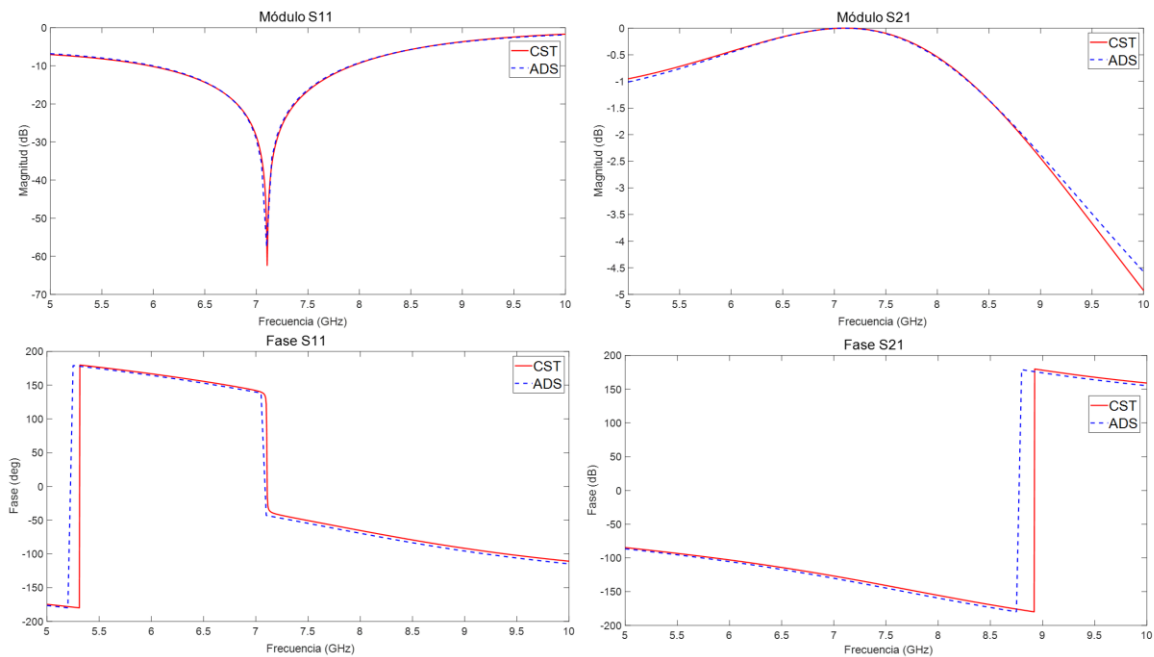


Figura 4-32: Módulo (dB) y fase (deg) de los parámetros S de la estructura CON DOS CAPAS con la agrupación de parches CON las esquinas truncadas y enrejillado.

Los parámetros S de la estructura de CST y del circuito equivalente en ADS también coinciden, como se puede observar en la Figura 4-31.

Por tanto, de las Figuras 4-28 y 4-30 se concluye que el enrejillado se modela circuitalmente como una bobina.

Una tabla resumen de los valores que toman los parámetros de la línea de transmisión y la bobina que modela el enrejillado en la Figura 4-29 y Figura 4-31:

	$L_{\text{enrejillado}} (nH)$	$Z_{0_DosCapas_enrejillado} (Ohm)$	$E_{\text{DosCapas_enrejillado}} (grados)$
Parche SIN esquinas truncadas	19.7	401	97.12
Parche CON esquinas truncadas	19.9	401	97.12

Tabla 4-3: Resumen de los valores de la línea de transmisión y la bobina que modelan el enrejillado entre dos capas de parches sin espesor en los circuitos de ADS en la Figura 4-29 y Figura 4-31.

4.5 Modelado circuital final: Modelado circuital de la agrupación de parches con espesor, dos capas y enrejillado de autoporte

El último paso para modelar la celda unidad completa (Figura 3-9) se añade el enrejillado modelado en el apartado 4-4 (Figura 4-29 y Figura 4-31) a las Figuras 4-23 y 4-25. Se podrá observar que se forma un circuito LC final que genera una resonancia en $\omega = \frac{1}{\sqrt{C_{eq}L_{bob_{eq}}}}$.

El modelado circuital de la estructura completa cuando la agrupación de parches SIN las esquinas truncadas es el siguiente:

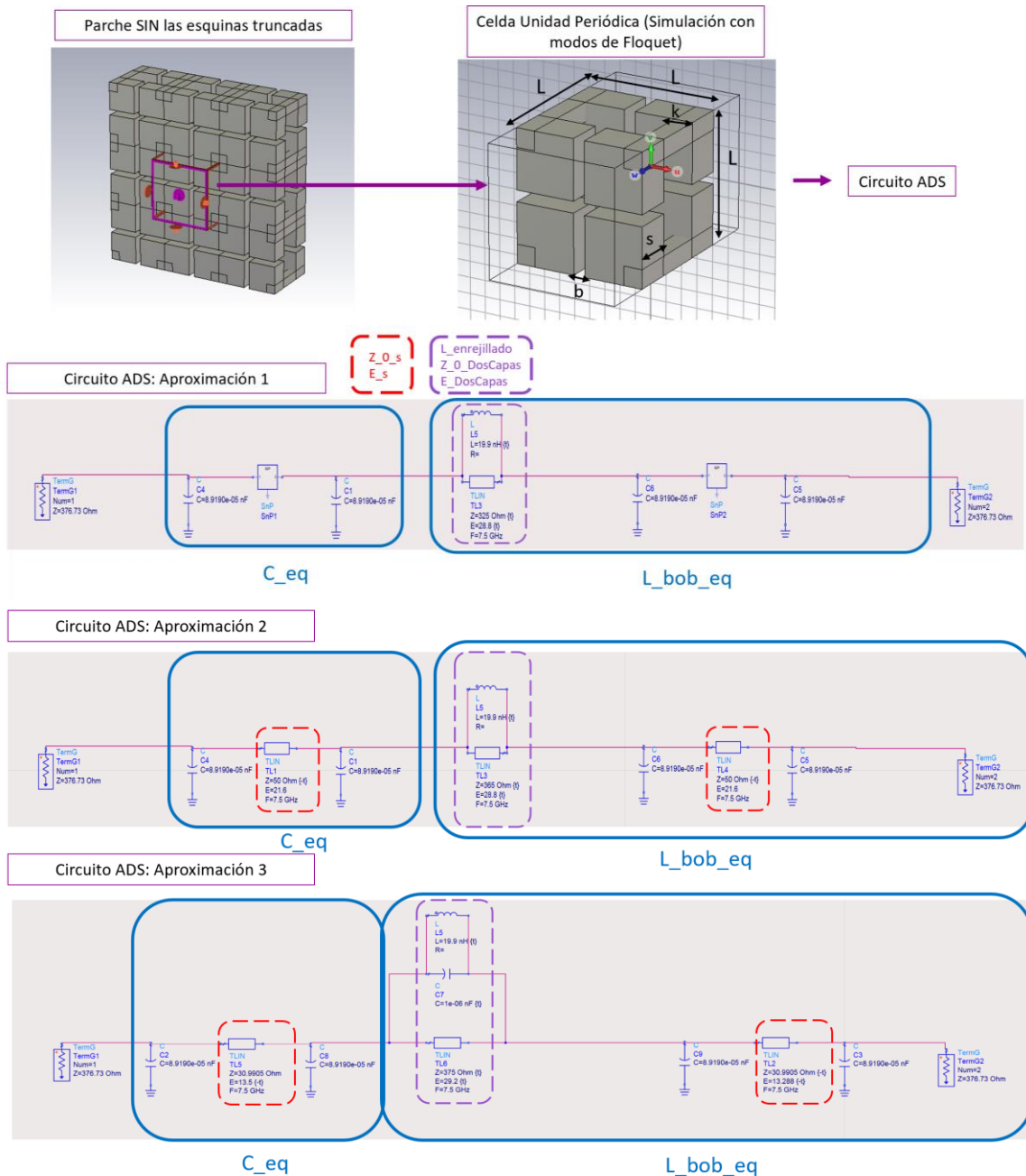


Figura 4-33: Modelado circuital de la estructura con DOS capas de agrupación de parches SIN las esquinas truncadas, con espesor 2.4 mm y enrejillado.

Se puede observar en la Figura 4-33 que se mantiene el circuito que modela dos capas de agrupación de parches con espesor (Figura 4-23) y a su vez el valor de la bobina que modela el enrejillado (Figura 4-29).

Volver a mencionar que la distancia entre capas (*Longitud_DosCapas*) es de 3.2 mm según el informe (Tabla de la Figura 3-9) teniendo en cuenta que cada parche tiene un espesor *s* de 2.4 mm y la estructura es un cubo de 8 mm (*L*) y La $E_{DosCapas} = 28.8 \text{ grados}$ calculada con la ecuación 4-4 teniendo en cuenta el valor de la *Longitud_DosCapas*.

Los parámetros S de CST y de las tres aproximaciones de la Figura 4-33:

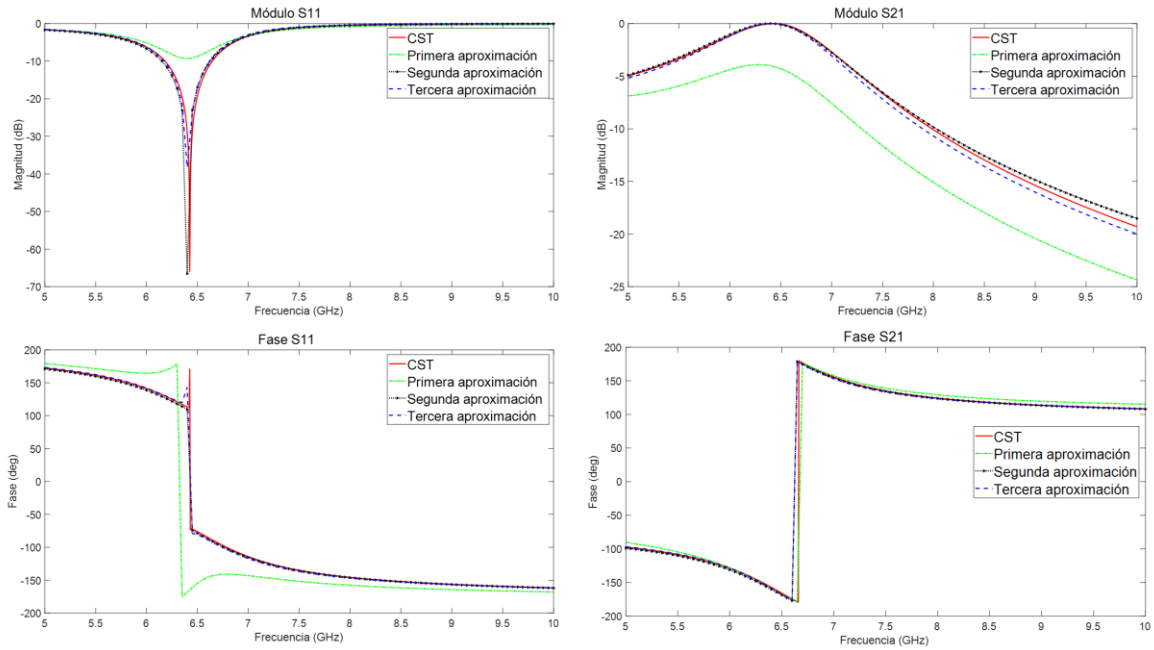


Figura 4-34: Módulo (dB) y fase (deg) de los parámetros S de la estructura CON DOS CAPAS con la agrupación de parches SIN las esquinas truncadas, espesor 2.4 mm y enrejillado.

Los parámetros S de la tercera y segunda aproximación en la Figura 4-34 coinciden con bastante precisión con los parámetros S de la simulación *full-wave* en CST.

La razón por la que la segunda y tercera aproximación se asemejan más a la simulación *full-wave* de CST que la primera aproximación es por haber modelado la línea de transmisión del espesor de los parches ajustando los parámetros de las líneas con el auto-tune de ADS basándose en la simulación de CST y así se compensan los efectos de bordes que introduce la primera aproximación.

Ahora se presenta en la Figura 4-35 el modelado circuital de la mayoría de los elementos que forman parte de la estructura del Proyecto AMFORASS (Figura 3-8) con la excepción de que en este TFM se decide no modelar las rejillas del medio de la Vista Lateral de la estructura. Se debe a que consideramos esta zona de detalle menor y por tanto no merece la pena modelarla.

El modelado circuital de la estructura del Proyecto AMFORASS cuando la agrupación de parches **CON** las esquinas truncadas es el siguiente:

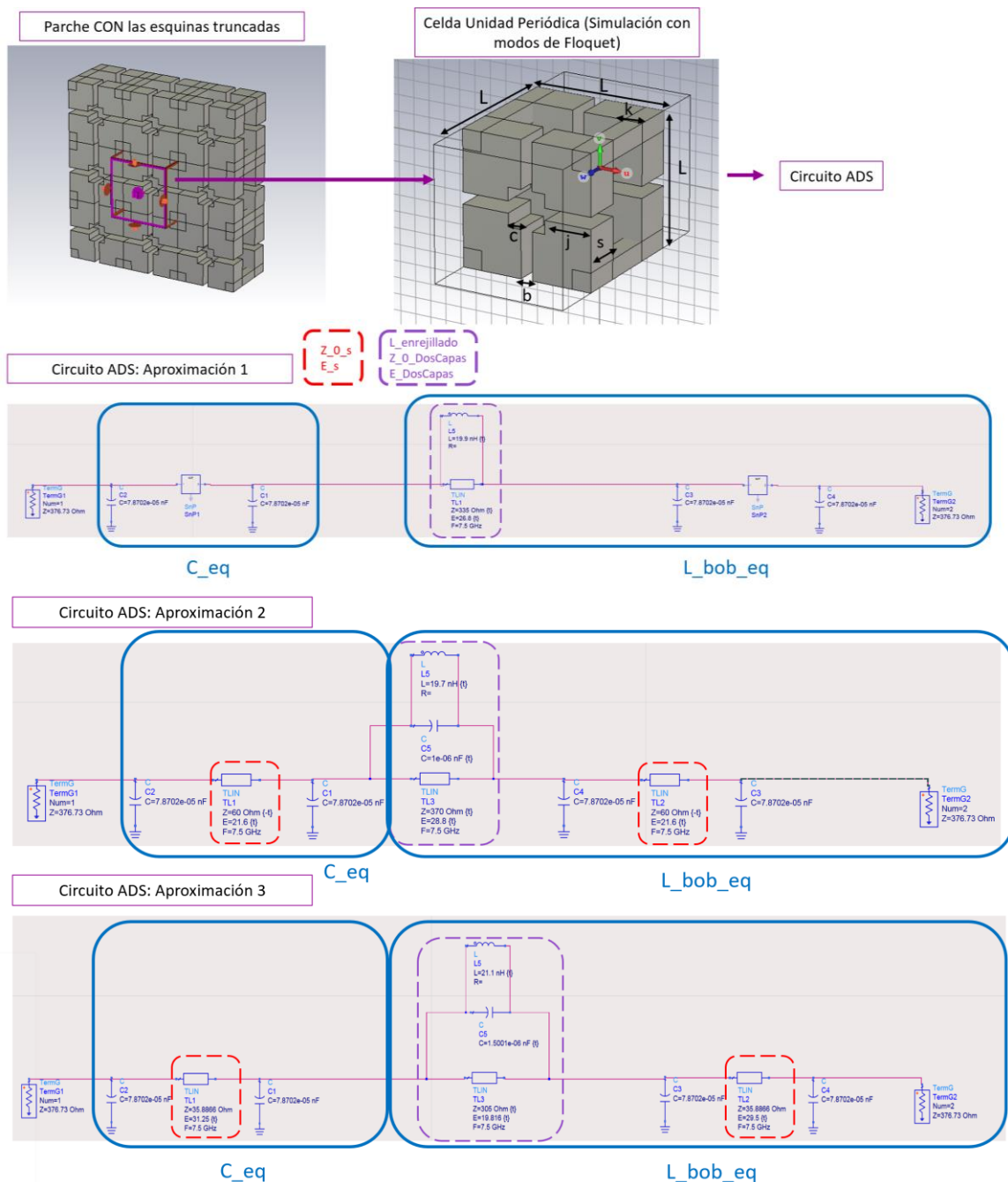


Figura 4-35: Modelado circuital de la estructura con DOS capas de agrupación de parches CON las esquinas truncadas, con espesor 2.4 mm y enrejillado.

Se observa en la Figura 4-35, en el circuito de la segunda aproximación, que se mantiene el valor de la bobina que modela el enrejillado en la Figura 4-31 y además se mantiene el resto del circuito que modela el espacio entre parches y el espesor de los mismos de la Figura 4-25. En el caso del circuito de la tercera aproximación, modificamos ligeramente la bobina que modela el enrejillado en la Figura 4-31.

Los parámetros S de CST y de las tres aproximaciones de la Figura 4-35:

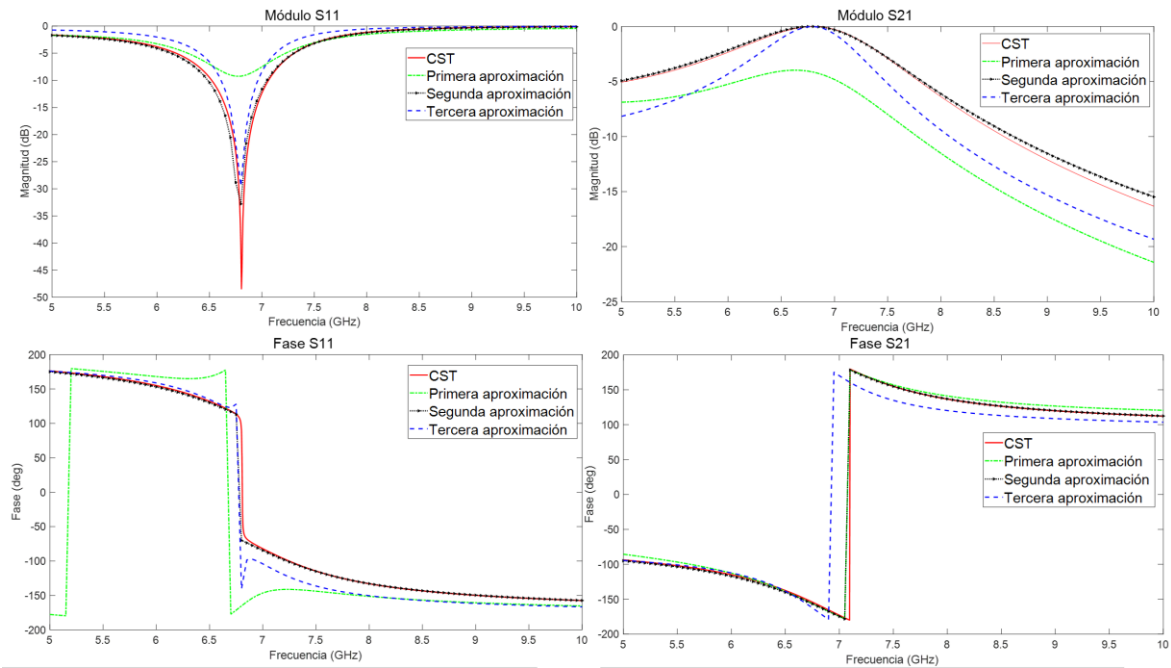


Figura 4-36: Módulo (dB) y fase (deg) de los parámetros S de la estructura CON DOS CAPAS con la agrupación de parches CON las esquinas truncadas, espesor 2.4 mm y enrejillado.

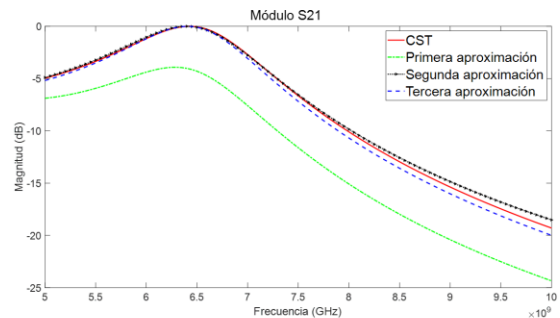
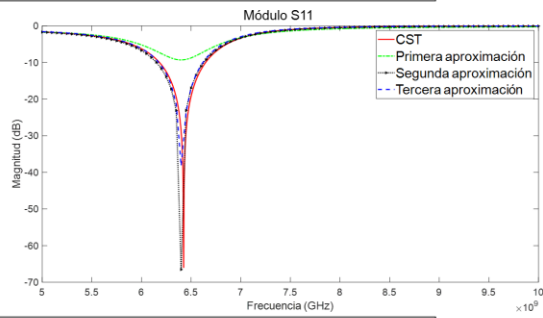
Una tabla resumen de los valores que toman los parámetros de los circuitos equivalentes de ADS finales de la Figura 4-33 y Figura 4-35. Se mantienen o modifican ligeramente los valores de la Figura 4-23 y Figura 4-25, añadiendo la bobina que modela el enrejillado $L_{enrejillado}$ de la Figura 4-29 y Figura 4-31, tal y como se ha explicado en cada modelado de la Figura 4-33 y 4-35:

	$Z_{0_s}(Ohm)$	$E_s (grados)$	$Z_{0_DosCapas}(Ohm)$	$E_{DosCapas} (grados)$	$L_{enrejillado}(nH)$
Parche SIN esquinas truncadas: <i>Aproximación</i> <i>1</i>	-	-	335	28.8	19.9
Parche SIN esquinas truncadas: <i>Aproximación</i> <i>2</i>	50	21.6	365	28.8	19.9
Parche SIN esquinas truncadas: <i>Aproximación</i> <i>3</i>	30.99	13.5	375	29.2	19.9
Parche CON esquinas truncadas: <i>Aproximación</i> <i>1</i>	-	-	335	26.8	19.9
Parche CON esquinas truncadas: <i>Aproximación</i> <i>2</i>	60	21.6	370	28.8	19.7
Parche CON esquinas truncadas: <i>Aproximación</i> <i>3</i>	35.89	31.25	305	19.82	21.1

Tabla 4-4: Resumen de los valores finales de las líneas de transmisión que modelan el espesor y el hueco entre dos capas de parches y la bobina que modela el enrejillado en los circuitos de ADS en la Figura 4-33 y Figura 4-35.

Para concluir el capítulo, se adjunta la Figura 4-37 del módulo de los parámetros S_{11} y S_{21} del modelado de la Figura 4-33 y Figura 4-35 para hacer una comparativa del modelado circuital final de los parches SIN las esquinas truncadas y CON las esquinas truncadas

PARCHE SIN LAS ESQUINAS TRUNCADAS



PARCHE CON LAS ESQUINAS TRUNCADAS

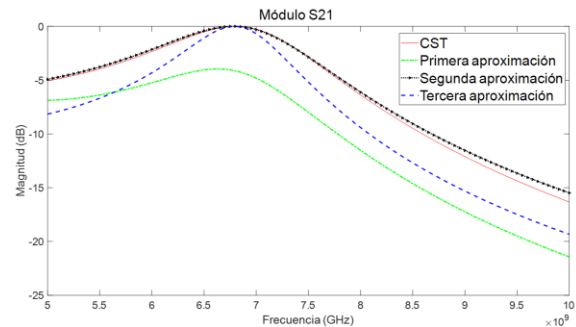
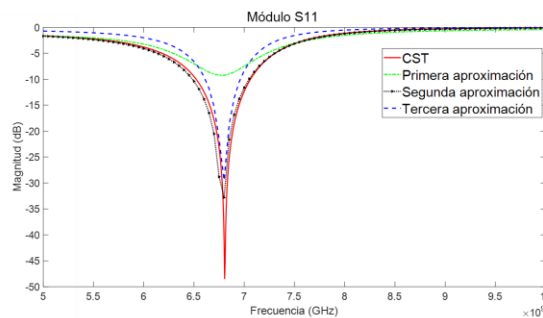


Figura 4-37: Comparativa estructura con parches CON/SIN esquinas truncadas: módulo (dB) de los parámetros S de la estructura CON DOS CAPAS con la agrupación de parches CON/SIN las esquinas truncadas, espesor 2.4 mm y enrejillado.

En una conclusión final de la figura completa (Figura 4-37), se observa que averiguar los parámetros de las líneas de transmisión con criterio y auto-tune consigue una respuesta más similar a la de la estructura simulada en CST. En cambio, en esta figura se observa que la segunda aproximación consigue respuestas ligeramente más similares que tercera aproximación en el caso del modelado circuital de parches con las esquinas truncadas. En cuanto al truncamiento, se observa que la frecuencia de resonancia es mayor en el caso del modelado circuital final de parche CON las esquinas truncadas.

El módulo de los parámetros S_{11} y S_{21} de la estructura sin enrejillado (Figura 4-23) y de la estructura final con enrejillado (Figura 4-33) se encuentra en la Figura 4-38:

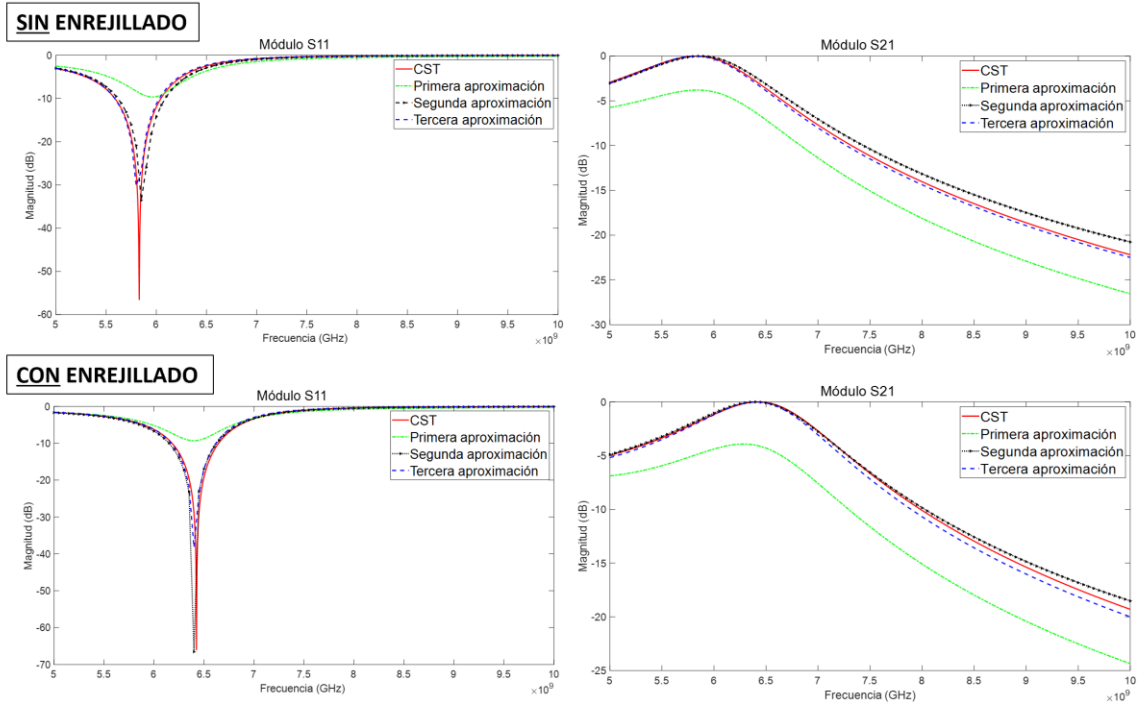


Figura 4-38: Comparativa estructura CON/SIN enrejillado: módulo (dB) de los parámetros S de la estructura CON DOS CAPAS con la agrupación de parches SIN las esquinas truncadas y espesor 2.4 mm.

En la Figura 4-38 se observa que el enrejillado tiene como efecto en la estructura el aumento de la frecuencia de resonancia.

5 CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO

5.1 Conclusiones

El objetivo del TFM es el modelado circuital de la estructura FSS 3D del proyecto (*Additive Manufacturing for Antennas based on Frequency and Polarization Selective Surfaces*) desarrollado por el grupo de investigación RFCAS de la Universidad Autónoma de Madrid (UAM) junto con TRYO Aerospace (de la empresa SENER), SENER Ingeniería y Sistemas, Aerospace & Advanced Composite (AAC) y FADA-CATEC para la Agencia Espacial Europea (ESA). Dicha estructura FSS introduce una etapa de filtrado en frecuencia selectiva dentro de una antena de bocina, previo al uso de filtros de canal posteriores al receptor. Por tanto, el fin es sacar conclusiones generales de los equivalentes circuitales de cada parte de la estructura hasta llegar al modelado circuital final. De esta manera se demuestra que realizando una modificación de un parámetro de una de las partes de la estructura podemos afinar la respuesta electromagnética a la que se esté intentando llegar sin realizar cambios en dimensiones más grandes que pueden llegar a producir variaciones más grandes en la respuesta.

En cuanto al truncamiento de los parches es una forma de ayudar a que no haya variaciones del equivalente circuital de las capacidades equivalentes C tan grandes. Por tanto, si el fin es realizar filtros muy selectivos, se puede realizar mediante truncamiento.

Además, tanto el truncamiento de los parches como añadir enrejillado a la estructura aumenta la frecuencia de resonancia de la estructura completa cuando no tiene truncamiento ni enrejillado.

La distancia de separación entre las dos capas de elementos se identificó como una cuestión clave en el diseño y el rendimiento del FSS. Cuanto más cerca estén las capas entre sí, mayor será el acoplamiento.

Por otro lado, de las aproximaciones explicadas en el Capítulo 4, apartado 4-2, se concluye que las aproximaciones, dónde realizamos la sintonización (*auto-tune*) de alguno de los parámetros de la línea de transmisión (longitud eléctrica de la línea o impedancia característica de la línea), son más precisas y se asemejan más a la simulación *full-wave* del simulador comercial CST Microwave Studio. Esto se debe a que se toma como punto de partida la simulación *full-wave* y se ajustan los parámetros para que se asemejen y compensar los efectos de borde que se observa que introduce la primera aproximación. Otra razón es que la longitud eléctrica de la línea es diferente a la longitud física de la misma, debido a que en el valor de la longitud eléctrica se refleja los efectos de las discontinuidades de campos que están abruptamente cortados cuando se calcula teóricamente.

5.2 Trabajo futuro

En fases sucesivas de este TFM, lo principal sería realizar una caracterización de cada modelado físico con su modelado circuital equivalente.

Debido a que la estructura final de este TFM no ha llegado a modelar todos los componentes de la estructura del Proyecto AMFORASS, el primer trabajo pendiente es realizar un estudio de los elementos que faltan y modelarlos adecuadamente, comprobando, tal y como se explica en el Capítulo 4, con los parámetros S los circuitos equivalentes con el modelado *full-wave* en CST.

Además, debido a que el objetivo es modelar un filtro paso banda, habría que realizar una investigación más a fondo de la última estructura modelada para conseguir una segunda resonancia. Una vez realizado esto, modificar ligeramente los elementos de la estructura para llegar a conseguir las resonancias en la banda de operación especificada en el Proyecto AMFORASS, aumentando la complejidad de la estructura.

REFERENCIAS

- [1] G. Perez-Palomino and J. E. Page, "Bimode Foster's Equivalent Circuit of Arbitrary Planar Periodic Structures and Its Application to Design Polarization Controller Devices," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 68, no. 7, pp. 5308-5321, July 2020, doi: 10.1109/TAP.2020.2976506.
- [2] D. Zelenchuk and V. Fusco, "Design method for circularly polarized frequency selective surfaces," *2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Davos, Switzerland, 2016, pp. 1-5, doi: 10.1109/EuCAP.2016.7481777.
- [3] Cho, S. S., Yoon, S. H., & Hong, I. P. (2018). Design of three-dimensional frequency selective structure with replaceable unit structures using a 3-D printing technique. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 17(11), 2041-2045.
- [4] Zhu, D. Z., Gregory, M. D., Werner, P. L., & Werner, D. H. (2018). Fabrication and characterization of multiband polarization independent 3-D-printed frequency selective structures with ultrawide fields of view. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 66(11), 6096-6105.
- [5] Azemi, S. N., Baum, T., Ghorbani, K., & Rowe, W. S. (2017). 3D-tapered resonators for FSSs with incident angle independence. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 11(15), 2228-2234.
- [6] R. Kronberger and V. Wienstroer, "3D-printed FSS using printing filaments with enclosed metal particles," *2017 Progress in Electromagnetics Research Symposium -Fall (PIERS -FALL)*, Singapore, 2017, pp. 808-811. doi: 10.1109/PIERS-FALL.2017.8293245.
- [7] S. N. Azemi, T. Baum, K. Ghorbani and W. S. T. Rowe, "3D-tapered resonators for FSSs with incident angle independence," in *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 11, no. 15, pp. 2228-2234, 10 122017. doi: 10.1049/iet-map.2016.0954.
- [8] Filippo Costa, Agostino Monorchio, and Giuliano Manara, "An Overview of Equivalent Circuit Modeling Techniques of Frequency Selective Surfaces and Metasurfaces," in *ACES Journal*, Vol. 29, No. 12, pp. 960-976, December 2014.
- [9] S. Tretyakov, "Analytical modelling in applied electromagnetics," Artech House, Boston, 2003.
- [10] Tang, W., Zhu, J., Wang, C., Ge, J., Yu, Z., & Zhuang, W. (2016, September). Waveguide 3-D FSSs by 3-D printing technique. In *2016 international conference on electromagnetics in advanced applications (ICEAA)* (pp. 675-678). IEEE.
- [11] D. D. Howard and D. C. Cross, "Mirror Antenna Dual-Band Lightweight Mirror Design", 1985, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, AP-33, p.286.
- [12] W. V. Tilston, T. Tralman and S. M. Khanna, "A polarization selective surface for circular polarization," 1988 *IEEE AP-S. International Symposium, Antennas and Propagation*, Syracuse, NY, USA, 1988, pp. 762-765 vol.2.

- [13] R. Pierrot, "Éléments résonants en polarisation circulaire et réflecteur semi-transparent composé de ces éléments," French Patent No. 89.609, 1.512.598, Dec. 30, 1966.
- [14] R. Pierrot, "Reflector for circularly polarized waves," Mar. 10 1970, US Patent 3,500,420. [Online]. Available: <http://www.google.com/patents/US3500420>
- [15] Garima Bharti; G. Singh; K R Jha; Rajeev Jyoti, "Analysis of circular ring frequency selective surface at Ka/Ku band". 2013 3rd IEEE International Advance Computing Conference (IACC). Year: 2013. Pages:170–173.
- [16] D. Bresciani; S. Contu; C. Bruno; G. Crone. "Design of a 1m dichroic subreflectorfor Ku and Ka frequency bands". Digest on Antennas and Propagation Society International Symposium. Year: 1989. Pages:1084-1087 vol.2.
- [17] C. Bruno; S. Contu; D.Marzi; G.Mascolo "Design, manufacturing and testing of a K u/Kadichroic subreflector for space communications". 1993 Eighth International Conference on Antennas and Propagation. Year: 1993. Pages:178-181 vol.1.
- [18] M. Han; M. He; H. J. Sun; G. Q. Zhao; H. Cheng, "Analysis of Cassegra in antenna by using a dichroic sub-reflector" 2013 IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON MICROWAVE TECHNOLOGY & COMPUTATIONAL ELECTROMAGNETICS. Year: 2013. Pages:58–60.
- [19] E. A. Parker; S. M. A. Hamdy, "Rings as elements for frequency selective surfaces". Electronic letters, 1981, Vol: 17, No 17. Pages: 612 –614.
- [20] Sandip Sankar Roy; T. Naga Sekhar; CS Padmavathy; Kesab Bhattachariya; M Naresh Kumar; Chinmoy Saha "Design od double layers dichroic subreflectorfor S and X band Cassegrain antenna". 2016 IEEE Indian Antenna Week (IAW 2016). Year: 2016. Pages:47–50.
- [21] C. Tienda; P. Otero; M.P. Garcia, "Designof a Dichroic Subreflector for an antenna operating at SandXBands". The Second European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2007. Year: 2007. Pages:1–5.
- [22] M. Abdollahvand; J. A. Encinar; K. Forooghi; Z. Atlasbaf; J. E. Page, "Tri-bandFSSforKu/Kabandsreflectorantennas". 2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP). Year: 2016. Pages:1–4.
- [23] A. Malekabadi; S. Jenabi; S. Karimian "Low-profilesecond-orderdual-band miniaturised-elementFSSforsatellitecommunications". 2016 46th European Microwave Conference (EuMC). Year: 2016. Pages:305–308.
- [24] Nelson J. G. Fonseca, "Dual-band (Tx/Rx)multiple-beam reflector antenna using frequency selective sub-reflector for Ka-band applications" 2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP). Year: 2015. Pages:1–5.
- [25] Robert Orr; Vincent Fusco; Dmitry Zelenchuk; George Goussetis;Elena Saenz; Massimiliano Simeoni; Luca Salghetti Drioli "Circular Polarization Frequency Selective Surface Operating in Ku and Ka-Band". IEEE Transactions on Antennas and Propagation. Year: 2015,Volume: 63,Issue:11. Pages:5194–5197.

- [26] E. A. Parker, A. D. Chuprin, J. C. Batchelor and S. B. Savia, "GA optimisation of crossed dipole FSS array geometry," in *Electronics Letters*, vol. 37, no. 16, pp. 996-997, 2 Aug. 2001. doi: 10.1049/el:20010713.
- [27] P. Besso; D. Forigo; P. Gianola," Frequency selective surfaces with very low loss and cross-polarisation levels". 1993 Eighth International Conference on Antennas and Propagation. Year: 1993. Pages:578–581 vol.1.
- [28] J. Huang; Te-Kao Wu; Shung-Wu Lee, "Tri-band frequency selective surface with circular ring elements". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. Year: 1994,Volume: 42,Issue:2. Pages:166–175.
- [29] Wen Jiang; Shuxi Gong; Tao Dong "Design of multiple dual band FSS reflector plate applied to reflector antenna". 2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting. Year: 2015. Pages:1272–1273.
- [30] Bin Liang; Ming Bai; Hui Ma; Haibo Zhao; Jungang Miao, "Four-band frequency selective Surface with circular ring patch elements". 2012 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT). Year: 2012,Volume: 3 Pages:1–4.
- [31] T.K. Wu; K. Woo; S.W. Lee, "Multi-ring element FSS for multi-band applications". *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 1992 Digest*. Year: 1992. Pages:1775–1778 vol.4.
- [32] Te-Kao Wu, "Four-band frequency selective Surface with double-square-loop patch elements". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. Year: 1994,Volume: 42, Issue:12. Pages:1659–1663.
- [33] Mingbao Yan; Shaobo Qu; Jiafu Wang; Anxue Zhang; Lin Zheng; Yong qiang Pang; Hang Zhou, "A Miniaturized Dual-Band FSS With Second-order Response and Large Band Separation".*IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. Year: 2015,Volume: 14.
- [34] X. Y. Song; Z. H. Yan; T. L. Zhang, "Design of tri-band FSS used as subreflector in Ku and Ka bands". *IET International Radar Conference 2015*. Year: 2015. Pages:1–5.
- [35] Xueyan Song; Zehong Yan; Tianling Zhang; Chuang Yang; Ruina Lian, "Triband Frequency-Selective Surface as Subreflector in Ku-, K-, and Ka- Bands". *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. Year: 2016,Volume: 15. Pages:1869–1872.
- [36] Mudar A. Al-Joumayly; Nader Behdad. "Dual-band frequency selective surfaces with high-order band-pass responses". 2010 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. Year: 2010, Pages: 1–4.
- [37] Jonathan M. Rigelsford; Sandra Martin Benito; Andrea Vallecchi, "A tri-band inductive frequency selective surface sub-reflector for satellite communications systems". *The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014)*. Year: 2014. Pages: 898 – 900.
- [38] Sayi Soundariya Sampath; Ramprabhu Sivasamy; K. J. Jegadish Kumar, "A Novel Miniaturized Polarization Independent Band-Stop Frequency Selective Surface". *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*. Year: 2018 (Early Access). Pages: 1 – 4.

- [39] Xichen Sheng ; Junxiang Ge ; Ke Han ; Xi-Cheng Zhu “Transmissive/Reflective Frequency selective surface for Satellite Applications”. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. Year: 2018, Volume: 17, Issue: 7. Pages: 1136 – 1140.
- [40] Mingbao Yan ; Jiafu Wang ; Shaobo Qu ; Mingde Feng ; Zhiqiang Li ; Hongya Chen ; Jieqiu Zhang ; Lin Zheng, “Highly-selective, closely-spaced, dual-band FSS with second-order characteristic”. IET Microwaves, Antennas & Propagation. Year: 2016, Volume: 10, Issue: 10. Pages: 1087 – 1091.
- [41] S. Agahi; R. Mittra, “Design of a cascaded frequency selective surface as a dichroic subreflector”, International Symposium on Antennas and Propagation Society, Merging Technologies for the 90's. Year: 1990. Pages: 88 - 91 vol.1.
- [42] F. Stefan Johansson, “Analysis and design of double-layer frequency-selective surfaces”. IEE Proceedings H - Microwaves, Antennas, and Propagation. Year: 1985, Volume: 132, Issue: 5. Pages: 319 – 325.
- [43] Andreas Röhrner; Georg Strauss; Thomas Lohrey, “A frequency selective surface in multilayer techniques for single offset antennas in Ku and Ka-band”. 2017 47th European Microwave Conference (EuMC). Year: 2017. Pages: 236 – 239.
- [44] S. Cho, S. Yoon and I. Hong, "Design of Three-Dimensional Frequency Selective Structure With Replaceable Unit Structures Using a 3-D Printing Technique," IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 17, no. 11, pp. 2041-2045, Nov. 2018.
- [45] D. Z. Zhu, M. D. Gregory, P. L. Werner and D. H. Werner, "Fabrication and Characterization of Multiband Polarization Independent 3-D-Printed Frequency Selective Structures With UltraWide Fields of View," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 66, no. 11, pp. 6096-6105, Nov. 2018.
- [46] B. Sanz-Izquierdo and E. A. Parker, "3D printed FSS arrays for long wavelength applications," *The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014)*, The Hague, 2014, pp.2382-2386. doi: 10.1109/EuCAP.2014.6902296.
- [47] I. M. Ehrenberg, S. E. Sarma and B. Wu, "Fully conformal FSS via rapid 3D prototyping," Proceedings of the 2012 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, Chicago, IL, 2012, pp. 1-2.
- [48] P. Besso, M. Bozzi, L. Perregrini, L. S. Drioli and W. Nickerson, "Deep-space antenna for Rosetta mission: design and testing of the S/X band dichroic mirror," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 3, pp. 388-394, March 2003. doi: 10.1109/TAP.2003.808528.
- [49] W. Tang, J. Zhu, C. Wang, J. Ge, Z. Yu and W. Zhuang, "Waveguide 3-D FSSs by 3-D printing technique," 2016 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA), Cairns, QLD, 2016, pp. 675-678.
- [50] Jorge A. Ruiz Cruz, Medios de Transmisión, Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación, UAM.
- [51] Pozar, D. M. (2011). *Microwave engineering*. John wiley & sons.

[52] A. K. Bhattacharya. Phased array antennas, floquet analysis, synthesis, bfns, and active array systems. Hoboken, NJ: John Willey, 2006, 2006.

[53] Bozzi, M., Perregrini, L., Weinzierl, J., & Winnewisser, C. (2001). Efficient analysis of quasi-optical filters by a hybrid MoM/BI-RME method. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 49(7), 1054-1064.

[54] J. E. Reynolds, B. A. Munk, J. B. Pryor, and R. J. Marhefka, "Ohmic loss in frequency-selective surfaces," *Journal of Applied Physics*, vol. 93, no. 9, pp. 5346-5358, May 2003.

[55] F. Costa, S. Genovesi, A. Monorchio, and G. Manara, "A circuit-based model for the interpretation of perfect metamaterial absorbers," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 3, pp.1201-1209, March 2013.